

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA
ENGENHARIA ELÉTRICA - TELECOMUNICAÇÕES**

Thiago Cavalcante Rocha

**Acoplador capacitivo integrado a um equalizador de amplitude e
amplificador de RF para sistemas PLC**

Juiz de Fora

2025

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

Rocha, Thiago.

Acoplador capacitivo integrado a um equalizador de amplitude e amplificador de RF para sistemas PLC / Thiago Cavalcante Rocha. – 2025.

36 f. : il.

Orientador: Prof. Dr. Moisés Vidal Ribeiro

Coorientador: Dr. Luís Guilherme da Silva Costa

Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Engenharia Elétrica - Telecomunicações, 2025.

1. Power line communication. 2. Acoplador. 3. Filtro *reflectionless*.
4. Filtro de pré distorção. 5. Amplificador de rádio frequência. I. Ribeiro, Moisés Vidal, orient. II. Costa, Luís Guilherme da Silva , coorient. III. Título.

Thiago Cavalcante Rocha

**Acoplador capacitivo integrado a um equalizador de amplitude e
amplificador de RF para sistemas PLC**

Monografia apresentada à Coordenação do
Curso de Engenharia Elétrica da Universi-
dade Federal de Juiz de Fora, Habilitação
Telecomunicações, como requisito para apro-
vação na disciplina ENE064 - Trabalho de
Conclusão de Curso

Orientador: Prof. Dr. Moisés Vidal Ribeiro

Coorientador: Dr. Luís Guilherme da Silva Costa

Juiz de Fora

2025

Thiago Cavalcante Rocha

**Acoplador capacitivo integrado a um equalizador de amplitude e
amplificador de RF para sistemas PLC**

Monografia apresentada à Coordenação do
Curso de Engenharia Elétrica da Universi-
dade Federal de Juiz de Fora, Habilitação
Telecomunicações, como requisito para apro-
vação na disciplina ENE064 - Trabalho de
Conclusão de Curso

Aprovada em 21 de março de 2025

BANCA EXAMINADORA

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

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

Prof. Dr. Álvaro Augusto Machado de Medeiros
Universidade Federal de Juiz de Fora

Dr. Mateus de Lima Filomeno
Universidade Federal de Juiz de Fora

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus por me conceder saúde para chegar até esta etapa.

Agradeço aos meus pais, Cristóvão e Vânia — que sempre estiveram presentes — pelo apoio, tanto moral quanto financeiro, mesmo nos momentos mais difíceis ao longo desses anos de graduação.

Expresso meus sinceros agradecimentos ao meu orientador, Prof. Dr. Moisés, por ter me aceitado como integrante do LCOM em outubro de 2022, o que contribuiu significativamente tanto para o meu rendimento acadêmico quanto para os conhecimentos adquiridos ao longo da Iniciação Científica. Sou igualmente grato por seus conselhos, que sempre me motivaram e contribuíram para o meu crescimento pessoal, assim como por sua orientação neste trabalho de conclusão de curso e durante os anos de Iniciação Científica.

Agradeço pela oportunidade de trabalhar com meu coorientador, Dr. Luís Guilherme, que esteve sempre disposto a ajudar, não apenas nos assuntos relacionados à Iniciação Científica, mas também em diversas questões ligadas à minha graduação. Expresso minha gratidão por sua coorientação e apoio, que foram essenciais para a elaboração deste trabalho. Também sou grato pelos conhecimentos adquiridos por meio de sua vasta experiência em telecomunicações.

Agradeço a toda a equipe de excelência do LCOM, com a qual tive o prazer de conviver durante quase dois anos e meio.

Sou grato a todos os professores que tive, especialmente aos do curso de Telecomunicações, com os quais tive a oportunidade de interagir e aprender. Também expresso minha gratidão a todos os funcionários desta instituição que, ainda que indiretamente, contribuíram para que eu chegasse até aqui.

Agradeço à minha família — minha avó, Ruth, meus tios e tias, primos e primas — e aos meus amigos, que sempre me apoiaram e torceram por mim.

Por fim, agradeço à Universidade Federal de Juiz de Fora, ao CNPq e ao INERGE por fornecerem os recursos necessários para a realização da minha pesquisa científica.

“Life has and has not a beginning. Life has and has not an end. The beginning is the end and the end is the beginning.” (NGŪGĨ WA THIONG’O, 2020, p. 142).

RESUMO

Este trabalho de conclusão de curso apresenta o desenvolvimento, implementação e validação experimental de um circuito de acoplamento capacitivo para sistemas de comunicação via rede elétrica (do inglês, *power line communication*), operando na faixa de 1,7-100 MHz. O circuito integra filtros passa-alta e passa-baixa com topologia *reflectionless*, um filtro de pré-distorção para compensar a atenuação seletiva da rede elétrica e um amplificador de rádio frequência. Os componentes foram projetados, montados e testados individualmente e em conjunto, com medições realizadas por meio de analisador de redes vetorial. Os resultados experimentais demonstraram baixa perda por inserção e bom casamento de impedância, confirmando a eficácia da topologia *reflectionless* e a contribuição dos estágios de equalização e amplificação para o desempenho do acoplador. As simulações apresentaram boa concordância com os resultados obtidos em bancada, validando o modelo proposto e sua aplicação em comunicação PLC.

Palavras-chave: *power line communication*, acoplador, filtro *reflectionless*, filtro de pré-distorção, amplificador de rádio frequência.

ABSTRACT

This work presents the development, implementation, and experimental validation of a capacitive coupling circuit for power line communication (PLC) systems operating in the 1, 7-100 MHz frequency range. The circuit integrates high-pass and low-pass filters using a reflectionless topology, a pre-distortion filter to compensate for the frequency-selective attenuation of the power grid, and a radio-frequency amplifier. The components were designed, assembled, and tested both individually and as a complete system, with measurements carried out using a vector network analyzer. The experimental results demonstrated low insertion loss and good impedance matching, confirming the effectiveness of the reflectionless topology and the contribution of the equalization and amplification stages to the couplers performance. Simulations showed good agreement with the experimental results, validating the proposed model and its applicability in PLC communication.

Keywords: power line communication, coupling circuit, reflectionless filters, pre-distortion filter, radio-frequency amplifier.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama de blocos convencional para o projeto do circuito de acoplamento de PLC.	13
Figura 2 – Medidas de $ S_{12} $ and $ S_{21} $ de um cabo de energia elétrica energizado. .	14
Figura 3 – Diagrama de blocos do acoplador capacitivo proposto.	15
Figura 4 – Esquemático do circuito de acoplamento PLC proposto.	17
Figura 5 – Parâmetros de espalhamento da concatenação dos filtros passa-alta e passa-baixa.	19
Figura 6 – Resultado da simulação do filtro passa alta em conjunto com equalizador. .	20
Figura 7 – Esquemático do amplificador de RF.	21
Figura 8 – Parâmetros de espalhamento do amplificador de RF.	23
Figura 9 – Comparação da magnitude dos harmônicos do amplificador de RF com e sem a aplicação do filtro passa-baixa de 100 MHz.	24
Figura 10 – Parâmetros de espalhamento do filtro passa-alta concatenado com filtro de pré-distorção, medidos com VNA.	25
Figura 11 – Resultado da concatenação dos filtros passa baixa, passa alta e filtro de pré-distorção, medido com VNA.	26
Figura 12 – Parâmetros de transmissão e reflexão do acoplador PLC conectado à rede de energia elétrica.	27
Figura 13 – Esquemático de simulação do acoplador PLC no ADS.	32
Figura 14 – Parâmetros de espalhamento para o acoplador simulado.	33
Figura 15 – <i>Setup</i> de medição implementado no laboratório.	34
Figura 16 – Vista frontal dos protótipos: (a) filtro passa-alta em conjunto com o filtro de pré-distorção; (b) filtro passa-baixa.	35
Figura 17 – Vista traseira dos protótipos: (a) filtro passa-alta em conjunto com o filtro de pré-distorção; (b) filtro passa-baixa.	35

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Valores normalizados do projeto do filtro <i>reflectionless</i> analógico de 5ª ordem.	17
Tabela 2 – Valores dos componentes do amplificador de RF.	22

LISTA DE ABREVIATURAS

RF	radio frequência (do inglês, <i>radio frequency</i>)
PLC	comunicação de dados via rede elétrica (do inglês, <i>power line communication</i>)
IoT	internet das coisas (do inglês, <i>internet of things</i>)
MOSFET	transistor de efeito de campo de metal-óxido-semicondutor (do inglês, <i>metal-oxide-semiconductor field-effect transistor</i>)
HBT MMIC	transistor bipolar de heterojunção em circuito integrado monolítico de micro-ondas (do inglês, <i>heterojunction bipolar transistor monolithic microwave integrated circuit</i>)
DC	corrente contínua (do inglês, <i>direct current</i>)
VNA	analisador de rede vetorial (do inglês, <i>vector network analyzer</i>)
ADS	<i>Advanced Design System</i>
Anatel	agência nacional de telecomunicações
SMA	versão A de conector subminiatura (do inglês, <i>SubMiniature version A</i>)
FR-4	nível 4 de retardância à chama (do inglês, <i>flame retardant level 4</i>)
SMD	dispositivo de montagem em superfície (do inglês, <i>surface-mount device</i>)

ÍNDICE

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	OBJETIVOS	11
1.2	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	12
2	FORMULAÇÃO DO PROBLEMA	13
3	CIRCUITO DE ACOPLAMENTO PLC	16
3.1	FILTROS <i>REFLECTIONLESS</i>	16
3.2	FILTROS DE PRÉ-DISTORÇÃO	18
3.3	AMPLIFICADOR DE RF	20
4	DISCUSSÃO DOS RESULTADOS DO PROTÓTIPO	25
5	CONCLUSÕES	29
	REFERÊNCIAS	30
	Apêndices A – Simulação do sistema de acoplamento PLC . .	32
	Apêndices B – <i>Setup</i> de medição e protótipos	34
	Apêndices C – Publicações	36

1 INTRODUÇÃO

O uso das redes de energia elétrica para fins de comunicação, conhecido como comunicação pela rede de energia elétrica (do inglês, *power line communication*) (PLC), baseia-se no aproveitamento da infraestrutura elétrica existente para a transmissão e distribuição de dados. Essa abordagem se configura como uma alternativa viável e atrativa, especialmente em cenários nos quais a instalação de novos cabos ou infraestrutura de telecomunicações seria inviável ou economicamente desvantajosa [1]. A tecnologia PLC tem sido amplamente explorada em aplicações como *Smart Home*, *Smart Metering*, *Smart Grid* e conectividade para dispositivos da internet das coisas (do inglês, *internet of things*) (IoT), podendo ser empregada tanto em ambientes internos (*indoor*) quanto externos (*outdoor*), incluindo residências (*in-home*) e escritórios (*in-office*), promovendo conectividade confiável e de baixo custo por meio da rede elétrica [2].

Para viabilizar a comunicação entre os modems PLC e a rede elétrica, é essencial o uso de circuitos de acoplamento. Esses circuitos têm a função de injetar e extrair o sinal de comunicação de forma eficiente, ao mesmo tempo em que garantem a proteção dos transceptores PLC contra transientes da rede elétrica. O circuito de acoplamento atua como uma interface entre os circuitos de processamento de sinal e o meio físico de transmissão, e sua performance impacta diretamente na eficiência, alcance e estabilidade do sistema de comunicação PLC [3].

No contexto da tecnologia PLC, o desenvolvimento de circuitos de acoplamento desempenha um papel determinante, pois a eficiência da transferência de potência entre o modem PLC e a rede de energia elétrica é essencial para maximizar a potência de transmissão e, conseqüentemente, alcançar maiores distâncias de comunicação com maior taxa de transferência de dados. A literatura mostra que as pesquisas nessa área se concentram na redução das perdas por inserção e reflexão na faixa de operação, aspectos fundamentais para a eficiência da injeção do sinal PLC na rede elétrica [4]. No entanto, esses circuitos também podem ser projetados para compensar a crescente atenuação com o aumento da frequência, uma característica intrínseca à propagação de sinais por cabos metálicos. Nesse cenário, a investigação de novas topologias de filtros analógicos passivos pode resultar em circuitos de acoplamento com melhor desempenho, contribuindo tanto para a redução das perdas quanto para a melhoria da qualidade do sinal transmitido por modems PLC [5].

1.1 OBJETIVOS

O presente trabalho investiga o desenvolvimento de um circuito de acoplamento capacitivo para modems PLC na faixa de frequência de 1,7-100 MHz. A proposta contempla o uso de filtros analógicos passivos *reflectionless*, como os modelos passa-baixa e

passa-alta, além de um filtro de pré-distorção e um amplificador de radio frequência (do inglês, *radio frequency*) (RF). Nesse contexto, os objetivos específicos são os seguintes:

- Desenvolver um circuito de acoplamento capacitivo destinado a redes elétricas de baixa tensão, com foco não apenas na redução das perdas por inserção e reflexão, mas também na mitigação da atenuação crescente em altas frequências, característica em redes elétricas;
- Explorar o uso de topologias de filtros analógicos passivos *reflectionless*, que apresentam menor perda por reflexão na banda de passagem e banda de rejeição, visando à melhoria da qualidade do sinal transmitido.
- Integrar um amplificador de RF ao circuito de acoplamento para compensar os ajustes provocados pelo filtro de pré-distorção e viabilizar a comunicação a maiores distâncias nas redes elétricas.

1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

A organização deste trabalho segue a estrutura descrita a seguir:

- **Capítulo 2:** discute os desafios associados ao acoplamento de sinais em redes elétricas, com ênfase na necessidade de minimizar perdas por reflexão e atenuação seletiva da rede de energia elétrica. São analisadas as limitações das abordagens convencionais e os requisitos técnicos para o projeto do acoplador PLC que integra filtros *reflectionless*, um filtro de pré-distorção e um amplificador de RF.
- **Capítulo 3:** detalha a topologia proposta, abordando os filtros *reflectionless* para um melhor casamento de impedância, o filtro de pré-distorção para equalizar a atenuação seletiva da rede de energia elétrica e o amplificador de RF para compensar a perda de potência do sinal PLC na rede de energia elétrica. Além disso, são apresentadas simulações no *Advanced Design System* (ADS), permitindo uma análise preliminar do desempenho do sistema antes da implementação do protótipo.
- **Capítulo 4:** apresenta os resultados das medições realizadas no circuito de acoplamento conectado à rede de energia elétrica. Os parâmetros de espalhamento obtidos experimentalmente são comparados com os valores simulados, validando o desempenho do acoplador PLC proposto conectado à rede de energia elétrica.
- **Capítulo 5:** sintetiza as conclusões do presente trabalho de conclusão de curso. Além disso, apresenta sugestões de trabalhos futuros para melhoria de desempenho do acoplador PLC.

2 FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

Neste capítulo apresenta-se inicialmente a topologia convencional dos circuitos de acoplamento capacitivos utilizados em sistemas PLC, destacando o papel dos filtros passa-baixa e passa-alta, o isolamento galvânico e o filtro bloqueador na definição da resposta espectral e proteção do sistema. Na sequência, são discutidos os desafios associados à utilização dessa configuração tradicional, principalmente devido às variações de impedância na rede elétrica. Por fim, propõe-se uma nova topologia, baseada na inclusão de um filtro de pré-distorção para equalizar a atenuação seletiva da rede e de um amplificador de RF para compensar o nível de potência do sinal, apresentando melhorias significativas em comparação ao desempenho do acoplador convencional.

A arquitetura convencional de acopladores capacitivos utilizados em sistemas PLC de baixa tensão é composta por um filtro passa-baixa, um filtro passa-alta, isolamento galvânico e um filtro bloqueador, os quais, em conjunto, determinam a resposta em frequência do acoplador PLC, conforme o diagrama em blocos apresentado na Figura 1. O isolamento galvânico, geralmente implementado por meio de transformadores de RF com núcleo de ferrite, tem a função de proteger os circuitos eletrônicos contra transientes de tensão e ruídos de modo comum provenientes da rede de energia elétrica, além de atuar na adaptação de impedância, dependendo da relação de espiras entre o primário e secundário, entre o acoplador PLC e a rede de energia elétrica. Já o capacitor de bloqueio é projetado para atenuar a componente fundamental da rede de energia elétrica de 60 Hz e suas harmônicas, evitando danos ao funcionamento do acoplador PLC e transceptores PLC, reduzindo o risco de saturação do núcleo do transformador de RF [6].

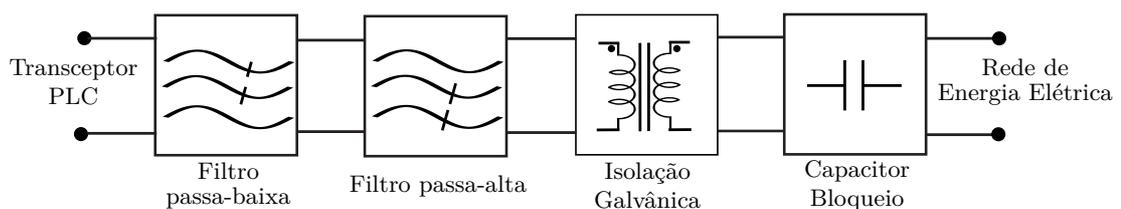


Figura 1 – Diagrama de blocos convencional para o projeto do circuito de acoplamento de PLC.

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

No entanto, o desempenho desses filtros é fortemente influenciado pelas variações dinâmicas de impedância da rede de energia elétrica dentro da banda de operação do acoplador. A impedância da rede de energia elétrica pode apresentar valores altamente variáveis devido à conexão e desconexão de cargas não lineares, efeitos de ressonância entre componentes passivos distribuídos e variações no perfil espectral da carga elétrica [7]. Essas flutuações afetam diretamente as características dos filtros tradicionais, levando a desafios como:

- Deslocamento da frequência de corte: a frequência na qual o filtro começa a atenuar o sinal pode mudar, permitindo frequências indesejadas;
- Atenuação na banda de passagem: a impedância variável provoca perda de sinal na faixa que deveria ser transmitida sem atenuação significativa;
- Reflexões de sinal e perda de potência: as mudanças na impedância desbalanceiam a entrada e a saída do filtro, resultando em perda de eficiência na transmissão;
- Oscilações e ressonâncias: o filtro pode se tornar instável, apresentando ressonâncias que afetam o desempenho sob diferentes condições de carga;
- Deslocamento e deformação da resposta em frequência: a resposta do filtro torna-se inconsistente, apresentando atenuações e *notches* que dificultam a transmissão confiável em diferentes faixas de frequência.

A transmissão de sinais na rede de energia elétrica apresenta uma atenuação à medida que a frequência aumenta, caracterizando um canal passa-baixa, com perda de inserção de até 12,9 dB em 100 MHz, conforme ilustrado na Figura 2, em uma rede de energia elétrica com comprimento de 20 m. Este comprimento justifica-se pelo tamanho médio das redes de energia elétrica residenciais no Brasil [8]. A aplicação de um filtro de pré-distorção no sinal PLC antes da injeção na rede de energia elétrica permite compensar essa atenuação por meio da equalização em amplitude. Entretanto, a topologia de acoplamento convencional não possibilita a correção eficaz dessa perda em altas frequências, restringindo o desempenho do sistema PLC.

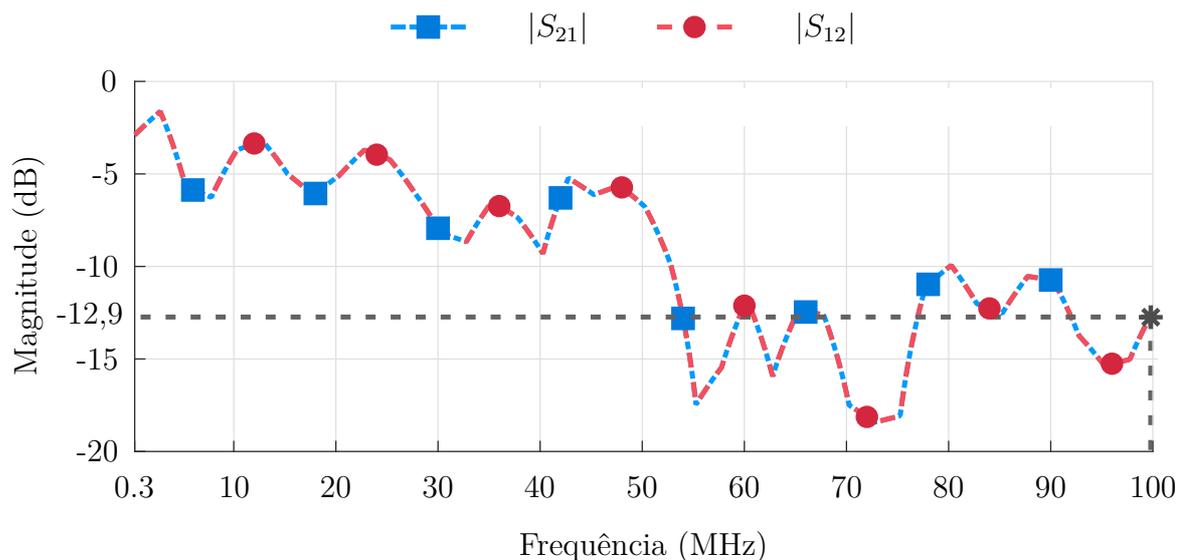


Figura 2 – Medidas de $|S_{12}|$ and $|S_{21}|$ de um cabo de energia elétrica energizado.

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Para superar essas limitações, na Figura 3 apresenta-se o diagrama de blocos de um acoplador capacitivo que incorpora dois novos circuitos em relação aos acopladores

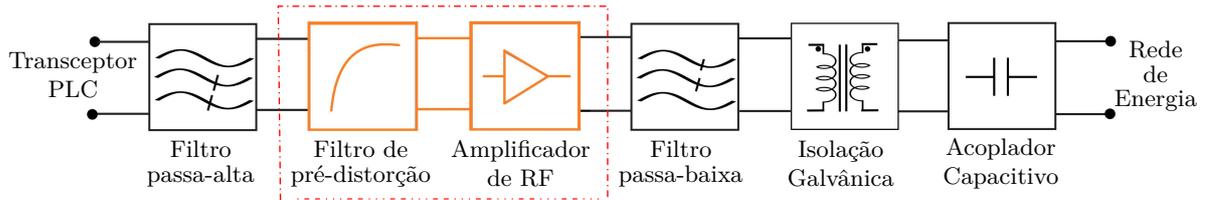


Figura 3 – Diagrama de blocos do acoplador capacitivo proposto.

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

convencionais encontrados na literatura. O primeiro é um filtro analógico passivo de pré-distorção, projetado para compensar a atenuação em altas frequências e melhorar a linearidade do sinal PLC transmitido pela rede de energia elétrica. O segundo é um amplificador de RF, responsável por restaurar os níveis de potência do sinal e minimizar as perdas introduzidas pela rede de energia elétrica. Com a topologia proposta, espera-se melhorar o desempenho do acoplador PLC, garantindo maior potência recebida e reduzindo a distorção na transmissão do sinal [9]. O amplificador de RF não foi posicionado na entrada do acoplador devido às perdas por inserção causadas pelo filtro passa-alta e pelo filtro de pré-distorção. O mesmo foi estrategicamente posicionado antes do filtro passa-baixa na intenção de mitigar as emissões de sinais fora da faixa de interesse.

Este capítulo apresenta a formulação do problema relacionada ao projeto de acopladores capacitivos para redes elétricas de baixa tensão na tecnologia PLC. Inicialmente, descreve-se a topologia convencional desses acopladores, composta por filtros passa-baixa e passa-alta, isolamento galvânico e filtro bloqueador, destacando suas limitações devido às variações dinâmicas de impedância da rede elétrica, que impactam a resposta espectral e a eficiência da transmissão. Para mitigar esses problemas, propõe-se uma nova topologia de acoplador capacitivo que incorpora um filtro analógico passivo de pré-distorção, com o objetivo de compensar a atenuação em altas frequências, e um amplificador de RF, responsável por restaurar os níveis de potência do sinal e, assim, melhorar a linearidade e a eficiência da transmissão PLC. Diagramas de blocos ilustram tanto a abordagem convencional quanto a proposta, evidenciando os benefícios da solução desenvolvida.

3 CIRCUITO DE ACOPLAMENTO PLC

Este capítulo está estruturado em três seções principais. Na Seção 3.1, são abordados os filtros *reflectionless*, destacando sua contribuição para um casamento de impedâncias eficiente e detalhando a seleção da topologia Chebyshev Tipo II. Na Seção 3.2, o foco se volta para os filtros de pré-distorção, cuja função é compensar as perdas seletivas introduzidas pela rede elétrica. Por fim, na Seção 3.3, apresenta-se o amplificador de RF, justificando sua escolha, descrevendo os componentes e discutindo sua importância para a compensação das perdas do sistema.

3.1 FILTROS *REFLECTIONLESS*

Em contraste com os circuitos de acoplamento PLC convencionais, os filtros passa-baixa e passa-alta propostos utilizam a topologia *reflectionless* [10]. A adoção de filtros *reflectionless* representa uma abordagem inovadora no projeto de acopladores PLC, pois garante melhor casamento de impedância em comparação com topologias convencionais, tais como Chebyshev, Butterworth e Elíptico, melhorando o desempenho geral do modem PLC mesmo em ambientes com impedância variável [11].

O projeto de filtros *reflectionless* passivos e analógicos é fundamentado nos princípios de simetria e dualidade, aplicados à análise de modo par e modo ímpar em estruturas simétricas [12]. Essa abordagem permite alcançar um casamento de impedâncias eficiente entre a entrada e a saída dos filtros, característica essencial para circuitos de acoplamento de alto desempenho [13]. A topologia Chebyshev de tipo II, na configuração *reflectionless* de quinta ordem, foi selecionada para este projeto devido às suas propriedades técnicas vantajosas, tais como a ausência de *ripple* na banda passante, a banda de transição estreita e o *ripple* controlado na banda de rejeição. Essas características garantem um desempenho superior nas bandas de passagem e de rejeição do filtro [14].

A análise da resposta em frequência dos filtros *reflectionless* e sua interação com os demais componentes do circuito é essencial para validar a eficiência da abordagem proposta. Para isso, na Figura 4 apresenta-se o esquemático do acoplador proposto, segmentado em blocos funcionais, de modo a evidenciar a configuração e disposição dos filtros *reflectionless*. O circuito é composto pelos filtros passa-alta e passa-baixa, responsáveis pela banda de passagem do acoplador, pelo filtro de pré-distorção, que compensa as distorções de amplitude da rede de energia elétrica, e pelo estágio de amplificação e isolamento galvânico, garantindo a proteção e isolamento elétrico entre o acoplador e a rede de energia elétrica.

De forma subsequente, são apresentados os cálculos para a determinação dos valores dos componentes dos filtros *reflectionless* Chebyshev Tipo II na faixa de frequência de 1,7-100 MHz, com frequência de corte em 3 dB e impedância de 50 Ω na en-

em que $f_{c_{LP}} = \omega_{c_{LP}}/2\pi = 100$ MHz é a frequência de corte em 3 dB. Para o filtro passa-alta *reflectionless*, os valores comerciais foram obtidos usando [14]:

$$L_4 = \frac{\frac{g_2}{Z_0}}{\omega_{c_{HP}}} = \frac{\frac{2}{50}}{2\pi 50 \times 10^6} \approx 6,8 \mu\text{H} \quad (3.7)$$

$$L_5 = \frac{\left(\frac{g_3-g_4}{2}\right) R}{\omega_{c_{HP}}} = \frac{\frac{(2,379-1,470)}{2} \cdot 50}{2\pi 50 \times 10^6} \approx 2,2 \mu\text{H} \quad (3.8)$$

$$L_6 = \frac{\left(\frac{g_5}{2}\right) R}{\omega_{c_{HP}}} = \frac{\left(\frac{1,470}{2}\right) \cdot 50}{2\pi 50 \times 10^6} \approx 3,3 \mu\text{H} \quad (3.9)$$

$$C_4 = \frac{\left(\frac{g_1}{2Z_0}\right)}{\omega_{c_{HP}}} = \frac{\left(\frac{1,470}{2 \cdot 50}\right)}{2\pi 50 \times 10^6} \approx 1,2 \text{ nF} \quad (3.10)$$

$$C_5 = \frac{\left(\frac{g_2}{Z_0}\right)}{\omega_{c_{HP}}} = \frac{\left(\frac{1,470}{50}\right)}{2\pi 50 \times 10^6} \approx 2,7 \text{ nF} \quad (3.11)$$

$$C_6 = \frac{\frac{(g_3-g_2)}{2Z_0}}{\omega_{c_{HP}}} = \frac{\left(\frac{g_3-g_4}{2}\right) R}{\omega_{c_{HP}}} = \frac{\left(\frac{2,379-1,470}{2}\right) \cdot 50}{2\pi 50 \times 10^6} \approx 820 \text{ pF} \quad (3.12)$$

em que $f_{c_{HP}} = \omega_{c_{HP}}/2\pi = 1,7$ MHz é a frequência de corte em 3 dB.

Na Figura 5 apresenta-se a simulação dos parâmetros de espalhamento resultantes da concatenação dos filtros passa-alta e passa-baixa projetados, calculados a partir das Equações (3.1) até (3.12). Observa-se que a resposta em frequência exibe uma banda de passagem praticamente plana, caracterizada pela ausência de *ripple*, evidenciando o comportamento típico do filtro Chebyshev Tipo II. Além disso, observa-se que os parâmetros de reflexão estão dentro de valores aceitáveis tanto na banda de passagem quanto na banda de rejeição [15], garantindo um desempenho otimizado em termos de atenuação seletiva e resposta em frequência bem controlada.

3.2 FILTROS DE PRÉ-DISTORÇÃO

Os filtros de pré-distorção são amplamente utilizados para compensar as perdas de inclinação de amplitude introduzidas por componentes passivos, amplificadores ou meios de transmissão em sistemas de RF e comunicações. Essas perdas, que resultam em variações indesejadas na resposta em frequência, são especialmente comuns em amplificadores de banda larga, cabos coaxiais longos e outros dispositivos que apresentam atenuação

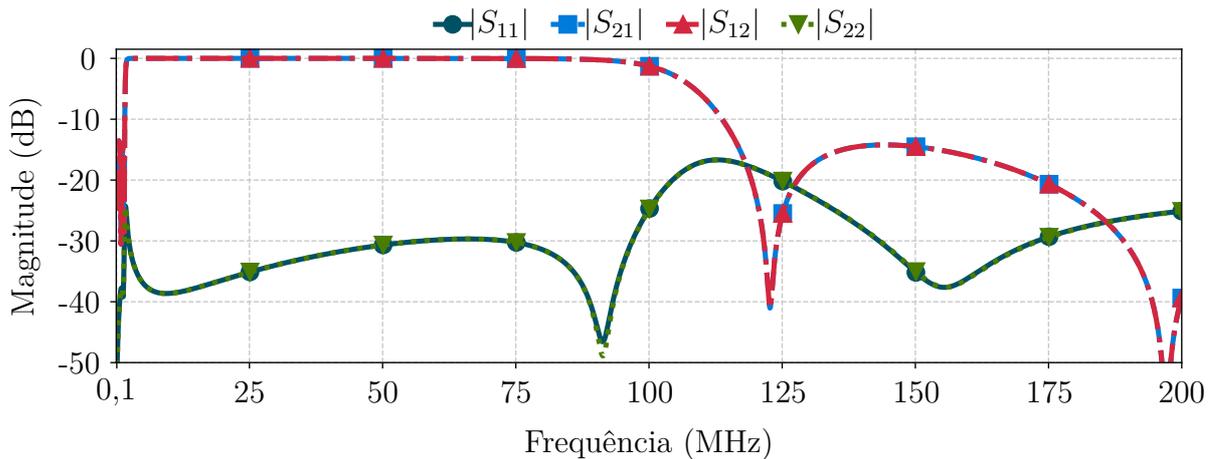


Figura 5 – Parâmetros de espalhamento da concatenação dos filtros passa-alta e passa-baixa.

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

dependente da frequência. Portanto, um filtro de pré-distorção pode melhorar significativamente a integridade do sinal e reduzir distorções em sistemas de transmissão em frequências mais altas.

Para projetar o filtro de pré-distorção, ajusta-se a inclinação do ganho do filtro na faixa de frequência desejada. Para o cálculo dos valores dos componentes, considera-se uma inclinação de $-12,9$ dB, obtidos a partir das medidas com analisador de rede vetorial (do inglês, *vector network analyzer*) (VNA) dos parâmetros de espalhamento da rede de energia elétrica considerando um comprimento de 20 metros, conforme Figura 2, na faixa de 1,7-100 MHz. Com base nas equações apresentadas em [14], calcula-se o fator Δ_1 , que representa a inclinação do ganho necessária para compensar a atenuação seletiva imposta pela rede elétrica. Esse parâmetro é fundamental no projeto de filtros de pré-distorção, pois permite linearizar a resposta espectral e garantir maior uniformidade na transmissão dos sinais ao longo da faixa de operação.

$$\Delta_1 = \frac{30}{A} = \frac{30}{12,9} = 2,325 \text{ dB} \quad (3.13)$$

Os valores dos componentes determinados pelas equações são:

$$L_7 = \frac{2Z_0}{\Delta_A \cdot \omega_c} = \frac{2 \cdot 50}{2,325 \cdot 2\pi 100 \times 10^6} \approx 68 \text{ nH}, \quad (3.14)$$

$$L_8 = \frac{\Delta_A Z_0}{2\omega_c} = \frac{2,325 \cdot 50}{2 \cdot 2\pi 100 \times 10^6} \approx 100 \text{ nH}, \quad (3.15)$$

$$C_7 = \frac{\Delta_A Y_0}{2\omega_c} = \frac{2,325}{2 \cdot 2\pi 100 \times 10^6 \cdot 50} \approx 39 \text{ pF}, \quad (3.16)$$

$$C_8 = \frac{2Y_0}{\Delta_A \omega_c} = \frac{2}{2,325 \cdot 2\pi 100 \times 10^6 \cdot 50} \approx 27 \text{ pF}, \quad (3.17)$$

$$T = 10^{-A/20} = 10^{-12,9/20} \approx 0,226, \quad (3.18)$$

$$R_1 = \frac{1 - T}{1 + T} Z_0 = \frac{1 - 0,226}{1 + 0,226} \cdot 50 \approx 33 \Omega, \quad (3.19)$$

$$R_2 = \frac{2T}{1 - T^2} Z_0 = \frac{2 \cdot 0,226}{1 - (0,226)^2} \cdot 50 \approx 27 \Omega. \quad (3.20)$$

Na Figura 6, apresentam-se os parâmetros de espalhamento, destacando a interação entre o filtro passa-alta e o filtro de pré-distorção. Observa-se que o filtro de pré-distorção compensou as variações de ganho introduzidas pela rede de energia elétrica ao longo da banda de 1,7-100 MHz, apresentando uma inclinação da resposta em frequência para melhorar a perda de inclinação nas altas frequências devido à atenuação medida na rede de energia elétrica.

Os resultados mostram que, em 100 MHz, a perda por inserção se mantém próxima de 0 dB, demonstrando a efetividade do equalizador em linearizar a resposta em frequência do acoplador PLC. Além disso, os coeficientes de reflexão apresentam valores reduzidos, especialmente a partir de 25 MHz, indicando um bom casamento de impedâncias e garantindo uma transferência eficiente de potência ao longo da banda de interesse. Destaca-se que os valores dos parâmetros de reflexão permaneceram abaixo de -30 dB, evidenciando o excelente desempenho no casamento de impedância do filtro passa-alta concatenado com o filtro de pré-distorção.

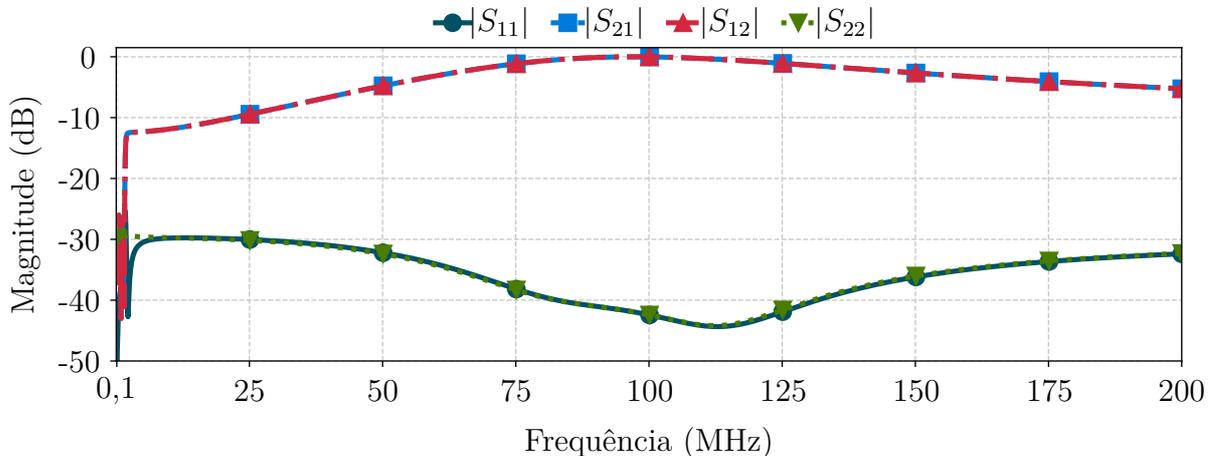


Figura 6 – Resultado da simulação do filtro passa alta em conjunto com equalizador.

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

3.3 AMPLIFICADOR DE RF

A amplificação é essencial para compensar as perdas inerentes aos filtros passivos *reflectionless* e o filtro de pré-distorção, além da rede de energia que introduz atenuação seletiva, conforme ilustrado na Figura 2.

Nesse contexto, a introdução de um amplificador de RF, com potência nominal de 2 W, valor compatível com aplicações experimentais em ambientes de laboratório

conforme os limites estabelecidos para equipamentos de radiação restrita pela Resolução nº 680/2017 da agência nacional de telecomunicações (Anatel) [16], permite elevar a potência do sinal PLC antes de sua injeção na rede de energia elétrica, garantindo que o sinal mantenha níveis adequados para transmissão. A amplificação prévia do sinal, realizada antes da introdução em ambientes ruidosos e sujeitos a alta atenuação, melhora a potência recebida e minimiza a taxa de erro de bit na transmissão de sinais modulados digitalmente.

Neste circuito de acoplamento, foi utilizado um amplificador de RF comercial, cujo desempenho foi otimizado por meio da substituição do transistor de efeito de campo de metal-óxido-semicondutor (do inglês, *metal-oxide-semiconductor field-effect transistor*) (MOSFET) SHF0589 [17] pelo modelo AFT05MS004NT1 (M_1 , no esquemático da Figura 7) da NXP [18]. A escolha desse transistor foi motivada tanto por questões de disponibilidade, uma vez que o SHF0589 foi descontinuado, quanto por melhorias de desempenho. A substituição resultou em ganhos significativos na linearidade do sinal, eficiência térmica e capacidade de amplificação, tornando o circuito mais estável.

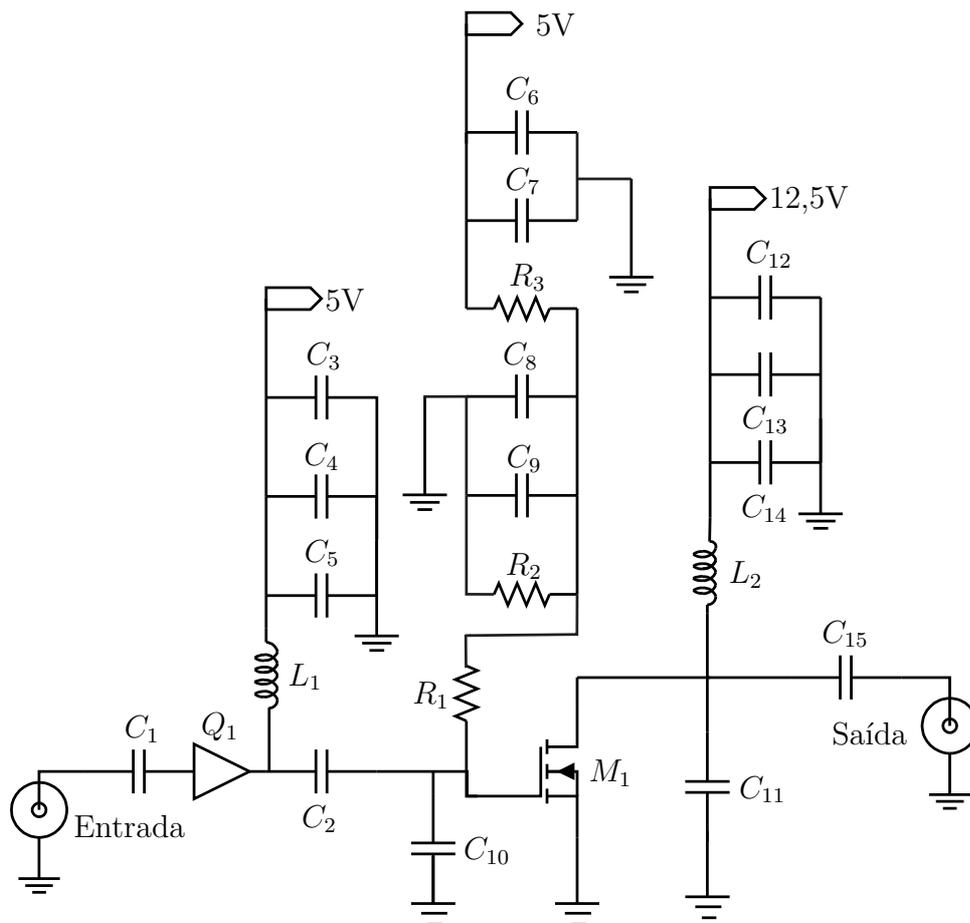


Figura 7 – Esquemático do amplificador de RF.

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

O amplificador é composto pelo transistor bipolar de heterojunção em circuito in-

tegrado monolítico de micro-ondas (do inglês, *heterojunction bipolar transistor monolithic microwave integrated circuit*) (HBT MMIC) SBB5089 (Q_1 , no esquemático da Figura 7) [19] na etapa de pré-amplificação. Os capacitores C_1 e C_2 atuam no bloqueio de corrente contínua (do inglês, *direct current*) (DC), evitando a passagem de tensão DC para a fonte e alterações no ponto de polarização DC do transistor do próximo estágio (M_1). O capacitor C_1 desacopla a entrada de Q_1 , enquanto o capacitor C_2 promove o desacoplamento DC entre Q_1 e M_1 . O indutor L_1 e os capacitores C_3 , C_4 e C_5 são responsáveis pela alimentação, polarização e desacoplamento do sinal de RF. Esses componentes formam um filtro passa-baixa, que atenua sinais de alta frequência, evitando a interferência do sinal de RF na fonte de alimentação DC.

Adicionalmente, foram realizados ajustes no divisor de tensão responsável pela polarização do *gate* do MOSFET, a fim de garantir o funcionamento adequado do novo componente. O resistor (R_3) originalmente utilizado, de 1,8 k Ω , foi substituído por um de 3,4 k Ω , resultando em uma redução da tensão de polarização e, conseqüentemente, em uma menor corrente de repouso. Na Tabela 2 apresenta-se a relação dos componentes do amplificador de RF e seus respectivos valores.

Componente	Valor	Componente	Valor
Q_1	SBB5089Z	M_1	AFT05MS004NT1
C_1	2,5 μ F	C_2	2,5 μ F
C_3	2,5 μ F	C_4	1 μ F
C_5	100 pF	C_6	10 μ F
C_7	10 nF	C_8	100 nF
C_9	10 nF	C_{10}	2,2 pF
C_{11}	2,2 pF	C_{12}	2,5 μ F
C_{13}	10 nF	C_{14}	100 pF
C_{15}	2,5 μ F	L_1	2,7 μ H
L_2	2,7 μ H	R_1	1 k Ω
R_2	4,7 k Ω	R_3	3,4 k Ω

Tabela 2 – Valores dos componentes do amplificador de RF.

Para a medida dos parâmetros de espalhamento do amplificador, foi montado um *setup* experimental composto por um VNA Keysight E5061B [20], acompanhado de seu respectivo kit de calibração, um atenuador de 20 dB e uma fonte de bancada, utilizada na alimentação do amplificador. Destaca-se que a calibração do VNA foi realizada no intervalo de 100 kHz a 200 MHz, considerando a inclusão do atenuador de 20 dB na rotina de calibração a fim de limitar a potência do amplificador de RF na porta do VNA, que tem limitação de potência igual a +20 dBm. Cabe destacar que os parâmetros de espalhamento do amplificador de RF foram medidos experimentalmente e não simulados, uma vez que

os parâmetros de espalhamento dos transistores de RF não estavam disponíveis na faixa de frequência do projeto, impossibilitando uma modelagem precisa através da simulação.

Com base nas medições realizadas, na Figura 8 apresentam-se os parâmetros de espalhamento do amplificador de RF, evidenciando a magnitude dos coeficientes $|S_{11}|$, $|S_{21}|$, $|S_{12}|$ e $|S_{22}|$. Observa-se que o parâmetro de transmissão $|S_{21}|$ permanece próximo de 50 dB entre 2 MHz a 200 MHz, mostrando um ganho praticamente constante em toda a faixa de frequência do acoplador. Em contrapartida, o parâmetro $|S_{12}|$, que representa a isolamento reversa, apresenta valores significativamente inferiores, abaixo de -60 dB, demonstrando um excelente desempenho do amplificador na minimização do acoplamento inverso e garantindo sua unidirecionalidade.

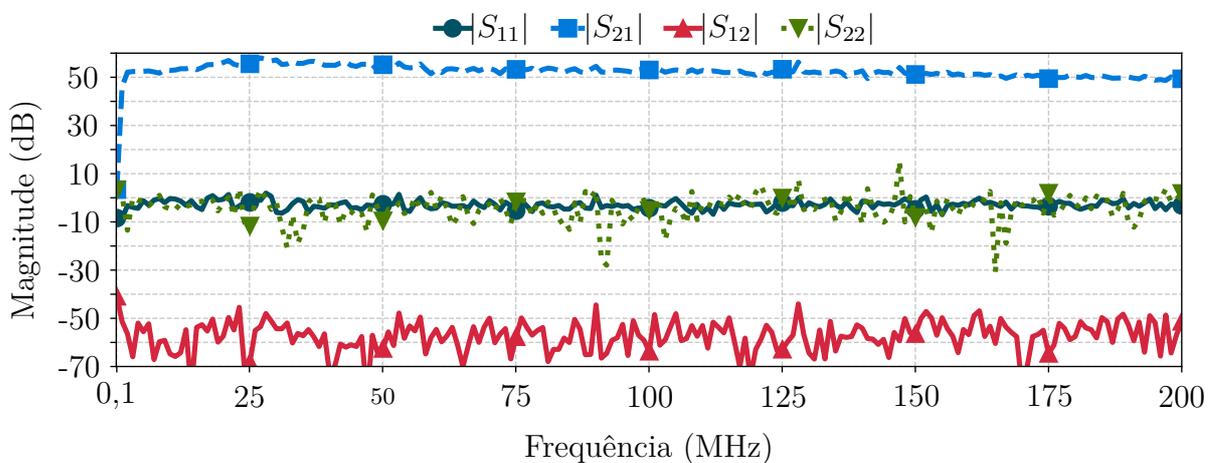


Figura 8 – Parâmetros de espalhamento do amplificador de RF.

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Os parâmetros de reflexão do amplificador de RF $|S_{11}|$ e $|S_{22}|$, mostram um casamento de impedância aceitável nas portas de entrada J_1 e saída J_2 , respectivamente. Nota-se que o parâmetro $|S_{11}|$ varia entre 0 dB e -5 dB, 55 dB abaixo do parâmetro de transmissão $|S_{21}|$, indicando um casamento de impedância adequado. O parâmetro $|S_{22}|$ mostra um casamento de impedância similar ao parâmetro $|S_{11}|$.

Utilizando um gerador de sinais Rohde & Schwarz SMBV100A [21], um analisador de espectro Agilent N9020A [22] e um atenuador de 20 dB, verificou-se que, para níveis de potência de entrada superiores a -15 dBm, o amplificador passa a operar em regime não linear. Esse comportamento indica que o amplificador entrou em regime de saturação, em que a relação linear entre a potência de entrada e a potência de saída deixa de ser válida. Em condições normais, o amplificador mantém um ganho constante. No entanto, acima de -15 dBm de potência de entrada, observa-se uma redução progressiva do ganho efetivo, evidenciando a limitação dinâmica do estágio de amplificação. Esse efeito ocorre devido à restrição dos transistores, impedindo que o sinal seja amplificado proporcionalmente e resultando em distorção não linear. O limite inferior de operação do amplificador

corresponde a uma potência de entrada de -30dBm , sob a qual foi obtida uma potência de saída de 500 mW .

Foram realizados testes de desempenho para avaliar a resposta do amplificador em relação à distorção harmônica e aos parâmetros de espalhamento. A análise foi conduzida na frequência de 50 MHz , que corresponde aproximadamente à frequência central do acoplador PLC, com uma potência de entrada de -20 dBm . Os resultados, apresentados na Figura 9, exibem, em vermelho, o espectro somente do amplificador de RF, onde fica clara a presença de harmônicos indesejados, variando entre -18 dBm em 100 MHz (segundo harmônico) e -60 dBm (nono harmônico), evidenciando não linearidades do amplificador.

A Figura 9 exhibe, em azul, o espectro de frequência do amplificador de RF após a inserção do filtro *reflectionless* passa-baixa de frequência de corte de 100 MHz , permitindo a avaliação de seu impacto na atenuação de harmônicos indesejados. Observa-se uma atenuação significativa na amplitude dos mesmos, especialmente a partir de 150 MHz , indicando a eficácia do filtro na limitação do espectro transmitido. O terceiro harmônico, 150 MHz , que antes se encontrava a, aproximadamente -20 dBc ¹ na ausência do filtro, sofreu uma atenuação de 15 dB , estando, agora, a -35 dBc . Além disso, harmônicos de ordens superiores ($\geq 200\text{ MHz}$) foram atenuados, com amplitudes reduzidas para valores inferiores a -40 dBc , demonstrando a efetividade do filtro na mitigação de interferências espectrais fora da banda de interesse. Esses resultados destacam a posição estratégica da filtragem passa-baixa, conforme ilustrado na Figura 4, no condicionamento do sinal e limitação do espectro em 100 MHz , garantindo maior conformidade espectral, redução de emissão de sinais fora da banda e interferência em outros sistemas de comunicação.

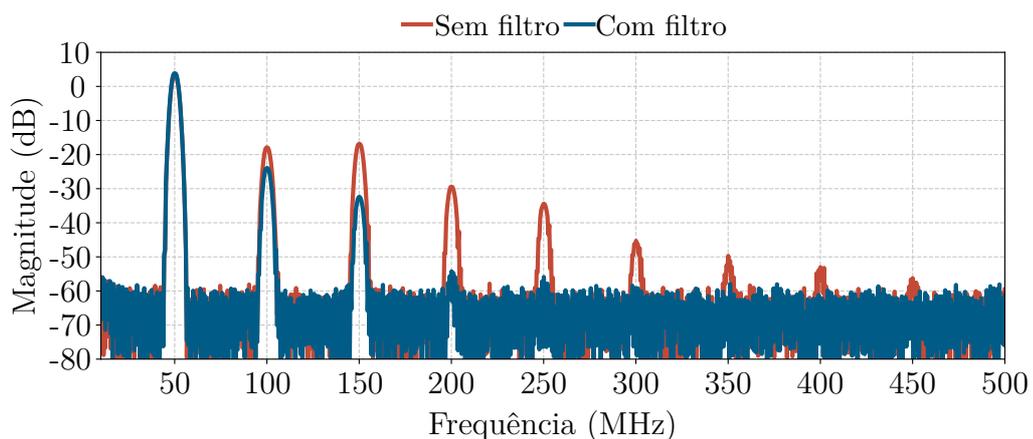


Figura 9 – Comparação da magnitude dos harmônicos do amplificador de RF com e sem a aplicação do filtro passa-baixa de 100 MHz .

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

¹ dBc - decibéis em relação à portadora (*decibels relative to carrier*), medida da diferença de nível (em dB) entre um determinado sinal (geralmente um espúrio, ruído ou harmônico) e a portadora principal (a frequência fundamental do sinal transmitido).

4 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS DO PROTÓTIPO

Neste capítulo, são apresentados e analisados os resultados experimentais obtidos a partir das medições realizadas no protótipo implementado com o circuito de acoplamento PLC conectado à rede de energia elétrica. O objetivo das medições é validar os parâmetros de espalhamento dos filtros *reflectionless* projetados, verificar a eficácia do filtro de pré-distorção na compensação de atenuações seletivas da rede de energia elétrica e avaliar o comportamento do sistema quando operando em condições reais de alimentação em $127 V_{rms}$ monofásica. Os resultados obtidos são comparados com as simulações previamente realizadas no Capítulo 3, permitindo uma avaliação crítica da precisão dos modelos teóricos e da viabilidade da solução proposta para aplicações em PLC. Todas as medidas foram feitas com o VNA Keysight E5061B.

Na Figura 10 apresentam-se os parâmetros de espalhamento do filtro passa-alta *reflectionless* concatenado ao filtro de pré-distorção. Os coeficientes $|S_{21}|$ e $|S_{12}|$ mostram a inclinação causada pelo filtro de pré-distorção de 1,7 MHz até 100 MHz, validando os cálculos e simulação desenvolvidos no Capítulo 3. O efeito do filtro de pré-distorção é evidente na compensação da atenuação seletiva da rede, reduzindo variações de amplitude ao longo da banda. A análise dos parâmetros de reflexão indica que o parâmetro $|S_{11}|$ mantém-se abaixo de -10 dB ao longo da maior parte da faixa de operação, garantindo bom casamento de impedância na entrada do acoplador PLC. Por outro lado, $|S_{22}|$, apresenta uma resposta superior, com variações entre -24 dB e -36 dB.

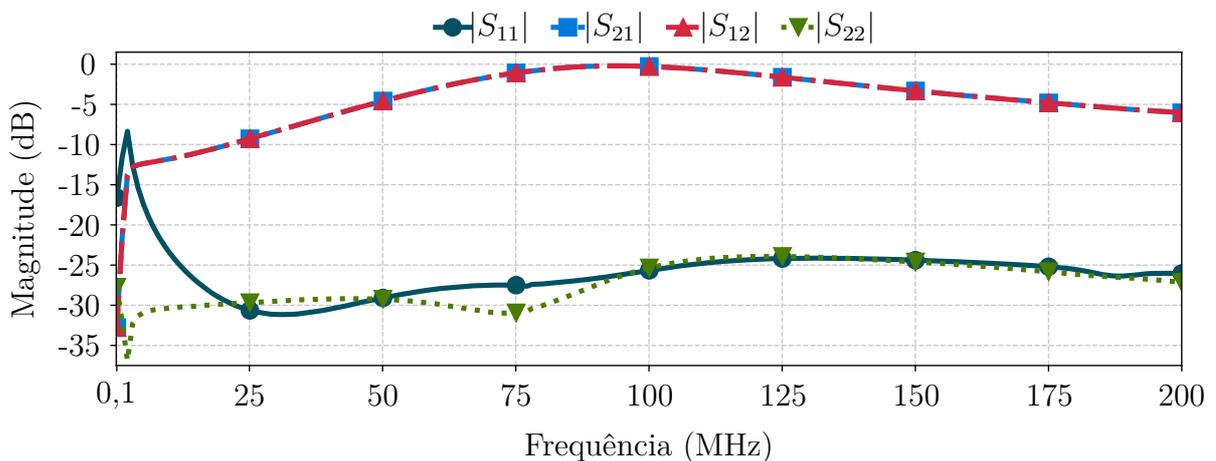


Figura 10 – Parâmetros de espalhamento do filtro passa-alta concatenado com filtro de pré-distorção, medidos com VNA.

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Na Figura 11 apresenta-se a magnitude dos parâmetros de espalhamento resultantes da concatenação dos filtros *reflectionless* passa-alta, passa-baixa e do filtro de pré-distorção, sem a inclusão do amplificador de RF. Observa-se que os coeficientes de transmissão $|S_{21}|$ e $|S_{12}|$ seguem a resposta em frequência projetada, exibindo atenuação

efetiva fora da banda de operação. Além disso, a inclinação na banda de passagem, decorrente da atuação do filtro de pré-distorção, contribui para a compensação da atenuação seletiva da rede de energia elétrica. Esse comportamento assegura uma distribuição mais uniforme das amplitudes das frequências transmitidas, atendendo aos requisitos do projeto e garantindo uma melhor preservação do sinal na faixa de frequência entre 1,7-100 MHz.

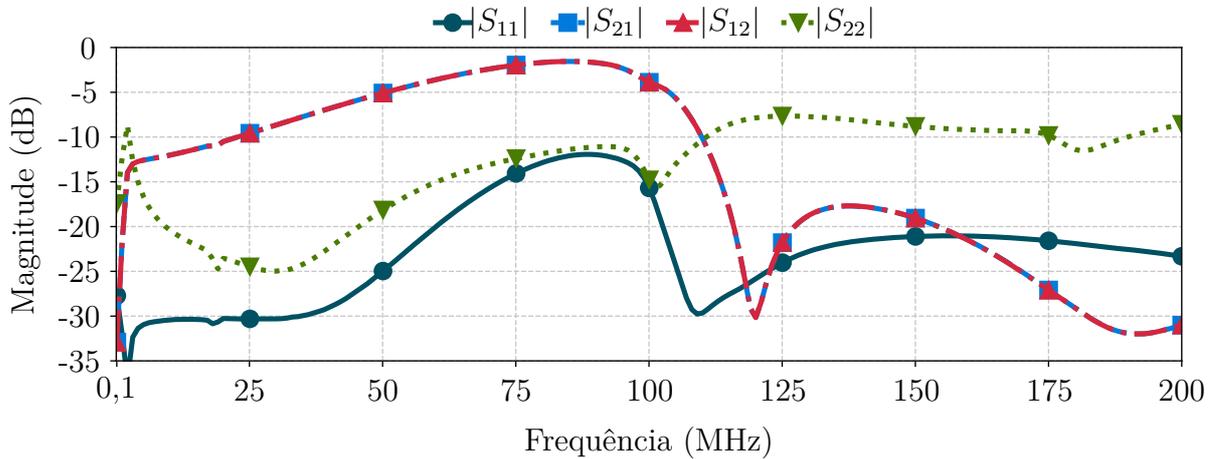


Figura 11 – Resultado da concatenação dos filtros passa baixa, passa alta e filtro de pré-distorção, medido com VNA.

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A partir do *setup* de medição, que contemplou todos os protótipos de filtros e o amplificador de RF discutidos anteriormente, foram realizadas medições com o circuito conectado à rede de energia elétrica. Para isso, utilizou-se o VNA configurado com uma potência de varredura de -20 dBm, garantindo que a resposta em frequência do acoplador fosse caracterizada dentro da faixa de 100 kHz a 200 MHz.

Na Figura 12, observa-se a resposta dos parâmetros de transmissão e reflexão do acoplador. O parâmetro de reflexão na porta de entrada $|S_{11}|$ exibe uma magnitude próxima a 0 dB, intrínseca do PLC. No entanto, os filtros *reflectionless* garantem um casamento de impedância constante dentro e fora da banda de operação do acoplador PLC, minimizando reflexões e assegurando que os sinais indesejados sejam absorvidos em vez de retornarem para estágios anteriores do circuito. Isso contribui para a estabilidade do sistema, evitando a retroalimentação de sinais indesejados.

Na Figura 12, observa-se a resposta dos parâmetros de transmissão e reflexão do acoplador PLC conectado à rede elétrica. O parâmetro de reflexão na porta de entrada, $|S_{11}|$, apresenta uma magnitude próxima de 0 dB após a inclusão do amplificador no circuito, o que, à primeira vista, indicaria uma reflexão total do sinal e, portanto, ausência de casamento de impedância. No entanto, este comportamento é atribuído à presença do amplificador ativo, que altera significativamente a impedância vista na entrada do sistema. Amplificadores desse tipo frequentemente isolam eletricamente os estágios anteriores e podem apresentar uma impedância de entrada desadaptada, mascarando o desempenho

dos filtros *reflectionless*. Estes filtros, por sua vez, continuam garantindo o casamento de impedância dentro e fora da banda de operação ao absorver os sinais refletidos localmente, impedindo que retornem para estágios anteriores do circuito. Assim, apesar do parâmetro de espalhamento $|S_{11}|$ elevado, o acoplador com filtros *reflectionless* mantém suas características de baixa reflexão em sua topologia interna.

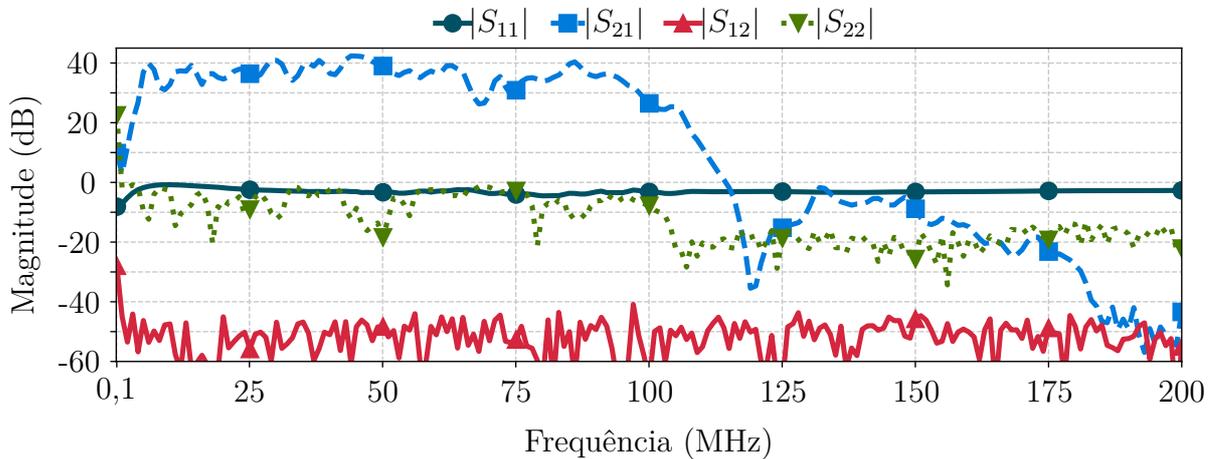


Figura 12 – Parâmetros de transmissão e reflexão do acoplador PLC conectado à rede de energia elétrica.

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

O parâmetro de transmissão direta $|S_{21}|$ evidencia a resposta do acoplador em termos de ganho e atenuação. Sua resposta é praticamente plana, o que indica baixa perda de inserção e transmissão eficiente do sinal de RF. A estabilidade dessa resposta ao longo de toda a faixa de frequência do acoplador, de 1,7-100 MHz, deve-se à atuação do filtro de pré-distorção, que compensa as atenuações seletivas da rede de energia elétrica.

O coeficiente de transmissão reversa $|S_{12}|$ apresenta valores significativamente baixos ao longo de toda a faixa de medição, situando-se abaixo de -40 dB. Esse resultado confirma um excelente isolamento entre as portas do acoplador, garantindo que o sinal injetado em uma das portas não seja refletido ou retransmitido para a porta de entrada, minimizando interferências indesejadas.

Por fim, o coeficiente de reflexão na porta de saída $|S_{22}|$ mantém-se próximo de -10 dB na faixa operacional, indicando um casamento de impedância adequado na saída do acoplador. Pequenas variações podem ser observadas ao longo do espectro, mas sem comprometer significativamente o desempenho global do dispositivo.

Esses resultados confirmam que o acoplador projetado apresenta um desempenho eficiente na transmissão do sinal PLC, caracterizado por baixas perdas de inserção, alto isolamento entre portas e um bom casamento de impedância dentro da faixa de operação de 1,7-100 MHz. Além disso, as curvas dos parâmetros simulados, apresentadas na Figura 14, exibem valores muito próximos aos obtidos experimentalmente com o acoplador

PLC conectado à rede de energia elétrica, conforme mostrado na Figura 12, evidenciando a aproximação do modelo de simulação em relação às medições na rede de energia elétrica.

Os resultados experimentais do circuito conectado à rede elétrica confirmaram a eficácia dos filtros *reflectionless*, do filtro de pré-distorção e do amplificador de RF. As medições apresentaram boa correspondência com as simulações, validando o modelo e demonstrando a viabilidade da solução proposta para aprimorar a transmissão de sinais PLC.

5 CONCLUSÕES

O presente trabalho abordou o desenvolvimento de um circuito de acoplamento capacitivo para sistemas PLC, projetado para minimizar perdas por reflexão e compensar a atenuação seletiva da rede de energia elétrica na faixa de 1,7-100 MHz. A solução proposta integra filtros passa-alta e passa-baixa *reflectionless*, um filtro de pré-distorção para equalização de amplitude e um amplificador de RF para restauração dos níveis de potência do sinal.

Os filtros *reflectionless* garantiram um casamento de impedância constante dentro e fora da banda de operação, reduzindo reflexões e permitindo o acoplamento eficiente do sinal PLC à rede de energia elétrica. O filtro de pré-distorção demonstrou ser eficaz na compensação das atenuações seletivas do canal, resultando em uma resposta em frequência mais plana. O amplificador de RF desempenhou um papel fundamental ao compensar as perdas causadas pelo canal PLC, garantindo uma transmissão mais eficiente e um alto isolamento entre portas.

Os testes experimentais com o acoplador conectado à rede de energia elétrica confirmaram que a abordagem adotada resultou em baixas perdas de inserção, com boa resposta na banda passante e alto isolamento do sinal, evidenciado pelo coeficiente de transmissão reverso $|S_{12}|$. Em relação aos coeficientes de reflexão $|S_{11}|$ e $|S_{22}|$, observa-se que, embora apresentem valores mais elevados do que o ideal em certas faixas de frequência, especialmente após a inclusão do amplificador no circuito, esse comportamento é consistente com as limitações típicas de sistemas PLC, onde o casamento de impedância é desafiador devido à conectividade dinâmica das cargas, presença de cargas não lineares, topologia física e múltiplos caminhos de propagação da rede elétrica. Assim, embora o presente trabalho não elimine esse problema intrínseco da tecnologia, os resultados obtidos demonstram que os filtros *reflectionless* contribuem para mitigar reflexões internas e melhorar a adaptação dentro das possibilidades do sistema. A boa concordância entre os resultados medidos e simulados valida a precisão do modelo teórico proposto.

Apesar dos avanços alcançados, ainda há oportunidades de aprimoramento, como o desenvolvimento de filtros de pré-distorção adaptativos para diferentes cenários de rede e a otimização do projeto do amplificador para um melhor casamento de impedância. Além disso, melhorias na rede de adaptação de impedância na porta de saída podem aumentar ainda mais a eficiência do acoplador.

REFERÊNCIAS

- 1 J. Granado, A. Torralba, and J. Chavez, “Using broadband power line communications in non-conventional applications,” *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 57, no. 3, pp. 1092–1098, Aug. 2011.
- 2 C. Cano, A. Pittolo, D. Malone, L. Lampe, A. M. Tonello, and A. G. Dabak, “State of the art in power line communications: From the applications to the medium,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 34, no. 7, pp. 1935–1952, Jul. 2016.
- 3 L. G. da Silva 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, Mar. 2017.
- 4 D. S. Gayathri and K. R. U. Rani, “Adaptive impedance matching system for broadband power line communication using RC-filters,” *Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing*, vol. 14, no. 9, pp. 11 823–11 832, 2023.
- 5 L. G. da Silva Costa, A. C. M. de Queiroz, V. L. R. da 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.
- 6 L. G. da S. Costa, A. A. M. Picorone, A. C. M. de Queiroz, V. L. R. da Costa, and M. V. Ribeiro, “Projeto e caracterização de acopladores para power line communications,” in *XXXIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT)*, Juiz de Fora, MG, Brasil, Sep. 2015, pp. 1–6.
- 7 M. C. de Sousa, W. M. Cantarino, L. G. da S. Costa, T. A. Curty, D. A. B. Fonseca, U. R. C. Vitor, and M. E. V. Segatto, “Characterizing MIMO channels in low-voltage electric power line communication through impedance and scattering parameters analysis,” *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 23, no. 2, pp. 1–28, May 2024.
- 8 T. R. Oliveira, A. A. 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, Sept. 2017.
- 9 L. G. d. S. Costa, T. C. Rocha, G. H. B. Goncalves, W. M. Cantarino, G. N. d. S. Ribeiro, and M. V. Ribeiro, “An augmented capacitive coupling circuit for boosting PLC systems in IoT domains,” in *Symposium on Internet of Things*, Oct. 2023, pp. 1–5.
- 10 S. C. D. Roy, “Comments on “theoretical and experimental study of a new class of reflectionless filter”,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 3, pp. 632–633, Mar. 2012.
- 11 G. Lemire and B. Pejcinovic, “Introduction to the design and simulation of reflectionless filters,” in *43rd International Convention on Information, Communication and Electronic Technology*, Sept. 2020, pp. 49–53.

- 12 M. A. Morgan and T. A. Boyd, "Reflectionless filter structures," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 4, pp. 1263–1271, Sept. 2015.
- 13 M. A. Morgan and T. A. Boyd, "Theoretical and experimental study of a new class of reflectionless filter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 5, pp. 1214–1221, May 2011.
- 14 M. A. Morgan, *Reflectionless Filter*, 1st ed. Boston: Artech House, 2017.
- 15 M. A. Morgan, "Think outside the band: Design and miniaturization of absorptive filters," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 19, no. 7, pp. 54–62, Dec. 2018.
- 16 "Resolução nº 680, de 27 de junho de 2017," acessado em: 27/02/2025. [Online]. Available: <https://informacoes.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2017/936-resolucao-680>
- 17 "SHF-0589 Datasheet: 0.05-3 GHz, 2 Watt GaAs HFET," acessado em: 06/02/2025. [Online]. Available: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/download/177308/SIRENZA/SHF-0589.html>
- 18 "AFT05MS004NT1 - RF Power LDMOS Transistor," acessado em: 06/02/2025. [Online]. Available: <https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/AFT05MS004N.pdf>
- 19 "Qorvo SBB5089Z - 50MHz-6000MHz, Cascadable Amplifier," acessado em 06/02/2025. [Online]. Available: <https://www.qorvo.com/products/d/da001309>
- 20 "Vector Signal Analyzer E5061B," acessado em: 27/02/2025. [Online]. Available: <https://www.keysight.com/be/en/product/E5061B/e5061b-ena-vector-network-analyzer.html>
- 21 "SMBV100A Vector Signal Generator," acessado em: 27/02/2025. [Online]. Available: https://www.rohde-schwarz.com/br/produtos/teste-e-medicao/geradores-de-sinais-vetoriais/rs-smbv100a-vector-signal-generator_63493-10220.html
- 22 "N9020A MXA Signal Analyzer," acessado em: 27/02/2025. [Online]. Available: <https://www.keysight.com/be/en/product/N9020A/mxa-signal-analyzer-10hz-26-5ghz.html>
- 23 N. wa Thiong'o, *The Perfect Nine: The Epic of Gikũyũ and Mũmbi*. The New Press, 2020.
- 24 "Coilcraft PWB1010," acessado em: 27/02/2025. [Online]. Available: <https://www.coilcraft.com/en-us/products/transformers/wideband-rf-transformers/smt/pwb/pwb1010>

Apêndices A – Simulação do sistema de acoplamento PLC

Na Figura 13 apresenta-se o esquemático de simulação de um acoplador PLC no *software* ADS, baseado no circuito de acoplamento proposto na Figura 4. A modelagem da rede de energia elétrica é representada pelo bloco SnP2, que contém os parâmetros $|S_{11}|$, $|S_{12}|$, $|S_{21}|$ e $|S_{22}|$, obtidos através da medição de um cabo de energia elétrica com seção nominal de $2,5 \text{ mm}^2$ e 20 m de comprimento. Da mesma forma, o bloco SnP3 representa o amplificador de RF, cujos parâmetros de espalhamento também foram determinados experimentalmente. Tanto os dados do SnP2 quanto do SnP3 foram adquiridos por meio de medições com um VNA.

Além disso, o acoplador é composto por um filtro *reflectionless* Chebyshev Tipo II passa-alta e passa-baixa, além de um filtro de pré-distorção. Os blocos SnP1 e SnP4 contêm os parâmetros de espalhamento do transformador de RF Coilcraft PWB1010-1L, cujos dados foram extraídos do site do fabricante [24]. Os capacitores C_{15} e C_{30} atuam como capacitores de bloqueio, atenuando a frequência fundamental de 60 Hz da rede de energia elétrica. O filtro passa-baixa *reflectionless*, em conjunto com o capacitor C_{30} e o componente SnP4, representa o lado receptor do sistema PLC, que está conectado à TermG2.

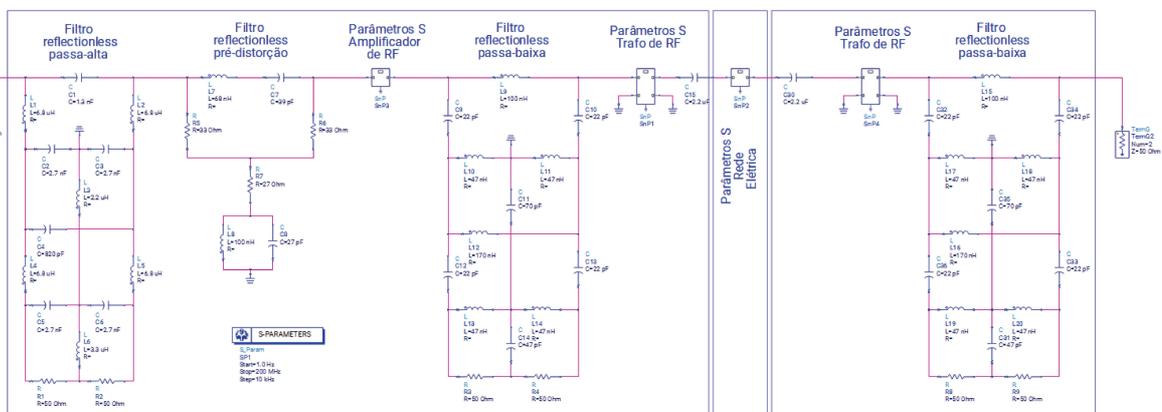


Figura 13 – Esquemático de simulação do acoplador PLC no ADS.

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Na Figura 14 apresentam-se os parâmetros de espalhamento obtidos através da simulação. O coeficiente de reflexão de entrada $|S_{11}|$ (coeficiente de reflexão na porta TermG1) e de saída $|S_{22}|$ (coeficiente de reflexão na porta TermG2) variam entre 0 dB a -20 dB na maior parte da faixa de frequência ($|S_{11}|$ próximo a 0 dB no final da faixa de passagem). O parâmetro de transmissão direta $|S_{21}|$ exibe valores elevados, situando-se em torno de $+45$ dB, demonstrando ganho significativo no sinal transmitido. Em contrapartida, o parâmetro de transmissão reversa $|S_{12}|$ apresenta valores baixos (≤ -50 dB), o que indica uma forte atenuação do sinal no sentido de entrada do acoplador. Essa atenuação ocorre porque o transistor atua como um dispositivo unidirecional, amplificando

o sinal da entrada para a saída, mas impedindo a propagação inversa devido à sua polarização e à baixa capacitância parasita entre suas junções. Assim, a transmissão reversa é praticamente eliminada, garantindo isolamento adequado entre a entrada e a saída do acoplador PLC.

O comportamento observado na Figura 14 confirma que o amplificador maximiza a transferência de potência para a carga conectada à porta de saída TermG2, ao mesmo tempo em que minimiza as perdas por reflexão, assegurando uma transmissão eficiente e adequada às exigências de sistemas PLC.

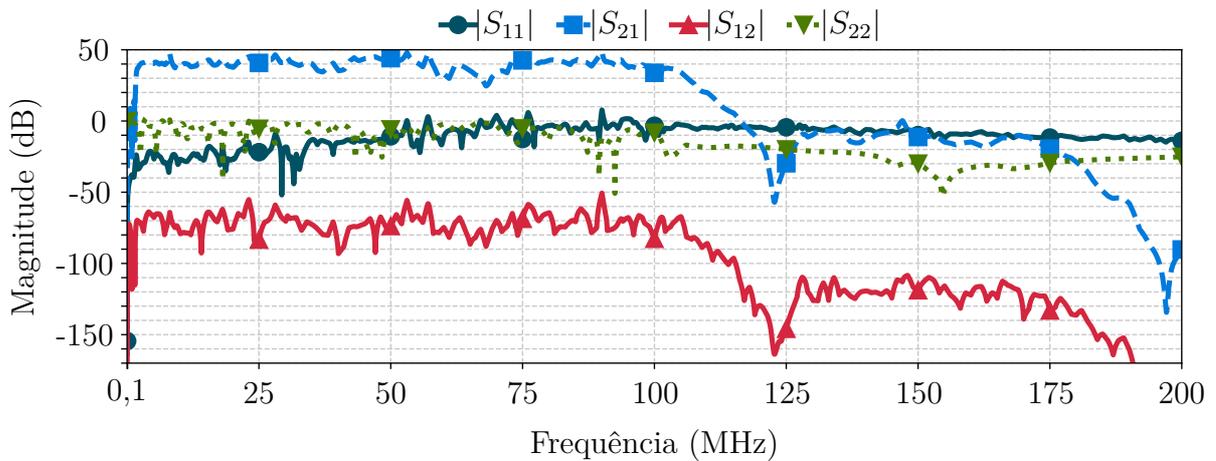


Figura 14 – Parâmetros de espalhamento para o acoplador simulado.

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Apêndices B – *Setup* de medição e protótipos

Na Figura 15 apresenta-se o *setup* de medição implementado no laboratório para a caracterização dos protótipos desenvolvidos. O ambiente experimental foi montado com um VNA da Keysight E5061B, fonte de alimentação de bancada, atenuador de 20 dB e cabos coaxiais. A calibração do VNA foi realizada utilizando o kit de calibração *Open, Short e Load*, incluindo os cabos coaxiais e o atenuador na rotina, de modo a assegurar a precisão das medições na faixa de 100 kHz a 200 MHz. O sistema de medição foi configurado para realizar a análise dos parâmetros de espalhamento dos módulos individualmente e em conjunto, com o objetivo de validar as etapas de filtragem, equalização e amplificação do sinal.

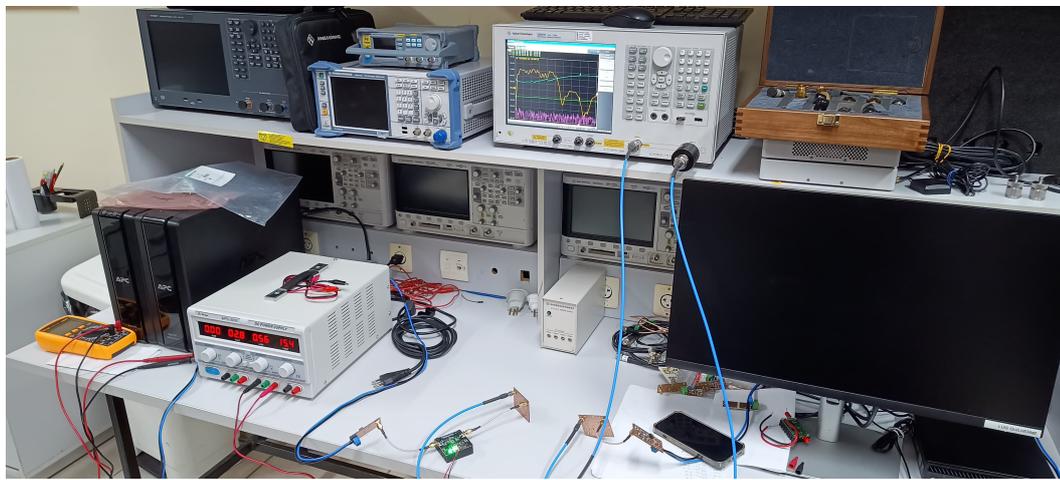


Figura 15 – *Setup* de medição implementado no laboratório.

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Nas Figuras 16 e 17 são exibidos os protótipos dos filtros passa-alta em conjunto com o filtro de pré-distorção e o protótipo do filtro passa-baixa. Na Figura 16, observa-se a vista frontal dos módulos: em (a), o filtro passa-alta *reflectionless* integrado ao filtro de pré-distorção, responsável pela equalização do canal; em (b), o filtro passa-baixa *reflectionless*, empregado na saída do acoplador para limitar a banda passante e atenuar os harmônicos indesejados gerados pelo amplificador. A disposição dos componentes foi projetada a fim de facilitar o acoplamento dos estágios por meio de conectores de RF versão A de conector subminiatura (do inglês, *SubMiniature version A*) (SMA) e trilhas de impedância controlada.

A Figura 17 apresenta a vista traseira dos mesmos protótipos. A placa foi confeccionada em substrato nível 4 de retardância à chama (do inglês, *flame retardant level 4*) (FR-4) de dupla face, com cuidado especial no *layout* para minimizar interferências e perdas em altas frequências. A separação entre planos de terra e o posicionamento dos componentes passivos foram otimizados para garantir estabilidade e boa resposta em frequência dos filtros *reflectionless*.

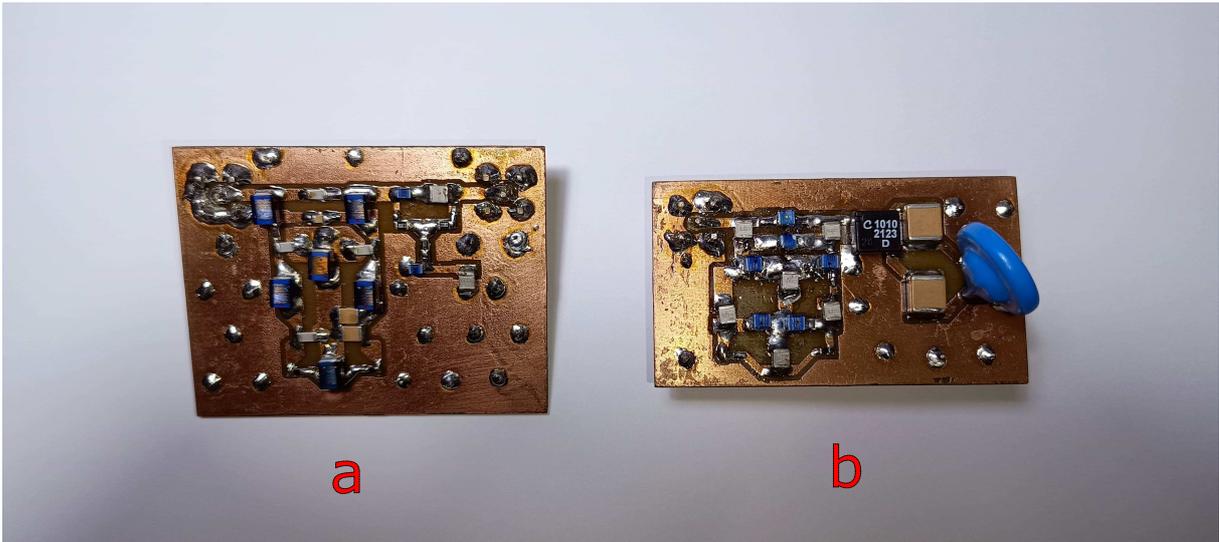


Figura 16 – Vista frontal dos protótipos: (a) filtro passa-alta em conjunto com o filtro de pré-distorção; (b) filtro passa-baixa.

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

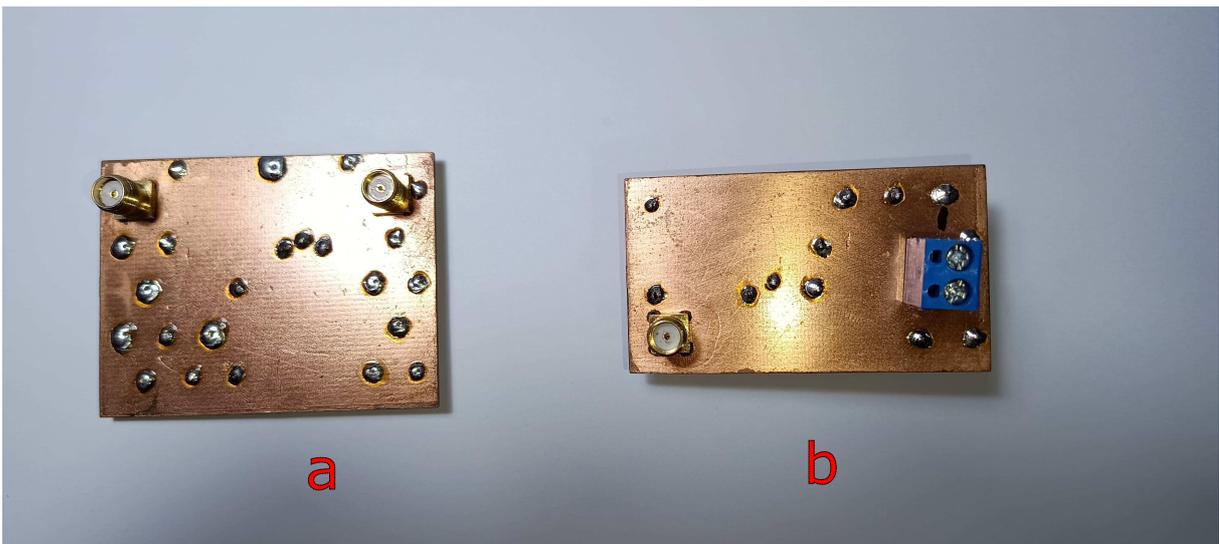


Figura 17 – Vista traseira dos protótipos: (a) filtro passa-alta em conjunto com o filtro de pré-distorção; (b) filtro passa-baixa.

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A montagem dos protótipos foi realizada conforme os procedimentos recomendados para circuitos de RF, envolvendo a soldagem manual dos componentes em dispositivo de montagem em superfície (do inglês, *surface-mount device*) (SMD), inspeção visual detalhada para verificação da qualidade das conexões e testes de continuidade utilizando multímetro. Esta etapa foi fundamental para assegurar a integridade dos circuitos e garantir a confiabilidade dos resultados experimentais apresentados no Capítulo 4.

Apêndices C – Publicações

O artigo de conferência (co-autoria) apresentado durante o período de graduação:
Costa, L. G. da S.; Rocha, T. C.; Borges, G. G. H.; Cantarino, W. M.; Nora, G. R. de S;
Ribeiro, M. V. “An Augmented Capacitive Coupling Circuit for Boosting PLC Systems
in IoT Domains”. *Symposium of Internet of Things*, São Paulo, Brasil, Out. 2023.