

Simulação Analógica de Linhas de Transmissão utilizando-se Circuitos Integrados

Carla de Freitas Galan

*Dissertação apresentada à Faculdade
de Engenharia Elétrica como pré-
requisito parcial para a obten-
ção do título de Mestre em
Engenharia Elétrica.*

Orientadora:

Profa. Dra. Francisca A. de Camargo Pires

Depto. de Sistemas e Controle de Energia
Faculdade de Engenharia Elétrica
Universidade Estadual de Campinas

Este exemplar é a versão final da tese
defendida por CARLA DE FREITAS
GALAN e aprovada pela Comissão
Julgadora em 08 04 94.

FAPires
Orientador

Campinas, 08 de Abril de 1994.

*À Maria Helena, minha mãe,
por fazer-me acreditar que veríamos este sonho realizado.*

Este trabalho foi custeado pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico - **CNPq**

Resumo

Este trabalho tem por objetivo o desenvolvimento de uma ferramenta didática, baseada em circuitos integrados para a simulação analógica de linhas de transmissão.

Os resultados obtidos proporcionam uma análise quantitativa das tensões e correntes presentes ao longo de uma linha de transmissão.

Realizar uma Simulação Analógica de uma Linha de Transmissão requer a escolha do modelo para representá-la e dispor dos parâmetros estimados da mesma.

Neste sentido, foi feito um estudo das Linhas de Transmissão com a finalidade de determinar o modelo a ser implementado. Assim como, realizou-se um estudo das configurações possíveis de serem obtidas através de Amplificadores Operacionais.

Na implementação foram consideradas as relações entre as equações dos parâmetros da linha e das aplicações com operacionais, fazendo-se uma analogia, bem como, uma equivalência das grandezas envolvidas na Linha de Transmissão e no hardware desenvolvido.

Para implementar o circuito proposto, utilizou-se como exemplo três linhas reais, do sistema ANDE/ITAIPU, sendo uma curta, uma média e uma longa.

Os resultados foram verificados através de cálculos analógicos e simulações no software SPICE 3d2, tanto das linhas reais como do circuito projetado. Tais resultados mostraram-se adequados aos propósitos iniciais deste presente trabalho.

Abstract

The main goal of this work was the development of a didactic tool, based on integrated circuits, for the analog simulation of transmission lines.

The obtained results allow for a quantitative analysis of the currents and voltages along the line.

Initially, a study of transmission line models were carried out. As the circuit was implemented with operational amplifiers based cells, this components and its basic configurations were also analysed.

The basic idea of the circuit, was to simulate each transmission line equation by a suitable operational amplifier based circuit, in wich the mathematical relation between output and input voltages were the same of the equation being represented. The units of the quantities being represented were scaled to be compatible with the voltage levels present at the simulating circuit.

To test the circuit, comparisons were made between circuit analysis, SPICE simulations and the results provided by the circuit for three real lines, a short, a medium and a long one, chosen from the ANDE/ITAIPU system. Good concordancy were achieved for all cases and the circuit has considered to have fulfilled the initial proposal of the project.

Agradecimentos

Ao meu pai pelo estímulo dado desde a graduação, e ao meu irmão pelo companherismo durante as férias.

À Francisca pela amizade, orientação e oportunidade de estudar na UNICAMP.

Ao José Carlos de Oliveira pela persuasão positiva em motivar-me para realizar este trabalho.

Ao casal Sílvio e Vitória pela amizade e força computacional.

Em especial ao Augusto pela colaboração ao longo de todo trabalho de implementação e editoração.

Ao Paulo Comin pelo apoio fotográfico em positivo e negativo.

Aos amigos do SIFEE pelos esclarecimentos no uso da estação de trabalho.

À todos integrantes dos laboratórios do Departamento de Sistemas e Controle de Energia e do Departamento de Semicondutores Instrumentação e Fotônica, cujos nomes se fossem citados geraria mais um capítulo.

Aos amigos de representação discente que sempre colaboraram para aumentar a carga horária dispendida na faculdade.

Ao Tarciso Lima (CNPq) pela amizade e informações das datas de pagamentos.

Conteúdo

1	Introdução	8
2	Teoria das Linhas de Transmissão	11
2.1	Aspectos Elétricos	12
2.1.1	Energização da Linha	12
2.1.2	Relações de Energia	13
2.2	Dimensionamento	15
2.2.1	Equações Gerais das Linhas de Transmissão	15
2.3	Parâmetros da Linha	16
2.3.1	Indutância distribuída:	17
2.3.2	Capacitância distribuída:	18
2.3.3	Resistência distribuída :	18
2.3.4	Resistência Efetiva e Indutância Interna de um Condutor em Função da Frequência	18
2.4	Linha Curta, Média e Longa	23
2.4.1	Linha Curta	24
2.4.2	Linha Média	25
2.4.3	Linha Longa	26
2.5	Modelamento	29
3	Amplificadores Operacionais	30
3.1	Introdução	30
3.2	Generalidades	30
3.3	Aplicações	31
3.3.1	Amplificador Inversor	31
3.3.2	Amplificador Não Inversor	35
3.3.3	Amplificador Seguidor de Tensão ou Buffer:	36
3.3.4	Amplificador Somador	36
3.3.5	Amplificador Subtrator	38
3.3.6	Filtros	39
4	Simulação de Linhas de Transmissão	44
4.1	Introdução	44

4.2	Análise elétrica do circuito II	44
4.3	Linha Curta	46
4.3.1	Simulação por Parâmetros Concentrados	46
4.3.2	Simulação com o modelo II discretizado	50
4.4	Linha Média	53
4.4.1	Simulação por Parâmetros Concentrados	53
4.4.2	Simulação com o modelo II discretizado	57
4.5	Linha Longa	65
4.5.1	Simulação por Parâmetros Concentrados	65
4.5.2	Simulação com o modelo II discretizado	69
4.6	Restrições detectadas	79
5	Hardware Representativo das Linhas de Transmissão	80
5.1	Introdução	80
5.2	Projeto e implementação do circuito proposto	84
5.2.1	Bloco representativo de C_1	85
5.2.2	Bloco representativo de Z_π	89
5.2.3	Bloco subtrator de correntes	93
5.2.4	Bloco amplificador representativo de R	95
5.2.5	Bloco representativo de L	96
5.2.6	Bloco representativo de V_{RL}	99
5.2.7	Bloco subtrator de tensões	101
5.2.8	Bloco representativo de C_2	102
5.3	Resultados	104
5.3.1	Bloco representativo de C_1	104
5.3.2	Bloco representativo de Z_π	105
5.3.3	Bloco subtrator de correntes	106
5.3.4	Bloco amplificador representativo de R	106
5.3.5	Bloco representativo de L	107
5.3.6	Bloco representativo de V_{RL}	108
5.3.7	Bloco subtrator de tensões	109
5.3.8	Bloco representativo C_2	110
6	Conclusões e Sugestões	112
A	Arquivos	1
A.1	Arquivos SPICE utilizados nas simulações	1
A.1.1	Linha Curta parâmetros concentrados	1
A.1.2	Linha Curta discretizada em 4 trechos	1
A.1.3	Linha Média parâmetros concentrados	2
A.1.4	Linha Média discretizada em 4 trechos	2
A.1.5	Linha Média discretizada em 10 trechos	2

A.1.6	Linha Média discretizada em 20 trechos	3
A.1.7	Linha Longa parâmetros concentrados	4
A.1.8	Linha Longa discretizada em 4 trechos	4
A.1.9	Linha Longa discretizada em 10 trechos	4
A.1.10	Linha Longa discretizada em 20 trechos	5
A.1.11	Linha Longa discretizada em 30 trechos	6
B	Placa	8
B.1	Listagem do arquivo SPICE utilizado nas simulações	8

Lista de Figuras

2.1	Representação esquemática de uma linha de transmissão.	11
2.2	Linha bifilar ideal.	12
2.3	Circuito equivalente de um elemento Δz de uma linha.	15
2.4	Secção transversal de uma linha bifilar.	17
2.5	Efeito da frequência na resistência de condutores.	23
2.6	Linha curta.	24
2.7	Linha média, circuito T.	25
2.8	Linha média, circuito π	25
2.9	Linha longa.	26
3.1	Representação esquemática de um amplificador operacional e modelo interno.	31
3.2	Amplificador Inversor.	32
3.3	Circuito Diferenciador.	33
3.4	Circuito Diferenciador Prático.	34
3.5	Circuito Integrador.	35
3.6	Amplificador Não-inversor.	36
3.7	Seguidor de Tensão.	36
3.8	Circuito Somador.	37
3.9	Circuito Subtrator.	38
3.10	Filtro Passa-baixa.	39
3.11	Filtro Passa-alta.	40
3.12	Filtro Rejeita-faixa.	41
3.13	Filtro Passa-faixa.	42
3.14	Filtro Deslocador de Fase.	42
4.1	Representação do modelo II.	45
4.2	Tensão aplicada.	47
4.3	Tensão de saída (Linha Curta).	47
4.4	Corrente no capacitor de entrada (Linha Curta).	48
4.5	Corrente no capacitor de saída (Linha Curta).	48
4.6	Corrente no ramo RL (Linha Curta).	49
4.7	Tensão no resistor (Linha Curta).	49
4.8	Tensão no indutor (Linha Curta).	50
4.9	Corrente de entrada (Linha Curta).	50

4.10	Modelo de linha de transmissão considerando-se n trechos.	51
4.11	Tensão de saída (Linha Média).	54
4.12	Corrente no capacitor de entrada (Linha Média).	54
4.13	Corrente no capacitor de saída (Linha Média).	55
4.14	Corrente no ramo R-L (Linha Média).	55
4.15	Tensão no resistor (Linha Média).	56
4.16	Tensão no indutor (Linha Média).	56
4.17	Corrente de entrada (Linha Média).	57
4.18	Tensão de saída (Linha Longa).	66
4.19	Corrente no capacitor de entrada (Linha Longa).	66
4.20	Corrente no capacitor de saída (Linha Longa).	67
4.21	Corrente no ramo R-L (Linha Longa).	67
4.22	Tensão no resistor (Linha Longa).	68
4.23	Tensão no indutor (Linha Longa).	68
4.24	Corrente de entrada (Linha Longa).	69
5.1	Representação do modelo II.	80
5.2	Implementação baseada em microprocessador.	81
5.3	Implementação baseada em amplificadores operacionais.	81
5.4	Diagrama esquemático da localização das linhas sob estudo do Sistema ANDE.	82
5.5	Modelo II, parâmetros concentrados.	83
5.6	Diagrama de Blocos.	84
5.7	Circuito diferenciador representando C_1	85
5.8	Tensão em C_1	88
5.9	Corrente em C_1 (linha curta).	88
5.10	Corrente em C_1 (linha média).	89
5.11	Corrente em C_1 (linha longa).	89
5.12	Filtro representando Z_x	90
5.13	Tensão na entrada do filtro.	91
5.14	Corrente de entrada (linha curta).	92
5.15	Corrente de entrada (linha média).	92
5.16	Corrente de entrada (linha longa).	92
5.17	Subtrator de tensões que representam correntes.	93
5.18	Corrente em RL (linha curta).	94
5.19	Corrente em RL (linha média).	94
5.20	Corrente em RL (linha longa).	94
5.21	Amplificador representando R	95
5.22	Tensão no resistor (linha curta).	96
5.23	Tensão no resistor (linha média).	96
5.24	Tensão no resistor (linha longa).	96

5.25	Tensão no indutor (linha curta).	98
5.26	Tensão no indutor (linha média).	98
5.27	Tensão no indutor (linha longa).	99
5.28	Bloco somador de V_R e V_L .	99
5.29	Linha curta, tensão V_{RL} .	100
5.30	Linha média, tensão V_{RL} .	100
5.31	Linha longa, tensão V_{RL} .	101
5.32	Fotografia do osciloscópio para C_1 .	104
5.33	Fotografia do osciloscópio para Z_x .	105
5.34	Fotografia do osciloscópio para i_{RL} .	106
5.35	Fotografia do osciloscópio para R .	107
5.36	Fotografia do osciloscópio para L .	108
5.37	Fotografia do osciloscópio para V_{RL} .	109
5.38	Fotografia do osciloscópio para V_s .	110
5.39	Fotografia do osciloscópio para C_2 .	111

Lista de Tabelas

2.1	Fatores multiplicativos para a resistência efetiva e a indutância interna em relação à resistência em corrente contínua (R_0) e à indutância à baixas frequências (L_0).	20
2.2	Alguns parâmetros de cabos ACSR.	22
2.3	Efeito pelicular para um condutor de cobre 300 MCM.	24
2.4	Efeito pelicular à 60Hz e 300Hz para condutores de grande bitola.	24
4.1	Condições de simulação para Linha Curta.	46
4.2	Valores calculados para Linha Curta.	46
4.3	Condições de simulação para Linha Média.	53
4.4	Valores calculados para Linha Média.	54
4.5	Condições de simulação para Linha Curta.	65
4.6	Valores calculados para Linha Longa.	66
5.1	Parâmetros Estimados pela ANDE.	81
5.2	Equivalências numéricas.	85
5.3	Ganhos do estágio amplificador	95

Capítulo 1

Introdução

O processo de planejamento de um sistema de energia elétrica é dividido em diversas etapas, nas quais exige-se um acompanhamento contínuo e sistemático da evolução do mercado de energia elétrica, afetando o nível de investimento a efetuar-se no sistema. Estudos são realizados para a concepção do sistema de transmissão como, por exemplo, a determinação da topologia básica da rede. Após estes estudos chega-se a etapa de projeto propriamente dita da rede de transmissão.

Tanto na etapa de planejamento como na etapa de projeto das redes de transmissão é possível a utilização de software com o objetivo de minimizar custos finais.

Normalmente, os estudos realizados nas duas etapas acima citadas enfocam situações em regime permanente senoidal (50 ou 60 [Hz]), além de situações transitórias tradicionais. Nos últimos anos, vários tipos de cargas elétricas especiais têm sido implantadas, em grande quantidade, no sistema elétrico brasileiro. Estas cargas, na sua maioria, estão sendo aplicadas em substituição a equipamentos tradicionais que se tornaram anti-econômicos em face as novas soluções. No entanto, estes equipamentos apresentam a desvantagem de provocar tensões e correntes distorcidas, dando lugar a situações que não são abordadas usualmente nas etapas de planejamento e projeto de linhas.

Desde que estas tensões e correntes apresentem-se como formas de onda distorcidas periódicas, diz-se que as cargas que as produzem são fontes geradoras de frequências harmônicas, ou, mais brevemente, geradoras de harmônicas, como por exemplo conversores estáticos de potência, que hoje têm larga aplicação industrial.

A presença destas harmônicas já é bastante significativa, com tendência a um aumento progressivo. Historicamente isto é bastante preocupante, já que a existência destas componentes nos sistemas elétricos de potência pode causar certos efeitos negativos, tais como:

- Sobreaquecimentos diversos e, por consequência, a redução da vida útil dos equipamentos;

- Sobretensões harmônicas, resultando em solicitações exageradas dos isoladores nos dispositivos o que, em muitos casos, resultam na ruptura do meio dielétrico;
- Operação inadequada de equipamentos e acessórios, etc..

A Eletrobrás e demais órgãos competentes, tendo conhecimento da gravidade do problema das freqüências harmônicas no sistema elétrico brasileiro, têm discutido o assunto, culminando por elaborar critérios que estabelecem níveis máximos permissíveis para injeção de harmônicas na rede elétrica.

Encontram-se disponíveis simuladores digitais para identificar níveis de perturbações harmônicas em sistemas de redes elétricas como, por exemplo HARP 03 ¹, HARMOD ² e PCFHSP ³. Assim como, ferramentas analógicas e digitais para efetuar estudos ou análises em linhas de transmissão, podendo-se citar como exemplo o TNA ⁴ e o EMTP ⁵ respectivamente, cujos desempenhos são satisfatórios.

Atualmente a utilização de ferramentas analógicas, como o TNA, não é mais difundida devido a exigência de um laboratório fisicamente grande para conter uma infra-estrutura básica para as simulações. Além disso o avanço dos computadores digitais foi decisivo para que hoje se tenha apenas simulações digitais para os sistemas de energia elétrica.

No entanto, nos últimos anos, tem-se detectado uma perda na capacidade de interpretação dos resultados destas simulações digitais, notadamente por parte de estudantes de graduação dos cursos de Engenharia Elétrica. Esta situação é produto da utilização desenfreada da simulação digital, onde o resultado numérico obtido é assimilado, na maioria das vezes, como absoluto, sem nenhuma preocupação em se interpretar seu significado físico.

Neste sentido, este trabalho tem por objetivo resgatar a capacidade de interpretação do significado físico de resultados, através da simulação analógica de linhas de transmissão utilizando-se circuitos integrados.

A escolha dos circuitos integrados a serem utilizados nesta simulação recaiu sobre os amplificadores operacionais 741C devido a grande disponibilidade no almoxarifado, implicando em baixo custo de implementação.

O trabalho desenvolvido é aqui apresentado em capítulos cujos conteúdos, constam a seguir.

No segundo capítulo é descrito a teoria das linhas de transmissão conforme verificado nas referências [1], [2], [3], [4], [8] e [9].

¹Harmonic Program - version -03

²HARP modificado

³Programa Computacional Fortran para Harmônicas em Sistemas de Potência

⁴Transient Network Analyser

⁵Electromagnetic Transients Program

O terceiro capítulo descreve informações genéricas das aplicações com amplificadores operacionais, obtidas nas referências [10], [11], [12] e [13].

Estes dois capítulos abordam respectivamente aspectos básicos das linhas de transmissão e dos amplificadores operacionais, no entanto são essenciais sob o ponto de vista didático, notadamente à nível de graduação.

O quarto capítulo contém resultados obtidos através da análise elétrica do modelo e simulações para uma linha de transmissão curta, média e longa.

O quinto capítulo descreve o circuito projetado, tanto sua implementação como resultados obtidos.

O sexto capítulo é composto por conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Teoria das Linhas de Transmissão

A Linha de Transmissão, conforme pode ser observado na Fig. 2.1, é um dos elementos do sistema elétrico de potência e consiste em um meio de transporte de energia. Sua finalidade é interligar o centro gerador de energia com os consumidores.

Ao projetar uma Linha de Transmissão leva-se em consideração vários aspectos, entre os quais: nível de energia a ser transportado, comprimento da linha, topografia, características físicas e custo.

No decorrer dos anos tais projetos têm sido aprimorados de tal forma a maximizar a eficiência do transporte de energia, ou seja, procurando-se obter uma Linha de Transmissão praticamente sem perdas, isenta de distorções e ainda atendendo a fatores como atendimento da demanda requerida pelos consumidores e custo aceitável.

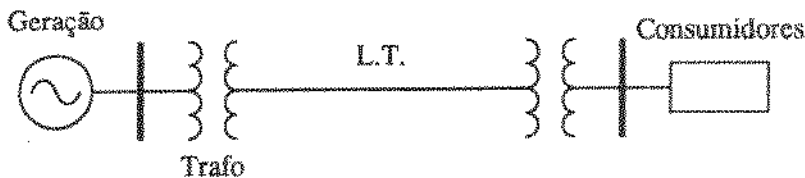


Figura 2.1: Representação esquemática de uma linha de transmissão.

2.1 Aspectos Elétricos

2.1.1 Energização da Linha

Seja uma linha bifilar ideal, conforme ilustrado na Fig. 2.2 na qual as perdas sejam praticamente nulas e sem nenhuma influência externa ou interna no seu desempenho.

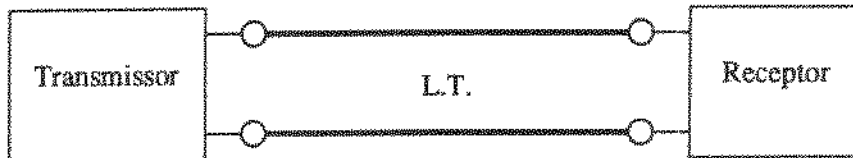


Figura 2.2: Linha bifilar ideal.

Entre dois condutores separados por um material dielétrico pode ser definida uma capacitância C [F/km] e uma indutância L [H/km]. Ao energizar-se a linha ocorrerá um intervalo de tempo para que entre transmissor e receptor seja verificada a presença de uma diferença de potencial. Este intervalo deve-se ao tempo de propagação das ondas eletromagnéticas que transportam a energia através da linha.

Analisando a linha da forma discretizada tem-se segmentos Δx onde se propagará a energia pelos $\Delta x C$ [F] e $\Delta x L$ [H] por um intervalo Δt (segundos). O tempo, T [s], necessário para que o valor U [V] seja atingido no receptor depende da velocidade de propagação que pode ser expressa por:

$$v = \frac{\ell}{T} \quad [\text{km/s}] \quad (2.1)$$

onde ℓ é o comprimento da linha em [km].

Pode-se mostrar que a velocidade^[1] é dada pela expressão:

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad [\text{km/s}] \quad (2.2)$$

com a qual os campos elétricos e magnéticos se propagam ao longo de uma linha.

A impedância natural de uma linha é dada por ^[1]:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad [\Omega] \quad (2.3)$$

Na equação (2.3), verifica-se que Z_0 independe do comprimento da linha, dependendo somente do meio em que se encontra e de suas dimensões físicas, uma vez que a indutância L [H/km] e a

capacitância C [F/km] dependem destes parâmetros, implicando no conceito de que cada linha tem sua impedância característica cujo valor é constante.

Deste modo, a corrente de carga de uma linha é dada por:

$$I_0 = \frac{U}{Z_0} \quad [A] \quad (2.4)$$

Então, a corrente de carga de uma linha, excitada por uma fonte de tensão constante, independe de seu comprimento.

2.1.2 Relações de Energia

Numa linha ideal não há dissipação de energia, e a mesma fica armazenada nos campos magnéticos e elétricos. Considerando-se cada intervalo de tempo Δt , necessário para energizar um trecho Δx de linha, pode-se expressar a energia fornecida pela fonte através da equação [1]:

$$UI_0\Delta t = \frac{I_0^2 L \Delta x}{2} + \frac{U^2 C \Delta x}{2} \quad [Ws] \quad (2.5)$$

sendo que no primeiro termo do segundo membro é armazenado campo magnético e no segundo termo é armazenado campo elétrico.

Demonstra-se facilmente que a quantidade de energia armazenada pelo campo elétrico é exatamente igual à quantidade de energia armazenada pelo campo magnético [1].

Deve-se ressaltar que este processo ocorre indefinidamente se a linha tiver um comprimento infinito.

Como as linhas têm comprimentos finitos o terminal receptor da linha determinará o que ocorrerá com a energia armazenada em seus campos magnético e elétrico durante a energização.

Colocando-se neste terminal receptor um dissipador de energia, ou seja, uma resistência R [Ω] pode-se observar o comportamento da corrente e da tensão na linha.

Quando o valor da carga terminal resistiva for:

1. Igual à Z_0 :

Tem-se:

$$U = I_0 Z_0 = I_0 R \quad (2.6)$$

ou seja:

$$I_0 = \frac{U}{Z_0} = \frac{U}{R} \quad (2.7)$$

Uma vez que no terminal da linha não existem campos magnéticos ou elétricos para armazenar energia, toda a energia fornecida pela fonte será dissipada na resistência R , então:

$$UI_0\Delta t = I_0^2 R\Delta t \quad [Ws] \quad (2.8)$$

e a corrente I_0 continuará com a mesma intensidade inicial como se a fosse de comprimento infinito independentemente de seu comportamento real. Uma linha assim terminada é denominada linha de comprimento infinito.

2. Maior do que Z_0 :

Há uma redução na potência dissipada devido a redução da corrente circulante, implicando num acúmulo de energia junto ao terminal da linha. A redução da corrente da linha leva também a uma redução da energia armazenada no campo magnético, esta energia será destinada ao campo elétrico que ocasionará um aumento da tensão trafegante da linha, permanecendo a velocidade de propagação.

3. Infinitamente grande:

Neste caso observa-se que a corrente reduz-se a zero, progressivamente, do receptor ao transmissor por ver como um circuito aberto, e o campo elétrico tem que armazenar toda esta energia que chega pela linha e aquela que é cedida pelo campo magnético. Havendo uma duplicação junto ao receptor da tensão aplicada.

4. Menor do que Z_0 :

Haverá junto ao receptor um aumento da corrente e conseqüente aumento da potência dissipável, implicando numa carência de energia que deverá ser suprida. O campo magnético não pode ceder a energia necessária ao equilíbrio, e ao mesmo tempo deverá armazenar uma quantia maior da mesma. Então o campo elétrico cederá a energia fazendo com que haja uma redução da tensão que caminha progressivamente em direção ao transmissor.

5. Igual à zero:

Neste caso ocorre algo similar ao descrito para Infinitamente grande, sendo que haverá um curto-circuito no receptor e conseqüentemente a tensão será zero. O campo elétrico não retém a energia e a cede ao campo magnético, fazendo com que haja uma duplicação da corrente aplicada junto ao receptor.

2.2 Dimensionamento

2.2.1 Equações Gerais das Linhas de Transmissão

Considerando um elemento Δx de uma linha real, na qual há perdas, cujo circuito é mostrado na Fig. 2.3, tem-se os elementos representativos das perdas nos condutores ilustrados pela resistência r [Ω/km] e as perdas nos dielétricos pela condutância g [S/km].

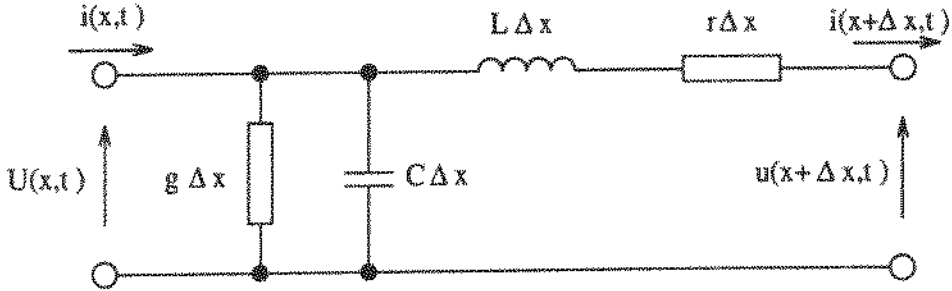


Figura 2.3: Circuito equivalente de um elemento Δx de uma linha^[1].

As equações matemáticas gerais que expressam a relação entre tensões e correntes são^[1]:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = rgu + (rC + Lg)\frac{\partial u}{\partial t} + LC\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \quad (2.9)$$

$$\frac{\partial^2 i}{\partial x^2} = rgi + (rC + Lg)\frac{\partial i}{\partial t} + LC\frac{\partial^2 i}{\partial t^2} \quad (2.10)$$

Equações no Domínio da Frequência

Considerando uma Linha de Transmissão excitada por corrente alternada de frequência constante, pode-se definir a tensão u e a corrente i como funções senoidais no domínio do tempo:

$$u = U_x \text{sen} \omega t \quad (2.11)$$

$$i = I_x \text{sen}(\omega t + \phi) \quad (2.12)$$

Considerando-se uma Linha de Transmissão excitada por corrente alternada senoidal de frequência constante, tem-se as equações gerais^[1]:

$$\dot{U}_x = \frac{\dot{U}_2 + \dot{I}_2 \sqrt{z/y}}{2} e^{x\sqrt{zy}} + \frac{\dot{U}_2 - \dot{I}_2 \sqrt{z/y}}{2} e^{-x\sqrt{zy}} \quad (2.13)$$

$$\dot{I}_x = \frac{\dot{U}_2 + \dot{I}_2 \sqrt{z/y}}{2\sqrt{z/y}} e^{x\sqrt{zy}} - \frac{\dot{U}_2 - \dot{I}_2 \sqrt{z/y}}{2\sqrt{z/y}} e^{-x\sqrt{zy}} \quad (2.14)$$

onde:

x = comprimento da linha,

\dot{U}_x = tensão aplicada,

\dot{I}_x = corrente aplicada,

\dot{U}_2 = tensão no receptor,

\dot{I}_2 = corrente no receptor,

$\dot{z} = (r + j\omega L)$,

$\dot{y} = (g + j\omega C)$.

Através destas equações gerais é possível relacionar tensões e correntes para qualquer ponto da linha.

Lembrando-se que funções exponenciais aplicadas a fasores mudam suas características, ou sejam modulam as funções senoidais que representam, e fazendo-se:

$$\dot{\gamma} = \sqrt{\dot{z}\dot{y}} = \alpha + j\beta \quad (2.15)$$

tem-se pela separação das partes real e imaginária [1]:

$$\alpha = \text{Re}[\dot{\gamma}] = \sqrt{\frac{1}{2} \left[(rg - \omega^2 LC) + \sqrt{(r^2 + \omega^2 L^2)(g^2 + \omega^2 C^2)} \right]} \quad (2.16)$$

$$\beta = \text{Im}[\dot{\gamma}] = \sqrt{\frac{1}{2} \left[(\omega^2 LC - rg) + \sqrt{(r^2 + \omega^2 L^2)(g^2 + \omega^2 C^2)} \right]} \quad (2.17)$$

onde:

γ é a constante de propagação,

α a função de atenuação e

β a constante de fase.

Sendo que o parâmetro α é responsável pelo amortecimento e seu valor é diretamente relacionado com as perdas de energia, e β indica a forma como as fases da tensão e da corrente variam ao longo da linha. Conclui-se então que, γ mostra como as tensões e correntes se propagam ao longo de uma linha de transmissão.

2.3 Parâmetros da Linha

A linha está associada uma impedância complexa, que deve ser determinada para que seja possível utilizar as equações fundamentais da linha, equações (2.13) e (2.14).

Uma vez que ao movimento das cargas elétricas que fluem pela linha estão associados campos eletro-magnéticos, tem-se efeitos indutivos e capacitivos distribuídos pela linha, que serão representados, respectivamente, por uma indutância distribuída (L) e uma capacitância distribuída (C). Além disto, tem-se também a resistência ôhmica da linha, responsável por perdas na potência ativa. Como os valores destes parâmetros são úteis quando conhecidos em termos de quantidade por unidade de comprimento, suas unidades serão $[H/m]$, $[F/m]$ e $[\Omega/m]$ ^[2].

Ao longo deste trabalho serão utilizados os símbolos L , C e R indistintamente para representar indutância, capacitância, resistência e seus valores distribuídos. O significado ficará claro pelo contexto ou será mencionado quando necessário.

2.3.1 Indutância distribuída:

Supondo uma linha bifilar, com condutores de raio r e separados por uma distância D (ver Fig. 2.4) e considerando $D \gg r$, de tal forma que os efeitos de proximidade possam ser ignorados, e



Figura 2.4: Seção transversal de uma linha bifilar.

considerando que em um anel de espessura dr o fluxo magnético é dado por^[3]:

$$d\phi = Bdr = (\mu I/2\pi r)dr \quad [\text{Wb/m}] \quad (2.18)$$

Integrando a expressão acima de r até D tem-se o fluxo externo entre os dois condutores. Multiplicando este resultado por dois para considerar também o fluxo devido ao outro condutor, obtém-se o fluxo externo total:

$$\Psi_e = \frac{\mu I}{\pi} \ln \frac{D}{r} \quad [\text{Wb}] \quad (2.19)$$

Uma vez que $L = \Psi/I$, tem-se:

$$L_e = \frac{\mu}{\pi} \ln \frac{D}{r} = 4.10^{-7} \ln \frac{D}{r} \quad [\text{H/m}] \quad (2.20)$$

L_e portanto se deve ao fluxo externo ao condutor, porém tem-se também a indutância devida ao fluxo presente no interior dos condutores, chamada *indutância interna* e representada por L_i .

Para frequências baixas L_i pode ser aproximado por^[3]:

$$L_{i0} = \frac{\mu}{8\pi} \quad [\text{H/m}] \quad (2.21)$$

e L_i para qualquer frequência é dada por:

$$L_i = \left(\frac{L_i}{L_{i0}} \right) \left(\frac{\mu_c}{\mu_0} \right) \times 10^{-7} \quad [\text{H/m}] \quad (2.22)$$

onde (μ_c/μ_0) é a permeabilidade relativa do material condutor.

A indutância total da linha por unidade de comprimento será dada pela soma de L_e e L_i :

$$L = \left[4 \ln \frac{D}{R} + \left(\frac{\mu_c}{\mu_0} \right) \right] \times 10^{-7} \quad [\text{H/m}] \quad (2.23)$$

2.3.2 Capacitância distribuída:

A diferença de potencial entre os condutores é dada por^[3]:

$$\Delta u = 2 \int_r^D \epsilon dr = \frac{q}{\pi \epsilon} \ln \frac{D}{r} \quad (2.24)$$

onde ϵ é a intensidade de campo elétrico, e q é a carga por unidade de comprimento. Uma vez que $C = q/\Delta U$, tem-se:

$$C = \frac{\pi \epsilon}{\ln D/r} \quad [\text{F/m}] \quad (2.25)$$

2.3.3 Resistência distribuída :

A resistência (R) de uma Linha de Transmissão está diretamente relacionada com as perdas ativas da mesma, o que não é desejável. Então na medida do possível este efeito é amenizado através do uso de condutores que apresentem um valor baixo na relação ^[3]:

$$R = \frac{\rho}{A} \quad [\Omega/\text{m}] \quad (2.26)$$

onde ρ é a resistividade do material condutor e A a sua área efetiva.

Isto reflete em um encarecimento do condutor utilizado na mesma.

2.3.4 Resistência Efetiva e Indutância Interna de um Condutor em Função da Frequência

Sendo R_{ca} a resistência efetiva de um condutor sólido e L a indutância interna deste mesmo condutor, a variação destes parâmetros com a frequência podem ser expressas respectivamente por^[4]:

$$R_{ca} = R_0 \frac{m\tau b_{er}(m\tau) b'_{ei}(m\tau) - b_{ei}(m\tau) b'_{er}(m\tau)}{2 [b'_{ei}(m\tau)]^2 + [b'_{er}(m\tau)]^2} \quad (2.27)$$

$$L = L_0 \frac{4}{mr} \frac{b_{ei}(mr)b'_{ei}(mr) + b_{er}(mr)b'_{er}(mr)}{[b'_{ei}(mr)]^2 + [b'_{er}(mr)]^2} \quad (2.28)$$

onde:

R_0 é a resistência à c.c.,

L_0 é a indutância interna para frequências suficientemente baixas,

$m = \sqrt{\omega\mu/\rho}$,

r = raio do condutor [m],

$\omega = 2\pi f$,

$\mu = \mu_0\mu_r$ [H/m],

μ_r = permeabilidade relativa,

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9}$ [H/m],

ρ = resistividade [$\Omega\text{mm}^2/\text{m}$],

f = frequência [Hz].

As funções b_{er} e b_{ei} são as abreviações de “Bessel real” e “Bessel imaginária” respectivamente. Estas funções podem ser expressas por:

$$b_{er}(mr) = 1 - \frac{(mr)^4}{2^2 \cdot 4^2} + \frac{(mr)^8}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2 \cdot 8^2} - \dots \quad (2.29)$$

$$b_{ei}(mr) = \frac{(mr)^2}{2^2} - \frac{(mr)^6}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2} + \frac{(mr)^{10}}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2 \cdot 8^2 \cdot 10^2} - \dots \quad (2.30)$$

$$b'_{er}(mr) = \frac{db_{er}(mr)}{dmr} \quad (2.31)$$

$$b'_{ei}(mr) = \frac{db_{ei}(mr)}{dmr} \quad (2.32)$$

A Tabela 2.1 mostra, como exemplo, os valores de resistência efetiva e indutância interna em função das harmônicas, de condutores para os quais $mr = 1$ e 2 respectivamente, à 60 [Hz].

Por esta tabela pode-se observar que enquanto a resistência efetiva aumenta com a frequência, a indutância interna diminui. Tais comportamentos são mais intensos com o aumento de mr .

O aumento de mr implica num aumento do raio do condutor para uma mesma frequência. Então, na hipótese de se utilizar o mesmo material para a fabricação dos condutores, a resistência efetiva, para uma dada frequência, sofre um aumento relativo maior, quanto maior for a bitola do condutor. A indutância interna terá uma diminuição relativa maior.

Em situações nas quais se exige uma precisão mais apurada, este comportamento em função da frequência não pode ser esquecido.

A maior parte das recomendações para se considerar o efeito pelicular versa sobre a variação da resistência, não fazendo qualquer referência a variação da indutância; porém, como bem pode ser observado tal variação ocorre para condutores sólidos.

Tabela 2.1: Fatores multiplicativos para a resistência efetiva e a indutância interna em relação à resistência em corrente contínua (R_0) e à indutância à baixas frequências (L_0)^[4].

$mr = 1 \text{ à } 60 \text{ Hz}$			$mr = 1 \text{ à } 60 \text{ Hz}$			$mr = 2 \text{ à } 60 \text{ Hz}$			$mr = 2 \text{ à } 60 \text{ Hz}$		
n	$\times R_0$	$\times L_0$	n	$\times R_0$	$\times L_0$	n	$\times R_0$	$\times L_0$	n	$\times R_0$	$\times L_0$
1	1,008	0,997	21	1,892	0,605	1	1,078	0,961	21	3,504	0,306
2	1,020	0,989	22	1,931	0,591	2	1,264	0,870	22	3,580	0,300
3	1,045	0,977	23	1,969	0,579	3	1,478	0,771	23	3,654	0,293
4	1,078	0,961	24	2,006	0,567	4	1,677	0,686	24	3,727	0,287
5	1,118	0,941	25	2,042	0,555	5	1,852	0,619	25	3,798	0,281
6	1,163	0,919	26	2,077	0,545	6	2,006	0,567	26	3,867	0,276
7	1,212	0,895	27	2,112	0,535	7	2,145	0,526	27	3,936	0,271
8	1,264	0,870	28	2,145	0,526	8	2,273	0,492	28	4,003	0,266
9	1,318	0,845	29	2,178	0,517	9	2,393	0,465	29	4,069	0,261
10	1,372	0,819	30	2,210	0,508	10	2,506	0,441	30	4,134	0,257
11	1,425	0,795	31	2,242	0,500	11	2,614	0,421	31	4,198	0,253
12	1,478	0,771	32	2,273	0,492	12	2,718	0,404	32	4,261	0,249
13	1,580	0,748	33	2,304	0,485	13	2,817	0,388	33	4,324	0,245
14	1,581	0,726	34	2,334	0,478	14	2,912	0,374	34	4,386	0,242
15	1,630	0,705	35	2,364	0,471	15	3,005	0,362	35	4,449	0,238
16	1,677	0,686	36	2,393	0,465	16	3,094	0,351	36	4,511	0,235
17	1,723	0,667	37	2,422	0,459	17	3,181	0,340	37	4,574	0,232
18	1,768	0,650	38	2,450	0,453	18	3,265	0,331	38	4,638	0,229
19	1,811	0,634	39	2,479	0,447	19	3,347	0,322	39	4,703	0,227
20	1,852	0,619	40	2,506	0,441	20	3,426	0,314	40	4,770	0,224

Nos condutores em camadas a variação da indutância pode não ser significativa, uma vez que cada camada é justaposta a anterior no sentido contrário, proporcionando inclusive a diminuição da indutância própria do condutor em relação ao seu equivalente sólido. Deste modo, parece conveniente o cálculo da indutância interna de um condutor assim construído, utilizando-se o seu raio médio geométrico, ao invés do raio do condutor sólido equivalente utilizado para a estimativa da resistência interna.

A utilização adequada das expressões (2.27) e (2.28) implica na consideração de cerca de dez a quinze termos das séries que exprimem as funções $b_{er}(mr)$ e $b_{ei}(mr)$. Por esse motivo existem expressões alternativas para exprimir a variação da resistência, R_{ca} , com a frequência, como as constantes na referência [14]. Uma vez conhecido o valor da resistência à corrente contínua, R_0 , recomenda-se nesta referência o uso das seguintes expressões:

$$\frac{R_{ca}}{R_0} = 1 + 8,522 \cdot 10^{-8} \left(\frac{f}{R_0}\right)^2 - 5,81 \cdot 10^{-15} \left(\frac{f}{R_0}\right)^4 \quad (2.33)$$

para $0 < f/R_0 \leq 1.350$ e

$$\frac{R_{ca}}{R_0} = 0,25 + 0,0225\sqrt{\frac{f}{R_0}} + 2,0846\frac{1}{\sqrt{f/R_0}} \quad (2.34)$$

para $f/R_0 > 1.350$.

onde:

R_0 = resistência em c.c. [Ω /milha]

f = frequência [Hz].

Os argumentos mr e f/R_0 relacionam-se através de uma constante. Isto pode ser facilmente constatado, uma vez que:

$$mr = r\sqrt{\frac{\omega\mu}{\rho}} \quad (2.35)$$

onde:

r = raio equivalente do condutor [m],

ρ = resistividade [$\Omega\text{mm}^2/\text{m}$],

$\omega = 2\pi f$,

$\mu = \mu_0\mu_r$ [H/m],

μ_r = permeabilidade relativa,

f = frequência [Hz],

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ [H/m].

e a resistência c.c. à 20°C é dada por:

$$R_0 = \frac{\rho}{A} \quad [\Omega/\text{m}] \quad (2.36)$$

ou:

$$R_0 = 1.609,3\frac{\rho}{A} \quad [\Omega/\text{milha}] \quad (2.37)$$

Então:

$$\sqrt{\frac{f}{R_0}} = \sqrt{\frac{fA}{1.603,3\rho}} \quad (2.38)$$

Deste modo a relação $mr\sqrt{f/R_0}$ fica:

$$\frac{mr}{\sqrt{f/R_0}} = r\sqrt{\frac{\omega\mu}{\rho}}\sqrt{\frac{1.603,3\rho}{fA}} \quad (2.39)$$

Como a área do condutor, A , é dada por:

$$A = \pi r^2 \quad (2.40)$$

$$\frac{mr}{\sqrt{f/R_0}} = \sqrt{\frac{fA}{1.603,3\rho}} \quad (2.41)$$

Para os materiais condutores a permeabilidade relativa, μ_r , é praticamente igual à do ar, ou seja, igual à unidade.

A Tabela 2.2 traz os valores de resistência à c.c., R_0 , bem como o valor de mr à 60 [Hz] e o raio médio geométrico para cabos ACSR, considerando-se a resistividade do alumínio, $\rho = 0,2626$ [$\Omega\text{mm}^2/\text{m}$], e a permeabilidade relativa $\mu_r = 1$, para os cabos mais utilizados em linhas aéreas.

Tabela 2.2: Alguns parâmetros de cabos ACSR.

Código	Bitola [MCM]	mr à 60 Hz	RMG [m]	Resistência c.c. [Ω /milha]
Bluebonnet	3500,0	3,013987	0,021267	0,026714
Trillium	3000,0	2,802495	0,019670	0,030898
Bitterroot	2750,0	2,679698	0,018794	0,033795
Lupine	2500,0	2,560540	0,017919	0,037014
Sagebrush	2250,0	2,424193	0,016995	0,041294
Cowelip	2000,0	2,300239	0,016022	0,045865
Jessamine	1750,0	2,150734	0,014951	0,052463
Dog Wood	1590,0	2,049501	0,014292	0,057774
Cooreopsis	1590,0	2,049501	0,014255	0,057774
Gladiolus	1510,5	1,997329	0,013892	0,060831
Carnation	1431,0	1,944057	0,013520	0,064211
Columbine	1351,5	1,890337	0,013137	0,067912
Narcissus	1272,0	1,832619	0,012745	0,072257
Hawthorn	1192,5	1,774303	0,012333	0,077085
Marigold	1113,0	1,714497	0,011921	0,082357
Lark Spur	1033,5	1,651326	0,011490	0,088994
Blue Bell	1033,5	1,651326	0,011411	0,088994
Camellia	1000,0	1,625090	0,011294	0,091891
Hawkweed	1000,0	1,625090	0,011226	0,091891

A Fig. 2.5 representa a relação R_{ca}/R_0 , para diferentes valores de R_0 e f , obtida pelas relações (2.33) e (2.34). Observa-se que para uma dada frequência, quanto menor a resistência c.c., R_0 , maior o efeito pelicular apresentado.

Relativamente apenas à resistência, o comportamento descrito na Tabela 2.1 é análogo ao constante nas Tabelas 2.3 e 2.4 extraídas da referência [5] e baseadas no *U.S. Bureau of Standards Bulletin n°169*, para condutores de cobre. Nesta mesma referência, afirma-se que o efeito pelicular está relacionado com a raiz quadrada da frequência numa maneira complexa, evidenciando também a possibilidade de outras referências poderem apresentar valores diferentes, devido a diferenças construtivas dos condutores.

A variação da resistência de um condutor, devido ao efeito pelicular, proporcional à raiz quadrada da ordem harmônica, aparece em diversas referências. Neste sentido, existe uma recomendação

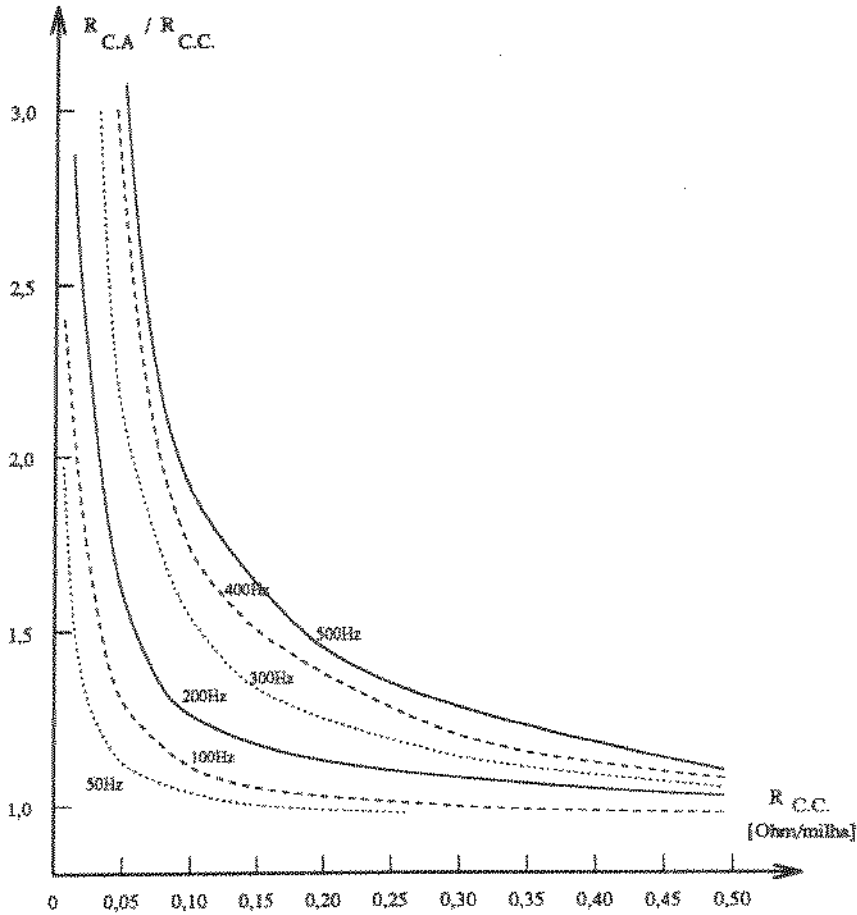


Figura 2.5: Efeito da frequência na resistência de condutores^[4].

para se considerar a variação da resistência com a frequência através de um fator \sqrt{n} , onde n é a ordem harmônica^[6].

No entanto, Personen *et al.*^[7] sugerem um fator de aproximadamente $0,6\sqrt{n}$, que é a generalização das indicações de se utilizar um valor de $1,3R$ para a harmônica de ordem 5, e um valor de cerca de $2,0R$ para a harmônica de ordem 10, onde R é a resistência à frequência fundamental, estas recomendações têm como referência a frequência fundamental de 50 Hz.

De qualquer modo estas recomendações parecem ser bastantes discutíveis, não ensejando qualquer generalidade suficiente para ser adotada sem restrições.

2.4 Linha Curta, Média e Longa

A representação de uma Linha de Transmissão pode ser feita através de circuitos equivalentes, nos quais seu comprimento é preponderante, uma vez que as expressões matemáticas que a dimensionam

Tabela 2.3: Efeito pelicular para um condutor de cobre 300 MCM^[5].

f [Hz]	Ordem	
	Harmônica	$R_{C.A.}/R_{c.c.}$
60	1	1,01
300	5	1,21
450	7	1,35
660	11	1,65

Tabela 2.4: Efeito pelicular à 60Hz e 300Hz para condutores de grande bitola^[5].

bitola aproximada	f [Hz]	
	60	300
300 MCM	1,01	1,21
450 MCM	1,02	1,35
600 MCM	1,03	1,50
750 MCM	1,04	1,60

estão diretamente relacionadas a este comprimento.

2.4.1 Linha Curta

O circuito equivalente para a Linha Curta pode ser observado na Fig. 2.6, onde a linha é representada apenas por uma impedância Z complexa composta por uma parte real, R (resistência), e uma imaginária, X_L , (reatância indutiva). Note-se que para a Linha Curta não aparece X_C , a reatância capacitiva, fazendo com que seja desprezível o campo elétrico.

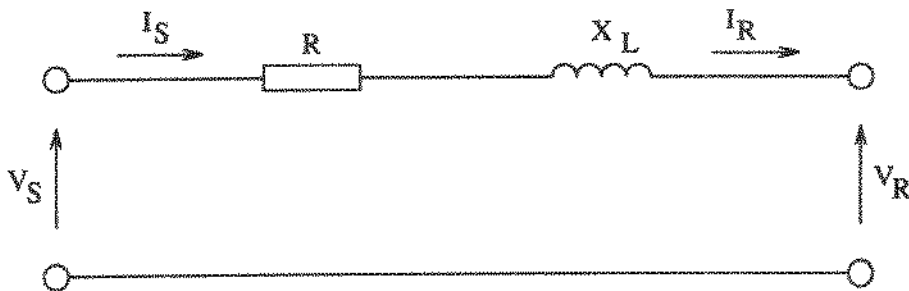


Figura 2.6: Linha curta.

A corrente que circula neste circuito equivalente é a mesma no transmissor e receptor, então ele pode ser tratado como um circuito c.a. série^[8].

A relação da corrente entre transmissor e receptor será:

$$I_S = I_R \tag{2.42}$$

E a relação de tensão será:

$$V_S = V_R + I_R Z \tag{2.43}$$

onde Z é a impedância total da linha.

2.4.2 Linha Média

O circuito equivalente para a Linha Média pode ser representado das duas maneiras que estão ilustradas nas figuras 2.7 e 2.8^[8].

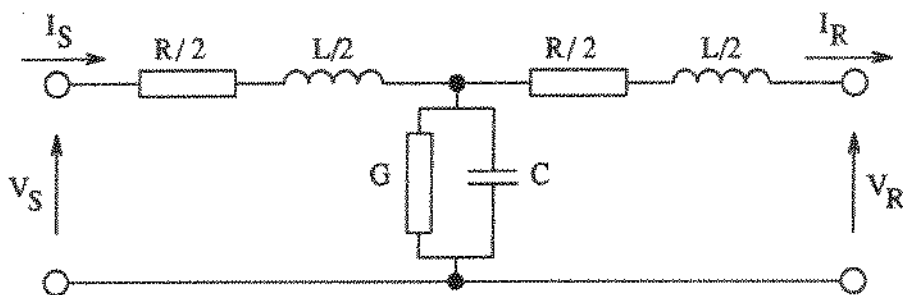


Figura 2.7: Linha média, circuito T.

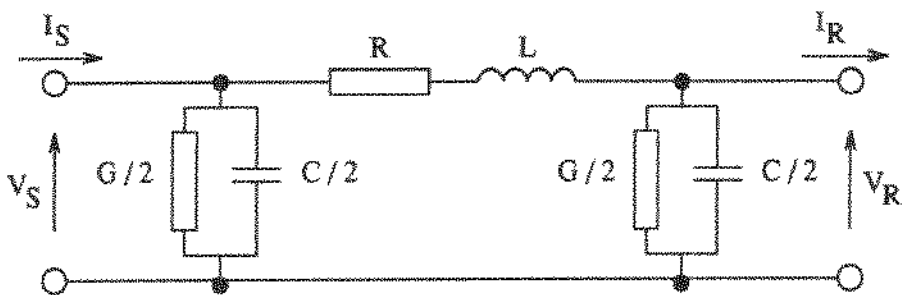


Figura 2.8: Linha média, circuito π .

A Fig. 2.7 tem duas impedâncias $Z/2$ complexas iguais compostas por uma parte real, $R/2$ (resistência), e uma parte imaginária, $X_L/2$ (reatância indutiva) e uma admitância Y complexa composta por uma parte real, G (condutância), e uma parte imaginária, X_C (reatância capacitiva). Tal representação é chamada de circuito nominal T , e suas equações matemáticas que relacionam tensões e correntes são:

$$V_S = \left(\frac{ZY}{2} + 1\right)V_R + ZI_R\left(1 + \frac{ZY}{4}\right) \quad (2.44)$$

$$I_S = I_R\left(1 + \frac{ZY}{2}\right) + V_R Y \quad (2.45)$$

A Fig. 2.8 tem uma impedância Z complexa composta por uma parte real, R (resistência), e uma parte imaginária, X_L (reatância indutiva) e duas admitâncias Y complexas compostas por uma parte real, G (condutância), e uma parte imaginária, X_C (reatância capacitiva). Esta representação é chamada de circuito nominal II, e suas equações matemáticas que relacionam tensões e correntes são:

$$V_S = V_R\left(1 + \frac{ZY}{2}\right) + I_R Z \quad (2.46)$$

$$I_S = V_R Y\left(1 + \frac{ZY}{4}\right) + \left(\frac{ZY}{2} + 1\right)I_R \quad (2.47)$$

Deve-se ressaltar que em geral as perdas causadas pela condutância nos ramos paralelos, são desprezadas.

2.4.3 Linha Longa

O circuito equivalente para a Linha Longa pode ser representado através do modelo II Corrigido, ilustrado na Fig. 2.9^[9].

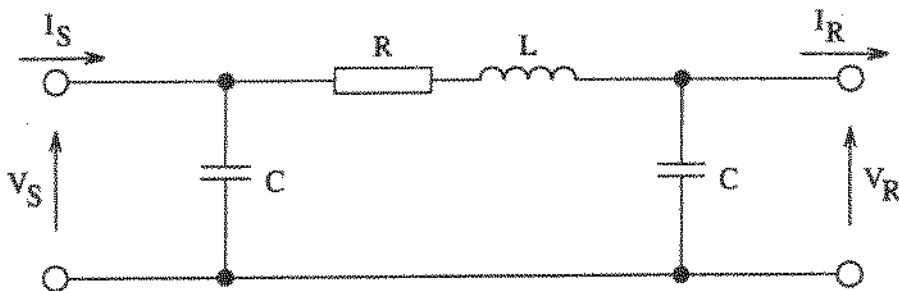


Figura 2.9: Linha longa.

O comportamento da tensão e corrente ao longo da linha pode ser expresso por:

$$V(x) = V(0)\cosh\gamma x - Z_w I(0)\sinh\gamma x \quad (2.48)$$

$$I(x) = I(0)\cosh\gamma x - \frac{V(0)}{Z_w}\sinh\gamma x \quad (2.49)$$

onde:

$V(0)$ e $I(0)$ são condições iniciais ou de contorno da tensão e corrente respectivamente

$V(x)$ e $I(x)$ são os valores ao longo da linha de tensão e corrente respectivamente

$Z_w \stackrel{\text{def}}{=} \sqrt{(R + j\omega L)/(G + j\omega C)}$ é a impedância de onda ou característica da linha

$\gamma \stackrel{\text{def}}{=} \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$ é a constante de propagação da linha.

Se $V(0)$ e $I(0)$ forem admitidos conhecidos, então essas equações nos permitem calcular as correntes e tensões e conseqüentemente as potências ativa e reativa em qualquer ponto da linha.

Considerações de Cálculo

Tanto γ como Z_w são números complexos. Para efeito de cálculo é conveniente exprimir Z_w e γ em função dos parâmetros reais da linha, como segue:

$$Z_w \stackrel{\text{def}}{=} R_w + jX_w \quad (2.50)$$

$$\gamma \stackrel{\text{def}}{=} (\alpha + j\beta) \quad (2.51)$$

Para uma linha típica, tem-se em geral $G \simeq 0$ e $R \ll \omega L$.

Assim sendo, Z_w e γ ¹ assumem os seguintes valores:

$$Z_w = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{j\omega C}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - j\frac{R}{\omega L}} \simeq \sqrt{\frac{L}{C}} \left(1 - j\frac{R}{2\omega L} \dots\right) \quad (2.52)$$

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)j\omega C} = j\omega\sqrt{LC} \sqrt{1 - j\frac{R}{\omega L}} \simeq j\omega\sqrt{LC} \left(1 - j\frac{R}{2\omega L} \dots\right) \quad (2.53)$$

Utilizando a inequação $R \ll \omega L$, tem-se:

$$Z_w = R_w + jX_w \simeq \sqrt{\frac{L}{C}} \left(1 - j\frac{R}{2\omega L}\right) \quad (2.54)$$

$$\gamma = (\alpha + j\beta) \simeq j\omega\sqrt{LC} \left(1 - j\frac{R}{2\omega L}\right) \quad (2.55)$$

então as expressões aproximadas para cálculo são:

$$R_w \simeq \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.56)$$

$$X_w \simeq -\frac{1}{2} \frac{R}{\omega\sqrt{LC}} \quad (2.57)$$

¹Ver as equações (2.16) e (2.17).

$$\alpha \simeq \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2.58)$$

$$\beta \simeq w\sqrt{LC} \quad (2.59)$$

Os senos e co-senos hiperbólicos do argumento complexo γx podem ser separados nas partes reais e imaginárias, pelas expressões:

$$\cosh(\gamma x) = \cosh(\alpha + j\beta)x = \cosh(\alpha x)\cos(\beta x) + j\sinh(\alpha x)\sen(\beta x) \quad (2.60)$$

$$\sinh(\gamma x) = \sinh(\alpha + j\beta)x = \sinh(\alpha x)\cos(\beta x) + jcosh(\alpha x)\sen(\beta x) \quad (2.61)$$

Devido ao argumento αx ser, via de regra, consideravelmente menor do que a unidade (sabendo-se que a resistência é relativamente pequena nas linhas de alta potência), podemos, com precisão suficiente, aproximar as funções hiperbólicas com os dois primeiros termos da séries:

$$\sinh(\alpha x) = (\alpha x) + \frac{(\alpha x)^3}{6} + \dots \quad (2.62)$$

$$\cosh(\alpha x) = 1 + \frac{(\alpha x)^2}{2} + \dots \quad (2.63)$$

Este circuito consiste em um ramo série Z , impedância, e dois ramos em paralelo Y_1 e Y_2 , admitâncias. As relações entre as tensões e correntes para esse circuito são dadas pelas expressões:

$$V(x) = V(0) - Z[I(0) - Y_1 V(0)] \quad (2.64)$$

$$I(x) = I(0) - Y_1 V(0) - Y_2 V(x) \quad (2.65)$$

A equação (2.64) pode ser escrita:

$$V(x) = V(0)(1 + ZY_1) - ZI(0) \quad (2.66)$$

e a equação (2.65), pela substituição de (2.66), ficará

$$I(x) = I(0)(1 + ZY_2) - V(0)(Y_1 + Y_2 + ZY_1 Y_2) \quad (2.67)$$

Comparando-se as equações (2.66) e (2.67) com as equações (2.48) e (2.49), concluiremos que elas podem ser igualadas fazendo-se:

$$1 + ZY_1 = 1 + ZY_2 = \cosh(\gamma x) \quad (2.68)$$

$$Z = Z_w \operatorname{senh}(\gamma x) \quad (2.69)$$

$$Y_1 + Y_2 + ZY_1Y_2 = \frac{1}{Z_w} \operatorname{senh}(\gamma x) \quad (2.70)$$

Pode-se confirmar que essas equações serão satisfeitas escolhendo-se:

$$Z = Z_w \operatorname{senh}(\gamma x) \quad (2.71)$$

$$Y_1 = Y_2 = \frac{1}{Z_w} \frac{\cosh(\gamma x) - 1}{\operatorname{senh}(\gamma x)} = \frac{1}{Z_w} \operatorname{tgh}\left(\frac{(\gamma x)}{2}\right) \quad (2.72)$$

para constituírem os ramos do circuito equivalente.

2.5 Modelamento

Neste trabalho optou-se por representar a Linha de Transmissão através do modelo a parâmetros concentrados identificado como modelo II corrigido.

Esta escolha baseou-se nos tradicionais modelos de linhas contidos nas referências [2], [1] e [8], tendo-se em vista o circuito análogo a ser implementado, com o qual deverá ser representado, em princípio, toda sorte de Linhas de Transmissão.

Os parâmetros de uma Linha de Transmissão são obtidos normalmente por fase e por unidade de comprimento. No entanto, a simples consideração do comprimento total, nem sempre, leva a um modelo razoável da linha a parâmetros concentrados, uma vez que este comprimento tem uma limitação. Neste sentido, o modelo II corrigido consegue levar em conta este fato.

Capítulo 3

Amplificadores Operacionais

3.1 Introdução

Partindo-se do modelo a parâmetros concentrados da Linha de Transmissão (II corrigido), implementou-se um circuito no qual a utilização conveniente de Amplificadores Operacionais permitiu a obtenção de um análogo reduzido da linha.

Este capítulo é dedicado a descrição do Amplificador Operacional e suas aplicações.

3.2 Generalidades

O Amplificador Operacional ou, abreviadamente, Amp. Op. recebeu esta denominação pelo fato de ter sido utilizado inicialmente para executar operações matemáticas em computação analógica, tais como: somar, subtrair, integrar, diferenciar etc.^[10]

Atualmente, este componente integrado é empregado em inúmeras aplicações lineares ou não-lineares na eletrônica em geral, e especialmente em sistemas de controle, instrumentação, processamento e geração de sinais.

Trata-se na realidade, de um amplificador linear, com elevado ganho de tensão. A Fig. 3.1 mostra a representação de um Amp. Op., exibindo os terminais de entrada e saída e seu modelo interno, que consiste em um resistor de entrada r_i (que representa a impedância de entrada) e um gerador com resposta proporcional à tensão diferencial de entrada (que representa o ganho do dispositivo). A impedância de saída é representada por r_o .

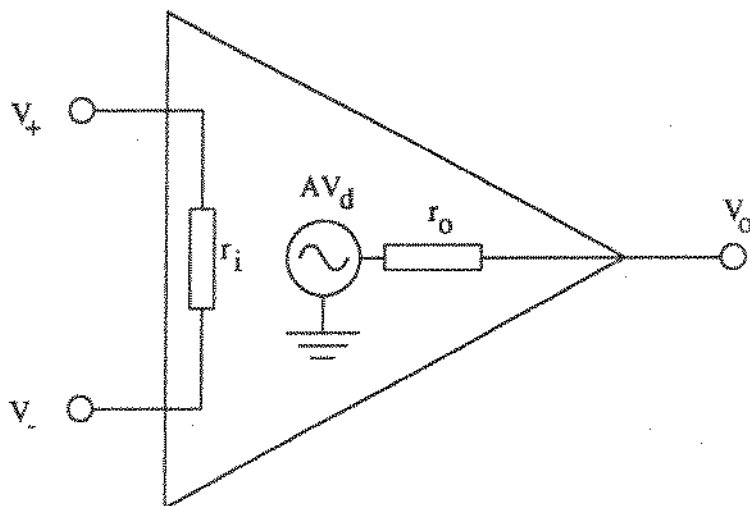


Figura 3.1: Representação esquemática de um amplificador operacional e modelo interno.

É oportuno observar que o amplificador operacional simplesmente faz a operação $V_O = A_{vo}(V_+ - V_-) = A_{vo}V_d$ ¹, ou seja, ele amplifica a diferença de tensão (V_d) entre os sinais aplicados nas entradas V_+ (chamada entrada não-inversora) e V_- (chamada entrada inversora).

Como a tensão de alimentação costuma ser simétrica, pode-se encontrar na saída um sinal com polaridade positiva ou negativa em relação à terra (geralmente da ordem de grandeza $E_{cc} = \pm 10V$).

Idealmente, o amplificador deve responder apenas a diferença de tensão aplicada entre os dois terminais de entrada. Um sinal, variando no sentido positivo, aplicado na entrada não inversora produzirá, na saída, um sinal também variando positivamente, enquanto que o mesmo aplicado na entrada inversora provocará um sinal variando no sentido negativo em sua saída.

3.3 Aplicações

3.3.1 Amplificador Inversor

A primeira aplicação a ser explicada será a do Amplificador Inversor. Esta denominação é devido ao fato de que o sinal de saída deverá estar defasado de 180° em relação ao sinal de entrada.

A Fig. 3.2 ilustra a configuração básica do Amplificador Inversor.

Aplicando-se a Lei das Correntes de Kirchhoff no nó a , tem-se:

$$I_1 + I_f = I_{B1} \tag{3.1}$$

¹Sendo que A_{vo} é o ganho do Amplificador Operacional para malha aberta

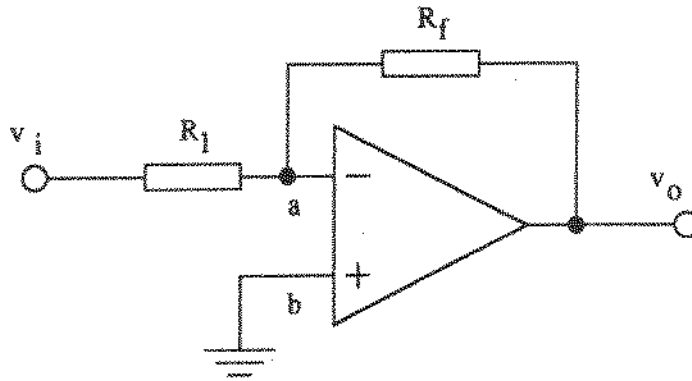


Figura 3.2: Amplificador Inversor.

Mas, supondo-se que o Amplificador Operacional seja ideal, tem-se:

$$I_{B1} = 0 \quad (3.2)$$

Logo:

$$\frac{v_i - v_a}{R_1} + \frac{v_0 - v_a}{R_f} = 0 \quad (3.3)$$

Por outro lado, no ponto *a* tem-se um terra virtual, ou seja:

$$v_a = 0 \quad (3.4)$$

Portanto,

$$\frac{v_i}{R_1} + \frac{v_0}{R_f} = 0 \quad (3.5)$$

e, finalmente o ganho do Amplificador Operacional, A_{vf} ², fica:

$$A_{vf} = \frac{v_0}{v_i} = -\frac{R_f}{R_1} \quad (3.6)$$

onde o sinal negativo indica a defasagem de 180° do sinal de saída em relação ao sinal de entrada.

Esta descrição refere-se ao Amplificador Inversor genérico, o qual pode ter outras associações no seu circuito básico, fazendo com que se obtenha os seguintes comportamentos:

1. Diferenciador

Com a associação de um capacitor na entrada negativa do Amp. Op. substituindo a resistência R_1 da Fig. 3.2, obtém-se o circuito mostrado na Fig. 3.3.

Aplicando-se a Lei da Corrente de Kirchhoff no nó *a*, tem-se:

$$C \frac{dv_i}{dt} + \frac{v_0}{R_f} = 0 \quad (3.7)$$

²Sendo que A_{vf} é o ganho do Amplificador Operacional para malha fechada

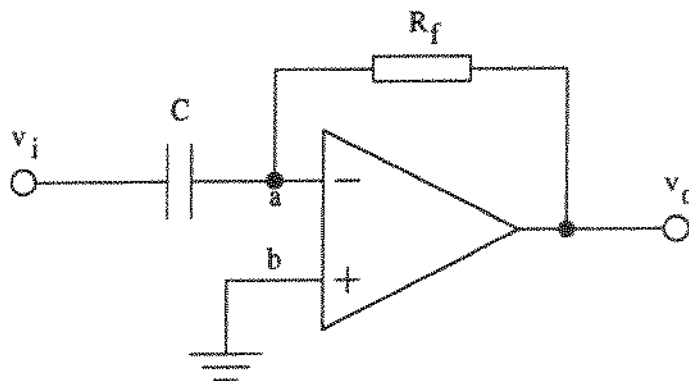


Figura 3.3: Circuito Diferenciador.

De onde obtém-se a expressão:

$$v_0 = -R_f C \frac{dv_i}{dt} \quad (3.8)$$

Esta expressão mostra que o sinal de saída é invertido e derivado com relação ao sinal de entrada, com um ganho igual a $-R_f C$.

Exemplo:

$$v_i = A \sin(\omega t) \Rightarrow v_0 = -A \omega R_f C \cos(\omega t) \quad (3.9)$$

Observando-se este exemplo, nota-se a dependência do ganho deste circuito com a frequência, pois $\omega = 2\pi f$, fazendo com que esta associação genérica apresente sérias desvantagens, tais como:

- (a) instabilidade do ganho,
- (b) sensibilidade a ruídos,
- (c) saturação do sinal de saída (ganho não constante).

2. Diferenciador Prático

Nesta associação é acrescentado um resistor em série com o capacitor de entrada, fazendo com que algumas das desvantagens do diferenciador básico sejam minimizadas.

A Fig. 3.4 ilustra o circuito do mesmo.

Para este caso tem-se uma relação de ganho A_{vf} dada pela expressão:

$$A_{vf} = -\frac{R_f/R_1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi f C R_1}\right)^2}} \quad (3.10)$$

Por esta expressão pode-se ver que o ganho tende para um valor $-R_f/R_1$, quando a frequência tende ao infinito. Isto implica no diferenciador se comportar como um amplificador inversor. Na prática pode-se estipular um valor limite de frequência, abaixo do qual o circuito terá um comportamento de diferenciador e acima do qual atuará como amplificador inversor.

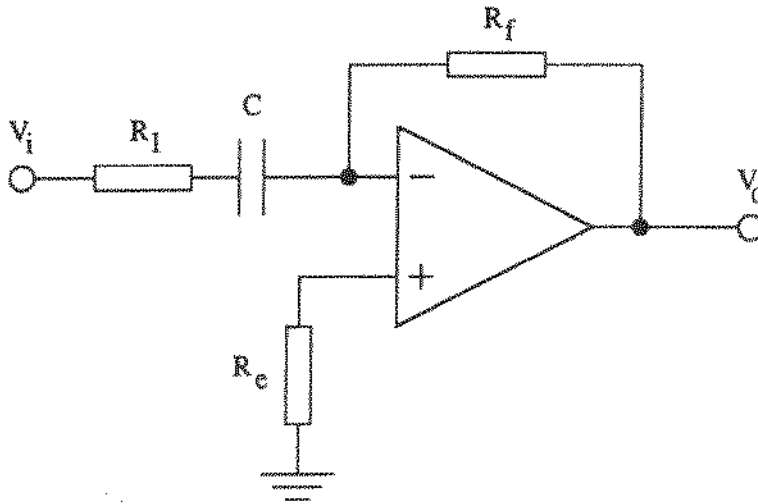


Figura 3.4: Circuito Diferenciador Prático.

Esta frequência, que será representada por f_c , é a frequência de corte na rede de atraso do diferenciador, ou seja:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C} \quad (3.11)$$

sendo f_c a frequência do sinal aplicado, tem-se:

se $f < f_c \Rightarrow$ o circuito atua como diferenciador.

se $f > f_c \Rightarrow$ o circuito atua como amplificador inversor de ganho $-R_f/R_1$.

Deve-se frisar que o sinal de saída do diferenciador prático será mais preciso se forem impostas como condições de projeto as seguintes relações:

- (a) $R_1 C \leq T/10$
- (b) $R_f \simeq 10R_1$

ou seja, a constante de tempo da rede de atraso da entrada deve ser muito menor (pelo menos 10 vezes) do que o período do sinal aplicado e a estabilização do ganho em altas frequências deverá ficar em torno de 10.

Observa-se que há um resistor de equalização, R_e , na entrada não inversora do Amp. Op., cuja presença se deve à necessidade de um balanceamento na ligação ao terra. O valor de R_e deve ser calculado pela expressão:

$$R_e = \frac{R_1 R_f}{R_1 + R_f} \quad (3.12)$$

3. Integrador

Com a associação de um capacitor na realimentação do Amp. Op. substituindo a resistência R_f da Fig. 3.2, obtém-se o circuito da Fig. 3.5.

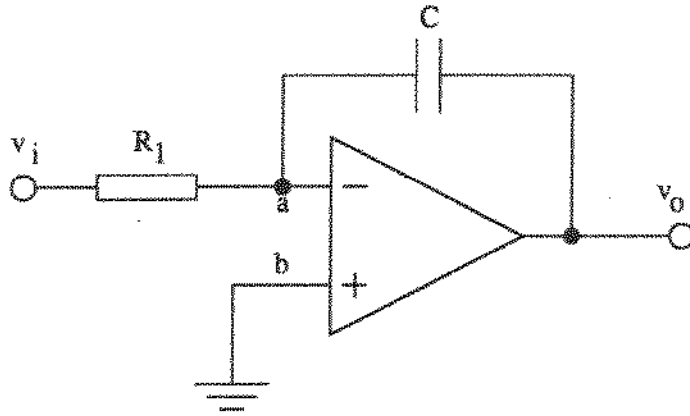


Figura 3.5: Circuito Integrador.

Aplicando a Lei da Corrente de Kirchoff no nó a , tem-se:

$$\frac{v_i}{R_1} + C \frac{dv_o}{dt} = 0 \quad (3.13)$$

ou seja:

$$v_o = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_i(t) dt \quad (3.14)$$

Esta expressão mostra que o sinal de saída é invertido e integrado com relação ao sinal de entrada, com um ganho de $-1/RC$.

Exemplo:

$$v_i = \text{sen}(\omega t) \Rightarrow v_o = -\frac{1}{\omega RC} \cos(\omega t) \quad (3.15)$$

3.3.2 Amplificador Não Inversor

A segunda aplicação a ser explicada será a do Amplificador Não Inversor. Obviamente como o próprio nome indica, o sinal de saída com relação ao sinal de entrada não apresenta defasamento.

A Fig. 3.6 ilustra a configuração básica do Amplificador Não Inversor.

Aplicando a Lei das Correntes de Kirchoff no nó a , tem-se:

$$\frac{0 - v_a}{R_1} + \frac{v_o - v_a}{R_f} = 0 \quad (3.16)$$

Neste caso, $v_a = v_i$, pois $v_d = 0$, logo:

$$-\frac{v_i}{R_1} + \frac{v_o - v_i}{R_f} = 0 \quad (3.17)$$

ou seja:

$$A_{vf} = \frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (3.18)$$

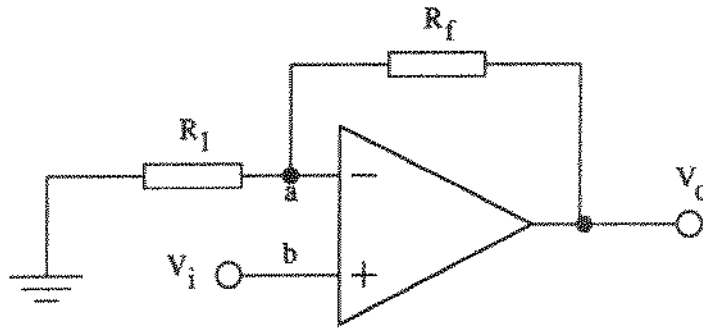


Figura 3.6: Amplificador Não-inversor.

3.3.3 Amplificador Seguidor de Tensão ou Buffer:

Fazendo-se $R_f = 0$ ou $R_1 = \infty$ na equação (3.18), tem-se um circuito com ganho unitário, conforme ilustrado na figura Fig. 3.7, chamado Seguidor de Tensão ou Buffer [11].

A Fig. 3.7 ilustra a configuração básica do Buffer.

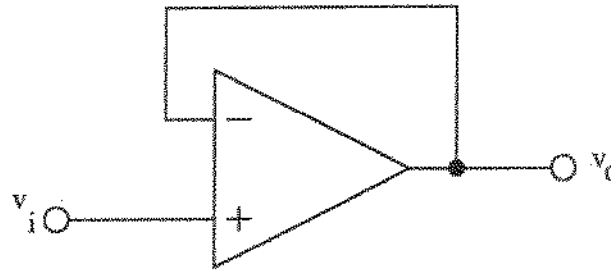


Figura 3.7: Seguidor de Tensão.

Uma vez que o Seguidor de Tensão apresenta alta impedância de entrada e baixa impedância de saída, ele é geralmente utilizado como:

- Isolador entre estágios,
- Reforçador de corrente,
- Casador de impedâncias, etc.

3.3.4 Amplificador Somador

A terceira aplicação é a do Amplificador Somador Não Inversor, como o nome diz é uma configuração na qual realiza-se uma soma de sinais aplicados na entrada sem contudo inverter a saída.

A Fig. 3.8 ilustra tal descrição.

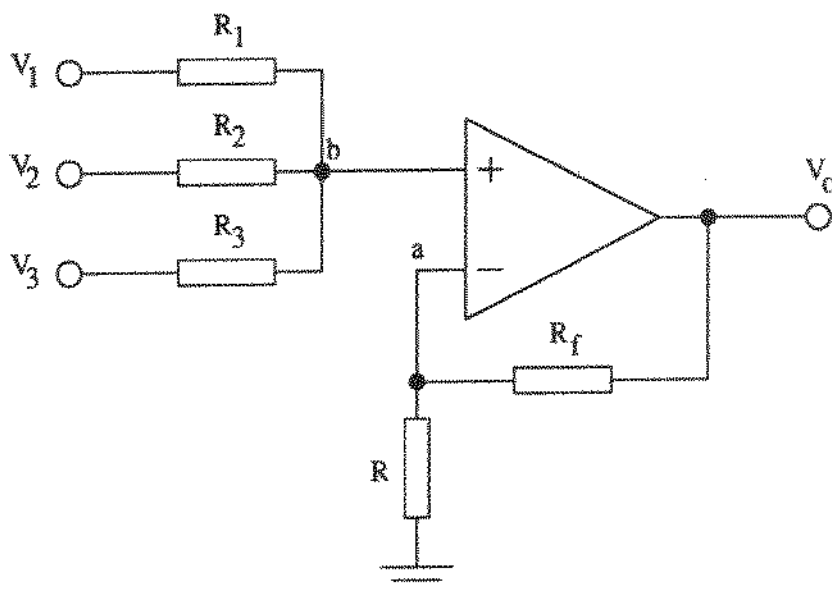


Figura 3.8: Circuito Somador.

Aplicando-se a Lei da Corrente de Kirchoff no nó b , tem-se:

$$\frac{v_1 - v_b}{R_1} + \frac{v_2 - v_b}{R_2} + \frac{v_3 - v_b}{R_3} = 0 \quad (3.19)$$

$$v_b = \frac{\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} = \frac{G_1 v_1 + G_2 v_2 + G_3 v_3}{G_1 + G_2 + G_3} \quad (3.20)$$

onde $G = 1/R$ é a condutância, expressa em Siemens [S].

Os resistores R e R_f formam um amplificador não-inversor, descrito anteriormente, dado por:

$$v_0 = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right)v_b \quad (3.21)$$

O que implica em:

$$v_0 = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) \frac{G_1 v_1 + G_2 v_2 + G_3 v_3}{G_1 + G_2 + G_3} \quad (3.22)$$

Se considerarmos $R_1 = R_2 = R_3$ e $R_f = 0$, teremos:

$$v_0 = \frac{(v_1 + v_2 + v_3)}{3} \quad (3.23)$$

que é a expressão para a média aritmética das tensões aplicadas.

3.3.5 Amplificador Subtrator

A quarta aplicação a ser descrita é a do Amplificador Subtrator ou de Ação Diferencial, trata-se de um amplificador que realiza a operação aritmética de subtração entre os dois sinais de tensão aplicados na entrada e mostra tal resultado na saída com um determinado ganho.

A Fig. 3.9 ilustra tal aplicação:

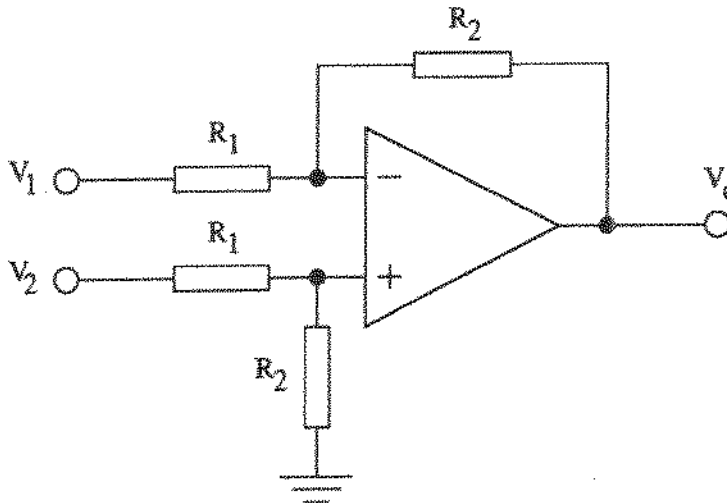


Figura 3.9: Circuito Subtrator.

Aplicando-se a Lei da Corrente de Kirchhoff no nó a , tem-se:

$$\frac{v_1 - v_a}{R_1} + \frac{v_0 - v_a}{R_2} = 0 \quad (3.24)$$

Aplicando-se novamente a Lei da Corrente de Kirchhoff no nó b , tem-se:

$$\frac{v_2 - v_b}{R_1} - \frac{v_b}{R_2} = 0 \quad (3.25)$$

De onde se pode obter:

$$v_b = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_2 \quad (3.26)$$

Substituindo a equação (3.26) na equação (3.25), tem-se:

$$\frac{v_1 - \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)v_2}{R_1} + \frac{v_0 - \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)v_2}{R_2} = 0 \quad (3.27)$$

Da qual obtém-se:

$$v_0 = \frac{R_2}{R_1} (v_2 - v_1) \quad (3.28)$$

onde a relação R_2/R_1 representa o ganho do circuito.

3.3.6 Filtros

O amplificador operacional encontra várias aplicações no campo dos filtros de frequência. Justifica-se este largo emprego do operacional devido à sua facilidade de uso, bem como a alta impedância de entrada e baixa impedância de saída. Estes filtros de frequência basicamente são os circuitos RC conectados ao operacional, que recebem o nome de filtros ativos [12].

Os filtros podem ser:

1. Passa-baixa
2. Passa-alta
3. Rejeita-faixa
4. Passa-faixa
5. Deslocador de fase

A descrição destas aplicações conforme [12] e [13] é apresentada à seguir.

Passa-baixa: este filtro permite a passagem de sinais com frequências inferiores a uma dada frequência central f_o , sendo que somente os sinais com frequências superiores a f_o serão rejeitados pelo circuito e não serão reportados na saída. A Fig. 3.10 ilustra tal aplicação:

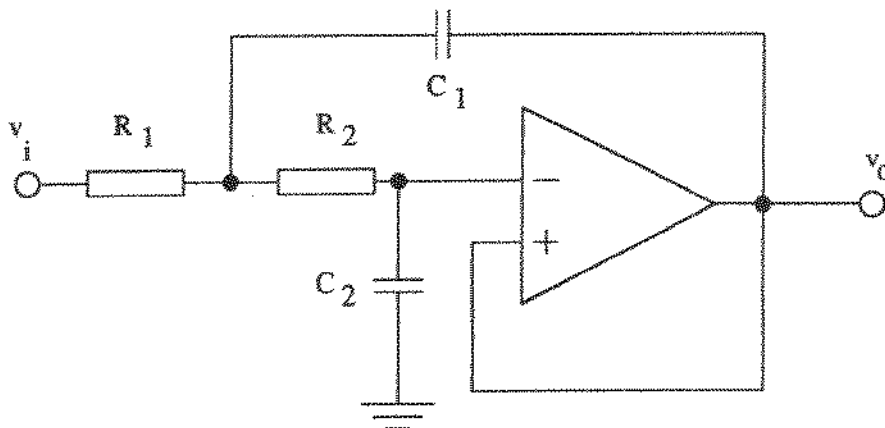


Figura 3.10: Filtro Passa-baixa.

O funcionamento básico do circuito baseia-se no uso de um amplificador operacional como amplificador de ganho unitário, que é alimentado pelo circuito passivo R_2C_2 . Este circuito permite a passagem de frequências inferiores a:

$$\omega_o = \frac{1}{R_2 C_2} \text{ [rad/s]} \text{ ou } f_o = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \text{ [Hz]} \quad (3.29)$$

As frequências superiores a f_o serão curto-circuitadas pela capacitância C_2 e não aparecerão na saída do circuito.

Passa-alta: ao contrário do filtro anterior, este filtro, que tem uma frequência central f_o permitirá a passagem de sinais com frequências superiores a este valor rejeitando os sinais com frequências inferiores. A Fig. 3.11 ilustra tal aplicação:

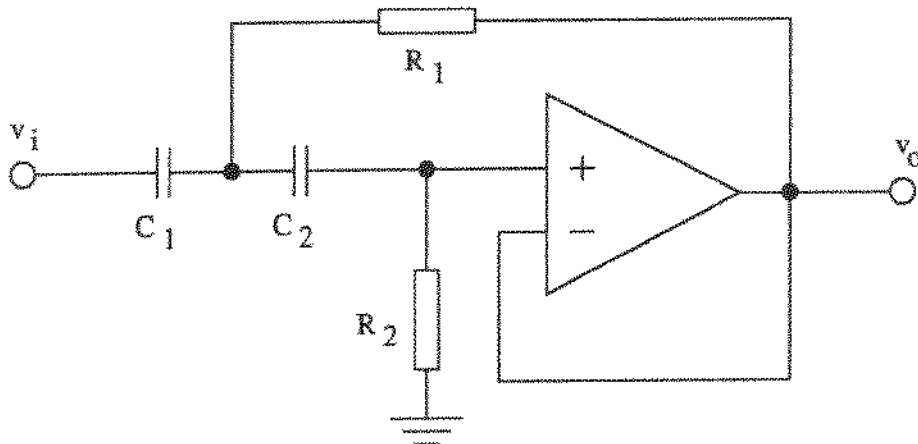


Figura 3.11: Filtro Passa-alta.

Neste caso o seguidor de emissor está ligado à saída do circuito $R_2 C_2$ o qual permitirá passagem de sinais com frequências superiores a:

$$\omega_o = \frac{1}{R_2 C_2} \text{ [rad/s]} \text{ ou } f_o = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \text{ [Hz]} \quad (3.30)$$

Rejeita-faixa: este filtro seleciona a frequência central f_o , e exclui a mesma da gama de sinais que serão apresentados na saída. Em outras palavras, o sinal com frequência diferente de f_o passará pelo filtro, mas a frequência central será rejeitada. A Fig. 3.12 ilustra tal aplicação:

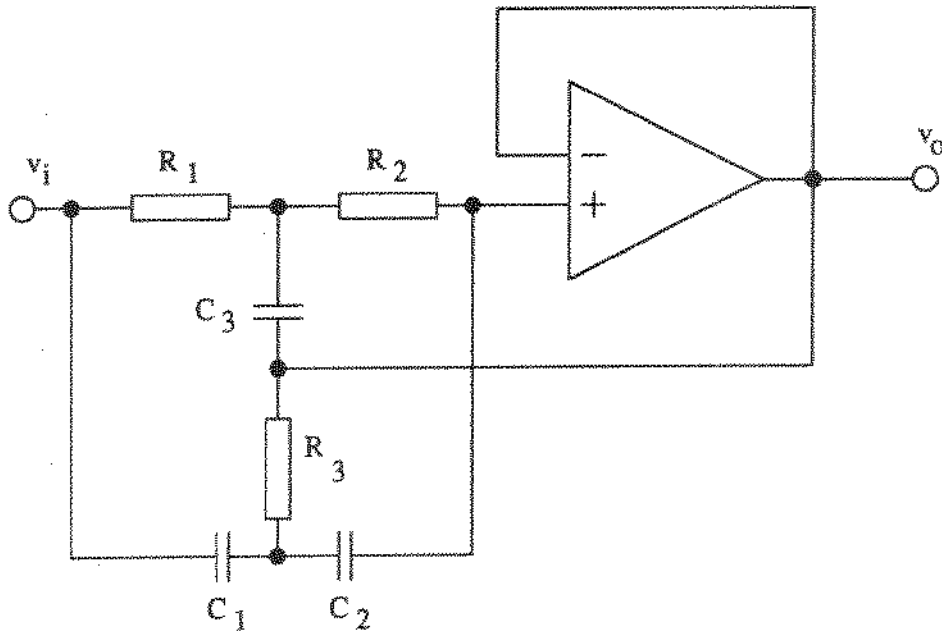


Figura 3.12: Filtro Rejeita-faixa.

A frequência f_o depende dos valores dos capacitores e resistores envolvidos no circuito, e é calculada através da expressão:

$$f_o = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (3.31)$$

sendo $R_1 = R_2 = 2R_3$ e $C_1 = C_2 = C_3/2$.

Passa-faixa: este filtro é um circuito sintonizado, ou seja, é dimensionado para trabalhar com uma determinada frequência de sinal f_o . Os sinais com frequências superiores ou inferiores a esta frequência central recebem um ganho zero e não são reportados à saída do circuito. Devido a constituição física dos componentes, a frequência central não é única a ser apresentada na saída, mas também uma série de valores muito próximos de f_o , que constituem a faixa de frequências que este filtro permite a passagem. A Fig. 3.13 ilustra tal aplicação:

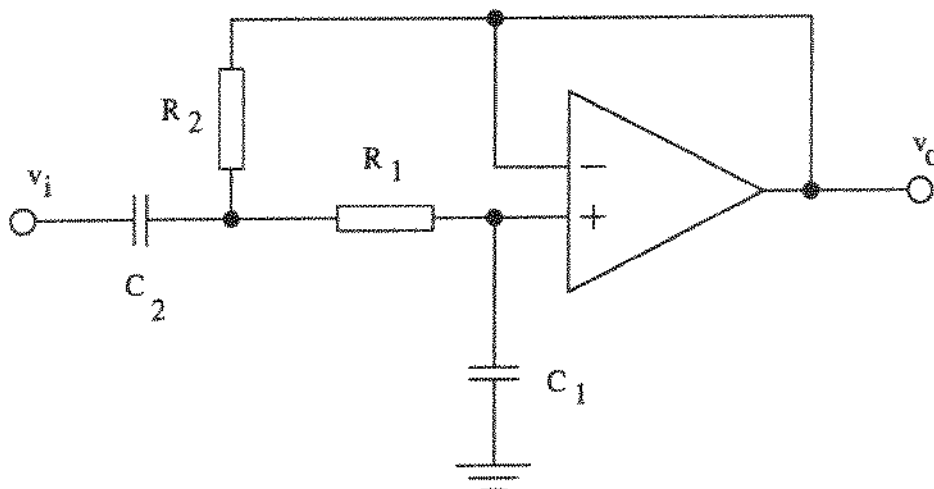


Figura 3.13: Filtro Passa-faixa.

A equação que determina f_o é:

$$f_o = \frac{1}{2\pi C_1} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}} \quad (3.32)$$

Deslocador de fase: pode ser chamado também de equalizador de fase. Este circuito não afeta a amplitude dos sinais transmitidos em função da frequência dos mesmos e possibilita que numa determinada frequência exista um determinado deslocamento entre o sinal de entrada e o sinal de saída.

O projeto do circuito deslocador de fase, nesta descrição, é implementado por uma estrutura de realimentação múltipla (MFB-Multiple Feedback). Conforme a Fig. 3.14.

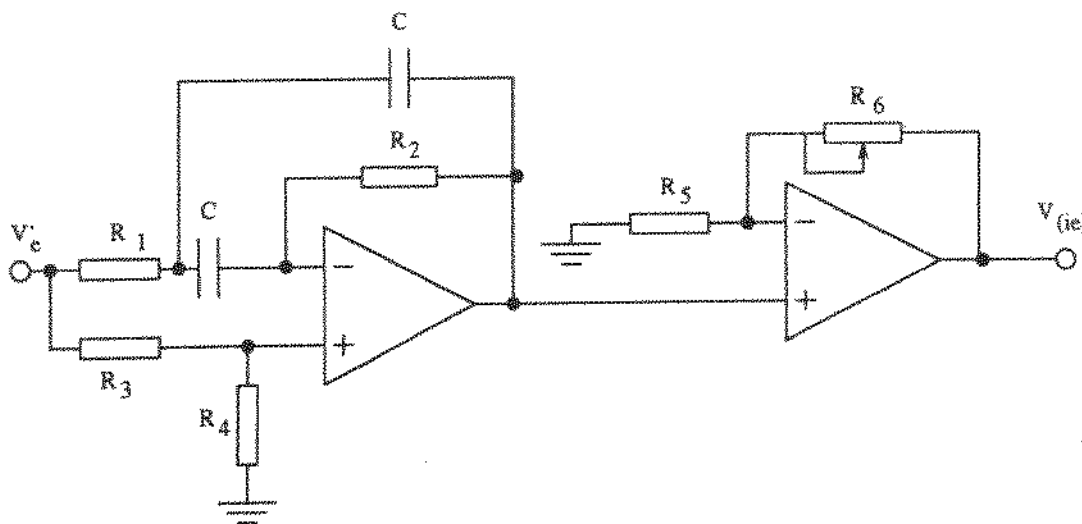


Figura 3.14: Filtro Deslocador de Fase.

Para este circuito, defini-se um parâmetro a tal que:

$$a = \frac{-1 + \sqrt{1 + 4 \tan^2(\phi_0/2)}}{2 \tan(\phi_0/2)} \quad (3.33)$$

para $0^\circ < \phi_0 < 180^\circ$.

$$a = \frac{-1 - \sqrt{1 + 4 \tan^2(\phi_0/2)}}{2 \tan(\phi_0/2)} \quad (3.34)$$

para $-180^\circ < \phi_0 < 0^\circ$.

Onde ϕ_0 é o ângulo de defasagem desejado.

Utilizando arbitrariamente um ganho $K = R_4/(R_3 + R_4) = 1/2$, tem-se as seguintes relações:

$$R_1 = \frac{1}{2a\omega_0 C} \quad (3.35)$$

onde $\omega_0 = 2\pi f_0$, sendo f_0 a frequência na qual se deseja a defasagem ϕ_0 .

$$R_2 = 4R_1 \quad (3.36)$$

$$R_3 = R_4 = 8R_1 \quad (3.37)$$

Capítulo 4

Simulação de Linhas de Transmissão

4.1 Introdução

SPICE trata-se de um programa para simulação de circuitos elétricos genéricos, ou seja, circuitos que podem conter resistores, capacitores, indutores, fontes de tensão e corrente, dispositivos semicondutores mais comuns, chaves, etc.^[15]

Neste capítulo estão os resultados das simulações SPICE feitas para as linhas curta, média e longa, através dos modelos Π concentrado e distribuído. Estas têm por objetivo auxiliar e verificar os resultados obtidos no projeto do circuito total implementado para a simulação da linha, assim como a comparar com os resultados obtidos analiticamente através da análise de circuitos elétricos para o modelo Π parâmetros concentrados em regime permanente.

4.2 Análise elétrica do circuito Π

Na representação de uma linha de transmissão, contida na figura a seguir, pode ser feita uma análise do comportamento elétrico do circuito.

Uma linha de transmissão sem carga é eletricamente equivalente, com respeito aos seus terminais de entrada, a um circuito RLC_2 série e C_1 em paralelo, o que foi considerado para o cálculo de Z_{π} .

Considerando que o módulo do fasor da tensão fase-neutro corresponde ao valor máximo instantâneo, logo os módulos dos fasores de tensão e corrente também correspondem aos valores máximos instantâneos.

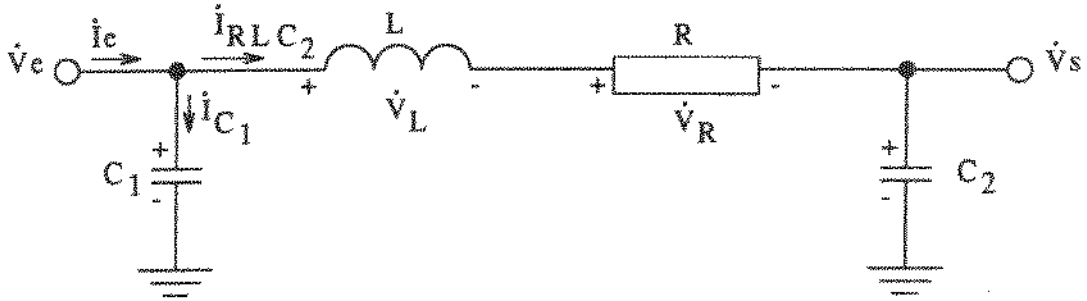


Figura 4.1: Representação do modelo II.

Estando tal linha sujeita a frequência fundamental f [Hz], os fasores das correntes e tensões assinaladas na figura são dados por:

$$\begin{aligned}
 \omega &= 2\pi f && [\text{rad/s}] \\
 Z_{RLC_2} &= R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_2}\right) = |Z_{RLC_2}| \angle \theta_{RLC_2} && [\Omega] \\
 Z_{\pi} &= \frac{\left(\frac{L}{C_1} - \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2}\right) - j\left(\frac{R}{\omega C_1}\right)}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_2}\right)} = |Z_{\pi}| \angle \theta_{Z_{\pi}} && [\Omega] \\
 \dot{I}_e &= \frac{\dot{V}_e}{Z_{\pi}} = I_e \angle \theta_{I_e} && [A] \\
 \dot{I}_{C_1} &= \frac{V_e \angle 0}{1/j\omega C_1} = I_{C_1} \angle \theta_{C_1} && [A] \\
 \dot{I}_{RLC_2} &= \frac{V_e \angle 0}{Z_{RLC_2}} = I_{RLC_2} \angle \theta_{RLC_2} && [A] \\
 \dot{V}_R &= R \dot{I}_{RLC_2} = V_R \angle \theta_R && [V] \\
 \dot{V}_L &= j\omega L \dot{I}_{RLC_2} = V_L \angle \theta_L && [V] \\
 \dot{V}_s &= \frac{1}{j\omega C_2} \dot{I}_{RLC_2} = V_s \angle \theta_s && [V]
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Através dos valores numéricos obtidos da análise de comportamento elétrico do circuito foi possível gerar uma tabela para cada linha. Os valores contidos nas mesmas devem ser coerentes com os ângulos e módulos observados nos gráficos da simulação SPICE para parâmetros concentrados, implicando numa confirmação então desejada neste presente capítulo.

Para obter-se a confirmação analítica dos valores de módulo e ângulo das simulações para

parâmetros distribuídos seria necessário utilizar as equações contidas no capítulo Teoria das Linhas de Transmissão. Esta verificação numérica não será feita devido ao modelo implementado em hardware ter sido para parâmetros concentrados.

4.3 Linha Curta

4.3.1 Simulação por Parâmetros Concentrados

Como exemplo de linha curta utilizou-se a Linha Guarambare - San Lorenzo (Sistema ANDE - Paraguai). Para esta linha, os parâmetros concentrados e as condições de simulação foram definidos como sendo:

Tabela 4.1: Condições de simulação para Linha Curta.

Parâmetros concentrados	
R	1,76 [Ω]
L	23,22 [mH]
C	81,54 [nF]
ℓ	18,09 [km]
Condições de simulação	
V	179,60 [kV]
f	50 [Hz]

Para estes parâmetros foi obtida a Tabela 4.2, da análise do circuito.

Tabela 4.2: Valores calculados para Linha Curta.

Variáveis	Valores calculados	
ω	314,16	[rad/s]
Z_{RLC_2}	39032,17	$\angle -89,99^\circ$ [Ω]
Z_π	19516,69	$\angle -89,99^\circ$ [Ω]
\dot{I}_c	9,20	$\angle 89,99^\circ$ [A]
\dot{I}_{C_1}	4,60	$\angle 90^\circ$ [A]
\dot{I}_{RLC_2}	4,60	$\angle 89,99^\circ$ [A]
\dot{V}_R	8,13	$\angle 89,99^\circ$ [V]
\dot{V}_L	33,56	$\angle 179,99^\circ$ [V]
\dot{V}_s	179633,57	$\angle -0,01^\circ$ [V]

As simulações SPICE foram feitas através do arquivo listado no Apêndice A.1.1. Os resultados estão apresentados nos gráficos mostrados a seguir.

Tensão de entrada:

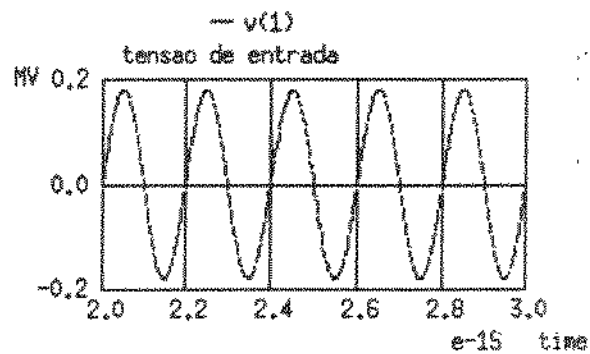


Figura 4.2: Tensão aplicada.

os valores utilizados para módulo e ângulo são $\dot{V}_e = 179634 \angle 0^\circ$.

Tensão de saída:

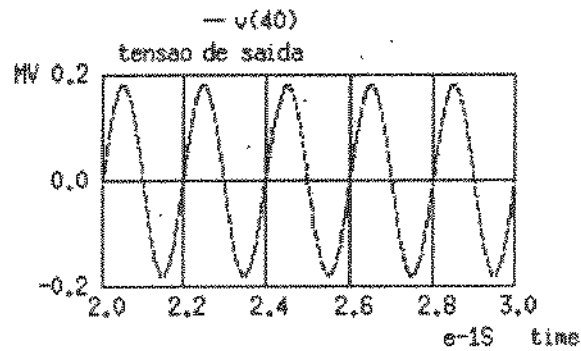


Figura 4.3: Tensão de saída (Linha Curta).

os valores obtidos para módulo e ângulo são $\dot{V}_s = 179570 \angle -0,04^\circ$.

Corrente no capacitor de entrada:

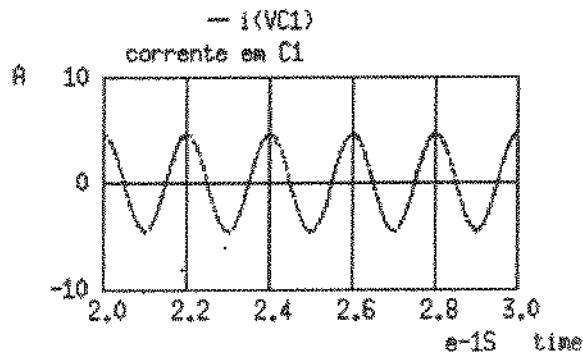


Figura 4.4: Corrente no capacitor de entrada (Linha Curta).

os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{C_1} = 4,61 \angle 87,52^\circ$.

Corrente no capacitor de saída:

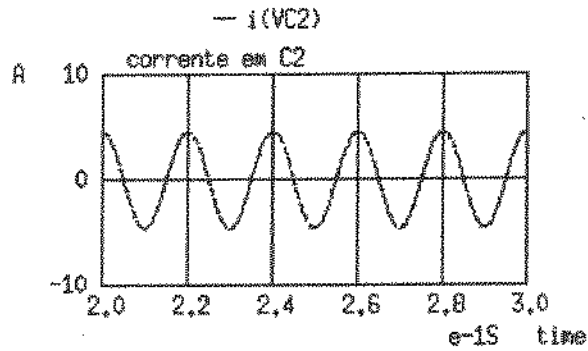


Figura 4.5: Corrente no capacitor de saída (Linha Curta).

os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{C_2} = 4,57 \angle 88,09^\circ$.

Corrente no ramo RL:

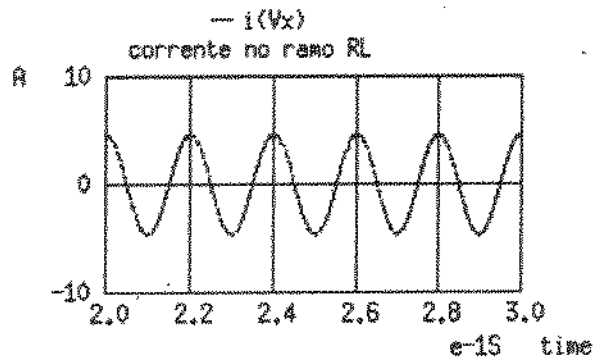


Figura 4.6: Corrente no ramo RL (Linha Curta).

os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{RL} = 4,59 \angle 88,04^\circ$.

Tensão no resistor:

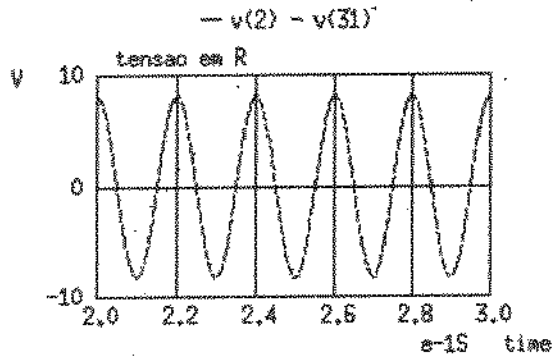


Figura 4.7: Tensão no resistor (Linha Curta).

os valores obtidos para módulo e ângulo são $V_R = 8,13 \angle 89,62^\circ$.

Tensão no indutor:

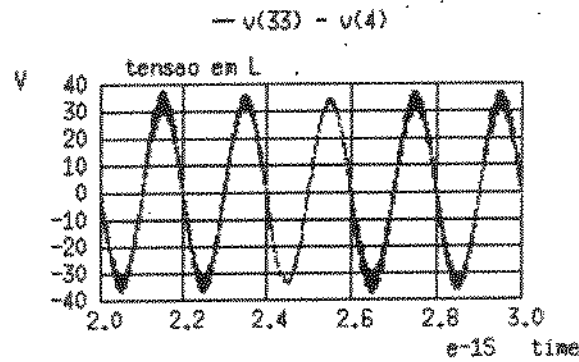


Figura 4.8: Tensão no indutor (Linha Curta).

os valores obtidos para módulo e ângulo são $V_L = 36,37 \angle 179,10^\circ$

Corrente de entrada:

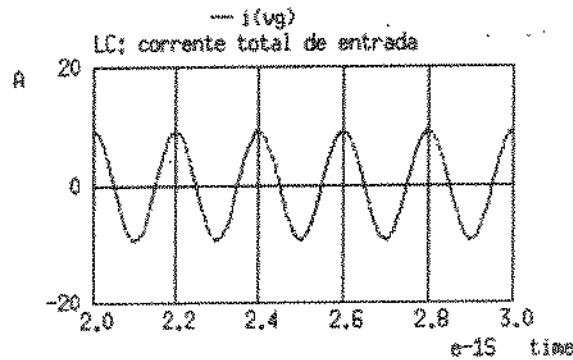


Figura 4.9: Corrente de entrada (Linha Curta).

os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_e = 9,15 \angle 89,62^\circ$.

4.3.2 Simulação com o modelo II discretizado

Simulou-se também a linha curta discretizada em 4 trechos, o arquivo utilizado nas simulações está listado no Apêndice A.1.2. Nesta simulação a tensão de entrada aplicada é igual em módulo e ângulo à tensão de entrada para parâmetros concentrados ilustrada anteriormente.

O circuito considerado para parâmetros distribuídos é mostrado na figura 4.10.

Os resultados destas simulações estão apresentados nos gráficos a seguir.

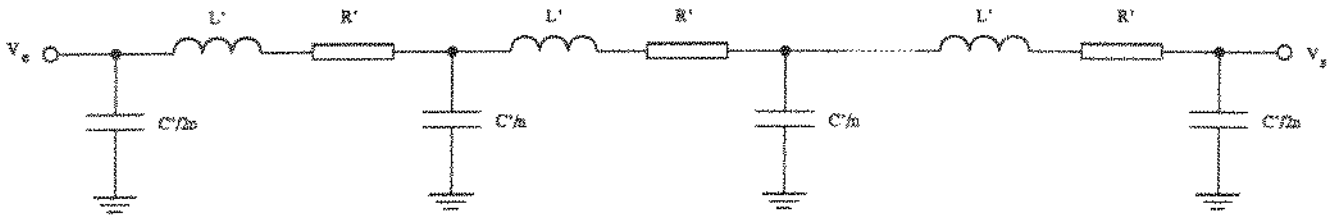
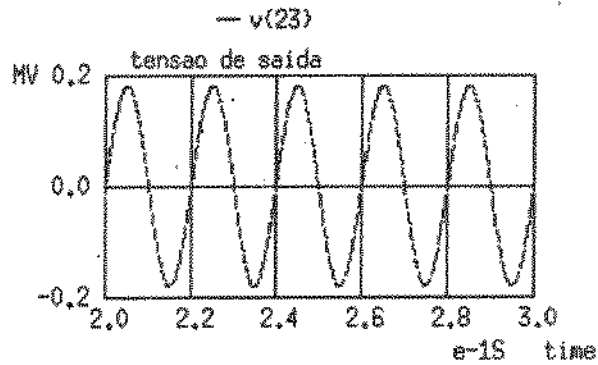


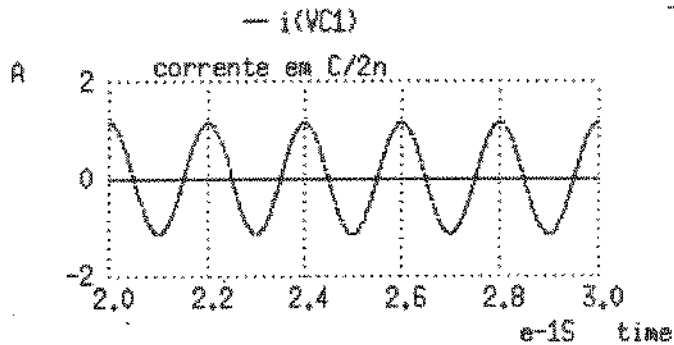
Figura 4.10: Modelo de linha de transmissão considerando-se n trechos.

Tensão de saída:



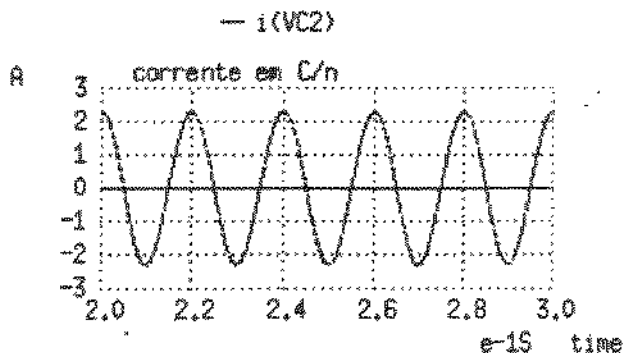
os valores obtidos para módulo e ângulo são $\vec{V}_s = 179112 \angle -1,76^\circ$.

Corrente na capacitância sob tensão \vec{V}_s :



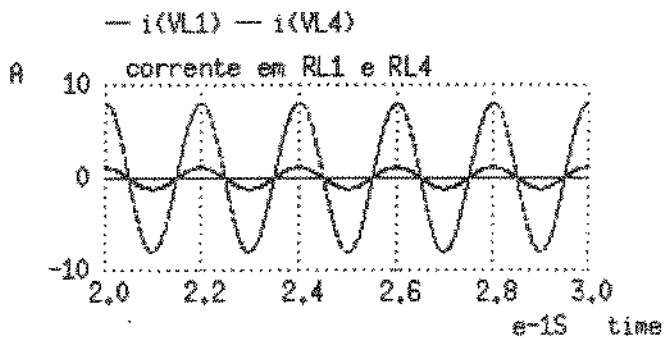
os valores obtidos para módulo e ângulo são $\vec{I}_{C_1} = 1,16 \angle 90^\circ$.

Corrente na última capacitância do lado da saída:



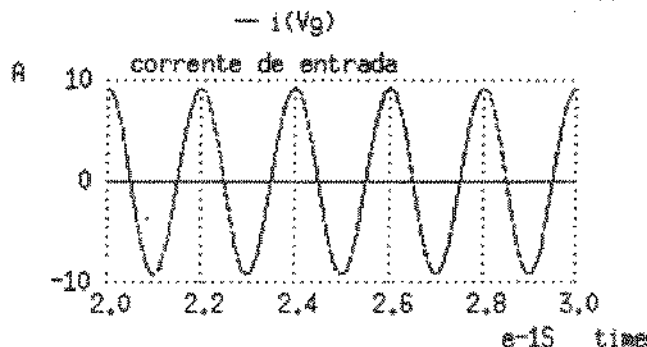
os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{C_2} = 2,30 \angle 91,76^\circ$.

Corrente em RL_1 e RL_4 :



os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{RL_1} = 8,03 \angle 91,58^\circ$ e $I_{RL_4} = 1,12 \angle 91,58^\circ$.

Corrente de entrada:



os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_e = 9,19 \angle 91,76^\circ$.

4.4 Linha Média

4.4.1 Simulação por Parâmetros Concentrados

Como exemplo de linha média utilizou-se a linha Margem Direta - Itaquyry, para a qual os parâmetros concentrados e as condições de simulação foram definidos como sendo:

Tabela 4.3: Condições de simulação para Linha Média.

Parâmetros concentrados	
R	6,83 [Ω]
L	89,83 [mH]
C	313,74 [nF]
ℓ	70 [km]
Condições de simulação	
V	179,60 [kV]
f	50 [Hz]

Para estes parâmetros foi obtida a Tabela 4.4, da análise do circuito.

As simulações SPICE foram feitas através do arquivo listado no Apêndice A.1.3. Nesta simulação a tensão de entrada aplicada é igual em módulo e ângulo a tensão de entrada para parâmetros concentrados já utilizada e ilustrada na Fig. 4.2. Os resultados estão apresentados nos gráficos a seguir.

Tabela 4.4: Valores calculados para Linha Média.

Variáveis	Valores calculados		
ω	314,16		[rad/s]
Z_{RLC_2}	10117,73	$\underline{-89,96^\circ}$	[Ω]
Z_π	5065,72	$\underline{-89,98^\circ}$	[Ω]
\dot{I}_e	35,454	$\underline{89,98^\circ}$	[A]
\dot{I}_{C_1}	17,70	$\underline{90^\circ}$	[A]
\dot{I}_{RLC_2}	17,75	$\underline{89,96^\circ}$	[A]
\dot{V}_R	121,29	$\underline{89,96^\circ}$	[V]
\dot{V}_L	501,04	$\underline{179,96^\circ}$	[V]
\dot{V}_s	180131,33	$\underline{-0,04^\circ}$	[V]

Tensão de saída:

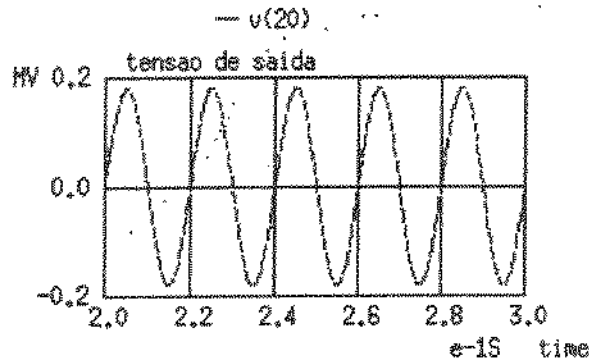


Figura 4.11: Tensão de saída (Linha Média).

os valores obtidos para módulo e ângulo são $\dot{V}_s = 180000 \underline{0^\circ}$.

Corrente no capacitor de entrada:

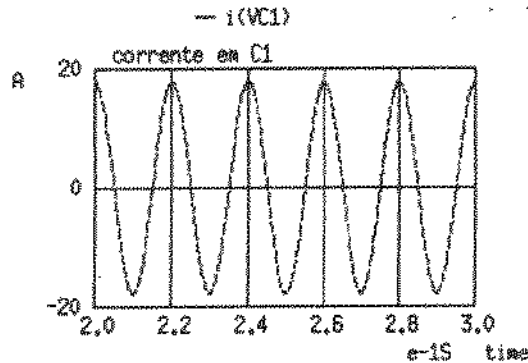


Figura 4.12: Corrente no capacitor de entrada (Linha Média).

os valores obtidos para módulo e ângulo são $\dot{I}_{C_1} = 17,73 \underline{88,34^\circ}$.

Corrente no capacitor de saída:

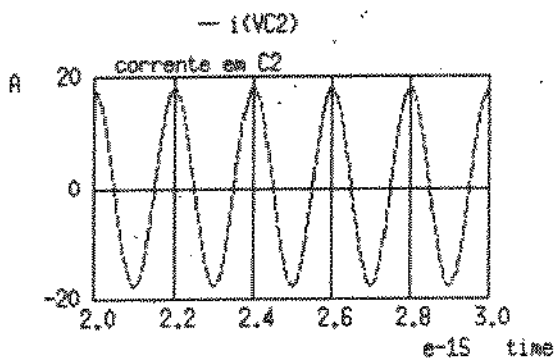


Figura 4.13: Corrente no capacitor de saída (Linha Média).

os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{C_2} = 17,73 \angle 88,69^\circ$.

Corrente no ramo R-L:

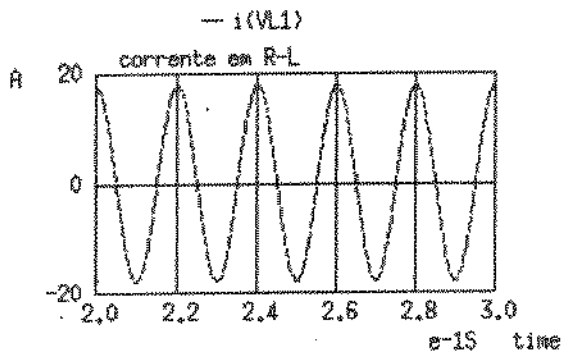


Figura 4.14: Corrente no ramo R-L (Linha Média).

os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{RL} = 17,72 \angle 88^\circ$.

Tensão no resistor:

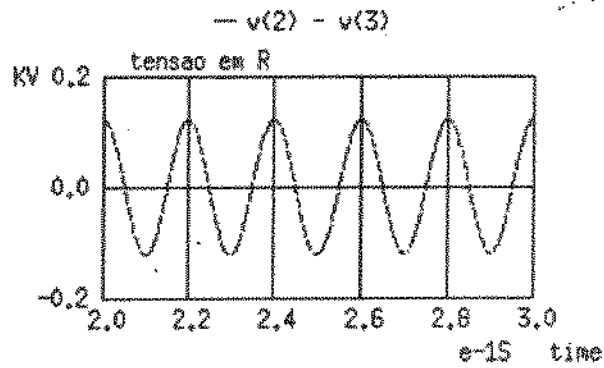


Figura 4.15: Tensão no resistor (Linha Média).

os valores obtidos para módulo e ângulo são $V_R = 121,05 \angle 87,32^\circ$.

Tensão no indutor:

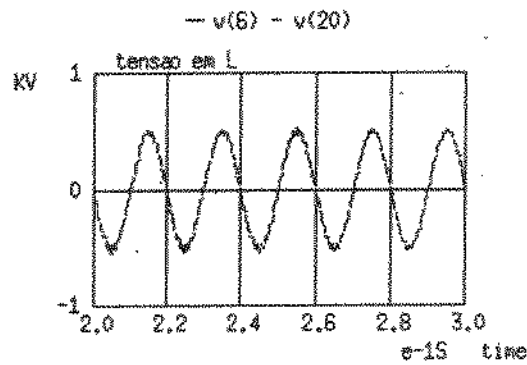


Figura 4.16: Tensão no indutor (Linha Média).

os valores obtidos para módulo e ângulo são $V_L = 500 \angle 175,46^\circ$.

Corrente de entrada:

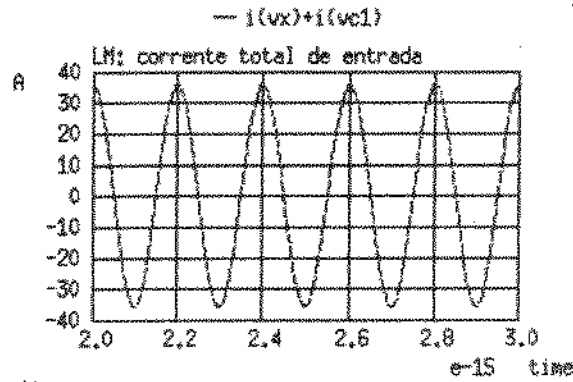


Figura 4.17: Corrente de entrada (Linha Média).

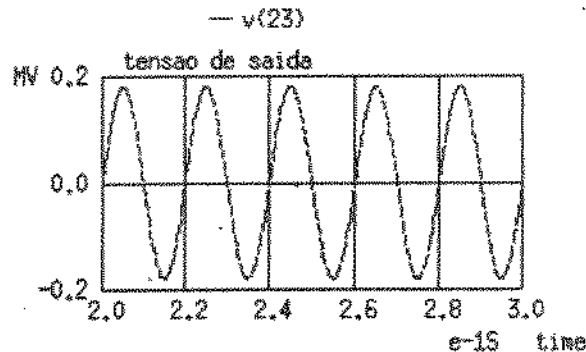
os valores obtidos para módulo e ângulo são $\hat{I}_e = 35,33 \angle 87,01^\circ$.

4.4.2 Simulação com o modelo Π discretizado

Discretização em 4 trechos

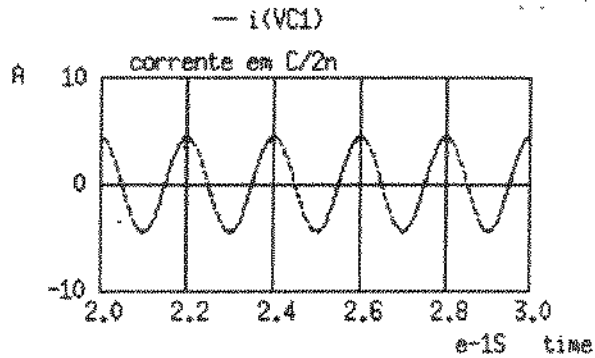
Simulou-se também a linha média discretizada em 4 trechos, utilizando o arquivo listado no Apêndice A.1.4, cujo circuito está na figura 4.10. Nesta simulação a tensão de entrada aplicada é igual em módulo e ângulo à tensão de entrada para parâmetros concentrados ilustrada anteriormente. Os resultados destas simulações estão apresentados nos gráficos a seguir.

Tensão de saída:



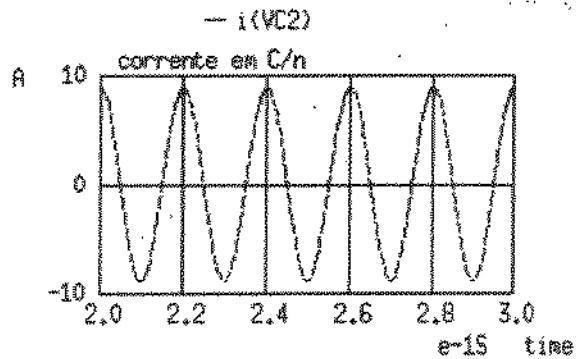
os valores obtidos para módulo e ângulo são $\hat{V}_s = 179757 \angle -1,04^\circ$.

Corrente na capacitância sob tensão \hat{V}_c :



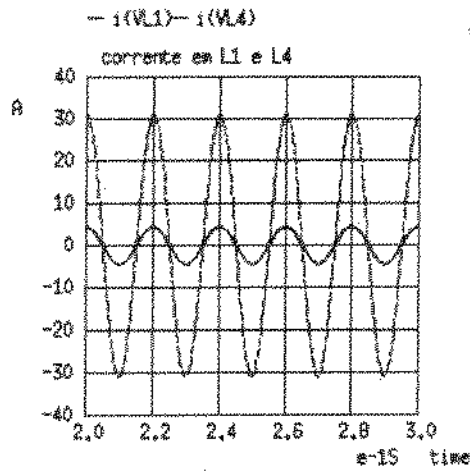
os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{C_1} = 4,41 \angle 90,32^\circ$.

Corrente na última capacitância do lado da saída:



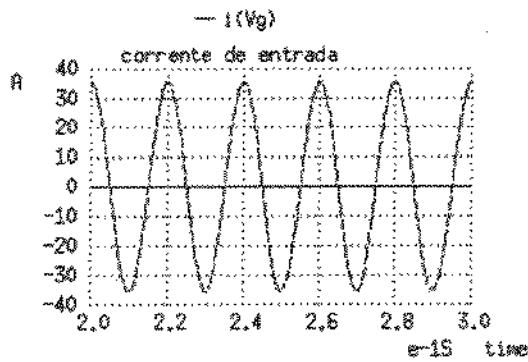
os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{C_2} = 8,82 \angle 90,32^\circ$.

Corrente no ramo I_{RL_1} e I_{RL_4} :



os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{RL_1} = 31,06 \angle 90,56^\circ$ e $I_{RL_4} = 4,47 \angle 90,56^\circ$.

Corrente de entrada:

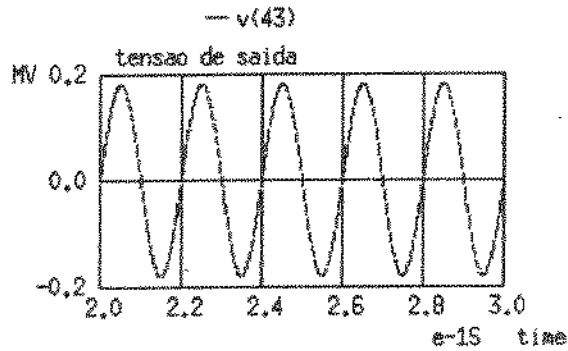


os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_e = 35,47 \angle 90,88^\circ$.

Discretização em 10 trechos

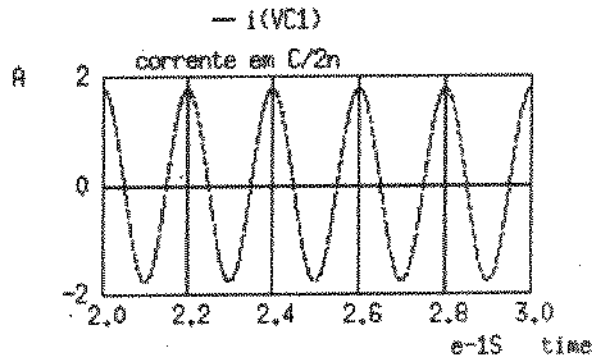
Simulou-se também a linha média discretizada em 10 trechos, cujo arquivo SPICE está listado no Apêndice A.1.5, cujo circuito está na figura 4.10. Nesta simulação a tensão de entrada aplicada é igual em módulo e ângulo a tensão de entrada para parâmetros concentrados ilustrada anteriormente. Os resultados destas simulações estão apresentados nos gráficos a seguir.

Tensão de saída:



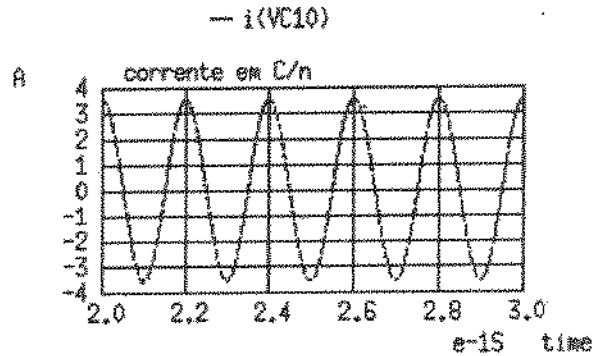
os valores obtidos para módulo e ângulo são $\vec{V}_s = 179444 \angle -0,06^\circ$.

Corrente na capacitância sob tensão \hat{V}_e :



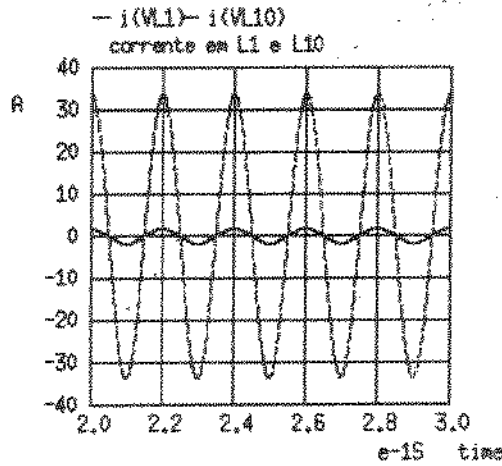
os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{C_1} = 1,77 \angle 89,62^\circ$.

Corrente na última capacitância do lado da saída:



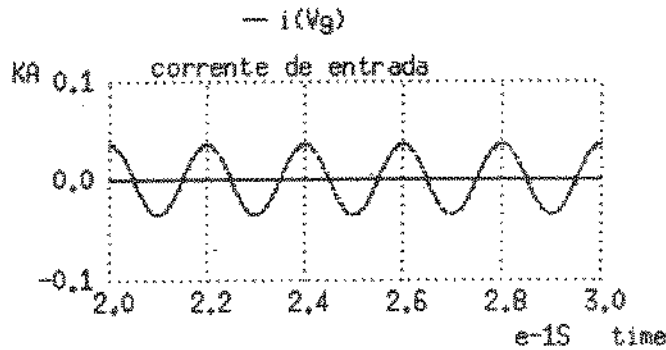
os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{C_2} = 3,54 \angle 89,26^\circ$.

Corrente no ramo I_{RL_1} e $I_{RL_{10}}$:



os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{RL_1} = 33,65 \angle 88,24^\circ$ e $I_{RL_{10}} = 1,87 \angle 88,24^\circ$.

Corrente na entrada:

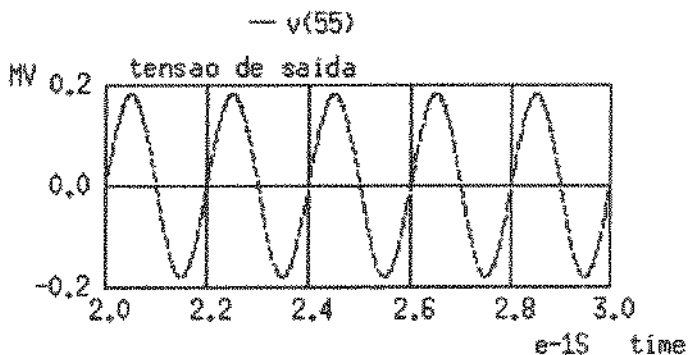


os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_e = 35,36 \angle 89,06^\circ$.

Discretização em 20 trechos

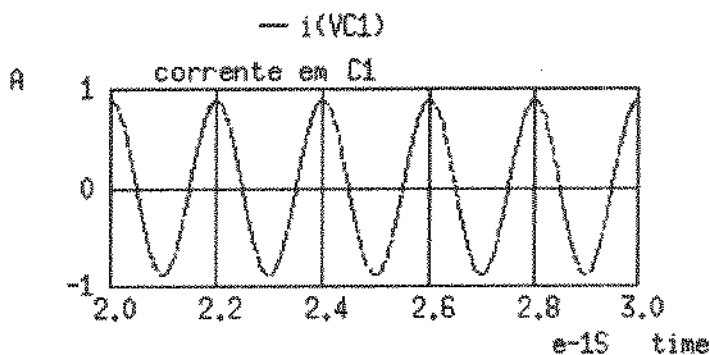
Simulou-se também a linha média discretizada em 20 trechos, utilizando o arquivo listado no Apêndice A.1.6, cujo circuito está na figura 4.10. Nesta simulação a tensão de entrada aplicada é igual em módulo e ângulo à tensão de entrada para parâmetros concentrados ilustrada anteriormente. Os resultados destas simulações estão apresentados nos gráficos a seguir.

Tensão de saída:



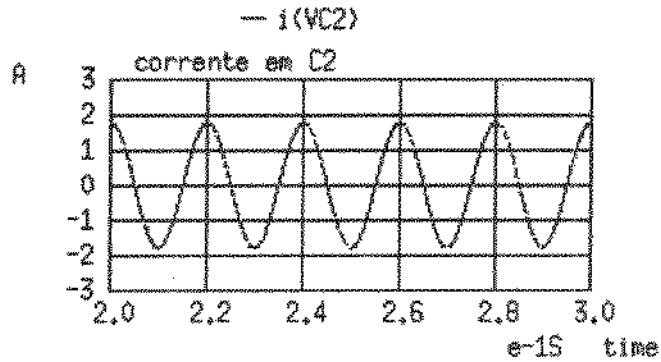
os valores obtidos para módulo e ângulo são $\dot{V}_s = 179310 \angle -0,06^\circ$.

Correntes na capacitância sob tensão \dot{V}_c :



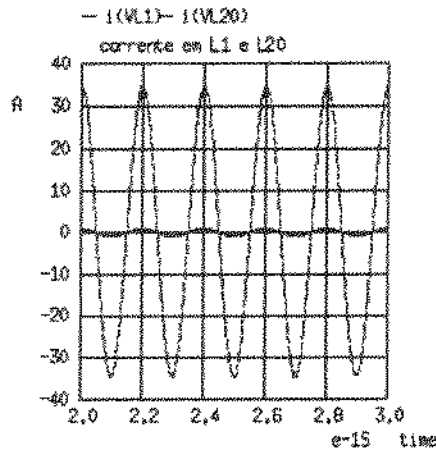
os valores obtidos para módulo e ângulo são $\dot{I}_{C_1} = 0,89 \angle 89,57^\circ$.

Corrente na última capacitância do lado da saída:



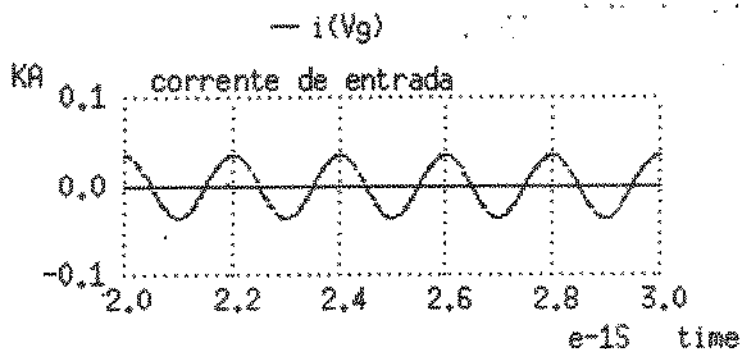
os valores obtidos para módulo e ângulo são $\dot{I}_{C_2} = 1,77 \angle 89,50^\circ$.

Corrente no ramo I_{RL_1} e $I_{RL_{20}}$:



os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{RL_1} = 34,53 \angle 89,50^\circ$ e $I_{RL_{20}} = 0,84 \angle 89,50^\circ$.

Corrente de entrada:



os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_e = 35,36 \angle 90^\circ$.

4.5 Linha Longa

4.5.1 Simulação por Parâmetros Concentrados

Como exemplo de linha longa utilizamos a Linha Coronel Oviedo - San Lorenzo, para a qual os parâmetros concentrados e as condições de simulação foram definidos como sendo:

Tabela 4.5: Condições de simulação para Linha Curta.

Parâmetros concentrados	
R	11,73 [Ω]
L	151,63 [mH]
C	511,19 [nF]
ℓ	116,43 [km]
Condições de simulação	
V	179,60 [kV]
f	50 [Hz]

Para estes parâmetros foi obtida a Tabela 4.6, da análise do circuito.

As simulações SPICE foram feitas através do arquivo listado no Apêndice A.1.7. A tensão de entrada é a mesma ilustrada na Fig. 4.2. Os resultados estão apresentados nos gráficos a seguir.

Tabela 4.6: Valores calculados para Linha Longa.

Variáveis	Valores calculados	
ω	314,16	[rad/s]
Z_{RLC_2}	6179,32 $\angle -89,89^\circ$	[Ω]
Z_π	3101,50 $\angle -89,95^\circ$	[Ω]
\dot{I}_e	57,91 $\angle 89,95^\circ$	[A]
\dot{I}_{C_1}	28,85 $\angle 90^\circ$	[A]
\dot{I}_{RLC_2}	29,07 $\angle 89,89^\circ$	[A]
V_R	340,98 $\angle 89,89^\circ$	[V]
\dot{V}_L	1384,65 $\angle 179,89^\circ$	[V]
\dot{V}_s	181010,94 $\angle -0,11^\circ$	[V]

Tensão de saída:

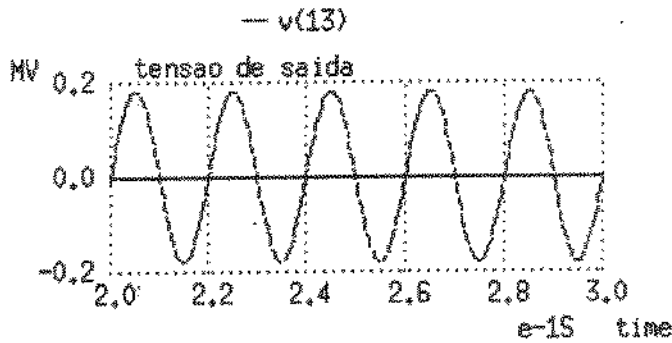


Figura 4.18: Tensão de saída (Linha Longa).

os valores obtidos para módulo e ângulo são $\dot{V}_s = 180157 \angle -0,13^\circ$.

Corrente no capacitor de entrada:

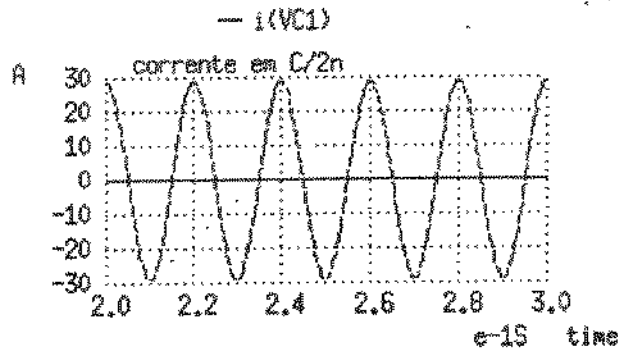


Figura 4.19: Corrente no capacitor de entrada (Linha Longa).

os valores obtidos para módulo e ângulo são $\dot{I}_{C_1} = 28,73 \angle 88,79^\circ$.

Corrente no capacitor de saída:

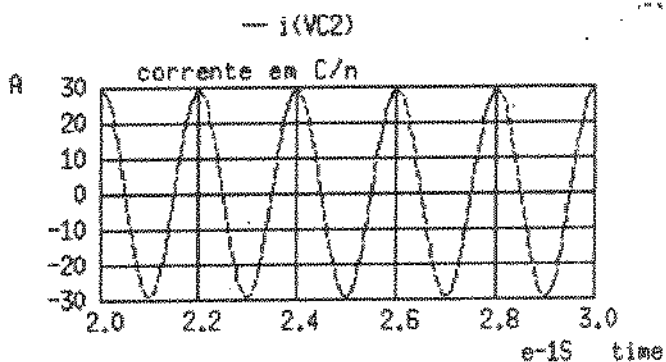


Figura 4.20: Corrente no capacitor de saída (Linha Longa).

os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{C_2} = 28,97 \angle 87,58^\circ$.

Corrente no ramo R-L:

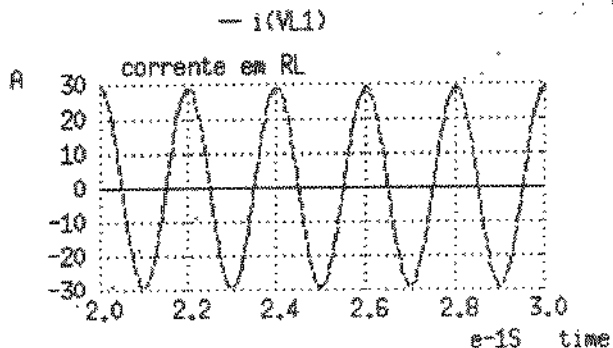


Figura 4.21: Corrente no ramo R-L (Linha Longa).

os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{RL} = 28,96 \angle 88,92^\circ$.

Tensão no resistor:

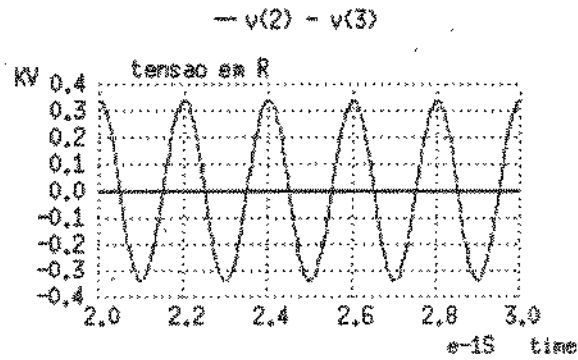


Figura 4.22: Tensão no resistor (Linha Longa).

os valores obtidos para módulo e ângulo são $V_R = 339,33 \angle 88^\circ$.

Tensão no indutor:

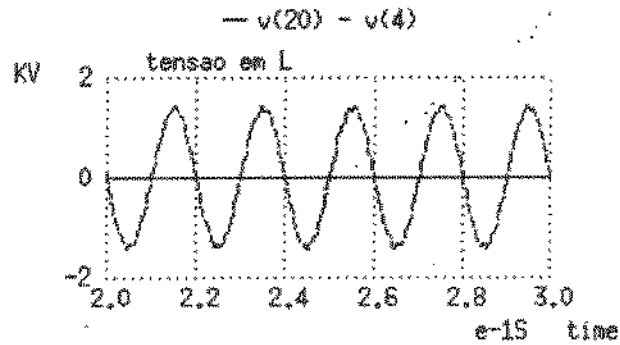


Figura 4.23: Tensão no indutor (Linha Longa).

os valores obtidos para módulo e ângulo são $V_L = 1397,33 \angle 176,40^\circ$.

Corrente de entrada:

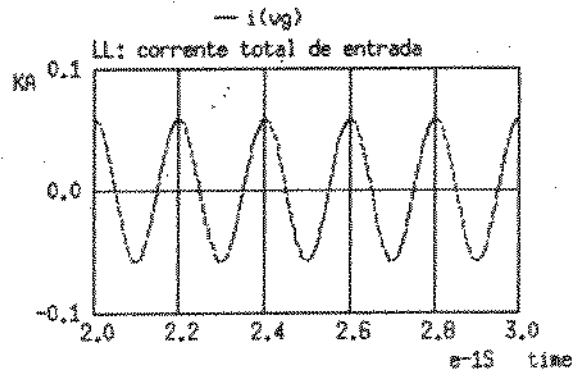


Figura 4.24: Corrente de entrada (Linha Longa).

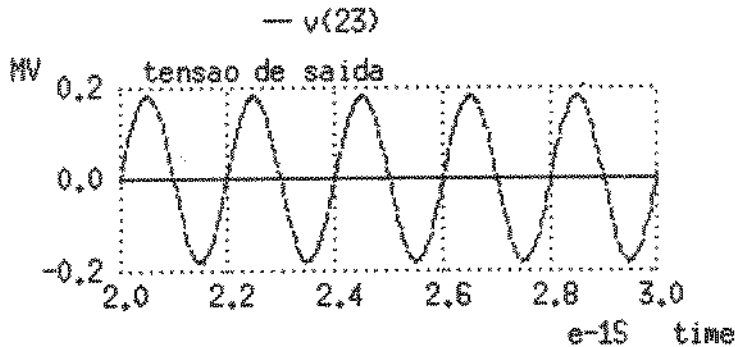
os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_e = 57,85 \angle 89,47^\circ$.

4.5.2 Simulação com o modelo II discretizado

Discretização em 4 trechos

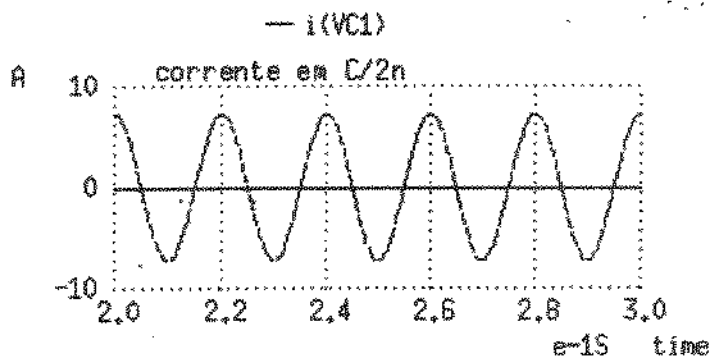
Simulou-se também a linha longa discretizada em 4 trechos, utilizando o arquivo listado no Apêndice A.1.8, cujo circuito está na figura 4.10. Nesta simulação a tensão de entrada aplicada é igual em módulo e ângulo à tensão de entrada para parâmetros concentrados ilustrada anteriormente. Os resultados destas simulações estão apresentados nos gráficos a seguir.

Tensão de saída:



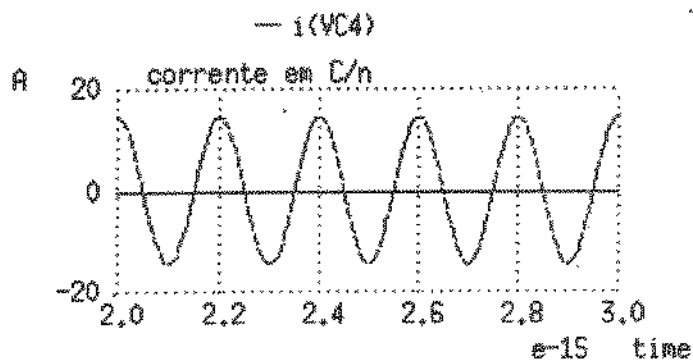
os valores obtidos para módulo e ângulo são $V_s = 180000 \angle -0,18^\circ$.

Corrente na capacitância sob tensão V_g :



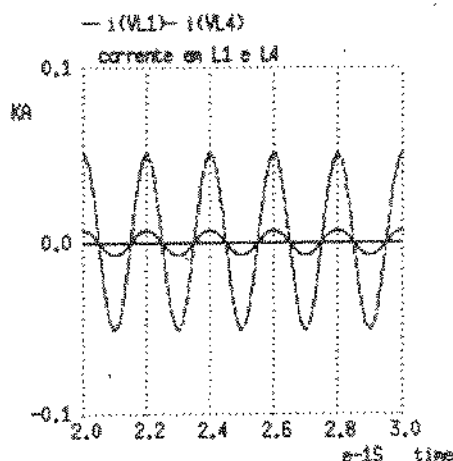
os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{C_1} = 7,21 \angle 90,04^\circ$.

Corrente na última capacitância do lado da saída:



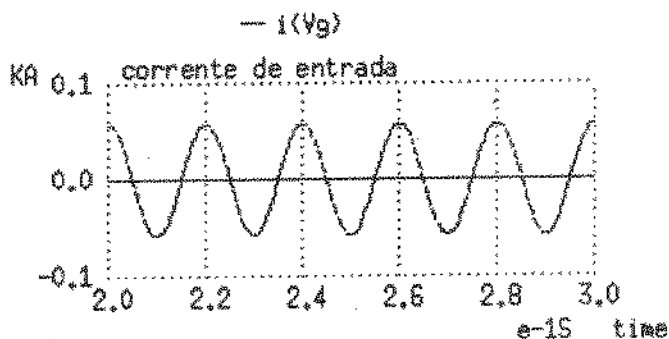
os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{C_2} = 14,56 \angle 90,63^\circ$.

Corrente no ramo I_{RL_1} e I_{RL_4} :



os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{RL_1} = 50,66 \angle 88,42^\circ$ e $I_{RL_4} = 6,36 \angle 88,42^\circ$.

Corrente de entrada:

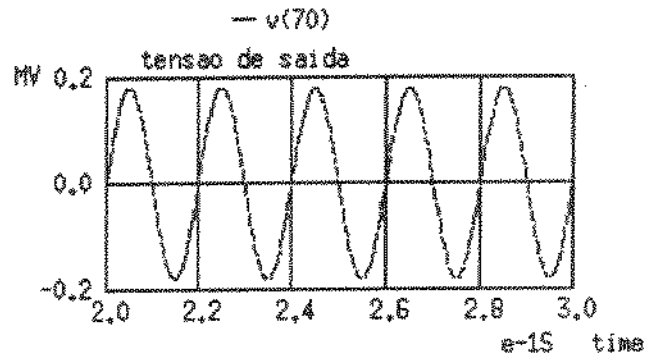


os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_e = 57,96 \angle 88,42^\circ$.

Discretização em 10 trechos

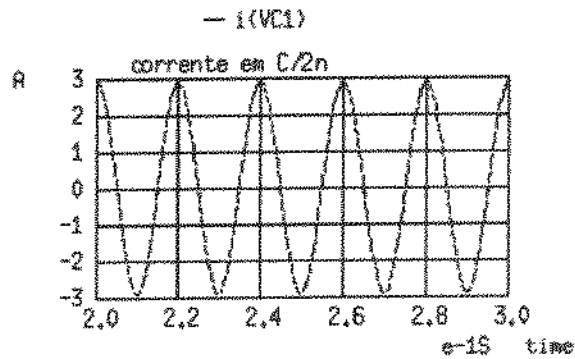
Simulou-se também a linha longa discretizada em 10 trechos, utilizando o arquivo listado no Apêndice A.1.9, cujo circuito está na figura 4.10. Nesta simulação a tensão de entrada aplicada é igual em módulo e ângulo à tensão de entrada para parâmetros concentrados ilustrada anteriormente. Os resultados destas simulações estão apresentados nos gráficos a seguir.

Tensão de saída:



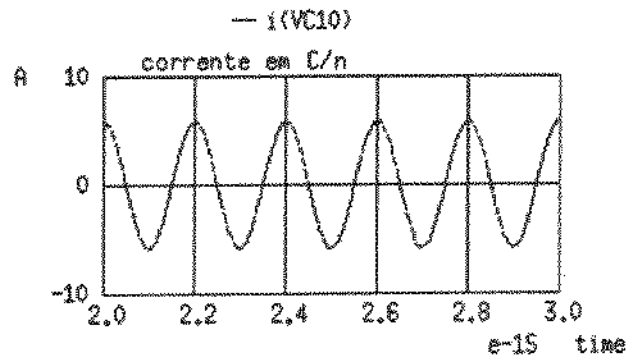
os valores obtidos para módulo e ângulo são $\vec{V}_s = 181201 \angle -0,59^\circ$.

Corrente na capacitância sob tensão \vec{V}_c :



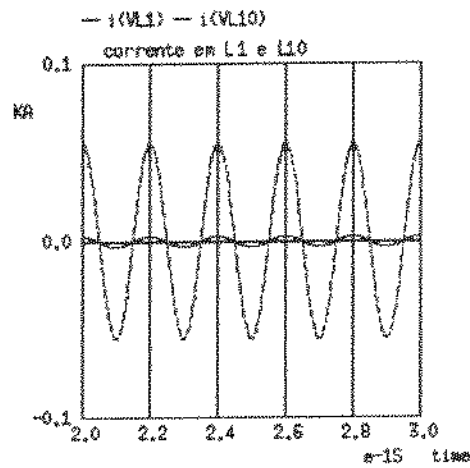
os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{C1} = 2,88 \angle 89,44^\circ$.

Corrente na última capacitância do lado da saída:



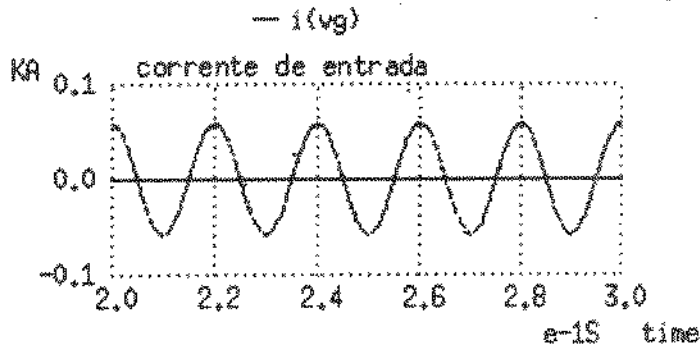
os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{C_2} = 5,81 \angle 89,38^\circ$.

Corrente no ramo I_{RL_1} e $I_{RL_{10}}$:



os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{RL_1} = 55,12 \angle 89,69^\circ$ e $I_{RL_{10}} = 2,89 \angle 89,69^\circ$.

Corrente de entrada:

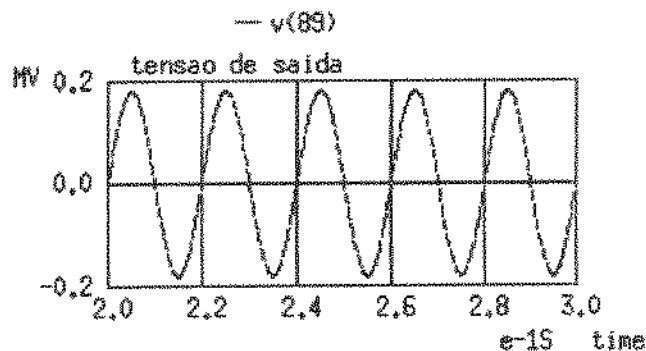


os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_e = 57,65 \angle 88,52^\circ$.

Linha longa discretizada em 20 trechos

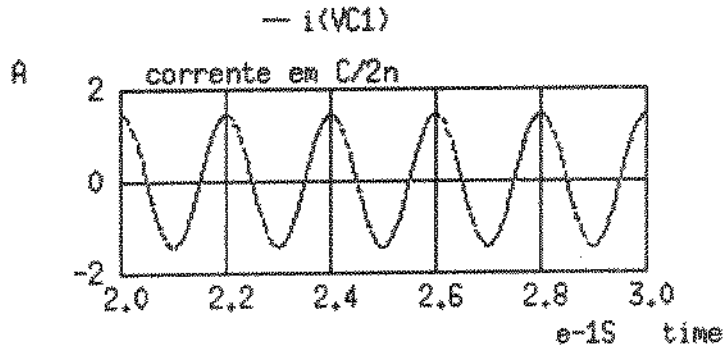
Simulou-se também a linha longa discretizada em 20 trechos, utilizando o arquivo listado no Apêndice A.1.10, cujo circuito está na figura 4.10. Nesta simulação a tensão de entrada aplicada é igual em módulo e ângulo à tensão de entrada para parâmetros concentrados ilustrada anteriormente. Os resultados destas simulações estão apresentados nos gráficos a seguir.

Tensão de saída:



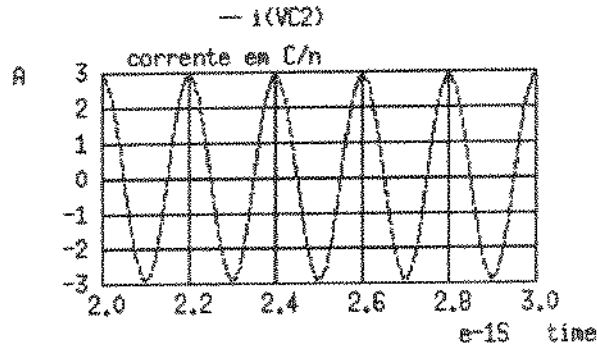
os valores obtidos para módulo e ângulo são $V_s = 180412 \angle -0,486^\circ$

Corrente na capacitância sob tensão V_2 :



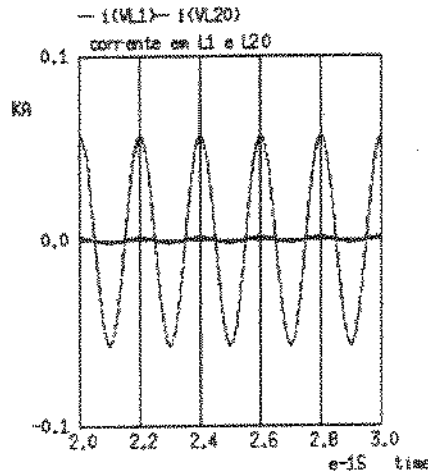
os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{C_1} = 1,44 \angle 89,46^\circ$.

Corrente na última capacitância do lado da saída:



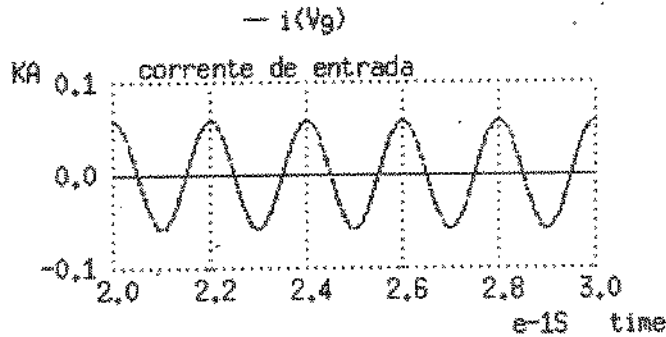
os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{C_2} = 2,87 \angle 89,76^\circ$.

Correntes no ramo I_{RL_1} e $I_{RL_{20}}$:



os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{RL_1} = 56,57 \angle 89,44^\circ$ e $I_{RL_{20}} = 1,34 \angle 89,44^\circ$.

Corrente de entrada:

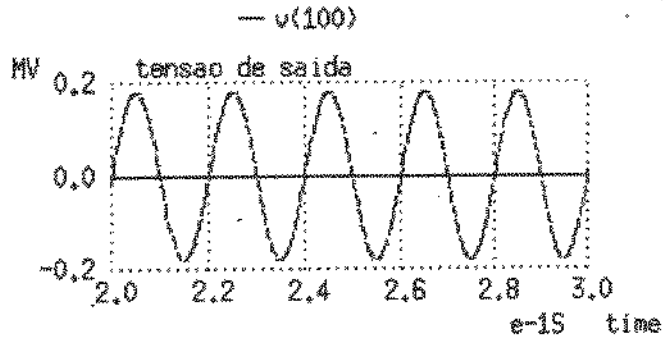


os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_e = 57,89 \angle 89,47^\circ$.

Linha longa discretizada em 30 trechos

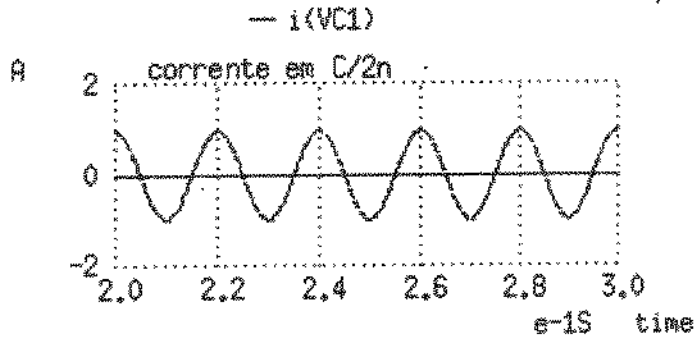
Simulou-se também a linha longa discretizada em 30 trechos, utilizando o arquivo listado no Apêndice A.1.11, cujo circuito está na figura 4.10. Nesta simulação a tensão de entrada aplicada é igual em módulo e ângulo à tensão de entrada para parâmetros concentrados ilustrada anteriormente. Os resultados destas simulações estão apresentados nos gráficos a seguir.

Tensão de saída:



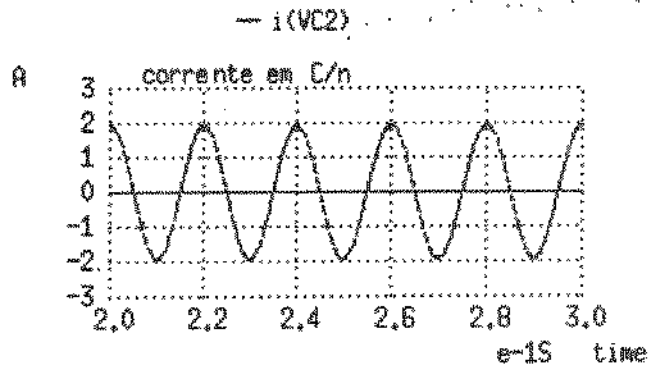
os valores obtidos para módulo e ângulo são $\vec{V}_s = 180460 \angle 0^\circ$.

Corrente na capacitância sob tensão \vec{V}_e :



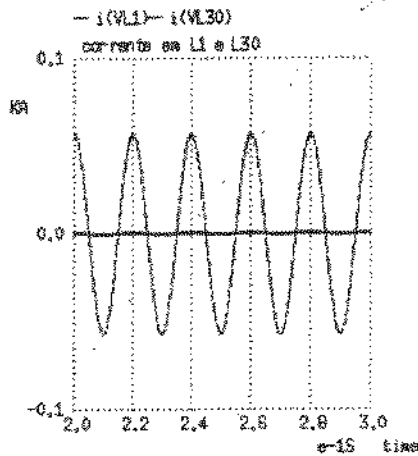
os valores obtidos para módulo e ângulo são $\vec{I}_{C_1} = 0,96 \angle 91,22^\circ$.

Corrente na última capacitância do lado da saída:



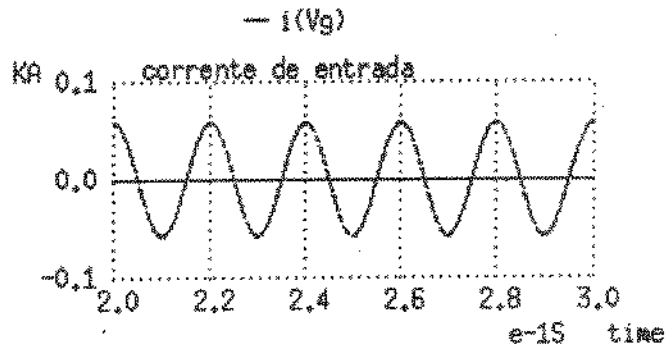
os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{C_2} = 1,92 \angle 90,49^\circ$.

Correntes no ramo I_{RL_1} e $I_{RL_{30}}$:



os valores obtidos para módulo e ângulo são $I_{RL_1} = 57,07 \angle 88,77^\circ$ e $I_{RL_{30}} = 1,33 \angle 88,77^\circ$.

Corrente de entrada:



os valores obtidos para módulo e ângulo são $\hat{I}_e = 57,74 \angle 88,79^\circ$.

4.6 Restrições detectadas

Apesar da aparente simplicidade em se simular as linhas de transmissão através do SPICE 3d2, a dificuldade em se identificar as defasagens nas formas de onda nos diversos pontos do circuito pode levar a valores por exemplo, superiores a 90° para defasagens entre tensões e correntes no mesmo elemento passivo. Deste modo as simulações aqui apresentadas, de um modo geral, devem ser encaradas com um certo ponto de vista crítico neste aspecto.

Outra restrição à ser destacada é que ao ser acionado o *mouse* da estação de trabalho ocorre erros de precisão mecânica na leitura do *pixel* apontado pelo cursor, fazendo com que sejam obtidos resultados enganosos. Para evitar tais erros de leitura, recomenda-se comparar o valor lido pelo *mouse* com o valor contido no arquivo de simulação numérica.

Capítulo 5

Hardware Representativo das Linhas de Transmissão

5.1 Introdução

Neste capítulo realiza-se o projeto e a implementação do circuito para a simulação analógica de linhas de transmissão.

Para se representar uma linha de transmissão através do modelo II tem-se as seguintes opções:

1. Montagem direta dos elementos do modelo (R, L e C) em uma placa (Fig. 5.1).

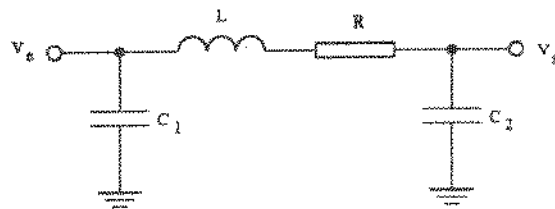


Figura 5.1: Representação do modelo II.

2. A partir da forma de onda da entrada, conversão A/D, microprocessador simulando o modelo da linha, conversão D/A e apresentação dos resultados (Fig. 5.2).
3. Implementação de circuito eletrônico capaz de simular cada elemento da linha, baseado em células elementares feitas com amplificadores operacionais (Fig. 5.3).

Considerando custo e praticidade, escolheu-se a opção 3, para a qual foi desenvolvida a implementação descrita neste capítulo.



Figura 5.2: Implementação baseada em microprocessador.

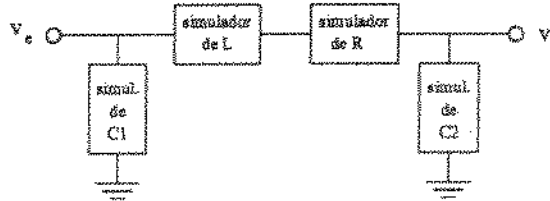


Figura 5.3: Implementação baseada em amplificadores operacionais.

Uma vez que são utilizados os princípios da computação analógica, que consistem na resolução de equações através de circuitos baseados em amplificadores operacionais, a metodologia de projeto seguida é a seguinte:

1. Resolução analítica do circuito a ser representado para identificar as equações a serem representadas.
2. Determinação das células de circuito, com amplificadores operacionais, que representam adequadamente cada uma das equações do circuito.
3. Cálculo dos elementos das células, considerando os escalamentos necessários dos níveis de tensão presentes no circuito para que as tensões reais presentes na linha possam ser corretamente representadas.
4. Simulação das células anteriormente projetadas através do software SPICE e comparação com os resultados das simulações realizadas no Capítulo 4 para as linhas de transmissão.

As linhas a serem representadas estão mostradas na Fig. 5.4.

Os valores dos parâmetros estimados para estas linhas, pela ANDE, estão na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros Estimados pela ANDE.

Parâmetros Estimados					
GUA-SLO		MD-ITY		COV-SLO	
<i>R</i>	0.09767	<i>R</i>	0.0976225	<i>R</i>	0.10075
<i>X</i>	0.40333	<i>X</i>	0.403165	<i>X</i>	0.40913
<i>C</i>	9.01568	<i>C</i>	8.96401	<i>C</i>	8.78119

onde:

R = resistência da linha [Ω/km]

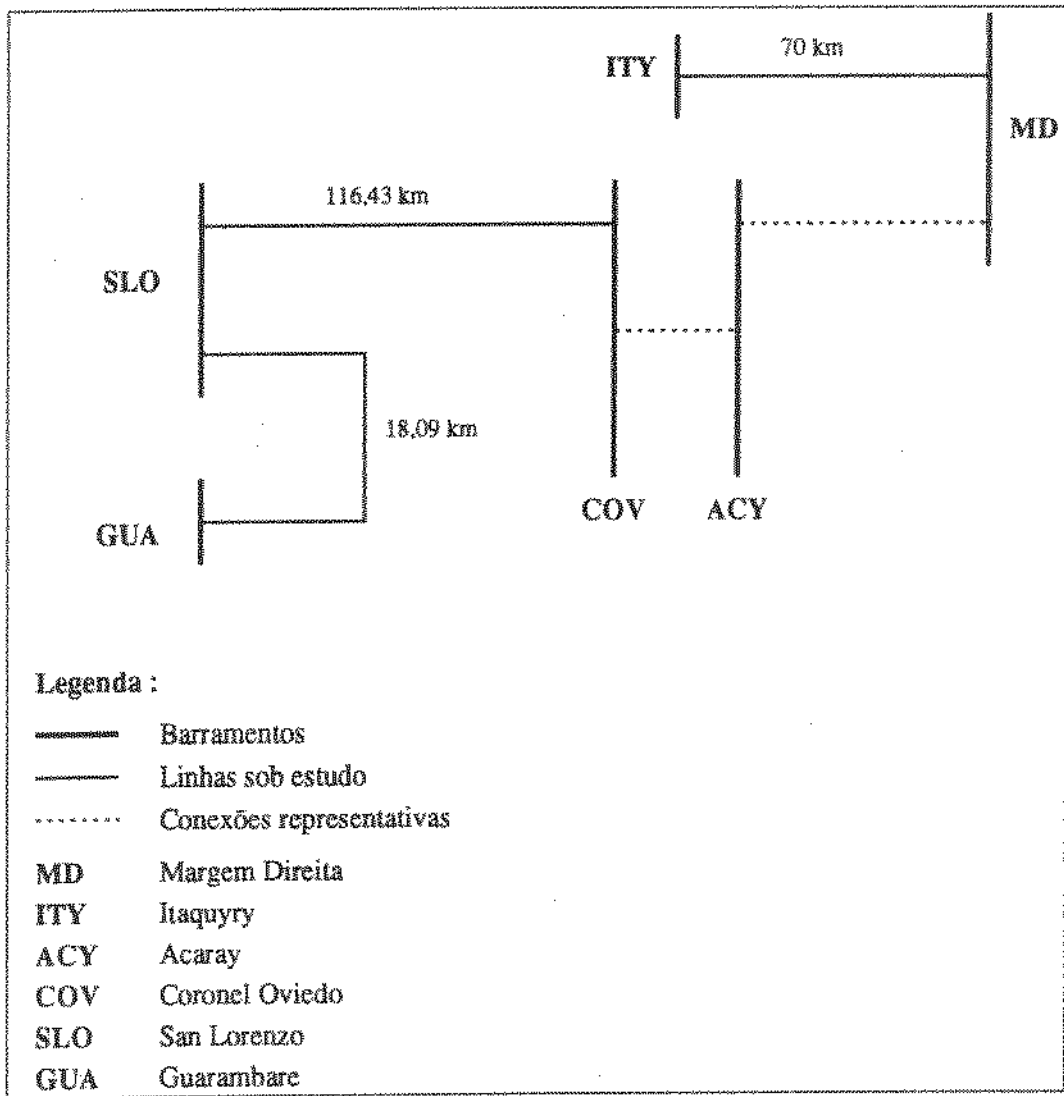


Figura 5.4: Diagrama esquemático da localização das linhas sob estudo do Sistema ANDE.

X = reatância da linha [Ω/km]

C = capacitância da linha [nF/km]

A linha de transmissão é aqui representada pelo modelo II a parâmetros concentrados, conforme a figura Fig. 5.5:

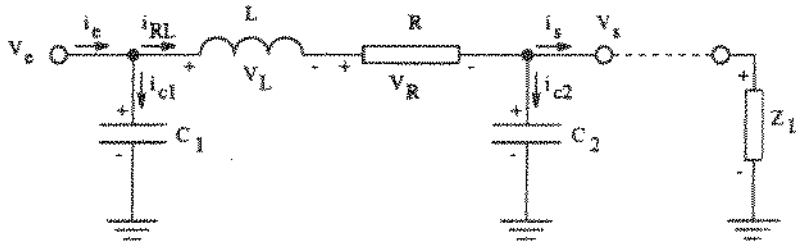


Figura 5.5: Modelo II, parâmetros concentrados.

Na Fig. 5.5 considera-se a possibilidade de conexão de uma carga com impedância Z_L , de tal forma que a impedância vista pelo gerador será $Z_{\Pi} + Z_L$, onde Z_{Π} é a impedância da linha.

Para representar este circuito, tem-se que encontrar meios de representar cada elemento do mesmo através de células com amplificadores operacionais. Na implementação é considerada a linha sem carga.

Neste caso a corrente em C_1 pode ser representada por um circuito derivador não inversor:

$$i_{C_1} = C_1 \frac{dv_e}{dt} \left\{ \begin{array}{l} v_e \rightarrow \boxed{\partial} \rightarrow v_{(i_{C_1})} \end{array} \right. \quad (5.1)$$

onde o ganho do estágio diferenciador deve ser proporcional a C_1 e $v_{(C_1)}$ é uma tensão que representa a corrente i_{C_1} .

A corrente de entrada i_e será:

$$i_e = \frac{1}{Z_{\pi}} v_e \left\{ \begin{array}{l} v_e \rightarrow \boxed{\text{filtro}} \rightarrow v_{(i_e)} \end{array} \right. \quad (5.2)$$

onde $v_{(i_e)}$ representa i_e . O ganho do filtro deve ser proporcional a $|Z_{\pi}|$ e sua defasagem igual a defasagem de Z_{π} .

Conhecendo i_e e i_{C_1} , pode-se determinar i_{RL} através de um circuito subtrator:

$$i_{RL} = i_e - i_{C_1} \left\{ \begin{array}{l} v_{(i_e)} \rightarrow \boxed{\Sigma} \rightarrow v_{(i_{RL})} \\ v_{(i_{C_1})} \rightarrow \end{array} \right. \quad (5.3)$$

onde $v_{(i_{RL})}$ representa i_{RL} .

Agora tem-se condições de determinar as tensões no resistor e no indutor:

$$v_R = R i_{RL} \left\{ \begin{array}{l} v_{(i_{RL})} \rightarrow \boxed{\text{amplificador}} \rightarrow v_R \end{array} \right. \quad (5.4)$$

$$v_L = L \frac{di_{RL}}{dt} \quad \left\{ \begin{array}{l} v_{(i_{RL})} \rightarrow \boxed{\partial} \rightarrow v_L \end{array} \right. \quad (5.5)$$

No primeiro caso o ganho do amplificador deve ser proporcional a R e no segundo caso o ganho do diferenciador deve ser proporcional a L .

Através da lei das malhas pode-se determinar v_{RL} e v_s :

$$v_{RL} = v_L + v_R \quad \left\{ \begin{array}{l} v_L \rightarrow \boxed{\Sigma} \rightarrow v_{RL} \\ v_R \rightarrow \boxed{\Sigma} \end{array} \right. \quad (5.6)$$

$$v_s = v_e - v_{RL} \quad \left\{ \begin{array}{l} v_e \rightarrow \boxed{\Sigma} \rightarrow v_s \\ v_{RL} \rightarrow \boxed{\Sigma} \end{array} \right. \quad (5.7)$$

Finalmente, a corrente no capacitor C_2 será:

$$i_{C_2} = C_2 \frac{dv_s}{dt} \quad \left\{ \begin{array}{l} v_s \rightarrow \boxed{\partial} \rightarrow v_{(i_{C_2})} \end{array} \right. \quad (5.8)$$

onde $v_{(i_{C_2})}$ representa i_{C_2} .

A figura Fig. 5.6 mostra o diagrama de blocos do circuito Cada unidade deste diagrama é implementada com as células básicas discutidas no Capítulo 3.

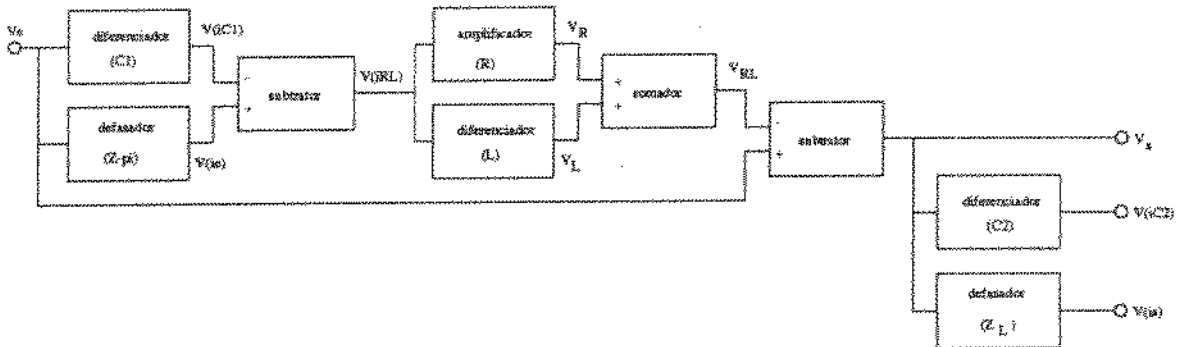


Figura 5.6: Diagrama de Blocos.

5.2 Projeto e implementação do circuito proposto

A seguir estão apresentados resultados de simulações SPICE do diagrama de blocos da figura Fig. 5.6. Estas simulações foram realizadas representando-se cada bloco pelo seu circuito implementado

com amplificadores operacionais. Os níveis de tensão reais são muito acima daqueles suportados por amplificadores operacionais, porém foi feito assim para facilitar a comparação com as simulações feitas para as linhas curta, média e longa, apresentadas no Capítulo 4.

5.2.1 Bloco representativo de C_1

Este bloco é implementado através de um diferenciador seguido de um inversor.

A equação a ser implementada é:

$$i_{C_1} = C_1 \frac{dv_e}{dt} \tag{5.9}$$

Optou-se pelo circuito ilustrado na Fig. 5.7.

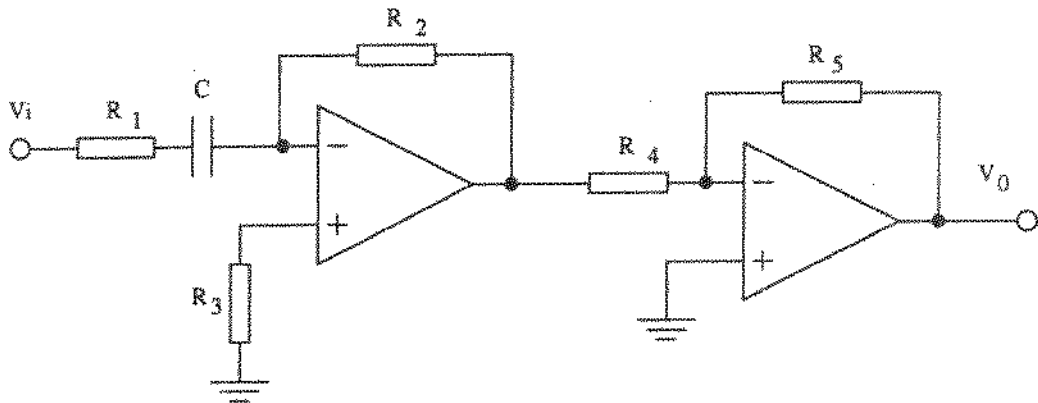


Figura 5.7: Circuito diferenciador representando C_1 .

cuja saída $V_o = V_{(i_{C_1})}$ é:

$$V_{(i_{C_1})} = A_{\theta} A_R \frac{dv_i}{dt} \tag{5.10}$$

onde $A_{\theta} = -R_2 C$ e $A_R = -R_5 / R_4$.

Assim, torna-se possível utilizar a equação (5.10) para representar a equação (5.9), desde que se faça as equivalências numéricas contidas na Tabela 5.2.

Tabela 5.2: Equivalências numéricas.

V_i [V]	\Rightarrow	v_e [V]
$A_{\theta} A_R$ [ΩF]	\Rightarrow	C_1 [F]
$V_{(i_{C_1})}$ [V]	\Rightarrow	i_{C_1} [A]

Pode-se observar que as dimensões envolvidas nas equações (5.9) e (5.10) são diferentes, sendo viável fazer com que uma equação represente a outra, uma vez que sob o ponto de vista matemático as equações são idênticas.

Os valores para as linhas curta e longa mostram os extremos de cada parâmetro. Conforme os dados da tabela (5.1) e da figura (5.1) tem-se:

$$\begin{aligned} C_{1,\text{linha curta}} &\cong 80 \text{ [nF]} \\ C_{1,\text{linha média}} &\cong 310 \text{ [nF]} \\ C_{1,\text{linha longa}} &\cong 510 \text{ [nF]} \end{aligned} \quad (5.11)$$

A expressão da forma de onda de entrada é:

$$v_e = A \sin(\omega t) \cong 180 \times 10^3 \sin(314 t) \text{ [V]} \quad (5.12)$$

que corresponde à tensão real para uma fase de todas as linhas, uma vez que estas são de 220[kV]. Consequentemente, as correntes nas respectivas capacitâncias serão:

$$\begin{aligned} i_{C_{1,l.c.}} &= C_{1,l.c.} \frac{dv_{C_{1,l.c.}}}{dt} \cong 4,5 \cos(314 t) \text{ [A]} \\ i_{C_{1,l.m.}} &= C_{1,l.m.} \frac{dv_{C_{1,l.m.}}}{dt} \cong 17,5 \cos(314 t) \text{ [A]} \\ i_{C_{1,l.l.}} &= C_{1,l.l.} \frac{dv_{C_{1,l.l.}}}{dt} \cong 28,8 \cos(314 t) \text{ [A]} \end{aligned} \quad (5.13)$$

Lembrando que todas as grandezas são representadas por tensões, independentemente de suas dimensões reais, para representar um exemplo prático através do circuito com amplificadores operacionais é necessário fazer com que as grandezas a serem representadas, estejam em escalas compatíveis com as tensões presentes no circuito (sempre entre -15 [V] e +15 [V]).

Deste modo a tensão real $v_e = 1,8 \times 10^3 \text{sen}(314t)$ [V] deve ser representada por uma tensão $v_i = 1,8 \text{sen}(314t)$ [V], utilizando-se, portanto, um fator de escala igual a 10^5 .

Ajuste do primeiro estágio (A_β):

$$V_{A_\beta} = -R_2 C \frac{dv_i}{dt} = -R_2 C \omega V_i \cos(\omega t) \quad (5.14)$$

onde $v_i = V_i \sin(\omega t) = 1,8 \sin(314 t)$ [V], $\omega = 2\pi f \cong 314$ [rad/s], para $f = 50$ [Hz]. Assim, limitando o módulo da tensão de saída deste estágio em 1,5 [V] e fazendo $V_i = 1,8$ [V] tem-se $R_2 C \omega V_i = 1,5$. Fazendo-se $C = 1[\mu F]$, tem-se $|X_C| = 1/\omega C \cong 3.180$ [Ω], e $f = 1/2\pi X_C \cong 3.175$ [Hz] > 3 [kHz] que é a frequência de corte do estágio (3 [kHz] corresponde a frequência da 60ª harmônica). Desta forma, $R_2 = 1,5/C\omega V_i = 2,654 \times 10^3$ [Ω] e $|A_\beta| = R_2 C = 2,654 \times 10^{-3}$. Assumindo-se $R_1 = R_3 = 100$ [Ω], garante-se um baixo ganho em altas frequências (igual a $R_2/R_1 \cong 26$). Observa-se experimentalmente que este é um fator importante para o bom funcionamento do circuito diferenciador.

Ajuste do segundo estágio (A_R):

Utiliza-se este estágio para introduzir o ganho necessário para que seja feita a representação de C_1 . Pode-se utilizar um potenciômetro em R_5 de tal forma que se possa variar o ganho do segundo estágio, cobrindo os valores de C_1 desde a linha curta até a linha longa.

O produto $A_\beta A_R$ deve então representar o valor de C_1 . Uma vez que os valores de 80 [nF] a 310 [nF] para a capacitância C_1 implicariam em valores de A_R muito pequenos (da ordem de 10^{-6}) fazendo com que o sinal de saída do segundo estágio não fosse significativo, optou-se por escolher os produtos $A_\beta A_R$ com os seguintes valores:

$$\begin{aligned} \text{Linha curta: } A_\beta A_R &= 80 \times 10^{-5} \Rightarrow A_R = \frac{80 \times 10^{-5}}{2,654 \times 10^{-3}} = 0,3014 \\ \text{Linha média: } A_\beta A_R &= 310 \times 10^{-5} \Rightarrow A_R = \frac{310 \times 10^{-5}}{2,654 \times 10^{-3}} = 1,168 \\ \text{Linha longa: } A_\beta A_R &= 510 \times 10^{-5} \Rightarrow A_R = \frac{510 \times 10^{-5}}{2,654 \times 10^{-3}} = 1,9216 \end{aligned} \quad (5.15)$$

Deste modo utilizou-se um fator de escala de 10^4 para os valores das capacitâncias C_1 . Assim, assumindo $R_4 = 1[k\Omega]$, e já que $A_R = R_5/R_4$ os valores para R_5 serão:

$$\begin{aligned} \text{Linha curta} &\rightarrow R_5 = 301,4 \quad [\Omega] \\ \text{Linha média} &\rightarrow R_5 = 1.168,0 \quad [\Omega] \\ \text{Linha longa} &\rightarrow R_5 = 1.921,6 \quad [\Omega] \end{aligned} \quad (5.16)$$

o que pode ser obtido através de um potenciômetro de 2 [kΩ].

Deste modo a equação original:

$$i_{C_1} = C_1 \frac{dv_e}{dt} \quad (5.17)$$

se traduziu na implementação do bloco representativo de C_1 por:

$$V_{(i_{C_1})} = A_\beta A_R \frac{dv_e}{dt} \quad (5.18)$$

onde $v_i = 10^6 v_e$ e $A_\beta A_R = 10^4 C_1$.

Portanto $V_{(i_{C_1})}$ é numericamente 10 vezes menor do que i_{C_1} , ou seja, uma vez que $4,5[A] \leq i_{C_1} \leq 28,8[A]$, $V_{(i_{C_1})}$ que é a tensão que representa i_{C_1} estará no intervalo aproximado de 400[mV] a 3[V].

A seguir estão apresentados resultados de simulações SPICE com este circuito.

Tensão de entrada:

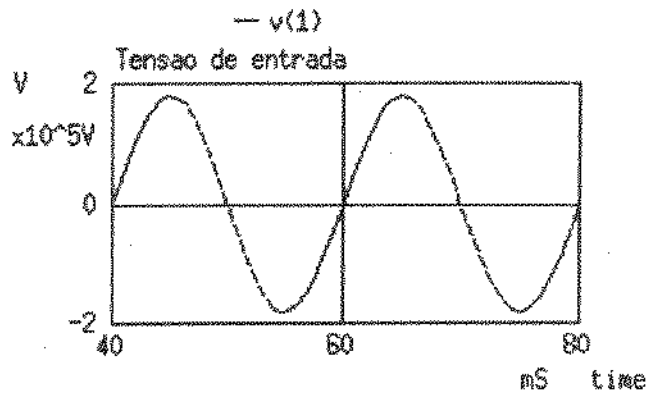


Figura 5.8: Tensão em C_1 .

Corrente no capacitor de entrada (linha curta):

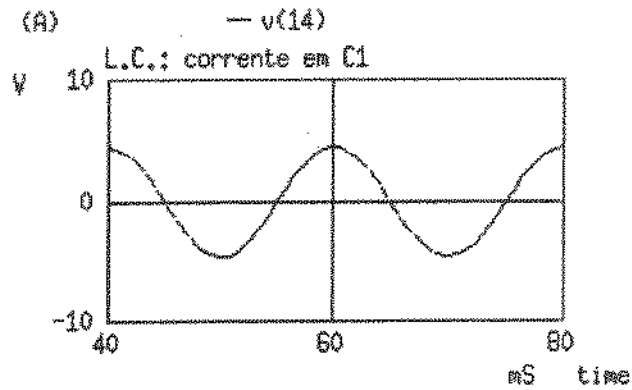


Figura 5.9: Corrente em C_1 (linha curta).

Corrente no capacitor de entrada (linha média):

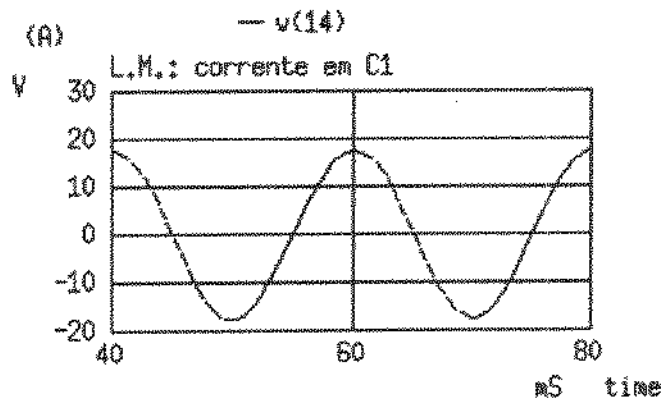


Figura 5.10: Corrente em C_1 (linha média).

Corrente no capacitor de entrada (linha longa):

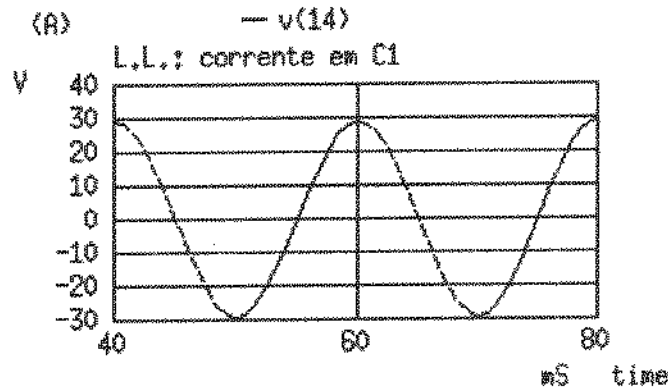


Figura 5.11: Corrente em C_1 (linha longa).

Estes resultados são consistentes com os resultados apresentados para a simulação da linha média por parâmetros concentrados, apresentados no Capítulo 4.

5.2.2 Bloco representativo de Z_π

Neste bloco, obtém-se a corrente de entrada da impedância Z_π , que representa a impedância da linha associada com a impedância da carga (esta última será inicialmente desprezada, ou seja, consideraremos a linha em vazio).

Uma vez que Z_π pode ser representada por um número complexo $Z_\pi = |Z_\pi| \angle \phi_{Z_\pi}$ com módulo $|Z_\pi|$ e fase ϕ_{Z_π} , pode-se representá-lo através de um filtro, com módulo e fase iguais ao módulo e fase de Z_π .

Para o modelo II, tem-se:

$$Z_{\pi} = (X_C || (R + X_L + X_C)) \quad (5.19)$$

Para a linha em vazio, os valores de Z_{π} são os seguintes:

$$\begin{aligned} \text{Linha curta: } Z_{\pi} &= 19.516,69 \angle -89,99^{\circ} \text{ } [\Omega] \\ \text{Linha média: } Z_{\pi} &= 5.065,72 \angle -89,98^{\circ} \text{ } [\Omega] \\ \text{Linha longa: } Z_{\pi} &= 3.101,50 \angle -89,95^{\circ} \text{ } [\Omega] \end{aligned} \quad (5.20)$$

Porém o circuito representativo da impedância Z_{π} deve na realidade implementar a função $1/Z_{\pi}$:

$$\begin{aligned} \text{Linha curta: } 1/Z_{\pi} &= 5,1238 \times 10^{-5} \angle 89,99^{\circ} \text{ } [\Omega] \\ \text{Linha média: } 1/Z_{\pi} &= 1,9740 \times 10^{-4} \angle 89,98^{\circ} \text{ } [\Omega] \\ \text{Linha longa: } 1/Z_{\pi} &= 3,2242 \times 10^{-4} \angle 89,95^{\circ} \text{ } [\Omega] \end{aligned} \quad (5.21)$$

Desta forma, $1/Z_{\pi}$ pode ser representado por um filtro defasador com módulo entre $5,1238 \times 10^{-5}$ e $3,2242 \times 10^{-4}$ e fase 90° , o que pode ser obtido através do seguinte circuito:

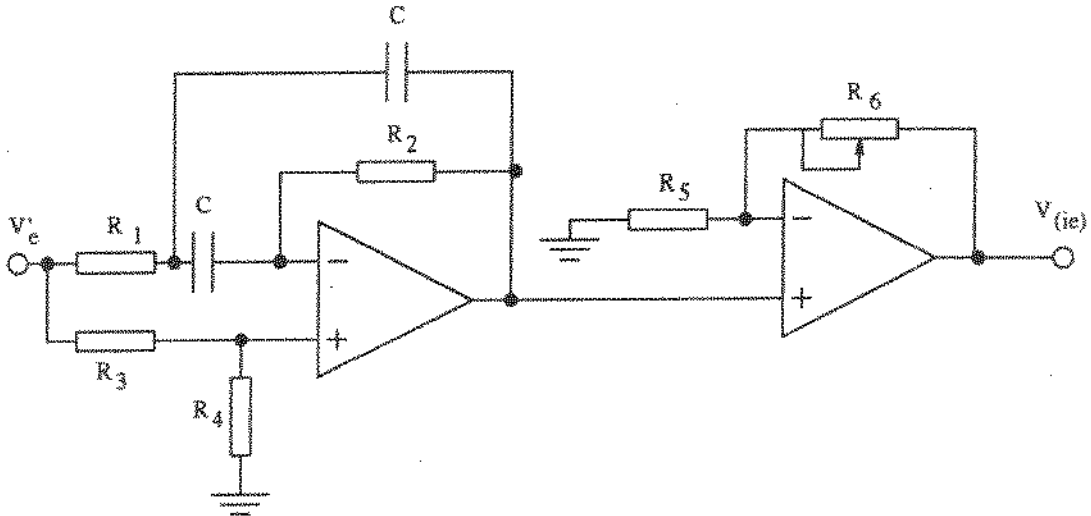


Figura 5.12: Filtro representando Z_{π} .

Projeto do filtro anterior:

$$a = \frac{-1 + \sqrt{1 + 4 \tan^2(\phi_0/2)}}{2 \tan(\phi_0/2)} \quad (5.22)$$

$a = 0,6180$ para $\phi_0 = 90^{\circ}$.

Assumindo $C = 1[\mu F]$:

$$R_1 = \frac{1}{2a\omega_0 C} \quad (5.23)$$

temos $R_1 = 2.575,26 \text{ } [\Omega]$. $R_2 = 4R_1 = 10.301,03 \text{ } [\Omega]$. $R_3 = R_4 = 8R_1 = 20.602,06 \text{ } [\Omega]$. Obs.: este circuito tem ganho igual a 0,5.

Para que este circuito represente corretamente o módulo de $1/Z_\pi$ é necessário colocar em seguida um amplificador não-inversor, de tal forma que o ganho total do circuito varie entre $5,1238 \times 10^{-5}$ e $3,2242 \times 10^{-4}$. Uma vez que a corrente total drenada pelo circuito π será igual a $|1/Z_\pi|v_i$, pode-se multiplicar $|Z_\pi|$ por 10^4 , para que a saída do circuito seja compatível com as tensões disponíveis na placa, obtendo uma variação entre 0,51238 e 3,2242. E ainda, considerando que o ganho do estágio defasador é 0,5, deve-se multiplicar os valores anteriores por 2, obtendo finalmente que o ganho do amplificador não-inversor deve ser entre 1,02476 e 6,4484. Assim, assumindo $R_5 = 1 \text{ [k}\Omega\text{]}$, sendo o ganho máximo total do amplificador igual a $1 + R_6/R_5$, $R_{6,\text{máx}} = 5.448,40 \text{ [}\Omega\text{]}$ (este é o valor para a linha longa, os demais valores são: $R_6 = 2.948,00 \text{ [}\Omega\text{]}$ para a linha média e $R_6 = 24,76 \text{ [}\Omega\text{]}$ para a linha curta), o que pode ser obtido através de um potenciômetro de 6 [k Ω]. Uma unidade de tensão na saída do estágio corresponderá a 10 [A].

A seguir estão os gráficos obtidos por simulação SPICE do circuito utilizado.

Tensão de entrada (180 kV):

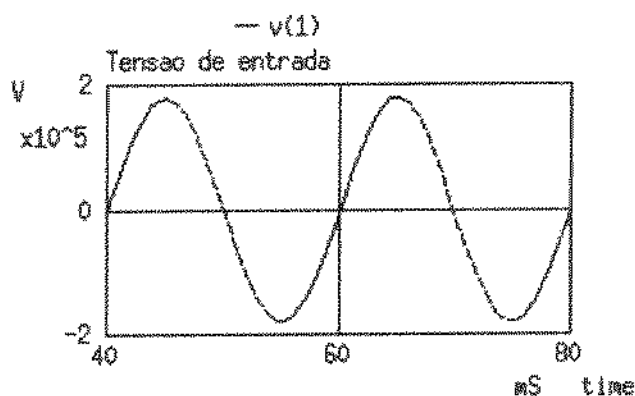


Figura 5.13: Tensão na entrada do filtro.

Corrente total drenada pela linha curta em vazio:

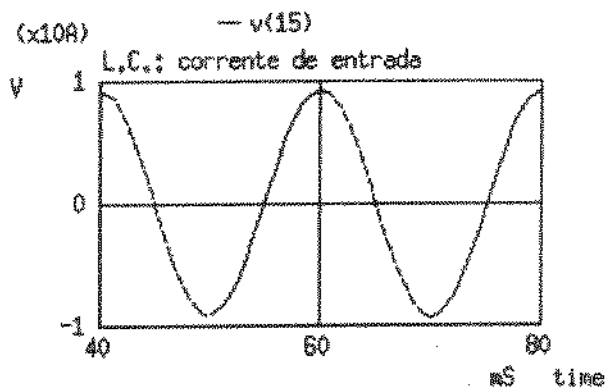


Figura 5.14: Corrente de entrada (linha curta).

Corrente total drenada pela linha média em vazio:

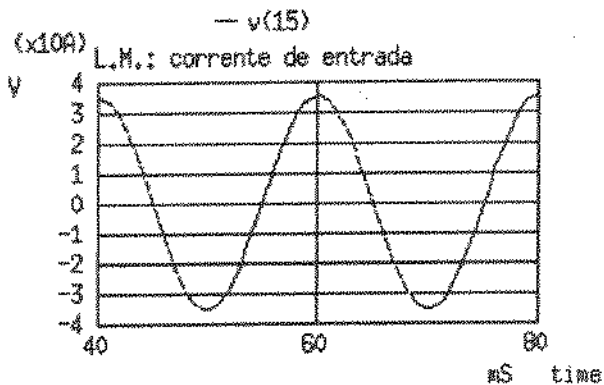


Figura 5.15: Corrente de entrada (linha média).

Corrente total drenada pela linha longa em vazio:

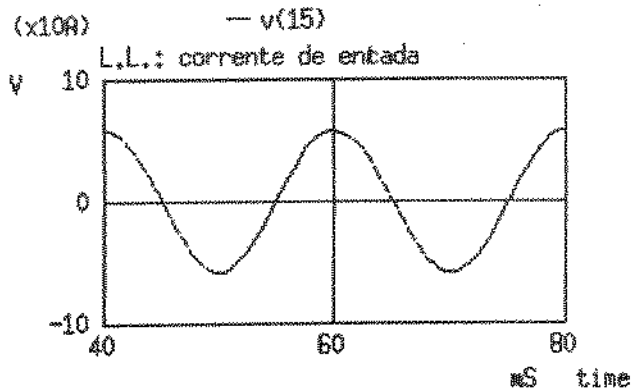


Figura 5.16: Corrente de entrada (linha longa).

5.2.3 Bloco subtrator de correntes

Este bloco deve realizar a operação mostrada na equação (5.3) e fornecer a corrente que passa pelo ramo RL, i_{RL} . Esta operação pode ser realizada pelo circuito subtrator mostrado a seguir, onde as tensões $v_{i_{RL}}$, v_{i_e} e $v_{i_{C_1}}$ representam as correntes i_{RL} , i_e e i_{C_1} , respectivamente.

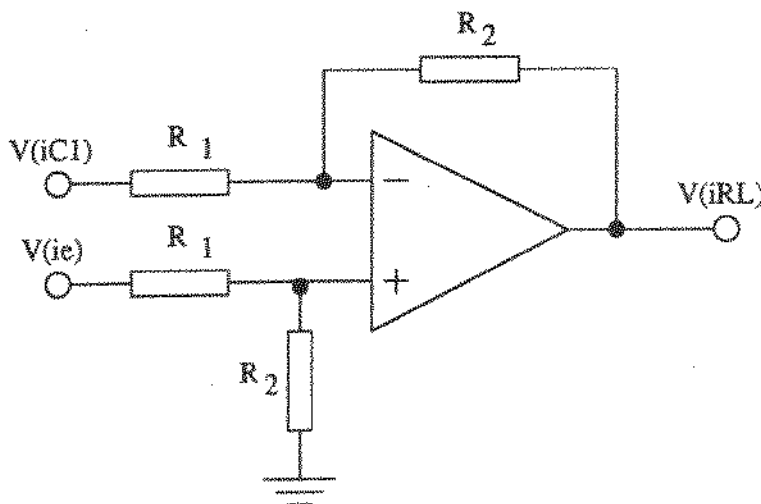


Figura 5.17: Subtrator de tensões que representam correntes.

Para este circuito, vale a seguinte equação:

$$v_{(i_{RL})} = \frac{R_2}{R_1} (v_{(i_e)} - v_{(i_{C_1})}) \quad (5.24)$$

Assim, pode-se fazer $R_1 = R_2 = 1 [k\Omega]$ para obter ganho unitário, e uma unidade de $v_{(i_{RL})}$ corresponderá a 10 [A].

A seguir estão os resultados de simulações SPICE deste circuito, sendo que as entradas para o mesmo foram geradas pelos circuitos anteriores, que simulam a corrente no capacitor C_1 e a corrente total drenada pela linha.

Corrente no ramo i_{RL} , linha curta:

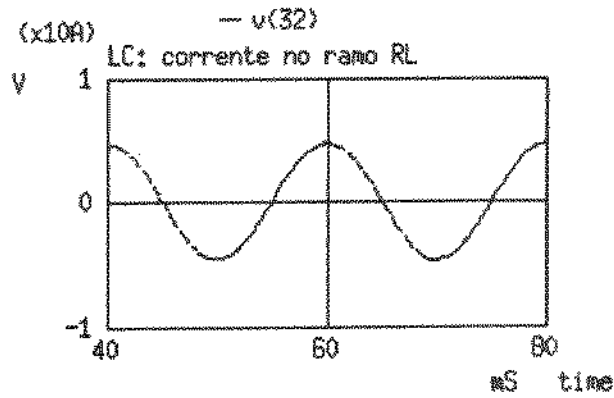


Figura 5.18: Corrente em RL (linha curta).

Corrente no ramo i_{RL} , linha média:

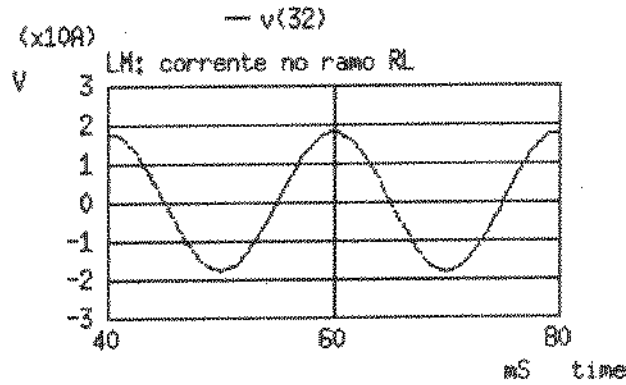


Figura 5.19: Corrente em RL (linha média).

Corrente no ramo i_{RL} , linha longa:

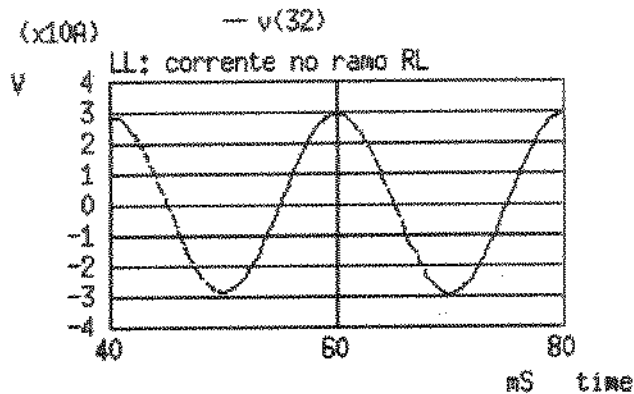


Figura 5.20: Corrente em RL (linha longa).

5.2.4 Bloco amplificador representativo de R

Conforme a equação (5.4), este bloco deve fornecer a tensão sobre o resistor. As tensões v_R para cada uma das linhas são: $\cong 8$ [V], $\cong 120$ [V] e $\cong 340$ [V] para as linhas curta, média e longa, respectivamente. Utilizaremos a escala $\times 10^{-3}$ [V] para representar a tensão no resistor.

Uma vez que a tensão que representa i_{RL} (saída do bloco subtrator), varia de 0[V] a 3[V], os ganhos dos estágios amplificadores deverão ser os constantes da tabela Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Ganhos do estágio amplificador

Linha	Valor de R (parâmetros conc.)	Ganho do estágio	Unidade da grandeza de entrada	Unidade da grandeza de saída	tensão v_R no circuito (máx)
Linha curta	1,76 [Ω]	$1,76 \times 10^{-2}$	$\times 10$ [A]	$\times 10^3$ [V]	8[mV]
Linha média	6,83 [Ω]	$6,83 \times 10^{-2}$	$\times 10$ [A]	$\times 10^3$ [V]	120[mV]
Linha longa	11,73 [Ω]	$11,73 \times 10^{-2}$	$\times 10$ [A]	$\times 10^3$ [V]	340[mV]

O circuito utilizado para representar o resistor R está apresentado na figura Fig. 5.21.

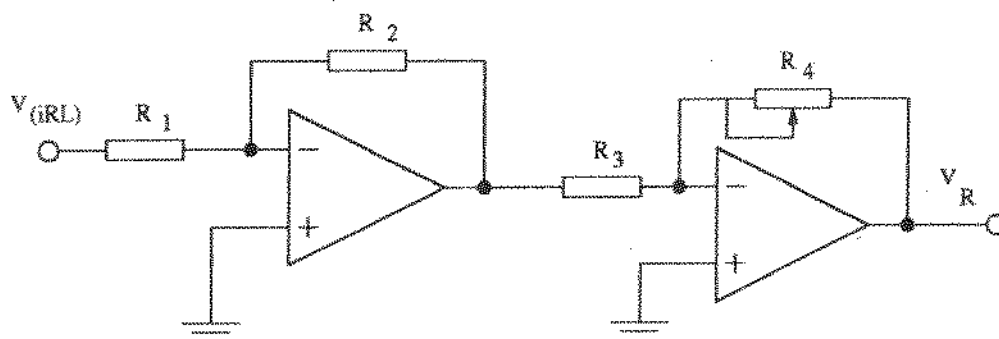


Figura 5.21: Amplificador representando R.

Os resistores R_1 , R_2 e R_3 foram assumidos arbitrariamente como sendo 1 [k Ω]. R_4 deve fornecer os ganhos para a representação das diversas linhas, e portanto deve cobrir os valores de $1,76 \times 10^{-2}$ a $11,73 \times 10^{-2}$. Assim: $R_4/R_3 = 11,73 \times 10^{-2}$, então $R_4 \cong 117$ [Ω], o que pode ser obtido com um potenciômetro de 120 [Ω].

As simulações SPICE dos valores de V_R fornecidos pelo circuito anterior são apresentadas nas Fig. 5.22, Fig. 5.23 e Fig. 5.24.

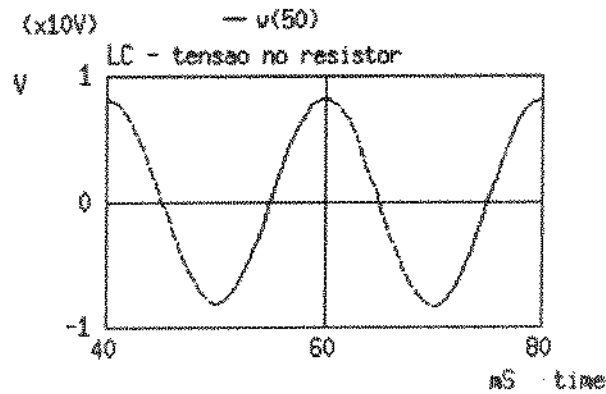


Figura 5.22: Tensão no resistor (linha curta).

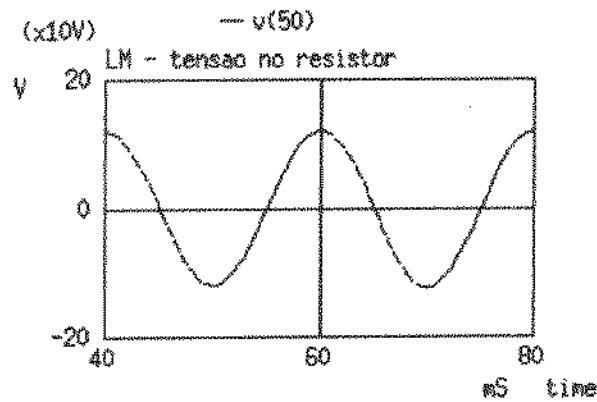


Figura 5.23: Tensão no resistor (linha média).

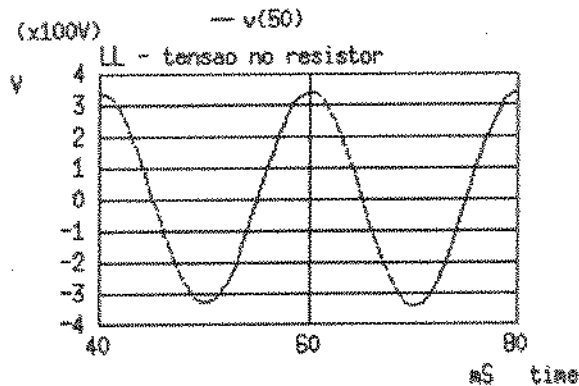


Figura 5.24: Tensão no resistor (linha longa).

5.2.5 Bloco representativo de L

Conforme a equação (5.5), este bloco deve realizar a operação $v_L = L \times di_{RL}/dt$, fornecendo a tensão no indutor e pode consequentemente ser representado por um circuito diferenciador, de topologia

idêntica àquela utilizada no bloco representativo do capacitor de entrada. Assim, os componentes referenciados no texto a seguir são os mesmos da figura mostrada no circuito diferenciador para a representação de C_1 .

As tensões v_L para as linhas curta, média e longa são da ordem de 35 [V], 500 [V] e 1400 [V], respectivamente, e precisam ser fornecidas na escala $\times 10^{-3}$ [V], pois serão somadas às tensões v_R , que estão nesta escala.

Tem-se dois estágios, um diferenciador inversor, com ganho A_θ e um amplificador inversor, com ganho A_R . O ganho total é dado por $A_\theta A_R$ e deve ter os valores de L , conforme a tabela a seguir.

Linha	Ganhos do estágio derivador.				
	Valor de L (parâmetros conc.)	Ganho do estágio	Unidade da grandeza de entrada	Unidade da grandeza de saída	tensão v_L no circuito (máx)
Linha curta	23,22 [mH]	$23,22 \times 10^{-5}$	$\times 10$ [A]	$\times 10^3$ [V]	35[mV]
Linha média	89,83 [mH]	$89,83 \times 10^{-5}$	$\times 10$ [A]	$\times 10^3$ [V]	500[mV]
Linha longa	151,63 [mH]	$151,63 \times 10^{-5}$	$\times 10$ [A]	$\times 10^3$ [V]	1,4[V]

A tensão de entrada para o circuito é $v_{i_{RL}}$, que representa a corrente no ramo RL, e a tensão de saída é v_L que é a tensão no indutor. Assim tem-se:

$$v_L = A_\theta A_R \frac{dv_{i_{RL}}}{dt} \quad (5.25)$$

A corrente de entrada no indutor é dada por:

$$i_{RL} = I_{RL} \sin(\omega t + \Delta\phi) \quad (5.26)$$

onde $I_{RL} \cong 4,6$ [A], 18 [A] e 29 [A], para as linhas curta, média e longa, respectivamente. $\Delta\phi$ é a defasagem do sinal em relação à tensão de entrada, v_e .

Consequentemente, as tensões de v_L serão dadas por:

$$\begin{aligned} v_{L,l.c.} &= L_{l.c.} dv_{i_{RL,l.c.}}/dt \cong 33,5 \cos(314t + \Delta\phi) \text{ [V]} \\ v_{L,l.m.} &= L_{l.m.} dv_{i_{RL,l.c.}}/dt \cong 500 \cos(314t + \Delta\phi) \text{ [V]} \\ v_{L,l.l.} &= L_{l.l.} dv_{i_{RL,l.c.}}/dt \cong 1384 \cos(314t + \Delta\phi) \text{ [V]} \end{aligned} \quad (5.27)$$

Ajuste do primeiro estágio (A_θ):

Sendo $V_{A\theta}$ a tensão na saída do primeiro estágio,

$$V_{A\theta} = -R_2 C \frac{dv_{i_{RL}}}{dt} = -R_2 C \omega V_{i_{RL}} \cos(314t + \Delta\phi) \quad (5.28)$$

Limitando o módulo da tensão de saída em 2 volts:

$$R_2 C \omega V_{i_{RL}} = 2 \rightarrow R_{2,m\acute{a}x} = 13.846 \text{ [\Omega]} \text{ (linha curta)} \quad (5.29)$$

Assim, devido a esta limitação imposta à tensão máxima de saída deste estágio, seu ganho será:

$$A_{\beta} = -R_2 C = 1,3846 \times 10^{-2} \quad (5.30)$$

Portanto, os ganhos A_R para as três linhas serão:

$$A_{\beta} A_R = 23,22 \times 10^{-5} \rightarrow A_R = 3,32 \times 10^{-2} \quad (5.31)$$

$$A_{\beta} A_R = 89,83 \times 10^{-5} \rightarrow A_R = 4,72 \quad (5.32)$$

$$A_{\beta} A_R = 151,63 \times 10^{-5} \rightarrow A_R = 2,17 \times 10^4 \quad (5.33)$$

Assim, pode-se fazer $R_4 = 1$ [k Ω] e $R_5 = 33,2$ [Ω], 4,72 [k Ω] e 21,7 [M Ω], o que pode ser obtido com um potenciômetro de 22 [M Ω]. Utilizando-se $R_1 = R_3 = 500$ [Ω], o que garante um ganho aceitável para altas frequências.

As simulações feitas com SPICE, do circuito anterior são apresentadas nas Fig. 5.25, Fig. 5.26 e Fig. 5.27.

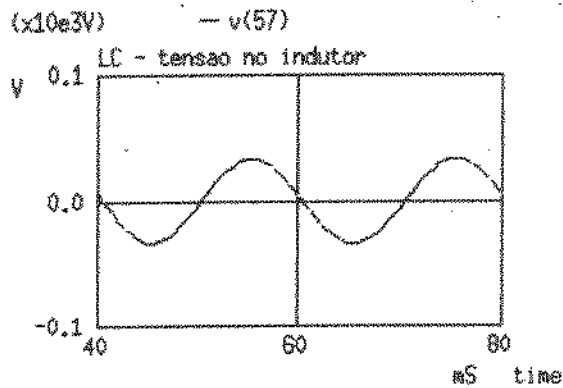


Figura 5.25: Tensão no indutor (linha curta).

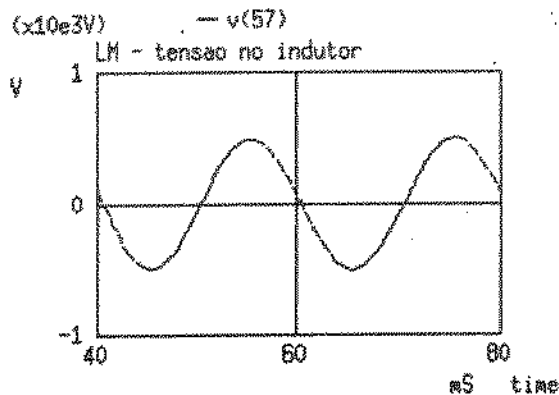


Figura 5.26: Tensão no indutor (linha média).

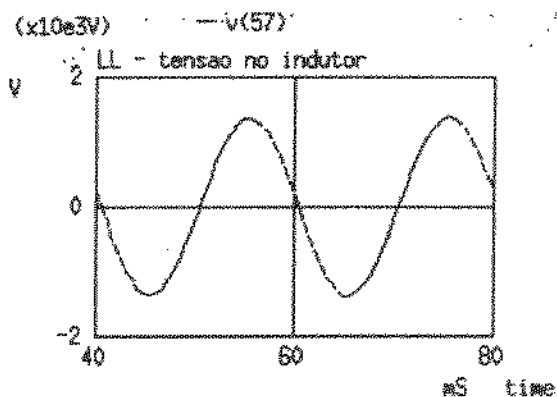


Figura 5.27: Tensão no indutor (linha longa).

5.2.6 Bloco representativo de V_{RL}

A função deste bloco é realizar a operação de soma das tensões V_R e V_L , conforme a equação (5.6), fornecendo a queda de tensão V_{RL} no ramo RL. O objetivo desta operação é permitir o cálculo da tensão de saída, uma vez que a mesma é dada pela subtração entre a tensão de entrada e a queda em RL. Como uma unidade da tensão de entrada, no circuito, corresponde à 10^5 [V], a saída deste bloco será fornecida na mesma unidade, pois este estágio será implementado com ganho unitário.

Este bloco pode ser implementado pelo seguinte circuito, que consiste em um somador inversor seguido de um amplificador inversor:

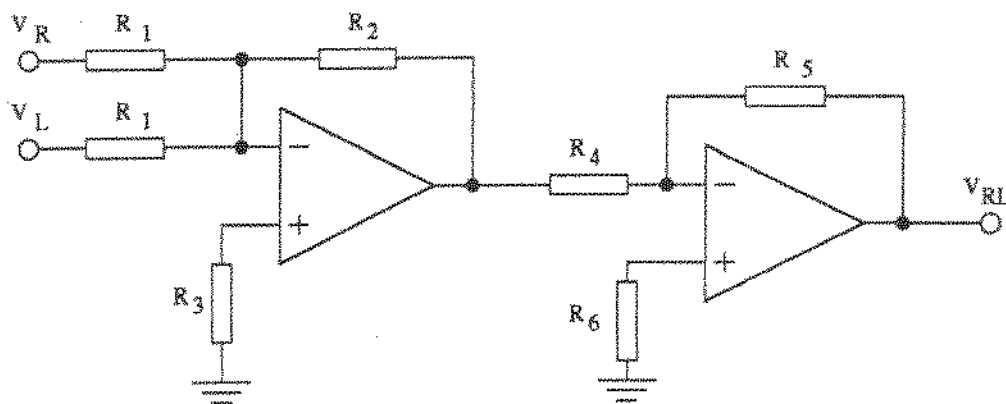


Figura 5.28: Bloco somador de V_R e V_L

Fazendo-se $R_1 = R_2 = 1$ [k Ω], tem-se na saída subtrator a tensão $-(V_R + V_L)$, assim este sinal precisa ser multiplicado por -1 para fornecer $(V_R + V_L)$, como o ganho do amplificador inversor é dado por $-R_5/R_4$, pode-se fazer $R_4 = 10$ [k Ω] e $R_5 = 10$ [k Ω], obtendo-se ganho unitário para o estágio. Este estágio deveria ter na saída a tensão com unidade 10^5 , para que seu sinal possa ser subtraído da tensão de entrada, que está nesta unidade, porém, isto implicaria em dividir por 100

a amplitude do sinal de saída o que tornaria muito difícil a leitura do valor de V_{RL} para as linhas curta e média. Desta forma, optou-se por manter a escala original do sinal até a saída do estágio e fazer a conversão de unidade na entrada do estágio seguinte.

Para melhor equalizar o circuito utiliza-se o resistor R_3 e R_6 de tal modo que a impedância vista por ambas as entradas dos amplificadores operacionais sejam iguais, assim: $R_3 \cong R_1 || R_1 || R_2 = 330 [\Omega]$ e $R_6 \cong R_4 || R_5 = 5 [k\Omega]$.

As figuras seguintes mostram os resultados das simulações SPICE para este bloco:

Linha curta, queda de tensão no ramo RL (V_{RL}):

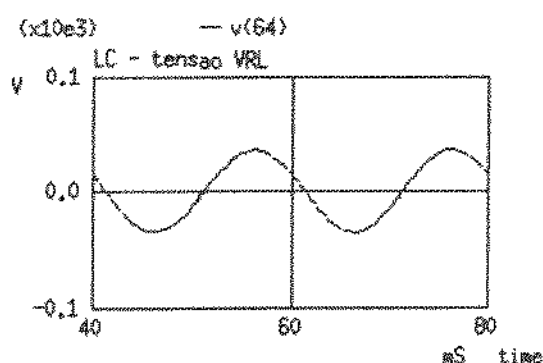


Figura 5.29: Linha curta, tensão V_{RL} .

Linha média, queda de tensão no ramo RL (V_{RL}):

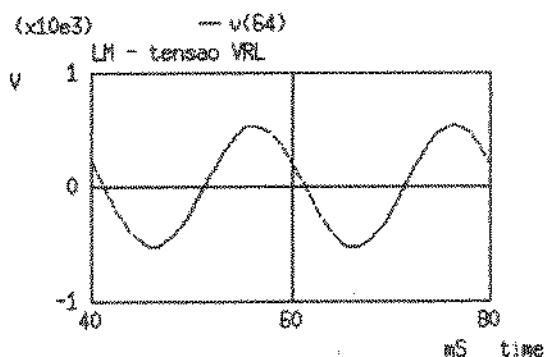


Figura 5.30: Linha média, tensão V_{RL} .

Linha longa, queda de tensão no ramo RL (V_{RL}):

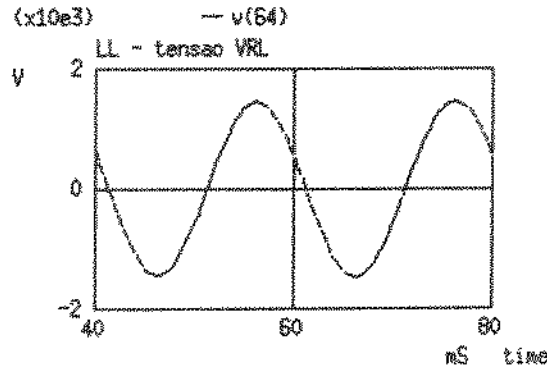
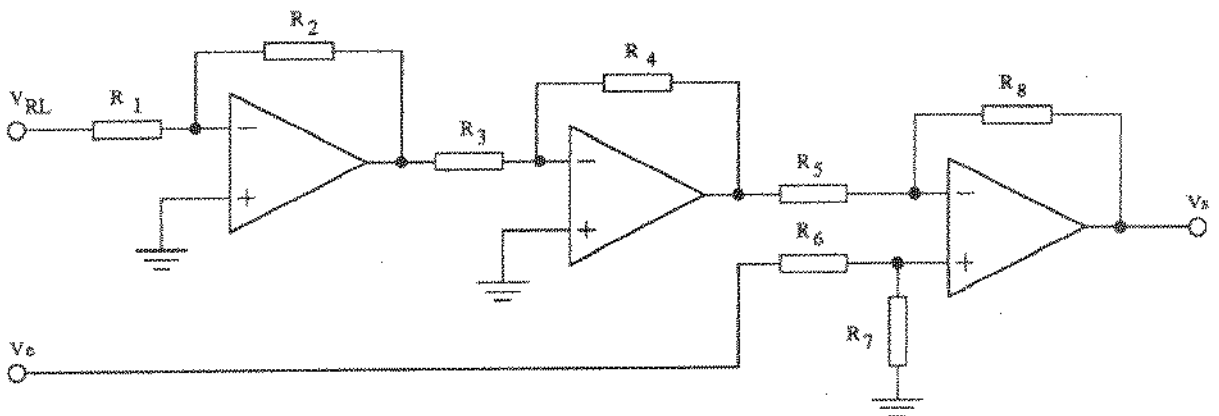


Figura 5.31: Linha longa, tensão V_{RL} .

5.2.7 Bloco subtrator de tensões

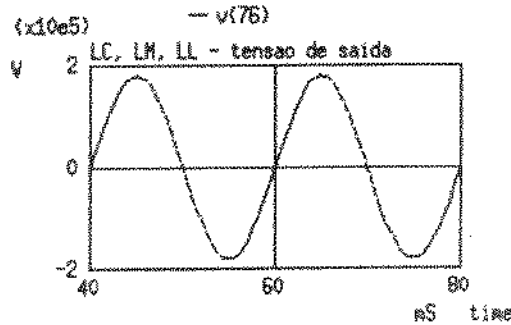
Através deste bloco a queda de tensão no ramo R-L, calculada no módulo anterior, será subtraída da tensão de entrada V_e , fornecendo a tensão de saída V_s . A unidade da tensão de entrada é 10^5 [V] e a unidade da tensão V_{RL} é 10^3 [V], assim, antes de realizar a subtração, V_{RL} será dividida por 100, para ficar na mesma unidade de V_e .

Assim, este bloco pode ser implementado através do seguinte circuito, que inclui um estágio amplificador de ganho 0,01 seguido por um subtrator de ganho unitário, assim, a tensão de saída estará na unidade 10^5 [V].



Neste circuito, o ganho de 0,01 será fornecido pelos dois amplificadores inversores, com ganho de 0,1 cada. Assim tem-se $R_1 = R_3 = 10$ [k Ω] e $R_2 = R_4 = 1$ [k Ω]. Para o subtrator, fez-se $R_5 = R_6 = R_7 = R_8 = 1$ [k Ω].

Para todas as linhas não foi possível observar diferença visual entre os gráficos para a tensão de saída, uma vez que esta tensão é muito próxima da tensão de entrada. O gráfico seguinte mostra V_s obtido nas simulações:



Por outro lado, foi possível subtrair as tensões V_e e V_s no SPICE e obter as tensões V_{RL} , conforme esperado, pois $V_{RL} = V_e - V_s$.

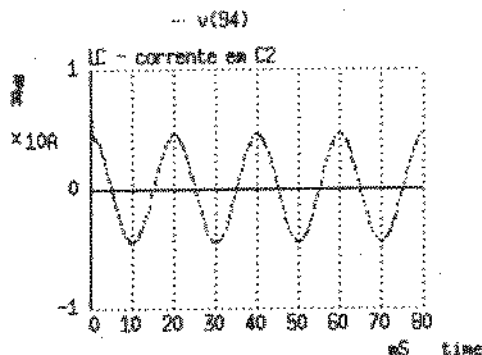
5.2.8 Bloco representativo de C_2

Este bloco deve realizar a operação

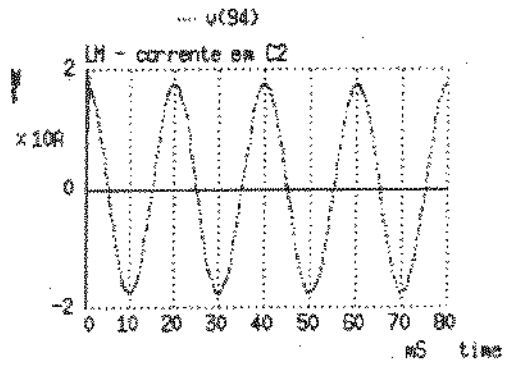
$$i_{C_2} = C_2 \frac{dv_s}{dt} \tag{5.34}$$

Considerando que o nível da tensão sobre o capacitor C_2 é praticamente idêntico ao nível da tensão em C_1 , este bloco pode ser feito idêntico ao bloco representativo de C_1 . Utilizando o mesmo circuito, com os mesmos valores de componentes, obteve-se os seguintes resultados para as correntes no capacitor de saída:

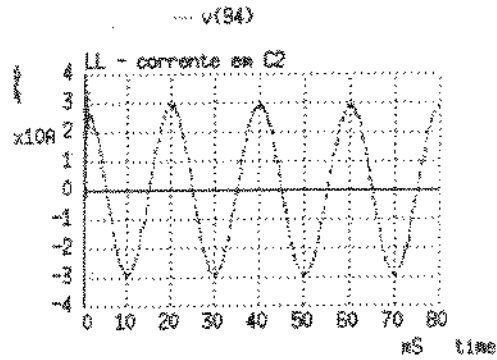
Linha curta, corrente em C_2 :



Linha curta, corrente em C_2 :



Linha curta, corrente em C_2 :



5.3 Resultados

Realizou-se a montagem dos blocos, descritos anteriormente, e as curvas obtidas através da leitura em osciloscópio são apresentadas na sequência de montagem.

A escolha preferencial pela apresentação dos resultados da linha longa, deve-se ao fato de ilustrar os valores máximos tidos pelo hardware.

Todas as formas de onda fotografadas têm como referência a tensão de entrada do circuito total representativo da linha.

5.3.1 Bloco representativo de C_1

A figura Fig. 5.32, mostra a saída deste bloco para a linha longa. A escala de volts por divisão para a tensão de entrada é de 1,0 e da corrente de saída é 1,0.

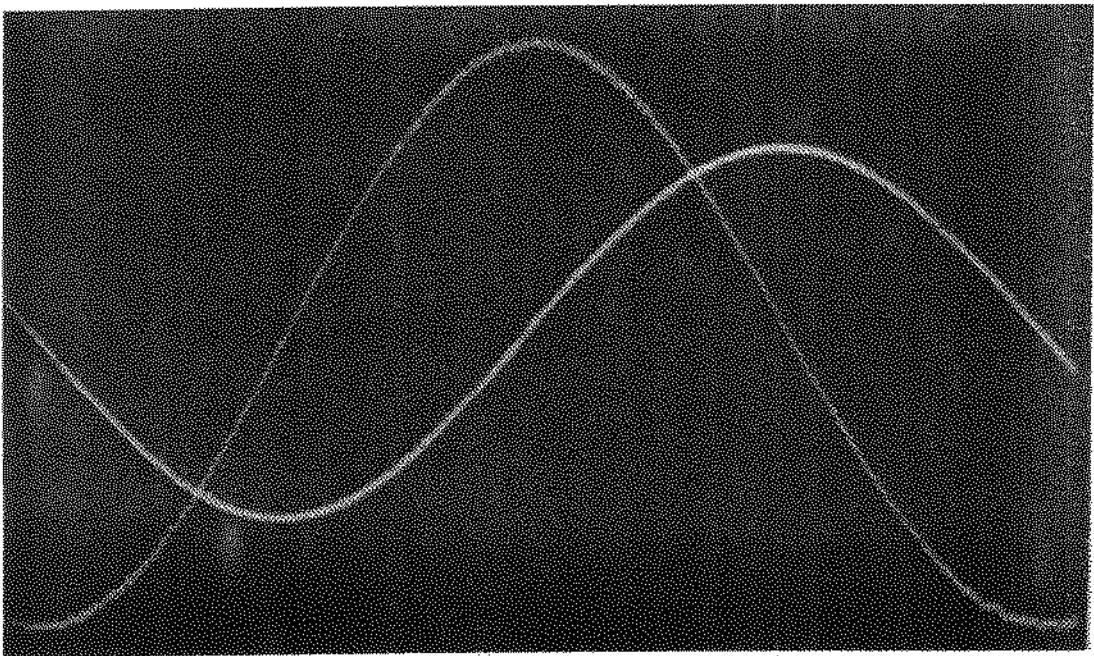


Figura 5.32: Fotografia do osciloscópio para C_1

O problema detectado, na leitura, foi que a forma de onda apresentava amplitude e defasagem corretas para a faixa de abrangência desejada, no entanto com um nível de ruído indesejável.

A atenuação de tal ruído foi possível através da simples substituição do gerador de sinais, ponta de prova, fonte DC com maior precisão e aterramento do prot-o-labor. Estas substituições apresentam uma sensível melhora na leitura, sendo que após a soldagem no circuito impresso ficou ainda mais clara a resposta deste bloco.

Os níveis dos resultados para a simulação das três linhas foram obtidos satisfatoriamente, ou seja, coerentes com os resultados das simulações feitas através do SPICE.

5.3.2 Bloco representativo de Z_{π}

A figura Fig. 5.33, mostra a saída deste bloco para a linha média. A escala de volts por divisão para a tensão de entrada é de 1,0 e da corrente de saída é 2,0.

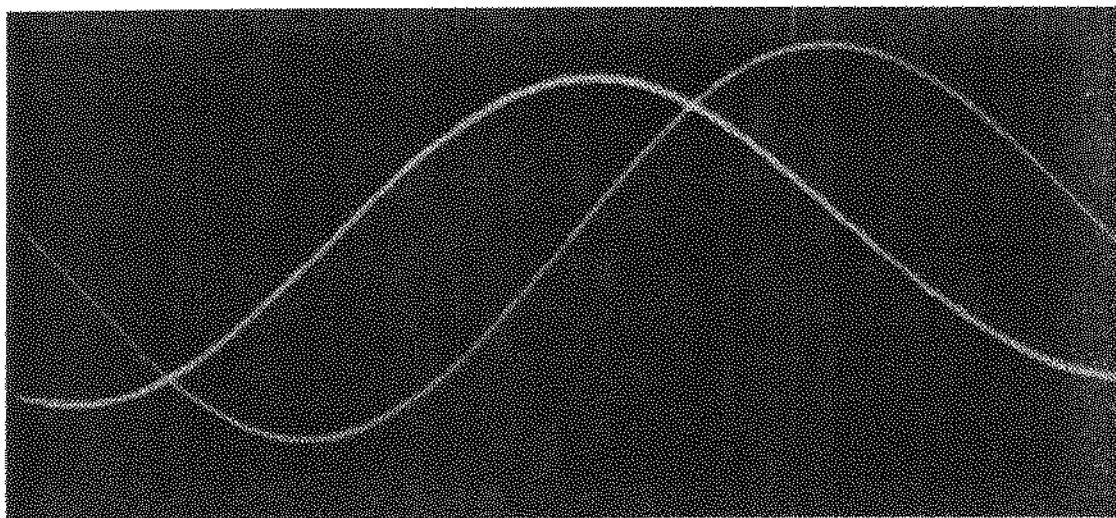


Figura 5.33: Fotografia do osciloscópio para Z_{π}

Os resultados para as demais linhas foram satisfatórias.

5.3.3 Bloco subtrator de correntes

A figura Fig. 5.34, mostra a saída deste bloco para a linha curta. A escala de volts por divisão para a tensão de entrada é de 1,0 e da corrente de saída é 0,5.

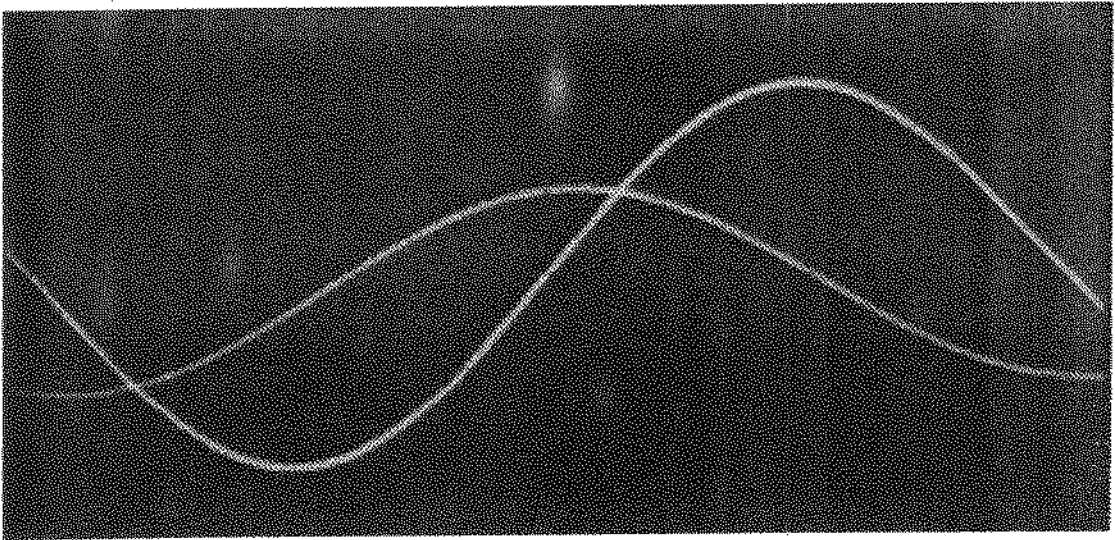


Figura 5.34: Fotografia do osciloscópio para i_{RL}

Os resultados obtidos nas leituras foram coerentes para as três linhas.

5.3.4 Bloco amplificador representativo de R

A figura Fig. 5.35, mostra a saída deste bloco para linha longa. A escala de volts por divisão para a tensão de entrada é de 0,5 e da tensão de saída é 0,1.

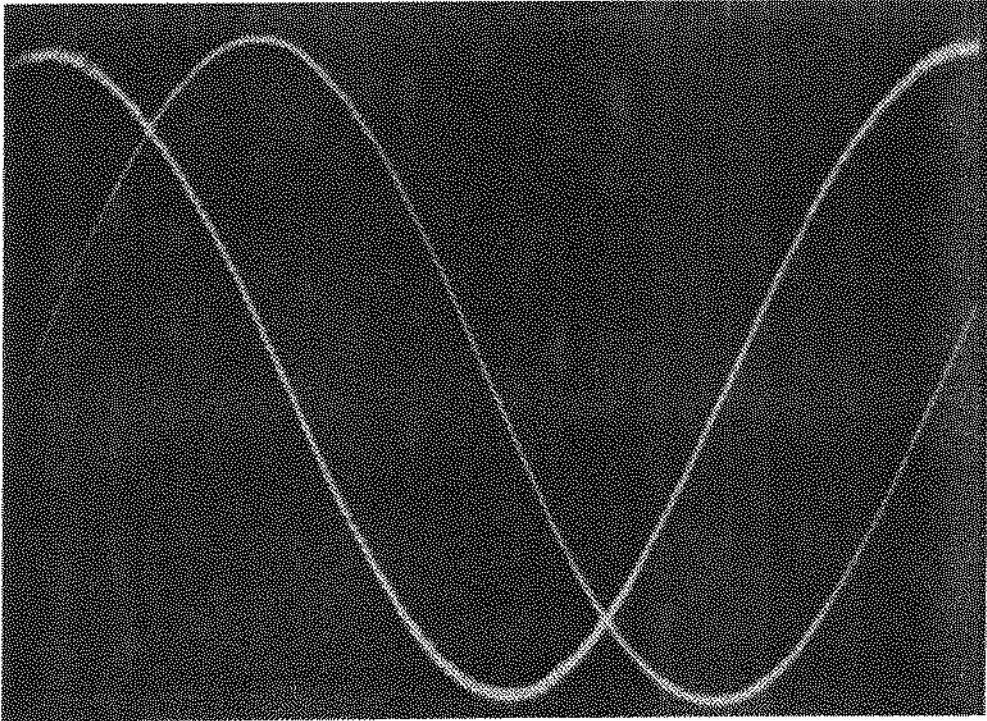


Figura 5.35: Fotografia do osciloscópio para R

A leitura da linha média apresentou o problema de estar no limite visual do osciloscópio. Sendo que para a linha longa um pequeno ruído foi notado, o qual foi considerado aceitável.

5.3.5 Bloco representativo de L

A figura Fig. 5.36, mostra a saída deste bloco para linha longa. A escala de volts por divisão para a tensão de entrada é de 0,5 e da tensão de saída é 0,5.

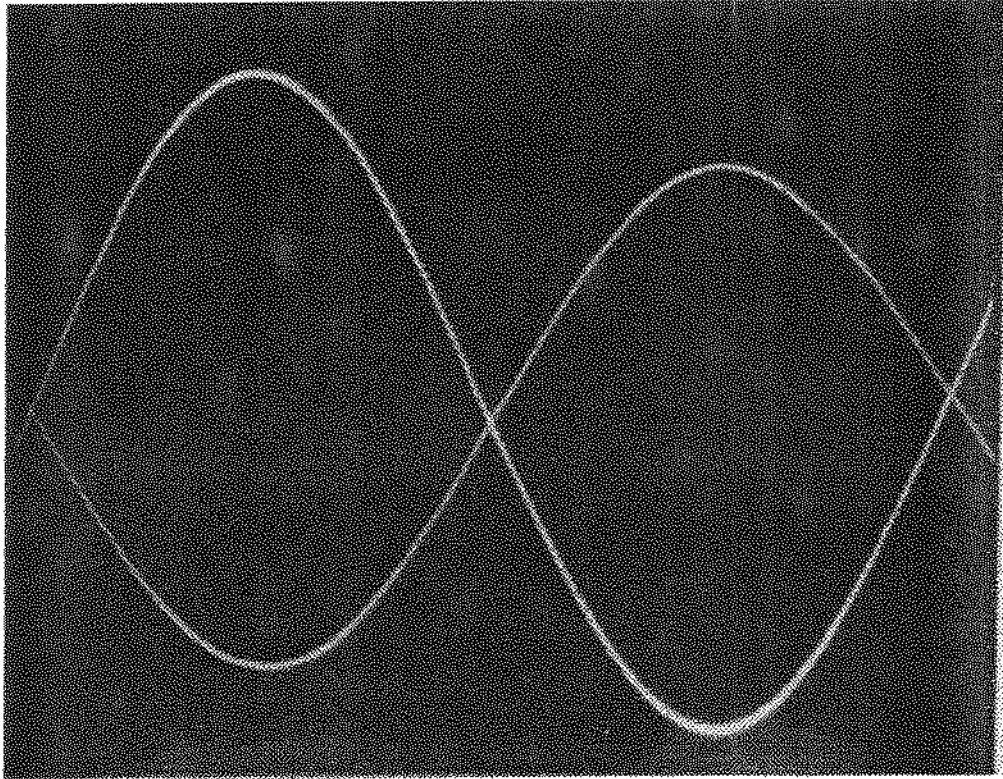


Figura 5.36: Fotografia do osciloscópio para L

Neste bloco todas as leituras apresentaram níveis de ruído inaceitáveis devido a ter ocorrido uma amplificação do ruído na saída de C1, até então supostamente aceitável para a continuidade da montagem.

O ruído foi totalmente atenuado, neste bloco, através de uma modificação no projeto original, que consistiu no acréscimo de um filtro passa-baixa de primeira ordem seguido por um deslocador de fase (filtro passa-todas). Obtendo-se assim os valores desejáveis na saída deste bloco para as três linhas.

Detectou-se, também, um limite visual nas leituras do osciloscópio referentes a linha curta, não devido ao circuito projetado, mas devido ao valor da amplitude ser muito baixa.

5.3.6 Bloco representativo de V_{RL}

A figura Fig. 5.37, mostra a saída deste bloco para linha longa. A escala de volts por divisão para a tensão de entrada é de 0,5 e da tensão de saída é 0,5.

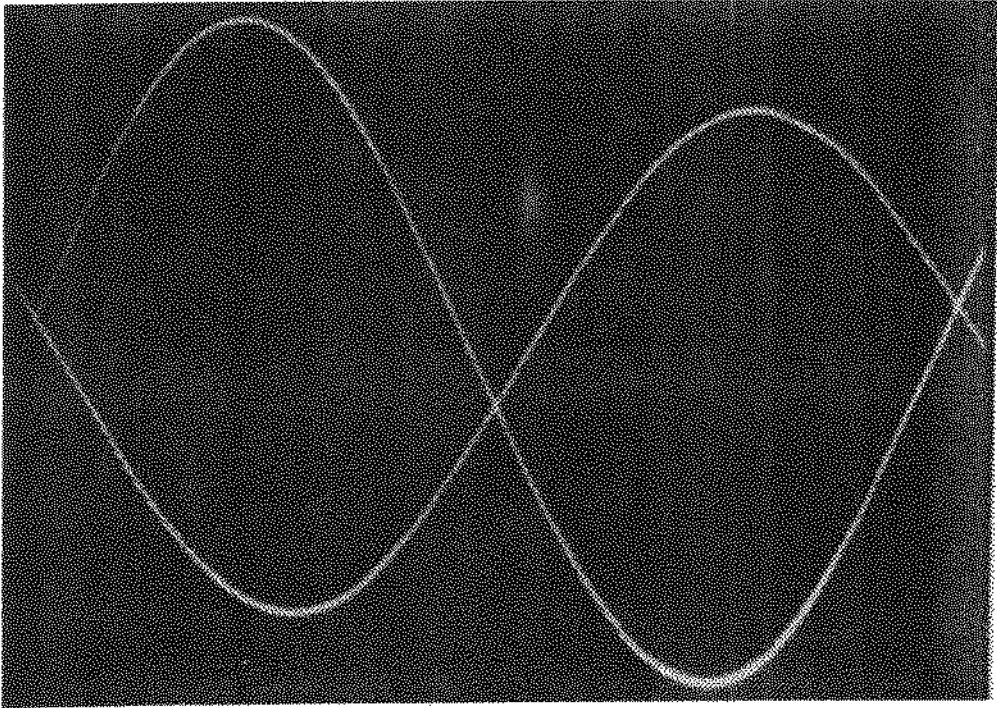


Figura 5.37: Fotografia do osciloscópio para V_{RL}

Nas leituras obtidas os valores de defasagens e amplitudes foram coerentes com os simulados.

Entretanto, detectou-se um limite visual do osciloscópio para a linha curta.

5.3.7 Bloco subtrator de tensões

A figura Fig. 5.38, mostra a saída deste bloco para linha longa. A escala de volts por divisão para a tensão de entrada é de 1,0 e da tensão de saída é 2,0.

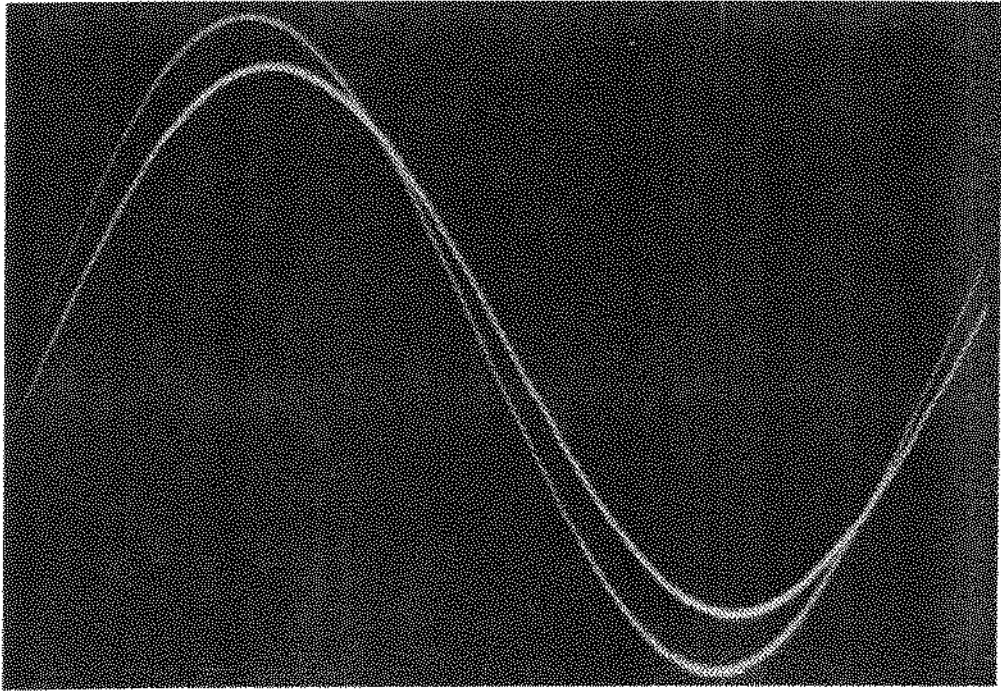


Figura 5.38: Fotografia do osciloscópio para V_s .

Para as três linhas os resultados foram satisfatórios e condizentes com os simulados pelo SPICE.

5.3.8 Bloco representativo C_2

A figura Fig. 5.39, mostra a saída deste bloco para linha média. A escala de volts por divisão para a tensão de entrada é de 1,0 e da corrente de saída é 2,0.

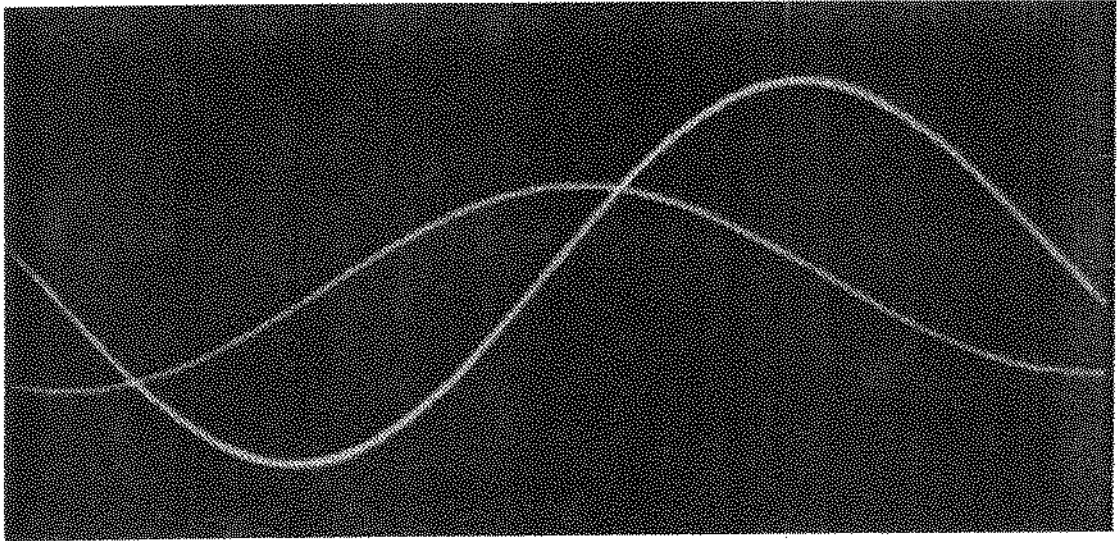


Figura 5.39: Fotografia do osciloscópio para C_2

Os resultados foram satisfatórios para as três linhas, mais uma vez coerentes com os valores simulados.

Capítulo 6

Conclusões e Sugestões

De um modo geral, os modelos obtidos no Capítulo 5 pelo hardware representativo da linha de transmissão foram consistentes com as simulações do Capítulo 4. A grande limitação de tal hardware se prende ao fato da máxima tensão possível no circuito ser da ordem de 15[V] para representar tensões da ordem de centenas de kilovolts, fazendo com que os aspectos qualitativos da representação superem os aspectos quantitativos. Tal situação fica clara quando se observa experimentalmente as formas de onda referentes às quedas de tensão nas células representativas da parte série da linha de transmissão, principalmente para a linha curta, cujas amplitudes se encontram no limiar inferior da escala do osciloscópio (ordem de [mV]).

As dificuldades na fase de implementação de tal hardware não foram poucas e apenas nesta fase detectou-se a necessidade de se utilizar filtros intermediários para que a linha de transmissão pudesse ser razoavelmente representada. Sem dúvida a utilização do amplificador operacional 741 restringiu o desempenho do hardware total, sendo que um hardware mais genérico que pudesse representar toda sorte de linhas de transmissão deveria, talvez ser composto de diversos estágios onde cada um deles estaria representando uma certa faixa de parâmetros de linha. A utilização de outro tipo de amplificador operacional poderia também permitir uma abrangência maior de linhas.

A intenção inicial de utilizar este hardware com sinais distorcidos demandaria na decomposição do sinal de entrada em faixas de frequências, com cada faixa alimentando um hardware onde a base fosse uma frequência superior à fundamental, e cuja saída total fosse a soma das saídas de cada faixa.

Dado ao baixo custo envolvido acredita-se que os resultados obtidos foram bastante razoáveis dentro da proposta inicial, principalmente quando comparado à alternativa de se utilizar um microprocessador.

A averiguação da possibilidade de se contemplar o efeito pelicular no hardware desenvolvido é uma sugestão aqui deixada. No entanto este efeito só seria relevante caso o sinal de entrada estivesse já decomposto em faixas.

Bibliografia

- [1] R.D. Fuchs. *Transmissão de Energia Elétrica*. Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., Rio de Janeiro, 1979.
- [2] H.W. Dommel. *Electromagnetic Transients Program Reference Manual (EMTP Theory Book)*. Bonneville Power Administration, Portland, USA, 1986.
- [3] W.C. Johnson. *Transmission Lines and Filters*. 1950.
- [4] Francisca Aparecida de Camargo Pires. *Uma Contribuição ao Estudo de Harmônicas em Sistemas de Potência*. Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas, Fevereiro 1991.
- [5] J.R. Linders. Electric wave distortions: Their hidden costs and containment. *IEEE-IA*, IA-15(5), Sep/Oct 1979.
- [6] P.F. Ribeiro. *Investigations of Harmonics in Transmission Systems*. PhD thesis, The Victoria University of Manchester, July, 1975.
- [7] Cigrè Working Group 36-05. Harmonics, characteristic parameters, methods of study, estimates of existing values in the network. *Electra*, (77), July 1979.
- [8] W.D. Stevenson Jr. *Elementos de Análise de Sistemas de Potência*. McGraw-Hill do Brasil Ltda., 1974.
- [9] Olle I. Elgert. *Electric Energy Systems Theory: An Introduction*. McGraw-Hill, Inc., 1971.
- [10] A.F. de Gruiter. *Amplificadores Operacionais*. McGraw-Hill, São Paulo, 1988.
- [11] J.V. Wait, L.P. Huelsman, and G.A. Korn. *Introduction to Operational Amplifier Theory and Applications*. McGraw-Hill Kogakusha Ltd., 1975.
- [12] R.A. Lando. *Amplificador Operacional*. Livros Érica Editora Ltd., 1983.
- [13] Antônio Pertence Jr. *Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos*. McGraw-Hill, São Paulo, 1988.
- [14] Aberdeen University/British Petroleum - Res. Group, Aberdeen, Scotland. *The Advantages of Running Offshore Platform Electrical Power Systems at Higher Frequencies*, 1985.

- [15] B. Johnson, T. Quarkes, A.R. Newton, D.O. Pederson, and A. Sangiovanni-Vincentelli. *SPI-CE3 Version 3D2 - Users's Manual*. University of California, Berkeley, October 1990.

Apêndices

Apêndice A

Arquivos

A.1 Arquivos SPICE utilizados nas simulações

Dados utilizados para discretizar	
Δx	4,522 [km]
R'	0,4416637 [Ω]
L'	5,805521 [mH]
C'	40,76890496 [nF]
$C'/2$	20,38445248 [nF]

A.1.1 Linha Curta parâmetros concentrados

Arquivo: t01

```
*linha curta concentrada
*GUA-SLO
Vin 11 0 DC 0 AC 1 SIN (0
179.6KV 50HZ)
.OPT ACCT LIST NODE OPTS
NOPAGE RELTOL=.00001
Vx 1 2 DC 0V
Vg 11 1 DC 0V
R1 2 31 1.7666
VL1 31 33 DC 0V
L1 33 4 23.2171E-03
VC1 1 30 DC 0V
C1 30 0 81.53781E-09
VC2 4 40 DC 0V
C2 40 0 81.53781E-09
.TRAN 0.01ms 400ms
.END
```

A.1.2 Linha Curta discretizada em 4 trechos

Arquivo: t05

```
*linha curta 4 trechos
*GUA-SLO
Vin 11 0 DC 0 AC 1 SIN (0
179.6KV 50HZ)
.OPT ACCT LIST NODE OPTS
NOPAGE RELTOL=.00001
Vx 1 2 DC 0V
Vg 11 1 DC 0V
R1 2 3 0.4416637
VL1 3 50 DC 0V
L1 50 4 5.8055E-03
VC1 1 20 DC 0V
C1 20 0 20.384452E-09
VC2 4 21 DC 0V
C2 21 0 40.768905E-09
R2 4 6 0.4416637
L2 6 7 5.8055E-03
C3 7 0 40.768905E-09
R3 7 9 0.4416637
L3 9 10 5.8055E-03
VC4 10 22 DC 0V
C4 22 0 40.768905E-09
R4 10 12 0.4416637
VL4 12 42 DC 0V
L4 42 13 5.8055E-03
VC5 13 23 DC 0V
C5 23 0 20.384452E-09
.TRAN 0.01ms 400ms
.END
```

A.1.3 Linha Média parâmetros concentrados

Arquivo: t01m

```
*linha media concentrada
*MD-ITY
Vin 11 0 DC 0 AC 1 SIN (0
179.6KV 50HZ)
.OPT ACCT LIST NODE OPTS
NOPAGE RELTOL=.00001
Vx 1 2 DC 0V
Vg 11 1 DC 0V
VL1 3 6 DC 0V
VC1 1 5 DC 0V
VC2 4 20 DC 0V
R1 2 3 6.833575
L1 6 4 89.831983E-03
C1 5 0 313.74035E-09
C2 20 0 313.74035E-09
.TRAN 0.01ms 400ms
.END
```

```
C1 20 0 78.435088E-09
VC2 4 21 DC 0V
C2 21 0 156.87018E-09
R2 4 6 1.7083938
VL2 6 41 DC 0V
L2 41 7 22.457995E-03
C3 7 0 156.87018E-09
R3 7 9 1.7083938
L3 9 10 22.457995E-03
VC4 10 22 DC 0V
C4 22 0 156.87018E-09
R4 10 12 1.7083938
VL4 12 42 DC 0V
L4 42 13 22.457995E-03
VC5 13 23 DC 0V
C5 23 0 78.435088E-09
.TRAN 0.01ms 400ms
.END
```

A.1.4 Linha Média discretizada em 4 trechos

Arquivo: t05m

Dados utilizados para discretizar	
Δx	17,5 [km]
R'	1,7083938 [Ω]
L'	22,457995 [mH]
C'	156,87018 [nF]
$C'/2$	78,435088 [nF]

```
*linha media 4 trechos
*MD-ITY
Vin 11 0 DC 0 AC 1 SIN (0
179.6KV 50HZ)
.OPT ACCT LIST NODE OPTS
NOPAGE RELTOL=.00001
Vx 1 2 DC 0V
Vg 11 1 DC 0V
R1 2 3 1.7083938
VL1 3 40 DC 0V
L1 40 4 22.457995E-03
VC1 1 20 DC 0V
```

A.1.5 Linha Média discretizada em 10 trechos

Arquivo: t10m

Dados utilizados para discretizar	
Δx	7 [km]
R'	0,6833575 [Ω]
L'	8,983198 [mH]
C'	62,74807 [nF]
$C'/2$	31,374035 [nF]

```
*linha media 10 trechos
*MD-ITY
Vin 11 0 DC 0 AC 1 SIN (0
179.6KV 50HZ)
.OPT ACCT LIST NODE OPTS
NOPAGE RELTOL=.00001
Vx 1 2 DC 0V
Vg 11 1 DC 0V
R1 2 3 0.6833575
VL1 3 39 DC 0V
L1 39 4 8.983198E-03
VC1 1 40 DC 0V
C1 40 0 31.374035E-09
VC2 4 41 DC 0V
C2 41 0 62.74807E-09
R2 4 6 0.6833575
L2 6 7 8.983198E-03
C3 7 0 62.74807E-09
```

```

R3 7 9 0.6833575
VL3 9 38 DC OV
L3 38 10 8.983198E-03
C4 10 0 62.74807E-09
R4 10 12 0.6833575
L4 12 13 8.983198E-03
C5 13 0 62.74807E-09
R5 13 14 0.6833575
VLS 14 37 DC OV
L5 37 15 8.983198E-03
C6 15 0 62.74807E-09
R6 15 16 0.6833575
L6 16 17 8.983198E-03
C7 17 0 62.74807E-09
R7 17 18 0.6833575
L7 18 19 8.983198E-03
C8 19 0 62.74807E-09
R8 19 20 0.6833575
VL8 20 37 DC OV
L8 37 21 8.983198E-03
C9 21 0 62.74807E-09
R9 21 22 0.6833575
L9 22 23 8.983198E-03
VC10 23 42 DC OV
C10 42 0 62.74807E-09
R10 23 24 0.6833575
VL10 24 44 DC OV
L10 44 25 8.983198E-03
VC11 25 43 DC OV
C11 43 0 31.374035E-09
.TRAN 0.01ms 400ms
.END
    
```

```

.OPT ACCT LIST NODE OPTS
NOPAGE RELTOL=.00001
Vx 1 2 DC OV
Vg 11 1 DC OV
R1 2 3 0.3416787
VL1 3 50 DC OV
L1 50 4 4.491599E-03
VC1 1 51 DC OV
C1 51 0 15.687018E-09
VC2 4 52 DC OV
C2 52 0 31.374035E-09
R2 4 6 0.3416787
L2 6 7 4.491599E-03
C3 7 0 31.374035E-09
R3 7 9 0.3416787
L3 9 10 4.491599E-03
C4 10 0 31.374035E-09
R4 10 12 0.3416787
L4 12 13 4.491599E-03
C5 13 0 31.374035E-09
R5 13 14 0.3416787
L5 14 15 4.491599E-03
C6 15 0 31.374035E-09
R6 15 16 0.3416787
L6 16 17 4.491599E-03
C7 17 0 31.374035E-09
R7 17 18 0.3416787
L7 18 19 4.491599E-03
C8 19 0 31.374035E-09
R8 19 20 0.3416787
L8 20 21 4.491599E-03
C9 21 0 31.374035E-09
R9 21 22 0.3416787
VL9 22 53 DC OV
L9 53 23 4.491599E-03
C10 23 0 31.374035E-09
R10 23 24 0.3416787
L10 24 25 4.491599E-03
C11 25 0 31.374035E-09
R11 25 26 0.3416787
L11 26 27 4.491599E-03
C12 27 0 31.374035E-09
R12 27 28 0.3416787
L12 28 29 4.491599E-03
C13 29 0 31.374035E-09
R13 29 30 0.3416787
L13 30 31 4.491599E-03
C14 31 0 31.374035E-09
R14 31 32 0.3416787
L14 32 33 4.491599E-03
C15 33 0 31.374035E-09
R15 33 34 0.3416787
L15 34 35 4.491599E-03
C16 35 0 31.374035E-09
R16 35 36 0.3416787
    
```

A.1.6 Linha Média discretizada em 20 trechos

Arquivo: t20m

Dados utilizados para discretizar	
Δx	3,5 [km]
R'	0,3416787 [Ω]
L'	4,491599 [mH]
C'	31,374035 [nF]
$C'/2$	15,687018 [nF]

```

*linha media 20 trechos
*MD-ITY
Vin 11 0 DC 0 AC 1 SIN (0
179.6KV 50HZ)
    
```

```
L16 36 37 4.491599E-03
C17 37 0 31.374035E-09
R17 37 38 0.3416787
L17 38 39 4.491599E-03
C18 39 0 31.374035E-09
R18 39 40 0.3416787
L18 40 42 4.491599E-03
C19 42 0 31.374035E-09
R19 42 43 0.3416787
L19 43 44 4.491599E-03
VC20 44 54 DC OV
C20 54 0 31.374035E-09
R20 44 45 0.3416787
VL20 45 60 DC OV
L20 60 46 4.491599E-03
VC21 46 55 DC OV
C21 55 0 15.687018E-09
.TRAN 0.1ms 400ms
.END
```

A.1.7 Linha Longa parâmetros concen- trados

Arquivo: t011

```
*linha longa concentrada
*CDV-SLD
Vin 11 0 DC 0 AC 1 SIN (0
179.6KV 50HZ)
.OPT ACCT LIST NODE OPTS
NOPAGE RELTOL=.00001
Vx 1 2 DC OV
Vg 11 1 DC OV
R1 2 3 11.730323
VL1 3 20 DC OV
L1 20 4 151.626933E-03
VC1 1 12 DC OV
C1 12 0 511.19698E-09
VC2 4 13 DC OV
C2 13 0 511.19698E-09
.TRAN 0.01ms 400ms
.END
```

A.1.8 Linha Longa discretizada em 4 trechos

Arquivo: t051

Dados utilizados para discretizar	
Δx	29,1075 [km]
R'	2,9325806 [Ω]
L'	37,906733 [mH]
C'	255,59849 [nF]
$C'/2$	127,79924 [nF]

```
*linha longa 4 trechos
*CDV-SLD
Vin 1 0 DC 0 AC 1 SIN (0
179.6KV 50HZ)
.OPT ACCT LIST NODE OPTS
NOPAGE RELTOL=.00001
Vx 1 2 DC OV
Vg 11 2 DC OV
R1 2 3 2.9325806
VL1 3 41 DC OV
L1 41 4 37.906733E-03
VC1 1 20 DC OV
C1 20 0 127.79924E-09
VC2 4 21 DC OV
C2 21 0 255.59849E-09
R2 4 6 2.9325806
L2 6 7 37.906733E-03
C3 7 0 255.59849E-09
R3 7 9 2.9325806
VL3 9 44 DC OV
L3 44 10 37.906733E-03
VC4 10 22 DC OV
C4 22 0 255.59849E-09
R4 10 12 2.9325806
VL4 12 42 DC OV
L4 42 13 37.906733E-03
VC5 13 23 DC OV
C5 23 0 127.79924E-09
.TRAN 0.01ms 400ms
.END
```

A.1.9 Linha Longa discretizada em 10 trechos

Arquivo: t101

Dados utilizados para discretizar	
Δx	11,643 [km]
R'	1,1730323 [Ω]
L'	15,162693 [mH]
C'	102,2394 [nF]
$C'/2$	51,119698 [nF]

```

*linha longa 10 trechos
*COV-SLO
Vin 1 0 DC 0 AC 1 SIN (0
179.6KV 50HZ)
.OPT ACCT LIST NODE OPTS
NOPAGE RELTOL=.00001
Vx 1 2 DC OV
Vg 11 1 DC OV
R1 2 3 1.1730323
VL1 3 40 DC OV
L1 40 4 15.162693E-03
VC1 1 41 DC OV
C1 41 0 51.119698E-09
VC2 4 42 DC OV
C2 42 0 102.2394E-09
R2 4 6 1.1730323
L2 6 7 15.162693E-03
C3 7 0 102.2394E-09
R3 7 9 1.1730323
L3 9 10 15.162693E-03
C4 10 0 102.2394E-09
R4 10 12 1.1730323
L4 12 13 15.162693E-03
C5 13 0 102.2394E-09
R5 13 14 1.1730323
VL5 14 43 DC OV
L5 43 15 15.162693E-03
C6 15 0 102.2394E-09
R6 15 16 1.1730323
L6 16 17 15.162693E-03
C7 17 0 102.2394E-09
R7 17 18 1.1730323
L7 18 19 15.162693E-03
C8 19 0 102.2394E-09
R8 19 20 1.1730323
L8 20 21 15.162693E-03
C9 21 0 102.2394E-09
R9 21 22 1.1730323
L9 22 23 15.162693E-03
VC10 23 68 DC OV
C10 68 0 102.2394E-09
R10 23 24 1.1730323
VL10 24 69 DC OV
L10 69 25 15.162693E-03
VC11 25 70 DC OV
C11 70 0 51.119698E-09
    
```

```

.TRAN 0.01ms 400ms
.END
    
```

A.1.10 Linha Longa discretizada em 20 trechos

Arquivo: t20l

Dados utilizados para discretizar	
Δx	5,8215 [km]
R'	0,5865161 [Ω]
L'	7,581346 [mH]
C'	51,119698 [nF]
$C'/2$	25,559849 [nF]

```

*linha longa 20 trechos
*COV-SLO
Vin 1 0 DC 0 AC 1 SIN (0
179.6KV 50HZ)
.OPT ACCT LIST NODE OPTS
NOPAGE RELTOL=.00001
Vx 1 2 DC OV
Vg 11 1 DC OV
R1 2 3 0.5865161
VL1 3 80 DC OV
L1 80 4 7.581346E-03
VC1 1 81 DC OV
C1 81 0 25.559849E-09
VC2 4 82 DC OV
C2 82 0 51.119698E-09
R2 4 6 0.5865161
L2 6 7 7.581346E-03
C3 7 0 51.119698E-09
R3 7 9 0.5865161
L3 9 10 7.581346E-03
C4 10 0 51.119698E-09
R4 10 12 0.5865161
L4 12 13 7.581346E-03
C5 13 0 51.119698E-09
R5 13 14 0.5865161
VL5 14 83 DC OV
L5 83 15 7.581346E-03
VC6 15 84 DC OV
C6 84 0 51.119698E-09
R6 15 16 0.5865161
L6 16 17 7.581346E-03
C7 17 0 51.119698E-09
R7 17 18 0.5865161
L7 18 19 7.581346E-03
    
```

```

C8 19 0 51.119698E-09
R8 19 20 0.5865161
L8 20 21 7.581346E-03
C9 21 0 51.119698E-09
R9 21 22 0.5865161
L9 22 23 7.581346E-03
C10 23 0 51.119698E-09
R10 23 24 0.5865161
L10 24 25 7.581346E-03
C11 25 0 51.119698E-09
R11 25 26 0.5865161
L11 26 27 7.581346E-03
C12 27 0 51.119698E-09
R12 27 28 0.5865161
VL12 28 85 DC 0V
L12 85 29 7.581346E-03
C13 29 0 51.119698E-09
R13 29 30 0.5865161
L13 30 31 7.581346E-03
C14 31 0 51.119698E-09
R14 31 32 0.5865161
L14 32 33 7.581346E-03
C15 33 0 51.119698E-09
R15 33 34 0.5865161
L15 34 35 7.581346E-03
C16 35 0 51.119698E-09
R16 35 36 0.5865161
L16 36 37 7.581346E-03
C17 37 0 51.119698E-09
R17 37 38 0.5865161
L17 38 39 7.581346E-03
C18 39 0 51.119698E-09
R18 39 40 0.5865161
L18 40 42 7.581346E-03
C19 42 0 51.119698E-09
R19 42 43 0.5865161
VL19 43 86 DC 0V
L19 86 44 7.581346E-03
VC20 44 88 DC 0V
C20 88 0 51.119698E-09
R20 44 45 0.5865161
VL20 45 87 DC 0V
L20 87 46 7.581346E-03
VC21 46 89 DC 0V
C21 89 0 25.559849E-09
.TRAN 0.01ms 400ms
.END
    
```

Dados utilizados para discretizar	
Δx	3,881 [km]
R'	0,3910107 [Ω]
L'	5,5054231 [mH]
C'	34,079798 [nF]
$C'/2$	17,039899 [nF]

```

*linha longa 30 trechos
*COV-SLO
Vin 1 0 DC 0 AC 1 SIN (0
179.6KV 50HZ)
.OPT ACCT LIST NODE OPTS
NOPAGE RELTOL=.00001
Vx 1 2 DC 0V
Vg 11 1 DC 0V
R1 2 3 0.3910107
VL1 3 90 DC 0V
L1 90 4 5.054231E-03
VC1 1 91 DC 0V
C1 91 0 17.039899E-09
VC2 4 92 DC 0V
C2 92 0 34.079798E-09
R2 4 6 0.3910107
VL2 6 93 DC 0V
L2 93 7 5.054231E-03
C3 7 0 34.079798E-09
R3 7 9 0.3910107
L3 9 10 5.054231E-03
C4 10 0 34.079798E-09
R4 10 12 0.3910107
L4 12 13 5.054231E-03
C5 13 0 34.079798E-09
R5 13 14 0.3910107
L5 14 15 5.054231E-03
C6 15 0 34.079798E-09
R6 15 16 0.3910107
L6 16 17 5.054231E-03
C7 17 0 34.079798E-09
R7 17 18 0.3910107
L7 18 19 5.054231E-03
C8 19 0 34.079798E-09
R8 19 20 0.3910107
VL8 20 94 DC 0V
L8 94 21 5.054231E-03
VC9 21 95 DC 0V
C9 95 0 34.079798E-09
R9 21 22 0.3910107
L9 22 23 5.054231E-03
C10 23 0 34.079798E-09
R10 23 24 0.3910107
L10 24 25 5.054231E-03
C11 25 0 34.079798E-09
R11 25 26 0.3910107
    
```

A.1.11 Linha Longa discretizada em 30 trechos

Arquivo: t30l


```
L11 26 27 5.054231E-03
C12 27 0 34.079798E-09
R12 27 28 0.3910107
L12 28 29 5.054231E-03
C13 29 0 34.079798E-09
R13 29 30 0.3910107
L13 30 31 5.054231E-03
C14 31 0 34.079798E-09
R14 31 32 0.3910107
L14 32 33 5.054231E-03
VC15 33 96 DC 0V
C15 96 0 34.079798E-09
R15 33 34 0.3910107
L15 34 35 5.054231E-03
C16 35 0 34.079798E-09
R16 35 36 0.3910107
L16 36 37 5.054231E-03
C17 37 0 34.079798E-09
R17 37 38 0.3910107
L17 38 39 5.054231E-03
C18 39 0 34.079798E-09
R18 39 40 0.3910107
L18 40 42 5.054231E-03
C19 42 0 34.079798E-09
R19 42 43 0.3910107
L19 43 44 5.054231E-03
C20 44 0 34.079798E-09
R20 44 45 0.3910107
L20 45 46 5.054231E-03
C21 46 0 34.079798E-09
R21 46 47 0.3910107
L21 47 48 5.054231E-03
C22 48 0 34.079798E-09
R22 48 49 0.3910107
VL22 49 101 DC 0V
L22 101 50 5.054231E-03
C23 50 0 34.079798E-09
R23 50 51 0.3910107
L23 51 52 5.054231E-03
C24 52 0 34.079798E-09
R24 52 53 0.3910107
L24 53 54 5.054231E-03
C25 54 0 34.079798E-09
R25 54 55 0.3910107
L25 55 56 5.054231E-03
C26 56 0 34.079798E-09
R26 56 57 0.3910107
L26 57 58 5.054231E-03
C27 58 0 34.079798E-09
R27 58 59 0.3910107
L27 59 60 5.054231E-03
C28 60 0 34.079798E-09
R28 60 61 0.3910107
L28 61 62 5.054231E-03
C29 62 0 34.079798E-09
R29 62 63 0.3910107
VL29 63 97 DC 0V
L29 97 64 5.054231E-03
VC30 64 98 DC 0V
C30 98 0 34.079798E-09
R30 64 65 0.3910107
VL30 65 99 DC 0V
L30 99 66 5.054231E-03
VC31 66 100 DC 0V
C31 100 0 17.039899E-09
.TRAN 0.01ms 400ms
.END
```

Apêndice B

Placa

B.1 Listagem do arquivo SPICE utilizado nas simulações

* Simulacao do hardware baseado em operacionais:
* Este arquivo simula a linha ate' o
* capacitor de saida.
* Linhas curta, média e longa:
* R5 R11 R19 R24 R55
* 30.14 24.7 17.6 33.16 30.14 --> linha curta
* 116.8 2948 68.3 128.33 116.8 --> linha media
* 192.16 6448 117.3 216.62 192.16 --> linha longa

```
.OPT ACCT LIST NODE OPTS NOPAGE RELTOL=.0001  
Vin 1 0 DC 0 AC 0 SIN (0 1.8V 50HZ)  
VCC 7 0 10V  
VEE 4 0 -10V
```

* Capacitor C1 (diferenciador + inversor) e,s: 3, 14
R1 1 2 50
C1 2 10 1E-6
R2 10 11 26540
R3 3 0 50
X1 10 3 11 7 4 UA741
* 11: saida do diferenciador
R4 11 13 1000
*R5 13 14 30.14
*R5 13 14 116.8
R5 13 14 192.16

X2 13 0 14 7 4 UA741

* 14: saída do inversor: v(iC1)

* Filtro

R6 1 20 2575

C2 20 21 1E-6

R8 1 22 20600

R9 22 0 20600

C3 20 23 1E-6

R7 21 23 10300

X3 21 22 23 7 4 UA741

* Amplificador nao-inversor

R10 24 0 1000

*R11 24 25 24.7

*R11 24 25 2948

R11 24 25 5448

X4 24 23 25 7 4 UA741

* saída: v(ie) : 25

* Subtrator

* saída do filtro - saída de C1

R12 14 30 1000

R13 30 32 1000

R14 25 31 1000

R15 31 0 1000

X5 30 31 32 7 4 UA741

* saída do subtrator: v(iRL) : 32

* Resistor R

* primeiro estagio

R16 32 40 1000

R17 40 42 1000

X6 40 0 42 7 4 UA741

* segundo estagio

R18 42 43 1000

X7 43 0 50 7 4 UA741

*R19 43 50 17.6

*R19 43 50 68.3

R19 43 50 117.3

* saída de R (V_R): 50

* Indutor L

```
R20 32 52 500
C4 52 53 1E-6
R21 53 54 14000
R22 55 0 500
X8 53 55 54 7 4 UA741
* 54: saída do diferenciador
R23 54 56 2000
*R24 56 57 33.16
*R24 56 57 128.33
R24 56 57 216.62
X9 56 0 57 7 4 UA741
* 57: saída do inversor: v(L)

* somador V_RL
* primeiro estagio
R30 50 60 1000
R31 57 60 1000
R32 60 61 1000
R33 62 0 330
X10 60 62 61 7 4 UA741
* segundo estagio
R34 61 63 1000
R35 63 64 1000
R36 65 0 1000
X11 63 65 64 7 4 UA741
* 64 : saída do somador: tensao V_RL

* * * * *
* tensao de saída V_s *
* * * * *

* primeiro estagio: dois inversores
* com ganho total 0.01 (0.1 por inversor)
R41 64 70 10000
R42 70 71 1000
X12 70 0 71 7 4 UA741
R43 71 72 10000
R44 72 73 1000
X13 72 0 73 7 4 UA741
* subtrator
R45 73 74 1000
R46 1 75 1000
R47 75 0 1000
```

R48 74 76 1000
 X14 74 75 76 7 4 UA741
 * 76 : tensao de saida V_s

* Capacitor C2
 * primeiro estagio: diferenciador
 R50 76 82 50
 C5 82 90 1E-6
 R52 90 91 26540
 R53 83 0 50
 X15 90 83 91 7 4 UA741
 * 91: saida do diferenciador
 * segundo estagio: inversor
 R54 91 93 1000
 *R55 93 94 30.14
 *R55 93 94 116.8
 R55 93 94 192.16
 X16 93 0 94 7 4 UA741
 * 94: saida do inversor: v(ic2)

.TRAN ins 80ms

```
*****
*           741           *
*****
```

```
*SYM=UA741
.SUBCKT UA741 2      3 6 7 4
*           - IN  + OUT VCC VEE
RP 4 7 10K
RXX 4 0 10MEG
*
IBP 3 0 80NA
RIP 3 0 10MEG
CIP 3 0 1.4PF
IBN 2 0 100NA
RIN 2 0 10MEG
CIN 2 0 1.4PF
VOFST 2 10 1MV
RID 10 3 200K
EA 11 0 10 3 1
```

```
R1 11 12 5K
R2 12 13 50K
C1 12 0 13PF
GA 0 14 0 13 2700
C2 13 14 2.7PF
RD 14 0 75
L 14 6 30UHY
RL 14 6 1000
CL 6 0 3PF
.ENDS
.END
```