

Alex Venâncio de Oliveira

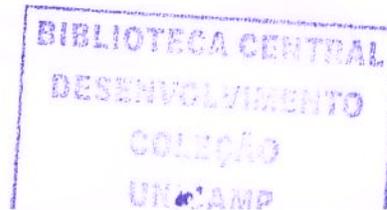
**Projeto e desenvolvimento de um condicionador de sinais com
saída 4-20mA com isolamento óptico**

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica.

Orientador: Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias

Campinas, SP
2006

Este exemplar corrige a versão final da tese defendida por: Alex Venâncio de Oliveira
e aprovada pela Comissão
Julgada em 29 / 03 / 2006
Orientador 



FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA – BAE – UNICAMP

OL4p Oliveira, Alex Venâncio de
Projeto e desenvolvimento de um condicionador de sinais com saída 4-20mA com isolamento óptico / Alex Venâncio de Oliveira. --Campinas, SP:[s.n.].2006.
Orientador: José Antonio Siqueira Dias
Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.
1. Processamento de sinais – Técnicas digitais. 2. Medidas eletrônicas. 3. Sistemas eletrônicos analógicos. 4. Controle de processo. I. Dias, José Antonio Siqueira. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: Design and development of 4-20mA signal conditioner with optical isolation

Palavras-chave em inglês: Signal conditioning. Instrumentation and measurements.

Analog circuits. Control loops in industrial environment

Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Nivaldo Vicençotto Serran, Yuzo Iano, Marco Antonio Robert Alves

Data da defesa: 29/03/2006

Alex Venâncio de Oliveira

**Projeto e desenvolvimento de um condicionador de sinais com
saída 4-20ma com isolamento óptico**

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica. Data da defesa: 29/03/2006.

Orientador: José Antonio Siqueira Dias

Banca Examinadora:

Nivaldo Vicençotto Serran - UNISAL

Yuzo Iano - UNICAMP

Marco Antonio Robert Alves - UNICAMP

Campinas, SP
2006

DEDICATÓRIA

*A minha família, e em especial a minha esposa Andréia,
pelo carinho e apoio irrestrito na
minha trajetória, pela compreensão e contribuição
em todos os momentos, principalmente nos mais difíceis.*

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus, por ter me acompanhado nesta caminhada, bem como em todos os momentos da minha vida.

Agradeço imensamente ao meu orientador, Prof. Dr. Siqueira, pela sua paciência e inestimável disponibilidade em todos os momentos necessários, pela confiança depositada e compreensão nos momentos difíceis.

A UNICAMP, pelo nível de qualidade do curso e infra-estrutura disponibilizada.

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

RESUMO

O presente trabalho tem por objetivo o projeto, desenvolvimento e montagem de um Condicionador de Sinais de baixo custo, versátil e com recursos básicos comparáveis aos equipamentos semelhantes existentes no mercado nacional, que são na sua grande maioria importados. O equipamento faz a conversão, filtragem, isolamento e condicionamento de pequenos sinais de controle provenientes de diversos tipos de sensores e transdutores, comuns em ambiente industrial, utilizando uma tecnologia bem consolidada de transporte de sinais em malhas de controle industriais: o transporte no modo corrente de 4-20mA. Esta tecnologia, mesmo frente à novos desenvolvimentos digitais na área de controle e transmissão de sinais em ambiente industrial, resiste como alternativa econômica e de ótimos resultados, mesmo em ambientes extremamente agressivos, com altos níveis de interferência.

ABSTRACT

In this work it is presented the design, development and implementation of a low cost and versatile signal conditioner which is similar to the products available in the Brazilian market, most of them imported. The developed equipment performs the conversion, filtering, isolation and conditioning of small control signals from various types of sensors and transducers commonly used in industrial environments, by using a mature technology of signal transport in industrial control loops: current mode of 4-20mA. This technology, despite of new digital developments in the area of control and signal transmission in industrial environments, resists as an economic alternative with excellent results, especially in extremely aggressive environments with high levels of interference.

SUMÁRIO

<u>INTRODUÇÃO.....</u>	<u>1</u>
<u>CAPÍTULO I – CONSIDERAÇÕES SOBRE AQUISIÇÃO, TRATAMENTO E TRANSMISSÃO DE SINAIS EM MALHAS DE CONTROLE INDUSTRIAIS.....</u>	<u>3</u>
1.1 - Aquisição e tratamento de sinais em malhas de controle industriais.....	3
1.2 - Integridade de Sinais e suas Malhas de Controle.....	4
1.2.1 - Malhas de Controle no Modo Tensão, Corrente e Frequência.....	4
1.2.2 - Fontes de Erros.....	5
1.3 - Laços de Corrente de terra e praticas comuns para preservação da integridade de sinais de instrumentação.....	7
1.3.1 - Laços de Corrente de Terra.....	7
1.3.2 - Blindagem do cabeamento.....	8
1.3.3 - Pares Trançados.....	10
1.4 - Malhas de corrente.....	11
1.4.1 - O padrão 4-20mA.....	13
1.5 - Condicionadores de Sinais.....	15
1.5.1 - Transmissores a 2 Fios.....	16
1.5.2 - Transmissores a 4 Fios.....	18
1.5.3 - Transmissores a 3 Fios.....	19
<u>CAPÍTULO II - PROJETO DE CONDICIONADOR DE SINAIS COM SAÍDA EM 4-20mA - DIVISÃO EM BLOCOS DO CIRCUITO PRINCIPAL.....</u>	<u>20</u>
2.1 - Motivações do projeto.....	20
2.2 - Planejamento e estruturação da divisão dos circuitos.....	20
2.3 - Blocos dos Circuitos de Entrada - Retificador de Precisão.....	23
2.4 - Blocos dos Circuitos de Entrada - Amplificação e Ajuste de Escala.....	26
2.5 - Blocos dos Circuitos de Entrada - Filtragem.....	31
2.6 - Blocos dos Circuitos de Entrada - Conversão Tensão – Frequência (V→F).....	34
2.7 - Optacoplador de Isolamento dos Circuitos de Entrada e de Saída.....	37
2.8 - Blocos dos Circuitos de Saída – Quadramento.....	40
2.9 - Blocos dos Circuitos de Saída – Conversor Frequência-Tensão (F→V).....	43
2.10 - Blocos dos Circuitos de Saída – Conversor 4-20mA.....	45
<u>CAPÍTULO III – MONTAGEM DE PROTÓTIPO EM PLACA, CONSIDERAÇÕES DE CALIBRAÇÃO, RESULTADOS OBTIDOS E ANÁLISE DOS MESMOS.....</u>	<u>49</u>
3.1 - Projeto da Placa em Circuito Impresso.....	49
3.2 - Confeção da Placa Protótipo em circuito impresso.....	53
3.3 - Bancada simplificada para testes de funcionamento das entradas e saídas do condicionador sinais.....	54
3.4 - Ensaios Realizados e Resultados Obtidos.....	55
3.4.1 - Ensaios com entrada AC de 50mV de pico.....	55
3.4.1.1 - Ajustes de Zero (valor mínimo):.....	56
3.4.1.2 - Ajustes de Fundo de Escala (valor máximo):.....	57
3.4.1.3 - Resultados obtidos com escala de 50mV de pico.....	59
3.4.2 - Ensaios com entrada AC de 1V de pico.....	60
3.4.3 - Ensaios com entrada AC de 5V de pico.....	61

<u>3.4.4 - Ensaio dos diversos blocos internos.....</u>	<u>62</u>
<u>3.4.4.1 - Medição do Sinal Alternado de Entrada e Sinal Contínuo Após Retificação, Ajuste de Escala e Filtragem.....</u>	<u>63</u>
<u>3.4.4.2 - Medição do Sinal Contínuo (Após Retificação, Ajuste de Escala e Filtragem) de Entrada e de Saída do Bloco Conversor Tensão Freqüência.....</u>	<u>64</u>
<u>3.4.4.3 - Medição do Sinal de Saída do Bloco Conversor Tensão-Freqüência e do Sinal de Saída do Schmitt Trigger.....</u>	<u>66</u>
<u>3.4.4.4 - Medição do Sinal de Saída do Schmitt Trigger e do Conversor Freqüência-Tensão...68</u>	<u>68</u>
<u>3.4.5 - Ensaio simplificado de sinal com entrada alternada em geral com dados medições de diversos blocos internos.....</u>	<u>69</u>
<u>CONCLUSÃO.....</u>	<u>72</u>
<u>Bibliografia.....</u>	<u>74</u>

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.1 – Laço de corrente de terra em malha de controle de processo industrial.....	6
Fig. 1.2 – Tensões induzidas em modo comum em sistemas com terras diferentes.....	7
Fig. 1.3 – Interferência de 60 Hz e 180Hz em sinal de 10mV de sensor térmico.....	8
Fig. 1.4 – Ponto único de aterramento para blindagem.....	9
Fig. 1.5 – Interferência de Campo Eletro-magnético.....	10
Fig. 1.6 – Interferência de Campo Eletro-magnético.....	11
Fig. 1.7 – Redução da Interferência eletromagnética através do uso de pares trançados.....	11
Fig. 1.8 – Configuração de uma malha de corrente típica.....	12
Fig. 1.9 – Sistema de transmissor a 2 fios.....	16
Fig. 1.10 – Sistema com transmissores a 2 fios alimentado com fonte de 24 Vdc.....	18
Fig. 1.11 - Sistema com transmissores a 4 fios.....	19
Fig. 1.12 – Sistema com transmissor a 3 fios.....	19
Fig. 2.1 – Diagrama de Blocos.....	21
Fig. 2.2 – Retificador de Precisão.....	24
Fig. 2.3 – Sinais obtidos na simulação do Retificador de Precisão apresentado na Fig. 2.2.....	25
Fig. 2.4 – Amplificador com realimentação de tensão não-inversora.....	26
Fig. 2.5 – Utilização de Amplificador com realimentação negativa.....	27
Fig. 2.6 – Formas de onda do amplificador com realimentação negativa da simulação.....	28
Fig. 2.7 – Circuito de Amplificação e Ajuste de Escala.....	30
Fig. 2.8 – Filtro Ativo de 2 Pólos	31
Fig. 2.9 – Combinação de Blocos compondo Conversor AC-DC de Precisão.....	33
Fig. 2.10 – Sinal de 50mVAC retificado, amplificado e filtrado.....	33
Fig. 2.11 – Diagrama de blocos simplificado do CI para conversão V->F.....	36
Fig. 2.12 – Circuito do conversor tensão-freqüência (V->F).....	36
Fig. 2.13 – Resposta em Freqüência do acoplador óptico de isolamento 4N25.....	38
Fig. 2.14 – Acoplador óptico de isolamento entre os circuitos de entrada e saída.....	39
Fig. 2.15 – Acoplador óptico de isolamento entre os circuitos de entrada e saída.....	40
Fig. 2.16 – Schmitt Trigger com tensão de referência positiva.....	41
Fig. 2.17 – Circuito para “quadramento” do sinal em trem de pulsos.....	42
Fig. 2.18 – Simulação do circuito com Schmitt Trigger.....	43
Fig. 2.19 – Circuito conversor F->V.....	44
Fig. 2.20 – Circuito conversor 4-20mA.....	46
Fig. 2.21 – Corrente proveniente de conversor 4-20mA.....	48
Fig. 3.1 – Circuito geral simplificado para confecção do layout.....	50
Fig. 3.2 – Layout geral simplificado.....	51
Fig. 3.3 – Aspecto geral da placa protótipo montada.....	53
Fig. 3.4 – Bancada de ensaios.....	54
Fig. 3.5 – Linearidade para entrada alternada de 50mV de pico.....	59
Fig. 3.6 –Linearidade para entrada alternada de 1,0V de pico.....	60
Fig. 3.7 – Linearidade para entrada alternada de 5,0V de pico.....	61
Fig. 3.8 – Medição da entrada AC e do sinal contínuo após filtragem.....	64
Fig. 3.9 – Medição dos sinais de entrada (contínuo) e saída (trem de pulsos) do conversor Tensão-Freqüência.....	65
Fig. 3.10 – Medição dos sinais de saída do conversor Tensão-Freqüência e do Schmitt Trigger.....	67

Fig. 3.11 – Medição dos sinais de saída do Schmitt Trigger e do conversor frequência-tensão....	69
Fig. 3.12 – Sinais de saída do conversor tensão-frequência e do Schmitt Trigger.....	71
Fig. 3.13 – Aspecto geral da bancada para medição dos sinais de entrada e saída.....	71

LISTA DE TABELAS

Tab.1 – Resultados para entrada alternada de 50mV de pico.....	59
Tab.2 – Resultados para entrada alternada de 1,0V de pico.....	60
Tab.3 – Resultados para entrada alternada de 5,0V de pico.....	61

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

I/O	Input / Output
ORCAD	Software para simulações eletro-eletrônicas
PLC	Programable Logic Controller
TTL	Transistor Transistor Logic
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
HART	Protocolo de comunicação mestre/escrevo para redes industriais
ANSI	American National Standards Institute
ISA	Instrumentation Systems and Automation Society
LCD	Liquid Crystal Display
LED	Light-emitting diode
DDP	Difference Of Potential
EMI	Electromagnetic Interference

INTRODUÇÃO

Desde os primeiros desenvolvimentos da indústria de automação, um dos grandes problemas enfrentados sempre foi à transmissão de pequenos sinais a grandes distâncias em ambientes extremamente agressivos, saturados por diversas formas e tipos de fontes de interferência.

Atualmente, mesmo com os novos desenvolvimentos de tecnologias digitais, as chamadas “*Fieldbuses*¹”, a indústria de sistemas de controle ainda continua a utilizar os tradicionais dispositivos de transmissão analógica para interligar dispositivos entrada e saída em campo (“*I/Os*”) com equipamentos de controle.

Diante do alto custo e pouca flexibilidade de alguns condicionadores disponíveis no mercado, motivou-se o desenvolvimento de um dispositivo que aliando a flexibilidade ao ótimo custo / benefício utilizasse componentes de fácil disponibilidade no mercado, facilitando a eventual manutenção, e abrindo um campo de possibilidades para novos desenvolvimentos e aperfeiçoamentos que pudessem agregar valor a este projeto nacional de condicionador de sinais.

O projeto foi dividido em partes, chamadas de blocos, onde cada parte, relacionada a uma determinada função do equipamento, foi projetada e simulada, focando-se na simplicidade de construção, sem comprometer o desempenho do conjunto.

Simulações através do uso de software dedicado (ORCAD) foram feitas para a maioria dos blocos antes da montagem das primeiras partes do protótipo para otimizar a construção de placa de circuito impresso do mesmo.

Pesquisas através de literatura relacionada, “*databooks*”, “*application notes*” e manuais de fabricantes de equipamentos desta natureza facilitaram a escolha dos recursos e direcionamento do projeto do dispositivo.

Assim, considerando recursos disponíveis, custo limitado do projeto em bancada e dificuldades de teste e montagem do protótipo, conseguiu-se projetar e desenvolver um

¹ Protocolo de comunicação digital utilizado em malhas de controle industrial.

Condicionador de Sinais, transmitindo no modo corrente de 4-20mA, de satisfatórias flexibilidade e relação custo / benefício, atendendo a grande maioria das aplicações de transmissão de sinais analógicos, preservando-se a integridade destes, mesmo a longas distâncias e frente a altos níveis de interferência eletromagnética, comuns a dispositivos dedicados a esta finalidade largamente utilizados em diversos tipos de plantas industriais [5].

CAPÍTULO I – CONSIDERAÇÕES SOBRE AQUISIÇÃO, TRATAMENTO E TRANSMISSÃO DE SINAIS EM MALHAS DE CONTROLE INDUSTRIAIS

1.1 - Aquisição e tratamento de sinais em malhas de controle industriais

Atualmente, devido ao alto nível de automatização alcançado pela maioria das indústrias, o controle de processos industriais tem se tornado um tópico cada vez mais intensamente explorado e foco de novos e cada vez mais sofisticados desenvolvimentos das indústrias de instrumentação.

Processos químicos, físico-químicos ou mesmo linhas de montagem seriadas possuem diversos tipos de variáveis de processo que necessitam ser monitoradas e controladas automaticamente em tempo real. Estas variáveis de processo são capturadas através da utilização de diferentes tipos de sensores ou transdutores que interagem com o processo, proporcionando uma saída, normalmente na forma de sinal elétrico, que é transmitida a dispositivos de controle que processarão estes sinais em uma malha de controle.

As malhas de controle podem ser classificadas pelo tipo de medição ou de sinal elétrico conduzido entre o sensor (ou transdutor) e os dispositivos de monitoramento (e ou controle). Exceto em casos de sistemas puramente digitais, como os "*Fieldbuses*", as malhas de controle utilizam-se de sinais analógicos de tensão, corrente ou frequência [5].

Os sensores inseridos em pontos estratégicos do processo para transmitir suas leituras aos dispositivos de controle são, na maioria das vezes, submetidos a condições e ambientes industriais extremamente agressivos.

Nesses ambientes, diversos fatores e problemas, como acoplamentos capacitivos, acoplamentos magnéticos (interferência eletromagnética conduzida e/ou irradiada), malhas de terra, sobre-tensões, transientes, "*aliasing*"², etc..., afetam de diferentes formas e intensidades a

² Fenômeno de interferência comumente presente em sinais digitais provenientes de conversores A/D - D/A.

qualidade dos sinais, comprometendo e, em alguns casos, até mesmo inviabilizando o controle/monitoramento da instrumentação de campo [11].

Neste contexto, os condicionadores de sinal aparecem como dispositivos eletrônicos usados para converter (e condicionar) estes sinais de medição dos sensores e transdutores para um padrão industrial de sinais de controle, em condições de serem lidos e interpretados adequadamente [8].

Esses padrões industriais de sinais proporcionam, aos fabricantes da área de automação industrial, um método comum para efetivamente transmitir e receber sinais medidos e também dados de controle. Como exemplo de sinais medidos, podemos citar as leituras de temperatura através de sinais de tensão / corrente (AC ou DC) de vários tipos de sensores ou transdutores. Exemplos de dados de controle podem ser sinais de liga / desliga de elementos aquecedores ou sinais de um atuador ou válvula mecânica.

1.2 - Integridade de Sinais e suas Malhas de Controle

Cada tipo de malha de controle tem suas vantagens e desvantagens dentro do contexto da transmissão dos sinais medidos pela instrumentação de campo, já que diferentes malhas de controle são afetadas de por diferentes tipos erros. Para eliminar ou minimizar a influência destas fontes de erros, existem métodos e procedimentos específicos que variam de acordo com o tipo de dispositivo e malha adotada.

1.2.1 - Malhas de Controle no Modo Tensão, Corrente e Frequência

As malhas de controle operando no modo tensão caracterizam-se pela utilização de um sinal em tensão proporcional à grandeza física medida. A natureza da fonte de tensão, sua impedância de saída, o comprimento da fiação e o tipo de instrumentação do receptor afetam a precisão do sinal medido, uma vez que o elemento sensor, a fiação e os dispositivos receptores formam um divisor de tensão, que interferem no valor final medido. Dessa forma, normalmente a

impedância dos dispositivos receptores é extremamente alta para minimizar tal efeito do divisor resistivo. Estas altas impedâncias de entradas destes elementos aumentam sua vulnerabilidade as influências de ruídos e laços de terra [13].

As malhas de controle operando no modo corrente oferecem relativamente alta imunidade a interferência eletrostática, mas são susceptíveis a erros devidos à interferência eletromagnética induzida. A maneira mais simples de minimizar os efeitos desta interferência é utilizar pares trançados em toda a fiação de sinais e manter um relativo afastamento da fiação de sinal das linhas de alimentação. Apesar de oferecerem boa imunidade às interferências (ruído), apresentam o inconveniente da necessidade de reconversão para o modo tensão nos dispositivos receptores de monitoramento e/ou controle, o que encarece não apenas esses dispositivos, mas o projeto como um todo.

Menos utilizados, os sinais no modo frequência são essencialmente sinais digitais, oferecendo, desta forma, relativa imunidade a ruídos e interferência eletromagnética de fontes externas, porém existem alguns tipos de sensores que são intrinsecamente geradores de trens de pulsos (por exemplo, medidores de fluxo), que então têm sua utilização dificultada neste modo de transmissão.

1.2.2 - Fontes de Erros

Na medição de variáveis de processos industriais, como temperatura, pressão, fluxo, etc..., independentemente da escolha de fabricantes ou diferentes tipos de sensores ou transdutores, diferentes fontes de erro comprometem a integridade do sinal medido.

Todos os dispositivos eletricamente alimentados possuem uma carga elétrica que, quando varia, induz a criação de um campo elétrico, que pode acoplar capacitivamente o sensor, fiação ou dispositivos receptores, interferindo no sinal medido. Com a variação da corrente em condutores, campos magnéticos são induzidos, provocando o efeito do acoplamento magnético. Estes, por sua vez induzem correntes parasitas que produzem tensões que afetam a leitura dos instrumentos. Teoricamente, em cada ponto de uma planta industrial (ou mesmo em um

ambiente doméstico), podemos encontrar diferentes potenciais de terra devido às diferentes densidades de cargas na região periférica a estes. Se isso acontecer, a medição de variáveis de processo através de sensores ou transdutores é prejudicada pelos diferentes potenciais de terra que são conectados causando circulação de corrente entre os mesmos.

Por exemplo, em um processo industrial qualquer, podemos encontrar em um extremo do sistema uma sala de controle com um equipamento fazendo a leitura de um sensor ou transdutor em campo, distante da sala de controle, em local com diferente potencial de terra do anterior, como apresentado na figura 1.1. Neste caso, devido a uma diferença de potencial entre os terras, haverá circulação de corrente do ponto de maior potencial para o de menor, interferindo na medição.

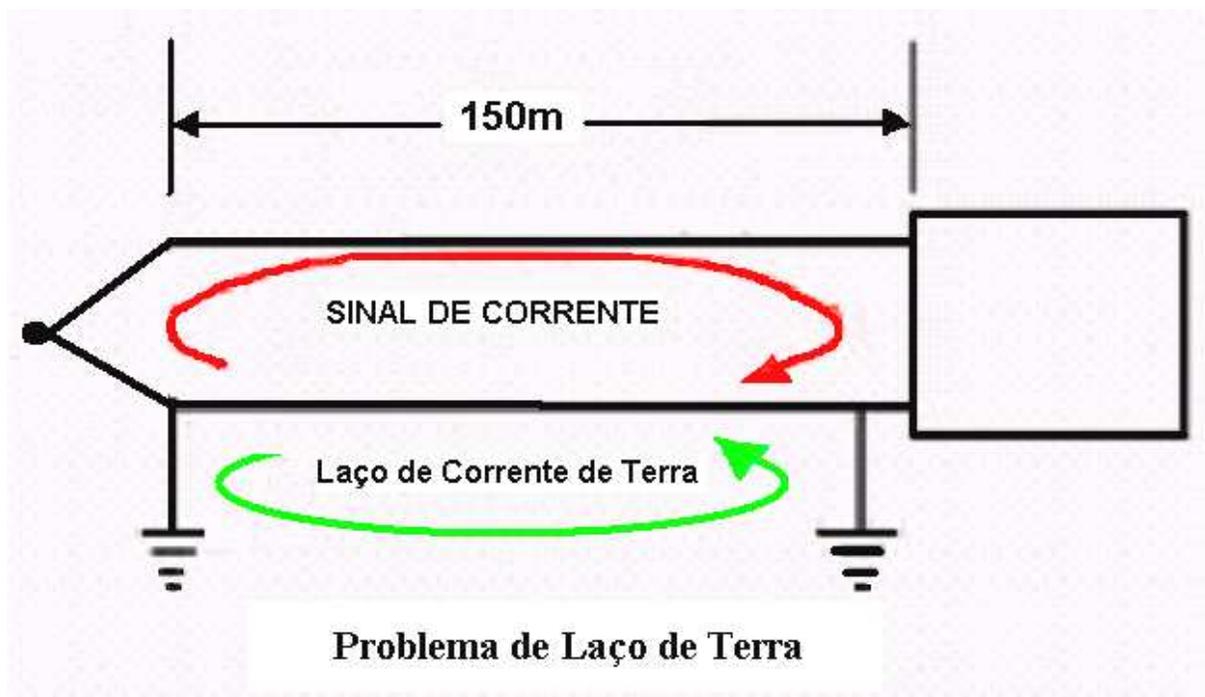


Fig. 1.1 – Laço de corrente de terra em malha de controle de processo industrial.

Além dos transientes de tensão causados por diferentes potenciais de terra, altos valores de tensão podem aparecer diretamente na fiação de campo, devido a acoplamentos capacitivos, fontes magneticamente induzidas, descargas atmosféricas, entre outros fatores.

1.3 - Laços de Corrente de terra e praticas comuns para preservação da integridade de sinais de instrumentação

1.3.1 - Laços de Corrente de Terra

Um aterramento local pode estar vários volts acima ou abaixo de um aterramento de um prédio ou construção vizinha. Durante uma tempestade, com a queda de um raio esta diferença pode aumentar para dezenas ou centenas de volts.

As diferenças encontradas nos aterramentos, diferentemente do que muitos acreditam, provém não somente da resistência da fiação, mas de sua indutância. Se as correntes variarem rapidamente, as quedas de tensão no sistema de aterramento variarão transitoriamente atingindo centenas de volts, durante curtos períodos de tempo. As tensões por si só já podem ser grandes fontes de interferência em malhas de sinais, mas as correntes que as provocam podem também induzir significativas correntes e tensões na fiação de sinal circunvizinha a estas.

Problemas com laços de corrente em malhas de terra podem, muitas vezes, se tornar um problema periódico, e não somente transiente. Como exemplo, podemos considerar o caso de laços de corrente de terra formados com fiação de alimentação AC, onde sinais de 50 ou 60Hz são impostos na malha de terra. Se os sinais de medição da instrumentação forem referenciados à mesma malha de terra da alimentação, sinais alternados indesejados aparecerão como fontes de erro ou sinais de modo comum ao sistema de entrada da instrumentação, conforme observado na figura 1.2.

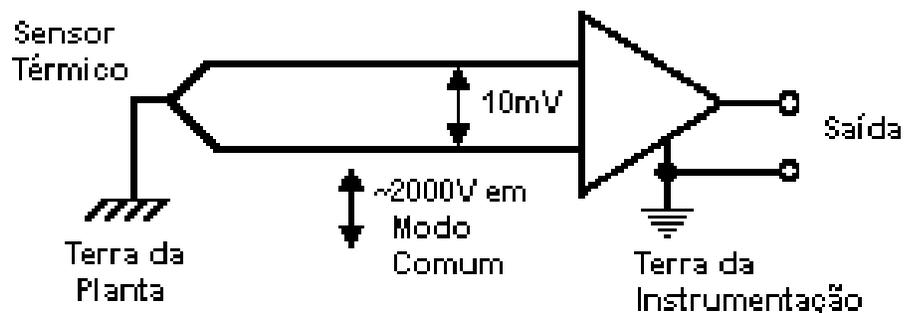


Fig. 1.2 – Tensões induzidas em modo comum em sistemas com terras diferentes.

A figura 1.3 ilustra um sinal de 10mV de um sensor térmico corrompido por interferência da rede de 60Hz e de harmônica a 180Hz (terceira harmônica). Neste, a medição do pequeno sinal do sensor fica totalmente comprometida pela existência do ruído proveniente da alimentação e das harmônicas sendo necessária uma filtragem deste sinal para separá-lo dos ruídos por onde o mesmo trafega.

Cabe observar neste ponto uma característica comum de sistemas de aquisição de sinais em instrumentação de campo que é a presença de filtros, tanto passa-baixa quanto passa-alta, bem como de filtro passa banda para eliminarem ruídos de baixa e alta frequência.

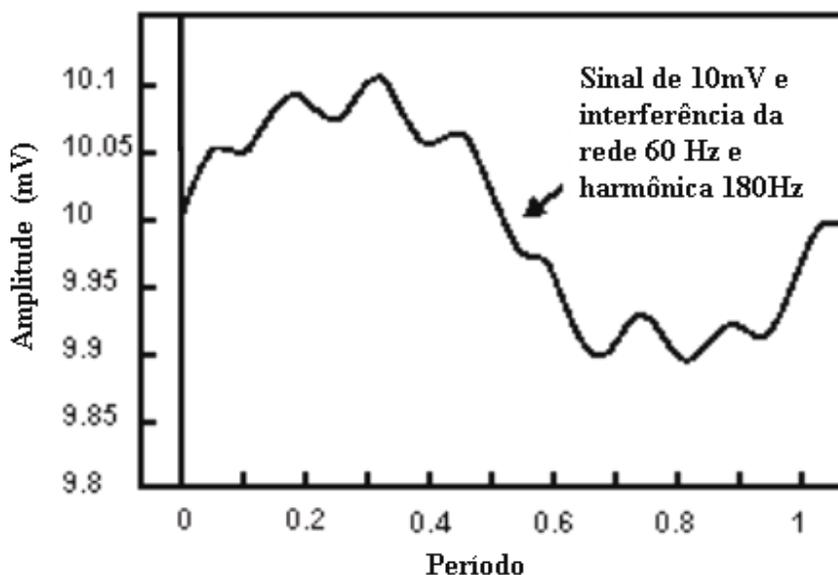


Fig. 1.3 – Interferência de 60 Hz e 180Hz em sinal de 10mV de sensor térmico.

Neste caso, bem como na maioria dos casos de instrumentação de campo, para preservação da integridade do sinal, a aplicação de um condicionador de sinais, aterramento adequado, além de outras práticas comuns como blindagem do cabeamento de instrumentação e utilização de pares trançados são essenciais à preservação da integridade do sinal.

1.3.2 - Blindagem do cabeamento

Dentro dos conceitos e práticas para preservação da integridade dos sinais de campo, a blindagem dos cabos de sinais aparece como uma prática extremamente utilizada para minimizar

e/ou eliminar interferência causada por acoplamentos capacitivos e auxiliar na redução de erros causados por interferência eletromagnética induzida.

Assim como o aterramento, a blindagem do cabeamento de campo é um tema bastante polêmico e discutido quando da instalação de instrumentação de campo. Muitos manuais de instalação de instrumentação de campo argumentam que deve-se aterrar a blindagem dos cabos de sinais na fonte, outros no elemento receptor e outros ainda que deve ser nos dois extremos.

Resumidamente, a blindagem consiste de uma proteção metálica (tipo malha) que envolve a fiação ou cabeamento da instrumentação. Ela é concebida para atuar como uma “Gaussiana” ou superfície equipotencial onde campos elétricos podem formar-se e retornar para o “terra”, enquanto deixam a fiação interna e esta proteção desacoplada destes campos. Por outro lado, se dois terras existirem, correntes de laço de terra podem fluir através desta blindagem, gerando tensões magneticamente induzidas nos extremos desta fiação. Desta forma, a blindagem que foi introduzida para reduzir o acoplamento capacitivo tornou-se uma fonte de campos magnéticos introduzindo erros nos sinais que trafegam pela fiação da instrumentação.

Desta forma, conceitualmente falando, para evitar-se a formação de laços de corrente de terra, uma regra importante é a de que se deve aterrar a blindagem do cabeamento em apenas um extremo, como pode ser ilustrado através da figura 1.4. Violando esta regra, criamos um caminho físico para a circulação das correntes indesejadas dos laços de terra, expondo a instrumentação a todos os problemas advindos deste fenômeno.

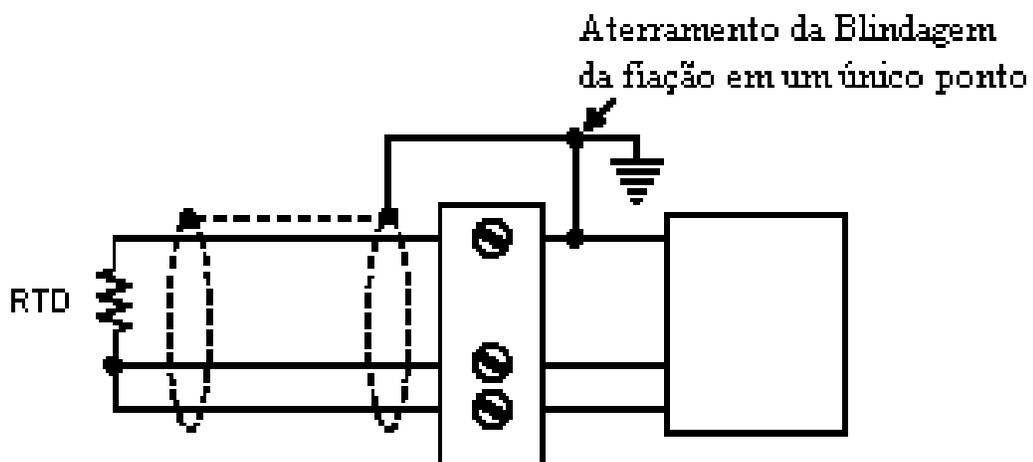
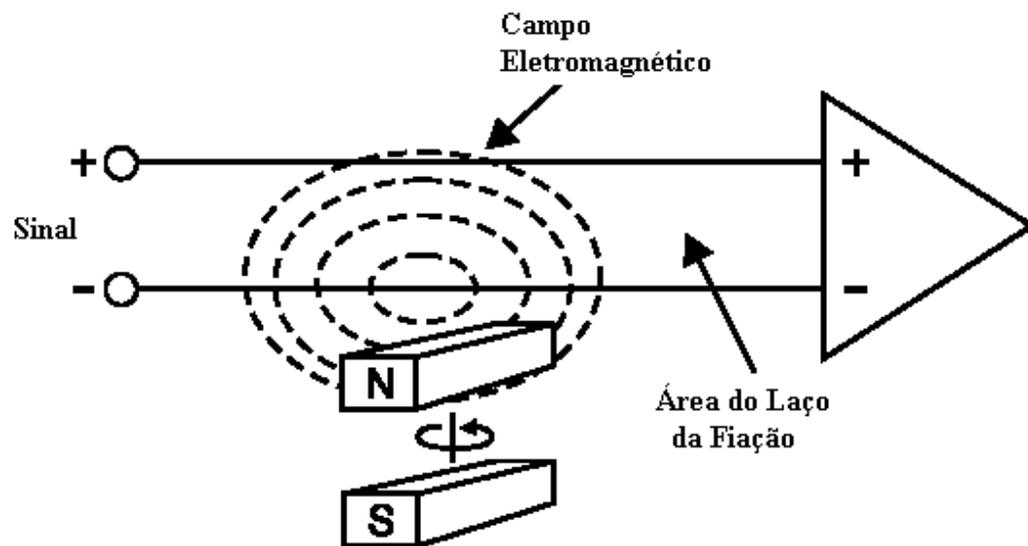


Fig. 1.4 – Ponto único de aterramento para blindagem.

1.3.3 - Pares Trançados

O uso de pares trançados em fiação de campo de instrumentação também é uma prática simples e muito utilizada para reduzir interferência eletromagnética induzida, sendo aplicada a cabos blindados onde existe circulação de laços de corrente de terra pela blindagem ou outras fontes de campos magnéticos.

A tensão induzida é proporcional à intensidade do campo magnético e a área do laço da fiação através da qual a corrente passa, conforme observado na figura 1.5.



Erro Eletromagneticamente Induzido

Fig. 1.5 – Interferência de Campo Eletro-magnético.

Através da torção dos pares, forçando a aproximação dos mesmos, reduz-se a área do laço da fiação e, por conseguinte, as tensões induzidas. Outro benefício da torção dos pares é que alternando a posição dos fios em um campo elétrico, as tensões induzidas em um pedaço incremental tendem a se cancelar com as tensões induzidas em outra parte adjacente.

A figura 1.6 mostra um caso de fiação sem blindagem onde todas as tensões induzidas são representadas por uma única fonte de tensão.

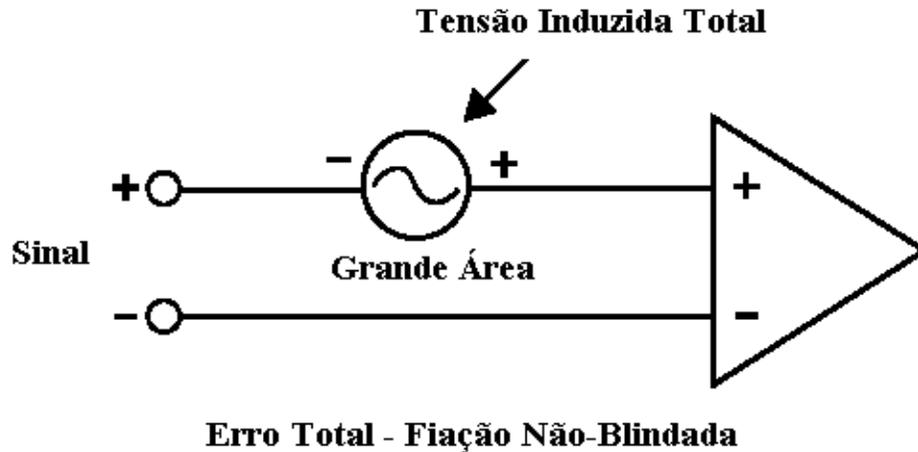


Fig. 1.6 – Interferência de Campo Eletro-magnético.

A figura 1.7 ilustra o efeito total da torção dos pares. Com a redução da área do laço da fiação, reduzimos drasticamente os erros magneticamente induzidos, uma vez que cada pedaço incremental de fio possui seu próprio erro induzido que se opõe alternadamente, cancelando seu efeito final.

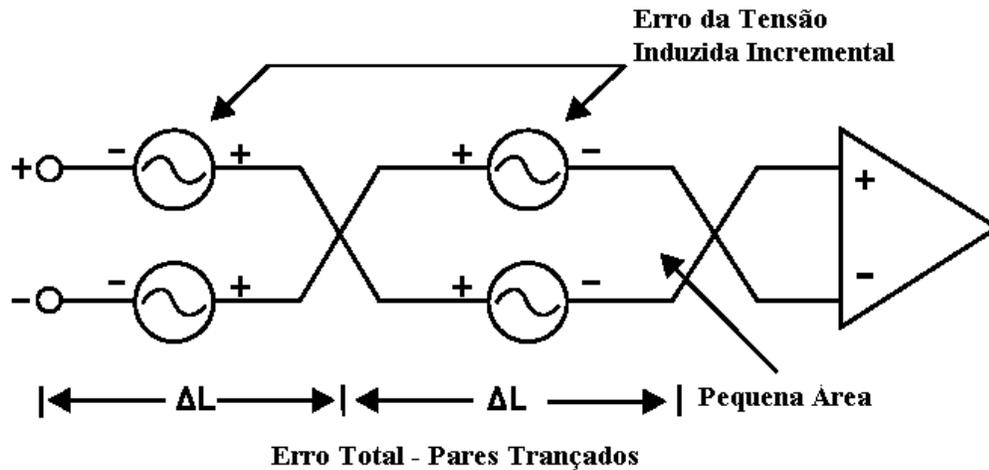


Fig. 1.7 – Redução da Interferência eletromagnética através do uso de pares trançados.

1.4 - Malhas de corrente

Malhas de corrente são geralmente utilizadas para transmitir informações de sensores (temperatura, pressão, vazão, velocidade, etc...) quando os dispositivos receptores encontram-se a distâncias relativamente longas [10].

Uma malha de corrente típica tem os seguintes componentes básicos: um sensor (ou transdutor), um transmissor (conversor tensão-corrente ou na maioria das vezes um condicionador de sinais), uma fonte e um receptor, geralmente conectados em um circuito série, em malha fechada.

O sensor fornece uma tensão de saída cujo valor representa um parâmetro físico medido, como, por exemplo, uma tensão proporcional a uma temperatura medida, fornecida por um termopar. O dispositivo transmissor (conversor ou condicionador de sinais) amplifica, condiciona e converte essa saída em tensão do sensor em um sinal de corrente, normalmente na faixa de 4-20mA [3]. Uma fonte de tensão em série, inserida na malha, como indicado na figura 1.8, fornece toda a alimentação aos dispositivos do circuito, além de sustentar o sinal neste circuito. Essas fontes de tensão são geralmente encontradas nos valores de 24V (10 a 30 Vdc) ou simétricas $\pm 15V$, principalmente devido ao fato da maioria dos dispositivos de campo (relés, Amp Ops de instrumentação, sensores, transdutores, etc...) trabalharem nestas faixas de valores. Um receptor, no outro extremo da malha, completa o circuito convertendo o sinal de corrente para tensão, o qual será posteriormente processado.

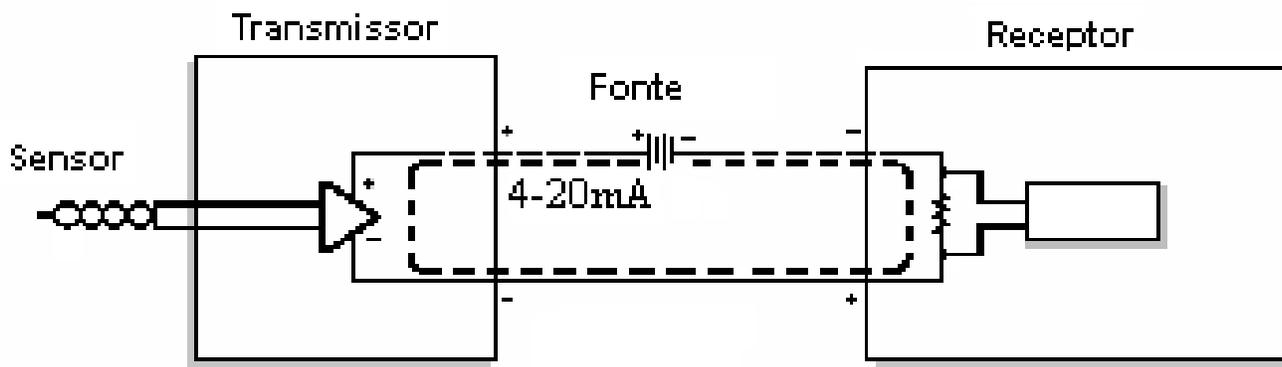


Fig. 1.8 – Configuração de uma malha de corrente típica

Caso a transmissão das informações (sinal do sensor, por exemplo) fosse transmitida através de tensão por longas distâncias, diversos problemas com a integridade do sinal poderiam ser enfrentados. A menos que sejam utilizados dispositivos com altíssima impedância de entrada, transmitir sinais de tensão a longas distâncias produz consideráveis quedas de tensão (devido ao diâmetro, comprimento e conseqüente resistência dos fios) que comprometem os valores finais a

serem lidos pelo dispositivo receptor. Por outro lado, instrumentos que trabalham com altas impedâncias podem ser sensíveis a ruídos e interferência eletromagnética, uma vez, em ambientes industriais agressivos, a fiação frequentemente passa próxima a locais com altos níveis de EMI. Uma blindagem adicional poderia minimizar a interferência, porém tal providência encareceria enormemente o projeto, uma vez que longas distâncias estão sendo consideradas.

Desta forma, além das considerações expostas, as normais dificuldades de interconexão e integridade da conexão (resistência variável, maus contatos, tensões induzidas, etc...), presentes em projetos envolvendo dispositivos de campo (principalmente em ambientes industriais agressivos) dificultariam sobremaneira, e em alguns casos inviabilizariam, um projeto com pretensões de transmitir informações entre dispositivos utilizando-se o modo de tensão.

Cabe lembrar que, evidentemente, o envio de corrente a longas distâncias produz quedas de tensão proporcionais ao comprimento da fiação. Porém, estas quedas não reduzem a corrente da malha, que é mantida pela fonte e pelo elemento transmissor (condicionador de sinal).

1.4.1 - O padrão 4-20mA

O padrão 4-20mA é um protocolo analógico de malha de controle em corrente que se tornou, nos últimos anos, o padrão industrial no que concerne a controle industrial de dispositivos em campo [9].

Em sistemas de transmissão e comunicação industriais que trabalham no modo corrente, temos tipicamente a seguinte situação: uma tensão de saída de um sensor é primeiramente convertida para uma corrente proporcional; nesta conversão, para os sistemas a 4-20mA, o nível zero de tensão é referenciado a 4mA e o fundo de escala de tensão máxima é referenciado a 20mA; no outro extremo da malha, o dispositivo receptor reconverte esse valor de corrente (em mA) em uma tensão a ser processada (em um display, PLC, etc...)

Existem muitas razões que favorecem a escolha de malhas de corrente como padrão para controle e automatização envolvendo dispositivos de campo dentro da indústria. Dentre estas, podemos citar:

- Sistemas baseados em sinais de corrente são mais estáveis e resistentes a influências externas do que sistemas baseados em sinais de tensão;
- Adicionalmente à robustez dos sinais em corrente, outra grande vantagem destes sistemas de controle é o fato de poder-se alimentar e trafegar sinais de controle utilizando unicamente um par de fios. Esta vantagem, que reflete diretamente no orçamento dos sistemas em corrente, constitui-se em uma das grandes razões desta opção por parte dos projetistas de sistemas de controle e automação industrial;
- Em malhas de corrente é difícil a criação de fluxos de corrente indesejados em um sinal trafegando em par de fios devido a "*crosstalk*³" ou outras tensões induzidas. Desta forma, uma conexão elétrica pobre que poderia inviabilizar um sistema de controle por malha de tensão pode trabalhar satisfatoriamente em um sistema com sinais em corrente;
- O fato de simples resistores de 250 Ohms e ¼ watt, por exemplo, poderem ser utilizados em sistemas de 4-20 mA para conversão do modo corrente para o modo tensão, barateou sobremaneira a interface e o tamanho dos controladores de malha de corrente uma vez que as potências dissipadas ($R \times I^2$) são relativamente baixas. Transdutores de campo (normalmente encontrados na configuração a 2 fios) que controlam esse fluxo de corrente convertido para o modo de tensão (com o uso de resistores de 100 ohms ou 250 ohms) obtém tensões de trabalho nas faixas de 2 e 5 Volts (que são compatíveis com o padrão TTL e CMOS);
- Os sistemas baseados em 4-20 mA utilizam como valor mínimo de escala 4 mA (e não 0 mA), facilitando sobremaneira os serviços de testes e manutenção em campo, haja vista que este valor mínimo de escala pode ser facilmente diferenciado de um valor obtido quando de um dispositivo de campo (sensor ou transdutor, por exemplo) estiver em curto ou aberto no circuito;
- Além do exposto, nos últimos anos vem se fortalecendo, dentro da indústria, outro protocolo industrial, denominado HART que através de um sistema simples 2 fios

³ Fenômeno de interferência, comum entre pares de fios, onde um sinal que trafega por um fio é imposto ao outro.

consegue além de alimentar e transmitir sinais de controle, proporcionar calibração, setup e integridade de informações entre o dispositivo de campo (transdutor, por exemplo) e o sistema de controle.

Antes do padrão 4-20mA, outros padrões foram propostos na indústria como o 10-50mA e 0-20mA, porém estes perderam a batalha pelo mercado devido às diversas vantagens que os sistemas 4-20mA apresentaram, além de serem economicamente mais vantajosos que seus concorrentes em outros padrões de corrente (menores potências dissipadas) [7].

1.5 - Condicionadores de Sinais

Os condicionadores de sinais realizam diversos tratamentos no sinal medido, incluindo a amplificação, filtragem, conversão e outros processos necessários para fazer o sinal do sensor ou transdutor passível de medição e interpretação por sistemas computadorizados de controle (como PLCs, displays, computadores industriais com sistemas supervisórios, etc...). São intensamente utilizados para aquisição de dados, onde os sinais dos sensores precisam ser normalizados a níveis adequados à conversão analógico-digital, para posterior processamento [6].

Diversos são os benefícios da utilização de condicionadores de sinais, como a isolação galvânica, eliminação de laços de terra, conversão de sinais, condicionamento de sinais, amplificação, etc....

Existem diferentes nomes e nomenclaturas para os condicionadores de sinais, como conversores, transmissores, isoladores, bem como diferentes configurações e tipos de condicionadores. Várias instituições e associações nacionais e internacionais como a ANSI e a ISA possuem vários documentos e artigos sobre transmissão de sinais, incluindo definições e padronizações para estes fins.

A especificação do condicionador de sinal requer um levantamento minucioso de diversas características do ambiente, da instalação, dos dispositivos inseridos na lógica de controle, entre outras. Nesse sentido, as características do ambiente, como a existência ou não de gases explosivos, a intensa ou moderada presença de interferência eletromagnética; características de

instalação como a distância entre dispositivos sensores, de medição e controle / monitoramento; características dos dispositivos de campo como o tipo dos sensores (alimentação e sinais) e monitoramento e/ou controle (displays LCD ou LEDs), são alguns dos tópicos que influenciam na escolha do condicionador de sinais a adotar.

Convencionalmente, dentro da indústria, os condicionadores de sinais são divididos de uma forma geral em três grandes categorias, baseadas nos números de fios necessários para alimentar e transmitir os sinais: transmissores a 2 fios, a 3 fios e a 4 fios.

1.5.1 - Transmissores a 2 Fios

Possuem apenas 2 fios para transmitir a alimentação e os sinais dentro da malha. São alimentados com uma tensão DC e sua saída é um sinal de corrente normalmente de 4-20mA, sendo considerados típicos dispositivos de campo.

Um sistema típico de transmissores a 2 fios é apresentado na figura 1.9.

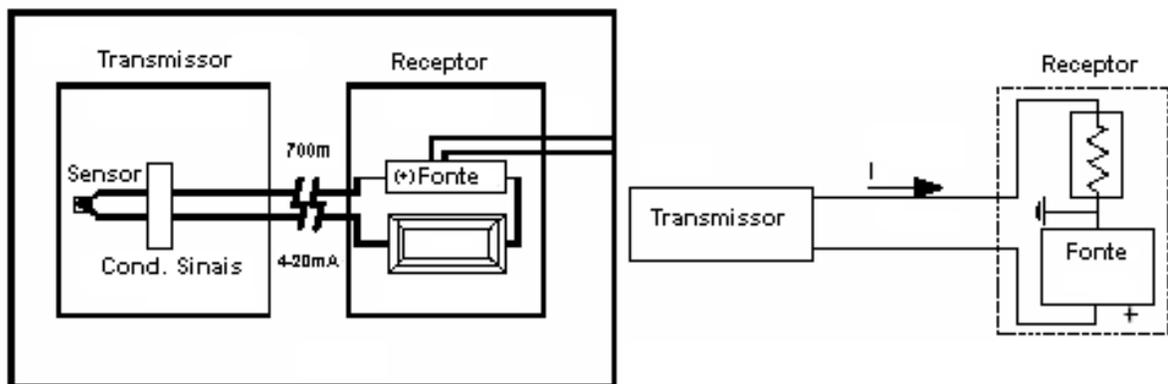


Fig. 1.9 – Sistema de transmissor a 2 fios

Devido a dissiparem potências muito baixas (da ordem de miliwatts), são enormemente utilizados em ambientes críticos onde há alto risco de explosões, como refinarias e plantas industriais químicas, petroquímicas e farmacêuticas [12].

O grande diferencial de seus baixos requisitos de potência, que variam dentro de tensões entre 10 e 48Vdc com correntes extremamente pequenas da faixa de 4mA, reduz sensivelmente o risco de fagulhas que poderiam causar a explosão de gases ou vapores combustíveis.

Estes transmissores são extremamente populares pela economia que proporcionam, pois com apenas dois fios podemos transmitir potência e sinal. Entretanto, uma vez que os transmissores a 2 fios conduzem seus sinais através de um sinal de corrente DC por meio de uma fonte contínua, sua habilidade de transmitir sinais a outros dispositivos de controle ou monitoramento depende da capacidade desta fonte contínua (DC).

Por exemplo, se um transmissor a 2 fios possui uma tensão mínima de operação de 12 volts e uma fonte contínua de 24Vdc estiver sendo utilizada para alimentar a malha de corrente do circuito, teremos apenas 12Vdc disponíveis para os outros dispositivos e fiação da malha de corrente. Dessa forma, considerando os 20mA e 12Vdc do circuito, a máxima carga (inclusive fiação) que pode ser adicionada que ainda permite o sistema funcionar corretamente é de 600 Ohms.

Para exemplificar mais detalhadamente esta particularidade do dimensionamento da fonte DC, vejamos o caso de um transmissor a 2 fios fazendo a leitura de um sensor em campo, estando este distantes 610 metros da sala de controle, onde se encontra o dispositivo de monitoramento e/ou controle.

Supondo para este caso que a tensão mínima de operação do transmissor seja de 8V, e que a tensão do dispositivo de monitoramento seja de 5V (receptor), passamos ao cálculo das quedas de tensão do circuito da seguinte forma:

Considerando para a fiação uma resistência de 0.134 [Ohm/m] para a fiação, e que temos a fiação de ida e volta (para fechar o circuito):

$$V_{\text{fiação}} = ((610 \times 0,134) \times 0,020) \times 2 \Rightarrow V_{\text{fiação}} = 3,28 \text{ Vdc}$$

Como $V_{\text{transm}} = 8,00 \text{ Vdc}$ e $V_{\text{recep}} = 5,00 \text{ Vdc}$, temos que a queda de tensão mínima vale:

$$DDP_{\text{Min}} = 3.28 + 8.00 + 5.00 \Rightarrow DDP_{\text{Min}} = 16,28 \text{ Vdc},$$

Vemos, portanto, que neste caso não podemos usar uma fonte de 12Vdc, sendo necessário o emprego de uma fonte contínua de 24Vdc, conforme ilustrado na figura 1.10.

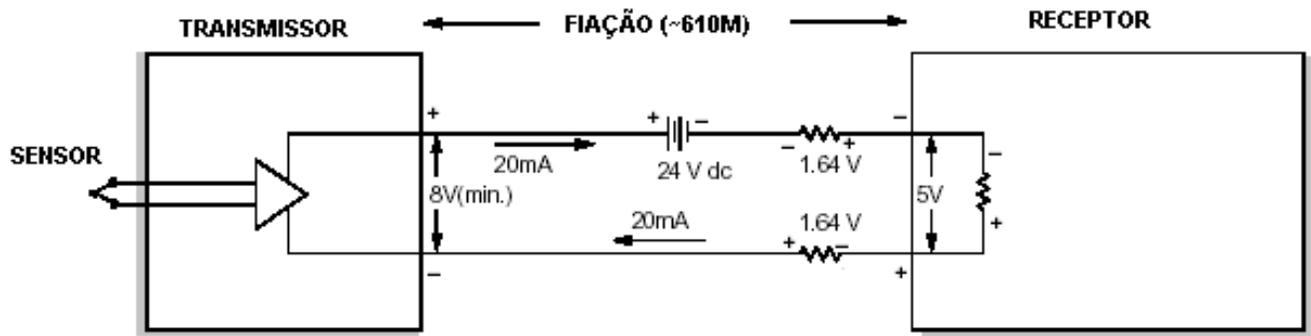


Fig. 1.10 – Sistema com transmissores a 2 fios alimentado com fonte de 24 Vdc

1.5.2 - Transmissores a 4 Fios

Possuem 4 fios, sendo 2 para transmitir alimentação e 2 para transmitir os sinais dentro da malha. Normalmente são encontrados tanto nas configurações AC como DC, possuindo, na grande maioria das versões, um conversor DC-DC, sendo galvânica ou opticamente isolados para garantir que faltas da rede não sejam introduzidas em seus circuitos.

Estes tipos de transmissores são muito utilizados por serem considerados completos, uma vez que possuem sua própria fonte de tensão, são utilizados como amplificadores ou repetidores para transmissão de dados, além das características de isolamento acima mencionadas [12].

Por outro lado, apresentam-se com custo relativamente elevado, por reunir todas as características mencionadas, além de encarecer o custo da instalação devido a necessidade de fiação adicional (4 fios). O diagrama de um sistema a 4 fios típico é apresentado na figura 1.11.

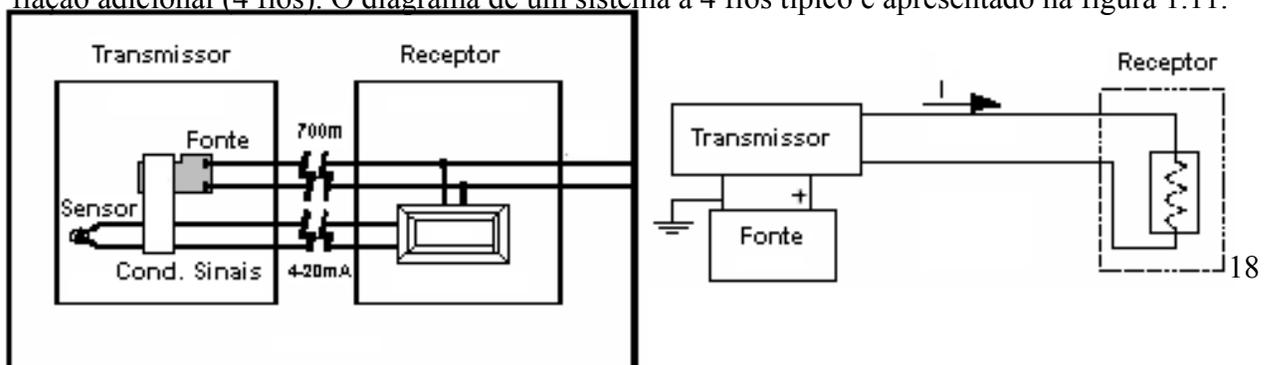


Fig. 1.11 - Sistema com transmissores a 4 fios.

1.5.3 - Transmissores a 3 Fios

Os transmissores a 3 fios (vide exemplo da figura 1.12) são uma "mistura" dos transmissores a 2 e 4 fios. Utilizam 2 fios para transmitir alimentação e o terceiro fio é utilizado para transmitir os sinais, através de seu terminal positivo. O terminal negativo da alimentação é utilizado como referência comum para a alimentação e sinais. Normalmente são encontrados na configuração DC, não possuindo uma fonte isolada [9].

São mais econômicos que os transmissores a 4 fios, devido a utilizarem apenas 3 fios e serem mais simples que estes, porém cuidados especiais devem ser tomados ao utilizar este tipo de transmissor, especialmente quando vários são conectados utilizando o mesmo terminal negativo de uma única fonte de tensão.

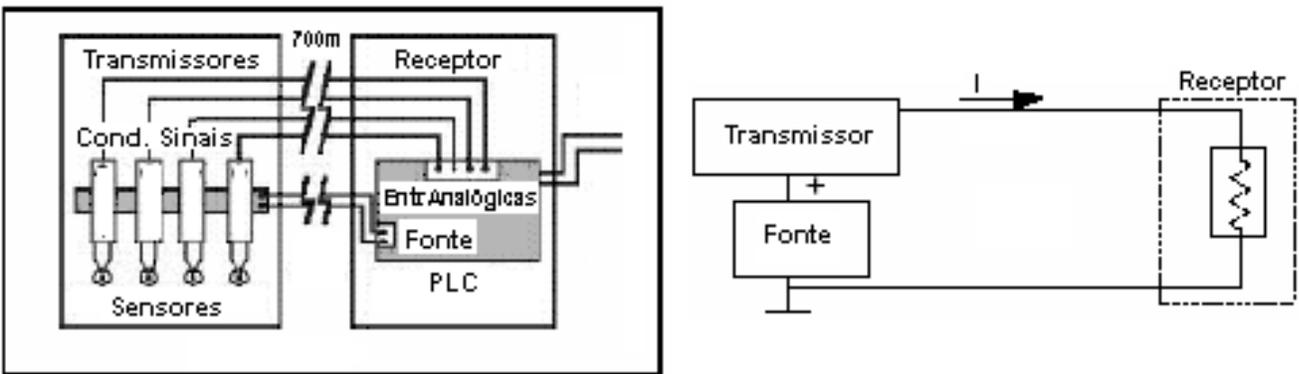


Fig. 1.12 – Sistema com transmissor a 3 fios

CAPÍTULO II - PROJETO DE CONDICIONADOR DE SINAIS COM SAÍDA EM 4-20mA - DIVISÃO EM BLOCOS DO CIRCUITO PRINCIPAL

2.1 - Motivações do projeto

Dentre as várias possibilidades de configuração existentes para os conversores de sinais, decidimos realizar o desenvolvimento utilizando a configuração de um condicionador a 4 fios. Estes condicionadores apresentam diversas vantagens como: disponibilidade de configurações tanto AC como DC, alta capacidade de isolamento, capacidade de alimentar pequenas cargas através de fonte própria, além de sua grande aplicabilidade dentro da indústria em geral. Este tipo de transmissor é muito utilizado por ser considerado completo, mas por outro lado, apresenta-se com custo relativamente elevado, além de ser, na maioria das vezes, um item importado.

Considerando estas vantagens, bem como o custo relativamente alto de similares no mercado internacional, motivou-se o desenvolvimento de um conversor que reunisse características básicas desta configuração a 4 fios, porém que fosse projetado de forma a resultar em um circuito de custo reduzido, devido à utilização de componentes simples e facilmente encontrados no mercado nacional, proporcionando adicionalmente facilidade para futuras manutenções ou ampliação de seu circuito base.

2.2 - Planejamento e estruturação da divisão dos circuitos

O projeto do circuito principal foi dividido em partes compostas por pequenos blocos. Para esta divisão em blocos utilizou-se principalmente como critério a caracterização através das funções de cada um destes blocos. Dessa forma foi possível o desenvolvimento gradual dos circuitos, através de cálculos e/ou simulações pertinentes a cada uma das partes do conjunto que, seqüencialmente foram sendo montadas para formação do conjunto final do condicionador de sinais. Esta divisão em blocos é ilustrada através da figura 2.1, mostrada a seguir.

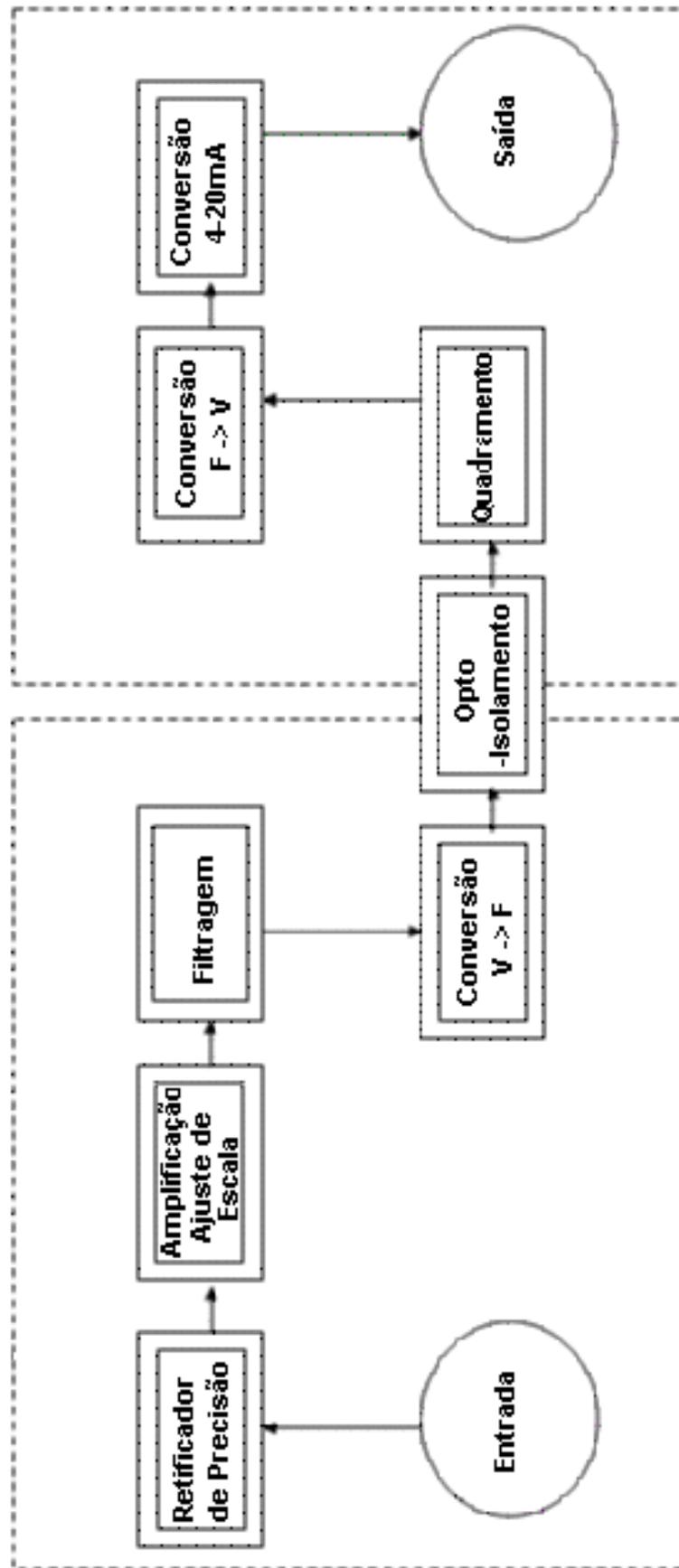


Fig. 2.1 – Diagrama de Blocos

Conforme ilustrado na figura 2.1, o condicionador de sinais foi dividido em duas grandes partes, divididas por um optoisolador que são:

- Blocos dos Circuitos de Entrada
- Blocos dos Circuitos de Saída

Estes, por sua vez, foram divididos em blocos menores, de acordo com suas respectivas funções e características, sendo classificados da seguinte maneira:

- Blocos dos Circuitos de Entrada

- 1 - Retificador de Precisão
- 2 - Amplificador e Ajuste de Escala
- 3 - Filtragem
- 4 - Conversão Tensão – Frequência ($V \rightarrow F$)

- Blocos dos Circuitos de Saída

- 1 - Quadramento
- 2 - Conversor Frequência - Tensão ($F \rightarrow V$)
- 3 - Conversor 4-20mA

Estes blocos foram desenvolvidos, em sua grande maioria, individualmente, desde as simulações e cálculos, bem como pequenas montagens em “*Protoboard*”⁴, que foram feitas para assegurar seu funcionamento individual antes que agregá-los aos outros blocos formadores do circuito geral. A análise dos blocos do circuito geral será dividida entre os Blocos dos Circuitos de Entrada e os Blocos dos Circuitos de Saída.

⁴ Matriz de pontos utilizada para montagem e simulação de circuitos eletrônicos.

2.3 - Blocos dos Circuitos de Entrada - Retificador de Precisão

Uma vez que a grande maioria dos sinais provenientes dos sensores ou transdutores eletrônicos são sinais extremamente pequenos, normalmente da ordem de milivolts (mV), para a retificação destes pequenos sinais alternados é necessária a utilização de um tipo de circuito não linear comumente realizado com amplificadores operacionais, denominado Retificador de Precisão [1].

Com retificadores de tensão passivos, precisamos que a tensão de entrada seja muito maior que a tensão de joelho dos diodos. Desta forma, estes são comuns em fontes de alimentação e em outros circuitos onde as tensões são normalmente maiores do que 0,6 V.

Por outro lado, com a utilização de Retificadores de Precisão utiliza-se o alto ganho dos amplificadores operacionais para eliminar quase que completamente o efeito da tensão de joelho dos diodos.

Por exemplo, para uma tensão de joelho de 0.7V de um diodo comum, se utilizarmos um retificador de precisão composto por um amplificador operacional de ganho de 100.000, podemos dizer que a tensão de entrada para a qual o diodo conduzirá é de aproximadamente 7uV, pois:

$$V_{in} = \frac{0.7V}{100.000} = 7 \text{ uV} \quad (1)$$

Dessa forma, podemos, através de amplificadores operacionais convencionais, retificar sinais extremamente pequenos utilizando os retificadores de precisão.

Para o caso de nosso condicionador de sinais, a configuração de retificador escolhida é ilustrada na figura 2.2, sendo que, uma das principais características que levou à sua escolha é o fato de que apenas dois resistores precisam necessariamente ser casados (R1 e R2), o que facilita sua implementação, além do mesmo ser consideravelmente preciso, mesmo utilizando apenas componentes discretos [4].

Neste retificador, devido a pequena magnitude dos sinais de entrada, os amplificadores operacionais do LM324 não são levados a saturação para uma grande faixa de sinais de entrada, o

que contribui também para obtermos menores distorções do sinal devido a eventuais limitações devido ao “*Slew-Rate*”⁵ dos amplificadores.

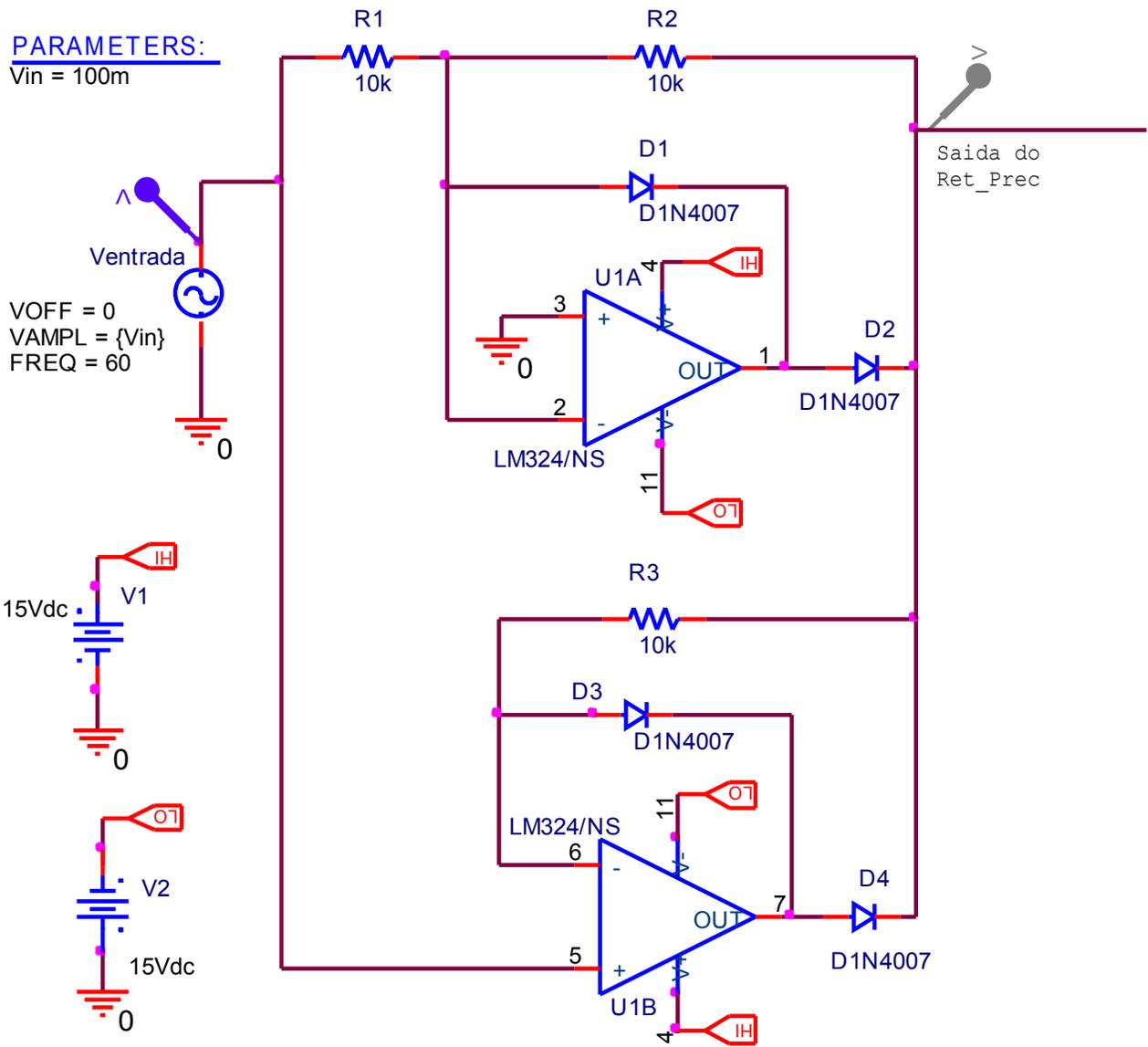


Fig. 2.2 – Retificador de Precisão

⁵ Máxima taxa em que a tensão de saída de um Amplificador Operacional pode variar.

Simulando-se entradas de sensores ou transdutores de campo, com sinais de 10mV, 50mV e 100mV, por exemplo, pode-se observar, através de simulação no SPICE, a característica do sinal de saída do retificador, conforme mostrado na figura 2.3.

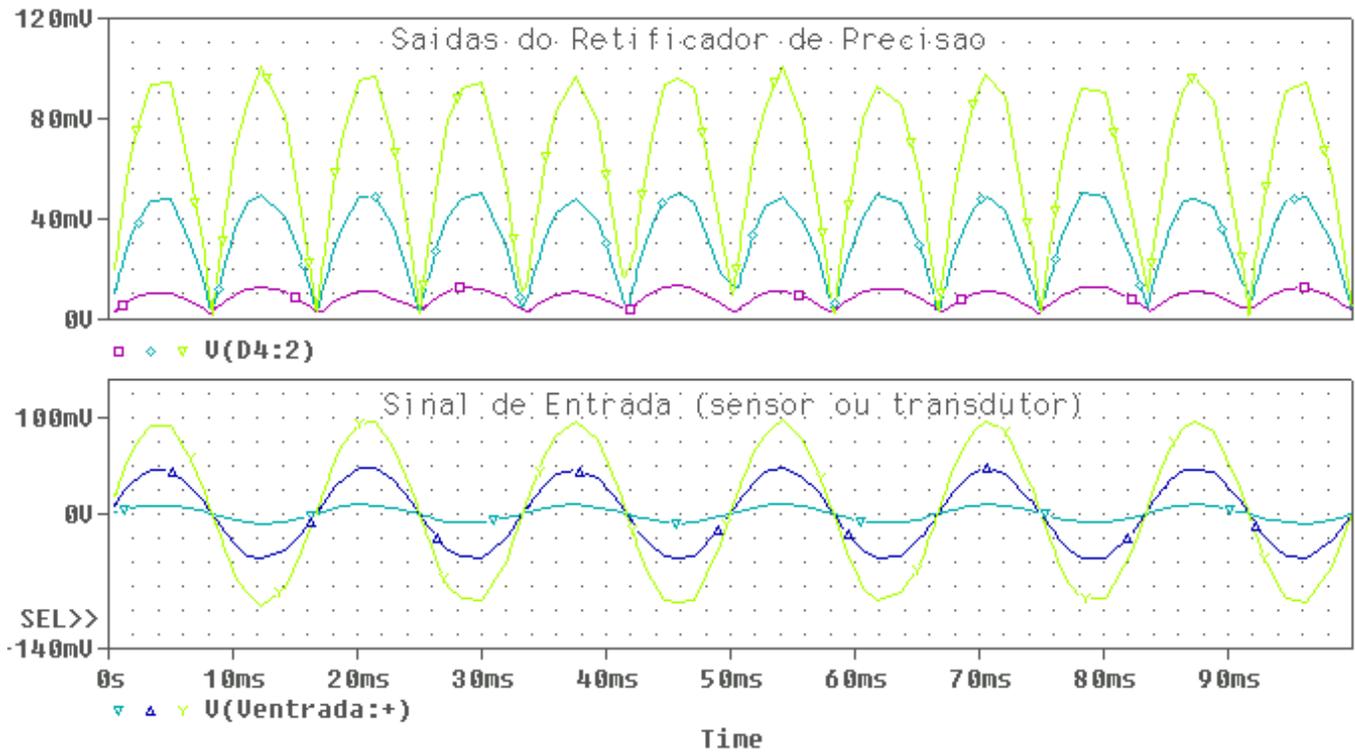


Fig. 2.3 – Sinais obtidos na simulação do Retificador de Precisão apresentado na Fig. 2.2.

Assim, através do uso de um circuito retificador ativo convencional, podemos trabalhar adequadamente pequenos sinais, da ordem de milivolts, utilizando-se da realimentação negativa dos amplificadores operacionais para superar o problema de retificação abaixo da tensão de joelho dos diodos.

Com isto, podemos utilizar componentes simples como diodos 1N4148, e amplificadores operacionais LM324, comuns no mercado. Com a utilização deste CI, que possui quatro amplificadores em cada encapsulamento, também contribui-se para redução de espaço no layout final da placa.

2.4 - Blocos dos Circuitos de Entrada - Amplificação e Ajuste de Escala

Na seqüência dos circuitos de entrada temos um bloco para realizar as funções de amplificação dos sinais e ajuste de escala.

A saída do retificador de precisão é similar à saída de um retificador passivo convencional (típico de fontes de alimentação): uma onda pulsante e proporcional à magnitude do sinal de entrada, porém não é um sinal estável. Para se obter um nível contínuo de saída, uma solução tradicional é a utilização de filtros.

Devido à grande gama de amplitudes de tensões que chegam na entrada do bloco retificador, que variam desde alguns milivolts até alguns volts, e considerando a proporcionalidade acima mencionada, existe a necessidade de se aproximar o nível pulsante do sinal de saída do retificador a um valor padronizado, para que possamos viabilizar à sintonia do filtro subseqüente, necessário a obtenção do sinal contínuo subfiltro.

Para realizar esta tarefa de amplificação foi utilizada uma configuração tradicional de amplificador de tensão não inversor, com realimentação na entrada inversora, ilustrada na figura 2.4. Nesta configuração o amplificador tende a funcionar como um amplificador ideal de tensão, com uma alta impedância de entrada, baixa impedância de saída e ganho de tensão estável, além contribuir reduzindo a distorção e a tensão de compensação de saída.

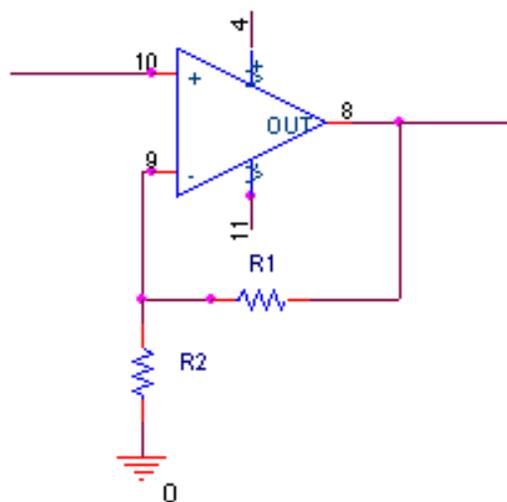


Fig. 2.4 – Amplificador com realimentação de tensão não-inversora

Neste, a relação entre as entrada V_{in} (pino 10) e saída V_{out} (pino 8) segue:

$$V_{out} = A \cdot V_{in} \quad \text{sendo} \quad A = \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \quad (2)$$

Desta forma, na saída do circuito retificador inseriu-se um circuito amplificador, conforme pode ser exemplificado na figura 2.5.

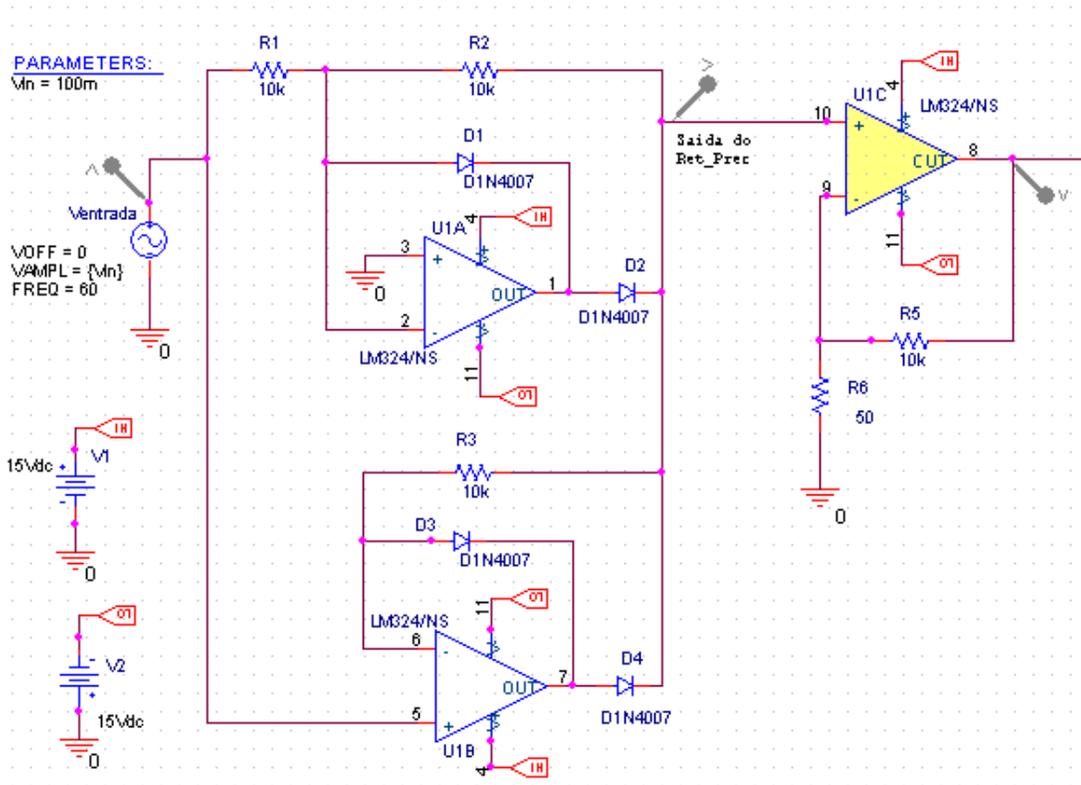


Fig. 2.5 – Utilização de Amplificador com realimentação negativa

Este amplificador, com realimentação negativa na entrada inversora, é utilizado para proporcionar uma onda pulsante de amplitude por volta de 10V a partir do pequeno sinal de saída do retificador de precisão do bloco anterior.

Para o exemplo da Figura 2.5, para a simulação com sinais de entrada da ordem de 50mV, utilizamos uma combinação de resistores de 10kohm e 50ohm para formar um ganho de 201,

deixando o sinal pulsante de saída em torno de 10V, conforme abaixo, uma vez que podemos escrever:

$$V_{\text{out}} = \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \cdot V_{\text{in}} = \left(\frac{10\text{k}}{50} + 1 \right) \cdot 50\text{mV} \quad (3)$$

Simulando-se o circuito da figura 2.5, com uma entrada de 50mV no bloco retificador, obtém-se um sinal pulsante de aproximadamente 10V na saída do amplificador, conforme observado na figura 2.6.

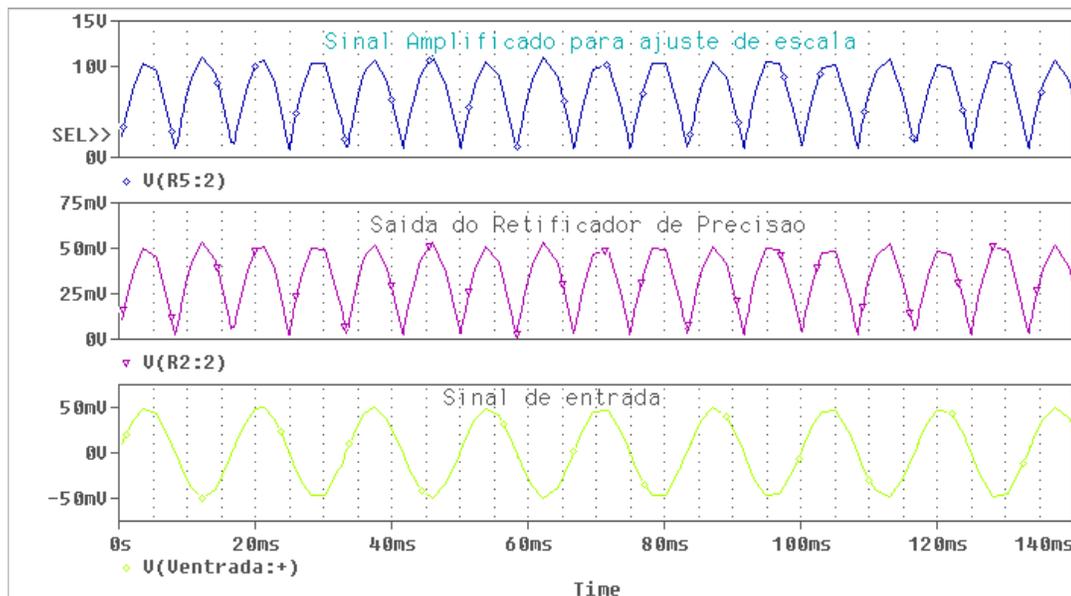


Fig. 2.6 – Formas de onda do amplificador com realimentação negativa da simulação

Por outro lado, utilizando-se um único valor de ganho para o circuito amplificador obteremos níveis de tensão pulsante diferentes que serão entregues aos circuitos subsequentes de filtragem, o que pode causar dificuldade para sintonizar o filtro, implicando em valores diferentes de “ripple”⁶ para cada faixa de valores de entrada, provenientes de diferentes tipos de sensores ou transdutores.

Assim, para minimizar o “ripple” e melhor estabilizar o sinal contínuo a ser obtido pelo bloco de circuitos de filtragem que fará parte do próximo bloco, para cada faixa de valores de

⁶ Ondulação no sinal retificado.

entrada (divididos em escalas de entrada) e, por conseguinte, de saída do bloco retificador, utilizaremos uma combinação de resistores diferentes para variar a dimensão da tensão de realimentação do circuito amplificador.

Com isso, pretende-se ajustar este sinal pulsante a um nível preestabelecido, antes de entregá-lo aos elementos filtrantes, o que permitirá uma única configuração de filtro para tratar estes diferentes sinais de entrada que serão transformados em um único sinal padronizado de saída do bloco de amplificação e ajuste de escala.

Portanto, para tal finalidade, dividiu-se os sinais de entrada em escalas, calculando-se os resistores de realimentação para proporcionar uma saída única de, aproximadamente, 10V da seguinte maneira:

$$\text{Faixa 1: 50mV} \rightarrow V_{\text{out}} = \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \cdot V_{\text{in}} = \left(\frac{10\text{k}}{50} + 1 \right) \cdot 50\text{mV} = 10,05\text{V} \quad (4)$$

$$\text{Faixa 2: 500mV} \rightarrow V_{\text{out}} = \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \cdot V_{\text{in}} = \left(\frac{10\text{k}}{525} + 1 \right) \cdot 500\text{mV} = 10,02\text{V} \quad (5)$$

$$\text{Faixa 3: 1V} \rightarrow V_{\text{out}} = \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \cdot V_{\text{in}} = \left(\frac{10\text{k}}{1,1\text{k}} + 1 \right) \cdot 1\text{V} = 10,09\text{V} \quad (6)$$

$$\text{Faixa 4: 2V} \rightarrow V_{\text{out}} = \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \cdot V_{\text{in}} = \left(\frac{10\text{k}}{2,5\text{k}} + 1 \right) \cdot 5\text{V} = 10\text{V} \quad (7)$$

$$\text{Faixa 5: 5V} \rightarrow V_{\text{out}} = \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \cdot V_{\text{in}} = \left(\frac{10\text{k}}{10\text{k}} + 1 \right) \cdot 5\text{V} = 10\text{V} \quad (8)$$

Faixa 6: 10V → Utilizada configuração de Ganho Unitário (Buffer).

Para a implementação do circuito, devido ao erro percentual dos resistores e para simplificar a montagem das escalas resistivas do amplificador, considerou-se uma faixa de 2% de erro para o valor final de 10V do sinal a ser obtido, uma vez que este erro pode ser facilmente absorvido pelo circuito de filtragem do próximo bloco, sem comprometer o valor final de “ripple” a ser estabelecido para as pretensões do condicionador de sinais.

Este circuito de amplificação e ajuste de escala é ilustrado através da figura 2.7. Observa-se que, além de um circuito de proteção contra transientes, através de associação dos diodos D4a, D4b, D4c e D4d, também utilizou-se um capacitor de elevação de velocidade (*Speed Up*) C1a, para auxiliar no cancelamento de capacitâncias parasitas entre os resistores de escala das faixas e o terra.

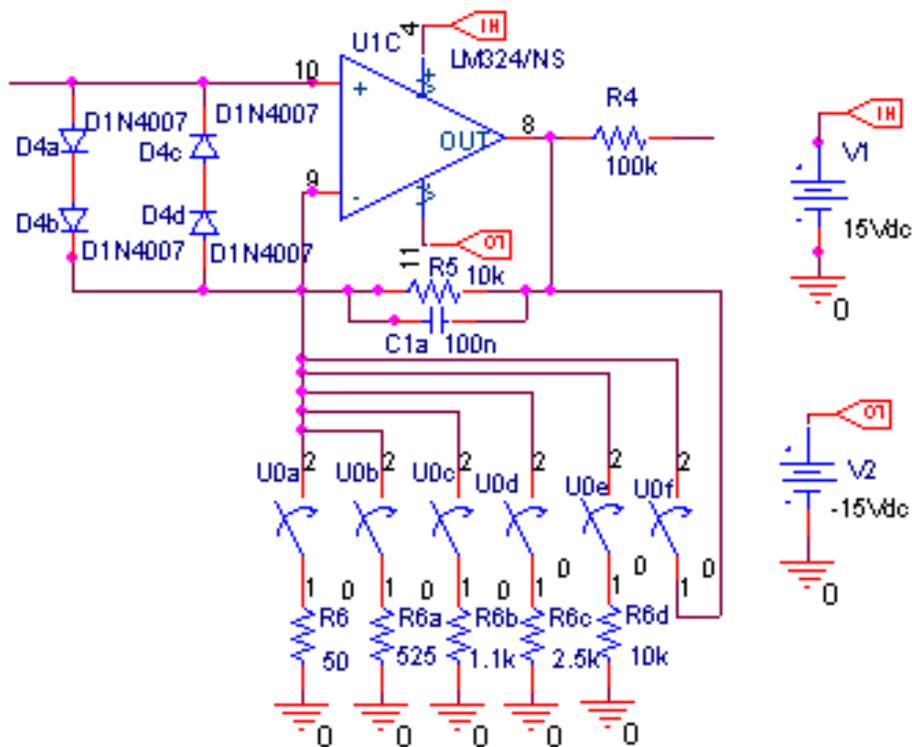


Fig. 2.7 – Circuito de Amplificação e Ajuste de Escala

2.5 - Blocos dos Circuitos de Entrada - Filtragem

Conforme citado no desenvolvimento do bloco anterior, de ajuste de escala, temos neste ponto um sinal pulsante de aproximadamente 10V. Este por sua vez, antes de ser entregue ao bloco de conversão tensão-freqüência será convenientemente tratado por um circuito de filtragem para eliminação de freqüências não desejadas, tais como as induzidas pela rede elétrica (60 Hz), bem como obter um baixo valor de “ripple” e boa linearidade para a conversão AC-DC realizada pela interação dos resultados provenientes do conjunto composto pelos blocos “Retificador de Precisão”, “Amplificador e Ajuste de Escala” e “Filtragem”, integrantes dos circuitos de entrada, que formam juntos uma espécie de conversor AC-DC de precisão.

Uma vez que, em baixas freqüências, indutores se apresentam volumosos e caros, para a construção de um filtro adequado a atender as pretensões acima citadas, uma alternativa eficiente e simples é a utilização de um filtro ativo com redes RC e amplificador operacional ao invés de utilizarmos uma configuração tradicional com filtros passivos (com redes de atraso RC), pois além das razões acima mencionadas, a configuração com filtros ativos proporciona uma performance superior aos passivos para as baixas freqüências de trabalho deste projeto.

Dentre as várias configurações de projeto de filtros ativos, optaremos por um filtro ativo de dois pólos (ou redes de atraso) [1], conforme a figura abaixo:

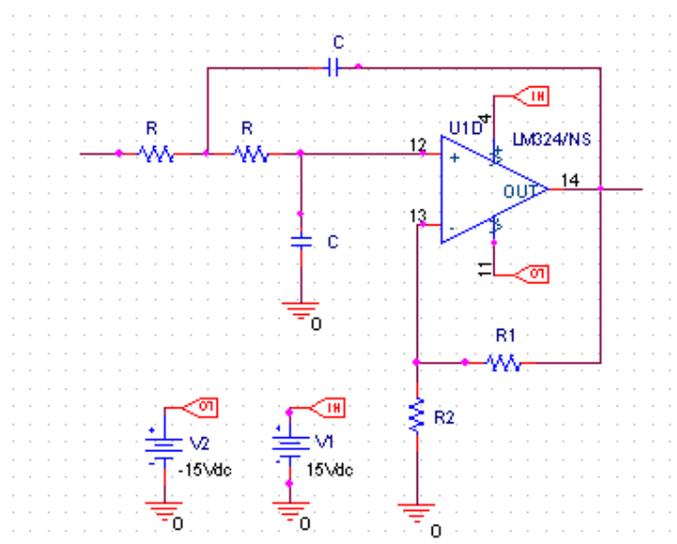


Fig. 2.8 – Filtro Ativo de 2 Pólos

Esta configuração de filtro passa-baixas é constituída por dois pólos (ou redes de atraso) tendo, desta forma, dois circuitos RC de desvio. Um capacitor de realimentação faz parte de um circuito de desvio e o outro capacitor faz parte do outro circuito de desvio, conforme pode ser observado na figura 2.8. Estes pólos modificam a frequência de corte e a resposta do filtro ativo.

Através de uma análise matemática, constata-se que um ganho de tensão de malha fechada A_{CL} de 1,586 é um valor crítico. Quando se trabalha com este valor de ganho, obtém-se a resposta mais plana possível na banda média. Essa resposta é chamada de “*Butterwoth*” ou de maximante plana.

Desta forma, utilizaremos a configuração de um Filtro “*Butterwoth*” com um ganho de 1,586 e uma frequência de corte de aproximadamente 16Hz calculados da seguinte forma:

$$A_{CL} = \frac{R1}{R2} + 1 = \frac{0,56k}{1k} + 1 = 1,586 \quad (9)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 100.10^3 \times 100.10^{-9}} = 15,9Hz \quad (10)$$

onde A_{CL} é o ganho de malha fechada e f_c é a frequência de corte.

Conforme mencionado neste capítulo, através da composição dos circuitos dos blocos “Retificador de Precisão”, “Amplificador e Ajuste de Escala” e agora com a adição do bloco do circuito de “Filtragem”, podemos montar uma espécie de conversor AC-DC de precisão. Esta composição de blocos, agora através da introdução de seu último elemento de filtragem conclui a conversão dos pequenos sinais AC de entrada, provenientes de sensores ou transdutores, em um sinal DC com um pequeno “*ripple*”, perfeitamente compatível com as expectativas do próximo bloco de conversão para o modo frequência. Este conversor é ilustrado pela figura a seguir:

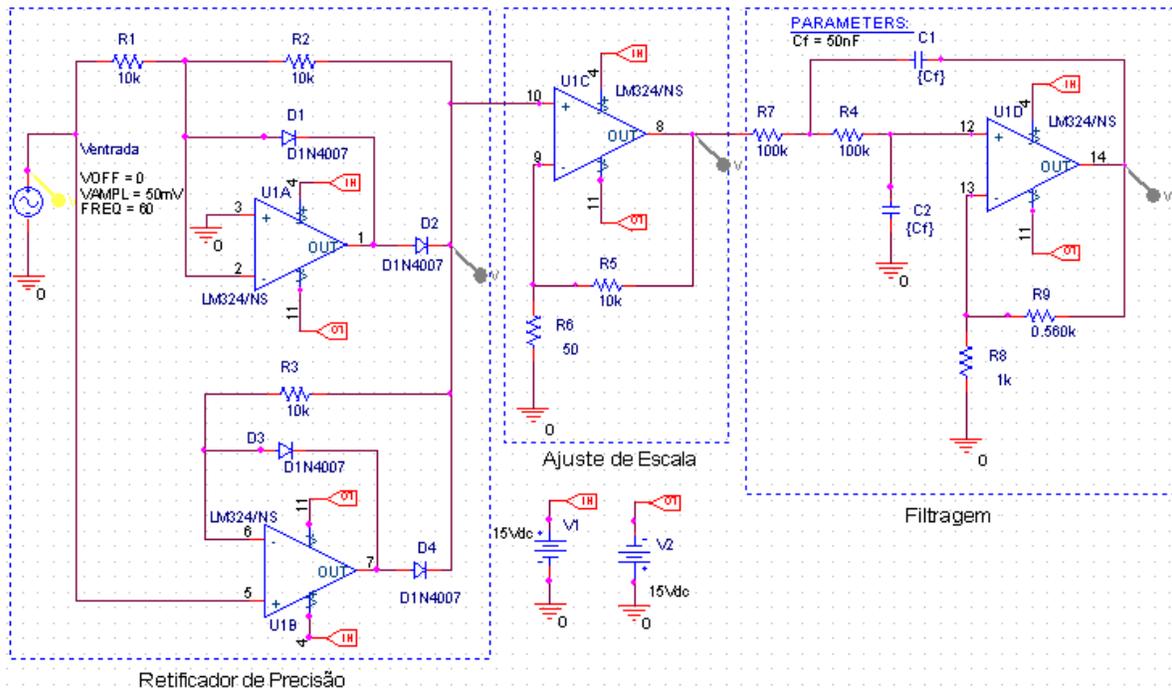


Fig. 2.9 – Combinação de Blocos compoondo Conversor AC-DC de Precisão

Simulando o circuito acima para uma entrada de 50mV_{ac} (com duas opções de capacitâncias para o filtro), com C_f de 50nF e 100nF , verifica-se um menor “ripple”, sem comprometer o tempo de estabelecimento do sinal, com a utilização do capacitor de 100nF , com valor de frequência de corte de aproximadamente 16Hz , conforme dimensionado inicialmente.

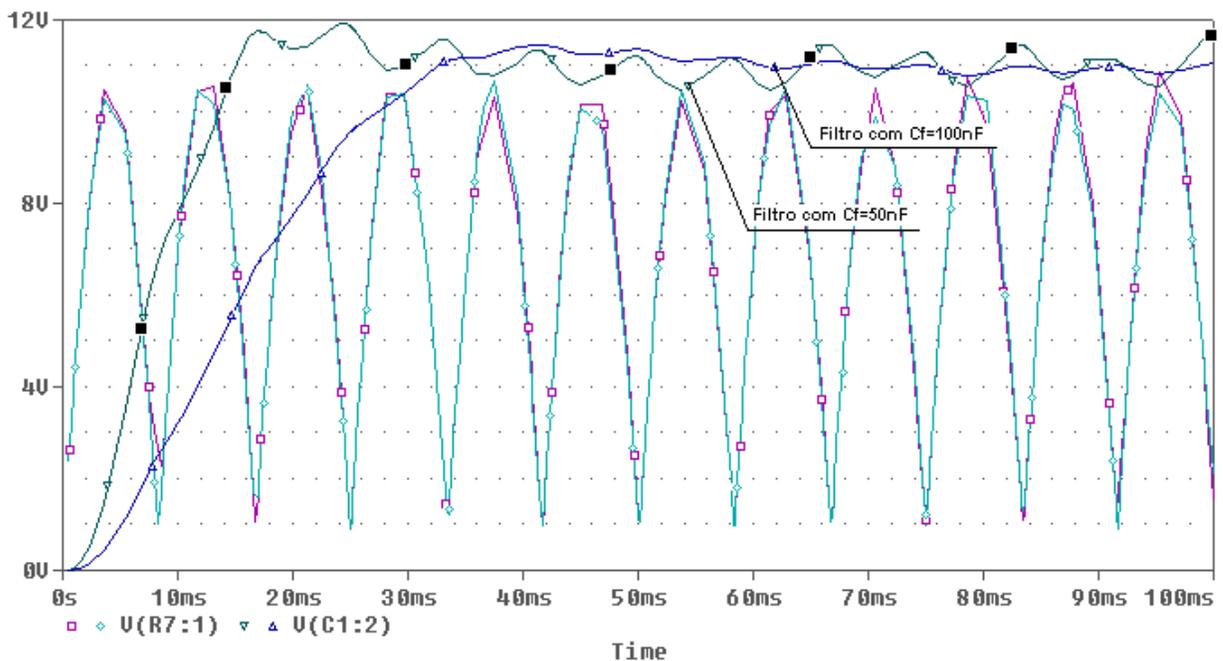


Fig. 2.10 – Sinal de 50mV_{AC} retificado, amplificado e filtrado

2.6 - Blocos dos Circuitos de Entrada - Conversão Tensão – Freqüência (V→F)

Este bloco é responsável pela conversão tensão-freqüência onde um sinal de entrada DC (proveniente do conjunto de blocos que compunham o conversor AC-DC de Precisão mencionado no capítulo anterior) será convertido em um trem de pulsos a uma freqüência proporcional a tensão aplicada a seus terminais de entrada, proporcionando vantagens inerentes a conversões tensão-freqüência como capacidade de manipulação de sinais trabalhando a diferentes potenciais, alta capacidade de isolamento de sinais em ambientes agressivos (com susceptibilidade a formação de laços de corrente de terra), bem como benefícios adicionais específicos viabilizados pelas características do CI conversor escolhido para esta função que são:

- Ótima linearidade (inferior a 1%) para a conversão V->F;
- Excelente estabilidade térmica (aproximadamente 50 ppm/ °C);
- Ótima resposta em freqüência do conversor, com 100dB a 10kHz.

Baseando-se nos critérios de custo e utilização de componentes convencionais de mercado, sem comprometer as especificações mínimas de projeto, o CI escolhido para realizar a conversão V->F foi o LM231 da National Semiconductor.

O princípio de funcionamento deste conversor V->F, semelhantemente a maioria dos CIs de mercado dedicados a esta função, pode ser ilustrada através da figura 2.11. Este consiste basicamente de uma “fonte de corrente chaveada”, um “comparador” e um “Flip Flop / Temporizador”.

Neste esquema simplificado da figura 2.11 o comparador de entrada efetua uma comparação entre uma tensão de entrada V_1 , no pino 7, com uma tensão V_x no pino 6.

Se a tensão no pino 7 for maior do que a existente no pino 6, o comparador acionará o “Flip Flop / Temporizador” e este, por sua vez, acionará o transistor de saída (liberando a “frequência de saída”, isto é, um tem de pulsos) e a fonte de corrente chaveada que opera com um período definido por

$$t = 1.1 \cdot R_t \cdot C_t \quad (11)$$

Durante este período a corrente “i” (vide figura) fluirá da fonte de corrente chaveada e fornecerá uma quantidade de carga fixa,

$$Q = i \cdot t, \quad (12)$$

através do capacitor C_L . Isto normalmente carregará o pino 6 (V_x) a uma tensão maior do que a do pino 7 (V_1). Ao final deste período estabelecido por “t”, a corrente “i” será interrompida e o temporizador será “resetado”.

Então não haverá corrente fluindo através do pino 1, e o capacitor C_L será gradualmente descarregado pelo resistor R_L até que a tensão V_x seja reduzida a magnitude de V_1 . Neste momento o comparador acionará o temporizador e iniciar-se-á um novo ciclo.

A corrente média que flui através do capacitor C_L é regida pela expressão

$$I_{av} = i \cdot (1.1 \cdot R_t \cdot C_t) \cdot f \quad (13)$$

e a corrente fluindo através de C_L pode ser obtida através de

$$\frac{V_x}{R_L} \cong \frac{V_{in}}{R_L} \quad (14)$$

Se a tensão de entrada V_1 for dobrada, a frequência de saída será dobrada para manter o equilíbrio e, desta forma, este circuito integrado consegue prover uma frequência precisamente proporcional a sua tensão de entrada, cobrindo uma larga faixa de operação.

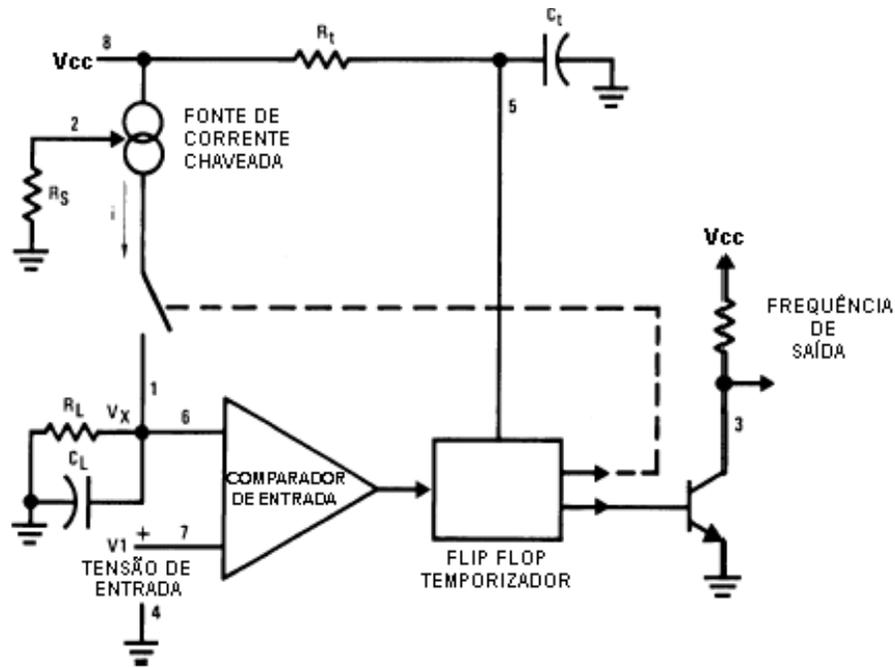


Fig. 2.11 – Diagrama de blocos simplificado do CI para conversão V->F

Desta forma, utilizando este convencional CI conversor e apenas alguns componentes passivos externos podemos implementar um circuito para converter a tensão DC de saída em um trem de pulsos a uma frequência proporcional a esta tensão contínua aplicada a seus terminais de entrada. A configuração para esta função é ilustrada pela figura abaixo.

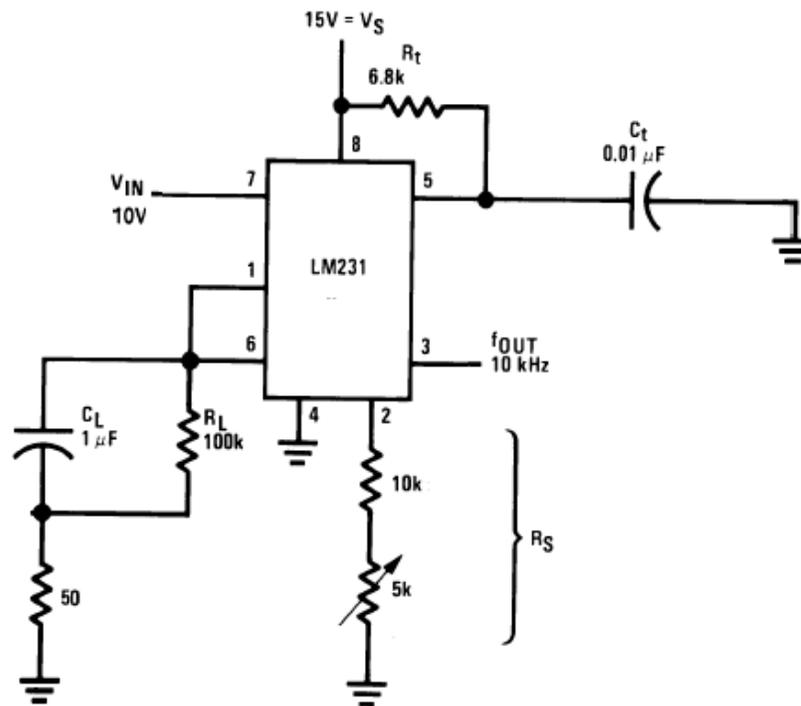


Fig. 2.12 – Circuito do conversor tensão-frequência (V->F)

Este circuito converte a tensão de entrada V_{IN} , aplicada ao pino 7, em uma frequência de saída disponibilizada no pino 3, obedecendo a seguinte expressão:

$$f_{OUT} = \frac{V_{IN}}{2.09} \cdot \frac{R_S}{R_L} \cdot \frac{1}{R_t \cdot C_t} \quad (15)$$

Um resistor de 10k juntamente com um trimpot de 5k formam um valor resistivo (denominado R_S) cuja função é ajustar a tolerância do ganho do conversor. Um resistor de 47Ω em série com o capacitor C_L , de 1uF, é adicionado para proporcionar um efeito de histerese que auxilia o comparador de entrada (interno ao LM231) a fornecer uma excelente linearidade a conversão V->F.

2.7 - Optacoplador de Isolamento dos Circuitos de Entrada e de Saída

Uma vez que o isolamento de sinais, alimentações e diferentes potenciais de terra é o método mais efetivo para eliminar indesejáveis problemas (em diversos equipamentos e sistemas industriais) como danos causados a instrumentação eletrônica por transientes elétricos, laços de corrente de terra, erros de medição e aquisição de dados inseridos por tensões em modo comum, bem como os mais diversos fenômenos provocados por ruídos (como “crosstalk”) e destrutivos a integridade de sinais, utilizamos um CI opto-acoplador para separar os diferentes potenciais dos circuitos de entrada e saída, proporcionando o isolamento necessário.

Desta forma, conforme mencionado no início do capítulo e ilustrado na figura 2.1, o condicionador de sinais foi dividido em duas grandes partes, compostas por circuitos formando um conjunto de blocos de entrada e um de saída. Estes conjuntos de blocos, de entrada e saída, são divididos por um optoisolador (ou optoacoplador).

Dentre as diversas opções comerciais de CI para opto-isolamento, escolhemos um circuito de custo relativamente baixo e padronizado em diversas aplicações dessa natureza, que é o integrado A4N25 da National Semiconductor, que também é largamente produzido por outros fabricantes como Motorola, Vishay Fairchild Semiconductor, entre outros.

Este optoisolador, constituído basicamente de um LED de Arseneto de Gálio e um fototransistor de sílica encapsulados em um único conjunto integrado, apresenta características adequadas às necessidades do projeto proporcionando um isolamento entre os circuitos de entrada e de saída da ordem de Megaohms e Kilovolts sem a necessidade de utilizar transformadores de isolamento [2].

Adicionalmente, uma vez que o condicionador de sinais está dimensionado para trabalhar a relativamente baixas frequências, da ordem de 10kHz, e devido às características de carga dos circuitos a ele acoplados, podemos usufruir a plena resposta em frequência deste integrado para sua característica de trabalho no modo chaveado, praticamente não sofrendo os efeitos das capacitâncias parasitas do próprio dispositivo óptico e de sua carga, conforme pode ser observado no gráfico da figura 2.13.

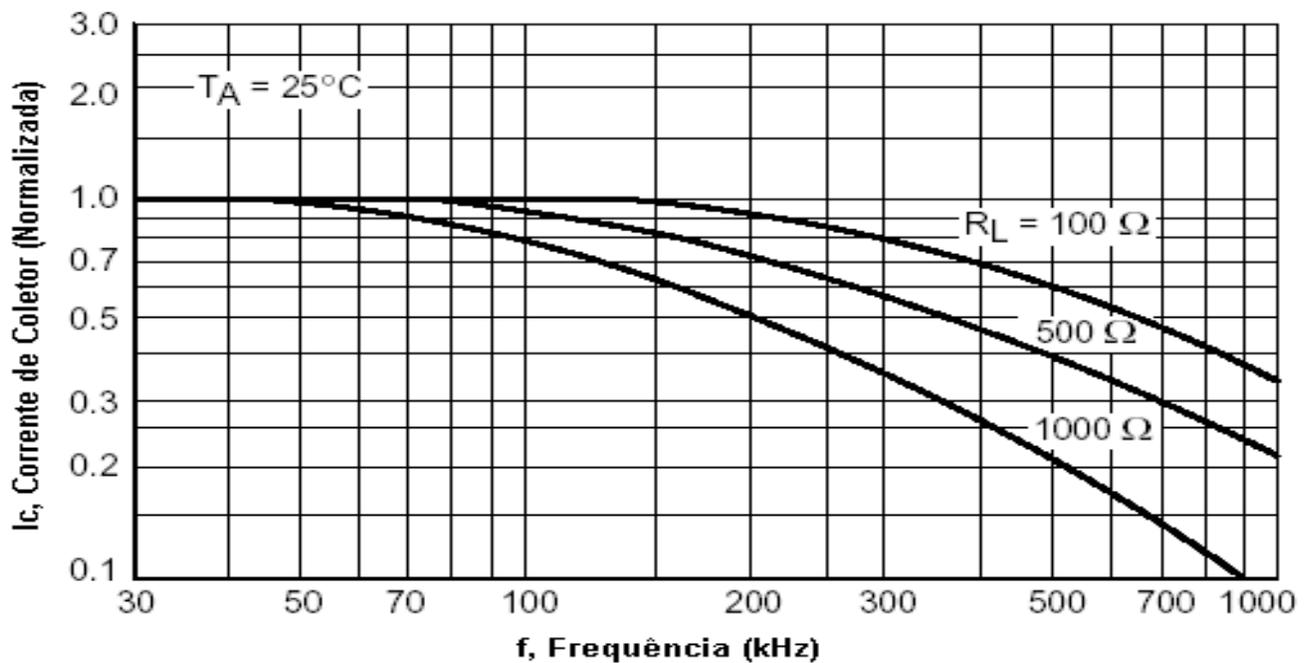


Fig. 2.13 – Resposta em Frequência do acoplador óptico de isolamento 4N25

Através de uma configuração padrão para o optoacoplador 4N25, conforme pode ser observado na figura 2.14, e utilizando um gerador de trem de pulsos operando a frequências de 1kHz e 10kHz, pode-se observar, na saída do optoacoplador, a geração de um trem de pulsos defasado de 180° em relação ao sinal pulsado de entrada, conforme a figura 2.15.

Salienta-se que neste circuito da figura 2.14, utilizado na simulação, já pode ser observada a existência de 2 diferentes pontos de aterramento caracterizando a principal função de isolamento a que o optoacoplador se propõe. O trem de pulsos que aciona o fotodiodo do optoacoplador representa o sinal proveniente do conversor tensão-frequência que se encontra do lado dos blocos do circuito de entrada.

O sinal pulsado (e invertido) que provém do coletor do fototransistor de saída do optoacoplador representa o sinal isolado a ser transmitido aos circuitos do lado dos blocos de saída do condicionador de sinais. Este sinal pulsado de saída, embora deslocado e levemente distorcido, preserva a característica e frequência do sinal de entrada, podendo ser perfeitamente processado por circuitos subseqüentes do lado de saída recuperando a forma do original trem de pulsos.

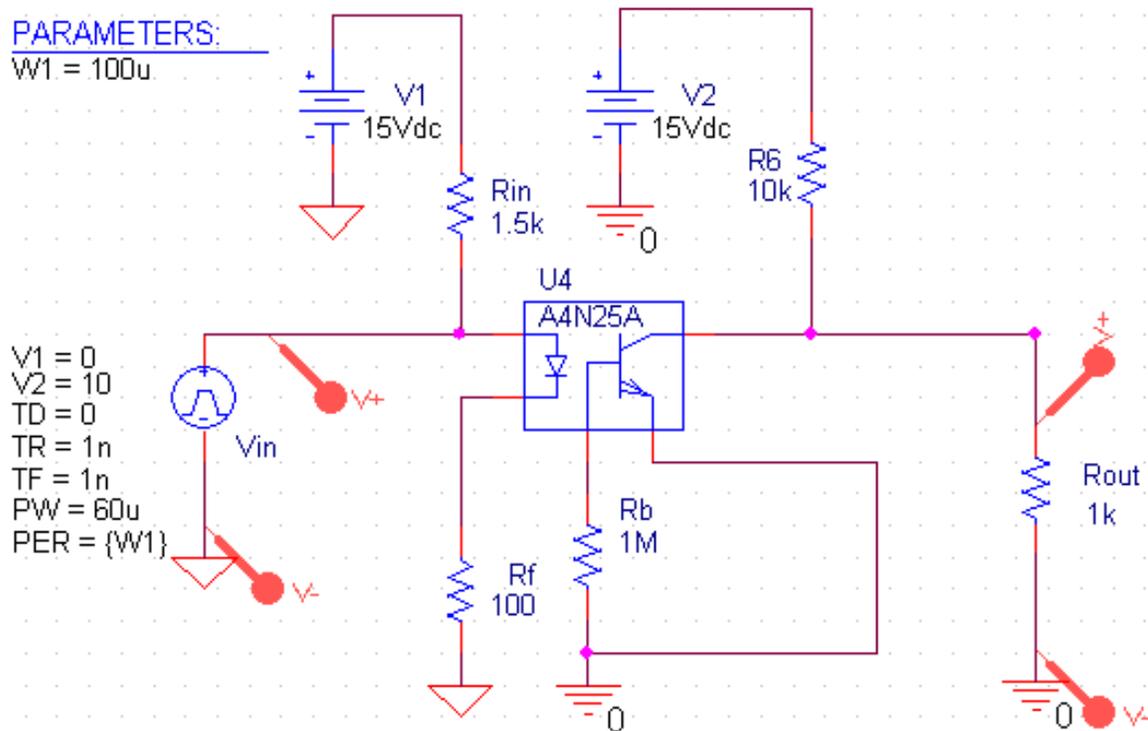


Fig. 2.14 – Acoplador óptico de isolamento entre os circuitos de entrada e saída

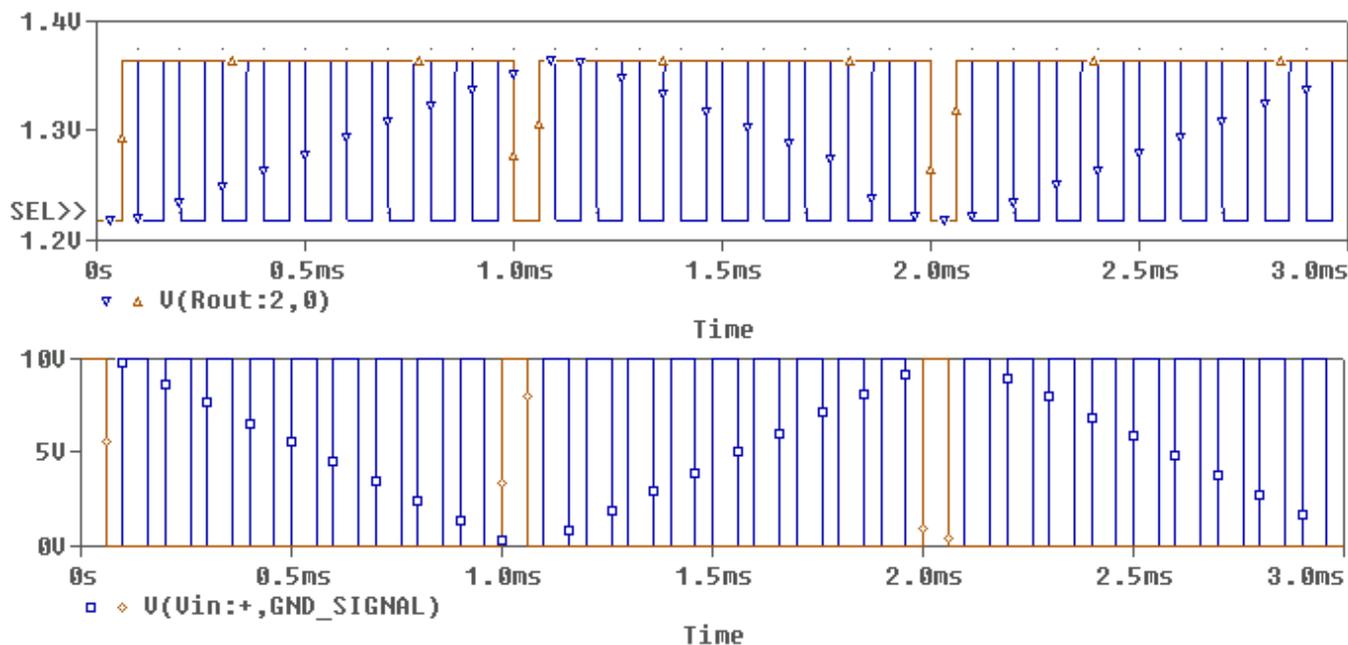


Fig. 2.15 – Acoplador óptico de isolamento entre os circuitos de entrada e saída

2.8 - Blocos dos Circuitos de Saída – Quadramento

Utilizamos o termo “quadramento” para especificar a transformação do sinal levemente distorcido, deslocado e com amplitude reduzida, proveniente do optoacoplador explanado anteriormente, em uma forma de onda quadrada de maior amplitude para representar fielmente o trem de pulsos proveniente do conversor tensão-frequência tendo, desta forma, melhores condições para convertê-lo novamente do modo frequência (trem de pulsos) para o modo corrente ou tensão.

Para realizar esta função utilizamos uma configuração padronizada de um comparador com histerese através de um circuito com Schmitt Trigger com ponto de comutação deslocado, conforme pode ser observado através da figura abaixo.

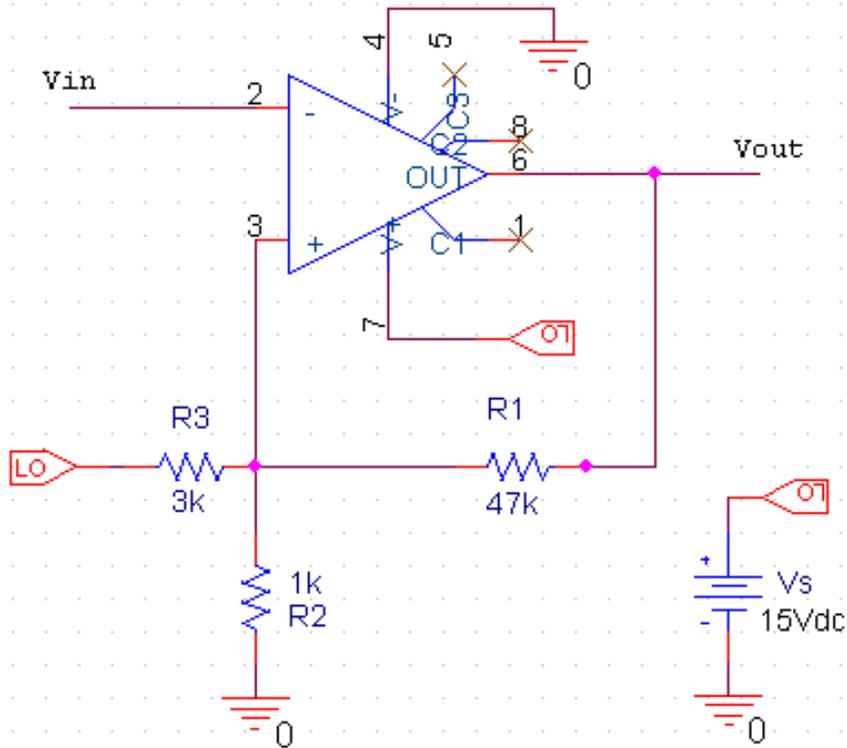


Fig. 2.16 – Schmitt Trigger com tensão de referência positiva

Observa-se através da figura 2.16 que o circuito utiliza realimentação positiva. Esta fração de realimentação é dada pela seguinte expressão:

$$B = \frac{R_2 // R_3}{R_1 + R_2 // R_3} \quad (16)$$

Um resistor adicional R_3 , conectado entre a entrada não-inversora e a fonte de alimentação V_s altera tanto a fração de realimentação quanto o centro do laço de histerese, que pode ser definido como

$$V_{CEN} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot V_s \quad (17)$$

Quando a saída está saturada positivamente, a tensão de referência não-inversora vale:

$$UTP = V_{CEN} + B \cdot V_{SAT} \quad (18)$$

Quando a saída está saturada negativamente, a tensão de referência não-inversora vale:

$$LTP = V_{CEN} - B \cdot V_{SAT} \quad (19)$$

onde:

UTP é o ponto de comutação superior (“Upper Trip Point”)

LTP é o ponto de comutação inferior (“Lower Trip Point”)

V_{SAT} é a tensão de saturação do amplificador operacional

Assim, adicionando-se um comparador com histerese de ponto de comutação deslocado a saída do optoacoplador pode-se recuperar o trem de pulsos distorcido, deslocado e com amplitude reduzida, e transformá-lo em um sinal em fase e mais próximo do sinal pulsado originalmente proveniente do optoacoplador, conforme pode ser observado através do circuito da figura 2.17 e sua respectiva simulação da figura 2.18.

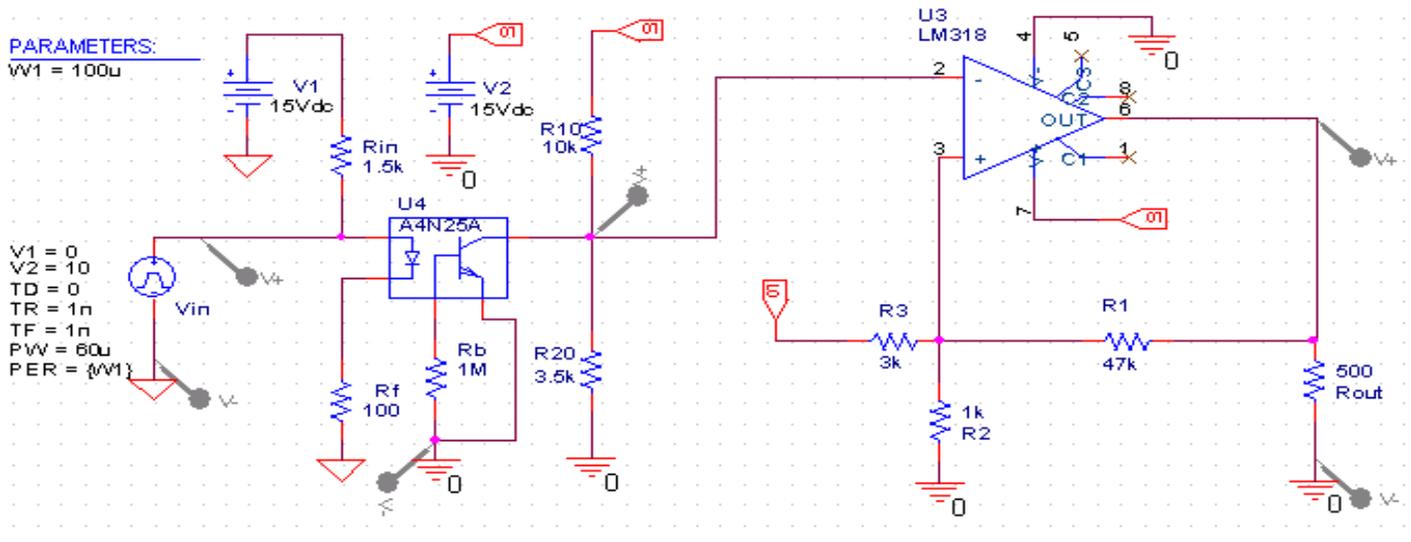


Fig. 2.17 – Circuito para “quadramento” do sinal em trem de pulsos

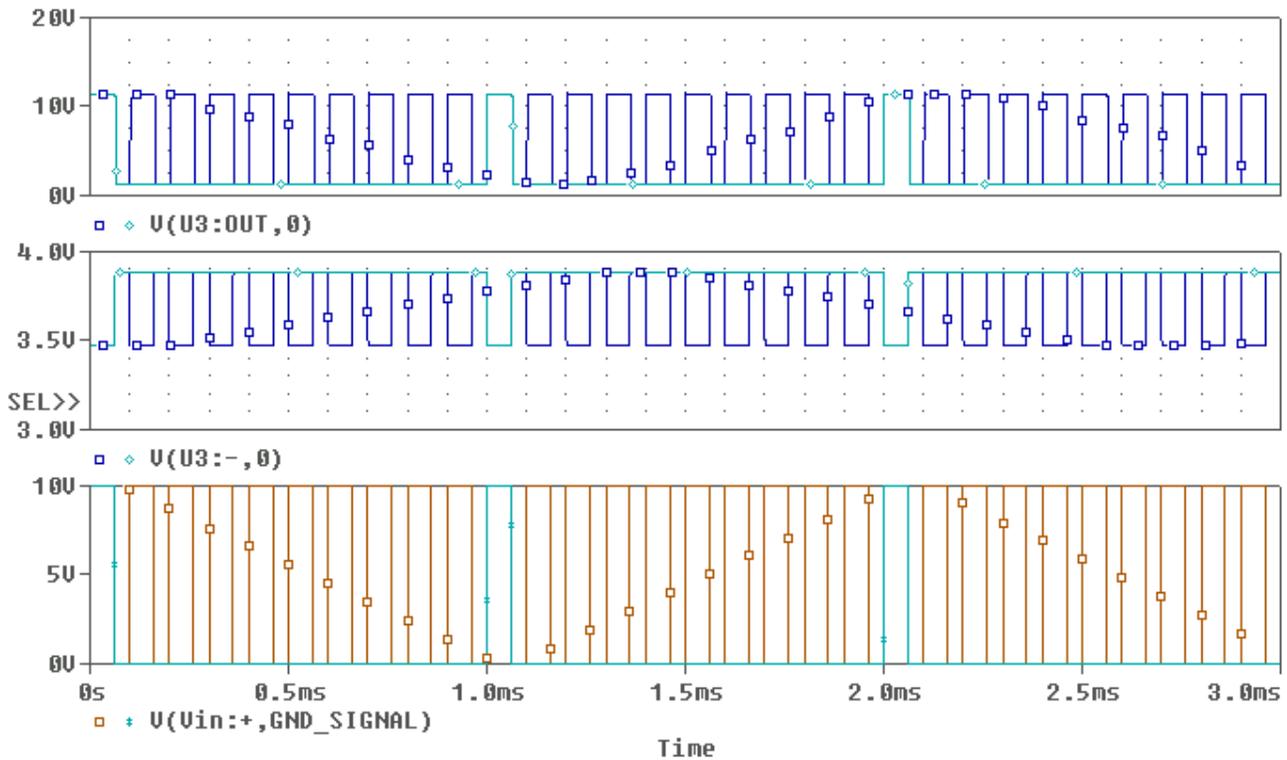


Fig. 2.18 – Simulação do circuito com Schmitt Trigger

2.9 - Blocos dos Circuitos de Saída – Conversor Freqüência-Tensão (F→V)

Este bloco é responsável pela conversão freqüência-tensão onde um sinal de entrada pulsado (trem de pulsos proveniente do comparador com histerese do bloco anterior) será convertido em um sinal contínuo, proporcional a freqüência dos pulsos aplicados a seus terminais de entrada.

Semelhantemente ao projetado para o conversor $V \rightarrow F$, no conversor freqüência-tensão $F \rightarrow V$, utilizaremos o integrado LM231 da National Semiconductor, porém neste caso utilizando uma configuração adequada a este novo propósito.

A figura 2.19 ilustra a configuração do circuito escolhido para esta função.

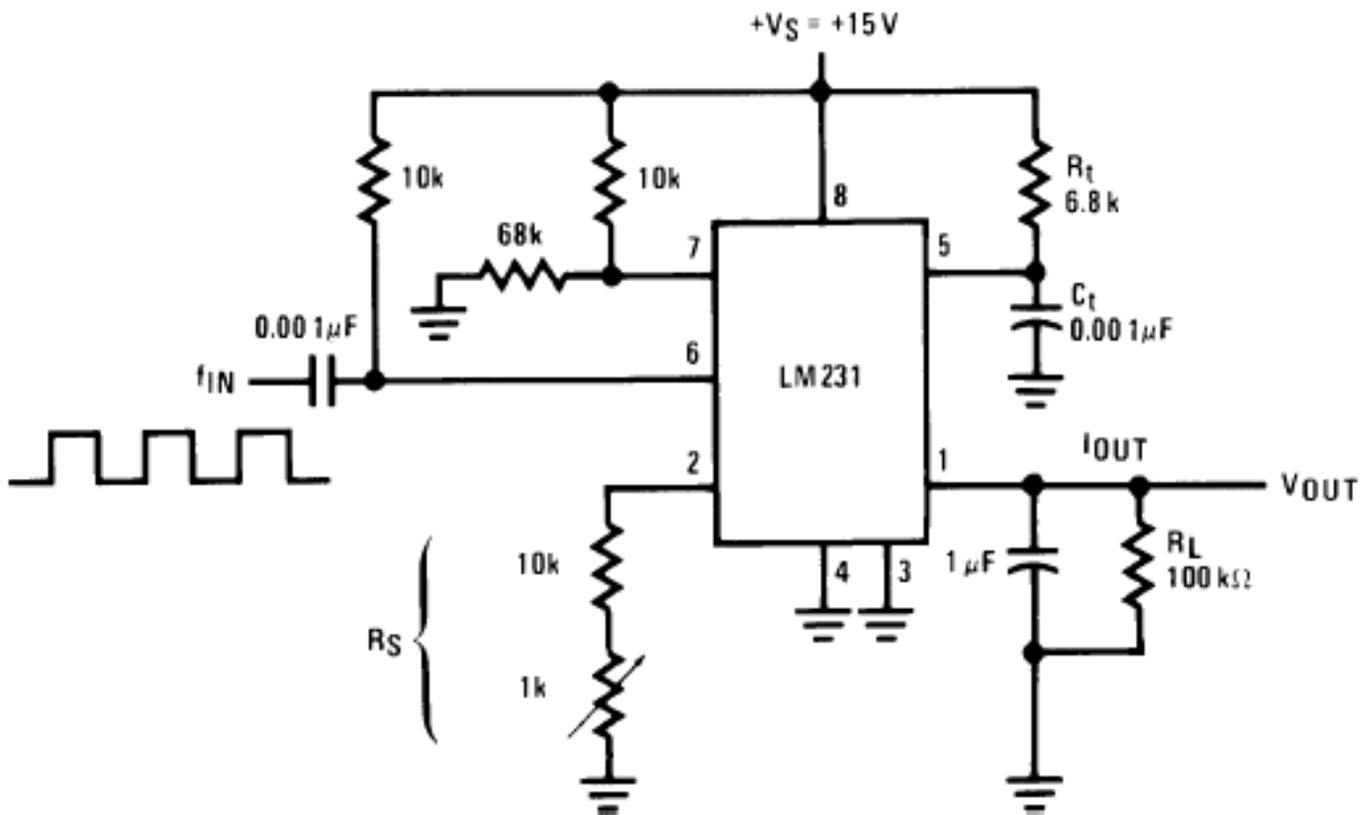


Fig. 2.19 – Circuito conversor F->V

Nestas aplicações de conversão F->V, um sinal de entrada a frequência f_{in} é diferenciado por uma rede RC e o pulso de descida (“*negative-going edge*”) no pino 6 do LM231 faz seu comparador de entrada acionar sua função temporizadora. Semelhantemente a configuração de conversor V->F, a corrente média fluindo através do pino 1 vale:

$$I_{av} = i \cdot (1.1 \cdot R_t \cdot C_t) \cdot f \quad (20)$$

Esta corrente é filtrada pela rede $R_L=100k\Omega$ e $1\mu F$, proporcionando uma resposta lenta com um “*ripple*” reduzido (da ordem de 10mV).

Este circuito da figura 2.19 converte o trem de pulsos de entrada em uma tensão contínua de saída, disponibilizada no pino 1, obedecendo a seguinte expressão:

$$V_{OUT} = f_{in} \cdot 2.09 \cdot \frac{R_L}{R_S} \cdot R_t \cdot C_t \quad (21)$$

onde

f_{in} é a frequência de entrada;

R_t e C_t definem a constante de tempo da rede da fonte de corrente interna do LM231;

R_L é um resistor do filtro da corrente de saída do conversor;

R_S conjunto resistivo cuja função é ajustar a tolerância do ganho do conversor.

2.10 - Blocos dos Circuitos de Saída – Conversor 4-20mA

Desde o primeiro sinal de entrada do transdutor ou sensor de campo até este ponto foram feitas diversas operações e manipulações do sinal original inicialmente coletado tendo agora chegado a um ponto do desenvolvimento dos circuitos do condicionador de sinais que proporciona condições a disponibilizá-lo para um dispositivo de saída.

Conforme proposto, a principal forma de saída idealizada para o condicionador de sinais seria uma saída no modo corrente, trabalhando na faixa de 4-20mA.

Para realizar a conversão do sinal DC, que sai do bloco conversor F->V, para o modo corrente em 4-20mA utilizou-se o circuito da figura 2.20.

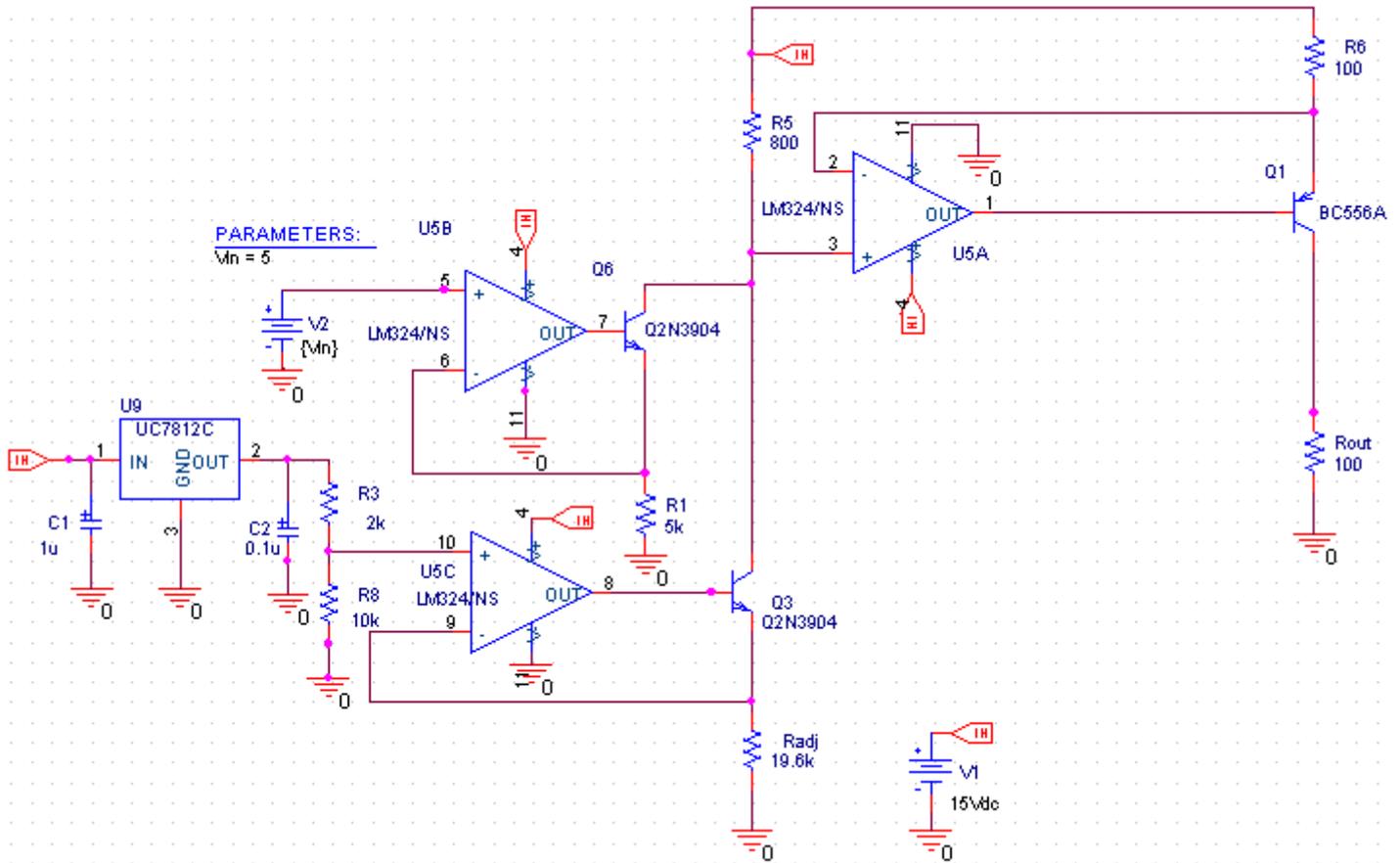


Fig. 2.20 – Circuito conversor 4-20mA

O bloco conversor 4-20mA é composto por um CI amplificador operacional comum de 4 entradas e saídas (LM324), um regulador de tensão (7812) e alguns componentes passivos convencionais como resistores, capacitores e transistores comuns.

O princípio de funcionamento deste circuito conversor pode ser explanado da seguinte forma:

Por meio do regulador de tensão e de um divisor resistivo, obtemos uma referência positiva de tensão no pino 10 (entrada não inversora). Esta mesma referência produz no pino 9 (entrada inversora) uma corrente que flui pelo transistor Q3 cujo valor é proporcional a relação entre a tensão desta entrada inversora do amplificador operacional e o terra (terminais do resistor R_{adj}). Assim, uma corrente fixa de 0.5mA é produzida por uma fonte de corrente, controlada por

tensão, através de um pequeno circuito feito com apenas uma das portas do amplificador operacional LM324.

Analogamente a anterior, outra fonte de corrente é implementada de uma segunda porta do operacional, porém a tensão de referência, neste caso, provém da saída do bloco conversor frequência-tensão. Esta tensão alimenta o pino 5 do operacional (entrada não-inversora), proporcionando uma referência positiva de tensão no pino 6 (entrada inversora). Esta referência de tensão produz uma corrente que flui pelo transistor Q6 cujo valor é proporcional a relação entre a referida tensão desta entrada e o potencial de terra, através dos terminais do resistor R_1 . Desta forma, uma corrente de magnitude de 2.0mA é produzida por uma esta segunda fonte de corrente.

Somando-se estas correntes, através da comunicação entre os coletores dos transistores de saída das fontes acima descritas, temos uma corrente final resultante de magnitude de 2.5mA. Esta corrente, por sua vez, passando por um resistor de 800Ω (R_5), produz uma queda de tensão da ordem de 2.0V ($2.5\text{mA} \times 800\Omega$). Esta tensão, referenciada a entrada não-inversora de um terceiro operacional, força esta queda de tensão de 2V (através da porta inversora do mesmo operacional) a provocar uma corrente da faixa de 20mA ($2\text{V}/100\Omega$), sustentada pelo ganho do transistor de saída Q1.

Portanto, o resultado final desta composição de pequenos circuitos é um conversor tensão-corrente que através de uma entrada variando de 0-10V produz uma corrente para faixa de 4-20mA.

Neste ponto, através de pequenos sinais de tensão provenientes de um sensor ou transdutor de campo, por exemplo, produzimos uma corrente isolada e proporcional ao sinal original. O sinal resultante foi trabalhado através de várias operações por um conjunto de blocos que compunham um dispositivo condicionador de sinais que, embora de construção simples e barata, pode ser considerado competitivo em termos de características básicas encontradas em dispositivos destinados a esta finalidade.

Simulando-se um sinal DC na entrada deste conversor podemos observar a característica linear da conversão para corrente proporcionada por este bloco de circuitos, conforme a figura 2.21.

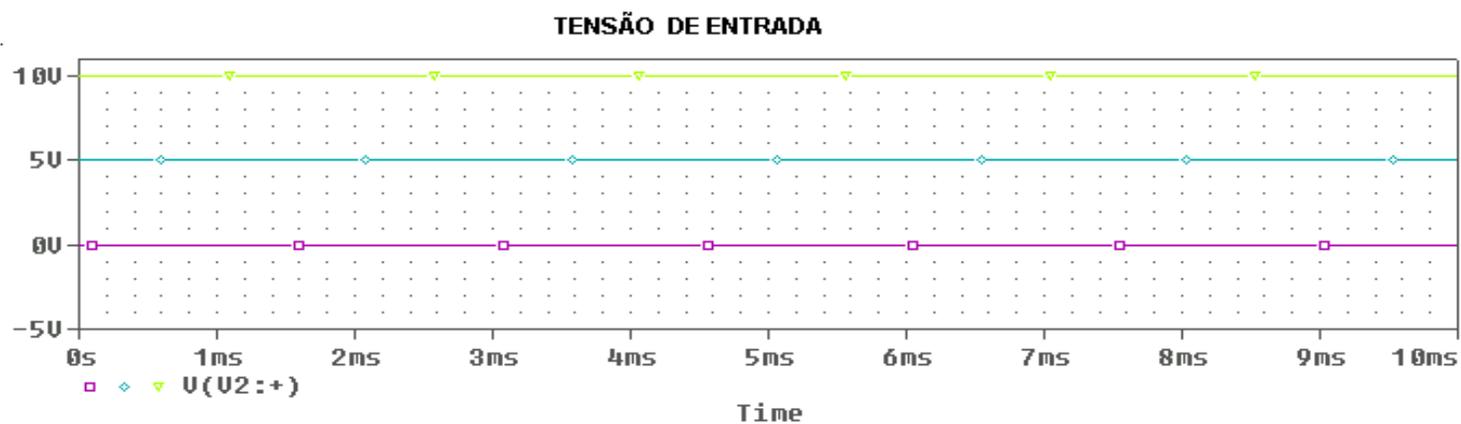
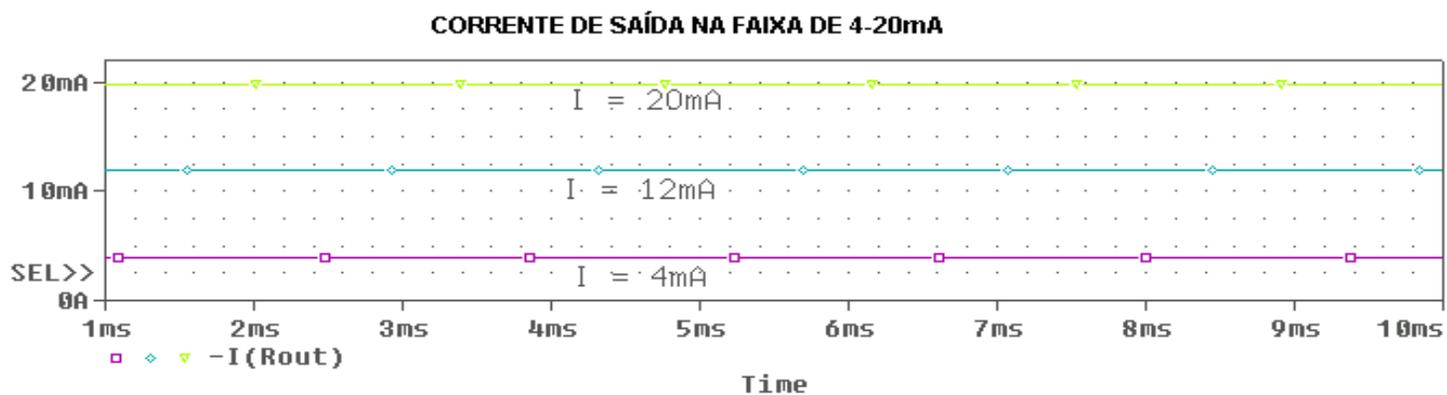


Fig. 2.21 – Corrente proveniente de conversor 4-20mA

CAPÍTULO III – MONTAGEM DE PROTÓTIPO EM PLACA, CONSIDERAÇÕES DE CALIBRAÇÃO, RESULTADOS OBTIDOS E ANÁLISE DOS MESMOS

3.1 - Projeto da Placa em Circuito Impresso

Após o desenvolvimento dos blocos isoladamente, passamos a uma etapa de montagens envolvendo protótipo em placa de circuito impresso.

Para a confecção desta placa protótipo, utilizou-se os recursos disponíveis no software ORCAD Layout Plus (parte integrante do pacote ORCAD), através de roteamento dos componentes da mesma, baseado em circuito de simulação desenvolvido através do ORCAD Capture (também parte integrante do pacote ORCAD).

A simulação completa (com todos os blocos interligados) do circuito geral do condicionador de sinais não foi possível devido a algumas dificuldades como falta de alguns macromodelos disponibilizados pelos fabricantes dos semicondutores empregados (como os conversores V->F, F->V feitos com o LM231).

Desta forma, foi feita uma montagem no ORCAD Capture dos blocos simulados isoladamente para criar um “*Netlist*” geral da placa (mesmo sem simulação geral) para que o ORCAD Layout pudesse fazer a leitura e interpretar o circuito de simulação para montagem e roteamento dos componentes integrantes do mesmo em um “*layout*” de placa propriamente dito.

Por outro lado, salienta-se que tal procedimento pode ser adotado uma vez que todos os blocos foram simulados isoladamente no ORCAD Capture ou montados em “*protoboard*” (ou ainda em placa universal) isoladamente para comprovar sua aplicabilidade antes de considerá-los como partes viáveis (blocos) para compor o circuito geral do condicionador de sinais.

Na figura seguinte, temos o circuito básico montado com blocos LM individuais (desenvolvidos conforme o capítulo II), gerando um circuito global que foi utilizado como base para criação do layout da placa, através dos recursos do ORCAD Layout.

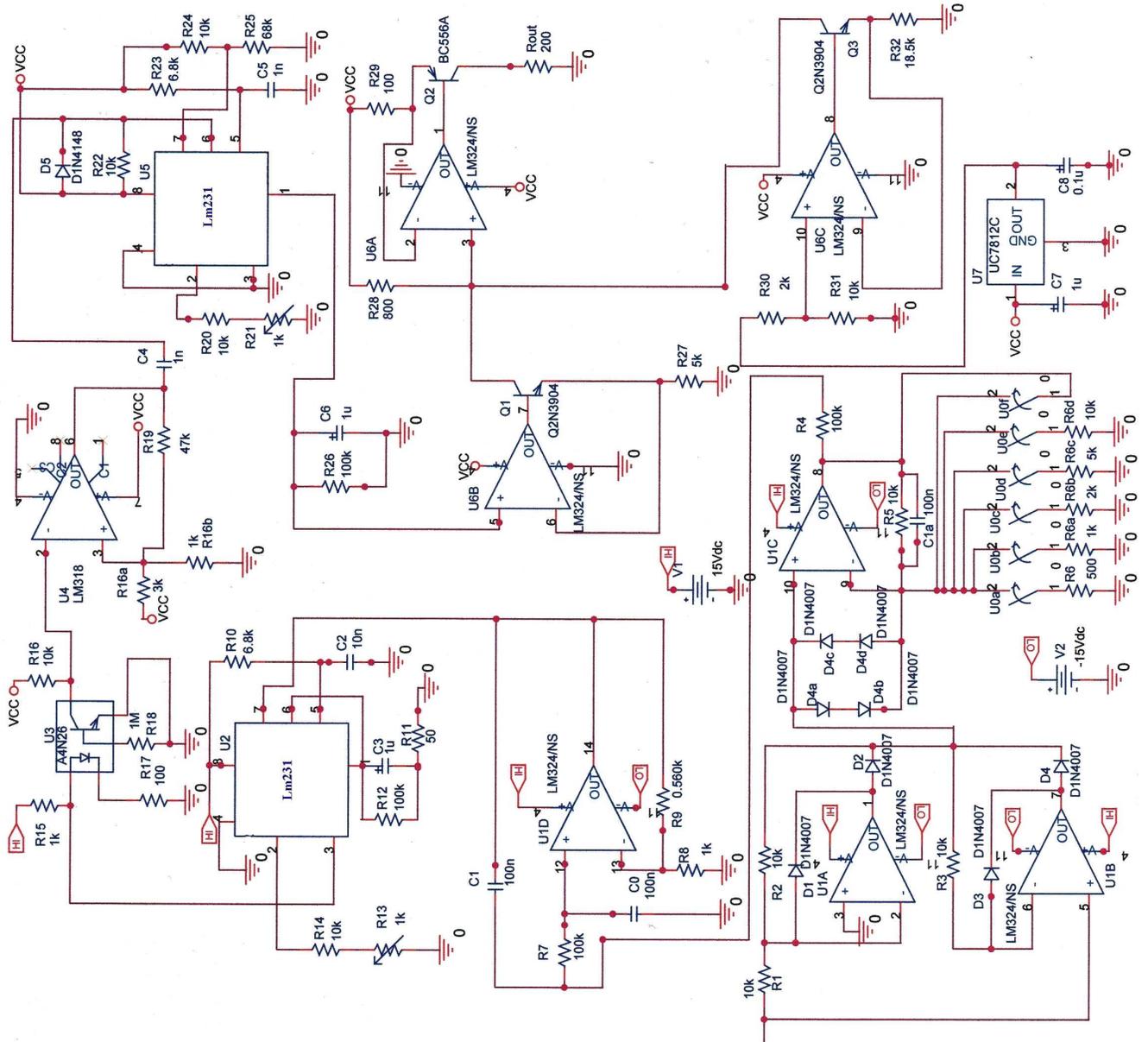


Fig. 3.1 – Circuito geral simplificado para confecção do layout

Assim, utilizando o ORCAD Layout através deste circuito base, gerou-se uma placa de circuito impresso, em dupla face, para montagem do protótipo, conforme ilustrado na figura abaixo.

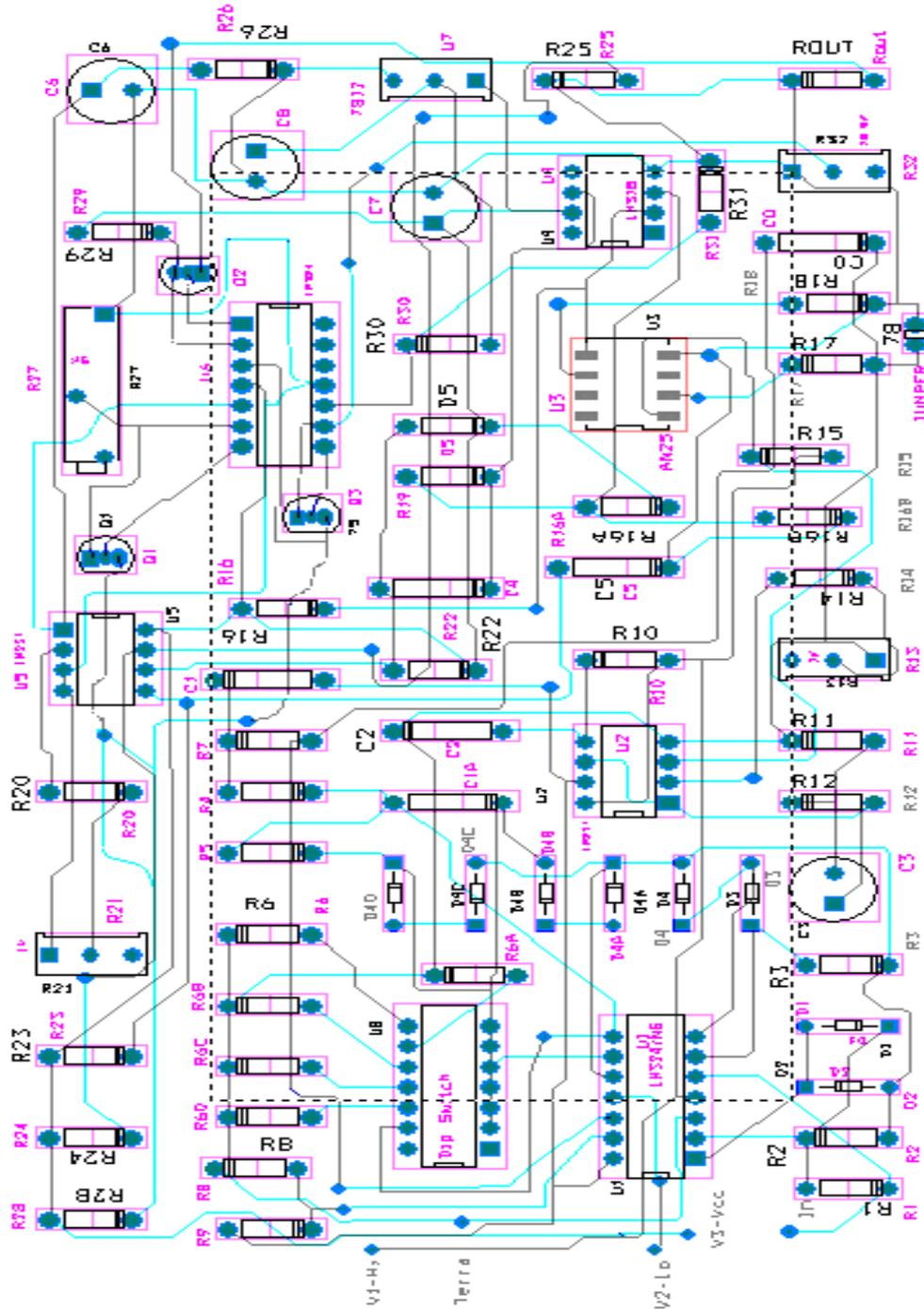


Fig. 3.2 – Layout geral simplificado

Devido a algumas simplificações no circuito geral, foram necessárias modificações no modelo de layout criado pelo software como, por exemplo, à introdução de uma chave “*Dip Switch*” para selecionar as diferentes escalas de sinais de entrada disponíveis para o equipamento, conforme explanado no capítulo II, item referente a “Amplificação e Ajuste de Escala”, bem como outras pequenas adaptações.

Conforme comentado durante o desenvolvimento dos blocos no capítulo II, bem como nos objetivos deste trabalho, uma das características deste condicionador de sinais é o fato dele promover um completo isolamento entre os circuitos de entrada e saída através de um opto acoplador.

Desta maneira, projetou-se um layout de placa preparado para receber externamente alimentação de uma fonte DC isolada ou de duas fontes distintas, bem como a utilização de 2 (dois) diferentes pontos de aterramento, totalmente separados um do outro para proporcionar o isolamento idealizado.

Tal particularidade sugere a necessidade da utilização de uma fonte de alimentação mais sofisticada projetada, por exemplo, em uma configuração “Flyback⁷ Isolada” com três saídas sendo 2 (duas) simétricas em $\pm 15\text{Vdc}$ e outra também com 15Vdc , porém totalmente isolada galvânica ou opticamente das duas anteriores. Salienta-se que esta característica é comumente encontrada em dispositivos comerciais com as mesmas finalidades do proposto neste trabalho, sendo estas fontes agregadas aos condicionadores ou oferecidas opcionalmente em separado (o que é mais comum) como alternativas quando o equipamento onde o condicionador será instalado (painel de medição ou de controle, por exemplo) não possui fonte com estas características de isolamento disponíveis para uso [9].

Assim, respeitando-se as pretensões e objetivos deste trabalho, além das considerações anteriores, foram utilizados para fins de teste de funcionamento 2 (duas) pequenas fontes de tensão independentes, adaptadas para realizar esta finalidade de alimentar isoladamente os respectivos circuitos dos blocos de entrada e saída do condicionador de sinais proposto neste desenvolvimento.

⁷ Configuração utilizada em fontes chaveadas.

3.2 - Confeção da Placa Protótipo em circuito impresso

Após o roteamento das trilhas do circuito e a distribuição dos elementos componentes do layout final obtido do ORCAD Layout, gerou-se mascaras (“layouts”) separados para cada um dos lados da placa (sem a visualização dos componentes), uma vez que devido a grande quantidade de trilhas e recursos disponíveis para confecção do protótipo da placa, bem como considerações anteriores, optou-se pela utilização de uma configuração de placa em dupla face.

Na seqüência foram impressas estas mascaras de cada face de placa e transpassadas respectivamente para cada um dos lados da placa de circuito impresso virgem. Uma vez devidamente estampados os espelhos do circuito em cada um dos lados da placa e feitas as devidas furações, a mesma foi banhada em solução de Percloroeto de Ferro para corrosão do cobre e formação das trilhas do circuito.

A seguir foram posicionados (colocados fisicamente na placa) os respectivos componentes eletrônicos da mesma, passando-se posteriormente a soldagem destes, obtendo-se uma apresentação geral conforme ilustrada na figura a seguir.

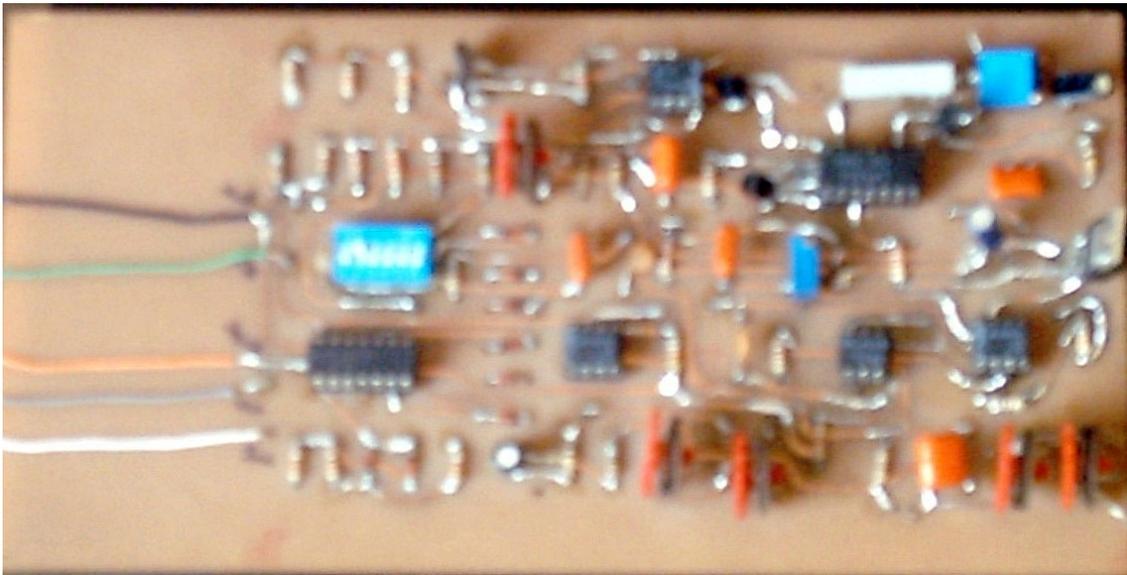


Fig. 3.3 – Aspecto geral da placa protótipo montada

3.3 - Bancada simplificada para testes de funcionamento das entradas e saídas do condicionador sinais

Para simulação do funcionamento da placa protótipo do simulador de sinais, foi montada uma bancada de ensaio composta de elementos básicos para tal finalidade. Os elementos principais desta foram um osciloscópio analógico de 60MHz (para representação gráfica dos sinais obtidos), um pequeno transformador com potenciômetro adaptado (para fornecimento de entradas AC, representando transdutores e sensores de campo), duas pequenas fontes DC (para alimentação dos circuitos da placa) e um multímetro digital 3-1/2 dígitos (para leituras de tensões e correntes do circuito).

O aspecto geral da bancada de ensaios pode ser visualizado através da figura abaixo.



Fig. 3.4 – Bancada de ensaios

3.4 - Ensaios Realizados e Resultados Obtidos

Através dos recursos do “Bloco de Amplificação e Ajuste de Escala”, usamos três diferentes valores de tensão de entrada AC, configurando a placa de acordo com suas magnitudes dos sinais escolhidos através da chave “Dip Switch”, conforme explanado no capítulo II durante o desenvolvimento deste bloco de amplificação e ajustes de escala.

As faixas de tensão de entrada escolhidas para teste tinham como valor máximo de pico os seguintes limites:

- a) V1: 50mVp; b) V2: 1Vp; c) V3: 5Vp

A seguir utilizou-se um procedimento para ajuste de escalas de entrada que compreende a calibração do zero e fundo de escala para cada uma das respectivas faixas de tensão de entrada escolhidas para os testes propostos.

Feitos os ajustes, foram coletados valores de tensão medidos através dos dois canais do osciloscópio, bem como valores de corrente através do multímetro digital empregado nos ensaios, disposto em série com um resistor de saída inserido na placa, para simulação de possíveis cargas a serem alimentadas pelo equipamento condicionador de sinais.

Salienta-se que tal procedimento, que será explanado em detalhes a seguir, é semelhante a procedimentos utilizados em equipamentos comerciais dedicados a finalidades de conversão, transmissão e condicionamento de sinais com isolamento óptico ou galvânico, comumente disponibilizados no mercado nacional e internacional através de manuais de operação fornecidos pelos mais diferentes fabricantes [5].

3.4.1 - Ensaios com entrada AC de 50mV de pico

Devido ao valor máximo de entrada de 50mV de pico desta entrada utilizou-se a faixa 1 do “Bloco de Amplificação e Ajuste de Escala”, fazendo-se a manobra na chave de número 6 do “Dip Switch” de seis posições disposto na placa.

Inicialmente foram feitos os ajustes do zero e do fundo de escala das saídas em tensão, utilizando a respectiva faixa escolhida para esta entrada de 50mV.

3.4.1.1 - Ajustes de Zero (valor mínimo):

Com as fontes DC de alimentação da placa devidamente ligadas, colocou-se uma entrada correspondente a 0 Vac no condicionador de sinais (através do uso de um pequeno transformador com potenciômetro adaptado para simulação das entradas alternadas).

Com este estímulo de entrada, as respectivas saídas do circuito, necessariamente precisariam ser de 0 Vdc (saída em tensão) e de 4 mAdc (saída em corrente). Caso alguma destas saídas não apresente estes valores, passa-se ao ajuste individual (calibração) de cada uma delas.

Para a saída em tensão, conforme pode ser evidenciado pela equação 18 do capítulo II, o principal ajuste para a saída em tensão corresponde ao grupo resistivo R_s , calibrado no protótipo pelo ajuste do potenciômetro de identificação R_{21} . Caso o valor de 0 Vdc não seja prontamente observado para esta entrada nula de tensão alternada, faz-se a gradual redução do ganho do conversor F->V (frequência-tensão) através da redução deste parâmetro resistivo representado pelo potenciômetro R_{21} até a obtenção do valor de saída desejado.

Para a saída em corrente (proveniente do conversor 4-20mA), fazemos o ajuste de mínimo valor (ou de zero, como normalmente empregado em serviços de campo) através da redução do valor resistivo do potenciômetro R_{32} .

Tal intervenção pode ser compreendida através dos esclarecimentos feitos no capítulo II referentemente ao tem 2.5 (Conversão Tensão – Frequência V->F). Com este ajuste no potenciômetro R_{32} , calibramos a fonte de corrente interna de 0.5mA do bloco conversor 4-20mA, que associada aos circuitos subseqüentes deste proporciona uma saída de 4mA para esta situação de entrada zero.

3.4.1.2 - Ajustes de Fundo de Escala (valor máximo):

Semelhantemente aos ajustes de zero, passamos aos ajustes do fundo de escala (valor máximo) para o sinal de entrada da respectiva faixa de 50mV escolhida, porém agora com uma entrada correspondente a 50mVac de pico no condicionador de sinais.

Com este estímulo de entrada, as respectivas saídas do circuito, necessariamente precisariam ser de 10 V_{dc} (saída em tensão) e de 20 mA_{dc} (saída em corrente). Caso alguma destas saídas não corresponda a estes valores, passa-se ao ajuste individual (calibração) da(s) mesma(s).

Para a saída em tensão, considerando a mesma referência explicativa do item anterior (equação 18 do capítulo II), o ajuste para a saída em tensão pode ser feito através da variação do valor resistivo R_s, calibrado no protótipo pelo ajuste do potenciômetro de identificação R₂₁. Caso o valor de 10Vdc não seja prontamente observado para este valor de tensão alternada de entrada (50mV de pico), faz-se a gradual redução (ou aumento) do ganho do conversor F->V (frequência-tensão) através da redução (ou aumento) deste parâmetro resistivo representado pelo potenciômetro R₂₁ até a obtenção do valor de saída desejado.

Para a saída em corrente fazemos o ajuste de fundo de escala (valor máximo) através da variação do valor resistivo do potenciômetro R₂₇. Tal intervenção pode ser compreendida através dos esclarecimentos feitos no capítulo II referentemente ao tem 2.5 (Conversão Tensão – Frequência V->F), uma vez que com este ajuste no potenciômetro R₂₇, calibramos a referência de corrente correspondente ao estímulo de entrada em tensão proveniente do bloco anterior (conversor tensão-corrente), que associada aos circuitos subseqüentes deste conversor 4-20mA resultam em uma saída de 20mA para esta situação de entrada alternada máxima de 50mV_{ac} de pico.

Após o ajuste de fundo de escala realizado, passamos a uma verificação do valor para ajuste de zero para constatarmos a correta calibração do equipamento. Neste ponto cabe lembrar uma informação importante a respeito do funcionamento do condicionador de sinais proposto. Uma vez que a saída em corrente (proveniente do bloco conversor 4-20mA) está amarrada à saída em tensão (proveniente do bloco conversor frequência-tensão), para a calibração da saída em

corrente é importante observarmos o sinal contínuo proveniente da saída em tensão, caso tenhamos dificuldade em calibrar a saída em corrente.

Conforme explanado no procedimento anterior, faz-se a calibração dos valores de mínimo (zero) e máximo (fundo de escala) para as respectivas saídas em tensão e corrente do equipamento e após, faz-se uma verificação dos valores de mínimo. Como a saída do bloco conversor frequência-tensão é proporcional ao trem de pulso proveniente de circuitos anteriores, tendo sua origem no bloco conversor tensão-frequência, caso exista dificuldade em fechar a faixa de máximo e mínimo da saída em tensão do bloco conversor frequência-tensão, é possível estarmos enfrentando alguma variação nesta frequência que alimenta o conversor frequência tensão. O ajuste da referida frequência pode ser feito adicionalmente pela variação do valor resistivo do potenciômetro R_{13} .

Com o ajuste da referida frequência, caso necessário, possibilita-se o ajuste da tensão de saída e, por conseguinte, da corrente de saída em questão. Porém, neste procedimento de calibração estamos considerando uma situação crítica (pior caso), onde o condicionador precisa alimentar com precisão simultaneamente cargas através das duas saídas (em tensão e corrente) do mesmo. Caso estejamos utilizando apenas uma das saídas (o que é mais freqüente), como a saída em corrente, conseguimos ajustar a faixa de mínimo e máximo (4mA e 20mA, respectivamente) através dos ajustes isolados referentes à saída em corrente do equipamento.

Tal particularidade deste conversor proposto neste projeto apresenta-se como uma vantagem em relação a alguns dos condicionadores disponíveis no mercado onde os ajustes de escala são disponibilizados de forma simplificada, sem envolver circuitos internos dos equipamentos. O que parece, a princípio, uma vantagem em termos operacionais destes dispositivos, com o tempo se torna um problema devido à variação das características internas dos componentes dos conversores que começam a não apresentar calibração ou ter sua calibração freqüentemente perdida devido a estarmos atuando apenas em ajustes mais gerais, mascarando alguns problemas internos que os equipamentos podem apresentar, principalmente se expostos a condições agressivas de funcionamento comuns em ambientes industriais.

3.4.1.3 - Resultados obtidos com escala de 50mV de pico

Feitas as devidas calibrações conforme os itens anteriores, passamos aos ensaios com a coleta dos respectivos valores de entrada e saída obtidos. Para melhor representação da proporcionalidade de funcionamento do equipamento, também foi adicionada a leitura da referência de tensão dc obtida dos blocos de retificação, filtragem e ajuste de escala do equipamento. Variando-se os valores da entrada alternada, dentro da escala estabelecida, obtemos os seguintes resultados conforme a tabela abaixo:

Entrada alternada de pico	Tensão contínua interna de referência	Saída no modo tensão	Saída no modo corrente	Erro da Saída no modo corrente
0,0	0,00	0,00	4,00	0,0
12,5	2,60	2,55	7,96	0,5
25,0	4,95	5,20	11,95	0,4
37,5	7,60	7,60	15,92	0,5
50,0	10,10	80,00	20,00	0,0

Tab.1 – Resultados para entrada alternada de 50mV de pico

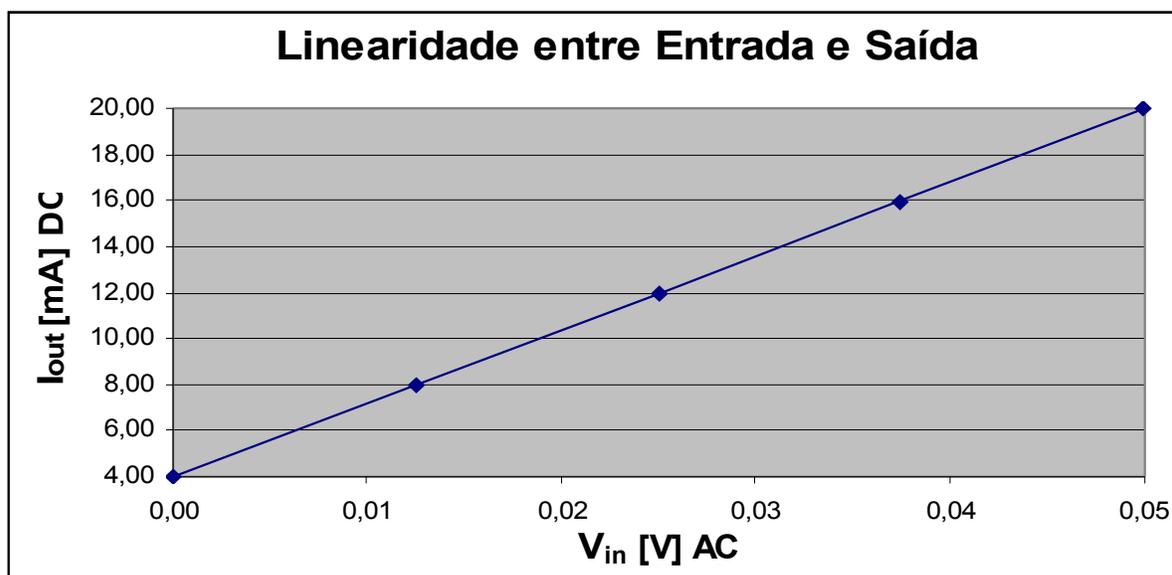


Fig. 3.5 – Linearidade para entrada alternada de 50mV de pico

3.4.2 - Ensaio com entrada AC de 1V de pico

Devido ao valor máximo de entrada de 1V de pico desta entrada utilizou-se a faixa 3 do “Bloco de Amplificação e Ajuste de Escala”, fazendo-se a manobra na chave de número 4 do “Dip Switch” de seis posições disposto na placa. Após a realização dos ajustes do zero e do fundo de escala das saídas em tensão, analogamente ao realizado para o item anterior, variando-se os valores da entrada alternada, dentro da escala estabelecida, obtemos os seguintes resultados conforme a tabela abaixo:

Entrada alternada de pico	Tensão contínua interna de referência	Saída no modo tensão	Saída no modo corrente	Erro da Saída no modo corrente
0,0	0,00	0,00	4,00	0,0
250,0	2,50	2,55	8,00	0,0
500,0	5,00	5,10	12,06	0,5
750,0	7,60	7,55	15,92	0,5
1000,0	10,00	10,10	20,05	0,3

Tab.2 – Resultados para entrada alternada de 1,0V de pico

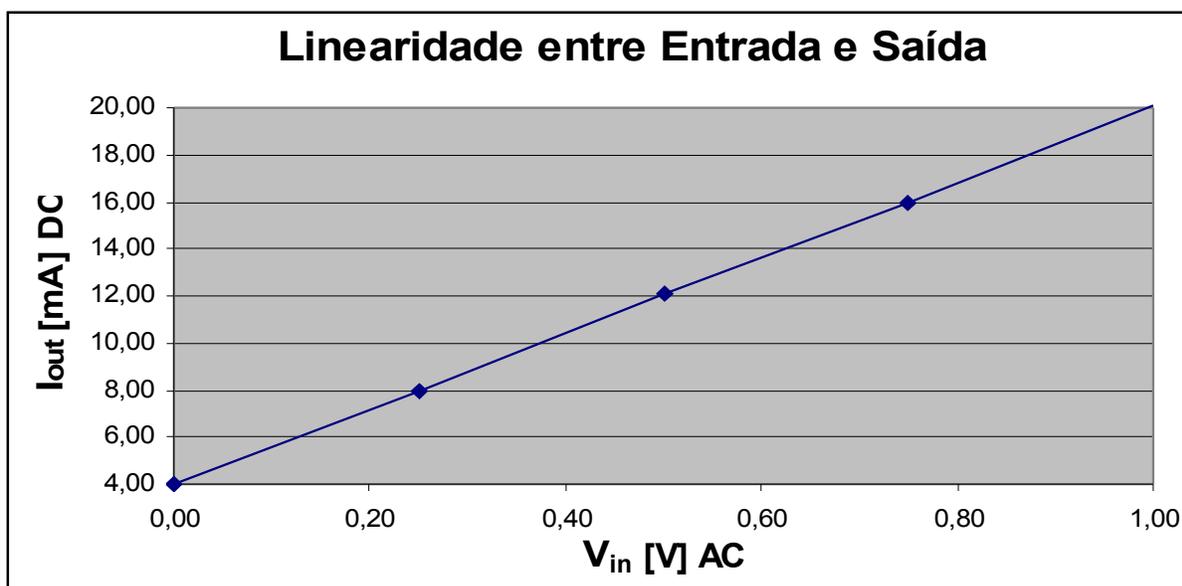


Fig. 3.6 –Linearidade para entrada alternada de 1,0V de pico

3.4.3 - Ensaio com entrada AC de 5V de pico

Analogamente ao realizado no item anterior, devido ao valor máximo de entrada de 5V de pico desta entrada utilizou-se a faixa 5 do “Bloco de Amplificação e Ajuste de Escala”, fazendo-se a manobra na chave de número 2 do “Dip Switch” de seis posições disposto na placa. Após a realização dos ajustes do zero e do fundo de escala das saídas em tensão, analogamente ao realizado para o item anterior, variando-se os valores da entrada alternada, dentro da escala estabelecida, obtemos os seguintes resultados conforme a tabela abaixo:

Entrada alternada de pico	Tensão contínua interna de referência	Saída no modo tensão	Saída no modo corrente	Erro da Saída no modo corrente
0,0	0,00	0,00	4,00	0,0
1250,0	2,55	2,60	7,96	0,5
2500,0	4,95	5,00	12,00	0,0
3750,0	7,55	7,60	15,94	0,4
5000,0	10,00	10,00	20,00	0,0

Tab.3 – Resultados para entrada alternada de 5,0V de pico

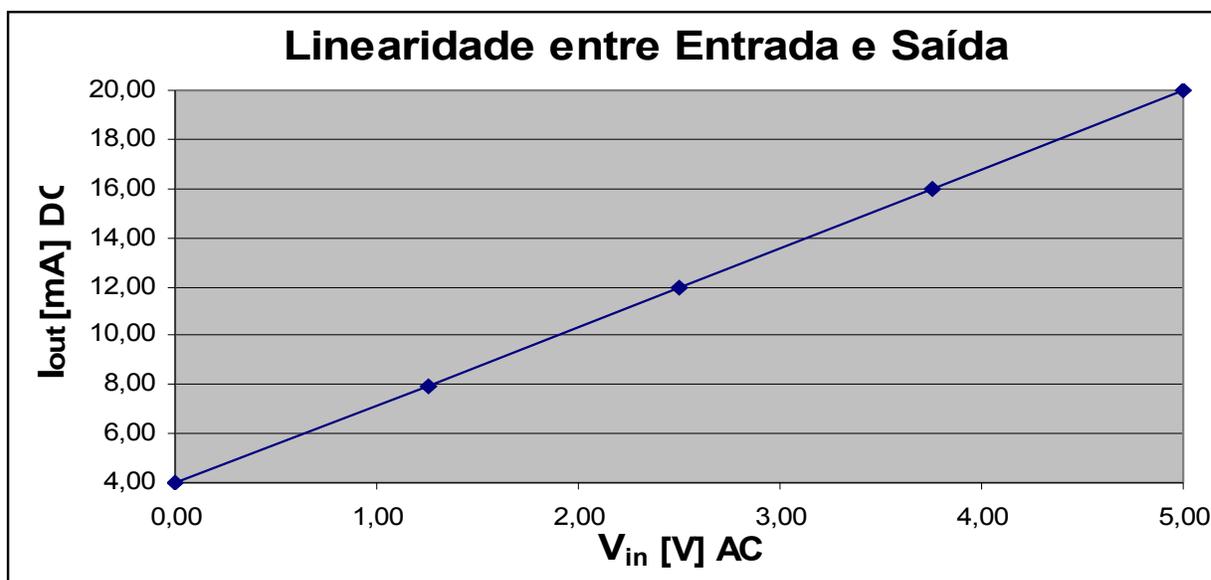


Fig. 3.7 – Linearidade para entrada alternada de 5,0V de pico

De acordo com os resultados apresentados nas tabelas 1, 2 e 3, o maior erro de não linearidade observado na saída 4-20mA foi de apenas 0.5%, tendo ocorrido quando foi utilizado o fundo de escala de 50mV, para sinais alternados.

A simulação com entradas AC é o pior caso de teste para o equipamento, pois este envolve a conversão de sinais alternados em tensões contínuas a serem amplificadas, convertidas e reconvertidas de tensão para frequência e de frequência para tensão, sendo o sinal finalmente convertido em uma corrente de saída na faixa de 4-20mA.

Não foram necessários testes com entradas DC uma vez que valores contínuos de tensão podem ser diretamente alimentados no ponto onde temos a saída contínua do filtro ativo, o que garante, no pior caso, um erro de não linearidade no máximo igual ao obtido com entradas AC.

Desta forma, através das tabelas e gráficos de linearidade, bem como análise dos resultados obtidos, evidencia-se a ótima proporcionalidade e linearidade entre os sinais de entrada e saída do condicionador de sinais, assegurada pelo ótimo resultado obtido referentemente ao erro máximo de linearidade (0.5%), medido através do protótipo do condicionador de sinais durante os testes efetuados.

3.4.4 - Ensaio dos diversos blocos internos

Uma vez verificados, através de ensaios, os resultados e comportamento das entradas e saídas da placa do condicionador de sinais, passamos a realizar ensaios abordando o funcionamento interno da placa de circuito impresso do equipamento. Com isso, avaliaremos não somente a performance individual (ou combinada) de alguns blocos integrantes do circuito geral, mas será apresentado um apanhado geral do funcionamento interno do equipamento, ilustrando através de resultados alguns dos tópicos levantados no capítulo II, quando de simulações e considerações sobre os blocos integrantes do conjunto do condicionador de sinais. Estes ensaios são de extrema importância para que o trabalho se torne didaticamente muito claro, permitindo que a evolução e melhoramentos no protótipo possam ser feitas por outros engenheiros e pesquisadores, que terão à sua disposição os resultados detalhados de cada bloco.

Desta forma, tomaremos um caso particular de faixa de entrada, analisando de extremo a extremo as transformações por que passam o sinal inicialmente coletado até sua entrega através das saídas em tensão e corrente do equipamento.

3.4.4.1 - Medição do Sinal Alternado de Entrada e Sinal Contínuo Após Retificação, Ajuste de Escala e Filtragem

O sinal inicialmente escolhido encontra-se dentro da faixa de 5Vac de pico, utilizando-se desta forma da faixa 5 do “Bloco de Amplificação e Ajuste de Escala”, fazendo-se a manobra na chave de número 2 do “Dip Switch” de seis posições disposto na placa, semelhantemente ao realizado no ensaio anterior.

Utilizando-se do canal 1 do osciloscópio, foi ajustada a magnitude de leitura para 0,1V/div, escolhida a posição da chave para leitura AC e centralizada na tela a referência da forma de onda a ser medida.

Posicionando-se a ponta de medição do canal 1 do osciloscópio no resistor R_1 (resistor do ramal de entrada do bloco retificador de precisão), e considerando-se que a ponta de prova é atenuadora de um fator 10 (consideração a ser expandida para todas as medições do projeto), efetuou-se a leitura do sinal alternado de entrada para 1.0Vac de pico.

O canal 2 do osciloscópio teve sua magnitude ajustada para 0.2V/div, escolhida a posição da chave para leitura DC e deixada a referência da forma de onda a ser medida na parte inferior da tela.

Posicionando-se a ponta de medição do canal 2 do osciloscópio na saída do capacitor C_1 (capacitor de realimentação do filtro ativo do bloco de filtragem, logo após os blocos de amplificação e ajuste de escala) efetuou-se a leitura do sinal contínuo de saída deste bloco encontrado um valor na faixa de 2.0Vdc.

Considerando-se a figura abaixo, representativa de foto tirada com câmera digital Polaroid de 2.1 Mega Pixel, e através de edição no Paint Brush para adicionar cotas para os valores medidos, observa-se a leitura dos valores de 0.1Vac de pico no canal 1, indicando sinal com 1 volt de magnitude (devido à atenuação da ponta de prova), bem como leitura de 0.2 V/div_{dc} no

canal 2, representando leitura de 2.0 volts contínuos (também devido à atenuação da ponta de prova).

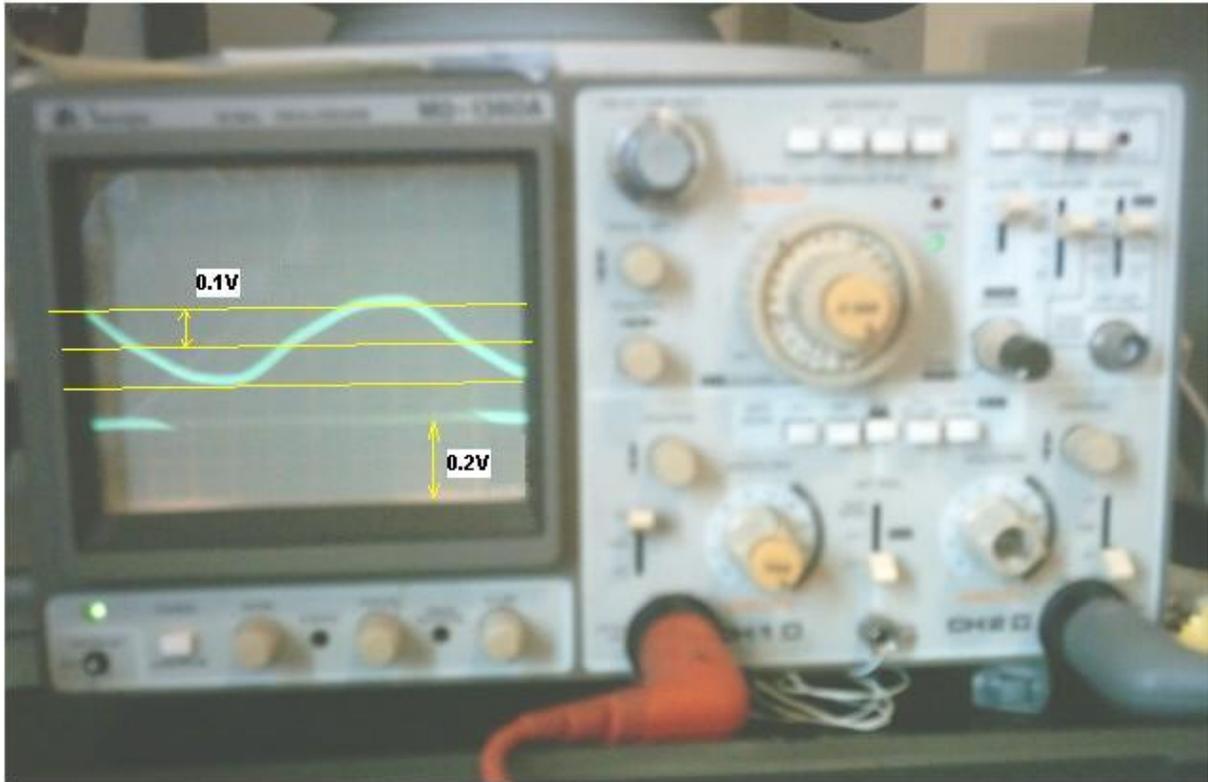


Fig. 3.8 – Medição da entrada AC e do sinal contínuo após filtragem

3.4.4.2 - Medição do Sinal Contínuo (Após Retificação, Ajuste de Escala e Filtragem) de Entrada e de Saída do Bloco Conversor Tensão Freqüência

Utilizando as mesmas considerações com referência as pontas de prova e a edição das fotos para adição de cotas, fez-se a medição dos sinais de entrada do bloco conversor tensão-freqüência (mesmo sinal coletado na figura anterior, resultante do capacitor de realimentação C_1), bem como do trem de pulsos de saída deste conversor, coletado a partir do resistor R_{15} (do ramal de entrada do optoacoplador, posicionado na saída do conversor em questão).

O canal 1 do osciloscópio teve sua magnitude ajustada para 0.2V/div, escolhida a posição da chave para leitura DC e deixada a referência da forma de onda a ser medida na parte inferior da tela.

Posicionando-se a ponta de medição do canal 1 do osciloscópio na saída do capacitor C1, semelhantemente a medição deste parâmetro no item anterior, efetuou-se a leitura do sinal contínuo de saída deste bloco encontrado um valor final corrigido (compensando o efeito da atenuação da ponta de prova) na faixa de 2.0Vdc

Utilizando-se do canal 2 do osciloscópio, foi ajustada a magnitude de leitura para 0,1V/div, bem como o período do sinal em 0.2ms/div, escolhida a posição da chave para leitura DC e centralizada na tela a referência da forma de onda a ser medida.

Posicionando-se a ponta de medição do canal 2 do osciloscópio no resistor R₁₅ (resistor do ramal de entrada do optoacoplador), efetuou-se a leitura do trem de pulsos cujo período de saída era de 0.5 ms (duas divisões e meias da escala horizontal ajustada em 0.2) o que representava um trem de pulsos com frequência de 2kHz, conforme ilustrado na figura abaixo.

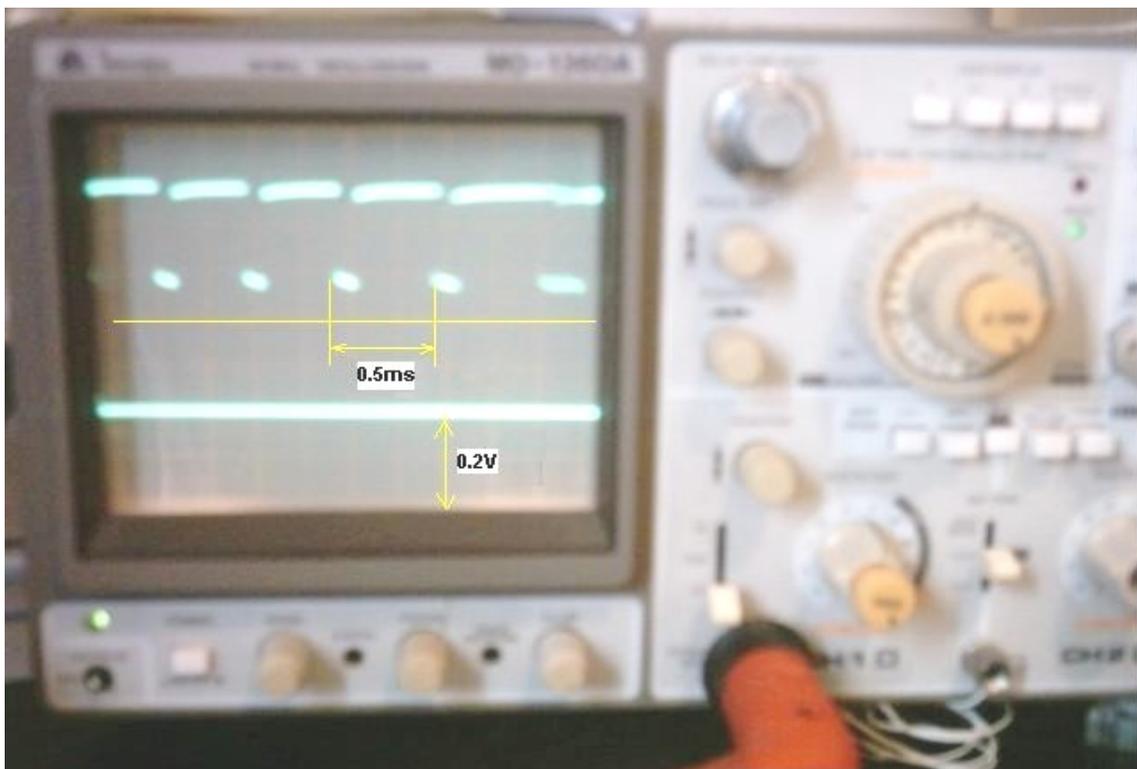


Fig. 3.9 – Medição dos sinais de entrada (contínuo) e saída (trem de pulsos) do conversor Tensão-Frequência

3.4.4.3 - Medição do Sinal de Saída do Bloco Conversor Tensão-Frequência e do Sinal de Saída do Schmitt Trigger

Utilizando as mesmas considerações do item anterior, fez-se a medição dos sinais de saída do bloco conversor tensão-frequência (mesmo sinal coletado na figura anterior, resultante do capacitor de realimentação C_1), bem como do sinal de saída do bloco de conformação dos pulsos (“quadramento do sinal”) realizado por um Schmitt Trigger, coletando o sinal a partir do capacitor C_4 (acoplamento entre o Schmitt Trigger e o conversor frequência-tensão do próximo bloco).

Utilizando-se do canal 1 do osciloscópio, foi ajustada a magnitude de leitura para 0,1V/div, bem como o período do sinal em 0.2ms/div, escolhida a posição da chave para leitura DC e centralizada na tela a referência da forma de onda a ser medida.

Posicionando-se a ponta de medição do canal 1 do osciloscópio no resistor R_{15} (resistor do ramal de entrada do optoacoplador), efetuou-se a leitura do trem de pulsos cujo período de saída era de 0.5 ms o que representava um trem de pulsos com frequência de 2kHz.

Utilizando-se do canal 2 do osciloscópio, foi ajustada a magnitude de leitura para 0,5V/div, bem como o período do sinal em 0.2ms/div, escolhida a posição da chave para leitura DC e deixada a referência da forma de onda a ser medida na parte inferior da tela.

Posicionando-se a ponta de medição do canal 2 do osciloscópio no capacitor C_4 efetuou-se a leitura do trem de pulsos cujo período de saída era os mesmos 0.5 ms (ou seja, 2kHz de frequência) do canal 1, porém agora com magnitude de tensão final corrigida próximo aos 15 Volts, contra os menos de 3 Volts (tensão corrigida) do trem de pulsos coletado no canal 1.

Vale lembrar que, até este momento, todas as medidas efetuadas foram realizadas referenciando-se ao potencial de terra dos circuitos do lado de entrada. Para esta medição, estamos utilizando dois pontos de aterramento como referências isoladas para cada um dos canais do osciloscópio. O canal 1 que monitora a frequência de saída do conversor tensão-frequência fica antes do optoacoplador, sendo portanto referenciado ao terra dos circuitos de entrada. Por sua

vez o canal 2 do osciloscópio que monitora o sinal de saída do Schmitt Trigger está posicionado após o optoacoplador e portanto referenciado ao terra dos circuitos de saída.

Aqui fica evidenciado o isolamento óptico entre os circuitos integrantes dos blocos de entrada e os circuitos integrantes dos blocos de saída, conforme proposto no desenvolvimento idealizado para este condicionador de sinais.

Outro ponto a ser salientado é que além dos sinais medidos com os canais do osciloscópio, temos representado na figura abaixo a saída em corrente lida através de um multímetro digital inserido em série com o resistor de carga acoplado ao condicionador de sinais.

Evidencia-se até aqui a proporcionalidade entre os diversos tipos de sinais transformados dentro dos blocos do equipamento, pois para uma entrada de 1.0V alternado de pico, temos dentro de uma escala de 4-20mA uma saída de 7.2mA. Sendo a escala em corrente de 16mA de magnitude (20mA-4mA), é direta a comprovação da proporcionalidade entre a entrada alternada em tensão e a saída em corrente por:

$$\frac{5V_{ac}}{1V_{ac}} \approx \frac{16mA}{x} \therefore x = 3.2mA \rightarrow I_{out} = (4 + 3.2)mA \rightarrow I_{out} = 7.2mA \quad (22)$$

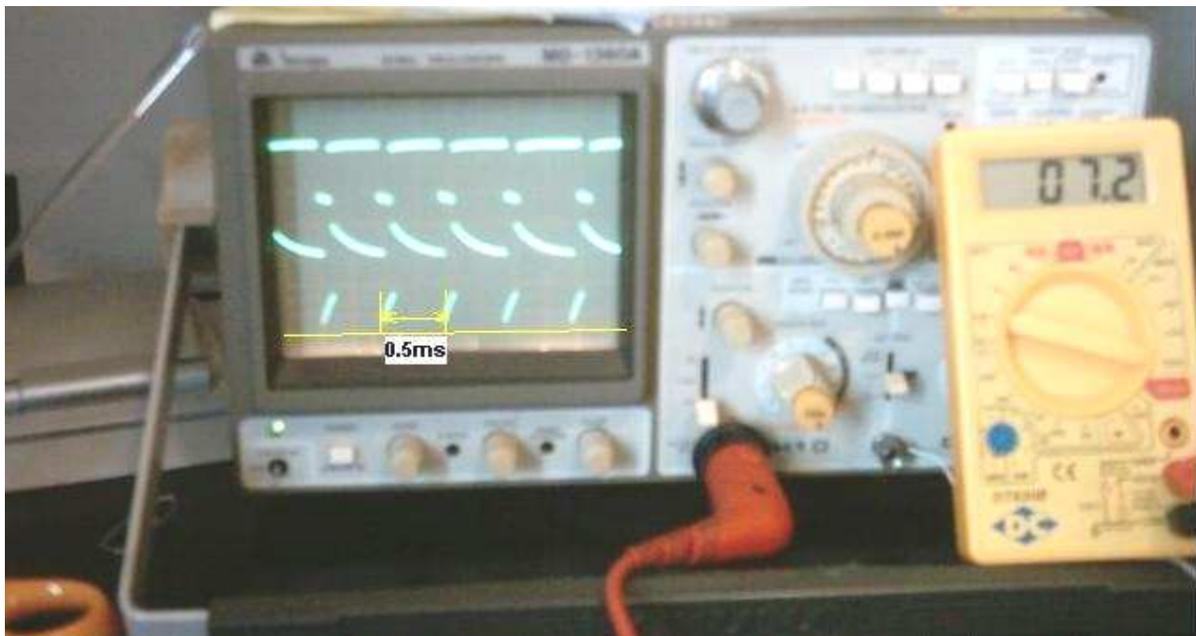


Fig. 3.10 – Medição dos sinais de saída do conversor Tensão-Freqüência e do Schmitt Trigger

3.4.4.4 - Medição do Sinal de Saída do Schmitt Trigger e do Conversor Freqüência-Tensão

Fez-se a medição dos sinais de saída do bloco de conformação dos pulsos (“quadramento do sinal”) realizado por um Schmitt Trigger, coletando o sinal a partir do capacitor C_4 (acoplamento entre o Schmitt Trigger e o conversor freqüência-tensão do próximo bloco), bem como o sinal de saída do conversor freqüência-tensão através do resistor R_{26} .

Para o canal 1 do osciloscópio, foi ajustada a magnitude de leitura para 0,2V/div, escolhida a posição da chave para leitura DC e centralizada na tela a referência da forma de onda a ser medida.

Posicionando-se a ponta de medição do canal 1 do osciloscópio no resistor R_{26} efetuou-se a leitura do sinal contínuo de saída do conversor freqüência-tensão, encontrando a magnitude de tensão final corrigida de 2 Vdc.

Utilizando-se do canal 2 do osciloscópio, foi ajustada a magnitude de leitura para 0,5V/div, bem como o período do sinal em 0.2ms/div, escolhida a posição da chave para leitura DC e deixada a referência da forma de onda a ser medida na parte inferior da tela.

Posicionando-se a ponta de medição do canal 2 do osciloscópio no capacitor C_4 efetuou-se a leitura do trem de pulsos cujo período de saída era os mesmos 0.5 ms (ou seja, 2kHz de freqüência) do canal 1, porém agora com magnitude de tensão final corrigida próximo aos 15 Volts, contra os menos de 3 Volts (tensão corrigida) do trem de pulsos coletado no canal 1.

Também temos ilustrado nesta figura a saída em corrente lida através de um multímetro digital inserido em série com o resistor de carga. Ressalva-se que o valor lido no multímetro é de 7.1mA contra os 7.2mA do item anterior, sendo tal variação proveniente de arredondamento realizado pelo equipamento de medição quando de variação de pequena magnitude do sinal medido, evidenciada pela utilização de apenas um algarismo significativo no display do medidor.

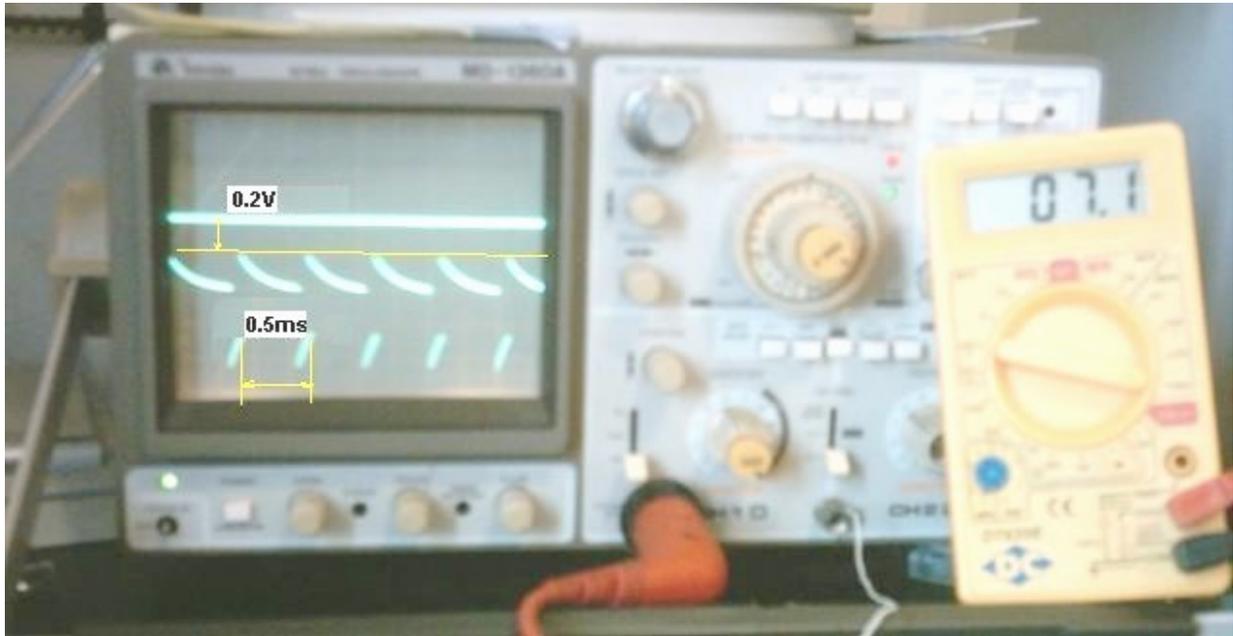


Fig. 3.11 – Medição dos sinais de saída do Schmitt Trigger e do conversor frequência-tensão

3.4.5 - Ensaio simplificado de sinal com entrada alternada em geral com dados medições de diversos blocos internos

No exemplo do item anterior percorremos de uma forma simplificada todos os blocos (ou grupos de blocos) integrantes do circuito geral do condicionador de sinais, demonstrando através de formas de onda capturadas com osciloscópio, bem como medições realizadas com multímetro digital o trajeto de um sinal alternado de 1.0V de pico deste a entrada na placa, até sua saída na forma de sinal em tensão, com magnitude de 2.0V contínuos, bem como sua saída na forma de sinal em corrente, com magnitude de 7.2mA.

Agora, de uma forma simplificada vamos explorar outra entrada alternada, considerando a mesma faixa para escala (chave 5, faixa de 5Vac de pico), porém com valor de tensão de entrada diferente.

Para um sinal de entrada alternado de magnitude de 2.5V de pico procedemos de forma a fazer-se à medição de sinais representativos tanto dos blocos dos circuitos de entrada, quanto dos blocos dos circuitos de saída.

Assim fez-se à medição dos sinais de saída do bloco conversor tensão-freqüência através do resistor R_{15} , bem como do sinal de saída do bloco de conformação dos pulsos (“quadramento do sinal”) realizado por um Schmitt Trigger, coletando o sinal a partir do capacitor C_4 .

Utilizando-se o canal 1 do osciloscópio, foi ajustada a magnitude de leitura para 0,1V/div, bem como o período do sinal em 0.1ms/div, escolhida a posição da chave para leitura DC e centralizada na tela a referência da forma de onda a ser medida. Posicionando-se a ponta de medição do canal 1 do osciloscópio no resistor R_{15} (resistor do ramal de entrada do optoacoplador), efetuou-se a leitura do trem de pulsos cujo período de saída era de 0.5 ms, o que representava um sinal com freqüência de 2kHz.

Para o canal 2 do osciloscópio, foi ajustada a magnitude de leitura para 1,0V/div, bem como o período do sinal em 0.1ms/div, escolhida a posição da chave para leitura DC e deixada a referência da forma de onda a ser medida na parte inferior da tela. Posicionando-se a ponta de medição do canal 2 do osciloscópio no capacitor C_4 efetuou-se a leitura do trem de pulsos cujo período de saída era 0.2 ms, ou seja, 5kHz de freqüência.

Desta forma, semelhantemente ao observado no exemplo do item anterior, fica evidenciada a proporcionalidade entre os sinais em ambos os lados do optoacoplador através da relação praticamente linear entre os sinais manipulados internamente no equipamento, visto que para a entrada de 2.5Vac de pico (configurada para operar dentro de uma faixa de entrada de 0-5Vac de pico), temos um sinal de saída 12mA (que opera dentro de uma escala de saída no modo corrente de 4-20mA). Numericamente podemos ilustrar as proporções da seguinte forma:

$$\frac{2.5Vac}{5Vac} \approx \frac{5kHz}{10kHz} \approx \frac{5Vdc}{10Vdc} \quad (23)$$

Sendo a escala de 4-20mA equivalente a uma relação na faixa de 0-16mA, temos que

$$\frac{5Vdc}{10Vdc} \approx \frac{16mA}{x} \therefore x = 8mA \rightarrow I_{out} = (4 + 8)mA \rightarrow I_{out} = 12mA \quad (24)$$

Tal medição, bem como suas relações, pode ser visualizada através das figuras 3.8 e 3.9.

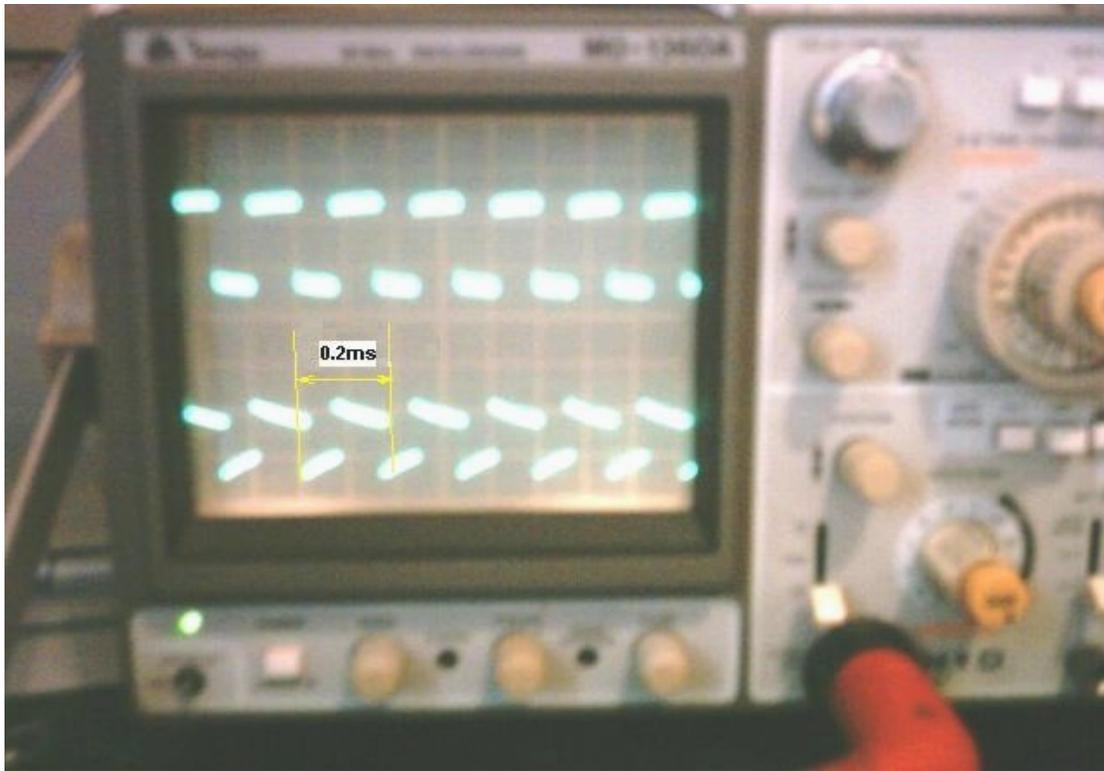


Fig. 3.12 – Sinais de saída do conversor tensão-freqüência e do Schmitt Trigger

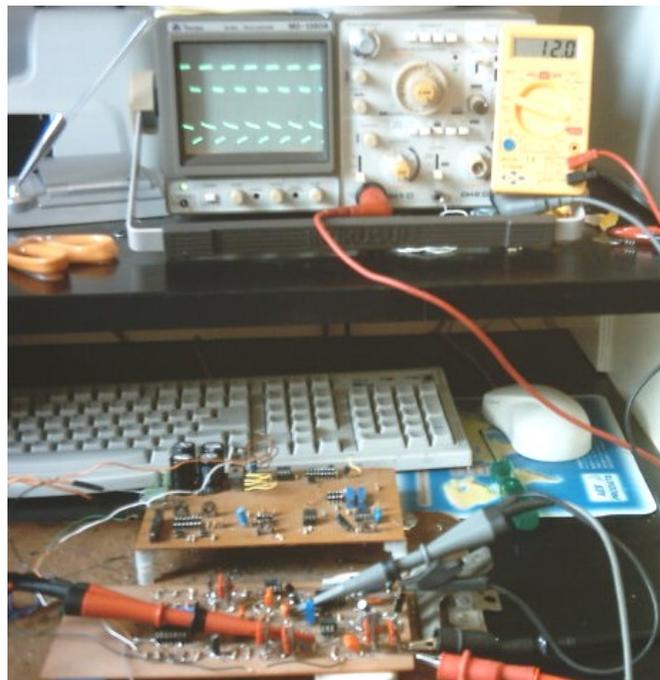


Fig. 3.13 – Aspecto geral da bancada para medição dos sinais de entrada e saída

CONCLUSÃO

No presente trabalho foram apresentados o projeto e desenvolvimento de um condicionador de sinais, com saídas em tensão e corrente na faixa de 4-20mA.

Todo o planejamento, bem como o projeto e desenvolvimento, foi realizado baseando-se tanto em pesquisa bibliográfica realizada em catálogos, manuais e especificações técnicas de fabricantes de equipamentos similares encontrados no mercado nacional e internacional, quanto em artigos e literatura especializada para um embasamento teórico sustentado por informações conceituais e práticas sobre condicionamento de sinais em equipamentos e dispositivos inseridos em ambientes industriais agressivos.

As diretrizes que guiaram o andamento do projeto nortearam não somente desenvolvimento de um dispositivo eletrônico eficiente e de baixo custo, mas que também fosse elaborado utilizando conceitos e recursos eletrônicos convencionais que facilitassem não somente a compreensão de seus elementos de uma forma didática e acadêmica, mas sim que proporcionassem flexibilidade, facilidade de manutenção e recursos de calibração, tanto em campo quanto em laboratório, através da simplicidade de seus circuitos e estruturas lógicas.

Durante os ensaios preliminares a montagem do protótipo (feitos em “protoboard” e placa universal), os resultados indicaram uma leve tendência à não linearidade para as saídas, ao trabalhar com pequenos sinais de entrada da ordem de algumas dezenas de milivolt. Este problema foi contornado acrescentando-se aos blocos de entrada um bloco que fizesse um ajuste de escala para estes sinais dividindo-os em faixas selecionáveis através de uma “Dip Switch” de 6 (seis) posições. Foram especificadas algumas faixas principais de operação de acordo com a tendência da maioria dos dispositivos sensores e transdutores de campo para aplicações industriais. Com isto foram obtidos melhores resultados, conseguindo-se uma faixa de erro percentual para não linearidades máxima de 0.5% o que atende a maioria das aplicações industriais dedicadas para esta finalidade de transmissão de sinais em malhas de controle com isolamento entre potenciais diferentes em malhas de corrente ou tensão.

Muitos dos elementos passivos empregados na placa, bem como recursos para confecção da mesma foram utilizados de forma a não onerar os custos deste, porém sem comprometer os resultados experimentais e suas análises de desempenho global. Desta forma, a utilização de elementos de maior precisão (como resistores de filme metálico com menor percentual de erro e, transistores de efeito de campo para eliminar o erro das correntes de base nos circuitos geradores das correntes 4-20 mA), bem como pequenas modificações construtivas e melhores recursos para a confecção da placa de circuito impresso do protótipo são alguns dos tópicos a considerar em avaliações de melhoria e motivação para novos desenvolvimentos similares objetivando melhores e mais precisos resultados.

Como a maioria dos dispositivos comerciais para esta finalidade apresenta apenas alguns recursos básicos de calibração em campo (visando principalmente as saídas), foram inseridos pontos para calibrações referentes a blocos internos do equipamento, proporcionando melhores condições de ajuste do mesmo quando, devido a altos níveis de interferência ou comprometimento da precisão de algum componente (por tempo ou condições agressivas de uso), existe alguma dificuldade de ajuste de zero (valor mínimo) ou de fundo de escala (valor máximo) com somente recursos de ajuste para saídas (tanto em modo tensão quanto em modo corrente). Estes pontos de calibração adicionais mostraram-se durante os testes e ajustes efetuados nos ensaios (quando da escolha das faixas de entrada para os diversos sinais simulados) não somente como um recurso de regulação preliminar, mas sim como uma importante alternativa para adequar faixas de entradas não comportadas pelas respectivas escolhas disponíveis dentre as 6 (seis) alternativas das chaves “Dip switch” (de acordo com a magnitude dos sinais capturados de possíveis elementos sensores ou transdutores), sendo portanto um pequeno diferencial em relação a similares mais complexos encontrados no mercado.

Considerando que o protótipo montado foi testado e avaliado tanto qualitativa quanto quantitativamente sendo os resultados obtidos para o mesmo compatíveis com a maioria dos equipamentos similares instalados em plantas industriais (no que concerne à isolação e condicionamento de pequenos sinais de controle, trafegando em ambientes com altos níveis de interferência), pode-se afirmar que o condicionador de sinais, alvo do desenvolvimento deste trabalho, mostra-se como uma alternativa de baixo custo, eficiente e viável, em comparação a dispositivos de mercado normalmente empregados tanto em malhas de corrente quanto de tensão.

BIBLIOGRAFIA

- [1] - Malvino, A. P., Eletrônica, Vols I e II, Editora Makron Books, 4ª Ed., 1995.
- [2] - Bignell, J. W., Eletrônica Digital, Vol. II, Ed. Makron Books, 1995.
- [3] - Dallas Semiconductor, Analog-Signal Data Acquisition in Industrial Automation Systems, Control Engineering magazine, February 9, 1999
- [4] - Paggi, C. E., Aperfeiçoamento do Anemômetro a Efeito Peltier, Tese de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, março de 2002
- [5] - Invensys-Eurotherm, Tech. Tutorial, Signal Conditioning & Isolation, 2002
- [6] - Holland A., Holland Technical Skills, Signal Conditioners, April 29, 2001
- [7] - Analog Devices, One Technology Way, 4-20mA Digital to Process Current Transmitter
- [8] - Lockhart, R., Dataforth Corporation, Why Use Isolated Signal Conditioners
- [9] - Dataforth Corporation, 4-20 mA Transmitters
- [10] - Datal Innovation and Excellence, 4-20mA Current Loop Primer
- [11] - Datal Innovation and Excellence, Configurations And FAQs
- [12] - Dataforth Corporation, Industrial Signal Conditioning, A Tutorial
- [13] - Dataforth Corporation, Protecting Signal Lines Against Electromagnetic Interference