



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Julio Oliveira da Silva

Incorporação dos conceitos de *Point-On-Wave* para representação fasorial do sinal de corrente monitorado por meio de sensores ópticos

Florianópolis

2023

Julio Oliveira da Silva

Incorporação dos conceitos de *Point-On-Wave* para representação fasorial do sinal de corrente monitorado por meio de sensores ópticos

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Mauro Augusto da Rosa, PhD.

Florianópolis

2023

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Silva, Julio Oliveira da
Incorporação dos conceitos de Point-On-Wave para
representação fasorial do sinal de corrente monitorado por
meio de sensores ópticos / Julio Oliveira da Silva ;
orientador, Mauro Augusto da Rosa, 2023.
86 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2023.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Point-On-Wave. 3. Medição
fasorial. 4. Sensoriamento óptico. I. Rosa, Mauro Augusto
da. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa
de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Julio Oliveira da Silva

Incorporação dos conceitos de *Point-On-Wave* para representação fasorial do sinal de corrente monitorado por meio de sensores ópticos

O presente trabalho em nível de Mestrado foi avaliado e aprovado, em 22 de dezembro de 2022, pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Pedro César Cordeiro Vieira, Dr.
Instituto Federal de Santa Catarina

Eng. Marcelo Neujahr Agostini, Dr.
GE – General Electric Company

Certificamos que esta é a versão original e final do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Coordenação do Programa de Pós-Graduação

Prof. Mauro Augusto da Rosa, PhD.
Orientador

Florianópolis, 2023.

Este trabalho é dedicado aos meus pais, irmãs e namorada, que me incentivaram em todos os momentos nesta jornada de mestrado, e em tantos outros da minha vida.

AGRADECIMENTOS

Agradeço imensamente aos meus pais, Cácia e Genésio, por acreditarem em mim e apoiarem minhas escolhas de forma incondicional.

Ao Prof. Mauro Augusto da Rosa, pela orientação, dedicação e comprometimento durante esta jornada. Além de ter sido uma honra ser orientado por este excelente profissional, tive o privilégio de compartilhar este trabalho com uma pessoa humana, compreensível e que não mediu esforços para me ajudar.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, por todo conhecimento compartilhado.

À minha namorada, Sara, por todo amor, carinho, paciência e cumplicidade em todos os momentos, inclusive, ao longo desse trabalho, e que tanto fez e contribuiu para que este momento se realizasse.

Agradeço também aos Engenheiros Franclet de Souza Brito e Marcelo Agostini, por acreditarem no meu potencial e terem contribuído para a realização deste trabalho.

A todos os amigos do LabPlan e LABESys, pelas palavras positivas, pelo incentivo e pela valorização do conhecimento. Em especial, Prof. Clayrton Henrique, Prof. Pedro Vieira e Enga. Laís Dalle Mulle.

Por fim, agradeço à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo suporte financeiro para a realização deste trabalho.

*“Our greatest weakness lies in giving up.
The most certain way to succeed is
always to try just one more time.”
(Thomas Edison)*

RESUMO

As tecnologias de sensores em fibra óptica para supervisão, controle e proteção de Sistemas de Energia Elétrica visam desenvolver soluções de monitoramento baseadas em sensores passivos integrados a componentes das redes de energia de alta e extra alta tensão. Em decorrência da modularidade desta solução e da praticidade na coleta e armazenamento das grandezas elétricas, mecânicas, térmicas e ambientais observadas, é possível incorporar, no seio do desenvolvimento dos sensores ópticos, um sistema de representação fasorial atrelado ao sinal de corrente elétrica, atualmente observado por esta tecnologia. Neste contexto, os conceitos da medição POW (*Point-On-Wave*), a qual apresenta amostragem de sinais com taxas geralmente muito superiores a 60 amostras/segundo, podem ser explorados no contexto da medição sincronizada de fasores. Sendo assim, este trabalho tem como foco a representação fasorial do sinal de corrente monitorado por meio de um conjunto de instrumentos com tecnologia sensora em fibra óptica, visando ampliar a qualidade do sinal óptico adquirido com o objetivo de estabelecer uma medição sincronizada de fasores de alta resolução, na direção dos conceitos da medição POW. Para tanto, são discutidos métodos para capturar e recuperar o sinal de corrente obtido, através da tecnologia óptica, variando tipos de sensores e transdutores, e, a partir destes métodos, são discutidas avaliações realizadas com quatro cenários de testes, a fim de caracterizar e estimar a precisão dos componentes envolvidos no esquema do sensor óptico para o monitoramento de corrente elétrica. À vista disso, é possível avaliar, dentre os quatro cenários, o melhor para obter o fasor do sinal de corrente capturado com tecnologia de sensores em fibras ópticas. Os resultados obtidos através de procedimentos laboratoriais e simulações mostram um bom desempenho para medição do valor eficaz da corrente elétrica. Entretanto, para representação fasorial do sinal de corrente recuperado, os resultados indicam um índice elevado de ruído na medição. Dessa forma, realizando melhorias na qualidade dos fotodetectores, e incluindo etapas de pós-processamento, tem-se um potencial significativo para a aquisição, com qualidade e confiabilidade, do fasor do sinal de corrente monitorado, pavimentando o caminho para a medição POW.

Palavras-chave: Sensoriamento óptico. Medição fasorial. *Point-On-Wave* (POW).

ABSTRACT

Fiber optic sensor technologies for supervision, control and protection of Electric Power Systems aim to develop monitoring solutions based on passive sensors integrated into high and extra high voltage power grid components. As a result of the modularity of this solution and the practicality in collecting and storing the observed electrical, mechanical, thermal and environmental quantities, it is possible to incorporate, within the development of optical sensors, a phasor representation system linked to the electric current signal, currently observed by this technology. In this context, the concepts of POW (Point-On-Wave) measurement, which features sampling rates generally much higher than 60 samples/second, can be explored in the context of synchronized phasor measurement. Therefore, this work focuses on the phasor representation of the current signal monitored by means of a set of instruments with optical fiber sensing technology, aiming to increase the quality of the acquired optical signal with the objective of establishing a synchronized measurement of high-frequency phasors resolution, in the direction of POW measurement concepts. For this purpose, methods are discussed to capture and recover the current signal obtained, through optical technology, varying types of sensors and transducers, and from these methods evaluations carried out with four test scenarios are discussed, in order to characterize and estimate the accuracy of the components involved in the optical sensor scheme for monitoring electric current. In view of this, it is possible to evaluate, among the four scenarios, the best one to obtain the phasor of the current signal captured with fiber optic sensor technology. The results obtained through laboratory procedures and simulations show a good performance for measuring the effective value of the electric current. However, for the phasor representation of the recovered current signal, the results indicate a high level of noise in the measurement. Thus, by making improvements in the quality of the photodetectors, and including post-processing steps, there is a significant potential for the acquisition, with quality and reliability, of the phasor of the monitored current signal, paving the way for POW measurement.

Keywords: Optical sensing. Phasor measurement. Point-On-Wave (POW).

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Representação do Fasor evidenciando módulo e fase.....	19
Figura 2 – (a) Sinal no domínio do tempo e (b) sua representação na forma fasorial (plano complexo).....	21
Figura 3 – Representação de sincrofasores.....	21
Figura 4 – Variação do ângulo do sincrofasor provocada pelo desvio de frequência.....	22
Figura 5 – Comparação em relação às taxas de amostragem e de apresentação entre os diferentes sistemas de aquisição.....	23
Figura 6 – Esquema da composição de um TC óptico.....	30
Figura 7 – Configurações de sensores ópticos de corrente mais convencionais: a) sensor completamente em fibra óptica; b) sensor baseado em cristal óptico, do tipo barra tangente ao condutor.....	31
Figura 8 – Efeito Faraday na polarização da luz.....	32
Figura 9 – Pilha de protocolos para uso do DNP3.....	34
Figura 10 – Ilustração da estrutura de dados para a Norma IEC 61850.....	38
Figura 11 – Serviços de Comunicação IEC 61850.....	39
Figura 12 – Diagrama de blocos, estrutura de rede com o SV.....	40
Figura 13 – Estrutura de um pacote SV.....	42
Figura 14 – Processo, em diagramas de blocos, de aquisição e transmissão de dados.....	45
Figura 15 – Esquema composto por sensores e sistema de interrogação.....	45
Figura 16 – Diagrama de blocos do circuito de condicionamento e aquisição do interrogador.....	46
Figura 17 – Esquema simplificado do sensor óptico para o monitoramento de corrente.....	47
Figura 18 – Arquitetura do circuito de condicionamento eletrônico para os sensores de corrente.....	49
Figura 19 – Estrutura dos pacotes que são enviados pelo protocolo <i>Ethernet</i>	53
Figura 20 – Sinais com diferentes valores de frequência.....	54
Figura 21 – Diagrama de blocos do algoritmo de cálculo de fasor.....	56
Figura 22 – Representação da amostragem de um sinal fora da frequência nominal.....	57
Figura 23 – Aproximação por Somas de Riemann.....	57
Figura 24 – Ângulo do sinal calculado pelo algoritmo.....	60
Figura 25 – TVE do sinal calculado pelo algoritmo.....	60
Figura 26 – Configuração do filtro para captura da placa final 6C.....	62

Figura 27 – Captura de 1000 quadros <i>Ethernet</i> com 128 amostras de corrente cada.....	62
Figura 28 – Exemplo de sinal de corrente recuperado <i>vs</i> sinal esperado (900 A RMS).	63
Figura 29 – Simulador de LT com sensor óptico para leitura de corrente elétrica.....	64
Figura 30 – <i>Setup</i> de teste para o cenário I.....	65
Figura 31 – Sinal capturado <i>vs</i> sinal esperado (100 A RMS) para o cenário I.....	66
Figura 32 – Sinal capturado <i>vs</i> sinal esperado (500 A RMS) para o cenário I.....	66
Figura 33 – Sinal capturado <i>vs</i> sinal esperado (900 A RMS) para o cenário I.....	67
Figura 34 – <i>Setup</i> de teste para o cenário II.	68
Figura 35 – Sinal capturado <i>vs</i> sinal esperado (100 A RMS) para o cenário II.	68
Figura 36 – Sinal capturado <i>vs</i> sinal esperado (500 A RMS) para o cenário II.	69
Figura 37 – Sinal capturado <i>vs</i> sinal esperado (900 A RMS) para o cenário II.	69
Figura 38 – <i>Setup</i> de teste para o cenário III.	70
Figura 39 – Sinal capturado <i>vs</i> sinal esperado (100 A RMS) para o cenário III.	71
Figura 40 – Sinal capturado <i>vs</i> sinal esperado (500 A RMS) para o cenário III.	71
Figura 41 – Sinal capturado <i>vs</i> sinal esperado (900 A RMS) para o cenário III.	72
Figura 42 – <i>Setup</i> de teste para o cenário IV.....	73
Figura 43 – Sinal capturado <i>vs</i> sinal esperado (100 A RMS) para o cenário IV.....	73
Figura 44 – Sinal capturado <i>vs</i> sinal esperado (500 A RMS) para o cenário IV.....	74
Figura 45 – Sinal capturado <i>vs</i> sinal esperado (900 A RMS) para o cenário IV.....	74
Figura 46 – Representação fasorial do sinal de corrente (100 A RMS).	75
Figura 47 – Representação fasorial do sinal de corrente (500 A RMS).	76
Figura 48 – Representação fasorial do sinal de corrente (900 A RMS).	76

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Distúrbios elétricos na categoria eventos.	26
Tabela 2 – Distúrbios elétricos na categoria variações.....	27

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AC	<i>Alternating Current</i>
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
APDU	<i>Application Protocol Data Unit</i>
APPID	<i>Application ID</i>
ASDU	<i>Application Service Data Unit</i>
ASE	<i>Amplified Spontaneous Emission</i>
BS	<i>Beam Splitter</i>
COMTRADE	<i>Common format for transient data exchange</i>
CRC	<i>Cyclic Redundancy Check</i>
CSMA/CD	<i>Carrier Sense Multiple Access with Collision Detect</i>
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DFB	<i>Distributed-Feedback Laser</i>
DFR	<i>Digital Fault Recorder</i>
DFT	<i>Discret Fourier Transform</i>
DNP3	<i>Distributed Network Protocol</i>
DWDM	<i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i>
FBG	<i>Fiber Bragg Grating</i>
FD	Fotodetector
FO	Fibra óptica
GPS	<i>Global Positioning System</i>
H ₂	Hidrogênio molecular
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IED	<i>Intelligent Eletronic Devices</i>
IP	<i>Internet Protocol</i>
LAN	<i>Local Area Networks</i>
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
LPF	<i>Low-Pass Filter</i>

LT	Linha de Transmissão
MAC	<i>Media Access Control</i>
MCU	<i>Microcontroller Unit</i>
MMS	<i>Manufacturing Message Specification</i>
PBS	<i>Polarizing Beam Splitter</i>
PGA	<i>Programmable Gain Amplifier</i>
PM	<i>Power Meter</i>
PMU	<i>Phasor Measurement Unit</i>
POW	<i>Point-On-Wave</i>
PPS	Pulso Por Segundo
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SEE	Sistema de Energia Elétrica
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SMFS	Sistemas de Medição Fasorial Sincronizada
SQNR	<i>Signal-to-Quantization Noise Ratio</i>
SV	<i>Sampled Values</i>
TC	Transformador de Corrente
TCP	<i>Transmission Control Protocol</i>
TECCON	Tecnologia de Sensores em Fibra Óptica para Supervisão, Controle e Proteção de Sistemas de Energia Elétrica
TIA	<i>Transimpedance Amplifier</i>
TVE	<i>Total Vector Error</i>
UDP	<i>User Datagram Protocol</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	OBJETIVOS	16
1.1.1	Objetivos Específicos	17
1.2	ESTRUTURA DO TRABALHO	17
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	18
2.1	MEDIÇÃO FASORIAL	18
2.1.1	Sincrofasores	19
2.2	POINT-ON-WAVE (POW)	22
2.2.1	Sistema completo de medição POW	24
2.3	QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA	25
2.4	TECNOLOGIA ÓPTICA	28
2.4.1	Efeito Faraday	31
2.5	CONSIDERAÇÕES SOBRE COMUNICAÇÕES	32
2.5.1	Protocolo de comunicação DNP3	32
2.5.1.1	<i>Estrutura de dados.....</i>	33
2.5.1.1.1	Camada de aplicação: DNP3	34
2.5.1.1.2	Camada de transporte: protocolo UDP	35
2.5.1.1.3	Camada de rede: protocolo IP.....	35
2.5.1.1.4	Camada de enlace: Ethernet.....	36
2.5.2	Norma IEC 61850	37
2.5.2.1	<i>Estrutura de dados.....</i>	38
2.5.2.2	<i>Serviço de comunicação: Sampled Values</i>	38
2.5.2.2.1	Quadro Ethernet.....	40
2.5.2.2.2	Quadro Sampled Values	41
3	DESCRIÇÃO DA UNIDADE DE AQUISIÇÃO E PROCESSAMENTO DOS SINAIS ÓPTICO-ELÉTRICOS DO SISTEMA TECCON	44

3.1	CONDICIONAMENTO ANALÓGICO DO SENSOR DE CORRENTE	47
3.2	EMPACOTAMENTO E ENVIO DAS AMOSTRAS DE CORRENTE.....	52
3.2.1	Descrição do pacote enviado pelo interrogador	52
4	APLICAÇÃO DE UM ALGORITMO DE ESTIMAÇÃO DE FASORES....	54
4.1	ERRO VETORIAL TOTAL.....	59
5	SIMULAÇÕES E RESULTADOS.....	61
5.1	CAPTURA DOS QUADROS ETHERNET COM WIRESHARK.....	61
5.1.1	Leitura do arquivo .pcap com Matlab	63
5.2	ENSAIO DE TESTE COM CENÁRIO I.....	65
5.3	ENSAIO DE TESTE COM CENÁRIO II.....	67
5.4	ENSAIO DE TESTE COM CENÁRIO III	70
5.5	ENSAIO DE TESTE COM CENÁRIO IV	72
5.6	REPRESENTAÇÃO FASORIAL DO SINAL DE CORRENTE MONITORADO POR MEIO DE SENSORES ÓPTICOS	75
6	CONCLUSÃO.....	78
6.1	TRABALHOS FUTUROS	79
	REFERÊNCIAS.....	81

1 INTRODUÇÃO

O crescimento tecnológico é um fato que tem ocorrido de forma relevante nas diversas áreas da indústria, sendo o caso mais notável, talvez, o da área das telecomunicações. A partir de meados do século XX, com o advento dos computadores, os sistemas de telecomunicações têm experimentado uma grande evolução para sistemas digitalizados, com interfaces de alta velocidade, baseados em redes de Protocolo Internet (*Internet Protocol – IP*). Como consequência, houve uma total modificação tanto de caráter tecnológico, como da estrutura organizacional deste setor e, além disso, vem impulsionando o processo de modernização de outros setores, como do setor elétrico (GALINA, 2001).

O desenvolvimento dos equipamentos de medição digitais tem levado à utilização de novas tecnologias em SEE (Sistema de Energia Elétrica). Um exemplo desta modernização é o emprego da tecnologia à base de fibra óptica, para sensorização de grandezas elétricas, que se baseia nos efeitos dos campos elétrico e magnético em feixes de luz polarizados. O princípio de operação destes sensores se dá através da sensibilidade óptica de certos materiais, tais como: vidros, cristais e plásticos. Estes materiais alteram suas propriedades ópticas quando submetidos a variações de campo magnético ou elétrico. A medição de corrente se dá pelo efeito magneto-ótico de Faraday (sensibilidade do material em relação ao campo magnético).

Ademais, sobre sensor à base de fibra óptica, é importante destacar algumas vantagens para seu uso, quando comparado com seus concorrentes eletrônicos e mecânicos: grande faixa dinâmica de atuação a baixo ruído; e sua alta sensibilidade às variações das propriedades da medida. Além disso, o sistema a base de fibra óptica está isolado de interferências do meio externo e, por isso, há menos possibilidades de erros sistemáticos na medição (HAUS, 2010).

Diante do exposto, a utilização de dispositivos ópticos, especialmente sensores, para medição de grandezas elétricas vem crescendo em muitas aplicações no domínio elétrico. O interesse neste tipo de sensor se dá devido aos grandes benefícios operacionais proporcionados pelo uso de fibra óptica em ambientes severos, como é o caso de Linhas de Transmissão aérea.

As crescentes evoluções no domínio das telecomunicações e sensoriamento trazem consigo novos conceitos para o domínio da medição de grandezas elétricas. O conceito de Medição POW (*Point-On-Wave*) vem se expandindo, e hoje dispositivos de taxas de

amostragem POW fazem parte de muitos IED (*Intelligent Electronic Devices*) e de outros dispositivos de monitoramento, ainda que muitos não possam registrar e armazenar dados de longa duração.

Os dados POW diferem de dados SMFS (Sistemas de Medição Fasorial Sincronizada) de formas significativas: os dispositivos POW amostram e enviam medidas a taxas mais altas do que a PMU (*Phasor Measurement Unit*), de 256 até 1 milhão de amostras/segundo; enquanto os dados da PMU são filtrados e processados para entregar sincrofasores. As medições POW são sequenciais e escalares baseadas em tempo de um único valor (corrente ou tensão) com mínimo de filtragem, oferecendo alta precisão na representação da forma de onda (NASPI, 2020) (KOVALENKO et al., 2020).

Além disso, os dados POW contêm muito mais detalhes do sinal original do espectro da forma de onda e podem ser amostrados dentro do IED multifuncional de amostragem, ou transmitidos integralmente para outros IEDs locais ou distantes, e/ou ainda unidades de processamento para filtragem, análise e ação específica de tarefas adicionais (KOVALENKO et al., 2020).

Dessa forma, os sistemas baseados no conceito POW podem realizar medições para uma ampla gama de aplicações, como a representação fasorial do sinal de corrente monitorado por meio de sensores ópticos.

1.1 OBJETIVOS

A pesquisa propõe a aplicação de uma estrutura de representação fasorial do sinal de corrente monitorado por meio de um conjunto de instrumentos com tecnologia sensora em fibra óptica que, neste trabalho, é incorporado aos conceitos de *Point-On-Wave* para representação fasorial do sinal de corrente capturado.

Dessa forma, levando-se em conta a crescente importância da monitorização em tempo real de linhas de transmissão, o sinal de corrente monitorado com tecnologia de medição fasorial indica ser de grande valia, pois permite avaliar a performance do sistema em tempo real, monitorar o carregamento da linha de transmissão (LT) e avaliar eventos programados ou fortuitos de desligamentos da LT.

1.1.1 Objetivos Específicos

Além do exposto acima, este trabalho tem por objetivos específicos:

- Avaliar o processo de captura e recuperação do sinal de corrente obtido através da tecnologia óptica;
- Avaliar a qualidade da transdução óptico-elétrica estabelecidas pelos transdutores comerciais e de laboratório;
- Codificar um algoritmo de estimação de fasores para cálculo do ângulo do sinal capturado com diferentes amplitudes de corrente elétrica;
- Realizar simulações com o algoritmo codificado/desenvolvido para estimação de fasores utilizando o sinal recuperado de corrente vindo dos fotodetectores.

1.2 ESTRUTURA DO TRABALHO

Esta dissertação, além do capítulo introdutório, está organizada da seguinte forma:

No Capítulo 2, é apresentada uma contextualização referente à medição fasorial sincronizada. Em seguida, são descritos os conceitos básicos de POW, que possibilitaram maior eficiência na discretização de dados. Ademais, é abordado a teoria por trás do funcionamento de sensores ópticos e, por fim, uma descrição da infraestrutura de comunicação, com a finalidade de elucidar ao leitor o que este sistema compreende.

O Capítulo 3 contém informações sobre a unidade de aquisição e processamento dos sinais óptico-elétricos.

No Capítulo 4, é descrito o desenvolvimento e a codificação de um algoritmo de estimação de fasores utilizado em simulações realizadas no âmbito deste trabalho.

O Capítulo 5 contém as avaliações realizadas com *setup* de teste, a fim de caracterizar e estimar a precisão dos componentes envolvidos no esquema do sensor óptico para o monitoramento de corrente elétrica. Além disso, na sequência, são apresentados quatro cenários de testes, cada cenário com uma configuração diferente de *setup* para ensaio. À vista disso, é possível avaliar, dentre os quatro, o melhor cenário para se obter o fasor do sinal de corrente capturado com tecnologia de sensores em fibras ópticas.

No Capítulo 6, são apresentadas as conclusões finais acerca dos estudos realizados neste trabalho e perspectivas futuras.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O objetivo inicial deste capítulo é apresentar uma contextualização acerca de sistemas de medição fasorial sincronizada. Discorre-se também sobre as evoluções mais recentes, como o conceito POW, que permite maior eficiência na discretização de dados.

Além disso, buscou-se discutir as principais contribuições e os desafios que o uso da tecnologia sensora óptica, aplicada a medição de grandezas elétricas, traz para o ambiente severo da transmissão de energia elétrica.

Por fim, é apresentada uma descrição da infraestrutura de comunicação, com a finalidade de elucidar ao leitor o que este sistema compreende.

2.1 MEDIÇÃO FASORIAL

O aumento da demanda de energia elétrica, em razão do desenvolvimento econômico, resulta no progressivo crescimento do estresse da rede de transmissão. A desregulamentação do setor e a diversificação da matriz de geração estão tornando o sistema elétrico cada vez mais complexo, dificultando a tarefa de operá-lo de forma segura e eficiente. Para isso, seria necessário aprimorar as técnicas atuais de monitoração, controle e proteção através de novas tecnologias. E é neste contexto que está inserida a medição fasorial através da PMU.

A PMU consiste em um equipamento apto para medir grandezas elétricas: tensão e corrente na forma de fasores (módulo e fase), além da frequência e da variação da frequência no tempo. As medições podem ser apresentadas na forma de grandezas de fase (A, B e C).

O surgimento do Sistema de Posicionamento Global (*Global Positioning System* – GPS) possibilitou a sincronização precisa das medições realizadas em pontos geograficamente distantes, dando início ao desenvolvimento das primeiras Unidades de Medição Fasorial pela Virginia Tech (PHADKE; THORP, 2008).

Destaca-se, no âmbito da medição fasorial, o Projeto MedFasee, que teve início no ano de 2003, através de uma parceria entre a Universidade Federal de Santa Catarina, com a Reason Tecnologia, fabricante de equipamentos de sistemas elétricos. O projeto tem como objetivo o desenvolvimento, difusão e o uso acadêmico da tecnologia de medição fasorial sincronizada (DECKER, ILDEMAR C., 2010).

No domínio deste projeto, foram implementados três SMFS: O primeiro, denominado SMFS MedFasee BT, constituído por 28 PMUs instaladas em universidades parceiras, cobrindo as cinco regiões geográficas brasileiras. O segundo constituiu-se de um protótipo de SMFS que monitorava a rede de 525 kV da Eletrosul, denominado SMFS MedFasee Eletrosul (DECKER et al., 2009). E, por fim, o SPMS MedFasee CTEEP, que monitora a rede de 440 kV da CTEEP (DECKER et al., 2005).

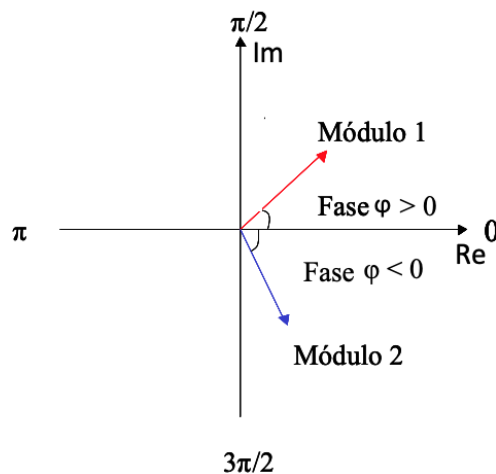
A seção seguinte é uma breve revisão dessa representação de grandezas sob a forma de fasores.

2.1.1 Sincrofasores

A representação de sinais senoidais na forma de fasores foi criada pelo engenheiro eletricitista e matemático germano-americano Charles Proteus Steinmetz (MORAES, 2009). O método apresentado em 1893 teve como objetivo facilitar a representação e, com isso, simplificar também os cálculos de circuitos em corrente alternada.

Os fasores são representações de funções senoidais através de números complexos, para uma determinada frequência (GOLDEMBERG, 2007). O comprimento do fasor corresponde ao módulo, e a fase é calculada a partir do eixo horizontal, que é tido como referência de maneira que fases positivas são representadas no sentido anti-horário e fases negativas no sentido horário, como ilustrado na Figura 1.

Figura 1 – Representação do Fasor evidenciando módulo e fase.



Fonte: (OLIVEIRA, 2012).

A definição de fasor assume que a frequência do sinal representado é constante, isto é, o sistema se encontra em regime permanente.

Considerando o exposto anteriormente, um sinal de tensão cossenoidal é definido pela Equação (1):

$$v(t) = A \cos(\omega t + \varphi) \quad (1)$$

Onde,

A corresponde à amplitude de pico, ou seja, o valor do sinal quando este atinge o seu máximo.

ω corresponde à frequência angular em radianos por segundo, sendo $\omega = 2\pi f$.

f corresponde à frequência em Hertz do sinal.

φ corresponde ao valor do ângulo de fase em relação a uma referência (geralmente, a referência é dada em $t = 0$).

A Norma IEEE C37.118.1-2011 (IEEE, 2011) trata de padrões para medição de sincrofasores. Segundo definição da Norma, um sincrofasor é um fasor calculado a partir de amostras de onda do sinal medido, utilizando um sistema de referência de tempo. A representação de um sincrofasor do sinal em questão é dada pela Equação (2):

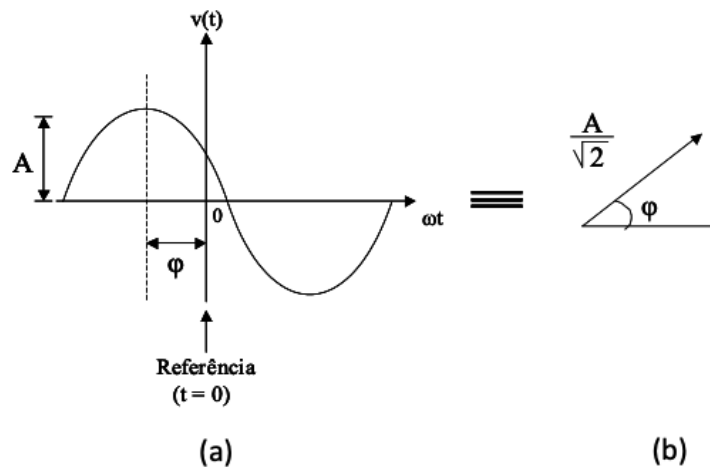
$$V = \frac{A}{\sqrt{2}} \angle \varphi \quad (2)$$

Ou ainda, em coordenadas polares, Equação (3):

$$V = \frac{A}{\sqrt{2}} e^{j\varphi} \quad (3)$$

Esta característica está ilustrada na Figura 2:

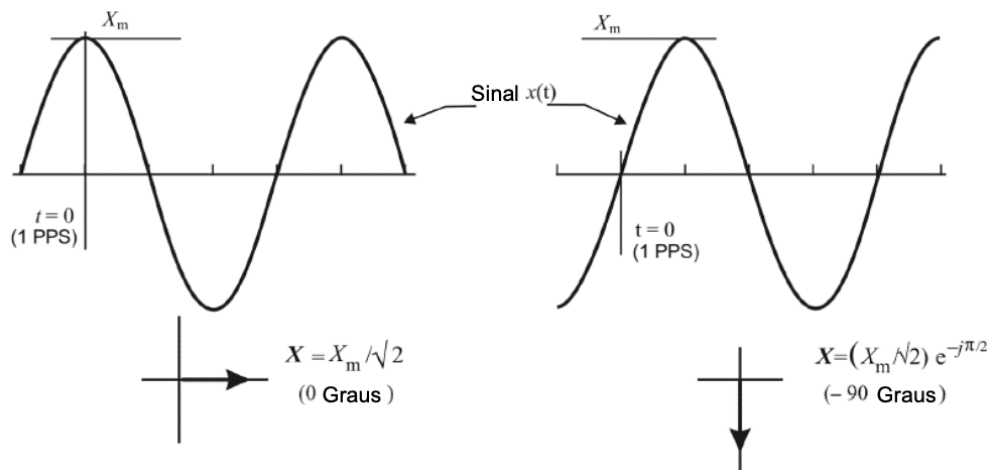
Figura 2 – (a) Sinal no domínio do tempo e (b) sua representação na forma fasorial (plano complexo).



Fonte: (OLIVEIRA, 2012).

O sincrofasor terá ângulo zero quando $v(t)$ apresentar seu máximo valor no instante em que ocorre o sinal de sincronismo do GPS, que é enviado a cada segundo (1 PPS – Pulso Por Segundo). Da mesma forma, terá ângulo -90° quando o cruzamento positivo (quando $v(t)$ passa do valor negativo para positivo) ocorrer no momento da aplicação do sinal de sincronismo.

Figura 3 – Representação de sincrofasores.

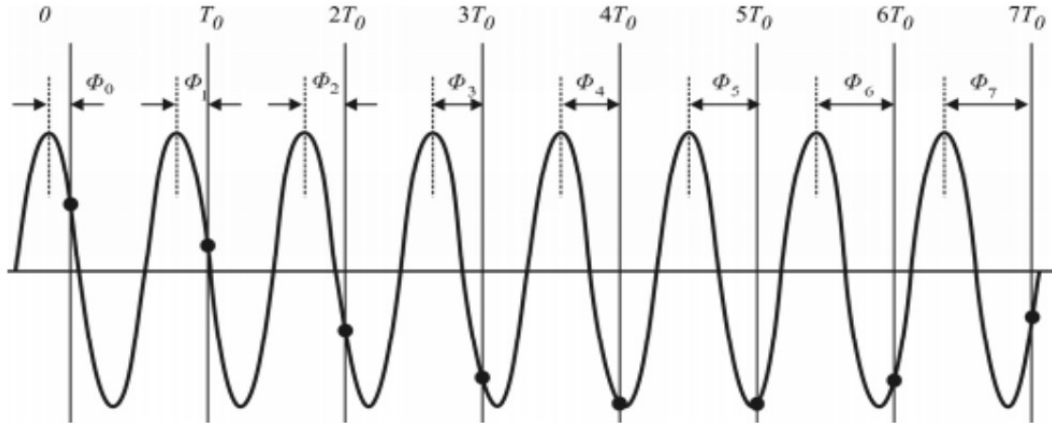


Fonte: Adaptado de (IEEE, 2011).

Quando o sistema apresentar um desvio de frequência Δf em relação à frequência nominal, cada nova amostra de sincrofasor enviada pela PMU irá girar em relação à amostra

anterior, a uma taxa Δf . Segundo a Norma IEEE C37.118.1-2011, este valor de ângulo deve estar compreendido entre -180° e 180° . Este conceito está ilustrado na Figura 4.

Figura 4 – Variação do ângulo do sincrofasor provocada pelo desvio de frequência.



Fonte: Adaptado de (IEEE, 2011).

Como todas as medições dos sincrofasores são feitas na mesma base de tempo e estão relacionadas à mesma frequência, os valores dos ângulos podem ser comparados diretamente. Além disso, a magnitude do fasor também contém elementos das contribuições de outros componentes, como oscilações e variações do sistema elétrico (IEEE, 2011).

2.2 POINT-ON-WAVE (POW)

O sistema de energia está passando por mudanças rápidas e significativas. Ao invés da expansão estar baseada em máquinas síncronas centralizadas, a geração vem crescendo rapidamente de forma distribuída e baseada em inversores. Os dispositivos com base em eletrônica de potência desempenham um papel crescente nos sistemas de transmissão, e os recursos energéticos são amplamente implantados em todos os sistemas de distribuição. As cargas resistivas e motoras do passado estão sendo substituídas por cargas eletrônicas, e os veículos elétricos mudarão ainda mais a composição da carga. Para gerenciar essas mudanças, os sistemas de medição que suportam o planejamento e a operação da rede devem ser utilizados de forma eficaz, mas também devem evoluir.

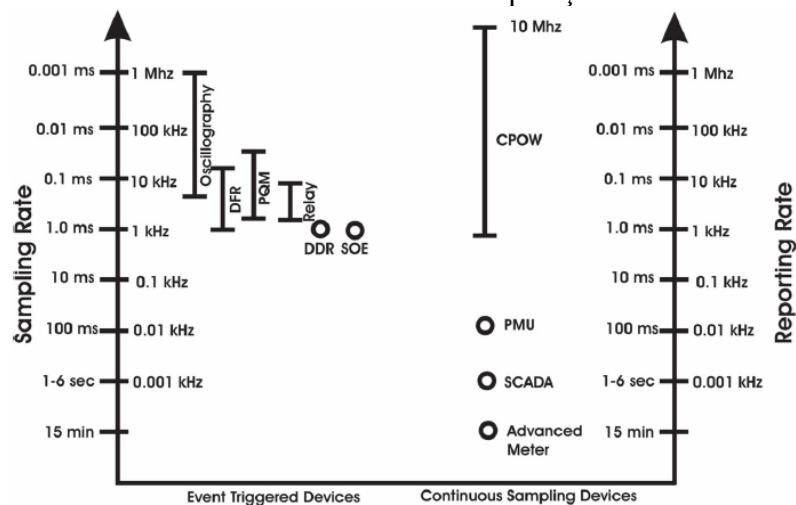
Dessa forma, os equipamentos que monitoram o SEP (Sistema Elétrico de Potência) podem receber informações sobre as condições da rede elétrica através de um *Analog-to-Digital Converter* (ADC), que possui a função de amostrar a tensão de entrada ou a forma de onda da corrente elétrica.

O ADC realiza a amostragem de um sinal analógico contínuo, convertendo-o em uma série de valores digitais discretos no tempo, que representam a amplitude deste sinal analógico. Embora a saída do ADC represente pontos ao longo da forma de onda de entrada, o termo denominado POW permite definir com maior taxa de amostragem um sinal senoidal. Por exemplo, o *Digital Fault Recorder* (DFR) pode amostrar formas de onda de tensão e corrente milhares de vezes por segundo para registrar eventos específicos. Os Relés digitais amostram as condições da rede elétrica em até um milhão de amostras por segundo para detectar as condições do circuito e ativar os esquemas de proteção. Embora normalmente construídos com um propósito específico, tais dispositivos podem ser úteis para aplicações mais amplas e acessíveis (NASPI, 2020).

Ademais, estes dispositivos POW amostram e enviam medidas a taxas mais altas, de 256 até 1 milhão de amostras/segundo, e as medições são sequenciais e escalares, baseadas em um tempo de um único valor (corrente ou tensão) com um mínimo de filtragem, oferecendo alta precisão na representação da forma de onda (NASPI, 2020) (KOVALENKO et al., 2020). Além disso, as informações adquiridas através de um equipamento com tecnologia POW são capazes de revelar mais sobre as condições locais, devido a aquisição dos dados serem em taxas superiores (KOVALENKO et al., 2020).

Uma vantagem de se empregar os dados POW pode ser visualizado na Figura 5, na qual são comparadas as taxas de amostragem de diferentes sistemas de obtenção de dados. A vista disso, a tecnologia POW abrange inúmeras particularidades do sinal original da exibição do formato de onda.

Figura 5 – Comparação em relação às taxas de amostragem e de apresentação entre os diferentes sistemas de aquisição.



Fonte: (NASPI, 2020).

No mais, as informações POW contêm muito mais detalhes do sinal original do espectro da forma de onda. Estes dados utilizam significativamente menor filtragem ao sinal da forma de onda, ocasionando maior fidelidade ao formato original (NASPI, 2020).

2.2.1 Sistema completo de medição POW

Como supracitado, as medições com base no conceito POW podem ser realizadas por muitos dispositivos já implantados, incluindo dispositivos DFR, medidores de qualidade de energia elétrica e relés digitais. Um sistema de medição de POW começa com o equipamento necessário para fazer a medição em si, incluindo o condutor e o próprio dispositivo de medição que coleta a amostra. O dispositivo de medição também contém uma certa quantidade de armazenamento para reter os valores, embora isso possa ser limitado, exigindo que os dados sejam descarregados ou descartados à medida que novas medições são realizadas.

Recomenda-se a definição de um caminho de processo de dados completo, para que seja possível entregar dados tanto para os aplicativos, que se alimentam dessas informações, quanto para o armazenamento e arquivamento. Alguns problemas relacionados a este processo exigem que os dados POW sejam compartilhados em uma área maior do que um local de medição. Essa área pode ser uma área local muito pequena, como para esquemas de proteção coordenados avançados ou monitoramento de ativos, ou pode cobrir uma área muito grande. Nesses casos, é necessária infraestrutura para comunicações e armazenamento (NASPI, 2021).

As medições de POW já existem em uma variedade de dispositivos de rede implantados. As PMUs calculam os valores usando amostras POW, e, após isso, as amostras POW podem ser descartadas. No entanto, essas amostras podem ser retidas para outros fins (NASPI, 2021).

Por fim, um aspecto a ser observado no processo de medição é onde certas medições são realizadas. Os cálculos de qualidade de energia e de fasores são normalmente realizados por *software/firmware* localizado em um dispositivo de medição remoto, e os resultados de medição resultantes são comunicados posteriormente. Quando os valores amostrados de POW são comunicados, qualidade de energia, fasores e outros cálculos podem ser executados em vários locais ao longo do caminho do processo de dados (NASPI, 2021).

2.3 QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA

A transição tecnológica, em curso nos sistemas elétricos ao redor do mundo, traz uma preocupação crescente com a qualidade da forma de onda entregue ao consumidor, principalmente devido a proliferação de equipamentos sensíveis à variação dos sinais de tensão e corrente.

O termo qualidade de energia refere-se às características das formas de onda de tensão e corrente, sejam estas características amplitude, frequência ou fase. Em (BOLLEN, 2003), (AWAD e BOLLEN, 2004) e (BROWN, 2008) a qualidade de energia é definida em relação ao desvio de tensão e corrente das suas formas ideais, onde a tensão e corrente ideais são formas de ondas senoidais de frequência única e amplitude constante.

Efetivamente, não há uma distinção entre qualidade de tensão e corrente, pois qualquer distúrbio irá impactar ambas as variáveis. Geralmente, uma prática utilizada para esta definição é distinguir pela origem do distúrbio, caracterizando as perturbações de tensão originadas no sistema elétrico e as perturbações de corrente originadas nos clientes (BOLLEN e GU, 2006). Essa definição tem se tornado questionável diante da transição do sistema elétrico, considerando o aumento de dispositivos com base em eletrônica de potência na rede.

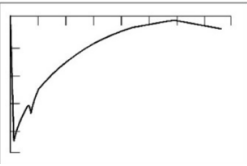
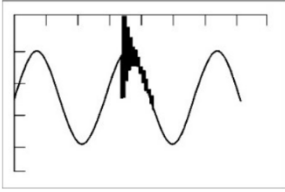

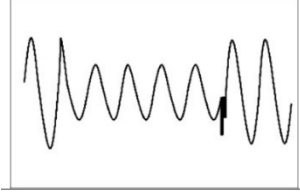
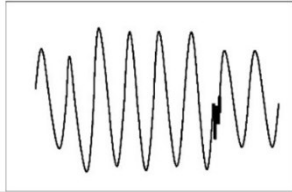
Os principais problemas relacionados à qualidade de energia elétrica são definidos em (BROWN, 2008), como os afundamentos, elevações, transientes, ruídos, cintilação, distorção harmônica e variação de frequência. Devido à inserção das fontes renováveis conectadas com inversores de frequência, e a grande proliferação de cargas não lineares na sociedade atual, há uma tendência em considerar a qualidade de energia elétrica como uma variável a ser analisada à luz dos avanços tecnológicos de dispositivos de medição com alta taxa de amostragem.

Particularmente, a qualidade de energia elétrica é avaliada por meio de instrumentos eletrônicos, com alto nível de amostras por segundo, instalados ao longo da rede. As perturbações são identificadas em campanhas de medição, e, então, desenvolve-se um conjunto de ações corretivas para a rede elétrica existente, capazes de mitigar os problemas de qualidade de energia elétrica identificados pontualmente através destes IED.

Diante do exposto, as perturbações de qualidade de energia elétrica podem ser divididas em duas categorias de distúrbio: eventos e variações. As variações são medidas a qualquer momento, no entanto, os eventos requerem a espera de uma característica de tensão ou corrente exceder um limite predefinido (BOLLEN, 2003).

Os eventos são caracterizados quando a tensão ou corrente desviam significativamente da forma de onda ideal, os quais ocorrem ocasionalmente e apresentam começo e final. Sua duração é classificada em: muito curta, curta, longa e muito longa (BOLLEN, 2000). As principais características dos eventos são apresentadas na Tabela 1.

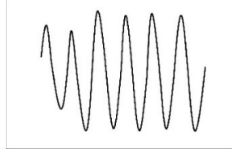
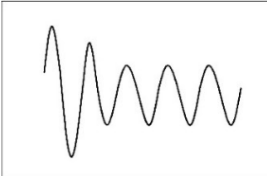
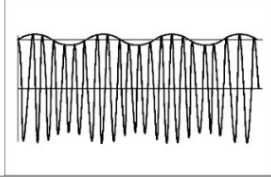
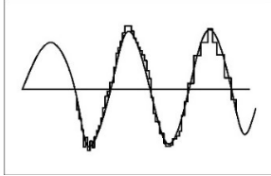
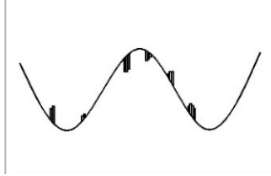
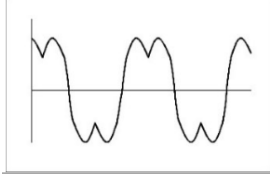
Tabela 1 – Distúrbios elétricos na categoria eventos.

Tipo de Distúrbios	Duração	Método de Caracterização
<p>Transitório impulsivo</p> 	<p>Curta duração <50 ns 50 ns – 1ms > 1 ms</p>	<p>Tempo de subida 5 ns 1 μs 0,1 ms Magnitude de pico Duração</p>
<p>Transitório oscilatório</p> 	<p>Curta duração 0,3 – 30 μs 20 μs 5 μs</p>	<p>Tempo de subida Banda de Frequência Baixa frequência: <5 kHz Média frequência: 5–500 kHz Alta frequência: 0,5–5 MHz Magnitude de pico 0 – 4 p.u. 0 – 8 p.u. 0 – 4 p.u.</p>
<p>Interrupção</p> 	<p>Curta duração</p>	<p>Magnitude <0,1 p.u. Duração 1 ciclo – 3 min Frequência de ocorrência</p>
<p>Afundamento de tensão</p> 	<p>Curta duração</p>	<p>Magnitude 0,1 – 0,9 p.u. Duração 1 ciclo – 3 min Frequência de ocorrência</p>
<p>Elevação de tensão</p> 	<p>Curta duração</p>	<p>Magnitude 1,1 p.u. – 1,8 p.u. Duração 1 ciclo – 3 min Frequência de ocorrência</p>

Fonte: Adaptado de (LEÃO, SAMPAIO ANTUNES, 2014).

Os pequenos desvios da forma de onda ideal são definidos como variações de tensão ou corrente, caracterizados como estado estacionário ou quase estável (BOLLEN e GU, 2006). A Tabela 2 apresenta as principais variações causadas pela fonte, pela carga, e por interação das duas componentes.

Tabela 2 – Distúrbios elétricos na categoria variações.

Tipo de Distúrbios	Duração	Método de Caracterização
<p>Sobretensão</p> 	Estado permanente	Magnitude 1,1 – 1,2 p.u. Duração > 1 min
<p>Subtensão</p> 	Estado permanente	Magnitude 0,8 – 0,9 p.u. Duração > 1 min
<p>Flutuação de tensão</p> 	Estado permanente	Varição da magnitude Frequência de modulação Frequência de ocorrência
<p>Ruídos</p> 	Estado permanente	Magnitude Espectro de frequência
<p>Notches ou cortes</p> 	Estado permanente ou curta duração	Magnitude Duração
<p>Harmônicos</p> 	Estado permanente	Espectro harmônico Distorção harmônica

Fonte: Adaptado de (LEÃO, SAMPAIO ANTUNES, 2014).

No campo da qualidade de energia, o emprego dos conceitos POW também é bem-vindo, tanto para o monitoramento de eventos, como para o monitoramento de variações. Neste contexto, a sensibilidade, na aquisição dos fenômenos, torna-se requisito importante para os sistemas de monitoramento.

2.4 TECNOLOGIA ÓPTICA

O emprego de mecanismos ópticos, em particular sensores, para aferição de medidas elétricas, tem aumentado em sistemas elétricos de potência. A relevância desse sensor é observada em virtude das vantagens operacionais executadas pela utilização da fibra óptica (FO) em espaços exigentes, tais como linhas de transmissão aérea. Neste enredo, salienta-se que a fibra óptica:

É eletromagneticamente passiva, podendo operar em ambientes de elevado campo elétrico, uma vez que o seu principal constituinte (a sílica) é resistente à maioria dos agentes químicos e biológicos; e o seu encapsulamento pode ser leve e pequeno. Aproveitando a baixa atenuação intrínseca da fibra, é possível realizar medição distribuída, em que o parâmetro de interesse pode ser determinado em função da posição ao longo do comprimento da fibra, simplesmente interrogando a fibra a partir de uma extremidade (MEDEIROS, 2016).

Vários pesquisadores (CHAI *et al.*, 2019), (SILVA *et al.*, 2012), (NASCIMENTO, 2016), (VIEIRA, 2014) e (BOHNERT; GABUS; BRÄNDLE, 2003) concordam com Medeiros (2016) no que diz respeito à utilização de sensoriamento óptico como uma possibilidade apropriada para uso em SEP, conforme já mencionado acima. O extenso benefício associado a esta tecnologia tem proporcionando um acelerado avanço nos últimos anos.

A otimização dos mecanismos tecnológicos deriva da exigência de resolver inúmeros obstáculos apresentados pela forma habitual de medições elétricas, tendo como exemplo desses empecilhos o transformador de corrente (TC).

Os vazamentos de óleo nos transformadores de corrente, ocasionados pelos esforços elétricos e térmicos, induzem descargas parciais. A descarga parcial prolongada é um indicativo para a aferição da probabilidade de falha no equipamento. O calor residual gerado na operação do transformador provoca aumento de temperatura nas suas estruturas internas, o que pode gerar Hidrogênio molecular (H₂).

O desequilíbrio da temperatura e da concentração de H₂ são dois primeiros sinais de falha potencial dos transformadores, situações que, quando combinadas, elevam o risco de explosão (CHAI *et al.*, 2019).

Os sensores ópticos de corrente e de tensão atingiram um alto grau de desenvolvimento e começaram a competir com os transformadores de instrumentos convencionais. Os transdutores de FO são adaptados de maneira ideal para ambientes de alta tensão, pois, além de serem imunes à interferência eletromagnética, há nenhum tipo de conexão galvânica entre a cabeça do sensor na alta tensão e a eletrônica dos equipamentos da subestação de energia elétrica. A ampla largura de banda dos sensores ópticos é importante para uma proteção rápida e monitoramento da qualidade da energia elétrica. (BOHNERT; GABUS; BRÄNDLE, 2003).

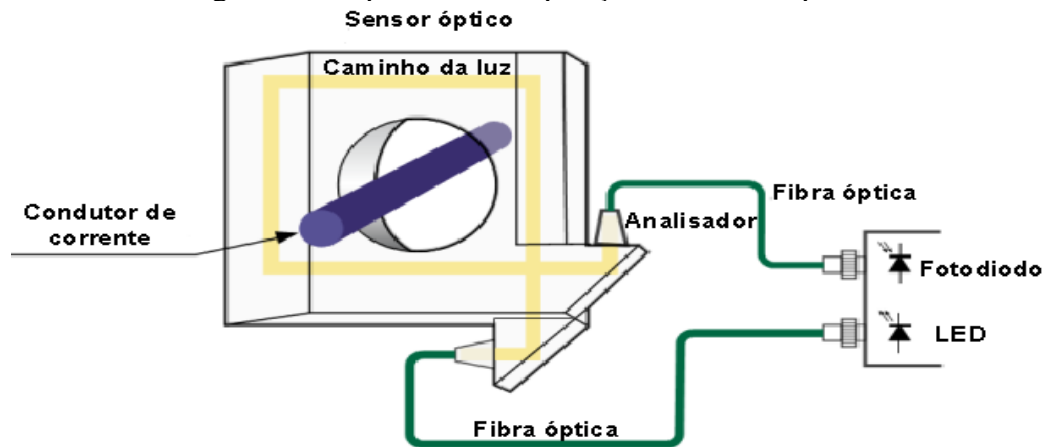
Constata-se que a participação de mercado de sistemas ópticos ainda é pequena, o que implica na necessidade de esforços contínuos para demonstrar a confiabilidade a longo prazo dessa tecnologia, além da questão da viabilidade econômica de sua implementação. Outro desafio é a interface com dispositivos finais, incluindo medidores e relés, já que os sinais dos transdutores ópticos são muito diferentes das saídas dos instrumentos convencionais (BOHNERT; GABUS; BRÄNDLE, 2003).

É nítido que, ao contrário dos TCs convencionais, a evolução para TCs ópticos é um salto tecnológico considerável, uma vez que estes não possuem um núcleo ferromagnético, com a necessidade de uso de óleo e das desvantagens inerentes ao efeito da conversão eletromagnética, sendo muito mais leves e compactos (MEDEIROS, 2016). Além disso, os transformadores ópticos não apenas fornecem alta precisão, mas também eliminam o problema de saturação que os TCs convencionais enfrentam, além de uma melhor resposta transiente devido à falta de um núcleo de ferro que limita as larguras de banda (KUCUKSARU, 2010).

Como modelo, Vieira (2014) elucida uma estrutura da composição de um TC óptico, o qual pode ser verificado na Figura 6.

Um LED (*Light Emitting Diode*) emissor aplica um feixe de luz polarizada em um bloco de material fotossensível. Este bloco é posicionado de forma que fique imerso no campo magnético produzido pelo condutor da LT (Linha de Transmissão). O campo aplicado muda as propriedades do material, alterando as características do sinal de feixe de luz, que é então detectado por um fotossensor. Em seguida, um circuito eletrônico é encarregado de receber estas informações e, através de processamentos de sinais, reconstrói o sinal de corrente da LT (VIEIRA, 2014).

Figura 6 – Esquema da composição de um TC óptico.



Fonte: (ABB, 2009).

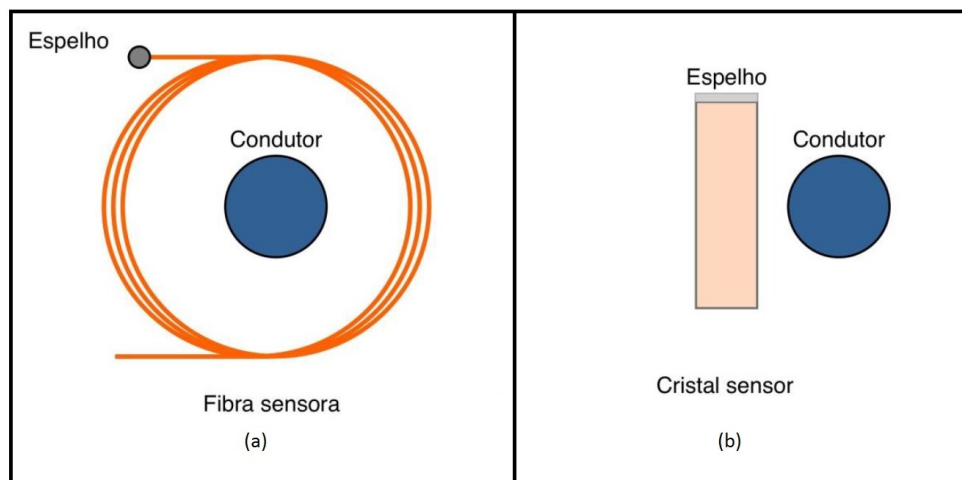
No presente, subsistem uma variedade de sensores ópticos que são empregados para as mais diversas aplicações, os quais, conforme Silva *et al.* (2012), dizem respeito aos mecanismos de detecção e aos materiais empregados, podendo ser organizados em quatro grupos principais, a saber:

- **Sensor totalmente em fibra óptica:** a fibra óptica atua como mecanismo transdutor sendo envolvida no cabo condutor. Utiliza como princípio o efeito Faraday, o qual permite induzir uma rotação no ângulo de polarização da luz proporcional ao campo magnético que a fibra está sujeita;
- **Sensor óptico Bulk:** Esses sensores usam um pedaço de vidro ou cristal com alta constante de Verdet como transdutor, que é colocado próximo do cabo condutor. O campo magnético também é medido usando um efeito magneto-ótico;
- **Sensores de força magnética:** Em um processo análogo aos elementos piezoelétricos, quando um campo magnético é aplicado a um elemento magnetostritivo induz mudanças mecânicas no material. Essas mudanças podem ser capturadas mediante a inclusão de fibra especial denominada por *Fiber Bragg Grating* (FBG) ao elemento magnetostritivo);
- **Sensores híbridos:** esses sensores empregam parte da tecnologia eletromagnética padrão já existente e parte da tecnologia óptica. Neste caso, o primeiro transdutor de corrente é feito com tecnologia eletromagnética convencional (como uma bobina de Rogowski), mas sua interrogação e transporte de informações são feitos por um sistema de FO. O objetivo desses sensores é construir um sistema de interrogação que

aproveite o alto nível de isolamento elétrico oferecido por FO e evite dificuldades associadas ao fenômeno da birrefringência (SILVA *et al.*, 2012).

Dessa maneira, o sensoriamento de corrente elétrica pode ser realizado a partir de um sensor de corrente totalmente baseado em fibras ópticas especiais, bem como em cristais ópticos com propriedade magneto-restritivos (Bulk). Dentre estas abordagens, a primeira, a qual está ilustrada na Figura 7 (a), e a segunda, exibida na Figura 7 (b), são as mais convencionais para aplicação no setor elétrico.

Figura 7 – Configurações de sensores ópticos de corrente mais convencionais: a) sensor completamente em fibra óptica; b) sensor baseado em cristal óptico, do tipo barra tangente ao condutor.



Fonte: (TECCON, 2020).

2.4.1 Efeito Faraday

O princípio de funcionamento desses sensores se baseia no efeito Faraday, ou seja, a rotação do ângulo de polarização (β) de um sinal óptico polarizado que se propaga em um material cristalino, sujeito a um campo magnético. A variação do ângulo em função do campo é descrita pela Equação (4), enquanto o efeito da mudança de rotação do plano de polarização pode ser melhor compreendido através da Figura 8 (FONTANA, 2018).

$$\beta = \int BVdl \quad (4)$$

em que,

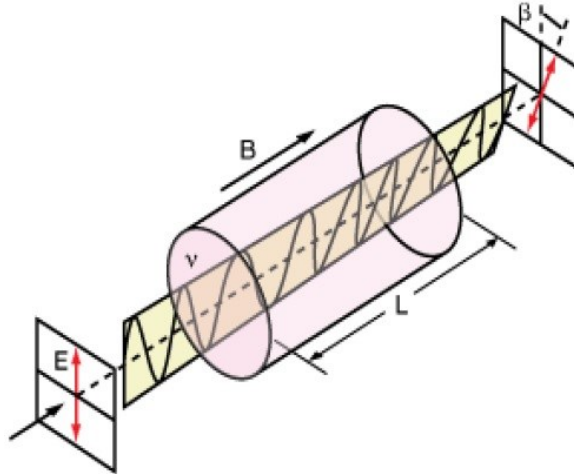
β : rotação do ângulo de polarização da luz.

B : densidade do fluxo magnético na direção da propagação.

V : constante de Verdet.

l : comprimento do material exposta ao campo B .

Figura 8 – Efeito Faraday na polarização da luz.



Fonte: (FONTANA 2018).

2.5 CONSIDERAÇÕES SOBRE COMUNICAÇÕES

Neste subcapítulo, é elencada a teoria sobre o sistema de comunicação, sob uma visão do protocolo de comunicação DNP3 (*Distributed Network Protocol*); a Norma IEC 61850, relacionada a redes de comunicações e sistemas em subestações digitais. O propósito é elucidar sobre os mecanismos de transmissão de dados capturados por sensores ópticos.

2.5.1 Protocolo de comunicação DNP3

O DNP3 é um protocolo de comunicação de uso livre e de código-fonte aberto, concebido em resposta às necessidades das concessionárias de energia elétrica, na década de 1990, de possuir um padrão de comunicação que atendesse às características de interoperabilidade entre os dispositivos utilizados no sistema (PRAKASH, 2012).

Neste sentido, é definida uma nomenclatura de estações – mestre e remota – para a classificação dos elementos em contato por meio do protocolo. Assim, as estações mestre representam as centrais de gerência e as remotas simbolizam os dispositivos distribuídos ao longo da rede elétrica. A solicitação de comunicação entre estas estações ocorre, em geral, de forma unidirecional da mestre para a remota, de maneira periódica (CURTIS, 2005).

2.5.1.1 Estrutura de dados

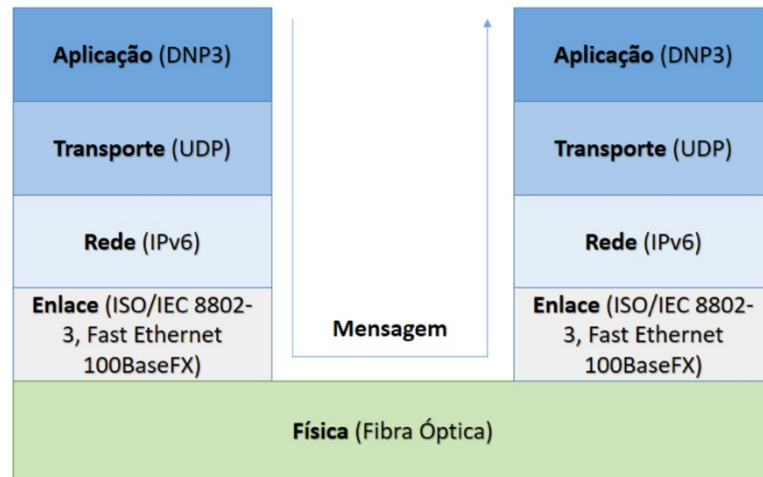
No protocolo DNP3 existem representações prontas de dados em diferentes formatos, os quais abrangem variações, tais como valores inteiros de 32 *bits* ou de ponto flutuante com 64 *bits*. Frisa-se que, na terminologia deste protocolo, as estruturas unitárias de transmissão de dados, ou pacotes, são denominadas de quadros. Tais sequências de dados são limitadas em um tamanho de 292 *bytes* (CURTIS, 2005).

Ademais, segundo Mackiewicz (2006), são consideradas cinco camadas para o uso DNP3, tomando como referência o modelo TCP/IP, cujas finalidades específicas são descritas a seguir:

- **Camada física:** trata da transmissão dos *bits* brutos pelo canal de comunicações. As questões mais comuns são pertinentes à representação do *bit* (0 ou 1) e à duração de cada um destes (MACKIEWICZ, 2006);
- **Camada de enlace:** a principal atribuição desta camada é transformar o canal de comunicações em uma linha que pareça livre de erros de transmissão para a camada de rede (MACKIEWICZ, 2006);
- **Camada de rede:** controla a operação de sub-rede, determinando a forma como os pacotes são roteados da origem até o destino (MACKIEWICZ, 2006);
- **Camada de transporte:** possui como função básica aceitar os dados da camada de aplicação, dividi-los em unidades menores (caso necessário), repassar esses pacotes para a camada de rede e assegurar que todos os segmentos chegarão corretamente à outra extremidade (MACKIEWICZ, 2006);
- **Camada de aplicação:** contém os protocolos que são comumente utilizados pelos usuários finais (MACKIEWICZ, 2006).

O encapsulamento de dados, para definir o transporte da informação, pode ser estruturado como mostra a pilha de protocolos na Figura 9.

Figura 9 – Pilha de protocolos para uso do DNP3.



Fonte: (TECCON, 2020).

Nas subseções que se seguem, é descrita uma pilha de protocolos para um cenário de tráfego de informações em uma rede, atendendo a um sistema de supervisão em tempo real.

2.5.1.1.1 Camada de aplicação: DNP3

Os componentes do cabeçalho de um pacote DNP3 estão descritos abaixo (TECCON, 2020):

- **Sync:** possui 2 *bytes* de comprimento. São sempre 0x0564;
- **Length:** dispõe de 1 *byte* de comprimento e especifica a quantidade de *bytes* no pacote. Os campos *control*, *destination* e *source* estão incluídos na contagem. O menor valor para esse campo é 5, e o maior 255;
- **Control:** com 1 *byte* de comprimento, este campo define a direção do pacote (da estação A para a B, ou vice-versa), o tipo de pacote, e as informações para controle de fluxo;
- **Destination address:** detém 2 *bytes* de comprimento e especifica o endereço da estação para a qual o pacote está direcionado. O endereço 0xFFFF é definido como endereço de broadcast;
- **Source address:** de 2 *bytes* de comprimento, este campo especifica o endereço da estação na qual o pacote foi criado;

- **Header CRC:** com 2 *bytes*, este campo adiciona uma redundância cíclica aos dados do cabeçalho;
- **User data block:** os blocos após o cabeçalho têm de 1 a 16 *bytes* de comprimento. Cada bloco de dados tem um CRC (*cyclic redundancy check*) anexado a ele.

2.5.1.1.2 Camada de transporte: protocolo UDP

Os componentes do cabeçalho do protocolo UDP (*User Datagram Protocol*) são descritos por (TECCON, 2020):

- **Source port:** trata-se do número de portas que corresponde à aplicação emissora do segmento UDP. Este campo representa um endereço de resposta para o destinatário, e é opcional, o que significa que se a porta fonte não for determinada, os 16 *bits* deste campo serão postos em zero. Neste caso, o destinatário não poderá responder (isto não é estritamente necessário para mensagens unidirecionais) (CCM, 2017);
- **Destination port:** este campo contém a porta correspondente à aplicação da máquina destinatária a qual nos dirigimos (CCM, 2017);
- **Size:** é especificado pelo número de *bytes* do segmento UDP incluindo o cabeçalho;
- **Checksum:** é calculado usando o *header* (cabeçalho) UDP e também a área de dados. Destinado à verificação de erros de transmissão, o *checksum* é um campo opcional. Se o resultado for zero, os 16 *bits* serão configurados em 1 e é enviado 65535, e o datagrama não contém erros. Já se estiver desabilitado, os 16 *bits* serão configurados todos em 0 e, por conseguinte, não é necessário calculá-lo (SILVA, 2018).

2.5.1.1.3 Camada de rede: protocolo IP

O protocolo IP especifica o formato de pacotes de informação, ou datagramas, e o esquema de endereçamento. Possui duas versões em uso: versão 4, ou IPv4 e a versão 6, ou IPv6 (mais recente). Para cada computador em rede, é definido um endereço IP que o identifica unicamente com 32 *bits* no campo de endereço para a primeira versão supracitada, e com 128 *bits* para a segunda versão. (TECCON, 2020).

O tamanho máximo de pacotes para transmissão varia de acordo com a tecnologia empregada na rede. Para a *Ethernet*, 1500 *bytes* representam o limite do comprimento de um

pacote, o que incorre na necessidade de reparti-lo, ou fragmentá-lo, e, por sua vez, no fracionamento do seu datagrama (TECCON, 2020). A seguir, são listados os componentes do datagrama IPv6:

- **Version:** campo de 4 *bits* para a identificação da versão do protocolo IP em uso. Este campo equivale a quatro para o IPv4 e seis para o IPv6;
- **Traffic class:** campo de 8 *bits* descrevendo o tipo de datagrama em que se encontra, o qual pode simbolizar a transmissão de áudio e vídeo em tempo real, ou uma simples transferência de arquivos;
- **Flow label:** campo de 20 *bits* destinado ao auxílio na identificação do tipo de datagrama;
- **Payload length:** campo de 16 *bits* lido como um número inteiro sem sinal. Representa o número de *bytes* no datagrama após o cabeçalho, o qual possui tamanho fixo de 40 *bytes*;
- **Next hdr:** identifica qual o protocolo da camada de transporte que os dados desse cabeçalho devem ser entregues. Para os protocolos TCP e UDP, os valores são 6 e 17, respectivamente;
- **Hop limit:** medida de garantia para eliminar datagramas que circulam na rede por um demorado tempo. Representa um contador decrementado sempre que o datagrama é processado por um roteador;
- **Source address:** campo de 128 *bits* representando a fonte do datagrama;
- **Destination address:** campo de 128 *bits* representando o destino do datagrama;
- **Data:** carga útil do datagrama repassada para o protocolo da próxima camada ao se atingir o destinatário.

2.5.1.1.4 Camada de enlace: Ethernet

A arquitetura *Ethernet* é uma tecnologia de comunicação para redes locais (LAN), que descreve como os dados devem ser formatados para transmissão ao longo de uma rede. Seu princípio de funcionamento é o da existência de um meio comum de contato (cabos coaxiais ou fibras ópticas) dos elementos da rede, formando, por conseguinte, segmentos de rede conectados entre si por elementos comutadores (TECCON, 2020).

Além disso, na *Ethernet*, é utilizado o protocolo de acesso múltiplo com detecção de colisão – o CSMA/CD (*Carrier Sense Multiple Access with Collision Detect*) – no qual os dispositivos transmissores fazem uma checagem do meio de transmissão. No caso de o meio não estar disponível, o dispositivo espera um período de tempo aleatório antes de tentar realizar a transmissão novamente (TECCON, 2020).

Os componentes do quadro *Ethernet* são:

- **Preamble:** campo de 8 *bytes* destinado à sincronia dos relógios do receptor e do remetente;
- **Destination address:** campo de 6 *bytes* contendo o endereço MAC (*Media Access Control*) do destinatário ou o endereço físico de um dispositivo conectado à rede;
- **Source address:** campo de 6 *bytes* contendo o endereço MAC do adaptador de rede que transmitiu o quadro para a LAN;
- **Type:** campo de 2 *bytes* que permite a multiplexação de protocolos da camada de rede, indicando por qual protocolo os dados desse quadro devem ser lidos. Para o protocolo IP, é utilizado o valor hexadecimal 0800H;
- **Data:** campo de 46 a 1500 *bytes*, implica que, se o datagrama do protocolo IP exceder 1500 *bytes*, ocorrerá a fragmentação do mesmo;
- **CRC:** campo de 4 *bytes* simbolizando a verificação de redundância cíclica, ou seja, um método de verificação de erros no quadro.

2.5.2 Norma IEC 61850

A Norma IEC 61850 foi desenvolvida para ser um padrão de comunicação de equipamentos dentro da subestação. Um dos grandes objetivos da Norma é o de garantir a interoperabilidade entre IEDs de diferentes fabricantes, permitindo o uso e a troca irrestrita de dados com o propósito de que sejam realizadas suas operações individuais, ou em conjunto, formando um sistema completo de automação, supervisão e controle.

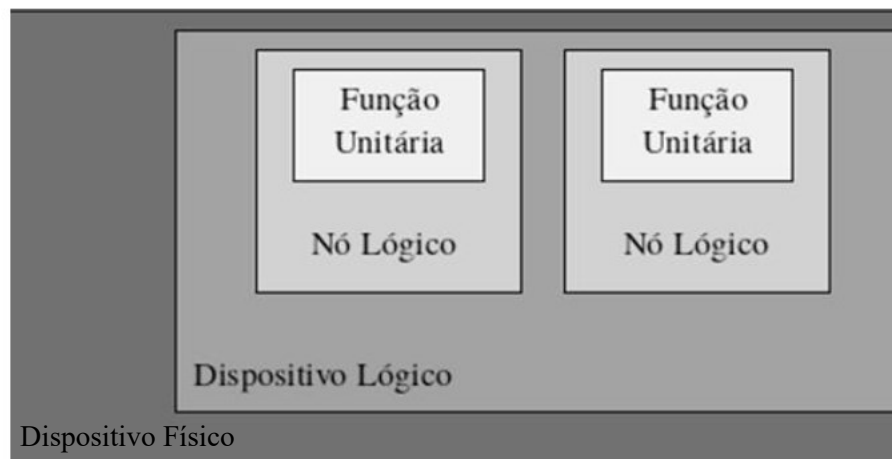
A supracitada Norma é, por padrão, compatível com a tecnologia *Ethernet*, e utiliza de todos os demais conceitos de redes de computadores tradicionais, no entanto, seu diferencial está na modelagem de dispositivos em subestações, que é realizada através do método de orientação a objetos (SCHWEITZER, 2010).

2.5.2.1 Estrutura de dados

O modelo de dados proposto pela Norma IEC 61850 objetiva não somente um método para encapsular informações, mas sim um meio eficiente de organizá-las, descrevendo um modelo de *logical devices*, que representa cada dispositivo em contato com a rede. Estes são compostos por *logical nodes* (nós lógicos), que são conjuntos de unidades de informação, denominados de *function units*, os quais são atribuídos a cada funcionalidade do dispositivo que estão descrevendo, contendo informações como valores de corrente e tensão (SCHWEITZER, 2010).

A estrutura de modelo de dados interna a um dispositivo físico está ilustrada na Figura 10.

Figura 10 – Ilustração da estrutura de dados para a Norma IEC 61850.



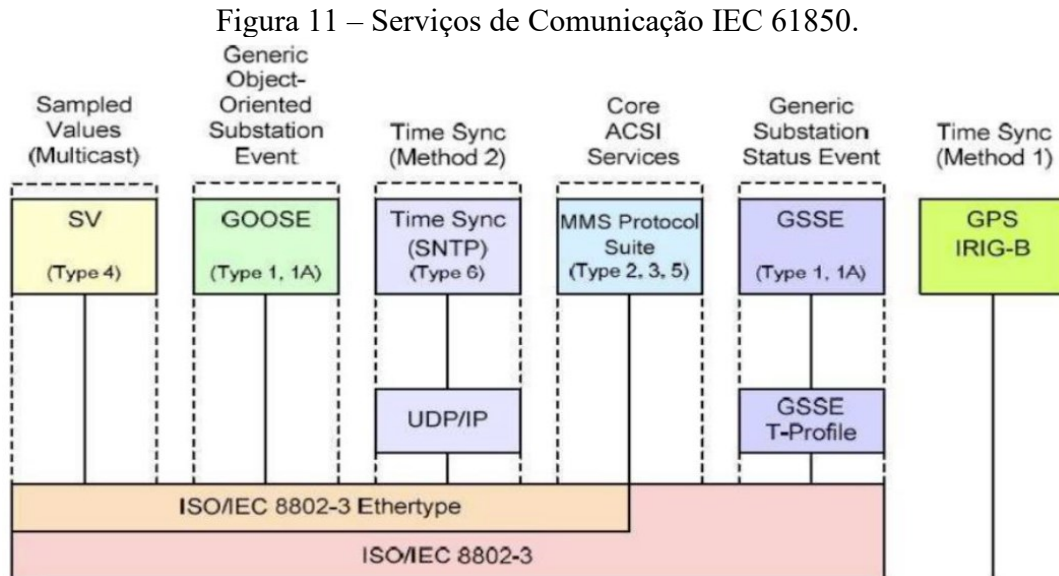
Fonte: (TECCON, 2020).

2.5.2.2 Serviço de comunicação: *Sampled Values*

A Norma IEC 61850 determina quatro estruturas de comunicação para a elaboração de pacotes de dados em função de seus próprios conteúdos, em particular, as técnicas MMS (*Manufacturing Message Specification*) e SV (*Sampled Values*). A primeira destas descreve a comunicação de mensagens de supervisão e controle, sendo integrada com os protocolos TCP/IP, e é aplicada em comunicações rotineiras, onde o tempo não é um fator decisivo.

Já a segunda técnica objetiva o desempenho na transmissão com o menor tempo possível e é aplicada no manejo de dados analógicos de corrente e tensão, destinados ao processamento para tomada rápida de decisões (KONKA *et al.*, 2011). Em outros termos,

pode-se afirmar que o SV é um serviço de comunicação de alta velocidade em tempo real, no qual suas mensagens são mapeadas diretamente para a camada *Ethernet* (vide Figura 11). Dessa forma, eliminam-se as restrições de tempo que poderiam existir ao passar por outras camadas, com acréscimo no tempo de processamento (DUARTE, 2012).

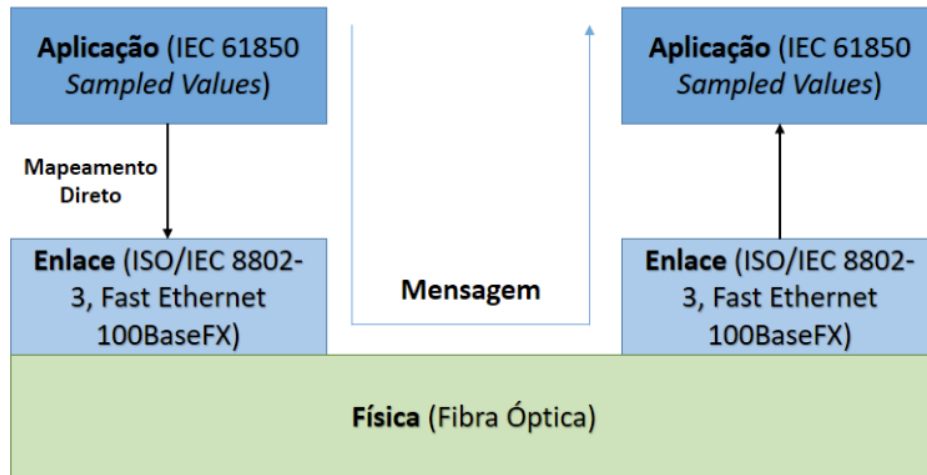


Fonte: (DUARTE, 2012).

Ademais, a Figura 11 aponta a Norma ISO/IEC 8802-3 que define, resumidamente, um padrão internacional para Redes Locais e Metropolitanas, empregando CSMA/CD como método de acesso de mídia compartilhada, protocolo *Ethernet* e formato de quadro para comunicação de dados. Este padrão internacional destina-se a abranger vários tipos de mídia e técnicas para uma variedade de taxas de dados de MAC específico.

A pilha de protocolos para uma rede de comunicações que utiliza o SV está ilustrada na Figura 12. Nesta, percebe-se que o mecanismo abstrai as camadas de transporte e de rede, e estabelece uma comunicação direta com a camada de enlace, para reduzir a sobrecarga de protocolos e prover um aumento do desempenho, considerando o tempo como uma questão crítica para execução (KONKA *et al.*, 2011).

Figura 12 – Diagrama de blocos, estrutura de rede com o SV.



Fonte: (TECCON, 2020).

2.5.2.2.1 Quadro Ethernet

O encapsulamento dos pacotes SV é realizado pelo protocolo *Ethernet*, o *payload* para um pacote *Ethernet* possui um tamanho máximo de 1500 *bytes*, e 1425 *bytes* efetivos para conter o pacote SV.

Na estrutura, cada campo é descrito da seguinte forma (TECCON, 2020):

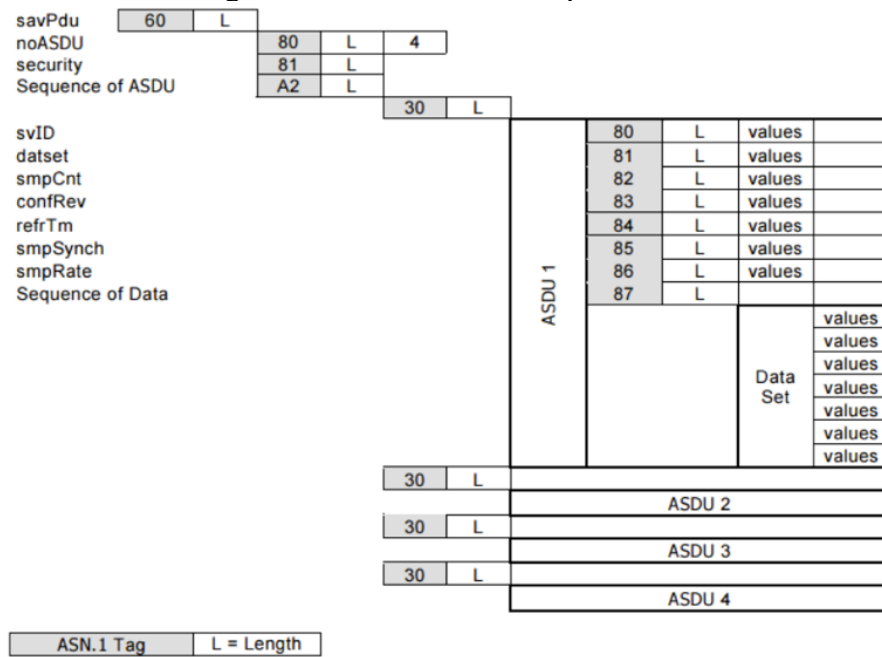
- a) **Preamble:** conjunto de sete *bytes* utilizados com propósito de sincronismo do circuito da interface de controle de acesso ao meio MAC, definidos com valores 0x55 e inseridos automaticamente pela interface MAC;
- b) **Start of Frame:** demarca o início do quadro *Ethernet*. É constituído por um *byte* com valor 0xD5 inserido automaticamente pela interface MAC;
- c) **Destination Address:** endereço físico, composto por 6 *bytes*, associado à interface de comunicação de destino do pacote. Para uma transmissão em *broadcast*, é atribuído o valor 0xFF em todos os *bytes*;
- d) **Source Address:** endereço físico, também composto por 6 *bytes*, associado à interface de comunicação de origem do pacote;
- e) **TPID:** campo de dois *bytes* para identificação de protocolo, definido como 0x8100 para o SV;
- f) **TCI:** campo para controle de informação, definido como 0x8000 para o SV;

- g) **Ethertype**: campo para identificação do protocolo empregado no *payload* do pacote *Ethernet*, definido como 0x88BA para o SV;
- h) **APPID**: identificador de aplicação, definido como 0x4000 para o SV;
- i) **Length**: campo com dimensão de dois *bytes* representando a quantidade de *bytes* presentes nos campos APPID (*Application ID*), *Length*, *Reserved 1*, *Reserved 2* e APDU (;
- j) **Reserved 1**: campo reservado para futuras aplicações, definido como 0x0000 para o SV;
- k) **Reserved 2**: campo reservado para futuras aplicações, definido como 0x0000 para o SV;
- l) **APDU**: representa o pacote SV em si. O APDU (*Application Protocol Data Unit*) é composto por estruturas denominadas de ASDU (*Application Service Data Unit*);
- m) **Frame Check Sequence**: campo para checagem da integridade do quadro, com dimensão de 4 *bytes*. É inserido automaticamente pela interface MAC.

2.5.2.2.2 Quadro Sampled Values

Na constituição de um quadro SV, se caracterizam duas estruturas de dados: a APDU, a qual representa o pacote SV em si, e a ASDU, que descreve o subconjunto de informações a serem enviadas. A organização do pacote SV é ilustrada na Figura 13, na qual alguns dos campos (*security*, *dataset*, *refrTm*, *smpRate*, *smpMode*) são considerados como opcionais, ou seja, sua inexistência não implicará em má formação do pacote (IGARASHI, 2016).

Figura 13 – Estrutura de um pacote SV.



Fonte: (IEC, 2002).

Os campos de um pacote SV seguem a estrutura identificador, comprimento e conteúdo, nesta ordem, de modo que o primeiro *byte* é destinado à identificar o campo; um ou mais *bytes* são designados para quantificar o comprimento do campo em número de *bytes*, e, por fim, o conteúdo do campo é anexado.

A descrição dos campos, excetuando-se os opcionais, é a seguinte (TECCON, 2020):

- **savPdu**: demarca o comprimento total em *bytes* do APDU menos o número de *bytes* deste campo. Possui como identificador de campo 0x60;
- **noASDU**: indica a quantidade de ASDUs que estão sendo transmitidos. Possui o identificador 0x80;
- **Sequence of ASDU**: identificador do comprimento total de todos os ASDUs do APDU. Possui como identificador 0xA2 e é seguido de um campo com identificador 0x30, cuja função é indicar o comprimento total do primeiro ASDU. Este campo 0x30 demarca o começo de cada ASDU e armazena seu comprimento;
- **svID**: campo empregado para a identificação do ASDU, sendo composto por uma *string* de tamanho limitado em *bytes* somente pelo *payload* máximo do pacote *Ethernet*. Seu identificador é 0x80;

- **smpCnt:** campo empregado para a identificação em relação ao tempo dos dados presentes no pacote. Possui o identificador 0x82;
- **confRev:** campo de indicação de revisão, definido como 0x83 0x04 0x00 0x00 0x00 0x01;
- **smpSynch:** campo empregado para a identificação do sincronismo da mensagem SV, possuindo como identificador 0x85;
- ***Sequence of Data:*** corresponde aos valores amostrados a serem enviados. Possui identificador 0x87.

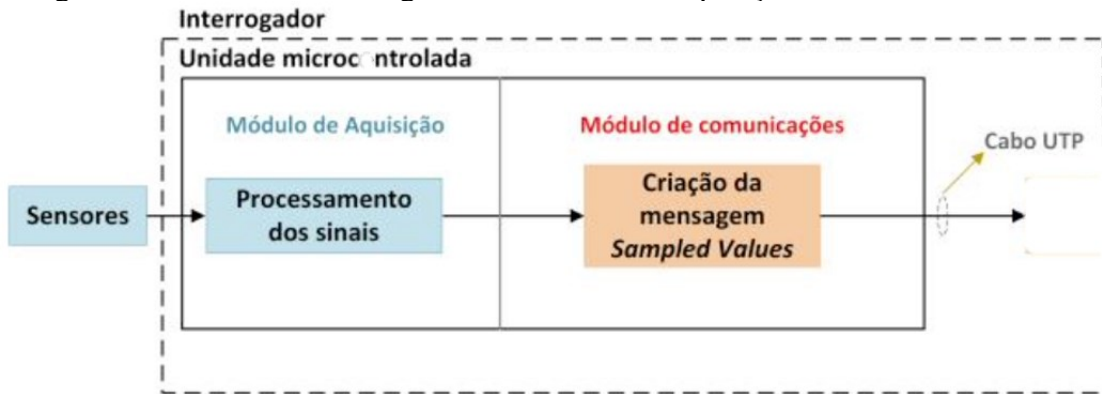
3 DESCRIÇÃO DA UNIDADE DE AQUISIÇÃO E PROCESSAMENTO DOS SINAIS ÓPTICO-ELÉTRICOS DO SISTEMA TECCON

O projeto TECCON (Tecnologia de Sensores em Fibra Óptica para Supervisão, Controle e Proteção de Sistemas de Energia Elétrica) visa desenvolver soluções de monitoramento baseadas em sensores de fibra óptica, para redes de energia de alta tensão. Estas soluções são compreendidas por sensores, os quais devem ser embebidos em elementos passivos já presentes no sistema – tais como isoladores – de modo a dotá-los com inteligência e capacidade de colhimento de dados críticos ao longo da linha de transmissão (LT), além de sistemas computacionais que deverão processar estes dados e transformá-los em informação útil para o operador da rede. Com o desenvolvimento dessa ferramenta, ensejam-se contribuições significativas para o setor elétrico, tais como o aumento da eficiência, confiabilidade e segurança das linhas de transmissão de energia (TECCON, 2020).

A unidade de aquisição e processamento dos sinais óptico-elétricos compreende a aquisição de informações dos sensores de fibra óptica e a transmissão dos respectivos dados capturados. Especificamente, aspectos das redes de alta tensão, tais como: temperatura, tração mecânica (deformação) e corrente elétrica, mensurados por meio destes sensores, são encaminhados a um dispositivo interrogador para o posterior envio, por meio de pacotes de informação de acordo com o protocolo de rede utilizado. A recepção desses dados fornece um panorama do estado dos sistemas analisados, e constituem um conjunto de informações úteis para a operação da rede elétrica (TECCON, 2020).

O dispositivo supracitado possui um microcontrolador compartilhado entre os módulos de aquisição e de comunicação. Dessa forma, os recursos computacionais são otimizados. O sistema de comunicações encapsula os dados provenientes dos dispositivos sensores em mensagens SV, e as transmite via fibra óptica.

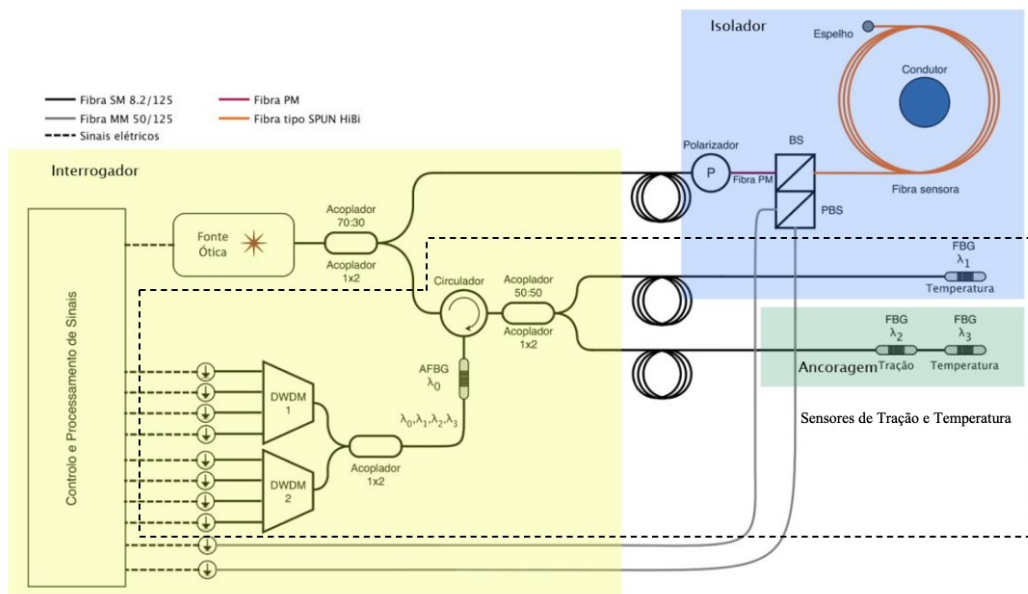
Figura 14 – Processo, em diagramas de blocos, de aquisição e transmissão de dados.



Fonte: Adaptado de (TECCON, 2020).

Detalhadamente, está apresentada na Figura 15, a estrutura do módulo interrogador, onde se observa a interface composta por dispositivos eletrônicos, sensores e o elemento responsável pelo controle e processamento de sinais.

Figura 15 – Esquema composto por sensores e sistema de interrogação.



Fonte: Adaptado de (TECCON, 2020).

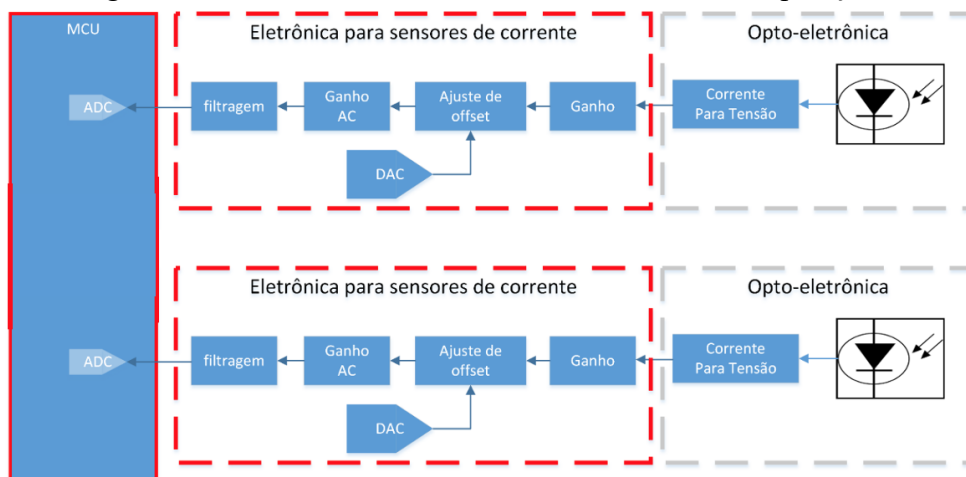
Neste esquema, a luz despolarizada de uma fonte óptica de banda larga é injetada em uma fibra óptica, onde 20% da potência segue para o sensor de corrente e os 80% restantes para os sensores de tração e temperatura (não tratado neste trabalho). No ramo do sensor de corrente, o sinal é linearmente polarizado e transmitido pelo cubo divisor de feixe (BS – *Beam Splitter*), seguindo pela fibra sensora, que se encontra enrolada em volta do condutor e que

sofrerá rotação de Faraday. Na outra extremidade da fibra sensora, um espelho (convencional ou de Faraday) é utilizado para refletir a luz, duplicando assim a sensibilidade, devido à não reciprocidade do efeito mencionado, e para providenciar uma maior imunidade contra efeitos lineares birrefringentes recíprocos (TECCON, 2020).

A luz refletida é então dividida nas suas componentes ortogonais pelo cubo divisor de polarização (PBS – *Polarizing Beam Splitter*) e encaminhada, de modo consecutivo, para os fotodetectores, para posteriormente serem processadas pelo circuito eletrônico. Tal circuito é responsável pela filtragem e pelo processamento em quadratura do sinal (TECCON, 2020).

Os sinais gerados pelos fotodetectores são condicionados por eletrônica analógica e então enviados a um conversor analógico-digital (ADC), presente em um microcontrolador. Na Figura 16, é ilustrado, de forma detalhada, a eletrônica que realiza o condicionamento dos sinais oriundos dos fotodetectores para o sensor de corrente.

Figura 16 – Diagrama de blocos do circuito de condicionamento e aquisição do interrogador.



Fonte: Adaptado de (TECCON, 2020).

No circuito condicionador dos sensores de corrente, o sinal gerado pelos fotodetectores será composto por um nível DC (*Direct Current*) e outro AC (*Alternating Current*), onde este último é proporcional à corrente monitorada. Dessa forma, o primeiro estágio amplifica ambos os sinais (DC e AC). Em seguida, um controle de *offset* ajusta o nível DC do sinal para a metade da faixa dinâmica do ADC presente no microcontrolador (MCU — *Microcontroller Unit*). O conversor digital-analógico (DAC — *Digital-to-Analog Converter*) fornecerá um ajuste fino no controle de *offset*, e, com um nível bem estabelecido, é possível realizar um ganho no sinal AC (proporcional ao nível de corrente na medição).

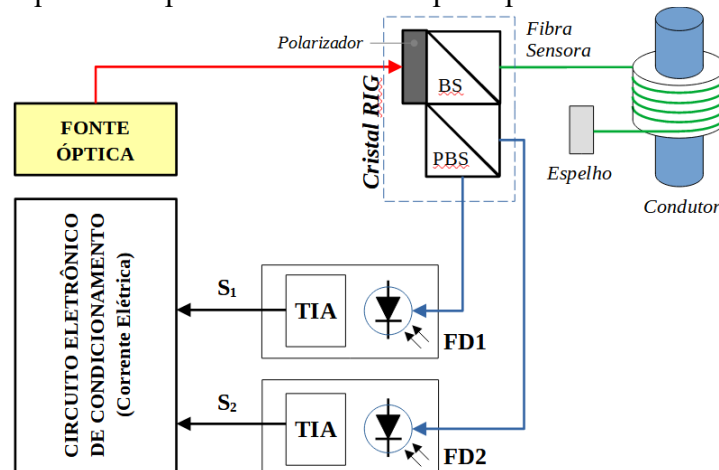
Logo após, o sinal é filtrado e digitalizado pelo ADC e, por último, o MCU realiza o processamento digital de sinais para recuperar a corrente na LT (TECCON, 2020).

No subcapítulo a seguir, é detalhado a modelagem que compõe o circuito condicionador dos sensores de corrente.

3.1 CONDICIONAMENTO ANALÓGICO DO SENSOR DE CORRENTE

Com base no diagrama esquemático ilustrado na Figura 17, o sensor de corrente elétrica entregará, como resposta ao interrogador, dois sinais através dos fotodetectores (FD1 e FD2), que são referentes às polarizações X e Y do sinal óptico.

Figura 17 – Esquema simplificado do sensor óptico para o monitoramento de corrente.



Fonte: Adaptado de (TECCON, 2020).

O sinal despolarizado da fonte óptica, após devida divisão de potência, é enviado ao cristal RIG, que garante uma quadratura do sinal em $+45^\circ$ e -45° . Os sinais seguem para a fibra sensora, a qual sofre ação direta do campo magnético, provocada pela passagem da corrente elétrica, interferindo diretamente na sua polarização pelo efeito Faraday, o qual retorna por dois caminhos do PBS e seguem para os fotodetectores da placa eletrônica (FD1 e FD2) em canais individuais (TECCON, 2020).

A conversão dos sinais ópticos em elétricos é realizada por um componente optoeletrônico que possui um fotodetector e um amplificador de transimpedância (TIA – *Transimpedance Amplifier*) integrados no mesmo encapsulamento. Assim, os dois

sinais elétricos entregues ao circuito eletrônico, equivalentes aos sinais dos sensores ópticos (S_1 e S_2), são definidos pelas Equações (5) e (6), respectivamente.

$$S_1 = S_{1DC} + S_{1AC} = k[1 + \text{sen}(4\theta_F)] \quad (5)$$

$$S_2 = S_{2DC} + S_{2AC} = k[1 - \text{sen}(4\theta_F)] \quad (6)$$

Os sinais de corrente são compostos por uma parcela DC e outra AC: a primeira é modelada como $S_{1DC} = S_{2DC} = k$, com k sendo uma constante dependente de vários fatores optoeletrônicos, tais como responsividade do fotodetector, ganho do TIA, potência da fonte óptica e perdas na fibra. Já a segunda parcela é definida por $S_{1AC} = S_{2AC} = \text{sen}(4\theta_F)$, onde θ_F é o ângulo de polarização da luz no sensor de corrente devido ao efeito Faraday, que é estabelecido pela Equação (7) (TECCON, 2020).

$$\theta_F = \mu VNI \quad (7)$$

onde,

μ : permeabilidade relativa do meio.

V : constante de Verdet em rad/Tm .

N : número de voltas que a fibra envolve o condutor.

I : corrente elétrica que passa pelo condutor.

Dessa forma, a corrente elétrica que atravessa o cabo condutor pode ser estimada através de dois passos, representados pelas Equações (8) e (9):

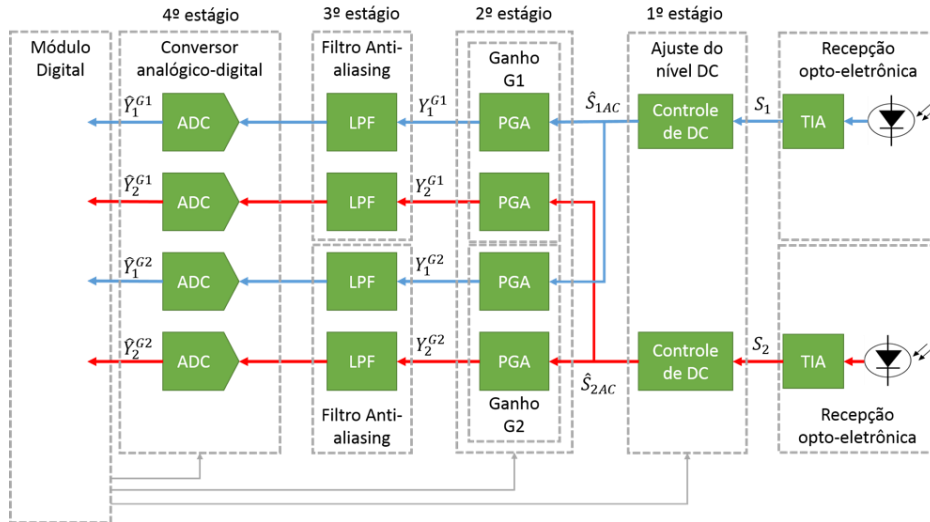
$$\text{Passo 1: } S = \frac{S_1 - S_2}{S_1 + S_2} = \text{sen}(4\theta_F) \quad (8)$$

$$\text{Passo 2: } I = \frac{\text{sen}^{-1}(S)}{4\mu VN} \quad (9)$$

Diante destas considerações supracitadas, foi empreendido o processo de condicionamento e digitalização dos sinais S_1 e S_2 , bem como a recuperação da corrente no

condutor, a partir dos dados digitalizados. O diagrama de blocos do condicionamento dos dois sinais provenientes do sensor de corrente está ilustrado na Figura 18.

Figura 18 – Arquitetura do circuito de condicionamento eletrônico para os sensores de corrente.



Fonte: Adaptado de (TECCON, 2020).

Assim como descrito nas Equações (5) e (6), os sinais S_1 e S_2 possuem uma parcela DC maior que a AC, para a grande maioria dos casos de corrente no condutor. Desse modo, o primeiro estágio do condicionamento analógico é responsável por remover esta parcela DC do sinal, cujo valor será recuperado ao sinal digitalizado no domínio digital. A remoção do DC é realizada para que, posteriormente, seja possível fornecer um ganho à parcela AC do sinal sem saturar a entrada do ADC, resultando em uma melhor relação sinal-ruído de quantização (SQNR — *Signal-to-Quantization Noise Ratio*) (TECCON, 2020).

O sinal na saída do ajuste DC é composto exclusivamente por um sinal AC (ou por um valor DC muito baixo), como mostrado nas Equações (10) e (11), onde S_1 e S_2 são os sinais na saída do receptor óptico, e \hat{S}_{1DC} e \hat{S}_{2DC} são os valores estimados de DC para os sinais S_1 e S_2 , respectivamente.

$$\hat{S}_{1AC} = S_1 - \hat{S}_{1DC} \approx ksen(4\theta_F) \quad (10)$$

$$\hat{S}_{2AC} = S_2 - \hat{S}_{2DC} \approx -ksen(4\theta_F) \quad (11)$$

O segundo estágio do condicionamento analógico fornece dois ganhos aos sinais para que esses possam ser quantizados pelo ADC, aproveitando grande parte da faixa dinâmica do ADC e melhorando, por consequência, a SQNR. Quanto maior o ganho, menor é o impacto da quantização na recuperação do sinal de interesse. O estágio de ganho fornece dois valores de amplificação ao sinal, G_1 e G_2 , onde este último é maior que o primeiro. Tais ganhos são ajustáveis por meio de um amplificador de ganho programável (PGA — *Programmable Gain Amplifier*), sendo configurados pelo módulo digital.

O estágio de ganho G1 fornece um ganho ao sinal, tal que uma corrente de 100 μA é digitalizada pelo ADC sem que ocorra saturação de sua entrada. Já o estágio de ganho G2 fornece um maior ganho ao sinal e uma melhor SQNR, porém a corrente máxima que pode ser digitalizada pelo ADC é menor que a máxima na cadeia do ganho G1. As saídas dos estágios dos ganhos G1 e G2 são Y_n^{G1} e Y_n^{G2} , onde o subscrito n indica se o sinal é proveniente de S_1 ($n = 1$) ou S_2 ($n = 2$), e podem ser escritas de acordo com o conjunto de Equações (12) (TECCON, 2020).

$$\begin{aligned}
 Y_1^{G1} &= G_1 \hat{S}_{1AC} \\
 Y_2^{G1} &= G_1 \hat{S}_{2AC} \\
 Y_1^{G2} &= G_2 \hat{S}_{1AC} \\
 Y_2^{G2} &= G_2 \hat{S}_{2AC}
 \end{aligned} \tag{12}$$

O terceiro estágio do condicionamento analógico é composto por um filtro passa-baixa (LPF — *Low-Pass Filter*) responsável por eliminar ruídos e artefatos acima da frequência de Nyquist, a fim de evitar o *aliasing* no sinal amostrado. Como a frequência de amostragem estabelecida é $F_s = 15,36 \text{ kHz}$, a frequência de Nyquist é $F_s/2 = 7,68 \text{ kHz}$. A banda passante do filtro compreende o intervalo de 0 a 3 kHz e a banda de rejeição começa em 7 kHz com atenuação de 25 dB . O valor desta banda de passagem foi definido a partir da interação com outras unidades da infraestrutura projetada, e se estabeleceu que era de interesse a análise até a 50ª harmônica do sinal de 60 Hz .

No quarto e último estágio, o sinal de corrente pode ser recuperado, através da aplicação dos processos inversos aos realizados em cada estágio do condicionamento analógico. Sejam os sinais digitalizados representados por \hat{Y}_1^{G1} , \hat{Y}_2^{G1} , \hat{Y}_1^{G2} e \hat{Y}_2^{G2} , os sinais de corrente são recuperados com diferentes valores de SQNR. No domínio digital, as estimativas

S_1 e S_2 são encontradas com os ganhos G_1 e G_2 , a partir dos dados digitalizados, e são representadas por X_1^{G1} , X_2^{G1} , X_1^{G2} e X_2^{G2} . Tais variáveis podem ser computadas conforme o conjunto de Equações 13 (TECCON, 2020).

$$\begin{aligned}
X_1^{G1} &= \hat{Y}_1^{G1} + G_1 \hat{S}_{1DC} \approx G_1(S_{1DC} + S_{1AC}) = G_1 S_1 \\
X_2^{G1} &= \hat{Y}_2^{G1} + G_1 \hat{S}_{2DC} \approx G_1(S_{2DC} + S_{2AC}) = G_1 S_2 \\
X_1^{G2} &= \hat{Y}_1^{G2} + G_2 \hat{S}_{1DC} \approx G_2(S_{1DC} + S_{1AC}) = G_2 S_1 \\
X_2^{G2} &= \hat{Y}_2^{G2} + G_2 \hat{S}_{2DC} \approx G_2(S_{2DC} + S_{2AC}) = G_2 S_2
\end{aligned} \tag{13}$$

Os sinais \hat{S}_{1DC} e \hat{S}_{2DC} são os valores DC removidos dos sinais S_1 e S_2 no primeiro estágio eletrônico de condicionamento do interrogador. Por conseguinte, as relações em quadraturas X^{G1} e X^{G2} para as cadeias com ganhos G_1 e G_2 , respectivamente, podem ser calculadas de acordo com as Equações (14).

$$\begin{aligned}
X^{G1} &= \frac{X_1^{G1} - X_2^{G1}}{X_1^{G1} + X_2^{G1}} = \text{sen}(4\theta_F^{G1}) \\
X^{G2} &= \frac{X_1^{G2} - X_2^{G2}}{X_1^{G2} + X_2^{G2}} = \text{sen}(4\theta_F^{G2})
\end{aligned} \tag{14}$$

Com base nestas relações de quadraturas, pode-se calcular finalmente a corrente no condutor, Equações (15).

$$\begin{aligned}
I^{G1} &= \frac{\text{sen}^{-1}(X^{G1})}{4\mu VN} \\
I^{G2} &= \frac{\text{sen}^{-1}(X^{G2})}{4\mu VN}
\end{aligned} \tag{15}$$

Os sinais recuperados I^{G1} e I^{G2} representam a corrente no condutor, sendo que o primeiro é capaz de demonstrar todas as correntes que estão na faixa de [100 A, 100 kA] com um determinado nível de ruído de quantização. Já o sinal I^{G2} representa a corrente com um ruído de quantização inferior ao presente em I^{G1} , porém a faixa de representação sem saturações é de [100 A, I_{NOM}], onde I_{NOM} é uma corrente próxima à nominal em regime permanente, mas bem inferior ao máximo que é 100 kA. É válido frisar que a corrente I_{NOM} e os ganhos G_1 e G_2 são definidos com base nos valores de tensão do fotodetector e dos sinais ópticos (TECCON, 2020).

3.2 EMPACOTAMENTO E ENVIO DAS AMOSTRAS DE CORRENTE

As amostras de corrente adquiridas pelos sensores baseados na tecnologia óptica são processadas, empacotas e enviadas para o destino por meio das atividades realizadas pelo microcontrolador. Dentre estas atividades, a que possui maior prioridade é a aquisição dos dados dos ADCs, uma vez que estes operam continuamente e qualquer atraso na leitura de uma amostra pode resultar em perda de informação.

O algoritmo elaborado para ser executado no módulo digital é composto por duas *threads* – a principal e a de tratamento de interrupção – a primeira é responsável por inicializar todo o sistema e esperar até que existam amostras suficientes dos sensores de corrente (N_c), para então realizar outras tarefas. Uma vez que as N_c amostras são salvas, o algoritmo segue adiante com outras atividades da *thread* principal, as quais compreendem a leitura dos dados dos ADCs de outros sensores, como de temperatura e tração, e o repasse dos dados para o módulo de comunicações.

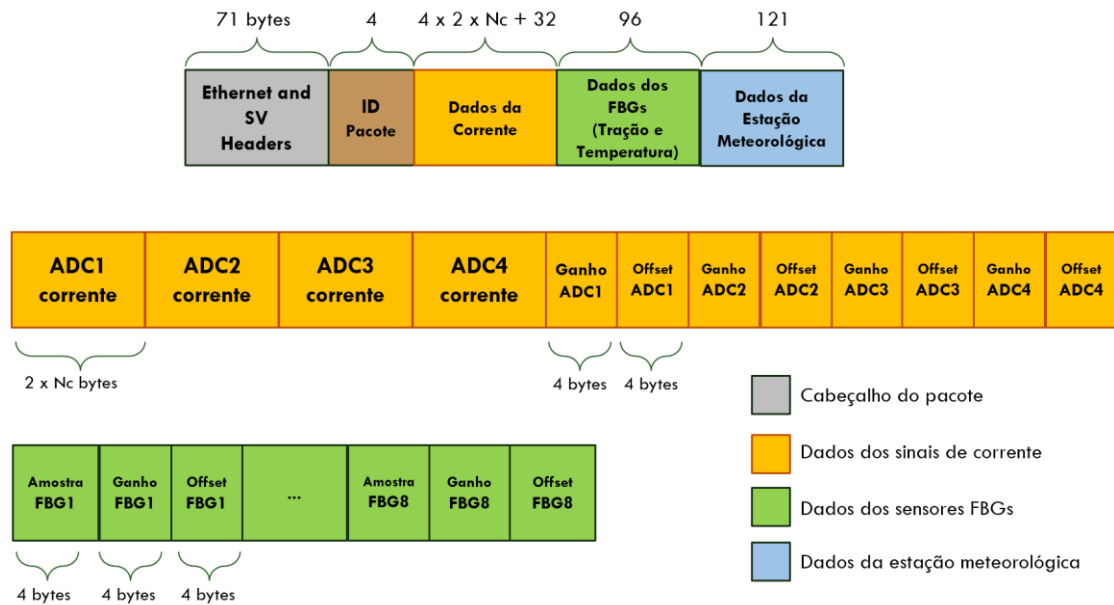
A segunda *thread* (interrupção) é executada periodicamente, em intervalos de T_s (período de amostragem), calculados pela razão $1/F_s$, em que F_s é a frequência de amostragem e equivale 15360 Hz. A interrupção é gerada pelo ADC externo que captura as amostras dos sinais de corrente e emite um pulso sempre que uma nova amostra é digitalizada.

A cada interrupção, o contador de amostras é incrementado e ao alcançar o valor de N_c , os sinais provenientes dos sensores de temperatura e tração são digitalizados e N bytes de informação são repassados ao módulo de comunicações. Estas informações incluem as amostras digitais e todos os parâmetros do condicionamento analógico, como ganhos e tensões de ajuste *offset*. Dessa forma, é possível recuperar as informações esperadas, tais como: a corrente no condutor, a temperatura e a tração.

3.2.1 Descrição do pacote enviado pelo interrogador

As informações acerca dos dados capturados estão organizadas de acordo com a estrutura ilustrada na Figura 19.

Figura 19 – Estrutura dos pacotes que são enviados pelo protocolo *Ethernet*.



Fonte: Adaptado de (TECCON, 2020).

Os dados de corrente possuem N_c amostras, cada uma representada por 2 *bytes*, tal como mostrado na Figura 19. E cada canal de ADC possui a informação complementar de ganho e *offset* que foi aplicada ao sinal capturado. Como são quatro canais de ADC, os dados referentes à corrente perfazem um total de $8N_c + 32$ *bytes*. Considerando inicialmente o valor de N_c equivalente a 128 amostras, tem-se que cada quadro *Ethernet* carrega 128 amostras do sinal de corrente para cada um dos 4 ADCs. Logo, o total de bytes referentes aos dados de corrente por quadro *Ethernet* é igual a 1056.

Por meio do sistema de transporte, os dados de corrente farão uso do serviço de comunicações SV, pela Norma IEC 61850, encapsulado pelo protocolo *Ethernet*, em seu padrão *Fast Ethernet*, para transmitir a forma de onda da corrente para o destinatário final.

Portando, a unidade de aquisição e processamento dos sinais óptico-elétricos do sistema TECCON está preparada para a utilização dos conceitos de POW, no nível de transmissão de energia elétrica de alta e extra alta tensão, devido a sua elevada taxa de amostragem da forma de onda, o condicionamento do sinal e a presença de conversores analógicos-digital (ADCs), no supracitado dispositivo eletrônico.

4 APLICAÇÃO DE UM ALGORITMO DE ESTIMAÇÃO DE FASORES

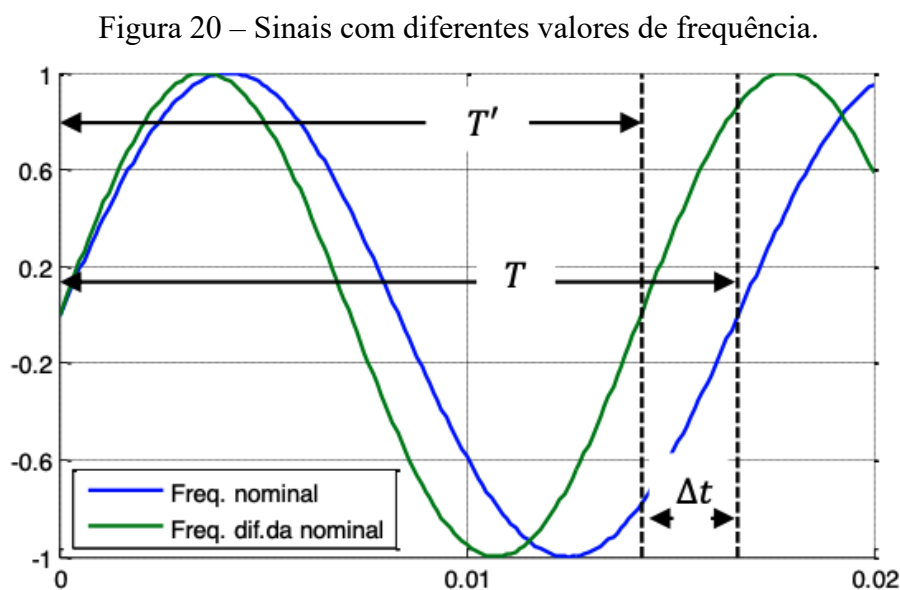
A codificação de um algoritmo de estimação de fasores para cálculo da magnitude e ângulo do sinal capturado é importante, neste trabalho, para avaliar a resposta desse sinal em cada nível de corrente elétrica, através de simulações com o algoritmo compilado. Este algoritmo foi proposto por Vieira (2014), e adaptado neste trabalho de pesquisa.

Dessa forma, o desenvolvimento de algoritmos de estimação de fasores é geralmente baseado na transformada DFT – *Discret Fourier Transform* (NGUYEN; LI, 2006). A Equação (16) expressa o cálculo do fasor da frequência fundamental, através da DFT.

$$\bar{X}_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot e^{-\frac{j2\pi n k}{N}} \quad (16)$$

onde N é o número total de amostras do sinal na janela analisada, e x_n é a amplitude do sinal na amostra n .

A DFT gera resultados melhores quando a frequência de amostragem é um número inteiro, múltiplo da frequência do sistema. Contudo, quando ocorrem variações da frequência do sistema, os resultados tendem a se degradarem. Isto é resultante do fenômeno denominado vazamento espectral, ou “janelamento”, que ocorre devido ao uso de janela de tempo de período constante, que acarreta no truncamento do sinal (VIEIRA, 2014). Tal situação pode ser observada na Figura 20.



Fonte: Vieira (2014).

Boa parte do que se refere a desenvolvimento de PMU se baseia no uso de algoritmos de taxa de amostragem constante (DOTTA et al., 2013). Essa mesma abordagem é utilizada para o desenvolvimento do algoritmo de estimação de fasores.

No cálculo, N é o número de amostras do sinal, na janela de tempo utilizada para obtenção do fasor, isto é:

$$N = \frac{T}{\Delta t} \quad (17)$$

Onde o Δt é o tempo entre as amostras, o qual é constante. T é o período da janela. Considerando o cálculo de 1 fasor por ciclo, T deve ser tal que:

$$T = \frac{1}{f} \quad (18)$$

Quando a frequência se desvia em Δf do valor nominal, o período do sinal passa a ser:

$$T' = \frac{1}{f + \Delta f} \quad (19)$$

Como o período da janela de cálculo de fasor se mantém constante, isto acaba provocando o truncamento do sinal, e conseqüentemente erros de vazamento espectral.

Dessa forma, procurou-se uma rotina que corrigisse o tamanho da janela de tempo, reduzindo os erros causados pela variação de frequência. Considerando que a taxa de cálculo de fasores é elevada, a frequência de um fasor X_k pode ser obtida por:

$$f_k = f_0 \frac{\theta_k - \theta_{k-1}}{360 \cdot (t_k - t_{k-1})} \quad (20)$$

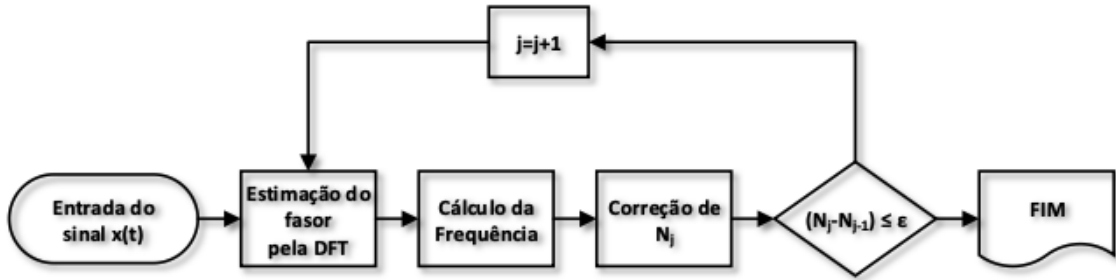
Então a correção da janela de tempo é feita pela Equação (21), e o número de amostras do sinal pela Equação (22):

$$T_k = T \cdot \frac{f_0}{f_k} \quad (21)$$

$$N_k = N \cdot \frac{f_0}{f_k} \quad (22)$$

O diagrama de blocos correspondente a este processo está ilustrado na Figura 21.

Figura 21 – Diagrama de blocos do algoritmo de cálculo de fasor.



Fonte: Vieira (2014).

O algoritmo codificado apresenta melhor exatidão quando comparado ao uso da DFT tradicional. Contudo, ainda persiste um problema referente ao número de amostras da janela. De acordo com a Equação (22), a correção realizada implica que, em praticamente todos os casos, o número de amostras corrigido N' não será um número inteiro. Isto pode ser observado na representação do sinal na Figura 22. Para que não haja problema de vazamento espectral, o somatório da Equação (16) deve ser feito sobre um ciclo completo da senoide. Nestas condições, e supondo o sinal da Figura 22, isto implica no conhecimento do valor de $x_{N'-1}$. Como visto, o índice $N'-1$ tende a ser decimal, não sendo mais possível aplicar a Equação (16) na sua forma original. Dessa forma, tentou-se estender a equação da DFT para considerar o caso em que o número total de amostras do sinal não é um inteiro.

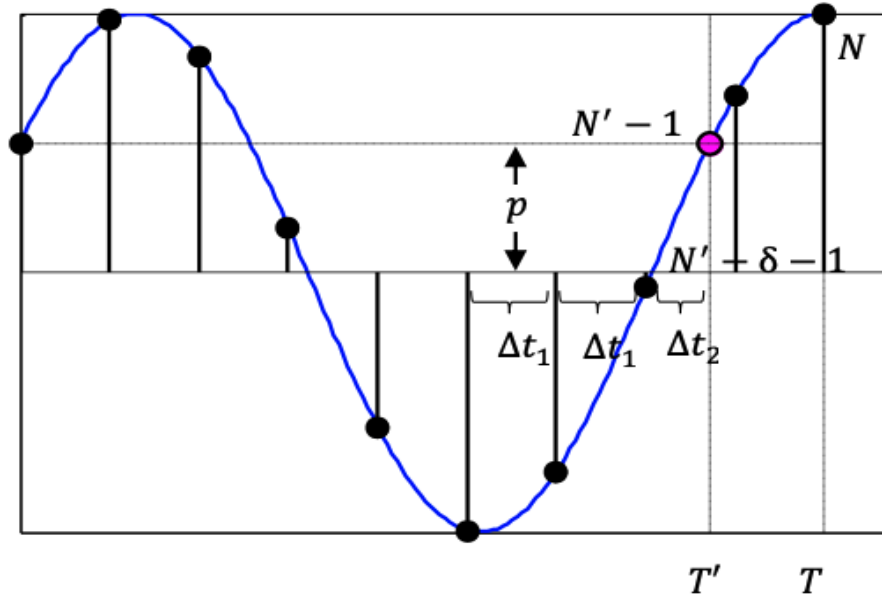
A DFT tem origem na Transformada de Fourier, que, quando calculada para um intervalo de tempo T , é definida pela Equação (23).

$$X(f) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) e^{-i2\pi ft} dt \quad (23)$$

No caso do sinal apresentado na Figura 22, pode-se então reescrever a Equação (23) da seguinte forma:

$$X(f) = \frac{1}{T'} \int_0^{T'} x(t) e^{-i2\pi ft} dt \quad (24)$$

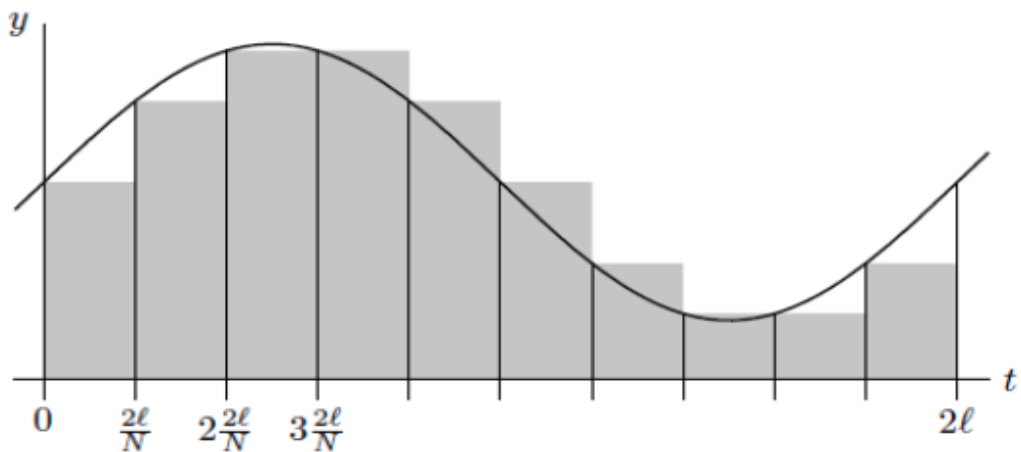
Figura 22 – Representação da amostragem de um sinal fora da frequência nominal.



Fonte: Vieira (2014).

A passagem da Transformada de Fourier de tempo contínuo para a Transformada de Fourier de tempo discreto pode ser realizada através da aproximação por Somas de Riemann (KERL, 2008). Esta abordagem permite calcular a área inferior à curva de um gráfico, como ilustrado na Figura 23.

Figura 23 – Aproximação por Somas de Riemann.



Fonte: Zeni (2019).

Considerando o número de amostras $N' = N + \delta$, onde δ é a parte decimal de N' , aplicando as Somas de Riemann na Equação (24), obtemos a aproximação em tempo discreto, dada pela Equação (25).

$$\bar{X} = \frac{1}{T'} \left[\sum_{n=0}^{\bar{N}-1} x(t_n) \cdot e^{-i2\pi f t_n \cdot \Delta t_1} + x(t_{N'-1}) \cdot e^{-i2\pi f t_{N'-1} \cdot \Delta t_2} \right] \quad (25)$$

Na frequência fundamental, temos:

$$\bar{X} = \frac{1}{T'} \left[\sum_{n=0}^{\bar{N}-1} x(t_n) \cdot e^{-i2\pi \frac{1}{T'} n \Delta t_1 \cdot \Delta t_1} + x(t_{N'-1}) \cdot e^{-i2\pi \frac{1}{T'} (N'-1) \Delta t_2 \cdot \Delta t_2} \right] \quad (26)$$

Considerando que:

$$T' = \bar{N} \times \Delta t_1 + \Delta t_2 \quad (27)$$

É obtida a Equação (28), que representa a aplicação da DFT para uma janela com número de amostras de números não inteiros:

$$\bar{X} = \frac{1}{N'} \left[\sum_{n=0}^{\bar{N}-1} x(t_n) \cdot e^{-\frac{i2\pi n}{N'}} + x(t_{N'-1}) \cdot e^{-\frac{i2\pi(N'-1)}{N'}} \cdot \delta \right] \quad (28)$$

Pode-se ainda reescrever da seguinte forma:

$$\bar{X} = \frac{1}{N'} [A + B] \quad (29)$$

Onde:

$$A = \sum_{n=0}^{\bar{N}-1} x(t_n) \cdot e^{-\frac{i2\pi n}{N'}} \quad (30)$$

$$B = x(t_{N'-1}) \cdot e^{-\frac{i2\pi(N'-1)}{N'}} \cdot \delta \quad (31)$$

A equação obtida permite separar o somatório A , que contém somente índices de valor inteiro, e a parte B que considera o índice decimal fora do somatório. O último detalhe é a obtenção da amplitude da onda no instante $t_{N'-1}$. Considerando que o intervalo de tempo entre uma amostra e outra é muito pequeno, o valor de $x(t_{N'-1})$ é obtido traçando-se uma reta linear entre os pontos $x(t_{N'-2})$ e $x(t_{N'-\delta+1})$, ou seja:

$$x(t_{N'-1}) = x(t_{N'-2}) + [x(t_{N'-\delta-1}) - x(t_{N'-\delta-2})] \times \delta \quad (32)$$

4.1 ERRO VETORIAL TOTAL

Para determinar a qualidade da medição fasorial nas condições de testes deste trabalho, a Norma IEEE C37.118.1-2011 define que os erros de amplitude e de fase sejam avaliados de forma conjunta, através do índice denominado Erro Vetorial Total, ou *Total Vector Error* (TVE). O TVE corresponde à diferença entre o valor do fasor verdadeiro e aquele calculado pela PMU, sendo obtido através da Equação (33).

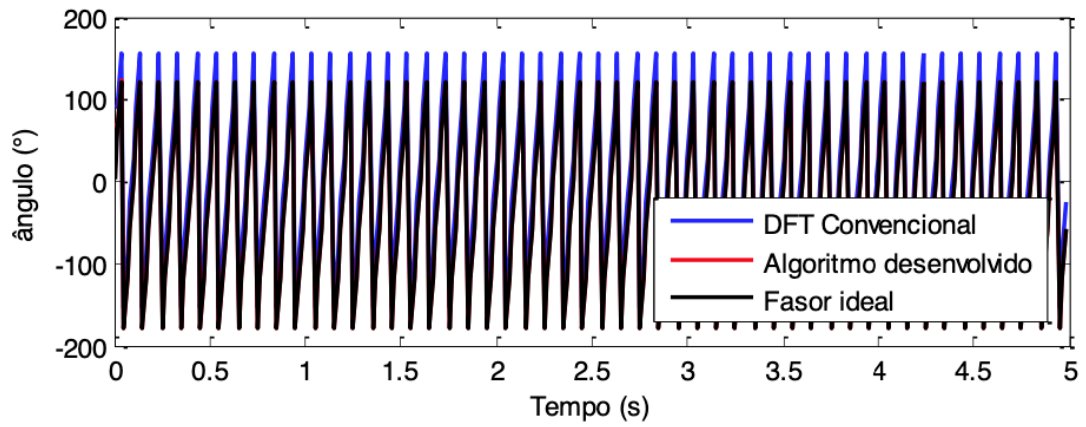
$$TVE = \sqrt{\frac{[\hat{X}_r(n) - X_r(n)]^2 + [\hat{X}_i(n) - X_i(n)]^2}{[X_r(n)]^2 + [X_i(n)]^2}} \quad (33)$$

Onde X_r e X_i são, respectivamente, as partes real e imaginária do fasor verdadeiro, e \hat{X}_r e \hat{X}_i as partes real e imaginária do fasor fornecido pela PMU. n é o índice que identifica o fasor na sequência de amostras. Como se pode observar, o TVE permite, com um único valor, avaliar de forma combinada o erro de sincronização de tempo, de ângulo de fase, e de magnitude. Para a maioria das situações, a Norma estabelece que o TVE deve respeitar o limite de 1%. Isto quer dizer que $TVE \leq 0,01$.

A seguir, é apresentado um exemplo de resultado obtido pelo algoritmo de estimação de fasores. Considerando um sinal de 70 Hz, descrito pela Equação 34, com um tempo de simulação de 5 segundos e taxa de amostragem de 15360 Hz, os gráficos do ângulo do fasor e TVE do sinal calculado pelo algoritmo estão apresentados nas Figuras 24 e 25.

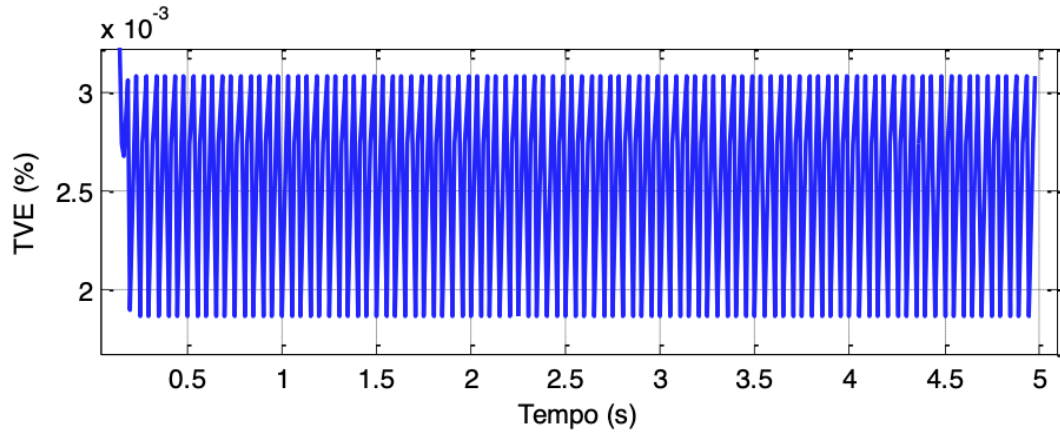
$$x(t) = 200 \times \cos(2 \cdot \pi \cdot 70 \cdot t + 30^\circ) \quad (34)$$

Figura 24 – Ângulo do sinal calculado pelo algoritmo.



Fonte: Adaptado de (VIEIRA, 2014).

Figura 25 – TVE do sinal calculado pelo algoritmo.



Fonte: Adaptado de (VIEIRA, 2014).

5 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Nesta seção, são discorridas avaliações realizadas com *setup* de teste, a fim de caracterizar e estimar a precisão dos componentes envolvidos no esquema do sensor óptico para o monitoramento de corrente elétrica.

Conseqüentemente, os testes exibidos nesta seção buscam caracterizar o comportamento do interrogador, pela comparação entre o sinal recuperado em *S1* e *S2* com um sinal real, através de um gerador de corrente, monitorado através de um alicate amperímetro.

Nos testes, o sinal senoidal de 60 Hz é gerado com valores de amplitude de 100 A RMS, 500 A RMS e 900 A RMS. O sinal recuperado (*S1* e *S2*), leva em consideração os ganhos do condicionamento do interrogador, os quais são compensados digitalmente. Por fim, o sinal digitalizado e compensado é comparado com uma forma de onda ideal gerada em simulação.

5.1 CAPTURA DOS QUADROS ETHERNET COM WIRESHARK

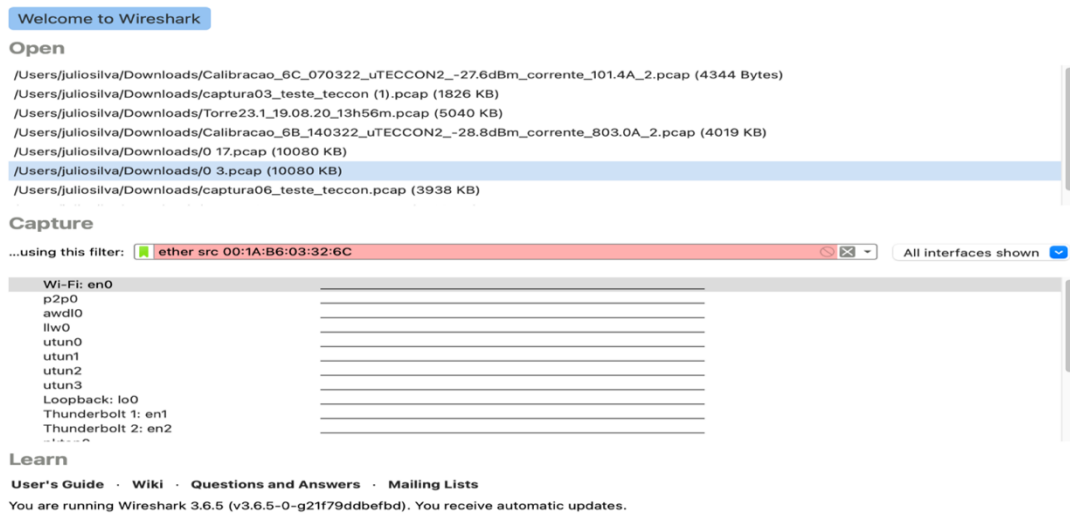
A partir do sinal óptico do sensor, pode-se recuperar o sinal de corrente no condutor através dos cálculos para digitalização do sinal AC e condicionamento eletrônico no *hardware*.

Como já mencionado, a conversão analógica-digital dos sinais provenientes do sensor de corrente é realizada através da conversão ADC configurada para capturar 4 canais simultaneamente, correspondentes aos sinais *S1* e *S2*, em uma taxa de 15360 Hz de forma ininterrupta. Cada quadro *Ethernet* carrega 128 amostras do sinal de corrente para cada um dos 4 ADCs, ou seja, meio ciclo da senoide. Para um (1) ciclo completo, precisa-se de dois quadros *Ethernet* (256 amostras).

Dessa maneira, com o auxílio de simulações no ambiente Matlab e capturas dos quadros *Ethernet* com o *software* Wireshark *Network Protocol Analyser*, obtém-se o sinal de um ciclo completo do sinal de corrente recuperado (256 amostras). O passo a passo é detalhado a seguir:

No *software* Wireshark, digita-se no filtro o endereço de MAC da placa que está sendo utilizada, conforme Figura 26.

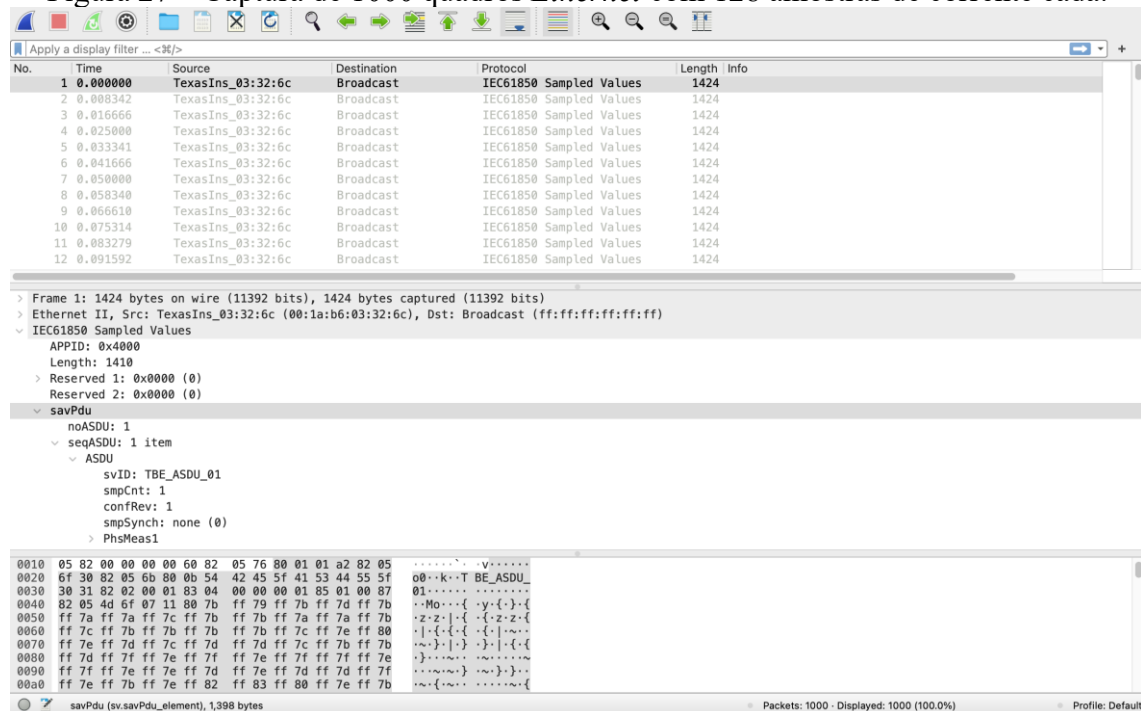
Figura 26 – Configuração do filtro para captura da placa final 6C.



Fonte: Próprio autor.

Em seguida, iniciou-se a captura de 1000 quadros *Ethernet* com 128 amostras de corrente cada. O algoritmo em Matlab desconsidera um (1) quadro quando executado o código. No final, salvou-se o arquivo de captura do sinal de corrente com valores de amplitude de 100 A RMS, 500 A RMS e 900 A RMS no formato .pcap para cada cenário de teste executado.

Figura 27 – Captura de 1000 quadros *Ethernet* com 128 amostras de corrente cada.

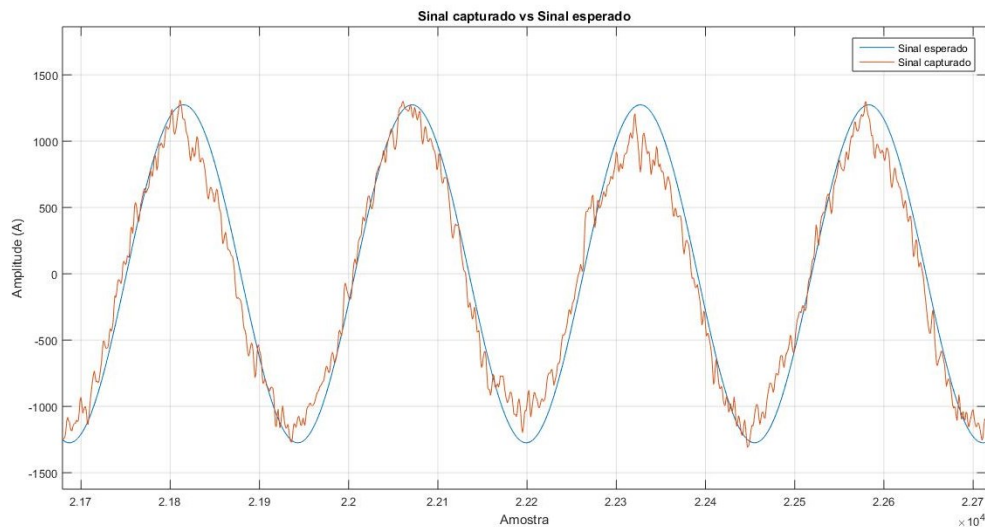


Fonte: Próprio autor.

5.1.1 Leitura do arquivo .pcap com Matlab

Para realizar a leitura dos dados (sinal recuperado) dos arquivos de captura no formato .pcap, executa-se o *script* em Matlab chamado *wireshark_scanner_from_pcap.m*, o qual é capaz de ler as informações contidas nos quadros encapsulados através do protocolo SV e transportados pelo protocolo *Ethernet* para cada intensidade de corrente elétrica definida. Dessa forma, na Figura 28, temos na saída a representação do sinal da corrente recuperada (sinal capturado – cor azul) através da leitura dos fotodetectores. O sinal esperado, representado na cor laranja, é obtido através da função seno, em ambiente Matlab. O sincronismo dos dois sinais é realizado manualmente.

Figura 28 – Exemplo de sinal de corrente recuperado vs sinal esperado (900 A RMS).



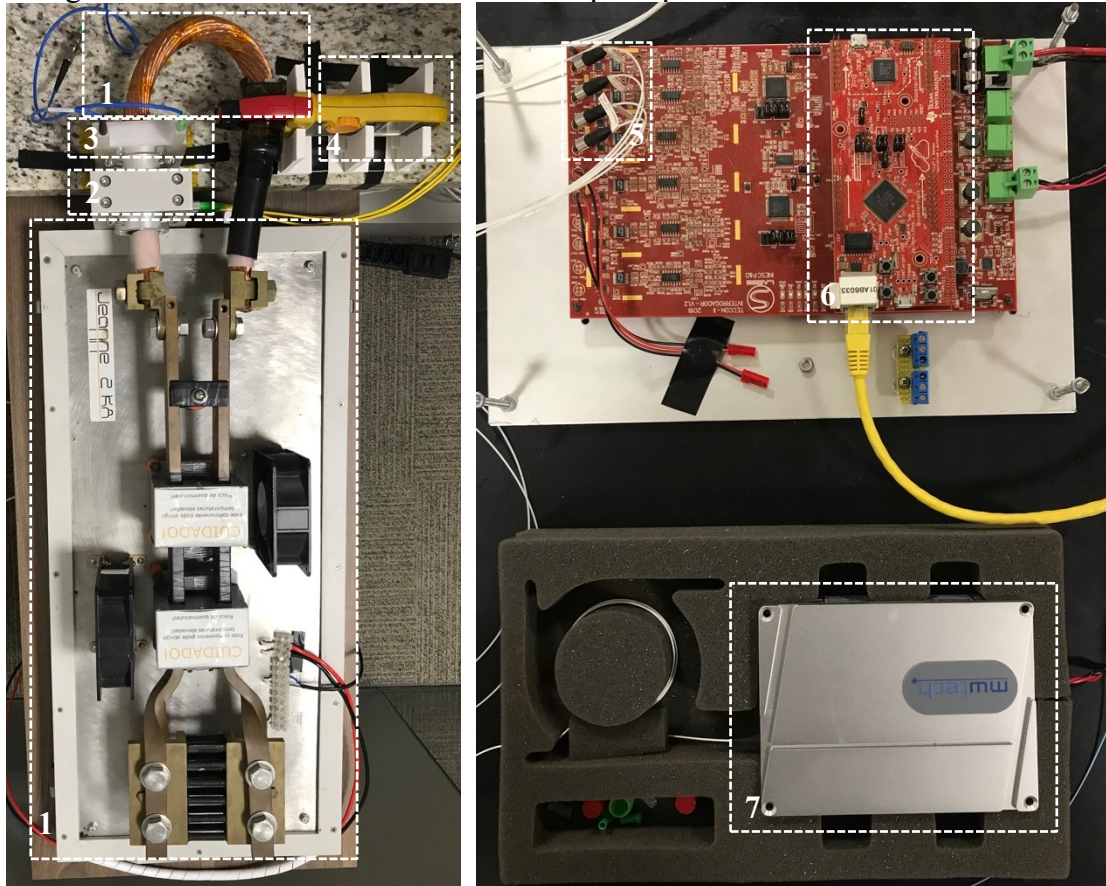
Fonte: Próprio autor.

Na sequência, são apresentados quatro cenários de testes, cada cenário com uma configuração diferente de *setup* para ensaio. A principal diferença entre os cenários, detalhados nos próximos subcapítulos, são a fonte óptica e o sensor óptico (tipo Bulk ou fibra sensora). À vista disso, é possível avaliar, dentre os quatro, o melhor cenário para obter o fasor do sinal de corrente capturado com tecnologia de sensores em fibras ópticas.

O *setup* de teste, comum para todos os cenários, permite simular uma linha de transmissão em laboratório, utilizando um cabo condutor de cobre, sobre o qual é montado o sensor óptico para leitura da corrente elétrica. O cabo condutor está conectado a uma fonte de corrente que permite aferir, de forma controlada, a intensidade da corrente elétrica no

condutor, com auxílio de alicate amperímetro, a partir da variação de um regulador de tensão próprio de entrada. Assim, o conjunto apresentado na Figura 29 possibilita simular uma LT em laboratório.

Figura 29 – Simulador de LT com sensor óptico para leitura de corrente elétrica.



Fonte: Próprio autor.

Conforme apresentado na Figura 29, o campo 1 é formado pela fonte de corrente e cabo condutor de cobre. Já no campo 2 está localizado o polarizador, o sensor óptico do tipo Bulk e o PBS (mesmo invólucro). No campo 3, temos o sensor tipo fibra sensora. O campo 4 é constituído pelo alicate amperímetro. No campo 5, apresentamos os fotodetectores, e, no campo 6, o módulo de comunicação baseado no protocolo SV. A fonte óptica (ASE) é apresentada no campo 7.

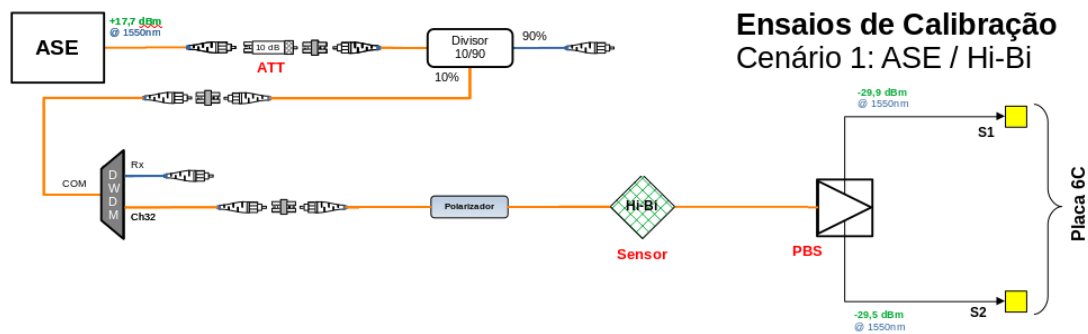
Ressalta-se que, neste *setup* de teste, desprezou-se os possíveis erros produzidos pelo gerador de corrente, bem como as perdas do sistema de alimentação monofásico.

5.2 ENSAIO DE TESTE COM CENÁRIO I

Apresentado na Figura 30, o primeiro cenário é composto por uma fonte óptica de amplo espectro e totalmente despolarizada (ASE – *Amplified Spontaneous Emission*) com potência de +17,7 dBm, sucedido por um atenuador de 10 dBm e um divisor óptico de entrada, passando por um DWDM (*Dense Wavelength Division Multiplexing*) o qual permitirá estreitar a largura de comprimento de onda (em torno de 1550 nm). O sinal óptico continua para um polarizador e fibra sensora (exposta ao campo magnético), e, por fim, o PBS (que dividirá o sinal em quadratura – S1 e S2).

Todo o conjunto atenua o sinal de entrada, de tal forma que em suas duas saídas estejam presentes um nível de potência óptica de -29,9 dBm e -29,5 dBm, respectivamente.

Figura 30 – *Setup* de teste para o cenário I.

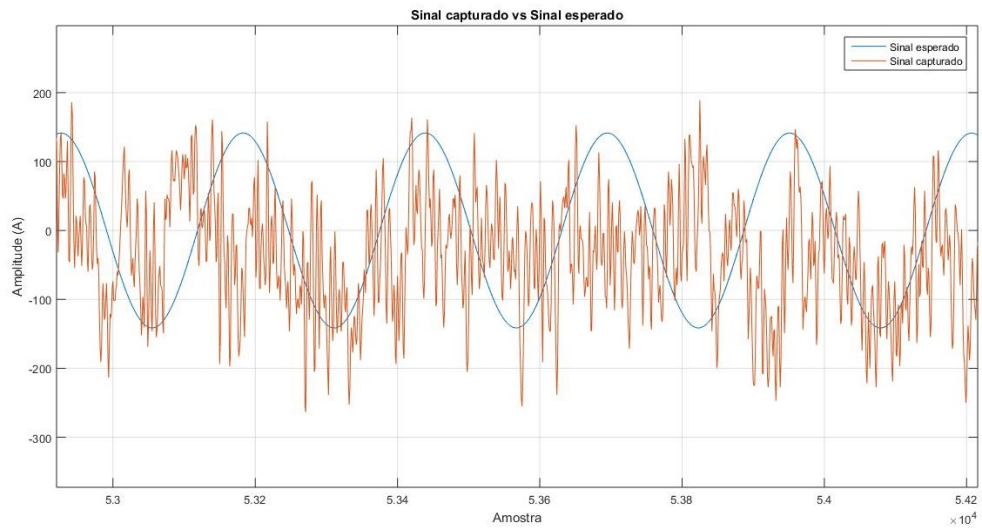


Fonte: Próprio autor.

Para que seja possível certificar os valores de potência óptica na entrada de cada fotodetector (FD1 e FD2), visando atender ao critério de igualdade entre os sinais de entrada S1 e S2 da placa eletrônica, utilizou-se um *Power Meter* (PM) óptico com λ centrado em 1550 nm para este tipo de sensor.

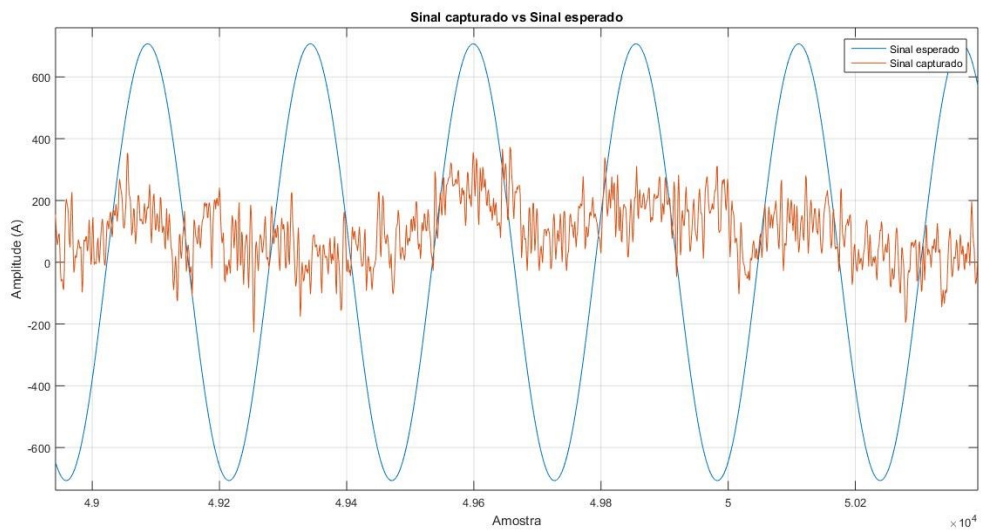
Os resultados da leitura do sinal capturado para cada amplitude de corrente elétrica estão apresentados nas Figuras 31, 32 e 33.

Figura 31 – Sinal capturado vs sinal esperado (100 A RMS) para o cenário I.



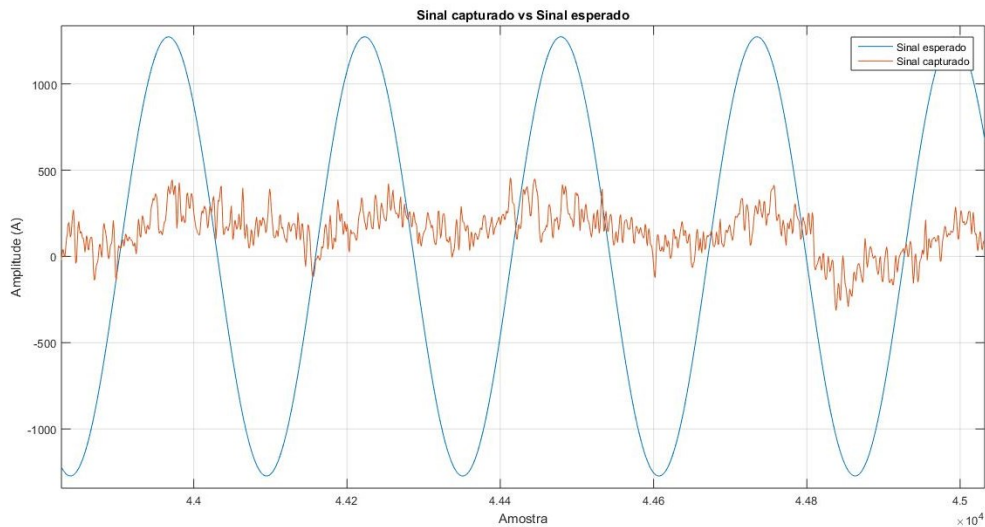
Fonte: Próprio autor.

Figura 32 – Sinal capturado vs sinal esperado (500 A RMS) para o cenário I.



Fonte: Próprio autor.

Figura 33 – Sinal capturado vs sinal esperado (900 A RMS) para o cenário I.



Fonte: Próprio autor.

Comentários: No gráfico do sinal de corrente capturado versus sinal esperado para intensidade de 100 A RMS (Figura 31), é possível verificar uma baixa qualidade nas amostras capturadas e com alto índice de ruído no sinal apresentado.

Nas Figuras 32 e 33, observam-se os maiores desvios produzidos do sinal capturado, sendo que a média do erro para a amplitude de corrente de 500 A RMS e 900 A RMS são da ordem de 44,98% e 60,71%, respectivamente.

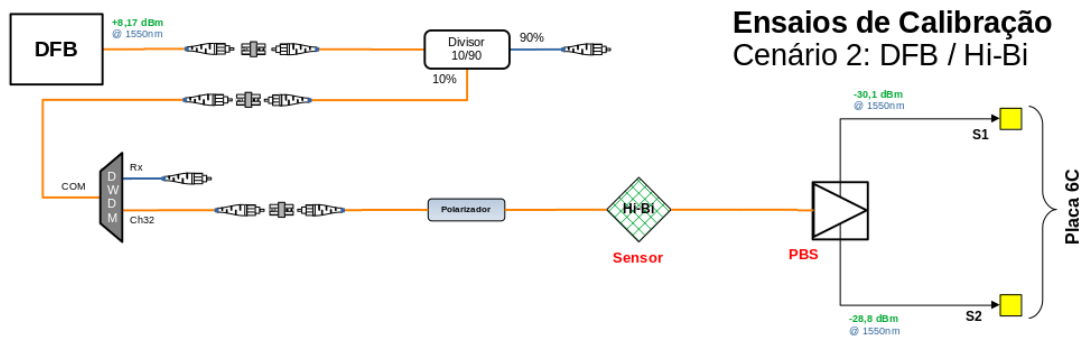
Tais resultados confirmam que o arranjo do cenário I não é o ideal para medição de corrente elétrica através de sensor óptico.

5.3 ENSAIO DE TESTE COM CENÁRIO II

O conjunto apresentado no segundo cenário, Figura 34, utiliza-se uma fonte de laser com retroação distribuída (DFB – *Distributed-Feedback Laser*) com potência óptica de +8,17 dBm e comprimento de onda na faixa de 1550 nm, acrescido por um divisor óptico de entrada, passando por um DWDM. O sinal óptico segue para um polarizador e fibra sensora (exposta ao campo magnético), e, por fim, o PBS (que dividirá o sinal em quadratura – S1 e S2).

Com este cenário, obtêm-se os valores de potência óptica de saída de -30,1 dBm (S1) e -28,8 dBm (S2).

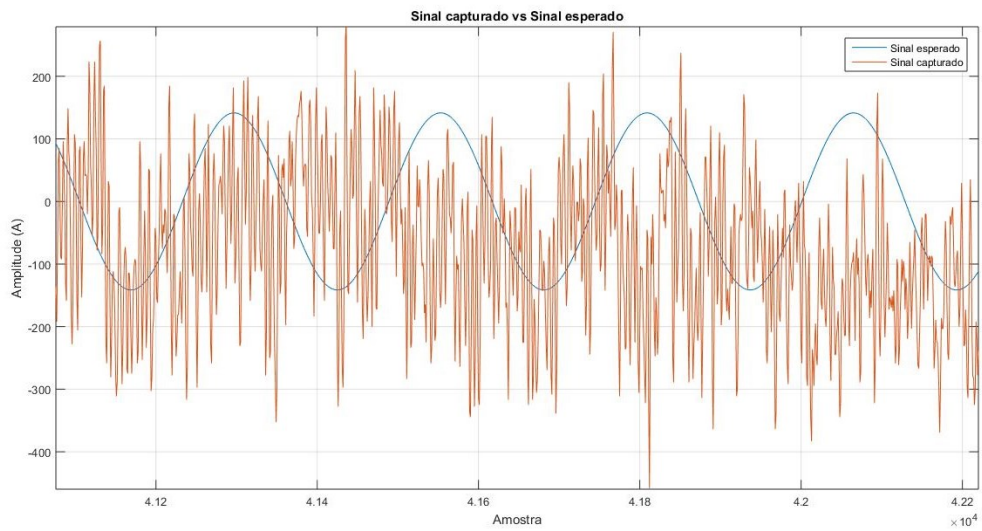
Figura 34 – *Setup* de teste para o cenário II.



Fonte: Próprio autor.

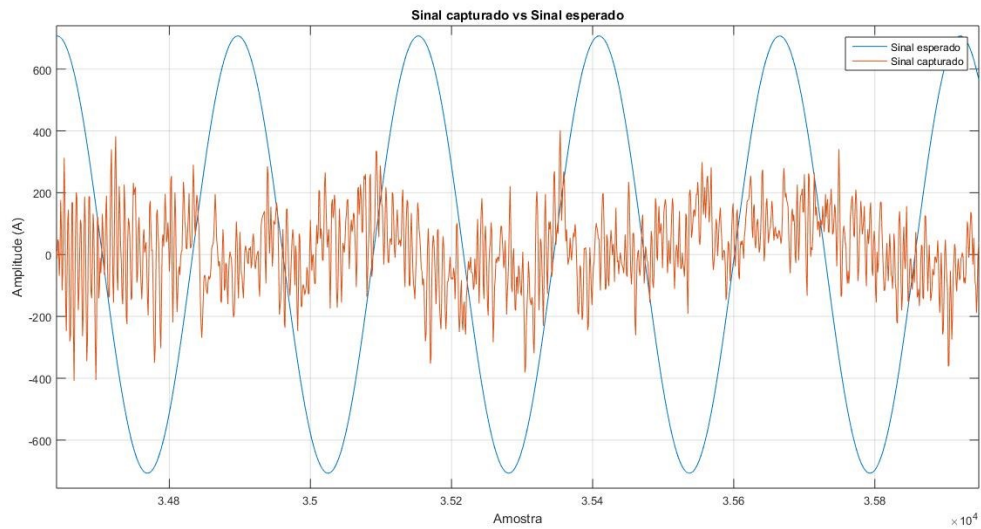
As Figuras 35, 36 e 37 ilustram graficamente os resultados da leitura do sinal capturado para cada amplitude de corrente elétrica.

Figura 35 – Sinal capturado vs sinal esperado (100 A RMS) para o cenário II.



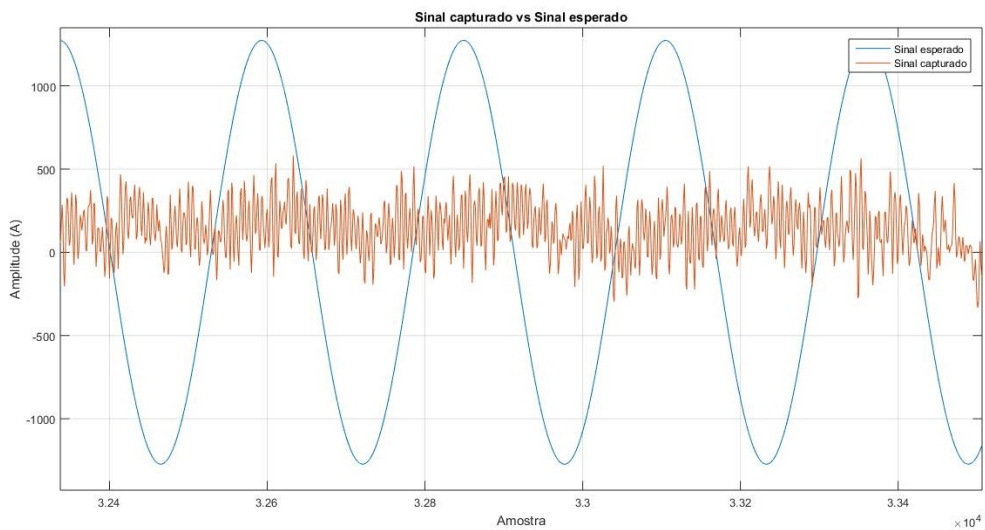
Fonte: Próprio autor.

Figura 36 – Sinal capturado vs sinal esperado (500 A RMS) para o cenário II.



Fonte: Próprio autor.

Figura 37 – Sinal capturado vs sinal esperado (900 A RMS) para o cenário II.



Fonte: Próprio autor.

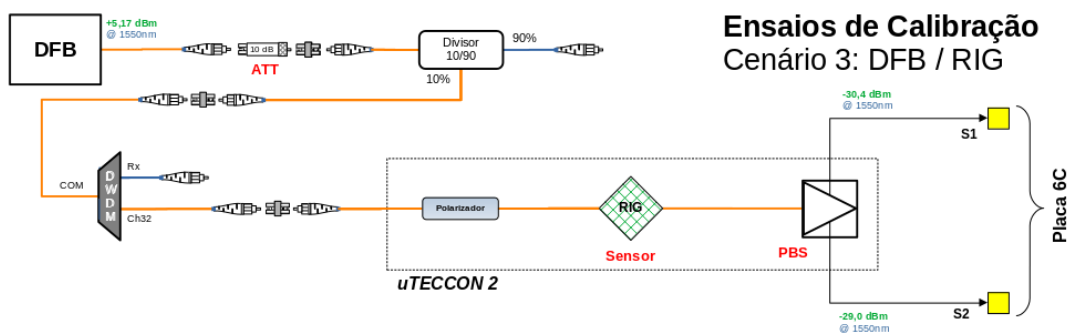
Comentários: Neste *setup*, verifica-se uma semelhança com os resultados obtidos no cenário I. A partir deste ponto é possível concluir que a fonte óptica não compromete a qualidade do sinal capturado e, além disso, o conjunto fibra sensora e PBS pode comprometer as características da amostra para diferentes intensidades de corrente elétrica.

5.4 ENSAIO DE TESTE COM CENÁRIO III

Um terceiro ensaio também é realizado. Consiste no *setup* apresentado na Figura 38, composto por uma fonte de laser com retroação distribuída (DFB), com potência óptica de +5,17 dBm e comprimento de onda na faixa de 1550 nm, acrescido por um atenuador de 10 dB e um divisor óptico de entrada, passando por um DWDM. O sinal óptico segue para um polarizador e sensor óptico do tipo Bulk (Cristal RIG), finalizando o circuito óptico com o PBS (que dividirá o sinal em quadratura – S1 e S2).

Com este cenário, obtêm-se os valores de potência óptica de saída de -30,4 dBm e -29,0 dBm, respectivamente.

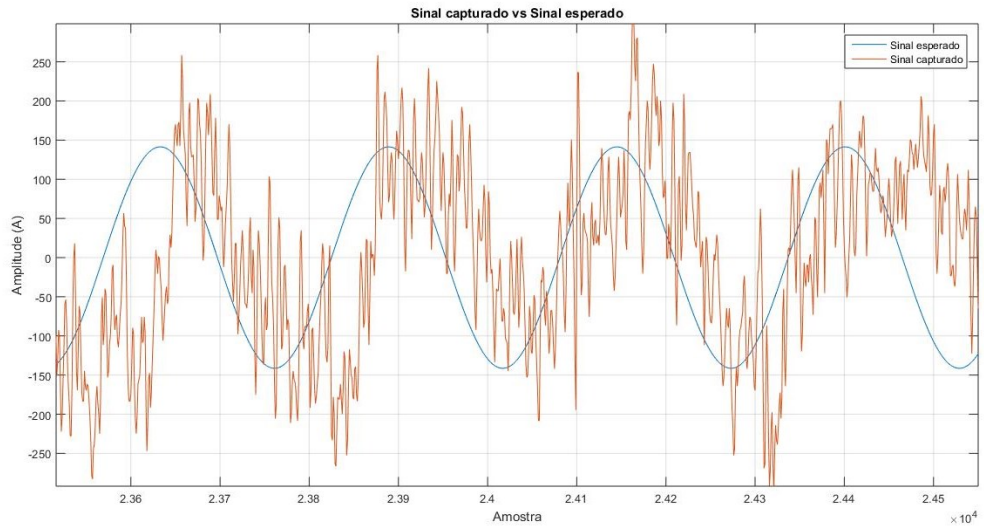
Figura 38 – *Setup* de teste para o cenário III.



Fonte: Próprio autor.

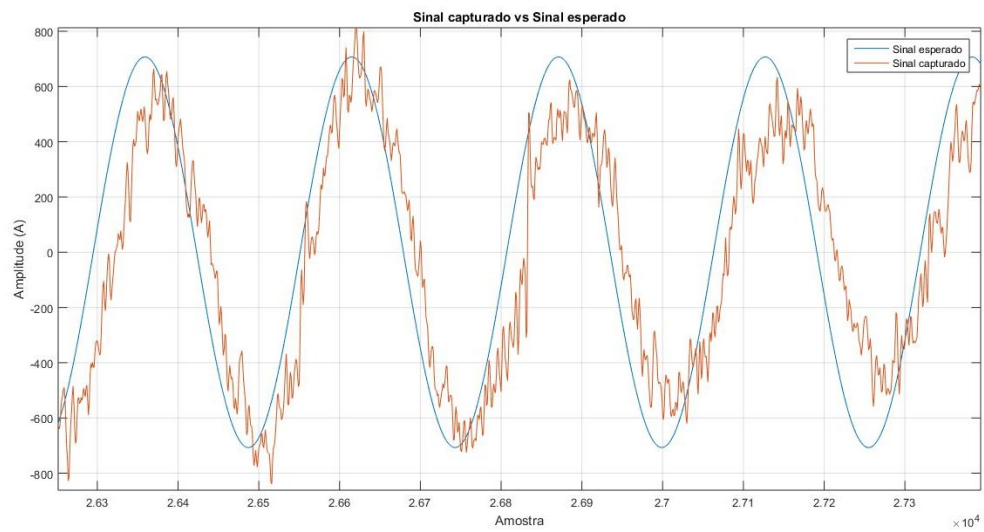
Nas Figuras 39, 40 e 41, estão apresentados os resultados da leitura do sinal capturado para cada amplitude de corrente elétrica.

Figura 39 – Sinal capturado vs sinal esperado (100 A RMS) para o cenário III.



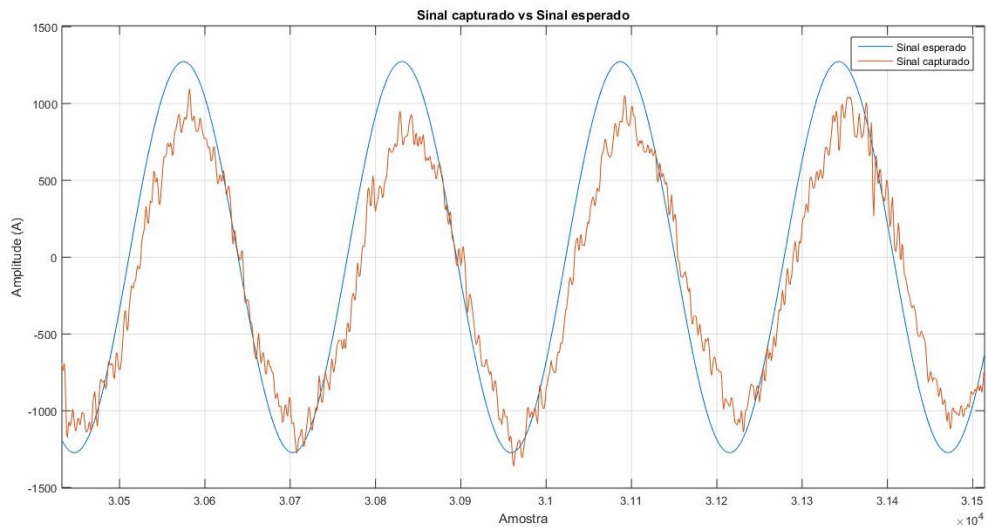
Fonte: Próprio autor.

Figura 40 – Sinal capturado vs sinal esperado (500 A RMS) para o cenário III.



Fonte: Próprio autor.

Figura 41 – Sinal capturado vs sinal esperado (900 A RMS) para o cenário III.



Fonte: Próprio autor.

Comentários: Neste terceiro cenário, nota-se uma melhora nas amostras de sinal capturado comparado com o sinal esperado. Na Figura 39, é possível verificar que ainda persiste um ruído nas amostras, porém é notório a forma senoidal do sinal capturado.

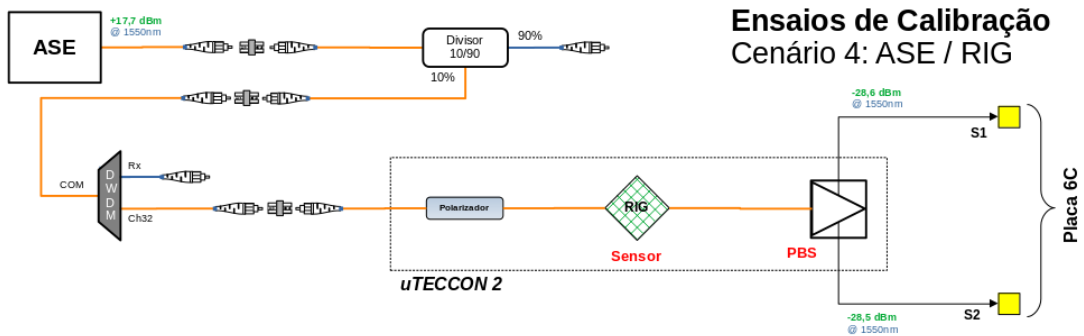
Nas Figuras 40 e 41, observa-se a precisão pico-a-pico do sinal capturado. Os erros médios para amplitudes de corrente de 500 A RMS e 900 A RMS são 11,71% e 13,71%, respectivamente.

5.5 ENSAIO DE TESTE COM CENÁRIO IV

No quarto e último cenário, ilustrado na Figura 42, dispõe-se de uma fonte óptica de amplo espectro e totalmente despolarizada (ASE), com potência de +17,7 dBm, sucedido por um divisor óptico de entrada, passando por um DWDM. O sinal óptico segue para um polarizador e sensor óptico do tipo Bulk (Cristal RIG), finalizando o circuito óptico com o PBS (que dividirá o sinal em quadratura – S1 e S2).

De forma semelhante aos demais cenários, obtêm-se os valores de potência óptica de saída de -28,6 dBm (S1) e -28,5 dBm (S2).

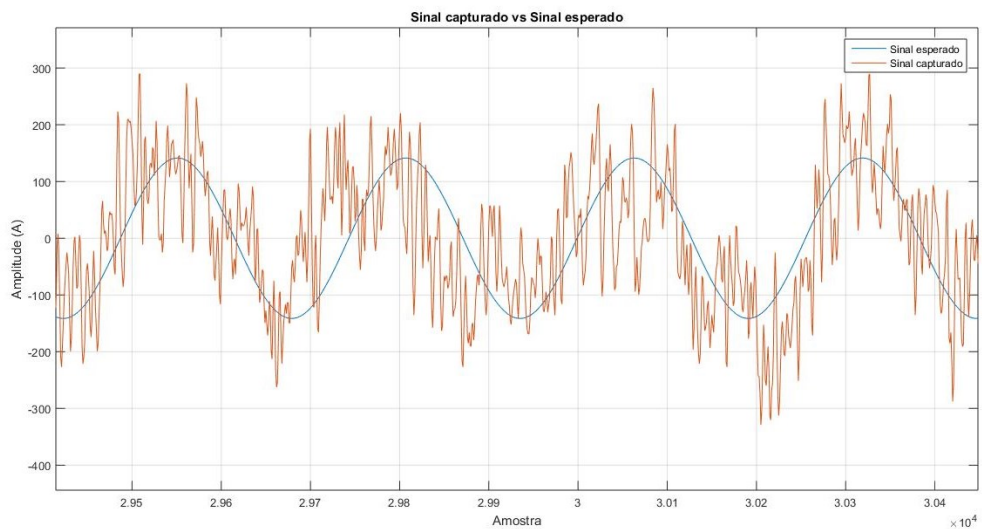
Figura 42 – *Setup* de teste para o cenário IV.



Fonte: Próprio autor.

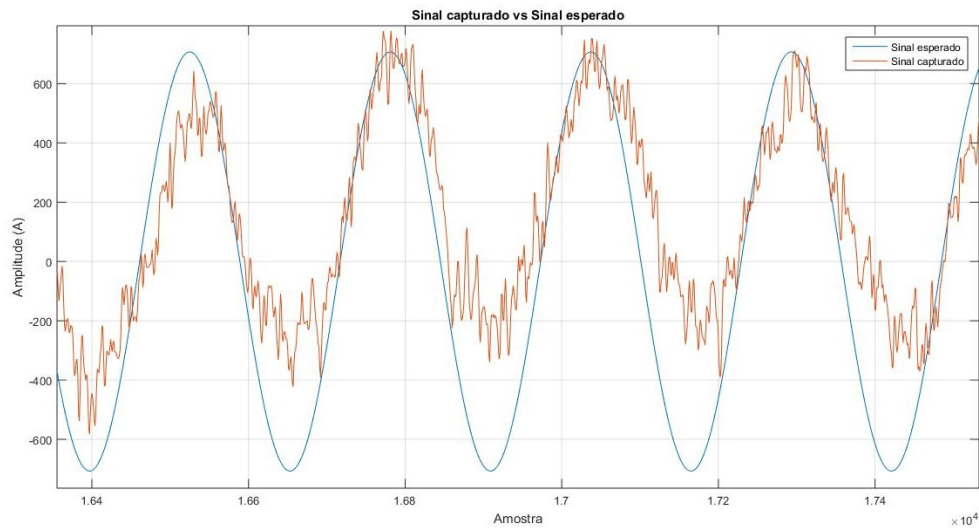
Os resultados da leitura do sinal capturado para cada amplitude de corrente elétrica estão apresentados nas Figuras 43, 44 e 45.

Figura 43 – Sinal capturado vs sinal esperado (100 A RMS) para o cenário IV.



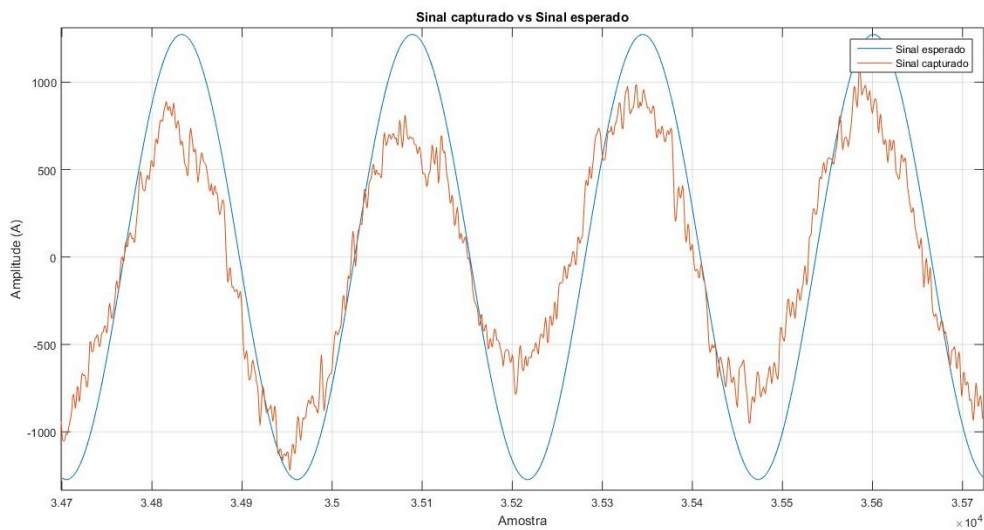
Fonte: Próprio autor.

Figura 44 – Sinal capturado vs sinal esperado (500 A RMS) para o cenário IV.



Fonte: Próprio autor.

Figura 45 – Sinal capturado vs sinal esperado (900 A RMS) para o cenário IV.



Fonte: Próprio autor.

Comentários: De acordo com a Figura 43, verifica-se que ainda continua um ruído nas amostras para intensidade de 100 A RMS. Contudo, é evidente a forma senoidal do sinal capturado.

Como pode ser analisado nas Figuras 44 e 45, a precisão pico-a-pico do sinal capturado teve uma discreta evolução. Os erros médios para amplitudes de corrente de 500 A RMS e 900 A RMS são 7,47% e 11,67%, respectivamente.

A nível de comparação, os valores do cenário IV estão com os menores índices de erro em porcentagem, demonstrando a eficácia do sensor óptico do tipo Bulk (Cristal RIG) neste experimento.

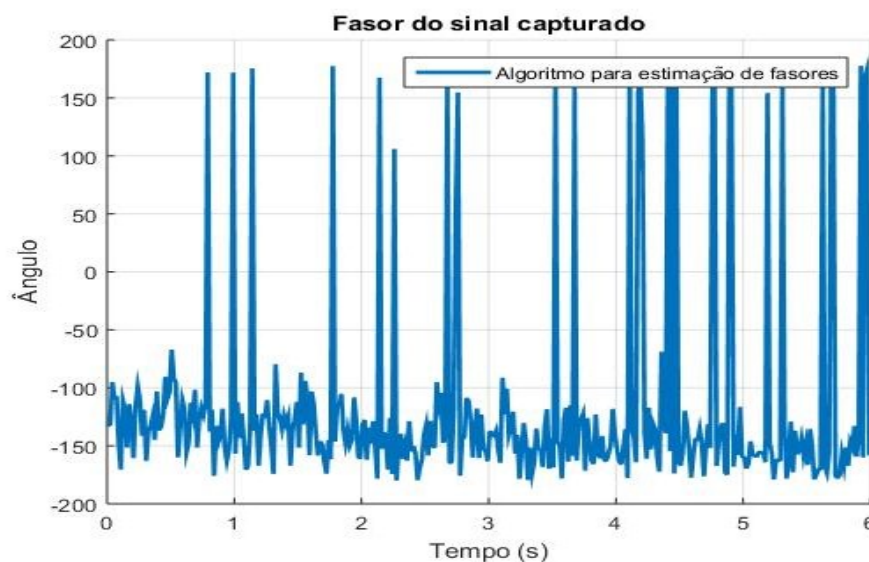
5.6 REPRESENTAÇÃO FASORIAL DO SINAL DE CORRENTE MONITORADO POR MEIO DE SENSORES ÓPTICOS

A codificação neste trabalho de um algoritmo de estimação de fasores não é uma tarefa trivial, uma vez que a Norma de PMU não especifica o algoritmo a ser utilizado para o processamento de sinais. Logo, os detalhes do processo de cálculo de fasor utilizado nas PMUs são segredo industrial, não sendo disponibilizados pelos fabricantes.

A partir dos resultados da leitura do sinal capturado para cada amplitude de corrente elétrica do cenário número quatro (o cenário com resultados mais satisfatórios dentre os quatro propostos), iniciou-se as simulações com o algoritmo para estimação de fasores.

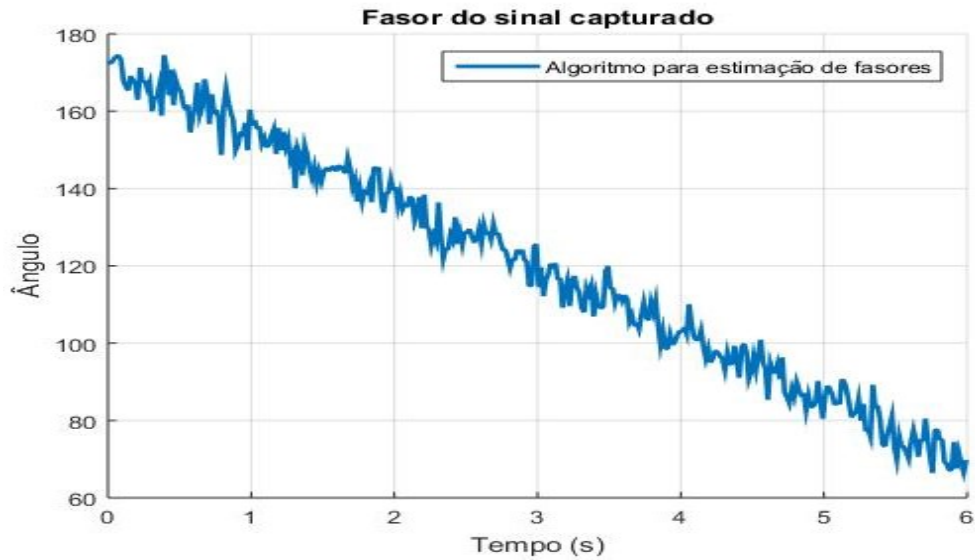
O *script* para estimação de fasores foi implementado em ambiente Matlab e, na sequência, são apresentados os resultados obtidos pelo algoritmo. Considerando um sinal real, com um tempo de simulação de seis segundos e taxa de amostragem de 15360 Hz. Os gráficos dos fasores, calculados a partir do algoritmo, estão apresentados nas Figuras 46, 47 e 48.

Figura 46 – Representação fasorial do sinal de corrente (100 A RMS).



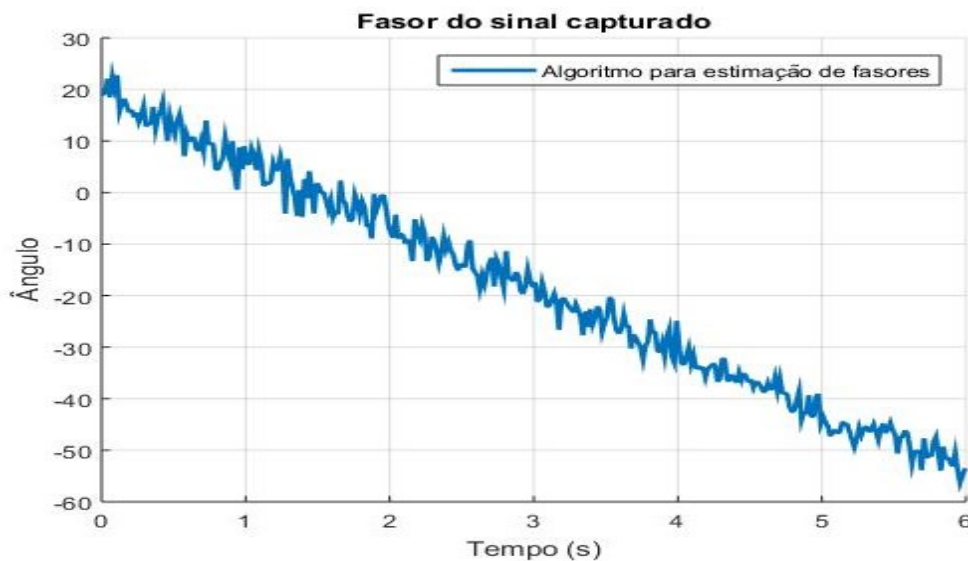
Fonte: Próprio autor.

Figura 47 – Representação fasorial do sinal de corrente (500 A RMS).



Fonte: Próprio autor.

Figura 48 – Representação fasorial do sinal de corrente (900 A RMS).



Fonte: Próprio autor.

Comentários: No que diz respeito ao presente ensaio, a Figura 46 demonstra como o ruído afeta a representação fasorial do sinal de corrente para a intensidade de 100 A RMS, como para 500 A RMS e 900 A RMS. Além disso, os valores dos ângulos absolutos relatados ao longo do tempo foram diminuindo continuamente até atingirem -180 graus, onde, então giraram em torno de +180 graus e continuaram a diminuir.

Segundo a Norma IEEE C37.118.1-2011 os fasores são comumente relatados em ângulos de -180 graus a +180 graus em vez de 0 a 360 graus.

Conforme Figuras 47 e 48, pode-se observar uma melhora na qualidade da representação fasorial, porém ainda persiste o ruído no sinal capturado.

Os resultados dos testes com a configuração do cenário IV, fonte óptica de amplo espectro e totalmente despolarizada (ASE), divisor óptico de entrada, DWDM, polarizador, sensor óptico do tipo Bulk (Cristal RIG) e finalizando o circuito óptico com o PBS, comprova ser o cenário com os melhores componentes e dispositivos disponíveis no laboratório no momento dos testes *in loco*.

As simulações com o algoritmo para estimação de fasores mostram que, para cada valor de intensidade de corrente, o valor do ângulo oscila dentro do tempo de amostragem. Esta instabilidade pode ser explicada como resultado de alguns fatores, nomeadamente devido a:

- Qualidade do sensor (fotodetector), responsável pela conversão dos sinais ópticos/elétricos;
- Para valores de corrente superior a 600 A há limitação de precisão na leitura do instrumento de medição na bancada de teste (alicate amperímetro), na ordem de 1 A;
- Instabilidade na rede elétrica de entrada, circuito monofásico que alimenta o *setup* de teste;
- Aquecimento na estrutura do gerador de corrente no laboratório;
- Não utilização de filtros digitais, em uma etapa de pós-processamento, para a atenuação da oscilação.

Contudo, para diminuir o ruído no sinal capturado, é fundamental a aquisição de fotodetectores com ganho ajustável, sendo necessário investimento nesse componente, não disponível este modelo durante os testes.

Independentemente dos desafios durante os testes de laboratório, a obtenção do fasor do sinal de corrente registrada com a tecnologia de sensores de fibra óptica é promissora e está pronta para uso dos conceitos POW, e, assim, permitir uma avaliação em escala muito maior das características do sistema de energia, particularmente em áreas onde a qualidade da energia normalmente não é monitorada.

6 CONCLUSÃO

O monitoramento da corrente elétrica através do sensoriamento óptico proporciona uma outra maneira na medição da grandeza elétrica em regime permanente e em tempo real. A tecnologia de sensoriamento óptico da corrente elétrica pode ser aplicada com grandes vantagens na substituição dos TCs (Transformadores de Corrente) tradicionais, visto que, de forma integrada a um circuito óptico, permite, de maneira confiável e com menores erros, mensurar o valor da corrente elétrica que percorre um cabo condutor em tempo real.

Ademais, os dispositivos ópticos se valem do fato de não serem afetados por interferência eletromagnética, fenômeno prejudicial muito comum em ambientes severos de alta tensão.

Este trabalho contribui com a estratégia de empregar um algoritmo de cálculo de fasores baseado na DFT, para o cálculo do ângulo do sinal óptico capturado com diferentes amplitudes de corrente elétrica. Dessa forma, o algoritmo elimina os problemas causados pelo vazamento espectral, estimando a frequência da forma de onda, e ajusta o tamanho da janela de dados utilizada. A formulação matemática da DFT foi estendida para considerar a maioria das situações, em que o número de pontos da janela não é um número inteiro. Os testes realizados mostram que o algoritmo apresentou resultados satisfatórios. Dessa forma, destaca-se que este é um resultado importante do trabalho, pois somente o algoritmo utilizado no cálculo do fasor já tem sido alvo de diversos trabalhos de pesquisa.

Ademais, o desenvolvimento dos sistemas de medição fasorial tem trazido muitos benefícios para o monitoramento e operação dos sistemas elétricos. Isto porque fornece diretamente as informações do fasor (módulo e ângulo) referente às ondas de tensão e corrente.

Os resultados expostos das simulações com o algoritmo para estimação de fasores demonstraram, para cada valor de intensidade de corrente, que os valores dos ângulos sofreram oscilação durante o tempo de amostragem. Essa instabilidade pode ser explicada em decorrência de alguns fatores, especialmente devido a:

- Qualidade do sensor (fotodetector), responsável pela conversão dos sinais ópticos/elétricos;
- Para valores de corrente superior a 600 A há limitação de precisão na leitura do instrumento de medição na bancada de teste (alicate amperímetro), na ordem de 1 A;

- Instabilidade na rede elétrica de entrada, circuito monofásico que alimenta o *setup* de teste;
- Aquecimento na estrutura do gerador de corrente no laboratório;
- Não utilização de filtros digitais, em uma etapa de pós-processamento, para a atenuação da oscilação.

Apesar das dificuldades encontradas durante os testes em laboratório, a perspectiva de obter o fasor do sinal de corrente capturado com tecnologia de sensores em fibras ópticas se mostra promissora, e a unidade de aquisição e processamento dos sinais óptico-elétricos do sistema TECCON está preparada para utilização dos conceitos POW, permitindo que as características do sistema de energia sejam avaliadas em uma escala muito maior, especialmente em áreas onde a qualidade da energia não vem sendo normalmente monitorada.

Sendo assim, os problemas de qualidade de energia, como: afundamentos e aumentos de tensão, picos de tensão ou subtensão, desequilíbrio de tensão e ruídos podem ser coletados através do sistema TECCON, embasado no conceito POW, para apoiar uma investigação mais completa dos problemas de qualidade de energia.

Além disso, tais análises podem fornecer diagnósticos da situação do sistema de energia em massa, particularmente para examinar como a geração baseada em inversores de grande escala pode influenciar outras usinas ou dispositivos de geração próximos, ou seja, entender melhor tudo o que está acontecendo naquele nível, incluindo o que acontece em velocidades muito rápidas dentro de todos os equipamentos que compõem ou estão conectados ao sistema de distribuição.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

Para dar continuidade ao tema de estudo, são sugeridos os seguintes trabalhos futuros:

- Evolução da captura e conversão dos sinais ópticos/elétricos por meio de fotodetectores com ganhos ajustáveis disponíveis no mercado;
- Ampliação de testes (cenários) com outros modelos de fotodetectores, visando expandir sua performance;

- Sincronização, por meio de um sistema de referência de tempo, das medidas de corrente elétrica para obtenção de sincrofasores;
- Definir o formato COMTRADE (*Common format for transient data Exchange*) – IEC 60255-24, para arquivos contendo forma de onda e dados de eventos coletados por meio do conceito POW.

REFERÊNCIAS

ABB. **Instrument Transformers Application Guide**. High Voltage Products. Ludvika, Sweden 2009.

ANEEL - AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **TECCON II - Tecnologia de Sensores em Fibras ópticas para Supervisão, Controle e Proteção de Sistemas de Energia Elétrica**. Relatório Final do Projeto de pesquisa e Desenvolvimento ANEEL PD-2651-0011/2015. Brasil, dez. 2020. P. 107.

AWAD, H.; BOLLEN, M. H. **Power electronics for power quality improvements**. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Rio de Janeiro, 03 Março 2004. 1129-1136.

BOHNERT, K.; GABUS, P.; BRÄNDLE, H. **Sistema de Medição de Sincrofasores: Procedimento de Rede**. In: OPTICAL FIBER SENSORS, 16th International Conference on (Ed.), p. 752–754.

BOLLEN, M. H. **What is power quality?** Electric Power Systems Research, v. 66, n. 1, p. 5-14, 2003.

BOLLEN, M. H. J. **Understanding Power Quality Problems: voltage sags and interruptions**. [S.l.]: IEEE Press, 2000.

BOLLEN, M. H.; GU, I. Y. **Signal Processing of Power Quality Disturbances**. [S.l.]: John Wiley & Sons, v. 30, 2006.

BROWN, R. E. **Electric Power Distribution Reliability**. 2a. ed. [S.l.]: CRC Press, 2008.

CCM, **O protocolo UDP**, 2017. Disponível em: <https://br.ccm.net/contents/287-o-protocolo-udp>. Acesso em: 16 jul. 2022.

CHAI, Q.; LUO, Y.; REN, J.; YANG, J. Zhang J.; YUAN, L.; PENG, G. **Review on fiber-optic sensing in health monitoring of power grids: A Review**. In. 2019

CURTIS, K., **A DNP3 protocol primer**. DNP Users Group, Calgary, p. 8, 2005.

DECKER, I. C. et al. **Sistema de Medição Fasorial Sincronizada: Desenvolvimento e Aplicação na Monitoração de Frequência do Sistema Elétrico Brasileiro**. XVIII Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica. Curitiba 2005.

DECKER, I. C. **Experiências do Projeto MedFasee**. Workshop sobre soluções de Medição Fasorial Sincronizada. LABPLAN/UFSC. Florianópolis: Reason 2010.

DECKER, I. C. et al. **Estudo e Avaliação do Desempenho de um Protótipo de Sistema de Medição Fasorial Sincronizada instalado no Sistema de Transmissão da Eletrosul**. XX Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica. Recife 2009.

DOTTA, D. et al. **A MATLAB based PMU Simulator**. IEEE PES GM 2013. Vancouver, CA 2013.

DUARTE, A. B., **Fundamentos da série de normas IEC 61850 e sua aplicação nas subestações**, 58 f. Monografia (Especialização). Pós Graduação em Teleinformática e Rede de Computadores. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2012.

FONTANA, E. **Rotação de faraday: curso de fundamentos de óptica e propagação de luz**. Recife: UFPE, 2018. (Notas de aula).

GALINA, S. V. R. **Reestruturação na Indústria de Telecomunicações e suas Repercussões: Uma Análise do Desenvolvimento de Produtos Através de Estudos com Fornecedores de Equipamentos**. XXI Encontro Nacional de Engenharia de Produção. Salvador, BA 2001.

GC. **Cabo de Alumínio com Alma de Aço (CAA)**. [S.l.: s.n.], 2021. Cabo de Alumínio com Alma de Aço (CAA). Disponível em: <https://cdn.generalcable.com/Cabo-de-Aluminio-com-Alma-de-Aco-CAA-Web.pdf?ext=.pdf>. Acesso em: 28 ago. 2022.

GOLDEMBERG, C. **F.A.Q sobre fasores**. CONSONNI, D. LPS - USP 2007.

HAUS, J. **Optical Sensors: basics and applications**. Weinheim, DE: Wiley-Vch, 2010.

IEC – International Electrotechnical Commission. Communication networks and systems in substations, **Communication networks and systems in substations - Part 9-2: Specific communication service mapping (SCSM) - Sampled values over ISO/IEC 8802-3**. IEC, Geneva, Switzerland, 2002.

IEEE. **Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems**. IEEE Power & Energy Society. New York. C37.118.1-2011 2011.

IGARASHI, G., **Contribuições para a implementação de um barramento de processo segundo a Norma IEC 61850-9**, 228 f. Tese (Doutorado). Departamento de Engenharia e Automação Elétricas (PEA). Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. São Paulo., 2016.

ISO/IEC/IEEE 8802-3. **Telecommunications and exchange between information technology systems – Requirements for local and metropolitan area networks**, Geneva, Switzerland, 2014.

KERL, J. **The DFT and the FFT**. The Discrete Fourier Transform via Riemann Sums 2008.

KONKA, J. W., C. M. Arthur, F. J. Garcia, and R. C. Atkinson, **Traffic generation of iec 61850 sampled values, Smart Grid Modeling and Simulation (SGMS)**, in 2011 IEEE First International Workshop on Smart Grid Modeling and Simulation (SGMS), 2011, pp. 43–48.

KOVALENKO, Pavel Y.; SENYUK, Mihail D.; MUKHIN, Valentim I.; KORNILOVA, Diana D. **Synchrophasor Evaluation Based on POint-on-Wave Measurements**. URAL SMART ENERGY CONFERENCE (USEC), 2020 (Ed.).

KUCUKSARU, Sadik. **Development of Models for Optical Instrument Transformers**. 2010. Tese (Doutorado) – Power Engineering Research Center (PSERC), Arizona State University.

LEÃO, R. P. S.; SAMPAIO, R. F.; ANTUNES, F. L. M. **Harmônicos em Sistemas Elétricos**. [S.l.]: Elsevier, 2014.

MACKIEWICZ, R., **Overview of IEC 61850 and benefits**, in 2006 IEEE PES Power Systems Conference and Exposition, 2006, pp. 623–630.

MEDEIROS, Sara. **Transformadores de Corrente ópticos: Análise Técnica e de Viabilidade Tecnológica**. 2016. F. 58. Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade Federal de Santa Catarina.

MORAES, R. M., 2009, **Sincrofasores em Sistemas de Potência: Aplicações na Estimção de Estado**. Tese de D.Sc., UFF, Niterói, RJ, Brasil.

NASCIMENTO, I.M. **Optical Fiber Sensors Technology For Supervision, Control and Protection of High Power Systems**. 2016. Ph.D. Dissertation – University of Porto.

NGUYEN, T. T.; LI, X. J. **A Fast and Accurate Method for Estimating Power Systemas Phasor Using DFT Interpolation**. IEEE Power Engineering Society Meeting 2006.

NORTH AMERICAN SYNCHROPHASOR INITIAIVE. **High-resolution Time-synchronized Grid Monitoring Devices: Technical Report**. USA, mar. 2020. P. 49.

NORTH AMERICAN SYNCHROPHASOR INITIAIVE. **Phasors or Waveforms: Considerations for Choosing Measurements to Match Your Application**. USA, apr. 2021. P. 43.

OLIVEIRA, S. C. G., 2012, **Análise do Algoritmo Interno de Unidades de Medição Fasorial**. Dissertação de M. Sc., COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.

PHADKE, A. G.; THORP, J. S. **Synchronized Phasor Measurements and Their Applications**. PAI, M. A. e STANKOVIC, A. New York, NY, USA: Springer 2008.

PRAKASH, V., **Advantages of the DNP3 Communications Protocol in Water and Wastewater Telemetry Systems**. Semaphore, Lake Mary, p. 9, 2012.

SCHWEITZER E. L. (SEL), **Redes de comunicação em subestações de energia elétrica – norma IEC 61850**, Rev. O Setor elétrico, no. 54, pp. 56–61, 2010.

SILVA, A. C. B., **Protocolos de Transporte da Pilha TCP/IP**. PUC-RS, Porto Alegre, p. 43, 2018.

SILVA, R.M.; MARTINS, H.; NASCIMENTO, I.; BAPTISTA, J.M.; RIBEIRO, A.L.; JORGE, J.L. Santos P.; FRAZÃO, O. **Optical Current Sensors for High Power Systems: A Review**. In: 2, p. 602–628.

VIEIRA, P. C. C. **Estudo do Desempenho de Canais de Instrumentação para a Medição Sincronizada de Fasores.** Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Florianópolis, SC: Universidade Federal de Santa Catarina. Mestrado 2014.

ZENI, J.R.R. **Teorema Fundamental do Cálculo.** Departamento de Matemática. Universidade Estadual Paulista 2019.