

**Desenvolvimento de um Sistema de
Medição de Baixo Custo para a
Monitoração de Alimentadores Aéreos
de Distribuição de Energia Elétrica da
Classe 15 kV**

JOSÉ RICARDO GIORDANO PINHEIRO

Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**Desenvolvimento de um Sistema de
Medição de Baixo Custo para a
Monitoração de Alimentadores Aéreos
de Distribuição de Energia Elétrica da
Classe 15 kV**

José Ricardo Giordano Pinheiro

Orientador:

Prof. Dr. José Alfredo Covolan Ulson

Fevereiro de 2011

Pinheiro, José Ricardo Giordano.

Desenvolvimento de um sistema de medição de baixo custo para a monitoração de alimentadores aéreos de distribuição de energia elétrica da classe 15 kV / José Ricardo Giordano Pinheiro, 2010.

123 f.

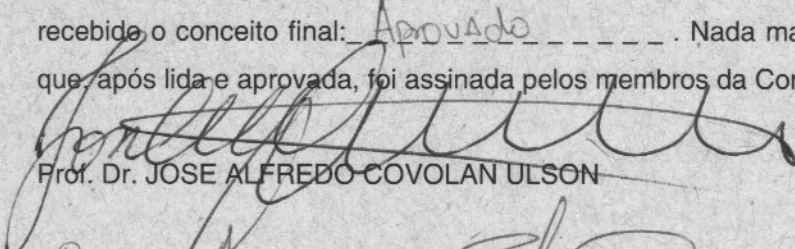
Orientador: José Alfredo Covolan Ulson

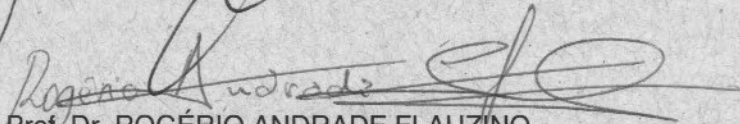
Dissertação (Mestrado)-Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia, Bauru, 2011

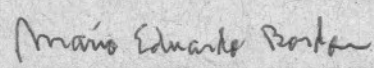
1. Monitoração de alimentadores aéreos. 2. Localização de faltas. 3. Rede de sensores sem fio. I. Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia. II. Título.

ATA DA DEFESA PÚBLICA DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO DE JOSÉ RICARDO GIORDANO PINHEIRO, DISCENTE DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, DO(A) FACULDADE DE ENGENHARIA DE BAURU.

Aos 24 dias do mês de janeiro do ano de 2011, às 10:00 horas, no(a) ANFITEATRO DA SEÇÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO DA FACULDADE DE ENGENHARIA, reuniu-se a Comissão Examinadora da Defesa Pública, composta pelos seguintes membros: Prof. Dr. JOSE ALFREDO COVOLAN ULSON do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Bauru, Prof. Dr. ROGÉRIO ANDRADE FLAUZINO do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / Escola de Engenharia de São Carlos - USP, Prof. Dr. MARIO EDUARDO BORDON do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Bauru, sob a presidência do primeiro, a fim de proceder a arguição pública da DISSERTAÇÃO DE MESTRADO de JOSÉ RICARDO GIORDANO PINHEIRO, intitulado "DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE BAIXO CUSTO PARA A MONITORAÇÃO DE ALIMENTADORES AÉREOS DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA DA CLASSE 15 kV". Após a exposição, o discente foi argüido oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo recebido o conceito final: Aprovado. Nada mais havendo, foi lavrada a presente ata, que após lida e aprovada, foi assinada pelos membros da Comissão Examinadora.


Prof. Dr. JOSE ALFREDO COVOLAN ULSON


Prof. Dr. ROGÉRIO ANDRADE FLAUZINO


Prof. Dr. MARIO EDUARDO BORDON

Sumário

Resumo	vii
Abstract	viii
Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas	xii
Lista de Abreviaturas e Siglas	xiii
1 Introdução	1
1.1 Motivações da Dissertação	1
1.2 Objetivos da Dissertação	3
1.3 Contribuição da Dissertação	3
1.4 Organização da Dissertação	5
1.5 Estudos Pertinentes à Dissertação	6
2 Revisão Bibliográfica	7
2.1 Identificação e Localização de Faltas	7
2.1.1 Técnicas baseadas em medidas da impedância	8
2.1.2 Técnicas baseadas em ondas trafegantes	10
2.1.3 Técnicas baseadas no conhecimento	12
2.1.4 Localização de Faltas em Redes: Transmissão versus Distribuição	13
2.2 Dispositivos Indicadores de Faltas	17
2.3 Sensores	19
2.3.1 Sensores de Corrente	20
2.3.1.1 Resistor Shunt	20
2.3.1.2 Transformador de Corrente	22
2.3.1.3 Sensor de Efeito Hall	26

2.3.1.4	Bobina de Rogowsky	28
2.3.2	Sensores de Tensão	33
2.3.2.1	Transformadores de Potencial	33
2.3.2.2	Transformadores de Potencial Capacitivo	37
2.3.2.3	Sensor de tensão por acoplamento capacitivo	39
2.4	Redes de Sensores	41
2.4.1	O padrão IEEE 802.15.4	32
2.4.1.1	Dispositivos de Rede	45
2.4.1.2	Topologias de Rede	45
2.4.1.3	Camada Física	50
2.4.1.4	Camada de Controle de Acesso ao Meio	53
2.4.1.5	Modo de Operação <i>Beacon-enabled</i>	54
2.4.1.6	Modo de Operação <i>Non Beacon-enabled</i>	56
2.4.1.7	Sincronização	56
2.4.1.8	Susceptibilidade a Ruído	59
3	Materiais e Métodos	60
3.1	Metodologia	60
3.1.1	Máxima Frequência de Aquisição	65
3.1.2	Sincronismo das Medidas de Aquisição	67
3.2	Dispositivo para Medição de Tensão	67
3.3	Dispositivos para Medição de Corrente	69
3.3.1	Dispositivo com Sensor de Efeito Hall	69
3.3.2	Dispositivo com Bobina de Rogowski	71
3.4	Circuito de Condicionamento de Sinais	73
3.5	Ensaio do Sistema	75
3.5.1	Dispositivo de Medição de Corrente Elétrica	75
3.5.2	Dispositivo de Medição de Tensão Elétrica	75
3.5.3	Sistema Utilizado para Aquisição, Processamento e Transmissão.....	76
3.5.4	Aquisição de Sinais	77
3.5.5	Processamento da FFT	77
3.5.6	Transmissão de Sinais	78

4	Análise dos Resultados	80
4.1	Desempenho dos Dispositivos de Medição	80
4.1.1	Dispositivo Medidor de Corrente Elétrica	80
4.1.2	Dispositivo Medidor de Tensão	81
4.2	Avaliação da Compatibilidade Eletromagnética	82
4.3	Desempenho do Sistema de Aquisição	84
4.4	Avaliação do processamento dos sinais adquiridos	85
4.5	Avaliação da transmissão dos sinais processados	86
5	Conclusão	93
5.1	Conclusão Final	97
5.2	Trabalhos futuros	97
	Referências Bibliográficas	98
	Anexo A - Transformada de Fourier	103
A.1	Categorias da Transformada de Fourier	103
A.2	Condições suficientes	105
A.3	Fórmulas equivalentes do Teorema Integral de Fourier	106
A.4	Transformada Contínua de Fourier	106
A.5	A Transformada Discreta de Fourier	107
A.6	A Transformada Discreta Inversa de Fourier	108
A.7	A Transformada Rápida de Fourier	109
	Anexo B - Programa para o Cálculo de FFT	115
B.1.	Programa FFT_01.cpe	115
B.2.	Header PlainFFT.h	118
B.3.	PlainFFT.cpp	120

Dedicatória

Dedico este trabalho à minha esposa Regina.

Que sacrifica sua vida por seus entes queridos, sem nunca pedir nada em troca.

Que me ensina a cada dia, com seu jeito simples, a grandeza de ser uma pessoa de bem

Agradecimentos

Ao meu orientador Prof. Dr. José Alfredo Covolan Ulson pelas valiosas sugestões e incentivo no decorrer do desenvolvimento deste trabalho;

Ao corpo docente e aos colegas do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, bem ao corpo docente do Departamento de Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia de Bauru, pelo apoio sem barreiras e pela ajuda recebida durante todo o tempo, necessários para elaboração este trabalho;

Ao pessoal dos laboratórios da Engenharia Elétrica da UNESP, pelo auxílio, apoio técnico e sugestões na realização dos experimentos.

À amiga Prof^a. Norma que pacientemente revisou meus textos, dando valiosas sugestões no sentido de torná-los mais claros, concisos e corretos.

E, principalmente, a minha esposa Regina e meus filhos Ana Laura, Ricardo e Ivan, pela sua infinita paciência, sua enorme compreensão e seu grande incentivo que me dedicaram durante esses últimos dois anos.

Epígrafe

“O ser humano vivencia a si mesmo,
seus pensamentos, como algo separado
do resto do universo – numa espécie de
ilusão de ótica de sua consciência.
E essa ilusão é um tipo de prisão que nos
restringe a nossos desejos pessoais,
conceitos e ao afeto apenas pelas pessoas
mais próximas.

Nossa principal tarefa é a de nos
livrarmos dessa prisão, ampliando o
nosso círculo de compaixão, para que ele
abranja todos os seres vivos e toda a
natureza em sua beleza.

Ninguém conseguirá atingir
completamente este objetivo, mas lutar
pela sua realização já é, por si só, parte
de nossa liberação e o alicerce de nossa
segurança interior”

Albert Einstein
(1879 – 1955)

PINHEIRO, J. R. G.. Desenvolvimento de um Sistema de Medição de Baixo Custo para a Monitoração de Alimentadores Aéreos de Distribuição de Energia Elétrica da Classe 15 kV. Bauru, 2010. 123 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Engenharia Elétrica, Campus de Bauru, Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”.

Resumo

O sistema de distribuição de energia elétrica no Brasil é constituído, na grande maioria, de alimentadores aéreos na classe 15 kV sujeitos a muitos tipos de defeitos. Embora existam muitos trabalhos propondo técnicas para a identificação e a localização das faltas, a maioria deles foi desenvolvida objetivando as redes de transmissão pouco ramificadas. Em se tratando de redes muito ramificadas e extensas, características principais de redes de distribuição elétrica, esses métodos não apresentam alta confiabilidade e segurança em termos de detecção, dificultando a localização das faltas. Este trabalho tem como objetivo descrever o desenvolvimento de um sistema de medição de baixo custo voltado para a monitoração de alimentadores aéreos de distribuição de energia elétrica, que possibilite a identificação e a localização de faltas bem como a avaliação da qualidade da energia elétrica fornecida. Para tal, uma rede de sensores sem fio no padrão IEEE 802.15.4 é utilizada para adquirir os dados de tensão e corrente de cada fase e, a partir do processamento dessas informações, possibilitar a identificação de um ramal sob falta e a determinação do seu tipo. Com a instalação de medidores em pontos onde a rede de distribuição se ramifica, o ramal sob falta pode ser localizado, reduzindo assim o tempo de desligamento e os custos de manutenção.

Palavras-chave

1. Monitoração de Alimentadores Aéreos. 2. Localização de Faltas. 3. Identificação de Faltas. 4. Redes de sensores sem fio. 5. Padrão IEEE 802.15.4. 6. ZigBee.

PINHEIRO, J. R. G.. Development of a Low Cost Measurement System for Monitoring Air Feeder Electric Power Distribution 15 kV Class. Bauru, 2010. 123 p. Dissertation (Master's Degree Electrical Engineering) – University of Engineering, Campus of Bauru city, Brazil, Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”.

Abstract

The system of electricity distribution in Brazil is made mostly of air handlers in the class 15 kV, subject to many kinds of defects. Although there are many papers proposing techniques for the identification and location of faults, most of them were developed aiming at the broadcast networks little branched. In terms of networks very extensive and branched, like in electrical distribution networks, these methods have low reliability and safety in terms of detection, making the location of faults difficult. This paper aims to describe the development of a measurement system focused on low-cost monitoring of overhead distribution feeders of electricity, allowing for the identification and location of faults and the quality of power supplied. For this purpose, a network of wireless sensors on the IEEE 802.15.4 is used for data acquisition of each phase voltage and current and from the processing of such information is possible to determine a faulted extension and identification of its type. With the installation of meters at points where the distribution network branches, the faulted extension can be located, thereby reducing the shutdown time and maintenance costs.

Keywords

1. Monitoring of Distribution Feeders. 2. Fault location. 3. Fault identification. 4. Wireless Sensor Networks. 5. IEEE 802.15.4. 5. ZigBee.

Lista de Figuras

Figura 1.1 – Diagrama exemplificando os possíveis pontos de instalação do medidor proposto	4
Figura 1.2 – Diagrama ilustrando o rastreamento de um ramal sob falta	4
Figura 1.3 – Método proposto para a instalação dos medidores	5
Figura 2.1 – Alguns tipos de Indicadores de Falta	17
Figura 2.2 – Determinação da corrente através do resistor shunt	21
Figura 2.3 – Circuito equivalente do resistor shunt	21
Figura 2.4 – Diagrama esquemático de um transformador	23
Figura 2.5 – Diagrama esquemático e físico de um transformador de corrente	26
Figura 2.6 – Princípio do Efeito Hall, sem campo magnético	26
Figura 2.7 – Princípio do Efeito Hall, na presença de campo magnético	27
Figura 2.8 – Um sensor de efeito Hall básico	27
Figura 2.9 – Diagrama de uma Bobina de Rogowski, com espira de retorno	29
Figura 2.10 – Transformadores de potencial, em epóxi, classe 15 kV	36
Figura 2.11 – Transformador de potencial capacitivo	37
Figura 2.12 – Esquema básico de um TPC	38
Figura 2.13 – Diagrama mostrando os componentes do sensor de tensão por acoplamento capacitivo	39
Figura 2.14 – A pilha de protocolos ZigBee / IEEE 802.15.4	44
Figura 2.15 – Modelo de Topologia Estrela	46
Figura 2.16 – Topologia Ponto-a-Ponto	47
Figura 2.17 – Exemplo de topologia <i>cluster-tree</i>	48
Figura 2.18 – A estrutura dos canais no padrão IEEE 802.15.4	51
Figura 2.19 – A estrutura dos modos de operação do padrão IEEE 802.15.4	54
Figura 2.20 – A estrutura <i>superframe</i> sem GTS	55
Figura 2.21 – A estrutura <i>superframe</i> com GTS	55
Figura 2.22 – A análise do caminho crítico para os protocolos de sincronização de tempo tradicional e RBS	58
Figura 3.1 – Sistema de medição proposto	60
Figura 3.2 – Diagrama em bloco do medidor de cada fase da rede de distribuição ..	61

Figura 3.3 – O Arduino Duemilanove	62
Figura 3.4 – Módulos XBee com conector RPSMA e antena tipo fio	63
Figura 3.5 – XBee Shield utilizado para conectar o módulo com o Arduino	64
Figura 3.6 – Placa COM-UsbBee utilizado no projeto	64
Figura 3.7 – Kit de avaliação MC1321xDSK	65
Figura 3.8 – Diagrama do sensor de tensão por acoplamento capacitivo	68
Figura 3.9 – Sensor de tensão por acoplamento capacitivo	68
Figura 3.10 – Diagrama em blocos do A1321	70
Figura 3.11 – Toróide com <i>gap</i> para medição de corrente	70
Figura 3.12 – Forma toroidal de PVC utilizada para bobina de Rogowski	72
Figura 3.13 – Bobina de Rogowski confeccionada	72
Figura 3.14 – Circuito eletrônico utilizado para condicionamento de sinais	73
Figura 3.15 – Circuito condicionador para o sinal do cilindro-E	73
Figura 3.16 – Circuito condicionador para o sinal da bobina de Rogowski	74
Figura 3.17 – Shield com os circuitos condicionadores de sinais	74
Figura 3.18 – Diagrama do ensaio do dispositivo para medição de corrente	75
Figura 3.19 – Diagrama do ensaio do dispositivo para medição de corrente	76
Figura 3.20 – Diagrama do ensaio do sistema de aquisição, processamento e transmissão dos dados	76
Figura 3.21 – Conjunto composto pelo Arduino e Shields Condicionador e XBee ...	77
Figura 3.22 – Esquema de endereçamento dos módulos XBee	79
Figura 4.1 – Sinal na saída do conjunto medidor de corrente (canal 1) comparado com a saída do dispositivo de efeito Hall (canal 2), para $I = 35\text{ A}$	81
Figura 4.2 – Saída do conjunto medidor de tensão para $V = 10\text{ kV}$	82
Figura 4.3 – Tela inicial do aplicativo de testes de pacote utilizado	83
Figura 4.4 – Resultado para o transmissor afastado do condutor com $13,8\text{ kV}$	83
Figura 4.5 – Resultado para o transmissor próximo do condutor com $13,8\text{ kV}$	84
Figura 4.6 – Resultado da FFT para onda senoidal de 60 Hz , $f_s = 1920\text{ Hz}$	87
Figura 4.7 – Resultado da FFT para onda quadrada de 60 Hz , $f_s = 1920\text{ Hz}$	88
Figura 4.8 – Resultado da FFT para onda senoidal de 60 Hz , $f_s = 3840\text{ Hz}$	89
Figura 4.9 – Resultado da FFT para onda quadrada de 60 Hz , $f_s = 3840\text{ Hz}$	90

Figura 4.10 – Resultado da FFT para onda quadrada de 60 Hz, $f_s = 1920$ Hz sem o nível CC	91
Figura 4.11 – Resultado da FFT para onda quadrada de 60 Hz, $f_s = 3840$ Hz sem o nível CC	91
Figura A.1 – Ilustração das quatro formas de transformação de Fourier	104
Figura A.2 – Um estágio da rotina de busca binária para converter uma DFT de N -Pontos em duas DFTs de $N/2$ -Pontos para o caso de $N = 8$	112
Figura A.3 – Dois estágios da rotina de busca binária para converter uma DFT de N -Pontos em quatro DFTs de $N/4$ -Pontos para o caso de $N = 8$	112
Figura A.4 – $M = \log_2(N)$ estágios da rotina de busca binária onde uma DFT de N -Pontos é convertida em $M = \log_2(N)$ DFTs de dois-Pontos para o caso de $N = 8$	113
Figura A.5 – Rede borboleta básica para o algoritmo FFT	113

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Técnicas de localização de faltas usadas em sistemas de transmissão de voltage extremamente alta	14
Tabela 2.2 – Técnicas de localização de faltas usadas em sistemas de distribuição com terra-neutro direto	15
Tabela 2.3 – Técnicas de localização de faltas usadas em sistemas de distribuição com terra-neutro indireto	16
Tabela 2.4 – Bandas de frequências e taxas de transmissão de dados do padrão IEEE 802.15.4	51
Tabela 4.1 – Resultado dos tempos de processamento do algoritmo do cálculo da FFT	85
Tabela 4.2 – Comandos implementados no programa de avaliação	86

Lista de Abreviaturas e Siglas

AC	Alternating Current
A/D	Analógica / Digital
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ANFIS	Adaptative Neuro-Fuzzy Inference System
ARP	Address Resolution Protocol
CAP	Contention-Access Period
CCA	Clear Channel Assessment
CFP	Contention-Free Period
CID	Cluster ID
CLH	Cluster Head
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance
CTS	Clear to Send
DC	Direct Current
DFT	Discrete Fourier Transform
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
DSP	Digital Signal Processor
ED	Energy Detection
EHT	Extremely High Voltage
FCR	Fator de Correção de Relação
FCRp	Erro de relação de transformação
FCTp	Fator de correção de transformação
FFD	Full Function Device
FFT	Fast Fourier Transform
FT	Fourier Transform
FTSP	Flooding Time Synchronization Protocol
GPS	Global Positioning System
GTS	Guaranteed Time Slots
HAN	Home Area Network
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers

IF	Indicadores de Falta
ISM	Industrial, Scientific and Medicine
LED	Light-Emitting Diode
LQI	Link Quality Indication
LR-WPAN	Low-Rate Wireless Personal Area Networks
MAC	Medium Access Control
NTP	Network Time Protocol
OSI	Open Systems Interconnection
PAN	Personal Area Network
PHY	Camada Física
QoS	Quality of Service
RBS	Reference-Broadcast Synchronization
RFD	Reduced Function Device
RNA	Redes Neurais Artificiais
RSSF	Rede de Sensores Sem Fio
RTP	Relação de Transformação de Potencial nominal
RTP_r	Relação de Transformação de Potencial real
RTS	Request to Send
SCADA	Supervisory Control and Data Acquisition
SC	Series Capacitors
SoC	System-on-Chip
TC	Transformador de corrente
TCSC	Thyristor controlled series capacitors
TDM	Time Division Multiplexing
TP	Transformador de potencial
TPC	Transformadores de potencial capacitivo
USB	Universal Serial Bus
WAN	Wide Area Network
WiFi	Wireless Fidelity
WSN	Wireless Sensor Networks

Capítulo 1

Introdução

Serão apresentados nesse capítulo, as motivações, os objetivos e as contribuições deste trabalho de pesquisa bem como as publicações científicas decorrentes.

1.1 Motivações da Dissertação

A privatização do setor energético exigiu novas filosofias de operação e planejamento dos sistemas elétricos de potência que envolvem a geração, a transmissão e a distribuição da energia elétrica. Com isso, o setor elétrico nacional deixou de ser um sistema centralizado e regulamentado para ser um novo sistema descentralizado, se transformando em um mercado competitivo, onde as empresas do setor, através de estruturas de planejamento e operação mais flexíveis, buscam uma maior competitividade no mercado através de uma maior eficiência econômica e qualidade no fornecimento de energia elétrica.

A transição de um modelo para o outro implica em uma competitividade no mercado de energia elétrica que exige um constante aumento no desenvolvimento de novos métodos de análise, planejamento e operação dos sistemas de energia elétrica. Estes métodos buscam, principalmente, mecanismos que garantam a otimização do retorno dos investimentos pelas operadoras, sem perder de vista os padrões de qualidade e confiabilidade exigidos pelo mercado consumidor e agências reguladoras. Portanto, para as empresas do setor, a energia elétrica deve ser tratada como um produto que deve possuir competitividade no mercado, com qualidade e confiabilidade de fornecimento.

Para garantir a qualidade e a confiabilidade do fornecimento da energia elétrica junto ao consumidor final, foi criada a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) com a missão de regulamentar e fiscalizar a geração, a transmissão, a distribuição e a comercialização da energia elétrica.

Foram estabelecidos pela agência, através de sua resolução de nº 24 de 27 de janeiro de 2000, indicadores coletivos e individuais para avaliar e supervisionar a continuidade dos serviços públicos de energia elétrica fornecidos pelas empresas concessionárias e, desse modo, passou-se a monitorar e penalizar as frequências e durações das interrupções.

Portanto, esse aumento constante da exigência das agências reguladoras do setor para as distribuidoras de energia elétrica, quanto à manutenção da qualidade nos seus índices de fornecimento, tem feito com que sejam pesquisadas técnicas e equipamentos de controle e medição para melhorar a confiabilidade dos sistemas de energia. Uma das formas de melhorar esses índices é a rápida e eficiente localização de faltas na rede de energia elétrica na geração, na transmissão ou na distribuição. Esse problema tem merecido especial atenção dos pesquisadores das áreas de planejamento, confiabilidade e operação de sistemas de energia elétrica. Ao longo dos anos tem sido um tema amplamente investigado em vários centros de pesquisas, com a proposição de técnicas e resultados que mostram a necessidade de novos investimentos e novos estudos.

No Brasil, ainda há muitos problemas relacionados à distribuição de energia elétrica. O sistema de distribuição brasileiro é constituído, na maioria dos casos, de alimentadores aéreos na classe 15 kV sujeitos a defeitos originados, na maioria das vezes, por galhos de árvores que tocam a rede, isoladores com problema, rompimentos de cabos, abalroamento de postes, dentre muitos outros. De forma geral, estes defeitos levam à interrupção temporária ou permanente do fornecimento, além de causar transitórios indesejados. Podem ocorrer, ainda, faltas à terra que não são detectadas pelos relés de proteção – faltas de alta impedância – que são potencialmente perigosas.

Na ocorrência de um defeito na rede de distribuição, muitas vezes há a necessidade de se localizar o ponto de defeito, tarefa essa nem sempre fácil e passível de ser realizada dentro de um intervalo de tempo suficientemente curto de maneira a garantir os indicadores de continuidade de fornecimento estipulados pela agência reguladora. Nesse contexto, uma das maneiras para minimizar o impacto da localização de defeitos é a identificação de setores ou ramais sob falta.

Existe um número muito grande de publicações propondo métodos de localização de faltas em redes de transmissão e distribuição. De acordo com Tang *et al* (2000), alguns destes métodos possuem uma boa precisão quando aplicados em redes de transmissão e de distribuição pouco ramificadas. Porém, em se tratando de faltas de alta impedância ou

redes de distribuição bastante ramificadas, estas metodologias passam a ser pouco precisas na localização das faltas.

Instalando medidores que façam a aquisição das oscilografias de tensão e corrente em cada ponto de ramificação da rede de distribuição é possível identificar e localizar o ramal sob falta de uma forma rápida e eficaz. Porém, para justificar o seu uso, tal equipamento deveria possuir um custo relativamente baixo e ser de fácil instalação.

1.2 Objetivos da Dissertação

O objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de um medidor trifásico de tensão e corrente na classe de 15 kV utilizando rede sem fio de baixo consumo e de baixo custo, de fácil instalação e manuseio, que possibilite obter oscilografias completas da tensão e da corrente e, portanto, a identificação de ramais e/ou setores de alimentadores sob falta, agilizando assim o restabelecimento do fornecimento da energia ao consumidor.

1.3 Contribuição da Dissertação

O resultado desse trabalho é um equipamento de medição de baixo custo e fácil instalação que permitirá às companhias de energia elétrica a rápida identificação, em uma rede de distribuição, de um ramal sob falta, além de proporcionar coleta de dados para estudos sobre a qualidade da energia elétrica.

Nesse contexto, este trabalho leva em consideração duas premissas básicas:

- O equipamento deverá possuir um custo relativamente baixo para justificar a sua instalação em larga escala. A proposta é que exista um equipamento instalado em cada ponto de ramificação rede de distribuição, possibilitando o rastreamento da falta ao longo de cada ramo da rede, como mostram as figuras 1.1 e 1.2.
- O consumo de energia elétrica do equipamento deve ser suficientemente pequeno para que as baterias durem o maior tempo possível. Uma troca constante de baterias inviabilizaria o conceito.

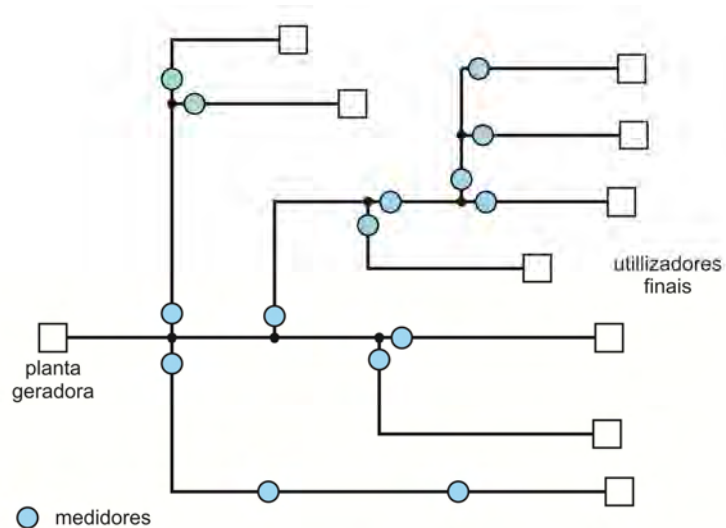


Figura 1.1 – Diagrama exemplificando os possíveis pontos de instalação do medidor proposto.

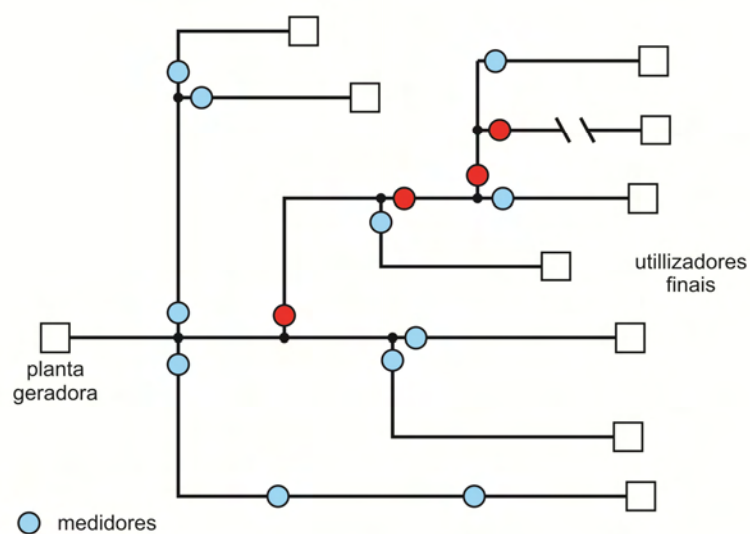


Figura 1.2 – Diagrama ilustrando o rastreamento de um ramal sob falta.

A instalação e desinstalação do equipamento devem se utilizar de uma vara isolante, de uma maneira fácil e rápida, sem a necessidade da interrupção do fornecimento da energia elétrica, como mostrado na figura 1.3.

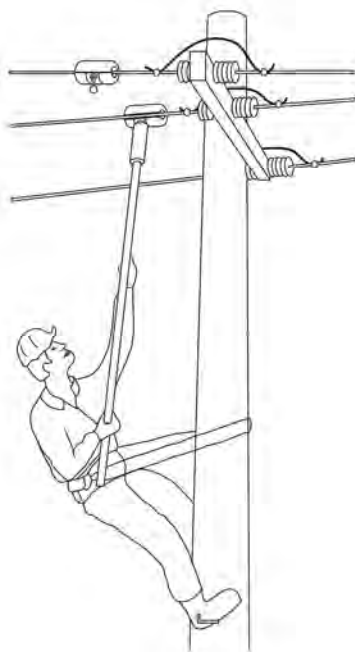


Figura 1.3 – Método proposto para a instalação dos medidores.

1.4 Organização da Dissertação

No capítulo 2 é feita uma revisão bibliográfica sobre métodos utilizados em identificação e localização de faltas em redes de distribuição e transmissão, dispositivos indicadores de falta, dispositivos de medição de tensão e corrente e rede de sensores sem fio.

No capítulo 3 é feito o desenvolvimento dos aparatos de medição de tensão e de corrente, os circuitos de condicionamento dos sinais, o processo de aquisição de sinais, o processamento da FFT das aquisições e a configuração da rede sem fio.

No capítulo 4 são apresentadas as análises e comentários sobre os resultados dos testes em bancada e em campo, e finalmente, no capítulo 5 encontram-se as conclusões pertinentes da dissertação e propostas para trabalhos futuros.

1.5 Estudos Pertinentes à Dissertação

Durante o desenvolvimento do trabalho, os estudos relacionados a esta dissertação proporcionaram a publicação dos trabalhos a seguir:

PINHEIRO, J. R. G., ULSON, J. A. C., SILVA, A. N., COSTA, E. F. Desenvolvimento de um Sistema de Medição de Baixo Custo para Localização de Faltas em Alimentadores de Distribuição de Energia Elétrica. **CLAGTEE 2009** - The 8th Latin-American Congress on Electricity Generation and Transmission, October 18th-22nd, 2009, Ubatuba, Brazil.

PINHEIRO, J. R. G., ULSON, J. A. C., CAMPOS, F. S. Sistema de Medição para Localização de Faltas em Alimentadores de Distribuição de Energia Elétrica Baseado em Redes de Sensores sem Fio Padrão IEEE 802.15.4. **INDUSCON 2010** - The 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, November 8th-10th, 2010, São Paulo, Brazil.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

Neste capítulo é feita uma revisão bibliográfica sobre: métodos utilizados em localização de faltas em redes de distribuição e transmissão, dispositivos indicadores de faltas, sensores de corrente, sensores de tensão, rede de sensores sem fio e padrão de rede sem fio de âmbito pessoal IEEE 802.15.4.

2.1 Identificação e Localização de Faltas

De acordo com Tang *et al* (2000), os alimentadores de transmissão e de distribuição constituem os enlaces entre a planta geradora de energia elétrica e os consumidores finais. Normalmente quando ocorre uma falta temporária, os disjuntores dos alimentadores atuam e automaticamente religam um determinado número de vezes. Se a falta deixa de existir antes da sequência ser completada, não é realizada nenhuma ação adicional. Se a falta permanece, o disjuntor é desabilitado permanentemente. Faltas de curta duração são aquelas que se auto-extinguem em 30 a 50 milissegundos e não causam operações de religamento. Faltas desse tipo ocorrem com mais frequência em alimentadores de distribuição. Essas faltas podem não causar danos aos equipamentos elétricos, mas certamente causam mau funcionamento em equipamentos microprocessados.

As técnicas de localização de faltas têm sido desenvolvidas, tradicionalmente, para as linhas de transmissão devido à sua importância no sistema elétrico e ao grande impacto causado pelas faltas nestes tipos de linhas. Entretanto, recentemente, as linhas de distribuição estão sendo levadas em conta devido à exigência dos órgãos reguladores quanto à qualidade do fornecimento da energia elétrica, impondo multas no caso de interrupção do serviço.

Objetivando manter os índices de fornecimento dentro dos padrões pré-estabelecidos e atender os clientes com uma energia de boa qualidade, os dispositivos localizadores de faltas instalados no sistema de distribuição devem registrar as ocorrências

de faltas e indicar, de uma maneira precisa e rápida, o local da incidência desta falta, auxiliando os operadores do sistema no sentido de agilizar o restabelecimento do sistema.

Existe, atualmente, uma grande quantidade de trabalhos sobre técnicas de localização de faltas que podem ser classificadas, ainda segundo Tang *et al* (2000), sob três categorias: (1) aquelas baseadas em tensões e correntes na frequência fundamental, principalmente em técnicas de medidas de impedância, (2) aquelas baseadas em ondas trafegantes e componentes de alta frequência e (3) aquelas baseadas em abordagens baseadas no conhecimento.

2.1.1 Técnicas baseadas em medidas da impedância

De acordo com Bo *et al* (1999), tem-se feito um considerável esforço na pesquisa e no desenvolvimento de métodos baseados em impedância para localização de faltas, tanto para métodos de um terminal como para métodos de dois terminais. Entretanto, como qualquer outro método de medida baseado em frequência fundamental, eles sofrem de limitações devido à resistência do caminho da falta, carregamento da linha, parâmetros de fonte e assim por diante. Como resultado, a precisão atingida na localização de falta é limitada a aproximadamente 2 a 3% do comprimento total da linha e é improvável que qualquer melhoria significativa adicional seja alcançada em um futuro próximo.

Os principais fatores que afetam a precisão da localização da falta são:

- a) Uma somatória dos efeitos da carga atual e resistência de falta (efeito de reatância). O valor da resistência de falta pode ser particularmente alto em faltas para a terra que representam a maioria das ocorrências nas linhas de distribuição.
- b) Imprecisão na identificação do tipo de falta entre as fases.
- c) Influência do efeito mútuo sobre as componentes de sequência zero.
- d) Incerteza sobre os parâmetros de linha, particularmente impedância da sequência zero. É frequentemente difícil obter uma impedância de sequência zero (Z_0) para a linha. O valor de Z_0 é afetado pela resistividade do solo, que é de difícil avaliação, por ser bastante variável. Um erro de 20% em Z_0 pode introduzir um erro de 15% no cálculo da localização da falta.

- e) Precisão insuficiente do modelo de linha, ou seja, as linhas não transpostas são representadas como sendo transpostas e não são consideradas as cargas capacitivas.
- f) Presença de reatores shunts e paralelos e de capacitores.
- g) Desbalanceamento de fluxo de carga
- h) Erros de medidas, erros nos transformadores de tensão e correntes e resolução dos sistemas de conversão analógica/digital (A/D).

Girgis *et al* (1993) descreveram uma técnica para localização de faltas em linhas rurais de distribuição, utilizando os valores medidos de tensão e corrente em uma das extremidades da linha. Neste caso, a distância para a falta é estimada usando uma aproximação da impedância aparente calculada dos valores de tensão e corrente imediatamente após a falta, corrigida para os valores dos vetores de tensão e corrente utilizando o modelo de impedância para carga estática. Embora a técnica descrita seja bastante dependente do tipo de falta, os autores não indicaram nenhuma técnica para a identificação do tipo de falta.

Para melhorar a estimativa do local da falta, é importante eliminar ou reduzir os erros causados pelos algoritmos de localização de faltas. Os algoritmos serão mais precisos quanto mais informação sobre o sistema estiver disponível. Vários métodos de localização de faltas, com uma precisão aceitável para a maioria das aplicações práticas, têm sido desenvolvidos usando técnica de medidas de tensões e correntes de um dos terminais da linha, com a vantagem de não necessitar de comunicação entre os elementos medidores. Quando se tem disponível um enlace de comunicação entre os elementos de medição, os métodos de localização de faltas com medidas das tensões e correntes nos dois terminais da linha podem ser usados para procurar o distúrbio. Esses métodos não necessitam de uma comunicação com altas taxas de transferência de dados e podem ser implementados usando *modems* ou um enlace de comunicação similar. Porém, Sachdev e Agarwal (1988) descreveram um método utilizando as medidas das componentes fundamentais de tensão e corrente após a falta nos dois terminais da linha que não necessitam ser sincronizados. As técnicas de dois terminais oferecem uma melhora na estimativa do local de falta sem qualquer suposição e sem informação relativa às redes externas tal como impedância da fonte.

2.1.2 Técnicas baseadas em ondas trafegantes

Métodos de localização de faltas baseados em ondas trafegantes têm sido descritos desde meados do século passado. De acordo com Crossley *et al* (1993), durante os últimos anos da década de 1940, engenheiros que haviam trabalhado no desenvolvimento do radar durante a segunda guerra mundial começaram a investigar de que maneira as técnicas de reflexão de pulsos poderiam ser utilizadas para localização de faltas em linhas aéreas. Desde então, as concessionárias têm feito um significativo esforço no desenvolvimento do método como um modo para superar as inexatidões e limitações dos métodos tradicionais de medida baseados na frequência fundamental para localização de faltas.

Este método, segundo Salim (2006), baseia-se na determinação do intervalo de tempo da onda de tensão ou corrente, para trafegar do ponto da falta ao terminal da linha onde está instalado o localizador e na velocidade de propagação desta na linha.

Sistemas de ondas trafegantes fornecem uma melhor exatidão que qualquer outro método previamente disponível, mas foram gradualmente abandonados devido a problemas de confiabilidade e manutenção que levaram a uma gradual perda de interesse e confiança na técnica.

Recentemente, o método de ondas trafegantes ressurgiu como uma alternativa para localização de faltas. Isto é devido principalmente ao desejo das concessionárias de uma localização de falta mais rápida, mais precisa, juntamente com o aperfeiçoamento em aquisição de dados, sincronização por Sistema de Posicionamento Global (GPS - Global Positioning System) e sistemas de comunicação. Geralmente, os últimos sistemas de localização de falta por ondas trafegantes para linhas aéreas podem ser divididos em três modos:

a) Métodos de Terminação Única

Esse método utiliza as medições de um único registrador para localizar a falta e baseia-se nas sucessivas reflexões do sinal na falta. Aurangzeb *et al* (2001) propuseram um algoritmo para localização de faltas usando reflexões de ondas trafegantes medidas em uma das terminações de uma linha de transmissão. Uma metodologia aplicada em linhas de distribuição para localização de faltas baseada em ondas trafegantes considerando apenas uma terminação foi mostrada por Bo *et al* (1999).

b) Métodos de Terminação Dupla

Esse método requer dois equipamentos registradores, um em cada terminação da linha e, a localização precisa se limita aos pontos dentro do intervalo definido por estes registradores (Bo *et al*, 1998). O local da falta é obtido pela comparação dos tempos de chegada das primeiras ondas transitórias nas duas extremidades da linha. Portanto, esse método requer um tempo de referência muito preciso, que pode ser obtido através de antenas GPS acopladas aos equipamentos registradores de transitórios.

Utilizando-se de transformadas *Wavelets*¹, Magnago e Abur (1998) descreveram uma metodologia aplicada em métodos baseados em ondas trafegantes que consideram tanto um terminal como ambos os terminais das linhas de sistema energia elétrica.

Thomas *et al* (2003) apresentaram um trabalho utilizando os transitórios de alta frequência gerados durante a ocorrência de uma falta para localização de faltas em sistemas de distribuição considerando tanto o método de terminação única quanto o de determinação dupla. Apresentaram resultados reais extraídos de um sistema de distribuição de 23,8 kV do estado de Santa Catarina, demonstrando a viabilidade e as limitações da aplicação desses métodos na localização de faltas em sistemas de distribuição.

c) Métodos de Terminação Tripla

Esse método se utiliza de três equipamentos registradores, sendo um em cada terminação da linha principal e um terceiro localizado em uma linha ramal. Ao encontrar uma descontinuidade, essas ondas se refletem e retornam ao ponto de falta onde haverá novas reflexões e assim sucessivamente até ser alcançado o estado permanente de falta. A localização da falta pode ser estimada, medindo-se o intervalo de tempo dos sinais entre o ponto de falta e os três terminais da linha, com base na velocidade de propagação das ondas. Um sistema baseado em ondas trafegantes com três terminais para localização de faltas em linhas de transmissão foi proposto por Da Silva *et al* (2006), utilizando-se de *Wavelets* e GPS.

¹ **Wavelet** é uma função capaz de decompor e descrever outras funções no domínio da frequência, de forma a possibilitar a análise destas funções em diferentes escalas de frequência e de tempo.

Verifica-se, portanto, que os métodos de localização de faltas que usam ondas trafegantes, segundo Bo *et al* (1999) são independentes de configuração de rede e dispositivos instalados na rede. Estas técnicas são muito precisas, mas requerem alta taxa de amostragem e a sua implementação é mais cara que as técnicas de impedância.

2.1.3 Técnicas baseadas no conhecimento

Outros esforços recentes de desenvolvimento em localização de faltas têm focado em técnicas utilizando abordagem em base de conhecimento, tais como redes neurais, sistemas inteligentes, lógica difusa (*fuzzy*²), etc. Tais técnicas muitas vezes dependem de informações externas tais como alarmes SCADA (*Supervisory Control And Data Acquisition*), status das estações de das chaves do alimentador, medidas do alimentador, sensores de tensão e carga, etc.

Um método baseado em RNA (Redes Neurais Artificiais) foi proposto por Mazón *et al* (2006) para localização de faltas em linhas de transmissão, usando os módulos das componentes fundamentais de 50/60 Hz das magnitudes de tensão e de corrente de falta e pré-falta, medidas em cada fase de um dos lados da linha como entradas em uma rede neural do tipo *perceptron*³ multicamadas que utiliza um algoritmo de treinamento de retropropagação de erros com otimização de Levenberg-Marquardt (Haykin, 2001).

Coser *et al* (2005) propuseram um método similar baseado em RNA para a localização de faltas em sistemas de distribuição. Este também emprega os sinais de tensão e corrente obtidos na subestação de distribuição como variáveis de entrada. A abordagem proposta se torna interessante por ser aplicável em alimentadores de distribuição radial com linhas não homogêneas e derivações laterais, que representa a grande maioria das redes de distribuição existentes.

A maioria dos sistemas de localização de faltas baseados em RNA fazem uso de redes *perceptron* multicamada baseadas em algoritmos de retropropagação, que tem a desvantagem de possuir uma lenta taxa de aprendizado. Purushothama *et al* (2001)

² **Lógica Fuzzy** é uma extensão da lógica booleana que admite valores lógicos intermediários entre o FALSO(0) e o VERDADEIRO(1).

³ **Perceptron** é a forma mais simples de uma rede neural usada para a classificação de padrões ditos *linearmente separáveis*. (Haykin, 2001)

apresentaram uma comparação entre sistemas de localização de faltas em redes de transmissão baseados em uma rede perceptron multicamadas convencional e uma rede neural baseada em algoritmo *Cascade-Correlation* desenvolvido por Fahlman e Lebiere (1990), mostrando uma precisão equivalente, porém com um aprendizado mais rápido.

Mora *et al* (2006) apresentaram uma abordagem baseada em um modelo híbrido conhecido como Sistema por Dedução Neuro-Fuzzy Adaptativo (ANFIS – *Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System*), utilizando-se de transformadas *wavelet* das correntes medidas na subestação durante a falta.

2.1.4 Localização de Faltas em Redes: Transmissão versus Distribuição

De acordo com Tang *et al* (2000), nos sistemas de transmissão, devido a sua importância no sistema elétrico, a localização de faltas foi reconhecida como essencial. Entretanto, em sistemas de distribuição ela está mal desenvolvida. A maioria das técnicas de localização de falta mencionadas anteriormente foram, prioritariamente, desenvolvidas e aplicadas para sistemas de transmissão. De fato, devido à significativa diferença em estruturas físicas e dimensões entre sistemas de distribuição e transmissão de energia elétrica, a maioria dos algoritmos de localização de faltas não são adequados para ambos os casos. Por outro lado, redes de distribuição podem ter diferentes princípios de aterramento que devem ser considerados quando um método de localização de faltas é usado. Princípios de aterramento podem ser os seguintes:

- a) solidamente aterrado
- b) não aterrado
- c) bobina de Peterson ou resistência de aterramento

Sistemas com neutro não aterrado e sistemas de neutro-terra com bobinas/resistência de Peterson são chamados sistemas de neutro-terra indireto. Eles são largamente empregados em redes de distribuição em alguns países. Quando uma falta de fase-terra ocorre, a corrente de falta em um sistema de neutro-terra indireto é muito menor que aquela em sistema de neutro diretamente aterrado. A pequena corrente no ponto de falta é uma vantagem para a operação dos sistemas, mas é uma desvantagem para a detecção da

localização da falta e a identificação da linha defeituosa, especialmente em sistemas de neutro-terra com bobinas/resistência de Peterson.

Abordagens tradicionais de localização de faltas em sistemas de distribuição, segundo Tang *et al* (2000), consistem em operação de disjuntores e/ou religamentos na rede, tentando re-energizar o alimentador. Uma falta pode então ser localizada em diversas interações. Desde que os alimentadores são freqüentemente projetados como uma estrutura de malha aberta é possível separar a seção defeituosa e re-energizar as partes da rede anterior e posterior a uma localização da falta bem sucedida. Esse tipo de localização de falta é possível para qualquer rede primária. Sua principal desvantagem é o tempo necessário para localizar a seção em falta e o exato local da falta. Durante o procedimento de localização, podem ocorrer diversas interrupções longas da alimentação para todos ou uma parte dos consumidores do alimentador em falta.

Tabela 2.1 Técnicas de localização de faltas usadas em sistemas de transmissão de voltagem extremamente alta (Tang *et al*, 2000)

Localização da Instalação	Técnicas de Localização	Frequência Fundamental	Ondas Trafegantes	Abordagem em Base do Conhecimento
Na subestação	vantagem	• Simples e barato • Baixa taxa de amostragem • Média precisão	• Alta precisão • Precisão independe das condições do sistema • Boa precisão para faltas de alta impedância	• Auto adaptativo • Alta precisão • Precisão independe das condições do sistema
	desvantagem	• Precisão depende de condições do sistema • Precisão ruim para faltas de alta impedância • Precisão ruim para sistemas com SC, TCSC, etc	• Complexo e caro • Alta taxa de amostragem (acima de 20 MHz) • Alguns problemas para sistemas com SC, TCSC, etc. • Alguns problemas para faltas com baixo ângulo de inserção	• Depende de informações externas tais como alarmes SCADA, status das chaves da subestação e alimentadores, medições nos alimentadores, sensores de tensões e de carga, etc.
	Aplicação na Indústria	a maior parte	pouca	Muito pouca
Na torre ao longo da linha		Não	Não	Não

As tabelas a seguir relacionam as vantagens e as desvantagens das técnicas para localização de faltas. A tabela 2.1 mostra para sistemas de transmissão de voltagem extremamente alta (EHT - *Extremely High Voltage*), a tabela 2.2 mostra para sistemas de distribuição com terra-neutro direto e a tabela 2.3 mostra para sistemas de distribuição com terra-neutro indireto.

Tabela 2.2 Técnicas de localização de faltas usadas em sistemas de distribuição com terra-neutro direto (Tang *et al*, 2000)

Localização da Instalação	Técnicas de Localização	Frequência Fundamental	Ondas Trafegantes	Abordagem em Base do Conhecimento
Na subestação	vantagem	• Simples e barato • Baixa taxa de amostragem	• Alta precisão • Precisão independe das condições do sistema • Boa precisão para faltas de alta impedância	• Auto adaptativo • Alta precisão • Precisão independe das condições do sistema
	desvantagem	• Precisão depende das condições do sistema • Precisão ruim para faltas de alta impedância • Precisão ruim para sistemas com cargas distribuídas	• Complexo e caro • Alta taxa de amostragem (acima de 20 MHz) • Alguns problemas para faltas com baixo ângulo de inserção	• Depende de informações externas tais como alarmes SCADA, status das chaves da subestação e alimentadores, medições nos alimentadores, sensores de tensões e de carga, etc.
	Aplicação na Indústria	a maior parte	pouca	Muito pouca
Na torre ao longo da linha	vantagem	• Alto alimentado • Sensível	• Alto alimentado • Sensível	não
	desvantagem	• Introdução de erro para faltas de alta impedância • Instalado em cada fase da linha • Complexo e caro	• Introdução para faltas de baixo ângulo de inserção • Instalado em cada fase da linha • Complexo e caro	não
	Aplicação na indústria	• CATF • TC de sobre corrente	muito pouca	não

Tabela 2.3 Técnicas de localização de faltas usadas em sistemas de distribuição com terra-neutro indireto (Tang *et al*, 2000)

Técnicas de Localização		Localização da Instalação	Frequência Fundamental	Ondas Trafegantes	Abordagem em Base do Conhecimento
Na subestação	vantagem		• Simples e barato • Baixa taxa de amostragem	• Alta precisão • Precisão independe das condições do sistema • Boa precisão para faltas de alta impedância	• Auto adaptativo • Alta precisão • Precisão independe das condições do sistema
	desvantagem		• Grande problema para faltas de uma fase para a terra • Precisão ruim para faltas de alta impedância • Precisão ruim para sistemas com cargas distribuídas	• Complexo e caro • Alta taxa de amostragem (acima de 20 MHz) • Alguns problemas para faltas com baixo ângulo de inserção	• Depende de informações externas tais como alarmes SCADA, status das chaves da subestação e alimentadores, medições nos alimentadores, sensores de tensões e de carga, etc.
	Aplicação na Indústria		a maior parte	pouca	muito pouca
Na torre ao longo da linha	vantagem		• Alto alimentado • Sensível	• Alto alimentado • Sensível	não
	desvantagem		• Faltas de uma fase para terra não podem ser detectadas • Introdução de erro para faltas de alta impedância • Instalado em cada fase da linha • Complexo e caro	• Introdução para faltas de baixo ângulo de inserção • Instalado em cada fase da linha • Complexo e caro	não
	Aplicação na indústria		• TC de sobre corrente	não	não

2.2 Dispositivos Indicadores de Faltas

De acordo com Usida et al (2010), indicadores de faltas (IF) são dispositivos que sinalizam a passagem de uma corrente de curto-circuito por meio de indicação luminosa. O seu estado de operação sinaliza para as equipes de manutenção na busca do ponto defeituoso, facilitando a localização e o trabalho de isolamento do ramal faltoso e a restauração do fornecimento de energia.

A detecção da situação de falta em um IF é realizada por meio de sensores que monitoram a passagem de corrente pela rede primária de distribuição. Esse sensor diferencia as situações de falta daquelas condições normais do sistema e são sensibilizados pelo campo magnético produzido pela corrente fluindo através do sistema. Se a corrente que flui pelo circuito monitorado excede o ajuste de disparo do IF, ele sinaliza, indicando a falta. Essa indicação pode empregar bandeirolas eletromecânicas coloridas, por lâmpadas de descarga, LEDs ou mesmo uma combinação destas. Muitos fabricantes de IFs utilizam a sinalização para faltas transitórias diferente das permanentes. A figura 2.1 mostra alguns indicadores de falta.



Figura 2.1 – Alguns tipos de Indicadores de Falta (SEL, 2010)

O IF detecta curtos-circuitos quando a corrente excede o nível de detecção ou o nível de limiar pré-estabelecido. As programações variam de acordo com o fabricante, mas, geralmente, os ajustes dos sensores e de rearme estão presentes em todos eles. Para evitar sinalizações em situações de manobra do sistema, como por exemplo, corrente de energização (inrush) da linha, o dispositivo é bloqueado durante um período de tempo

suficiente para energização da rede. A programação é feita através de banco de chaves (switches) ou via software.

Segundo Bacalini e Silva (2010), em caso de uma indicação de falta, é necessário rearmar o IF através de uma ferramenta ou equipamento para uso manual com o objetivo de se modificar a sinalização do IF de uma condição de falta para um estado de não-falta ou de operação normal.

Os rearmes podem ser do tipo manual ou automático dependendo dos parâmetros de programação, fabricante e modelo considerados. Os rearmes automáticos, geralmente, podem ser por tensão, por tempo, por corrente de carga, entre outros, variando de acordo com o fabricante, modelo, aplicação e duração da falta. De forma detalhada, os tipos de rearmes são apresentados no que segue:

- Rearme por corrente: Requer uma corrente fluindo pelo cabo no qual o IF está instalado para alterar a indicação de condição de falta para operação normal.
- Rearme por tensão: Requer uma tensão no cabo no qual o IF está instalado para alterar a indicação de condição de falta para operação normal.
- Rearme por tempo: Após um período de tempo o mesmo deverá apresentar a modificação da condição de falta para a condição de operação normal no tempo programado ou especificado pelo fabricante.
- Rearme manual: O rearme é por meio de ferramentas ou equipamentos especificados pelo fabricante dos IFs, sendo que estes deverão apresentar a modificação da condição de falta para a condição de operação normal após a realização do procedimento de rearme manual.

A alimentação dos IFs é feita por meio de uma bateria interna e, por ser uma fonte independente do circuito monitorado, propiciou uma grande evolução na operação destes dispositivos. Alguns dispositivos IF têm indicação de baixa capacidade de carga da bateria, ou seja, quando ela deve ser substituída.

De acordo com Bacalini e Silva (2010), os IFs são instalados em pontos estratégicos do sistema de distribuição. Tais pontos estão nas derivações do alimentador, assim como ao longo de trechos de alimentadores rurais quando estes possuem grandes extensões. Os IFs podem ser aplicados em redes de distribuição subterrâneas ou aéreas. Nas redes aéreas, estes podem ser instalados em cabo condutor ou em poste.

a) Indicadores de Falta Instalados no Cabo

Os IFs instalados diretamente no cabo condutor são também conhecidos por IF de cabo (linha) ou sinalizadores de faltas. Após ter identificado a região faltosa através do auxílio do IF, as equipes de manutenção se dirigem ao local para correção do defeito. Este procedimento ajuda a restabelecer a energia de forma mais rápida e eficiente, diminuindo a duração e a frequência das interrupções. Mediante o desligamento da linha, promovido pelos dispositivos de proteção sensibilizados por uma falta, o IF irá sinalizar para uma falta permanente, através de seus mecanismos luminosos destacados anteriormente, de dia ou de noite, podendo ser visualizado pela equipe que irá patrulhar a linha em busca do defeito. Identificado um ramal do alimentador principal por onde circulou a corrente de curto-circuito, a equipe de manutenção tem a certeza de que é por ali que terá que seguir para localizar o ponto exato do defeito. Na ocorrência de uma falta, o dispositivo sinaliza a passagem de corrente de curto-circuito pelo condutor monitorado. A detecção da corrente de falta é feita por meio de um sensor que monitora a variação da corrente no tempo, ou seja, di/dt . Esse sensor diferencia uma corrente de carga de uma de falta, pois na ocorrência dessa última observa-se um aumento súbito de corrente pelo cabo monitorado.

b) Indicadores de Falta Instalados no Poste

Nessa configuração, o IF é instalado no poste por meio de uma cinta metálica e diferencia-se dos dispositivos instalados no cabo ao monitorar as três fases simultaneamente.

Os indicadores de poste são empregados para detectar faltas Fase-Fase e Fase-Terra e também utilizam o princípio da variação da corrente para detectar uma falta.

2.3 Sensores

De acordo com Fonseca (2003), sensores são dispositivos que convertem uma grandeza física numa segunda grandeza física mais adequada a um sistema de medição.

As características de um elemento sensor são: função de transferência, saturação, impedância de saída, excitação e resposta em frequência. A principal característica de um elemento sensor é a função de transferência, a qual estabelece a relação entre o sinal de entrada e o sinal de saída, sendo sempre possível determinar uma função de transferência ideal para um sensor. A saturação também deve ser considerada, pois todos os sensores

têm limites de funcionamento a partir dos quais perdem a sua linearidade. A impedância de saída de um sensor é importante para o projeto do circuito de interface com o sistema de medida. Para uma saída em tensão, a impedância de saída deve ser baixa e a impedância de entrada deve ser alta. Por outro lado, para a saída em corrente, a impedância de saída deve ser alta e a de entrada deve ser baixa. As características de excitação especificam quais as grandezas necessárias ao funcionamento de um sensor. Para alguns tipos de sensores é importante saber a especificação da resposta em frequência e qual a estabilidade necessária ao sinal de excitação. A resposta em frequência especifica qual a sensibilidade do sensor às variações de frequência do sinal de entrada.

Ainda segundo Fonseca (2003), as características da aplicação podem também influenciar a escolha dos sensores a utilizar. Fatores como desenho, peso, dimensões e preço são determinantes na escolha dos sensores. Quando se obtém informação de um sensor uma importante questão a ser verificada é a sua confiabilidade. Enquanto que as distorções fixas podem ser compensadas, as distorções provenientes de ruído podem ser estatisticamente atenuadas. O processamento estatístico implica, no entanto, um número consideravelmente grande de medidas.

2.3.1 Sensores de Corrente

Como sensores de corrente são descritos apenas os dispositivos utilizados na medição de corrente em sistemas de distribuição de energia elétrica.

2.3.1.1 Resistor Shunt

Conforme Xiao et al (2003), os resistores shunts são elementos sensores de baixa resistência que são inseridos diretamente no circuito da corrente. Seu princípio de operação é estabelecido pela Lei de Ohm e podem ser utilizados para medir correntes contínuas e alternada até dezenas de MHz.

A intensidade de corrente é obtida pela lei de Ohm (Equação 1) a partir da tensão medida na resistência shunt conforme a Figura 2.2. De acordo com Higashi (2006), tal

método apresenta alguns inconvenientes, como no caso da alta corrente que provoca um aquecimento do resistor, a tensão que causa problemas de isolamento elétrica do sistema de medida e a alta frequência que produz o Efeito Pelicular (*Skin*).

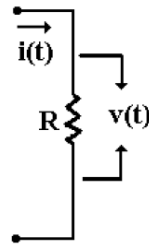


Figura 2.2 – Determinação da corrente através do resistor shunt (Higashi, 2006)

$$i(t) = \frac{v(t)}{R} \quad (1)$$

No caso real, os fios que formam o resistor shunt possuem uma indutância que pode ser representada por meio do circuito equivalente da Figura 2.3. Esta indutância provoca um atraso da corrente em relação à tensão. Na maioria dos casos, é pequeno o suficiente para ser desprezado.

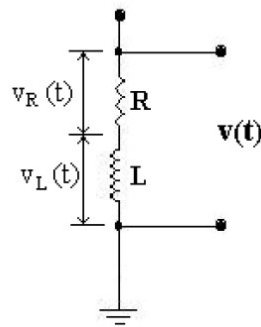


Figura 2.3 – Circuito equivalente do resistor shunt (Higashi, 2006)

$$v(t) = v_R(t) + v_L(t) \quad (2)$$

$$v(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (3)$$

Pode-se considerar a existência ainda de uma capacitância parasita, mas como o seu valor é muito pequeno, é perfeitamente desprezível.

As características do resistor shunt que merecem ser citadas são:

- Características elétricas: O resistor deve ter: boa linearidade, isto é, a relação entre a entrada e a saída deve ser constante; pequena resistência ôhmica para interferir o menos possível no trecho do circuito em que ocorre a medição, além de permitir o aterramento do cabo de medição, diminuindo ruídos que possam causar erros de medida.
- Características Térmicas: O resistor dissipa energia sob a forma de calor. Como a perda de potência é proporcional ao quadrado da corrente, para altas correntes, ocorre uma alta dissipação de energia. Entretanto, a variação da resistência é desprezível com a variação da temperatura.

Um resistor shunt deve possuir valores que o caracterizem e o identifiquem, entre os quais:

- Corrente máxima (I_{MAX});
- Nível do sinal (V_{RMS});
- Resistência (Ω);
- Tempo de resposta (s).

As principais vantagens de um resistor shunt são o seu baixo custo e a excelente precisão. Porém, como têm que ser inseridos diretamente nos circuitos, sua eficiência diminui especialmente em grandes correntes, em função do aquecimento do resistor, e em baixas tensões em função da sua queda de tensão interferir no circuito.

Como a tensão de saída deve ser ligada diretamente ao circuito de medição, a aplicação dos resistores shunt é limitada, não sendo empregados em circuitos de alta tensão.

2.3.1.2 Transformador de Corrente

De acordo com Xiao *et al* (2003), transformadores de corrente (TC) têm sido largamente utilizados como sensores de corrente alternada para frequências de até dezenas

de MHz. O transformador é um dispositivo que compreende dois ou mais circuitos elétricos acoplados magneticamente. Consiste de dois ou mais enrolamentos interligados por um campo magnético mútuo. Se um dos enrolamentos, o primário, for alimentado com uma tensão alternada, um fluxo alternado será produzido cuja amplitude dependerá do valor da tensão aplicada no primário e do seu número de espiras. O fluxo mútuo que une o outro enrolamento, o secundário, induzirá uma tensão cujo valor dependerá do seu número de espiras. De acordo com Medeiros (2004), através da proporção do número de espiras do primário e do secundário, chega-se a uma relação desejada da tensão, através da relação de transformação.

O transformador, portanto, não é um dispositivo capaz de converter energia, mas um dispositivo capaz de transferir energia elétrica de um circuito para outro.

O transformador esquematizado na Figura 2.4 consiste de um núcleo magnético com dois enrolamentos independentes, concatenados com um fluxo magnético mútuo.

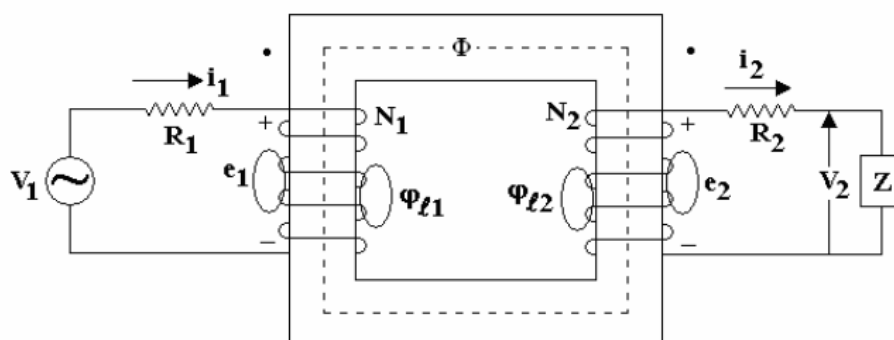


Figura 2.4 – Diagrama esquemático de um transformador (Kosow, 1996)

As variáveis mostradas na Figura 2.3 têm os seguintes significados:

- V_1 - Tensão no primário;
- i_1 - Corrente no primário;
- R_1 - Resistência do enrolamento primário
- e_1 - Tensão induzida no enrolamento primário;
- V_2 - Tensão no secundário;
- i_2 - Corrente no secundário;
- R_2 - Resistência do enrolamento secundário;
- e_2 - Tensão induzida no enrolamento secundário;

-
- N_1 - Número de espiras no primário;
 - N_2 - Número de espiras no secundário;
 - φ - Fluxo responsável pela transferência de potência do primário para o secundário;
 - φ_{11} - Fluxo de dispersão do enrolamento primário;
 - φ_{12} - Fluxo de dispersão do enrolamento secundário;

O princípio de funcionamento do transformador depende somente da existência do fluxo mútuo alternado ligando os dois enrolamentos e a utilização do conceito de indutância mútua. Isso pode ser obtido utilizando um núcleo de ar, ou seja, apenas aproximando os dois enrolamentos, porém uma maior eficiência pode ser obtida com um núcleo de material magnético.

Pelo diagrama esquemático do transformador representado na Figura 2.4, o campo magnético é determinado pelas correntes em ambos os enrolamentos. De acordo com a lei de Faraday (Kosow, 1996) da tensão induzida, as tensões sobre os enrolamentos primário e secundário são definidas como:

$$e_1 = \frac{d\lambda_1}{dt} \quad (4)$$

$$e_2 = \frac{d\lambda_2}{dt} \quad (5)$$

Onde λ_1 e λ_2 são os enlaces de fluxo dos respectivos enrolamentos, produzidos pelo efeito total de ambas as correntes. As equações das malhas correspondentes ao primário e ao secundário definem V_1 e V_2 .

$$V_1 = R_1 \cdot i_1 + e_1 = R_1 \cdot i_1 + \frac{d\lambda_1}{dt} \quad (6)$$

$$V_2 = R_2 \cdot i_2 + e_2 = R_2 \cdot i_2 + \frac{d\lambda_2}{dt} \quad (7)$$

Em condições ideais, todo fluxo está confinado no núcleo, as resistências dos enrolamentos e as perdas no núcleo são desprezíveis e a permeabilidade do núcleo é infinita. Assim $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi$. Então:

$$V_1 = N_1 \frac{d\varphi}{dt} \quad (8)$$

$$V_2 = N_2 \frac{d\varphi}{dt} \quad (9)$$

Portanto,

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} = \alpha \quad (10)$$

Onde α é a relação de transformação, ou relação de espiras.

Esta equação estabelece que a tensão em cada enrolamento de um transformador ideal é diretamente proporcional ao número de espiras do enrolamento. Se a permeabilidade do núcleo é infinita, temos que $N_1 \cdot i_1 - N_2 \cdot i_2 = 0$. Assim, $N_1 \cdot i_1 = N_2 \cdot i_2$, ou

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{\alpha} \quad (11)$$

Ou seja, em um transformador ideal, as correntes nos enrolamentos são inversamente proporcionais ao número de espiras dos enrolamentos.

O transformador de corrente ideal pode ser definido como um transformador no qual qualquer condição no primário é reproduzida no circuito secundário com exata proporção e relação de fase (Jordão, 1997).

A figura 2.5 mostra um diagrama esquemático e uma representação física conceitual de um transformador de corrente.

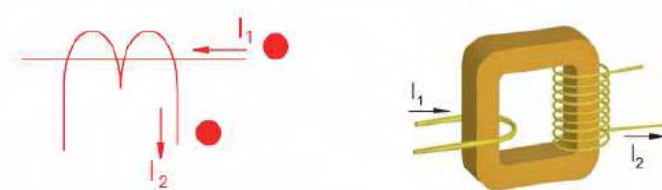


Figura 2.5 – Diagrama esquemático e físico de um transformador de corrente (Chaves, 2008).

2.3.1.3 Sensor de Efeito Hall

Segundo Xiao *et al* (2003), o sensor de efeito Hall é um sensor de campo magnético baseado no efeito descoberto por Edwin Hall em 1879. É um dispositivo isolado que pode ser aplicado para o sensoriamento de corrente contínua e alternada, normalmente até centenas de quilohertz. Devido a sua estrutura simples e sua compatibilidade com a microeletrônica, um dispositivo Hall pode ser integrado monoliticamente em um sensor magnético completamente integrado e ser fabricado usando a tecnologia CMOS (*Complementary Metal Oxide Semiconductor*) convencional.

Quando um condutor atravessado por uma corrente é colocado em um campo magnético, surgirá uma tensão perpendicular à corrente e ao campo. Este princípio, conhecido como efeito Hall, é mostrado na Figura 2.6. Ela mostra uma fina folha de material semicondutor (elemento Hall) atravessado por uma corrente. As conexões de saída são perpendiculares à direção da corrente. Quando não existir um campo magnético e a distribuição da corrente for uniforme, nenhuma diferença de potencial surge na saída.

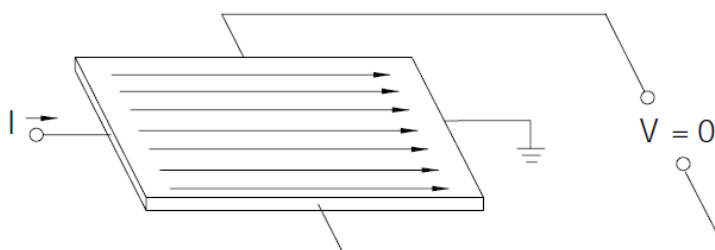


Figura 2.6 – Princípio do Efeito Hall, sem campo magnético (Honeywell, 2010)

Quando um campo magnético perpendicular está presente, como mostrado na Figura 2.7, uma força de Lorentz é exercida sobre a corrente. Essa força causa um distúrbio na distribuição da corrente, resultando em uma diferença de potencial entre os terminais de saída. Essa tensão é conhecida como tensão Hall (V_H).

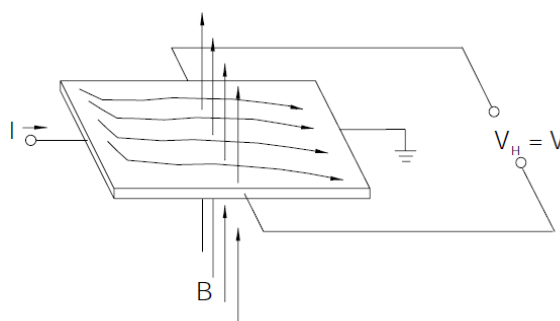


Figura 2.7 – Princípio do Efeito Hall, na presença de campo magnético (Honeywell, 2010)

A tensão Hall é então, proporcional ao produto vetorial da corrente (I) pelo campo magnético (B) como mostrado na equação (12).

$$V_H \propto I \times B \quad (12)$$

Um dispositivo de efeito Hall é basicamente um sensor de efeito de campo. Exige um circuito adicional para condicionar o sinal de modo a produzir uma tensão de saída utilizável para a maioria das aplicações, consistindo de um estágio amplificador e uma compensação de temperatura. Um sensor de efeito Hall básico, é mostrado na Figura 2.8.

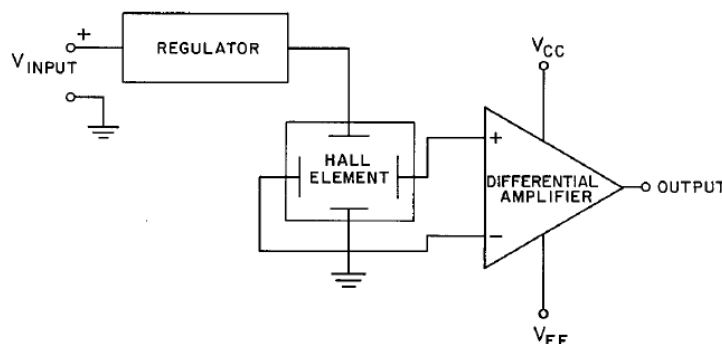


Figura 2.8 – Um sensor de efeito Hall básico (Honeywell, 2010).

De acordo com Honeywell (2010), tensão Hall resultante no dispositivo possui um valor baixo, ou seja, cerca de 30 microvolts na presença de um campo magnético de um Gauss. Esse baixo valor de saída necessita de um amplificador com baixo ruído, alta impedância de entrada e um ganho moderado. Devido à sua estrutura simples, um dispositivo Hall pode ser integrado monoliticamente com um amplificador diferencial que agregue essas características, além de circuitos de compensação de temperatura, usando tecnologias de transistores bipolares padrão.

Um transdutor Hall tem normalmente um pico de corrente limitado, devido à saturação do núcleo e tem largura de banda limitada (< 1 MHz), embora possa medir corrente contínua. Além disso, ele é muito sensível aos campos magnéticos externos. Os sensores de efeito Hall operam principalmente em modo de malha fechada para uma melhor precisão e uma maior gama dinâmica.

2.3.1.4 Bobina de Rogowsky

Sensores de corrente baseados em bobinas de Rogowski são um inovador sistema de medida que oferece vantagens em relação aos sistemas convencionais baseados em transformador com núcleo magnético. Seu uso tem aumentado bastante recentemente em aplicações em eletrônica de potência, em relés de proteção e em medições de transientes.

As principais características desses sensores são a linearidade, a larga faixa de operação e a largura de banda. Portanto, esses sensores podem ser usados em novas aplicações relacionadas com altas correntes em sistemas não senoidais.

O princípio de medição é conhecido desde 1912. De acordo com Higashi (2006), a bobina de Rogowski é um tipo especial de indutor que consiste em um enrolamento com núcleo de ar ou material não ferromagnético com um formato geralmente toroidal, que rodeia um condutor no qual circula a corrente que se pretende medir. A bobina está acoplada magneticamente ao condutor e, por isso, se induz nela uma tensão proporcional à variação no tempo da corrente no condutor. Esse tipo de bobina permite medir correntes de poucos ampères até várias centenas de quiloampères, em uma faixa de frequência de poucos hertz a várias centenas de quilohertz, dependendo do seu projeto.

Pode-se implementar a bobina de diversas formas. Enrola-se um fio condutor sobre um núcleo não ferromagnético. Este núcleo pode ser simplesmente um toróide rígido ou um flexível e não fechado, de modo que possa ser aberto para ser instalado ao redor do condutor em que vai medir a corrente. As bobinas enroladas sobre um núcleo rígido oferecem maior precisão, enquanto as abertas podem ter variação em suas características devido ao desalinhamento das espiras no ponto de conexão.

A construção de uma bobina de Rogowski apresenta algumas dificuldades uma vez que para ter alguma precisão é preciso que as espiras sejam igualmente distribuídas ao longo do núcleo e a espira de retorno volte concentricamente para evitar campos externos produzidos por correntes externas próximas à bobina.

O projeto mais simples de uma bobina de Rogowski consiste em um enrolamento de uma só camada, como é mostrado na Figura 2.9.

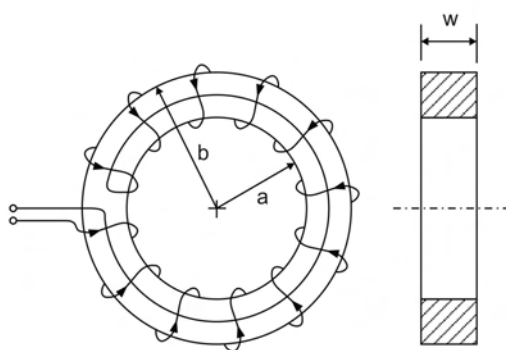


Figura 2.9 – Diagrama de uma Bobina de Rogowski, com espira de retorno (Ramboz, 1996)

Conforme Chaves (2008), o avanço das espiras montadas lado a lado ao longo do núcleo toroidal cria uma espira perpendicular ao eixo do toróide. No caso da existência de algum fluxo magnético paralelo à bobina, este induzirá uma tensão que se somará à tensão induzida pelo fluxo criado pela corrente que se pretende medir. Para compensar este efeito, o enrolamento da bobina se faz com uma espira de retorno pelo eixo central das espiras e em direção oposta ao avanço do enrolamento helicoidal. Como esta espira está conectada eletricamente em série com a saída da bobina, se existirem fluxos paralelos ao eixo da bobina, estes induzirão uma tensão igual e oposta em fase à tensão induzida na espira formada pelas espiras helicoidais da bobina, de modo que se compensem.

Quando uma bobina de Rogowski é colocada em um condutor sujeito a uma corrente $i(t)$, ela fornece uma tensão $e_o(t)$ proporcional à sua indutância mútua M e à derivada da corrente, dado por:

$$e_o(t) = M \frac{di(t)}{dt} \quad (13)$$

Portanto, da equação (13), a corrente por ser obtida usando a relação:

$$i(t) = \frac{1}{M} \int e_o(t) dt \quad (14)$$

Para obter uma medida de corrente, a tensão de saída da bobina deve ser integrada e, em seguida escalada pelo inverso do valor da indutância mútua. Isto pode ser feito de duas maneiras: por utilização de um circuito eletrônico integrador, ou usando integração numérica baseada em *software* depois que a tensão de saída da bobina for digitalizada.

Na derivação da indutância mútua de uma bobina de Rogowski, utilizam-se a Lei de Ampère que afirma, em parte, "... a integral de linha da intensidade do campo magnético ao redor de um caminho fechado é proporcional à corrente total que atravessa qualquer superfície limitada por esse caminho...". A constante de proporcionalidade é a indutância mútua M de uma bobina de Rogowski.

De acordo com Ramboz (1996), a integral de linha na Lei de Ampère exige uma bobina com espessura e largura iguais a zero (supondo uma bobina com uma secção retangular). Se essa bobina hipotética pudesse ser construída, a tensão na saída da bobina de Rogowski seria independente do formato do caminho e da posição do condutor que conduz a corrente dentro da janela da bobina, ou seja, independente da forma e da distribuição do fluxo interceptado pela bobina. O enrolamento helicoidal da bobina tem espessura e largura que define um volume que faz com que as exigências restritas da Lei de Ampère sejam aproximadas. Como resultado, a bobina terá um erro relacionado ao posicionamento do condutor, que deverá ser minimizado. O menor valor desse erro será quando todas as espiras possuírem as áreas de secções transversais idênticas e distribuídas uniformemente em torno de um caminho perfeitamente circular. Porém, em situações onde a precisão é fundamental, pequenos erros não podem ser ignorados.

Devido ao fato que a bobina de Rogowski é construída sobre um núcleo não ferromagnético, ela não pode ser levada à saturação. Isso resulta em um dispositivo extremamente linear em termos de amplitude de sinal. O significado importante desta linearidade é que a bobina de Rogowski pode ser calibrada com correntes relativamente baixas (tipicamente algumas dezenas de ampères ou menos), e usadas com confiabilidade em correntes bastante elevadas (de centenas a milhares de ampères). Isso elimina a necessidade de realizar calibrações difíceis e dispendiosas em correntes muito elevadas.

Na prática, o valor superior da corrente mensurável é limitado pela máxima voltagem de entrada do instrumento de medida ou pelo limite máximo da voltagem de ruptura da bobina ou dos elementos do circuito. O valor mais baixo de corrente que pode ser medido será limitado pela sensibilidade do instrumento de medida da tensão e pelo ruído do sistema.

Considerando uma bobina toroidal com secção retangular como mostrado na Figura 2.8, onde a é o raio interno, b o raio externo, w a altura da bobina e n o seu número de espiras, o enlace total do fluxo devido à corrente $i(t)$ é dado por:

$$\lambda(t) = n\phi(t) = n \int_a^b B_0(t) \cdot dA \quad (15)$$

sendo

$$dA = w \cdot dr \quad \text{e} \quad B_0(t) = \mu_0 H_0(t) \quad (16)$$

Admitindo que o condutor por onde circula a corrente a ser medida se encontra igualmente centrado, ou seja, a corrente $i(t)$ está totalmente na direção axial da bobina, a intensidade do campo magnético em qualquer raio será tangencial e pode ser escrito como:

$$H_0(t) = \frac{i(t)}{2\pi \cdot r} \quad (17)$$

Portanto, usando as equações (17) e (16) na equação (15), temos:

$$\lambda(t) = \frac{\mu_0 i(t)}{2\pi} \cdot nw \cdot \ln \frac{b}{a} \quad (18)$$

A tensão induzida $e_o(t)$ na bobina será:

$$e_o(t) = \frac{d\lambda(t)}{dt} = \frac{\mu_0}{2\pi} nw \cdot \ln \frac{b}{a} \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (19)$$

Identificando os termos da equação (13) na equação (19), pode-se deduzir que a indutância mútua M de uma bobina de Rogowsky toroidal de secção retangular é dada por:

$$M = \frac{\mu_0 nw}{2\pi} \ln \frac{b}{a} \quad (20)$$

onde w é a altura da bobina em metros, b é o diâmetro externo em metros, a é o diâmetro interno em metros, μ_0 é a permeabilidade magnética do ar que é igual a $4\pi \times 10^{-7}$ H/m.

As condições para que essa equação seja válida é que as dimensões w e $(b - a)$ sejam pequenas comparadas com o raio a , e que não exista gradiente de campo em qualquer região das espiras da bobina. Na realidade, nenhuma destas condições pode ser cumprida na prática, no entanto, a relação é útil para estimar os parâmetros físicos da bobina.

A construção de uma bobina de Rogowski apresenta ainda, algumas dificuldades porque para ter alguma precisão é preciso que as espiras sejam igualmente distribuídas ao longo do núcleo e a espira de retorno volte concentricamente para evitar campos externos produzidos por correntes externas próximas à bobina.

As características mais importantes de um sensor de corrente baseado em Bobina de Rogowski são:

- Grande largura de banda permitindo a medida de corrente com transientes rápidos como em redes de distribuições e circuito de eletrônica de potência;
- Larga faixa de operação o que faz com que seja possível medir entre alguns ampères e algumas centenas de ampères com a mesma bobina;
- Boa linearidade porque a bobina é suportada por um núcleo não ferromagnético.
- Ausência de saturação, portanto a bobina não é danificada por excesso de corrente
- Isolação galvânica entre o circuito primário e o circuito de medição.

- Acoplamento magnético entre o circuito primário e o circuito de medição de somente de alguns nanohenrys, portanto não carregando o circuito.
- É melhor que os transformadores convencionais em aplicações de alta frequência onde o núcleo magnético perturba a linearidade.

A desvantagem básica de uma bobina de Rogowski é que a saída é uma tensão proporcional à derivada da corrente que atravessa a bobina e, portanto, para obter o sinal original, a saída deve ser condicionada por integradores analógicos ou por um processador digital de sinais (DSP - Digital Signal Processor).

2.3.2 Sensores de Tensão

Como sensores de tensão são descritos apenas os dispositivos utilizados na medição de tensões em sistemas de distribuição de energia elétrica.

2.3.2.1 Transformadores de Potencial

Segundo Mamede Filho (2005), os transformadores de potencial são equipamentos que permitem aos instrumentos de medição e proteção funcionarem adequadamente sem que seja necessário possuir tensão de isolamento de acordo com a da rede à qual estão ligados. Em geral, é um transformador cujo enrolamento primário é ligado em derivação com um circuito elétrico e cujo enrolamento secundário se destina a alimentar bobinas de potencial de instrumentos elétricos de medição, controle ou proteção. Na prática, é considerado um “reduzidor de tensão”, pois a tensão no seu circuito secundário é normalmente menor que a tensão no seu enrolamento primário.

Geralmente consistem em dois enrolamentos elétricos (circuito primário e circuito secundário), ambos sobre um núcleo magnético. Transformadores de potencial (TPs) operam com o mesmo princípio de funcionamento dos transformadores de força, baseados na indução eletromagnética que ocorre entre os dois circuitos por meio de um fluxo magnético mútuo. O número de espiras de cada enrolamento caracteriza os dois circuitos: N_1 é o número de espiras do primário e N_2 é o número de espiras do circuito secundário.

O princípio de funcionamento de um transformador de potencial, de acordo com Kosow (1996), é baseado na lei de indução de Faraday. Segundo esta lei, quando o enrolamento primário é conectado em paralelo com a alta tensão a ser medida, um fluxo magnético no núcleo ($\Phi_c(t)$) é gerado surgindo no primário uma f.e.m auto-induzida conforme a equação (21):

$$u_1(t) = N_1 \frac{d\Phi_1}{dt} = N_1 \frac{d\Phi_c(t)}{dt} \quad (21)$$

Este fluxo magnético é guiado através do núcleo magnético, interagindo o circuito primário com o circuito secundário, resultando na indução de uma tensão no secundário conforme a equação (22):

$$u_2(t) = N_2 \frac{d\Phi_c(t)}{dt} \quad (22)$$

Com isto, é possível medir a alta tensão no primário $u_1(t)$ por meio da tensão secundária, $u_2(t)$, que é proporcionalmente reduzida e galvanicamente isolada do lado da alta tensão. A relação entre a tensão primária e a tensão induzida no secundário (relação de transformação) é dada pela equação (23):

$$u_2(t) = u_1(t) \frac{N_2}{N_1} \quad (23)$$

De acordo com Mamede Filho (2005), os transformadores de potencial, ao reproduzirem no secundário a tensão a que estão submetidos no primário, podem gerar dois tipos de erros: erro de relação de transformação e erro de ângulo de fase entre as tensões no primário e secundário.

a) Erro de relação de transformação

Este tipo de erro ocorre na medição de tensão utilizando o TP, onde a tensão primária não corresponde exatamente ao produto da tensão obtida no secundário pela relação de transformação de potencial nominal. Este erro pode ser corrigido através do fator de correção de relação (FCR), conforme a equação (24). O produto entre a relação de

transformação de potencial nominal (RTP) e o fator de correção de relação resulta na relação de transformação de potencial real (RTP_r), ou seja:

$$FCR_r = \frac{RTP_r}{RTP} \quad (24)$$

Finalmente, o erro de relação pode ser calculado percentualmente através da equação (25):

$$\varepsilon_p = \frac{RTP \times V_s - V_p}{V_p} \times 100\% \quad (25)$$

Onde

V_p = tensão aplicada no primário do TP;

V_s = a tensão de saída do TP.

b) Erro de Ângulo de Fase

É o ângulo γ que mede a defasagem entre a tensão vetorial primária e a tensão vetorial secundária de um transformador de potencial. Este erro pode ser expresso através da equação (26):

$$\gamma = 26 \times (FCT_p - FCR_p)(') \quad (26)$$

onde FCR_p é dado pela equação (27):

$$FCR_p = \frac{RTP_r}{RTP} \times 100\% \quad (27)$$

De acordo com Mamede Filho (2005), o fator de correção de transformação (FCT_p) pode ser extraído de ensaios de exatidão do equipamento. Este fator considera tanto o erro de relação de transformação (FCR_p), como o erro do ângulo de fase, em processos de medição de potência.

Os transformadores de potencial são fabricados de acordo com o grupo de ligação requerido, com as tensões primárias e secundárias necessárias e com o tipo de instalação, segundo três grupos de ligação previstos na norma NBR 6855 – Transformadores de Potencial – Especificação:

- Grupo 1 – são aqueles projetados para ligação entre fases. São basicamente os do tipo utilizado nos sistemas até 34,5 kV. Os transformadores enquadrados nesse grupo devem suportar continuamente 10% de sobrecarga. A Figura 2.9 mostra transformadores de potencial do grupo 1, em epóxi, classe 15kV.
- Grupo 2 – são aqueles projetados para ligação entre fase e neutro de sistemas diretamente aterrados, isto é, $R_z / X_p \leq 1$, sendo R_z o valor da resistência de seqüência zero do sistema e X_p o valor de reatância de seqüência positiva do sistema.
- Grupo 3 – são aqueles projetados para ligação entre fase e neutro de sistemas onde não se garanta a eficácia do aterramento.

Ainda segundo Mamede Filho (2005), dependendo das características construtivas do transformador de potencial (TP), a isolação deste equipamento pode ser a seco ou em óleo mineral. Se o transformador for de construção em óleo, o núcleo com as respectivas bobinas são secos sob vácuo e calor. O transformador ao ser completamente montado é tratado a vácuo para em seguida ser preenchido com óleo isolante.

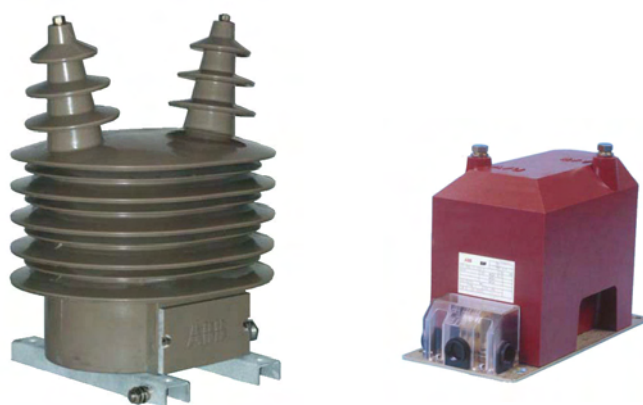


Figura 2.10 – Transformadores de potencial, em epóxi, classe 15kV (ABB, 2008)

2.3.2.2 Transformadores de Potencial Capacitivo

Os transformadores de potencial capacitivo (TPC), de acordo com Mamede Filho (2005), são construídos basicamente com a utilização de dois conjuntos de capacitores que servem para fornecer um divisor de tensão e permitir a comunicação através do sistema Carrier. São mais utilizados em circuitos de alta tensão e extra-alta tensão, onde é mais conveniente e econômico o seu uso, portanto são construídos normalmente para tensões iguais ou superiores a 138 kV.

O TPC é constituído de um divisor capacitivo, cujas células que formam o condensador são ligadas em série e o conjunto fica imerso no interior de um invólucro de porcelana. O divisor capacitivo é ligado entre fase e terra. Uma derivação intermediária alimenta um grupo de medida de média tensão que compreende, basicamente, os seguintes elementos:

- Um transformador de potencial ligado na derivação intermediária, através de um ponto de conexão e fornecendo as tensões secundárias desejadas;
- Um reator de compensação ajustável para controlar as quedas de tensão e a defasagem no divisor capacitivo, na frequência nominal, independente da carga, porém nos limites previstos pela classe de exatidão considerada;
- Um dispositivo de amortecimento dos fenômenos de ferro-ressonância.

A figura 2.11 mostra um transformador de potencial capacitivo, detalhando as suas partes componentes.

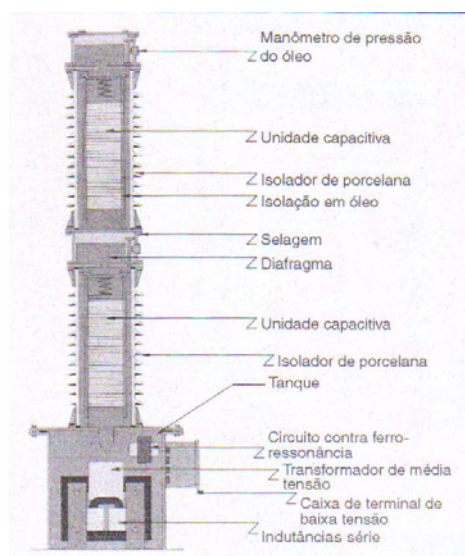


Figura 2.11 – Transformador de potencial capacitivo (Mamede Filho, 2005)

A figura 2.12 mostra o esquema elétrico básico de um TPC, onde mostra que o primário, constituído por um conjunto C_1 e C_2 de elementos capacitivos em série, é ligado entre fase e terra, havendo uma derivação intermediária B, correspondente a uma tensão U da ordem de 5 kV a 15 kV, para alimentar o enrolamento primário de um TP tipo indução intermediário, o qual fornecerá a tensão U_2 aos instrumentos de medição e dispositivos de proteção.

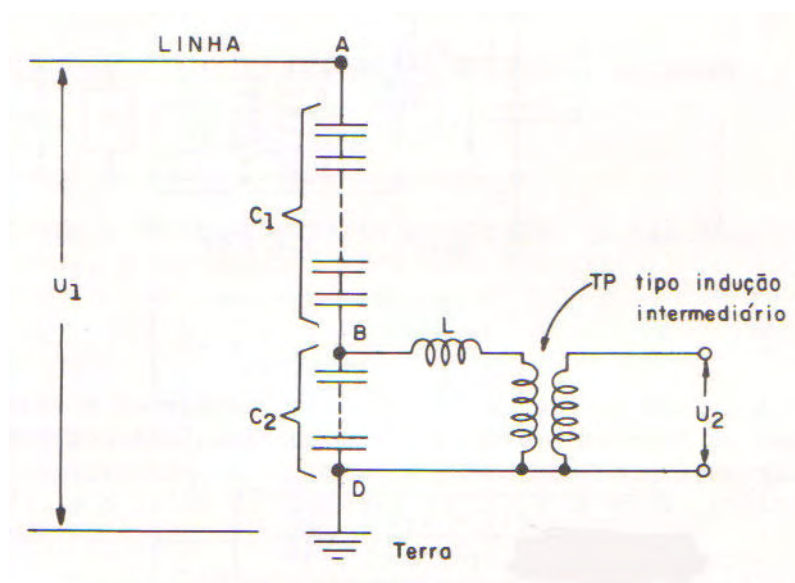


Figura 2.12 – Esquema básico de um TPC (Medeiros Filho, 2004)

Um reator, projetado e construído pelo fabricante, é colocado em série com o primário do TP intermediário de modo que uma reatância indutiva igual à indutância capacitiva da soma de C_1 e C_2 .

Segundo Medeiros Filho (2004), a relação entre a tensão de saída U_1 e a tensão de entrada U_2 pode ser escrita como:

$$\frac{U_1}{U_2} = K \cdot \frac{C_1 + C_2}{C_1} \quad (28)$$

onde K é a relação de transformação de potencial nominal do transformador de potencial indutivo intermediário.

2.3.2.3 Sensor de tensão por acoplamento capacitivo

Fam (1988) descreveu um dispositivo para medições do fluxo de potência de uma fonte de alimentação para uma carga através do sensoriamento dos campos elétrico e magnético em uma região definida entre a fonte e a carga. Neste caso, é escolhida uma estrutura com formato coaxial incorporando sensores que permita a medida da tensão e corrente através dos campos elétricos e magnéticos.

O dispositivo descrito para medir o campo magnético tangencial correspondente à corrente que circula pelo condutor é uma bobina de Rogowski.

A medição de tensão, por sua vez, baseia-se no sensoriamento da componente radial da intensidade do campo elétrico E através de um cilindro de cobre (cilindro-E) montado coaxialmente com o condutor, como mostra a Figura 2.13. Dois anéis de guarda com o mesmo diâmetro são montados em cada lado do cilindro, e separados dele por um espaçamento de alguns milímetros, com o objetivo de reduzir o efeito de dispersão do campo nas duas extremidades do cilindro.

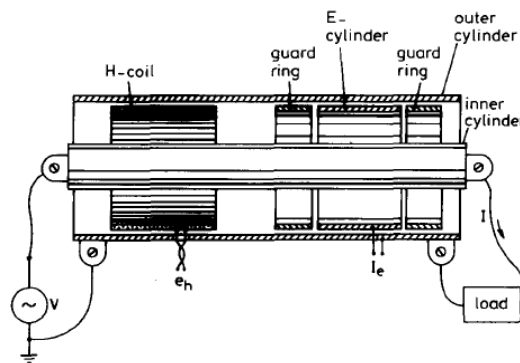


Figura 2.13 – Diagrama mostrando os componentes do sensor de tensão por acoplamento capacitivo. (Fam, 1988)

Considerando l_e o comprimento do cilindro, R_e o seu raio e q a carga por unidade de comprimento no sensor coaxial, segundo Fam (1988), a densidade de fluxo elétrico na superfície do cilindro será dada por:

$$D = \frac{q}{2\pi R_e} \quad (29)$$

e a intensidade do campo elétrico por:

$$E_r = \frac{q}{2\pi R_e \cdot \epsilon} \quad (30)$$

Portanto, a voltagem no cilindro será:

$$V_R = \int_{R_1}^{R_e} E_r \cdot dr = \frac{q}{2\pi\epsilon} \cdot \ln \frac{R_e}{R_1} \quad (31)$$

e a voltagem total V entre o condutor interno e o externo será expressa por:

$$V = \int_{R_1}^{R_2} E_r \cdot dr = \frac{q}{2\pi\epsilon} \cdot \ln \frac{R_2}{R_1} \quad (32)$$

onde R_1 é o raio do condutor interno e R_2 é o raio interno do condutor externo. A intensidade de campo na superfície do cilindro pode então ser expressa como:

$$E_r = \frac{V}{R_e \ln \frac{R_2}{R_1}} \quad (33)$$

Se a carga elétrica é variante no tempo a uma frequência angular ω , a corrente elétrica induzida I_e no sensor cilíndrico é:

$$I_e = (2\pi R_e l_e) \frac{dD}{dt} = \omega \cdot l_e \cdot q \quad (34)$$

Substituindo q obtido da equação (32), tem-se:

$$I_e = \omega \cdot (2\pi l_e) \cdot \frac{\epsilon}{\ln \frac{R_2}{R_1}} \cdot V \quad (35)$$

E em termos de E_r

$$I_e = \omega \cdot (2\pi R_e I_e) \cdot \varepsilon \cdot E_r \quad (36)$$

Se a corrente induzida varia em função da voltagem, sua integral em relação ao tempo irá resultar em um sinal que indicará a medida direta da voltagem V e do campo elétrico radial E_r . Portanto, Fam (1988) conclui que a medição da tensão é absoluta uma vez que é determinada inteiramente pelas dimensões físicas do cilindro-E.

2.4 Redes de Sensores

Rede de sensores, segundo Sohraby *et al* (2007), é uma infra-estrutura composta de sensores (de medição), computação e elementos de comunicação que oferece ao administrador a capacidade de instrumentar, observar e reagir aos eventos e fenômenos em um ambiente especificado. O administrador geralmente é uma entidade civil, governamental, comercial ou industrial. O ambiente pode ser o mundo físico, um sistema biológico, ou uma estrutura de tecnologia da informação. Sistemas de sensores em rede são visto por observadores como uma tecnologia importante que experimentará uma maior implantação nos próximos anos, para uma infinidade de aplicações que incluem: coleta de dados, monitoramento, vigilância e telemetria médica. Além de sensoramento, outras utilizações, muitas vezes interessantes, são no controle e ativação remota.

De acordo com Sohraby *et al* (2007), há quatro componentes básicos de uma rede de sensores: (1) um conjunto de sensores distribuídos ou localizados; (2) uma rede de interconexão (geralmente, mas nem sempre, baseada em tecnologia sem fio), (3) um ponto central de agregação da informação, e (4) um conjunto de recursos computacionais no ponto central (ou além) para manipular dados de correlação, evento de tendências, a consulta de status, e manipulação de dados. Neste contexto, o sensoramento e nós de computação são considerados parte da rede de sensores; de fato, algum processamento pode ser feito na própria rede. Devido à quantidade potencialmente grande de dados coletados, os métodos algorítmicos para a gestão de dados desempenham um papel importante em redes de sensores. A computação e a infra-estrutura de comunicação associada a redes de sensores são muitas vezes específicas para o ambiente e é devido ao fato dessas redes serem baseadas em dispositivo/aplicação. Por exemplo, ao contrário da

maioria das outras configurações, o processamento em rede é desejável em redes de sensores, além disso, um nó com alimentação própria (e/ou a vida útil da bateria) é consideração chave no projeto. As informações coletadas são tipicamente paramétricas em sua natureza, e os dados em geral, com uma baixa taxa de bits.

As redes de sensores sem fio (WSN – *Wireless Sensor Networks*), segundo Gutiérrez (2004), são um subconjunto das aplicações de rede sem fio focado em permitir a conectividade sem o uso de fios de sensores e atuadores em geral. O interesse em WSNs possui três faces. Primeiro, existe a necessidade de diminuir o custo da instalação de sensores que vem na forma de cabeamento, mão-de-obra, materiais, testes e verificação. Como exemplo, tem-se que o custo da instalação de uma simples chave de final de curso pode custar de 50 a 100 vezes o seu valor.

Segundo, os cabos necessitam de conectores que podem ficar soltos, perdidos, mal conectados, ou quebrados (causado geralmente pelo acesso freqüente a dispositivos vizinhos). Este problema é geralmente conhecido como "o problema de conectividade do último metro" e é nomeado desta forma devido ao problema análogo nas redes de âmbito largo (WAN - *Wide Area Network*) conhecido como "o problema de conectividade de última milha".

O terceiro aspecto é que as WSN formam a camada inferior de manutenção de sistemas inteligentes que permitem ambientes ricos em sensores que vão gerar dados abundantes utilizados para melhorar as operações industriais. As WSN permitem a coleta de dados mais freqüentes sobre um grande número de máquinas e sistemas industriais em geral. A utilização de grandes números de sensores ligados em rede com os centros de processamento através de cabos traz muita complexidade ao sistema, tornando-a impraticável na maioria dos casos.

2.4.1 O padrão IEEE 802.15.4

A área de controle e automação tem presenciado, atualmente, uma grande expansão de dispositivos via rádio. Os diversos fabricantes deste tipo de equipamento adotaram, na maioria dos casos, soluções próprias que apresentam sérios problemas de interoperabilidade. Recentemente começaram a reunir-se esforços no sentido de criar um

protocolo globalmente aceito, que permita a ligação em rede de sensores e atuadores, uniformizando o processo de comunicação. De fato, há já algum tempo que se conhecem vários protocolos para suporte de comunicações sem fios, de média ou alta taxa de transferência de dados, como o Bluetooth ou o WiFi (*Wireless Fidelity*), mas só recentemente se começou a pensar num protocolo que respondesse às necessidades específicas das redes pessoais (PAN – *Personal Area Network*) e das redes domésticas (HAN – *Home Area Network*) de sensores e dispositivos de controle alimentados por baterias. Neste contexto, o Instituto de Engenheiros Elétricos e Eletrônicos (IEEE – *Institute of Electrical and Electronic Engineers*) recentemente estabeleceu o padrão IEEE 802.15.4: comunicação sem fio para curtas distâncias, implementando os níveis físicos e de enlace da camada OSI (*Open Systems Interconnection*); que, juntamente com um padrão complementar, o ZigBee⁴, que descreve o nível de rede da camada OSI e especifica o acesso à pilha pela aplicação - se propõe a ser uma forma de conectividade para a criação de redes dinâmicas e escalonáveis, com simplicidade, baixo consumo e baixo custo de implementação.

De acordo com Koubâa *et al* (2005), o padrão IEEE 802.15.4 especifica a subcamada de controle de acesso ao meio (MAC – *Medium Access Control*) e a camada física para rede sem fim de âmbito pessoal com baixa taxa de transmissão (LR-WPAN – *Low-Rate Wireless Personal Area Networks*). Embora este padrão não tenha sido desenvolvido especificamente para redes de sensores sem fios, é onde se mostra ser mais adequado, já que redes de sensores podem ser construídas a partir de LR-WPANs. Na verdade, as principais características do padrão IEEE 802.15.4 como rede de comunicação simples com baixa taxa de transferência de dados, orientada a aplicações de baixo consumo e de baixo custo, se encaixam perfeitamente com as exigências das redes de sensores. Suas principais características são:

- Taxas de transmissão de dados de 250 kbps, 40 kbps e 20 kbps.
- Operação em topologias de rede estrela ou ponto-a-ponto.
- Endereçamento dos dispositivos com endereços curtos de 16 bits ou estendidos de 64 bits.
- Consumo de algumas dezenas de microampères.

⁴ O nome ZigBee é derivado do método de comunicação usado por abelhas que dançam em ziguezagues para compartilhar informação sobre posição, distância e direção da comida que elas encontram em relação à colméia (Zheng, 2004)

- Completa definição de um protocolo confiável para transmissão de dados.
- Indicação da qualidade do canal através da avaliação da relação sinal/ruído.
- Detecção de energia por estimativa do sinal recebido.
- Acesso ao meio por CSMA/CA⁵
- 16 canais para a banda de 2,4 GHz, 10 canais para a banda de 915 MHz e um canal para a banda de 868 MHz.

O padrão IEEE 802.15.4 está bastante associado com o protocolo ZigBee. Na verdade, a Aliança ZigBee, uma organização com mais de 260 empresas associadas (ref. janeiro de 2010), tem trabalhado em conjunto com o grupo tarefa 4 do IEEE, a fim de especificar uma pilha de protocolo completa de baixo custo, baixa potência, baixa taxa de comunicação de dados sem fio, bem como promover a sua utilização em todo o mundo. A especificação ZigBee, lançada em dezembro de 2004 e atualizada em novembro de 2007, especifica as camadas acima do protocolo IEEE 802.15.4, ou seja, a camada de rede (incluindo os serviços de segurança) e a camada da aplicação (incluindo objetos de dispositivo e perfis). A Figura 2.14 mostra a pilha de protocolos ZigBee/ IEEE 802.15.4.

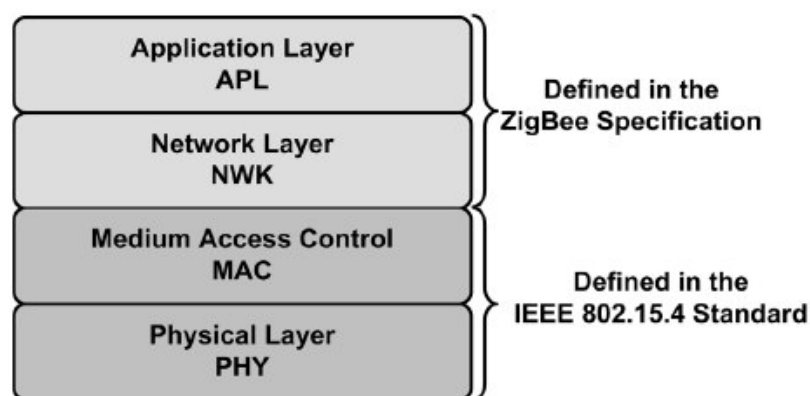


Figura 2.14 – A pilha de protocolos ZigBee / IEEE 802.15.4 (Koubâa *et al*, 2005)

⁵ CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) Acessos múltiplos ao meio por detecção da portadora com abstenção de colisão (Tanenbaum, 2003).

2.4.1.1 Dispositivos de Rede

Segundo Gutiérrez (2001), o padrão IEEE 802.15.4 suporta dois diferentes tipos de dispositivos:

a) Dispositivo de função completa (FFD – *Full Function Device*)

O FFD é um dispositivo que pode suportar três modos de operação, podendo se comportar como:

- *Coordenador de PAN*: o controlador principal da PAN. Este dispositivo cria a sua própria rede, onde os outros dispositivos irão se associar.
- *Coordenador de grupo (Cluster-Head)*: fornece serviços de sincronização para seu grupo através da transmissão de sinais. O coordenador de grupo não cria sua própria rede e deve estar associado a um coordenador PAN.
- *Dispositivo simples*: um dispositivo que não implementa as funcionalidades previamente descritas.

b) Dispositivo de função reduzida (RFD – *Reduced Function Device*)

O RFD é um dispositivo operando com uma implementação mínima do protocolo IEEE 802.15.4. Um RFD se destina a aplicações extremamente simples, como um interruptor de luz ou de um sensor infravermelho passivo, pois eles não necessitam enviar grandes quantidades de dados e só podem se associar a um único FFD.

Em uma LR-WPAN deve existir pelo menos um FFD atuando como coordenador da PAN, que irá fornecer serviços de sincronização global da rede e gerenciar os outros dispositivos da rede.

2.4.1.2 Topologias de Rede

Segundo Koubâa *et al* (2005), são definidos no padrão IEEE 802.15.4 dois tipos básicos de topologias de rede, de acordo com as exigências de arquitetura de rede das aplicações: a topologia em estrela e a topologia ponto-a-ponto. Um terceiro tipo de

topologia - a topologia grupos de árvore (*cluster-tree*) - pode ser considerado como um caso particular de uma topologia ponto-a-ponto, mas será descrito separadamente.

a) A Topologia Estrela

Na topologia em estrela, mostrada na Figura 2.15, um único nó funciona como um coordenador da PAN. Por exemplo, se um FFD é ativado, ele pode criar sua própria rede e tornar-se seu coordenador PAN. O coordenador escolhe um identificador PAN (PAN-ID) que não é usado atualmente por qualquer outra rede na sua esfera de influência.

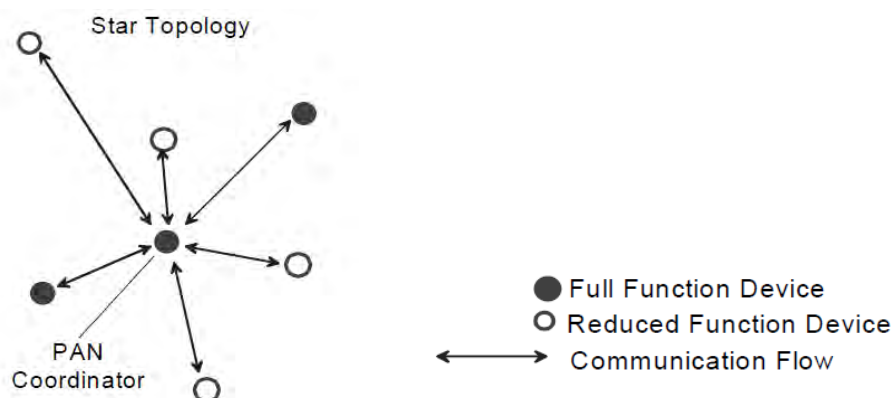


Figura 2.15 – Modelo de Topologia Estrela (IEEE, 2006)

O paradigma de comunicação na topologia estrela é centralizado, ou seja, cada dispositivo (FFD ou RFD) que se associa à rede para se comunicar com outros dispositivos deve enviar seus dados para o coordenador da PAN, que irá distribuí-los ao dispositivo de destino adequado.

Devido às tarefas demoradas de coordenação na topologia estrela que exigem um maior consumo de potência, a norma IEEE 802.15.4 menciona que o coordenador do PAN pode ser alimentado pela rede de energia elétrica, enquanto os outros dispositivos serão mais propensos a ser alimentados por bateria.

Como consequência, a topologia em estrela parece não ser adequada para as tradicionais redes de sensores sem fio, uma vez que supostamente todos nós sensores devam ser alimentados por bateria e, portanto, com consumo de energia bastante restrito. Um nó sensor selecionado como coordenador da PAN terá a sua bateria rapidamente consumida. Uma alternativa para este problema é ter um coordenador de PAN dinâmico baseado no atual estado da carga de sua bateria. No entanto, esta solução é bastante

complexa, uma vez que a dinâmica da eleição de um coordenador PAN entre um grande número de nós sensores não é algo prático.

Levando em consideração estas questões, a norma IEEE 802.15.4 recomenda a topologia estrela para aplicações simples tais como automação doméstica, periféricos de computador pessoal, brinquedos e jogos.

b) A Topologia Ponto-a-Ponto

A topologia ponto-a-ponto, mostrada na Figura 2.16, inclui também um coordenador do PAN, que é nomeado, por exemplo, em virtude de ser o primeiro dispositivo para se comunicar no canal. No entanto, o paradigma de comunicação nessa topologia é descentralizado, onde cada dispositivo pode se comunicar diretamente com qualquer outro dispositivo na sua faixa de canal de rádio.

Esta topologia em teia permite uma maior flexibilidade de rede, mas induz a uma complexidade adicional por prover uma conectividade fim-a-fim entre todos os dispositivos na rede. Basicamente, a topologia ponto-a-ponto funciona de maneira pontual e permite múltiplos saltos para encaminhar os dados de qualquer dispositivo para qualquer outro dispositivo. No entanto, essas funções devem ser definidas na camada de rede e, portanto, não são consideradas na especificação IEEE 802.15.4.

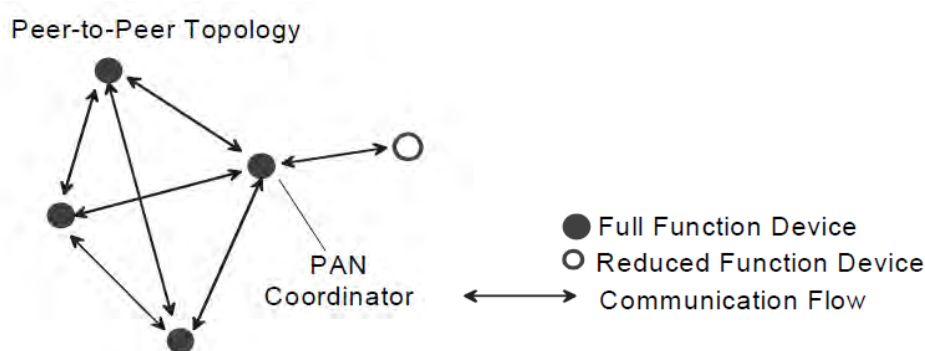


Figura 2.16 – Topologia Ponto-a-Ponto (IEEE, 2006)

Redes de Sensores Sem Fio (RSSF) é uma das aplicações potenciais que podem ser privilegiadas com esse tipo de topologia. Em contraste com a topologia estrela, o fato do processo de comunicação na topologia ponto-a-ponto não depender de um nó em particular a faz utilizar os recursos de uma forma mais equilibrada.

c) A Topologia Cluster-Tree

Segundo Koubâa *et al* (2005), a topologia *Cluster-Tree*, como mostra a Figura 2.17 é um caso especial de uma rede ponto-a-ponto em que a maioria dos dispositivos é FFD.

- Um (e apenas um) coordenador é nomeado como coordenador da PAN, que identifica toda a rede.
- Qualquer FFD pode agir como um coordenador e prestar de serviços de sincronização para outros dispositivos ou outros coordenadores,
- Um RFD se conecta a um cluster de árvores como um nó de saída no final de um ramo e associa-se com apenas um FFD.

De acordo com IEEE (2006), a forma mais simples de uma rede cluster-tree é uma rede com um único *cluster*, mas grandes redes são possíveis, formando uma malha de múltiplos clusters vizinhos. Assim que uma pré-determinada aplicação ou requisitos de rede forem cumpridos, o coordenador do primeiro PAN pode encarregar um dispositivo para que se torne o líder do grupo (CLH – Cluster Head), ou seja, o coordenador do PAN desse novo *cluster* adjacente ao primeiro. Outros dispositivos vão gradualmente se conectando e formando uma estrutura de rede *multicluster*, como o observado na figura acima. As linhas da Figura 2.17 representam as relações pai-filho dos dispositivos e não o fluxo de comunicação. A vantagem de uma estrutura *multicluster* é maior área de cobertura, enquanto que a desvantagem é um aumento na latência da mensagem.

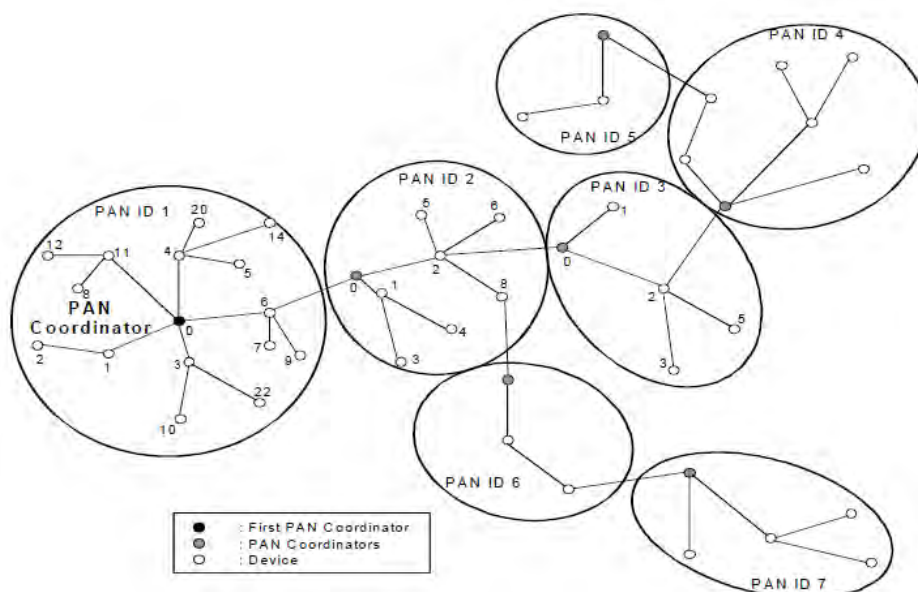


Figura 2.17 – Exemplo de topologia *cluster-tree* (IEEE, 2006)

Na verdade, a norma IEEE 802.15.4 não define a forma de construir uma rede *cluster-tree*. Ela apenas indica que isso é possível e pode ser iniciado pelas camadas superiores. Neste caso, a formação de topologia de rede ficaria a cargo de protocolos de camadas superiores, como por exemplo, o ZigBee.

A formação da rede pode ser realizada da seguinte forma:

- O coordenador do PAN forma o primeiro grupo, estabelecendo-se como *Cluster Head* (CLH), com um identificador do cluster (CID – Cluster ID) igual a zero, escolhe um identificador PAN não utilizado e faz a difusão de quadro de balizas (*beacon frame*) para dispositivos vizinhos;
- Um dispositivo candidato que receber um quadro de baliza pode pedir ao CLH para entrar na rede. Se o coordenador do PAN aceitar o pedido de adesão à rede, acrescenta o dispositivo candidato como um dispositivo filho na sua lista de vizinhos.
- Por sua vez, o novo dispositivo adiciona o CLH como seu pai na sua lista de vizinhos e começa a transmitir balizas periódicas. Outros dispositivos, ao ouvir estas balizas podem aderir à rede através deste dispositivo e escolhem um identificador PAN não utilizado.
- Se por algum motivo o dispositivo candidato não puder se conectar à rede pelo CLH, ele vai procurar outro dispositivo pai.

Para uma rede bastante extensa, é possível formar uma teia de múltiplos *clusters* vizinhos. Neste caso, o coordenador da PAN pode promover um dispositivo para se tornar o CLH de um novo cluster adjacente ao primeiro. Outros dispositivos vão se conectando gradualmente e formando uma estrutura de rede *multi-cluster*, como mostra a Figura 2.16. A camada de rede definida na especificação ZigBee usa as primitivas fornecidas pela sub-camada MAC IEEE 802.15.4 e sugere o protocolo *cluster-tree* tanto para uma rede de um único *cluster* como para uma com vários clusters formando uma rede *cluster-tree* de grandes dimensões.

2.4.1.3 Camada Física

A camada física (PHY), segundo Gutiérrez *et al* (2004), é responsável pela transmissão e recepção de dados através de um determinado canal de rádio e de acordo com uma modulação específica e uma técnica de espalhamento.

O padrão IEEE 802.15.4 oferece três faixas de frequências operando na banda ISM (*Industrial, Scientific and Medicine*) a qual não requer licença para funcionamento, especificadas segundo seus objetivos técnicos e atribuídas conforme o continente de utilização:

- *Banda 868–868.6 MHz*: Essa banda é disponibilizada para a maioria dos países Europeus com uma taxa de transferência de dados de 20 Kb/s. Possui um único canal (canal 0) e é designada pelo padrão IEEE 802.15.4 como “Banda 868 MHz”.
- *Banda 902–928 MHz*: Essa banda é disponibilizada para América do Norte, Austrália, Nova Zelândia e alguns países da América do Sul, com uma taxa de transferência de dados de 40 Kb/s. Possui 10 canais (canais 1 a 10) e é designada pelo padrão IEEE 802.15.4 como “Banda 915 MHz” (que representa a frequência central da faixa).
- *Banda 2.4000–2.4835 GHz*: Essa banda é disponibilizada para o mundo todo, com uma taxa de transferência de dados de 250 Kb/s. Possui 16 canais (canais 11 a 26) e é designada pelo padrão IEEE 802.15.4 como “Banda 2.4 GHz”.

O protocolo permite também a seleção dinâmica de canal, uma função de varredura que percorre a lista de canais suportados em busca de uma baliza, detecta a energia de recepção, a indicação da qualidade do enlace, então seleciona o canal. A Figura 2.18 mostra a distribuição dos canais.

Frequências mais baixas são mais adequadas para maiores alcances de transmissão devido a menores perdas na propagação. Baixas taxas de transmissão fornecem melhor sensibilidade e maior área de cobertura. Por outro lado, taxas de transmissão mais elevadas significam um maior rendimento, menor latência ou ciclos de trabalho menores. Todas essas bandas de frequência são baseadas na técnica de espalhamento DSSS (*Direct*

Sequence Spread Spectrum). As características de cada faixa de frequência estão resumidas na Tabela 2.4.

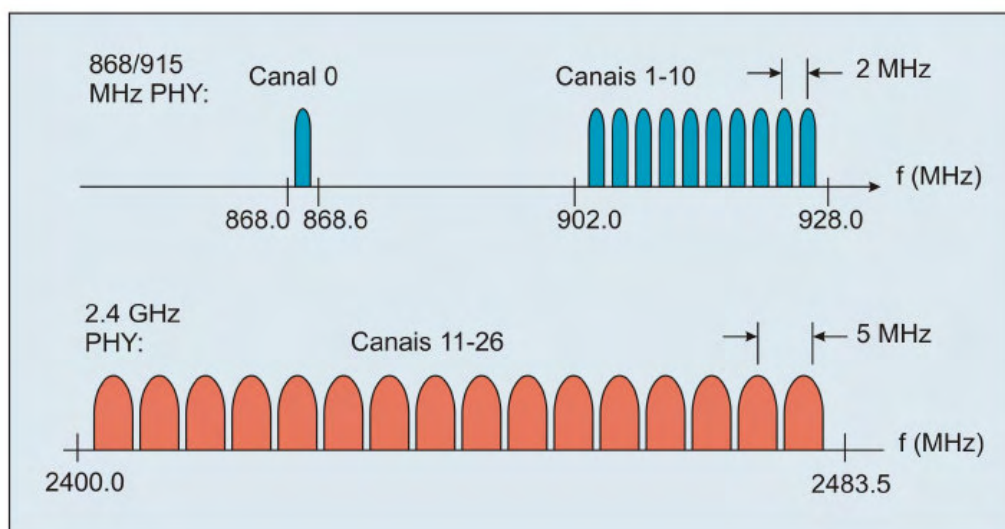


Figura 2.18 – A estrutura dos canais no padrão IEEE 802.15.4 (Callaway *et al*, 2004)

Tabela 2.4 – Bandas de frequências e taxas de transmissão de dados do padrão IEEE 802.15.4 (IEEE, 2006)

PHY (MHZ)	Frequency Band (MHz)	Spreading Parameters		Data Parameters		
		Chip Rate (kchip/s)	Modulation	Bit Rate (kb/s)	Symbol Rate (ksymbol/s)	Symbols
868/915	868 - 868,6	300	BPSK	20	20	Binary
	902 - 928	600	BPSK	40	40	Binary
2450	2400 - 2483,5	2000	O-QPSK	250	62,5	16-ary Orthogonal

De acordo com Koubâa *et al* (2005), a camada física do IEEE 802.15.4 está encarregada das seguintes tarefas:

- *Ativação e desativação do transceptor de rádio*: o rádio transceptor pode operar em um dos três estados: transmissão, recepção ou dormindo. A pedido da subcamada MAC, o rádio é ligado ou desligado. O tempo de transição da

transmissão para a recepção e vice-versa não deve ser superior a 12 períodos de símbolo de acordo com o padrão (cada símbolo corresponde a 4 bits).

- *Detecção da Energia (ED – Energy Detection) para atual canal:* é uma estimativa da potência do sinal recebido dentro da largura de banda de um canal de IEEE 802.15.4. Esta tarefa não faz nenhuma identificação ou decodificação do sinal do canal. O tempo de detecção da energia deve ser igual a oito períodos de símbolo. Esta medida é geralmente usada pela camada de rede como uma parte do algoritmo de seleção de canais ou para propósito de avaliação de canal vago (CCA – *Clear Channel Assessment*), para determinar se o canal está ocupado ou inativo (ver abaixo).
- *Indicação de Qualidade do Enlace (LQI – Link Quality Indication):* A medida LQI caracteriza a intensidade/qualidade de um pacote recebido. Ela mede a qualidade do sinal recebido em um enlace. Esta medida pode ser implementada usando ED do receptor, um sinal para estimativa de ruído ou uma combinação das duas técnicas. O resultado LQI pode ser utilizado pelas camadas superiores (camadas de rede e aplicações), mas este procedimento não é especificado na norma.
- *Avaliação de Canal Vago (CCA – Clear Channel Assessment):* Esta operação é responsável por relatar o estado de atividade do meio – ocupado ou inativo. A CCA é realizado em três modos de funcionamento:
 - *Modo Detecção de Energia:* o CCA relata um meio ocupado se a energia detectada está acima do limiar ED.
 - *Modo Detecção da Portadora:* o CCA relata um meio ocupado somente se detectar um sinal com a modulação e as características de espalhamento do padrão IEEE 802.15.4 e que pode ser superior ou inferior ao limiar ED.
 - *Modo Detecção da Portadora com Detecção de Energia:* esta é uma combinação das técnicas acima mencionadas. O CCA relata que o meio está ocupado apenas se detectar um sinal com a modulação e as características de espalhamento do padrão IEEE 802.15.4 e com energia acima do limiar ED.
- *Seleção da Frequência do Canal:* O padrão IEEE 802.15.4 define 27 diferentes canais sem fios. Uma rede pode suportar apenas uma parte de um conjunto de canais. Desse modo, a camada física deve ser capaz de sintonizar o seu

transceptor para um canal específico solicitado por um protocolo de camada superior.

2.4.1.4 Camada de Controle de Acesso ao Meio

A subcamada MAC da IEEE 802.15.4 protocolo fornece uma interface entre a camada física e os protocolos da camada superior da LR-WPAN.

Esta subcamada, de acordo com Koubâa *et al* (2005), tem muitos aspectos em comum com a sub-camada MAC do protocolo IEEE 802.11⁶, tais como o uso de CSMA/CA como um protocolo de acesso ao canal e o suporte a períodos de livre de disputas ou baseados em disputas. No entanto, a especificação da subcamada MAC IEEE 802.15.4 é adaptada às exigências do LR-WPAN como, por exemplo, eliminando o mecanismo RTS/CTS⁷ (usado em IEEE 802.11) para reduzir a probabilidade de colisões, uma vez que as colisões são mais prováveis de ocorrer nas redes de baixa taxa.

O padrão IEEE 802.15.4 cria o conceito de *superframe* que é uma arquitetura de comunicação de rede especial para a multiplexação por divisão de tempo. Neste caso, o protocolo MAC do padrão suporta dois modos operacionais que podem ser selecionados pelo coordenador:

- *Modo Beacon-enabled*: neste modo, as balizas são periodicamente geradas pelo coordenador para sincronizar os dispositivos conectados e identificar a rede PAN. Um quadro de balizamento inicia um *superframe*, que incorpora todos os quadros de dados trocados entre os nós e o coordenador da rede PAN. As transmissões de dados entre os nós também são permitidos durante a duração do *superframe*.
- *Modo Non Beacon-enabled*: neste modo onde as balizas não são habilitadas, os dispositivos podem simplesmente enviar os seus dados usando o mecanismo *unslotted* CSMA/CA. Não se utiliza de uma estrutura *superframe* neste modo.

⁶ IEEE 802.11 é um conjunto de padrões para execução de redes locais sem fio (WLAN - Wireless Local Area Network) operando nas faixas de frequências de 2,4, 3,6 e 5 GHz (Tanenbaum, 2003).

⁷ RTS/CTS (Request to Send/Clear to Send) é um mecanismo opcional usado pelo protocolo de redes sem fio para reduzir colisões de quadros introduzidos pelo problema do terminal oculto. Um nó que pretende enviar dados envia um quadro (RTS). O nó de destino responde com um quadro CTS. Qualquer outro nó que recebe o quadro RTS ou CTS deve abster-se de enviar dados por um determinado momento (Tanenbaum, 2003).

A Figura 2.19 mostra a estrutura dos modos de operação do padrão IEEE 802.15.4.

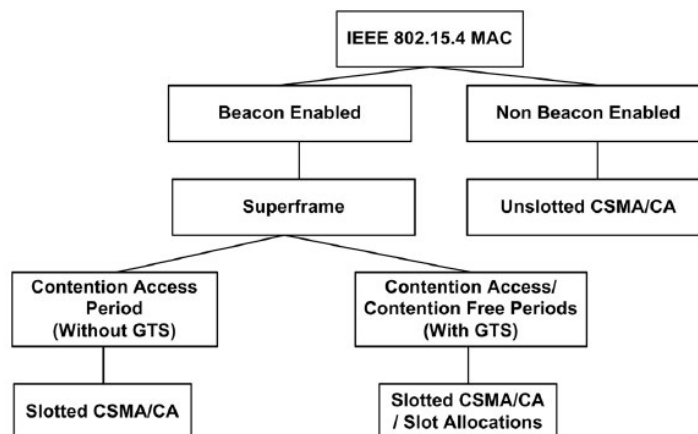


Figura 2.19 – A estrutura dos modos de operação do padrão IEEE 802.15.4 (Koubâa *et al*, 2005)

2.4.1.5 Modo de operação Beacon-enabled

Segundo Gutiérrez *et al* (2004), quando o coordenador escolhe o modo *beacon-enabled*, ele força o uso de uma estrutura *superframe* para gerenciar a comunicação entre os dispositivos associados à rede PAN. O formato do *superframe* é definido pelo coordenador do PAN e transmitido para outros dispositivos dentro de cada quadro de balizamento, que é transmitido periodicamente pelo coordenador do PAN. O *superframe* é dividido em 16 faixas de igual tamanho, e é seguido por um período inativo pré-definido.

O *superframe* está contido em um intervalo delimitado por dois quadros de balizamento consecutivos, e inclui um período de disputa de acesso (CAP – *Contention-Access Period*) e pode incluir também um período livre de disputa de acesso (CFP – *Contention-Free Period*), conforme descrito em seguida:

- Se as comunicações estão restritas ao CAP (definido na baliza, emitida pelo Coordenador PAN) um dispositivo que deseja se comunicar deve competir com outros dispositivos, utilizando o mecanismo *slotted CSMA/CA*. Todas as

transmissões devem ser concluídas antes do final do *superframe*, ou seja, antes do início do período inativo (se existir), conforme mostra a figura 2.20.

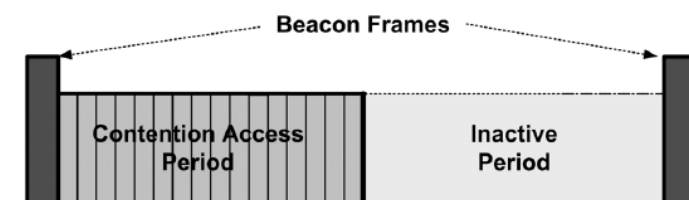


Figura 2.20 – A estrutura superframe sem GTS (Gutiérrez *et al*, 2004)

- Se a rede exigir suporte a qualidade de serviço (QoS – *Quality of Service*), então será definido um período livre de disputas (CFP – *Contention-Free Period*). O CFP consiste em faixas de tempo garantidas (GTS – *Guaranteed Time Slots*) que podem ser atribuídas pelo coordenador da rede PAN para aplicações que necessitam de uma baixa latência ou uma específica largura de banda. O CFP é uma parte do *superframe* e inicia na faixa de tempo imediatamente adjacente ao CAP, como mostra a Figura 2.21. O coordenador PAN pode alocar até sete GTSs e cada um pode ocupar mais de uma faixa de tempo. Com essa configuração de *superframe*, todas as comunicações baseadas em disputa devem ser concluídas antes do início do CFP, e um nó transmitindo um GTS deve garantir que a sua transmissão será concluída antes do início do próximo GTS (ou o fim do CFP). De acordo com o padrão, o GTS é apenas usado para comunicações entre o coordenador do PAN e um dispositivo.

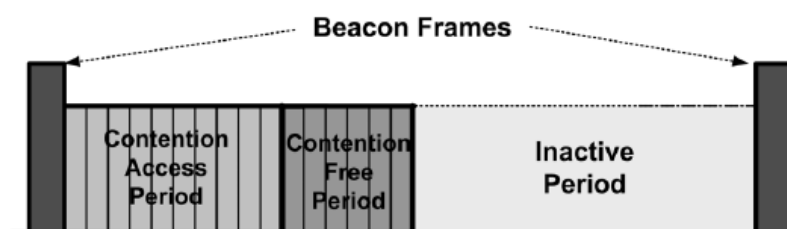


Figura 2.21 – A estrutura superframe com GTS (Gutiérrez *et al*, 2004)

Em ambas as configurações (CAP ou apenas CAP/CFP), a estrutura *superframe* pode ter um período inativo, durante o qual, o coordenador não interage com o seu PAN e os dispositivos podem entrar em um modo de baixo consumo. A comutação da rede entre a

atividade e períodos de inatividade é muito adequada onde a preocupação principal é o consumo reduzido de energia. De fato, os períodos inativos possibilitam que os dispositivos economizem energia e, assim, aumentem a vida útil da rede.

2.4.1.6 Modo de operação Non Beacon-enabled

De acordo com Koubâa *et al* (2005), quando o coordenador do PAN seleciona o modo *Non Beacon-Enabled*, não existem balizas nem *superframes*. O controle de acesso ao meio é feito pelo mecanismo *Unslotted CSMA/CA*. Todas as mensagens a transmitir serão enviadas de acordo com este mecanismo, com exceção dos quadros de reconhecimento (*Acknowledgment Frames*) e qualquer quadro de dados (*Data Frame*) que segue imediatamente o reconhecimento de um comando de solicitação de dados.

2.4.1.7 Sincronização

Sincronização de tempo entre elementos em computação distribuída, de acordo com Cox *et al* (2005), é um requisito comum para muitas aplicações. O sincronismo de tempo exato pode ser essencial em uma Rede de Sensores Sem Fio (RSSF) para facilitar as operações do grupo, como localização do sensor, agregação de dados, amostragens distribuídas, localização da fonte, etc. Sincronismo por marcação de tempo pode ser fundamental para a correlação adequada das informações de sensores de várias fontes. Além disso, relógios sincronizados são essenciais para protocolos de comunicação com canal compartilhado, como a multiplexação por divisão de tempo (TDM – Time Division Multiplexing).

Cada aplicação baseada em sincronização de tempo tem um conjunto diferente de requisitos. Com base nesses requisitos, os diversos mecanismos de sincronização devem ser avaliados utilizando-se de várias métricas, respondendo a perguntas tais como: Qual a precisão necessária? Os nós da rede necessitam manter-se sincronizados o tempo todo, ou

podem simplesmente realizar a sincronização quando necessário (como quando vários nós necessitam comparar o tempo de detecção de um único evento)? Quanto tempo e energia estão disponíveis para o nó gastar com sincronização? Qual é o custo para implementar a sincronização e a necessidade de uso de algum equipamento especial ou infra-estrutura? Em uma RSSF composta por um grande número de pequenos nós alimentados por bateria, os dois fatores mais importantes seriam provavelmente consumo e custo reduzidos.

Existem vários protocolos e algoritmos implementados para fornecer sincronização de tempo em redes de computadores. O Network Time Protocol (NTP) é talvez o mais conhecido, utilizado principalmente para sincronização de relógios através da Internet. No entanto, requer uma quantidade significativa de recursos de computação e informática, e não é particularmente tolerante a falhas, tornando-se inadequado para uma RSSF.

Cox *et al* (2005) sugerem, então, a utilização do Flooding Time Synchronization Protocol (FTSP), desenvolvido para fornecer um método de sincronização de tempo em larga escala para uma grande rede de sensores sem fio. O FTSP foi projetado para acomodar mudanças de topologia de rede (que são necessárias quando os sensores são móveis) e para ser robusto, apesar de possíveis falhas em nós individuais (uma consideração necessária para RSSF).

O FTSP se utiliza da sincronização periódica do tempo. A rede pode eleger dinamicamente um nó raiz ou coordenador. Sempre que um nó recebe uma mensagem de sincronismo de tempo, ele retransmite a mensagem, portanto, inundando a rede com mensagens de sincronização. A mensagem em si contém uma marca de tempo muito precisa de quando a mensagem foi enviada, portanto o nó receptor passa a ter uma marca de tempo quando recebe a mensagem. Comparando com as marcas de tempo das várias últimas mensagens recebidas, o nó calcula uma simples regressão linear que permite compensar a diferença em seu relógio e o tempo global, bem como a diferença relativa em frequência. Isso permite que cada nó mantenha uma estimativa precisa do tempo global, apesar do fato de que seu relógio local pode correr ligeiramente mais rápido ou mais devagar do que a fonte do relógio global.

Élson *et al* (2002) descrevem o *Reference-Broadcast Synchronization* (RBS), um esquema em que os nós enviam balizas de referência para os vizinhos usando transmissões em difusão na camada física. Uma transmissão de referência não contém uma marca de

tempo explícita, em vez disso, os receptores utilizam o instante da chegada como ponto de referência para comparar seus relógios.

A principal característica do RBS é que uma transmissão em difusão apenas sincroniza um conjunto de receptores com outro, ao contrário de outros protocolos que sincronizam o remetente da mensagem com o seu receptor. Com isso, remove o tempo de envio (*Send Time*) e o tempo de acesso (*Access Time*) do caminho crítico, como mostra a Figura 2.22. Na RBS, o comprimento do caminho crítico é encurtado para incluir apenas o tempo da injeção do pacote para o canal para a última leitura do relógio. Esta é uma vantagem significativa para a sincronização de uma RSSF, onde o tempo de envio e o tempo de acesso são tradicionalmente os maiores contribuinte para o não-determinismo da latência. Além disso, uma transmissão RBS é sempre usada como uma referência de tempo relativa, nunca para se comunicar um valor absoluto. É justamente essa propriedade que elimina o erro introduzido devido ao tempo de envio e ao tempo de acesso: cada receptor está sincronizado a um pacote de referência que foi, por definição, injetado no canal físico no mesmo instante. A mensagem em si não contém uma marca de tempo gerada pelo transmissor, nem é importante quando ele é enviado. Na verdade, a transmissão não precisa sequer de ser um pacote de sincronismo de tempo dedicado.

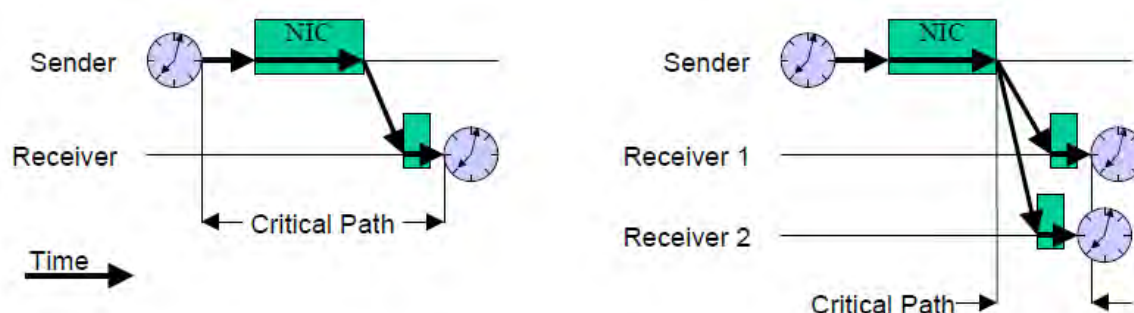


Figura 2.22 – A análise do caminho crítico para os protocolos de sincronização de tempo tradicional (esquerda) e RBS (direita) (Élson *et al*, 2002)

Utilizando-se de RBS, praticamente qualquer tipo de transmissão existente pode ser utilizado para recuperar informações de tempo - por exemplo, os pacotes de protocolo de resolução de endereço (ARP – *Address Resolution Protocol*) na Ethernet, ou o controle de tráfego transmitido em redes sem fio (por exemplo, trocas de RTS/CTS ou pacotes de descoberta de rota).

2.4.1.8 Susceptibilidade a ruído

A susceptibilidade a ruído em ambientes eletromagneticamente agressivos deve ser considerada para a utilização em linhas de distribuição. Shapoury e Kezonovic (2007) descrevem uma metodologia utilizada para avaliar o comportamento de redes sem fio de uma maneira geral, em ambientes sujeito a altas voltagens. Sugerem a existência de uma componente determinística atuando no valor da relação sinal-ruído e a necessidade da utilização de esquemas de modulações mais complexos e adaptáveis de maneira a minimizar a sua influência.

Shan *et al* (2007), por outro lado, avaliam o impacto de descargas parciais e seu potencial para produzir radiação de alta frequência sobre o desempenho da tecnologia ZigBee, que se utiliza do padrão IEEE 802.15.4 como camada de enlace e camada física. Para isso, se utilizam de um emulador de descargas parciais e de um sistema de medição abrangendo uma faixa de frequência de 716 MHz a 5 GHz. A partir dos resultados obtidos no experimento, sugerem que não houve impacto negativo sobre o desempenho da tecnologia ZigBee pelo ambiente eletromagnético (incluindo descargas parciais) da subestação.

Capítulo 3

Materiais e Métodos

Serão apresentados neste capítulo, a descrição do medidor e dos dispositivos de medição de tensão e corrente, a implementação dos circuitos de condicionamento dos sinais, a definição do processo de aquisição de sinais e a configuração da rede sem fio.

3.1 Metodologia

O sistema proposto neste trabalho é composto de unidades de medição de corrente e de tensão aplicadas em cada fase da rede de distribuição e de um elemento coordenador/concentrador que tem as funções de coordenar as aquisições pelas unidades e processar as informações de maneira a identificar e localizar os ramais sob falta, como é mostrado na Figura 3.1.

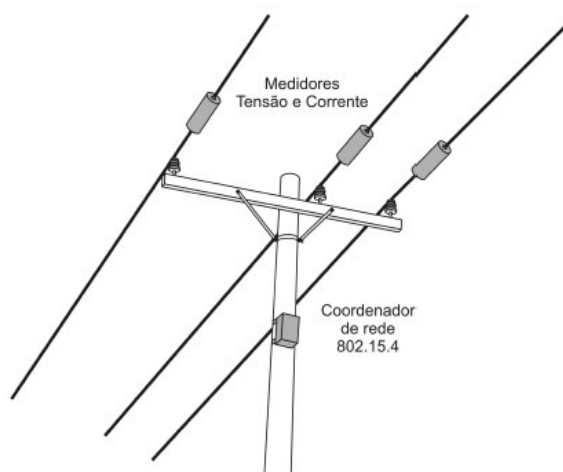


Figura 3.1 – Sistema de medição proposto.

Os medidores aplicados em cada fase possuem um sensor de tensão baseado em acoplamento capacitivo, um sensor de corrente baseado em bobina de Rogowski e amplificadores para condicionar os sinais obtidos nos sensores, com o objetivo de adequar os sinais para entrada do conversor analógico-digital do microprocessador. Os dados

digitalizados são processados para obter sua FFT e então enviados ao *transceiver* padrão 802.15.4 encarregado do protocolo de comunicação com o coordenador e concentrador de dados da rede sem fio. O diagrama em blocos está representado na Figura 3.2.

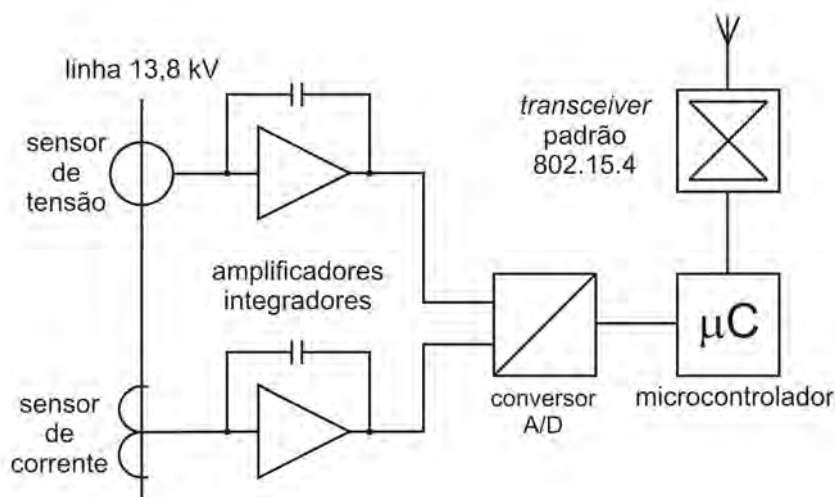


Figura 3.2 – Diagrama em bloco do medidor de cada fase da rede de distribuição.

Como microprocessador, cada medidor possui um Arduino Duemilanove com ATmega328, que é uma plataforma de *hardware* livre com suporte de entrada/saída embutido e uma linguagem de programação padrão a qual tem origem em *Wiring*, que é um ambiente de programação de código aberto, baseado em C/C++. O ambiente de desenvolvimento é simples e não necessita de configurações complexas. A Figura 3.3 mostra o microcontrolador utilizado. O objetivo de se usar esse tipo de solução no projeto foi facilitar a implementação do *hardware* e do *software*, por existir placas de circuito impresso prontas para serem encaixadas no Arduino, conhecidas como *shields*.

As características do microcontrolador da versão do Arduino utilizada no projeto são as seguintes:

- Memória Flash de 32 kbyte da qual 500 bytes são usados pelo *bootloader*
- Memória RAM estática de 2 kbyte
- Memória EEPROM de 1 kbyte
- Clock de 16 MHz
- 6 entradas analógicas com conversor A/D de 10 bits
- 6 canais de PWM
- 14 pinos de entrada/saída digitais
- UART programável

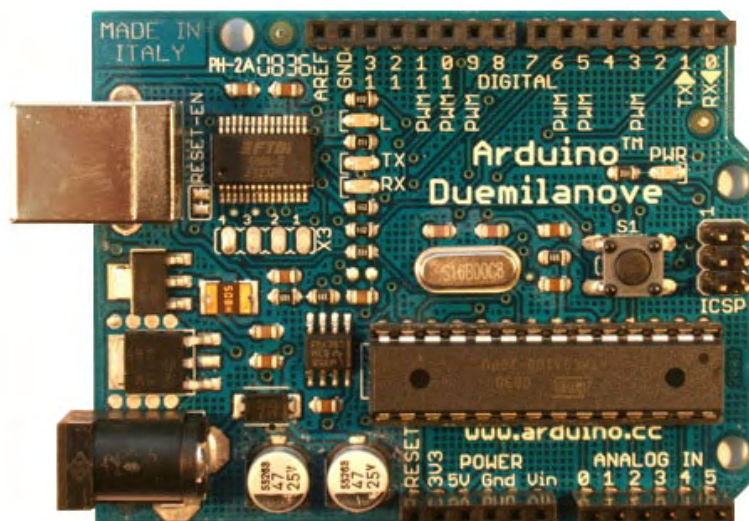


Figura 3.3 – O Arduino Duemilanove (Arduino, 2010).

Como *transceiver* padrão IEEE 802.15.4, foi utilizado um módulo XBee produzido pela Digi (Digi, 2010), mostrado na Figura 3.4, que possui as seguintes especificações:

- Alcance em ambientes fechados (*indoor*): 40 m
- Alcance em ambientes abertos (*outdoor*): 120 m
- Taxa de transmissão RF de dados: 250kbps
- Taxa de dados da interface serial: 1200 bps – 1 Mbps
- Potência de transmissão: 2 mW
- Sensibilidade do receptor: -96 dBm
- Número de canais: 16
- Opções para antena chip, fio ou conector RPSMA (antena externa)
- Topologia de rede suportada: ponto-a-ponto, ponto-a-multiponto e *mesh*.
- Até 10 entradas/saídas digitais e 4 canais de conversor A/D de 10 bits.

Os módulos XBee podem se comunicar de dois modos distintos: o modo transparente e o modo API (Application Programming Interface).

Quando o módulo está operando em modo transparente ele atua como uma linha serial. Todos os dados recebidos pela UART são enfileirados para transmissão RF pelo módulo. Ou seja, assim que os dados RF são recebidos pelo outro módulo, são enviados diretamente para sua saída serial. Portanto, o modo transparente só opera em topologia

ponto-a-ponto, pois o endereço do destinatário é fixo e não é enviado junto com o pacote de dados.

O modo API amplia o nível em que um aplicativo host pode interagir com os recursos de rede do módulo. Quando em modo de API, todos os dados que entram e saem do módulo estão contidos em quadros que definem as operações ou eventos dentro do módulo. Neste caso, além de enviar os endereços do remetente e do destinatário, os quadros API podem conter informações úteis, tais como, status de sucesso/falha, RSSI, informações de roteamento e outras mais. No modo API os módulos podem operar em topologias do tipo ponto-a- multiponto e *mesh*.

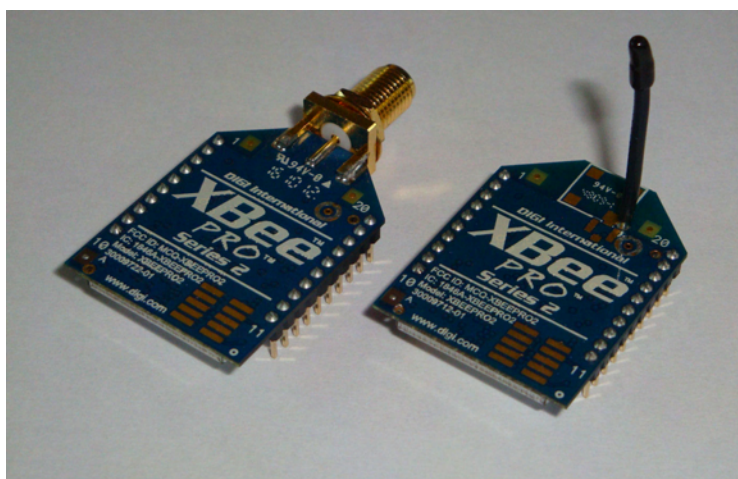


Figura 3.4 – Módulos XBee com conector RPSMA e antena tipo fio (Digi, 2010).

Para conectar um módulo XBee ao microcontrolador Arduino utilizou-se um XBee Shield da DFRobots. Trata-se de uma placa de circuito impresso já formatada para o seu perfeito encaixe nos conectores do Arduino que confere a conversão adequada dos níveis de tensão de alimentação e de sinais do módulo com o Arduino, bem como conecta as linhas seriais DIN e DOUT do módulo com os respectivos pinos da UART do microcontrolador TX e RX. A Figura 3.5 mostra o XBee Shield utilizado.

Como dispositivo concentrador dos dados, neste trabalho, utilizou-se um microcomputador, ao qual, conectou-se o módulo XBee através de uma placa COM-UsbBee® da Rogercom (Rogercom, 2010), que faz a interface da serial do módulo com a serial USB, mostrada na Figura 3.6. Esta placa possui ainda indicadores LEDs para os sinais TX e RX, RSSI e indicativo de associação.

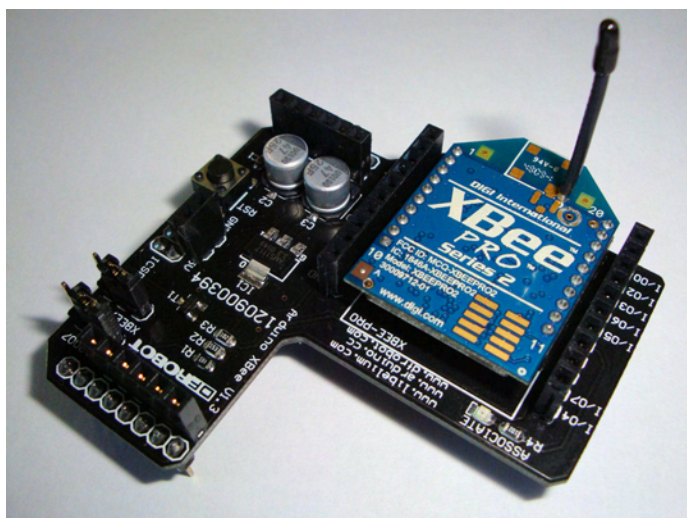


Figura 3.5 – Xbee Shield utilizado para conectar o módulo com o Arduino (DFRobot, 2010).

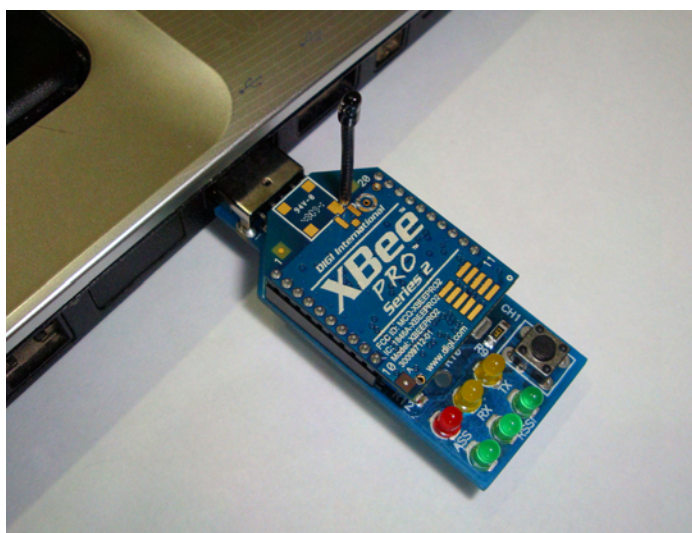


Figura 3.6 – Placa COM-UsbBee utilizada no projeto (Rogercom, 2010).

Com o propósito de avaliar o desempenho de um sistema baseado em uma rede sem fio padrão 802.15.4 nas proximidades de um alimentador aéreo da classe 15 kV onde existem campos elétricos e magnéticos intensos, foi utilizado um kit de avaliação MC1321xDSK da Freescale (Freescale, 2010), mostrado na Figura 3.7. Devido ao seu formato mais compacto, foi possível fixá-lo na extremidade de um bastão de fibra de vidro para aproximá-lo da linha de distribuição de uma forma segura. Através de um *software* contido no próprio kit que realiza uma avaliação do desempenho de dispositivos baseados no padrão IEEE 802.15.4, puderam ser obtidos resultados em termos de BER (*Bit Error*

Rate) e ByER (*Byte Error Rate*), que mostraram a viabilidade da utilização da rede sem fio próxima à rede de distribuição.



Figura 3.7 – Kit de avaliação MC1321xDSK (Freescale, 2010).

3.1.1 Máxima Frequência de Aquisição

Para o cálculo da máxima frequência de amostragem dos medidores, deve ser considerado que o fator limitante será a máxima taxa de transferência de dados do padrão 802.15.4 que é de 250 kbps para a banda de operação 2,4 GHz.

Sendo n_d o número de dispositivos medidores (um por fase), n_m o número de grandezas elétricas aferidas em cada medidor (tensão e corrente feitas alternadamente), n_b o número de bits do conversor AD (8 bits), a taxa de transferência de dados (*throughput*) que o coordenador estará submetido será de:

$$t_p = n_d \cdot n_m \cdot n_b \cdot f_a \quad (60)$$

Portanto, a máxima frequência de amostragem que se consegue utilizando o padrão 802.15.4 será:

$$f_a = \frac{t_p}{n_d \cdot n_m \cdot n_b} = 5,2 \text{ kHz} \quad (61)$$

Segundo Ogata (1994), para não se perder a informação contida em um sinal amostrado, é necessário que a frequência de amostragem (quantidade de amostras por unidade de tempo) seja pelo menos o dobro da maior frequência de interesse contida no sinal. Porém, para minimizar perda de informações relevantes no sinal amostrado, a frequência de amostragem deve ser, pelo menos, 10 vezes maior que a frequência do sinal amostrado. Portanto, conclui-se que a máxima frequência que o sistema pode medir com razoável precisão será de 520 Hz, ou seja, até a 7ª harmônica. Com isso, fica descartada a idéia original do projeto que seria enviar as oscilografias dos sinais de tensão e corrente das três fases para o coordenador da rede em tempo real.

Considerando que os microprocessadores dos medidores de cada fase se encontravam ociosos, então, parte do processamento dos sinais foi transferida para eles. Assim, os medidores em cada fase calculam a FFT dos sinais de tensão e corrente e enviam ao processador apenas a informação da amplitude das harmônicas.

Neste caso, a quantidade de informação a ser transmitida pelos medidores é limitada pela quantidade de amostras, pois o número de termos resultantes do cálculo do FFT é igual ao número de termos do vetor de amostragem de entrada, que por sua vez deverá ser uma potência de dois. Entretanto, apenas a metade destes termos trará informação relevante, pois o resultado da FFT estará espelhado (Zonst, 2000).

Para o caso da plataforma adotada, o fator limitante no cálculo do FFT será a quantidade de memória RAM, pois o cálculo resulta em dois vetores de tamanho igual ao tamanho do vetor de amostragem de entrada: um correspondente à parte real e outro correspondente à parte imaginária. Uma vez que esse cálculo é feito em ponto flutuante, cada variável ocupa 4 bytes, ou seja, necessita-se de 8 bytes por amostra para o cálculo do FFT. No caso do ATmega328 utilizado, sua memória de 2 Mbytes de RAM limita o número de amostras em 128 e portanto, o número de termos resultantes da FFT é 64, que é a metade do número de amostras.

3.1.2 Sincronismo das Medidas de Aquisição

Uma premissa inicial importante para o desenvolvimento do medidor era que as medidas de tensão e corrente nas três fases fossem sincronizadas. Embora o fato de estar sendo calculada em cada medidor a FFT dos sinais, ou seja, obtendo os sinais no domínio da frequência, possa parecer que a informação de fase deixou de ser relevante, ela ainda existe na forma complexa dos coeficientes do FFT. Porém, o resultado a ser transmitido para o concentrador da rede de sensores é apenas a informação de amplitude e, portanto, a informação da fase deixa de ser importante.

Mesmo assim, optou-se para que as aquisições nos três medidores fossem feitas no mesmo instante.

O método utilizado para efetuar as medidas simultaneamente foi o envio de comando de aquisição para o conversor AD do microprocessador através de endereçamento de difusão (broadcast). Portanto, é enviado um comando de aquisição de uma determinada entrada de AD para todos os dispositivos da rede. As aquisições de tensão e corrente em cada fase serão alternadas no tempo, ou seja, serão feitas primeiramente as aquisições das tensões nas fases e em seguida serão feitas as aquisições das correntes em cada fase.

3.2 Dispositivo para Medição de Tensão

A medição de tensão está baseada no sensoriamento da componente radial da intensidade do campo elétrico $\vec{E}$ através de um cilindro de cobre (cilindro-E) de 41 mm de diâmetro, espessura de 1 mm e 75 mm de comprimento, montado coaxialmente com o condutor da rede de distribuição, através de um núcleo usinado de *nylon* (ϵ_r igual a 3,5) como mostra a Figura 3.7. Dois anéis de guarda de 10 mm de largura, com o mesmo diâmetro são montados em cada lado do cilindro, e dele separados por um espaçamento de 1,5 mm, com o objetivo de reduzir o efeito de dispersão do campo nas duas extremidades do cilindro. Um cilindro de cobre externo de referência com diâmetro de 50 mm e comprimento de 100 mm envolve todo o conjunto isolado por um tubo de PVC.

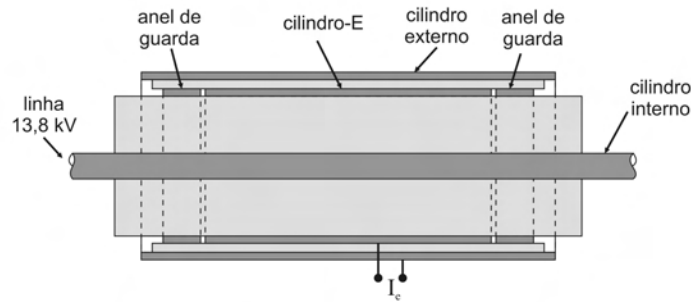


Figura 3.8 – Diagrama do sensor de tensão por acoplamento capacitivo.

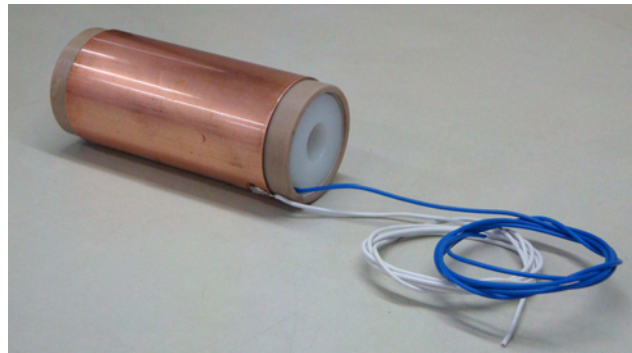


Figura 3.9 – Sensor de tensão por acoplamento capacitivo.

Considerando os valores adotados na construção do sensor, o valor da corrente induzida I_e em sua saída será expresso por $I_e = \omega \cdot C_e \cdot V$, onde C_e é a capacitância entre o cilindro-E e o condutor interno, obtida através da equação 35, e dada por:

$$C_e = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{R_2}{R_1}} \cdot l_e \quad (63)$$

Para as dimensões e materiais do sensor experimental construído o valor da capacitância do cilindro-E é de $C_e = 87$ pF, e portanto, para uma frequência de 60 Hz, a corrente induzida devido ao campo elétrico em função da tensão será cerca de 33 μ A/kV.

3.3 Dispositivos para Medição de Corrente

Para medir a corrente de forma satisfatória, foi levado em consideração que o seu sistema de medição deveria possuir uma resposta em frequência que não atenuasse as componentes harmônicas da corrente medida e, conseqüentemente, introduzisse distorções na medição. Para isso, baseado em trabalhos publicados sobre o conteúdo harmônico das correntes solicitadas por iluminação, equipamentos e dispositivos atuais típicos (Van den Keybus et al, 2000), foi definido que o sistema medidor deveria ter uma resposta plana até a 30ª harmônica. Embora lâmpadas eletrônicas, bastante utilizadas atualmente, possuam conteúdo harmônico significativo até 40ª harmônica, foi estabelecido o limite de 2000 Hz para não dificultar o processo de aquisição de dados.

Portanto, os tradicionais transformadores de corrente usados em medição de corrente não se aplicam neste caso por não possuírem uma resposta em frequência que atenda aos requisitos da proposta.

3.3.1 Dispositivo com Sensor de Efeito Hall

Uma primeira escolha para implementar um dispositivo de medição de corrente com uma boa resposta em frequência são os sensores de efeito Hall. Foi utilizado, então, um sensor radiométrico linear de efeito Hall A1321 da Allegro Microsystems (Allegro Microsystems, 2010), que possui uma resposta em frequência plana até 30 kHz. Este dispositivo possui circuitos internos que garantem compensação de temperatura e uma boa linearidade na saída. A Figura 3.10 mostra o diagrama em blocos funcional.

Este componente é alimentado por uma tensão de 5 Volts e quando a densidade de fluxo magnético que o atravessa é igual a zero, a tensão quiescente em sua saída é de 2,5 Volts. A tensão na saída deste componente varia linearmente em função da densidade de fluxo magnético $\vec{B}$ que o atravessa e seu valor é de 5,0 mV/G.

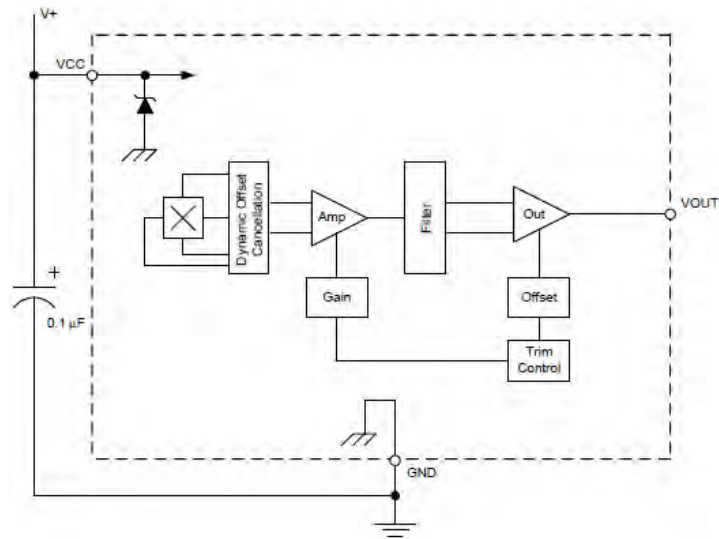


Figura 3.10 – Diagrama em blocos do A1321 (Allegro, 2010)

Para condicionar o campo magnético devido à corrente a ser medida, usou-se um núcleo de ferrite NT-27/16/12-122 de formato toroidal com gap de 1,5 mm, produzido pela Thornton (Thornton, 2010). Neste caso, segundo o fabricante do ferrite, a densidade de fluxo magnético pode ser dada por:

$$B = \frac{4 \cdot \pi \cdot \mu_e}{l_m} \cdot NI \quad (64)$$

Considerando as dimensões do ferrite adotado e uma única espira como mostrado na Figura 3.11, a densidade de fluxo magnético que atravessa o sensor de efeito Hall será:

$$B \approx 6,9 \cdot I \text{ G/A} \quad (65)$$

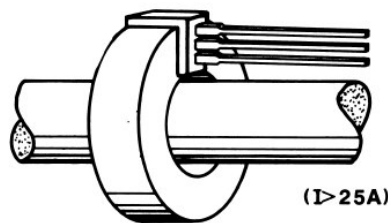


Figura 3.11 – Toróide com *gap* para medição de corrente (Allegro, 2010)

Testes preliminares com o dispositivo em bancada demonstraram excelente linearidade e uma boa sensibilidade, porém, ao efetuar testes junto à linha de distribuição com tensões próximas a 13 kV, o dispositivo de efeito Hall não suportou os intensos campos elétricos e magnéticos e foi danificado. Porém, a sua excelente linearidade fez com que fosse utilizado como referência nos testes do dispositivo de medição de corrente.

3.3.2 Dispositivo com Bobina de Rogowski

A solução adotada para o sensor de corrente, que permitisse uma boa linearidade com uma resposta em frequência satisfatória, além de possuir uma excelente robustez com relação aos intensos campos elétricos e magnéticos existentes nas vizinhanças de uma linha de distribuição, foi a bobina de Rogowski.

Considerando o número de espiras e dimensões utilizado para a construção de uma bobina de Rogowski, o valor da tensão induzida V_r em sua saída pode ser expressa por $V_e = \omega \cdot L_e \cdot V$, onde L_e é a indutância da bobina dada por $L_e = N \cdot M$, e M é a indutância mútua da bobina, obtida através da equação 19, e dada por:

$$M = \frac{\mu_0 n w}{2\pi} \ln \frac{b}{a} \quad (66)$$

onde w é o comprimento da bobina, b é o diâmetro externo, a é o diâmetro interno e μ_0 é a permeabilidade magnética do ar.

Foi inicialmente construída uma bobina de Rogowski com cerca de 950 espiras de fio 27 AWG sobre uma forma toroidal de PVC de 10 cm de comprimento, 10,75 cm de diâmetro, e espessura radial de 0,5 cm. Uma única espira foi adicionada no sentido transversal da bobina para compensar a espira formada pelo avanço do enrolamento em torno do toroide.

Os testes revelaram uma baixa sensibilidade da bobina, o que foi atribuído ao fato da tensão induzida na bobina ser diretamente proporcional ao logaritmo da relação entre o raio externo b e o raio interno a do toróide (equação 66). Como esses raios (neste caso específico representam a espessura radial da forma toroidal) possuem valores próximos,

sua relação é aproximadamente unitária e seu logaritmo possui um valor bem pequeno (próximo de zero).

Foi confeccionada então uma nova bobina utilizando-se dois tubos de PVC de 10 cm de comprimento e com diâmetros 75 e 50 mm respectivamente, como mostra o desenho da Figura 3.12, com aproximadamente 310 espiras de fio 29 AWG.

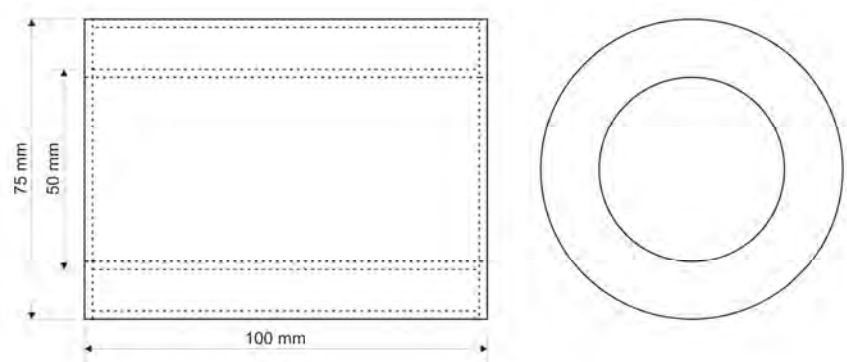


Figura 3.12 – Forma toroidal de PVC utilizada para bobina de Rogowski

Neste caso, para estas dimensões e número de espiras, o valor da indutância da bobina de Rogowsky construída teórica será $M = 2,5 \mu\text{H}$ e, portanto, para uma frequência de 60 Hz, a tensão induzida em função da corrente será cerca de $950 \mu\text{V/A}$.

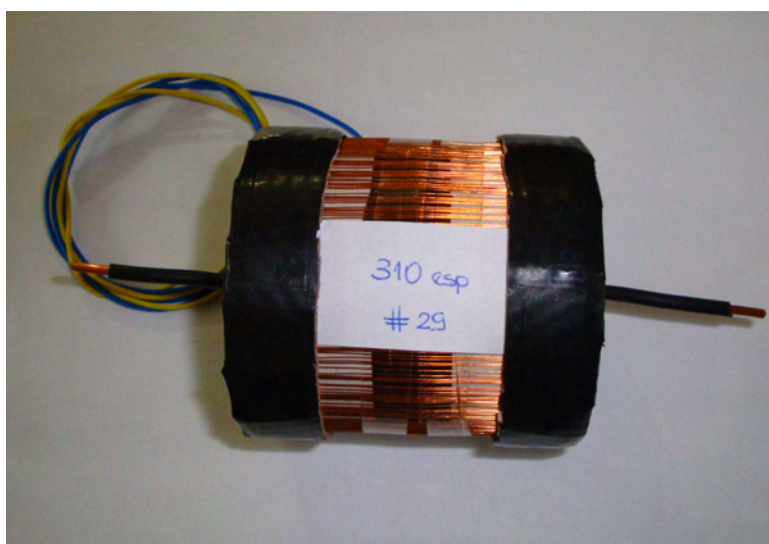


Figura 3.13 – Bobina de Rogowski confeccionada.

3.4 Circuito de Condicionamento de Sinais

Os sinais nas saídas do cilindro-E e da bobina de Rogowski precisam ser condicionados para que possam ter a amplitude e a fase correta para o conversor AD do microprocessador. Para esse propósito, foram utilizados circuitos baseados em amplificadores operacionais como mostrado na Figura 3.14.

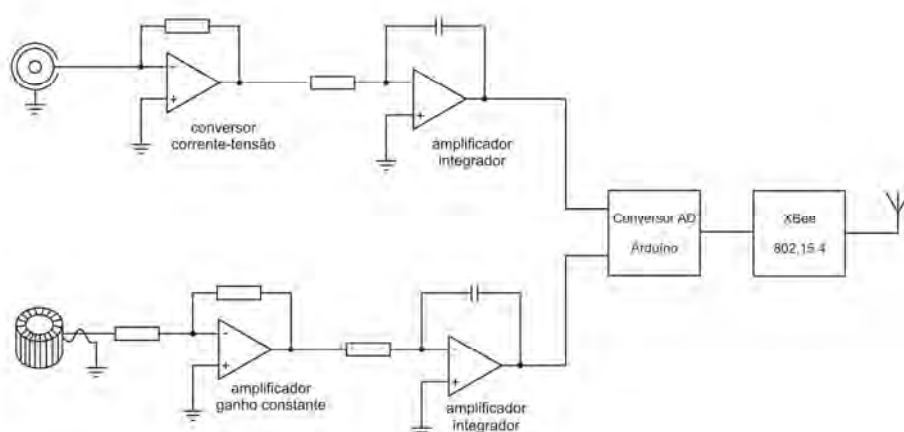


Figura 3.14 – Circuito eletrônico utilizado para condicionamento de sinais

A corrente induzida no cilindro-E pelo campo elétrico variável no tempo é convertida em um sinal de tensão utilizando um amplificador de transresistência implementado com amplificador operacional cuja função é fornecer uma tensão na saída proporcional à corrente na entrada. Um segundo estágio foi acrescentado como integrador (através de um pólo em 2 kHz), além de fornecer um ganho de tensão de modo a apresentar em sua saída, uma tensão proporcional e em fase de cerca de 100 mV para cada 1 kV da tensão da rede de distribuição. O circuito é mostrado na Figura 3.15.

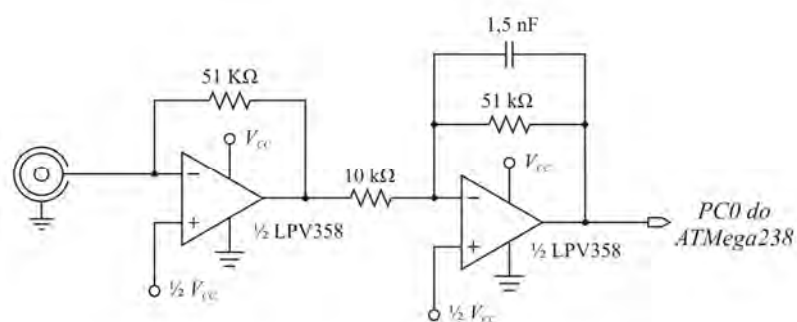


Figura 3.15 – Circuito condicionador para o sinal do cilindro-E

Um amplificador operacional confere uma impedância relativamente alta para a tensão induzida na bobina de Rogowski, e fornece uma atenuação para o estágio seguinte que integra o sinal através de um polo em 2 kHz, conforme mostrado na Figura 3.16. Este conjunto fornece uma tensão proporcional e em fase, de cerca de 100 mV para cada 1 A da corrente I que atravessa a bobina.

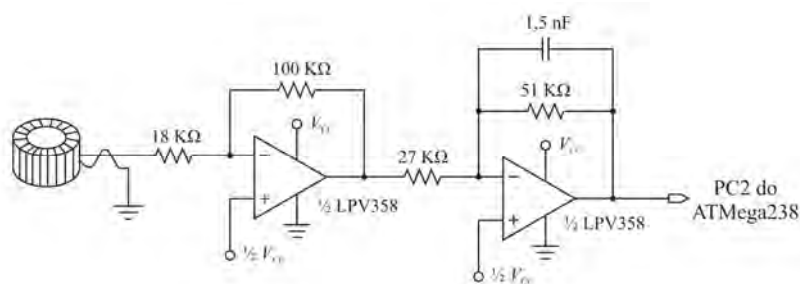


Figura 3.16 – Circuito condicionador para o sinal da bobina de Rogowski

Os sinais de saída dos amplificadores condicionadores de corrente e tensão são aplicados diretamente à entrada dos canais do conversor AD do microcontrolador, respectivamente PC2 e PC0 do ATmega328.

Os circuitos condicionadores foram montados sobre uma placa de protótipos do Arduino (Prototype Shield) como mostra a Figura 3.17.

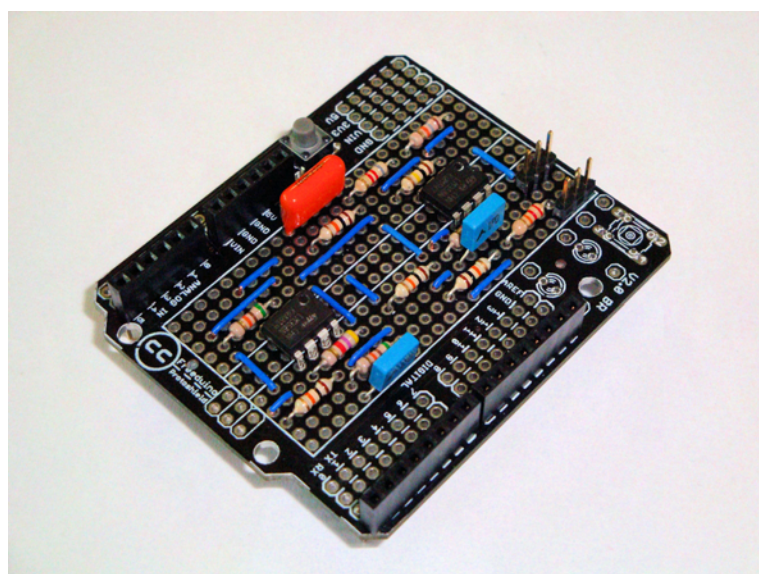


Figura 3.17 – Shield com os circuitos condicionadores de sinais

3.5 Ensaios do Sistema

Com o objetivo de avaliar o sistema proposto neste trabalho e na impossibilidade de utilizar os medidores em uma rede de distribuição área da classe de 15kV, foram realizados ensaios dos medidores separadamente de maneira a validar o conceito.

3.5.1 Dispositivo de Medição de Corrente Elétrica

Para o ensaio do dispositivo de medição de corrente elétrica (bobina de Rogowsky), foi montado o esquema mostrado na Figura 3.18. Um transformador de corrente, excitado por meio de um Variac produzindo correntes com intensidade de até 35 A. Como referência, foi utilizado um medidor de efeito Hall para avaliar se o sistema de medição proposto não estaria introduzindo erros de defasagem.

A tensão obtida na saída do sistema, após o circuito de condicionamento de sinais pode então ser comparada com o sinal na saída do dispositivo de efeito Hall.

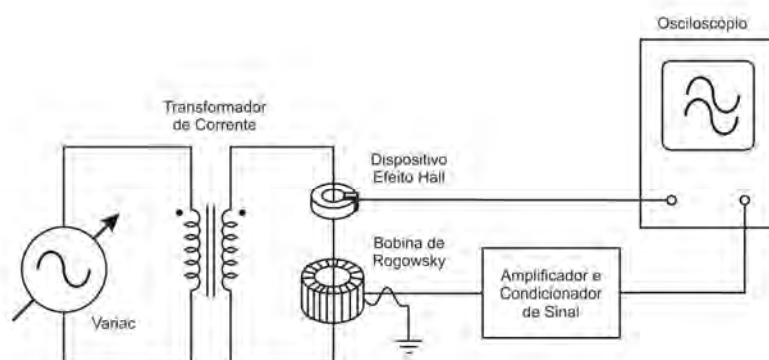


Figura 3.18 – Diagrama do ensaio do dispositivo para medição de corrente.

3.5.2 Dispositivo de Medição de Tensão Elétrica

Com o objetivo de validar o dispositivo de medição de tensão elétrica, foram utilizados transformadores de potencial. O primeiro, utilizado de forma inversa (como elevador de tensão) teve seu primário do TP utilizado como sendo a linha de distribuição aérea a ser simulada e em seu secundário foi ligado um Variac para permitir o aumento de

tensão gradual. O secundário do segundo TP foi utilizado como referência da tensão. A Figura 3.19 mostra o diagrama da montagem utilizada nos ensaios do dispositivo de medição da tensão elétrica.

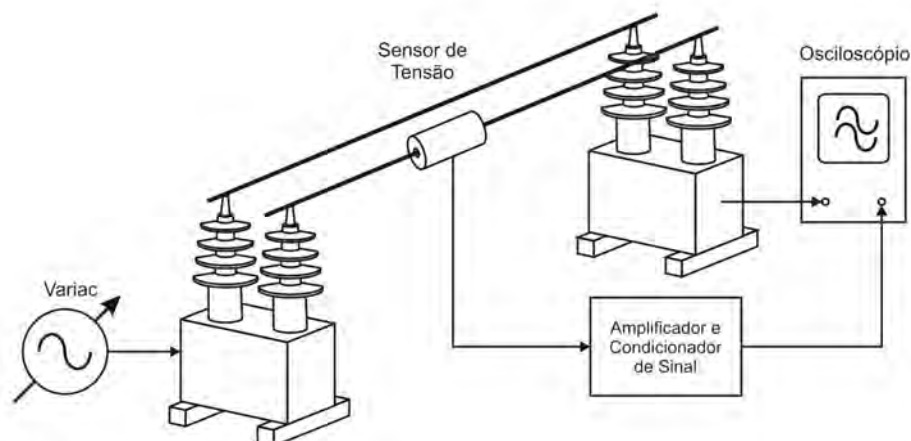


Figura 3.19 – Diagrama do ensaio do dispositivo para medição de corrente.

3.5.3 Sistema Utilizado para Aquisição, Processamento e Transmissão

Para a realização dos ensaios necessários à avaliação do processo de aquisição, do desempenho do algoritmo de processamento da FFT e transmissão de dados para coordenador da rede, foi utilizado o sistema cujo diagrama em bloco é mostrado na figura 3.20. A Figura 3.21 mostra o conjunto formado pelos módulos Arduino, *Shield* Condicionador de Sinais e *Shield* Xbee.

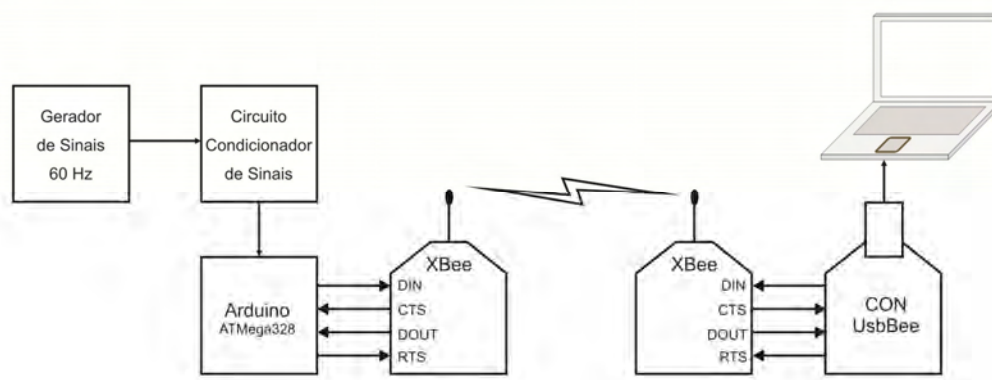


Figura 3.20 – Diagrama do ensaio do sistema de aquisição, processamento e transmissão dos dados

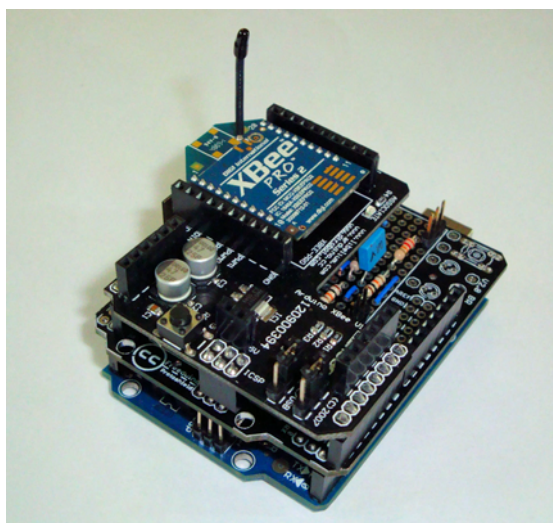


Figura 3.21 – Conjunto composto por Arduino, *Shield* Condicionador e *Shield* XBee.

3.5.4 Aquisição de sinais

Para a aquisição de sinais, houve a necessidade de realizar uma alteração na configuração padrão do Arduino uma vez que o seu tempo para conversão analógico/digital era grande o suficiente para inviabilizar sua utilização no projeto (Santos, 2009). Pela utilização de um novo valor para o *prescaler* do ATmega do Arduino, foram obtidas frequências de amostragem de até 70 KHz, valor mais que suficiente para o projeto.

Para isso, foi necessário o ajuste preciso da frequência de amostragem, considerando o número mínimo de ciclos de máquina utilizados pelo ATmega para a conversão analógica/digital.

3.5.5 Processamento da FFT

O processamento da FFT foi obtido pelo desenvolvimento do algoritmo *Cooley–Tukey* (Smith, 1999) em linguagem *Wiring* para Arduino. Para evitar resultados inesperados na execução do algoritmo devido ao truncamento da informação do sinal, foi

implementado um sistema de ponderação do sinal através de uma função de janelamento que poderá ser escolhida para cada tipo de sinal a ser analisado.

Ficou claro, no desenvolvimento do programa, que um fator limitante para a realização do algoritmo é a quantidade de memória RAM. O cálculo da FFT de um sinal com vetor de n amostras resulta em vetor de dimensão $2n$, devido à parte real e parte imaginária. Considerando que os elementos desse vetor são variáveis do tipo *float* (flutuante) que ocupam 4 bytes cada, para o caso específico do Arduino Duemilanove 328 utilizado (2 kbytes de RAM), o número máximo de amostras fica limitado em 128, pois nesse caso, são necessários $2 \cdot 128 \cdot 4 = 1024$ bytes só para armazenar o vetor resultante do cálculo da FFT.

Foi ainda implementado no programa um modo de avaliar o desempenho do algoritmo para cálculo do FFT operando em um microcontrolador de 8 bits. Para isso, foi criada uma variável dentro do programa para cronometrar o tempo decorrido desde a chamada à rotina do cálculo do FFT até o seu retorno.

3.5.6 Transmissão de sinais

O sistema de transmissão de sinais através do padrão IEEE 802.15.4, foi implementado por meio dos módulos XBee configurados em modo transparente. Desta maneira, os módulos operam em topologia ponto-a-ponto, trabalhando basicamente como uma conexão serial sem fio. O endereçamento passa a ser fixo e realizado na camada MAC e, portanto cada módulo é configurado com o endereço do destinatário como mostra a Figura 3.22. Utilizou-se para isso, um utilitário de configuração e testes X-CTU fornecido pelo fabricante dos módulos.

Durantes os testes preliminares, ficou evidente que a taxa de transmissão dos dados era inferior à velocidade com que o microcontrolador os enviava aos módulos. Foi necessário, portanto, implementar um controle de fluxo entre o módulo XBee e o Arduino, para que houvesse uma máxima taxa de transmissão sem perda dos dados.

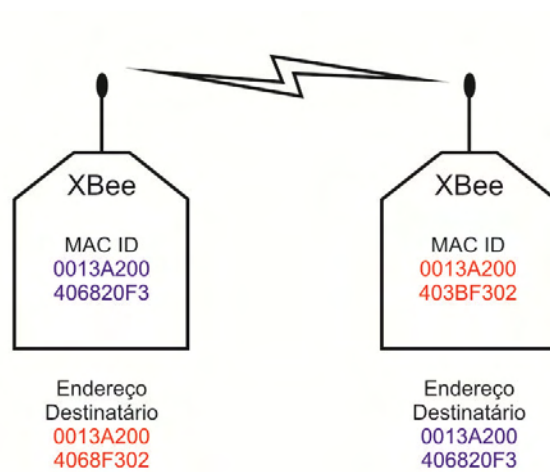


Figura 3.22 – Esquema de endereçamento dos módulos XBee.

Capítulo 4

Análise dos Resultados

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos sobre o desempenho dos dispositivos de medição de tensão e de corrente, a avaliação da compatibilidade eletromagnética da rede sem fio nas proximidades de uma linha de distribuição da classe 15 kV e a avaliação do desempenho do sistema na aquisição, no processamento e na transmissão dos valores adquiridos e processados.

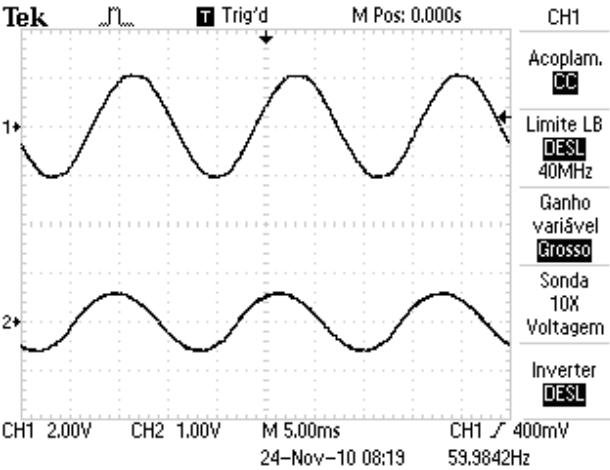
4.1 Desempenho dos dispositivos de medição

A avaliação dos dispositivos de medição, devido à dificuldade em ensaiá-los em uma rede de distribuição de 15 kV, foi inicialmente feita através de montagens que simulassem as condições definitivas do projeto. Como não dispúnhamos de equipamentos que pudessem gerar tensões e correntes de formas de onda variadas e com os níveis exigidos para o projeto, os ensaios sobre os dispositivos de medição ficaram limitados às formas de ondas senoidais na frequência de rede.

4.1.1 Dispositivo medidor de corrente elétrica

Para os ensaios do dispositivo medidor de corrente elétrica, foi utilizado o circuito descrito em 3.5.1 e mostrado na Figura 3.18. O dispositivo foi testado para valores de corrente de até 45 ampères e feitos os ajustes no circuito condicionador de sinais.

Os sinais obtidos na saída do conjunto apresentaram baixa distorção e boa linearidade mesmo quando sujeitos a correntes elevadas, o que era o esperado, pois o núcleo de ar da bobina de Rogowski isenta o conjunto de distorções provocadas por saturação do núcleo.



Mesmo assim, através da montagem descrita em 3.3.2 e mostrada na Figura 3.19,

O desempenho do dispositivo se mostrou satisfatório, validando a sua utilização

A Figura 4.2 mostra a forma de onda obtida na saída do conjunto para uma tensão de 10 kV na linha de distribuição simulada.

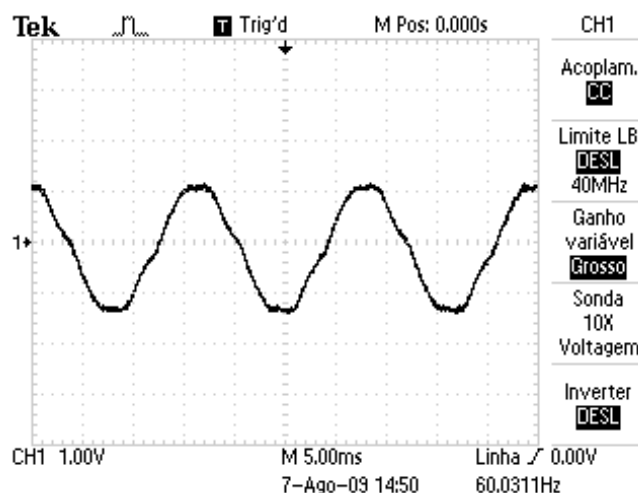


Figura 4.2 – Saída do conjunto medidor de tensão para $V = 10$ kV

4.2 Avaliação da compatibilidade eletromagnética

O sistema proposto neste trabalho é composto de unidades de medição de corrente e de tensão aplicadas em cada fase da rede de distribuição transmitindo para um elemento concentrador/coordenador através de uma rede sem fio. Portanto, é de fundamental importância a certeza que os intensos campos elétricos e magnéticos existentes na região próxima aos cabos da rede de distribuição não interfiram no funcionamento desta rede.

Para isso, foi utilizado um kit de rede IEEE 802.15.4 da Freescale, descrito em 3.1 e mostrado na Figura 3.6, que devido ao seu formato compacto e protegido por uma caixa de material plástico, possibilitou a sua fixação na extremidade de um bastão de fibra de vidro para aproximá-lo de uma rede de distribuição com segurança.

Um *software* de avaliação que acompanha o kit, através da transmissão de 1000 pacotes contendo uma *string* de dados padrão, avalia o desempenho da rede pela contagem de pacotes perdidos e pelo indicador da qualidade do enlace LQI. A Figura 4.3 mostra a tela inicial do *software* de teste de pacotes utilizado na avaliação da compatibilidade magnética da rede.

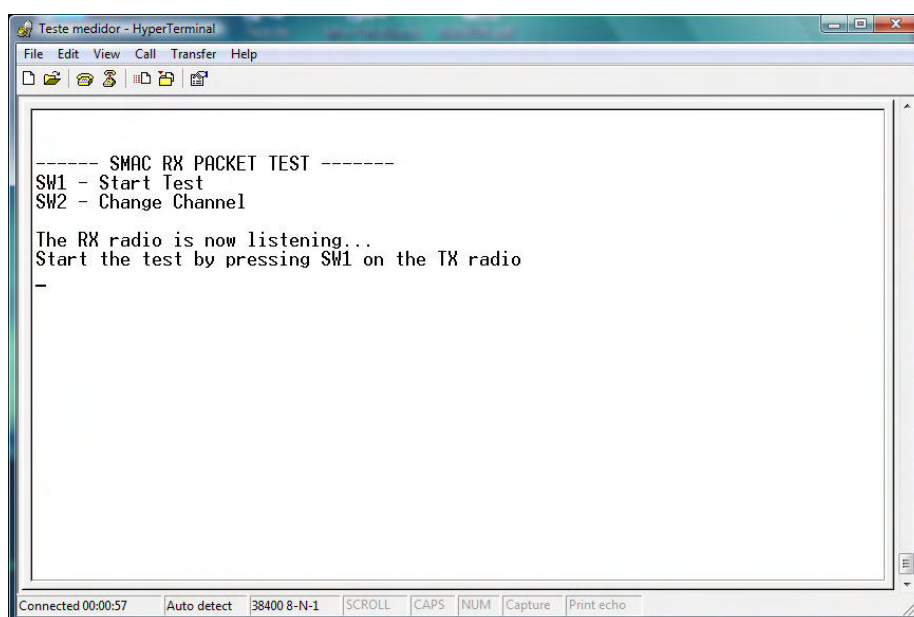


Figura 4.3 – Tela inicial do aplicativo de testes de pacote utilizado.

A Figura 4.4 mostra o comportamento da rede sem fio quando o transmissor se encontrou afastado das linhas de distribuição, indicando que o LQI típico para o dispositivo sob teste é cerca de -63 dB. Na Figura 4.5 é mostrado o desempenho quando o transmissor foi posicionado a uma distância de 10 cm das linhas de distribuição da classe 15 kV.

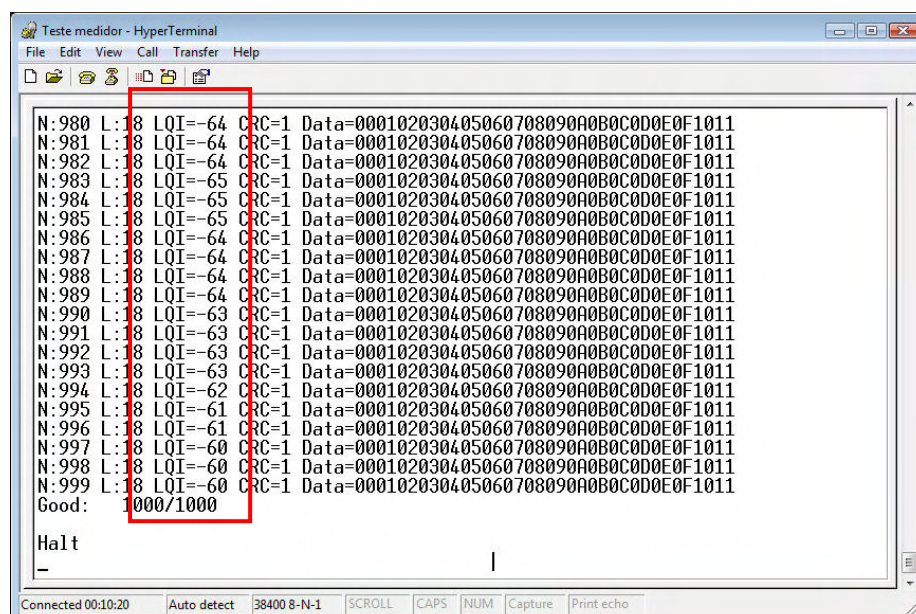


Figura 4.4 – Resultado para o transmissor afastado do condutor com 13,8 kV

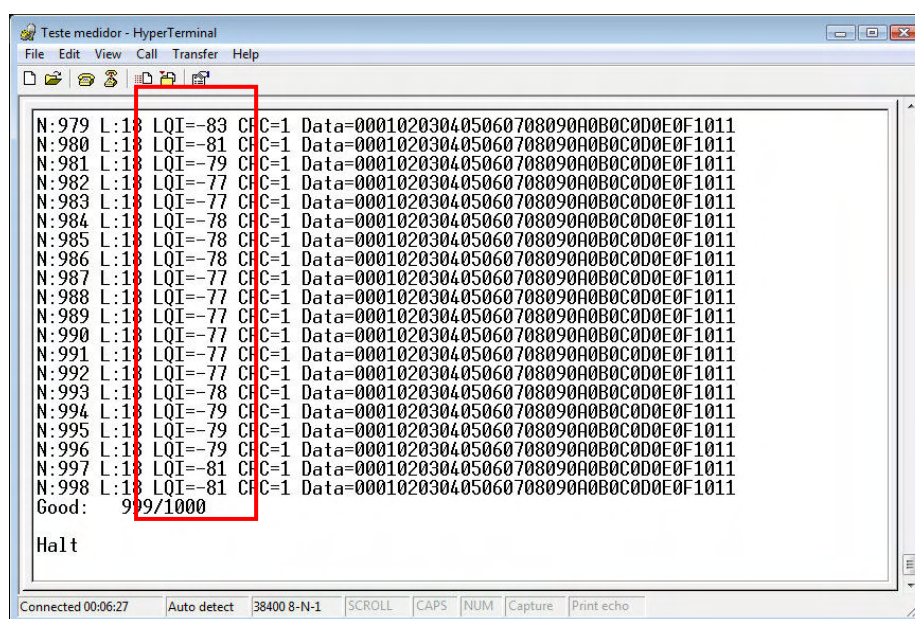


Figura 4.5 – Resultado para o transmissor próximo do condutor com 13,8 kV

Os resultados obtidos demonstraram que para o dispositivo operando em regiões próximas da rede de distribuição ocorreu uma degradação na qualidade do enlace, que no caso específico deste dispositivo foi uma queda de -15 dB no valor do LQI. Porém, o número de pacotes perdidos ficou dentro do especificado para esse tipo de rede, o que demonstra ser perfeitamente possível a utilização do padrão IEEE 802.15.4 junto à rede de distribuição, independente da perda de qualidade do sinal.

4.3 Desempenho do sistema de aquisição

Como mencionado no Capítulo 3.5.4, os tempos padrão para aquisição em um Arduino são altos, não atendendo ao exigido para o projeto. Portanto, foi necessário alterar a sua configuração padrão, para que o microcontrolador pudesse trabalhar com frequências de amostragem de até 70 kHz. Além disso, existe um número mínimo de ciclos de máquina por ele utilizado para efetuar a conversão A/D, resultando em um tempo mínimo de aquisição e conversão.

Para avaliar esse tempo a fim de poder compensá-lo na equação do cálculo da frequência de amostragem, foi feito um experimento, cronometrando via programação o

tempo necessário para realizar um número grande de aquisições com o *prescaler* do conversor A/D em seu valor mínimo.

Determinou-se que, para a aquisição de 10000 amostras, foram necessários 169 milissegundos, o que resultou em 17 microssegundos como o mínimo tempo exigido pelo microcontrolador para realizar a conversão analógico/digital.

4.4 Avaliação do processamento dos sinais adquiridos

Conforme descrito em 3.5.5, foi implementado o algoritmo *Cooley–Tukey* para o cálculo da FFT dos sinais. O número de amostras foi de 128, devido à quantidade limitada de memória RAM do microcontrolador utilizado para o processamento de FFT, porém, isso foi suficiente para uma avaliação do processo.

O algoritmo produz n coeficientes reais e n coeficientes imaginários, onde n é o número de amostras, e para a construção do gráfico amplitude versus frequência, foi calculado o módulo, resultando em $n/2$ coeficientes, uma vez que o cálculo da FFT produz coeficientes espelhados em torno de um valor central.

Para que os coeficientes resultantes do processamento da FFT fossem múltiplos e submúltiplos da frequência do sinal sob teste, os valores das frequências de amostragem foram propositalmente escolhidos como o resultado do produto entre a frequência do sinal e uma potência de 2, ou seja, $f_{s1} = 2^5 \cdot 60 = 1920 \text{ Hz}$ e $f_{s2} = 2^6 \cdot 60 = 3840 \text{ Hz}$.

Os resultados dos testes sobre o desempenho do algoritmo, realizados através de um cronômetro implementado por *software* dentro do programa principal, que media o tempo decorrido desde a chamada da rotina do cálculo da FFT até o seu retorno, são mostrados na Tabela 4.1, e indicam coerência no sentido em que, à medida que se aumenta o número de amostras, o número de interações exigidas pelo algoritmo cresce segundo a relação $n \cdot \log_2 n$.

Tabela 4.1 Resultado dos tempos de processamento p algoritmo do cálculo da FFT

Número de Amostras	1ª medida (ms)	2ª medida (ms)	3ª medida (ms)	média (ms)
64	34	35	35	35
128	80	79	80	80

Portanto, é perfeitamente possível a utilização de um microcontrolador de 8 bits para a execução do algoritmo *Cooley–Tukey* para o cálculo da FFT, uma vez que o fator limitante não foi o seu poder de processamento, mas a sua quantidade de memória RAM.

4.5 Avaliação da transmissão dos sinais processados.

O *software* desenvolvido para o microcontrolador a fim de avaliar o conjunto foi feito de modo que se pudesse disparar a aquisição dos dados, o seu processamento e a transmissão dos resultados, através de um comando do coordenador da rede por meio da interface serial do microcomputador, conforme mostrado na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 Comandos implementados no programa de avaliação

Comando digitado	Aquisição	Função Janelamento	Cálculo da FFT	Dados Transmitidos	Domínio
T	sim	não	não	dados adquiridos	tempo
W	sim	sim	não	dados ponderados	tempo
C	sim	sim	sim	coeficientes <i>Re</i> e <i>Im</i> da FFT	frequência
F	sim	sim	sim	módulo da amplitude da FFT	frequência

Foram realizados testes utilizando formas de onda senoidais e quadradas, alterando-se a frequência de amostragem objetivando avaliar a consistência do algoritmo do cálculo do FFT.

Com os dados recebidos foi gerado um arquivo que, através do Matlab, foi utilizado para a construção dos gráficos mostrados a seguir.

A Figura 4.6 mostra respectivamente os gráficos da tensão amostrada e das amplitudes da FFT para uma tensão senoidal de 60 Hz, com 128 amostras de 1920 Hz de frequência.

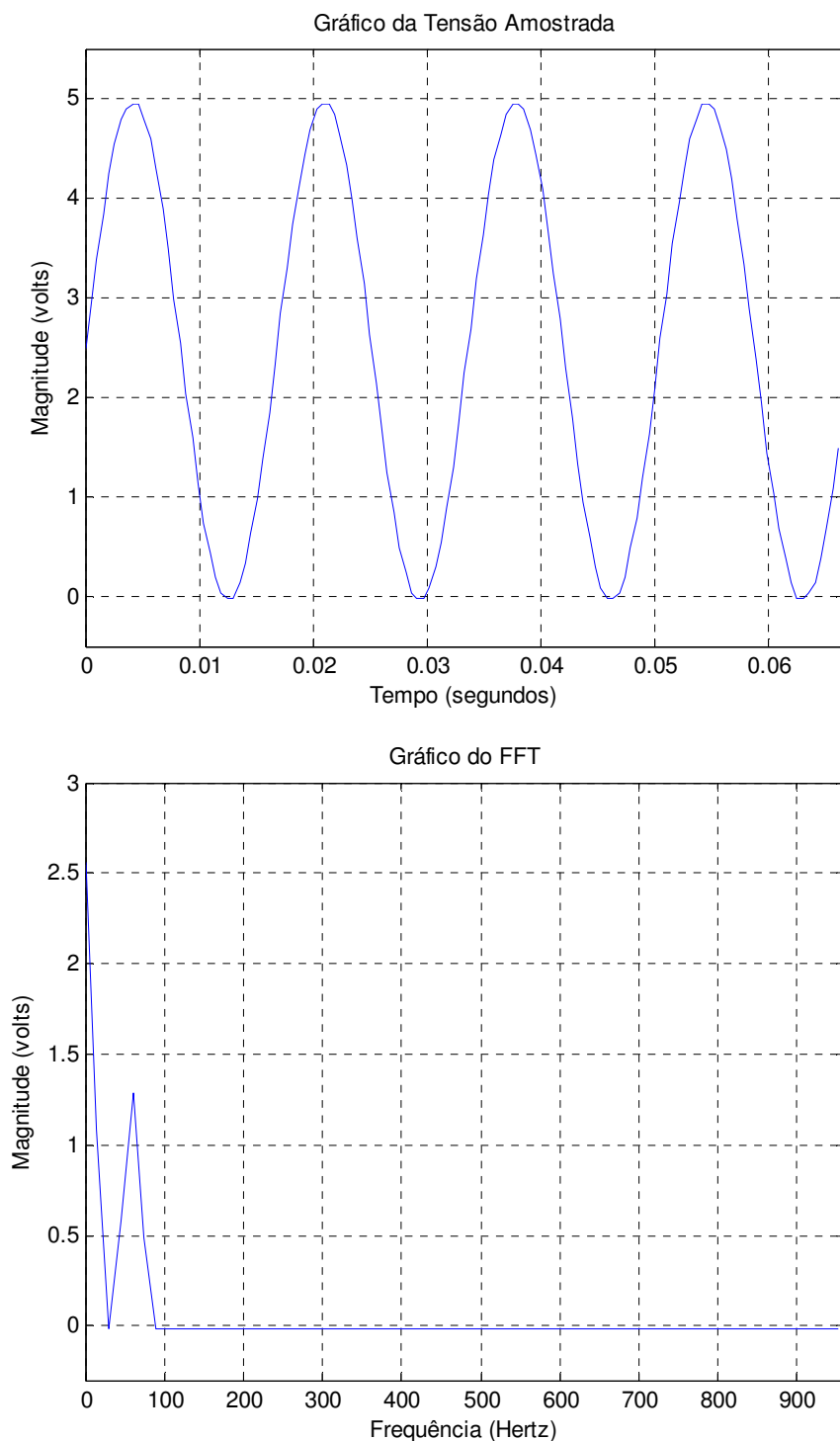


Figura 4.6 – Resultado da FFT para onda senoidal de 60 Hz, $f_s = 1920$ Hz.

Os respectivos gráficos da tensão amostrada e das amplitudes da FFT são mostrados na Figura 4.7, alterando-se a tensão amostrada para uma tensão de onda quadrada de 60 Hz, com 128 amostras de 1920 Hz de frequência.

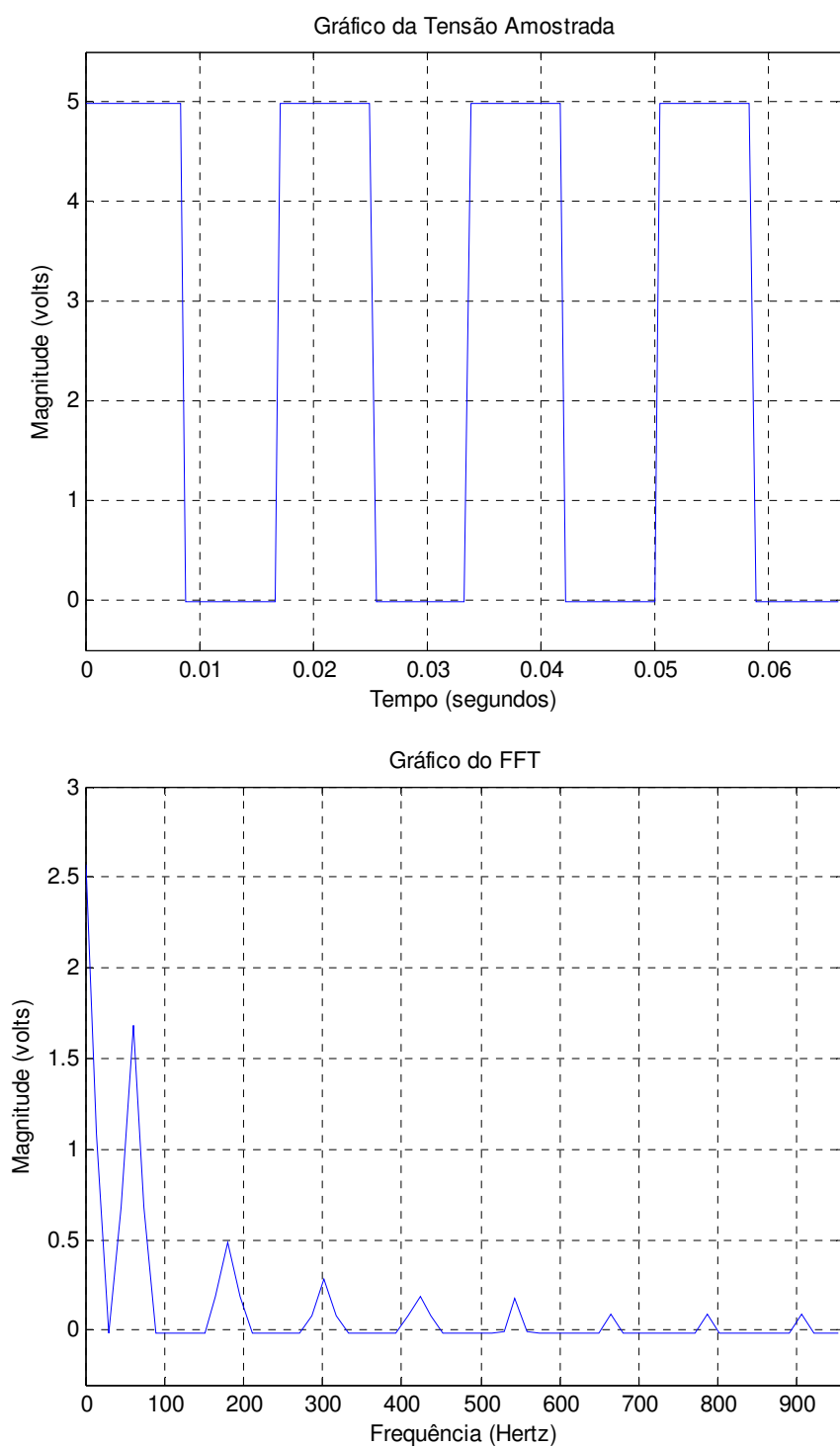


Figura 4.7 – Resultado da FFT para onda quadrada 60 Hz, $f_s = 1920$ Hz

A Figura 4.8 mostra os gráficos da tensão amostrada e das amplitudes da FFT, respectivamente, para uma tensão senoidal de 60 Hz, com 128 amostras de 3940 Hz de frequência.

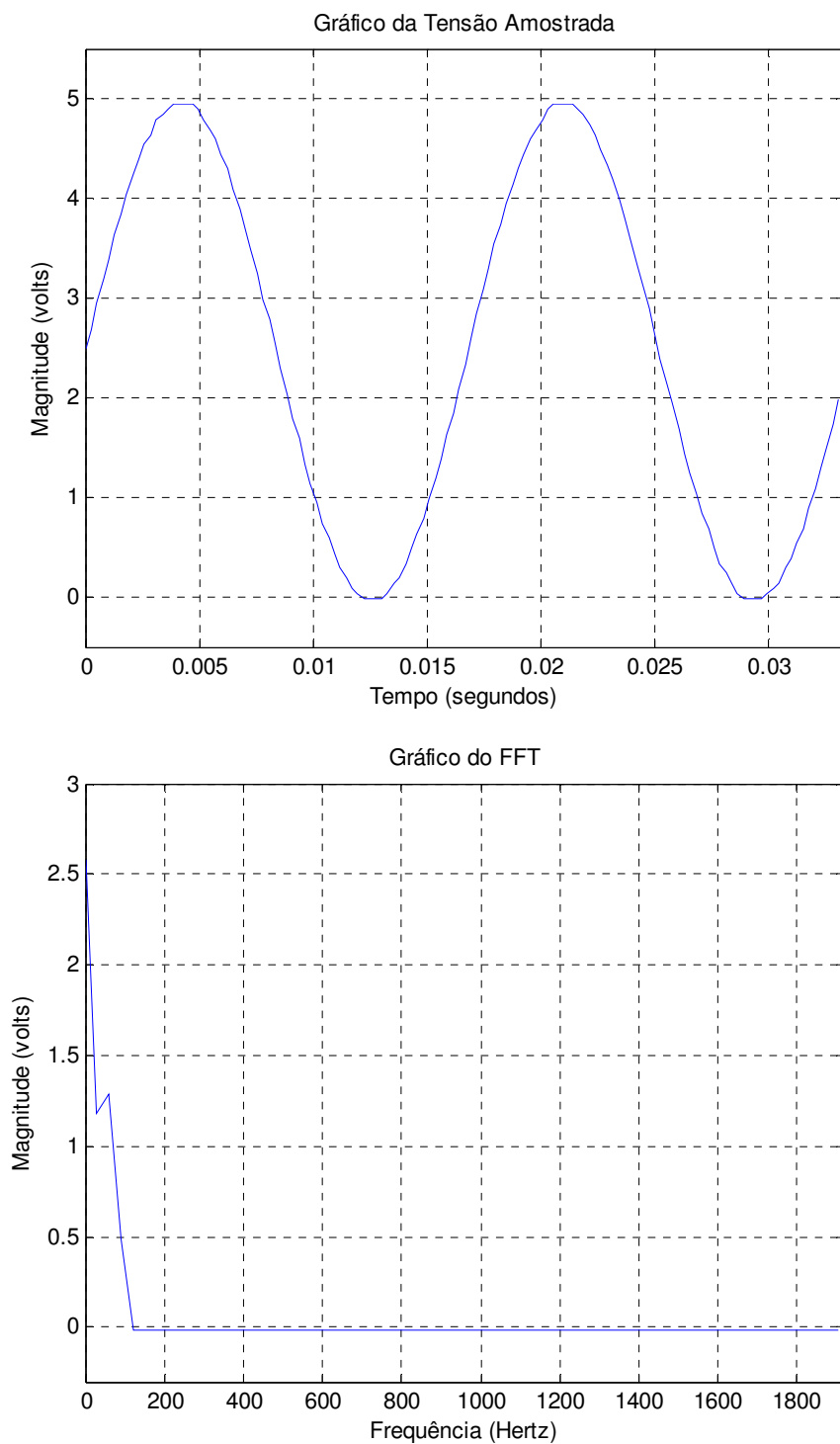


Figura 4.8 – Resultado da FFT para onda senoidal de 60 Hz, $f_s = 3840$ Hz

Os gráficos da tensão amostrada e das amplitudes da FFT são mostrados, na Figura 4.9, alterando-se a tensão amostrada para uma tensão de onda quadrada de 60 Hz, com 128 amostras de 1920 Hz de frequência.

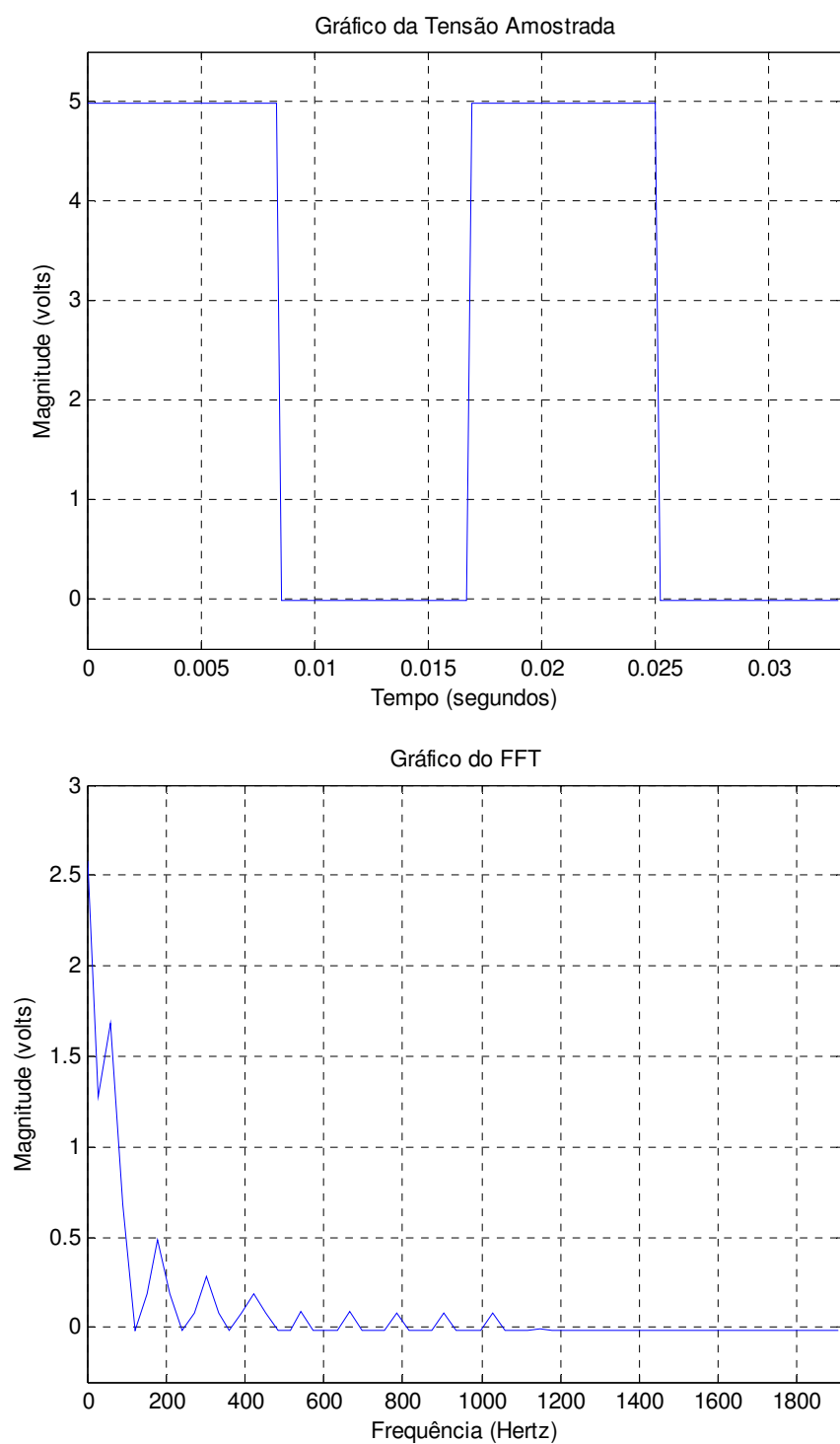


Figura 4.9 – Resultado da FFT para onda quadrada 60 Hz, $f_s = 3840$ Hz

As tensões amostradas possuíam uma componente contínua de 2,5 volts que aparece nos gráficos das FFT como sendo de frequência zero. Essa componente é devido ao fato da

entrada do conversor AD do microcontrolador possuir uma excursão de 0 a 5 volts e as saídas dos circuitos dos condicionadores estejam ajustadas para tal excursão do sinal.

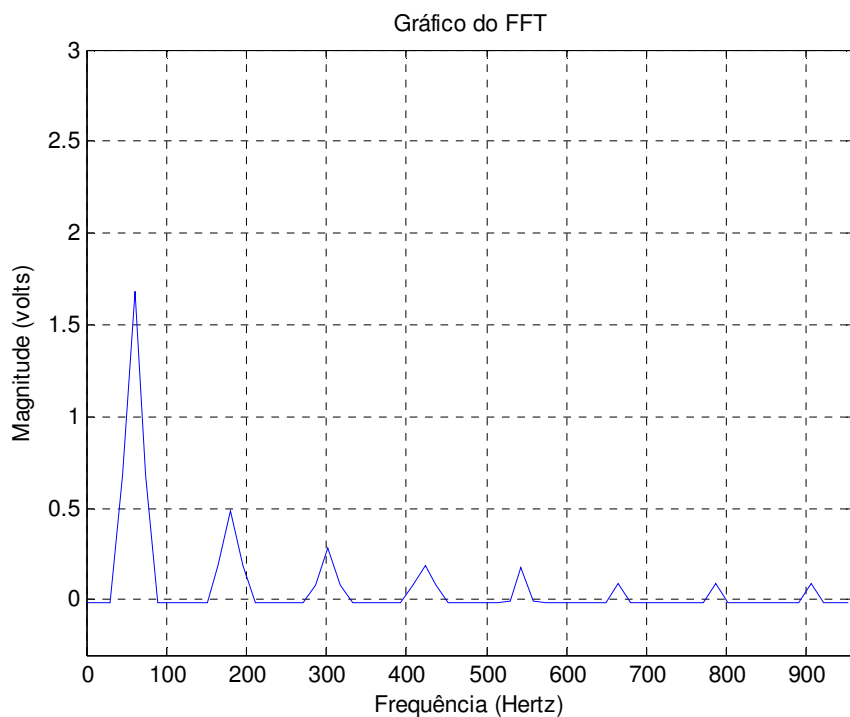


Figura 4.10 – Resultado da FFT para onda quadrada 60 Hz, $f_s = 1920$ Hz sem o nível CC

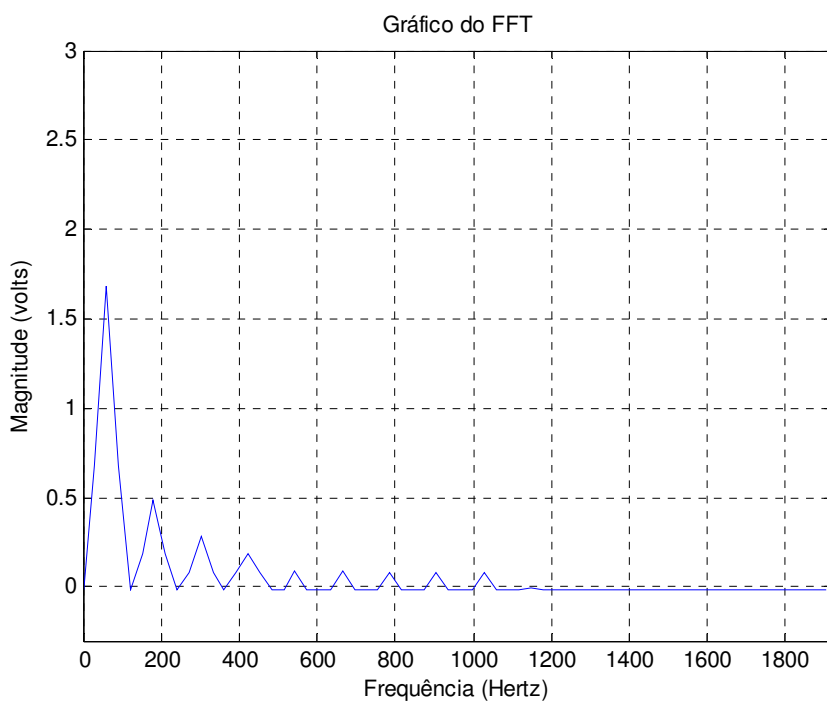


Figura 4.11 – Resultado da FFT para onda quadrada 60 Hz, $f_s = 3840$ Hz sem o nível CC

Foram feitos testes, extraindo-se o nível CC através de *software* uma vez que as entradas do conversor AD do microcontrolador não admitem valores negativos, impossibilitando a extração deste nível CC por *hardware*. As Figuras 4.10 e 4.11 mostram os resultados para uma onda quadrada de 5 volts pico-a-pico para frequências de amostragem de 1920 Hz e 3840 Hz, respectivamente.

Capítulo 5

Conclusão

A proposta desse trabalho foi o desenvolvimento de um sistema que utilizasse uma rede de sensores sem fio no padrão IEEE 802.15.4 para a aquisição de oscilografias da tensão e da corrente em cada fase de uma rede de distribuição. Através do processamento e análise das informações fornecidas por essa rede de sensores poder-se-ia identificar um ramal sob falta e classificar esta falta. Para tal, foi idealizado que cada medidor deveria ser composto por sensores de corrente e de tensão que pudessem ser instalados em cada fase da rede sem a necessidade de seu desligamento.

Portanto, para a concretização de tal sistema, foi importante levar em consideração algumas premissas:

a) **Compatibilidade Eletromagnética**

O sistema está baseado no uso de uma rede sem fio operando em um ambiente sujeito a intensos campos elétricos e magnéticos, como o existente nas proximidades de uma linha área de 13,8 kV. Portanto, a primeira condição a ser satisfeita para o encaminhamento do trabalho era que a rede sem fio se comportasse satisfatoriamente neste ambiente.

Os testes realizados com um dispositivo diferente do utilizado no projeto, mas operando no padrão IEEE 802.15.4 demonstraram, por similaridade, que mesmo existindo uma diminuição na qualidade do sinal, representado por uma queda do valor do LQI do enlace de rede, o número de pacotes perdidos se manteve inalterado, mostrando a viabilidade da utilização do padrão junto a uma rede de distribuição classe 15 kV.

b) **Sensores de Corrente e de Tensão**

A aquisição da tensão e da corrente deve ser feita por sensores que possam ser instalados sem a necessidade de interrupção do serviço e de um modo rápido e seguro. Para isso os sensores devem permitir sua construção de forma bipartida, de modo que sua

instalação possa ser realizada por meio de uma vara de fibra de vidro. Além disso, devido ao elevado valor da tensão existente nas linhas de distribuição a serem avaliadas, os sensores devem realizar suas medidas sem referência ao plano de terra.

Na avaliação da bobina de Rogowski, utilizada como sensor de corrente, os testes mostraram uma linearidade muito boa e um pequeno erro de fase, devido principalmente ao polo existente na função de transferência do amplificador integrador do circuito conformador.

Para o sensor de tensão, foi construído um dispositivo, denominado cilindro-E, segundo configuração descrita por Fan (1994). Os testes realizados com este dispositivo ficaram um pouco comprometidos pela falta de equipamentos específicos e isolados do referencial terra, porém para valores de tensão de até 12 kV na linha de distribuição simulada (conforme descrito em 3.5.2), o dispositivo mostrou um desempenho bastante satisfatório, o que deixa claro a sua viabilidade na utilização como sensor de tensão da linha de distribuição nos medidores propostos.

c) **Processamento da FFT**

Durante a evolução do projeto constatou-se que a proposta inicial de realizar aquisições de oscilografias de tensão e corrente e transmiti-las ao concentrador da rede em tempo real era impraticável para o padrão IEEE 802.15.4. A sua baixa taxa de transferência de dados limitava a frequência de amostragem muito aquém da 35ª harmônica desejada para o projeto.

Por outro lado, ficou constatado que os microcontroladores existentes nos dispositivos medidores tinham como única tarefa, segundo um comando de sincronismo do coordenador da rede de sensores, realizar a aquisição da tensão e da corrente e enviá-las para o coordenador via *transceiver* da rede sem fio e, portanto, o seu poder de processamento estava sendo subutilizado.

Surgiu então a idéia de utilizar os microcontroladores existentes nos medidores para realizar o processamento do sinal e transmitir para o concentrador da rede os valores das FFT da tensão e corrente de cada fase. Para isso foi preciso demonstrar que os microcontroladores de 8 bits utilizados nos dispositivos medidores, com sua capacidade limitada de processamento, seriam capazes de realizar o algoritmo de uma maneira satisfatória.

Foi implementado o algoritmo de *Cooley–Tukey* bem como um sistema de ponderação, para corrigir problemas devido à truncagem da informação no processo de aquisição e, através de um sistema de cronometragem dentro do próprio *software*, pôde-se avaliar os tempos utilizados pelo microcontrolador para a execução do algoritmo.

Testes realizados para 64 e 128 amostras resultaram em tempos médios de 35 e 80 milissegundos respectivamente, o que indica que, para sinais com 1024 amostras, o tempo médio de processamento da FFT seria cerca de 950 ms.

Considerando que se trata de um microcontrolador de 8 bits trabalhando a 16 MHz, pode-se afirmar que a sua capacidade de processamento não foi o fator preponderante no cálculo da FFT. Porém, sua quantidade de memória RAM limitou o número de amostras em 128 como foi mostrado em 3.5.5.

Conclui-se, portanto, que o quesito mais importante na escolha de um microcontrolador para tal aplicação é a sua quantidade de memória RAM.

d) Aquisição e Transferência dos Dados

Durante a fase inicial do desenvolvimento dos medidores, uma premissa importante era que as medidas de tensão e corrente nas três fases fossem sincronizadas. Embora o fato de calcular em cada medidor a FFT dos sinais adquiridos, ou seja, obter os sinais no domínio da frequência, possa parecer que a informação de fase deixou de ser relevante, ela ainda existe na forma complexa dos coeficientes da FFT.

Portanto, optou-se pela sincronização das aquisições nos três medidores através do envio de comando de aquisição para o microprocessador através de endereçamento de difusão (*broadcast*). Os testes foram realizados alterando-se o endereçamento do destinatário para o endereço de difusão (0xFFFF) no dispositivo coordenador de rede e efetuando o comando para que o medidor realizasse a aquisição de dados. Constatou-se que o dispositivo destinatário reconhecia perfeitamente o comando, o que levou à conclusão que é possível realizar as aquisições da tensão e da corrente nas fases de uma maneira coordenada e sincronizada.

Com relação à transmissão dos dados, a baixa taxa de transmissão de dados ficou evidente, limitando sua velocidade sem controle de fluxo em 38400 baud. Para que o sistema transmitisse com taxas mais elevadas foi necessário a implementação de um controle de fluxo do tipo RTS/CTS para evitar perda de dados.

Considerando que os dados transmitidos ao concentrador da rede de sensores passaram a ser as Transformadas de Fourier dos sinais de tensão e corrente, deixou de existir a necessidade que isso ocorra em tempo real, pois o próprio processamento do algoritmo consome um tempo equivalente ao tempo de transmissão dos dados pela rede de sensores.

Com isso, surge nova e interessante aplicação para o sistema proposto, além da identificação de faltas em uma rede de distribuição: a possibilidade de seu uso no monitoramento da qualidade de energia elétrica.

e) Estimativa de custos

Para viabilizar a utilização dos medidores em cada ponto de derivação da rede de distribuição e com isso facilitar a localização das faltas, os medidores devem possuir um baixo custo.

Com relação aos sensores de corrente e de tensão, na sua construção foram usados tubos de PVC de instalações hidráulicas e tubos de cobre de instalações de refrigeração e, portanto, o custo para a sua construção é a parte menos importante do custo total dos medidores.

Quanto à parte eletrônica, durante a realização do projeto foi dado enfoque em componentes que permitissem uma maior agilidade no seu desenvolvimento, o que dificultou a busca por opções de menor custo. Mesmo assim, o custo do conjunto microprocessador mais módulo Xbee ficou em torno de US\$ 50,00 por medidor. Porém, existem algumas alternativas que podem diminuir esse custo.

O fabricante do microcontrolador do Arduino utilizado no projeto (Atmel) oferece, por um custo de US\$30,00, um módulo que engloba as funções de microcontrolador e *transceiver* 802.15.4, com a vantagem adicional de possuir compatibilidade com o usado no projeto além de possuir uma maior quantidade de memória RAM.

Existe ainda a possibilidade da utilização de um componente do tipo SOC (*System-On-Chip*) da Texas Instruments constituído por um microcontrolador de arquitetura 8051 e um *transceiver* no padrão 802.15.4 a um custo inferior a US\$10,00, porém sujeito a um novo desenvolvimento, principalmente de *software*.

5.1 Conclusão final

Baseado nos resultados obtidos com os sensores desenvolvidos durante o trabalho e com o desempenho da rede de sensores sem fio padrão IEEE 802.15.4 conclui-se que é possível a construção de um sistema de medição de baixo custo para a monitoração de alimentadores aéreos de distribuição de energia elétrica da classe 15 kV.

5.2 Trabalhos Futuros

Uma das propostas iniciais do projeto foi a facilidade da instalação dos medidores nas redes de distribuição. Para isso, os sensores deveriam ser bipartidos de modo que através de uma vara de fibra de vidro o operador pudesse instalar e desinstalar os medidores rapidamente sem a necessidade da interrupção do serviço. Embora os detalhes elétricos e mecânicos dos dispositivos sensores de tensão e de corrente permitam construí-los de forma bipartida, durante a evolução do projeto não foram construídos e testados sensores desta forma porque dependia de um desenvolvimento mecânico que fugia do escopo deste trabalho.

Dando continuidade ao trabalho, existe então, a possibilidade do desenvolvimento elétrico e mecânico dos medidores de forma bipartida, para que através de um dispositivo de engate rápido na extremidade de uma vara de fibra de vidro possa abrir os medidores e ao fechar possa posicioná-los na rede e travá-los de uma forma segura.

Outra questão a ser desenvolvida, na eventual utilização dos medidores no monitoramento da qualidade da energia elétrica, seria a necessidade de aumentar o número de amostras para o processamento da FFT. Para isso é preciso aumentar a quantidade de memória RAM disponível. Dentro da família do microcontrolador utilizado no projeto, existem alternativas com até 16 kbytes de memória RAM o que possibilitaria o processamento da FFT para 1024 amostras.

Finalmente, pode-se pensar em uma integração dos coordenadores dos medidores distribuídos pela rede de distribuição por meio de uma rede GSM que possibilitaria o monitoramento de cada conjunto medidor por um software supervisor.

Referências Bibliográficas

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **Transformadores de potencial indutivos - NBR 6855**. São Paulo:ABNT, 2009. 71 p.

ABB. **Instrument transformers presentation**. 2008. Disponível em: <[http://www05.abb.com/global/scot/scot235.nsf/veritydisplay/5bbd8b002aaf7134c12573e100251632/\\$file/instrument%20transformers%20presentation%20-%202008.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot235.nsf/veritydisplay/5bbd8b002aaf7134c12573e100251632/$file/instrument%20transformers%20presentation%20-%202008.pdf)>. Acesso em: 10 dez. 2010.

ALLEGRO. **A1321, A1322, and A1323 - Ratiometric Linear Hall Effect Sensor ICs for High-Temperature Operation**. Disponível em: <http://www.allegromicro.com/en/Products/Part_Numbers/1321/1321.pdf>. Acesso em: 10 dez. 2010.

ARDUINO. **Arduino - HomePage**. Disponível em: <www.arduino.cc>. Acesso em: 12 nov. 2010.

AURANGZEB, M.; CROSSLEY, P. A.; GALE, P.. Fault location using the high frequency travelling waves measured at a single location on a transmission line. **Developments in Power System Protection, 2001, Seventh International Conference on (IEE)**, Amsterdam, Netherlands, p.403-406, dez. 2001.

BO, Z. Q.; WELLER, G.; JIANG, F.; YANG, Q. X.. Application of GPS based fault location scheme for distribution system. **Power System Technology, 1998. Proceedings. Powercon '98. 1998 International Conference On**, Beijing, China, v.1, p.53-57, 18-21 ago. 1998.

BO, Z. Q.; WELLER, G.; REDFERN, M. A.. Accurate fault location technique for distribution system using fault-generated high-frequency transient voltage signals. **Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-**, Stevenage, UK, p.73-79, jan. 1999.

CADZOW, J. A.. **Foundations of Digital Signal Processing and Data Analysis**. New York, NY, USA: Macmillan Publishing Co., 1987. 480 p.

CALLAWAY, E.; GORDAY, P.; HESTER, L.; GUTIÉRREZ, J. A.; NAEVE, M.; HEILE B.; BAHL, V.. **Home networking with IEEE 802.15.4: a Developing Standard for Low-rate Wireless Personal Area Networks**. IEEE Communications Magazine, New York, NY, USA, v.40, n.8, p.70-77, Aug. 2002.

CHAVES, C. F.. **Transformador de Corrente Eletrônico Utilizando Bobina de Rogowsky e Interface Óptica com POF para Aplicação em Sistemas de Potência**. 2008. 98 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Programa de Engenharia Elétrica, UFRJ/COPPE, Rio de Janeiro, 2008.

COSER J.; DO VALE, D. T.; ROLIM, J. G.. Artificial neural network based method for fault location in distribution systems. **Intelligent Systems Application to Power Systems, 2005. Proceedings of the 13th International Conference On**, v., n., p.157-161, nov. 2005.

COX D.; JOVANOV E.; MILENKOVIC A.. Time Synchronization for ZigBee Networks. **System Theory, 2005. SSST '05. Proceedings of the 37th Southeastern Symposium on**, p. 135-138, mar. 2005.

CROSSLEY, P.; DAVIDSON, M.; GALE, P.. Fault location using travelling waves. **Instrumentation In The Electrical Supply Industry, IEE Colloquium On**., London, UK, p.6/1-6/3, 29 jun. 1993.

DA SILVA, M.; OLESKOVICZ, M.; COURY, D. V.. Um Esquema Completo para Localização de Falhas em Linhas de Transmissão com Três Terminais Utilizando a Transformada Wavelet e Dados Sincronizados via GPS. In: SIMPOSIO BRASILEIRO DE SISTEMAS ELÉTRICOS, 2006, Campina Grande. **Anais... .** Paraiba: SBSE, 2006. p.25-26.

DFROBOT. **DFRobot - Professional Robot: XBee Shield for Arduino**. Disponível em: <http://www.dfrobot.com/index.php?route=product/product&path=35_39&product_id=61>. Acesso em: 14 nov. 2010.

DIGI. **XBee & XBee-PRO 802.15.4 OEM RF Modules**: Digi International. Disponível em: <<http://www.digi.com/products/wireless/point-multipoint/xbee-series1-module.jsp#overview>>. Acesso em: 12 nov. 2010.

ELSON, J.; GIROD, L.; ESTRIN, D.. Fine-Grained Network Time Synchronization using Reference Broadcasts. **Operating Systems Design and Implementation, 2002. OSDI '05. Proceedings of the 5th symposium on**, v.36, n., p.147-163, 2002.

FAHLMAN, S. E., LEBIERE, C.. The cascade-correlation learning architecture. In D. S. Touretzky (ed.), **Advances in neural information processing systems**, v.2, n., p.524-532, 1990.

FAM, W. Z.. Poynting vector probe for measuring power at extremely low power factor. In: **Iee Proceedings 1988, Physical Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education, Reviews**, vol.135, no.6, pp.385-389.

FONSECA, J. M.. **Sensores**: Características de Sensores. Disponível em: <<http://www-ssdp.dee.fct.unl.pt/leec/ss/20032004/documentos/8%20-%20Sensores.pdf>>. Acesso em: 11 nov. 2010.

FREESCALE. **1321x Development Kits Product Summary Page**. Disponível em: <http://www.freescale.com/webapp/sps/site/prod_summary.jsp?code=1321x_Dev_Kits>. Acesso em: 14 nov. 2010.

GIRGIS, A. A.; FALLON, C. M.; LUBKEMAN, D. L.. A fault location technique for rural distribution feeders. **Industry Applications, IEEE Transactions On**, v.6, n.29, p.1170-1175, dez. 1993.

GUTIÉRREZ, José A. et al. **IEEE 802.15.4: A Developing Standard for Low-Power Low-Cost Wireless Personal Area Networks**. IEEE Network, New York, USA, v.15, n.5, p.12-19, Sept./Oct. 2001.

GUTIÉRREZ, José A.; CALLAWAY JUNIOR, Edgar H.; BARRETT JUNIOR, Raymond L.. **Low-Rate Wireless Personal Area Network - Enabling Wireless Sensor with IEEE 802.15.4**. New York, NY, USA: IEEE Press, 2004. 155 p.

HAYKIN, Simon. **Redes Neurais**. 2. ed., Porto Alegre: Bookman, 2001. 900 p.

HIGASHI, E. M.. **Modelagem da Bobina de Rogowski para Medidas de Pulsos de corrente Elétrica**. 2006. 68 f. Tese (Mestrado) - Curso de Engenharia, Departamento de Pós Graduação, Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2006.

HONEYWELL. **Hall Effect Sensing and Application**. Disponível em: <<http://content.honeywell.com/sensing/prodinfo/solidstate/technical/hallbook.pdf>>. Acesso em: 11 nov. 2010.

IEEE – INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERS. **Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LP-WPANs)**. New York, USA, 2006. 323 p. Disponível em: <<http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.15.4-2006.pdf>>. Acesso em: 12 nov. 2010.

JOHNSON, J. R.. **Introduction to Digital Signal Processing**. 1. ed. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice-hall, 1989. 407 p.

JORDÃO, Rubens Guedes. **Transformadores**. 4a. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos, 1997.

KOSOW, Irving L.. **Máquinas Elétricas e Transformadores**. 12a. Rio de Janeiro: Globo, 1996.

KOUBÂA, A.; ALVES, M.; TOVAR, E.. **IEEE 802.15.4 for Wireless Sensor Networks - A Technical Overview**. Porto, Portugal: Instituto Politécnico do Porto (ISEP-IPP), 2005.

LONGUEVILLE, Didier. **Arduinoos**. Disponível em: <<http://didier.longueville.free.fr/arduinoos/>>. Acesso em: 10 dez. 2010.

MAGNAGO, F. H.; ABUR, A.. Fault location using wavelets. **Power Delivery, IEEE Transactions On**, Toronto, Canada, v.1, p.1475-1480, out. 1998.

MAMEDE FILHO, João. **Manual de Equipamentos Elétricos**. 3. Ed. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos, 2005. 778 p.

MAZÓN A. J.; ZAMORA, I.; SAGASTABEITIA, K. J.; VALVERDE, V.. Strategies for Fault Classification in Transmission Lines, using Learning Vector Quantization Neural Networks. **Electrical Power, European Transactions On**, Chichester, UK, v.16, n.4, p.365-378, jun. 2006.

MEDEIROS FILHO, Solon de. **Medição de Energia Elétrica**. 4. ed. Rio de Janeiro, RJ: Livros Técnicos e Científicos, 2004. 483 p.

MORA, J. J.; CARRILLO, G.; PEREZ, L.. Fault Location in Power Distribution Systems using ANFIS Nets and Current Patterns. **Transmission & Distribution Conference and Exposition: Latin America, 2006. TDC '06. IEEE/PES**, v., n., p.1-6, 15-18 ago. 2006.

OGATA, K.. **Discrete-Time Control Systems**. 2. ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, 1994. 745 p.

OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W.; BUCK, J. R.. **Discrete-Time Signal Processing**. 2. ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, 1998. 870 p.

PURUSHOTHAMA, G. K.; NARENDRANATH, A. U.; THUKARAM, D.; PARTHASARATHY K.. ANN applications in fault locators. **International Journal Of Electrical Power & Energy Systems**, Bentley, AUS, p.491-506. ago. 2001

RAMBOZ, J. D.. Machinable Rogowski coil, design, and calibration. **Instrumentation And Measurement, IEEE Transactions On**, Waltham, MA, USA, v.45, n.2, p.511-515, 24-26 abr. 1996.

ROGERCOM. **Rogercom**: Manual da placa COM-UsbBee. Disponível em: <<http://www.rogercom.com/ManualUsbBee.pdf>>. Acesso em: 14 nov. 2010.

SACHDEV, M. S.; AGARWAL, S.. A technique for estimating transmission line fault location from digital impedance relay measurements. **Power Delivery, IEEE Transactions On**, v.3, n.1, p.121-129, jan. 1988.

SALIM, R. H.. **Deteção e Faltas em Sistema de Distribuição Utilizando a Transformada Wavelet**. 2006. 96 f. Monografia (Graduação) - Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2006.

SANTOS, N. P.. **Arduino - Introdução e Recursos Avançados**. 2009. 69 f. Tutorial - Escola Naval – Departamento de Engenheiro Navais – Ramo de Armas e Electrónica. Disponível em: <http://www.isegi.unl.pt/docentes/vlobo/escola_naval/MFC/Tutorial%20Arduino.pdf> Acesso em: 26 nov. 2010.

SHAN, Q.; GLOVER, I. A.; MOORE, P. J.; PORTUGUES, I. E.; WATSON, R. J.; RUTHERFORD, R.. Performance of Zigbee in Electricity Supply Substations. **Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2007. WiCom 2007. International Conference on**, pp.3871-3874, 21-25 Sept. 2007

SHAPOURY, A., KEZUNOVIC, M.. Noise Profile of Wireless Channels in High Voltage Substations, **IEEE Power Engineering Society General Meeting**, 2007. pp.1-8, 24-28 June 2007.

SMITH, S. W.. **The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing**. 2. ed. San Diego, Ca: California Technical Publishing, 1999. 650 p.

SOHRABY, K.; MINOLI, D.; ZNATI, T.. **Wireless Sensor Networks: Technology, Protocols, and Applications**. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2007. 306 p.

TANENBAUM, Andrew S. **Redes de Computadores**. Tradução Vandenberg D. de Souza. 4.ed. Rio de Janeiro: Elsevier, 2003.

TANG, Y.; WANG, H. F.; AGGARWAL, R. K.; JOHNS, A.T.. Fault indicators in transmission and distribution systems. **In: Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, Proceedings. DRPT 2000. International Conference on**. London, UK: DRPT, 2000. p.238-243.

THOMAS, D. W. P.; CARVALHO, R. J. O.; PEREIRA, E. T.. Fault Location in Distribution Systems Based on Traveling Waves. **In: IEEE Bologna Power Tech Conference, 2003**, Paper. Bologna, Italia: IEEE, 2003. p.1-5.

THORNTON. **Thornton - Núcleos de Ferrite**. Disponível em:
<<http://www.thornton.com.br/produtos/nt.htm>>. Acesso em: 10 dez. 2010.

USIDA, W. F.; COURY, D. V.; FLAUZINO, R. A.; SILVA, I. N.. Alocação de Dispositivos Indicadores de Faltas em Alimentadores Primários Usando Algoritmos Genéticos. **In: 18º Congresso Brasileiro de Automática. CBA 2010**. Bonito, MS: CBA, 2010.

VAN DEN KEYBUS J., DRIESEN J., BARTOLIVE D., BELMANS R., Simulation of Large Numbers of Non-linear Loads in Distribution Systems, **In: Harmonics and Quality of Power, Proceedings. ICHQP 2000. 9th International Conference on**. Orlando, USA: ICHQP, 2000. v.2, pp.515-519, 1-4 Oct. 2000.

XIAO, C.; ZHAO, L.; ASADA, T; ODENDAAL, W. G.; van WYK, J. D.. An overview of integratable current sensor technologies. In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 2003, 38th Ias Annual Meeting. **Conference Record of the**, v.2, p.1251-1258, 12-16 Oct. 2003.

ZHENG, J.; LEE, M. J.; MYUNG, J.. Will IEEE 802.15.4 make ubiquitous networking a reality?: A discussion on a potential low power, low bit rate standard. **IEEE Communications Magazine**, New York, NY. USA, v.42, n. 6, p. 140-146, June 2004.

ZONST, A. E.. **Understanding the FFT: A Tutorial on the Algorithm & Software for Laymen, Students, Technicians & Working Engineers**. 2.ed. Titusville, FL, USA: Cirrus Press, 2000.

Anexo A

Transformada de Fourier

A Transformada de Fourier (FT – *Fourier Transform*), segundo Zonst (2000), é uma ferramenta largamente empregada em processamento de sinais, sons e imagens. Denominada assim em homenagem ao físico francês Jean Baptiste Joseph Fourier (1768-1830), a FT decompõe um sinal em suas componentes elementares seno e cosseno. A FT aplicada a uma imagem no domínio espacial gera uma informação no domínio da frequência, em que cada ponto, definido por um vetor do tipo $(k.\text{cosseno}, k.\text{seno})$, representa uma dada frequência contida no domínio espacial da imagem. Portanto, a Transformada de Fourier é uma ferramenta matemática que realiza a transição entre as variáveis tempo e frequência dos sinais.

A.1. Categorias da Transformada de Fourier

De acordo com Smith (1999), a Transformada de Fourier pode ser dividida em quatro categorias, resultado dos quatro tipos básicos de sinais que podem ser encontrados.

Um sinal pode ser classificado segundo alguns critérios. Por exemplo, pode ser contínuo ou discreto, ou então, pode ser periódico ou aperiódico. A combinação desses dois critérios leva aos quatro elementos da família de transformadas de Fourier descritos abaixo e ilustradas na Figura A.1.

a) Aperiódico e Contínuo

Este caso inclui, por exemplo, decaimentos exponenciais e curva de Gauss. Estes sinais se estendem para o infinito positivo e o infinito negativo, sem repetir um padrão periódico. A Transformada de Fourier para este tipo de sinal é simplesmente chamada de Transformada de Fourier.

b) Periódico e Contínuo

Aqui, os exemplos incluem: ondas senoidais, ondas quadradas, bem como qualquer forma de onda que se repete em um padrão regular de negativo ao infinito positivo. Esta versão da transformada de Fourier é chamada de Série de Fourier.

c) Aperiódico e Discreto

Estes sinais são definidos apenas em pontos discretos entre o infinito positivo e o infinito negativo, e não se repetem de forma periódica. Este tipo de transformada de Fourier é chamado de Transformada de Fourier de Tempo Discreto (DTFT - *Discrete Time Fourier Transform*).

d) Periódico e Discreto

Estes são sinais discretos que se repetem de forma periódica do infinito negativo ao infinito positivo. Esta classe de Fourier é algumas vezes chamada de Série Discreta de Fourier, mas é mais frequentemente chamada de Transformada Discreta de Fourier (DFT - *Discrete Fourier Transform*).

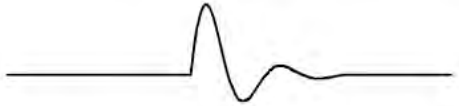
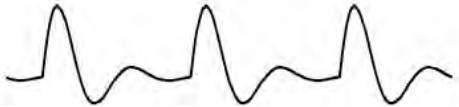
Type of Transform	Example Signal
Fourier Transform <i>signals that are continuous and aperiodic</i>	
Fourier Series <i>signals that are continuous and periodic</i>	
Discrete Time Fourier Transform <i>signals that are discrete and aperiodic</i>	
Discrete Fourier Transform <i>signals that are discrete and periodic</i>	

Figura A.1 – Ilustração das quatro formas de transformação de Fourier. (Smith, 1999)

Todos os quatro membros da família de transformadas de Fourier assumem, conforme Smith (1999), que os sinais sob análise têm duração infinita. Porém, para analisar os sinais com um computador ou um DSP, os sinais têm necessariamente que ter duração finita. Desta forma, é necessário usar de um artifício para que os sinais pareçam ter duração infinita e isto pode ser feito de duas maneiras:

- Considerar que o sinal é nulo fora do intervalo de análise (aperiódico DTFT)
- Considerar que o sinal se repete periodicamente (periódico DFT)

Para representar sinais aperiódicos são necessárias infinitas senóides (o que inviabiliza o uso da DTFT) e para processar os sinais usando um computador ou DSP, os sinais devem estar na forma digital (discretos). Em outras palavras, computadores só podem lidar com sinais discretos e finitos em comprimento. Portanto, conclui-se que a única transformada que pode ser utilizada na prática é a DFT.

A.2. Condições suficientes

De acordo com Cadzow (1987), se f for uma função que possua as características do Teorema Integral de Fourier, ou seja, $f(x)$ e $f'(x)$ são seccionalmente contínuas em um intervalo finito e $\int_{-\infty}^{\infty} |f(x)| \cdot dx$ converge.

O teorema integral de Fourier estabelece que:

$$f(x) = \int_0^{\infty} A(x) \cos(\alpha x) + B(x) \sin(\alpha x) d\alpha \quad (\text{a.1})$$

onde:

$$\begin{aligned} A(x) &= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \cos \alpha x dx \\ B(x) &= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \sin \alpha x dx \end{aligned} \quad (\text{a.2})$$

A equação (a.1) é válida se não houver pontos de descontinuidade; caso contrário, substitui-se $f(x)$ por $\frac{f(x+0) + f(x-0)}{2}$. Deve-se salientar que estas condições são suficientes, porém não necessárias.

A.3. Fórmulas equivalentes do Teorema Integral de Fourier

De acordo com Smith (1999), o Teorema Integral de Fourier pode ser reescrito nas formas:

$$f(x) = \frac{1}{\pi} \int_{\omega=0}^{\infty} \int_{u=-\infty}^{\infty} f(u) \cos \alpha(x-u) du d\alpha \quad (\text{a.3})$$

$$f(x) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(u) e^{j\alpha(x-u)} du d\alpha \quad (\text{a.4})$$

De forma análoga, para $f(x)$ descontínua, substitui-se $f(x)$ por $\frac{f(x+0) + f(x-0)}{2}$.

A.4. Transformada Contínua de Fourier

Da equação (a.4) tem-se que:

$$F(\alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} f(u) e^{-j\alpha u} du \quad (\text{a.5})$$

e na forma inversa,

$$f(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\alpha) e^{j\alpha x} d\alpha \quad (\text{a.6})$$

A função $F(\alpha)$ da equação (a.5) é chamada de Transformada de Fourier de $f(x)$, e costuma-se representar por $f(x) = F^{-1}\{F(\alpha)\}$. Em Oppenheim (1998) é utilizada a definição do par de transformada contínua de Fourier para uma sequência $x(n)$ como:

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) e^{-j\omega n} \quad (\text{a.7})$$

$$x(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\omega}) d\omega$$

Onde o símbolo ω usando na equação (a.7) tem o significado físico de frequência angular, dado em radianos por segundo, que obedece à simples lei $\omega = 2\pi f$.

Em geral, é conveniente usar a equação (a.7) quando se trabalha com sinais digitais, ou seja, sinais cuja amplitude e cujo tempo são discretos. Em oposição, é comum tratar sinais analógicos, isto é, sinais com continuidade na variável tempo e na amplitude, com a equação (a.5).

A.5. A Transformada Discreta de Fourier

De acordo com Cadzow (1987), o principal propósito da transformada de Fourier é identificar o conteúdo espectral (ou seja, a frequência) da informação medida. Quando o número de elementos de dados é de tamanho finito, como deve ser em qualquer aplicação prática, a transformada de Fourier assume a forma truncada da equação (a.7), na qual assume-se implicitamente que os valores dos elementos de dados $x(n)$ são zero fora do intervalo de observação $0 \leq n \leq (N - 1)$. As consequências decorrentes quando essa condição é violada (como quase sempre é), serão uma distorção espectral que pode ser minimizada usando técnicas específicas. Portanto, sem perda de generalidade, pode-se tomar $0 \leq n \leq (N - 1)$ para definir o intervalo de tempo sobre o qual serão feitas as medidas dos dados.

Um procedimento intuitivamente atraente para capturar a natureza básica da transformada truncada de Fourier, segundo Cadzow (1987), é calcular o seu valor em um conjunto discreto de frequências. Se estas frequências discretas são devidamente espaçadas, os valores resultantes da amostra podem ser usados para inferir o seu comportamento para todas as outras frequências. Sendo assim, o conjunto discreto de frequências pode ser descrito por:

$$\omega_k = \frac{2\pi k}{N} \quad \text{para } k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (\text{a.8})$$

Nota-se que o número de frequências discretas neste conjunto (isto é, N) corresponde exatamente ao tamanho das medidas de dados utilizados na Transformada de Fourier truncada (equação a.7). Além disso, essas frequências espaçadas uniformemente cobrem um período (isto é, $0 \leq \omega \leq 2\pi$) da Transformada de Fourier contínua.

Avaliando a Transformada de Fourier truncada sobre o conjunto de frequências discretas, surge a Transformada Discreta de Fourier (DFT – *Discrete Fourier Transform*):

$$X_N(e^{j\omega_k}) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi kn/N} \quad \text{para } k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (\text{a.9})$$

Esta expressão implica em N multiplicações de números complexos e $(N - 1)$ adições de número complexo para a determinação de cada valor amostrado. Assim um total de N^2 multiplicações de números complexos e $N(N - 1)$ adições de números complexos é necessário para computar N valores amostrados da Transformada de Fourier truncada se for feita uma avaliação direta da expressão (a.9). Como será visto adiante, o algoritmo de Transformada Rápida de Fourier pode ser utilizado para calcular esses valores amostrados de uma forma muito mais eficiente.

Segundo Cadzow (1987), o processo de computar amostras de frequências discretas da Transformada de Fourier truncada, conforme especificado pela relação (a.9), é comumente referido como Transformada de Fourier Discreta. Ela representa um método programável para computador de modo a caracterizar a natureza intrínseca da transformação de Fourier truncada. No entanto, é preferível usar para representar a DFT, a notação mais compacta:

$$\begin{aligned} X_N(k) &= X_N(e^{j\omega}) \Big|_{\omega=2\pi k/N} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi kn/N} \quad 0 \leq k \leq N-1 \end{aligned} \quad (\text{a.10})$$

Assim a entidade $X_N(k)$ define o valor da Transformada de Fourier truncada na frequência discreta $\omega_k = 2\pi k/N$. Os elementos $X_N(k)$ serão referidos como sendo os coeficientes da DFT e a expressão (a.10) como sendo uma DFT de N pontos.

A.6. A Transformada Discreta Inversa de Fourier

Como a maioria dos métodos de transformação, segundo Cadzow (1987), a verdadeira beleza e utilidade do DTF é plenamente percebida somente após estar disponível um procedimento sistemático para inverter a operação DFT.

Especificamente, deseja-se prever um procedimento único para a recuperação dos elementos de séries temporais $x(0), x(1), \dots, x(N-1)$, o que gerou um dado conjunto de coeficientes através da relação DFT.

$$X_N(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi kn/N} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (\text{a.11})$$

Esta relação DFT é vista como sendo composta por um sistema de N equações lineares relacionando N elementos de séries temporais com os N coeficientes DFT. Dada a $X_N(k)$ para $0 \leq k \leq N-1$, em princípio, é possível resolver este sistema de equações lineares para recuperar os elementos geradores da série de tempo $x(n)$ para $0 \leq n \leq N-1$. Portanto, esse processo de inversão pode ser descrito através da fórmula:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_N(k) e^{j2\pi kn/N} \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (\text{a.12})$$

Observando a expressão DTF inversa pode-se notar que se assemelha à operação DFT, sendo as únicas distinções o multiplicador de $1/N$ e o sinal do termo na exponencial.

Em Cadzow (1987) pode ser vista a demonstração que as duas operações acima, de fato, constituem um par de operações inversas.

A.7. A Transformada Rápida de Fourier

O uso generalizado de técnicas de transformada de Fourier no processamento de sinal, de acordo com Zonst (2000), foi um subproduto direto do desenvolvimento de algoritmos computacionalmente eficientes para o cálculo da DFT. Juntos, esses procedimentos são conhecidos como o algoritmo da Transformada Rápida de Fourier (FFT – *Fast Fourier Transform*). Considerando que a avaliação direta da fórmula DFT requer aproximadamente N^2 multiplicações e adições de números complexos, um algoritmo FFT típico reduz esse tipo de exigência para $N \cdot \log_2 N$ multiplicações e adições de números complexos. Para valores relativamente modestos de N , esta economia pode ser

computacionalmente significativa (ou seja, $\log_2 N \ll N$) e torna viável a utilização da metodologia DFT para aplicativos onde, caso contrário, não seria prático.

Segundo Cadzow (1987), as várias versões de algoritmos FFT são baseadas no princípio *dividir-para-conquistar*, também conhecido como algoritmo busca binária. Para ilustrar esta abordagem, considera-se a decimação em frequência do algoritmo FFT. Neste desenvolvimento supõe-se que o tamanho do vetor de dados N é uma potência inteira de 2, ou seja,

$$N = 2^M \quad (\text{a.13})$$

onde M é um inteiro positivo. Sem perda de generalidade, é possível selecionar qualquer N , pois sempre é possível preencher um número suficiente de zeros para um determinado conjunto de dados para atender esse requisito. No estágio inicial da rotina de busca binária, a expressão DFT é decomposta em dois somatórios separados envolvendo o primeiro e o último $N/2$ pontos de dados, ou seja,

$$\begin{aligned} X_N(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi kn/N} \\ &= \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x(n) e^{-j2\pi kn/N} + \sum_{n=N/2}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi kn/N} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (\text{a.14}) \end{aligned}$$

Fazendo $m = n - N/2$ nos índices do segundo somatório, tem-se

$$\begin{aligned} X_N(k) &= \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x(n) e^{-j2\pi kn/N} + \sum_{m=0}^{(N/2)-1} x(m + N/2) e^{-j2\pi k(m + N/2)/N} \\ &= \sum_{n=0}^{(N/2)-1} [x(n) + e^{-j\pi k} x(n + N/2)] e^{-j2\pi kn/N} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (\text{a.15}) \end{aligned}$$

O exame desta expressão indica que o número de operações de multiplicações e adições de números complexos necessárias para computar os N coeficientes DFT foi reduzido de N^2 para $N(N/2)$ no estágio inicial do algoritmo busca binária.

Continuando esta abordagem, pode-se proporcionar ainda mais economia. Separando os coeficientes DFT da equação (a.15) em valores pares e ímpares de k , de modo que:

$$\begin{aligned}
X_N(2k) &= \sum_{n=0}^{(N/2)-1} [x(n) + e^{-j2\pi k} x(n + N/2)] e^{-j2\pi(2k)n/N} \\
&= \sum_{n=0}^{(N/2)-1} [x(n) + x(n + N/2)] e^{-j2\pi kn/(N/2)} \quad (a.16)
\end{aligned}$$

e

$$\begin{aligned}
X_N(2k+1) &= \sum_{n=0}^{(N/2)-1} [x(n) + e^{-j(2k+1)\pi} x(n + N/2)] e^{-j2(2k+1)\pi n/N} \\
&= \sum_{n=0}^{(N/2)-1} [x(n) + x(n + N/2)] e^{-j2\pi n/N} e^{-j2\pi kn/(N/2)} \quad (a.17)
\end{aligned}$$

onde cada uma dessas expressões é válida para $0 \leq k \leq (N/2)$. Uma observação importante é que estas expressões de coeficientes DFT pares e ímpares podem ser equivalentemente interpretadas como sendo iguais a $(N/2)$ pontos de coeficientes DFT de $(N/2)$ seqüências pares, respectivamente:

$$f(n) = x(n) + x(n + N/2) \quad 0 \leq n \leq (N/2) - 1 \quad (a.18)$$

$$g(n) = [x(n) - x(n + N/2)] e^{-j2\pi n/N} \quad 0 \leq n \leq (N/2) - 1 \quad (a.19)$$

Portanto, segue diretamente que:

$$X_N(2k) = F_{N/2}(k) \quad 0 \leq k \leq (N/2) - 1 \quad (a.20)$$

$$X_N(2k+1) = G_{N/2}(k) \quad 0 \leq k \leq (N/2) - 1 \quad (a.21)$$

Portanto, termina a primeira fase da decimação em freqüência da rotina busca binária, em que um cálculo de DFT com N pontos foi substituído por dois cálculos de DFT com $(N/2)$ pontos. Este esquema é mostrado na Figura A.2 para o caso $N = 8$. Como cada um dos $(N/2)$ pontos de computação DFT requer aproximadamente $(N/2)^2$ operações de multiplicação e adição de número complexos, avaliando-se diretamente, a rotina busca binária reduziu pela metade a quantidade de cálculos, ou seja, N^2 versus $2(N/2)^2 = N^2/2$.

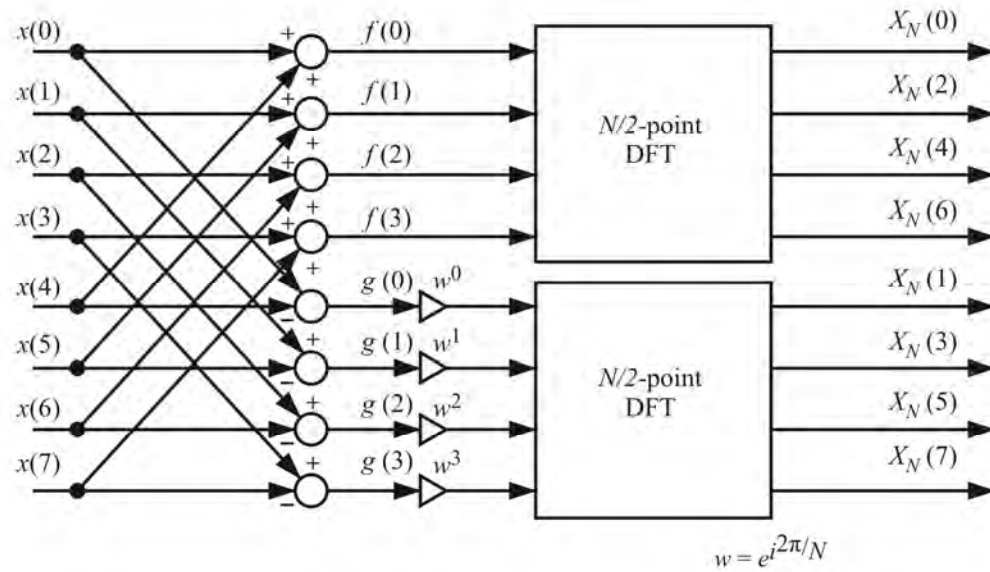


Figura A.2 – Um estágio da rotina de busca binária para converter uma DFT de N-Pontos em duas DFTs de $N/2$ -Pontos para o caso de $N = 8$ (Cadzow, 1987)

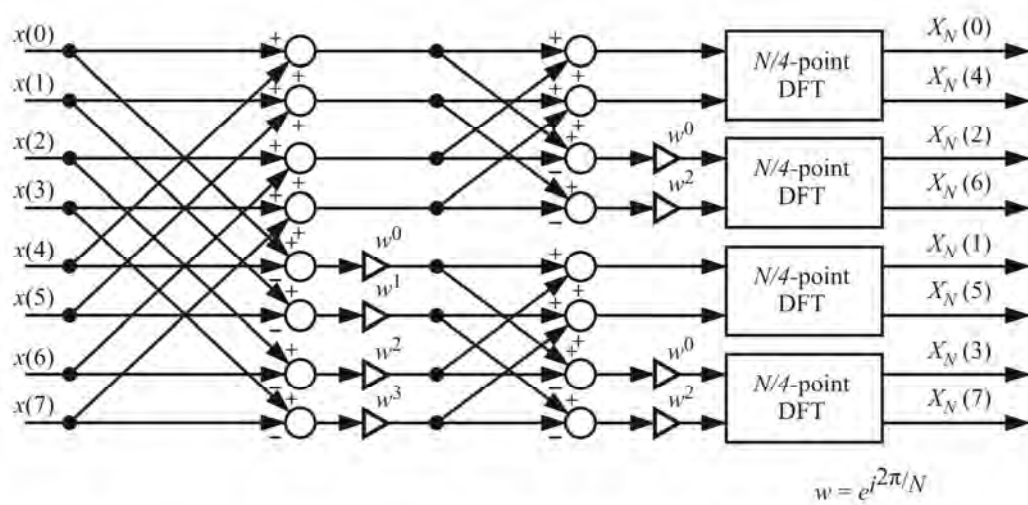


Figura A.3 – Dois estágios da rotina de busca binária para converter uma DFT de N-Pontos em quatro DFTs de $N/4$ -Pontos para o caso de $N = 8$ (Cadzow – 1987)

De acordo com Johnson (1989), esta rotina de busca binária pode ser obviamente continuada para reduzir ainda mais o esforço computacional. Na segunda etapa, o DFT de $(N / 2)$ seqüências pares (equações a.18 e a.19) é calculado de forma semelhante. Isto implica na computação de $(N / 4)$ pontos de DFT de quatro $N / 4$ seqüências pares, que são compostos pelos primeiros e últimos $N / 4$ pontos das seqüências (a.18) e (a.19). Esta abordagem é ilustrada na Figura A.3 para o caso de $N = 8$. Numa análise mais detalhada

verifica-se que estas duas aplicações da rotina de busca binária reduziram o número de operações de multiplicação e adição de números complexos para aproximadamente $N + 4(N/4)^2 = N + N^2/4^2$.

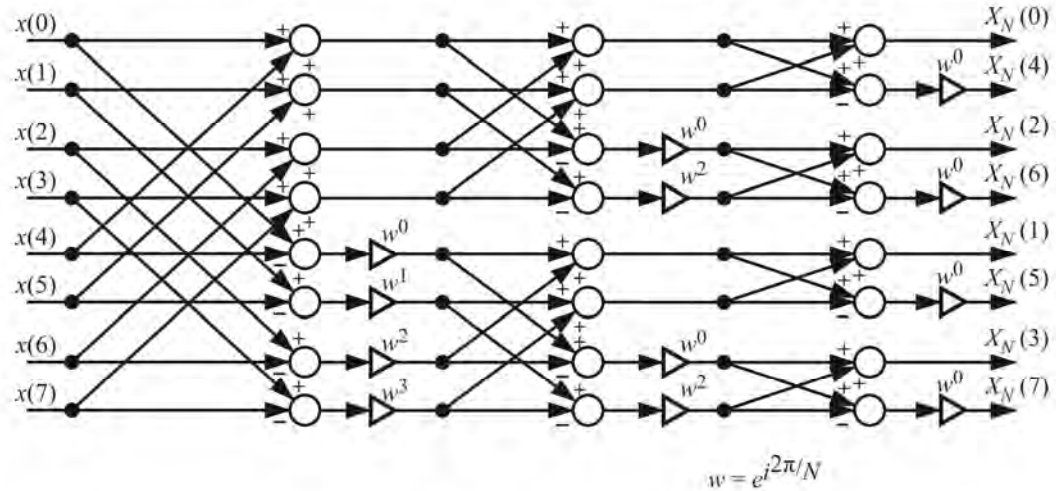


Figura A.4 – $M = \log_2(N)$ estágios da rotina de busca binária onde uma DFT de N -Pontos é convertida em $M = \log_2(N)$ DFTs de dois-Pontos para o caso de $N = 8$ (Cadzow – 1987)

Segundo Johnson (1989), esta rotina de busca binária continua até a sua conclusão lógica, onde são computados $N/2$ DFTs de dois-pontos. Isso é ilustrado na Figura A.4 para o caso de $N = 8$. Após a reflexão é visto que $M = \log_2(N)$ estágios de busca binária são necessários para alcançar essa condição. Além disso, cada um desses estágios pode ser composto por um conjunto de $N/2$ redes borboleta (*butterfly networks*), como mostra a Figura A.5.

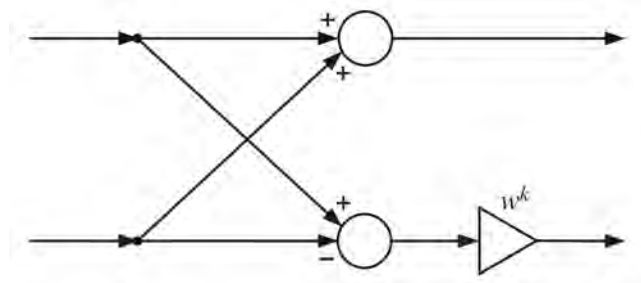


Figura A.5 – Rede borboleta básica para o algoritmo FFT (Cadzow – 1987)

Estas redes borboletas implementam a operação de geração de subsequências fundamentais representadas pelas expressões (a.18) e (a.19) para o primeiro estágio. Para a

rede de busca binária completa, o número de operações de multiplicação e adição de número complexo necessário para calcular uma DFT de N pontos é dado aproximadamente por $0,5N \cdot \log_2(N)$ e $N \cdot \log_2(N)$, respectivamente. Assim, a complexidade computacional deste algoritmo FFT, em particular, é dito ser de ordem

$$N \cdot \log_2(N) \quad (\text{a.22})$$

Empregando a rotina de busca binária descrita, resulta que os coeficientes de FFT aparecem em forma não seqüencial no último estágio. Isto é ilustrado na Figura A.4, onde esses coeficientes aparecem como $X(0)$, $X(4)$, $X(2)$, $X(6)$, $X(1)$, $X(5)$, $X(3)$, e $X(7)$. Devido a essa ordenação não natural, esse particular algoritmo FFT é conhecido como decimação em frequência. Para decifrar essa ordenação, utiliza-se do fato que os coeficientes DFT aparecem na ordem inversa dos bits no estágio de saída. Ou seja, obtém-se a localização do coeficiente $X_N(k)$ do DFT para $0 \leq k \leq N$, primeiramente expressando k como um número de N bits. A localização do coeficiente $X_N(k)$ do DFT, em seguida, corresponde à inversão dos bits da representação M bit para k . Exemplificando para o caso de $N = 8$ e $M = 3$, tem-se o coeficiente $X_8(6)$ aparece na posição 3, uma vez que a inversão dos bits da representação de três bits de 6, dado por (011), é igual a (110), o que corresponde a 3.

Anexo B

Programas para o Cálculo de FFT

Os programas aqui descritos foram desenvolvidos em linguagem *Wiring*, própria para o sistema Arduino, que possui uma estrutura muito próxima da linguagem C/C++. Implementam o algoritmo *Cooley–Tukey*, bem como, um sistema de ponderação para corrigir problemas devido à truncagem da informação no processo de aquisição.

B.1. Programa FFT_01.cpe

```
/*
```

```
Teste Aquisicao de Dados Rapida e Calculo de FFT
```

```
Realiza a captura de N amostras adicionando 17 us no tempo de aquisição, calcula a FFT e transmite via ZigBee
```

```
Circuito:      Breadboard Shield e XBee Shield
```

```
Criado em:     30/10/2010
```

```
Por:           Jose Ricardo G. Pinheiro
```

```
Baseado em:    Longueville, Didier (http://didier.longueville.free.fr/arduinoos/)
```

```
Modificado em: 01/11/2010
```

```
Por:           José Ricardo
```

```
*/
```

```
// Bibliotecas utilizadas
```

```
#include "PlainFFT.h"
```

```
PlainFFT FFT = PlainFFT();
```

```
// Criando objeto FFT
```

```
// Estes valores serão alterados a fim de avaliar as funções
```

```

const uint16_t nroAmostras = 128;           // Numero de amostras
double sinalFrequencia = 60;               // Frequencia do sinal
double amostraFrequencia = 1920;          // Frequencia de amostragem
int sinalIntensidade = 100;                // Maxima excursao

// Vetores de entrada e de saida
double vReal[nroAmostras];
double vImag[nroAmostras];

// Definicoes de hardware
uint8_t analogPin = 2;                     // entrada analogica
uint8_t inputCTS = 4;                      // entrada CTS
int amostraTempo = (1000000 / amostraFrequencia) - 17; // tempo de amostragem

// Definicoes para funcao printVector
#define SCL_INDEX 0x00
#define SCL_TIME 0x01
#define SCL_FREQUENCY 0x02

// Definicoes para aquisicao rapida
#define FASTADC 1
// definicoes dos bits dos registradores
#ifndef cbi
#define cbi(sfr, bit) (_SFR_BYTE(sfr) &= ~_BV(bit))
#endif
#ifndef sbi
#define sbi(sfr, bit) (_SFR_BYTE(sfr) |= _BV(bit))
#endif

void setup() {
    #if FASTADC
        // configura prescale para 16
        sbi(ADCSRA, ADPS2);
        cbi(ADCSRA, ADPS1);
        cbi(ADCSRA, ADPS0);
    #endif

    Serial.begin(57600);                    // configura BaudRate
    pinMode(inputCTS, INPUT);               // configura pino CTS
}

```

```

void loop() {
    uint8_t incomingByte = 0;
    uint8_t tipoAquisicao = 0;
    while(incomingByte != 65) {                // aguarde inicio aquisicao
        if (Serial.available() > 0) {
            tipoAquisicao = incomingByte;
            incomingByte = Serial.read();      // lendo o byte recebido
        }
    }
    // Adquirindo dados
    for (int i = 0; i <= (nroAmostras - 1); i++) {
        uint8_t val = analogRead(analogPin);    // lendo a entrada analogica
        vReal[i] = val / 2.55;                  // corrige maxima excursão
        delayMicroseconds(amostraTempo);
    }

    // Gerando uma base de dados para testes - > uncomment
    // double ciclos = (((nroAmostras-1) * sinalFrequencia) / amostraFrequencia);
    // for (uint8_t i = 0; i < nroAmostras; i++) {
    //     vReal[i] = uint8_t((sinalIntensidade * (sin((i * (6.2831 * ciclos)) / nroAmostras)
    // + 1.0)) / 2.0);
    //     if (vReal[i] >= 50) { // Gerando uma onda quadrada - > uncomment
    //         vReal[i] = 100;
    //     }
    //     else {
    //         vReal[i] = 0;
    //     }
    // }

    if (tipoAquisicao == 84) {                  // Digite T -> domínio do tempo
        printVector(vReal, nroAmostras, SCL_TIME);    // Imprime a base de dados
    }
    FFT.windowing(vReal, nroAmostras, FFT_WIN_TYP_HAMMING,
    FFT_FORWARD);    // ponderando dados (janelamento)
    if (tipoAquisicao == 87) {                  // Digite W -> dominio do tempo janelado
        printVector(vReal, nroAmostras, SCL_TIME);    // Imprime a base de dados
        apos janelamento
    }
    FFT.compute(vReal, vImag, nroAmostras, FFT_FORWARD);    // Calcula o FFT
    if (tipoAquisicao == 67) {                  // Digite C -> FFT forma complexa
        printVector(vReal, nroAmostras, SCL_INDEX);    // Imprime os valores reais
    }
}

```

```

        printVector(vImag, nroAmostras, SCL_INDEX); // Imprime os valores imag
    }
    FFT.complexToMagnitude(vReal, vImag, nroAmostras); // Calcula as magnitudes
    if (tipoAquisicao == 46) { // Digite F -> FFT dominio da frequencia
        printVector(vReal, (nroAmostras >> 1), SCL_FREQUENCY); // Imprime a
        magnitude do FFT
    }
    double x = FFT.majorPeak(vReal, nroAmostras, amostraFrequencia);
    if (tipoAquisicao == 73) { // Digite P -> valor pico maximo
        Serial.println(x, 6);
    }
}

void printVector(double *vD, uint16_t n, uint8_t scaleType) {
    double intervalTempo = (1.0 / amostraFrequencia);
    for (uint16_t i = 0; i < n; i++) {
        while(digitalRead(inputCTS) == HIGH) { // teste do CTS
            continue;
        }
        // Imprima valor abcissa
        switch (scaleType) {
            case SCL_INDEX:
                Serial.println(i, DEC);
                break;
            case SCL_TIME:
                Serial.println((i * intervalTempo), 6);
                break;
            case SCL_FREQUENCY:
                Serial.println((i / (intervalTempo * (nroAmostras-1))), 6);
                break;
        }
        // Imprima valor maximo
        Serial.println(vD[i], 6);
    }
}

```

B.2. Header PlainFFT.h

```
/*
```


FFT library

by Didier Longueville in October 2010

*/

```
#ifndef PlainFFT_h          // Prevent loading library twice
#define PlainFFT_h

#include "WProgram.h"      // This is where the standard Arduino code lies

// Custom constants
#define FFT_FORWARD 0x01
#define FFT_REVERSE 0x00
// Windowing type
#define FFT_WIN_TYP_RECTANGLE 0x00      // rectangle (Box car)
#define FFT_WIN_TYP_HAMMING 0x01       // hamming
#define FFT_WIN_TYP_HANN 0x02           // hann
#define FFT_WIN_TYP_TRIANGLE 0x03       // triangle (Bartlett)
#define FFT_WIN_TYP_BLACKMAN 0x04       // blackmann
#define FFT_WIN_TYP_FLT_TOP 0x05        // flat top
#define FFT_WIN_TYP_WELCH 0x06          // welch

class PlainFFT {
public:
    // Constructor
    PlainFFT(void);
    // Destructor
    ~PlainFFT(void);
    // Routines and functions
    void complexToMagnitude(double *vR, double *vI, uint16_t samples);
    void compute(double *vR, double *vI, uint16_t samples, uint8_t dir);
    double majorPeak(double *vD, uint16_t samples, double samplingFrequency);
    void windowing(double *vData, uint16_t samples, uint8_t windowType, uint8_t dir);

private:
    uint8_t exponent(uint16_t value);
    void swap(double *x, double *y);
};
#endif
```

B.3. PlainFFT.cpp

```

/*
PlainFFT Library

Didier Longueville in October 2010
*/

#include "WProgram.h"
#include "PlainFFT.h"

#define twoPi 6.28318531
#define fourPi 12.56637061
uint8_t lastWindowType = FFT_WIN_TYP_RECTANGLE;

PlainFFT::PlainFFT(void) {
// Constructor
}

PlainFFT::~PlainFFT(void){
// Destructor
}

void PlainFFT::compute(double *vR, double *vI, uint16_t samples, uint8_t dir) {
// Computes in-place complex-to-complex FFT
// Reverse bits
uint16_t j = 0;
for (uint16_t i = 0; i < (samples - 1); i++) {
    if (i < j) {
        swap(&vR[i], &vR[j]);
        swap(&vI[i], &vI[j]);
    }
    uint16_t k = (samples >> 1);
    while (k <= j) {
        j -= k;
        k >>= 1;
    }
    j += k;
}
// Compute the FFT
double c1 = -1.0;

```

```

double c2 = 0.0;
uint8_t l2 = 1;
for (uint8_t l = 0; l < exponent(samples); l++) {
    uint8_t l1 = l2;
    l2 <=<= 1;
    double u1 = 1.0;
    double u2 = 0.0;
    for (j = 0; j < l1; j++) {
        for (uint16_t i = j; i < samples; i += l2) {
            uint16_t i1 = i + l1;
            double t1 = u1 * vR[i1] - u2 * vI[i1];
            double t2 = u1 * vI[i1] + u2 * vR[i1];
            vR[i1] = vR[i] - t1;
            vI[i1] = vI[i] - t2;
            vR[i] += t1;
            vI[i] += t2;
        }
        double z = (u1 * c1) - (u2 * c2);
        u2 = (u1 * c2) + (u2 * c1);
        u1 = z;
    }
    c2 = sqrt((1.0 - c1) / 2.0);
    if (dir == FFT_FORWARD) c2 = -c2;
    c1 = sqrt((1.0 + c1) / 2.0);
}
// Scaling for forward transform
if (dir == FFT_FORWARD) {
    for (uint16_t i = 0; i < samples; i++) {
        vR[i] /= samples;
        vI[i] /= samples;
    }
}
}

void PlainFFT::complexToMagnitude(double *vR, double *vI, uint16_t samples) {
// vM is half the size of vR and vI
    for (uint8_t i = 0; i < samples; i++) {
        vR[i] = sqrt(sq(vR[i]) + sq(vI[i]));
    }
}

```

```

void PlainFFT::windowing(double *vData, uint16_t samples, uint8_t windowType, uint8_t
dir) {
// Weighing factors are computed once before multiple use of FFT
// The weighing function is symetric; half the weighs are recorded
double samplesMinusOne = (double(samples) - 1.0);
for (uint16_t i = 0; i < (samples >> 1); i++) {
double indexMinusOne = double(i);
double ratio = (indexMinusOne / samplesMinusOne);
double weighingFactor = 1.0;
// compute and record weighting factor
switch (windowType) {
case FFT_WIN_TYP_RECTANGLE:           // rectangle (box car)
weighingFactor = 1.0;
break;
case FFT_WIN_TYP_HAMMING:             // hamming
weighingFactor = 0.54 - (0.46 * cos(twoPi * ratio));
break;
case FFT_WIN_TYP_HANN:                // hann
weighingFactor = 0.54 * (1.0 - cos(twoPi * ratio));
break;
case FFT_WIN_TYP_TRIANGLE:            // triangle (Bartlett)
weighingFactor = 1.0 - ((2.0 * abs(indexMinusOne - (samplesMinusOne /
2.0))) / samplesMinusOne);
break;
case FFT_WIN_TYP_BLACKMAN:            // blackmann
weighingFactor = 0.42323 - (0.49755 * (cos(twoPi * ratio))) + (0.07922 *
(cos(fourPi * ratio)));
break;
case FFT_WIN_TYP_FLT_TOP:              // flat top
weighingFactor = 0.2810639 - (0.5208972 * cos(twoPi * ratio)) +
(0.1980399 * cos(fourPi * ratio));
break;
case FFT_WIN_TYP_WELCH:               // welch
weighingFactor = 1.0 - sq((indexMinusOne - samplesMinusOne / 2.0) /
(samplesMinusOne / 2.0));
break;
}
if (dir == FFT_FORWARD) {
vData[i] *= weighingFactor;
vData[samples - (i + 1)] *= weighingFactor;
}
}

```

```

        else {
            vData[i] /= weighingFactor;
            vData[samples - (i + 1)] /= weighingFactor;
        }
    }
}

double PlainFFT::majorPeak(double *vD, uint16_t samples, double samplingFrequency) {
    double maxY = 0;
    uint16_t IndexOfMaxY = 0;
    for (uint16_t i = 1; i < ((samples >> 1) - 1); i++) {
        if ((vD[i-1] < vD[i]) && (vD[i] > vD[i+1])) {
            if (vD[i] > maxY) {
                maxY = vD[i];
                IndexOfMaxY = i;
            }
        }
    }
    double delta = 0.5 * ((vD[IndexOfMaxY-1] - vD[IndexOfMaxY+1]) /
(vD[IndexOfMaxY-1] - (2.0 * vD[IndexOfMaxY]) + vD[IndexOfMaxY+1]));
    double interpolatedX = ((IndexOfMaxY + delta) * samplingFrequency) / (samples-1);
    // retuned value: interpolated frequency peak apex
    return(interpolatedX);
}

/* Private */

void PlainFFT::swap(double *x, double *y) {
    double temp = *x;
    *x = *y;
    *y = temp;
}

uint8_t PlainFFT::exponent(uint16_t value) {
    // computes the exponent of a powered 2 value
    uint8_t result = 0;
    while (((value >> result) & 1) != 1) {
        result++;
    }
    return(result);
}

```