

Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Curso de Engenharia Eletrônica

Thiago Roberto Machado

**Desenvolvimento de um Sistema IT-Médico
com Localização de Fuga de Corrente Elétrica**

Toledo

2022

Thiago Roberto Machado

**Desenvolvimento de um Sistema IT-Médico com
Localização de Fuga de Corrente Elétrica
Development of an IT-Medical System with Leak Location**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2 do Curso de Engenharia Eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR Campus Toledo, como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Orientador(a) Prof. Me. Victor Alexandre Franco de Carvalho

Toledo
2022



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/)

Esta licença permite que outros remixem, adaptem e criem a partir do trabalho licenciado para fins não comerciais, com crédito atribuído ao autor. Os usuários não têm que licenciar os trabalhos derivados sob os mesmos termos estabelecidos pelo autor do trabalho original.

Thiago Roberto Machado

Desenvolvimento de um Sistema IT-Médico com Localização de Fuga de Corrente Elétrica

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2 do Curso de Engenharia Eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR Campus Toledo, como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Trabalho aprovado. Toledo, 23 de março de 2022:

**Prof. Me. Victor Alexandre Franco
de Carvalho**
UTFPR-TD
Orientador(a)

Prof. Dr. Ednei Luiz Miotto
UTFPR-TD

Prof. Dr. Gerson Filippini
UTFPR-TD

Toledo
2022

A folha de aprovação assinada encontra-se na coordenação do curso

RESUMO

Em Estabelecimentos Assistenciais de Saúde (EAS) os equipamentos eletromédicos utilizados em cirurgias cardíacas ou que estejam sustentando a vida de um paciente em Unidades de Terapia Intensiva (UTI) necessitam de instalações elétricas específicas. Para estes locais a Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) designa a Norma Brasileira (NBR) 13534 (2008). Esta norma exige a instalação de um sistema denominado IT-Médico. Este sistema é caracterizado pela utilização de um transformador de separação, um Dispositivo Supervisor de Isolamento (DSI). Desta forma previne-se choques elétricos, surgimento de centelhas e desarmes repentinos da proteção do equipamento. Este trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de um sistema IT-Médico com um DSI e em caso de falha elétrica, localizar o circuito onde ocorre a falha.

Palavras-chave: Engenharia biomédica. Instalações elétricas. Proteção elétrica

ABSTRACT

In establishment of health care therapies the electromedical equipment used in cardiac equipment or that sustain the life of the patient in intensive surgery units specific electrical installations. For these places, the Brazilian Association of Technical Standards designates the brazilian standard 13534 (2008). This standard requires the installation of a system called IT-Médico. This system is characterized by the use of a separation transformer, an insulation supervisory device. From this prevention - electric shocks, in order to protect the equipment. This work aims to develop an IT-Medical system with a DSI and in case of electrical failure, locate the circuit where a failure occurs. **Keywords:** Biomedical engineering. Electrical installations. Electrical protection.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

| | |
|---|----|
| Figura 1 – Diagrama de um aterramento TN-C. | 16 |
| Figura 2 – Diagrama de um aterramento TN-S. | 16 |
| Figura 3 – Diagrama de um aterramento TN-C-S. | 16 |
| Figura 4 – Diagrama de um aterramento TT. | 17 |
| Figura 5 – Diagrama de um aterramento IT. | 17 |
| Figura 6 – Diagrama esquemático de um sistema IT-médico. | 19 |
| Figura 7 – Diagrama de ligação de um transformador isolador. | 20 |
| Figura 8 – Circuito para obtenção da impedância de isolamento. | 21 |
| Figura 9 – Divisor de Tensão aplicado a Etapa de medição. | 22 |
| Figura 10 – Frequência de corte para um filtro passa baixa. | 23 |
| Figura 11 – Modelo de resposta em frequência para um filtro de primeira ordem. | 24 |
| Figura 12 – Topologia para um filtro passa-baixa de primeira ordem. | 24 |
| Figura 13 – Topologia para um circuito amplificador de diferenças. | 25 |
| Figura 14 – Topologia de um filtro Sallen-Key de segunda ordem. | 26 |
| Figura 15 – Diagrama de ligação de um transformador de corrente. | 27 |
| Figura 16 – Aplicações típicas do sensor ZMCT118F. | 28 |
| Figura 17 – Vista frontal do sensor de temperatura LM35. | 28 |
| Figura 18 – Diagrama de <i>pinout</i> do microcontrolador PIC16F886A. | 29 |
| Figura 19 – Esquema para ligar um botão com resistor <i>pull-up</i> . | 30 |
| Figura 20 – Display LCD 16x2 caracteres. | 31 |
| Figura 21 – Sinaleiro Azul. | 31 |
| Figura 22 – Diagrama para acionamento de um sinaleiro. | 32 |
| Figura 23 – Diagrama esquemático da aplicação do LM35. | 34 |
| Figura 24 – Diagrama de polos e zeros do trabalho anterior. | 36 |
| Figura 25 – Diagrama de Bode para o filtro projetado. | 37 |
| Figura 26 – Diagrama polos e zeros para o trabalho atual. | 38 |
| Figura 27 – Comparador de tensão de Ganho unitário. | 39 |
| Figura 28 – Medidor de isolamento Permanente. | 39 |
| Figura 29 – Método de utilização do TC para amostragem de corrente. | 40 |
| Figura 30 – Circuito utilizado para detecção de fuga. | 41 |
| Figura 31 – Gráfico da temperatura mensurada em comparação com a temperatura real (resultado simulado). | 43 |
| Figura 32 – Gráfico da resistência de isolamento em função da tensão amostrada. | 44 |
| Figura 33 – Medidor de isolamento permanente implementado sem adaptação. | 46 |
| Figura 34 – Medidor de isolamento permanente implementado com adaptação. | 47 |
| Figura 35 – Medidor de isolamento permanente implementado no quadro. | 48 |

| | |
|---|----|
| Figura 36 – Placas para monitoramento dos circuitos elétricos. | 49 |
| Figura 37 – Fonte Chaveada 24 V. | 49 |
| Figura 38 – Transiente proveniente da fonte chaveada de 24 V. | 50 |
| Figura 39 – Fonte 24 V projetada. | 50 |
| Figura 40 – Vista externa do quadro para um sistema IT-Médico. | 51 |
| Figura 41 – Vista interna do quadro para um sistema IT-Médico.png | 52 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | |
|----------|---|
| AMP OP | Amplificador Operacional |
| AMP OP's | Amplificadores Operacionais |
| DATASUS | Departamento de Informática do Sistema Único de Saúde |
| EEM | Equipamentos Eletromédicos |
| SUS | Sistema Único de Saúde |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|--------|--|
| t_s | Time Settling (tempo de assentamento) |
| ABNT | Associação Brasileira de Normas Técnicas |
| ANVISA | Agência Nacional de Vigilância Sanitária |
| CA | Corrente Alternada |
| CC | Corrente Contínua |
| DSI | Dispositivo Supervisor de Isolamento |
| EAS | Estabelecimentos Assistenciais de Saúde |
| I_f | Corrente de Fuga |
| LCD | Liquid Crystal Display |
| NBR | Norma Brasileira |
| RTOS | Real Time Operation System |
| TBJ | Transistor Bipolar de Junção |
| TC | Transformador de Corrente |
| UTI | Unidade de Terapia Intensiva |

SUMÁRIO

| | | |
|----------|--|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO | 11 |
| 2 | OBJETIVO | 13 |
| 3 | JUSTIFICATIVA | 14 |
| 4 | REFERENCIAL TEÓRICO | 15 |
| 4.1 | TIPOS DE ATERRAMENTO | 15 |
| 4.1.1 | TN-C | 15 |
| 4.1.2 | TN-S | 15 |
| 4.1.3 | TN-C-S | 16 |
| 4.1.4 | TT | 17 |
| 4.1.5 | IT | 17 |
| 4.2 | SISTEMA IT-MÉDICO | 18 |
| 4.2.1 | Transformador de Separação (Isolador) | 20 |
| 4.2.2 | Dispositivo Supervisor de Isolamento (DSI) | 21 |
| 4.2.2.1 | Etapa de Medição | 22 |
| 4.2.2.2 | Etapa de Filtragem | 23 |
| 4.2.2.3 | Etapa de Comparação | 25 |
| 4.3 | FILTROS DE SEGUNDA ORDEM (TOPOLOGIA SALLEN-KEY) | 26 |
| 4.4 | TRANSFORMADORES DE CORRENTE (TC) | 27 |
| 4.5 | SENSOR DE TEMPERATURA (LM35) | 28 |
| 4.6 | MICROCONTROLADOR (PIC16F886A) | 29 |
| 4.6.1 | Periféricos para o Microcontrolador | 30 |
| 4.6.1.1 | Implementação de Botão | 30 |
| 4.6.1.2 | DISPLAY LCD | 30 |
| 4.6.1.3 | Acionamento Dos Sinais | 31 |
| 5 | MATERIAIS E MÉTODOS | 33 |
| 5.1 | MEDIÇÃO DA TEMPERATURA DO TRANSFORMADOR | 34 |
| 5.2 | MEDIÇÃO DE ISOLAMENTO PERMANENTE | 34 |
| 5.2.1 | Etapa de Amostragem | 35 |
| 5.2.2 | Etapa de Filtragem | 35 |
| 5.2.3 | Etapa de Comparação | 38 |
| 5.2.4 | Circuito para Medição da Resistência de Isolamento | 39 |
| 5.3 | LOCALIZAÇÃO DA FUGA DE CORRENTE | 40 |

| | | |
|----------|--|-----------|
| 6 | RESULTADOS | 43 |
| 6.1 | RESULTADOS SIMULADOS | 43 |
| 6.1.1 | Aferição de temperatura do Transformador | 43 |
| 6.1.2 | Medição da Resistência de Isolamento | 44 |
| 6.1.3 | Detecção da Corrente de Fuga | 45 |
| 6.2 | RESULTADOS EXPERIMENTAIS | 45 |
| 6.2.1 | Aferição de temperatura do Transformador | 45 |
| 6.2.2 | Medição da Impedância de Isolamento | 46 |
| 6.2.3 | Detecção da Corrente de Fuga | 47 |
| 6.2.4 | Fonte de Alimentação | 48 |
| 6.2.5 | Protótipo do Produto | 50 |
| 7 | CONCLUSÕES | 53 |
| 8 | TRABALHOS FUTUROS | 54 |
| | REFERÊNCIAS | 55 |
| | APÊNDICE A – TENSÃO NO PONTO AN1 | 57 |

1 INTRODUÇÃO

Os Estabelecimentos Assistenciais de Saúde (EAS) são locais que providenciam assistência médica para a população e são fundamentais para o desenvolvimento da sociedade. Estes locais podem ser de iniciativa privada ou pública e podem ser caracterizados das mais variadas formas conforme o Departamento de Informática do Sistema Único de Saúde (DATASUS, 2003). Estes estabelecimentos, cujas estruturas podem ser construções novas ou não, devem obedecer as normas de instalações elétricas mais atualizadas, neste caso, a norma específica para instalações elétricas em ambientes assistenciais de saúde (ABNT NBR 13534 (2008)), além das demais normas de instalações elétricas.

Nestes recintos há uma grande quantidade de Equipamentos Eletromédicos (EEM) com as mais variadas funções. Desde equipamentos de exames diagnósticos, como tomógrafos e aparelhos para ressonância magnética, até equipamentos de suporte a vida como eletrocardiógrafos e ventiladores pulmonares. Atualmente a importância destes equipamentos para pessoas em situações de saúde críticas é imensurável e, acidentes relacionados a choques elétricos nestes locais são inaceitáveis, podendo ocasionar o óbito do paciente.

Com base nestas necessidades, tornou-se necessária a elaboração de uma norma técnica para as instalações elétricas dos EEM's nos EAS's. Para isso é necessário classificar os recintos dos EAS's e segundo a norma (ABNT NBR 13534 (2008)) pode-se classificar os locais como grupo 0, onde não há EEM aplicado ao paciente, grupo 1 onde há EEM aplicado a parte externa do corpo ou que tenha contato com fluidos corporais exceto o coração e grupo 2, onde o EEM é aplicado diretamente ao coração ou se o recinto possuir EEM's de suporte a vida.

Dentre os grupos citados o foco será no grupo 2, pois segundo a norma (ABNT NBR 13534 (2008)) estes locais devem ser protegidos por sistemas denominados IT-Médicos. Estes sistemas possuem características específicas que devem ser projetadas para estarem em conformidade com a norma internacional (IEC 61557-8 (2014)) e (ABNT NBR 5410 (2008)). Dentre as principais características pode-se destacar a necessidade de uma referência independente e isolada da instalação convencional, utilização de um transformador de separação para alimentação dos circuitos dos EEM's, não possuir referência com a fonte de alimentação e a utilização de um Dispositivo Supervisor de Isolamento (DSI).

O DSI é um dispositivo que realiza o monitoramento do isolamento entre fase e condutor de proteção e monitora a temperatura de operação do transformador. Este dispositivo deve calcular a impedância elétrica de isolamento entre os condutores elétricos de alimentação e proteção elétrica (terra) e deve emitir sinalização sonora e visual quando essa impedância apresentar valores abaixo dos níveis de segurança (50 k Ω). É de fundamental importância que este dispositivo tenha uma resposta rápida (menor que um segundo) quando houver algum problema na isolação do sistema afinal, qualquer tempo perdido

pode ocasionar em óbito de um paciente.

Para implementar um sistema IT-Médico que possa atuar em um local do grupo 2, este trabalho busca implementar um DSI que opere abaixo de um segundo em tempo de resposta a uma falha no sistema através dos alarmes sonoros e visuais e além disso, deve indicar através de um *display* qual é o circuito onde está ocorrendo a fuga de corrente elétrica.

2 OBJETIVO

Este trabalho de conclusão de curso tem como objetivo projetar e construir um sistema IT-Médico monofásico que opere com 220 V e frequência de 60 Hz. Este sistema deve monitorar a resistência elétrica de isolamento, monitorar a temperatura atual do transformador e deve possibilitar a localização da fuga de corrente elétrica nos circuitos monitorados.

3 JUSTIFICATIVA

Todas as reformas ou construções de EAS, sejam eles privados ou públicos, segundo a Resolução da Diretoria Colegiada (RDC) 50 (2002) da ANVISA devem estar em conformidade com a norma [ABNT NBR 13534](#) (2008) e as outras normas de instalações elétricas. Para cumprimento desta norma nos locais do grupo 2, é necessário utilizar sistemas IT-Médicos para monitorar a resistência elétrica de isolamento do sistema e monitorar a temperatura do transformador para identificação de possíveis aquecimentos.

Desse modo identifica-se uma oportunidade para elaboração de um projeto aplicável na área de instalações elétricas e abre-se uma oportunidade para construção de um sistema IT-Médico. Este sistema é composto por um DSI, um transformador e localizadores de corrente elétrica de fuga. Em uma comparação com sistemas IT-Médicos oferecidos pelo mercado, este trabalho busca ofertar um sistema que atue com uma rápida detecção da queda no isolamento entre fase e condutor de proteção e em adicional, indicar qual o circuito em que ocorre a atual fuga de corrente elétrica. Com este sistema pode-se facilitar a atuação da equipe de manutenção reduzindo significativamente o tempo necessário para solução do problema relacionado a corrente elétrica de fuga.

A realização do trabalho justifica-se pelas exigências da RDC 50 e por proporcionar aprendizados nas áreas de instalações elétricas, conversão de energia, controle de sistemas lineares, instrumentação eletrônica, microcontroladores e de sistemas embarcados. Desse modo, espera-se aplicar o conhecimento teórico das mais variadas áreas do curso de engenharia eletrônica em um projeto prático demandado pelo mercado e também para demonstração de um sistema de aterramento pouco utilizado quando comparado aos demais tipos de aterramento.

4 REFERENCIAL TEÓRICO

4.1 TIPOS DE ATERRAMENTO

Segundo a norma **ABNT NBR 5410 (2008)** existem três tipos de aterramento principais, sendo estes o TN, TT e IT. As siglas representam:

Primeira Letra: Situação do Neutro em relação ao aterramento.

- T: Um ponto diretamente aterrado;
- I: Isolação de todas as partes vivas em relação ao aterramento através de um ponto ou impedância.

Segunda Letra:

- T: Massas diretamente aterradas, independentes de ponto de aterramento na instalação;
- N: Massas ligadas ao ponto da alimentação elétrica aterrada (em corrente alternada, o ponto aterrado é normalmente o ponto neutro);

Demais Letras:

- C: Funções de neutro e de proteção em condutores elétricos distintos;
- S: funções de neutro e de proteção combinadas em um único condutor elétrico (PEN: condutor de proteção e neutro);

Abaixo serão descritos os tipos de aterramento e suas características.

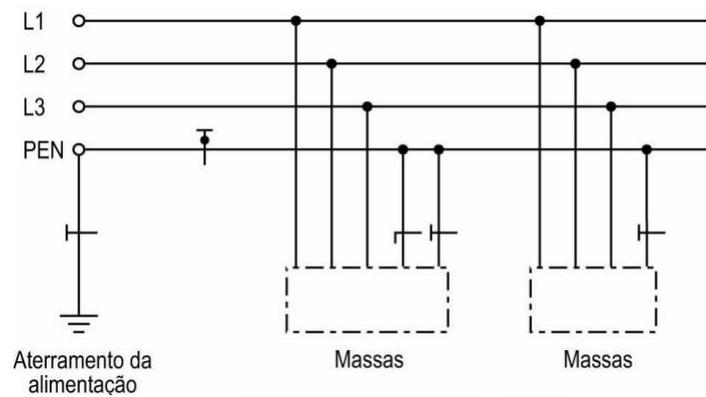
4.1.1 TN-C

Na Figura **1** as funções de neutro e de proteção são combinadas em um único condutor elétrico em toda a instalação, dessa forma este esquema mesmo sendo normalizado não é indicado em certas instalações, uma vez que o terra e o neutro são constituídos pelo mesmo condutor. Sendo assim é vedada a utilização deste tipo de aterramento em instalações residenciais e hospitalares.

4.1.2 TN-S

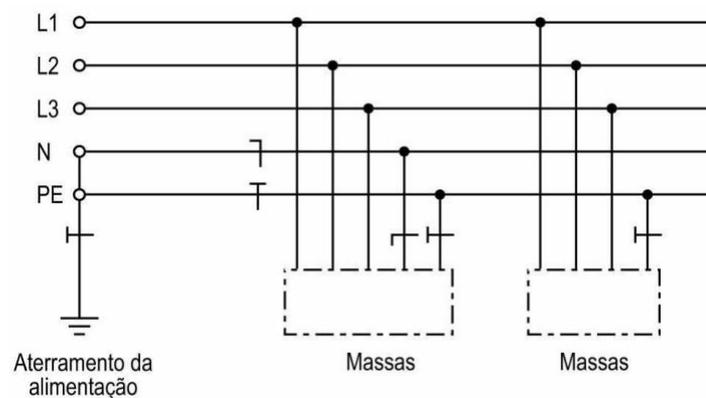
Na Figura **2** o condutor neutro e o condutor de proteção são distintos, sendo o neutro aterrado logo na entrada e levado até a carga em paralelo um outro condutor PE é utilizado como terra e é conectado à carcaça dos equipamentos.

Figura 1 – Diagrama de um aterramento TN-C.



Fonte: ABNT NBR 5410 (2008).

Figura 2 – Diagrama de um aterramento TN-S.

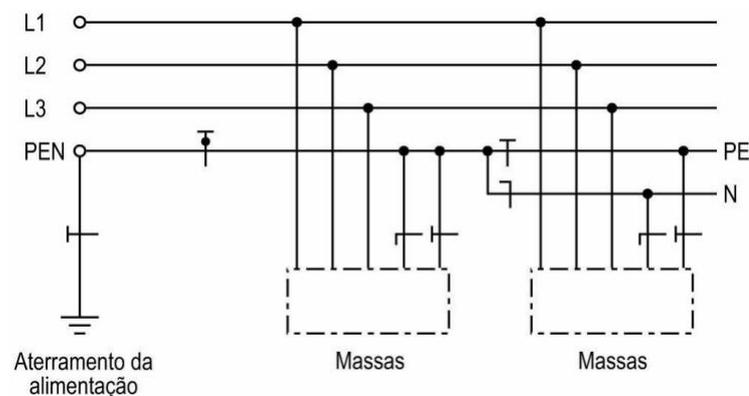


Fonte: ABNT NBR 5410 (2008).

4.1.3 TN-C-S

Na Figura 3 as funções do condutor elétrico neutro e de proteção são combinados em um único condutor em algum ponto da instalação. Porém em algum ponto distinto são separados novamente, compondo um sistema misto.

Figura 3 – Diagrama de um aterramento TN-C-S.

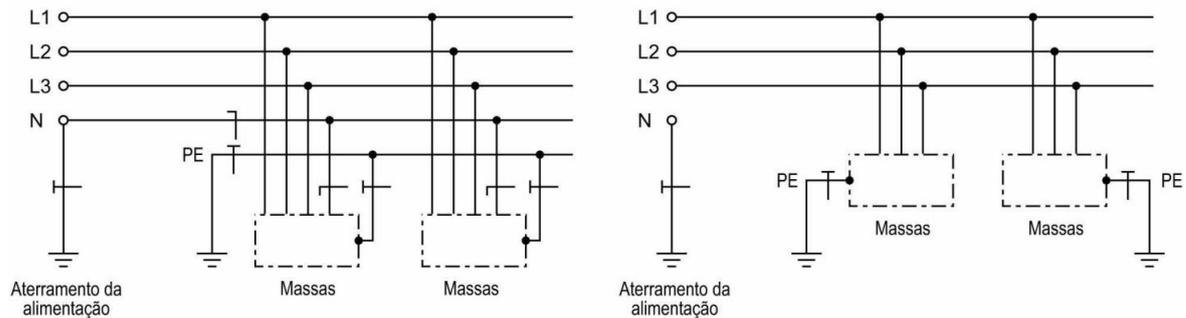


Fonte: ABNT NBR 5410 (2008).

4.1.4 TT

Este esquema possui um ponto da alimentação elétrica diretamente aterrado, estando as massas da instalação ligadas a um eletrodo de aterramento eletricamente distinto do eletrodo de aterramento da fonte ou seja, os equipamentos são aterrados com uma haste própria, diferente da usada para o neutro.

Figura 4 – Diagrama de um aterramento TT.



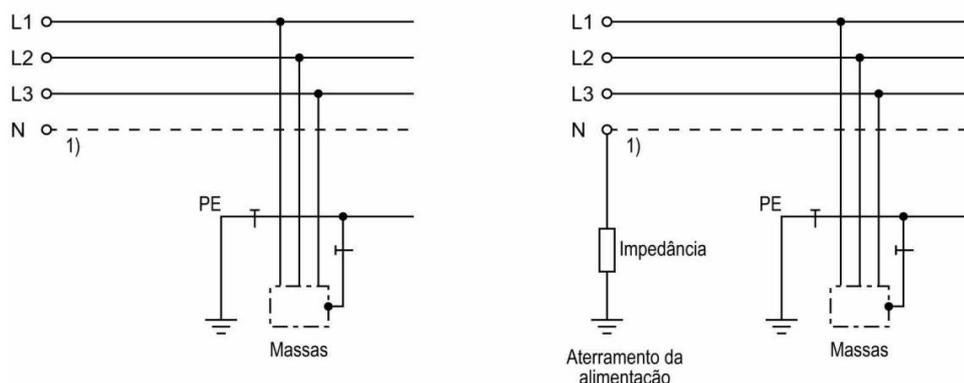
Fonte: **ABNT NBR 5410 (2008)**.

4.1.5 IT

No aterramento IT demonstrado na Figura 5 o neutro é isolado do aterramento ou conectado através da inserção de uma impedância de valor elevado (resistência ou indutância) e as massas são aterradas em eletrodos de aterramento distintos do eletrodo de aterramento da alimentação.

No sistema IT há algumas variações, sendo que o sistema pode possuir o mesmo aterramento da concessionária, porém o neutro é aterrado através de uma impedância ou pode consistir em um sistema isolado através de transformador isolador, consistindo em um sistema eletricamente isolado dos ramais elétricos alimentadores do primário do transformador.

Figura 5 – Diagrama de um aterramento IT.



Fonte: **ABNT NBR 5410 (2008)**.

4.2 SISTEMA IT-MÉDICO

A corrente elétrica de fuga (*leakage current*) é um termo utilizado para descrever uma corrente indesejada ao sistema. Em condições normais de operação, um sistema opera com uma corrente específica definida pela carga do equipamento porém, quando há uma falha elétrica proveniente de uma ação externa ou até mesmo por desgaste do equipamento há uma parcela adicional indesejada de corrente entre o condutor de fase e a massa. Tomando esta base, em instalações elétricas hospitalares, uma fuga de corrente indica que há uma falha na isolação do sistema ou seja, pode haver uma corrente circulando pelo corpo de um paciente, de um profissional por conta de uma instalação elétrica malfeita ou por defeito nos EEM's.

Para a construção de um sistema IT-Médico necessariamente deve ser utilizado um aterramento IT do tipo isolado. Neste aterramento as massas dos EEM's são aterradas através do condutor de referência para o monitoramento pelo DSI e este não possui nenhuma conexão elétrica com o primário do transformador ou o aterramento da instalação elétrica.

Os sistemas IT-Médicos são responsáveis por monitorar em tempo real a resistência elétrica de isolamento entre o condutor fase e proteção. Para efetuar este monitoramento os métodos podem ser de injeção de corrente contínua, composta por uma fonte de até 25 V em série com o transformador, ou injeção de corrente alternada (CA) de altas frequências (acima de 100 Hz) (JULLIEN, F.; HERITIER, I., 1999). Neste trabalho, o método utilizado para monitorar a impedância de isolamento será através de injeção de corrente contínua e obtenção da queda de tensão em um resistor *shunt*.

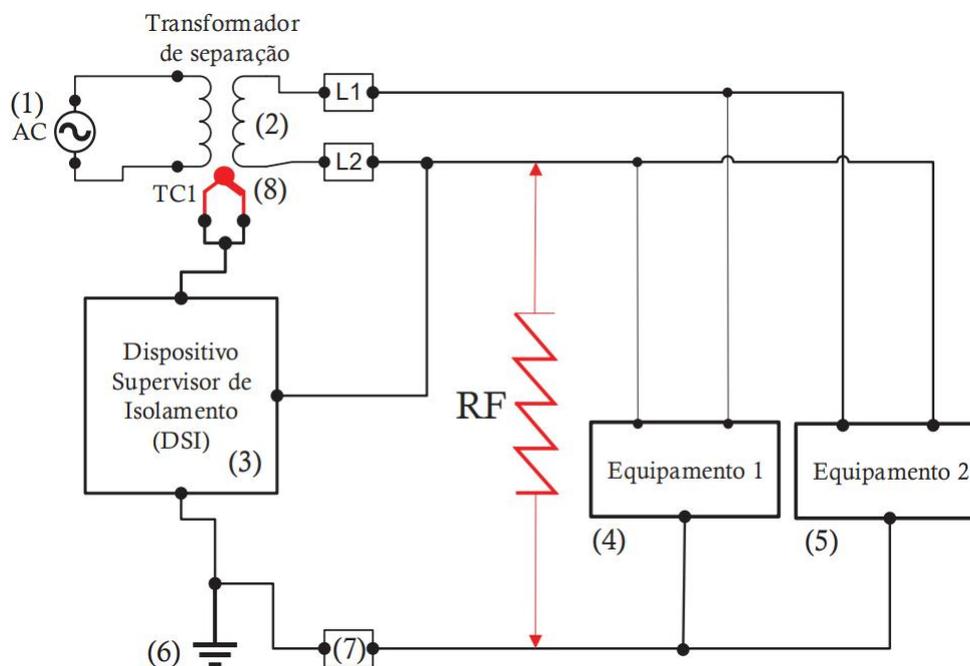
Para implementar este método, um sistema IT-Médico com injeção de corrente contínua possui alguns componentes principais logo, para implementá-lo é necessário compreender quais são os dispositivos que o compõem. Para entender um pouco melhor seus componentes um diagrama esquemático apresentado na Figura 6.

Neste diagrama, deve-se ressaltar os seguintes itens:

1. Fonte de alimentação alternada proveniente da rede elétrica da instalação.
2. Transformador de separação que isola eletricamente a instalação do sistema IT-médico da instalação convencional do EAS.
3. Dispositivo Supervisor de isolamento (DSI).
4. Equipamento 1 monitorado pelo DSI.
5. Equipamento 2 monitorado pelo DSI.
6. Referência específica para o sistema IT-Médico.
7. Impedância de isolamento mínima para o sistema IT-Médico.

8. Sensor de temperatura embutido no transformador de separação.

Figura 6 – Diagrama esquemático de um sistema IT-médico.



Fonte: **SILVA, A. A. P. (2017)**.

O componente representado por R_f representa a resistência de isolamento que deve ser monitorada constantemente pelo DSI. Em condições normais de operação, os equipamentos 1 e 2 são alimentados pela fase e neutro provenientes do transformador de separação e como normalmente não há corrente de fuga, a resistência de isolamento possui valores relativamente elevados (acima de 500 k Ω) sendo assim, pode-se assumir que corrente de fuga entre a fase e a massa do equipamento é desprezível.

A medida que R_f diminui devido a um aumento da corrente de fuga, obtém-se uma diferença de tensão interna ao dispositivo responsável por monitorar o isolamento. O DSI projetado deve efetuar o monitoramento permanente na rede de alimentação detectando falhas de isolamento e emitindo alarmes caso estas falhas ocorram. Entende-se por medição de isolamento permanente quando o dispositivo obtém a medição de R_f diretamente entre o transformador e o condutor de referência com a rede energizada.

Aliado ao monitoramento da corrente de fuga, o DSI também deve monitorar a temperatura do transformador afinal, um aumento da temperatura pode indicar uma sobretensão, sobrecorrente ou sobrecarga. Deve-se ressaltar que um DSI é utilizado para proteção contra fugas de corrente. Em caso de curto-circuito entre fase e neutro, para proteção contra curto é utilizado disjuntor termomagnético tanto no primário quanto no secundário do transformador isolador.

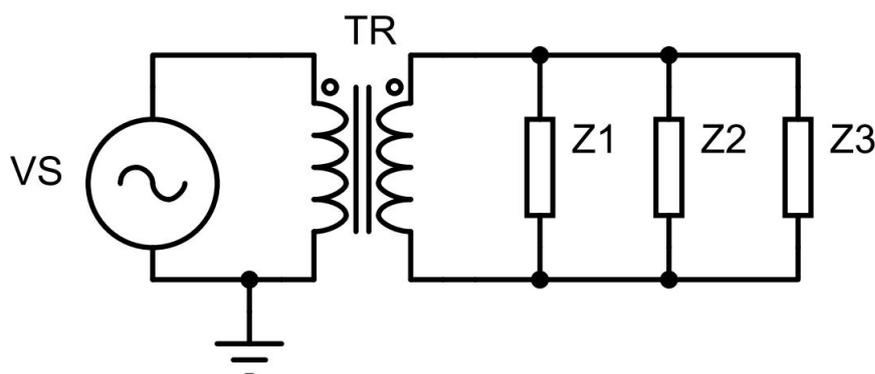
4.2.1 Transformador de Separação (Isolador)

Para alimentação dos circuitos elétricos de um sistema IT-Médico do grupo 2, deve-se utilizar um transformador isolador (não é permitido autotransformador devido a não isolar o primário do secundário) onde segundo a norma [ABNT NBR 13534 \(2008\)](#), os sistemas elétricos das salas do grupo 2 devem ser isolados eletricamente do resto da instalação local.

Este tipo de transformador funciona com o princípio de indução magnética [\(UMANS, 2014\)](#). Neste transformador o enrolamento primário não tem contato elétrico com o secundário tornando assim, o sistema alimentado pelo secundário isolado do sistema primário. Normalmente os transformadores isoladores são construídos em um sistema de isolamento do tipo galvânica, o qual fornece uma proteção adicional contra ruídos provenientes da rede da concessionária local ou de descargas atmosféricas.

Para entender um pouco melhor o seu funcionamento, o esquema de ligação do transformador isolador é demonstrado na Figura [7](#).

Figura 7 – Diagrama de ligação de um transformador isolador.



Fonte: Adaptado de [ETNA TRANSFORMADORES \(2018\)](#).

Na Figura [7](#), *TR* representa o transformador isolador, *VS* representa a alimentação alterada proveniente da entrada de energia do local, *Z1* e *Z2* e *Z3* representam cargas alimentadas pelo transformador no secundário.

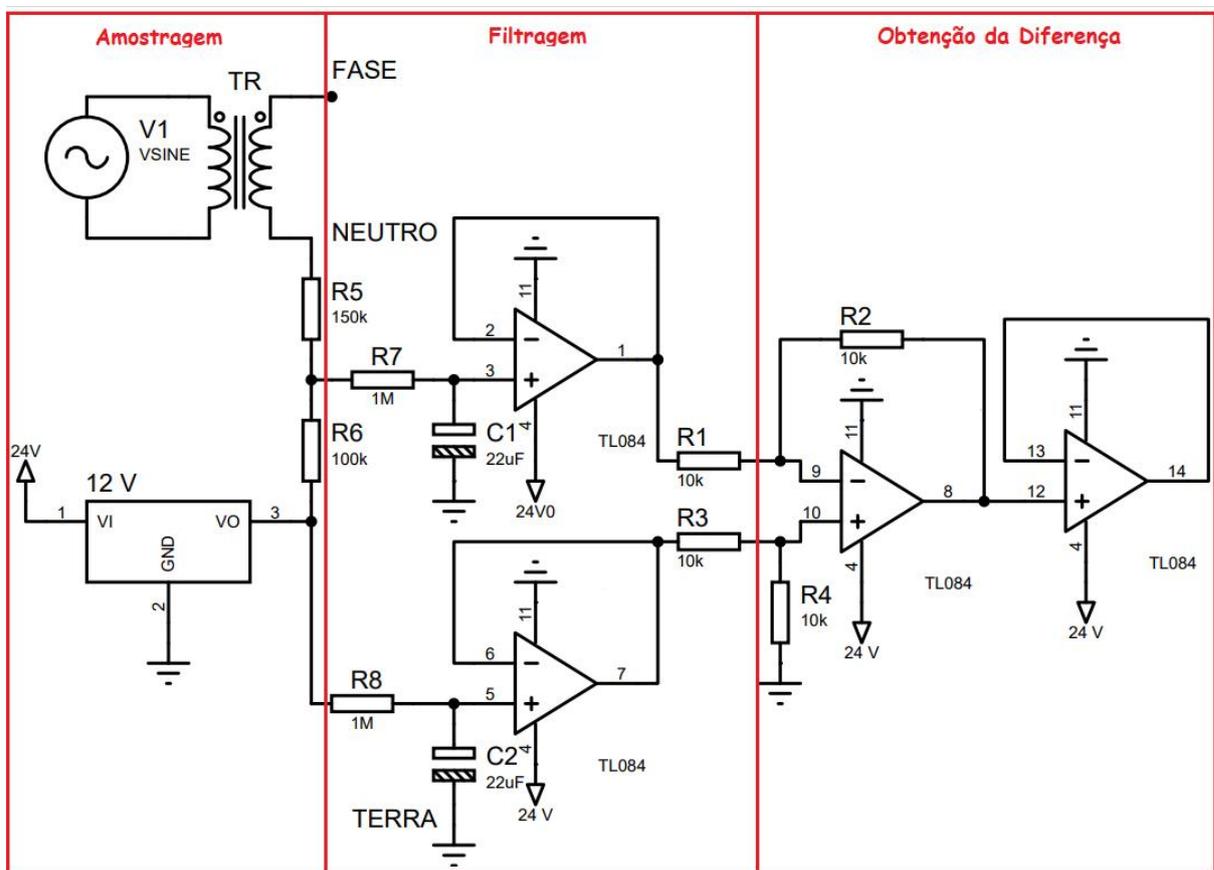
Segundo o fabricante [ETNA TRANSFORMADORES \(2018\)](#), este transformador pode ser encontrado em relações de transformação do tipo 1:1, onde pode isolar a instalação elétrica sem modificar a tensão entre primário e secundário, ou pode ser encontrado em relação de 1:1,73, na qual eleva-se a tensão de entrada de 127 V para 220 V e vice-versa.

Para dimensionar o transformador de acordo com sua aplicação, pode-se considerar a soma dos equipamentos eletromédicos a serem alimentados em cada um dos circuitos a serem alimentados pelo transformador de separação. Deve-se considerar um coeficiente de em relação a soma das potência para não ocorrer riscos de sobrecarga no equipamento.

4.2.2 Dispositivo Supervisor de Isolamento (DSI)

O DSI representa o núcleo de um sistema IT-Médico pois nele é implementado todo o controle do sistema incluindo alarmes, monitoramento das variáveis responsáveis pelo isolamento, variáveis de temperatura e *display* LCD. Neste trabalho o método utilizado para obtenção da resistência de isolamento será através de injeção de corrente contínua ou seja, através de algumas etapas será calculada uma aproximação da atual resistência de isolamento, a qual será exibida em um *display* LCD para informar ao usuário. Para entender um pouco, um diagrama esquemático do DSI utilizado no trabalho anterior (SILVA, A. A. P., 2017) é demonstrado na Figura 8

Figura 8 – Circuito para obtenção da impedância de isolamento.



Fonte: Adaptado de SILVA, A. A. P. (2017).

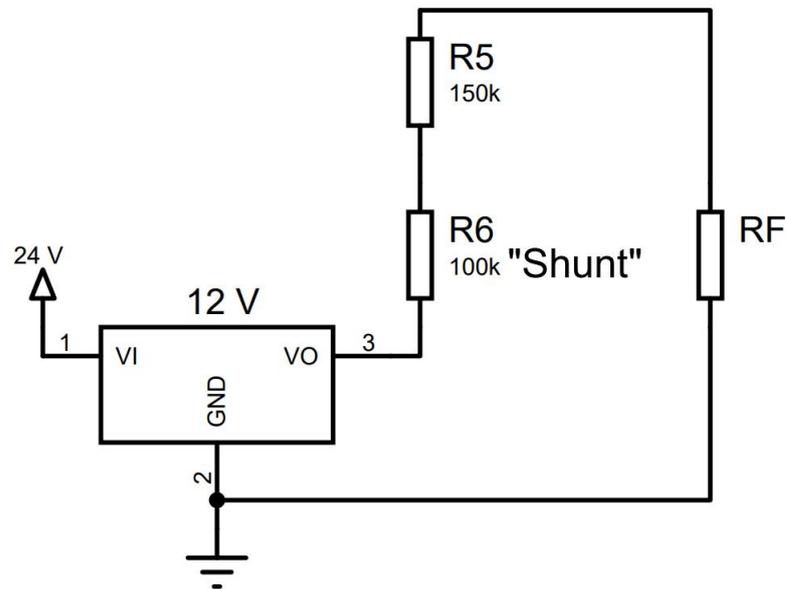
Na Figura 8 os dispositivos representados pelo símbolo RX (onde X varia de 0 a 8) representam os resistores utilizados, C1 e C2 são capacitores utilizados como filtros de primeira ordem, o circuito integrado 7812 é um regulador de tensão para 12 V que atua como a fonte de corrente contínua injetada para medição e os circuitos encapsulados TL084 representam os Amplificadores Operacionais (AMP OP's). Este circuito possui três etapas principais sendo estas medição, onde é obtida a diferença de tensão sobre o resistor de 100 kΩ, filtro para atenuação da componente CA de 60 Hz e um amplificador

de diferenças onde sua saída é conectada ao controlador. Estas etapas estão identificadas em vermelho na Figura 8.

4.2.2.1 Etapa de Medição

Na etapa de medição, destacada na Figura 8, o circuito para obter a medição do sinal funciona com base em um divisor de tensão, este circuito elétrico característico pode ser aplicado para entender muitos circuitos e sua implementação pode ser compreendida no livro de circuitos elétricos (ALEXANDER; SADIKU, 2013). Seu funcionamento é demonstrado na Figura 9.

Figura 9 – Divisor de Tensão aplicado a Etapa de medição.



Fonte: Adaptado de SILVA, A. A. P. (2017).

Aplicando o princípio da superposição e desconsiderando o efeito da componente CA no circuito da Figura 9, caso R_f possua uma resistência nula, a tensão no resistor 2 pode ser obtida a partir da equação 1.

$$V_{R2} = \frac{V_{cc} \times R_2}{R_1 + R_2} \quad (1)$$

Porém levando em consideração a resistência R_f , o divisor torna-se:

$$V_{R2} = \frac{V_{cc} \times R_2}{R_1 + R_2 + R_f} \quad (2)$$

Modelando a equação 2 pode-se isolar a variável R_f e então, obter uma equação para medição indireta da resistência de isolamento:

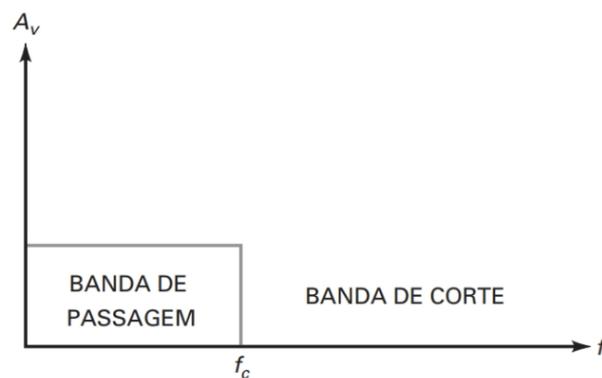
$$R_f = R_2 \left(\frac{V_{cc}}{V_{R2}} - 1 \right) - R_1 \quad (3)$$

Onde esta equação depende dos resistores R_1 e R_2 utilizados e da tensão mensurada no resistor R_2 .

4.2.2.2 Etapa de Filtragem

No trabalho anterior (SILVA, A. A. P., 2017) utilizou-se uso de um filtro passa-baixas de primeira ordem para remover a componente CA do sinal amostrado no divisor de tensão. Estes filtros são muito úteis em sistemas de comunicação eletrônica, conforme abordado no livro de referência Malvino e Bates (2016). A resposta em frequência ideal deste filtro permite a passagem de todas as frequências até a frequência de corte superior (f_c) projetada e seu comportamento ideal é representado na figura 10.

Figura 10 – Frequência de corte para um filtro passa baixa.



Fonte: Malvino e Bates (2016).

Porém, a resposta para o filtro apresentado na Figura 10 é ideal na prática, o autor Malvino e Bates (2016) cita um termo chamado atenuação referente a perda de sinal gradualmente quando o filtro está próximo ou superior a sua frequência de corte. Para facilitar o entendimento destes filtros, sua resposta em frequência é apresentada na forma logarítmica e é representada por um diagrama denominado diagrama de Bode, onde sua magnitude é representada em decibéis (dB).

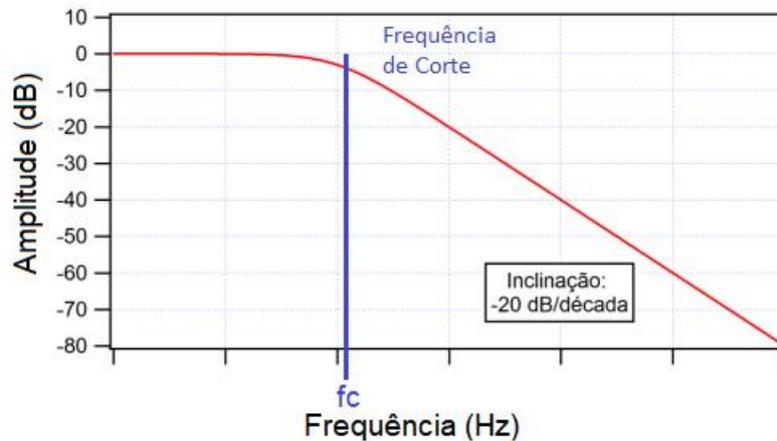
Um conceito muito importante no estudo de filtros é a ordem dele representado pelo fator n . Sua atenuação (A_{tn}) pode ser expressada como $A_{tn} = 20 \times n \frac{dB}{dec}$, onde dec representa as décadas do diagrama de magnitude. Ou seja, quanto maior é a ordem do filtro, mais rápido será seu decaimento na frequência desejada. Um exemplo genérico de um diagrama de Bode para um filtro de primeira ordem é apresentado na Figura 11.

Segundo o autor Malvino e Bates (2016), um filtro passa baixa ativo de primeira ordem pode ser implementado com três componentes, sendo estes um capacitor, um resistor e um amplificador operacional. Sua topologia pode ser observada na Figura 12.

Para projetar um filtro, a frequência de corte (f_c) é dada por:

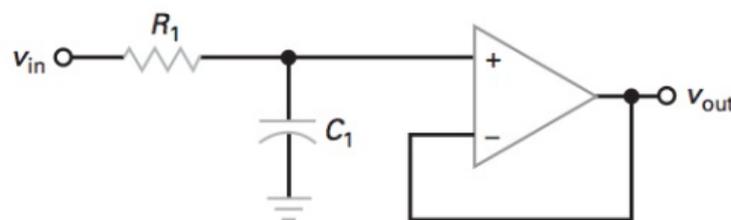
$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times R_1 \times C_1} \quad (4)$$

Figura 11 – Modelo de resposta em frequência para um filtro de primeira ordem.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 12 – Topologia para um filtro passa-baixa de primeira ordem.



Fonte: Autoria Própria.

Onde C_1 é o valor do capacitor e R_1 é o valor do resistor. Deve-se tomar cuidado para não utilizar valores muito baixos de capacitores (ordem de nF ou menor), pois os valores de capacitância podem ser imprecisos e desta forma, afetando a frequência de corte do filtro.

Nos filtros de primeira ordem, um ponto importante a ser analisado é a resposta no domínio da frequência, ou seja, aplicando a transformada de Laplace na função de transferência do filtro. Segundo os autores [ALEXANDER e SADIKU \(2013\)](#), a resposta de um filtro passa baixas pode ser expressa como:

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + (j\omega \times R \times C)} \quad (5)$$

Onde, utilizando-se a substituição onde $s = j\omega$, obtemos que:

$$H(s) = \frac{1}{1 + RCs} \quad (6)$$

A partir da equação acima pode-se avaliar a resposta em frequência do filtro através de análises transitórias no domínio da frequência ou segundo os autores [ALEXANDER e SADIKU \(2013\)](#), pode-se definir a constante τ como:

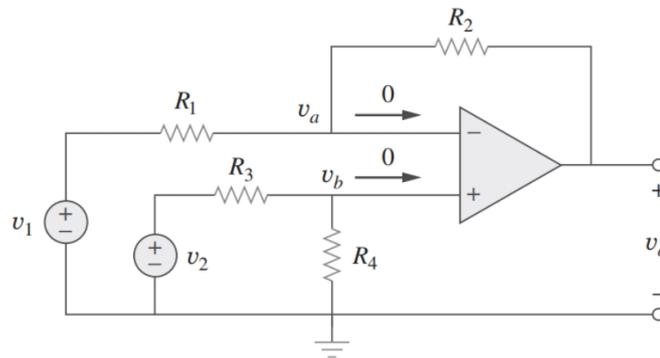
$$\tau = \frac{1}{RC} \quad (7)$$

A constante τ representa quanto tempo o circuito RC série leva para chegar a aproximadamente 63 % do valor final desejado. Para uma comparação com o filtro de segunda ordem, é desejada uma constante de cinco τ , que representa um valor final de aproximadamente 98%.

4.2.2.3 Etapa de Comparação

Para comparar o sinal amostrado com um sinal de referência, o trabalho anterior (SILVA, A. A. P., 2017) utilizou um circuito denominado amplificador de diferenças (ALEXANDER; SADIKU, 2013). Para implementar este circuito, é necessário utilizar um Amplificador Operacional (AMP OP) e sua topologia é demonstrada na Figura 13.

Figura 13 – Topologia para um circuito amplificador de diferenças.



Fonte: ALEXANDER e SADIKU (2013).

O circuito demonstrado na Figura 13 tem a função de fornecer na saída uma diferença de tensão entre as suas entradas ou seja, quando a tensão apresentada na saída for menor que 0 V, indica que o sinal apresentado na entrada inversora (-) possui uma amplitude maior que o sinal na entrada não-inversora (+). Por outro lado, quando o sinal é maior que 0 V a entrada não inversora possui um sinal mais elevado.

A equação que define a saída (V_o) para esta topologia é dada por:

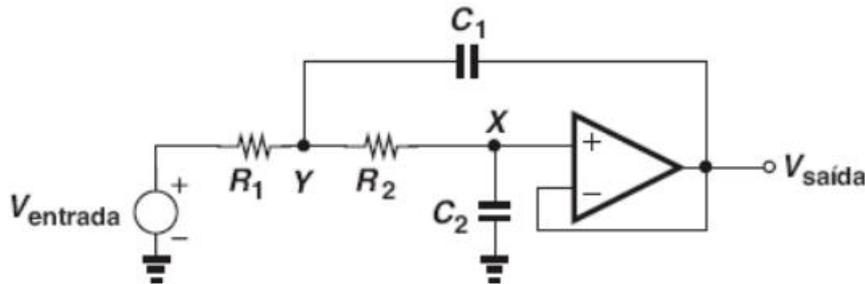
$$V_o = \frac{R_2(1 + \frac{R_1}{R_2})}{R_1(1 + \frac{R_3}{R_4})} V_2 - \frac{R_2}{R_1} V_1 \quad (8)$$

Observando a equação acima, pode-se obter um ganho unitário utilizando quatro valores de resistores iguais. Utilizando um valor elevado para os resistores a corrente no dispositivo é diminuída e há um baixo consumo de potência. Com os resistores de valores comerciais iguais o sinal obtido (V_o) representa o mais próximo da real diferença entre as duas entradas (sinal sem ganho no amplificador). Vale ressaltar que esta diferença entre os resistores é especificada pelos fabricantes com uma tolerância de 5%, o que pode ocasionar em erros na tensão de saída.

4.3 FILTROS DE SEGUNDA ORDEM (TOPOLOGIA SALLEN-KEY)

O filtro de topologia Sallen-Key é um filtro de segunda ordem ou seja, quando aplicamos um grau n igual a dois na equação $A_{tn} = 20 \times n \frac{dB}{dec.}$, nos resulta em uma atenuação de 40 dB/dec. Sua topologia é demonstrada na Figura 14.

Figura 14 – Topologia de um filtro Sallen-Key de segunda ordem.



Fonte: Razavi (2017)

Para determinar a frequência de corte, segundo o autor Razavi (2017) pode-se utilizar a seguinte equação:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (9)$$

Substituindo que $f_c = 2\pi\omega_n$, obtém-se que a frequência de corte para um filtro Sallen-Key passa baixas de segunda ordem é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (10)$$

Ainda segundo o autor Razavi (2017) os filtros de primeira ordem apresentam algumas limitações, sendo que uma delas é a limitação da função de transferência, o que acaba por limitar a aplicação do filtro. Por outro lado, o filtro da Figura 14 apresenta uma função de transferência de segunda ordem que, quando analisada no domínio da frequência através da transformada de Laplace, apresenta uma gama maior de aplicações. Definindo que $H(s) = V_o/V_i$ e que $s = j\omega$, sua função de transferência pode ser descrita como:

$$H(s) = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + (R_1 + R_2) C_2 s + 1} \quad (11)$$

A partir desta equação 11 segundo o autor NIISE (2017), pode-se utilizar os teoremas para análise transitória para avaliar as características de funções de transferência no domínio da frequência através da transformada de Laplace. Sendo assim, uma característica avaliada é o tempo de assentamento (t_s) o qual é uma aproximação para determinar quanto tempo o sistema projetado leva para chegar ao valor final com erro de 2% do valor. Utilizando-se então o critério de 2% para o tempo de assentamento pode-se defini-lo como:

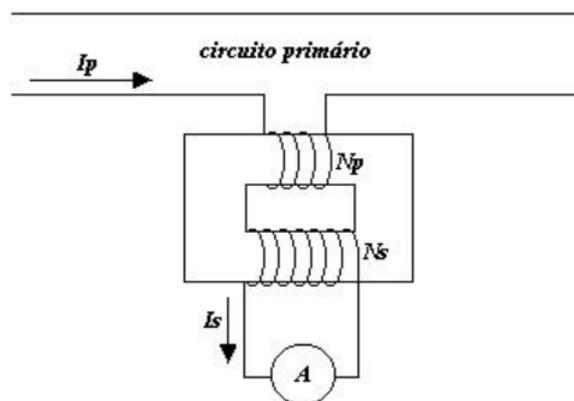
$$t_s = \frac{4}{\epsilon\omega_n} \quad (12)$$

Onde a parcial $\zeta\omega_n$ é a parte real do diagrama de polos e zeros.

4.4 TRANSFORMADORES DE CORRENTE (TC)

Transformadores de corrente são equipamentos indispensáveis em sistemas elétricos. Segundo o autor [Jr \(2014\)](#) estes transformadores tem dois tipos de aplicações principais, para medições de corrente ou para a proteção de circuitos elétricos. Este dispositivo tem como principal característica a medição indireta da corrente nominal de circuitos elétricos ou seja, a corrente mensurada em seu terminal secundário é uma fração da corrente nominal do circuito primário. Na Figura [15](#) é apresentado um diagrama esquemático de um TC.

Figura 15 – Diagrama de ligação de um transformador de corrente.



Fonte: Adaptado de [Jr \(2014\)](#).

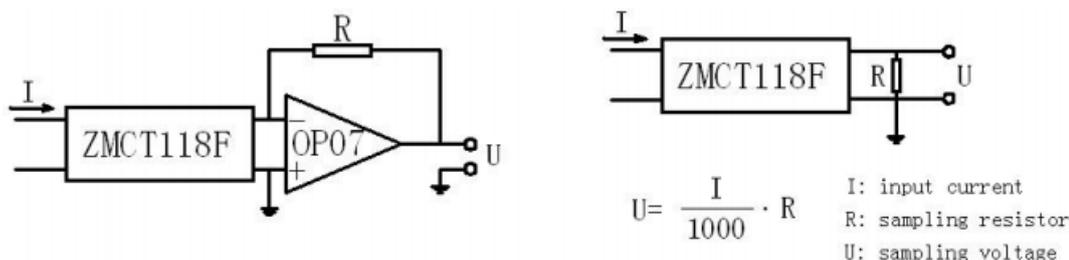
Na Figura [15](#) I_p representa a corrente elétrica que circula pelo primário do transformador, N_p representa o número de espiras do enrolamento primário, N_s representa o número de espiras do enrolamento secundário, I_s representa a corrente induzida no secundário e A representa um amperímetro para amostragem da corrente induzida.

Segundo o autor ([JR, 2014](#)), deve-se tomar o cuidado para não exceder a corrente nominal proposta pelo fabricante, pois pode haver uma ruptura no dielétrico do transformador e causar danos aos circuitos e condutores conectados a ele.

Uma grande vantagem da utilização de transformadores de corrente é a utilização de aparelhos de medição compactos, além de garantir segurança ao sistema de medição pois a principal característica é o isolamento do controlador do circuito de potência. Sendo assim, este equipamento se torna útil para medição da corrente nominal dos circuitos monitorados, onde através de medições indiretas pode-se detectar uma possível fuga de corrente.

Para efetuar a medição da corrente, um sensor denominado ZMCT118F (Qingxian Zeming Langxi Electronic, 2018) pode ser utilizado. Sua capacidade de medição no primário é de até 5 A, sua proporção de transformação é de 1:1000 e conforme dados do fabricante, possui uma precisão de 100 μ A. Para obtenção de uma tensão que pode ser lida por um microcontrolador através de um resistor de amostragem (*shunt*), duas aplicações típicas podem ser observadas na Figura 16.

Figura 16 – Aplicações típicas do sensor ZMCT118F.

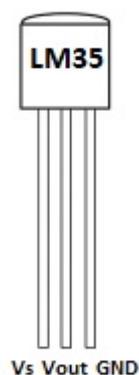


Fonte: Qingxian Zeming Langxi Electronic (2018).

4.5 SENSOR DE TEMPERATURA (LM35)

O circuito encapsulado LM35 é um sensor de temperatura fornece uma tensão de 10 mV/°C com uma precisão de 0,25 °C ou seja, para cada 0,01 V presentes na saída do dispositivo, significa que a temperatura variou um grau. Comparando o LM35 com outros sensores de temperatura do mercado, a tensão de saída do LM35 é fornecida em graus Celsius, sendo assim, não é necessário um cálculo complexo no controlador do equipamento para conversão da temperatura de graus Kelvin, ou Fahrenheit. Na Figura 17, segue-se um desenho apresentando o *pinout* do dispositivo.

Figura 17 – Vista frontal do sensor de temperatura LM35.



Fonte: Adaptado do *datasheet* (Texas Instruments, 2017).

Segundo as informações do fabricante Texas Instruments (2017), o pino a esquerda V_s representa a tensão de alimentação, que pode variar entre 4 e 35 V, o pino central V_{out}

é o pino que fornece a tensão de saída, onde sua tensão é variável conforme a mudança de temperatura do local em que está posicionado, e por último *GND* que é o terminal a direita, representa a referência da tensão de alimentação. A partir da tensão obtida no pino V_{out} , a temperatura pode ser calculada a partir da equação:

$$T_C = \frac{V_{out}}{10^{-3}} \quad (13)$$

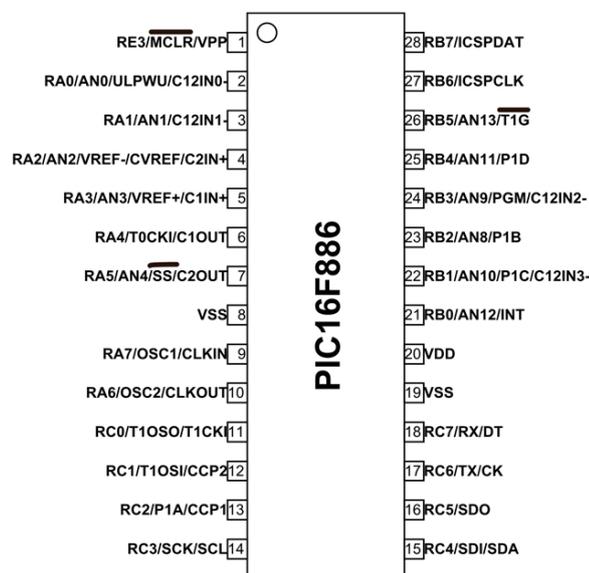
Onde T_C é a temperatura convertida em graus Celsius.

4.6 MICROCONTROLADOR (PIC16F886A)

Neste projeto será adotado o controlador PIC16F886A, diferente do trabalho anterior (SILVA, A. A. P., 2017) onde foi adotado o controlador PIC16F876A. Optou-se pela mudança devido a este controlador possuir um número maior de entradas para conversão analógica-digital, assim pode-se monitorar um número maior de variáveis no sistema.

Como referencial para este controlador será utilizado como base o *datasheet* fornecido pelo fabricante MICROCHIP (2013). O controlador PIC16F886A tem um total 28 pinos e seu diagrama esquemático pode ser observada na Figura 18.

Figura 18 – Diagrama de *pinout* do microcontrolador PIC16F886A.



Fonte: *Datasheet* do dispositivo PIC16F886 (MICROCHIP, 2013).

Para este trabalho está definido que os pinos da *portA* serão utilizados para conversão analógica digital, os pinos da *portB* serão utilizados para exibição no *display* LCD e os pinos da *portC* serão utilizados para implementação dos atuadores sendo estes *buzzers* e LED's para indicação dos alarmes.

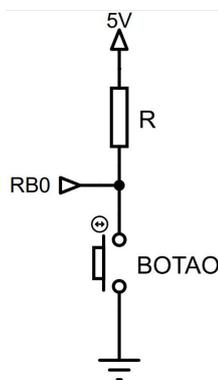
4.6.1 Periféricos para o Microcontrolador

Para implementar algumas funções de interação com o usuário é necessário a utilizar alguns periféricos no circuito do controlador. A seguir será demonstrado como implementar algumas funções básicas de interação.

4.6.1.1 Implementação de Botão

Para implementar um botão, é necessário utilizar um sistema denominado *pull-up* ou *pull-down*. Neste caso, será adotada a topologia *pull-up*, cuja implementação é demonstrada na Figura 19.

Figura 19 – Esquema para ligar um botão com resistor *pull-up*.



Fonte: Autoria Própria.

Para este sistema funcionar no controlador, configura-se a porta conectada no pino I/O como entrada no registrador associado ao pino. Quando o botão não está pressionado, como não há corrente elétrica, o pino está conectado a uma tensão de 5 V (nível lógico alto). Por outro lado, quando o botão é pressionado a leitura indicará uma tensão de 0 V (nível lógico baixo).

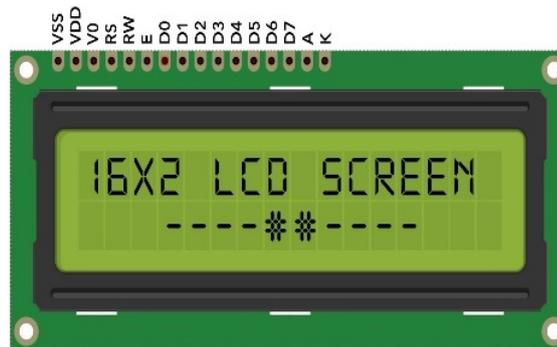
Para efetuar a leitura desde botão deve-se implementar no código do controlador um teste para verificar o pressionamento do botão, e quando pressionado encaminha-se para uma rotina implementada. Caso contrário, deve-se efetuar o teste do pressionamento do botão novamente ou passar para a próxima rotina.

4.6.1.2 DISPLAY LCD

Uma tela do tipo Liquid Crystal Display (LCD) é muito utilizada para interações com usuários, tendo em vista que pode apresentar informações como exemplo, neste trabalho pode-se indicar qual é a atual resistência de isolamento. Na Figura 20 pode-se observar uma imagem de display LCD tipo 16x2. Esta nomenclatura indica que este display possui duas linhas cada uma contendo 16 caracteres.

Seu funcionamento se baseia em enviar comandos a partir do controlador, e com informações de seu *datasheet* (HITACHI, 1998), deve-se seguir uma rotina de funções

Figura 20 – Display LCD 16x2 caracteres.



Fonte: Adaptado de (HITACHI, 1998).

para inicializar o mesmo e, somente após inicializa-lo da forma correta, deve-se enviar comandos para escrever caractere por caractere em sua tela.

Para enviar comandos ao periférico, deve-se identificar corretamente os pinos demonstrados na parte superior da figura 20. Os terminais mais relevantes são: *Enable (E)*, *Read and write (R/W)*, *Register Selection (RS)*, V_{cc} , e as *PORTX* (onde X varia de 0 a 7 conforme o terminal do display). Estes pinos servem para enviar os comandos do controlador ao *display LCD*, que por sua vez converterá os comandos e exibirá os caracteres na tela. Caso seja necessária a utilização de iluminação própria no display LCD pode-se utilizar os terminais A e K para alimentar uma iluminação interna do display, possibilitando assim a leitura em ambientes com pouca luz.

4.6.1.3 Acionamento Dos Sinaleiros

Para implementação de alarmes visuais serão utilizados diodos emissores de luz popularmente conhecidos como LED's. Porém serão utilizados sinaleiros, que são vários diodos emissores de luz no mesmo dispositivo e são encontrados nas mais diversas cores. Um exemplo de sinaleiro azul é apresentado na Figura 21

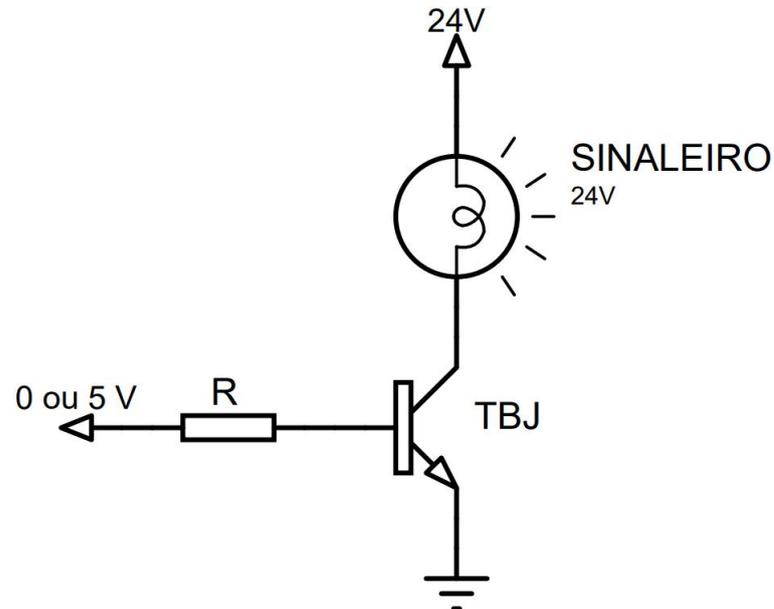
Figura 21 – Sinaleiro Azul.



Fonte: Eaton Corporation.

Segundo o *datasheet* do fabricante 21, o dispositivo opera com uma corrente de aproximadamente 15 mA em tensão de 24 V em corrente contínua. Para acionar o sinaleiro a partir do controlador é adicionando um Transistor Bipolar de Junção (TBJ) para acionamento da carga em tensão diferente de 5 V. O circuito utilizado é demonstrado na Figura 22.

Figura 22 – Diagrama para acionamento de um sinaleiro.



Fonte: Autoria Própria.

No circuito da Figura 22 o resistor R atua como um limitador de corrente de entrada do transistor para não queimar o componente. Quando o controlador possui uma tensão de 5 V no terminal conectado ao transistor, há uma corrente em sua base e assim o transistor aplicado como uma chave é ativado que em seguida aciona o sinaleiro conectado em seu coletor.

5 MATERIAIS E MÉTODOS

Para elaboração deste projeto, seguindo o item 5.1.2.2.4.4 da norma [ABNT NBR 13534 \(2008\)](#), o sistema deve possuir alguns requisitos mínimos, conforme a norma internacional IEC 61557-8 e estas algumas destas características foram tomadas como requisitos básicos para construção do quadro proposto, sendo estas:

- a) A impedância interna na corrente alternada deve ser de 100 k Ω , no mínimo;
- b) A tensão de injetada não deve exceder 25 V em corrente contínua;
- c) A corrente injetada, mesmo em condição de falta, não deve exceder 1 mA, valor de crista;
- d) A indicação de queda da resistência de isolamento deve ocorrer antes ou no máximo assim que esta atingir 50 k Ω .

[\(ABNT NBR 13534, 2008, p. 6\)](#)

O sistema IT-Médico deve possuir um alarme sonoro e visual de forma a permitir a constante supervisão pela equipe médica e pelo setor de manutenção. A sinalização do sistema deve ser dotada de:

- Sinalização luminosa verde, para indicar operação normal;
- Sinalização luminosa amarela, que atue quando a resistência de isolamento atingir o valor mínimo ajustado. Não deve ser possível cancelar ou desconectar essa sinalização;
- Alarme audível, que dispare quando a resistência de isolamento atingir o valor mínimo ajustado. O sinal audível pode ser silenciado. [\(ABNT NBR 13534, 2008, p. 6\)](#).

Com base nestes tópicos, os itens a seguir sintetizam os objetivos específicos deste trabalho, sendo estes:

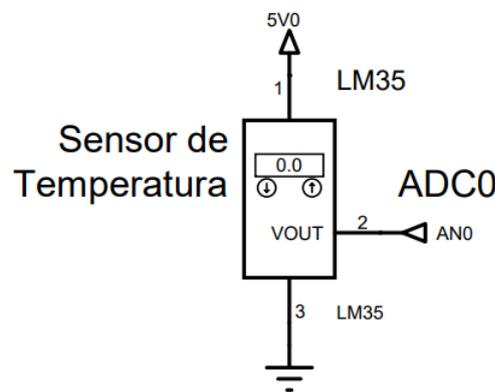
1. Projetar e testar um DSI que efetue a medição da resistência de isolamento em tempo real e que identifique o circuito onde ocorre a fuga de corrente elétrica;
2. Testar o tempo de detecção da queda da resistência de isolamento mínimo (50 k Ω) e comparar com o trabalho anterior [\(SILVA, A. A. P., 2017\)](#).
3. Implementar um protótipo de quadro elétrico para aplicação do DSI contruído neste trabalho.

Abaixo será abordado como é implementada a aferição de temperatura do transformador, como é obtida a impedância de isolamento através de filtros Sallen-Key de segunda ordem, como é implementado o método para localização da corrente de fuga nos sistemas monitorados e como o sistema é alimentado através do transformador de separação.

5.1 MEDIÇÃO DA TEMPERATURA DO TRANSFORMADOR

Para aferição da temperatura do transformador utilizou-se um sensor de temperatura LM35, o qual possui fácil aplicação para leitura e também apresenta a temperatura na escala Celsius, característica que o diferencia em relação aos outros sensores de temperatura do mercado. O diagrama esquemático para um sensor de temperatura LM35 é demonstrado na Figura 23.

Figura 23 – Diagrama esquemático da aplicação do LM35.



Fonte: Autoria própria.

Para alimentação do dispositivo, utilizou-se uma tensão de 5 V proveniente de um regulador de tensão 7805 e para amostragem da tensão de saída no pino 2 do sensor da Figura 23, utilizou-se a entrada analógica *AN0* do microcontrolador PIC16F886.

Conforme abordado anteriormente, o dispositivo fornece uma tensão de saída de 10 mV/C° logo, para encontrar a temperatura atual, basta efetuar a leitura e aplicar a equação 14.

$$T_C = \frac{A_d \times 5 \times 100}{1024} \quad (14)$$

Na equação 14, T_C representa a temperatura em graus Celsius, A_d representa o valor lido pela porta analógica, 5 V é a tensão máxima para leitura, 1024 representa o número máximo de bits (2^{10}) e 100 representa a conversão a partir da escala de 100mV/C°. A partir do valor desta equação basta converter o valor para exibição no *display* LCD e testar a necessidade da emissão de alarme. Neste caso, o alarme está definido para temperaturas acima de 45°C.

5.2 MEDIÇÃO DE ISOLAMENTO PERMANENTE

Como retratado anteriormente, para medição de isolamento permanente será utilizado o método de injeção de tensão contínua no circuito. Assim para obter o valor do isola-

mento atual será realizada uma medição indireta através de um resistor *shunt*. O circuito utilizado para medição do isolamento permanente é demonstrado na Figura 9

5.2.1 Etapa de Amostragem

Para facilitar a análise será utilizado o princípio de superposição e na medição do isolamento será analisada somente a componente contínua a partir da fonte de 12 V, fonte esta que é implementada com um regulador de tensão 7812. Em condições normais de operação, o transformador se comporta como um curto circuito e, para amostragem dos terminais do resistor *shunt* um diagrama esquemático do divisor de tensão é apresentado na Figura 9.

Na Figura 9 pode-se notar os resistores de 56 k Ω e 47 k Ω . Estes valores foram estrategicamente escolhidos para o isolamento do sistema, pois sua associação em série oferece um valor próximo a 103 k Ω , atendendo ao critério definido anteriormente de impedância mínima para o sistema acima de 100 k Ω e, para implementação prática foram amostrados buscando uma tolerância de 1%.

O maior valor de tensão que pode ser observado no resistor *shunt* ocorre quando a resistência de isolamento atinge valores próximos a zero logo, equacionando o divisor de tensão com três resistores temos que a tensão máxima ($V_{shuntmax}$) para amostragem é dada pela equação 15.

$$V_{shuntmax} = \frac{V_{CC} \times R_1}{R_1 + R_2 + R_f} \quad (15)$$

Substituindo os valores de 12 V para V_{CC} , 56 k Ω para R_1 , 47 k Ω para R_2 e 0 para R_f obtém-se:

$$V_{shuntmax} = \frac{12 \times 56 \text{ k}\Omega}{56 \text{ k}\Omega + 47 \text{ k}\Omega + 0\Omega} = 6,52 \text{ V} \quad (16)$$

Ou seja, a tensão máxima que pode incidir sobre o resistor R_1 é de 6,52 V e deve-se observar que esta tensão é acima dos limites previstos no *datasheet* do controlador PIC16F886. Para limitar esta tensão é utilizado um diodo zener 1N4733A que limita a tensão de entrada em 5,1 V. Desse modo atende aos requisitos da entrada analógica do controlador onde segundo o *datasheet*, a tensão máxima permitida nos pinos de entrada é de 5,5 V.

5.2.2 Etapa de Filtragem

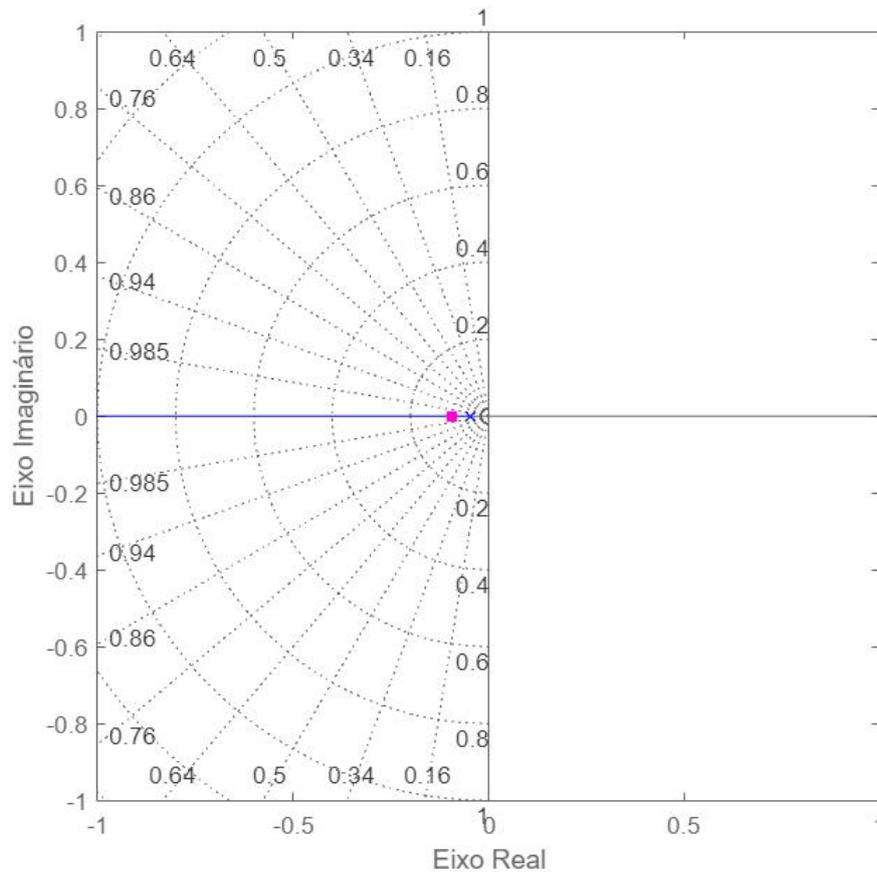
Para amostragem da tensão contínua pelo controlador deve-se filtrar o sinal amostrado afinal, há uma tensão alternada presente na entrada analógica e em caso de falta, ela é considerada como um ruído na amostragem, podendo prejudicar a obtenção da real resistência de isolamento.

O trabalho anterior utilizou dois filtros passa-baixas de primeira ordem semelhante ao apresentado na Figura 12. Utilizando os valores para o filtro demonstrado na Figura 8 e modelando a partir da equação 6 obtém-se:

$$H(s) = \frac{1}{1 + (1 \times 10^6 \times 22\mu F \times s)} = \frac{1}{1 + 22s} \quad (17)$$

Aplicando esta equação em um diagrama de polos e zeros via software, obtém-se o seguinte diagrama apresentado na Figura 24.

Figura 24 – Diagrama de polos e zeros do trabalho anterior.



Fonte: Autoria Própria.

Aplicando a equação 12 para calcular uma aproximação para o tempo de assentamento, encontra-se que ela é aproximadamente:

$$t_s = \frac{4}{\epsilon\omega_n} = \frac{4}{0.0923} = 43.33s \quad (18)$$

Este tempo pode ser um problema para detecção de uma queda na resistência de isolamento, pois é um tempo em que uma equipe médica ou de manutenção não está sendo avisada sobre a falha no sistema.

Segundo o autor NIISE (2017), polos dominantes muito próximos a origem tendem a deixar o tempo de resposta do sistema lento quando comparados com polos distantes.

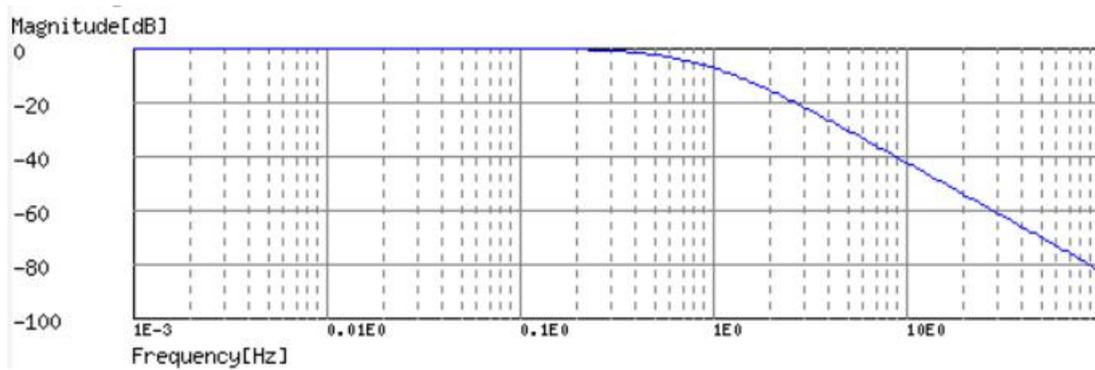
Para contornar este problema, o filtro de primeira ordem será substituído por um filtro de segunda ordem com topologia Sallen-Key.

Para o projeto do filtro substituto utilizou-se a equação [10] e utilizando um critério de adotar valores iguais para resistores e capacitores a equação [14] se pode ser reescrita como:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R^2C^2}} \quad (19)$$

Arbitrando um valor de 1 uF para os capacitores e uma frequência de 1 Hz como corte, encontrou-se o valor comercial de resistores de 180 kΩ e com este valor, a frequência de corte se torna 0,88 Hz com um ϵ de 0,707. Este coeficiente faz com que o filtro projetado tenha polos complexos, o que indica que o sistema opera com sobressinal porém, para proteger o controlador utilizou-se limitadores de tensão na entrada analógica do circuito. A partir destes dados, pode-se obter o digrama de Bode apresentado na Figura [25]

Figura 25 – Diagrama de Bode para o filtro projetado.



Fonte: Autoria Própria.

Aplicando a equação [11] pode-se obter a seguinte função de transferência:

$$H(s) = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + (R_1 + R_2) C_2 s + 1} \quad (20)$$

$$H(s) = \frac{1}{(180k \times 180k \times 1uF \times 1uF)s^2 + ((180k + 180k) \times 1uF)s + 1} \quad (21)$$

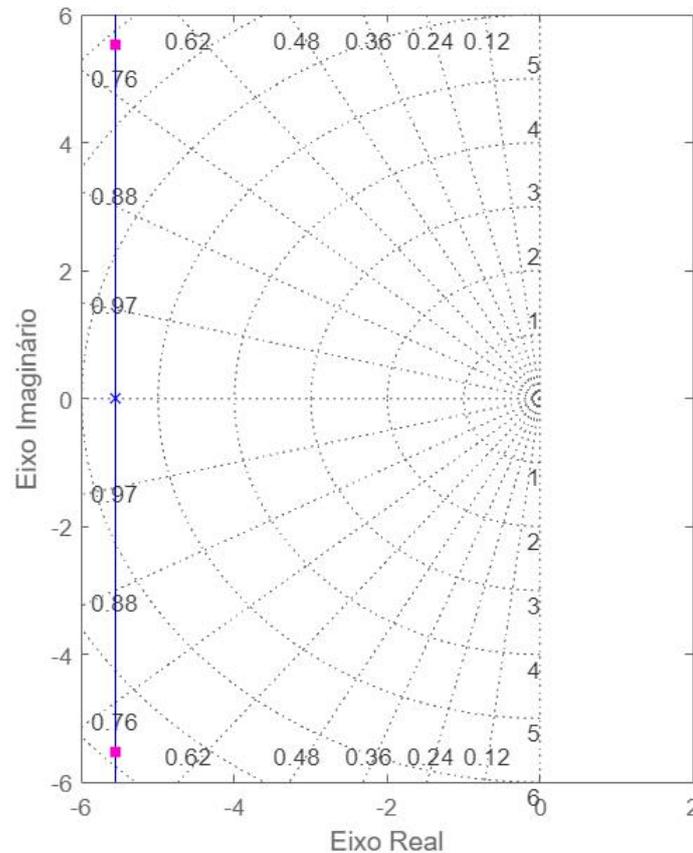
$$H(s) = \frac{1}{0,0324s^2 + 0,36s + 1} \quad (22)$$

Aplicando a equação [22] para obtenção do diagrama de polos e zeros obtém-se o diagrama apresentado na Figura [26].

A partir dos dados obtidos do diagrama da Figura [26] pode-se calcular o tempo de assentamento pela equação [12], resultando em:

$$t_s = \frac{4}{\epsilon\omega_n} = \frac{4}{5,56} = 0,719s \quad (23)$$

Figura 26 – Diagrama polos e zeros para o trabalho atual.



Fonte: Autoria Própria.

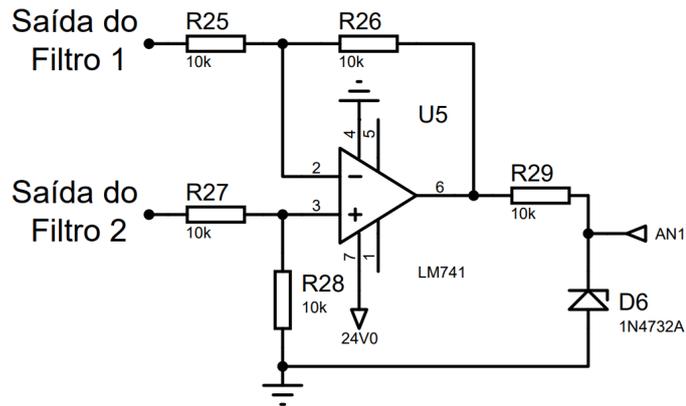
Nota-se que a opção pelo filtro Sallen-Key de segunda ordem se justifica pelo tempo de assentamento menor quando comparado com o trabalho anterior pois em uma comparação direta, nota-se um tempo de assentamento significativamente menor para o controlador identificar uma queda na resistência de isolamento.

5.2.3 Etapa de Comparação

Para projeto do amplificador de diferenças optou-se por um circuito com ganho unitário ou seja, aplicando a equação [13](#) para projeto do amplificador, nota-se que utilizando um valor igual para os resistores obtém-se o ganho unitário desejado. Para isso, arbitrou-se um valor de 10 k Ω para os resistores e o circuito resultante é apresentado na Figura [27](#)

Como proteção adicional ao sistema, é incluído um diodo zener 1N4733A. Este componente foi utilizado para que a tensão não ultrapasse os 5,1 V mesmo em condição de curto entre fase e aterramento para não danificar o dispositivo e ainda, um resistor em série de 10 k Ω é utilizado para limitar a corrente no pino de amostragem.

Figura 27 – Comparador de tensão de Ganho unitário.

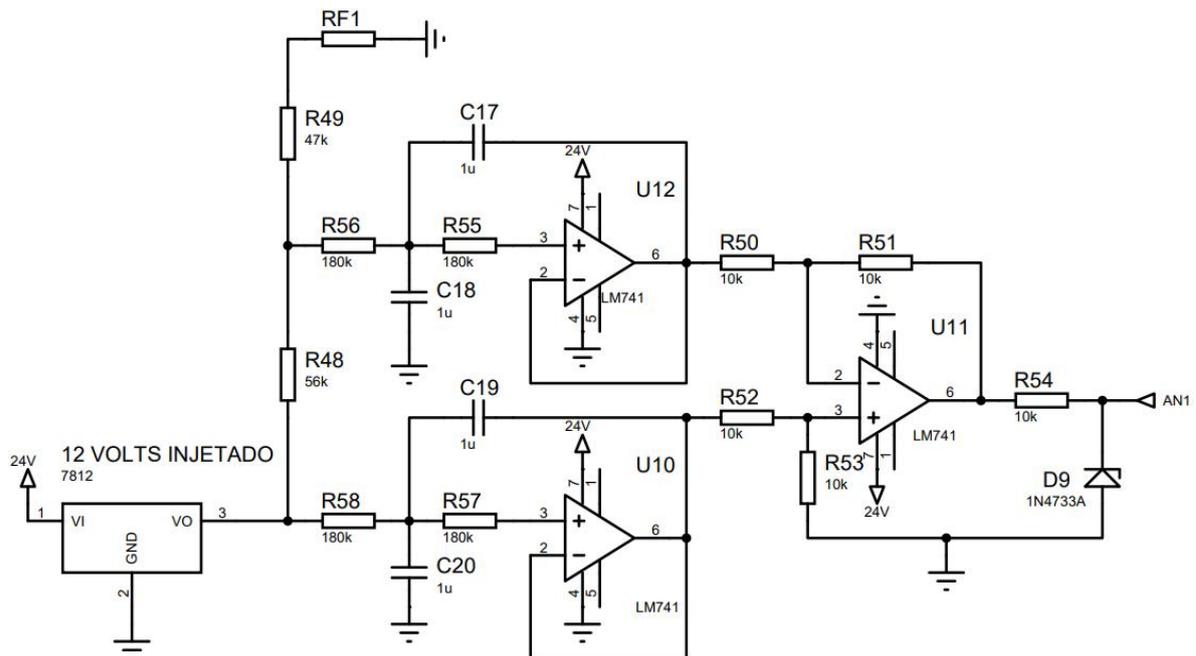


Fonte: Autoria própria.

5.2.4 Circuito para Medição da Resistência de Isolamento

Unindo as etapas de amostragem, filtragem e comparação descritas anteriormente, obtém-se o diagrama esquemático da Figura 28 para medição de isolamento permanente. A equação para cálculo da resistência de isolamento é apresentada no apêndice 1.

Figura 28 – Medidor de isolamento Permanente.



Fonte: Autoria própria.

Para amostragem da tensão no resistor 56, o pino na saída do amplificador de diferenças que com identificação AN1 está conectado a entrada analógica do controlador.

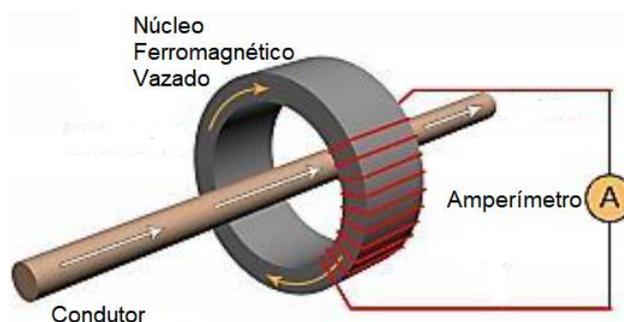
Para o controlador interpretar qual é a atual resistência de isolamento, optou-se por linearizar a tensão obtida no terminal AN1 em função da resistência de isolamento. Dessa forma, basta efetuar a leitura no terminal e aplicar o valor da leitura na função obtida

para resistência de isolamento.

5.3 LOCALIZAÇÃO DA FUGA DE CORRENTE

Para monitorar a fuga de corrente optou-se pela utilização de TC's em uma aplicação diferente da usual. Normalmente, segundo o *datasheet* (Qingxian Zeming Langxi Electronic, 2018) utiliza-se somente um condutor do circuito para amostragem da corrente alternada instantânea, produzindo assim uma tensão em um resistor *shunt* que é proporcional a corrente que passa no circuito. Uma imagem com a aplicação é demonstrada na Figura 29.

Figura 29 – Método de utilização do TC para amostragem de corrente.



Fonte: Adaptado de Silva, V. M. (2017).

Porém segundo os autores JULLIEN, F.; HERITIER, I. (1999) para localização da fuga de corrente, pode-se passar os dois condutores através do TC e amostrar a diferença de tensão sobre o resistor. Essa aplicação é conhecida como *zero phase*.

Em condições normais de operação ou seja, quando não há fuga de corrente, espera-se que a diferença de tensão entre os pontos seja nula afinal, o somatório das correntes induzidas no resistor *shunt* resultarão em uma tensão nula. Porém quando há uma fuga de corrente, no condutor de fase haverá uma corrente maior do que a do condutor neutro, desse modo a tensão induzida no resistor *shunt* não será anulada e haverá uma diferença de tensão diferente de zero que será proporcional a fuga de corrente. Devido a resistência de isolamento entre neutro e aterramento, a corrente de fuga possui valores baixos desse modo, a tensão induzida no resistor *shunt* deve ser amplificada para leitura pelo controlador.

Para efeitos de cálculo, adotou-se um resistor de 47 k Ω , que representa o primeiro valor comercial abaixo dos 50 k Ω estipulados como limite para acionamento do alarme e, quando houver um isolamento abaixo de 50 k Ω o controlador irá buscar pelo circuito onde está ocorrendo fuga.

Com este resistor de 47 k Ω a fuga atinge o seu valor mínimo para testes e nestas condições a corrente que passa pela impedância de isolamento é dada por:

$$I_{minfuga} = \frac{220}{56 \text{ k}\Omega + 47 \text{ k}\Omega + 47 \text{ k}\Omega} = 1,467 \text{ mA} \quad (24)$$

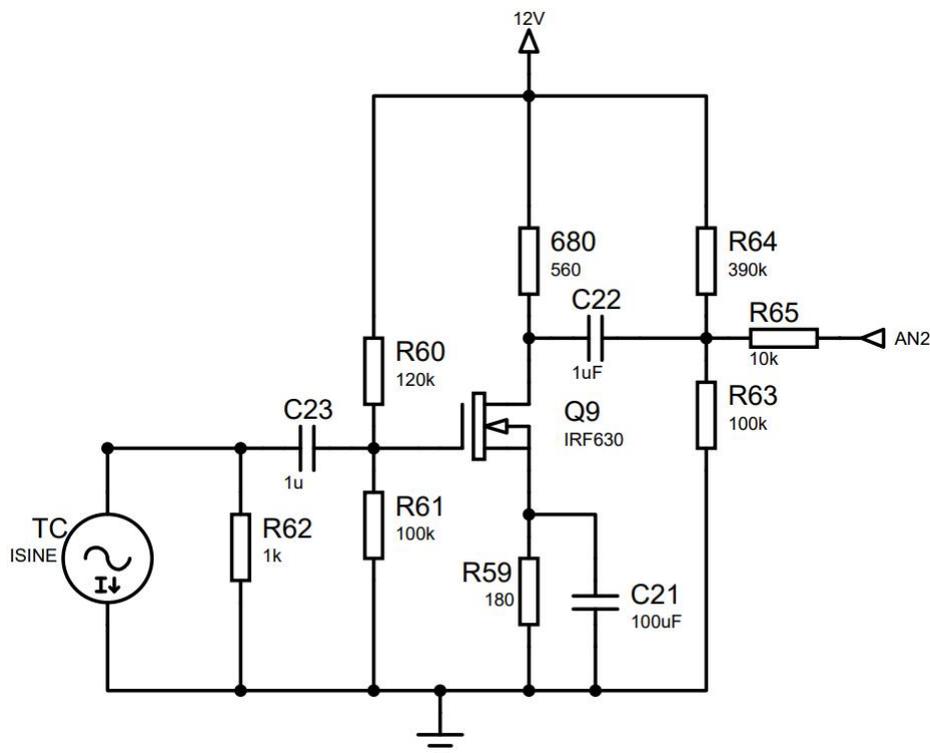
Utilizando um resistor *shunt* de 1 k Ω no secundário do transformador, e aplicando a relação de transformação do TC de 1000:1, obtém-se que a tensão máxima em condição de fuga é 1,46 mV.

Nota-se que esta tensão é três vezes menor do que o mínimo estipulado pelo *datasheet* do controlador para obter-se uma leitura. Para contornar este problema, projetou-se um amplificador dreno comum com ganho de aproximadamente 18 vezes e resulta em uma tensão de pico de aproximadamente 26 mV.

No entanto há um problema, pois este é o valor de pico da tensão alternada induzida na saída do amplificador e quando é eliminando o *offset* do amplificador dreno comum resulta em uma senoide com componente negativa. Quando ocorre a passagem por zero para o negativo da senoide ocorrem pulsos de tensão de 5 V na entrada analógica do controlador.

Para contornar este problema utilizou-se um divisor de tensão resultando em um *offset* de 2,44 V para eliminar a componente negativa e, esta implementação foi realizada através de um divisor de tensão. O circuito utilizado para amostragem da fuga de corrente é demonstrado na Figura 30.

Figura 30 – Circuito utilizado para detecção de fuga.



Fonte: Autoria própria.

A partir da amostra no ponto AN2 da Figura 30 implementou-se uma lógica para amostrar a média do sinal e também o valor de pico presente neste ponto assim, quando

a resistência de isolamento estiver abaixo dos 50 k Ω , será subtraído a média do valor de pico e caso esta diferença seja maior que 8 mV, o *display* LCD indicará qual o circuito onde ocorre a fuga de corrente.

Deve-se ressaltar alguns pontos deste trabalho. O primeiro é que o objetivo não é calcular o valor da corrente de fuga e sim localizar em qual circuito monitorado está ocorrendo tal fuga. O segundo ponto é que, acima dos 50 k Ω (valor definido como objetivo deste trabalho), a corrente de fuga possui um valor desprezível e seria necessário uma amplificação maior do que 18 vezes do sinal e utilização de um filtro de ordem mais elevada para redução dos ruídos. Sendo assim, estipulou-se o limite mínimo de 50 k Ω para detecção do circuito onde ocorre a fuga.

6 RESULTADOS

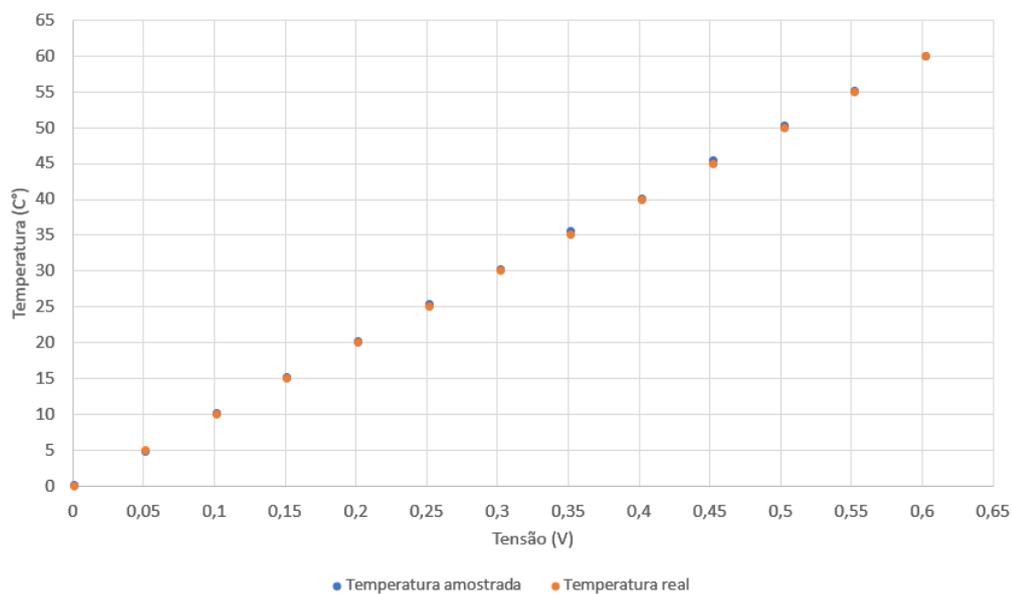
Nesta seção serão abordados os resultados simulados e experimentais para implementação deste trabalho sendo eles: Aferição de temperatura do transformador, medição da resistência de isolamento atual, detecção da corrente de fuga e resultados utilizando fontes de alimentação de topologias diferentes.

6.1 RESULTADOS SIMULADOS

6.1.1 Aferição de temperatura do Transformador

Para verificar a precisão da leitura do sensor de temperatura do simulador, efetuou-se a linearização do sinal fornecido pelo sensor a cada 5 C° até obter-se a temperatura de 60 C°. Desse modo a temperatura está além do limite definido para o alarme. O gráfico obtido demonstrado na Figura 31.

Figura 31 – Gráfico da temperatura mensurada em comparação com a temperatura real (resultado simulado).



Fonte: Autorial Própria.

No gráfico as marcações em laranja referem-se a temperatura detectada pelo sensor da simulação e as esferas em azul referem-se a temperatura amostrada. Para elaboração deste gráfico, utilizou-se um sensor de temperatura interativo no software Proteus a fim de testar a funcionalidade e a taxa de erros da temperatura amostrada.

Nota-se um pequeno erro que ocorrem devido a dois fatores. O primeiro é que o *datasheet* (Texas Instruments, 2017) do sensor de temperatura informa que o dispositivo

pode apresentar um erro máximo de $0,8\text{ }^{\circ}\text{C}$ em sua faixa de trabalho. Ou seja, ele apresenta uma tensão indesejada de até 8 mV na saída, a qual pode ser interpretada como um ruído.

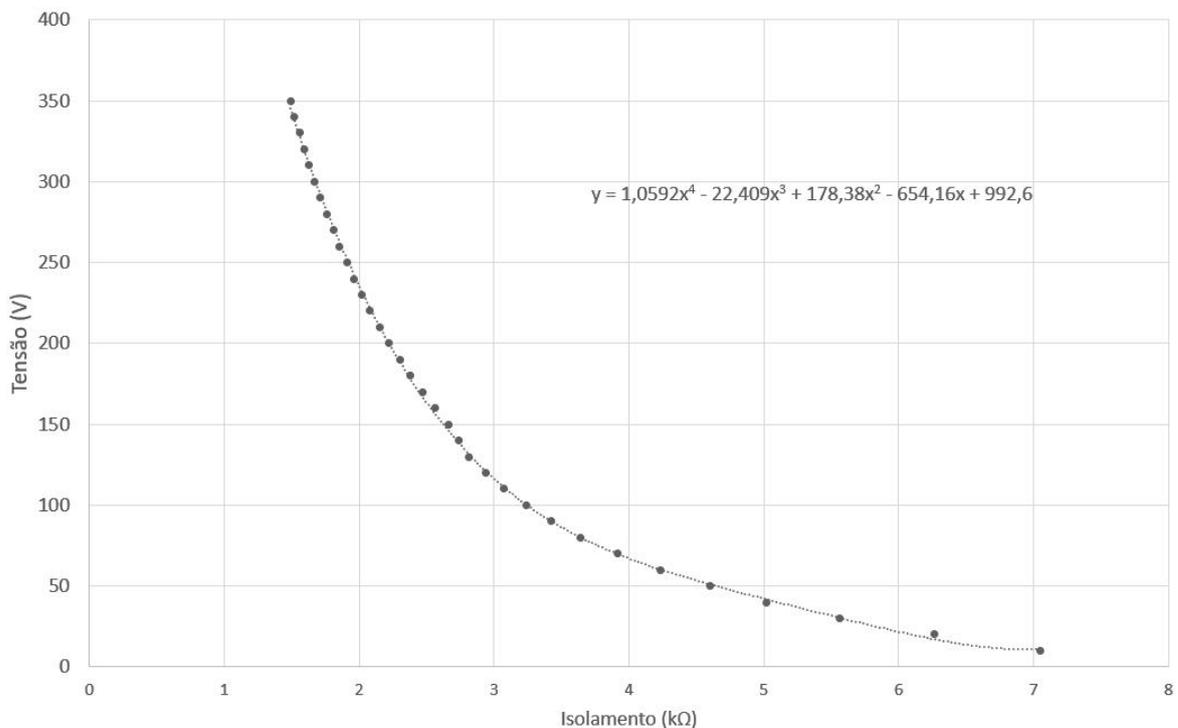
O segundo fator que compromete a leitura da temperatura é a resolução do microcontrolador. A maior resolução que o PIC16F886A possui conforme seu *datasheet* é de 1024 bits, ou seja, um bit de leitura equivale a aproximadamente $4,88\text{ mV}$. Somando as duas componentes de erro, pode ocorrer em uma leitura de errônea de até $12,88\text{ mV}$, o que representa um erro de até $1,288\text{ }^{\circ}\text{C}$ em relação a temperatura real.

Nesta simulação a medida com maior discrepância em relação ao ideal ocorreu em $35\text{ }^{\circ}\text{C}$ onde a medida simulada informou $35,64\text{ }^{\circ}\text{C}$. Este valor corresponde a $0,64\text{ }^{\circ}\text{C}$ de erro em relação a temperatura real, porém não é um resultado alarmante pois está dentro do erro previsto. Para esta aplicação, não é necessária uma alta precisão da leitura da temperatura afinal, apesar da temperatura do transformador ser uma variável importante, ela não é crítica como a fuga de corrente, mas apenas um alerta de que o transformador pode estar com problemas.

6.1.2 Medição da Resistência de Isolamento

Para aferição da resistência de isolamento utilizou-se um processo de linearização da tensão obtida na saída do comparador demonstrado na Figura 28. O gráfico da tensão presente na saída em função da impedância de isolamento é demonstrada na Figura 32.

Figura 32 – Gráfico da resistência de isolamento em função da tensão amostrada.



Fonte: Autoria Própria.

Para obtenção dos valores deste gráfico, definiu-se os valores de resistores de 10 em

10 k Ω começando pelo valor de 10 k Ω . O objetivo desta linearização é encontrar uma equação que representa adequadamente o valor da resistência de isolamento. Para isso utilizou-se uma linha de tendências via software Excel e a função mais adequada para este sistema é obtida através de um polinômio de grau 4, cuja representação no gráfico é através da linha tracejada abaixo dos pontos amostrados.

Com esta função programou-se o controlador para aferir a tensão de saída do comparador e calcular a atual resistência de isolamento para exibição no *display* LCD. Este método leva em consideração que o cálculo através desta função exige menos memória RAM e também é um método com maior precisão quando comparado com a utilização de uma equação para a saída do amplificador de diferenças.

6.1.3 Detecção da Corrente de Fuga

Para simulação da corrente de fuga o software computacional Proteus não conta com o componente ZMCT118F sendo assim, utilizou-se uma fonte de corrente CA para gerar uma corrente de aproximadamente 1,5 μ A (60 Hz). O diagrama esquemático do circuito é demonstrado na Figura 30.

A corrente gerada pela fonte TC gera uma diferença de potencial (V_{R1}) dada pela equação 25.

$$V_{R1} = I_p \times R_1 \times \sqrt{2} \quad (25)$$

Onde I_p representa o valor de pico da corrente gerada pela fonte I1 e R_1 representa o valor do resistor *shunt*.

Em condições ideais de operação, quando a resistência de isolamento possui um valor menor do que 50 k Ω , a tensão de pico na entrada do controlador é o suficiente para atingir a tensão maior que 10 mV em condição de falha e localizar o circuito onde ocorre a fuga de corrente.

6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.2.1 Aferição de temperatura do Transformador

Para aferição de temperatura do transformador, utilizou-se o sensor de temperatura LM35. Por se tratar de um sensor de temperatura de alta precisão e bem conhecido no mercado, bastou verificar o bom funcionamento do dispositivo e ajustar o controlador para exibição do valor correto no *display* pois não havia uma câmera térmica disponível para comparação dos valores amostrados com os valores reais.

Para aferir a temperatura do transformador no quadro projetado fixou-se o sensor de temperatura na superfície do transformador logo acima das bobinas, onde o mesmo foi

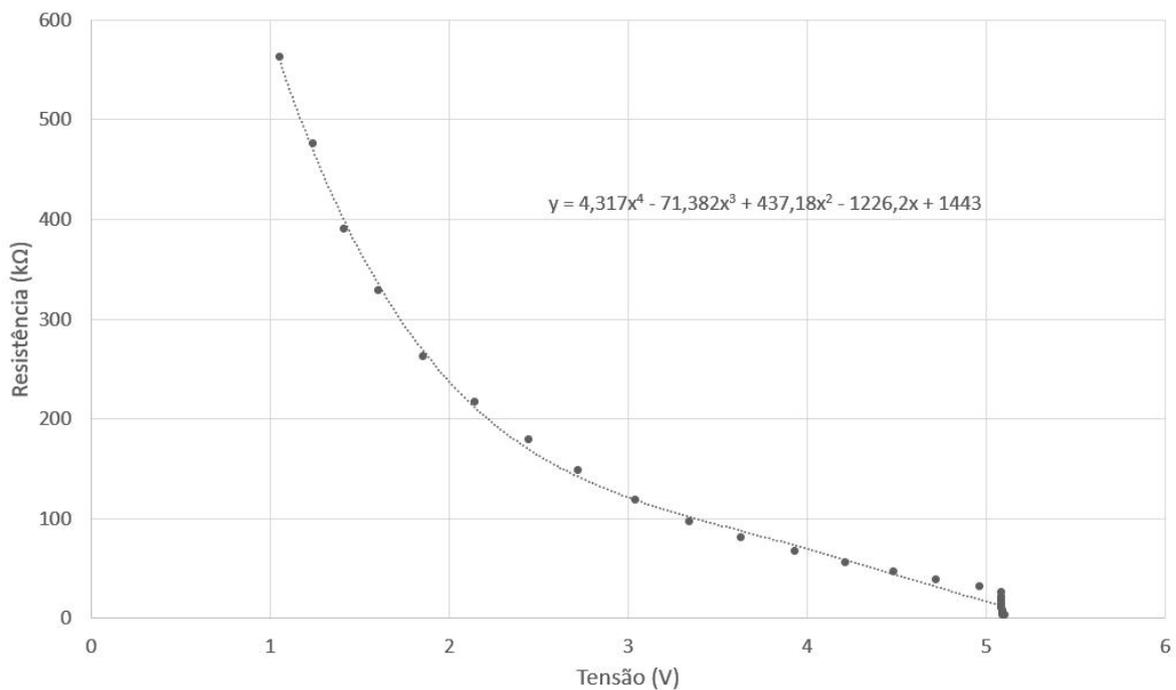
fixado através de uma fita de baixa espessura de forma a não comprometer a aferição da temperatura e também estar isolado de qualquer curto-circuito.

6.2.2 Medição da Impedância de Isolamento

Para aferição da impedância de isolamento, a função apresentada na Figura 32 não apresentou uma resposta satisfatória sendo necessária uma nova linearização do valor porém, desta vez utilizando valores comerciais de resistores no circuito final.

Para obter um resultado que se adequasse a atual impedância de isolamento aferiu-se a tensão na saída do filtro a partir da função V_{avg} para obter o valor médio da tensão e da utilização de resistores comerciais entre 10 e 560 k Ω para elaboração do gráfico. Para eliminar a maior probabilidade de erros, obteve-se esta medida a partir de todo o circuito montado, obtendo esta medida como seria o projeto final e eliminando componentes de erros que podem aparecer ao conectar as etapas no controlador. Os resultados experimentais são demonstrados na Figura 33.

Figura 33 – Medidor de isolamento permanente implementado sem adaptação.

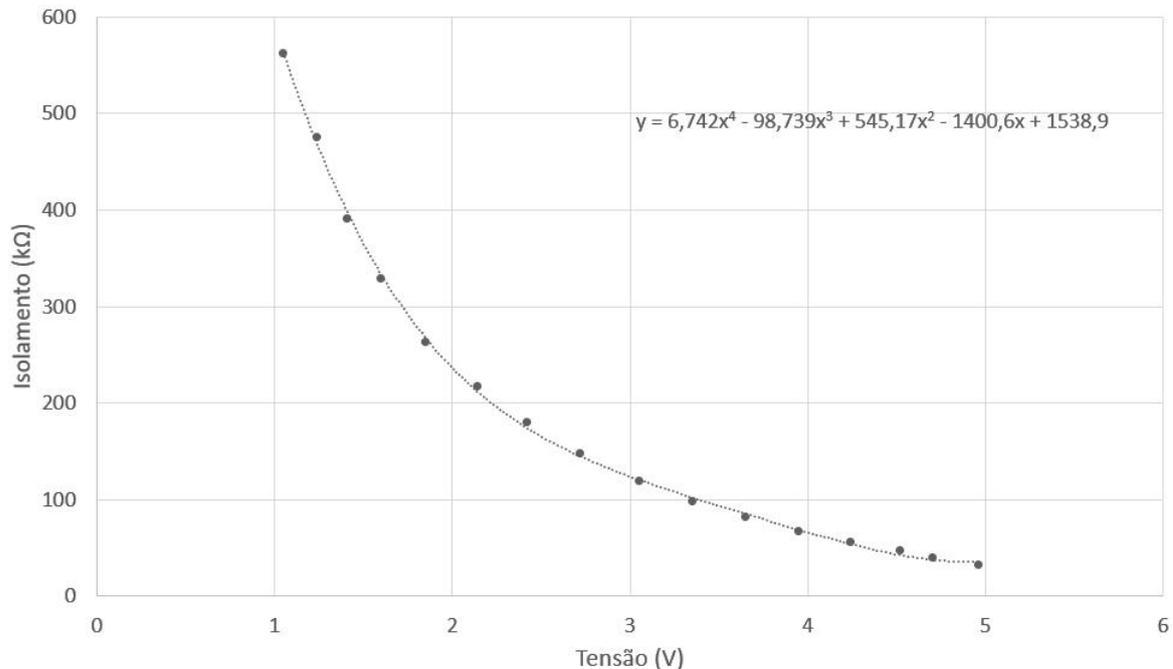


Fonte: Autoria Própria.

Neste gráfico nota-se a influência do diodo zener utilizado para limitação do sinal de entrada em 5,1 V, protegendo o controlador de sobretensão. Porém, esta limitação ocasionou uma distorção do sinal até a resistência de 33 k Ω assim, definiu-se que o fundo de escala mínimo seria de 35 k Ω para exibição no *display* LCD, pois entende-se que abaixo dos 50 k Ω é de maior importância a localização da fuga do que a exibição da resistência de isolamento abaixo dos 35 k Ω .

Para uma leitura de maior precisão foi necessário um "ajuste fino" no gráfico, pois os valores amostrados acima forneceram uma base para a equação, porém o *display* exibia a informação com uma discrepância de até 20 % em relação ao valor real. Assim a função utilizada em conjunto com a equação aplicada no controlador é exibida na Figura 34.

Figura 34 – Medidor de isolamento permanente implementado com adaptação.



Fonte: Autoria Própria.

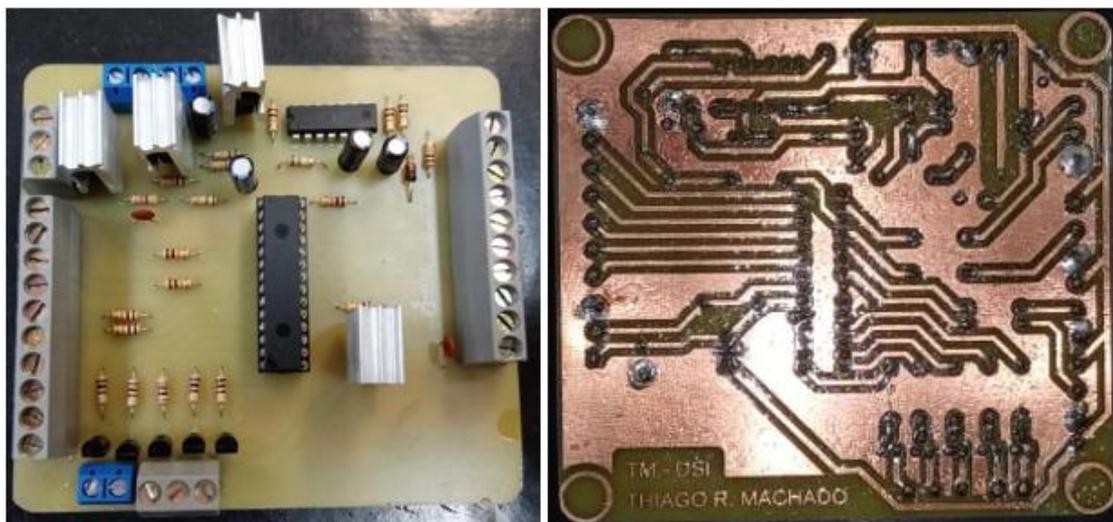
Aplicando a equação demonstrada na Figura 34 o controlador passou a exibir a impedância com uma precisão melhor que ao anterior, atingindo uma taxa de erro máxima de 4%.

Para implementação no quadro utilizou-se uma Placa de Circuito Impresso (PCI) de tamanho 10x10 centímetros contendo o controlador do sistema (PIC16F886) e também o DSI. A placa utilizada na implementação é apresentada na Figura 35.

Para confecção da placa apresentada na Figura 35 foram utilizadas as dependências do laboratório de circuitos elétricos da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, campus de Toledo. Para elaboração do design da placa de circuito utilizou-se o software Eagle e para confecção da mesma utilizou-se o método de transferência térmica e posterior corrosão com perclorato de ferro.

6.2.3 Detecção da Corrente de Fuga

Para localização da corrente de fuga, o circuito inicial não utilizava o *offset* proporcionado pelos resistores R63 e R64 presentes na Figura 30. Desse modo quando o controlador efetuava a leitura da tensão na entrada e a senoide estava em um semi-ciclo negativo, oca-

Figura 35 – Medidor de isolamento permanente implementado no quadro.

Fonte: Autoria própria.

sionando pulsos de tensão na entrada do mesmo, comprometendo assim o funcionamento de todo o trabalho.

Para solucionar este problema, bastou adicionar este *offset* e o controlador passou a funcionar da forma correta. Para testar a capacidade de localização de fuga, definiu-se primeiramente que o controlador acusaria uma fuga a partir de uma tensão de 20 mV. Porém, pensando em aplicações futuras, testou-se a detecção para tensões menores, definindo-se assim a tensão mínima de 8mV (dois bits de diferença), que correspondem a uma fuga de 800 μA , a resistência mínima de isolamento detectável é na ordem de 80 k Ω .

Para implementação da detecção da corrente de fuga no quadro elétrico projetado utilizou-se três placas iguais de tamanho 5x5 centímetros onde cada uma efetua o monitoramento de um circuito. Nesta placa contém um circuito amplificador e os transformadores de corrente com a aplicação *zero phase*. As placas utilizadas no quadro são demonstradas na Figura [36](#).

Para confecção da placa apresentada na Figura [36](#) foram utilizadas as dependências do laboratório de circuitos elétricos da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, campus de Toledo. Para elaboração do design da placa de circuito utilizou-se o software Eagle e para confecção da mesma utilizou-se o método de transferência térmica e posterior corrosão com percloroeto de ferro.

6.2.4 Fonte de Alimentação

Inicialmente para facilitar a implementação do trabalho e diminuir uma das placas que seriam implementadas utilizou-se uma fonte chaveada com entrada em 220 V e saída em 24 V idêntica a apresentada na Figura [37](#).

Porém com o decorrer do trabalho notou-se que foi claramente um erro, estas fontes

Figura 36 – Placas para monitoramento dos circuitos elétricos.



Fonte: Autoria própria.

Figura 37 – Fonte Chaveada 24 V.



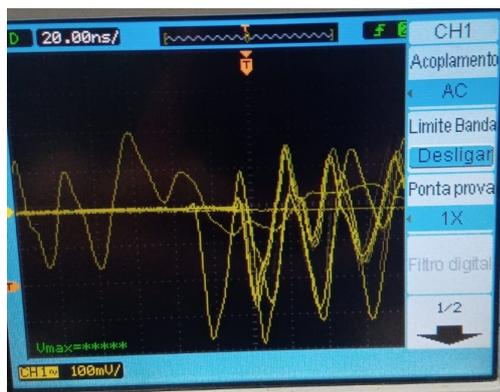
Fonte: Autoria própria.

são utilizadas para acionamento de cargas que não possuem sensoreamento, como motores CC de baixa potência e sinaleiros como o demonstrado na Figura 21. Para esta aplicação quando utilizada uma fonte chaveada, os transientes (picos de energia de curta duração, não periódicos e caóticos) provenientes do chaveamento dos conversor CC-CC da fonte acabaram por comprometer os sinais a serem amostrados pelo controlador. Um exemplo transiente encontrado é demonstrado na Figura 38.

Na figura 38 o resultado esperado seria uma tensão contínua na faixa dos 0 V, indicando que não haveria ruídos presentes na alimentação, porém, o que foi encontrado são ruídos na ordem dos 300 mV de pico, ruídos estes que acabavam por comprometer a leitura de todos os sensores.

Para contornar este problema a solução foi substituir a fonte chaveada por uma fonte linear. Este tipo de fonte é conhecida por apresentar uma saída de tensão retificada com baixo ruído. A fonte construída para substituir a fonte apresentada na Figura 37 é apresentada na Figura 39.

Figura 38 – Transiente proveniente da fonte chaveada de 24 V.



Fonte: Autoria própria.

Figura 39 – Fonte 24 V projetada.



Fonte: Autoria própria.

Para confecção da placa apresentada na Figura 39 foram utilizadas as dependências do laboratório de circuitos elétricos da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, campus de Toledo. Para elaboração do design da placa de circuito utilizou-se o software Eagle e para confecção da mesma utilizou-se o método de transferência térmica e posterior corrosão com percloroeto de ferro.

A fonte apresentada na Figura 39 possui uma saída de 24 V e seu esquemático pode operar com até 1,5 A, resultando em uma potência de 36 W mais que suficientes para alimentar os 8 W consumidos pelo circuito de controle.

6.2.5 Protótipo do Produto

Para apresentar um sistema que pudesse ser implementado em uma instalação elétrica projetou-se um quadro de distribuição de energia seguindo as recomendações das normas

de instalações elétricas para ambientes assistenciais de saúde [ABNT NBR 13534 \(2008\)](#). O protótipo construído é demonstrado nas Figuras [40](#) e [41](#).

Na figura [40](#) os sinaleiros representam da esquerda para a direita:

- Vermelho 1: Alarme visual de temperatura elevada.
- Vermelho 2: Alarme sonoro.
- Amarelo: Alarme visual de impedância de isolamento abaixo de 50 k Ω .
- Verde: Alarme visual de impedância de isolamento acima de 50 k Ω .
- Azul: Alarme visual indicando alarme visual acionado.
- Botão vermelho: Botão para ligar/desligar alarme sonoro.

Figura 40 – Vista externa do quadro para um sistema IT-Médico.



Fonte: Autoria própria.

Na Figura [41](#) é apresentada uma vista interna do quadro para um IT-Médico construído.

O quadro projetado apresenta uma potência máxima de saída de 150 VA, tensão de alimentação em 220 V para equipamentos eletromédicos, impedância mínima de 103 k Ω mesmo em condição de falta, possui alarmes sonoros que podem ser silenciados pela equipe local e alarmes visuais que indicam as falhas presentes no sistema.

Figura 41 – Vista interna do quadro para um sistema IT-Médico.png



Fonte: Autoria própria.

7 CONCLUSÕES

A partir dos circuitos utilizados para confecção deste trabalho, pelos objetivos propostos e pelos resultados encontrados, pode-se afirmar que este trabalho cumpriu com o projeto proposto pois os tópicos apresentados na seção 2 foram cumpridos.

Dentre os objetivos propostos destacam-se a impedância de isolamento na ordem dos 103 k Ω , acima do previsto conforme norma ABNT NBR 13534 (2008), onde neste caso foram amostrados resistores de forma a manter o valor o mais próximo em relação ao previsto, utilizando um critério de 1% de discrepância. Porém, quando comparado quando o trabalho anterior (SILVA, A. A. P. 2017) apresenta um valor de impedância menor afinal, o anterior apresenta uma impedância de isolamento de 250 k k Ω .

A impedância de isolamento foi cuidadosamente escolhida para atender aos critérios da norma, pois o objetivo primário deste trabalho era desenvolver um sistema que possibilite a localização automática do circuito onde ocorre a fuga de corrente e para isso, fez-se necessário a diminuição da impedância de isolamento.

Com uma impedância mínima prevista de 103 k Ω (curto entre fase e terra), através do amplificador projetado, o controlador consegue detectar a fuga de até 800 μ A. Como este sistema não utiliza injeção de corrente alternada, somente a própria tensão da alimentação do sistema IT, a corrente injetada nunca irá ultrapassar os 1 mA e analisando do ponto de vista CC, a corrente injetada máxima será na ordem de 0,1 mA.

Infelizmente o trabalho anterior não estava presente na universidade para comparação direta dos trabalhos porém, comparando o digrama de polos e zeros do trabalho atual (Figura 11) com o diagrama de polos e zeros do trabalho anterior Figura 24) nota-se uma significativa diferença no tempo de assentamento dos filtros, resultado este que torna o tempo de resposta 60 vezes menor quando comparado com o trabalho anterior. Este tempo é de fundamental importância em um sistema crítico como o hospitalar onde cada segundo que o paciente ou equipe médica está exposta a falhas elétricas, aumenta a chance de um acidente fatal.

8 TRABALHOS FUTUROS

Como sugestões para trabalhos futuros há várias opções que podem ser aprimoradas no projeto visando torna-lo mais competitivo comercialmente. Dentre elas, pode-se citar a implementação do histórico de falhas, onde os funcionários encarregados podem acessar as últimas dez ou mais falhas, para isso será necessário implementar o sistema de data e hora no microcontrolador através de um sistema RTOS(Real Time Operation System).

Na placa de controle demonstrada no circuito da Figura 35 pode-se projetar um módulo no qual o controlador será embutido removendo o *display* LCD da tampa do quadro e passando o mesmo para próximo ao controlador, desse modo reduzirá o espaço físico necessário dentro do quadro, o mesmo não será exposto dentro do quadro elétrico e o produto terá um maior apelo visual.

Além disso sugere-se o aprimoramento do quadro protótipo, passando para a instalação de um transformador externo com uma potência maior, de forma a alimentar o sistema IT-médico a ser implementado em um hospital. Ainda no transformador, sugere-se a troca do sensor de temperatura LM35 por um sensor do tipo termopar (PT 100), o qual apresentará uma resposta transitória mais rápida quando comparada com o LM35.

Para melhoria do sistema, sugere-se a aplicação de um controlador que possua uma rede de comunicação mais robusta como LORA, bluetooth ou wi-fi assim, poderá ser implementado um sistema de comunicação com um setor de manutenção, que pode ficar distante do local onde o sistema IT-Médico está instalado e gerando alarmes semelhantes aos presentes na tampa do quadro proposto. Assim a atuação da equipe de manutenção terá uma melhor eficiência na resolução dos problemas.

Ainda na substituição do controlador, sugere-se a busca por um dispositivo que tenha uma maior quantidade de entradas analógicas, visando uma quantidade maior de circuitos a serem monitorados. Apesar de o PIC16F886 possuir onze entradas analógicas, algumas delas se limitaram a saída de sinal pois foram necessárias para acionamento dos periféricos.

Como descrito acima, este projeto abre as portas para uma grande gama de implementações e para auxiliar nos trabalhos futuros, o código utilizado juntamente com os diagramas e arquivos serão disponibilizados ao professor orientador, que será responsável por repassa-los a quem se interessar pelo trabalho.

REFERÊNCIAS

- ALEXANDER, C. K.; SADIKU, D. J. **Fundamentos de circuito elétricos com aplicações**. 5. ed. [S.l.]: AMGH, 2013. ISBN 9788580551723.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 13534**: Instalações elétricas de baixa tensão - requisitos específicos para instalação em estabelecimentos assistenciais de saúde. Rio de Janeiro, 2008. 14 p.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 5410**: Instalações elétricas de baixa tensão. Rio de Janeiro, 2008. 209 p.
- DATASUS. **Tipo de estabelecimento**. 2003. 1 p. Online. Disponível em: http://tabnet.datasus.gov.br/cgi/cnes/tipo_estabelecimento.htm
- ETNA TRANSFORMADORES. **Transformador Isolador**. 2018. 1 p. Online. Disponível em: <https://etnatransformadores.com.br/transformador-isolador>
- HITACHI. **HD44780U (LCD-II) [Datasheet]**. 1998. 60 p. Online. Disponível em: <https://www.sparkfun.com/datasheets/LCD/HD44780.pdf>
- INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (IEC). **IEC 61557-8**: Electrical safety in low voltage distribution systems up to 1 000 v a.c. and 1 500 v d.c. International, 2014. 95 p.
- JR, G. **Máquinas Elétricas**. 1. ed. [S.l.]: Saraiva, 2014. ISBN 9788536519821.
- JULLIEN, F.; HERITIER, J. **The IT earthing System (unearthed neutral) in LV**. 1999. 31 p. Online. Disponível em: <https://www.se.com/us/en/download/document/ECT178>
- MALVINO, A. P.; BATES, D. J. **Eletrônica - Vol. 2**. 8. ed. [S.l.]: AMGH, 2016. ISBN 9788580555929.
- MICROCHIP. **PIC16F886 [Datasheet]**. 2013. 218 p. Online. Disponível em: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/30292D.pdf>
- NIISE, N. S. **Engenharias de Sistemas de Controle**. 7. ed. [S.l.]: LTC, 2017. ISBN 978-8521634355.
- Qingxian Zeming Langxi Electronic. **ZMCT118F Current Transformer**. 2018. 2 p. Online. Disponível em: <https://5nrorwxhmqqjjik.leadongcdn.com/ZMCT118F+specification-aidilBqoKomRilSnpomjnkp.pdf>
- RAZAVI, B. **Fundamentos de Microeletrônica**. 2. ed. [S.l.]: Grupo GEN, 2017. ISBN 9788521633525.
- SILVA, A. A. P. **Insulation monitoring device for a medical IT System**. 2017. 60 p. Online. Disponível em: <http://riut.utfpr.edu.br/jspui/handle/1/23822>
- Silva, V. M. **Esquema de um transformador de corrente com núcleo Vazado**. 2017. 9 p. Online. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/320173729>

Texas Instruments. **LM35 [Datasheet]**. 2017. 38 p. Online. Disponível em: <https://www.ti.com/document-viewer/LM35/datasheet>.

UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. 7. ed. [S.l.]: AMGH, 2014. ISBN 8580553733.

APÊNDICE A – TENSÃO NO PONTO AN1

Para encontrar uma equação válida para o ponto AN1 descrito na Figura [28](#), basta substituir as equações para cada uma das etapas. O circuito presente no ponto AN1 é um circuito conhecido como amplificador de diferenças, cuja equação é dada por:

$$V_o = \frac{R_2(1 + \frac{R_1}{R_2})}{R_1(1 + \frac{R_3}{R_4})} V_2 - \frac{R_2}{R_1} V_1 \quad (26)$$

Onde as variáveis representam os componentes descritos na Figura [13](#) e substituindo os valores de 10 kΩ para todos os resistores, obtém-se :

$$V_o = V_2 - V_1 \quad (27)$$

Para encontrar V_1 e V_2 cujos valores representam a saída dos dois filtros de segunda ordem representados na Figura [28](#), substitui-se $V(o) = H(j\omega) \times V(i)$, na equação [11](#), assim a saída de cada filtro é dada por:

$$V(o) = \frac{V_i}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + (R_1 + R_2) C_2 s + 1} \quad (28)$$

Cada filtro possui uma equação idêntica ao outro com excessão da tensão de entrada. Desse modo a equação para cada ponto do amplificador de diferenças se torna:

$$V_1 = \frac{V_{i1}}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + (R_1 + R_2) C_2 s + 1} \quad (29)$$

$$V_2 = \frac{V_{i2}}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + (R_1 + R_2) C_2 s + 1} \quad (30)$$

Onde V_{i2} representa a tensão de amostragem sobre o ponto mais próximo a fonte de 12 V e V_{i1} representa a tensão de amostragem presente entre o resistor de 56k Ω e o resistor de 47k Ω.

Substituindo as equações acima na equação [27](#) obtém-se que a tensão no ponto AN1 (entrada analógica do controlador), é dada por:

$$AN1 = \frac{V_{i2} - V_{i1}}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + (R_1 + R_2) C_2 s + 1} \quad (31)$$