

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

ARTUR HENRIQUE RODRIGUES

**ESTIMAÇÃO FASORIAL: UMA ABORDAGEM CONSIDERANDO A PRESENÇA
DA COMPONENTE DC, HARMÔNICOS E RUÍDOS ALEATÓRIOS, APLICADA À
RELÉS NUMÉRICOS DE PROTEÇÃO**

**ALEGRETE
2020**

ARTUR HENRIQUE RODRIGUES

ESTIMAÇÃO FASORIAL: UMA ABORDAGEM CONSIDERANDO A PRESENÇA DA COMPONENTE DC, HARMÔNICOS E RUÍDOS ALEATÓRIOS, APLICADA À RELÉS NUMÉRICOS DE PROTEÇÃO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Eduardo Machado dos Santos

**Alegrete
2020**

Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos pelo(a) autor(a) através do Módulo de Biblioteca do Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais).

R784 Rodrigues, Artur Henrique
ESTIMAÇÃO FASORIAL: UMA ABORDAGEM CONSIDERANDO A PRESENÇA DA COMPONENTE DC, HARMÔNICOS E RUÍDOS ALEATÓRIOS, APLICADA À RELÉS NUMÉRICOS DE PROTEÇÃO / Artur Henrique Rodrigues.
76 p.

Trabalho de Conclusão de Curso(Graduação)-- Universidade Federal do Pampa, ENGENHARIA ELÉTRICA, 2020.
"Orientação: Eduardo Machado dos Santos".

1. Componente DC. 2. Filtragem Digital. 3. Método Mínimos Quadrados. I. Título.



SERVIÇO PÚBLICO FEDERAL
MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
Universidade Federal do Pampa

ARTUR HENRIQUE RODRIGUES

**ESTIMAÇÃO FASORIAL: UMA ABORDAGEM CONSIDERANDO A PRESENÇA DA
COMPONENTE DC, HARMÔNICOS E RUÍDOS ALEATÓRIOS, APLICADA À RELÉS
NUMÉRICOS DE PROTEÇÃO**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 04 de Dezembro de 2020.

Banca examinadora:

Prof. Dr. Eduardo Machado dos Santos

Orientador

UNIPAMPA

Prof. Dr. Chrystian Dalla Lana da Silva

UNIPAMPA

Eng. Arian Rodrigues Fagundes

UNIPAMPA



Assinado eletronicamente por **EDUARDO MACHADO DOS SANTOS, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 04/12/2020, às 19:16, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as norma vas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **CHRYSIAN DALLA LANA DA SILVA, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 04/12/2020, às 19:17, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as norma vas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **Arian Rodrigues Fagundes, Usuário Externo**, em 11/12/2020, às 14:35, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as norma vas legais aplicáveis.



A auten cidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.unipampa.edu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **0418145** e o código CRC **8C8AC140**.

Universidade Federal do Pampa, Campus Alegrete
Av. Tiarajú, 810 – Bairro: Ibirapuitã – Alegrete – RS CEP: 97.546-550 Telefone: (55) 3422-8400

Dedico este trabalho ao meu avô Laudecir Rodrigues e a minha avó Maria José, que infelizmente não tiveram a oportunidade de ver o meu sonho ser realizado. Serei sempre grato pelo apoio e incentivo.

AGRADECIMENTO

Agradeço primeiramente a Deus, pelo dom da vida, saúde e força para enfrentar todas dificuldades.

Aos meus pais Jose Rodrigues e Carla Alves Rodrigues que, sem dúvidas, são as pessoas mais importantes para mim. E, também, aos meus irmãos Vitor Rodrigues e Juliana Rodrigues.

A meus familiares, em especial, minhas Avós Maria Jose, Socorro Maria e minhas tias Cláudia de Souza e Gláucia de Souza.

A todos professores da Universidade Federal do Pampa, em especial, ao Prof. Dr. Eduardo Machado dos Santos por todos ensinamentos transmitidos e pela compreensão durante esse tempo.

Aos meus colegas de graduação, pela parceria construída, em especial, Humberto Hasselein, Mateus Camargo, Matheos Wermuth, Marcelo Romanssini, Gabrieli Pizzolato, Júlio Castelhana, Gustavo Lugocho, Fábio Schons, Guilherme Machado, Bruno Bet, Gabriel Macedo, Antônio Jose de Andrade.

“O tempo é rei, a vida é uma lição. Um dia a gente cresce e conhece a nossa essência, ganha experiência... Aprende o que é raiz e então cria consciência”.

Charlie Brown Jr.

RESUMO

O aumento na demanda do setor elétrico brasileiro o tornou mais complexo e propício a falhas. Nesse sentido, as atuais normas referentes ao setor elétrico incentivam o desenvolvimento de diversas técnicas que garantam confiabilidade aos sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica. Nesse contexto, os relés são de grande importância em sistemas de proteção, sendo os responsáveis por identificar o defeito e localizá-lo da maneira mais exata possível. Durante a ocorrência de um curto-circuito, surge uma componente com decaimento exponencial (DC), devido a variação instantânea no estado do sistema. Além dessa componente, estão presentes nos sinais da rede: harmônicos, inter-harmônicos, sub-harmônicos e ruídos aleatórios. Diante disso, esse trabalho tem como objetivo verificar o desempenho dos Filtros de Fourier de Meio Ciclo (FFMC) e Filtros de Fourier de Ciclo Completo (FFCC), destinados à estimação fasorial, associados ao Método dos Mínimos Quadrados (MMQ) para a remoção da componente DC. A metodologia da pesquisa foi dividida em três etapas: a primeira consiste na modelagem do sinal fundamental, somado a componente DC, aos harmônicos e aos ruídos aleatórios; a segunda, trata da implementação dos filtros de Fourier de meio ciclo e de ciclo completo, além do filtro Cosseno, todos associados ao método dos mínimos quadrados; e na terceira etapa foram criados os índices de desempenho dos filtros baseados no tempo de convergência, sobre-elevação, erro relativo e erro relativo máximo, sendo o tempo de convergência encontrado quando o erro relativo percentual for menor que 0,1% por dois ciclos consecutivos. Os resultados demonstram que a associação dos filtros de Fourier ao método dos mínimos quadrados permite a remoção das componentes indesejáveis do sinal, garantindo a estimação do fasor da frequência fundamental com boa precisão, independentemente da taxa de amostragem do sinal.

Palavras-Chave: Componente DC, Filtragem Digital, Método Mínimos Quadrados.

ABSTRACT

The increase in demand from the Brazilian electricity sector has made it more complex and prone to failures. In this sense, the current norms referring to the electric sector encourage the development of several techniques that guarantee reliability to the electric energy transmission and distribution systems. Relays are of great importance in protection systems, being responsible for defect identifying and locating as accurately as possible. During a short circuit occurrence, a component with exponential decay (DC) appears, due to instantaneous variation in the state of the system. In addition to this component, harmonic, interharmonic, subharmonic and random noises are present in the network signals. Therefore, this work aims to verify the performance of Half Cycle Fourier Filters (FFMC) and Full Cycle Fourier Filters (FFCC), intended for phasor estimation, associated with the Least Squares Method (MMQ) for the removal of DC component. The research methodology was divided into three stages: the first consists of the fundamental signal modeling, plus the DC component, harmonics and random noises; the second deals with the half-cycle and full-cycle Fourier filters implementation, in addition to the Cosine filter, all associated with the least squares method; and in the third stage, the filters performance indexes were created based on the convergence time, over-elevation, relative error and maximum relative error, with the convergence time found when the percentage relative error is less than 0.1% for two consecutive cycles. The results demonstrate that the association of Fourier filters with the least squares method allows the removal of the signal undesirable components, ensuring the estimation of the fundamental frequency phasor with good precision, regardless of the signal sampling rate.

Keywords – Component DC, Digital filters, Least Squares Method.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Circuito equivalente do TC com carga conectada.....	24
Figura 2 - Unidade lógica do relé micro processado.	29
Figura 3 - Modelo da linha de transmissão representado por um sistema RL.....	32
Figura 4 - Amostragem por trem de pulsos.	34
Figura 5 - Amostragem por Zero-Order-Hold.	35
Figura 6 - Resposta de Módulo e Fase para o Filtro Butterworth 1° ordem.	36
Figura 7 - Resposta de Módulo e Fase para o filtro Butterworth 2° ordem.....	37
Figura 8 - Resposta de Módulo e Fase para o filtro de Butterworth 3° ordem.....	37
Figura 9 - Resposta de Módulo e Fase para o filtro de Butterworth 4° ordem.....	38
Figura 10 - Estimação da componente DC pelo MMQ.	53
Figura 11 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do FFMC com o FFMC associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) Resposta da convergência em ângulo. (d) Erro relativo do ângulo.....	54
Figura 12 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do FFCC com o FFCC associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) Resposta da convergência em ângulo. (d) Erro relativo do ângulo.....	55
Figura 13 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do COS com o COS associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) Resposta da convergência em ângulo. (d) Erro relativo do ângulo.....	56
Figura 14 - Componentes harmônicas de 2° e 4° ordem estimadas através do MMQ.	58
Figura 15 - Estimação da componente DC pelo MMQ.	58
Figura 16 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do FFMC com FFMC associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) Resposta da convergência em ângulo. (d) Erro relativo do ângulo.....	59
Figura 17 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do FFCC com o FFCC associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) Resposta da convergência em ângulo. (d) erro relativo do ângulo.	60

Figura 18 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do COS com o COS associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) resposta da convergência em ângulo. (d) Erro relativo do ângulo.....	61
Figura 19 - Estimação da componente DC pelo MMQ.	62
Figura 20 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do FFMC com o FFMC associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) Resposta da convergência em ângulo. (d) Erro relativo do ângulo.....	63
Figura 21 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do FFCC com o FFCC associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) Resposta da convergência em ângulo. (d) Erro relativo do ângulo.....	64
Figura 22 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do COS com o COS associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) Resposta da convergência em ângulo. (d) Erro relativo do ângulo.....	65
Figura 23 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do FFMC com FFMC associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) Resposta da convergência em ângulo. (d) Erro relativo do ângulo.....	66
Figura 24 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do FFCC com o FFCC associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) Resposta da convergência em ângulo. (d) Erro relativo do ângulo.....	67
Figura 25 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do COS com o COS associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) Resposta da convergência em ângulo. (d) Erro relativo do ângulo.....	68
Figura 26 - Estimação da componente DC para sinais com ruídos aleatórios.	71

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Classe de exatidão dos TPs e suas aplicações.	26
Tabela 2 - Cargas nominais de TPs.	26
Tabela 3 - Índices de desempenho para avaliação dos métodos.....	48
Tabela 4 - Dados referentes ao caso 1 com 32 amostras por ciclo.....	50
Tabela 5 - Resultados dos índices de desempenho para 32 amostras por ciclo.....	51
Tabela 6 - Dados referentes ao caso 1 com 64 amostras por ciclo.....	51
Tabela 7 - Resultados dos índices de desempenho para 64 amostras por ciclo.....	51
Tabela 8 - Dados referentes ao caso 1 com 96 amostras por ciclo.....	51
Tabela 9 - Resultados dos índices de desempenho para 96 amostras por ciclo.....	52
Tabela 10 - Dados referentes ao caso 1 com 128 amostras por ciclo.....	52
Tabela 11 - Resultados dos índices de desempenho para 128 amostras por ciclo...	52
Tabela 12 - Dados referentes ao caso 1 com 256 amostras por ciclo.....	52
Tabela 13 - Resultados dos índices de desempenho para 256 amostras por ciclo...	53
Tabela 14 - Dados referentes ao caso 2 com 64 amostras por ciclo.....	57
Tabela 15 - Resultados dos índices de desempenho para 64 amostras por ciclo.....	59
Tabela 16 - Dados referentes ao caso 3 com 64 amostras por ciclo.....	62
Tabela 17 - Resultados após a aplicação dos índices de desempenho.....	63
Tabela 18 - Dados referentes ao caso 3 com constante de tempo maior para 64 amostras por ciclo.	66
Tabela 19 - Resultados após a aplicação dos índices de desempenho.....	67
Tabela 20 - Dados referentes ao caso 4, para 64 amostras por ciclo.	69
Tabela 21 - Resultados para sinais com ruídos aleatórios e SNR = 65 dB.....	69
Tabela 22 - Resultados para sinais com ruídos aleatórios SNR = 75 dB.....	70
Tabela 23 - Resultados para sinais com ruídos aleatórios SNR = 85 dB.....	70

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	16
1.1. Aspectos Gerais	16
1.2. Justificativa.....	16
1.3. Objetivos	17
1.4. Revisão Bibliográfica.....	18
1.5. Estrutura do Trabalho.....	20
2. REFERENCIAL TEÓRICO	22
2.1. Aspectos Gerais	22
2.2. Curto-Circuito	22
2.3. Transformador de Corrente (TC).....	23
2.3.1. Circuito Equivalente do Transformador de Corrente.....	24
2.4. Transformador de Potencial (TP)	25
2.4.1. Carga nominal do TP	26
2.5. Disjuntores	27
2.6. Relés de Proteção.....	28
2.6.1. Relés Digitais.....	29
2.7. Equacionamento dos Sinais dos Sistemas Elétricos e seus Componentes	30
2.7.1. Harmônicos, inter-harmônicos e sub-harmônicos.....	30
2.7.2. Decaimento exponencial	31
2.8. Processamento de Sinais.....	34
2.8.1. Amostragem de sinais	34
2.8.1.1. Trem de pulsos	34
2.8.1.2. Amostragem por Zero-Order-Hold	34
2.8.2. Filtros Anti-Aliasing	35
2.8.2.1. Filtro de Butterworth	36
2.9. Considerações Finais.....	38
3. TÉCNICAS DE ESTIMAÇÃO FASORIAL	40
3.1. Aspectos Gerais	40
3.2. Metodologias de Filtragem Digital	40
3.2.1. Filtro de Fourier de Ciclo Completo (FFCC)	40
3.2.2. Filtro de Fourier de Meio Ciclo (FFMC)	41
3.2.3. Filtro Cosseno.....	42
3.3. Método dos Mínimos Quadrados Considerando a Componente Fundamental e DC	42
3.4. Formulação do MMQ para Extração das Componentes Harmônicas de 2 ^a a 5 ^a Ordens.....	44
3.5. Índices de Desempenho.....	47
3.5.1. Considerações Gerais	47
3.5.2. Erro Transitório e Erro Relativo Percentual	48
3.5.3. Sobre-elevação ou Overshoot (OS).....	48
3.6. Considerações Finais.....	49
4. RESULTADOS E DISCUSSÕES	50
4.1. Caso 1: Sinal sem componentes harmônicas e com uma componente DC	50
4.2. Caso 2: Sinal com componentes harmônicas de baixa ordem e com uma componente DC.....	57

4.3. Caso 3: Sinal sem componentes harmônicas e com duas componentes DC	
62	
4.4. Caso 4: Sinal com duas componentes DC com valores de constante de tempo elevados	65
4.5. Caso 5: Sinais com harmônicas e ruídos aleatórios	69
5. CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	72

1. INTRODUÇÃO

1.1. Aspectos Gerais

As atuais normas do setor elétrico no Brasil exigem uma crescente necessidade do desenvolvimento de diversas técnicas que garantam confiabilidade aos sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica. O aumento da demanda tornou o sistema elétrico mais complexo e propício a falhas, afetando o índice de Qualidade de Energia Elétrica (QEE). Nesse sentido, é de grande importância o aprimoramento de procedimentos de controle e proteção aplicados na geração, transmissão e distribuição que garantam aos consumidores a QEE.

A Lei 10.848/2004 foi o marco regulatório do setor elétrico brasileiro, a qual estabelece regras que possibilitam a efetiva garantia do suprimento de energia elétrica para os clientes. Para que o Sistema Elétrico de Potência (SEP) opere de maneira adequada, as seguintes características devem ser observadas: continuidade, conformidade, flexibilidade e manutenibilidade (CAMARGO, 2009).

Condições anormais no SEP podem provocar desligamentos não programados, decorrentes de problemas mecânicos, elétricos e térmicos. Os problemas mecânicos são causados pela ação dos ventos, corrosão e arborização. Por sua vez, os problemas de natureza elétrica são provocados por falha de isolamento, descargas atmosféricas e/ou surtos de chaveamento. Por fim, os de natureza térmica são ocasionados por sobrecorrentes em consequência de sobrecarga no sistema elétrico.

O relé de proteção é o equipamento responsável por comandar os esquemas de proteção de SEP. Esses têm por função identificar os defeitos e localizá-los da maneira mais exata possível, promovendo o disparo de alarmes e sinalizações (SANTOS, 2019). Também é função dos relés promover a abertura de disjuntores de modo a isolar o defeito, mantendo o restante do sistema em condições normais de operação, ou seja, garantindo que o menor número de consumidores seja atingido pela descontinuidade do fornecimento de energia elétrica no sistema.

1.2. Justificativa

Os relés de proteção são conectados ao SEP com a finalidade de detectar condições de operação acima dos limites toleráveis e, também, na inicialização de

ações corretivas que possibilitem o retorno do SEP para seu estado normal de operação. Esses dispositivos são compactos e podem ser analógicos ou digitais.

O aumento do poder computacional dos processadores dos relés digitais de proteção permitiu a implementação de algoritmos cada vez mais complexos, sem a perda de viabilidade prática (SILVA, 2014). Atualmente, são utilizados os algoritmos de estimação fasorial baseados na Transformada Discreta de Fourier, devido a sua confiabilidade e eficiência.

A estimação fasorial da componente fundamental de corrente é uma tarefa de extrema importância no processamento de sinais, uma vez que os dispositivos que realizam o controle e proteção são baseados nessas medidas. A estimação da componente fundamental é desafiadora devido à presença de outros componentes envolvidos, como por exemplo: o decaimento exponencial, ruídos aleatórios e harmônicos.

Nesse sentido, o presente trabalho pode ser justificado devido à grande importância da estimação fasorial para a proteção dos Sistemas Elétricos de Potência, bem como a importância que sejam robustos e eficazes, garantindo a confiabilidade do sistema.

1.3. Objetivos

O trabalho tem como objetivo geral realizar a estimação fasorial de sinais de corrente na presença da componente DC, harmônicos e ruídos aleatórios. Além disso, como objetivos específicos, citam-se:

- Modelagem do sinal de curto-circuito no Matlab contendo a componente fundamental, a componente DC, as componentes harmônicas e o ruído aleatório;
- Comparação entre métodos de estimação fasorial implementados; e
- Verificação do desempenho de cada método com base no tempo de convergência, na sobre-elevação, no erro relativo e no erro relativo máximo.

1.4. Revisão Bibliográfica

A fim de estimar fasores com respostas cada vez mais precisas e rápidas, vários métodos destinados a esta tarefa foram propostos na literatura especializada, cada um baseado em um conceito matemático. As primeiras técnicas para a remoção de componentes indesejáveis em sinais surgiram em meados de 1970.

Mann e Morrison (1971) propuseram uma das primeiras técnicas de proteção de distância para linhas de transmissão. Essa é baseada no cálculo preditivo da corrente e da tensão máxima, sendo a partir desse valor calculada a impedância da linha de transmissão, além das condições de falta com base na queda de impedância. No entanto, essa técnica apresenta alguns problemas quanto aos erros ocasionados pela componente DC e componentes harmônicas no sinal. Um algoritmo similar foi proposto por Rockefeller e Udrem (1972), onde a utilização da derivada nos cálculos possibilita uma vantagem em relação ao método anterior, pois ocorre o cancelamento da componente DC. Porém, esse método apresenta uma maior sensibilidade à harmônicas de alta frequência durante a ocorrência de uma falta.

Já proposta do estudo de Ramamoorthy (1972) se trata da aplicação da Transformada Discreta de Fourier (TDF) para a identificação de anormalidades no sistema. Nessa metodologia são utilizados computadores alimentados por sinais de tensão e corrente, a partir dos quais são calculados os valores de pico da corrente e da tensão, o ângulo de fase e a impedância em cada ciclo, sendo necessário que o computador armazene a amostra durante pelo menos o primeiro ciclo de frequência do sistema. A partir disso, são calculadas as informações relevantes para checar o sistema. Todos esses cálculos precisam ser realizados antes da próxima amostra ser alimentada, pois quando ocorre a chegada da nova amostra, a primeira amostra é excluída.

Por outro lado, Phadke, Hlibka e Ibrahim, (1976) sugeriram a utilização da TDF com janelas de meio ciclo de onda para reduzir o tempo de resposta. Todavia, esse aumento da velocidade contribui para a diminuição na capacidade de remoção de harmônicas pares. Já o estudo proposto por Phadke, Thorp e Adamiak (1983) utilizou a TDF recursiva, sendo que, nesse método, os valores atuais de módulo e ângulo do fasor são calculados com base nos valores anteriores. Desta maneira, apenas duas multiplicações precisam ser realizadas a cada novo tempo de amostra, tornando o algoritmo muito eficiente.

As primeiras publicações a respeito da utilização do Método de Mínimos Quadrados aplicada a relés foram realizadas por Sachdev e Baribeau (1979), onde os dados de falha utilizados para os testes são da estação *Regina South* da *Saskatchewan Power Corporation*. O conceito de pseudo-inversa é utilizado no desenvolvimento desse algoritmo. Além disso, os autores propuseram um filtro para a remoção de componentes harmônicas maiores ou igual a cinco e consideraram que os sinais não continham componentes de harmônicas pares. Desta maneira, para a obtenção da componente de frequência fundamental, utilizou-se a aproximação da série de Taylor de segunda ordem, apresentando bons resultados para os índices de desempenho utilizados pelos autores. Além disso, Sachdev e Nagnal (1991) propuseram a utilização do Método de Mínimos Quadrados recursivo aplicado à estimação fasorial

Outro algoritmo de filtragem digital aplicada a relés digitais é fundamentado em filtros de Kalman para a remoção da componente unidirecional, conforme Girgis e Brown (1981). Essa técnica converge mais rapidamente que outros algoritmos utilizados, pois utiliza a forma recursiva do filtro de Kalman. Além disso, exige uma menor demanda na carga computacional. Para esse método, a taxa de amostragem não apresenta diferenças significativas no desempenho do filtro. Entretanto, uma desvantagem desse método é a necessidade do conhecimento do sistema e, também, das estatísticas dos ruídos de falta para que o filtro funcione bem.

Nesse contexto, Girgis e Makram (1988) utilizaram uma técnica adaptativa para a filtragem de Kalman, onde são processados simultaneamente o modelo com falha e outro modelo sem falha. Essa técnica apresenta valores de convergência altamente precisos, com aplicação para a localização da zona da falha.

Outro filtro utilizado na remoção da componente DC é o filtro digital mímico. Esse por sua vez remove completamente a componente unidirecional quando a constante de tempo do sistema for igual a constante de tempo do algoritmo. Todavia, essa condição não é comum em um sistema de potência real, uma vez que a constante de tempo e, também, a amplitude da componente unidirecional são desconhecidas (YU, GU, 2001).

Wong *et al.* (2001) utilizou a Transformada Wavelet Discreta (TWD) para a estimação fasorial. Nesse trabalho, foi utilizada uma janela de dados de meio ciclo, sendo o erro angular na abordagem TWD menor do que o erro apresentado pela TDF, conseqüentemente, o desempenho da técnica proposta pelos referidos autores foi

melhor. Entretanto, essa técnica sofre influência da componente DC de decaimento exponencial.

Nos estudos mais recentes, encontram-se a comparação entre algoritmos de estimação de fasores que utilizam a TDF e os que utilizam a TWD. Os autores observaram que, para sinais que contêm harmônicas, a TWD não oferece nenhuma vantagem, sendo que as alterações desta transformada, com relação ao tipo de *wavelet*-mãe, bem como no seu nível de recursão, apresentam pouco efeito em sua precisão (SMITH *et. al* 2009).

Além disso, o estudo de Stefanello *et al.* (2010a) propõe uma nova técnica para eliminar os efeitos dos deslocamentos DC baseada na TDF. Nesse método, a componente DC é estimada usando janelas de dados de um ciclo do sinal de corrente de falta. Após a retirada do sinal DC, o mesmo se torna periódico então é utilizado o método TDF para a extração de componentes harmônicas.

Jiang *et al.* (2014) apresentaram uma proposta de filtro baseado no modo empírico modificado associados às Transformada Discreta de Fourier e Transformada de Hilbert, com o objetivo de melhorar a eficiência do método. A técnica apresentada teve alta precisão e velocidade de convergência, sendo apropriada para aplicações em relés de proteção. Todavia, nesse trabalho não foi avaliado o desempenho do método na presença de componentes harmônicos e/ou ruídos.

Por fim, o trabalho proposto por Silva (2018) apresenta duas metodologias para a estimação fasorial, uma baseada em Redes Neurais Artificiais (RNA) e a outro baseada no algoritmo de Levenberg-Marquart. Após a avaliação quantitativa do desempenho dos métodos, percebeu-se que os métodos aplicados no referido trabalho apresentaram um bom desempenho, com baixos valores de oscilação, *overshoot* e tempo de convergência. Todavia, o método baseado em RNA, não obteve um bom resultado em frequências fora da nominal. Apesar disso, os métodos propostos apresentam desempenhos que justificam sua aplicação, sendo estes superiores aos métodos mais comumente utilizados.

1.5. Estrutura do Trabalho

No Capítulo 2, é realizado um estudo sobre os principais elementos que compõem um sistema de proteção, como por exemplo: Relés de proteção,

Transformadores de Corrente, Transformadores de Potencial e Disjuntores. Também, são discutidas algumas características dos sinais das de curto-circuito.

No Capítulo 3, são apresentadas as técnicas implementadas, bem como a proposta da remoção de componentes harmônicas de baixa ordem pelo MMQ.

No Capítulo 4, é feita uma análise detalhada dos resultados obtidos, considerando os índices de desempenho.

Por fim, no Capítulo 5, é apresentada uma conclusão geral do trabalho.

2. REFERENCIAL TEÓRICO

2.1. Aspectos Gerais

Para a garantia do suprimento de energia elétrica, é necessário conectar os centros de consumidores às diferentes fontes de energia elétrica, através de diferentes caminhos, garantindo que, em caso de falha em alguma linha de transmissão ou usina, o fornecimento de energia não seja interrompido.

Os sistemas de potência estão sujeitos a anormalidades em sua operação, devido a fatores internos e externos ao sistema. Por esse motivo, é preciso que os equipamentos sejam protegidos. Os principais equipamentos que compõem os sistemas de proteção são: os transformadores de corrente e potencial, os relés e os disjuntores. Os transformadores servem para rebaixar os níveis de corrente e tensão, permitindo acesso aos sinais da rede em magnitudes compatíveis com o suportado pelos equipamentos conectados em seus terminais secundários. Já os relés servem para identificar o defeito no sistema, através de uma comparação entre o valor observado e o valor de ajuste. Por fim, os disjuntores servem para desconectar os elementos defeituosos do sistema.

2.2. Curto-Circuito

O curto-circuito pode ser definido como uma redução inesperada no caminho percorrido pela corrente, ou seja, uma redução na impedância. A principal consequência na diminuição desse parâmetro é o aumento no valor da corrente (muito superior a corrente nominal). Esse aumento na corrente pode provocar danos térmicos, diretamente proporcionais a intensidade da corrente e ao tempo de exposição a falha, ou até mesmo danos mecânicos, devido às altas forças magnéticas envolvidas. De acordo com Kindermann (2006), as principais causas de curto-circuito são:

- Falha no isolamento do equipamento;
- Rompimento de condutores pelas condições do meio (vento, queda de árvores, entre outros); e
- Surtos de chaveamento ou consequência de descargas atmosféricas.

Como a corrente percorre um caminho com baixa impedância, ela atinge valores muito elevados, dependendo do tipo de curto-circuito. Em sistemas trifásicos, o curto-circuito pode ser balanceado (Trifásico) ou desbalanceado (bifásico, bifásico-terra e monofásico-terra). A maior parte das faltas é monofásica, dado estimado em cerca de 80% das ocorrências, enquanto que faltas bifásicas ou bifásicas-terra englobam 15% do total de curtos-circuitos em sistemas elétricos. Para faltas trifásicas, essa estimativa é ainda menor, totalizando cerca de 5% das ocorrências (NOBLAT, 2005).

2.3. Transformador de Corrente (TC)

O transformador de corrente é o dispositivo responsável por prover os sinais de corrente da rede para os relés a ele conectados. Essa transformação ocorre segundo um acoplamento magnético e uma relação de transformação (IEEE Std C37.110-2007). A principal função dos TCs é prover os sinais de corrente da rede no secundário em níveis de tensão adequados para os equipamentos de monitoramento.

A Relação de Transformação do TC (RTC) é responsável por definir quanto de corrente no primário será reduzida para o secundário, conforme pode ser visto na Equação 1.

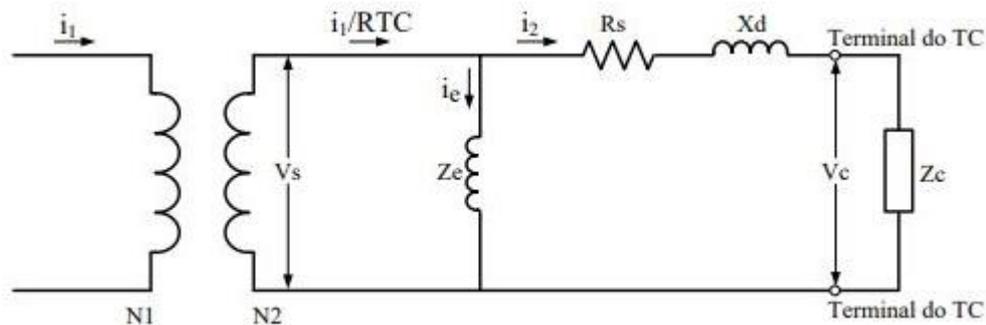
$$RTC = \frac{N_s}{N_p} = \frac{I_p}{I_s} \quad (1)$$

Em (1), N_s é o número de espiras no secundário, N_p é o número de espiras no primário, I_p é a corrente no primário e I_s é a corrente no secundário. Segundo o padrão ANSI, os valores de RTC podem ser de 10:5, 15:5, 25:5, 40:5, 50:5, 75:5, 100:5, 200:5, 300:5, 400:5, 600:5, 800:5, 1200:5, 1500:5, 2000:5, 3000:5, 4000:5, 5000:5, 6000:5, 8000:5 e 1200:5 (IEEE Std C57.13-1993). Por outro lado, pela ABNT. Os valores de RTC podem ser de 5:5, 10:5, 15:5, 20:5, 25:5, 30:5, 40:5, 50:5, 60:5, 75:5, 100:5, 125:5, 150:5, 200:5, 250:5, 300:5, 400:5, 500:5, 600:5, 800:5, 1000:5, 1200:5, 1500:5, 2000:5, 3000:5, 4000:5, 5000:5, 6000:5, 8000:5, (KINDERMANN, 2005)

2.3.1. Circuito Equivalente do Transformador de Corrente

Sabendo que a ocorrência de transitórios nos sistemas de potência tem influência na resposta dos TCs, tanto as condições de regime transitório e de regime permanente devem ser consideradas quando se examinam as características de um TC. A Figura 1 mostra o circuito equivalente de um TC conectado a uma carga onde a impedância de dispersão primária e a parte reativa do terminal secundário podem ser desconsideradas, uma vez que não afetam o seu desempenho (IEEE Std C37.110-2007).

Figura 1 - Circuito equivalente do TC com carga conectada.



Fonte: adaptado Santos (2016)

Na Figura 1, i_1 representa a corrente primária, V_s é a tensão secundária de excitação, i_e é a corrente de excitação, i_1/RTC é a corrente secundária total, Z_e indica a impedância do ramo de excitação, i_2 é a corrente secundária que flui pela carga, R_s diz respeito à resistência do enrolamento secundário, X_d é a reatância de dispersão, V_e é a tensão na carga e Z_c é a impedância de carga. N_1 e N_2 representam o número de espiras dos enrolamentos primário e secundário, respectivamente. N_2/N_1 é a razão de espiras do TC.

A corrente de excitação i_e é dada pela Equação 2, na qual i_m representa a corrente de magnetização e i_{loss} , as perdas no núcleo. Sendo o valor de i_e muito pequeno em condições normais de operação do TC, o erro causado pode ser desconsiderado. Todavia, em situações em que a corrente primária é muito elevada, como por exemplo um curto-circuito, o TC pode operar na região não-linear da curva de excitação do núcleo, causando erros consideráveis à transformação como

consequência do incremento desproporcional dos valores de i_e . Os erros admitidos para TCs de proteção são de 2,5% e 10%, sendo o valor mais comumente usado o de 10% (IEEE Std C37.110-2007).

$$i_e = i_M + i_{Loss} \quad (2)$$

Já corrente secundária total é dada por (3):

$$\frac{i_1}{RTC} = i_2 + i_e \quad (3)$$

Desta maneira, a corrente primária total pode ser obtida através da Equação 4:

$$i_1 = \frac{N_2}{N_1} (i_2 + i_e) \quad (4)$$

2.4. Transformador de Potencial (TP)

O transformador de potencial pode ser definido como o dispositivo responsável por replicar as formas de onda dos sinais de tensão em menor escala. O TP é indispensável em esquemas de proteção de distância, de tensão, de frequência e esquemas de rejeição de cargas. Por esta razão, torna-se importante o entendimento a respeito dos conceitos envolvidos durante o dimensionamento e a operação desses dispositivos.

O TP deve reproduzir no secundário uma tensão com o menor erro possível, provendo uma réplica do sinal em seus terminais primários aos dispositivos a ele conectados (em seus terminais secundários), em níveis aceitáveis a estes dispositivos. Além disso, também é função dos TPs isolar os equipamentos de medição, proteção e controle das altas tensões primárias do setor elétrico (KINDERMANN, 2005). A Relação de transformação do TP (RTP) é dada por (5):

$$RTP = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s} \quad (5)$$

2.4.1. Carga nominal do TP

A carga nominal do TP é definida como sendo a máxima potência aparente em VA que se pode conectar no secundário do TP, sem que o erro de transformação ultrapasse o limite máximo característico de sua classe de exatidão. Para que não ocorra a extrapolação do erro admissível da classe de exatidão do TP, a soma das potências aparentes ligadas em paralelo ao seu secundário não deve ultrapassar a carga nominal de placa do equipamento.

As classes de exatidão para os TPs são mostradas na Tabela 1, bem como suas respectivas aplicações.

Tabela 1 - Classe de exatidão dos TPs e suas aplicações.

Classe de exatidão	Aplicações
0,1%	Calibrações de equipamentos em laboratórios – TP padrão
0,3%	Medições de grandezas para fins de faturamento
0,6%	Medições de grandezas sem finalidade de faturamento, apenas para o acompanhamento das condições operacionais do sistema
1,2%	Relés de Proteção
3,0%	Em TPs com ligação delta em aberto a proteção de defeitos 1Φ-terra.

Fonte: Autor.

Por outro lado, a Tabela 2, mostra as cargas nominais de placa mais usadas em TPs, de acordo com a NBR 6855 e o padrão ANSI.

Tabela 2 - Cargas nominais de TPs.

ABNT	ANSI	CARGA NOMINAL DO TP
P 12,5	W	12,5
P 25	X	25
P 35	M	35
P 75	Y	75
P 200	Z	200
P 400	ZZ	400
-	ZZZ	800

Fonte: Autor.

Os instrumentos alimentados pelo TP são de altíssima impedância e baixa corrente. Portanto, é baixo o consumo em VA.

Os TPs podem ser classificados quanto ao tipo de ligação elétrica. Existem três grupos, sendo eles:

- Grupo 1 - TPs com ligação entre fases;
- Grupo 2 - TPs com ligação entre fases e terra, em sistemas aterrados; e
- Grupo 3 - TPs com ligação entre fases e terra, em sistemas onde não se garante o aterramento.

2.5. Disjuntores

De acordo com Nemésio (1998), o disjuntor é um dispositivo de manobra capaz de estabelecer, conduzir e interromper correntes normais ou anormais especificadas do sistema, proporcionando uma supervisão automática das condições do sistema e sua operação.

Os disjuntores devem sempre ser instalados acompanhados de relés, que são os responsáveis por detectar anormalidades nas correntes em qualquer sistema elétrico. São esses relés os principais responsáveis por tomar as decisões de acionamento ou não do disjuntor. Conforme Muzy (2012), o disjuntor sem o acompanhamento do relé torna-se apenas uma chave de manobra, sem qualquer característica de proteção.

As principais funções dos disjuntores são:

- Interromper rapidamente a corrente de curto-circuito;
- Abrir em um tempo curto, mesmo tendo permanecido na posição fechado por muito tempo;
- Na posição aberta, o equipamento deverá estar apto a fechar em qualquer instante, possivelmente sob curto-circuito, sem causar dano aos contatos; e
- Interromper, estabelecer e conduzir correntes nominais de carga de circuitos por longo tempo, bem como as correntes de magnetização de transformadores e reatores e as correntes capacitivas de banco de capacitores e linhas a vazio.

2.6. Relés de Proteção

Conforme a definição da IEEE – *Institute of Electrical and Eletronic Engineers* (2005), o relé é um dispositivo elétrico projetado para responder a condições de entrada de forma prescrita e, após essas condições especificadas serem atendidas, causar a operação de contato ou mudança abrupta nos circuitos a ele associados.

Os relés abrangem uma ampla área de aplicações nos sistemas de energia, sendo elas:

- Relés de Proteção: detectam defeitos em linhas ou equipamentos em condições perigosas e intoleráveis. Esses relés dão o comando de abertura em um ou mais disjuntores;
- Relés de Regulação: quando algum parâmetro está fora do pré-estabelecido eles são ativados, restaurando as grandezas para os limites determinados;
- Relés de Monitoramento: são usados para verificar as condições no sistema de energia ou proteção. Os exemplos em sistemas de energia são os detectores de falha e os verificadores de tensão. Já em sistemas de proteção, eles são usados para monitorar a continuidade dos circuitos;
- Relés Auxiliares: as unidades auxiliares são usadas em todo o sistema de proteção para diversas finalidades, sendo que operam abrindo ou fechando seus contatos em resposta a operação de outro relé ou equipamento; e
- Relés de verificação de sincronização: verificam as condições existentes para conectar dois circuitos de potência.

Devido a sua ampla aplicação, os relés podem ser aplicados em diferentes setores industriais. Todavia, nesse Trabalho, será abordado o relé como um dispositivo aplicado para proteção do SEP. Desta forma, o relé de proteção aplicado ao SEP tem como função detectar linhas ou equipamentos defeituosos em condições anormais de operação, de natureza perigosa, além de ser capaz de iniciar uma ação de controle apropriada (IEEE, 1992).

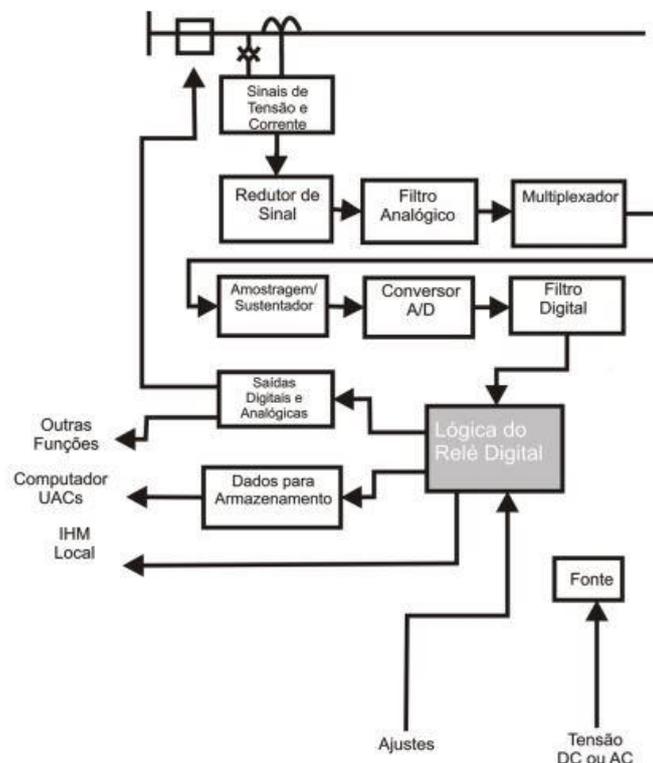
Os primeiros relés implementados foram os de sobrecorrente. Entretanto, com o aumento da complexidade no setor elétrico, novos dispositivos de proteção foram desenvolvidos ao longo dos anos para atender a demanda do setor (SILVA, 2012).

2.6.1. Relés Digitais

Os relés de proteção digitais são gerenciados por microprocessadores que são desenvolvidos especificamente para esse fim. Nesses relés, os sinais de entrada das grandezas e os parâmetros de ajustes são controlados por um software que processa a lógica de proteção. A grande vantagem dos relés digitais é a possibilidade de inserir algoritmos que possibilitem maiores recursos no processamento de sinais (SILVA, 2012).

De uma maneira simplificada, o relé digital funciona como uma associação de lógica de blocos. A Figura 2 mostra as unidades lógicas envolvidas em um relé micro processado.

Figura 2 - Unidade lógica do relé micro processado.



Fonte: Adaptado Kindermann (2005).

De acordo com Kindermann (2005), cada bloco apresentado na Figura 2 possui as seguintes funções:

- Entrada Analógica: entrada do sinal analógico de corrente e tensão, por meio do transformador de corrente e do transformador de potencial;
- Redutor de Sinal: os transformadores auxiliares que compõem o circuito são responsáveis por produzir o desacoplamento físico entre os circuitos de entrada e saída;
- Filtro analógico: realiza a filtragem dos sinais indesejáveis ao sistema;
- Multiplexador: faz a alocação dos sinais de entrada;
- Amostragem e sustentação (*Sample and Hold*): prepara os sinais analógicos em sinais de amostragem por ciclo para a conversão em sinais digitais;
- Conversão A/D: transforma os sinais, anteriormente, amostrados em sinais digitais.
- Filtro Digital: estabiliza os sinais digitais;
- Lógica do relé: é responsável por realizar toda a lógica do relé, que está relacionado com o tipo de proteção desejada. Pode conter entradas digitais capazes de alterar a lógica de proteção do relé;
- Saídas digitais e analógicas: são destinadas a cumprir as funções do relé, associadas a alarmes, controle, dados para a supervisão, comando para outros relés e, principalmente, comando de abertura de disjuntores;
- Bloco de registro de eventos e oscilografia: é responsável por armazenar os dados necessários para efetuar análise do desempenho da atuação da proteção e das condições do sistema durante a ocorrência da falta; e
- Interface Homem-Máquina: depende do tipo de relé de proteção. Pode ser feito diretamente no aparelho, através de um computador, ou, até mesmo, de maneira remota.

2.7. Equacionamento dos Sinais dos Sistemas Elétricos e seus Componentes

Os sinais poderão ser compostos por componentes harmônicos, inter-harmônicos, sub-harmônicos, componente DC, componente fundamental e ruídos aleatórios. Nesse sentido, essa seção tem como objetivo descrever cada um desses componentes além de seus respectivos equacionamentos.

2.7.1. Harmônicos, inter-harmônicos e sub-harmônicos

Os componentes harmônicos são componentes senoidais em frequências múltiplas inteiras da frequência fundamental (ARRILAGA, 2003). Componentes inter-harmônicos são aqueles em que a respectiva frequência não é múltipla inteira da frequência relacionada a componente fundamental (CHEN, 2010). Quando as frequências dos componentes inter-harmônicos estão abaixo da frequência do componente fundamental, são chamados de sub-harmônicos.

O sistema elétrico atual possui uma grande quantidade de equipamentos que inserem componentes harmônicos, inter-harmônicos e sub-harmônicos no sistema, como, por exemplo, conversores, controladores, compensadores de linhas de transmissão e cargas não-lineares. Além disso, esse cenário ainda é agravado pelos esforços na construção de uma geração de redes inteligentes (*Smart Grids*), que, por sua vez, irá demandar a inclusão cada vez maior dos referidos equipamentos no sistema (PRATES, 2012).

A inclusão destes provoca a distorção das formas de onda, aumentando as perdas, diminuição da vida útil de alguns equipamentos, bem como o mau funcionamento dos dispositivos de proteção e controle. A equação genérica que modela os componentes harmônicos, inter-harmônicos e sub-harmônicos é dada pela Equação 6.

$$i(k) = \sum_{m=1}^q \frac{A}{m} \cos(m\omega k\Delta t + m\theta) \quad (6)$$

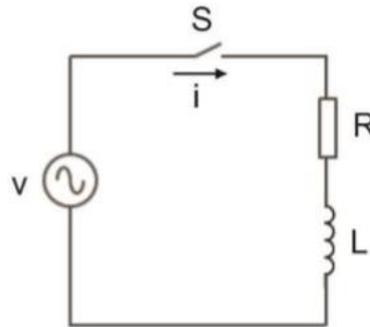
Sendo m a ordem da harmônica; q , a componente harmônica de maior ordem do sinal; A , a amplitude da componente fundamental; ω , a frequência angular; k é o número da amostra; Δt , o intervalo de tempo entre as amostras; e θ é o ângulo de fase da componente fundamental.

2.7.2. Decaimento exponencial

A componente DC surge no primeiro instante da ocorrência da falta, devido a mudança instantânea do estado do sistema. Por ter caráter exponencial, trata-se de um sinal não periódico cujo o espectro de frequência inclui todas as frequências, o que torna sua remoção ou redução uma das maiores dificuldades no estudo da filtragem digital (STEFANELLO *et al.*, 2010b).

As linhas de transmissão podem ser modeladas por meio de um circuito RL simples para simplificar o entendimento do aparecimento da componente unidirecional exponencialmente declinante, conforme pode ser visto na Figura 3.

Figura 3 - Modelo da linha de transmissão representado por um sistema RL.



Fonte: Silva (2014).

Quando a chave S é fechada, a corrente i passa a circular no circuito. Todavia, essa corrente que circula não atinge o seu valor de regime permanente instantaneamente e, por esse motivo, surge uma componente transitória que permite um alcance de forma suave do valor máximo da corrente. A Equação 7 mostra a representação no domínio do tempo da tensão.

$$V(t) = V_p \text{sen}(\omega t + \phi) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (7)$$

Sendo V_p a magnitude da tensão de pico. Após a resolução da equação diferencial durante a ocorrência de uma falta, tem-se a Equação 8 (GREENWOOD, 1991).

$$I(t) = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \left[\sin(\omega t + \phi - \theta) - \sin(\phi - \theta) e^{-\frac{R}{L}t} \right] \quad (8)$$

Sendo que θ representa o ângulo entre a tensão e a corrente, conforme a Equação 9.

$$\theta = \arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right) \quad (9)$$

A Equação 8 pode ser dividida em duas partes, $I(t)_{AC}$ e $I(t)_{DC}$, conforme as Equações 10 e 11, respectivamente.

$$I(t)_{AC} = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\omega t + \phi - \theta) \quad (10)$$

$$I(t)_{DC} = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\phi - \theta) e^{-\frac{R}{L}t} \quad (11)$$

Já o modelo que descreve a componente DC é dado pela Equação 12, o qual é somado a $I(t)$ durante a ocorrência de uma falta.

$$i(t)_{DC} = I_0 e^{\frac{k\Delta t}{\tau}} \quad (12)$$

Em (12), I_0 é a amplitude da componente unidirecional, τ é a constante de tempo dessa componente, Δt é o intervalo de tempo entre as amostras e k é o número da amostra para o instante t .

Pelo fato da corrente assimétrica atingir valores superiores à corrente de regime permanente, ela poderá saturar os TCs. Por esse motivo os valores de corrente do circuito secundário não representarão os valores reais do sistema, fazendo com que a operação dos relés de proteção seja afetada. Embora a magnitude da componente DC não seja suficientemente alta para saturar os TCs, essa componente afeta o desempenho dos relés de sobrecorrente e os relés de distância. Os estudos realizados por Phadke e Thorp (2009) sugerem que essa componente é a principal causa de sobrealcance transitório de relés. Além disso, alguns relés de distância tem o seu funcionamento realizado com base no cálculo da impedância aparente, desta maneira, se a componente unidirecional estiver no sinal de corrente visto pelo relé, a impedância vista será menor que a impedância real do sistema.

Por outro lado, nos relés de sobrecorrente, a componente faz com que a corrente vista pelo o relé supere o valor da corrente de ajuste. Desta maneira, o relé pode operar para uma falta além de sua zona de atuação, causando problemas de coordenação e seletividade (SILVA, 2018).

2.8. Processamento de Sinais

Nesta Seção, é realizada uma breve introdução a respeito dos conceitos referentes ao processamento de sinais de corrente elétrica do SEP.

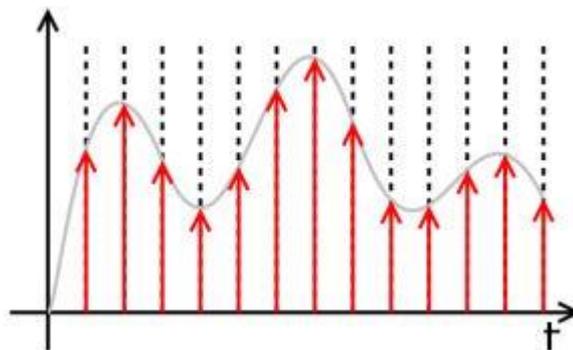
2.8.1. Amostragem de sinais

Os sinais Analógicos presentes no Sistema Elétrico de Potência precisam ser amostrados para que o seu processamento seja possível. Nesse sentido, a amostragem de um sinal é a conversão de um sinal contínuo no tempo em sinal discreto, sendo cada intervalo de tempo referente a uma amostra retirada do sinal analógico e processada pelo relé. Nesse Trabalho, são discutidas duas técnicas: a amostragem por trem de pulsos e amostragem por *Zero-Order Hold*.

2.8.1.1. Trem de pulsos

É o tipo mais simples de amostragem, o qual se trata basicamente da multiplicação do sinal analógico por pulsos de amplitude unitária e frequência correspondente à frequência desejada (HIGUTI, KITANO, 2003). A Figura 4, representa esse tipo de amostragem

Figura 4 - Amostragem por trem de pulsos.



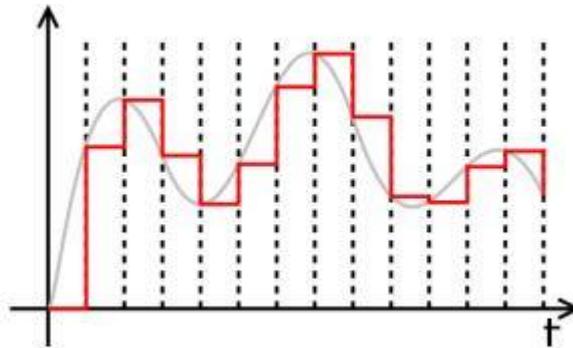
Fonte: Autor.

2.8.1.2. Amostragem por Zero-Order-Hold

É o método mais comum utilizado pelos relés numéricos. Para sua implementação é necessário um circuito de retenção chamado de *sample-and-hold*,

que, por sua vez, é responsável pela amostragem do sinal. Para esse método, o valor é convertido de analógico para digital, quando a saída do conversor é mantida inalterada até que o próximo valor seja convertido (HIGUTI, KITANO, 2003). A Figura 5 mostra um exemplo desse tipo de amostragem.

Figura 5 - Amostragem por Zero-Order-Hold.



Fonte: Autor.

2.8.2. Filtros Anti-Aliasing

O teorema da amostragem de Nyquist diz que um sinal com frequência f_{cs} pode ser completamente reconstruído, se a taxa de amostragem no processo de digitalização for no mínimo duas vezes a frequência f_{cs} , garantindo que não ocorra a sobreposição de espectros, ou seja, fenômeno denominado *aliasing* (JANECZKO, 2014).

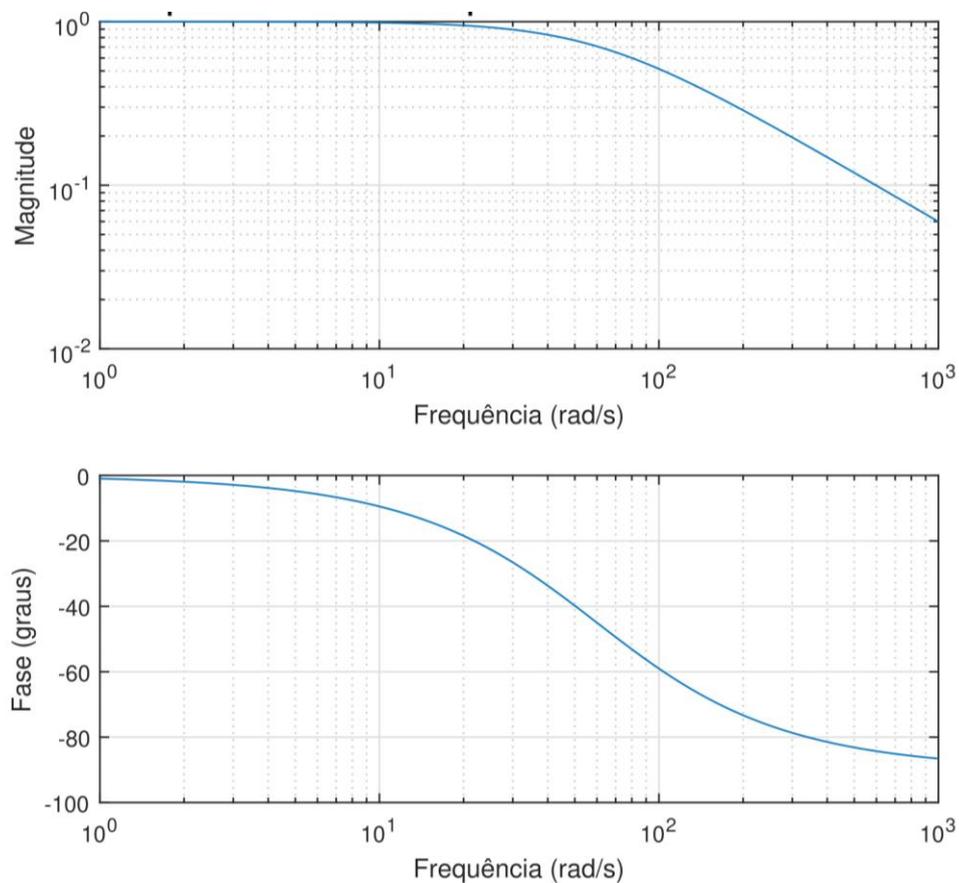
De acordo com Mascher (2010), os sinais de corrente e tensão, durante eventos de manobra no SEP apresentam componentes de alta frequência. Sabendo que a taxa de amostragem utilizada em relés varia entre 480 Hz a 6000 Hz, é necessário utilizar um filtro que iniba a ocorrência do fenômeno da *aliasing*.

Nos relés, são geralmente utilizados filtros passa-baixas com frequência de corte no máximo igual a metade da taxa de amostragem. O filtro passa-baixa ideal tem um ganho unitário para a faixa de frequência de interesse, além de ganho nulo a partir da frequência de corte (JANECZKO, 2014). No entanto, esse filtro não pode ser encontrado na prática. Nesse Trabalho, apresenta-se uma abordagem do filtro passa-baixa tipo Butterworth, o qual é um filtro que se aproxima da forma ideal.

2.8.2.1. Filtro de Butterworth

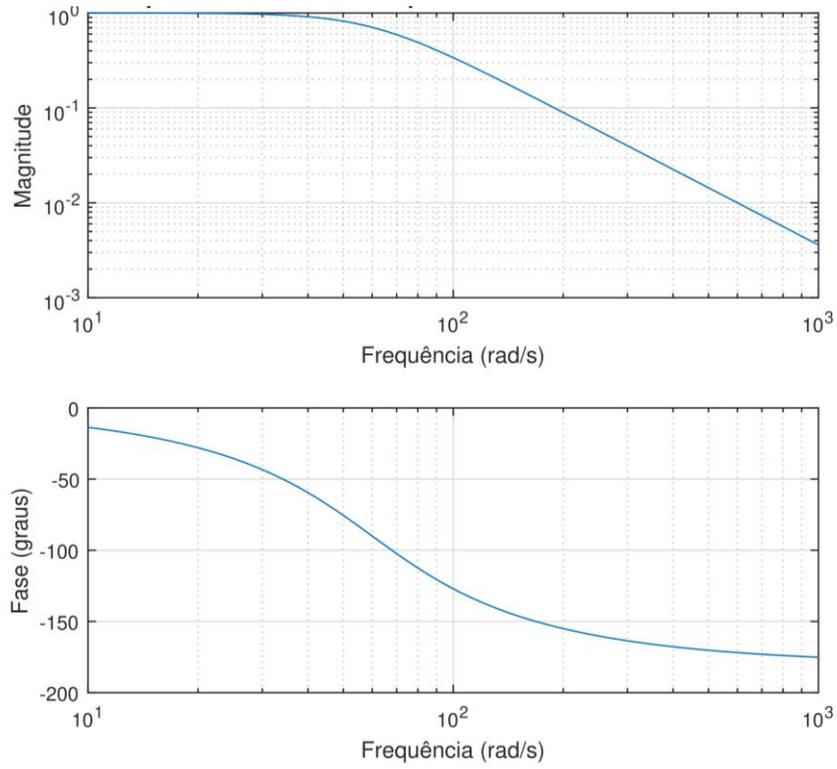
O filtro Butterworth apresenta a banda de transmissão mais alta dentre os filtros, porém não possui *ripple* nas bandas passante e de negação. Além disso, possui uma distorção de fase relativamente moderada. Esses filtros são muito utilizados em relés de proteção de sistemas elétricos, como filtros *anti-aliasing*, sendo a frequência da rede no sistema elétrico brasileiro de 60 Hz. Nas Figuras 6, 7, 8 e 9 são mostradas as respostas em frequência (magnitude e fase) para os filtros de Butterworth para a 1ª, 2ª, 3ª e 4ª ordens, respectivamente.

Figura 6 - Resposta de Módulo e Fase para o Filtro Butterworth 1º ordem.



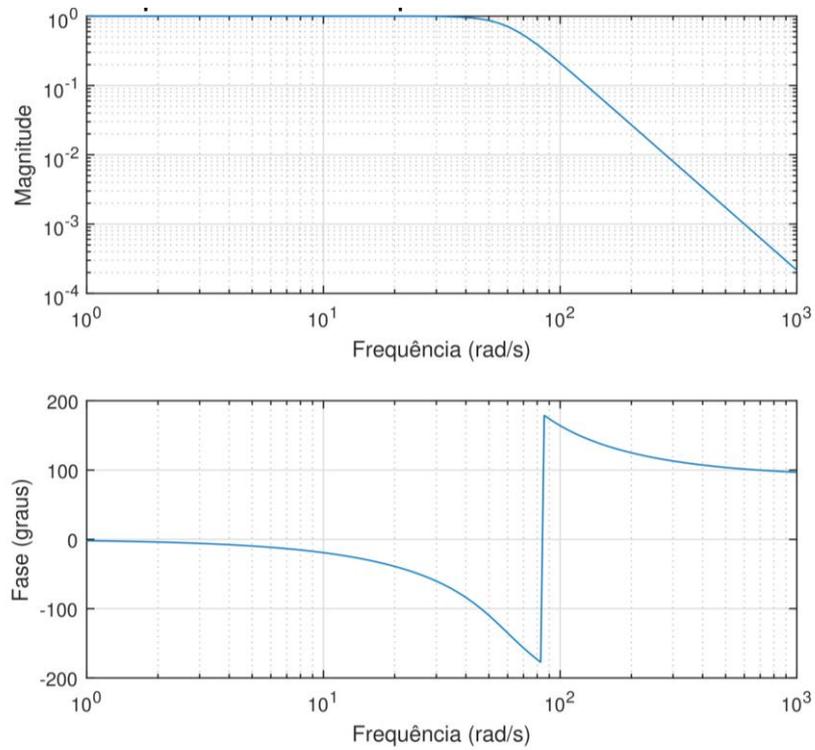
Fonte: Autor.

Figura 7 - Resposta de Módulo e Fase para o filtro Butterworth 2° ordem.



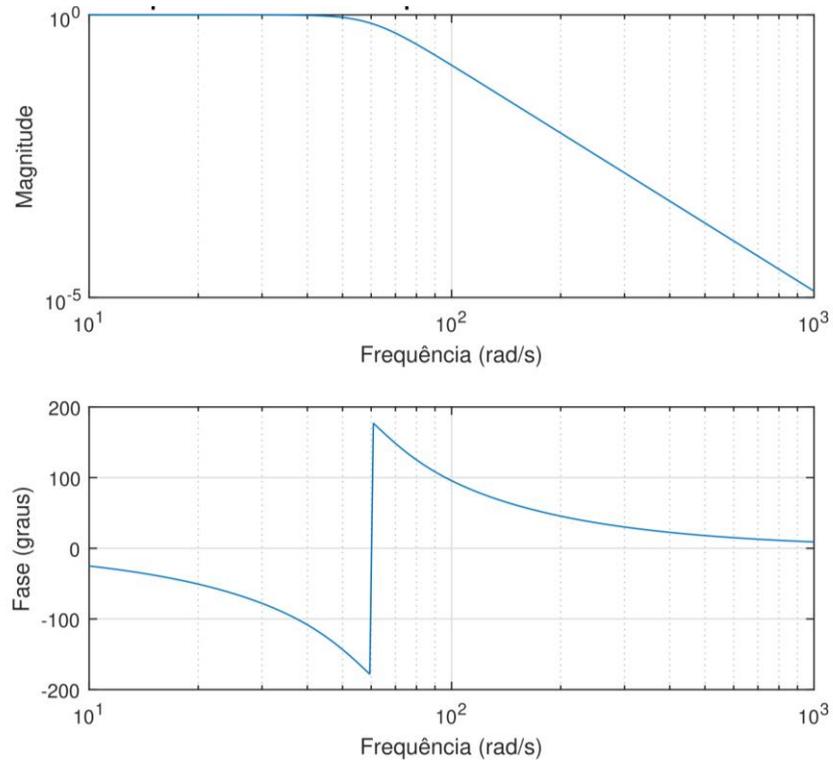
Fonte: Autor.

Figura 8 - Resposta de Módulo e Fase para o filtro de Butterworth 3° ordem.



Fonte: Autor.

Figura 9 - Resposta de Módulo e Fase para o filtro de Butterworth 4° ordem.



Fonte: Autor.

Uma característica importante do Butterworth é que sua atenuação aumenta com a frequência, no entanto, a fase da resposta em frequência também aumenta, o que provoca defasagens no tempo referentes a sua resposta em degrau. Além disso, a atenuação aumenta muito lentamente na faixa de passagem e rapidamente na faixa de rejeição. Dessa forma, para aumentar a atenuação é necessário aumentar a ordem do filtro (DINIZ *et al.*, 2014).

De acordo com Coury *et al.* (2011) e Silva (2009), em aplicações práticas, os filtros de Butterworth de segunda ou terceira ordem satisfazem os requisitos dos relés digitais, pois garantem um bom compromisso entre atenuação na faixa de passagem e atraso de fase.

2.9. Considerações Finais

Nesta seção, foram apresentados os fundamentos básicos utilizados em proteção de SEP. No primeiro momento, realizou-se uma abordagem sobre os dispositivos que compõem o sistema elétrico, como por exemplo: os relés de proteção,

o TP e o TC. Em seguida foi apresentado o equacionamento das componentes que constituem um sinal de curto-circuito, detalhando o motivo do surgimento da componente DC e dos harmônicos. Por fim, citam-se os princípios de amostragem de sinais elétricos, bem como a aplicação dos filtros de Butterworth. O Capítulo seguinte apresenta as técnicas implementadas para a estimação fasorial, adotadas para a execução deste estudo.

3. TÉCNICAS DE ESTIMAÇÃO FASORIAL

3.1. Aspectos Gerais

A metodologia utilizada na presente pesquisa é dividida basicamente em três etapas. A primeira delas, consiste na modelagem do sinal fundamental somado a componente DC, harmônica/inter-harmônicas e os ruídos aleatórios. Na segunda etapa é realizado o pré-processamento do sinal através do MMQ, onde é eliminada a componente DC, e as componentes harmônicas de baixa ordem do sinal fundamental. Em seguida, é realizada a estimação fasorial da componente fundamental, por meio dos seguintes métodos:

- Filtro de Fourier de Meio Ciclo (FFMC) – Método A
- Filtro de Fourier de Ciclo Completo (FFCC) – Método B
- FFMC associado ao MMQ – Método C
- FFCC associado ao MMQ – Método D
- Filtro Cosseno – Método E
- Cosseno associado ao MMQ – Método F

Por fim, são aplicados os índices para verificar o desempenho dos métodos para diferentes situações operacionais do sistema elétrico.

3.2. Metodologias de Filtragem Digital

3.2.1. Filtro de Fourier de Ciclo Completo (FFCC)

É um dos mais utilizados nos relés de proteção. A estimação da componente de frequência fundamental é feita por meio de uma correlação entre as amostras de um ciclo do sinal o qual se quer filtrar, com as amostras de um ciclo de sinais de referência, do tipo seno e cosseno, na frequência fundamental (IEEE Tutorial Course, 1979).

As harmônicas do sinal podem ser calculadas conforme as Equações 13 e 14.

$$I_c^m = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i[n] \cos\left(\frac{n2\pi m}{N}\right) \quad (13)$$

$$I_s^m = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i[n] \sin\left(\frac{n2\pi m}{N}\right) \quad (14)$$

Sendo m é a m -ésima harmônica. No FFCC o valor de m deve ser igual a 1, pois deseja-se obter a frequência fundamental. Por outro lado, N é o número de amostras em um ciclo.

A partir disso, a magnitude e a fase do fasor são encontradas a partir das Equações 15 e 16, respectivamente.

$$|I^m| = \sqrt{(I_c^m)^2 + (I_s^m)^2} \quad (15)$$

$$\theta_m = \tan^{-1} \left(\frac{I_s^m}{I_c^m} \right) \quad (16)$$

3.2.2. Filtro de Fourier de Meio Ciclo (FFMC)

O Filtro de Fourier de Meio Ciclo é semelhante ao apresentado anteriormente. A diferença é que este tem a sua janela de dados reduzida em meio ciclo. Embora esse método apresente tempo de resposta reduzido, ele apresenta uma desvantagem de perder a capacidade de excluir alguns componentes indesejáveis, como as harmônicas de ordem par, conforme pode ser observado no estudo de (SENGER & SANTANA, 1998).

Nas Equações 17 e 18, tem-se a representação dos cálculos das harmônicas do sinal:

$$I_c^m = \frac{4}{N} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} i[n] \cos\left(\frac{n2\pi m}{N}\right) \quad (17)$$

$$I_s^m = \frac{4}{N} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} i[n] \sin\left(\frac{n2\pi m}{N}\right) \quad (18)$$

A magnitude e a fase do fasor são calculadas conforme as Equações 15 e 16, apresentadas na Subseção anterior.

3.2.3. Filtro Cosseno

Esse filtro apresenta um modo semelhante ao visto anteriormente no Filtro de Fourier. Todavia, usa-se somente a função cosseno (SCHWEITZER & HOU, 1993). A principal diferença é que, ao invés de utilizar uma função de referência deslocada em um quarto de ciclo como no Filtro de Fourier, o filtro cosseno desloca a amostra em um quarto de ciclo.

As Equações 19 e 20 representam a formulação matemática do filtro de cosseno.

$$I_c^m[n] = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i[n] \cos\left(n \frac{2\pi}{N} m\right) \quad (19)$$

$$I_c^m[n - N/4] = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i[n - N/4] \cos\left(n \frac{2\pi}{N} m\right) \quad (20)$$

Assim, o cálculo da componente fundamental é dado segundo as Equações 21 e 22, para módulo e ângulo do fasor, respectivamente.

$$|I^m| = \sqrt{(I_c^m[n])^2 + (I_c^m[n - N/4])^2} \quad (21)$$

$$\theta_m = \arctan\left(\frac{I_c^m[n - N/4]}{I_c^m[n]}\right) \quad (22)$$

3.3. Método dos Mínimos Quadrados Considerando a Componente Fundamental e DC

Na metodologia proposta neste Trabalho, a remoção da componente DC pelo MMQ é feita antes que o sinal seja processado pelos Filtro de Fourier de Ciclo Completo ou de Meio Ciclo, bem como pelo Filtro Cosseno. O MMQ proposto utiliza uma janela de dados com tamanho igual a 3/4 de ciclo (3N/4) do sinal fundamental e é empregado na primeira etapa do pré-processamento do sinal para a remoção da

componente DC do mesmo. Como visto anteriormente, a corrente de falta pode ser expressa pela combinação da componente periódica de regime (componente fundamental), somada à componente DC, conforme a Equação 23:

$$i(k) = A \cos\left(2\pi k \frac{f}{f_{\text{samp}}} + \varphi\right) + B e^{\gamma k} \quad (23)$$

Em (23), k representa a amostra atual do sinal de corrente, f_{samp} é a frequência de amostragem e f é a frequência do sistema de potência (60 Hz). A , B , φ e γ são coeficientes desconhecidos que serão posteriormente estimados.

A Equação 23 pode ser expressa em termos de senos e cossenos utilizando a primeira ordem da série de Taylor, conforme Equação 24.

$$i(k) = A \cdot \cos(\varphi) \cdot \cos(\omega \cdot \varphi) - A \cdot \sin(\varphi) \cdot \sin(\omega \cdot \varphi) + B + \gamma \cdot k \quad (24)$$

Onde, k é a amostra atual e ω é a frequência angular que também pode ser escrita por $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$. Assumindo $C_1 = A \cdot \cos(\varphi)$ e $C_2 = A \cdot \sin(\varphi)$, a Equação 24 pode ser escrita como (25).

$$i(k) = C_1 \cos(\omega \varphi) - C_2 \sin(\omega \varphi) + B + \gamma \cdot k \quad (25)$$

Na forma matricial, tem-se a Equação 26, onde a direita da igualdade, encontra-se a janela de dados do sinal de corrente, tomados a partir de k_i até $k_i + m_i$, totalizando $N/4$ amostras.

$$\begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot k_i) & \sin(\omega \cdot k_i) & k_i & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos[\omega \cdot (k_i + m_i)] & \sin[\omega \cdot (k_i + m_i)] & k_i + m_i & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ \alpha \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i(k_i) \\ \vdots \\ i(k_i + m_i) \end{bmatrix} \quad (26)$$

A Equação 26 pode ser expressa por (27), sendo que M representa a matriz de senos e cossenos, P é o vetor de coeficientes desconhecidos e I é o vetor com as amostras de corrente do sinal de entrada. Os parâmetros do vetor P podem ser

encontrados a partir da matriz pseudo-inversa de M multiplicada pelo vetor identidade, conforme a Equação 28.

$$MP = I \quad (27)$$

$$P = (M^T M)^{-1} M^T I_{identidade} \quad (28)$$

Após a obtenção dos valores dos parâmetros da corrente, a parcela da componente DC pode ser estimada e então subtraída do sinal de entrada, a partir do cálculo do termo $Be^{\gamma k}$ da Equação 23.

Todavia, esse método apresenta dificuldade para a estimação da componente DC para sinais fundamentais com componentes harmônicas. Nesse sentido, foi utilizado a expansão do termo cosseno para as 5 primeiras componentes harmônicas, as quais podem ser estimadas via MMQ e também subtraídas do sinal de entrada.

3.4. Formulação do MMQ para Extração das Componentes Harmônicas de 2ª a 5ª Ordens

O MMQ foi implementado de forma a garantir a remoção da componente harmônica de segunda até a quinta ordem. A corrente de falta foi expressa pela combinação da componente fundamental, componente DC, conforme pode ser visto na Equação 29.

$$\begin{aligned} i(k) = & A \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot k \frac{f}{f_{s\text{amp}}} + \varphi\right) + B \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot k \frac{2 \cdot f}{f_{s\text{amp}}} + \varphi\right) \\ & + C \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot k \frac{3 \cdot f}{f_{s\text{amp}}} + \varphi\right) + D \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot k \frac{4 \cdot f}{f_{s\text{amp}}} + \varphi\right) \\ & + E \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot k \frac{5 \cdot f}{f_{s\text{amp}}} + \varphi\right) + F e^{\gamma k} \end{aligned} \quad (29)$$

Onde k representa a amostra atual e A , B , C , D e E representam as amplitudes das componentes fundamental, de primeira, segunda, terceira, quarta e quinta ordem harmônica, respectivamente. Além disso, F representa a amplitude da componente DC, f é a frequência fundamental, $f_{s\text{amp}}$ é a frequência de amostragem, φ é o ângulo de fase do sinal e γ é a constante de tempo da componente DC.

Da mesma maneira, essa Equação pode ser escrita em termos de senos e cossenos e utilizando a primeira ordem da série de Taylor para a componente DC. A expansão do termo cosseno para a componente fundamental é dada conforme as Equações 30, 31 e 32:

$$i(k)_{fundamental} = C_1 \cdot \cos(\omega \cdot k) + C_2 \cdot \text{sen}(\omega \cdot k) \quad (30)$$

$$C_1 = A \cdot \cos(\varphi) \quad (31)$$

$$C_2 = A \cdot \text{sen}(\varphi) \quad (32)$$

Para a harmônica de segunda ordem, Equações 33, 34 e 35:

$$i(k)_{2f} = C_3 \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot k) + C_4 \cdot \text{sen}(2 \cdot \omega \cdot k) \quad (33)$$

$$C_3 = A_2 \cdot [\cos^2(\varphi) - \text{sen}^2(\varphi)] \quad (34)$$

$$C_4 = B_2 [\text{sen}(\varphi) \cdot \cos(\varphi)] \quad (35)$$

Para a harmônica de terceira ordem, tem-se as Equações 36, 37 e 38:

$$i(k)_{3f} = C_5 \cdot \cos(3 \cdot \omega \cdot k) + C_6 \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega \cdot k) \quad (36)$$

$$C_5 = A_3 [\cos^3(\varphi) - 3 \cdot \text{sen}^2(\varphi) \cdot \cos(\varphi)] \quad (37)$$

$$C_6 = B_3 [3 \cdot \text{sen}(\varphi) \cdot \cos^2(\varphi) - \text{sen}^3(\varphi)] \quad (38)$$

Já, para a harmônica de quarta ordem, tem-se as Equações 39, 40 e 41:

$$i(k)_{4f} = C_7 \cdot \cos(4. \omega. k) + C_8 \cdot \text{sen}(4. \omega. k) \quad (39)$$

$$C_7 = A_4 \cdot [\cos^4(\varphi) - 6 \cdot \text{sen}^2(\varphi) \cdot \cos^2(\varphi) + \text{sen}^4(\varphi)] \quad (40)$$

$$C_8 = B_4 [4 \cdot \cos^3(\varphi) \cdot \text{sen}(\varphi) - 4 \cdot \text{sen}^3(\varphi) \cdot \cos(\varphi)] \quad (41)$$

Ainda, para a harmônica de quinta ordem, tem-se as Equações 42, 43 e 44:

$$i(k)_{5f} = C_9 \cdot \cos(5. \omega. k) + C_{10} \cdot \text{sen}(5. \omega. k) \quad (42)$$

$$C_9 = A_5 [\cos^5(\varphi) - 10 \cdot \text{sen}^2(\varphi) \cdot \cos^3(\varphi) + 5 \cdot \text{sen}^4(\varphi)] \quad (43)$$

$$C_{10} = A_5 [5 \cdot \text{sen}(\varphi) \cdot \cos^4(\varphi) - 10 \cdot \text{sen}^3(\varphi) \cdot \cos^2(\varphi) - \text{sen}^5(\varphi)] \quad (44)$$

Por fim, para a componente exponencialmente decrescente, tem-se a Equação 45:

$$i(k)_{DC} = F + \gamma \cdot k \quad (45)$$

As expansões da realizadas sobre os termos da Equação 29, permitem que esta seja reescrita, em sua forma matricial, conforme a Equação 46.

$$\begin{bmatrix} \cos(\omega. k_i) & \sin(\omega. k_i) & \dots & \cos(5\omega. k_i) & \sin(5\omega. k_i) & k_i & 1 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos[\omega. (k_i + m_i)] & \sin[\omega. (k_i + m_i)] & \dots & \cos[5\omega. (k_i + m_i)] & \sin[5\omega. (k_i + m_i)] & k_j + m_j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \\ C_4 \\ C_5 \\ C_6 \\ C_7 \\ C_8 \\ C_9 \\ C_{10} \\ \alpha \\ F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i(k_i) \\ \vdots \\ i(k_i + m_i) \end{bmatrix} \quad (46)$$

Tabela 3 - Índices de desempenho para avaliação dos métodos.

ID	CRITÉRIO
$ERRO_REL_I$	Erro relativo máximo pós convergência da amplitude
$ERRO_REL_\theta$	Erro relativo máximo pós convergência do ângulo
OS_I	Máximo <i>Overshoot</i> antes da convergência da amplitude
OS_θ	Máximo <i>Overshoot</i> antes da convergência do ângulo
TC_I	Tempo para a convergência em amplitude
TC_θ	Tempo para a convergência em ângulo

Fonte: Autor.

3.5.2. Erro Transitório e Erro Relativo Percentual

O cálculo do erro transitório da estimação é dado pela diferença entre o valor eficaz estimado de corrente atual (I_{est}) e o valor de corrente de referência (I_{ref}) para o mesmo instante de tempo, conforme a Equação 50. Analogamente, para ângulo, o erro é obtido através da diferença entre o valor estimado para a fase e um valor de referência, conforme a Equação 51.

$$erro(k)_I = I_{est}(k) - I_{ref}(k) \quad (50)$$

$$erro(k)_\theta = \theta_{est}(k) - \theta_{ref}(k) \quad (51)$$

A partir das Equações 50 e 51, calcula-se o erro máximo relativo percentual depois da convergência para módulo e ângulo do respectivo fasor, conforme as Equações 52 e 53, respectivamente.

$$erro_rel(k)_I = \max \left(\left| \frac{error(k)_I}{I_{ref}(k)} \right| \times 100\% \right) \quad (52)$$

$$erro_rel(k)_\theta = \max \left(\left| \frac{error(k)_\theta}{I_{ref}(k)} \right| \times 100\% \right) \quad (53)$$

3.5.3. Sobre-elevação ou *Overshoot* (OS)

Já o *overshoot* (OS) equivale ao maior valor em módulo de erro relativo do sinal estimado, após a ultrapassagem do sinal de referência. Esse índice é calculado antes da convergência, conforme as Equações 54 e 55, para módulo e ângulo do fasor, respectivamente.

$$OS(k)_I = \max \left(I_{est}(k) - I_{ref}(k) \right) \quad (54)$$

$$OS(k)_\theta = \max \left(\theta_{est}(k) - \theta_{ref}(k) \right) \quad (55)$$

A precisão dos métodos está relacionada com erros. Desta maneira, quanto menor o erro melhor é o desempenho do filtro. Além disso, é importante salientar que o erro máximo e a sobre-elevação só são calculadas quando o critério de convergência é atingido.

3.6. Considerações Finais

Neste Capítulo, foram apresentadas as metodologias utilizadas para estimação fasorial, sendo estas o FFMC, o FFCC, FCOS, em suas aplicações originais e associados ao MMQ aqui proposto. Também, foram apresentados os índices de desempenho utilizados na avaliação da eficiência das técnicas, sendo estes o erro relativo após a convergência, máximo *overshoot* anterior a convergência da resposta e o tempo de convergência. É importante ressaltar que esses índices foram aplicados tanto para resposta em amplitude quanto para resposta da fase.

No Capítulo seguinte, são apresentados os resultados obtidos para as metodologias implementadas, considerando diferentes condições do sistema.

4. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Para os casos simulados, adotou-se um tempo de simulação de 0,5 segundo, sendo a ocorrência do curto-circuito no instante zero. A Equação 56 é responsável por criar os sinais que são processados por cada um dos métodos.

$$i(k) = \sum_{n=1}^q I_m \cos(n\omega k\Delta t + n\phi) + I_0 e^{\frac{k\Delta t}{\tau}} + I_1 e^{\frac{k\Delta t}{\tau'}} \quad (56)$$

Em (45), I_m é a amplitude da componente cossenoidal, onde, para $n = 1$, tem-se a amplitude da componente fundamental e, para $n > 1$, tem-se as amplitudes da harmônica de ordem n . Além disso, I_0 é a amplitude da componente DC, I_1 é a amplitude da segunda componente DC, ω é a frequência angular da componente fundamental dada por $\omega = 2\pi f$, sendo f igual a 60 Hz e $\Delta t = (\frac{1}{fN})$.

Ainda, τ é a constante de tempo da primeira componente unidirecional e τ' é a constante de tempo da segunda componente DC. Por fim, ϕ é o ângulo de fase da componente fundamental.

4.1. Caso 1: Sinal sem componentes harmônicas e com uma componente DC

Nesse caso, é realizada uma comparação entre os métodos implementados para sinais sem componentes harmônicas e com uma componente DC, para 32, 64, 96, 128 e 256 amostras por ciclo. O objetivo de realizar essas simulações é verificar se as técnicas apresentam melhoras de desempenho com o aumento da frequência de amostragem do sinal. Os dados para cada uma das simulações estão presentes nas Tabelas 4, 6, 8, 10 e 12.

Tabela 4 - Dados referentes ao caso 1 com 32 amostras por ciclo.

I_m	I_0	I_1	τ	τ'	ϕ	N
1 pu	0,5 pu	-	50 ms	-	10°	32

Fonte: Autor.

Além disso, as Tabelas 5, 7, 9, 11 e 13 mostram os resultados dos índices de desempenho para cada um dos métodos implementados, onde NC indica que o

respectivo método não atingiu a convergência para o parâmetro em questão (Módulo ou ângulo).

Tabela 5 - Resultados dos índices de desempenho para 32 amostras por ciclo.

MÉTODO	TC_I	TC_θ	OS_I	OS_θ	$ERRO_REL_I$	$ERRO_REL_\theta$
FFMC	0,35521	0,44271	0,3255	31,0614	0,0496	0,0488
FFMC+MMQ	0,079687	0,16719	0,1057	18,2865	0,0510	0,0509
FFCC	0,23802	NC	0,0250	NC	0,0491	NC
FFCC+MMQ	0,061458	0,061458	$9,9e^{-5}$	11,3715	0,00072	0,0380
COS	0,1026	0,1901	0,0017	0,1533	0,0510	0,0508
COS+MMQ	0,65625	0,065625	$5,0e^{-6}$	2,8765	$4,32e^{-5}$	0,0023

Fonte: Autor.

Tabela 6 - Dados referentes ao caso 1 com 64 amostras por ciclo.

I_m	I_0	I_1	τ	τ'	ϕ	N
1 pu	0,5 pu	-	50 ms	-	10°	64

Fonte: Autor.

Tabela 7 - Resultados dos índices de desempenho para 64 amostras por ciclo.

MÉTODO	TC_I	TC_θ	OS_I	OS_θ	$ERRO_REL_I$	$ERRO_REL_\theta$
FFMC	0,35495	0,44245	0,3259	31,0267	0,0511	0,0509
FFMC+MMQ	0,080208	0,16771	0,0870	21,1942	0,0511	0,0510
FFCC	0,23802	0,32552	0,0250	12,2668	0,0501	0,0499
FFCC+MMQ	0,061719	0,061979	$1,0e^{-4}$	12,2668	0,0076	0,0403
COS	0,053906	0,065365	$1,2e^{-4}$	0,0111	0,0108	0,0506
COS+MMQ	0,066146	0,066146	$5,7e^{-7}$	3,7197	$1,01e^{-5}$	$5,87e^{-4}$

Fonte: Autor.

Tabela 8 - Dados referentes ao caso 1 com 96 amostras por ciclo.

I_m	I_0	I_1	τ	τ'	ϕ	N
1 pu	0,5 pu	-	50 ms	-	10°	96

Fonte: Autor.

Tabela 9 - Resultados dos índices de desempenho para 96 amostras por ciclo.

MÉTODO	TC_I	TC_θ	OS_I	OS_θ	$ERRO_REL_I$	$ERRO_REL_\theta$
FFMC	0,35503	0,44253	0,3259	31,0115	0,0506	0,0504
FFMC+MMQ	0,0875	0,17483	0,0808	22,1167	0,0510	0,0512
FFCC	0,23802	0,32552	0,0250	12,6175	0,0505	0,0503
FFCC+MMQ	0,061632	0,062153	$3,8e^{-4}$	12,6175	0,0078	0,0410
COS	0,06111	0,14861	$6,6e^{-4}$	0,0581	0,0505	0,0508
COS+MMQ	0,066146	0,066319	$2,8e^{-6}$	3,9946	$2,03e^{-4}$	0,0011

Fonte: Autor.

Tabela 10 - Dados referentes ao caso 1 com 128 amostras por ciclo.

I_m	I_0	I_1	τ	τ'	ϕ	N
1 pu	0,5 pu	-	50 ms	-	10°	128

Fonte: Autor.

Tabela 11 - Resultados dos índices de desempenho para 128 amostras por ciclo.

MÉTODO	TC_I	TC_θ	OS_I	OS_θ	$ERRO_REL_I$	$ERRO_REL_\theta$
FFMC	0,35508	0,44258	0,3260	31,0229	0,0504	0,0501
FFMC+MMQ	0,08763	0,175	0,0776	22,5666	0,0509	0,0513
FFCC	0,23802	0,32552	0,0250	12,7778	0,0504	0,0504
FFCC+MMQ	0,061458	0,06224	$6,0e^{-4}$	12,6175	0,0079	0,0414
COS	0,077865	0,16536	$9,2e^{-4}$	0,0816	0,0506	0,0504
COS+MMQ	0,066146	0,066406	$1,3e^{-5}$	4,1290	$2,9e^{-4}$	0,0015

Fonte: Autor.

Tabela 12 - Dados referentes ao caso 1 com 256 amostras por ciclo.

I_m	I_0	I_1	τ	τ'	ϕ	N
1 pu	0,5 pu	-	50 ms	-	10°	256

Fonte: Autor.

Tabela 13 - Resultados dos índices de desempenho para 256 amostras por ciclo.

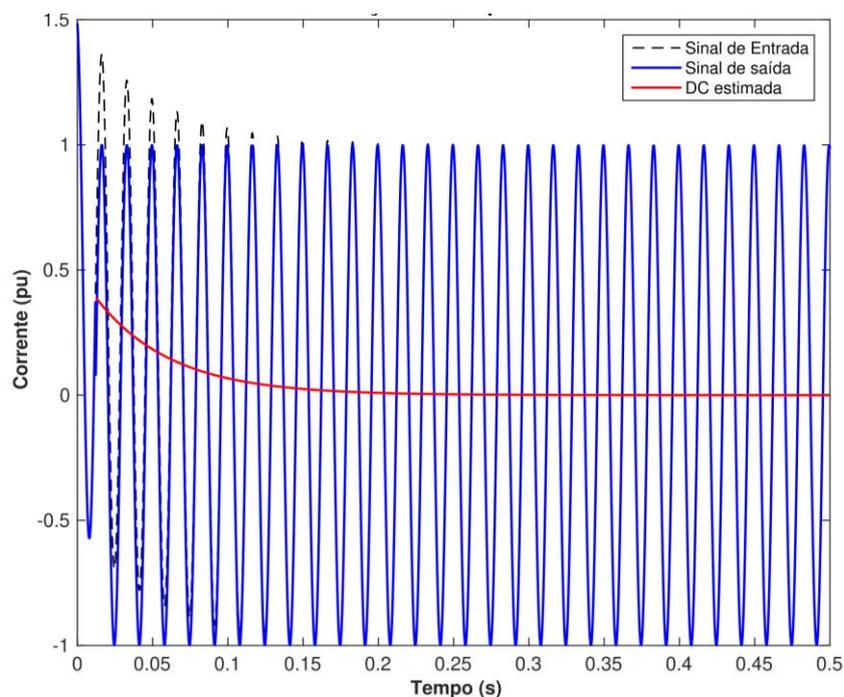
MÉTODO	TC_I	TC_θ	OS_I	OS_θ	$ERRO_REL_I$	$ERRO_REL_\theta$
FFMC	0,35508	0,44251	0,3260	31,0194	0,0507	0,0512
FFMC+MMQ	0,08776	0,1752	0,0729	23,2260	0,0511	0,0512
FFCC	0,23802	0,32546	0,0250	13,0368	0,0509	0,0511
FFCC+MMQ	0,06224	0,06237	$6,0e^{-4}$	13,0368	0,0079	0,0419
COS	0,094596	0,1821	0,0011	0,1169	0,0513	0,0510
COS+MMQ	0,066081	0,066536	$3,6e^{-4}$	4,3377	$4,29e^{-4}$	0,0022

Fonte: Autor.

Os resultados das Tabelas 5, 7, 9, 11, 13 sugerem que o aumento da taxa de amostragem não produz uma melhora considerável nos índices de desempenho dos filtros. Não ocorre vantagem significativa em utilizar grandes taxas de amostragens, aumentando somente o esforço computacional exigido. A partir disso, adotou-se a taxa de 64 amostras por ciclo para apresentação dos resultados, neste e nos demais casos analisados.

A Figura 10 mostra a estimação da componente DC.

Figura 10 - Estimação da componente DC pelo MMQ.

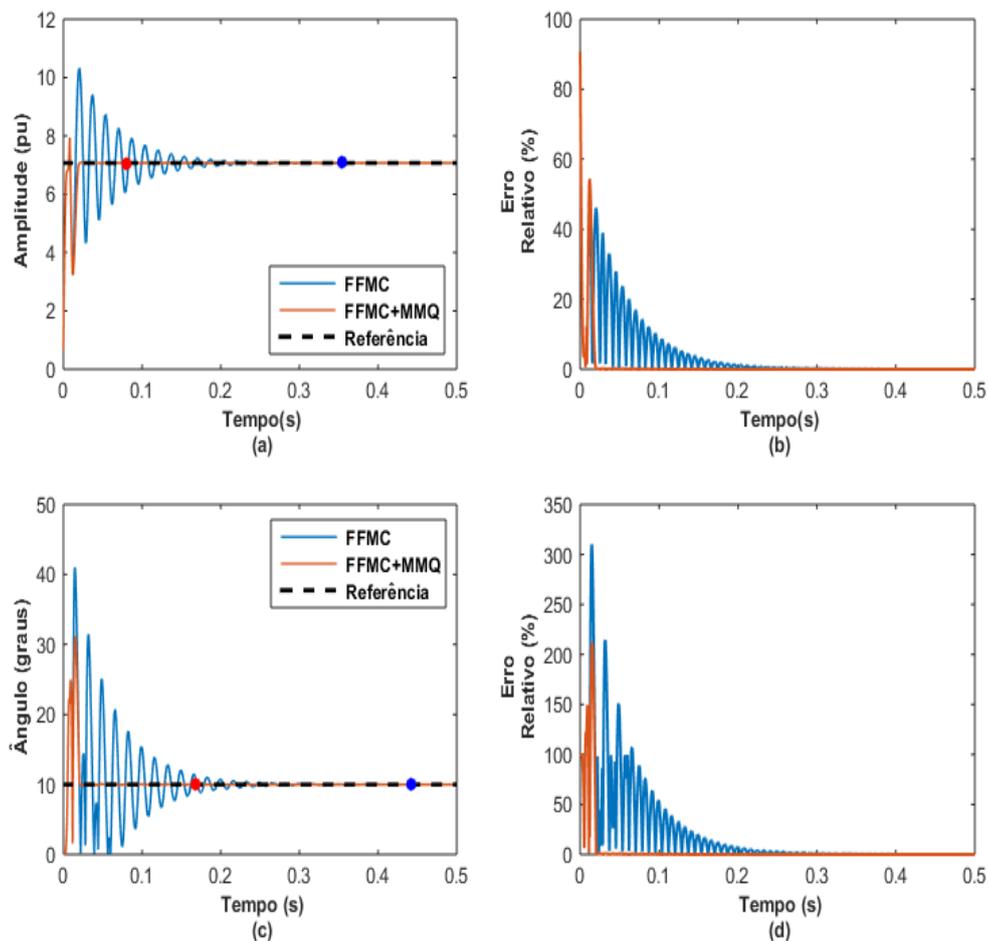


Fonte: Autor.

O sinal de entrada (pontilhado em preto) é processado pelo MMQ, no qual se obtém a componente DC (em vermelho). Essa componente é retirada do sinal de entrada e, a partir disso, tem-se o sinal de saída (em azul). O MMQ inicia o cálculo da estimação da componente DC $\frac{3}{4}$ de ciclo após a ocorrência da falta. Isso é necessário para que a janela de dados esteja completa e contendo somente amostras pós falta. É possível perceber que no período antes da estimação ocorre algumas oscilações no sinal de saída.

A Figura 11 mostra uma comparação entre o FFMC com FFMC associado ao MMQ.

Figura 11 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do FFMC com o FFMC associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) Resposta da convergência em ângulo. (d) Erro relativo do ângulo



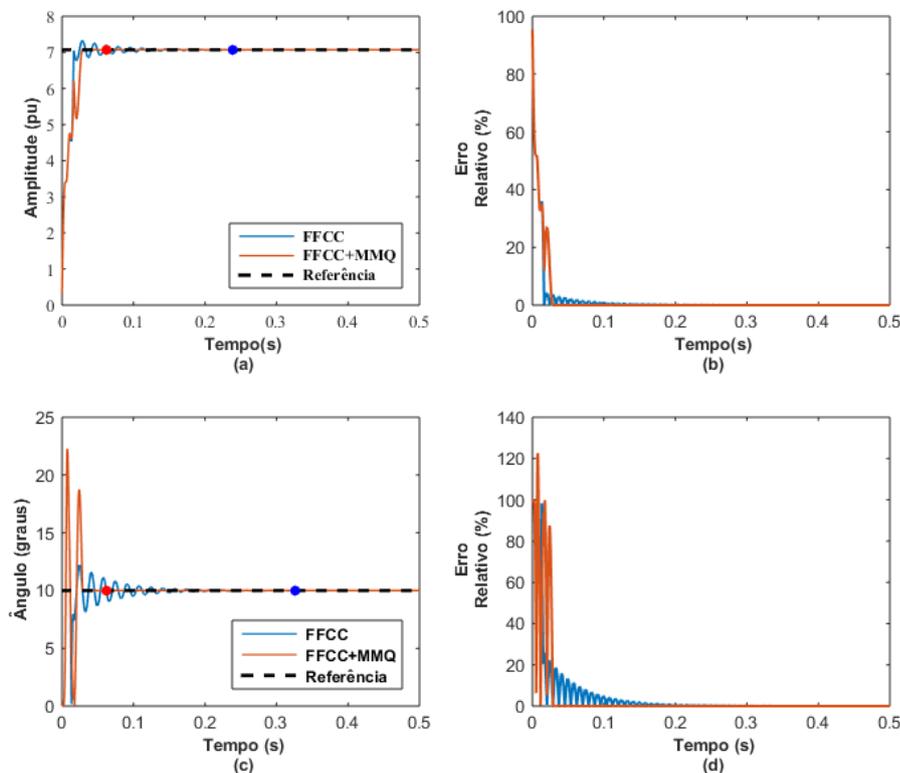
Fonte: Autor.

É possível perceber que o método associado ao MMQ apresentou um tempo de convergência menor tanto para a resposta em amplitude quanto para a resposta em ângulo. Para 64 amostras por ciclo, o tempo de convergência para a resposta em amplitude do FFMC foi de 0,35495 s e a resposta em ângulo foi de 0,44245 s. Para o FFMC associado ao MMQ os tempos de convergência para a amplitude e ângulo, respectivamente foram de 0,080208 s e 0,16771 s. Isso representa uma redução de 0,274742 s para ambas as respostas, em amplitude e ângulo, respectivamente.

Além disso, o FFMC associado ao MMQ apresentou uma diminuição no *overshoot* tanto para a resposta em amplitude quanto para a resposta em ângulo. Por outro lado, o máximo erro relativo não apresentou tanta variação de um método em relação ao outro. Ambas as situações podem ser verificadas na Tabela 7.

A Figura 12 realiza uma comparação para a resposta em amplitude e ângulo para o FFCC com o FFCC associado ao MMQ.

Figura 12 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do FFCC com o FFCC associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) Resposta da convergência em ângulo. (d) Erro relativo do ângulo.



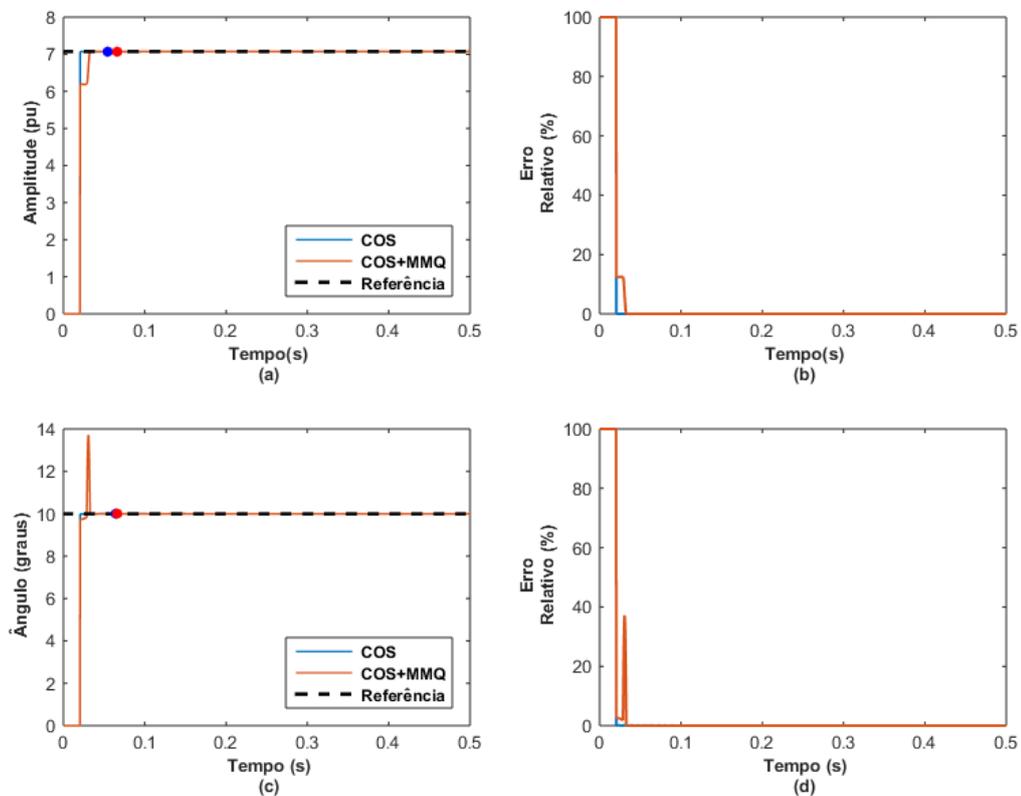
Fonte: Autor.

Novamente, o FFCC associado ao MMQ apresentou os menores tempo de convergência. Para 64 amostras por ciclo, o tempo de convergência do FFCC foi de 0,23802 s para a amplitude e 0,32552 s para o ângulo. Para o FFCC associado ao MMQ esses tempos de convergência foram de 0,061719 s para amplitude e 0,061979 s para ângulo. Nesse caso, as diminuições no tempo de convergência foram de, respectivamente de 0,176301 s e 0,263541 s.

No que se refere ao *Overshoot*, a diminuição foi mais significativa para a resposta em amplitude, o que não foi verificado para a resposta em ângulo. Para o erro relativo após a convergência a diferença mais significativa foi na resposta em amplitude. Novamente, ambas as situações foram podem ser verificadas na Tabela 7.

A Figura 13 mostra uma a convergência em amplitude e ângulo para o filtro Cosseno e o filtro Cosseno associado ao MMQ.

Figura 13 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do COS com o COS associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) Resposta da convergência em ângulo. (d) Erro relativo do ângulo.



Fonte: Autor.

A implementação do MMQ não implicou em mudanças significativas no tempo de convergência, *Overshoot* e erro relativo, conforme pode ser visualizado na Tabela 7.

4.2. Caso 2: Sinal com componentes harmônicas de baixa ordem e com uma componente DC

Neste caso, verificou-se o desempenho da resposta dos métodos para sinais com harmônicas de baixa ordem. Primeiramente, apresenta-se a capacidade do MMQ em estimar os harmônicos de baixa ordem. A Tabela 14 mostra os dados utilizados para gerar o sinal.

Tabela 14 - Dados referentes ao caso 2 com 64 amostras por ciclo.

I_m	I_0	I_1	τ	τ'	ϕ	N
10 pu	5 pu	-	50 ms	-	10°	64

Fonte: Autor.

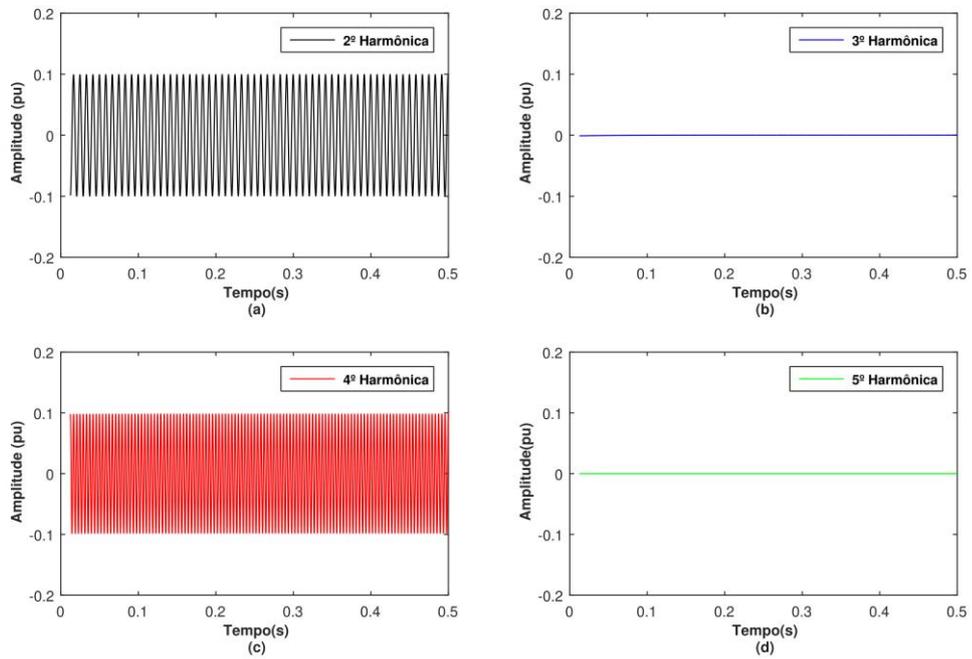
É adicionado a esse sinal a segunda harmônica com 1% da amplitude da componente fundamental e a quarta harmônica com 1% da amplitude da componente fundamental. A Figura 14 mostra a estimativa obtida pelo MMQ.

A presente etapa tem como objetivo verificar a capacidade do método em calcular o conteúdo harmônico presente em um sinal. Para uma melhor exemplificação, ajustou-se um filtro passa-baixas na entrada para eliminar componentes harmônicas de ordem elevada, restando as componentes de baixa ordem. O filtro escolhido foi o *Butterworth* passa-baixa de 2º ordem, com frequência de corte de 200 Hz.

A partir dos resultados visualizados na Figura 14 pode-se observar que o método apresenta boas estimativas para as componentes harmônicas, até mesmo para as harmônicas inexistentes, como as de 3º e 5º ordem.

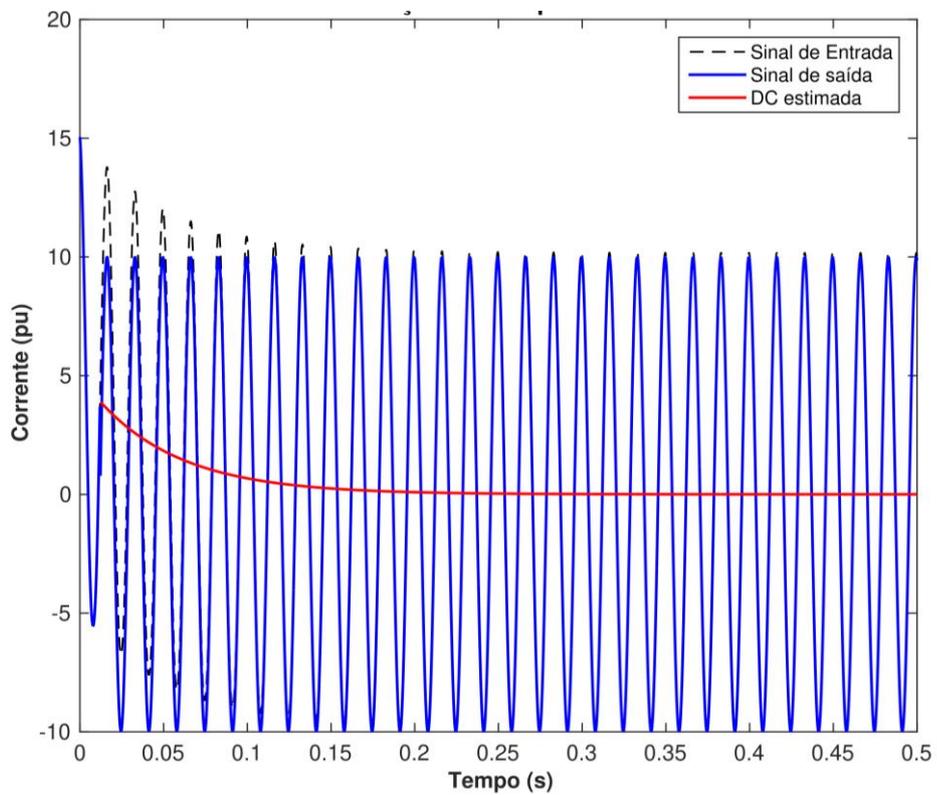
Juntamente com a estimativa dessas componentes harmônicas, as quais são eliminadas do sinal de entrada, é feita a estimativa da componente DC, conforme a Figura 15.

Figura 14 - Componentes harmônicas de 2º e 4º ordem estimadas através do MMQ.



Fonte: Autor.

Figura 15 - Estimação da componente DC pelo MMQ.



Fonte: Autor.

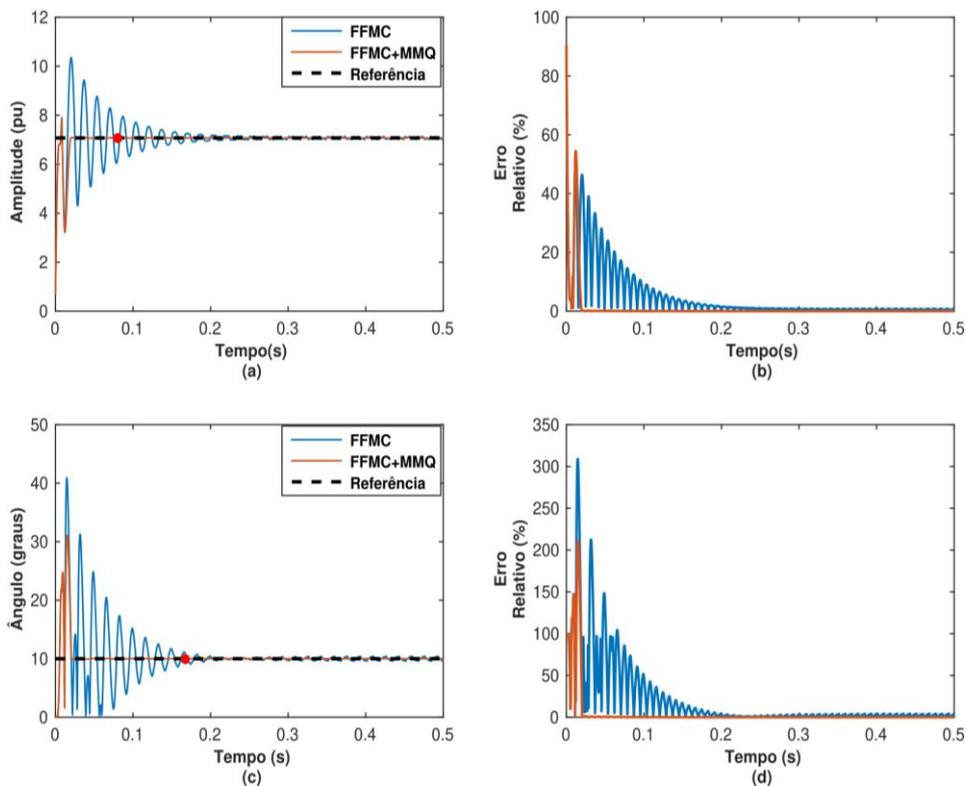
Após a estimação da componente DC e dos harmônicos presentes no sinal, obtiveram-se as respostas de amplitude e ângulo do fasor do sinal, conforme observa-se na Figura 16. A Tabela 15 mostra os resultados após a aplicação dos índices de desempenho.

Tabela 15 - Resultados dos índices de desempenho para 64 amostras por ciclo.

MÉTODO	TC_I	TC_θ	OS_I	OS_θ	$ERRO_REL_I$	$ERRO_REL_\theta$
FFMC	NC	NC	NC	NC	NC	NC
FFMC+MMQ	0,080208	0,16771	0,8518	21,1421	0,0511	0,0510
FFCC	0,23802	0,32552	0,2501	11,9681	0,0501	0,0499
FFCC+MMQ	0,061719	0,061979	0,0011	11,9681	0,0076	0,0403
COS	0,053906	0,066146	5×10^{-6}	3,6353	0,0108	0,0506
COS+MMQ	0,066146	0,065365	0,0013	0,0111	1×10^{-4}	5×10^{-4}

Fonte: Autor.

Figura 16 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do FFMC com FFMC associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) Resposta da convergência em ângulo. (d) Erro relativo do ângulo.

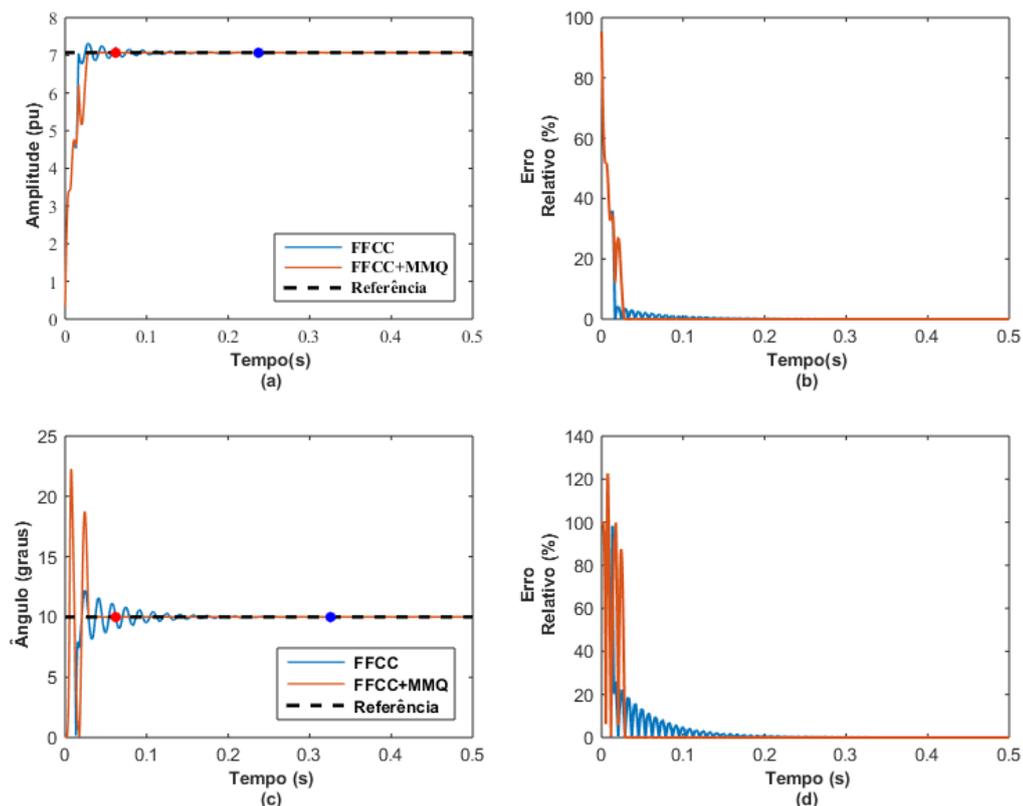


Fonte: Autor.

O FFMC associado ao MMQ converge em 0,080208 s para amplitude e 0,16771 s para ângulo, enquanto que o FFMC em sua formulação original não apresentou convergência para essa situação. O filtro de meio ciclo da fundamental pode, em alguns casos, diminuir o tempo de convergência. Porém, tem diminuída sua capacidade de convergência para sinais com harmônicas pares. Desta maneira, o pré-processamento do sinal de entrada através do MMQ elimina as componentes harmônicas, melhorando o desempenho desta técnica.

A Figura 17 refere-se a resposta em amplitude e ângulo para o FFCC e FCC associado ao MMQ.

Figura 17 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do FFCC com o FFCC associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) Resposta da convergência em ângulo. (d) erro relativo do ângulo.



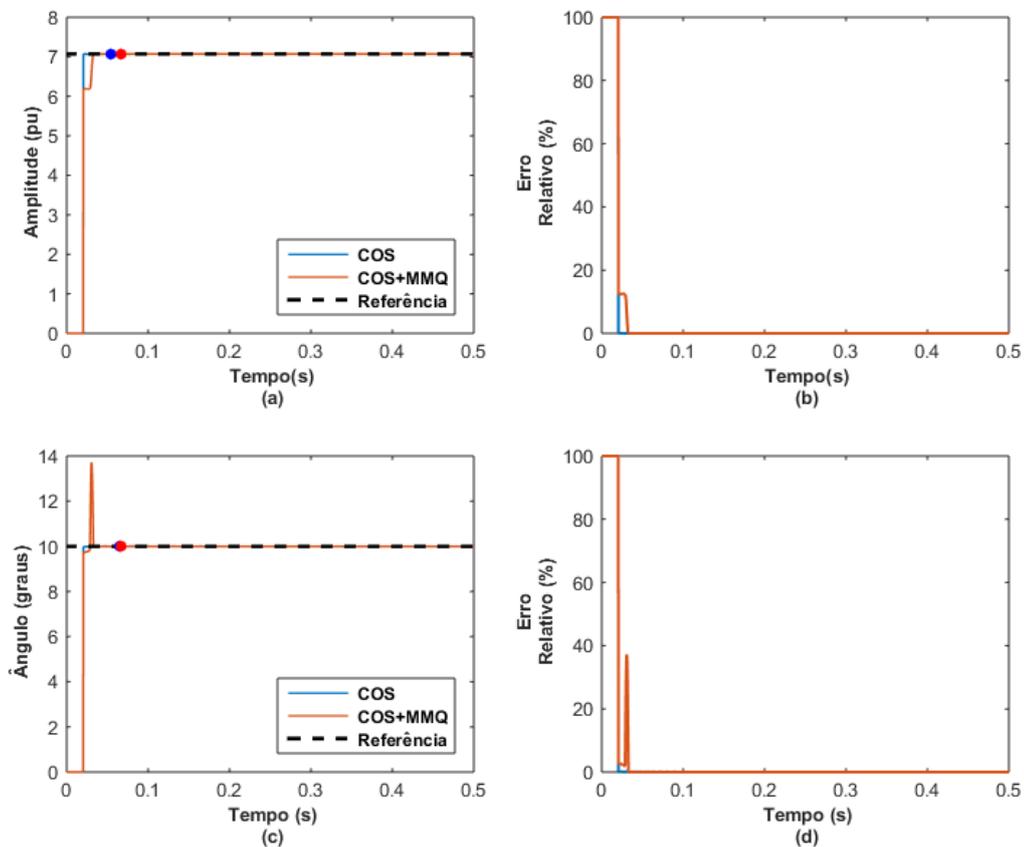
Fonte: Autor.

O FFCC converge em 0,23802 s para amplitude e 0,32552 s para ângulo, enquanto que, para o mesmo método associado ao MMQ, os tempos de convergência foram de 0,061719 s e 0,061979 s para amplitude e ângulo, respectivamente. O *overshoot* do método associado ao MMQ apresentou uma diminuição significativa

para a resposta da amplitude, quanto a resposta do ângulo não ocorreu variação. Quanto ao erro relativo máximo a diferença mais significativa foi em relação a resposta em amplitude. Ambas essas afirmações podem ser verificadas na Tabela 15, cujos resultados reforçam a maior robustez das metodologias associado ao MMQ proposto.

A Figura 18, por sua vez mostra a resposta para o método COS e o método COS associado ao MMQ.

Figura 18 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do COS com o COS associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) resposta da convergência em ângulo. (d) Erro relativo do ângulo



Fonte: Autor.

A convergência do método para método COS foi de 0,066246 para amplitude e 0,066146 para fase. Para este associado ao MMQ, o tempo de convergência foi de 0,053906 s para o módulo e 0,065365 para a fase. O *overshoot* foi menor para a resposta em ângulo. Além disso, o erro relativo também foi menor para o método com MMQ, conforme mostrado na Tabela 15.

4.3. Caso 3: Sinal sem componentes harmônicas e com duas componentes DC

Os sinais de falta são compostos por componentes senoidais e uma componente DC. Todavia, o Transformador de Corrente ao receber esses sinais introduz uma nova componente DC no sistema. Essa componente surge devido as perdas no núcleo, indutância de magnetização e carga do TC (HOROWITZ, 1995).

Nesse caso, para avaliar o efeito de deslocamento da componente DC secundária, foram utilizados os dados da Tabela 16 para a geração do sinal analisado.

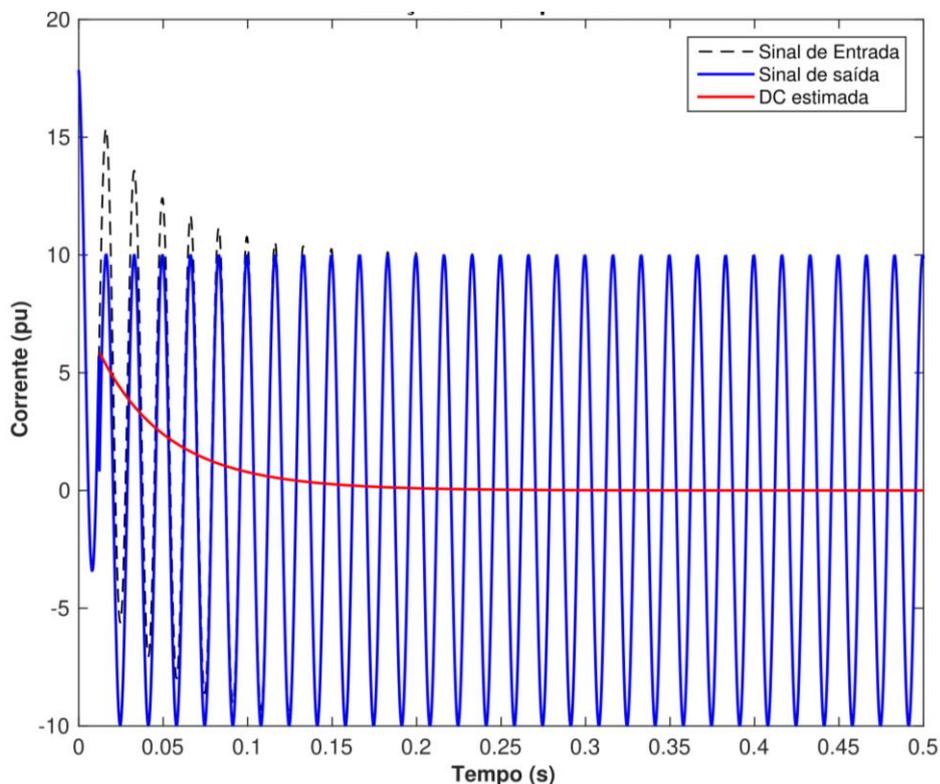
Tabela 16 - Dados referentes ao caso 3 com 64 amostras por ciclo.

I_m	I_0	I_1	τ	τ'	ϕ	N
10 pu	5 pu	3 pu	50 ms	30 ms	10°	64

Fonte: Autor.

A Figura 19 mostra a estimação componente DC pelo MMQ.

Figura 19 - Estimação da componente DC pelo MMQ.



Fonte: Autor.

As duas componentes DC são somadas ao sinal de entrada, e em seguida são estimadas através do MMQ, obtendo-se o sinal de frequência fundamental através da subtração da componente DC estimada em relação ao sinal de entrada.

A Tabela 17 mostra os resultados obtidos após a aplicação dos índices de desempenho.

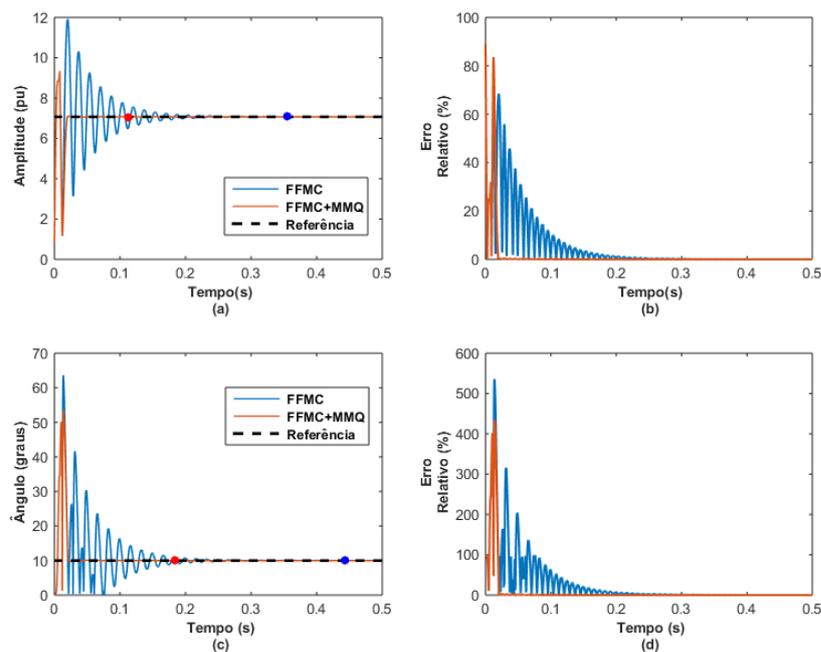
Tabela 17 - Resultados após a aplicação dos índices de desempenho.

MÉTODO	TC_I	TC_θ	OS_I	OS_θ	$ERRO_REL_I$	$ERRO_REL_\theta$
FFMC	0,35521	0,44245	4,8422	53,5775	0,0499	0,0509
FFMC+MMQ	0,1125	0,18385	2,2680	43,4540	0,0438	0,0463
FFCC	0,23828	0,32552	0,4413	24,5570	0,0500	0,0507
FFCC+MMQ	0,061719	0,092969	0,0036	24,5570	0,0194	0,0400
COS	0,078125	0,13255	0,0116	0,0968	0,0337	0,0359
COS+MMQ	0,066146	0,066146	$1,24e^{-4}$	5,8225	$5,93e^{-4}$	0,0030

Fonte: Autor.

A Figura 20 mostra a resposta para a amplitude e ângulo do sinal para o FFMC e o FFMC associado ao MMQ.

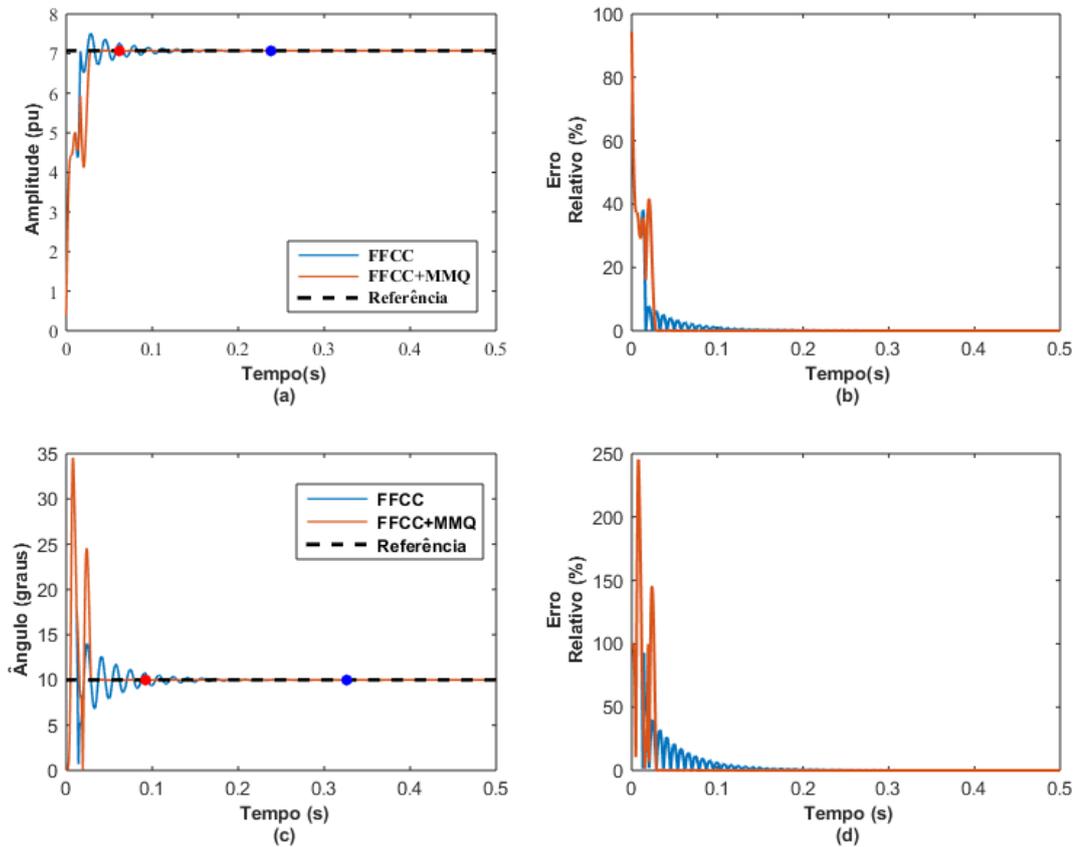
Figura 20 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do FFMC com o FFMC associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) Resposta da convergência em ângulo. (d) Erro relativo do ângulo.



Fonte: Autor.

A Figura 21 mostra a resposta de amplitude e ângulo para o FFCC e FFCC associado ao MMQ.

Figura 21 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do FFCC com o FFCC associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) Resposta da convergência em ângulo. (d) Erro relativo do ângulo.

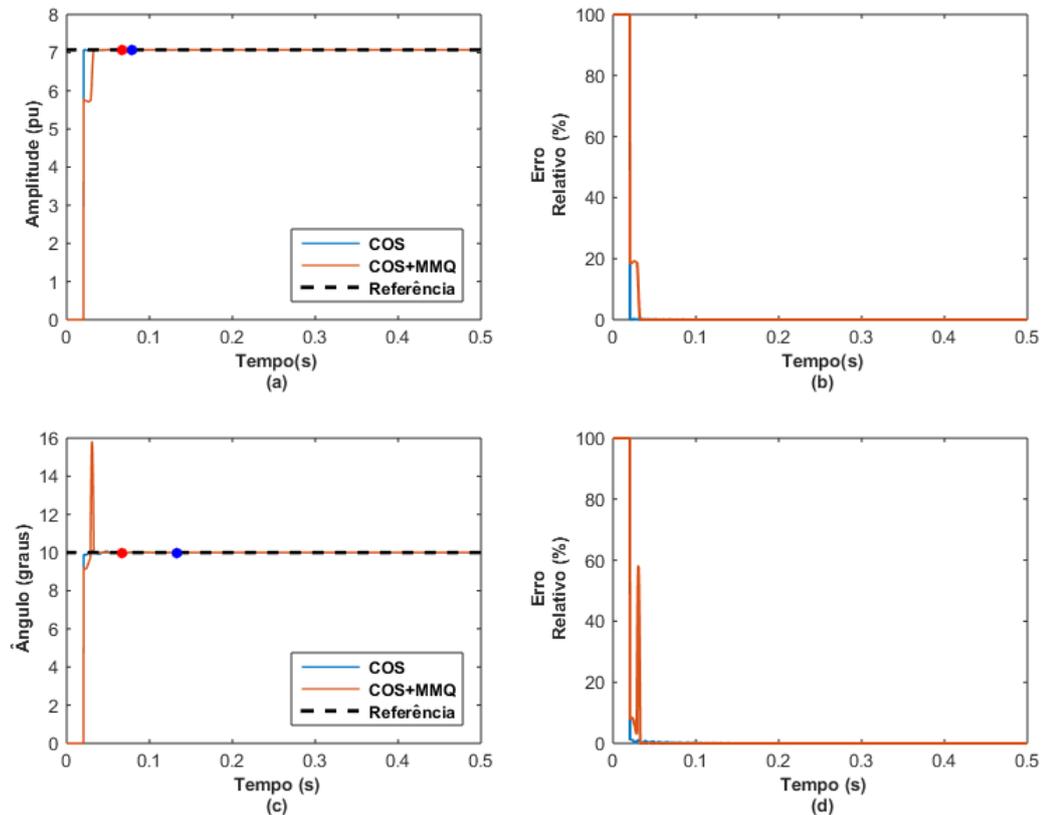


Fonte: Autor.

De forma geral, a inserção da segunda componente DC no sinal teste, ocasionou um leve aumento nos índices de avaliação do desempenho dos filtros. O tempo de convergência da amplitude sofreu um leve aumento no FFMC e FFMC associado ao MMQ em comparação com os casos anteriores. Quanto a convergência para o ângulo, verifica-se que esta ocorreu para o FFMC associado ao MMQ e o FFCC associado ao MMQ. No que se refere ao *Overshoot*, ocorreu aumento nos valores verificados para todos os métodos, tanto para amplitude quanto para ângulo. Por fim, o erro relativo não apresentou mudanças significativas se comparado com os sistemas teste com uma componente DC, conforme mostrado na Tabela 17.

A Figura 22 mostra a resposta de amplitude e ângulo para o método COS e COS associado ao MMQ.

Figura 22 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do COS com o COS associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) Resposta da convergência em ângulo. (d) Erro relativo do ângulo.



Fonte: Autor.

Para sinais com duas componentes DC ocorreu um leve aumento nos índices de desempenho para o método COS e COS associado ao MMQ. Como pode-se verificar na Tabela 17, o COS associado ao MMQ apresentou resultados melhores de tempo de convergência, erro relativo, e *overshoot*, se comparado com COS não associado ao MMQ.

4.4. Caso 4: Sinal com duas componentes DC com valores de constante de tempo elevados

O aumento da constante de tempo provoca a não convergência dos métodos não associados ao MMQ. Para melhor exemplificar considerou-se os dados da Tabela 18 na simulação.

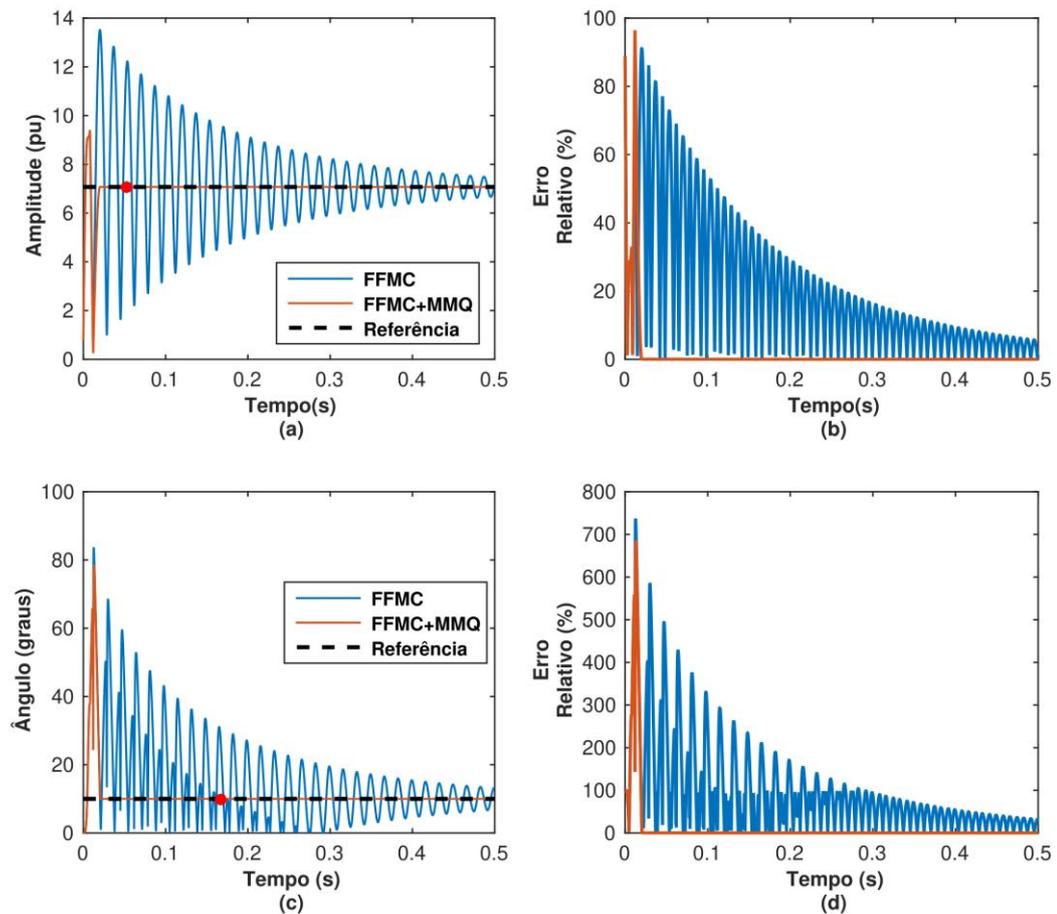
Tabela 18 - Dados referentes ao caso 3 com constante de tempo maior para 64 amostras por ciclo.

A_m	A_0	A_1	τ	τ'	ϕ	N
10 pu	5 pu	3 pu	200 ms	100 ms	10°	64

Fonte: Autor.

A Figura 23 mostra a resposta de amplitude e ângulo para o FFMC e FFMC associado ao MMQ, considerando uma elevada constante de tempo.

Figura 23 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do FFMC com FFMC associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) Resposta da convergência em ângulo. (d) Erro relativo do ângulo.



Fonte: Autor.

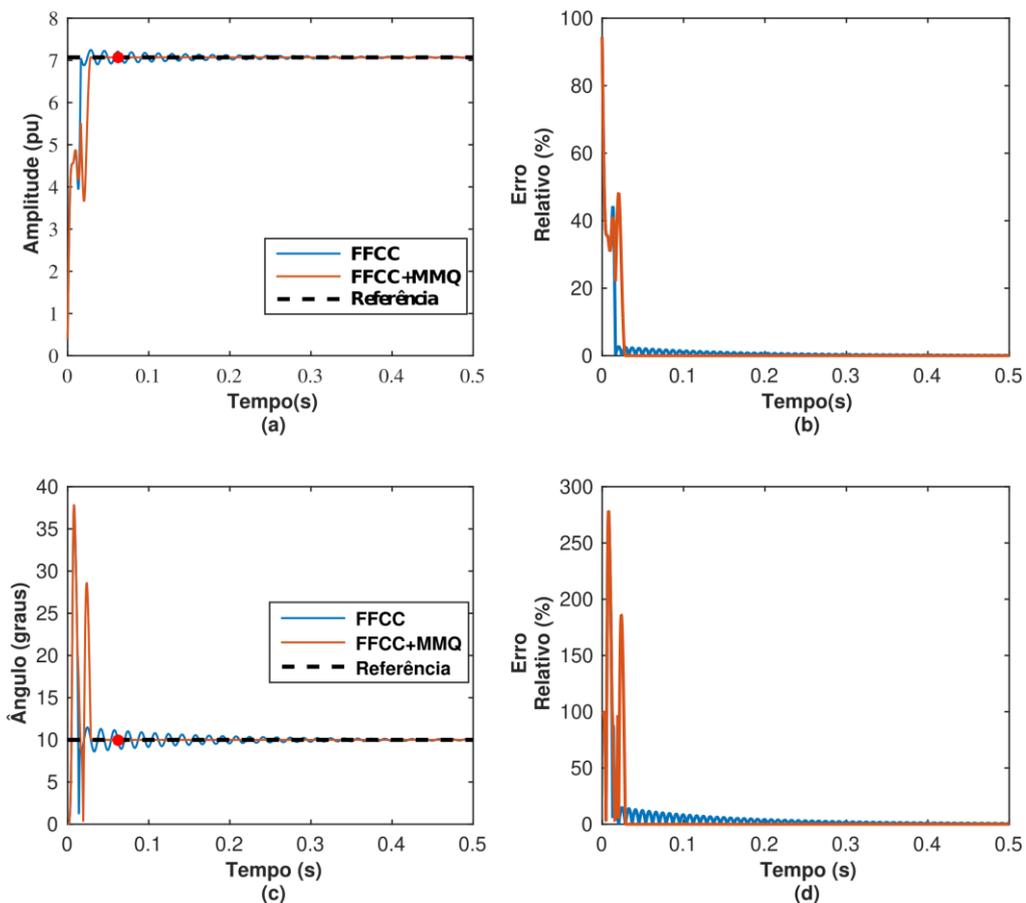
Tabela 19 - Resultados após a aplicação dos índices de desempenho.

MÉTODO	TC_I	TC_θ	OS_I	OS_θ	$ERRO_REL_I$	$ERRO_REL_\theta$
FFMC	NC	NC	NC	NC	NC	NC
FFMC+MMQ	0,053385	0,16667	2,3379	68,5278	0,0338	0,0770
FFCC	NC	NC	NC	NC	NC	NC
FFCC+MMQ	0,061719	0,061979	1×10^{-4}	27,8739	0,0011	0,0062
COS	0,066146	0,33984	0,0074	7,3004	0,0788	0,0821
COS+MMQ	0,060937	0,066146	3×10^{-6}	0,0621	$1,055 \times 10^{-4}$	$6,54 \times 10^{-4}$

Fonte: Autor.

A Figura 24 mostra a resposta em amplitude e ângulo para o FFCC e FFCC associado ao MMQ.

Figura 24 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do FFCC com o FFCC associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) Resposta da convergência em ângulo. (d) Erro relativo do ângulo.

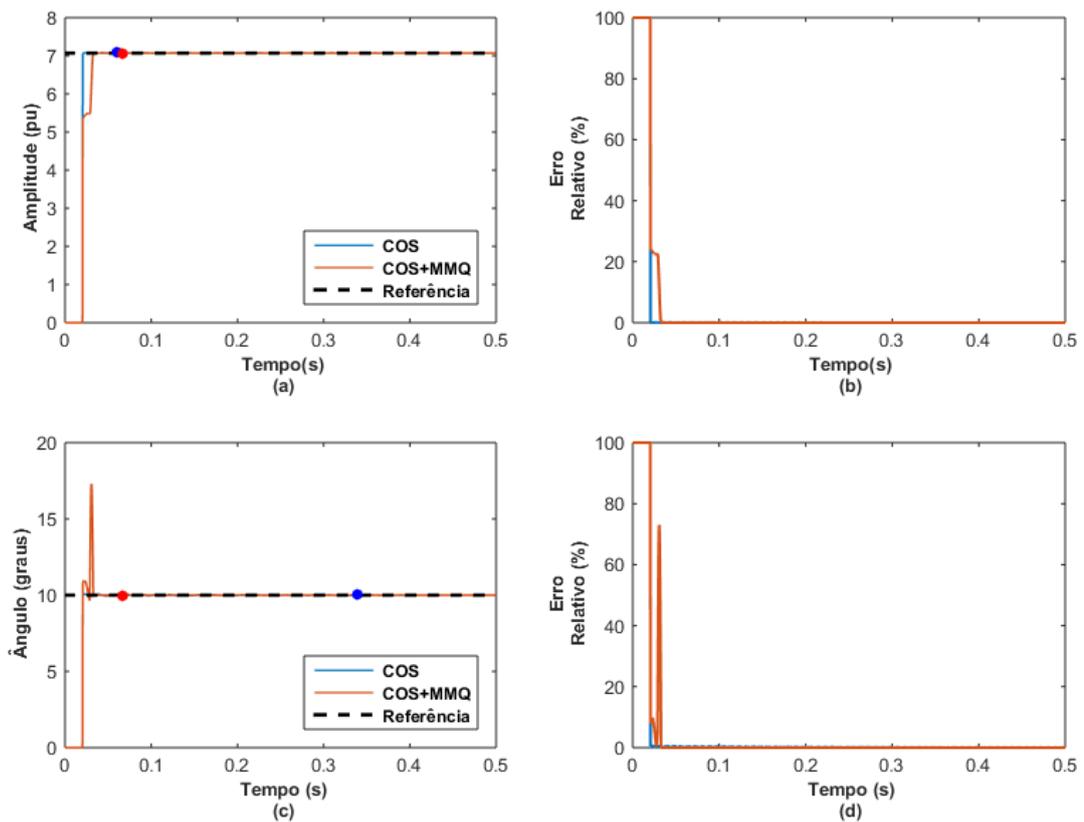


Fonte: Autor.

O FFMC e o FFCC não associados ao MMQ não convergiram nessas condições, em que as constantes de tempo das componentes unidirecionais são elevadas. Mesmo nos métodos que apresentaram convergência também ocorreu aumento significativo do *Overshoot*. No que se refere ao erro relativo, a variação não foi elevada, conforme pode ser visto na Tabela 19.

Por fim, a Figura 25 mostra a resposta de amplitude e ângulo para o método COS e COS associado ao MMQ.

Figura 25 - Resposta de amplitude e ângulo para 64 amostras por ciclo. Comparação do COS com o COS associado ao MMQ. (a) Resposta da convergência em amplitude. (b) Erro relativo da amplitude. (c) Resposta da convergência em ângulo. (d) Erro relativo do ângulo.



Fonte: Autor.

Conforme observado os Filtros de Fourier não associados ao MMQ não convergiram. Por outro lado, o filtro COS e COS associado ao MMQ atingiram o critério de convergência, todavia, o COS associado ao MMQ apresenta o menor tempo de

convergência, overshoot e erro para resposta em amplitude, bem como para resposta em ângulo, conforme pode ser observado na Tabela 19.

4.5. Caso 5: Sinais com harmônicas e ruídos aleatórios

Para este caso, avaliaram-se as respostas dos filtros para sinais com ruídos aleatórios. O ruído foi adicionado por meio do comando do Matlab denominado *awgn*, do inglês *Apply White Gaussian Noises*, baseado na relação sinal ruído (SNR). Os dados utilizados na geração do sinal corrompido por ruído estão apresentados na Tabela 20.

Tabela 20 - Dados referentes ao caso 4, para 64 amostras por ciclo.

I_m	I_0	I_1	τ	τ'	ϕ	N
10 pu	5 pu	-	80 ms	-	10°	64

Fonte: Autor.

Por se tratar de um sinal aleatório, ocorreram diferenças entre valores nas simulações. Deste modo, após repetir a mesma simulação 100 vezes para cada valor de SNR, obtiveram-se os valores médios para diferentes valores de SNR, mostrados na Tabelas 21 a 23.

Tabela 21 - Resultados para sinais com ruídos aleatórios e SNR = 65 dB.

SNR = 65 dB						
MÉTODO	TC_I	TC_θ	OS_I	OS_θ	$ERRO_REL_I$	$ERRO_REL_\theta$
FFMC	NC	NC	NC	NC	NC	NC
FFMC+MMQ	NC	NC	NC	NC	NC	NC
FFCC	0,32037	NC	0,1813	NC	0,07	NC
FFCC+MMQ	NC	NC	NC	NC	NC	NC
COS	0,083906	NC	0,0042	NC	0,00789	NC
COS+MMQ	NC	NC	NC	NC	NC	NC

Fonte: Autor.

Tabela 22 - Resultados para sinais com ruídos aleatórios SNR = 75 dB.

SNR = 75 dB						
MÉTODO	TC_I	TC_θ	OS_I	OS_θ	$ERRO_REL_I$	$ERRO_REL_\theta$
FFMC	NC	NC	NC	NC	NC	NC
FFMC+MMQ	NC	NC	NC	NC	NC	NC
FFCC	0,32083	0,45885	0,1813	13,2941	0,0657	0,0839
FFCC+MMQ	NC	NC	NC	NC	NC	NC
COS	0,08386	0,18099	0,0041	0,0396	0,0382	0,0919
COS+MMQ	0,073698	NC	0,0072	NC	0,1610	NC

Fonte: Autor.

Tabela 23 - Resultados para sinais com ruídos aleatórios SNR = 85 dB.

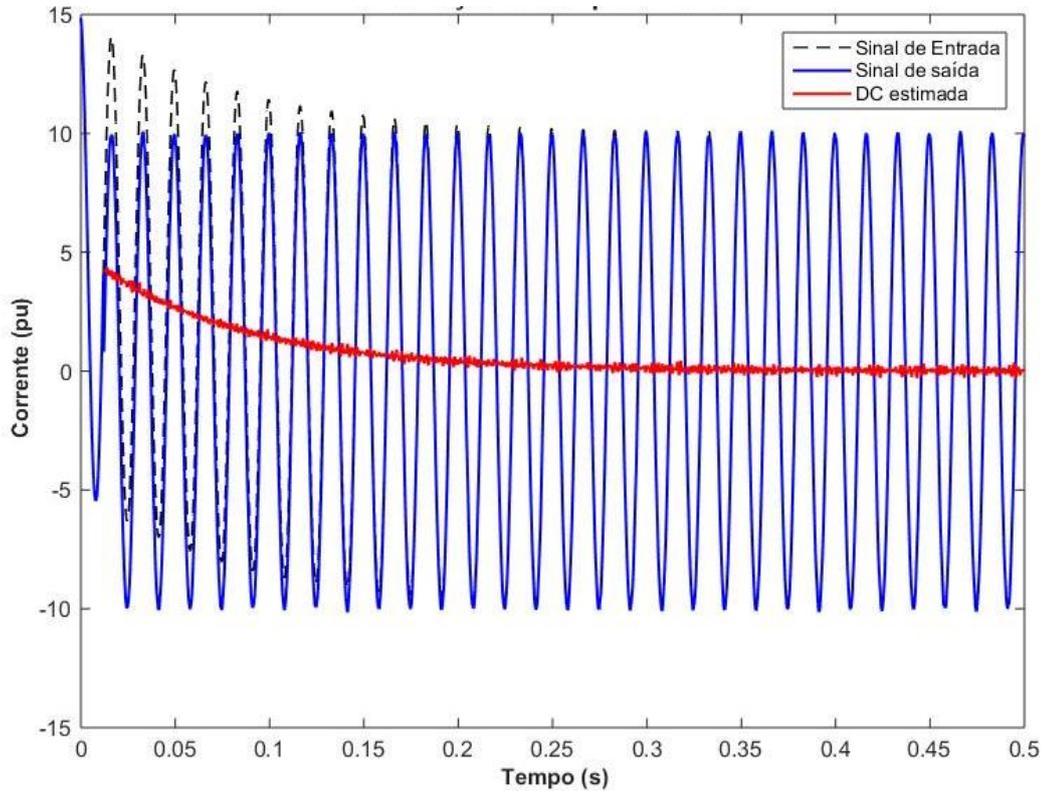
SNR = 85						
MÉTODO	TC_I	TC_θ	OS_I	OS_θ	$ERRO_REL_I$	$ERRO_REL_\theta$
FFMC	NC	NC	NC	NC	NC	NC
FFMC+MMQ	0,53385	NC	0,0025	NC	0,0361	NC
FFCC	0,32057	0,45104	0,1822	13,3015	0,06410	0,0748
FFCC+MMQ	0,061719	NC	0,8522	NC	0,0714	NC
COS	0,053906	0,15729	0,0046	0,00375	0,0399	0,0675
COS+MMQ	0,066146	NC	0,0024	NC	0,0480	NC

Fonte: Autor.

A Figura 26 mostra a estimação da componente DC através do MMQ, onde a curva pontilhada representa o sinal de entrada, a curva em vermelho diz respeito ao valor da componente DC estimada com a interferência do ruído aleatório e a curva em azul indica o sinal resultante da filtragem digital.

Na grande maioria dos casos, percebeu-se que ocorreu um considerável aumento no tempo de convergência dos filtros, o que já era de se esperar, pois o ruído distorce a forma de onda do sinal, dificultando sua filtragem. Quanto ao *overshoot* e ao erro relativo também ocorreu um aumento, tanto para a resposta em amplitude quanto para a resposta em ângulo, com relação ao mesmo método sem ruído.

Figura 26 - Estimação da componente DC para sinais com ruídos aleatórios.



Fonte: Autor.

4.6. Considerações Finais

O presente capítulo apresentou os resultados obtidos após a aplicação dos índices de desempenho, com o intuito de avaliar a eficácia da metodologia proposta, para diferentes condições do sistema. Os resultados demonstram que os métodos associados ao MMQ apresentam menores de tempos de convergência, *overshoot* e erro relativo.

Para melhor compreensão da eficiência das técnicas simulou-se 5 casos: a primeira simulação foi de um sinal sem componentes harmônicas e sem ruídos aleatórios, no segundo caso simulou-se sinais com uma componente DC e harmônicos de baixa ordem. O terceiro caso sinais sem componentes harmônicos e com duas componentes DC. O Quarto caso sinais com duas componentes DC, considerando constante de tempo elevada. Por fim, o quinto caso para sinais com harmônicos e ruídos aleatórios.

5. CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

5.1. CONCLUSÕES

O presente trabalho teve como abordagem a aplicação do Filtro de Fourier de Meio Ciclo (FFMC), Filtro de Fourier de Ciclo Completo (FFCC) e o Filtro Cosseno na estimação fasorial de sinais de curto-circuito. No trabalho, considerou-se o sinal de curto-circuito composto pela componente fundamental, harmônicos de baixa ordem, duas componentes unidirecionais e os ruídos aleatórios.

Nesse sentido, o trabalho apresenta uma proposta que associa os filtros de Fourier ao Método dos Mínimos Quadrados, a fim de estimar as componentes harmônicas de baixa ordem e, também as componentes unidirecionais do sistema. Para avaliar o desempenho dos métodos, foram aplicados índices de desempenho que avaliam o tempo de convergência de cada método, o *overshoot* e o erro relativo máximo, sendo considerado como critério de convergência quando o erro relativo for menor que 0,1% por dois ciclos seguidos, instante a partir do qual o tempo de convergência fica definido.

De forma geral, a associação dos métodos apresentou resultados satisfatórios, pois diminuiu o tempo de convergência, o erro relativo máximo e o *overshoot* na grande maioria dos casos simulados. Além disso, para alguns casos, só ocorreu a convergência para os métodos associados ao MMQ.

Por fim, ressalta-se que o MMQ aqui proposto possa contribuir com a melhora do desempenho dos esquemas de proteção, a partir de uma medição mais precisa dos fasores da rede, permitindo, assim, um aumento da confiabilidade e robustez dos sistemas elétricos de potência, frente as diferentes condições operacionais encontradas e a crescente inserção de harmônicos na rede.

5.2. SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

São sugestões para trabalhos futuros:

- Implementação de um método para estimação de inter-harmônicos;
- Implementação e comparação de mais métodos de estimação fasorial;
- Simular casos para diferentes condições do sistema, considerando sinais gerados por um sistema teste;

REFERÊNCIAS

ARRILLAGA, J; SMITH, B. C; WATSON, N.R; WOOD, A. R. **Power System Harmonic Analysis**. 2ª Edição. Inglaterra: John Wiley & Sons Ltd, 2003.

CAMARGO, C. C. de B. **Transmissão de Energia Elétrica: Aspectos fundamentais**. 4.ed. Florianópolis, SC, Brasil: UFSC, 2009.

CHEN, C.; CHANG, G. W. **Virtual instrumentation and Educational Platform for Time-Varying Harmonic and Interharmonic Detection**. IEEE transactions on Industrial Electronics.

COURY, D. V., OLESKOVICZ, M., GIOVANINI, R. **Proteção Digital de Sistemas Elétricos de Potência: dos Relés Eletromecânicos aos Microprocessados Inteligentes**. São Carlos: EESC – USP, 2011

DINIZ, P. S. R., SILVA, E. A. B., NETTO, S. L. **Processamento Digital de Sinais: Projeto e Análise de Sistemas**. 2. ed. Porto Alegre: Bookman, 2014.

GIRGIS, A. A; BROWN, R. G. **Application of Kalman filtering in computer relaying**. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-100, pp. 3387-3395, 1981.

GIRGIS, A. A.; MAKRAM, E. B. **Application of adaptive Kalman filtering in fault classification, distance protection, and fault location using microprocessors**. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 3, Nº.1. 1988.

GREENWOOD, A. **Electrical transients in Power Systems**. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1991.

Ricardo Tokio Higuti & Cláudio Kitano. **Princípios de Comunicação**. Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”, 2003.

IEEE Tutorial Course (1979). **Computer Relaying**. 79p.

JANECZKO, C. AMOSTRAGEM DE SINAIS CONTÍNUOS. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2014.

JIANG, Z.; MIAO, S.; LIU, P. **A modified empirical mode decomposition filtering-based adaptive fasor estimation algorithm for removal of exponentially decaying DC offset**. IEEE Transactions on Power Delivery, v. 29, n.3, p. 1326-1334, 2014.

KINDERMANN, Geraldo, 2006. **Proteção de Sistemas Elétricos de Potência**. 2v. 1ed. Florianópolis.

KINDERMANN, G. **Proteção de Sistemas Elétricos de Potência**. 2º Ed., Florianópolis: LabPlan, 2005.

MASCHER, L. J. D. **Análise do Desempenho de Algoritmos de Proteção de Distância Frente à Falhas Monofásicas** – Abordagem Tendo em Vista uma Proteção Adaptativa. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Itajubá, jul. 2010.

METZ-NOBLAT, B. de; DUMAS, F; POULAIN, C. **Calculation of Short- Circuit Currents. Collection Technique, Schneider Electric**. No.158, September 2005.

MUZY, G, L, C, O. **Subestações Elétricas**. Rio de Janeiro, 2012.

PRATES, M. O; ALMEIDA, P. M; SIVA, L. R. M; DUQUE, C. A; SILVEIRA, P.M; CERQUEIRA, A. S; RIBEIRO, P. F. **Characterization of Eletronic Converters by Time-Varying Harmonic Phasors and Waveforms**. In: IEEE international Conference on Harmonics and Quality of Power, 15, 2012. Hong Kong. P. 281-287.

PHADKE, A.;HLIBKA, T.; IBRAHIM, M. **A new measurement technique for tracking phasor, local system frequency, and rate of change of frequency**.

Power Apparatus and Systems, IEEE transactions on, 1983. V. 95, n. 5, p. 1025-1038, may 1983. ISSN 0018-9510.

Power System Relaying Committee, “IEEE Standart for Relays and Relay Systems Associated with Electric Power Apparatus”, EUA, January 2006

RAMAMOORTY, M. A note on impedance measurement using digital computers. **India, IEEE-IERE Proceedings**, 1972. V. 9, n. 6, p. 235-238, June 1972. ISSN 0018-9146.

ROCKEFELLER, G. D.; UDREN, E. A. **High –speed distance relaying using a digital computer – II – Test Results**. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS 91, N°3. 1972.

Schweitzer III, E. O. and Hou, D. (1993). **Filtering for Protective Relays**. 47th Annual Georgia Tech Protective Relaying Conference, April 28-30.

SENGER, E, C.; DE SANTANA, N. N. **Pré-filtragem da componente aperiódica exponencial para os algoritmos utilizados em relés de distância**. VI Seminário Técnico de Proteção e Controle, setembro, 1998.

SILVA, C, D, L. **ESTIMAÇÃO FASORIAL APLICADA A RELÉS DE PROTEÇÃO NUMÉRICOS UTILIZANDO OS MÉTODOS DE AJUSTE DE CURVAS E REDES NEURAIS ARTIFICIAIS**. Dissertação de mestrado – Universidade Federal de Santa Maria – Santa Maria – RS. 2014.

SILVA, C. D. L. D. (2018). Estimação fasorial para relés de proteção numéricos usando redes neurais artificiais e o algoritmo de Levenberg-Marquardt (Doctoral dissertation, Universidade Federal de Santa Maria).

SILVA, M, G, M. Avaliação de Desempenho de Relés de Proteção Digitais. (Monografia, Universidade Federal do Rio de Janeiro).

Smith, C. M.; Nair, N. C. **Evaluation of discrete Wavelet transform implementation for protective relaying**. TENCON 2009, pp. 1-5, january, 2009.

Stefanello, N; Machado, T.M.; Cardoso Jr., G.; Santos, E. M. dos; Farias, P. E.; Corrêa, R.(2010a). **Avaliação de Algoritmos de Filtragem Digital Fundamentados na**

Transformada Discreta de Fourier. XVIII Congresso Brasileiro de Automática, Bonito – MS.

Stefanello, N.; Cardoso Jr., G.; Moraes, A. P. de; Marchesan, G.; Stefanello, F.; Santos, E. M. dos; (2010b). **Melhoria no Desempenho dos Filtros Fundamentados na Transformada Discreta de Fourier através da Redução do Tamanho da Janela de Dados.** IEEE/PES Transmission Distribution Conference and Exposition Latin America. São Paulo.

Switchgear Committee of the IEEE Power Engineering Society, “IEEE Standard Definitions for Power Switchgear”, Revision C37.100-1981, EUA, March 1992.

YU, S.; GU, J. **Removal of decaying DC in current and Voltage signals using a modified Fourier Filter algorithm.** IEEE transactions on Power Delivery, vol. 16, n.3, pp. 372-379, July, 2001.

WONG, C. kong; LEONG, I. tak; LEI, C. san; WU, J. tao; HAM, Y. duo. A novel algorithm for phasor calculation based on wavelet analysis. In: Power Engineering Society Summer Meeting, 2001. [S.l.: s.n.], 2001. v. 3, p. 1500-1503 vol. 3.