



Universidade Federal de Juiz de Fora
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

Luís Guilherme da Silva Costa

CIRCUITOS DE ACOPLAMENTO PARA TRANSCÉPTORES PLC (POWER
LINE COMMUNICATIONS)

Dissertação de Mestrado

Juiz de Fora
2012

Luís Guilherme da Silva Costa

Circuitos de Acoplamento para Transceptores PLC (Power Line Communications)

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

Orientador: Prof. Moisés Vidal Ribeiro, Phd.

Juiz de Fora
2012

TERMO DE APROVAÇÃO

Luís Guilherme da Silva Costa

Circuitos de Acoplamento para Transceptores PLC (Power Line Communications)

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

Aprovada em 24 de fevereiro de 2012.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Moisés Vidal Ribeiro, Phd.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Orientador

Prof. Daniel Discini Silveira, Dr.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof. Antônio Carlos Moreirão Queiroz, Dr.

Universidade Federal do Rio de Janeiro, UFRJ

DEDICATÓRIA

*À minha família e
aos meus amigos.*

AGRADECIMENTOS

À minha esposa Tereza e aos meus filhos Vinícius e Vitor pela paciência, incentivos e minhas ausências.

À minha família, especialmente minha mãe, Maria Lúcia, e aos meus irmãos Cláudia, Carlos Augusto, Alexandre e Leonardo, por todo apoio, suporte, motivação e confiança depositada em mim.

Ao meu orientador, Professor Moisés Vidal Ribeiro, pelos ensinamentos, incentivos e disposição durante todo o decorrer deste trabalho.

Aos amigos Leandro Manso, Thiago Oliveira, Guilherme Colen, Daniel Leocádio, Picorone e Marcos Teixeira pela grande ajuda no decorrer do mestrado.

Aos companheiros de trabalho e à OI, pelo incentivo e ajuda, com agradecimento especial ao Supervisor Giusepe e ao companheiro Hélio Couto.

À CAPES, à FAPEMIG, à Universidade Federal de Juiz de Fora e à Faculdade de Engenharia por todo o suporte e pelas ferramentas necessárias ao desenvolvimento deste trabalho.

EPÍGRAFE

“O que distingue um Cientista de um Engenheiro é que o cientista descobre o que existe, enquanto que o Engenheiro cria o que nunca existiu.”

Theodore von Kármán

RESUMO

Atualmente, há um grande interesse no desenvolvimento de transceptores PLC (*power line communication*) para a transmissão banda larga e banda estreita de dados visando, sobretudo, aplicações smart grids e de acesso banda larga. Para o avanço da tecnologia PLC, há grande demanda pela introdução de acopladores com características e desempenhos que viabilizem a conexão dos transceptores PLC às redes de energia elétrica, com o mínimo de distorção possível. Neste contexto, a presente contribuição versa sobre o estudo, a investigação, especificação, projeto e análise de acopladores capacitados para transceptores PLC SISO (*single input single output*) banda larga e banda estreita. Para tanto, são introduzidos acopladores PLC nas seguintes faixas de frequências: de 9 kHz à 2 MHz, de 1,7 MHz à 100 MHz e de 1,7 MHz à 150 MHz. As análises dos projetos e dos protótipos dos acopladores, concebidos para operar nas referidas bandas, mostram as dificuldades encontradas para garantir que as especificações de projeto sejam atendidas quando os componentes passivos são comerciais e a faixa de frequência de operação do acoplador aumenta. Além disso, as análises confirmam a necessidade de consideração de técnicas de prototipação de placas de circuitos impresso para sinais de frequência elevada. Finalmente, os resultados de medição mostram que os acopladores para baixa frequência discutidos podem ser utilizados em sistemas de medição de canais PLC.

Palavras-chaves: power line communications, acoplamento capacitivo, parâmetros S, carta de Smith, smart grid communications, acesso banda larga, filtragem analógica.

ABSTRACT

Currently, there is a great interest to develop *power line communications* (PLC) transceivers for broadband and narrowband data communications for smart grids and network access. However, for advancing PLC technologies, there is a great demand for introduction of couplers for connecting the PLC transceivers to the electric energy circuits with minimum distortion. This contribution addresses the study, investigation, specification, design, and analysis of capacitive couplers for *single input single output* (SISO), broadband and narrowband PLC transceivers. Capacity and SISO PLC couplers covering the following frequencies bandwidth are addressed: from 9 kHz up to 2 MHz, from 1,7 MHz up to 100 MHz and from 1,7 MHz up to 150 MHz. The analysis performance of the designed and prototyped PLC couplers for operating in the aforementioned frequencies bandwidths, shows the inherent difficulties to guarantee that the design specifications are fulfilled when passive components are commercial ones and the frequency bandwidth increase. Additionally, the analysis confirms the need for taking into account advancing prototyping techniques for dealing with high-frequency signals. Finally, the measurements show that the discussed narrowband PLC couplers can be used in a PLC channel system.

keywords: power line communications, capacitive coupling, S parameters, Smith chart, smart grid communications, broadband access, analog filtering.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

| | | |
|-----------|--|----|
| Figura 1 | Acoplamento indutivo. | 29 |
| Figura 2 | Acoplamento capacitivo numa linha de transmissão. | 29 |
| Figura 3 | Acoplamento por antena. | 29 |
| Figura 4 | Modelo simplificado de um transceptor PLC com acoplamento capacitivo. | 31 |
| Figura 5 | Circuito básico de acoplamento com transformador. | 32 |
| Figura 6 | Filtro Chebyshev x Butterworth. | 33 |
| Figura 7 | Redes de casamento de impedância. | 35 |
| Figura 8 | Circuito de casamento de impedância quando $R_P=100 \Omega$ e $R_S=50 \Omega$ | 36 |
| Figura 9 | Acoplador PLC com componentes de proteção, anôdo diodo zener aterrado. | 37 |
| Figura 10 | Acoplador PLC com componentes de proteção, diodo zener contraposto. | 38 |
| Figura 11 | Acoplador PLC para rede de energia elétrica de BT (MATTRON, 2011). | 39 |
| Figura 12 | Acoplador PLC para rede de energia elétrica de MT (EPCOR, 2011). | 39 |

| | | |
|-----------|--|----|
| Figura 13 | Acoplador PLC para rede de energia elétrica de AT (EPCOR, 2011). | 39 |
| Figura 14 | Relação de transformação de impedância. | 40 |
| Figura 15 | Circuito de acoplamento constituído do capacitor de bloqueio e transformador. | 41 |
| Figura 16 | Circuito de acoplamento. | 43 |
| Figura 17 | Resposta em frequência de um acoplador 50 kHz à 300 kHz. | 43 |
| Figura 18 | Modelo simplificado de acopladores capacitivos conectados à linha de transmissão (canal PLC). | 44 |
| Figura 19 | Circuito equivalente de Thévenin I. | 44 |
| Figura 20 | Circuito equivalente de Thévenin II. | 45 |
| Figura 21 | Estruturas de filtros Butterworth. | 47 |
| Figura 22 | Circuito de bloqueio simulado no software ADS. | 48 |
| Figura 23 | Resposta em frequência, parâmetro S_{21} do circuito de bloqueio. | 48 |
| Figura 24 | Acesso PLC banda larga. | 50 |
| Figura 25 | Circuito de proteção do acoplador capacitivo para redes de energia elétrica de AT. | 50 |
| Figura 26 | Circuito equivalente acoplador SISO. | 51 |

| | | |
|-----------|--|----|
| Figura 27 | Circuito equivalente de um canal MIMO PLC. | 52 |
| Figura 28 | Acoplador PLC MIMO. | 53 |
| Figura 29 | Circuitos constituintes de um acoplador PLC capacitivo e SISO. ... | 57 |
| Figura 30 | Acoplador SISO banda estreita sem trafo, 9 kHz à 2 MHz. | 61 |
| Figura 31 | Espectros de amplitude do parâmetro S_{21} : filtro projetado pelo software ADS. | 62 |
| Figura 32 | Espectros de amplitude do parâmetro S_{21} : filtro projetado e otimizado pelo <i>software</i> ADS. | 62 |
| Figura 33 | Carta de Smith do acoplador PLC sem trafo: filtro projetado com o <i>software</i> ADS. | 63 |
| Figura 34 | Carta de Smith do acoplador PLC sem trafo: filtro projetado e otimizado com o <i>software</i> ADS. | 63 |
| Figura 35 | Placa de circuito impresso do acoplador PLC banda estreita, as medidas estão em centímetros. | 64 |
| Figura 36 | Acoplador SISO banda estreita com trafo, 9 kHz à 2 MHz | 66 |
| Figura 37 | Placa de circuito impresso do acoplador banda estreita, as medidas estão em centímetros. | 67 |
| Figura 38 | Acoplador SISO banda larga sem trafo, 1,7 à 100 MHz. | 68 |

| | | |
|-----------|--|----|
| Figura 39 | Espectro de amplitude do Parâmetro S_{21} : filtro projetado com o <i>software</i> ADS. | 68 |
| Figura 40 | Espectro de amplitude do Parâmetro S_{21} : filtro projetado e otimizado com o <i>software</i> ADS. | 69 |
| Figura 41 | Carta de Smith do acoplador PLC banda larga sem trafo: filtro projetado com software ADS. | 69 |
| Figura 42 | Carta de Smith do acoplador PLC banda larga sem trafo: filtro projetado e otimizado com software ADS. | 70 |
| Figura 43 | Placa de circuito impresso do acoplador PLC banda larga, as medidas estão em centímetros. | 71 |
| Figura 44 | Acoplador SISO banda larga com trafo, 1,7 à 100 MHz. | 73 |
| Figura 45 | Placa de circuito impresso acoplador PLC banda larga, as medidas estão em centímetros. | 73 |
| Figura 46 | Acoplador SISO banda larga sem trafo, 1,7 à 150 MHz. | 75 |
| Figura 47 | Espectro de amplitude do parâmetro S_{21} : filtro projetado pelo software ADS. | 75 |
| Figura 48 | Espectro de amplitude do parâmetro S_{21} : filtro projetado e otimizado pelo software ADS. | 76 |
| Figura 49 | Carta de Smith do acoplador PLC banda larga sem trafo: filtro projetado com software ADS. | 76 |

| | | |
|-----------|--|----|
| Figura 50 | Carta de Smith do acoplador PLC banda larga sem trafo: filtro projetado e otimizado com software ADS. | 77 |
| Figura 51 | Placa de circuito impresso do acoplador PLC banda larga, as medidas estão em centímetros. | 79 |
| Figura 52 | Acoplador SISO banda larga com trafo, 1,7 à 150 MHz. | 79 |
| Figura 53 | Placa de circuito impresso do acoplador PLC banda larga, as medidas estão em centímetros. | 80 |
| Figura 54 | Modelo do acoplador com quadripólo e matriz de espalhamento. | 83 |
| Figura 55 | Medida da impedância da rede. | 83 |
| Figura 56 | Analisador vetorial de rede N9912A. | 83 |
| Figura 57 | Calibração para medição do parâmetro S_{11} | 84 |
| Figura 58 | Conexão sugerida pelo fabricante para medição do parâmetro S_{21} . .. | 84 |
| Figura 59 | Espectro de amplitude parâmetro S_{21} : acoplador PLC (9 kHz à 2 MHz) sem trafo. | 86 |
| Figura 60 | Espectro de amplitude do Parâmetro S_{21} : filtro projetado e otimizado com o <i>software</i> ADS. | 86 |
| Figura 61 | Espectro de amplitude do parâmetro S_{21} em torno da frequência de 9 kHz. | 87 |

| | | |
|-----------|---|----|
| Figura 62 | Espectro de amplitude do parâmetro S_{21} : acoplador PLC (9 kHz à 2 MHz) com trafo. | 88 |
| Figura 63 | Espectro de amplitude da medida do parâmetros S_{21} do acoplador PLC (1,7 à 100 MHz) sem trafo. | 89 |
| Figura 64 | Espectro de amplitude da medida do parâmetros S_{21} : filtro projetado e otimizado com <i>software</i> ADS. | 89 |
| Figura 65 | Carta de Smith do acoplador PLC sem trafo: filtro projetado e otimizado com o <i>software</i> ADS. | 90 |
| Figura 66 | Medida do parâmetro S_{11} : acoplador PLC (1,7 à 100 MHz) sem trafo. | 90 |
| Figura 67 | Medida do parâmetro S_{22} : acoplador PLC (1,7 à 100 MHz) sem trafo. | 91 |
| Figura 68 | Espectro de amplitude da medida do parâmetros S_{21} do acoplador PLC (1,7 à 100 MHz) com trafo. | 92 |
| Figura 69 | Espectro de amplitude do Parâmetro S_{21} : filtro projetado e otimizado com o <i>software</i> ADS. | 92 |
| Figura 70 | Medida do parâmetro S_{11} acoplador PLC (1,7 à 100 MHz) com trafo. | 93 |
| Figura 71 | Medida do parâmetro S_{22} acoplador PLC (1,7 à 100 MHz) com trafo. | 94 |
| Figura 72 | Espectro de amplitude da medida do parâmetro S_{21} do acoplador PLC (1,7 à 150 MHz) sem trafo. | 95 |
| Figura 73 | Espectro de amplitude do Parâmetro S_{21} : filtro projetado e otimizado | |

| | | |
|-----------|--|-----|
| | com o <i>software</i> ADS. | 95 |
| Figura 74 | Carta de Smith do acoplador PLC banda larga sem trafo otimizado. | 96 |
| Figura 75 | Medida do parâmetro S_{11} acoplador PLC (1,7 à 150 MHz) sem trafo. | 96 |
| Figura 76 | Medida do parâmetro S_{22} acoplador PLC (1,7 à 150 MHz) sem trafo. | 97 |
| Figura 77 | Medida do parâmetro S_{21} acoplador PLC (1,7 à 150 MHz) com trafo. | 98 |
| Figura 78 | Medida do parâmetro S_{11} acoplador PLC (1,7 à 150 MHz) com trafo. | 98 |
| Figura 79 | Medida do parâmetro S_{22} acoplador PLC (1,7 à 150 MHz) com trafo. | 99 |
| Figura 80 | Ambiente de medição de canais PLC na faixa de frequência entre 9 kHz e 150 MHz. | 100 |
| Figura 81 | Espectro de amplitude do canal PLC: medido com o acoplador PLC (9 kHz à 2 MHz) sem trafo. | 101 |
| Figura 82 | Espectro de amplitude do canal PLC: medido com o acoplador PLC (9 kHz à 2 MHz) com trafo. | 101 |
| Figura 83 | Espectro de amplitude da medida do parâmetro S_{21} : Canal PLC medido com o analisador vetorial de rede acoplador PLC (1,7 à 100 MHz) sem trafo. | 102 |
| Figura 84 | Medida do parâmetro S_{22} : Canal PLC medido com o analisador vetorial de rede acoplador PLC (1,7 à 100 MHz) sem trafo. | 102 |
| Figura 85 | Espectro de amplitude da medida do parâmetro S_{21} : Canal PLC medido | |

| | | |
|-----------|--|-----|
| | com o analisador vetorial de rede acoplador PLC (1,7 à 100 MHz) com trafo. | 103 |
| Figura 86 | Medida do parâmetro S_{22} : Canal PLC medido com o analisador vetorial de rede acoplador PLC (1,7 à 100 MHz) sem trafo. | 103 |
| Figura 87 | Espectro de amplitude da medida do parâmetro S_{21} : Canal PLC medido com o analisador vetorial de rede acoplador PLC (1,7 à 150 MHz) sem trafo. | 104 |
| Figura 88 | Medida do parâmetro S_{22} : Canal PLC medido com o analisador vetorial de rede acoplador PLC (1,7 à 150 MHz) sem trafo. | 105 |
| Figura 89 | Espectro de amplitude do canal PLC: medido com o acoplador PLC (9 kHz à 2 MHz) com trafo na rede de energia elétrica. | 105 |
| Figura 90 | Espectro de amplitude da medida do parâmetro S_{21} : acoplador PLC banda larga com trafo na rede de energia elétrica. | 106 |
| Figura 91 | Filtro passa-baixas 100 MHz. | 114 |
| Figura 92 | Filtro passa-baixas 100 MHz. | 115 |
| Figura 93 | Espectro de um filtro passa-baixas. | 117 |
| Figura 94 | Exemplo da k-ésima ($s_{zk}=\alpha_k+j\beta_k$) raiz do polinômio no plano $s=\sigma+j\omega$ | 119 |
| Figura 95 | Síntese de um filtro passa-baixas cujos parâmetros são normalizados. | 121 |
| Figura 96 | Mecanismo de síntese Z_{11} e sucessão da impedâncias restantes $Z_2(s)$ e $Z_3(s)$ | 122 |

| | | |
|------------|--|-----|
| Figura 97 | Pólo indutivo no infinito com resto $Z_r(s)$. | 122 |
| Figura 98 | Filtro passa-baixas 100 MHz. | 130 |
| Figura 99 | Simulação do filtro Butterworth passa-baixas com o software ADS. | 131 |
| Figura 100 | Tela do <i>software</i> ADS para a inclusão das especificações de projeto de um filtro Butterworth. | 133 |
| Figura 101 | Tela do <i>software</i> ADS com os componentes selecionados para otimização. | 134 |
| Figura 102 | Tela do <i>software</i> ADS com relatório dos valores otimizados pelo ADS. | 134 |
| Figura 103 | Exemplo da tela de configuração do <i>software</i> para a otimização dos componentes do filtro quando $f_p=100$ MHz. | 135 |

LISTA DE TABELAS

| | | |
|-----------|--|----|
| Tabela 1 | Especificações de projeto de um filtro Butterwoth passa-baixas 9 kHz à 2 MHz. | 61 |
| Tabela 2 | Valores dos parâmetros S_{11} acoplador (9 kHz - 2 MHz) | 64 |
| Tabela 3 | Valores dos parâmetros S_{22} acoplador (9 kHz - 2 MHz) | 64 |
| Tabela 4 | Valores comerciais dos componentes do acoplador PLC banda estreita. | 65 |
| Tabela 5 | Especificações de projeto de um filtro Butterwoth passa-baixas 1,7 à 100 MHz. | 67 |
| Tabela 6 | Valores dos parâmetros S_{11} acoplador (1,7 - 100 MHz) | 70 |
| Tabela 7 | Valores dos parâmetros S_{22} acoplador (1,7 - 100 MHz) | 70 |
| Tabela 8 | Valores comerciais dos componentes acoplador PLC banda larga ... | 72 |
| Tabela 9 | Especificações de projeto de um filtro Butterwoth passa-baixas 1,7 à 150 MHz. | 74 |
| Tabela 10 | Valores dos parâmetros S_{11} acoplador (1,7 - 150 MHz) | 77 |
| Tabela 11 | Valores dos parâmetros S_{22} acoplador (1,7 - 150 MHz) | 77 |

| | | | |
|-----------|---|-------|-----|
| Tabela 12 | Valores comerciais dos componentes acoplador PLC banda larga | ... | 78 |
| Tabela 13 | Valores dos parâmetros S_{11} (1,7 - 100 MHz) | | 91 |
| Tabela 14 | Valores dos parâmetros S_{22} (1,7 - 100 MHz) | | 91 |
| Tabela 15 | Valor dos parâmetros S_{11} (1,7 - 100 MHz) | | 93 |
| Tabela 16 | Valor dos parâmetros S_{22} (1,7 - 100 MHz) | | 93 |
| Tabela 17 | Valores dos parâmetros S_{11} (1,7 - 150 MHz) | | 94 |
| Tabela 18 | Valores dos parâmetros S_{22} acoplador (1,7 - 150 MHz) | | 97 |
| Tabela 19 | Valores dos parâmetros S_{11} acoplador (1,7 - 150 MHz) | | 99 |
| Tabela 20 | Valores dos parâmetros S_{22} (1,7 - 150 MHz) | | 99 |
| Tabela 21 | Especificações de projeto de um filtro passa-baixas Butterwoth. | | 132 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADS *Advanced Design System*

ANATEL Agência Nacional de Telecomunicações

AT alta tensão

AM modulação em amplitude

BT baixa tensão

CC corrente contínua

EMC *electromagnetic compliance*

FPGA *Field Programmable Gate Array*

IEEE *institute of electrical and electronics engineers*

MIMO *multiple input multiple output-*

MISO *multiple input single output-*

MT média tensão

PCB *printed circuit board*

PLC *power line communication*

PTH *pin through hole*

QoS *quality of service*

SISO *single input single output-*

SIMO *single input multiple output-*

SMD *surface mount device*

SUMÁRIO

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | Introdução | 23 |
| 1.1 | Objetivo do Trabalho | 24 |
| 1.2 | Divisão do Trabalho | 24 |
| 1.3 | Sumário | 25 |
| 2 | Revisão Bibliográfica | 27 |
| 2.1 | Acopladores PLC | 30 |
| 2.2 | Acopladores Banda Estreita | 38 |
| 2.2.1 | Acoplador Capacitivo com Trafo | 39 |
| 2.2.2 | Acoplador Capacitivo sem Trafo | 46 |
| 2.3 | Acopladores Banda Larga | 49 |
| 2.3.1 | Acopladores SISO e MIMO para PLC | 51 |
| 2.4 | Sumário | 53 |
| 3 | Formulação do problema | 55 |
| 3.1 | Sumário | 57 |
| 4 | Acopladores PLC propostos | 59 |
| 4.1 | Acoplador SISO Banda Estreita sem Trafo (9 kHz - 2MHz) | 60 |
| 4.2 | Acoplador SISO Banda Estreita com Trafo (9 kHz - 2 MHz) | 64 |
| 4.3 | Acoplador SISO Banda Larga sem Trafo (1,7 - 100 MHz) | 66 |
| 4.4 | Acoplador SISO Banda Larga com Trafo (1,7 - 100 MHz) | 71 |
| 4.5 | Acoplador SISO Banda Larga sem Trafo (1,7 - 150 MHz) | 74 |
| 4.6 | Acoplador SISO Banda Larga com Trafo (1,7 - 150 MHz) | 76 |

| | | |
|----------|---|------------|
| 4.7 | Sumário | 77 |
| 5 | Resultados | 81 |
| 5.1 | Descrição das metodologias de medição | 82 |
| 5.2 | Medição dos parâmetros S | 85 |
| 5.2.1 | Acoplador PLC Banda Estreita (9 kHz - 2 MHz) | 85 |
| 5.2.2 | Acoplador PLC Banda Larga (1,7 - 100 MHz) | 87 |
| 5.2.3 | Acoplador PLC Banda Larga (1,7 - 150 MHz) | 93 |
| 5.2.4 | Aplicação 1: Medição de canais PLC ideal | 99 |
| 5.2.5 | Medição do canal PLC | 104 |
| 5.3 | Sumário | 104 |
| 6 | Conclusões | 107 |
| | Referências | 109 |
| 7 | Apêndice A1 - Data Sheet Transformador Acoplador | 113 |
| 8 | Apêndice A2 - Projeto de Filtros Butterworth | 116 |
| 9 | Apêndice A3 - Projeto de Filtros Butterworth utilizando Software ADS | 132 |

1 INTRODUÇÃO

A transmissão de sinais de comunicação através das redes de distribuição de energia elétrica é muito utilizada pelas empresas que atuam e fornecem este serviço. Isso se observa desde 1910, onde sinais de voz eram transmitidos através dos circuitos de baixa e de alta tensão (SCHWARTZ, 2009). A utilização de redes de distribuição de baixa e média tensão para a transmissão de sinais de comunicação de dados evoluiu e deu origem à tecnologia *power line communications* (PLC).

A tecnologia PLC, que permite transmissão de sinais através da rede de energia elétrica, surge como mais uma opção de conectividade para serviços de dados banda larga e banda estreita, visto que a capilaridade da rede de energia elétrica atinge 95 % das residências no Brasil e é muito superior a infraestrutura da rede externa de Telecomunicações existente, o que diminui os investimentos em infra-estrutura de telecomunicações entre 40 % e 60 %. (HRASNICA A. HAIDINE, 2004). No Brasil, por exemplo, a tecnologia PLC pode ser utilizada como uma alternativa para popularizar o acesso à internet dentro do Plano Nacional de Banda Larga (PNBL), instituído através do Decreto no 7.175, de 12 de maio de 2010 (REPÚBLICA, 2010)

O acoplamento dos equipamentos PLC à rede elétrica de energia elétrica é realizado através de equipamentos especificamente desenvolvidos, que oferecem o isolamento adequado entre os sinais de dados injetados pelo transceptor PLC e a rede de energia elétrica, garantindo a segurança operacional do sistema e dos usuários (LINES-BPL, 2003). Acoplamento é o método utilizado para injetar ou extrair o sinal PLC, pois a rede de energia elétrica não foi projetada para transmitir sinais de telecomunicações, ou seja, sinais de baixa potência e alta frequência. Os dispositivos de acoplamento foram especialmente desenvolvidos para permitir a injeção e extração do sinal PLC, tanto nas redes de alta, média e baixa tensão. A principal função dos dispositivos de acoplamento, é acoplar e desacoplar o sinal PLC numa faixa de frequência limitada e filtrar qualquer outro sinal que não esteja nesta faixa de operação. Os dois tipos de acoplamento mais utilizados são (SILVA; PACHECO, 2008):

a) Acoplamento capacitivo que injeta e extrai o sinal PLC através de contato direto (contato galvânico) com os cabos da rede de energia elétrica;

b) Acoplamento indutivo que injeta e extrai o sinal PLC por indução eletromagnética.

Portanto, para um melhor aproveitamento na injeção e extração de sinais provenientes de transceptores PLC, é necessário um estudo detalhado dos acopladores PLC e suas características de funcionamento para um melhor desempenho do sistema PLC banda estreita e banda larga viabilizando assim, acesso à internet banda larga e redes inteligentes (*smart grids*, *smart home* e *smart building*), etc.

Entretanto, há trabalhos desenvolvidos para este tipo de estudo, mas não na faixa de frequência proposta nesta dissertação. De fato, há vários artigos sobre a caracterização de acopladores PLC, principalmente banda estreita, escassos no Brasil. Entretanto, o conhecimento da técnica de acoplamento de sinais à rede de energia elétrica oferece novos limiares de conhecimento para adaptação de um sinal de dados à rede de energia elétrica de modo mais eficiente o que resulta em reduzidas perdas no *front/end* dos transceptores PLC.

1.1 OBJETIVO DO TRABALHO

O objetivo do presente trabalho é apresentar, de forma detalhada, o projeto, protótipo e a análise de acopladores PLC banda estreita e banda larga. Para tanto, algumas técnicas, disponíveis na literatura, são consideradas e utilizadas como premissas na concepção e projeto de acopladores PLC.

Os resultados de projeto e medição fornecem informações relevantes para projetos de acopladores PLC.

1.2 DIVISÃO DO TRABALHO

Esta dissertação está organizada da seguinte forma: no capítulo 2 é apresentado um breve histórico desde o surgimento, em 1910, da transmissão de voz pela rede de energia elétrica até os dias atuais. A seguir são apresentados os tipos de acopladores PLC indutivos e capacitivos descrevendo com detalhe o funcionamento dos acopladores capacitivos mostrando seus componentes principais tais como, filtros passa-altas e passa-baixas, acopladores com e sem transformador de desacoplamento, casamento

de impedância e proteção elétrica contra surtos na rede de energia elétrica. São apresentados também projeto de filtro passa-baixas Butterworth nos apêndices A2 e A3, para auxiliar no desenvolvimento do capítulo 2.

O capítulo 3 formula os problemas investigados nesta dissertação visando, sobretudo, justificar de forma objetiva e direta o porquê das técnicas e metodologias propostas apresentando questões a serem investigadas nos capítulos seguintes.

No capítulo 4, são apresentados os acopladores PLC banda estreita e banda larga propostos com o projeto das respectivas bandas de frequência e suas implementações em placa de circuito impresso comparando com simulações. São também discutidos a otimização dos filtros Butterworth com o *software* ADS (AGILENT, 2012) para ajuste mais preciso da banda de frequência dos filtros devido a imprecisão dos indutores e capacitores e por não existir em componentes de mesmos valores no mercado.

No Capítulo 5, são apresentados e discutidos os resultados dos acopladores PLC banda estreita e banda larga, comparando os resultados medidos com aqueles de projeto fornecidos pelo *software* ADS.

Finalmente, o Capítulo 6 apresenta as conclusões e observações finais da presente dissertação. Além disso, são listadas questões de investigação que surgiram ao longo deste trabalho.

1.3 SUMÁRIO

O objetivo deste capítulo é apresentar ao leitor o estudo que será realizado nesta dissertação de mestrado, comentando de forma breve sobre as suas motivações e o conteúdo deste trabalho. O próximo capítulo descreve um breve histórico da tecnologia PLC no mundo e acopladores capacitivos PLC.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Em 1910, o major George Squier das Forças Armadas dos Estados Unidos da América (EUA) demonstrou que era possível a transmissão analógica de múltiplos sinais de voz sobre um par de fios metálicos (telefonia com múltiplos canais) para suporte operacional da concessionária de energia elétrica. Naquela época, este tipo de transmissão analógica de sinais de voz foi denominada de "*wired wireless*". A partir deste trabalho, empresas do setor de energia elétrica vislumbraram a aplicabilidade desta tecnologia em sistemas elétricos de potência. Como resultado, o período de 1910 à 1930 foi marcado pela introdução de diversas tecnologias "*wired wireles*" para transmissão de sinais de telefonia através das redes de energia elétrica. Neste período, as motivações para o uso da rede de energia elétrica como meio de transmissão de sinais de telefonia eram confiabilidade, custo, fragilidade dos circuitos de telefonia, dispostos em paralelo às linhas de transmissão de energia elétrica, e a sensibilidade em relação as condições climáticas (tempestades e neve) (SCHWARTZ, 2007).

Em 1921, a AT&T começou a desenvolver os primeiros transceptores (modulação analógica, transmissão *simplex*, potência de sinal igual a 50 W e uso de antena para acoplamento) para a comunicação de sinais de voz visando controle, operação e manutenção das redes de alta tensão (AT), média tensão (MT) e baixa tensão (BT).

O acoplamento por antena foi o primeiro método de acoplamento de um transceptor às redes de energia elétrica, devido à simplicidade, custo e fácil operação (BODDIE, 1927). Entretanto, restrições de casamento de impedância com a rede de energia elétrica, o que reduz a transferência de energia da antena para o cabo e vice-versa, motivaram pesquisas, as quais resultaram na introdução de acopladores capacitivos (SCHWARTZ, 2009).

No final da década de 20 do século XX, a transmissão de sinais de voz pela rede de energia elétrica estava consolidada na Europa e EUA. Uma estimativa de um jornal

Austríaco informava que mais de 1000 sistemas *power line communication* (PLC) estavam instalados na Europa (SCHWARTZ, 2007). A Alemanha possuía a maioria das instalações em solo Europeu. Cabe lembrar que, na época, ainda não existia nenhum método de codificação, assim como sistemas digitais, que poderiam permitir a implementação de técnicas avançadas de transmissão de sinais. (GALLI; SCAGLIONE; WANG, 2011).

Entre 1930 e 1980, houveram avanços interessantes no que tange o uso da rede de energia elétrica como meio de comunicação de dados, tais como desenvolvimento de transceptores PLC baseados em técnicas de modulação analógicas/digitais mais sofisticadas. Entretanto, não pode-se afirmar que neste período ocorreram inovações ruptíveis e, portanto, o avanço da tecnologia para sistemas PLC não foi significativo.

Entre o final da década de 70 e início da década de 80 do século XX, novas investigações e pesquisas foram conduzidas, apoiadas pelos avanços alcançados na área de comunicação digital de dados, para a caracterização da rede de energia elétrica como meio de comunicação de dados. Tais investigações e pesquisas indicaram que a faixa de frequência entre 5 kHz e 500 kHz apresentavam um grande potencial de uso. Alguns anos após, novas pesquisas apontavam que as redes de energia elétrica, dadas algumas restrições (potência do sinal transmitido e distância), poderia ser utilizada na faixa de frequência entre 9 kHz e 30 MHz como meio de transmissão digital de dados (MENG et al., 2004). Atualmente, vários trabalhos apontam que a faixa de frequência entre 9 kHz e 250 MHz pode ser usada para a transmissão de informação através das redes de energia elétrica (GALLI S.; SCAGLIONE, 2010).

A consequência direta destas pesquisas e dos resultados alcançados é a contínua evolução dos transceptores usados em sistemas PLC. No que tange estes transceptores, o acoplamento dos mesmos com a rede de energia elétrica é uma questão delicada e de grande importância, posto que garantir um casamento de impedância perfeito com a rede elétrica, isolamento galvanômico, resposta em frequência plana para minimizar distorções do sinal injetado pelo transceptor PLC, proteção elétrica eficiente contra transientes e baixo custo (NGUIMBIS et al., 2004) têm sido desafios de grandes proporções nos últimos anos, devido, sobretudo as considerações:

1. Níveis de tensão das redes de energia elétrica;
2. Faixas de frequência para a transmissão de dados;
3. Impedância de acesso das redes de energia elétrica variante no tempo e na fre-

quência.

4. Capacidade de isolamento galvanômico, devido a presença de transitórios de elevada e baixa potências.

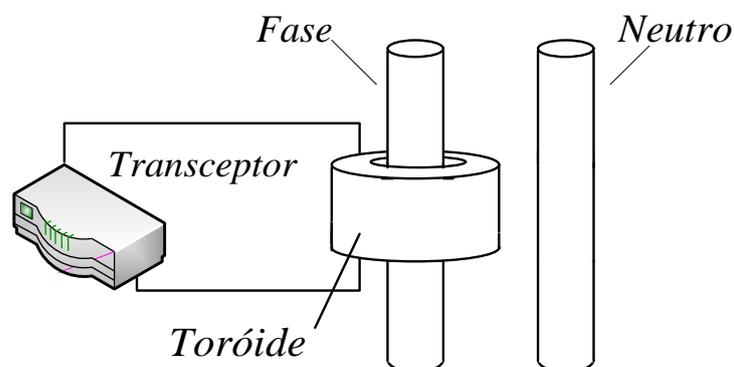


Figura 1: Acoplamento indutivo.

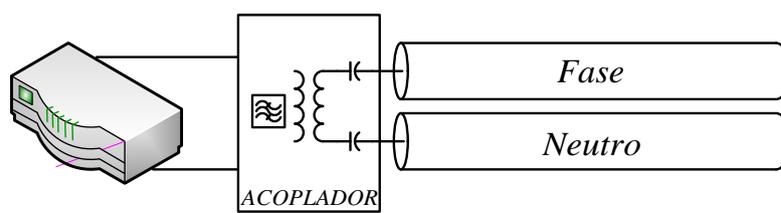


Figura 2: Acoplamento capacitivo numa linha de transmissão.

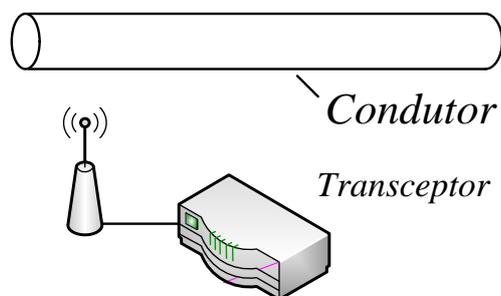


Figura 3: Acoplamento por antena.

De uma forma geral, os acopladores para as redes de energia elétrica podem ser agrupados de acordo com diferentes critérios, dentre os quais destacam-se:

1. Nível de tensão de acoplamento: redes elétrica de BT (<400 V), redes de energia elétrica de MT (<69 kV) e redes de energia elétricas de AT (>69 kV);
2. Número de conexões de acoplamento: monoentrada e monosaída *single input single output-* (SISO), monoentrada e múltiplas saídas *single input multiple output-* (SIMO), múltiplas entradas e monosaída *multiple input single output-* (MISO), múltiplas entradas e múltiplas saídas *multiple input multiple output-* (MIMO);

3. Tipo de conexão: indutivo que transmite e recebe sinais através de indução eletromagnética (ferrite) vide Figura 1, capacitivo com contato galvânico direto com a rede de energia, vide Figura 2, e por antenas que foi o primeiro tipo de acoplamento com a rede de energia elétrica (IN; SHON; LEE, 2008), conforme Figura 3.

A rede de energia elétrica é um meio inadequado para a transmissão de dados, posto que a mesma foi projetada e constituída para a transmissão de energia elétrica (CHOI; PARK, 2007). Entretanto, a sua disponibilidade em cerca de 95 % das residências no mundo e capacidade teórica de canal acima de 2,5 Gbps, incentiva o seu uso como meio de comunicação de dados, pois assume-se que a banda de frequência é entre 9 kHz à 250 MHz e a eficiência espectral pode ser de, no mínimo, 10 bits/Hz.

Os acopladores para transceptores PLC devem ser simples e de baixo custo quando a rede de energia elétrica é de BT. Para as redes de energia elétrica de MT, o custo é elevado devido as questões de isolamento e, por fim, os acopladores para as redes de energia elétrica de AT apresentam custo elevadíssimo devido, sobretudo, a necessidade do projeto e uso de isolador de proteção para acoplar com as redes de energia elétrica de AT. De uma forma geral, quanto maior é a tensão da rede de energia elétrica, maior é o custo e a complexidade associado ao acoplamento de transceptores PLC .

Existem diversos trabalhos na literatura discutindo as limitações, as vantagens, desvantagens e projetos de acopladores para transceptores PLC. Neste contexto, o presente capítulo apresenta uma revisão do estado da arte sobre acopladores PLC (indutivos ou capacitivos) e suas diferentes formas de conexão à rede de energia elétrica.

O presente capítulo é organizado da seguinte forma: a seção 2.1 discute as principais características dos acopladores PLC. Os conceitos de acopladores banda estreita e banda larga com e sem transformador são caracterizados nas seções 2.2 e 2.3, respectivamente. E, por fim, os acopladores MIMO são discutidos na seção 2.3.1.

2.1 ACOPLADORES PLC

Acopladores são dispositivos utilizados para injetar/extrair o sinal de telecomunicações, a partir dos transceptores PLC, na rede de energia elétrica. O modelo do acoplador PLC a ser utilizado vai depender das características da rede de energia elétrica. No acoplamento capacitivo, podemos ter acopladores com transformador oferecendo isolação galvânica e limitação de transientes provenientes da rede de energia

elétrica, já que o núcleo do transformador satura, evitando a queima do hardware do transceptor PLC.

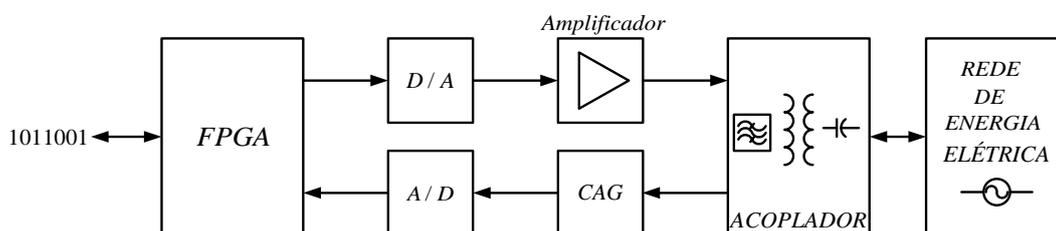


Figura 4: Modelo simplificado de um transceptor PLC com acoplamento capacitivo.

A Figura 4 mostra o modelo simplificado de um transceptor PLC bidirecional, funcionando em modo *full duplex*. O modelo simplificado de um transceptor PLC mostrado na Figura 4 simula uma interface serial padrão enviando e recebendo dados para um dispositivo *Field Programmable Gate Array* (FPGA). O FPGA é responsável pelo processamento digital dos sinais. Os conversores D/A (conversão digital para analógico) e A/D (conversão analógico para digital) são dispositivos eletrônicos capazes de gerar uma representação digital a partir de uma grandeza analógica e vice-versa, normalmente um sinal representado por um nível de tensão ou intensidade de corrente elétrica. A conversão do sinal digital para analógico se faz necessária devido às características elétricas das linhas de transmissão de energia elétrica, e os sinais digitais usados por computadores devem ser adaptados para transmissão de dados através das linhas de energia elétrica. Essa adaptação consiste em usar um sinal analógico para transporte de informação digital. O amplificador de potência é utilizado para amplificar a potência do sinal na saída do conversor D/A. O circuito de controle automático de ganho (CAG) é responsável por controlar a potência do sinal apresentado na entrada do conversor A/D. Finalmente, o acoplador PLC tem como função injetar o sinal de dados na rede de energia elétrica.

No desenvolvimento de um acoplador PLC deve-se dimensionar basicamente quatro itens:

1. Filtro para limitação da faixa de frequência para a transmissão de dados;
2. Transformador de isolamento, caso seja necessário;
3. Casamento de impedância;
4. Filtro de bloqueio da componente fundamental do sistema elétrico de potência (BELT, 1928);

5. Circuito de proteção.

A união destes componentes caracterizam o acoplador PLC como interface entre o transceptor PLC e a rede de energia elétrica. A Figura 5 mostra todos os componentes de um típico acoplador PLC. Z_M representa a impedância do transceptor PLC conectado a um filtro passa-faixa, a qual limita a banda de frequência do sinal injetado/recebido classificando o acoplador como banda estreita e banda larga. O transformador de isolamento é responsável pela isolação galvânica do transceptor PLC com a rede de energia elétrica além de atuar no casamento de impedância através de sua relação de transformação $1:N$. O circuito de casamento de impedância é utilizado para melhorar a transferência de potência do transceptor PLC para a rede de energia elétrica e por fim, o capacitor de bloqueio para filtrar a frequência fundamental da rede de energia elétrica atuando como um filtro passa-alta (SO; MA, 2004).

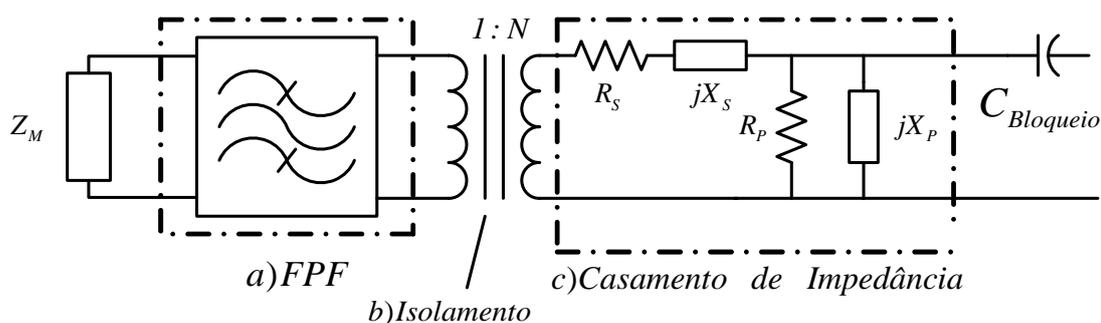


Figura 5: Circuito básico de acoplamento com transformador.

i) O projeto de um filtro está relacionado com o objetivo da aplicação. Deve-se determinar matematicamente a resposta em frequência $H(s)$ que é a transformada de Laplace da resposta ao impulso do filtro, de tal modo que a atenuação na faixa passante e na faixa de rejeição atendam as especificações do projeto a qual o objetivo é aproximar a faixa passante do filtro e obtenção de uma função de atenuação em todo o intervalo na faixa de passagem do filtro. Um segundo passo é a realização do filtro por um processo de síntese que envolve múltiplas e repetitivas operações de remoção de pólos e construção das funções de impedância ou admitância (SERRA, 1983). Em projeto de acopladores, há dois tipos de filtros muito utilizados: filtros Butterworth e filtros Chebyshev, ambos possuem todos os seus zeros em $s = \infty$. Em um filtro Butterworth, os pólos da resposta em frequência $H(s)$ ficam sobre um círculo cuja origem é o centro e cujo o raio é de $2\pi W$, em que W é a largura de banda, definida pelo critério de -3 dB, e cuja resposta de banda passante é maximamente plana, o que reduz consideravelmente a distorção de amplitude do sinal (SIBANDA; RENSBURG; FERREIRA, 2009). Em um

filtro Chebyshev, os pólos ficam sobre uma elipse e confinados no semi-plano esquerdo do plano s e, portanto, fornecem um decaimento mais rápido, na faixa de transição, do que é observado nos filtros Butterworth (HAYKIN; M., 2011). A desvantagem do filtro Chebyshev é a introdução de *ripple* na banda passante, como mostrado na Figura 6 (SERRA, 1983).

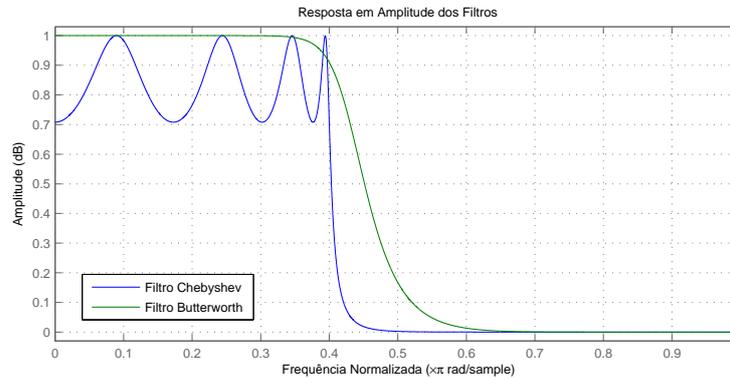


Figura 6: Filtro Chebyshev x Butterworth.

Sendo assim, o sinal de comunicação que é injetado ou recebido pelo transceptor vai sofrer pouca variação de amplitude ao passar pelo filtro de Butterworth. Para um filtro Butterworth de ordem n , a atenuação em função da frequência ω em decibéis pode ser calculada por (BOWICK, 1982):

$$A_{dB} = 10 \log \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right] \text{ dB}, \quad (2.1)$$

em que ω (rad/s) representa a frequência limite da banda de passagem, ω_c é a frequência de corte do filtro e n é a ordem do filtro. A_{dB} é a atenuação em decibel.

ii) Transformadores são utilizados em circuitos de acoplamento por fornecer isolamento galvânica entre os circuitos conectados no primário e o secundário, ou seja, entre a rede de energia elétrica e o transceptor PLC. Atuam também como limitadores de tensão e corrente. Outras funções dos transformadores é a transformação dos níveis de tensão e corrente, casamento de impedância e filtragem. De uma forma geral, as seguintes informações são consideradas no projeto de transformadores:

1. quanto maior a campo magnético, mais a curva de magnetização é não linear, e maior distorção é introduzida no enrolamento secundário (IN; SHON; LEE, 2008);
2. se o núcleo está saturado, o sinal não é induzido no secundário, e o enrolamento primário aparece como curto-circuitado, pois tem uma impedância de magnetização muito baixa;

3. as perdas do núcleo podem influenciar na resposta em frequência do transformador e causar superaquecimento.

Um transformador usado em acopladores PLC deve ser projetado de tal forma que os sinais de interesse, sinais gerados pelos transeptores PLC, e os sinais indesejáveis (por exemplo, resíduo da componente fundamental do sistema elétrico de potência) gerem um campo magnético menor que o campo magnético da saturação, B_{SAT} , do transformador, para que não ocorra saturação do núcleo do transformador.

iii) O capacitor de bloqueio C , utilizado para evitar a saturação do núcleo do transformador de acoplamento, em série com o indutor L do transformador de acoplamento formam um circuito ressonante série cuja frequência de ressonância é expressa por (RENSBURG; FERREIRA, 2007)

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (2.2)$$

A largura de banda do acoplador é determinado pelo ponto de corte, em que o sinal atenua em 3 dB. A frequência de corte inferior é expressa por

$$f_{FB} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.3)$$

e a frequência de corte superior é dada por

$$f_{FA} = \frac{R}{2\pi L}, \quad (2.4)$$

no qual R representa a impedância de terminação no secundário do transformador (RENSBURG; FERREIRA, 2010), (RENSBURG; FERREIRA, 2005).

iv) As variações das impedâncias de acesso as redes de energia elétrica são um problema bem conhecido (YANG et al., 2007). Estas variações surgem quando diferentes cargas são conectadas à rede de energia elétrica, o que acarreta o projeto e o emprego de um circuito para casamento de impedância (NGUIMBIS et al., 2002). O projeto de alguns circuitos passivos de casamento de impedância entre o capacitor de bloqueio e o transformador de acoplamento pode melhorar a transferência de potência (SIBANDA; RENSBURG; FERREIRA, 2011). Na teoria, para que ocorra casamento de impedância, a potência que é transferida entre um circuito e o seguinte seja máxima, deve-se verificar a situação em que a impedância de saída de um circuito seja igual à impedância de entrada do seguinte, ou seja, um dos circuitos deve apresentar impedância equivalente cuja parte imaginária seja igual ao complexo conjugado de sua própria impedância.

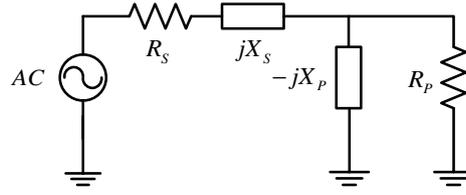


Figura 7: Redes de casamento de impedância.

A Figura 7 mostra o circuito da fonte de um gerador (impedância $R_S + jX_S$) alimentando uma carga, cuja impedância é igual a R_P . A inserção do componente com impedância $-jX_P$ tem a função de prover o casamento de impedância entre a fonte e a carga. Para garantir o casamento de impedância, deve-se garantir

$$\Re\{-jX_P || R_P\} = \Re\{R_S + jX_S\} \quad (2.5)$$

e

$$X_S = \Re\{-jX_P || R_P\}, \quad (2.6)$$

em que $||$ simboliza impedâncias em paralelo e $\Re\{\}$ é o operador que extrai a parte real de um número complexo e

$$-jX_P || R_P = \frac{R_P X_P^2 - jX_P R_P^2}{R_P^2 + X_P^2}. \quad (2.7)$$

De acordo com a restrição na Eq.(2.5)

$$R_S = \frac{R_P X_P^2}{R_P^2 + X_P^2}, \quad (2.8)$$

ou seja, a transferência de potência ativa é máxima. A restrição explicitada na Eq.(2.6) garante que na frequência de ressonância, a componente complexa da impedância é eliminada e, portanto, o casamento de impedância é totalmente garantido.

Como exemplo, vamos assumir que a rede de energia elétrica tenha uma impedância igual a 100Ω e a impedância de um transceptor PLC seja igual a 50Ω . De acordo com a Eq.(2.5), $X_P = 100 \Omega$. Como $X_S = 50 \Omega$ e supondo que a frequência de transmissão do sinal seja igual a 100 kHz , então a impedância $-jX_P$, por ser capacitiva, resulta em um capacitor, cuja capacitância é $C = 14,5 \text{ nF}$. Finalmente, X_S , pode ser indutivo, resultando em $L = 72,3 \mu\text{H}$ (SIBANDA; RENSBURG; FERREIRA, 2011).

v) Nos acopladores PLC, os circuitos de proteção contra transientes que ocorrem na rede de energia elétrica, são de fundamental importância para o funcionamento dos acopladores PLC e principalmente para os circuitos de *front end*. Os sistemas de proteção contra transientes devem apresentar características de forma a garantir

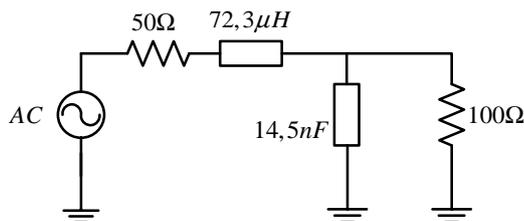


Figura 8: Circuito de casamento de impedância quando $R_P=100 \Omega$ e $R_S=50 \Omega$.

o grampeamento de tensão a níveis inferiores aos suportados pelos circuitos de *front end* de forma a manter a integridade, continuidade de operação dos componentes do transceptor PLC. A proteção do acoplador PLC nos terminais conectados na rede de energia elétrica são feitas por Varistores ou *metal oxide varistor* (MOV) que é um componente eletrônico cujo valor de resistência elétrica é uma função inversa da tensão aplicada nos seus terminais. Isto é, a medida que a diferença de potencial sobre o Varistor aumenta, sua resistência diminui. Os Varistores são montados em paralelo com o circuito que se deseja proteger, com o propósito de evitar que transientes de pequena duração atinjam o transceptor PLC, por apresentarem uma característica de limitador de tensão. No caso de picos de tensão de maior duração, a corrente elevada que circula pelo componente faz com que o dispositivo de proteção, disjuntor ou fusível na entrada da rede de energia elétrica, desarme, desconectando o circuito da rede de energia elétrica. O Varistor protege o equipamento a jusante, desviando a sobretensão, ou sobrecorrente, para o terra, pois comporta-se como um curto-circuito quando submetido à altas tensões. Frente ao exposto, um varistor não deve ser instalado sem a presença de um fusível em série, devidamente dimensionado para romper durante os transientes apenas quando o Varistor entrar em curto circuito.

O exemplo da Figura 9 mostra um acoplador PLC conectado à rede de energia elétrica representada pela fonte V_{AC} em paralelo com o varistor após passar pelo fusível de proteção. O varistor deve ter uma tensão de funcionamento maior que a tensão de alimentação da rede de energia elétrica V_{AC} . Se houver um transiente de tensão na rede de energia elétrica que ultrapasse a tensão de operação do varistor, a resistência interna do varistor diminui drenando todo o excesso de corrente que seria injetado no capacitor de bloqueio e, conseqüentemente, saturando o núcleo do transformador de acoplamento. Se o surto de corrente que passa pelo varistor ultrapassar o valor nominal do fusível de proteção haverá rompimento do fusível protegendo o acoplador PLC. No secundário do transformador de acoplamento há dois diodos Zener ligados em série com o ânodo aterrado. Se houver um surto de tensão que ultrapasse a tensão do diodo Zener, o excesso de corrente flui pelo diodo Zener de forma que essa corrente

seja dissipada como energia térmica pelo diodo Zener através do terra do circuito.

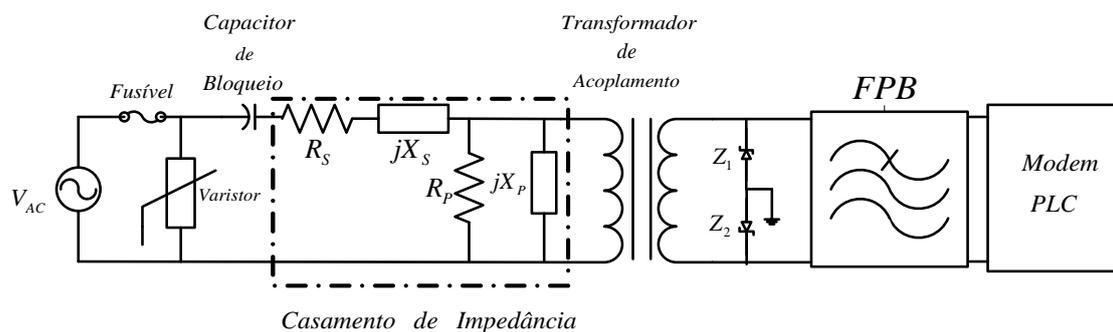


Figura 9: Acoplador PLC com componentes de proteção, anôdo diodo zener aterrado.

O uso de diodo Zener são mais utilizados para proteção dos circuitos de *front end*, o que garante que o transceptor PLC não danifique por sobretensão ou sobrecorrente provenientes da rede de energia elétrica. Os diodos de proteção comercializados atualmente são variantes do diodo Zener constituído de silício, porém, projetados para a supressão de surtos, de dois tipos:

1. Surtos de origem atmosférica;
2. Descargas eletrostáticas.

A aplicação deste tipo de componente é feita com maior frequência em placas de circuito impresso e nas proximidades de conectores de comunicação. Os diodos de proteção podem ser unidirecionais ou bidirecionais em função das necessidades de proteção. Estas opções são apresentadas na Figura 9. As principais características dos diodos de proteção são:

1. Operação rápida (dezenas de nano-segundos);
2. Baixa capacitância;
3. Tensões de operação típicas de 2 V à 200 V;
4. Baixa capacidade de dissipação.

As características de baixa capacitância e operação rápida tornam os diodos componentes mais adequados para a proteção de equipamentos muito sensíveis e componentes eletrônicos como circuitos integrados, transistores e outros.

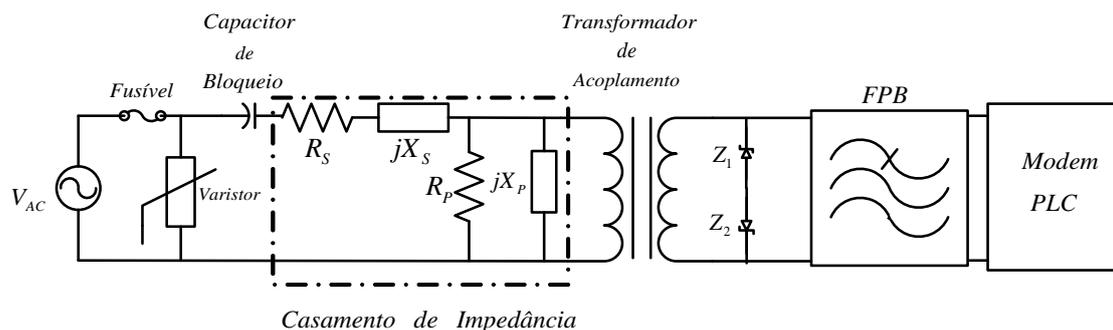


Figura 10: Acoplador PLC com componentes de proteção, diodo zener contraposto.

O diodo Zener foi desenvolvido para funcionar como regulador de tensão, conduzindo uma quantidade de corrente no modo de polarização reversa, quando a tensão de ruptura V_Z é alcançada. O diodo Zener oferece alta resistência, quase infinita, se a tensão entre seus terminais é menor que a tensão na qual o diodo foi projetado. O circuito na Figura 9 mostra um acoplador PLC utilizando como circuito de proteção diodo Zener e varistor. O circuito da Figura 10 mostra a utilização do diodo Zener, com outra configuração e sem aterramento do ânodo para proteção contra surtos. Esta configuração evita que o transceptor PLC seja submetido a tensões maiores que V_Z , quando a tensão de entrada for igual ou maior que a tensão Zener. O diodo Zener começa a conduzir corrente quando a tensão de *breakdown* do diodo Zener é alcançada, devido ao surto de tensão nos terminais dos diodos Z_1 e Z_2 , limitando a tensão na entrada do transceptor PLC, apesar do surto na rede de energia elétrica. (SANYA et al., 2011).

2.2 ACOPLADORES BANDA ESTREITA

Acopladores banda estreita são aqui definidos como aqueles que permitem a injeção e a extração de sinais na faixa de frequência entre $f_{\min} \geq 9$ kHz e $f_{\max} \leq 500$ kHz. A escolha de $f_{\max} \leq 500$ kHz deve-se ao fato de que a faixa entre 500 kHz $\leq f \leq 1,7$ MHz é a banda de frequência de comunicação de sinais de rádio modulados em amplitude (modulação em amplitude (AM)) e, portanto, a mesma, por questões regulatórias, não é disponibilizada para o atendimento de outro tipo de sistemas de comunicação de dados. A escolha de f_{\min} e de f_{\max} é função do tipo de sistema de comunicação de dados a ser projetado levando-se em conta a taxa de transmissão de dados, *quality of service* (QoS), distâncias, aplicação, cobertura, complexidade, atraso fim à fim, etc.

Os acopladores banda-estreita podem ser simples e de baixo custo quando aplicados

às redes de energia elétrica de BT ou bastante complexos e custosos quando usados em redes de energia elétrica de AT. As Figuras 11, 12 e 13 exemplificam os acopladores banda estreita para redes de energia de BT, MT e AT.

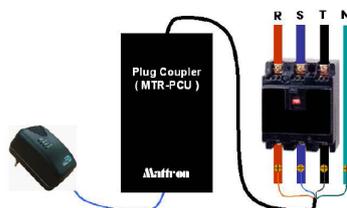


Figura 11: Acoplador PLC para rede de energia elétrica de BT (MATTRON, 2011).



Figura 12: Acoplador PLC para rede de energia elétrica de MT (EPCOR, 2011).



Figura 13: Acoplador PLC para rede de energia elétrica de AT (EPCOR, 2011).

Nas seções 2.5.1 e 2.5.2 são descritos acopladores capacitivos, SISO utilizados em rede de energia elétrica de BT, quando os mesmos empregam ou não transformadores.

2.2.1 ACOPLADOR CAPACITIVO COM TRAFÓ

No projeto de um acoplador PLC, alguns cuidados devem ser tomados na escolha do transformador, tais como a relação de transformação do primário para o secundário,

frequência de trabalho compatível com a banda de frequência do acoplador, máxima tensão e corrente de funcionamento nos enrolamentos primário e secundário, material de fabricação do núcleo, densidade de fluxo no núcleo. A relação de transformação do transformador de acoplamento torna-se importante, porque casa a impedância do modem com a impedância de acesso à rede elétrica. Como exemplo, se considerarmos que o modem tenha uma impedância de 50Ω e uma carga de 1Ω conectada à rede de energia elétrica, há necessidade de um transformador de relação de transformação de 1:7, posto que $(1/7)^2 \cdot 50 \Omega \approx 1 \Omega$. Esse modo de transportar a impedância de um lado para outro é conhecido com refletir a impedância. A relação de transformação do enrolamento primário e secundário de um transformador pode ser visualizada como na Figura 14. Note que N_1 e N_2 são os números de espiras no primário e no secundário do transformador. As Figuras 14a, 14b e 14c ilustram passo-à-passo o processo de reflexão da impedância Z_2 para o primário do transformador (FITZGERALD C. KINGSLEY JR., 2006).

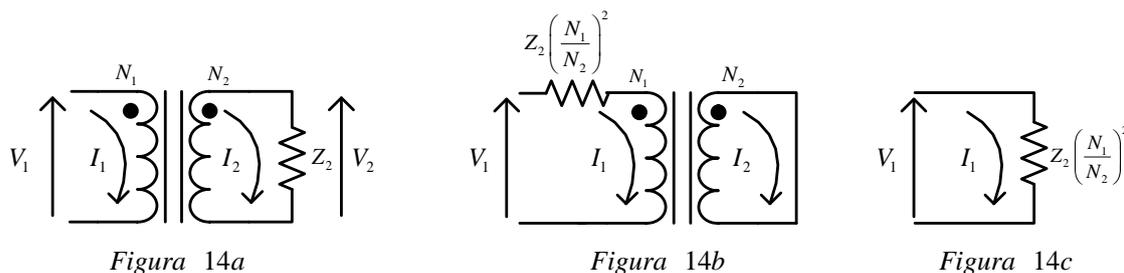


Figura 14: Relação de transformação de impedância.

Do mesmo modo, as tensões e correntes podem ser referidas ao primário ou secundário. A diferença entre a escolha de um transformador de relação de espiras 2:1 sobre um transformador 1:1 implica um aumento na transformação de impedância de 1:1 para 4:1. Isso equivale a um aumento de 300% na impedância refletida do primário ou uma diminuição de 75% para o secundário (RENSBURG; ; FERREIRA, 2008).

Como a densidade total do fluxo no núcleo do transformador de acoplamento é composta pela densidade de fluxo causada pelo sinal de comunicação do transceptor PLC sobre a densidade de fluxo do sinal de 60 Hz filtrada pelo capacitor de bloqueio, a influência de ambos devem ser consideradas para evitar saturação. A influência do sinal de 60 Hz, que foi atenuado pelo capacitor de bloqueio no núcleo do transformador pode ser medido pelo fator v/f , onde v é a tensão residual de 60 Hz da componente fundamental do sinal atenuado pelo capacitor de bloqueio, e $f=60$ Hz é a frequência da referida componente. A Eq. (2.9) resume a influência da sobreposição do sinal de

60 Hz atenuado pelo capacitor de bloqueio (V_P e f_P) e do sinal de comunicação do transceptor PLC (V_M e f_M), sendo válido somente para ondas senoidais. A razão entre o valor do sinal de 60 Hz atenuado pelo capacitor de bloqueio e o sinal de comunicação do transceptor PLC vai determinar como os dois sinais atuam no fluxo total do núcleo do transformador. Sejam A é a área de seção transversal do núcleo e N o número de espiras dos enrolamentos, então a densidade de fluxo magnético gerada no núcleo do transformador é expressa por

$$B_T = \frac{1}{2\pi AN} \left(\frac{V_P}{f_P} + \frac{V_M}{f_M} \right) \quad (2.9)$$

em que a tensão (V_P , f_P) e (V_M , f_M) são os valores de amplitudes máximas e frequência do resíduo da componente fundamental e do sinal modulado, para transmissão de dados. O fluxo total no núcleo devido a corrente nos enrolamentos do transformador, é dada por

$$\phi = Ni\mu A \quad (2.10)$$

em que, i é a corrente no enrolamento da bobina do transformador e μ é a permeabilidade magnética. A tensão V na bobina do transformador pode ser expressa por

$$\begin{aligned} V &= \phi N \\ &= N^2 \mu A. \end{aligned} \quad (2.11)$$

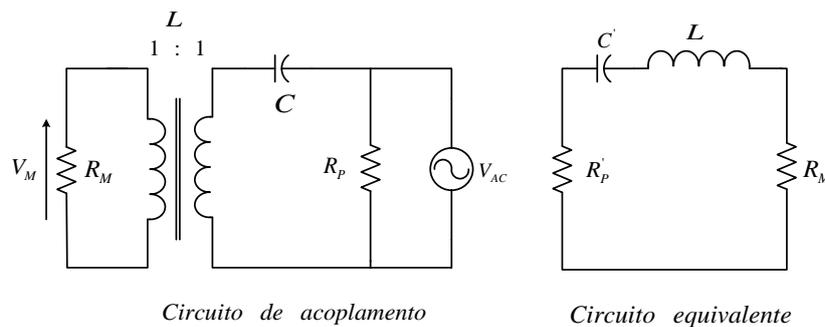


Figura 15: Circuito de acoplamento constituído do capacitor de bloqueio e transformador.

O circuito de acoplamento da Figura 15, mostra um circuito de acoplamento com transformador com relação de transformação 1:1. O circuito equivalente da Figura 15, onde C e R_P foram refletidas para o secundário do transformador (C' e R_P'), mostra o circuito ressonante RLC em que calculamos a frequência de ressonância do acoplador PLC. R_P é a impedância da rede de energia elétrica, C é o capacitor de bloqueio da componente fundamental de 60 Hz, V_{AC} é a tensão da rede de energia elétrica e R_M é

a impedância do transceptor PLC. A escolha do valor do capacitor de bloqueio pode ser obtida a partir da frequência central da banda de passagem do acoplador PLC, conforme Eq. (2.2) e escolhendo o ponto de corte para a frequência mais baixa do acoplador como na Eq. (2.3). A impedância da rede de energia elétrica PLC R_P tem valores típicos entre $0,2 \Omega$ e 2Ω . Para um acoplador com a banda de frequência entre 50 kHz à 300 kHz, por exemplo, e com o auxílio das Eq. (2.2) e Eq. (2.3) calcula-se o valor do capacitor de bloqueio. Utilizando a Figura 15 como referência e uma carga de 1Ω conectada na rede de energia elétrica, tem-se que o valor do capacitor de bloqueio para a frequência de corte inferior é

$$\begin{aligned} C &= \frac{1}{2\pi f_{\min}} \\ &= 3,2 \mu\text{F}, \end{aligned} \quad (2.12)$$

em que f_{\min} é igual a 50 kHz.

A escolha do transformador de acoplamento vai determinar, em série com o capacitor de bloqueio, a frequência central do acoplador PLC. Para uma frequência de corte superior de 300 kHz do acoplador PLC, utilizamos a Eq. (2.4) para calcular o valor do indutor do transformador de acoplamento que será incluído em série com o capacitor de bloqueio,

$$\begin{aligned} L &= \frac{R_P}{2\pi f_{\max}} \\ &= 530 \text{ nH}, \end{aligned} \quad (2.13)$$

em que $f_{\max}=300$ kHz. Por fim, calculamos a frequência de ressonância do acoplador pela Eq. (2.2) e obtemos

$$\begin{aligned} f_R &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \\ &= 122,272 \text{ kHz}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

A Figura 16 mostra o circuito obtido para um acoplador banda-estreita na faixa de 50 kHz à 300 kHz, com os valores do capacitor de bloqueio e indutância do transformador obtidos a partir das Eqs. (2.2) e (2.3).

Já a Figura 17, ilustra o parâmetro S_{21} (resposta em frequência) para o circuito de acoplamento na faixa de 50 kHz à 300 kHz. Observa-se que na frequência de 122 kHz é

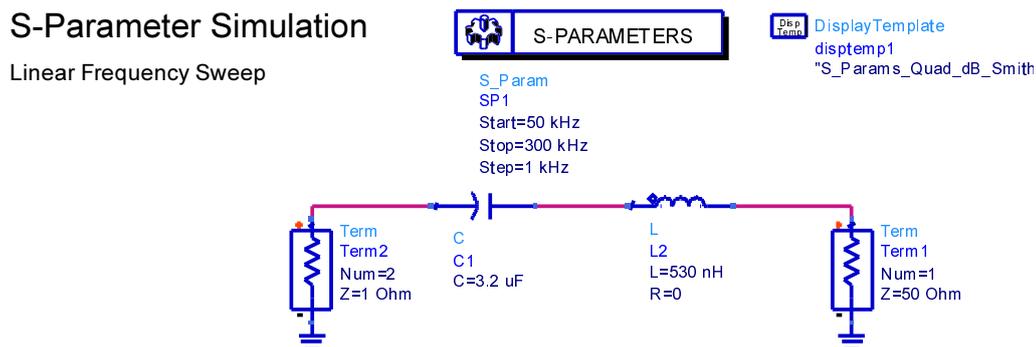


Figura 16: Circuito de acoplamento.

alcançado a maior magnitude na banda de passagem do acoplador PLC, ou seja, com uma atenuação de 11,14dB.

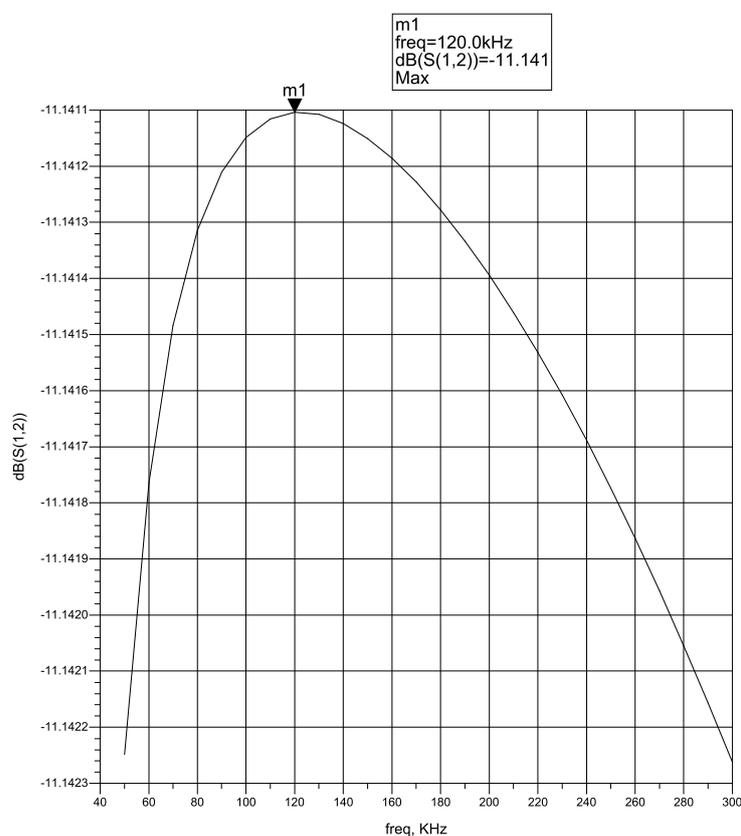


Figura 17: Resposta em frequência de um acoplador 50 kHz à 300 kHz.

Para analisar o problema de casamento de impedância em acopladores banda estreita a Figura 18 mostra o modelo para canal PLC com transmissor (impedância de saída Z_{TX}) e receptor (com impedância de entrada Z_{RX}) ambas com 50 Ω . Para uma frequência de corte superior do acoplador igual à 2 MHz, calculou-se conforme Eq. (2.4).

Na Figura 18, a linha de transmissão é denominada de canal PLC e o modelo T é

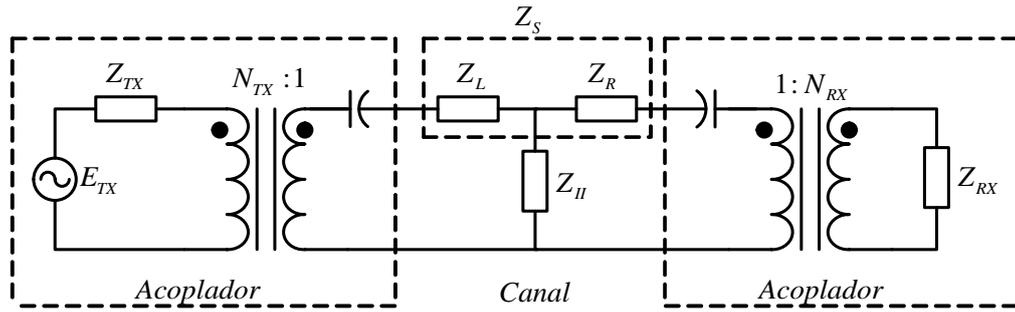


Figura 18: Modelo simplificado de acopladores capacitivos conectados à linha de transmissão (canal PLC).

aplicado para modelar a mesma. O modelo simplificado consiste de dois acopladores PLC com transmissão bidirecional desacoplados por transformador e que fazem uso de capacitor de bloqueio. A impedância em série Z_S representa a linha de transmissão, a qual é em grande parte relacionada com as características e comprimento da linha de transmissão, incluindo a linha de retorno (neutro). As relações $N_{TX} : 1$ e $1 : N_{RX}$ representam as relações de transformação do transformador de acoplamento que injetam e extraem o sinal de comunicação na linha de transmissão. A impedância da linha de transmissão paralela, Z_{II} , representa as cargas que estão conectados à mesma. É sabido que a impedância característica da linha de transmissão, medida entre os terminais da fase e neutro em um ponto específico, pode variar consideravelmente com o tempo (RENSBURG; ; FERREIRA, 2008).

Para analisar o comportamento do circuito da Figura 18 e verificar os requisitos para casamento de impedância, vamos refletir todos os componentes para o lado da linha de transmissão. O circuito equivalente de Thévenin associado ao circuito é mostrado na Figura 19.

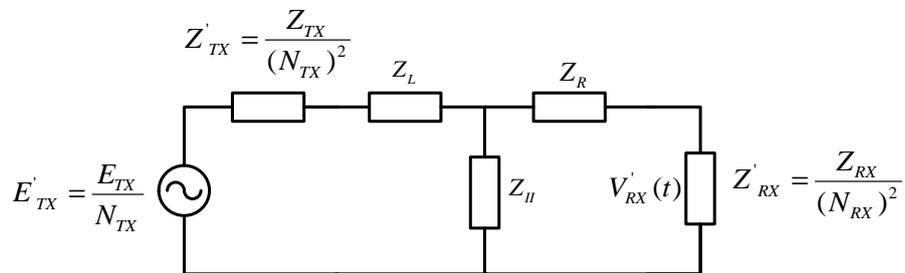


Figura 19: Circuito equivalente de Thévenin I.

O circuito equivalente Thévenin com as impedâncias Z_{TX} e Z_{RX} refletidas na linha de transmissão e, portanto são renomeadas como Z'_{TX} e Z'_{RX} com as respectivas relações de transformação N_{TX} e N_{RX} . A tensão de Thévenin E'_{TX} representa a tensão que o

transceptor injeta na linha de transmissão que também foi refletida. Z_L e Z_R , como discutido anteriormente, representam a impedância da linha de transmissão e Z_{II} a impedância das cargas conectadas na rede de energia elétrica. Retirando Z'_{RX} do circuito e curto-circuitando E'_{TX} , a impedância equivalente de Thévenin vista pela carga é expressa por

$$\begin{aligned} Z_{THEV} &= Z_R + Z_{II} \parallel (Z_L + Z'_{TX}) \\ &= Z_R + \frac{Z_{II}(Z_L + Z'_{TX})}{Z_{II} + Z_L + Z'_{TX}}. \end{aligned} \quad (2.15)$$

A tensão equivalente de Thévenin, sem carga, pode ser encontrada utilizando a regra de divisor de tensão, que é a tensão sobre Z_{II} quando Z'_{RX} é desconectada, ou seja,

$$E_{THEV} = E'_{TX} \left(\frac{Z_{II}}{Z_{II} + (Z_L + Z'_{TX})} \right). \quad (2.16)$$

O circuito equivalente de Thévenin resultante juntamente com a carga refletida são mostrados na Figura 20. A máxima transferência de potência aparente será alcançada quando Z'_{RX} for igual a Z_{THEV} .

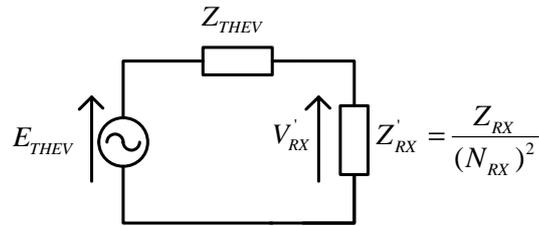


Figura 20: Circuito equivalente de Thévenin II.

Sejam a potência aparente S_{RX} e a impedância refletida, Z'_{RX} , expressa por

$$\begin{aligned} S_{RX} &= \frac{V'^2_{RX}}{Z'_{RX}} \\ &= \frac{1}{Z'_{RX}} \left(\frac{Z'_{RX} E_{THEV}}{Z'_{RX} + Z_{THEV}} \right)^2 \end{aligned} \quad (2.17)$$

e

$$\begin{aligned} Z'_{RX} &= \frac{Z_{RX}}{N_{RX}^2} \\ &= Z_R + \left(\frac{Z_{II} \left(Z_L + \frac{Z_{TX}}{N_{TX}^2} \right)}{Z_{II} + Z_L + \left(\frac{Z_{TX}}{N_{TX}^2} \right)} \right), \end{aligned} \quad (2.18)$$

respectivamente.

Note que para a máxima transferência de potência, a partir da Eq. (2.18), tem duas variáveis desconhecidas N_{TX} e N_{RX} . Tanto a variável N_{TX} quanto N_{RX} podem ser calculadas se uma delas é conhecida ou é mantida fixa. De acordo com (RENSBURG; FERREIRA, 2008), tem-se

$$N_{RX} = \sqrt{Z_{RX} \left(\frac{Z_{II} + \left\{ \frac{Z_{TX}}{N_{TX}^2} + Z_L \right\}}{\{Z_{II} + Z_R\} \left\{ \frac{Z_{TX}}{N_{RX}^2} - Z_R \right\} - \{Z_{II}Z_L\}} \right)}, \quad (2.19)$$

se N_{TX} é conhecido ou

$$N_{TX} = \sqrt{Z_{TX} \left(\frac{Z_{II} - \left\{ \frac{Z_{RX}}{N_{RX}^2} - Z_R \right\}}{\{Z_{II} + Z_L\} \left\{ \frac{Z_{RX}}{N_{RX}^2} - Z_R \right\} - \{Z_{II}Z_L\}} \right)}, \quad (2.20)$$

caso N_{RX} seja conhecido.

2.2.2 ACOPLADOR CAPACITIVO SEM TRAFÓ

Acopladores capacitivos sem transformador são uma outra opção para acoplamento de transceptores PLC na rede de energia elétrica, pois apresentam custos menores mas tem a desvantagem de não oferecer isolamento galvânica entre o transceptor PLC e a rede de energia elétrica.

A Figura 21 ilustra os modelos T e π para filtros Butterworth de 3ª ordem a serem usados em acopladores capacitivos sem transformadores. O problema da Estrutura π é o indutor L_3 em paralelo com a rede de energia elétrica, pois apresenta uma reatância muito baixa, passando por ele uma corrente muito alta. A estrutura π apresenta problemas também por alguma componente de corrente contínua (CC) que possa causar curto-circuito através do indutor L_3 . Assim sendo o modelo T é sugerido para acopladores PLC, posto que os capacitores C_1 e C_3 evitam qualquer possibilidade de L_2 apresentar baixa reatância para a rede de energia elétrica ou componente CC

(SIBANDA; RENSBURG; FERREIRA, 2009).

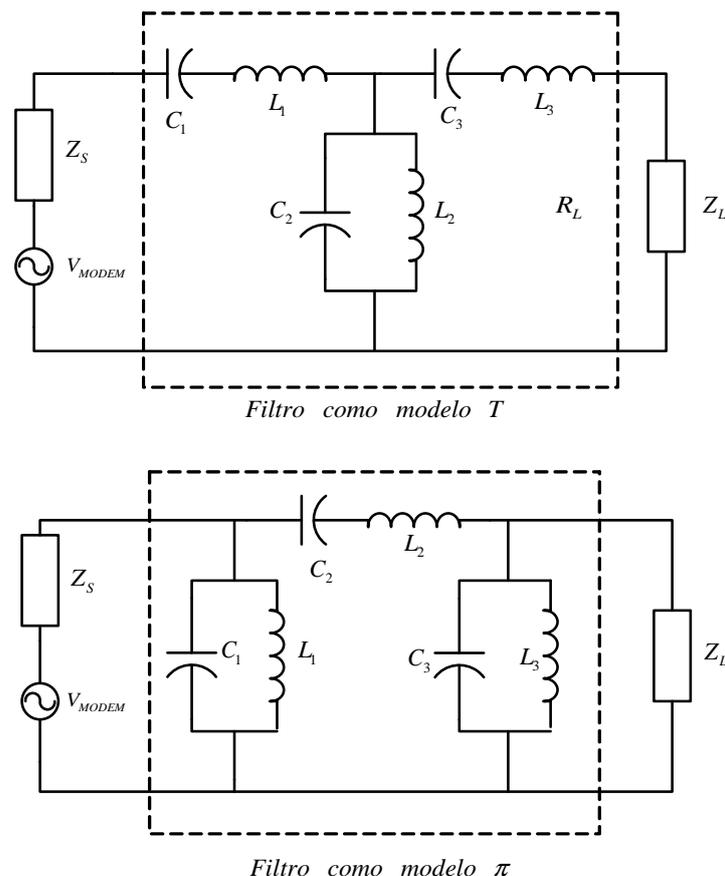


Figura 21: Estruturas de filtros Butterworth.

Nos acopladores PLC sem transformador, o capacitor de bloqueio é o único componente responsável por eliminar a tensão da rede de energia elétrica. O capacitor de bloqueio atua como um filtro passa-altas, eliminando a componente fundamental de 60 Hz e a tensão residual, que aparecerá após o capacitor de bloqueio, que é em função do valor do capacitor e da qualidade do mesmo. Para cada nível de tensão da rede de energia elétrica, deve-se usar capacitores com níveis de isolamento de tensão adequados para (BT, MT e AT).

Seja um capacitor de bloqueio utilizado no projeto de um acoplador capacitivo sem transformador, cujas características sejam as seguintes:

1. faixa de passagem passa-altas, iniciando em 9 kHz;
2. impedâncias dos transceptores em ambos os lados do filtro igual a 50Ω ;
3. capacitância do capacitor de bloqueio igual a 27 nF.

As Figuras 22 e 23 mostram o circuito de bloqueio e a resposta em frequência observada na faixa de frequência entre 9 kHz e 1,7 MHz, respectivamente.

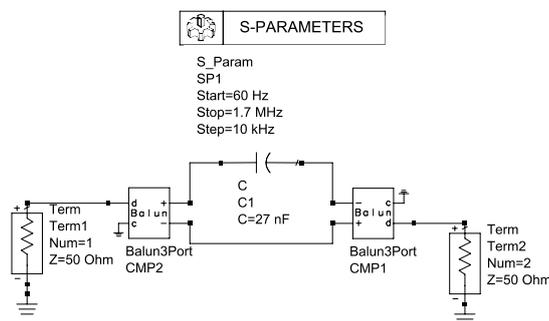


Figura 22: Circuito de bloqueio simulado no software ADS.

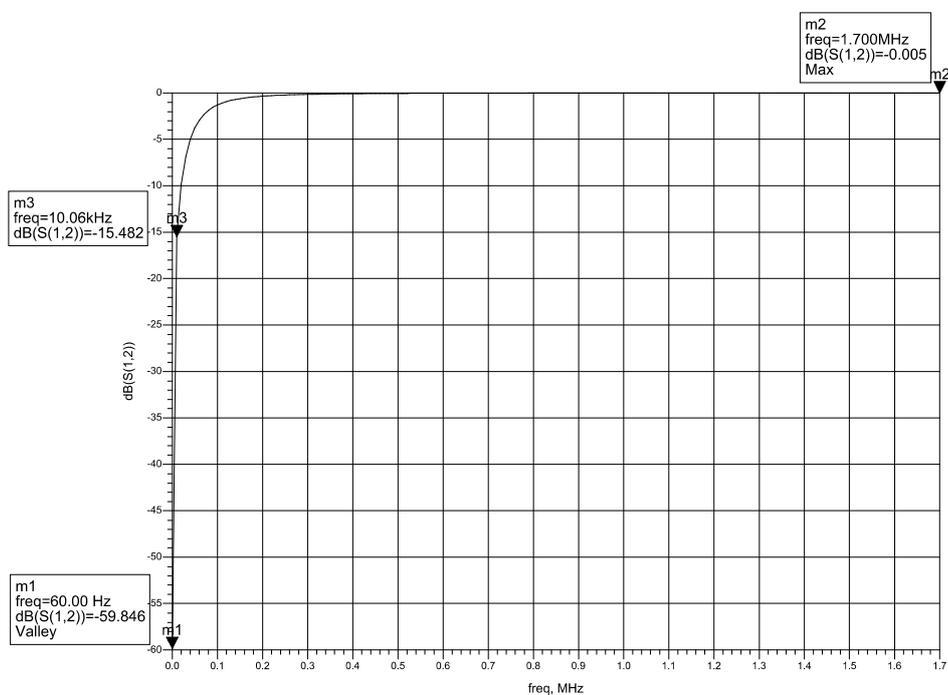


Figura 23: Resposta em frequência, parâmetro S_{21} do circuito de bloqueio.

No gráfico mostrado na Figura 23, foram marcados três pontos no gráfico indicando a atenuação causada pelo capacitor de 27 nF que fica em série com a rede de energia elétrica. Para a frequência fundamental da rede de energia elétrica a atenuação causada pelo capacitor de 27 nF foi de aproximadamente de 60 dB. Conclui-se que quanto menor o valor da capacitância do capacitor de bloqueio maior a atenuação causada na frequência fundamental e, portanto, a frequência inferior do filtro é determinada. A determinação da frequência superior do filtro vai depender da escolha de um outro filtro Butterworth e especificação de seus valores.

2.3 ACOPLADORES BANDA LARGA

Acopladores banda-larga são definidos como aqueles que permitem a injeção e a extração de sinais na faixa de frequência entre $f_{\min} \geq 1,7$ MHz e $f_{\max} \leq 250$ MHz. No Brasil foi regulamentado pela Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL) a comunicação em banda larga de dados pela rede de energia elétrica que utiliza uma faixa de frequência entre 1,705 MHz à 50 MHz, conforme a Resolução 527 de 8 de abril de 2009 da ANATEL (ANATEL, 2010). O uso de frequências mais elevadas, mesmo estendendo-se até 250 MHz, tem sido investigadas (FERREIRA L. LAMPE, 2011).

A Figura 24 mostra uma instalação típica de banda larga para PLC. O transceptor PLC injeta sinal de dados na rede de energia elétrica de BT até um equipamento concentrador, o qual está acoplado a rede de energia elétrica de BT. Este mesmo concentrador é conectado, através de um dispositivo *bypass*, à rede de energia elétrica de MT. Na rede elétrica de MT o sistema PLC constitui um backbone que no futuro ofertará taxas de transmissão de dados superiores à 1,2 Gbps. O uso de um dispositivo *bypass* se faz necessário, pois o transformador atua como um circuito aberto quando a frequência aumenta (HRASNICA A. HAIDINE, 2004).

Acopladores para rede de energia elétrica de AT e MT requerem maiores cuidados por trabalharem em níveis de tensão mais elevados, em temperaturas que podem variar de 65 °C à -40 °C, por trabalharem em ambientes externos (*outdoor*), sofrer com vibrações devido a ventos e chuvas e devem ter condições especiais de isolamento.

Para a instalação de acopladores capacitivos e indutivos em redes de energia elétrica de MT e AT, alguns cuidados devem ser verificados para proteção dos circuitos que compõe a rede de dados PLC. Os acopladores capacitivos devem ser equipados com um terminal de terra capaz de conduzir corrente de curto-circuito para permitir a operação imediata dos dispositivos de proteção. Serão protegidos por um fusível interno ou externo em série com o capacitor de acoplamento e devem ser classificados para uma tensão correspondente ao nível nominal de isolamento, e ter uma capacidade de interrupção de corrente correspondente a correntes de falha disponíveis em circuitos de distribuição primária (IEEE, 2009). Um circuito de proteção utilizado em acopladores capacitivos, consiste em colocar um indutor em série com o capacitor de acoplamento para obtenção de baixa reatância para a terra, quando as frequências são baixas (60 Hz) e uma alta reatância para a terra em frequências altas, ou seja, para a faixa de frequência usada pelos sistemas PLC banda larga. Este circuito de proteção é utilizado em ondas portadoras em linhas de alta tensão (SANDERS; RAY, 2009). A Figura 25

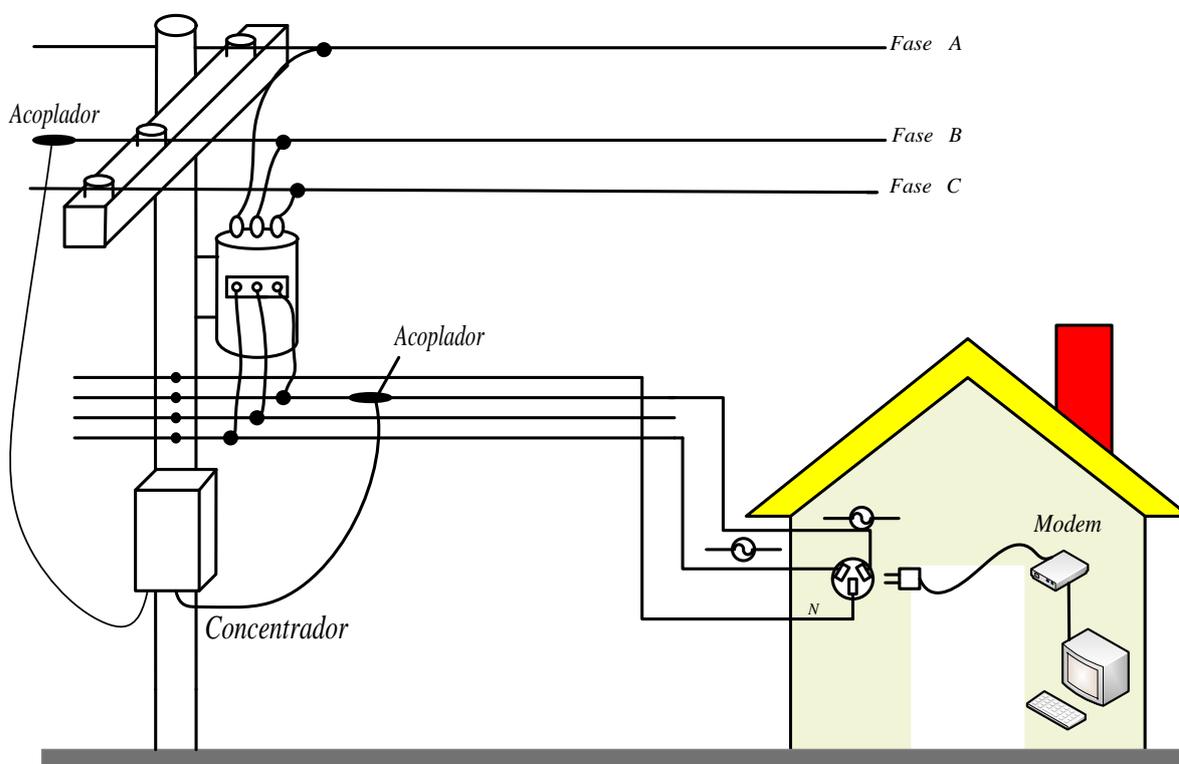


Figura 24: Acesso PLC banda larga.

mostra o circuito de proteção para um acoplador capacitivo para rede de energia elétrica de AT.

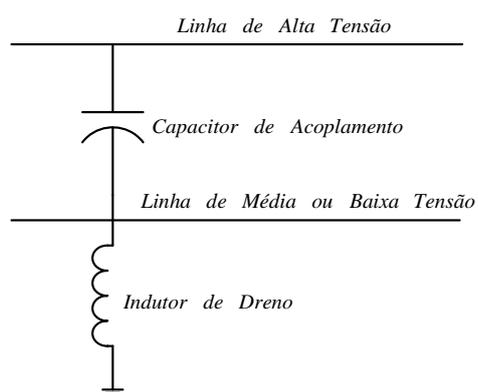


Figura 25: Circuito de proteção do acoplador capacitivo para redes de energia elétrica de AT.

Apesar de existirem diversos tipos de acopladores PLC para aplicações banda larga, a seção 2.3.1 discute apenas os acopladores capacitivos, SISO e MIMO.

2.3.1 ACOPLADORES SISO E MIMO PARA PLC

A comunicação de dados MIMO dá-se para o uso da diversidade espacial e temporal e resulta em um aumento do *throughput* e no aumento da confiabilidade dos dados recebidos. A comunicação de dados MIMO através das redes de energia elétrica pode fazer uso dos circuitos trifásicos com configuração em Δ (trifásico) e em estrela (trifásico e neutro); circuito bifásico e neutro e finalmente circuito monofásico combinado com o neutro e o terra de proteção.

Apesar da existência de quatro circuitos que viabilizam a comunicação de dados MIMO através das redes de energia elétrica, somente a opção que faz uso do circuito monofásico combinado com o neutro e o terra de proteção tem sido investigado na literatura. Isso se deve ao grande interesse existente em viabilizar a comunicação MIMO-PLC em ambientes *indoor* (residenciais e prediais) (VERSOLATTO; TONELLO, 2011).

Atualmente, os transceptores PLC comerciais são SISO e, portanto, podem estar conectados entre a fase e o neutro ou entre duas fases. Entretanto, um terceiro

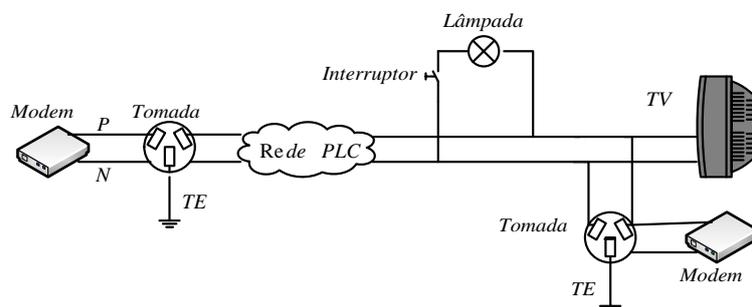


Figura 26: Circuito equivalente acoplador SISO.

fio denominado terra de proteção (PE), está disponível na maioria das tomadas de energia, o qual é utilizado pelos transceptores somente para proteção elétrica de seus circuitos. As novas instalações elétricas utilizam três fios para conexão em uma única tomada. Pela regulamentação, todas as tomadas devem ser protegidas com fio terra (proteção contra corrente residual). Fazendo uso dos três fios, é possível transmitir diferencialmente os sinais elétricos entre fase e neutro (P - N), fase e terra de proteção (P - PE) e neutro e terra de proteção (N - PE) (HASHMAT et al., 2010). Na recepção, o transceptor PLC tem acesso aos três meios diferenciais, além de um quarto modo de recepção chamado de modo comum (*common mode* - CM). O CM ocorre devido ao desbalanceamento da rede de energia elétrica e é criado pelo terra de proteção elétrica que tem baixa impedância para a frequência de 60 Hz e é um excelente meio

de propagação para sinais de alta frequência e não representa um curto-circuito para frequências altas devido à indutância dos fios de aterramento (STADELMEIER et al., 2008). A Figura 27 mostra como os sinais DM (modo diferencial) são convertidos em sinais CM (modo comum).

Sendo assim, o sinal dos transceptores PLC são injetados na rede de energia elétrica provocando uma tensão V_{DM} (tensão modo diferencial). Devido ao desequilíbrio das cargas, que pode ser causado ao ligar uma lâmpada ou um eletrodoméstico, há a circulação de corrente pelo terra, o que causa o surgimento da tensão CM, V_{CM} . Em uma rede de energia elétrica balanceada, a corrente I_{DM} flui do seu ponto de alimentação através do neutro até a fonte. Devido ao desequilíbrio das cargas uma corrente modo comum I_{CM} surge circulando pelo terra e, conseqüentemente, uma capacitância parasita C_{para} , posto que, uma pequena parte dos fluxos de corrente fluem para a terra ou para qualquer outra carga. A Figura 28 ilustra o circuito equivalente de um canal MIMO PLC para auxiliar na compreensão do CM. Basicamente, a corrente CM, I_{CM} , flui através de capacitâncias parasitas C_{para} , para a terra devido ao desequilíbrio das cargas. Assim, quando utilizamos o potencial de terra, (PE), o canal MIMO PLC é expandido até 12 meios de propagação, conforme Figura 28 (SCHWAGER et al., 2011).

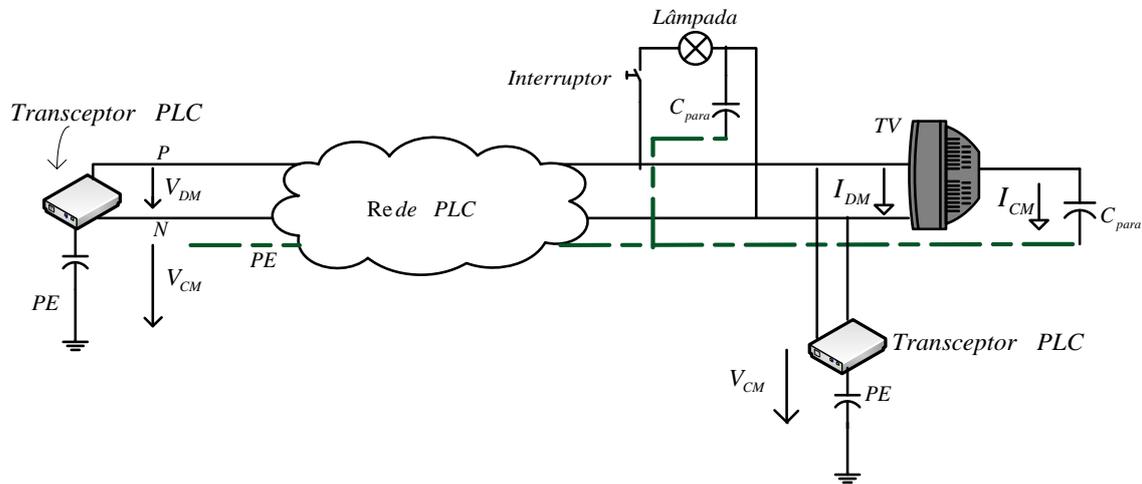


Figura 27: Circuito equivalente de um canal MIMO PLC.

A configuração MIMO da Figura 28 *a*, mostra os transformadores ligados na configuração em Δ e ligados em estrela na Figura 28 *c* permitindo que seja criado o Modo Comum devido a configuração em estrela dos transformadores. A configuração triângulo tem o benefício de fornecendo isolamento galvânica entre os condutores da rede de energia elétrica e o transceptor PLC. A configuração em triângulo é utilizada na transmissão porque não gera sinal CM.

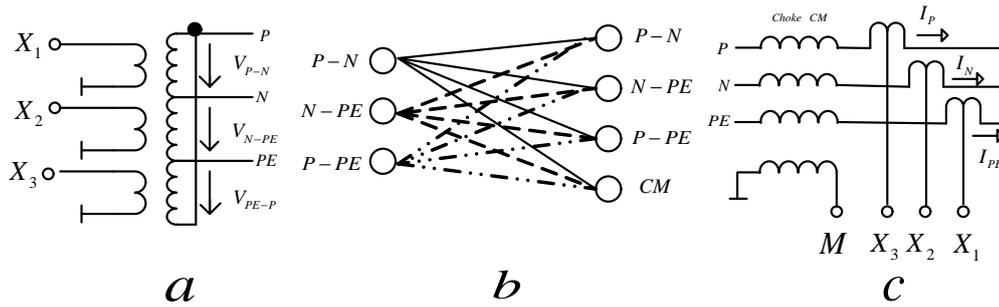


Figura 28: Acoplador PLC MIMO.

Nos transformadores ligados na configuração em triângulo, Figura 28 *a*, a soma das tensões V_{PN} , V_{N-PE} e V_{PE-P} deve ser zero. O sinal injetado pelo transceptor PLC é recebido nos conectores X_1 , X_2 e X_3 do transceptor PLC de recepção do sinal. Os indutores de terminação (*choke CM*) casam a impedância com a rede de energia elétrica e fornecem o caminho para recepção dos sinais transmitidos nos conectores X_1 , X_2 , X_3 . Na recepção, o bloco composto por indutores, Figura 28 *c* (*choke CM*) deve obstruir as correntes parasitas, devido a configuração em estrela e, simultaneamente, permitir a recepção do sinal CM. O indutor conectado entre o terra e o ponto de conexão M deve ser de impedância elevada para garantir o quarto caminho da recepção.

2.4 SUMÁRIO

Neste capítulo foram apresentados os circuitos de acoplamento com e sem transformador, banda estreita e banda larga, para transmissão de dados via linha de energia elétrica assim como problemas apresentados como meio de transmissão do canal PLC, sendo o principal, casamento de impedância. Na análise de acopladores MIMO foi apresentado uma análise nodal para entendimento da constituição de circuitos MIMO para sistemas PLC. No próximo capítulo, os problemas investigados nesta dissertação, os quais estão intimamente associados aos temas discutidos neste capítulo, serão formulados.

3 FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

O problema de acoplamento de transceptores PLC com a rede de energia elétrica é um dos desafios para obtenção de avanços na área de PLC. De fato, existem várias questões que demandam respostas *a priori* para o projeto de acopladores PLC, dentre as quais destacam-se:

1. O acoplador é capacitivo ou indutivo?
2. Qual é a faixa de frequência?
3. Qual é a largura de banda?
4. Qual é o nível de tensão de operação da rede de energia elétrica?
5. Quais são os números de conexões? MIMO, MISO, SIMO ou SISO?
6. Com ou sem casamento de impedância com a rede de energia elétrica?
7. Qual é o tipo de circuito de proteção das interfaces de conexão com a rede de energia elétrica?
8. Como garantir o casamento de impedância do *front end* (amplificador e/ou AGC) do transceptor PLC?
9. Qual é o nível de potência de transmissão do sinal?

Neste contexto, o projeto de acopladores PLC requer a definição e especificação de vários parâmetros, os quais resultarão em diferentes circuitos de acoplamento. Assumindo que o acoplador PLC seja SISO capacitivo, os seus circuitos constituintes, conforme discutido no Capítulo 2, são ilustrados na Figura 29 (ARANEO; CELOZZI; LOVAT, 2009).

Devido as novas demandas por acopladores PLC que atendam a futuras aplicações PLC (*smart grid communications* e acesso banda larga), há a necessidade de investigação de novos circuitos de acoplamento para transceptores PLC que se conectam as

redes de energia elétrica de BT, MT e AT. Tais circuitos devem levar em consideração o uso de canais MIMO, circuitos de proteção eficientes, faixas de frequência associadas as novas demandas.

Dentre as várias demandas, a presente contribuição concentra esforços em apresentar, discutir e analisar o projeto de acopladores PLC SISO e capacitivos para uso em redes de energia elétrica de BT e que atendam as seguintes faixa de frequência de operação:

1. faixa de frequência entre 9 kHz à 2 MHz,
2. faixa de frequência entre 1,7 MHz à 150 MHz.

A escolha da faixa de frequência tem por finalidade introduzir acopladores PLC que contribuam para o desenvolvimento de transceptores PLC capazes, de forma oportunista e cognitiva, transmitir dados na faixa alocada para as rádios AM, com baixo custo e *throughput* de até 20 Mbps. Já a escolha da faixa de frequência 2 tem o objetivo de viabilizar o uso das redes de energia elétrica como meio de comunicação de dados, cujo *throughput* pode ultrapassar 1,5 Gbps, considerando a referida faixa de frequência.

Neste contexto, o objeto de pesquisa da presente dissertação é apresentar, discutir e analisar acopladores PLC capacitivo e SISO que levam em consideração as bandas de frequência acima. Assim sendo, no capítulo 4 serão introduzidos os seguintes acopladores PLC:

1. Acopladores PLC banda estreita com transformador na faixa de frequência entre 9 kHz à 2 MHz para aplicações *smart grid communications*;
2. Acopladores PLC banda estreita sem transformador na faixa de frequência entre 9 kHz à 2 MHz para aplicações *smart grid communications*;
3. Acopladores PLC banda larga com transformador na faixa de frequência entre 1,7 à 100 MHz para aplicações associadas aos padrões *institute of electrical and electronics engineers* (IEEE) P1901 e G.hn (RAHMAN et al., 2011);
4. Acopladores PLC banda larga sem transformador na faixa de frequência entre 1,7 à 100 MHz para aplicações associadas às normas IEEE P1901 e G.hn (RAHMAN et al., 2011);

5. Acopladores PLC banda larga com transformador na faixa de frequência entre 1,7 à 150 MHz para futuras aplicações PLC;
6. Acopladores PLC banda larga sem transformador na faixa de frequência entre 1,7 à 150 MHz para futuras aplicações PLC.

O acoplador PLC, mostrado na Figura 29, está dividido em blocos e cada bloco é projetado para atender as seguintes restrições de projeto:

1. Banda de frequência entre 9 kHz à 2 MHz para *smart grid communications*;
2. Banda de frequência entre 1,7 à 100 MHz: banda larga e *smart grid communications*;
3. Banda de frequência entre 1,7 à 150 MHz: banda larga e *smart grid communications*;

Note que de acordo com a Figura 29, o projeto de circuitos de proteção não é tratado nesta contribuição.

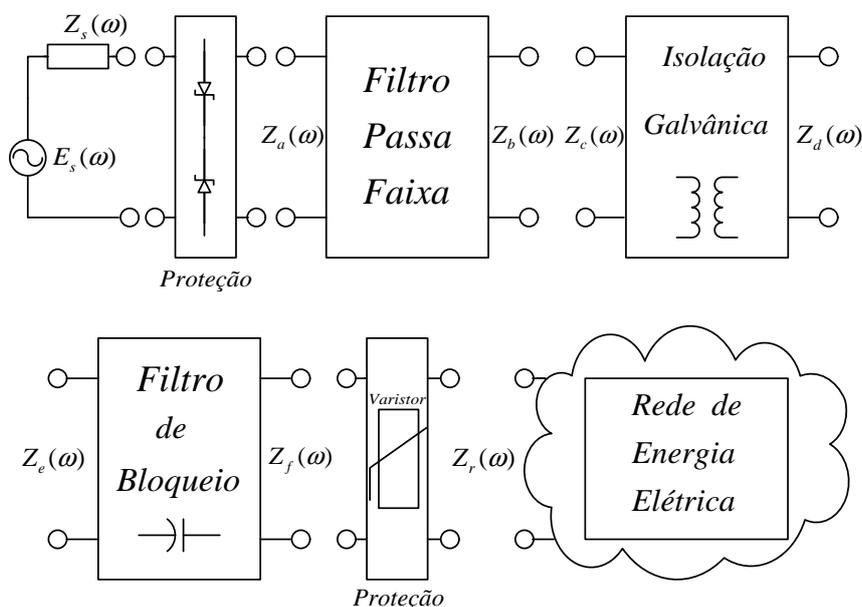


Figura 29: Circuitos constituintes de um acoplador PLC capacitivo e SISO.

3.1 SUMÁRIO

O presente capítulo apresentou as motivações e questões de investigação consideradas na presente dissertação de mestrado.

4 ACOPLADORES PLC PROPOSTOS

O presente capítulo discute os acopladores PLC, os quais são objetos de investigação, projeto e análise na presente dissertação. Dentre as várias possibilidades de constituição e/ou classificação de acopladores PLC, conforme discutido no capítulo 2, no presente trabalho optou-se pelo projeto e análise de acopladores PLC capacitivos SISO, banda estreita ou banda larga, com ou sem transformador, conforme listado abaixo:

1. acoplador banda estreita sem transformador 9 kHz à 2 MHz;
2. acoplador banda estreita com transformador 9 kHz à 2 MHz;
3. acoplador banda larga sem transformador 1,7 MHz à 100 MHz;
4. acoplador banda larga com transformador 1,7 MHz à 100 MHz;
5. acoplador banda larga sem transformador 1,7 MHz à 150 MHz;
6. acoplador banda larga com transformador 1,7 MHz à 150 MHz;

As seguintes razões fundamentam as escolhas:

i) As definições de banda de frequência dos acopladores PLC supracitados, levam em consideração as demandas atuais e futuras para aplicações banda larga e *smart grids communications*, conforme discutido na capítulo 3 (GALLI; LOGVINOV, 2008) (FERREIRA L. LAMPE, 2011).

ii) A escolha pelo projeto de acopladores PLC com ou sem transformador (componente utilizado para garantir isolamento galvânica entre a rede de energia elétrica e o circuito de front end do transceptor PLC) deve-se ao interesse em observar o comportamento dos protótipos dos acopladores. Entretanto, é importante salientar que a exclusão do transformador demanda o projeto do circuito de proteção mais robusto para, sobretudo, compensar a exclusão de isolamento galvânica ofertada pelo transformador, dito de desacoplamento.

iii) A escolha do acoplador PLC SISO e capacitivo tem como plano de fundo adquirir conhecimentos e *know – how* para o desenvolvimento de projetos ambiciosos de acopladores no futuro próximo.

iv) Os acopladores PLC SISO e capacitivo projetados podem ser inseridos na metodologia de medição de canais PLC (OLIVEIRA, 2010), a qual foi desenvolvido na UFJF em 2010.

Neste contexto, o presente capítulo é organizado da seguinte maneira: na Seção 4.1 e 4.2 serão discutidos os acopladores PLC banda estreita (9 kHz à 2 MHz) sem transformador e com transformador, respectivamente. Nas seções 4.3 e 4.4 acopladores banda larga (1,7 MHz à 100 MHz) com transformador e sem transformador e nas seções 4.5 e 4.6 acopladores banda larga (1,7 MHz à 150 MHz) com transformador e sem transformador.

4.1 ACOPLADOR SISO BANDA ESTREITA SEM TRAFIO (9 KHZ - 2MHZ)

O acoplador PLC SISO, banda estreita (9 kHz - 2 MHz), sem transformador de desacoplamento, foi projetado levando-se em consideração as seguintes especificações:

i) Filtro passa-faixa constituído pela concatenação de um filtro passa-altas com um filtro passa-baixas, posto que este tipo de composição para projetos de filtros passa-faixa nos quais $f_{\min} \rightarrow 9 \text{ kHz}$ e $f_{\max} \gg f_{\min}$ é apropriada, vide seção 2.2.2. Assim sendo, o filtro passa-altas reduz-se a um filtro com capacitor, em série com o circuito e, portanto o mesmo recebe o nome de filtro de bloqueio.

ii) O filtro passa-baixas considerado é o Butterworth. Este filtro apresenta as especificações de projeto constantes na Tabela 1. Conforme discutido na seção 2.2.2 o filtro utilizado é de Estrutura T, vide Figura 21. A ordem do filtro projetada pelo *software* ADS é $m=25$, devido as especificações de projeto listadas na Tabela 1.

O filtro do acoplador PLC, resultante das especificações de projeto, é mostrado na Figura 30. Conforme observado, o capacitor C_{13} é o capacitor de bloqueio responsável pela filtragem da componente fundamental de 60 Hz da rede de energia elétrica e os indutores L_1 à L_{13} e os capacitores C_1 à C_{12} são componentes do filtro de Butterworth. A Tabela 4, lista os valores comerciais dos componentes obtidos com o procedimento de otimização descrito no Apêndice A3.

Os gráficos dos parâmetros S_{21} , ilustrados nas Figuras 31 e 32, mostram a resposta

Tabela 1: Especificações de projeto de um filtro Butterworth passa-baixas 9 kHz à 2 MHz.

| Variáveis | Especificações de projeto |
|-----------------------------------|---------------------------|
| Impedância de entrada Z_{in} | 50 Ω |
| Impedância de saída Z_{out} | 50 Ω |
| Tipo de resposta | maximamente plana |
| Ripple | 0,01 dB |
| Atenuação na banda de corte A_p | 30 dB |
| Frequência de passagem (f_p) | 2 MHz |
| Frequência de corte (f_c) | 2,3 MHz |
| Perda máxima de inserção | 15 dB |

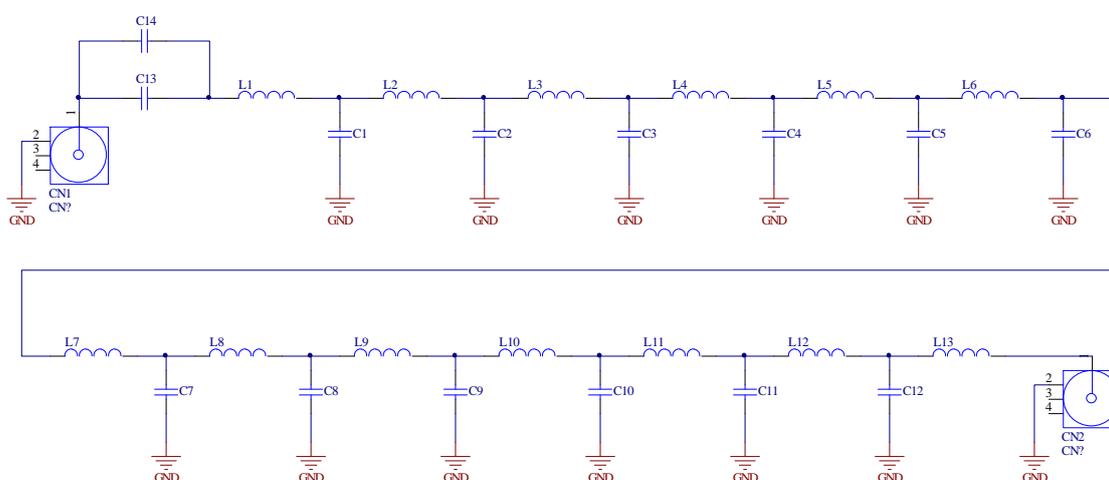


Figura 30: Acoplador SISO banda estreita sem trafo, 9 kHz à 2 MHz.

em frequência do acoplador sem otimização e com otimização, respectivamente. Nota-se que após a otimização, a resposta em frequência apresenta *ripple* na banda de passagem. Isto se deve a utilização de indutores e capacitores com valores comerciais.

Os gráficos dos parâmetros S_{11} e S_{22} , ilustrados na Figura 33 e 34, mostram a impedância na entrada e saída do acoplador sem otimização e com otimização, respectivamente. Nestas figuras foram inseridos três marcadores de referência, os quais informam as impedâncias no início, no meio e no final da banda projetada, ou seja, de 9 kHz à 2 MHz. As Tabelas 2 e 3 listam os valores dos parâmetros S_{11} e S_{22} , nos pontos marcados. Conforme é observado, as especificações de projeto não são totalmente atendidas quando os componentes são comerciais.

A placa de circuito impresso projetada para este acoplador PLC é mostrado na Figura 35. No projeto da placa de circuito impresso desenvolvida no *software* da *Altium* (ALTIUM, 2012) procurou-se colocar os componentes o mais próximo possível, na tentativa de diminuir os comprimentos das trilhas da placa de circuito impresso, e,

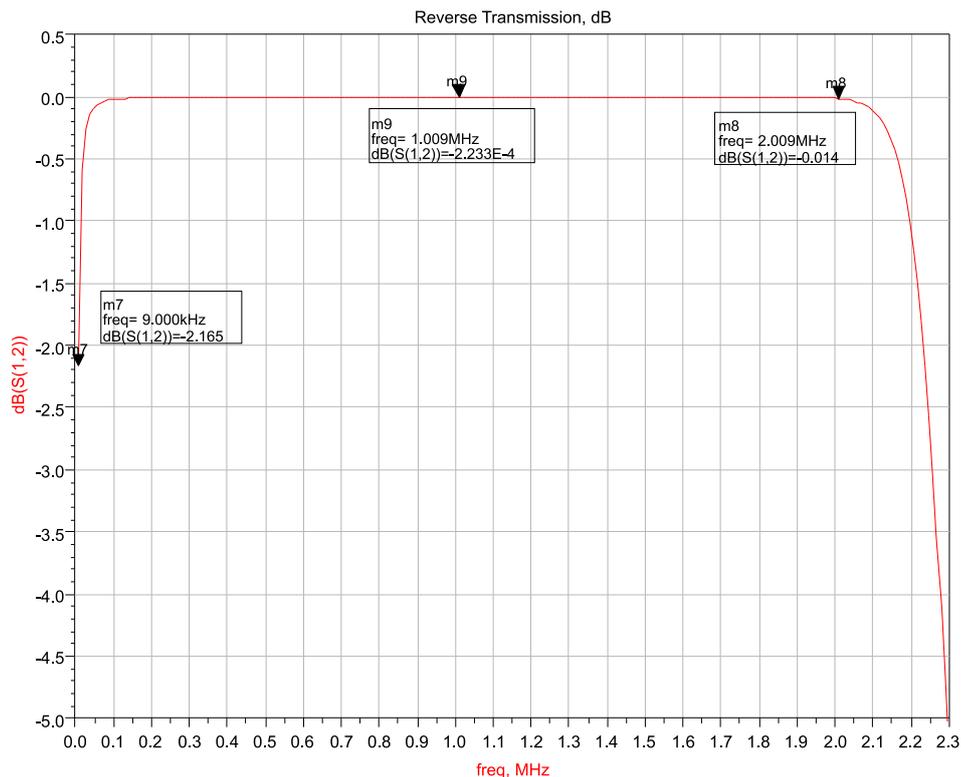


Figura 31: Espectros de amplitude do parâmetro S_{21} : filtro projetado pelo software ADS.

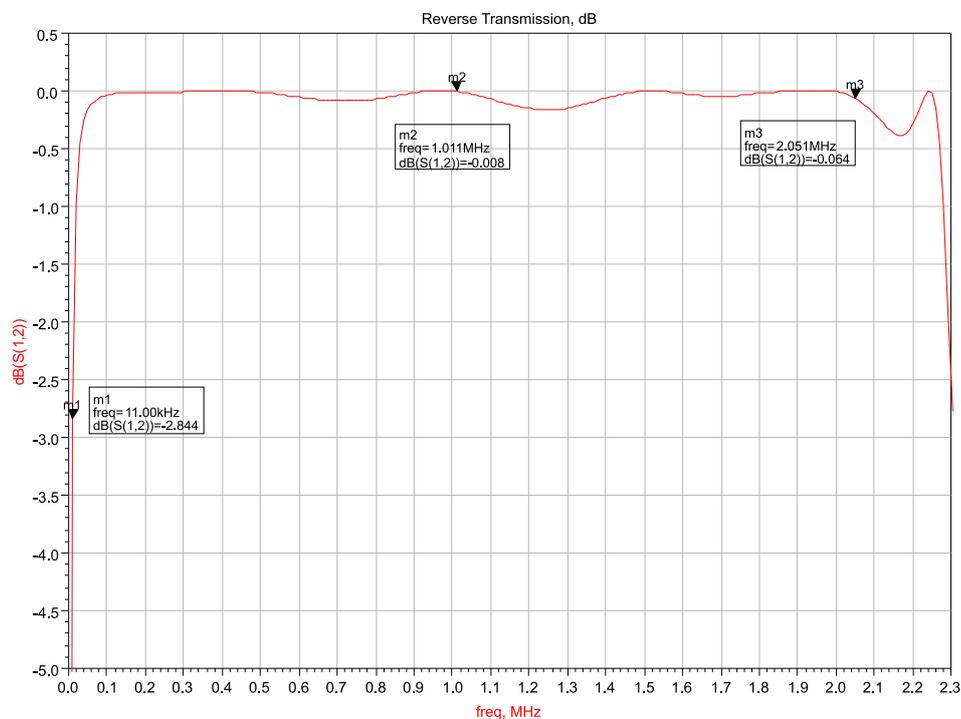


Figura 32: Espectros de amplitude do parâmetro S_{21} : filtro projetado e otimizado pelo software ADS.

portanto, a atenuação do sinal e as dimensões da placa de circuito impresso. A placa de circuito impresso é de face simples e as trilhas foram desenhadas com curvatura de

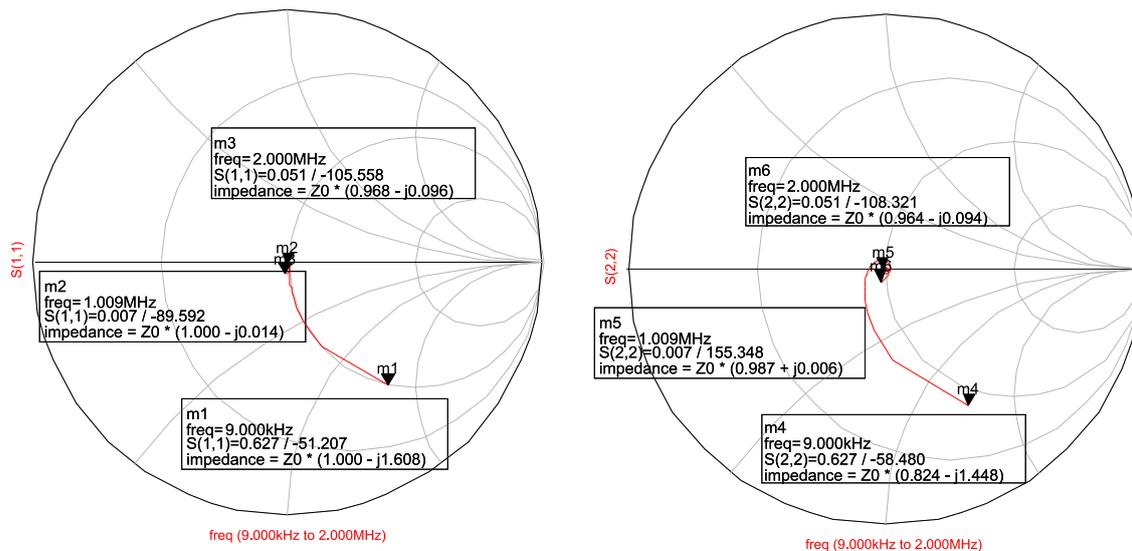


Figura 33: Carta de Smith do acoplador PLC sem trafo: filtro projetado com o *software* ADS.

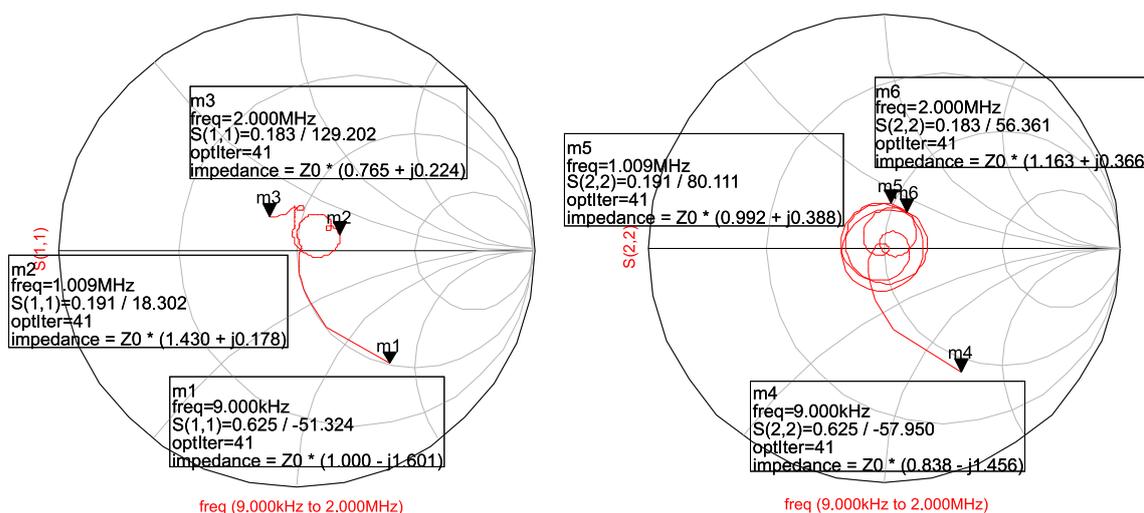


Figura 34: Carta de Smith do acoplador PLC sem trafo: filtro projetado e otimizado com o *software* ADS.

45° para garantir menor indutância nas ligações de um componente ao outro atendendo aos critério de *electromagnetic compliance* (EMC) (MARK, 1996).

Nesta placa, CN1 e CN2 são conectores BNC fêmea 50 Ω para placas *printed circuit board* (PCB). CN1 é o conector que está ligado à rede de energia elétrica e CN2 é o conector do acoplador conectado ao transceptor PLC. Para o capacitor de bloqueio C13, observa-se dois *footprint* diferentes e os capacitores ligados em paralelo, pois o capacitor a ser instalado na placa de circuito impresso depende do valor, tipo e tensão de operação do capacitor a ser utilizado por trabalhar em contato direto com a rede de energia elétrica e sua dimensão física pode variar. O capacitor de bloqueio usado

Tabela 2: Valores dos parâmetros S_{11} acoplador (9 kHz - 2 MHz)

| Marcador | Frequência | Componentes sem otimização | Componentes otimizados |
|----------|------------|----------------------------|------------------------|
| m1 | 9 kHz | $50(1 -j1,608)$ | $50(1 -j1,601)$ |
| m2 | 1 MHz | $50(1 -j0,014)$ | $50(1,430 +j0,178)$ |
| m3 | 2 MHz | $50(0,968 -j0,096)$ | $50(0,765 +j0,224)$ |

Tabela 3: Valores dos parâmetros S_{22} acoplador (9 kHz - 2 MHz)

| Marcador | Frequência | Componentes sem otimização | Componentes otimizados |
|----------|------------|----------------------------|------------------------|
| m4 | 9 kHz | $50(0,824 -j1,448)$ | $50(0,838 -j1,456)$ |
| m5 | 1 MHz | $50(0,987 +j0,006)$ | $50(0,992 +j0,388)$ |
| m6 | 2 MHz | $50(0,964 -j0,094)$ | $50(1,163 -j3660,)$ |

tem valor de 220 nF e tensão de trabalho de 250 V_{CA} . Os indutores *pin through hole* (PTH)(KHANDPUR, 2006) e *surface mount device* (SMD)(KHANDPUR, 2006) e os capacitores cerâmicos foram escolhidos de acordo com os componentes disponíveis em laboratório. Os capacitores cerâmicos utilizados no protótipo tem tolerância de 10 %.

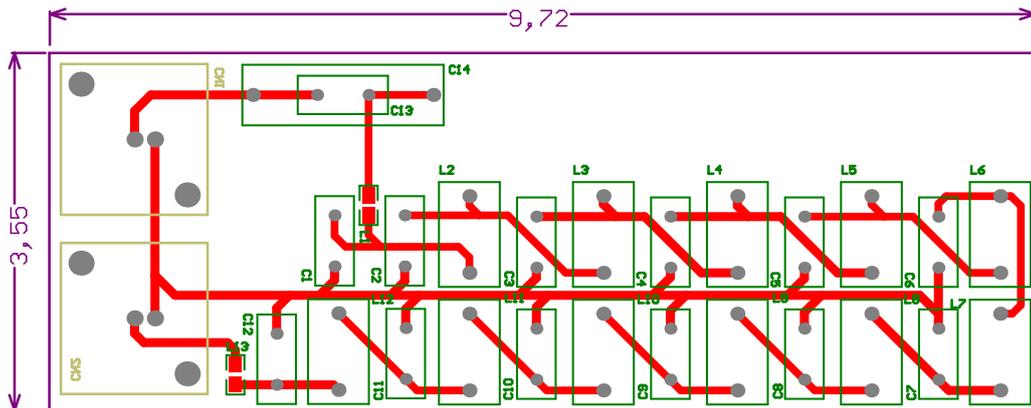


Figura 35: Placa de circuito impresso do acoplador PLC banda estreita, as medidas estão em centímetros.

Os indutores $L2$ à $L12$, assim como os capacitores $C1$ à $C13$ são componentes PTH, enquanto os indutores $L1$ e $L13$ são componentes SMD. A placa de circuito impresso de fenolite para o acoplador banda estreita, encontra-se na Figura 35, onde as dimensões da placa estão em centímetros.

4.2 ACOPLADOR SISO BANDA ESTREITA COM TRAFÓ (9 KHZ - 2 MHZ)

O acoplador PLC SISO, banda estreita (9 kHz - 2 MHz), com transformador de desacoplamento, foi projetado levando-se em consideração as mesmas especificações do acoplador sem transformador descrito e analisado na seção 4.1. O projeto deste

Tabela 4: Valores comerciais dos componentes do acoplador PLC banda estreita.

| <i>Componente</i> | <i>Valor comercial</i> |
|-------------------|------------------------|
| C_1 | 1 pF |
| C_2 | 560 pF |
| C_3 | 15 nF |
| C_4 | 18 nF |
| C_5 | 33 nF |
| C_6 | 33 nF |
| C_7 | 33 nF |
| C_8 | 33 nF |
| C_9 | 33 nF |
| C_{10} | 15 nF |
| C_{11} | 15 nF |
| C_{12} | 1 pF |
| C_{13} | 220 nF |
| L_1 | 470 nH |
| L_2 | 2,2 μ H |
| L_3 | 3,3 μ H |
| L_4 | 5,6 μ H |
| L_5 | 6,8 μ H |
| L_6 | 6,8 μ H |
| L_7 | 6,8 μ H |
| L_8 | 6,8 μ H |
| L_9 | 6,8 μ H |
| L_{10} | 5,6 μ H |
| L_{11} | 3,3 μ H |
| L_{12} | 2,2 μ H |
| L_{13} | 470 nH |

acoplador é ilustrado na Figura 36. Os valores dos componentes do filtro Butterworth analógico passa-baixas e passivo são aqueles listados na Tabela 4 da seção 4.1, posto que as especificações de filtragem são as mesmas. O mesmo se aplica ao filtro de bloqueio. Neste projeto, considerou-se que o trafo de desacoplamento, T1, é ideal, uma vez que as especificações do fabricante do trafo, escolhido no mercado, não são suficientes para modelá-lo e inserí-lo no software ADS. De fato, o fabricante somente informa a relação de transformação e as indutâncias do primário e secundário, conforme Apêndice 1. Neste contexto, no projeto de acoplador PLC com trafo, considerou-se que o mesmo é ideal e que tem relação de transformação 1:1.

O transformador de acoplamento T1, foi projetado entre o capacitor de bloqueio e o filtro Butterworth. O tipo de componente (SMD e PTH) são os mesmos adotados no acoplador banda estreita sem transformador da seção 4.1.

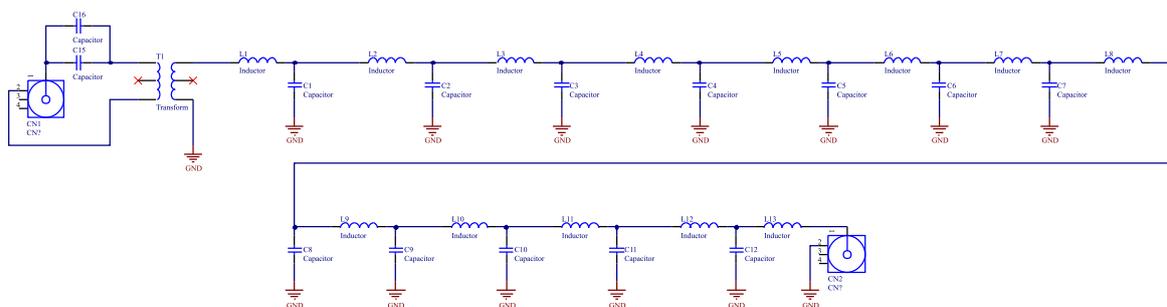


Figura 36: Acoplador SISO banda estreita com trafo, 9 kHz à 2 MHz

A placa de circuito impresso está mostrada na Figura 37 e a disposição dos componentes na placa é a mesma do acoplador banda estreita sem transformador, com exceção do transformador T1, na qual seu *footprint* foi inserido entre o capacitor de bloqueio e o filtro Butterworth. O Transformador T1 adquirido para testes é do fabricante *Coilcraft* com relação de transformação 1:1 (COILCRAFT, 2012). Com a relação de transformação 1:1, não há alteração da impedância do transceptor PLC para a rede de energia elétrica, conforme analisado na seção 2.2.1. As características do transformador da *Coilcraft* WB-1010 são apresentados no Apêndice A1.

Como o transformador T1 foi considerado ideal, os parâmetros S_{21} , S_{11} e S_{22} obtidos são aqueles apresentados na seção 4.1.

4.3 ACOPLADOR SISO BANDA LARGA SEM TRAFÓ (1.7 - 100 MHz)

O acoplador PLC SISO, banda larga (1,7 - 100 MHz), sem transformador de desacoplamento, foi projetado levando-se em consideração as seguintes especificações:

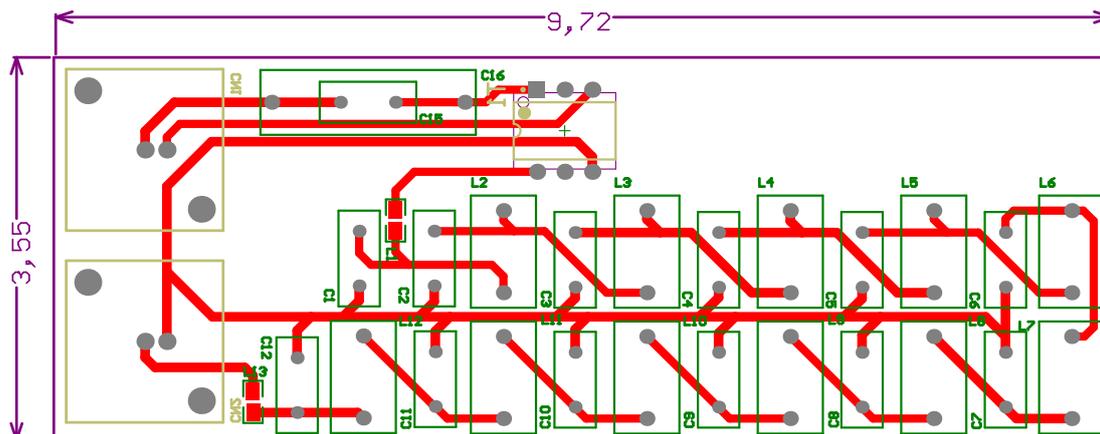


Figura 37: Placa de circuito impresso do acoplador banda estreita, as medidas estão em centímetros.

Tabela 5: Especificações de projeto de um filtro Butterworth passa-baixas 1,7 à 100 MHz.

| Variáveis | Especificações de Projeto |
|-----------------------------------|---------------------------|
| Impedância de entrada Z_{in} | 50 Ω |
| Impedância de saída Z_{out} | 50 Ω |
| Tipo de resposta | maximamente plana |
| Ripple | 0,01 dB |
| Atenuação na banda de corte A_p | 30 dB |
| Frequência de passagem (f_p) | 100 MHz |
| Frequência de corte (f_c) | 130 MHz |
| Perda máxima de inserção | 15 dB |

i) O filtro passa-faixa para acopladores banda larga utiliza a mesma metodologia de projeto da seção 4.1 que também é constituído pela concatenação de um filtro passa-altas com um filtro passa-baixas, posto que este tipo de composição para projetos de filtros passa-faixa nos quais $f_{\min} \rightarrow 1,7$ MHz e $f_{\max} \gg f_{\min}$ é apropriada, vide seção 4.1. Posto isto, para o filtro passa-altas utiliza-se um capacitor, em série com o circuito e, portanto o mesmo recebe o nome de filtro de bloqueio.

ii) O filtro passa-baixas projetado também é o Butterworth. Este filtro apresenta as especificações de projeto constantes na Tabela 5. O filtro utiliza estrutura T conforme discutido na seção 2.2.2. A ordem do filtro projetada pelo *software* ADS é $m=25$, devido as especificações de projeto reunidas na Tabela 5.

O projeto eletrônico do acoplador PLC, resultante das especificações de projeto, é ilustrado na Figura 38. O capacitor C_{14} é o capacitor de bloqueio responsável pela filtragem da componente fundamental de 60 Hz da rede de energia elétrica e os indutores L_1 à L_{12} e os capacitores C_1 à C_{13} são componentes do filtro de Butterworth. A Tabela 8 lista os valores comerciais do filtro projetado, valores obtidos após a otimização dos

mesmos com software ADS descrito no Apêndice A3.

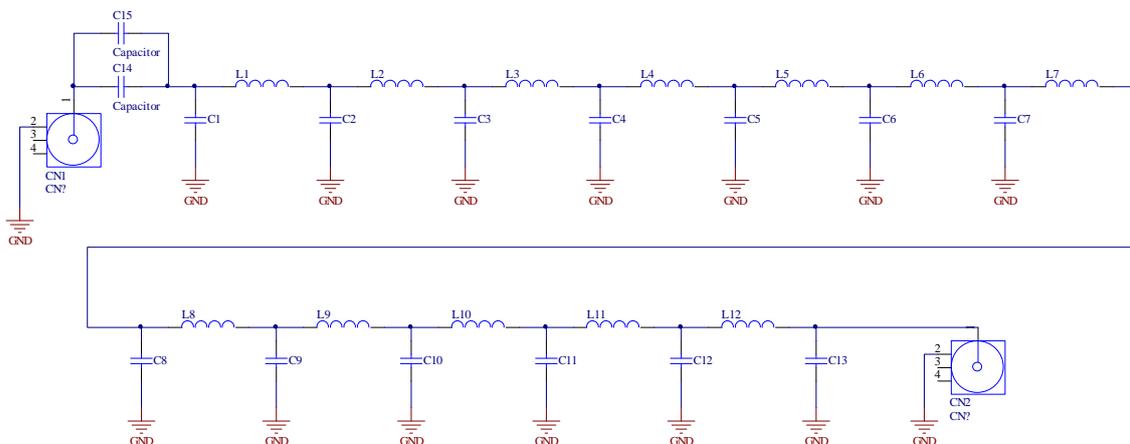


Figura 38: Acoplador SISO banda larga sem trafo, 1,7 à 100 MHz.

Os gráficos dos parâmetros S_{21} , ilustrados nas Figuras 39 e 40, mostram a resposta em frequência do acoplador sem otimização e com otimização, respectivamente. Nota-se que após a otimização, a resposta em frequência apresenta *ripple* na banda de passagem. Isto se deve a utilização de indutores e capacitores com valores comerciais.

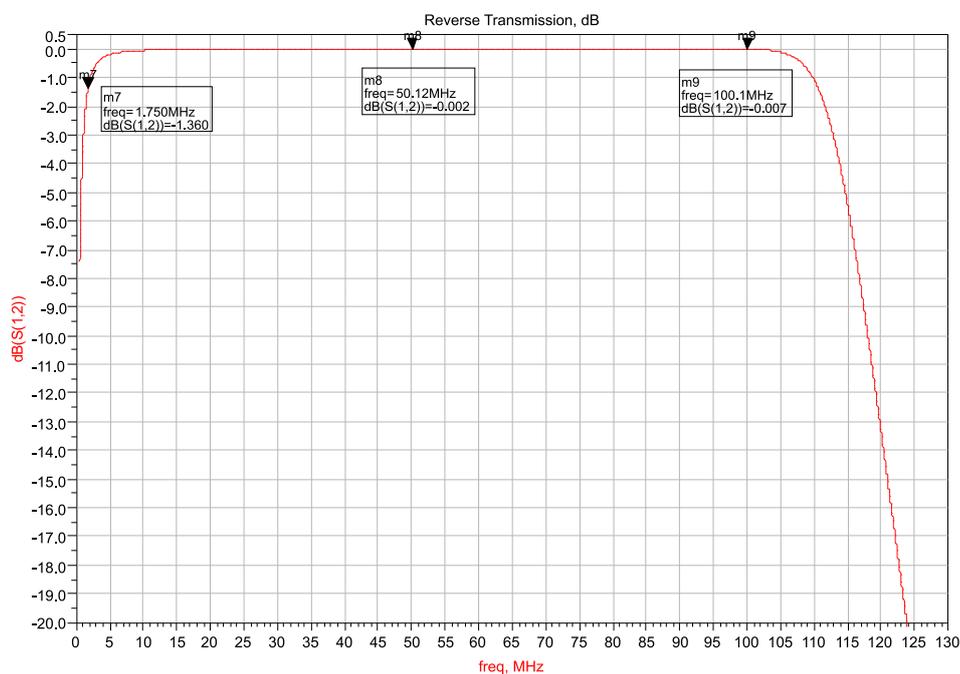


Figura 39: Espectro de amplitude do Parâmetro S_{21} : filtro projetado com o *software* ADS.

Os gráficos dos parâmetros S_{11} e S_{22} , ilustrados na Figura 41 e 42, mostram as impedâncias nas entrada e saída do acoplador sem otimização e com otimização, respectivamente. Nestas figuras foram inseridos três marcadores de referência, os quais informam as impedâncias no início, no meio e no final da banda passante, ou seja, de

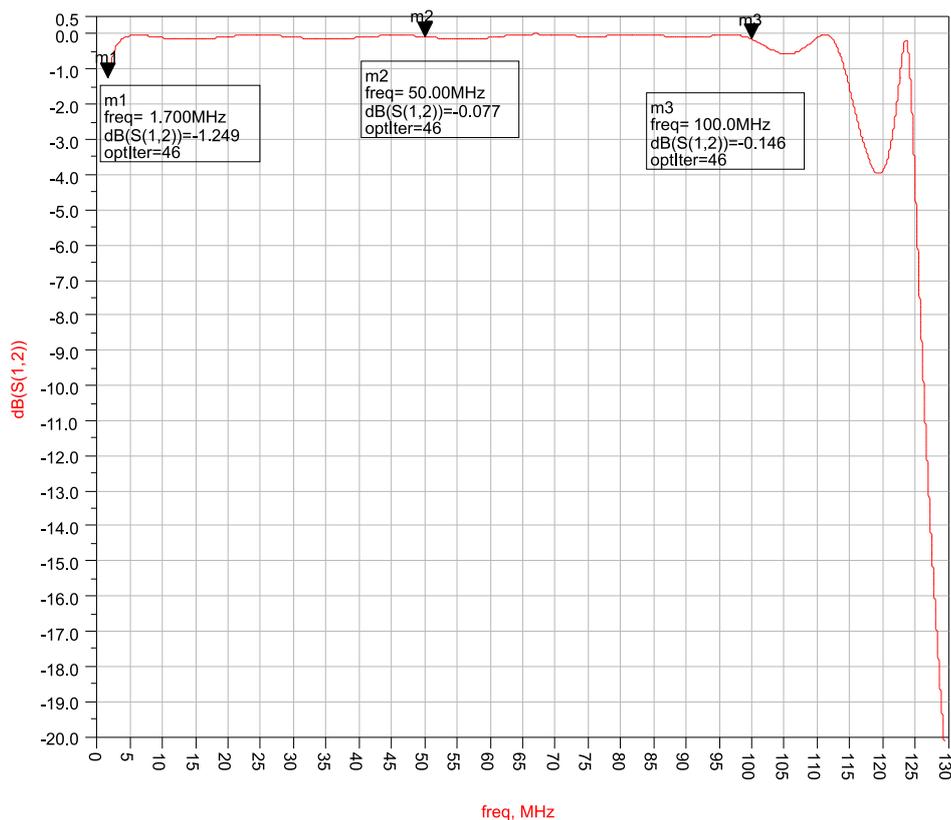


Figura 40: Espectro de amplitude do Parâmetro S_{21} : filtro projetado e otimizado com o *software* ADS.

1,7 MHz à 100 MHz. Os valores das impedâncias nos pontos marcados nas Figuras 41 e 42 são listados nas Tabelas 6 e 7 respectivamente. Conforme é observado, o projeto não mais atende totalmente as especificações de projeto.

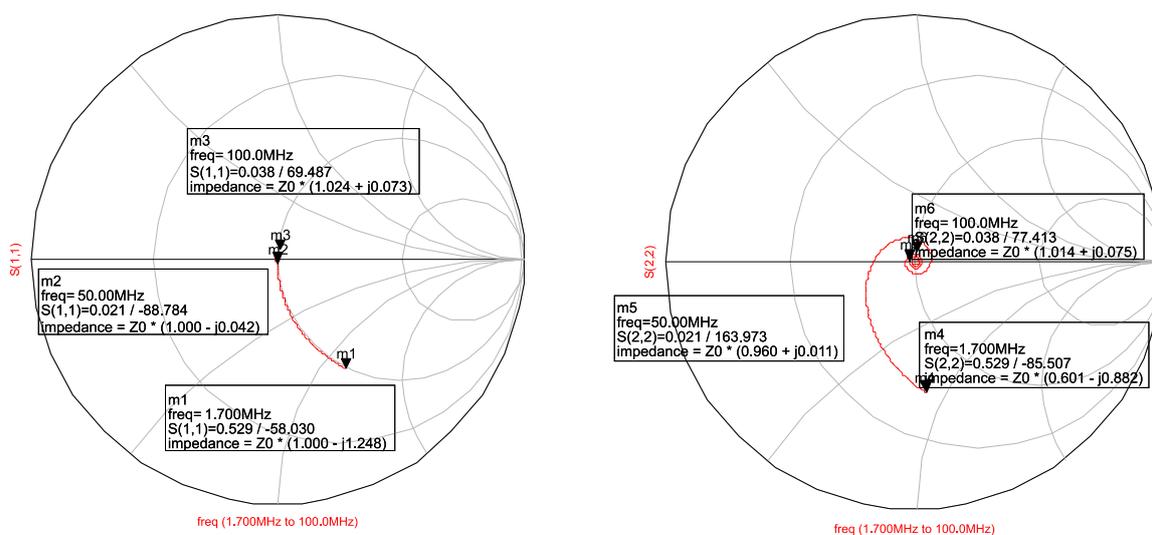


Figura 41: Carta de Smith do acoplador PLC banda larga sem trafo: filtro projetado com *software* ADS.

A descrição, impedância e esquema de ligação dos conectores CN1 e CN2 na placa

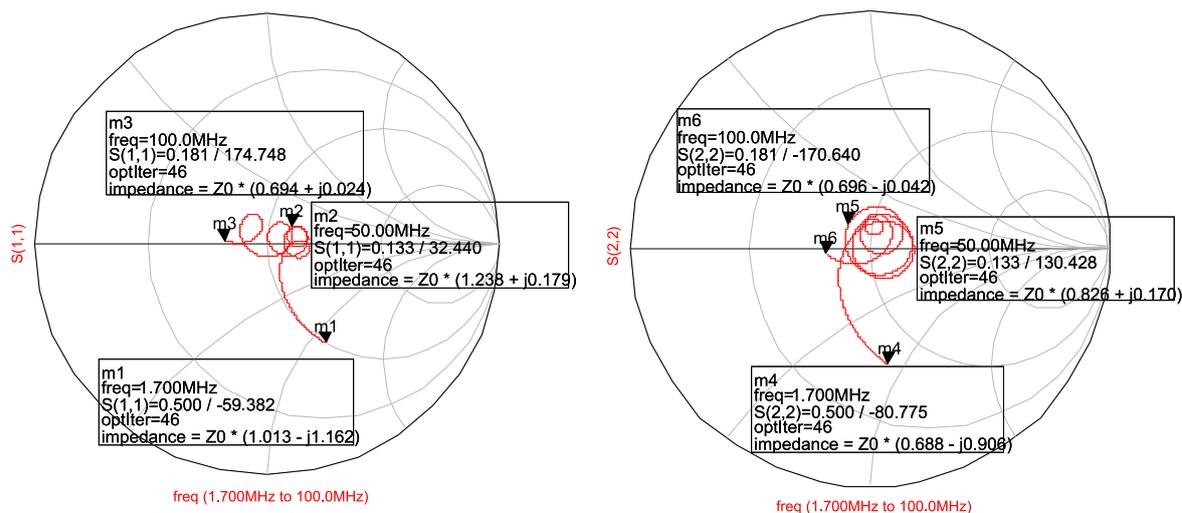


Figura 42: Carta de Smith do acoplador PLC banda larga sem trafo: filtro projetado e otimizado com software ADS.

Tabela 6: Valores dos parâmetros S_{11} acoplador (1,7 - 100 MHz)

| Marcador | Frequência | Componentes sem otimização | Componentes otimizados |
|----------|------------|----------------------------|------------------------|
| m1 | 1,7 MHz | $50(1 - j1,248)$ | $50(1,013 - j1,162)$ |
| m2 | 50 MHz | $50(1 - j0,042)$ | $50(1,238 + j0,179)$ |
| m3 | 100 MHz | $50(1,024 - j0,073)$ | $50(0,694 + j0,024)$ |

de circuito impresso são as mesmas descritas na seção 4.1. Para o capacitor de bloqueio C14, observa-se dois *footprint* diferentes e os capacitores ligados em paralelo, pois o capacitor a ser instalado na placa de circuito impresso depende do valor, tipo e tensão de operação do capacitor a ser utilizado por trabalhar em contato direto com a rede de energia elétrica e suas dimensões podem variar. O capacitor de bloqueio usado tem valor de 1,5 nF e tensão de trabalho de 400 V_{AC}. Os capacitores cerâmicos empregados no protótipo tem tolerância de 10 %.

A placa de circuito impresso de fenolite projetada para este acoplador PLC é mostrado na Figura 43. No projeto da placa de circuito impresso desenvolvida no *software* da *Altium* foram adotados os mesmos critério de projeto conforme descrito na seção 4.1. Os capacitores C1 à C13 são componentes PTH, enquanto os indutores L1 e L12 são componentes SMD. Para a montagem da placa de circuito impresso

Tabela 7: Valores dos parâmetros S_{22} acoplador (1,7 - 100 MHz)

| Marcador | Frequência | Componentes sem otimização | Componentes otimizados |
|----------|------------|----------------------------|------------------------|
| m4 | 1,7 MHz | $50(0,601 - j0,882)$ | $50(0,688 - j0,906)$ |
| m5 | 50 MHz | $50(0,960 + j0,011)$ | $50(0,826 + j0,170)$ |
| m6 | 100 MHz | $50(1,014 - j0,075)$ | $50(0,696 - j0,042)$ |

da Figura 43 optou-se em utilizar os indutores SMD por serem menos susceptível às interferências eletromagnéticas e de rádio frequência. Conseqüentemente o *footprint* dos componentes SMD são menores em relação aos componentes PTH, permitindo que a placa de circuito impresso fique menor.

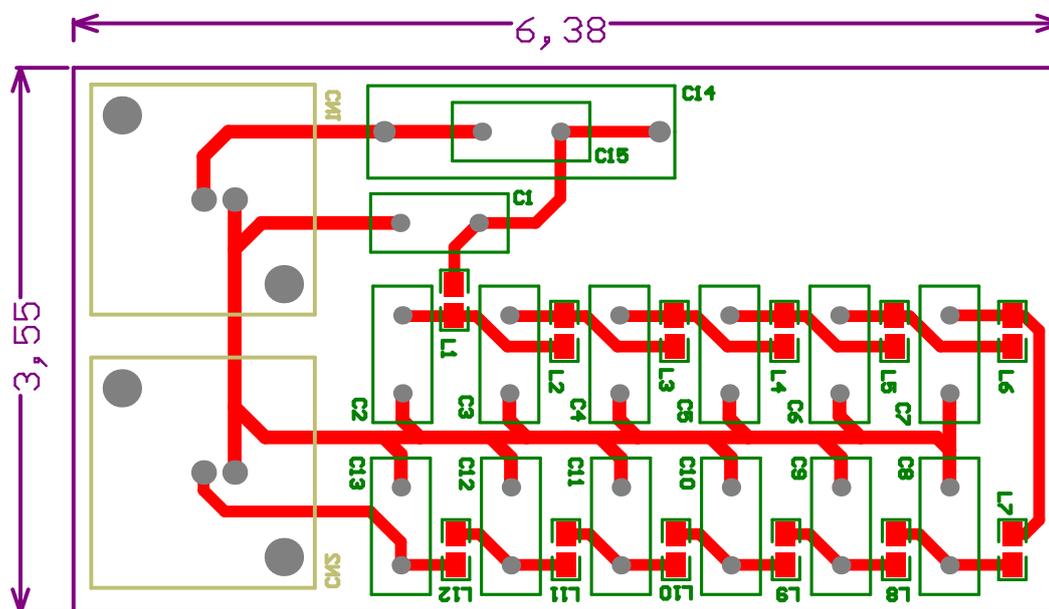


Figura 43: Placa de circuito impresso do acoplador PLC banda larga, as medidas estão em centímetros.

4.4 ACOPLADOR SISO BANDA LARGA COM TRAFÓ (1,7 - 100 MHz)

O acoplador PLC SISO, banda larga (1,7 MHz - 100 MHz), com transformador de desacoplamento, foi projetado levando-se em consideração as mesmas especificações do acoplador sem transformador na seção 4.3. A única diferença entre este acoplador e o descrito na seção 4.3 é a inclusão do trafo de desacoplamento.

O esquema do acoplador projetado é mostrado na Figura 44. Assim como foi considerado na seção 4.2, o trafo incluído é ideal e, portanto, os gráficos dos parâmetros S_{21} (com ou sem a otimização dos componentes) e S_{11} e S_{22} (com ou sem a otimização dos componentes) são aqueles constantes nas Figuras 39 a 42 e Tabelas 6 e 7.

A placa de circuito impresso projetada para este acoplador é mostrada na Figura 45. Conforme é observado, esta placa difere da placa mostrada na Figura 43 (seção 4.3), pela inclusão do trafo de desacoplamento, T1. Este trafo de desacoplamento é aquele constante no Apêndice A1 e usado na seção 4.2.

As restrições de projeto desta placa de circuito impresso são as mesmas adotadas

Tabela 8: Valores comerciais dos componentes acoplador PLC banda larga

| <i>Componente</i> | <i>Valor comercial</i> |
|-------------------|------------------------|
| C_1 | 6.8 pF |
| C_2 | 4.7 pF |
| C_3 | 33 pF |
| C_4 | 39 pF |
| C_5 | 47 pF |
| C_6 | 39 pF |
| C_7 | 56 pF |
| C_8 | 56 pF |
| C_9 | 47 pF |
| C_{10} | 39 pF |
| C_{11} | 33 pF |
| C_{12} | 15 pF |
| C_{13} | 4.7 pF |
| C_{14} | 120 nF |
| L_1 | 27 nH |
| L_2 | 68 nH |
| L_3 | 100 nH |
| L_4 | 120 nH |
| L_5 | 150 nH |
| L_6 | 150 nH |
| L_7 | 150 nH |
| L_8 | 150 nH |
| L_9 | 120 nH |
| L_{10} | 100 nH |
| L_{11} | 68 nH |
| L_{12} | 27 nH |

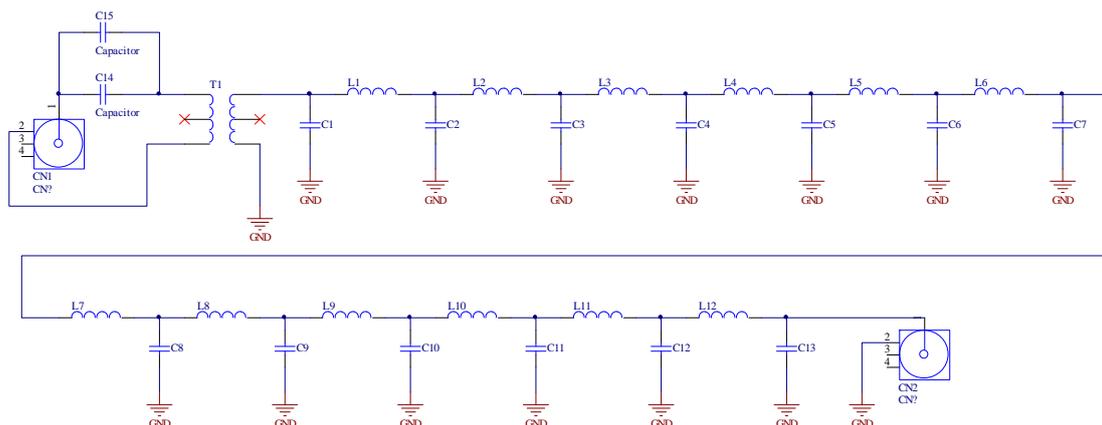


Figura 44: Acoplador SISO banda larga com trafo, 1,7 à 100 MHz.

para o projeto descrito na seção 4.3. Assim sendo, a disposição dos componentes na placa é a mesma do acoplador banda larga sem transformador, com exceção do transformador T1, na qual seu *footprint* foi inserido entre o capacitor de bloqueio e o filtro Butterworth. A placa de circuito impresso está mostrada na Figura 45.

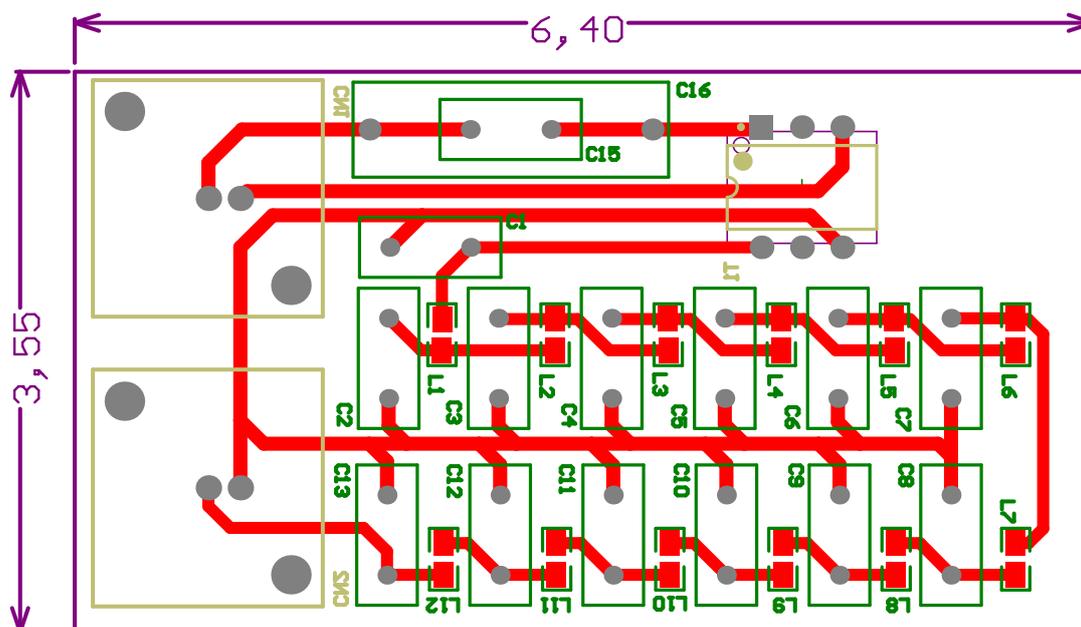


Figura 45: Placa de circuito impresso acoplador PLC banda larga, as medidas estão em centímetros.

Como o transformador T1 será considerado ideal os parâmetros S_{21} , S_{11} e S_{22} simulados adotados serão os mesmos da seção 4.3 para posterior comparação no capítulo 5 com os resultados.

Tabela 9: Especificações de projeto de um filtro Butterworth passa-baixas 1,7 à 150 MHz.

| Variáveis | Especificações de Projeto |
|-----------------------------------|---------------------------|
| Impedância de entrada Z_{in} | 50 Ω |
| Impedância de saída Z_{out} | 50 Ω |
| Tipo de resposta | maximamente plana |
| Ripple | 0,01 dB |
| Atenuação na banda de corte A_p | 30 dB |
| Frequência de passagem (f_p) | 1,7 MHz |
| Frequência de corte (f_c) | 150 MHz |
| Perda máxima de inserção | 15 dB |

4.5 ACOPLADOR SISO BANDA LARGA SEM TRAFIO (1,7 - 150 MHz)

O acoplador PLC SISO, banda larga (1,7 - 150 MHz), sem transformador de desacoplamento, foi projetado levando-se em consideração os mesmos critérios adotados na seção 4.3.

i) O filtro passa-faixa também será obtido através de concatenação entre um filtro passa-altas e passa-baixas obedecendo os critérios $f_{\min} \rightarrow 1,7$ MHz e $f_{\max} \gg f_{\min}$, vide seção 2.2.2.

ii) O filtro passa-baixas considerado é o Butterworth. Este filtro apresenta as especificações de projeto constantes na Tabela 9. O filtro faz uso da Estrutura T (vide Figura 21). A ordem do filtro projetada pelo *software* ADS é $m=25$, devido as especificações apresentadas na Tabela 9.

O filtro do acoplador PLC, resultante das especificações de projeto, é mostrado na Figura 46. Conforme observado, o capacitor C_{14} é o capacitor de bloqueio responsável pela filtragem da componente fundamental de 60 Hz da rede de energia elétrica e os indutores L_1 à L_{12} e os capacitores C_1 à C_{13} são componentes do filtro de Butterworth.

As Figuras 47 e 48, mostram o comportamento do parâmetro S_{21} quando os componentes dos filtros são projetados sem e com otimização dos parâmetros. Conforme é observado, o filtro, cujos parâmetros são otimizados para atender as restrições de disponibilidade dos componentes no mercado, resulta no atendimento parcial das especificações de projeto. Os valores comerciais são ilustrados na Tabela 12.

Os comportamentos dos parâmetros S_{11} e S_{22} quando o filtro é projetado com e sem otimização são ilustrados nas Figuras 49 e 50. Conforme é observado, nas especificações de projeto, as impedâncias de entrada e saída, não mais são totalmente atendidas. Isso

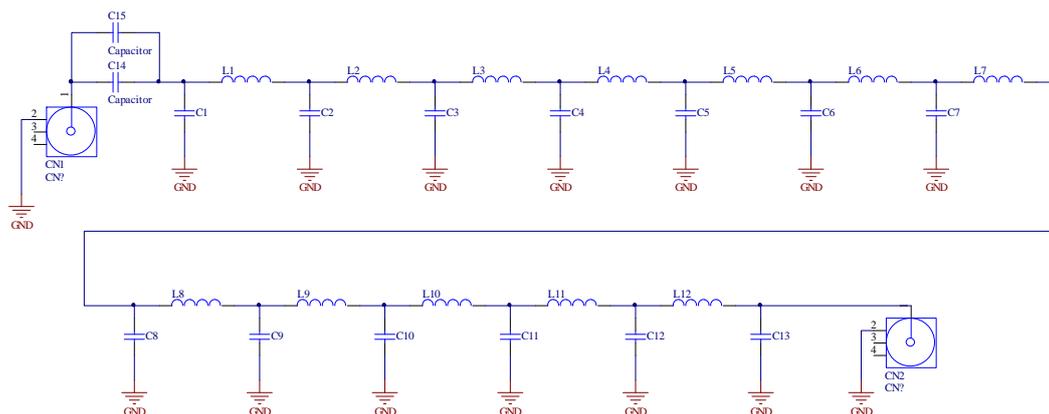


Figura 46: Acoplador SISO banda larga sem trafo, 1,7 à 150 MHz.

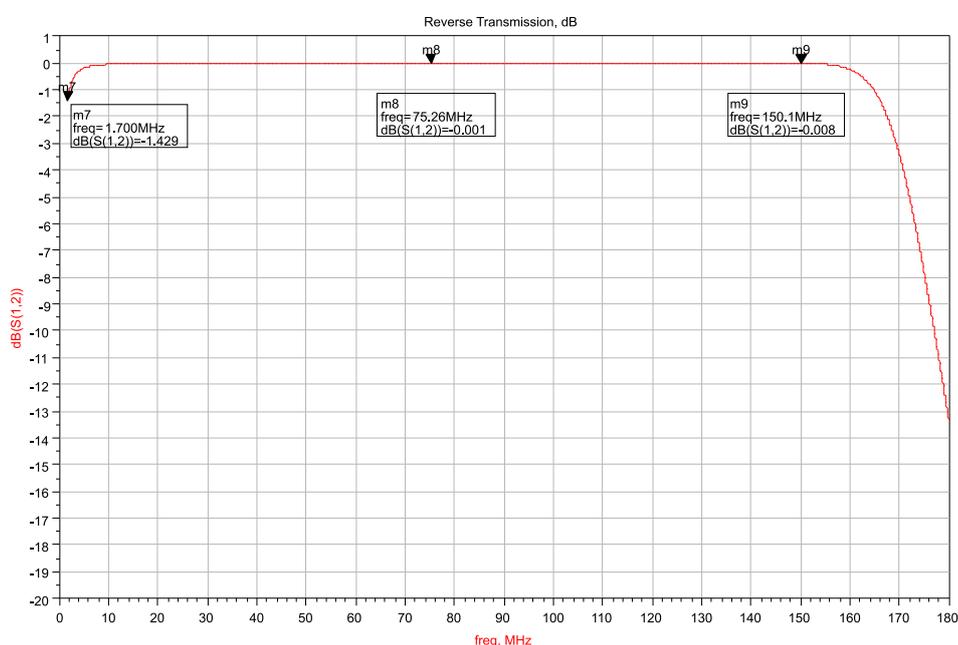


Figura 47: Espectro de amplitude do parâmetro S_{21} : filtro projetado pelo software ADS.

é constatado nas Tabelas 10 e 11, as quais mostram os valores dos parâmetros S_{11} e S_{22} no início, no meio e no fim da banda passante do filtro projetado.

Os procedimentos adotados para o projeto da placa de circuito impresso para este acoplador PLC foram os mesmos adotados na seção 4.3. O tipo de conector CN1 e CN2, impedância e modelo são os mesmos da seção 4.1. O capacitor de bloqueio adotado é um capacitor de poliéster de valor 1,5 nF e tensão de trabalho de 400 V_{AC}. Os indutores são todos SMD e os capacitores cerâmicos foram escolhidos de acordo com os componentes disponíveis em laboratório. Os capacitores cerâmicos utilizados no protótipo tem tolerância de 10 %.

No projeto da placa de circuito impresso foram adotadas as mesmas restrições e

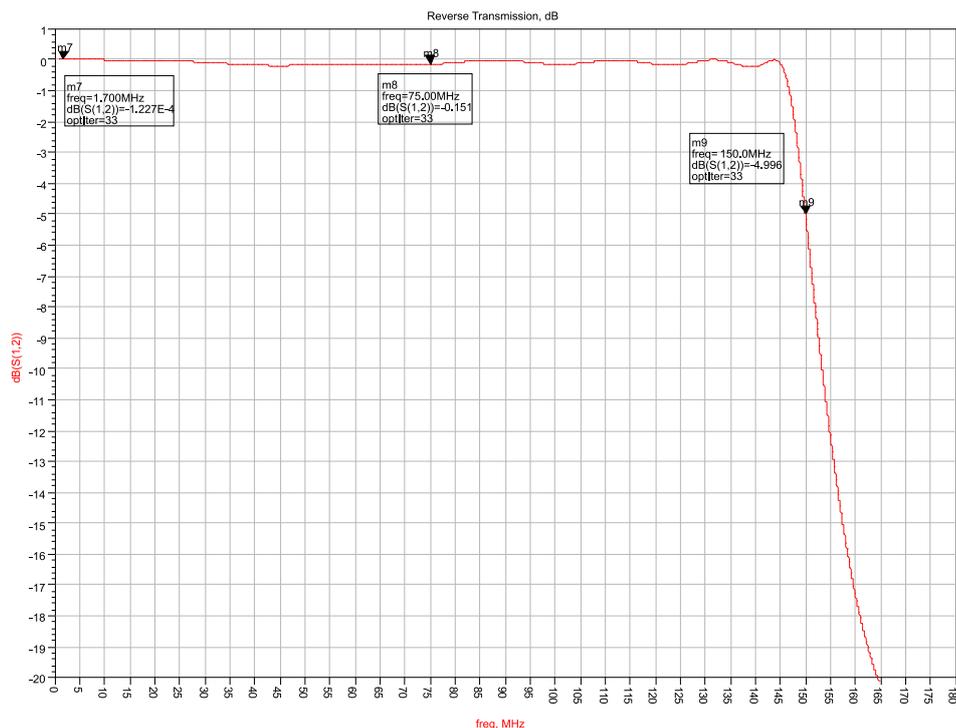


Figura 48: Espectro de amplitude do parâmetro S_{21} : filtro projetado e otimizado pelo software ADS.

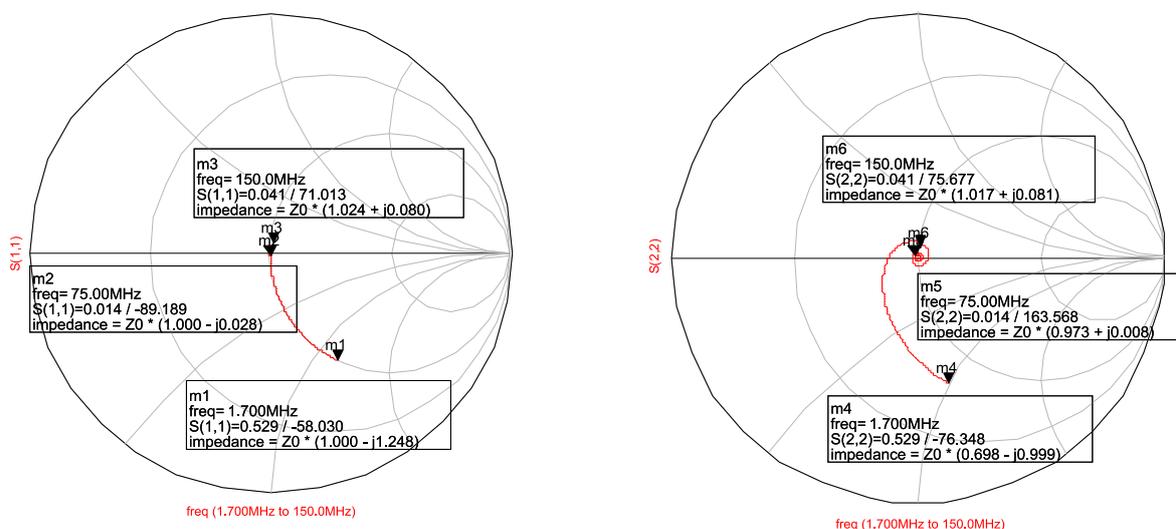


Figura 49: Carta de Smith do acoplador PLC banda larga sem trafo: filtro projetado com software ADS.

considerações constantes na seção 4.2 e 4.3.

4.6 ACOPLADOR SISO BANDA LARGA COM TRAFÓ (1,7 - 150 MHZ)

No projeto do acoplador PLC SISO, banda larga (1,7 MHz - 150 MHz), com transformador de desacoplamento, foi considerado as mesmas especificações do acoplador

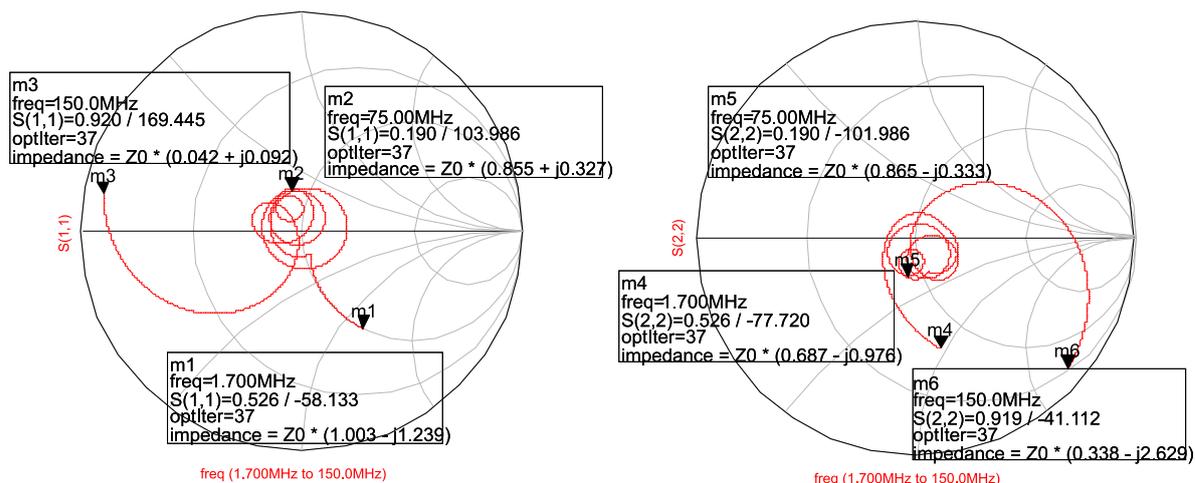


Figura 50: Carta de Smith do acoplador PLC banda larga sem trafo: filtro projetado e otimizado com software ADS.

Tabela 10: Valores dos parâmetros S_{11} acoplador (1,7 - 150 MHz)

| Marcador | Frequência | Componentes sem otimização | Componentes otimizados |
|----------|------------|----------------------------|------------------------|
| m1 | 1,7 MHz | $50(1 - j1,248)$ | $50(1,003 - j1,239)$ |
| m2 | 50 MHz | $50(1 - j0,028)$ | $50(0,855 + j0,327)$ |
| m3 | 100 MHz | $50(1,024 - j0,080)$ | $50(0,042 + j0,092)$ |

sem transformador na seção 4.5. Somente a inclusão do transformador difere do projeto descrito na seção 4.5.

O esquema do eletrônico do acoplador projetado é mostrado na Figura 52. Assim como foi considerado na seção 4.2, o trafo incluído é ideal e, portanto, os gráficos dos parâmetros S_{21} (com ou sem a otimização dos componentes), S_{11} e S_{22} (com ou sem a otimização dos componentes) são aqueles constantes nas Figuras 47 a 50 e Tabelas 10 e 11.

4.7 SUMÁRIO

Neste capítulo foram descritos os projetos e protótipos de acopladores PLC SISO capacitivos banda larga e banda estreita e foram discutidos os projetos com o *software* ADS e as placas de circuito impresso desenvolvidas. No capítulo 5 são apresentados

Tabela 11: Valores dos parâmetros S_{22} acoplador (1,7 - 150 MHz)

| Marcador | Frequência | Componentes sem otimização | Componentes otimizados |
|----------|------------|----------------------------|------------------------|
| m4 | 1,7 MHz | $50(0,698 - j0,999)$ | $50(0,687 - j0,976)$ |
| m5 | 50 MHz | $50(0,973 + j0,008)$ | $50(0,865 - j0,333)$ |
| m6 | 100 MHz | $50(1,017 + j0,081)$ | $50(0,338 - j2,629)$ |

Tabela 12: Valores comerciais dos componentes acoplador PLC banda larga

| <i>Componente</i> | <i>Valor comercial</i> |
|-------------------|------------------------|
| C_1 | 31.7 pF |
| C_2 | 1.2 pF |
| C_3 | 33 pF |
| C_4 | 42 pF |
| C_5 | 39 pF |
| C_6 | 47 pF |
| C_7 | 39 pF |
| C_8 | 39 pF |
| C_9 | 27 pF |
| C_{10} | 27 pF |
| C_{11} | 12 pF |
| C_{12} | 15 pF |
| C_{13} | 17.7 pF |
| C_{14} | 120 nF |
| L_1 | 18 nH |
| L_2 | 12 nH |
| L_3 | 22 nH |
| L_4 | 39 nH |
| L_5 | 56 nH |
| L_6 | 68 nH |
| L_7 | 68 nH |
| L_8 | 56 nH |
| L_9 | 39 nH |
| L_{10} | 22 nH |
| L_{11} | 12 nH |
| L_{12} | 18 nH |

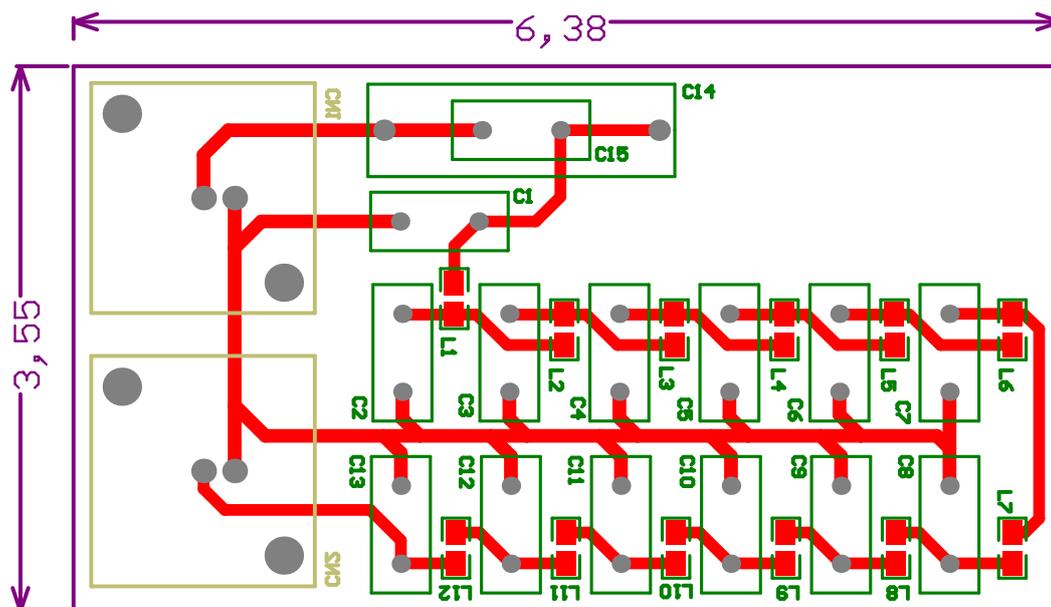


Figura 51: Placa de circuito impresso do acoplador PLC banda larga, as medidas estão em centímetros.

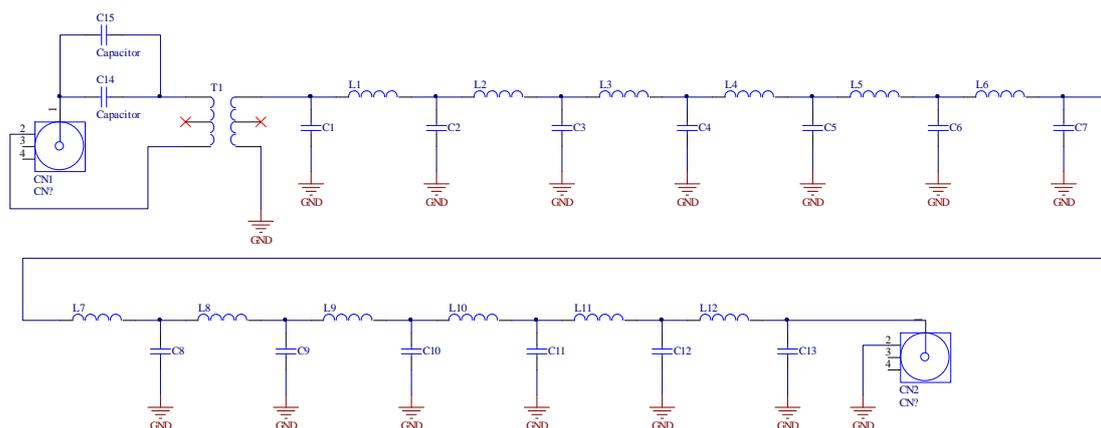


Figura 52: Acoplador SISO banda larga com trafo, 1,7 à 150 MHz.

os resultados dos protótipos das placas de circuito impresso dos acopladores PLC discutidos.

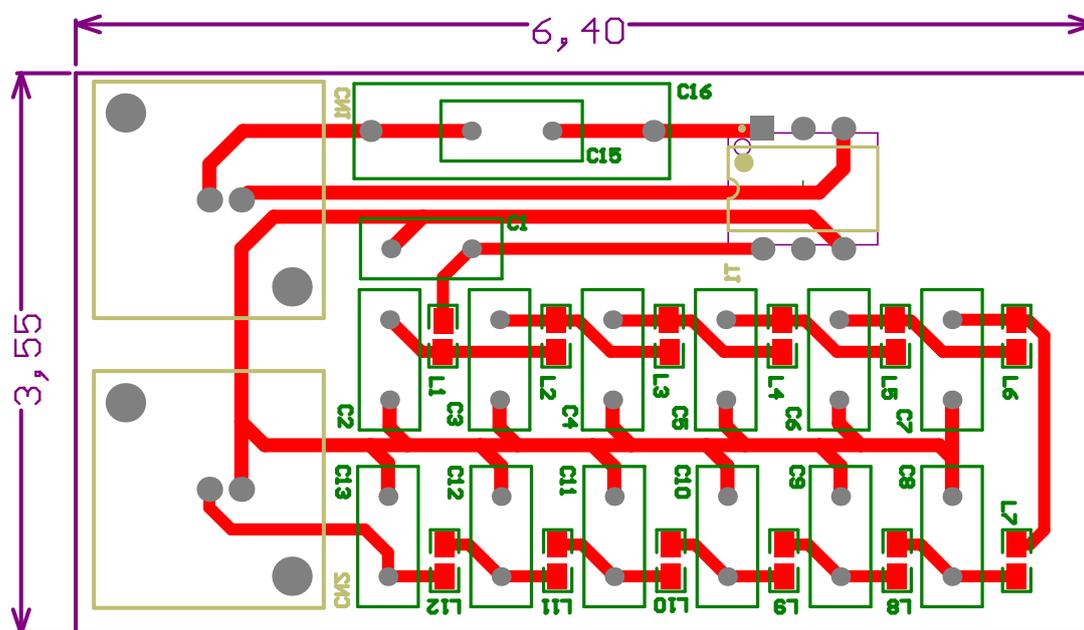


Figura 53: Placa de circuito impresso do acoplador PLC banda larga, as medidas estão em centímetros.

5 RESULTADOS

O presente capítulo versa sobre as medições, análises e observações acerca dos acopladores PLC propostos no capítulo 4. Essencialmente, o desempenho e comportamento das placas de circuito impresso associadas aos projetos dos acopladores são confrontados com os parâmetros do projeto, discutidos no capítulo 4.

Todas as medições, apresentadas no presente capítulo, foram obtidas nas dependências do laboratório de Processamento de Sinais e Telecomunicações (LAPTEL) da Universidade Federal de Juiz de Fora. Os equipamentos utilizados nas medições foram os seguintes:

1. Analisador vetorial de rede, de espectro e power meter N9912A, empresa *Agilent*, cuja faixa de frequência é entre 2 MHz e 4 GHz, vide Figura 56 (AGILENT, 2012).
2. Sistema de geração e aquisição de dados da empresa Gage (GAGE, 2012). Este sistema é constituído de placas A/D e D/A de 300 Msps/14 bits e 200 Msps/12 bits, respectivamente, vide Figura 80.

Além disso, foi utilizada a metodologia e técnica de medição de canais PLC desenvolvida e introduzida em (OLIVEIRA, 2010). A técnica de medição de canais PLC é utilizada para caracterizar a resposta em frequência do acoplador e do canal PLC na faixa de frequência entre 9 kHz e 100 MHz. A técnica de medição fornece as mesmas informações intrínsecas aos parâmetros S_{21} ou S_{12} . Devido as restrições dos equipamentos disponíveis, no que tange a faixa de frequência, as seguintes medições foram realizadas:

1. Acoplador PLC na faixa entre 9 kHz e 2 MHz: medições da resposta em frequência do acoplador PLC com a metodologia e técnica introduzidas em (OLIVEIRA, 2010) e o sistema de geração e aquisição de sinais.
2. Acopladores PLC na faixa entre 1,7 MHz e 100 MHz: medições de resposta em frequência com a metodologia técnica introduzidas em (OLIVEIRA, 2010) e sistema

de geração e aquisição de sinais. Medição dos parâmetros S com o analisador vetorial de rede.

3. Acoplador PLC na faixa entre 1,7 MHz e 150 MHz: medição dos parâmetros S com o analisador vetorial de rede.

Para verificar o desempenho dos acopladores PLC desenvolvidos dentro de uma metodologia de medição de canais PLC, os seguintes procedimentos no ambiente de medição fora constituídas:

1. Constituição de uma circuito elétrico monofásico e não energizado de 8 metros de comprimento e cujo condutor é o cobre. Inserção de conectores BNC macho nos terminais do circuito.
2. Neste caso, há a conexão dos acopladores com trafo na rede de energia elétrica energizada do LAPTEL para medição da resposta em frequência dos canais PLC.

Neste contexto, o capítulo é organizado da seguinte maneira: na seção 5.1 é apresentada uma descrição das metodologias de medição utilizando o analisador vetorial de rede. Na seção 5.2 serão apresentados as medições dos parâmetros S e comparações com os parâmetros S de projeto, conforme capítulo 4. Finalmente, as respostas em frequência de canais PLC medidos, em um par de fios, o qual simulando um canal PLC energizado e sem energia elétrica, com o uso de acopladores PLC, são discutidos na seção 5.2.4 e 5.2.5.

5.1 DESCRIÇÃO DAS METODOLOGIAS DE MEDIÇÃO

Para a medição dos parâmetros S_{21} ou S_{12} , as impedâncias dos equipamentos são casadas em 50Ω (TAO; XIAOXIAN; BAOHUI, 2005). O acoplador PLC é visto como um quadripólo e caracterizado através de sua matriz de espalhamento (*scattering matrix*). Isto posto, em vez de medir tensões e correntes nas portas, os coeficientes de incidência e reflexão das ondas, além do casamento de impedância nas portas de entrada e saída, são as grandezas medidas (Carta de Smith).

Na medição da impedância Z_{rede} da rede de energia elétrica, o circuito de acoplamento da Figura 55, é visto como um quadripólo e a impedância de saída do acoplador PLC Z_2 , é medida pelo analisador vetorial de rede, a partir dos coeficientes de reflexão

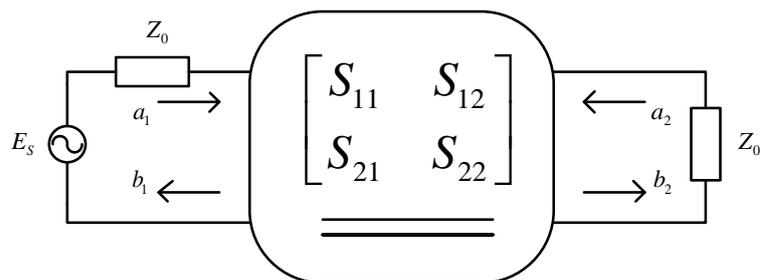


Figura 54: Modelo do acoplador com quadripólo e matriz de espalhamento.

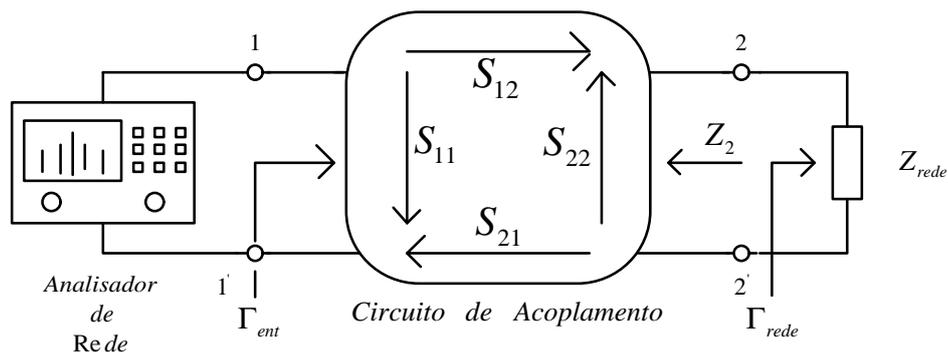


Figura 55: Medida da impedância da rede.

provenientes do circuito de acoplamento. Assim sendo, obtém-se (XIAOXIAN et al., 2007)

$$Z_{rede} = Z_2 \frac{1 + \Gamma_{rede}}{1 - \Gamma_{rede}}, \quad (5.1)$$

em que Z_2 é a impedância de saída do acoplador PLC e Γ_{rede} é o coeficiente de reflexão.



Figura 56: Analisador vetorial de rede N9912A.

Para a medição dos parâmetros S_{21} , S_{11} com o analisador vetorial de rede o seguinte procedimento foi adotado:

1° passo: Selecionar na tecla *mode* a tipo de medida a ser realizado. Para medida dos parâmetros S , selecionar a tecla NA (*network analyser*);

2° passo: Selecionar na tecla (Freq.) a faixa de frequência a ser medida;

3° passo: Selecionar qual parâmetro deseja medir S_{11} (*port reflection measurement*) ou S_{21} (*port transmission measurement*);

4° passo: Para medição do parâmetro S_{11} , calibrar o instrumento, selecionando a tecla CAL. Deixar a porta 1 do instrumento sem carga para efetuar a calibração, conforme Figura 57;

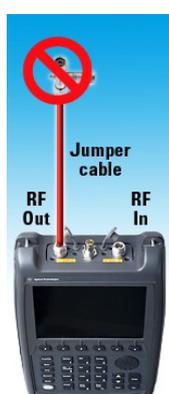


Figura 57: Calibração para medição do parâmetro S_{11} .
(AGILENT, 2012)

5° passo: Por último, conectar o equipamento a ser medido na porta *RF out* que o instrumento medirá o parâmetro S_{11} .

Para a medida do parâmetro S_{21} (resposta em frequência), no 2° passo, após escolher a S_{21} , conectar os cabos de RF (radiofrequência) interligando as portas *RF Out* com *RF In*. A seguir, selecionar a opção CAL e depois a tecla *measurement*, calibrando assim o instrumento para a medida do parâmetro S_{21} . Após o término da calibração, conectar o equipamento entre as portas *RF Out* e *RF In*, conforme Figura 58. Na Figura 58, a sigla DUT (*device under test*) representa o acoplador PLC em teste.

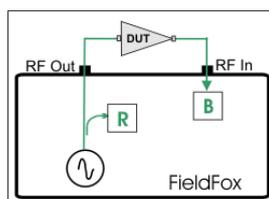


Figura 58: Conexão sugerida pelo fabricante para medição do parâmetro S_{21} .
(AGILENT, 2012)

5.2 MEDIÇÃO DOS PARÂMETROS S

Nesta seção, são descritos e analisados comportamento dos acopladores projetados. Para tanto, os parâmetros S_{11} , S_{22} e S_{21} dos circuitos de acoplamento descrito no capítulo 4 não comparados com aqueles obtidos por processos de medição. Neste contexto a seção 5.2.1 discute a medição dos parâmetros S acopladores PLC banda estreita com trafo e sem trafo respectivamente. Na seção 5.2.2 será avaliada a medição dos parâmetros S para acopladores banda larga com trafo e sem trafo (1,7 à 100 MHz). Na seção 5.2.3 o mesmo procedimento de medição dos parâmetros S serão adotados para os acopladores PLC banda larga (1,7 à 150 MHz) com e sem trafo respectivamente. Nas medidas de canal PLC, na seção 5.2.4 discute-se o canal PLC sem energia e por fim na seção 5.2.5 o canal PLC energizado.

5.2.1 ACOPLADOR PLC BANDA ESTREITA (9 KHZ - 2 MHZ)

Para os acopladores PLC banda estreita, não é possível medir os parâmetros S_{21} , S_{11} e S_{22} , pois o analisador vetorial de rede *N9912A* realiza medições na faixa de frequência entre 2 MHz à 4 GHz. Assim sendo, os resultados apresentados foram obtidos com a metodologia e a técnica de medição de canais PLC (OLIVEIRA, 2010). Os dados para geração do sinal e medição da resposta em frequência (parâmetro S_{21}) foram ajustados para cobrir a faixa de frequência entre 9 kHz e 2 MHz.

Na Figura 59, a qual mostra o espectro de amplitude do acoplador PLC na faixa de frequência de 9 kHz à 2 MHz e sem trafo foi inserido um marcador para mostrar a frequência de corte do filtro na frequência de 2MHz, onde observa-se uma atenuação de 8,43 dB. Comparando esta com aquela na Figura 31, observa-se uma atenuação de 8,43 dB em relação ao valor de projeto que é de -0,151 dB. Esta diferença é devido aos capacitores e indutores possuírem uma variação de 10 % e a resistência de doze indutores ligados em série no filtro Butterworth. Na banda de corte, a atenuação em 2,7 MHz medida foi de 59,56 dB e entre 3 MHz e 5 MHz a atenuação medida ficou em torno de 37 dB. A atenuação mínima projetada para a banda de corte no ADS foi de 30 dB e, portanto, este filtro atendeu as especificações de projeto na banda de rejeição. Na Figura 60, está a resposta em frequência do acoplador projetado. Conforme é observado, existe uma diferença entre ambas e, portanto, novas investigações devem ser conduzidas para minimizar esta diferença.

A Figura 61 mostra o espectro de amplitude do parâmetro S_{21} medido em torno

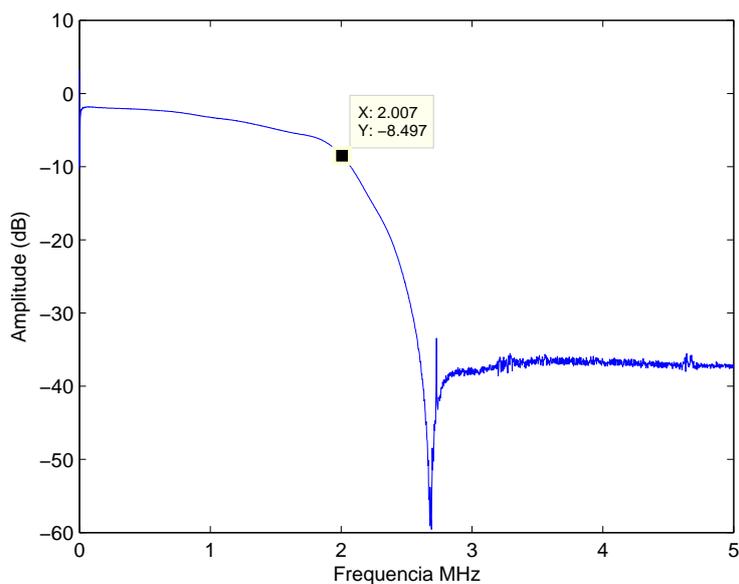


Figura 59: Espectro de amplitude parâmetro S_{21} : acoplador PLC (9 kHz à 2 MHz) sem trafo.

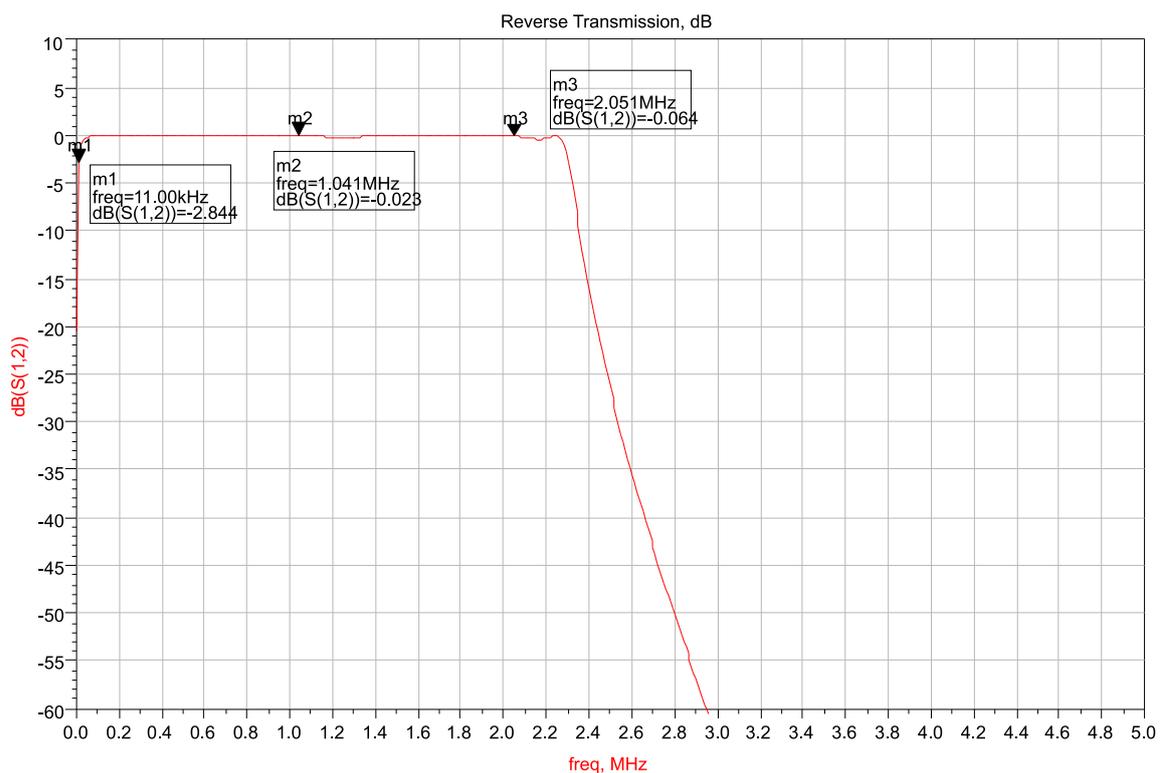


Figura 60: Espectro de amplitude do Parâmetro S_{21} : filtro projetado e otimizado com o *software* ADS.

da frequência de 9 kHz e, conforme é observado, o filtro de bloqueio (capacitor C13) atuou de forma adequada.

A medida do parâmetro S_{21} do acoplador PLC banda estreita com trafo segue o

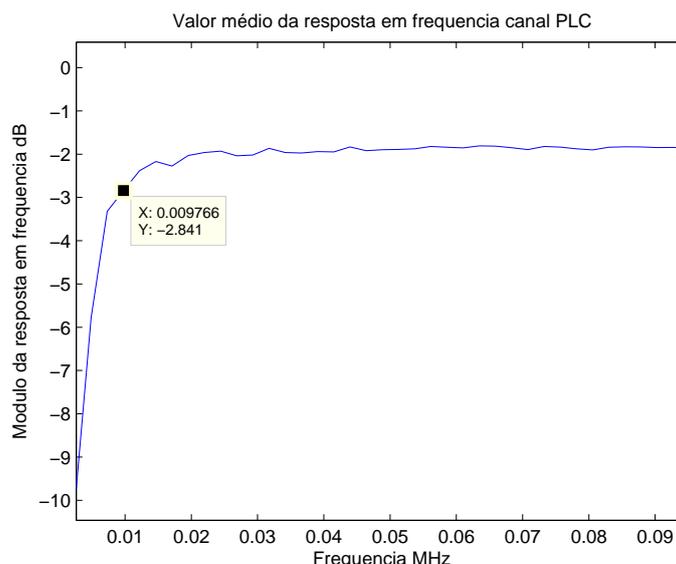


Figura 61: Espectro de amplitude do parâmetro S_{21} em torno da frequência de 9 kHz.

mesmo procedimento adotado para o acoplador sem trafo. Assim sendo, na Figura 62 está plotado a medida do parâmetro S_{21} , na qual foi inserido um marcador para mostrar a frequência de corte do filtro na frequência de 2 MHz, onde observa-se uma atenuação de 6,02 dB. Conforme é observado, há uma atenuação de 6,02 dB, enquanto que o acoplador PLC projetado apresenta atenuação de 0,151 dB, vide Figura 62. Conforme é observado, no acoplador com transformador, a atenuação na frequência de corte é melhor 2 dB em relação ao acoplador banda estreita sem trafo. A resposta em frequência na Figura 62 é comparada com aquela na Figura 60, pois não foi possível simular o transformador de desacoplamento com o *software* ADS. Na banda de corte, a atenuação em 3,27 MHz medida foi de 56,48 dB e entre 3,5 MHz e 5 MHz a atenuação medida ficou em torno de 45 dB. A atenuação mínima e de projeto para a banda de corte é de 30 dB. Portanto, na banda de rejeição o filtro atendeu as especificações de projeto.

Finalmente, apesar das especificações de projeto não terem sido totalmente atendidos, a resposta do acoplador é bastante razoável para uso.

5.2.2 ACOPLADOR PLC BANDA LARGA (1,7 - 100 MHz)

Para os acopladores banda larga (1,7 à 100 MHz) vide seção 4.3 e 4.4, os gráficos das medidas dos parâmetros S_{11} , S_{22} e S_{21} foram extraídas do analisador vetorial de rede com o *software* Agilent *Fieldfox data link* (Agilent, 2012). A Figura 63 mostra a medida do parâmetro S_{21} , na faixa de frequência entre 1,7 e 150 MHz. No gráfico foram

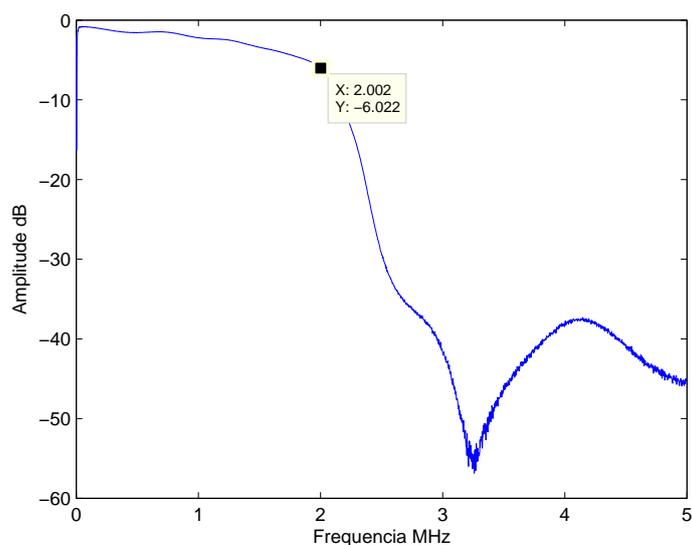


Figura 62: Espectro de amplitude do parâmetro S_{21} : acoplador PLC (9 kHz à 2 MHz) com trafo.

inseridos 6 marcadores, sendo três na faixa de passagem e três na faixa de rejeição. Já a Figura 64 reproduz a resposta em frequência do acoplador projetado e otimizado com o *software* ADS, vide seção 4.3.

Comparando as Figuras 63 e 64, observa-se o atendimento parcial do protótipo do acoplador às especificações de projeto. A Carta de Smith dos parâmetros S_{11} e S_{22} do acoplador projetado e otimizado na seção 4.3 é comparado com aqueles fornecidos pelo procedimento de medição baseada no analisador vetorial de espectro.

Por questão de simplicidade, as cartas de Smith dos parâmetros S_{11} e S_{22} para o acoplador projetado e do protótipo são mostradas nas Figuras 65, 66 e 67. Além disso, as Tabelas 13 e 14 mostram alguns valores dos parâmetros S_{11} e S_{22} em relação ao projeto e ao protótipo, respectivamente. Conforme é observado o protótipo não está totalmente de acordo com o projeto.

Assim como discutido na seção 5.2.1, a variação da precisão dos componentes (10 % nos indutores e capacitores) e pelo fato de que as frequências são elevadas e, portanto, requer um projeto de placa de circuito impresso mais adequado.

Além disso, a placa de circuito impresso deve passar por um readequamento de tamanho de trilha para melhorar o casamento de impedância e a substituição dos capacitores cerâmicos por capacitores SMD poderá contribuir para um melhor casamento de impedância e resposta em frequência e, portanto, atendimento as especificações de projeto.

Agilent Technologies: N9912A, SN: MY50492766

Wed, 04 Apr 2012 2:29:45 AM

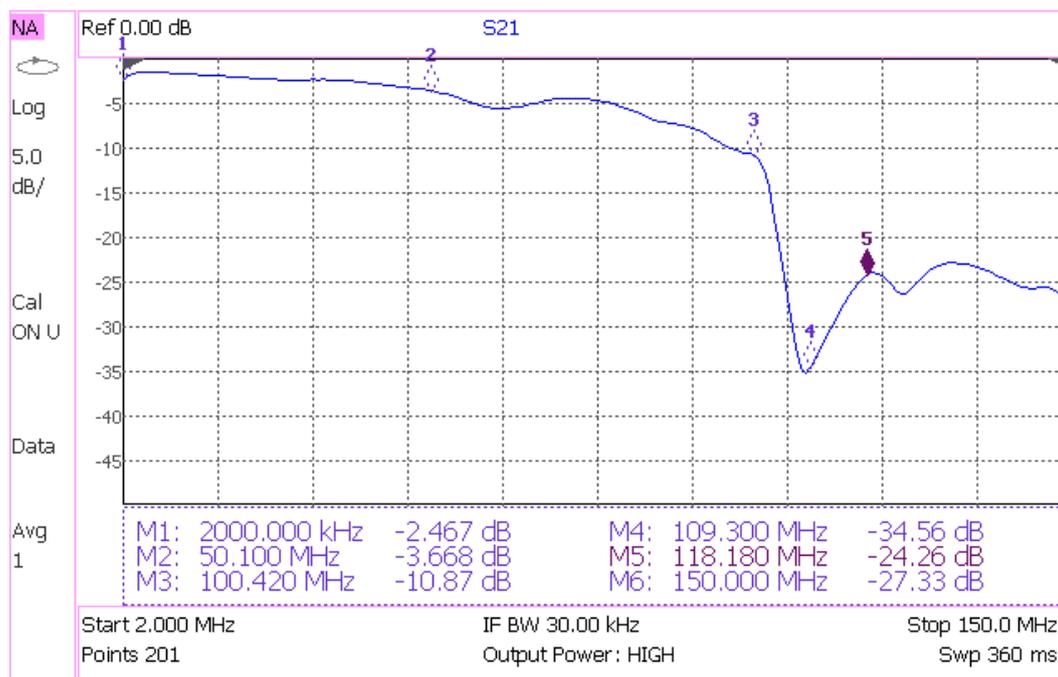


Figura 63: Espectro de amplitude da medida do parâmetros S_{21} do acoplador PLC (1,7 à 100 MHz) sem trafo.

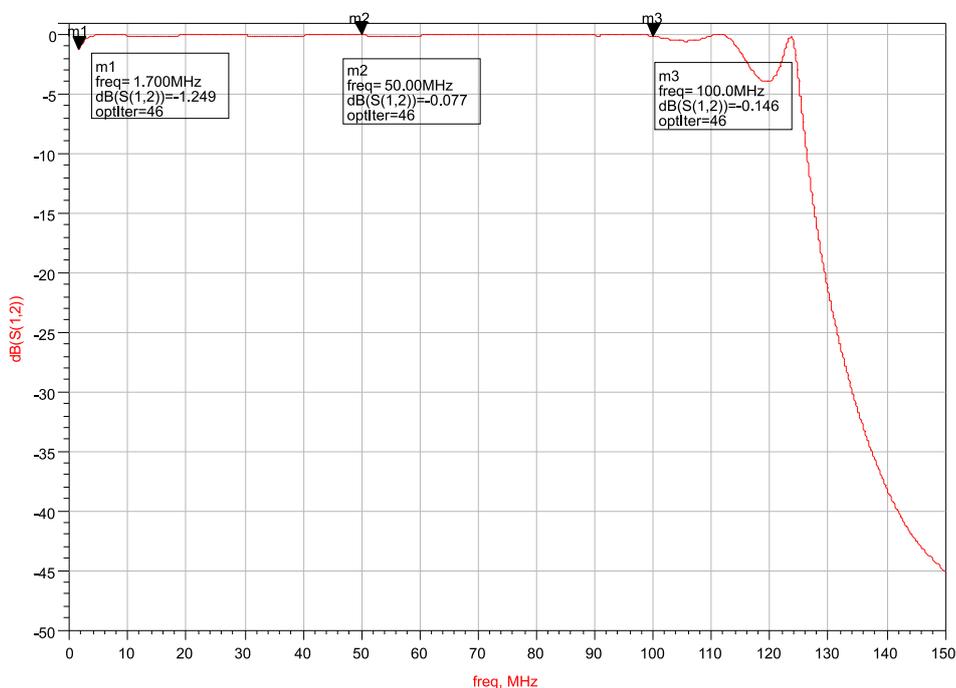


Figura 64: Espectro de amplitude da medida do parâmetros S_{21} : filtro projetado e otimizado com *software* ADS.

Os procedimentos de medição usados no acoplador PLC banda larga com trafo para obtenção da resposta em frequência e Carta de Smith são os mesmos adotados

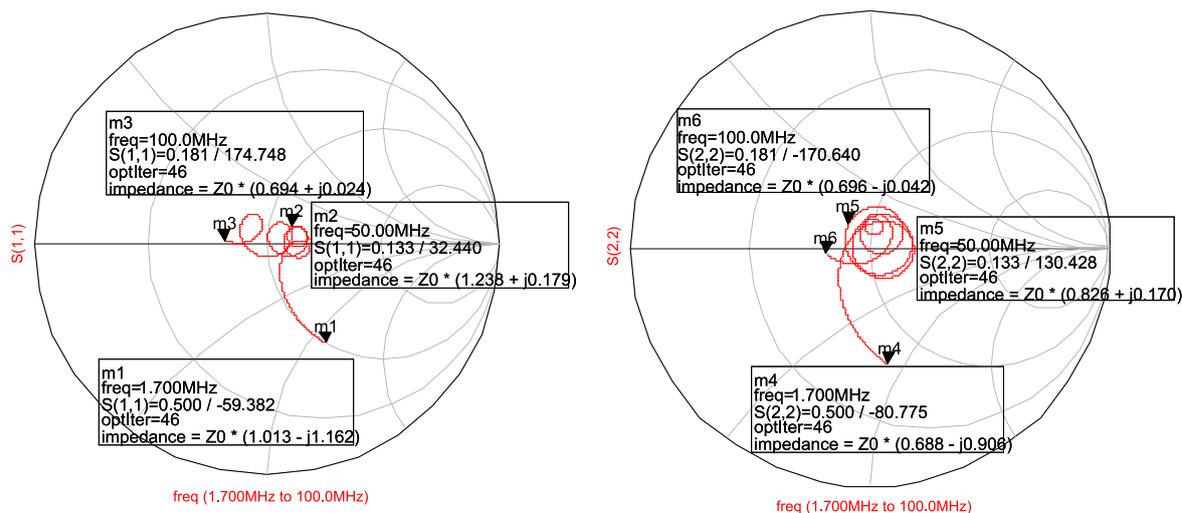


Figura 65: Carta de Smith do acoplador PLC sem trafo: filtro projetado e otimizado com o *software* ADS.

Agilent Technologies: N9912A, SN: MY50492766

Mon, 06 Feb 2012 11:24:09 PM

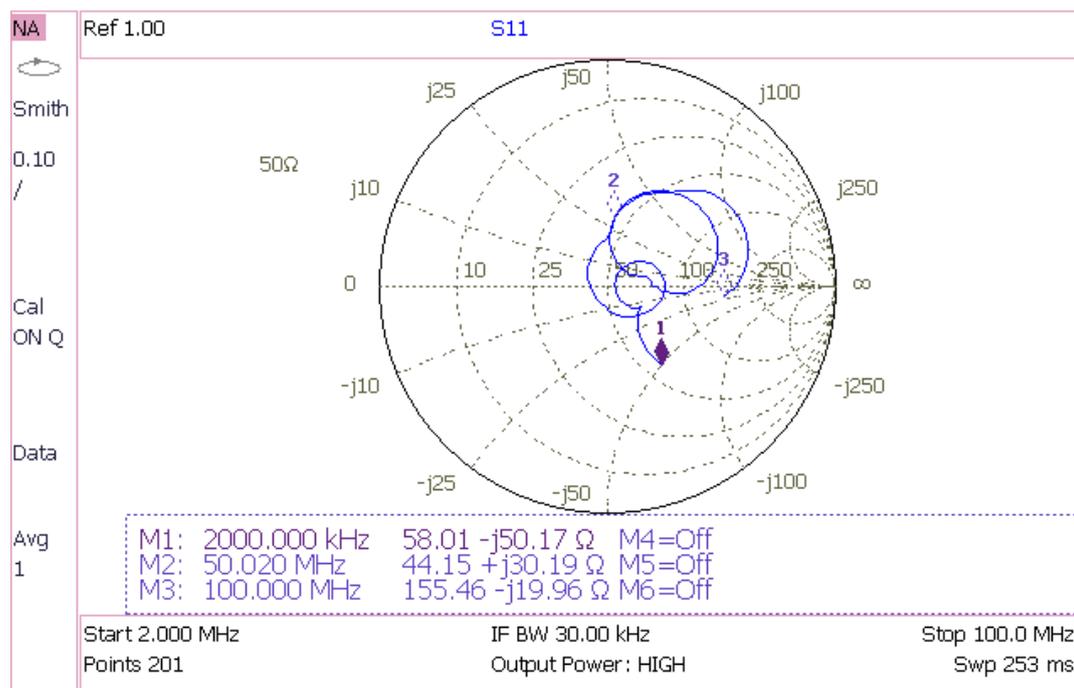


Figura 66: Medida do parâmetro S_{11} : acoplador PLC (1,7 à 100 MHz) sem trafo.

no acoplador PLC sem trafo, posto que, os dois acopladores diferem apenas no uso do trafo T1. Neste contexto, a Figura 68 está plotado a medida do parâmetro S_{21} , onde foram inseridos seis marcadores nas bandas de passagem e corte, até 150 MHz, para avaliação da resposta em frequência do acoplador PLC banda larga com trafo. Por outro lado, a Figura 69 reproduz a resposta em frequência projetada, conforme seção 4.4, ressaltando-se que o trafo foi considerado ideal. Novamente, observa-se que há a

Tabela 13: Valores dos parâmetros S_{11} (1,7 - 100 MHz)

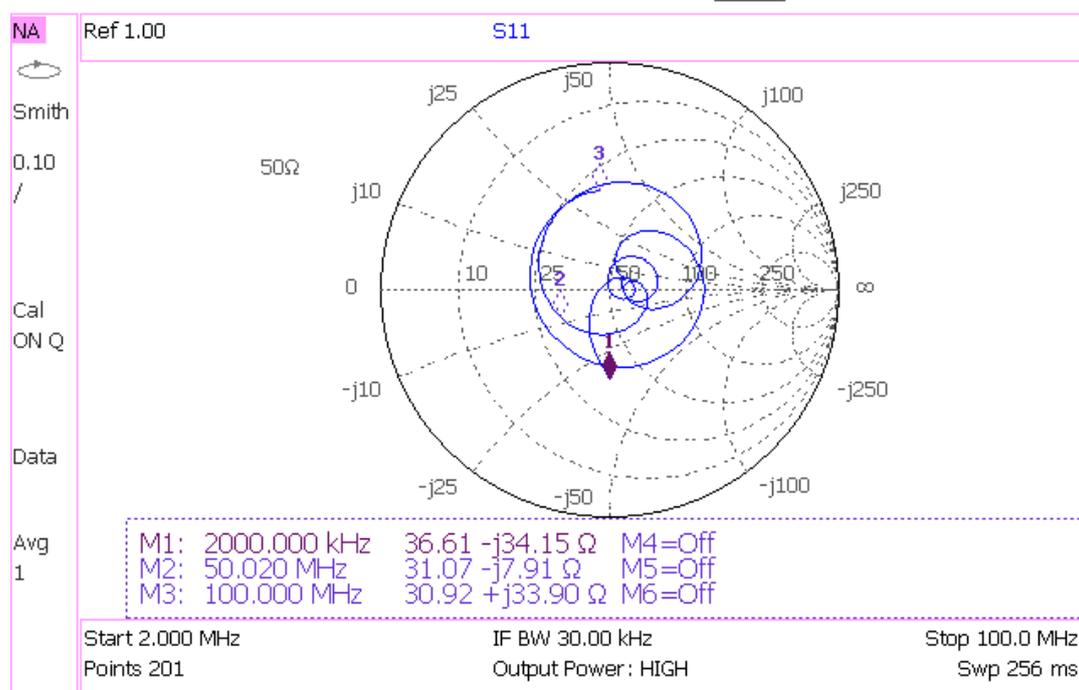
| Marcador | Frequência | software ADS | Analisador de rede |
|----------|------------|------------------|--------------------|
| m1 | 1,7 MHz | (58,01 -j50,17) | (50,65 -j58,1) |
| m2 | 50 MHz | (44,15 +j30,195) | (61,9 +j8,95) |
| m3 | 100 MHz | (155,46 -j19,96) | (34,7 +j1,2) |

Tabela 14: Valores dos parâmetros S_{22} (1,7 - 100 MHz)

| Marcador | Frequência | software ADS | Analisador de rede |
|----------|------------|-----------------|--------------------|
| m4 | 1,7 MHz | (38,53 -j31,88) | (34,4 -j45,3) |
| m5 | 50 MHz | (22,47 -j9,85) | (41,3 +j8,5) |
| m6 | 100 MHz | (36,13 -j35,46) | (34,8 -j2,1) |

Agilent Technologies: N9912A, SN: MY50492766

Mon, 06 Feb 2012 11:47:40 PM

Figura 67: Medida do parâmetro S_{22} : acoplador PLC (1,7 à 100 MHz) sem trafo.

necessidade de melhorias para garantir que as especificações de projeto sejam atingidas na prática.

Finalmente, as Figuras 70 e 71 mostram as Cartas de Smith dos parâmetros S_{11} e S_{22} .

As Tabelas 15 e 16 comparam alguns valores do parâmetro S_{11} e S_{22} associados ao projeto do acoplador e fornecidos pelo *software* ADS com aqueles obtidos com o procedimento de medição.

Conforme é observado, há uma variação entre os valores medidos e projetados. Os

Agilent Technologies: N9912A, SN: MY50492766

Wed, 04 Apr 2012 2:23:53 AM

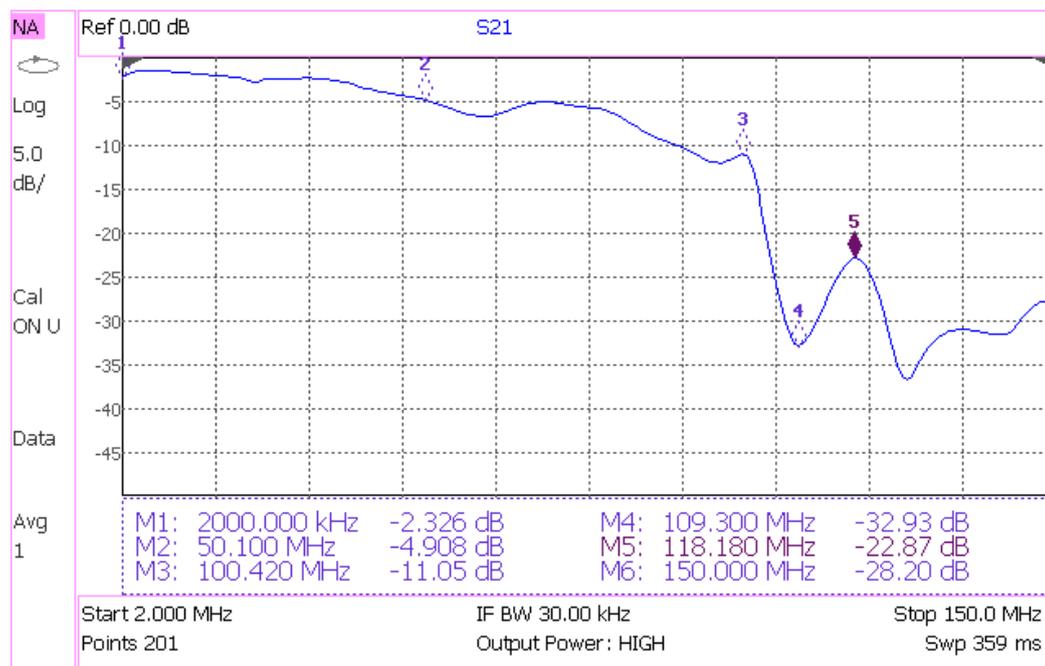


Figura 68: Espectro de amplitude da medida do parâmetros S_{21} do acoplador PLC (1,7 à 100 MHz) com trafo.

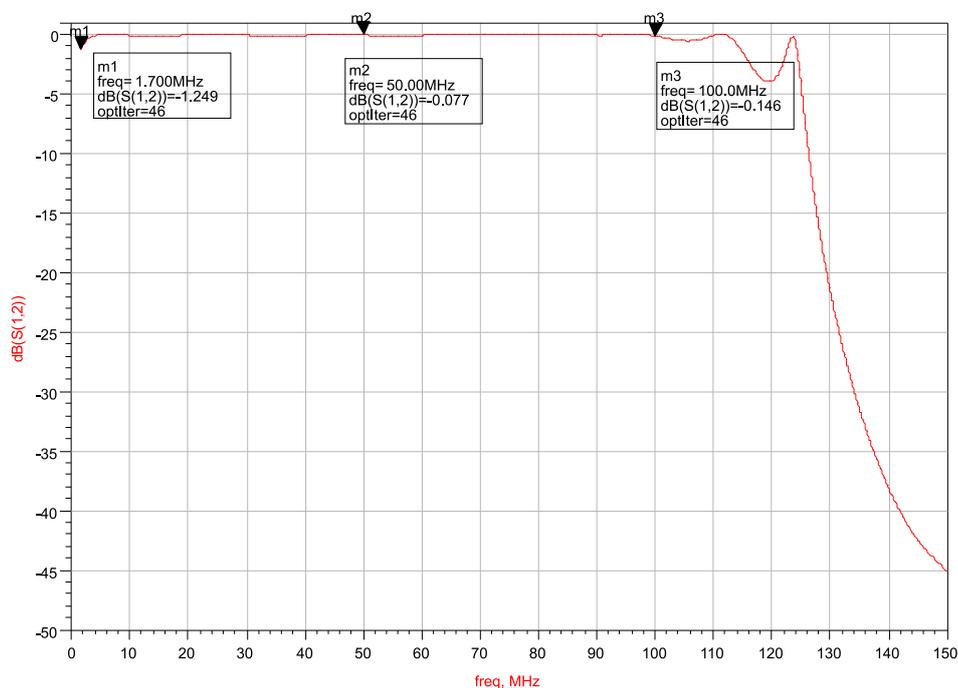
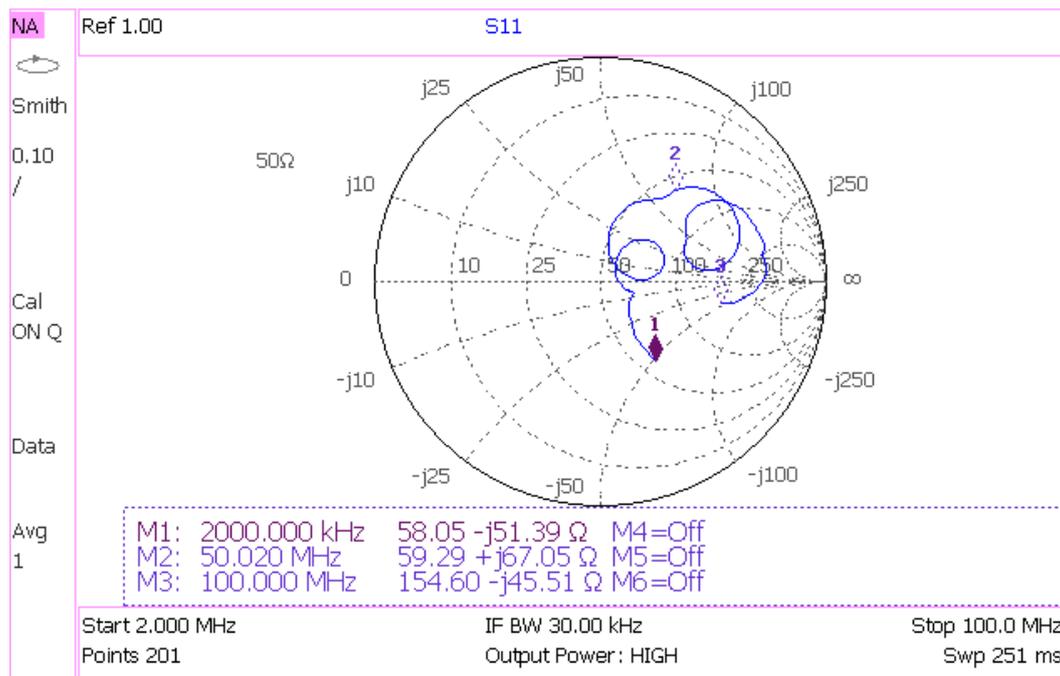


Figura 69: Espectro de amplitude do Parâmetro S_{21} : filtro projetado e otimizado com o *software* ADS.

acopladores PLC banda larga com trafo (1,7 à 100 MHz) apresentam a mesma restrição de projeto se comparado com o acoplador PLC banda larga sem trafo (1,7 à 100 MHz). O protótipo também não atendeu totalmente as especificações de projeto. Entretanto,

Agilent Technologies: N9912A, SN: MY50492766

Tue, 07 Feb 2012 12:34:46 AM

Figura 70: Medida do parâmetro S_{11} acoplador PLC (1,7 à 100 MHz) com trafo.Tabela 15: Valor dos parâmetros S_{11} (1,7 - 100 MHz)

| Marcador | Frequência | software ADS | Analizador de rede |
|----------|------------|------------------|--------------------|
| m1 | 1,7 MHz | (58,05 -j51,39) | (50,65 -j58,1) |
| m2 | 50 MHz | (59,29 +j67,05) | (61,9 +j8,95) |
| m3 | 100 MHz | (154,60 -j45,51) | (34,7 +j1,2) |

o seu uso ainda é possível em transeptores PLC.

5.2.3 ACOPLADOR PLC BANDA LARGA (1,7 - 150 MHz)

A presente seção descreve/discute os resultados de medição dos protótipos dos acopladores PLC (1,7 à 150 MHz) com ou sem trafo (placa de circuito impresso, vide seção 4.5 e 4.6). Os procedimentos de medição, adotados nesta seção, para os parâmetros S_{11} , S_{22} e S_{21} , são os mesmos adotados para acopladores PLC banda larga (1,7 à 100 MHz), vide seção 5.2.2. Assim sendo, na Figura 72 está plotado a medida

Tabela 16: Valor dos parâmetros S_{22} (1,7 - 100 MHz)

| Marcador | Frequência | software ADS | Analizador de rede |
|----------|------------|-----------------|--------------------|
| m4 | 1,7 MHz | (38,53 -j31,99) | (34,4 -j45,3) |
| m5 | 50 MHz | (22,47 -j9,85) | (41,3 +j8,5) |
| m6 | 100 MHz | (36,13 -j35,46) | (34,8 -j2,1) |

Agilent Technologies: N9912A, SN: MY50492766

Tue, 07 Feb 2012 12:00:42 AM

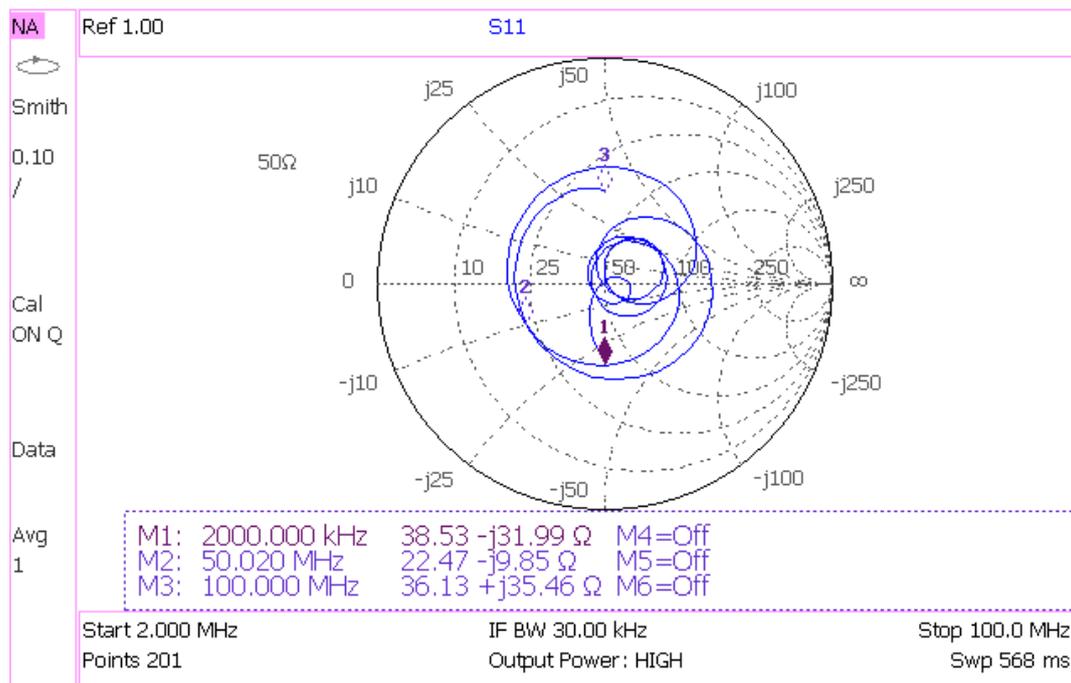


Figura 71: Medida do parâmetro S_{22} acoplador PLC (1,7 à 100 MHz) com trafo.

Tabela 17: Valores dos parâmetros S_{11} (1,7 - 150 MHz)

| Marcador | Frequência | software ADS | Analisador de rede |
|----------|------------|------------------|--------------------|
| m1 | 1,7 MkHz | (56,04 -j54,03) | (50,15 -j61,95) |
| m2 | 75 MHz | (23,14 +j15,77) | (42,75 +j16,35) |
| m3 | 150 MHz | (120,83 -j11,62) | (2,1 +j4,6) |

do parâmetro S_{21} com três marcadores na banda de passagem e três na banda de corte, mostrando a resposta em frequência do acoplador PLC banda larga de 2 MHz à 180 MHz. Já na Figura 73 está ilustrado a resposta em frequência do acoplador, obtida durante a fase de projeto com o *software* ADS. Pelas Figuras 72 e 73 observa-se o atendimento parcial das especificações de projeto.

Nas Figuras 74, 75 e 76 são mostrados as Cartas de Smith dos parâmetro S_{11} e S_{22} projetado e medidos com o analisador vetorial de rede. As Tabelas 17 e 18 comparam algum dos valores dos parâmetros S_{11} e S_{22} (projeto e protótipo). Conforme é observado, o protótipo também não atendeu as especificações de projeto.

As razões para o não atendimento das especificações de projeto referem-se aos componentes utilizados (capacitores e indutores com 10 % de precisão).

A confecção do acoplador PLC, tendo em vista a frequência mais elevada, 150 MHz, impõe certas limitações, principalmente, em relação aos componentes eletrônicos

Agilent Technologies: N9912A, SN: MY50492766

Wed, 04 Apr 2012 2:42:43 AM

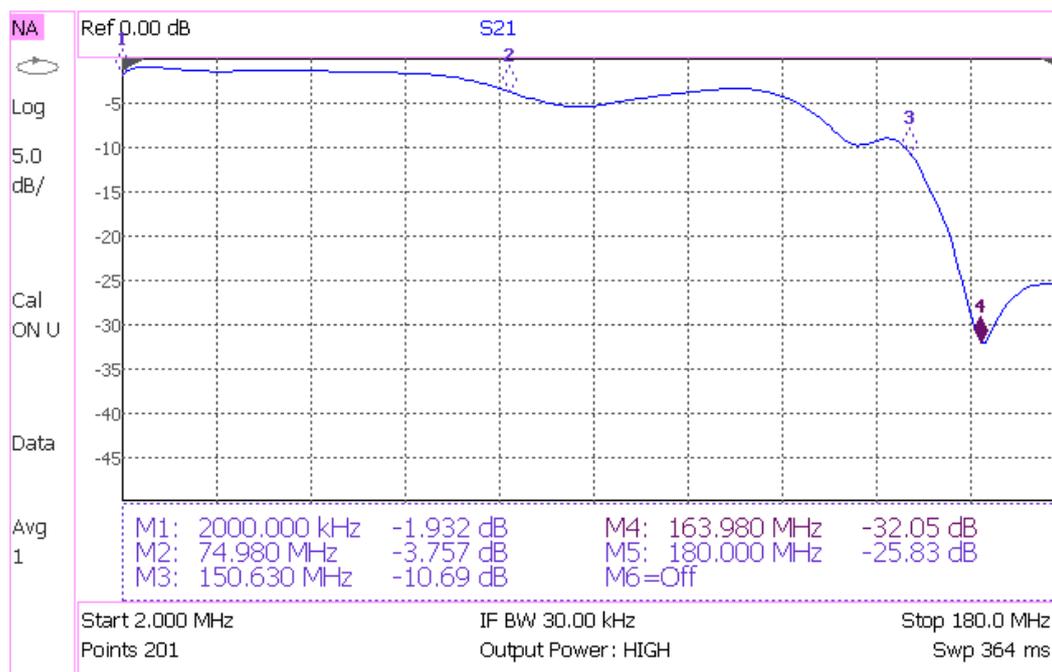


Figura 72: Espectro de amplitude da medida do parâmetro S_{21} do acoplador PLC (1,7 à 150 MHz) sem trafo.

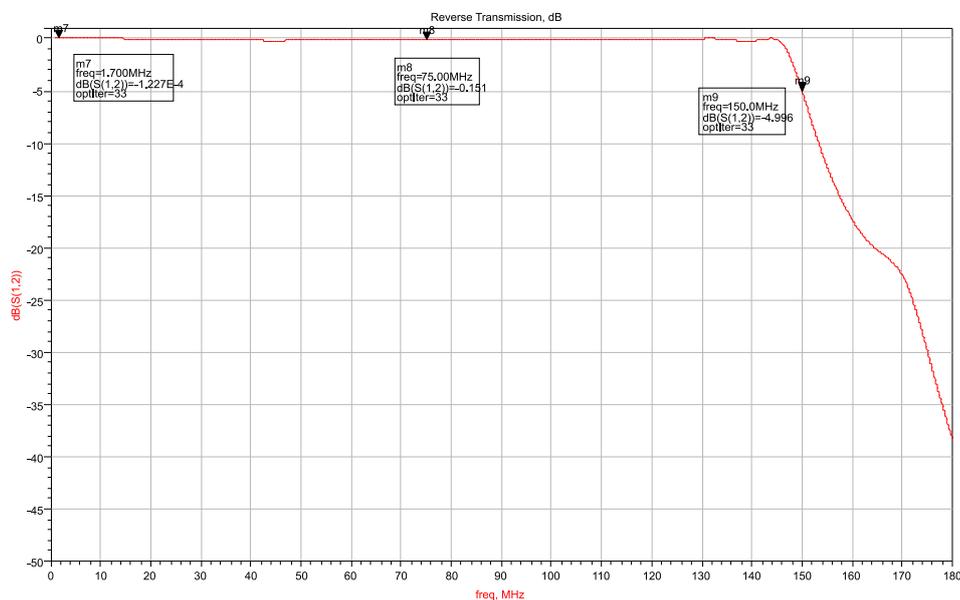


Figura 73: Espectro de amplitude do Parâmetro S_{21} : filtro projetado e otimizado com o *software* ADS.

envolvidos e a resposta dos mesmos para frequências elevadas. Nesta caso, placas de circuito impresso devem seguir padrões que permitam o mínimo de distorções, posto que nos condutores de uma placa de altas frequências, o efeito pelicular se torna bastante significativo e, portanto, o acoplamento eletromagnético entre os condutores se tornam

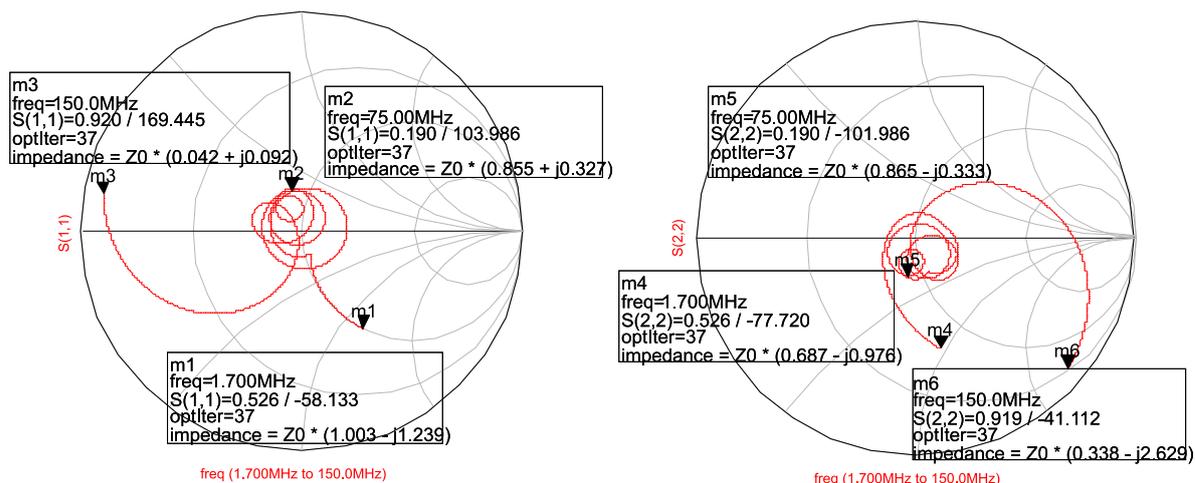


Figura 74: Carta de Smith do acoplador PLC banda larga sem trafo otimizado.

Agilent Technologies: N9912A, SN: MY50492766

Thu, 09 Feb 2012 6:34:16 PM

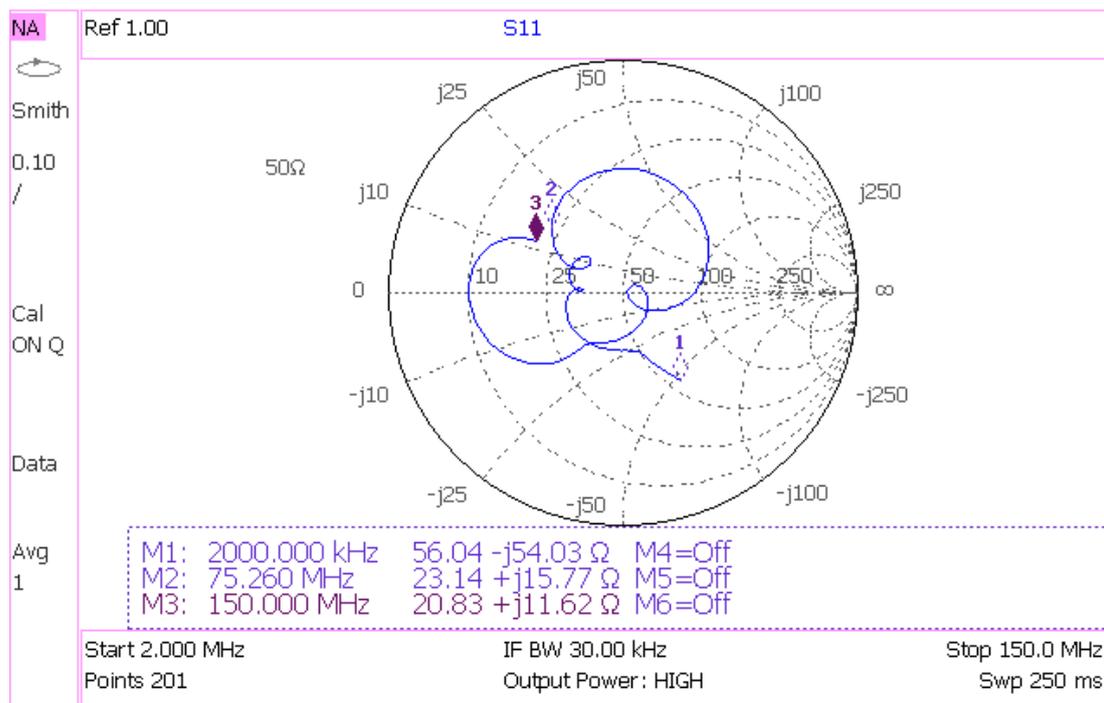


Figura 75: Medida do parâmetro S_{11} acoplador PLC (1,7 à 150 MHz) sem trafo.

relevantes.

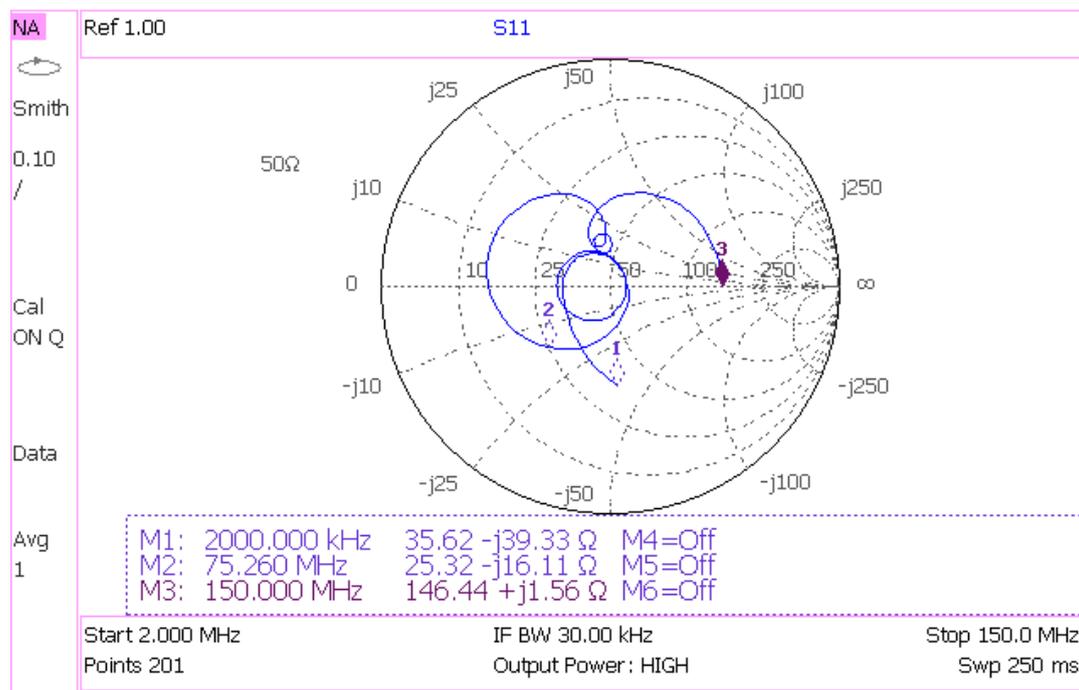
O procedimento adotado para a medição dos parâmetros S_{11} , S_{22} e S_{21} quando os acopladores são banda larga com trafo (1,7 à 150 MHz) é o mesmo para acopladores banda larga sem trafo (1,7 à 150 MHz). Assim sendo, a Figura 77 mostra a medição do parâmetro S_{21} (2 à 180 MHz). Conforme é observado, todas as dificuldades de implementação encontradas no acoplador banda larga sem trafo (1,7 à 150 MHz) também foram apresentadas neste acoplador, porém a resposta em frequência do acoplador,

Tabela 18: Valores dos parâmetros S_{22} acoplador (1,7 - 150 MHz)

| Marcador | Frequência | software ADS | Analisador de rede |
|----------|------------|-----------------|--------------------|
| m4 | 1,7 MHz | (35.62 -j39,33) | (26,3 -j48,8) |
| m5 | 75 MHz | (25,32 -j16,11) | (43,25 -j16,65) |
| m6 | 150 MHz | (146,44 +j1,56) | (16,9 -j134,5) |

Agilent Technologies: N9912A, SN: MY50492766

Thu, 09 Feb 2012 6:32:36 PM

Figura 76: Medida do parâmetro S_{22} acoplador PLC (1,7 à 150 MHz) sem trafo.

medido com o analisador de rede, apresentou maiores distorções quando o trafo foi inserido, e, apesar dos trafos adquiridos (WB-1040, WB-2040 e WB-3040) apresentarem resposta em frequência até 300 MHz (vide Apêndice 1) e a mesma relação de transformação 4:1, a resposta em frequência do acoplador não limitou a faixa de corte em 150 MHz, conforme especificado no projeto ficando com uma atenuação de 24,91 dB.

Nas Figuras 74, 78 e 79 estão plotados as Cartas de Smith dos parâmetros S_{11} e S_{22} , associadas ao projeto e à medição respectivamente. As Tabelas 19 e 20 reúnem alguns valores dos parâmetros S_{11} e S_{22} obtidos com o projeto e com o procedimento de medição. Conforme é observado, os parâmetros S_{11} e S_{22} também ficaram bastante distantes dos valores do projeto. Além das inconsistências abordadas em seções anteriores como frequência elevada, a não utilização de capacitores SMD e placa de circuito impresso com trilhas adequadas para frequências elevadas contribuem para distorcer a propagação do sinal eletromagnético tendo como consequência atenuação na banda

Agilent Technologies: N9912A, SN: MY50492766

Wed, 04 Apr 2012 2:39:32 AM

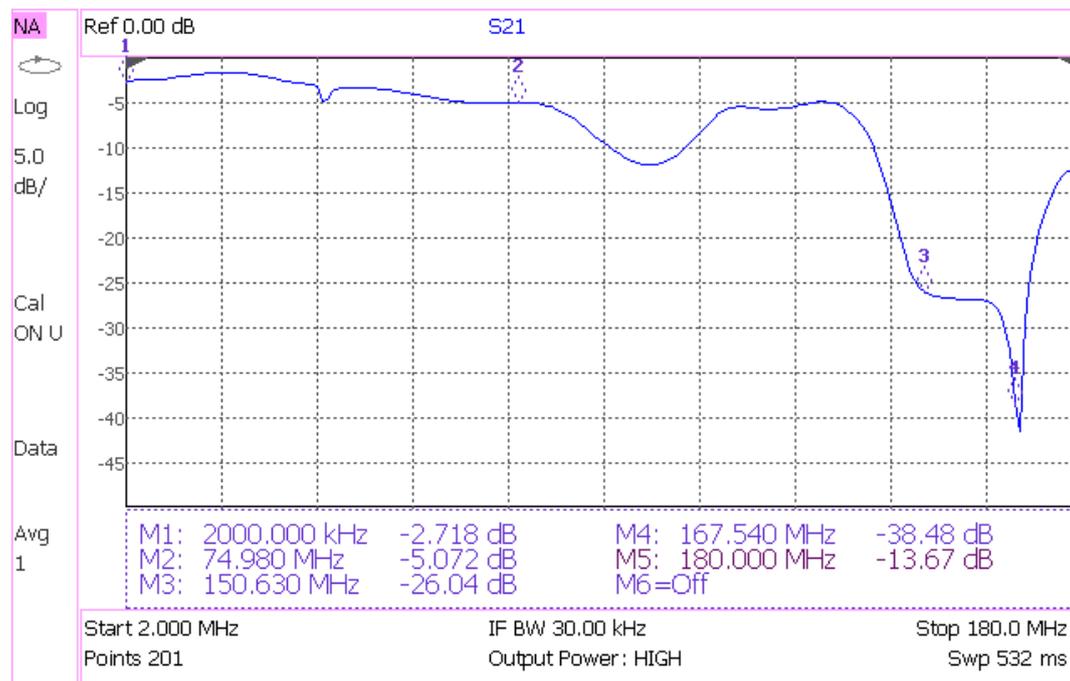


Figura 77: Medida do parâmetro S_{21} acoplador PLC (1,7 à 150 MHz) com trafo.

passante, distorção de amplitude e resposta em frequência diferente da projetada.

Agilent Technologies: N9912A, SN: MY50492766

Thu, 09 Feb 2012 6:25:45 PM

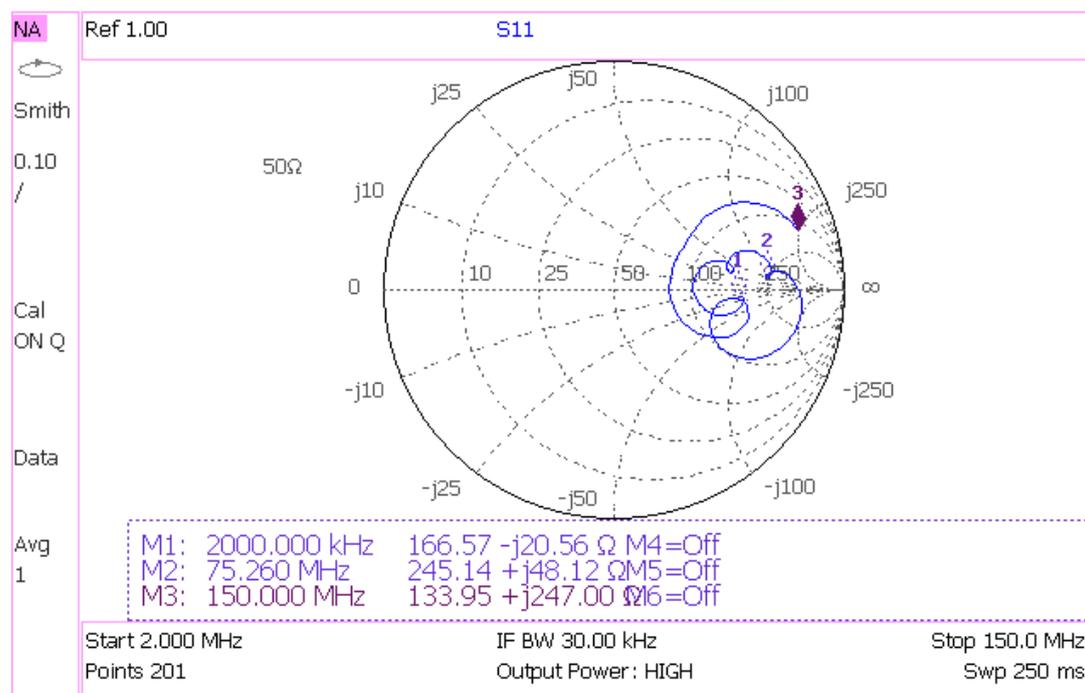


Figura 78: Medida do parâmetro S_{11} acoplador PLC (1,7 à 150 MHz) com trafo.

Tabela 19: Valores dos parâmetros S_{11} acoplador (1,7 - 150 MHz)

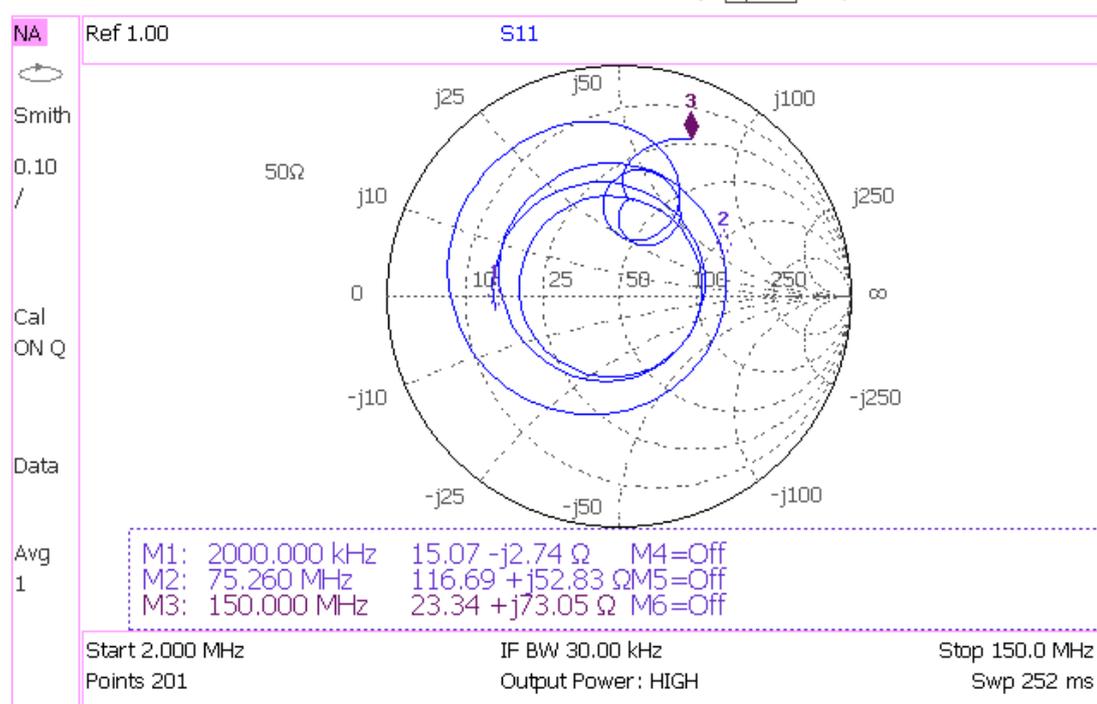
| Marcador | Frequência | software ADS | Analisador de rede |
|----------|------------|------------------|--------------------|
| m1 | 1,7 MkHz | (166,57 -j20,56) | (50,15 -j61,95) |
| m2 | 75 MHz | (245,14 +j48,12) | (42,75 +j16,35) |
| m3 | 150 MHz | (133,95 +j247) | (2,1 +j4,6) |

Tabela 20: Valores dos parâmetros S_{22} (1,7 - 150 MHz)

| Marcador | Frequência | software ADS | Analisador de rede |
|----------|------------|------------------|--------------------|
| m4 | 1,7 MHz | (15,07 -j2,74) | (26,3 -j48,8) |
| m5 | 75 MHz | (116,69 -j52,83) | (43,25 -j16,65) |
| m6 | 150 MHz | (23,34 +j73,05) | (16,9 -j134,5) |

Agilent Technologies: N9912A, SN: MY50492766

Thu, 09 Feb 2012 6:28:26 PM

Figura 79: Medida do parâmetro S_{22} acoplador PLC (1,7 à 150 MHz) com trafo.

5.2.4 APLICAÇÃO 1: MEDIÇÃO DE CANAIS PLC IDEAL

A Figura 80 mostra o ambiente de medição construído para a medição de canais PLC e pode ser visto como um ambiente de medição ideal, posto que o circuito monofásico de 8 metros de comprimento é ponto à ponto, ou seja, sem derivações e não há outras cargas conectadas, além dos acopladores nos terminais. O condutor utilizado no ambiente de medição é o cobre. A medição do canal PLC é realizada com o analisador vetorial de rede, conforme ilustrado na Figura 80.

Para verificar o desempenho dos acopladores PLC desenvolvidos, dentro de uma

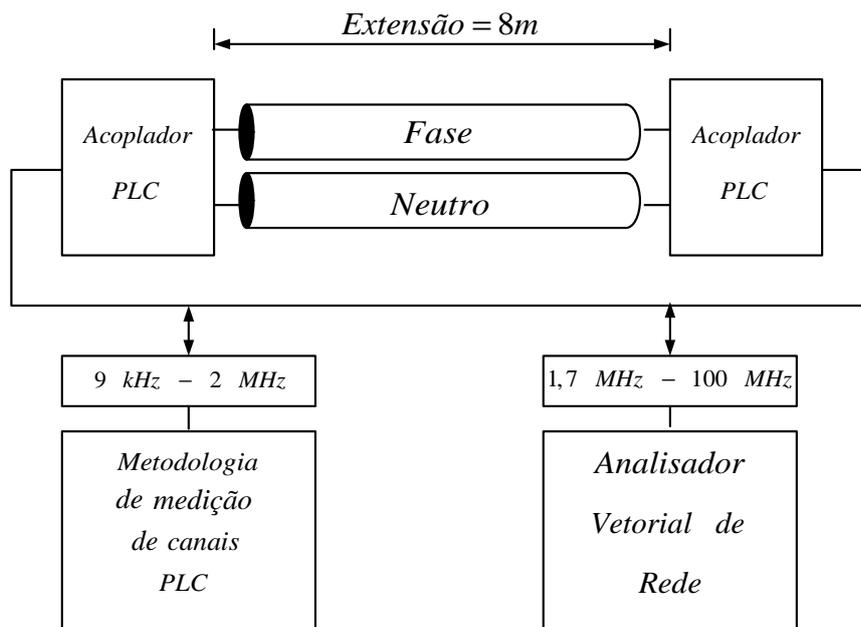


Figura 80: Ambiente de medição de canais PLC na faixa de frequência entre 9 kHz e 150 MHz.

metodologia de medição de canais PLC, as seguintes configurações foram utilizadas:

1. Ambiente de medição quando o circuito elétrico monofásico é energizado ou não (conectado à rede de energia elétrica).
2. Ambiente de medição quando o circuito elétrico monofásico não é energizado.

Considerando o uso de acopladores banda-estreita (9 kHz - 2 MHz) com e sem trafo e o uso da metodologia de medição de canais PLC, obtém-se os espectros de amplitude do canal PLC, conforme é mostrado na Figuras 81 e 82, respectivamente. Analisando os gráficos, é evidenciado que o acoplador PLC com trafo fornece melhor resposta em frequência para frequências mais baixas em comparação ao acoplador PLC sem trafo.

Para os acopladores PLC banda larga (1,7 à 100 MHz) sem trafo, as medidas dos parâmetros S_{21} e S_{22} são mostradas nas Figuras 83 e 84. O uso do protótipo do acoplador PLC banda larga (1,7 à 100 MHz) com trafo para medição do canal PLC no ambiente de medição resultou nas medidas dos parâmetros S_{21} e S_{22} nas Figuras 85 e 86. Observando os gráficos de espectro de amplitude dos acopladores PLC com e sem trafo (1,7 à 100 MHz), nota-se que a resposta em frequências altas do acoplador estão mais atenuadas se compararmos com as curvas de resposta em frequências dos acopladores no capítulo 4.

Nas medidas dos acopladores PLC banda larga (1,7 à 150 MHz) sem trafo, as

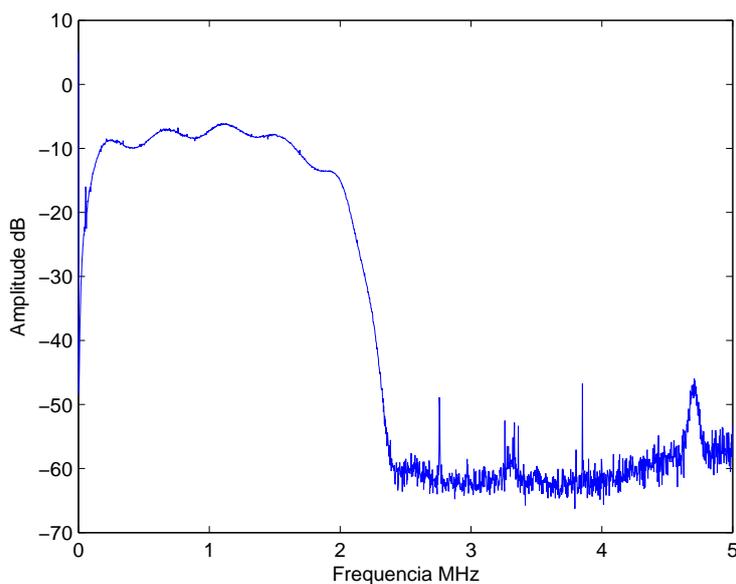
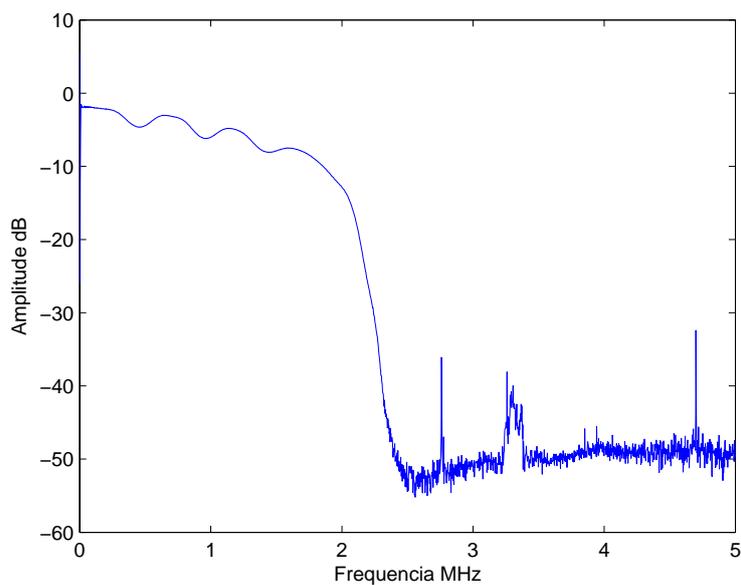


Figura 81: Espectro de amplitude do canal PLC: medido com o acoplador PLC (9 kHz à 2 MHz) sem trafo.



o

Figura 82: Espectro de amplitude do canal PLC: medido com o acoplador PLC (9 kHz à 2 MHz) com trafo.

medidas dos parâmetros S_{21} e S_{22} são mostradas nas Figuras 87 e 88. O uso do protótipo do acoplador PLC banda larga (1,7 à 150 MHz) com trafo não será avaliado nesta seção porque o filtro Butterworth proposto não atingiu a banda de frequência projetada. Os resultados apresentados para o acoplador (1,7 à 150 MHz) para o parâmetro S_{21} se comporta de forma semelhante para o acoplador banda larga (1,7 à 150 MHz).

Agilent Technologies: N9912A, SN: MY50492766

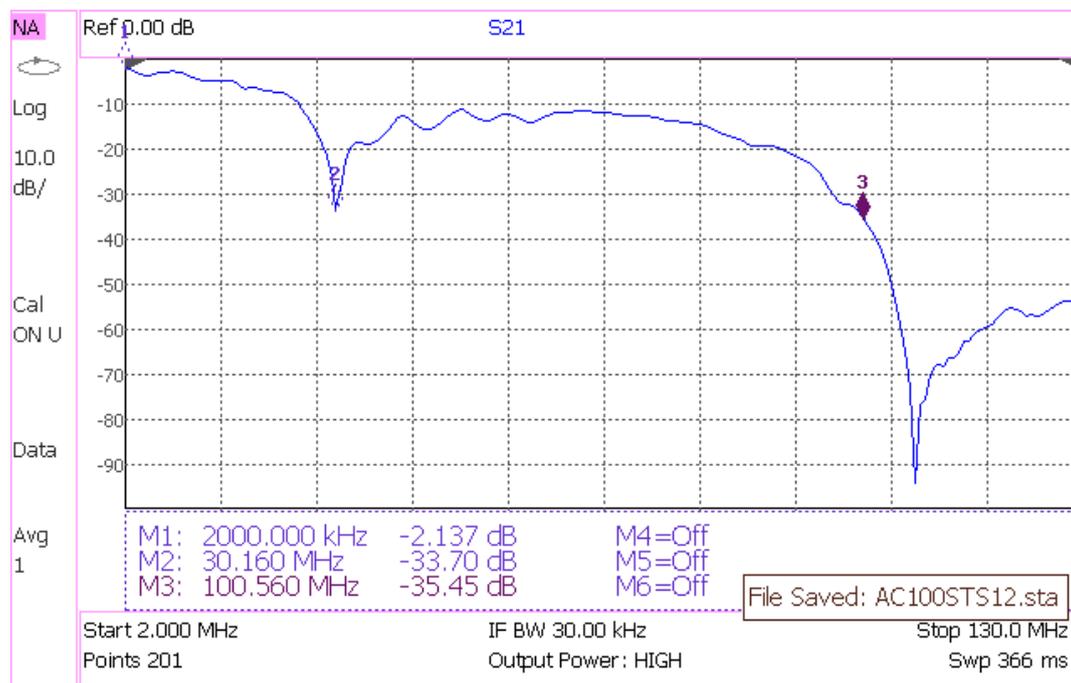
75%  Sat, 11 Feb 2012 12:52:48

Figura 83: Espectro de amplitude da medida do parâmetro S_{21} : Canal PLC medido com o analisador vetorial de rede acoplador PLC (1,7 à 100 MHz) sem trafo.

Agilent Technologies: N9912A, SN: MY50492766

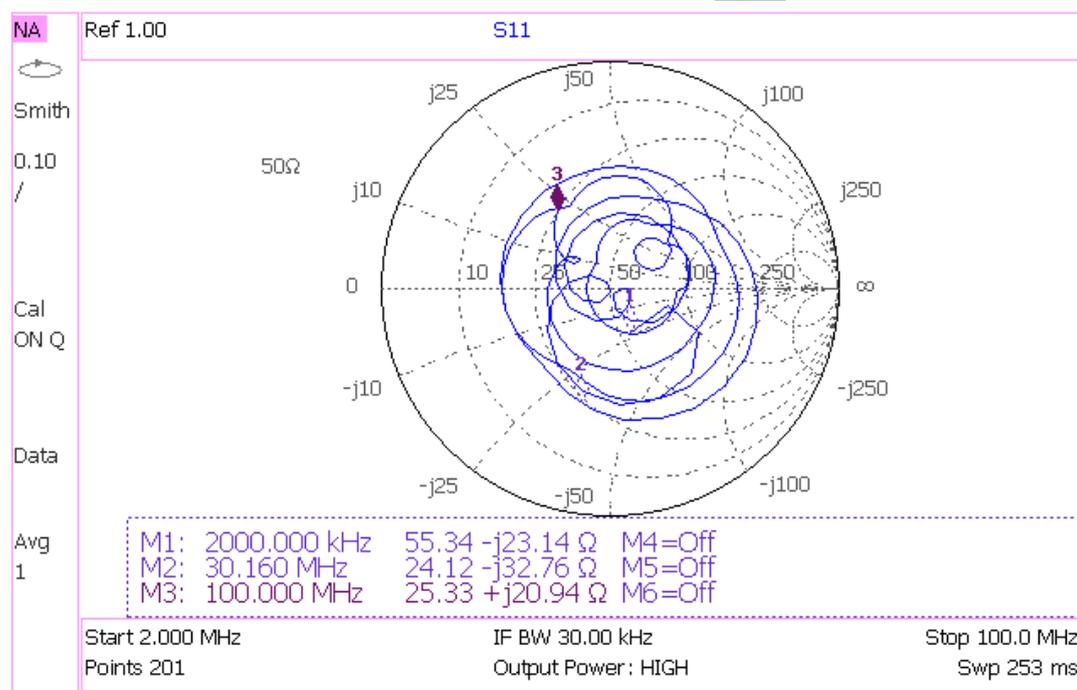
68%  Sat, 11 Feb 2012 1:09:13 AM

Figura 84: Medida do parâmetro S_{22} : Canal PLC medido com o analisador vetorial de rede acoplador PLC (1,7 à 100 MHz) sem trafo.

Agilent Technologies: N9912A, SN: MY50492766

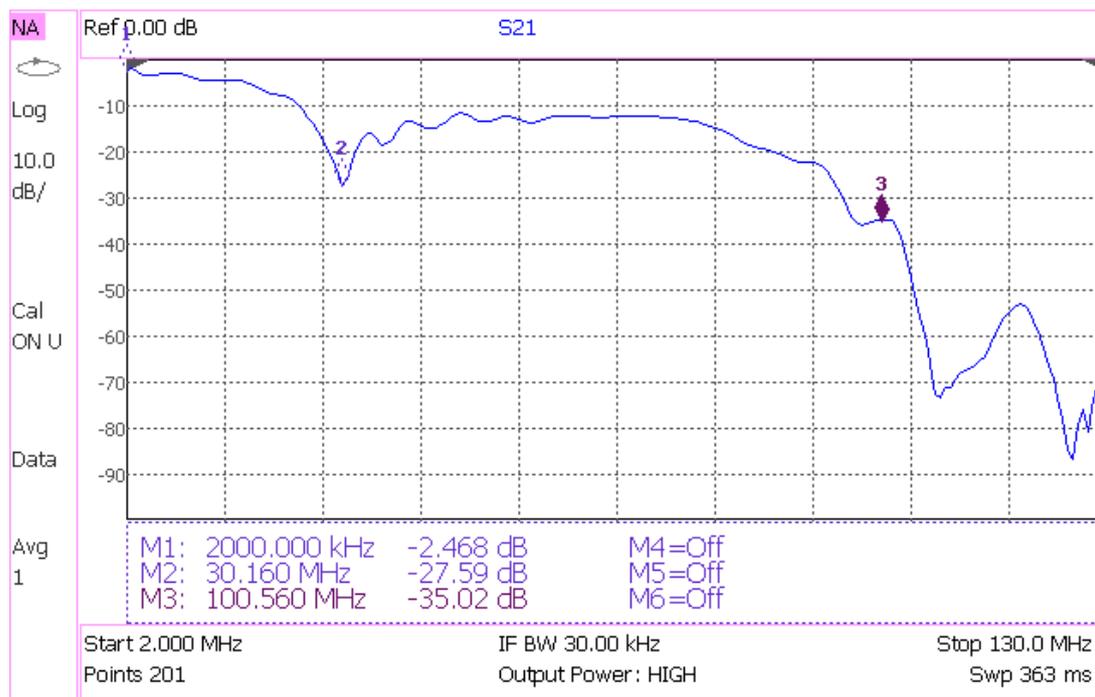
75%  Sat, 11 Feb 2012 12:53:51

Figura 85: Espectro de amplitude da medida do parâmetro S_{21} : Canal PLC medido com o analisador vetorial de rede acoplador PLC (1,7 à 100 MHz) com trafo.

Agilent Technologies: N9912A, SN: MY50492766

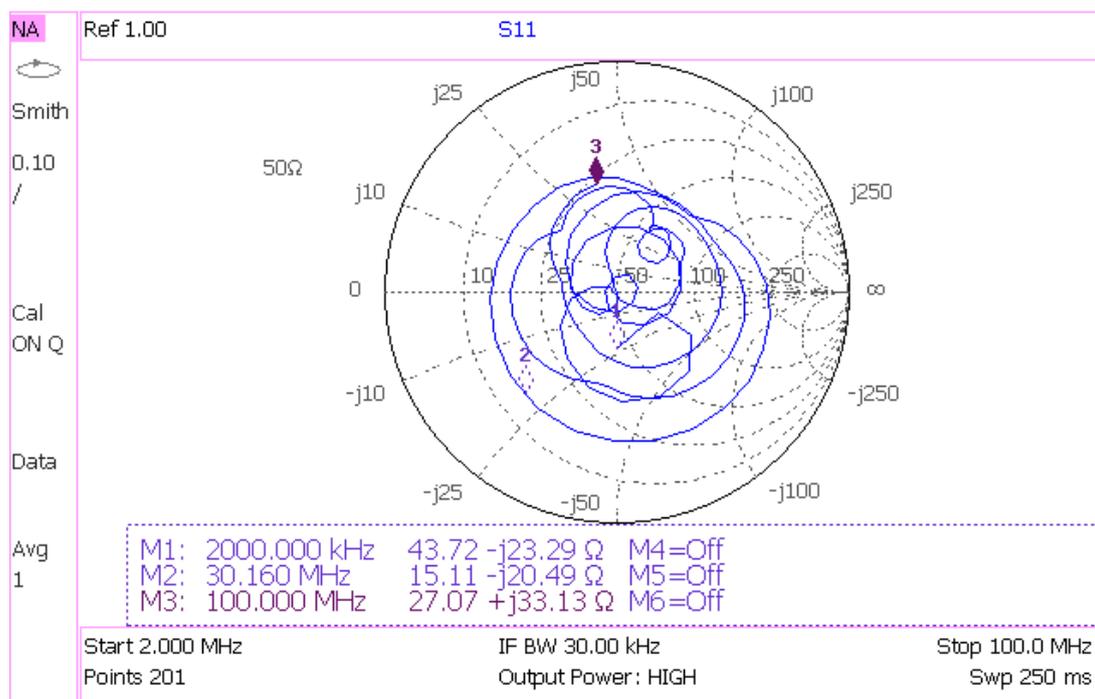
68%  Sat, 11 Feb 2012 1:09:54 AM

Figura 86: Medida do parâmetro S_{22} : Canal PLC medido com o analisador vetorial de rede acoplador PLC (1,7 à 100 MHz) sem trafo.

Agilent Technologies: N9912A, SN: MY50492766

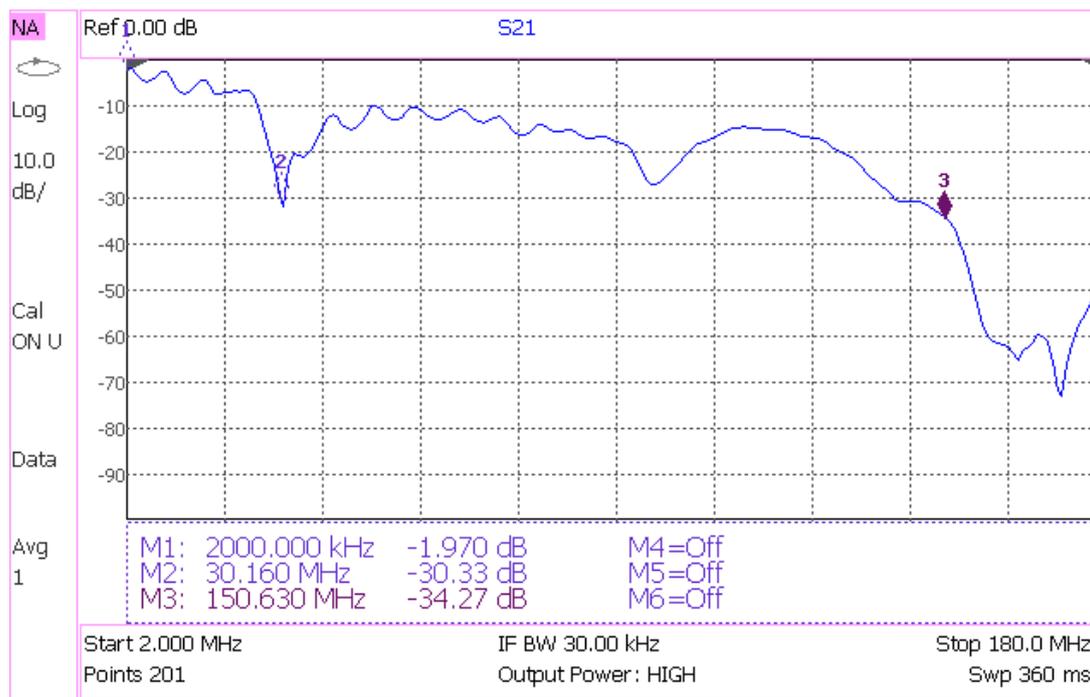
72%  Sat, 11 Feb 2012 12:58:26

Figura 87: Espectro de amplitude da medida do parâmetro S_{21} : Canal PLC medido com o analisador vetorial de rede acoplador PLC (1,7 à 150 MHz) sem trafo.

5.2.5 MEDIÇÃO DO CANAL PLC

Por questões de segurança as medições de canais PLC quando o ambiente de medição é conectado à rede de energia elétrica do LAPTEL, são baseados apenas nos acopladores PLC com trafo. Além disso, somente os acopladores projetados para a faixa de frequência 9 kHz à 2 MHz e 1,7 MHz à 100 MHz são utilizados.

5.3 SUMÁRIO

Neste capítulo foram apresentados os resultados das medições dos parâmetros S dos acopladores PLC. Posto isto, foi analisado o desempenho de tais acopladores em um canal PLC a partir de um ambiente de teste.

Agilent Technologies: N9912A, SN: MY50492766

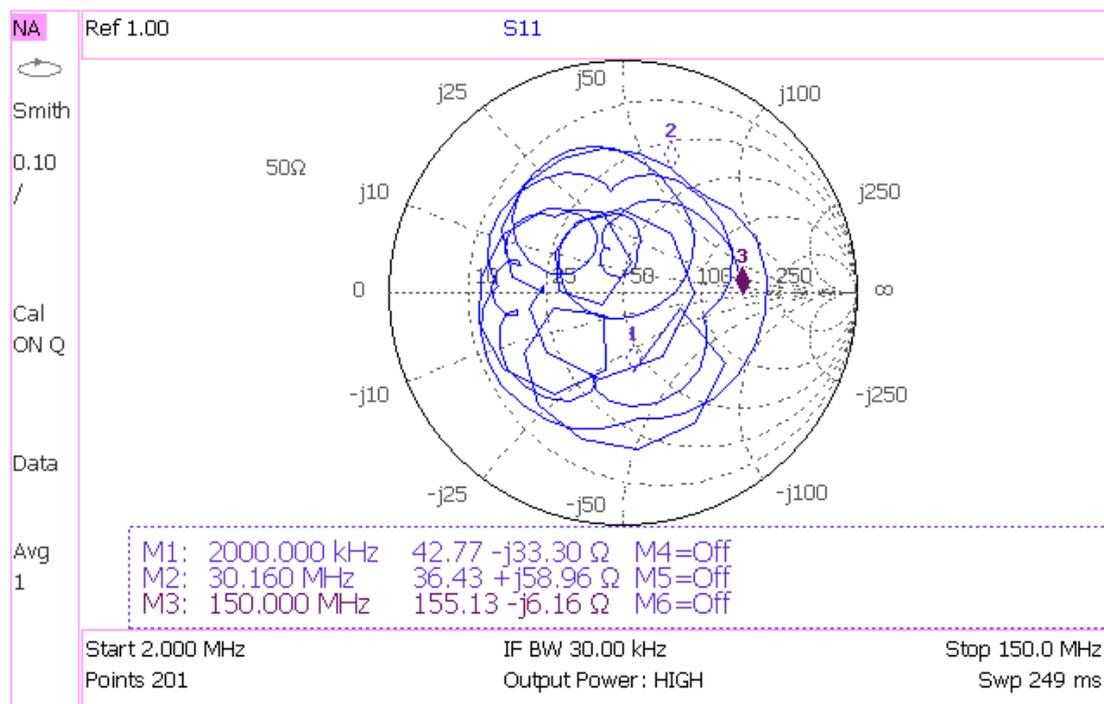
69%  Sat, 11 Feb 2012 1:05:53 AM

Figura 88: Medida do parâmetro S_{22} : Canal PLC medido com o analisador vetorial de rede acoplador PLC (1,7 à 150 MHz) sem trafo.

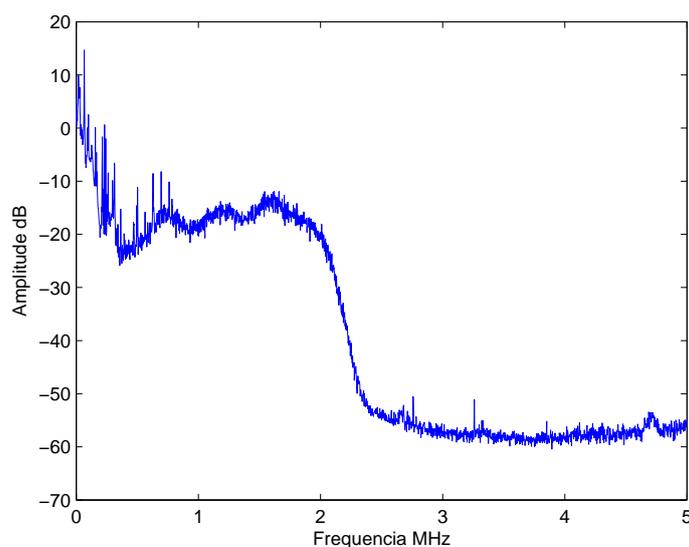


Figura 89: Espectro de amplitude do canal PLC: medido com o acoplador PLC (9 kHz à 2 MHz) com trafo na rede de energia elétrica.

Agilent Technologies: N9912A, SN: MY50492766

Sun, 12 Feb 2012 1:56:39 AM

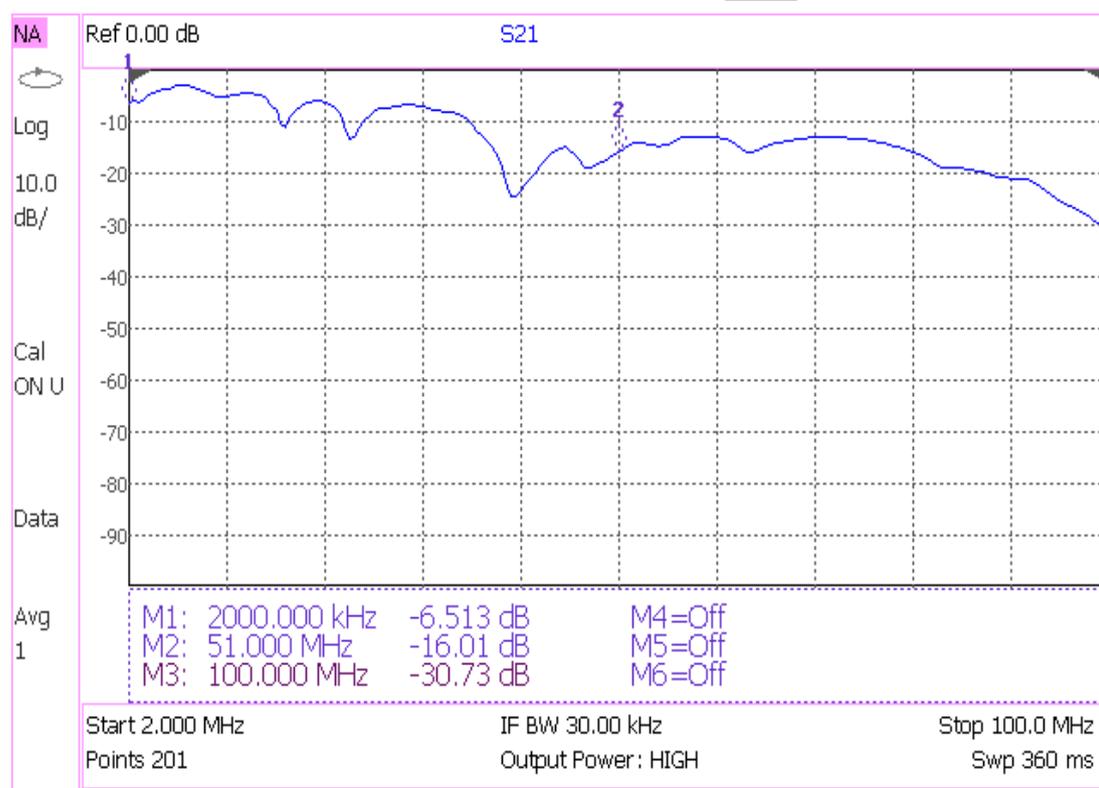


Figura 90: Espectro de amplitude da medida do parâmetro S_{21} : acoplador PLC banda larga com trafo na rede de energia elétrica.

6 CONCLUSÕES

Esta dissertação discorreu sobre o projeto, prototipagem e análise de acopladores PLC banda estreita (9 kHz à 2 MHz) e banda larga (1,7 à 100 MHz) e (1,7 à 150 MHz) com e sem trafo de acoplamento, visando aplicações *smartgrids* e banda larga.

No capítulo 2 foram discutidos sistemas PLC, os principais componentes de um acoplador PLC, bem como uma classificação para os mesmos. Em seguida, foram sintetizados alguns conceitos de circuitos básicos de acoplamento, casamento de impedância e proteção elétrica para acopladores PLC. Finalmente, foram apresentados acopladores SISO e MIMO para PLC.

Por outro lado, o capítulo 3 formulou as motivações associadas, os objetos de investigação e apresentou as questões de investigação.

O capítulo 4 apresenta os projetos dos acopladores PLC, a partir das especificações definidas, e os protótipos das placas de circuito impresso correspondentes. Conforme pôde ser verificado neste capítulo, o uso de componentes comerciais, placas de circuito impresso com espessura das trilhas não adequadas ao casamento de impedância, indutores e capacitores com frequência máxima de operação abaixo da faixa de passagem do filtro do acoplador podem resultar no não atendimento das especificações de projeto.

O capítulo 5 apresentou e discutiu as medidas que caracterizam o comportamento de um acoplador PLC. Conforme pode ser observado, os protótipos confeccionados atenderam parcialmente as especificações de projeto. As possíveis razões e justificativas para este comportamento foram discutidas. Ainda no capítulo 5, foram apresentados a medição de canais PLC com os acopladores desenvolvidos quando a rede de energia é energizada ou não. Os resultados indicam que é possível medir canais PLC, empregando os acopladores desenvolvidos, entretanto, devido ao não atendimento total das especificações de projeto não é possível verificar o quanto isso influencia no comportamento do canal PLC.

Por fim, como trabalhos futuros, pode-se ressaltar diversos desdobramentos a partir

da presente contribuição, dentre os quais destacam-se:

1. Projeto de placas de circuito impresso que levam em consideração as faixas de frequências e restrições no casamento de impedância;
2. Substituição dos capacitores cerâmicos por capacitores SMD de precisão para melhorar a resposta em frequência;
3. Associação dos capacitores e indutores disponíveis no mercado, em série e em paralelo, para garantir o atendimento das especificações do projeto;
4. Investigação e projeto de acopladores indutivos, MIMO e para redes de energia elétrica de MT;
5. Investigação e projeto de acopladores capazes de realizarem um casamento adaptativo de impedância;

REFERÊNCIAS

- AGILENT. 2012. <http://www.home.agilent.com>.
- ALTIUM. February 2012. <http://www.altium.com/na/>.
- ANATEL. 2010. <http://www.anatel.gov.br>.
- ARANEO, R.; CELOZZI, S.; LOVAT, G. Design of impedance matching couplers for power line communications. *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, p. 64 –69, August 2009.
- ATHEROS, Q. 2012. <http://www.qca.qualcomm.com/technology/technology.php?nav1=52&product=70>.
- BELT, T. A. E. Coupling capacitors for carrier current applications. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 47, n. 1, p. 31 –36, January 1928.
- BODDIE, C. Telephone communication over power lines by high frequency currents. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, v. 15, n. 7, p. 559 – 640, July 1927.
- BOWICK, C. Rf circuitry design. Howard W. Sams Co., Inc., Indiana, 1982, pp. 44-65, 1982.
- CHOI, W.-H.; PARK, C.-Y. A simple line coupler with adaptive impedance matching for power line communication. *ISPLC '07. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications 2007*, p. 187 –191, March 2007.
- COILCRAFT. February 2012. <http://www.coilcraft.com/>.
- EPCOR, E. 2011. http://epcor.com.br/web0/representadas_det.php?id=4.
- FERREIRA L. LAMPE, J. N. T. G. S. H. C. Power line communications: Theory and applications for narrowband and broadband communications over power lines. John Wiley and Sons Ltd, p. 147–152, July 2011.
- FITZGERALD C. KINGSLEY JR., S. D. U. A. E. Máquinas elétricas, 6ed. Bookman, 2006, pp. 39, v. 6, n. 2, p. 76 – 77, 2006.
- GAGE. 2012. <http://www.gage-applied.com>.
- GALLI, S.; LOGVINOV, O. Recent developments in the standardization of power line communications within the IEEE. *Communications Magazine, IEEE*, v. 46, n. 7, p. 64 –71, July 2008.
- GALLI, S.; SCAGLIONE, A.; WANG, Z. For the grid and through the grid: The role of power line communications in the smart grid. *Proceedings of the IEEE*, v. 99, n. 6, p. 998 –1027, June 2011.

- GALLI S.; SCAGLIONE, A. Z. W. Power line communications and the smart grid. *2010 First IEEE International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm)*, October 2010.
- HASHMAT, R. et al. Mimo communications for inhome plc networks: Measurements and results up to 100 mhz. *2010 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, p. 120 –124, March 2010.
- HAYKIN, S.; M., M. Sistemas de comunicação 5ed. Bookman, 2011,pp. 69,70, 2011.
- HRASNICA A. HAIDINE, R. L. H. Broadband powerline communications networks: Network design. John Wiley and Sons Ltd, 2004.
- IEEE. January 2009. 1 - 47 p. <http://www.ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4747595&isnumber=4747594>.
- IN, D.-S.; SHON, S.; LEE, J.-J. A study on the implementation of inductive coupler with rogowski coil for bplc. *International Conference on Advanced Technologies for Communications*, p. 327 – 330, October 2008.
- KHANDPUR, R. Printed circuit board design, fabrication and assembly, 1ed. McGraw Hill, p. 89–110, 2006.
- LINES-BPL, A. P. L. C.-P. ou B. O. P. 2003. <http://afrr.qsl.br/plc-anatel.pdf>.
- MARCO A.S.F.; RICARDO, A.-A. Procedimento de projeto para filtros analógicos passivos para circuitos de radiofrequência. *International Conference on Engineering and Technology Education*, p. 740 – 744, March 2010.
- MARK, I. Emc and the printed circuit board: Design, theory, and layout made simple. Wiley Interscience and IEEE Electromagnetic Compatibility Society, p. 23–27, 1996.
- MATTRON. 2011. <http://www.mattrone.com/eng/phase%20coupler.html>.
- MENG, H. et al. Modeling of transfer characteristics for the broadband power line communication channel. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 19, n. 3, p. 1057 – 1064, July 2004.
- NGUIMBIS, J. et al. On the design of a broadband low impedance load mitigating coupling unit for efficiency ofdm signal power transfer maximization through the plc network. *International Conference on Power System Technology, 2002. Proceedings. PowerCon 2002*, v. 2, p. 1316 – 1321 vol.2, 2002.
- NGUIMBIS, J. et al. Coupling unit topology for optimal signaling through the low-voltage powerline communication network. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 19, n. 3, p. 1065 – 1071, July 2004.
- OLIVEIRA, T. R. *Caracterização de redes de energia elétrica como meio de transmissão de dados*. 2010.
- RAHMAN, M. et al. Medium access control for power line communications: an overview of the ieee 1901 and itu-t g.hn standards. *Communications Magazine, IEEE*, v. 49, n. 6, p. 183 –191, June 2011.

RENSBURG, P.; ; FERREIRA, H. Coupler winding ratio selection for effective narrowband power-line communications. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 23, n. 1, p. 140 –149, January 2008.

RENSBURG, P. van; FERREIRA, H. Design of a bidirectional impedance-adapting transformer coupling circuit for low-voltage power-line communications. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 20, n. 1, p. 64 – 70, January 2005.

RENSBURG, P. van; FERREIRA, H. Dual coupler for dedicated switching with loads. *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2007. ISPLC '07*, p. 53 –58, March 2007.

RENSBURG, P. van; FERREIRA, H. Design and evaluation of a dual impedance adapting power line communications coupler. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 25, n. 2, p. 667 – 673, April 2010.

REPÚBLICA, P. da. May 2010. http://www.planalto.gov.br/ccivil_03/_Ato2007-2010/2010/Decreto/D7175.htm.

SANDERS, M. P.; RAY, R. E. *Power Line Carrier Channel and Application considerations for transmission line relaying*. 2009.

SANTOS, J. C. V. dos. Introdução à teoria de redes, 1ed. Editora Ulbra, 2003, v. 1, n. 1, p. 128 – 130, 2003.

SANYA, T. et al. Surge protection of communication equipments for power line communication: Effects on communication signal. *AFRICON, 2011*, p. 1 –4, September 2011.

SCHWAGER, A. et al. Mimo plc: Theory, measurements and system setup. *2011 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, p. 48 –53, April 2011.

SCHWARTZ, M. Carrier-wave telephony over power lines- early history. *2007 IEEE Conference on the History of Electric Power*, p. 244 –254, August 2007.

SCHWARTZ, M. Carrier-wave telephony over power lines: Early history [history of communications]. *Communications Magazine, IEEE*, v. 47, n. 1, p. 14 –18, January 2009.

SERRA, C. P. Teoria e projeto de filtros. Cartigraf, Campinas, 1983, pp. 1 - 70, 1983.

SIBANDA, M.; RENSBURG, P. Janse van; FERREIRA, H. Passive, transformerless coupling circuitry for narrow-band power-line communications. *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2009. ISPLC 2009*, p. 125 –130, April 2009.

SIBANDA, M.; RENSBURG, P. Janse van; FERREIRA, H. Impedance matching with low-cost, passive components for narrowband plc. *2011 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, p. 335 –340, April 2011.

SIDNEY, N. Filtros seletores de sinais, 2ed. Editora da Universidade Federal de Santa Catarina, p. 38–45, 2003.

SILVA, A.; PACHECO, J. A. Transmissão de dados via rede elétrica. *Tecnologias para competitividade industrial*, v. 1, n. 2, p. 35–53, 2008.

SO, P.; MA, Y. Development of a test bed for power line communications. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, v. 50, n. 4, p. 1174 – 1182, November 2004.

STADELMEIER, L. et al. MIMO for inhome power line communications. *2008 7th International ITG Conference on Source and Channel Coding (SCC)*, p. 1 –6, January 2008.

TAO, Z.; XIAOXIAN, Y.; BAOHUI, Z. Influence and modification of coupling device on low voltage power network channel characterization measurement. *Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific, 2005 IEEE/PES*, p. 1 –5, 2005.

VERSOLATTO, F.; TONELLO, A. A MIMO PLC random channel generator and capacity analysis. *2011 IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC)*, p. 66 –71, April 2011.

XIAOXIAN, Y. et al. Research of impedance characteristics for medium-voltage power networks. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 22, n. 2, p. 870 –878, April 2007.

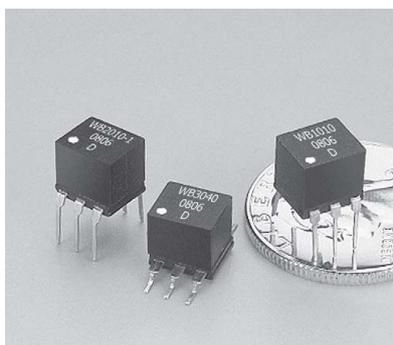
YANG, S. et al. Broadband impedance matching circuit design using numerical optimisation techniques and field measurements. *ISPLC '07. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications 2007*, p. 425–430, March 2007.

7 APÊNDICE A1 - DATA SHEET TRANSFORMADOR ACOPLADOR

Document 116-1



Wideband RF Transformers



- Surface mount and through hole versions
- 500 V interwinding isolation, 1/4 Watt RF input power
- 250 mA max current rating.
- For a smaller package size, see our TTWB Series

Core material Ferrite
Terminations RoHS compliant matte tin over nickel over copper. Other terminations available at additional cost.
Weight 0.37 – 0.39 g
Ambient temperature –40°C to +85°C
Storage temperature Component: –40°C to +85°C. Packaging: –40°C to +80°C
Resistance to soldering heat Max three 40 second reflows at +260°C, parts cooled to room temperature between cycles
Moisture Sensitivity Level (MSL)¹ (unlimited floor life at <30°C / 85% relative humidity)
Failures in Time (FIT) / Mean Time Between Failures (MTBF) 60 per billion hours / 16,666,667 hours, calculated per Telcordia SR-332
Packaging (SM version): 500 per 13" reel; Plastic tape: 24 mm wide, 0.42 mm thick, 20 mm pocket spacing, 6.6 mm pocket depth; (TH version): 54 per tube
PCB washing Only pure water or alcohol recommended

| Schematic | Part number | | Impedance ratio ^{2,1} pri:sec | DC max (mA) | Frequency (MHz) | Pins 1-3 | | Pins 6-4 | |
|-----------|--------------|----------------------------|--|-------------|-----------------|-------------------------|----------------|-------------------------|----------------|
| | Through-hole | Surface mount ¹ | | | | L min ³ (µH) | DCR max (Ohms) | L min ³ (µH) | DCR max (Ohms) |
| | WB1010-PCL | WB1010-SML_ | 1:1 | 250 | 0.005 - 100 | 780 | 0.320 | 780 | 0.320 |
| | WB1010-1-PCL | WB1010-1-SML_ | 1:1 | 250 | 0.04 - 175 | 95 | 0.200 | 95 | 0.200 |
| | WB1015-PCL | WB1015-SML_ | 1.5:1 | 250 | 0.1 - 150 | 80 | 0.145 | 51 | 0.130 |
| | WB1040-PCL | WB1040-SML_ | 4:1 | 250 | 0.2 - 300 | 95 | 0.160 | 25 | 0.115 |
| | WB2010-PCL | WB2010-SML_ | 1:1 | 250 | 0.005 - 100 | 780 | 0.320 | 780 | 0.320 |
| | WB2010-1-PCL | WB2010-1-SML_ | 1:1 | 250 | 0.04 - 175 | 95 | 0.200 | 95 | 0.200 |
| | WB2040-PCL | WB2040-SML_ | 4:1 | 250 | 0.2 - 300 | 95 | 0.160 | 25 | 0.115 |
| | WB3010-PCL | WB3010-SML_ | 1:1 | 250 | 0.005 - 100 | 780 | 0.320 | 780 | 0.320 |
| | WB3010-1-PCL | WB3010-1-SML_ | 1:1 | 250 | 0.04 - 175 | 95 | 0.200 | 95 | 0.200 |
| | WB3015-PCL | WB3015-SML_ | 1.5:1 | 250 | 0.1 - 150 | 80 | 0.145 | 51 | 0.130 |
| | WB3040-PCL | WB3040-SML_ | 4:1 | 250 | 0.2 - 300 | 95 | 0.160 | 25 | 0.115 |

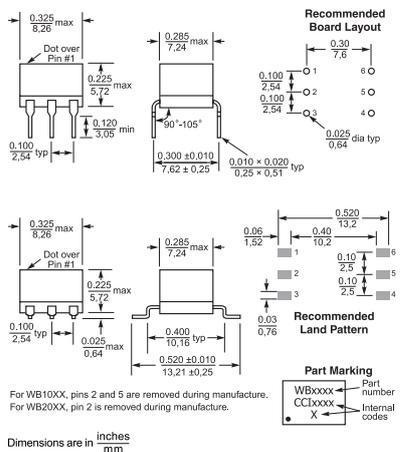
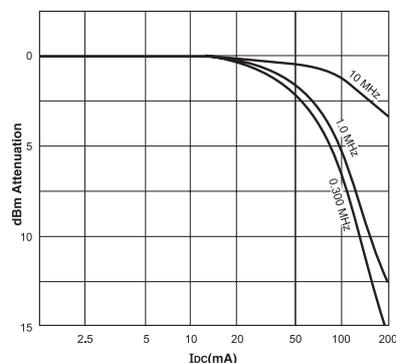
1. When ordering, please specify a **packaging** code:
WB3040-SMLD
Packaging: D = 13" machine ready reel, EIA-481 embossed plastic tape (500 parts per full reel). B = Less than full reel. In tape, but not machine ready. To have a leader and trailer added (\$25 charge), use code letter D instead.
 2. Impedance ratio is for the full primary winding to the full secondary winding.
 3. Inductance tested at 100 kHz, 0.1 Vrms, 0 Adc.
 4. Electrical specifications at 25°C.
 Refer to Doc 362 "Soldering Surface Mount Components" before soldering.

Figura 91: Filtro passa-baixas 100 MHz.

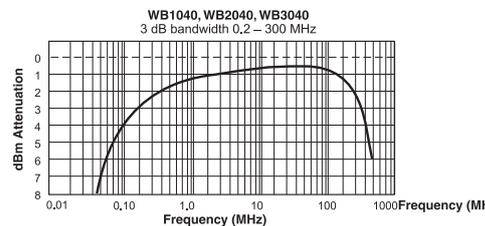
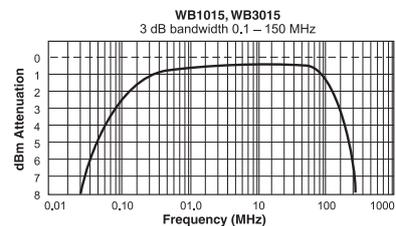
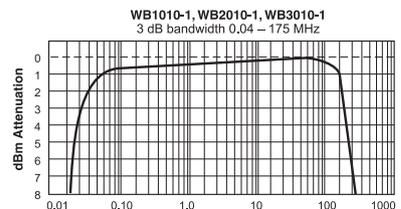
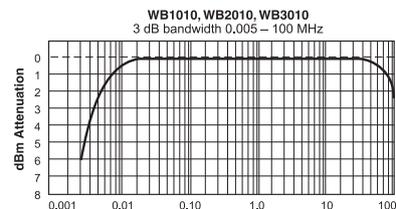


Wideband RF Transformers

Typical Attenuation vs Current



Typical Frequency Response



Attenuation measured on a network analyzer (re: 50 Ohms)



Specifications subject to change without notice.
Please check our website for latest information. Document 116-2 Revised 10/10/08

1102 Silver Lake Road Cary, Illinois 60013 Phone 847/639-6400 Fax 847/639-1469
E-mail info@coilcraft.com Web http://www.coilcraft.com

© Coilcraft, Inc. 2010

Figura 92: Filtro passa-baixas 100 MHz.

8 APÊNDICE A2 - PROJETO DE FILTROS BUTTERWORTH

A construção de filtros passivos analógicos para acopladores PLC tem como vantagens menor custo e menor sensibilidade às variações e distúrbios na rede de energia elétrica.

O filtro passivo analógico utilizado no acoplador PLC, conforme Figuras 9 e 10, tem a função de limitar a banda de frequência de acordo com a faixa de frequência (banda larga e banda estreita). O filtro passivo analógico, utilizado em todas as propostas descritas no capítulo 4, é o filtro de Butterworth. Neste contexto, a presente seção, discute, devido a sua relevância, projeto de filtros Butterworth, levando-se em conta as especificações de projeto de filtros, tais como ordem, banda de passagem, banda de rejeição, *ripple* e atenuação na banda de rejeição. A seguir, as características principais de um filtro Butterworth passa-baixa projetado, como exemplo, é apresentado a partir do uso do software *Advanced Design System (ADS)* (AGILENT, 2012).

Assim sendo, a presente seção divide-se em três partes distintas, a saber:

i) apresentação do método de aproximação de Butterworth para cálculo dos valores e os parâmetros do filtro.

ii) apresentação do processo de síntese do filtro.

iii) análise do filtro projetado com o software ADS.

Seja a especificação do filtro mostrada na Figura 93, cuja resposta em frequência do filtro seja $G(\omega)$. Então, para o projeto de um filtro passa-baixa assume-se

$$G(\omega) = A_{\max}, \quad \text{para } 0 \leq \omega \leq \omega_p \quad (8.1)$$

e

$$G(\omega) = A_{\min}, \quad \text{para } \omega_s \leq \omega \leq \infty, \quad (8.2)$$

em que A_{\min} é a atenuação máxima da amplitude de um sinal na banda de corte

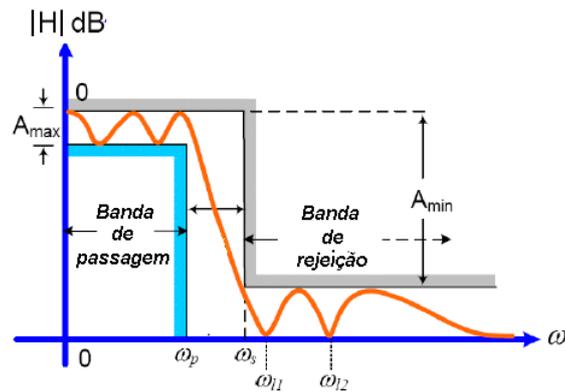


Figura 93: Espectro de um filtro passa-baixas.

e A_{\max} é a atenuação mínima da amplitude de um sinal na banda de passagem do filtro e $\omega = 2\pi f$. No projeto de filtros, os valores calculados são ora muito grande e ora muito pequeno, o que representa um inconveniente adicional na manipulação de números envolvidos. Tal inconveniente requer a normalização dos parâmetros. Assim sendo, a frequência normalizada é dada por

$$\Omega = \frac{f}{f_0}, \quad (8.3)$$

em que f é a frequência não normalizada e f_0 é a frequência de referência, que neste caso é a frequência de corte, então

$$G(\Omega) = A_{\max}, \quad \text{para } 0 \leq \Omega \leq 1 \quad (8.4)$$

e

$$G(\Omega) = A_{\min}, \quad \text{para } \Omega_s \leq \Omega \leq \infty. \quad (8.5)$$

A função de aproximação (espectro de amplitude da resposta em frequência) passa-baixas de um filtro analógico Butterworth é dada por (SANTOS, 2003)

$$\begin{aligned} |T(j\omega)|^2 &= \frac{|V_0(j\omega)|}{|V_i(j\omega)|} \\ &= \frac{1}{1 + P(\omega^2)} \\ &= \frac{1}{1 + (a_0 + a_2\omega^2 + a_4\omega^4 + \dots + a_{2m-2}\omega^{2m-2} + a_{2m}\omega^{2m})}, \end{aligned} \quad (8.6)$$

em que $V_0(j\omega)$ e $V_i(j\omega)$ são as tensões de saída e entrada, respectivamente, para

$|T(j\omega)|^2=1$, o coeficiente a_0 deve ser zero. Para que

$$|T(j\omega)|^2 = \frac{1}{(1 + \varepsilon^2)}, \quad (8.7)$$

os outros coeficientes devem satisfazer a seguinte condição: $a_2 + a_4 + \dots + a_{2m-2} + a_{2m} = \varepsilon^2$, o que resulta em

$$\begin{aligned} |T(j\omega)|^2 &= \frac{1}{1 + a_2\omega^2 + a_4\omega^4 + \dots + a_{2m-2}\omega^{2m-2} + a_{2m}\omega^{2m}} \\ &= \frac{1}{(\varepsilon^2 - a_2 + a_4 + \dots + a_{2m-2})\omega^{2m}}. \end{aligned} \quad (8.8)$$

Para que a curva seja o mais constante possível em $\omega=0$, os coeficientes a_i devem ser iguais a zero. A aproximação resultante, denominada aproximação de Butterworth, é expressa por

$$|T(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2\omega^{2m}}, \quad (8.9)$$

em que ε é uma constante e m é a ordem do polinômio. Finalmente, a resposta em frequência do filtro analógico passa-baixas de Butterworth, normalizada, é expressa por

$$|T(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{2m}}, \quad (8.10)$$

em que ω_p é a frequência máxima da banda de passagem. O espectro de amplitude da resposta em frequência de atenuação é

$$\begin{aligned} |A(j\omega)|^2 &= \frac{|V_i(j\omega)|}{|V_0(j\omega)|} \\ &= \sqrt{1 + \varepsilon^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{2m}}. \end{aligned} \quad (8.11)$$

Como em $\omega=0$, a inclinação da curva é a mais plana possível, a aproximação é também conhecida como maximamente plana. A atenuação, em decibéis, da resposta de frequência deste filtro é

$$\begin{aligned} |A(j\omega)| &= 20 \log_{10} \left(1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^{2m} \right)^{\frac{1}{2}} \\ &= 10 \log_{10} \left(1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^{2m} \right). \end{aligned} \quad (8.12)$$

Quando $\omega=\omega_p$, tem-se

$$|A(j\omega)| = 10 \log_{10} (1 + \varepsilon^2). \quad (8.13)$$

O parâmetro ε é relacionado à atenuação máxima A_{\max} como

$$\varepsilon = \sqrt{10^{0,1A_{\max}} - 1}. \quad (8.14)$$

A atenuação, em decibéis, da resposta em frequência deste filtro cuja frequência é normalizada, é dada por

$$A(\Omega) = 10 \log_{10}(1 + \Omega^{2m}), \quad (8.15)$$

em que

$$\Omega = \varepsilon^{\frac{1}{m}} \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right). \quad (8.16)$$

A função $A(\Omega)$ capaz de atender às especificações do filtro, se determina pelo método de aproximação de Butterworth à partir da resposta em frequência $T(j\omega)$. Em $\omega=\omega_s$, a atenuação é mínima e expressa por

$$A_{\min} = 10 \log_{10} \left(1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_p} \right)^{2m} \right). \quad (8.17)$$

Isolando m na Eq. (8.17), obtém-se uma expressão analítica para a ordem da função de Butterworth em função de A_{\min} e das frequências ω_s e ω_p , ou seja, (SANTOS, 2003)

$$m \geq \left\lceil \frac{\log_{10} \left(\frac{10^{0,1A_{\min}} - 1}{\varepsilon^2} \right)}{\log_{10} \left(\frac{\omega_s}{\omega_p} \right)^2} \right\rceil, \quad (8.18)$$

em que $\lceil x \rceil = \min \{m \in \mathbb{Z} | m \geq x\}$.

O processo de síntese, impõe o estabelecimento da resposta em frequência do filtro a partir de suas raízes no plano s como ilustrado na Figura 94.

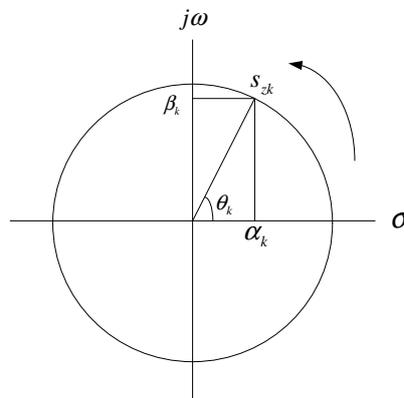


Figura 94: Exemplo da k -ésima ($s_{zk} = \alpha_k + j\beta_k$) raiz do polinômio no plano $s = \sigma + j\omega$.

De acordo com a Figura 94, cada raiz é um número complexo $\alpha_k + j\beta_k$. A fórmula de Moivre permite calcular os $2m$ valores distintos de $(-1)^{\frac{1}{2}m} = \sqrt[2m]{-1}$ e, portanto, as

raízes são expressas por

$$s_{zk} = \frac{1}{\varepsilon^{1/m}} e^{j \frac{2k+1}{2m} \pi}, \quad (8.19)$$

em que

$$\sqrt{\alpha_k^2 + \beta_k^2} = \frac{1}{\varepsilon^{1/m}} \quad (8.20)$$

e

$$\theta_k = \frac{2k+1}{2m} \pi, \quad (8.21)$$

na qual $k=0, 1, 2, 3, \dots, 2m$. Conhecidas as raízes de $e(s)$, o polinômio é expresso por

$$e(s) = \varepsilon \prod_{k=1}^{(m-1)/2} (s - s_{zi}). \quad (8.22)$$

Como as raízes renumeradas $s_{z1}, s_{z2}, \dots, s_{zm}$ são conjugadas aos pares, o cálculo será facilitado, considerando cada par conjugado e efetuando o produto deles para facilitar a seleção das raízes do polinômio $e(s)$, a partir da Eq. (8.19), representa-se

$$s_{zi} = \frac{1}{\varepsilon^{1/m}} e^{j \frac{2i+m-1}{2m} \pi} \quad (i = 1, 2, 3, \dots, 2m) \quad (8.23)$$

e

$$\begin{aligned} (s - s_{zi}) [s - s_{z(m-i+1)}] &= [s - (\alpha_j + j\beta_i)] [s - (\alpha_i - j\beta_i)] \\ &= s^2 - 2\alpha_i s + \alpha_i^2 + \beta_i^2. \end{aligned} \quad (8.24)$$

Assumindo que

$$\begin{aligned} a_i &= -2\alpha_i, \\ b_i &= \alpha_i^2 + \beta_i^2, \end{aligned} \quad (8.25)$$

tem-se

$$(s - s_{zi}) [s - s_{z(m-i+1)}] = s^2 - a_i s + b_i, \quad (8.26)$$

em que a_i e $b_i \in \mathfrak{R}_+$, obtém-se então o polinômio $e(s)$ para m par

$$e(s) = \varepsilon \prod_{i=1}^{m/2} (s^2 + a_i s + b_i), \quad (8.27)$$

ou

$$e(s) = d_0 + d_1 s + d_2 s^2 + \dots + d_m s^m. \quad (8.28)$$

Para realizar o filtro é necessário considerar que a reatância de um indutor é dada

por $X_L = \Omega L$ (pólo na origem), tem reatância nula na origem ($\Omega=0$), e apresenta uma reatância linearmente crescente com a frequência, tendendo para o infinito quando Ω vai para o infinito. O capacitor exhibe o comportamento inverso ao indutor, $X_C = 1/\Omega C$ (pólo infinito), apresentando reatância infinita na origem e tendendo para zero quando ($\Omega=\infty$). Analisando a Figura 95, a tensão V_0 se anula quando Ω tende para zero, devido à reatância de C_2 ser infinita (circuito aberto) e devido à reatância de L_2 ser nula (curto circuito). Quando Ω tende para o infinito, a reatância L_1 vai para o infinito (circuito aberto) e a reatância de C_1 será nula (curto circuito). Assim sendo, C_1 , L_1 , C_2 e L_2 contribuem para a formação de pólos na origem e no infinito da resposta em frequência do filtro.

O circuito da Figura 95, é um quadripólo com braços indutivos e capacitivos, cuja resposta em frequência no plano s é expressa pela razão $H(s) = V_i(s)/V_o(s)$. Os pólos da resposta em frequência $H(s)$ resultam da contribuição dos pólos e zeros das reatâncias nos braços do filtro.

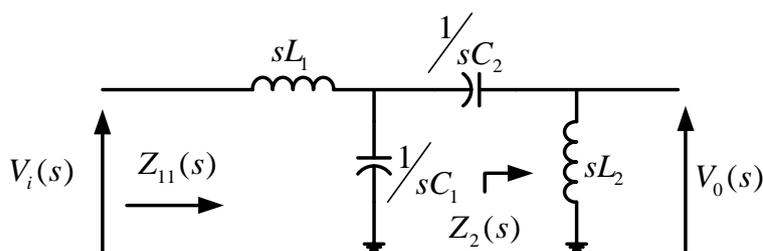


Figura 95: Síntese de um filtro passa-baixas cujos parâmetros são normalizados.

O mecanismo de síntese é a construção da função de impedância nas extremidades do filtro $Z_{11}(s)$ e $Z_{22}(s)$ para a especificação da resposta desejada (SIDNEY, 2003). A partir da Figura 96, a impedância $Z_{11}(s)$ se defronta com um pólo no infinito representado por $1/sC_1$. A remoção do pólo permite determinar o valor de C_1 e construir a próxima impedância $Z_2(s)$ nos pontos 2 e 2'. A remoção da impedância $Z_2(s)$, com pólo no infinito representada por L_1 , consiste na determinação do valor de L_1 e na construção da próxima impedância $Z_3(s)$. O processo de remoção prossegue removendo-se cada pólo subsequente a partir do pólo anterior até a impedância $Z_{22}(s)$.

A impedância na extremidade ou em pontos intermediários de um filtro é dada pela equação

$$Z(s) = \frac{a_p s^p + a_{p-2} s^{p-2} + a_{p-4} s^{p-4} + \dots}{a_q s^q + a_{q-2} s^{q-2} + a_{q-4} s^{q-4} + \dots}, \quad (8.29)$$

em que $p=q+1$ ou $q=p-1$. À medida que se conduz o processo de síntese para o interior do filtro, formam-se impedâncias restantes $Z_2(s)$, $Z_3(s)$, ... de graus p e q

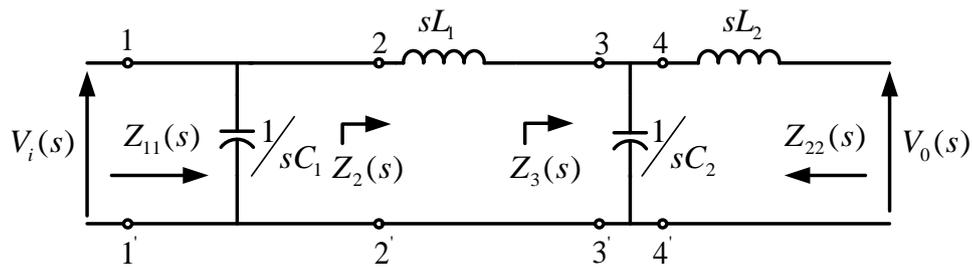


Figura 96: Mecanismo de síntese Z_{11} e sucessão da impedâncias restantes $Z_2(s)$ e $Z_3(s)$.

sucessivamente menores. Seja $Z(s)$ uma impedância na entrada do filtro que se defronta com um pólo no infinito representado por uma indutância longitudinal L_s , conforme ilustra a Figura 97. A impedância $Z_r(s)$ é a impedância restante em série com L_s .

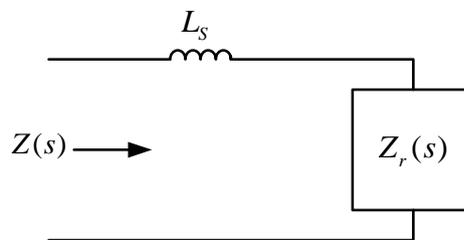


Figura 97: Pólo indutivo no infinito com resto $Z_r(s)$.

A impedância $Z(s)$ crescerá indefinidamente quando $s \rightarrow \infty$ desde que $p > q$, ou $p = q + 1$, conforme Eq. 8.29 e não deverá tender para o infinito fazendo com que $Z(s) = L_s$. Então

$$L_s = \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{Z(s)}{s}. \quad (8.30)$$

Considera-se o exemplo

$$Z(s) = \frac{a_6 s^6 + a_4 s^4 + a_2 s^2 + a_0}{a_5 s^5 + a_3 s^3 + a_1 s}, \quad (8.31)$$

$$\frac{Z(s)}{s} = \frac{a_6 s^6 + a_4 s^4 + a_2 s^2 + a_0}{a_5 s^6 + a_3 s^4 + a_1 s^2}. \quad (8.32)$$

Reescrevendo a Eq. 8.32 e dividindo os termos da fração por s^6 , temos

$$\frac{Z(s)}{s} = \frac{a_6 + \frac{a_4}{s^2} + \frac{a_2}{s^4} + \frac{a_0}{s^6}}{a_5 + \frac{a_3}{s^2} + \frac{a_1}{s^4}}. \quad (8.33)$$

Todas as parcelas do numerador e denominador se anulam quando $s \rightarrow \infty$, com exceção

do primeiro termo do numerador e denominador.

$$\lim_{s \rightarrow \infty} \frac{Z(s)}{s} = \frac{a_6}{a_5}. \quad (8.34)$$

De acordo com a Eq. 8.30

$$L_S = \frac{a_6}{a_5}. \quad (8.35)$$

A síntese e os coeficientes de $Z(s)$, onde os pólos indutivos e capacitivos se darão em termos da indutância normalizada l ou da capacitância normalizada c é apresentada nas Eqs. (8.38) e (8.41). A remoção de um pólo indutivo no infinito (indutor L_1 e L_2), quando p par e p ímpar resulta em

$$Z_r(s) = \frac{b_{p-2}s^{p-2} + b_{p-4}s^{p-4} + \dots}{a_{p-1}s^{q-1} + a_{p-4}s^{p-4} + \dots}, \quad (8.36)$$

em que

$$b_{p-2} = a_{p-2} - a_{p-3}l \quad (8.37)$$

e

$$l = \frac{a_p}{a_p - 1}. \quad (8.38)$$

A remoção de um pólo capacitivo no infinito (capacitor C_1 e C_2 transversal), para p par e q ímpar, resulta em

$$Z_r(s) = \frac{a_{q-1}s^{q-1} + a_{q-3}s^{q-3} + \dots}{b_{q-2}s^{q-2} + b_{q-4}s^{q-4} + \dots}, \quad (8.39)$$

em que

$$b_{q-2} = a_{q-2} - a_{q-3}c \quad (8.40)$$

e

$$c = \frac{a_q}{a_q - 1}. \quad (8.41)$$

Já a remoção de um pólo capacitivo na origem (capacitor longitudinal), para p par e $q=p\pm 1$, resulta em

$$Z_r(s) = \frac{b_{p-1}s^{p-1} + b_{p-3}s^{p-3} + \dots + b_1s}{b_{q-1}s^{q-1} + b_{q-3}s^{q-3} + \dots + b_0}, \quad (8.42)$$

em que

$$b_{p-1} = a_p c, \quad (8.43)$$

$$b_{q-1} = a_q c \quad (8.44)$$

e

$$c = \frac{a_1}{a_0}. \quad (8.45)$$

Finalmente, a remoção de um pólo indutivo na origem (indutor transversal), para p ímpar e $q=p\pm 1$ (MARCO A.S.F.; RICARDO, 2010) (SERRA, 1983), fornece

$$Z_r(s) = \frac{b_{p-1}s^{p-1} + b_{p-3}s^{p-3} + \dots + b_0}{b_{q-1}s^{q-1} + b_{q-3}s^{q-3} + \dots + b_1s}, \quad (8.46)$$

em que

$$b_{p-1} = a_p l, \quad (8.47)$$

$$b_{q-1} = a_q l \quad (8.48)$$

e

$$l = \frac{a_1}{a_0}. \quad (8.49)$$

Como exemplo, seja a realização de um filtro passa-baixas de um acoplador PLC cuja frequência de corte $f_p=100$ MHz, com atenuação de 20 dB na frequência $f_0=250$ MHz, *ripple* de 0,3 dB e as impedâncias de entrada e saída de 50 Ω . O primeiro passo é calcular a ordem do filtro. Como

$$\begin{aligned} \Omega_s &= \frac{f}{f_0} \\ &= 2,5 \end{aligned} \quad (8.50)$$

e

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \sqrt{10^{0,1A_{\max}} - 1} \\ &= \sqrt{10^{0,1(0,3)} - 1} \\ &= 0,267431, \end{aligned} \quad (8.51)$$

então, a ordem do filtro é

$$\begin{aligned} m &\geq \left\lceil \frac{\log_{10} \left(\frac{10^{0,1(20)} - 1}{0,7151934} \right)}{\log_{10} \left(\frac{250}{100} \right)^2} \right\rceil \\ m &\geq [3,94] \\ m &= 4. \end{aligned} \quad (8.52)$$

A atenuação mínima na banda de corte do filtro em 250 MHz pode ser comprovada por

$$\begin{aligned}
 A_{\min} &= 10 \log_{10} \left(1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_P} \right)^{2m} \right) \\
 &= 10 \log_{10} (1 + 0,07751(2,5)^8) \\
 &= 20,42 \text{ dB.}
 \end{aligned} \tag{8.53}$$

O cálculo dos coeficientes do polinômio, conforme Eq. (8.23), a partir do cálculo de seus zeros, resulta em

$$s_{z1} = \frac{1}{\varepsilon^{\frac{1}{4}}} e^{j\frac{5}{8}\pi} \tag{8.54}$$

$$s_{z2} = \frac{1}{\varepsilon^{\frac{1}{4}}} e^{j\frac{7}{8}\pi} \tag{8.55}$$

$$s_{z3} = \frac{1}{\varepsilon^{\frac{1}{4}}} e^{j\frac{9}{8}\pi} \tag{8.56}$$

$$s_{z4} = \frac{1}{\varepsilon^{\frac{1}{4}}} e^{j\frac{11}{8}\pi} \tag{8.57}$$

As raízes de s_{z1} e s_{z4} são conjugadas e, portanto,

$$\begin{aligned}
 \alpha_1 &= \frac{1}{\varepsilon^{\frac{1}{4}}} \cos \theta_1 \\
 &= \frac{1}{\varepsilon^{\frac{1}{4}}} \cos \frac{5}{8}\pi \\
 &= 1,39058(-0,382683) \\
 &= -0,532153
 \end{aligned} \tag{8.58}$$

e

$$\begin{aligned}
 \beta_1 &= \frac{1}{\varepsilon^{\frac{1}{4}}} \text{sen} \theta_1 \\
 &= \frac{1}{\varepsilon^{\frac{1}{4}}} \text{sen} \frac{5}{8}\pi \\
 &= 1,39058(0,92388) \\
 &= 1,28473.
 \end{aligned} \tag{8.59}$$

Finalmente, a partir da Eq. (8.25), obtém-se

$$\begin{aligned}
 a_1 &= -2\alpha_1 \\
 &= 1,06431
 \end{aligned} \tag{8.60}$$

e

$$\begin{aligned} b_1 &= \alpha_1^2 + \beta_1^2 \\ &= 1,93372. \end{aligned} \quad (8.61)$$

Seguindo o mesmo procedimento, em relação as raízes conjugadas s_{z2} e s_{z3} , obtém-se

$$\begin{aligned} \alpha_2 &= \frac{1}{\varepsilon^{\frac{1}{4}}} \cos \theta_2 \\ &= \frac{1}{\varepsilon^{\frac{1}{4}}} \cos \frac{7}{8}\pi \\ &= 1,39058(-0,92388) \\ &= -1,28473 \end{aligned} \quad (8.62)$$

e

$$\begin{aligned} \beta_2 &= \frac{1}{\varepsilon^{\frac{1}{4}}} \text{sen} \theta_2 \\ &= \frac{1}{\varepsilon^{\frac{1}{4}}} \text{sen} \frac{7}{8}\pi \\ &= 1,39058(0,382683) \\ &= 0,532153 \end{aligned} \quad (8.63)$$

então

$$\begin{aligned} a_2 &= 2,56946 \\ b_2 &= 1,93372. \end{aligned} \quad (8.64)$$

Pela Eq. (8.28) e $m=4$, tem-se

$$\begin{aligned} e(s) &= \varepsilon(s^2 + a_1s + b_1)(s^2 + a_2 + b_2) \\ &= d_4s^4 + d_3s^3 + d_2s^2 + d_1s + d_0 \end{aligned} \quad (8.65)$$

em que

$$\begin{aligned} d_4 &= \varepsilon \\ &= 0,267431, \end{aligned} \quad (8.66)$$

$$\begin{aligned}
 d_3 &= \varepsilon(a_1 + a_2) \\
 &= 0,971782,
 \end{aligned}
 \tag{8.67}$$

$$\begin{aligned}
 d_2 &= \varepsilon(b_1 + b_2 + a_1a_2) \\
 &= 1,76562,
 \end{aligned}
 \tag{8.68}$$

$$\begin{aligned}
 d_1 &= \varepsilon(a_2b_1 + a_1b_2) \\
 &= 1,87916
 \end{aligned}
 \tag{8.69}$$

e

$$\begin{aligned}
 d_0 &= \varepsilon b_1 b_2 \\
 &= 1.
 \end{aligned}
 \tag{8.70}$$

Substituindo as Equações (8.66) - (8.70) na Eq. (8.65), obtém-se

$$e(s) = 0,267431s^4 + 0,971782s^3 + 1,76562s^2 + 1,87916s + 1. \tag{8.71}$$

Para a síntese do filtro passa-baixas Butterworth, a partir da Figura 96, a saída fica curto-circuitada, a fim de que a indutância L_2 contribua para a formação da impedância $Z_{11}(s)$, o que resulta em

$$\begin{aligned}
 Z_{11}(s) &= \frac{d_3 s^3 + d_1 s}{(d_4 + \varepsilon)s^4 + d_2 s^2 + d_0} \\
 &= \frac{0,971782s^3 + 1,87916s}{0,534862s^4 + 1,76562s^2 + 1}.
 \end{aligned}
 \tag{8.72}$$

No circuito da Figura 96, a impedância de entrada $Z_{11}(s)$ defronta com a capacitância C_1 que representa um pólo no infinito e os graus do numerador e denominador são respectivamente, $p=3$ e $q=4$. Pela Eq. (8.41), $a_q=2\varepsilon$ e $a_{q-1}=d_3$ e, portanto

$$\begin{aligned}
 c_1 &= \frac{2\varepsilon}{d_3} \\
 &= 0,550393.
 \end{aligned}
 \tag{8.73}$$

A impedância $Z_2(s)$, que, de acordo com a Eq. (8.39), será expressa por

$$Z_2(s) = \frac{d_3 s^3 + d_1 s}{b_2 s^2 + b_0}, \quad (8.74)$$

em que o coeficiente b_2 é encontrado de acordo com a Eq. (8.40)

$$\begin{aligned} b_2 &= d_2 - d_1 c_1 \\ &= 0,731343, \end{aligned} \quad (8.75)$$

os valores d_3 e d_1 são obtidos através da Eq. (8.72) e o coeficiente b_0 é igual a 1, o que resulta em

$$Z_2(s) = \frac{0,971782s^3 + 1,87916s}{0,731343s^2 + 1}. \quad (8.76)$$

A impedância $Z_2(s)$ vai confrontar com o novo pólo no infinito a ser removido que é a indutância L_1 e, logo após, com L_2 . O valor de l_1 pode ser obtido conforme Eq. (8.38), ou seja,

$$\begin{aligned} l_1 &= \frac{d_3}{b_2} \\ &= 1,32876. \end{aligned} \quad (8.77)$$

O componente l_2 será determinado a partir da impedância $Z_3(s) = Z_2(s) - l_1(s)$, na qual utiliza-se a equação com pólo no infinito, pelo fato da indutância L_2 ser longitudinal no circuito, o que resulta em

$$\begin{aligned} Z_3(s) &= \frac{d_3 s^3 + d_1 s}{b_2 s^2 + b_0} - l_1(s) \\ &= \frac{(d_3 - b_2 l_1) s^3 + (d_1 - l_1 b_0) s}{b_2 s^2 + b_0}, \end{aligned} \quad (8.78)$$

na qual o coeficiente $(d_3 - b_2 l_1)$ é igual a zero em função da Eq. (8.77) e, portanto,

$$\begin{aligned} Z_3(s) &= \frac{(d_1 - l_1 b_0) s}{b_2 s^2 + b_0} \\ &= \frac{a s}{b_2 s^2 + b_0}, \end{aligned}$$

sendo

$$\begin{aligned} a &= d_1 - l_1 b_0 \\ &= 0,550393. \end{aligned} \quad (8.79)$$

Para a capacitância C_2 no circuito, que se defronta com o pólo no infinito, a remoção deste pólo se faz pela Eq. (8.41), o que resulta em

$$\begin{aligned} c_2 &= \frac{b_2}{a} \\ &= 1,32876. \end{aligned} \quad (8.80)$$

A partir dos indutores e capacitores normalizados, obtém-se os valores reais dos mesmos, ou seja,

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{c_1}{2\pi f_0 Z_0} \\ &= \frac{0,550393}{2\pi 100 \cdot 10^6 \cdot 50} \\ &= 17,5 \text{ pF}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_2 &= \frac{c_2}{2\pi f_0 Z_0} \\ &= \frac{1,32876}{2\pi 100 \cdot 10^6 \cdot 50} \\ &= 42,3 \text{ pF}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{Z_0}{2\pi f_0} l_1 \\ &= \frac{50}{2\pi 100 \cdot 10^6} 1,32876 \\ &= 105,7 \text{ nH} \end{aligned}$$

e

$$\begin{aligned} L_2 &= \frac{Z_0}{2\pi f_0} l_2 \\ &= \frac{50}{2\pi 100 \cdot 10^6} 0,550393 \\ &= 43,8 \text{ nH}. \end{aligned} \quad (8.81)$$

Embora figurando com apenas 6 algarismos significativos, os resultados foram obtidos com o uso de uma calculadora com precisão de maior número de casas decimais. Os coeficientes iniciais d_0, d_1, d_2, d_3, d_4 e ε também foram obtidos com sua precisão original com maior número de casas decimais. Se desde o início da aproximação até o término da síntese, utilizando uma calculadora de igual precisão e não truncando os resultados, confirmará os valores obtidos. Se, todavia, com os resultados truncados para 6 algarismos significativos, poderemos obter resultados que diferem ligeiramente

dos resultados calculados de C_1 , C_2 , L_1 e L_2 .

A simulação do filtro passa-baixas pelo software ADS é mostrado na Figura 98 e os gráficos da resposta em frequência (parâmetro S_{21} e S_{21}) e a Carta de Smith são mostradas na Figura 99. O cálculo dos parâmetros de um filtro passa-baixas em conjunto com a simulação mostra como um filtro pode ser projetado com o auxílio do software ADS. De fato, a simulação auxilia na obtenção de filtros de ordem elevada, o que reduz o tempo de projeto.

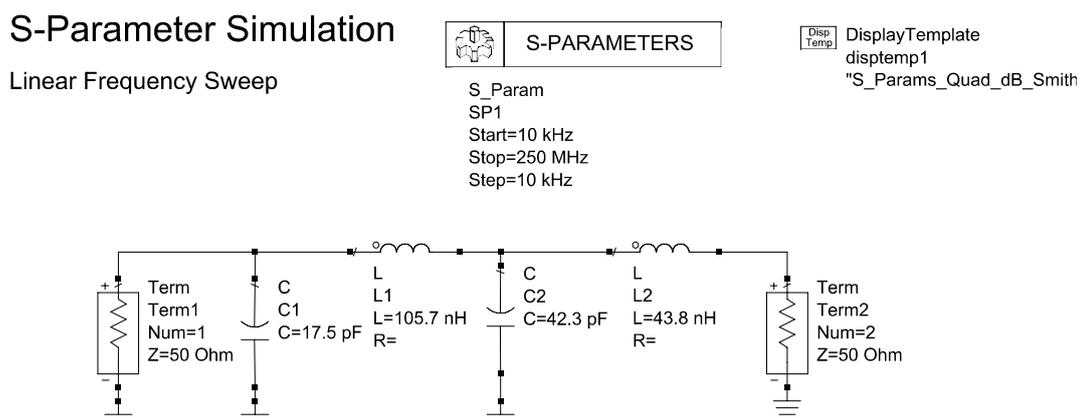


Figura 98: Filtro passa-baixas 100 MHz.

S-Parameters vs. Frequency

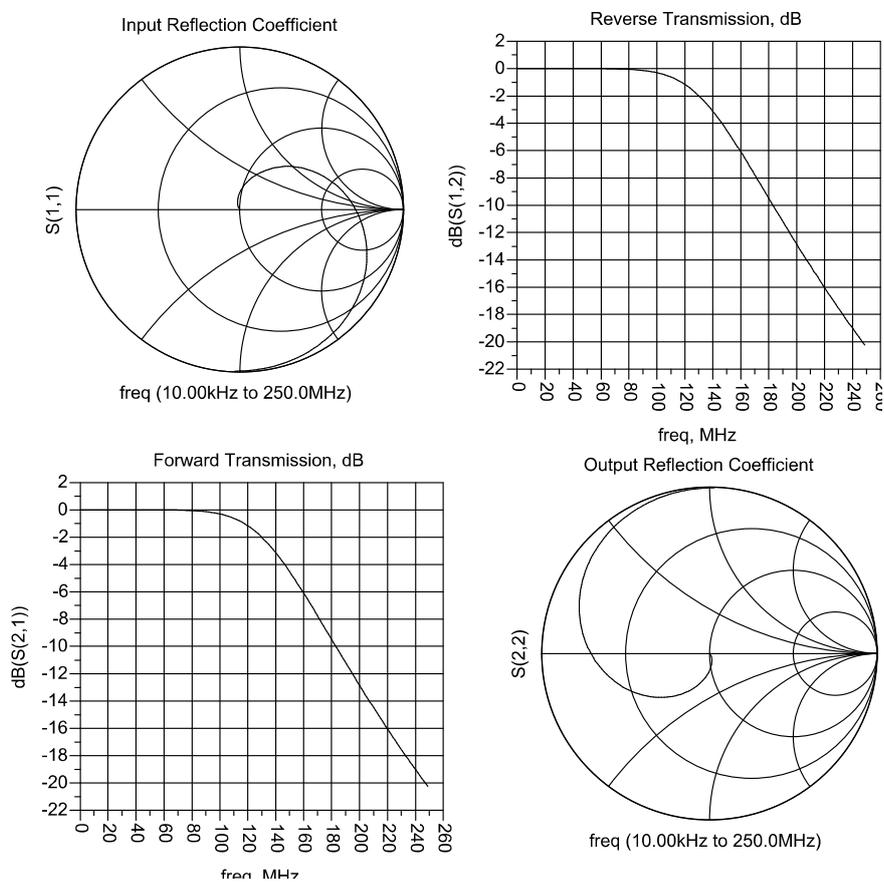


Figura 99: Simulação do filtro Butterworth passa-baixas com o software ADS.

9 APÊNDICE A3 - PROJETO DE FILTROS BUTTERWORTH UTILIZANDO SOFTWARE ADS

No projeto dos filtros analógicos Butterworth dos acopladores PLC, optou-se por uma atenuação de 0,01 dB na banda de passagem e 30 dB na banda de rejeição visando, sobretudo, obter um *ripple* mínimo na banda de passagem, posto que o sinal de informação a ser injetado ou extraído do acoplador PLC deve sofrer uma distorção mínima, devido a resposta em frequência do acoplador projetado. Com as especificações definidas, o filtro Butterworth foi projetado com o *software* ADS de acordo com as especificações da Tabela 21.

Considerando $f_p=100$ MHz e $f_c=130$ MHz, e a ordem do filtro projetado é $m=25$. A ordem obtida, a partir das especificações de projeto, é elevada, posto que em transceptores PLC comerciais, tal como da Qualcomm Atheros (ATHEROS, 2012), a ordem do filtro é 8. Entretanto, para as aplicações de medição de canais PLC e ruídos, com o mínimo de interferência dos espectros de amplitude e fase, faz-se necessário o projeto de um filtro com as especificações de projeto discutidas acima. Neste contexto, todos os filtros projetados para os acopladores PLC apresentados nesta seção, adotam as mesmas especificações de projeto.

A Figura 100 mostra a tela do *software* ADS para a inserção das especificações do projeto de um filtro analógico Butterworth e os valores especificados do filtro de acordo com a Tabela 21.

Tabela 21: Especificações de projeto de um filtro passa-baixas Butterwoth.

| Variáveis | Especificações de projeto |
|----------------------------------|---------------------------|
| Impedância de entrada Z_{in} | 50 Ω |
| Impedância de saída Z_{out} | 50 Ω |
| Tipo de resposta | maximamente plana |
| <i>Ripple</i> | 0,01 dB |
| Atenuação na banda de rejeição | 30 dB |
| Frequência de passagem (f_p) | a ser definida |
| Frequência de corte (f_c) | a ser definida |
| Perda máxima de inserção | 15 dB |

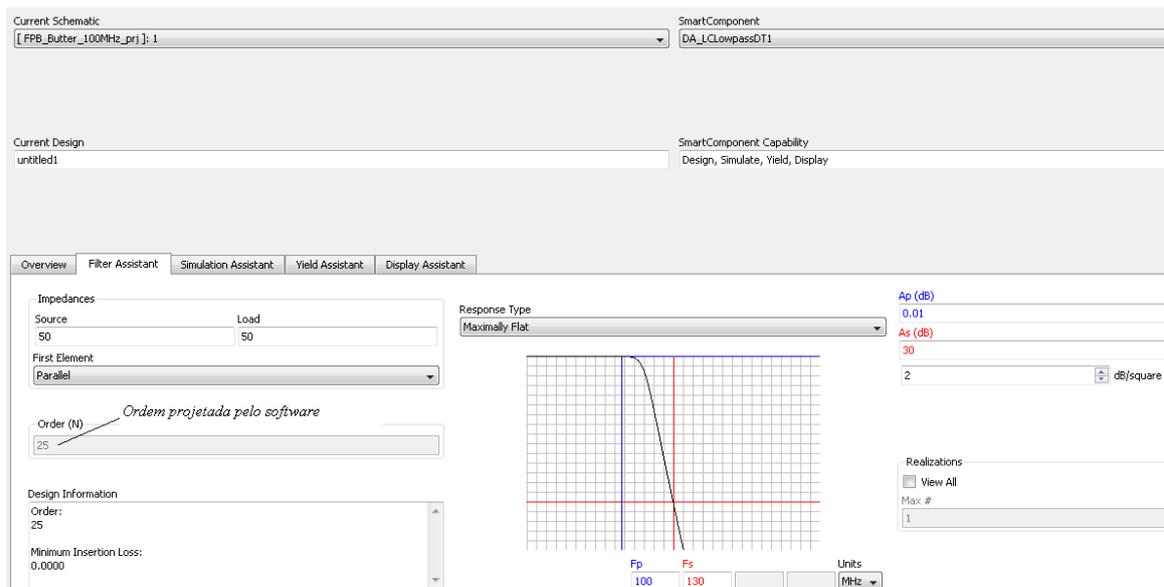


Figura 100: Tela do *software* ADS para a inclusão das especificações de projeto de um filtro Butterworth.

Os valores dos indutores e capacitores que o *software* ADS retorna, dada uma especificação de projeto, não são comercialmente disponíveis e, portanto, é necessário utilizar a função de otimização do referido *software* para garantir que os valores dos componentes sejam comerciais. Para uso desta funcionalidade do *software*, o seguinte procedimento de otimização foi adotado:

1º) Obter os valores dos indutores e capacitores com o *software* ADS, a partir da especificação de projeto do filtro.

2º) Alterar os valores dos indutores obtidos com o *software* ADS para valores comerciais.

3º) No *software* ADS, selecionar o ícone VAR, vide Figura 103, e inserir os componentes desejados no campo *Name* e *Variable Value*, conforme Figura 101.

4º) No *software* ADS, selecionar a aba (*Tune/Opt/Stat/DOE Setup...*) e na tela Setup selecionar *Optimization*. Habilitar em *Optimization Status*, *Type* e *Format*, conforme Figura 101, para que o *software* otimize o melhor valor do componente de acordo com as metas estabelecidas (*GOAL*).

5º) Reprojetar o filtro no *software* ADS, levando-se em consideração os itens do 1º ao 4º. Para tanto, selecionar *Simulate* no *software* ADS (tecla F7 no teclado do PC).

No final da otimização será retornado um relatório com os valores otimizados

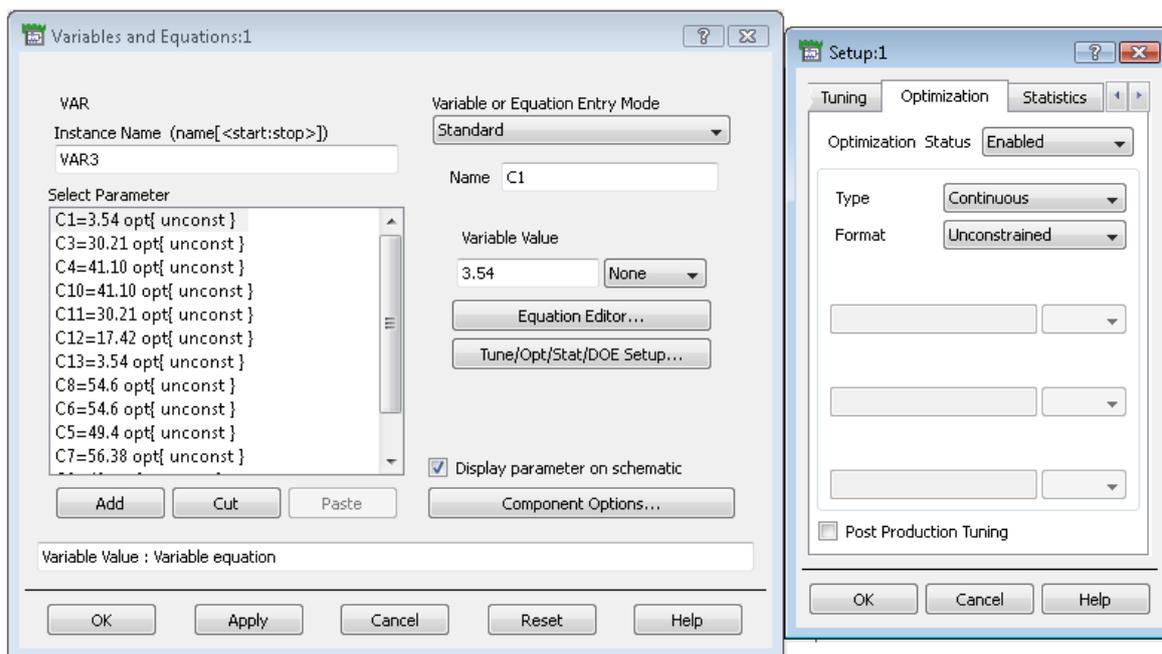


Figura 101: Tela do *software* ADS com os componentes selecionados para otimização.

selecionados no 3º item, conforme Figura 102. Observa-se na Figura 102, que os valores dos capacitores otimizados sofreram alteração se comparado com os valores dos capacitores simulados na Figura 101.

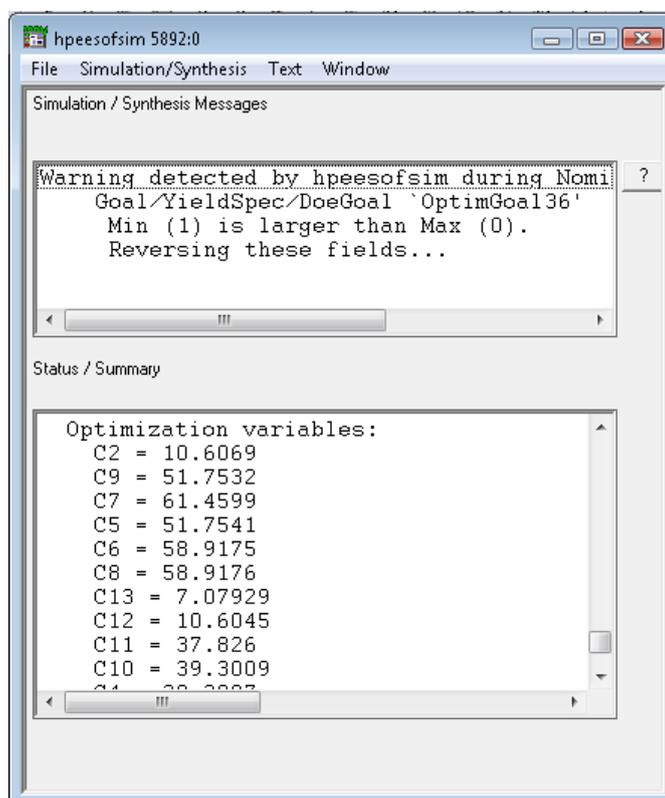


Figura 102: Tela do *software* ADS com relatório dos valores otimizados pelo ADS.

A Figura 103, mostra na tela do *software* ADS, onde selecionar os ícones *Optim* e *GOAL* para a otimização do filtro. Programar nos itens (*GOAL*) os parâmetros a ser otimizado, como a banda de frequência *RangeVar*, *RangeMin* e *RangeMax*, a máxima (Max) ou mínima (Min) atenuação desejada para a banda passante no parâmetro S_{21} e a máxima perda de inserção nos parâmetros S_{11} e S_{22} .

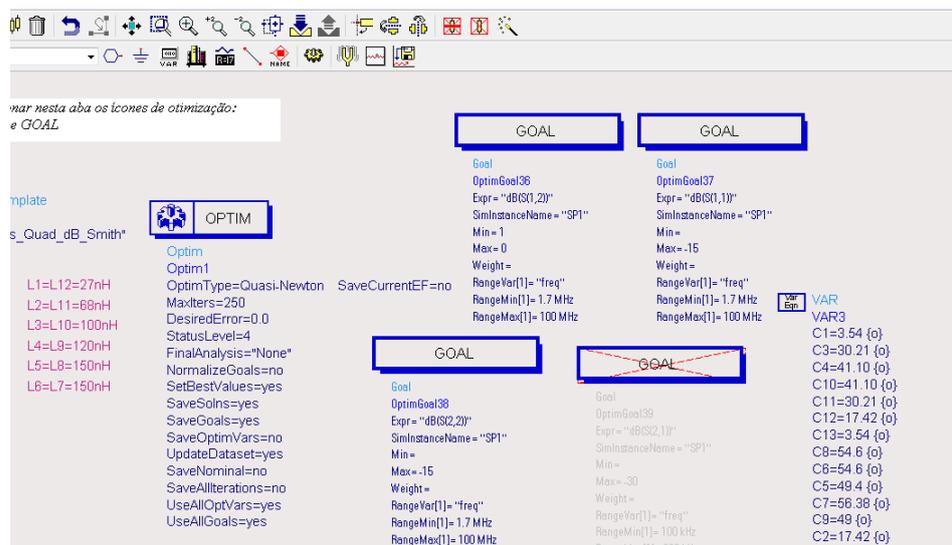


Figura 103: Exemplo da tela de configuração do *software* para a otimização dos componentes do filtro quando $f_p=100$ MHz.