

Universidade Federal de Juiz de Fora
Habilitação em Telecomunicações
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

Wesley Mateus Cantarino

**Acoplador Capacitivo para a Recepção de Sinais PLC na Faixa de Frequência entre ≈ 0 e
2 MHz**

Juiz de Fora

2023

Wesley Mateus Cantarino

Acoplador Capacitivo para a Recepção de Sinais PLC na Faixa de Frequência entre ≈ 0 e 2 MHz

Monografia apresentada a Coordenação do Habilitação em Telecomunicações da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito para aprovação na disciplina ENE064 - Trabalho Final de Curso.

Orientador: Prof. Dr. Moisés Vidal Ribeiro

Coorientador: Dr. Luis Guilherme da Silva Costa

Juiz de Fora

2023

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

Cantarino, Wesley Mateus.

Estudo e construção acoplador do tipo *Notch* para sistemas PLC NB e UNB.
Wesley Mateus Cantarino. – 2023.

36 f. : il.

Orientador: Prof. Dr. Moisés Vidal Ribeiro

Coorientador: Dr. Luis Guilherme da Silva Costa

Monografia de Conclusão de Curso – Universidade Federal de Juiz de Fora,
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica. Habilitação em Telecomunicações,
2023.

1. Introdução 2. Formulação do problema 3. Proposta acoplador capacitivo
PLC NB UNB 4. Protótipo do acoplador capacitivo PLC NB UNB . 5. Conclusão
I. Ribeiro, Moisés Vidal, orient. II. Costa, Luis Guilherme, coorient. III. Título.

Wesley Mateus Cantarino

Acoplador Capacitivo para a Recepção de Sinais PLC na Faixa de Frequência entre ≈ 0 e 2 MHz

Monografia apresentada a Coordenação do Habilitação em Telecomunicações da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito para aprovação na disciplina ENE064 - Trabalho Final de Curso.

Aprovada em: 20 de Janeiro de 2023

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Moisés Vidal Ribeiro - Orientador
Universidade Federal de Juiz de Fora

Dr. Luís Guilherme da Silva - Coorientador
Universidade Federal Juiz de fora

Ma. Cláudia de Magalhães Santos Fonseca
Universidade Federal Juiz de fora

Eng. Vinicius Emídio Monteiro
Universidade Federal Juiz de fora

*À minha família, orientadores, aos meus colegas do LCOM
e a todos que estiveram comigo ao longo desta jornada.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por ter me conduzido e cuidado de mim.

Agradeço a minha família, especialmente a minha mãe, Creusa Aparecida de Campos Cantarino, ao meu pai, Beijamim Valério Cantarino, e a minha namorada Deiziele Dornelas Couto, por todo o apoio que me deram ao longo desses anos de vida e graduação.

Gostaria de agradecer também aos meus amigos de graduação, com os quais compartilhei as alegrias e dificuldades da faculdade de engenharia. Agradeço também aos meus colegas do Laboratório de Comunicações pela atenção e disposição em ajudar durante minha iniciação científica.

Agradeço também ao meu orientador, Prof. Dr. Moisés Vidal Ribeiro, e também ao meu coorientador, Dr. Luís Guilherme da Silva, pela oportunidade de trabalhar no Laboratório de Comunicações e pela orientação na confecção deste trabalho. Sou grato também à banca examinadora, por aceitar avaliar este trabalho e contribuir com sugestões e comentários.

Também agradeço a todos os professores e funcionários da Universidade Federal de Juiz de Fora, pela contribuição e apoio à minha formação acadêmica e profissional.

“A esperança é o sonho do homem acordado.”

- Aristóteles

RESUMO

O presente trabalho discute o problema que consiste em acoplar dispositivos de comunicação de dados que transmitem informações através da rede de energia elétrica de baixa tensão, quando a faixa de frequência próxima da frequência fundamental, ou seja, $f_0 = 60$ Hz, são utilizadas. Para lidar com esse problema, o presente trabalho introduz o acoplador capacitivo, o qual apresenta uma função de atenuação quase plana na faixa de frequência entre ≈ 0 e 2 MHz, exceto numa faixa de frequência estreita, em torno da frequência fundamental, na qual a atenuação obtida através de simulações computacionais é cerca de 57 dB. Além disso, o presente trabalho apresenta o protótipo do acoplador capacitivo e discute os resultados obtidos em testes experimentais. Os testes experimentais mostram que a conexão do acoplador capacitivo desenvolvido apresenta uma atenuação de 22 dB na frequência da fundamental, o que configura uma redução de ≈ 35 dB em relação a atenuação obtida com a simulação computacional. Apesar da redução significativa da atenuação observada constada no acoplador capacitivo proposto, observa-se uma redução suficiente na amplitude da componente fundamental para fins de digitalização do sinal comunicação via rede de energia elétrica (do inglês, *power line communication*) (PLC) recebido e, conseqüentemente, o processamento digital do sinal de PLC recebido para eliminação completa do residual da componente fundamental.

Palavras-chave: power line communication, acoplamento, capacitivo, banda estreita, filtro notch.

ABSTRACT

The present work discusses the problem of coupling data communication devices that transmit information through the low voltage electrical power grids when the frequency range is close to that of the fundamental frequency, that is, $f_0 = 60$ Hz, are used. In this sense, the present work introduces the capacitive coupler, which presents an almost flat attenuation function in the frequency range between ≈ 0 and 2 MHz, except in a narrow frequency range, around the fundamental frequency, in which the attenuation obtained through computer simulations is about 57 dB. Furthermore, the present work presents the prototype of the capacitive coupler and discusses the results obtained in practical experimental tests. The experimental tests show that the development capacitive coupler connection presents an attenuation of 22 dB in the fundamental frequency, which configures a reduction of ≈ 35 dB to the attenuation obtained with the computational simulation. Despite the significant reduction of the attenuation observed in the proposed capacitive coupler, a sufficient reduction in the amplitude of the fundamental component is observed to digitize the received signal PLC and, consequently, digital processing of the received signal PLC for complete elimination of the residual of the fundamental component.

Keywords: power line communication, coupling, capacitive, narrowband, ultra-narrowband, notch filter.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Atenuação provida pelo capacitor de bloqueio em função da frequência.	17
Figura 2 – Esquemático do acoplador PLC NB UNB proposto.	19
Figura 3 – Função de atenuação do acoplador capacitivo PLC NB UNB quando os valores dos componentes são modelados como variável aleatória uniforme no intervalo $[(1 - 0,2)\mu, (1 + 0,2)\mu]$, em que μ é o valor de projeto dos componentes R_1, R_2, R_3, C_3, C_4 e C_5	24
Figura 4 – Atenuação do acoplador capacitivo PLC NB UNB.	25
Figura 5 – Protótipo do acoplador capacitivo PLC NB UNB. (a) camada superior da PCB. (b) camada inferior da PCB.	26
Figura 6 – Configuração de testes para o experimento #1.	27
Figura 7 – Atenuação da resposta em frequência do acoplador capacitivo PLC NB UNB.	28
Figura 8 – Configuração de teste para o experimento #2.	29
Figura 9 – Forma de onda da tensão medida na entrada do acoplador PLC NB UNB.	30
Figura 10 – Forma de onda da tensão medida na saída do acoplador PLC NB UNB.	30
Figura 11 – Magnitude do espectro de frequência da forma de onda mostrada na Figura 9.	31
Figura 12 – Magnitude do espectro de frequência da forma de onda mostrada na Figura 10.	31

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros do amplificador operacional TL-081.	18
Tabela 2 – Lista de componentes e valores utilizados no acoplador capacitivo PLC NB UNB.	20
Tabela 3 – Especificações do filtro elíptico passa-baixa de 5 ^a ordem.	24
Tabela 4 – Espectro de magnitude dos sinais na entrada e na saída do acoplador capacitivo PLC NB UNB.	29

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

PLC	comunicação via rede de energia elétrica (do inglês, <i>power line communication</i>)
MOV	varistor de metal óxido (do inglês, <i>metal oxide varistor</i>)
GDT	tubo de descarga de gás (do inglês, <i>gas discharge tube</i>)
SPD	dispositivo de proteção contra surtos (do inglês, <i>surge protective device</i>)
PCB	placa de circuito impresso (do inglês, <i>printed circuit board</i>)
ADS	<i>Advanced Design System</i>
DC	corrente contínua (do inglês, <i>direct current</i>)
AC	corrente alternada (do Inglês, <i>alternating current</i>)
AMR	medidor de leitura automática (do inglês, <i>automatic meter reading</i>)
RF	rádio frequência (do Inglês, <i>radio frequency</i>)
FR	fusitor (do inglês, <i>fusible resistor</i>)
NB	banda estreita (do inglês, <i>narrowband</i>)
UNB	banda muito estreita (do inglês, <i>ultra-narrowband</i>)
BB	banda larga (do inglês, <i>broadband</i>)
RMS	valor quadrático médio (do inglês, <i>root mean square</i>)
ADC	conversor analógico digital (do inglês, <i>analog digital converter</i>)
SMA	subminiatura versão A (do inglês, <i>subminiature version A</i>)
PTH	terminal inserido no furo (do inglês, <i>pin through hole</i>)

SUMÁRIO

1	Introdução	12
1.1	Objetivo	13
1.2	Organização	13
2	Formulação do problema	15
2.1	Revisão da Literatura	15
2.2	Formulação do problema	16
3	Proposta do Acoplador Capacitivo PLC NB UNB	18
3.1	Descrição do Projeto do Acoplador	18
3.1.1	Proteção Elétrica	20
3.1.2	Isolação Elétrica	21
3.1.3	Filtro Analógico Rejeita-Faixa <i>Twin-T</i>	21
3.1.4	Filtro Analógico Elíptico Passa-Baixa	23
3.1.5	Análise de Desempenho	23
4	Protótipo do Acoplador Capacitivo PLC NB UNB	26
4.1	Descrição do Protótipo do Acoplador	26
4.2	Testes Experimentais	27
5	Conclusões	32
	REFERÊNCIAS	33

1 Introdução

Os sistemas de PLC surgiram no início do século XX [1] e, ao longo do último século, apresentaram período de intensa evolução tecnológica, principalmente, após 1980. Atualmente, sistemas PLC encontram-se amplamente estudados e investigados para contemplar aplicações banda-larga e banda-estreita em ambientes internos e externos. Ambientes internos compreendem as redes de energia elétrica em residências [2], prédios [3] e veículos [4]. Por outro lado, ambientes externos estão relacionados aos sistemas elétricos de potência [5] contemplando a transmissão e a distribuição de energia elétrica até a entrada dos consumidores. A grande motivação para o uso dos sistemas PLC é o baixo custo de instalação e operação, já que os cabos de energia já estão instalados; A penetração dos sistemas elétricos de potência (p.ex., alcançando mais de 95% da população atual); E a possibilidade de convergir transmissão de energia, transmissão de informações e sensoriamento num mesmo meio de comunicação.

Por definição, os sistemas elétrico de potência foram concebidos e projetados para a transmissão de energia elétrica com a frequência fundamental próxima de zero (p.ex., 50 Hz ou 60 Hz), posto que os cabos de energia apresentam atenuação significativas quando a frequência e distância aumentam. Assim sendo, o sinal PLC transmitido através dos sistemas elétricos de potência sofrem atenuações consideráveis quando frequência e distâncias aumentam [6]. Além disso, os sistemas elétricos de potência causam as seguintes degradações nos sinais PLC: Efeito da multipropagação devido ao descasamento de impedâncias, presença de ruídos impulsivos significativos devido as dinâmicas de chaveamento das cargas (comutação de lâmpadas, motores, retificadores e inversores), presença de interferências eletromagnéticas¹ e a dinâmica da resposta ao impulso do canal devido a dinâmica de variação das cargas [7, 8]. Além disso, a conexão de um dispositivo PLC com a rede de energia elétrica é uma tarefa que deve ser realizada com cuidado, pois os acopladores devem ser projetados para evitar que os ruídos e sinais existentes nos sistemas elétricos de potência (p.ex., componente fundamental e ruídos gerados por curto-circuitos e descargas atmosféricas) danifiquem os dispositivos PLC [9]. Além disso, os acopladores são projetados para contemplar os diferentes níveis de tensões existentes nos sistemas elétricos de potência. Como exemplo pode-se citar, o acoplamento com sistemas elétricos de transmissão são extremamente custosos em relação ao acoplamento com os sistemas elétricos de distribuição de energia de baixa tensão. Noutras palavras, o acoplador é um componente importante e indispensável em dispositivos PLC e, portanto, deve ser tecnologicamente avançado e corretamente investigado para minimizar os problemas existentes.

Considerando apenas a faixa de frequência e os sistemas elétricos de distribuição de energia elétrica de baixa tensão, a literatura mostra que existem diversos estudos sobre circuitos de acoplamento PLC em banda estreita (do inglês, *narrowband*) (NB) (0–500 kHz) e banda larga

¹ A interferência eletromagnética ocorre devido ao amplo uso de cabos de energia sem blindagem eletromagnética.

(do inglês, *broadband*) (BB) (1.7 – 100 MHz) [10, 11]. Entretanto, a faixa de frequência entre 0 e 3 kHz, a qual é denominada de banda muito estreita (do inglês, *ultra-narrowband*) (UNB) [12], é utilizada em aplicações para distâncias superiores a 150 km, pois a atenuação por quilometro nessa faixa de frequência é baixa. Devido a essa característica, sistemas PLC UNB são utilizados em aplicações para medidor de leitura automática (do inglês, *automatic meter reading*) (AMR) em áreas rurais e de difícil acesso [12].

O projeto de acopladores PLC na faixa de frequência UNB, principalmente, próximo da frequência fundamental, para operar nas redes de energia elétrica de baixa tensão é um desafio, posto que a potência da componente fundamental se constitui num grande problema técnico a ser superado, dado que atenuação da componente fundamental, cuja frequência é 60 Hz, deve ser elevada, enquanto que a atenuação na banda passante e próxima da frequência fundamental tem que ser próxima de zero. Noutras palavras, um acoplador PLC adequado para a faixa de frequência UNB deve atuar como um filtro analógico rejeita-faixa *notch*, com frequência *notch* igual a frequência fundamental. Nesse contexto, o emprego de acopladores PLC capacitivos deixam de serem interessantes, posto que os capacitores inseridos em série resultam num filtro analógico passa-alta com banda de transição que pode ultrapassar a faixa de frequência UNB. A banda de transição pode ser reduzida se valores elevados de capacitância são considerados, entretanto, isso implica no uso de capacitores de grandes dimensões. Para contornar esse problema, indutores poderiam ser utilizados, mas o valor da corrente elétrica relacionada com a componente fundamental e a faixa de frequência UNB inviabilizam o uso de indutores em acopladores PLC. Nesse contexto, o projeto de acopladores PLC na faixa de frequência UNB é uma questão ainda em aberto e que demanda investigações para viabilizar o emprego de sistemas PLC UNB que podem atender várias aplicações que demandam baixas taxas de transmissão de dados.

1.1 Objetivo

O presente trabalho de conclusão de curso tem os seguintes objetivos:

- Propor um acoplador PLC para a recepção de sinais PLC nas faixas de frequência NB e UNB. O acoplador PLC proposto é baseado no filtro analógico *Twin-T* [13], o qual se comporta como um filtro analógico rejeita-faixa *notch*, cuja frequência *notch* é igual a frequência fundamental ($f_0 = 60$ Hz) e a faixa de frequência é entre $f_{\min} \approx 0$ e $f_{\max} = 2$ MHz.
- Prototipar e analisar o desempenho do acoplador PLC para recepção de sinais PLC nas faixas de frequência NB e UNB em aplicações práticas.

1.2 Organização

Este trabalho está organizado da seguinte forma:

- Capítulo 2: Discute sobre circuitos acopladores capacitivos PLC presentes na literatura e, a seguir, formula o problema investigado.
- Capítulo 3: Apresenta o acoplador capacitivo PLC NB UNB para recepção de sinais PLC nas redes de energia elétrica de baixa tensão. Além disso, traz o detalhamento das partes constituintes, as quais são necessária para garantir o acoplamento seguro, e, a seguir, discute resultados numéricos obtidos com as simulações computacionais.
- Capítulo 4: Apresenta o protótipo do acoplador capacitivo NB UNB. Além disso, detalha as configurações usadas para testes e analisa os resultados experimentais obtidos.
- Capítulo 5: Discute as conclusões sobre o presente trabalho e trabalho futuro.

2 Formulação do problema

Neste capítulo será apresentado breve discussão sobre o estado da arte em acopladores capacitivos PLC presentes na literatura. Em sequência, é formulado o problema ao se projetar acopladores capacitivos com relação a escolha do capacitor de bloqueio.

Desta forma, o capítulo está dividido da seguinte maneira: A Seção 2.1 destaca o estado da arte em acopladores capacitivos PLC presentes na literatura. A seguir, Seção 2.2 introduz a formulação do problema e retrata as dificuldades ao projetar acopladores capacitivos PLC com capacitor de bloqueio.

2.1 Revisão da Literatura

Existem diversas pesquisas sobre acopladores para sistemas PLC BB e NB na literatura [11, 14–23]). Por exemplo [14], apresentou um projeto de filtro analógico passa-faixa baseado na topologia de filtros *Butterworth* cobrindo a banda de frequências entre 1 – 30 MHz. Em [15], é proposto um acoplador PLC BB com uma configuração de filtro em "T" na banda de frequência entre 1,7 – 30 MHz. Por outro lado [16], discutiu projetos de acoplador PLC NB, considerando a banda de frequência 9 – 500 kHz, e BB nas distintas bandas de frequência: 1,7 – 50 MHz, 1,7 – 100 MHz e 1,7 – 500 MHz.

Na utilização de acopladores PLC NB, para melhorar o casamento de impedância, foi efetuada a variação da relação de transformação nos enrolamentos primário e secundário de um transformador de rádio frequência (do Inglês, *radio frequency*) (RF) como foi discutido em [17]. Além disso, [18, 19] investigou acopladores PLC sem transformador de RF, pois isso simplifica o impacto do acoplamento, reduz custos e minimiza perdas de inserção. Um acoplador passivo sem o transformador de RF, constitui uma alternativa aos acopladores baseados na utilização de transformador de RF. No entanto, seu uso tem restrição severa, pois esses acopladores não possuem isolamento galvânica e comprometem a proteção elétrica dos transceptores PLC. Para caracterizar o canal PLC e, portanto, em ambientes internos, Gassara [20] detalhou o projeto de um acoplador PLC para a banda de frequência 9 – 500 kHz. Para acoplamento com sistemas elétricos de potência de média e alta tensão, o uso de circuitos indutivos (*line trap*) foi explorado em [21, 22]. Além disso, [11] forneceu uma pesquisa sobre circuitos de acoplamento para sistemas NB e BB PLC. Para a caracterização do canal, em [23] é proposto um procedimento para medições de campo que fornece um modelo generalizado de canal NB para rede de acesso de baixa tensão.

A medição e a caracterização da rede de energia elétrica para fins de comunicação de dados estão amplamente estudadas [24, 25]. Atualmente, está bem estabelecido que os sistemas PLC NB são adequados para atender várias demandas de telecomunicações banda-estreita das redes inteligentes (*smart grids*) [26, 27]. Por outro lado, sistemas PLC BB são mais vantajosos em ambientes internos para aplicações de redes de dados domésticas com alta velocidade

[28, 29]. Como os sistemas elétricos de potência são dinâmicos e complexos, há a necessidade de esforços em pesquisa para avançar os acopladores PLC, uma vez que esses circuitos afetam significativamente o desempenho de um sistema PLC.

2.2 Formulação do problema

De acordo com a literatura, os projetos de acopladores PLC para conexão com as redes de energia elétrica de baixa tensão devem considerar os seguintes aspectos [30, 31]:

- Necessidade de proteção elétrica contra transientes originados nas redes de energia elétrica que podem, ocasionalmente, resultar em danos permanentes aos dispositivos PLC.
- O projeto adequado de filtros analógicos com o objetivo de garantir que o sistema PLC funcione corretamente na faixa de frequência especificada e, conseqüentemente, introduzir baixas perdas de inserção e retorno na faixa de frequência de operação.
- Promover atenuação significativa na amplitude da componente fundamental da rede de distribuição de energia elétrica (60 Hz) afim de evitar danos aos dispositivos PLC.
- Capacidade de lidar com a atenuação resultante do descasamento de impedância entre o circuito acoplador PLC e a rede de energia elétrica, a qual apresenta impedância de acesso que varia com o tempo e a frequência devido à natureza dinâmica das cargas.

Dentre as questões anteriormente destacadas, a atenuação da componente fundamental da rede de energia elétrica de baixa tensão é de grande relevância quando se deseja garantir a operação segura dos dispositivos PLC. No que tange aos acopladores PLC capacitivos são utilizados 'para atenuar a amplitude da componente fundamental da rede de energia elétrica de baixa tensão. Isso resolve o problema quando a frequência mínima de operação do sistema PLC (f_{\min}) é muito maior do que a frequência fundamental. Na prática, o capacitor, denominado de capacitor de bloqueio, oferece baixa impedância para as altas frequências e alta impedância para as baixas frequências tendendo a zero. Conseqüentemente, uma atenuação significativa é observada em sinais com conteúdo espectral próximo da frequência fundamental (60 Hz).

É importante ressaltar que o valor do capacitor de bloqueio corrente alternada (do Inglês, *alternating current*) (AC) define o limite inferior da banda de frequência usado pelo acoplador PLC. A Figura 1 mostra a função de atenuação do capacitor de bloqueio na faixa de frequência entre 0 e 100 Hz quando os valores da capacitância variam entre $1 \mu\text{F}$ e $11, 16 \mu\text{F}$. Conforme é observado, o emprego do capacitor de bloqueio inviabiliza o uso das frequências próximas da frequência fundamental para fins de comunicação de dados.

Nesse contexto, o problema a ser resolvido é desenvolver um acoplador PLC capaz de atuar com filtro analógico rejeita-faixa que funcione como um filtro analógico *notch*, cuja frequência *notch* é igual a frequência fundamental. Além disso, o acoplador deve ser capaz de

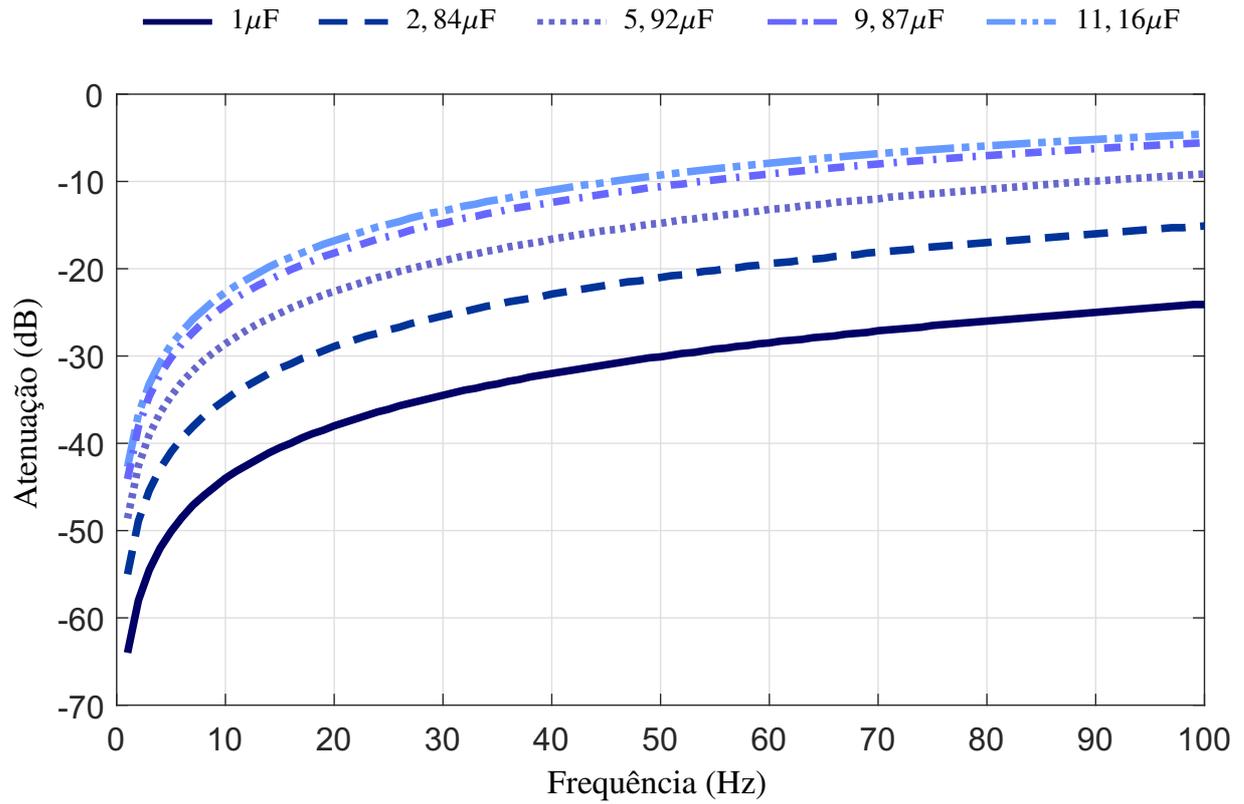


Figura 1 – Atenuação provida pelo capacitor de bloqueio em função da frequência.

Fonte: Autor.

operar na banda de frequência delimitada por $f_{\min} \approx 0$ Hz e f_{\max} . No capítulo 3 será introduzido o acoplador capacitivo PLC NB UNB, o qual é capaz de resolver o problema acoplamento entre a rede de energia elétrica de baixa tensão e um receptor PLC.

3 Proposta do Acoplador Capacitivo PLC NB UNB

Este capítulo será detalhado o acoplador capacitivo PLC NB UNB, proposto para a recepção de sinais PLC em redes de energia elétrica de baixa tensão. Além disso, é mostrado como a variação aleatória dos valores podem impactar a sua capacidade de atenuação da componente fundamental. Finalmente, o capítulo destaca como o o acoplador capacitivo PLC NB UNB proposto é capaz de, significativamente, atenuar a componente fundamental e, ao mesmo tempo, inserir baixíssima atenuação na banda no restante da banda compreendida entre f_{\min} e f_{\max} .

Nesse contexto, o capítulo é organizado da seguinte maneira: A seção 3.1 é apresentado e detalha o acoplador capacitivo PLC NB UNB. A seguir, a seção 3.1.5 apresenta simulações e análise de desempenho do acoplador capacitivo PLC NB UNB.

3.1 Descrição do Projeto do Acoplador

O esquemático de acoplador capacitivo PLC NB UNB proposto é mostrado na Figura 2. Este acoplador é projetado para operar em rede de distribuição de energia elétrica monofásico de baixa tensão, cuja tensão é inferior a $127 V_{\text{rms}}$. A principal diferença entre o acoplador capacitivo PLC NB UNB em relação aos acopladores capacitivos PLC presentes na literatura é o uso do filtro analógico rejeita-faixa *Twin-T*, cuja frequência *notch* é sintonizada na frequência da componente fundamental. Os parâmetros do amplificador operacional TL-081 [32] é mostrado na Tabela 2. Além disso, os componentes utilizados encontram-se listados na Tabela 2

Conforme observado na Figura 2, o acoplador capacitivo PLC NB UNB pode ser interpretado como a composição de vários circuitos elétricos, os quais executam funções específicas. Um detalhamento de cada um desses circuitos é mostrado a seguir.

Tabela 1 – Parâmetros do amplificador operacional TL-081.

Parâmetros	Valores
Ganho	120 dB
Taxa de rejeição de modo comum	86 dB
Resistência de entrada	25 k Ω
Capacitância de entrada	3 pF
Resistência de entrada de modo comum	90 M Ω
Capacitância de entrada de modo comum	1 pF
Velocidade de varredura (<i>Slew rate</i>)	13 V/ μ s
Largura de banda com ganho unitário	3 MHz
Corrente de saída	60 mA
Tensão de alimentação simétrica	± 18 V

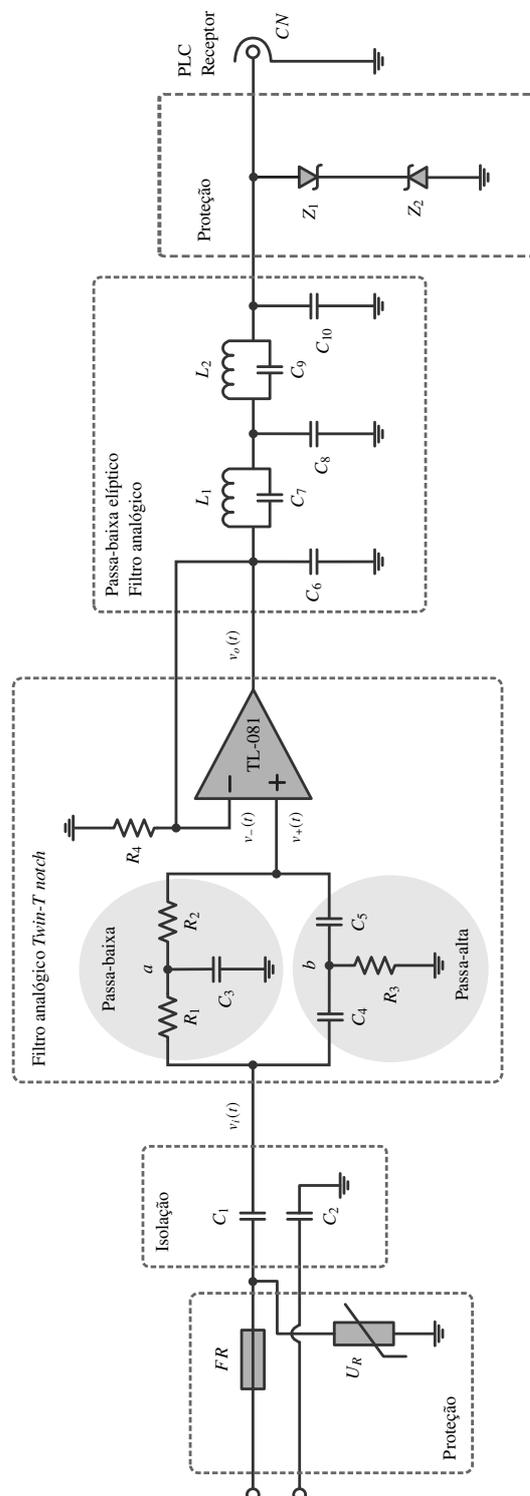


Figura 2 – Esquemático do acoplador PLC NB UNB proposto.

Fonte: Autor.

Tabela 2 – Lista de componentes e valores utilizados no acoplador capacitivo PLC NB UNB.

Componentes	Valor para 60 Hz
U_R (MOV)	250 V _{rms}
FR	250 V _{rms}
Z_1, Z_2	12 V
IC	TL-081
C_1, C_2	2200 μ F
C_3	66 nF
C_4, C_5	33 nF
C_6, C_{10}	1600 pF
C_7	180 pF
C_8	2700 pF
C_9	470 pF
R_1, R_2	82 k Ω
R_3	41 k Ω
R_4	1 k Ω
L_1	4,7 μ H
L_2	3,9 μ H
C_N	SMA 50 Ω

3.1.1 Proteção Elétrica

Os acopladores PLC são ocasionalmente submetidos a transientes de elevada potência que, por sua vez, podem danificar os transceptores PLC. Por conseguinte, dispositivo de proteção contra surtos (do inglês, *surge protective device*) (SPD) deve ser aplicado para garantir a integridade dos transceptores PLC. O SPD limita o nível de tensão ou corrente na entrada e saída do acoplador PLC e atua bloqueando ou curto-circuitando para o terra qualquer nível de tensão indesejado acima de um limite seguro, definido pela especificações do SPD. Além disso, o SPD é empregado para simultaneamente proteger contra surtos todas as portas do acoplador PLC e apresentar baixa perda de inserção. Essas características são relevantes, pois um SPD não deve interferir na recepção do sinal PLC. O SPD é implementado na entrada e na saída do acoplador capacitivo PLC NB UNB proposto neste trabalho.

O primeiro estágio de proteção elétrica presente na entrada do acoplador PLC NB-UNB refere-se ao componente U_R ¹ e do fusitor (do inglês, *fusible resistor*) (FR), mostrados na Figura 2. Este primeiro estágio abrange os circuitos conectados diretamente à tomada para bloqueio de surtos de tensão ou corrente provenientes da rede de energia elétrica. É utilizado U_R do tipo MOV². Já o segundo estágio de proteção elétrica é composto por diodos *Zener*

¹ Normalmente, é um componente varistor de metal óxido (do inglês, *metal oxide varistor*) (MOV) ou tubo de descarga de gás (do inglês, *gas discharge tube*) (GDT). O uso de cada um deles depende da frequência de trabalho, tempo de resposta e nível de tensão.

² O tempo de resposta é em nanossegundos, que é mais rápido que o GDT, e apresenta resistência que cai para dezenas de miliohm se o nível de tensão em sua entrada está acima de um certo limite. Este

Z_1 e Z_2 , mostrados na Figura 2. Eles operam como diodos limitadores de tensão, e portanto, protegem a entrada do receptor PLC contra tensões transitórias e oferecem um alto nível de dissipação de surtos (picos de tensão). Portanto, seu nível de tensão de operação e capacitância de junção devem ser cuidadosamente escolhidos para não atenuar a faixa de frequência projetada do acoplador capacitivo PLC NB UNB.

3.1.2 Isolação Elétrica

Na Figura 2, os capacitores C_1 e C_2 são utilizados para isolar eletricamente o acoplador PLC NB UNB da rede de energia elétrica. O capacitor C_1 bloqueia a componente de corrente contínua, que alimenta o amplificador operacional. O capacitor C_2 visa evitar circulação de corrente através do terra (fenômeno conhecido como *loop ground*).

Os valores dos capacitores C_1 e C_2 devem ser escolhidos cuidadosamente, pois eles funcionam como um filtro passa-alta e, conseqüentemente, afetam a resposta de magnitude do acoplador PLC NB-UNB quando se considera as baixas frequências, conforme mostrado na Figura 1. Neste trabalho, os valores de C_1 e C_2 foram obtidos usando o software *Advanced Design System* (ADS) através da ferramenta *Filter Design Guide* [33] e seus respectivos valores são listados na Tabela 2.

3.1.3 Filtro Analógico Rejeita-Faixa *Twin-T*

A implementação de uma rede dual composta de filtros analógicos passa-baixa e passa-alta com um amplificador operacional seguidor de tensão (configuração *Buffer*) resulta em um filtro analógico rejeita-faixa, conhecido como filtro *Twin-T*. Seu nome é devido à topologia em forma de duplo T do circuito centrado nos nós rotulados como a e b [34], mostrado na Figura 2. Os resistores R_1 e R_2 e o capacitor C_3 constituem um filtro passa-baixa, enquanto os capacitores C_4 e C_5 e o resistor R_3 constituem um filtro passa-alta. O filtro analógico rejeita-faixa *Twin-T* visa introduzir uma significativa atenuação na componente fundamental da rede de distribuição de energia elétrica.

Para projetar o filtro analógico rejeita-faixa *Twin-T*, assumimos que $R_1 = R_2 = R$, $C_4 = C_5 = C$, $R_3 = R/2$ e $C_3 = 2C$. A soma das correntes nos nós a e b mostradas na Figura 2 no domínio de *Laplace* (s) são discutidas a seguir. Primeiramente, no ponto a temos

$$\frac{V_a(s) - V_i(s)}{R} + 2V_a(s)sC + \frac{V_a(s) - V_o(s)}{R} = 0. \quad (3.1)$$

e, após manipulações, obtemos

$$V_a(s)[2 + 2sCR] - V_o(s) = V_i(s). \quad (3.2)$$

estágio também inclui um FR que oferece baixa resistência (casa dos miliohms). A combinação dos componentes FR e MOV protegem o acoplador.

Por outro lado, no ponto b , temos

$$[V_b(s) - V_i(s)]sC + \frac{2V_b(s)}{R} + [V_b(s) - V_o(s)]sC = 0. \quad (3.3)$$

e, após manipulações, obtemos

$$V_b(s)[2sCR + 2] - V_o(s)sCR = V_i(s)sCR, \quad (3.4)$$

em que $V_a(s) = \mathcal{L}\{v_a(t)\}$ e $V_b(s) = \mathcal{L}\{v_b(t)\}$ são as transformadas de Laplace nos nós a e b , respectivamente. Além disso, temos $V_o(s) = \mathcal{L}\{v_o(t)\}$, $V_+(s) = \mathcal{L}\{v_+(t)\}$, $V_o(s) = \mathcal{L}V_+(s)$.

O amplificador operacional, representado pelo bloco TL-081, apresenta grande impedância vista pelas suas entradas e a tensão diferencial entre a diferença de tensão entre suas entradas (inversora ($v_-(t)$) e não inversora ($v_+(t)$)) é assumido como zero, ou seja, $v_+(t) = v_-(t)$. Além disso, a saída do amplificador está com realimentação negativa, forçando $v_-(t) = v_o(t)$ e, conseqüentemente, $v_o(t) = v_+(t)$. Nesta configuração, o amplificador operacional atua como um seguidor de tensão e seu ganho é unitário ³. Fazendo a soma das correntes do nó não inversor do amplificador operacional, temos

$$\frac{V_o(s) - V_a(s)}{R} + [V_o(s) - V_b(s)]Cs = 0 \quad (3.5)$$

e, portanto, temos

$$V_o(s)[1 + sCR] - V_a(s) - V_b(s)sCR = 0. \quad (3.6)$$

Finalmente, a solução do sistema de equações lineares constituído pelas equações (3.2), (3.4) e (3.6) aplicando a regra de Cramer, temos

$$V_o(s) = \frac{\det \begin{pmatrix} 2sCR + 2 & 0 & V_i(s) \\ 0 & 2sCR + 2 & V_i(s)sCR \\ -1 & -sCR & 0 \end{pmatrix}}{\det \begin{pmatrix} 2sCR + 2 & 0 & -1 \\ 0 & 2sCR + 2 & -sCR \\ -1 & -sCR & sCR + 1 \end{pmatrix}} \quad (3.7)$$

$$= \frac{V_i(s)(s^2C^2R^2 + 1)}{s^2C^2R^2 + 4sCR + 1}, \quad (3.8)$$

sendo $\det(\cdot)$ o operador determinante. Finalmente, a função de transferência do filtro analógico rejeita-faixa *Twin-T* é expressa por

³ É um circuito ideal para ser utilizado como fonte de tensão constante ou como regulador de tensão devido à propriedade de isolamento entre sua entrada e saída.

$$T(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{s^2 + 1/(CR)^2}{s^2 + 4s/(CR) + 1/(CR)^2}, \quad (3.9)$$

a qual é a mesma expressão da função de transferência de um filtro analógico rejeita-faixa. De acordo com [35], a função de transferência de um filtro analógico rejeita-faixa é dada por

$$H(s) = \frac{K[(s/\Omega_0)^2 + 1]}{(s/\Omega_0)^2 + 2\zeta(s/\Omega_0) + 1}, \quad (3.10)$$

em que $\Omega_0 = 2\pi f_0$, e f_0 é a frequência a ser rejeitada (60 Hz). O parâmetro ζ controla o ganho da resposta do filtro. Comparando as Equações (3.9) e (3.10), temos

$$R = \frac{1}{\Omega_0 C}. \quad (3.11)$$

Como boa prática, definimos Ω_0 , e, então, os valores R ou C são calculados. No entanto, devido ao reduzido conjunto de valores disponíveis no mercado (e a disponibilidade em estoque), o valor C é escolhido primeiro, e, a seguir, R é obtido a partir de (3.11).

3.1.4 Filtro Analógico Elíptico Passa-Baixa

O filtro analógico passa-baixa é importante no acoplador para garantir a digitalização correta do sinal PLC pelo conversor analógico digital (do inglês, *analog digital converter*) (ADC). Nesse sentido, foi projetado o filtro analógico passa-baixa elíptico de 5ª ordem mostrado na Figura 2, o filtro passa-baixa é composto pelos capacitores C_6 a C_{10} e pelos indutores L_1 e L_2 .

O filtro elíptico foi escolhido por possuir um *roll-off* acentuado que resulta em melhor seletividade de frequência quando comparado com outros filtros, como por exemplo, filtros *Butterworth* e *Chebyshev* [36]. Como a ordem de um filtro elíptico é pequena, obtém-se uma implementação de baixo custo, pois utiliza poucos componentes. A frequência de corte e a ordem do filtro são obtidas de acordo com a seletividade desejada [37]. O projeto de um filtro elíptico passa-baixa de 5ª ordem com frequência de corte f_c foi realizado o *software* ADS através da ferramenta *Filter Design Guide* [33]. A Tabela 3 são resumidas as especificações de projeto.

3.1.5 Análise de Desempenho

Dado que as variações nos valores dos componentes passivos (R_1 , R_2 , R_3 , C_3 , C_4 e C_5) do filtro analógico *Twin-T* podem impactar o seu desempenho do acoplador capacitivo PLC NB UNB, o *software* ADS foi utilizado para simular as variações nesses valores e analisar o comportamento da função de atenuação. Para realizar essa simulação, os valores dos componentes R_1 , R_2 , R_3 , C_3 , C_4 e C_5 foram modelados como variáveis aleatórias de distribuição uniforme no intervalo $[(1 - 0, 2)\mu, (1 + 0, 2)\mu]$, em que μ é o valor do componente na Tabela 2. Para ilustrar

Tabela 3 – Especificações do filtro elíptico passa-baixa de 5ª ordem.

Descrição	Valor
Impedância de entrada	2 k Ω
Impedância de saída	2 k Ω
<i>Ripple</i> na banda de passagem	0,1 dB
Atenuação na banda de rejeição	40 dB

o efeito da variação dos valores dos componentes, a Figura 3 mostra a função de atenuação do do acoplador capacitivo PLC NB UNB para alguns conjuntos de valores obtidos aleatoriamente, a partir do modelo probabilístico descrito anteriormente, quando $f \in [0, 300]$ Hz, pois essa faixa de frequência é suficiente para ilustrar a sensibilidade da resposta em frequência em relação aos valores. Conforme é observado, a frequência *notch*, a qual deveria ser igual a $f_0 = \Omega_0/2\pi$ Hz, assume valores entre 51 e 70 Hz, enquanto que atenuação varia entre 26 e 58 dB. De acordo com esses resultados, a tolerância dos componentes deve ser cuidadosamente escolhida, pois pode comprometer significativamente o desempenho do filtro analógico *Twin-T* e, conseqüentemente, do acoplador capacitivo PLC NB UNB.

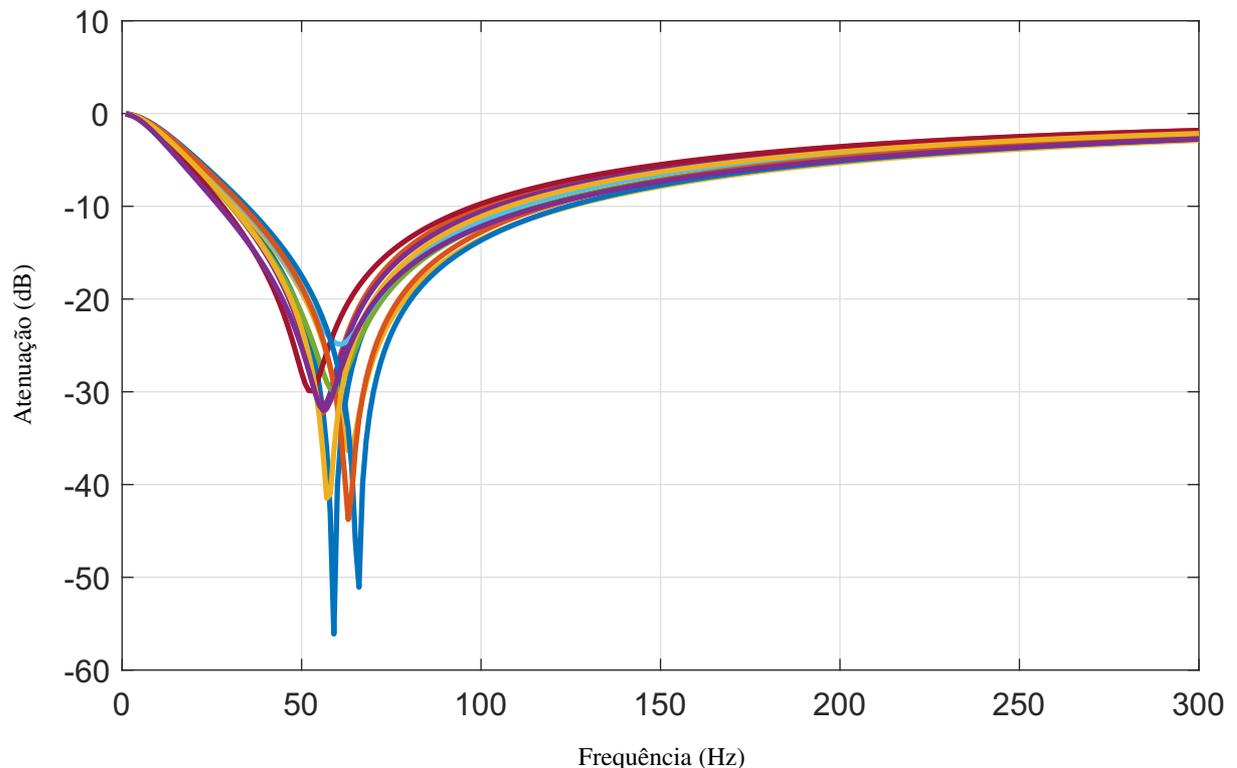


Figura 3 – Função de atenuação do acoplador capacitivo PLC NB UNB quando os valores dos componentes são modelados como variável aleatória uniforme no intervalo $[(1 - 0,2)\mu, (1 + 0,2)\mu]$, em que μ é o valor de projeto dos componentes R_1, R_2, R_3, C_3, C_4 e C_5 .

Fonte: Autor.

Para mostrar a função de atenuação do acoplador capacitivo PLC NB UNB quando os

valores de projetos são considerados, vide Tabela 2, simulações usando o software ADS foram realizadas e a função de atenuação mostrada na Figura 4 obtida. Note que atenuação é ≈ 0 dB quando $f \in [0, 10]$ Hz. A banda de rejeição definida pela frequência de corte em 3 dB está compreendida entre 11 Hz e 257 Hz. A máxima atenuação na frequência *notch* ou na frequência fundamental é de 57 dB. Na faixa de frequência definida por 600 Hz e $f_c = 2$ MHz é observado pequena oscilação (*ripple*), entre 0,9 e 2,01 dB, na função de atenuação. A partir de $f_c = 2$ MHz, tem-se uma atenuação significativa, posto que o filtro analógico passa-baixa elíptico foi usado.

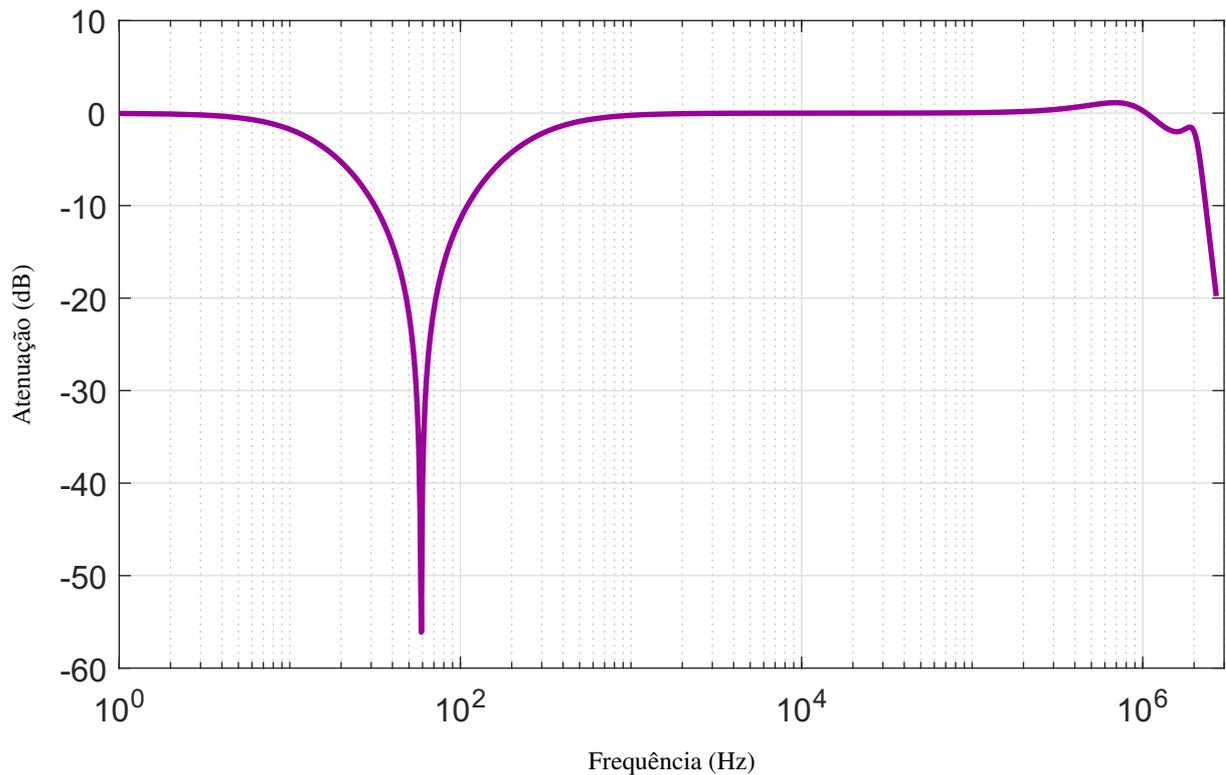


Figura 4 – Atenuação do acoplador capacitivo PLC NB UNB.

Fonte: Autor.

4 Protótipo do Acoplador Capacitivo PLC NB UNB

Neste capítulo é apresentado o protótipo do acoplador capacitivo PLC NB UNB quando $f_{\min} = 0$ Hz e $f_{\max} = f_c = 2$ MHz. Além disso, o capítulo apresenta os resultados obtidos experimentalmente com o protótipo do acoplador capacitivo PLC NB UNB, o qual é submetido a dois experimentos distintos.

O presente capítulo é organizado da seguinte forma: A Seção 4.1 mostra o do protótipo do acoplador capacitivo PLC NB UNB montado em uma placa de circuito impresso (do inglês, *printed circuit board*) (PCB) e, a seguir, na seção 4.2 descreve os testes experimentais e comenta os resultados obtidos.

4.1 Descrição do Protótipo do Acoplador

O protótipo do acoplador capacitivo PLC NB UNB faz uso de numa PCB dupla face e com dimensões 43 x 65 mm. o substrato utilizado na PCB é FR4 do tipo fibra de vidro. Na Figura 5 são mostradas as camadas superior e inferior do protótipo do acoplador PLC NB UNB quando os valores listados na Tabela 2 são considerados.

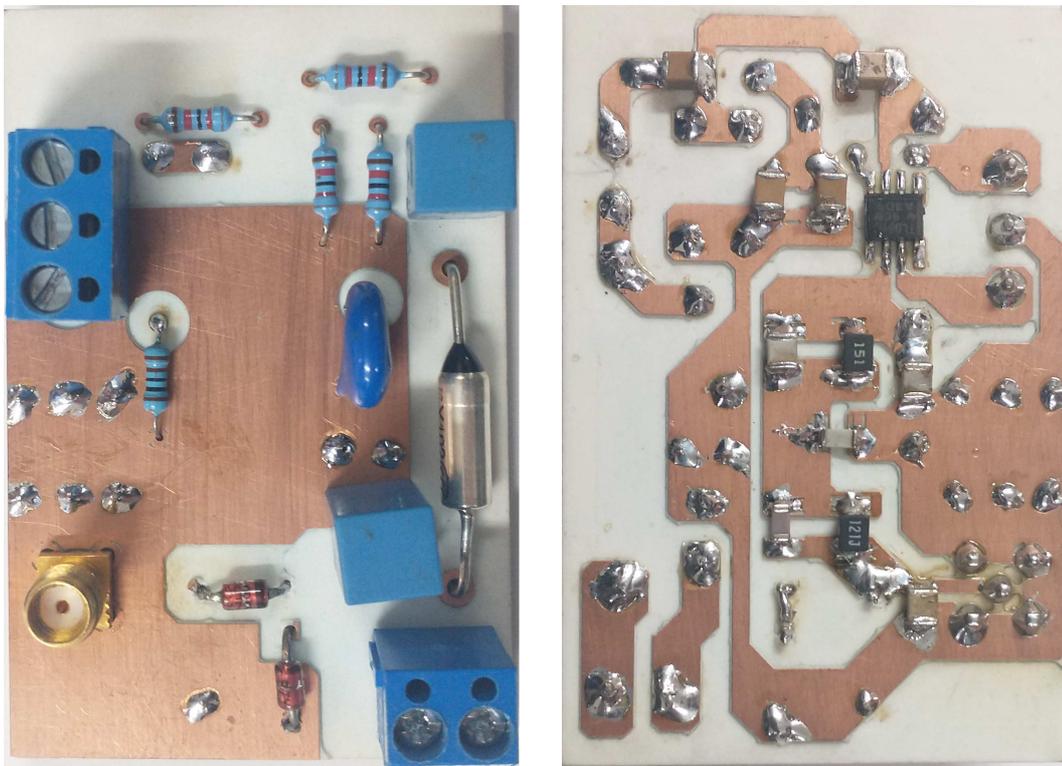


Figura 5 – Protótipo do acoplador capacitivo PLC NB UNB com dimensões 43 x 65 mm. (a) camada superior da PCB. (b) camada inferior da PCB.

Fonte: Autor.

4.2 Testes Experimentais

Para analisar o comportamento da função de atenuação do protótipo do acoplador capacitivo PLC NB UNB, foi realizado o experimento #1, o qual considera a configuração de teste mostrada na Figura 6. Nesse experimento, o protótipo do acoplador capacitivo NB UNB é energizado pela fonte de corrente contínua (do inglês, *direct current*) (DC) de alimentação simétrica de 19 V. O gerador de funções arbitrárias FY8300S [38] é conectado à entrada do acoplador capacitivo PLC NB UNB. Já a saída do do acoplador capacitivo PLC NB UNB é, através do conector subminiatura versão A (do inglês, *subminiature version A* (SMA)), conectada ao canal 4 do osciloscópio modelo RTE 1204, da fabricante *Rhode & Schwarz* [39], configurado com impedância de entrada igual a 1 M Ω . A seguir, o gerador de função arbitrária injeta sinais senoidais, cuja frequência é entre 0 e 2,3 MHz. Na Figura 7 é mostrado a função de atenuação obtida com o experimento #1. Conforme é observado, o protótipo do acoplador capacitivo PLC NB UNB, operando como um filtro analógico *notch* na faixa de frequência entre 0 e 2 MHz apresenta uma largura de banda em 3 dB igual a 205 Hz delimitada pelas frequências 15 Hz e 220 Hz e atenuação na frequência fundamental igual a 32.74 dB. Comparando os resultados mostrados nas Figuras 6 e 4, tem-se pequena alteração da faixa de rejeita e uma perda de atenuação de 25.26 dB na frequência da fundamental. Essa significativa perda é esperada devido ao tipo da PCB e dos componentes que são, em sua grande maioria, terminal inserido no furo (do inglês, *pin through hole*) (PTH).

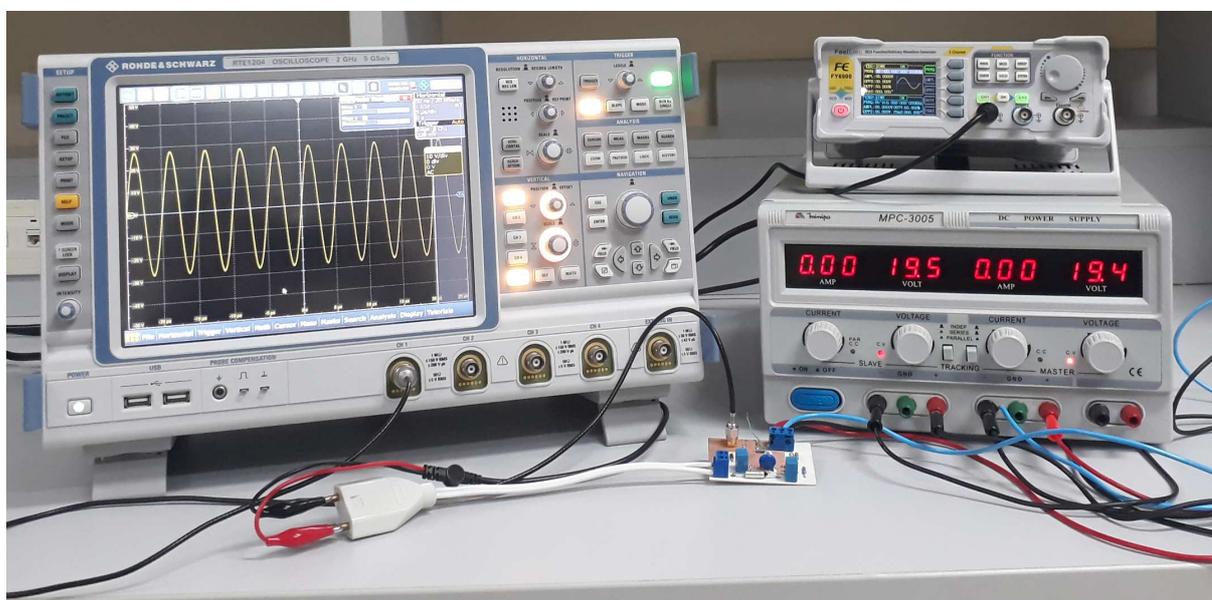


Figura 6 – Configuração de testes para o experimento #1.

Fonte: Autor.

Para analisar o desempenho do protótipo do acoplador capacitivo PLC NB UNB em funcionamento, a configuração de teste mostrada na Figura 8 foi considerada. O experimento realizado, denominado de experimento #2, implica na conexão do protótipo do acoplador capacitivo PLC NB UNB a rede de energia elétrica monofásica e de baixa tensão e o emprego

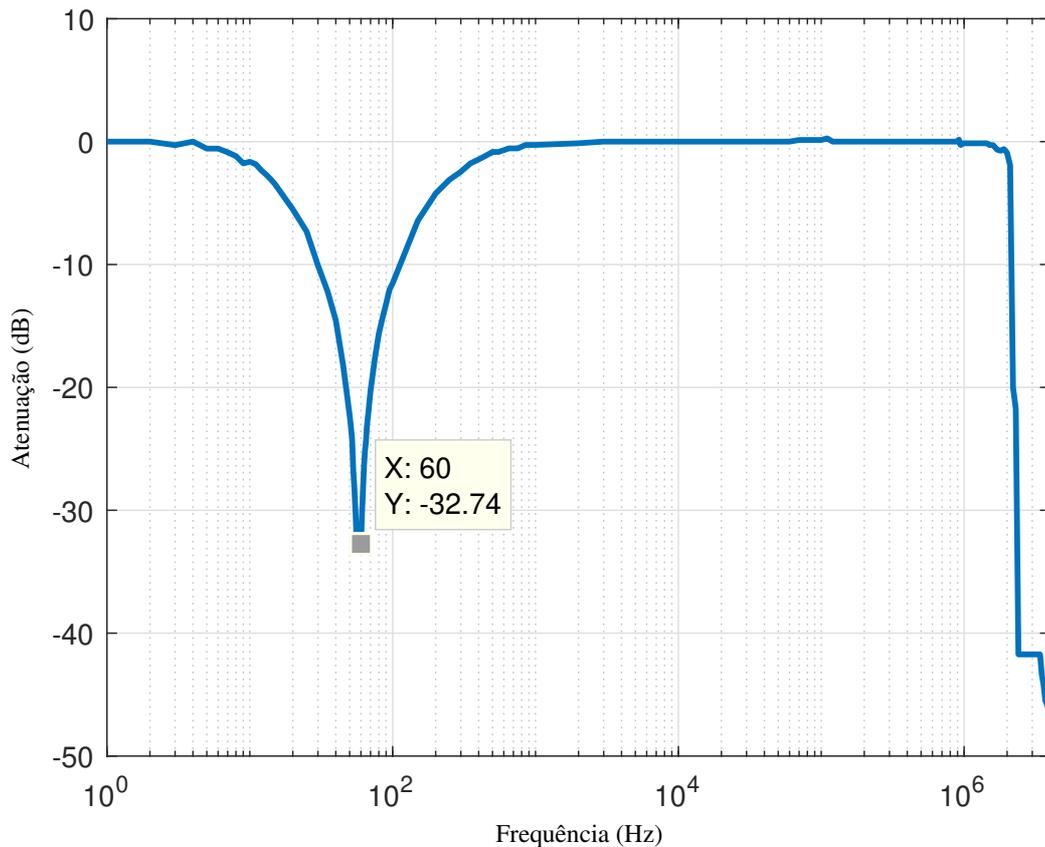


Figura 7 – Atenuação da resposta em frequência do acoplador capacitivo PLC NB UNB.

Fonte: Autor.

do osciloscópio modelo RTE 1204, da fabricante *Rhode & Schwarz* [39], configurado com impedância de entrada igual a $1\text{ M}\Omega$ para analisar as formas de ondas dos sinais presentes na entrada e saída do protótipo do acoplador capacitivo PLC NB UNB e correspondentes aos conteúdos espectrais.

A Figura 9 mostra a forma de onda na entrada do acoplador capacitivo PLC NB UNB. Note que a componente fundamental tem amplitude valor quadrático médio (do inglês, *root mean square*) (RMS) e frequências iguais a 129,55 V e 60,03 Hz, respectivamente, vide informação do canal 1 da tela do osciloscópio. Por outro lado, na Figura 10 é mostrada a forma de onda medida na saída do acoplador capacitivo PLC NB UNB. Conforme é mostrado, a amplitude RMS e frequência da componente fundamental são iguais a 10,41 V e 60,01 Hz, respectivamente, conforme mostra a informação do canal 4 na tela do osciloscópio. Atenuação na frequência da fundamental é, portanto, igual a $20 \log_{10}(129,55/10,41) \approx 22\text{ dB}$. A comparação com atenuação na componente fundamental mostrada no capítulo anterior, vide Figura 4, informa a existência de uma perda de atenuação de $\approx 11\text{ dB}$. Essa perda na atenuação na frequência fundamental, bem como no restante da faixa de frequência até f_c deve-se a impossibilidade de alcançar casamento de impedância quando apenas circuitos passivos são utilizados nos

acopladores PLC. Uma opção para minimizar este problema é empregar acopladores PLC adaptativos, conforme estudado em [40].

Para ilustrar o comportamento do acoplador capacitivo PLC NB UNB no domínio da frequência, as Figuras 12 e 11 mostram o espectro de magnitude da transformada de Fourier aplicada nos sinais de entrada e saída do referido acoplador, quando a faixa de frequência entre 0 a 1 kHz é considerada. Analisando apenas a componente fundamental, tem-se uma atenuação de 22 dB, o que concorda com o resultado discutido no parágrafo anterior. Finalmente, uma análise comparativa em termos das componentes harmônicas é mostrado na Tabela 4. Conforme pode ser observado, a partir de 300 Hz a atenuação é consideravelmente reduzida, concordando com as especificações de projeto.

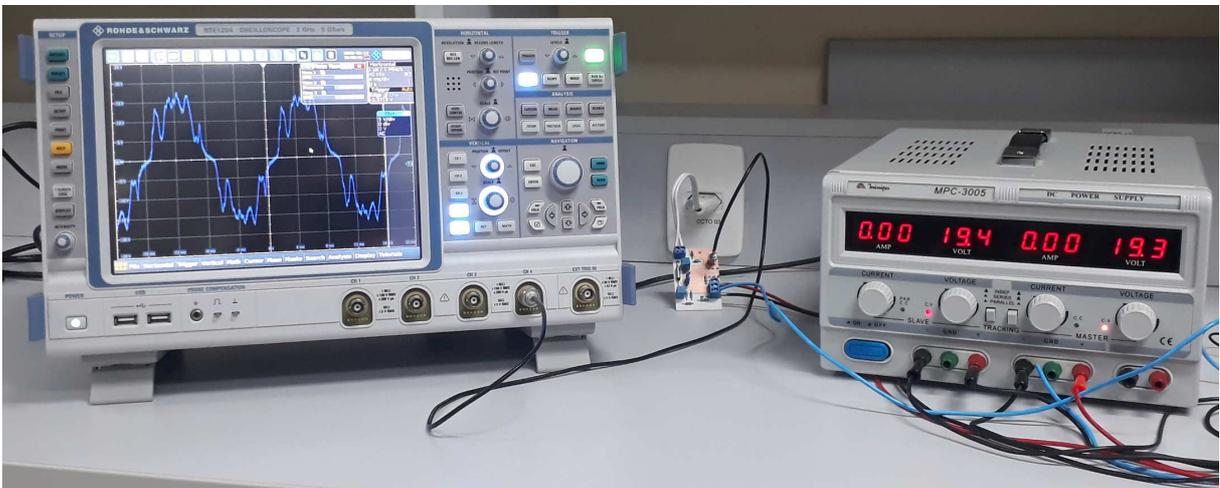


Figura 8 – Configuração de teste para o experimento #2.

Fonte: Autor.

Tabela 4 – Espectro de magnitude dos sinais na entrada e na saída do acoplado capacitivo PLC NB UNB.

Harmônicos (Hz)	Potência de entrada (dBm)	Potência de saída (dBm)
60	55,2	33,0
180	14,5	7,5
300	11,5	8,9
420	15,5	11,3
540	16,4	14,2
660	18,1	17,2
780	11,7	10,8
900	2,5	2,3

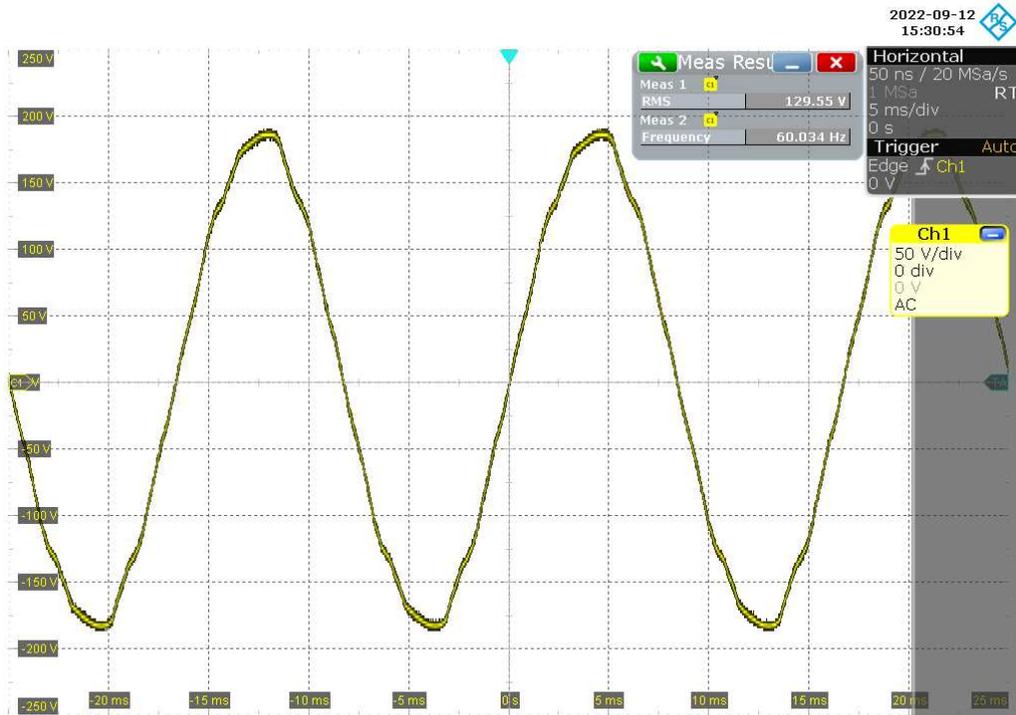


Figura 9 – Forma de onda da tensão medida na entrada do acoplador PLC NB UNB.

Fonte: Autor.

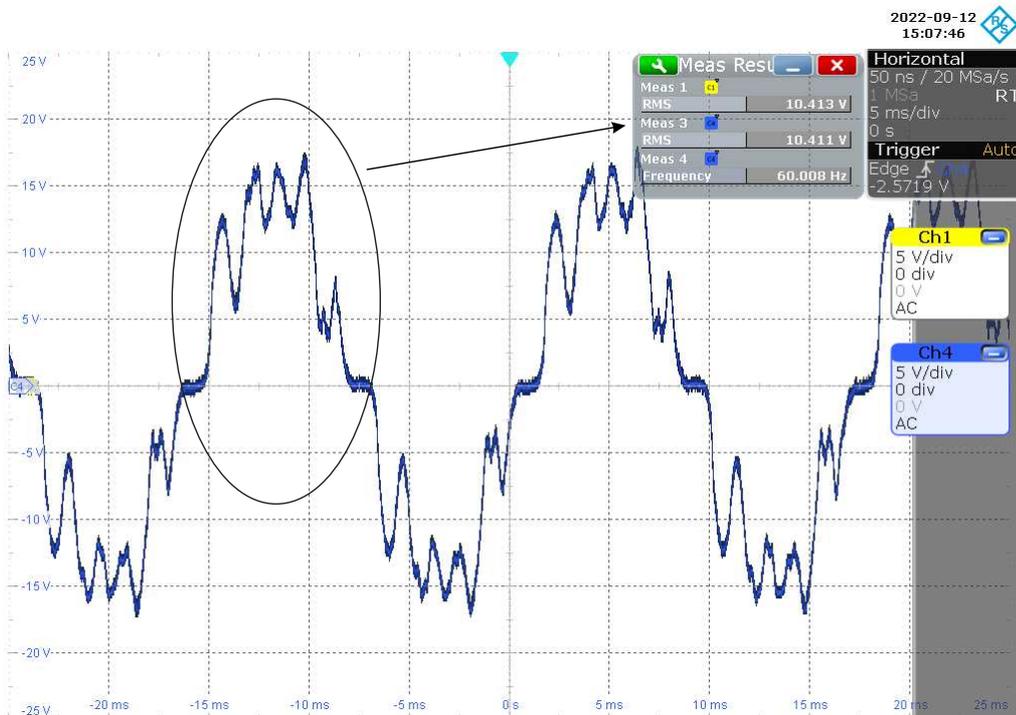


Figura 10 – Forma de onda da tensão medida na saída do acoplador PLC NB UNB.

Fonte: Autor.

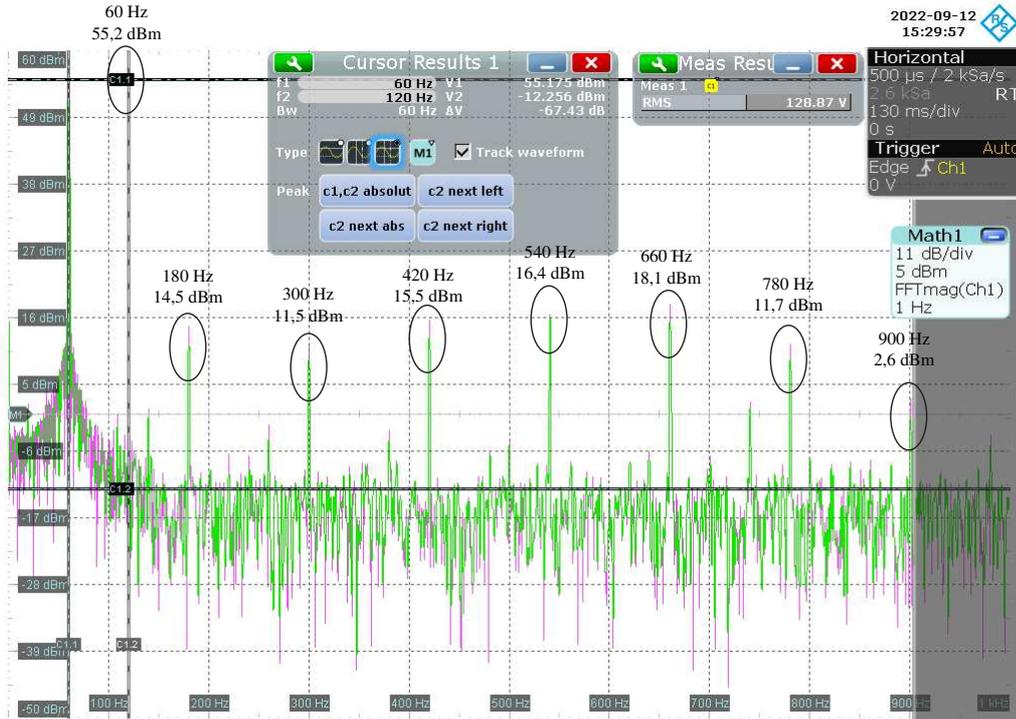


Figura 11 – Magnitude do espectro de frequência da forma de onda mostrada na Figura 9.

Fonte: Autor.

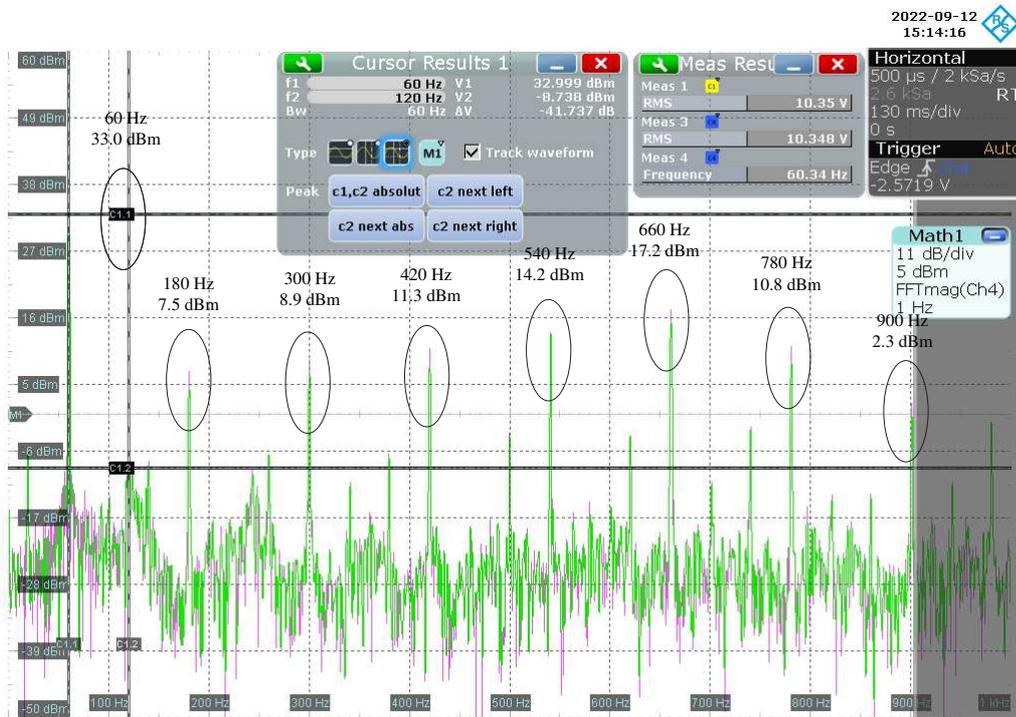


Figura 12 – Magnitude do espectro de frequência da forma de onda mostrada na Figura 10.

Fonte: Autor.

5 Conclusões

O presente trabalho apresentou um acoplador capacitivo PLC NB UNB para uso na recepção de sinais PLC instalados em redes de energia elétrica de baixa tensão e monofásica e para operação na faixa de frequência entre $f_{\min} = 0$ e $f_{\max} = 2$ MHz. O acoplador capacitivo PLC NB UNB tem como diferencial o uso do filtro analógico *Twin-T* cuja a frequência *notch* é sintonizada na frequência da componente fundamental ($f_0 = 60$ Hz) e, portanto, é capaz de introduzir atenuação significativa na amplitude da componente fundamental e, ao mesmo tempo, oferecer baixa atenuação no restante da faixa de frequência entre 0 e 2 MHz.

Além da função de atenuação que permite a recepção de sinais PLC com conteúdo espectral nas faixas de frequência UNB e NB, o acoplador capacitivo PLC NB UNB, também, oferece dois estágios de proteção elétrica, os quais são fundamental para evitar que surtos de tensão causem um dano permanente no receptor PLC.

Considerando a simulação computacional do acoplador capacitivo PLC NB UNB, foi observado que variações nos valores dos componentes passivos usados no projeto do filtro analógico rejeita-faixa *Twin-T* podem resultar em alterações significativas na largura da banda de rejeição, alteração do valor da frequência *notch* e no valor da atenuação da amplitude da componente fundamental. Considerando a análise da função de atenuação do acoplador capacitivo PLC NB UNB quando os valores de projeto são praticados, tem-se uma atenuação de cerca de 57 dB na frequência *notch*.

Em relação ao protótipo do acoplador capacitivo PLC NB UNB, constatou-se o seu pleno funcionamento. Entretanto, foi observado que a atenuação na frequência *notch* é reduzida para apenas 22 dB. A redução de ≈ 35 dB no valor da atenuação na frequência *notch* é esperada, posto que não há garantia de casamento de impedância de qualquer conexão com a rede de energia elétrica de baixa tensão. Apesar da redução significativa da atenuação na frequência *notch*, o acoplador capacitivo PLC NB UNB permite reduzir suficientemente a amplitude da componente fundamental para fins de digitalização do sinal PLC recebido e, conseqüentemente, processamento do sinal PLC recebido eliminação completa do residual da componente fundamental.

Melhorias adicionais para futuros trabalhos estão relacionados a melhoria de casamento impedância com a rede elétrica, a seleção dinâmica do *notch* e o desenvolvimento de uma versão do acoplador capacitivo PLC NB UNB para transmissor PLC.

REFERÊNCIAS

- [1] M. Schwartz, “Carrier-wave telephony over power lines: Early history [history of communications],” *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, no. 1, pp. 14–18, Feb. 2009.
- [2] J. A. Cortés, F. J. Canete, L. Díez, and J. L. G. Moreno, “On the statistical properties of indoor power line channels: Measurements and models,” in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Apr. Udine, Italy, 03-06 April 2011, pp. 271–276.
- [3] T. R. Oliveira, F. J. A. Andrade, A. A. M. Picorone, H. A. Latchman, S. L. Netto, and M. V. Ribeiro, “Characterization of hybrid communication channel in indoor scenario,” *Journal of Communication and Information Systems*, vol. 31, no. 1, pp. 224–235, Nov. 2016.
- [4] A. Camponogara, T. R. Oliveira, R. Machado, W. A. Finamore, and M. V. Ribeiro, “Measurement and characterization of power lines of aircraft flight test instrumentation,” *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 55, no. 3, pp. 1550–1560, Apr. 2019.
- [5] T. R. Oliveira, A. A. M. Picorone, S. L. Netto, and M. V. Ribeiro, “Characterization of brazilian in-home power line channels for data communication,” *Electric Power Systems Research*, vol. 150, pp. 188 – 197, Sep. 2017.
- [6] K. Bernacki, D. Wybrańczyk, M. Zygmanski, A. Latko, J. Michalak, and Z. Rymarski, “Disturbance and signal filter for power line communication,” *MDPI Electronics*, vol. 8, no. 4, 2019. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2079-9292/8/4/378>
- [7] M. Nassar, J. Lin, Y. Mortazavi, A. Dabak, I. H. Kim, and B. L. Evans, “Local utility power line communications in the 3–500 kHz band: Channel impairments, noise, and standards,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 29, no. 5, pp. 116–127, Aug. 2012.
- [8] M. Zimmerman and K. Dostert, “A multipath model for the power line channel,” *IEEE Trans. on Communications*, vol. 50, no. 4, pp. 553–559, Apr. 2002.
- [9] T. Sanya, M. Hove, A. J. Snyders, and H. Ferreira, “Surge protection of communication equipments for power line communication: Effects on communication signal,” in *IEEE Africa Conference*, Sep. 2011, pp. 1–4.
- [10] S. S. Ali, A. Bhattacharya, and D. R. Poddar, “Design of bidirectional coupling circuit for broadband power-line communications,” *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*, vol. 4, no. 4, pp. 162–166, Apr. 2012.
- [11] L. G. S. Costa, A. C. M. de Queiroz, B. Adebisi, V. L. R. da Costa, and M. V. Ribeiro, “Coupling for power line communications: A survey,” *Journal of Communication and Information Systems*, vol. 32, no. 1, pp. 8–22, Mar. 2017.
- [12] S. Galli, A. Scaglione, and Z. Wang, “For the grid and through the grid: The role of power line communications in the smart grid,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 6, pp. 998–1027, Jun. 2011.
- [13] P. Jing, H. Dan, and J. Qiyun, “Optimal design on twin-t notch filter in electromagnetic exploration equipments,” in *International Conference on Electric Information and Control Engineering*, May 2011, pp. 1510–1515.

- [14] S. Wei, W. Gao, L. Zhang, and Z. Cao, "High frequency and broadband coupling characteristics of filter circuit based on low voltage power lines," *Procedia Engineering*, vol. 15, pp. 1978–1982, Aug. 2011.
- [15] B. Martínez, N. Cante, M. Limas, F. Sierra, and J. Becerra, "Design of a t-coupling circuit for PLC on broadband," in *IEEE Colombian Conference on Communications and Computing*, Jun. Bogota, Colombia, 04-06 June 2014, pp. 1–6.
- [16] L. G. S. Costa, A. A. M. Picorone, A. C. M. de Queiroz, V. L. R. Costa, and M. V. Ribeiro, "Projeto e caracterização de acopladores para power line communications," *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, pp. 1–5, Sep. 2015. In Portuguese.
- [17] P. A. Janse van Rensburg and H. C. Ferreira, "Coupler winding ratio selection for effective narrowband power-line communications," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 23, no. 1, pp. 140–149, 2008.
- [18] M. P. Sibanda, P. A. J. van Rensburg, and H. C. Ferreira, "Passive, transformerless coupling circuitry for narrow-band power-line communications," in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, May Dresden, Germany, 29 March–01 April 2009, pp. 125–130.
- [19] M. P. Sibanda, P. A. Janse van Rensburg, and H. C. Ferreira, "Impedance matching with low-cost, passive components for narrowband PLC," in *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, May Udine, Italy, 03-06 April 2011, pp. 335–340.
- [20] H. Gassara, M. C. Bali, F. Duval, F. Rouissi, and A. Ghazel, "Coupling interface circuit design for experimental characterization of the narrowband power line communication channel," in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Aug. Pittsburgh, PA, USA, 06-10 August 2012, pp. 1–6.
- [21] M. Rastogi, D. Mitra, and A. Bhattacharya, "A novel implementation of bidirectional coupling circuit for broadband, high-voltage, power-line communications," in *Asia-Pacific Conference on Communications*, Oct. Perth, WA, Australia, 03-05 October 2005, pp. 38–42.
- [22] H. Mahamudul, C. Ozansoy, and E. Haque, "Evaluation of butterworth coupling arrangement and line trap circuit for PLC integrated power system," in *International Conference on Telecommunications and Photonics*, Dec. Dhaka, Bangladesh, 26-28 December 2017, pp. 43–47.
- [23] B. Masood, M. Ellahi, W. A. Khan, W. Akram, M. Usman, and M. T. Gul, "Characterization and field measurements of NB-PLC for LV network," *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 13, no. 1, pp. 521–531, Jan. 2018.
- [24] P. Mlynek, R. Fujdiak, J. Misurec, and J. Slacik, "Experimental measurements of noise influence on narrowband power line communication," in *International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops*, Oct. Lisbon, Portugal, 18-20 October 2016, pp. 94–100.
- [25] H. Gassara, F. Rouissi, and A. Ghazel, "Statistical characterization of the indoor low-voltage narrowband power line communication channel," *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, vol. 56, no. 1, pp. 123–131, 2014.

- [26] S. U. Ercan, O. Ozgonenel, and D. W. Thomas, "Power line communication channel for smart grid," in *International Istanbul Smart Grids and Cities Congress and Fair*, Apr. Istanbul, Turkey, 25-26 April 2018, pp. 208–212.
- [27] T. A. Papadopoulos, C. G. Kaloudas, A. I. Chrysochos, and G. K. Papagiannis, "Application of narrowband power-line communication in medium-voltage smart distribution grids," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 28, no. 2, pp. 981–988, Apr. 2013.
- [28] P. Mlynek, J. Misurec, P. Silhavy, R. Fudjak, J. Slacik, and Z. Hasirci, "Simulation of achievable data rates of broadband power line communication for smart metering," *Applied Sciences*, vol. 9, no. 8, p. 1527, Apr. 2019.
- [29] M. L. G. Salmento, E. P. de Aguiar, Â. Camponogara, and M. V. Ribeiro, "An enhanced receiver for an impulsive UWB-based PLC system for low-bit rate applications," *Digital Signal Processing*, vol. 70, pp. 145–154, Nov. 2017.
- [30] L. G. S. Costa, G. R. Colen, A. C. M. de Queiroz, V. L. da Costa, U. R. Vitor, F. V. dos Santos, and M. V. Ribeiro, "Access impedance in brazilian in-home, broadband and low-voltage electric power grids," *Electric Power Systems Research*, vol. 171, pp. 141–149, Sep. 2019.
- [31] B. Wang and Z. Cao, "A review of impedance matching techniques in power line communications," *Electronics*, vol. 8, no. 9, Sep. 2019.
- [32] "Texas instruments, low-noise jfet-input general-purpose operat. amplifier," Apr. <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl081.pdf>, archived on 14 April 2022. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl081.pdf>
- [33] Keysight Technologies, "Introducing the filter designguide," Sep. <https://www.keysight.com/br/pt/lib/software-detail.html>, archived on 16 September 2022. [Online]. Available: <http://edadownload.software.keysight.com/eedl/ads/2011/pdf/dgfilter.pdf>
- [34] J. W. Nilsson and S. A. Riedel, *Electric Circuits*, 10th ed. New Jersey, EUA: Pearson, 2015.
- [35] R. E. Thomas, A. J. Rosa, and G. J. Toussaint, *The Analysis and Design of Linear Circuits of Linear Circuits*, 8th ed. New Jersey, EUA: John Wiley & Sons, 2016.
- [36] R. Schaumann, M. E. V. Valkenburg, and H. Xiao, *Analog Filter Design*. New Delhi, India: Oxford University Press, 2001.
- [37] R. Schaumann, M. S. Ghauri, and K. R. Laker, *Design of Analog Filters: Passive, Active RC and Switched Capacitor*. New Jersey, EUA: Prentice Hall, 1990.
- [38] Amazon, "DDS signal generator 3-channel arbitrary waveform function generator frequency meter 4 TTL level output," Jun. <https://www.amazon.com/Generator-3-Channel-Arbitrary-Frequency-FY8300S-40M/dp/B08795GZVJ>, archived on 23 June 2022. [Online]. Available: <https://www.amazon.com/Generator-3-Channel-Arbitrary-Frequency-FY8300S-40M/dp/B08795GZVJ>

- [39] Rhode & Schwarz, “RTE 1000 oscilloscope,” Jun. <https://www.rohde-schwarz.com/pt/products/test-and-measurement/oscilloscopes/rs-rte1000-oscilloscope63493-54848.html>, archived on 15 June 2022. [Online]. Available: <https://www.rohde-schwarz.com/pt/products/test-and-measurement/oscilloscopes/rs-rte1000-oscilloscope63493-54848.html>
- [40] L. G. S. Costa, A. C. M. Queiroz, V. L. R. Costa, and M. V. Ribeiro, “An analog filter bank-based circuit for performing the adaptive impedance matching in PLC systems,” *Journal of Communication and Information Systems*, vol. 36, no. 1, pp. 133–150, Aug. 2021.