

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ELIAS MARQUES FERREIRA DE OLIVEIRA

DESENVOLVIMENTO DE SISTEMA INTELIGENTE DE
CONTROLE DE ARRANJO DE ANTENAS PARA
APLICAÇÃO NO SISTEMA CELPE

Recife, 2016

ELIAS MARQUES FERREIRA DE OLIVEIRA

**DESENVOLVIMENTO DE SISTEMA INTELIGENTE DE
CONTROLE DE ARRANJO DE ANTENAS PARA
APLICAÇÃO NO SISTEMA CELPE**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

Área de Concentração: Fotônica

Orientador: Marcos Tavares de Melo, Ph.D

Coorientador: Bruno Gomes Moura de Olivera

Recife, 2016

Catálogo na fonte
Bibliotecária Valdicéa Alves, CRB-4 / 1260

O48d Oliveira. Elias Marques Ferreira de.
Desenvolvimento de sistema inteligente de controle de arranjo de antenas para aplicação no sistema Celpe / Elias Marques Ferreira de Oliveira - 2016.
114folhas, Il.; e Tab.

Orientador: Prof. Dr. Marcos Tavares de Melo.
Coorientador: Prof. Dr. Bruno Gomes Moura de Oliveira.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2016.
Inclui Referências e Anexo.

1. Engenharia Elétrica. 2. Antenas inteligentes. 3. Arranjo de antenas. 4. Sistema SCADA. 5. Sistemas embarcados. I. Melo, Marcos Tavares de (Orientador). II. Oliveira, Bruno Gomes Moura de (Coorientador). III. Título

UFPE

621.3 CDD (22. ed.) BCTG/2016 - 265



Universidade Federal de Pernambuco
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

ELIAS MARQUES FERREIRA DE OLIVEIRA

TÍTULO

***“DESENVOLVIMENTO DE SISTEMA INTELIGENTE
DE CONTROLE DE ARRANJO DE ANTENAS PARA
APLICAÇÃO NO SISTEMA CELPE”***

A comissão examinadora composta pelos professores: MARCOS TAVARES DE MELO, DES/UFPE; ANTONIO JERONIMO BELFORT DE OLIVEIRA, DES/UFPE, BRUNO GOMES MOURA DE OLIVEIRA, DE/UFPE e SERGIO CAMPOLLO OLIVEIRA, POLI/UPE, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **ELIAS MARQUES FERREIRA DE OLIVEIRA APROVADO.**

Recife, 22 de fevereiro de 2016.

CECILIO JOSÉ LINS PIMENTEL
Coordenador do PPGE

MARCOS TAVARES DE MELO
Orientador e Membro Titular Interno

BRUNO GOMES MOURA DE OLIVEIRA
Coorientador e Membro Titular Externo

**ANTONIO JERONIMO BELFORT DE
OLIVEIRA**
Membro Titular Interno

SERGIO CAMPOLLO OLIVEIRA
Membro Titular Externo

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a meus pais Enock e Ceres Oliveira. Sua dedicação, afeto e incansáveis conselhos fazem de mim quem eu sou. Sua maturidade e sabedoria mostram a mim quem eu desejo ser. Estendo esta gratidão aos meus irmãos Cynthia, Carla e Eliseu. Não é curioso que quatro grupos organizados de partículas possam compartilhar sinapses tão sutis e complexas como as mais doces memórias?

Aos amigos, que me acompanham desde antes do início deste trabalho e pelos quais tenho apreço que certamente prosseguirá além do fim deste período; A Ítalo Nascimento pelo companheirismo desmedido.

Ao terminar um trabalho tão extenso, há certamente diversas pessoas a quem agradecer. Esta dissertação é fruto de um projeto de pesquisa celebrado entre a Companhia Energética de Pernambuco e a Universidade Federal de Pernambuco e jamais teria sido feito sem o empenho de cada um dos que dele participaram.

Ao orientador Marcos Tavares de Melo por ter confiado em mim e por sua contribuição significativa em minha trajetória acadêmica. Agradeço pelo convite a participar deste projeto e do Laboratório de Micro-ondas da UFPE.

Aos engenheiros da CELPE Maurício Lobo e José Padilha, que em muito facilitaram o acesso aos recursos e à estrutura da empresa; Aos professores Antônio Belfort e Mauro Rodrigues pelas orientações na execução do projeto; A todos os alunos que participaram como estagiários na árdua tarefa que vocês mesmos saberiam definir melhor do que eu. A todos os colegas do Laboratório de Micro-ondas com quem passei estes dois anos compartilhando conhecimentos.

Agradeço também a todos os docentes e funcionários do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), que a próprio punho levantaram a estrutura da qual hoje eu e muitos outros alunos desfrutamos.

Finalmente, agradeço à Fundação de Amparo à Ciência e Tecnologia do Estado de Pernambuco (FACEPE) por fomentar a pesquisa no Estado de Pernambuco através da concessão de bolsas, incluindo a minha.

“Consider again that dot. That's here, that's home, that's us. On it everyone you love, everyone you know, everyone you ever heard of, every human being who ever was, lived out their lives. The aggregate of our joy and suffering, thousands of confident religions, ideologies, and economic doctrines, every hunter and forager, every hero and coward, every creator and destroyer of civilization, every king and peasant, every young couple in love, every mother and father, hopeful child, inventor and explorer, every teacher of morals, every corrupt politician, every "superstar," every "supreme leader," every saint and sinner in the history of our species lived there – on a mote of dust suspended in a sunbeam.

[...]

There is perhaps no better demonstration of the folly of human conceits than this distant image of our tiny world. To me, it underscores our responsibility to deal more kindly with one another, and to preserve and cherish the pale blue dot, the only home we've ever known.”

Carl Sagan

RESUMO

Este trabalho de dissertação apresenta a concepção e implantação de um sistema controlador de arranjo de antenas capaz de integrar-se a uma rede de comunicação SCADA e direcionar o diagrama de radiação de um arranjo de antenas, garantindo melhor comunicação entre estação base e remota. É apresentado um circuito de RF capaz de realizar o controle automático das fases de alimentação de um arranjo de antenas composto por diversos dispositivos de RF, incluindo um defasador de 8 bits. São apresentados testes destes dispositivos bem como a caracterização de ramos constituídos por estes componentes. Desenvolveu-se também um circuito controlador de arranjo de antenas que desempenha funções de identificação de endereços e determina as fases a serem utilizadas no controle dos defasadores. O circuito foi testado em um projeto piloto no campus da UFPE e está instalado na subestação da CELPE na cidade de Gravatá, no interior do estado de Pernambuco.

Palavras-chave: Antenas inteligentes. Arranjo de antenas. Sistema SCADA. Sistemas embarcados.

ABSTRACT

This dissertation presents the design and implementation of a Antenna Array Controller System capable of integrating into a SCADA network and directing the main radiation lobe, granting best communication between base and remote stations. An RF circuit is presented capable of automatically controlling the phases fed to the antenna array composed by several RF devices, including an 8-bit phase shifter. Tests of the devices and the characterization of branches composed by them are shown. In addition, an antenna array controller has been developed to perform functions that include the identification of an address and the determination of the phase to be used in the phase shifters' control. The circuit was tested in a pilot project at the UFPE campus and is installed at a CELPE substation in the city of Gravatá.

Keywords: Smart antennas. Antenna array. SCADA systems. Embedded systems.

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1 – Representação de uma Linha de Transmissão.	18
Fig. 2 – Linha de transmissão terminada por carga Z_L	19
Fig. 3 – Uma rede de micro-ondas arbitrária de N portas.	24
Fig. 4 – Rede de micro-ondas de duas portas.....	27
Fig. 5 – Conexão em cascata de duas redes de micro-ondas.....	28
Fig. 6 – Divisor de potência 1:4.....	30
Fig. 7 – Esquema de um defasador de 4 bits utilizando linhas de atraso chaveadas.....	34
Fig. 8 – Defasador de 8 bits escolhido para a aplicação.	35
Fig. 9 – Esquema de montagem para medição do defasador.	36
Fig. 10 – Resultados para a fase em toda a banda de operação.....	37
Fig. 11 – Diferença de fase fixando a frequência e variando o sinal de controle.....	37
Fig. 12 – Estrutura de um duplexer.....	38
Fig. 13 – Circulador escolhido para a aplicação.	39
Fig. 14 – Esquema de medição para testes com os circuladores.....	40
Fig. 15 – Parâmetros de espalhamento para a perda de retorno nas portas de um circulador.	40
Fig. 16 – Parâmetros de espalhamento para a transmissão nas portas de um circulador.	41
Fig. 17 – Compressão de ganho em um dispositivo.....	42
Fig. 18 – Amplificador escolhido para a aplicação.....	43
Fig. 19 – Esquema de montagem para testes com o amplificador.	43
Fig. 20 – Parâmetros de espalhamento de um amplificador.	44
Fig. 21 – Atenuador escolhido para a aplicação.	45
Fig. 22 – Esquema de medição para um atenuador utilizando um analisador de redes.	45
Fig. 23 – Parâmetros de espalhamento para um atenuador.....	46
Fig. 24 – Atenuação esperada versus atenuação medida para o atenuador utilizado.	46
Fig. 25 – Rádio utilizado no sistema de comunicação CELPE.....	47
Fig. 26 – Modelo equivalente de uma antena em um sistema de transmissão.	48
Fig. 27 – Diagrama de radiação de uma antena Yági-Uda.....	51
Fig. 28 – Diagrama de radiação exibindo em linhas azuis o ângulo de meia potência para uma antena direcional.	52
Fig. 29 – Arranjo de dois dipolos infinitesimais.....	55
Fig. 30 – Arranjo de N antenas isotrópicas separadas por uma distância d	57
Fig. 31 – Um arranjo de antenas colinear com quatro dipolos dobrados.	58
Fig. 32 – S_{11} para um arranjo de antenas colinear idêntica à utilizada no sistema CELPE.	59
Fig. 33 – Antena Yági-Uda.	60
Fig. 34 – Níveis de um sistema SCADA	64
Fig. 35 – O <i>frame</i> DNP3.....	68
Fig. 36 – O <i>frame</i> MODBUS.....	69
Fig. 37 – Subestações da CELPE por regiões e natureza de enlace.....	73
Fig. 38 – Estrutura da rede de Supervisão e Aquisição de dados da CELPE.....	73
Fig. 39 – Localização das chaves em Gravatá referenciadas à ERB na subestação.....	74
Fig. 40 – Localização das chaves em Gravatá referenciadas à ERB na subestação.....	80
Fig. 41 – Diagrama de blocos do sistema controlador de arranjo de antenas.	82
Fig. 42 – Modelo de Antena Yági construído no <i>software</i> CST Microwave Studio.	88
Fig. 43 – Arranjo de Antenas Yági construído no <i>software</i> CST Microwave Studio.....	88

Fig. 44 – O CAT e seus barramentos de comunicação.	89
Fig. 45 – Esquemático do Controlador de Arranjo de Antenas (CAT).	91
Fig. 46 – Leiaute do CAT no Proteus 7.8.	92
Fig. 47 – Fases iniciais do desenvolvimento do CAT.	93
Fig. 48 – Placa do CAT versão 3.	93
Fig. 49 – CAT versão 3 com componentes soldados.	94
Fig. 50 – Caixa do CAT com placa à mostra.	94
Fig. 51 – Jacks de alimentação para o CAT.	95
Fig. 52 – Portas de comunicação serial do CAT.	95
Fig. 53 – Portas para comunicação com os defasadores.	96
Fig. 54 – Estrutura de dados da EEPROM para o exemplo dado	98
Fig. 55 – Fluxograma: <i>Firmware</i> do CAT.	99
Fig. 56 – Instalação das caixas com <i>Thin Clients</i> no campus da UFPE.	101
Fig. 57 – Arranjo de Antenas Yági-Uda instalado no campus da UFPE.	101
Fig. 58 – Rack contendo os dispositivos do sistema no piloto UFPE.	102
Fig. 59 – Posições de instalação dos <i>Thin Clients</i> no campus da UFPE.	102
Fig. 60 – Rack contendo dispositivos do sistema instalado em Gravatá.	103
Fig. 61 – Arranjo de antenas instalado em torre de comunicação em Gravatá.	104
Fig. 62 – Instalação de um <i>Thin Client</i> em um poste em Gravatá.	104
Fig. 63 – Resultados de simulação para o arranjo de antenas.	105
Fig. 64 – Software ModScan exibindo troca de pacotes.	106
Fig. 65 – Perdas de pacotes nas chaves 1 e 2 (%).	107

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Características do divisor de potência adotado para o projeto.	31
Tabela 2 – Características do defasador adotado para o projeto.	36
Tabela 3 – Características do circulador adotado para o projeto.....	39
Tabela 4 – Características do amplificador adotado para o projeto.	42
Tabela 5 – Características do atenuador adotado para o projeto.	45
Tabela 6 – Características do rádio adotado para o projeto.....	47
Tabela 7 – Características da antena Yági-Uda adotada para o projeto.	61
Tabela 8 – Camadas do protocolo EPA.....	66
Tabela 9 – Tipos de dados para aplicações Modbus.	70
Tabela 10 – Fases utilizadas no processo de equalização medidas em 425MHz.	87

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	13
2 CIRCUITOS E DISPOSITIVOS DE RF/MICRO-ONDAS	16
2.1 LINHAS DE TRANSMISSÃO E ANÁLISE DE REDES DE MICRO-ONDAS	17
2.2 DISPOSITIVOS DE MICRO-ONDAS	29
2.2.1 Divisor de Potência	30
2.2.2 Defasador	32
2.2.3 Circulador	38
2.2.4 Amplificador de RF.....	41
2.2.5 Atenuador de RF.....	44
2.2.6 Rádio UHF	47
3 ANTENAS.....	48
3.1 CONCEITOS GERAIS	48
3.2 TEOREMA DA RECIPROCIDADE.....	53
3.3 ARRANJO DE DOIS ELEMENTOS	55
3.4 ARRANJO DE ANTENAS ISOTRÓPICAS.....	56
3.5 A ANTENA COLINEAR.....	58
3.6 A ANTENA YÁGI-UDA	60
4 SISTEMAS SUPERVISÓRIOS E SISTEMAS EMBARCADOS	62
4.1 SISTEMAS DE SUPERVISÃO, CONTROLE E AQUISIÇÃO DE DADOS.....	62
4.1.1 O Protocolo DNP 3.0.....	65
4.1.2 O Protocolo MODBUS.....	68
4.2 O SISTEMA DE COMUNICAÇÕES DA REDE DE OPERAÇÃO DA CELPE	70
4.2.1 Rede de Supervisão e Aquisição de Dados	71
4.3 SISTEMAS EMBARCADOS.....	74
4.3.1 Família PIC	78
5 PROJETO DO SISTEMA CONTROLADOR DE ARRANJO INTELIGENTE DE ANTENAS	81
5.1 CIRCUITO DE RF	83
5.1.1 Equalização de Ramo	85
5.1.2 Simulação Eletromagnética do Arranjo de Antenas.....	87
5.2 CIRCUITO CONTROLADOR DE ARRANJO DE ANTENAS (CAT)	89
5.2.1 Desenvolvimento e implementação do CAT.....	90
5.2.2 O firmware do Controlador de Arranjo de Antenas	97
6 RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	100
6.1 IMPLANTAÇÃO DO SISTEMA.....	100
6.2 RESULTADOS SIMULADOS.....	105
6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	106
6.4 CONCLUSÕES	108
6.5 TRABALHOS FUTUROS	109
REFERÊNCIAS	110
ANEXO A – DESIGNAÇÃO DE BANDAS DE ONDAS ELETROMAGNÉTICAS.....	112
LISTA DE PUBLICAÇÕES.....	113

1 Introdução

Em todos os serviços básicos, a supervisão e o controle são processos vitais para a sua continuidade e qualidade. Sistemas de geração e distribuição de energia elétrica precisam realizar rotinas continuadas de monitoramento de sua rede de distribuição através de sistemas SCADA [1] (*Supervisory Control and Data Acquisition*) designados a coletar informações e realizar funções de controle ao longo da rede distribuída.

No estado de Pernambuco, a CELPE (Companhia Energética de Pernambuco) distribui energia elétrica para todos os 184 municípios do Estado além de Fernando de Noronha e uma cidade da Paraíba, estado vizinho [2]. Todo o controle e supervisão de sua rede são realizados através do Centro de Operações Integrado (COI) e percorre por todo o estado em enlaces de rádio, cabo e fibra óptica.

Espalhadas em pontos estratégicos da rede estão as *chaves religadoras*. Estes elementos possuem as funções de interromper a transmissão no evento de uma falha (semelhantemente a um disjuntor) e de reestabelecer o fornecimento quando o surto estiver controlado. Algumas chaves religadoras possuem um sistema embarcado munido de rádio e antena capaz de relatar ao COI informações sobre o estado do sistema.

Na tarefa de supervisionar a rede elétrica, o COI emite pacotes de dados DNP3 [3] com solicitações. Os pacotes são encapsulados e emitidos pela rede IP até atingirem a subestação (SE) correspondente. Na subestação, um roteador “abre” o pacote IP e reenvia o pacote DNP3 para as chaves religadoras, que têm a função de responder a esta solicitação. Uma vez respondida a solicitação, o pacote trafega o sentido contrário até atingir novamente o COI.

Eventualmente, alguns surtos na rede de distribuição elétrica não são resolvidos e as chaves religadoras não conseguem reestabelecer a ligação com a rede elétrica. Quando isto

acontece, as chaves religadoras comunicam-se com a central informando o erro e acionando equipes de prontidão. Este processo automatizado é crucial para a agilidade no restabelecimento do serviço.

Atualmente, a cobertura destas regiões é feita com antenas omnidirecionais, que radiam igualmente em todas as direções. Em locais remotos ou de difícil acesso, a densidade de potência em uma região não é suficiente para garantir a troca de informações. Estas regiões são conhecidas como *regiões de sombra* (RS). Comumente, quando se deseja ampliar o alcance de um sistema já implantado é necessário aumentar a potência do rádio emissor, ou instalar novas antenas repetidoras em posições estratégicas, o que implica elevados custos.

Tendo em vista este cenário, este projeto tem como objetivo apresentar um *Sistema de Arranjo Inteligente de Antenas* que substitua o atual sistema omnidirecional. O arranjo é composto por quatro antenas Yági-Uda [4] e um circuito de radiofrequência capaz de alterar as fases de alimentação destas antenas. Através do controle das fases de alimentação, controla-se a direção do lóbulo principal resultante da interação entre os campos radiantes de cada uma das antenas. Além disto, o sistema conta com um circuito microcontrolado capaz de interpretar a direção para onde o lóbulo principal deve apontar, baseando-se na posição da chave que se deseja atingir.

Em um arranjo inteligente de antenas chaveado, as fases e amplitudes dos ramos são escolhidas automaticamente de acordo com a direção que se deseja atingir. O sistema decidirá os parâmetros a serem controlados com apoio de um conjunto de dados preestabelecidos que relaciona os endereços das estações remotas às fases correspondentes [5].

Este trabalho é fruto de um projeto de Pesquisa e Desenvolvimento celebrado entre a Universidade Federal de Pernambuco (UFPE) e a Companhia Energética de Pernambuco (CELPE). Além da proposição do sistema, o projeto inclui a implementação de um projeto

piloto instalado no campus da UFPE e de montagens experimentais na subestação da CELPE no município de Gravatá, no interior do estado de Pernambuco.

Durante o curso do projeto, foi implementado um arranjo inteligente de antenas composto por quatro antenas Yági-Uda em conjunto com um sistema formador de feixe capaz de controlar a direção do lóbulo principal do arranjo. O controle das fases de alimentação é realizado por um circuito controlador de arranjo de antenas (CAT), que se comunica com o COI realizando a interface com o arranjo. São exibidos resultados simulados e experimentais para o arranjo de antenas construído no campus da UFPE e instalado em uma subestação da CELPE no município de Gravatá.

O Capítulo 2 trata da teoria dos circuitos de RF e Micro-ondas, incluindo aspectos individuais dos dispositivos utilizados na pesquisa. Já no Capítulo 3 há um tratamento especial para a teoria de antenas e arranjos de antenas. No Capítulo 4, são discutidos sistemas supervisórios, sistemas embarcados e os protocolos de comunicação utilizados no sistema CELPE e no projeto. É também apresentada a família de microcontroladores utilizada na solução com enfoque especial à subfamília PIC18F. O Capítulo 5 descreve o projeto proposto tratando individualmente do circuito de RF e do circuito controlador de arranjo de antenas (CAT). Por fim, o Capítulo 6 apresenta os resultados de simulação e medidas experimentais, comparando-os às respostas teóricas.

2 Circuitos e Dispositivos de RF/Micro-ondas

A comunicação sem fio figura como um dos mais importantes meios globais de propagação de informação. Aplicações das mais diversas podem ser encontradas, como radares, sensores remotos, sistemas de supervisão, telecomunicações, etc.

Variadas tecnologias, dispositivos, modelos e métodos estão disponíveis. Com a variação da frequência, o comportamento do campo eletromagnético pode alterar-se. Isto faz com que determinadas tecnologias sejam mais aplicáveis a certa região do espectro do que outras em termos de tamanho e estrutura de diversos dispositivos. Como exemplo, citamos a comunicação entre submarinos em águas profundas, que é realizada com menores perdas para frequências extremamente baixas (3 Hz a 3 kHz) cujos comprimentos de onda chegam até 100 mil quilômetros [6]. Em contrapartida, aplicações em Terahertz são melhor empregadas para sensoriamento não destrutivo de baixa potência em curtas distâncias como o controle de qualidade de revestimentos de comprimidos farmacêuticos, análise de pinturas automotivas e até exames odontológicos que analisam a superfície dos dentes [7].

Desta forma, subdividir o espectro eletromagnético em bandas pode facilitar a associação entre as aplicações e as possíveis tecnologias a serem utilizadas, agilizando o processo de projeto do sistema. Por exemplo, quando se diz que uma determinada aplicação é uma aplicação de RF (Rádio Frequência), associa-se a ela um conjunto de técnicas e dispositivos, como antenas construídas em grandes estruturas metálicas. Já quando se fala em micro-ondas, associa-se as aplicações a estruturas planares, como a microfita e antenas *patch* [8]. No anexo A são exibidas as designações das bandas que subdividem o espectro eletromagnético de radiofrequências e micro-ondas [9].

O termo RF é utilizado para designar as frequências encontradas nas bandas VHF (*Very High Frequency*) e UHF (*Ultra High Frequency*), que compreendem os intervalos entre 30 e

300 MHz e de 300 a 3000 MHz, respectivamente. Já o termo micro-ondas corresponde às frequências cujos comprimentos de onda no espaço livre medem entre 10cm e 1mm (ou seja, de 3 a 300 GHz).

2.1 Linhas de Transmissão e Análise de Redes de Micro-ondas

Quando um determinado circuito/dispositivo opera em frequências altas (RF ou micro-ondas) o seu comprimento elétrico deixa de ser desprezível. Isto significa que a diferença de fase entre dois pontos de uma mesma linha passa a ser relevante na análise de tal forma que a teoria clássica de circuitos já não se aplica nestes casos. Desta forma, as Equações de Maxwell passam a ser a forma preferível para se resolverem tais problemas.

Contudo, soluções das Equações de Maxwell podem ser bastante trabalhosas. Neste contexto, uma série de técnicas foi desenvolvida para simplificar a análise de circuitos de RF/micro-ondas substituindo-os por seus “circuitos equivalentes” de modo a permitir o uso técnicas clássicas. Estas soluções podem ser suficientes quando se deseja obter parâmetros simples como reflexão, perdas, casamento de impedâncias, etc., em determinados pontos do circuito, sobretudo quando não estamos interessados em soluções completas em todos os pontos do espaço. Sendo assim, introduziremos alguns conceitos básicos da análise de circuitos de RF/Micro-ondas.

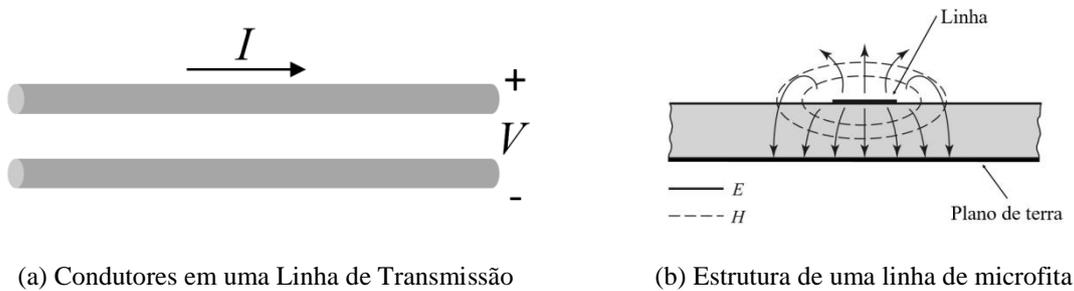
* * *

Impedância Característica

Seja uma onda viajando no modo TEM (modo transversal eletromagnético) por uma linha de transmissão que possua dois condutores bem definidos (ex: cabo coaxial, linha de microfita, *stripline*, entre outros). A impedância característica de uma linha de transmissão

pode ser definida de diversas maneiras a depender de sua geometria. Seja uma linha de transmissão em que podem ser definidos dois condutores distintos. A impedância característica desta linha será definida pela razão entre a tensão entre os condutores e a corrente fluindo no condutor positivo, ambas resultantes da existência de um campo elétrico viajando através da linha. A Fig. 1 exibe dois dos diversos tipos de linha de transmissão. Em uma linha bifilar (Fig. 1a) as grandezas podem ser definidas por meio da diferença de tensão entre os condutores e a corrente fluindo pelo condutor positivo. Em uma microfita, por exemplo, a fita representa o condutor positivo enquanto o plano de terra representa o condutor negativo (Fig. 1b).

Fig. 1 – Representação de uma Linha de Transmissão.



(a) Condutores em uma Linha de Transmissão

(b) Estrutura de uma linha de microfita

Fonte: Adaptado de [9].

A tensão entre os condutores pode ser dada por

$$V = \int_{+}^{-} \vec{E} \cdot d\vec{l}, \quad (1)$$

em que o caminho de integração é uma linha que parte do condutor positivo até o condutor negativo. O resultado desta integração não dependerá do caminho escolhido por causa da natureza eletrostática dos campos.

Já a corrente no condutor positivo pode ser determinada através da Lei de Ampère:

$$I = \oint_{C^+} \vec{H} \cdot d\vec{l}, \quad (2)$$

integrado ao longo de uma curva C^+ que contorna todo o condutor positivo sem passar por dentro do outro condutor.

Com base nestas definições, a impedância característica de uma linha de transmissão será dada por

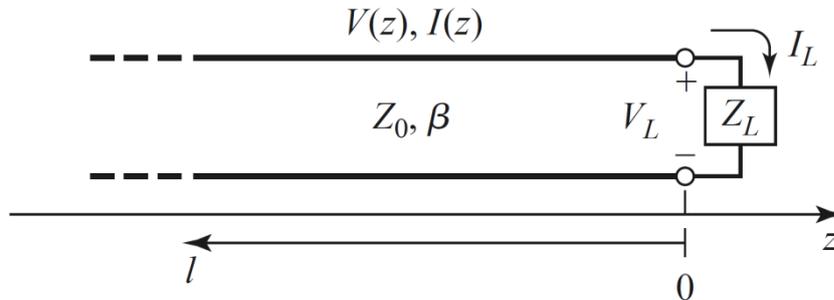
$$Z_0 = \frac{V^+}{I^+}. \quad (3)$$

* * *

Coefficiente de Reflexão

Quando uma onda que viaja em uma linha de transmissão atinge uma interface com uma rede elétrica (outra linha de transmissão, um dispositivo, uma carga ou o espaço aberto), parte da onda incidente será refletida. A Fig. 2 exibe uma linha de transmissão de impedância característica Z_0 terminada por uma carga Z_L .

Fig. 2 – Linha de transmissão terminada por carga Z_L .



Fonte: [9]

A tensão ao longo da linha de transmissão será

$$V(z) = V^+ e^{-j\beta z} + V^- e^{+j\beta z}, \quad (4)$$

para uma onda que se propaga na direção positiva do eixo z , V^+ e V^- as amplitudes das ondas incidente e refletida e $\beta = 2\pi/\lambda$ a constante de fase.

O coeficiente de reflexão de uma onda pode ser definido como a razão entre a amplitude da onda refletida e a amplitude da onda incidente:

$$\Gamma = \frac{V^-}{V^+}. \quad (5)$$

Das equações (3) e (4), temos a corrente na linha

$$I(z) = \frac{V^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V^-}{Z_0} e^{+j\beta z}. \quad (6)$$

O segundo termo da equação recebe um sinal negativo, pois a corrente refletida flui no sentido contrário. Em $z = 0$, onde está localizada a carga Z_L , a partir das equações (4) e (6), podemos fazer:

$$Z_L = \frac{V(z=0)}{I(z=0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0. \quad (7)$$

Isolando V_0^- chegamos a

$$V_0^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} V_0^+. \quad (8)$$

E assim, representamos o coeficiente de reflexão em função das impedâncias

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}. \quad (9)$$

Note que a reflexão é:

- Nula quando $Z_L = Z_0$. O que indica que não há onda refletida. Esta condição indica que a interface entre as duas redes é imperceptível. Nesta situação, dizemos que as redes estão *casadas*.
- Igual a 1 quando $Z_L \gg Z_0$. Nesta situação, toda a onda incidente é refletida e ambas as ondas (incidente e refletida) estão em fase. Esta situação equivale a uma linha de transmissão terminada em circuito aberto.

- Igual a -1 quando $Z_L \ll Z_0$. Nesta situação, toda a onda incidente é refletida e ambas as ondas (incidente e refletida) estão em 180° de defasagem. Esta situação equivale a uma linha de transmissão terminada em curto-circuito.

Realizar o *casamento de impedância* entre duas redes compreende inserir elementos intermediários entre ambas de modo a minimizar as reflexões. Isto pode ser feito utilizando redes de elementos concentrados ou distribuídos ou até trechos de linhas de transmissão.

* * *

Perda de Retorno

Em situações práticas, é preferível relacionar a reflexão em termos das potências incidente P_{inc} e refletida P_{ref} . A *perda de retorno* (RL, do inglês *Return Loss*) quantifica tais reflexões por

$$RL = 10 \log \frac{P_{inc}}{P_{ref}} \quad (10)$$

dada em decibéis. Podemos reescrever a perda de retorno fazendo

$$RL = 20 \log \frac{V^+}{V^-} = -20 \log |\Gamma|. \quad (11)$$

Sendo assim, se há casamento entre as redes ($\Gamma = 0$), a perda de retorno equivale a $+\infty$. Havendo total descasamento ($|\Gamma| = 1$), a perda de retorno equivale a 0 dB.

* * *

Perda por Inserção

Para uma rede com duas ou mais portas, uma onda incidente em uma porta i poderá resultar em uma onda refletida em uma porta $i \neq j$. A relação ente as potências destas ondas é conhecida como perda por inserção (IL, do inglês *Insertion Loss*) e dada por:

$$IL = 10 \log \frac{P_{inc,i}}{P_{ref,j}} \quad (12)$$

onde $P_{inc,i}$ representa a potência incidente na porta i e $P_{ref,n}$ representa a potência da onda refletida na porta j .

* * *

Razão de Onda Estacionária

Podemos reescrever a equação (4) usando a definição de coeficiente de reflexão:

$$V(z) = V^+(e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}). \quad (13)$$

Analogamente,

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} V^+(e^{-j\beta z} - \Gamma e^{j\beta z}). \quad (14)$$

Quando não há reflexão em uma linha, isto é, $\Gamma = 0$, a magnitude da tensão na linha será $|V(z)| = |V^+|$, independente de z e, portanto, constante ao longo da linha. Quando há descasamento, a presença de reflexões resulta em ondas estacionárias e a magnitude da tensão ao longo da linha varia com a distância entre o ponto de observação e a origem:

$$\begin{aligned} |V(z)| &= |V^+| |1 + \Gamma e^{2j\beta z}| \\ &= |V^+| |1 + |\Gamma| e^{j(\theta+2\beta z)}|, \end{aligned} \quad (15)$$

onde θ é a fase do coeficiente de reflexão ($\Gamma = |\Gamma|e^{j\theta}$). Isto significa que o máximo desta função ocorrerá em $e^{j(\theta+2\beta z)} = 1$ e é dado por:

$$V_{m\acute{a}x} = |V^+|(1 + |\Gamma|). \quad (16)$$

Analogamente, o mínimo ocorrerá quando $e^{j(\theta+2\beta z)} = -1$ e é dado por:

$$V_{min} = |V^+|(1 - |\Gamma|). \quad (17)$$

Com base nestes resultados, pode ser definida uma grandeza que expresse o descasamento de uma linha de transmissão com base na razão entre a tensão máxima e mínima em uma linha de transmissão:

$$SWR = \frac{V_{m\acute{a}x}}{V_{m\acute{i}n}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}. \quad (18)$$

Esta grandeza é conhecida como razão de onda estacionária (SWR, do inglês *Standing Wave Ratio*) e é um número real. $SWR = 1$ indica casamento entre linha e carga. Esta grandeza é também conhecida como razão de tensão de onda estacionária, ou VWSR (*Voltage Standing Wave Ratio*).

* * *

Impedância de entrada de uma Linha de transmissão terminada por uma carga

Considere a linha de transmissão de impedância característica Z_0 terminada por uma carga de impedância Z_L e as equações (13) e (14) para a tensão e corrente em uma linha de transmissão. Avaliaremos a impedância de entrada de uma linha no ponto $z = -l$, sendo assim,

$$Z_{in} = \frac{V(-l)}{I(-l)} = \frac{V^+(e^{j\beta l} + \Gamma e^{-j\beta l})}{V^+(e^{j\beta l} - \Gamma e^{-j\beta l})} Z_0 = \frac{1 + \Gamma e^{-2j\beta l}}{1 - \Gamma e^{-2j\beta l}} Z_0. \quad (19)$$

Uma forma mais prática desta equação pode ser achada substituindo Γ como em (9):

$$\begin{aligned} Z_{in} &= Z_0 \frac{(Z_L + Z_0)e^{j\beta l} + (Z_L - Z_0)e^{-j\beta l}}{(Z_L + Z_0)e^{j\beta l} - (Z_L - Z_0)e^{-j\beta l}} \\ &= Z_0 \frac{Z_L \cos \beta l + jZ_0 \text{sen} \beta l}{Z_0 \cos \beta l + jZ_L \text{sen} \beta l} \\ &= Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l}. \end{aligned} \quad (20)$$

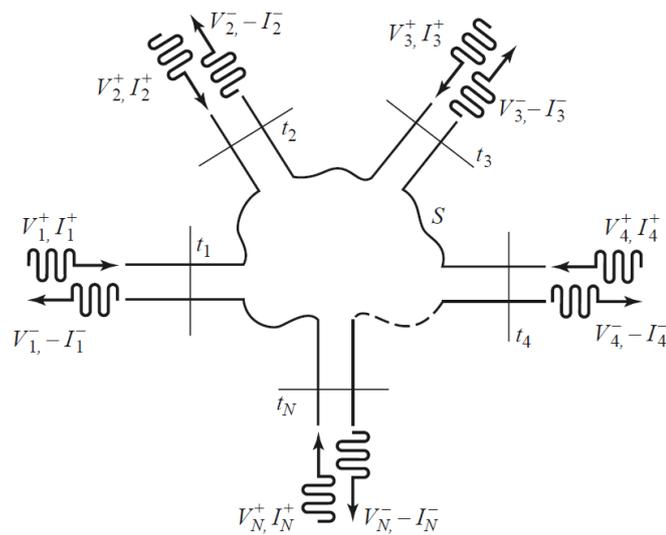
Este resultado é conhecido como *equação da impedância de entrada de linha de transmissão* e é um dos resultados mais importantes na análise de redes de micro-ondas e linhas de transmissão.

* * *

Matrizes de Impedância e Admitância

Seja uma rede de micro-ondas um dispositivo arbitrário de N portas (ver Fig. 3). Em cada porta, haverá tensões e correntes incidentes e refletidas.

Fig. 3 – Uma rede de micro-ondas arbitrária de N portas.



Fonte: [9]

É possível analisar as relações entre as tensões em cada uma das portas através de uma matriz impedância:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1N} \\ Z_{21} & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ Z_{N1} & \cdots & & Z_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix}, \quad (21)$$

onde V_n e I_n são definidos em função das tensões e correntes incidentes e refletidas:

$$V_n = V_n^+ + V_n^-, \quad (22)$$

$$I_n = I_n^+ - I_n^-, \quad (23)$$

Analogamente, define-se a matriz de admitância por

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \cdots & Y_{1N} \\ Y_{21} & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & \\ Y_{N1} & \cdots & & Y_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix}. \quad (24)$$

Estas matrizes são inversas uma da outra ($[Y] = [Z]^{-1}$) e seus elementos podem ser encontrados fazendo

$$Z_{ij} = \left. \frac{V_i}{I_j} \right|_{I_k=0 \text{ para } k \neq j}, \quad (25)$$

$$Y_{ij} = \left. \frac{I_i}{V_j} \right|_{V_k=0 \text{ para } k \neq j}. \quad (26)$$

Isto implica que para encontrar Z_{ij} é necessário alimentar a porta j com uma corrente I_j enquanto todas as demais portas são deixadas em circuito aberto e medir a tensão de circuito aberto na porta i . Além disto, a impedância de entrada na porta i será Z_{ij} .

Analogamente, para encontrar Y_{ij} basta alimentar a porta j com uma tensão V_j enquanto as demais portas são deixadas em curto-circuito e medir a corrente de curto-circuito na porta i .

* * *

Matriz de Espalhamento

Por vezes, torna-se difícil medir ou até mesmo definir tensão e corrente em condutores em alta frequência. Para medidas experimentais, é comum inferir informações sobre tensão e corrente indiretamente das potências incidente e refletida. Naturalmente, torna-se mais simples trabalhar com um conjunto de variáveis inferidas diretamente destas quantidades.

Neste contexto, define-se a matriz de espalhamento, também conhecidos como parâmetros S (do inglês *scattering*):

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_3^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & \\ S_{N1} & \cdots & & S_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_3^+ \end{bmatrix}. \quad (27)$$

Os parâmetros de espalhamento podem ser encontrados fazendo

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ para } k \neq j}. \quad (28)$$

Ou seja, S_{ij} é encontrado alimentando a porta j com uma onda incidente de tensão V_j^+ e medir a tensão da onda refletida na porta i enquanto a tensão incidente em todas as demais portas é nula.

Note que, para garantir esta condição é necessário apenas utilizar uma terminação casada em cada uma das demais portas $k \neq j$. Isto significa que as ondas transmitidas nestas portas devido à inserção na porta j não serão refletidas de volta para a rede. Fornecendo um método mais simples de medição de redes de micro-ondas.

Sendo assim, os parâmetros de espalhamento tornam-se uma maneira mais direta de expressar as perdas de retorno e inserção em uma rede:

$$RL_i = -20 \log|S_{ii}|, \quad (29)$$

$$IL_{ij} = -20 \log|S_{ij}|. \quad (30)$$

Além disto, o coeficiente de reflexão na i -ésima porta será equivalente a S_{ii} .

A popularidade dos parâmetros de espalhamento surgiu a partir de uma publicação de 1965 [10] na mesma década em que o primeiro analisador de redes foi fabricado e comercializado pela *Hewlett Packard*.

* * *

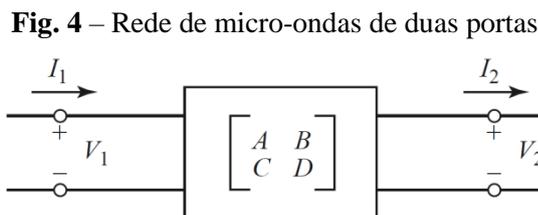
Matriz de Transmissão (ABCD)

As matrizes Z, Y e S são suficientes para caracterizar redes de micro-ondas de N portas. Porém, quando se deseja estudar redes de micro-ondas formadas por dispositivos de duas portas em cascata, sua análise pode ser simplificada representando uma rede de N portas por um conjunto de redes de duas portas para as quais se definem parâmetros de transmissão.

A matriz de transmissão é definida para redes que contenham *apenas* duas portas e é conhecida por matriz ABCD. A forma da matriz de transmissão é

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (31)$$

considerando que as tensões e correntes são definidas segundo a Fig. 4.

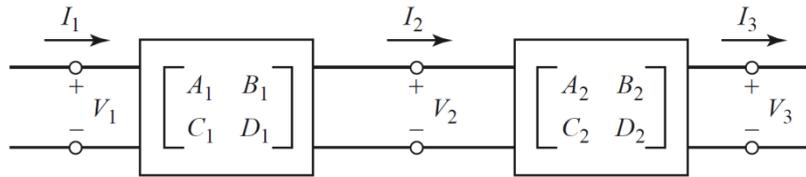


Fonte: [9].

As propriedades desta matriz se devem ao fato de que as variáveis em questão estão agrupadas em função da porta, em vez da grandeza, o que simplifica a análise de redes associadas. Os elementos da matriz ABCD são encontrados fazendo:

$$\begin{aligned} A &= \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} & B &= \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \\ C &= \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} & D &= \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \end{aligned} \quad (32)$$

Considere duas redes de micro-ondas associadas em cascata, como exibido na Fig. 5.

Fig. 5 – Conexão em cascata de duas redes de micro-ondas

Fonte: [9].

Se expressarmos a relação entre as tensões e correntes envolvidas temos que

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (33)$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix}, \quad (34)$$

Substituindo (33) em (34), nota-se que a matriz de transmissão resultante da associação em cascata de duas redes de duas portas é equivalente ao produto das matrizes ABCD que representam as redes individuais:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix}. \quad (35)$$

Através de manipulação algébrica, é possível demonstrar a relação entre as matrizes S, Z, Y e ABCD. Não é escopo desta dissertação debruçar-se sobre tais aspectos da teoria que já estão extensamente descritos na literatura.

* * *

Redes Recíprocas

Uma rede é dita *recíproca* quando a perda por inserção entre duas portas é independente da direção de inserção da onda. Em termos práticos, isto significa que o parâmetro de espalhamento entre duas portas é o mesmo independentemente de em qual porta o sinal seja inserido, ou seja, $S_{ij} = S_{ji}$. Para que isto aconteça, todos os materiais que compõem a rede devem ser *isotrópicos*.

Materiais isotrópicos, para este contexto, são aqueles cujas propriedades elétricas são as mesmas em todas as direções (x , y e z). Em contrapartida, *materiais anisotrópicos*, possuem propriedades elétricas que se alteram de acordo com a direção de propagação do campo elétrico na estrutura. Exemplos de materiais anisotrópicos incluem materiais ferromagnéticos, dispositivos ativos e plasmas.

Sendo assim, pondo de maneira simples, uma rede composta de dispositivos passivos não ferromagnéticos é uma rede recíproca e sua matriz de parâmetros de espalhamento é simétrica.

Em uma matriz ABCD de uma rede recíproca, $AD - BC = 1$.

2.2 Dispositivos de Micro-ondas

Neste projeto, diversos componentes foram utilizados em cascata e em paralelo para criar uma rede de micro-ondas com cinco portas capaz de dividir a potência do sinal de entrada entre as quatro saídas com igual intensidade de potência e diferenças de fase digitalmente controladas. A seguir, apresentamos os diversos componentes utilizados no projeto.

Neste capítulo, utilizaremos as seguintes definições:

- *Reflexão*: A inserção de uma onda em uma porta de uma rede de micro-ondas gera uma onda refletida *nesta mesma porta*.
- *Transmissão*: A inserção de uma onda em uma porta i de uma rede de micro-ondas gera uma onda refletida *em uma porta $j \neq i$* .
- *Isolação*: Habilidade de uma porta i de prevenir a transmissão de um sinal inserido em uma porta $j \neq i$.

- *Comprimento físico*: comprimento de uma estrutura medida em unidades de distância.
- *Comprimento elétrico*: comprimento de uma estrutura expresso em termos do comprimento de onda do sinal que trafega por ela.

Uma série de medidas foi realizada com os dispositivos para conferir o funcionamento dos componentes e mostrar sua funcionalidade. Estas medidas são exibidas neste capítulo.

2.2.1 Divisor de Potência

Um divisor de potência é um dispositivo com três portas ou mais cujo objetivo é dividir um sinal de entrada proveniente de uma das portas, denominada porta de entrada, entre as demais portas, denominadas portas de saída. Um divisor de potência com N saídas é denominado *divisor 1:N*. A Fig. 6 mostra o divisor de potência 1:4 utilizado na aplicação em questão.

Fig. 6 – Divisor de potência 1:4.



Fonte: Acervo do Autor

Um divisor de potência será também *combinador* se, além de dividir o sinal de entrada entre as portas de saída, possuir as seguintes características:

- Impedir a transmissão de sinal entre portas de saída, ou seja, possuir alta isolamento entre as portas de saída.
- Ser uma rede recíproca, isto é, $S_{ij} = S_{ji}$.

Isto significa que quando um sinal é inserido em uma porta de saída não há reflexão e nem transmissão para as demais portas de saída, sendo direcionado para a porta de entrada. Se estas condições forem respeitadas, o divisor também poderá operar no sentido contrário. Isto é, se forem inseridos sinais nas portas de saída sua combinação linear será transmitida para a porta de entrada. Daí o termo *combinador*.

Esta propriedade é essencial para a construção de importantes dispositivos de micro-ondas em diversas aplicações, como o interferômetro. Em nosso caso particular, como haverá sinal trafegando em ambas as direções (transmissão e recepção) é fundamental que o divisor seja também combinador. As características do divisor escolhido para a aplicação são exibidas na Tabela 1:

Tabela 1 – Características do divisor de potência adotado para o projeto.

Característica	Mín.	Típ.	Máx.	Unidade
Faixa de Operação	350		1000	MHz
Impedância característica de entrada (SMA)		50		Ω
Fator de divisão		1:4 (6dB)		-
VSWR	1,5:1			-
Perda por inserção			7	dB
Isolamento entre portas de saída	15			dB
Potência máxima de operação			30	W

Fonte: [11]

2.2.2 Defasador

Diferença de fase de uma onda viajante

Uma onda de frequência f que trafega por um meio com permissividades elétrica ϵ_r e magnética μ_r , irá viajar com velocidade de fase

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}, \quad (36)$$

onde c é a velocidade da luz, dada por aproximadamente $2,988 \cdot 10^8$ m/s, e o comprimento de onda associado a esta velocidade de propagação será

$$\lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_r \mu_r}}. \quad (37)$$

Se considerarmos um trecho do meio de comprimento l por onde a onda viaja, a diferença de fase sofrida pela onda dada em radianos é

$$\theta = 2\pi \frac{l}{\lambda} = \frac{2\pi f l}{c} \sqrt{\epsilon_r \mu_r}. \quad (38)$$

A razão $\beta = 2\pi/\lambda$ é conhecida como constante de fase, por relacionar diretamente comprimento físico e diferença de fase ($\theta = \beta l$). Sendo assim, as maneiras mais diretas de controlar a defasagem em um trecho de linha de transmissão para uma frequência fixa são:

- i. variar o comprimento elétrico de uma linha de transmissão através das características elétricas e magnéticas do um meio de propagação (alterar a constante de fase);
- ii. variar o comprimento físico da linha de transmissão, alongando ou encurtando a linha;
- iii. criar redes de micro-ondas que equivalham a linhas de transmissão com as propriedades desejadas.

A primeira maneira (i) exige o estudo de engenharia de materiais, em especial o desenvolvimento de materiais dielétricos para serem utilizados em cabos e substratos. Em uma rede de micro-ondas composta por cabos, por exemplo, pode-se controlar a fase em trechos distintos fazendo com que o sinal percorra cabos de diferentes constantes dielétricas.

Esta técnica pode ser mais facilmente utilizada empregando métodos de fabricação que oferecem maior controle das características elétricas dos materiais, como a fotolitografia, para RFICs e MMICs, e a microusinagem, para MEMS¹. Recentemente, até mesmo a impressão 3D de alta resolução tem sido utilizada no processo de fabricação de dispositivos de micro-ondas.

O segundo método (ii) apresenta o mais baixo custo e maior simplicidade, uma vez que não há mudança de meio. Sua aplicação encontra grande uso no “*tilt*” de arranjos não-reconfiguráveis de antenas na área de telecomunicações através da utilização de cabos de comprimentos distintos. Este método é também importante em circuitos planares, já que mudar a permissividade relativa de trechos específicos em uma placa de circuito impresso pode ser complexo e custoso. Esta técnica foi corretamente demonstrada em [12], no desenvolvimento de um interferômetro reconfigurável onde o atraso em um dos ramos é controlado simplesmente comutando o trecho por onde o sinal trafega.

Já o último método (iii) leva em consideração a matriz ABCD de uma linha de transmissão de comprimento determinado e busca propor redes de menor comprimento físico cujas matrizes ABCD sejam equivalentes (ao menos dentro da faixa de operação). A técnica é recorrentemente utilizada para reduzir o tamanho de estruturas clássicas constituídas por linhas de transmissão, como demonstrado em [13].

¹ RFIC, MMIC e MEMS significam respectivamente Circuitos Integrados de Rádio-Frequência, Circuitos Integrados Monolíticos de Micro-ondas e Sistemas Microeletromecânicos e são formas de integração em larga escala de circuitos de RF/Micro-ondas.

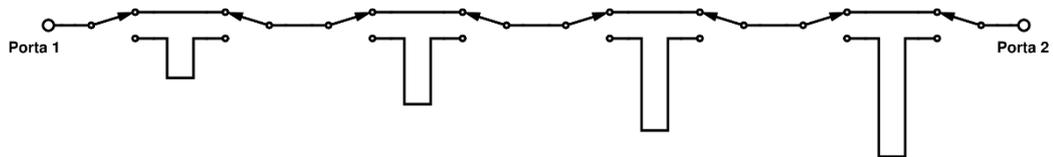
* * *

O Defasador digital de N bits

Um defasador é um dispositivo com duas portas cujo objetivo é provocar uma diferença de fase θ , fixa ou variável, entre as duas portas. Caso a fase seja variável, haverá uma interface de controle de fase. Um defasador ideal é aquele em que a diferença de fase entre as duas portas é independente da frequência do sinal de entrada e que não apresenta perdas por inserção.

A maneira mais simples de construir um defasador digital é utilizar trechos de linhas de transmissão com diferentes comprimentos elétricos com o auxílio de elementos chaveadores para direcionar o sinal pelos caminhos, como mostrado na Fig. 7. As linhas de transmissão podem ser substituídas por circuitos equivalentes para efeito de redução de tamanho.

Fig. 7 – Esquema de um defasador de 4 bits utilizando linhas de atraso chaveadas.



Fonte: Acervo do autor

Em um defasador como este, cada vez que um sinal é chaveado, será substituído um caminho mais curto (referência) por um caminho mais longo, fazendo com que a diferença de fase entre entrada e saída aumente.

Se ajustarmos este acréscimo para uma série geométrica de razão 2, ou seja, ajustarmos os acréscimos de fases entre os caminhos para $22,5^\circ$, 45° , 90° e 180° , poderemos controlar a diferença de fase através da relação

$$\theta = \frac{360}{2^N} A + \theta_0, \quad (39)$$

onde N é o número de bits do defasador, A é uma palavra binária de N bits utilizada para controlar os elementos chaveadores e θ_0 é a diferença de fase inicial devida a fabricação do dispositivo.

Na Fig. 8 é exibido o defasador fabricado pela companhia *RF Lambda* cotado para a aplicação.

Fig. 8 – Defasador de 8 bits escolhido para a aplicação.



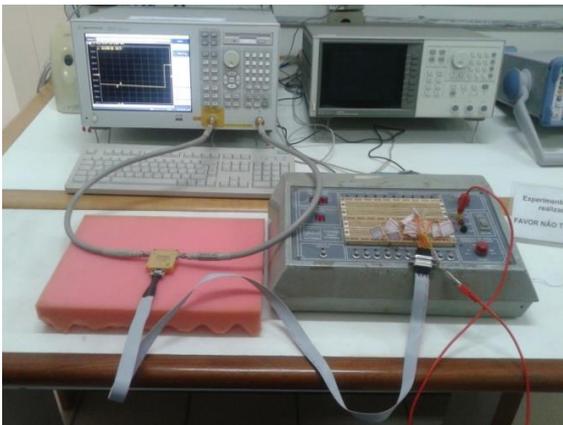
Fonte: Acervo do autor

As características do defasador de 8 bits escolhido para a aplicação são exibidas na Tabela 2. Os testes com este dispositivo possuem o esquema de montagem exibido na Fig. 9. A Fig. 9a mostra a montagem para medição da diferença de fase. Note que foi utilizado um *superlab* para fornecer as entradas digitais. Na Fig. 9b mostra-se em detalhe o dispositivo sob teste. Um analisador de redes é utilizado para medir a diferença de fase entre as portas do defasador (portas SMA). A entrada inferior é um barramento composto por alimentação e dados.

Tabela 2 – Características do defasador adotado para o projeto.

Característica	Mín.	Típ.	Máx.	Unidade
Faixa de Operação	400		500	MHz
Impedância característica de entrada (SMA)		50		Ω
Incremento mínimo de fase	1,41			$^{\circ}$
Defasagem máxima			360	$^{\circ}$
VSWR	2:1			-
Perda por inserção			6	dB
Potência máxima de operação			100	mW
Tensão de controle		± 5		V
Conector de controle	Micro D15			-

Fonte: [14]

Fig. 9 – Esquema de montagem para medição do defasador.

(a) Esquema de medição com Superlab



(b) Dispositivo sob teste

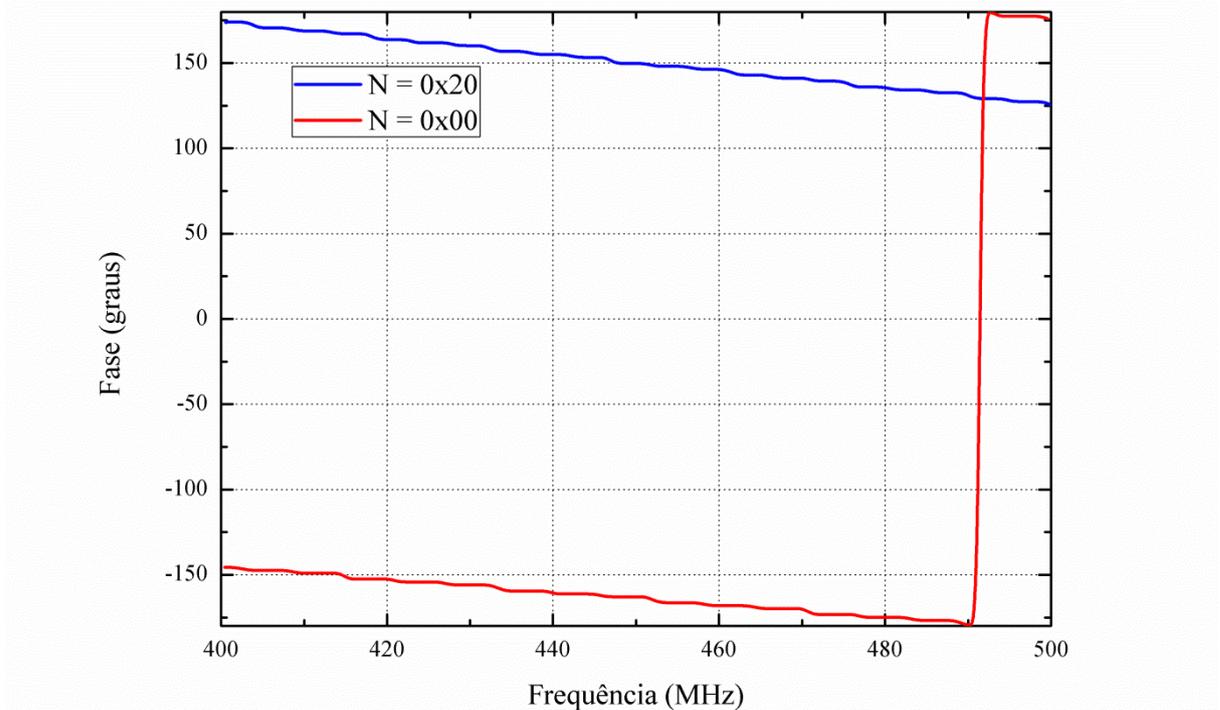
Fonte: Acervo do autor

Os testes foram feitos para as frequências de interesse (423,925MHz e 428,925MHz) que são as frequências de transmissão e recepção do sistema. No superlab, variam-se as entradas digitais verificando a diferença de fase provocada para cada uma das frequências.

Na Fig. 10, são mostradas as curvas vistas no analisador de redes para toda a banda de operação do defasador variando-se o sinal de entrada de 0x00 para 0x20. Os resultados são mostrados para toda a faixa de frequência (400 a 500 MHz). Os resultados de $\Delta\theta$ são aqueles medidos nas frequências de interesse. Note-se que a variação entre as defasagens obtidas para

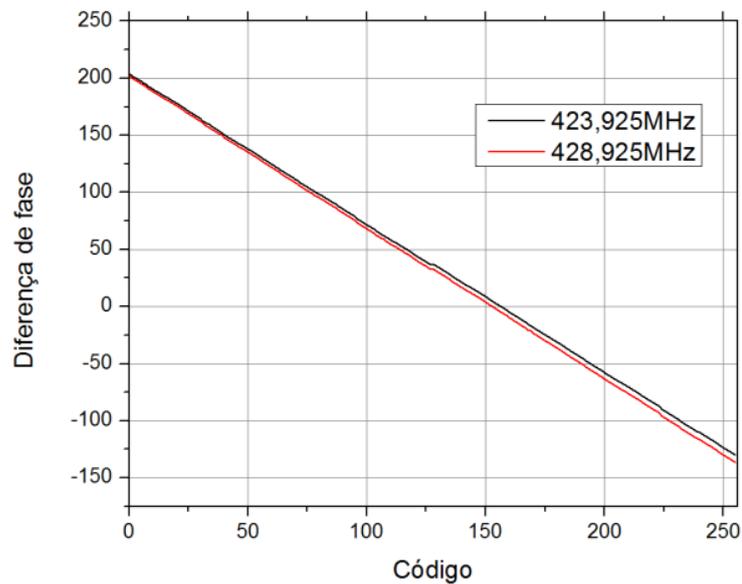
as frequências de TX e RX não são muito distintas. Mais adiante (Fig. 11), é exibida a diferença de fase fixando-se a frequência e variando o sinal de controle.

Fig. 10 – Resultados para a fase em toda a banda de operação.



Fonte: Acervo do autor

Fig. 11 – Diferença de fase fixando a frequência e variando o sinal de controle.



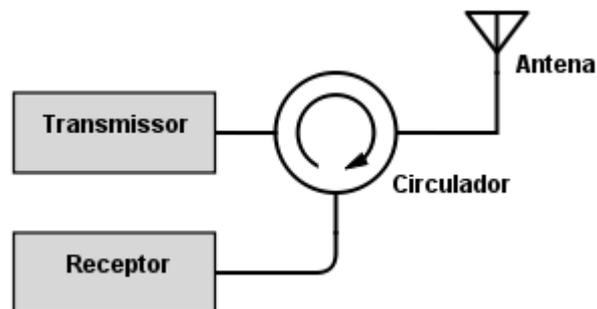
Fonte: Acervo do autor

2.2.3 Circulador

Um circulador é um dispositivo que geralmente possui 3 portas, cujo funcionamento exige que o sinal inserido na porta 1 seja transmitido para a porta 2 e isolado da porta 1 para a porta 3. Analogamente, o sinal inserido na porta 2 deverá ser transmitido à porta 3 e isolado da porta 2 para a porta 1. Por sua vez, o sinal inserido na porta 3 é transmitido à porta 1 e isolado da porta 3 para a porta 2. Tal propriedade torna o circulador um circuito não recíproco ($S_{ij} \neq S_{ji}$). Esta característica pode ser obtida através do uso de materiais não isotrópicos como a ferrite.

Este dispositivo encontra sua principal funcionalidade como um duplexer² (Fig. 12), separando os sinais de envio e recepção em uma antena, o que pode ser extremamente útil quando os circuitos de transmissão e recepção são distintos.

Fig. 12 – Estrutura de um duplexer.



Fonte: Acervo do autor

Por exemplo, se desejamos conectar uma antena a um transmissor e um receptor independentes, podemos realizar a tarefa conectando o transmissor à porta 1, a antena à porta 2 e o receptor à porta 3. Desta forma, o sinal gerado pelo transmissor segue diretamente à

² Um *duplexer* é definido por “um dispositivo que isola o receptor do transmissor em um sistema de radar enquanto permite o compartilhamento de uma mesma antena” enquanto um *diplexer* é “um dispositivo de três portas que separa e combina sinais em função da frequência”. [6]

antena pelo caminho S_{21} enquanto o sinal recebido pela antena segue diretamente para o receptor pelo caminho S_{32} . Os demais caminhos estarão isolados, e portanto, não haverá interferência entre transmissor e receptor.

A Fig. 13 exibe o circulator adquirido para a aplicação. Note a seta indicando a direção de transmissão do circuito.

Fig. 13 – Circulador escolhido para a aplicação.



Fonte: Acervo do autor

As características do circulator escolhido para a aplicação são exibidas na Tabela 3:

Tabela 3 – Características do circulator adotado para o projeto.

Característica	Mín.	Típ.	Máx.	Unidade
Faixa de Operação	415		455	MHz
Impedância característica de entrada (SMA)		50		Ω
Perda por inserção			0,25	dB
Potência máxima de operação (pico)			1000	W
Potência máxima de operação (média)			200	W

Fonte: [15]

A Fig. 14 exibe o esquema de medição para os testes do circulator. Para este dispositivo, foram medidos os parâmetros de espalhamento com o apoio do analisador de

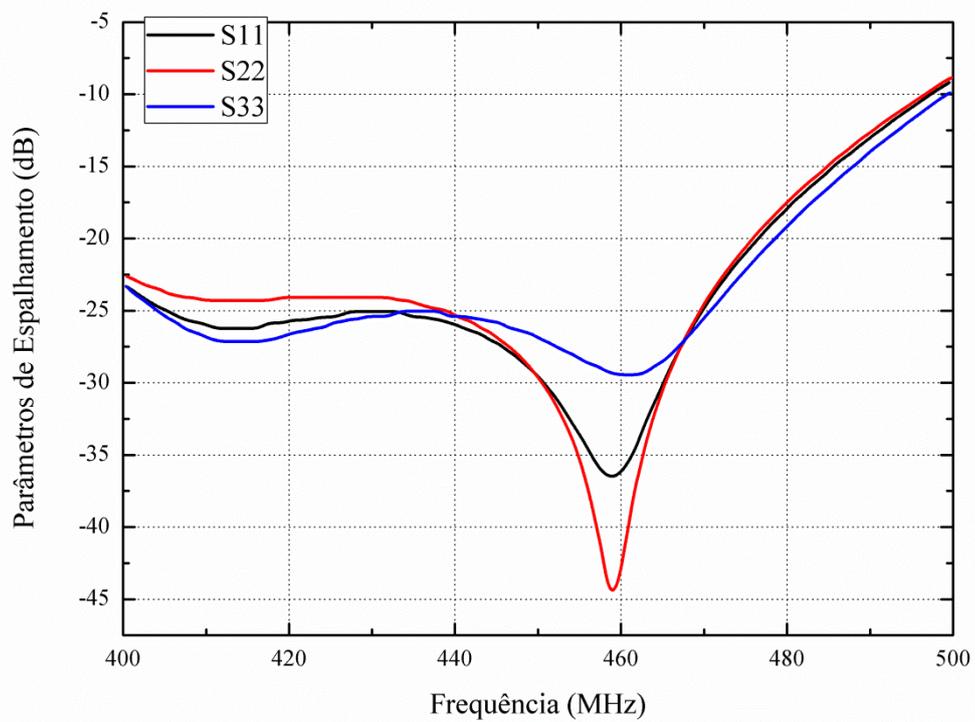
redes. Os resultados para S_{11} , S_{22} e S_{33} são exibidos na Fig. 15, mostrando que ocorre o casamento de impedâncias para a faixa de frequência de operação.

Fig. 14 – Esquema de medição para testes com os circuladores.



Fonte: Acervo do autor

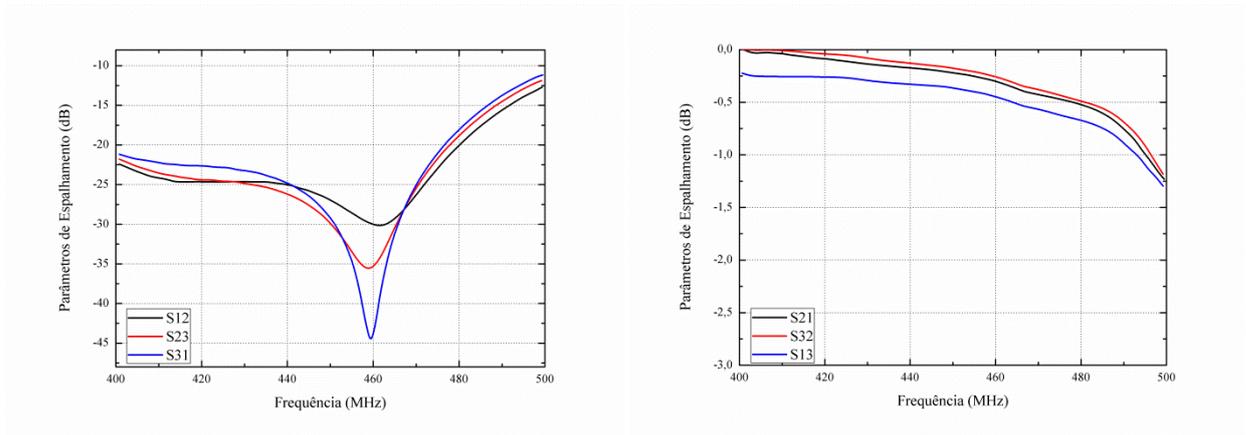
Fig. 15 – Parâmetros de espalhamento para a perda de retorno nas portas de um circulador.



Fonte: Acervo do autor

Em seguida, medimos os parâmetros de espalhamento para a transmissão dos sinais entre as portas. (ver Fig. 16). Nota-se que a transmissão é realizada nas direções desejadas (S_{21} , S_{32} e S_{13}) e os demais caminhos são isolados.

Fig. 16 – Parâmetros de espalhamento para a transmissão nas portas de um circulator.



(a) S_{12} , S_{23} e S_{31}

(b) S_{21} , S_{32} e S_{13}

Fonte: Acervo do autor

2.2.4 Amplificador de RF

Um amplificador é um dispositivo de RF/Micro-ondas cuja função é aumentar a potência de um sinal. Um amplificador ideal apresenta as seguintes características:

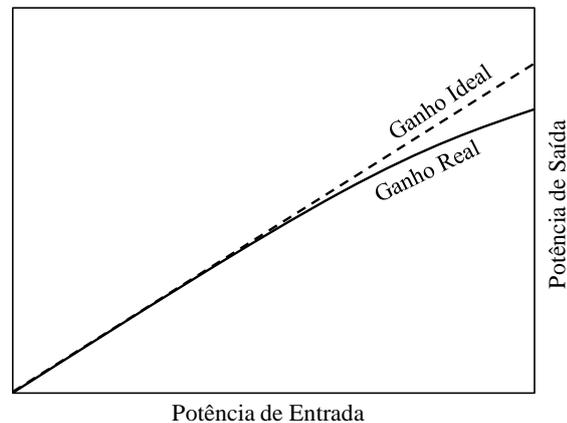
- Possui ganho constante para as faixas de frequência e potência de operação.
- Para ganhos ajustáveis, a diferença de fase entre a entrada e saída é independente do ganho.

Um amplificador de RF/micro-ondas exigirá uma fonte de alimentação e comumente um dissipador.

Ponto de Compressão: Em um dispositivo linear ideal, a potência de saída é sempre o produto da potência de entrada por um fator constante. No entanto, em dispositivos reais, a saturação na saída ocasiona um efeito conhecido como compressão de ganho (ver Fig. 17),

que ocorre quando o ganho real medido passa a diferir do ganho ideal. Em dispositivos ativos, a compressão de ganho ocorre nas proximidades dos limites de potência de operação.

Fig. 17 – Compressão de ganho em um dispositivo



Fonte: Acervo do autor

Define-se como *ponto de compressão de PndB* o nível de *potência de saída* para o qual ocorre diferença de n dB entre o ganho esperado e o ganho real. Tipicamente, a compressão é expressa para 1dB. Por exemplo, se o ponto de compressão P1dB de um amplificador está localizado em 40dBm, isto significa que quando a *potência de saída* atingir este nível, ela estará 1dB abaixo do esperado.

Na aplicação em questão, o amplificador utilizado (ver Fig. 18) possui ganho fixo, utilizado como contrapartida às perdas causadas nos defasadores. As características do dispositivo podem ser vistas na Tabela 4.

Tabela 4 – Características do amplificador adotado para o projeto.

Característica	Mín.	Típ.	Máx.	Unidade
Faixa de Operação	400		470	MHz
Impedância característica de entrada (SMA)		50		Ω
Ponto de Compressão P-1dB (saída)		+38		dBm
Ganho nominal		15		dB
VSWR de entrada		1,3:1		-
VSWR de saída		1,3:1		-
Isolação reversa		25		dB

Fonte: [16]

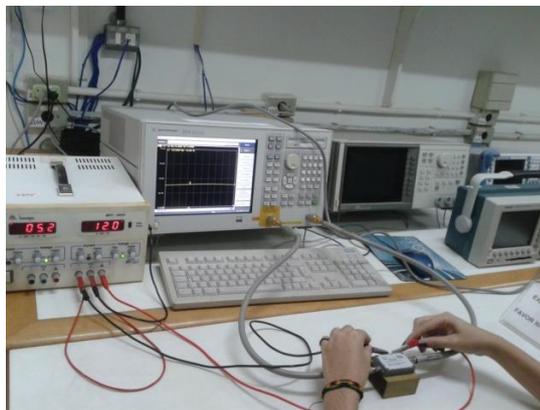
Fig. 18 – Amplificador escolhido para a aplicação.



Fonte: Acervo do autor

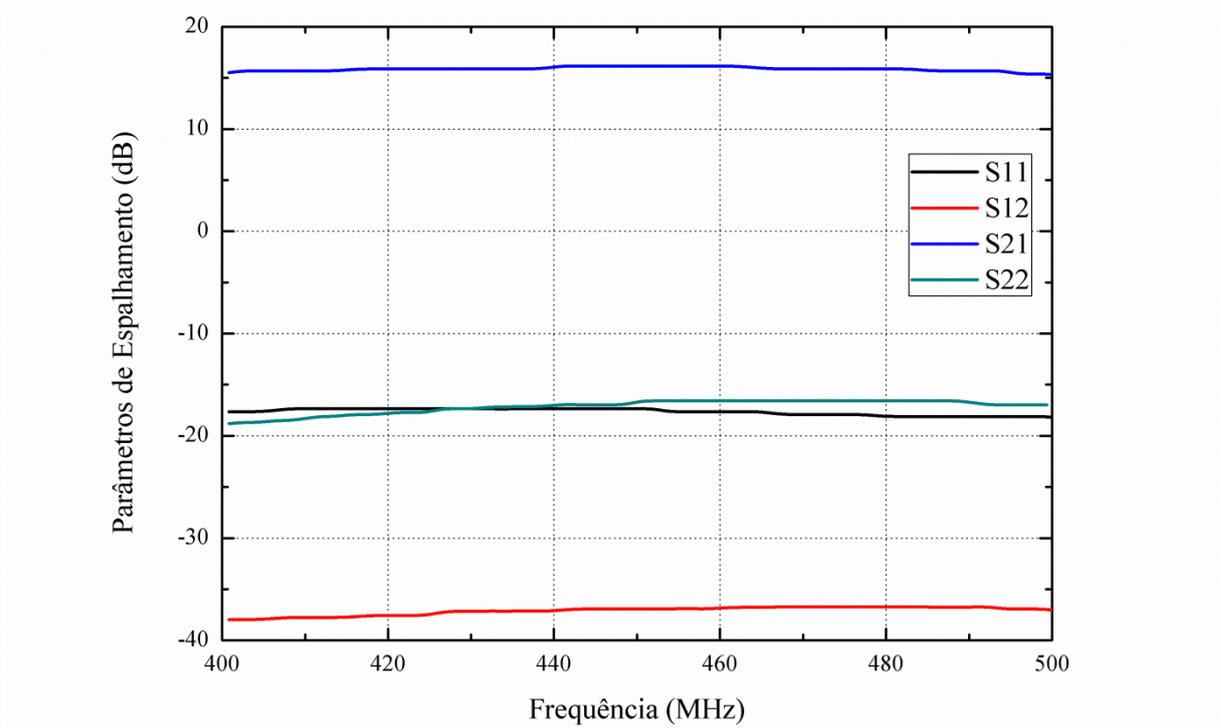
O esquema de montagem para testes com amplificador está exibido na Fig. 19. Os parâmetros de espalhamento para este dispositivo estão exibidos na Fig. 20. Note que, para um amplificador unidirecional, um sinal inserido na porta de saída (porta 2) não é acoplado à porta 1, porém também não é refletido.

Fig. 19 – Esquema de montagem para testes com o amplificador.



Fonte: Acervo do autor

Como visto, o ganho do amplificador se mantém constante em toda a faixa de operação do dispositivo, com apenas algumas flutuações. No entanto, as frequências de operação TX e RX estão próximas o suficiente para desprezarmos esta variação no ganho.

Fig. 20 – Parâmetros de espalhamento de um amplificador.

Fonte: Acervo do autor

2.2.5 Atenuador de RF

Um atenuador é um dispositivo de RF/Micro-ondas bastante simples cuja função é reduzir a potência de um sinal. Assim como o amplificador, um atenuador ideal apresenta as seguintes características:

- Possui atenuação independente da frequência em toda a faixa de operação.
- Para atenuadores ajustáveis, a diferença de fase entre a entrada e saída é independente da atenuação.

Naturalmente, um atenuador será um dispositivo passivo, além de o seu ganho ser menor que um (negativo, se expresso em decibéis). Na aplicação em questão, o atenuador (ver Tabela 5) é utilizado como um regulador de ganho, e, portanto, deverá possuir atenuação variável. As características do dispositivo podem ser vistas na Tabela 5.

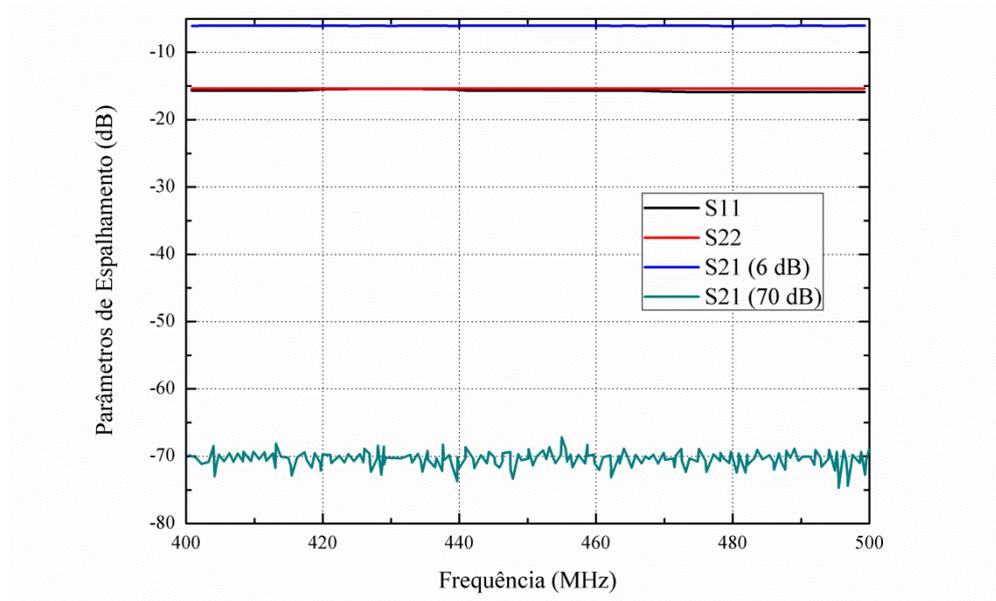
Tabela 5 – Características do atenuador adotado para o projeto.

Característica	Mín.	Típ.	Máx.	Unidade
Faixa de Operação	DC		2000	MHz
Impedância característica de entrada (N)		50		Ω
Atenuação	6		120	dB
Diferença de fase por atenuação		1		$^{\circ}/\text{dB}$
Potência máxima de operação (média)			5	W
VSWR			1,5:1	-

Fonte: Acervo do autor**Fig. 21** – Atenuador escolhido para a aplicação.**Fonte:** Acervo do autor

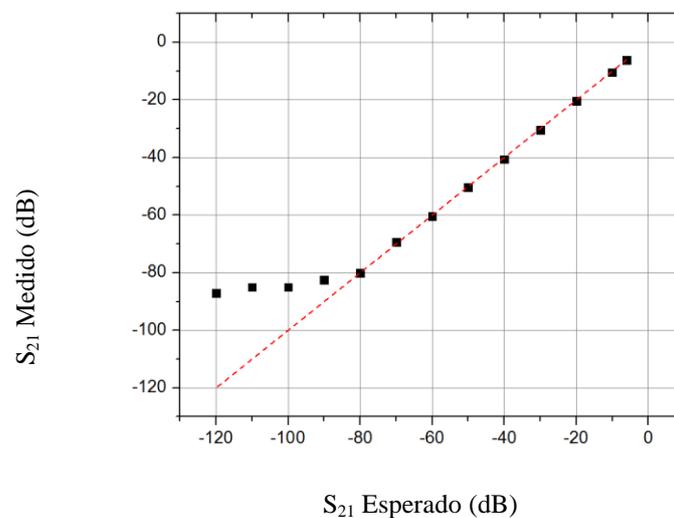
O esquema de medidas para o atenuador está exibido na Fig. 22. Os parâmetros de espalhamento para o atenuador são mostrados na Fig. 23. Os parâmetros de transmissão são mostrados para 6 e 70 dB.

Fig. 22 – Esquema de medição para um atenuador utilizando um analisador de redes.**Fonte:** Acervo do autor

Fig. 23 – Parâmetros de espalhamento para um atenuador.

Fonte: Acervo do autor

Como demonstrado, a atenuação se mantém constante ao longo da frequência de operação. No experimento não foi possível detectar sinais atenuados em mais de 80dB. Isto se deve ao limite de detecção do analisador de redes. A Fig. 24 mostra a curva da atenuação esperada versus a atenuação medida. Nos primeiros quatro pontos do gráfico, nota-se o efeito causado pelo limite de detecção do analisador de redes.

Fig. 24 – Atenuação esperada versus atenuação medida para o atenuador utilizado.

Fonte: Acervo do autor

2.2.6 Rádio UHF

O rádio UHF utilizado nesta aplicação é o próprio rádio equipado na sala de comunicações da subestação de Gravatá, o modelo Aprisa SR 400 do fabricante 4RF (ver Fig. 25). Possuindo funções embutidas de ponto-multiponto, o rádio é projetado para encaixar-se às aplicações de monitoramento e controle de dispositivos SCADA.

Fig. 25 – Rádio utilizado no sistema de comunicação CELPE.



Fonte: [17]

Em operação, os rádios transmitem as informações recebidas na porta serial/ethernet do rádio transmissor para a porta serial/ethernet do rádio receptor. Um rádio Aprisa SR pode ser configurado como estação base, remota ou repetidora. As configurações do rádio podem ser acessadas por meio de rede ethernet, porta USB ou através do próprio link de rádio, o que o torna bastante versátil com relação ao controle do sistema. Na Tabela 6 são exibidas as principais características do dispositivo.

Tabela 6 – Características do rádio adotado para o projeto.

Característica	Mín.	Típ.	Máx.	Unidade
Faixa de Operação	406,1		470,0	MHz
Impedância característica de entrada (BNC)		50		Ω
Largura de canal		12,5		kHz
Tensão de alimentação		12		V
Potência máxima de saída			5	W

Fonte: [17]

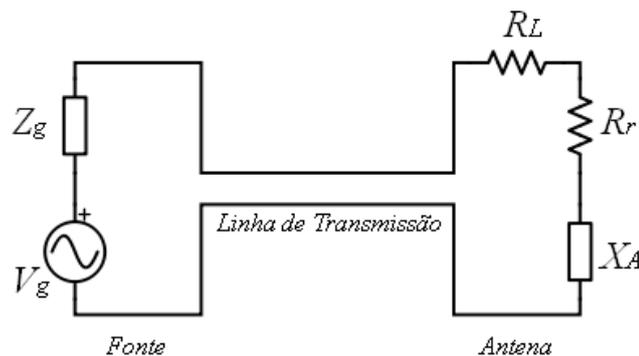
3 Antenas

3.1 Conceitos Gerais

Uma antena pode ser definida [18] por “uma estrutura ou dispositivo usado para coletar ou radiar ondas eletromagnéticas eficientemente” ou alternativamente por um dispositivo capaz de realizar o casamento de impedância entre a linha de transmissão e o espaço aberto.

Um modelo simples [19] que pode ser utilizado para representar a antena em conjunto com um gerador de sinais (rádio, modulador, oscilador) e uma linha de transmissão é exemplificado na Fig. 26.

Fig. 26 – Modelo equivalente de uma antena em um sistema de transmissão.



Fonte: Acervo do Autor.

A antena é representada por uma impedância $Z_A = R_L + R_r + jX_A$ em que R_L representa as perdas associadas à antena, e R_r e X_A representam a radiação da antena em forma de impedância real e imaginária respectivamente, enquanto o gerador é representado por V_g e sua impedância interna Z_g . Escolher linhas de transmissão com baixas perdas e realizar o casamento de impedâncias entre gerador, linha de transmissão e antena são formas de aumentar a eficiência do conjunto.

Para certas aplicações, pode ser desejável que a energia radiada em uma direção seja aumentada (ou reduzida) para melhorar características de transmissão (ou mitigar efeitos de

interferência). Antenas cuja radiação é uniforme em todas as direções são denominadas *antenas isotrópicas*³. Se a radiação é simétrica com relação à coordenada esférica ϕ , a antena é denominada *omnidirecional*. Já aquelas que radiam mais energia em uma determinada seção angular são denominadas *diretivas*.

Quando um conjunto de antenas é projetado com a intenção de se criar um padrão de radiação único proveniente da combinação dos sinais emitidos por cada um dos elementos integrantes do conjunto, este conjunto é denominado *Arranjo de Antenas*. Em particular, quando um arranjo utiliza técnicas de processamento de dados para determinação de seus próprios parâmetros, este arranjo passa a ser um *Arranjo Inteligente de Antenas*. Um método bastante utilizado para a reconfiguração de um arranjo de antenas é o controle das fases de alimentação dos elementos do arranjo. Este tópico será abordado mais profundamente na Seção 3.4.

Com o intuito de caracterizar antenas, diversos parâmetros podem ser utilizados. Listamos aqui alguns deles.

Regiões de Campo: A região ao redor de uma antena pode ser subdividida em três regiões de acordo com o comportamento das linhas de campo. São elas: região de campo próximo reativo, campo próximo radiante (Fresnel) e campo distante (Fraunhofer).

Região de Campo Próximo Reativo: Área mais próxima da antena em que os campos elétrico e magnético são fortemente influenciados por suas componentes reativas. Comumente esta região é limitada em $R < 0,62\sqrt{D^3/\lambda}$ onde D é a maior dimensão da antena e λ é o comprimento de onda na frequência de operação da antena.

Região de Campo Próximo Radiante: Também conhecida como *Região de Fresnel*, é definida como a região intermediária entre a região de campo reativo e a região de campo

³ Note o leitor que há uma diferença entre os termos *material isotrópico* e *antena isotrópica*.

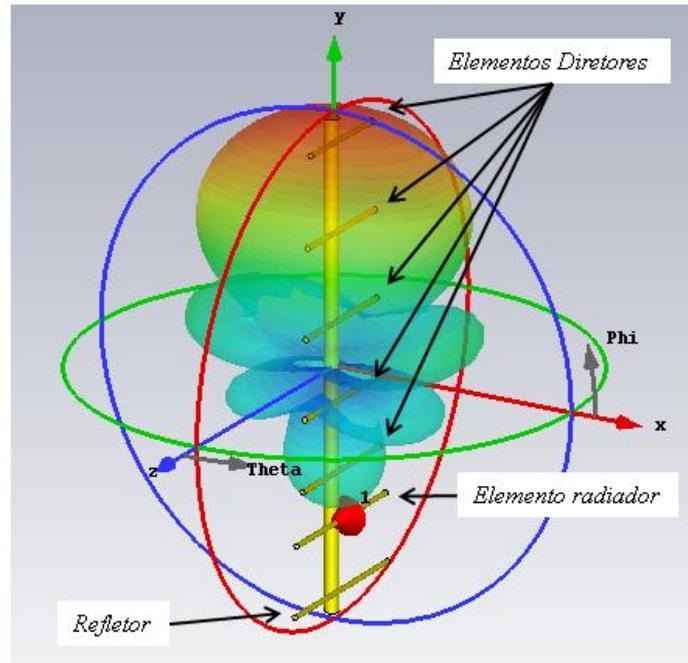
distante. Aqui há uma forte influência do campo radiante sobre o padrão de radiação da antena. Nesta região, o diagrama de radiação é comumente dependente da distância entre o ponto de observação e o centro da antena. Seus limites são definidos por $0,62\sqrt{D^3/\lambda} \leq R < 2D^2/\lambda$. Esta região existe apenas para antenas em que $D > \lambda$.

Região de Campo Distante: Também conhecida como *Região de Fraunhofer*, é compreendida como a região onde a orientação espacial do campo deixa de depender da distância entre o ponto de observação e a antena. O diagrama de radiação nesta região é de importância crucial no projeto de antenas, uma vez que as estações remotas estarão distantes da antena. Em um arranjo de antenas, o padrão de radiação de campo distante pode ser controlado com base na escolha adequada das fases de alimentação dos elementos. Esta região começa em $R > 2D^2/\lambda$, embora seja definida diferentemente para arranjos com dimensões grandes.

Diagrama de Radiação: É uma função matemática ou representação gráfica de propriedades de radiação da antena como função das coordenadas espaciais. Geralmente, o diagrama de radiação é representado na região do campo distante. Algumas grandezas comumente representadas são: densidade de potência, intensidade de radiação, campo elétrico, diretividade, fase e polarização. A Fig. 27 exibe o diagrama de radiação de uma antena Yági-Uda.

Em um diagrama de radiação, a região contida entre dois nulos consecutivos é denominada *lóbulo* ou *feixe*. O lóbulo principal é aquele que contém a direção de maior densidade de potência.

Fig. 27 – Diagrama de radiação de uma antena Yági-Uda.



Fonte: Acervo do autor

Densidade de Potência Radiada: A quantidade usada para descrever a potência associada a uma onda eletromagnética é o vetor de Poynting instantâneo. A média temporal do vetor de Poynting expressa a densidade média de potência em uma direção em W/m^2 dada por

$$\vec{W}_{méd} = \frac{1}{2} \text{Re}[\vec{E} \times \vec{H}^*] \quad (40)$$

em que \vec{E} e \vec{H} são os campos elétrico e magnético complexos de uma onda eletromagnética respectivamente.

Intensidade de Radiação: A intensidade de radiação em uma dada direção é definida por “a potência radiada por uma antena por unidade de ângulo sólido”. É um parâmetro de campo distante que pode ser obtido multiplicando a densidade de potência radiada pelo quadrado da distância entre a fonte e o ponto de observação,

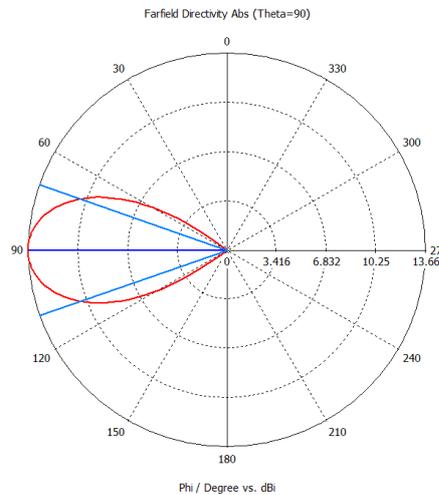
$$U = r^2 W_{rad} \quad (41)$$

Potência Total Radiada: É definida como a soma da componente normal do vetor de Poynting ao longo de uma superfície fechada S contida na região de campo distante. Ou seja,

$$P_{rad} = \oiint_S \vec{W}_{rad} \cdot d\vec{S} = \frac{1}{2} \oiint_S \Re(\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot d\vec{S}. \quad (42)$$

Ângulo de Meia Potência: Em um diagrama de radiação, seja um plano que contenha a direção de máxima intensidade de radiação de um feixe. A largura de meia potência deste feixe é a separação angular entre as duas direções em torno do máximo local cujas intensidades de radiação sejam iguais à metade da intensidade de radiação na direção de máximo local. A Fig. 28 mostra graficamente a determinação do ângulo de meia potência para um dado diagrama de radiação.

Fig. 28 – Diagrama de radiação exibindo em linhas azuis o ângulo de meia potência para uma antena direcional.



Fonte: Acervo do autor

Diretividade: É expressa como a razão entre a intensidade de radiação em uma dada direção e a intensidade de radiação média:

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{méd}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (43)$$

Comumente, esta relação é definida na direção de máxima intensidade, já que esta é a direção de maior interesse. Portanto, a diretividade máxima de uma antena será compreendida como

$$D_0 = \frac{U_{m\acute{a}x}}{U_{m\acute{e}d}} \quad (44)$$

Eficiência: Em uma antena não-ideal, descasamentos de impedância e perdas ôhmicas no dielétrico e no condutor impedem a conversão total da potência de entrada de uma antena P_{en} em campos eletromagnéticos. A eficiência de uma antena pode ser expressa pela razão entre a potência radiada e a potência de entrada de uma antena:

$$k = \frac{P_{rad}}{P_{en}} \quad (45)$$

Ganho: Relaciona a intensidade de radiação em uma direção com a potência de entrada de uma antena. Pode ser expressa na forma

$$G(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{P_{en}} = k \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} = kD(\theta, \phi). \quad (46)$$

Similarmente, é interessante expressar o ganho de uma antena em sua direção de maior intensidade de radiação:

$$G_0 = \frac{U_{m\acute{a}x}}{P_{en}} = kD_0. \quad (47)$$

3.2 Teorema da Reciprocidade

Seja um par de antenas A e B através do qual se estabelece a transmissão de um campo eletromagnético. O teorema da reciprocidade afirma que, mantidas as características das antenas e a sua posição relativa, se uma fonte alimentando a antena A produz uma corrente na antena B, então a mesma fonte quando alimentando a antena B produzirá a mesma corrente na antena A.

Prova: Seja um meio linear e isotrópico em que existem fontes \vec{J}_1, \vec{M}_1 e \vec{J}_2, \vec{M}_2 que radiam campos em um mesmo meio e em uma mesma frequência gerando campos \vec{E}_1, \vec{H}_1 e \vec{E}_2, \vec{H}_2 respectivamente⁴. O Teorema da Reciprocidade de Lorentz [19] afirma que

$$-\oint_S (\vec{E}_1 \times \vec{H}_2 - \vec{E}_2 \times \vec{H}_1) \cdot d\vec{S}' = \iiint_V (\vec{E}_1 \cdot \vec{J}_2 + \vec{H}_2 \cdot \vec{M}_1 - \vec{E}_2 \cdot \vec{J}_1 - \vec{H}_1 \cdot \vec{M}_2) dV'. \quad (48)$$

Quando esta equação é observada no campo distante (idealmente infinito) a integral à esquerda anula-se, ou seja,

$$-\oint_S (\vec{E}_1 \times \vec{H}_2 - \vec{E}_2 \times \vec{H}_1) \cdot d\vec{S}' = 0 \quad (49)$$

e portanto,

$$\iiint_V (\vec{E}_1 \cdot \vec{J}_2 + \vec{H}_2 \cdot \vec{M}_1 - \vec{E}_2 \cdot \vec{J}_1 - \vec{H}_1 \cdot \vec{M}_2) dV' = 0. \quad (50)$$

Reescrevendo, temos

$$\iiint_V (\vec{E}_1 \cdot \vec{J}_2 - \vec{H}_1 \cdot \vec{M}_2) dV' = \iiint_V (\vec{E}_2 \cdot \vec{J}_1 - \vec{H}_2 \cdot \vec{M}_1) dV'. \quad (51)$$

Cada termo desta equação pode ser interpretado como o acoplamento entre um conjunto de fontes e campos:

$$\langle 1, 2 \rangle = \iiint_V (\vec{E}_1 \cdot \vec{J}_2 - \vec{H}_1 \cdot \vec{M}_2) dV', \quad (52)$$

$$\langle 2, 1 \rangle = \iiint_V (\vec{E}_2 \cdot \vec{J}_1 - \vec{H}_2 \cdot \vec{M}_1) dV'. \quad (53)$$

A equação $\langle 1, 2 \rangle$ relaciona o acoplamento dos campos \vec{E}_1, \vec{H}_1 (produzidos pelas fontes \vec{J}_1, \vec{M}_1) às fontes \vec{J}_2, \vec{M}_2 (que produzem os campos \vec{E}_2, \vec{H}_2). A reciprocidade se verifica no fato de que o acoplamento entre um conjunto de fontes com os campos correspondentes a um

⁴ Em que \vec{J} é o vetor densidade de corrente elétrica, \vec{M} é o vetor magnetização, e \vec{E} e \vec{H} são os campos elétrico e magnético, respectivamente.

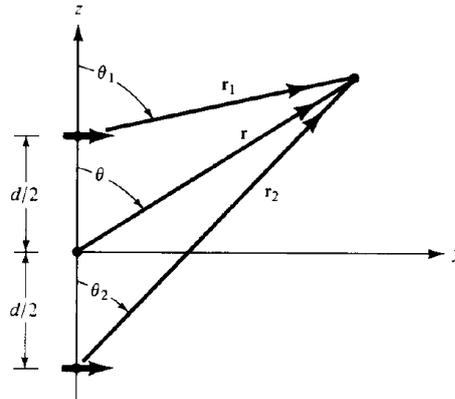
segundo conjunto de fontes é igual ao acoplamento do segundo conjunto de fontes com os campos correspondentes ao primeiro conjunto de fontes. Isto é,

$$\langle 1, 2 \rangle = \langle 2, 1 \rangle. \quad (54)$$

3.3 Arranjo de Dois Elementos

Consideremos um arranjo formado por duas antenas do tipo dipolo horizontal posicionadas ao longo do eixo z com sinais de igual amplitude e diferença de fase α , como mostrado na Fig. 29.

Fig. 29 – Arranjo de dois dipolos infinitesimais.



Fonte: [19]

O campo radiado por um dipolo horizontal [19] é dado por

$$\vec{E} = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi} \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \cos \theta, \quad (55)$$

logo, o campo total radiado pelo conjunto será equivalente à soma vetorial dos campos produzidos individualmente pelos dipolos:

$$\vec{E}_t = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi} \cdot \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - (\alpha/2)]}}{r_1} \cos \theta_1 + \frac{e^{-j[kr_2 - (\alpha/2)]}}{r_2} \cos \theta_2 \right\}. \quad (56)$$

Na região de campo distante, podemos considerar $\theta_1 \approx \theta_2 \approx \theta$, $r_1 \approx r - \frac{d}{2} \cos \theta$ e $r_2 \approx r + \frac{d}{2} \cos \theta$, o que reduz a equação (56) a

$$\vec{E}_t = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi} \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \cos \theta \left[e^{+j(kd \cos \theta + \alpha)/2} + e^{-j(kd \cos \theta + \alpha)/2} \right]$$

$$\vec{E}_t = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi} \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \cos \theta \cdot 2 \cos \left[\frac{1}{2}(kd \cos \theta + \alpha) \right]. \quad (57)$$

De (57) nota-se que o campo total é equivalente ao campo individual de um elemento multiplicado por um fator dependente da posição relativa e diferença de fase das antenas, conhecido como *fator de elemento* (FA). De fato, o conceito conhecido como padrão de multiplicação afirma que o campo resultante de um arranjo formado por elementos idênticos equivale ao produto do campo de um elemento pelo fator de arranjo:

$$\vec{E}_t = \vec{E}_{elem}(\text{campo de um elemento individual}) \times \text{FA}. \quad (58)$$

3.4 Arranjo de Antenas Isotrópicas

Quando há o interesse em aumentar a diretividade de um sistema, ou de mitigar a interferência de um sinal proveniente de uma direção conhecida, uma possível solução é o uso de arranjos de antenas. As características de campo distante de um arranjo de antenas dependerão de diversos fatores, incluindo:

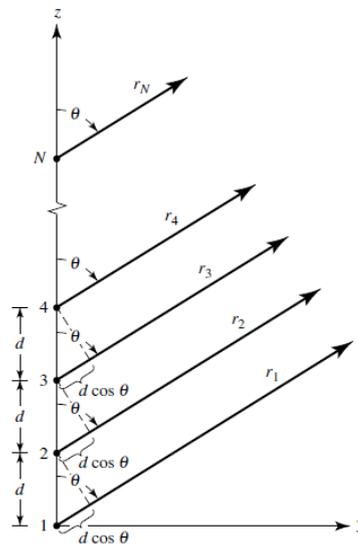
- A configuração geométrica do arranjo (linear, circular, retangular, etc)
- A disposição relativa entre os elementos
- A amplitude do sinal alimentado nas antenas
- A diferença de fase entre os sinais alimentados nas antenas
- O diagrama de radiação dos elementos

Neste projeto, o interesse maior está nos arranjos lineares, ou seja, arranjos em que os elementos estão posicionados ao longo de uma linha única. Além disto, os elementos do

arranjo de interesse estarão igualmente espaçados e com a mesma amplitude, diferindo apenas na fase de alimentação.

A partir do conhecimento do diagrama de um arranjo de antenas isotrópicas, é possível calcular o comportamento de um arranjo de antenas diretivas. Seja um arranjo de N antenas diretivas de igual diagrama de radiação separadas por uma distância d e com incremento progressivo de fase α , como mostrado na Fig. 30, esta configuração é conhecida como arranjo uniforme. Para encontrar a intensidade de campo elétrico em um ponto do campo distante, basta multiplicar o diagrama de radiação da antena diretiva pelo fator de arranjo do conjunto, que nada mais é que o diagrama de radiação de um conjunto de antenas isotrópicas localizadas nas mesmas posições que as antenas originais e com as mesmas fases de alimentação.

Fig. 30 – Arranjo de N antenas isotrópicas separadas por uma distância d .



Fonte: [19]

O fator de arranjo será dado por:

$$\begin{aligned}
 \text{FA} &= 1 + e^{j(\beta d \cos \theta + \alpha)} + e^{j2(\beta d \cos \theta + \alpha)} + \dots + e^{j(N-1)(\beta d \cos \theta + \alpha)} \\
 &= \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(\beta d \cos \theta + \alpha)}.
 \end{aligned} \tag{59}$$

onde β é a constante de fase dada por $\beta=2\pi/\lambda$.

Desta forma, um arranjo cujos elementos possuem o mesmo diagrama de radiação $U_{\text{elem}}(\theta, \phi)$ terá diagrama de radiação dado por:

$$U(\theta, \phi) = U_{\text{elem}}(\theta, \phi) \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(\beta d \cos \theta + \alpha)} \quad (60)$$

3.5 A Antena Colinear

Uma forma prática de criar antenas omnidirecionais com ganhos superiores a uma antena dipolo é agrupar um conjunto vertical de antenas dipolo em fase. Este tipo de arranjo é conhecido como arranjo colinear (ver Fig. 31).

Fig. 31 – Um arranjo de antenas colinear com quatro dipolos dobrados.



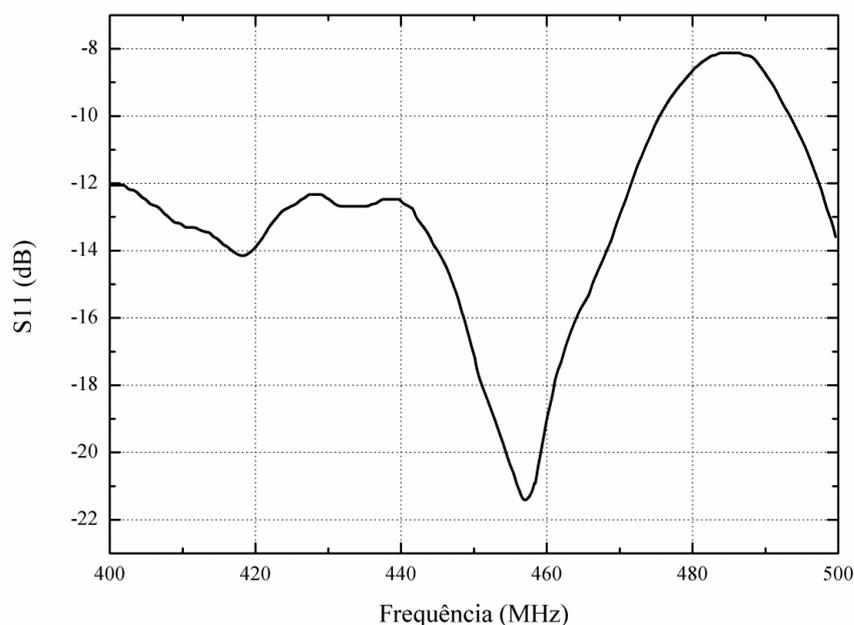
Fonte: Acervo do autor

No centro da antena, está um divisor de potência 1:4, que divide o sinal em quatro partes de igual amplitude. O comprimento dos cabos é escolhido de modo a permitir iguais fases de alimentação nos dipolos do arranjo.

Os elementos radiadores desta antena são posicionados de forma a concentrar a potência no diagrama de radiação próximo à direção horizontal. Sendo fixos os comprimentos dos cabos alimentadores, a diferença de fase entre as antenas é nula independentemente da frequência de operação. Por ser omnidirecional e robusta, esta antena possui grande facilidade de posicionamento, sendo utilizada em diversas aplicações em que se deseja comunicar com um número elevado de estações remotas posicionadas em direções distintas.

Esta antena é idêntica às antenas utilizadas pela CELPE na comunicação entre os rádios e o COI. A Fig. 32 exibe o parâmetro de espalhamento S_{11} para a antena exibida na Fig. 31, similar à antena originalmente utilizada no sistema de comunicações da CELPE. Nota-se que nas proximidades das frequências de operação ($\sim 425\text{MHz}$), o parâmetro S_{11} apresenta valores abaixo de -10dB . Portanto, sabe-se que a estrutura da antena permite mínima reflexão. Conclui-se que o campo eletromagnético não apenas penetrou a estrutura da antena como foi propagado para o ar. A banda de uma antena pode então ser definida como a região em que S_{11} é menor que um dado valor arbitrário.

Fig. 32 – S_{11} para um arranjo de antenas colinear idêntica à utilizada no sistema CELPE.



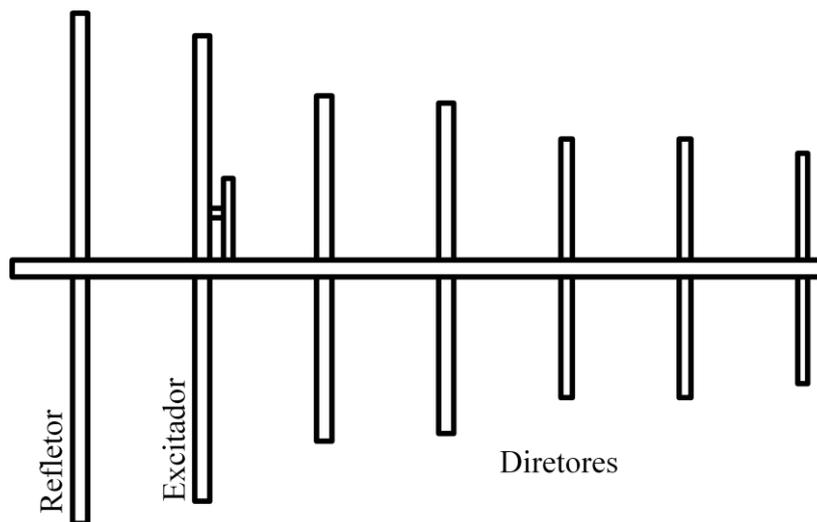
Fonte: Acervo do autor

3.6 A Antena Yági-Uda

Desenvolvida pelos professores *Hidetsugo Yagi* e *Shintaru Uda* na década de 20, a antena Yági-Uda baseia-se em um dipolo utilizado como elemento ativo (ou excitador) acompanhado de elementos parasitas denominados refletores e diretores. Uma antena Yági-Uda utiliza-se do acoplamento mútuo entre elementos para produzir um padrão de onda viajante unidirecional[20].

Os elementos diretores são ligeiramente menores que o elemento ativo e se posicionam à frente dele em relação à direção de maior intensidade de radiação da antena. Já os refletores são maiores que o elemento ativo, posicionando-se atrás do mesmo (ver Fig. 33).

Fig. 33 – Antena Yági-Uda.



Fonte: Acervo do autor

Na Tabela 7 encontram-se as características elétricas da antena Yági-Uda de sete elementos escolhida para a aplicação.

Tabela 7 – Características da antena Yági-Uda adotada para o projeto.

Característica	Mín.	Típ.	Máx.	Unidade
Faixa de Operação	406		480	MHz
Impedância característica de entrada (N)		50		Ω
Ganho		12		dBi
Relação Frente/Costas		20		dBi
VSWR	1,5:1			-
Potência máxima de operação		300		W
Ângulo de meia potência horizontal		49		°
Ângulo de meia potência vertical		37		°

Fonte: [21]

4 Sistemas Supervisórios e Sistemas Embarcados

Nos mais importantes serviços, a supervisão e controle de processos é vital para a manutenção do atendimento. Em inúmeros setores como as telecomunicações, a indústria, o transporte, o comércio, a saúde e até mesmo na agricultura e mineração, a automação é empregada em diversos níveis para assegurar qualidade e continuidade de serviço. Através da automação é possível minimizar erros delegando tarefas de medição e controle a máquinas em vez de homens.

Neste cenário, os *sistemas embarcados* são empregados para realizar tarefas específicas de controle e medição em sistemas automatizados. Por possuírem um conjunto reduzido de tarefas em um *hardware* dedicado, os sistemas microcontrolados conseguem realizar tarefas com menor custo e maior confiabilidade quando comparados a computadores de propósito geral.

Os sistemas embarcados encontram variadas aplicações em produtos e serviços domésticos e industriais, desde um controlador para eletrodomésticos até sistemas de *comando numérico computadorizado* (CNC). Um tipo especial de sistema microcontrolado são os PLCs (*Programmable Logic Controller*), que possuem características técnicas compatíveis com aplicações industriais.

4.1 Sistemas de Supervisão, Controle e Aquisição de Dados

Em processos industriais, a substituição de processos manuais por processos automatizados tem conferido maior grau de controlabilidade a plantas industriais. Sistemas de comunicação e controle adquirem e armazenam informações sobre os processos facilitando o acesso aos dados, a supervisão remota e a manutenção. O uso de sistemas supervisórios automatizados contribui positivamente para a qualidade, flexibilidade e produtividade dos

processos envolvidos em uma indústria, envolvendo tarefas como sensoriamento, acionamento de máquinas e rotinas, controle e supervisão [22].

Sistemas SCADA (do inglês *Supervisory, Control and Data Acquisition*) são sistemas cuja função é realizar tarefas de medição, supervisão e controle de dispositivos remotos em uma rede. Como o controle é concentrado em um único ponto, estratégias de controle, monitoramento e o atendimento a eventos são mais facilmente desempenhadas [1].

Redes de distribuição que cobrem longas distâncias, como distribuidoras de óleo e gás, energia elétrica e água, comumente utilizam redes SCADA, porém, também podem ser utilizadas com sucesso em ambientes industriais. A estrutura de um sistema SCADA é composta por quatro níveis distintos: Instrumentação, PLC/RTU, Rede de Comunicação e SCADA Host (ver Fig. 34).

No nível de *Instrumentação* estão os sensores e atuadores. Estes são os dispositivos responsáveis por coletar as informações diretamente dos sistemas e convertê-las em níveis lógicos que possam ser interpretados pelos PLCs. Os atuadores, por sua vez, recebem comandos dos PLCs e executam ações de acordo com a aplicação desejada. O nível de instrumentação, por estar mais próximo do ambiente que se deseja controlar/medir, deve ser capaz de resistir às intempéries provocadas por este ambiente.

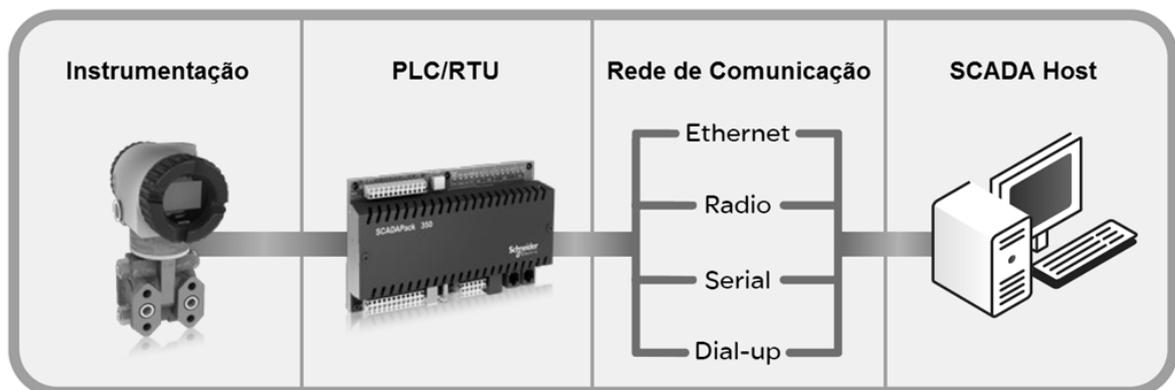
No nível seguinte, um controlador lógico programável (PLC) ou uma unidade remota de telemetria (RTU) interpretará os dados fornecidos pelos sensores e comandará os atuadores. As RTUs diferenciam-se dos PLCs por possuírem menor capacidade computacional. As RTUs apenas reportam as leituras dos sensores para a rede SCADA. Em contrapartida, os PLCs são capazes de processar os sinais e tomar decisões pré-definidas. Sendo assim, podem ser definidas respostas automáticas aos possíveis eventos reportados pelos sensores.

Tipicamente, RTUs são fabricadas para estarem mais próximas ao sensor/atuador e, portanto, mais susceptíveis a intempéries. PLCs são mais comumente utilizados em ambientes controlados, como fábricas e salas de controle.

A rede de comunicação é a estrutura utilizada para trocar informação entre a sala de comando e os PLC/RTUs. A capacidade de um sistema SCADA de administrar a comunicação entre os dispositivos é diretamente ligada a sua agilidade em atender aos eventos. Sistemas SCADA utilizam protocolos de comunicação como o MODBUS e o DNP3, detalhados mais à frente neste capítulo.

Por fim, o SCADA Host é o mecanismo de interface homem-máquina através do qual é possível exibir o status em tempo real da rede e realizar comandos remotos, localizado em um centro de comando e operação.

Fig. 34 – Níveis de um sistema SCADA



Fonte: Modificado de [1]

Em uma rede destinada à troca de informações, podemos classificar os dispositivos como mestres ou escravos. As estações-mestre são aquelas que iniciam a comunicação, criando pacotes de dados que contêm ações a serem executadas e dados requeridos. Estações-escravo são aquelas a que se destinam os comandos e que tipicamente executam tarefas paralelas de supervisão e controle *in loco*, esperando por um comando ou requisição de dados

por parte da estação-mestre e limitando-se apenas a responder aos pacotes enviados pelo mestre.

4.1.1 O Protocolo DNP 3.0

O DNP3, do inglês "*Distributed Network Protocol 3.0*" trata-se de um padrão de comunicação desenvolvido especialmente para aplicação em redes de distribuição elétrica, de óleo e de gás, água e indústrias de segurança. Por ser baseado em protocolos de código aberto preexistentes, é capaz de operar em uma grande variedade de redes. [3]

Dentre as vantagens do protocolo, estão o uso de múltiplos tipos de dados, o suporte a múltiplas estações mestre e mais de 65 mil endereços disponíveis. Além disto, as estações remotas possuem liberdade de enviar respostas mesmo quando não há solicitação por parte das estações mestre, característica vital em redes de supervisão onde surtos podem ocorrer.

Adaptado do protocolo de camadas amplamente difundido OSI (*Open System Connection 7-layer protocol*) o DNP3 apresenta a arquitetura EPA (*Enhanced Performance Architecture*) em que simplifica as camadas do modelo OSI para a aplicação em questão. O EPA utiliza as camadas de Aplicação, Enlace e Física além de adicionar uma camada de Pseudo-Transporte e uma Biblioteca de Objetos. A Tabela 8 exhibe as camadas da arquitetura EPA e suas funções.

A comunicação entre as estações se dá através de objetos e funções. Os **Objetos** são tipos de dados cuja classificação está armazenada fisicamente nas estações na **Biblioteca de Objetos**. Desta forma, os equipamentos que se comunicarem utilizando este protocolo possuem uma lista predefinida de tipos de dados que podem ser solicitados ou recebidos.

Tabela 8 – Camadas do protocolo EPA.

Camadas EPA	Função
Biblioteca de Objetos	Armazena informações de tipos de dados nas estações mestre e escravo.
Aplicação	Lista as tarefas a serem enviadas e respondidas pelas estações mestre e escravo.
Pseudo-Transporte	Quebra as mensagens em pacotes menores capazes de serem transmitidos pela rede.
Enlace	Administra a transmissão e recepção de pacotes sobre a camada física.
Física	Meio físico por onde os dados são transmitidos, como o serial ou Ethernet.

Fonte: [3]

Um objeto também pode ser categorizado em função de seu conteúdo. Um objeto é dito *estático* quando seu conteúdo informa sobre um *estado atual* de uma variável de um sistema; ou classificado como *eventual* quando seu conteúdo aponta para a *mudança* de um estado.

Além disto, objetos podem ser organizados em quatro *classes* numeradas de 0 a 3. Objetos estáticos pertencem à classe 0. Já objetos eventuais são classificados quanto à sua prioridade. Tipicamente, a classe 1 possuirá maior prioridade enquanto a 3 possuirá a menor. Desta forma, eventos mais críticos serão atendidos primeiro.

Uma **função** compreende uma ação a ser executada e também está armazenada na memória interna das estações. Ao receber um pedido, a estação realiza uma operação baseada em um conjunto de códigos predeterminado. Por exemplo, ao receber uma mensagem contendo a função 14, a estação deverá realizar um “*warm reset*”, reiniciando o *hardware*. Uma série de configurações e operações pode ser realizada utilizando as funções definidas para o protocolo.

A **Camada de Aplicação** é responsável por processar as mensagens de solicitação e de respostas. Trata-se de uma sequência de mensagens trocadas entre mestre e escravo para

garantir a continuidade da comunicação. Estas mensagens são compostas de solicitações e confirmações trocadas.

Por exemplo, quando uma estação mestre deseja comunicar-se com uma estação escravo, os seguintes passos podem ser executados:

- i. Estação mestre envia solicitação
- ii. Estação escravo retorna mensagem informando que recebeu a solicitação corretamente.
- iii. Estação escravo responde à solicitação
- iv. Estação mestre confirma recebimento de resposta.

As mensagens enviadas devem ser separadas em grupos de até 2Kbytes. É na Camada de Aplicação que os objetos são divididos em blocos e encaminhados para a Camada de Pseudo-Transporte.

Por sua vez, a **Camada de Pseudo-Transporte** recebe os blocos enviados pela camada anterior e os concatena em pacotes compatíveis com o enlace a ser utilizado. Estes pacotes são conhecidos como *frames*. Nesta etapa, um byte é inserido no cabeçalho de cada bloco. Este byte contém informações sobre a ordem do bloco dentro do *frame*.

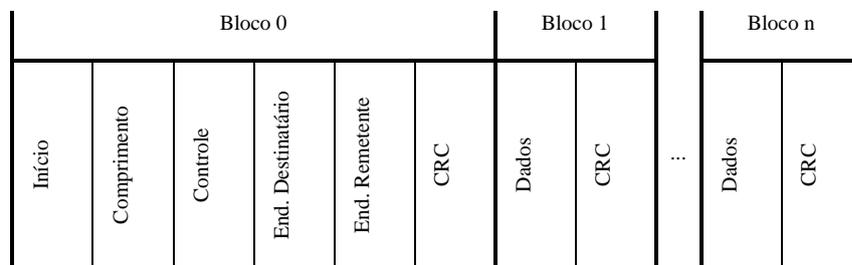
A **Camada de Enlace** administra a transmissão dos frames na Camada Física. Cada frame de Enlace conterá os endereços das estações remetente e destinatária. Para garantir a integridade dos dados enviados, são adicionados dois bytes de redundância cíclica a cada 16 bytes. Os bytes de redundância são utilizados para detectar e corrigir erros de transmissão.

Por fim, a **Camada Física** trata do meio pelo qual a informação trafega e do hardware associado a este tráfego. Os bits são codificados pelo equivalente físico. Diferentes padrões utilizam variados níveis de tensão para representar os bits. Por exemplo, o padrão RS-232

utiliza sinais simétricos para representar os bits em níveis típicos de $\pm 5V$, $\pm 10V$, $\pm 12V$ ou $\pm 15V$ em que a tensão negativa representa o nível lógico '1'. Já o padrão TTL utiliza $+5V$ para '1' e $0V$ para '0'.

Desta forma, o *frame* DNP3 será composto pelo conjunto de dados dos objetos, endereços e bits de segurança. Cada bloco conterá um trecho para verificação de redundância cíclica (CRC). A estrutura do *frame* DNP3 pode ser vista na Fig. 35.

Fig. 35 – O *frame* DNP3



Fonte: Modificado de [3]

4.1.2 O Protocolo MODBUS

Criado em 1979, o protocolo ModBus foi desenvolvido especificamente para aplicação em redes de PLCs [23]. Segundo a *Modbus Organization*, associação que detém os direitos sobre o protocolo, o Modbus equivale à camada de aplicação do modelo OSI [24].

Atualmente, o protocolo é utilizado em redes TCP/IP (via arquitetura Ethernet), transmissão serial assíncrona (RS232, RS422, etc, via cabo, rádio ou fibra ótica) ou através de uma rede Modbus Plus[®] (Uma rede proprietária oferecida pela empresa Schneider-Electric). Sua principal aplicação é a comunicação e aquisição de dados em redes de automação industrial.

Para que a comunicação seja realizada é definida uma **unidade de dados de protocolo** (PDU, do inglês *Protocol Data Unit*). O conteúdo de uma PDU independe dos demais

protocolos que a rede adotar nas demais camadas (física, de enlace, de rede, etc) e compreende um código de função e dados correspondentes. Para mapear os dados através da rede, são adicionados dados contendo endereços e funções de correção de erro e indicações de início e fim de *frame*. O conjunto destes dados é denominado **unidade de dados de aplicação** (ADU, do inglês *Application Data Unit*). A estrutura geral de um *frame* Modbus é exibida na Fig. 36.

Fig. 36 – O *frame* MODBUS



Fonte: Modificado de [24].

Ao executar uma função de comando ou requisitar um dado a estação mestre criará uma ADU contendo o código da ação que deseja que a estação remota tome. Um código de função Modbus é composto por um byte, o que resulta em 255 funções distintas (O código 0x00 é inválido). Os códigos entre 0x80 e 0xFF são reservados para respostas a erros ocorridos na comunicação. O campo de dados pode conter variados tipos de informação (inclusive nada, caso a função não exija o uso de dados).

Se não ocorrer nenhum erro na transmissão da ADU, a estação remota responderá com uma ADU contendo o código da função executada e dados correspondentes, quando necessário. Caso haja erro, a estação remota responde com uma ADU em que o código da função é substituído pelo código de exceção correspondente (0x80 a 0xFF).

Os dados no protocolo Modbus são classificados segundo exibido na Tabela 9.

Tabela 9 – Tipos de dados para aplicações Modbus.

Tipo de Dado	Tamanho	Leitura	Escrita	Observação
Entrada Discreta	1 bit	X		Fornecida por um sensor ou sistema I/O
Saída Discreta (Coil)	1 bit	X	X	Endereçado a um atuador ou sistema I/O
Registradores de Entrada	16 bits	X		Dados fornecidos por um sistema I/O
Registradores de Saída	16 bits	X	X	Dados endereçados a um sistema I/O

Fonte: [24]

Note que os dados de saída podem ser alterados em tempo real por um programa executado no PLC ou por comando da estação mestre. Já os dados de entrada são lidos diretamente de sensores ou de sistemas I/O ligados aos PLCs.

Desde 2004, com a transferência dos direitos do protocolo para a recém-criada *Modbus Organization*, a utilização do Modbus é livre.

4.2 O Sistema de Comunicações da Rede de Operação da CELPE

Os dados apresentados neste capítulo têm como fonte as informações fornecidas pela equipe de coordenação de projeto da CELPE no momento do início do projeto de pesquisa e as normas e padrões técnicos publicados pela Companhia.

O consumidor final poderá receber energia da CELPE a 60Hz e em 220V monofásico com neutro aterrado para cargas com potência ativa de até 15kW ou 380/220V trifásico, estrela com neutro aterrado para potências até 75kW [25]. Porém, a energia gerada nas usinas deverá percorrer um longo caminho até atingir o consumidor.

No Brasil, as redes de transmissão utilizam tensões que variam entre 138kV a 765kV e são utilizadas para cobrir as longas distâncias entre as usinas geradoras e as subestações. Já as

chamadas redes de subtransmissão utilizam níveis mais baixos de tensão (34,5kV a 138kV) e conectam as redes de transmissão às subestações. Nas subestações, a tensão é usualmente convertida para 13,8kV ou 15kV e entregue para as redes de distribuição, que percorrem as regiões onde estarão os pontos de entrega de energia aos consumidores. Transformadores instalados ao longo da rede realizarão a última conversão necessária para entregar energia às casas.

Tipicamente, os seguintes níveis de tensão são utilizados: 230kV e 500kV nas redes de transmissão operadas pela CHESF⁵; 69kV nas redes de subtransmissão operadas pela CHESF e pela CELPE; e, por fim, 13,8kV nas redes de distribuição operadas pela CELPE.

4.2.1 Rede de Supervisão e Aquisição de Dados

Ao longo da rede de distribuição, estão instaladas *chaves religadoras*. Estes equipamentos possuem a função de isolar nós da rede que apresentem falhas tais como curto-circuito ou sobretensão, impedindo-as de se propagar e causar danos mais generalizados. Após certo tempo, as chaves automaticamente religam o nó à rede de distribuição, reestabelecendo o fornecimento àquela área. Eventualmente, o problema que causa a falha não é sanado, impedindo a chave de religar. Neste evento, se a chave religadora em questão estiver equipada com um sistema embarcado capaz de realizar funções de supervisão, será comunicada a falha ao *Centro de Operações Integrado* da CELPE, o que agiliza a correção do surto e o reestabelecimento do fornecimento de energia.

Localizado na sede da Companhia Energética de Pernambuco, o COI (Centro de Operações Integrado) realiza supervisão e controle das subestações e chaves religadoras de 15kV espalhadas ao longo do território do Estado de Pernambuco e está ligado, por meio de uma rede de fibra ótica, rádio digital ou analógico e de canais de dados alugados às

⁵ A Companhia Hidrelétrica do São Francisco (CHESF) é a empresa responsável por produzir, transmitir e comercializar energia elétrica em oito estados da região Nordeste do Brasil.

operadoras de telecomunicações. É função do COI trocar informações com as subestações acerca de:

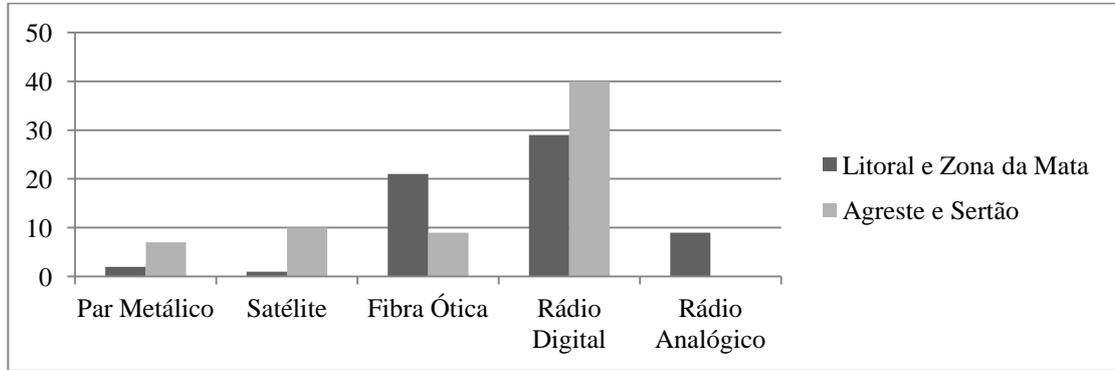
- Controle e monitoração de equipamentos de telecomunicações,
- Comando de equipamentos de monitoração e supervisão da planta controlada, tais como disparo de comandos, sincronização de relógios, configuração de parâmetros,
- Leituras cíclicas de variáveis de processo da planta controlada,
- Ocorrências de eventos de transições das variáveis do processo com dados de tempo de ocorrência e valor da variável.

Quatro *Salas de Equipamentos de Telecomunicações* estão instaladas em Recife (no próprio COI) e em Caruaru, Serra Talhada e Petrolina (em subestações). Estas salas concentram a comunicação com as subestações das regiões mais próximas e repassam as informações ao COI. A comunicação com as subestações é feita através de *Processadores de Comunicação* (PCOM) com a capacidade máxima de atendimento de 16 subestações em configuração *dual hot standby*, o que significa que o canal de comunicação inclui um sistema redundante que entra em operação caso o sistema principal falhe. As comunicações entre as SEs e os PCOMs são feitas através do protocolo DNP3. As 128 subestações devem comunicar-se com a sala de equipamentos mais próxima. A Fig. 37 mostra o quantitativo de subestações classificadas por região e tipo de enlace.

Em cada subestação existe uma Unidade Central de Controle (UCC), responsável por manter a comunicação com o PCOM, e uma Unidade de Aquisição e Controle (UAC), responsável pela aquisição dos sinais advindos dos dispositivos espalhados pela subestação e pela rede de distribuição. A comunicação entre UCC e UAC é realizada *via* fibra ótica. Se um

dispositivo já possui comunicação digital integrada (como relés e medidores digitais e chaves religadoras) a comunicação é realizada diretamente com a UCC.

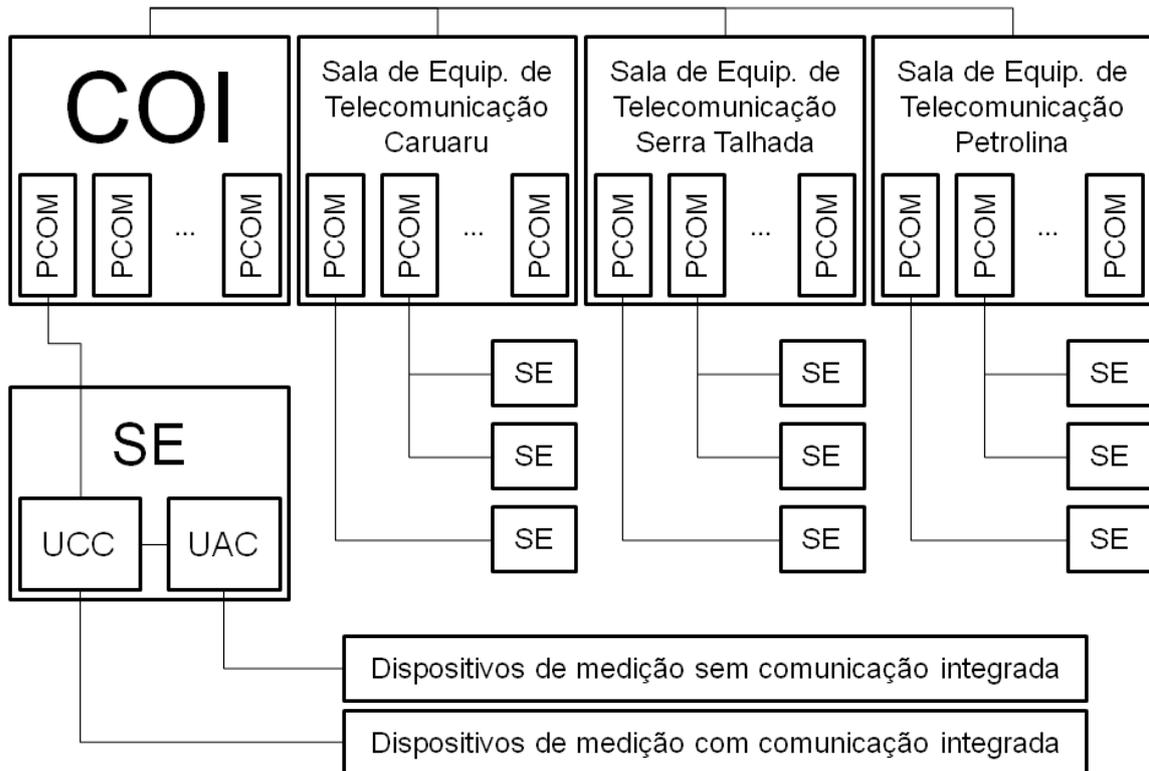
Fig. 37 – Subestações da CELPE por regiões e natureza de enlace.



Fonte: Acervo do Autor

A **Fig. 38** mostra a estrutura da rede de comunicação da CELPE desde o COI até os equipamentos de supervisão e controle.

Fig. 38 – Estrutura da rede de Supervisão e Aquisição de dados da CELPE.



Fonte: Acervo do Autor

Para este projeto, foram escolhidas três chaves (GVT-01, GVT-05 e GVT-07) que se comunicam com a ERB instalada na subestação de Gravatá, no interior do estado de Pernambuco. Estas chaves foram escolhidas por seu posicionamento mostrar-se mais desafiador, estando próximas ao limite operacional de 180° . A Fig. 39 mostra a posição destas chaves em uma fotografia de satélite bem como a posição angular entre ERB e chaves.

Fig. 39 – Localização das chaves em Gravatá referenciadas à ERB na subestação.



(a) Foto de satélite da localização das chaves

(b) Posição angular

Fonte: Adaptado de Google Maps[®].

4.3 Sistemas Embarcados

Através dos anos, a eletrônica tem sido aplicada massivamente na indústria bem como em aplicações diárias e até mesmo no entretenimento. Microcontroladores e microprocessadores podem ser fabricados a custos cada vez menores e capacidade de processamento maior, tendo se tornado ferramentas indispensáveis para engenheiros e cientistas.

Um Sistema Embarcado pode ser definido como um dispositivo eletrônico/eletromecânico microcontrolado projetado para realizar uma tarefa específica e possui *hardware* e *software* dedicados [26]. Sistemas como este são comumente encapsulados

e integrados a um sistema maior. No núcleo de um sistema embarcado está sua unidade de processamento, capaz de tomar decisões e comunicar-se com sistemas periféricos.

Microprocessadores são utilizados para atividades de alta performance, em que custo e tamanho não são requisitos críticos para a aplicação. Operando com o suporte de uma unidade de processamento central (CPU), os microprocessadores dispõem de grandes quantidades de periféricos como memórias e dispositivos de entrada/saída e são comumente aplicados a computadores em que compatibilidade de *software*, desempenho e flexibilidade são essenciais.

Em contrapartida, os microcontroladores são utilizados quando se deseja criar aplicações simples reduzindo o uso de periféricos incorporando funções como I/O e memória no próprio chip. Microcontroladores são frequentemente fabricados tendo em mente aplicações específicas. Para criar um sistema mais compacto, perde-se flexibilidade e capacidade computacional. [27]

Em certas aplicações, é útil ter um periférico ao qual delegar tarefas específicas. Processadores Digitais de Sinais (DSPs) são processadores cujo propósito específico é lidar com grandes quantidades de dados numéricos em aplicações como por exemplo filtragem digital de sinais, cálculo de transformadas e conversões A/D.

Neste contexto, diferentes arquiteturas de processadores foram propostas concernindo memória e conjunto de instruções.

Tradicionalmente, a máquina de *von Neumann* é composta por uma unidade aritmética e lógica (ALU), uma unidade de processamento central (CPU) composta por registradores, uma unidade de controle (CU) para buscar instruções em uma memória de programa e executá-las e uma memória onde são armazenados o programa e as variáveis.

Como tanto as instruções quanto as variáveis estão registradas em uma mesma memória, apenas um barramento é utilizado para alternativamente buscar uma instrução e ler ou escrever uma variável.

Para agilizar o processo de busca por instruções, surge a arquitetura *Harvard*, em que o programa e as variáveis são armazenadas em memórias distintas. Desta forma, o processador pode carregar a próxima instrução ao mesmo tempo em que executa a instrução atual, uma vez que haverá um barramento individual para variáveis e outro para instruções. [28]

Um processador pode também ser classificado com relação a seu conjunto de instruções. As principais arquiteturas, descritas a seguir são CISC e RISC.

A arquitetura CISC (*Complex Instruction Set Computing*) é um tipo de design de processadores em que um grande conjunto de instruções está disponível. As instruções são implementadas diretamente no processador, o que facilita o processo de compilação, gerando códigos mais enxutos. No entanto, instruções complexas podem tomar vários ciclos de máquina e há a necessidade de armazenar uma biblioteca de instruções relativamente grande e subutilizada.

Em contrapartida ao modelo CISC, foi proposta uma arquitetura que se interessava em simplificar o hardware dos processadores reduzindo o conjunto de instruções a algumas instruções básicas. Esta arquitetura é conhecida como RISC (*Reduced Instruction Set Computing*). Sendo assim, as poucas instruções podem ser utilizadas, otimizando sua execução a um único ciclo de máquina. Contudo, fica a encargo do programador destrinchar as operações mais complexas em operações básicas de modo a realizar as mesmas tarefas mesmo com um conjunto reduzido de instruções.

Em compiladores atuais existem tradutores capazes de fazer a conversão entre linguagens de alto nível e instruções básicas RISC, facilitando o trabalho do programador, mas limitando a liberdade do programador em otimizar seu código.

Note que a utilização das arquiteturas *Harvard* e RISC em conjunto otimizam ao máximo a execução das instruções, pois qualquer instrução demora um ciclo para ser executada e em cada ciclo uma nova instrução é carregada simultaneamente.

Sistemas Embarcados podem ser classificados quanto a seus requisitos e desempenho em três tipos[28]:

- *Pequena Complexidade*: Desenhados com um único microcontrolador de 8 ou 16 bits, possuem pouco *hardware* adicional e operam softwares simples em linguagens como ‘C’ ou Assembly. Sua energia pode ser fornecida por baterias.
- *Média Complexidade*: Projetados com um ou mais microcontroladores de 16 ou 32 bits, DSPs ou RISCs com maior complexidade de *software* e *hardware*. Ferramentas mais complexas de criação de *software* e *hardware* são utilizadas para dar suporte ao projetista, possuindo grande variedade de bibliotecas com funções pré-escritas.
- *Alta Complexidade*: Possuem grande quantidade de *hardware* que utiliza arranjos de processadores e sistemas periféricos com funções específicas. Seu *software* depende de *design* compartilhado e pode envolver uma equipe multidisciplinar. São empregados em aplicações de ponta para as quais há poucas soluções disponíveis no mercado na forma de bibliotecas prontas.

Atualmente no mercado estão disponíveis inúmeras soluções em microcontroladores, desde chips de propósito geral a soluções já equipadas com fontes de alimentação e circuitos

periféricos expansíveis. A escolha de um microprocessador deve levar em consideração os requisitos do sistema a ser desenvolvido.

Requisitos típicos em que um projetista deve prestar atenção incluem a quantidade de pinos necessária, as interfaces utilizadas, memória, interrupções, requisitos temporais (como resposta em tempo real), ambiente de desenvolvimento, requisitos de potência, vida útil do dispositivo, entre outros [29].

4.3.1 Família PIC

Desenvolvida pela empresa *Microchip Technology*, a família PIC popularizou-se na década de 1990 por ter menor custo que sua competidora *Motorola*, líder de mercado à época. O PIC16C84 inovou na utilização da memória EEPROM, que não necessita de luz UV para ser reescrita, permitindo que programadores desenvolvessem seus dispositivos mais facilmente. Isso tudo custando menos de 25% do preço de seus concorrentes. [30]

Atualmente, a *Microchip* fabrica e distribui centenas de modelos de PICs com barramentos de 8, 16 ou 32 bits e instruções de 12, 14, 16 ou 24 bits com encapsulamentos que vão desde um simples DIP de seis pinos até chips SMD com mais de 100 pinos. Diversos recursos estão disponíveis para uso em gerenciamento térmico e de potência; processamento de sinais lineares e mistos; interfaces wireless, USB, Ethernet; controle de atuadores e segurança. Desta forma, a família PIC atesta sua popularidade por disponibilizar soluções que atendem tanto ao projetista amador quanto ao profissional [31].

Os controladores PIC são desenvolvidos na arquitetura *Harvard modificada*, o que significa que é permitido acessar dados do programa exatamente como seria feito o acesso a dados comuns. O conjunto de instruções utiliza a arquitetura RISC.

A família PIC se divide nos seguintes segmentos:

- *8-bits*: Microcontroladores de entrada, mas que apresentam um vasto portfólio de periféricos. Aplicações comuns como controle de motores e de potência, sensoriamento ambiental e interface podem ser reunidas em um único *chip* resultando em uma solução de elevado custo-benefício. Pertencem a esta família os PIC 10F, 12F, 16F e 18F.
- *16-bits*: Composta de duas subfamílias. Os PICs 24F oferecem a vantagem de um processador de 16-bits de propósito geral, oferecendo maiores memórias e mais opções de periféricos. Já os PIC24H/E possuem performance de até 70 MIPS (milhões de instruções por segundo), operando em temperaturas de até 150°C.
- *dsPIC*[®]: Uma família de processadores de 16-bits com controladores digitais de sinal embutidos. Operando até 70 MIPS, são ideais para aplicações de áudio, vídeo, *streaming* e sensoriamento inteligente.
- *32-bits*: A família PIC32, além de manter retrocompatibilidade de *software* com a família 16-bits, opera em até 330 DMIPS (milhões de instruções *Dhrystone*⁶ por segundo) e oferece um amplo espaço para código e dados de até 2MB de memória Flash e 512 kB de memória RAM. Suas aplicações envolvem tarefas como interface gráfica e processamento avançado de áudio e vídeo.

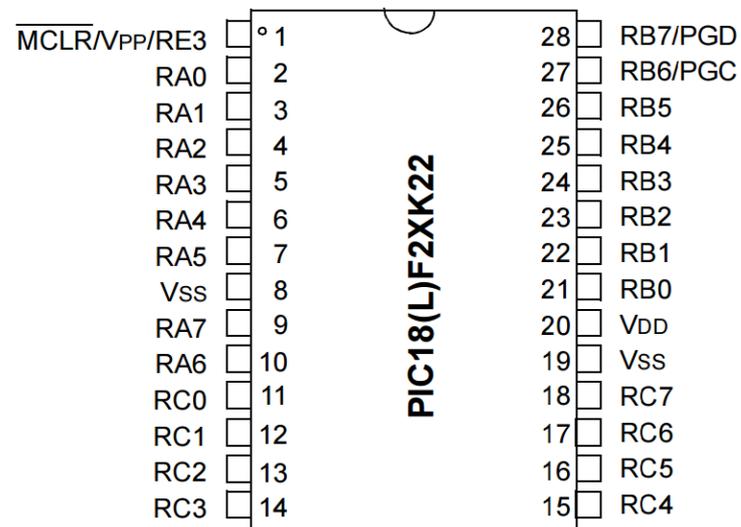
A subfamília 18F, escolhida para este projeto, dispõe das seguintes especificações:

- 40 pinos, sendo 36 deles para I/O dos quais 28 possuem a função opcional de conversor A/D.

⁶ A unidade DMIPS é definida como a quantidade de vezes que um processador consegue executar uma instrução específica (*Dhrystone*) expressa em milhões de vezes por segundo sendo, portanto, mais precisa que a unidade MIPS já que esta não especifica qual instrução deve ser utilizada como parâmetro.

- 64kB de memória de programa.
- 1024 bytes de memória EEPROM.
- 64MHz de velocidade, operando até 16MIPS.
- 7 timers de 8 ou 16 bits.
- 2 portas Enhanced USART.

Fig. 40 – Localização das chaves em Gravatá referenciadas à ERB na subestação.



Fonte: [32]

5 Projeto do Sistema Controlador de Arranjo Inteligente de Antenas

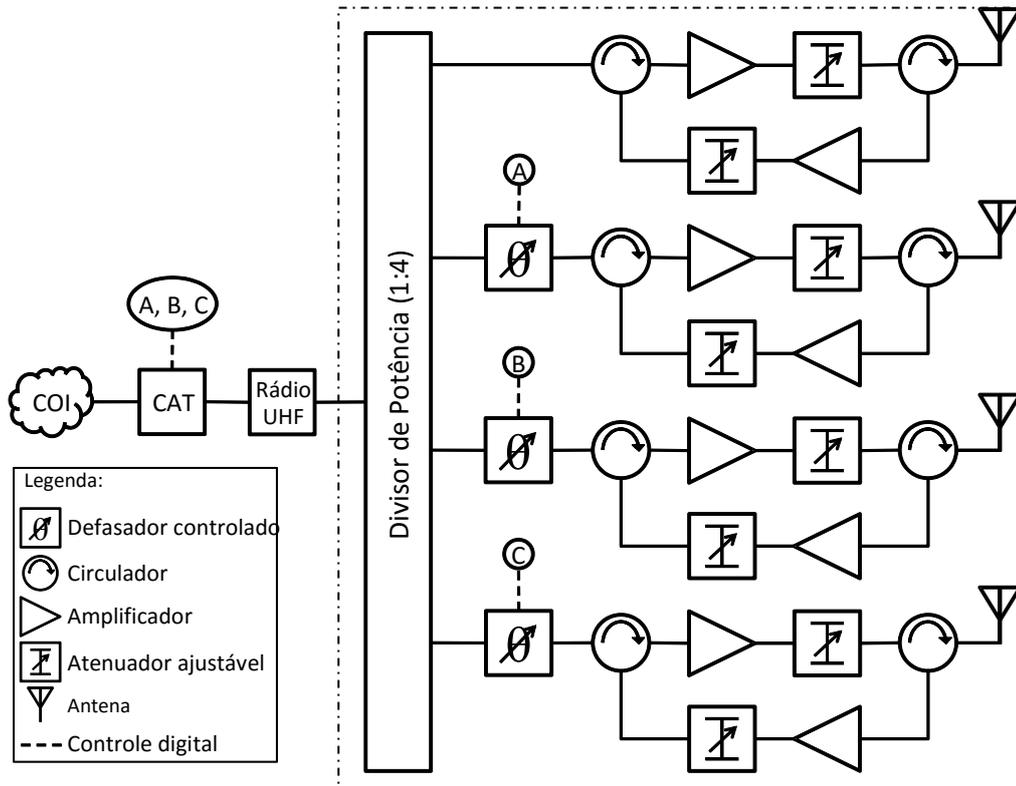
Para que se possa controlar a direção dos lóbulos principais de um arranjo de antenas, é necessário criar um circuito de Radiofrequência capaz de:

- Criar diferenças de fase controláveis entre os sinais alimentados às antenas do arranjo
- Possuir boa isolamento entre as antenas, ou seja, impedir que um sinal capturado por uma antena flua pelo circuito de outra.
- Possuir um dispositivo de controle de ganho. (Neste caso particular, desejamos manter a mesma potência em cada um dos sinais alimentado às antenas).

Para tal intento, foi proposto o circuito exibido na Fig. 41.

O circuito exibido neste diagrama pode ser dividido em trechos, que serão denominados Circuito Controlador de Arranjo de Antenas (CAT) e Circuito de RF. O CAT é um circuito microcontrolado capaz de ajustar a direção dos lóbulos do arranjo. O circuito de Radiofrequência compreende todos os dispositivos localizados após o rádio. Serão chamados de ramos os subconjuntos de componentes localizados entre uma das saídas do divisor de potência e a entrada da antena, ou seja, o grupo formado por dois circuladores, dois amplificadores, dois atenuadores e um defasador quando houver. O circuito de RF possui quatro ramos, sendo o ramo 1 tomado como referência de fase, e que, portanto, não necessitará de um defasador. Além de controlar a fase de cada ramo, o circuito é capaz de equalizar os ganhos em cada um dos ramos.

Fig. 41 – Diagrama de blocos do sistema controlador de arranjo de antenas.



Fonte: Acervo do Autor

Quando se deseja estabelecer a comunicação entre o COI e uma chave religadora, um pacote de dados é gerado e enviado pela rede até atingir um *switch* presente na subestação que controla esta chave. A nuvem utilizada para representar o COI na Fig. 41 representa toda a rede utilizada até que o pacote seja entregue à subestação. Este projeto concentra suas operações após a etapa de comutação do pacote através da rede CELPE de comunicação. Então, por razões de praticidade, convém condensar esta representação em um único elemento.

A partir deste ponto, o pacote será utilizado pelo sistema de controle de arranjo de antenas para determinar qual a direção para onde se deve apontar o lóbulo principal de forma a manter comunicação com a chave religadora desejada.

O pacote, ao deixar o *switch*, é recebido pelo CAT, onde é extraído o endereço da chave contido no *frame*. O CAT deverá interpretar este endereço e determinar os *códigos de fases* A, B e C a serem inseridas nos defasadores. Por código de fase, entendemos a *palavra de 8 bits* que corresponde a uma determinada fase a ser escrita nos registradores de saída e conseqüentemente nos defasadores. Esta correspondência é discutida à frente na Seção 5.1.1.

As fases foram determinadas através de simulações computacionais e registradas na memória interna do CAT. O *software* desenvolvido para o CAT procura em uma tabela as fases correspondentes, copia os valores referentes às fases nos registradores de saída e em seguida copia o pacote recebido na porta de saída, dando continuidade ao processo.

O pacote é recebido pelo Rádio UHF, que modula o sinal gerando um sinal de RF enviado para o divisor/combinador de potência. Este opera na faixa de UHF e tem 4 saídas balanceadas; ou seja, divide o sinal de entrada em quatro partes de igual potência e fase. Cada caminho independente é um ramo que alimentará uma das antenas.

Logo após a saída no divisor, os sinais são submetidos aos defasadores de 8 bits nos ramos 2, 3 e 4 (o ramo 1 é tomado por referência). Em seguida, uma combinação de amplificadores, atenuadores e circuladores realiza a compensação de ganho, garantindo que apenas a fase dos sinais de alimentação das antenas influenciará na formação dos lóbulos principais. Só então o sinal é enviado para as antenas e o lóbulo será construído.

As próximas seções irão tratar em mais detalhes do circuito de RF e do CAT.

5.1 Circuito de RF

O circuito de RF é composto por todos os dispositivos do sistema de controle de arranjo de antenas que lidam com sinais de radiofrequência, sendo o principal deles e centro do sistema o defasador. Na Fig. 41, identificamos facilmente o circuito de RF como todos os

dispositivos após o rádio: divisor de potência, defasadores, circuladores, amplificadores, atenuadores e as próprias antenas.

Como visto anteriormente, a direção do lóbulo principal dependerá do fator de arranjo e do diagrama de radiação da antena Yági-Uda. Isto implica que o sinal, além de ser dividido em quatro partes de igual amplitude e fase, e daí a necessidade de um divisor, o sinal deve também passar por um grupo de defasadores que imprimem as diferenças de fase necessárias.

Sendo o primeiro ramo considerado como referência, somente os três demais ramos recebem um defasador. Isto reduz os custos totais do sistema, porém, os três ramos seguintes sofrerão perdas por inserção nos defasadores. Para contrapor tal efeito, é necessária a adição de amplificadores de RF com ganho sensível o suficiente para igualar as amplitudes dos sinais nos ramos.

Contudo, amplificadores de Radiofrequência com ganho ajustável são dispendiosos, por serem dispositivos ativos cujos projeto e fabricação envolvem um considerável esforço. Além disto, amplificadores variáveis costumam ser digitais, ou seja, possuem passos discretos, reduzindo a sensibilidade.

Uma maneira de contornar essa dificuldade é utilizar um amplificador de ganho fixo acompanhado de um atenuador variável, que por serem dispositivos passivos, possuem maior facilidade de projeto e fabricação. Esta é a razão de haver um atenuador variável na saída de cada um dos amplificadores no esquemático do sistema.

Note o leitor que os atenuadores estão posicionados *após* os amplificadores para que o sinal nunca ultrapasse o limite mínimo de detecção do amplificador. Desta forma, os sinais são amplificados anteriormente, aproveitando-se da alta seletividade do amplificador.

Por fim, os circuladores são adicionados para separar os sinais de transmissão e recepção. Esta separação é necessária pois os amplificadores são dispositivos unidirecionais, ou seja, amplificam somente em um sentido. Desta forma, é necessário adicionar um outro conjunto amplificador-atenuador no ramo de retorno.

Os circuladores são posicionados de tal forma que, em um ramo, quando um sinal proveniente do divisor de potência (TX) atinge o circulador à esquerda, o mesmo é direcionado para o amplificador superior, posteriormente para o atenuador, e, atingindo o circulador à direita, é encaminhado para a antena.

Já um sinal recebido pela antena (RX) será forçado pelo circulador a seguir pelo trecho inferior, sendo inserido no conjunto amplificador-atenuador, e posteriormente atingindo o divisor/combinador.

5.1.1 Equalização de Ramo

Tendo em vista os ramos do sistema e as considerações expostas anteriormente, chegamos à conclusão que o seu funcionamento conforme se dará quando as seguintes condições forem atingidas:

- a. Todos os ramos devem possuir a mesma perda por inserção.
- b. Cada ramo deve possuir a mesma diferença de fase nos sentidos TX e RX.

Faça-se notar que a condição *b* refere-se à diferença de fase entre ida e volta *para um mesmo ramo*. Naturalmente, a diferença de fase quando se comparam dois ramos distintos poderá ser (e será) diferente a depender da direção do lóbulo desejada.

Da condição (a), inferimos que:

- a.1 O ramo 1 deverá possuir ganho de 0dB.

- a.2 Os ramos 2, 3 e 4 deverão possuir ganho igual à perda por inserção nos defasadores.

Da condição (b), levando em consideração que os cabos e os defasadores já atendem a estas condições por serem dispositivos recíprocos, inferimos que:

- b.1 Todos os conjuntos circulador-amplificador-atenuador devem possuir a mesma diferença de fase nos dois sentidos (TX e RX).

Estas foram as condições utilizadas para realizar o processo que denominamos *equalização de ramo*.

Antes de colocar o sistema em operação, é necessário ajustar alguns parâmetros para que a diferença de fase imposta aos defasadores consiga desfazer efeitos de fase causados pelos demais sistemas. Ao trafegar pelo sistema a onda sofre uma diferença de fase proporcional ao comprimento do caminho percorrido e também dependente de características da rede de RF. Cabos, conectores e dispositivos provocam diferenças sistêmicas de fase indesejadas que devem ser compensadas utilizando o próprio defasador, subtraindo-as da fase desejada.

Além das diferenças de fase, cabos e dispositivos provocam atenuações indesejadas causadas por perdas e outras não idealidades. Estas atenuações devem ser compensadas pelo conjunto amplificador-atenuador de modo que os sinais sejam inseridos nas antenas com amplitudes iguais.

Os quatro cabos que levam o sinal dos circuladores para as antenas no topo da torre possuem em média 60 metros de comprimento. Isto significa que sua atenuação e diferença de fase não podem ser desconsideradas para a equalização do sistema. Além disto, também foram medidas a diferenças de fase para os quatro ramos do sistema, excluindo os

defasadores. Note que os ramos, por possuírem atenuadores variáveis, possuem ganho ajustável.

Ao efeito conjunto da diferença de fase dos cabos e dos ramos chamamos de *diferença de fase sistêmica*. O ramo 1 é considerado como referência e não pode ser ajustado por não possuir defasador. Logo, será considerada *fase de correção* a diferença de fase entre cada ramo em relação ao ramo 1, ou seja,

$$\theta_{\text{corr},n} = \theta_{\text{sist},0} - \theta_{\text{sist},n} \quad (61)$$

A Tabela 10 mostra as defasagens em questão encontradas para cada ramo.

Tabela 10 – Fases utilizadas no processo de equalização medidas em 425MHz.

Trecho	Atenuação (dB)		Dif. de fase (graus)			Correção de fase (graus)
	Ramo	Cabo	Ramo	Cabo	Sist.	
1	-	-5,5	24,0	165,3	189,3	-
2	-	-5,3	344,0	96,7	80,7	180,6
3	-	-5,8	314,2	67,7	21,9	167,4
4	-	-5,3	314,6	302,3	256,8	292,5

Fonte: Acervo do Autor

Desta forma, no momento de determinar as defasagens reais a serem utilizadas nos defasadores, basta somar a fase desejada à fase de correção:

$$\theta_{\text{defasador},n} = \theta_{\text{corr},n} + \theta_n \quad (62)$$

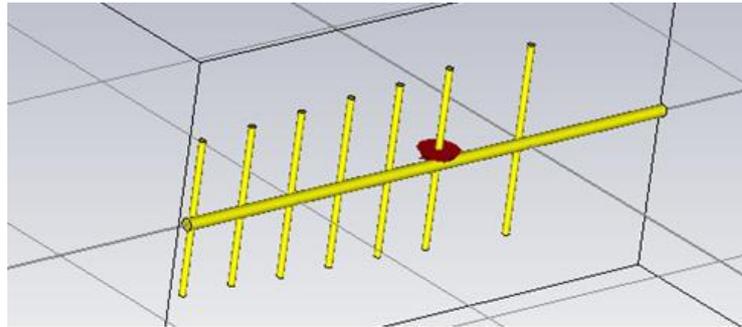
onde θ_n é a fase desejada determinada via simulação ou cálculo.

5.1.2 Simulação Eletromagnética do Arranjo de Antenas

As simulações do sistema proposto foram conduzidas no *software* CST Microwave Studio[®], que permite a simulação de campos eletromagnéticos em condutores e no espaço livre através da análise nos domínios do tempo e da frequência, método dos momentos, e integrações finitas. Esta ferramenta tem sido utilizada ostensivamente em diversos

laboratórios no mundo para simulação de estruturas planares bem como estruturas tridimensionais como antenas e superfícies seletivas em frequência (FSS). Inicialmente, foi modelada a antena Yági-Uda no *software* de simulação. O modelo pode ser visto na Fig. 42.

Fig. 42 – Modelo de Antena Yági construído no *software* CST Microwave Studio.

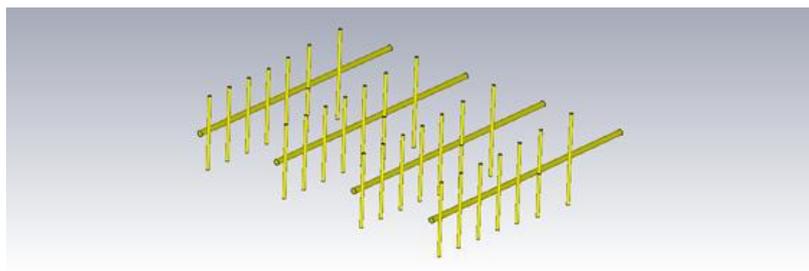


Fonte: Acervo do Autor

Assim como a antena original, o modelo possui cinco elementos diretores, um elemento refletor e um elemento radiador, onde se localiza a porta utilizada pelo *software* para indicar o ponto onde será excitada uma corrente. Em seguida, criamos o modelo de simulação para o arranjo de antenas (ver **Fig. 43**). As antenas, assim como o arranjo, estão separadas por um quarto de comprimento de onda na frequência central de operação (425MHz), ou seja, 17,6 centímetros.

Através deste modelo foram obtidos os diagramas de radiação para as diferentes fases de alimentação. Os resultados de simulação são exibidos no Capítulo 6.

Fig. 43 – Arranjo de Antenas Yági construído no *software* CST Microwave Studio.



Fonte: Acervo do autor

5.2 Circuito Controlador de Arranjo de Antenas (CAT)

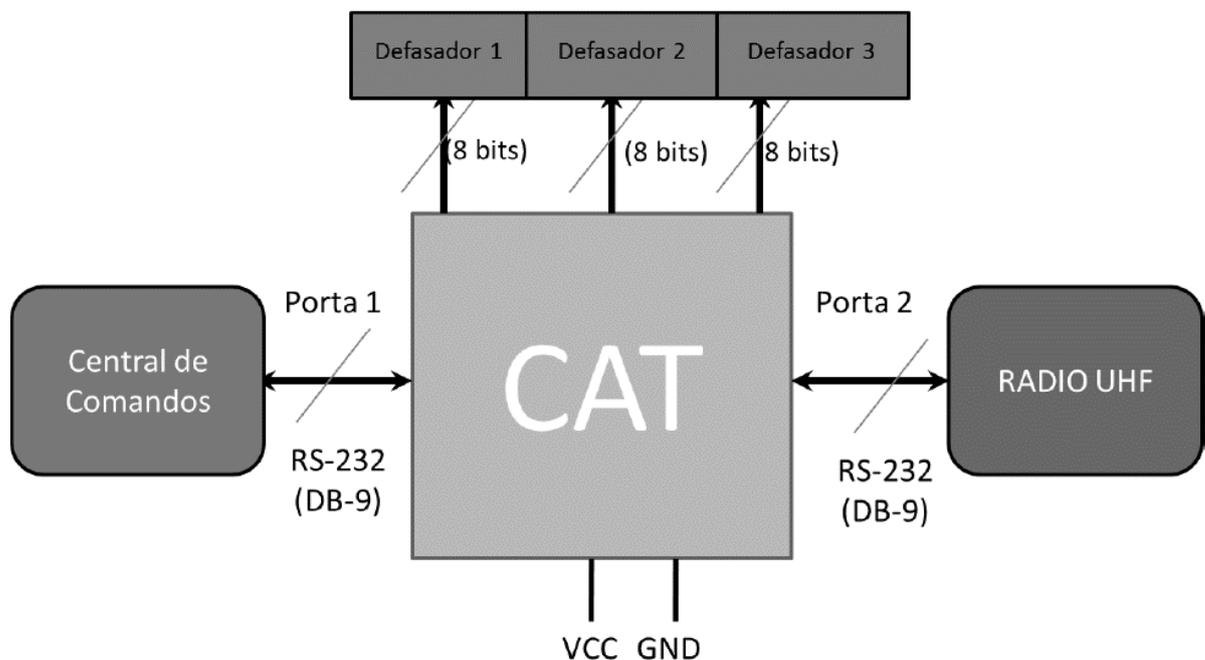
O Circuito controlador de Arranjo de Antenas (CAT) é um circuito microcontrolado capaz de ler pacotes Modbus, extrair a informação do endereço da chave com a qual se deseja comunicar, encontrar em uma tabela interna as fases correspondentes ao endereço e copiá-las nos registradores de saída e retransmitir o pacote recebido.

Além disto, o CAT deverá ter um modo de troca de dados para reconfiguração. Este modo deve permitir o carregamento de novas combinações de fase bem como configurações internas.

Para isto, o CAT é equipado com um PIC18LF46K22, cujas características foram discutidas previamente no Capítulo 4. Dentro do microcontrolador estão gravadas as funções executadas pelo chip bem como tabelas que contêm informações dos endereços e fases correspondentes.

Como visto na Fig. 41, o CAT controla diretamente os defasadores através de uma palavra de 8 bits que controla os elementos chaveadores internos do defasador, além de estar ligado ao canal de comunicação. A Fig. 44 exhibe o CAT e seus barramentos de comunicação.

Fig. 44 – O CAT e seus barramentos de comunicação.



Fonte: Acervo do autor

O CAT realiza a troca de informações com os periféricos através das seguintes interfaces de *hardware*:

- 2 Portas Seriais: conector DB9 para tráfego de pacotes Modbus.
- 3x Saídas paralelas de 15 vias: Conector DB15 contendo 8 bits de dados, e 7 vias de alimentação (+5V, -5V e 5 vias de GND).
- 1 Entrada de alimentação simétrica ($\pm 5V$ e GND).
- 2 Leds indicativos: Led Indicador (Verde) que indica operação normal do CAT, Led de Atividade (Vermelho) que indica o recebimento de um pacote em uma das portas.

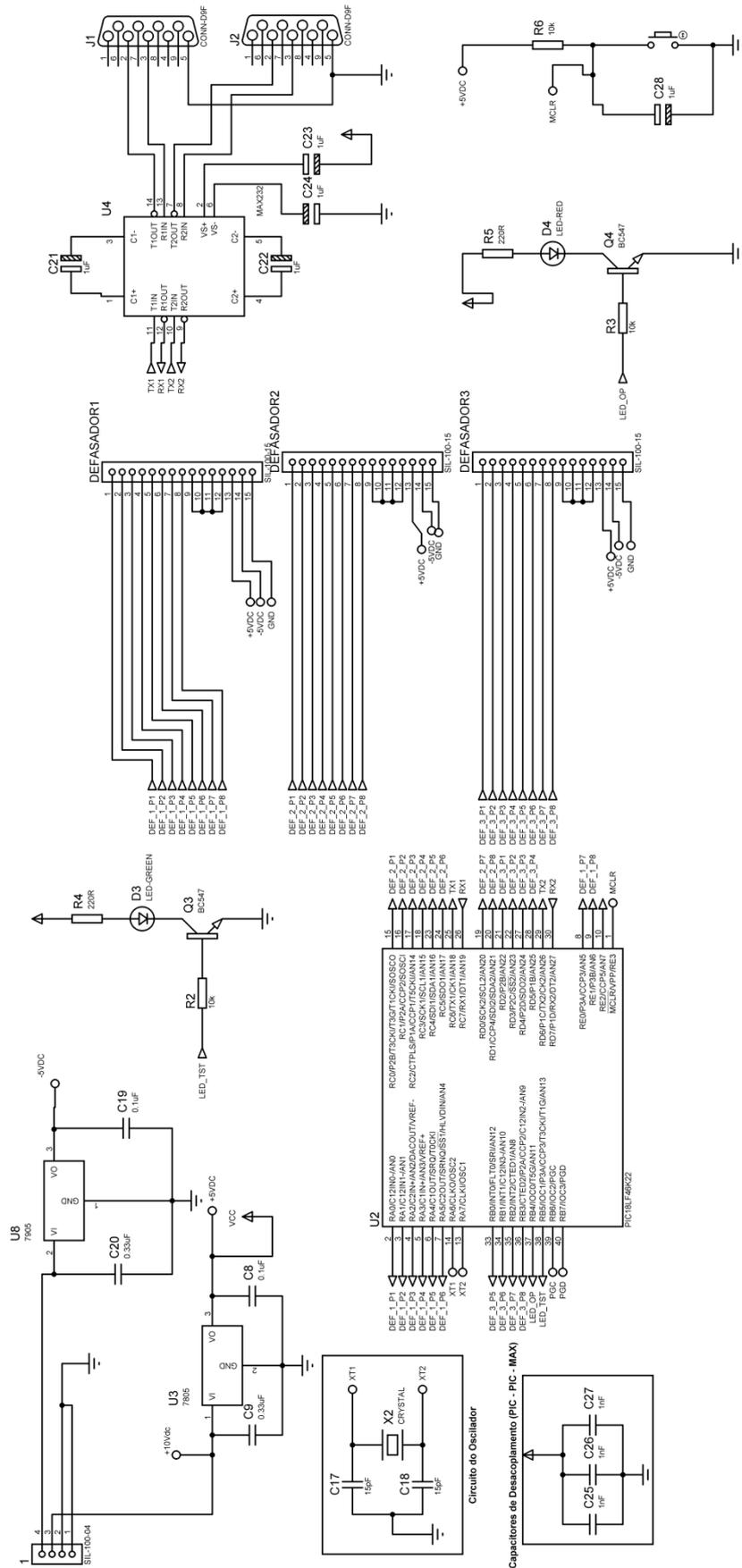
São requisitos funcionais do CAT:

- Estímulo 1: *Pacote recebido na porta serial 1*. Ao receber o pacote na porta serial 1 o CAT busca na memória interna as fases correspondentes copiando-as nos registradores de saída, e reenvia o pacote na porta serial 2.
- Estímulo 2: *Pacote recebido na porta 2*. Ao receber um pacote na porta 2 o CAT deverá reenviar o pacote pela porta 1 sem realizar alterações nos registradores de saída.

5.2.1 Desenvolvimento e implementação do CAT

O esquemático do CAT foi desenvolvido no *software Proteus 7.8*, da *Labcenter Electronics*[®] (ver Fig. 45). Este *software* permite realizar simulações em baixas frequências bem como criar leiautes multicamadas de placas de circuito impresso.

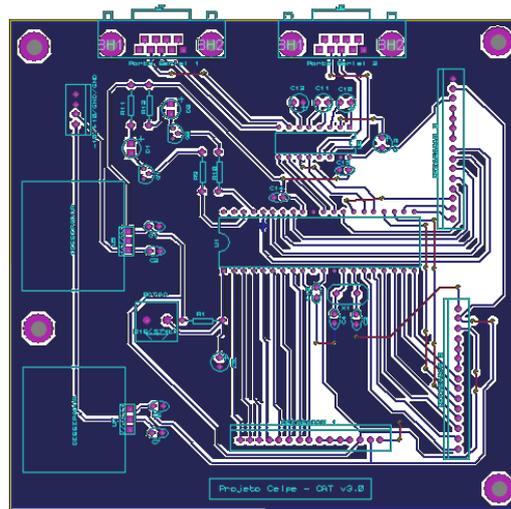
Fig. 45 – Esquemático do Controlador de Arranjo de Antenas (CAT).



Fonte: Acervo do autor

Após a criação do esquemático, segue-se para a criação do leiaute da placa de circuito impresso. A biblioteca de componentes do *Proteus* relaciona os componentes do esquemático aos seus encapsulamentos correspondentes e permite a criação de trilhas para as conexões entre os componentes. A Fig. 46 exhibe o leiaute do CAT no software de design assistido.

Fig. 46 – Leiaute do CAT no Proteus 7.8.

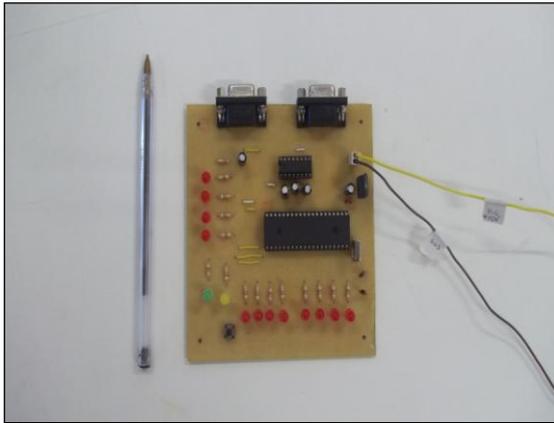


Fonte: Acervo do autor.

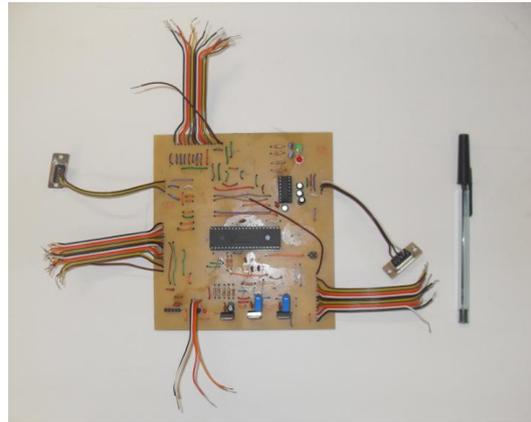
O processo de desenvolvimento do CAT envolveu três fases. A primeira placa foi desenvolvida com LEDs ligados diretamente aos registradores de saída. Desta forma, foi possível realizar testes de troca de pacotes isoladamente do circuito de RF. (ver Fig. 47a).

A segunda versão é uma placa de fenolite de face única, mas que já apresenta saídas lógicas em níveis aceitáveis pelos defasadores. Além disto, o CAT passou a ter reguladores para alimentar os defasadores, eliminando a necessidade de alimentação externa para estes componentes. (ver Fig. 47b).

Fig. 47 – Fases iniciais do desenvolvimento do CAT.



(a) CAT versão 1

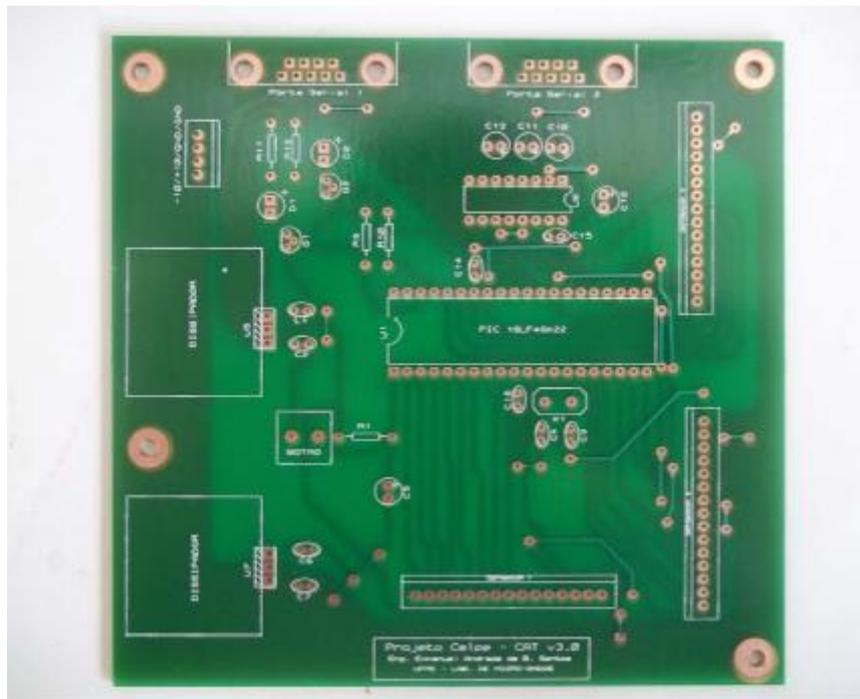


(b) CAT versão 2

Fonte: Acervo do autor

A terceira e última versão do CAT foi desenvolvida em placa de fibra de vidro de duas faces. (ver Fig. 48).

Fig. 48 – Placa do CAT versão 3.



Fonte: Acervo do autor

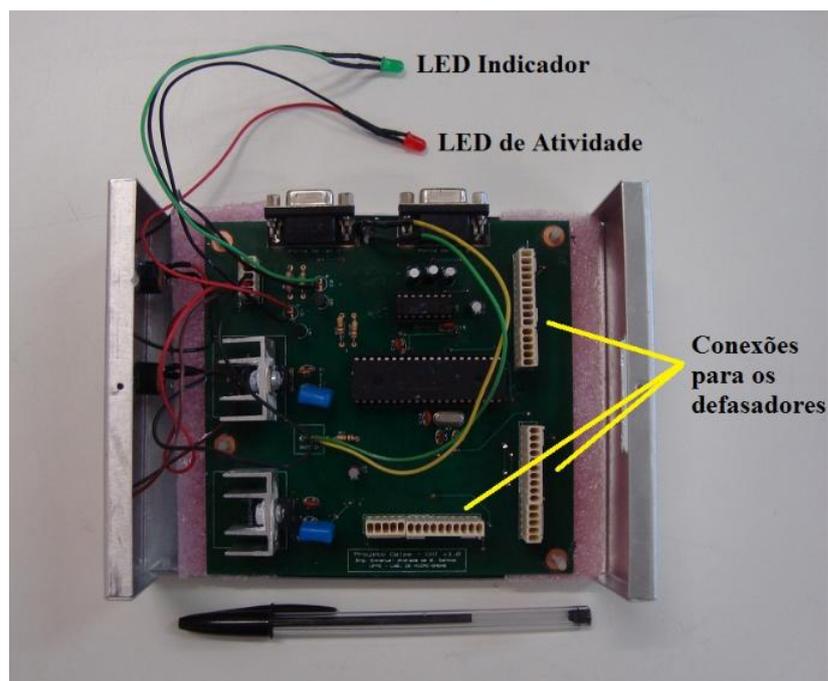
Fig. 49 – CAT versão 3 com componentes soldados.



Fonte: Acervo do autor

Além disto, o CAT foi acomodado em uma caixa protótipo. Para uma versão comercial, pode ser desenvolvida uma caixa mais aprimorada. As Fig. 50 a Fig. 53 exibem o CAT e sua caixa.

Fig. 50 – Caixa do CAT com placa à mostra.



Fonte: Acervo do autor

Fig. 51 – Jacks de alimentação para o CAT.



Fonte: Acervo do autor

Fig. 52 – Portas de comunicação serial do CAT.



Fonte: Acervo do autor

Fig. 53 – Portas para comunicação com os defasadores.



Fonte: Acervo do autor

5.2.2 O firmware do Controlador de Arranjo de Antenas

Os comandos a serem executados pelo CAT são um conjunto de instruções próprias para o microprocessador, gravadas diretamente no chip. Sendo assim, o código é denominado *firmware*, tendo sido desenvolvido na linguagem *Assembly*, utilizando o software MPLAB 8.85.

Como visto anteriormente, os requisitos funcionais do CAT exigem duas respostas a estímulos bastante semelhantes, com a diferença de que ao receber um pacote na porta 1, o CAT executa uma função de busca por *códigos de fase* a serem escritos nos registradores de saída.

Os códigos de fases são armazenados na memória EEPROM interna do microcontrolador. Para que a busca seja realizada com sucesso, é exigido que os endereços de estação remota estejam dispostos em ordem crescente. A memória do CAT pode ser gravada através da porta serial utilizando comandos específicos discutidos posteriormente. A Fig. 55 mostra o fluxograma do *firmware* utilizado no CAT.

Ao inicializar, o CAT executa funções de configuração. Uma variável denominada *flag_init* serve como indicadora de que o CAT é recém-inicializado. No processo de inicialização, a flag é levada para o nível lógico '1'. Ao terminar o envio de uma palavra, a *flag* é alterada para o valor '0'. Isto é feito para impedir a entrada na rotina de gravação do CAT. A gravação será feita somente se o CAT for reinicializado e a primeira palavra recebida for um comando de gravação.

A memória EEPROM do CAT apenas pode ser gravada imediatamente após realizar um reset. Logo ao ser inicializado, se o CAT receber na porta serial 1 o byte 0x2A (ao invés de um byte sinalizando o início de um pacote comum) o programa salta para uma rotina de

gravação. Neste modo, o microcontrolador passa a gravar na EEPROM todas as informações enviadas pela porta serial 1 até que se atinja o total de bytes.

Desta forma, qualquer computador que possua uma porta serial pode ser utilizado para gravar novos códigos no CAT.

* * *

Estrutura da memória EEPROM:

No protocolo Modbus, cada estação remota é identificada com um endereço de dois bytes. Para que sejam encontrados corretamente os códigos de fase associados a cada endereço, a memória EEPROM é gravada com as seguintes informações:

- O endereço 0x00 guarda o número total de bytes válidos gravados na EEPROM.
- O resto da memória é organizado em grupos de cinco bytes, sendo 2 para armazenamento do endereço da estação remota e três para os códigos de fase.

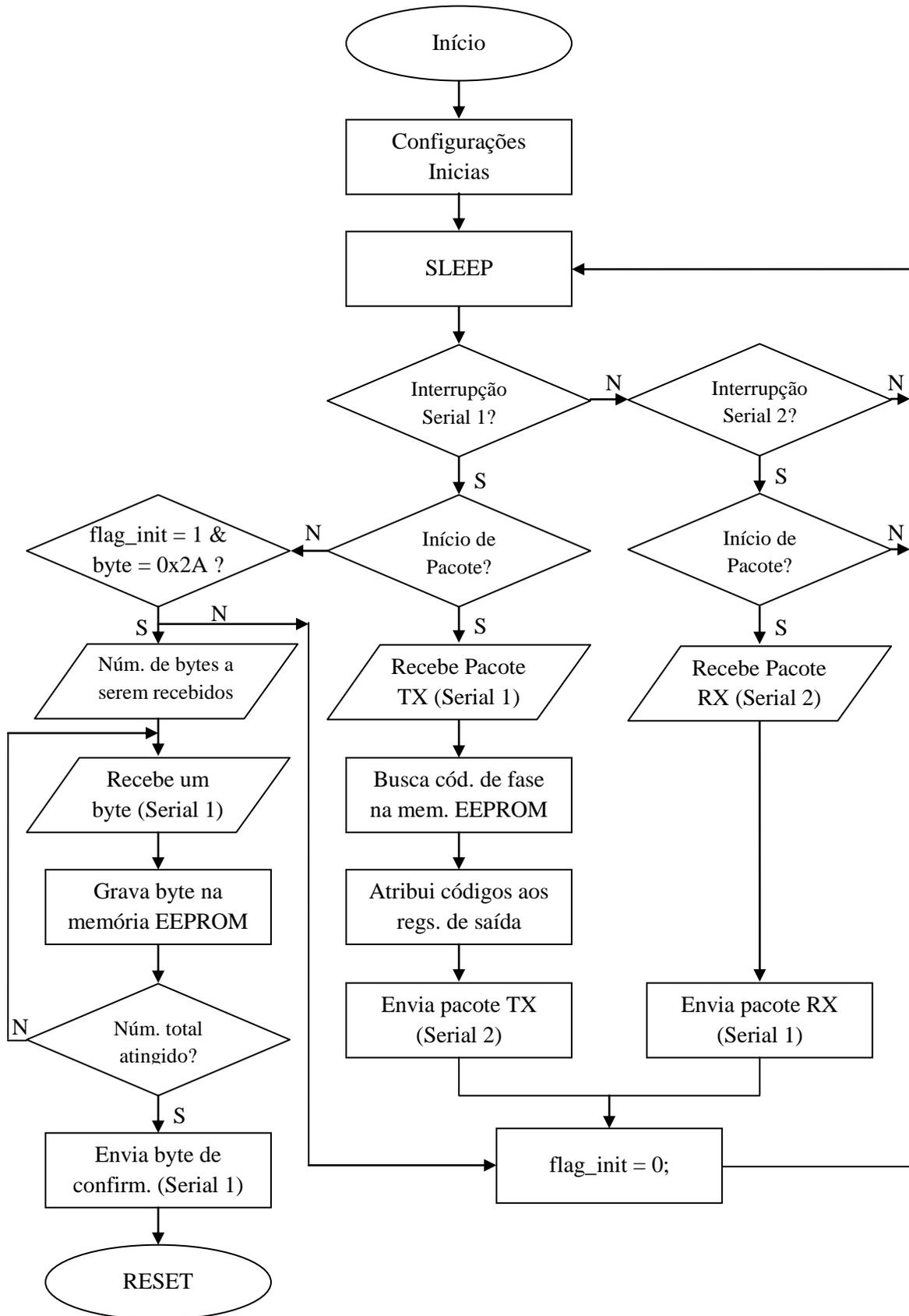
Por exemplo, suponha que em uma determinada rede SCADA há três chaves remotas de endereços “01”, “12” e “25” e que para atingi-las, os conjuntos de códigos de fase são respectivamente (20; 100; 150), (200; 160; 45) e (75; 125; 225). A EEPROM do microcontrolador estaria organizada segundo mostra a Fig. 54.

Fig. 54 – Estrutura de dados da EEPROM para o exemplo dado

Endereço	0x00	0x01	0x02	0x03	0x04	0x05	0x06	0x07
Dado	16	'0'	'1'	20	100	150	'1'	'2'
Endereço	0x08	0x09	0x0A	0x0B	0x0C	0x0D	0x0E	0x0F
Dado	200	160	45	'2'	'5'	75	125	225

Fonte: Acervo do Autor

Fig. 55 – Fluxograma: *Firmware* do CAT.



Fonte: Acervo do autor

6 Resultados e Discussões

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulações eletromagnéticas realizadas no laboratório de micro-ondas bem como os resultados experimentais obtidos no protótipo piloto instalado no campus da UFPE.

Por razões práticas relacionadas à importação dos produtos, não foi possível montar três caixas, como especificado no projeto. Portanto, só foi possível coletar dados de perdas de pacotes para duas caixas, localizadas nas posições 1 e 2.

Já para os testes em Gravatá, apesar do fundamental e constante apoio da equipe da CELPE, houve dificuldades quanto ao acesso à subestação e o tempo disposto para a realização de testes, já que estes são ambientes controlados onde se aplica uma série de exigências de segurança e logística.

6.1 Implantação do sistema

Inicialmente um sistema piloto de comunicação entre três chaves da distribuição e uma ERB foi projetado, instalado e testado no campus da UFPE. As chaves religadoras foram emuladas por computadores *Thin Client* instalados nos postes do campus. O sistema representava em menor escala aquele que foi instalado na região de Gravatá, envolvendo igualmente três chaves e a ERB. A posição angular das chaves na UFPE em relação à ERB foi aproximada em função da posição dos postes do campus disponíveis para instalação. A Fig. 56 mostra a instalação das caixas nos postes da UFPE enquanto a Fig. 57 mostra o arranjo de antenas colocado no topo do prédio escolar do Centro de Tecnologia e Geociência da UFPE. A Fig. 58 exhibe o rack contendo os dispositivos do sistema no piloto UFPE organizados em sete bandejas.

Fig. 56 – Instalação das caixas com *Thin Clients* no campus da UFPE.



Fonte: Acervo do autor

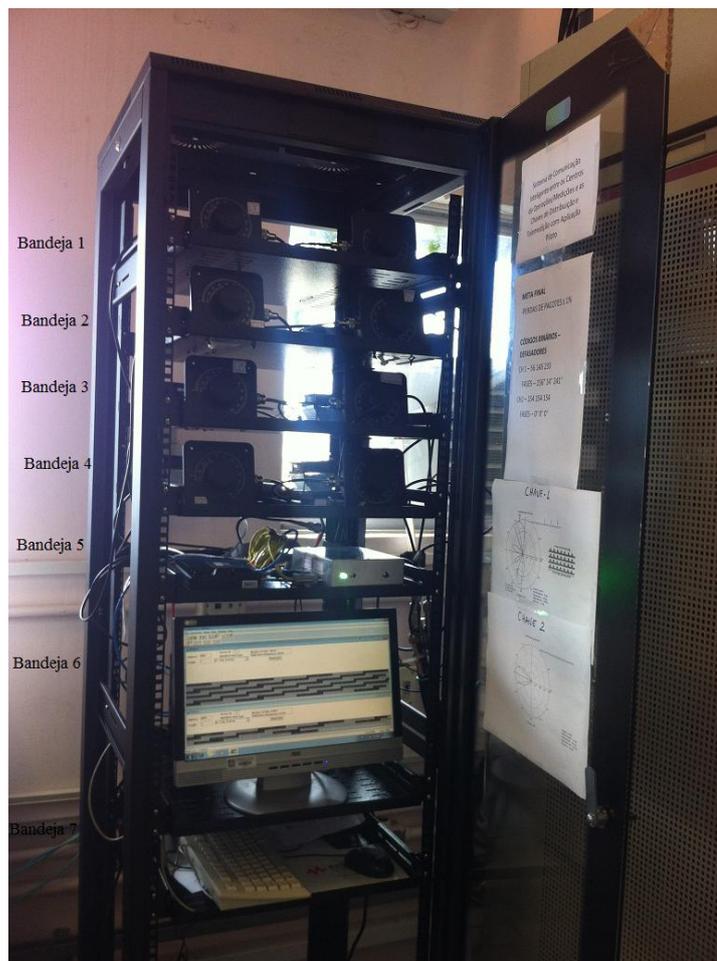
Fig. 57 – Arranjo de Antenas Yági-Uda instalado no campus da UFPE.



Fonte: Acervo do autor

A Fig. 59 exibe uma fotografia do campus da UFPE em que são destacadas as chaves 1, 2 e 3 instaladas em postes ao longo do campus e a ERB, instalada no topo do prédio escolar do Centro de Tecnologia e Geociências. As chaves estão a aproximadamente 150 m da ERB.

Fig. 58 – Rack contendo os dispositivos do sistema no piloto UFPE.



Fonte: Acervo do autor

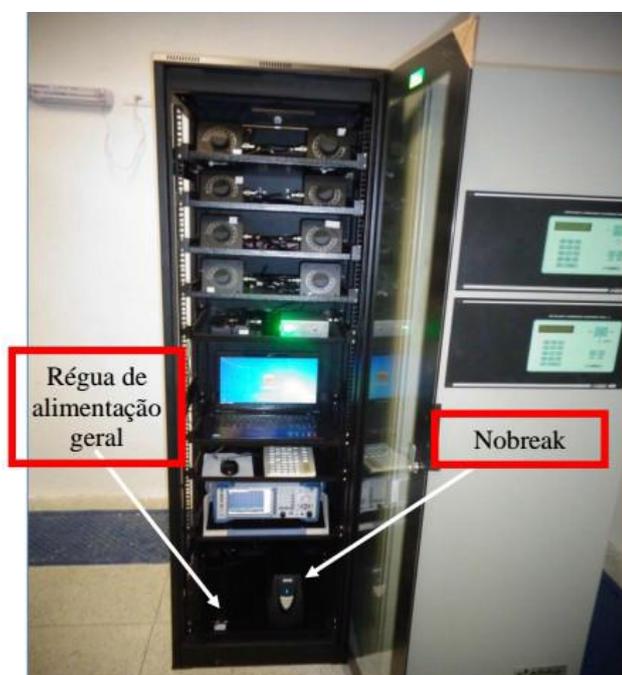
Fig. 59 – Posições de instalação dos *Thin Clients* no campus da UFPE.



Fonte: Adaptado de Google Maps[©]

Neste cenário, foram realizados testes de intensidade de sinal versus fases e troca de pacotes entre os *Thin Clients* e o arranjo de antenas. Posteriormente, o sistema foi transferido para a subestação de Gravatá, onde atualmente está instalado. A Fig. 60 mostra o rack do sistema instalado no interior da sala de controle da subestação. Já a Fig. 61 mostra o arranjo de antenas no topo da torre de comunicação da subestação enquanto a Fig. 62 exibe a instalação de um *Thin Client* em um poste onde está localizada uma chave religadora.

Fig. 60 – Rack contendo dispositivos do sistema instalado em Gravatá.



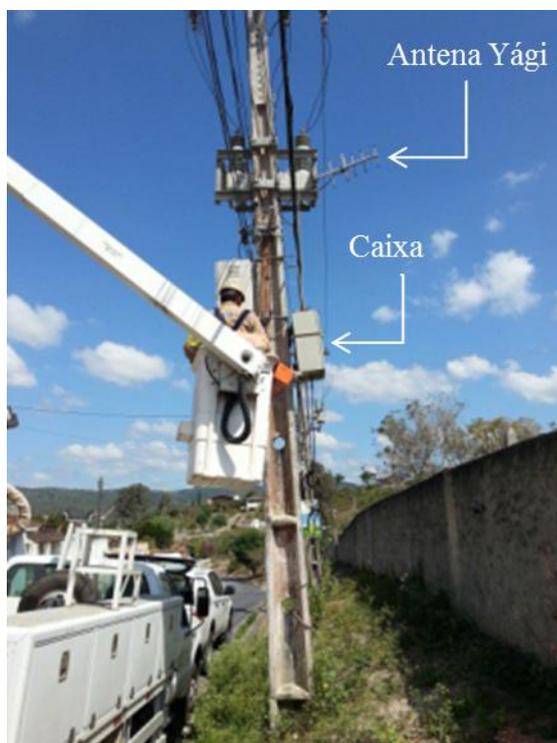
Fonte: Acervo do autor

Fig. 61 – Arranjo de antenas instalado em torre de comunicação em Gravatá.⁷



Fonte: Acervo do autor

Fig. 62 – Instalação de um *Thin Client* em um poste em Gravatá.



Fonte: Acervo do autor

⁷ Nesta figura, pode-se também ver outras estruturas instaladas na torre de comunicação da subestação. As antenas Yági-Uda utilizadas pelo sistema proposto são as antenas localizadas acima do funcionário que realiza a instalação.

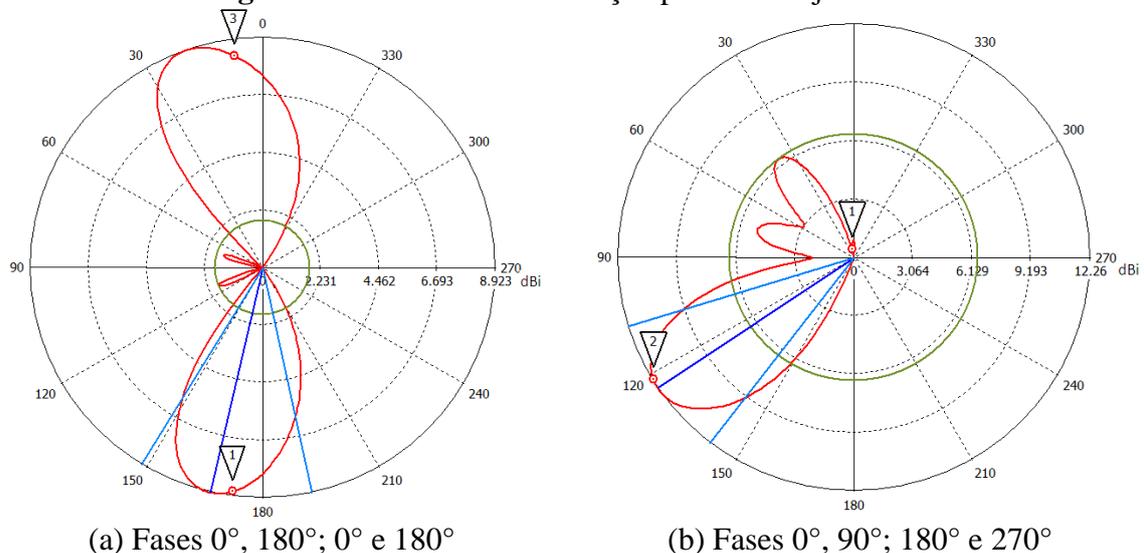
6.2 Resultados Simulados

A busca pelas fases ideais foi feita através de simulação eletromagnética. Os parâmetros foram sendo ajustados para que o ganho da antena fosse o máximo nas direções desejadas. O ganho dos lóbulos indesejados pode ser mitigado através do ajuste das amplitudes dos sinais alimentados às antenas. No entanto, o sistema apresentado aqui não possui a capacidade de ajustar tais ganhos em tempo real, tendo sido calibrado para garantir o mesmo ganho para todos os ramos. Desta forma, a simulação foi feita para sinais de igual amplitude e diferenças de fases arbitrárias. Para que o lóbulo principal do arranjo de antenas atinja as chaves segundo a disposição necessária, foram feitas simulações do arranjo de antenas no software CST Microwave Studio variando a fase de alimentação das antenas e com amplitude constante. As fases do sinal de alimentação que dirigem o lóbulo do arranjo para as chaves são:

- $0^\circ, 180^\circ; 0^\circ$ e 180° para as chaves 1 e 3
- $0^\circ, 90^\circ; 180^\circ$ e 270° para a chave 2.

A Fig. 63 mostra o diagrama de radiação do arranjo das quatro antenas Yági-Uda com as fases em questão.

Fig. 63 – Resultados de simulação para o arranjo de antenas.



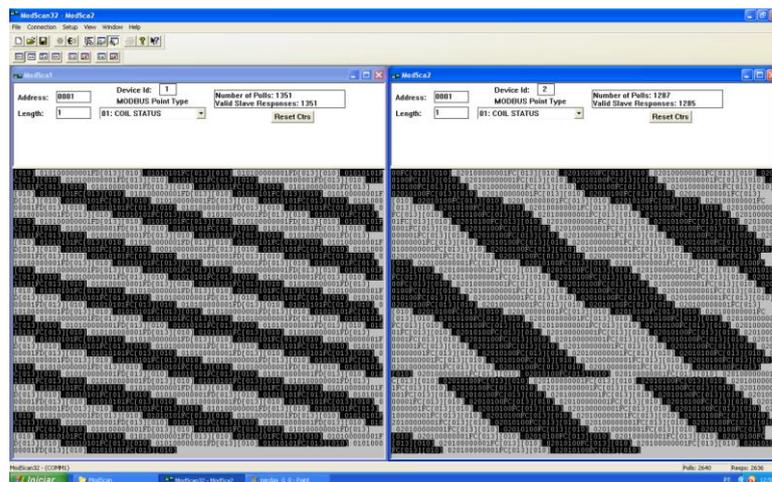
Fonte: Acervo do autor

6.3 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais baseiam-se em duas variáveis: a perda de pacotes entre as estações base e remota e medidas de densidade de potência recebida pelas antenas nas posições do campus pré-determinadas.

Para a troca de pacotes, foi utilizado o programa ModScan, que emite pacotes e espera por respostas dos *Thin Clients*. Os *Thin Clients* estavam equipados com o software ModSim, responsável por responder aos pacotes recebidos. A Fig. 64 exibe a tela do ModScan executando no computador que emulava a estação base.

Fig. 64 – Software ModScan exibindo troca de pacotes.

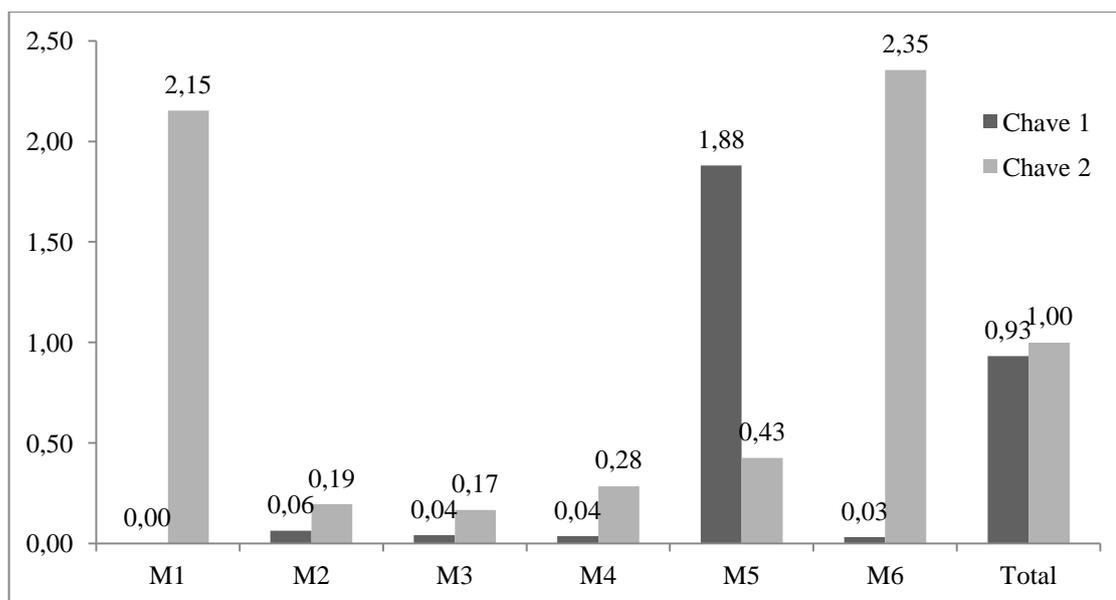


Fonte: Acervo do autor

Os pacotes em cinza são aqueles emitidos pela estação base. Quando um pacote válido é recebido, este é exibido em preto. O software foi configurado para emitir um pacote para cada chave alternadamente, o que significa que o CAT constantemente troca de fase entre a emissão de pacotes. Foram realizadas seis medições de trocas de pacotes denominadas M1 a M6.

Quando um sinal é emitido para a estação 01, o sistema adapta as fases para a situação da Fig. 63a. Quando um sinal é emitido para a estação 02, o sistema adapta as fases para a situação da Fig. 63b. Desta forma, os seguintes resultados foram obtidos (ver Fig. 65).

Fig. 65 – Perdas de pacotes nas chaves 1 e 2 (%).



Fonte: Acervo do Autor

6.4 Conclusões

Neste extenso projeto de pesquisa, celebrado entre a CELPE e a UFPE, foi concebido e implementado um sistema controlador de arranjo de antenas capaz de integrar-se a uma rede de comunicação SCADA e direcionar o diagrama de radiação de um arranjo de antenas, garantindo melhor comunicação entre estação base e remota.

Foi apresentado um circuito de RF capaz de realizar este controle composto por diversos dispositivos de RF, incluindo um defasador de 8 bits. São apresentados testes destes dispositivos bem como a caracterização de ramos constituídos por estes componentes.

Desenvolveu-se também um circuito controlador de arranjo de antenas (CAT) que desempenha funções de identificação de endereços e determina as fases a serem utilizadas no controle dos defasadores.

Em software de simulação, foram encontrados conjuntos de códigos de fase capazes de atender às chaves religadoras que se desejava atingir. Testes experimentais no campus da UFPE exibiram baixas taxas de perda de pacotes.

O circuito foi testado em um projeto piloto no campus da UFPE e está instalado na subestação de Gravatá, no interior do estado. Futuros projetos em parceria com a CELPE irão aprimorar o estudo de arranjos inteligentes de antenas e sistemas de controle com base no estudo da topologia do local e ajustes no sistema.

Deste projeto de pesquisa resultaram vários artigos (incluindo um em periódico internacional) e esta dissertação de mestrado.

6.5 Trabalhos Futuros

Para trabalhos futuros, são sugeridos os seguintes aprimoramentos:

- Dimensionar, projetar e implementar um Circuito Controlador de Arranjo de Antenas em um chip FPGA.
- Projetar, simular, construir e medir um defasador de 4 bits baseado em linhas de atraso ou circuitos equivalentes implementados a partir componentes discretos para operação entre 400 e 500 MHz.
- Realizar a integração do Controlador de Arranjo de Antenas e do Defasador baseado em circuitos equivalentes em uma única placa.
- Estudar e caracterizar a interferência eletromagnética entre as etapas de DC e RF, ajustando o design para mitigá-la.
- Propor um modelo de arranjo de antenas capaz de realizar a cobertura em 360°.
- Apresentar um design miniaturizado e replicável de uma estrutura capaz de controlar as fases de um arranjo de antenas.

Referências

- [1] Schneider Electric, “White Paper on SCADA Systems,” Ontário, Canadá, 2012.
- [2] Companhia Energética de Pernambuco, “Quem Somos,” CELPE, [Online]. Available: <http://www.celpe.com.br/Pages/A%20Celpe/quem-somos.aspx>. [Acesso em 01 Fevereiro 2016].
- [3] Control Microsystems Inc., *DNP3 User and Reference Manual*, Ontario, Canada, 2007.
- [4] H. Yagi, “Beam Transmission of Ultra Short Waves,” *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 16, n. 6, pp. 715-740, 1928.
- [5] B. G. M. Oliveira, M. R. Santos, A. J. B. Oliveira, M. T. Melo, E. A. B. Santos, R. D. Freitas, L. P. Pontes and M. M. L. Santos, "Switched Smart Antenna System for SCADA Telesupervision and Telecontrol Systems," *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference*, 2013.
- [6] H. E. Rowe, “Extremely Low Frequency (ELF) Communication to Submarines,” *Proceedings of the 1972 IEEE International Conference on Engineering in the Ocean Environment*, pp. 371-85, 6 Dezembro 1972.
- [7] A. Portieri, “Overview of real-world Terahertz Applications,” *Millimeter Waves and THz Technology Workshop*, p. DOI 10.1109/UCMMT.2013.6641544, 9-11 Setembro 2013.
- [8] M. I. Nawaz, Z. Huiling, M. S. S. Nawaz, K. Zakim, S. Zamin e A. Khan, “A review on wideband microstrip patch antenna design techniques,” em *2013 International Conference on Aerospace Science & Engineering*, Islamabad, 2013.
- [9] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th Ed, John Wiley & Sons, 2011.
- [10] K. Kurodawa, “Power Waves and the Scattering Matrix,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 13, n. 2, pp. 194-202, 1965.
- [11] Instock Wireless Components, *PD2440 Power Divider/Combiner*, 2013.
- [12] M. Espinosa-Espinosa, B. G. M. Oliveira, I. Llamas-Garro e M. T. Melo, “2-Bit, 14 GHz Reconfigurable Frequency Measurement Device,” *IEEE Microwave and Wireless Components Lett.*, vol. 24, n. 8, pp. 569-71, 2014.
- [13] K. Hettak, O. O. C. Commun. Res. Center Canada, G. Morin e M. Stubbs, “A novel compact multi-layer MMIC CPW branchline coupler using thin-film microstrip stub loading at 44 GHz,” *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 327-30, 2004.
- [14] RF-Lambda, *Digital Dispersive Phase Shifter 0.4 - 0.5GHz*, 2014.
- [15] RF Circulator Isolator Inc., *SMA-F Circulator Model RFCR3105*, 2015.

- [16] Planar Monolithic Industries Inc., *Amplifier PEC-15-400M470M-37-12V-SFF Product Feature*, 2014.
- [17] 4RF Limited, “Aprisa SR User Manual,” 2012.
- [18] *Federal Standard 1037C Glossary of Telecommunication Terms*, 1996.
- [19] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design* 3^a ed., John Wiley & Sons, 2005.
- [20] T. A. Milligan, *Modern antenna design* 2nd Ed, John Wiley & Sons, 2005.
- [21] Antenas Electril, *Antena direcional de 7 elementos para UHF (70cm) Modelo 1 DX 7/450AJ Ref. 210aj*, 2013.
- [22] M. A. Branquinho, *Segurança de Automação Industrial e SCADA*, Elsevier Brasil, 2014.
- [23] MODICON, Inc., Industrial Automation Systems, *Modicon Modbus Protocol Reference Guide*, 1996.
- [24] Modbus Organization, Inc., *MODBUS Application Protocol Specification VI.1b3*, 2012.
- [25] Companhia Energética de Pernambuco, “Fornecimento de Energia Elétrica em Tensão Secundária de Distribuição a Edificações Individuais,” SM01.00-00.001, 2014.
- [26] K. V. Shibu, *Introduction do Embedded Systems*, McGraw-Hill, 2009.
- [27] K. Arnold, *Embedded Controller Hardware Design*, LLH Technology Publishing, 2011.
- [28] E. A. Lee e S. A. Seshia, *Introduction do Embedded Systems: A Cyber-Physical Systems Approach*, UC Berkeley, 2011.
- [29] S. R. Ball, *Embedded Microprocessor Systems: Real World Design* 3^a ed, Newnes Elsevier Science, 2002.
- [30] B. Santo, “25 microchips that shook the world,” *IEEE Spectrum*, vol. 46, n. 5, pp. 34 - 43, Maio, 2009.
- [31] Microchip Technology, “Focus Product Selector Guide DS00001308P,” 2015.
- [32] Microchip Technology Inc., *PIC18(L)F2X/4XK22 Datasheet*, 2012.

Anexo A – Designação de Bandas de Ondas Eletromagnéticas

Designação de Banda	Limites		Unidade
	<i>Superior</i>	<i>Inferior</i>	
Frequência Média (MF)	0,3	3	MHz
Frequência Alta (HF)	3	30	
Frequência Muito Alta (VHF)	30	300	
Frequência Ultra Alta (UHF)	300	3000	
Banda L	1	2	GHz
Banda S	2	4	
Banda C	4	8	
Banda X	8	12	
Banda Ku	12	18	
Banda K	18	26	
Banda Ka	26	40	
Banda U	40	60	
Banda V	50	75	
Banda E	60	90	
Banda W	75	110	
Banda F	90	140	

Fonte: [9]

LISTA DE PUBLICAÇÕES

- OLIVEIRA, M. R. T.; **OLIVEIRA, E. M. F.**; OLIVEIRA, B. G. M.; OLIVEIRA, A. J. B.; SANTOS, M. R.; DE MELO, M. T.; DIAS, V. L. S.; SANTOS, M. M. L. Implementação de Arranjo de Antenas Inteligentes para Sistemas de Supervisão de Chaves Religadoras em Redes de Distribuição Elétrica. Em: VIII CONGRESSO DE INOVAÇÃO TECNOLÓGICA EM ENERGIA ELÉTRICA. **Anais Eletrônicos do VIII Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica**, Costa do Sauípe, 2015.
- OLIVEIRA, E. M. F.**; OLIVEIRA, M. R. T.; DE MELO, M. T.; OLIVEIRA, B. G. M.; PEDROSA, T. L. Instantaneous Frequency Measurement Subsystem Implementation Using Low-cost Microcontroller. In: 2015 INTERNATIONAL MICROWAVE AND OPTOELECTRONICS CONFERENCE. **Electronic proceedings of the 2015 International Microwave and Optoelectronics Conference**, Porto de Galinhas, 2015.
- SILVA, C. P. N. ; **OLIVEIRA, E. M. F.** ; OLIVEIRA, M. R. T.; OLIVEIRA, B. G. M. ; DE MELO, M. T. New Compact Interferometer Based on Fractal Concept. In: 2015 INTERNATIONAL MICROWAVE AND OPTOELECTRONICS CONFERENCE. **Electronic proceedings of the 2015 International Microwave and Optoelectronics Conference**, Porto de Galinhas, 2015.
- OLIVEIRA, M. R. T.; ARAÚJO, L. S.; DE MELO, M. T.; LLAMAS-GARRO I.; **OLIVEIRA, E. M. F.** Micromachined Impedance Transformer at 60 GHz based on Butterworth Response. Em: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE MICRO-ONDAS E OPTOELETRÔNICA / CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO, 2014, Curitiba. **Anais do Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica / Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo**, Curitiba, 2014. p. 698-702.
- OLIVEIRA, B. G. M. ; LLAMAS-GARRO I.; DE MELO, M. T.; ESPINOSA-ESPINOSA, M. ; OLIVEIRA, M. R. T.; **OLIVEIRA, E. M. F.** Integrated instantaneous frequency measurement subsystem based on multi-band-stop filters. In: APMC - ASIA-PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE, 2014. Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, Sendai, 2014. v. 1. p. 912-919.