



**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA – UnB  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
CAMPUS DARCY RIBEIRO**

**ANÁLISE DE RESPOSTA DO COMPENSADOR DE TRANSFORMADORES DE  
POTENCIAL CAPACITIVOS**

**GABRIEL EINSIEDEL RIBEIRO**

**BRASÍLIA – DF**

**2020**

GABRIEL EINSIEDEL RIBEIRO

**ANÁLISE DE RESPOSTA DO COMPENSADOR DE TRANSFORMADORES DE  
POTENCIAL CAPACITIVOS**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao  
Curso de Engenharia Elétrica da Universidade  
de Brasília, como parte dos requisitos para  
obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Felipe Vigolvino Lopes

BRASÍLIA – DF

2020

**GABRIEL EINSIEDEL RIBEIRO**

**ANÁLISE DE RESPOSTA DO COMPENSADOR DE TRANSFORMADORES DE  
POTENCIAL CAPACITIVOS**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade de Brasília, aprovado pela comissão julgadora:

---

Docente Orientador do TCC: Prof. Dr. Felipe Vigolvino Lopes  
Professor da Universidade de Brasília – UnB – Campus Darcy Ribeiro

---

Prof. Dr. Francis Arody Moreno Vásquez  
Professor da Universidade de Brasília – UnB – Campus Darcy Ribeiro

---

Eng. Me. Edson de Assis Custódio  
Engenheiro da Instituição Banco do Brasil – BB

Brasília, 04 de Setembro de 2020

Dedico esse trabalho à minha família, que sempre me apoiou nas minhas jornadas. À minha companheira, que me apoiou nas dificuldades. À comunidade acadêmica por me prover as ferramentas e me permitir galgar novos desafios.

## RESUMO

O sistema elétrico utiliza equipamentos específicos para medição, controle e proteção nas subestações. A medição de tensões elevadas nas linhas de transmissão, entre 200 e 500 quilovolts, é tipicamente realizada por meio de transformadores de potencial capacitivos (TPC). Esses equipamentos possuem uma topologia interna normalmente intrínseca de cada fabricante, e devido aos seus componentes construtivos, seu funcionamento em momentos de falta ou outras distorções pode ser comprometido, distorcendo os sinais de interesse. A fim de corrigir a tensão secundária dos TPCs frente a eventos ocorridos no primário e melhorar o espectro de resposta do TPC, o uso de compensadores digitais pode ser empregado para que a resposta do TPC possa ser fiel inclusive nos momentos de falta. Contudo, devido à deterioração dos TPCs – provocada por intempéries e envelhecimento, por exemplo – esses elementos podem acabar sofrendo pequenas alterações em seus parâmetros, comprometendo o desempenho do compensador originalmente projetado. Esse trabalho utiliza um modelo de TPC e seu compensador e analisa os efeitos que a alteração desses parâmetros pode causar, buscando apresentar até que ponto o uso do compensador pode ser confiável.

**Palavras Chave:** Transformador Potencial Capacitivo, compensação, transitórios, resposta em frequência, resposta no domínio do tempo, ATP.

## ABSTRACT

The electric system utilizes specific equipment for measurement, protection and control. Coupling Capacitive Voltage Transformers (CCVT) are commonly used for potential measurements in high voltage transmission lines. Those equipment do not share a common topology and therefore, due to its constructive components, their response to electrical faults could be distorted or compromised. Seeking correction for the CCVT secondary tension and improvement on CCVT spectrum response, digital compensators can be used to correct the response in wider bandwidths including short-circuit. However, due to deterioration of these equipment – provoked by weather and ageing, for example – they can withstand small variations on their parameters, changing the compensator response. This work uses a CCVT model and its compensator and analyses the effects which the parameter variation may cause, seeking to evaluate the compensator reliability.

**Keywords:** Coupling Capacitive Voltage Transformers, compensation, transients, frequency response, time response, ATP.

## Lista de Figuras

Figura 1. Modelo de TPC utilizado por IZYKOWSKI <i>et al.</i> (1998).....	19
Figura 2. Modelo do circuito interno do TPC de Fernandes (2003).....	20
Figura 3. TPC modelo de ZADEH (2004) .....	21
Figura 4. Modelo de TPC apresentado por Bainy (2012).....	23
Figura 5. Custo do TP vs Tensão.....	25
Figura 6. Coluna Capacitiva. ....	26
Figura 7. Circuitos Supressores de Ferrorressonância Passivos.....	27
Figura 8. (a) Para-raios. (b) Centelhador.....	28
Figura 9. Circuito do TPC (sem <i>burden</i> ) empregado nas simulações. ....	30
Figura 10. Resposta em frequência da função de transferência do TPC.....	32
Figura 11. Diagrama de Bode de $\varphi(s)$ . ....	35
Figura 12. Diagrama de Bode do compensador. ....	36
Figura 13. Diagrama de Bode do sinal compensado. ....	37
Figura 14. Região de convergência da transformada bilinear Z.....	38
Figura 15. Simulação de falta no TPC modelado.....	41
Figura 16. Atuação do compensador para falta no pico (tensões em p.u.).....	43
Figura 17. Atuação do compensador para falta em zero (tensões em p.u.).....	43
Figura 18. Atuação do compensador para falta em 45° (tensões em p.u.).....	44
Figura 19. Amplitude da resposta em frequência do sinal compensado. ....	44
Figura 20. Desempenho do compensador com variação em C1 e falta no pico ( $\Delta = 0.9$ ) .....	45
Figura 21. Desempenho do compensador com variação em C1 e falta em zero ( $\Delta = 0.9$ ) .....	46
Figura 22. Desempenho do compensador com variação em C1 e falta em 45° ( $\Delta = 0.9$ ).....	46
Figura 23. Desempenho do compensador com variação em C1 e falta no pico ( $\Delta = 1.1$ ) .....	47
Figura 24. Desempenho do compensador com variação em C1 e falta em zero ( $\Delta = 1.1$ ) .....	47
Figura 25. Desempenho do compensador com variação em C1 e falta em 45° ( $\Delta = 1.1$ ).....	48
Figura 26. Diagrama de Bode do sinal compensado com variação de C1 ( $\Delta=1.1$ ).....	49
Figura 27. Desempenho do compensador com variação em C2 e falta no pico ( $\Delta = 0.9$ ) .....	50
Figura 28. Desempenho do compensador com variação em C2 e falta em zero ( $\Delta = 0.9$ ) .....	50
Figura 29. Desempenho do compensador com variação em C2 e falta em 45° ( $\Delta = 0.9$ ).....	51
Figura 30. Desempenho do compensador com variação em C2 e falta no pico ( $\Delta = 1.1$ ) .....	51
Figura 31. Desempenho do compensador com variação em C2 e falta em zero ( $\Delta = 1.1$ ) .....	52
Figura 32. Desempenho do compensador com variação em C2 e falta em 45° ( $\Delta = 1.1$ ).....	52

Figura 33. Variação da coluna capacitiva.....	53
Figura 34. Diagrama de Bode do sinal compensado com variação de $C2$ ( $\Delta=0.9$ ).....	54
Figura 35. Desempenho do compensador com variação em $LR$ e falta no pico ( $\Delta = 0.9$ ).....	55
Figura 36. Desempenho do compensador com variação em $LR$ e falta em zero ( $\Delta = 0.9$ ).....	55
Figura 37. Desempenho do compensador com variação em $LR$ e falta em $45^\circ$ ( $\Delta = 0.9$ ).....	56
Figura 38. Desempenho do compensador com variação em $LR$ e falta no pico ( $\Delta = 1.1$ ).....	56
Figura 39. Desempenho do compensador com variação em $LR$ e falta em zero ( $\Delta = 1.1$ ).....	57
Figura 40. Desempenho do compensador com variação em $LR$ e falta em $45^\circ$ ( $\Delta = 1.1$ ).....	57
Figura 41. Diagrama de Bode para $LR = 0.9 LR$ .....	58
Figura 42. Diagrama de Bode para $LR = 1.1 LR$ .....	58
Figura 43. Desempenho do compensador com variação de $LR$ .....	59
Figura 44. Desempenho do compensador com variação em $CP$ e falta no pico ( $\Delta = 0.9$ ).....	60
Figura 45. Desempenho do compensador com variação em $CP$ e falta em zero ( $\Delta = 0.9$ ).....	61
Figura 46. Desempenho do compensador com variação em $CP$ e falta em $45^\circ$ ( $\Delta = 0.9$ ).....	61
Figura 47. Desempenho do compensador com variação em $CP$ e falta no pico ( $\Delta = 1.1$ ).....	62
Figura 48. Desempenho do compensador com variação em $CP$ e falta em zero ( $\Delta = 1.1$ ).....	62
Figura 49. Desempenho do compensador com variação em $CP$ e falta em $45^\circ$ ( $\Delta = 1.1$ ).....	63
Figura 50. Desempenho do compensador assumindo perda de isolamento ( $R = 700k\Omega$ ).....	64
Figura 51. Desempenho do compensador assumindo perda de isolamento ( $R = 500k\Omega$ ).....	65
Figura 52. Desempenho do compensador assumindo perda de isolamento ( $R = 350k\Omega$ ).....	65
Figura 53. Efeito da perda de isolamento para diferentes valores de resistência considerada .....	66

## Lista de Tabelas

Tabela 1. Dados construtivos do TPC WE 550 F2 da MICAFIL Ltda. ....	29
Tabela 2. Dados do Modelo.....	29
Tabela 3. Polos e Zeros da Função de Transferência do TPC.....	31
Tabela 4. Coeficientes de $\varphi(s)$ .....	34
Tabela 5. Coeficientes dos subfiltros $F1$ e $F2$ .....	39
Tabela 6. Coeficientes dos subfiltros $F1$ e $F2$ discretizados.....	39
Tabela 7. Dados nominais do modelo para as simulações .....	41



## Lista de Abreviaturas

ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica

ATP – *Alternative Transient Program*

CSF – Circuito Supressor de Ferrorressonância

CSFA – Circuito Supressor de Ferrorressonância Ativo

CSFP – Circuito Supressor de Ferrorressonância Passivo

EDO – Equações Diferenciais Ordinárias

LT – Linha de Transmissão

ONS – Operador Nacional do Sistema Elétrico

PLC – *Power Line Carrier*

RNA – Redes Neurais Artificiais

SiC – Carboneto de Silício

TI – Transformador para Instrumento

TP – Transformador de Potencial

TPI – Transformador de Potencial Intermediário

TPC – Transformador de Potencial Capacitivo

ZnO – Óxido de Zinco

## Lista de Símbolos

- $C'$  – Coluna capacitiva de Izykowski (1998)
- $C_1$  – Capacitância superior da coluna capacitiva
- $C_2$  – Capacitância inferior da coluna capacitiva
- $C_f$  – Capacitância do CSF empregado
- $C_r$  – Capacitância do reator de compensação de fase
- $C_p$  – Capacitância do enrolamento do primário do TPI
- $C_{ps}$  – Capacitância entre enrolamento do primário e do secundário do TPI
- $C_s$  – Capacitância do enrolamento do secundário do TPI
- $F_1$  – Subfiltro 1 de  $F_{comp}(s)$
- $F_2$  – Subfiltro 2 de  $F_{comp}(s)$
- $F_{comp}$  – Função compensadora
- $G_{FILTRO}$  – Função de compensação do TPC
- $H_{TPC}$  – Função de Transferência do TPC.
- $K_{comp}$  – Ganho associado à função compensadora
- $K_j$  – Ganho da  $j$ -ésima seção do filtro digital recursivo.
- $K_{TPC}$  – Ganho associado ao TPC
- $K_\phi$  – Ganho associado à função phi
- $L'$  – Indutância do reator de compensação de Izykowski (1998)
- $L_0$  – Indutância de *burden de* Izykowski (1998)
- $L_1$  – Indutância do CSF de Izykowski (1998)
- $L_C$  – Indutância do reator de compensação de fase
- $L_{CSF}$  – Indutância saturável do CSF
- $L_d$  – Bobina de drenagem de Fernandes
- $L_f$  – Indutância do CSF empregado
- $L_p$  – Indutância primária de dispersão de fluxo
- $L_R$  – Indutância do reator de compensação
- $L_s$  – Indutância secundária de dispersão de fluxo
- $M$  – Função auxiliar
- $p_i$  –  $i$ -ésimo polo da função de transferência
- $p_{ji}$  –  $i$ -ésimo polo da  $j$ -ésima seção do filtro digital recursivo
- $R$  – Resistência de isolamento

$R'$  – Resistência do reator de compensação de Izykowski (1998)  
 $R_0$  – Resistência de *burden de* Izykowski (1998)  
 $R_1$  – Resistência do CSF de Izykowski (1998)  
 $R_2$  – Resistência do CSF de Izykowski (1998)  
 $R_C$  – Resistência do reator de compensação de fase  
 $R_{CSF_2}$  – Resistência do CSF  
 $R_{CSF_3}$  – Resistência do CSF  
 $R_{CSF_4}$  – Resistência do CSF  
 $R_f$  – Resistência do CSF empregado  
 $R_{f_1}$  – Resistência do CSF empregado  
 $R_{f_2}$  – Resistência do CSF empregado  
 $R_p$  – Resistência de cobre do primário  
 $R_s$  – Resistência do cobre secundária do TPI  
 $V_{sec}$  – Tensão do secundário do TPI  
 $V_{out}$  – Tensão de saída compensada  
 $z_i$  –  $i$ -ésimo zero da função de transferência  
 $z_{ji}$  –  $i$ -ésimo zero da  $j$ -ésima seção do filtro digital recursivo  
 $\alpha_{ji}$  –  $i$ -ésimo coeficiente da  $j$ -ésima seção do filtro digital recursivo  
 $\beta_{ji}$  –  $i$ -ésimo coeficiente da  $j$ -ésima seção do filtro digital recursivo  
 $\Delta$  – Parâmetro de variação  
 $\varphi$  – Função phi de compensação de Silva (2010)

## Sumário

1. INTRODUÇÃO .....	14
1.1. Problema Investigado .....	14
1.2. Objetivos.....	16
1.2.1. Objetivo Geral.....	16
1.2.2. Objetivo específico .....	17
1.3. Metodologia.....	17
1.4. Organização do Trabalho.....	18
2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	19
2.1. IZYKOWSKI <i>et al.</i> (1998).....	19
2.2. FERNANDES (2003) .....	20
2.3. ZADEH (2004).....	21
2.4. MACHADO (2009).....	22
2.5. BAINY (2012).....	22
3. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA .....	25
3.1. TPC de Estudo .....	29
3.2. Estudo na frequência .....	31
4. FILTRO DE COMPENSAÇÃO .....	33
4.1. Algoritmo de compensação .....	37
4.2. Digitalização do compensador.....	39
5. ANÁLISE DE DADOS.....	41
5.1. Caso 01 – Falta franca sem variação de parâmetros.....	42
5.2. Caso 02 – Falta franca com variação da capacitância <b>C1</b> .....	45
5.3. Caso 03 – Falta franca com variação da capacitância <b>C2</b> .....	49
5.4. Caso 04 – Falta franca com variação do reator de compensação .....	54
5.5. Caso 05 – Falta franca com variação da capacitância parasita.....	60
5.6. Caso 06 – Falta franca com inclusão de perda de isolamento .....	63

6. CONCLUSÕES.....	68
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	70

# 1. INTRODUÇÃO

## 1.1. Problema Investigado

A extensão de um país é um fator que impacta diretamente na topologia do seu sistema de transmissão de energia elétrica. Por ser um país continental, o Brasil contém diversos consumidores e geradores espalhados ao longo de seu território, necessitando de uma transmissão por longas distâncias e de poucas perdas.

Teoricamente, uma transmissão envia 100% dos recursos que recebe de um lado a outro, isto é, entre a geração e a carga do sistema elétrico de potência, não existem perdas em seu caminho. Contudo, isto só é válido em análises ideais, pois as linhas de transmissão possuem uma resistência (ainda que pequena), causando uma pequena perda ôhmica na transmissão. Para minimizar tais perdas, eleva-se a tensão para que a corrente transmitida seja menor, o que faz com que as mesmas sejam reduzidas (Zanetta Jr 2006).

Para que o princípio da confiabilidade seja atendido e para a operação do sistema elétrico, faz-se necessário monitorar a energia transmitida. Como as tensões são elevadas, variando de 230 a 800 kV nos sistemas de transmissão, o monitoramento dos sinais é realizado através de transformadores para instrumento (TIs), visando trabalhar com uma tensão e corrente nominal inferiores aos encontrados no sistema elétrico. Para níveis de tensão acima de 600 V, adota-se, normalmente, o uso de transformadores de potencial (TP), que podem ser indutivos ou capacitivos.

Os transformadores de potencial capacitivos (TPC) devem refletir em todos os instantes o comportamento da rede para que os sistemas de monitoração das linhas de transmissão possam atuar corretamente. Seu comportamento em regime permanente é bastante fiel ao sistema, contudo, devido a eventos transitórios ocorridos no primário, sua resposta no lado secundário já não é tão condizente com aquele e, em muitos dos casos, acaba por mascarar o comportamento de uma falta por tempo suficiente para prejudicar a atuação dos sistemas de proteção (Pajuelo, 2006; Kasztenny *et al.*, 2000), por exemplo.

Componentes harmônicas, tanto nos sinais de tensão quanto nos de corrente, tendem a ser introduzidas com a inserção de fontes renováveis utilizando conversores de potência (Parreiras; Silva, 2012), o que modifica o caráter puramente senoidal destes sinais.

Considerando-se que os relés de proteção recebam sinais distorcidos, como em uma energização de um transformador, falhas têm ocorrido na operação desses relés, o que tem sido atribuído justamente à conexão de fontes conversoras. Contudo, deve-se considerar também a resposta dos transformadores de instrumentos que são utilizados, uma vez que eles mesmos já poderiam ser influenciados pelas componentes não fundamentais nos sinais de entrada.

Como consequência, além de ter uma distorção vindo desses componentes eletrônicos, os mesmos transformadores de proteção poderiam não estar representando fielmente no seu secundário os sinais de entrada, o que tenderia a amplificar os erros e piorar a resposta dos relés de proteção.

A tensão secundária discrepante com a realidade é processada pelos sistemas de proteção e controle, e pode levá-los a realizar operações inapropriadas como, por exemplo, a retirada indevida de equipamentos do sistema (Machado 2009). As atuações errôneas incorrentes do desempenho do TPC podem gerar penalizações financeiras devido à indisponibilidade. Dentre alguns dos efeitos problemáticos do TPC, um dos mais aparentes é o de ferrorressonância, podendo causar sobretensões elevadas (Carvalho Jr 2008). A ferrorressonância é um efeito não linear que pode ocorrer em circuitos elétricos que contêm pelo menos um indutor de núcleo ferromagnético e um capacitor linear, excitados por uma fonte de tensão senoidal (Fernandes Jr 2003).

As falhas em TPCs são causadas pela perda de sua estanqueidade, permitindo aumento no acúmulo de umidade e oxigênio, resultando em degradação dielétrica, por superaquecimento e por alterações do sinal de tensão secundário que levem a danos ou atuação indevida do sistema responsável pela proteção, como aborda Carvalho (2007). As ocorrências de sobretensões, normalmente são intrínsecas ao arranjo físico do sistema, dos equipamentos utilizados e dos critérios operativos estabelecidos. Ainda, mesmo em casos de boas condições do equipamento, os elementos internos resultam em respostas em frequência que podem distorcer os sinais secundários, não sendo, portanto, um defeito do equipamento, mas apenas uma característica operativa indesejável para algumas aplicações que requeiram um espectro de frequência maior do que a original.

Diversas empresas nacionais e internacionais relatam anualmente problemas decorrentes do retardo da convergência dos valores monitorados pelo TPC em relação ao comportamento real da rede, o que causa a queima de equipamentos auxiliares acoplados no

lado de baixa tensão, bem como danos irreparáveis a alguns TPCs. Tais falhas levam, comumente, a saídas intempestivas de linhas de transmissão, como explanadas em ONS (2007).

A regulamentação do setor elétrico impõe severas penalidades por indisponibilidades não programadas de funções de transmissão (ANEEL 2007), com ou sem interrupção do serviço de energia. Diante deste contexto, visando analisar e aprimorar a resposta transitória do TPC, alguns trabalhos foram desenvolvidos modelando adequadamente os TPCs com a finalidade de prever seu desempenho frente a essas faltas.

Cada TPC é projetado de maneira proprietária de seu fabricante, tornando extenso um trabalho que aborde diferentes modelos ao mesmo tempo em que se modificam as tensões de uso. Além disso, diversos modelos matemáticos foram desenvolvidos e poderiam ser adotados para conceber o circuito do TPC. Apesar da grande variedade de modelos, o comportamento transitório dos TPCs se mostra universal, podendo ser estudado preliminarmente por meio de um dado modelo para posterior expansão das avaliações. Nesse trabalho, adota-se o modelo reportado por Bainy (2012), através do qual estudam-se a resposta em frequência, resposta transitória e desempenho do compensador associado.

Uma gama de métodos de compensação do terminal secundário tem sido proposta na literatura, porém o envelhecimento dos componentes internos normalmente não é considerado nas metodologias reportadas. Além de estarem expostos às condições climáticas dos locais onde se encontram instalados, os TPCs estão sujeitos a sobretensões ao longo de sua operação. Isso pode resultar em sua explosão caso componentes específicos falhem (Júnior *et al.* 2018).

## 1.2. Objetivos

Este trabalho pode ser dividido em dois objetivos interdependentes, listados a seguir.

### 1.2.1. Objetivo Geral

De forma mais abstrata, este estudo visa observar a resposta na frequência e no tempo de TPCs compensados, de forma a comparar os efeitos que uma variação de parâmetros possa ter sobre a compensação de resposta transitória dos TPCs. Tal parametrização é utilizada



para simulação de envelhecimento do TPC e para investigação sobre como esse fenômeno pode impactar na resposta do seu secundário com e sem compensação.

Analisar os sinais secundários obtidos a partir da modificação dos parâmetros do TPC, buscando entender os possíveis efeitos transitórios em casos de falta da rede. Analisar como o desempenho do filtro se mantém com a variação dos componentes modelados.

### 1.2.2. Objetivo específico

Para a realização do presente trabalho, foram realizadas diversas análises, as quais podem ser descritas pelos seguintes pontos:

- Analisar o comportamento do compensador em um TPC submetido a algum tipo de variação paramétrica, simulando desgaste ou envelhecimento do equipamento. Estes efeitos podem trazer alterações na eficiência do compensador, fazendo-se necessário um estudo que leve este envelhecimento dos componentes em consideração.
- Comparar os efeitos que a variação de diferentes parâmetros proporciona;
- Analisar a aquisição de dados para relacionar (ou diferenciar) as interferências construtivas de cada parâmetro e o seu impacto na concepção da compensação.
- A análise dos efeitos de degradação pode revelar a necessidade de manutenção ou substituição do equipamento, prevenindo uma manutenção corretiva e uma possível penalidade financeira e indisponibilidade de energia.

### 1.3. Metodologia

Os modelos propostos para os TPCs foram embasados na literatura de diversos estudos e informações contidas em documentos científicos. Um pequeno comparativo foi exposto, buscando esclarecer a escolha do modelo.

O design dos filtros digitais foi obtido através do mapeamento do plano  $s$  (contínuo) para o plano  $z$  (discreto) por meio da transformada bilinear, presentes nas técnicas

de amostragem mais tradicionais. O presente trabalho não avalia os efeitos que o mapeamento do plano  $s$  pode causar, mas Alana (2011) apresenta metodologias referentes a este aspecto.

Visando abranger uma faixa de operação razoável, os compensadores digitais foram projetados para que correspondam, com satisfação, a intervalos de frequências de 10 Hz a 10 kHz (quilohertz) (Fernandes Jr 2003).

O filtro (compensador) e o modelo dos TPCs foram representados nos softwares MATLAB® (MathWorks Inc.) e ATP (LEUVEN EMTP CENTER, 1987), de forma a simular o sistema da rede em funcionamento neste, e projetar o compensador naquele.

#### 1.4. Organização do Trabalho

Este documento está organizado da seguinte forma:

No capítulo 2, retomam-se alguns modelos descritivos de TPCs, fazendo-se uma pequena abordagem entre eles, visando explicar a escolha do modelo adotado neste estudo.

O capítulo 3 fundamenta teoricamente, de forma abrangente, o funcionamento dos TPCs, em específico, dos blocos de interesse que o compõem: colunas capacitivas, compensação indutiva, transformador e filtro de supressão de ferorressonância.

O capítulo 4 apresenta o projeto dos compensadores destacados e justifica os cálculos utilizados para se atingir uma compensação adequada, bem como os passos necessários para concepção dos filtros compensadores.

Por fim, o capítulo 5 traz os resultados e análises realizadas em relação ao impacto que a variação de parâmetros causa no sinal secundário, assim como o sinal interpretado pelo compensador e sua nova resposta ao sistema, abordando possíveis implementos e estudos de interesse que podem ser realizados de forma a continuar e contribuir com o presente trabalho. Também são realizados estudos de falta comparando os TPCs não compensados e posteriormente à inserção dos compensadores, buscando apresentar um caso de referência. As simulações foram realizadas em ambiente virtual, tanto no MATLAB quanto no ATP.

## 2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Ao longo dos anos, vários estudos envolvendo transformadores de potencial capacitivos foram empregados na literatura com diferentes focos. Muitos autores procuraram descrever, a seus modos, um modelo que se aproximasse do real, mas que também refletisse os parâmetros importantes de cada estudo.

Quanto à compensação dos TPCs, mesmo apresentando diferentes arquétipos, os diversos autores objetivam representar fielmente o sinal do primário refletido no secundário. Alguns utilizam métodos determinísticos, que dependem do estado inicial da tensão secundária, enquanto outros buscam métodos que utilizem inteligência artificial para o reconhecimento das ondas. Este estudo se baseou nos modelos determinísticos.

### 2.1. IZYKOWSKI *et al.* (1998)

Nesse trabalho, é proposto um algoritmo para corrigir a dinâmica da tensão secundária do TPC modelado. O algoritmo para correção é baseado na função inversa da função de transferência de um modelo simplificado de TPC.

Os autores apresentam um modelo generalista de TPC (Figura 1) que contempla a coluna capacitiva ( $C'$ ), a impedância equivalente da soma entre as impedâncias do reator de compensação e do transformador de potencial indutivo ( $L'$  e  $R'$ ), o circuito supressor de ferrorressonância ( $L_1$ ,  $R_1$  e  $R_2$ ) e a carga (*burden*)  $R_0$  e  $L_0$ .

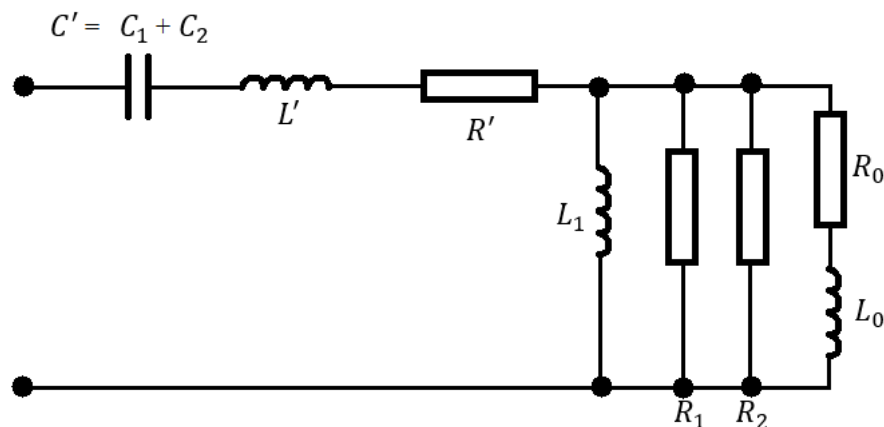


Figura 1. Modelo de TPC utilizado por IZYKOWSKI *et al.* (1998).

Izykowski *et al.* (1998) afirmam que projetos que almejam um compensador mais ideal, visando obter uma resposta em frequência completamente plana para o TPC, leva a

concepção de filtros muito complexos que podem apresentar problemas de estabilidade numérica e condições iniciais.

Algumas limitações desse modelo são: a generalização de um modelo de TPC, que trouxe muitas simplificações ao TPC, a ausência de uma metodologia para obtenção dos parâmetros do dispositivo e a restrição do estudo em um espectro de frequência limitado a 1 kHz.

## 2.2.FERNANDES (2003)

O modelo de TPC analisado por Fernandes (2003) foi um de 230 kV da Companhia Hidro Elétrica do São Francisco (CHESF), em que o levantamento dos parâmetros do circuito equivalente foi realizado por meio do algoritmo de Levenberg-Marquardt, constando comparações da resposta em frequência calculada com a obtida de ensaios dos equipamentos não lineares.

Em sua análise de frequência, Fernandes (2003) abrangeu um espectro mais amplo, entre 10 Hz e 10 kHz, a fim de evidenciar os efeitos das capacitâncias parasitas observadas nos enrolamentos do TPI e no reator de compensação, conforme ilustrado na Figura 2.

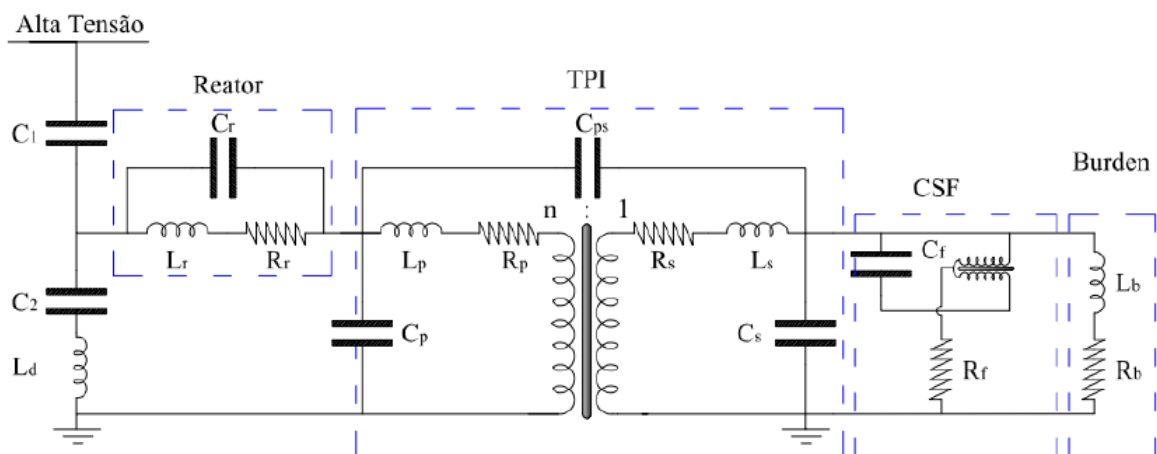


Figura 2. Modelo do circuito interno do TPC de Fernandes (2003)

Fonte: BAINY – 2012.

Este modelo evidencia o impacto das grandezas de pouca relevância quando observados os ensaios em baixas frequências, como  $L_d$ ,  $C_r$ ,  $C_p$ ,  $L_p$ ,  $R_p$ ,  $C_{ps}$ ,  $L_s$ ,  $R_s$  e  $C_s$ . O

procedimento realizado consistiu na variação individual de cada um desses parâmetros e análise do seu respectivo efeito no domínio da frequência.

Nas conclusões de Fernandes (2003), os parâmetros  $L_d$ ,  $C_{ps}$ ,  $L_s$ ,  $R_s$  e  $C_s$  são de pouca influência na faixa de interesse (de 10 Hz a 10 kHz) e podem ser suprimidos sem comprometer estudos realizados neste intervalo. Contudo, é importante considerar que para frequências mais elevadas eles certamente teriam grande influência na resposta.

Uma limitação desse trabalho é que não há conclusão a respeito da fidelidade dos valores obtidos pela sua metodologia quando o transformador não saturável do CSF é modelado como dependente de uma indutância negativa, contudo isso impactou este trabalho, pois a modelagem não utilizou indutâncias negativas em sua topologia.

### 2.3.ZADEH (2004)

O trabalho de Zadeh (2004) apresenta uma técnica de compensação dinâmica da tensão secundária de um TPC de 400 kV a partir do conceito de inteligência artificial baseada em Redes Neurais Artificiais (RNA). Seu modelo de TPC empregado é apresentado na Figura 3. Trata-se de um circuito simplificado, contendo um grupo capacitivo (coluna capacitiva), um componente de compensação reativo ( $L_c$ ) e um circuito supressor de ferrorressonância (CSF).

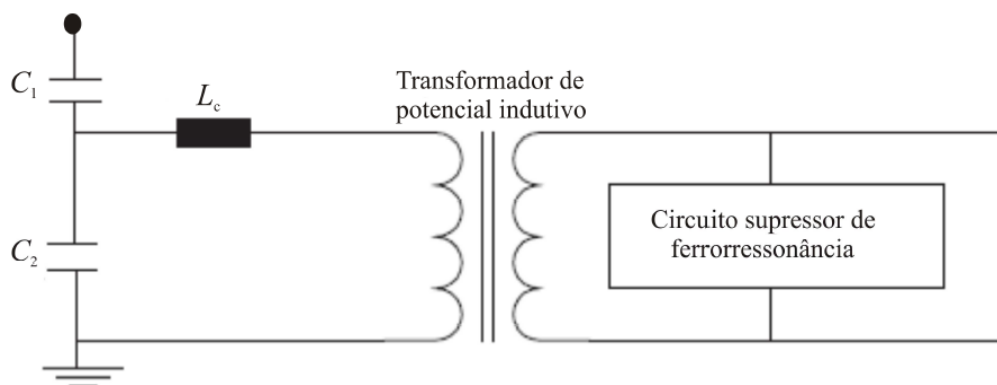


Figura 3. TPC modelo de ZADEH (2004)

Fonte: ALANA – 2011.

Conforme demonstrado por Zadeh (2004), este modelo funciona adequadamente para frequências próximas a fundamental do sistema (normalmente, 50 ou 60 Hz), pois não abrange as capacitâncias parasitas do reator e do transformador de potencial intermediário

(TPI), que têm um impacto apenas relevante quando as frequências mais elevadas são incluídas (Kezunovic *et al.*, 1992).

Ao utilizar uma RNA, o treinamento foi escolhido de forma a gerar a inversa da função de transferência do TPC apenas nas ocorrências de faltas, mas para distúrbios diferentes destes (como os de ferroressonância) a mesma não apresenta nenhuma resposta compensadora.

Dessa forma, algumas limitações desse trabalho são: a pequena largura de banda em que o modelo se aplica (frequências próximas à fundamental), a utilização de um modelo simplificado de TPC e a ausência de uma metodologia de correção para distúrbios diferentes de curtos-circuitos.

#### 2.4.MACHADO (2009)

Em Machado (2009) é apresentada uma metodologia para compensação dinâmica da tensão secundária do TPC. Essa metodologia utiliza o modelo de TPC proposto por Kezunovic *et al.* (1992), a função de transferência do modelo desenvolvida por Fernandes Jr. (2003) e uma metodologia para obtenção dos parâmetros lineares do TPC conforme proposto por Neves *et al.* (2007).

A técnica utilizada é fundamentada na filtragem digital da tensão secundária, adotando a inversa da função de transferência do TPC como função base para o projeto de um filtro digital.

Para a digitalização do filtro, aplicou-se a transformada bilinear na função de transferência analógica do filtro, sem avaliar a influência que o método escolhido para o mapeamento do plano  $s$  para o plano  $z$  adotado pode ter. O projeto para o filtro corretor da tensão secundária é implementado na linguagem MODELS do ATP. Além disso, simulações de curto-circuito são realizadas no programa (ATP), mas sem apresentar estudos para verificação da influência do compensador no controle e na proteção de sistemas elétricos.

#### 2.5.BAINY (2012)

O detalhamento construtivo interno de cada TPC difere em cada fabricante. Comumente, elementos como a coluna capacitiva, o reator de compensação e o TPI não variam muito entre TPCs de mesmo nível de tensão (Bainy 2012). Já elementos como o circuito

supressor de ferorrressonância (CSF) e as proteções internas podem assumir diversos tipos de arranjos distintos.

A avaliação do autor foi simplificada, levando-se em conta os parâmetros mais relevantes no intervalo de frequência entre 10 Hz e 10 kHz, conforme estudado por Fernandes (2003). Dessa forma, o circuito do TPC de estudo (WE 550 F2 da MICAFIL Ltda.) obtido está exposto na Figura 4.

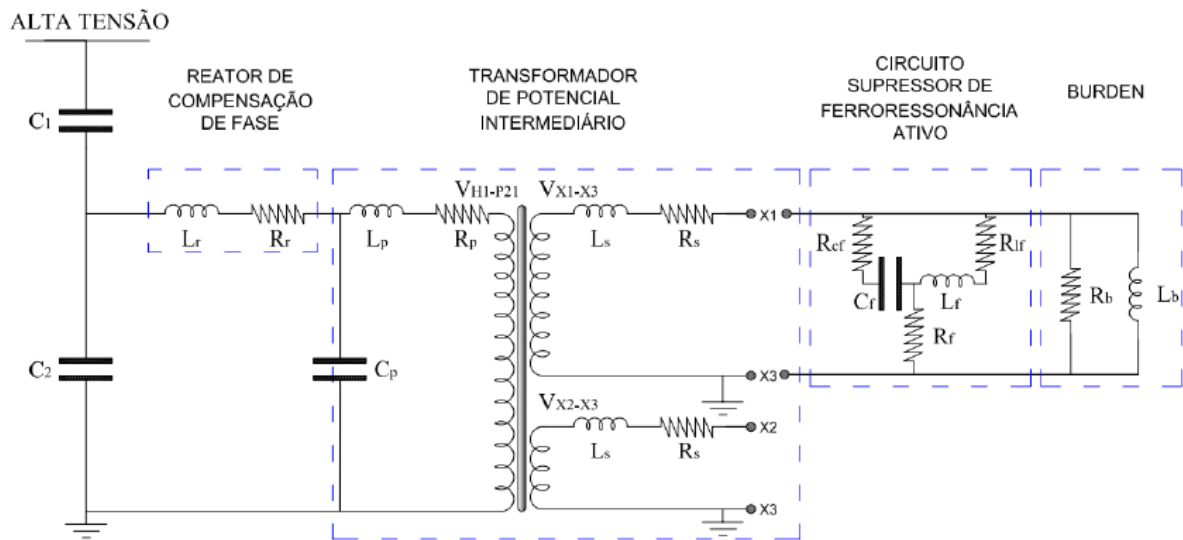


Figura 4. Modelo de TPC apresentado por Bairy (2012)

Fonte: BAINY – 2012.

Apesar de algumas simplificações serem realizadas para facilitar a aquisição dos parâmetros bem como a redução de ordem da função de transferência do TPC, algumas limitações surgiram em virtude disto. Dentre elas estão:

- Comportamento em altas frequências levemente comprometido por conta da desconsideração de algumas capacitâncias parasitas entre os enrolamentos das bobinas do TPI. Porém, como as mais relevantes foram consideradas, o efeito não é relevante para o espectro estudado;
- As simulações de ferorrressonância no TPC são ilegítimas por conta da desconsideração da saturação e da histerese do núcleo magnético do TPI. Pelo fato de existir um CSFA, esse TPC terá uma proteção contra a ferorrressonância mais eficiente, conforme analisado por Ajeia *et al.* (2009), de forma que essa limitação só atinge a simulação de ensaios

específicos ligados ao fenômeno da ferorrressonância, o que não foi analisado neste trabalho;

- A desconsideração dos elementos ligados ao *Power Line Carrier (PLC)* apenas impossibilita estudos voltados a teleproteção, telecontrole e comunicação através de Carrier, que também não é o foco deste estudo.

Além disso, o CSFA não teve seu modelo detalhado pelo fabricante tornando inviável sua representação fiel. Bainy (2012) Propôs como alternativa a topologia passiva apresentada por Pajuelo (2006), um circuito passivo conforme apresentado no Capítulo 3.



### 3. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

A escolha entre TP indutivos e capacitivos, para o sistema de transmissão depende basicamente de 2 (dois) fatores: o custo e a necessidade (ou não) de transmissão de dados pela linha de transmissão. Em relação ao primeiro aspecto, a Figura 5 ilustra a relação de custo versus tensão destes dois equipamentos.

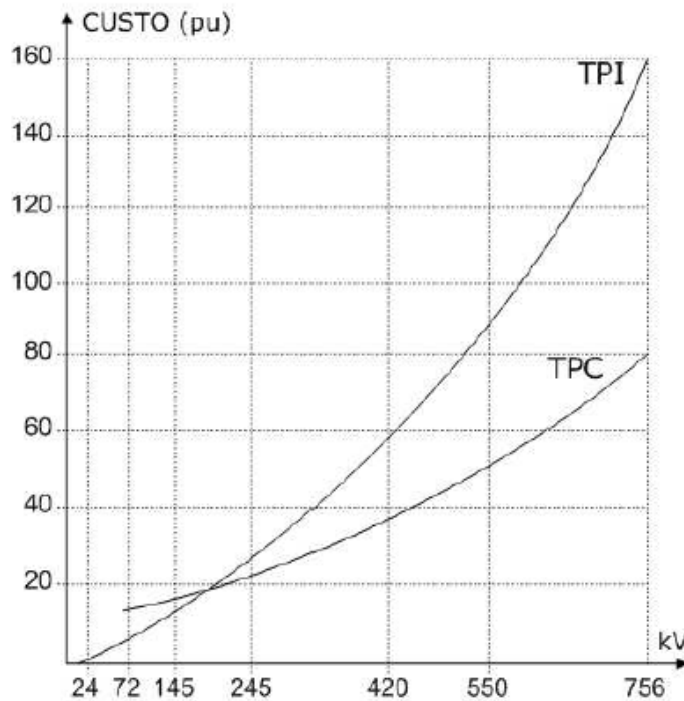


Figura 5. Custo do TP vs Tensão

Fonte: CARVALHO JUNIOR – 2008.

Nota-se que, em relação ao custo, o TPC é indicado para classes de tensões mais elevadas, e para tensões até 145 kV é menos oneroso o uso de um TP indutivo (Medeiros Filho, 1976). O TPC é um dispositivo usual em LTs de maior tensão ou caso haja a necessidade de trafegar dados como sinais de proteção e/ou controle pela linha, sendo tipicamente empregado em redes de transmissão.

Como qualquer transdutor de tensão, o TPC deve reproduzir com fidelidade o sinal aplicado em seu lado de alta no circuito de baixa tensão. Contudo, isso só acontece para a frequência fundamental devido à sintonização do reator de compensação, que está em ressonância com a coluna capacitiva para a frequência de operação.

O isolamento do lado de alta tensão do TPC e do seu lado de menor tensão é realizado através de um divisor capacitivo, denominado coluna capacitiva. A sua função é

fornecer uma tensão de derivação, normalmente na faixa de 10 a 20 kV, de forma a permitir utilizar um TPI de dimensões reduzidas, com menor isolamento (Carvalho Jr 2008).

A coluna capacitiva é formada por duas colunas de diferentes capacitâncias, normalmente submergidas em óleo e cobertas pela coluna de porcelana (Machado 2009), cujo segundo elemento possui um ponto de derivação (A) que divide  $C_1$  e  $C_2$ , como explanado na Figura 6.

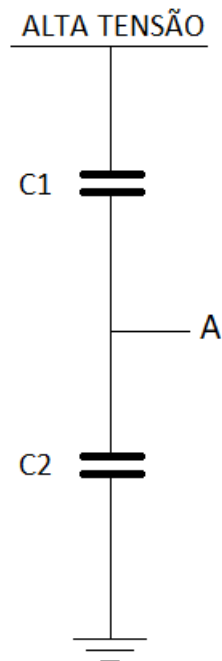


Figura 6. Coluna Capacitiva.

Como o secundário do TPC deve refletir o primário, não apenas em amplitude, mas também em fase, devido ao capacitor empregado, um reator de compensação é utilizado no ponto “A” para evitar defasagem entre os dois sinais (D’Ajuz *et al.*, 1985) e para que a tensão intermediária (A) independa da corrente proveniente da carga conectada no secundário do TPC, conforme explicado por Carvalho Jr (2008). O seu valor deve ser tal que, na frequência fundamental, o impacto da coluna capacitiva seja o menor possível, o que é alcançado satisfazendo (1).

$$\frac{1}{j2\pi f \cdot (C_1 + C_2)} + j2\pi f \cdot L_R = 0 \quad (1)$$

$$L_R = \frac{1}{(2\pi f)^2 \cdot (C_1 + C_2)} \quad (2)$$

Como a tensão no ramo final de  $L_R$  ainda é muito maior que a usualmente empregada por equipamentos de proteção de medição e controle, o TPC precisa ser equipado com um TPI para reduzir a tensão do reator de compensação para níveis que requeiram menor isolamento do equipamento e, conseqüentemente, menor custo, dois fatores comumente otimizados pelo sistema elétrico.

Além destas requisições, existe outro fenômeno inerente de circuitos não lineares, a ferorrressonância. Ferorrressonância refere-se a todos fenômenos oscilatórios de circuitos elétricos que contenham no mínimo uma indutância não-linear (material ferromagnético e saturável), um capacitor, uma fonte de tensão (geralmente senoidal) e baixas perdas (Ferracci 1998). A sua causa é bastante variada, mas sua principal consequência são sobretensões internas, que podem danificar o próprio TPC.

D'Ajuz *et al.* (1985) explica que algumas falhas de manobras durante o chaveamento de linhas de transmissão geram oscilações de baixa frequência (harmônicos da frequência da fundamental) e sobretensões em  $C_2$  que são possíveis causadores desse fenômeno de ferorrressonância.

Essa ocorrência é tratada por meio de circuitos supressores, o que eleva consideravelmente a ordem da função de transferência do equipamento. Esses circuitos podem ser passivos (CSFP) ou ativos (CSFA), e seu principal objetivo é suprimir as bandas de frequência fora da fundamental, sendo semelhante a um circuito passa-faixa centrado em 50/60 Hz.

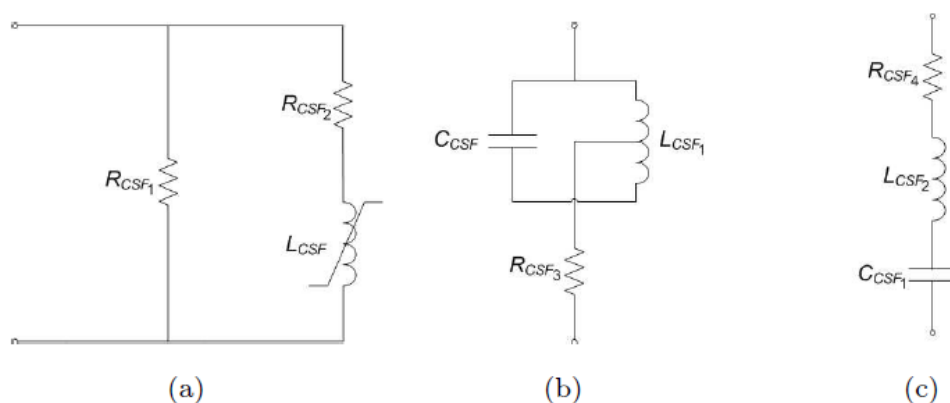


Figura 7. Circuitos Supressores de Ferorrressonância Passivos

Fonte: CARVALHO JUNIOR – 2008.

Na Figura 7 (a),  $L_{CSF}$  é a indutância de um reator saturável, projetado para saturar anteriormente ao TPI. Dessa forma, na saturação, ele insere o resistor  $R_{CSF_2}$  ao circuito, que amortece as oscilações subharmônicas, conforme explica Carvalho Jr (2008).

Já para as Figuras 7 (b) e 7 (c), os elementos reativos estão sintonizados à frequência fundamental do sistema com alto fator de qualidade e os resistores  $R_{CSF_3}$  e  $R_{CSF_4}$  são responsáveis pela atenuação das oscilações em qualquer outra frequência (IEEE 2000).

Os CSFs passivos, podem demorar até 6 ciclos para suprimir as sobrecorrentes e sobretensões, como estudado por Ajeia *et al.* (1985). Por outro lado, os ativos, amortecem em até 2 ciclos (além de independência da impedância de *burden* empregada).

Existem ainda proteções internas associadas aos TPCs. Dentre algumas delas, citam-se dois dispositivos principais, capazes de proteger internamente o TPC: o para-raios e o centelhador.

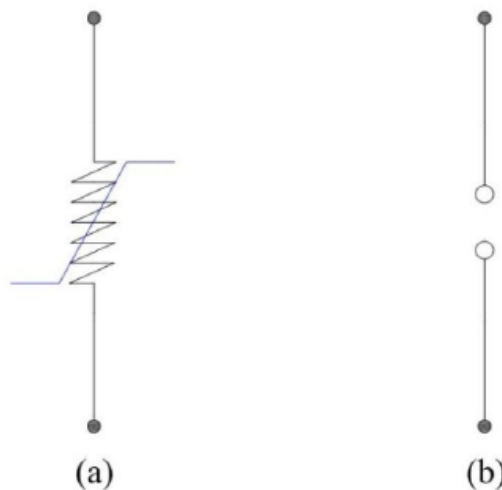


Figura 8. (a) Para-raios. (b) Centelhador

Fonte: BAINY – 2012.

O Para-raios (Figura 8a) é formado por resistores não-lineares de Carboneto de Silício (SiC) ou Óxido de Zinco (ZnO), cujas curvas  $V \times I$  (tensão x corrente) devem demonstrar a condução de corrente quando uma sobretensão é inserida em seus terminais.

Os centelhadores (Figura 8b) são equipamentos que conduzem corrente a partir de um valor de sobretensão, inserindo um curto franco nos terminais do componente protegido.

Eles foram os primeiros dispositivos de proteção e construtivamente se assemelham a um gap que conduz corrente a partir de uma tensão de ruptura de dielétrico do ar entre os terminais. Por dependerem do meio dielétrico em que se apresentam, D’Ajuz *et al.* (1985) afirma que os centelhadores têm o ajuste de sua tensão de disparo dependente de condições como a umidade e a temperatura.

O *burden* do TPC, também chamado de carga, representa os equipamentos ligados em seu secundário como relés e cabos. Seu valor deve respeitar os níveis exigidos pelo fabricante a fim de evitar quedas de tensão nos cabos, que comprometem a classe de exatidão do TPC (Bainy 2012).

### 3.1.TPC de Estudo

Conforme detalhado por Bainy (2012), o TPC modelado apresenta as seguintes informações construtivas:

Tabela 1. Dados construtivos do TPC WE 550 F2 da MICAFIL Ltda.

Tensão Primária nominal Máxima	550 kV
Nível básico de isolamento a impulso	1800 kV
Volume de óleo	180 Litros
Capacidade térmica total	1000 VA
Peso total com óleo	960 kg
Classe de precisão de relação de transformação	$\pm 0,3\%$
Classe de precisão de ângulo de fase	$\pm 0.5$ graus
Classe do aparelho	NEMA Classe A (em fase)

Após experimentos realizados por Bainy (2012), os parâmetros necessários para aplicação do modelo da Figura 4 foram ajustados e estão apresentados na Tabela 2.

Tabela 2. Dados do Modelo

Elemento	Valor	Elemento	Valor
$C_1$	5190 pF	$C_p$	582 pF
$C_2$	119900 pF	$L_F$	54,3 mH
$L_C$	55,75 H	$R_{F2}$	1,23 $\Omega$

$R_C$	7807 $\Omega$	$C_F$	165,3 $\mu\text{F}$
$R_p$	901,64 $\Omega$	$R_{F1}$	0,080 $\Omega$
$L_p$	328,9 mH	$R_F$	1,95 $\Omega$
$R_s$	0,070 $\Omega$	$R_B$	284,7 $\Omega$
$L_s$	28,4 nH	$L_B$	1233,7 mH

Para execução da simulação do modelo proposto, um código foi criado no ATPdraw, por meio da montagem do circuito elétrico e dos componentes de transformação de tensão utilizados, apresentados na Figura 9, onde é possível observar que todos os elementos propostos por Bainy (2012), exceto o *burden*, estão representados.

$C_1$  e  $C_2$  representam a coluna capacitiva, devidamente aterrada.  $R_C$  e  $L_C$  representam a impedância do reator de compensação empregado. Devido ao reator ser real, ele possui uma resistência parasita intrínseca conectada a si.  $C_p$  representa a capacitância parasita do lado de alta tensão do TPC.  $R_p$  e  $L_p$  representam a impedância do lado primário do TPI.  $R_s$  e  $L_s$  representam a impedância do lado secundário do TPI. O conjunto  $R_{f1}$ ,  $R_{f2}$ ,  $C_f$ ,  $L_f$  e  $R_f$  representam o CSF modelado por Bainy (2012) para representar o sistema de supressão de ferorrressonância utilizado no modelo WE 550 F2 da MICAFIL Ltda, aqui apresentado como um CSFP devido à falta de especificações do fabricante.

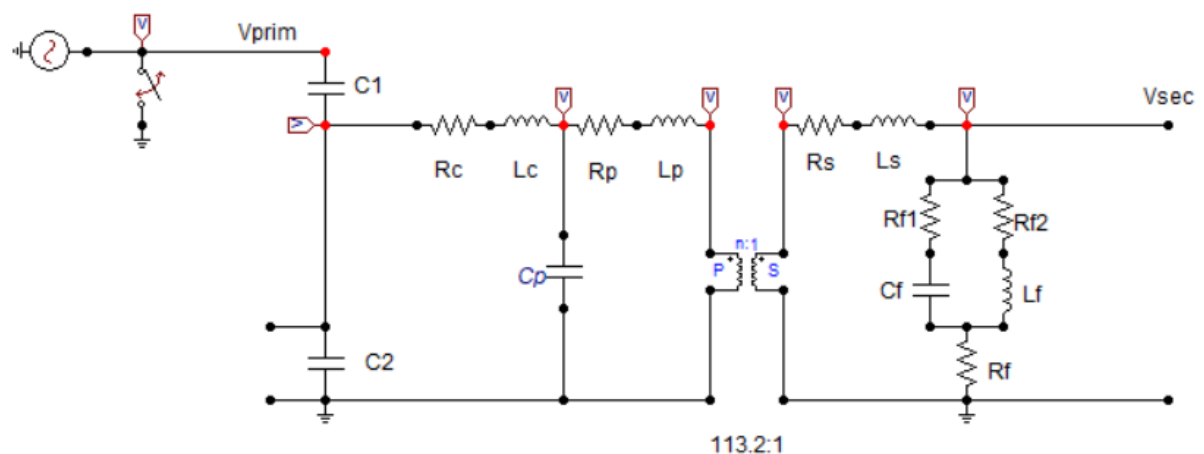


Figura 9. Circuito do TPC (sem *burden*) empregado nas simulações.

### 3.2. Estudo na frequência

O estudo da frequência, permite prever o comportamento de um circuito em seu estado transitório, permanente e, também, permite trazer as soluções encontradas no domínio  $s$  novamente para o domínio do tempo  $t$ .

O modelo elétrico proposto por Bainy (2012) pode ser resolvido algebricamente através de aplicações de equações diferenciais ordinárias (EDOs), aplicando-se um método comumente utilizado na literatura denominado transformada de Laplace, utilizando a variável auxiliar  $s$ .

No modelo analítico optou-se pela exclusão do termo *burden*. Conforme estabelecido por Ajeia *et al.* (2009), o *burden* também possui a finalidade de auxiliar o CSF na supressão de oscilações transitórias intrínsecas ao TPC causadas pela ferorrressonância. No caso do CSFP a magnitude *burden* se torna relevante, já que o CSFA não depende muito do valor da carga. Aplicando os conceitos de circuitos elétricos e desenvolvendo por meio da transformada de Laplace, obtemos a expressão do tipo:

$$H_{TPC}(s) = K_{TPC} \cdot \frac{s(s + z_1)(s + z_2)}{(s + p_1)(s + p_2)(s + p_3)(s + p_4)(s + p_5)(s + p_6)} \quad (3)$$

Tabela 3. Polos e Zeros da Função de Transferência do TPC

Elemento	Valor	Elemento	Valor
$z_1$	-2944,90	$p_3$	-265,05 + j1177,03
$z_2$	-59,26	$p_4$	-265,05 – j1177,03
$z_3$	0	$p_5$	-30,39 + j98,13
$p_1$	-20142 + j49120	$p_6$	-30,39 – j98,13
$p_2$	-20142 – j49120	$K_{TPC}$	$1,1712 * 10^{12}$

A resposta em frequência da função acima foi obtida por meio do software MATLAB®, e é apresentada na Figura 10, onde os limites inferiores (10 Hz) e superiores (10 kHz) estão delimitados pelo traçado verde e a frequência fundamental está destacada em vermelho.

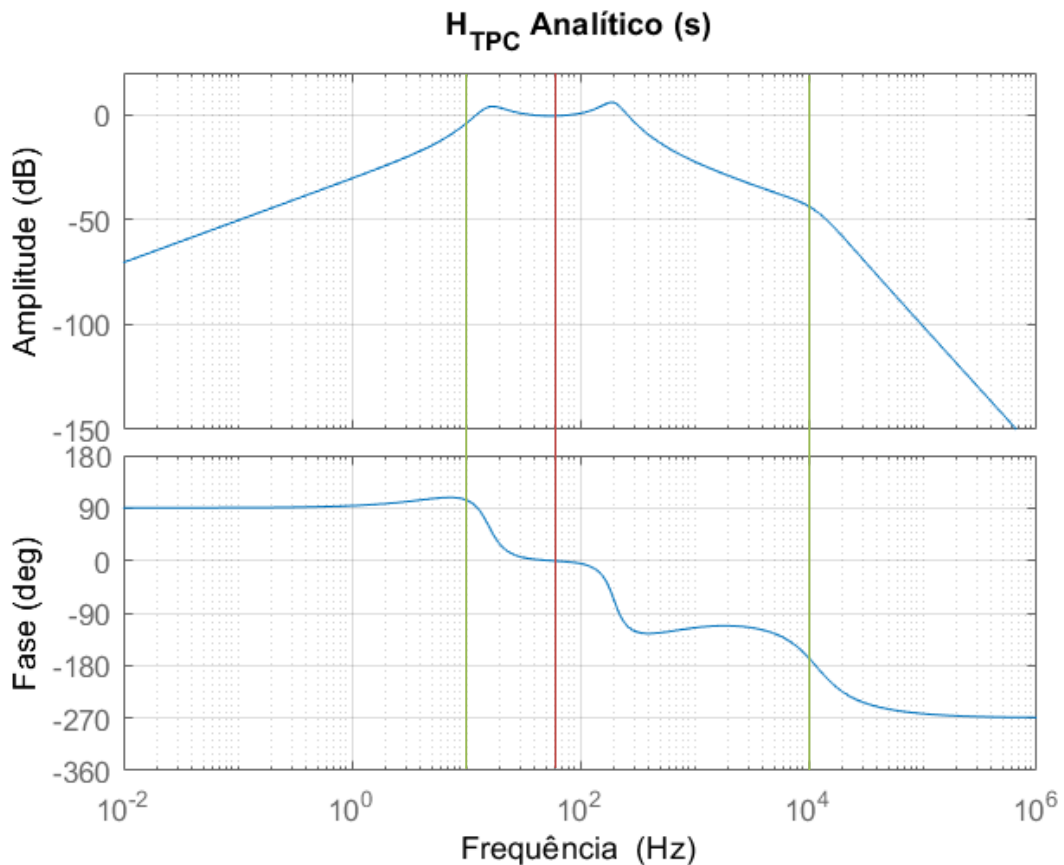


Figura 10. Resposta em frequência da função de transferência do TPC.

Conforme podemos observar, na frequência fundamental (60 Hz), o comportamento do TPC modelado também atende às conformidades descritas pelo fabricante: em fase e de mesma amplitude, resguardadas as relações de transformações. Contudo, percebemos que para frequências inferiores a 30 Hz ou superiores a 100 Hz, o seu comportamento não é mais fiel, visto que há uma clara distorção do sinal para as outras faixas de frequência, o que também é mostrado por Bainy (2012).

A proposta da função de compensação (ou filtro compensador) é justamente a de minimizar os efeitos de alteração da amplitude e das distorções de fase impostas no sinal secundário do TPC, visando tornar sua função de transferência constante em um intervalo entre 10 Hz e 10 kHz, mantendo-se em fase com o sinal do primário.



## 4. FILTRO DE COMPENSAÇÃO

Como pontuado anteriormente, o papel do filtro de compensação é minimizar os efeitos dinâmicos associados aos problemas de resposta do TPC. O projeto do filtro cancelará os polos presentes entre 10 e 1000 Hz. Como consequência, após a aplicação do filtro o sinal de  $H_{TPC}$  deve se situar bem próximo de 0 dB e com fase praticamente nula, tal como esperado idealmente.

Uma sugestão natural de filtro de compensação que atenderia ao que desejamos é tomar a inversa da função de transferência, pois

$$H_{TPC}(s) * G_{FILTRO}(s) = H_{TPC}(s) * \frac{1}{H_{TPC}(s)} = 1 = 0 \text{ dB} \quad (4)$$

$$G_{FILTRO}(s) = K_{TPC}^{-1} \frac{(s + p_3)(s + p_4)(s + p_5)(s + p_6)}{s(s + z_1)(s + z_2)} \quad (5)$$

Contudo, ao analisarmos a equação (5) percebe-se que seria obtido um compensador impróprio, pois o número de zeros seria maior do que o número de polos, ou seja, a saída não dependeria apenas de valores prévios do sistema, mas também de valores futuros. Dessa forma, surge a necessidade de empregar uma outra função complementar  $\varphi(s)$ , que seja racional e que não altere o desempenho do filtro compensador.

Além disso, desejamos manter o grau do compensador pequeno, para que sua implementação seja estável. Diante desse contexto, o par de polos de maior magnitude, isto é,  $p_1$  e  $p_2$ , situados mais à esquerda do eixo imaginário, não foram considerados no filtro compensador (Bainy 2012).

Silva (2010) fez uso dessa função complementar para descrever o comportamento do filtro. A determinação de  $\varphi(s)$  deve partir de algumas condições de contorno, dentre elas:

- $H_{TPC}$  absolutamente estável e de ordem par, a fim de possibilitar a sua subdivisão em módulos de 2ª ordem.
- Deve possuir um zero na origem, a fim de cancelar o polo na origem de  $G_{FILTRO}(s)$ .
- Entre 10 e 1.000 Hz deve possuir magnitude e defasagem praticamente nulas, ou seja, ganho unitário (0 dB) e defasagem de 0°.

Partindo dessas restrições, o modelo mais simples a ser empregado é o de um filtro passa-alta acoplado em um passa-baixa (Bainy 2012), representados pela equação (6).

$$\varphi(s) = K_{\varphi} \left( \frac{s}{s + p_A} * \frac{1}{s + p_B} \right) \quad (6)$$

Bainy (2012) optou por inserir o polo  $p_A$  com frequência de corte aproximada de 0,3 Hz, visando manutenção de ganho e de fase na frequência fundamental. Para o polo  $p_B$ , ele optou uma frequência de corte de aproximadamente 160 kHz, bem acima do limite de aplicação prática do filtro. A justificativa, então, é evitar que a atuação ocorra em conjunto com o par de polos que não serão cancelados,  $p_1$  e  $p_2$ , por possuírem frequência de canto próximas ao limite superior de interesse (aproximadamente 8,5 kHz).

Calculados os coeficientes, o resultado foi o apresentado na tabela abaixo.

Tabela 4. Coeficientes de  $\varphi(s)$

Coeficiente	Valor
$K_{\varphi}$	1000014,14
$p_A$	$-10^6$
$p_B$	-2

A função  $\varphi(s)$  apresenta todas as características desejadas, vide Figura 11. Possui defasagem mínima na frequência fundamental, cerca de  $0,32^\circ$ , e ganho de  $9,8^{-5}$  dB.

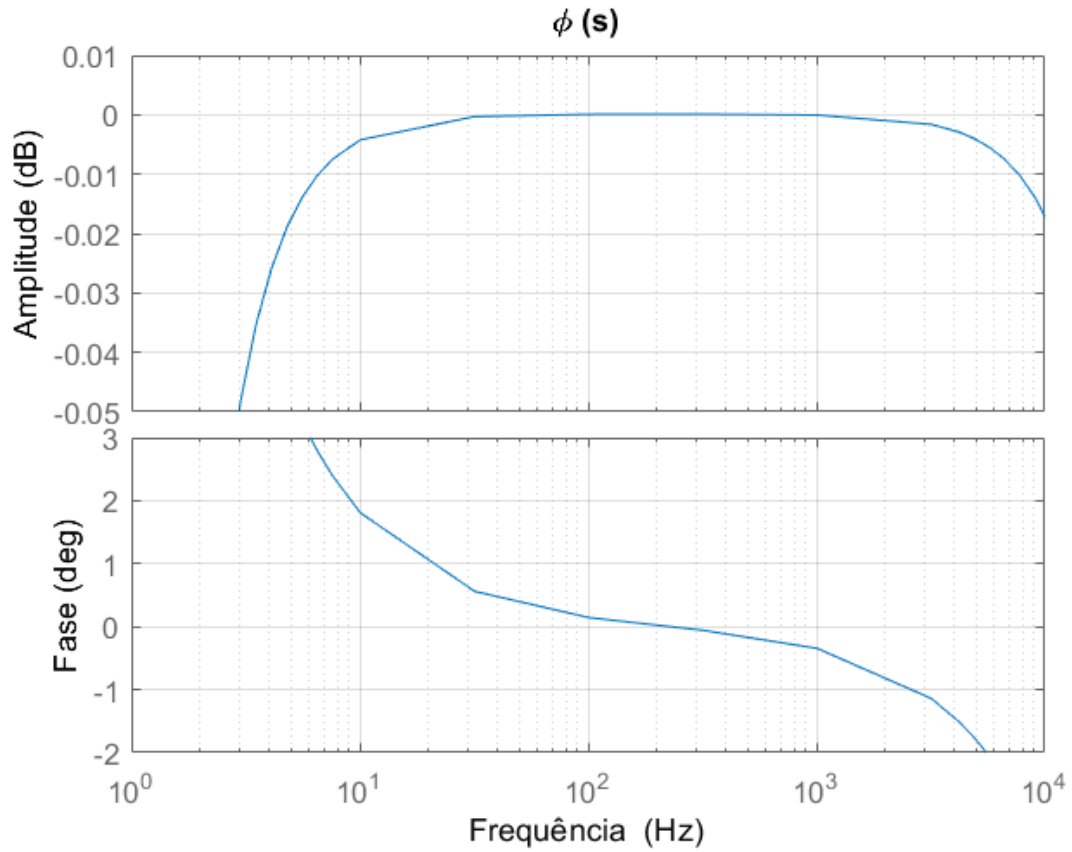


Figura 11. Diagrama de Bode de  $\varphi(s)$ .

Dessa forma podemos combinar as funções  $\varphi(s)$  e  $G_{FILTRO}(s)$ , formando nossa função de compensação  $F_{comp}(s)$ .

$$F_{comp}(s) = G_{FILTRO}(s) * \varphi(s) \quad (7)$$

$$F_{comp}(s) = K_{comp} \frac{(s + p_3)(s + p_4)(s + p_5)(s + p_6)}{(s + z_1)(s + z_2)(s + p_A)(s + p_B)} \quad (8)$$

Ao gerarmos o diagrama de Bode da nossa função de compensação obtemos o ilustrado pela Figura 12.

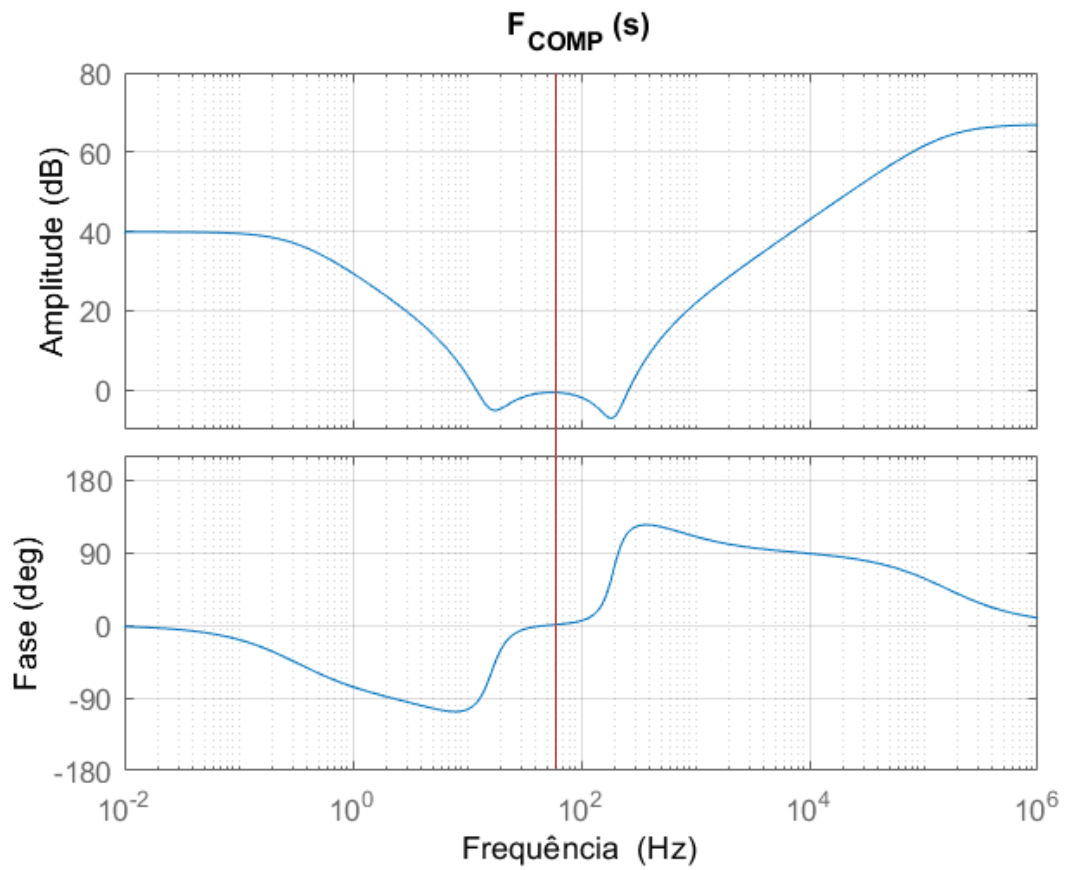


Figura 12. Diagrama de Bode do compensador.

Dessa forma, ao unir-se o compensador  $F_{comp}(s)$  à função de transferência do TPC  $H_{TPC}(s)$ , obtém-se o seguinte resultado no domínio da frequência, exemplificado pela Figura 13.

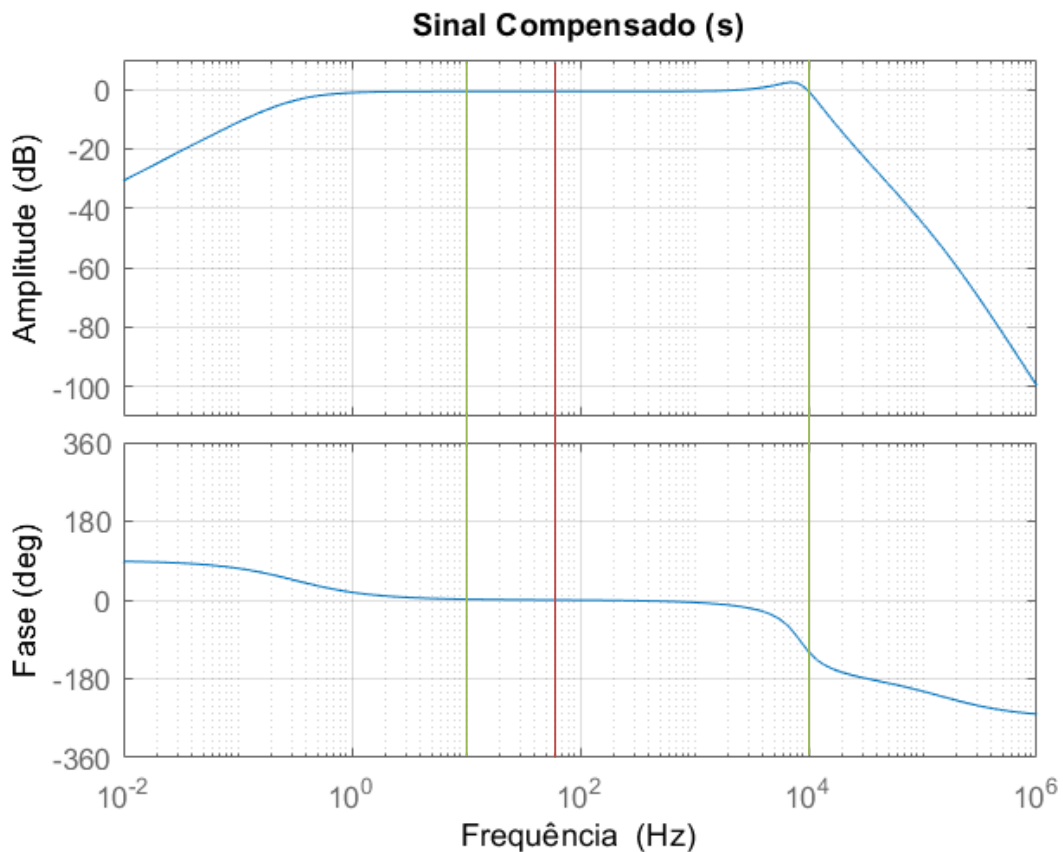


Figura 13. Diagrama de Bode do sinal compensado.

#### 4.1. Algoritmo de compensação

De posse do compensador calculado no domínio  $s$ , a sua aplicação será feita por dispositivos digitais, isto é, discretos. Dessa forma, faz-se necessário a representação do filtro analógico (domínio  $s$ ) em uma representação discretizada.

Nos sistemas de controle discretos, os controladores trocam sinais em intervalos de tempo bem definidos, isto é, a uma taxa fixa. Uma função de transferência pode ser implementada fisicamente por meio de sua equação diferença, a qual pode ser obtida de diferentes modos (transformada Z, primeira de Simpsons, z-forms, etc.), cada um com suas respectivas vantagens e desvantagens.

De acordo com Phillips & Troy (1995), a transformada Z é a mais usual e mapeia o semiplano esquerdo (negativo) complexo  $s$ , para o círculo unitário do plano  $z$ . Assim, um filtro analógico estável resultará em um filtro digital estável. Uma ilustração do processo de discretização está apresentada na Figura 14.

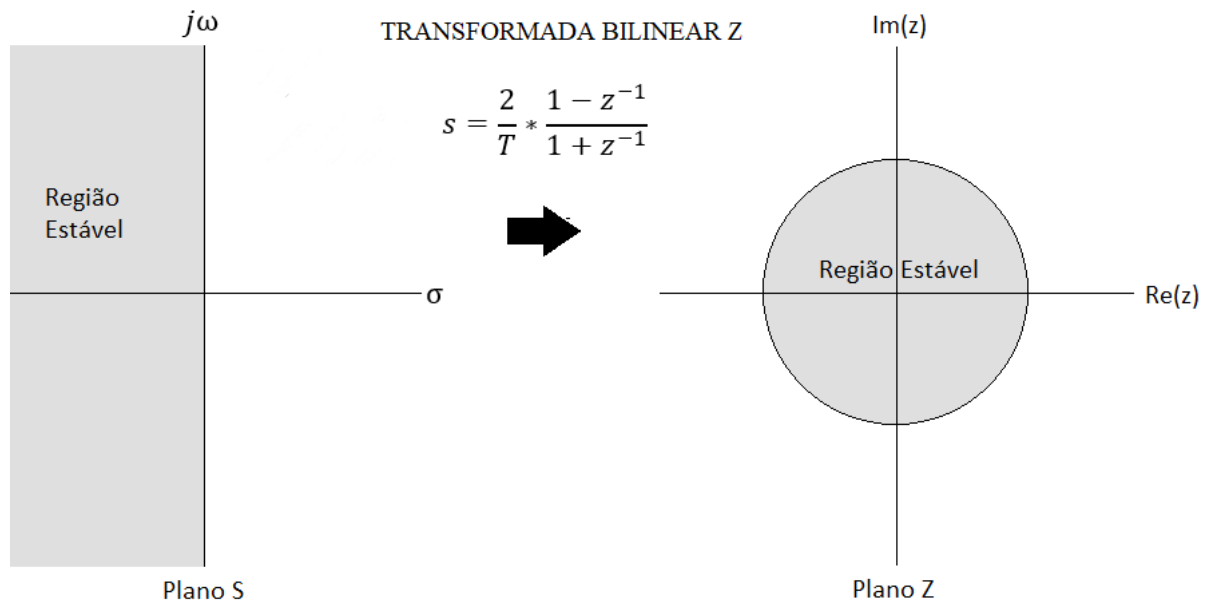


Figura 14. Região de convergência da transformada bilinear Z.

Como nossa função de compensação possui ordem de 4<sup>o</sup> grau (vide equação 8), devemos subdividi-la em filtros de menor ordem, para que não ocorra nenhum comprometimento na dinâmica da função de transferência. Oppenheim & Schaffer (1989) apresentaram uma metodologia para evitar tais problemas, como se apresenta a seguir:

1. Ordenar de forma crescente ou decrescente polos e zeros da função que se deseja decompor;
2. Compor par de polos e par de zeros ou zero que se localizem próximos no plano s de forma a montar uma função de segunda ordem;
3. Repetir o passo 2 até todos os polos e zeros serem alocados;
4. A disposição da cascata de subfiltros deverá seguir a ordem crescente ou decrescente da distância dos polos até a origem do plano s.

De posse dessa metodologia, sugere-se um algoritmo simplificado para a realização desse processo:

1. Divisão em subfiltros conforme método;
2. Discretização das funções de transferência de segunda ordem por meio da transformada bilinear z;
3. Adaptação do procedimento de filtragem conforme a linguagem ou meio físico escolhido.

## 4.2. Digitalização do compensador

A função  $F_{comp}$  será dividida em duas:  $F_1(s)$  e  $F_2(s)$ . Dessa forma, poderemos escrevê-las com o auxílio de uma função  $M(s)$ , apenas para manter a linearidade do sistema, conforme as igualdades (9) e (10).

$$F_1 = \frac{M(s)}{V_{sec}(s)} = K_1 \frac{(s + z_{11})(s + z_{12})}{(s + p_{11})(s + p_{12})} \quad (9)$$

$$F_2 = \frac{V_{out}(s)}{M(s)} = K_2 \frac{(s + z_{21})(s + z_{22})}{(s + p_{21})(s + p_{22})} \quad (10)$$

Tabela 5. Coeficientes dos subfiltros  $F_1$  e  $F_2$

j	i	$K_j$	Zero ( $z_{ji}$ )	Polo ( $p_{ji}$ )
1	1	1,077238	$-30,39 + j98,13$	-2
	2		$-30,39 - j98,13$	-59,26
2	1	2234,63687	$-265,05 - j1177,03$	$-10^{-6}$
	2		$-265,05 - j1177,03$	2944,90

Portanto podemos discretizar as equações (9) e (10), aplicando a transformada Z. Devemos levar em consideração a taxa de amostragem utilizada, sendo adotada neste trabalho o próprio passo de integração do ATP. Dessa forma, utilizou-se uma taxa de amostragem de  $50\mu s$ , e aplicando-se a transformada bilinear Z, a forma da expressão simplificada é dada nos itens (11) e (12).

$$F_1(z) = \frac{M(z)}{V_{sec}(z)} = \frac{\alpha_{11} + \alpha_{12} \cdot z^{-1} + \alpha_{13} \cdot z^{-2}}{\beta_{11} + \beta_{12} \cdot z^{-1} + \beta_{13} \cdot z^{-2}} \quad (11)$$

$$F_2(z) = \frac{V_{out}(z)}{M(z)} = \frac{\alpha_{21} + \alpha_{22} \cdot z^{-1} + \alpha_{23} \cdot z^{-2}}{\beta_{21} + \beta_{22} \cdot z^{-1} + \beta_{23} \cdot z^{-2}} \quad (12)$$

Tabela 6. Coeficientes dos subfiltros  $F_1$  e  $F_2$  discretizados

j	i	Numerador ( $\alpha_{ji}$ )	Denominador ( $\beta_{ji}$ )
1	1	81,1845	1
	2	-159,955	0,06022
	3	79,0628	-0,79647

2	1	1,07727	1
	2	-2,15125	-1,99694
	3	1,07400	0,996946

As equações diferença dispostas em (11) e (12), pela propriedade do deslocamento temporal, podem ser representadas no domínio do tempo discreto. Como o expoente da variável  $z$  indica quantas amostras defasadas o sinal está, é possível rearranjar matematicamente e deduzir as equações (13) e (14).

$$M(k) = \alpha_{11} \cdot V_{sec}(k) + \alpha_{12} \cdot V_{sec}(k-1) + \alpha_{13} \cdot V_{sec}(k-2) - \beta_{12} \cdot M(k-1) + \beta_{13} \cdot M(k-2) \quad (13)$$

$$V_{out}(k) = \alpha_{21} \cdot M(k) + \alpha_{22} \cdot M(k-1) + \alpha_{23} \cdot M(k-2) - \beta_{22} \cdot V_{out}(k-1) + \beta_{23} \cdot V_{out}(k-2) \quad (14)$$

Como os itens (13) e (14) formam um sistema iterativo dependente da amostra anterior, ambas as equações acima podem ser resolvidas facilmente por dispositivos capazes de armazenar dados históricos, ou um programa de computador.

Para os valores iniciais, adotou-se valores nulos, tanto para a entrada quando para a variável interna  $M(k)$ . A ausência de conhecimento do sistema em instantes anteriores ao iniciado pelo programa (representada aqui pela escolha dos valores iniciais) gera algumas oscilações numéricas nos primeiros passos do filtro compensador, porém atinge a convergência rapidamente, em aproximadamente 2 ciclos.

A implementação foi realizada no software MATLAB®, e a rotina consiste em:

1. Amostrar o valor de entrada  $V_{sec}(k)$ ;
2. Calcular  $M(k)$ , conforme explicado em (13);
3. Calcular  $V_{out}(k)$ , conforme apresentado em (14);
4. Atualizar os valores e incrementar  $k$ . Retornar ao passo 1.



## 5. ANÁLISE DE DADOS

A análise do desempenho do filtro compensador quando submetido a variações nos parâmetros é um dos objetivos desse trabalho.

O estudo do desempenho do filtro se dá em simulações dos gráficos gerados a partir das funções de transferência do TPC, do compensador e do sinal compensado, utilizando-se os softwares MATLAB® e ATP.

1. Variação do parâmetro desejado, caso haja;
2. Obtenção dos valores discretizados do comportamento do TPC no software ATPDraw;
3. Leitura dos valores através do software MATLAB® e realização dos cálculos conforme explicado no capítulo 4;
4. Criação dos gráficos no programa MATLAB®;
5. Voltar ao passo 1.

A topologia dos estudos é bem simples: a simulação consiste em aplicar uma falta franca no lado primário do TPC simulado. No modelo simulado, a carga *burden* está conectada, conforme a Figura 15.

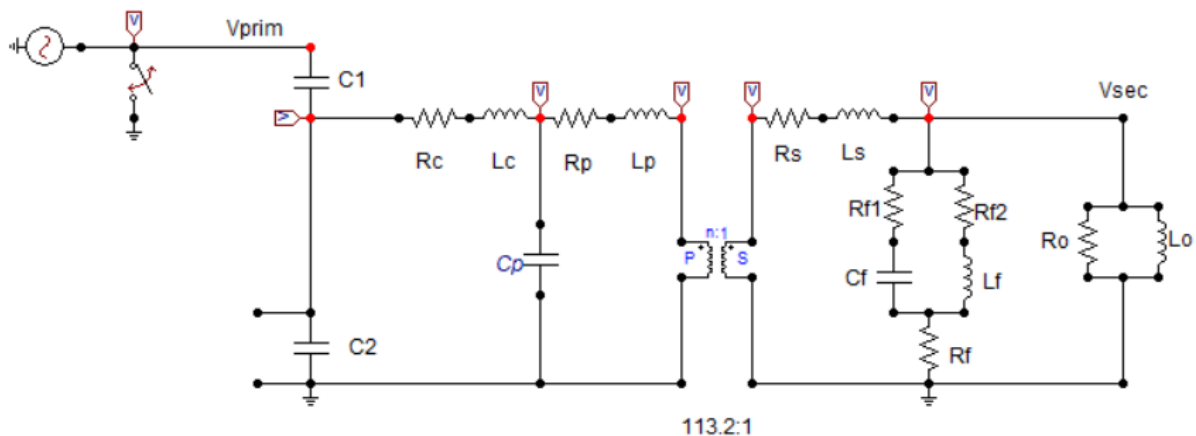


Figura 15. Simulação de falta no TPC modelado

Um *switch* foi empregado no lado do primário para simular uma falta franca, e foi programado para fechar em  $t = 50$  ms. Os parâmetros empregados foram aqueles da tabela 2 e, quando houve variação, os valores da tabela 7 foram empregados.

Tabela 7. Dados nominais do modelo para as simulações

Parâmetros	$\Delta = 0.9$	$\Delta = 1.1$
$C_1$	4671 pF	5709 pF
$C_2$	107190 pF	131010 pF
$C_P$	523,8 pF	640,2 pF
$L_R$	50,175 H	61,325 H

### 5.1.Caso 01 – Falta franca sem variação de parâmetros

O formato da onda de referência fornecida para o funcionamento sem a compensação do filtro é apresentado por Bainy (2012) e foi fielmente reproduzida pela implementação do programa. Ela está apresentada pelas Figuras 16, 17 e 18, em que se apresenta a forma de onda do primário, do secundário e do secundário compensado, em conjunto com sua resposta no domínio da frequência (Figura 19). Outra informação fornecida pelas figuras é a de que exatamente após o momento de falta o sinal do compensador possui uma rápida oscilação quando a falta ocorre em valor não nulo. Isso ocorre em virtude da implementação do filtro e do peso associado a cada amostra nos cálculos de compensação. No programa ATP, o sinal passa instantaneamente de uma amostra para valor nulo, deixando o compensador com apenas duas amostras ponderadas para calcular no MATLAB. Contudo a fonte pode ser substituída por um equivalente (resistor em série com indutor) para minimizar esse efeito e para que as amostras não tenham uma variação tão brusca.

Além disso, percebe-se que nos instantes iniciais da falta franca (de 0,200 até 0,25 s, aproximadamente), nota-se que os valores da forma de onda diferem um pouco do sinal esperado nos instantes iniciais da simulação ( $0,000 < t < 0,025$  s), visto que o valor do primário após a falta está fixado em zero, mas trata-se apenas da estabilização do filtro.

As faltas no instante de pico, de zero e com  $45^\circ$  de defasagem estão distantes um pouco mais do que 0,4 s entre si, para que o sinal do primário esteja estabilizado por pelo menos 5 ciclos, visando a estabilidade inicial do filtro compensador. A sequência de falta é dada primeiro pela falta no instante de pico, posteriormente ocorre a falta em zero e, por fim, a falta com defasagem de  $45^\circ$ , o que justifica a defasagem no eixo do tempo nas figuras abaixo.

Para uma visualização mais agradável, as escalas foram extrapoladas, porém o intervalo de validade do compensador permanece entre 10 e 10 kHz, delimitados pelas linhas verdes.

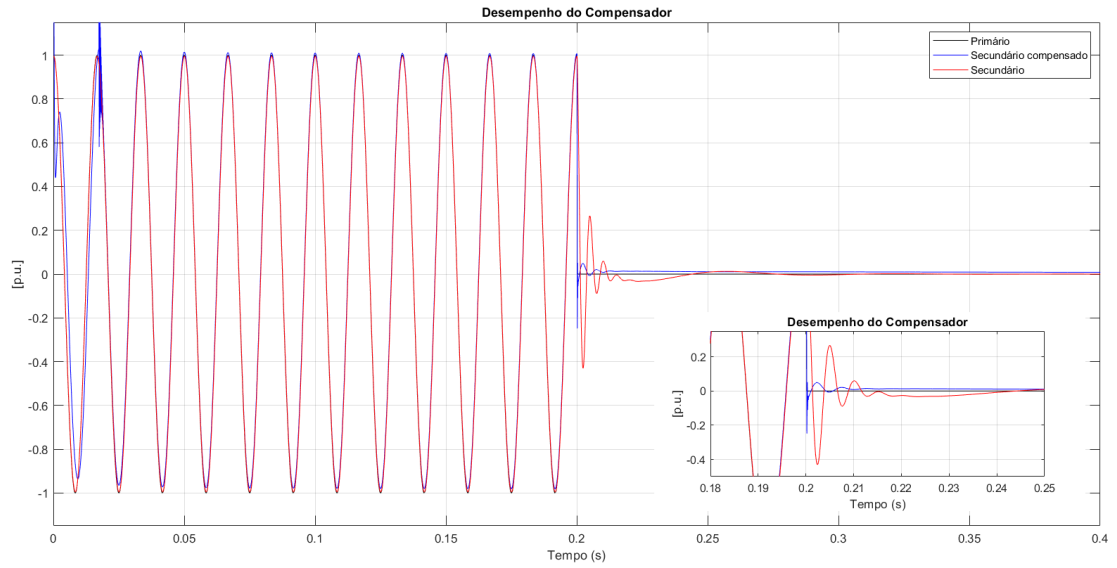


Figura 16. Atuação do compensador para falta no pico (tensões em p.u.)

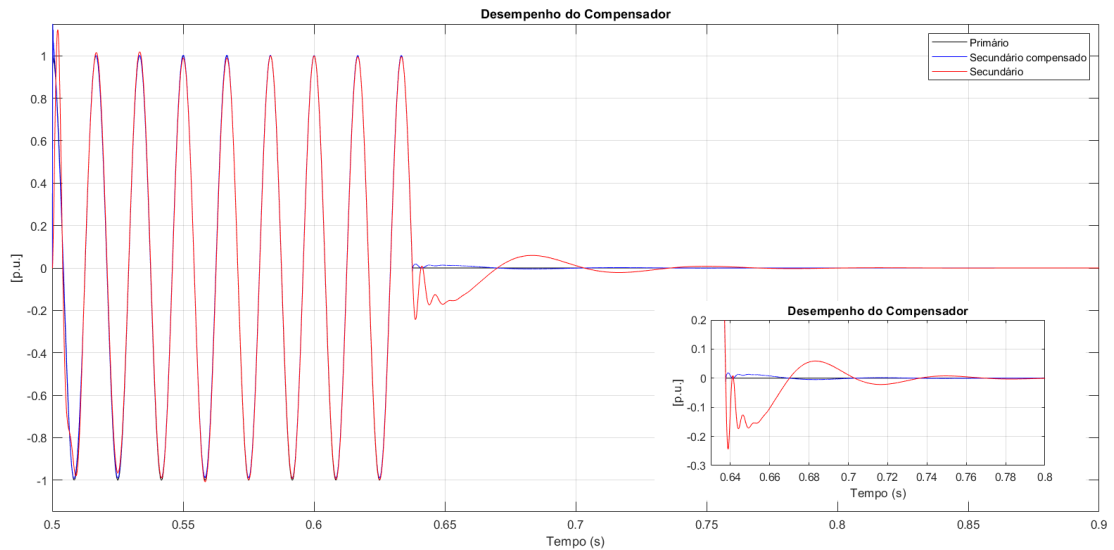


Figura 17. Atuação do compensador para falta em zero (tensões em p.u.)

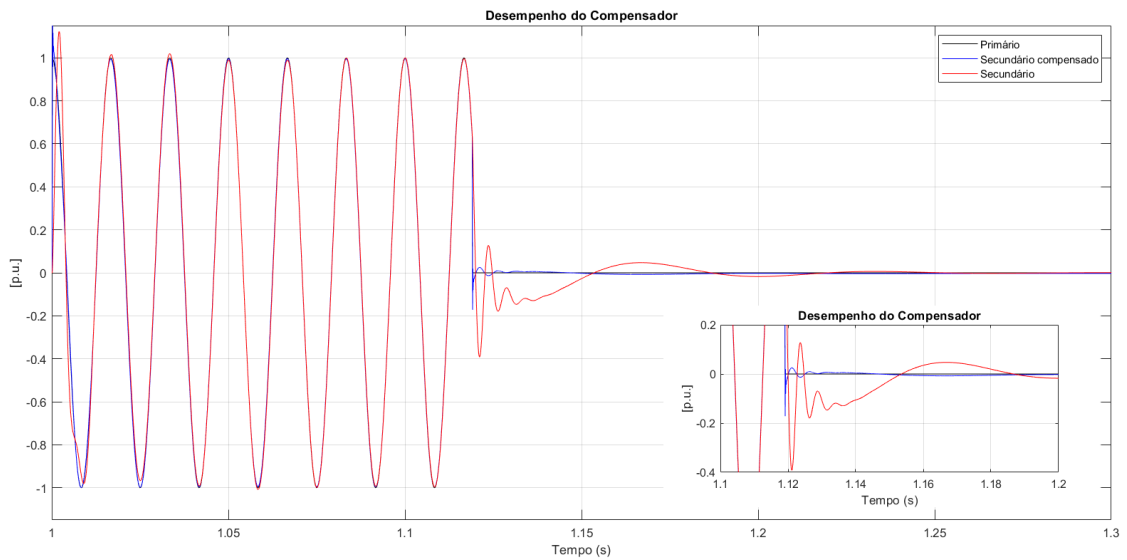


Figura 18. Atuação do compensador para falta em  $45^\circ$  (tensões em p.u.)

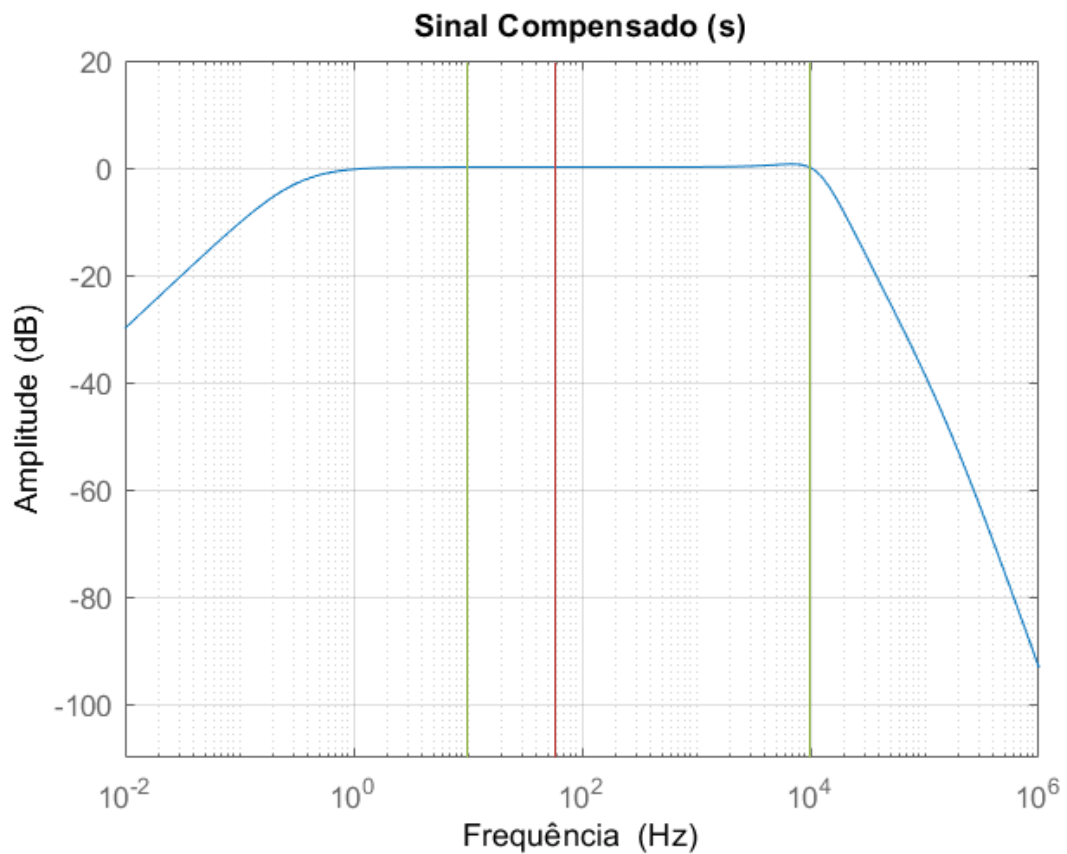


Figura 19. Amplitude da resposta em frequência do sinal compensado.

Com a Figura 19, vê-se que até aproximadamente 10 kHz o sinal se mantém bastante constante, o que se observa na convergência mais acelerada do sinal secundário

compensado em relação ao não compensado pelas Figuras 16, 17 e 18. Além disso, verifica-se que o compensador não altera o sinal em sua frequência fundamental, o que é esperado de acordo com o diagrama de Bode, pois possui ganho praticamente nulo para 60 Hz. A pequena variação de amplitude próxima do valor de corte superior ocorre em virtude da decisão de suprimir os polos  $p_1$  e  $p_2$ , que por possuírem ressonância próxima à 9 kHz apresentam uma pequena contribuição de amplificação no sinal.

Alana (2011) descreve uma comparação entre as diversas escolhas de mapeamento do plano  $s$  para o plano  $z$  e mostra que, por meio da otimização da transformação bilinear, as oscilações numéricas podem ser reduzidas. Por fim, por se tratar de uma oscilação proveniente de cálculos numéricos, sua duração não ultrapassa mais do que algumas amostras após o momento de falta.

## 5.2.Caso 02 – Falta franca com variação da capacitância $C_1$

Para simular o desgaste natural dos componentes do TPC, foi adotado nesse experimento a variação do valor de uma das capacitâncias da coluna capacitiva. A variável  $\Delta$  implica um fator de correção para a simulação de variação do parâmetro, em que sua aplicação pode ser descrita pela equação (13).

$$\Delta = k \rightarrow x_{novo} = kx \quad (13)$$

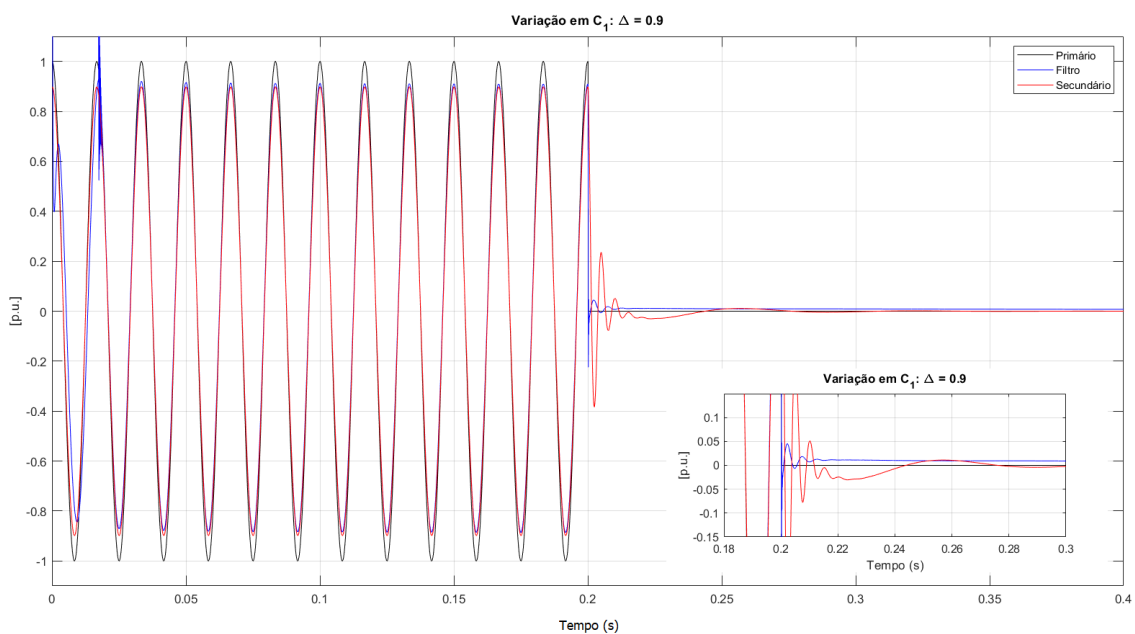


Figura 20. Desempenho do compensador com variação em  $C_1$  e falta no pico ( $\Delta = 0.9$ )

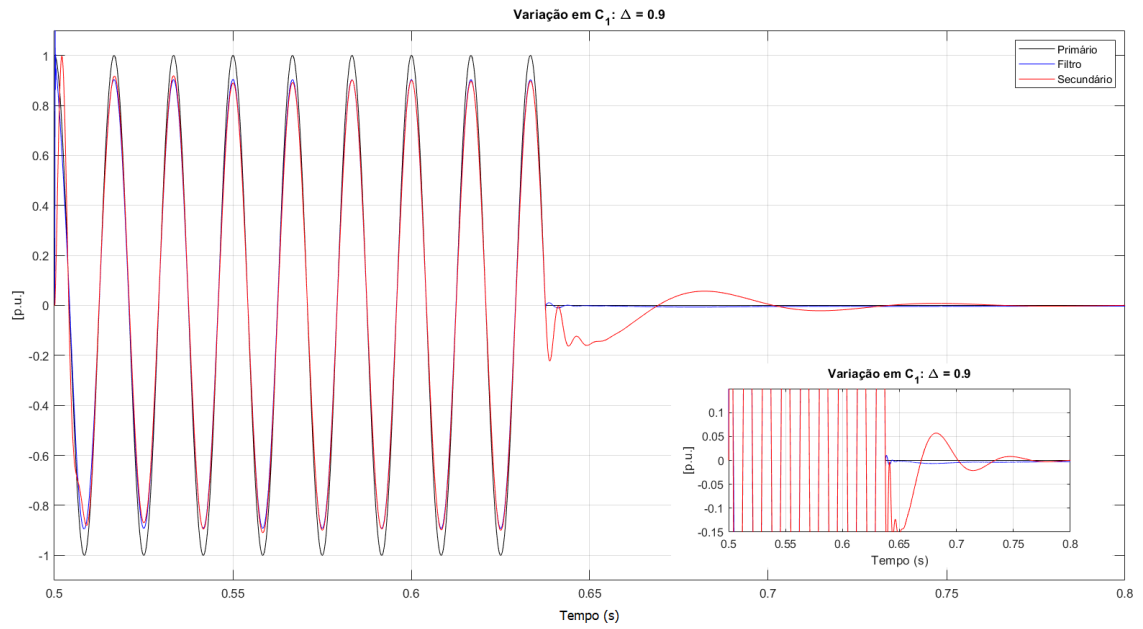


Figura 21. Desempenho do compensador com variação em  $C_1$  e falta em zero ( $\Delta = 0.9$ )

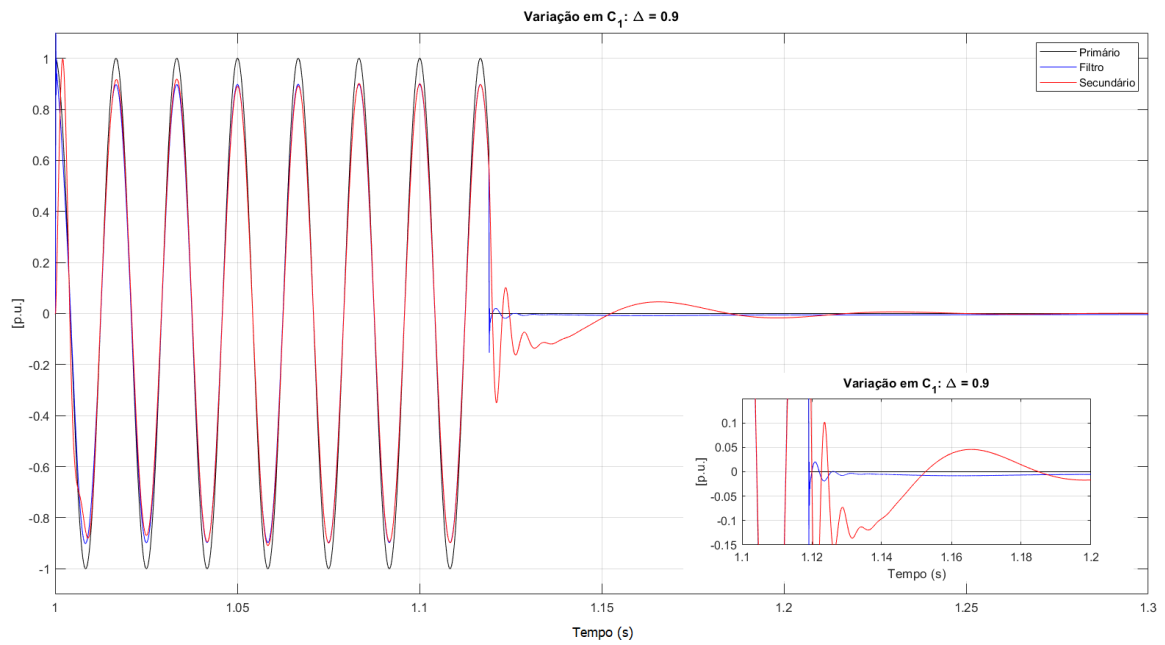


Figura 22. Desempenho do compensador com variação em  $C_1$  e falta em  $45^\circ$  ( $\Delta = 0.9$ )

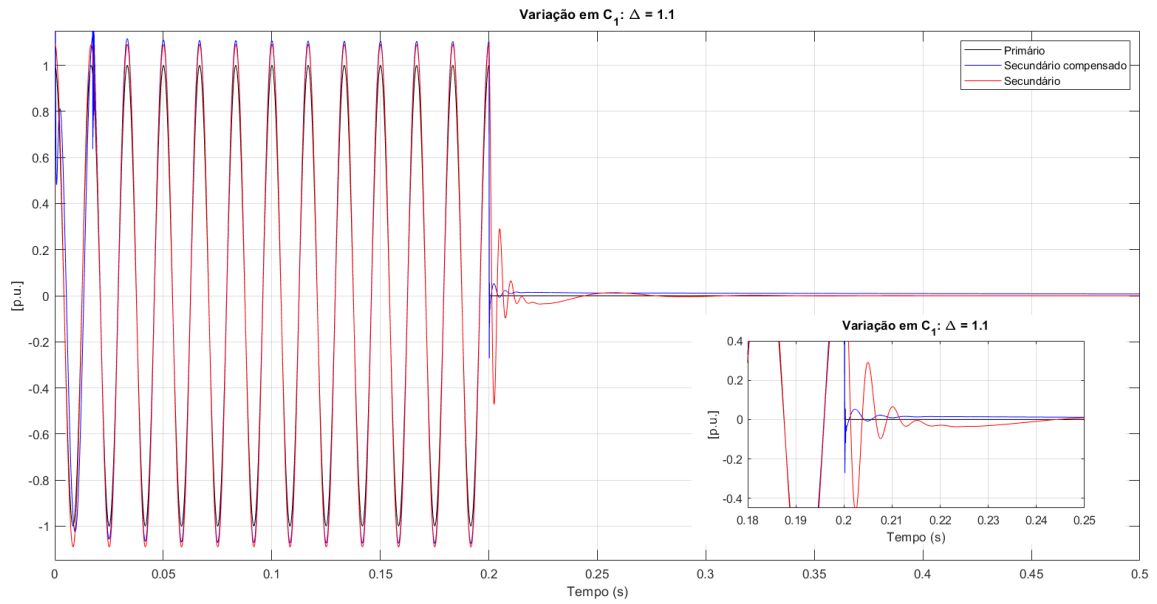


Figura 23. Desempenho do compensador com variação em  $C_1$  e falta no pico ( $\Delta = 1.1$ )

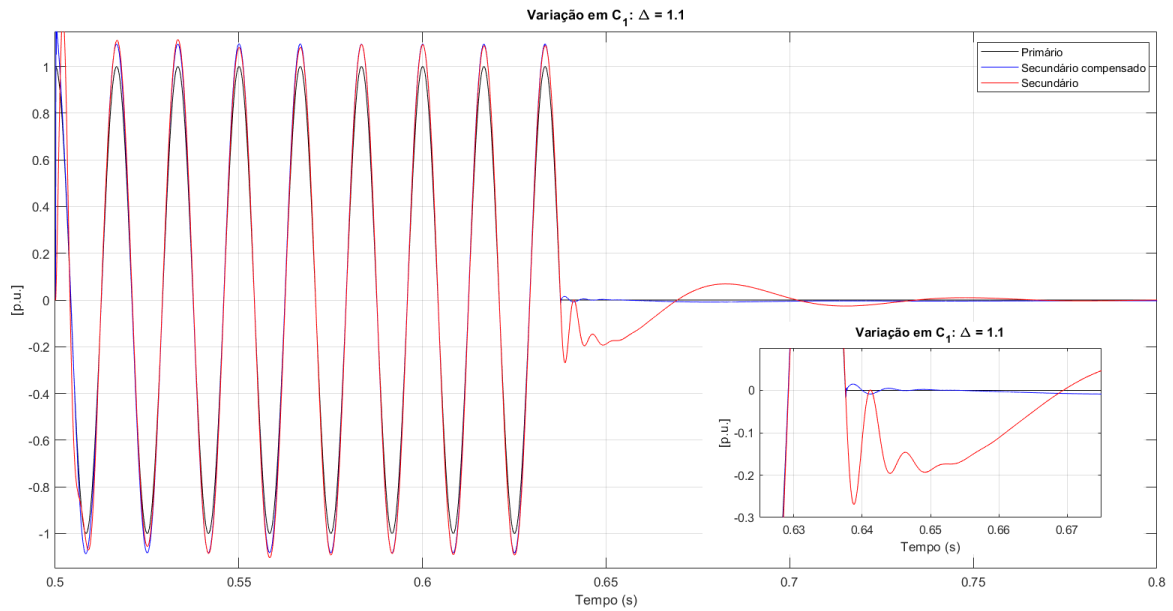


Figura 24. Desempenho do compensador com variação em  $C_1$  e falta em zero ( $\Delta = 1.1$ )

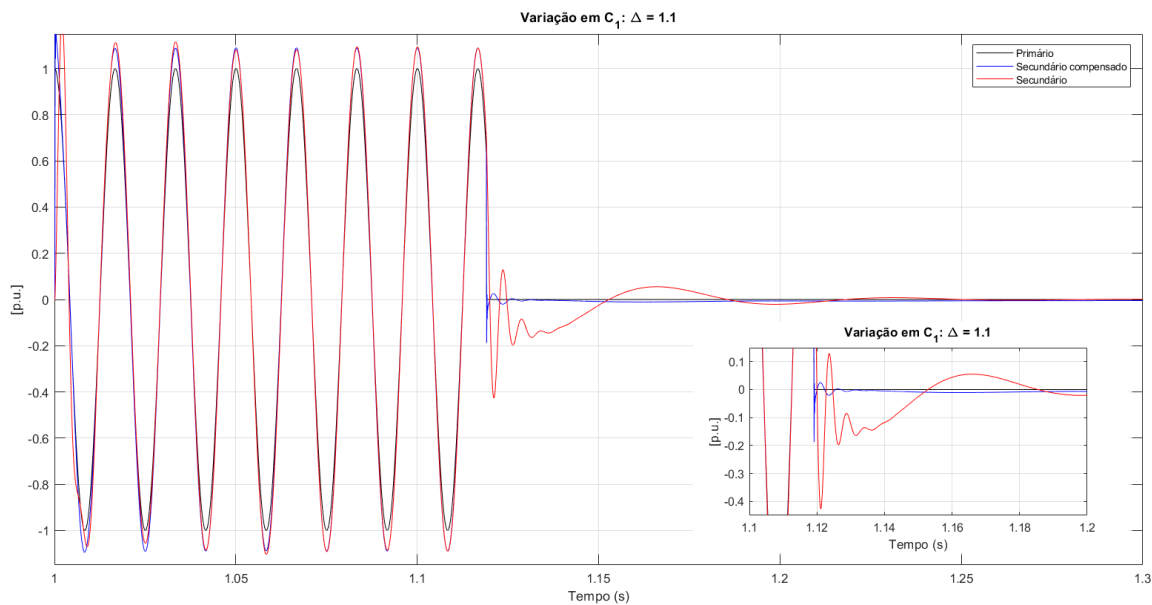


Figura 25. Desempenho do compensador com variação em  $C_1$  e falta em  $45^\circ$  ( $\Delta = 1.1$ )

As Figuras 20, 21, 22, 23, 24, 25 e 26 nos mostram que esse elemento se comporta principalmente como um divisor de tensão, uma vez que praticamente não houve variação no atraso do comportamento do filtro, mas principalmente em sua amplitude.

Os impactos na variação desse parâmetro são basicamente os esperados de um circuito divisor de tensões. No regime permanente, percebe-se claramente que as amplitudes são impactadas proporcionalmente ao fator  $\Delta$  empregado, notando-se uma relação diretamente proporcional para  $C_1$ . Outra razão para a amplitude estar escalonada por esse fator variante é que ao reduzir ou aumentar  $C_1$  deixamos de possuir uma indutância  $L_R$  adequada para o novo valor, o que modifica a amplitude fornecida ao TPI e, conseqüentemente, altera a amplitude da saída do compensador. Como o valor numérico de  $C_1$  é aproximadamente 22 vezes menor do que  $C_2$ , uma alteração de 10% em seu valor nominal não acarretou em impactos relevantes na defasagem do compensador. Ademais, há um pequeno acréscimo de erro em regime permanente decorrente da variação de  $C_1$  com  $\Delta = 1.1$ . Isso ocorre porque a função de transferência empregada não possui um polo na origem, o que pelo Teorema do Valor Final introduz um erro em regime permanente.



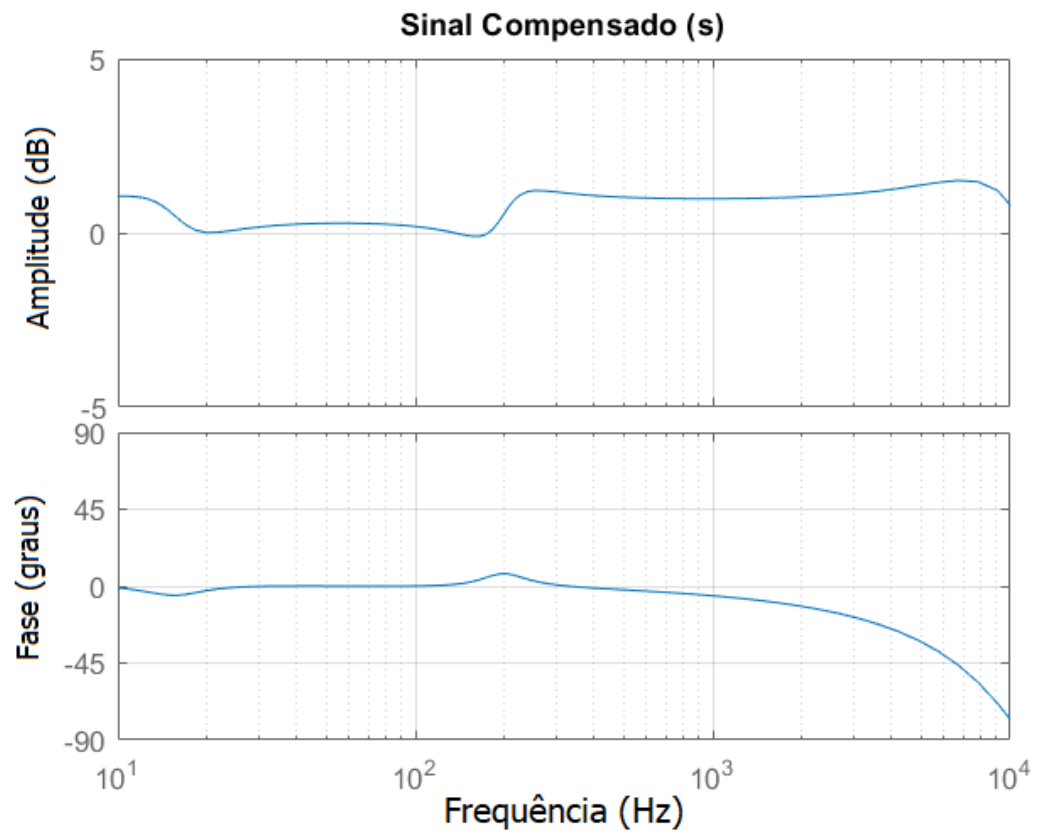


Figura 26. Diagrama de Bode do sinal compensado com variação de  $C_1$  ( $\Delta=1.1$ )

### 5.3.Caso 03 – Falta franca com variação da capacitância $C_2$

De maneira semelhante, o valor da capacitância  $C_2$  foi alterado a fim de analisar o comportamento do filtro. As Figuras 27, 28 e 29 apresentam os dados aferidos para  $\Delta = 0.9$  e as Figuras 30, 31 e 32 para  $\Delta = 1.1$ .

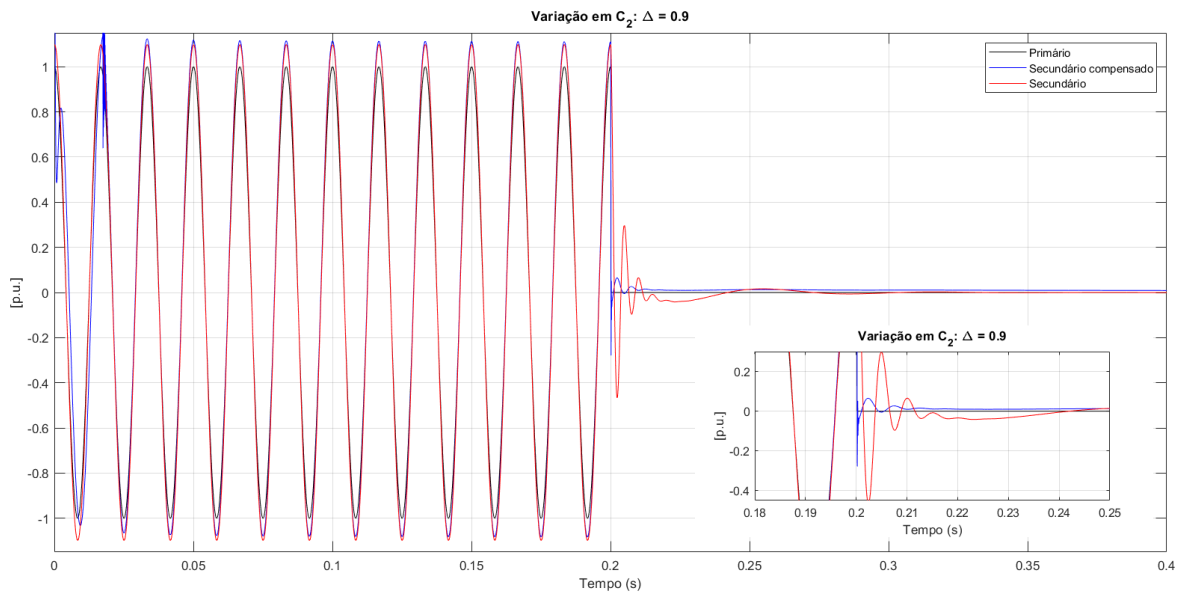


Figura 27. Desempenho do compensador com variação em  $C_2$  e falta no pico ( $\Delta = 0.9$ )

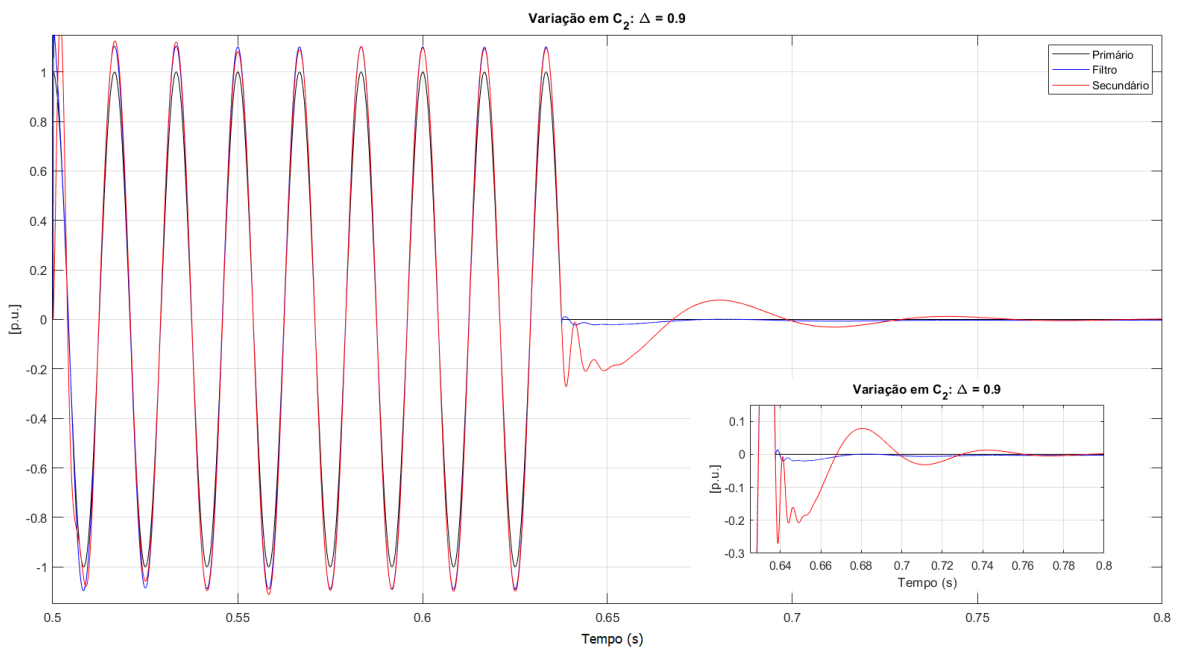


Figura 28. Desempenho do compensador com variação em  $C_2$  e falta em zero ( $\Delta = 0.9$ )

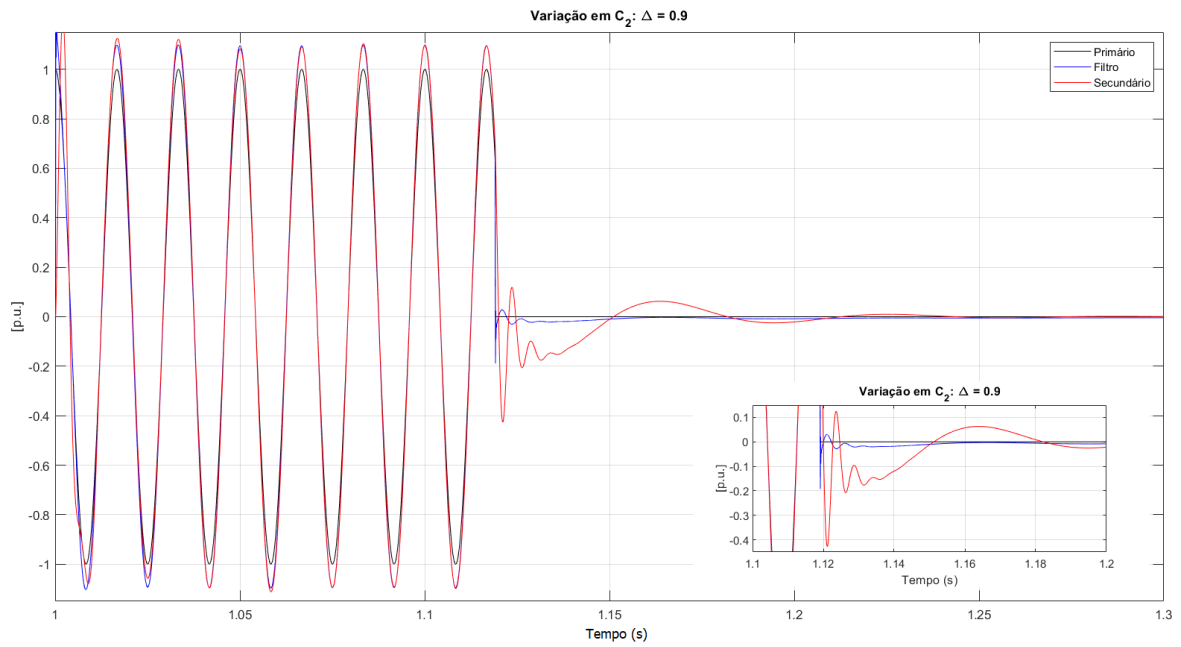


Figura 29. Desempenho do compensador com variação em  $C_2$  e falta em  $45^\circ$  ( $\Delta = 0.9$ )

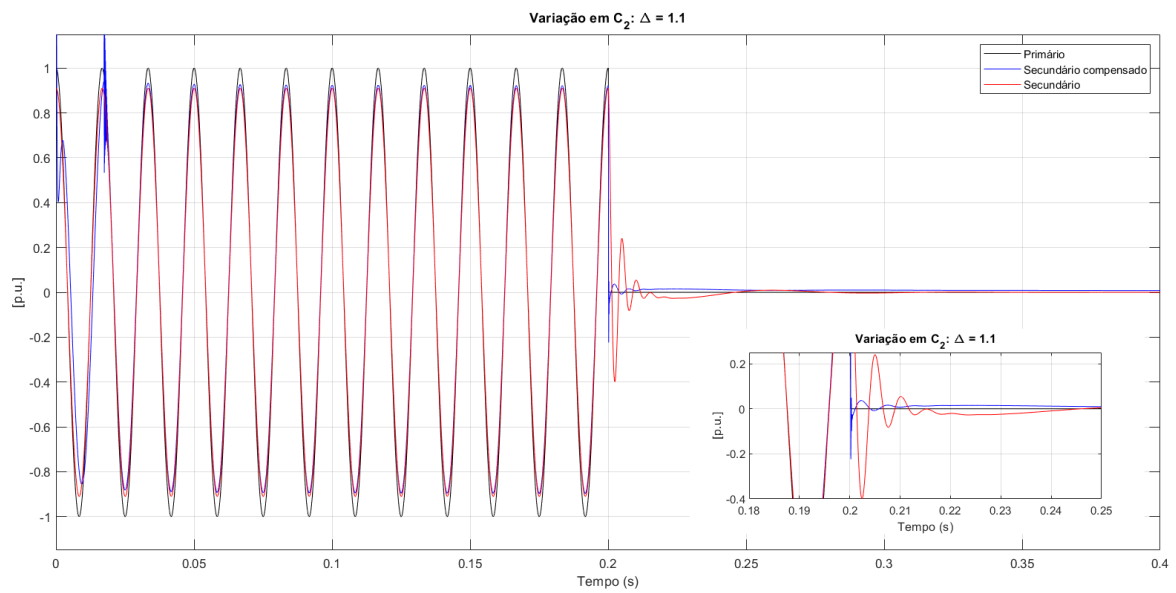


Figura 30. Desempenho do compensador com variação em  $C_2$  e falta no pico ( $\Delta = 1.1$ )

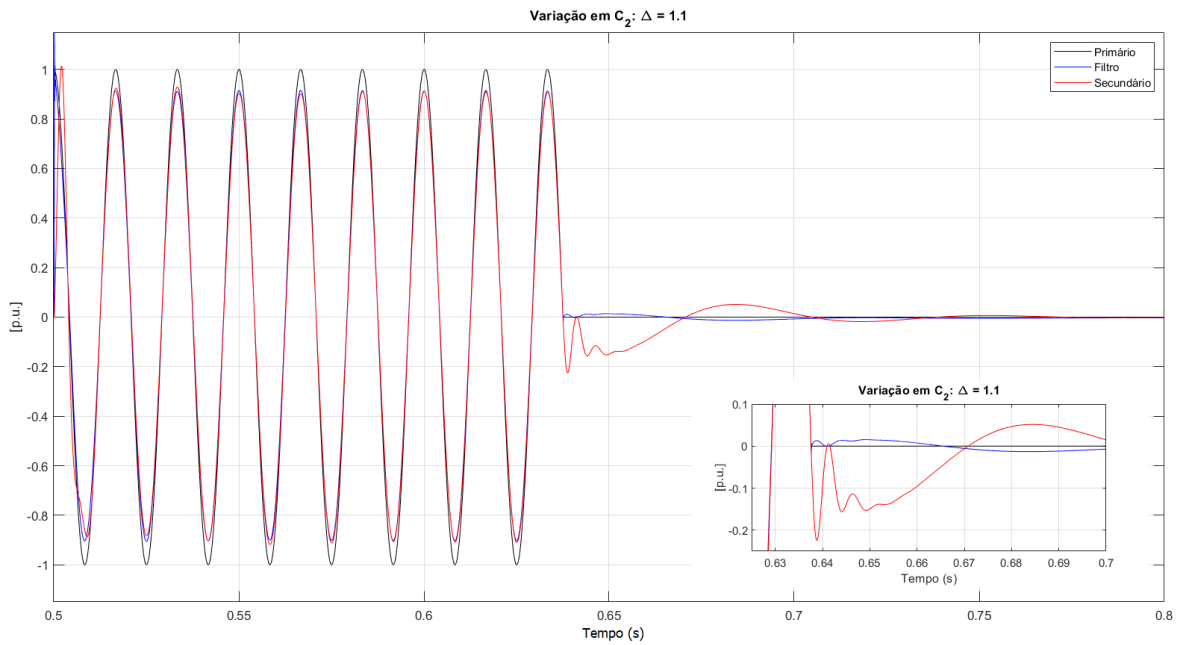


Figura 31. Desempenho do compensador com variação em  $C_2$  e falta em zero ( $\Delta = 1.1$ )

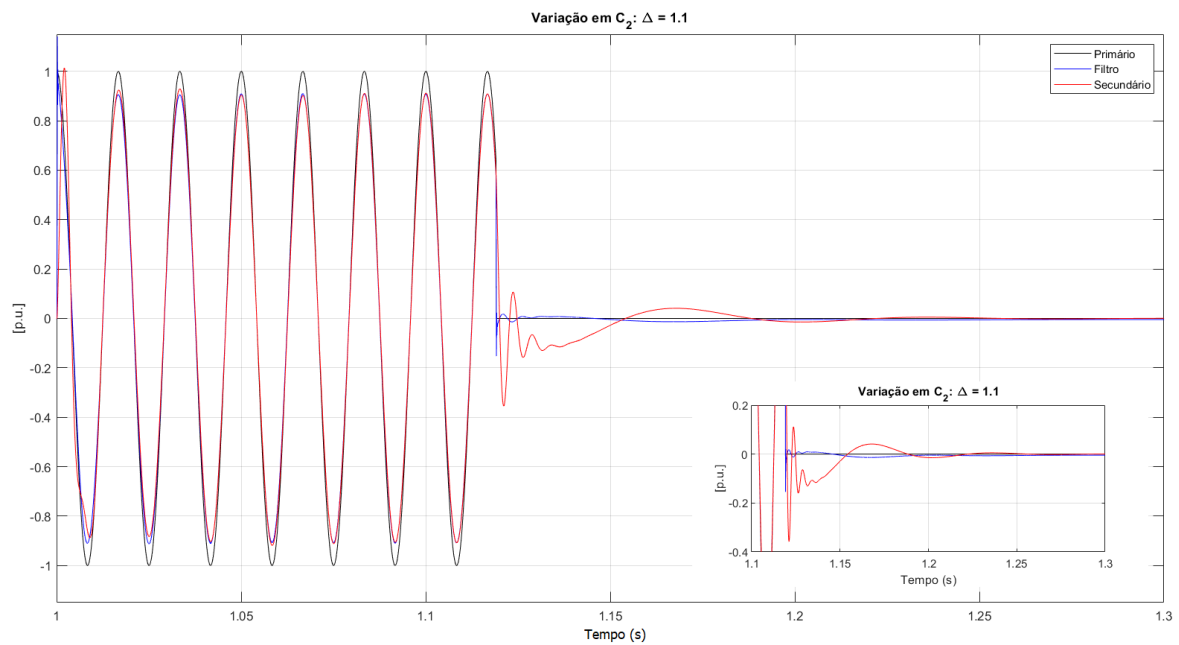


Figura 32. Desempenho do compensador com variação em  $C_2$  e falta em  $45^\circ$  ( $\Delta = 1.1$ )

Percebemos que a relação de  $C_2$  é inversamente proporcional, o que é esperado devido a sua localização no circuito divisor de tensão. Contudo, é notável que apesar do regime permanente variar muito a sua amplitude, durante o período de falta, a sensibilidade é maior do que a observada em  $C_1$ .

Além disso, assim como  $C_1$ , a variação de  $C_2$  também modifica a capacitância resultante da coluna capacitiva, o que também torna a indutância de compensação  $L_R$  do reator diferente da esperada pela equação (2), impactando no sinal secundário obtido.

Essa variação mais expressiva no sinal de resposta se deve, em sua maioria, a maior ordem de grandeza de  $C_2$ , pois como as capacitâncias favorecem efeitos dinâmicos em frequências mais elevadas, por possuir magnitude mais relevante do que  $C_1$ ,  $C_2$  possui maior alteração no compensador no momento de falta dentre esses dois dispositivos.

A Figura 33 ilustra a diferença do secundário compensado quanto à variação dos parâmetros  $C_1$  e  $C_2$ , para evidenciar o peso que cada um dos elementos emprega na compensação. Devido à relação inversa de proporção entre  $C_1$  e  $C_2$ , foram utilizados os valores de 0.9 e 1.1, respectivamente, para emular apenas a proporção dos efeitos.

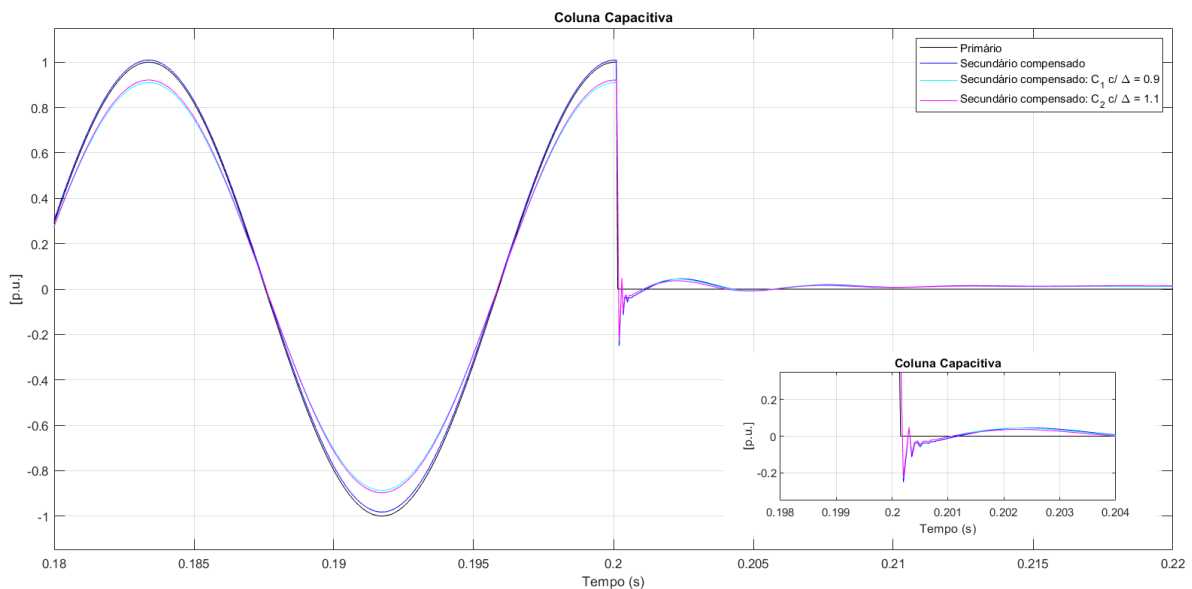


Figura 33. Variação da coluna capacitiva

Analisando a Figura 32 vemos que houve uma redução no pico da primeira onda oscilatória tanto para  $C_1$  quanto para  $C_2$ , sendo  $C_2$  o componente que apresentou maior redução. Pela Tabela 2, podemos concluir que o valor de aproximadamente 20 vezes superior para  $C_2$  representa uma pequena diferença no momento de falta. Isso porque os efeitos dessa diferença de valor se apresentariam com maior ênfase em frequências mais elevadas, da ordem de centenas de milhares de hertz. Apesar de aparentar uma melhoria do filtro, devemos avaliar a amplitude na frequência normal de operação, o que nos mostra que esta fica comprometida em aproximadamente 10%.

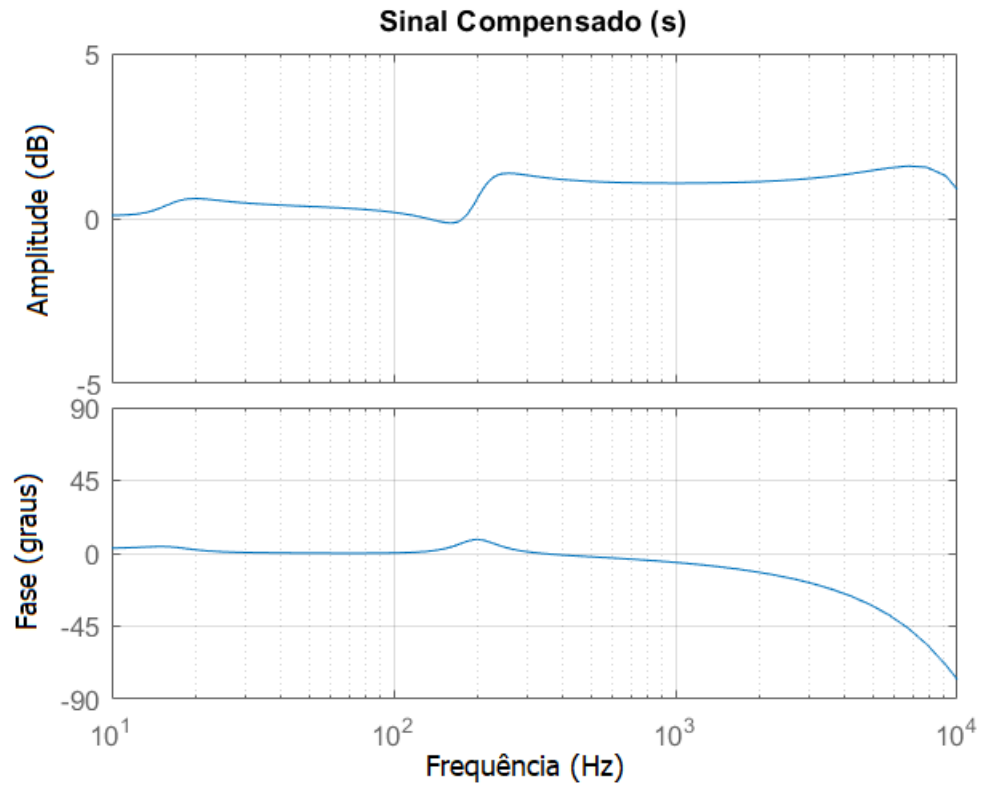


Figura 34. Diagrama de Bode do sinal compensado com variação de  $C_2$  ( $\Delta=0.9$ )

#### 5.4.Caso 04 – Falta franca com variação do reator de compensação

Aqui a análise consiste em variar o valor da indutância de  $L_R$ , assumindo um desgaste causado por intempéries. As Figuras 35 a 43 explicitam os resultados obtidos para variações de delta iguais a 0,9 e 1,1.

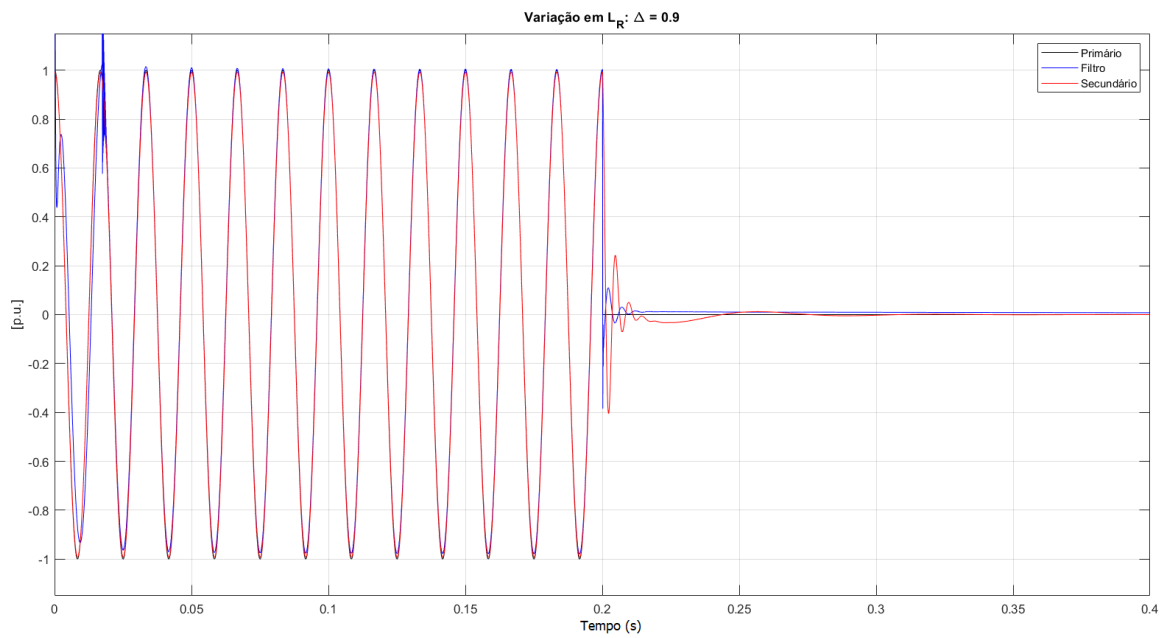


Figura 35. Desempenho do compensador com variação em  $L_R$  e falta no pico ( $\Delta = 0.9$ )

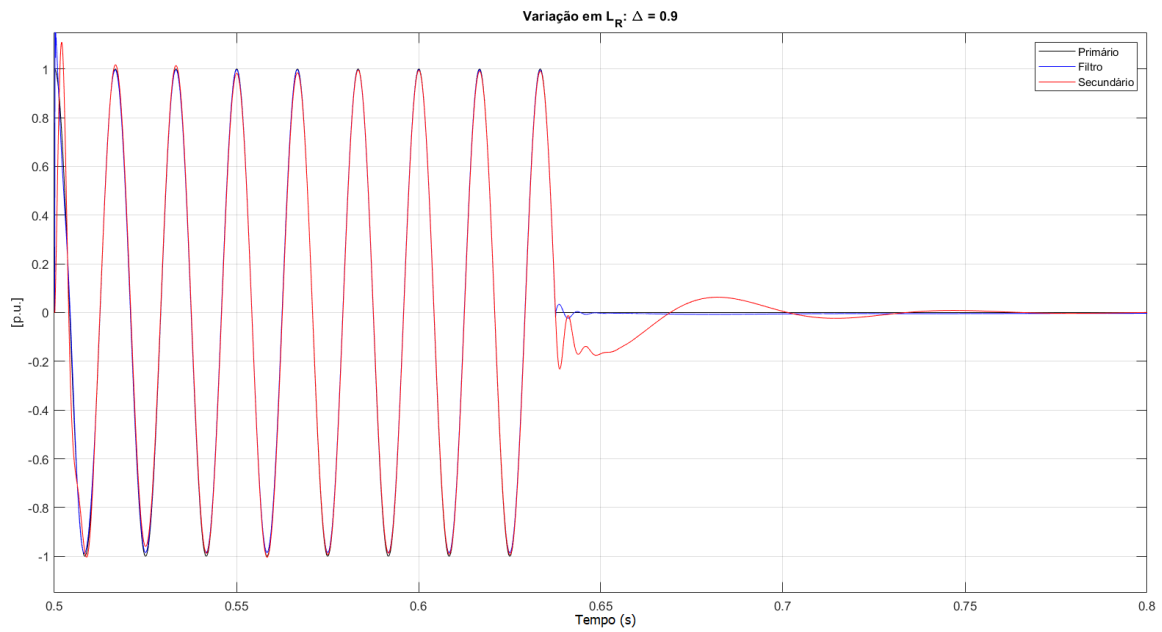


Figura 36. Desempenho do compensador com variação em  $L_R$  e falta em zero ( $\Delta = 0.9$ )

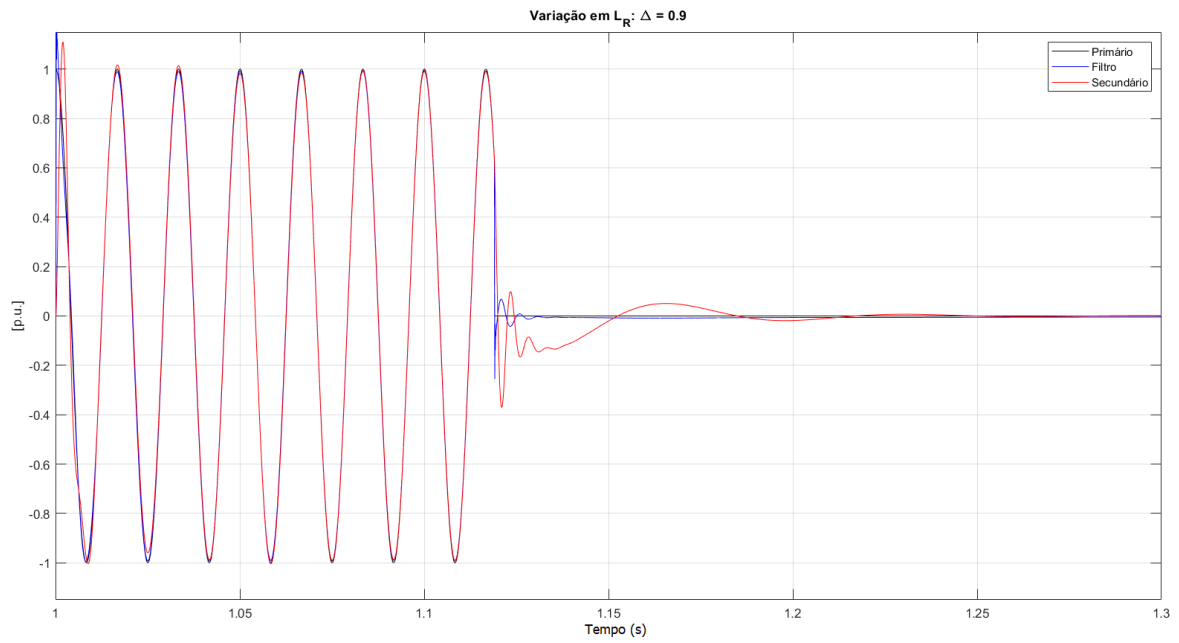


Figura 37. Desempenho do compensador com variação em  $L_R$  e falta em  $45^\circ$  ( $\Delta = 0.9$ )

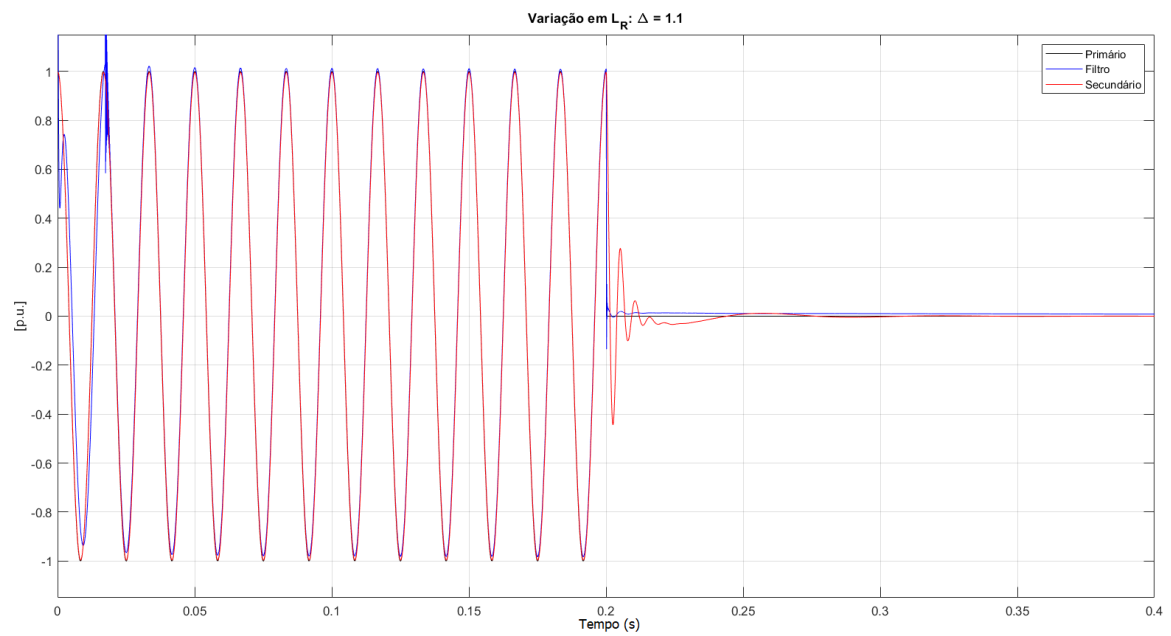


Figura 38. Desempenho do compensador com variação em  $L_R$  e falta no pico ( $\Delta = 1.1$ )



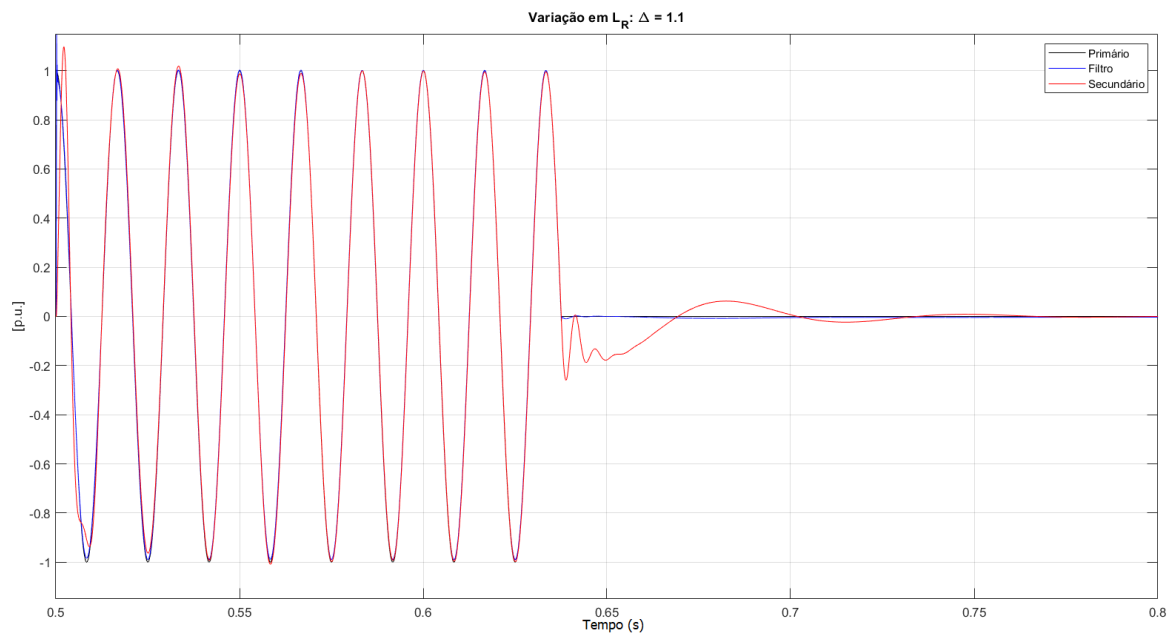


Figura 39. Desempenho do compensador com variação em  $L_R$  e falta em zero ( $\Delta = 1.1$ )

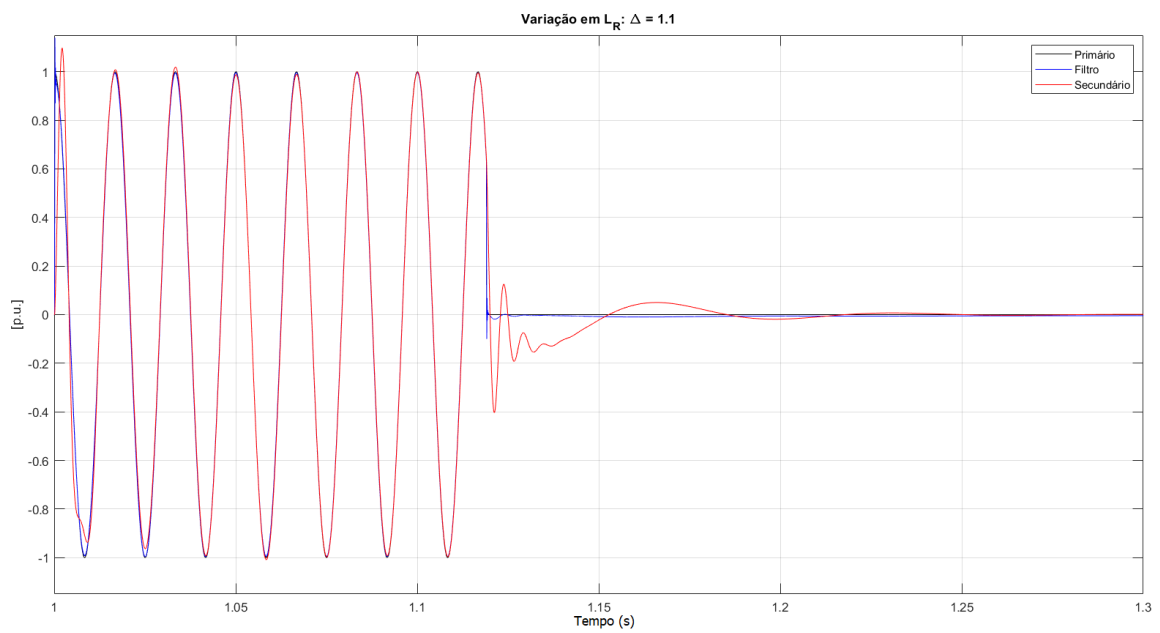


Figura 40. Desempenho do compensador com variação em  $L_R$  e falta em  $45^\circ$  ( $\Delta = 1.1$ )

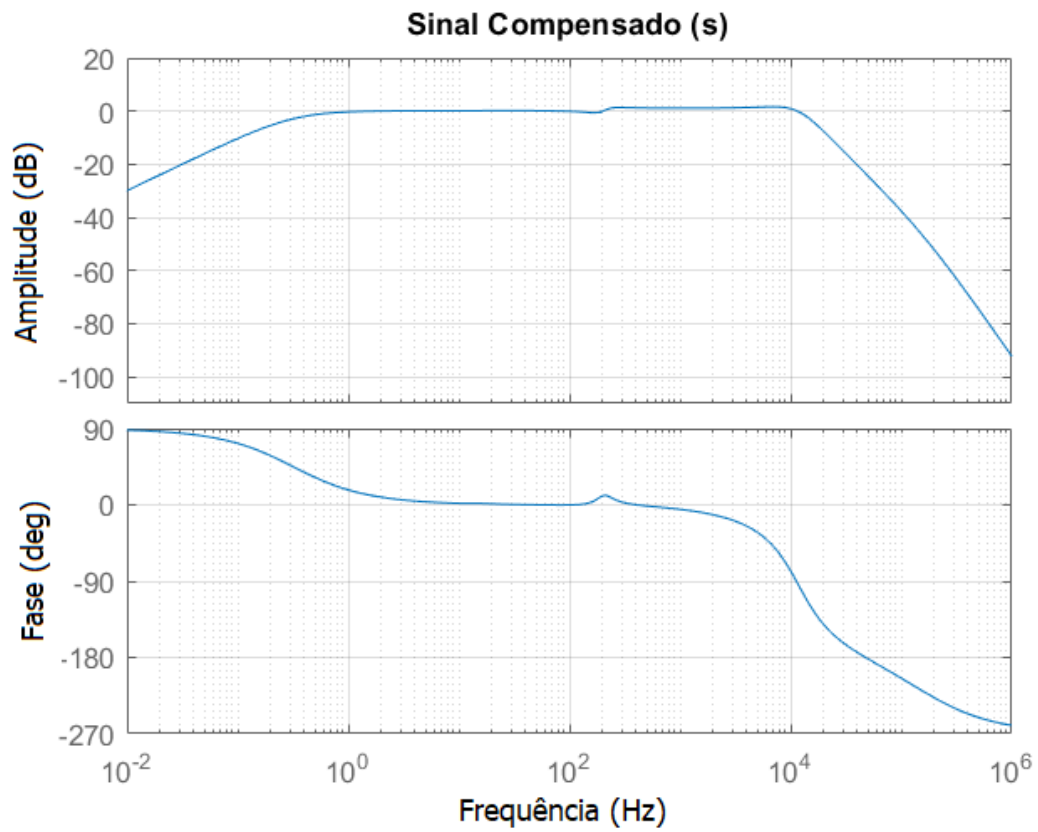


Figura 41. Diagrama de Bode para  $L_R = 0.9 L_R$

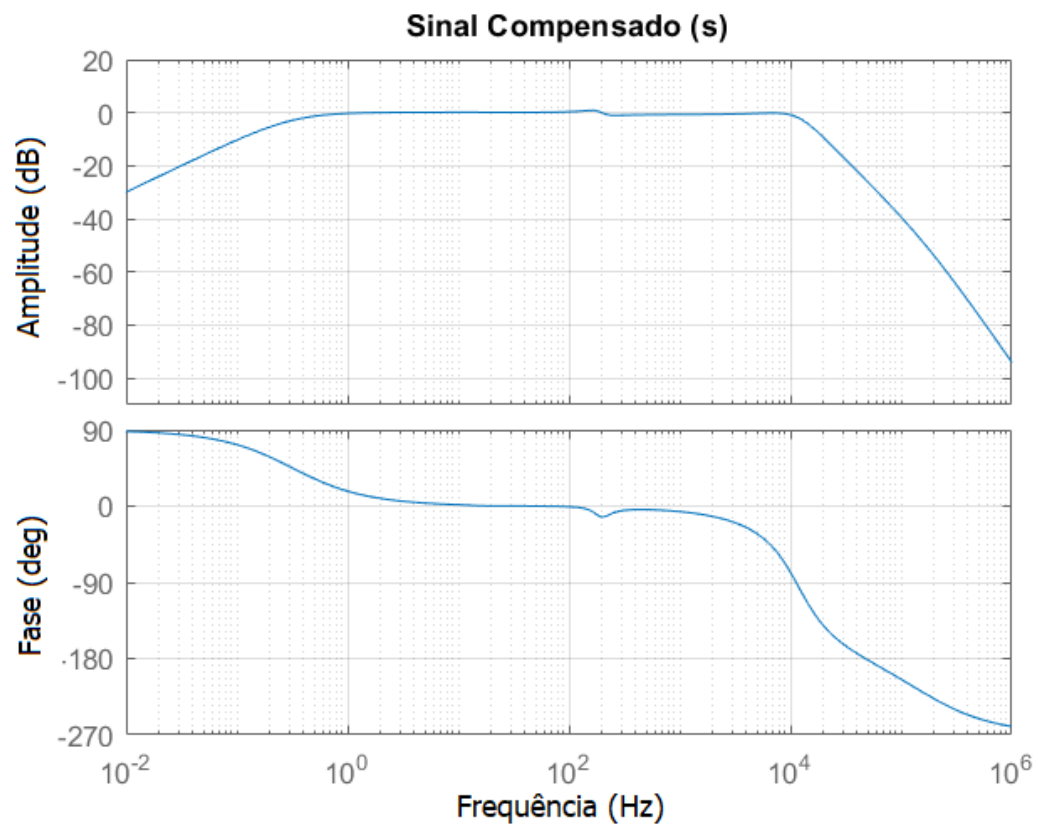


Figura 42. Diagrama de Bode para  $L_R = 1.1 L_R$

Cabe destacar que o impacto de  $L_R$  no regime permanente é pouco evidente, isso ocorre provavelmente devido ao seu propósito principal, que é suprimir a defasagem da coluna capacitiva, logo há poucas variações na amplitude. Apesar disso, como o projeto de compensação da defasagem é apenas para a frequência fundamental, no momento de falta percebe-se uma diferença nas ondas de amortecimento nos casos em que  $L_R < 1$  e  $L_R > 1$ , principalmente para falta no instante de pico.

Com o apoio do domínio da frequência (Figuras 41 e 42), observa-se que para  $f \sim 205$  Hz, há um pico de defasagem de  $\pm 12^\circ$  (positivo para  $L_R < 1$  e negativo para  $L_R > 1$ ) e um aumento (ou redução) de amplitude para as frequências posteriores. Logo, vemos que o comportamento do compensador se modifica um pouco em virtude da defasagem que surge e do ganho modificado para frequências maiores.

A Figura 43, apresenta um comparativo do sinal compensado normalmente em relação a uma variação de  $L_R$  em termos percentuais.

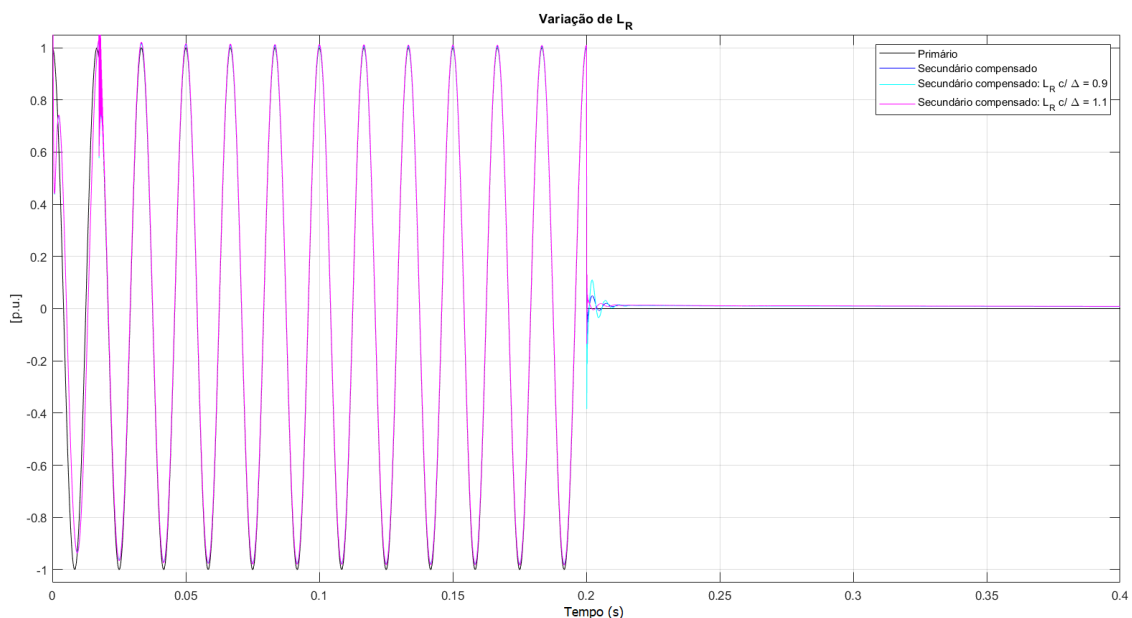


Figura 43. Desempenho do compensador com variação de  $L_R$

Percebe-se que alterações nominais negativas em  $L_R$ , isto é, a redução de sua indutância, causa uma distorção oscilatória crescente no sinal compensado, ao comparar os sinais da figura 43. Quanto a pequenas variações nominais positivas (aumento de sua indutância), o filtro apresentou um adiantamento em sua convergência, proveniente provavelmente do pequeno pico de fase (Figura 42), que adiantou os sinais acima de 200 Hz, além da pequena atenuação na amplitude nesta mesma faixa.

Assim, o elemento indutivo do reator possui sensibilidade razoável para variações de sua indutância, principalmente para valores inferiores a nominal.

### 5.5.Caso 05 – Falta franca com variação da capacitância parasita

A variação de  $C_p$  é feita para estimar a diferença que um valor bem parametrizado pode tolerar sem afetar o desempenho do real equipamento. As Figuras 44-49 contém o cenário de falta para uma variação nominal negativa e positiva da capacitância, respectivamente.

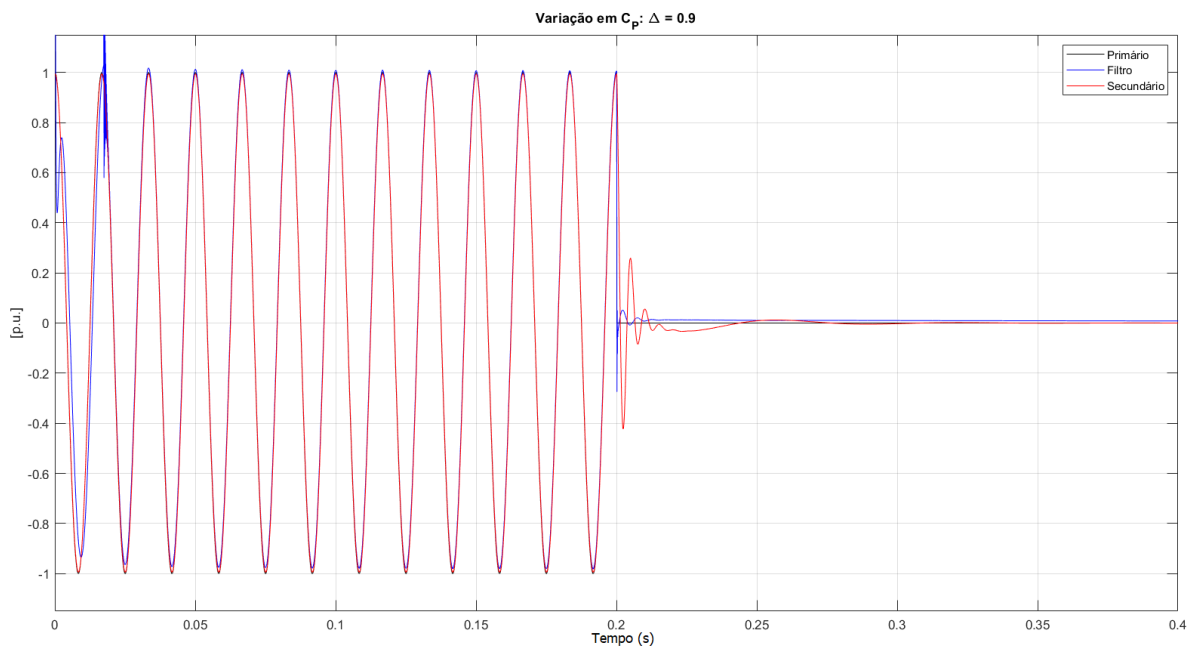


Figura 44. Desempenho do compensador com variação em  $C_p$  e falta no pico ( $\Delta = 0.9$ )

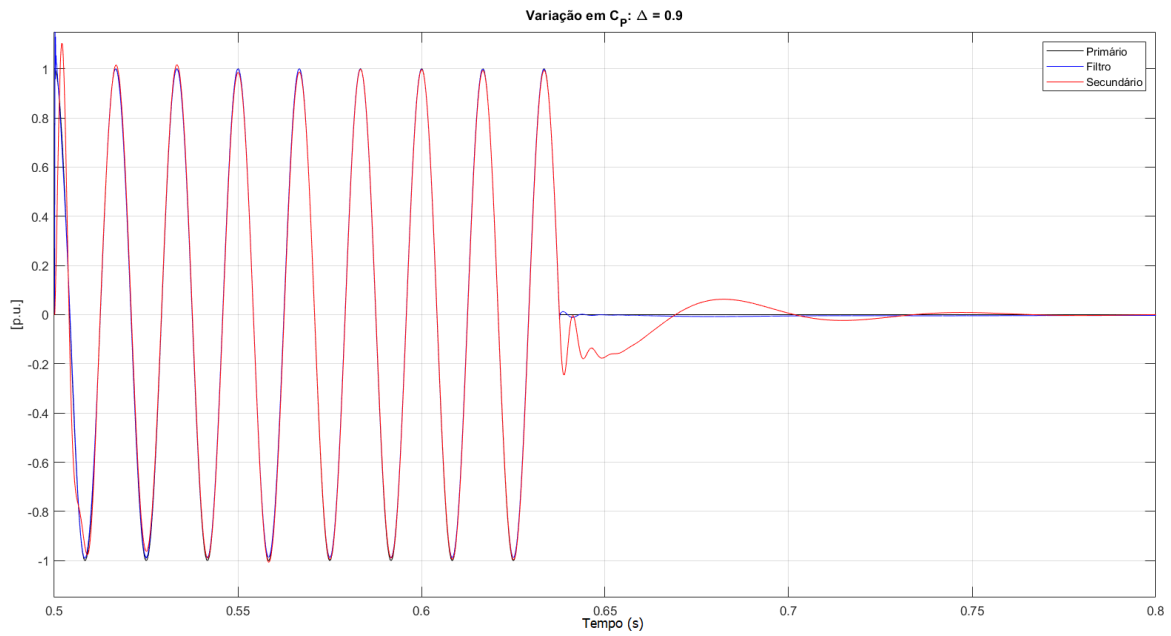


Figura 45. Desempenho do compensador com variação em  $C_p$  e falta em zero ( $\Delta = 0.9$ )

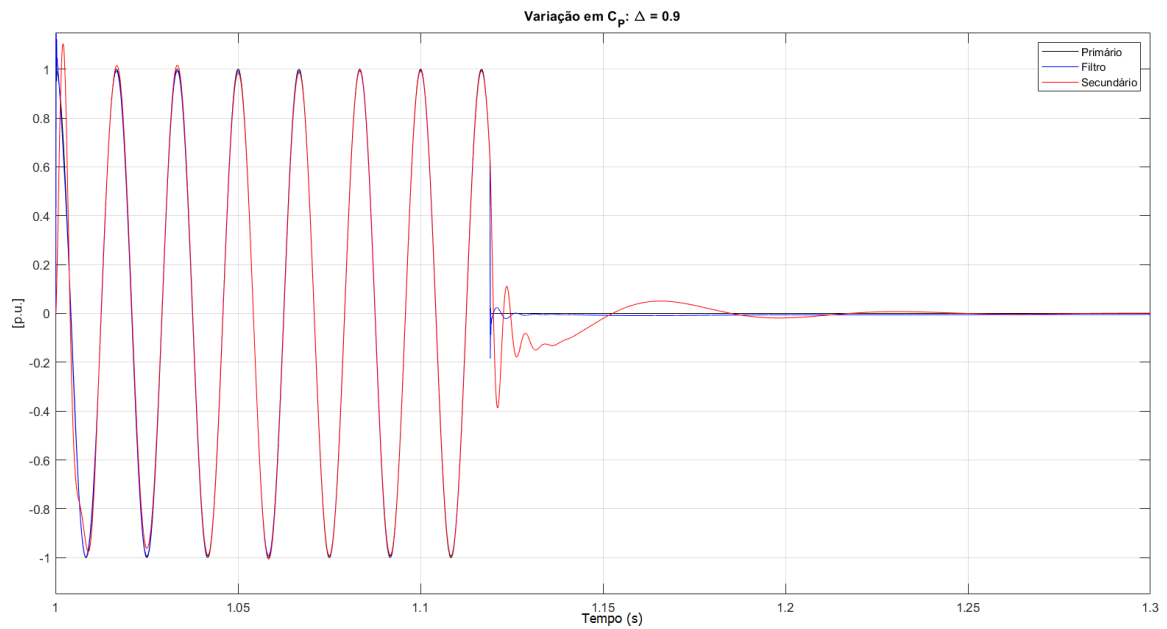


Figura 46. Desempenho do compensador com variação em  $C_p$  e falta em  $45^\circ$  ( $\Delta = 0.9$ )

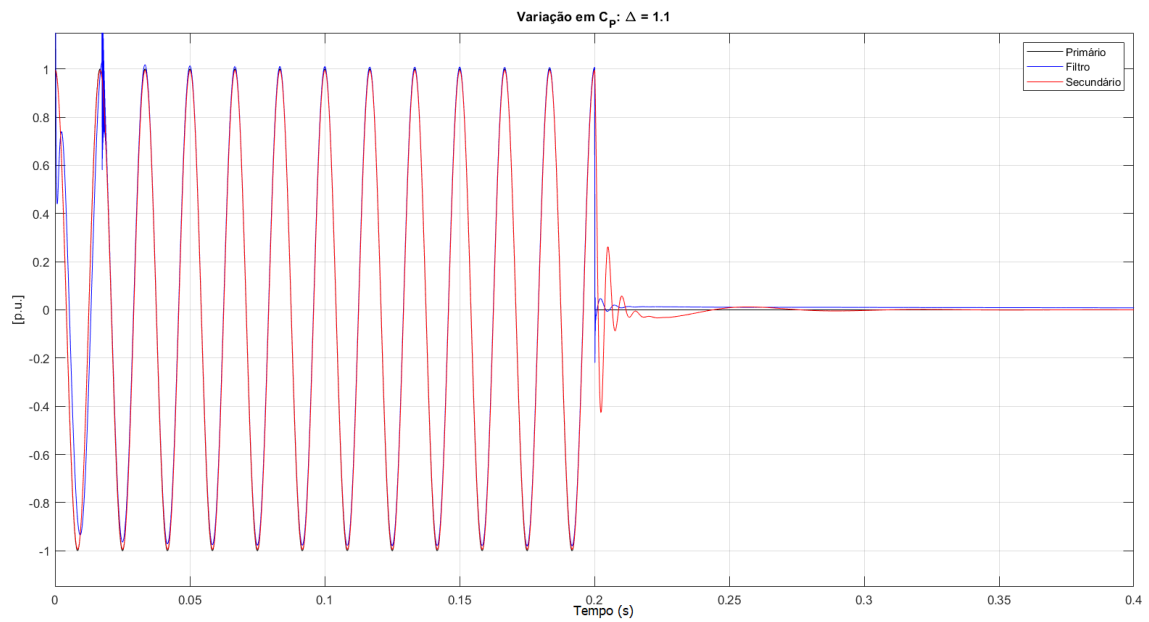


Figura 47. Desempenho do compensador com variação em  $C_p$  e falta no pico ( $\Delta = 1.1$ )

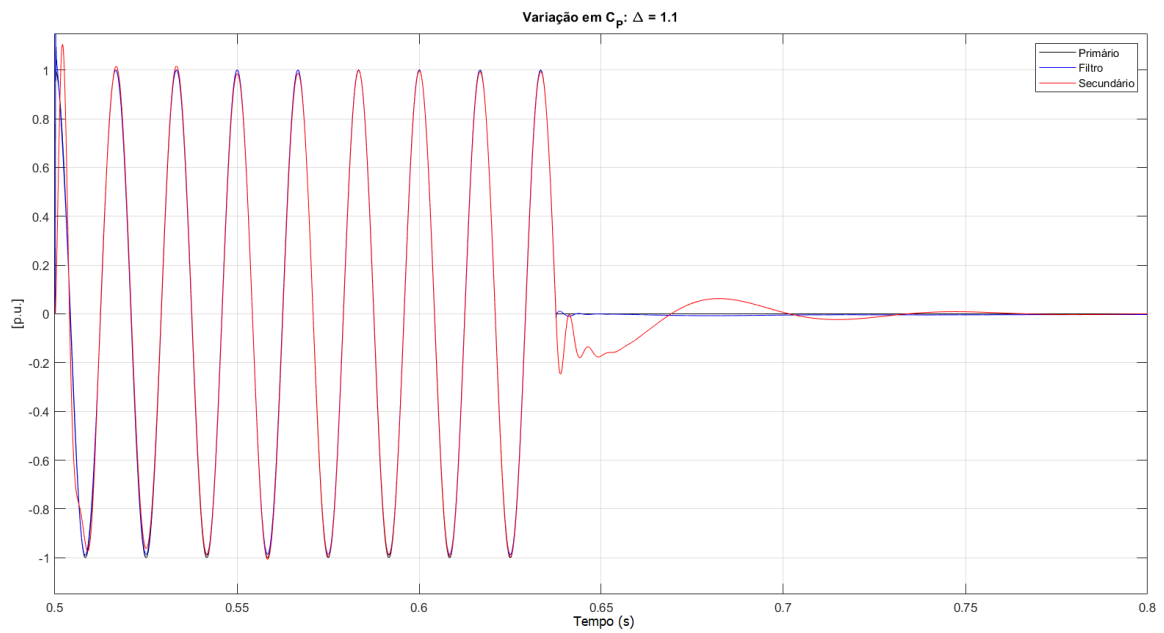


Figura 48. Desempenho do compensador com variação em  $C_p$  e falta em zero ( $\Delta = 1.1$ )

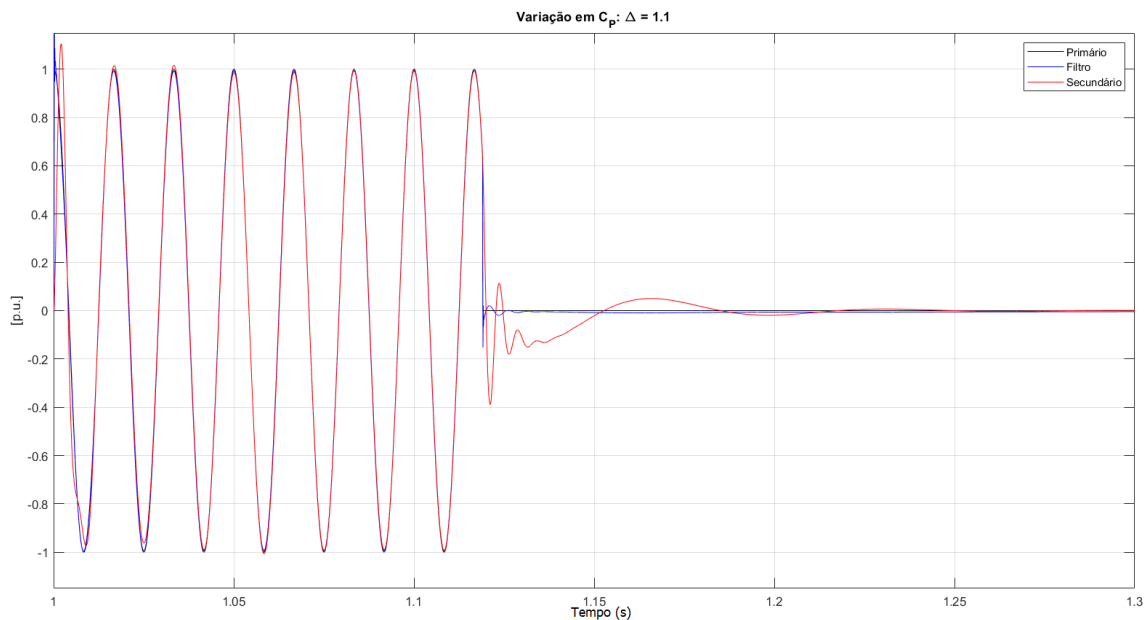


Figura 49. Desempenho do compensador com variação em  $C_p$  e falta em  $45^\circ$  ( $\Delta = 1.1$ )

O impacto na capacitância parasita se mostrou pouco relevante, devido a sua pequena contribuição ao sistema como um todo. No regime permanente, não há alteração praticamente alguma de amplitude e possui um pequeno impacto no momento de estabilização da falta.

O aumento do termo imediatamente posterior a falta se deve, majoritariamente, a sua ordem de grandeza e a sua característica capacitiva de sensibilidade a altas frequências, pois para uma mudança repentina no valor da tensão (o que representa a alta frequência) seu impacto torna-se mais presente. A sua fraca contribuição no restante do sinal se associa com sua baixa magnitude (ordem de centenas de pF), que para a frequência fundamental, torna-se desprezível.

Dessa forma, o TPC se mostrou pouco sensível a essa variação, e não houveram interferências significantes para o desempenho do compensador.

## 5.6.Caso 06 – Falta franca com inclusão de perda de isolamento

Com o passar do tempo a coluna capacitiva do TPC pode acabar sofrendo ações de intempéries como aumento do depósito de material condutor decorrente da poluição do ambiente (como sais pulverizados na superfície dos isoladores), criando trajetos alternativos na superfície do isolador para o terra que, por sua vez, conecta o condutor de alta tensão ao potencial terra (Kanashiro 1996).

Desgastes que provoquem redução (ou, em casos críticos, perda) de isolamento podem acabar promovendo um caminho para que uma corrente de fuga surja. Para simular um possível efeito acrescido ao compensador, adicionou-se uma resistência em paralelo com a coluna capacitiva.

Os gráficos abaixo (Figuras 50, 51 e 52) representaram 3 valores para essa resistência, diferindo nominalmente por uma diferença considerável. Dos resultados obtidos, nota-se que há uma pequena variação na amplitude em regime permanente e deslocamento no sentido negativo de amplitude no momento de falta.

Foi feita uma extrapolação nos valores considerados aceitáveis para uma resistência de isolamento típica de TPC, visando verificar a robustez do filtro em relação a modificação deste parâmetro, pois valores nominais comuns se situam na ordem de pelo menos dezenas de megaohms (CIGRE 2013), caso contrário para ordem de centenas de milhares de ohms ter-se-iam potências dissipadas em forma de calor superior a 200 kW, no pior caso.

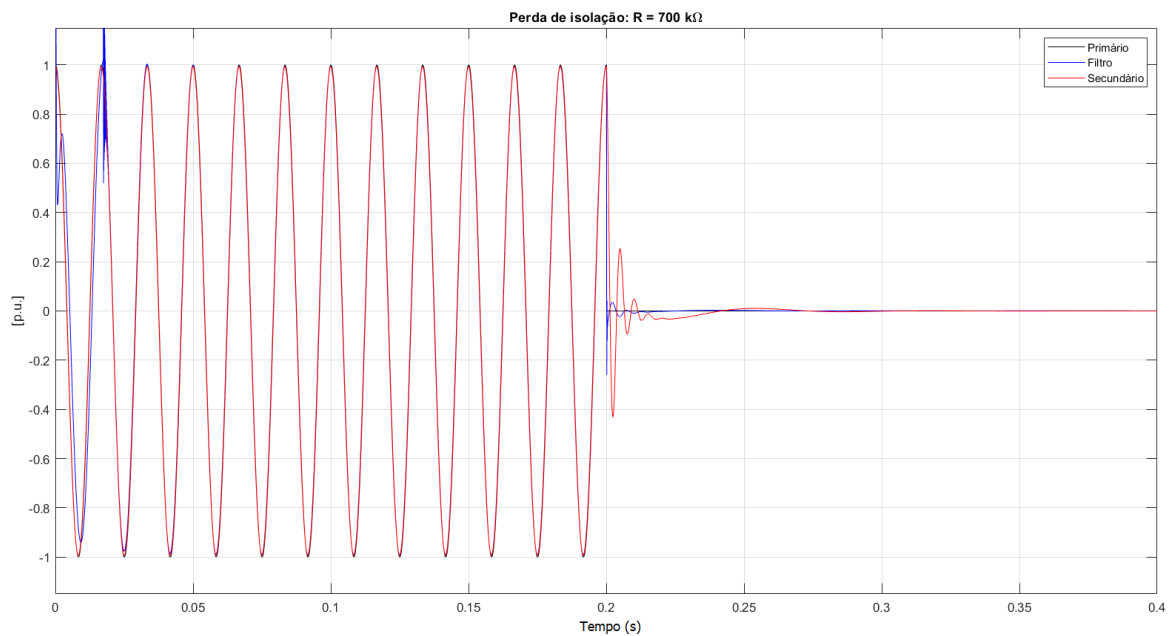


Figura 50. Desempenho do compensador assumindo perda de isolamento ( $R = 700\text{k}\Omega$ )



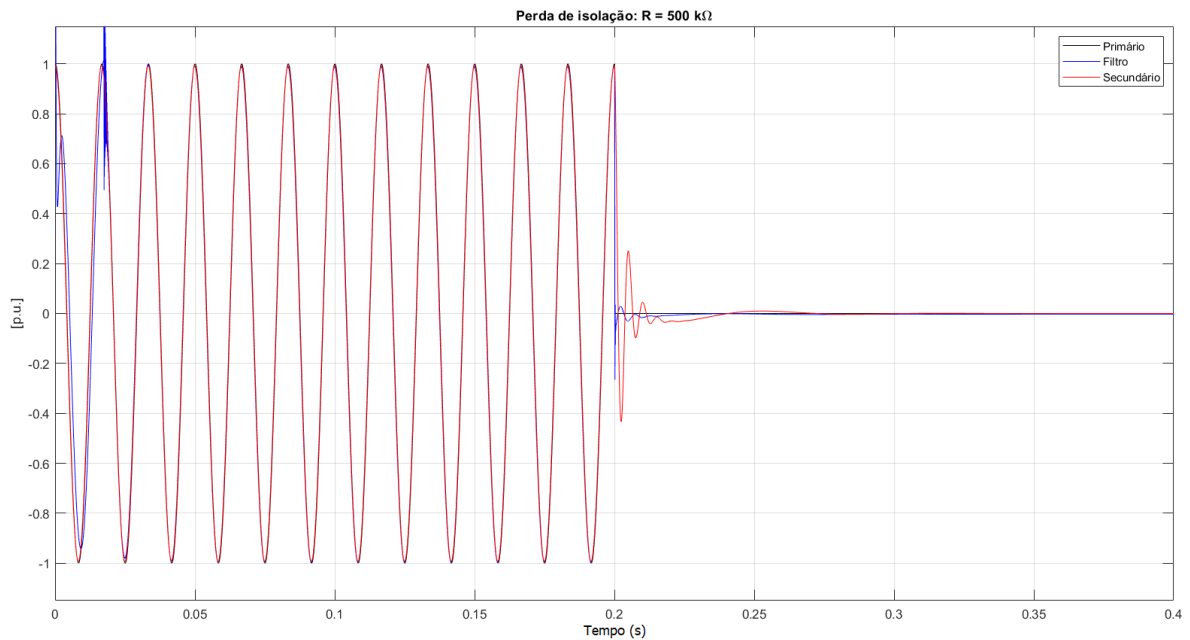


Figura 51. Desempenho do compensador assumindo perda de isolamento ( $R = 500\text{k}\Omega$ )

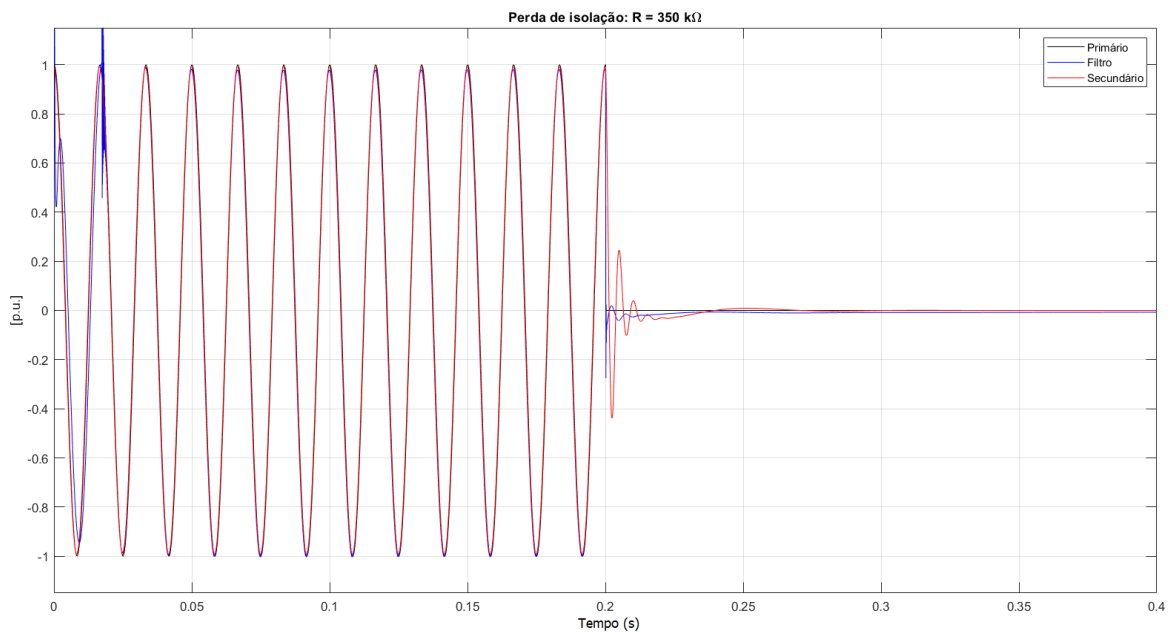


Figura 52. Desempenho do compensador assumindo perda de isolamento ( $R = 350\text{k}\Omega$ )

A amplitude do primeiro pico de falta se desloca no sentido negativo do eixo Y à medida que se reduz a resistência de isolamento. Conforme a resistência ( $R$ ) diminui, sua contribuição para uma corrente de fuga aumenta, reduzindo a amplitude da tensão secundária do TPC e, por consequência, modificando a resposta do compensador.

Uma vez que o termo resistivo  $R$  passa a conduzir uma corrente mais marcante ele interfere na divisão da tensão da coluna capacitiva. Assim como nas análises de  $C_1$  e  $C_2$ , isto

modifica o valor de impedância necessário pelo reator para que o sinal do TPI esteja com amplitude e defasagem corrigidas.

Como a nova impedância da coluna capacitiva possui uma fase diferente de seu modelo original, o efeito propagado dessa alteração resultou em um erro de regime permanente. Devido a imperfeições e também a elementos não lineares, ou ainda, devido às características do próprio sistema, a resposta em regime permanente pode não seguir a referência com exatidão (Nise 2017). Assim, o que ocorre com a perda de isolamento é a predominância da resistência, que atua como uma imperfeição do modelo, desconsiderada no modelo de compensação.

A Figura 53 ilustra diferentes valores de R com a saída compensada e a tensão primária, para visualizar o aumento do erro de regime permanente causado por esse fenômeno.

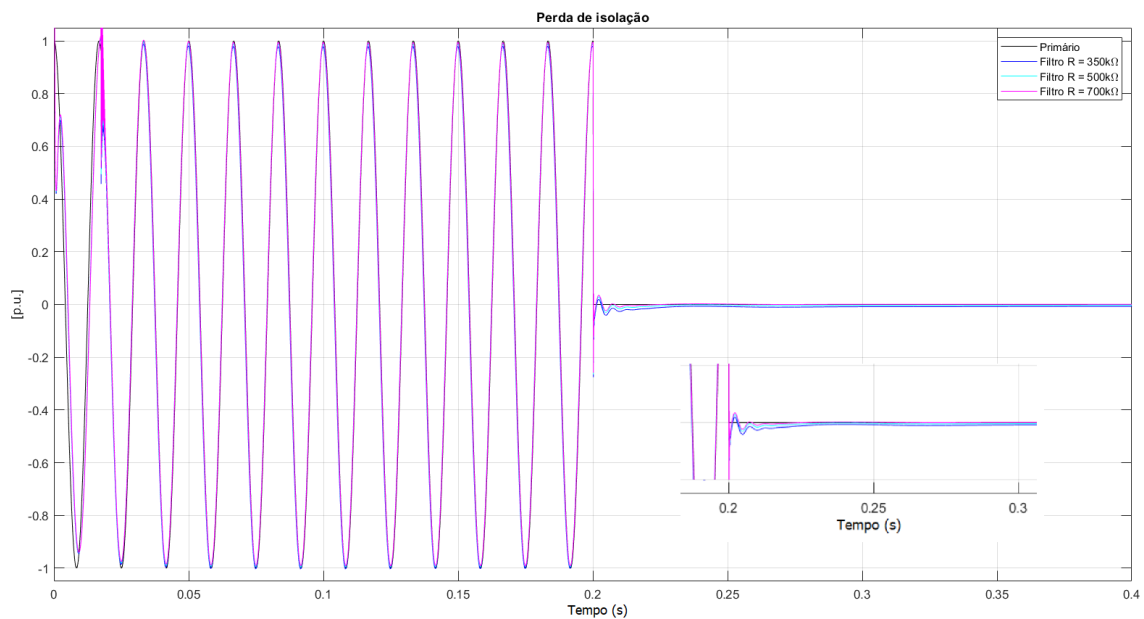


Figura 53. Efeito da perda de isolamento para diferentes valores de resistência considerada

Com base na Figura 53, podemos afirmar que o valor escolhido para a simulação da perda de isolamento pode se situar dentro de uma margem de – para esse modelo de TPC – cerca de pelo menos  $700\text{ k}\Omega$ , até que alguma discrepância relevante possa ser observada, o que revela a robustez do filtro pois para os valores usuais de isolamento (aproximadamente dezenas de megahms) as alterações do sinal seriam mínimas. Quanto mais expressiva a corrente de fuga se tornar, maior será o aumento do erro em regime permanente de falta do sinal do TPC compensado, além da distorção em amplitude para a frequência fundamental.

Ainda assim, o maior valor de erro associado foi de aproximadamente 1,0% para  $R = 350 \text{ k}\Omega$ , para um intervalo de 70 ms.

## 6. CONCLUSÕES

O presente trabalho citou algumas modelagens de TPCs, desde os trabalhos mais simplificados até os mais complexos.

Como produto deste trabalho, analisou-se um compensador projetado para um TPC e comparou seu desempenho frente a variação de alguns dos parâmetros do lado de maior tensão do TPC. Neste estudo, mostraram-se os componentes menos sensíveis às variações nos valores dos dispositivos utilizados para modelar o TPC.

A capacitância parasita ( $C_p$ ) possui uma sensibilidade muito pequena, em grande parte devido a sua influência ser notada majoritariamente em frequências bem mais elevadas do que a fundamental.

A coluna capacitiva, por outro lado, apresentou grandes impactos na amplitude quando na frequência fundamental. Ficou evidente a relação diretamente proporcional de  $C_1$  com o parâmetro de variação adotado ( $\Delta$ ), que existe devido ao equacionamento do divisor de tensão.  $C_2$ , assim como  $C_1$ , possuiu um impacto ligeiramente maior no momento de falta em virtude de seu maior valor nominal, contudo, possui uma característica inversamente proporcional a  $\Delta$ , pois se situa como último elemento do divisor capacitivo.

A indutância do reator  $L_R$  se mostrou menos sensível no regime permanente, mas no momento de falta notou-se uma atenuação variada do compensador. Essa variação está relacionada ao espectro do novo sinal compensado obtido a partir dessa variação, que provocou o surgimento de um pico de defasagem em uma parte do espectro e também ocasionou uma modificação no ganho para frequências acima da fundamental. Logo, é um componente com impacto mais relevante.

Por fim, baseado no comportamento quanto a inserção de uma perda resistiva, notou-se que o dado mais importante é o seu valor de referência. Caso R possua uma boa margem de segurança, há impacto tolerável no sinal, caso contrário, o sinal aumenta o valor do erro de regime permanente.

Dessa forma, os componentes mais fáceis de se detectar variação são aqueles da coluna capacitiva, pois sua variação impacta principalmente nos resultados na frequência de operação. A observação de um oscilógrafo com esse compensador pode nos informar quanto a

um possível desgaste em  $C_1$  e  $C_2$  pois sua modificação do sinal é bem expressiva na operação normal do sistema.

Conclui-se, então, que o modelo de compensador analisado possui robustez a pequenas variações em  $C_p$ , uma vez que os dados mostraram solidez no desempenho do compensador.

Há sensibilidade alta na frequência fundamental para  $C_1$ ,  $C_2$ , e  $R$ , pois vimos que a amplitude, para os dois primeiros, é bem afetada, com atenuação ou ganho de aproximadamente o fator de variação. Já  $R$  possui variação relevante quanto ao erro de regime permanente de falta, apesar de pouco impacto no regime de operação.

Por último, há sensibilidade moderada para  $L_R$ , uma vez que a resposta do compensador apresentou pequenas variações para aumento de seu valor nominal, mas variações mais expressivas para reduções deste mesmo valor.

Como trabalhos futuros, propõem-se os seguintes tópicos:

- Analisar os efeitos dos componentes  $L_d$ ,  $C_{ps}$ ,  $L_s$ ,  $R_s$  e  $C_s$  no domínio da frequência para faixas mais amplas do que o escopo deste estudo;
- Analisar os efeitos dos componentes  $L_d$ ,  $C_{ps}$ ,  $L_s$ ,  $R_s$  e  $C_s$  no domínio do tempo para faixas de frequências mais amplas do que o escopo deste estudo; e
- Avaliar a performance do filtro no domínio do tempo ao variar o tipo de mapeamento do plano  $s$  para o plano  $z$ .
- Avaliar os modelos dos transformadores de instrumentos diante da possível inserção de harmônicos inseridos por conversores de potência e as formas de mitigar os eventuais efeitos que componentes não fundamentais teriam sobre eles.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA (ANEEL). Resolução Normativa nr 270, de 26 de junho de 2007. Ministério de Minas e Energia, Brasília, DF. Diário Oficial da União de 09.07.2007, seção 1, p. 34, v. 144, n. 130.
- AJAEI, F. B.; SANAYE-PASAND, M.; REZAEI-ZARE, A.; IRAVANI, R. Analysis and Suppression of the Coupling Capacitor Voltage Transformer Ferroresonance Phenomenon. *IEEE Transactions on Power Delivery*
- BAINY, R. G. Modelagem e Compensação de Transformador de Potencial Capacitivo (TOC) de 500 kV da Usina Hidrelétrica de Itaipu. Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade Estadual do Oeste do Paraná – UNIOESTE, Foz do Iguaçu: 2012.
- BAINY, R. G.; CARDOSO, L. F.; SILVA, C. A.; LOPES, F. V.; PESENTE, J. R.; OTTO, R. B. Influência de Modelos de Transformadores de Potencial Capacitivos Sobre a Estimação de Fasores de Tensão. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE SISTEMAS ELÉTRICOS, 4, 2012. Goiânia. Anais. Goiás: 2012.
- CARVALHO JUNIOR, A. V. de. Interação Transitória entre Transformadores de Potencial Capacitivos e Linhas de Transmissão: Uma Contribuição para Minimizar Falhas. Tese de Mestrado – Universidade Federal de Pernambuco, Pernambuco, 2008.
- CARVALHO JUNIOR, A. V. de; SANTOS, C. M. P.; PENA, M. C. M. A Experiência da Chesf em Detecção e Análises dos Modos de Falha em Transformadores para Instrumentos. *EletroEvolução*, v. 48, p. 25–31, Setembro 2007.
- CIGRE Brasil, GT A2.05. Guia de manutenção para transformadores de potência.– Grupo de Trabalho A2.05, 2013.
- D’AJUZ, A.; RESENDE, F. M.; CARVALHO, F. M. S.; NUNES, I. G.; AMON FILHO, J.; DIAS, L. E. N.; PEREIRA, M. P.; KASTRUP FILHO, O.; MORAIS, S. A. Equipamentos Elétricos: especificação e aplicação em subestações de alta tensão. FURNAS. 1985.
- Eaton, J.W. *Octave*®, GNU Octave. 1998-2019. [gnu.org/software/octave](http://gnu.org/software/octave). Acessado em 2/12/2019.
- FERNANDES JR., D. Modelo de Transformadores de Potencial Capacitivos para Estudos de Transitórios Eletromagnéticos. 2003. 126f. Tese de Doutorado – Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande: 2003.
- FERRACCI, P. Ferroresonance. Groupe Schneider, March 1998. Cahier Technique Schneider no. 190.
- IEEE, WORKING GROUP C5 OF. Mathematical Models for Current, Voltage, and Coupling Capacitor Voltage Transformers. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Proceedings of TDC’06, 7443 Coastal Drive, Harrison, TN, USA, v. 15, n. 1, p. 62–72f, January 2000

IZYKOWSKI, J.; KASZTENNY, B.; ROSOLOWSKI, E.; SAHA, M. M.; HILLSTROM, B. Dynamic Compensation of Capacitive Voltage Transformers. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 13, n. 1, p. 116–122, January 1998.

FERNANDES JÚNIOR, D. *Modelo de Transformadores de Potencial Capacitivos para Estudos de Transitórios Eletromagnéticos*. 107 folhas. Tese de Doutorado – Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2003.

KANASHIRO, A. G.; BURANI, G. F., “Leakage Current Monitoring of Insulators Exposed to Marine and Industrial Pollution”, *IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, 271-274, Quebec, Canada, (1996).

KASZTENNY, B., SHARPLES, D., ASARO, V., POZZUOLI, M. “Distance Relays and Capacitive Voltage Transformers-Balancing Speed and Transient Overreach”. In: *Annual Conference for Protective Relay Engineers*. Ontario, Canada: [ s.n.], Vol. 53, 2000.

KEZUNOVIC, M., KOJOVIC, L., SKENDZIC, V., FROMEN, C. W., SEVCIK, D. R., NILSSON, S. L. “Digital Models of Coupling Voltage Transformers for Protective Relay Transient Studies”. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 7, No. 4, pp. 1927-1935, October 1992.

LEUVEN EMTP CENTER. ATP - Alternative Transient Program: Rule book. Herverlee, Belgium, 1987.

MACHADO, E. P. Uma Técnica para Compensação Dinâmica de Transformadores de Potencial Capacitivos. 80 folhas. Tese de Mestrado – Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande. 2009.

MEDEIROS FILHO, S. *Medição de Energia Elétrica*. Rio de Janeiro: Editora Guanabara, 1976.

NEVES, W. L. A., SOUZA, B. A., FERNANDES Jr., D., COSTA, E. G., ALMEIDA, G. J. C., LIRA, G. R. S., SILVA, C. A., MACHADO, E. P., VASCONCELOS, J. C. R. S. A., GODOY, M. V. *Relatório de Projeto de Pesquisa e Desenvolvimento - Representação de Transformadores de Potencial Capacitivos em Estudos de Transitórios Eletromagnéticos*. [S.l.], abril 2007.

NISE., N. S. *Engenharia de Sistemas de Controle*, 7ª edição. Grupo GEN, 2017. 9788521634379. 2017. Disponível em: <https://integrada.minhabiblioteca.com.br/#/books/9788521634379/>. Acesso em: Jul 2020.

ONS. *Principais Perturbações Ocorridas no Sistema Interligado Nacional: Síntese Gerencial*. Recife, maio 2007. Relatório Técnico ONS No. 3/066/07

OPPENHEIM, A. V.; SCHAFFER, R.W. *Discrete-Time Signal Processing*. [S.l.]: Prentice Hall, 1989.

PAJUELO, E. An Improved Least Square Voltage Phasor Estimation Technique to Minimize the Impact of CCVT Transients in Protective Relaying. M. Sc. Thesis. University of Saskatchewan Saskatoon - Canada, 2006.

PARREIRAS T. M.; SILVA S. R., Distorções Harmônicas Geradas por um Parque de Turbinas Eólicas. Disponível em <http://www.swge.inf.br/anais/SBSE2012/PDFS/ARTIGOS/97041.PDF>. Acesso em: Set 2020.

PHILLIPS, C. L.; TROY, N. H. Digital Control system analysis and design. 3 ed. Nova Jersey: Prentice-Hall.1995.

SANTOS, A. K. X. Um Compensador para a Correção em Tempo Real da Tensão Secundária de Transformadores de Potencial Capacitivos. 73 folhas. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande. 2011.

JÚNIOR, R. F. S.; LOPES, F. V.; REIS, R. L. A.; MACHADO, E. P. “ANÁLISE DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DE TRANSFORMADORES DE POTENCIAL CAPACITIVOS CONSIDERANDO O ENVELHECIMENTO DE COMPONENTES INTERNOS”. 18º Encontro Regional Ibero-Americano do CIGRE, 2019.

ZADEH, H. K. “Correction of Capacitive Voltage Transformer Distorted Secondary Voltages Using Artificial Neural Networks”. In: 7th Seminar on Neural Network Applications in Electrical Engineering. Serbia and Montenegro: [s.n.], 2004.

ZANETTA JR., L. C. Fundamentos de Sistemas Elétricos de Potência. 1ª edição. Livraria da Física. 2005.