

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 1124

**MODELAGEM DE TRANSFORMADOR DE DISTRIBUIÇÃO MONOFÁSICO
PARA ESTUDOS DE TRANSMISSÃO DE DADOS DE PLC EM BANDA
ESTREITA DE FREQUÊNCIA**

Lara Hoffmann Sathler

DATA DA DEFESA: 12/06/2019

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**MODELAGEM DE TRANSFORMADOR DE DISTRIBUIÇÃO
MONOFÁSICO PARA ESTUDOS DE TRANSMISSÃO DE DADOS
DE PLC EM BANDA ESTREITA DE FREQUÊNCIA**

Lara Hoffmann Sathler

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Alberto Resende De Conti

Belo Horizonte - MG

Junho de 2019

S253m

Sathler, Lara Hoffmann.

Modelagem de transformador de distribuição monofásico para estudos de transmissão de dados de PLC em banda estreita de frequência [recurso eletrônico] / Lara Hoffmann Sathler - 2019.
1 recurso online (91f. : il., color.) : pdf.

Orientador: Alberto Resende de Conti.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Apêndices: f.89-91.

Bibliografia: f. 80-88.

1. Engenharia Elétrica - Teses. 2. Transformadores elétricos - Teses.
3. Engenharia - modelos - Teses. 4. Teoria dos sistemas - Teses.
I. Conti, Alberto Resende de. II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. III. Título.

CDU: 621.3(043)

“Na vida, não existe nada a temer, mas a entender”. Marie Curie

Agradecimentos

Agradeço a Deus pelas oportunidades, sabedoria nos momentos de escolha e pelas pessoas que fazem parte da minha vida.

Aos meus pais, que são meus exemplos de amor e carinho, pela dedicação em me proporcionar sempre o melhor. Especificamente à minha mãe, Hariany, que sempre me proporcionou um suporte, mantendo a paciência e compreensão, e ao meu pai, Cleverson, por todos os conselhos e auxílio essenciais a minha formação.

Ao meu irmão, Hans, que é simplesmente a minha inspiração na Engenharia Elétrica e na vida. Agradeço imensamente por todos os conselhos, por sempre me escutar e me apoiar nos momentos mais complicados. Você sempre me fez olhar de outra forma os desafios, buscar sempre mais, ser melhor.

Ao meu orientador Alberto De Conti, uma das pessoas mais incríveis que já conheci e, além disso, se tornou um grande amigo que quero levar sempre comigo. Um professor exigente que me inspira pela competência e uma pessoa admirável por suas atitudes e diversas qualidades difíceis de citá-las neste singelo agradecimento. Muito obrigada pelas conversas descontraídas e conselhos, pelo suporte constante em todo o período de mestrado e por ter me concedido a honra de ser sua orientanda.

Aos alunos Luís Matheus e Denis Mariano pelo auxílio nos testes realizados neste trabalho e pela disponibilidade nos momentos que precisei. Aos amigos do LRC, Felipe, Ósis, Débora, Alex, Edmar, Fábio, Gustavo, Isabela, pelas conversas e risadas que tornaram todo o período de mestrado mais leve. Um agradecimento especial ao Ósis por toda a atenção e suporte que contribuiu significativamente para o desenvolvimento da minha pesquisa.

Por fim, aos amigos da FITec por terem me acolhido da melhor forma, pelos momentos de aprendizado e pela oportunidade de crescimento. E aos professores da banca da minha defesa de mestrado, Ivan e Sidelmo, pela disponibilidade em compartilhar o conhecimento de cada um de forma a contribuir neste trabalho.

Resumo

O uso da estrutura da rede elétrica para transmissão de dados, tecnologia conhecida como *Power Line Communications* (PLC), é uma das soluções de comunicação disponíveis para aplicações de redes inteligentes. Em geral, o sistema PLC deve ser capaz de assegurar a transmissão de dados ao longo das linhas de distribuição de média tensão (MT) e também entre as redes de distribuição de média e de baixa tensão (BT). No entanto, a interface entre essas redes é estabelecida por transformadores de distribuição. Como as relações terminais apresentadas por este equipamento possuem características variáveis com a frequência, ele acaba por modificar os sinais transmitidos. Este trabalho propõe modelos para caracterizar o papel de um transformador de distribuição monofásico de 10 kVA, 7967/240-120 V, no contexto de aplicações PLC. Esse transformador, que é amplamente empregado em redes de distribuição rurais no Brasil, foi representado em ampla faixa de frequências usando a técnica de modelagem caixa preta.

Os modelos propostos são válidos para faixas de frequência típicas de aplicações de PLC em banda estreita, de 3 a 500 kHz, e para a faixa do CENELEC (3 a 148,5 kHz). Os modelos foram obtidos tanto no domínio das fases quanto no domínio modal a partir da medição de admitâncias e de relações de transferência de tensão. Em um primeiro momento, as respostas em frequência medidas foram aproximadas por funções racionais através da técnica de ajuste vetorial. Em seguida, foram sintetizados circuitos equivalentes compactos, cuja parametrização é fornecida neste trabalho. A validação dos modelos é realizada por meio de estudos em que são comparados dados de medição e resultados de simulações nos domínios da frequência e do tempo para diferentes condições de carga, considerando a transmissão de sinais nos sentidos MT-BT e BT-MT. Os resultados obtidos indicam que os modelos reproduzem o comportamento do transformador de maneira satisfatória para todas as condições terminais testadas e ambos os domínios. Também, foram identificadas faixas de frequência em que a atenuação do sinal é reduzida, o que pode favorecer a transmissão de sinais PLC através de transformadores de distribuição.

Palavras-chave: transformador de distribuição, *power line communication*, modelos caixa preta, PLC em banda estreita, circuitos equivalentes

Abstract

The use of the power grid for data transmission, technology known as Power Line Communication (PLC), is one of the communication solutions available for smart grid applications. In general, the PLC system must be capable of ensuring data transmission along medium voltage distribution lines and between medium-voltage (MV) and low-voltage (LV) distribution networks. However, the interface between these networks is established by distribution transformers. As the terminal relations introduced by this equipment present frequency-dependent characteristics, the transformer eventually modifies the transmitted signals. This work proposes models to characterize the role of a single-phase distribution transformer of 10 kVA, 7967/240-120 V, in the context of PLC applications. This transformer, which is widely used in rural distribution networks in Brazil, was represented in a wide range of frequencies using the black-box modeling technique.

The proposed models are valid for typical frequency ranges of narrowband PLC applications, from 3 to 500 kHz, and in the CENELEC band (3 to 148.5 kHz). The models were obtained in both phase and modal domains from the measurement of admittances and voltage transfer ratios. At first, the measured frequency responses were approximated by rational functions using the vector fitting technique. Then, compact equivalent circuits were synthesized, whose parameterization is provided in this work. The validation of the models is performed through studies comparing measured data and simulation results in the frequency and time domains for different load conditions, considering the transmission of signals in the MV-LV and LV-MV directions. The results indicate that the models reproduce the transformer behavior satisfactorily for all tested terminal conditions and both domains. Also, frequency bands have been identified in which the signal attenuation is reduced, which may support the transmission of PLC signals through distribution transformers.

Keywords: distribution transformer, power line communication, black-box models, narrowband PLC, equivalent circuits

Sumário

| | | |
|--------|--|----|
| 1. | Introdução | 1 |
| 1.1. | Relevância e Contextualização | 1 |
| 1.2. | Objetivo | 5 |
| 1.3. | Metodologia | 5 |
| 1.4. | Contextualização..... | 6 |
| 1.5. | Produção Bibliográfica | 7 |
| 1.6. | Organização do texto | 7 |
| 2. | Estado da Arte | 10 |
| 2.1. | Considerações iniciais..... | 10 |
| 2.2. | Visão geral sobre o problema | 10 |
| 2.3. | Estudos Experimentais..... | 13 |
| 2.4. | Modelos de transformador no contexto de PLC | 15 |
| 2.4.1. | Modelos Caixa Preta..... | 15 |
| 2.4.2. | Modelos Caixa Cinza (ou Simplificados)..... | 17 |
| 2.4.3. | Considerações Finais | 18 |
| 3. | Modelagem Caixa Preta de Transformador de Distribuição | 20 |
| 3.1. | Considerações Iniciais | 20 |
| 3.2. | Transformador de 10 kVA | 21 |
| 3.3. | Representação Matricial no Domínio das Fases | 22 |
| 3.4. | Medição da Resposta em Frequência do Transformador..... | 26 |
| 3.4.1. | Sistema de Medição..... | 26 |
| 3.4.2. | Correção do Efeito Capacitivo dos Cabos..... | 27 |
| 3.4.3. | Resposta em Frequência Medida..... | 28 |
| 3.5. | Representação no Domínio Modal | 28 |
| 3.5.1. | Cálculo dos Modos e Matriz de Transformação..... | 31 |

| | | |
|--------|---|----|
| 3.6. | Representação Matemática da Resposta em Frequência | 32 |
| 3.6.1. | Ajuste vetorial | 33 |
| 3.6.2. | Causalidade, Estabilidade e Passividade | 37 |
| 3.6.3. | Representação por Circuito Equivalente | 38 |
| 3.6.4. | Erro RMS..... | 40 |
| 3.7. | Considerações Finais | 40 |
| 4. | Determinação do Circuito Equivalente do Transformador | 41 |
| 4.1. | Considerações Iniciais | 41 |
| 4.2. | Modelo Y-NB | 42 |
| 4.3. | Modelos CENELEC | 45 |
| 4.3.1. | Domínio das Fases..... | 45 |
| 4.3.2. | Domínio Modal | 47 |
| 4.4. | Considerações Finais | 53 |
| 5. | Resultados no Domínio da Frequência..... | 54 |
| 5.1. | Considerações Iniciais | 54 |
| 5.2. | Modelo Y-NB | 56 |
| 5.3. | Modelos CENELEC | 59 |
| 5.3.1. | Modelo Y-CEN | 60 |
| 5.3.2. | Modelo YM-CEN..... | 61 |
| 5.4. | Comparação dos modelos | 63 |
| 6. | Resultados no Domínio do Tempo | 65 |
| 6.1. | Considerações iniciais..... | 65 |
| 6.2. | Sinal Utilizado nas Simulações..... | 65 |
| 6.3. | Modelo Y-NB | 70 |
| 6.4. | Modelos CENELEC | 72 |
| 6.4.1. | Modelo Y-CEN | 72 |

| | |
|---|----|
| 6.4.2. Modelo YM-CEN | 75 |
| 6.5. Comparação Entre os Modelos | 77 |
| 7. Conclusões e Propostas de Continuidade | 79 |
| 7.1. Conclusões | 79 |
| 7.2. Propostas de Continuidade..... | 81 |
| Referências Bibliográficas..... | 82 |
| Apêndice A | 89 |
| A.1 Circuito equivalente para o modelo Y-NB | 89 |
| A.2 Circuito equivalente para o modelo CENELEC no domínio das fases... 90 | |
| A.3 Circuito equivalente para o modelo CENELEC no domínio modal (YM-CEN)..... | 91 |
| A.4 Elementos da função de transferência do modelo YM-CEN..... | 91 |

1. Introdução

1.1. Relevância e Contextualização

Os sistemas de distribuição de energia elétrica são responsáveis pela segurança, eficiência, qualidade e confiabilidade na entrega de energia a consumidores industriais, comerciais e residenciais. No Brasil, essas responsabilidades atribuídas às concessionárias são regulamentadas pela ANEEL, a Agência Nacional de Energia Elétrica, sendo detalhadas nos módulos técnicos que compõem os Procedimentos de Distribuição, ou PRODIST (ANEEL, 2018).

Os desafios operacionais do sistema de distribuição de energia estão sendo modificados devido às mudanças nos perfis de geração e consumo. Esse sistema está imerso em um cenário de descentralização da geração de energia que incorpora à rede de distribuição fontes de geração como eólica e fotovoltaica, como também elementos armazenadores de energia, veículos elétricos e participação ativa dos consumidores (gerenciamento pelo lado da demanda) (GALLI; SCAGLIONE; WANG, 2011). Esse cenário está ilustrado na Figura 1.1.

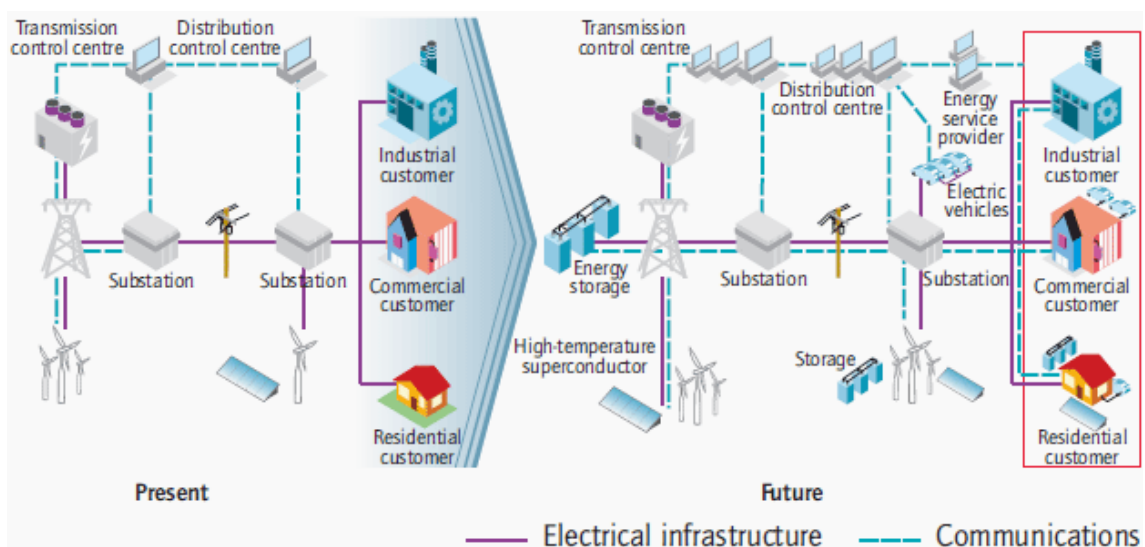


Figura 1.1 Cenário de mudanças na rede de transmissão e distribuição de energia (EEP, 2012).

A interação dos componentes desse novo cenário da rede distribuição de energia elétrica requer a integração de tecnologias de comunicação que assegurem os requisitos operacionais de responsabilidade da concessionária. Esse contexto remete aos conceitos de redes inteligentes (*Smart Grids*) e Internet das Coisas (IoT, *Internet of Things*). As exigências dessa rede devem englobar um sistema de comunicação que estabeleça um intercâmbio bidirecional de informações entre as concessionárias e os acessantes, incluindo uma maior diversificação de informações e um monitoramento amplo da rede (GALLI; SCAGLIONE; WANG, 2010, 2011; SHARMA; SAINI, 2017).

Atualmente, as redes são projetadas para serem gerenciadas por meio de um modelo centralizado de infraestrutura cibernética, denominado *Supervisory Control and Data Acquisition* (SCADA). Acredita-se que as redes inteligentes deverão ser suportadas por um conjunto heterogêneo de tecnologias de comunicação de dados, já que não há uma solução única que se ajusta a todos os cenários (FERNANDES; POOR; RIBEIRO, 2018). Uma ampla gama de tecnologias de comunicação pode ser incorporada à infraestrutura das redes inteligentes, cada uma com suas vantagens e desvantagens. Dentre essas, há fios e cabos de fibra ótica, comunicação sem fio (CDMA, GSM, GPRS, UMTS, WiMAX, HiperLAN, etc.), comunicação por rádio, redes locais sem fio (WLAN, WiFi, ZigBee, etc.) e comunicações por linha de energia (*Power Line Communication*, PLC) (CATALIOTTI et al., 2012).

Dentre às tecnologias de comunicação disponíveis, a tecnologia PLC usufrui das linhas de transmissão de energia para o estabelecimento da comunicação. Como é naturalmente integrada à rede da concessionária, é totalmente operada por ela. Além disso, possui baixo custo de implantação, uma vez que usufrui da infraestrutura de rede já existente e a comunicação é estabelecida mesmo em situações de difícil acesso, como áreas isoladas e montanhosas, e em redes subterrâneas (SHARMA; SAINI, 2017). Com isso, o interesse por esse meio de comunicação se desenvolveu em diversos países (SHARMA; SAINI, 2017). Em redes rurais no Brasil, com baixa densidade de acessantes, a tecnologia PLC pode ser uma alternativa economicamente atraente.

A comunicação via PLC pode ser estabelecida em uma banda de frequência que varia entre banda ultra-estreita (*ultra-narrowband*, 0,3-3 kHz), banda estreita (*narrowband*, 3-500 kHz), *quasi* banda (*quasi-band*, 1-10 MHz) e banda larga (*broadband*, 1,8-280MHz), dependendo do tipo de aplicação (Sharma e Saini, 2017).

Este trabalho está focado na utilização do PLC em banda estreita (NB-PLC), que suporta comunicação entre as redes de média e baixa tensão (interface estabelecida por transformadores), sistemas avançados de medição AMI/AMR (*Automatic Meter Infrastructure/Automatic Meter Reading*) (BOROVINA et al., 2018), sistemas de gerenciamento pelo lado da demanda (*Demand Side Management - DSM*), como também controle direto e indireto de recursos distribuídos (GALLI; SCAGLIONE; WANG, 2011).

Com o intuito de ampliar a taxa de dados em banda estreita de frequência, as aplicações em NB-PLC foram padronizadas pelo ITU (*International Telecommunication Union*), ITU-T G.9903 (especificação do G3-PLC) e ITU-T G.9904 (especificação do PRIME, *PowerLine Intelligent Metering Evolution*) (ITU-T, 2012, 2017) e pelo IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*), através da norma IEEE 1901.2 (IEEE, 2013). No Brasil, ainda não existe uma regulamentação para a comunicação PLC de banda estreita. Alguns países já adotaram a tecnologia NB-PLC, como exemplificado na Figura 1.2, em que estão incluídas as bandas europeias CENELEC (*Comité Européen de Normalisation Électrotechnique*) (3–148,5 kHz, que inclui das subfaixas A, B, C e D), a FCC (*Federal Communications Commission*) dos EUA (10–490 kHz), a banda japonesa ARIB (Association of Radio Industries and Businesses) (10–450 kHz) e a banda chinesa (3–500 kHz) (GALLI; SCAGLIONE; WANG, 2011).

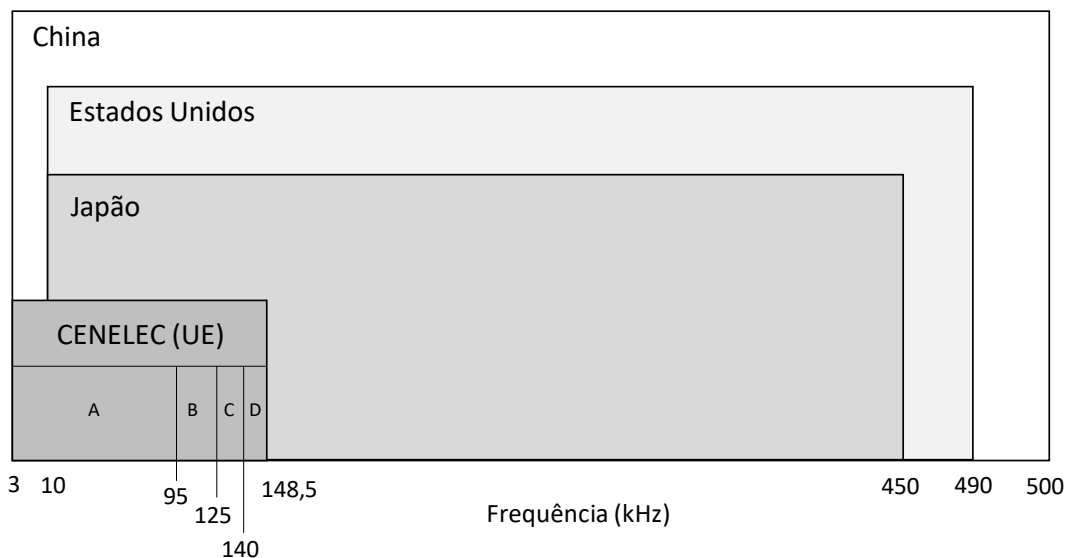


Figura 1.2 Regulamentação na China, EUA, Japão e Europa. Figura baseada em (IEEE, 2013).

Por ser uma faixa de frequência comum disponível no mundo e ainda por já ser padronizada pela ITU-T e IEEE, a comunicação via PLC em banda estreita desencadeou estudos que têm abordado a aplicabilidade dessa tecnologia no contexto de redes inteligentes (GALLI; LYS, 2015). Em aplicações em que o sinal NB-PLC é injetado na rede de média tensão e transmitido até a rede de baixa tensão, é importante caracterizar a interface dessas redes, que é estabelecida por um transformador de distribuição (CATALIOTTI et al., 2014; NASSAR et al., 2012; VARADARAJAN et al., 2011).

Os transformadores de distribuição possuem característica de resposta em frequência que influencia no sinal PLC, resultando em amplificação ou atenuação do sinal transmitido dependendo da faixa de frequência considerada (GALLI; SCAGLIONE; WANG, 2011; NASSAR et al., 2012). Quando o nível de atenuação compromete a qualidade da informação transmitida, é recomendada a utilização de acopladores para evitar que o sinal seja deteriorado pela transmissão através do transformador (KIKKERT, 2010, 2011). No entanto, em áreas rurais no Brasil há uma baixa densidade populacional, o mesmo ocorrendo nos Estados Unidos e no Japão. Com isso, é economicamente vantajoso evitar a instalação do acoplador uma vez que um transformador atende a poucos consumidores (SHARMA; SAINI, 2017). A própria especificação G3-PLC propõe a transmissão de sinais através de transformadores sem o uso de acopladores, uma característica importante para o ambiente industrial.

Essa discussão desencadeou o interesse em se avaliar a resposta em frequência de transformadores de distribuição com diferentes características de forma a verificar se a atenuação de sinais NB-PLC é aceitável ou se é possível selecionar faixas estreitas de frequência em que a interferência do transformador é minimizada. Alguns estudos experimentais foram desenvolvidos com esse intuito (CATALIOTTI et al., 2014; VARADARAJAN et al., 2011), assim como propostas de modelos de transformador para simulações nesse contexto (CATALIOTTI et al., 2012; PAPADOPOULOS et al., 2015).

No entanto, ainda há uma carência na literatura de modelos facilmente implementáveis que possam contribuir com trabalhos dedicados à caracterização de canais PLC em banda estreita. Até o presente momento não foi identificada a existência de modelos de transformador para estudos de PLC em banda estreita aplicáveis no contexto brasileiro. Essa situação motivou a realização deste trabalho, em que são

propostos modelos para caracterizar o comportamento de um transformador de distribuição monofásico tipicamente empregado em zonas rurais no Brasil para faixas estreitas típicas de PLC.

1.2. Objetivo

O objetivo desse trabalho é propor modelos que representem um transformador de distribuição monofásico, amplamente utilizado em zonas rurais no estado de Minas Gerais, para estudos de *Power Line Communications* (PLC). Para se caracterizar a interferência deste equipamento na transmissão de sinais PLC, os modelos são avaliados nos domínios da frequência e do tempo. As avaliações no domínio da frequência têm o objetivo de investigar a atenuação do sinal transmitido entre os terminais do transformador em faixas estreitas de frequência, tanto no sentido MT-BT quanto no sentido BT-MT, considerando diversos cenários de cargas conectadas aos terminais de baixa e média tensão. As avaliações no domínio do tempo têm como objetivo avaliar a atenuação e a distorção de sinais impulsivos que excitem as faixas de frequência de interesse para garantir a capacidade de reprodução do comportamento do transformador também em simulações neste domínio. Os resultados obtidos são validados a partir de comparações com medições realizadas em laboratório.

1.3. Metodologia

Este trabalho parte de um levantamento do estado da arte na modelagem de transformadores para estudos de transmissão de dados em redes de distribuição, assim como dos estudos e desafios da transmissão do sinal de PLC através do transformador. Em seguida, são propostas diferentes metodologias para a modelagem de um transformador de distribuição monofásico de 10 kVA 7967/240-120 V no contexto de transmissão de sinais PLC. Esse transformador é amplamente utilizado em redes rurais no estado de Minas Gerais. Para isso, é adotada uma abordagem caixa preta baseada na caracterização da matriz de admitância do transformador em ampla faixa de frequências.

Inicialmente, os elementos da matriz de admitância do transformador e as tensões transferidas entre seus terminais são medidos na faixa de frequência de interesse. A partir desses dados, os elementos externos à diagonal principal da matriz de admitância são corrigidos pelas tensões transferidas para incorporar ao modelo informações sobre o núcleo do equipamento. Esta representação da matriz de

admitância é feita diretamente no domínio das fases, gerando modelos em faixas específicas de frequências que são representados como somas de funções racionais através da técnica de ajuste vetorial (*vector fitting*) (GUSTAVSEN; SEMLYEN, 1999). A partir dos modelos numéricos propostos, são extraídos circuitos RLC equivalentes que podem ser diretamente implementados em programas de simulação computacional de circuitos elétricos.

De forma alternativa, propõe-se neste trabalho uma técnica original para a modelagem do transformador no domínio modal em que os elementos da matriz de admitância são desacoplados através de uma diagonalização em cada frequência de interesse. A partir da aplicação dessa técnica, extrai-se um modelo para o transformador de 10 kVA cujo circuito equivalente requer, em sua faixa de validade, um número reduzido de componentes para sua representação em programas de simulação computacional de circuitos elétricos.

Os modelos propostos são implementados na plataforma de análise de transitórios ATP (*Alternative Transients Program*), por meio de sua interface ATPDraw, e validados com base em comparações com resultados experimentais. A validação é feita inicialmente no domínio da frequência, visando analisar a variação das tensões transferidas e a consequente atenuação do sinal transmitido entre os terminais de média e baixa tensão, e vice-versa. Em seguida, é feita a validação dos modelos no domínio do tempo por meio da aplicação de um sinal transitório que possibilite analisar sua estabilidade e passividade considerando diferentes condições de carga.

1.4. Contextualização

Este trabalho foi realizado no contexto do projeto 431948/2016-0, “Modelos banda larga de transformadores de distribuição monofásicos de diferentes potências nominais”, referente à Chamada Universal 01/2016 do CNPq, que tem como coordenador o Prof. Alberto Resende De Conti, da Universidade Federal de Minas Gerais. Esse projeto dá continuidade a uma série de estudos dedicados à modelagem de transformadores para a avaliação de fenômenos em altas frequências que vem sendo realizados no LRC (*Lightning Research Center*), laboratório da Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG). Os resultados obtidos nesses estudos já geraram três dissertações de mestrado (METZKER, 2018; RODRIGUES, 2016; SILVA, 2014) e diversos artigos científicos publicados em periódicos e congressos científicos (DE

CONTI et al., 2015, 2017; METZKER; CONTI; MARIANO, 2018; RODRIGUES et al., 2017).

1.5. Produção Bibliográfica

Este trabalho gerou um artigo aceito para publicação em periódico avaliado pela CAPES como QUALIS A1 no quadriênio 2013-2016, tendo como referência a área Engenharias IV, e dois artigos apresentados em congressos, um regional e outro nacional, discriminados abaixo:

SATHLER, L. H.; DE CONTI, A., “Single-Phase Distribution Transformer Modeling for Narrowband Power Line Communications”, artigo aceito para publicação no IEEE Transactions on Power Delivery, 2019.

SATHLER, L. H.; DE CONTI, A.; CAMELO, L. M. B.; MARIANO, D. G. B., “Modelo de Transformador de Distribuição para Análise da Transmissão de Dados em Redes Elétricas”, XVIII ERIAC - Encontro Regional Ibero-americano do Cigré, Foz do Iguaçu, Maio 2019.

SATHLER, L. H.; DE CONTI, A.; CAMELO, L. M. B.; MARIANO, D. G. B., “Modelagem de Transformador de Distribuição para Análise de Transmissão de Dados via Rede de Energia Elétrica”, aceito para apresentação no XXV SNPTEE - Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, Belo Horizonte, Novembro 2019.

1.6. Organização do texto

Este trabalho foi organizado em sete capítulos, incluindo este capítulo introdutório que aborda a relevância e motivação da dissertação, assim como o objetivo e a metodologia utilizada.

No *Capítulo 2* é realizado um levantamento do estado da arte na modelagem de transformadores de distribuição. Nele são abordadas modelagens do tipo caixa preta e caixa cinza válidas em ampla faixa de frequência, mas com um direcionamento maior para as propostas em faixas de frequência restritas para estudos de PLC e modelagens do tipo caixa preta.

No **Capítulo 3** são detalhadas as características do transformador utilizado neste trabalho, os procedimentos de medição e a correção das medições realizadas em laboratório. Também, descreve-se a caracterização da modelagem caixa preta por matriz de admitância, incluindo o cálculo os elementos da matriz no domínio das fases e a metodologia de obtenção dos elementos no domínio modal. Posteriormente, apresenta-se um detalhamento da ferramenta de ajuste vetorial, que é utilizada para aproximar os elementos da matriz de admitância através de funções racionais. Também são discutidos os requisitos que os modelos obtidos devem atender.

No **Capítulo 4** são apresentados os resultados do ajuste vetorial dos elementos da matriz de admitância de cada modelo. Para o modelo no domínio modal também é apresentada uma solução para incorporar o comportamento variável com a frequência da matriz de transformação. Por fim, são apresentadas as topologias e características dos circuitos referentes a cada modelo proposto.

No **Capítulo 5** são apresentados os resultados obtidos com a implementação dos circuitos no ATPDraw e as simulações considerando a aplicação de tensões em regime permanente senoidal no espectro de frequência de interesse. Para diferentes condições de carga e sentidos de transmissão do sinal, o comportamento do transformador reproduzido pelas simulações é comparado com o obtido nas medições realizadas em laboratório.

No **Capítulo 6** é realizada a validação dos modelos propostos para estudos no domínio do tempo. Para isso, são propostos sinais transitórios que excitam as faixas estreitas de frequência de interesse. São apresentados os resultados obtidos com circuitos equivalentes implementados no ATPDraw submetidos a simulações com aplicação dos sinais transitórios e diferentes condições terminais. A validação no domínio do tempo é realizada de forma comparativa com as medições realizadas em laboratório.

No **Capítulo 7** são apresentadas as conclusões obtidas através dos resultados levantados no desenvolvimento do trabalho, assim como as propostas de continuidade dos estudos.

As referências bibliográficas citadas ao longo do texto se encontram listadas posteriormente aos capítulos. Finalmente, os **Apêndices A.1, A.2, A.3** apresentam todos

os parâmetros dos circuitos RLC necessários para a implementação dos modelos propostos.

2. Estado da Arte

2.1. Considerações iniciais

O transformador é um dos equipamentos empregados com maior frequência nos sistemas de energia elétrica. A modelagem desse equipamento varia de acordo com o tipo de fenômeno que se deseja analisar, podendo ser classificada de acordo com a disponibilidade de informação de suas características construtivas (CIGRÉ, 2014). Caso não se disponha desse tipo de informação, o modelo resultante é obtido exclusivamente a partir de medições realizadas em seus terminais, sendo denominado modelo caixa preta. Por outro lado, se o modelo levar em conta as características construtivas e de projeto do transformador (materiais, dimensões e disposição de núcleo, enrolamentos e carcaça) sem depender de qualquer dado de medição, diz-se que o modelo resultante é do tipo físico, ou caixa branca. Finalmente, se o modelo fizer uso combinado tanto de dados de medição quanto de características construtivas do equipamento, diz-se que ele é do tipo caixa cinza (CIGRÉ, 2014).

Os transformadores de distribuição possuem comportamento variável com a frequência. No contexto de PLC, é necessário caracterizar esse comportamento de forma adequada para que a influência do transformador na integridade de sinais transmitidos de redes de média tensão para redes de baixa tensão, e vice-versa, seja devidamente identificada. Neste contexto, alguns estudos foram desenvolvidos e modelos de transformador foram propostos para faixas de frequência típicas de PLC. Assim, este capítulo se dedica a apresentar o estado da arte na modelagem do transformador para estudos em altas frequências, com foco maior em estudos dedicados às faixas de frequência de aplicações de PLC.

2.2. Visão geral sobre o problema

O transformador de distribuição é o equipamento que realiza a interface entre as redes de distribuição de média e baixa tensão. No estado de Minas Gerais, seu papel é o

de reduzir a tensão de níveis típicos de 13,8/7,967 kV para níveis de baixa tensão compatíveis com consumidores residenciais e comerciais, de 120/127/220 V. Portanto, caso um sinal seja injetado na rede de média tensão (MT) e transmitido para a rede de baixa tensão (BT) passando pelo transformador, espera-se de maneira intuitiva que este seja atenuado. De fato, em 60 Hz esta atenuação corresponderia exatamente à relação de transformação do transformador considerado. No entanto, à medida que a frequência do sinal a ser transmitido aumenta, características ressonantes associadas ao efeito de capacitâncias parasitas passam a ser importantes, o que pode intensificar a atenuação do sinal ou, em outros casos, amplificá-lo (GALLI; SCAGLIONE; WANG, 2011). Essa interferência também pode ocorrer no cenário em que o sinal é injetado na rede BT e transmitido para a rede MT (CATALIOTTI et al., 2012).

Para exemplificar o problema, considera-se um transformador com relação nominal de transformação $n \gg 1$ alimentado em seu terminal de MT por uma fonte de tensão v com uma impedância interna Z_s , conforme ilustrado na Figura 2.1. Espera-se, naturalmente, que o sinal medido no terminal de BT seja atenuado uma vez que a função do transformador neste caso é a redução de tensão do terminal MT para o BT. Essa hipótese é válida quando a tensão aplicada possui frequência suficientemente baixa, da ordem da frequência de operação do sistema elétrico em regime permanente senoidal.

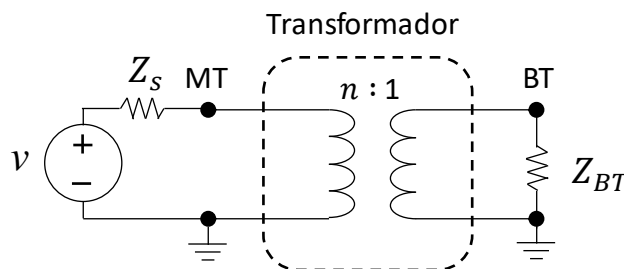


Figura 2.1 – Transformador genérico com alimentação no terminal de média tensão.

Vale observar que a impedância vista nos terminais de MT do transformador, supondo a conexão de uma carga Z_{BT} nos terminais de BT e considerando um transformador ideal, pode ser calculada pela expressão

$$Z_{MT} = n^2 Z_{BT}. \quad (2.1)$$

Nesse caso, se a impedância Z_{BT} for da mesma ordem de grandeza que a impedância interna da fonte Z_S , a impedância Z_{MT} resultante será muito maior que Z_S assegurando que praticamente toda a tensão v fornecida pela fonte seja efetivamente aplicada ao terminal do transformador. No entanto, na situação em que a impedância Z_{BT} é pequena em relação à Z_S , dependendo do valor de n , somente uma parcela da tensão será efetivamente aplicada ao terminal. Em baixas frequências, a relação de transformação n pode ser considerada praticamente constante. Contudo, em frequências mais elevadas n deixa de respeitar a relação nominal do transformador. Como resultado, o sinal transmitido pode sofrer uma atenuação que é maior ou menor do que aquela observada em baixas frequências.

Ao se considerar agora o cenário da Figura 2.2, em que a alimentação do transformador ocorre no terminal BT, espera-se intuitivamente que o sinal medido no terminal MT seja amplificado. Contudo, caso Z_{MT} possua a mesma ordem de grandeza que a impedância da fonte, a impedância Z_{BT} vista pela fonte é muito pequena, conforme a relação indicada em (2.2), quando comparada à impedância Z_S . Com isso, somente uma pequena parcela de tensão é efetivamente aplicada no terminal do transformador e amplificada na transferência para o terminal MT. Por esse motivo, a transferência de sinal do terminal BT para o MT é geralmente problemática no contexto de PLC, mesmo quando se considera uma faixa de frequências relativamente baixa, em que n se aproxima da relação de transformação nominal do transformador. Como a relação de transformação é alterada em frequências mais elevadas que a de regime permanente também para este cenário, o sinal medido no terminal MT também será afetado.

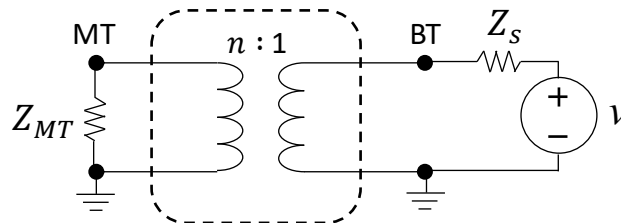


Figura 2.2 – Transformador genérico com alimentação no terminal de baixa tensão.

$$Z_{BT} = \frac{Z_{MT}}{n^2} \quad (2.2)$$

Como se vê, o transformador pode ser considerado um obstáculo na transmissão de dados através da rede elétrica, dependendo da faixa de frequência da onda portadora e do sentido de transmissão do sinal. Assim, tem sido sugerida a utilização de acopladores que evitam a passagem de sinais através do transformador (KIKKERT, 2010, 2011), como ilustrado na Figura 2.3, garantindo a qualidade do sinal transmitido com baixa atenuação e alta relação sinal-ruído.

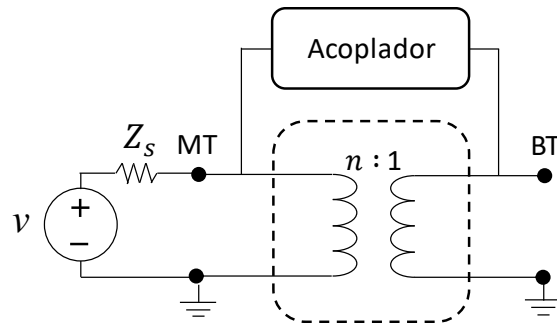


Figura 2.3 — Transformador genérico com acoplador by-pass evitando a passagem de sinal pelo transformador.

No entanto, em zonas rurais no Brasil, assim como nos países EUA e Japão, a densidade de acessantes conectados à rede por transformador é baixa, o que implica uma redução da atratividade econômica da implantação de PLC caso seja necessária a instalação de acopladores. Com isso, alguns estudos foram impulsionados para investigar o comportamento do transformador inserido em estudos de PLC, incluindo a proposição de modelos e a realização de experimentos para identificar a real interferência desse equipamento no sinal transmitido e contribuir para a difusão da tecnologia.

2.3. Estudos Experimentais

Em estudos de PLC, além do efeito do transformador na qualidade do sinal transmitido, é necessário atentar inicialmente para as características dos canais de comunicação. Alguns testes desenvolvidos em (TAO et al., 2007; ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002) demonstraram que os canais PLC são caracterizados pela presença de ruídos com comportamento variável no domínio do tempo, apresentando características estocásticas e propriedades ciclo-estacionárias. Uma caracterização rigorosa da transmissão do sinal PLC em redes de distribuição, incluindo a presença de ruído, pode, portanto, exigir estudos tanto no domínio da frequência quanto no domínio do tempo.

Essa situação impõe a necessidade de os modelos de transformadores demonstrarem precisão na resposta em ambos os domínios.

Dentre os estudos desenvolvidos para analisar a influência do transformador em aplicações de PLC, um foi desenvolvido na Itália a partir de testes experimentais considerando um transformador trifásico de 160 kVA e aplicação de sinais senoidais em faixa estreita de frequência. Foi considerada a aplicação de tensão no terminal de média tensão nas frequências de 72 kHz, 100 kHz e 125 kHz, como também a aplicação de tensão no terminal de baixa tensão considerando as frequências 86 kHz, 110 kHz e 150 kHz. Nesse trabalho, verificou-se a possibilidade de selecionar frequências que apresentassem menor atenuação do sinal transmitido através do transformador para um uso mais efetivo da tecnologia de PLC. Também se evidenciou que a escolha adequada do tipo de modulação aplicado ao sinal pode minimizar a atenuação (CATALIOTTI et al., 2014).

Em seu trabalho, Black (2010) demonstrou que é possível selecionar faixas de frequência em que ruídos e interferências são aceitáveis em uma comunicação via PLC de banda larga de frequência (300 kHz a 300 MHz) através de um transformador trifásico de 300 kVA.

Em uma abordagem considerando a faixa de frequência do CENELEC A (3 a 95 kHz) para transmissão de dados via PLC (PAPADOPOULOS et al., 2013), foram analisadas diferentes configurações de uma rede trifásica considerando-se ou não a presença de transformadores. Nos casos em que os transformadores trifásicos foram introduzidos, observou-se uma forte assimetria nas características do sinal em relação ao sentido de transmissão entre as redes MT e BT, além da atenuação do sinal, situação também verificada em (VARADARAJAN et al., 2011). Concluiu-se que cada configuração de rede deve ser analisada individualmente e que em redes inteligentes deve-se utilizar uma infraestrutura híbrida de comunicação que depende do local de aplicação.

Ainda na faixa estreita de frequência, considerando-se a banda de frequência até 500 kHz, foi aplicada a especificação G3-PLC adotada pela companhia energética francesa ERDF (ERDF, 2009) em estudos realizados em zona rural nos EUA (RAZAZIAN et al., 2010; RAZAZIAN; YAZDANI, 2011). Os resultados obtidos com

o estabelecimento de um canal de comunicação através de transformadores trifásicos confirmaram a capacidade de comunicação entre redes MT e BT com taxa de transmissão de dados aceitável. Esses resultados também indicaram a possibilidade de se dispensar o uso de acopladores, o que teria grande impacto na atratividade econômica da aplicação de redes PLC em larga escala em sistemas de distribuição. As mesmas conclusões foram obtidas em (NASSAR et al., 2012), acrescentando-se a possibilidade de estabelecer uma comunicação bidirecional considerando as especificações G3-PLC.

A tecnologia PLC também foi testada em aplicações de banda estreita em estudos de medição inteligente (*Smart Metering*). Através das especificações PRIME, sinais PLC foram transmitidos através de transformador de distribuição para auxiliar na identificação de queda de tensão no alimentador na rede de distribuição (MARRÓN; OSORIO; SENDIN, 2013). Os resultados obtidos indicaram relação sinal ruído aceitável, assim como em (BOROVINA et al., 2018).

Com o intuito de investigar a qualidade de um sinal PLC transmitido em banda estreita, em (BOROVINA et al., 2018) foram realizados testes em zona rural para a transmissão de dados de medições inteligentes com base no PRIME em uma faixa de frequência de 42 kHz a 89 kHz (CENELEC A). Verificou-se que o sinal PLC é severamente atenuado e sujeito à introdução de erros. No entanto observou-se que através do PRIME é possível obter um canal com BER (*Bit Error Rate*) satisfatório.

2.4. Modelos de transformador no contexto de PLC

2.4.1. Modelos Caixa Preta

A técnica de modelagem caixa preta vem sendo tradicionalmente empregada para representar o desempenho de transformadores em ampla faixa de frequência quando são desconhecidas as características internas do equipamento. Em geral, essa técnica consiste em representar o transformador por meio de uma matriz de admitância cujos elementos são obtidos através de medições em condições de curto-circuito, sendo estes elementos corrigidos ou não por relações de transformação medidas em condições de circuito aberto (GUSTAVSEN, 2004; GUSTAVSEN; HEITZ, 2008; MORCHED; MARTI; OTTEVANGERS, 1993). Na determinação de modelos de transformadores para o estudo de fenômenos transitórios, a representação da matriz de admitância tem sido feita tanto no domínio das fases (GUSTAVSEN, 2004; MORCHED; MARTI;

OTTEVANGERS, 1993), quanto no domínio modal (GUSTAVSEN; HEITZ, 2008; VAESSEN, 1988). Contudo, diferentes estratégias têm sido empregadas na modelagem do transformador para estudos de PLC.

Em (BLACK; BADR, 2010), por exemplo, um modelo caixa preta baseado em medições de parâmetros de espalhamento foi proposto para um transformador trifásico de 300 kVA considerando banda larga de frequência, de 300 kHz a 300 MHz. Nesse caso, foi apresentada somente uma caracterização da resposta em frequência do transformador. O modelo proposto não foi validado através de uma comparação de resultados simulados e medidos. Além disso, não se investigou a variação das condições terminais do equipamento.

Em (PAPADOPOULOS et al., 2015), foi proposto um modelo caixa preta para um transformador trifásico de 50 kVA para estudos de PLC baseado exclusivamente na caracterização de tensões transferidas entre os terminais de média e baixa tensão. O modelo foi proposto para a faixa de 1 kHz a 1 MHz, que inclui aplicações de PLC em banda estreita. O modelo se mostrou capaz de reproduzir a atenuação de sinais PLC medidos em laboratório na faixa de frequência indicada. Além disso, foi validado em ensaios no domínio do tempo para a aplicação de tensões impulsivas atmosféricas padronizadas. No entanto, é dependente da carga conectada, o que significa que, para cada condição de carga, um novo conjunto de medições deve ser realizado para determinar os parâmetros do modelo.

Em (LEFORT et al., 2017) foi proposto um modelo para um transformador trifásico de 100 kVA válido para estudos de PLC na faixa de frequência de 1 kHz a 1 MHz baseado na medição das impedâncias terminais do transformador. O comportamento dos elementos de impedância modelados foi comparado com dados de medição, sendo observada concordância entre simulação e medição somente em parte do espectro considerado. Os testes realizados com o modelo envolveram a variação das cargas conectadas aos terminais do transformador, como também a variação da potência do transformador para análise da transferência de tensão entre os terminais. Contudo, esses testes não foram validados por meio de comparações com medições.

2.4.2. Modelos Caixa Cinza (ou Simplificados)

Modelos que combinam dados medidos a partir dos terminais do transformador e dados referentes à sua característica construtiva, como informações de placa, estrutura de enrolamento e relação nominal de transformação foram propostos para estudos de transmissão de sinais de PLC através de transformadores de distribuição (CATALIOTTI et al., 2012; LEFORT et al., 2017; TRAN-ANH; AURIOL; TRAN-QUOC, 2006). Tais modelos podem ser vistos como caixa cinza, um intermédio entre a abordagem de caixa preta discutida anteriormente e a técnica de modelagem de caixa branca (CIGRÉ, 2014).

Em (TRAN-ANH; AURIOL; TRAN-QUOC, 2006) foi proposto um modelo de transformador trifásico para aplicações em PLC com frequência até 10 MHz. Este modelo se baseia no levantamento de circuito RLC através de testes de circuito aberto, curto-circuito e medições de capacitâncias. Para abranger a gama de frequência de interesse, foram necessários dois circuitos distintos, um válido para até 100 kHz, frequência em que o comportamento no núcleo do transformador ainda deve ser considerado, e o outro acima dessa frequência. Neste trabalho não foi avaliada a influência do transformador no sinal transmitido.

Em (CATALIOTTI et al., 2012), foi utilizada a mesma metodologia proposta em (TRAN-ANH; AURIOL; TRAN-QUOC, 2006) na modelagem de quatro transformadores trifásicos de diferentes potências em uma gama de frequência de 50 a 150 kHz, válida para a banda CENELEC A. Através de análises no domínio da frequência, foi verificado que a transmissão do sinal da rede BT para a MT possui maior atenuação do sinal quando comparada com a transmissão no sentido oposto. A atenuação do sinal também apresentou variação com o comprimento da linha de transmissão conectada aos terminais do transformador, com a frequência do sinal e com a potência do transformador. No entanto alguns desses resultados simulados não foram validados com resultados experimentais. Nas situações em que a comparação foi realizada, alguns desvios foram observados entre os valores simulados e medidos.

Em (KIKKERT, 2010) foi proposto um modelo baseado na medição da matriz de impedâncias para um transformador monofásico de 10 kVA, válido para a faixa do CENELEC A, com análises de atenuação no domínio da frequência. O mesmo modelo

foi aplicado em (KIKKERT, 2011) para investigar o uso de acopladores para eliminar a influência do transformador na transmissão de sinais PLC. O autor também aplicou essa mesma metodologia em (KIKKERT, 2012) na modelagem de um transformador trifásico de 200 kVA na faixa de 50 Hz a 5 MHz. No entanto, em ambos os trabalhos, os resultados obtidos no domínio da frequência apresentaram grandes desvios em relação às medições, além de serem considerados cenários de validação limitados.

Em (LEFORT et al., 2017), o modelo caixa preta proposto para um transformador trifásico de 100 kVA para uma faixa de frequência de 1 kHz até 1 MHz foi comparado com um modelo obtido por parâmetros concentrados. Os resultados obtidos com o modelo caixa preta já apresentavam desvios consideráveis para a faixa de frequência considerada. Contudo, ao aproximar o transformador utilizando um circuito equivalente baseado na estratégia caixa cinza os desvios observados foram ainda mais significativos.

De forma geral, modelos caixa cinza são mais simples e mais intuitivos do que os modelos de caixa preta. No entanto, sua precisão é muitas vezes limitada a faixas de frequência mais estreitas ou a condições específicas de carga.

2.4.3. Considerações Finais

A partir do levantamento do estado da arte sobre transformadores inseridos no contexto de PLC, percebe-se que os modelos propostos de transformadores para este tipo de estudo tendem principalmente para aplicações de banda estreita como a do CENELEC, usada nos países europeus, ou de 3 kHz a 500 kHz, usada em países como EUA e Japão. Também, é possível verificar que o transformador de fato exerce influência sobre o sinal PLC e esta interferência é variável com a frequência, havendo, no entanto, faixas estreitas selecionáveis em que a atenuação do sinal é menos acentuada. Também há influência das cargas conectadas aos terminais do transformador, que alteram o nível de atenuação do sinal, assim como do sentido de transmissão do sinal PLC (rede BT para MT, *upstream*, ou rede MT para BT, *downstream*).

Embora os modelos ajustados possam ser expressos em termos de circuitos equivalentes lineares, topologias e parâmetros necessários para sua implementação estão frequentemente indisponíveis. Isso faz com que muitas vezes não seja possível

reproduzir os resultados obtidos com esses modelos. Ainda, com exceção do modelo proposto em (PAPADOPOULOS et al., 2015), cuja resposta no domínio do tempo foi testada para a aplicação de tensões de impulso atmosférico, nenhum dos modelos de transformadores PLC estudados foi validado para uso em estudos no domínio do tempo.

Esse cenário motivou a proposição de diferentes modelos para um transformador de distribuição monofásico que sejam aplicáveis para estudos de PLC em banda estreita. Os modelos desenvolvidos nesse trabalho são simplificados, totalmente parametrizados para uma implementação direta em programas computacionais de solução de circuitos elétricos, podendo assim contribuir para futuros estudos da aplicabilidade da tecnologia PLC no contexto brasileiro. Como não há informações detalhadas sobre a geometria interna do equipamento abordado neste trabalho, considera-se a modelagem caixa preta com validação dos modelos propostos nos domínios do tempo e frequência. Além disso, estuda-se a transmissão de sinais nos sentidos MT-BT e BT-MT considerando diferentes valores de carga.

3. Modelagem Caixa Preta de Transformador de Distribuição

3.1. Considerações Iniciais

Conforme discutido no capítulo anterior, a modelagem caixa preta é utilizada quando as características construtivas do transformador são desconhecidas e sua resposta em ampla faixa de frequências é estabelecida através de seu comportamento terminal representado pela matriz de impedância ou admitância (GUSTAVSEN; DE SILVA, 2013). A representação por matriz de admitância é a mais difundida na modelagem de transformadores, constituindo-se a base deste trabalho. O levantamento do modelo é feito através da medição da resposta em frequência do transformador através da aplicação de tensões senoidais no intervalo de interesse. Tendo em vista aplicações de banda estreita para estudos de PLC, os modelos propostos são válidos para a faixa completa, denominada NB-PLC (3-500 kHz), e/ou para a faixa proposta pelo CENELEC (3-148,5 kHz).

A matriz de admitância do transformador é, por definição, simétrica. Porém, como as medições estão sujeitas a imprecisões, é possível que não se obtenha simetria em relação aos elementos fora da diagonal principal (GUSTAVSEN, 2004). Além disso, como as correntes utilizadas na determinação da matriz de admitância são extraídas a partir de ensaios de curto-circuito, este tipo de modelagem tende a apresentar maiores erros em aplicações nas quais os terminais do transformador se encontram a vazio ou conectados a impedância de alto valor ôhmico. Para contornar este problema, as relações de transferência de tensão entre os terminais podem ser incluídas na

formulação do modelo (GUSTAVSEN, 2004). Adicionalmente, a matriz de admitância também poder ser representada no domínio modal. Nesta abordagem, uma matriz de transformação é aplicada à matriz de admitância de forma a desacoplar os seus modos, ou autovalores.

Nas próximas seções, é apresentado um detalhamento das estratégias propostas para modelar o transformador de distribuição avaliado neste trabalho em ampla faixa de frequência. Essas estratégias se baseiam em uma abordagem direta no domínio das fases, empregada para representar o transformador nas faixas NB-PLC e CENELEC, e em uma abordagem alternativa, que faz uso no domínio modal e é válida exclusivamente para a faixa do CENELEC.

3.2. Transformador de 10 kVA

O transformador de distribuição investigado neste estudo é monofásico de 10 kVA, 7.967 kV / 240-120 V, com derivação central no enrolamento de baixa tensão, conforme ilustrado na Figura 3.1 (a). Este modelo é amplamente utilizado em redes de distribuição rurais no Brasil (ABNT, 2014). Possui quatro terminais acessíveis, sendo o terminal de média tensão referido como terminal 1 (H1). Os terminais de baixa tensão, denominados 2 (X1) e 3 (X3), possuem tensões simétricas em relação ao terminal neutro solidamente aterrado, identificado como N (X2). O diagrama esquemático dos enrolamentos do transformador está ilustrado na Figura 3.1(b). Detalhes adicionais do equipamento podem ser encontrados em sua placa, ilustrada na Figura 3.2.

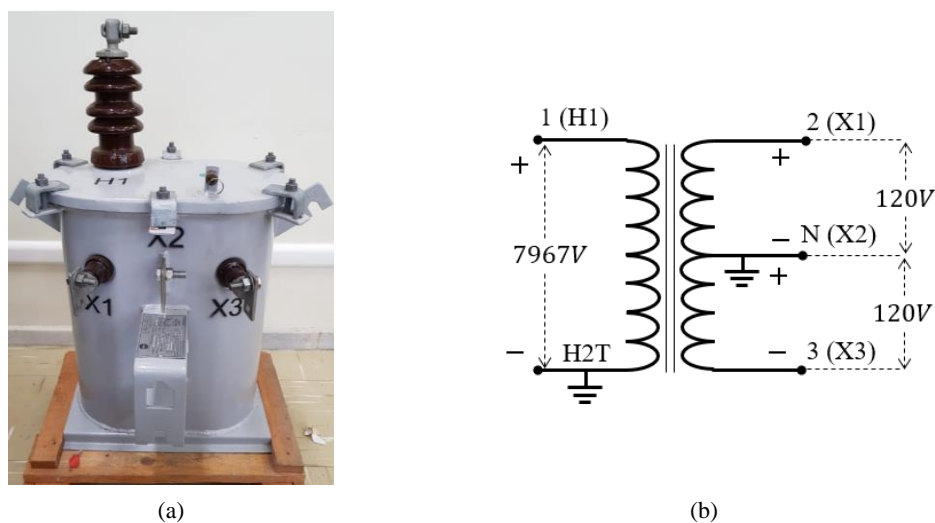


Figura 3.1 – (a) Transformador 10 kVA e (b) diagrama esquemático dos enrolamentos do equipamento.



Figura 3.2 – Placa do transformador investigado nesse trabalho.

3.3. Representação Matricial no Domínio das Fases

O comportamento terminal do transformador pode ser caracterizado por meio de correntes e tensões medidas externamente. A relação entre estas grandezas em cada frequência de interesse pode ser estabelecida através da matriz de admitância Y , como mostrado na Equação (3.1). No caso do transformador utilizado neste trabalho, que possui três terminais acessíveis e um neutro, utilizado como referência, a matriz Y tem dimensão 3x3. Essa matriz relaciona I , um vetor 3x1 contendo as correntes que entram nos terminais do transformador, e V , um vetor 3x1 com as tensões entre cada um dos terminais e o terminal neutro, como na Equação (3.2).

$$I = YV \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Os elementos da matriz de admitância são obtidos através de ensaios de curto circuito, representados na Figura 3.3, em que uma tensão senoidal é aplicada em um dos terminais com frequência variável em um intervalo de interesse e os outros terminais estão em curto-circuito.

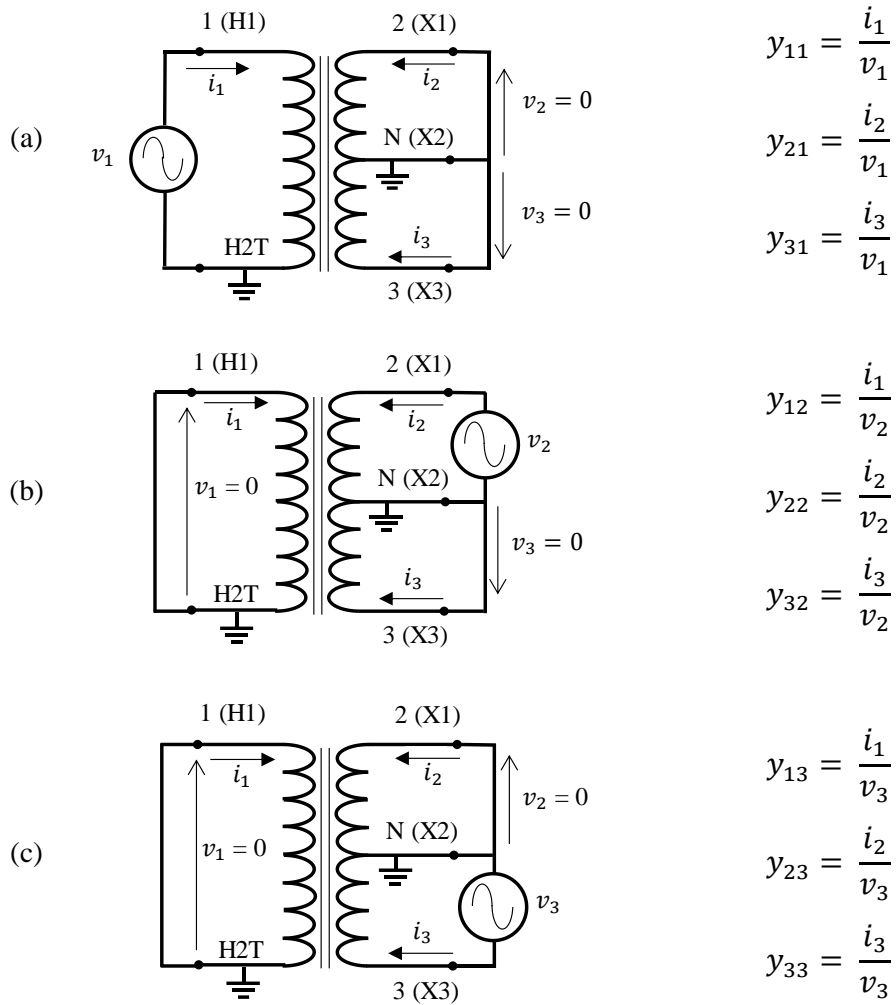
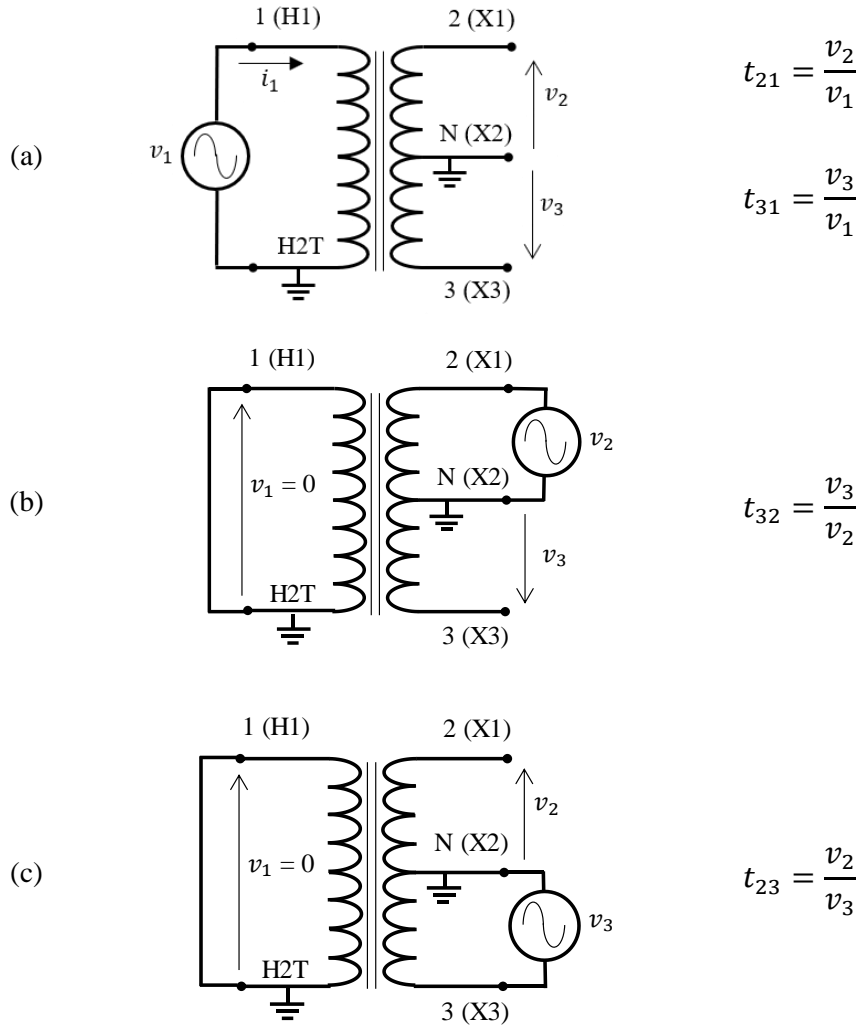


Figura 3.3 – Esquema de medição de (a) y_{11} , y_{21} e y_{31} , (b) y_{12} , y_{22} e y_{32} , (c) y_{13} , y_{23} e y_{33} .

Neste trabalho, os elementos mútuos da matriz Y são corrigidos com as relações de transferência de tensão para garantir que o modelo seja capaz de reproduzir o comportamento do transformador nas condições de circuito aberto (GUSTAVSEN, 2004). As tensões transferidas são obtidas através de ensaios a vazio, como ilustrado na Figura 3.4.


 Figura 3.4 – Esquema de medição de (a) y_{11} , y_{21} e y_{31} , (b) y_{12} , y_{22} e y_{32} , (c) y_{13} , y_{23} e y_{33} .

Considerando-se o terminal 1 alimentado por uma fonte de tensão e os terminais 2 e 3 em aberto, como na Figura 3.4 (a), e manipulando-se a segunda e terceira equações de (3.2) tem-se:

$$y_{21}v_1 + y_{22}v_2 + y_{23}v_3 = 0 \quad \therefore \quad y_{21} = -(y_{22}t_{21} + y_{23}t_{31}), \quad (3.3)$$

$$y_{31}v_1 + y_{32}v_2 + y_{33}v_3 = 0 \quad \therefore \quad y_{31} = -(y_{32}t_{21} + y_{33}t_{31}), \quad (3.4)$$

onde

$$t_{21} = \frac{v_2}{v_1}, \quad (3.5)$$

$$t_{31} = \frac{v_3}{v_1}. \quad (3.6)$$

Considerando o terminal 2 alimentado por uma fonte de tensão, o terminal 1 em curto-circuito e o 3 em aberto, como ilustrado na Figura 3.4 (b), obtêm-se:

$$i_3 = y_{32}v_2 + y_{33}v_3 \quad \therefore \quad y_{32} = -y_{33}t_{32}, \quad (3.7)$$

onde

$$t_{32} = \frac{v_3}{v_2}. \quad (3.8)$$

Considerando o terminal 3 alimentado por uma fonte de tensão, o terminal 1 em curto-circuito e o terminal 2 em aberto, como ilustrado na Figura 3.4 (c), obtêm-se

$$i_2 = y_{22}v_2 + y_{23}v_3 \quad \therefore \quad y_{23} = -y_{22}t_{23}, \quad (3.9)$$

onde

$$t_{23} = \frac{v_2}{v_3}. \quad (3.10)$$

Do ponto de vista teórico, os termos y_{23} e y_{32} devem ser iguais. Contudo, como são verificadas pequenas variações nas tensões e correntes medidas dependendo do terminal excitado, na prática os valores medidos de y_{23} e y_{32} não são exatamente iguais. Assim, deve-se escolher um dos termos, (3.7) ou (3.9), para uso em (3.3) e (3.4), ou extrair a média de ambos. Neste trabalho foi considerado que ambos os elementos sejam iguais a y_{32} , calculado conforme indicado em (3.7). Essa escolha teve como base o melhor desempenho do modelo resultante em termos de sua capacidade de reproduzir dados de medição, tanto no domínio do tempo, quanto da frequência. Após manipulações, a formulação completa da matriz \mathbf{Y} é obtida, como mostrado em (3.11).

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{33}t_{32} & t_{31} - y_{22}t_{21} & y_{33}(t_{32}t_{21} - t_{31}) \\ y_{33}t_{32} & t_{31} - y_{22}t_{21} & y_{22} & -y_{33}t_{32} \\ y_{33}(t_{32}t_{21} - t_{31}) & -y_{33}t_{32} & -y_{33}t_{32} & y_{33} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

A Equação (3.11), além de introduzir informações sobre a resposta do modelo em condições de circuito aberto, exige a medição de apenas seis elementos ao longo da frequência (três admitâncias e três relações de transferência de tensão), em vez de nove elementos como na Equação (3.2). Em todo caso, a Equação (3.2) é mais geral e pode

ser facilmente estendida para considerar transformadores monofásicos e trifásicos com múltiplos enrolamentos e configurações arbitrárias (GUSTAVSEN, 2004).

3.4. Medição da Resposta em Frequência do Transformador

3.4.1. Sistema de Medição

Os elementos da matriz de admitância y_{11} , y_{22} , y_{33} e as relações de transferência de tensão t_{32} , t_{31} , t_{21} referentes ao transformador monofásico de 10 kVA considerado neste trabalho foram medidos por meio de um sistema automatizado desenvolvido no LRC-UFGM que realiza a varredura de frequências. Esse sistema gerencia a aplicação de sinais de tensão senoidais em um dos terminais do transformador e a medição no terminal de interesse conforme indicado na Figura 3.5.

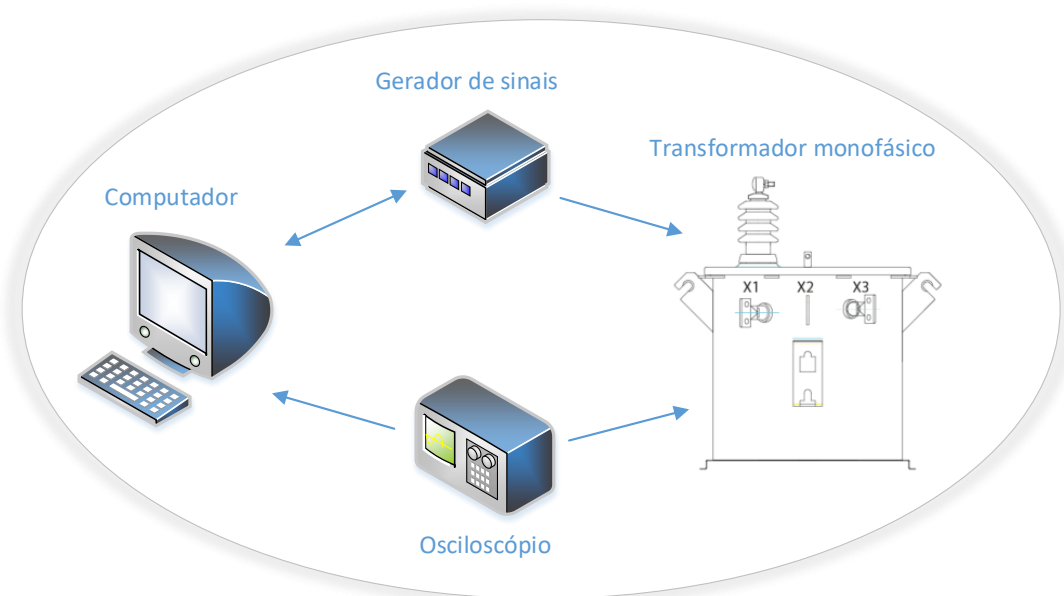


Figura 3.5 – Esquema geral da medição realizada em laboratório.

O sistema é composto por um computador, um gerador de sinais Agilent 33220A e um osciloscópio digital Rohde & Schwarz RTB2004 com resolução vertical de 10 bits. Para medir tensões, são utilizadas pontas de prova de tensão passivas de baixa capacitância (12 pF) ou cabos coaxiais de 1,3 m de comprimento conectados diretamente entre o osciloscópio e os terminais do transformador (capacitância estimada de 154 pF). As medições de corrente foram realizadas através de um transdutor de corrente modelo Pearson 2100, cuja resolução é de 1 V/A e largura de banda de 125 Hz-20 MHz.

Um código elaborado em Visual Basic é executado pelo computador para controlar automaticamente a aplicação de tensões senoidais na faixa de frequência de interesse. Neste trabalho, sinais com 10 V de amplitude foram aplicados pelo gerador de sinal ao longo de uma faixa de frequência de 3-500 kHz considerando 80 pontos por década. O mesmo código controla a aquisição de tensão e corrente pelo osciloscópio. Os fasores associados às tensões e correntes medidas são calculados usando um estimador de mínimos quadrados, a partir do qual as admitâncias e as características de transferência de tensão são prontamente determinadas.

3.4.2. Correção do Efeito Capacitivo dos Cabos

Os elementos da matriz de admitância incluem, inevitavelmente, o efeito indesejável das admitâncias do circuito de medição (RODRIGUES, 2016). Supondo que este efeito possa ser representado exclusivamente a partir da capacitância dos cabos coaxiais ou pontas de prova utilizados, percebe-se, pela equação (3.12), que ele se torna mais significativo à medida que a frequência angular ω aumenta. Para a faixa de frequência considerada em aplicações PLC de banda estreita, que vai até 500 kHz, identificou-se que o efeito da capacitância dos cabos e pontas de prova para a estimação dos elementos da matriz de admitância do transformador testado é pouco expressivo. Mesmo assim, de forma a obter um modelo rigoroso e completamente independente das características do sistema de medição utilizado, decidiu-se pela eliminação deste efeito.

$$Y_c = j\omega C \quad (3.12)$$

A remoção do efeito capacitivo nos elementos da diagonal principal da matriz de admitância da Eq. (3.11) é realizada conforme apresentado na Eq. (3.13) (GUSTAVSEN, 2004).

$$\begin{cases} y'_{11} = y_{11} - Y_c \\ y'_{22} = y_{22} - Y_c \\ y'_{33} = y_{33} - Y_c \end{cases} \quad (3.13)$$

Adicionalmente, as tensões transferidas utilizadas no cálculo dos elementos da matriz Y também são corrigidas de acordo com (3.14), (3.15) e (3.16) com base no equacionamento apresentado em (OLIVEIRA, 2016).

$$t'_{21} = \left(\frac{Y_{22} - Y_{23}Y_{33}^{-1}Y_{32}}{Y_{22} + Y_c - Y_{23}Y_{33}^{-1}Y_{32}} \right) * t_{21} \quad (3.14)$$

$$t'_{31} = \left(\frac{Y_{33} - Y_{32}Y_{22}^{-1}Y_{23}}{Y_{33} + Y_c - Y_{32}Y_{22}^{-1}Y_{23}} \right) * t_{31} \quad (3.15)$$

$$t'_{32} = \left(\frac{Y_{33}}{Y_{33} + Y_c} \right) * t_{32} \quad (3.16)$$

3.4.3. Resposta em Frequência Medida

Os ensaios de curto-circuito e de tensões transferidas foram realizados no transformador de 10 kVA avaliado neste trabalho conforme indicado na seção 3.3, utilizando o sistema de medição detalhado na seção 3.4.1. Em seguida as medições foram corrigidas para eliminação do efeito da capacitância dos cabos, conforme discutido na seção 3.4.2, e os elementos de Y foram calculados através de (3.11). A magnitude e a fase dos elementos de Y estão ilustrados na Figura 3.6. Percebe-se que os elementos y_{22} , y_{33} e y_{23} apresentam uma variação monotônica dentro da faixa de frequência considerada. Os elementos remanescentes exibem comportamento ressonante associado à interação entre as indutâncias do transformador e capacitâncias parasitas em altas frequências. Isso explica a antirressonância exibida pela magnitude do elemento y_{11} em torno de 14 kHz, assim como as variações em y_{12} e y_{13} acima de 50 kHz.

As tensões transferidas medidas, utilizadas nos cálculos dos elementos da matriz Y , estão ilustradas na Figura 3.7. Observa-se nessa figura que as relações de tensões transferidas do terminal 1 de média tensão para os terminais 2 e 3 de baixa tensão do transformador, t_{21} e t_{31} , respectivamente, não apresentam variações significativas para frequências até aproximadamente 30 kHz. Nessa faixa, t_{21} e t_{31} são praticamente idênticas à relação de transformação nominal do transformador, que corresponde a 0,015. Para frequências superiores são identificadas amplificações na transferência de tensão decorrentes do comportamento ressonante do transformador.

3.5. Representação no Domínio Modal

Os elementos da matriz Y no domínio das fases podem ser desacoplados através de uma transformação para o domínio modal, como em (GUSTAVSEN; HEITZ, 2008).

A matriz de transformação T é composta pelos autovetores associados aos autovalores de Y com a propriedade ortogonal (GUSTAVSEN, 2014) explicitada em (3.18). Como Y possui dimensão 3×3 , esta transformação resulta em três modos ou autovalores (y_M) no domínio modal, como em (3.19).

$$T^{-1}YT = Y_M \quad (3.17)$$

$$T^{-1} = T^t \quad (3.18)$$

$$Y_M = \begin{bmatrix} y_{M1} & & \\ & y_{M2} & \\ & & y_{M3} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

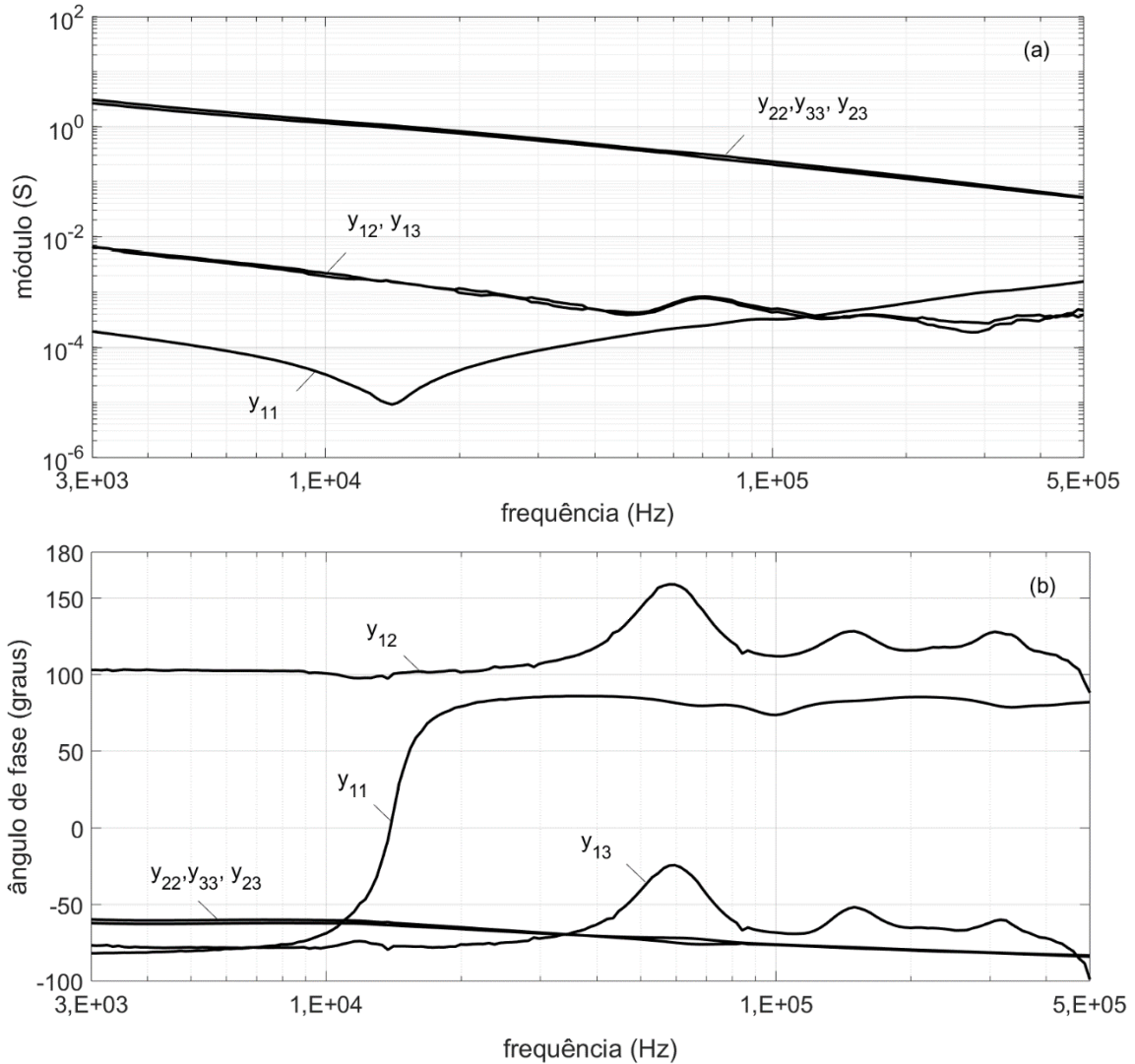


Figura 3.6 – Magnitude (a) e fase (b) dos elementos de Y conforme (3.11).

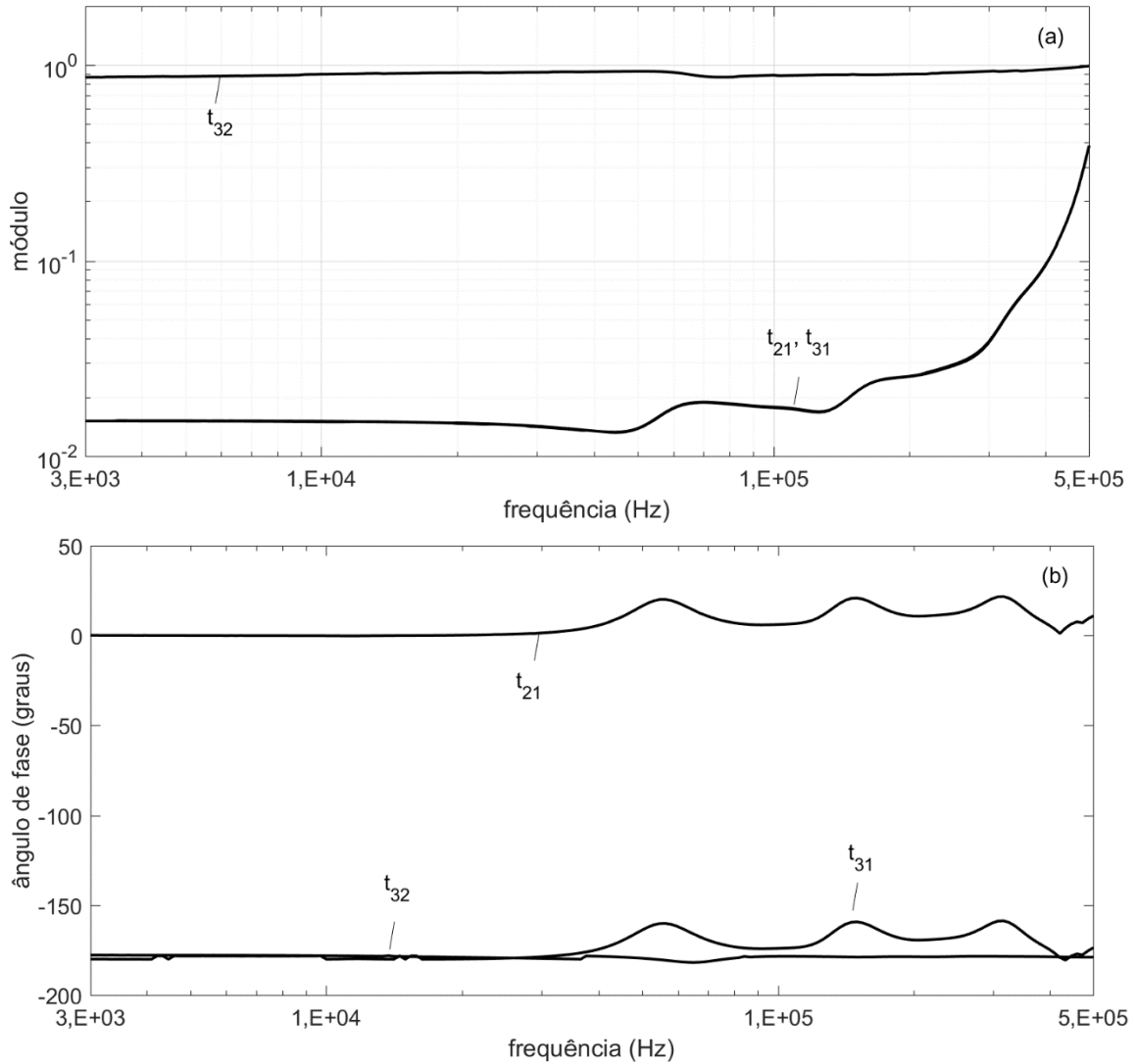


Figura 3.7 – (a) Módulo e (b) fase das tensões transferidas entre os terminais 1, 2 e 3 do transformador.

O comportamento variável com a frequência dos elementos da matriz de admitância do transformador resulta em autovalores também variáveis com a frequência. Para efeito de modelagem matemática, os autovalores devem apresentar variações suaves e contínuas ao longo de todo o espectro de frequência. Contudo, dependendo da técnica numérica empregada em seu cálculo, é possível que ocorram trocas de posição dos autovalores em determinadas frequências. Para evitar esse problema, foram propostas metodologias como aquelas discutidas em (WEDEPOHL; NGUYEN; IRWIN, 1996). Uma dessas metodologias, adotada neste trabalho, se baseia no emprego do método de Newton-Raphson.

3.5.1. Cálculo dos Modos e Matriz de Transformação

Através da implementação no Matlab do método de Newton-Raphson proposto em (WEDEPOHL; NGUYEN; IRWIN, 1996), foi determinado, no intervalo de frequência de 3-500 kHz, o comportamento dos elementos da matriz de admitância no domínio modal (autovalores). Além disso, foram calculados os elementos da matriz de transformação, cujas colunas correspondem aos autovetores associados a cada um dos autovalores calculados. O número de 80 pontos por década foi escolhido na medição da resposta em frequência do transformador, ao invés dos 40 pontos por década empregados em trabalhos anteriores dedicados à modelagem de transformadores (RODRIGUES, 2016), para possibilitar a convergência do método de Newton-Raphson. A magnitude e a fase dos autovalores estão apresentadas na Figura 3.8.

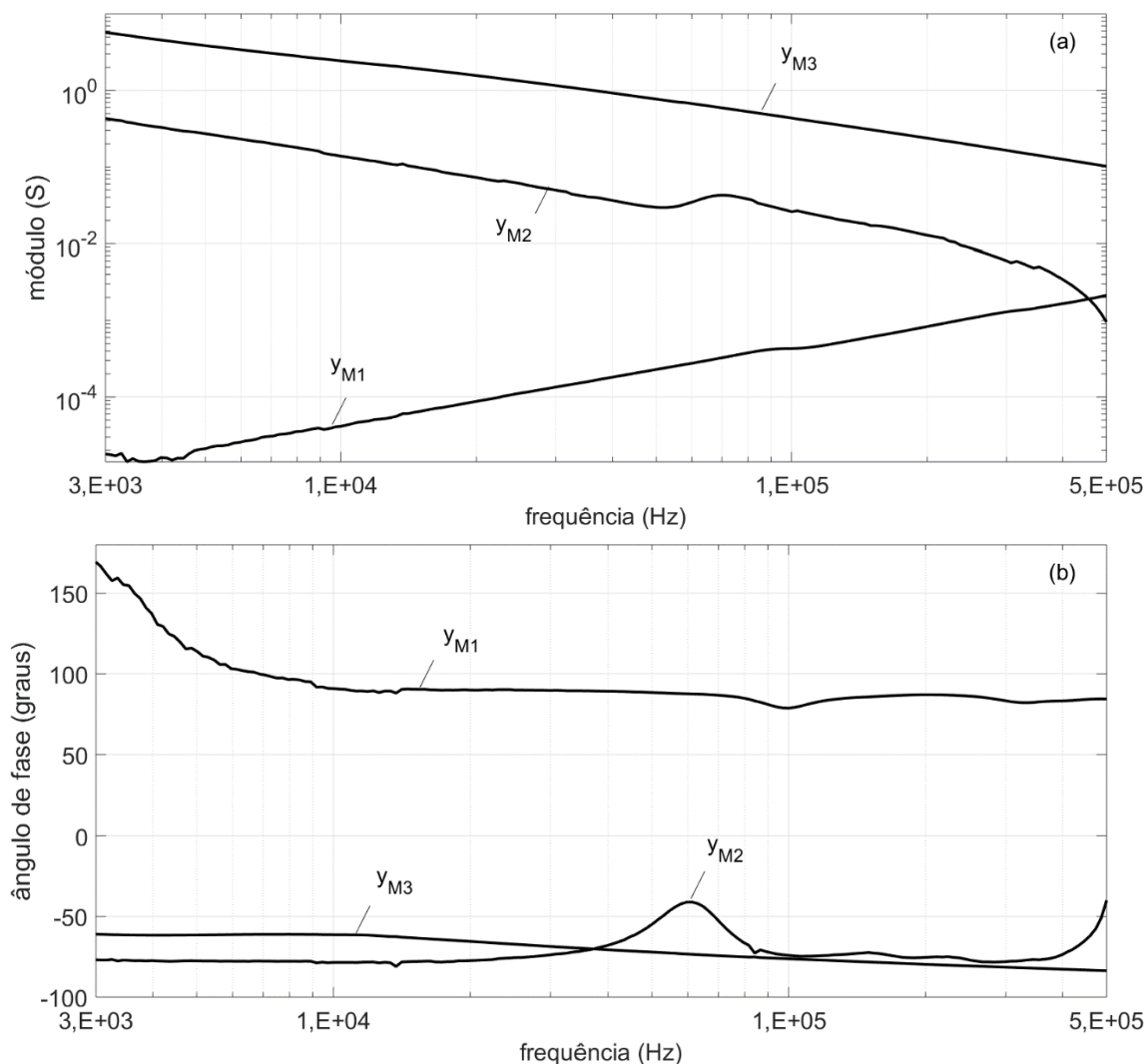


Figura 3.8 – Magnitude (a) e fase (b) dos elementos de Y_M .

Os elementos da matriz de transformação calculados com o método de Newton-Raphson estão ilustrados na Figura 3.9, apresentados em partes real (linha preta contínua) e imaginária (linha tracejada vermelha).

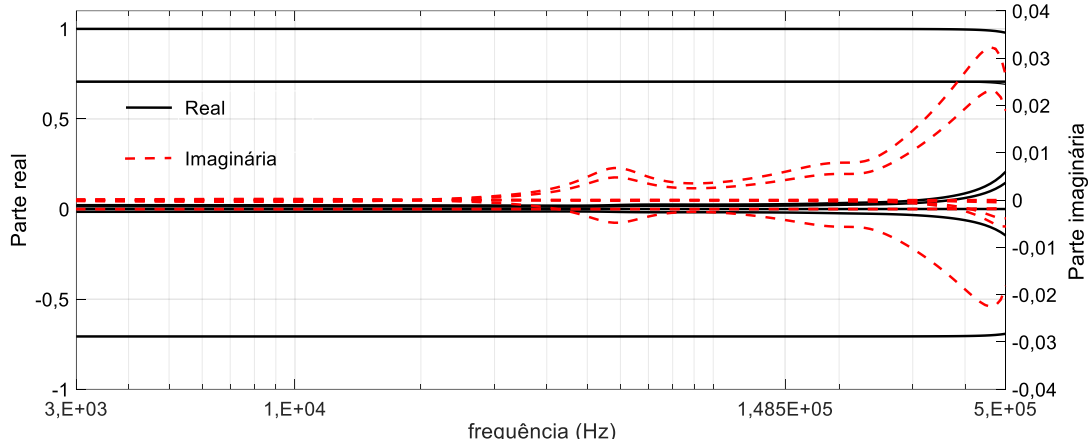


Figura 3.9 – Partes real (linha preta contínua) e imaginária (linha vermelha tracejada) dos elementos de T .

Nota-se um comportamento com característica predominantemente constante na parte real da matriz de transformação, com uma variação maior para frequências a partir de 300 kHz. Nota-se também que a maior variação dos elementos de T ocorre próximo da frequência em que os dois autovalores se cruzam. A parte imaginária possui característica constante até 20 kHz, pequenas variações de 20 kHz a 400 kHz e variações mais significativas a partir de 400 kHz. Finalmente, observa-se que a parte real dos elementos da matriz de transformação é significativamente maior que a parte imaginária correspondente. Ou seja, para frequências de até 300 kHz, que incluem a faixa de frequência do CENELEC (3-148,5 kHz), os elementos da matriz de transformação possuem comportamento predominantemente constante e real. Isso sugere que, para a faixa do CENELEC, seria possível explorar uma modelagem do transformador baseada no domínio modal, o que é feito neste trabalho.

3.6. Representação Matemática da Resposta em Frequência

A determinação de modelos caixa preta a partir de dados de medição, sejam estes correspondentes à representação matricial (3.11), escrita no domínio das fases, ou da representação matricial (3.19), escrita no domínio modal, requer a aproximação matemática das respostas em frequência em medidas por meio de alguma técnica de ajuste. Neste trabalho é considerada a técnica de ajuste vetorial, ou *vector fitting*, proposta em (GUSTAVSEN; SEMLYEN, 1999). O algoritmo da técnica de ajuste

vetorial foi implementado no Matlab por seus autores, e sua rotina se encontra disponível em (GUSTAVSEN, 2013).

A primeira versão da técnica de ajuste vetorial foi desenvolvida em 1999 por Bjorn Gustavsen e Adam Semlyen (GUSTAVSEN; SEMLYEN, 1999) e passou por modificações desde então. Uma delas, realizada em 2004, consistiu na inclusão de uma etapa de imposição de passividade às funções de ajuste (GUSTAVSEN; SEMLYEN, 2001). Outra, em 2006, em que a habilidade de realocação de polos foi aprimorada, melhorando o desempenho na convergência e minimizando a importância da especificação de polos iniciais. Esta nova versão foi denominada *fast relaxed vector fitting* (FRVF) ou ajuste vetorial relaxado (GUSTAVSEN, 2006), que é a configuração *default* do algoritmo disponível e utilizada neste trabalho.

3.6.1. Ajuste vetorial

O ajuste vetorial permite que a resposta em frequência do transformador seja representada por uma aproximação tanto na forma de polos e resíduos (3.20), com garantia de polos estáveis, como também na forma de espaço de estados (3.21), com o objetivo de obter um ajuste com um menor erro possível. A função pode ser caracterizada como função estritamente própria (\mathbf{D} e \mathbf{E} iguais a zero), própria (\mathbf{E} igual a zero), e imprópria (\mathbf{D} e \mathbf{E} diferentes de zero) (GUSTAVSEN; DE SILVA, 2013).

$$Y(s) = \sum_{m=1}^N \frac{\mathbf{R}_m}{s - a_m} + \mathbf{D} + s\mathbf{E} \quad (3.20)$$

$$Y(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} + s\mathbf{E} \quad (3.21)$$

Nas equações (3.20) e (3.21), s é a variável de Laplace, \mathbf{R}_m é a matriz de resíduos, a_m é o m -ésimo polo (real ou complexo conjugado), N é o número total de polos utilizados na aproximação (determinado pelo usuário), \mathbf{A} é uma matriz diagonal de dimensão $nN \times nN$, sendo que n é o número de entradas do sistema, \mathbf{B} é uma matriz com dimensão $nN \times N$, \mathbf{C} é uma matriz com dimensão $N \times nN$, \mathbf{D} é uma matriz contendo os resíduos com dimensão $n \times n$ e \mathbf{E} é uma matriz com dimensão $n \times n$.

Considerando a formulação (3.20), tem-se um problema não linear com incógnitas no denominador. Por isso, a solução ocorre em duas etapas. Supondo que se deseja ajustar uma função genérica $f(s)$ na forma indicada em (3.22), a primeira etapa consiste na obtenção dos polos, que podem ser reais ou complexos conjugados.

$$f(s) = \sum_{m=1}^N \frac{c_m}{s - a_m} + d + se \quad (3.22)$$

Baseado em (GUSTAVSEN; SEMLYEN, 1999), considera-se inicialmente um conjunto de polos de partida \bar{a}_m e uma função desconhecida $\sigma(s)$ que, quando multiplicada por $f(s)$, dá origem à função $g(s)$ conforme indicado na equação (3.23).

$$\begin{bmatrix} g(s) = \sigma(s)f(s) \\ \sigma(s) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} g_{fit}(s) = \sum_{m=1}^N \frac{c_m}{s - \bar{a}_m} + d + se \\ \sigma_{fit}(s) = \sum_{m=1}^N \frac{\tilde{c}_m}{s - \bar{a}_m} + 1 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Multiplicando a segunda equação de (3.23) por $f(s)$, obtém-se

$$g_{fit}(s) \approx \sigma_{fit}(s)f(s) \quad (3.24)$$

$$\left(\sum_{m=1}^N \frac{c_m}{s - \bar{a}_m} + d + se \right) \approx \left(\sum_{m=1}^N \frac{\tilde{c}_m}{s - \bar{a}_m} + 1 \right) f(s) \quad (3.25)$$

$$\left(\sum_{m=1}^N \frac{c_m}{s - \bar{a}_m} + d + se \right) - \left(\sum_{m=1}^N \frac{\tilde{c}_m}{s - \bar{a}_m} \right) f(s) \approx f(s) \quad (3.26)$$

Na equação (3.26), todos os polos são conhecidos, restando determinar os resíduos correspondentes e os termos d e e . Para um dado número k de frequências amostradas, o sistema linear é representado como descrito em (3.28).

$$\mathbf{Ax} = \mathbf{b} \quad (3.27)$$

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ \vdots \\ A_k \end{bmatrix} \mathbf{x} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_k \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Nessas equações, tem-se que

$$A_i = \begin{bmatrix} 1 & & & & & & & & & \\ & \dots & & & & & & & & \\ & & 1 & & & & & & & \\ & & & \dots & & & & & & \\ & & & & 1 & & & & & \\ & & & & & s_i & & & & \\ & & & & & & \frac{-f(s_i)}{s_i - \bar{a}_1} & \dots & \frac{-f(s_i)}{s_i - \bar{a}_N} & \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$\mathbf{x} = [c_1 \quad \dots \quad c_N \quad d \quad e \quad \tilde{c}_1 \quad \dots \quad \tilde{c}_N] \quad (3.30)$$

$$\mathbf{b}_i = f(s_i) \quad (3.31)$$

Considerando k o número de frequências amostradas e N o número de polos, \mathbf{A} possui a dimensão $k \times (2N + 2)$, \mathbf{x} possui a dimensão $1 \times (2N + 2)$ e \mathbf{b} apresenta dimensão $k \times 1$. Assim, percebe-se que o sistema é linear e sobredeterminado, podendo ser solucionado através do método dos mínimos quadrados, como explicitado em (3.32).

$$\mathbf{x} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{b} \quad (3.32)$$

Após a determinação dos elementos de \mathbf{x} , uma aproximação para a função de $f(s)$ pode ser obtida considerando as relações (3.33) e (3.34).

$$g_{fit}(s) \approx h \frac{\prod_{m=1}^{N+1} (s - z_m)}{\prod_{m=1}^{N+1} (s - \bar{a}_m)} \quad (3.33)$$

$$\sigma_{fit}(s) \approx h \frac{\prod_{m=1}^N (s - \tilde{z}_m)}{\prod_{m=1}^{N+1} (s - \bar{a}_m)} \quad (3.34)$$

Dividindo a equação (3.33) pela (3.34), obtém-se

$$f(s) \approx \frac{g_{fit}(s)}{\sigma_{fit}(s)} \approx h \frac{\prod_{m=1}^{N+1} (s - z_m)}{\prod_{m=1}^{N+1} (s - \tilde{z}_m)} \quad (3.35)$$

Verifica-se pela equação (3.35) que os zeros de $\sigma_{fit}(s)$ são os polos de $f(s)$ e os polos iniciais se cancelam, uma vez que os polos escolhidos foram iguais para $g_{fit}(s)$ e

$\sigma_{fit}(s)$. Assim, ao calcular os zeros da função $\sigma_{fit}(s)$, um novo conjunto de polos é obtido para aproximar a função $f(s)$. Os zeros de $\sigma_{fit}(s)$ são obtidos a partir do cálculo dos autovalores da matriz \mathbf{H} da equação (3.36) (GUSTAVSEN; SEMLYEN, 1999).

$$\mathbf{H} = \mathbf{A} - \mathbf{b}\tilde{\mathbf{c}}^T \quad (3.36)$$

Em que \mathbf{A} é uma matriz diagonal contendo os polos de partida \bar{a}_m , \mathbf{b} é um vetor coluna com todos os elementos iguais a um e $\tilde{\mathbf{c}}^T$ é um vetor com os resíduos \tilde{c}_m de $\sigma_{fit}(s)$, calculados através de (3.32).

A partir de (3.35), percebe-se que o numerador e o denominador da função $\sigma_{fit}(s)$ possuem a mesma ordem. Assim, se os polos de partida forem estimados corretamente, a função $\sigma_{fit}(s)$ torna-se igual a um, pois os novos polos ou zeros da função $\sigma_{fit}(s)$ serão iguais aos polos de partida. Na prática, a convergência da aproximação de $f(s)$ ocorrerá caso os novos polos estimados sejam utilizados como polos de partida, em um processo iterativo.

Determinados os polos de $f(s)$, a rotina de ajuste vetorial passa a executar o segundo estágio, responsável por determinar os resíduos da equação (3.22). Nesta etapa, resolve-se o problema originalmente exposto nesta equação utilizando os zeros de $\sigma_{fit}(s)$ como um novo conjunto de polos para $f(s)$, o que resulta novamente em um problema linear sobredeterminado, conforme indicado na equação (3.29). A solução deste problema é dada por (3.32), onde a matriz \mathbf{A} é agora definida por (3.37) e o vetor \mathbf{x} por (3.38).

$$\mathbf{A}_i = \begin{bmatrix} 1 & & & & \\ \frac{1}{s_i - a_1} & \dots & \frac{1}{s_i - a_N} & 1 & s_i \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$$\mathbf{x} = [c_1 \quad \dots \quad c_N \quad d \quad e]^T \quad (3.38)$$

A partir do somatório da forma de polos e resíduos da equação (3.20), é possível obter os parâmetros do sistema na representação por espaço de estados, como apresentado em (3.39) e (3.40).

$$\frac{R_m}{s-a_m} = R_m \left(\frac{1}{s-a_m} I \right) I \quad (3.39)$$

$$C = R_m \quad A_m = \frac{1}{a_m} I \quad B_m = I \quad (3.40)$$

As formulações (3.20) e (3.21) podem ser incluídas em simulações no domínio do tempo através de convoluções recursivas ou através de um circuito equivalente que pode ser implementado em um simulador de circuitos elétricos como o LTSpice ou o ATP, por exemplo.

3.6.2. Causalidade, Estabilidade e Passividade

O ajuste vetorial resultante deve preservar as características do transformador para ser capaz de reproduzir seu comportamento nas diversas condições. A aproximação resultante dos elementos da matriz de admitância deve atender a requisitos como ser real, simétrica, estável, causal e passiva, detalhados a seguir (GUSTAVSEN; DE SILVA, 2013).

- 1) $Y = Y^T$;
- 2) $Y(s) = Y^*(-s)$;
- 3) $Re\{a_m\} < 0, m = 1, \dots, N$;
- 4) $\lambda(Y + Y^H) < 0$.

Nas relações matemáticas acima, o sobrescrito “ T ” representa a transposta da matriz, “ $*$ ” é o conjugado da matriz, o sobrescrito “ H ” é a transposta conjugada da matriz e λ são os autovalores. A primeira relação está associada à simetria, isto é, a matriz de admitância do transformador deve ser simétrica para qualquer frequência. A segunda relação garante que a resposta de simulações no domínio do tempo seja estritamente real. A terceira relação está associada à estabilidade e causalidade do sistema, em que a parte real dos polos deve estar alocada no semiplano à esquerda. A quarta relação garante passividade ao sistema, situação em que o sistema não possui a capacidade de produzir energia (TRIVERIO et al., 2007). Nota-se que ao garantir que um sistema seja passivo, tem-se que este é automaticamente causal.

Como um transformador é um dispositivo passivo (ou seja, é incapaz de gerar energia), um modelo de transformador derivado de medições também deve ser passivo. No entanto, o comportamento não ideal de sensores, erros de calibração, ruído e erros de ajuste podem introduzir pequenos desvios nas curvas de admitância e transferência de tensão usadas para construir o modelo. Como resultado, o modelo pode apresentar violações de passividade em certas bandas de frequência. Isso não representa nenhum problema se o modelo for usado apenas em estudos de domínio de frequência. No entanto, se não forem corrigidas, as violações de passividade podem resultar em simulações no domínio do tempo que apresentam oscilações irreais ou que não convergem.

A técnica de ajuste vetorial assegura que todos os polos são estáveis, apresentando partes reais negativas. No entanto, a passividade do modelo resultante não é automaticamente garantida, o que pode resultar em instabilidade em simulações no domínio do tempo. No caso de violação da passividade, uma rotina com a etapa de imposição de passividade é executada posteriormente à obtenção do ajuste. Nela uma perturbação é imposta aos autovalores da matriz de resíduos do ajuste com base na programação quadrática num processo iterativo que se repete até o atendimento do requisito passividade, obtendo valores de resíduos R_m e dos parâmetros D e E que são incorporados na representação aproximada de (3.1) e (3.2) (GUSTAVSEN; SEMLYEN, 2001).

3.6.3. Representação por Circuito Equivalente

A matriz de admitância ajustada pode ser representada por um circuito elétrico formado por resistores (R), indutores (L) e capacitores (C). Para cada polo real, um ramo RL em série é adicionado; quando o polo é par complexo conjugado, um ramo RL em série com um bloco RC em paralelo é adicionado, para o parâmetro E um capacitor C_0 é adicionado em paralelo e, para que o parâmetro D seja utilizado, um resistor R_0 é adicionado em paralelo, como ilustrado na Figura 3.10.

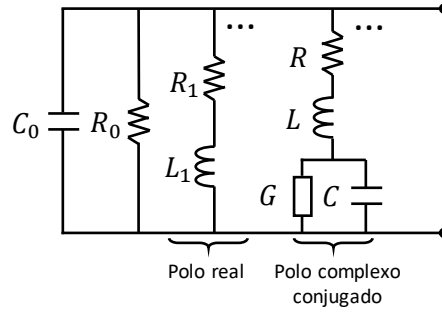


Figura 3.10 – Circuito genérico de cada elemento ajustado pelo vector fitting.

Adaptado de: (MORCHED; MARTI; OTTEVANGERS, 1993)

A partir de (3.20), é possível escrever:

$$C_0 = E,$$

$$R_0 = 1/D.$$

Para cada ramo RL,

$$R_1 = -a/c,$$

$$L_1 = -1/c.$$

Para cada par complexo conjugado, considerando aspas simples para representar a parte real e aspas duplas para representar a parte imaginária,

$$\frac{c' + jc''}{s - (a' + ja'')} + \frac{c' - jc''}{s - (a' - ja'')}$$

$$L = -1/2c',$$

$$R = (-2a' + 2(c'a' + c''a''))L,$$

$$1/C = (-2a' + 2(c'a' + c''a''))L,$$

$$G = -2(c'a' + c''a'')CL.$$

Essa estratégia de modelagem pode ser empregada para reproduzir a resposta do transformador tanto no domínio das fases quanto no domínio modal, o que é feito no capítulo seguinte.

3.6.4. Erro RMS

A qualidade do modelo obtido para representar o transformador, seja este descrito numericamente por equações de estado, funções de transferência ou na forma de um circuito equivalente, precisa ser avaliada de forma quantitativa. Uma das medidas de erro mais comumente usadas para aferir a qualidade do ajuste de um modelo é o erro RMS ou RMSE (do inglês *Root Mean Square Error* ou Raiz do Erro Médio Quadrático) (ERDF, 2009), calculado através da equação (3.41). Esse parâmetro também é utilizado em (GUSTAVSEN, 2014; GUSTAVSEN; SEMLYEN, 1999, 2001).

$$ErroRMS = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^N |xmed_i - xcalc_i|^2}}{\sqrt{N}} \quad (3.41)$$

Na equação (3.41), $xmed_i$ é o valor medido da i -ésima amostra, $xcalc_i$ é o valor simulado da i -ésima amostra e N é o número de amostras. Todos os resultados obtidos através de simulações neste trabalho são comparados com os resultados medidos tendo como referência o erro RMS. Quanto menor o erro, maior a qualidade de aproximação.

3.7. Considerações Finais

Esse capítulo apresentou o desenvolvimento de metodologias para obtenção de modelos do tipo caixa preta de um transformador no domínio das fases e no domínio modal. Foram apresentados o equipamento modelado neste trabalho, o método de medição utilizado, as técnicas de correção dos dados medidos, as formulações matemáticas dos modelos nos domínios das fases e modal, a ferramenta para realizar a aproximação matemática e obter o circuito equivalente do transformador, e a ferramenta para avaliar a qualidade dos modelos obtidos. Esse conteúdo fornece a base necessária para o levantamento dos modelos propostos neste trabalho, que são apresentados nos capítulos seguintes.

4. Determinação do Circuito Equivalente do Transformador

4.1. Considerações Iniciais

O transformador de distribuição apresentado na seção 3.2 pode ser incorporado em estudos de PLC através de circuitos equivalentes como aqueles propostos neste trabalho e detalhados neste capítulo. A parametrização desses circuitos é estabelecida a partir da aplicação das metodologias apresentadas previamente nos demais capítulos. Primeiramente, a matriz de admitância na faixa de frequência de interesse é aproximada através de um ajuste vetorial com um conjunto de polos e resíduos. Em seguida, calculam-se os valores de resistor (R), indutor (L) e capacitor (C) dos ramos RLC que compõem o circuito equivalente e, finalmente, realiza-se a conexão desses ramos.

Com o interesse em aplicações de PLC em banda estreita, os modelos propostos neste capítulo são separados em duas faixas de frequência, a NB-PLC (3-500 kHz) e a CENELEC (3-148,5kHz). Um dos modelos propostos, denominado Y-NB, é válido para toda a faixa NB-PLC, sendo obtido a partir da síntese da matriz de admitância do transformador no domínio das fases. Um segundo modelo, denominado Y-CEN, também é determinado a partir da síntese da matriz de admitância no domínio das fases. Porém, sua aplicação é restrita à faixa de frequência do CENELEC. Finalmente, um terceiro modelo, denominado YM-CEN, também válido para a faixa do CENELEC, é determinado a partir da síntese da matriz de admitância no domínio modal.

Com o intuito de obter modelos de baixa ordem para representar os transformadores, buscou-se identificar o menor número de polos capaz de levar a uma aproximação que fornecesse uma resposta suficientemente precisa nos domínios de tempo e de frequência. Ao considerar um número reduzido de polos, o circuito equivalente é mais compacto e de mais fácil implementação. Além disso, no caso de simulações de uma rede de distribuição com grande número de transformadores, o esforço computacional será reduzido. Adicionalmente, notou-se que a perturbação causada pela rotina de imposição de passividade nos modelos obtidos aumenta com o incremento do número de polos utilizados para a síntese. Na prática, isso acaba por prejudicar a resposta do modelo em simulações no domínio do tempo, fazendo com que ele se torne passivo, porém inexato.

4.2. Modelo Y-NB

Os elementos da matriz Y , calculados pela equação (3.11) no intervalo de 3-500 kHz e apresentados na Figura 3.6, foram aproximados pela técnica de ajuste vetorial usando um mesmo conjunto de polos e supondo $E=0$ nas equações (3.20) e (3.21). Para garantir a passividade do modelo, foi aplicada a etapa de imposição de passividade detalhada em (GUSTAVSEN; SEMLYEN, 2001). O ajuste resultante foi realizado com cinco polos reais e quatro polos complexos conjugados, apresentados na Tabela 4.1, e está ilustrado na Figura 4.1 em linhas vermelhas tracejadas para (a) magnitude e (b) fase dos elementos da matriz de admitância. As linhas contínuas na cor preta correspondem aos valores medidos. No intuito de diminuir o erro da aproximação, cada elemento de Y foi ponderado pelo inverso do seu valor absoluto na solução do problema de mínimos quadrados presente na técnica de ajuste vetorial.

Tabela 4.1 – Polos utilizados na aproximação pelo *vector fitting* do modelo Y-NB.

| POLOS (10^6) | |
|------------------|----------------------|
| Reais | Complexos conjugados |
| -0,0030 | -0,0798 + 0,4172i |
| -0,0512 | -0,0798 - 0,4172i |
| -0,1895 | -0,2598 + 1,0873i |
| -2,7731 | -0,2598 - 1,0873i |
| -7,6209 | |

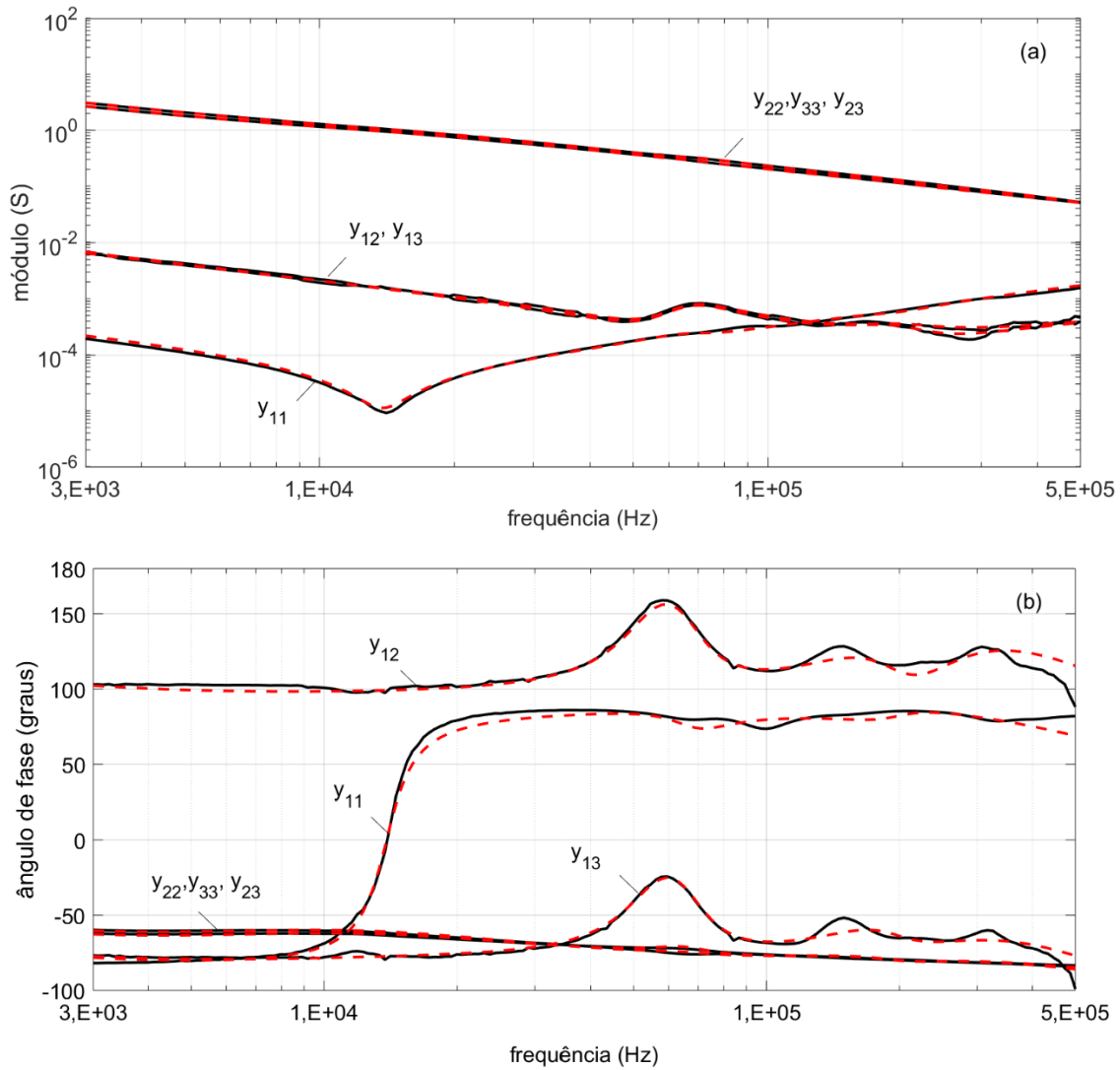


Figura 4.1 – Ajuste vetorial (linha tracejada vermelha) da (a) magnitude e (b) fase dos elementos da matriz de admitância do modelo NB-PLC comparativamente aos valores medidos (linha contínua preta).

A aproximação dos elementos da matriz de admitância, apresentada na Figura 4.1, demonstrou concordância satisfatória com os valores medidos principalmente no comportamento da magnitude, cujo ajuste resultou em um erro RMS de 0,0242. Nos resultados para o ângulo de fase, desvios mais significativos são verificados especialmente na região de altas frequências. Nesse caso, o erro RMS associado ao ajuste é de 3,0064. Para reduzir o erro de aproximação poderia se tentar um aumento no número de polos utilizados. Contudo, como o intuito é utilizar o menor número possível de polos no ajuste para se obter um circuito equivalente de ordem reduzida, esse nível de desvio foi considerado aceitável. De fato, verificou-se que os desvios observados têm pouco impacto no comportamento do modelo, conforme apresentado em capítulos posteriores.

O ajuste de cada elemento da matriz de admitância contribui com uma parcela para a obtenção do circuito equivalente do modelo NB-PLC. A topologia da conexão dos ramos deste modelo no domínio das fases se baseia em um circuito π como ilustrado na Figura 4.2. Cada componente é obtido a partir do ajuste dos elementos da matriz de admitância.

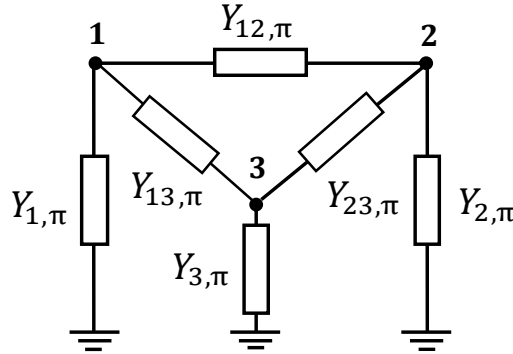


Figura 4.2 – Topologia da conexão dos circuitos equivalentes.

O componente $Y_{i,\pi}$ do circuito π equivalente conectado entre um nó e a terra é obtido através do somatório dos elementos da linha i da matriz de admitância, como em (4.1). O componente $Y_{ij,\pi}$ do circuito π equivalente conectado entre dois nós é igual ao negativo do elemento da linha i e coluna j da matriz de admitância, como em (4.2).

$$Y_{i,\pi} = \sum_{j=1}^m Y_{fit,ij} \quad (4.1)$$

$$Y_{ij,\pi} = -Y_{fit,ij} \quad (4.2)$$

Cada ramo do circuito pi da Figura 4.2 pode ser representado pelo circuito RLC apresentado na Figura 4.3. O valor de cada um dos elementos pode ser obtido por meio da rotina netgen.m, disponibilizada em (GUSTAVSEN, 2013). Os valores obtidos estão listados no Apêndice A.1.

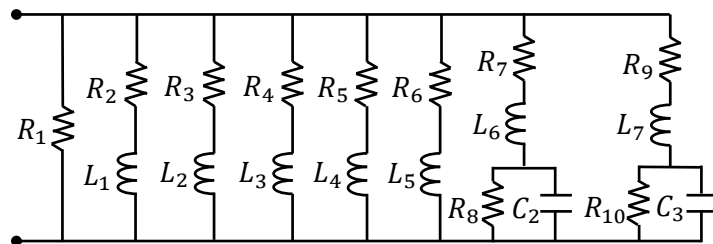


Figura 4.3 – Circuito RLC de cada ramo do circuito pi do modelo Y-NB.

4.3. Modelos CENELEC

Com o interesse em obter circuitos mais simples que o obtido para o Y-NB, apresentado na Figura 4.3, para análises de PLC na faixa do CENELEC, são propostos nesta seção modelos adicionais restritos a aplicações na faixa de 3 kHz a 148,5 kHz.

4.3.1. Domínio das Fases

Ao restringir a faixa de frequência dos elementos da matriz de admitância no domínio das fases, apresentada na Figura 3.6, um novo ajuste vetorial é realizado para a obtenção de um novo modelo, denominado Y-CEN neste trabalho. Os elementos da matriz de admitância do modelo Y-CEN foram ajustados com um único conjunto de três polos reais e dois polos complexos conjugados, listados na Tabela 4.2. Assim como no modelo Y-NB, foi considerado um ajuste com função própria ($E = 0$), sendo realizadas ponderações com o inverso da magnitude dos elementos na solução do problema de mínimos quadrados resultante da aplicação da técnica de ajuste vetorial.

Tabela 4.2 – Polos utilizados na aproximação pelo vector fitting do modelo Y-CEN.

| POLOS (10^6) | |
|------------------|----------------------|
| Reais | Complexos conjugados |
| -0,0040 | -0,0736 + 0,4090i |
| -0,1091 | -0,0736 - 0,4090i |
| -8,4813 | |

O resultado do ajuste dos elementos de Y está representado nas linhas tracejadas em vermelho ilustradas na Figura 4.4. As linhas pretas contínuas representam os dados de medição. Como se vê, a aproximação dos elementos da matriz de admitância na faixa de frequência do CENELEC também apresentou concordância satisfatória em relação aos valores medidos. Assim como para o modelo Y-NB, a aproximação obtida para a magnitude dos elementos da matriz apresentou um erro menor que do ângulo e fase, com valores RMS de 0,09 e 2,8113 respectivamente. No caso desse intervalo de frequência, também é possível minimizar os desvios com o incremento do número de polos. No entanto, para este caso também não foi observado impacto na qualidade do modelo, conforme apresentado em capítulos posteriores.

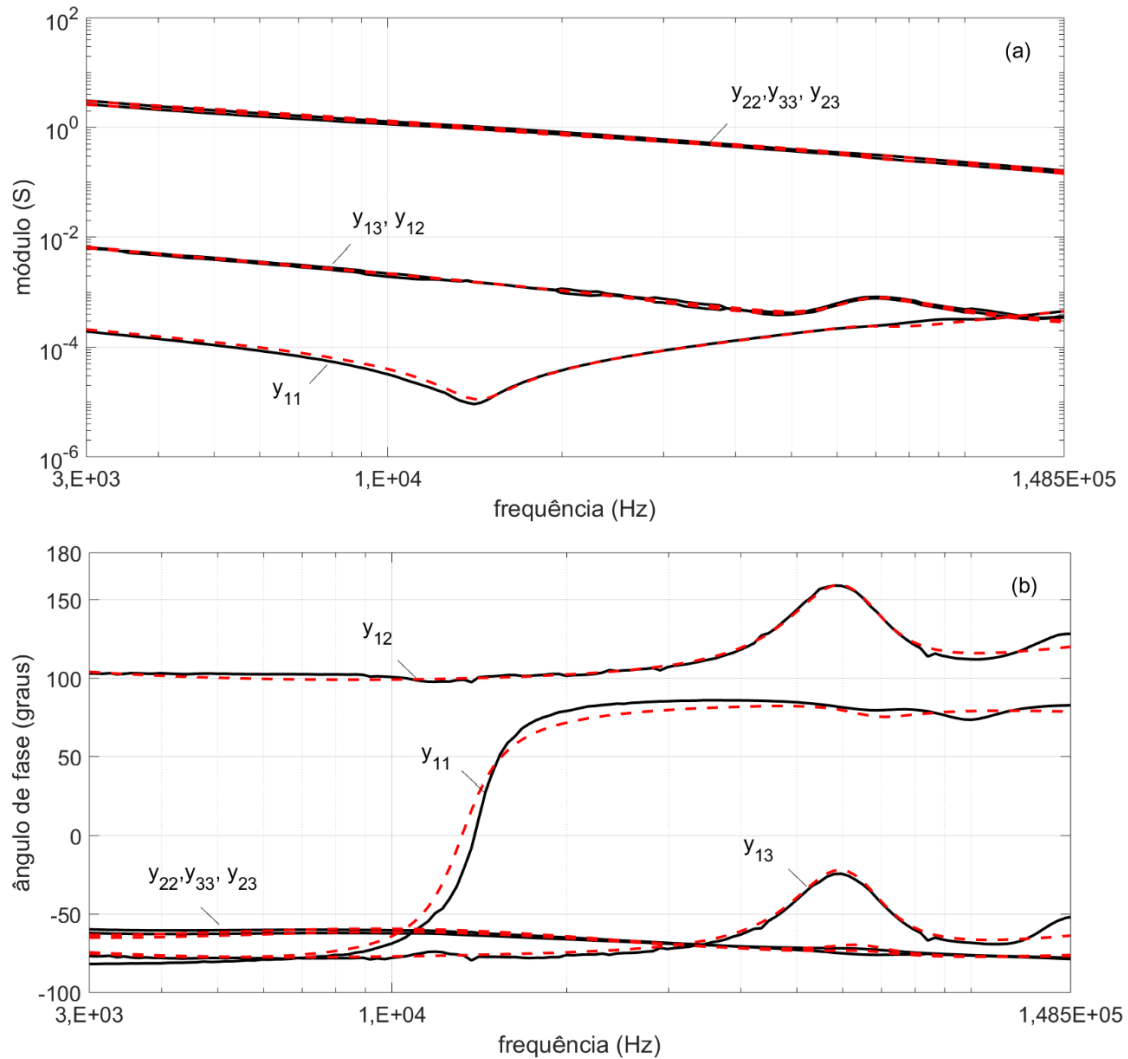


Figura 4.4 – Ajuste vetorial (linha tracejada vermelha) da (a) magnitude e (b) fase dos elementos da matriz de admitância do modelo CENELEC no domínio das fases comparativamente aos valores medidos (linha contínua preta).

O modelo CENELEC no domínio das fases possui uma topologia de conexão dos ramos RLC idêntica àquela considerada no modelo Y-NB, conforme ilustrado na Figura 4.2. A diferença reside no emprego de um menor número de polos na aproximação pelo ajuste vetorial. Com isso, o circuito equivalente associado a cada ramo é mais compacto, conforme indicado na Figura 4.5.

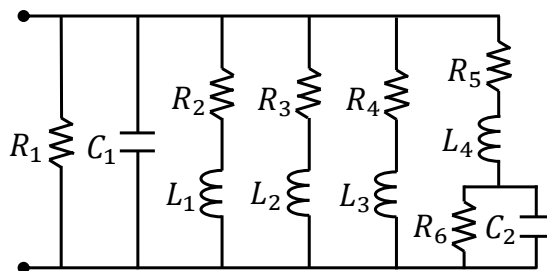


Figura 4.5 – Circuito RLC de cada ramo do circuito π do modelo Y-CEN.

O valor obtido para os elementos de cada ramo pertencente ao circuito π equivalente da Figura 4.5 está apresentado no Apêndice A.2.

4.3.2. Domínio Modal

Um dos maiores desafios na obtenção de modelos no domínio modal é a representação do comportamento variável com a frequência dos elementos da matriz de transformação, quando não for possível aproximá-la para uma matriz constante (GUSTAVSEN; HEITZ, 2008). No caso particular do transformador avaliado neste trabalho, os elementos da matriz de transformação apresentaram uma característica aproximadamente real e constante para a faixa do CENELEC, como ilustrado na Figura 3.9, o que despertou o interesse em explorar um modelo no domínio modal nessa faixa de frequência.

O modelo obtido no domínio modal é denominado por YM-CEN neste trabalho. Esse modelo descreve o comportamento de cada um dos modos da matriz de admitância no intervalo de frequência de 3 kHz a 148,5 kHz. Inicialmente, tentou-se aproximar os modos utilizando um único conjunto de polos. Contudo, identificou-se que aproximar cada modo com um conjunto distinto de polos levaria a um menor número total de polos.

Foram utilizados, para o modo 1 (YM1), três polos reais e dois polos complexos conjugados. Para a síntese dos modos 2 (YM2) e 3 (YM3), foram necessários dois polos reais e dois polos complexos conjugados, como indicado na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 – Conjunto de polos utilizados na aproximação de cada modo.

| POLOS | | | | | |
|------------------------|----------------------|------------------------|----------------------|------------------------|----------------------|
| YM1 (10 ⁶) | | YM2 (10 ⁵) | | YM3 (10 ⁵) | |
| Reais | Complexos conjugados | Reais | Complexos conjugados | Reais | Complexos conjugados |
| -0,0040 | -0,0772 + 0,4151i | -0,0405 | -0,7498 + 4,0751i | -0,0403 | -0,7943 + 4,0215i |
| -0,1101 | -0,0772 – 0,4151i | -1,1943 | -0,7498 – 4,0751i | -1,1025 | -0,7943 – 4,0215i |
| -8,4454 | | | | | |

Diferentemente do que foi feito nos demais modelos, para o ajuste dos modos necessário considerar uma função imprópria [$E \neq 0$ em (3.1) e (3.2)]. Uma vez mais, foram consideradas ponderações com o inverso da magnitude na aplicação da técnica de ajuste vetorial.

O resultado do ajuste de cada modo está ilustrado na Figura 4.6, nas linhas tracejadas em vermelho. As linhas pretas contínuas correspondem aos dados de medição.

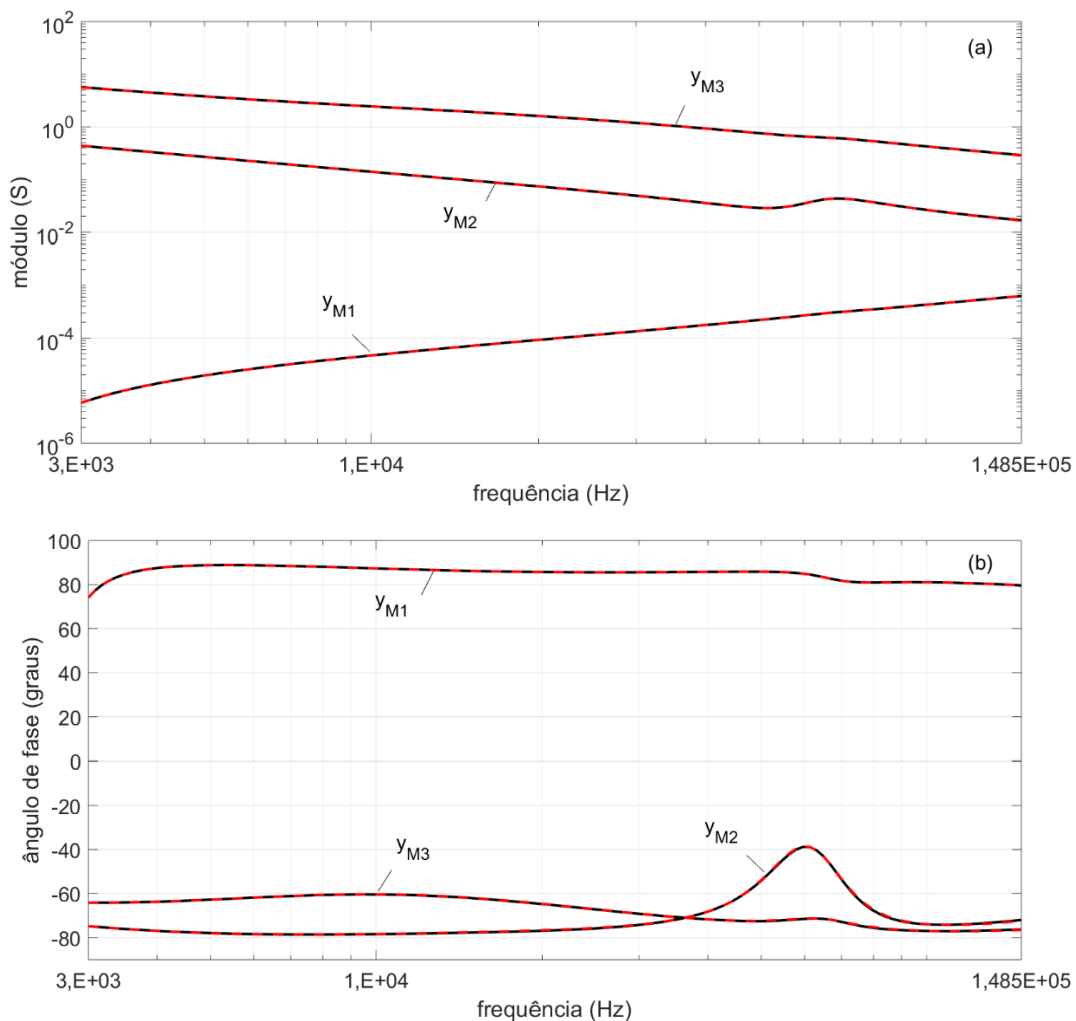


Figura 4.6 – Aproximação por vector fitting da (a) magnitude e (b) fase dos autovalores.

Como é possível observar na Figura 4.6, os ajustes obtidos apresentaram excelente concordância com os dados medidos. O ajuste das curvas de magnitude apresentou um erro RMS de 0,0011, enquanto o ajuste dos ângulos de fase apresentou um erro RMS de 0,1211. Ambos os erros têm valores inferiores àqueles obtidos nos ajustes dos modelos Y-CEN e Y-NB.

O ajuste vetorial de cada modo resultou nos circuitos equivalentes ilustrados na Figura 4.7. Como o ajuste dos modos 2 e 3 foi feito com um único conjunto de polos, seus circuitos equivalentes possuem a mesma topologia, que está ilustrada na Figura 4.7 (b).

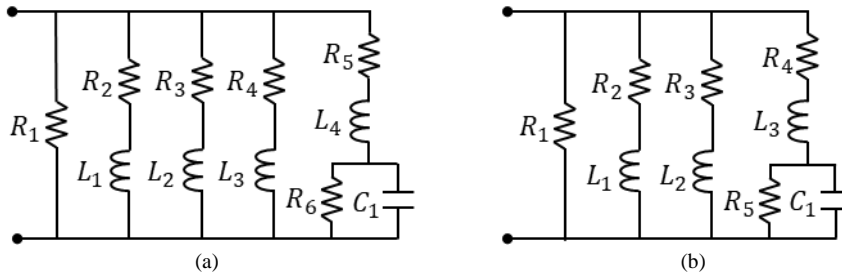


Figura 4.7 – Circuito equivalente (a) Y_{M1} e (b) Y_{M2} e Y_{M3} .

Para a conexão dos circuitos ilustrados na Figura 4.7, é necessário determinar a interface entre os domínios modal e das fases. Assim como em (3.17), a conexão também se baseia na matriz de transformação. Nota-se que a relação entre correntes e tensões entre domínios estabelecida pela matriz de transformação pode ser representada por meio de transformadores ideais (TAVARES; PISSOLATO; PORTELA, 1998) quando esta matriz for constante. A relação de transformação dos transformadores é determinada pela magnitude do elemento correspondente da matriz e a polaridade é determinada pelo sinal do elemento.

Primeiramente, após a restrição da faixa de frequência para a aplicação do modelo no domínio modal, foi considerada uma matriz constante e real T_0 que corresponde à média dos termos na frequência. Essa matriz está apresentada na equação (4.1).

$$T_0 = \begin{bmatrix} 0,9998 & -0,0217 & 0 \\ 0,0153 & 0,7069 & 0,7071 \\ -0,0153 & -0,7069 & 0,7071 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Mesmo restringindo a faixa de frequência para aplicação deste modelo, observou-se a introdução de erros ao se considerar a matriz de transformação real e invariante na frequência. Identificou-se que esses erros decorriam da variação com a frequência de somente dois elementos da matriz, $T(2,1)$ e $T(3,1)$. Por este motivo o comportamento desses dois elementos foi incorporado ao modelo através da adição da

matriz T_ω , como mostrado nas equações (4.2) e (4.3). O comportamento desses elementos é idêntico em magnitude, apresentando fase invertida.

$$\mathbf{T} = \mathbf{T}_\omega + \mathbf{T}_0 \quad (4.2)$$

$$\mathbf{T}_\omega \approx \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ T_\omega & 0 & 0 \\ -T_\omega & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Considerando as relações apresentadas em (3.1), (3.17), (3.18), (4.2) e (4.3) e realizando as substituições necessárias, foi possível estabelecer as relações entre as tensões nos domínios das fases e modal escrevendo

$$\mathbf{V} = \mathbf{T}\mathbf{V}_M, \quad (4.4)$$

$$\mathbf{V} = \mathbf{T}_0\mathbf{V}_M + \mathbf{T}_\omega\mathbf{V}_M, \quad (4.5)$$

$$\mathbf{E} = \mathbf{T}_\omega\mathbf{V}_M = [0 \quad E_2 \quad E_3]^t, \quad (4.6)$$

$$\begin{aligned} E_2 &= T_\omega v_{M,1}, \\ E_3 &= -T_\omega v_{M,1}. \end{aligned} \quad (4.7)$$

O mesmo procedimento foi realizado para obter as relações entre as correntes nos diferentes domínios, obtendo-se

$$\mathbf{I}_M = \mathbf{T}^t\mathbf{I}, \quad (4.8)$$

$$\mathbf{I}_M = \mathbf{T}_0^t\mathbf{I} + \mathbf{J}_M, \quad (4.9)$$

$$\mathbf{J}_M = \mathbf{T}_\omega^t\mathbf{I} = [J_{M,1} \quad 0 \quad 0]^t, \quad (4.10)$$

$$J_{M,1} = T_\omega(i_2 - i_3). \quad (4.11)$$

A relação de transformação dos transformadores é determinada pela magnitude do elemento correspondente da matriz \mathbf{T}_0 e a polaridade é determinada pelo sinal do elemento. Já as parcelas associadas à matriz de transformação variável \mathbf{T}_ω podem ser introduzidas como na forma das fontes dependentes de tensão E_2 e E_3 , indicadas em (4.7), e da fonte dependente e corrente $J_{M,1}$, indicada em (4.11).

Para incorporar o comportamento variante na frequência dos elementos de T_ω nas fontes dependentes, é necessário obter uma função de transferência correspondente. Primeiramente estes foram aproximados por um conjunto de quatro polos através do ajuste vetorial, resultado apresentado na Figura 4.8 através da curva vermelha tracejada. O ajuste é comparado com o resultado calculado a partir de medições, ilustrado através da curva com linha preta contínua.

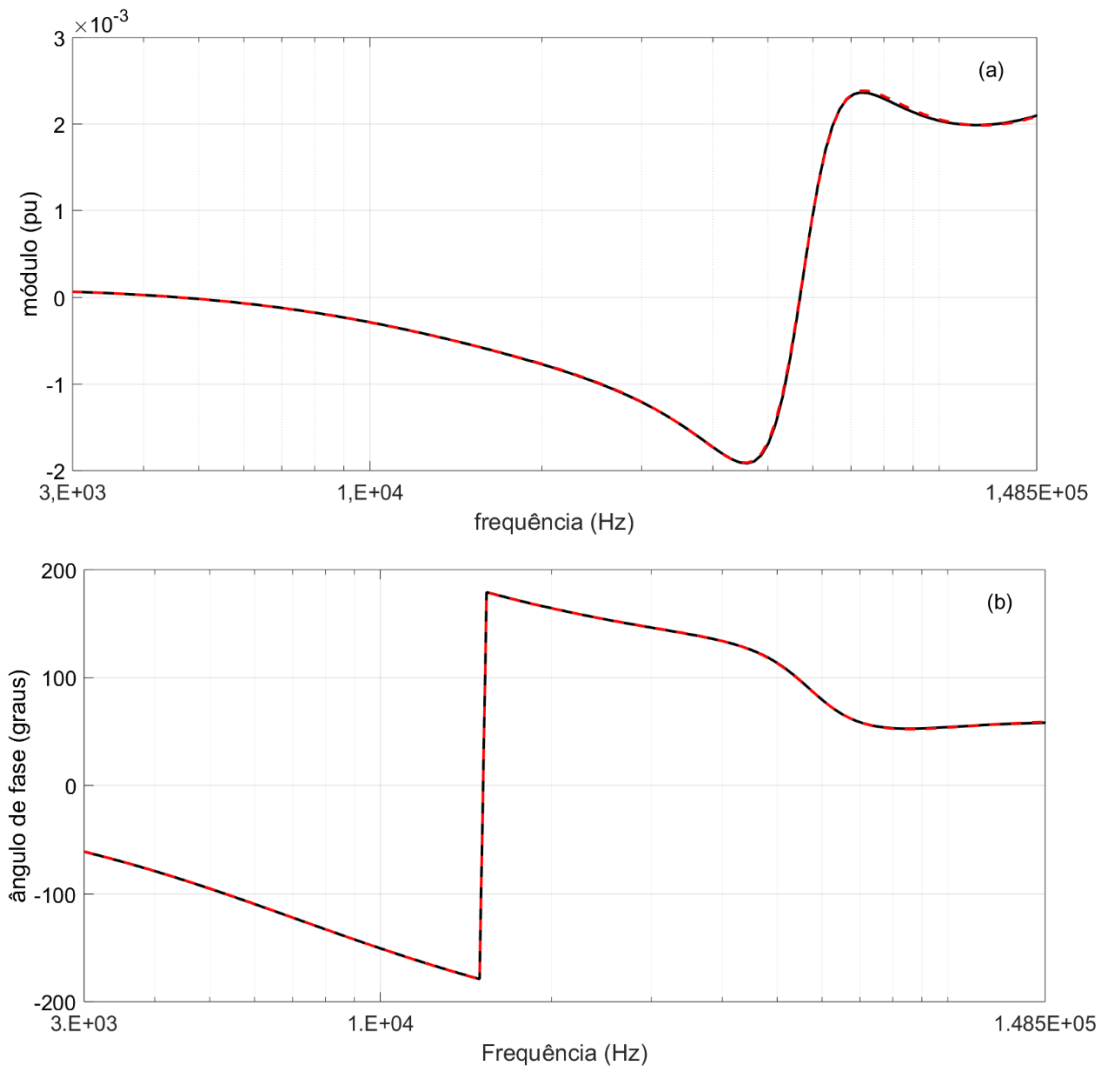


Figura 4.8 – Aproximação por vector fitting da (a) magnitude e (b) fase do T_ω .

O ajuste vetorial obtido para o T_ω , ilustrado na Figura 4.8, apresentou elevada concordância com os dados de referência, com um erro RMS praticamente nulo associado à magnitude dos elementos e de 0,2118 para o ângulo de fase. Posteriormente, uma função de transferência como a mostrada na equação (4.12) foi obtida, em que s , aproximada como $j\omega$, é a variável de Laplace. Os parâmetros A do numerador e B do denominador estão detalhados no Apêndice A.3.

$$T_\omega = \frac{A_0 + A_1s + A_2s^2 + A_3s^3 + A_4s^4}{B_0 + B_1s + B_2s^2 + B_3s^3 + B_4s^4} \quad (4.12)$$

Finalmente, a conexão dos circuitos RLC equivalentes de cada modo da Figura 4.7, representados por Y_{M1} , Y_{M2} e Y_{M3} , possui a topologia apresentada na Figura 4.9.

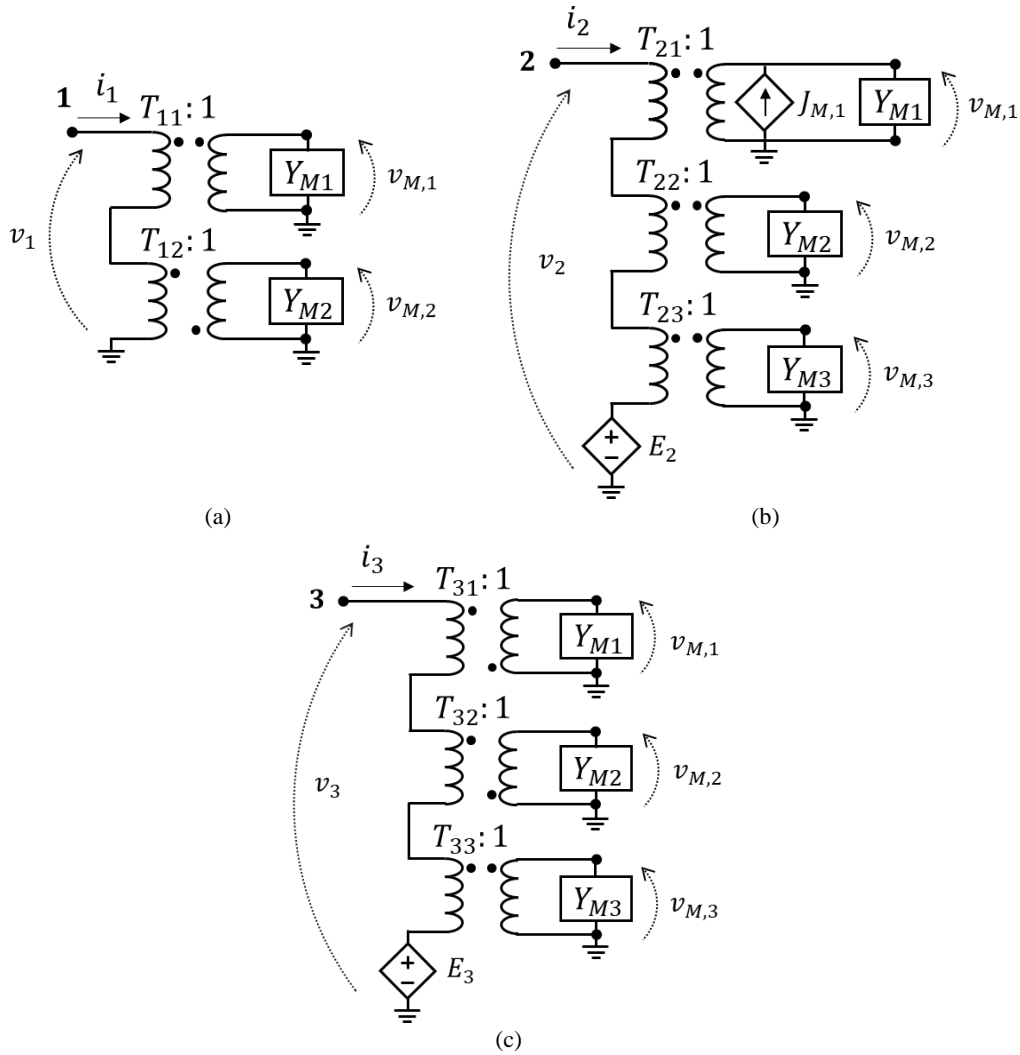


Figura 4.9 – Circuito equivalente do modelo no domínio modal YM-CEN.

Na Figura 4.9, os terminais 1, 2 e 3 representam os terminais acessíveis do transformador. As tensões v_1 , v_2 e v_3 , descritas no domínio das fases, estão relacionadas com as tensões v_{M1} , v_{M2} e v_{M3} no domínio modal através dos transformadores ideais. As relações de transformação são determinadas pela magnitude dos elementos de \mathbf{T}_0 , sendo as polaridades invertidas para os elementos negativos da matriz \mathbf{T}_0 . Finalmente, os comportamentos variáveis com a frequência dos elementos da matriz de transformação são incorporados pelas fontes dependentes E_2 , E_3 e $J_{M,1}$.

4.4. Considerações Finais

Esse capítulo apresentou três modelos para representar o comportamento do transformador monofásico de 10 kVA considerado neste trabalho em aplicações de PLC em faixa estreita de frequência. Todos esses modelos demonstraram ser capazes de reproduzir os elementos da matriz de admitância medidos de maneira satisfatória. Particularmente, o modelo YM-CEN apresentou pequenos erros associados aos ajustes de magnitude e fase da matriz de admitância no domínio modal. Por outro lado, os modelos Y-NB e Y-CEN apresentaram erros mais significativos para o ajuste do ângulo de fase dos elementos da matriz de admitância no domínio das fases.

A estratégia de modelagem do transformador utilizando a abordagem modal descrita na seção 4.3.2, incluindo a representação variável com a frequência de alguns elementos da matriz de transformação, tem caráter original e formou, juntamente com os demais modelos descritos neste capítulo, a base de artigo científico aprovado para publicação no *IEEE Transactions on Power Delivery* (SATHLER; DE CONTI, 2019).

Os próximos capítulos avaliam a capacidade de os modelos propostos reproduzirem dados de medição para diferentes condições terminais, considerando formas de energização diversas tanto no domínio da frequência quanto no domínio do tempo.

5. Resultados no Domínio da Frequência

5.1. Considerações Iniciais

Nesta seção, os circuitos equivalentes propostos para o transformador avaliado são validados e testados em aplicações no domínio da frequência. Para isso, são analisadas as tensões transferidas entre os terminais de média e baixa tensão através de aplicação de tensões senoidais na faixa de frequência de interesse. A partir das tensões transferidas medidas, é possível calcular, através de (5.1), a atenuação do sinal transmitido. Nessa equação, α é a atenuação, V_o é a tensão no terminal conectado à carga e V_i é a tensão no terminal conectado à fonte. Além de validar os modelos propostos, a análise apresentada nesta seção indica de que forma o transformador testado pode interferir na transmissão do sinal de PLC. Nesse contexto, busca-se identificar faixas de frequência em que a influência do transformador seja maximizada ou minimizada.

$$\alpha(\omega) = 20\log_{10}\left(\frac{V_o}{V_i}\right) \quad (5.1)$$

A análise apresentada nesta seção considera a transmissão de sinais no sentido MT-BT e também no sentido BT-MT. Assim, foi possível verificar de que forma o equipamento afeta o sinal transmitido dependendo do sentido de propagação considerado.

Visando analisar a capacidade de cada modelo reproduzir o comportamento do transformador em diversas condições operativas, cargas resistivas foram combinadas e conectadas nos terminais do transformador. Inicialmente, as cargas foram conectadas aos terminais 2 e 3 de baixa tensão quando o transformador foi alimentado pelo terminal

de média tensão. Da mesma forma, diferentes cargas foram conectadas no terminal de média tensão quando o transformador foi alimentado através de um dos terminais de baixa tensão. Foram consideradas cargas resistivas de 4,7, 47, 470 Ω , que representam valores próximos à carga nominal do transformador, à impedância característica de um cabo e à impedância de surto de uma linha de transmissão, respectivamente. Além disso, foram avaliados os comportamentos dos modelos para a condição de operação a vazio.

Com a alimentação no terminal 1 através de tensões senoidais com amplitude de 10 V_p , uma carga de 470 Ω foi conectada ao terminal 3 variando-se as cargas conectadas no terminal 2. As demais combinações das resistências, apresentadas na Tabela 5.1, também foram testadas, mas os resultados foram bem próximos aos selecionados para serem apresentados nesse trabalho e por isso não são apresentados.

Tabela 5.1 Combinação das cargas resistivas utilizadas nos testes considerando a alimentação no terminal 1 do transformador.

| Cargas resistivas (Ω) | | | | |
|--|-----------|--|-----------|-----------|
| R2 | R3 | | R2 | R3 |
| vazio | vazio | | vazio | 47 |
| 470 | | | 470 | |
| 47 | | | 47 | |
| 4,7 | | | 4,7 | |
| vazio | 470 | | vazio | 4,7 |
| 470 | | | 470 | |
| 47 | | | 47 | |
| 4,7 | | | 4,7 | |

Somente cargas resistivas foram consideradas nos testes em laboratório devido ao seu comportamento na faixa de frequência estudada ser próximo do ideal. Isso é especialmente conveniente para a validação do modelo, pois reduz o número de incertezas de modelagem.

Como os modelos devem ser válidos também para estudos de transmissão de sinais no sentido BT-MT, testes também foram realizados com a fonte de tensão conectada ao terminal 2, considerando metade da amplitude do sinal de tensão utilizado nos testes MT-BT. Nesses testes, conectou-se uma carga de 470 Ω ao terminal 1 e variou-se a carga conectada ao terminal 3. Para os testes com transmissão no sentido BT-MT foi considerado um menor número de cenários devido ao fato que geralmente

na média tensão ocorre uma menor variação de carga, quando comparado ao terminal BT.

Tabela 5.2 Combinação de cargas resistivas utilizadas nos testes com alimentação no terminal 2 do transformador.

| R1 | R3 |
|-----|-------|
| 470 | vazio |
| | 470 |
| | 47 |
| | 4,7 |

Os circuitos propostos foram implementados no software ATPDraw e os resultados obtidos nas simulações foram comparados com as medições realizadas no laboratório. Para evitar erros de arredondamento dos elementos dos circuitos (LIMA; GUSTAVSEN; FERNANDES, 2007), utiliza-se a opção “*force high resolution*” nas configurações do software. Como em todas as medições há o efeito capacitivo dos cabos utilizados e esse efeito foi retirado dos modelos, capacitâncias foram incluídas externamente nas simulações para serem comparadas com as medições. Como os enrolamentos de baixa tensão do transformador são simétricos, estes possuem comportamento semelhante, situação confirmada ao longo dos testes e simulações deste trabalho. Por isso, somente os resultados associados ao terminal 2 são apresentados neste capítulo.

5.2. Modelo Y-NB

Considerando o modelo Y-NB, válido para a faixa de 3-500 kHz, as tensões transferidas entre os terminais 1 e 2 foram medidas considerando a alimentação no terminal 1 de MT, transmissão no sentido MT-BT, e variação da carga conectada ao terminal 2 de BT conforme Tabela 5.1. Para exemplificar os resultados obtidos com o modelo Y-NB, alguns dos resultados foram selecionados e apresentados neste trabalho. Essa seleção se baseou nos resultados mais distintos entre si, uma vez que para várias condições os resultados obtidos se mostraram similares.

Os resultados apresentados nesta seção consideraram a carga de 470 Ω conectada ao terminal 3 de BT e cargas de 4,7, 47 e 470 Ω conectadas ao terminal 2 de BT, além da condição em que este se encontra em aberto. As tensões transferidas obtidas para essas condições terminais estão apresentadas na Figura 5.1 (a). A atenuação

associada a cada condição terminal, determinada de acordo com a equação (5.1), é apresentada na Figura 5.1 (b). As linhas tracejadas na cor vermelha correspondem aos resultados de simulação, enquanto as linhas contínuas na cor preta correspondem às medições.

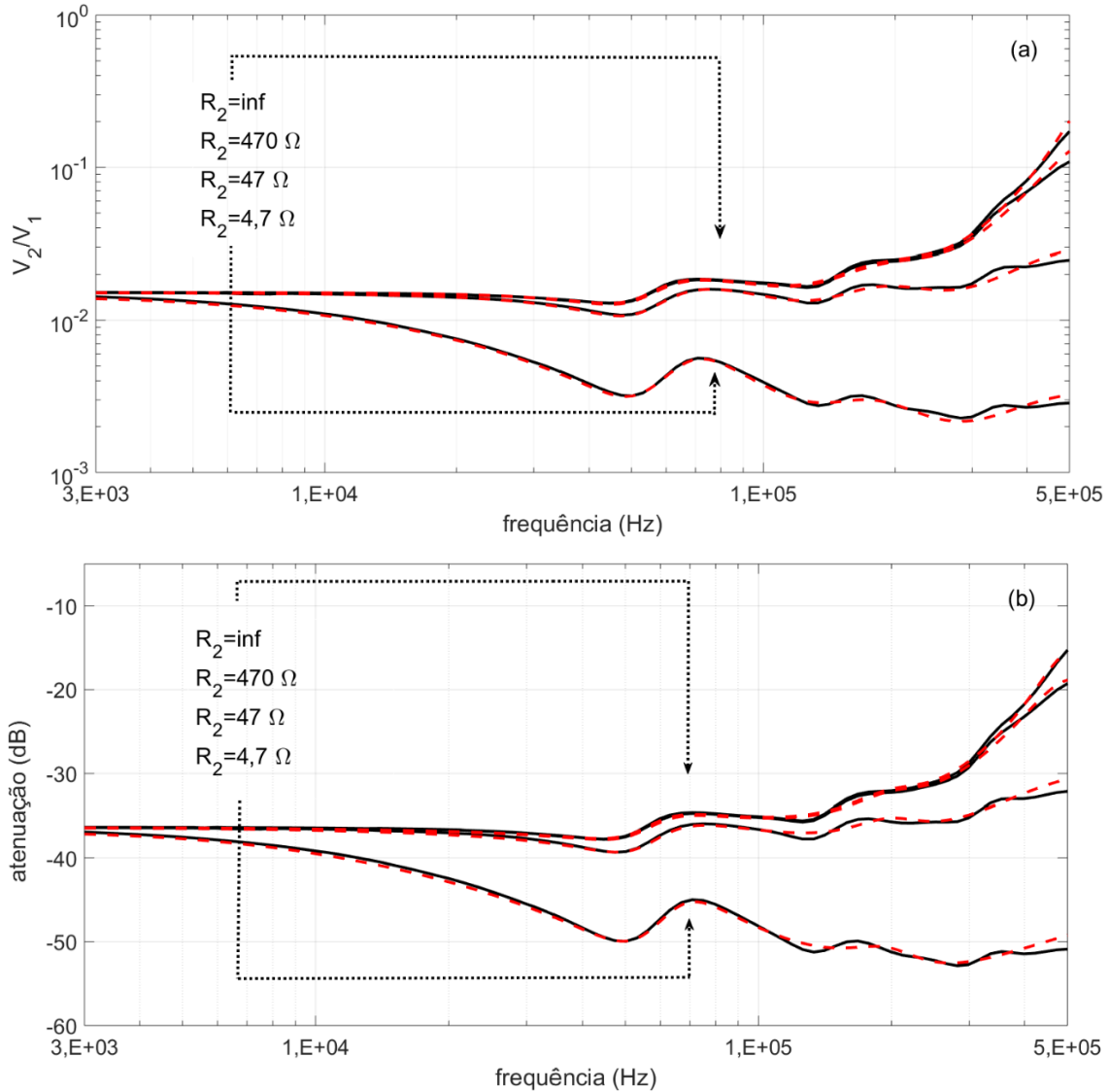


Figura 5.1 – Medições, curva em linha preta contínua e simulações, curvas em linha tracejada vermelha da (a) tensão transferida e (b) atenuação da transferência de tensão no sentido MT-BT.

As curvas obtidas na Figura 5.1 indicam que o modelo Y-NB reproduz adequadamente as tensões transferidas no sentido MT-BT obtidas nas medições para todas as condições terminais consideradas, com um erro RMS associado de 0,00175, conforme detalhado adiante na seção 5.4. Além disso, observa-se um comportamento dependente da frequência e variável com a carga conectada ao transformador. Observa-se que a redução do valor ôhmico da carga determina um aumento na atenuação do

signal, que em todos os casos é de -36,44 dB na região de baixas frequências, consoante com a relação de transformação nominal do transformador. Para a carga de 4,7 Ω conectada ao terminal 2 de BT, a atenuação é acentuada em toda a faixa de frequências. Para as demais cargas, percebe-se que é possível obter uma redução da atenuação do sinal em frequências próximas a 500 kHz.

Com o intuito de caracterizar o caminho bidirecional de um canal PLC, além da validação para a transmissão de sinais no sentido MT-BT, o modelo Y-NB também foi validado através da aplicação de tensões senoidais no terminal 2 de BT considerando a conexão de uma carga de 470 Ω ao terminal de MT, ou seja, transmissão de sinais no sentido BT-MT. As mesmas variações de carga do terminal 2 da Figura 5.1 foram consideradas para o terminal 3 de BT. Os resultados são apresentados na Figura 5.2.

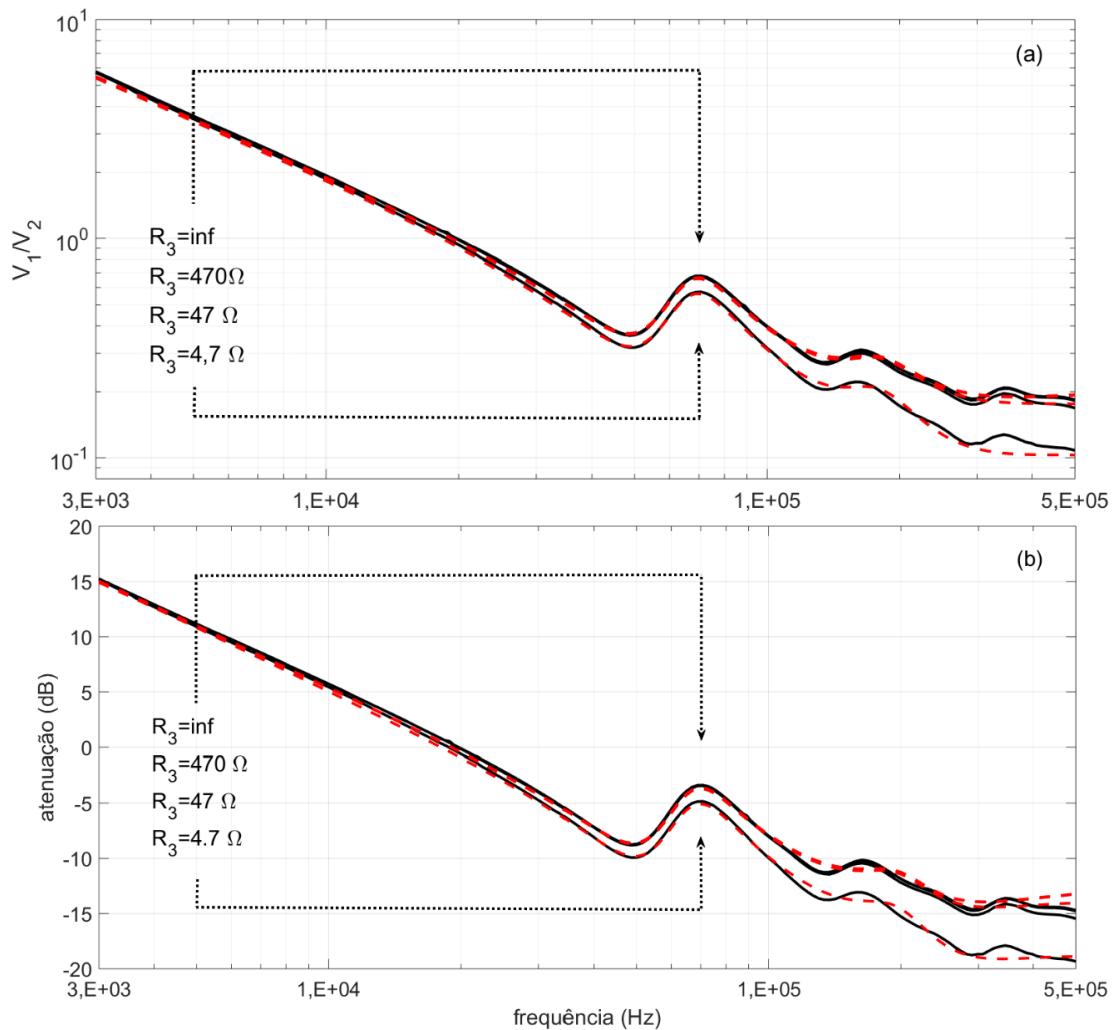


Figura 5.2 – Medições, curva em linha preta contínua e simulações, curvas em linha tracejada vermelha da (a) tensão transferida e (b) atenuação da transferência de tensão no sentido BT-MT.

Os resultados de simulação estão ilustrados nas linhas tracejadas em vermelho na Figura 5.2, enquanto os dados de medição estão apresentados nas curvas contínuas na cor preta. A amplitude do sinal de tensão utilizado nos testes foi a metade do utilizado nos testes MT-BT, para limitar a tensão transferida para o terminal de alta tensão.

Para a transferência de tensão no sentido BT-MT, os resultados obtidos com o modelo Y-NB, ilustrados na Figura 5.2, apresentaram um maior desvio em relação às medições a partir de 100 kHz, com um erro RMS de 0,06438, conforme detalhado na seção 5.4. Ainda assim pode-se considerar que o modelo reproduz adequadamente o comportamento do transformador. As maiores diferenças observadas no limite de alta frequência do espectro da Figura 5.2 podem estar relacionadas aos maiores erros de ajuste observados nos ângulos de fase de Y nessa mesma faixa, conforme indicado na Figura 4.1.

Mesmo para a transferência de tensão no sentido BT-MT, em que a relação de transformação nominal amplifica o sinal da ordem de 66 vezes, as tensões medidas no terminal MT apresentaram atenuações na maior parte da faixa de frequência. A amplificação do sinal ocorre somente para frequências até 20 kHz, aproximadamente. A maior atenuação, que se aproximou de -20 dB, se manifestou em frequências próximas de 500 kHz.

5.3. Modelos CENELEC

Para aplicações em estudos de PLC no intervalo do CENELEC, os modelos Y-CEN e YM-CEN também foram validados no domínio da frequência através de aplicação de tensões senoidais no terminal de MT, para a transmissão de sinal no sentido MT-BT, e no terminal 2 de BT, para a transmissão de sinal no sentido BT-MT. As mesmas condições terminais utilizadas na validação do modelo Y-NB foram consideradas, assim como a seleção de resultados a serem apresentados. Tendo em vista que as curvas de atenuação apresentam essencialmente a mesma informação presente nas curvas de tensão transferida, e que as tensões transferidas medidas na faixa do CENELEC são um caso particular das tensões apresentadas na seção 5.2, nas seções 5.3.1 e 5.3.2 são apresentados somente resultados referentes às curvas de atenuação do sinal.

5.3.1. Modelo Y-CEN

As atenuações medida e calculada com o modelo Y-CEN estão apresentadas na Figura 5.3. O modelo foi capaz de reproduzir satisfatoriamente os resultados medidos, apresentando um erro RMS de 0,00033 (detalhado por condição terminal na seção 5.4). Assim como observado nos resultados obtidos com o modelo Y-NB, maiores diferenças são observadas na faixa superior do espectro, que agora compreende a faixa de 3 kHz a 148,5 kHz. Essas diferenças podem estar relacionadas aos maiores erros de ajuste observados nos ângulos de fase de Y , observados na Figura 4.4. Com exceção da condição de carga de $4,7 \Omega$ conectada ao terminal 2, a atenuação varia relativamente pouco em relação ao valor correspondente relação de transformação nominal do transformador (-36,44 dB).

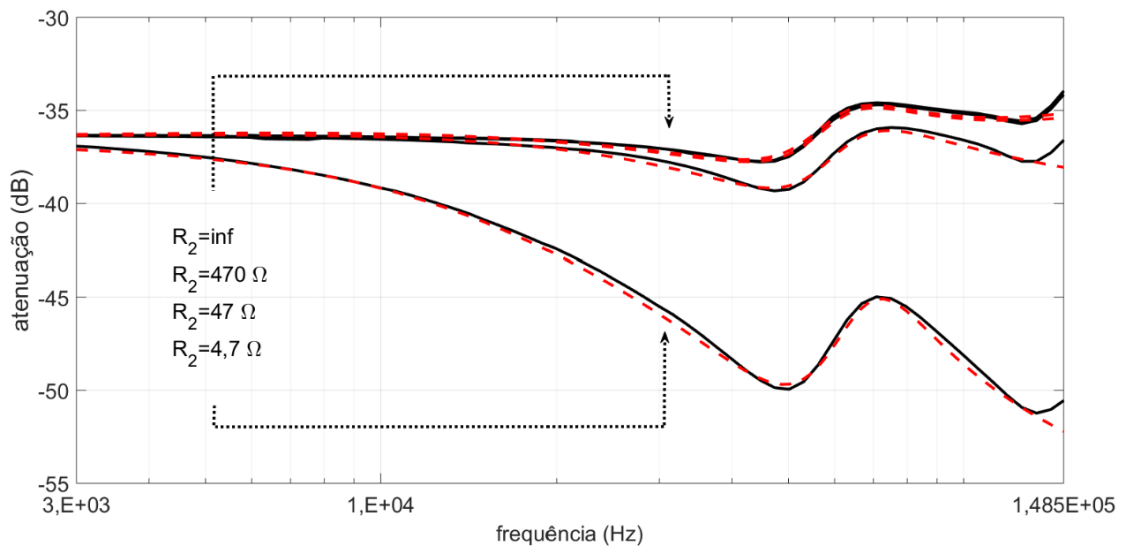


Figura 5.3 – Medições, curva em linha preta contínua, e simulações, curvas em linha tracejada vermelha, da atenuação obtidas com o modelo Y-CEN.

Para validar o comportamento do modelo no caminho BT-MT, o modelo Y-CEN também foi submetido a simulações com alimentação no terminal 2 de BT. Foram consideradas as mesmas condições terminais da Figura 5.2, em que uma carga de 470Ω foi conectada ao terminal de MT, sendo variada carga conectada ao terminal 3 de BT. Os resultados obtidos estão ilustrados na Figura 5.6, em termos de atenuação.

Através da Figura 5.4 percebe-se que, na condição de transferência de tensão no sentido BT-MT, o modelo Y-CEN também apresentou resultados satisfatórios com um erro médio de 0,03358. Também se nota que, para o intervalo do CENELEC, a

influência da carga conectada aos terminais do transformador é reduzida, quando comparado aos resultados obtidos no sentido MT-BT (Figura 5.3) e para frequências superiores a 148,5 kHz (Figura 5.2).

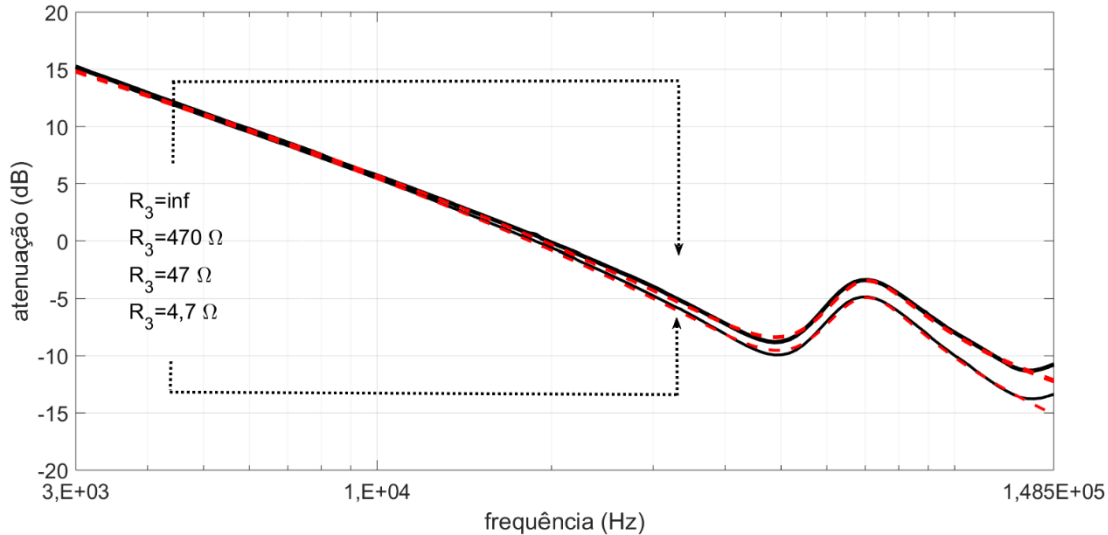


Figura 5.4 – Medições, curva em linha preta contínua e simulações, curvas em linha tracejada vermelha, da atenuação obtida com modelo Y-CEN.

5.3.2. Modelo YM-CEN

O modelo YM-CEN obtido no domínio modal é validado nesta seção considerando duas possibilidades para a matriz de transformação. Na primeira delas, consideram-se as fontes de tensão e corrente dependentes responsáveis por introduzir o comportamento variável com a frequência nos elementos $T(2,1)$ e $T(3,1)$ da matriz. Na segunda possibilidade, considera-se matriz de transformação constante (eliminam-se as fontes dependentes do circuito equivalente da Figura 4.9).

Ao considerar a transmissão de dados entre os terminais do transformador no sentido MT-BT, com uma resistência de 470 Ω conectada ao terminal 3 e uma variação das condições de carga no terminal 2, incluindo a condição em que este se encontra em aberto ou conectada a valores de resistência de 470 Ω , 47 Ω e 4,7 Ω , são obtidos os resultados apresentados na Figura 5.5. Os resultados obtidos com o modelo YM-CEN estão ilustrados em linha tracejada vermelha e os resultados obtidos considerando a matriz de transformação constante estão apresentados em linha tracejada cinza. Os dados de medição estão apresentados em linha contínua preta.

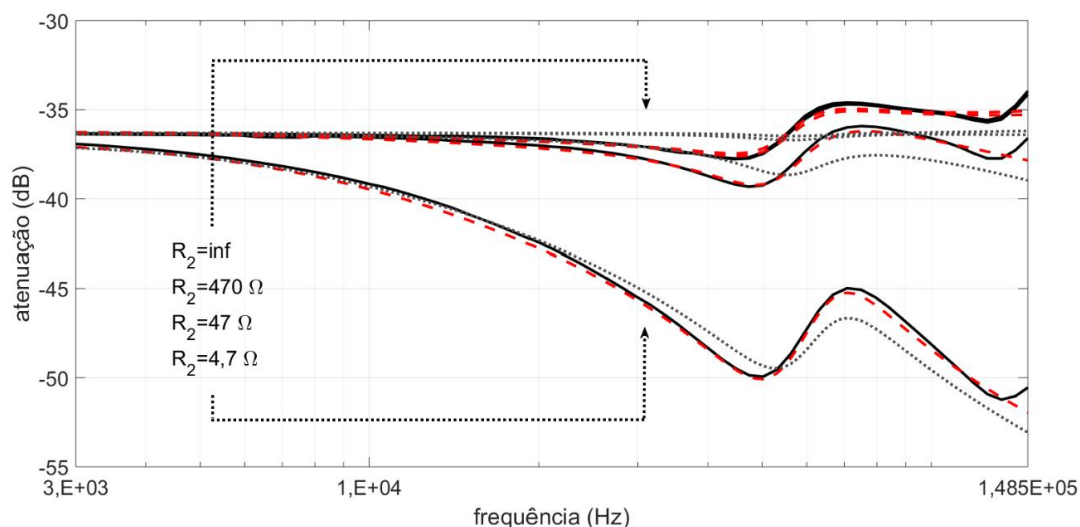


Figura 5.5 – Medições (linha preta contínua) e simulações da atenuação do sinal no sentido MT-BT considerando o modelo YM-CEN com matriz de transformação variável com a frequência (linha tracejada vermelha) ou matriz de transformação constante (linhas pontilhada cinza).

A Figura 5.5 indica que o modelo YM-CEN com matriz variável com a frequência reproduz os dados de medição de forma equivalente aos resultados obtidos com o modelo Y-CEN, com um erro RMS bem próximo do obtido com o modelo Y-CEN, de 0,00029. Nos casos em que se considera a matriz de transformação constante, contudo, desvios significativos são observados nas atenuações calculadas, que apresentam um erro médio de 0,00115. Assim, a introdução das fontes dependentes ao circuito equivalente do modelo YM-CEN é justificada.

Para validar o modelo YM-CEN para a transmissão de sinais na direção BT-MT, as mesmas considerações feitas para o modelo Y-CEN foram adotadas, isto é, aplicação de tensões no terminal 2, terminal 1 conectado a um resistor de 470 Ω e terminal 3 conectado a resistores com diferentes valores. A Figura 5.6 ilustra os dados de medição (linha contínua preta), juntamente com os resultados obtidos com o modelo YM-CEN com matriz de transformação variável com a frequência (linha tracejada vermelha) e matriz de transformação constante (linha pontilhada cinza). Percebe-se que os resultados obtidos na condição de transferência de tensão no sentido BT-MT com o modelo YM-CEN apresentaram desvios a partir de 20 kHz, o que não é observado nos resultados obtidos com o modelo Y-CEN. Também, para essa condição de alimentação, o modelo YM-CEN apresentou os mesmos resultados obtidos com a consideração da matriz de transformação constante, com os respectivos erros médios de 0,04755 e 0,0476.

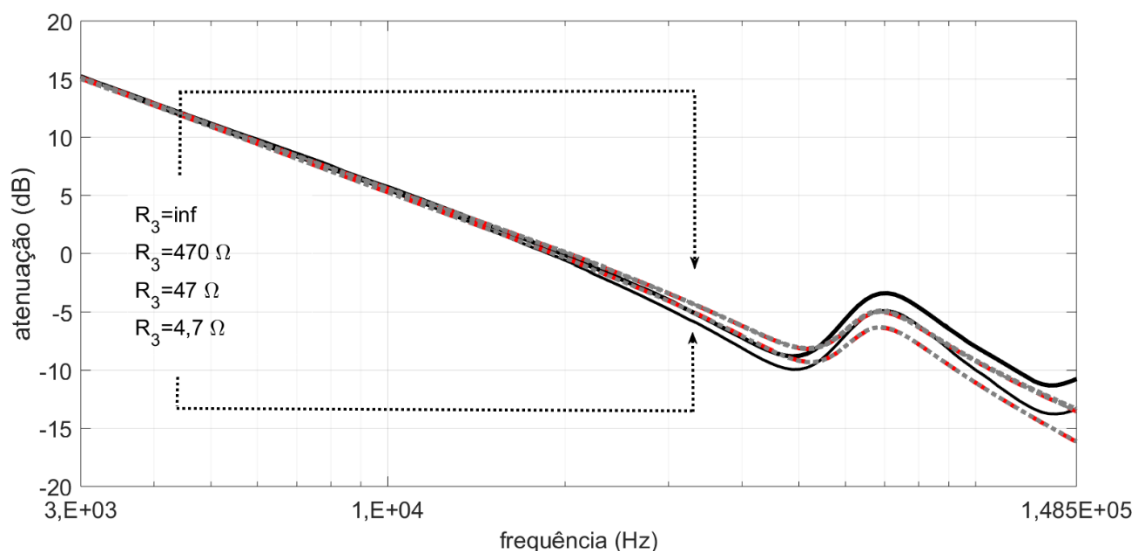


Figura 5.6 – Medições (linha preta contínua) e simulações (linha tracejada vermelha) da atenuação da transferência de tensão no sentido BT-MT obtido com o modelo YM-CEN comparados com os resultados do modelo modal com matriz de transformação constante (linhas pontilhadas cinza).

5.4. Comparação dos modelos

Através da validação dos modelos propostos no domínio da frequência, foi possível realizar um levantamento comparação dos erros RMS entre os resultados simulados e medidos. Também são apresentados parâmetros para avaliar o modelo no domínio modal com matriz de transformação, denominado YM-Const. Esses valores estão organizados na Tabela 5.3 de acordo com a condição terminal do transformador. É possível notar que todos os modelos propostos apresentaram menores erros nas simulações de alimentação no sentido MT-BT em comparação com os resultados obtidos com a alimentação no sentido BT-MT.

É válido enfatizar que ambos os modelos Y-CEN e YM-CEN apresentaram boa qualidade de resposta para todas as condições avaliadas, com erros próximos para a alimentação no sentido MT-BT. Entretanto, o modelo Y-CEN apresentou resultados com menores desvios na alimentação no sentido BT-MT. Além disso, fazendo-se uma modificação no modelo YM-CEN, considerando a matriz de transformação constante, as divergências em relação aos dados de medição são amplificadas consideravelmente nos resultados obtidos para o sentido BT-MT, como observado nos desvios apresentados na Tabela 5.3. Isso justifica a utilização das fontes dependentes do circuito da Figura 4.9, responsáveis por introduzir o comportamento variável com a frequência de determinados elementos da matriz de transformação.

Tabela 5.3 Erros RMS dos resultados obtidos através das simulações no domínio da frequência com os modelos propostos em relação às medições.

| Cenário | | | Erro RMS | | | |
|---------|--------------|--------------|------------|---------|----------|----------|
| | | | Narrowband | CENELEC | | |
| | R3 | R2 | Y-NB | Y-CEN | YM-CEN | YM-Const |
| MT-BT | 470 Ω | vazio | 0,0034 | 0,0004 | 0,000328 | 0,0016 |
| | | 470 Ω | 0,0026 | 0,0004 | 0,00034 | 0,0014 |
| | | 47 Ω | 0,0008 | 0,0003 | 0,000269 | 0,0012 |
| | | 4,7 Ω | 0,0002 | 0,0002 | 0,000214 | 0,0004 |
| BT-MT | R1 | R3 | | | | |
| | 470 Ω | vazio | 0,0697 | 0,0358 | 0,0457 | 0,0456 |
| | | 470 Ω | 0,072 | 0,0363 | 0,047 | 0,0468 |
| | | 47 Ω | 0,0456 | 0,0257 | 0,0548 | 0,0555 |
| | | 4,7 Ω | 0,0702 | 0,0365 | 0,0427 | 0,0425 |

6. Resultados no Domínio do Tempo

6.1. Considerações iniciais

No contexto de *Power Line Communications*, estudos dedicados à modelagem de transformadores estão usualmente voltados para aplicações exclusivamente no domínio da frequência. Contudo, considerando que o canal de comunicação PLC possui propriedades estocásticas variantes no tempo (NASSAR et al., 2012; TAO et al., 2007), justifica-se uma verificação da aplicabilidade dos modelos também nesse domínio. Neste capítulo, investiga-se a resposta dos modelos propostos para o transformador investigado neste trabalho frente a aplicação de sinais transitórios com energia uniforme nas faixas de NB-PLC (3-500 kHz) e do CENELEC (3-148,5 kHz).

Os experimentos no domínio do tempo envolveram a transferência de tensão em ambos os sentidos MT-BT e BT-MT. Assim, foi possível verificar se há disparidades na influência do equipamento em relação ao sentido da transmissão do sinal. Assim como na validação no domínio da frequência, os resultados provenientes dos testes de transferência de tensão no sentido MT-BT são apresentados nesse capítulo somente para o terminal 2 da BT, uma vez que as tensões medidas no terminal 3 para a aplicação de tensões no terminal 1 são praticamente idênticas.

Visando analisar a capacidade de cada modelo reproduzir o comportamento do transformador em qualquer condição terminal, as simulações no domínio do tempo utilizaram a mesma combinação de cargas utilizada para validação realizada no domínio da frequência.

6.2. Sinal Utilizado nas Simulações

Para validação dos modelos no domínio do tempo é necessário alimentar o transformador com um sinal que excite somente uma determina faixa de frequência.

Assim, foram consideradas duas faixas aplicáveis a estudos de PLC, 3 kHz a 148,5 kHz (CENELEC) e 3 kHz a 500 kHz (NB-PLC). Com o propósito de excitar todas as frequências com a mesma intensidade, o sinal deve possuir um espectro de frequência com energia uniformemente distribuída. Por isso foi considerada a função sinc (6.1) que, no domínio da frequência, corresponde a uma função retangular (BRIGHAM, 1988), como mostrado na Figura 6.1.

$$\begin{cases} h(t) = 2Af_0 \frac{\text{sen}(2\pi f_0 t)}{2\pi f_0}, & t \neq 0 \\ h(t) = 2Af_0, & t = 0 \end{cases} \quad (6.1)$$

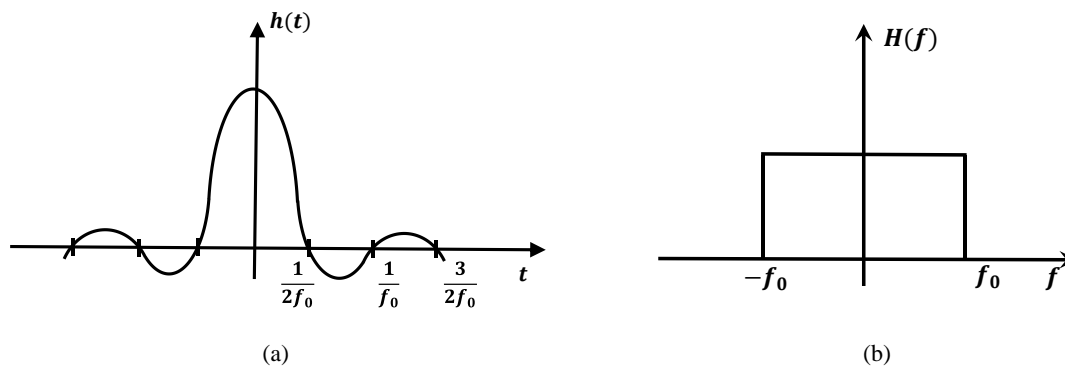


Figura 6.1 – (a) Função sinc no domínio do tempo e a (b) transformada de Fourier correspondente (BRIGHAM, 1988).

A partir da Figura 6.1, observa-se que a frequência f_0 do sinal no domínio do tempo delimita a metade da largura de banda de interesse, que pode ser calculada como em (6.2), onde $f_{min} = 3$ kHz e $f_{max} = 148,5$ kHz. Assim, neste estudo são utilizadas duas frequências f_0 distintas, tendo em vista as faixas NB-PLC e CENELEC. Por essa razão, são obtidos dois sinais distintos.

$$f_0 = \frac{f_{max} - f_{min}}{2} \quad (6.2)$$

$$T_0 = \frac{1}{f_0} \quad (6.3)$$

Para o CENELEC, f_0 equivale a 72,750 kHz; para a faixa completa do NB-PLC, $f_0 = 248,5$ kHz. Para exemplificar as etapas de obtenção do sinal são utilizadas somente as curvas correspondentes ao intervalo de frequência do CENELEC. A função (6.1) foi implementada no MATLAB considerando um intervalo de tempo de 60 vezes o período

T_0 , com o resultado apresentado na Figura 6.2 (a). O espectro de frequências correspondente obtido com a transformada de Fourier está ilustrado na Figura 6.2 (b).

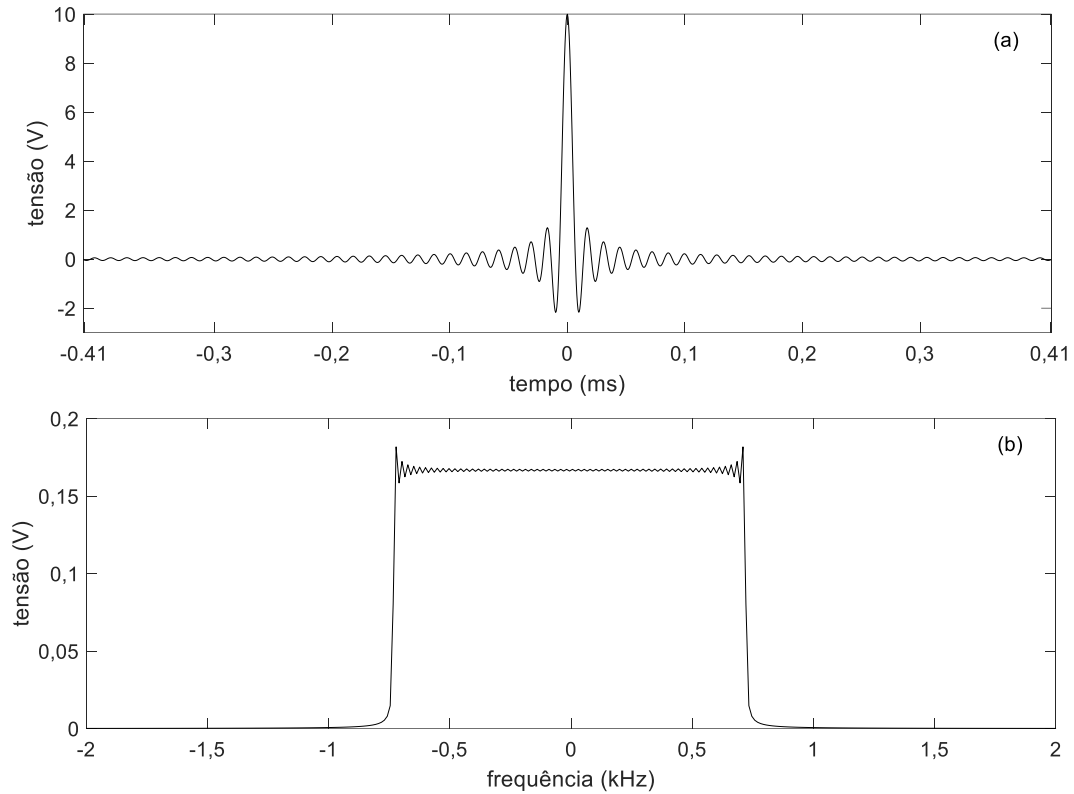


Figura 6.2 – (a) Função sinc para a largura de faixa do CENELEC e (b) Espectro de frequência da função sinc para a largura de faixa do CENELEC considerando a frequência central e 0 Hz.

Observa-se que o espectro na Figura 6.2 (b) é afetado por oscilações associadas ao fenômeno de Gibbs. Além disso, está centrado em 0 Hz. Finalmente, para que seja reproduzido pelo gerador de sinais citado na seção 3.4.1, é necessário que inicie com tensão igual a zero em $t=0$. Para que isso seja possível, o primeiro passo consiste em truncar o sinal no domínio do tempo. Para isso, foi escolhida a função de Hanning, definida por (6.4), com $T = 40T_0$. Esta função, quando multiplicada pelo sinal original, suaviza sua resposta em frequência (BRIGHAM, 1988).

$$\begin{cases} w_H = \frac{1}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{2\pi t}{T}\right) \right], & |t| \leq \frac{T}{2} \\ w_H = 0, & |t| \geq \frac{T}{2} \end{cases} \quad (6.4)$$

A Figura 6.3 (a) ilustra o sinal no domínio do tempo após a aplicação do filtro Hanning e posterior deslocamento no tempo. O espectro do sinal está ilustrado na Figura 6.3 (b).

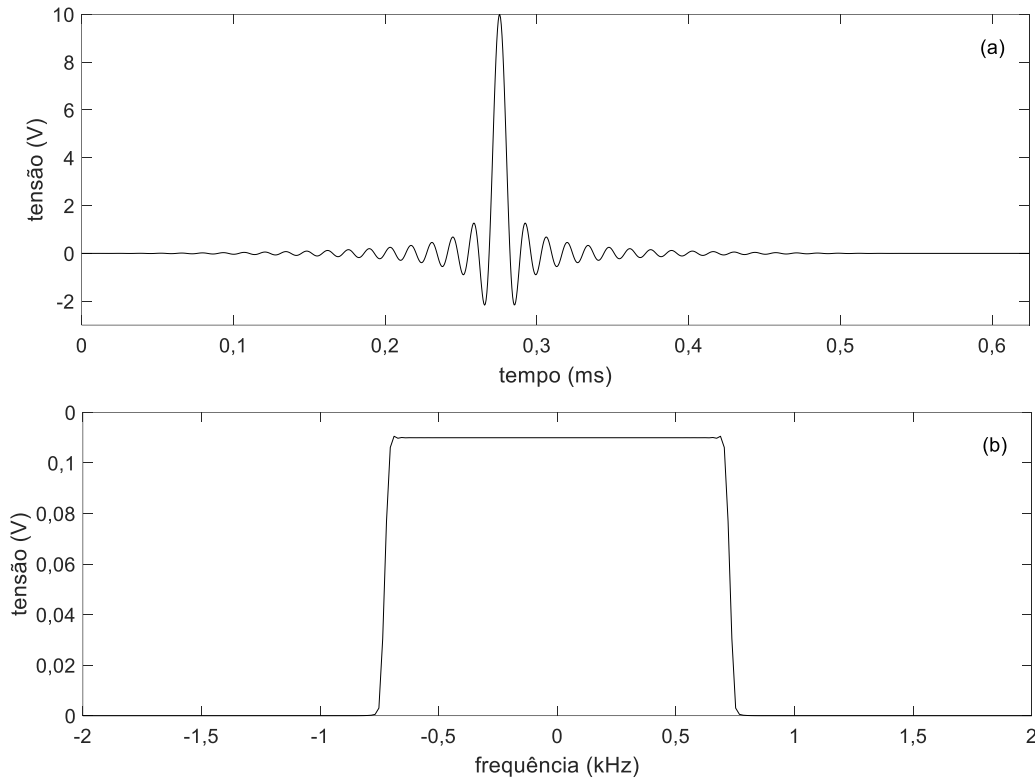


Figura 6.3 – (a) Sinal obtido após aplicação do filtro Hanning e deslocado no tempo e (b) o respectivo espectro da frequência.

Observa-se na Figura 6.3 (b) que, ao utilizar a função Hanning para o truncamento, o espectro possui uma característica mais suave do que aquela observada na Figura 6.2 (b). Também, é verificado que a amplitude do espectro sofre uma redução, uma vez que parte da energia do sinal foi retirada ao se truncar o sinal original. Como o objetivo deste sinal é excitar o espectro de frequência de interesse e permitir o estabelecimento de relações entre tensões transferidas nos sentidos MT-BT e BT-MT, esse aspecto não influencia na validação do modelo. No entanto, embora o espectro de frequência possua a largura de banda de interesse, ele está centrado na frequência igual a zero. É necessário, portanto, deslocar esse espectro para a frequência central (f_c) do espectro, obtida em (6.5).

$$f_c = \frac{f_{min} + f_{max}}{2} \quad (6.5)$$

Para isso, foi utilizada como base a modulação DSB-SC (HAYKIN; VEEN, 2001), em que o sinal que se deseja transmitir $h(t)$ é multiplicado por uma onda portadora com uma frequência igual à frequência central f_c , como em (6.6).

$$h_m(t) = h(t)\cos(2\pi f_c t) \quad (6.6)$$

Os sinais multiplicados pela portadora e seus respectivos espectros de frequência estão ilustrados na Figura 6.4 e Figura 6.5. Percebe-se que os sinais obtidos atendem aos critérios de possuir tensão nula em $t=0$ s e excitar somente o intervalo de frequência de interesse referente às bandas NB-PLC e do CENELEC.

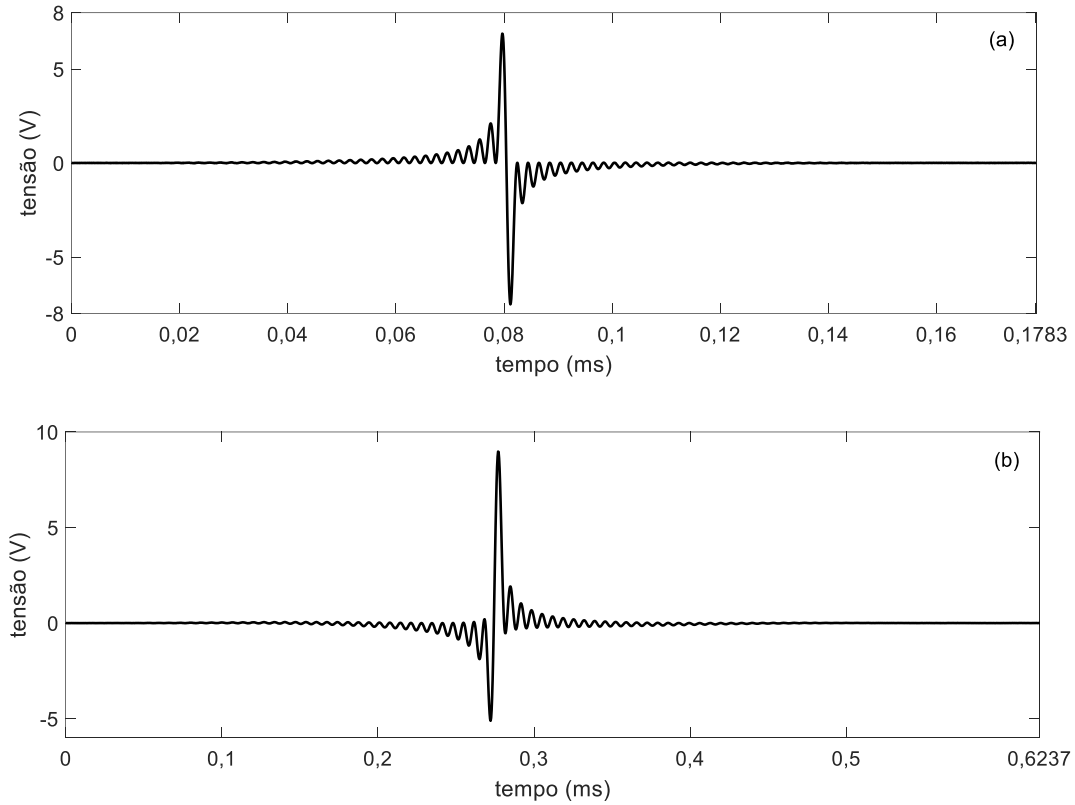


Figura 6.4 – (a) Sinal modulado para o intervalo completo NB-PLC e (b) Sinal modulado para o intervalo do CENELEC.

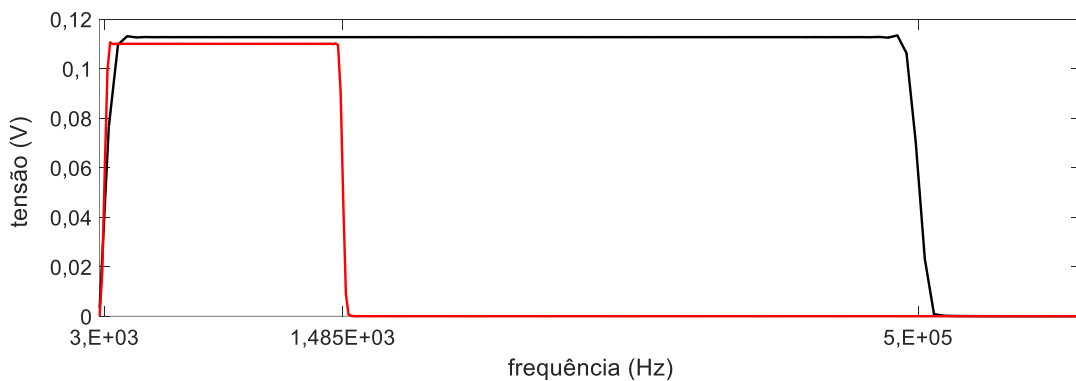


Figura 6.5 Espectros de frequência dos sinais da Figura 6.4.

Os sinais da Figura 6.4 foram incorporados no gerador de formas de ondas arbitrárias para realização dos testes no domínio do tempo.

6.3. Modelo Y-NB

Para validar o modelo Y-NB para estudos no domínio do tempo, este teve seu terminal MT energizado com o sinal apresentado na Figura 6.4 (a), sendo calculadas as tensões no terminal 2 de BT. As tensões medidas (linha contínua preta) e simuladas (linha tracejada vermelha) estão apresentados na Figura 6.6.

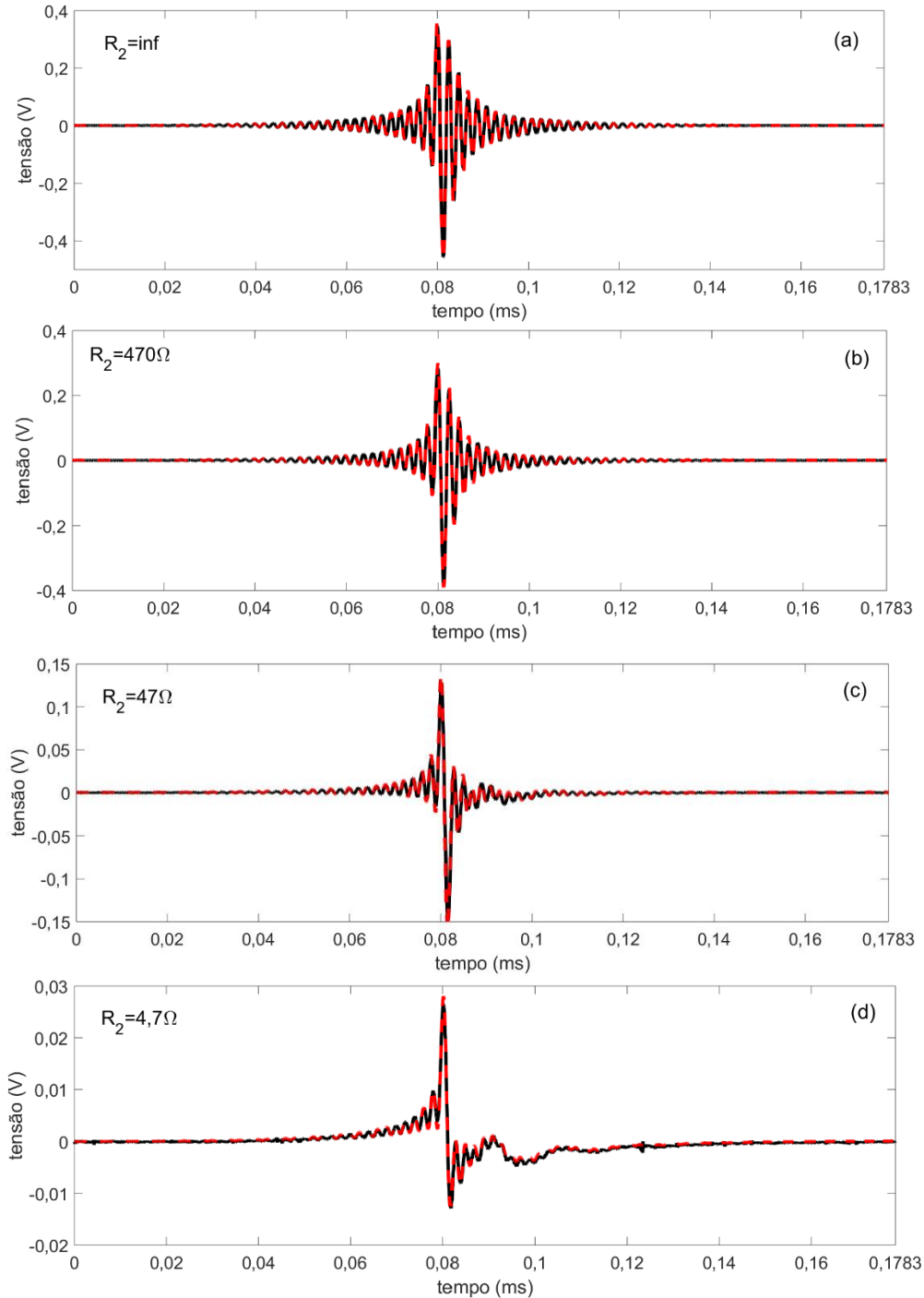


Figura 6.6 – Medições, curva em linha preta contínua e simulações com o modelo Y-NB, curvas em linha tracejada vermelha da tensão transferida do terminal 1 para o 2 considerando (a) - (d) .

Na Figura 6.6 foi considerado o terminal 2 em aberto ou conectado a resistores de 470Ω , 47Ω ou $4,7 \Omega$. Em todos os casos, o terminal 3 de BT está conectado à uma carga de 470Ω . A análise dos resultados apresentados indica que o modelo Y-NB reproduziu os dados de medição para todas as condições terminais verificadas, além de demonstrar estabilidade e passividade nas respostas ao sinal impulsivo. Verifica-se que a integridade do sinal varia em relação à carga conectada e, assim como observado nas análises realizadas no domínio da frequência, a tensão transferida apresentou maior atenuação quanto menor o valor da resistência conectada ao transformador.

Nos testes no domínio do tempo também foi considerada a aplicação de tensões no terminal de baixa tensão para se verificar a transferência de tensões no sentido BT-MT. Com a preocupação em relação à preservação do transformador e dos equipamentos de medição, optou-se por reduzir em 5 vezes a amplitude do sinal a ser aplicado no terminal 2 de BT. Esses resultados, considerando resistores de 470 ou $4,7 \Omega$ conectados ao terminal 3, para um resistor de 470Ω no terminal 1, estão ilustrados na Figura 6.7. Os dados de simulação estão apresentados nas linhas vermelhas tracejadas, enquanto os dados de medição correspondem à linha preta contínua.

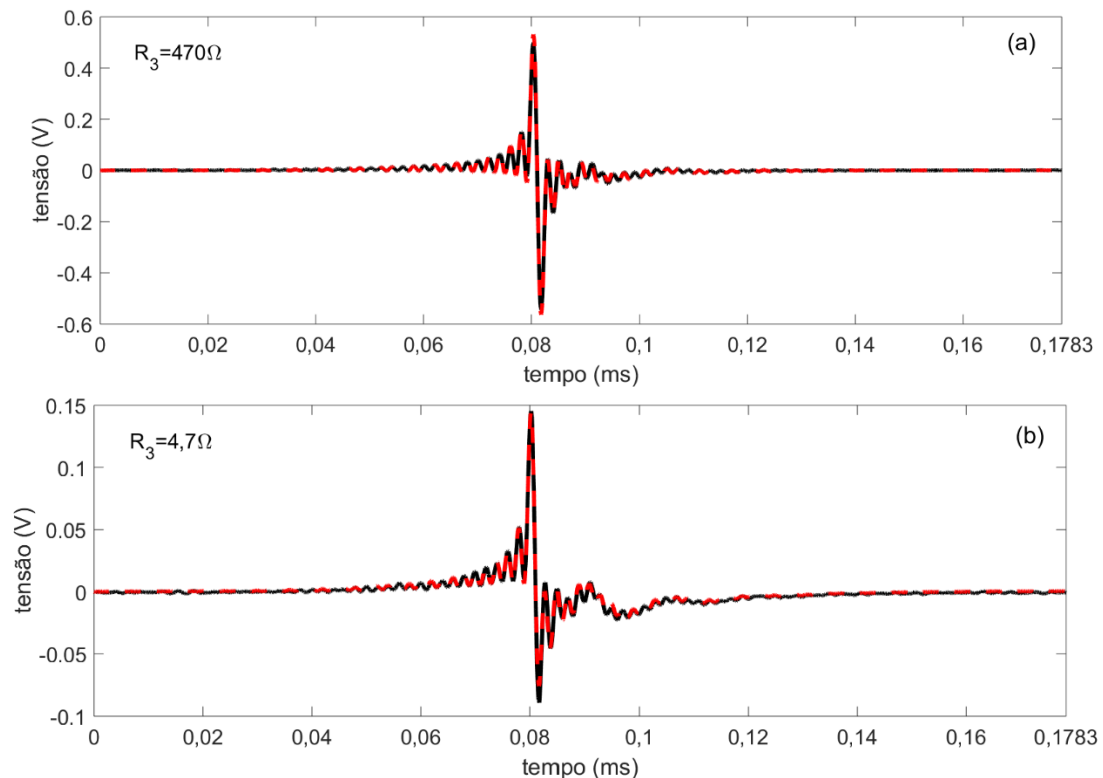


Figura 6.7 – Medições, curva em linha preta contínua e simulações com o modelo NB-PLC, curvas em linha tracejada vermelha da tensão transferida do terminal 2 para o 1 considerando $R_1=470 \Omega$.

Como para a aplicação de sinais nos terminais de baixa tensão do transformador o efeito de carga é significativo, como discutido na seção 2.2, o sinal obtido no terminal MT é severamente atenuado. Isso dificultou o processo de medição, fazendo com que poucos resultados tenham sido medidos de forma confiável em laboratório.

Nota-se pela Figura 6.7 que o modelo Y-NB apresentou estabilidade nas simulações e reproduziu os dados de medição para os casos com alimentação no sentido BT-MT da mesma forma que no cenário de alimentação no sentido MT-BT. Como a transferência de tensão parte do terminal de menor tensão para o de maior tensão, intuitivamente espera-se que o sinal medido no terminal MT seja amplificado. No entanto, os sinais medidos no terminal MT foram atenuados para ambas as condições terminais apresentadas. Esse resultado está de acordo com a resposta em frequência da atenuação no sentido BT-MT, ilustrada na Figura 5.2, que mostra que em uma faixa de frequência não ocorre amplificação do sinal, e sim atenuação.

6.4. Modelos CENELEC

A validação dos modelos Y-CEN e YM-CEN no domínio do tempo foi realizada considerando as mesmas condições utilizadas para a validação do modelo Y-NB, tanto em termos de condições terminais quanto de alimentação. A diferença reside no sinal transitório utilizado, apresentado na Figura 6.4 (b), que excita somente o intervalo do CENELEC.

6.4.1. Modelo Y-CEN

Na validação do modelo Y-CEN no domínio do tempo para o cenário com alimentação no sentido MT-BT, os resultados medidos (linha contínua preta) e simulados (linha traceja vermelha) estão apresentados na Figura 6.8. Estão apresentados os resultados considerando o terminal 2 (a) em aberto ou conectado às cargas de (b) 470 Ω , (c) 47 Ω ou (d) 4,7 Ω , enquanto o terminal 3 de BT está conectado à uma carga de 470 Ω .

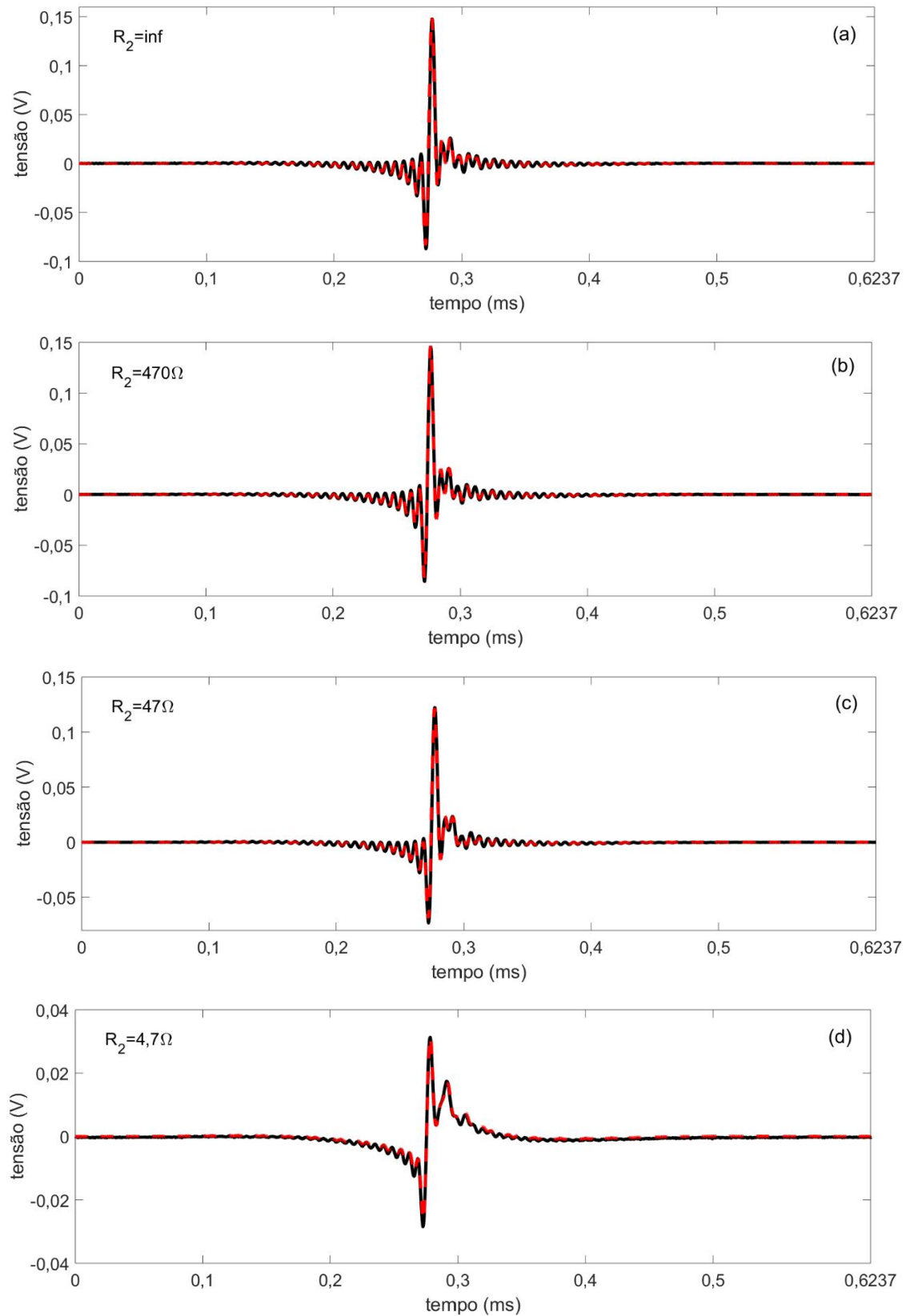


Figura 6.8 – Medições, curva em linha preta contínua e simulações, curvas em linha tracejada vermelha da tensão transferida para o 2 considerando uma carga de 470Ω conectado ao terminal 3.

Como ilustrado na Figura 6.8, o modelo Y-CEN reproduz as medições para todas as condições de carga, além de ser estável. Observa-se que a atenuação aumenta com o aumento da carga, ou seja, com a redução do valor da resistência. Em contrapartida, o sinal é menos distorcido que no caso do sinal que excita a faixa NB-PLC, apresentado na Figura 6.6.

Assim como considerado na validação do modelo Y-NB, o modelo Y-CEN também foi submetido ao cenário de alimentação no sentido MT-BT. Os resultados obtidos com as simulações estão ilustrados na Figura 6.9, juntamente com os dados de medição. Percebe-se que o modelo Y-CEN apresentou a mesma qualidade de aproximação que no cenário de alimentação no sentido BT-MT. Para a condição terminal da Figura 6.9, percebe-se que na faixa do CENELEC a atenuação do sinal é menor, quando comparado com o sinal da Figura 6.7 (a). Essa situação já foi observada no espectro de frequência da Figura 5.2.

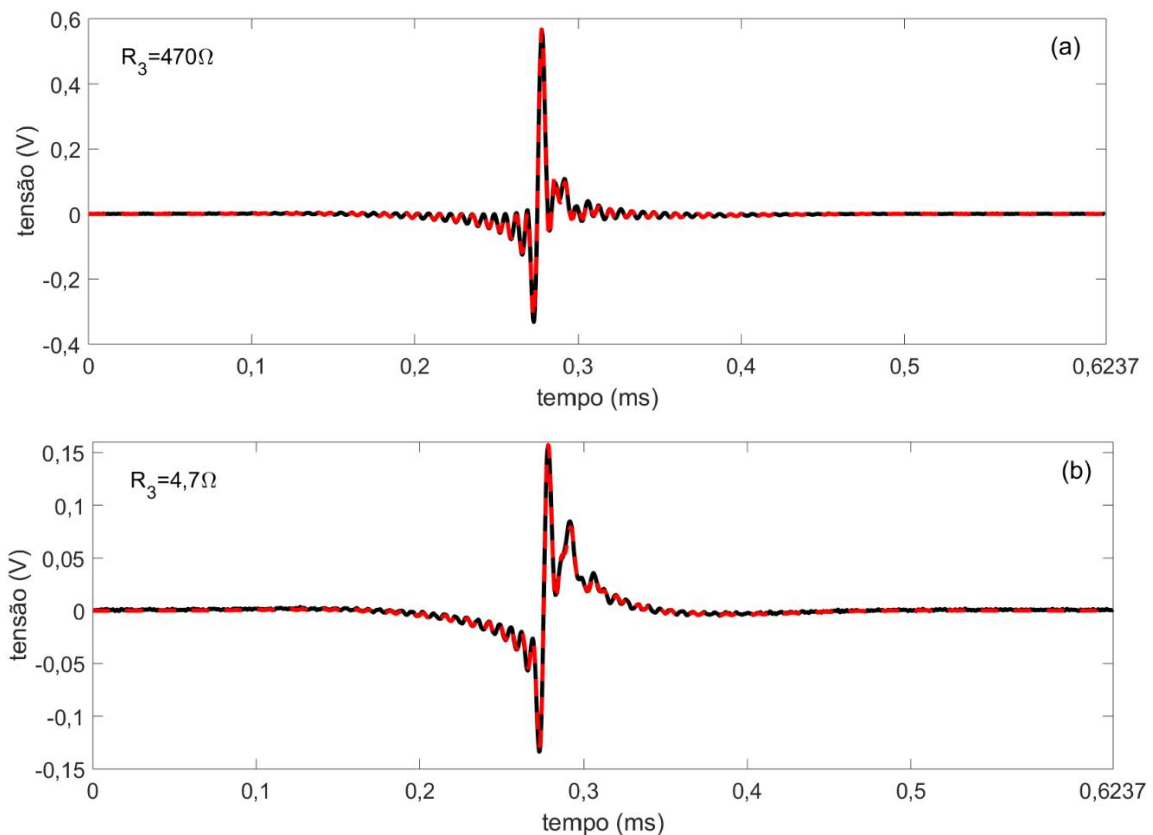


Figura 6.9 – Resultados das medições (linha preta contínua) e simulações (linha tracejada vermelha) com o modelo Y-CEN da tensão transferida do terminal 2 para o 1 considerando $R_1 = 470 \Omega$.

6.4.2. Modelo YM-CEN

Os mesmos cenários utilizados na validação do modelo Y-CEN foram utilizados na validação do modelo YM-CEN, que tem como base o domínio modal. Com o intuito de comparar e avaliar a influência da matriz de transformação, também foi considerada a modelagem no domínio modal com a matriz de transformação constante. No sentido de transmissão MT-BT, os resultados medidos (linha contínua preta), simulados com YM-CEN (linha vermelha tracejada nas curvas na coluna à esquerda) e simulados considerando a matriz de transformação constante (linha vermelha tracejada nas curvas na coluna à direita) estão apresentados na Figura 6.10. As curvas foram limitadas em um intervalo de 0,2 a 0,35 ms para melhor visualização. Nas análises, foi considerado o terminal 2 em aberto, ou conectado a carga de 470 Ω , 47 Ω ou 4,7 Ω . Em todos os casos, o terminal 3 de BT está conectado a uma carga de 470 Ω .

O modelo YM-CEN apresentou boa concordância com as curvas medidas, além de demonstrar estabilidade nas simulações no domínio do tempo, como observado na Figura 6.10. Mesmo apresentando desvios consideráveis no domínio da frequência, o modelo modal com matriz de transformação constante apresentou bons resultados no domínio do tempo, com alguns pequenos desvios em relação aos resultados obtidos com o modelo YM-CEN.

As mesmas condições terminais consideradas para o cenário com alimentação no sentido BT-MT para os outros modelos foram consideradas para o modelo YM-CEN. Os resultados obtidos com o modelo estão ilustrados na coluna da esquerda da Figura 6.11 (linha vermelha pontilhada), tendo como referência os dados de medição (linha contínua preta). Resultados obtidos considerando matriz de transformação constante estão apresentados na coluna da direita.

Para os testes no sentido BT-MT, o modelo YM-CEN apresentou desvios significativos principalmente para a carga de 4,7 Ω conectada no terminal 3, como pode ser observado na Figura 6.11 (b). No entanto, considerando essa mesma condição terminal, menores desvios foram obtidos ao se considerar a matriz de transformação constante. Apesar dos desvios, os modelos apresentaram estabilidade em todas as situações em que foram submetidos.

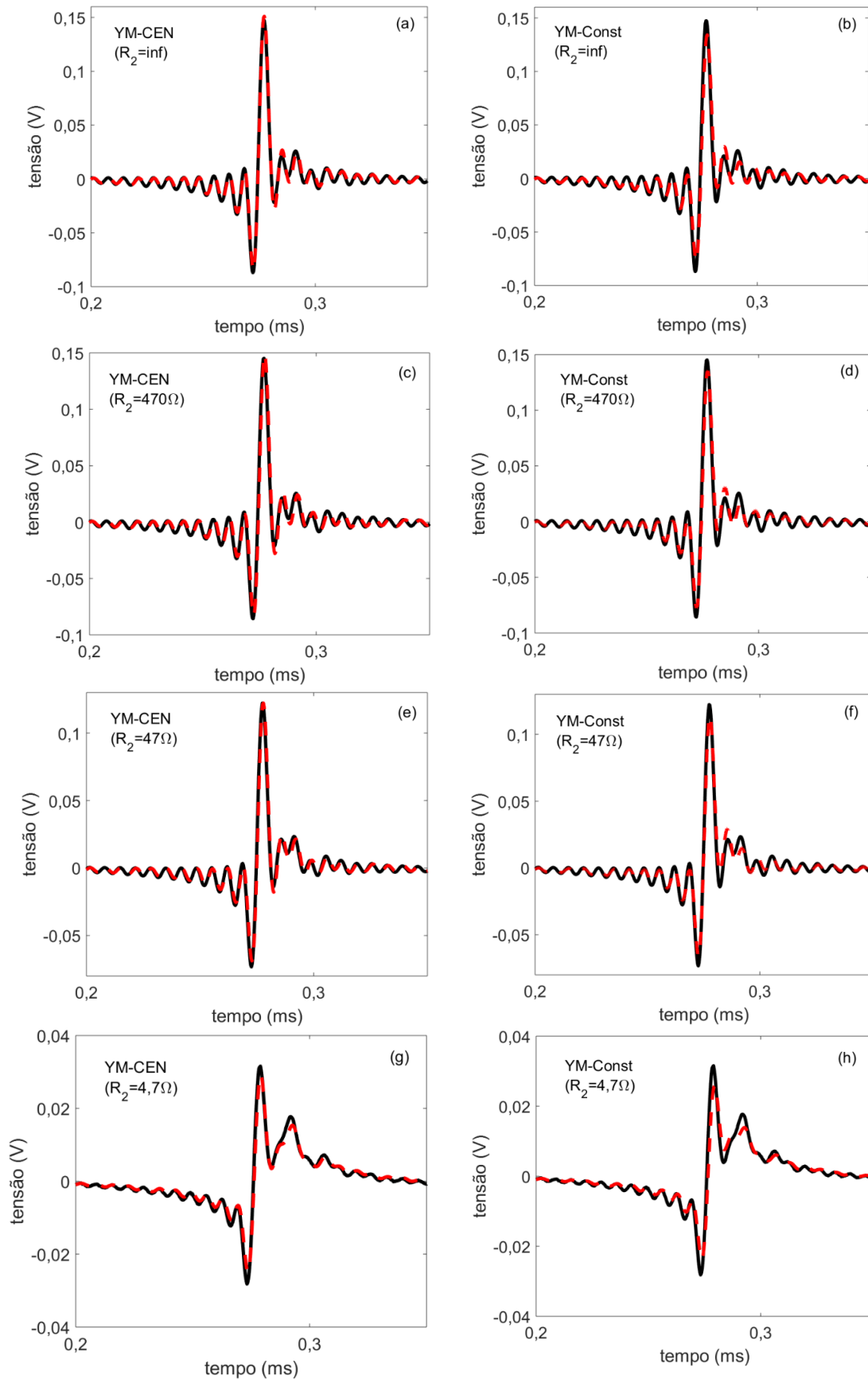


Figura 6.10 – Medições, curva em linha preta contínua, e simulações, curvas em linha tracejada vermelha da tensão transferida para o 2 considerando $R_3 = 470 \Omega$ com o modelo YM-CEN na coluna à esquerda e à direita com matriz de transformação constante.

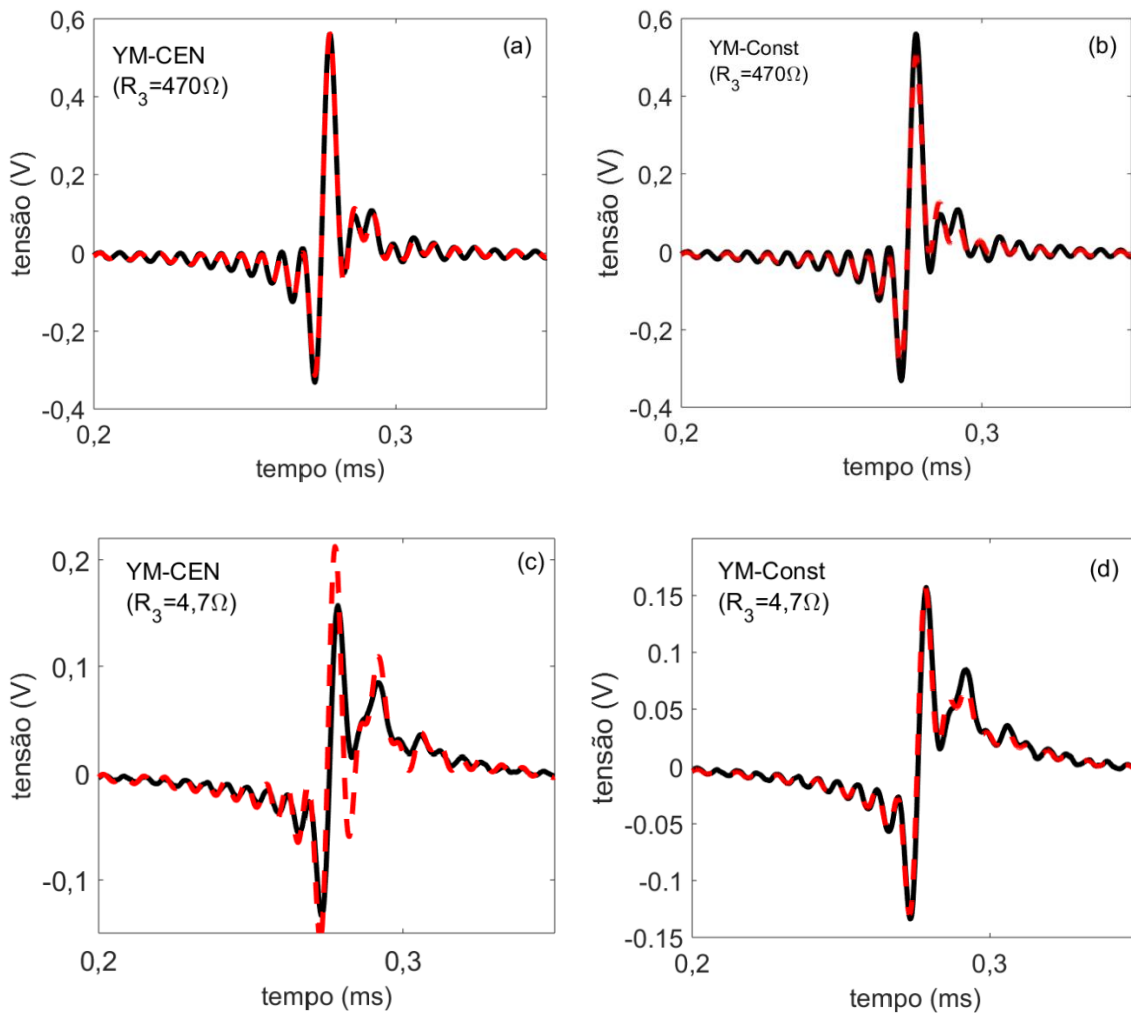


Figura 6.11 – Medições (linha preta contínua) e simulações (linha tracejada vermelha) da tensão transferida do terminal 2 para o 1, à esquerda obtidos com modelo YM-CEN e à direita considerando a matriz de transformação constante. Considerou-se $R_1=470 \Omega$ com (a)-(b) $R_3=470 \Omega$ e (c)-(d) $R_3=4,7 \Omega$.

6.5. Comparação Entre os Modelos

Os erros RMS entre as curvas obtidas com os modelos propostos Y-NB, Y-CEN, YM-CEN, como também os resultados obtidos considerando a matriz de transformação constante (YM-Const), foram calculados e reunidos na Tabela 6.1.

De maneira geral, todos os modelos apresentaram capacidade de reprodução do comportamento do transformador nos testes realizados no domínio do tempo. O erro mais expressivo ocorreu com o modelo YM-CEN na condição terminal em que uma carga resistiva de $4,7 \Omega$ está conectada ao terminal 3 com alimentação no terminal 2 (BT-MT). No entanto este demonstrou ser um modelo estável como todos os demais modelos. Além disso, para as demais situações, o modelo YM-CEN apresentou

resultados similares ao modelo Y-CEN. O modelo YM-Const, mesmo apresentando erros mais significativos no domínio da frequência, demonstrou boa concordância com os dados de medição nos testes realizados no domínio do tempo.

Tabela 6.1 Desvios dos resultados obtidos através das simulações no domínio do tempo em relação às medições.

| Cenário | | | Erro RMS | | | |
|---------|--------------|--------------|------------|---------|--------|----------|
| | | | Narrowband | CENELEC | | |
| | R3 | R2 | Y-NB | Y-CEN | YM-CEN | YM-Const |
| MT-BT | 470 Ω | inf | 0,0053 | 0,0022 | 0,0014 | 0,0032 |
| | | 470 | 0,0035 | 0,0009 | 0,0024 | 0,0025 |
| | | 47 Ω | 0,0031 | 0,0012 | 0,0016 | 0,0017 |
| | | 4,7 Ω | 0,0003 | 0,0005 | 0,0006 | 0,001 |
| BT-MT | R1 | R3 | | | | |
| | 470 Ω | 470 | 0,0048 | 0,0036 | 0,0033 | 0,0076 |
| | | 4,7 Ω | 0,0016 | 0,0013 | 0,0096 | 0,0028 |

7. Conclusões e Propostas de Continuidade

7.1. Conclusões

A tecnologia PLC é uma das soluções de comunicação que podem ser aplicadas em redes de distribuição de média e baixa tensão no contexto de sistemas de energia elétrica inteligentes. Como o transformador que estabelece a interface entre as redes de MT e BT pode interferir na integridade do sinal transmitido, é fundamental que o seu comportamento seja caracterizado de forma adequada na faixa de frequências de interesse. Este trabalho foi motivado pela carência de modelos simplificados de transformadores de distribuição que possam ser empregados em estudos para aplicações de PLC no contexto brasileiro. Para isso, um transformador de distribuição monofásico, 7967 V/240-120 V, com secundário em derivação central, de potência nominal 10 kVA, largamente aplicado em redes rurais de distribuição de energia no Brasil, foi modelado em faixas estreitas de frequência típicas de aplicações de PLC.

Três modelagens distintas foram propostas para o transformador em estudo, todas elas resultantes da aplicação da técnica de modelagem do tipo caixa preta por matriz de admitância. Um dos modelos, denominado Y-NB, é válido para o intervalo NB-PLC (3-500 kHz), sendo baseado em uma abordagem direta no domínio das fases. Os outros dois modelos, válidos na faixa do CENELEC (3-148,5 kHz), são baseados em abordagens no domínio das fases (Y-CEN) ou no domínio modal (YM-CEN). Para cada modelo, a matriz de admitância foi inicialmente aproximada por um conjunto de polos e resíduos através da técnica de ajuste vetorial. Em seguida, cada modelo foi representado por circuito RLC equivalente cujos parâmetros se encontram disponibilizados nos apêndices deste trabalho.

O modelo Y-NB é válido para um espectro de frequência maior do que aquele em que os modelos Y-CEN e YM-CEN são válidos. Por essa razão, também pode ser diretamente aplicado no domínio de validade destes outros modelos. No entanto, o modelo Y-NB requer um número maior de polos e, conseqüentemente, um circuito equivalente com mais elementos. Isso despertou o interesse em se obter modelos específicos para a faixa do CENELEC.

A modelagem do transformador no domínio modal exige, em um primeiro momento, o cálculo dos autovalores. Isso deve ser feito de forma que os autovalores e autovetores não apresentem trocas de posição ao longo da faixa de frequência de interesse, o que requer o emprego do método de Newton-Raphson. Em contrapartida, a síntese dos modos resultantes requer um número menor de polos. Assim, o circuito equivalente do YM-CEN apresentou menor número de componentes que modelo Y-CEN, determinado diretamente a partir do domínio das fases. No entanto, o modelo Y-CEN envolve somente indutores, resistores e capacitores, enquanto o modelo YM-CEN requer a consideração de transformadores ideais e fontes de tensão e corrente controladas para a transformação entre os domínios modal e das fases.

Os modelos propostos foram avaliados inicialmente no domínio da frequência a partir de análises das tensões transferidas e atenuações dos sinais para diferentes condições terminais. No sentido de alimentação MT-BT, todos os modelos reproduziram satisfatoriamente os dados de medição. Também, foi destacada a importância da incorporação do comportamento variável dos elementos matriz de transformação no modelo modal YM-CEN através de fontes dependentes. Os resultados obtidos ao se considerar a matriz de transformação real e constante apresentaram desvios significativos no domínio da frequência. Em relação aos resultados obtidos com a alimentação no sentido BT-MT, os modelos Y-NB e Y-CEN apresentaram boa concordância com as medições. O modelo YM-CEN, por outro lado, apresentou desvios mais significativos.

Também foi observada a interferência das condições terminais do transformador na integridade do sinal transmitido. Quanto maior a carga, ou quanto menor o valor resistivo, maior é a atenuação do sinal. Em contrapartida, observou-se possibilidade de seleção de faixas estreitas de frequência em que a atenuação do sinal é reduzida.

Adicionalmente, os modelos foram submetidos à análise de fenômenos transitórios no domínio do tempo para as mesmas condições terminais consideradas na análise no domínio da frequência. No sentido de alimentação MT-BT, todos os modelos apresentaram concordância com as medições, até mesmo o modelo modal considerando matriz de transformação constante. No sentido BT-MT, o modelo YM-CEN apresentou maiores desvios, em determinadas situações comparáveis com aqueles obtidos considerando a matriz de transformação constante.

A técnica de ajuste vetorial comprovou ser uma ferramenta robusta e eficiente, adequada para o levantamento do comportamento de transformadores em ampla faixa de frequências. Entende-se que os modelos de transformador propostos neste trabalho e as análises realizadas podem fornecer elementos para uma melhor caracterização do desempenho de transformadores de distribuição com relação ao emprego da tecnologia PLC. Os modelos, completamente disponibilizados neste trabalho, são diretamente implementáveis em plataformas de simulação de circuitos elétricos. Eles são capazes de prever com precisão a atenuação e a distorção do sinal para transmissão de sinal nos sentidos MT-BT e BT-MT para uma ampla gama de condições de carga, nos domínios de frequência e tempo.

7.2. Propostas de Continuidade

Com os estudos desenvolvidos neste trabalho foi possível estabelecer uma base para futuros estudos. Por exemplo, os modelos propostos ainda não foram avaliados em situações que considerem diversos transformadores, consumidores e geradores conectados a uma rede de distribuição real. Também seria válido submeter o transformador a testes aplicando sinais com modulações típicas em NB-PLC para avaliar se a influência do transformador varia de acordo com o tipo de modulação utilizada no sinal transmitido. As metodologias utilizadas para o levantamento dos modelos neste trabalho também podem ser aplicadas em outros tipos de transformador, como transformadores trifásicos amplamente utilizados em redes de distribuição ou mesmo transformadores monofásicos com características construtivas e potências distintas.

Referências Bibliográficas

ABNT. NBR 5440 - Transformadores para redes aéreas de distribuição. Rio de Janeiro, 2014.

ANEEL. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST Módulo 1. 2018.

BLACK, W. C.; BADR, N. E. **High-frequency characterization and modeling of distribution transformers**. IEEE International Symposium on Power Line Communications (ISPLC). 2010.

BOROVINA, D.; MUJICIC, A.; ZAJC, M.; SULJANOVIC, N. Investigation of Narrow-Band Power-Line Carrier Communication System Performance in Rural Distribution Grids. **ELEKTRONIKA IR ELEKTROTEHNIKA**, p. 61–67, 2018.

BRIGHAM, E. O. **The Fast Fourier Transform and Its Application**. 1st. ed. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice-Hall, 1988.

CATALIOTTI, A.; COSENTINO, V.; DI CARA, D.; TINÈ, G. Oil-Filled MV/LV Power-Transformer Behavior in Narrow-Band Power-Line Communication Systems. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 61, n. 10, p. 2642–2652, out. 2012.

CATALIOTTI, A.; COSENTINO, V.; GUAIANA, S.; DI CARA, D.; PANZAVECCHIA, N.; TINÈ, G. **Experimental investigation on PLC signal crossing of power transformers**. IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC). maio 2014.

CIGRÉ, Joint Working Group A2/C4.39. **Electrical Transient Interaction Between Transformers and the Power System Part 1- Expertise**, 2014.

DE CONTI, A.; OLIVEIRA, V. C.; LOPES, R. T. S.; BROCHADO, R. O.; SILVINO, J. L. **Two-port wideband models of a single-phase distribution transformer with**

center-tapped secondary. 2015 IEEE International Symposium on Lightning Protection (XIII SIPDA). Setembro 2015.

DE CONTI, A.; OLIVEIRA, V. C.; RODRIGUES, P. R.; SILVEIRA, F. H.; SILVINO, J. L.; ALIPIO, R. Effect of a lossy dispersive ground on lightning overvoltages transferred to the low-voltage side of a single-phase distribution transformer. **Electric Power Systems Research**, v. 153, p. 104–110, dez. 2017.

EEP, Electrical Engineering Portal. **Smart Grid Concept and Characteristics**. Disponível em: <<https://electrical-engineering-portal.com/smart-grid-concept-and-characteristics>>.

ERDF, Électricité Réseau Distribution France, **PLC G3 Physical Layer Specification**, 2009.

FERNANDES, V.; POOR, H. V.; RIBEIRO, M. V. Analyses of the Incomplete Low-Bit-Rate Hybrid PLC-Wireless Single-Relay Channel. **IEEE Internet of Things Journal**, v. 5, n. 2, p. 917–929, Abril 2018.

GALLI, S.; LYS, T. Next generation Narrowband (under 500 kHz) Power Line Communications (PLC) standards. **China Communications**, v. 12, n. 3, p. 1–8, Março 2015.

GALLI, S.; SCAGLIONE, A.; WANG, Z. **Power Line Communications and the Smart Grid**. 2010 First IEEE International Conference on Smart Grid Communications. Outubro 2010

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, jun. 2011.

GUSTAVSEN, B. Wide Band Modeling of Power Transformers. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 19, n. 1, p. 414–422, jan. 2004.

GUSTAVSEN, B. Improving the Pole Relocating Properties of Vector Fitting. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 21, n. 3, p. 1587–1592, jul. 2006.

GUSTAVSEN, B. SINTEF Energy Research - The Vector Fitting Web Site. Disponível em: <<https://www.sintef.no/projectweb/vectfit/>>.

GUSTAVSEN, B. Rational modeling of multiport systems via a symmetry and passivity preserving mode-revealing transformation. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 29, n. 1, p. 199–206, 2014.

GUSTAVSEN, B.; DE SILVA, H. M. J. Inclusion of Rational Models in an Electromagnetic Transients Program: Y-Parameters, Z-Parameters, S-Parameters, Transfer Functions. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 28, n. 2, p. 1164–1174, abr. 2013.

GUSTAVSEN, B.; HEITZ, C. Modal Vector Fitting: A Tool For Generating Rational Models of High Accuracy With Arbitrary Terminal Conditions. **IEEE Transactions on Advanced Packaging**, v. 31, n. 4, p. 664–672, nov. 2008.

GUSTAVSEN, B.; SEMLYEN, A. Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 14, n. 3, p. 1052–1061, jul. 1999.

GUSTAVSEN, B.; SEMLYEN, A. Enforcing passivity for admittance matrices approximated by rational functions. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 16, n. 1, p. 97–104, 2001.

HAYKIN, S.; VEEN, B. VAN. **Sinais e Sistemas**. 1a ed. Bookman, 2001.

IEEE. **Standard for Low-Frequency (less than 500 kHz) Narrowband Power Line Communications for Smart Grid Applications** IEEE Std 1901.2-2013, 2013.

ITU-T. **Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers for PRIME networks – ITU-T G.9904**, 2012. Disponível em: <<https://www.itu.int/rec/T-REC-G.9904-201210-I/en>>.

ITU-T. **Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers for G3-PLC networks – ITU-T G.9903**, 2017. Disponível em: <<https://www.itu.int/rec/T-REC-G.9903>>.

KIKKERT, C. J. Modeling Power Transformers for the Design of SWER Line Coupling Networks. **2010 First IEEE International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm)**, p. 120–125, 2010.

KIKKERT, C. J. **MV to LV transformer PLC bypass coupling networks for a low cost Smart Grid rollout**. IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies. Novembro 2011.

KIKKERT, C. J. A PLC frequency model of 3 phase power distribution transformers. **IEEE International Conference on Smart Grid Communications**, p. 205–210, 2012.

LEFORT, R.; VAUZELLE, R.; COURTECUISSÉ, V.; IDIR, N.; POUSSARD, A. M. Influence of the MV/LV Transformer Impedance on the Propagation of the PLC Signal in the Power Grid. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 32, n. 3, p. 1339–1349, Junho 2017.

LIMA, A. C. S.; GUSTAVSEN, B.; FERNANDES, A. B. Inaccuracies in network realization of rational models due to finite precision of RLC branches. **International conference on Power Syst. Transients (IPST)**, n. 2, p. 4–7, 2007.

MARRÓN, L.; OSORIO, X.; SENDIN, A. Low Voltage Feeder Identification for Smart Grids with Standard Narrowband PLC Smart Meters. **IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)**, p. 120–125, 2013.

METZKER, I.; CONTI, A. DE; MARIANO, D. Comparing the Surge Transfer Characteristics of Two Single-Phase Distribution Transformers. **2018 34th International Conference on Lightning Protection (ICLP)**, n. 2, p. 1–5, 2018.

METZKER, I. D. **Modelos Banda Larga de Transformadores de Distribuição Monofásicos com Diferentes Potências Nominais**. Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG), 2018.

MORCHED, A.; MARTI, L.; OTTEVANGERS, J. A high frequency transformer model for the EMTP. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 8, n. 3, p. 1615–1626, jul. 1993.

NASSAR, M. et al. Local Utility Power Line Communications in the 3–500 kHz Band: Channel Impairments, Noise, and Standards. **IEEE Signal Processing Magazine**, v. 29, n. 5, p. 116–127, Setembro 2012.

OLIVEIRA, V. C. Efeito dos cabos de medição na determinação de tensões transferidas em um transformador. **Relatório interno do projeto de iniciação científica “Modelagem de transformadores de potência em altas frequências”**, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2016.

PAPADOPOULOS, T. A.; KALOUDAS, C. G.; PAPAGIANNIS, G. K.; CHRYSOCHOS, A. I.; . Application of Narrowband Power-Line Communication in Medium-Voltage Smart Distribution Grids. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 28, n. 2, p. 981–988, abr. 2013.

PAPADOPOULOS, T. A.; CHRYSOCHOS, A. I.; NOUSDILIS, A. I.; PAPAGIANNIS, G. K. Simplified measurement-based black-box modeling of distribution transformers using transfer functions. **Electric Power Systems Research**, v. 121, p. 77–88, abr. 2015.

RAZAZIAN, K.; UMARI, M.; KAMALIZAD, A.; LOGINOV, V.; NAVID, M. **G3-PLC specification for powerline communication: Overview, system simulation and field trial results**. IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications. 2010.

RAZAZIAN, K.; YAZDANI, J. **Utilizing beyond CENELEC standards for smart grid technology**. 2011 2nd IEEE PES International Conference and Exhibition on Innovative Smart Grid Technologies. Dezembro 2011.

RODRIGUES, P. R. **Modelagem caixa preta em amplo espectro de frequências de transformador de distribuição monofásico**, Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG), Novembro 2016a.

RODRIGUES, P. R.; DE CONTI, A; OLIVEIRA, V. C.; SILVINO, J. L. A comparison of different wideband models for a single-phase distribution transformer. **2017 International Symposium on Lightning Protection, XIV SIPDA 2017**, n. October, p.

78–83, 2017.

SHARMA, K.; SAINI, L. M. Power-line communications for smart grid: Progress, challenges, opportunities and status. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 67, p. 704–751, jan. 2017.

SILVA, J. C. S. **Modelagem caixa preta de transformadores de potência em amplo espectro de frequências**, Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG), Junho 2014.

TAO, Z.; XIAOXIAN, Y.; BAOHUI, Z.; XU, N. H.; XIAOQUN, F.; CHANGXIN, L. Statistical Analysis and Modeling of Noise on 10-kV Medium-Voltage Power Lines. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 22, n. 3, p. 1433–1439, jul. 2007.

TAVARES, M. C.; PISSOLATO, J.; PORTELA, C. M. **New Mode Domain Multiphase Transmission Line Model - Transformation Matrix Modeling**. IEEE International Conference on Power System Technology. 1998.

TRAN-ANH, T.; AURIOL, P.; TRAN-QUOC, T. **High frequency power transformer modeling for Power Line Communication applications**. IEEE PES Power Systems Conference and Exposition. 2006.

TRIVERIO, P.; TALOCIA, S. G.; NAKHLA, M. S.; CANAVERO, F. G.; ACHAR, R. Stability, causality, and passivity in electrical interconnect models. **IEEE Transactions on Advanced Packaging**, v. 30, n. 4, p. 795–808, 2007.

VAESSEN, P. T. M. Transformer model for high frequencies. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 3, n. 4, p. 1761–1768, 1988.

VARADARAJAN, B.; KIM, I. H.; DABAK, A.; RIEKEN, D.; GREGG, G. **Empirical measurements of the low-frequency power-line communications channel in rural North America**. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, Abril 2011.

WEDEPOHL, L. M.; NGUYEN, H. V.; IRWIN, G. D. Frequency-dependent transformation matrices for untransposed transmission lines using Newton-Raphson method. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 11, n. 3, p. 1538–1546, 1996.

Apêndice A

A.1 Circuito equivalente para o modelo Y-NB

Tabela A.1 – Elementos do circuito equivalente da aproximação do modelo Y-NB

| Elementos do | | $Y_{1,\pi}$ | $Y_{2,\pi}$ | $Y_{3,\pi}$ |
|-----------------------------------|-----|-----------------|-----------------|-----------------|
| Resistência (Ω) | R1 | 2,72473413e+02 | 4,73961190e+01 | 5,07544627e+01 |
| | R2 | 9,81739174e+01 | 6,39115670e-02 | 6,32020045e-02 |
| | R3 | -7,43692239e+02 | 7,10333459e-02 | 7,09333399e-02 |
| | R4 | 6,25524509e+03 | 7,89897944e-01 | 7,89688157e-01 |
| | R5 | 8,92584857e+01 | 2,10961844e+00 | 2,15526352e+00 |
| | R6 | -6,73488059e+01 | -2,26425870e+00 | -2,32484584e+00 |
| | R7 | 9,26223831e+04 | -8,50971106e+00 | -7,64438843e+00 |
| | R8 | -1,47492000e+05 | 1,72330854e+02 | 1,69387094e+02 |
| | R9 | 4,96362331e+03 | -5,48255498e+02 | -5,64021148e+02 |
| | R10 | 9,13792129e+04 | 7,49216427e+02 | 7,61438433e+02 |
| Indutância (mH) | L1 | 1,33353606e+02 | 8,68136688e-02 | 8,58498413e-02 |
| | L2 | -1,17323973e+02 | 1,12061333e-02 | 1,11903565e-02 |
| | L3 | 5,45484401e+01 | 6,88825139e-03 | 6,88642195e-03 |
| | L4 | 2,49031313e-02 | 5,88583871e-04 | 6,01318855e-04 |
| | L5 | -1,61776253e-02 | -5,43889802e-04 | -5,58443232e-04 |
| | L6 | 1,46015075e+02 | 1,86848213e-01 | 1,81400364e-01 |
| | L7 | 2,21658220e+01 | -2,33179084e-01 | -2,35160990e-01 |
| Capacitância (μF) | C1 | 1,42466127e-05 | 2,84487911e-02 | 2,94341898e-02 |
| | C2 | 3,10884543e-05 | -7,51840476e-04 | -7,20602987e-04 |
| | | $Y_{12,\pi}$ | $Y_{13,\pi}$ | $Y_{23,\pi}$ |
| Resistência (Ω) | R1 | -1,41438740e+03 | 1,45126693e+03 | -3,76133850e+02 |
| | R2 | 1,18558529e+01 | -1,09509232e+01 | -2,07808520e-01 |
| | R3 | 9,29172527e+01 | -1,10064425e+02 | -1,48421156e-01 |
| | R4 | 1,18947105e+04 | -3,96432922e+03 | -1,59841485e+00 |
| | R5 | -1,73234236e+02 | 2,34387349e+02 | -5,44677018e+00 |
| | R6 | 1,53871892e+02 | -1,99573689e+02 | 6,17815317e+00 |
| | R7 | 7,66801214e+02 | -9,98061757e+02 | 1,67286477e+02 |
| | R8 | 2,23244653e+04 | -2,74639968e+04 | -7,14276636e+02 |
| | R9 | -1,71371666e+06 | 3,85866553e+04 | 1,13996589e+03 |
| | R10 | 1,73130643e+06 | -6,93832607e+04 | -1,57813563e+03 |

| | | | | |
|----------------------|----|-----------------|-----------------|-----------------|
| Indutância (mH) | L1 | 1,61042849e+01 | -1,48750823e+01 | -2,82274726e-01 |
| | L2 | 1,46585116e+01 | -1,73636284e+01 | -2,34147391e-02 |
| | L3 | 1,03727015e+02 | -3,45706638e+01 | -1,39388681e-02 |
| | L4 | -4,83323787e-02 | 6,53941064e-02 | -1,51964972e-03 |
| | L5 | 3,69610384e-02 | -4,79389102e-02 | 1,48403295e-03 |
| | L6 | 1,25961934e+01 | -1,22938732e+01 | -9,97516009e-01 |
| | L7 | 1,43713516e+02 | -3,42621091e+01 | 4,94827029e-01 |
| Capacitância (μF) | C1 | 4,59169700e-04 | -4,71367562e-04 | -4,29278410e-03 |
| | C2 | 4,62061288e-08 | -8,46730115e-06 | 3,66737737e-04 |

A.2 Circuito equivalente para o modelo CENELEC no domínio das fases

Tabela A.2 – Elementos do circuito equivalente da aproximação do modelo Y-CEN

| | | $Y_{1,\pi}$ | $Y_{2,\pi}$ | $Y_{3,\pi}$ |
|----------------------|----|-----------------|-----------------|-----------------|
| Resistência (Ω) | R1 | -1,21167991e+05 | 8,74332705e+01 | 8,50534228e+01 |
| | R2 | 6,41584798e+02 | 3,40917180e-02 | 3,39839620e-02 |
| | R3 | -4,05335606e+03 | 4,18752506e-01 | 4,18445837e-01 |
| | R4 | 6,00700122e+03 | 1,80422209e+00 | 1,80472193e+00 |
| | R5 | 1,10885392e+05 | 1,62048418e+02 | 1,80271211e+02 |
| | R6 | -1,52170954e+05 | -2,63282622e+02 | -2,82643917e+02 |
| Indutância (mH) | L1 | 2,60744724e+02 | 1,38551219e-02 | 1,38113291e-02 |
| | L2 | -1,19961945e+02 | 1,23932772e-02 | 1,23842011e-02 |
| | L3 | 2,24654857e+01 | 6,74758073e-03 | 6,74945005e-03 |
| | L4 | 1,40517062e+02 | -3,38882859e-01 | -3,57167644e-01 |
| Capacitância (μF) | C1 | 4,96103518e-04 | 9,17951768e-03 | 9,15829396e-03 |
| | C2 | 1,02855300e-05 | -6,04428275e-03 | -5,40208891e-03 |
| | | $Y_{12,\pi}$ | $Y_{13,\pi}$ | $Y_{23,\pi}$ |
| Resistência (Ω) | R1 | 5,58588674e+03 | -7,09219957e+03 | -3,00536427e+02 |
| | R2 | 2,15036508e+01 | -2,15035264e+01 | -7,60513023e-02 |
| | R3 | 9,85010465e+02 | -1,36069282e+03 | -8,52960016e-01 |
| | R4 | -5,90108888e+03 | -6,26252603e+04 | -3,64390228e+00 |
| | R5 | -1,08122335e+02 | -4,68323963e+02 | -7,81356956e+01 |
| | R6 | 1,58374752e+04 | -2,11393500e+04 | 2,34971183e+02 |
| Indutância (mH) | L1 | 8,73923994e+00 | -8,73918938e+00 | -3,09078019e-02 |
| | L2 | 2,91520827e+01 | -4,02706682e+01 | -2,52439561e-02 |
| | L3 | -2,20693859e+01 | -2,34211188e+02 | -1,36277706e-02 |
| | L4 | 1,32691987e+01 | -1,32091838e+01 | 3,25841808e-01 |

| | | | | |
|-----------------------------------|----|-----------------|-----------------|-----------------|
| Capacitância (μF) | C1 | -1,20174452e-05 | 9,18514515e-06 | -4,58351689e-03 |
| | C2 | 3,98721364e-04 | -4,12220609e-04 | 1,09121976e-02 |

A.3 Circuito equivalente para o modelo CENELEC no domínio modal (YM-CEN)

Tabela A.3 – Elementos do circuito equivalente da aproximação do modelo YM-CEN

| | | Y_1 | Y_2 | Y_3 |
|--------------------------------|----|-----------------|----------------|----------------|
| Resistência (Ω) | R1 | 3,04311923e+02 | 2,36781134e+02 | 2,21777164e+01 |
| | R2 | 2,50989242e+04 | 4,97751481e-01 | 4,26391581e-02 |
| | R3 | -1,00290414e+05 | 6,00792650e+01 | 7,13680876e-01 |
| | R4 | -3,05690937e+02 | 1,70492161e+01 | 1,21841159e+01 |
| | R5 | 1,89095454e+07 | 5,17388868e+02 | 3,36375478e+02 |
| | R6 | -1,90755710e+07 | - | - |
| Indutância (mH) | L1 | 6,07751862e+03 | 1,19898399e-01 | 1,03496031e-02 |
| | L2 | -8,98449368e+02 | 4,79643961e-01 | 6,41525401e-03 |
| | L3 | -4,91428012e-02 | 2,77297439e-01 | 1,08056876e-01 |
| | L4 | 4,14376453e+03 | - | - |
| Capacitância (μF) | C1 | 1,18921711e-08 | 2,16713350e-02 | 5,73505684e-02 |

A.4 Elementos da função de transferência do modelo YM-CEN

Tabela A.4 – Elementos da função de transferência da aproximação do elemento de T

| Numerador | | Denominador | |
|-----------|------------------|-------------|-----------------|
| A_0 | 4,8810423153E18 | B_0 | 4,0176324806E22 |
| A_1 | -2,1726945574E14 | B_1 | 5,5169772389E17 |
| A_2 | 2531616182,7 | B_2 | 1,0623461185E12 |
| A_3 | 7333,514542 | B_3 | 4014755,5276 |
| A_4 | 0,015064056894 | B_4 | 1 |