

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Matheus Cabral de Sousa

Caracterização de Uma Rede PLC de Baixa Tensão

Juiz de Fora

2022

Matheus Cabral de Sousa

Caracterização de Uma Rede PLC de Baixa Tensão

Dissertação apresentada ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos

Orientador: Prof. Dr. Ulysses Roberto Chaves Vitor

Juiz de Fora

2022

Ficha catalográfica elaborada através do Modelo Latex do CDC da UFJF
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Sousa, Matheus Cabral de.

Caracterização de Uma Rede PLC de Baixa Tensão / Matheus Cabral
de Sousa. – 2022.

81 f. : il.

Orientador: Ulysses Roberto Chaves Vitor

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade
de Engenharia. Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, 2022.

1. MIMO. 2. PLC. 3. Baixa tensão. I. Vitor, Ulysses Roberto Chaves,
orient. II. Título.

Matheus Cabral de Sousa

Caracterização de uma rede PLC de baixa tensão

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos.

Aprovada em 19 de dezembro de 2022.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Ulysses Roberto Chaves Vitor - Orientador

Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Alexandre Bessa dos Santos

Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Douglas Contente Pimentel Barbosa

Universidade Federal de Pernambuco

Juiz de Fora, 23/01/2023.



Documento assinado eletronicamente por **Ulysses Roberto Chaves Vitor, Professor(a)**, em 23/01/2023, às 18:05, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Alexandre Bessa dos Santos, Professor(a)**, em 23/01/2023, às 18:33, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **DOUGLAS CONTENTE PIMENTEL BARBOSA, Usuário Externo**, em 24/01/2023, às 18:21, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no Portal do SEI-Ufjf (www2.ufjf.br/SEI) através do ícone Conferência de Documentos, informando o código verificador **1123410** e o código CRC **F5071CD0**.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao meu orientador Ulysses Roberto Chaves Vitor pela oportunidade, dedicação e ensinamentos.

Ao professor Moisés Vidal Ribeiro e a equipe do LCOM(Laboratório de Comunicações), em especial ao Luís Guilherme da Silva Costa e Wesley pelas contribuições para a realização desse trabalho.

Aos meus pais e irmãos por terem acreditado em mim e me apoiado.

Aos meus amigos que nunca deixaram de me incentivar e ajudar.

Aos Professores e colegas do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFJF, por todo conhecimento compartilhado ao longo dessa jornada de conhecimento.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

RESUMO

Nesse trabalho é apresentada a caracterização do canal MIMO-PLC (*Multiple-Input and Multiple-Output - Power Line Communication*) de baixa tensão, na faixa de frequências de 2 a 100 MHz. Com essa finalidade, foram realizadas diversas medições em quatro topologias de testes diferentes compostas por três fios de cobre de $2,5 \text{ mm}^2$ transpostos em um eletroduto. Essas topologias se diferem por número e comprimento de derivações. Além disso, os experimentos são conduzidos com os fios energizados e desenergizados, e então seus resultados foram comparados. Os dados aferidos são os parâmetros de espalhamento, que associados às teorias de linhas de transmissão, culminaram em análises de perda por inserção, VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*) e impedância de entrada. A análise dos resultados mostraram a existência de faixas de frequências que podem ser utilizadas para transmissão de dados, e também que a rede energizada mostra um casamento de impedância muito superior aos casos desenergizados. Essas informações, avaliadas em conjunto com a impedância de entrada, permitiram mostrar que é possível melhorar ainda mais o casamento de impedância no projeto de acopladores, o que implica em menos reflexões e possivelmente uma melhoria na resposta do canal.

Palavras-chave: MIMO-PLC. Baixa Tensão. Impedância.

ABSTRACT

This work presents the characterization of the low voltage MIMO-PLC (Multiple-Input and Multiple-Output - Power Line Communication) channel within frequency range 2 - 100 MHz. For this purpose, several measurements were carried out in four different topologies tests, composed of three 2.5 mm^2 copper wires transposed in a conduit. These topologies differ by number and length of branches. Furthermore the experiments are conducted with the wires energized and de-energized and then their results are compared. The measured data are the scattering parameters which are associated with transmission line theories, culminating in analysis of insertion loss, VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) and input impedance. The analysis of the results showed the existence of frequency ranges that can be used for data transmission and also that the energized network shows a better impedance matching than the de-energized cases. This information, evaluated together with the input impedance, allowed us to show that it is possible to further improve the impedance matching in the design of couplers, which implies in less reflections and possibly an improvement in the channel response.

Keywords: MIMO-PLC. Low Voltage. Impedance.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	– Exemplos de Linhas de Transmissão	18
Figura 2	– LT de Cabo Coaxial	19
Figura 3	– Distribuição de Cargas no Cabo Coaxial	19
Figura 4	– Circuito Equivalente de uma LT infinitesimal	20
Figura 5	– Exemplo de LT Alimentando uma Carga	23
Figura 6	– Gerador Alimentando uma Carga Através de uma LT	27
Figura 7	– LT com Toco em Paralelo	27
Figura 8	– Sinal numa LT com Toco em Paralelo	28
Figura 9	– Circuito para LT Infinitesimal de 3 Condutores	28
Figura 10	– Circuito Equivalente para LT Infinitesimal de 3 Condutores	29
Figura 11	– LT com Tocos Abertos e com Cargas	29
Figura 12	– Rede de N Portas	30
Figura 13	– Rede de 2 Portas	31
Figura 14	– Rede de 2 Portas com Carga e Fonte	32
Figura 15	– VNA	34
Figura 16	– Kit de Calibração	35
Figura 17	– Z_L na Carta Smith - Sem Calibração	35
Figura 18	– Z_L na Carta Smith - Calibrado	36
Figura 19	– Topologias Utilizadas	38
Figura 20	– Resposta em Frequência dos Acopladores	39
Figura 21	– Esquema com Bloqueador	40
Figura 22	– Foto dos Componentes Utilizados	41
Figura 23	– Esquema Após a Calibração - Desenergizado	41
Figura 24	– Componentes Utilizados nas Medições	42
Figura 25	– S_{21} e VSWR para a Topologia 1 Desenergizada - Casos 1, 2 e 3	45
Figura 26	– S_{21} e VSWR para a Topologia 1 Desenergizada - Casos 4, 5 e 6	45
Figura 27	– S_{21} e VSWR para a Topologia 1 Desenergizada - Casos 7, 8 e 9	46
Figura 28	– S_{21} e VSWR para a Topologia 2 Desenergizada - Casos 1, 2 e 3	47
Figura 29	– S_{21} e VSWR para a Topologia 2 Desenergizada - Casos 4, 5 e 6	47
Figura 30	– S_{21} e VSWR para a Topologia 2 Desenergizada - Casos 7, 8 e 9	48
Figura 31	– S_{21} e VSWR para a Topologia 3 Desenergizada - Casos 1, 2 e 3	49
Figura 32	– S_{21} e VSWR para a Topologia 3 Desenergizada - Casos 4, 5 e 6	49
Figura 33	– S_{21} e VSWR para a Topologia 3 Desenergizada - Casos 7, 8 e 9	50
Figura 34	– S_{21} e VSWR para a Topologia 4 Desenergizada - Casos 1, 2 e 3	51
Figura 35	– S_{21} e VSWR para a Topologia 4 Desenergizada - Casos 4, 5 e 6	51
Figura 36	– S_{21} e VSWR para a Topologia 4 Desenergizada - Casos 7, 8 e 9	52
Figura 37	– Z_{in} para a Topologia 1 Desenergizada	54

Figura 38	– \mathbf{Z}_{in} para a Topologia 2 Desenergizada	55
Figura 39	– \mathbf{Z}_{in} para a Topologia 3 Desenergizada	56
Figura 40	– \mathbf{Z}_{in} para a Topologia 4 Desenergizada	57
Figura 41	– S_{11} e S_{22} para a Topologia 1 Energizada com Bloqueador - Caso 2 . .	59
Figura 42	– S_{21} e S_{12} para a Topologia 1 Energizada com Bloqueador - Caso 2 . .	59
Figura 43	– S_{21} e VSWR para a Topologia 1 Energizada - Casos 1, 2 e 3	60
Figura 44	– S_{21} e VSWR para a Topologia 1 Energizada - Casos 4, 5 e 6	61
Figura 45	– S_{21} e VSWR para a Topologia 1 Energizada - Casos 7, 8 e 9	62
Figura 46	– S_{21} e VSWR para a Topologia 2 Energizada - Casos 1, 2 e 3	62
Figura 47	– S_{21} e VSWR para a Topologia 2 Energizada - Casos 4, 5 e 6	63
Figura 48	– S_{21} e VSWR para a Topologia 2 Energizada - Casos 7, 8 e 9	64
Figura 49	– S_{21} e VSWR para a Topologia 3 Energizada - Casos 1, 2 e 3	64
Figura 50	– S_{21} e VSWR para a Topologia 3 Energizada - Casos 4, 5 e 6	65
Figura 51	– S_{21} e VSWR para a Topologia 3 Energizada - Casos 7, 8 e 9	66
Figura 52	– S_{21} e VSWR para a Topologia 4 Energizada - Casos 1, 2 e 3	66
Figura 53	– S_{21} e VSWR para a Topologia 4 Energizada - Casos 4, 5 e 6	67
Figura 54	– S_{21} e VSWR para a Topologia 4 Energizada e Casos 7, 8 e 9	68
Figura 55	– \mathbf{Z}_{in} para a Topologia 1 Energizada	70
Figura 56	– \mathbf{Z}_{in} para a Topologia 2 Energizada	71
Figura 57	– \mathbf{Z}_{in} para a Topologia 3 Energizada	72
Figura 58	– \mathbf{Z}_{in} para a Topologia 4 Energizada	73

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Componentes dos Acopladores	39
Tabela 2 – Componentes	42
Tabela 3 – Casos	42
Tabela 4 – Componentes Utilizados nas Medições	43
Tabela 5 – Banda Disponível - Desenergizado	53
Tabela 6 – Média da Impedância de Entrada - Desenergizado	58
Tabela 7 – Banda Disponível - Energizado	68
Tabela 8 – Média da Impedância de Entrada - Energizado	74

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

MIMO	<i>Multiple-Input and Multiple-Output</i>
PLC	<i>Power Line Communication</i>
VSWR	<i>Voltage Standing Wave Ratio</i>
NB-PLC	<i>Narrowband Power Line Communication</i>
BPLC	<i>Broadband Power Line Communication</i>
SI	<i>Self-Interference</i>
IBFD	<i>In-Band Full-Duplex</i>
OFDM	Multiplexação por Divisão de Frequência Ortogonal
MV-LV PLC	<i>Medium Voltage - Low Voltage Power Line Communication</i>
RF	Radiofrequência
TEM	Transverso Eletromagnético
LT	Linha de Transmissão
VNA	Analisador de Redes Vetorial
DUT	<i>Device Under Test</i>
TNC	<i>Threaded Neill-Concelman</i>
HA	<i>High-Accuracy</i>
PSD	Densidade Espectral de Potência

LISTA DE SÍMBOLOS

R	Resistência por unidade de comprimento
L	Indutância por unidade de comprimento
G	Condutância por unidade de comprimento
C	Capacitância por unidade de comprimento
σ_c	Condutividade elétrica dos condutores
μ_c	Permeabilidade magnética dos condutores
ϵ_c	Permissividade elétrica dos condutores
σ	Condutividade elétrica dos dielétricos
μ	Permeabilidade magnética dos dielétricos
ϵ	Permissividade elétrica dos dielétricos
H	Campo Magnético
E	Campo Elétrico
S	Vetor de Poyting
V	Tensão
I	Corrente
Δz	Comprimento infinitesimal
e	Número de Euler
j	Unidade Imaginária
ω	Frequência angular
γ	Constante de propagação
α	Constante de atenuação
β	Constante de fase
Z	Impedância
Γ	Coefficiente de reflexão
P_{avg}	Potência média
RL	Perda de retorno
T	Coefficiente de transmissão
IL	Perda por inserção

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	Motivação	14
1.2	Objetivo Geral	14
1.3	Objetivo Específico	15
1.4	Revisão Bibliográfica	15
1.5	Estrutura do Trabalho	17
2	Fundamentos Teóricos	18
2.1	Linhas de transmissão	18
2.2	Parâmetros de Espalhamento	29
2.3	<i>Vector Network Analyzer</i>	33
2.4	MIMO	36
2.5	Síntese do Capítulo	37
3	Metodologia	38
4	Análise e Resultados - Desenergizado	44
4.1	Perda por Inserção	44
4.2	Análise por Disponibilidade de Banda	53
4.3	Impedância de Entrada	53
5	Análise e Resultados - Energizado	59
5.1	Bloqueador	59
5.2	Perda por Inserção	60
5.3	Disponibilidade de Banda	68
5.4	Impedância de Entrada	69
6	CONCLUSÃO	75
6.1	Considerações Finais	75
6.2	Trabalhos Futuros	75
	REFERÊNCIAS	76

1 INTRODUÇÃO

No mundo atual, temos um rápido desenvolvimento de tecnologia que, associado ao capitalismo, caminha em direção à maior evolução possível, sempre buscando o menor custo e o maior lucro dentro das circunstâncias dadas. A busca por novas tecnologias relacionadas a sistemas de telecomunicações se tornou uma necessidade constante, pois o desenvolvimento de novos serviços faz com que a demanda por maiores capacidades de transmissão cresça em uma velocidade acelerada [1].

Para suprir essa demanda, novas tecnologias vêm sendo desenvolvidas a uma grande velocidade para que seja realizada a expansão dos sistemas de comunicação. Contudo, é necessário um alto valor em investimentos para realizar tal ampliação. Então, tecnologias como o PLC (*Power Line Communication*), que se aproveitam de uma infraestrutura já existente, tornam-se um grande atrativo, uma vez que permitem a economia de recursos [2].

As vantagens da tecnologia PLC vão além da economia de recursos, pois essa pode permitir que locais em que existem dificuldades técnicas, como em áreas rurais, para implementar acesso a Internet de banda larga. Além disso, também existe uma vantagem relacionada à inclusão digital ao se levar esse tipo de acesso a comunidades carentes e escolas. O baixo custo de implantação dessa tecnologia facilita parcerias entre órgãos do governo e empresas do setor elétrico, o que aumenta ainda mais a atratividade do PLC [3–5].

Nos últimos anos muito se fala sobre sustentabilidade e preservação ambiental, com isso diversas tecnologias vêm sendo integradas às redes elétricas. Isso ocorre através de fontes de energias renováveis conectadas ao sistema de distribuição, sensoriamento, controle de recursos, medição de consumo de energia elétrica e outros. Como consequência disso temos um aumento da complexidade das redes elétricas, e também a origem do conceito de *Smart Grid* ou Redes Inteligentes, que basicamente relaciona a união desses elementos digitais com o tráfego de dados nas redes de distribuição de energia. Essa mistura de distribuição de energia e tráfego de dados impulsiona ainda mais o desenvolvimento da tecnologia PLC, que faz justamente a junção desses dois fatores [6, 7].

A tecnologia PLC possui duas vertentes, sendo uma delas a NB-PLC (*Narrowband Power Line Communication*) e o BPLC (*Broadband Power Line Communication*). Esse trabalho tem seu foco na BPLC, que utiliza faixas de frequências de até 100 MHz [8]. Embora seja uma grande vantagem a utilização compartilhada da estrutura que transporta energia para transmissão de dados, isso também implica que certos cuidados devem ser tomados. Uma vez que a energia elétrica é transmitida a uma frequência de 60 Hz (no Brasil), algumas dificuldades relativas ao canal surgem ao se utilizar esse mesmo cabeamento para transmissão em faixas de frequências tão elevadas como a do BPLC.

As dificuldades apresentadas pela rede elétrica são bem conhecidas, sendo elas o canal variante no tempo, ruídos, atenuação, efeito antena e variação da impedância da rede [9–15]. Todos esses efeitos associados à grande variedade de estruturas de cabeamentos de energia instalados, gera a necessidade de um profundo conhecimento das características do canal, pois dessa forma pode-se projetar transceptores que sejam capazes de selecionar as faixas de frequências mais adequadas para transmissão. Além disso, esse tipo de informação permite o projeto de melhores acopladores e até mesmo acopladores de impedância adaptativa [16–18].

Em suma, a tecnologia PLC apresenta um grande potencial, pois pode ser aplicada em diversos setores da sociedade. Além disso, também foi citado que o canal de comunicação PLC apresenta várias dificuldades ao se utilizar as faixas de frequências de transmissão de dados. Isso implica que esse canal deve ser amplamente estudado para que seja modelado corretamente. Esse trabalho visa contribuir para o estudo do canal PLC através de análises baseadas nas teorias de eletromagnetismo e circuitos elétricos dos dados obtidos em uma rede experimental.

1.1 Motivação

A rede elétrica possui grande capilaridade, o que pode ser um grande incentivo à utilização da tecnologia PLC para o fornecimento de acesso a Internet de Banda de Larga [19]. Esse fato, associado com o baixo custo de instalação dos dispositivos PLC, são um grande incentivo para a utilização dessa tecnologia para levar a inclusão digital a locais remotos e comunidades carentes. Além disso, a praticidade de instalação dos equipamentos permite que rapidamente sejam instalados múltiplos pontos de acesso, o que é outro ponto positivo dessa tecnologia. Podemos citar também o advento das redes inteligentes como outro incentivo ao desenvolvimento da tecnologia PLC.

O canal PLC apresenta muitos desafios à sua utilização, contudo trabalhos de diversas linhas de pesquisa, como caracterização do canal, acopladores, codificação e processamento de sinais, vêm sendo desenvolvidos para permitir taxas de transmissão cada vez maiores. Isso torna esse método de transferência de dados mais interessante, podendo se tornar competitivo a outros mecanismos já consolidados no mercado.

1.2 Objetivo Geral

O presente trabalho tem como objetivo aprofundar os conhecimentos sobre PLC e todos os aspectos que envolvem o mesmo. Dessa forma, são realizados diversos experimentos, com os fios energizados e desenergizados, visando uma melhor compreensão das características do canal PLC. Com isso pode-se avaliar de forma mais completa o comportamento do canal PLC, e também possibilitar o desenvolvimento de acopladores para modems PLC.

1.3 Objetivo Específico

Os objetivos específicos desse trabalho são:

- Desenvolver uma estrutura de testes que permita a realização de experimentos para avaliar o comportamento de um canal PLC de banda larga de baixa tensão;
- Avaliar comportamento do canal PLC com os fios desligados da rede elétrica;
- Avaliar o comportamento do canal PLC com os fios alimentados pela rede elétrica;
- Estudar as alterações da impedância de entrada para diferentes situações e topologias.

1.4 Revisão Bibliográfica

Na literatura são encontrados estudos abordando diferentes aspectos em relação ao PLC, e em consequência disso os trabalhos podem ser classificados de várias formas. Uma delas é relativa a faixa de frequências utilizada, sendo uma chamada de banda estreita, que faz uso de frequências até 500 kHz [20] enquanto existem também aplicações em banda larga que utilizam frequências mais altas, chegando a 100 MHz [8]. Outra forma de divisão é relativa ao tipo de rede elétrica que será utilizado como canal de transmissão de dados, que pode ser em redes de baixa ou média tensão.

A caracterização do canal PLC pode ser abordada de duas formas distintas, sendo que uma é estatística e a outra determinística. O primeiro método é empírico, e se baseia em um número extenso de experimentos para que seja criada uma expressão matemática para modelar o canal [21–23]. Enquanto o segundo se embasa nas teorias de eletromagnetismo e circuitos elétricos, que descrevem bem os fenômenos físicos envolvidos [24–26].

Em [27], dois tipos de arquiteturas para o primeiro estágio de cancelamento de SI (*Self-Interference*) de uma solução chama IBFD (*In-Band Full-Duplex*) foram propostos, ambos com o objetivo de aumentar a taxa de transmissão do sistema MIMO-PLC de banda larga. Essa solução permite que cada nó da rede possa transmitir e receber simultaneamente utilizando a mesma faixa de frequência [27].

O canal PLC apresenta seletividade em frequência, que é uma consequência do desvanecimento causado por multi-percurso. Para contornar essa barreira imposta pelo canal, uma opção interessante é a utilização de OFDM (Multiplexação por Divisão de Frequência Ortogonal) [28–30]. Contudo, a presença de ortogonalidade imperfeita dificulta a aplicação dessa técnica. O uso de técnicas de cancelamento de interferência entre portadoras é uma opção para melhorar o desempenho do OFDM [28].

Visando caracterizar o canal MIMO-PLC em baixa tensão, os autores de [24] desenvolveram um modelo baseado na simetria existente em cabos de três núcleos. Em [25] foi proposto um modelo de canal PLC de banda larga, sendo esse baseado em teorias de

linhas de transmissão e perda por radiação em antenas de fio longo. Então, foi construído uma rede de testes bifilar em que foi variado o número de derivações e impedâncias das cargas. As medições realizadas foram utilizadas para verificação dos resultados obtidos através de simulações do modelo proposto. Outra tentativa de caracterizar o canal PLC baseado em teorias de linha de transmissão é apresentado em [31], sendo que nesse caso o canal foi considerado como uma linha de transmissão composta por circuitos ressonantes paralelos em cascata com uma linha de impedância característica conhecida.

Há também trabalhos voltados para MIMO-PLC aplicado em média tensão, como [26] que mostrou medidas e análises, em frequências de banda larga, utilizando diferentes combinações de fase realizados em uma rede experimental, mostrando assim a possibilidade de utilização de diversas combinações de fase e também uma forma de reduzir as reflexões através dos valores de impedância calculados utilizados os dados medidos e teorias de linhas de transmissão. Aplicações relacionadas a redes inteligentes têm aumentado o interesse em relação ao PLC de banda estreita.

Existe uma grande dificuldade ao se considerar média e baixa tensão como um meio canal de comunicação, pois os transformadores possuem efeitos atenuantes. Dito isso, visando caracterizar o canal MV-LV PLC (*Medium Voltage - Low Voltage Power Line Communication*), os autores em [29], estudaram transmissão de dados MIMO NB-PLC em um canal constituído por uma linha de média tensão em cascata com um transformador MV/LV, e além disso foi utilizado OFDM visando atingir maiores taxas de transmissão. Já em [30] foi proposto um modelo de canal MIMO-OFDM NB-PLC baseado em simulações de uma linha de transmissão trifásica típica em que foram consideradas todas as reflexões e acoplamento mútuo.

Em [32], foi proposto um esquema de decodificação em cima de um sistema híbrido, que combina MIMO-PLC e *wireless* (PLC/MIMO-RF). Já em [33] o autor propôs um sistema 2*2 MIMO-PLC em que foram adicionadas técnicas de codificação de canal, entrelaçamento, redundância cíclica e outros. No trabalho [34] foi proposto um esquema de pré-codificação baseado em um algoritmo de sequência de transmissão parcial como forma de reduzir o ruído do canal PLC e conseqüentemente aumentar a taxa de transferência. Buscando uma forma de melhorar a técnica de MIMO, foi proposto em [35], um novo esquema de transmissão MIMO baseado em codificação de bloco espaço-temporal Alamouti auxiliado por uma rede neural artificial.

Na pesquisa feita pelos autores de [36], foi proposto um filtro adaptativo visando reduzir a influência de interferência e reduzir a taxa de erro de bit em sistemas MIMO-PLC. Já em [21] foi desenvolvido um modelo estatístico para MIMO-PLC residencial baseado em dados coletados em 6 países europeus. Foi proposto, em [22] um modelo variante no tempo associado a um algoritmo de filtro de partículas tomando com base medidas realizadas utilizando o método de correlação pseudo-ruído em uma rede doméstica. O impacto de

cargas no ganho de inserção e capacidade do canal MIMO-PLC foi verificado, em [37], através de uma campanha de medições em uma rede desenergizada criada em laboratório.

São propostos em [23], dois modelos estatísticos de ruído de fundo para canais MIMO-PLC, baseados em medições realizadas em cinco residências na França. No artigo [38], foram analisadas diferentes configurações de MIMO-PLC através de parâmetros como capacidade, atenuação e correlação do canal a partir de dados coletados em uma campanha de medição realizada em diversos países europeus.

Partindo de um ponto de vista de segurança cibernética, em [39], foram apresentados os principais problemas e dificuldades da tecnologia PLC. Além disso, foram discutidas diversas soluções para a melhoria de segurança em relação às transmissões de dados via canal PLC [39].

Esse trabalho adota uma abordagem determinística, em que apresenta uma análise combinada do descasamento de impedância em conjunto com a perda por inserção em diferentes topologias de baixa tensão desenergizadas e energizadas. Também são realizadas análises do ponto de vista de disponibilidade de banda de frequência para transmissão, tendo como base a sensibilidade de um dispositivo PLC comercial. Outra contribuição está relacionada às avaliações de impedância de entrada da rede, que é informação valiosa no desenvolvimento de acopladores.

1.5 Estrutura do Trabalho

O capítulo 1 situa o leitor dentro do tema do trabalho, mostra os objetivos gerais e específicos do mesmo, discute os trabalhos presentes na literatura e finaliza com um resumo da organização desse trabalho.

Uma vez que o leitor foi introduzido ao tema, o capítulo 2 traz todos os fundamentos teóricos necessários para a confecção e compreensão deste trabalho.

No capítulo 3 é apresentada a metodologia usada no desenvolvimento dos experimentos realizados, assim como informações a respeito das topologias, instrumentos, acopladores e os parâmetros aferidos.

Para fins didáticos e melhor compreensão, dividiu-se as análises e resultados nos capítulos 4 e 5. Sendo o 4 sobre os dados relativos às topologias desligadas da rede elétrica e o 5 para os dados oriundos dos experimentos em que a estrutura estava ligada à rede. As análises são feitas com base na perda por inserção, descasamento de impedância, disponibilidade de banda de frequência e impedância de entrada.

Por fim, o capítulo 6 traz as conclusões sobre a pesquisa realizada e os trabalhos futuros.

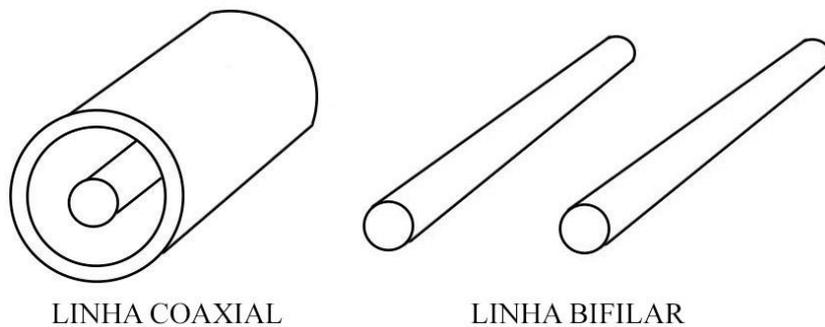
2 Fundamentos Teóricos

2.1 Linhas de transmissão

O canal PLC criado em consequência de se utilizar os fios da instalação elétrica para transmissão de informação em altas frequências, pode ser modelado como uma linha de transmissão em que uma onda se propaga no modo TEM (Transverso Eletromagnético) [40]. Por isso, é importante que os conceitos relativos a linhas de transmissão sejam discutidos.

Uma LT (Linha de Transmissão) é uma estrutura de guiamento, composta por dois ou mais condutores, que é responsável por orientar a propagação de uma energia entre fonte e carga. As LTs podem ser utilizadas tanto para distribuição de energia, que utiliza baixas frequências, quanto para transmissão de informação em aplicações de telecomunicações em altas frequências. Para exemplificar temos representados na Figura 1 dois tipos de LTs, sendo o primeiro uma linha coaxial e o segundo uma linha bifilar (dois condutores). Os problemas envolvendo LTs são resolvidos tomando como base a teoria de circuitos elétricos e teoria de campos eletromagnéticos, que são os pilares da engenharia elétrica [41].

Figura 1 - Exemplos de Linhas de Transmissão



Fonte: Baseado em [41]

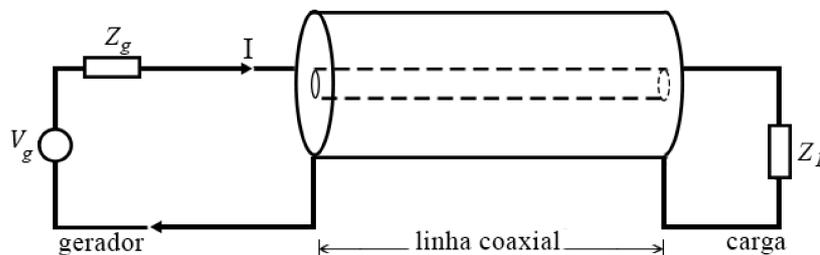
As LTs são descritas a partir de seus parâmetros, sendo eles R, L, G e C que são a resistência por unidade de comprimento, indutância por unidade de comprimento, condutância por unidade de comprimento e capacitância por unidade de comprimento respectivamente. Dessa forma, é importante observar que os parâmetros citados são distribuídos uniformemente ao longo da linha. Além disso, o R é relativo ao condutor, enquanto G é oriundo do dielétrico que separa os condutores. Já o L, é considerado a indutância externa por unidade de comprimento, uma vez que a indutância interna é desprezível em altas frequências. As fórmulas utilizadas para calcular tais parâmetros levam em conta σ_c (condutividade elétrica dos condutores), μ_c (permeabilidade magnética dos condutores) e ϵ_c (permissividade elétrica dos condutores) e também o σ , μ e ϵ dos

dielétricos. Então, cada tipo de linha de transmissão necessita de uma fórmula específica para que seus parâmetros sejam calculados. E em comum a essas fórmulas existem as relações em 2.1 [41, 42]:

$$LC = \mu\epsilon \quad e \quad \frac{G}{C} = \frac{\sigma}{\epsilon} \quad (2.1)$$

Considerando o circuito da Figura 2, temos uma LT de cabo coaxial em que será considerada que a corrente percorre a mesma no eixo z das coordenadas cilíndricas. Portanto, considerando a Lei de Ampère aplicada ao cabo coaxial, temos uma intensidade de campo magnético (H) angular azimutal à propagação da corrente [42].

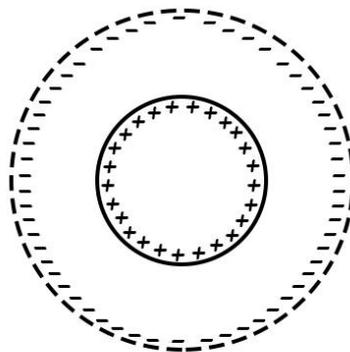
Figura 2 - LT de Cabo Coaxial



Fonte: Baseado em [41]

Outra consideração é a respeito da distribuição de cargas ao longo do cabo coaxial, que é composto por um condutor interno e uma casca condutora externa separados por um dielétrico. Logo, existe uma concentração de cargas na superfície dos condutores, como mostra a Figura 3. Ao aplicar a lei de Gauss a essa situação obtemos um campo elétrico na radial [41].

Figura 3 - Distribuição de Cargas no Cabo Coaxial



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

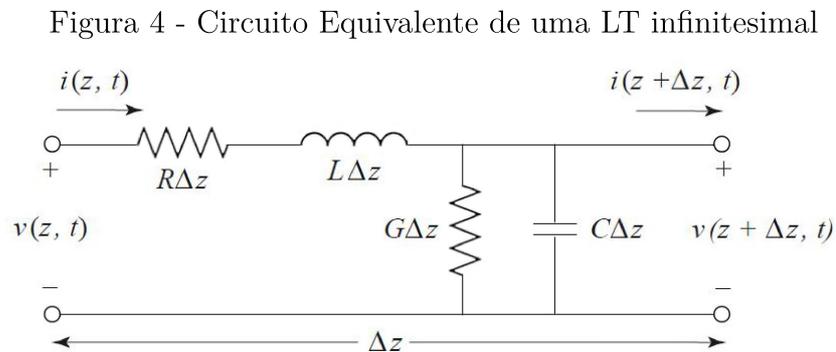
Por fim, utilizando o vetor de Poynting da Equação 2.2, obtemos a confirmação de que a propagação da onda ocorre ao longo do eixo z , e com isso provamos que a onda que se propaga numa LT tem o transversal eletromagnético como seu modo principal [42].

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad \text{Wb/m}^2 \quad (2.2)$$

A propagação de onda no modo TEM permite que apliquemos as teorias de circuitos elétricos na resolução de problemas de linhas e transmissão, pois as ondas TEM possuem uma propriedade, definida pelas equações em 2.3, que relaciona E e H com tensão e corrente [41].

$$V = - \int \vec{E} d\vec{l} \quad e \quad I = \int \vec{H} d\vec{l} \quad (2.3)$$

Em relação a uma onda se propagando no modo TEM, como foi falado no início dessa seção, é usual representar uma LT como uma linha de dois condutores, pois para a propagação ocorrer nesse modo é preciso um mínimo de dois condutores. Na Figura 4 está representado um circuito equivalente a uma porção infinitesimal de uma linha de transmissão [42].



Fonte: [42]

Para obter as equações de linhas de transmissão no domínio do tempo, também chamadas de equações do telégrafo, aplica-se a Lei de Kirchhoff para tensão e para corrente ao circuito infinitesimal da Figura 4. Então obtemos as Equações 2.4 e 2.5, que são o ponto de partida para se obter as equações desejadas [42].

$$v(z, t) - R\Delta z i(z, t) - L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2.4)$$

$$i(z, t) - G\Delta z v(z + \Delta z, t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2.5)$$

Isolando os termos de tensão no lado esquerdo na Equação 2.4 e dividindo todos os termos por Δz , chega-se na Equação 2.6. O mesmo pode ser aplicado na Equação 2.5, porém isolando os termos de corrente, que se torna a Equação 2.7.

$$\frac{v(z + \Delta z, t) - v(z, t)}{\Delta z} = -Ri(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.6)$$

$$\frac{i(z + \Delta z, t) - i(z, t)}{\Delta z} = -Gv(z + \Delta z, t) - C \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} \quad (2.7)$$

Agora deve-se observar o limite das Equações 2.6 e 2.7, quando $\Delta z \rightarrow 0$. De acordo com o livro [43], temos a definição de derivada no lado esquerdo das equações. Finalmente chega-se às Equações 2.8 e 2.9, que representam as equações diferenciais para tensão e corrente na linha de transmissão no domínio do tempo.

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -Ri(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.8)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -Gv(z, t) - C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad (2.9)$$

No estado permanente senoidal, as Equações 2.8 e 2.9 são representadas da forma como é mostrada nas Equações 2.10 e 2.11, em que $\mathbf{V}(z)$ e $\mathbf{I}(z)$ são os fasores de $v(z, t)$ e $i(z, t)$ respectivamente.

$$\frac{d\mathbf{V}(z)}{dz} = -(R + j\omega L)\mathbf{I}(z) \quad (2.10)$$

$$\frac{d\mathbf{I}(z)}{dz} = -(G + j\omega C)\mathbf{V}(z) \quad (2.11)$$

Aplicando a derivada em função de z nas Equações 2.10 e 2.11, se obtém as equações 2.12 e 2.13.

$$\frac{d^2\mathbf{V}(z)}{dz^2} = -(R + j\omega L) \frac{d\mathbf{I}(z)}{dz} \quad (2.12)$$

$$\frac{d^2\mathbf{I}(z)}{dz^2} = -(G + j\omega C) \frac{d\mathbf{V}(z)}{dz} \quad (2.13)$$

Em seguida, é realizada a substituição de $\frac{d\mathbf{I}(z)}{dz}$ pela Equação 2.11 e de $\frac{d\mathbf{V}(z)}{dz}$ pela Equação 2.10 nas Equações 2.12 e 2.13 respectivamente, resultando assim nas Equações 2.14 e 2.15.

$$\frac{d^2\mathbf{V}(z)}{dz^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C)\mathbf{V}(z) \quad (2.14)$$

$$\frac{d^2 \mathbf{I}(z)}{dz^2} = (G + j\omega C)(R + j\omega L)\mathbf{I}(z) \quad (2.15)$$

As Equações 2.14 e 2.15 podem ser comparadas com as equações de Helmholtz (equações vetoriais de onda), representadas nas Equações 2.16 e 2.17, de forma que pode ser obtida uma equação para a constante de propagação [41].

$$\nabla^2 \vec{\mathbf{E}} - \gamma^2 \vec{\mathbf{E}} = 0 \quad (2.16)$$

$$\nabla^2 \vec{\mathbf{H}} - \gamma^2 \vec{\mathbf{H}} = 0 \quad (2.17)$$

Então, a constante de propagação pode ser escrita como na Equação 2.18. Além disso, também está representada nessa equação a forma básica da constante de propagação que é descrita em função da constante de atenuação (α) e da constante de fase (β) [42].

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.18)$$

As Equações 2.14 e 2.15 possuem como solução as Equações 2.19 e 2.20, em que os termos $e^{-\gamma z}$ e $e^{\gamma z}$ representam propagação no sentido positivo e negativo do eixo z.

$$\mathbf{V}(z) = \mathbf{V}_o^+ e^{-\gamma z} + \mathbf{V}_o^- e^{\gamma z} \quad (2.19)$$

$$\mathbf{I}(z) = \mathbf{I}_o^+ e^{-\gamma z} + \mathbf{I}_o^- e^{\gamma z} \quad (2.20)$$

Ao se derivar a Equação 2.19 em função de z, obtém-se uma equação que pode ser igualada a Equação 2.10, como mostra a Equação 2.21.

$$\frac{d\mathbf{V}(z)}{dz} = -\gamma(\mathbf{V}_o^+ e^{-\gamma z} - \mathbf{V}_o^- e^{\gamma z}) = -(R + j\omega L)\mathbf{I}(z) \quad (2.21)$$

Dessa maneira, isolando o termo $\mathbf{I}(z)$ na Equação 2.21, é encontrada uma fórmula para a corrente na linha mostrada em 2.22.

$$\mathbf{I}(z) = \frac{\gamma}{(R + j\omega L)}(\mathbf{V}_o^+ e^{-\gamma z} - \mathbf{V}_o^- e^{\gamma z}) \quad (2.22)$$

Para que a Equação 2.22 faça sentido, o termo $\frac{\gamma}{(R + j\omega L)}$ multiplicado pelas componentes de tensão (dadas em Volt) deve resultar em uma grandeza com a unidade de Ampère. Para que isso ocorra, obedecendo a Lei de Ohm, fica claro que a unidade do termo citado deve ser Siemens que é o inverso de Ohm. Com isso, pode-se definir o termo de impedância característica da linha mostrado na Equação (2.23), já substituindo a constante de propagação dada pela Equação 2.18 [42].

$$Z_o = \frac{V_o^+}{I_o^+} = -\frac{V_o^-}{I_o^-} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.23)$$

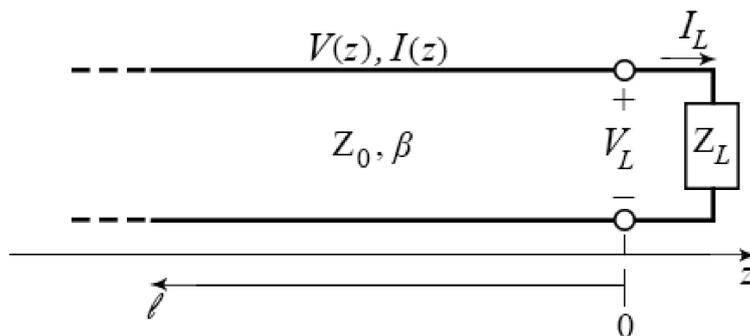
Em resumo, a impedância característica da linha, pode ser calculada através da Equação 2.23, que utiliza os parâmetros de LT citados anteriormente. Contudo, é válido comentar que a impedância característica nada mais é do que uma relação da onda de tensão com a onda de corrente que se propagam no sentido positivo em qualquer ponto da linha. De forma alternativa, também pode-se considerar ambas ondas no sentido negativo, embora necessite de um ajuste de sinal [41, 42].

O próximo conceito importante a ser abordado é o coeficiente de reflexão de tensão, que é definido pela razão entre a amplitude da onda refletida pela onda incidente, como mostra a Equação 2.24 e pode ser calculado para qualquer ponto da linha de transmissão [42].

$$\Gamma(z) = \frac{V_o^- e^{\gamma z}}{V_o^+ e^{-\gamma z}} = \frac{V_o^-}{V_o^+} e^{2\gamma z} \quad (2.24)$$

Através de um exemplo, são aplicados os conceitos de LT vistos até então, e em seguida serão mostrados mais dois conceitos. De forma a facilitar a compreensão é considerada uma LT sem perdas ($\alpha = 0$) entre um gerador e uma carga, como mostrado na Figura 5, sendo que o gerador está casado com a linha.

Figura 5 - Exemplo de LT Alimentando uma Carga



Fonte: Baseado em [42]

Observando no ponto em que se encontra a carga, que é o ponto final da linha ($z=0$), temos que a tensão e corrente nesse ponto podem ser encontradas substituindo a variável z nas Equações 2.19 e 2.20, e também fazendo uma relação com a Equação 2.23. Além disso, utilizando esses resultados chega-se à impedância da carga, como mostra a Equação 2.25.

$$\mathbf{Z}_L = \frac{\mathbf{V}(0)}{\mathbf{I}(0)} = \frac{\mathbf{V}_o^+ + \mathbf{V}_o^-}{\mathbf{V}_o^+/\mathbf{Z}_o - \mathbf{V}_o^-/\mathbf{Z}_o} = \frac{\mathbf{V}_o^+ + \mathbf{V}_o^-}{\mathbf{V}_o^+ - \mathbf{V}_o^-} \mathbf{Z}_o \quad (2.25)$$

Rearranjando a Equação 2.25 é possível isolar os termos de tensão de forma que é encontrado o coeficiente de reflexão na carga em função da impedância da carga e da impedância característica da linha, como mostrado na Equação 2.26.

$$\Gamma(\mathbf{z} = 0) = \Gamma_L = \frac{\mathbf{V}_o^-}{\mathbf{V}_o^+} = \frac{\mathbf{Z}_L - \mathbf{Z}_o}{\mathbf{Z}_L + \mathbf{Z}_o} \quad (2.26)$$

Importantes conclusões são observadas a partir da Equação 2.26, nota-se que se $\mathbf{Z}_L = \mathbf{Z}_o$ não existe onda refletida e por consequência disso o coeficiente de reflexão na carga é igual a zero, o que significa que a linha está casada com a carga. Outra situação é quando $\mathbf{Z}_L = 0$, ou seja, a linha é terminada em curto circuito. Isso faz com que o $\Gamma_L = -1$, o que implica em $\mathbf{V}_o^- = -\mathbf{V}_o^+$. Logo temos reflexão total com inversão de fase. Por fim, existe também o caso em que a linha é termina em circuito aberto, $\mathbf{Z}_L = \infty$, o que consequentemente ocasiona em $\Gamma_L = 1$ e $\mathbf{V}_o^- = \mathbf{V}_o^+$. Com isso, ocorre novamente reflexão total, mas sem inversão de fase.

Para mostrar o quão relevante é o casamento de impedância, é feita uma análise de fluxo de potência, em que é utilizada a potência média e as equações resultantes da substituição de 2.26 nas Equações 2.19 e 2.20 que se referente à tensão e corrente juntamente com a Equação 2.23. Esse equacionamento está descrito pela Equação 2.27.

$$P_{avg} = \frac{1}{2} Re\{\mathbf{V}(z)\mathbf{I}^*(z)\} = \frac{1}{2} \frac{|\mathbf{V}_o^+|^2}{\mathbf{Z}_o} (1 - |\Gamma_L|^2) \quad (2.27)$$

Através da análise da Equação 2.27 é notável que o fluxo de potência média é constante em cada ponto da linha. Além disso, seu cálculo ocorre através da potência incidida subtraída da potência refletida. Logo, para que a potência transferida à carga seja máxima, a potência refletida deve ser nula, o que ocorre quando o coeficiente de reflexão é também nulo. Então, é seguro afirmar que a máxima potência é transferida a carga quando a mesma está casada com a linha. Também é relevante citar a situação em que ocorre a reflexão total da potência, que é quando o coeficiente de reflexão na carga possui valor unitário. Dessa maneira, a potência transferida à carga é nula [42].

Até então já foi discutido que o coeficiente de reflexão está ligado diretamente a perdas de potência. Dado que uma carga esteja descasada da linha, é interessante que se tenha uma forma de mensurar a potência perdida em consequência dessa situação. Essa perda é denominada perda de retorno, e pode ser calculada pela Equação 2.28, que leva em conta o coeficiente de reflexão na carga [42].

$$RL = -20 \log|\Gamma| \quad (2.28)$$

Agora é considerado o módulo da tensão, dada pela Equação 2.19 substituindo os termos \mathbf{V}_o^- pelo encontrado na fórmula do coeficiente de reflexão na carga representado pela Equação 2.26 e o α por zero, já que a LT está sendo considerada sem perdas. Logo, o módulo da tensão resulta na Equação 2.29 [42].

$$|\mathbf{V}(z)| = |\mathbf{V}_o^+ e^{-j\beta z} + \Gamma_L \mathbf{V}_o^+ e^{j\beta z}| = |\mathbf{V}_o^+| |1 + \Gamma_L e^{2j\beta z}| \quad (2.29)$$

Para que a fórmula do módulo da tensão fique ainda mais reduzida, deve-se substituir o coeficiente de reflexão da carga pela sua forma polar, considerando a fase como θ . Então resulta-se numa fórmula simplificada para o módulo da tensão, mostrado na Equação 2.30 [42].

$$|\mathbf{V}(z)| = |\mathbf{V}_o^+| |1 + |\Gamma_L| e^{j\theta} e^{2j\beta z}| = |\mathbf{V}_o^+| |1 + |\Gamma_L| e^{j(\theta+2\beta z)}| \quad (2.30)$$

Finalmente, observa-se que a condição para que o módulo da tensão seja máximo é de que o termo $e^{j(\theta+2\beta z)}$ seja igual 1, e para obtermos o mínimo módulo de tensão tal termo deve ser igual a -1. Com isso, as Equações 2.31 e 2.32 representam o máximo e mínimo de tensão respectivamente.

$$|\mathbf{V}_{max}| = |\mathbf{V}_o^+| (1 + |\Gamma_L|) \quad (2.31)$$

$$|\mathbf{V}_{min}| = |\mathbf{V}_o^+| (1 - |\Gamma_L|) \quad (2.32)$$

Ao se observar as Equações 2.31 e 2.32, é fácil notar que um aumento do módulo do coeficiente de reflexão na carga ocasiona um aumento na tensão máxima e uma redução da tensão mínima. Enquanto se a linha estivesse casada e o coeficiente de reflexão fosse nulo, não existiria diferença entre as tensões em questão. Portanto uma maneira interessante de avaliar o nível de descasamento de impedância é através de razão entre a tensão máxima e mínima, chamada de SWR (*Standing Wave Ratio*) ou VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*), pois dessa forma teremos um valor limitado entre 1 e ∞ , sendo que o valor unitário representa LT casada com a carga. A fórmula que representa o cálculo do VSWR está descrito pela Equação 2.33 [42].

$$VSWR = \frac{|\mathbf{V}_{max}|}{|\mathbf{V}_{min}|} = \frac{|\mathbf{V}_o^+| (1 + |\Gamma_L|)}{|\mathbf{V}_o^+| (1 - |\Gamma_L|)} = \frac{1 + |\Gamma_L|}{1 - |\Gamma_L|} \quad (2.33)$$

De forma análoga à Equação 2.25, porém dessa vez utilizando o coeficiente de reflexão na carga da Equação 2.24, também pode ser encontrada a impedância de entrada ($z=-1$) da LT, Equação 2.34.

$$\mathbf{Z}_{in} = \frac{\mathbf{V}(-l)}{\mathbf{I}(-l)} = \frac{\mathbf{V}_o^+ e^{j\beta l} + \Gamma_L \mathbf{V}_o^+ e^{-j\beta l}}{\mathbf{V}_o^+ e^{j\beta l} - \Gamma_L \mathbf{V}_o^+ e^{-j\beta l}} \mathbf{Z}_o = \frac{1 + \Gamma_L e^{-2j\beta l}}{1 - \Gamma_L e^{-2j\beta l}} \mathbf{Z}_o \quad (2.34)$$

A impedância de entrada também pode ser calculada em função do coeficiente de reflexão de entrada, que iremos definir como $\Gamma_{in} = \Gamma(z = -l)$ da LT. Basta substituir a Equação 2.26 em 2.24 fazendo $z = -l$ e $\gamma = -j\beta$ (linha sem perdas), e então alterar a Equação 2.34, e com isso obtém-se a Equação 2.35. Esse resultado é bem interessante e será bastante utilizado em parâmetros de espalhamento [42].

$$\mathbf{Z}_{in} = \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} \mathbf{Z}_o \quad (2.35)$$

O VSWR também pode ser utilizado para verificar o casamento de impedância da fonte com linha. Isso pode ser conseguido substituindo o coeficiente de reflexão da carga pelo coeficiente de reflexão de entrada, como mostrado na Equação 2.35.

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma_{in}|}{1 - |\Gamma_{in}|} \quad (2.36)$$

Designado por T , temos o chamado coeficiente de transmissão que será discutido melhor na seção de parâmetros de espalhamento. Da mesma forma que para o coeficiente de reflexão, o coeficiente de transmissão, quando em dB, possui uma nomenclatura diferente, sendo chamado de perda de inserção como mostra a Equação 2.37 [42].

$$IL = -20 \log |T| \quad (2.37)$$

Até o momento, toda a teoria desenvolvida foi baseada em uma linha de transmissão infinita ligada a uma carga, e dessa maneira o foco era o descasamento entre a carga e a linha. Então, a ideia principal era que a impedância da carga fosse casada com a LT para extinguir as reflexões. A partir de agora é considerada uma situação, ilustrada na Figura 6, em que são adicionadas um gerador e sua respectiva impedância na entrada da linha.

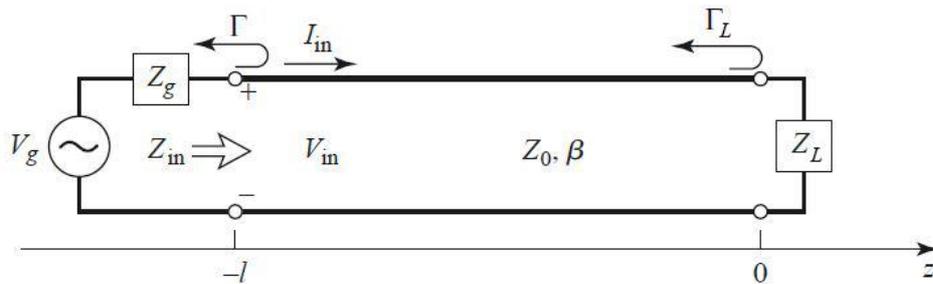
Com base na existência de uma carga descasada com a LT, o casamento da impedância do gerador deve se dar com base na impedância de entrada da linha, e não mais com a impedância característica da mesma. Então, a partir da Equação 2.24, nota-se que o coeficiente de reflexão na entrada da linha pode ser encontrado utilizando a impedância de entrada e do gerador, como mostra a Equação 2.38 [42].

$$\Gamma_{in} = \frac{\mathbf{Z}_{in} - \mathbf{Z}_g}{\mathbf{Z}_{in} + \mathbf{Z}_g} \quad (2.38)$$

É mostrado na Figura 7 outro cenário relevante a ser discutido, em que esse é caracterizado pela presença de um *stub* ou toco aberto em paralelo na LT. Um toco é basicamente uma seção de linha de transmissão que pode ser aberta ou fechada, e pode ser

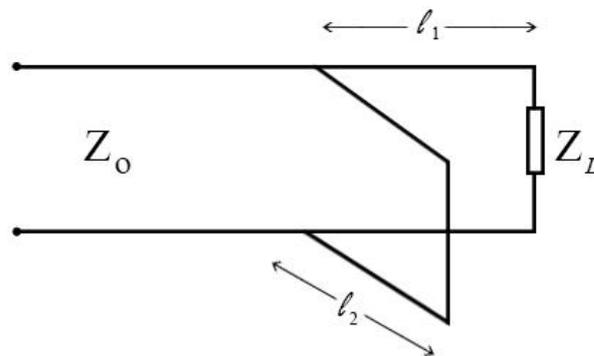
ligado em série ou paralelo à linha principal. O objetivo da utilização do toco é realizar o casamento de impedância, para isso é necessário que seja calculado o comprimento do mesmo e o ponto da linha principal em que será inserido [44].

Figura 6 - Gerador Alimentando uma Carga Através de uma LT



Fonte: Baseado em [42]

Figura 7 - LT com Toco em Paralelo

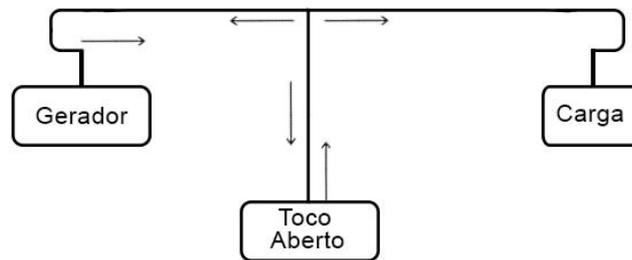


Fonte: Baseado em [45]

Um toco de um comprimento qualquer e inserido em um ponto aleatório da linha principal, tem como resultado reflexões indesejadas. Isso pode ser verificado pela Figura 8, em que é ilustrado um sinal partindo de um gerador até a carga.

O sinal oriundo do gerador é injetado na linha e ao atingir o toco, parte do sinal segue em sentido à carga e parte é refletida para o toco e outra parte é refletida em sentido ao gerador. A porção do sinal que se propaga em sentido ao aberto é novamente refletida e retorna para a junção com a linha principal, e nesse ponto ocorre reflexão em sentido contrário e parte se propaga para o gerador e outra para a carga. As reflexões adicionais pelo toco podem ocorrer diversas vezes, o que implica em muitas reflexões adicionais na linha principal [46].

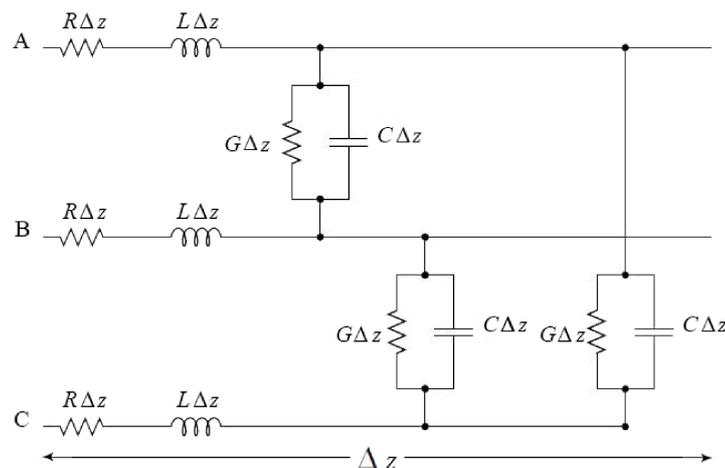
Figura 8 - Sinal numa LT com Toco em Paralelo



Fonte: Baseado em [6]

Agora é considerada uma LT composta por três condutores, em que seu circuito é ilustrado pela Figura 9.

Figura 9 - Circuito para LT Infinitesimal de 3 Condutores

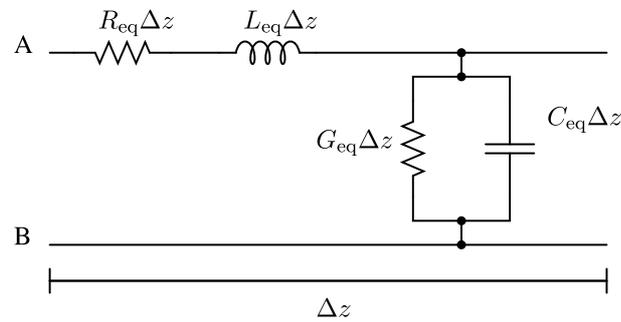


Fonte: [26]

O circuito da Figura 9 pode ser simplificado através dos teoremas de circuito, permitindo assim que se obtenha o circuito equivalente mostrado na Figura 10.

Uma comparação entre os circuitos das Figuras 4 e 10 mostra que os circuitos, embora tenham seus componentes com valores diferentes, são semelhantes. Isso permite que as equações mostradas anteriormente possam também ser utilizadas em situações envolvendo três condutores. Além disso, nota-se que a presença de um terceiro fio causa alteração nos valores do circuito como um todo e por consequência disso afeta o comportamento do canal PLC.

Figura 10 - Circuito Equivalente para LT Infinitesimal de 3 Condutores

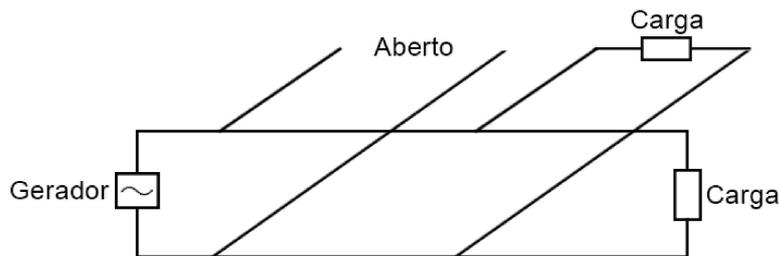


Fonte: [26]

Em uma instalação elétrica residencial os fios de cobre estão entrelaçados e inseridos em eletrodutos. Contudo, é possível considerar que os condutores estão igualmente espaçados e que o eletroduto possui potencial nulo [47].

Uma rede elétrica doméstica possui várias derivações, que são terminadas em tomadas, e essas podem ter aparelhos eletrodomésticos ligados ou não. Logo, uma rede seria como uma LT composta por tocos abertos e com carga ligados em paralelo à linha principal como é ilustrado na Figura 11. Em consequência disso, essa linha apresenta múltiplas reflexões, o que faz com que também exista a presença de multi-percurso [48].

Figura 11 - LT com Tocos Abertos e com Cargas



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

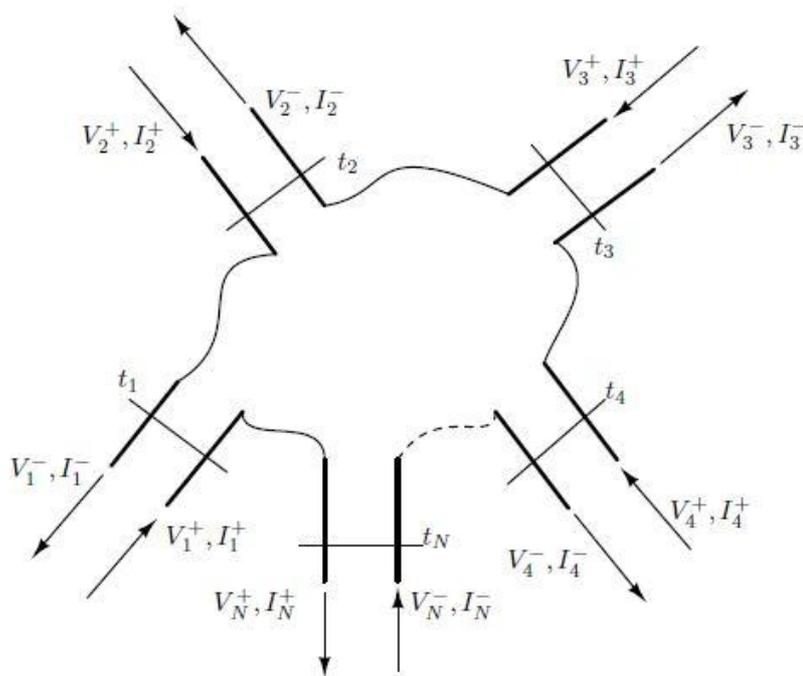
2.2 Parâmetros de Espalhamento

Linhas de transmissão sendo percorridas por ondas em altas frequências (micro-ondas), apresentam diversas dificuldades em relação a medição dos parâmetros que descrevem a LT. Para contornar esse problema pode-se utilizar os parâmetros de espalhamento (S) que estabelecem uma relação entre as portas de entrada e saída do circuito em termos de onda incidente e refletida. O termo "porta" é utilizado para designar um par de pontos

terminais de dois condutores. Os parâmetros S podem ser calculados através de técnicas de análises de circuitos elétricos ou podem ser diretamente aferidos por um VNA (*Vector Network Analyser*) [42].

Qualquer rede de N portas, Figura 12, pode ser completamente caracterizada através de uma matriz composta pelos respectivos parâmetros de espalhamento, representados nas Equações 2.39 e 2.40 que descrevem as relações dos parâmetros S com as ondas incidentes (\mathbf{V}^+) e refletidas (\mathbf{V}^-) [42].

Figura 12 - Rede de N Portas



Fonte: [26]

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^- \\ \mathbf{V}_2^- \\ \vdots \\ \mathbf{V}_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{11} & \mathbf{S}_{12} & \dots & \mathbf{S}_{1N} \\ \mathbf{S}_{21} & & & \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{S}_{N1} & & & \mathbf{S}_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^+ \\ \mathbf{V}_2^+ \\ \vdots \\ \mathbf{V}_N^+ \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

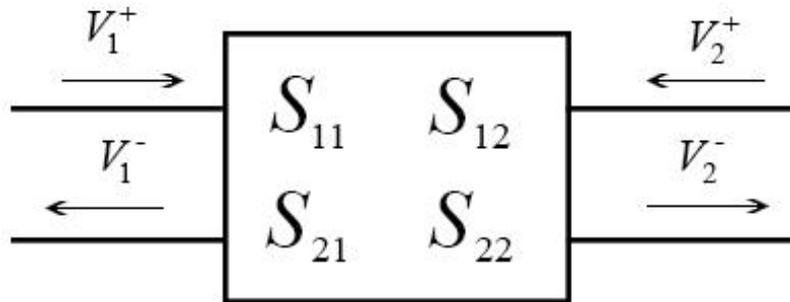
$$\mathbf{S}_{ij} = \left. \frac{\mathbf{V}_i^-}{\mathbf{V}_j^+} \right|_{\mathbf{V}_k^+ = 0 \text{ para } k \neq j} \quad (2.40)$$

A Equação 2.40 mostra que os parâmetros de espalhamento são resultados obtidos pelo inverso da razão de uma onda inserida na porta j com a reflexão dessa onda pela porta i , enquanto não existe inserção de onda em nenhuma das outras portas que compõem a

rede. Além disso, as portas k devem possuir cargas casadas com LT, para que não existam reflexões da onda inserida na porta j por essas portas.

Partindo de um ponto de vista em que se quer analisar os parâmetros S numa situação de descasamento nas portas que não estão em análise. Para analisar esse caso, é considerada uma rede com apenas duas portas, essa rede é mostrada na Figura 13.

Figura 13 - Rede de 2 Portas



Fonte: Baseado em [6]

Utilizando as Equações 2.39 e 2.40 para a rede de duas portas, ou seja $N = 2$, chega-se nas Equações 2.41 e 2.42.

$$\mathbf{V}_1^- = \mathbf{S}_{11}\mathbf{V}_1^+ + \mathbf{S}_{12}\mathbf{V}_2^+ \quad (2.41)$$

$$\mathbf{V}_2^- = \mathbf{S}_{21}\mathbf{V}_1^+ + \mathbf{S}_{22}\mathbf{V}_2^+ \quad (2.42)$$

Para tornar a análise mais completa são adicionados gerador e a impedância do mesmo na porta 1, e uma carga na porta 2. Com isso, a rede se torna a da Figura 14.

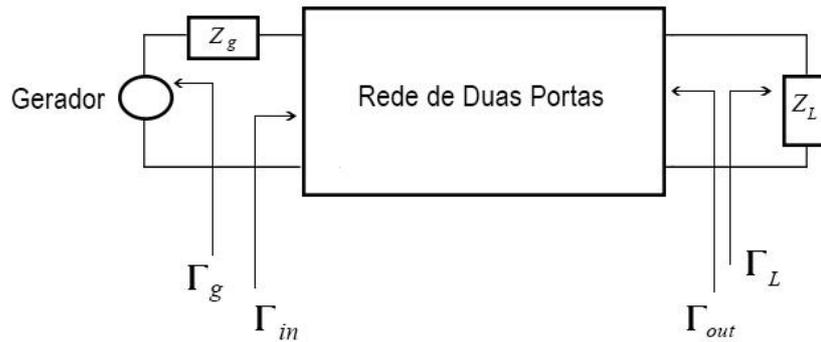
Partindo da Figura 14 e levando em conta as ondas de tensão ilustradas na Figura 13, são definidos os coeficientes de reflexão da entrada e saída da rede, mostrados nas Equações 2.43 e 2.44. Além disso, também é possível obter os coeficientes de reflexão da carga e da impedância da fonte, Equações 2.45 e 2.46, basta lembrar a definição de onda refletida sobre onda incidida.

$$\Gamma_{in} = \frac{\mathbf{V}_1^-}{\mathbf{V}_1^+} \quad (2.43)$$

$$\Gamma_{out} = \frac{\mathbf{V}_2^-}{\mathbf{V}_2^+} \quad (2.44)$$

$$\Gamma_L = \frac{\mathbf{V}_2^+}{\mathbf{V}_2^-} \quad (2.45)$$

Figura 14 - Rede de 2 Portas com Carga e Fonte



Fonte: Baseado em [6]

$$\Gamma_g = \frac{V_1^+}{V_1^-} \quad (2.46)$$

Substituindo a Equação 2.41 na Equação 2.43 do coeficiente de reflexão na entrada da rede, obtém-se a Equação 2.47. Adicionalmente, o termo V_2^- é isolado na Equação 2.45, e então o mesmo é substituído na Equação 2.42. Posteriormente, V_1^+ é isolado e chega-se na Equação 2.48.

$$\Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{11} + S_{12} \frac{V_2^+}{V_1^+} \quad (2.47)$$

$$V_1^+ = \frac{V_2^+}{S_{21}\Gamma_L} (1 - S_{22}\Gamma_L) \quad (2.48)$$

Finalmente é realizada a substituição da Equação 2.48 em Equação 2.47, resultando assim na Equação 2.49, que mostra o coeficiente de reflexão da entrada da rede em função dos parâmetros de espalhamento e do coeficiente de reflexão na carga. De maneira análoga, o mesmo pode ser feito para encontrar o coeficiente de reflexão na saída da linha, Equação 2.50.

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (2.49)$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_g}{1 - S_{11}\Gamma_g} \quad (2.50)$$

Analisando a Equação 2.49, é possível afirmar que quando a porta 2 não está casada, o parâmetro S_{11} não é igual ao coeficiente de reflexão da porta 1. Isso só ocorre quando o coeficiente de reflexão na carga for nulo, ou seja, quando a mesma estiver casada.

Dessa maneira, o coeficiente de reflexão na entrada é dado pela Equação 2.51. O mesmo vale para o coeficiente de reflexão na saída, representado pela Equação 2.52.

$$\Gamma_{in} = \mathbf{S}_{11}|_{\Gamma_L=0} \quad (2.51)$$

$$\Gamma_{out} = \mathbf{S}_{22}|_{\Gamma_g=0} \quad (2.52)$$

Supondo uma transmissão da porta 1 para a porta 2, uma onda de tensão é incidida na porta 1 e outra é obtida na porta 2. É interessante saber o quanto da onda incidida está saindo na porta 2. Essa informação é obtida através do coeficiente de transmissão. Dado que a ideia é mensurar a transmissão na rede, a reflexão na porta 2 é desconsiderada. Isso ocorre, pois a reflexão nesse ponto é dependente do casamento de impedância da carga com a linha. Então, observando a Figura 13, é facilmente notável que T é definido pela Equação 2.53. Analogamente, às mesmas conclusões podem ser tiradas do parâmetro \mathbf{S}_{12} , lembrando que nesse caso a transmissão é da porta 2 para a porta 1.

$$\mathbf{T} = \frac{\mathbf{V}_2^-}{\mathbf{V}_1^+} \quad (2.53)$$

Usualmente os parâmetros de espalhamentos são medidos em dB por um analisador de redes vetorial, e dessa maneira os parâmetros S_{ii} e S_{ij} são a perda de retorno e perda por inserção, respectivamente [42].

Tendo em vista que o canal PLC possui uma atenuação elevada, é possível considerar que a onda refletida pela porta 2 será atenuada a ponto de se tornar irrelevante, e portanto, é como se essa porta estivesse casada. Logo, os parâmetros S_{11} e S_{21} podem ser considerados como o coeficiente de reflexão e coeficiente de transmissão respectivamente.

A partir do S_{11} aferido em um canal PLC, pode-se alterar a Equação 2.38 para calcular a impedância de entrada da linha, Equação 2.54. Essa é uma importante informação relacionada ao projeto de acopladores, como discutido em [16].

$$\mathbf{Z}_{in} = \mathbf{Z}_g \left[\frac{1 + \mathbf{S}_{11}}{1 - \mathbf{S}_{11}} \right] \quad (2.54)$$

2.3 Vector Network Analyzer

Um VNA, Figura 15, é um dispositivo capaz de realizar medições na faixa de radiofrequência, visando a caracterização de um DUT (*Device Under Test*). O VNA emite um sinal na porta de entrada do DUT e coleta o sinal na saída do mesmo, e então com base nas alterações entre o sinal de origem e o da saída, o equipamento pode fornecer diversos tipos de medições [50].

Figura 15 - VNA



Fonte: [50]

O VNA possui uma calibração de fábrica, contudo o plano de calibração se encontra na porta do mesmo. Por isso, visando resultados mais exatos, é importante que o VNA seja devidamente calibrado antes da realização de medições no DUT. Esse processo é necessário, pois geralmente se faz necessário que sejam utilizados cabos e conectores entre o VNA e o DUT. Ao realizar a calibração desloca-se o plano de calibração para a entrada e saída do DUT. Como resultado, as perdas e rotação de fase introduzidas por dispositivos que não fazem parte do DUT são descontadas [50].

Para a realização da calibração é necessário a utilização de um kit de calibração, e é importante que esse seja do mesmo fabricante do VNA, pois dessa forma se garante maior exatidão nas medições. Um kit de calibração, geralmente é composto por terminações de cargas de 50Ω , curto-circuito, circuito aberto e linha direta [50].

As etapas do processo de calibração são bem simples de serem realizadas. No aparelho, deve-se selecionar a faixa de frequências de interesse, e o nível de referência e atenuação. Após isso, é colocada a terminação de circuito aberto na porta 1 e então se confirma no dispositivo. Em seguida a terminação de circuito aberto é passada para a porta 2. Essas etapas são realizadas para as terminações de curto, carga e linha direta. Então, o aparelho estará devidamente calibrado e pronto para se iniciar as medições no DUT [50].

Buscando um melhor entendimento do processo de calibração, é realizada uma demonstração em que o VNA FSH8 100 kHz a 8 GHz da Rohde & Schwarz, Figura 15, será calibrado utilizando o kit de calibração Rohde & Schwarz ZV-Z21 50Ω N Type, Figura

16. Nesse exemplo, é incluído um cabo coaxial no plano de calibração.

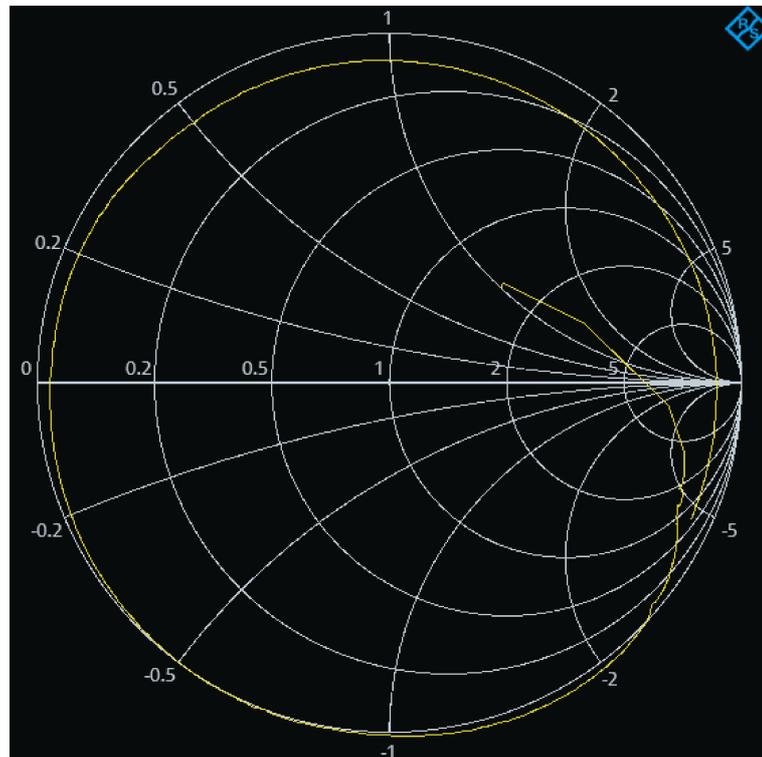
Figura 16 - Kit de Calibração



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

A Figura 17, mostra o parâmetro Z_L com a terminação de circuito aberto conectada a um cabo coaxial conectado na porta 1 do VNA, enquanto o mesmo não está calibrado, na qual a rotação de fase é verificada pela linha amarela.

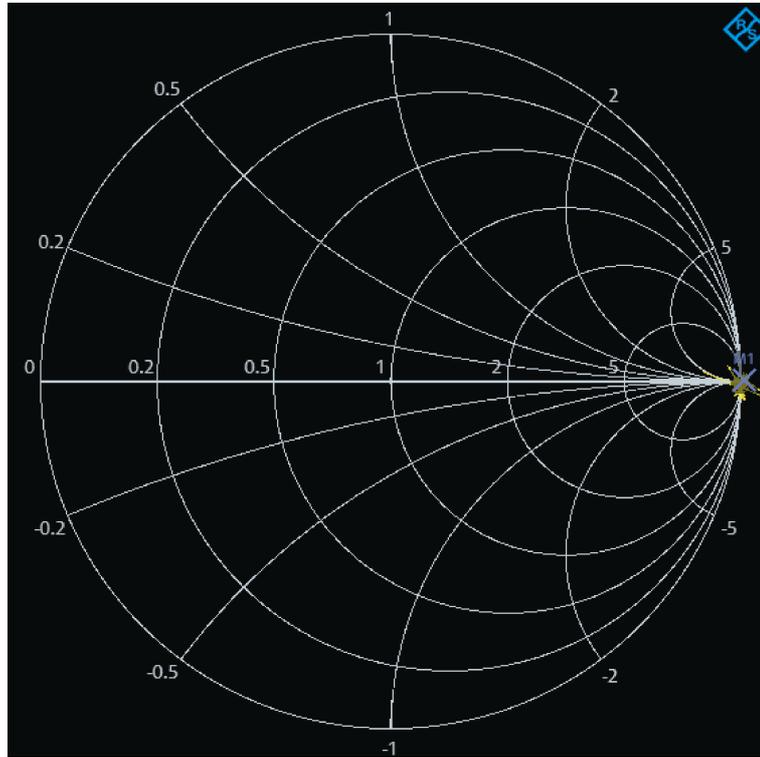
Figura 17 - Z_L na Carta Smith - Sem Calibração



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

Em contrapartida, a Figura 18, mostra o parâmetro Z_L em torno do ponto de ∞ da carta, que é o "valor" da impedância de um circuito aberto. Logo, se confirma a utilidade prática da calibração.

Figura 18 - Z_L na Carta Smith - Calibrado



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

2.4 MIMO

Visando um aumento da capacidade do canal de transmissão, foram desenvolvidas técnicas de MIMO, que utilizam múltiplas antenas para transmitir e receber o sinal. Nos últimos anos, esse método também vem sendo aplicado em casos de PLC de múltiplos condutores, como já foi discutido na Seção 1.4.

Observando a Figura 9, é possível enxergar esse circuito como possuindo três portas de entrada e três de saída, sendo cada porta composta por dois condutores. A partir disso pode-se associar melhor a ideia do MIMO aplicado ao PLC. Pois, comparando com o MIMO aplicado a um sistema de comunicação sem fio, cada porta de entrada estaria realizando a função de uma antena.

Um sistema MIMO de i transmissores e j receptores, pode ser descrito através de uma matriz composta por funções de transferência, Equação 2.55, sendo que cada uma representa um canal de comunicação que parte do transmissor j até o receptor i . Em

adição, quando os índices são iguais, o canal é direto, e quando são diferentes o canal é cruzado (os condutores que o sinal é extraído são diferentes dos que o sinal foi injetado) [49].

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1j} \\ h_{21} & & & \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ h_{i1} & & & h_{ij} \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

Associando os parâmetros de espalhamento com a Equação 2.55, é possível montar uma matriz para representar um canal MIMO-PLC com três portas de entrada e três de saída, resultando na Equação 2.56, em que C_a representa um caso relativo a uma porta de entrada e uma de saída [26]. Portanto, para caracterizar uma rede MIMO-PLC 3x3 pode-se utilizar um analisador de redes vetorial para realizar a medição dos parâmetros S_{21} de cada caso.

$$H = \begin{bmatrix} S_{21}^{C_1} & S_{21}^{C_2} & S_{21}^{C_3} \\ S_{21}^{C_4} & S_{21}^{C_5} & S_{21}^{C_6} \\ S_{21}^{C_7} & S_{21}^{C_8} & S_{21}^{C_9} \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

2.5 Síntese do Capítulo

Nesse capítulo foi feito o embasamento teórico necessário para a compreensão desse trabalho. Em linhas de transmissão foram discutidos seus principais conceitos e também foi estabelecida uma relação com o canal PLC. Ainda sobre as LTs, foram abordadas as reflexões causadas por derivações.

Em seguida foram mostradas as teorias relacionadas aos parâmetros de espalhamento, que mostram sua importância quando há a necessidade de caracterizar uma rede de N portas em altas frequências. Nesse tópico se destaca o coeficiente de reflexão de entrada e saída, coeficiente de transmissão e a impedância de entrada.

O instrumento VNA foi abordado, e sua calibração que possui a finalidade de descontar perdas e rotações de fase adicionada por cabos e conectores, e então se mostrou na prática a calibração.

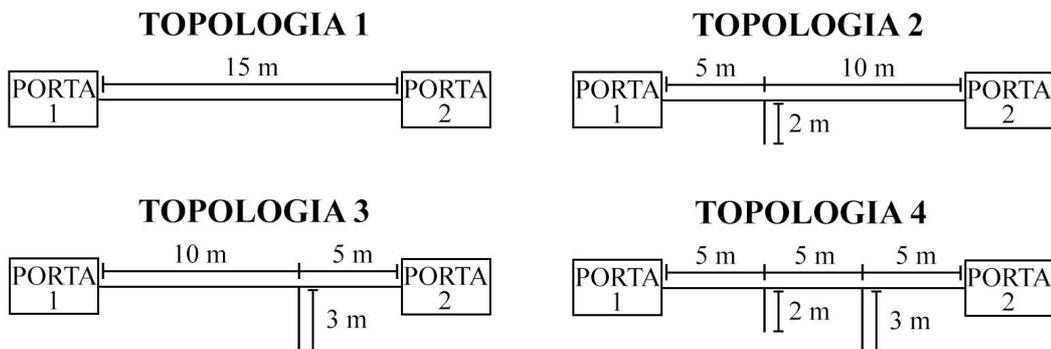
Então, foi mostrada a teoria de MIMO, em que foi feita uma relação com uma LT de múltiplos condutores. resultando na Equação 2.56, que é a matriz de função transferência para um canal MIMO-PLC de três entradas e três saídas.

3 Metodologia

As medições foram realizadas tendo em mente uma instalação elétrica monofásica, em que estão presentes três fios (fase, neutro, terra). Os experimentos deste trabalho foram realizados tanto com os cabos desenergizados quanto com os cabos energizados. A variância no tempo do canal PLC é oriunda de variações de cargas conectadas nas derivações da rede [9]. Portanto, se uma rede não possui variações de carga, a mesma pode ser considerada invariante no tempo. Vale ressaltar que nas duas situações foram utilizados acopladores para se ter uma comparação justa entre as mesmas, já que com os cabos energizados os acopladores devem ser obrigatoriamente utilizados para não danificar o instrumento utilizado nas medições.

Buscando avaliar o comportamento do canal PLC em diferentes situações, os testes foram conduzidos utilizando quatro topologias de 15 metros que se diferem pela quantidade de derivações. Cada topologia é composta por três fios de cobre de $2,5 \text{ mm}^2$ transpostos em um eletroduto de diâmetro 20 mm. O comprimento e dimensões dos fios é resultado de uma estimativa feita em [18] baseada na média das áreas das residências brasileiras mostrada em [52]. A Figura 19 representa as topologias utilizadas nos experimentos, ressaltando que os fios estão dispostos em linha reta.

Figura 19 - Topologias Utilizadas



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

A Figura 19 mostra a topologia 1 ou “caminho direto”, pois não tem derivações. A topologia 2 contém uma derivação de 2 metros localizada a uma distância de 5 metros da porta 1. Já a topologia 3 possui uma derivação de 3 metros localizada a 10 metros da porta 1, e a topologia 4 mostra a presença de uma derivação de 2 metros localizada a uma distância de 5 metros da porta 1 e uma derivação de 3 metros a 10 metros da porta 2.

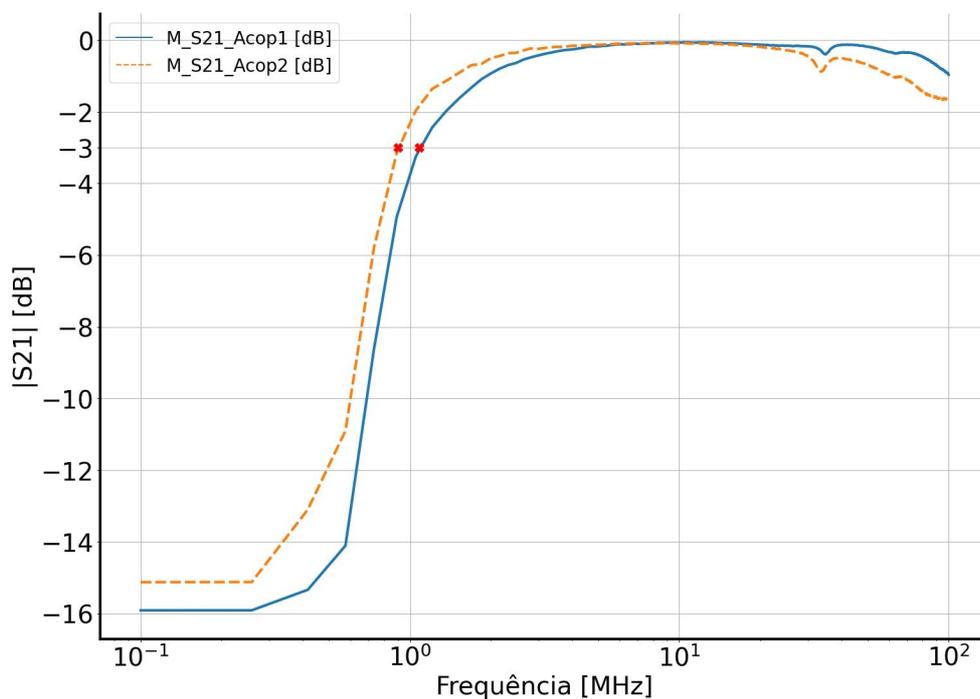
Cada acoplador é composto por um transformador do fabricante Coilcraft, [51], e um capacitor como mostra a Tabela 1. Tendo em vista a presença de componentes diferentes na composição dos mesmos, é importante a verificação de suas respostas em

frequência. Para isso, a Figura 20 mostra o parâmetro S_{21} na faixa de frequências de 0,1 a 100 MHz, nas quais são verificadas as respostas desses dispositivos.

Tabela 1 – Componentes dos Acopladores

Acoplador	Capacitor (nF)	Transformador (Modelo)
1	2,2	1010
2	3,3	3010

Figura 20 - Resposta em Frequência do Acopladores



Fonte: [17]

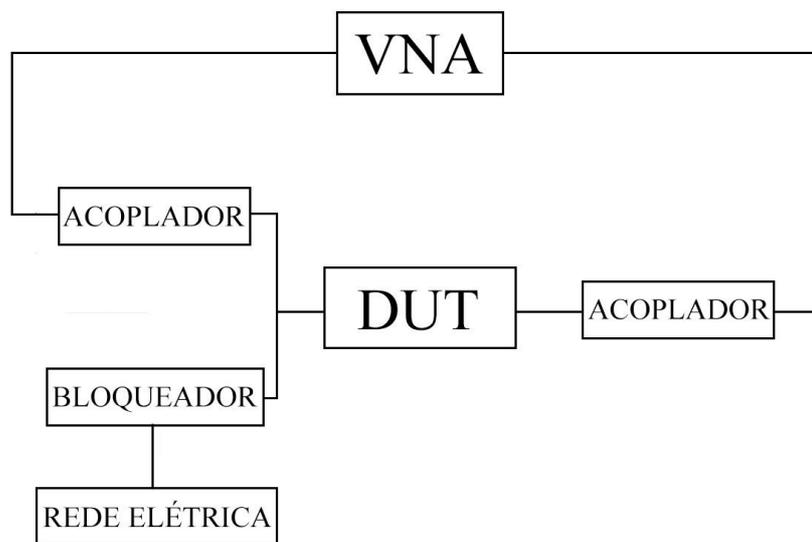
Uma análise da Figura 20 mostra que as respostas dos acopladores são ligeiramente diferentes, o que ocorre devido a diferença entre os valores dos capacitores, já que, de acordo com o fabricante [51], ambos modelos de transformadores possuem as mesmas especificações. É verificado que eles se comportam como um filtro passa altas, em que seu ponto de corte (-3 dB) está em torno de 1 MHz para ambos os acopladores. Devido ao fato de os acopladores não serem perfeitos, existe uma leve atenuação na banda passante, que é descontada ao se adicionar os acopladores ao plano de calibração do VNA.

O instrumento responsável pelas medidas dos parâmetros de espalhamento na faixa de frequências de 2 MHz - 100 MHz foi o VNA FSH8 100 kHz a 8 GHz da Rohde & Swarchs, que possui conectores N fêmea em suas portas. De forma a possibilitar os experimentos foram utilizados cabos RG-58 de comprimento 8 metros, sendo um deles

com uma ponta N macho e a outra TNC (*Threaded Neill-Concelman*) macho, já o outro cabo com as pontas N macho.

A situação em que os cabos foram alimentados com energia elétrica apresenta um problema, pois parte do sinal injetado pelo VNA na topologia é propagado para a rede elétrica, que não faz parte da estrutura de teste, e com isso uma porção do sinal é perdida. Embora isso ocorra em uma rede PLC real, para o presente trabalho isso não é interessante, pois o objetivo é a comparação justa das topologias energizadas e desenergizadas. Outra dificuldade apresentada ao se alimentar os cabos é o fato da rede elétrica ser variante no tempo, o que reforça ainda mais a importância de se isolar a topologia de teste. De forma a evitar esses problemas foi colocado um filtro bloqueador modelo MTR - BF - S60H do fabricante Mattron, Figura 21, que possibilita a passagem da energia, sinal em 60 Hz, e bloqueia sinais na faixa de MHz. Contudo a tentativa de isolar a topologia experimental da rede não foi bem-sucedida, pois o bloqueador não funcionou da forma esperada, cujos detalhes são abordados posteriormente. Então, a rede elétrica foi conectada diretamente na porta do DUT.

Figura 21 - Esquema com Bloqueador



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

O primeiro passo realizado foi a devida calibração do VNA, em que foi escolhida o tipo HA (*High-Accuracy*). Essa etapa é de grande importância, pois possibilita que o equipamento reduza possíveis erros introduzidos pela utilização de adaptadores, conectores, acopladores e outros. Outro ponto a ser ressaltado foi a utilização do kit de calibração fornecido pelo fabricante. Com isso, espera-se que as medidas sejam ainda mais exatas.

A Figura 22 mostra a última etapa da calibração, em que é utilizado a terminação de linha direta, ao observar os componentes presentes nesta figura nota-se que os acopladores

Tabela 2 – Componentes

Índice	Componente
1	Conector TNC macho
2	Adaptador TNC fêmea / BNC fêmea
3	Adaptador BNC macho / SMA fêmea
4	Adaptador SMA macho / SMA macho
5	Acoplador PLC (conectores SMA fêmea e KRE)
6	Par de fios de cobre 2,5 mm ²
7	Adaptador Borne Plug BNC - macho
8	Adaptador BNC fêmea / N macho
9	Adaptador SMA macho / N fêmea
10	Conector N macho

Tabela 3 – Casos

Caso	Porta de Entrada	Porta de Saída
Caso 1	A1B1	A2B2
Caso 2	A1B1	A2C2
Caso 3	A1B1	C2B2
Caso 4	A1C1	A2B2
Caso 5	A1C1	A2C2
Caso 6	A1C1	C2B2
Caso 7	C1B1	A2B2
Caso 8	C1B1	A2C2
Caso 9	C1B1	C2B2

fios que saem do acoplador por meio de um conector. Lembrando que a calibração foi realizada incluindo o par de fios conectados ao acoplador, e portando, os mesmos foram mantidos durante a realização dos experimentos já que eles estão incluídos no plano de calibração. Para melhor entendimento foi criada a Tabela 4 com a descrição dos componentes utilizados.

Figura 24 - Componentes Utilizados nas Medições



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

Atualmente, existem no mercado equipamentos PLC sendo utilizados para expansão de redes que podem chegar a taxas de transferência de até 600 Mbps [53]. Infelizmente, o *datasheet* desses tipos de equipamentos não possuem informações a respeito de densidade

Tabela 4 – Componentes Utilizados nas Medições

Índice	Componente
1	Conector de Polietileno Sindal
2	Par de fios de cobre de 2,5 mm ²

espectral de potência (PSD), o que impossibilita o conhecimento de quanto do limite de atenuação do canal para que o receptor consiga regenerar o sinal. Então, foi utilizado o manual de um dispositivo PLC utilizado em experimentos para monitorar plataformas de petróleo [54]. De acordo com o fabricante, esse equipamento é capaz de enviar um sinal com PSD de -50 dBm/Hz enquanto os receptores são capazes de reconstruir um sinal -72 dBm/Hz, o que implica que é possível operar em um canal com atenuação de até -22 dB/Hz [26, 55].

4 Análise e Resultados - Desenergizado

4.1 Perda por Inserção

A partir do parâmetro S_{21} coletado para todas as combinações de portas, foram traçados os gráficos relativos aos casos, junto a linha de limiar de sensibilidade do adaptador PLC ($-22dB$) para que seja feita uma análise qualitativa [55]. Além disso, os gráficos relativos ao VSWR para cada caso foram adicionados na mesma figura, para que seja possível comparar o descasamento de impedância com a perda por inserção. Foram feitas quatro figuras, sendo cada uma referente a uma topologia diferente, além disso estão presentes a situação com os cabos desenergizados e energizados. Devido à quantidade de casos as curvas foram plotadas separadamente, sendo que cada figura contém as curvas referentes a uma porta de entrada fixa e as 3 possibilidades de porta de saída.

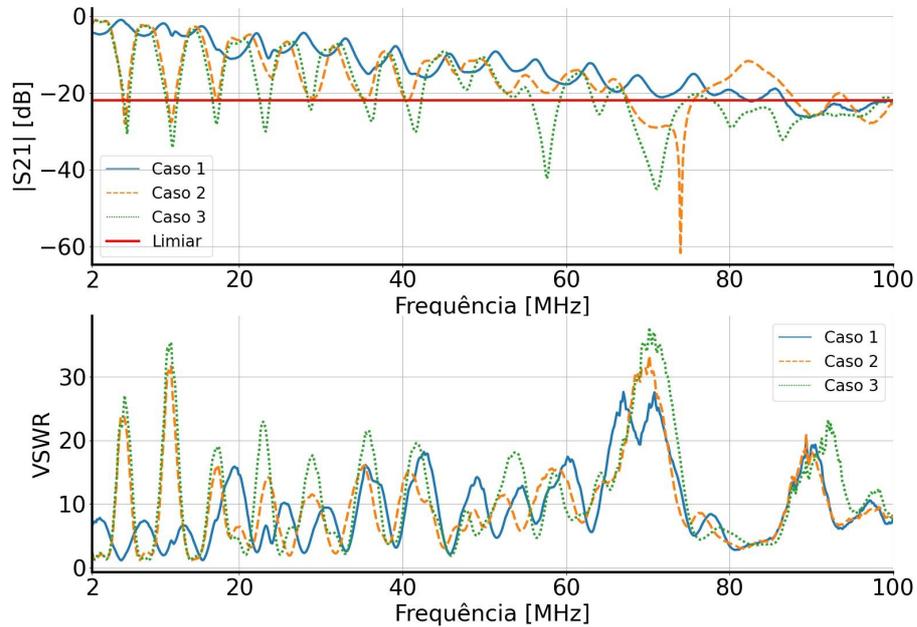
É constatado na Figura 25, que no caso 1 (transmissão direta) o espectro de frequência fica disponível até em torno de 85 MHz, enquanto os outros casos mostram também uma grande disponibilidade, porém com algumas regiões de indisponibilidade. Esse comportamento é devido ao fato de que parte do sinal irradiado nos casos 2 e 3 é perdida. Uma comparação dos casos mostra que uma possível justificativa para os nulos na transmissão está relacionada com os grandes picos de VSWR, que apontam as frequências em que os descasamentos de impedância são maiores. Isso fica mais evidente entre 60 e 80 MHz. Existe também uma similaridade maior entre os casos 2 e 3, que por sua vez se diferem do caso 1, o que ocorre em consequência de apenas o caso 1 ser de transmissão direta.

A Figura 26 mostra que os casos 4 e 5 são capazes de utilizar quase toda a faixa de frequências proposta, enquanto o caso 6 se torna indisponível a partir de 80 MHz. Outra constatação é que até 40 MHz, o caso com melhor desempenho está significativamente menos descasado do que os outros casos, o que reforça a ideia de que uma das causas da degradação do sinal é o descasamento. Contudo, o mesmo não pode ser utilizado como justificativa para o desempenho apresentado pelo caso 6 a partir de 80 MHz. É possível que os sinais irradiados dos fios A e C estejam em fases opostas, o que implicaria em uma interferência destrutiva.

É observado na Figura 27 que existem três pequenos nulos em frequências menores do que 20 MHz, que são compatíveis com picos de descasamento. Além disso, entre 50 e 60 MHz, os três casos mostraram nulos ainda maiores, que acontecem na mesma faixa que largos picos de descasamento.

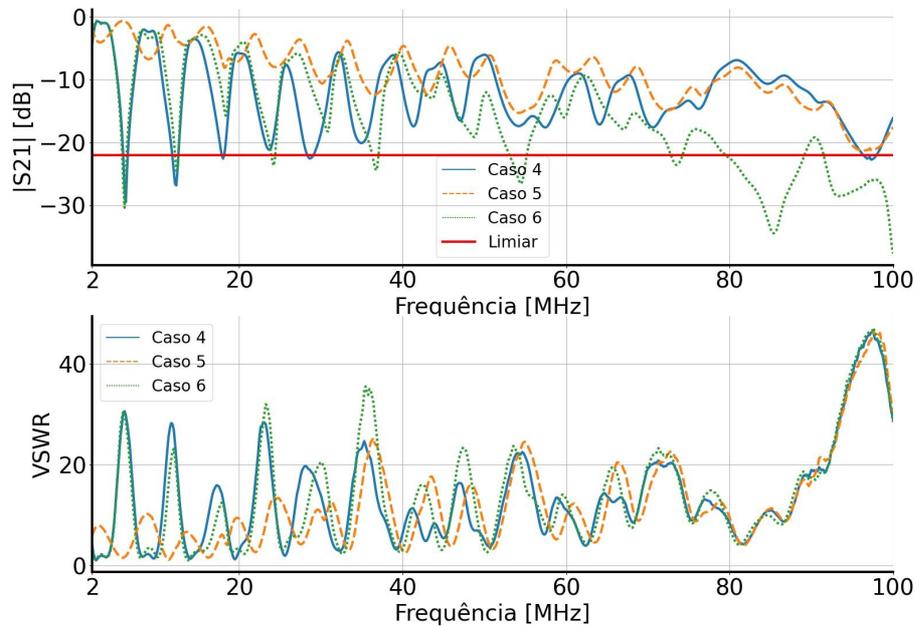
Na Figura 28 existem dois nulos acentuados, um em 20 MHz e outro em 60 MHz, ao mesmo tempo em que existem largos picos de descasamento nos mesmos pontos. O nulo em 20 MHz pode ser fruto das reflexões geradas em consequência da derivação inserida, já que o mesmo não foi visto nas Figuras 25, 26 e 27. O nulo em 60 MHz aparenta ser fruto

Figura 25 - S_{21} e VSWR para a Topologia 1 Desenergizada - Casos 1, 2 e 3



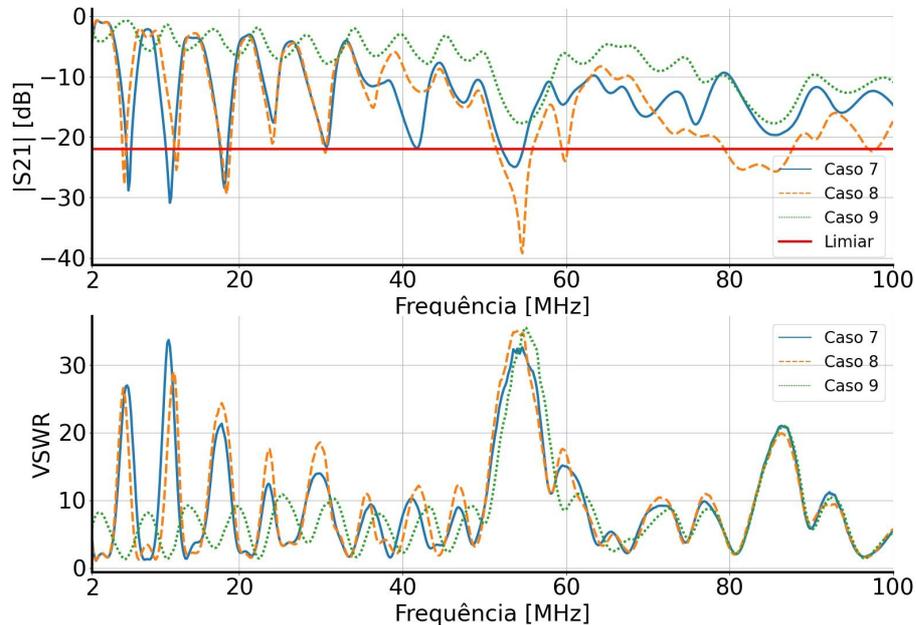
Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

Figura 26 - S_{21} e VSWR para a Topologia 1 Desenergizada - Casos 4, 5 e 6



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

Figura 27 - S_{21} e VSWR para a Topologia 1 Desenergizada - Casos 7, 8 e 9



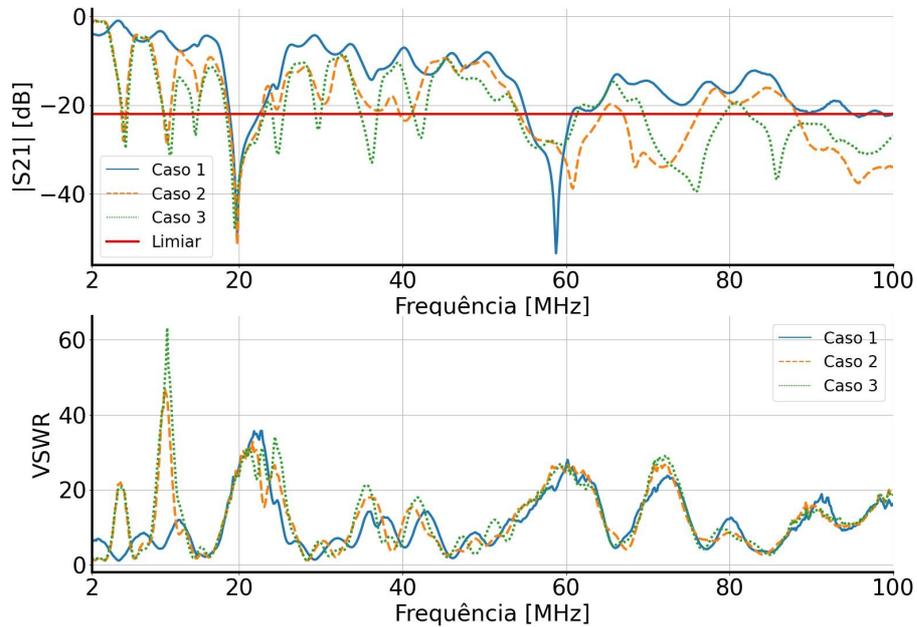
Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

da linha principal, e que está mais evidente devido à degradação do sinal causada pela derivação. Deve-se ressaltar que existe um pico comparável ao de 60 MHz na curva de VSWR em torno de 70 MHz, porém o caso de transmissão direta não se mostrou afetado por ele, enquanto os outros casos mostraram nulos largos e menos acentuados do que em 60 MHz. De forma geral, se observa que uma grande parte do espectro é possível de ser utilizado para transmissão de dados.

As curvas de S_{21} representadas na Figura 29 mostram os dois maiores nulos nos mesmos pontos do que os da Figura 28, mas são nulos menores, principalmente o de 60 MHz. Embora esses casos apresentem aparentemente um desempenho melhor do que os da Figura 28, a situação em relação ao descasamento mostra não só uma quantidade maior de picos, quanto suas magnitudes também são maiores. Por fim, vemos que o caso 6 é mais afetado pelo descasamento em torno de 70 MHz.

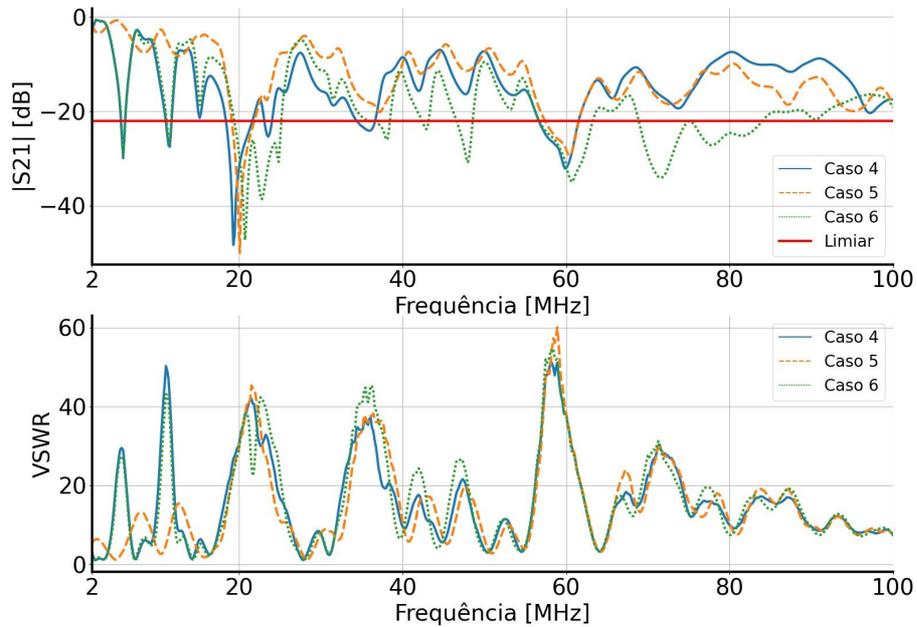
Os casos da Figura 30, mostram que quase toda a faixa de frequências pode ser utilizada para transmissão. Também é observada a presença de um nulo em 20 MHz em acordo com um pico de descasamento na mesma frequência. Os próximos grandes nulos estão próximos a 80 MHz para os casos 7 e 8, e são compatíveis com picos no gráfico de VSWR, contudo possuem valores bem menores do que os de 20 MHz.

Figura 28 - S_{21} e VSWR para a Topologia 2 Desenergizada - Casos 1, 2 e 3



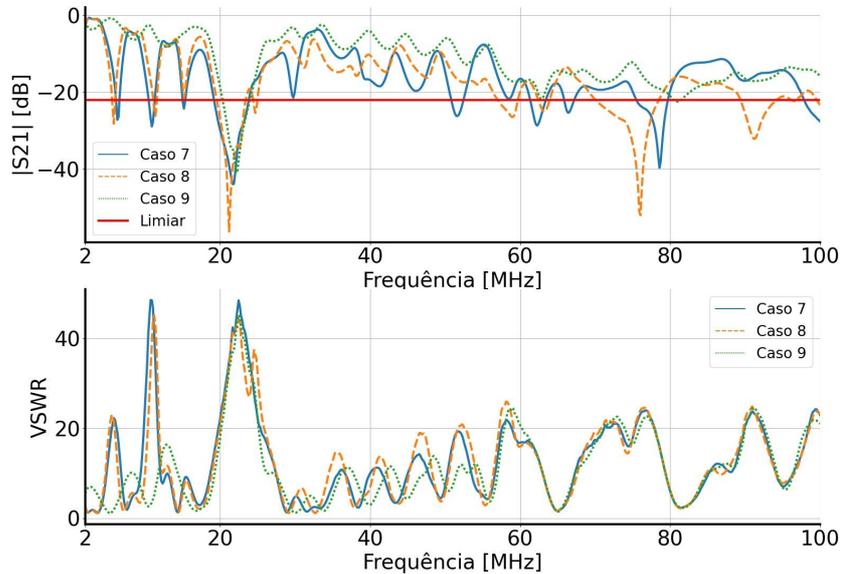
Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

Figura 29 - S_{21} e VSWR para a Topologia 2 Desenergizada - Casos 4, 5 e 6



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

Figura 30 - S_{21} e VSWR para a Topologia 2 Desenergizada - Casos 7, 8 e 9



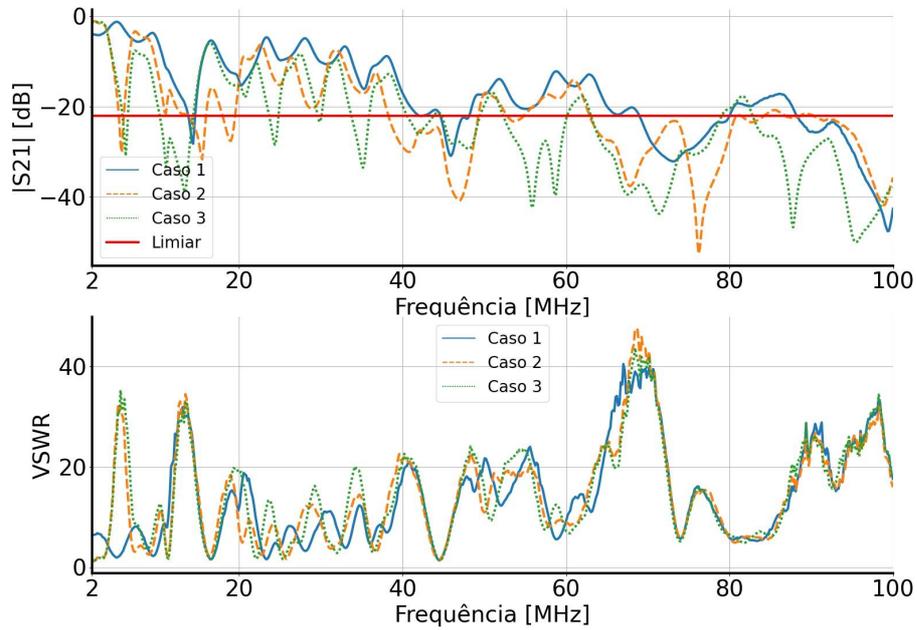
Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

Nos casos da Figura 31, é observado que existe uma queda brusca na disponibilidade de banda para transmissão. Nota-se que existem poucos pontos em que a perda por inserção atingiu valores menores do que a linha de limiar, enquanto o descasamento de impedância se mantém reduzido até a aproximadamente 60 MHz. A partir dessa frequência, apenas o caso 1 exibe uma região de disponibilidade para transmissão, que ocorre de aproximadamente 80 a 90 MHz, também sendo observado nessa faixa uma redução no descasamento de impedância. O sinal já atenuado pelo canal sofre reflexão no ponto em que a derivação foi inserido, com isso a adição de uma derivação mais próximo da porta de recepção resulta em um grande impacto no desempenho do canal, como é verificado na Figura 31.

Em contradição aos casos da Figura 31, é observado que os casos 4 e 5, da Figura 32, mostraram disponibilidade em praticamente toda a faixa de frequências estudada. Enquanto o caso 6 mostrou algumas faixas de indisponibilidade, sendo a maior delas entre 60 e 80 MHz aproximadamente. Baseado nesses resultados e nos mostrados anteriormente, se verifica que os picos de descasamento, aparentemente, possuem um efeito maior em frequências mais altas e nos casos que a transmissão ocorre por irradiação.

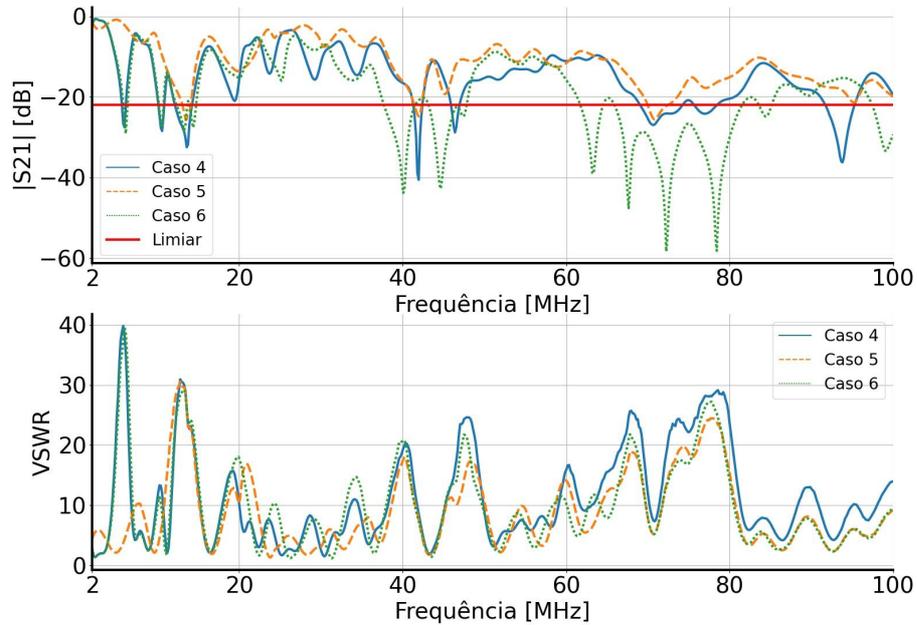
É mostrado pelos casos da Figura 33, que a faixa de frequências proposta pode ser amplamente utilizada. Além disso, pode-se destacar nulos presentes em torno de 15 e 50 MHz, que ocorrem simultaneamente a picos de descasamento. Finalmente, se observa que o caso 8 é o mais afetado pelos picos de descasamento em torno de 50 MHz, e existem dois nulos apresentados pelo caso 7 que não condizem com os picos de descasamento.

Figura 31 - S_{21} e VSWR para a Topologia 3 Desenergizada - Casos 1, 2 e 3



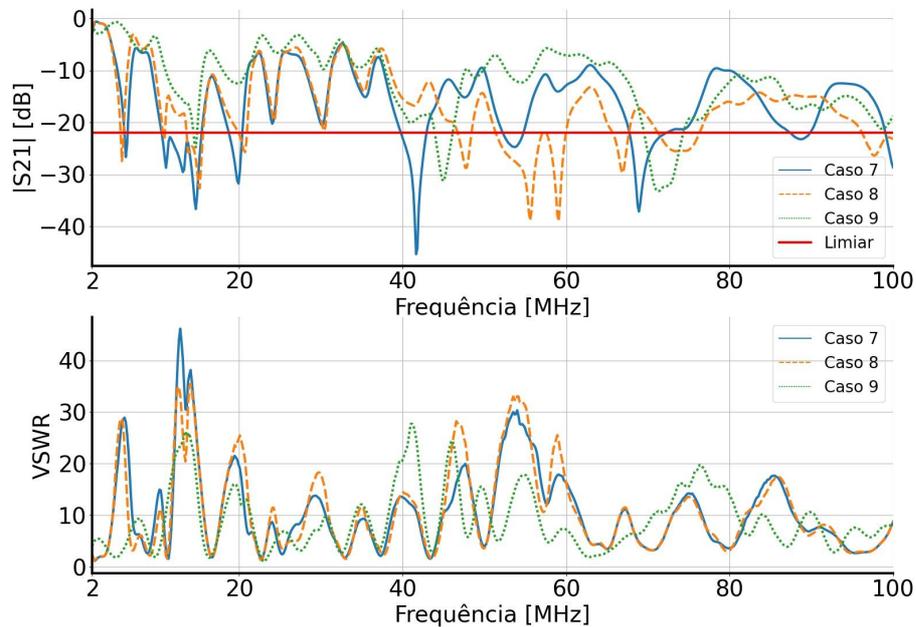
Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

Figura 32 - S_{21} e VSWR para a Topologia 3 Desenergizado e Casos 4, 5 e 6



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

Figura 33 - S_{21} e VSWR para a Topologia 3 Desenergizada - Casos 7, 8 e 9

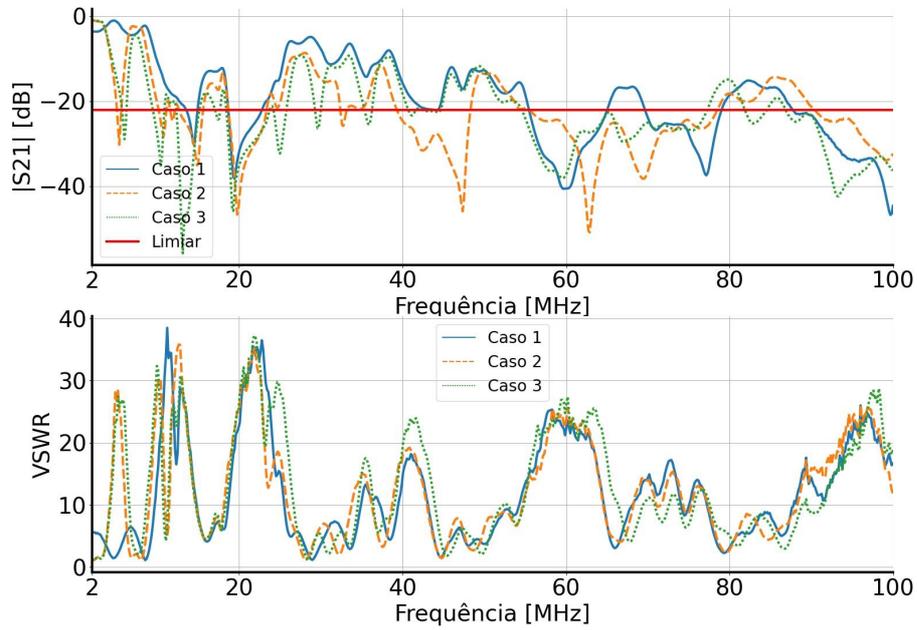


Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

A Figura 34 mostra uma grande quantidade de picos de descasamento, que por sua vez afetam comportamento do canal, já que são verificados nulos, de perda de inserção, em torno das mesmas frequências em que os picos de VSWR aparecem. Por último, são observadas grandes faixas de frequências acima da linha de limiar, embora essas se mostrem reduzidas em relação a outras topologias vistas anteriormente, o que está em acordo com o aumento das derivações e os múltiplos caminhos criados em consequência delas.

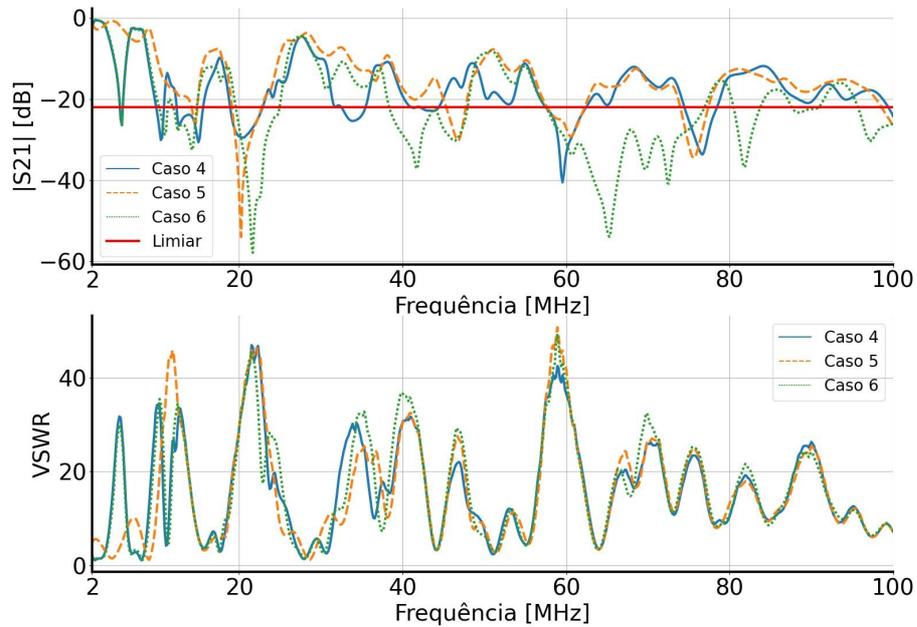
Já os casos da Figura 35, aparentam ter mais regiões de disponibilidade do que os da Figura 34. Além disso, existem grandes picos de descasamento em 20 e 60 MHz, sendo que nesses pontos de frequência são verificados nulos de perda por inserção. Outro fato observado é que o caso 4 se mostrou mais robusto na frequência de 20 MHz. Também é verificada uma faixa de indisponibilidade de 60 a 75 MHz aproximadamente, por parte do caso 5, que a partir do pico de descasamento, não só se mostrou mais afetado como se manteve indisponível mesmo após uma melhora do descasamento. Sendo esse comportamento similar ao verificado no mesmo caso da Figura 32. Assim, é possível associar esse comportamento com as reflexões causadas pela derivação presente na Topologia 3.

Figura 34 - S_{21} e VSWR para a Topologia 4 Desenergizada - Casos 1, 2 e 3



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

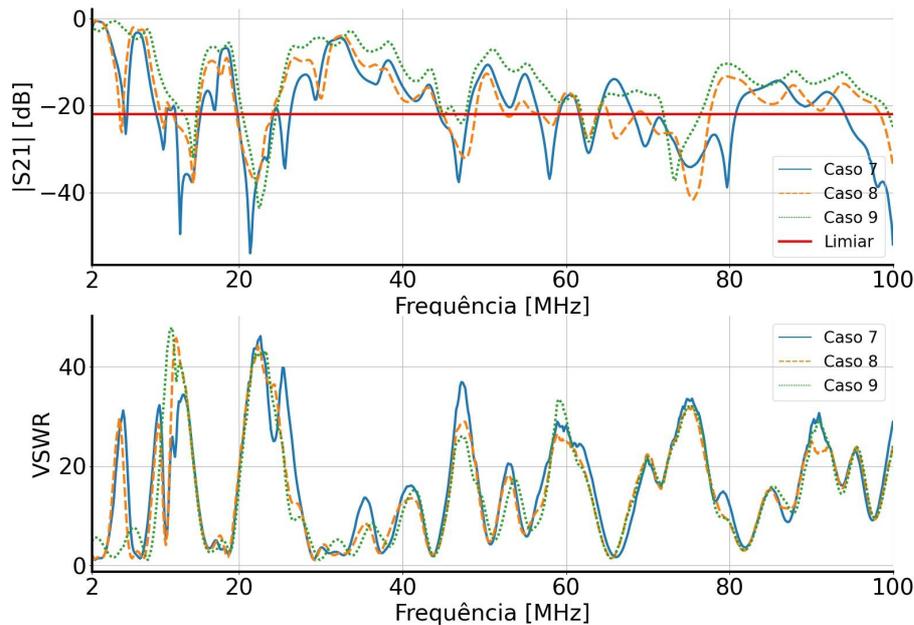
Figura 35 - S_{21} e VSWR para a Topologia 4 Desenergizada - Casos 4, 5 e 6



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

Na Figura 36, nota-se que o caso 9 é um pouco menos afetado pelo descasamento mostrado nas curvas de VSWR. Além disso, as faixas de indisponibilidade estão em acordo com com os picos de descasamento, com exceção de um nulo apresentado em 80 MHz pelo caso 7.

Figura 36 - S_{21} e VSWR para a Topologia 4 Desenergizada - Casos 7, 8 e 9



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

As análises dos resultados dos experimentos realizados com as topologias desenergizadas mostraram que o comportamento do canal é fortemente afetado pelo descasamento de impedância na porta de injeção do sinal. Além disso, a adição de uma derivação a 5 metros da porta 1 (topologia 2) mostrou ser menos prejudicial ao canal do que uma derivação adicionada mais próxima da porta 2 (topologia 3). Como esperado, a topologia 4, que possui duas derivações, foi a mais afetada. A presença da derivação mais próxima da porta 1, fez com que aparecesse um nulo em vários casos relativos às topologias 2 e 4. Assim, as reflexões causadas por essa derivação possuem fase inversa e deterioraram o sinal transmitido.

Outro fato observado foi que, em geral, os casos apresentam um comportamento mais bem definido até 60 MHz, e além desse ponto os mesmos se comportam de maneira distinta e por vezes, inesperada. É possível que em frequências maiores do que 60 MHz a irradiação seja alta, assim causando interferências entre os sinais que percorrem os condutores.

4.2 Análise por Disponibilidade de Banda

É disponibilizada a Tabela 5, em que estão contidos o percentual de banda disponível para todos os casos e topologias referentes às situações desenergizadas. A partir dessa tabela são feitas análises quantitativas para avaliar de forma mais precisa a disponibilidade de banda para transmissão em cada caso. Lembrando que a linha de -22 dB mostrada nos gráficos, é a o limiar de recepção dos aparelhos [55], e portanto a banda disponível foi calculada tendo esse valor como base. Ou seja, a banda disponível indica o percentual da faixa de frequências de 2 a 100 MHz que pode ser utilizada para transmissão de dados.

A partir da Tabela 5, nota-se um padrão de comportamento relativo a todos os casos, em que ocorre uma redução da banda disponível para transmissão na medida que se aumenta o número e/ou o tamanho das derivações. Outra observação importante é de que, em geral, existe uma maior faixa disponível para transmissão nos casos em que a transmissão ocorre de forma direta (Casos 1, 5 e 9), exceto para o caso 7. Uma análise por topologia mostra que, assim como o esperado, é vista uma concentração dos melhores resultados na topologia 1 e dos piores na topologia 4. Isso ocorre, pois a presença de derivações faz com que haja mais reflexões, e conseqüentemente múltiplos percursos, que normalmente prejudicam o sinal. Por último, os resultados intermediários se concentram entre as topologias 2 e 3, que embora sejam de tamanhos diferentes, também estão em pontos diferentes da linha. Logo, as reflexões geradas por elas afetaram o sinal de formas diferentes.

Tabela 5 – Banda Disponível - Desenergizado

Caso	Topologia 1 (%)	Topologia 2 (%)	Topologia 3 (%)	Topologia 4 (%)
Caso 1	85,78	87,56	71,73	61,87
Caso 2	79,81	61,23	49,11	47,01
Caso 3	58,16	51,53	51,53	43,30
Caso 4	95,80	87,24	82,23	75,77
Caso 5	100,00	92,89	95,32	95,32
Caso 6	75,93	65,43	64,94	49,27
Caso 7	94,67	81,58	79,00	61,71
Caso 8	82,71	75,77	75,12	68,98
Caso 9	100,00	95,15	92,25	85,30

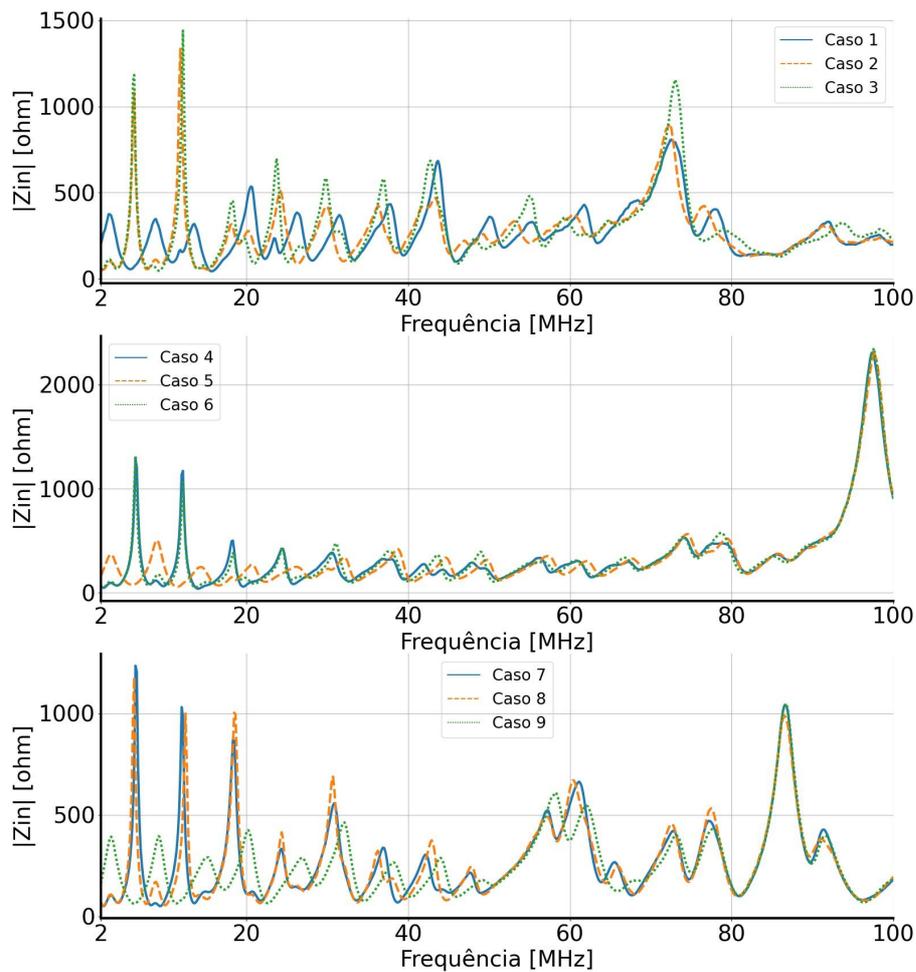
4.3 Impedância de Entrada

Além da análise do parâmetro S_{21} , é realizada uma análise da impedância de entrada. Esta foi calculada utilizando a equação 2.54 em que é utilizado o parâmetro S_{11} .

A partir da Figura 37 é possível constatar que até aproximadamente 15 MHz para os casos 1 a 3, e 30 MHz para os casos de 4 a 9, os valores de pico de impedância de entrada vem se alternando entre os a curva do caso de transmissão direta com as curvas dos casos

de transmissão por irradiação, ressaltando que essas últimas possuem valores similares durante toda a faixa de frequências. Em frequências superiores às supracitadas nota-se que o comportamento das curvas relativas aos casos, por gráfico, possuem um comportamento e valores similares. Pela comparação dos gráficos, se observa que uma mudança na combinação de portas de entrada e saída é o suficiente para alterar significativamente o comportamento da impedância de entrada.

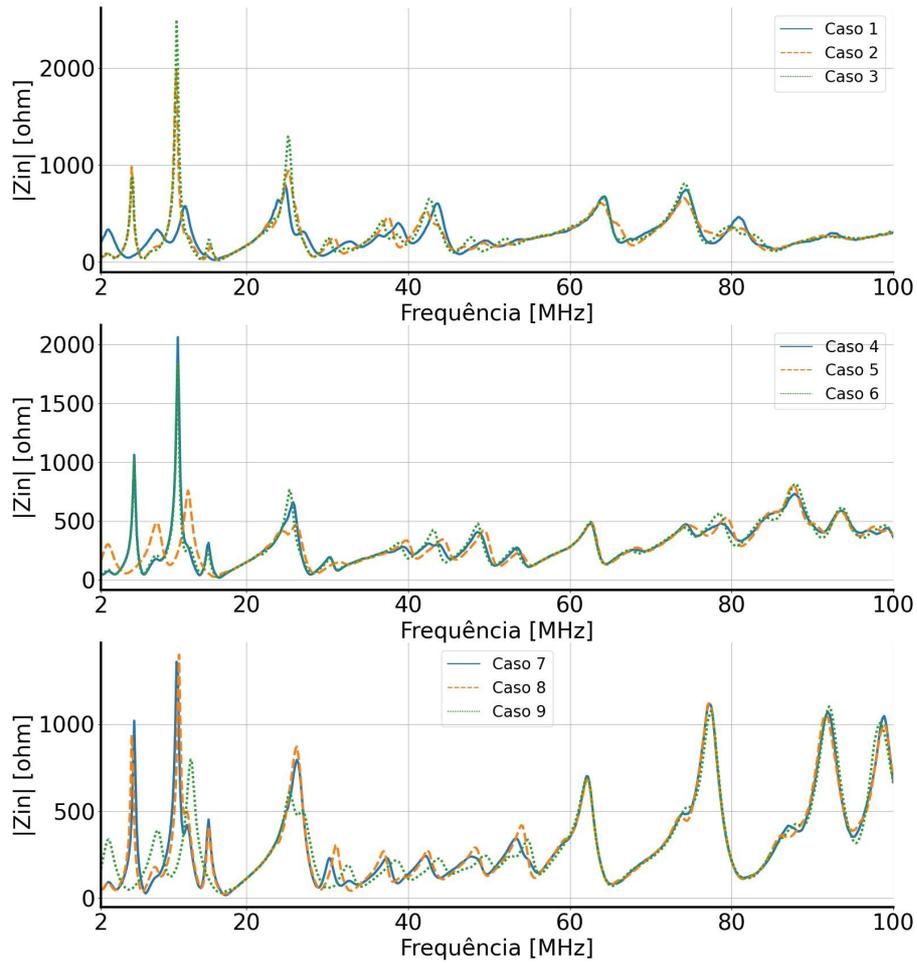
Figura 37 - Z_{in} para a Topologia 1 Desenergizada



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

A Figura 38 mostra os gráficos de impedância de entrada relativos a topologia 2. Novamente, os casos de transmissão direta possuem valores de impedâncias mais baixos em frequências menores. Além disso, com o aumento da frequência os valores de impedância de entrada tendem a se igualar entre os casos de uma mesma porta de injeção. Por último, nota-se bastante similaridades entre todos os casos em frequências menores do que 20 MHz.

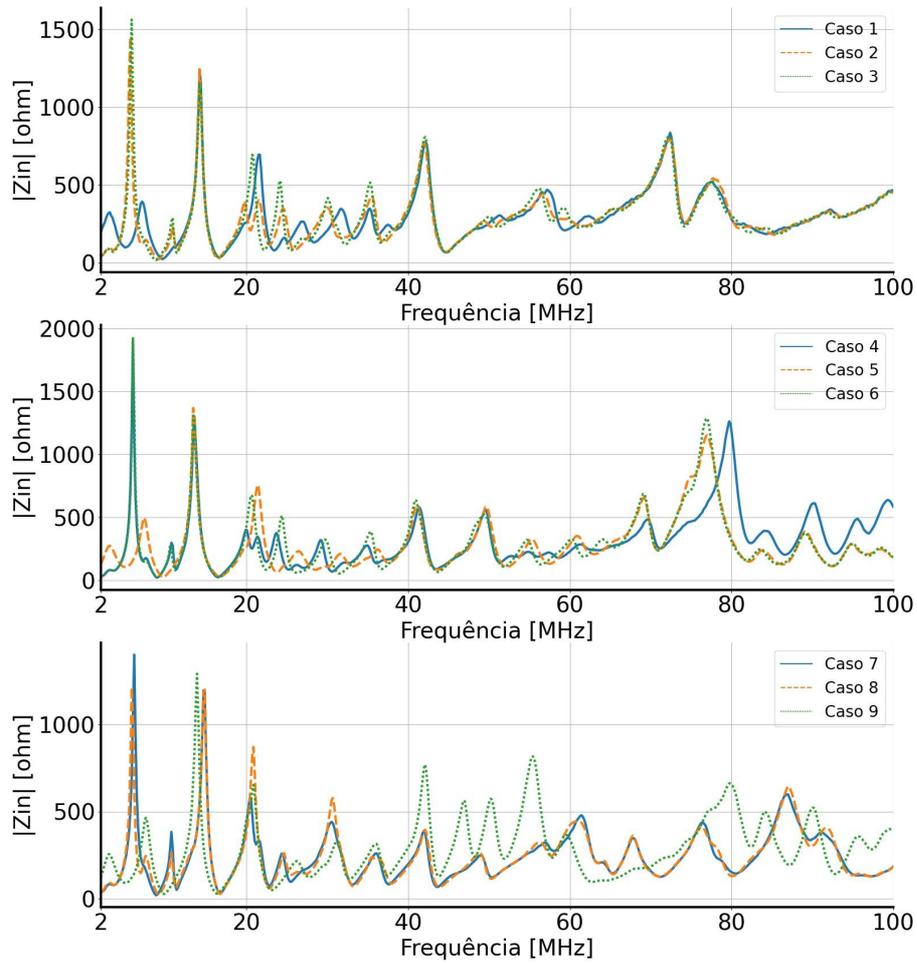
Figura 38 - Z_{in} para a Topologia 2 Desenergizada



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

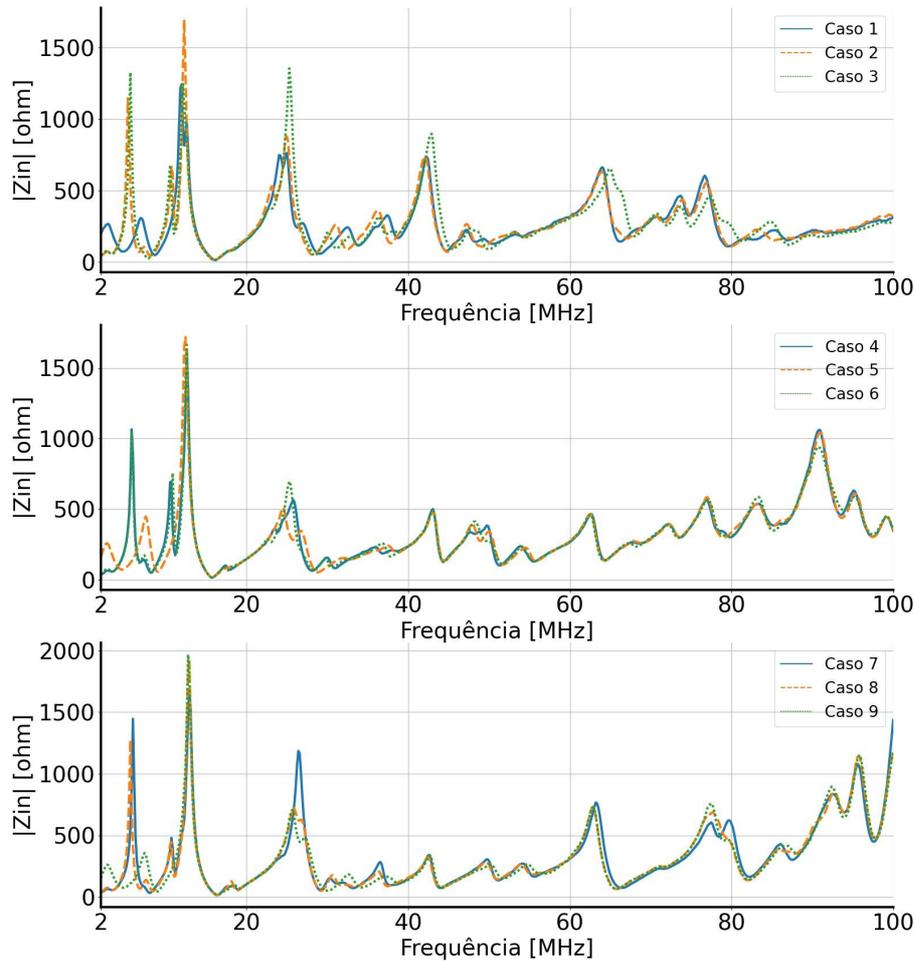
A topologia 3, tem seus casos representados na Figura 39, e mostra um comportamento similar aos vistos até o momento, em que as curvas só apresentam valores muito distintos até aproximadamente 10 MHz. Entretanto o gráfico relativo aos casos de 7 a 9, a partir de 40 MHz o caso de transmissão direta volta a apresentar comportamento distinto dos demais casos.

Figura 39 - Z_{in} para a Topologia 3 Desenergizada



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

Na Figura 40 a relação dos casos 1, 5 e 9 (transmissão direta) com os casos 3, 4, 6, 7 e 8 (transmissão por irradiação) foi similar à observada nas topologias anteriores, exceto para os casos de 7 a 9 que, além de mostrarem valores similares ao longo de toda a faixa de frequências, não mostraram grandes picos em frequências inferiores a 20 MHz.

Figura 40 - Z_{in} para a Topologia 4 Desenergizada

Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

Em relação a impedância de entrada, foram observadas na maior parte dos casos de transmissão por irradiação, a presença de dois grandes picos em frequências menores do que 10 MHz. Também foi observado que na medida que a frequência aumenta, os valores dos casos referentes a uma mesma porta e topologia tendem a se aproximar.

Para avaliar as diferenças de impedância de entrada para todos os experimentos realizados, são reunidos na Tabela 6 os valores referentes a média de Z_{in} ao longo da faixa de frequências em estudo, calculado para cada caso de cada topologia. Uma observação interessante é de que o valor, em média, é de $290,83 \Omega$, sendo esse um valor bem acima dos 50Ω dos acopladores utilizados. Avaliando caso a caso não é notado uma relação clara entre o valor de impedância e a quantidade de derivações, pois temos, por exemplo, os Casos 1, 2 e 3 em que o existe um aumento no valor até a topologia 3, entretanto é encontrado o menor valor na topologia 4. Já para os Casos 4, 5 e 6 a topologia 1 mostra o maior valor, enquanto o menor aparece na topologia 2, 3 e 3 respectivamente. É vista que para os Casos 7 e 8 da topologia 4 e 3, são obtidos o maior e menor valor respectivamente.

Por fim, os Casos 5 e 9 foram atípicos e não se enquadram em nenhuma das observações anteriores.

Tabela 6 – Média da Impedância de Entrada - Desenergizado

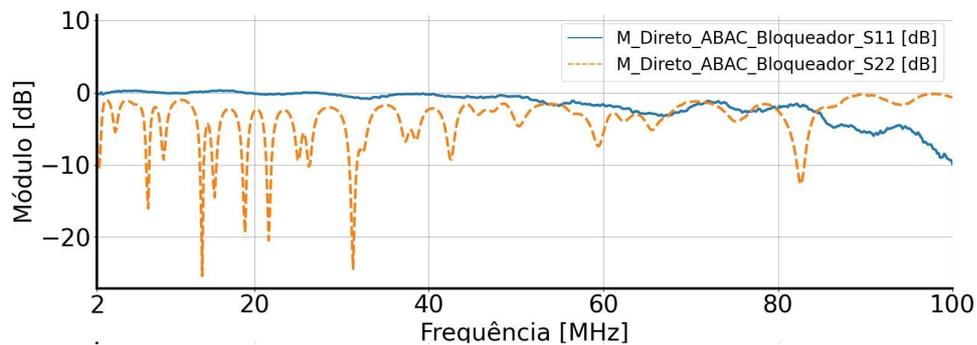
Caso	Topologia 1 (Ω)	Topologia 2 (Ω)	Topologia 3 (Ω)	Topologia 4 (Ω)
Caso 1	267,42	272,36	290,93	253,81
Caso 2	269,50	280,13	293,05	257,19
Caso 3	285,71	286,05	295,32	266,40
Caso 4	345,44	302,53	306,19	309,58
Caso 5	339,31	297,26	276,43	309,16
Caso 6	344,51	302,00	283,10	308,13
Caso 7	264,12	311,56	241,02	317,70
Caso 8	264,25	312,55	242,70	313,45
Caso 9	255,51	306,41	287,30	311,86

5 Análise e Resultados - Energizado

5.1 Bloqueador

Essa seção mostra os resultados dos experimentos realizados quando utilizado o bloqueador citado no Capítulo 3, em que esses resultados estão expostos nas Figuras 41 e 42.

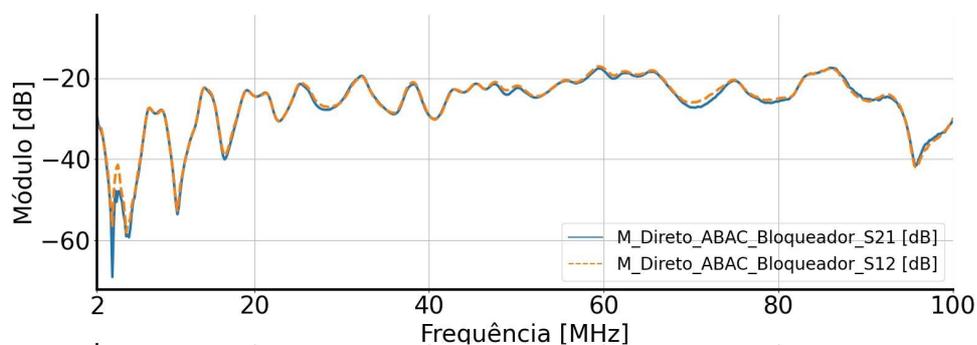
Figura 41 - S_{11} e S_{22} para a Topologia 1 Energizada com Bloqueador - Caso 2



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

De acordo com a Figura 41 é evidente que na porta 1 o sinal mostra um comportamento similar ao de um circuito em aberto, ou seja sofre reflexão total, o que ocorre em mais de 60 % da faixa de frequências utilizada. Já a porta 2 exibe um comportamento normal, o que nos permite concluir que o bloqueador é causa de uma grande reflexão na porta em que está inserido, uma vez que o mesmo se encontra na porta 1.

Figura 42 - S_{21} e S_{12} para a Topologia 1 Energizada com Bloqueador - Caso 2



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

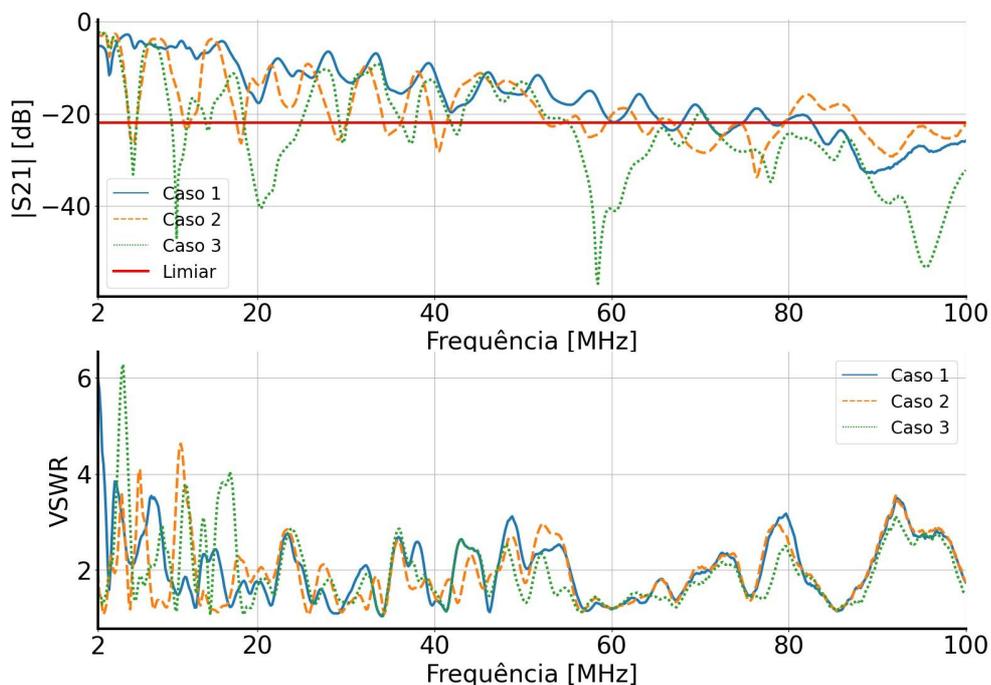
Já a Figura 42 mostra um sinal bem deteriorado pelo excesso de reflexões causado pelo bloqueador. Esse resultado impossibilitou a utilização desse dispositivo devido ao

fato de que o mesmo altera os experimentos, o que o afasta de uma situação real e assim prejudica as análises realizadas no trabalho.

5.2 Perda por Inserção

Nessa seção são feitos os mesmos tipos de análises realizadas na seção 4.1, porém os condutores são energizados nos experimentos referentes aos resultados a seguir. A Figura 43, mostra um número reduzido de faixas frequências disponíveis se comparado com o seu similar para os cabos desenergizados, Figura 25. Outra observação é uma grande melhora em relação ao casamento de impedância, em que os picos de descasamento foram aproximadamente dez vezes menores. Ainda sobre a Figura 43, também pode-se destacar que os picos de descasamento pouco influenciam no desempenho do canal, o que provavelmente ocorre devido aos seus baixos valores. Outra observação é o fato de que o caso 3 apresenta nulos que aparentam ser independentes da condição de descasamento. É importante lembrar que parte do sinal injetado na topologia foi propagado para a rede elétrica, isso faz com que naturalmente haja uma redução de desempenho do canal em estudo. Outro fato importante a ser considerado é de que uma vez ligada a rede elétrica, a topologia fica exposta a diversos tipos de ruídos e outros problemas presentes em um canal PLC real. Dessa maneira, esse cenário é bem realista, entretanto dificulta as análises devido ao desconhecimento a respeito da rede elétrica ao qual a topologia foi conectada.

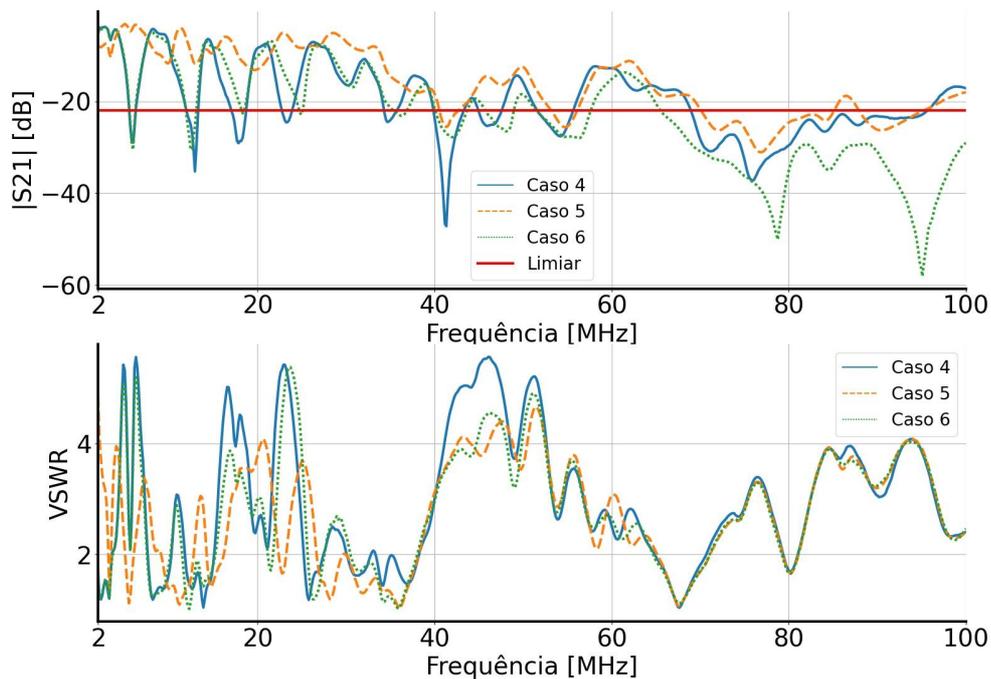
Figura 43 - S_{21} e VSWR para a Topologia 1 Energizada - Casos 1, 2 e 3



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

A partir da Figura 44, é possível observar que a faixa de frequências até 40 MHz está próxima de ser totalmente disponível, e também existem algumas faixas disponíveis em frequências maiores. São constatados maiores valores de descasamento se comparado com a Figura 43, e os mesmos estão em acordo com os nulos presentes nas curvas de perda por inserção, exceto um nulo em 80 MHz do caso 6 que ocorre em ambos gráficos. Esse mesmo nulo também está presente para o caso 6 na situação desenergizado, Figura 26.

Figura 44 - S_{21} e VSWR para a Topologia 1 Energizada - Casos 4, 5 e 6

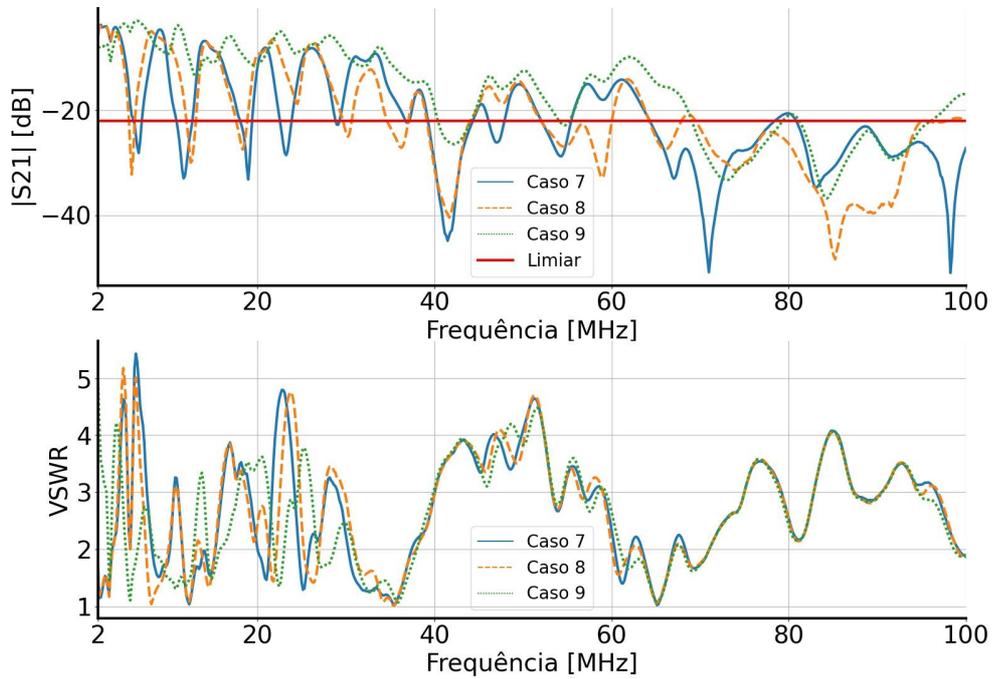


Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

Pode ser visto na Figura 45, um comportamento similar ao observado na Figura 44, em que existem largos picos de descasamento, disponibilidade quase total até 40 MHz, com algumas faixas disponíveis em frequências maiores. Além disso, nota-se grandes nulos a partir de 70 MHz para os casos 7 e 8, frequência que também ocorrem picos de descasamento. Então conclui-se que em altas frequências os casos em que se predomina a irradiação são mais susceptíveis ao descasamento do que o caso de transmissão direta.

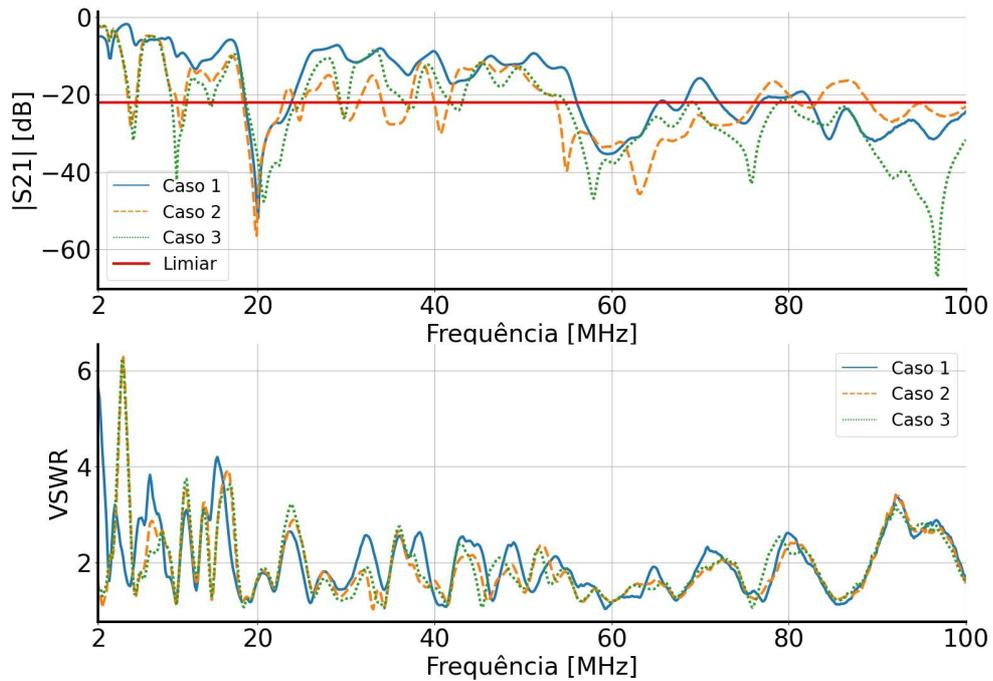
A partir da Figura 46 é verificada a presença de um nulo para os três casos em 20 MHz, sendo que o mesmo foi observado na Figura 28, o que indica que esse nulo não é causado por descasamento, pois para os casos da Figura 46 os valores de descasamento em toda a faixa de frequências são muito menores. Os nulos presentes nas curvas de perda por inserção em 60 MHz também estão presentes na Figura 46, contudo são menos acentuados e possuem valores maiores do que na situação desenergizada, Figura 28. Por fim, é observado que a partir de 55 MHz praticamente não existem faixas disponíveis para serem utilizadas.

Figura 45 - S_{21} e VSWR para a Topologia 1 Energizada - Casos 7, 8 e 9



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

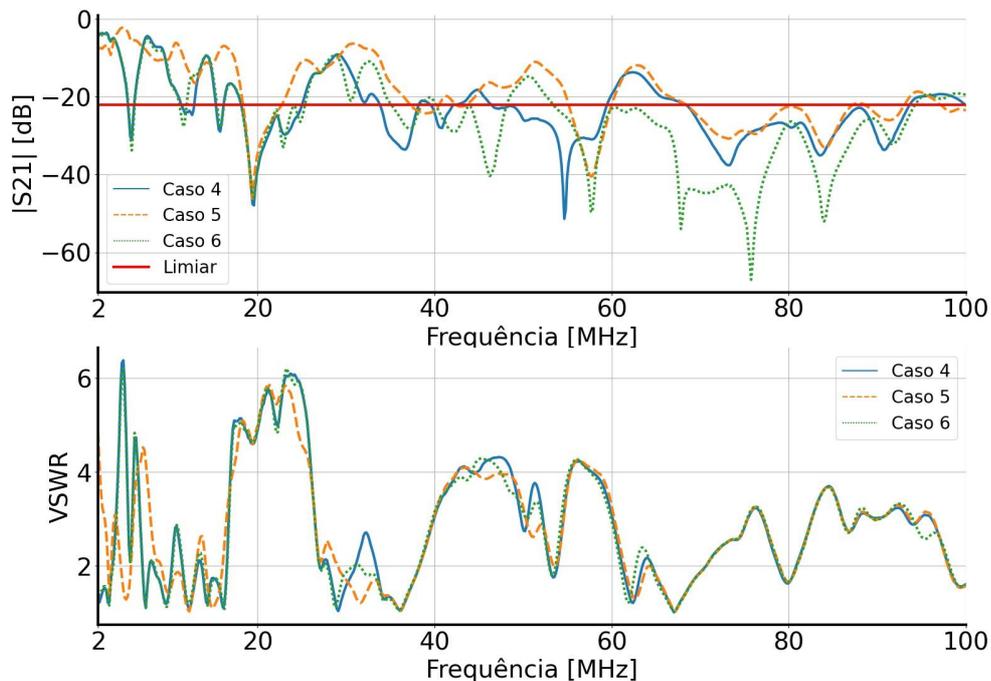
Figura 46 - S_{21} e VSWR para a Topologia 2 Energizada - Casos 1, 2 e 3



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

Já a Figura 47 mostra uma drástica redução das faixas disponíveis para transmissão. Um nulo em 20 MHz para a perda por inserção é observado, assim como na Figura 35. Novamente o caso 6 mostrou um desempenho inferior, e a redução de faixas disponíveis é observada para todos os casos.

Figura 47 - S_{21} e VSWR para a Topologia 2 Energizada - Casos 4, 5 e 6



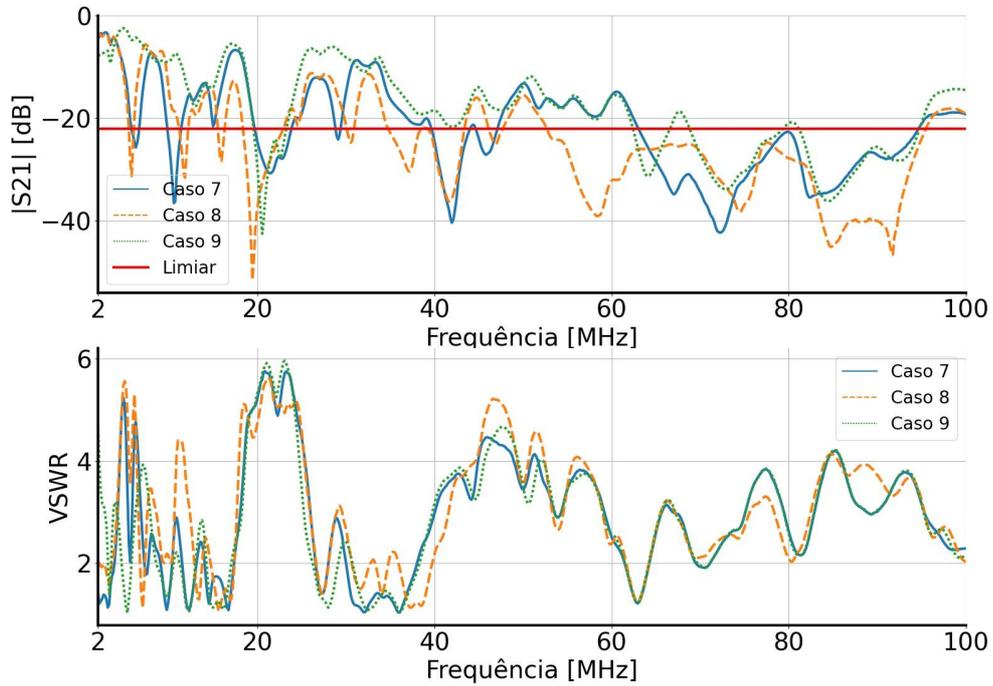
Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

Os casos da Figura 48 mostram um nulo em 20 MHz no gráfico de perda por inserção, o caso 8 mostra os piores resultados no mesmo gráfico, sendo que esse é o único caso que não possui nenhum fio com transmissão direta.

Na Figura 49, os resultados de VSWR permanecem baixos, e os casos parecem mostrar uma maior faixa para transmissão. Uma comparação dessa figura com a Figura 31 mostra um desempenho aparente superior para a situação energizada.

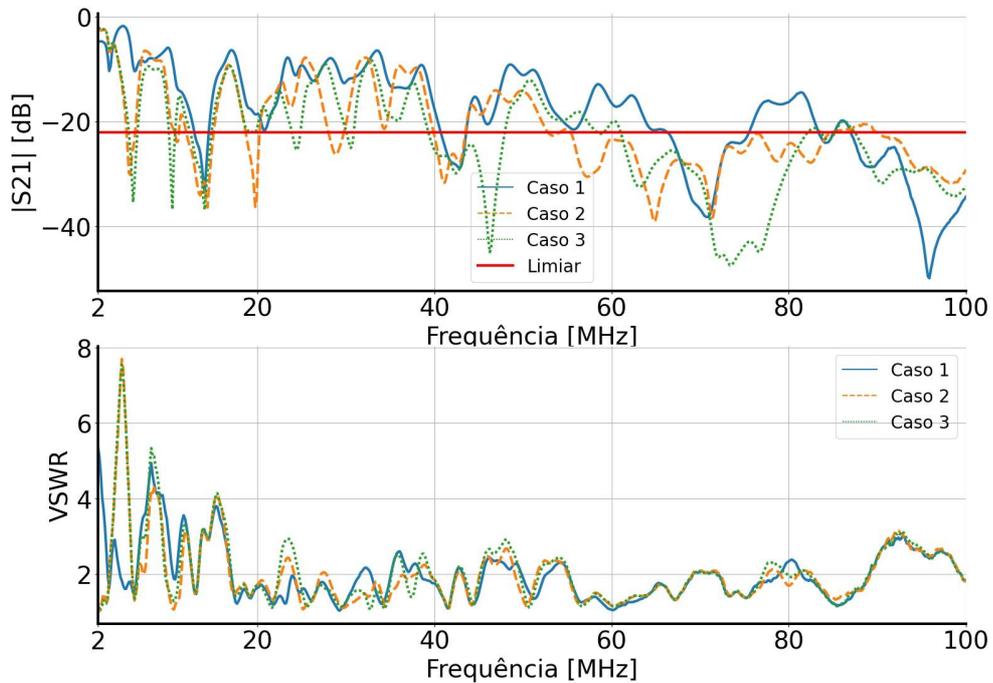
A Figura 50 mostra uma redução na banda para transmissão, se comparada com a situação desenergizada da Figura 32. Além disso, o caso 5 apresenta dois grandes nulos acentuados em aproximadamente 15 e 50 MHz, enquanto o caso 6 mostra um largo nulo que vai de 70 a 80 MHz. Nulos em pontos similares aos do caso 5 podem ser observados na Figura 32, porém com magnitudes maiores. Já os apresentados pelo caso 6 aparentam ser uma junção dos nulos mostrados pelo mesmo caso e faixa de frequências na situação desenergizada.

Figura 48 - S_{21} e VSWR para a Topologia 2 Energizada - Casos 7, 8 e 9

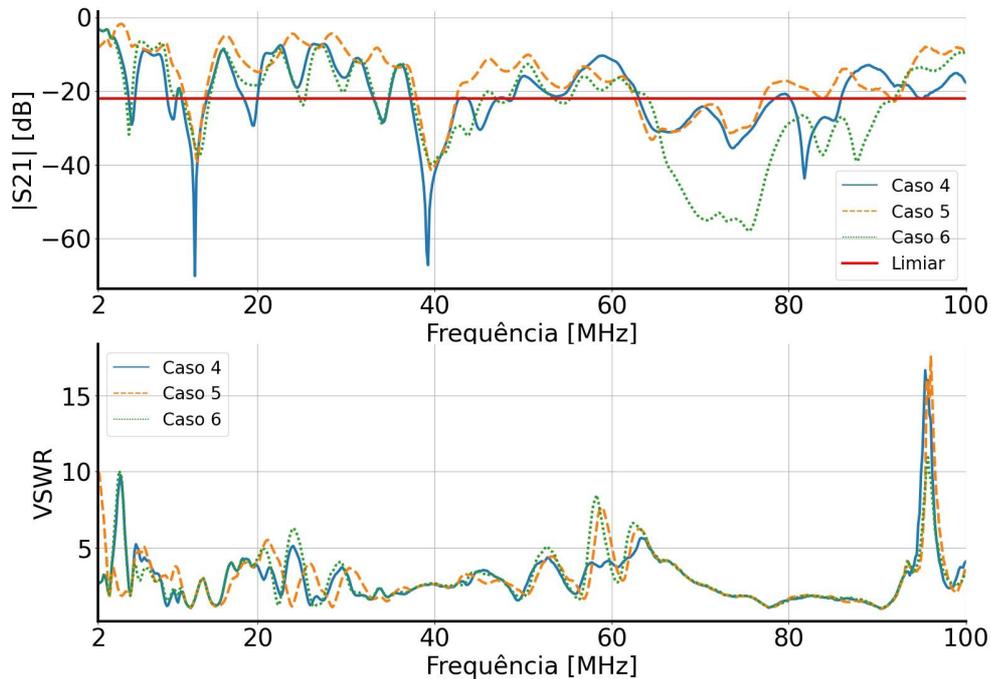


Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

Figura 49 - S_{21} e VSWR para a Topologia 3 Energizada - Casos 1, 2 e 3



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

Figura 50 - S_{21} e VSWR para a Topologia 3 Energizada - Casos 4, 5 e 6

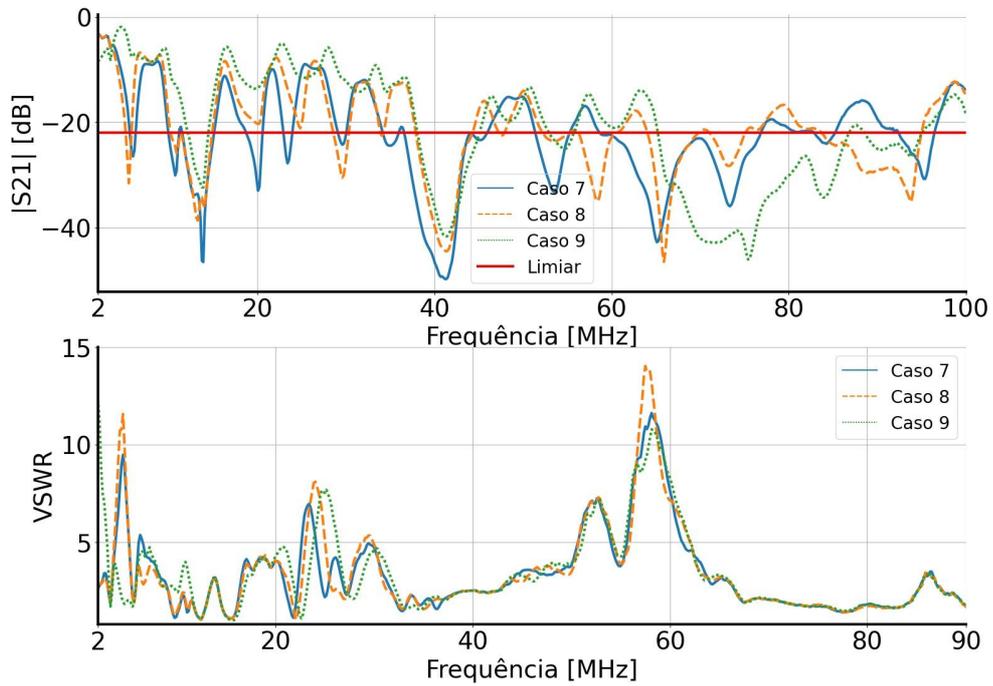
Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

Os gráficos referentes aos últimos casos da topologia 3, da Figura 51, mostram curvas similares às da Figura 50. Além disso, são observados que os nulos aparecem em frequências próximas aos que foram vistos na Figura 33. Então, é possível inferir que os nulos são consequências das reflexões causadas pela derivação presente na topologia 3.

Se observa uma grande similaridade entre os casos das Figuras 34 e 52 até 40 MHz. Existem apenas duas bandas disponíveis em frequências superiores a essa, sendo a primeira válida para os três casos e está entre 45 e 55 MHz aproximadamente, e a segunda válida apenas para o caso 1 e está localizada entre 78 e 83 MHz. Por último, existe um grande nulo para o caso 3 no gráfico de S_{21} , que não estava presente para o mesmo caso e topologia na situação desenergizada.

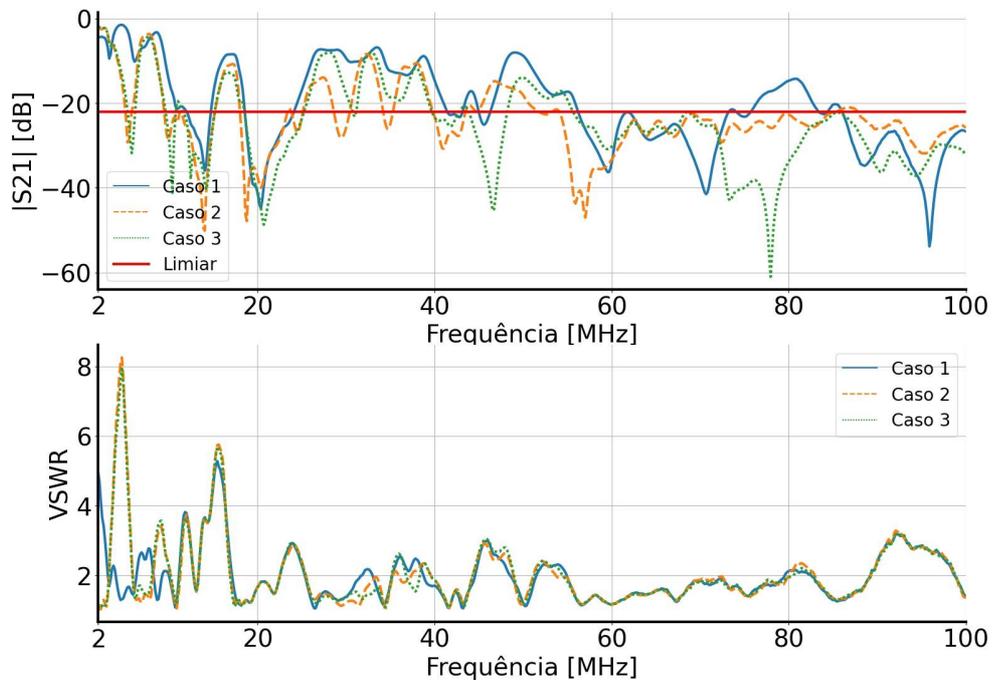
A partir dos resultados referentes aos casos 4, 5 e 6 representados na Figura 53, é observado uma grande redução da banda disponível para transmissão. Os três casos dessa figura mostraram comportamentos similares entre eles no quesito de disponibilidade de banda e forma das curvas, exceto o caso 5 que aparenta ter uma disponibilidade maior. Outro fato é que o caso 6 apresenta uma queda brusca nos valores de perda por inserção na faixa de 70 a 80 MHz. É importante lembrar que esses nulos não estavam presentes na situação desenergizada e os mesmos estão localizados em um espectro com valores baixos para o descasamento.

Figura 51 - S_{21} e VSWR para a Topologia 3 Energizada - Casos 7, 8 e 9



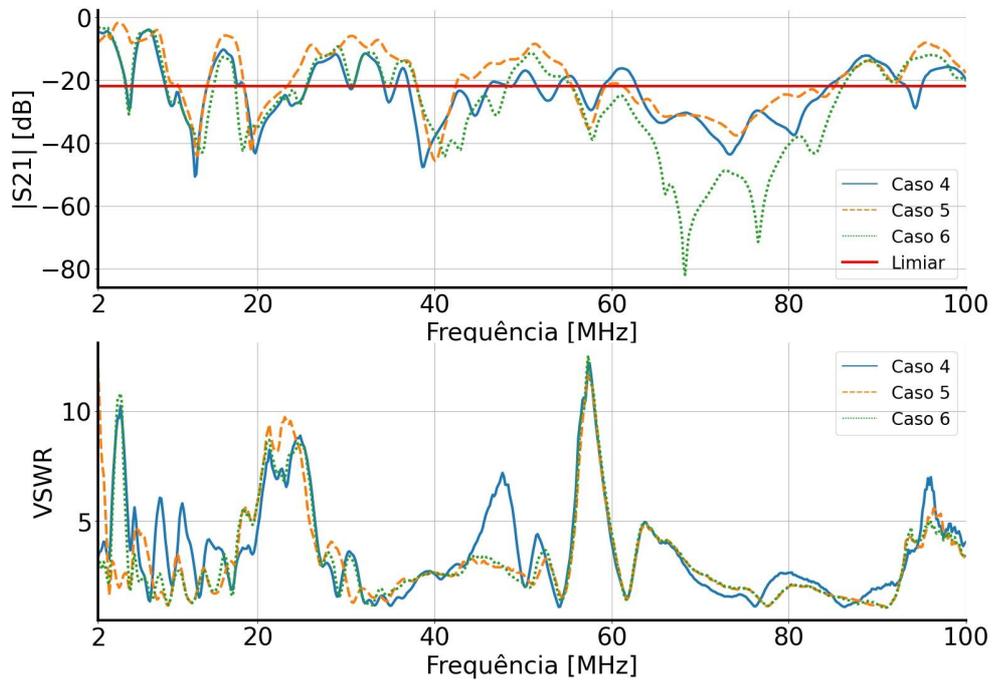
Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

Figura 52 - S_{21} e VSWR para a Topologia 4 Energizada - Casos 1, 2 e 3



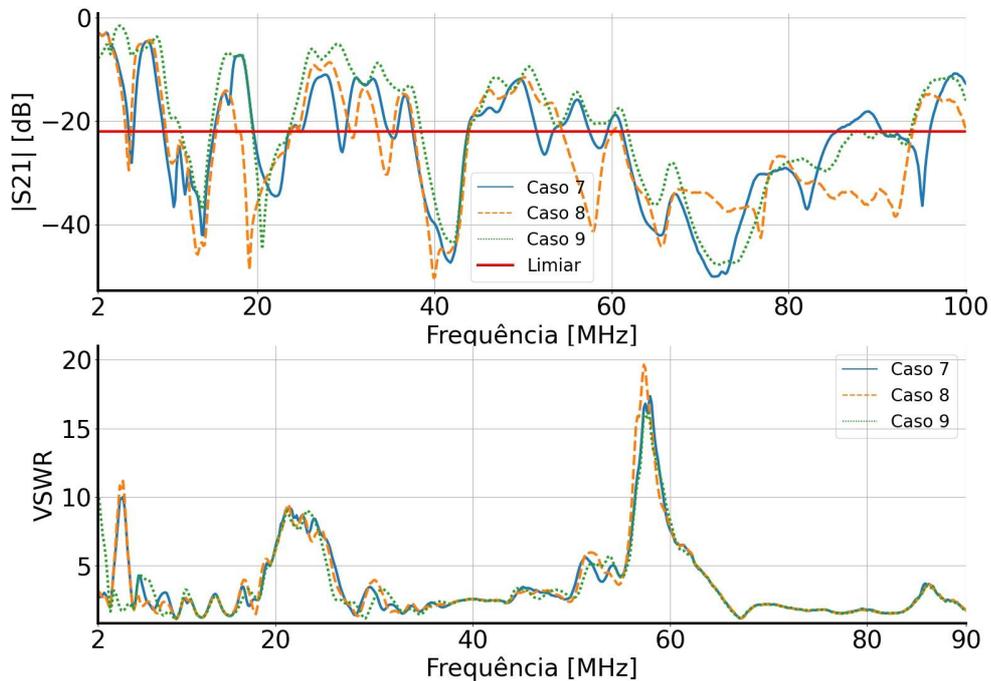
Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

Figura 53 - S_{21} e VSWR para a Topologia 4 Energizada - Casos 4, 5 e 6



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

A Figura 54 mostra os gráficos de S_{21} e VSWR para os casos 7, 8 e 9. Através dessa nota-se uma grande similaridade com esses casos referentes a outras topologias. Pode-se verificar a presença de muitas faixas de indisponibilidade de transmissão. Isso é o esperado de uma topologia com mais derivações, e ainda conectada a uma rede elétrica desconhecida.

Figura 54 - S_{21} e VSWR para a Topologia 4 Energizado e Casos 7, 8 e 9

Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

5.3 Disponibilidade de Banda

Nessa seção são abordadas todas as topologias e casos tendo como base a largura de banda disponível para transmissão. Esses dados foram reunidos na Tabela 7 para que a análise seja feita de forma mais sucinta.

Tabela 7 – Banda Disponível - Energizado

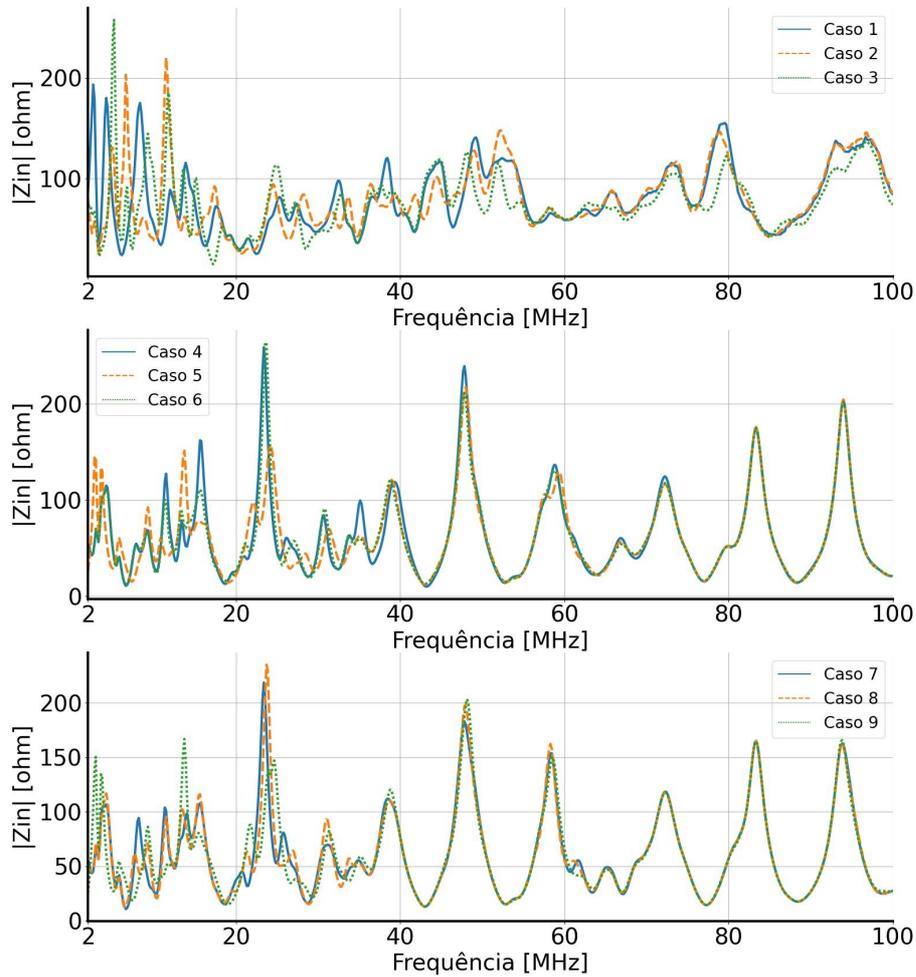
Caso	Topologia 1 (%)	Topologia 2 (%)	Topologia 3 (%)	Topologia 4 (%)
Caso 1	74,64	60,42	70,92	54,12
Caso 2	59,61	49,43	46,53	34,41
Caso 3	42,81	42,97	47,98	34,57
Caso 4	55,74	42,97	60,10	47,01
Caso 5	72,05	59,13	77,54	59,29
Caso 6	47,82	36,67	54,28	43,94
Caso 7	49,27	53,31	50,57	46,69
Caso 8	48,14	38,61	56,38	39,26
Caso 9	69,63	67,04	59,13	55,09

Para a Tabela 7, que representa as bandas de frequência para os casos energizados, seguiu a mesma ideia de haver uma redução da banda na medida em que se aumentam as derivações. Outro comportamento similar a situação desenergizada foi que os casos em que existe a transmissão direta (Casos 1, 5 e 9) são os que obtiveram maior largura de banda disponível. A topologia com uma derivação de 3 metros mostrou um comportamento

interessante, sendo superior a topologia com uma derivação de 2 metros e com a de duas derivações nos casos 1, 3, 4, 5, 6 e 8. Além disso, para os casos 3, 5, 6 e 8, essa topologia se mostrou mais adequada à transmissão do que para o caso sem derivação.

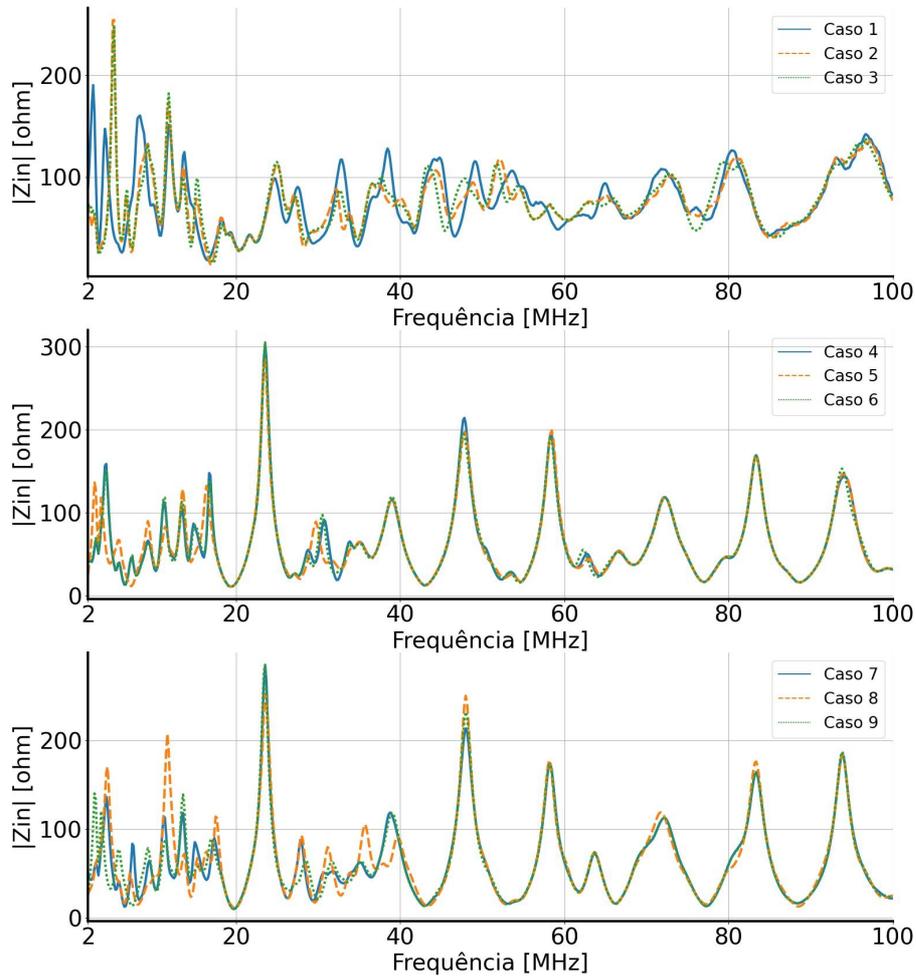
5.4 Impedância de Entrada

Para se iniciar as análises de impedância de entrada para a situação de cabos energizados, os gráficos dos casos relativos a topologia 1 (sem derivações) foram reunidos na Figura 55. A primeira mostra que os Casos 1, 2 e 3 apresentam valores bem divergentes em frequências até aproximadamente 15 MHz, e a partir dessa frequência as curvas mostram comportamento e valores similares. Os casos 4 a 9 mostram comportamentos e valores similares por quase todo o espectro, ocorrendo pequenas divergências apenas em frequências menores do que 15 MHz. Uma observação interessante a ser levada em conta, é de que os casos de transmissão direta mostraram valores menores em baixas frequências, o que diverge do comportamento visto para os experimentos desenergizados.

Figura 55 - Z_{in} para a Topologia 1 Energizada

Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

A topologia 2 será analisada com base na Figura 56, que reúne os gráficos para todos os casos. Em geral, as respectivas curvas de cada gráfico exibem comportamentos próximos em toda a faixa de frequências, sendo apresentadas apenas algumas divergências maiores em frequências até 15 MHz. Dadas as diferenças em baixas frequências, temos os casos 1 a 3 que mostram mais picos para a transmissão direta, embora o maior pico tenha ocorrido nos casos que envolvem irradiação. Já os casos 4 a 6 exibem pequenos picos, sendo o dos casos irradiados ligeiramente maiores, ressaltando que a diferença entre esses casos é muito pequena. Por fim, são verificadas algumas diferenças entre os casos 7 a 9, contudo elas são aparentemente pequenas e suas curvas são bem similares às dos casos 4 a 6.

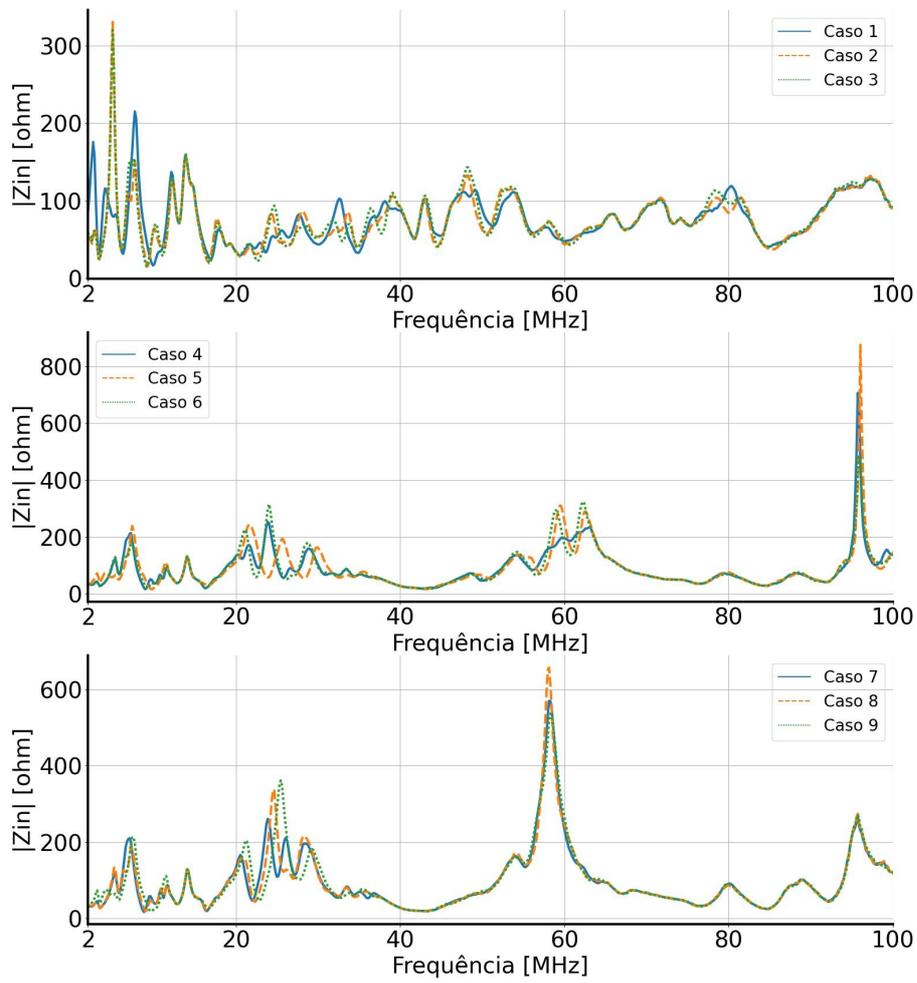
Figura 56 - Z_{in} para a Topologia 2 Energizada

Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

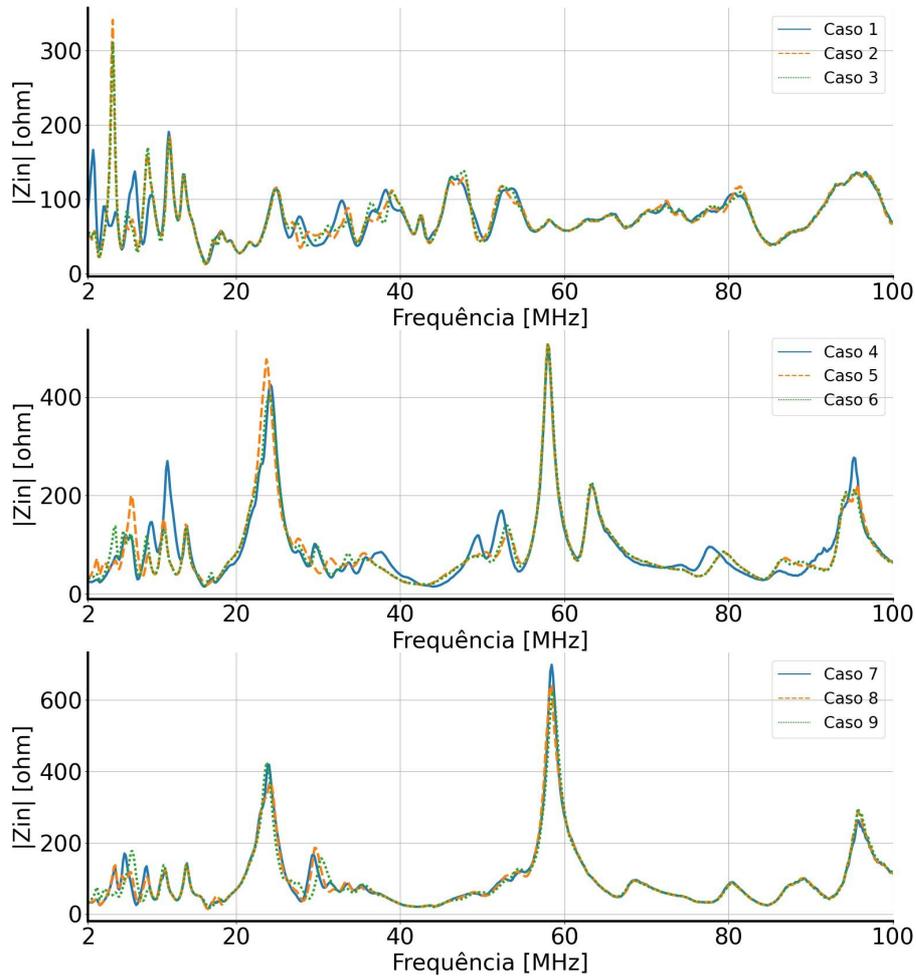
Os resultados dos experimentos realizados na topologia 3 energizada são exibidos na Figura 57. Os casos 1 a 3 apresentam respostas similares a topologia 2 energizada. Os casos 4 a 9, aparentemente exibem curvas bem diferentes às anteriores, entretanto é observado que houve uma grande mudança na escala dos gráficos referentes a esses casos. Isso ocorre, pois existe a presença de um pico de valor muito alto em cada gráfico, sendo essa a maior diferença de comportamento apresentada por esses casos.

Para a topologia 4, em que estão presentes duas derivações têm seus resultados mostrados na Figura 58. Os casos 1 a 3 exibiram comportamento similar ao vistos na topologia 3 energizada. Os casos 4 a 6 mostram um grande pico próximo a 20 MHz, assim como para a topologia 2 energizada, e o outro grande pico está localizado em 60 MHz. Esse último é exibido pelos casos 4 a 9 para as topologias 3 e 4, e o primeiro é visto na topologia 2 energizada.

Figura 57 - Z_{in} para a Topologia 3 Energizada



Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

Figura 58 - Z_{in} para a Topologia 4 Energizada

Fonte: Elaborado pelo autor. (2022).

Da mesma forma como foi feito para o caso desenergizado, se calculou a média da impedância de entrada de cada caso e topologia. Esses valores estão representados na Tabela 8, e a média global é de $77,14 \Omega$ que é um valor muito menor do que o encontrado com os cabos desenergizados, e bem mais próximo dos 50Ω da saída do acoplador. A partir disso se confirma os baixos valores de VSWR verificados nos gráficos. Para os Casos 5, 6, 7, 8 e 9 o valor mínimo de Z_{in} é encontrado para a topologia sem derivação, sendo que nos casos 2, 3 e 4 é na topologia com uma derivação de 2 metros e o casos 1 em uma derivação de 3 metros. Já os valores máximos são encontrados na topologia de duas derivações para os Casos 4, 5, 6, e com uma derivação de 3 metros para os Casos 3, 7, 8 e 9, e sem derivações para os Casos 1 e 2.

Tabela 8 – Média da Impedância de Entrada - Energizado

Caso	Topologia 1 (Ω)	Topologia 2 (Ω)	Topologia 3 (Ω)	Topologia 4 (Ω)
Caso 1	80,47	76,75	76,47	76,62
Caso 2	79,77	75,52	75,82	76,74
Caso 3	75,94	75,76	76,87	76,66
Caso 4	62,39	62,11	87,36	92,54
Caso 5	61,11	61,99	88,84	91,28
Caso 6	61,61	61,90	88,18	89,89
Caso 7	60,81	62,12	96,06	95,43
Caso 8	60,87	63,43	96,49	94,99
Caso 9	60,76	62,35	97,08	94,23

6 CONCLUSÃO

6.1 Considerações Finais

O foco desse trabalho é a caracterização de um canal PLC de banda larga em baixa tensão, de três condutores, representando uma rede residencial monofásica. Os experimentos foram realizados utilizando quatro topologias com derivações diferentes mostraram que existe uma boa faixa de frequências disponível para transmissão.

Um aspecto interessante observado é a diferença de disponibilidade de banda para ser utilizada na transmissão de dados entre a topologia energizada e desenergizada. Essa comparação, a princípio, indica que existe uma grande diferença entre o canal PLC conectado à rede elétrica e desconectado. Contudo, o caso energizado mostra uma perspectiva pessimista, uma vez que uma porção do sinal estava sendo perdida para a rede de alimentação, já que não foi possível utilizar o bloqueador. Além disso, os resultados relativos a impedância de entrada, mostraram que para o caso energizado, que é bem próximo a um caso real já que a topologia de testes está ligada à rede elétrica da Universidade, tende a se aproximar da impedância de entrada da rede, o que é confirmado pelos baixos valores de VSWR.

As informações obtidas pelas análises de impedância de entrada e VSWR são bem interessantes do ponto de vista de projeto de acopladores, pois possibilita produzir acopladores com impedância de entrada ainda mais próximos da impedância da LT, o que reduziria as reflexões causada por descasamento de impedância, e conseqüentemente melhoraria o desempenho do canal.

6.2 Trabalhos Futuros

Os próximos passos dessa pesquisa, tendo em vista os resultados obtidos, são:

- Aprofundar os estudos em relação a bloqueadores PLC para que as topologias de teste sejam devidamente isoladas das redes de alimentação;
- Calcular a capacidade do canal;
- Realizar experimentos com cargas nas derivações;
- Desenvolver acopladores.

REFERÊNCIAS

- 1 H. Hrasnica, A. Haidine and R. Lehnert. **Broadband Powerline Communications**. Hoboken: John Wiley and Sons, Ltd., 2005.
- 2 K. Dostert. **Powerline Communication**. Prentice Hall, 2001.
- 3 U. R. C. Vitor. **Internet via rede elétrica: Modelagem de canal baseada em interferômetro**. Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como Parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica, 2008.
- 4 MARQUES, Fabio da Silva. **Contributions to regulation of PLC technology in Brazil based on trial test**. 2009. 60 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia) - Universidade Federal de Goiás, Goiânia, 2009.
- 5 P. J. Joseph and S. S. Pillai. **Modeling of broadband power line communication in last-mile networks**. 2016 International Conference on Communication Systems and Networks (ComNet), 2016, pp. 137-142, doi: 10.1109/CSN.2016.7824002.
- 6 VITOR, Ulysses Roberto Chaves. **Transmissão de dados via rede elétrica: função transferência utilizando grafo de fluxo**. Recife, 2013. 61 f. Tese (doutorado) - UFPE, Centro de Tecnologia e Geociências, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, 2013.
- 7 L. R. M. Castor. **A rede de média tensão como meio de transporte de dados em redes smart grid**. Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica., 2015.
- 8 **IEEE Standard for Broadband over Power Line Networks: Medium Access Control and Physical Layer Specifications - Redline**. in IEEE Std 1901-2020 (Revision of IEEE Std 1901-2010) - Redline , vol., no., pp.1-2436, 19 Jan. 2021.
- 9 Chao Zhang¹, Xu Zhu¹, Yi Huang¹, Gan Liu². **High-resolution and low-complexity dynamic topology estimation for PLC networks assisted by impulsive noise source detection**. IET Communications, vol. 10, no. 4, pp.443–451, 2016.
- 10 Antonio Angelo Missiaggia Picorone, Laryssa Ramos Amado, Moises Vidal Ribeiro. **Linear and Periodically Time-Varying PLC Channels Estimation in the Presence of Impulsive Noise**. in Proc. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, Mar. 2010, pp. 255–260.
- 11 Stephane M. Nlom ; Alain R. Ndjiongue ; Khmaies Ouahada. **Cascaded PLC-VLC Channel: An Indoor Measurements Campaign**. - IEEE Access, 2018, Volume: 6, Pages: 25230-25239.
- 12 Anatel. **Ato nº 9106**. 22 de novembro de 2018. [Online] Disponível em: <https://www.anatel.gov.br/legislacao/atos-de-requisitos-tecnicos-de-gestao-do-espectro/2018/1236-ato-9106> [Acessado em: 25 - Novembro - 2022]

- 13 M. V. Ribeiro, C. A. Duque, and J. M. T. Romano. **An interconnected type-1 fuzzy algorithm for impulsive noise cancellation in multicarrier-based power line communication systems**. IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 24, no. 7, pp. 1364-1376, Jul. 2006.
- 14 E. A. Teixeira, M. V. dos Santos. **PLC-to-LAN interference analysis and electromagnetic shielding** IEEE Int. Conf. Emerging Tech. Innovative Business Practices for the Transformation of Societies (EmergiTech), pp. 194-198, 2016.
- 15 Bilal Masood ; Waseem Nazar ; Rabia Masood. **Channel Modeling of Low Voltage NB-PLC Network using Statistical and Deterministic Channel Modeling Approaches**. 7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), IEEE Access - 2018.
- 16 G. Artale et al. **An Innovative Coupling Solution for Power Line Communication in MV Electrical Networks**. 2019 1st Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM), 2019, pp. 90-95, doi: 10.1109/GPECOM.2019.8778524.
- 17 Luís Guilherme da S. Costa, Guilherme R. Colen, Antônio Carlos M. de Queiroz, Vinícius L.R. da Costa, Ulysses R.C. Vitor, Filipe Vinci dos Santos, Moisés Vidal Ribeiro. **Access impedance in Brazilian in-home, broadband and low-voltage electric power grids**. Electric Power Systems Research, Volume 171, 2019, Pages 141-149, ISSN 0378-7796, <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2019.02.015>. (<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S037877961930080X>) [Acessado em: 25 - Novembro - 2022]
- 18 Costa, L. G., Queiroz, A., Costa, V., & Ribeiro, M. (2021). **An Analog Filter Bank-based Circuit for Performing the Adaptive Impedance Matching in PLC Systems**. Journal of Communication and Information Systems, 36(1), 133-150. <https://doi.org/10.14209/jcis.2021.15> [Acessado em: 25 - Novembro - 2022]
- 19 Pimentel, P.R.S.; Baldissin, A.; Cesar, L.S.; Framil, R.R.; Pascalicch, A. **Revolution in the distribution (use of the technology power line communication in the transmission of data, voice and images)**. Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America, 2004 IEEE/PES , pp. 314- 320, 8-11 Nov. 2004
- 20 **IEEE Standard for Low-Frequency (less than 500 kHz) Narrowband Power Line Communications for Smart Grid Applications**. IEEE Communications Society Standard 1901.2-2013, Dec. 2013.
- 21 P. Pagani and A. Schwager. **A Statistical Model of the In-Home MIMO PLC Channel Based on European Field Measurements**. in IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 34, no. 7, pp. 2033-2044, July 2016, doi: 10.1109/JSAC.2016.2566158.
- 22 Pei-ling ZHANG, Hong-xin ZHANG, Hong-da LIU, Yu-jing ZHANG, Peng-fei HE, Xue-li PANG. **Particle filtering based channel estimation in OFDM power line communication**. The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications, Volume 21, Issue 5, 2014, Pages 24-30, ISSN 1005-8885, [https://doi.org/10.1016/S1005-8885\(14\)60326-5](https://doi.org/10.1016/S1005-8885(14)60326-5). [Acessado em: 25 - Novembro - 2022]

- 23 R. Hashmat, P. Pagani, T. Chonavel and A. Zeddani. **Analysis and modeling of background noise for inhome MIMO PLC channels**. 2012 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2012, pp. 316-321, doi: 10.1109/ISPLC.2012.6201292.
- 24 Y. Guo, Z. Yang, R. Huo and Z. Xie. **Channel Model for Low Voltage Three-Core Power Line Communication**. in IEEE Access, vol. 7, pp. 154882-154888, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2949058.
- 25 Donglin He, Yizhen Wei, Shuang Cui, Wei Hua, Xueyu Duan, Liang Liu. **Modeling of broadband power line communication channel based on transmission line theory and radiation loss**. IEICE Electronics Express, 2019, Volume 16, Issue 16, Pages 20190370, Released on J-STAGE August 25, 2019, Advance online publication July 12, 2019, Online ISSN 1349-2543, <https://doi.org/10.1587/elex.16.20190370>. [Acessado em: 25 - Novembro - 2022]
- 26 Vitor, Ulysses R. C. et al. **MIMO-PLC Communications in an Experimental Medium Voltage Network: Measurement and Analysis**. Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications [online]. 2022, v. 21, n. 1, pp. 102-113. Disponível em: <<https://doi.org/10.1590/2179-10742022v21i111380>>. Epub 09 Mar 2022. ISSN 2179-1074. <https://doi.org/10.1590/2179-10742022v21i111380>. [Acessado em: 25 - Novembro - 2022]
- 27 D. Righini and A. M. Tonello. **MIMO In-Band-Full-Duplex PLC: Design, Analysis and First Hardware Realization of the Analog Self-Interference Cancellation Stage**. in IEEE Open Journal of the Communications Society, vol. 2, pp. 1344-1357, 2021, doi: 10.1109/OJCOMS.2021.3085830.
- 28 A. Fadaei Tehrani, H. -G. Yeh and S. -C. Kwon. **BER Performance of Space-Time Parallel ICI Cancellation of OFDM in MIMO Power Line Communications**. in IEEE Systems Journal, vol. 15, no. 2, pp. 1742-1752, June 2021, doi: 10.1109/JSYST.2020.2968542.
- 29 Theofilos A. Papadopoulos, Andreas I. Chrysochos, Ahmed ElSamadouny, Naofal Al-Dhahir, Grigoris K. Papagiannis. **MIMO-OFDM narrowband-PLC in distribution systems: Impact of power transformers on achievable data rates**. Electric Power Systems Research, Volume 151, 2017, Pages 251-265, ISSN 0378-7796, <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2017.05.039>. (<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779617302468>) [Acessado em: 25 - Novembro - 2022]
- 30 Andreas I. Chrysochos, Theofilos A. Papadopoulos, Ahmed ElSamadouny, Grigoris K. Papagiannis, Naofal Al-Dhahir. **Optimized MIMO-OFDM design for narrowband-PLC applications in medium-voltage smart distribution grids**. Electric Power Systems Research, Volume 140, 2016, Pages 253-262, ISSN 0378-7796, <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2016.06.017>. (<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779616302255>) [Acessado em: 25 - Novembro - 2022]
- 31 Ndolo A.O. **Optimal Narrowband and Broadband Data Communication Transmission in Low-Voltage Power Line**. in IJRET: International Journal of

- Research in Engineering and Technology, vol. 5, no. 5, pp. 305-308, 2016, <https://doi.org/10.15623/ijret.2016.0505056>. [Acessado em: 25 - Novembro - 2022]
- 32 Y. Ai, L. Kong, M. Cheffena, S. Chatzinotas and B. Ottersten. **On Performance Characterization of Cascaded Multiwire-PLC/MIMO-RF Communication System**. 2021 29th European Signal Processing Conference (EUSIPCO), 2021, pp. 1656-1660, doi: 10.23919/EUSIPCO54536.2021.9616275.
- 33 Q. Yan, L. Yu, X. Shu, D. Wu, J. Zhu and G. Yan. **A Robust MIMO Power Line Communication System**. 2020 IEEE 2nd International Conference on Civil Aviation Safety and Information Technology (ICCASIT), 2020, pp. 399-402, doi: 10.1109/ICCASIT50869.2020.9368547.
- 34 Y. Qian, X. Zhou, J. Li, F. Shu and D. N. K. Jayakody. **A Novel Precoding and Impulsive Noise Mitigation Scheme for MIMO Power Line Communication Systems**. in IEEE Systems Journal, vol. 13, no. 1, pp. 6-17, March 2019, doi: 10.1109/JSYST.2018.2880962.
- 35 Raul Ambrozio Valente, Taufik Abrão. **MIMO transmit scheme based on morphological perceptron with competitive learning**. Neural Networks, Volume 80, 2016, Pages 9-18, ISSN 0893-6080, <https://doi.org/10.1016/j.neunet.2016.03.009>. [Acessado em: 25 - Novembro - 2022]
- 36 S. Li, X. Hou, G. Xu and X. Liu. **Design and simulation of an adaptive filter in MIMO-PLC system**. 2017 IEEE 17th International Conference on Communication Technology (ICCT), 2017, pp. 1698-1701, doi: 10.1109/ICCT.2017.8359920.
- 37 H. Bouassam, M. Rifi and V. Degardin. **Impact of loads on insertion gain and capacity for MIMO PLC channels**. 2015 International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT), 2015, pp. 150-153, doi: 10.1109/EITech.2015.7163002.
- 38 D. Schneider, A. Schwager, W. Bäschlin and P. Pagani. **European MIMO PLC field measurements: Channel analysis** 2012 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2012, pp. 304-309, doi: 10.1109/ISPLC.2012.6201316.
- 39 Jean Paul A. Yaacoub, Javier Hernandez Fernandez, Hassan N. Noura, Ali Chehab. **Security of Power Line Communication systems: Issues, limitations and existing solutions**. Computer Science Review, Volume 39, 2021, 100331, ISSN 1574-0137, <https://doi.org/10.1016/j.cosrev.2020.100331>. (<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1574013720304317>) [Acessado em: 25 - Novembro - 2022]
- 40 Xiaoxia Wei, Jie Liu and Yan Li. **Simulation and Analysis of Power Transmission Line Model**. 2006 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2006, pp. 256-260, doi: 10.1109/ISPLC.2006.247471.
- 41 SADIKU, Matthew N. O. **Elementos de eletromagnetismo**. 3.ed. Porto Alegre (RS): Bookman, 2006. 687p. 537 S125e.

- 42 Pozar, D.M. (2012). **Microwave Engineering**. 4th Edition, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken.
- 43 FLEMMING, DIVA MARÍLIA; GONÇALVES, MIRIAN BUSS. **Cálculo A: funções, limites, derivações e integração**. 6. ed. São Paulo: Pearson Education, 2007.
- 44 Cheng, D. K. **Fundamental of Engineering Electromagnetics**. Reading, MA: Addison-Wesley, 1992.
- 45 D.K. Misra. **Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits: Analysis and Design**. A Wiley-Interscience publication. Wiley, 2004.
- 46 M. Zimmermann and K. Dostert. **Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications**. IEEE Transactions on Electromagnetic compatibility, vol. 44, n. 1, pp. 249–258, 2002.
- 47 T. S. Pang, P. L. So, K. Y. See and A. Kamarul. **Common-Mode Current Propagation in Power Line Communication Networks Using Multi-Conductor Transmission Line Theory**. 2007 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2007, pp. 517-522, doi: 10.1109/ISPLC.2007.371178.
- 48 J. Anatory, N. Theethayi, R. Thottappillil, M. M. Kissaka and N. H. Mvungi. **The Influence of Load Impedance, Line Length, and Branches on Underground Cable Power-Line Communications (PLC) Systems**. in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 23, no. 1, pp. 180-187, Jan. 2008, doi: 10.1109/TPWRD.2007.911020.
- 49 K. Khalil, M. G. Gazalet, P. Corlay, F. -X. Coudoux and M. Gharbi. **An MIMO Random Channel Generator for Indoor Power-Line Communication**. in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 29, no. 4, pp. 1561-1568, Aug. 2014, doi: 10.1109/TPWRD.2014.2331078.
- 50 **R & S FSH4/8/13/20 Spectrum Analyzer Operating Manual**. 2022. [Online]. Disponível em: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_manuais/gb_1/f/fsh_1/FSH_OperatingManual_en_FW3.40.pdf [Acessado em: 25 - Novembro - 2022]
- 51 **Surface Mount Wideband RF Transformers**. 2022. [Online]. Disponível em: <https://www.coilcraft.com/getmedia/2623c26b-542e-49f8-90ee-c7b1fe27d34b/pwb.pdf> [Acessado em: 25 - Novembro - 2022]
- 52 T. R. Oliveira, A. A. M. Picorone, C. B. Zeller, S. L. Netto, M. V. Ribeiro. **Statistical Modeling of Brazilian In-Home PLC Channel Features**. Journal of Communication and Information Systems, vol. 34, no. 1, pp. 154–168, Jun. 2019. doi: 0.14209/jcis.2019.16.
- 53 **Manual técnico do modem cxp-hda-gwyc**. in User Guide, 2014. [Online]. Disponível em: https://static.tp-link.com/2018/201803/20180330/1910012323__UG.pdf [Acessado em: 25 - Novembro - 2022]

- 54 L. R. M. Castor, R. Natale, J. A. P. Favero, J. A. L. Silva, and M. E. V. Segatto. **The Smart Grid Concept in Oil & Gas Industries by a Field Trial of Data Communication in MV Power Lines**. Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, vol. 15, pp. 81 – 92, 06 2016. [Online]. Disponível em: http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S2179-1074201600200081&nrm=iso [Acessado em: 25 - Novembro - 2022]
- 55 **Manual técnico do modem cxp-hda-gwyc**. in User Guide, 2014. [Online]. Disponível em: https://svn.wirelessleiden.nl/svn/projects/nodebouwdocumentatie/Corinex_CXP-HDC_LVC_UserGuide_v1.0.pdf [Acessado em: 25 - Novembro - 2022]