

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

TÍTULO DO TRABALHO

Projeto e Implementação de um Nodo Sensor para
Aquisição de Sinais de Extensômetros em Redes de
Sensores Sem Fio Aplicado ao Monitoramento de
Deformações em Estruturas

NOME DO AUTOR

Rodrigo Williams Rodrigues Ataíde

DM_07/2012

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil
2012

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

NOME DO AUTOR

Rodrigo Williams Rodrigues Ataíde

TÍTULO DO TRABALHO

**Projeto e Implementação de um Nodo Sensor para
Aquisição de Sinais de Extensômetros em Redes de
Sensores Sem Fio Aplicado ao Monitoramento de
Deformações em Estruturas**

DM_07/2012

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil
2012

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

NOME DO AUTOR

Rodrigo Williams Rodrigues Ataíde

TÍTULO DO TRABALHO

**Projeto e Implementação de um Nodo Sensor para
Aquisição de Sinais de Extensômetros em Redes de
Sensores Sem Fio Aplicado ao Monitoramento de
Deformações em Estruturas**

Dissertação submetida à Banca Examinadora do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da UFPA para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica, ênfase em Telecomunicações.

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil
2012

A862p

Ataíde, Rodrigo Williams Rodrigues

Projeto e Implementação de um Nodo Sensor para Aquisição de Sinais de Extensômetros em Redes de Sensores Sem Fio Aplicado ao Monitoramento de Deformações em Estruturas/Rodrigo Williams Rodrigues Ataíde; Orientador, Aldebaro Barreto da Rocha Klautau Júnior. - 2012.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Pará, Instituto de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Belém, 2012.

1. Sistemas de comunicação sem fio. 2. Dispositivos de redes sem fio - testes.
3.Redes de sensores . I. Orientador. II. Título.

CDD - 22. ed. 621.38456

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Projeto e Implementação de um Nodo Sensor para Aquisição de Sinais de Extensômetros em Redes de Sensores Sem Fio Aplicado ao Monitoramento de Deformações em Estruturas

AUTOR: RODRIGO WILLIAMS RODRIGUES ATAÍDE

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA À AVALIAÇÃO DA BANCA EXAMINADORA APROVADA PELO COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ E JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE TELECOMUNICAÇÕES.

APROVADA EM 09/07/2012

BANCA EXAMINADORA:

.....
Prof. Dr. Aldebaro Barreto da Rocha Klautau Júnior (ORIENTADOR - UFPA)

.....
Prof. Dr. Adalbery Rodrigues Castro (MEMBRO - UFPA)

.....
Prof. Dr. Guilherme Augusto Limeira Araujo (MEMBRO - UFPA)

.....
Prof. Dr. Luís Augusto Conte Mendes Veloso (MEMBRO - UFPA)

VISTO:

.....
Prof. Dr. Marcus Vinícius Alves Nunes
COORDENADOR DO PPGEE/ITEC/UFPA

Agradecimentos

Agradeço a minha família, fundamental na minha formação.

Ao Aldebaro pela oportunidade e ajuda disponibilizada.

Ao Flávio, pela contribuição na realização deste trabalho.

Não menos importantes, agradeço aos Professores: Raimundo Freire, Adalbery, Luiz Veloso e Dionne, pelos conselhos e sugestões.

Ao LASSE e também ao NICAE, que forneceram todo o suporte para o desenvolvimento desta dissertação.

Resumo

Esta dissertação tem como objetivo principal propor um nodo (ou nó) sensor sem fio para ser utilizado em redes de sensores sem fio, em sistemas de aquisição de dados de extensômetros. O sistema de aquisição para os extensômetros é baseado na ponte de Wheatstone e de modo a permitir várias configurações de extensômetros. O processamento e a comunicação sem fio é realizada pelo ATmega128RFA1, composto por um microcontrolador e um *transceiver* Rádio-Frequência com o padrão Zigbee. O nodo foi projetado para garantir confiabilidade na aquisição de dados e ser totalmente controlado remotamente. Entre os parâmetros controláveis estão: o ganho do sinal e a taxa de amostragem. Além disso, o nodo possui recursos para efetuar o equilíbrio da ponte de Wheatstone automaticamente. A escolha de seus componentes, baseou-se em critérios relacionados ao consumo de energia do mesmo e ao custo. Foi concebida uma placa de circuito impresso (PCI) para o nodo, e sobre ela foram realizadas estimativas sobre o consumo de energia e valor agregado do protótipo, com o objetivo de analisar a sua viabilidade. Além do projeto do nodo sensor, o trabalho apresenta a proposta de integração do mesmo em uma rede de sensores sem fio (RSSF), incluindo a sugestão do hardware complementar e desenvolvimentos dos softwares. Para os testes do nodo sensor, foi construído experimentalmente um transdutor de força.

PALAVRAS-CHAVES: Rede de Sensores Sem Fio; Zigbee; *Transceiver* RF; Extensômetros elétricos; Pontes de Wheatstone; Monitoramento de estruturas; Instrumentação eletrônica; Sistema de aquisição.

Abstract

This dissertation's main objective is to propose a node wireless sensor for use in wireless sensor networks, in data strain gage acquisition systems. The acquisition system for the strain is based on the Wheatstone bridge and enables various settings. The processing and wireless communication is performed by ATmega128RFA1, composed of a microcontroller and a radio-frequency transceiver with the Zigbee standard. The node is designed to ensure reliability in data acquisition and be fully controlled remotely. Among the controllable parameters are: the signal gain and sampling rate. In addition, the node has resources to make the balance of the Wheatstone bridge automatically. The choice of components, based on criteria related to energy consumption and cost the same. It was designed a printed circuit board (PCB) for the node, and regarding it, estimates of energy consumption and value of the prototype were made, with the aim of analyzing its viability. Besides the design of the sensor node, the dissertation presents the proposal of its integration in a wireless sensor network (WSN), including the suggestion of complementary hardware and software developments. For testing, a node sensor was constructed experimentally and used a force transducer.

KEYWORDS: Wireless sensor networks; Zigbee; RF Transceiver; Electric strain gages; Wheatstone bridge; Structural health monitoring; Electronic instrumentation; Data acquisition systems.

Sumário

Lista de Figuras	iv
Lista de Tabelas	vi
Glossário	vii
1 Introdução	1
1.1 Estudo de Caso	2
1.2 Revisão da Literatura	4
1.3 Motivação	5
1.4 Estrutura do Trabalho	6
2 Fundamentos do Sistema e Tecnologia Zigbee	7
2.1 Extensômetros de Resistência Elétrica	7
2.1.1 Princípio de Operação dos Extensômetros	8
2.1.2 Circuito de Medição	10
2.1.2.1 Pontes de Wheatstone	11
2.1.3 Configurações dos Extensômetros	12
2.1.3.1 Circuito Quarto-de-ponte	13
2.1.3.2 Circuito Meia-ponte	14
2.1.3.3 Circuito Meia-ponte Diagonal	14
2.1.3.4 Ponte Completa	15
2.1.4 Considerações Sobre os Extensômetros	16
2.1.4.1 Efeito da Temperatura	16
2.1.4.2 Efeito da Resistência dos Cabos	16
2.1.4.3 Sensibilidade Transversal	17

2.1.4.4	Alongamento Estático	17
2.1.4.5	Dissipação de Calor	18
2.1.4.6	Erros de Medição	18
2.2	Tecnologia Zigbee	19
2.2.1	Tipos de Dispositivos	20
2.2.2	Topologias de Rede	20
3	Desenvolvimento do Hardware	22
3.1	Nodo Sensor	22
3.1.1	Constituição do Hardware	23
3.1.2	Módulo de Aquisição de Dados	24
3.1.2.1	Fonte de Alimentação Simétrica	24
3.1.2.2	Amplificação do Sinal	25
3.1.2.3	Filtro Passa-Baixas	26
3.1.3	Correção de Offset	27
3.1.4	Controle de Ganho	29
3.1.5	Módulo de Alimentação	30
3.1.6	Processamento e Comunicação de Sem Fio	31
3.1.6.1	ATmega128RFA1	31
3.1.6.2	Módulo deRFmega128-22C02	32
3.1.6.3	Conversão Analógico/Digital (A/D)	34
3.1.7	Resolução do Sistema e Fator de Deformação	36
3.1.7.1	Medição de Deformação em um Único Sentido	36
3.1.7.2	Medição de Deformação em Dois Sentidos	37
3.1.8	Estimativa do Consumo de Corrente	37
3.2	Desenvolvimento do Protótipo	39
3.2.1	Desenvolvimento do Esquemático e Leiaute	39
3.2.2	Prototipagem da PCI	40
3.2.3	Protótipo Montado	42
3.2.4	Estimativa do Custo do Protótipo	42
3.2.5	Ferramentas para a Programação	43
3.2.6	Módulo para a Comunicação Serial	45

3.2.7	Nodo Coordenador	45
4	Desenvolvimento dos Softwares	47
4.1	Nodo Coordenador	47
4.2	Nodo Sensor	49
4.2.1	Ativação da Ponte de Wheatstone	50
4.2.2	Rotina para a Configuração do Ganho	51
4.2.3	Rotina para a Correção de Offset	53
4.2.4	Configuração da Taxa de Amostragem	54
4.2.5	Rotina para a Aquisição e Transmissão dos Dados	54
5	Testes e Resultados	56
5.1	Testes do Nodo Sensor	56
5.1.1	Transdutor de Força	57
5.1.2	Experimento Realizado	58
5.1.3	Resultados	59
5.2	Testes de Alcance	60
6	Conclusões	63
6.1	Conclusões	63
6.2	Sugestões Para Trabalhos Futuros	64
	Bibliografia	67
	Apêndices ou Anexos	67
A	Anexos	68
A.1	Esquemático do Nodo Sensor	68
A.2	Leiaute do Nodo Sensor	69

Lista de Figuras

1.1	Vista geral de uma ponte a ser instrumentada.	2
1.2	Equipamento ADS2000 da Lynx.	3
1.3	Instrumentação com o equipamento ADS2000.	4
1.4	Circuito <i>Anderson's Loop</i>	5
2.1	Extensômetro axial único (retirada de [31]).	8
2.2	Deformação de um fio submetido a uma deformação elástica (retirada de [30]).	8
2.3	Ponte de Wheatstone.	11
2.4	Circuito quarto-de-ponte.	13
2.5	Montagem do extensômetro em quarto-ponte (retirada de [35]).	13
2.6	Circuito meia-ponte.	14
2.7	Circuito meia-ponte diagonal.	15
2.8	Montagem do extensômetro em meia-ponte diagonal (retirada de [36]).	15
2.9	Circuito ponte completa.	15
2.10	Montagem do extensômetro em ponte completa (retirada de [35]).	15
2.11	Montagem do extensômetro a dois fios em quarto-de-ponte (retirada de [35]).	17
2.12	Montagem do extensômetro a três fios em quarto-de-ponte (retirada de [35]).	17
2.13	Arquitetura Zigbee (retirada de [32]).	19
2.14	Dispositivos em uma rede Zigbee (retirada de [33]).	20
2.15	Topologias de rede Zigbee (retirada de [34])	21
3.1	Constituição do nodo.	23
3.2	Módulo de aquisição de dados.	24
3.3	Circuito para a demonstração da influência do ganho na aquisição de dados.	25
3.4	Circuito tradicional para correção de offset.	27

3.5	Projeto do novo circuito para correção de offset.	28
3.6	Novo circuito para a correção de offset.	29
3.7	Controle de ganho.	30
3.8	Fonte de alimentação.	30
3.9	Circuito básico para o uso do ATmega128RFA1.	33
3.10	Módulo deRFmega128-22C02.	33
3.11	Diagrama de blocos do módulo deRFmega128-22C02.	34
3.12	Desenvolvimento do leiaute no PcbNew.	40
3.13	ProtoMat S62.	41
3.14	Configuração dos arquivos gerber no CircuitCAM.	41
3.15	Desenvolvimento da PCI no Boardmaster.	42
3.16	Vista do lado inferior do nodo.	43
3.17	Vista do lado superior do nodo.	43
3.18	Programador USBASP.	44
3.19	Ambiente de desenvolvimento AVRStudio 5.	45
3.20	Módulo USB 2.0 para UART.	45
3.21	Módulo de desenvolvimento STK600.	46
4.1	Fluxograma para o nodo coordenador.	48
4.2	Fluxograma para o nodo sensor.	50
4.3	Configuração do ganho.	52
4.4	Rotina para a correção de offset.	53
4.5	Aquisição e transmissão dos dados.	55
5.1	Transdutor de força construído.	57
5.2	Fixação do transdutor e os pesos utilizados.	57
5.3	Local de realização dos experimentos.	58

Lista de Tabelas

2.1	Valores da sensibilidade à deformação de algumas ligas (retirada de [8]).	10
2.2	Potência dissipada nos extensômetros em uma ponte excitada com 3,2 V.	18
3.1	Características do deRFmega128-22C02.	35
3.2	Consumo de corrente dos principais elementos do nodo.	38
3.3	Consumo total de corrente para os valores mais populares de extensômetros.	39
3.4	Custo estimado dos componentes do protótipo.	44
4.1	Ativação da ponte de Wheatstone.	51
5.1	(massa x deformação) nas medições com o nodo sensor.	59
5.2	(massa x deformação) nas medições com o ADS2000.	59
5.3	Erro percentual estimado para o nodo em relação ao ADS2000.	60
5.4	Valores de RSSI e LQI para determinadas distâncias.	61

Glossário

WSN	-	<i>Wireless Sensor Network</i>
WPAN	-	<i>Wireless Personal Area Network</i>
RSSF	-	<i>Rede de Sensores Sem Fio</i>
SHM	-	<i>Structural Health Monitoring</i>
GF	-	<i>Gauge Factor</i>
ISM	-	<i>Industrial, Scientific and Medical radio band</i>
RF	-	<i>Radio-Frequência</i>
MIPS	-	<i>Milhões de Instruções por Segundo</i>
CPU	-	<i>Central Processing Unit</i>
RISC	-	<i>Reduced Instruction Set Computer</i>
UART	-	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter</i>
SPI	-	<i>Serial Peripheral Interface</i>
USB	-	<i>Universal Serial Bus</i>
IEEE	-	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
ADC	-	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
SNR	-	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
MSB	-	<i>Most Significant Byte</i>
LSB	-	<i>Least Significant Byte</i>
PCI	-	<i>Placa de Circuito Impresso</i>
PCB	-	<i>Printed Circuit Board</i>
ERC	-	<i>Electrical Rule Check</i>

- SMD - *Surface Mount Device*
- PTH - *Pin Through Hole*
- LQI - *Link Quality Indication*
- RSSI - *Received Signal Strength Indicator*
- S-MAC - *Sensor Media Access Control*
- LEACH - *(Low-Energy Adaptive Clustering Hierarchy)*

Capítulo 1

Introdução

A preocupação com a análise das patologias nas estruturas civis tem incentivado fortemente as pesquisas na tentativa de criar sistemas de avaliação do estado da segurança das estruturas. Em parte por causa dos novos sistemas de monitoração, e por outro lado devido ao desenvolvimento de estruturas mais arrojadas, os materiais de construção evoluíram, assim como as alvenarias.

Essa nova perspectiva pode levar as estruturas a situações extremas, muitas vezes não previstas corretamente e demandando maiores cuidados quanto a sua utilização e manutenção. Nesse contexto, a aplicação de sistemas de monitoramento de integridade estrutural (*Structural Health Monitoring-SHM*) vem se tornando cada vez mais importante em nosso cotidiano.

O Monitoramento da Integridade Estrutural é uma técnica de monitoramento de estruturas que tem por objetivo melhorar a segurança e a manutenção de estruturas críticas, combinando uma variedade de tecnologias para capturar, registrar e analisar dados em tempo real e de forma contínua para uma precisa caracterização da integridade estrutural. A aplicação dela, além de aumentar a segurança e melhorar os serviços de manutenção, pode evitar acidentes catastróficos, principalmente com as estruturas mais antigas que apresentam desgastes em seus elementos estruturais.

Muitos fenômenos patológicos podem ser identificados através da extensometria, uma técnica utilizada para a análise experimental de tensões e deformações com diversas aplicações, dentre as quais destacam-se aplicações em estruturas mecânicas e de alvenaria. A extensometria também é útil para o desenvolvimento de sensores de precisão e transdutores aplicados como medidores de força, pressão e torque. Para essas análises, é comum a utilização de extensômetros de resistência elétrica.

O extensômetro de resistência elétrica ou *Strain Gage* é um elemento sensível que

transforma pequenas variações de dimensões em variações equivalentes de sua resistência elétrica. É utilizado para medir deformações em diferentes estruturas tais como: pontes, locomotivas, navios e associado a instrumentos especiais (transdutores).

Além disso, são amplamente utilizados no monitoramento de integridade estrutural, por serem baratos, fáceis de instalar, e suficientemente sensível para detectar o potencial de colapso de uma estrutura. Para tanto, torna-se necessário, a utilização de sistemas de aquisição, adequados a estrutura ou variável que se deseja medir.

Os sistemas de aquisição de dados baseados em extensômetros tem sido muito estudado ao longo dos anos. Assim, esses sistemas vem melhorando gradativamente. Já existem muitos trabalhos referentes a esses sistemas, porém com o crescente desenvolvimento das tecnologias de sensores sem fio, com o surgimento de componentes eletrônicos com menores preços, maior capacidade funcional e menor consumo de energia, torna possível o desenvolvimento de sistemas de monitoração mais versáteis, eficientes e economicamente viáveis.

Para melhor contextualizar o trabalho, apresenta-se a seguir uma potencial aplicação do mesmo em pesquisas em andamento na UFPA.

1.1 Estudo de Caso

O Núcleo de Instrumentação e Computação Aplicada à Engenharia (NICAIE) da UFPA, vem trabalhando em parceria com o Laboratório de Sensores e Sistemas Embarcado (LASSE), objetivando a implantação de um sistema de SHM para pontes ferroviárias. Este trabalho faz parte de um projeto do NICAIE em parceria com a companhia Vale, para o monitoramento de diversas pontes na região. Uma das pontes a ser monitorada é exibida na figura 1.1.



Figura 1.1: Vista geral de uma ponte a ser instrumentada.

O NICAIE vem trabalhando em projetos semelhantes, implementando sistemas de monitoramento em estruturas de grande porte, e inclusive publicando trabalhos relacionados

[1]. Para estes fins, atualmente utilizam um tradicional sistemas de aquisição de dados, o ADS2000. Este equipamento mostrado na Figura 1.2 é um sistema para aquisição de dados completo e versátil que pode ser ligado a qualquer computador através de interfaces de comunicação *Ethernet* para captar sinais digitais e analógicos [2].



Figura 1.2: Equipamento ADS2000 da Lynx.

Esse sistema de aquisição, permite uso de sensores como: termopar, extensômetros, células de carga, pressão, torquímetros, acelerômetros, etc. E podem ser realizadas as seguintes funções:

- Condicionamento do sinal;
- Alimentação do sensor;
- Amplificação/redução do sinal e filtragem;
- Conversão de sinal analógico para digital;
- Transmissão dos dados para o computador;
- Gravação dos dados;
- Leitura, visualização e processamento dos dados;

Para a aquisição de dados de extensômetros, este equipamento possui os seguintes recursos: zeramento automático da ponte de Wheatstone, permite calibração, definição de velocidade de aquisição, armazenamento dos dados, visualização os dados medidos, entre outros. A Figura 1.3 mostra a utilização do ADS2000, em testes de laboratório.

O ADS2000 serviu como base para este trabalho, cujo objetivo é apresentar o projeto de uma alternativa especializada na obtenção de dados de extensômetros.

Existem algumas vantagens em se utilizar equipamentos como o ADS2000. Porém, existem problemas a serem considerados, um deles é a utilização de de longos cabos entre o sensor e o próprio sistema de aquisição, esse cabos ficam expostos e com isso sofrem variações de resistência com a temperatura, e como os circuitos para a aquisição de dados de extensômetros,



Figura 1.3: Instrumentação com o equipamento ADS2000.

são muito sensíveis a interferências, podem ocorrer grandes erros nas medições. Além do mais, a utilização de longos cabos encarece o custo do sistema e ainda dificulta a instalação do mesmo.

Em alguns casos, a instalação pode até ser limitada em apenas alguns pontos da estrutura, uma situação não ideal, quando se deseja fazer um estudo completo da estrutura. Para que o sistema funcione, é necessário um computador portátil ou um desktop para a aquisição dos dados, e também um ponto de energia ou uma tomada próximo ao local de instalação do sistema, ou seja, dificultando ainda mais o processo de instalação. Em situações extremas, isto pode até mesmo inviabilizar o monitoramento da estrutura.

A seguir é feita uma revisão da literatura a fim de situar o trabalho em relação ao estado da arte.

1.2 Revisão da Literatura

Tradicionalmente os sistemas de aquisição para extensômetros são baseados em pontes de Wheatstone. Este método é caracterizado por ser um sistema bastante sensível às condições climáticas e interferências por ruído. Com isso, a qualidade na análise dos dados é muito afetada. Além disso, o longo comprimento do cabo de conexão entre o extensômetro e o circuito de aquisição, facilita a inserção de ruídos no circuito.

Foram pesquisados, em diversos trabalhos relacionados, soluções para os problemas provocados pela utilização de longos cabos. Dentre eles destaca-se o artigo em [3], que apresenta uma RSSF (Rede de Sensores Sem Fio), baseada na tecnologia Zigbee, Além de uma

solução para os problemas com os cabos, o autor propõe um sistema com alta confiabilidade, baixo custo e fácil de instalar.

Também foram pesquisadas alternativas para a melhoria na aquisição de dados de extensômetros elétricos. Os artigos em [4] e [5], mostram o circuito *Anderson's Loop*, uma alternativa para sensores que utilizam circuitos pontes de Wheatstone. O *Anderson's Loop* é uma topologia de circuito de medição composto por um dual diferencial-subtrator com sensibilidade observada na diferença de potencial entre duas (ou mais) impedâncias com a mesma corrente. A Figura 1.4 mostra o circuito *Anderson's Loop*.

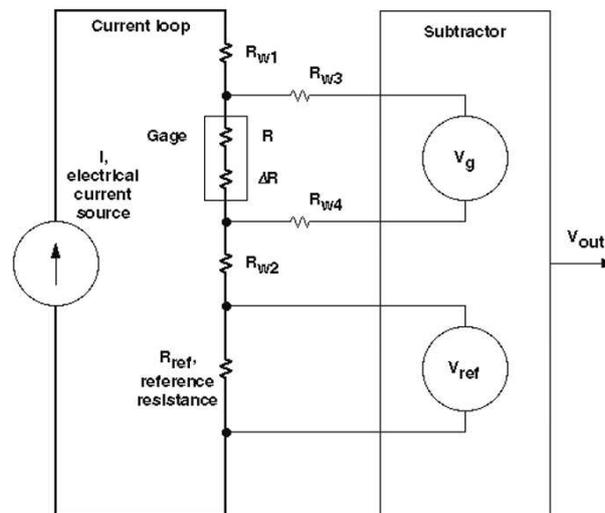


Figura 1.4: Circuito *Anderson's Loop*.

O trabalho em [6], apresenta o ATmega128RFA1, um chip composto por um microcontrolador e *transceiver* RF (Radio-Frequência) seguindo o padrão Zigbee, uma excelente solução para sistemas alimentados a bateria ou pilha. Além disso, o desenvolvimento com este chip proporciona grandes benefícios, pois pode-se trabalhar com ferramentas para o desenvolvimento e programação totalmente gratuitas e *open source*.

1.3 Motivação

Em virtude dos problemas mencionados em relação aos sistemas de aquisição de dados de extensômetros e motivado pela crescente demanda por novos e modernos sistemas de monitoração para a análise de deformação em estruturas civis, neste trabalho é proposto um nodo sensor sem fio alimentado por pilhas, para ser utilizado em uma RSSF com tecnologia Zigbee para Monitoramento de Integridade Estrutural, com ênfase em medidas de deformação.

O nodo possui vantagens em relação aos tradicionais sistemas de aquisição como o

ADS2000, em relação a problemas como cabeamento, aquisição e transmissão de dados. O objetivo é desenvolver uma ferramenta, eficiente para sistemas SHM que gere benefícios para o monitoramento efetuado por grupos de pesquisa como o NICAIE e empresa. As principais vantagens do nodo são:

- Maior confiabilidade na aquisição dos sinais: A utilização dele em uma RSSF permitirá a eliminação de longos cabos e proporcionará diminuição de interferências.
- Portabilidade: A utilização de um módulo e componentes eletrônicos com dimensões reduzidas, propicia o desenvolvimento de um hardware com tamanho relativamente reduzido, facilitando a sua instalação.
- O gerenciamento do sistema realizado remotamente: A RSSF possibilita o monitoramento à distância da estrutura, visando facilitar o processo de manutenção da mesma.

1.4 Estrutura do Trabalho

O conteúdo desta dissertação está dividido da seguinte forma. O presente capítulo faz uma introdução ao trabalho, apresenta um estudo de caso, mostra a revisão da literatura realizada e a motivação. Além do capítulo de introdução, esta dissertação é organizada como segue: No Capítulo 2 são apresentados os princípios do sistema e uma descrição geral sobre a tecnologia Zigbee. No Capítulo 3 é mostrado o desenvolvimento do hardware proposto. No Capítulo 4 é apresentado o desenvolvimento do software como um proposta, para a utilização do nodo em RSSF. No Capítulo 5 são apresentados os testes realizados, bem como os resultados obtidos. O Capítulo 6 mostra as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Fundamentos do Sistema e Tecnologia Zigbee

Este capítulo é constituído por duas seções. Na primeira serão abordados os componentes básicos do sistema, mostrando os fundamentos dos extensômetros, circuito de medição, configurações e as considerações mais importantes sobre eles. A segunda seção mostra um resumo das principais características da tecnologia Zigbee.

2.1 Extensômetros de Resistência Elétrica

O nome extensômetro significa medidor de deformação e o nome extensômetro de resistência elétrica (por simplicidade, no restante deste documento será adotado apenas o termo extensômetro) significa medidor de deformação (mecânica) relativa através da determinação da variação da resistência elétrica.

Existem diversos tipos de extensômetros entre eles os extensômetros do tipo folha ou lâmina, constituído por dois elementos: a base e a grade. Este são diferenciados entre si, principalmente pelo formato e o tamanho de grade. São muito populares na medição de esforços em função do seu tamanho e alta linearidade.

Neste trabalho, para a realização dos testes (Capítulo 5), utilizou-se um extensômetro do tipo folha, mais especificamente, o extensômetro axial único ilustrado na Figura 2.1. Este tipo é utilizado para medir deformações em um único sentido.

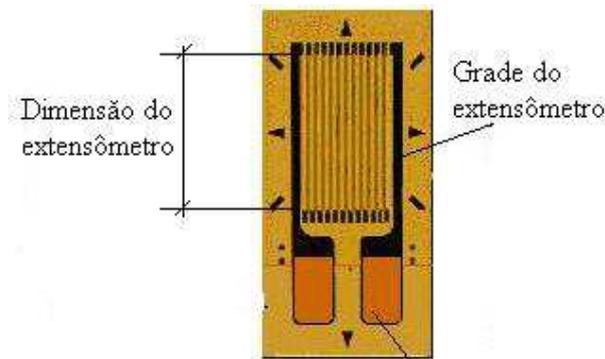


Figura 2.1: Extensômetro axial único (retirada de [31]).

2.1.1 Princípio de Operação dos Extensômetros

Em 1856, Kelvin demonstrou que a resistência elétrica de um fio de cobre, ou de ferro varia quando submetido a uma deformação elástica [7]. A Figura 2.2 mostra esse fenômeno.

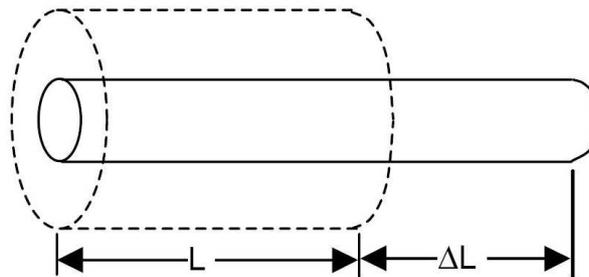


Figura 2.2: Deformação de um fio submetido a uma deformação elástica (retirada de [30]).

Assim, se um fio de comprimento ℓ e resistência R sofre uma deformação elástica igual a $\Delta\ell$, a resistência sofre um acréscimo ΔR . Com isso, a variação relativa da resistência $\Delta R/R$ relaciona-se linearmente com a variação relativa do comprimento $\Delta\ell/\ell$, isto é, demonstra-se que a relação:

$$k = \frac{\Delta R/R}{\Delta\ell/\ell} \quad (2.1)$$

é constante se a deformação se processa na região elástica do material, onde k é o fator de sensibilidade do extensômetro, também conhecido pelo seu nome original da língua inglesa *Gage Factor* (GF).

Para o extensômetro pode-se deduzir uma expressão geral para a sensibilidade k . Suponha um fio de comprimento ℓ , área A , resistividade ρ , diâmetro D e coeficiente de Poisson ν . A equação da resistência R é dada por:

$$R = \frac{\rho\ell}{A} \quad (2.2)$$

Se este fio sofre uma deformação elástica infinitesimal $d\ell$, pode-se mostrar, supondo dR a diferença total de R , que:

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\ell}{\ell} - 2\frac{dD}{D} + \frac{d\rho}{\rho} \quad (2.3)$$

O coeficiente de Poisson é definido por

$$-\left(\frac{dD/D}{d\ell/\ell}\right) = \nu \quad (2.4)$$

onde ε é a deformação $\Delta\ell/\ell$. Seguindo o desenvolvimento da equação 2.3, tem-se:

$$\left(\frac{dR/R}{\varepsilon}\right) = 2\nu + 1 + \left(\frac{d\rho/\rho}{\varepsilon}\right) \quad (2.5)$$

Esta é a equação fundamental para o estudo dos extensômetros. A mudança na resistividade ρ ocorre na proporção da variação do volume do material. Levando isto em consideração tem-se:

$$\frac{d\rho}{\rho} = m\frac{dV}{V} \quad (2.6)$$

Como:

$$\frac{dV}{V} = \frac{d\ell}{\ell} + \frac{dA}{A} = \frac{d\ell}{\ell} + \left(-2\nu\frac{d\ell}{\ell}\right) = (1 - 2\nu)\varepsilon \quad (2.7)$$

Substituindo a equação 2.7 na 2.6, e em seguida na 2.5, tem-se:

$$\left(\frac{dR/R}{\varepsilon}\right) = (2\nu + 1) + [m(1 - 2\nu)] = (1 + m) + 2\nu(1 - m) \quad (2.8)$$

Onde m é uma constante do material condutor determinada experimentalmente [8]. A maior parte dos materiais resistivos utilizados na confecção dos extensômetros, são ligas de cobre e níquel, onde o valor de m é igual a uma unidade. Assim, substituindo m por 1 na equação 2.8, tem-se:

$$\frac{(dR/R)}{\varepsilon} \cong 2 \quad (2.9)$$

que define a sensibilidade à deformação do material. O valor de k é determinado de acordo com o material resistivo usado no extensômetro. Com isso, a equação 2.9 pode ser modificada para:

$$\frac{dR}{R} = k\varepsilon. \quad (2.10)$$

A partir da equação 2.10, deduzimos que se o fator k for conhecido, medindo-se a variação relativa de resistência (dR/R) obtém-se a medida de deformação $\varepsilon(d\ell/\ell)$. O termo $(d\rho/\rho)/\varepsilon$ pode ser expresso como:

$$\frac{d\rho/\rho}{\varepsilon} = \pi 1E \quad (2.11)$$

onde:

- π_1 é o coeficiente piezo-resistivo;
- E é o módulo de elasticidade;

O valor de k para os extensômetros mais empregados, varia entre 2,0 e 2,6. Para a platina chega a valores entre 4,0 e 6,0 e para o níquel, o valor de k é -12, o que vale dizer que quando submetemos à tração um fio de níquel, sua resistência elétrica diminui, ao contrário do que ocorre com outros metais. A Tabela 2.1 mostra os valores da sensibilidade de algumas ligas utilizadas na confecção de alguns extensômetros.

Metal ou Liga	Nome Comercial	Sensibilidade
Advance ou Constantan	45 % Ni, 55 % Cu	2,1
Nichrome V	80 % Ni, 20 % Cr	2,2
Isoelastic	36 % Ni, 8 % Cr, 0,5% Mo, 55,5% Fe	3,6
Karma	74 % Ni, 20 % Cr, 3 % Al, 3 % Fe	2,0
Armour D	70 % Fe, 20 % Cr, 10 % Al	2,0
Alloy 479 (Platinum Tugsten)	92 % Pt, 8 % W	4,1

Tabela 2.1: Valores da sensibilidade à deformação de algumas ligas (retirada de [8]).

A deformação ε é uma quantidade adimensional, no entanto, é comum expressá-la como a razão de duas unidades de comprimento, por exemplo, como m/m . Também pode ser expressa em unidades de micro-deformação ou micro-strain (μS). A conversão de m/m para μS , é realizada multiplicando a deformação em m/m pelo fator 10^6 .

As leituras medidas por extensômetros, a partir de sistemas digitais, são realizadas de acordo com a resolução ou precisão do sistema e o fator de deformação. O fator de deformação é a escala máxima de deformação que se deseja medir. Seus valores típicos são pequenos e menores que $2000 \mu S$. A configuração de resolução e fator de deformação, para o sistema proposto é discutido na Seção 3.1.7.

2.1.2 Circuito de Medição

A medição de dados com extensômetros envolve valores baixos de tensão, na ordem de microvolts, em função de baixíssimas variações de resistências. Portanto, para assegurar leituras confiáveis de extensômetros, é necessário medições bastante precisas de resistências. Para medir essas pequenas variações, os extensômetros são quase sempre usados em configurações baseadas em ponte de Wheatstone, alimentada com uma fonte de tensão.

2.1.2.1 Pontes de Wheatstone

Devido à sua sensibilidade, a ponte de Wheatstone, é um circuito muito usado para medições de pequenas variações na resistência elétrica, particularmente no caso dos extensômetros. É formada por quatro elementos resistivos e pode ser alimentada por uma fonte de tensão ou por uma fonte de corrente. A configuração da ponte de Wheatstone é mostrada na Figura 2.3.

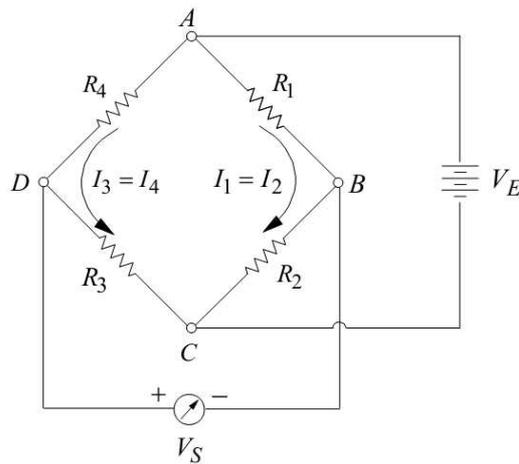


Figura 2.3: Ponte de Wheatstone.

Na Figura 2.3, R_1 , R_2 , R_3 e R_4 , indicam as resistências elétricas dos quatro resistores, os quais podem ser justamente os próprios extensômetros. Nesta figura, V_E indica a tensão de excitação (correspondente à diferença de potencial entre os nós A e C), e V_S é a tensão de saída ou sinal de medição (correspondente à diferença de potencial entre os nós B e D).

Para ilustrar o princípio de operação da ponte, como um circuito de medição (onde a tensão de saída V_S é utilizada para se determinar a deformação). Considerando-se o circuito da Figura 2.3, sabe-se que os resistores em série são divisores de tensão e a tensão nos resistores em paralelo não varia, com isso, tem-se apenas a corrente variando. Então considerando uma tensão entre os pontos A e C, a tensão no ponto AB é dada por:

$$V_{AB} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_E \quad (2.12)$$

Da mesma forma, a diferença de potencial entre os pontos A e D é:

$$V_{AD} = \left(\frac{R_4}{R_4 + R_3} \right) V_E \quad (2.13)$$

Assim, a tensão de saída V_S da ponte é igual a V_{BD} , dada por:

$$V_S = V_{BD} = V_{AB} - V_{AD} \quad (2.14)$$

Substituindo as equações 2.12 e 2.13 na equação 2.14, tem-se:

$$V_S = V_E \left(\frac{R_1 R_3 - R_2 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \right) \quad (2.15)$$

A condição de equilíbrio da ponte ocorrerá quando:

$$R_1 R_3 = R_2 R_4 \quad (2.16)$$

Considera-se agora uma ponte inicialmente balanceada, de forma tal que a condição da equação 2.16 seja satisfeita. Posteriormente, caso as resistências R_1 , R_2 , R_3 e R_4 , sofram variações ΔR_1 , ΔR_2 , ΔR_3 e ΔR_4 , respectivamente. A tensão V_S , de acordo com a equação 2.15 será:

$$V_S = V_E \left(\frac{(R_1 + \Delta R_1)(R_3 + \Delta R_3) - (R_2 + \Delta R_2)(R_4 + \Delta R_4)}{(R_1 + \Delta R_1 + R_2 + \Delta R_2)(R_3 + \Delta R_3 + R_4 + \Delta R_4)} \right). \quad (2.17)$$

Segue-se:

$$V_S = \frac{\left[\left(1 + \frac{\Delta R_1}{R_1}\right) \left(1 + \frac{\Delta R_3}{R_3}\right) - \left(1 + \frac{\Delta R_2}{R_2}\right) \left(1 + \frac{\Delta R_4}{R_4}\right) \right]}{\left(1 + \frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{R_2}{R_1} + \frac{\Delta R_2}{R_1}\right) \left(1 + \frac{\Delta R_3}{R_3} + \frac{R_4}{R_3} + \frac{\Delta R_4}{R_3}\right)} V_E. \quad (2.18)$$

Desprezando os termos de segunda ordem na equação 2.18 [9], tem-se:

$$V_S = \frac{V_E}{4} \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4} \right) \quad (2.19)$$

Considerando a equação 2.10 e adaptando a equação 2.19 para quatro extensômetros idênticos, tem-se:

$$V_S = \frac{V_E \cdot k}{4} (\varepsilon_1 - \varepsilon_2 + \varepsilon_3 - \varepsilon_4) \quad (2.20)$$

A equação 2.20 mostra que a ponte de Wheatstone é um circuito relacional, cuja sensibilidade da tensão de saída é proporcional à tensão de alimentação e ao número de extensômetros na ponte. Quanto mais se aproximarem as resistências complementares das resistências dos extensômetros, menos desequilibrada será a tensão de saída comparada com a tensão de alimentação. Adicionalmente, a polaridade da tensão de saída depende de onde os elementos ativos são posicionados na ponte, e se os extensômetros aumentam ou diminuem a sua resistência. A seguir é mostrada as configurações de extensômetros em ponte de Wheatstone.

2.1.3 Configurações dos Extensômetros

A ponte de Wheatstone pode ser montada de diversas formas (quarto-de-ponte, meia-ponte, meia-ponte diagonal e ponte completa) dependendo do número de extensômetros utilizados. Para cada uma delas, tem-se os circuitos a seguir.

2.1.3.1 Circuito Quarto-de-ponte

Quando apenas uma das quatro resistências na ponte de Wheatstone é um extensômetro, e as demais são resistências fixas complementares, as figura 2.4 e 2.5 mostram o circuito conhecido por quarto-de-ponte e como é realizada a montagem do extensômetro, respectivamente.

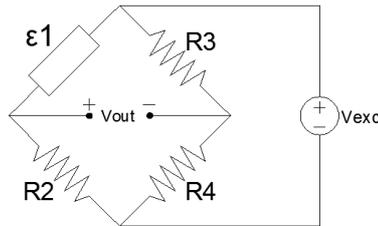


Figura 2.4: Circuito quarto-de-ponte.



Figura 2.5: Montagem do extensômetro em quarto-ponte (retirada de [35]).

Nesta configuração, um acréscimo da resistência do extensômetro diminui a tensão de saída, enquanto que um decréscimo faz aumentar o valor da tensão de saída. Assim, para a configuração quarto-de-ponte, a polaridade da tensão de saída é definida de acordo com a posição do extensômetro no circuito, e para saber se essa tensão aumenta ou diminui com o aumento do esforço, depende-se da variação na resistência do extensômetro submetido ao esforço.

Quando as resistências complementares forem equivalentes $R_2=R_3=R_4$ e a resistência nominal do extensômetro, escolhida para ser igual a esses valores, pode ser deduzido da equação 2.19, que para uma pequena variação na resistência do extensômetro, a deformação (ϵ_1) é dada por:

$$\epsilon_1 = \frac{4 \times V_{OUT}}{V_{EXC} \times K}. \quad (2.21)$$

A equação 2.21 assume que a variação na resistência do extensômetro, é muito pequena, comparada com o seu valor nominal.

2.1.3.2 Circuito Meia-ponte

Este circuito é comumente utilizado para fazer a compensação de temperatura (ver Seção 2.1.4.1) no ponto de medida, compensando a diferença entre os coeficientes de dilatação térmica do extensômetro e da peça instrumentada.

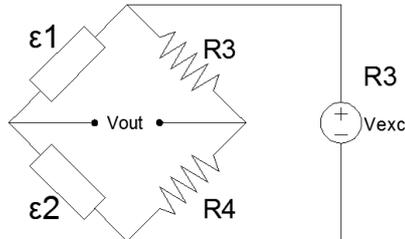


Figura 2.6: Circuito meia-ponte.

Para este circuito a deformação é dada por:

$$\varepsilon_1 - \varepsilon_2 = \frac{4 \times V_{OUT}}{V_{EXC} \times k} \quad (2.22)$$

A partir da equação 2.22, observa-se que a colocação de um extensômetro idêntico no mesmo lado na ponte não afetará o valor de V_{OUT} . Como a variação da resistência em ramos adjacentes permanecerá, teoricamente a mesma, a relação entre as suas resistências permanecerá igual e os seus efeitos serão cancelados.

Esta configuração pode reduzir significativamente os erros resultantes em função das variações de temperatura. Para isso, os dois extensômetros devem ser idênticos, bem como devem estar sujeitos à mesma temperatura. É recomendado que um dos extensômetros seja montado sobre uma parte não tensionada do material ou orientado adequadamente.

2.1.3.3 Circuito Meia-ponte Diagonal

É possível aumentar a sensibilidade de um circuito quarto-de-ponte, substituindo uma ou mais das resistências complementares por extensômetros. Adicionando um outro extensômetro, como mostrado na Figura 2.8, sujeito à mesma deformação, a sensibilidade da ponte será duplicada.

No circuito da figura 2.8, como $\varepsilon_1 = \varepsilon_4$ a deformação é dada por:

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_4 = \frac{2 \times V_{OUT}}{V_{EXC} \times K} \quad (2.23)$$

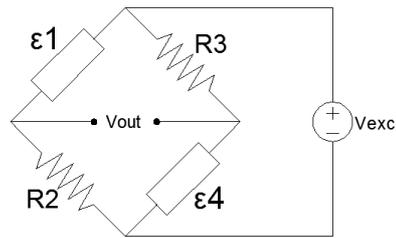


Figura 2.7: Circuito meia-ponte diagonal.

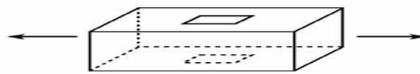


Figura 2.8: Montagem do extensômetro em meia-ponte diagonal (retirada de [36]).

2.1.3.4 Ponte Completa

Em circunstâncias onde é possível colocar quatro extensômetros, que tenham deformação iguais, porém opostas, é possível tornar todos os ramos da ponte de modo ativo e aumentar assim a sensibilidade em quatro vezes.

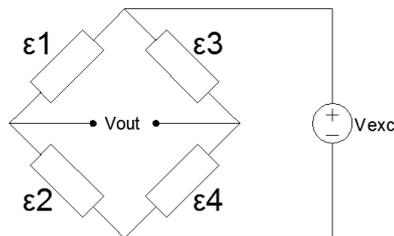


Figura 2.9: Circuito ponte completa.

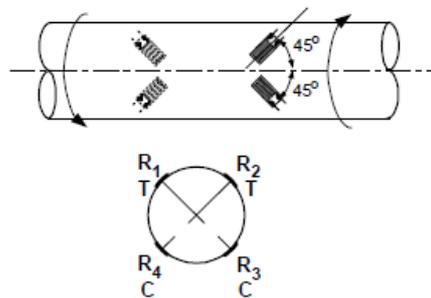


Figura 2.10: Montagem do extensômetro em ponte completa (retirada de [35]).

No circuito da figura 2.9 a deformação é dada pela seguinte equação:

$$\varepsilon = \frac{V_{OUT}}{V_{EXC} \times K} \quad (2.24)$$

2.1.4 Considerações Sobre os Extensômetros

A seguir são apresentadas as principais considerações em relação aos extensômetros, sobre o efeito da temperatura, o efeito da resistência dos cabos, a sensibilidade transversal, o alongamento estático, a dissipação de calor e sobre os erros de medição. Todos esses fatores são importantes no desenvolvimento com extensômetros.

2.1.4.1 Efeito da Temperatura

O extensômetro pode sofrer uma deformação mecânica devido a variações na força aplicada ao sensor, ou originadas por variações de temperatura. A temperatura é um dos fatores geradores de erros nos circuitos com extensômetros, por isso, é comum a utilização de extensômetros no mesmo circuito para a compensação da mesma, como mostrado na Figura 2.6.

Deve-se observar principalmente a intensidade da temperatura, sua variação durante a medição e o tempo de exposição a ela. Em elevadas temperaturas é importante saber se a cola resiste e que possíveis efeitos podem ocorrer.

2.1.4.2 Efeito da Resistência dos Cabos

As equações fornecidas para as configurações de extensômetros em quarto-de-ponte, meia-ponte, meia-ponte diagonal e ponte completa assumem que a resistência dos cabos é desprezível. Porém, essa consideração é feita apenas com o objetivo de entender o princípio básico de medição utilizando a ponte de Wheatstone. Desconsiderar essas resistências na prática pode ser uma grande fonte de erro.

Quando os extensômetros estão distantes do local da instrumentação, o efeito da resistência da fiação adicionada ao circuito pode desbalancear a ponte. Por exemplo, uma pequena variação em 30 m de fio de cobre pode produzir uma resistência adicional muito maior do que a variação de resistência esperada, devido a deformações por esforço para um extensômetro.

Para o circuito quarto-de-ponte, o extensômetro pode ser conectado utilizando a ligação a dois ou três fios. A ligação a dois fios mostrada na figura 2.12, de acordo com o comprimento do cabo, pode introduzir erros nos dados levantados devido a variações de temperatura e reduzir a sensibilidade do circuito.

A ligação a três fios mostrada na figura 2.12 reduz a perda de sensibilidade presente na configuração a dois fios e proporciona um balanceamento da ponte de Wheatstone intrínseco,

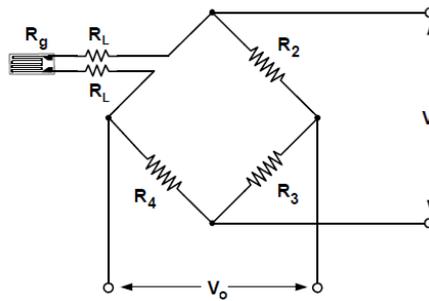


Figura 2.11: Montagem do extensômetro a dois fios em quarto-de-ponte (retirada de [35]).

e a compensação automática para os efeitos de variações de temperatura no cabeamento, sobre os dados medidos [9].

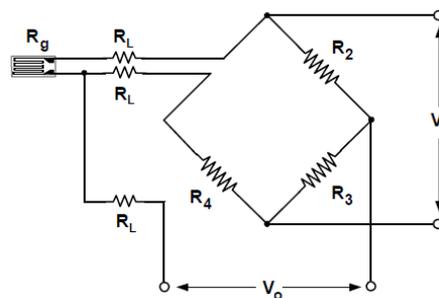


Figura 2.12: Montagem do extensômetro a três fios em quarto-de-ponte (retirada de [35]).

2.1.4.3 Sensibilidade Transversal

Os extensômetros variam a sua resistência elétrica devido à deformação na direção efetiva, onde se verifica a relação dada pelo fator de sensibilidade. A direção efetiva coincide com a direção dos filamentos da grade do extensômetro. Por isso, quando aplicada uma deformação transversal na direção efetiva do extensômetro, ocorre uma variação na resistência elétrica.

Com isto, pode afirmar-se que o extensômetro possui sensibilidade transversal. Por norma os fabricantes fornecem o valor do fator de sensibilidade transversal. Estes valores são utilizados em aplicações que exigem uma elevada precisão nas medições práticas.

2.1.4.4 Alongamento Estático

Os extensômetros possuem restrições em relação a faixa de medição de deformações, esta faixa depende do limite elástico do extensômetro, a deformação aplicada não deve exceder o limite. Por isso, é importante que o extensômetro seja compatível com o material objeto

da medição. Normalmente os extensômetros se mantêm em regime elástico para níveis de deformação que provocariam a ruptura do material que se está medindo.

Além disso, é muito importante o processo de colagem, sendo necessária a utilização de um adesivo que seja estável com a variação de temperatura, para que toda a tensão mecânica seja transmitida para o extensômetro. Paralelamente a isto, o extensômetro deve ser isolado eletricamente da peça em que está aderido e deve estar protegido do ambiente externo.

2.1.4.5 Dissipação de Calor

Como a variação de temperatura afeta na medição de deformação, é necessário cuidado com a escolha da tensão ou da corrente para excitação dos extensômetros, por causa da dissipação de calor por efeito Joule. A potência dissipada, definida pela equação 2.25 dependerá da tensão ou da corrente aplicada sobre o extensômetro.

$$P = \frac{V^2}{R} = R \times I^2. \quad (2.25)$$

Neste trabalho, como mostrado na Seção 3.1.5, a tensão de excitação da ponte é provida por duas pilhas AA em série, totalizando uma tensão aproximada de 3,2 V. A partir deste valor, foi montada a Tabela 2.2, com os valores de potência dissipada, para os valores mais populares de resistências dos extensômetros comerciais.

Resistência do Extensômetro(Ω)	Potência Dissipada(mW)
120	21,33
350	7,31
500	5,12
1000	2,56

Tabela 2.2: Potência dissipada nos extensômetros em uma ponte excitada com 3,2 V.

2.1.4.6 Erros de Medição

Existem várias fontes de erro ao realizar medições com extensômetros em ponte de Wheatstone. Dentre as principais estão:

- Não linearidade da ponte.
- Erros causados pela precisão e resolução do equipamento de medição.

- Efeitos de temperatura.
- Efeitos da resistência dos cabos.
- Auto-aquecimento dos extensômetros. Este efeito pode ser consideravelmente reduzido, alimentando a ponte, apenas quando se deseja efetuar as medidas.

2.2 Tecnologia Zigbee

O presente trabalho empregou a tecnologia Zigbee. O Zigbee foi desenvolvido pelo grupo Zigbee Alliance, para se tornar uma alternativa de comunicação em redes que não necessitem de soluções mais complexas para seu controle, barateando assim os custos com a aquisição, instalação de equipamentos, manutenção e mão de obra. Trata-se de uma tecnologia relativamente simples, que utiliza um protocolo de pacotes de dados com características específicas, sendo projetado para oferecer flexibilidade quanto aos tipos de dispositivos que pode controlar.

Estas características permitem criar redes WPAN (*Wireless Personal Area Network*) e WSN (*Wireless Sensor Network*) entre pequenos módulos alimentados a baterias. As comunicações por Zigbee são feitas na faixa das frequências ISM (Industrial, Scientific and Medical radio band), as quais não precisam de licença, incluindo a faixa de 2.4 GHz.

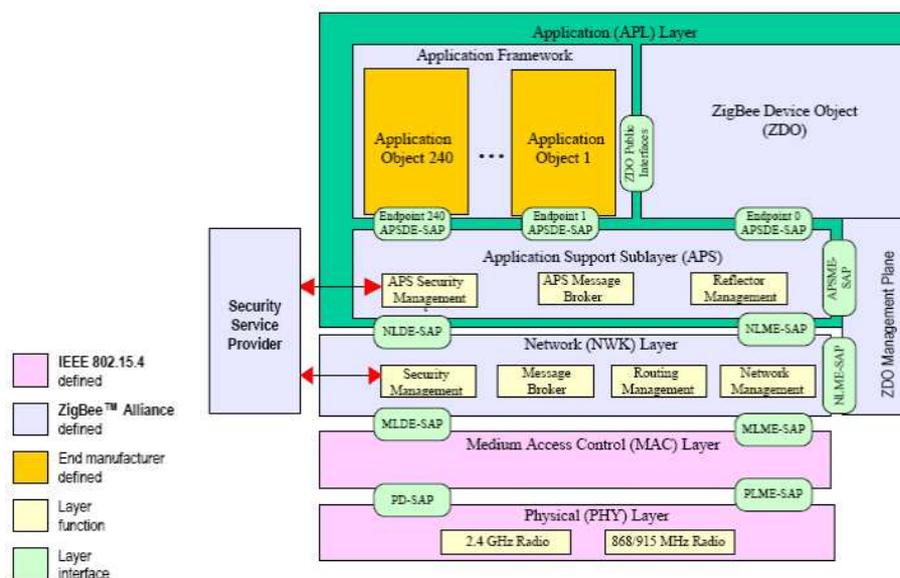


Figura 2.13: Arquitetura Zigbee (retirada de [32]).

2.2.1 Tipos de Dispositivos

Existem três diferentes tipos de dispositivos em uma rede Zigbee. São eles:

- Coordenador ou *Coordinator*: É responsável pelo gerenciamento da rede Zigbee, sendo que existe apenas um deles em cada rede.
- Roteador ou *Router*: É responsável por fazer a conexão entre os dispositivos que se encontrem fora do alcance de comunicação entre si.
- Dispositivo final ou *End Device*: Em uma rede Zigbee é um dispositivo terminal, tem apenas a função de trocar informações com um coordenador ou roteador, não desempenha função para a manutenção da mesma.

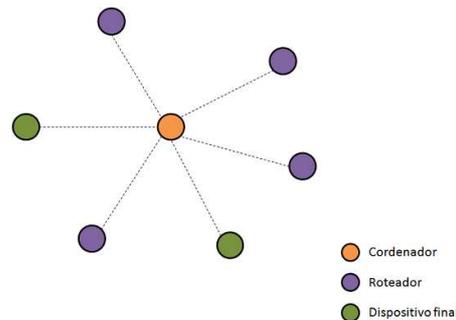


Figura 2.14: Dispositivos em uma rede Zigbee (retirada de [33]).

2.2.2 Topologias de Rede

Em uma Rede Zigbee, pode-se formar três diferentes topologias de rede: estrela, árvore e malha.

- A topologia estrela, é a mais simples das três e por isso, é também a mais fácil de ser implementada. Nela o dispositivo coordenador está conectado a todos os dispositivos finais. Com isso, todas as informações são concentradas nele. Nesta topologia o alcance é relativamente reduzido.
- A topologia em malha, possibilita que a comunicação na rede deixe de ser centralizada, permitindo que a rede ajuste automaticamente, quando ocorre a entrada de novos dispositivos ou perda de dispositivos. Ao contrário da topologia em estrela, a informação que circula na rede não passa toda pelo coordenador. Esta é a topologia mais confiável, pois nesta situação, existem múltiplos caminhos entre os diferentes nós e a rede é auto-suficiente para otimizar o tráfego de dados.

- A topologia em árvore, é um caso onde várias sub-redes se comunicam através de dispositivos roteadores. Esta topologia permite um grande alcance, através da adição de mais dispositivos roteadores, mas caso algum deles falhe, pode-se perder grande parte das informações na rede.

A Figura 2.15 mostra as topologias em uma rede Zigbee.

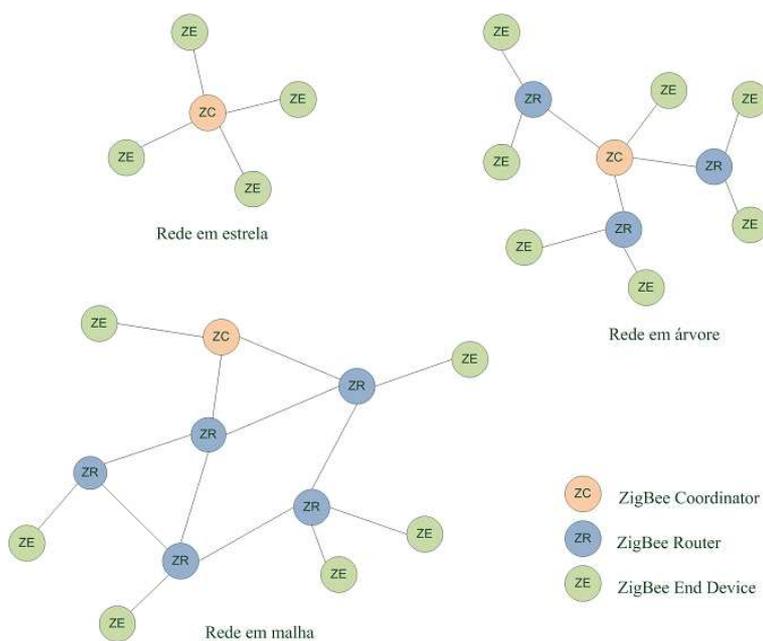


Figura 2.15: Topologias de rede Zigbee (retirada de [34]).

Capítulo 3

Desenvolvimento do Hardware

O presente capítulo é organizado em duas partes. Na primeira é mostrado o desenvolvimento do nodo sensor, descrevendo todos os módulos que o compõe, as definições de resolução e fator de deformação e uma estimativa para o consumo de corrente. Na segunda parte é apresentado o desenvolvimento do protótipo para o nodo e suas ferramentas de desenvolvimento e comunicação. No final, é mostrada uma placa de desenvolvimento definida como nodo coordenador, para ser utilizada em conjunto com o nodo sensor em uma RSSF.

3.1 Nodo Sensor

O nodo proposto tem como objetivo, garantir uma grande confiabilidade na aquisição de sinais de extensômetros, podendo ser utilizado em diversas aplicações e alimentado com apenas duas pilhas AA ou mais, dependendo da necessidade de autonomia. Para isso, desenvolveu-se um nodo sensor, para eliminar as incertezas provocadas pelos tradicionais sistemas de aquisição que utilizam longos cabos.

O circuito de condicionamento, possui alta rejeição a ruídos e também a sinais de modo comum, que são mais intensos, quando se utiliza fontes de excitação simples na ponte de Wheatstone 3.1.2.1. Além disso, o nodo é dotado de um sistema para o equilíbrio da ponte de Wheatstone, automatizado e de alta precisão, e também permite o ajuste de ganho e taxa de aquisição remotamente, objetivando facilitar a manutenção do sistema e torná-lo adaptável a diferentes aplicações.

O critério para a escolha dos componentes baseou-se, além das necessidades básicas na aquisição de dados de extensômetros, no consumo de energia e no custo, de modo a oferecer maior autonomia possível ao nodo, sem que o mesmo tenha um valor agregado relativamente

alto.

3.1.1 Constituição do Hardware

O nodo foi desenvolvido, adotando a técnica de modularização, assim, é composto por cinco módulos:

- **Aquisição de Dados:** Este módulo contém o circuito para o condicionamento de extensômetros.
- **Correção de Offset:** Este módulo é responsável pelo equilíbrio inicial da ponte, realizado automaticamente, após o sistema ser iniciado.
- **Controle de ganho:** Este módulo permite o controle do ganho no primeiro estágio de amplificação, seu valor pode ser ajustado remotamente e de acordo com os requisitos da aplicação.
- **Processamento e Comunicação Sem Fio:** Este módulo é responsável pela conversão analógico-digital, processamento de informações e a comunicação sem fio.
- **Alimentação:** Este módulo é responsável pela alimentação de todos os circuitos do nodo, é formado por duas pilhas alcalinas de tamanho AA.

A Figura 3.1 ilustra a composição do nodo.

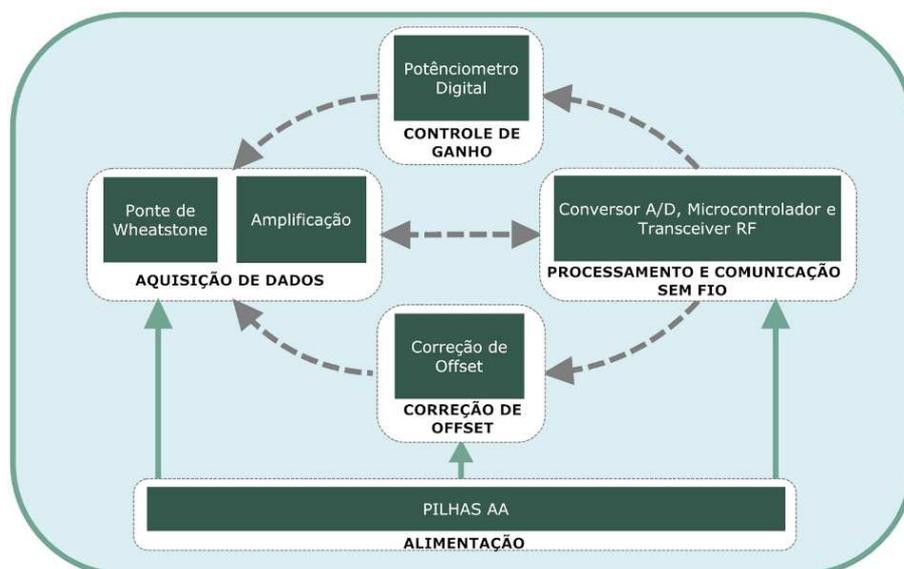


Figura 3.1: Constituição do nodo.

3.1.2 Módulo de Aquisição de Dados

Este módulo mostrado na figura 3.2 é constituído por um circuito para aquisição de dados baseado em ponte de Wheatstone, seguido por um circuito de amplificação de sinal e um filtro passa-baixas. Também foi adicionado dois mosfets nos terminais de alimentação da ponte, com a finalidade de controlar o consumo de energia neste circuito.

Este recurso foi acrescentado, pois, para a utilização deste nodo em RSSF, o circuito ponte de Wheatstone possui um alto consumo de energia, mesmo utilizando extensômetros com valores elevados de resistência. Além disso, em várias aplicações nem sempre haverá a necessidade de uma aquisição ininterrupta. Então, para esses casos, pode-se reduzir consideravelmente o consumo de energia do nodo.

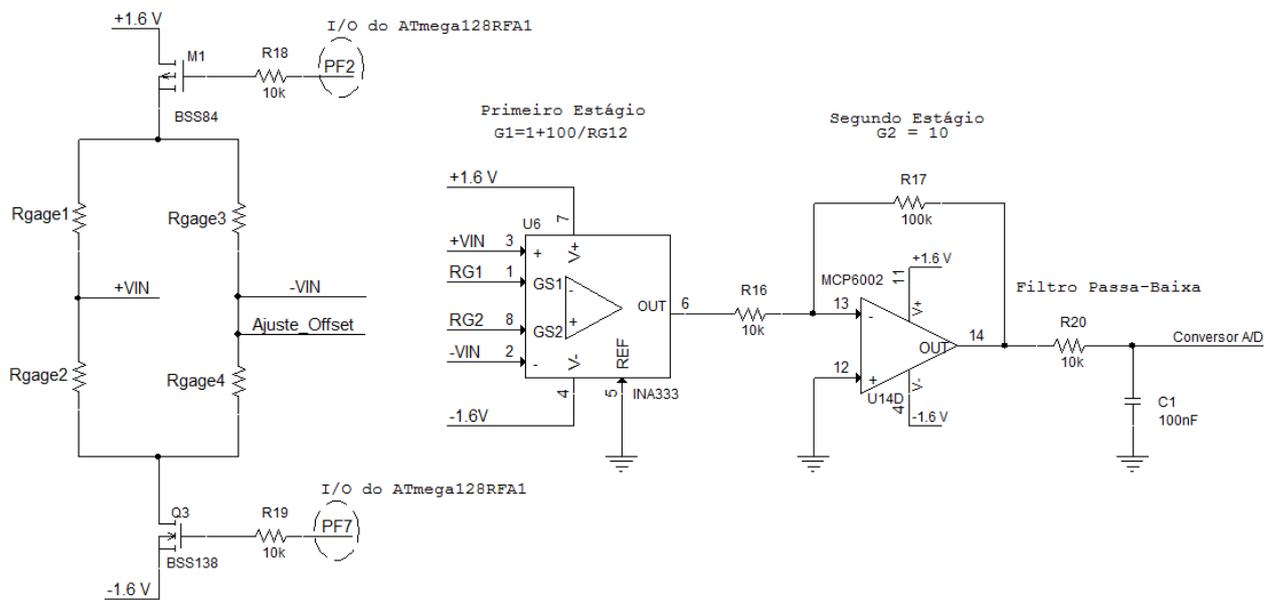


Figura 3.2: Módulo de aquisição de dados.

A seguir é mostrado em detalhes, todos os elementos que compõe o módulo de aquisição ao final é apresentada uma estimativa do consumo de energia do nodo.

3.1.2.1 Fonte de Alimentação Simétrica

Neste Projeto, foi utilizada uma fonte de alimentação simétrica, devido a uma das características dos amplificadores operacionais, que é o ganho em modo comum. A partir do circuito da figura 3.3, é mostrado que esta característica influencia de modo indesejável no módulo de aquisição de dados.

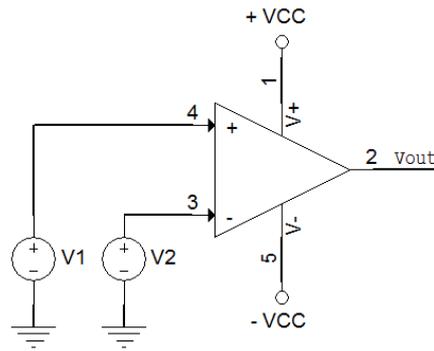


Figura 3.3: Circuito para a demonstração da influência do ganho na aquisição de dados.

A tensão V_{OUT} , considerando o ganho de modo comum é dada por:

$$V_{OUT} = A_d(V_1 - V_2) + A_{CM} \left(\frac{V_1 + V_2}{2} \right) \quad (3.1)$$

onde:

- A_d é o ganho diferencial.
- A_{CM} é ganho em modo comum.

O amplificador de instrumentação ligado ao terminais $+V_{IN}$ e $-V_{IN}$ na figura 3.2, tem um A_{CM} mínimo de 80 dB, equivalente a uma atenuação de 10.000 vezes. Com isso, considerando o mesmo circuito da figura 3.2, modificando apenas a fonte de alimentação simétrica para uma fonte simples de 3,2 V, e considerando $+V_{IN} = -V_{IN} = 1,6$ V, ou seja, com a ponte equilibrada. A tensão no segundo termo da equação 3.1 seria:

$$A_{CM} \left(\frac{V_1 + V_2}{2} \right) = \frac{1}{10000} \left(\frac{1,6 + 1,6}{2} \right) = 160 \mu V \quad (3.2)$$

O valor obtido em 3.2 provoca perda de informação, uma vez que a menor sensibilidade desejada na medição em pontes de Wheatstone é de poucos microvolts. Com o uso da fonte simétrica mostrada na figura 3.2, tem-se:

$$A_{CM} \left(\frac{V_1 + V_2}{2} \right) = \frac{1}{10000} \left(\frac{0 + 0}{2} \right) = 0 \mu V \quad (3.3)$$

Com isso, elimina-se totalmente o sinal em modo comum devido a fonte de alimentação.

3.1.2.2 Amplificação do Sinal

A amplificação do sinal mostrada na figura 3.2 é realizada em dois estágios G1 e G2, sendo no primeiro estágio realizada por um amplificador de instrumentação e no segundo

estágio realizado por um simples amplificador inversor. Esta divisão foi utilizada para evitar problemas em relação a razão sinal/ruído (Signal-to-Noise Ratio-SNR), esta situação pode ocorrer, com a configuração de valores para o ganho acima de 1000 e esse valor ser provido apenas pelo amplificador de instrumentação.

A diferença de tensão na saída da ponte, é caracterizada por ter baixíssima magnitude, com alta sensibilidade a presença de ruído. Devido a essa característica, utilizou-se um amplificador de instrumentação, que consiste em um projeto com dois amplificadores operacionais, fornecendo um excelente desempenho, adequado para a amplificação sinais com as características descritas.

Dentre os diversos amplificadores disponíveis no mercado, foi utilizado o INA333 [10] produzido pela *Texas Instruments*. O INA333 foi escolhido, por ter uma impressionante relação custo-benefício em relação aos demais amplificadores de instrumentação disponíveis no mercado, as principais características deste amplificador são: baixa potência, *drift* máximo de $1 \mu V/^{\circ}C$, corrente quiescente de $75 \mu A$, tensão de offset máxima de $25 \mu V$, ruído máximo na ordem de $1 \mu V_{pp}$, rejeita sinais com frequência de 60 Hz, opera com alimentação que varia de 1,8 a 5,5 V, e é ideal para sistemas de aquisição de dados operados a pilhas. O ganho deste amplificador é dado pela equação 3.4:

$$G = 1 + \frac{100k\Omega}{R_g} \quad (3.4)$$

Assim, o ganho deste amplificador é definido apenas pelo resistor R_g . Como visto na seção 3.1.4, R_g é definido através de um potenciômetro digital. Como isso, no primeiro estágio do circuito da figura 3.2 tem-se um ganho ajustável.

No segundo estágio, com a utilização do MCP6002, temos a configuração básica de um amplificador não-inversor com $G_2=10$. O MCP6002 é um duplo amplificador de propósitos gerais, do tipo *rail-to-rail* e alimentado na faixa de 1,8 V a 5,5 V, é adequado para sistemas alimentados a bateria ou por pilhas. Este amplificador também foi utilizado no circuito de correção de offset (3.1.3).

3.1.2.3 Filtro Passa-Baixas

Após os estágios de amplificação na figura 3.2, tem-se um filtro passa-baixas de primeira ordem, constituído pelo resistor R_{20} e o capacitor C_1 , a frequência de corte é dada por:

$$f_C = \frac{1}{2\pi R_{20} C_1} \quad (3.5)$$

O objetivo deste filtro é minimizar as componentes com frequências acima de 100 Hz,

pois este valor é a metade do valor máximo configurado como a taxa de amostragem. Os valores R_{20} e C_1 foram definidos em $10\text{ k}\Omega$ e $0,1\ \mu\text{F}$, respectivamente. Assim, o filtro tem uma frequência de corte aproximada de 159 Hz .

3.1.3 Correção de Offset

Os resistores possuem tolerância em seu valor nominal de $\pm 1\%$. Com isso, para alguns circuitos de medição, que utilizam resistências complementares na ponte de Wheatstone (seção 2.1.3), haverá um desequilíbrio inicial entre os dois ramos da ponte. Assim, inicialmente $+V_{IN}$ não será exatamente igual a $-V_{IN}$, essa diferença é denominada de tensão de offset e pode saturar o sinal de entrada do conversor Analógico/Digital (A/D).

O valor de offset, pode ser bem acima da sensibilidade máxima medida pelo extensômetro. A diferença máxima na figura 3.2, ocorre quando $R_{gage1} = R_{gage4} = 1,01R$ e $R_{gage2} = R_{gage3} = 0,99R$, onde R é o valor nominal dos extensômetros ou de resistores complementares. Assim, mesmo que a diferença não chegue ao seu valor máximo, tem-se a grande possibilidade de ocorrer a saturação do sinal na entrada do conversor A/D. Dada esta situação, projeta-se um circuito responsável apenas pela correção desta diferença.

Então, mesmo que ocorra a pior situação de desequilíbrio, é necessário um o circuito de correção que seja capaz de reduzir adequadamente esta diferença. É comum, encontrar trabalhos com circuitos para a correção de offset, em pontes de Wheatstone, semelhantes ao mostrado na figura 3.4.

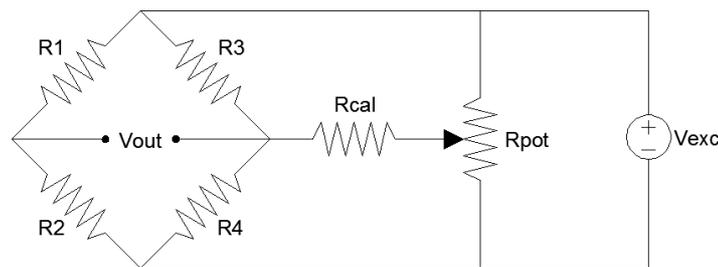


Figura 3.4: Circuito tradicional para correção de offset.

Porém, R_{CAL} e R_{POT} podem influenciar na sensibilidade da ponte de Wheatstone, por isso, foi projetado um novo circuito de modo a evitar esta situação. Primeiramente, considera-se o circuito da figura 3.5:

Neste circuito, temos uma fonte de tensão ajustável (V_{cal}), capaz de drenar ou acrescentar uma pequena corrente em um dos braços da ponte, sem que haja interferência na sensibilidade da ponte. O valor desta corrente é definido pelo resistor R_{cal} , assim, calcula-se

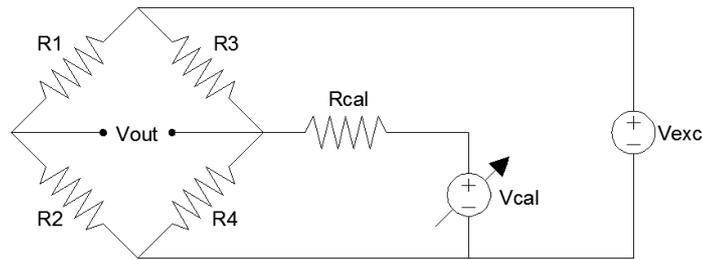


Figura 3.5: Projeto do novo circuito para correção de offset.

R_{cal} considerando a pior situação de desequilíbrio ($R1 = R4 = 1,01R$ e $R2 = R3 = 0,99R$) e levando em conta a condição de equilíbrio da ponte na figura 3.5, dada pela equação 3.6.

$$R1 \times R4 = R2 \times R3 \quad (3.6)$$

Assim, considerando agora R_{cal} , para $V_{cal}=0$ V, na figura 3.5, tem-se a seguinte relação:

$$1,01R(1,01R//R_{cal}) = 0,99R \times 0,99R; \quad (3.7)$$

Resolvendo a equação 3.7 em função de R_{cal} , tem-se a relação:

$$R_{cal} = 25 \times R \quad (3.8)$$

Obedecendo a relação na equação 3.8, pode-se garantir que aumentado a tensão em V_{cal} em relação a zero, pode-se minimizar a qualquer diferença de tensão na ponte. Porém, ainda é necessário atender aos requisitos de precisão, ou seja, reduzir a diferença de tensão, para que, depois de executar a correção, não permaneça um valor de offset, suficiente para ainda saturar o sinal na entrada do conversor A/D. Com essas condições, foi concebido o circuito para a correção de offset mostrado na figura 3.6.

No projeto desse circuito era possível utilizar potenciômetros analógicos ou invés de potenciômetros digitais. Porém, potenciômetros analógicos dificultariam o processo de instalação e manutenção do equipamento, um vez que um operador seria necessário, para fazer a correção manual do offset. Então, para evitar essa dificuldade, utilizou-se potenciômetros digitais, de modo que a tarefa seja realizada automaticamente.

A correção de offset ocorre em dois estágios: o ajuste grosso, responsável por uma variação maior na tensão de saída da ponte e o ajuste fino, responsável por uma pequena variação na mesma. Foi necessário dois estágios, pelo fato de apenas um potenciômetro digital de 8 *bits*, ser insuficiente dada as necessidades de resolução do sistema (seção 3.1.7). A utilização de dois potenciômetros de 8 *bits*, é suficiente. A partir disso, foi utilizado o

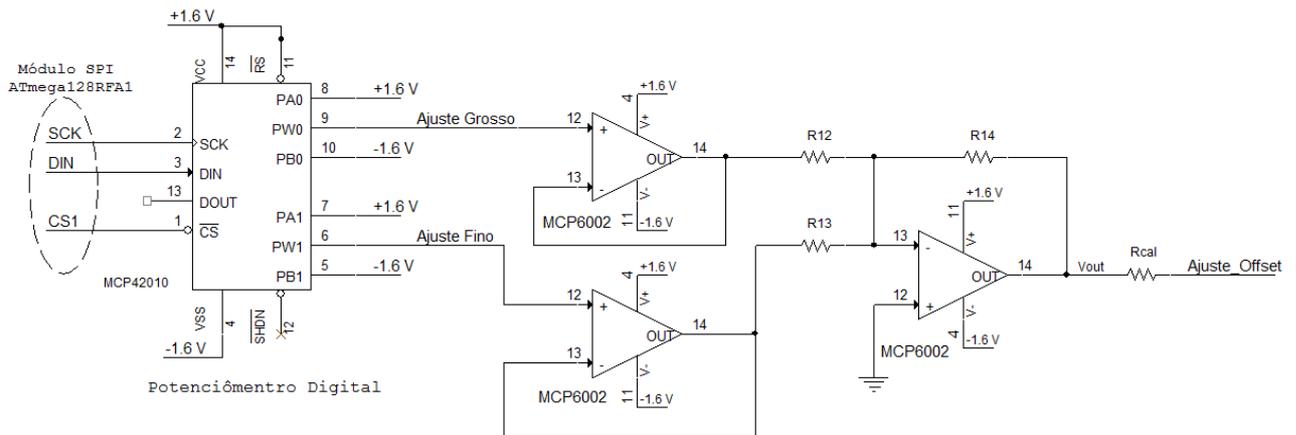


Figura 3.6: Novo circuito para a correção de offset.

MCP42010 [11], composto por dois potenciômetros digitais de 8 *bits* encapsulados em um único circuito integrado, alimentado com tensão na faixa de 2,7 a 5,5 V.

O restante do circuito para a correção é composto por dois *buffers* de tensão e um somador inversor. A tensão de saída do somador inversor, é dada por:

$$V_{OUT} = -R_{14} \left(\frac{AjusteFino}{R_{13}} + \frac{AjusteGrosso}{R_{12}} \right) \quad (3.9)$$

A partir desta equação 3.9, faz-se $R_{12} \approx 100 \times R_{13}$, para que o ajuste grosso seja responsável por uma variação maior na tensão de saída em relação ao ajuste fino. O princípio de operação do circuito de correção de offset é mostrado na seção 4.2.3.

3.1.4 Controle de Ganho

O nodo apresentado permite a configuração do ganho. Este parâmetro pode ser modificado de acordo com as necessidades de resolução ou do fator de deformação do sistema (seção 3.1.7).

O ganho no sinal pode ser alterado, modificando o ganho no primeiro estágio de amplificação, através da resistência entre os terminais 1 e 8 do INA333. Então, de modo a permitir a sua configuração via software, optou-se por utilizar o potenciômetro digital MCP41010 de 8 *bits*. Para que haja a mudança nos valores do ganho, o MCP41010 foi configurado como um resistor de resistência variável. A figura 3.7 mostra o circuito de controle do ganho.

O princípio de funcionamento desse circuito é descrito na seção 4.2.2.

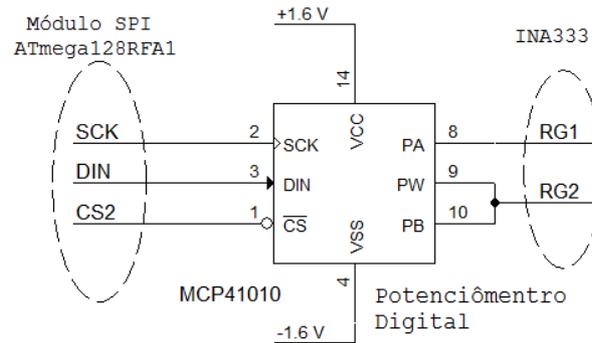


Figura 3.7: Controle de ganho.

3.1.5 Módulo de Alimentação

O nodo é alimentado por uma fonte simétrica, composta por duas pilhas AA, conectadas em série. A representação dessa configuração é mostrada na figura 3.8. Com isso, os terminais da fonte disponibilizam para o nodo, com as pilhas totalmente carregadas, as tensões aproximadas de $+1,6\text{ V}$, $-1,6\text{ V}$ e $3,2\text{ V}$, e como referência, tem-se o terminal central GND. Como dito anteriormente, a ponte de Wheatstone, trabalha com uma tensão de excitação simétrica, assim como o circuito de amplificação do segundo estágio. Os demais circuitos, incluindo o deRFmega128-22C02, trabalham com a tensão de $3,2\text{ V}$.

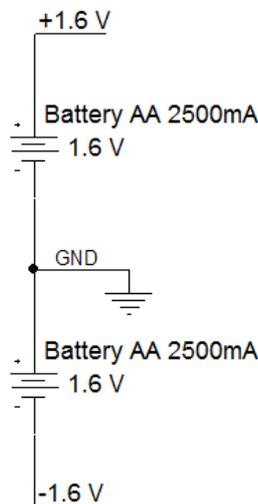


Figura 3.8: Fonte de alimentação.

Todos os componentes eletrônicos ativos do sistema foram selecionados entre outras coisas, por trabalharem com uma tensão de alimentação de pelo menos $2,7\text{ V}$. Pois, sabe-se que as pilhas utilizadas, quando estiverem totalmente descarregadas, fornecem uma tensão mínima de pelo menos $2,7\text{ V}$. Assim, tem-se a garantia do funcionamento do sistema, enquanto as pilhas

não estiverem totalmente descarregadas, sendo que elas são capazes de suprir uma corrente de 2500 mA em uma hora.

Conforme a necessidade do nodo, pode-se dimensionar a capacidade de fornecimento de energia para o mesmo. Por exemplo, para duplicar a capacidade, é necessário apenas a montagem do mesmo esquema na figura 3.8, e em seguida, incluindo o mesmo em paralelo ao módulo de alimentação. A capacidade pode ser dimensionada de acordo com a necessidade da aplicação e o consumo de corrente do nodo, mostrado em 3.1.8.

3.1.6 Processamento e Comunicação de Sem Fio

O gerenciamento do nodo é comandado pelo módulo deRFmega128-22C02, que tem como principal componente o ATmega128RFA1, este é responsável pela aquisição de dados, correção de offset, controle de ganho, conversão analógico-digital(A/D), processamento e a comunicação sem fio.

Atualmente existem diversos módulos Zigbee disponíveis no mercado. Para este tipo de aplicação, a escolha do ATmega128RFA1 obedeceu principalmente a critérios relacionados ao consumo de energia, por se tratar de um sistema alimentado a pilha e também em relação ao custo, uma vez que este componente terá maior importância no valor total do sistema desenvolvido. A seguir será apresentado o ATmega128RFA1, bem como o módulo deRFmega128-22C02 e as características da conversão (A/D).

3.1.6.1 ATmega128RFA1

O ATmega128RFA1 produzido pela Atmel [12], mostrado na figura 3.9, é um microcontrolador de 8 *bits* da família AVR, com baixo consumo de energia e baseado na melhor arquitetura RISC (Reduced Instruction Set Computer), combinado com um *transceiver* RF de alta velocidade. É derivado a partir do microcontrolador ATmega1281 e o radio *transceiver* AT86RF231.

O *transceiver* fornece altas taxas de dados na faixa de 250 kb/s até 2 Mb/s, com excelente sensibilidade do receptor e alta potência de saída de transmissão, permitindo uma comunicação sem fio muito robusta. É destinado principalmente a soluções sem fio de acordo com o padrão IEEE 802.15.4 para o padrão ZigBee.

As principais características deste microcontrolador são:

- Microcontrolador de baixa potência e alto desempenho.

- Opera com até 16 MIPS (milhões de instruções por segundo) a 16 MHz.
- 128 kbytes de memória de flash.
- 8 canais ADC (Analog-to-Digital Converter), com resolução de 10 *bits*.
- Taxa máxima de transmissão de dados: 2 mb/s.
- Potência máxima de saída: 3,5 dBm.
- Consumo da CPU a 16 MHz: 4,1 mA
- Consumo de corrente do transceiver em recepção: 12,5 mA
- Consumo de corrente do transceiver em transmissão: 14,5 mA
- Potência de saída programável entre -20 dBm até 3,5 dBm.
- Alimentação: 1,8 até 3,6 V
- Custa em torno de R\$20,00 a unidade ¹.

Estas características, combinadas com a utilização de um ambiente de desenvolvimento gratuito (seção 3.2.5), bem como a sua ferramenta para programação *open source*, fazem deste microcontrolador uma excelente escolha em relação aos demais disponíveis no mercado. Além disso, a sua utilização necessita da simples montagem do circuito (já incluído no módulo deRFmega128-22A02) ilustrado na figura 3.9.

Uma importante característica do ATmega128RFA1 é a disponibilidade em relação ao LQI (Link Quality Indication), este indica a qualidade da comunicação em uma RSSF. Além do LQI, este microcontrolador permite a medição da potência do sinal recebido ou RSSI (Received Signal Strength Indicator). Informações sobre o LQI e o RSSI possibilitam uma grande otimização em relação ao consumo de energia em uma RSSF, o qual foi proposto neste trabalho.

3.1.6.2 Módulo deRFmega128-22C02

Para as tarefas do módulo de processamento, apenas o ATmega128RFA1 e o seu circuito básico para o funcionamento, poderiam ser utilizado no sistema desenvolvido. Porém, para evitar problemas na montagem do circuito, foi utilizado o módulo deRFmega128-22C02. O deRFmega128-22C02, fabricado pela *dresden electronics*, além de incluir o circuito da figura

¹Frete não considerado

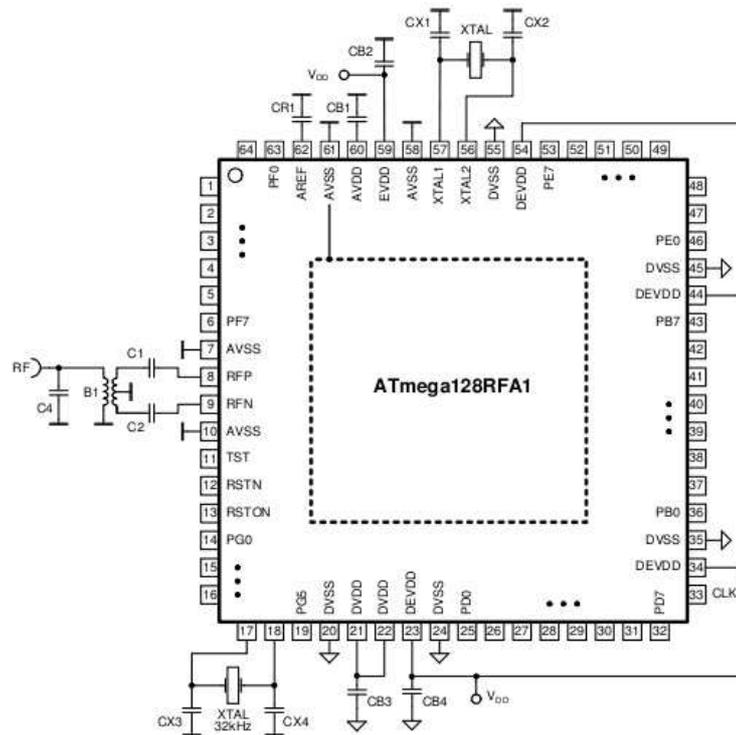


Figura 3.9: Circuito básico para o uso do ATmega128RFA1.

3.9, apresenta dois conectores macho de 23 pinos (com 1,27 mm distancia entre eles) que permitem o acesso total a todas as funções do ATmega128RFA1. Este módulo é apresentado na figura 3.10.



Figura 3.10: Módulo deRFmega128-22C02.

Na figura 3.11, tem-se o diagrama de blocos do deRFmega128-22C02.

Além da características providas pelo ATmega128RFA1 incluso no deRFmega128-22C02, as demais características deste módulo são mostradas na tabela 3.1:

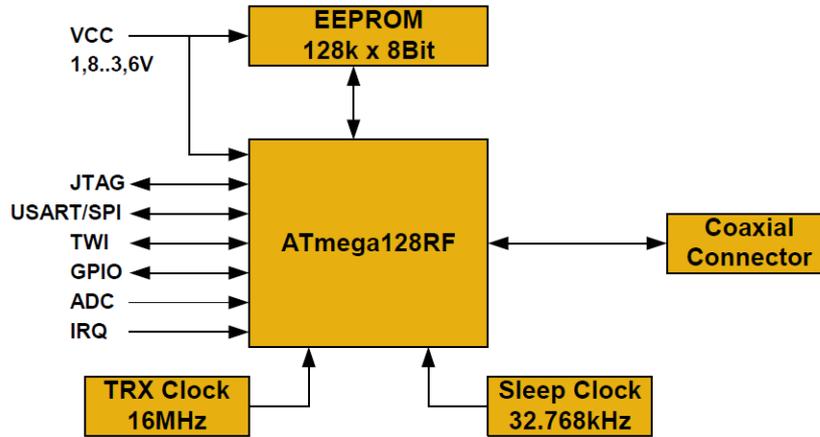


Figura 3.11: Diagrama de blocos do módulo deRFmega128-22C02.

3.1.6.3 Conversão Analógico/Digital (A/D)

A conversão A/D é realizada no ATmega128RFA1. Este possui um conversor de 10 *bits* por aproximações sucessivas, com oito entradas multiplexadas e um *sample-in-hold*. O sistema também suporta múltiplas combinações diferenciais na tensão de entrada.

A tensão de referência para o conversor A/D, é provida pelo módulo de alimentação (seção 3.1.5). O valor quando as pilhas estão totalmente carregadas é de aproximadamente 3,2 V. No entanto, sabe-se que, com o sistema em funcionamento, as pilhas se descarregam com o tempo, alterando a referência do conversor A/D. Tal situação, altera a leitura dos valores convertidos no conversor A/D.

Porém, como a mesma tensão de referência para o conversor A/D é utilizada como fonte de excitação no circuito da ponte de Wheatstone, pode ser demonstrado que a leitura dos valores convertidos pelo conversor A/D, para o sistema proposto, é independente da queda de tensão nas pilhas.

Para essa demonstração, inicialmente considera-se o circuito quarto-de-ponte adaptado ao circuito do módulo de aquisição em 3.2, a deformação é dada por:

$$\varepsilon = \frac{4 \times V_{OUT}}{k \times V_{EXC}} \quad (3.10)$$

Onde:

Tamanho	30x20,04 mm
EEPROM Interna	AT24C1024B com 1Mbyte
Ganho da Antena	+1,3 dBi(Pico), -0,5dBi (médio)
Alcance do Sinal	>200 m em campo aberto
Potência de Transmissão	+2,4 dBm
Sensibilidade do Receptor	-101 dBm
Crystal Oscilador Interno	32.s768 kHz e 16 MHz
Alimentação	1,8 até 3,6 V

Tabela 3.1: Características do deRFmega128-22C02.

- V_{EXC} é a tensão de excitação da ponte de Wheatstone.
- V_{OUT} é a diferença de tensão na ponte de Wheatstone($+V_{IN} - (-V_{IN})$)

O resultado de um conversão A/D (definida pelo termo AD), de acordo com a folha de dados do ATmega128RFA1 [13] é dado por:

$$AD = \frac{V_{EN} \times 1024}{V_{REF}} \quad (3.11)$$

Onde V_{EN} é a tensão de entrada no conversor A/D, definida de acordo o circuito da figura 3.2 por:

$$V_{EN} = V_{OUT} \times G1 \times G2 \quad (3.12)$$

Onde:

- G1 é o ganho no primeiro estágio de amplificação.
- G2 é o ganho no segundo estágio de amplificação.

Substituindo V_{EN} em 3.11, tem-se:

$$AD = \frac{V_{OUT} \times G1 \times G2 \times 1024}{V_{REF}} \quad (3.13)$$

Onde V_{REF} é a tensão de referência para o conversor A/D. Sabendo que $V_{EXC} = V_{REF}$, $k \approx 2$ e $G2 = 10$, então, isolando V_{EXC} da equação 3.10, em seguida substituindo V_{REF} por V_{EXC} em 3.13, tem-se:

$$AD = \frac{G1 \times G2 \times 2 \times \varepsilon \times 1024}{4} = G1 \times \varepsilon \times 5120 \quad (3.14)$$

O resultado mostra que o valor lido a partir do conversor A/D não depende de V_{REF} .

3.1.7 Resolução do Sistema e Fator de Deformação

A partir das necessidades de resolução e fator de deformação, pode-se configurar o nodo para que o mesmo atenda as necessidades. A seguir é demonstrado a configuração destes parâmetros, para duas situações comumente encontradas, em sistemas de medidas de deformação.

3.1.7.1 Medição de Deformação em um Único Sentido

Em aplicações onde se deseja a medição de deformação em apenas um sentido, utiliza-se os 10 *bits* do conversor A/D para representar as deformações obtidas, através da equação 3.14, onde para um determinado ganho G1, tem-se a relação de proporcionalidade entre a deformação ε observada e suas representações digitais equivalentes, disponível no conversor A/D.

Neste sistema, a resolução das amostras no conversor A/D depende do fator de deformação e vice-versa. O sistema é configurado a partir de uma resolução específica desejada ou de acordo com um fator de deformação previamente definido. Para exemplificar, considera-se duas situações: a primeira é a definição do ganho em função da resolução desejada, a segunda é a determinação da resolução a partir de um fator de deformação previamente definido.

Para a definição do ganho em função de um fator de deformação, considera-se que o fator de 1000 $\mu\varepsilon$ seja um requisito do sistema. Nesse caso o ganho G1, a partir de 3.14 é obtido da seguinte forma:

$$G1 = \frac{AD_{maximo}}{\varepsilon(m/m) \times 5120} = \frac{1024}{0,001 \times 5120} = 200 \quad (3.15)$$

A resolução pode ser encontrada, dividindo-se o fator de deformação pelo máximo valor lido pelo A/D, mostrado na equação 3.16:

$$Resolucao = \frac{FatordeDeformacao(\mu\varepsilon)}{AD_{maximo}} = \frac{1000}{1024} = 0,97 \mu\varepsilon/LSB \quad (3.16)$$

Onde LSB (Least significant bit) é um *bit* menos significativo.

Agora considerando que a resolução seja um requisito do sistema. Nesse caso, utiliza-se a equação em 3.16, para encontrar o fator de deformação correspondente, em seguida, através de equação 3.15, obtém-se o respectivo ganho $G1$.

3.1.7.2 Medição de Deformação em Dois Sentidos

Em situações onde existe a necessidade de se medir deformações em dois sentidos, utiliza-se o *bit* mais significativo (Most Significant Byte-MSB) do conversor A/D, para representar o sentido da deformação. Assim, como o conversor A/D utilizado tem 10 *bits*, o módulo da amplitude máxima do sinal da deformação é representada por 512 valores.

Nessa situação, tem-se um valor de referência, representado pelo valor de 512, onde para os valores acima deste (com o valor de 1024 representado a maior amplitude), defini-se um sentido e para os valores abaixo do mesmo (com o valor de 0 representado a maior amplitude), defini-se como o sentido oposto. Neste caso específico, de acordo a obtenção da equação 3.14, agora considerando 9 *bits*, na equação 3.17 tem-se uma nova relação entre a deformação ε e sua representação digital.

$$AD = G1 \times \varepsilon \times 2560 \quad (3.17)$$

Para exemplificar o efeito dessa nova relação, considera-se o fator de deformação de $1000 \mu\varepsilon$, como um requisito do sistema. Nesse caso, o ganho $G1$ a partir de 3.17 é obtido da seguinte forma:

$$G1 = \frac{|AD_{maximo}|}{\varepsilon \times 2560} = \frac{512}{0,001 \times 2560} = 200 \quad (3.18)$$

A resolução é dada por:

$$Resolucao = \frac{FatorDeDeformacao(\mu\varepsilon)}{AD_{maximo}} = \frac{1000}{512} \approx 2\mu\varepsilon/LSB \quad (3.19)$$

Observa-se que em relação a medição em um único sentido, a utilização de um *bit* para a definição do sentido da deformação, diminui a resolução do sistema. Por isso, é importante atentar para os requisitos de resolução e fator de deformação do sistema a ser monitorado, para a adequada e eficiente utilização do nodo.

3.1.8 Estimativa do Consumo de Corrente

Foi realizada uma estimativa no consumo de corrente dos principais componentes do nodo e elementos de maior relevância no cálculo do mesmo, com o objetivo de estimar o

Item	Sub-Item	Consumo de Corrente(mA)
ATmega128RFA1	CPU a 16 MHz	4,1
	Radio em Recepção	12,5
	Radio em Transmissão	14,5
	CPU em Modo Sleep	0,4
Ponte de Wheatstone	120 Ω	26,66
	350 Ω	9,14
	500 Ω	6,4
	1000 Ω	3,2
Potenciômetro	MCP42010	0,5
	MCP41010	0,5
Amplificador Operacional	MCP6002	0,1
Amplificador de Instrumentação	INA333	0,05

Tabela 3.2: Consumo de corrente dos principais elementos do nodo.

consumo total de corrente do nodo por hora. Essa estimativa permite o dimensionamento da potência fornecida pelo módulo de alimentação, de acordo com a necessidade de autonomia do nodo. A tabela 3.2 mostra o consumo de corrente dos principais elementos do nodo:

Considerando agora duas situações do nodo, onde ocorrem o maior consumo de energia, ou seja, com o rádio em modo de recepção e em transmissão, tem-se a tabela 3.3, com a corrente total estimada para o nodo, considerando os valores de resistências mais populares de extensômetros.

Observa-se, que a utilização de sistemas de aquisição baseados em extensômetros para a utilização em RSSF, tem um grande inconveniente relacionado ao consumo de energia. Mesmo optando por valores baixos de resistência dos extensômetros, não é possível garantir autonomia, por longos períodos. Porém, com a escolha adequada do extensômetro e fazendo um bom gerenciamento de energia na recepção e transmissão dos dados, pode-se otimizar consideravelmente o consumo de energia, de modo a garantir uma autonomia satisfatória, para algumas aplicações.

Extensômetros (Ω)	Consumo Total (mA)	
	Recepção	Transmissão
120	40,26	42,26
350	27,74	29,74
500	20	22
1000	16,8	18,8

Tabela 3.3: Consumo total de corrente para os valores mais populares de extensômetros.

3.2 Desenvolvimento do Protótipo

Foi concebida uma PCI para o nodo sensor. A seguir é mostrado o desenvolvimento do protótipo e as ferramentas utilizadas no desenho do esquemático, leiaute e a confecção da PCI. Em seguida, tem-se o custo estimado do protótipo desenvolvido. Ao final, são apresentadas as ferramentas para a programação e desenvolvimento e também é proposto um nodo coordenador para a formação de uma RSSF.

3.2.1 Desenvolvimento do Esquemático e Leiaute

O esquemático e leiaute do projeto foram gerados com a ferramenta Kicad [14]. Este é um conjunto de softwares *open source* para a criação de circuitos impressos e projetos eletrônicos. O ambiente Kicad permite a criação de esquemático, leiaute de PCI, geração e visualização de arquivos gerber e edição da biblioteca de componentes. Este software pode ser obtido gratuitamente em <http://iut-tice.ujf-grenoble.fr/kicad>.

A suíte de KiCad é formada basicamente por um gerenciador de projetos e os seguintes softwares:

- **Eeschema:** Este software permite a criação de esquemáticos, com controle de regras eléctricas (Electrical Rule Check - ERC) e gera netlists² para o software PcbNew.
- **PcbNew:** É uma ferramenta de desenho de leiautes de circuitos impressos, geração de arquivos no formato gerber³ e também permite visualizar os circuitos e os componentes no formato 3D.

²Arquivos contendo informações do esquemático

³Arquivo que contém as instruções para o equipamento prototipação de PCI

- **Gerbview:** Permite a visualização de arquivos gerados no formato gerber.
- **Cvpcb:** Utilitário para associação dos símbolos gerados no esquemático, com os respectivos *footprints*⁴ dos elementos eletrônicos empregados no projeto.

A figura 3.12 mostra o desenvolvimento do leiaute realizado, através da ferramenta PcbNew.

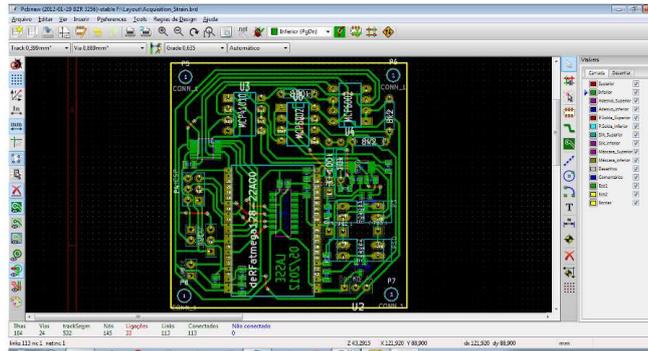


Figura 3.12: Desenvolvimento do leiaute no PcbNew.

Com o Kicad ainda foram gerados todos os arquivos gerber, necessários para a fase de prototipagem da PCI.

3.2.2 Prototipagem da PCI

A produção da placa foi realizada com a utilização da Protomat S62 produzida pela *LPKF Laser & Electronics*, mostrada na figura 3.13. O equipamento foi disponibilizado pelo Laboratório de Sensores e Sistemas Embarcados (LASSE).

A Protomat S62 [15] é uma máquina especializada na criação de PCI. Ela oferece precisão de até 0,2 mm e caixa de ferramentas, possibilitando a troca automática de brocas com o ajuste de profundidade manual. Seu gabinete integrado reduz os sons do sistema e também serve como capa protetora, proporcionando maior segurança ao ambiente de trabalho. Além disso, possui iluminação integrada, opcional sistema de vácuo para melhor fixação das placas e sistema de câmeras para reconhecimento automático dos furos de fiducial e auxílio na calibragem da profundidade das brocas. Para a utilização da Protomat S62 foi necessário o uso dos softwares CircuitCAM e Boardmaster, ambos licenciados pela *LPKF Laser & Electronics*.

⁴Representação física dos componentes eletrônicos



Figura 3.13: ProtoMat S62.

O CircuitCAM permite a preparação dos arquivos gerber gerados no Kicad, para a etapa de confecção da PCI, realizada no software Boardmaster. O Software ainda possui várias opções para a edição de arquivos gerber e permite que o usuário faça vários tipos de edições na PCI, como a definição isolamento e cortes, por exemplo. Os arquivos gerados pelo software tem a extensão LMD, que posteriormente são utilizados pelo software Boardmaster. A figura 3.14 mostra a configuração dos arquivos gerber realizada no CircuitCAM.

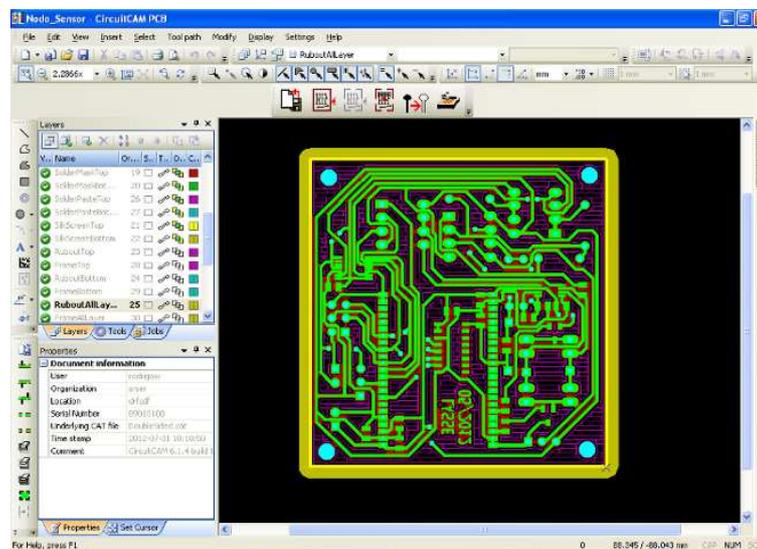


Figura 3.14: Configuração dos arquivos gerber no CircuitCAM.

O Boardmaster é um programa que controla a Protomat S62, através de uma interface gráfica simples. Ele utiliza os arquivos LMD exportados pelo CircuitCAM e mostra os dados de PCI já editados graficamente na tela, onde os mesmos também podem ser modificados. Assim, pode ser feito um protótipo fielmente compatível com o arquivo do qual ele foi gerado. O Boardmaster permite ainda uma utilização automática ou manual da Protomat S62. Devido a uma metodologia de confecção de PCI passo a passo, pode-se alterar ou corrigir o protótipo

a qualquer momento do processo de fabricação, evitando assim erros e defeitos na PCI. A figura 3.15 mostra a utilização do Boardmaster no desenvolvimento da PCI do nodo.

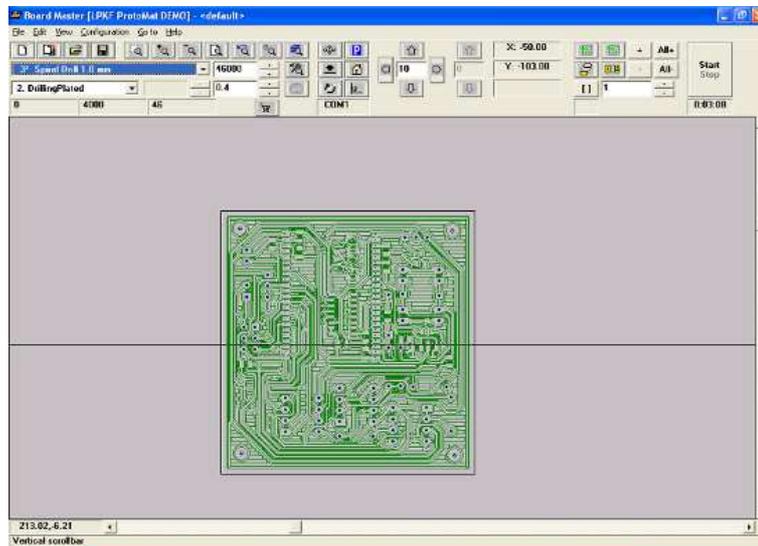


Figura 3.15: Desenvolvimento da PCI no Boardmaster.

3.2.3 Protótipo Montado

Com o auxílio das ferramentas descritas anteriormente, foi confeccionada a PCI e montado o hardware do nodo sensor. Por conveniência, o protótipo foi concebido com uma única camada de cobre, por isso os componentes do tipo SMD (Surface Mount Device) utilizados, foram espelhados e posicionados na parte inferior da placa, que possui as dimensões 5x5 cm. As figuras 3.16 e 3.17 mostram as duas faces do hardware montado.

3.2.4 Estimativa do Custo do Protótipo

Foi realizado um levantamento do custo estimado do protótipo desenvolvido, com o objetivo de analisar a viabilidade de sua produção industrial. O valor de cada componente foi obtido com base no custo de mercado, desconsiderando o valor do frete. A tabela 3.4 contém o valor total estimado do protótipo, a partir dos custos dos individuais dos componentes de maior importância no cálculo total do mesmo.

O valor da PCI industrial indicada na tabela 3.4, foi estimado com base em valores pesquisados em algumas empresas especializadas em confecção de PCIs. Como essas empresas utilizam um processo de produção industrial, que prioriza a produção em larga escala, os valores dependem da quantidade, assim, quanto maior for o número de placas produzidas,

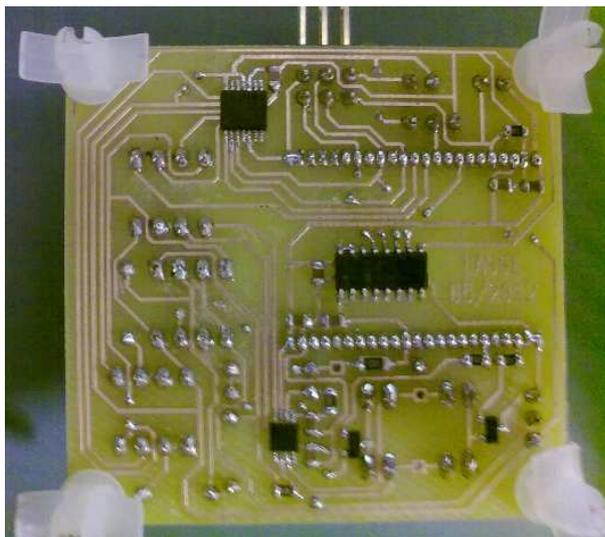


Figura 3.16: Vista do lado inferior do nodo.



Figura 3.17: Vista do lado superior do nodo.

menor é valor unitário. Neste caso, este valor é considerado para a produção de 20 placas.

3.2.5 Ferramentas para a Programação

Existem várias ferramentas de programação para os microcontroladores da família AVR, muitas delas com suporte de programas para Windows e Linux. Para o presente trabalho, opta-se pelo programador USBASP e o ambiente de desenvolvimento AVRStudio 5.

O programador USBASP mostrado na figura 3.18 é um programador *open source* com comunicação USB (Universal Serial Bus) destinados aos AVRs. Ele consiste em um projeto com um ATmega88 ou um ATmega8 e alguns componentes passivos, seu custo no mercado

Item	Quantidade	Preço
Módulo deRFmega128	1	R\$55,00
MCP42010	1	R\$9,00
MCP6002	2	R\$2,00
MCP41010	1	R\$6,00
INA333	1	R\$15,00
PCI Industrial (5x5 cm)	1	R\$40,00
Outros Componentes	-	R\$5,00
Total		R\$132,00

Tabela 3.4: Custo estimado dos componentes do protótipo.

está em torno de R\$10,00. Alternativamente, este programador pode ser montado facilmente em um protoboard. Para a sua utilização, a USBASP necessita de um software para gravar os programas desenvolvidos para a memória flash dos AVR, o software utilizado foi o AVRDUDE, sendo também um software *open source*.

A execução do AVRDUDE é controlada por parâmetros de linha de comando e um arquivo de configuração e pode ser integrado ao AVRStudio, facilitando consideravelmente o desenvolvimento com os nodos. O circuito para a montagem do programador USBASP e o

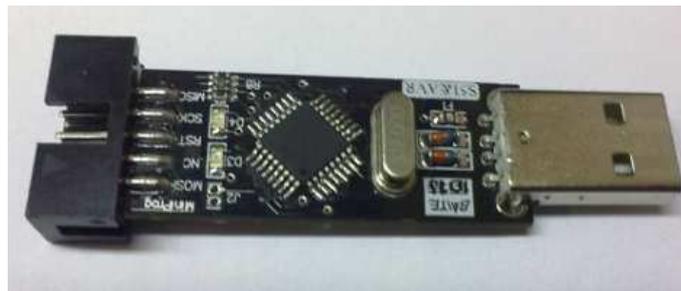


Figura 3.18: Programador USBASP.

software AVRDUDE podem ser encontrados em <http://www.fischl.de/usbasp>.

O AVRstudio 5 é um ambiente de desenvolvimento integrado (IDE) disponibilizado gratuitamente pela Atmel, para o desenvolvimento com os microcontroladores AVR. Consiste em um editor, programador, depurador e simulador, os aplicativos são escritos em linguagem C/C++ ou em assembly. A Figura 3.19 mostra uma imagem AVRStudio 5.

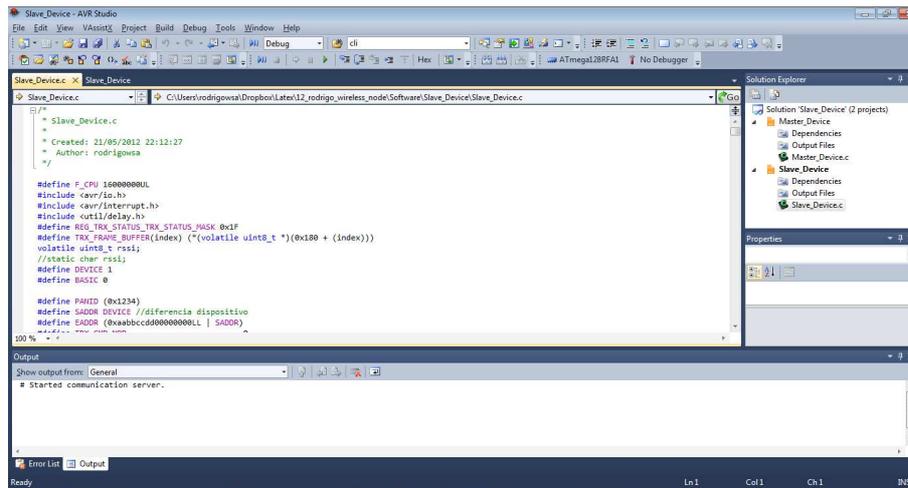


Figura 3.19: Ambiente de desenvolvimento AVRStudio 5.

3.2.6 Módulo para a Comunicação Serial

Para a realização dos testes com o nodo sensor, foi necessário a implementação de uma comunicação UART (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter), entre o nodo e um computador, com o objetivo de realizar a exibição dos dados recebidos pelo nodo. O protótipo do nodo sensor, não é dotado de um circuito necessário para esta comunicação, ele apenas disponibiliza os pinos necessários para a comunicação (TX, RX e terra). Por isso, foi utilizado o módulo conversor USB 2.0 para UART, mostrado na figura 3.20.



Figura 3.20: Módulo USB 2.0 para UART.

O módulo na figura 3.20 dispensa a necessidade de uma porta serial no computador, e também pode fornecer alimentação através de seus pinos, com as tensões de 3,3 V e 5 V.

3.2.7 Nodo Coordenador

Para realizar as tarefas do nodo coordenador, tem-se o módulo de desenvolvimento STK600, produzido pela Atmel. Este é semelhante ao deRFmega128-22C02, possuindo como principal componente o ATmega128RFA1 e inclui o circuito para a sua utilização mostrado na figura 3.9. A principal diferença é a disposição dos pinos de acesso ao ATmega128RFA1. É

conveniente a utilização desta como nodo coordenador, pelo fato de sua utilização necessitar apenas da montagem de um vetor de pinos na mesma. O referido módulo é apresentado na figura 3.21.



Figura 3.21: Módulo de desenvolvimento STK600.

Capítulo 4

Desenvolvimento dos Softwares

Este capítulo apresenta uma proposta para o desenvolvimento de uma RSSF ponto a ponto entre os nodos coordenador e sensor, apresentada em duas partes: A primeira descreve o software implementado no nodo coordenador. A segunda mostra o software implementado no nodo sensor.

Para o desenvolvimento no ATmega128RFA1, o fabricante disponibiliza o gerenciador de tarefas chamado BitCloud, que é um conjunto de bibliotecas e APIs (Interfaces de Programação de Aplicativos) para facilitar o desenvolvimento de aplicações para o componente ATmega128RFA1. O BitCloud é responsável pelo gerenciamento de seus recursos, então através dele, pode-se controlar as funcionalidades do *transceiver* RF para o Zigbee, periféricos, entre outros.

Porém, nesse trabalho, o BitCloud não foi utilizado. Optou-se por desenvolver uma aplicação mais otimizada, implementado as funções com base apenas nas descrições de cada registrador utilizado, ou seja, trabalhando diretamente com os registradores do microcontrolador e de acordo com as informações observadas na folha de dados do componente.

Com essa característica, é possível conseguir uma redução considerável no uso da memória flash do microcontrolador, em comparação com o uso do BitCloud. Esta característica, além de otimizar, permite o desenvolvimento de mais funcionalidades a RSSF proposta. A seguir são detalhados os softwares para o nodo coordenador e o sensor.

4.1 Nodo Coordenador

O Coordenador é responsável pelo gerenciamento da rede Zigbee. A função dele é estabelecer a comunicação sem fio com o nodo sensor, permitir a configuração dos parâmetros

de aquisição do nodo sensor, recepção e exibição dos dados medidos em um computador. Estas características permitirá ao operador da RSSF, ter o controle remoto sobre o nodo sensor. Então, dada as condições, é projetado um software, cujas funções são visualizadas no fluxograma da figura 4.1.

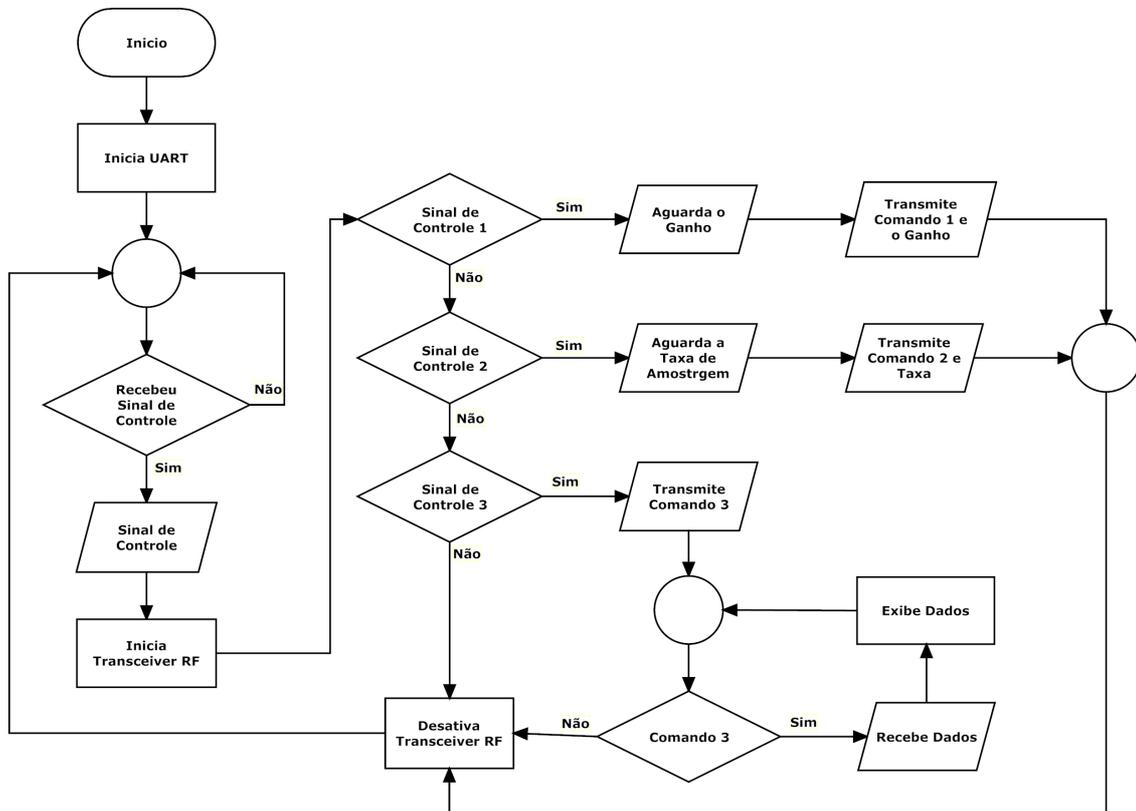


Figura 4.1: Fluxograma para o nodo coordenador.

Na figura 4.1, o coordenador funciona de acordo com os dados recebidos, através de uma comunicação UART com um computador, com um *baud rate* de 57600. Os dados recebidos chegam em forma de *caracteres*, e estes, foram definidos como sinais de controle. Assim, os caracteres 1,2 e 3 foram definidos como sinais de controle 1, 2 e 3.

Os sinais de controle 1 e 2, são utilizados para de configuração do nodo sensor. Com isso, após o coordenador receber o sinal 1 ou 2, ele aguarda que o usuário também insira outros dados, de acordo com a configuração desejada. Os sinais de controle determinam as tarefas executadas pelo nodo sensor. Dessa forma, nem o coordenador e nem o nodo sensor, funcionará, se o coordenador não receber algum sinal ou se receber algum sinal não definido como controle. Abaixo a descrição para cada um dos sinais de controle:

- Sinal de Controle 1: Ao enviar este comando, o coordenador se prepara para enviar ao nodo sensor, um comando para que seja executada a configuração do ganho. Porém, antes de transmiti-lo, o nodo ainda aguarda que o operador também envie o valor do

ganho, para enfim transmitir uma mensagem contendo as duas informações. Como mostrado na seção 4.2.2, os valores para o ganho são fixados em 10, 100 e 200, esses valores podem ser selecionados pelos caracteres a, s e d, respectivamente. Após a transmissão para o nodo sensor, o nodo passa a aguardar por novos comandos.

- Sinal de Controle 2: Com este comando, o coordenador enviará ao nodo sensor, um comando para que seja executada a configuração da taxa de aquisição dos dados. O nodo também aguardará que o operador envie o valor dessa taxa, sendo fixada nos valores de 20, 100 e 200 Hz, podendo ser selecionadas pelos caracteres q, w, e, respectivamente. Após a inserção da taxa de amostragem, o nodo transmite a mensagem e aguarda por novos comandos.
- Sinal de Controle 3: É utilizado para iniciar a recepção e exibição dos dados medidos, após a recepção deste comando, o coordenador envia um comando para o nodo sensor, iniciar a aquisição e transmissão de dados. Depois de enviar deste comando, o coordenador passa a aguardar o envio dos dados pelo nodo sensor, e assim que os dados forem recebidos, são imediatamente exibidos no computador. O nodo fica nesse modo de recepção, até que algum caractere diferente de 3 seja recebido pela UART.

Na comunicação UART, é utilizado um tratamento de interrupção no ATmega128RFA1, de modo que, para que qualquer sinal de controle ou algum dado de configuração, que seja recebido pela UART, tenha prioridade sobre as funções executadas pelo nodo, ou seja, qualquer dado com relevância recebido pelo coordenador, interromperá qualquer tarefa que o nodo esteja executando. Isso foi estabelecido, para que o operador tenha prioridade no funcionamento da RSSF.

4.2 Nodo Sensor

O nodo sensor é responsável pela aquisição, empacotamento e transmissão dos dados, conforme requisição do coordenador. Além disso, é capaz de realizar a correção automática do offset na ponte de Wheatstone e permite realizar as configurações de ganho e taxa de amostragem. Através dele é possível ativar ou desativar a ponte de Wheatstone, de modo a reduzir o consumo de energia ou otimizar no uso das pilhas, para os casos onde o operador não estiver requisitando nenhuma função.

Para executar essas tarefas, o software utiliza as seguinte funções: ativar ou desativar a tensão de excitação na ponte de Wheatstone, rotina para a configuração do ganho, rotina para a correção de offset, configuração da taxa de amostragem e rotina para ativar a aquisição e

transmissão de dados pela rede sem fio. O funcionamento do nodo é mostrado no fluxograma da figura 4.2.

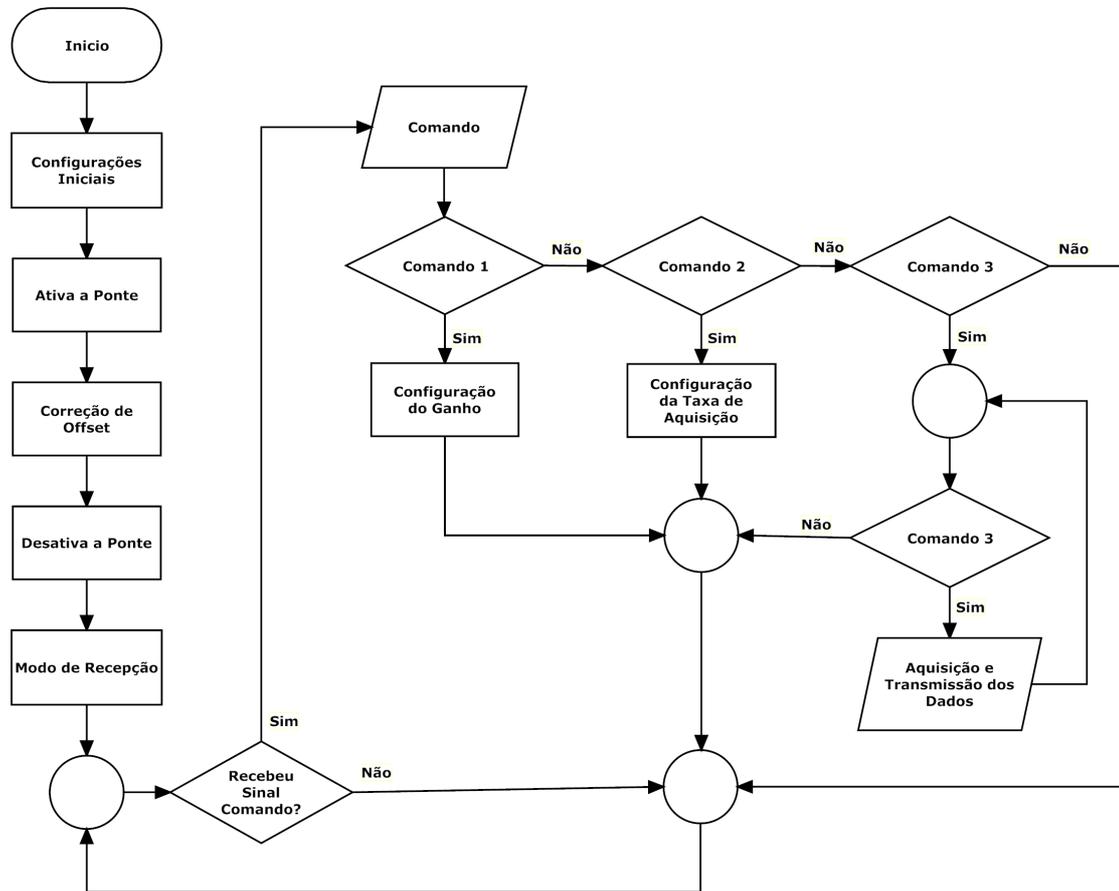


Figura 4.2: Fluxograma para o nodo sensor.

Quando o sistema está iniciando, são executadas as configurações iniciais do nodo, após esta etapa são iniciados os processos de correção de offset. A partir disso, de acordo com o comando recebido, ele poderá executar as rotinas de configuração do ganho, configuração da taxa de amostragem, ou realizar a aquisição e transmissão dos valores medidos. A seguir são descritas as principais funções mostradas no fluxograma da figura 4.2.

4.2.1 Ativação da Ponte de Wheatstone

Para ativar ou desativar o funcionamento da ponte de Wheatstone, são utilizados dois pinos de saída digital do ATmega128RFA1 (PF2 e PF7), através desses pinos, tem-se o controle de tensão no terminal gate dos transistores mosfet tipo P e tipo N, mostrados na figura 3.2. Cada transistor funciona como um chave digital, controlada pela tensão em seu terminal gate. A tensão de excitação da ponte será habilitada apenas quando os dois transistores estiverem conduzindo uma corrente entre seus terminais source e dreno. A tabela 4.1 mostra, o estado

PF2	PF7	MOSFET N	MOSFET P	Ponte de Wheatstone
0	0	Condução	Corte	Indeterminada
0	1	Condução	Condução	Ativada
1	0	Corte	Corte	Desativada
1	1	Corte	Condução	Indeterminada

Tabela 4.1: Ativação da ponte de Wheatstone.

da ponte, de acordo com os estados lógicos dos dois pinos digitais utilizados e os estados do mosfet tipo N e P.

4.2.2 Rotina para a Configuração do Ganho

O ganho no primeiro estágio é definido, através do controle do potenciômetro digital MCP41010, pela da interface SPI (Serial Peripheral Interface). A comunicação com este potenciômetro é realizada como mostrada em sua folha de dados, assim, é projetada uma função para a escrita de valores digitais, definindo uma resistência conhecida entre os pontos RG1 e RG2 mostrados na figura 3.2.

Para o MCP41010 na figura 3.7, a resistência entre os terminais A e W em $k\Omega$, para um determinado valor digital de 8 bits (D_n) é dada pela equação:

$$R_{WA}(D_N) = \frac{R_{AB}(256 - D_N)}{256} + R_W \quad (4.1)$$

Onde:

- R_{AB} é a resistência do potenciômetro, com valor nominal de $10k\Omega$.
- R_W é a resistência do termina central, com valor $\approx 0,050k\Omega$.

A equação 3.4 define o ganho no primeiro estágio, neste caso, Rg é a resistência R_{WA} do potenciômetro. Com isso, substituindo R_{WA} na equação 3.4, tem-se a seguinte equação que define o ganho no primeiro($G1$) em função de D_N :

$$G1 = 1 + \frac{25600}{10(256 - D_N) + 12,8} \quad (4.2)$$

Organizando a equação 4.1 em função de D_N , obtêm-se:

$$D_N = \frac{2817 - 257 \times G1}{1 - G1} \quad (4.3)$$

Como o valor de resistência mínimo conseguido pelo potenciômetro é de aproximadamente 39Ω e seu valor máximo ser $10 \text{ k}\Omega$, chegou-se a seguinte condição para a amplificação: $11 < G1 < 2500$. Então, a partir da equação 4.3, desenvolveu-se a rotina para a configuração do ganho, mostrada na figura 4.3.

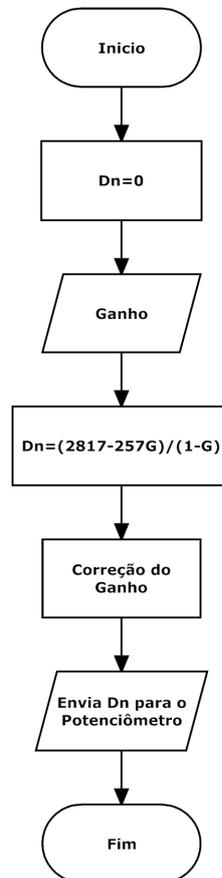


Figura 4.3: Configuração do ganho.

No fluxograma da figura 4.3, a função recebe o valor definido como ganho e calcula o valor de D_N equivalente. Em seguida, é realizado um cálculo para a correção no valor do ganho. Por fim, o valor de D_N é enviado pela interface SPI, para o MCP41010.

O valor de D_N calculado é aproximado, pois, os valores recebidos pelo MCP41010 só podem assumir valores inteiros. Devido a essa aproximação, o erro máximo em R_{WA} pode chegar a 39Ω . Assim, de acordo com o ganho desejado, pode-se ter um erro considerável na definição do ganho. A precisão no valor do ganho é importante, por que afeta a conversão dos valores de tensão para a deformação em μS . Por isso, após a obtenção de D_N , ocorre uma correção no valor do ganho, e este novo valor será utilizado na conversão mencionada.

Nesta função, qualquer valor de ganho, levando em consideração a condição de amplificação, poderá ser obtido. Porém, por conveniência, optou-se em predefinir alguns valores do ganho em 10, 100, 200. Este valores corrigidos equivalem a ganhos de 12, 98 e 196

e podem ser selecionados por comandos através do coordenador. O valor inicial ou default, para o ganho foi definido como 100.

4.2.3 Rotina para a Correção de Offset

O software para correção do offset, controla o potenciômetro digital MCP42010 de 8 bits, mostrado na figura 3.5, através de uma comunicação SPI. A figura 4.4 mostra o fluxograma da rotina para a correção do offset.

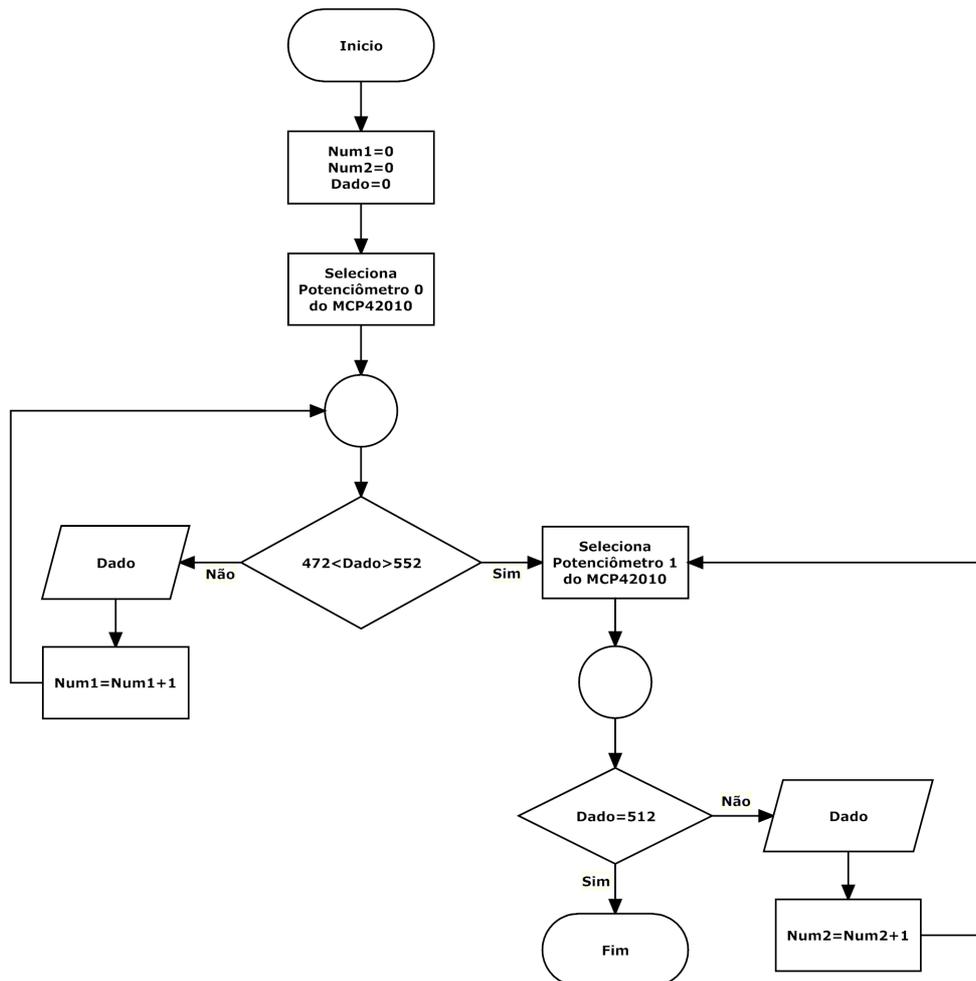


Figura 4.4: Rotina para a correção de offset.

Quando a rotina é executada, inicialmente apenas o potenciômetro 0 do MCP42010, responsável pelo ajuste grosso na correção é controlado. Para o ajuste grosso, a resistência entre os terminais PW0 e PB0, é incrementada, com o envio de valores digitais entre 1 a 256, para o potenciômetro. Essa variação de resistência, como mostrado na seção 3.1.3, provoca uma significativa mudança no valor da tensão no terminal $-V_{IN}$, mostrado na figura 3.2.

Assim este valor é modificado até que a tensão entre os terminais $+V_{IN}$ e $-V_{IN}$, esteja em um valor mínimo, e esse valor depende do ganho definido. Na situação apresentada na figura 3.2, para um ganho de 100 no primeiro estágio, e medido deformações em dois sentidos, o valor mínimo na leitura do conversor A/D deve ser compreendido entre 472 e 552, sendo que o valor 512 é o mais próximo de zero.

Quando esse valor estiver nessa faixa, o valor da resistência atual é mantida no potenciômetro 0, e o potenciômetro 1 passa a ser controlado. Este é responsável pelo ajuste fino na correção de offset. Assim, semelhante ao procedimento no potenciômetro 0, a resistência entre os terminais PW1 e PB1, é incrementada até que a tensão entre os terminais $+V_{IN}$ e $-V_{IN}$, seja relativamente zerada.

4.2.4 Configuração da Taxa de Amostragem

A taxa de amostragem é definida apenas via software, atribuindo o valor para a mesma em uma variável de 8 *bits*. Na figura 4.5, o bloco *Delay* define o intervalo de amostragem para cada valor medido. Na configuração dessa taxa, também foram predefinidas três taxas de amostragens com os valores de 20, 100 e 200 Hz, e são selecionadas através do coordenador. O valor inicial ou default, para essa taxa foi de 100 Hz.

4.2.5 Rotina para a Aquisição e Transmissão dos Dados

A partir da correção de offset, o nodo estará pronto para a realizar a aquisição de dados, ocorrendo, caso o nodo receba a requisição do coordenador. O ATmega128RFA1 permite a transmissão de mensagens com tamanho máximo de 128 bytes, desses, 12 são utilizados para transmitir informações sobre as características do nodo, como por exemplo: o endereço do nodo, o tamanho da mensagem, a identificação da mensagem, etc.

Os 116 bytes restantes são utilizados para a transmissão dos dados. Então, como cada amostra do conversor A/D é armazenada em variáveis de 16 *bits*, o nodo transmite 58 amostras por mensagem. A taxa de transmissão das mensagens depende da taxa de amostragem, esta relação é definida em:

$$T_{Transmissao} = 58 \times T_{Amostragem} \quad (4.4)$$

A rotina para a aquisição e transmissão dos dados ocorre como mostrado no fluxograma da figura 4.5.

Ao entrar nesta função, o nodo passa a ler periodicamente os valores digitais obtidos pelo conversor A/D e armazenar cada amostra, em um vetor que permite guardar até 58

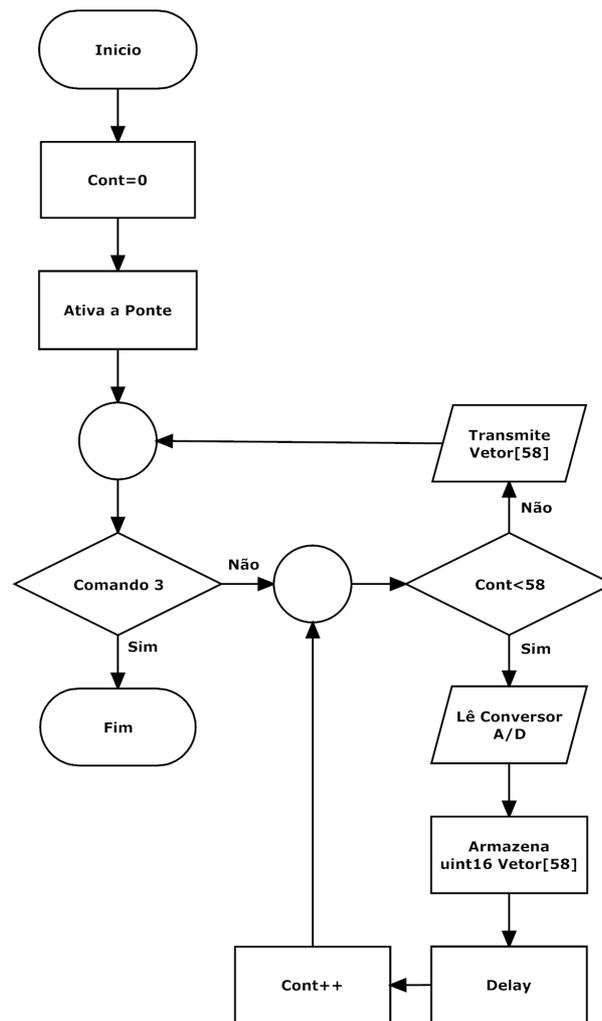


Figura 4.5: Aquisição e transmissão dos dados.

amostras. Esse período mencionado é a taxa de amostragem. Cada amostra contém 16 *bits*, sendo que os 10 primeiros *bits* representam o valor lido a partir do conversor A/D, nota-se que serão transmitidos *bits* desnecessários, por isso a energia na transmissão deles será desperdiçada.

Quando o vetor completar as 58 amostras armazenadas, o vetor é copiado para o buffer de transmissão de dados e em seguida, é enviado para o coordenador. A rotina mostrada na figura 4.5, funciona com o *transceiver* RF do nodo sensor, sempre no estado de recepção, de modo que, qualquer requisição por parte do coordenador, tenha prioridade de execução. Assim, o nodo continua a realizar a aquisição e transmissão, enquanto o coordenador não enviar um comando diferente do 3.

Capítulo 5

Testes e Resultados

Neste capítulo são apresentados os testes realizados no nodo sensor desenvolvido e os resultados observados. Também foram realizados testes de alcance entre os nodos coordenador e sensor, para avaliar a distância que os dispositivos podem comunicar-se sem que o desempenho da rede seja comprometido.

5.1 Testes do Nodo Sensor

O objetivo do testes foi realizar medidas experimentais no nodo sensor desenvolvido, em comparação com medidas realizadas no ADS2000, para extrair uma análise sobre o protótipo do nodo sensor. Os testes realizados em laboratório consistiram em medições de valores de deformação em um transdutor de força, sendo realizadas cinco séries de medições com três massas distintas no transdutor, tanto para o protótipo quanto para o ADS2000, a fim de comparar as deformações geradas por um extensômetro.

O nodo sensor foi configurado para realizar aquisição, utilizando o circuito quarto-de-ponte, com o ganho $G1=100$, taxa de amostragem de 200 Hz e resolução na leitura do conversor A/D de $2 \mu S/LSB$. Além disso, foram utilizados um conversor USB para UART (seção 3.2.6) e o software livre *rogercom*¹ para a exibição dos valores medidos. O ADS2000 foi configurado com taxa de amostragem de 200 Hz, ganho de 5000 e com resolução próxima a $1 \mu S/LSB$.

¹Disponível em <http://www.rogercom.com>.

5.1.1 Transdutor de Força

Neste experimento fez-se uso de um transdutor de força construído experimentalmente pelo grupo NICAÉ. Este transdutor consiste em uma barra de ferro, com um extensômetro de $120\ \Omega$ colado em uma de suas faces. Foi observado um grande cuidado durante o processo de colagem para não danificar o extensômetro e para evitar a formação de bolhas, responsáveis por erros em medições. A Figura 5.1 mostra o transdutor construído.



Figura 5.1: Transdutor de força construído.

O transdutor foi fixado em uma bancada, através de um grampo como mostra a Figura 5.2, garantindo uma boa fixação e estabilidade na realização das medições.



Figura 5.2: Fixação do transdutor e os pesos utilizados.

A seguir são mostrados os experimentos realizados com o sistema montado.

5.1.2 Experimento Realizado

O experimento foi realizado com o objetivo de medir a deformação em função da força sofrida pelo transdutor, aplicada através dos pesos padrões. No experimento foram utilizados três pesos padrões com massa de 1 kg. Com a combinação destes, foram realizadas medições para as massas de 1 kg, 2 kg e 3 kg. Inicialmente foram realizadas cinco séries de medições no nodo sensor, em seguida, idem para o ADS2000. A Figura 5.3 mostra o sistema, no qual foram realizados os experimentos.



Figura 5.3: Local de realização dos experimentos.

Tanto nas medições com o nodo quanto com o ADS2000, o balanceamento da ponte de Wheatstone, foi realizado com o suporte dos pesos mostrado na figura 5.3.

Os testes iniciais com o nodo apontaram erros na correção de *offset*. A causa foi o circuito de alimentação do MCP42010. Ao ligar o nodo, foi observado que uma constante e pequena queda de tensão no módulo de alimentação composto por duas pilhas, em função do consumo de corrente do nodo, provocava um leve desvio de tensão, porém constante nos terminais centrais em ambos os potenciômetros do MCP42010.

Como solução para o problema, procurou-se por reguladores de tensão de 2,7 V, com *low drop*, ou seja, que possuem baixa queda de tensão (V_{drop}). Foram encontrados alguns reguladores com essa característica, porém, não foi possível adquiri-los de forma imediata. Com isso, essa modificação no projeto do nodo, se tornou uma sugestão para trabalhos futuros.

Para a continuidade dos testes, foi realizada uma adaptação, fazendo o circuito do MCP42010, ser alimentado por 3,3 V, disponível a partir dos pinos do módulo conversor

USB para UART. Observou-se que a inserção dessa alimentação externa, garantiu de modo satisfatório o funcionamento do nodo e por isso a adaptação foi utilizada.

5.1.3 Resultados

Os resultados para as medições com o nodo sensor são apresentados na tabela 5.1.

Massa(kg)	Deformação (μS)				
	1ª Medição	2ª Medição	3ª Medição	4ª Medição	5ª Medição
0	0	0	0	0	0
1	79	79	79	79	81
2	157	161	157	159	161
3	237	241	238	237	241

Tabela 5.1: (massa x deformação) nas medições com o nodo sensor.

Os resultados para as medições com o ADS2000 são apresentados na tabela 5.2.

Massa(kg)	Deformação (μS)				
	1ª Medição	2ª Medição	3ª Medição	4ª Medição	5ª Medição
0	0	0	0	0	0
1	78	78	78	78	78
2	155	155	155	155	155
3	233	232	232	232	231

Tabela 5.2: (massa x deformação) nas medições com o ADS2000.

Através da equação 5.1, para uma estimativa de erro percentual no nodo sensor, foi montada a tabela 5.3. O erro foi calculado em relação aos valores medidos no ADS2000.

$$E_{\%} = \left(\frac{\varepsilon_{Medido} - \varepsilon_{Teorico}}{\varepsilon_{Teorico}} \right) \times 100\%. \quad (5.1)$$

Massa(kg)	Erro Percentual				
	1ª Medição	2ª Medição	3ª Medição	4ª Medição	5ª Medição
0	0 %	0 %	0 %	0 %	0 %
1	1,28 %	1,28 %	1,28 %	1,28 %	3,84 %
2	1,29 %	3,87 %	1,29 %	2,58 %	3,87 %
3	1,71 %	3,87 %	3,01 %	3,01 %	4,32 %

Tabela 5.3: Erro percentual estimado para o nodo em relação ao ADS2000.

A tabela 5.3 mostra uma diferença máxima entre as medidas em relação ao ADS2000 levemente superior a 4 %. Este valor pode ser considerado satisfatório, considerando as dificuldades encontradas e pelo fato de não ter sido constatada a presença significativa de ruído. Os valores apresentados pelo nodo sensor foram totalmente estáveis, não foi necessário a utilização de recursos matemáticos para a obtenção dos mesmos, e foi observada a linearidade nas medições.

Deve-se considerar que nas medições com o ADS2000 o ruído foi considerável, gerando um erro na ordem de $\pm 25 \mu S$, dificultando uma medição precisa, uma vez que a taxa de amostragem era de 200 Hz. Por isso, a obtenção do valor para cada medição no ADS2000 foi realizada através do cálculo da média de aproximadamente 3000 amostras. Além disso, a resolução de $2 \mu S/LSB$ utilizada no nodo sensor, aumenta o erro nas medições em relação ao ADS2000.

5.2 Testes de Alcance

Para a verificação do alcance e a qualidade do sinal proporcionada pelo ATmega128RFA1, foram realizados testes de comunicação, entre dois nodos, localizados em uma área de campo aberto. Foi desenvolvida uma aplicação, consistindo basicamente em uma simples comunicação ponto a ponto entre os nodos coordenador e sensor.

Nesta aplicação, o nodo sensor transmite periodicamente dados gerados aleatoriamente para o nodo coordenador com o principal objetivo de realizar leituras dos valores de RSSI e LQI. Foram feitas leituras em distâncias múltiplas de 4 metros. Os resultados dos testes são mostrados na Tabela 5.4.

Os resultados indicaram que, para um alcance de até 100 m, tem-se uma boa qualidade na transmissão de dados. A potência do sinal recebido só foi detectada até 64 m, devido

Distância(m)	RSSI(dBm)	LQI(%)
4	-60	100
16	-65	100
20	-71	100
24	-74	100
28	-79	100
32	-82	100
36	-83	100
40	-86	100
44	-86	100
48	-87	100
52	-88	100
56	-88	100
60	-89	100
64	-90	100
68	-90	100
72	-90	95
76	-90	93
80	-90	92
84	-90	92
88	-90	90
92	-90	90
96	-90	80
100	-90	70
104	-90	45
108	-90	Sem Sinal

Tabela 5.4: Valores de RSSI e LQI para determinadas distâncias.

à sensibilidade mínima de -90 dBm do receptor. De acordo com esses resultados, o uso de uma RSSF utilizando o ATmega128RFA1, para distância inferiores a 70 m, possibilita certa otimização no consumo de energia. Isso porque o ATmega128RFA1 permite a seleção da potência utilizada na transmissão, e para as distâncias que apresentam bons valores de LQI é possível diminuir a energia gasta na transmissão.

Capítulo 6

Conclusões

6.1 Conclusões

Neste documento foi proposto um nodo sensor para uso em RSSF aplicada em sistemas de SHM. Ao longo deste, foram apresentados: os fundamentos, o projeto, a concepção do protótipo, as ferramentas utilizadas, bem como os softwares para implementação em RSSF. Também foram realizadas estimativas sobre o consumo de energia e valor agregado do protótipo, com o objetivo de analisar a sua viabilidade.

Observou-se que a utilização de extensômetros em RSSF tem um grande inconveniente, que é o seu consumo de energia. Porém, foram apresentadas algumas técnicas, que possibilitam a otimização desse consumo, como no caso da utilização do circuito para desativar a tensão de excitação na ponte de Wheatstone e através de escolha de todos os componentes baseada no consumo de energia.

O projeto para a correção de offset automaticamente se mostrou eficiente e muito útil. Porém houve uma falha no projeto deste, pois, não foi observado que a pequena e constante queda de tensão no circuito de alimentação, já prevista para o circuito, comprometeria o perfeito funcionamento do mesmo. Este problema foi parcialmente contornado com a utilização de um regulador de tensão externo ao nodo.

Esta situação comprometeu a precisão do nodo, no entanto, foi suficientemente útil para os testes de funcionalidade básica do nodo. Os resultados obtidos em comparação com o ADS2000 foram satisfatórios, com erro de aproximadamente de 4 %, foi observado que a presença de ruído no nodo foi muito menor se comparado com o ADS2000. Com esses resultados tem-se a perspectiva de que com a diminuição da resolução no nodo a diferença entre o nodo sensor e o ADS2000 seja ainda menor.

A escolha de componentes com relativo baixo custo e o desenvolvimento, em quase sua totalidade, utilizando ferramentas gratuitas e algumas também *open source*, demonstra alternativas para o desenvolvimento de uma ferramenta destinada a sistemas de monitoração moderno com baixo custo.

Em suma, apesar das dificuldades encontradas, peculiar a qualquer projeto prático destinado a SHM, a proposta se mostrou viável em relação a custos e consumo de energia e os testes realizados. Dada as condições, os testes apresentaram resultados bem satisfatórios.

6.2 Sugestões Para Trabalhos Futuros

Para a continuidade deste trabalho, inicialmente por questões operacionais, é sugerida a correção do problema citado com o módulo de correção de *offset*. Pode-se utilizar um regulador de tensão com baixa queda de tensão e baixo ruído.

Entre as demais sugestões, pode-se citar:

- A utilização do nodo sensor em aplicações, que fazem uso de sistemas cabeados para aquisição de dados de extensômetros.
- O tamanho do hardware do protótipo pode ser reduzido drasticamente com um novo projeto de hardware para o nodo que inclua a substituição do módulo deRFmega128-22C02 pelo próprio ATmega128RFA1 e substitua todos os componentes do tipo PTH (*Pin Through Hole*) por componentes do tipo SMD. Esta modificação também influencia no custo total do protótipo, potencialmente diminuindo o valor do mesmo.
- A implementação de uma estratégia eficaz para a filtragem de dados medidos por extensômetros. O volume de dados influencia diretamente no consumo de energia do nodo, devido ao rádio do microcontrolador consumir uma corrente considerável na transmissão sem fio. Sabe-se que nem sempre todos os dados medidos são úteis para análise. Em sistemas estáticos, por exemplo, a grande maioria são valores redundantes e podem ser filtrados.
- O uso do nodo sensor em RSSF, combinado com a utilização de um protocolo de roteamento otimizado, para o consumo de energia, como nos casos do protocolo S-MAC (Sensor Media Access Control) e o LEACH (*Low-Energy Adaptive Clustering Hierarchy*) leva à melhoria do desempenho global.

Referências Bibliográficas

- [1] R.M. de Souza, “Sistema para Análise de Segurança e Monitoração Estrutural de Torres de Linhas de Transmissão,” *Revista Científica da UFPA*, 2008.
- [2] Lynx, “Lynx Produtos,” http://www.lynxtec.com.br/prod_ads2000.htm.
- [3] Zhang Y.Q., “The Design of a Wireless Node of Strain Data Acquisition,” *Image and Signal Processing, 2009. CISP '09. 2nd International Congress on*, October 2009.
- [4] Karl F. Anderson, “Your Successor to the Wheatstone Bridge? NASA’S Anderson’s Loop,” *Instrumentation & Measurement Magazine, IEEE*, March 1998.
- [5] Karl F. Anderson, “Practical Applications of Current Loop Signal Conditioning,” *NASA Dryden flight research center*, 1994.
- [6] Jacinto Carlos Ascencio Cansado, *Instrumentalização de Redes de Sensores Sem Fio*, Ph.D. thesis, 2011.
- [7] Milton A. Zaro Ildon G. Borchardt, *Extensômetros de Resistência Elétrica - Strain Gauges*, 1982.
- [8] Rodrigo Piernas Andolfato, “Extensometria Básica,” http://www.demar.eel.usp.br/eletronica/aulas/Extensometros_eletricos.pdf.
- [9] Remo Magalhães de Souza, “Análise Experimental de Tensões,” <http://www.ufpa.br/nicae/>.
- [10] Texas Instruments, “Ina333 datasheet,” <http://www.ti.com/product/ina333>.
- [11] Microship, “Mcp42010 datasheet,” <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/11195>.
- [12] “Atmel Corporation.,” <http://www.atmel.com//>.
- [13] Atmel, “ATmega128RFA1 datasheet,” <http://www.atmel.com/Images/doc8266.pdf>.

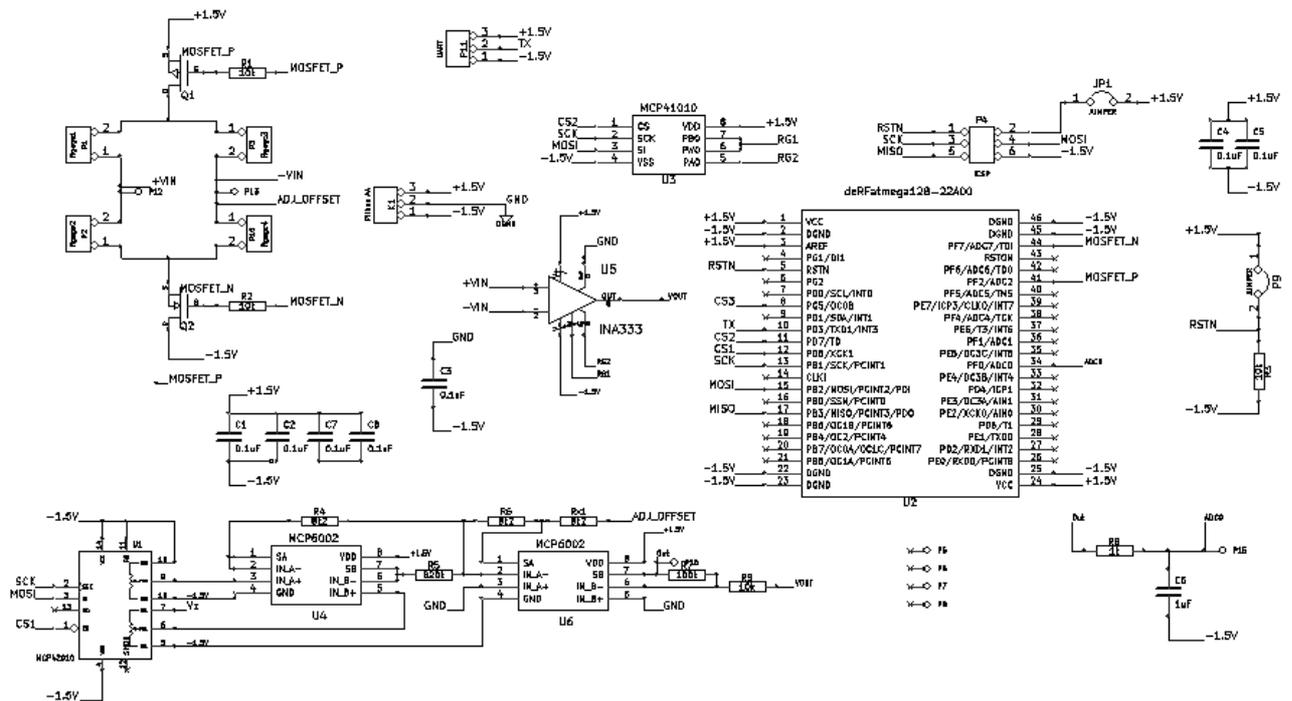
-
- [14] David Jahshan, “Kicad Step by Step Tutorial,” http://www.kicadlib.org/Fichiers/KiCad_Tutorial.pdf.
- [15] LPKF Laser & Electronics, “Protomat s62 Manual,” http://www.lpkfusa.com/downloads/support/docs/man_s62.pdf.
- [16] Mohd Yunus Hamid, “Modified Linear Active Element Signal Conditioner - A Successor for Wheatstone Bridge,” *Intelligent and Advanced Systems, 2007. ICIAS 2007. International Conference on*, November 2007.
- [17] Y.C. Kim, “Implementation of Force Sensor with Multi Strain Gauges for Enhancing Accuracy and Precision,” *Mechatronics and Embedded Systems and Applications (MESA), 2010 IEEE/ASME International Conference on*, pp. 192–195, 2010.
- [18] Y. Ikemoto, “Force Sensor System for Structural Health Monitoring using Passive RFID Tags for Structural Health Monitoring,” *Portable Information Devices, 2008 and the 2008 7th IEEE Conference on Polymers and Adhesives in Microelectronics and Photonics.*, pp. 1–6, 2008.
- [19] Alvaro Diaz Cuenca, “Comparison of Microstrain Indicators Measurements Based on Anderson’s Loop and Wheatstone Bridge,” *Electronics, Communications and Computers, 2006. CONIELECOMP 2006. 16th International Conference on*, February 2006.
- [20] Liu Yanfei, “An Improved Design of Zigbee Wireless Sensor Network,” *Computer Science and Information Technology, 2009. ICCSIT 2009. 2nd IEEE International Conference on*, pp. 515 – 518, 2009.
- [21] Haksoo Choi, “Structural Health Monitoring System Based on Strain Gauge Enabled wireless sensor nodes,” *Networked Sensing Systems, 2008. INSS 2008. 5th International Conference on*, June 2008.
- [22] “Energy Management with Zigbee Sensor Network,” *Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific*, pp. 1–4, 2008.
- [23] Xiang dong Jiang, “Wireless Sensor Networks in Structural Health Monitoring based on Zigbee Technology,” *Anti-counterfeiting, Security, and Identification in Communication, 2009. ASID 2009. 3rd International Conference on*, August 2009.
- [24] Karl F. Anderson, “The Constant Current Loop: A New Paradigm for Resistance Signal Conditioning,” *NASA TM-104260*, October 1992.

-
- [25] Rodrigo Ataide, “Sensor Network for Structural Health Monitoring: Online Monitoring of Transmission Line Towers,” *Sforum 2011*, 2011.
- [26] Karl Hoffmann, *Practical Hints For the Installation of Strain Gauges*, 1996.
- [27] Der-Cherng Liaw, “A Network Topology Design for Structural Health Monitoring,” *Control Conference (ASCC), 2011 8th Asian*, pp. 665–670, 2011.
- [28] Liu Yanfei, “Research on Zigbee Wireless Sensors Network Based on ModBus Protocol,” *Information Technology and Applications, 2009. IFITA '09. International Forum on*, pp. 487 – 490, 2009.
- [29] Chen Shao-hua, “A Research on Technique of Linear Networking Based on Zigbee wireless sensor network,” *Communication Software and Networks (ICCSN), 2011 IEEE 3rd International Conference on*, pp. 263–266, 2011.
- [30] Valter Luís Arlindo de Camargo, “Desenvolvimento e Implementação de uma Plataforma para Monitoramento Estrutural Utilizando Sensores Extensométricos Conectados em Rede,” M.S. thesis, 2008.
- [31] UFPR, “Dimensão do Extensômetro,” <http://www.eletrica.ufpr.br/edu/Sensores/2000/wils>
- [32] UFRJ, “Redes de Sensores Sem Fio,” http://www.gta.ufrj.br/grad/08_1/rssf/Padres.html.
- [33] UFRJ, “Topologias,” http://www.gta.ufrj.br/grad/10_1/zigbee/topologias.html.
- [34] Décio da Costa Macedo, “Sistema de Extensão de Sinais IR Usando Tecnologia Zigbee,” M.S. thesis, 2010.
- [35] DEMAR, “Extensômetros Elétricos,” www.demar.eel.usp.br/electronica/aulas/Extensometros
- [36] Valner Brusamarello, “Células de Carga,” <http://www.chasqueweb.ufrgs.br/~valner.brusamar>

Apêndice A

Anexos

A.1 Esquemático do Nodo Sensor



A.2 Leiaute do Nodo Sensor

