

AUGUST BAUMGARTNER NETO
MARCELO MASAHIRO MIYASATO UETA

MINIMIZAÇÃO DE RUÍDO NO CIRCUITO DE
LEITURA DE POTENCIAIS ELÉTRICOS EM SISTEMA
DE TOMOGRAFIA POR IMPEDÂNCIA ELÉTRICA

São Paulo
2010

AUGUST BAUMGARTNER NETO
MARCELO MASAHIRO MIYASATO UETA

MINIMIZAÇÃO DE RUÍDO NO CIRCUITO DE
LEITURA DE POTENCIAIS ELÉTRICOS EM SISTEMA
DE TOMOGRAFIA POR IMPEDÂNCIA ELÉTRICA

Trabalho de conclusão de curso
apresentado à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo

São Paulo
2010

AUGUST BAUMGARTNER NETO
MARCELO MASAHIRO MIYASATO UETA

MINIMIZAÇÃO DE RUÍDO NO CIRCUITO DE
LEITURA DE POTENCIAIS ELÉTRICOS EM SISTEMA
DE TOMOGRAFIA POR IMPEDÂNCIA ELÉTRICA

Trabalho de conclusão de curso
apresentado à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo

Área de Concentração:
Engenharia Mecatrônica

Orientador: Prof.Dr.
Raul Gonzalez Lima

São Paulo
2010

FICHA CATALOGRÁFICA

Baumgartner Neto, August

**Minimização de ruído no circuito de leitura de potenciais elétricos em sistema de tomografia por impedância elétrica / A. Baumgartner Neto, M.M.M. Ueta. -- São Paulo, 2010.
111 p.**

Trabalho de Formatura - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia Mecatrônica e de Sistemas Mecânicos.

1. Tomografia 2. Eletromagnetismo 3. Circuitos elétricos I. Ueta, Marcelo Masahiro Miyasato II. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia Mecatrônica e de Sistemas Mecânicos III. t.

DEDICATÓRIA

Dedicamos este trabalho aos nossos pais, irmãos, familiares e amigos que, de muitas formas nos incentivaram e ajudaram para que fosse possível a concretização deste trabalho.

AGRADECIMENTOS

Ao nosso Orientador Prof. Dr. Raul Gonzalez Lima pelo incentivo, simpatia e presteza no auxílio às atividades e discussões sobre o andamento e normatização desta Monografia de Conclusão de Curso.

Aos colegas de classe pela espontaneidade e alegria na troca de informações e materiais numa rara demonstração de amizade e solidariedade.

E finalmente, às nossas famílias pela paciência em tolerar a nossa ausência.

EPÍGRAFE

“Se você não mudar a direção, terminará
no mesmo lugar de onde partiu.”
(Provérbio chinês)

RESUMO

Os tomógrafos por impedância elétrica possuem cabos blindados cuja função é transmitir os dados captados pelos eletrodos para um computador, onde são processados e convertidos em imagens médicas. Atualmente, a qualidade das imagens é parcialmente limitada pela presença de ruído durante a transmissão, ocasionando uma distorção do sinal e uma deterioração dessas imagens. Tal ruído tem diversas origens e frequências próximas à frequência do sinal original. A primeira etapa deste trabalho detectou algumas das origens desse ruído, e, para tanto, foram realizadas simulações numéricas com o intuito de escolher e viabilizar a construção de um circuito experimental para a execução de ensaios, comprovando os resultados das simulações numéricas. Além disso, testes para a verificação da capacitância do cabo que transmite o sinal foram realizados (fundamental no desenvolvimento do circuito). A segunda etapa deste trabalho consistiu em avaliar maneiras de minimizar o ruído encontrado na primeira etapa e em construir um circuito que verificou e validou as simulações. Essas etapas garantiram uma redução no “*crosstalk*”, no atraso e no “*offset*” do sistema, permitindo seu uso em uma aplicação real.

Palavras-chave: Tomógrafo. Impedância Elétrica. Ruído. Blindagem Eletromagnética. Terra.

ABSTRACT

The electrical impedance tomographs have shielded cables whose function is to transmit the data collected by electrodes to a computer, where they are processed and converted into medical images. Currently, the images quality is partially limited by the presence of noise during the transmission, causing a distortion in the signal and a deterioration on these images resolution. This noise has multiple sources and frequencies close to the original signal frequency. The first stage of this work is to detect the sources of this noise, and, therefore, to perform simulations in order to build an experimental electrical circuit, to verify the results of the numerical simulations. In addition, tests were performed to verify the capacitance of the cable that transmits the signal (necessary in the circuit development). The second stage of this work evaluates ways to minimize the noise found in the first stage and builds an electrical circuit that verifies and validates the simulations. These processes guaranteed a reduction of the crosstalk, delay and offset of the system, which allow it to be used in a real application.

Keywords: Tomograph. Electric Impedance. Noise. Electromagnetic Shield. Ground.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 - Esquema funcional de um tomógrafo por impedância elétrica	24
Figura 2.2 - Desacoplamento dos estágios de alta e baixa potência com a rede RC	34
Figura 2.3 - Esquema de conexão entre os terras para transmissão de sinais de alta potência	34
Figura 2.4 - Circuito de conexão entre os terras de dois instrumentos para transmissão de sinais de baixa potência	35
Figura 2.5 - Circuito alternativo de conexão entre terras de dois instrumentos	35
Figura 2.6 - Esquema de funcionamento do amplificador de isolamento por transformador	39
Figura 2.7 - Esquema de funcionamento do método por acoplamento ótico ..	40
Figura 2.8 - Esquema de funcionamento do método por acoplamento capacitivo	40
Figura 2.9 - Esquema demonstrando a proteção do sinal	41
Figura 2.10 - Configuração básica de um amplificador de instrumentação	42
Figura 2.11 - Amplificador de instrumentação com “proteção” do sinal	43
Figura 3.1 - Modelo utilizado para as simulações numéricas	47
Figura 3.2 - Circuito RC	50
Figura 3.3 - Carga e descarga de um capacitor.....	51
Figura 3.4 - Configuração 1	52
Figura 3.5 - Configuração 2	52
Figura 3.6 - Configuração 3	53
Figura 4.1 - Modelo com blindagem ideal	55
Figura 4.2 - Gráfico dos sinais de entrada e no cabo do canal 1	56
Figura 4.3 - Gráfico dos sinais de saída e entrada do canal 1	56
Figura 4.4 - Gráfico do sinal no cabo do canal 2	57
Figura 4.5 - Modelo para simular o pior caso possível	58
Figura 4.6 - Gráfico do sinal de entrada e no cabo do canal 1	59
Figura 4.7 - Gráfico do sinal de entrada e saída do canal 1	59
Figura 4.8 - Ruído no cabo do canal 2.....	60

Figura 4.9 - Ruído na saída do canal 2.....	60
Figura 4.10 - Modelo com terra ativo através de um amplificador operacional	61
Figura 4.11 - Sinal de entrada do cabo do canal 1	62
Figura 4.12 - Sinal de entrada e saída do canal 1	62
Figura 4.13 - Gráfico do ruído no cabo do canal 2.....	63
Figura 4.14 - Gráfico do ruído na saída do canal 2.....	63
Figura 4.15 - Modelo utilizando dois amplificadores para criar o terra ativo ...	64
Figura 4.16 - Gráfico do sinal de entrada e no cabo do canal 1	65
Figura 4.17 - Sinal de entrada e de saída do canal 1	65
Figura 4.18 - Gráfico do ruído no cabo do canal 2.....	66
Figura 4.19 - Gráfico do ruído na saída do canal 2.....	66
Figura 4.20 - Sinais de entrada e no cabo do canal 1	67
Figura 4.21 - Sinais de entrada e saída do canal 1	68
Figura 4.22 - Ruído no cabo do canal 2.....	68
Figura 4.23 - Ruído na saída do canal 2.....	69
Figura 4.24 - Modelo com ganho igual a 2 nos amplificadores de entrada.....	70
Figura 4.25 - Sinal de entrada e no cabo do canal 1	71
Figura 4.26 - Sinal de entrada e de saída do canal 1	71
Figura 4.27 - Ruído no cabo do canal 2.....	72
Figura 4.28 - Ruído na saída do canal 2.....	72
Figura 4.29 - Modelo com ganho igual a 2 no amplificador do terra	73
Figura 4.30 - Sinal de entrada e no cabo do canal 1	74
Figura 4.31 - Sinal de entrada e saída do canal 1	74
Figura 4.32 - Ruído no cabo do canal 2.....	75
Figura 4.33 - Ruído na saída do canal 2.....	75
Figura 4.34 - Modelo com amplificador de instrumentação	76
Figura 4.35 - Sinal de entrada e no cabo do canal 1	77
Figura 4.36 - Sinal de entrada e saída do canal 1	77
Figura 4.37 - Ruído no cabo do canal 2.....	78
Figura 4.38 - Ruído na saída do canal 2.....	78
Figura 4.39 - Modelo simulando uma placa de aquisição de baixa impedância utilizando amplificadores de instrumentação.....	79

Figura 4.40 - Sinal de entrada e no cabo do canal 1	80
Figura 4.41 - Ruído no cabo do canal 2.....	80
Figura 4.42 - Modelo utilizando um NIC (Conversor de impedância negativa)	81
Figura 4.43 - Sinal de entrada e no cabo do canal 1	82
Figura 4.44 - Sinal de entrada e saída do canal 1	82
Figura 4.45 - Ruído no cabo do canal 2.....	83
Figura 4.46 - Ruído na saída do canal 2.....	83
Figura 4.47 – Sinal nos canais 1 e 2.....	84
Figura 4.48 - Diferença entre os canais 1 e 2.....	85
Figura 4.49 – Sinal nos canais 1 e 2.....	86
Figura 4.50 - Diferença entre os canais 1 e 2.....	86
Figura 8.1 - Configuração não-inversora	92
Figura 8.2 - Configuração inversora	92
Figura 8.3 - Circuito seguidor.....	94

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Rede RC

LED

CMMR

NIC

Rede Resistor-Capacitor

Light Emitting Diode

Common-Mode Rejection Ratio

Negative Impedance Converter

LISTA DE SÍMBOLOS

f	frequência do sinal
V_{amp}	amplitude máxima da tensão elétrica do sinal
V_j	valor eficaz da tensão elétrica do ruído de Johnson
k	constante de Boltzmann
T	temperatura
B	largura da banda
R	resistências
v_j	parâmetro de tensão elétrica independente da frequência do ruído de Johnson
I_d	valor eficaz da corrente elétrica do ruído de disparo
q	carga elétrica de um elétron
i	amplitude da corrente elétrica
i_d	parâmetro de corrente elétrica independente da frequência do ruído de disparo
C_{1t}, C_{2t}	capacitância entre o fio e o “ <i>ground plane</i> ” por unidade de comprimento
h_g	distância entre um fio condutor e o “ <i>ground plane</i> ”
d, d_1, d_2	diâmetro de um fio condutor
h	distância entre dois fios condutores
C_{12}	Capacitância entre mútua entre fios condutores por unidade de comprimento
K	coeficiente de acoplamento eletromagnético

$C_{1b}, C_{2b}, C_{3b}, C_{4b}$	capacitância mútua entre fios blindados por unidade de comprimento
ΔV_{max}	máxima amplitude de “ <i>crosstalk</i> ”
L_g	indutância entre um condutor e o “ <i>ground plane</i> ” por unidade de comprimento
M	indutância mútua entre dois condutores
e_2	tensão elétrica causada no receptor por um condutor não blindado
i_1	corrente elétrica no condutor emissor
ω	velocidade angular do sinal
f_1	frequência do sinal no condutor emissor
V_d	tensão elétrica na carga do receptor
R_d	resistência da carga do receptor
R_c	resistência do fio condutor receptor
L_2	indutância do condutor receptor
a_{Bl2}	fator de blindagem (para de cálculo de V_d)
R_{Bl}	resistência da blindagem
L_{Bl}	indutância da blindagem
V_{dB}	“ <i>crosstalk</i> ” indutivo na carga
V_c	tensão elétrica no fio no condutor receptor
I_1	corrente elétrica de pico na fonte
γ	constante de tempo da fonte
R_E	perda de reflexão para um campo elétrico
r_1	distância entre a blindagem e a fonte de um campo elétrico ou magnético
G_r	condutividade elétrica relativa do material
μ_r	permeabilidade elétrica relativa de um material
R_M	perda de reflexão para um campo magnético
Z_c	impedância do circuito fonte do campo magnético

R_z	perda de reflexão para um campo magnético (calculada pela a impedância da fonte)
A_b	perda por absorção de um campo
t	espessura da blindagem
R_r	perda de re-reflexão de um campo
Z_m	impedância do metal
Z_w	impedância dependente do campo
λ	comprimento da onda eletromagnética
δ	profundidade da película condutora
EB	eficácia da blindagem
Z_0	impedância característica da linha
L_c	indutância da linha por unidade de comprimento
C_c	capacitância por unidade de comprimento
A_r	amplitude do sinal refletido
A_i	amplitude do sinal incidente
Z_{ent}	impedância de entrada em uma linha
Z_{carga}	impedância da carga
V_1	tensão elétrica de entrada no canal 1
V_2	tensão elétrica de entrada no canal 2
V_{ali+}	tensão na alimentação positiva dos amplificadores
V_{ali-}	tensão na alimentação negativa dos amplificadores
V_{out}	tensão elétrica de saída do circuito RC e do circuito amplificador
V_{in}	tensão elétrica de entrada do circuito RC
C	capacitância e do circuito amplificador
$V(t_e)$	tensão elétrica variável de entrada no circuito RC
t_e	tempo

τ	tempo no circuito RC tal que a amplitude vale 63% da amplitude máxima
A	ganho do amplificador
R_{in}, R_g, R_f	resistências do circuito amplificador
V_+	tensão na entrada não-inversora do amplificador
V_-	tensão na saída inversora do amplificador
I	corrente elétrica no circuito amplificador
X_r	impedância de um resistor
L	indutância
X_L	impedância de um indutor
X_c	impedância de um capacitor
Z_b	impedância de uma blindagem metálica
Z_c	impedância entre dois fios
ϵ_r	permissividade relativa
Z_{ob}	impedância entre dois fios com blindagem
D	diâmetro da blindagem
Z_{obp}	impedância entre dois fios com blindagem, porém polarização diferente
Z_{eq}	impedância equivalente

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	22
1.1. OBJETIVOS	23
1.2. ESTRUTURA DO TRABALHO	23
2. REVISÃO DA LITERATURA.....	24
2.1. TOMOGRAFIA POR IMPEDÂNCIA ELÉTRICA.....	24
2.2. RUÍDO.....	25
2.2.1. <i>Ruído aleatório</i>	25
2.2.2. <i>Interferência</i>	27
2.3. EFEITOS DA FREQUÊNCIA SOBRE A IMPEDÂNCIA DE CERTOS ELEMENTOS	33
2.3.1. <i>Capacitores</i>	33
2.3.2. <i>Resistores</i>	33
2.4. SINAIS ATERRADOS.....	33
2.5. TERRA ENTRE INSTRUMENTOS.....	34
2.5.1. <i>Sinais de alta potência</i>	34
2.5.2. <i>Sinais de baixa potência e fios longos</i>	35
2.6. BLINDAGEM ELETROMAGNÉTICA	36
2.6.1. <i>Gaiola de Faraday</i>	37
2.7. AMPLIFICADORES DE ISOLAMENTO	38
2.7.1. <i>Métodos de funcionamento</i>	38
2.7.2. <i>Proteção do sinal ("Signal guarding")</i>	41
2.7.3. <i>Acoplamento do sinal de saída</i>	41
2.8. AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO.....	42
2.9. LINHAS DE TRANSMISSÃO	44
2.9.1. <i>Linhas de Transmissão Não-Casadas</i>	44
2.9.2. <i>Linhas de Transmissão no Domínio da Frequência</i>	45
2.9.3. <i>Tocos ("Stubs")</i>	46
2.9.4. <i>"Baluns" e transformadores</i>	46
3. METODOLOGIA	46
3.1. METODOLOGIA DA SIMULAÇÃO NUMÉRICA.....	46
3.1.1. <i>Objetivos da Simulação</i>	46
3.1.2. <i>Elaboração do Modelo</i>	46
3.1.3. <i>Etapas das Simulações Numéricas</i>	48
3.1.4. <i>Componentes Escolhidos</i>	49

3.1.5.	<i>Programas Utilizados para as Simulações.....</i>	50
3.2.	METODOLOGIA DOS ENSAIOS PRELIMINARES	50
3.2.1.	<i>Viabilidade do Uso de Fios Singelos Paralelos nos canais de medida de potencial elétrico</i>	50
3.2.2.	<i>Ensaio no Circuito de Teste</i>	51
3.3.	METODOLOGIA DOS TESTES DE CIRCUITOS.....	53
3.3.1.	<i>Materiais</i>	53
3.3.2.	<i>Método de Construção</i>	53
3.3.3.	<i>Método de Ensaio.....</i>	54
4.	RESULTADOS.....	55
4.1.	RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS	55
4.1.1.	<i>Simulação com Blindagem Ideal (LF411).....</i>	55
4.1.2.	<i>Simulação Pior Caso Possível (LF411).....</i>	58
4.1.3.	<i>Simulação com Terra Ativo Utilizando um Amplificador Operacional (LF411).....</i>	61
4.1.4.	<i>Simulação Terra Ativo com Dois Amplificadores (LF411)</i>	64
4.1.5.	<i>Simulação com Terra Ativo Utilizando um Amplificador Operacional (AD825)</i>	67
4.1.6.	<i>Simulação com Ganho Igual a 2 nos Amplificadores Operacionais de Entrada do Modelo</i> <i>(AD825)</i>	70
4.1.7.	<i>Simulação Utilizando Ganho Igual a 2 no Amplificador Operacional do Terra Ativo</i> <i>(AD845).....</i>	73
4.1.8.	<i>Simulação Utilizando um Amplificador de Instrumentação na Entrada do Circuito</i> <i>(INA111).....</i>	76
4.1.9.	<i>Simulação Utilizando um Amplificador de Instrumentação com Placa de Aquisição de</i> <i>Baixa Impedância (INA111)</i>	79
4.1.10.	<i>Simulação Utilizando um Conversor de Impedância Negativa (INA111).....</i>	81
4.2.	RESULTADOS DOS ENSAIOS PRELIMINARES	84
4.3.	RESULTADOS DOS TESTES DE CIRCUITOS	84
4.3.1.	<i>Teste no pior caso possível (LF411)</i>	84
4.3.2.	<i>Teste com Terra Ativo Utilizando um Amplificador Operacional (LF411).....</i>	86
5.	ANÁLISES	87
5.1.	ANÁLISES DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS	87
5.1.1.	<i>Simulação com Blindagem Ideal (LF411).....</i>	87
5.1.2.	<i>Simulação Pior Caso Possível (LF411).....</i>	87
5.1.3.	<i>Simulação com Terra Ativo Utilizando um Amplificador Operacional (LF411).....</i>	87
5.1.4.	<i>Simulação Terra Ativo com dois Amplificadores (LF411)</i>	88
5.1.5.	<i>Simulação com Terra Ativo Utilizando um Amplificador Operacional (AD825)</i>	88

5.1.6. Simulação com Ganho Igual a 2 nos Amplificadores Operacionais de Entrada do Circuito (AD825).....	88
5.1.7. Simulação Utilizando Ganho Igual a 2 no Amplificador Operacional do Terra Ativo (AD845).....	88
5.1.8. Simulação Utilizando um Amplificador de Instrumentação na Entrada do Circuito (INA111).....	89
5.1.9. Simulação Utilizando um Amplificador de Instrumentação com Placa de Aquisição de Baixa Impedância (INA111)	89
5.1.10. Simulação Utilizando um Conversor de Impedância Negativa (INA111).....	89
5.2. ANÁLISES DOS ENSAIOS PRELIMINARES	89
5.3. ANÁLISES DOS TESTES DE CIRCUITOS	90
6. CONCLUSÕES	90
6.1. CONCLUSÃO DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS	90
6.2. CONCLUSÃO DOS ENSAIOS PRELIMINARES	91
6.3. CONCLUSÃO DOS TESTES DE CIRCUITOS	91
7. REFERÊNCIAS	91
8. ANEXOS	92
8.1. CONFIGURAÇÕES DE AMPLIFICADORES OPERACIONAIS.....	92
8.2. IMPEDÂNCIA ELÉTRICA.....	94
8.2.1. Resistor	94
8.2.2. Indutor	94
8.2.3. Capacitor	94
8.2.4. Impedância de um Metal	95
8.2.5. Impedância da barreira de um metal (blindagem).....	95
8.2.6. Impedância entre dois fios	95
8.2.7. Impedância entre dois fios blindados	95
8.2.8. Impedância entre dois fios blindados com polarização diferentes.....	96
8.2.9. Impedância resultante de uma associação em série.....	96
8.2.10. Impedância resultante de uma associação em paralelo	96
8.3. CÓDIGOS USADOS NAS SIMULAÇÕES NUMERICAS	96
8.3.1. Código do Modelo do Amplificador Operacional LF411	96
8.3.2. Código do Modelo do Amplificador Operacional AD825.....	98
8.3.3. Código do Amplificador de Instrumentação INA111	100
8.3.4. Código do Modelo (Modelos com amplificadores operacionais sem ganho).....	103
8.3.5. Código do Modelo (Com amplificadores operacionais com ganho igual a 2 na entrada).....	105

8.3.6.	<i>Código do Modelo (Com ganho igual a dois no amplificador do terra).....</i>	<i>106</i>
8.3.7.	<i>Código do Modelo (Com amplificador de instrumentação)</i>	<i>107</i>
8.3.8.	<i>Rotina no MATLAB para gerar os gráficos</i>	<i>108</i>
8.4.	CÓDIGO UTILIZADO NO MATLAB PARA GERAÇÃO DOS GRÁFICOS DOS TESTES	110

1. INTRODUÇÃO

A tomografia é o processo de geração de tomogramas, que são imagens bidimensionais de uma seção de um objeto tridimensional. Os aparelhos que realizam a tomografia são chamados de tomógrafos e possuem diversas formas de funcionamento. Dependendo da aplicação cada princípio de funcionamento tem vantagens e/ou desvantagens. Dentre os tipos mais comuns estão: tomógrafo por raios-X, tomógrafo por impedância elétrica, tomógrafo por ultra-som, tomógrafo por ressonância magnética, entre outros. (MEDICINENet)

Entre os tomógrafos utilizados na área médica normalmente estão os equipamentos que funcionam com raios-X cujo funcionamento baseia-se no cálculo da média no tempo da intensidade de raios-X recebidos, o que os tornam complexos para realizar imagens em tempo real. Esses equipamentos necessitam de uma área ampla para sua instalação, além de ser imóveis depois de instalados, o que leva à necessidade de transportar os pacientes até ele, o que dificulta a realização de exames periódicos, principalmente se o paciente está em ambiente de Unidade de terapia Intensiva (em alguns casos há a necessidade de monitoração frequente das condições do paciente). Um terceiro problema nesse tipo de equipamento é que uma exposição contínua a radiação é prejudicial à saúde do paciente, impondo um limite máximo de uso desse tomógrafo para um paciente.

Em contrapartida, os tomógrafos por impedância elétrica, por possuírem uma velocidade de geração de imagens elevada (cerca de 50 imagens por segundo), podem ser utilizados sem maiores problemas para monitorar a condição do paciente (como por exemplo, monitorar a ventilação local no pulmão). Além disso, por serem bem mais compactos podem ser transportados pelo hospital até o paciente.

No entanto, esse aparelho está sujeito a mais interferências que influenciam os sinais transmitidos, reduzindo a qualidade desses sinais e por consequência a qualidade da imagem. Nesse tipo de tomógrafo há a necessidade da resolução de um problema inverso com várias equações para se obter a imagens computadorizadas do interior do paciente.

Existe uma dificuldade na tecnologia atual referente aos cabos blindados utilizados na transmissão do sinal do eletrodo até o tomógrafo, é necessário evitar que esses cabos fiquem dobrados, pois sua capacitância pode variar significativamente dependendo do raio de curvatura, o que contribui com correntes

de fuga e “*crosstalk*”. Existe uma tendência de uso de sensores cada vez mais inteligentes que minimizam os efeitos de não linearidades dos cabos de transmissão de sinais contribuindo para a melhora das imagens.

Hoje em dia os cabos com blindagem ativa e passiva estão sendo substituídos por cabos de baixa impedância que são menos suscetíveis a interferência eletromagnética. Espera-se com isso melhorar a relação sinal-ruído dos sinais de potencial elétrico medidos no contorno do domínio (pele do paciente) que são utilizados na geração de imagens no tomógrafo por impedância elétrica.

1.1. OBJETIVOS

Tendo em vista esse contexto, o objetivo principal dessa monografia é minimizar o ruído presente no sinal transmitido pelo cabo que liga os eletrodos ativos ao tomógrafo de impedância elétrica, dessa forma, tornar o sinal mais preciso permitindo a geração de imagens com melhor resolução.

Comparar, através de simulações numéricas, modelos de medida aplicáveis para identificar as melhores soluções do ponto de vista de melhora da qualidade do sinal e da aplicação prática do circuito. Realizar ensaios para identificar alguns parâmetros de operação do equipamento, tais como a capacitância no cabo. Realizar ensaios para verificar e validar algumas das simulações.

1.2. ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho é estruturado em 6 partes. A primeira parte, a introdução, salienta os objetivos e os motivos para realizar este trabalho. A segunda parte trata da teoria e dos conceitos envolvidos nesse trabalho. A terceira parte trata da metodologia utilizada no trabalho e inclui tanto a metodologia das simulações numéricas quanto de testes de circuitos. Os resultados obtidos nas simulações e nos testes são fornecidos na quarta parte deste documento. A quinta parte envolve uma análise destes resultados, e a sexta e última parte apresenta as conclusões.

2. REVISÃO DA LITERATURA

2.1. TOMOGRAFIA POR IMPEDÂNCIA ELÉTRICA

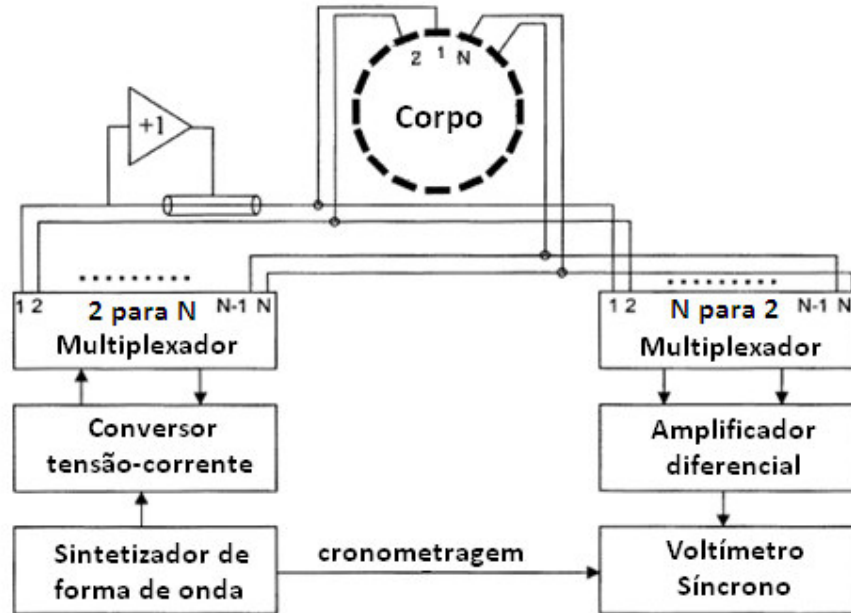


Figura 2.1 - Esquema funcional de um tomógrafo por impedância elétrica

A figura 2.1 mostra o esquema funcional de um tomógrafo por impedância elétrica. (HOLDER, 2005). Nessa figura é possível observar os blocos funcionais e como interagem. O bloco “Sintetizador de forma de onda” é responsável por gerar os sinais que serão injetados no corpo do paciente. No caso do tomógrafo em questão, esse sinal é uma onda senoidal de $f = 125\text{kHz}$ e $V_{amp} = 0,5V$. Essa onda entra em um conversor tensão-corrente, uma fonte de corrente (bloco “Conversor tensão-corrente”), que gera um par de sinais de corrente de mesma magnitude, porém polarizações opostas. Esse cuidado é necessário para que a corrente injetada pelo equipamento seja igual à retirada.

Esses dois sinais entram em um multiplexador (bloco “2 para N Multiplexador”) que faz com que sejam aplicados em dois eletrodos por vez. Em seguida estes sinais de corrente são conduzidos por cabos blindados até eletrodos que estão em contato com o paciente. A corrente se dispersa pelo corpo do paciente e são captados potenciais elétricos por todos os eletrodos. Os potenciais elétricos captados são então conduzidos novamente pelo cabo blindado até outro multiplexador (bloco “N para 2 Multiplexador”). Após passar pelo multiplexador eles

são amplificados (bloco “Amplificador diferencial”), medidos (bloco “Voltímetro Síncrono”), demodulados e transformados em imagens.

A medição desses sinais pode ser realizada comparando-os a uma tensão referencial (terra) ou comparando-os entre si (medição diferencial). Os eletrodos são comumente colocados em planos diferentes, favorecendo melhor observabilidade da distribuição de resistividade.

2.2. RUÍDO

O termo “ruído” é aplicado para qualquer alteração no sinal que cause sua deterioração, podendo inclusive ser causado por outro sinal em outra linha de transmissão (nesse caso, o ruído é conhecido como interferência).

Todo circuito elétrico está sujeito a ruído que distorce as características do sinal original. Em alguns casos, esses ruídos podem ser desprezados, noutros casos, podem impedir a interpretação correta do sinal impossibilitando o funcionamento correto do dispositivo. (WESTON, 2001)

De acordo com Horowitz (HOROWITZ, 1989), algumas formas de ruído são inevitáveis (como flutuações reais na quantidade medida) e só podem ser tratadas com técnicas específicas (como as técnicas de estreitamento da largura de banda e média do sinal) que não serão tratadas nessa monografia. Outras formas de ruído (como interferência por radiofrequência) podem ser eliminadas ou pelo menos minimizadas consideravelmente pela utilização de alguns procedimentos como filtragem do sinal ou aperfeiçoamento da configuração dos fios e cabos de transmissão. Alguns tipos de ruído aumentam com a amplificação do sinal. Existe, no entanto, uma técnica de amplificação de baixo ruído. O ruído pode ser caracterizado pelo seu espectro de frequência, sua distribuição de amplitude e pelo mecanismo físico responsável por sua origem.

2.2.1. Ruído aleatório

2.2.1.1. Ruído de Johnson

Esse tipo de ruído ocorre na tensão elétrica e é gerado entre os terminais de um resistor. Ele possui um espectro de frequência uniforme (mesma potência para cada unidade de frequência). Ruído com espectro de frequência uniforme também é

chamado de “ruído branco” (HOROWITZ, 1989). O valor eficaz da tensão do ruído (em V) pode ser calculado com a seguinte fórmula (2.1).

$$V_j = \sqrt{4kTRB} \quad (2.1)$$

, onde k é a constante de Boltzmann ($1,38 * 10^{-23} J/K$), T a temperatura (K), R a resistência do resistor (Ω) e B a largura da banda (Hz). A amplitude da tensão em um determinado instante de tempo é imprevisível, porém obedece a uma distribuição probabilística Gaussiana.

Um ruído branco possui um parâmetro v_j , que não depende da frequência. Esse parâmetro (em $V/Hz^{1/2}$) é calculado pela fórmula (2.2).

$$v_j = \frac{V_j}{\sqrt{B}} \quad (2.2)$$

2.2.1.2. Ruído de Disparo

Essa forma de ruído é formada por flutuações estatística na corrente resultantes da descontinuidade da passagem das cargas elétrica no condutor (HOROWITZ, 1989). Se a corrente agir independente uma da outra, o valor eficaz da flutuação (em A) pode ser calculado pela equação (2.3).

$$I_d = \sqrt{2qiB} \quad (2.3)$$

Sendo q o módulo da carga elétrica de um elétron ($1,60 * 10^{-19} C$), i a amplitude da corrente elétrica (A) e B a largura da banda (Hz). O valor da amplitude da corrente elétrica em determinado instante de tempo também é imprevisível, seguindo uma distribuição probabilística Gaussiana. Esse ruído também é um ruído branco.

Essa forma de ruído, bem como o ruído de Johnson, é originada de acordo com os princípios físicos, o que significa dizer que a qualidade dos componentes utilizados pouco influencia para sua formação. Assim como no ruído de Johnson o parâmetro i_d (em $A/Hz^{1/2}$) que não depende da frequência é calculado de forma semelhante pela equação (2.4).

$$i_d = \frac{I_d}{\sqrt{B}} \quad (2.4)$$

2.2.1.3. Ruído $1/f$

Resistores reais sofrem flutuações no valor de sua resistência proporcionais ao valor da corrente elétrica que os atravessa, somando os efeitos desse ruído ao sinal de tensão elétrica. Esse ruído depende de vários fatores ligados a construção dos resistores como o material resistivo e especialmente as conexões da tampa (HOROWITZ, 1989). Esse ruído é caracterizado por possui espectros de aproximadamente $1/f$, ou seja, variam com o inverso da frequência do sinal.

2.2.2. Interferência

Nesse tipo de ruído a amplitude e o espectro dependem do sinal de interferência. Alguns circuitos são sensíveis às vibrações e ao som, que nesse caso são considerados ruído de interferência também.

As fontes de interferências podem ser classificadas como naturais (ruído atmosférico causado por descargas elétricas de raios e ruído cósmico do Sol, Lua, estrelas entre outros corpos celestes) ou artificiais (entre os principais são: arcos de soldas, aquecedores de radiofrequência, equipamentos industriais, científicos e médicos, linhas de transmissão de alta tensão, motores elétricos, lâmpadas fluorescentes, fornos microondas, transmissores de sinais (transmissores de televisão, rádio e radares), entre outros). Normalmente as fontes artificiais são as principais causadoras de ruído. (WESTON, 2001)

Sinais que causam interferências em um dado instrumento eletrônico podem ser provenientes não apenas de equipamentos externos, fontes de alimentação, linhas de transmissão de sinais de entrada e saída do equipamento também podem causar interferência internas. (HOROWITZ, 1989)

Para circuitos e linhas de transmissão próximas, o principal efeito de interferências é fenômeno de “*crosstalk*” que será discutido com mais detalhes no tópico 2.2.2.1.

As interferências podem ser reduzidas a valores insignificantes, porém dificilmente são totalmente eliminadas. Em alguns casos, essa redução envolve uma combinação de filtragens de sinais nas linhas de entrada e de saída, uma disposição cuidadosa dos componentes no circuito, um aterramento também cuidadoso e extensivas blindagens eletrostáticas e magnéticas.

2.2.2.1. CROSSTALK

O termo “*crosstalk*” é utilizado para se referir a interferência causada por um determinado sinal elétrico (ruído ou não) a outro sinal (WESTON, 2001). Este termo normalmente é utilizado quando os dois condutores em questão estão próximos ocasionando uma interferência mais intensa. Essa definição será a definição adotada nesse trabalho.

Esse fenômeno ocorre graças à capacitância e/ou à indutância presentes nos condutores, que ao passar uma corrente, gera um campo elétrico ou magnético que interfere nos demais condutores. Circuitos que possuem curto tempo de subida de tensão possuem esse problema agravado. No caso do cabo de transmissão do tomógrafo, cada canal está muito próximo do anterior e a alta frequência do sinal faz com que o tempo de subida seja curto tornando o fenômeno do “*crosstalk*” uma dos principais efeitos de interferência.

No caso de altas frequências, normalmente o “*crosstalk*” é predominantemente causado pela capacitância, a não ser que o cabo esteja blindado, dessa forma a causa será indutiva (magnética). Para baixas impedâncias e/ou frequência a principal causa de “*crosstalk*” também é indutiva.

Todas as formas de “*crosstalk*” podem servir como mecanismos de acoplamento de sinais de uma parte do circuito com outras partes através de quedas nos valores de tensão nas linhas aterradas (referencial) ou queda de tensão nas linhas de alimentação do circuito prejudicando o sinal original. (HOROWITZ, 1989)

2.2.2.1.1. “*Crosstalk*” causado pela capacitância (acoplamento eletrostático)

Segundo Weston (WESTON, 2001), dado dois condutores de diâmetro d (m) a uma distância h_g (m) de uma superfície condutora aterrada (“*ground plane*”) e distanciados entre si de h (m), a capacitância entre um dos condutores e a superfície (em pF/m) é dada pela equação (2.5).

$$C_{it} = \frac{3,38}{0,14 \log \left(\frac{4h_g}{d} \right)} \quad (2.5)$$

, onde C_{1t} é a capacitância entre o condutor emissor do sinal e a superfície aterrada para cada um metro de condutor e C_{2t} é a capacitância por metro entre o condutor receptor e essa superfície. Já a capacitância mútua entre os condutores por metro de condutor (em pF/m) é dada pela equação (2.6).

$$C_{12} = \left\{ \frac{0,07 \log \left[1 + \left(\frac{2h_g}{h} \right)^2 \right]}{0,14 \log \left(\frac{4h_g}{d} \right) 0,14 \log \left(\frac{4h_g}{d} \right)} \right\} * 3,28 \quad (2.6)$$

Uma análise rápida nas fórmulas (2.5) e (2.6) mostra que é possível diminuir a capacitância mútua diminuindo a distância dos condutores com a superfície aterrada ou aumentando a distância entre os dois condutores.

O acoplamento entre os dois condutores pode ser analisado através do coeficiente de acoplamento K (adimensional) que mede o quanto os condutores estão acoplados. Esse coeficiente varia de 0 a 1, onde 0 diz que não existe acoplamento e 1 o acoplamento é perfeito. No caso acima, esse coeficiente pode ser calculado pela equação (2.7).

$$K = \frac{C_{12}}{C_{t2}} + C_{12} \quad (2.7)$$

No caso de um cabo blindado, a capacitância entre a blindagem (que funciona como uma superfície aterrada) e os condutores deve ser considerada. Supondo um cabo com 4 condutores (1: Emissor, 2: Receptor, 3 e 4: condutores de retorno do sinal), o coeficiente de acoplamento é dado pela equação (2.8).

$$K = \frac{C_{1b}}{C_{1b} + C_{2b} + C_{3b} + C_{4b}} \quad (2.8)$$

, onde C_{1b} é a capacitância mútua entre o emissor e receptor (1 e 2), C_{2b} e C_{3b} são as capacitâncias mútuas entre o receptor do sinal e os condutores de retorno do sinal (2 e 3, 2 e 4 respectivamente) e C_{4b} é a capacitância da blindagem (2 e terra).

A máxima amplitude de tensão atingida pelo ruído gerado pelo “*crosstalk*” dado o coeficiente de acoplamento e a amplitude máxima do sinal inicial V_{max} (em V) é calculado pela equação (2.9).

$$\Delta V_{max} = K V_{max} \quad (2.9)$$

2.2.2.1.2. “*Crosstalk*” causado por indutância

Com relação à indutância de um condutor por unidade de comprimento em relação a uma superfície aterrada (em $\mu H/m$), Weston afirma que ela pode ser calculada segundo a fórmula (2.10). (WESTON, 2001)

$$L_g = 0,4593 \log \left(\frac{4h}{d} \right) \quad (2.10)$$

, onde h é distância entre a superfície e o condutor e d é o diâmetro do condutor (ambas medidas em metros). Ainda segundo Weston, dado D a distância entre os condutores em metros, a indutância mútua por unidade de comprimento entre dois condutores (em $\mu H/m$) é dada pela equação (2.11).

$$M = 0,23 \log \left[1 + \left(\frac{2h}{D} \right)^2 \right] \quad (2.11)$$

Se os condutores não forem blindados, a tensão e_2 (em V) causada no receptor é calculada pela fórmula (2.12) descrita a seguir.

$$e_2 = j\omega M i_1 \quad (2.12)$$

, onde i_1 é a corrente elétrica no condutor emissor (fonte) em ampères e ω (em rad/s) é calculado em função da frequência do sinal no condutor emissor (f_1) dado pela equação (2.13).

$$\omega = 2\pi f_1 \quad (2.13)$$

A letra j na equação (2.12) indica que a tensão induzida é um número complexo. A tensão V_d na carga no receptor (em V) pode ser obtida resolvendo a equação (2.14).

$$V_d = 2\pi f_1 M i_1 \frac{R_d}{R_c + R_d} \frac{1}{\left(1 + \frac{j\omega L_2}{R_c + R_d} \right)} \quad (2.14)$$

Sendo R_c a resistência do fio do condutor receptor, R_d a resistência da carga (ambas em Ω) e L_2 é a indutância do condutor receptor (em H). No caso de haver blindagem, a fórmula (2.14) é multiplicada por um fator a_{Bl2} (adimensional) dado pela fórmula (2.15).

$$a_{Bl2} = \frac{1}{1 + \frac{j\omega L_{Bl}}{R_{Bl}}} \quad (2.15)$$

, onde L_{Bl} e R_{Bl} são a indutância (em H) e a resistência (em Ω) da blindagem respectivamente. Sendo assim a tensão na carga (“*crosstalk*” medida em V) é fornecido pela fórmula (2.16).

$$V_{dB} = V_d a_{Bl2} \quad (2.16)$$

2.2.2.1.3. “Crosstalk” combinado (capacitivo e indutivo)

Nesse tipo de “*crosstalk*” (também conhecido como Eletromagnético) é formado por uma combinação dos efeitos dos dois tipos anteriores, onde os fios

agem como pequenas antenas que captam radiações eletromagnéticas (WESTON, 2001). Se considerarmos ambos os efeitos chegamos às equações (2.17) e (2.18).

$$V_c = 2\pi f_1 M i_1 \left(\frac{R_c}{R_c + R_d} \right) \left[(3,38 * 10^{-6}) \left(\frac{R_{Bl} R_d}{L_1 L_2} \right) - 1 \right] \quad (2.17)$$

$$V_d = 2\pi f_1 M i_1 \left(\frac{R_d}{R_c + R_d} \right) \left[(3,38 * 10^{-6}) \left(\frac{R_{Bl} R_c}{L_1 L_2} \right) + 1 \right] \quad (2.18)$$

A equação (2.17) fornece a tensão elétrica (em V) no condutor causada pelo efeito de “crosstalk” (V_c), enquanto a equação (2.18) fornece a tensão causada pelo efeito de “crosstalk” na carga (em V). Para o caso transiente, temos as equações (2.19) e (2.20). (WESTON, 2001)

$$V_{c(pico)} = \left(\frac{M I_1}{\gamma} \right) \left(\frac{R_c}{R_c + R_d} \right) \left[(3,38 * 10^{-6}) \left(\frac{R_{Bl} R_d}{L_1 L_2} \right) - 1 \right] \quad (2.19)$$

$$V_{d(pico)} = \left(\frac{M I_1}{\gamma} \right) \left(\frac{R_d}{R_c + R_d} \right) \left[(3,38 * 10^{-6}) \left(\frac{R_{Bl} R_c}{L_1 L_2} \right) + 1 \right] \quad (2.20)$$

Ambas as equações (2.19) e (2.20) fornecem os valores de pico da tensão do “crosstalk” no condutor (em V) e na carga (em V) respectivamente, onde I_1 é a corrente de pico na fonte (condutor emissor) em ampéres e γ é a constante de tempo da fonte (μs).

2.2.2.2. Formas de redução da interferência

A efetividade das técnicas utilizadas para reduzir os efeitos de interferências está diretamente ligada com o ambiente em que o circuito se encontra, em outras palavras, um dispositivo com ótimos resultados pode apresentar um desempenho péssimo em determinados ambientes tais como: ambientes próximos a estações de rádio ou de televisão, metrô, linhas de transmissão de alta tensão, entre outros.

2.2.2.2.1. Sinais acoplados através de linhas de entrada, saída e alimentação

Para as linhas de alimentação, o mais indicado é o uso combinatório de filtros de linha de radiofrequência e supressores transientes na linha de potência de corrente alternada. Essa combinação permite atenuações elevadas (cerca de 60dB ou mais) para frequências da ordem de $10^{-5} Hz$, além de eliminar picos danosos.

Para as linhas de entrada e saída existe alguns problemas adicionais: a necessidade de acoplar sinais desejados que possam estar dentro do limite de frequência da interferência e o nível de impedância. Em algumas situações filtros passa-baixa são suficientes, no entanto, pode haver a necessidade de linhas

blindadas para reduzir a interferência. Sinais de baixa potência (em particular, com altos níveis de impedância) devem ser sempre blindados. (HOROWITZ, 1989)

2.2.2.2.2. Acoplamento Capacitivo

Para reduzir essa forma de interferência deve-se reduzir a capacitância entre os fios (por exemplo, afastando um do outro), adicionar uma blindagem (capeamento metálico), mover os fios para próximo possível de uma superfície aterrada (no caso a própria blindagem) e reduzir os níveis de impedância se possível. (HOROWITZ, 1989)

2.2.2.2.3. Acoplamento Magnético

Capeamentos metálicos utilizando metais comuns não são muito efetivos contra essa forma de interferência. A redução dos efeitos dessa forma de ruído se obtém evitando que o circuito forme laços e diminuindo a áreas fechadas do circuito por onde a corrente elétrica passa.

Pares de fios torcidos entre si são bem eficientes nesse aspecto, pois a área fechada é pequena e o sinal induzido é cancelado pela torção. Para sinais de potência baixa ou equipamentos suscetíveis a essa interferência exigem uma blindagem magnética. Essa blindagem por ser feita utilizando uma liga especial conhecida como “Mu-Metal” (liga metálica de níquel e ferro que possui alta permeabilidade magnética).

Para campos magnéticos elevados, o material interno utilizado para a blindagem deve possuir alta permeabilidade magnética e o material externo deve possuir baixa permeabilidade magnética para prevenir a saturação magnética da blindagem. (HOROWITZ, 1989)

Mover a fonte do campo magnético para longe do circuito ou mover o circuito para longe da fonte, obviamente também ajudam a reduzir os efeitos. A utilização de transformadores toroidais ao invés dos tipos padrões reduz a influência dos campos magnéticos, uma vez que esse tipo de transformador possui campos com margens menores.

2.2.2.2.4. Acoplamento por Radiofrequência

A captação de radiofrequências pode ser insidiosa, pois algumas partes do circuito podem agir como circuitos ressonadores. Além da blindagem, devem-se evitar laços que podem ressoar e sempre manter guias curtas. O uso de ferritas

também ajuda a reduzir os efeitos quando o circuito possui frequências muito altas. (HOROWITZ, 1989)

2.3.EFEITOS DA FREQUÊNCIA SOBRE A IMPEDÂNCIA DE CERTOS ELEMENTOS

2.3.1. Capacitores

Capacitores são utilizados para filtrar sinais, controlar o tempo de subida e descida de circuitos e para fornecer baixa impedância a altas frequências (WESTON, 2001). Sua impedância diminui com o aumento da frequência (no caso de capacitores ideais essa relação é linear) até atingir a frequência de ressonância, onde sua impedância começa aumentar com o aumento da frequência.

Para ruído com uma larga faixa de frequências (principalmente as próximas a frequência de ressonância do capacitor) é necessário usar vários capacitores em paralelo para assegurar uma baixa impedância.

2.3.2. Resistores

Como não existem elementos ideais, um resistor também possui características capacitivas e indutivas, e, portanto, também está sujeito a variação de sua impedância com a variação na frequência. Para resistores de baixa resistência, o efeito indutor predomina enquanto para resistores de alta resistência é o efeito capacitivo que predomina (WESTON, 2001).

2.4. SINAIS ATERRADOS

O fluxo de corrente através da linha aterrada pode gerar um sinal em outro pedaço do circuito que dividi o mesmo terra. Esse fato leva a necessidade de alguns cuidados ao aterrar o circuito. Para minimizar esse problema é necessário identificar onde está o fluxo da corrente do sinal de alta potência e garantir que a queda de tensão não influencie na entrada.

Em alguns casos, deve-se desacoplar a tensão de alimentação do estágio de baixa potência utilizando uma pequena rede RC (resistência-capacitor de desacoplamento). Em casos mais extremos pode-se colocar um regulador de tensão no estágio de baixa potência para aumentar o desacoplamento entre os estágios. A figura 2.2 demonstra como deve ser utilizada a rede RC. (HOROWITZ, 1989)

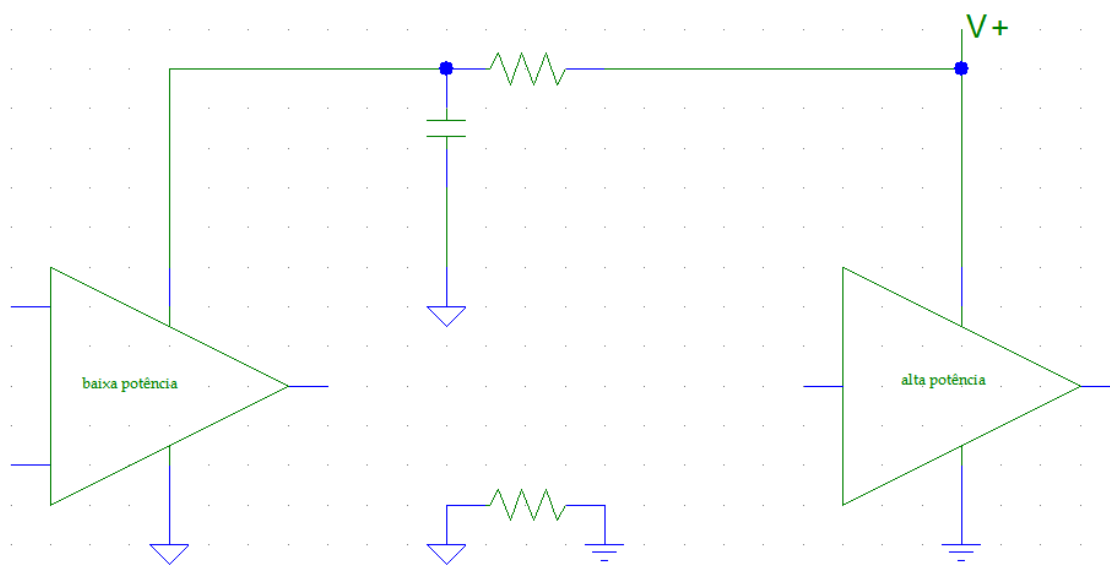


Figura 2.2 - Desacoplamento dos estágios de alta e baixa potência com a rede RC

2.5. TERRA ENTRE INSTRUMENTOS

Instrumentos diferentes normalmente apresentam terras diferentes o que implica em certos cuidados ao conectá-los entre si para transmissão de sinais.

2.5.1. Sinais de alta potência

Para sinais de alta potência não há necessidade de cuidados ao conectar os terras de equipamentos diferentes, a figura 2.3 apresenta uma ilustração de como conectá-los. A fonte de tensão mostrada entre os dois terras no centro da figura representa a variação entre terras locais em diferentes linhas de transmissão numa mesma sala, de forma que se o sinal tiver potência suficiente, as variações serão insignificantes. (HOROWITZ, 1989)

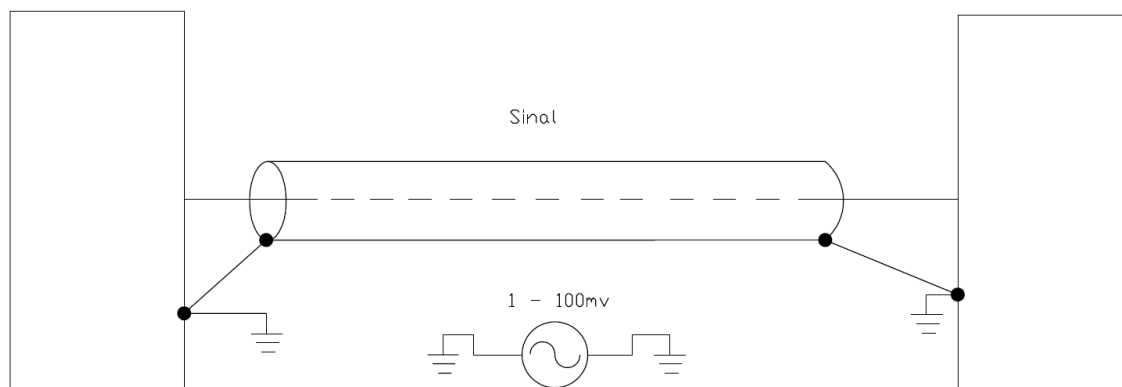


Figura 2.3 - Esquema de conexão entre os terras para transmissão de sinais de alta potência

2.5.2. Sinais de baixa potência e fios longos

Uma possibilidade para conectar sinais de baixa potência é conectar a armadura do cabo coaxial blindado no terra apenas do terminal emissor do circuito, mantendo o outro terminal isolado da armadura como demonstrado na figura 2.4. Um amplificador diferencial deve ser usado para separar o sinal de entrada, ignorando a pequena quantidade do sinal de terra que aparece na blindagem. Uma pequena resistência e um capacitor de desacoplamento ligado ao terra limitam a oscilação no terra e previne danos no estágio de entrada. (HOROWITZ, 1989)

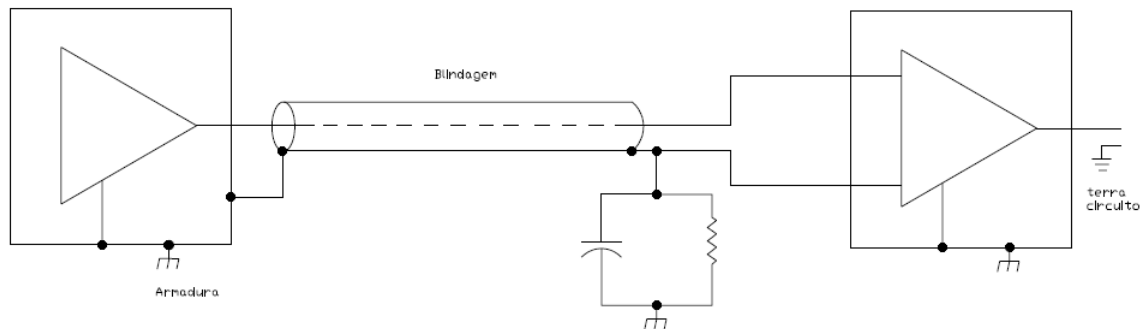


Figura 2.4 - Circuito de conexão entre os terras de dois instrumentos para transmissão de sinais de baixa potência

Um circuito alternativo para fios compridos (apresentado na figura 2.5) é utilizar um par de fios torcidos e conectar a blindagem nas duas armaduras e não apenas em uma, assim desde que não haja transmissão de sinal pela blindagem não há interferência. Nessa configuração, é comum que ambos os fios transmitam o mesmo sinal porém com polarização oposta. (HOROWITZ, 1989)

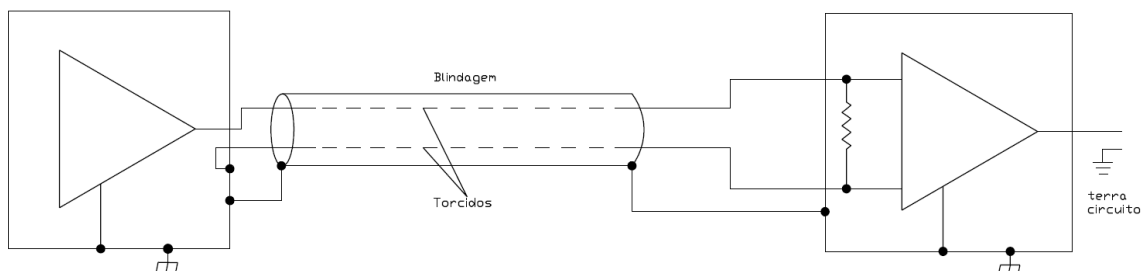


Figura 2.5 - Circuito alternativo de conexão entre terras de dois instrumentos

Para transmissões muito longas (da ordem de quilômetros) deve-se impedir fluxo elevado de corrente elétrica proveniente do terra na blindagem do cabo ao utilizar radiofrequências (HOROWITZ, 1989). O trabalho em questão não irá abordar esse assunto, para maiores informações consultar a bibliografia.

2.6. BLINDAGEM ELETROMAGNÉTICA

A blindagem eletromagnética é o processo de limitação da penetração de campos magnéticos em um determinado espaço. Para se obter esse efeito, o espaço é coberto com um material condutor, esse material age refletindo as ondas eletromagnéticas que interfeririam nesse espaço. Porém o fato de não existir condutores ideais, implica que não existe uma blindagem ideal que consiga refletir totalmente as ondas eletromagnéticas. (WESTON, 2001)

De acordo com Weston a equação que calcula a perda de reflexão R_E (em dB) para um dado campo elétrico é dada pela expressão (2.21) apresentada a seguir.

$$R_E = 353,6 + 10 \log \left(\frac{G_r}{f^3 \mu_r 2,54 r_1^2} \right) \quad (2.21)$$

Sendo r_1 a distância em centímetros da fonte do campo elétrico até a blindagem, G_r a condutividade elétrica relativa do material (em Siemens (Ω^{-1}) por metro), μ_r a permeabilidade elétrica relativa do material (em H/m) e f a frequência do sinal responsável pelo campo elétrico (em Hz). Essa perda aumenta com o decréscimo da frequência e da distância da fonte como é possível observar na equação (2.21). Já a equação que calcula a perda de reflexão para um campo magnético R_M (em dB) é dada pela expressão (2.22).

$$R_M = 20 \log \left[\frac{0,181}{r_1} \sqrt{\frac{\mu_r}{G_r f}} + 0,053 r_1 \sqrt{\frac{G_r f}{\mu_r}} + 0,354 \right] \quad (2.22)$$

A perda de reflexão para um campo magnética aumenta com o decréscimo da frequência e com o aumento da distância da fonte. Também pode-se calcular essa perda de reflexão pela impedância do circuito (em dB) que é responsável pela emissão (Z_c) através da equação (2.23).

$$R_z = 20 \log \left[\frac{Z_c}{(1,48 * 10^{-3}) \sqrt{\frac{\mu_r f}{G_r 10^6}}} \right] \quad (2.23)$$

Parte da onda eletromagnética é absorvida pelo metal da blindagem que a transforma em energia térmica, que por sua vez, é dissipada no meio. A equação que determina essa perda por absorção (em dB) é fornecida pela expressão (2.24).

$$A_b = (3,338 * 10^{-3}) t \sqrt{\mu_r f G_r} \quad (2.24)$$

, onde t é a espessura da blindagem medida em *mil* (um milésimo de polegada). Como é possível observar, essa perda aumenta com o aumento da frequência, da espessura da barreira, da permeabilidade da barreira e da condutividade.

Em alguns casos (quando A_b é um pouco maior que 5) a necessidade de levar em consideração os efeitos de re-reflexão (reflexão no final da camada de blindagem, interface metal-ar). Essa perda (em dB) pode ser calculada com a expressão (2.25).

$$R_r = 20 \log \left\{ 1 - \left[\left(\frac{Z_m - Z_w}{Z_m + Z_w} \right)^2 (10^{-0,1A_b} e^{-j0,227A_b}) \right] \right\} \quad (2.25)$$

, onde Z_m é a impedância do metal e Z_w depende do tipo do campo: para campo elétrico $Z_w = 377 \frac{\lambda}{2\pi r_1}$ e para campo magnético $Z_w = 377 \frac{2\pi r_1}{\lambda}$ para $r_1 < \frac{\lambda}{2\pi}$, sendo r_1 a distância da fonte de emissão (m) e λ é o comprimento de onda do campo (m). Essa re-reflexão é sempre negativa, e portanto, sempre que presente diminui a eficácia da blindagem.

Para metais cuja espessura é menor que a profundidade da película condutora, a impedância da barreira do metal deve ser usada ao invés da impedância do metal. A profundidade da película condutora (δ) é definida como a profundidade da superfície, que a uma dada frequência, possui 63,2% do total da corrente elétrica que atravessa o condutor. Essa película (em metros) pode ser calculada pela equação (2.26), onde G_c e μ_c são, respectivamente, a condutividade e permeabilidade elétrica relativa do condutor.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_c G_c}} \quad (2.26)$$

A eficácia da blindagem ("*shielding effectiveness*") é definida como a razão entre a força do campo a certa distância da fonte sem a interposição da blindagem e a força desse campo com a interposição da blindagem. Essa eficácia (EB), em decibéis, pode ser calculada com a fórmula (2.27).

$$EB = R_E + A_b + R_r \quad (2.27)$$

2.6.1. Gaiola de Faraday

A gaiola de Faraday é um recipiente oco feito de um material condutor. Como descrito no tópico 2.6, por se tratar de um material condutor, a gaiola funciona como

uma blindagem para qualquer objeto que seja colocado dentro dela, minimizando as interferências eletromagnéticas externas e permitindo testes mais precisos.

2.7. AMPLIFICADORES DE ISOLAMENTO

Amplificadores de Isolamento são dispositivos que servem para acoplar sinais analógicos de um determinado circuito com um determinado terra de referência com outro circuito com um terra totalmente diferente (HOROWITZ, 1989). Os amplificadores de isolamento existentes utilizam, em geral, um dos três métodos de funcionamentos apresentados nesse tópico.

2.7.1. Métodos de funcionamento

2.7.1.1. Acoplamento via transformador

Esse método isola uma onda portadora de sinal de alta frequência com uma largura de banda a ser isolada relativamente baixa (até $10kHz$). Funciona tanto para ondas moduladas por frequência como para ondas moduladas por largura de pulso. Esses amplificadores se destacam por precisarem de alimentação em apenas um dos lados isolados e por conseguirem isolar até $3,5kV$, além de poder apresentar largura de banda até $20kHz$ em alguns modelos comerciais (HOROWITZ, 1989). A figura 2.6 apresenta o esquema de funcionamento desse método.

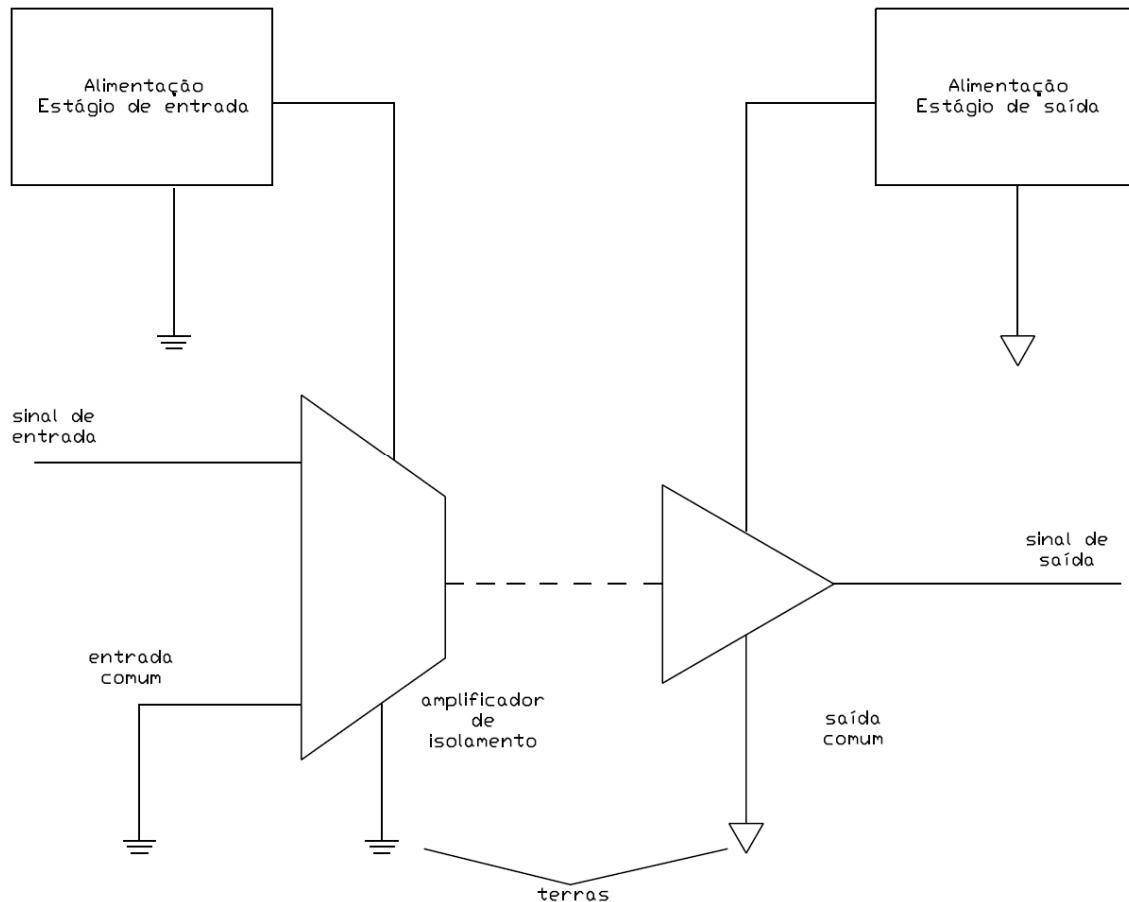


Figura 2.6 - Esquema de funcionamento do amplificador de isolamento por transformador

2.7.1.2. Acoplamento ótico

Esse método consiste em utilizar um LED no terminal emissor e um fotodiodo no terminal receptor para transmitir o sinal. Esse isolamento se caracteriza por ser o único dos três métodos atualmente disponíveis que não necessita de uma onda portadora de sinal de alta frequência uma vez que o sinal nessa configuração é transmitido opticamente.

Essa técnica permite aumentar a linearidade do sistema simplesmente colocando um segundo fotodiodo idêntico ao primeiro em um arranjo de realimentação do sinal (como mostrado na figura 2.7), dessa forma a não linearidade do LED e do fotodiodo é cancelada, obtendo um sinal de qualidade melhor. Esse método necessita de alimentação em ambos os lados, consegue isolar até 750V e pode possuir até 60kHz de largura de banda. (HOROWITZ, 1989)

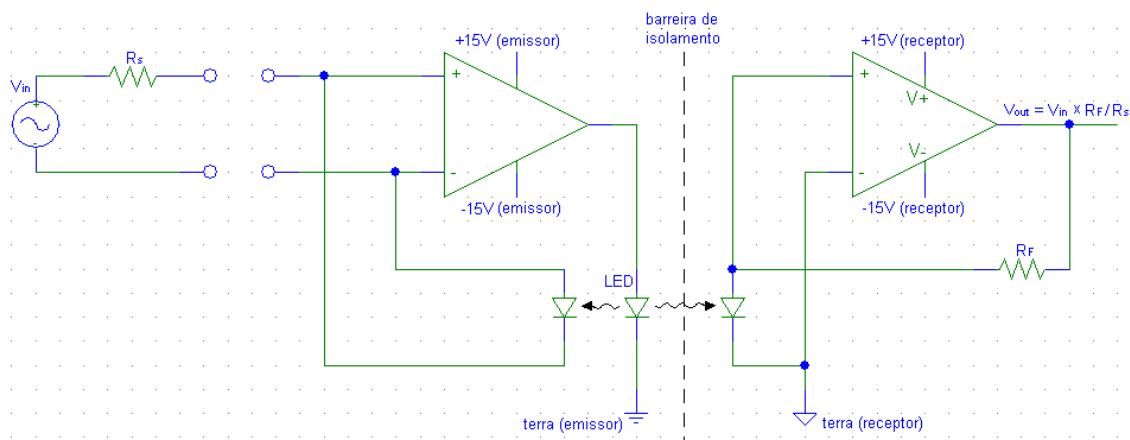


Figura 2.7 - Esquema de funcionamento do método por acoplamento óptico

2.7.1.3. Acoplamento capacitivo

Esse método isola os circuitos utilizando capacitores conectados em série. Essa técnica apenas funciona para ondas portadoras de alta frequência moduladas por frequência. A maioria dos dispositivos que utilizam essa forma de funcionamento necessita de alimentação tanto no circuito emissor quanto no circuito receptor. Esse modelo também tem como característica o fato de não utilizar a realimentação como forma de minimizar o ruído como ocorre no acoplamento óptico.

Essa configuração consegue isolar até $3,5kV$ e pode possuir até $70kHz$ de largura de banda, no entanto, esses dispositivos são bem mais caros se comparados aos dispositivos que utilizam um dos métodos anterior (HOROWITZ, 1989). A figura 2.8 apresenta o circuito desse tipo de amplificador de isolamento.

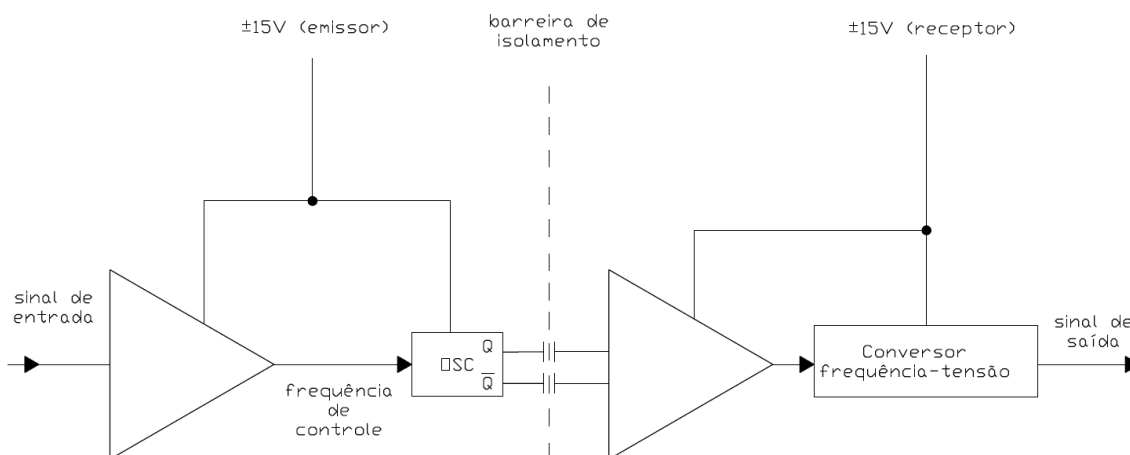


Figura 2.8 - Esquema de funcionamento do método por acoplamento capacitivo

2.7.2. Proteção do sinal ("Signal guarding")

A proteção de sinal é uma técnica utilizada para reduzir os efeitos da capacitância presente no sinal de entrada e para compensar perdas de sinais de baixa potência (como por exemplo, sinais de micro eletrodos ou de um transdutor capacitivo) com elevada impedância (algumas centenas de megaOhms). Nesses sinais uma entrada de alguns picoFarads pode formar um filtro passa-baixa com frequência de corte bem pequena. Além disso, a resistência de isolamento utilizada nos cabos conectores pode facilmente degradar a amplitude da corrente.

A utilização de um eletrodo de proteção (um amplificador na configuração de seguidor conectado como apresentado na figura 2.9) elimina os problemas anteriores por eliminar qualquer diferença de tensão elétrica entre o sinal e seus arredores. Uma blindagem externa aterrada também pode ser utilizada para diminuir a interferência externa no eletrodo. Como cabos blindados comuns podem manter a baixa impedância de saída do sinal do eletrodo até o receptor, colocando o amplificador o mais próximo possível da fonte do sinal elimina a necessidade de utilizar um cabo duplamente blindado em todo o trajeto minimizando eventuais custos. (HOROWITZ, 1989)

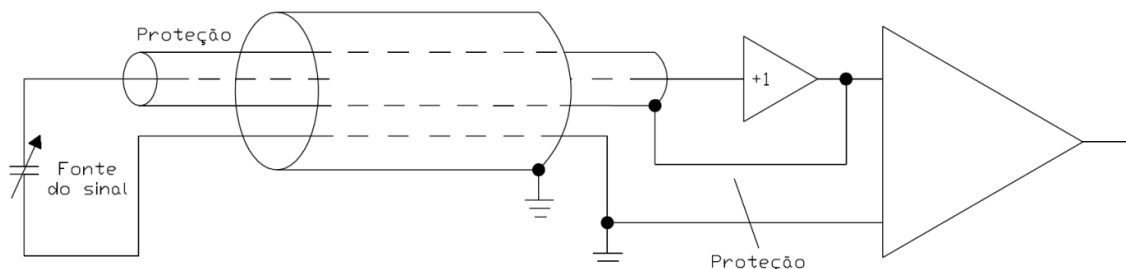


Figura 2.9 - Esquema demonstrando a proteção do sinal

2.7.3. Acoplamento do sinal de saída

A impedância na saída dos amplificadores é em geral pequena de forma que não há a necessidade de cuidados com os acoplamentos capacitivos, no entanto, para interferências de alta frequência ou de chaveamento rápido essa situação se torna crítica.

A melhor solução nesse caso é manter seu sinal fora do alcance de interferências de alta frequência e, para isso, um capacitor de desacoplamento conectado na saída com uma pequena resistência em série (para manter a estabilidade do amplificador). Esse capacitor reduz a frequência do acoplamento ao ponto da realimentação do amplificador absorver elas, no entanto, essa técnica

degrada o tempo de resposta do circuito (“*slew rate*”). Outras possibilidades consistem em utilizar um “buffer” de baixa impedância ou utilizar um amplificador operacional de potência. (HOROWITZ, 1989)

2.8. AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO

O termo é utilizado para amplificadores diferenciais com alto ganho, alta impedância de entrada e alto CMRR (“*Common-Mode Rejection Ratio*” ou fator de rejeição de modo comum). Esses amplificadores normalmente são utilizados para amplificar sinais de baixa tensão vindos de transdutores que possuem baixa variação na amplitude de tensão como extensômetros. A figura 2.10 mostra o esquema básico de um amplificador de instrumentação.

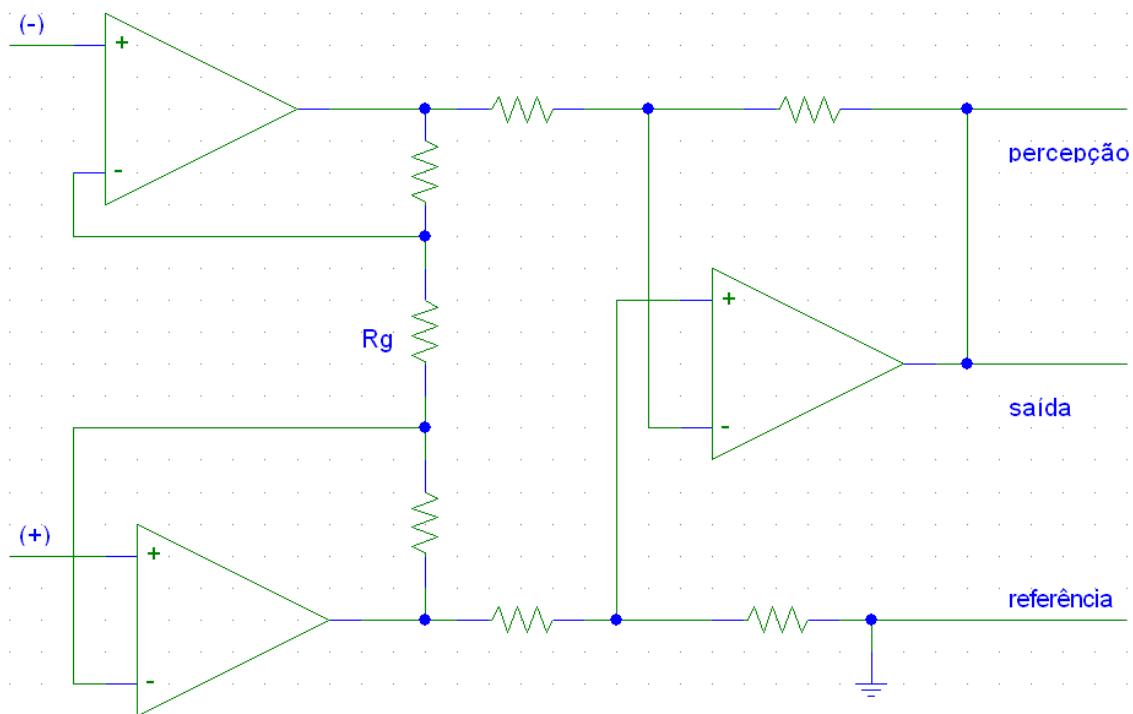


Figura 2.10 - Configuração básica de um amplificador de instrumentação

Nos amplificadores de instrumentação o estágio de entrada com dois amplificadores operacionais permite alto ganho diferencial, além de fazer com que os sinais de saída desse estágio apresentem uma redução substancial em comparação com o sinal de modo comum (“*common-mode signal*”, sinal médio entre os sinais de entrada). O estágio de saída é configurado de forma a permitir um ganho uniforme e gerar um sinal único na saída e polido de qualquer resíduo do sinal de modo comum.

O ganho é regulado com uma única resistência externa (R_g na figura 2.10). Os terminais de referência e de percepção permitem monitorar o sinal de saída, assim a realimentação pode operar para eliminar perdas nos fios e nos circuitos externos. O terminal de referência também permite aplicar um “offset” (tensão elétrica continua somada ao sinal) no sinal de saída, no entanto, a impedância desse terminal em relação ao terra deve ser mantida baixa.

Alguns amplificadores de instrumentação apresentam um amplificador operacional a mais como mostrado na figura 2.11. O sinal de saída desse quarto amplificador pode ser utilizado como tensão de “proteção” (“guard”) para diminuir os efeitos da capacitância e das perdas do cabo. Quando utilizado dessa forma, esse sinal deve ser conectado a blindagem do cabo que transmite os sinais de entrada do amplificador de instrumentação. As conexões também devem ser blindadas caso a resistência de ganho (R_g) não esteja próxima do amplificador de instrumentação. (HOROWITZ, 1989)

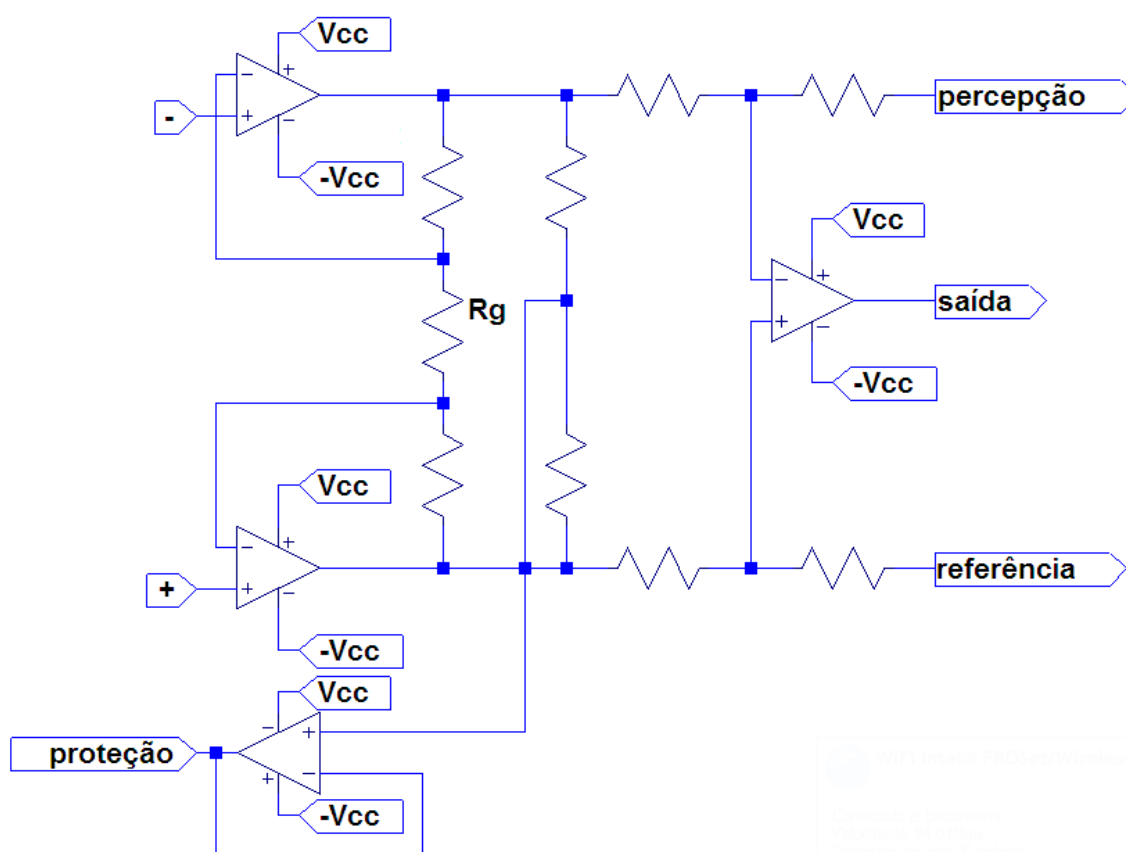


Figura 2.11 - Amplificador de instrumentação com “proteção” do sinal

2.9. LINHAS DE TRANSMISSÃO

Linhas de transmissão são elementos utilizados para transportar uma dada tensão elétrica de um ponto a outro do circuito ou de um circuito a outro. Esses elementos devem possuir uma impedância característica igual à impedância da carga, principalmente quando se trata de sinais de alta frequência ou sinais com tempo de subida baixo, dessa forma, a linha transmitirá o pulso aplicado no terminal de entrada para o terminal de saída sem reflexão na linha, ou seja, o sinal será transferido para a carga integralmente. Quando isso ocorre diz-se que a linha está casada (*"matched"*).

A impedância característica (Z_0) é a razão entre a tensão elétrica e a corrente elétrica ao longo da linha de transmissão. Para linhas de baixa perda essa impedância é resistiva e pode ser calculada como a raiz quadrada da razão entre a indutância da linha por unidade de comprimento L_c (medida em H/m) e a capacitância da linha por unidade de comprimento C_c (medida em F/m): $Z_0 = \sqrt{\frac{L_c}{C_c}}$ em Ω .

As linhas mais utilizadas para transmissão de sinais de alta frequência são as linhas coaxiais e os condutores paralelos. As linhas coaxiais possuem em geral uma impedância característica entre 50 e 100 Ohms enquanto um condutor paralelo possui o valor entre 300 e 1000 Ohms.

Uma característica importante a ser considerada nas linhas de transmissão é que a impedância nos terminais de qualquer linha de transmissão (seja ela um condutor paralelo, um cabo coaxial ou um outro condutor qualquer) que esteja casada é igual a sua impedância característica para qualquer frequência. (HOROWITZ, 1989)

2.9.1. Linhas de Transmissão Não-Casadas

Esse tipo de linhas produz uma onda refletida de polaridade inversa e amplitude igual ao sinal transmitido, com um tempo de atraso determinado pelo comprimento elétrico dessa linha. Esse fenômeno ocorre, pois o não casamento das linhas força um ponto de tensão elétrica nula, o que faz com que o cabo responda criando uma onda invertida. De maneira similar, um cabo com uma ponta em aberto produz uma onda refletida não-invertida de amplitude igual ao do sinal transmitido por ele.

Essa propriedade é explorada algumas vezes em cabos curtos para gerar pequenos pulsos originados de uma onda em forma de degrau. A onda refletida acaba cancelando a onda de entrada e que ocasiona na formação de um pulso de largura igual ao tempo de atraso.

Cabos com uma resistência (R) no seu terminal diferente da impedância característica também produz ondas refletidas. Se a resistência for menor que a impedância característica a onda refletida é invertida, caso contrário ela possui mesma polaridade que o sinal original. A razão entre a amplitude do sinal refletido (A_r) e a amplitude do sinal original (A_i) é dada pela fórmula (2.28) apresentada a seguir. (HOROWITZ, 1989)

$$A_r/A_i = (R - Z_0)/(R + Z_0) \quad (2.28)$$

2.9.2. Linhas de Transmissão no Domínio da Frequência

Se considerarmos que não haja perdas em uma linha casada, podemos representá-la como uma simples impedância puramente resistiva equivalente a impedância característica da linha. Essa impedância é independente do comprimento do cabo ou do comprimento de onda do sinal transmitido.

Para linhas não-casadas, a defasagem do pulso depende da frequência do pulso incidente. Por exemplo, uma linha com comprimento igual a um quarto do comprimento de onda do sinal e carga com impedância (Z_{carga}) puramente resistiva apresenta uma impedância de entrada (Z_{ent}) igual a $Z_{ent} = Z_0^2/Z_{carga}$, enquanto uma linha de comprimento igual à metade do comprimento de onda do sinal e mesma carga possui uma impedância de entrada igual à impedância da carga ($Z_{ent} = Z_{carga}$). Essa propriedade pode ser usada para casar duas impedâncias diferentes apenas utilizando uma linha de transmissão com impedância característica apropriada.

Nem sempre a presença do sinal refletido é uma má idéia. Para operações com uma única frequência, a linha de transmissão pode ser projetada de forma que haja casamento entre ela e sua impedância de entrada resultante. A linha não-casada possui propriedades diferentes para diferentes frequências tornando-a indesejável para sinais de múltiplas frequências. (HOROWITZ, 1989)

2.9.3. Tocos (“Stubs”)

O termo “toco” é usado para designar um pedaço curto da linha de transmissão que pode ser usado para sintonizar a carga não casada ao ser colocado cruzado ou em série com a linha de transmissão. Nesse caso, o toco comporta-se como um circuito e não como uma linha de transmissão. O tamanho, a terminação e a posição na linha do toco devem ser escolhidos cuidadosamente para que o efeito desejado seja atingido.

2.9.4. “Baluns” e transformadores

Seções da linha de transmissão podem ser utilizadas para construir um “balun” (dispositivo que casa uma linha desbalanceada com uma carga balanceada), para isso basta fazer seções seguidas na linha de transmissão com diâmetros diferentes.

É possível também fazer transformadores a partir da linha de transmissão. Esses transformadores são relativamente simples de construir: basta enrolar alguns fios ao longo de um núcleo de ferrita e interconectá-los apropriadamente.

As limitações de alta frequência presentes nos transformadores comuns (causadas pela ressonância da combinação de capacitância e indutância parasitas) são evitadas nessa configuração, pois a capacitância e a indutância são rearranjadas de tal forma que se comportam como uma linha de transmissão. (HOROWITZ, 1989)

3. METODOLOGIA

3.1. METODOLOGIA DA SIMULAÇÃO NUMÉRICA

3.1.1. Objetivos da Simulação

Essas simulações visam identificar a melhor configuração e os melhores componentes para o circuito de leitura de potências elétricas que minimizem o “crosstalk” capacitivo. As simulações avaliam as seguintes figuras de mérito: “offset”, atraso e tensão pico a pico da interferência gerada (amplitude do ruído).

3.1.2. Elaboração do Modelo

O modelo de simulação será composto de dois canais cada um representando um único eletrodo e o seu respectivo condutor de sinal. A configuração inicialmente

proposto é composta essencialmente de 2 amplificadores operacionais para cada canal , na configuração de seguidor, como demonstrado na figura 3.1 exposta a seguir.

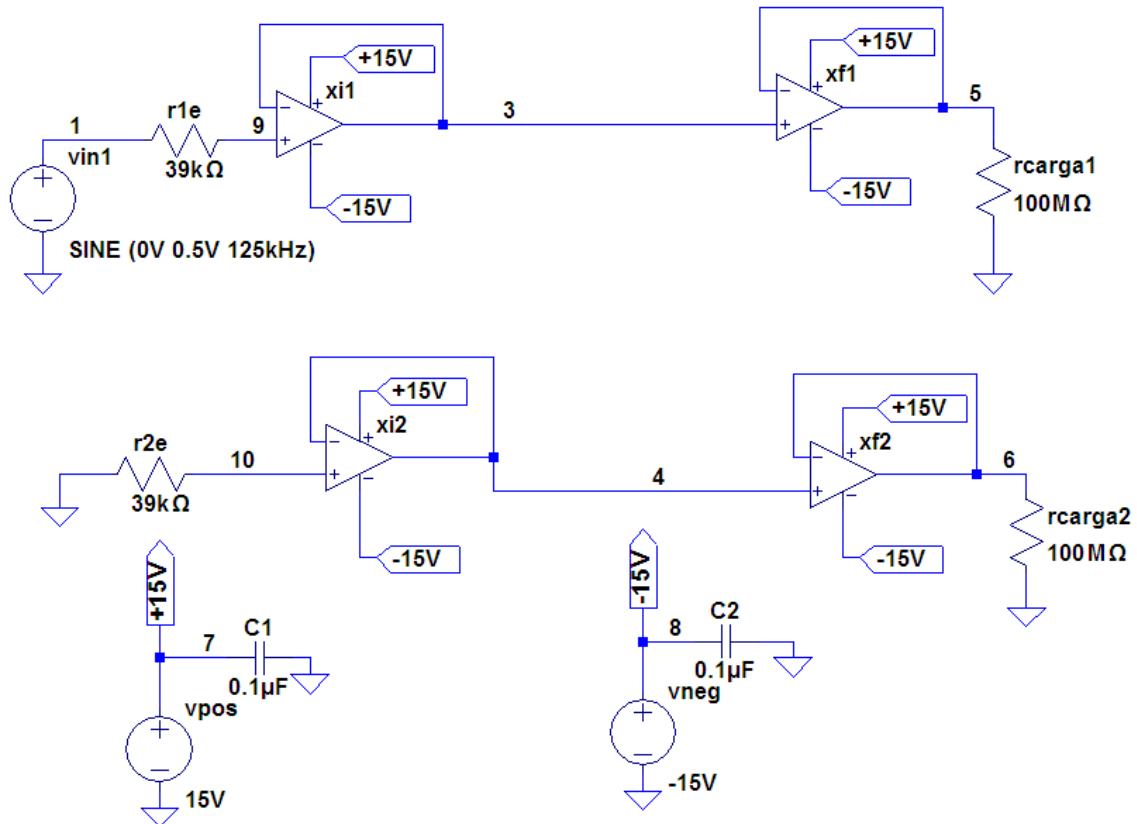


Figura 3.1 - Modelo utilizado para as simulações numéricas

As resistências do lado direito do modelo representam a interface de conversão analógico-digital. Os nós 3 e 4 do gráfico da figura 3.1 representam os cabos (de aproximadamente um metro e meio) que interligam o eletrodo, o circuito de aquisição e a placa de aquisição de dados (ou tomógrafo). Os amplificadores do lado direito representam uma placa de aquisição de alta impedância, para algumas simulações (as simulações que representam uma placa de aquisição de baixa impedância) esses amplificadores foram removidos, ou seja, os nós 3 e 4 foram conectados direto a resistências de carga.

Os capacitores C1 e C2 são indicados pela maioria dos fabricantes dos amplificadores e possuem como objetivo a minimização do ruído originado pelos próprios amplificadores. As fontes de tensão vpos e vneg representam as fontes de alimentação dos amplificadores. As resistências r1e e r2e servem para proteção do

circuito caso ocorram correntes elevadas, além de estabilizar o amplificador (quando na configuração de seguidor, mais detalhes ver anexo 8.1).

Utiliza-se o canal 1 (o canal superior, onde a fonte de tensão elétrica alternada $vin1$ está acoplada) para medir o atraso entre os sinais de entrada e saída do modelo, e o canal 2 (fonte aterrada, facilita a visualização e análise da interferência) para medir as interferências capacitivas causadas pelo canal 1.

Para modelar a capacitância blindagem-fio foram utilizados capacitores entre os nós 3 e 4. Uma explicação mais detalhada encontra-se no capítulo 4.

Parâmetros gerais das simulações foram escolhidos em função das condições de operação do tomógrafo e estão indicados a baixo:

$$|V_1| = 0,5V$$

$$f_1 = 125kHz$$

$$V_{ali+} = 15V$$

$$V_{ali-} = -15V$$

$$|V_2| = 0V$$

A frequência de $125kHz$ é a frequência de operação do tomógrafo, a amplitude de $0,5V$ é a amplitude máxima fornecida pelo eletrodo para o sistema de aquisição, e as tensões elétricas de $+15V$ e $-15V$ são as tensões comumente usadas para os amplificadores operacionais utilizados nesse trabalho (mais detalhes da escolha dos amplificadores serão abordados no item 3.4).

3.1.3. Etapas das Simulações Numéricas

Primeiramente foram avaliados os resultados obtidos de uma simulação considerando uma blindagem ideal do cabo utilizando um amplificador mais simples, mas que opere nas condições aplicadas, tendo como objetivo comprovar a eficácia da blindagem. Em seguida foi simulado utilizando o mesmo modelo de amplificador o pior caso de interferência possível, tendo como objetivo avaliar a pior situação possível, um capacitor conecta os dois canais.

A terceira simulação tem como objetivo introduzir um terra ativo de maneira a avaliar a melhora do sinal frente ao pior caso possível. Verificar se fornecendo potência ao dipolo formado entre o terra padrão e o terra ativo a qualidade do sinal melhora. O terra ativo é um nó que tem potencial definido por um seguidor cuja entrada é o terra passivo. A quarta simulação numérica verifica se aumentando a potência no dipolo terra-ativo/terra-passivo, a amplitude do “*crosstalk*” diminui.

A partir desse ponto os amplificadores, LF411, foram substituídos por amplificadores mais rápidos, AD825, com o intuito de diminuir o atraso e a amplitude do ruído. Para comparar os resultados de desempenho dos amplificadores, uma quinta simulação, com um terra-ativo idêntico à quarta simulação, foi realizada utilizando os componentes rápidos, o AD825.

Duas simulações, a sexta e a sétima, aumentando o ganho nos amplificadores (uma nos amplificadores de entrada e uma aumentado o ganho no amplificador no terra) também foram realizadas com o intuito de verificar se aumentado a potência através do aumento do ganho nesses amplificadores o “*crosstalk*” dos canais diminuem.

As simulações, a oitava e a nona, utilizaram um amplificador de instrumentação na entrada do circuito ao invés dos amplificadores operacionais. Amplificadores de instrumentação são otimizados para sinais de baixa amplitude. Simulações utilizando um terra-ativo foram realizadas para que os resultados pudessem ser comparados.

Na nona simulação numérica, uma placa de aquisição de baixa impedância foi modelada para verificar se ocorreria maior amplitude de “*crosstalk*” ou ruído. A décima simulação utiliza um “*negative impedance converter*” (NIC), configurado para comportar-se como $-5pF$, para reduzir a capacitância de entrada do amplificador de instrumentação (aproximadamente $6pF$). Objetiva-se minimizar o atraso e a queda de tensão na entrada do amplificador de instrumentação.

3.1.4. Componentes Escolhidos

Para as simulações iniciais, de 1 a 4, foi escolhido o amplificador operacional LF411 do fabricante National Semiconductor, porque esse modelo opera dentro da faixa de frequências da aplicação real, além de ser um modelo que possui baixo *offset* e ser relativamente barato e fácil de encontrar. Para simulações utilizando o amplificador mais rápido foram utilizados os amplificadores AD825 do fabricante Analog Device, por atender as especificações necessárias para os testes. Para as simulações utilizando um amplificador de instrumentação, foi utilizado o modelo INA111 do fabricante Texas Instruments, por ser relativamente barato, atender as especificações necessárias e de fácil aquisição.

3.1.5. Programas Utilizados para as Simulações

Foi escolhido o software de simulação de circuitos elétricos Ngspice. O Ngspice é um software livre que utiliza a linguagem spice voltada para a simulação de circuitos elétricos, permitindo simular modelos com componentes reais (não apenas componentes ideais genéricos). Vários fabricantes disponibilizam em seus sites modelos de seus circuitos integrados nessa linguagem, que representam o comportamento linearizado. A linguagem spice é simples e bastante abrangente, sendo utilizada por vários softwares do gênero disponíveis atualmente no mercado. Os modelos aqui utilizados bem como os códigos gerados estão disponíveis no anexo 8.2.

Para complementar esse simulador de circuitos elétricos foi utilizada uma rotina do software MATLAB (versão 7.6.0.324 (R2008a)) que lê o arquivo de saída do Ngspice e transforma os dados em gráficos.

3.2. METODOLOGIA DOS ENSAIOS PRELIMINARES

3.2.1. Viabilidade do Uso de Fios Singelos Paralelos nos canais de medida de potencial elétrico

3.2.1.1. Materiais

Para analisar a viabilidade do uso de fios singelos paralelos no circuito, foi montado um pequeno circuito, utilizando os seguintes materiais:

- a) 1 resistor de $1M\Omega$;
- b) 1,5m de fios paralelos, 2 condutores de diâmetro 0,3mm (22 AWG);
- c) 1 pedaço de 10cm de cabo flexível 0,3mm (22 AWG);
- d) caixa metálica para blindagem.

3.2.1.2. Método de Construção

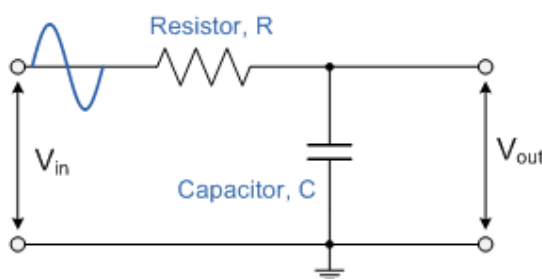


Figura 3.2 - Circuito RC

O circuito mostrado na figura 3.2 modela a capacitância dois fios paralelos de 1.5 m. O resistor R do circuito é um resistor de $1M\Omega$ e o capacitor C representa a capacitância entre os fios. Um fio está conectado ao resistor e o outro está conectado ao terra. A entrada do circuito V_{in} será fornecida pelo gerador de sinais TEKTRONIX CFG 253 e a saída do circuito V_{out} será conectada ao osciloscópio AGILENT 54642D. Os fios serão colocados dentro de uma caixa metálica, que funcionará como uma gaiola de Faraday. O fio de 10cm conectará o terra e a caixa metálica.

3.2.2. Ensaios no Circuito de Teste

A capacitância entre canais deve ser medida para ser utilizada nas simulações numéricas. Foram utilizadas propriedades de carga e descarga de um capacitor em um circuito RC que possui como entrada uma onda quadrada.

3.2.2.1. Método de Ensaio

Para todos os testes, foi utilizada como entrada uma onda quadrada fornecida por um gerador de sinais com amplitude de 1,47V e frequência de 500Hz. O que diferenciara os testes será a disposição dos fios entre si e em relação à caixa metálica.

Inicialmente, coloca-se a ponta de prova do osciloscópio depois do resistor com a finalidade de medir a tensão elétrica sobre o capacitor formado pelos 2 condutores, obtendo uma configuração que mostra a carga e a descarga do capacitor, conforme ilustrado na figura 3.3.

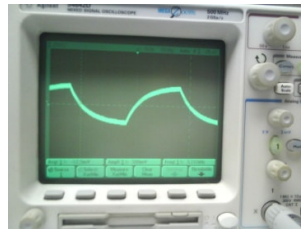


Figura 3.3 - Carga e descarga de um capacitor

A seguir, mede-se o tempo para que a amplitude do sinal seja 63% da amplitude original. O potencial elétrico após o circuito RC é regido pela equação (3.1).

$$V(t_e) = V_{max} \left(1 - e^{\frac{-t_e}{RC}} \right) \quad (3.1)$$

, onde V_{max} é a amplitude do sinal (em V), $V(t_e)$ é a tensão elétrica, em Volts, sobre o capacitor, R é o resistor do circuito, que vale $1M\Omega$ e C é o capacitor do circuito, o qual se deseja medir. Para $t_e = RC$, temos que $V(t_e) = V_{max}(1 - e^{-1}) \cong 0.63V_{max}$. Obtido o valor de 63% da amplitude do sinal, mede-se o intervalo de tempo entre o início do carregamento do capacitor e o valor de 63% da amplitude. Com isso, obtém-se o valor de τ , tal que $\tau = RC$. Logo, a capacitância entre os 2 condutores é calculada através da seguinte equação: $C = \frac{\tau}{R}$ em Farads.

3.2.2.2. Configuração dos Fios

3.2.2.2.1. Configuração 1: fios acompanhando a caixa metálica

Na primeira configuração, os fios estão próximos à superfície inferior da caixa metálica, mantidos por meio de fita adesiva, o que aumenta a capacitância entre os fios e o terra. A montagem dessa configuração é mostrada na figura 3.4.

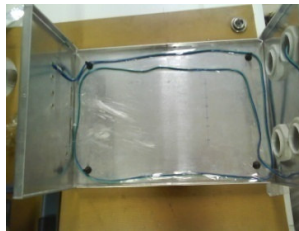


Figura 3.4 - Configuração 1

3.2.2.2.2. Configuração 2: fios à meia altura e largura da caixa metálica

Na segunda configuração, os fios estão dispostos à meia altura e à meia largura da caixa metálica, o mais distantes do terra que seja possível, com o intuito de diminuir a capacitância entre os fios e o terra. Essa configuração é mostrada na figura 3.5.

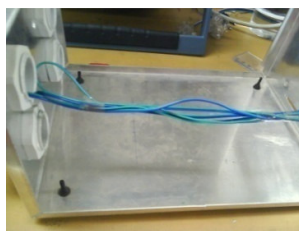


Figura 3.5 - Configuração 2

3.2.2.2.3. Configuração 3: fios bem espaçados e distantes da caixa

Nesta terceira configuração, os fios estão espaçados entre si e um pouco distantes da caixa, a fim de diminuir a capacitância entre fios. Pretende-se diminuir a

capacitância mútua dos 2 condutores. A montagem dessa configuração é mostrada na figura 3.6.



Figura 3.6 - Configuração 3

3.3. METODOLOGIA DOS TESTES DE CIRCUITOS

3.3.1. Materiais

Para concretizar os resultados das simulações, será feito um circuito com o maior número de componentes, bastando apenas conectar o componente quando necessário. Foram somente feitos testes com o circuito LF411. O circuito foi construído com base na figura 4.15 do capítulo 4, considerando somente o lado esquerdo do circuito, uma vez que o lado direito representa a placa de aquisição de dados. Para a construção, foram utilizados os seguintes materiais:

- a) 4 resistores de $39k\Omega$
- b) 2 capacitores de $0,1\mu F$
- c) 4 circuitos integrados LF411
- d) 1 placa de circuito
- e) Fios de diâmetro $0,3mm$ (AWG 22) para conexões
- f) 8 garras jacaré pequenas
- g) 1 tubo de estanho para solda de 25g

3.3.2. Método de Construção

Utilizar-se-á a configuração de seguidor para os amplificadores, o pino 2 deve estar em curto com o pino 6 e um resistor de $39k\Omega$ deve estar conectado no pino 3, conforme a figura 8.3 do Anexo 8.1. Os capacitores de $0,1\mu F$ devem ser conectados entre as portas de alimentação e à fonte de alimentação, respeitando a polaridade.

Serão utilizados 8 fios, que servirão para conectar o circuito à fonte de alimentação positiva, à fonte de alimentação negativa, ao terra, à entrada senoidal do gerador de sinais e às saídas do primeiro, segundo, terceiro e quarto amplificadores operacionais na configuração de seguidor.

3.3.3. Método de Ensaio

A intenção destes ensaios é verificar como deve ser a blindagem entre condutores que estão transmitindo os sinais de potencial elétrico e já foram amplificados uma vez. Deseja-se testar a hipótese de que o uso de um terra ativo reduz o “*crosstalk*” entre canais de medida. Serão realizados 2 ensaios, correspondentes às simulações das figuras 4.5, 4.10 do capítulo 4. Em cada um deles, foi aplicado na entrada de um dos amplificadores, uma entrada senoidal de $400mV$ de amplitude e $125kHz$ de frequência fornecida por um gerador de sinais, sendo a referência (terra) na entrada de outro amplificador. A presença de 1 ou 2 amplificadores no circuito será a diferença entre os ensaios realizados, a entrada não-inversora de cada um estará conectada ao terra.

A leitura dos sinais será feita por uma placa de aquisição de sinais. Uma leitura será feita no sinal senoidal (canal 2) e a outra feita na outra extremidade do cabo coaxial de $1,5m$, RGC 59, 75 Ohms e 40% de malha (canal 1). A utilização deste cabo é necessária para a blindagem eletromagnética. Os dados coletados foram salvos em um arquivo de texto, que foi manipulado no software MATLAB (versão 7.6.0.324 (R2008a)) a fim de gerar gráficos.

4. RESULTADOS

4.1. RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

4.1.1. Simulação com Blindagem Ideal (LF411)

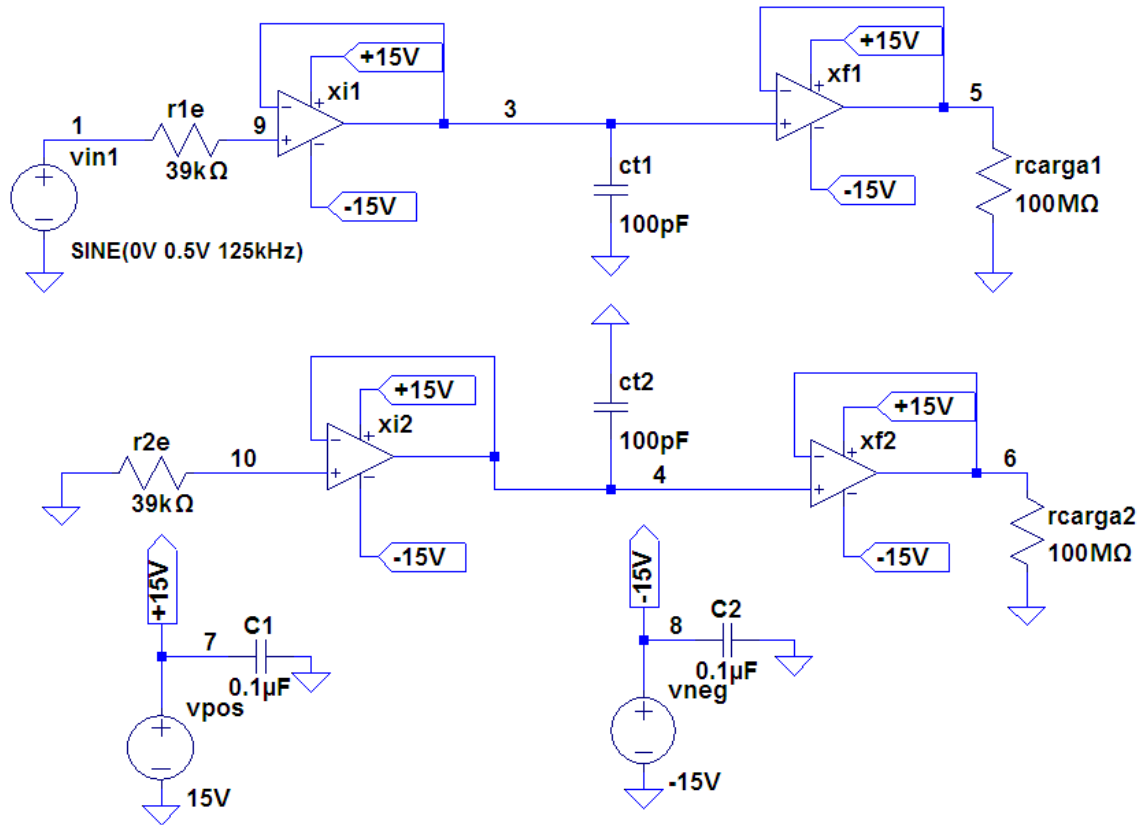


Figura 4.1 - Modelo com blindagem ideal

Os resultados a seguir foram obtidos simulando o modelo apresentado na figura 4.1. Esse modelo simula a blindagem passiva ideal entre os fios condutores do sinal e a armadura do cabo aterrada (considerando um terra ideal) através dos dois capacitores adicionados ($ct1$ e $ct2$) de 100pF (estimado) representados entre o terra e os nós 3 e 4 na figura.

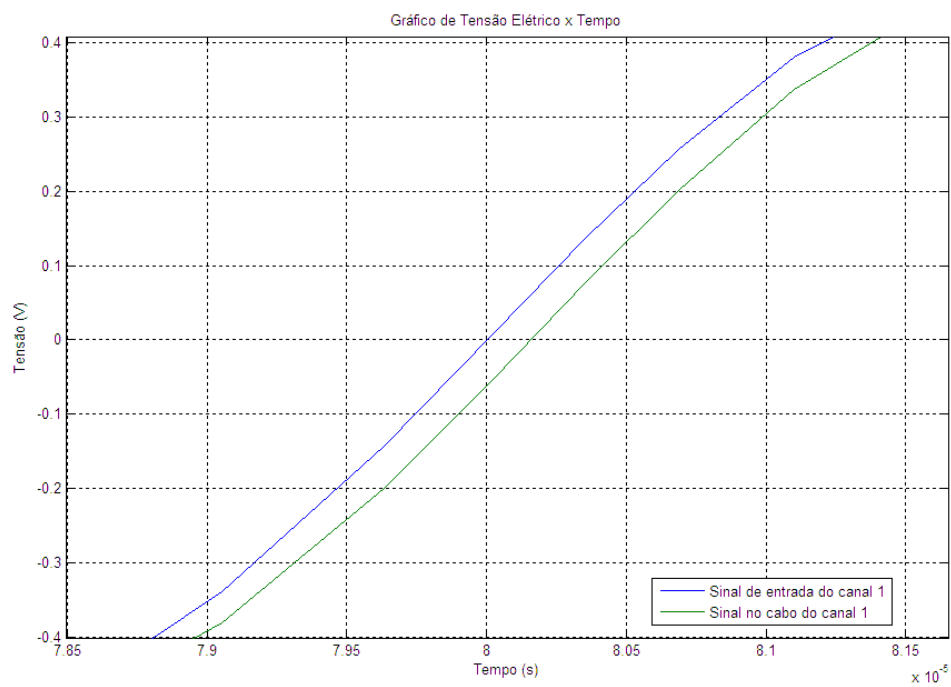


Figura 4.2 - Gráfico dos sinais de entrada e no cabo do canal 1

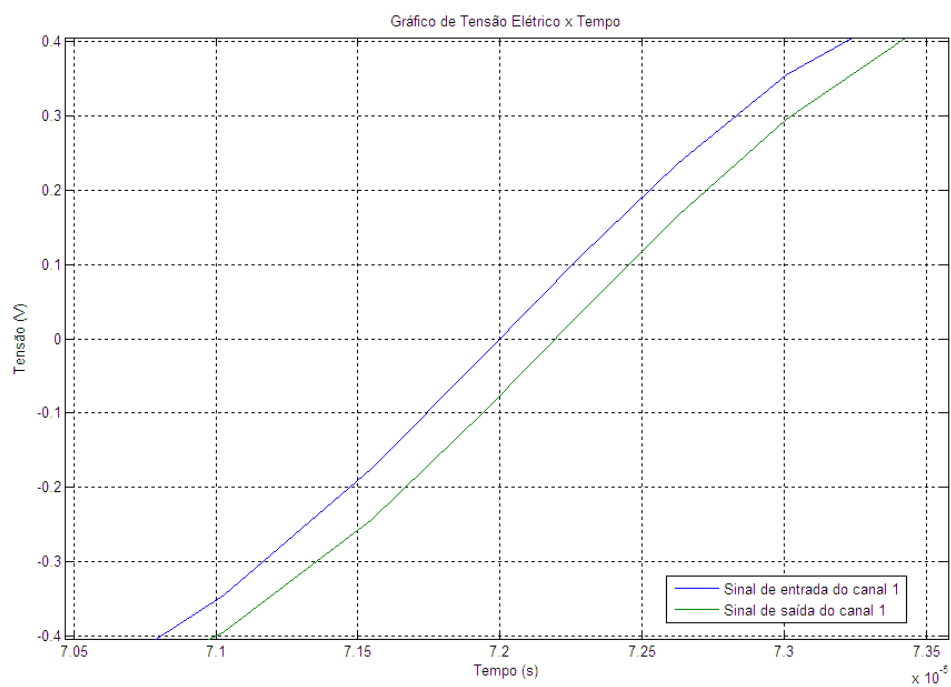


Figura 4.3 - Gráfico dos sinais de saída e entrada do canal 1

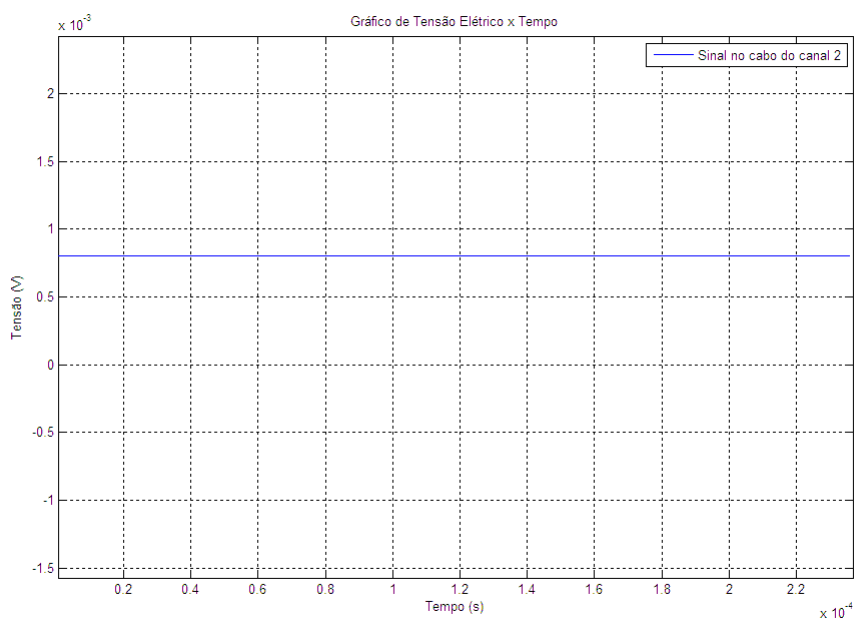


Figura 4.4 - Gráfico do sinal no cabo do canal 2

A figura 4.2 compara o sinal de entrada do canal 1 (nó 1) com o sinal no cabo (nó 3), onde é possível observar um atraso próximo de $157ns$. Da mesma forma a figura 4.3 compara o sinal de entrada do mesmo canal com o seu respectivo sinal de saída (nó 5) apresentando um atraso de aproximadamente $196ns$.

A figura 4.4 apresenta o sinal no cabo do canal 2 (nó 4) onde é observável um “offset” de $799\mu V$ e amplitude de ruído (tensão pico a pico) nula. O gráfico do sinal de saída do canal 2 foi omitido por possui a mesma forma que o gráfico apresentado na figura 4.4 com a diferença do “offset” ser próximo de $1599\mu V$.

4.1.2. Simulação Pior Caso Possível (LF411)

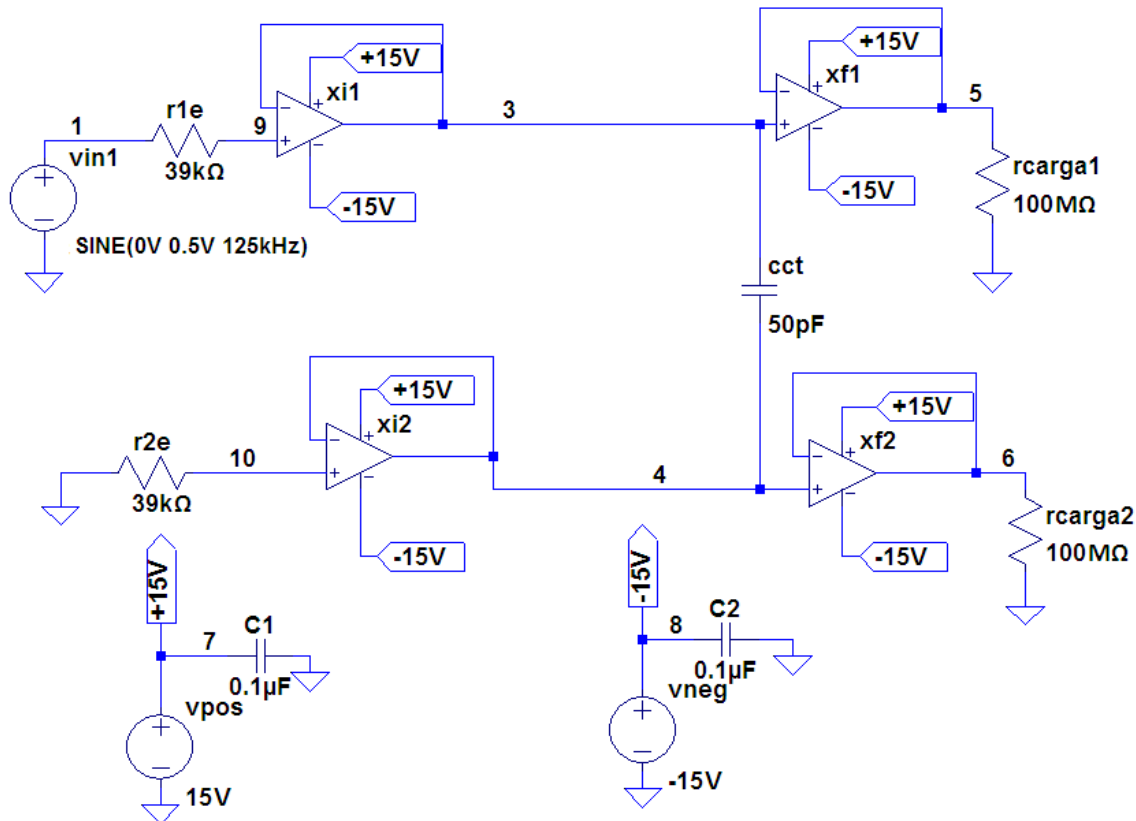


Figura 4.5 - Modelo para simular o pior caso possível

O modelo apresentado na figura 4.5 foi utilizado para simular o pior caso possível, ou seja, o caso em que os capacitores estão interconectados diretamente (terra o mais instável possível), o que significa dizer que a armadura do cabo não está devidamente aterrada. Ao invés de colocar os dois capacitores em séries foi utilizado um capacitor equivalente (cct) que causa os mesmos efeitos.

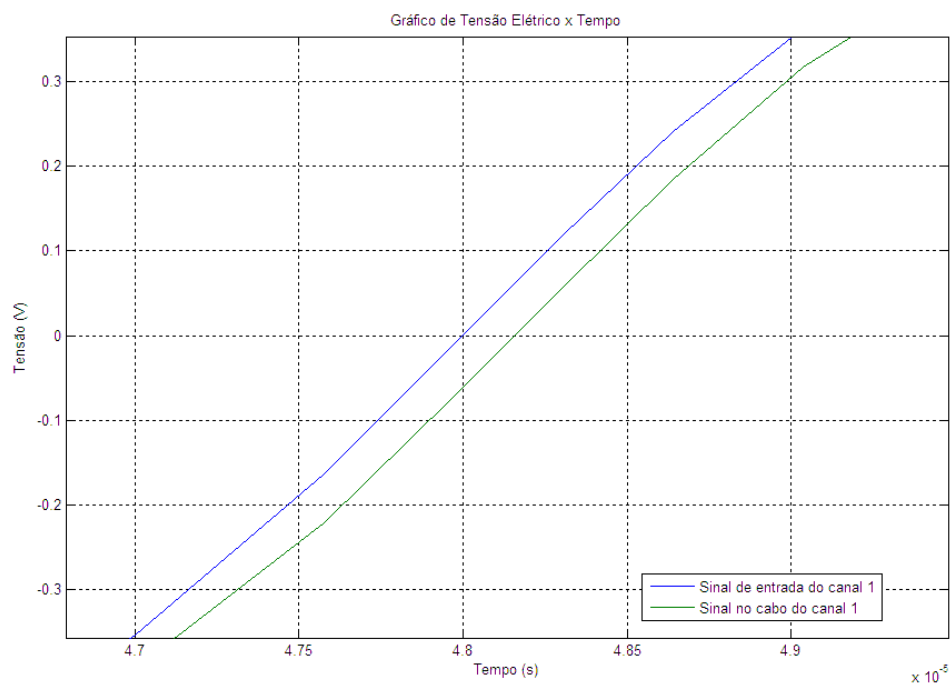


Figura 4.6 - Gráfico do sinal de entrada e no cabo do canal 1

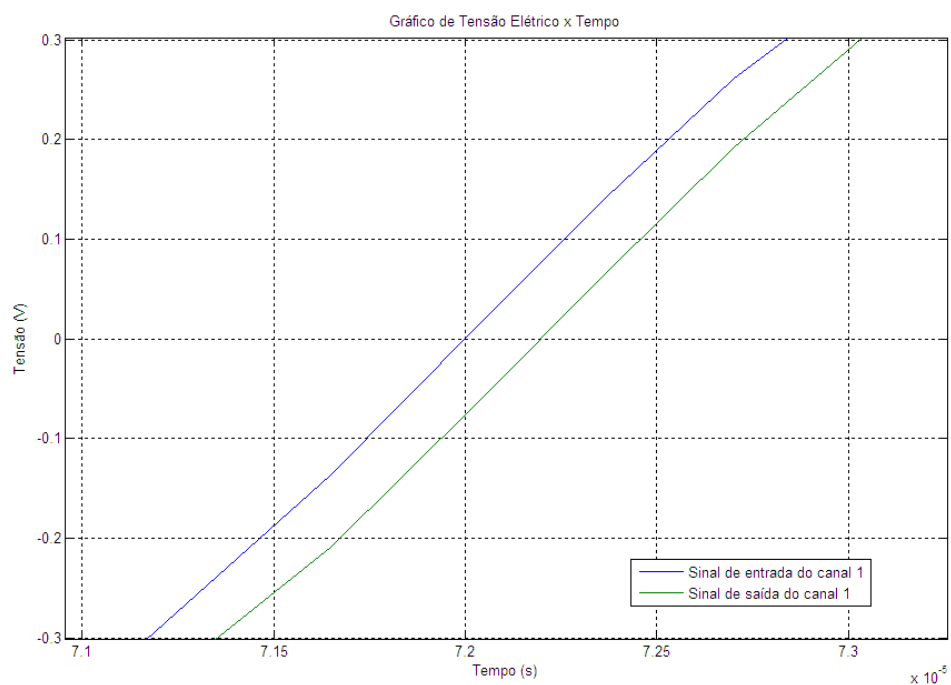


Figura 4.7 - Gráfico do sinal de entrada e saída do canal 1

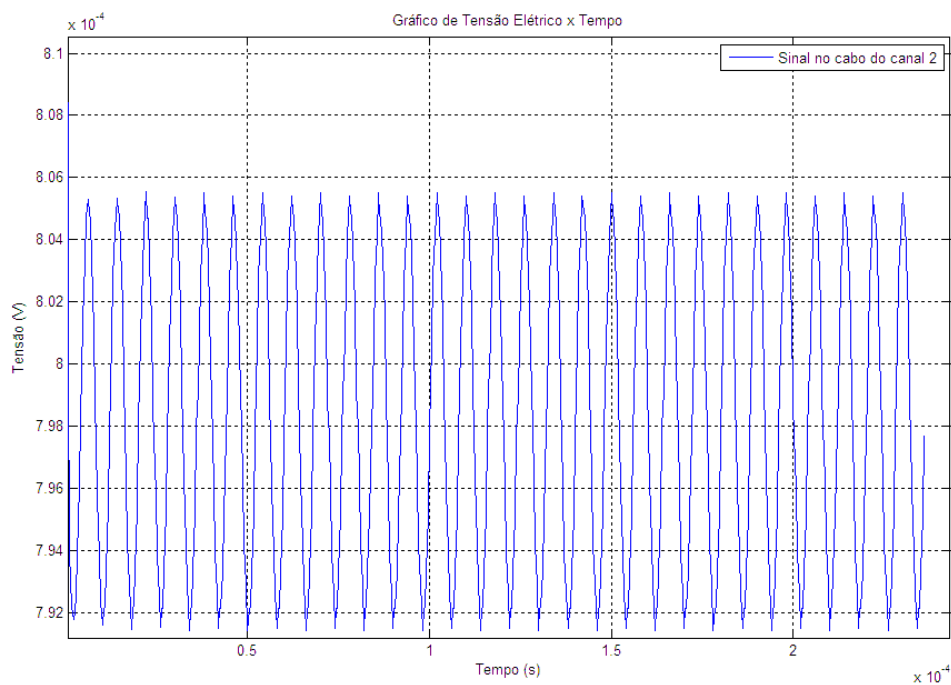


Figura 4.8 - Ruído no cabo do canal 2

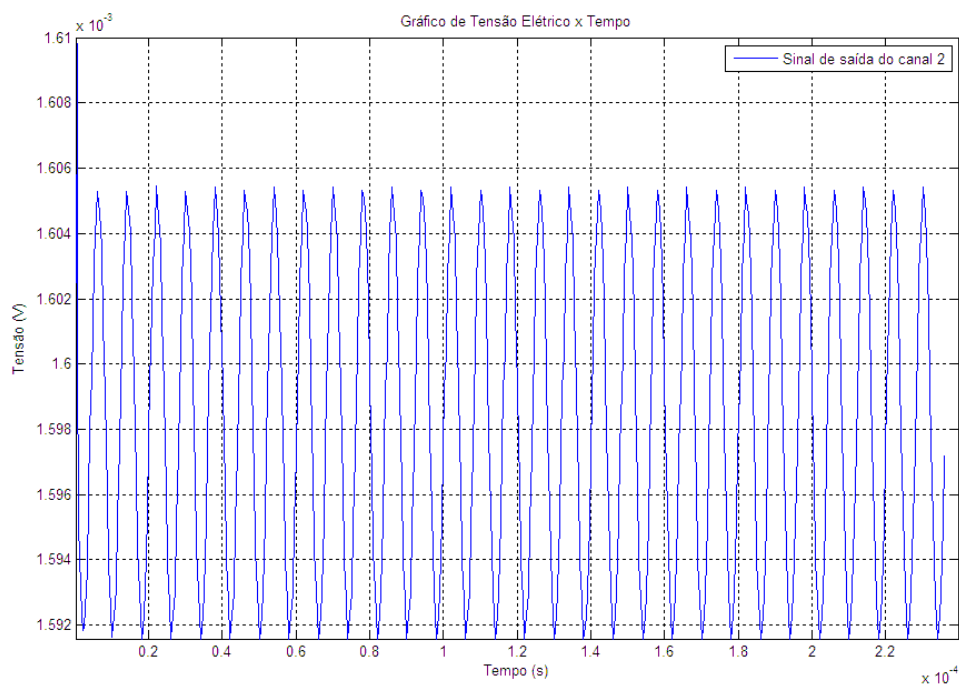


Figura 4.9 - Ruído na saída do canal 2

Seguindo o mesmo padrão da simulação anterior a figura 4.6 nota-se um atraso próximo de $158ns$ entre o sinal de entrada e sinal no cabo, da mesma forma

que a figura 4.7 o valor aproximado do atraso entre o sinal de entrada e o sinal de saída é $197ns$.

O ruído (“crosstalk”) pode ser mensurado observando os gráficos presentes na figura 4.8 (sinal no cabo do canal 2): “offset” $799\mu V$ e amplitude de ruído $14,1\mu V$; e na figura 4.9 (sinal de saída do canal 2): “offset” $1599\mu V$ e amplitude de ruído $13,9\mu V$.

4.1.3. Simulação com Terra Ativo Utilizando um Amplificador Operacional (LF411)

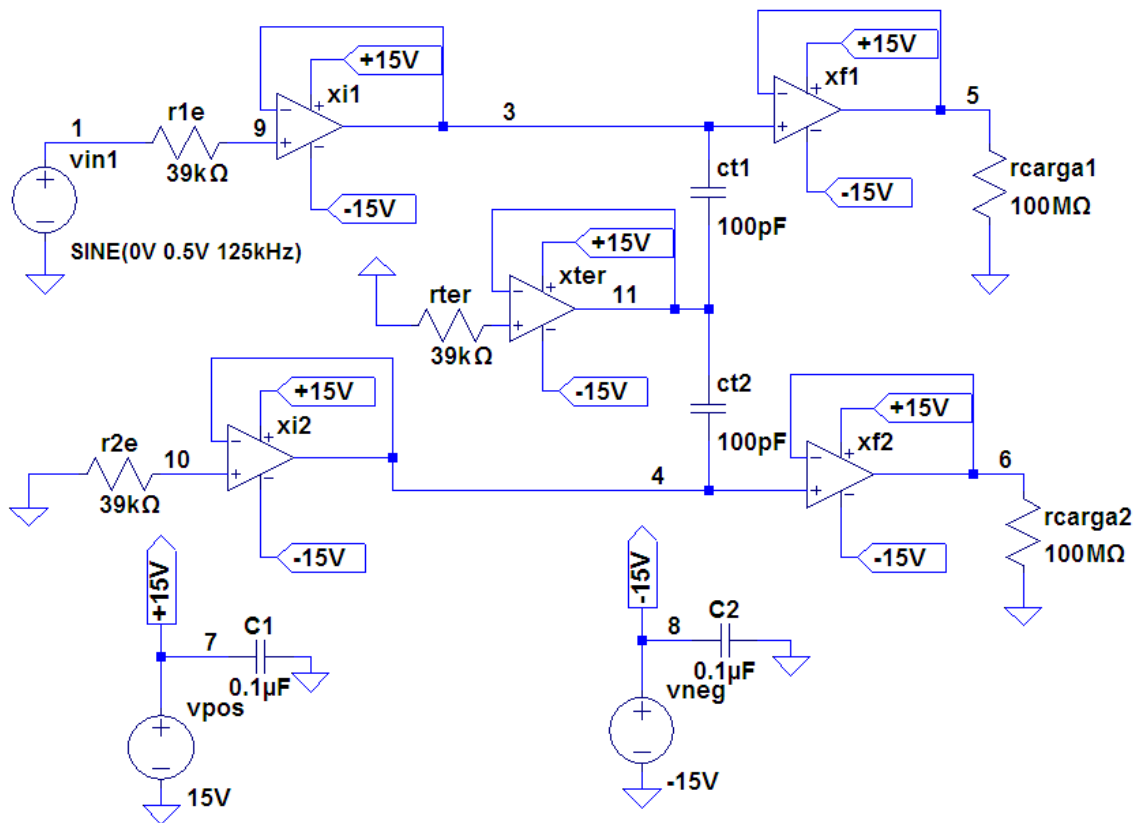


Figura 4.10 - Modelo com terra ativo através de um amplificador operacional

A figura 4.10 demonstra o modelo base utilizando um terra ativo que seria o nó entre os capacitores que simulam a blindagem (nó 11). Ao invés de conectar os capacitores ct1 e ct2 direto no terra, eles são conectados a saída de um amplificador operacional na configuração de seguidor cuja entrada é o terra. Esse amplificador fornece potência ao dipolo formado entre o terra padrão e o nó 11 criando um terra ativo nesse nó, que tem por objetivo ser mais estável que o terra na situação de pior caso possível simulado anteriormente. Do ponto de vista físico, significa que a saída

desse amplificador está ligada na blindagem do cabo (a malha), enquanto apenas a entrada do amplificador está ligada ao terra de referência. Esse amplificador ficaria localizado na extremidade da placa de aquisição.

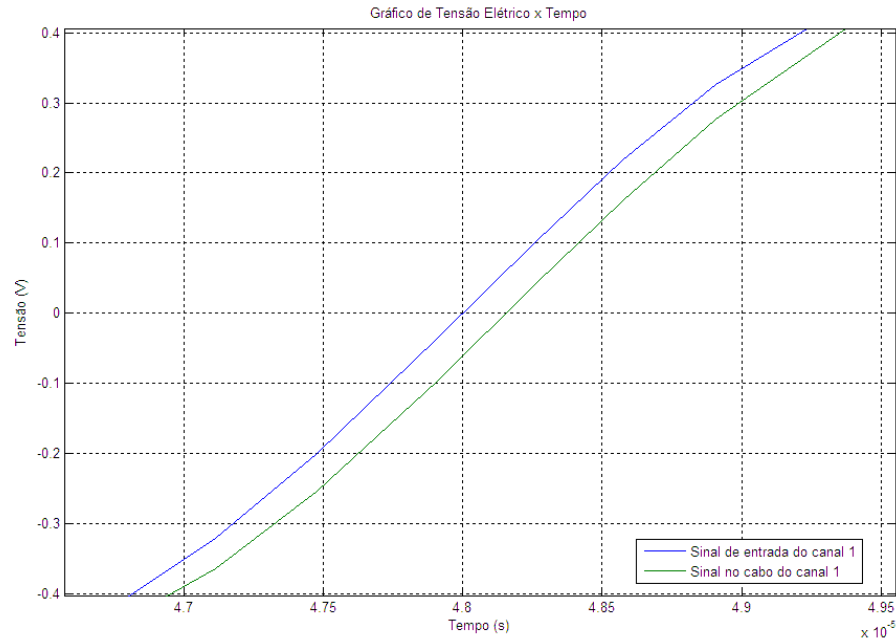


Figura 4.11 - Sinal de entrada do cabo do canal 1

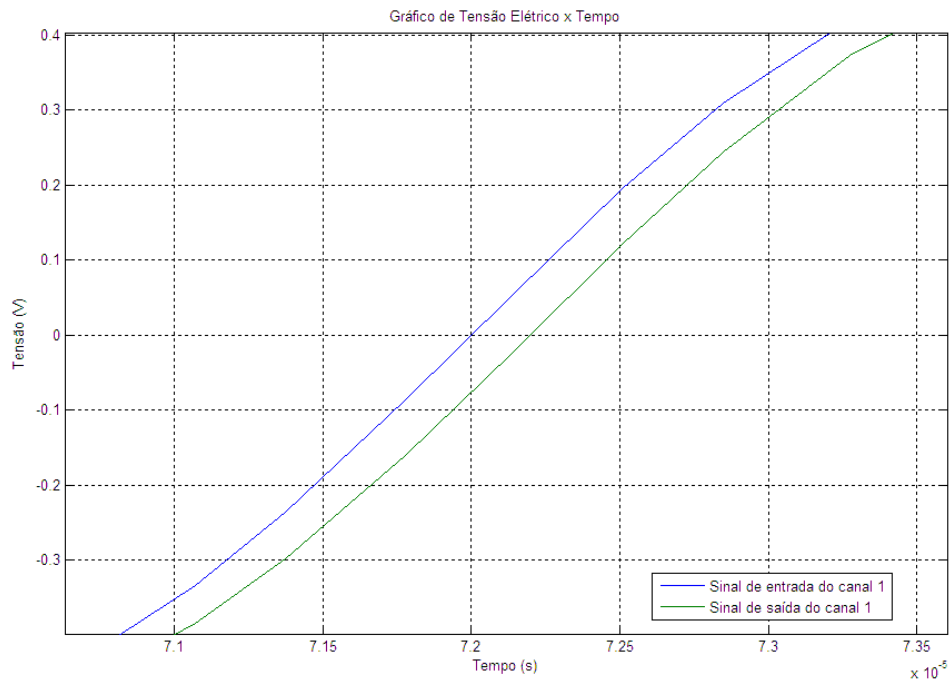


Figura 4.12 - Sinal de entrada e saída do canal 1

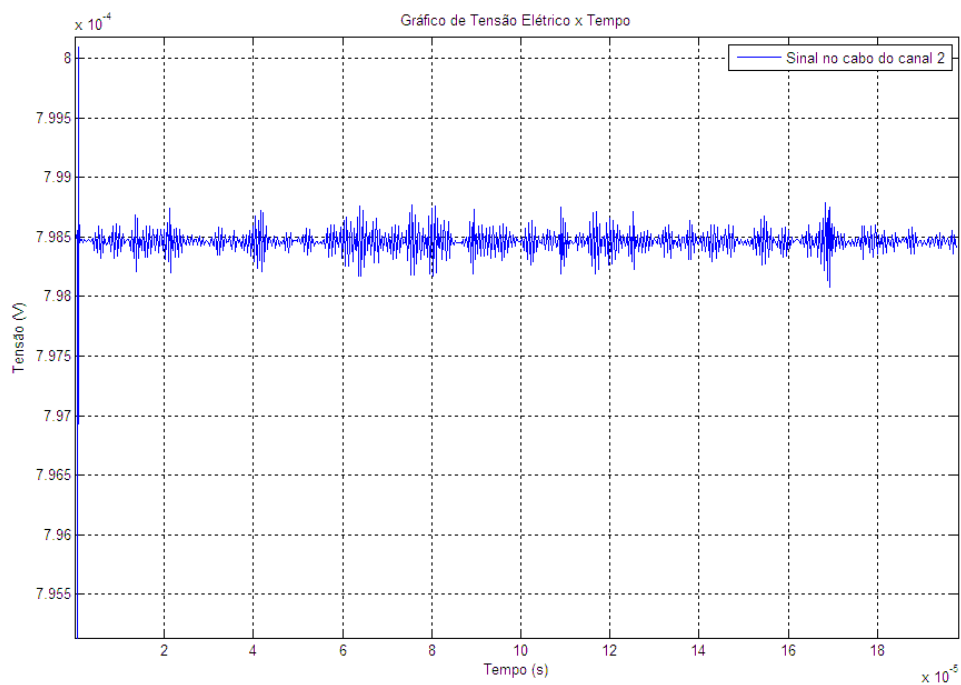


Figura 4.13 - Gráfico do ruído no cabo do canal 2

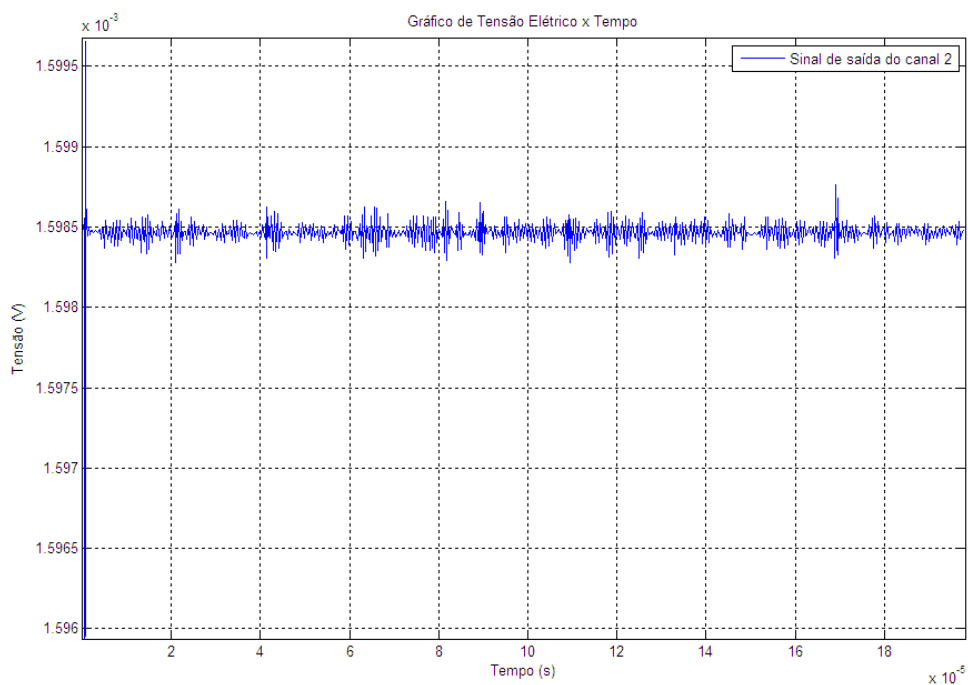


Figura 4.14 - Gráfico do ruído na saída do canal 2

O atraso mostrado na figura 4.11 (sinal de entrada e sinal no cabo) é de aproximadamente $158ns$, enquanto o atraso apresentado na figura 4.12 (sinal de

entrada e sinal de saída) é aproximadamente $197ns$. Os dados apresentados na figura 4.13 (ruído no cabo do canal 2) desconsiderando o pico inicial são: “offset” de $799\mu V$ e amplitude de ruído de $3,97\mu V$; enquanto os dados obtidos na figura 4.14 (ruído na saída do canal 2) também desconsiderando o pico inicial são: “offset” de $1599\mu V$ e amplitude de ruído de $3,72\mu V$.

4.1.4. Simulação Terra Ativo com Dois Amplificadores (LF411)

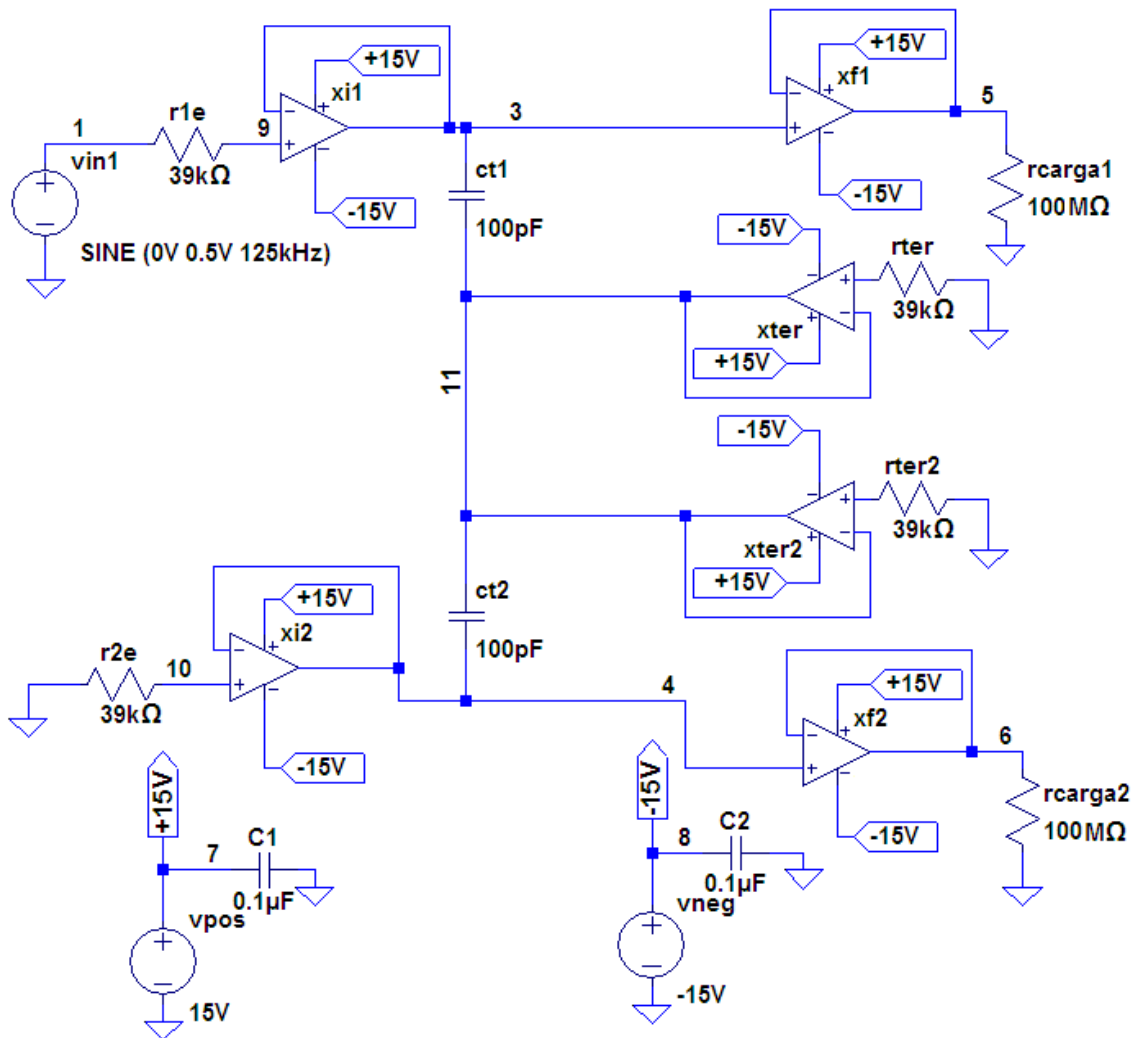


Figura 4.15 - Modelo utilizando dois amplificadores para criar o terra ativo

A figura 4.15 apresenta o modelo para essa simulação, sendo que a única diferença com o modelo da simulação anterior é a presença de dois amplificadores operacionais ao invés de um único para fornecer potência para o dipolo entre o terra padrão e o terra ativo.

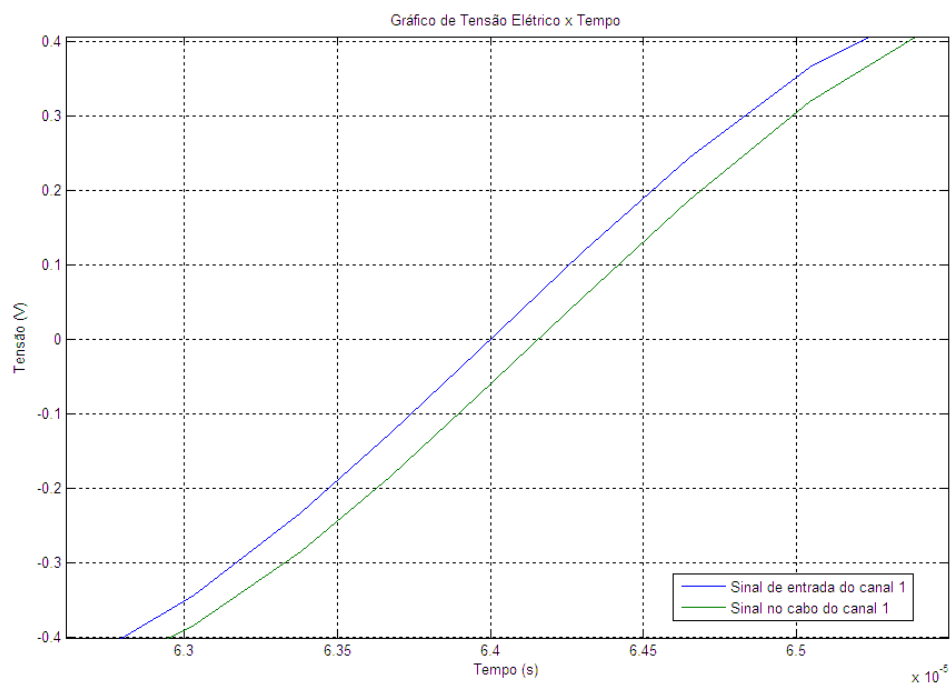


Figura 4.16 - Gráfico do sinal de entrada e no cabo do canal 1

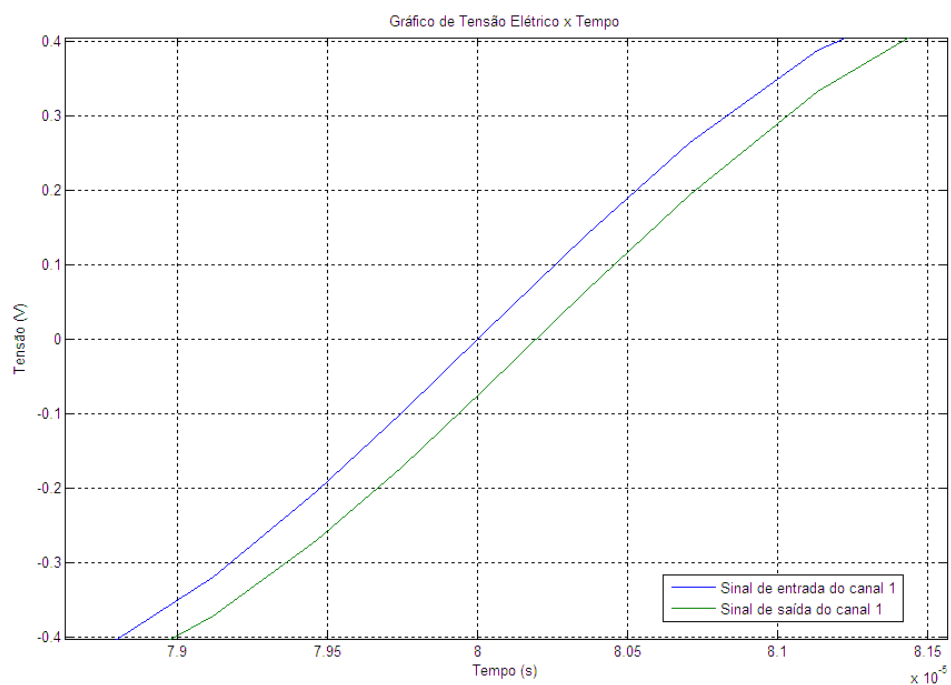


Figura 4.17 - Sinal de entrada e de saída do canal 1

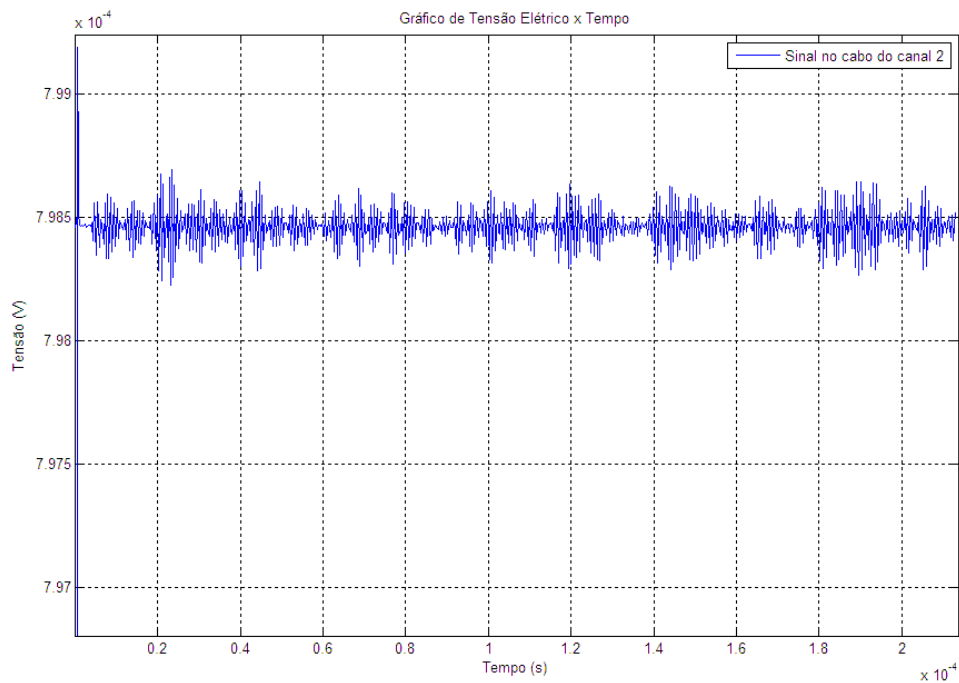


Figura 4.18 - Gráfico do ruído no cabo do canal 2

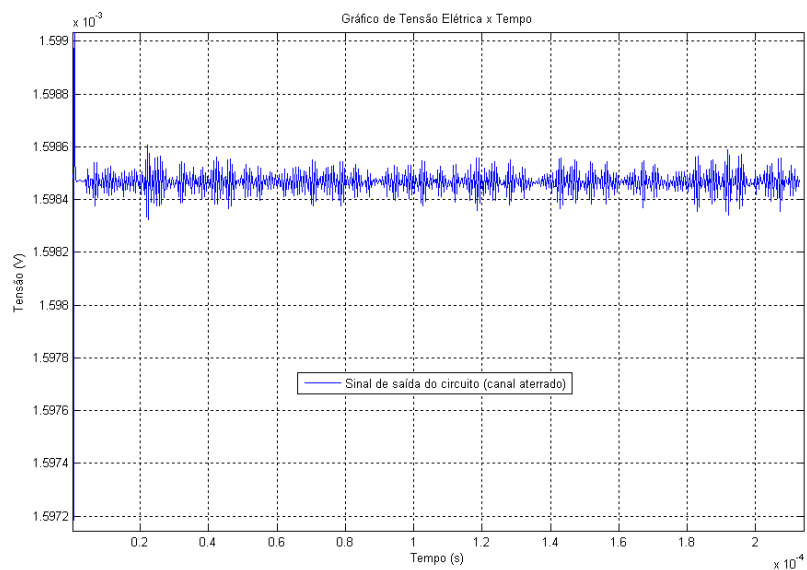


Figura 4.19 - Gráfico do ruído na saída do canal 2

Novamente o atraso apresentado na figura 4.16 (sinal de entrada e sinal no cabo canal 1) é de aproximadamente $156ns$ e o atraso apresentado na figura 4.17 (sinal de entrada e sinal de saída canal 1) é aproximadamente $196ns$. As informações presentes na figura 4.18 (ruído no cabo canal 2) desconsiderando o pico inicial são: “offset” de $799\mu V$ e amplitude de ruído de $1,02\mu V$; enquanto na figura

4.19 (ruído na saída canal 2) também desconsiderando o pico inicial são: “offset” de $1599\mu V$ e amplitude de ruído de $1,67\mu V$.

4.1.5. Simulação com Terra Ativo Utilizando um Amplificador Operacional (AD825)

O modelo simulado nesse item é exatamente o mesmo modelo apresentado no item 4.3 na figura 4.10 com uma única diferença: todos os amplificadores operacionais utilizados (LF411) foram substituídos por um modelo de amplificador mais rápido o AD825.

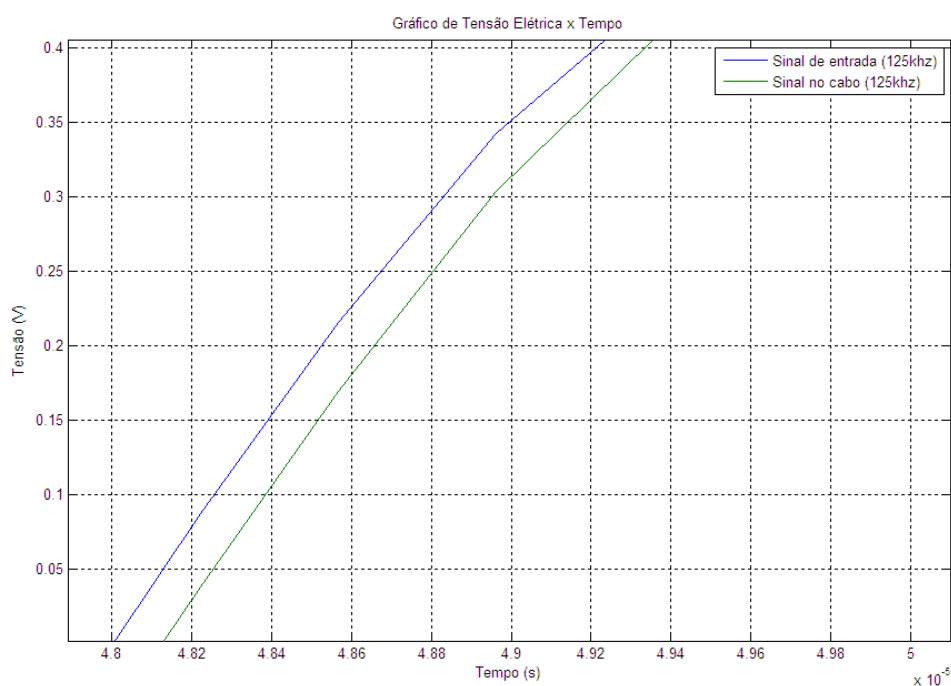


Figura 4.20 - Sinais de entrada e no cabo do canal 1

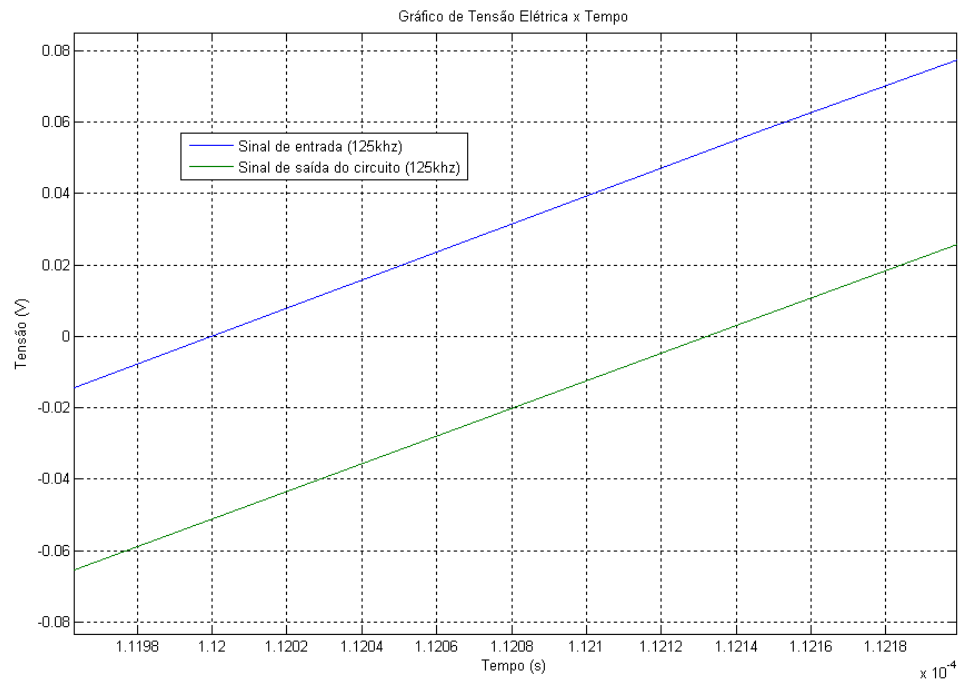


Figura 4.21 - Sinais de entrada e saída do canal 1

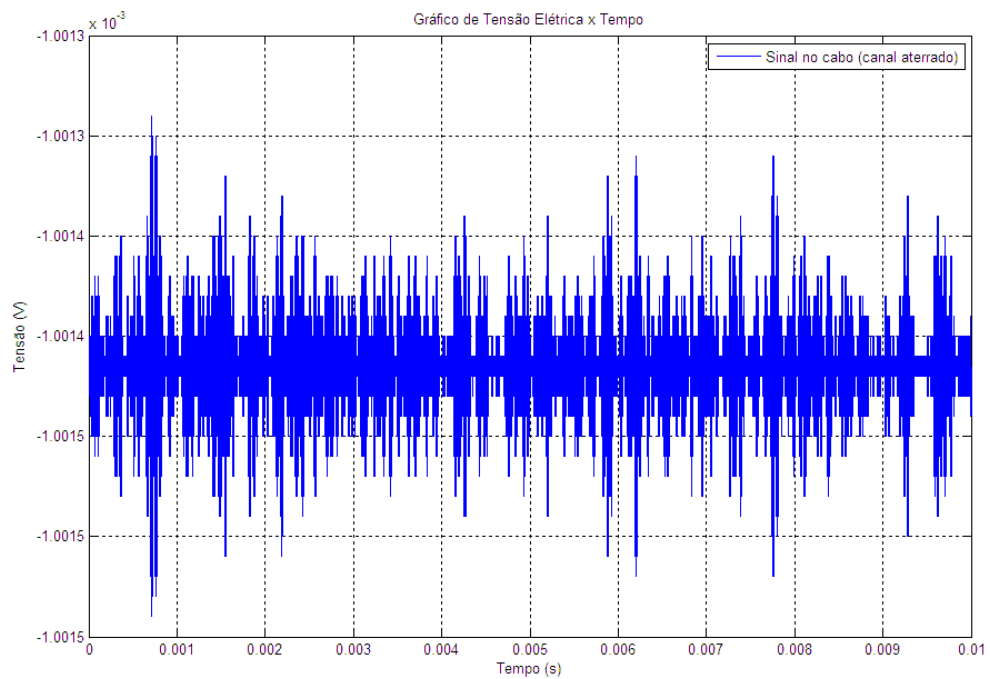


Figura 4.22 - Ruído no cabo do canal 2

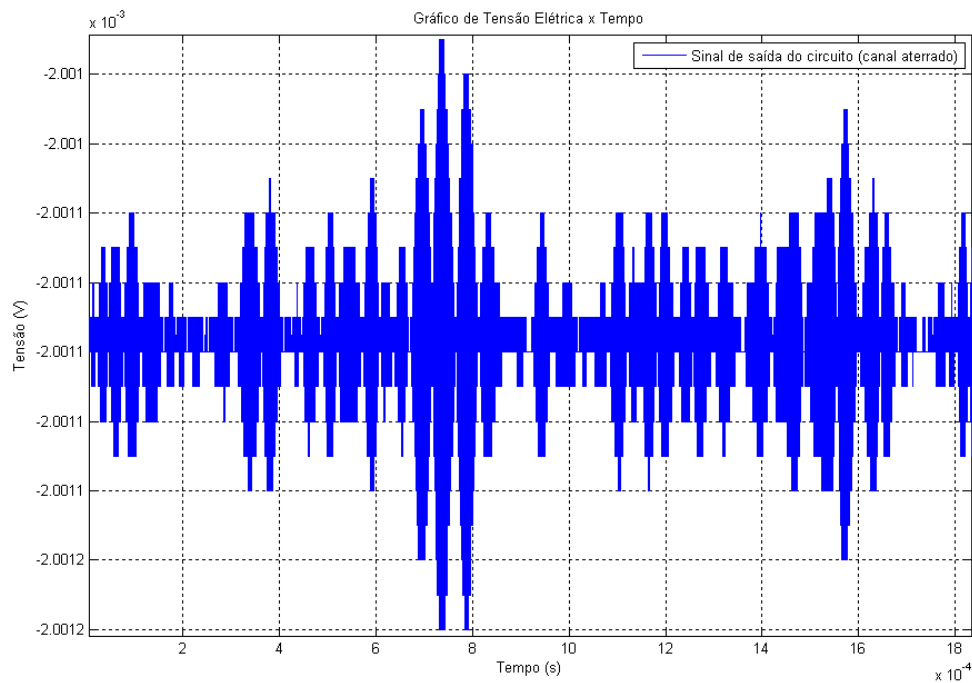


Figura 4.23 - Ruído na saída do canal 2

A figura 4.20 apresenta as curvas dos sinais de entrada e no cabo do canal 1, onde é possível notar um atraso de aproximadamente $124ns$, enquanto que a figura 4.21 apresenta as curvas dos sinais de entrada e saída do canal 1, onde é observável um atraso de $132ns$. Os “offsets” observados na figura 4.22 (ruído no cabo do canal 2) e na figura 4.23 (ruído na saída do canal 2) são respectivamente $-1002\mu V$ e $-2001\mu V$ do mesmo modo que as amplitudes máximas de ruído são $0,25\mu V$ e $0,17\mu V$.

4.1.6. Simulação com Ganho Igual a 2 nos Amplificadores Operacionais de Entrada do Modelo (AD825)

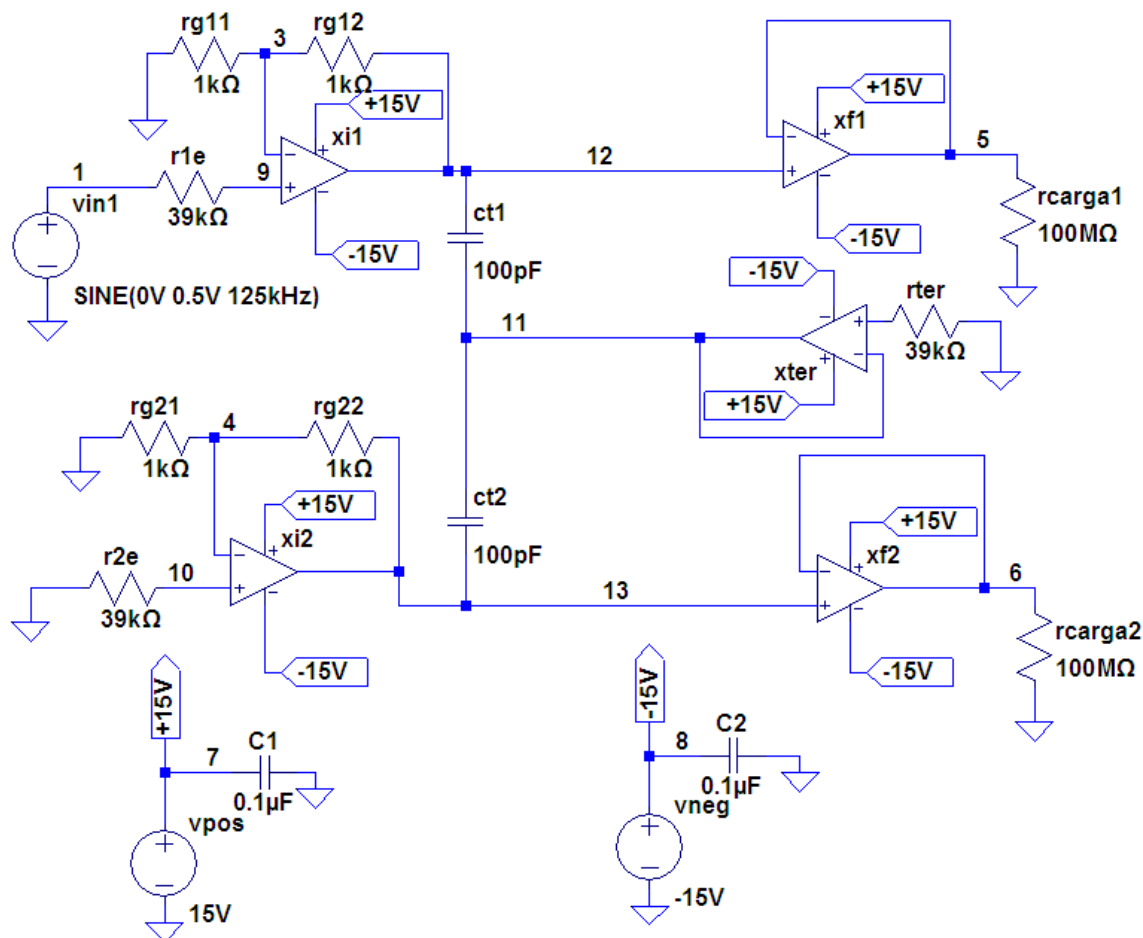


Figura 4.24 - Modelo com ganho igual a 2 nos amplificadores de entrada

O modelo apresentado na figura 4.24 representa o mesmo modelo base das simulações anteriores, porém os amplificadores na entrada do modelo tiveram sua configuração trocada de seguidora para não-inversora com ganho igual a dois originado das quatro resistências adicionadas ($rg11$, $rg12$, $rg21$ e $rg22$).

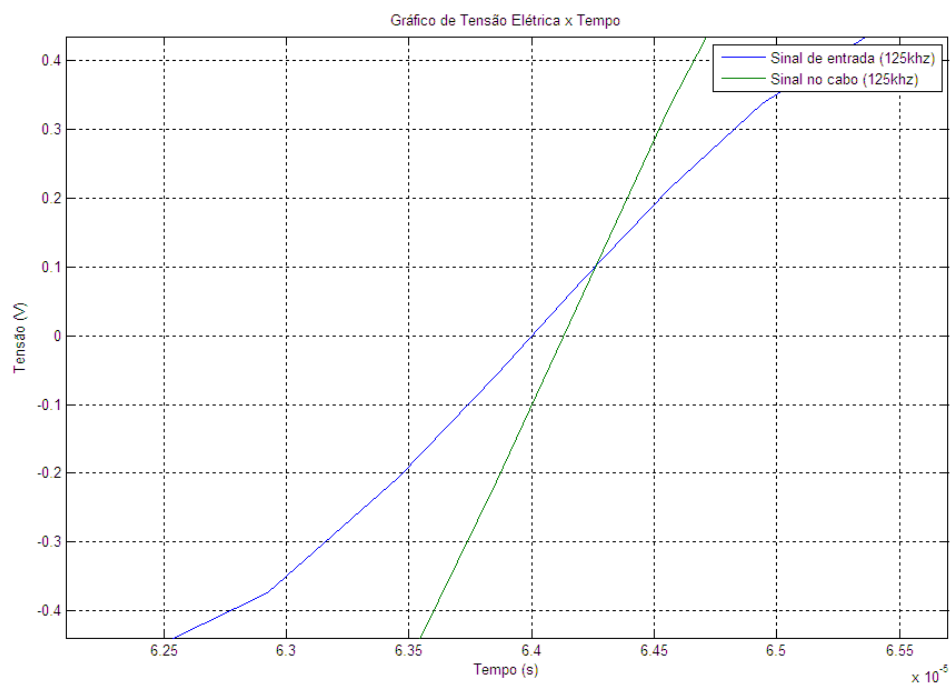


Figura 4.25 - Sinal de entrada e no cabo do canal 1

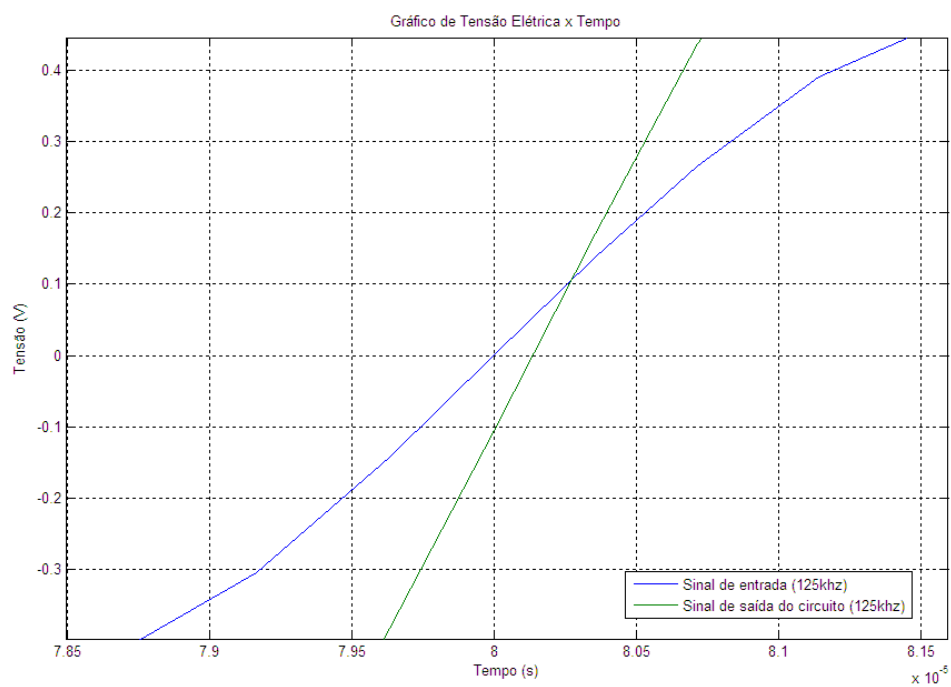


Figura 4.26 - Sinal de entrada e de saída do canal 1

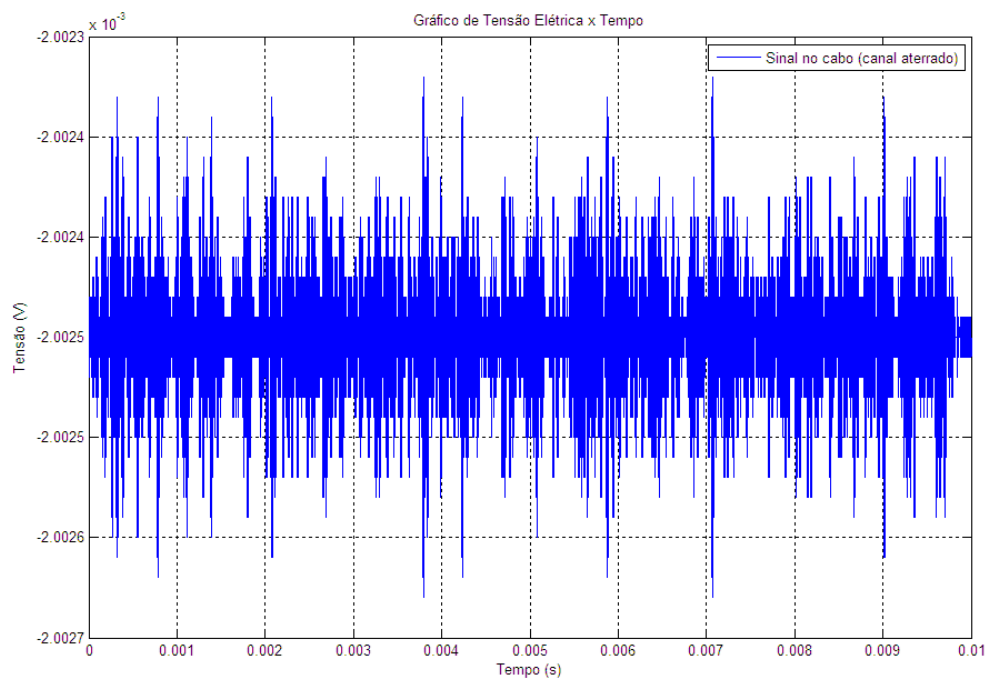


Figura 4.27 - Ruído no cabo do canal 2

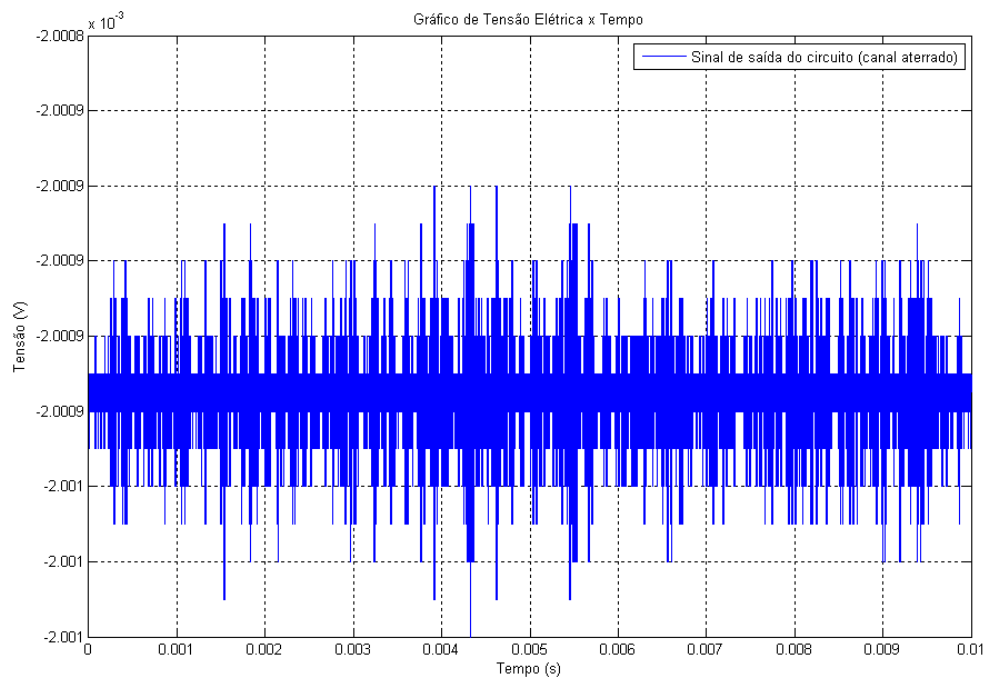


Figura 4.28 - Ruído na saída do canal 2

Nessa simulação observa-se um atraso de $130ns$ na figura 4.25 (sinal de entrada e sinal no cabo do canal 1) e $136ns$ na figura 4.26 (sinal de entrada e sinal

de saída). A amplitude do ruído e o “offset” no cabo do canal 2 vistos na figura 4.27 são $0,260\mu V$ e $-2003\mu V$ respectivamente, e na saída do canal 2 vistos na figura 4.28 são $0,200\mu V$ e $-3002\mu V$ no canal 2 é aproximadamente igual .

4.1.7. Simulação Utilizando Ganho Igual a 2 no Amplificador Operacional do Terra Ativo (AD845)

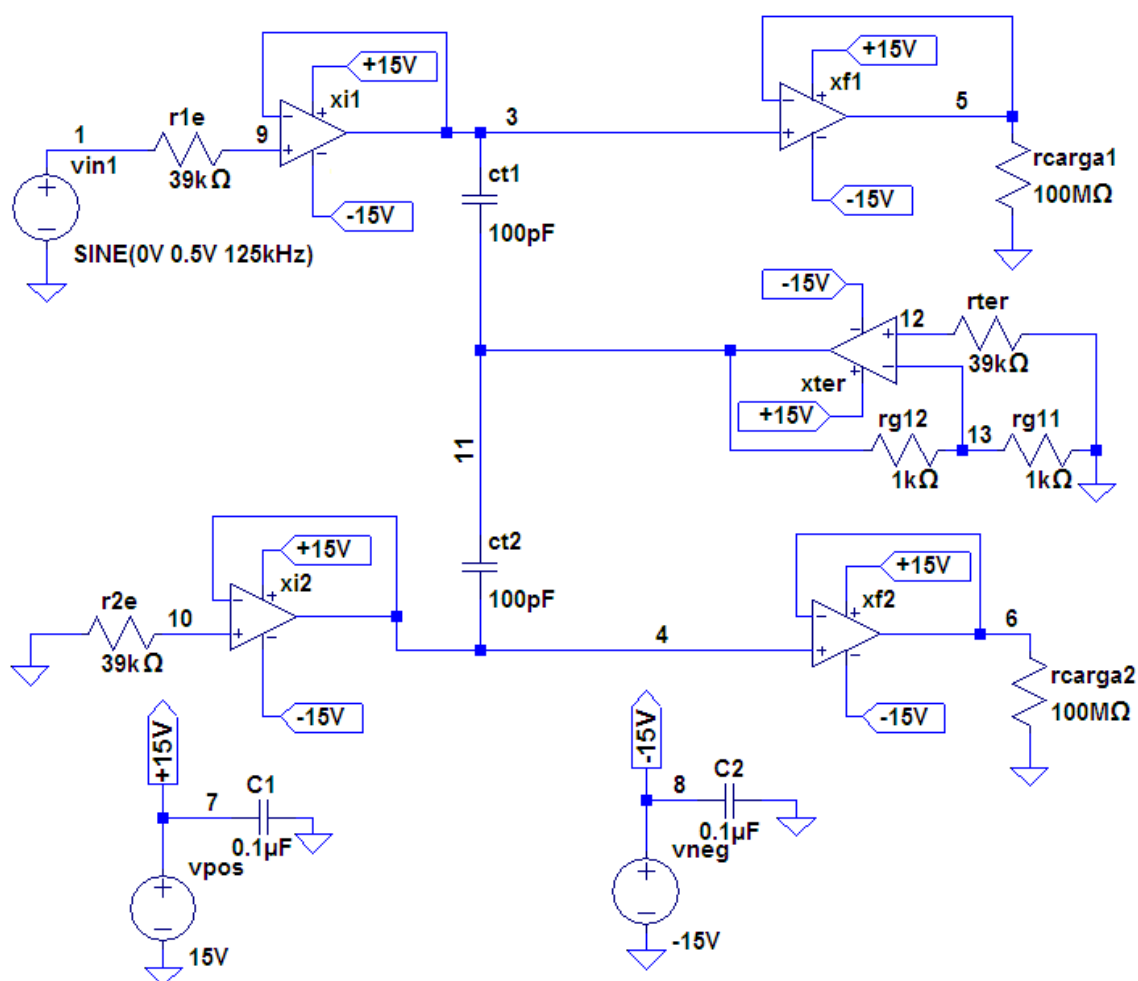


Figura 4.29 - Modelo com ganho igual a 2 no amplificador do terra

A figura 4.29 esquematiza o modelo dessa simulação, a diferença com relação ao modelo base é a mudança da configuração do amplificador responsável por estabelecer o terra ativo de seguidora para não-inversora com ganho igual a dois.

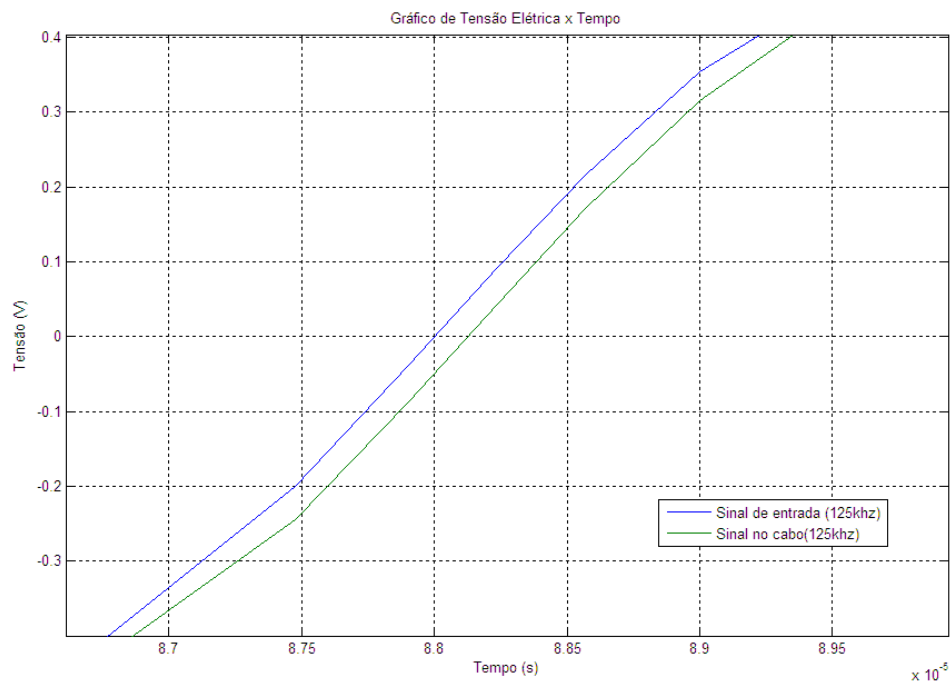


Figura 4.30 - Sinal de entrada e no cabo do canal 1

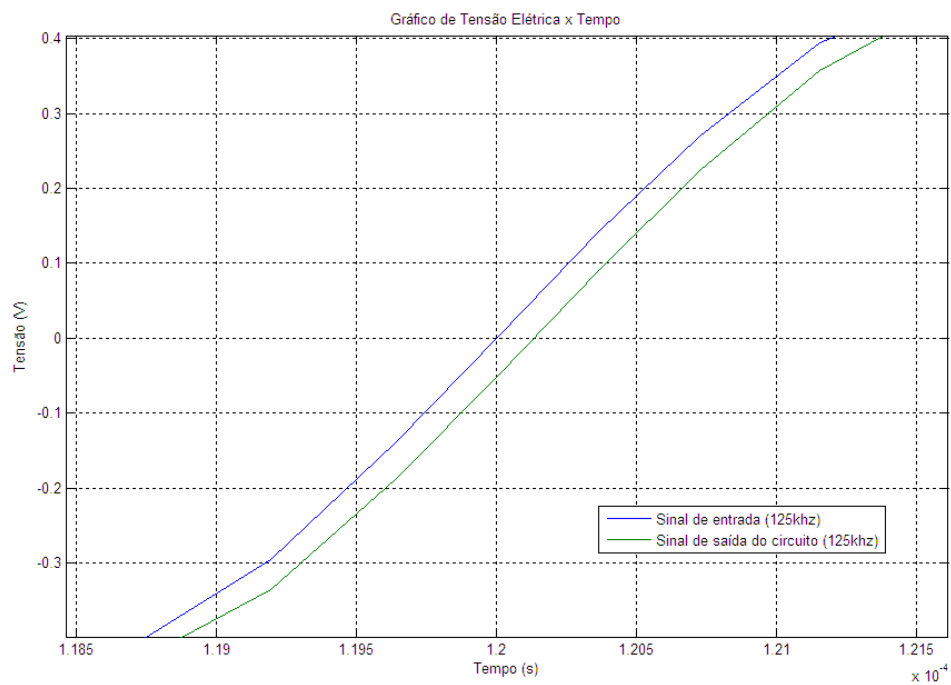


Figura 4.31 - Sinal de entrada e saída do canal 1

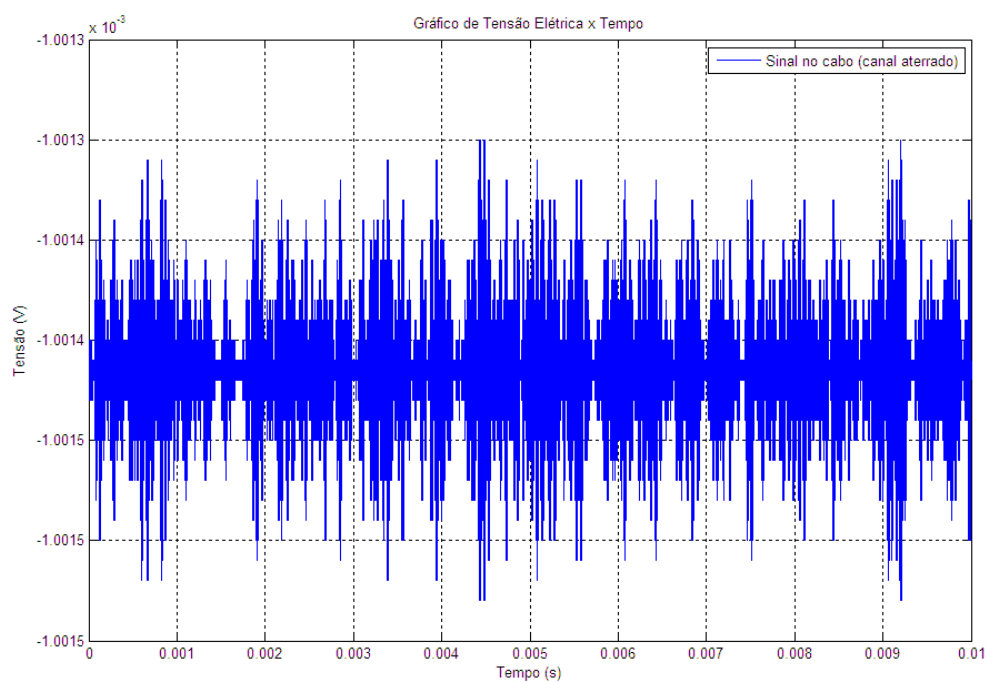


Figura 4.32 - Ruído no cabo do canal 2

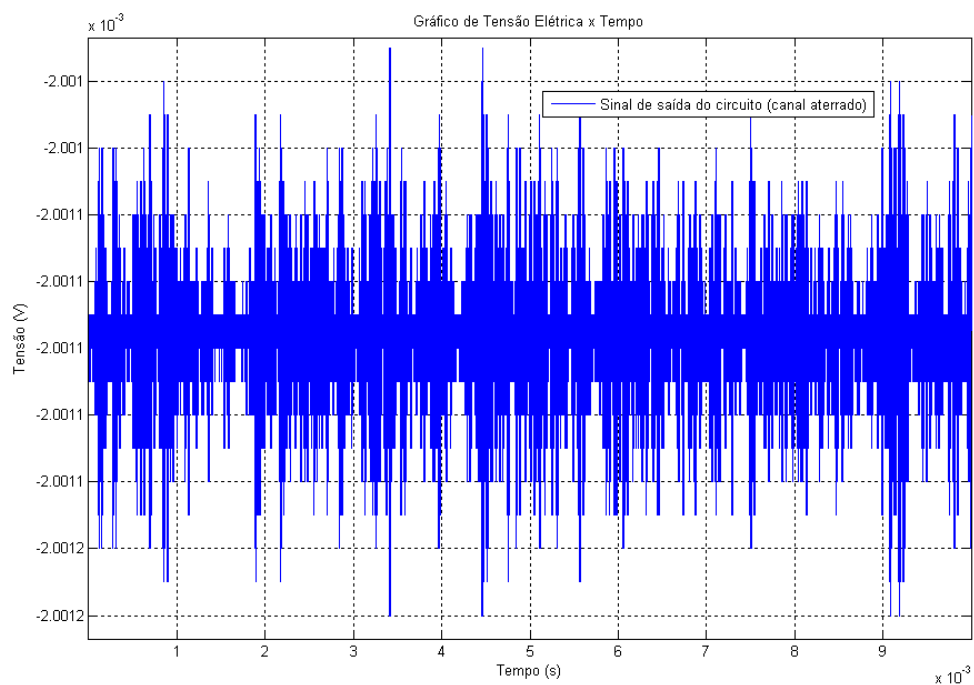


Figura 4.33 - Ruído na saída do canal 2

Na figura 4.32 (ruído no cabo do canal 2) observa-se uma amplitude de ruído de $0,230\mu V$ e um “offset” de $-1002\mu V$ ao passo que a figura 4.33 (ruído na saída do

canal 2) os valores da amplitude do ruído e do “offset” são $0,170\mu\text{V}$ e $-2001\mu\text{V}$. O atraso no cabo é aproximadamente 126ns de acordo com a figura 4.30 enquanto que na saída ele vale 133ns pela figura 4.31.

4.1.8. Simulação Utilizando um Amplificador de Instrumentação na Entrada do Circuito (INA111)

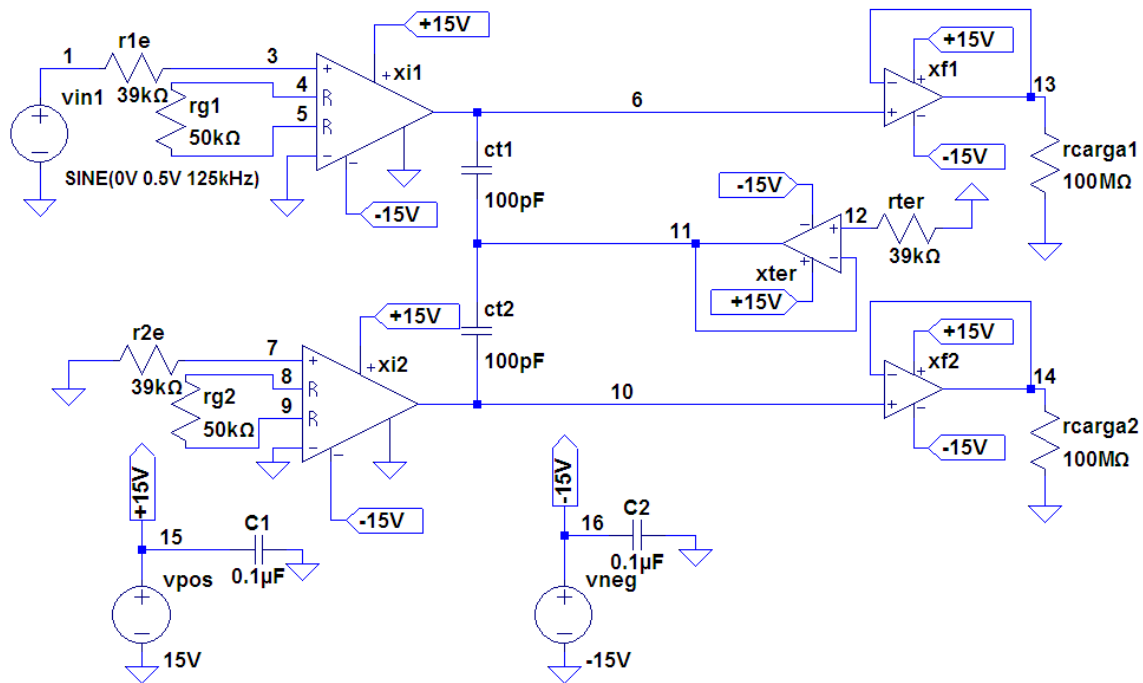


Figura 4.34 - Modelo com amplificador de instrumentação

A próxima simulação (cujo modelo está demonstrado na figura 4.34) foram utilizados amplificadores de instrumentação no estágio de entrada (que estão representados por xi1 e xi2 na figura) com ganho igual a 2 (estabelecido pelas resistências rg1 e rg2) ao invés dos amplificadores AD825 nas simulações anteriores.

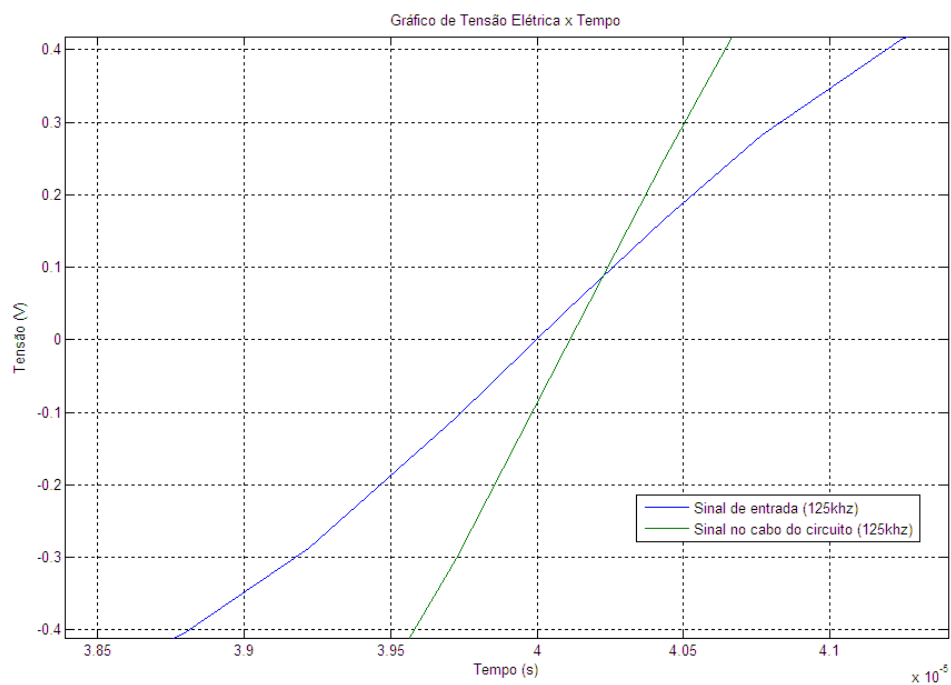


Figura 4.35 - Sinal de entrada e no cabo do canal 1

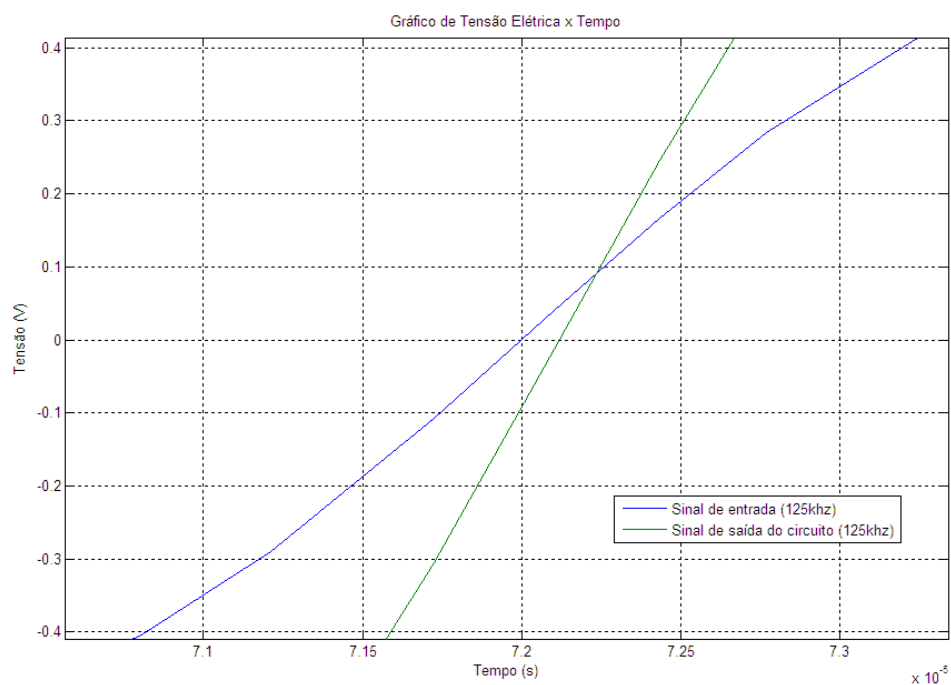


Figura 4.36 - Sinal de entrada e saída do canal 1

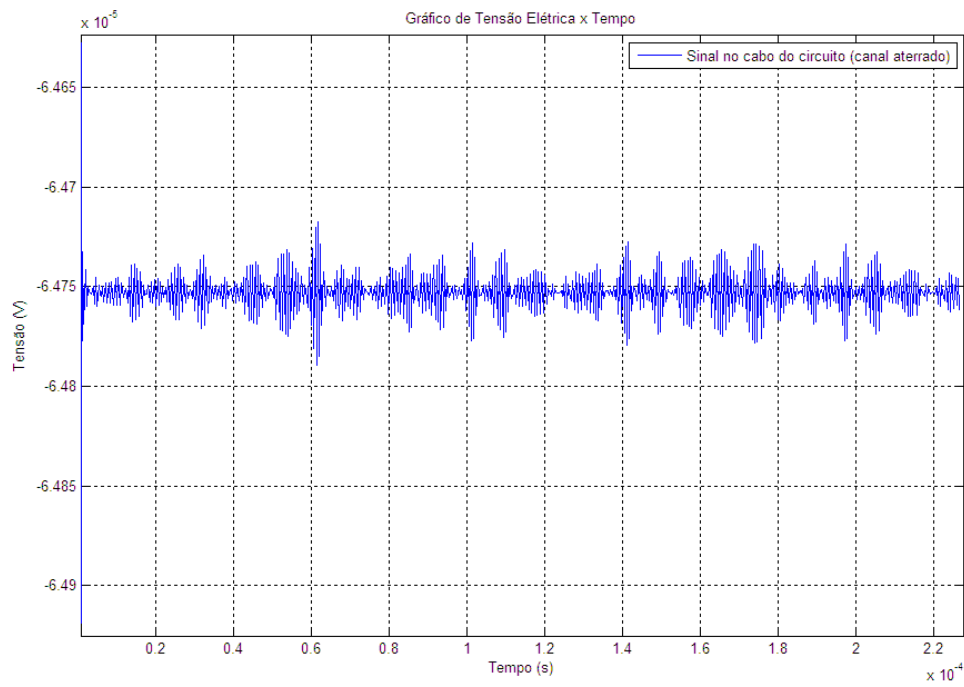


Figura 4.37 - Ruído no cabo do canal 2

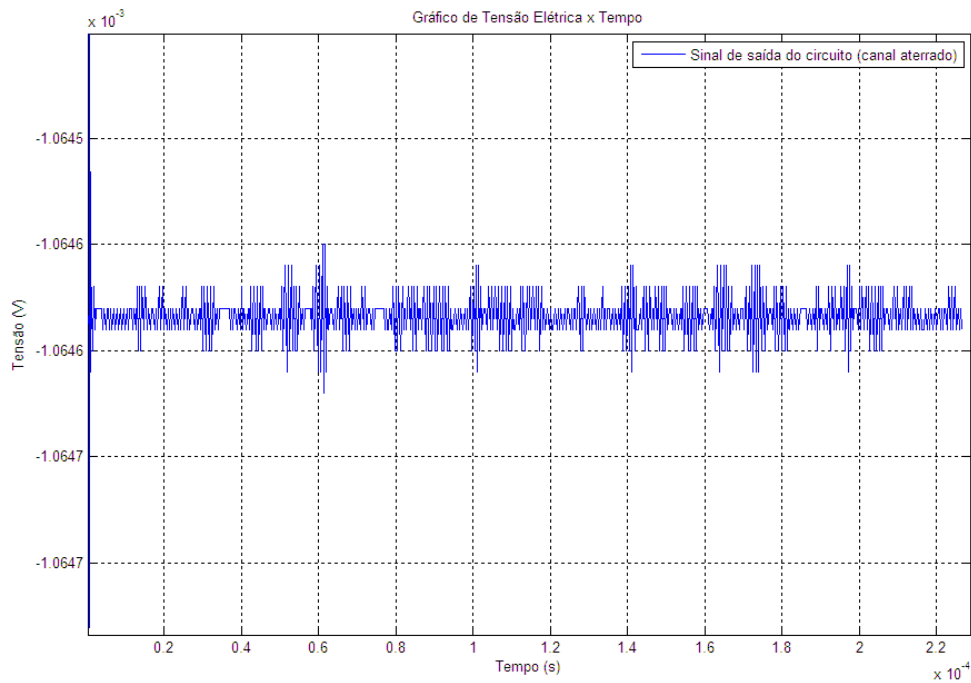


Figura 4.38 - Ruído na saída do canal 2

Verifica-se através do gráfico na figura 4.35 (sinais de entrada e no cabo do canal 1) um atraso de $112ns$ ao passo que o atraso na figura 4.36 (sinais de entrada

4.1.9. Simulação Utilizando um Amplificador de Instrumentação com Placa de Aquisição de Baixa Impedância (INA111)



79

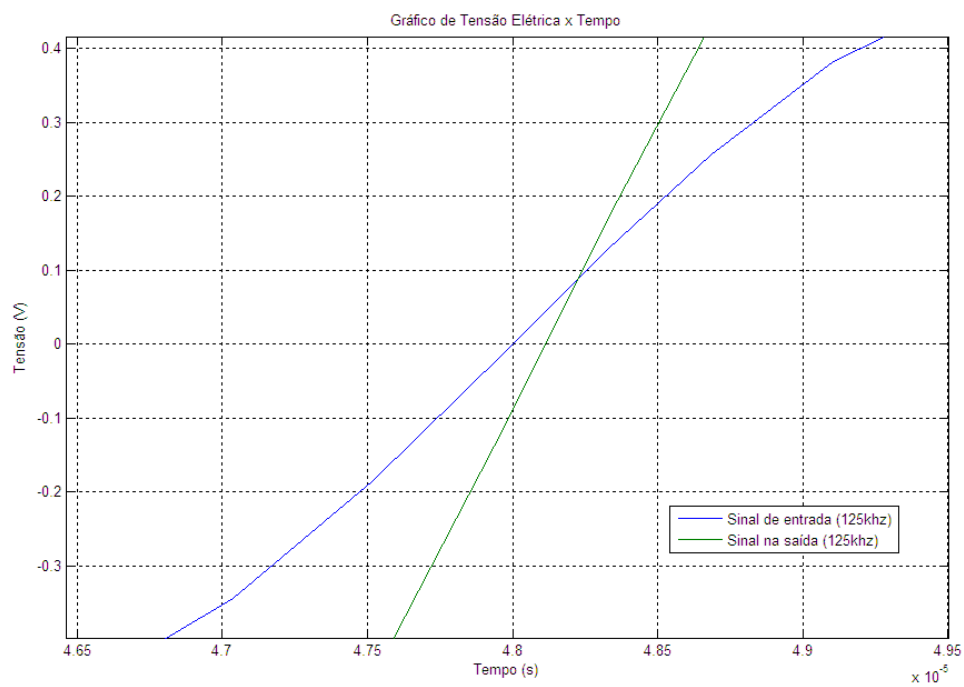


Figura 4.40 - Sinal de entrada e no cabo do canal 1

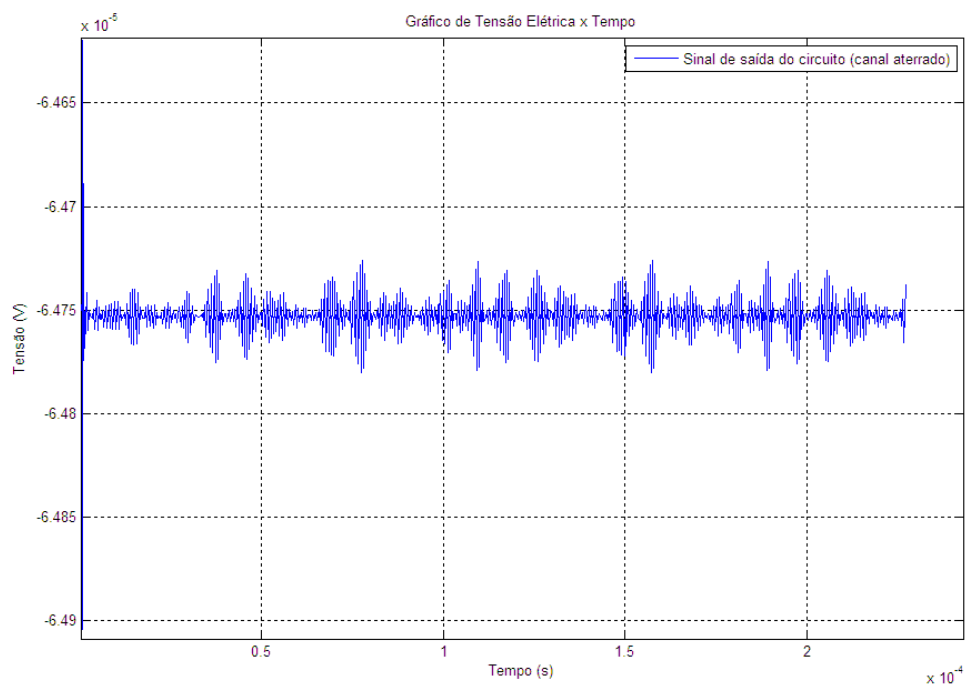


Figura 4.41 - Ruído no cabo do canal 2

O gráfico da figura 4.40 (sinais de entrada e no cabo/saída do canal 1) mostra um atraso de 112ns ao passo que a figura 4.41 (ruído no cabo/saída do canal 2) mostra o “offset” de $-64,8\mu\text{V}$ e amplitude máxima do ruído de $0,054\mu\text{V}$.

4.1.10. Simulação Utilizando um Conversor de Impedância Negativa (INA111)

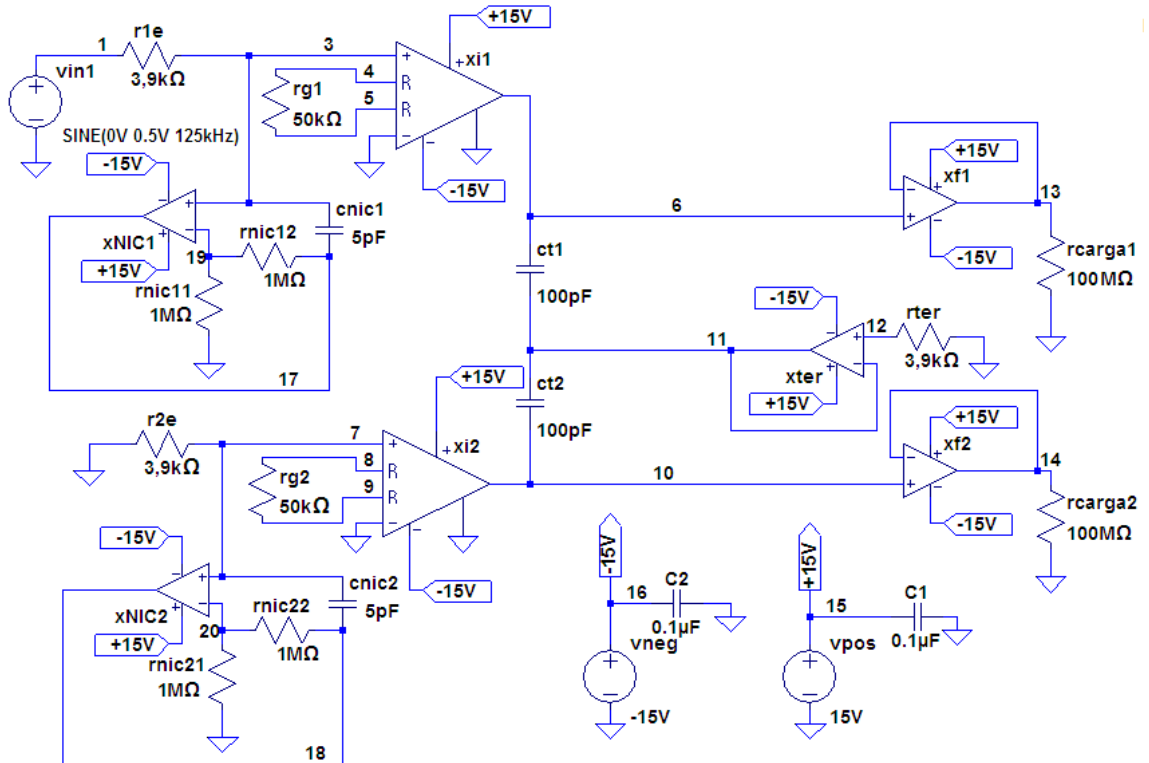


Figura 4.42 - Modelo utilizando um NIC (Conversor de impedância negativa)

O esquemático visto na figura 4.42 utilizado nesta simulação é semelhante ao modelo apresentado na figura 4.34 a diferença é a adição de dois circuitos paralelos conectados ao modelo principal pelos nós 3 e 7. Esses circuitos consistem em conversores de impedância negativa (“*Negative Impedance Converter*” - NIC), nesse caso possuem impedâncias capacitivas, ou seja, funcionam como uma capacitância negativa no modelo principal que anulam a capacitância interna dos INA111.

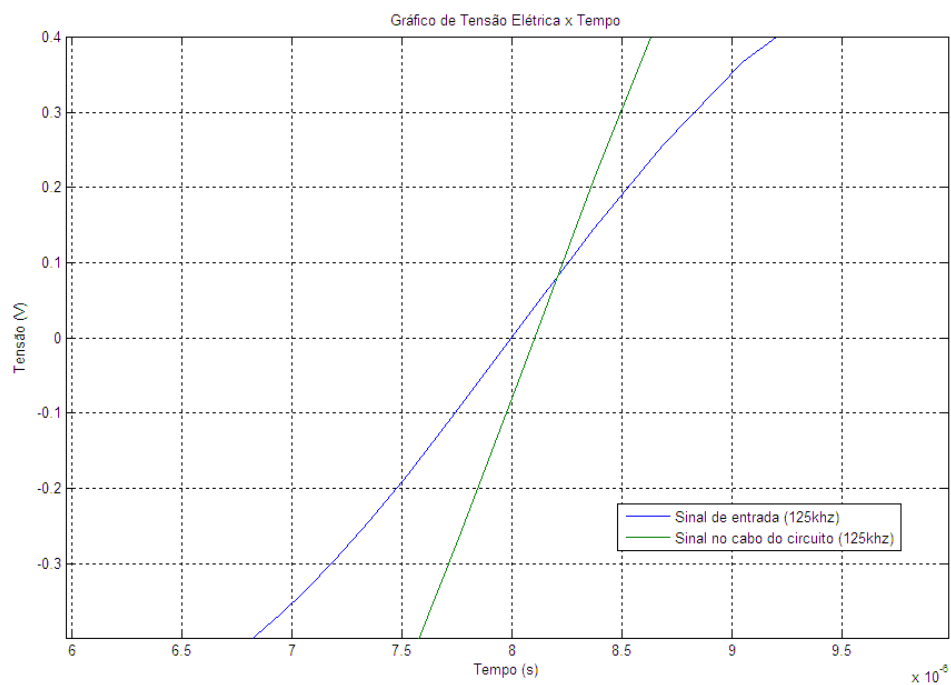


Figura 4.43 - Sinal de entrada e no cabo do canal 1

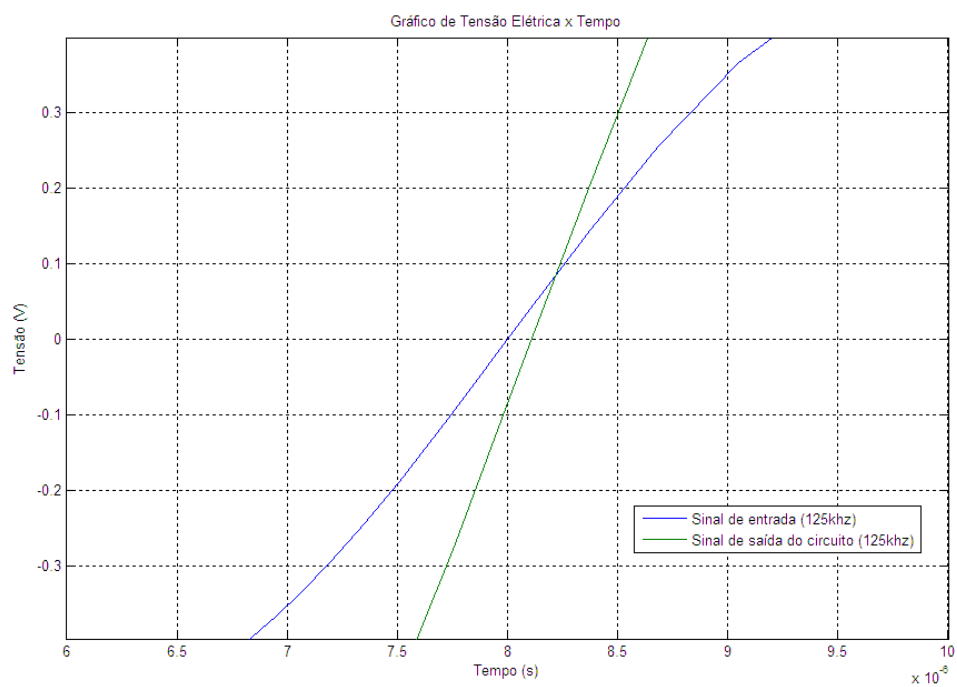


Figura 4.44 - Sinal de entrada e saída do canal 1

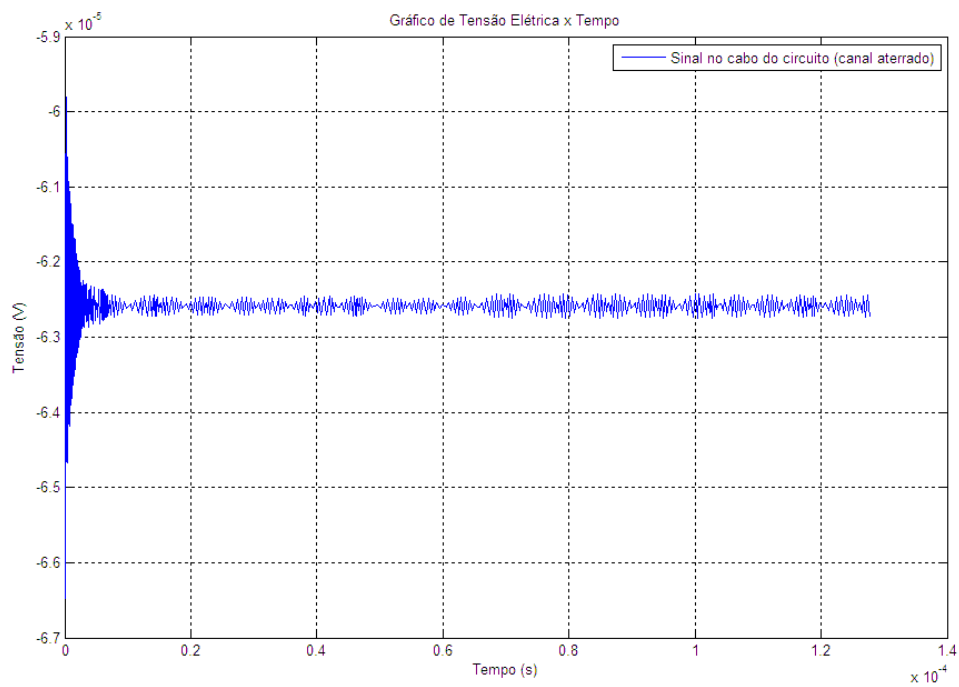


Figura 4.45 - Ruído no cabo do canal 2

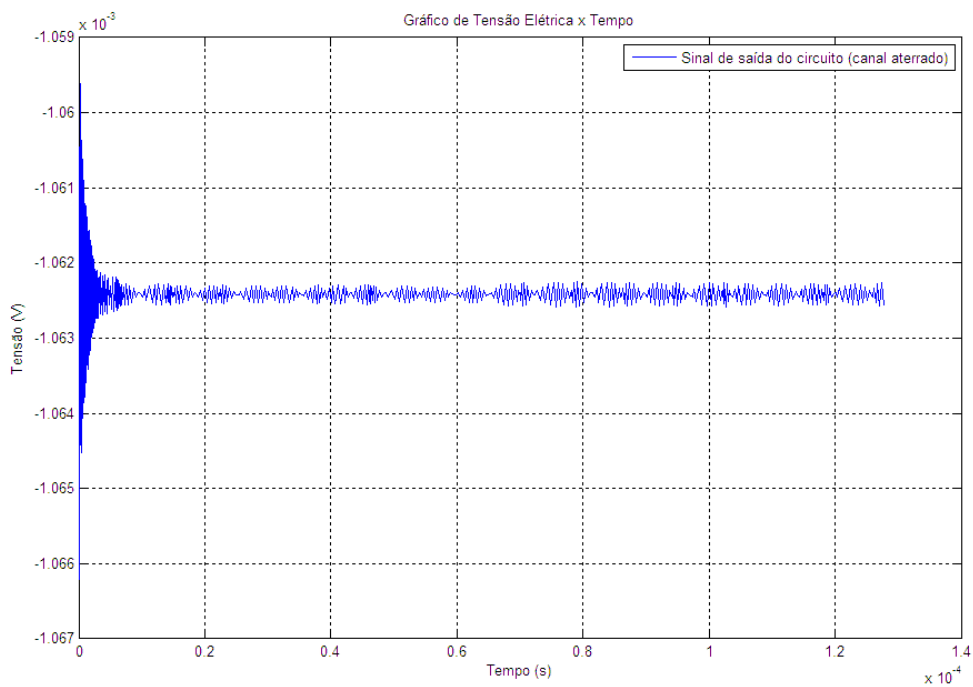


Figura 4.46 - Ruído na saída do canal 2

Nessa simulação, o atraso medido na figura 4.43 (sinal no cabo do canal 1) foi aproximadamente $105ns$ ao passo que sinal medido na figura 4.44 (sinal na saída do

canal 1) foi 112ns . Já a amplitude do ruído mensurada na figura 4.45 (ruído no cabo do canal 2) é $6,67\mu\text{V}$ e seu respectivo “offset” é $-62,7\mu\text{V}$, e na figura 4.46 (ruído de saída do canal 2) os valores visualizados são $6,59\mu\text{V}$ para a amplitude do ruído e $-1064\mu\text{V}$ para o “offset”.

4.2. RESULTADOS DOS ENSAIOS PRELIMINARES

Nesta seção apresentam-se os resultados de medida de capacitância entre duas vias vizinhas de fios singelos paralelos em diferentes distâncias de uma caixa metálica para avaliar em simulação numérica a intensidade de “crosstalk” entre canais de medida caso cada via de transmissão de sinal não seja blindada. Para facilitar a visualização dos resultados, foi montada a tabela 4.1 a seguir:

	Configuração 1	Configuração 2	Configuração 3
Amplitude do sinal (em mV)	1000	1000	1012,4
63% da Amplitude (em mV)	630	630	637,8
τ (em μs)	84	64	60
C (em pF)	84	64	60
$C/1,5$ (em pF/m)	56	42,7	40

Tabela 4.1 – Tabela mostrando os resultados das configurações

4.3. RESULTADOS DOS TESTES DE CIRCUITOS

4.3.1. Teste no pior caso possível (LF411)

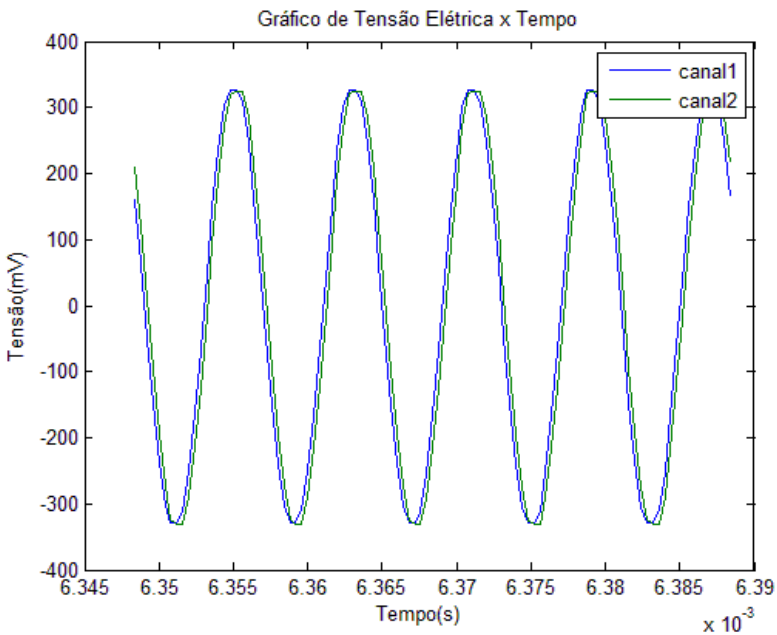


Figura 4.47 – Sinal nos canais 1 e 2

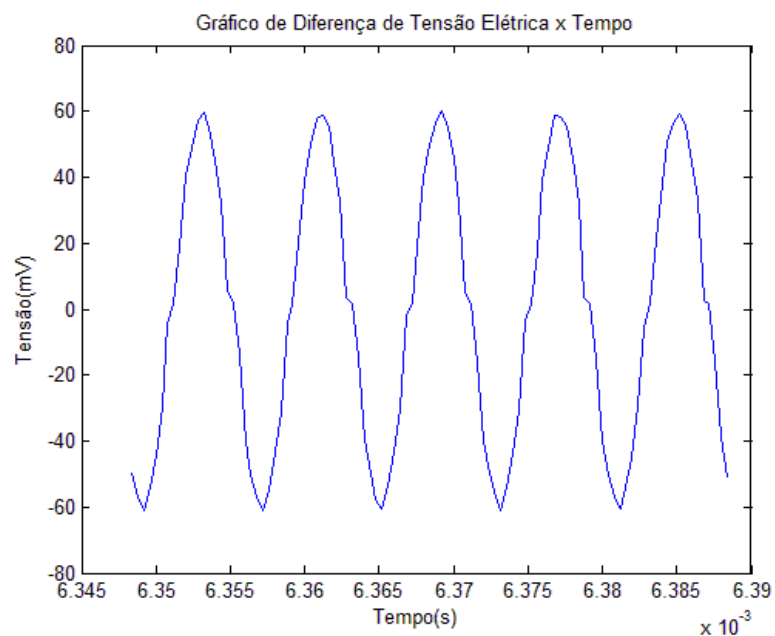


Figura 4.48 - Diferença entre os canais 1 e 2

Neste teste de circuito não há terra ativo, o circuito sendo testado está representado na figura 4.5. Duas medidas foram realizadas, a entrada do circuito (canal 2) e a alma de um cabo de 1,5m de comprimento (canal 1). A figura 4.47 mostra os dois sinais um pouco defasados no tempo e a figura 4.48 permite avaliar a intensidade da diferença entre canais, que é da ordem de 121mV pico a pico.

4.3.2. Teste com Terra Ativo Utilizando um Amplificador Operacional (LF411)

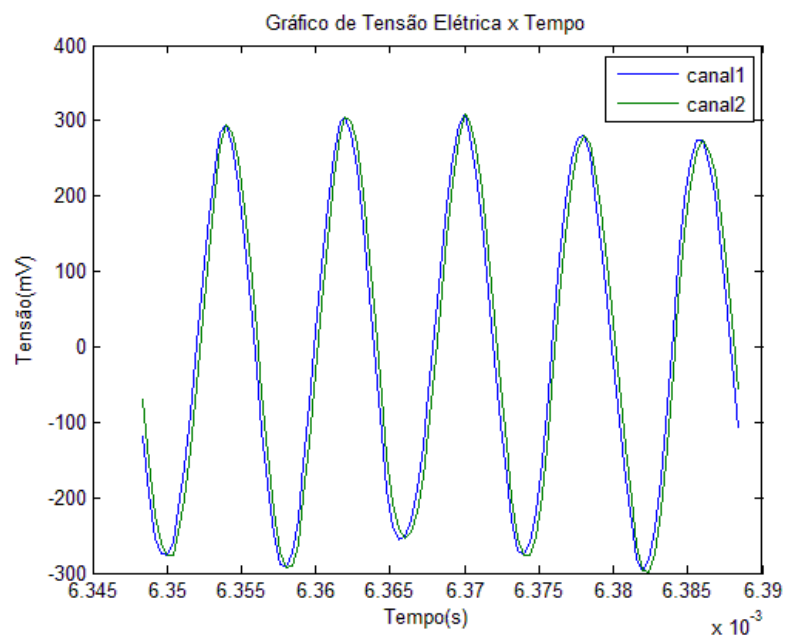


Figura 4.49 – Sinal nos canais 1 e 2

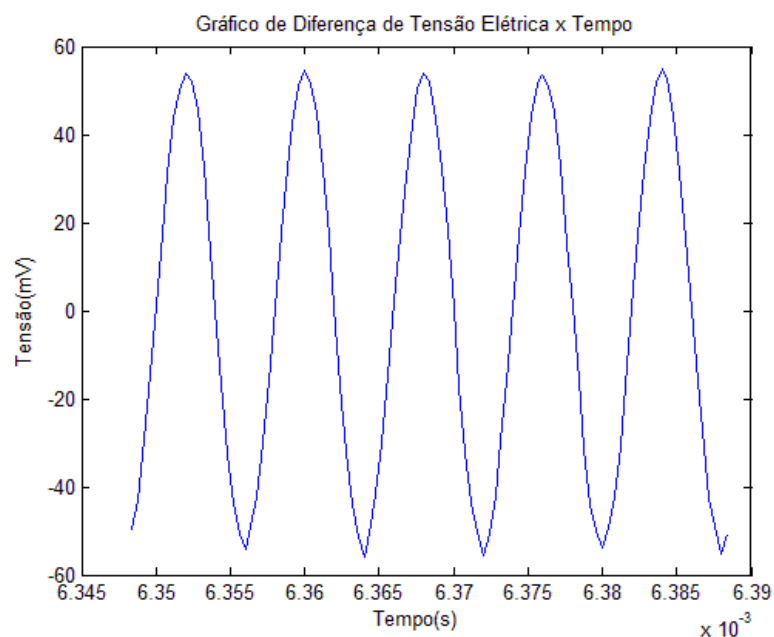


Figura 4.50 - Diferença entre os canais 1 e 2

Neste teste de circuito há terra ativo, o circuito sendo testado está representado na figura 4.10. Duas medidas foram realizadas, a entrada do circuito (canal 2) e a alma de um cabo de 1,5m de comprimento (canal 1). A figura 4.49 mostra os dois sinais um pouco defasados no tempo e a figura 4.50 permite avaliar a intensidade da diferença entre os canais, que é da ordem de 111mV pico a pico.

5. ANÁLISES

5.1. ANÁLISES DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

5.1.1. Simulação com Blindagem Ideal (LF411)

Nas figuras 4.2 e 4.3, é possível observar que não há presença de ruído (“*crosstalk*”) significativo no canal 1 frente à amplitude do sinal, apenas uma defasagem proveniente dos próprios amplificadores utilizados, uma vez que o sinal sofre um pequeno atraso ao ser processado por eles. Essa defasagem é pequena e independe da existência de uma blindagem, ocorrendo em todas as simulações realizadas, no entanto, ela não é crítica de forma a não ser um empecilho para a utilização do tomógrafo.

A presença do “*offset*” na figura 4.4 deve-se a imperfeição dos amplificadores utilizados, que ao serem alimentados, produzem essa pequena tensão elétrica. Esse “*offset*” também independente da blindagem, e, portanto, também ocorre em todas as simulações.

5.1.2. Simulação Pior Caso Possível (LF411)

Com esta simulação verificou-se que o “*offset*”, bem como o atraso entre os sinais quase não são relacionados ao “*crosstalk*”, os valores do “*offset*” obtidos nessa simulação (item 4.1.2) foram exatamente iguais aos valores obtidos na simulação anterior (item 4.1.1) e o atraso aumentou em apenas $1ns$ no cabo. A amplitude do ruído possui ordem de grandeza 10000 vezes menor que a ordem da amplitude do sinal e 100 vezes menor que ordem de medição do sinal como observável na figura 4.8 e 4.9 e frequência de $125kHz$, ou seja, a mesma frequência do canal 1.

5.1.3. Simulação com Terra Ativo Utilizando um Amplificador Operacional (LF411)

O valor da amplitude do “*crosstalk*” reduziu cerca de 10 vezes se comparado a simulação do pior caso possível, quanto aos demais parâmetros, praticamente não houve alterações.

Houve também um surgimento de uma distorção no início do sinal, porém ela não é um problema para a aplicação real, uma vez que é pequena, além de ser facilmente tratada pelo software de processamento.

5.1.4. Simulação Terra Ativo com dois Amplificadores (LF411)

Novamente há o pico inicial observado nas figuras 4.18 e 4.19 originários da imperfeição dos amplificadores. Ainda observando as figuras é possível notar que a simples adição de um amplificador a mais causou uma redução significativa na amplitude do ruído de aproximadamente 74% no cabo e 55% na saída do canal 2 tomando como base os valores da simulação com apenas um amplificador.

5.1.5. Simulação com Terra Ativo Utilizando um Amplificador Operacional (AD825)

A substituição do modelo de amplificador operacional por um modelo mais rápido reduziu drasticamente o atraso, caiu aproximadamente 21,5% no cabo e 33% na saída. A máxima amplitude de sinal também foi atingida positivamente reduzindo em mais de 90% tanto no cabo quanto na saída, isso deve-se ao fato da resposta do amplificador utilizado para criar o terra ativo ser mais rápido e minimizando os efeitos do “*crosstalk*” com mais velocidade. O único pesar foi o aumento do módulo do “*offset*” em mais de 25% o que já era esperado uma vez que o modelo AD825 não é projetado para esse fim como o LF411.

5.1.6. Simulação com Ganho Igual a 2 nos Amplificadores Operacionais de Entrada do Circuito (AD825)

Nessa simulação é notado que todos os parâmetros medidos sofrem um aumento, o aumento muito pequeno no atraso já era esperado, pois a adição de componentes a mais no caminho do sinal (resistências de ganho) faz com que o sinal demore mais para alcançar o cabo, porém esse aumento não grande o suficiente para influenciar na aplicação. O aumento no “*offset*” também era esperado, pois como o amplificador já possuía um “*offset*” inicial, ao aumentar o ganho essa distorção também acaba aumentando, o mesmo fenômeno ocorre também para a amplitude máxima do ruído.

5.1.7. Simulação Utilizando Ganho Igual a 2 no Amplificador Operacional do Terra Ativo (AD845)

Todos os valores levantados nesta simulação estão próximos aos valores obtidos no item 4.1.5 (Simulação com 1 amplificador AD825 na configuração seguidora estabelecendo o terra ativo) o que é plausível.

5.1.8. Simulação Utilizando um Amplificador de Instrumentação na Entrada do Circuito (INA111)

Nessa simulação constatamos que a simples inserção de um amplificador instrumental diminui melhorou todos os parâmetros analisados quando comparados a simulação equivalente no item 5.1.6, o atraso tanto no cabo quando na saída caiu em 13%, o “offset” no cabo reduziu em mais de 96% no cabo, no entanto, reduziu apenas 64% na saída (pois o modelo do amplificador da saída foi mantido, simulando o uso da mesma placa de aquisição) e a amplitude de ruído máxima reduziu em 71% no cabo e 65% na saída.

5.1.9. Simulação Utilizando um Amplificador de Instrumentação com Placa de Aquisição de Baixa Impedância (INA111)

Os resultados obtidos não tiveram grandes mudanças quando comparados com os resultados no cabo da simulação anterior (com uma placa de alta impedância simulada), o atraso se manteve igual bem como o “offset”, a única mudança foi uma queda insignificante na amplitude máxima do ruído.

Esses efeitos observados no cabo de transmissão praticamente não dependem da impedância da placa de aquisição utilizada, no entanto, no caso de uso de uma placa de aquisição de alta impedância com um amplificador de qualidade muito inferior ao amplificador utilizado nos eletrodos, esses efeitos podem ser tornar significativos, principalmente o aumento no “offset”.

5.1.10. Simulação Utilizando um Conversor de Impedância Negativa (INA111)

Observou-se uma piora significativa na interferência no sinal com a adição do NIC, a amplitude do ruído aumentou em 100 vezes quando compara com a situação sem o circuito adicional. O “offset” diminui muito pouco quando comparado com a situação sem o sub-circuito (pouco mais que $2\mu V$ no cabo e pouco menos de $1\mu V$ na saída), o atraso também teve uma pequena melhora, cerca de $6ns$ diminuíram tanto no cabo quanto na saída do canal 1.

5.2. ANÁLISES DOS ENSAIOS PRELIMINARES

Os resultados mostraram que houve uma maior diferença de capacitância (23,8%) entre as configurações 1 e 2 e uma menor diferença entre as configurações 2 e 3 (6,3%). Isto indica um efeito maior da capacitância entre o cabo e o terra do que o efeito da capacitância mútua entre os 2 condutores. Além disso, os resultados

mostraram que existe de fato uma capacitância entre os cabos e que ela não pode ser desprezada. Logo, não é viável utilizar fios singelos paralelos para a transmissão de dados num sistema de tomografia por impedância elétrica.

5.3. ANÁLISES DOS TESTES DE CIRCUITOS

Os resultados dos testes mostraram que, quando é utilizado um amplificador operacional como terra ativo (item 4.3.2), a intensidade da diferença entre canais diminuiu. A intensidade da diferença entre canais medido após o cabo blindado passou de $121mV$ para $111mV$ com a uso de um amplificador operacional. Quanto à diferença entre os canais, houve queda de 8% nos cavados e queda de 9% nos picos da onda senoidal, comparando o ensaio do item 4.3.2 em relação ao item 4.3.1. Em ambos os ensaios, a diferença entre canais se deve ao atraso entre eles.

6. CONCLUSÕES

6.1. CONCLUSÃO DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

- A simulação com blindagem ideal informa que a presença de uma blindagem no cabo e a presença de terra estável impede o efeito de “*crosstalk*” entre os cabos.
- O fornecimento de potência para o dipolo formado entre o terra padrão e o terra ativo (simulado inicialmente no item 4.3) mostrou-se eficaz minimizando consideravelmente os efeitos da interferência sem deteriorar outros parâmetros.
- A simulação utilizando dois amplificadores operacionais para fornecer potência ao dipolo formado entre o terra ativo e o terra comprova que quanto mais potência for fornecida ao dipolo, menor será a amplitude do ruído. É possível reduzir a amplitude do ruído adicionando amplificadores em paralelo ao dipolo.
- O aumento de ganho na entrada do circuito também é benéfico para aplicação. Apesar da amplitude do ruído aumentar, a amplitude do sinal aumenta em maior proporção. O aumento do atraso, nesse caso, é pequeno e o aumento do “*offset*” pode ser tratado por software.
- O uso de um amplificador de instrumentação mostrou-se extremamente eficaz, pois melhorou significativamente todos os parâmetros analisados sem degradar a qualidade do sinal, mostrando-se o amplificador mais indicado para essa aplicação.

- A adição de um NIC ao circuito do eletrodo ativo não se mostrou eficaz, nas específicas condições desta simulação numérica, o “*crosstalk*” aumentou e o atraso diminuiu.

6.2. CONCLUSÃO DOS ENSAIOS PRELIMINARES

- Os resultados mostraram que existe uma capacitância não desprezível entre os cabos. Logo, não é viável utilizar fios singelos para transmitir sinais de medida já amplificados, sem blindagem.

6.3. CONCLUSÃO DOS TESTES DE CIRCUITOS

- Os testes de circuitos revelam que o uso de terra ativo reduz a interferência eletromagnética no sinal de medida de potencial elétrico.

7. REFERÊNCIAS

ANALOG Device. **Site da Analog Device.** Disponível em: <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD825.pdf>. Acesso em: 14 Agosto 2010.

HOLDER, D. S. **Electrical Impedance Tomography.** London: Institute of Physics Publishing, 2005.

HOROWITZ, P. **The art of electronics.** 2ª Edição. ed. [S.l.]: Cambridge University Press, 1989.

MALVINO, A. P. **Eletrônica.** 4ª Edição. ed. [S.l.]: Pearson, v. II, 2007.

MEDICINENET. **Site da MEDICINENet.** Disponível em: <<http://www.medterms.com/script/main/hp.asp>>. Acesso em: 14 Agosto 2010.

NATIONAL Semiconductor. **Site da National Semiconductor.** Disponível em: <<http://www.national.com/models/spice/LF/LF411.MOD>>. Acesso em: 10 Abril 2010.

TEXAS Instrument. **Site da Texas Instrument.** Disponível em: <<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/ina111.html>>. Acesso em: 14 Agosto 2010.

WESTON, D. A. **Electromagnetic Compatibility Principles and Applications.** 2ª Edição. ed. [S.l.]: Marcel Dekker, Inc., 2001.

8. ANEXOS

8.1. CONFIGURAÇÕES DE AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

Amplificadores operacionais são componentes eletrônicos analógicos ativos que, como o próprio nome diz, amplificam a amplitude da tensão de sinais elétricos o que permite uma medição mais eficiente.

Existem duas configurações básicas que servem para amplificar o sinal: a não-inversora (mostrado na figura 8.1) e a inversora (mostrado na figura 8.2), onde ambas necessitam de resistências auxiliares para surtirem efeito.

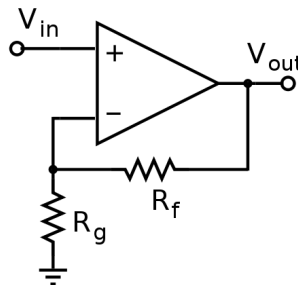


Figura 8.1 - Configuração não-inversora

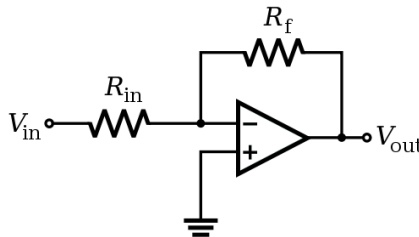


Figura 8.2 - Configuração inversora

A configuração não-inversora amplifica o sinal sem trocar a polaridade do sinal original, enquanto a configuração inversora, como o próprio nome diz, inverte o sinal da tensão de entrada (MALVINO, 2007). As tensões de saída de ambas as configurações (em V) são dadas pela equação (8.1).

$$V_{out} = (V_+ - V_-)A \quad (8.1)$$

Sendo A o ganho do circuito, V_+ e V_- as tensões indicadas nas figuras. Como as tensões entrada do circuito de amplificação possuem um alto valor de impedância, na configuração não-inversora a corrente que passa pelo resistor R_g é praticamente a mesma que passa pelo resistor R_f , assim usando a lei de ohm pode-

se calcular a corrente I (em A) que passa pelas as resistências através da equação (8.2).

$$I = \frac{V_-}{R_g} = \frac{V_{out}}{R_g + R_f} \quad (8.2)$$

Substituindo a equação (8.2) na equação (8.1) e fazendo as devidas manipulações obtemos a equação (8.3) que calcula a tensão de saída (V_{out}) em função da tensão de entrada do circuito (V_{in}).

$$V_{out} = V_{in} \left(\frac{1}{\frac{R_g}{R_g + R_f} + \frac{1}{A}} \right) \quad (8.3)$$

Se considerarmos que o ganho A é muito grande, chegamos finalmente à equação (8.4) que é usada para calcular a tensão de saída na configuração não-inversora de um amplificador.

$$V_{out} = V_{in} \left(1 + \frac{R_f}{R_g} \right) \quad (8.4)$$

Observando a equação (8.4) constata-se que manipulando os valores das resistências pode-se regular o ganho no sinal de saída. Já para a configuração inversora, a tensão V_- (em V) está em função da tensão de entrada e da tensão de saída como se pode observar na equação (8.5).

$$V_- = \frac{R_f V_{in} - R_{in} V_{out}}{R_f + R_{in}} \quad (8.5)$$

Substituindo a equação (8.5) na equação (8.1), e fazendo as devidas manipulações obtemos a equação (8.6) equivalente a equação (8.3) do circuito não-inversor.

$$V_{out} = -V_{in} \frac{AR_f}{R_f + R_{in} + AR_{in}} \quad (8.6)$$

Assim como no circuito não-inversor, se considerar A muito elevado, obtêm-se a equação (8.7) utilizada para calcular o ganho desse tipo de configuração.

$$V_{out} = -V_{in} \frac{R_f}{R_{in}} \quad (8.7)$$

Com o intuito de ligar dois circuitos com impedâncias muito divergentes, pode-se utilizar um amplificador entre esses circuitos em uma terceira configuração demonstrada na figura 8.3. Essa configuração é chamada de seguidora e como

característica não há amplificação da tensão de saída e nem uso de resistências auxiliares ou qualquer outro componente além do próprio amplificador.

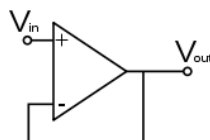


Figura 8.3 - Circuito seguidor

Normalmente é utilizada para conectar um circuito de alta impedância com um circuito de baixa impedância isolando-os. O fato dos amplificadores não serem ideais e do grande ganho existentes nos amplificadores faz com que essa configuração acabe sendo instável em alguns casos. Para minimizar esse problema, deve-se colocar um resistor na entrada do amplificador operacional funcionando como uma compensação de atraso e proteção do circuito. (MALVINO, 2007)

8.2. IMPEDÂNCIA ELÉTRICA

Impedância elétrica pode ser entendida como a resistência oferecida por um determinado circuito (ou condutor) a passagem de corrente elétrica. Essa “resistência” aparece devido às resistências, capacitâncias e indutâncias no caminho percorrido pela corrente. Dependendo do componente a forma de calcular sua impedância varia, as fórmulas (8.8) a (8.17) apresentam alguns dos cálculos mais utilizados.

8.2.1. Resistor

A impedância equivalente de um resistor (em Ohms) é simplesmente o valor de sua resistência R (Ω) como demonstrado na equação (8.8).

$$X_r = R \quad (8.8)$$

8.2.2. Indutor

A impedância equivalente de um indutor (em Ω) depende diretamente da frequência do sinal que o atravessa f (Hz) e de sua indutância L (H) dado pela fórmula (8.9).

$$X_L = 2\pi fL \quad (8.9)$$

8.2.3. Capacitor

A impedância equivalente de um capacitor (em Ω) é calculada a partir da sua capacitância C (F) e a frequência que o atravessa f (Hz) com a fórmula (8.10).

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} \quad (8.10)$$

8.2.4. Impedância de um Metal

Se for considerado que espessura do metal condutor é bem maior que a película condutora (calculada pela equação 2.26), que sua espessura é constante em toda sua extensão e que sua largura é igual ao seu comprimento, a impedância equivalente desse metal (em Ω) pode ser calculada pela fórmula (8.11).

$$Z_m = 369 \sqrt{\frac{\mu_r f}{G_r}} * 10^{-9} \quad (8.11)$$

, onde μ_r é a permeabilidade magnética relativa ao cobre do metal (H/m), G_r é a condutividade relativa ao cobre do metal em ($1/\Omega m$) e f é a frequência do sinal em hz . (WESTON, 2001)

8.2.5. Impedância da barreira de um metal (blindagem)

A fórmula utilizada para calcular a impedância equivalente de uma blindagem com um metal (em Ω) é semelhante à fórmula (8.11), no entanto leva em consideração a espessura t do condutor (m) e a profundidade da película condutora δ calculada pela fórmula 2.26 (m) como demonstrado em (8.12). (WESTON, 2001)

$$Z_b = 369 \sqrt{\frac{\mu_r f}{G_r}} * 10^{-9} \frac{1}{(1 - e^{-t/\delta})} \quad (8.12)$$

8.2.6. Impedância entre dois fios

Dado dois fios condutores em paralelo distanciados de h (m) de diâmetros d_1 e d_2 (m) e ϵ_r permissividade relativa, a impedância equivalente entre eles (em Ω) é dada pela fórmula (8.13) segundo Weston. (WESTON, 2001)

$$Z_c = \left(\frac{277}{\sqrt{\epsilon_r}} \right) \log_{10} \left(\frac{2h}{\sqrt{d_1 d_2}} \right) \quad (8.13)$$

8.2.7. Impedância entre dois fios blindados

Para dois fios blindados com uma barreira de diâmetro D (m), com mesma secção de diâmetro d (m), distanciados entre si de h (m) e com permissividade relativa ϵ_r , a equação que fornece sua impedância equivalente (em Ω) é apresentada pela fórmula (8.14). (WESTON, 2001)

$$Z_{ob} = \left(\frac{69}{\sqrt{\epsilon_r}}\right) \log_{10} \left[\left(\frac{h}{2d(h/D)^2}\right) \left(1 - \left(\frac{h}{D}\right)^4\right) \right] \quad (8.14)$$

8.2.8. Impedância entre dois fios blindados com polarização diferentes

Para dois idênticos de diâmetro d (m) com polarização opostas, blindados com uma barreira de diâmetro D (m), distanciados entre si de h (m) e com permissividade relativa ϵ_r , sua impedância equivalente (em Ω) é formulada pela equação (8.15). (WESTON, 2001)

$$Z_{obp} = \left(\frac{277}{\sqrt{\epsilon_r}}\right) \left[\left(\frac{2h}{d}\right) \left(\frac{D^2 - h^2}{D^2 + h^2}\right) \right] \quad (8.15)$$

8.2.9. Impedância resultante de uma associação em série

Quando existem várias impedâncias conhecidas interligadas em série em um determinado condutor ou circuito, a impedância resultante (em Ω) pode ser calculada simplesmente somando as impedâncias conhecidas conforme a equação (8.16).

$$Z_{eq} = \sum_{i=1}^n Z_i \quad (8.16)$$

8.2.10. Impedância resultante de uma associação em paralelo

Quando existem várias impedâncias conhecidas conectadas em paralelo, a impedância equivalente (em Ω) é obtida pela fórmula (8.17).

$$Z_{eq} = \left(\sum_{i=1}^n \frac{1}{Z_i} \right)^{-1} \quad (8.17)$$

8.3. CÓDIGOS USADOS NAS SIMULAÇÕES NUMERICAS

8.3.1. Código do Modelo do Amplificador Operacional LF411

```
* Esse modelo é fornecido pelo fabricante do amplificador
* (National Semiconductor)
* ///////////////////////////////////////////////////////////////////
* (C) National Semiconductor, Inc.
* Models developed and under copyright by:
* National Semiconductor, Inc.
* ///////////////////////////////////////////////////////////////////
* Legal Notice: This material is intended for free software
* support.
* The file may be copied, and distributed; however, reselling
* the material is illegal
```

```
/////////////////////////////////////////////////////////////////
* User Notes:
```

```

*
* 1. Input resistance (Rin) for these JFET op amps is 1TOhm.
* Rin is modeled by assuming the option GMIN=1TOhm. If a
* different (non-default) GMIN value is needed, users may
* recalculate as follows: Rin=(R1||GMIN+R2||GMIN), where
* R1=R2, to maintain a consistent Rin model.
*
*
* ////////////////////////////////////////////////////////////////////
* ////////////////////////////////////////////////////////////////////
*LF411 LOW OFFSET, LOW DRIFT JFET INPUT OP-AMP MACRO-MODEL
* ////////////////////////////////////////////////////////////////////
*
* connections:      non-inverting input
*                   |      inverting input
*                   |      |      positive power supply
*                   |      |      |      negative power supply
*                   |      |      |      |      output
*                   |      |      |      |      |
*                   |      |      |      |      |
* .SUBCKT LF411/NS 1 2 99 50 28
*
*Features:
*Fast settling time (.01%) =          2uS
*High bandwidth =                  3MHz
*High slew rate =                  10V/uS
*Low offset voltage =                .5mV
*Low supply current =                1.8mA
*
*****INPUT STAGE*****
*
IOS 2 1 25.0P
*^Input offset current
CI1 1 0 3P
CI2 2 0 3P
R1 1 3 1E12
R2 3 2 1E12
I1 99 4 1.0M
J1 5 2 4 JX
J2 6 7 4 JX
R3 5 50 650
R4 6 50 650
*Fp2=28 MHZ
C4 5 6 4.372P
*
*****COMMON MODE EFFECT*****
*
I2 99 50 800UA
*^Quiescent supply current
EOS 7 1 POLY(1) 16 49 .8E-3 1
*Input offset voltage.^
R8 99 49 80K
R9 49 50 80K
*
*****OUTPUT VOLTAGE LIMITING*****
V2 99 8 2.13
D1 9 8 DX
D2 10 9 DX
V3 10 50 2.13
*
*****SECOND STAGE*****

```

```

*
EH 99 98 99 49 1
G1 98 9 5 6 20E-3
R5 98 9 10MEG
VA3 9 11 0
*Fp1=18 HZ
C3 98 11 857.516P
*
*****POLE STAGE*****
*
*Fp=30 MHz
G3 98 15 9 49 1E-6
R12 98 15 1MEG
C5 98 15 5.305E-15
*
*****COMMON-MODE ZERO STAGE*****
*
G4 98 16 3 49 1E-8
L2 98 17 144.7M
R13 17 16 1K
*
*****OUTPUT STAGE*****
*
F6 99 50 VA7 1
F5 99 23 VA8 1
D5 21 23 DX
VA7 99 21 0
D6 23 99 DX
E1 99 26 99 15 1
VA8 26 27 0
R16 27 28 50
V5 28 25 0.646V
D4 25 15 DX
V4 24 28 0.646V
D3 15 24 DX
*
*****MODELS USED*****
*
.MODEL DX D(IS=1E-15)
.MODEL JX PJF(BETA=1.183E-3 VTO=-.65 IS=50E-12)
*
.ENDS
*$

```

8.3.2. Código do Modelo do Amplificador Operacional AD825

```

* Esse modelo é fornecido pelo fabricante do amplificador
* (Analog Device)
* //////////////////////////////////////
* AD825 SPICE Macro-model 10/28/99, Rev. A
* JCH / ADI Cent Apps
*
* Copyright 1999 by Analog Devices, Inc.
*
* Node assignments
* non-inverting input
* | inverting input
* | | positive supply
* | | | negative supply
* | | | | output

```

```

*          | | | | |
.SUBCKT AD825 1 2 99 50 30
*
* INPUT STAGE & POLE AT 245 MHZ
*
R3  5  50  1084.2
R4  6  50  1084.2
C2  5  6   0.3E-12
I1  99  4   1.0E-3
J1  5  2   4   JX
J2  6  3   4   JX
Cin 1  0   3E-12
Ios 1  2   15p
Vos 1  3   1mV
*
EREF1 98 97  99 0 0.5
EREF2 97  0  50 0 0.5
*
* GAIN STAGE & POLE AT 1.92 KHZ -- GAIN REDUCED SLIGHTLY TO
* MATCH SLEW RATE
*
R5  9  98  6.9E6
C3  9  98  4.5p
G1  98  9  5  6  4.9E-4
V2  99  8  6.1
V3  10 50  6.05
D1  9  8  DX
D2  10 9  DX
*
* POLE AT 200 MHZ -- GAIN ADDED TO MAKE UP FOR REDUCED GAIN IN
* PREVIOUS STAGE
*
R9  23 98  1E6
C8  23 98  0.8E-15
G5  98 23  9 98 1.86E-6
*
* OUTPUT STAGE
*
R15 29 40  16
R16 29 41  16
L1  29 31  6E-12
V6  31 30  0
G7  29 40  99 23  6.25E-2
G8  41 29  23 50  6.25E-2
V4  25 29  1.4
V5  29 26  1.4
D3  23 25  DX
D4  26 23  DX
Vt1 99 40  0
Vt2 41 50  0
*
*SUPPLY CURRENT CORRECTION
*
ISY  99 50  5.5m

Fo1  98 110 V6 1
Do1  110 111 dx
Do2  112 110 dx
Vi1  111 98 0
Vi2  98 112 0

```

```

Fsy1  0 99 Vt1  1
Fsy2  99 0 Vi1  1
Fsy3  50 0 Vt2  1
Fsy4   0 50 Vi2  1
*
* MODELS USED
*
.MODEL JX PJF(BETA=4.25E-4 VTO=-2.000 IS=5E-12)
.MODEL DX D(IS=1E-15)
.ENDS

```

8.3.3. Código do Amplificador de Instrumentação INA111

```

* Esse modelo é fornecido pelo fabricante do amplificador
* (Texas Instrument)
* ///////////////////////////////////////////////////////////////////
***** INA111 SUB-CIRCUIT
* CONNECTIONS:      NON-INVERTING INPUT
*                   |   INVERTING INPUT
*                   |   |   POSITIVE POWER SUPPLY
*                   |   |   NEGATIVE POWER SUPPLY
*                   |   |   OUTPUT
*                   |   |   REFERENCE
*                   |   |   |   GAIN SENSE 1
*                   |   |   |   GAIN SENSE
2
*                   |   |   |   |   |   |   |
.SUBCKT INA111      1   2   3   4   5   8   9  10
*
***** A1_111 SUB-CIRCUIT
* CONNECTIONS:      NON-INVERTING INPUT
*                   |   INVERTING INPUT
*                   |   |   POSITIVE POWER SUPPLY
*                   |   |   NEGATIVE POWER SUPPLY
*                   |   |   OUTPUT
*                   |   |   |
X1                   15  17  3   4   11  A1_111
***** A2_111 SUB-CIRCUIT
* CONNECTIONS:      NON-INVERTING INPUT
*                   |   INVERTING INPUT
*                   |   |   POSITIVE POWER SUPPLY
*                   |   |   NEGATIVE POWER SUPPLY
*                   |   |   OUTPUT
*                   |   |   |
X2                   15  16  3   4   12  A2_111
*
***** A3_111 SUB-CIRCUIT
* CONNECTIONS:      NON-INVERTING INPUT
*                   |   INVERTING INPUT
*                   |   |   POSITIVE POWER SUPPLY
*                   |   |   NEGATIVE POWER SUPPLY
*                   |   |   OUTPUT
*                   |   |   |
X3                   14  13  3   4   5   A3_111
*
R1    11  13    10.0000E3
R3    12  14    10.0000E3
R2    13   5     9.9993E3
R4    14   8    10.0000E3
C2    13   5     6.0000E-12

```

```

C4      14      8      5.0000E-12
*
R1FB     9     11     25.0000E3
R2FB    10     12     25.0000E3
CC1     17     11     5.0000E-12
CC2     16     12     5.5000E-12
*
RCE      17      9     400E6
*
I1       3     16     DC    50.00E-6
I2       3     17     DC    50.00E-6
I3      10      4     DC    50.00E-6
I4       9      4     DC    50.00E-6
I5       3     21     DC   200.00E-6
I6       3     22     DC   200.00E-6
*
CG1       9      0    13.5000E-12
CG2     10      0    12.0000E-12
*
D1      17     15         DX
D2      16     15         DX
*
Q1      16     21     10    QX
Q2      17     22      9    QX
*
J1       4      1     21    JX
J2       4      2     22    JX
*
V1       3     15     DC    3.000
*
.MODEL DX D(IS=1.0E-24)
.MODEL QX NPN(IS=800.0E-18 BF=500)
.MODEL JX PJF(IS=10.00E-12 BETA=500.0E-6 VTO=-1)
.ENDS
* A1_111 OPERATIONAL AMPLIFIER "MACROMODEL" SUBCIRCUIT
* CREATED USING PARTS RELEASE 4.03 ON 11/1/92 AT 10:00
*
* CONNECTIONS:      NON-INVERTING INPUT
*                   | INVERTING INPUT
*                   | | POSITIVE POWER SUPPLY
*                   | | | NEGATIVE POWER SUPPLY
*                   | | | | OUTPUT
*                   | | | | |
.SUBCKT A1_111      1 2 3 4 5
*
C1      11     12    1.443E-12
C2       6      7    5.000E-12
DC       5     53    DX
DE      54      5    DX
DLP     90     91    DX
DLN     92     90    DX
DP       4      3    DX
EGND    99      0    POLY(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
FB       7     99    POLY(5) VB VC VE VLP VLN 0 2.653E3 -3E3 3E3 3E3 -3E3
GA       6      0    11 12 628.3E-6
GCM      0      6    10 99 6.283E-6
ISS      3     10    DC 250.0E-6
HLIM    90      0    VLIM 1E3
J1      11      2    10    JX
J2      12      1    10    JX
R2       6      9   100.0E3

```

```

RD1    4 11 1.592E3
RD2    4 12 1.592E3
RO1    8  5 60
RO2    7 99 60
RP     3  4 37.50E3
RSS   10 99 800.0E3
VB     9  0 DC 0
VC     3 53 DC 2
VE    54  4 DC 1
VLIM   7  8 DC 0
VLP    91  0 DC 60
VLN     0 92 DC 60
.MODEL DX D(IS=800.0E-18)
.MODEL JX PJF(IS=5.000E-12 BETA=789.5E-6 VTO=-1)
.ENDS
* A2_111 OPERATIONAL AMPLIFIER "MACROMODEL" SUBCIRCUIT
* CREATED USING PARTS RELEASE 4.03 ON 11/1/92 AT 10:00
*
* CONNECTIONS:    NON-INVERTING INPUT
*                  | INVERTING INPUT
*                  | | POSITIVE POWER SUPPLY
*                  | | | NEGATIVE POWER SUPPLY
*                  | | | | OUTPUT
*                  | | | | |
.SUBCKT A2_111    1 2 3 4 5
*
C1     11 12 1.443E-12
C2      6  7 5.000E-12
DC      5 53 DX
DE     54  5 DX
DLP    90 91 DX
DLN    92 90 DX
DP      4  3 DX
EGND 99  0 POLY(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
FB     7 99 POLY(5) VB VC VE VLP VLN 0 2.653E3 -3E3 3E3 3E3 -3E3
GA      6  0 11 12 628.3E-6
GCM     0  6 10 99 6.283E-6
ISS     3 10 DC 250.0E-6
HLIM   90  0 VLIM 1E3
J1     11  2 10 JX
J2     12  1 10 JX
R2      6  9 100.0E3
RD1     4 11 1.592E3
RD2     4 12 1.592E3
RO1     8  5 60
RO2     7 99 60
RP      3  4 37.50E3
RSS   10 99 800.0E3
VB      9  0 DC 0
VC      3 53 DC 2
VE     54  4 DC 1
VLIM    7  8 DC 0
VLP    91  0 DC 60
VLN     0 92 DC 60
.MODEL DX D(IS=800.0E-18)
.MODEL JX PJF(IS=5.000E-12 BETA=789.5E-6 VTO=-1)
.ENDS
* A3_111 OPERATIONAL AMPLIFIER "MACROMODEL" SUBCIRCUIT
*
* CREATED USING PARTS RELEASE 4.03 ON 11/1/92 AT 10:00
*

```

```

* CONNECTIONS:    NON-INVERTING INPUT
*                  | INVERTING INPUT
*                  | | POSITIVE POWER SUPPLY
*                  | | | NEGATIVE POWER SUPPLY
*                  | | | | OUTPUT
*                  | | | | |
.SUBCKT A3_111    1 2 3 4 5
*
C1    11 12 7.151E-12
C2     6  7 12.00E-12
DC     5 53 DX
DE    54  5 DX
DLP   90 91 DX
DLN   92 90 DX
DP     4  3 DX
EGND 99  0 POLY(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
FB     7 99 POLY(5) VB VC VE VLP VLN 0 27.96E6 -30E6 30E6 30E6 -
30E6
GA     6  0 11 12 377.0E-6
GCM    0  6 10 99 1.889E-9
ISS     3 10 DC 240.0E-6
HLIM 90  0 VLIM 1E3
J1     11  2 10 JX
J2     12  1 10 JX
R2      6  9 100.0E3
RD1     4 11 2.653E3
RD2     4 12 2.653E3
RO1     8  5 30
RO2     7 99 30
RP      3  4 37.50E3
RSSS   10 99 833.3E3
VB      9  0 DC 0
VC      3 53 DC 2.300
VE     54  4 DC 2.300
VLIM    7  8 DC 0
VLP    91  0 DC 25
VLN     0 92 DC 25
.MODEL DX D(IS=800.0E-18)
.MODEL JX PJF(IS=5.000E-12 BETA=296.0E-6 VTO=-1)
.ENDS
.ENDS INA111

```

8.3.4. Código do Modelo (Modelos com amplificadores operacionais sem ganho)

```

*Nome do Modelo
# eletrodo ativo

*Opção de saída do software, dessa forma a tabela de valores
* sai formata em uma única página o que torna mais fácil fazer
* gráficos com esses valores.
.options nopage

* O Código do amplificador operacional utilizado é inserido
* neste trecho.

*Fontes de tensão alternada (sinal)
vin1 1 0 sin 0.0 0.5 125000

*Fontes de tensão contínua (alimentação dos amplificadores)

```

```

vpos 7 0 15
vneg 8 0 -15

*Amplificadores na entrada do modelo
xi1 9 3 7 8 3 LF411/NS
xi2 10 4 7 8 4 LF411/NS

* Para usar o amplificador AD825 basta substitui o LF411/NS
* por AD825.

*Amplificadores na saída do modelo
xf1 3 5 7 8 5 LF411/NS
xf2 4 6 7 8 6 LF411/NS

*As simulações considerando uma placa de aquisição com baixa
* impedância descartam esses dois últimos amplificadores.

*Amplificadores do "terra ativo"
xter 20 11 7 8 11 LF411/NS
xter2 21 11 7 8 11 LF411/NS

*Para simulações sem terra ativo deve-se retirar esses dois
* amplificadores. Para simulações com apenas um amplificador
* para manter o terra ativo, deve-se retirar xter2.

*Resistência no terra
rter 0 20 39000
rter2 0 21 39000

*Para simulações sem terra ativo deve-se retirar essas duas
* resistências. Para simulações com apenas um amplificador para
* manter o terra ativo, deve-se retirar rter2.

*Resistências na entrada
r1e 1 9 39000
r2e 0 10 39000

*Resistências de carga simulando os demais modelos
rcarga1 5 0 100000000
rcarga2 6 0 100000000

*Capacitores para minimizar o ruído dos amplificadores
*(sugerido pelo fabricante dos amplificadores operacionais)
c1 7 0 0.000001
c2 8 0 0.000001

*Capacitores simulando o efeito de capacitância causado pela
* blindagem
ct1 3 11 0.0000000001
ct2 4 11 0.0000000001

* Para simular a blindagem ideal basta trocar o nó 11 pelo nó 0
*(terra). Para simulação do pior caso possível essas linhas
* devem ser retiradas.

*Capacitor representando o pior caso possível
cct 3 4 0.00000000005

*Esse capacitor só é colocado na simulação do pior caso
* possível.

```

```

*Informações para a análise.
.tran 0.0001 0.01 0.0 0.01
.print tran v(1) v(3) v(4) v(5) v(6)

* v(1) é o sinal de entrada do canal 1.
* v(3) e v(4) são os sinais no cabo (canal 1 e canal 2
* respectivamente).
* v(5) e v(6) são os sinais na saída (canal 1 e canal 2).

.end

*Fim do programa

```

8.3.5. *Código do Modelo (Com amplificadores operacionais com ganho igual a 2 na entrada)*

```

# eletrodo ativo
.options nopage

* O Código do amplificador operacional utilizado é inserido
* neste trecho.

*Fontes de tensão alternada (sinal)
vin1 1 0 sin 0.0 0.5 125000

*Fontes de tensão contínua (alimentação dos amplificadores)
vpos 7 0 15
vneg 8 0 -15

*Amplificadores na entrada do modelo
xi1 9 3 7 8 12 LF411/NS
xi2 10 4 7 8 13 LF411/NS

* Para usar o amplificador AD825 basta substitui o LF411/NS
* por AD825.

*Amplificadores na saída do modelo
xf1 12 5 7 8 5 LF411/NS
xf2 13 6 7 8 6 LF411/NS

*Amplificador do "terra ativo"
xter 20 11 7 8 11 LF411/NS

*Resistência no terra
rter 0 20 39000

*Resistências na entrada
r1e 1 9 39000
r2e 0 10 39000

*Resistências de carga simulando os demais modelos
rcargal 5 0 100000000
rcarga2 6 0 100000000

*Capacitores para minimizar o ruído dos amplificadores
*(sugerido pelo fabricante dos amplificadores operacionais)
c1 7 0 0.000001
c2 8 0 0.000001

*Capacitores simulando o efeito de capacitância causado pela

```

```

* blindagem
ct1 12 11 0.0000000001
ct2 13 11 0.0000000001

*Resistências para o ganho
rg11 3 0 1000
rg12 3 12 1000
rg21 4 0 1000
rg22 4 13 1000

*Informações para a análise.
.tran 0.0001 0.01 0.0 0.01
.print tran v(1) v(12) v(13) v(5) v(6)

* v(1) é o sinal de entrada do canal 1.
* v(12) e v(13) são os sinais no cabo (canal 1 e canal 2
* respectivamente).
* v(5) e v(6) são os sinais na saída (canal 1 e canal 2).

.end

```

8.3.6. *Código do Modelo (Com ganho igual a dois no amplificador do terra)*

```

# eletrodo ativo
.options nopage

* O Código do amplificador operacional utilizado é inserido
* neste trecho.

*Fontes de tensão alternada (sinal)
vin1 1 0 sin 0.0 0.5 125000

*Fontes de tensão contínua (alimentação dos amplificadores)
vpos 7 0 15
vneg 8 0 -15

*Amplificadores na entrada do modelo
xi1 9 3 7 8 3 LF411/NS
xi2 10 4 7 8 4 LF411/NS

* Para usar o amplificador AD825 basta substitui o LF411/NS
* por AD825.

*Amplificadores na saída do modelo
xf1 3 5 7 8 5 LF411/NS
xf2 4 6 7 8 6 LF411/NS

*Amplificador do "terra ativo"
xter 12 13 7 8 11 LF411/NS

*Resistência no terra
rter 0 12 39000

*Resistências na entrada
r1e 1 9 39000
r2e 0 10 39000

*Resistências de carga simulando os demais modelos
rcargal 5 0 100000000
rcarga2 6 0 100000000

```

```

*Capacitores para minimizar o ruído dos amplificadores
*(sugerido pelo fabricante dos amplificadores operacionais)
c1 7 0 0.000001
c2 8 0 0.000001

*Capacitores simulando o efeito de capacitância causado pela
* blindagem
ctl1 3 11 0.0000000001
ct2 4 11 0.0000000001

*Resistências para o ganho
rg11 13 0 1000
rg12 13 11 1000

*Informações para a análise.
.tran 0.0001 0.01 0.0 0.01
.print tran v(1) v(3) v(4) v(5) v(6)

* v(1) é o sinal de entrada do canal 1.
* v(12) e v(13) são os sinais no cabo (canal 1 e canal 2
* respectivamente).
* v(5) e v(6) são os sinais na saída (canal 1 e canal 2).

.end

```

8.3.7. *Código do Modelo (Com amplificador de instrumentação)*

```

# eletrodo ativo
.options nopage

* O Código do amplificador de instrumentação utilizado é
* inserido neste trecho.

*Fontes de tensão alternada (sinal)
vin1 1 0 sin 0.0 0.5 125000

*Fontes de tensão continua (alimentação dos amplificadores)
vpos 15 0 15
vneg 16 0 -15

*Amplificadores na entrada do modelo
xil 3 0 15 16 6 0 4 5 INA111
xi2 7 0 15 16 10 0 8 9 INA111

*Amplificador na saída do modelo
xf1 6 13 15 16 13 AD825
xf2 10 14 15 16 14 AD825

*A simulação considerando uma placa de aquisição com baixa
* impedância, descarta esses amplificadores

*Amplificador do terra
xter 12 11 15 16 11 AD825

*Resistências na entrada
rle 1 3 39000
r2e 0 7 39000
rt 0 12 39000

```

```

*Resistências de carga
rcarga1 13 0 100000000
rcarga2 14 0 100000000

*Capacitores para minimizar o ruído dos amplificadores
* (indicados pelo fabricante)
c1 15 0 0.0000001
c2 16 0 0.0000001

*Capacitores dos cabos blindados
ct1 6 11 0.0000000001
ct2 10 11 0.0000000001

*Resistências do ganho
rg1 4 5 50000
rg2 8 9 50000

*Modelo do NIC
xNIC1 3 19 15 16 17 AD825
xNIC2 7 20 15 16 18 AD825
rnic11 19 0 1000000
rnic12 19 17 1000000
rnic21 20 0 1000000
rnic22 20 18 1000000
cnic1 3 17 0.000000000005
cnic2 7 18 0.000000000005

* Para as simulações sem o conversor de impedância negativa,
*deve-se retirar as 8 linhas acima.

.tran 0.0001 0.01 0.0 0.01
.print tran v(1) v(6) v(10) v(13) v(14) v(3)

* v(1) é tensão a entrada do canal 1
* v(6) e v(10) são o sinais no cabo (respectivamente canal 1 e
*canal 2)
* v(13) e v(14) são os sinais na saída dos canais 1 e 2
* v(3) é o sinal antes de entrar no amplificador de
*instrumentação no canal 1

.end

```

8.3.8. Rotina no MATLAB para gerar os gráficos

```

load out.sol % Arquivos de saída do simulador
load out1.sol
load out2.sol

temp=out(:,2); % Tempo simulado
v1=out(:,3); % Canal 1 entrada
v6=out(:,5); % Canal 1 cabo, ou v3 ou v12 varia com a simulação
v10=out1(:,3); % Canal 2 cabo, ou v4 ou v13 varia com a
               % simulação
v13=out1(:,4); % Canal 1 saída, ou v5 varia com a simulação
v14=out1(:,5); % Canal 2 saída, ou v6 varia com a simulação
v3=out2(:,3); % Sinal antes do amplificador de instrumentação

v=[v1 v6];

```

```

plot(temp,v(:,:));
title('Gráfico de Tensão Elétrica x Tempo')
grid on
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('Tensão (V)')
legend('Sinal de entrada (125kHz)', 'Sinal no cabo do circuito (125kHz)')
figure;

v=[v1 v13];
plot(temp,v(:,:));
title('Gráfico de Tensão Elétrica x Tempo')
grid on
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('Tensão (V)')
legend('Sinal de entrada (125kHz)', 'Sinal de saída do circuito (125kHz)')
figure;

v=[v10 v14];
plot(temp,v(:,2));
title('Gráfico de Tensão Elétrica x Tempo')
grid on
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('Tensão (V)')
legend('Sinal de saída do circuito (canal aterrado)')
figure;

plot(temp,v(:,1));
title('Gráfico de Tensão Elétrica x Tempo')
grid on
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('Tensão (V)')
legend('Sinal no cabo do circuito (canal aterrado)')
figure;

%Código para calcular amplitude máxima do ruído e o "offset"
imax=size(v10);
offsetcabo=0;
offsetsaida=0;

format long
a=max(v10(10:imax(1))); %Despreza os primeiros pontos
b=min(v10(10:imax(1)));
amplitudecabo=a-b

for i=10:imax(1)
    offsetcabo=offsetcabo+v10(i);
    offsetsaida=offsetsaida+v14(i);
end
offsetcabo=offsetcabo/(imax(1)-10)

c=max(v14(10:imax(1)));
d=min(v14(10:imax(1)));
amplitudesaida=c-d
offsetsaida=offsetsaida/(imax(1)-10)

```

8.4. CÓDIGO UTILIZADO NO MATLAB PARA GERAÇÃO DOS GRÁFICOS DOS TESTES

```
% vetor de tempo, associado aos 101 pontos
t= 0.0063484:4e-7:0.0063884;

% Transformação dos dados em matrizes
% Teste 1
for i=1:31743
    canal1_1(i)= amp_1(1+32*(i-1));
    canal2_1(i)= amp_1(2+32*(i-1));
end
% Utilização de 101 pontos coletados, presentes no meio da
coleta
for i=15871:15971
    canal1_1p(i-15870)=canal1_1(i);
    canal2_1p(i-15870)=canal2_1(i);
end

% Teste 2
for i=1:31743
    canal1_2(i)= amp_2(1+32*(i-1));
    canal2_2(i)= amp_2(2+32*(i-1));
end

for i=15871:15971
    canal1_2p(i-15870)=canal1_2(i);
    canal2_2p(i-15870)=canal2_2(i);
end

% Teste 3
for i=1:31743
    canal1_3(i)= amp_3(1+32*(i-1));
    canal2_3(i)= amp_3(2+32*(i-1));
end

for i=15871:15971
    canal1_3p(i-15870)=canal1_3(i);
    canal2_3p(i-15870)=canal2_3(i);
end

% Diferença entre os canais
dif1canal = canal1_1p-canal2_1p;
dif2canal = canal1_2p-canal2_2p;
dif3canal = canal1_3p-canal2_3p;

% Geração dos gráficos
plot(t,canal1_1p,t,canal2_1p)
title('Gráfico de Tensão Elétrica x Tempo')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Tensão(uV)')
figure
plot(t,canal1_2p,t,canal2_2p)
title('Gráfico de Tensão Elétrica x Tempo')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Tensão(uV)')
figure
plot(t,canal1_3p,t,canal2_3p)
title('Gráfico de Tensão Elétrica x Tempo')
```

```

xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Tensão(uV)')
figure
plot(t,dif1canal)
title('Gráfico de Diferença de Tensão Elétrica x Tempo')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Tensão(uV)')
figure
plot(t,dif2canal)
title('Gráfico de Diferença de Tensão Elétrica x Tempo')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Tensão(uV)')
figure
plot(t,dif3canal)
title('Gráfico de Diferença de Tensão Elétrica x Tempo')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Tensão(uV)')

```