

RAFAEL LIRA BOLZAN

DESENVOLVIMENTO DE UMA UNIDADE DE MEDIÇÃO FASORIAL DE BAIXO CUSTO E SINCRONIZADA VIA GPS

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do Curso de Engenharia Elétrica da Coordenação de Engenharia Elétrica - CO-ELT - da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, Campus Pato Branco, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro.

Orientador: Gustavo Weber Denardin

Co-orientador: Miguel Moreto

PATO BRANCO

2014

TERMO DE APROVAÇÃO

O trabalho de Conclusão de Curso intitulado **DESENVOLVIMENTO DE UMA UNIDADE DE MEDIÇÃO FASORIAL DE BAIXO CUSTO E SINCRONIZADA VIA GPS**, do aluno **RAFAEL LIRA BOLZAN** foi considerado **APROVADO** de acordo com a ata da banca examinadora N° **53** de 2014.

Fizeram parte da banca os professores:

Gustavo Weber Denardin

Cesar Rafael Claure Torrico

Diogo Vargas

DEDICATÓRIA

Dedico esse trabalho a meus pais Raimundo e Sirley.

No meio da dificuldade encontra-se a oportunidade.

Albert Einstein

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos professores Miguel Moreto e Gustavo Weber Denardin pelo auxílio no decorrer do trabalho desenvolvido, à minha família e a Deus.

RESUMO

Nesse documento é apresentado o trabalho de conclusão de curso com foco nas áreas de sistemas de potência e sistemas microcontrolados. No mesmo são abordados assuntos referentes a Sistemas de Medição Fasorial Sincronizada (SMFS) e Unidades de Medição Fasorial (PMU). O presente trabalho propõe o desenvolvimento de uma PMU de baixo custo que atenda a normativa estabelecida pelo *Institute of Electrical and Electronic Engineers* (IEEE), e proporcione um avanço na tecnologia de redes inteligentes (*smart grids*). Serão detalhadas as etapas para o desenvolvimento da PMU, juntamente com análises sobre métodos de estimação fasorial e o procedimento de aquisição e sincronismo da PMU. Por fim um resumo os resultados obtidos, detalhando a observância da normativa e apresentando os fasores estimados juntamente com as demais informações do protótipo.

Palavras-chave: PMU, Sistemas de Medição Fasorial, Estimação de Fasores, Redes Inteligentes.

ABSTRACT

This document presents the final paper with focus in power systems and microcontroller systems areas. It will address issues about Synchronized Phasor Measurement System (SMFS) and Phasor Measurement Units (PMU). This paper proposes the development of a low cost PMU that meets the standards set by the Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), and provide a breakthrough in the Smart Grids technology. The steps for the development of PMU will be detail, jointly with analyzes of phasor estimation methods and the acquisition and synchronism procedures. Finally, the obtained results, detailing compliance from the standards and showing the estimated phasors along with other information of the prototype.

Keywords: PMU, Phasor Measurement Systems, Phasor Estimation, Smart Grids.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1:	Sistema de Medição Fasorial Sincronizada. Fonte: Adaptado de Ehrenspeger (2004).	19
Figura 2:	Estrutura Genérica de uma Unidade de Medição Fasorial. Fonte: Adaptado de Phadke and Thorp (2008).	21
Figura 3:	Representação de um Sincrofasor. Fonte: Adaptado de IEEE (2011).	23
Figura 4:	Estimação fasorial em sua Forma Recursiva. Fonte: Phadke and Thorp (2008).	27
Figura 5:	Critério de 1% do TVE Demonstrado no Fasor. Fonte: Adaptado de IEEE (2011).	30
Figura 6:	Kit STM32F4Discovery. Fonte: STMicroelectronics.	32
Figura 7:	Modelo Genérico da PMU de Baixo Custo. Fonte: Autoria Própria.	33
Figura 8:	Sistema de Aquisição e Sincronismo. Fonte: Autoria Própria.	34
Figura 9:	Demonstração do Método Passagem Por Zero. Fonte: Autoria Própria.	37
Figura 10:	Processo da Estimação de Frequência. Fonte: Autoria Própria.	38
Figura 11:	Módulo GPS SKM53. Fonte: SkyLab (2010).	39
Figura 12:	Processo de visualização das Informações da PMU. Fonte: Autoria Própria.	41
Figura 13:	Sinais Gerados pelo DAC. Fonte: Autoria Própria.	42
Figura 14:	Erro Entre as Amostras do ADC. Fonte: Autoria Própria.	44
Figura 15:	Análise das Leituras de Tensão. Fonte: Autoria Própria.	46
Figura 16:	Sinais Com e Sem Fator de Correção. Fonte: Autoria Própria.	47
Figura 17:	Frequência Mediante a Variações de Fase. Fonte: Autoria Própria.	48

Figura 18: Módulo Mediante a Variações de Fase. Fonte: Autoria Própria.	48
Figura 19: Fasores Estimados. Fonte: Autoria Própria.	50

LISTA DE TABELAS

1	Dados de conversão.	43
2	Dados de conversão.	45
3	Variação de Módulo e Frequência do Sistema.	47
4	Variação de Módulo e Frequência do Sistema.	49
5	TVE do Sistema.	50

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	o Conversor Analógico/Digital (<i>Analog/Digital Converter</i>).
CPU	Unidade de Processamento Central (<i>Central Processing Unit</i>).
DAC	Conversor Digital/Analógico (<i>Digital/Analog Converter</i>).
DFT	Transformada Discreta de Fourier (<i>Discrete Fourier Transform</i>).
DMA	Acesso Direto a Memória (<i>Direct Memory Access</i>).
FPU	Unidade de Ponto Flutuante (<i>Float Point Unit</i>).
GPS	Sistema de Posicionamento Global (<i>Global Positioning System</i>).
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>).
NMEA	Associação Nacional de Eletrônica Marítima (<i>National Marine Electronics Association</i>).
PDC	Concentradores de Dados Fasoriais (<i>Phase Data Concentrator</i>).
PLL	Laço Fechado em Fase (<i>Phase Locked Loop</i>).
PMU	Unidade de Medição Fasorial (<i>Phasor Measurement Unit</i>).
PPS	Pulso Por Segundo.
RAM	Memória de Acesso Aleatório (<i>Random Access Memory</i>).
RMS	Valor Eficaz (<i>Root Mean Square</i>).
ROCOF	Taxa de Variação de Frequência (<i>Rate of Change of Frequency</i>).
SCADA	Controle Supervisório e Aquisição de Dados (<i>Supervisory Control and Data Acquisition</i>).
SEP	Sistemas Elétricos de Potência.
SMFS	Sistemas de Medição Fasorial Sincronizada.
SPI	Serial Peripheral Interface.

TC	Transformadores de Corrente.
TP	Transformadores de Potencial.
TVE	Erro Total Vetorial (<i>Total Vector Error</i>).
USART	Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter.

SUMÁRIO

1	Introdução	14
1.1	Referencial Histórico	14
1.2	Definição da Problemática	16
1.3	Objetivos	18
1.3.1	Objetivos Gerais	18
2	Embasamento Teórico	19
2.1	Sistemas de Medição Fasorial Sincronizada	19
2.2	Unidade de Medição Fasorial	20
2.3	Estimação de Fasores e de Frequência	22
2.3.1	Definição de Sincrofasor	22
2.3.2	Estimação Fasorial	23
2.3.3	Estimação de Frequência	28
2.4	Normativa Técnica	29
2.4.1	Total Vector Error	29
3	Arquitetura Proposta	31
3.1	Características da PMU de Baixo Custo	31
3.2	Sistema de Aquisição e Sincronismo	33
3.3	Estimação de Frequência	35
3.4	Modulo GPS	38
3.5	Interface de Visualização	40
3.6	Metodologia de Validação	41
3.7	Estratégia de Calibração do DAC	43

4	Resultados	45
4.1	Validação das Amostras do DAC	45
4.2	Análise de Variação de Módulo, Fase e Frequência	46
4.3	Validação do TVE	49
5	Conclusão	51

1 INTRODUÇÃO

Nesse capítulo é realizada uma introdução do tema abordado no trabalho, contextualizando os assuntos referentes ao mesmo. Primeiramente é apresentado um referencial histórico a respeito da necessidade de monitoração do sistema elétrico e a evolução das medições fasoriais sincronizadas. Posteriormente os motivos que levaram o desenvolvimento da pesquisa juntamente com o cenário de operação dos Sistemas Elétricos de Potência (SEP) e os problemas que envolvem o monitoramento dos mesmos com foco nos métodos e dispositivos de medição. Por fim é apresentada a estrutura de organização do trabalho.

1.1 REFERENCIAL HISTÓRICO

Informações como ângulo de fase e fasores de tensão da rede de energia elétrica sempre tem tido um interesse especial para pesquisadores e engenheiros que atuam na área de sistemas elétricos de potência. Essa necessidade de informação sobre os fasores de tensão da rede elétrica começou a ser relevante para determinar o sentido do fluxo de potência ativa da linha, que pode ser obtido através da diferença do ângulo do fasor de tensão entre os terminais. Para definir o fluxo de potência foi necessária a realização de uma medição sincronizada dos fasores de tensão em diferentes pontos do Sistema Elétrico de Potência (SEP). Assim em meados de 1980, na Europa, foram realizados testes que utilizavam um sinal transmissão via satélite para a realização do sincronismo de medidas dos fasores em vários pontos do SEP. Esse sistema foi exclusivamente utilizado para a informação do fluxo de potência, ou seja, realizava medidas dos ângulos de fase da tensão da rede. O método utilizado foi a passagem por zero (*zero-crossing*), ou seja, seu funcionamento baseava-se na medição do tempo que os sinais de tensão da rede levavam no momento de medida do sinal até que o mesmo atinga a referência (zero). Embora nessa época já existiam recursos computacionais, eles não eram suficientes para cálculos de monitoramento dos SEPs. Esse novo método proposto possibilitou um avanço na execução dos cálculos computacionais e um impulso na tecnologia de medição fasorial (PHADKE; THORP, 2008).

Historicamente, a operação com qualidade do sistema elétrico tem sido de grande importância para uma operação econômica e que apresente baixos índices de indisponibilidade de energia elétrica. Na última década houve uma desregulamentação no setor elétrico, por parte dos governos e das grandes indústrias, no sentido de estabelecer ambientes de competição a atrair investidores (DECKER *et al.*, 2006). Com a desregulamentação do setor elétrico o sistema tornou-se mais frágil e houve uma redução na previsibilidade da operação, levando o sistema a operar próximo de seus limites (AGOSTINI, 2004).

Durante as primeiras décadas de experiência com a estimação fasorial, as informações processadas eram obtidas exclusivamente dos sistemas de Controle Supervisório e Aquisição de Dados (do inglês *Supervisory Control and Data Acquisition*) (SCADA), que forneciam medidas de módulo de tensão nodal, fluxo de potência ativa e reativa, e em alguns casos, módulo de corrente da rede elétrica. Com o grande avanço tecnológico da década de 80 e o desenvolvimento do Sistema de Posicionamento Global (do inglês *Global Positioning System*) (GPS), foi possível o desenvolvimento da primeira Unidade de Medição Fasorial (do inglês *Phasor Measurement Unit*) (PMU), equipamento cujo principal objetivo é a medição direta de fasores de tensão e corrente de forma sincronizada em subestações geograficamente distantes. Com essa nova tecnologia de sincronismo via satélite, os Sistemas de Medição Fasorial Sincronizada (SMFS) tornaram-se a principal ferramenta de monitoração dos SEPs (PHADKE *et al.*, 2009).

Atualmente o SMFS é tecnologia mais recente e eficiente de monitoramento da operação dos sistemas elétricos. São basicamente constituídos pelas PMUs, as quais tem a função de aquisição e estimação os fasores da rede em sincronismo no tempo, e pelos Concentradores de Dados Fasoriais (do inglês *Phase Data Concentrator*) (PDC), responsáveis por armazenar os fasores estimados pelas PMUs e disponibilizar esses dados para diversas aplicações de interesse. O avanço na tecnologia dos SMFS, aplicado em monitoração, traz um ganho significativo para o conhecimento do comportamento do sistema elétrico. Com a medição dos sincrofasores, é possível determinar o estado em que o sistema está operando, possibilitando uma operação mais confiável e eficaz do sistema, em outras palavras é possível trilhar a dinâmica do sistema elétrico. Essa nova perspectiva trazida à operação pelos SMFS oferece soluções inovadoras referente a medição, controle e proteção dos SEPs (ANDRADE, 2008).

A PMU é o principal elemento do SMFS e sua estrutura pode ser diferente de fabricante para fabricante. Contudo, é possível discutir sobre uma PMU genérica, a qual contém a essência dos seus principais elementos. O elemento que é responsável pelo sincronismo da PMU é o sinal proveniente do GPS, o mesmo fornece um sinal de referência para a unidade através de um módulo receptor que normalmente está acoplado a PMU. Além do sinal de referência, o módulo GPS fornece diversas informações como posição e tempo. O Conversor Analógico/Digital (do inglês *Analog/Digital Converter*)(ADC), também é um elemento fundamental da PMU, sendo responsável pela conversão do sinal da rede em sinal digital. Logicamente o sinal provido da rede é adequado a níveis de tensão compatíveis com o ADC através de um filtro *anti-aliasing*, o mesmo também minimiza ruídos do sinal analisado. O microprocessador é o principal elemento da PMU, tendo a função de realizar o processo matemático para a estimação dos sincrofasores, e formatá-los em pacotes de dados padronizados para o envio ao PDC. Normalmente os dados estimados pela PMU são tensão em seu módulo e fase e frequência (PHADKE; THORP, 2008).

Através dos fasores estimados pela PMU é possível o aprimoramento e otimização dos SEPs. Com esses dados é possível determinar oscilações de tensão e frequência do sistema, localizar faltas, verificar a sequência de fase em diferentes pontos do sistema, caracterizar os tipos de cargas, bem como desenvolver diversas análises comportamentais do sistema elétrico. (EHRENSPEGER, 2004).

1.2 DEFINIÇÃO DA PROBLEMÁTICA

O principal objetivo dos SEPs é gerar, transmitir e entregar energia elétrica aos consumidores, atendendo critérios de qualidade, confiabilidade e economia. Os sistemas de energia elétrica vem experimentando, nos últimos, anos situações de operações críticas, devido a diversos fatores, tais como o uso cada vez mais intenso dos recursos existentes, a expansão constante dos SEPs e a escassez de recursos financeiros (ANDRADE, 2008).

No cenário mundial foi constatado nas últimas décadas grandes desligamentos na América do Norte e Europa. Em 14 de agosto de 2003 um *blackout* ocorrido o norte dos Estados Unidos e no Canadá afetou mais de 50 milhões de consumidores. Nessa ocasião 400 linhas de transmissão e 531 geradores em 261 usinas geradoras foram desativadas. Em 23 de setembro de 2003 um *blackout* afetou a Suécia e a

Dinamarca, deixando por volta de 4 milhões de consumidores sem energia elétrica (ANDERSSON *et al.*, 2005). No Brasil em 2005 ocorreu um grande *blackout* atingindo os estados de Rio de Janeiro e Espírito Santo. Os casos citados evidenciam que a operação dos SEPs vem se tornando cada vez mais complexa e a preocupação por parte dos engenheiros em manter o fornecimento de energia com confiabilidade vem crescendo de forma significativa. Conseqüentemente as atividades de supervisão, controle e análise de perturbação tem se tornado de maior importância para uma operação eficaz do sistema elétrico e principalmente para evitar *blackouts* (ANDRADE, 2008).

Nos dias de hoje o SMFS vem se mostrando a maneira mais eficaz de realização do monitoramento do sistema elétrico. Esse sistema destaca-se pelo uso das PMUs, as quais se caracterizam pela utilização de um sistema de sincronismo eficaz (GPS), podendo realizar até 60 medições por segundo em pontos geograficamente distantes do sistema elétrico, com precisão adequada pra qualquer aplicação de monitoramento e controle. Tais características vêm ao encontro das necessidades tecnológicas atuais e representam um novo paradigma para a supervisão e controle do sistema elétrico em tempo real (EHRENSPEGER, 2004).

Atualmente as PMUs são encontradas nas subestações do sistema elétrico, normalmente acopladas em outros dispositivos de proteção. As PMUs comercializadas são volumosas, caras e seus fabricantes não disponibilizam o acesso a características específicas do produto, especialmente sobre os métodos de estimação utilizados, inviabilizando o estudos e pesquisas correlacionadas. Com a forte tendencia na evolução das redes inteligentes (do inglês (*smart grids*)), a qual visa a otimização dos SEPs, torna-se necessário a criação de métodos alternativos para o aperfeiçoamento da monitoração do sistema elétrico. Diante desse cenário o desenvolvimento de uma PMU com maior acessibilidade, com baixo custo e com uma performance adequada a aplicações em redes inteligentes e ao monitoramento das redes de energia elétrica torna-se favorável nos dias atuais.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 OBJETIVOS GERAIS

O principal objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de uma PMU de baixo custo com desempenho adequado para o monitoramento de energia elétrica. O protótipo desenvolvido deve atender a normativa C37.118.1 estabelecida pelo Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (do inglês *Institute of Electrical and Electronic Engineers*)(IEEE) para SMFS em sistemas de potência (IEEE, 2011b). O IEEE padronizou o processo de medição e envio do pacote de dados nas PMUs por meio dos *Standards* C37.118.1 e C37.118.2 (IEEE, 2011b)(IEEE, 2011a). Nessas normas são definidos os requisitos de desempenho, quantidade de fasores por segundo, formato do pacote de dados enviado, protocolos de comunicação e outros requisitos. A normativa estabeleceu um padrão para a PMU, na qual, o fasor deve informar o módulo de tensão em seu valor eficaz ou *Root Mean Square* (RMS) e a fase com uma referência de -90° , ou seja, no momento da passagem por zero a fase equivale a -90° . São estabelecidos também erros máximos aceitáveis e níveis de precisão das medições. O principal critério que a PMU desenvolvida deve atender é o Erro Total Vetorial (do inglês *Total Vector Error*) (TVE), que segundo a normativa deve ser menor ou igual a 1%.

2 EMBASAMENTO TEÓRICO

Nesse capítulo será abordado um estudo teórico sobre os SMFS e as PMUs, abordando as características gerais e o funcionamento genérico. Também serão discutidos os métodos de estimação fasorial e métodos para cálculos de frequência.

2.1 SISTEMAS DE MEDIÇÃO FASORIAL SINCRONIZADA

O SMFS é um sistema de medição simultânea de fasores de grandezas elétricas, normalmente coletadas geograficamente distantes entre si, utilizando as PMUs como dispositivo de medição, conectadas ao PDC para o armazenamento de dados. O PDC é a unidade lógica que coleta os dados fasoriais e os dados de evento discreto da PMU. Essas unidades de medição são sincronizadas via satélite por GPS e, com isso, dão outra dimensão à utilização e à aplicação de dados de grandes áreas (*wide areas data*) no monitoramento e controle dinâmico dos sistemas de potência (ANDRADE, 2008). Um modelo genérico de um SMFS é demonstrado na figura 1.

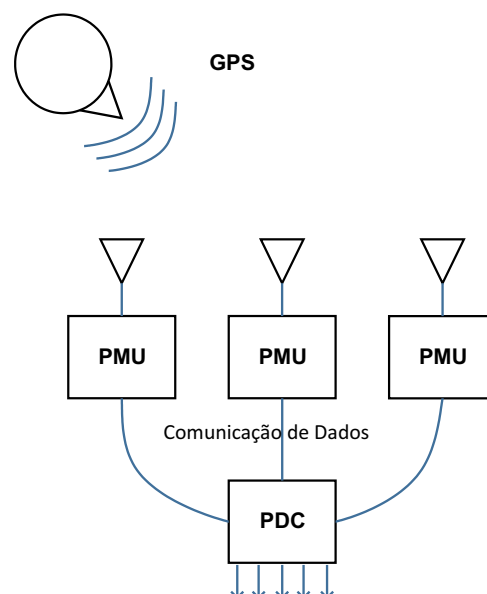


Figura 1: Sistema de Medição Fasorial Sincronizado.
Fonte: Adaptado de Ehrenspeger (2004).

O módulo GPS acoplado na PMU fornece um sinal de Pulso por Segundo (PPS) para a unidade. Esse sinal fornece o instante em que devem ser realizadas as aquisições dos dados trifásicos da rede. Após a aquisição dos dados é realizado o processo de estimação dos fasores, normalmente de tensão, através de métodos matemáticos destinados a essa aplicação, os quais serão discutidos no decorrer do trabalho. Além dos dados de tensão, a PMU fornece dados de frequência de operação do sistema. Esse cálculo pode ser realizado de formas distintas, as quais serão detalhadas posteriormente.

O PDC é um dos elementos mais importantes do SMFS, sendo que suas principais funções são: receber os sincrofasores coletados pelas PMUs, formatá-los com etiquetas de tempo a fim de organizar conjuntos de medidas referentes ao mesmo instante de tempo, armazená-los numa base própria e atender a diversos tipos de aplicação. Todo esse processo é realizado continuamente, gerando um fluxo de dados capaz de representar o estado do sistema elétrico de uma forma próxima a operação em tempo real. Desse modo ele requer um alto desempenho computacional, alto grau de confiabilidade e disponibilidade. Normalmente um PDC armazena dados de um grupo de PMUs, e podem existir PDCs centrais que estão conectados a diversos PDCs, onde direcionam os dados das medidas de diferentes pontos do sistema elétrico para o centro de controle e operação.

Com a utilização dos SMFS na operação dos SEPs se torna mais confiável e eficaz. Devido as medições simultâneas é possível conhecer o estado que o sistema está operando, facilitando o monitoramento e controle do mesmo, além de evitar manobras desnecessárias pelos operadores. Com as estimações realizadas pelas PMUs é possível monitorar e controlar o SEP, despachar potência, e realizar correções no sistema de maneira mais rápida e previsível. Também é possível aprimorar a operação no processo de cálculos de fluxo de potência, que normalmente é realizado através de dados inseridos manualmente pelos operadores, podendo ocasionar erros ou falhas na operação.

2.2 UNIDADE DE MEDIÇÃO FASORIAL

O principal componente de um sistema de medição fasorial é a PMU, a qual é responsável por realizar a aquisição dos sinais trifásicos do sistema, processá-los

efetuando a medição das grandezas fasoriais e enviá-los ao concentrador de dados. A estrutura da PMU pode ser compreendida através da figura 2. Basicamente esse equipamento é composto por um sistema de aquisição, a que pertencem os filtros *anti-aliasing*, o circuito oscilador (*phase-locked oscillator*), um ADC, e por um microprocessador que realiza o tratamento matemático das amostras. Cada PMU deve estar acoplada a um equipamento receptor de sinal de GPS, o qual provê o sincronismo a partir do sinal PPS e envia demais informações para a PMU, como dados de posicionamento e tempo (EHRENSPEGER, 2004).

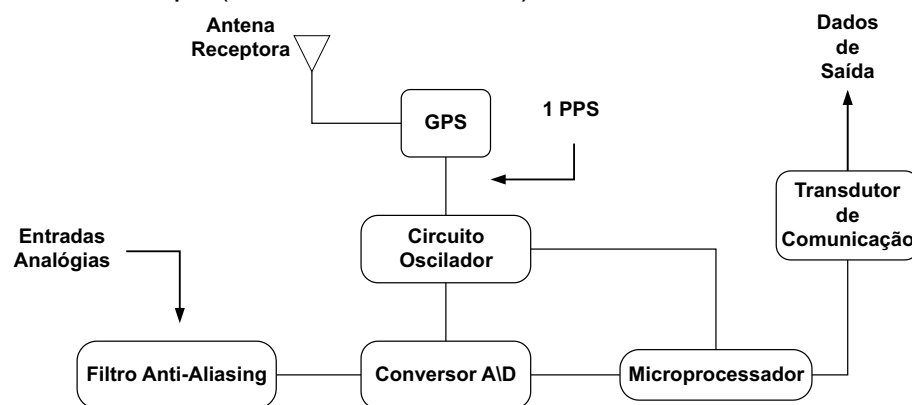


Figura 2: Estrutura Genérica de uma Unidade de Medição Fasorial.
Fonte: Adaptado de Phadke end Thorp (2008).

O processo de medição da PMU consiste em partir do sinal PPS, que é fornecido pelo módulo GPS de forma contínua à unidade, esse sinal tem a precisão maior que $1\mu\text{s}$. O mesmo pode ser dividido em um número maior de pulsos possibilitando um número maior de medições durante 1 segundo (PHADKE *et al.*, 1994). Segundo a normativa C37.118.1.p11 o número de medidas realizadas pela PMU operando a 60 Hz são: 10, 12, 15, 20, 30, 60 e operando a 50 Hz é 10, 25 e 50, porém há PMU com faixas maiores como 100 e 120 medidas por segundo, além de unidades com faixas menores, entre 1 e 10 medidas por segundo (IEEE, 2011b). O processo de aquisição dos sinais trifásicos é realizado nos secundários dos Transformadores de Corrente (TC) ou Transformadores de Potencial (TP), dependendo da informação necessitada pela PMU, no caso do TC a PMU estimará fasores de corrente, e no caso do TP informará fasores de tensão. Na maioria dos casos a PMU fornece dados de tensão e frequência do sistema. Lembrando que após a esse processo os sinais são filtrados, para evitar efeitos de *aliasing*.

Posteriormente à filtragem os sinais passam pelo ADC, que realiza a amostragem dos sinais. Um fator importante nessa etapa do processo é a resolução do

conversor, o qual pode ocasionar uma imprecisão no sinal amostrado. Em seguida, os dados são direcionados ao microprocessador, para a realização dos cálculos matemáticos e formatação dos fasores estimados para o envio ao PDC.

2.3 ESTIMAÇÃO DE FASORES E DE FREQUÊNCIA

Nessa seção serão discutidos os métodos de estimação fasorial e estimação de frequência, retratando os métodos utilizados para o desenvolvimento do trabalho. Também é feita uma introdução no conceito de sincrofasores.

2.3.1 DEFINIÇÃO DE SINCR OFASOR

Antes de discutir sobre os métodos de estimação fasorial será abordado o conceito de sincrofasores. A representação fasorial de um sinal senoidal é usualmente utilizada nas análises de sistemas de potência. Uma forma de onda senoidal é dada pela equação (1):

$$x(t) = X_m \cos(2\pi f_0 t + \phi) \quad (1)$$

Normalmente representada na forma de fasor, como é mostrado na equação 2:

$$X = X_r - jX_i = \frac{X_m}{\sqrt{2}} [\cos(\phi) - j\sin(\phi)] \quad (2)$$

O subscrito r representa a parte real e o subscrito i representa a parte imaginária. O valor de ϕ depende da escala de tempo, particularmente onde $t = 0$.

A representação de um sincrofasor do sinal $x(t)$ na equação (1) é o valor X representado na equação (2) onde ϕ é o ângulo de fase instantâneo relativo a função cosseno. O cosseno tem seu máximo em $t = 0$, então o ângulo do sincrofasor é 0 graus quando $x(t)$ está em seu valor máximo, e -90 graus quando a passagem por zero positiva ocorre. A figura 3 ilustra a relação do ângulo de fase com o sinal PPS.

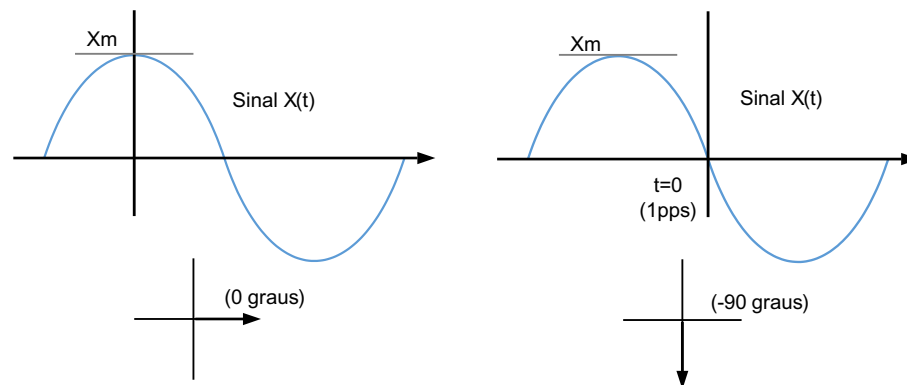


Figura 3: Representação de um Sincrofasor.
Fonte: Adaptado de IEEE (2011).

2.3.2 ESTIMAÇÃO FASORIAL

A literatura aborda como uma das maneiras mais eficientes para a estimação fasorial a Transformada Discreta de Fourier (do inglês *Discrete Fourier Transform*) (DFT), a qual pode ser utilizada na sua forma convencional ou sua forma recursiva (PHADKE; THORP 2008), primeiramente será analisada a DFT na sua forma convencional.

Considerando um sinal $x(t)$ com frequência nominal $k f_0$, o mesmo pode ser representado por um serie de Fourier, como é demonstrado na equação 3.

$$\begin{aligned} x(t) &= a_k \cos(2\pi k f_0 t) + b_k \sin(2\pi k f_0 t) \\ &= \left\{ \sqrt{(a_k^2 + b_k^2)} \right\} \cos(2\pi k f_0 t + \phi) \end{aligned} \quad (3)$$

onde:

$$\phi = \arctan(-b_k/a_k) \quad (4)$$

Representado a equação (3) fasorialmente:

$$X_k = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \sqrt{(a_k^2 + b_k^2)} \right\} e^{j\phi} \quad (5)$$

A raiz-quadrada de 2 no denominador é para representar o valor da senoide em *rms*. O fasor em sua forma complexa torna-se:

$$X_k = \frac{1}{\sqrt{2}} (a_k - j b_k) \quad (6)$$

Usando a relação dos coeficientes da série de Fourier, a representação do

fator da k-ésima componente harmônica é dada por

$$\begin{aligned} X_k &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x(n\Delta T) e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x(n\Delta T) \left\{ \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - j \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \right\} \end{aligned} \quad (7)$$

Usando a notação $x(n\Delta T) = x_n$ e $\frac{2\pi}{N} = \theta$

$$X_k = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \{ \cos(kn\theta) - j \sin(kn\theta) \} \quad (8)$$

Onde θ é o ângulo da amostra em termos do período da componente fundamental da frequência.

Definido que a as somas das componentes real e a componente imaginária seguem:

$$X_r = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cos(kn\theta) \quad (9)$$

$$X_i = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \sin(kn\theta) \quad (10)$$

Então o fator X_k é dado por:

$$X_k = X_r - jX_i \quad (11)$$

Considerando um sinal $x(t)$ com frequência nominal de f_0 onde é amostrado com frequência de Nf_0 .

$$x(t) = X_m \cos(2\pi f_0 t + \phi) \quad (12)$$

Considerando as N amostras $x(n) = n = 0, 1, 2, \dots, N - 1$.

$$x(n) = X_m \cos(n\theta + \phi) \quad (13)$$

Para as aplicações utilizando medições fasoriais é de maior interesse a estimação dos fasores na frequência fundamental, então nas equações (9) e (10) utilizasse $k = 1$. Caso que seja necessário a informação dos fasores fora da frequência fundamental utilizasse $k = 2, 3, 4, \dots$ para as componentes de segunda, terceira, quarta harmônicas e assim por diante. O número de total de amostras analisado em um período é definido de 0 a $N - 1$, então (9) pode ser escrita da seguinte maneira:

$$\begin{aligned}
 X_r^{N-1} &= \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cos(k\theta) = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_m \cos(n\theta + \phi) \cos(\theta) \\
 &= \frac{\sqrt{2}}{N} X_m \sum_{n=0}^{N-1} \left[\cos(\phi) \cos^2(n\theta + \phi) - \frac{1}{2} \text{sen}(\phi) \text{sen}(2n\theta) \right] \\
 &= \frac{X_m}{\sqrt{2}} \cos(\phi)
 \end{aligned} \tag{14}$$

De maneira similar para a equação (10).

$$\begin{aligned}
 X_i^{N-1} &= \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \text{sen}(k\theta) = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_m \cos(n\theta + \phi) \text{sen}(\theta) \\
 &= \frac{\sqrt{2}}{N} X_m \sum_{n=0}^{N-1} \left[\frac{1}{2} \cos(\phi) \text{sen}(2n\theta) - \frac{1}{2} \text{sen}(\phi) \text{sen}^2(n\theta) \right] \\
 &= -\frac{X_m}{\sqrt{2}} \text{sen}(\phi)
 \end{aligned} \tag{15}$$

Desta maneira o fasor X^{N-1} é dado por:

$$\begin{aligned}
 X^{N-1} &= X_r^{N-1} - jX_i^{N-1} = \frac{X_m}{\sqrt{2}} [\cos(\phi) - j\text{sen}(\phi)] \\
 &= \frac{X_m}{\sqrt{2}} e^{j\phi}
 \end{aligned} \tag{16}$$

Deve estar claro que a equação (16) fornece a estimação do fasor para a frequência fundamental, e fica subentendido que a variável k não aparece na equação 16 pois $k = 1$. O resultado obtido pela equação (16) é conforme a definição do sincrofasor visto na seção 2.3.1, e o ângulo de fase ϕ do fasor é o ângulo entre o tempo da primeira amostra ($n = 0$) e o pico do sinal de entrada.

As formulas para calcular o N-ésimo menos 1 e o N-ésimo fasor utilizando aos algoritmos convencionais são:

$$X^{N-1} = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j\theta} \quad (17)$$

$$X^N = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_{n+1} e^{-j\theta} \quad (18)$$

Pode ser que as amostras $x_n = 1, 2, 3, \dots, N - 1$ sejam comuns em ambas as expressões. A equação 19 não possui a amostra x_0 , então o mesmo é iniciado em x_1 e termina em x_N , o qual não existe na equação 17. Se forem multiplicados ambos os lados de (19) por $e^{-j\theta}$, o seguinte resultado é obtido:

$$\begin{aligned} \hat{X}^N &= e^{-j\theta} X^N = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_{n+1} e^{-j(n+1)\theta} \\ &= X^{N-1} + \frac{\sqrt{2}}{N} (X_N - X_0) e^{j(0)\theta} \end{aligned} \quad (19)$$

Onde é feito uso do fato que $e^{j(0)\theta} = e^{j(N)\theta}$, desde que N amostras representem exatamente o intervalo de um período da frequência fundamental. O fasor definido na equação 19 difere da estimativa não recursiva por um retardamento angular de θ . A vantagem do uso dessa definição alternativa para o fasor do novo intervalo de dados é que $(N - 1)$ multiplicações pelos coeficientes de Fourier no novo intervalo são os mesmos que aqueles usados no primeiro intervalo. Apenas uma atualização recursiva no fasor anterior precisa ser feita para determinar o valor do novo fasor. Esse algoritmo é conhecido como algoritmo recursivo para a estimação fasorial. Em geral $(N + r)$ é a última amostra no intervalo de dados, portanto a estimativa fasorial recursiva é dada por:

$$\begin{aligned} \hat{X}^{N+r} &= e^{-j\theta} X^{N+r-1} + \frac{\sqrt{2}}{N} (X_{n+r} - X_r) e^{-jr\theta} \\ &= \hat{X}^{N+r-1} + \frac{\sqrt{2}}{N} (X_{n+r} - X_r) e^{-jr\theta} \end{aligned} \quad (20)$$

A figura 4 demonstra a estimação fasorial recursiva. Foram analisadas 12

amostras por ciclo da forma de onda apresentada. Quando novas amostras são obtidas, novos cálculos são feitos para cada intervalo. Na nova amostra são usados novos multiplicadores seno e cosseno. O fasor para uma entrada constante permanece estacionário.

Quando o sinal de entrada é uma senoide constante, X_{N+r} é o mesmo que X_r , e o segundo termo da equação (19) desaparece. O fasor estimado com o novo intervalo de dados é o mesmo estimado com o intervalo antigo quando o sinal de entrada é uma senoide constante. Em geral, o algoritmo recursivo é numericamente instável. Por exemplo, se for considerado o efeito do erro na estimativa em um intervalo causado por um arredondamento, o erro estará presente em todas as estimativas seguintes a essa amostra. Essa característica dos algoritmos fasoriais recursivos não pode ser desconsiderada em aplicações práticas. Entretanto, o algoritmo recursivo é escolhido em muitas aplicações por sua eficiência computacional (PHADKE; THORP, 2008).

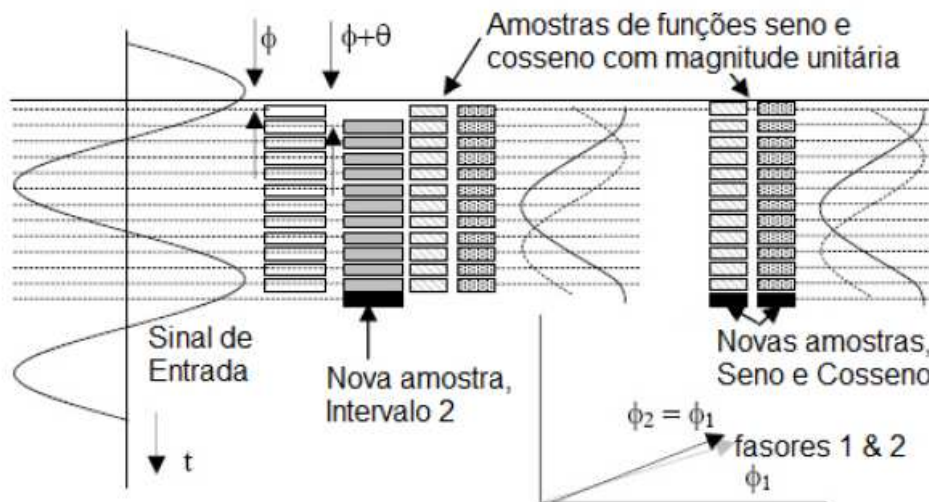


Figura 4: Estimação fasorial em sua Forma Recursiva.

Fonte: Phadke and Thorp (2008).

Apesar da vantagem computacional estabelecida pelo algoritmo recursivo, para a aplicação no desenvolvimento da PMU utilizou-se o algoritmo convencional, ou não recursivo. O objetivo da PMU desenvolvida é realizar uma estimação por segundo, então não houve a necessidade de utilizar o algoritmo recursivo. Em estudos posteriores, quando houver a necessidade de aumentar o número de estimações por segundo, poderá ser implementado o algoritmo em sua forma recursiva.

2.3.3 ESTIMAÇÃO DE FREQUÊNCIA

Como na estimação dos fasores, a estimação da frequência do sistema elétrico pode ser desenvolvida de várias maneiras, tais como: cruzamento por zero, filtro de Laço Fechado em Fase (do inglês *Phase Locked Loop*) (PLL), filtros de Kalman (MARCHESAN *et al.*, 2011) entre outros métodos. Na PMU a ser desenvolvida a estimação da frequência deve ser de grande exatidão e sensibilidade, então realizou-se algumas análises entre esses métodos.

Os filtros de Kalman são representados matematicamente em termos de espaços de estados. A principal característica deste tipo de filtragem é a capacidade de obter a variância do estado de um sistema dinâmico, e o resultado obtido na estimação mostra-se teoricamente eficaz (HAYKIN, 2002). Além da estimação de frequência o filtro de Kalman estendido pode realizar estimações de módulo e fase de sinais contaminados com ruídos e harmônicas. Em Girgis e Hwang (1984) é utilizado o modelo de filtro de Kalman para a estimação *on-line* de módulo e fase e variações de frequência da rede. Através de estudos e simulações, a utilização desses algoritmos para análises de sistemas de potência sugere uma aplicação onde o erro de estimação de frequência é próximo de 0,01 Hz a 0,02 Hz.

Outro método que pode ser utilizado para a estimação de frequência é o filtro PLL. Uma estrutura PLL consiste, basicamente, em uma malha de controle realimentada cujo principal objetivo é a sintetização de uma senoide, geralmente de amplitude unitária, com frequência idêntica à frequência da componente fundamental de um sinal de entrada qualquer (GOMES, 2007). As estruturas PLL são também muito utilizadas na área de sistemas de potência, onde constituem parte integrante de procedimentos como controle de inversores de frequência e máquinas conectadas à rede elétrica, detecção da frequência fundamental de um barramento elétrico, detecção e ou medição de harmônicas. Aplicações na PMU não são somente utilizadas para estimação de frequência mas também podem ser utilizadas para estimação de fase ou módulo (KARIMI-GHARTEMANI; IRAVANI, 2005).

Um dos métodos mais simples e eficazes para estimação da frequência é o cruzamento por zero, ou *zero-crossing*. O funcionamento baseia-se na medição do tempo entre dois cruzamentos por zero de um sinal senoidal. Normalmente utiliza-se um temporizador, para realizar a contagem entre os cruzamentos e um comparador para evitar problemas como ruídos nos sinais analisados e facilitar a detecção do

cruzamento por zero. A estimação da frequência é apresentada em (21)

$$Freq.Estimada = \frac{Freq.Temporizador}{N^{\circ}contagens} \quad (21)$$

2.4 NORMATIVA TÉCNICA

Um dos principais objetivos desse trabalho é observância dos critérios estabelecidos na normativa do IEEE pela PMU desenvolvida. A normativa C37.118.1 do IEEE, publicada em 2011, estabelece uma definição para fasor e frequência sincronizados, Taxa de Variação de Frequência (do inglês *Rate of Change of Frequency*) (ROCOF), assim como a taxa de tempo e os requisitos de sincronismo para a medição de sinais trifásicos. O documento também define os padrões que a PMU deve atender para as estimativas dos fasores e frequência, o principal critério é o TVE.

2.4.1 TOTAL VECTOR ERROR

O TVE é medida entre a diferença das informações vindas da PMU que descrevem o fasor estimado e o fasor real. Como na maioria das medidas, a relação entre o valor mensurado e o valor ideal é determinado através de calibração. Um sinal de alto nível de precisão pode ser utilizado para a calibração da medida (IEEE, 2011b).

Para simplificar a especificação do sincrofasor, os erros de magnitude e fase foram combinados em um único erro chamado erro total vetorial. Esse critério de erro combina todos os erros que a estimação do sincrofasor esta sujeita, incluindo tempo de sincronização, ângulo de fase e erro de magnitude. O TVE é definido por (22), cabe ressaltar que o fasor ideal não pode ser precisamente conhecido, devido a essa circunstância calibração é feita para estabilizar os fasores da PMU com o propósito de obter uma baixa probabilidade de variação. Deve-se ressaltar que a calibração deve ser constante e não deve ser alterada durante o intervalo de amostragem ou o processo de estimação.

$$TVE = \frac{F.ideal - F.estimado}{F.ideal} \quad (22)$$

onde $F.ideal$ é o fasor ideal e $F.estimado$ é o fasor estimado pela PMU.

A normativa C37.118.1 estabelece um critério de 1% como valor máximo

do TVE, ou seja, o valor dado pela equação (1) deve ser menor ou igual a 0,01. O erro máximo de magnitude é de 1% quando o erro de fase é nulo, consequentemente o erro de fase deve ser abaixo de $0,573^\circ$ quando o erro de magnitude é nulo. O critério do TVE é dado pelo raio do círculo demonstrado na figura 5. Assim as amostras estimadas pela PMU que se encontram no interior do círculo atendem o critério do TVE estabelecido pela normativa.

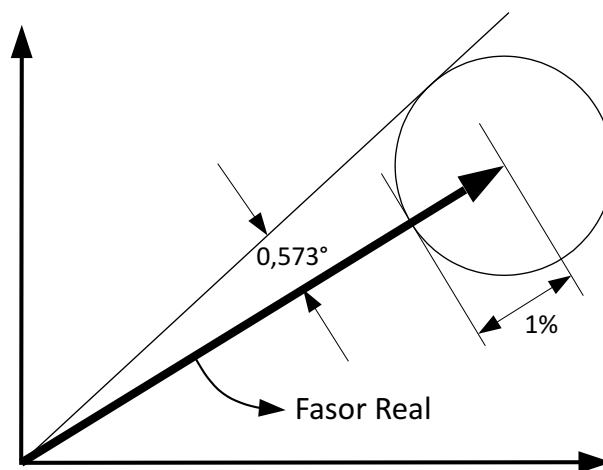


Figura 5: Critério de 1% do TVE Demonstrado no Fasor.
Fonte: Adaptado de IEEE (2011).

3 ARQUITETURA PROPOSTA

Nesse capítulo são demonstrados os requisitos de uma PMU de baixo custo assim como os blocos que compõe a mesma. Serão detalhados os processos e as ferramentas utilizadas para o desenvolvimento da PMU de baixo custo, mantendo o foco no processo de estimação fasorial, aquisição e sincronismo de dados, métodos para validação do critério TVE e estratégia para compensação de erro do ADC. A metodologia para implementação do módulo GPS com seus respectivos protocolos de comunicação e o o processo de gerenciamento do *display* gráfico também serão abordados nesse capítulo.

3.1 CARACTERÍSTICAS DA PMU DE BAIXO CUSTO

O principal elemento da PMU de baixo custo desenvolvida e a base para o protótipo é a plataforma STM32F4Discovery. Essa plataforma é fabricado pela pela STMicroelectronics e possui o microcontrolador STM32F407VGT6, uma ferramenta de depuração embarcada *on-board* (ST-Link/V2), LEDs (*light-Emitting Diode*), saídas para áudio, além de varias outras características (STMICROELECTRONICS, 2012c).

O microcontrolador em si possui uma diversidade de periféricos os quais podem operar de vários modos e características específicas. Com um núcleo ARM cortex-M4 de 32 bits que oferece suporte de processamento digital de sinais em um único ciclo e instruções SIMD, (*Single Instruction Multiple Data*), que realiza a mesma operação de múltiplos dados simultaneamente, além de conter uma Unidade de Ponto Flutuante (do inglês *Float Point Unit*)(FPU) e frequência de processamento de até 168 MHz, o mesmo possui também 1 *Megabyte* de memória *flash* e 196 *Kilobytes* de Memória de Acesso Aleatório (do inglês *Random Access Memory*)(RAM). Esse microcontrolador também disponibiliza 3 ADCs de 12 bits, periférico de Acesso Direto a Memória (do inglês *Direct Memory Access*)(DMA), 17 temporizadores de 16 e 32 bits com frequência de até 168 MHz, 2 Conversores Digital/Analógico (do inglês *Digital/Analog Converter*)(DAC) e periféricos de comunicação serial, além de diversos outros periféricos (STMICROELECTRONICS, 2012a).

Além das características citadas, o STM32F4Discovery é uma plataforma com custo acessível, mantendo assim o conceito de baixo custo empregado na PMU desenvolvida. A plataforma STM32F4Discovery pode ser observado na figura 6.



Figura 6: Kit STM32F4Discovery.
Fonte: STMicroelectronics.

As peculiaridades que mais influenciaram na escolha dessa plataforma para o desenvolvimento foram a alta velocidade de processamento, a disponibilidade de três conversores A/Ds independentes e os modos de operação dos temporizados. Essas características citadas implicam diretamente no processo matemático da aplicação assim como na aquisição dos sinais analisados. Os três conversores A/D, operando independentes, foram essenciais para aplicação devido a PMU tratar de sinais trifásicos.

São fornecidas a PMU três sinais analógicos, os quais são amostrados pelos conversores AD, em seguida é realizado o processo matemático. O protótipo também contém um módulo GPS e um *display* gráfico LCD. As conexões entre o módulo GPS e o *display* gráfico LCD para o microcontrolador é feita via comunicação serial. Basicamente SMT32F4Discovery gerenciará todas as funcionalidades do protótipo

da PMU, as quais se caracterizam como: processo de estimação fasorial e estimação de frequência, aquisição e sincronismo dos dados analisados, gerenciamento e processamento dos dados do módulo GPS, atualização e envio de dados ao *display* gráfico LCD. Um modelo da PMU de baixo custo é apresentado na figura 7

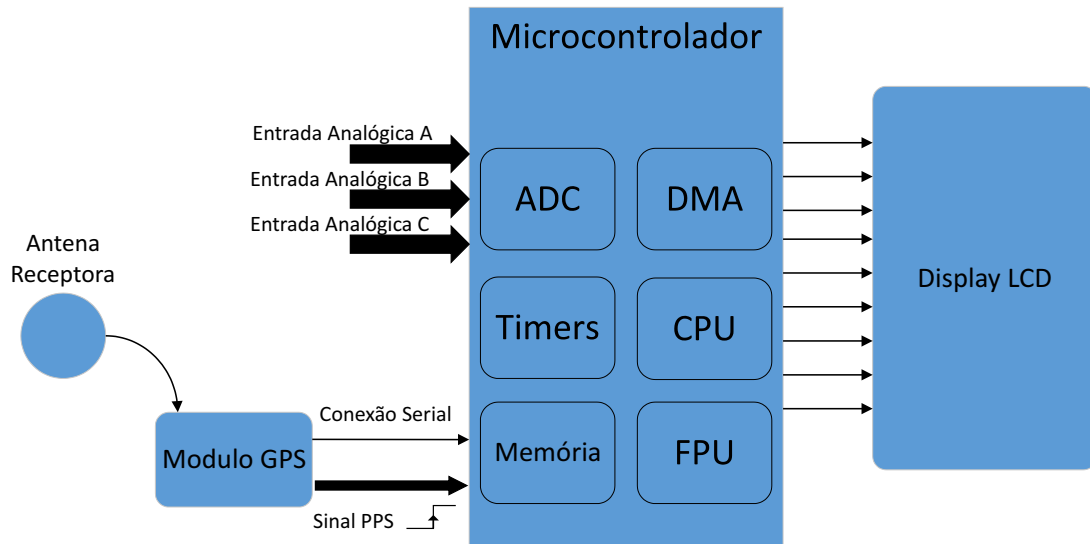


Figura 7: Modelo Genérico da PMU de Baixo Custo.
Fonte: Autoria Própria.

O funcionamento da PMU de baixo custo é basicamente o mesmo empregado à uma PMU genérica. O módulo GPS fornece o sinal PPS que iniciará o processo de aquisição das amostras realizado pelos conversores A\D. Em seguida é realizado o processamento matemático através da CPU do microcontrolador e por fim os dados fasoriais e de frequência são enviados ao *display* gráfico.

3.2 SISTEMA DE AQUISIÇÃO E SINCRONISMO

Como já citado, o microcontrolador STM32F407VGT6 possui três conversores A\D que podem realizar até 2,4 milhões de amostras por segundo individualmente, podendo ser compartilhados em 16 canais. Com uma resolução de 12 bits, acesso direto a memória através do DMA, sincronismos de aquisição a partir de temporizadores e operação simultânea dos três conversores A\D, esse periférico torna-se uma ferramenta adequada para a aplicação.

O objetivo desse sistema é a amostragem de 256 dados de cada sinal analisado pela PMU (Entrada Analógica A, Entrada Analógica B, Entrada Analógica C) durante seu respectivo período e armazenar esses dados em um *buffer* de memória

para o tratamento matemático. Cada *buffer* armazenará os 256 dados de cada sinal amostrado, resultando em 768 dados armazenados. O início da amostragem é determinado pelo sinal PPS e um temporizador (TIM8) será o responsável por determinar a frequência de amostragem do ADC. Os conversores operam simultaneamente devido ao seus respectivos modos de operação. O fim do processo é sinalizado por um segundo temporizador (TIM2). A figura 8 representa o o sistema apresentado anteriormente.

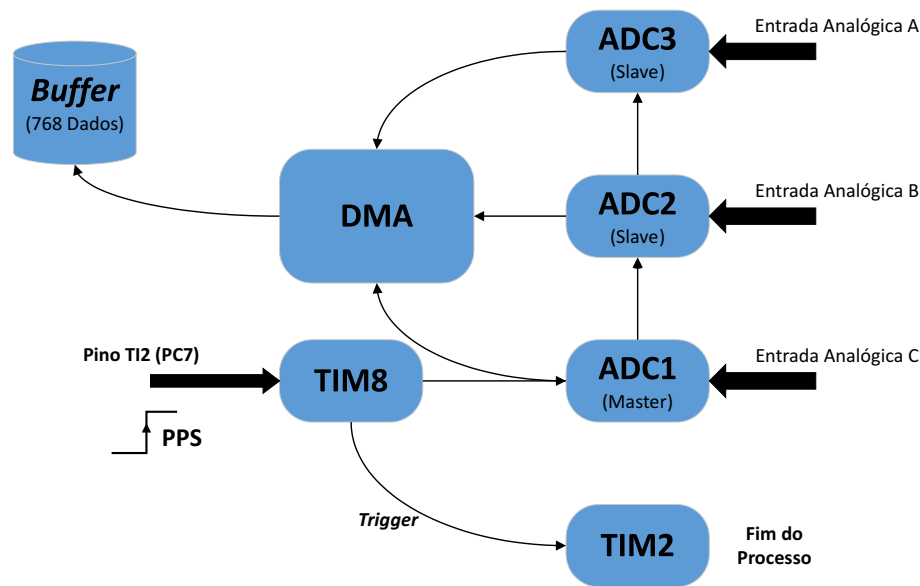


Figura 8: Sistema de Aquisição e Sincronismo.
Fonte: Autoria Própria.

Esse sistema deve possuir uma única referência temporal, em outras palavras, a aquisição das amostras deve iniciar no momento em que é captado o sinal PPS. O temporizador TIM8 tem a possibilidade de operar a partir de um gatilho externo, operando no modo *trigger*. A entrada TI2, que está ligada ao pino 7 da porta C do microcontrolador, atua como gatilho do temporizador. No momento em que um pulso é captado nessa entrada, o temporizador inicia sua contagem, a cada fim de contagem o ADC1 realiza uma conversão. A conversão a partir do fim de contagem do temporizador é uma das opções que podem ser configuradas no conversor.

Como o temporizador TIM8 atua como base de tempo das conversões é possível determinar o número total de dados amostrados em um determinado período de tempo, ajustando a frequência de operação do mesmo. Esse temporizador opera como base de tempo das conversões somente para o ADC 1, contudo é necessário que ambos os outros conversores realizem as conversões simultaneamente. Desse modo foi configurado o ADC 1 como mestre (*master*) e os demais como escravo

(*slave*). Operando nessas configurações os conversores 2 e 3 realizam as conversões simultaneamente com o conversor 1, assim não é necessário outros temporizadores para fornecer a base de tempo dos conversores 2 e 3. Conseqüentemente todas as amostras dos três conversores se mantêm sincronizadas, possuindo assim a mesma referência temporal.

Posteriormente à amostragem dos sinais, os dados são alocados em um *buffer* de memória, contendo 768 posições, equivalente as 256 amostras dos três conversores, sendo esses dados alocados através do DMA. Esse periférico possibilita o acesso direto de um periférico à memória ou da memória à um periférico. Nessa aplicação foi realizado o acesso dos conversores A/D à memória. O DMA pode operar com *buffer* circular ou independente. No modo circular os dados são alocados na memória até completar sua capacidade e em seguida são alocados novamente, ou seja, o *buffer* trabalha em modo contínuo. Como a PMU desenvolvida realiza o tratamento dos dados continuamente utilizou-se a configuração do DMA em modo circular.

O temporizador TIM2 é responsável por sinalizar o fim do processo. Esse temporizador está configurado de modo que sua base temporal é proporcionada pelo TIM8. Dessa forma é possível conhecer a taxa de operação do TIM8 e, conseqüentemente, controlar o número de amostras do sistema e sinalizar o fim do processo. Cabe ressaltar que o processo é contínuo, ou seja, a cada PPS o sistema realizará um novo processo de aquisição das amostras.

A principal característica do processo de aquisição empregado é que todo o seu funcionamento é independente do processador. Isso implica diretamente no desempenho do sistema, podendo-se realizar as aquisições enquanto o processador opera de forma dedicada as demais funcionalidades da PMU, exclusivamente o processo matemático de estimação dos fasores e envio dos dados.

3.3 ESTIMAÇÃO DE FREQUÊNCIA

Apesar da frequência nominal da rede elétrica no Brasil ser normalizada em 60 Hz, na prática, em condições normais de operação, devido a diferença entre carga e despacho, a frequência da rede em operação normal oscila, mantendo o valor médio de 60 Hz. Conseguir medir o estado dos parâmetros do sistema logo antes da ocorrência de falhas, instantes em que geralmente ocorrem variações bruscas na frequência, e, com isso, tomar ações rápidas a fim de evitar o colapso do sistema é

um dos principal objetivo das PMUs (OLIVEIRA, 2012). Portanto, a determinação da frequência da rede com a melhor exatidão possível é muito importante, uma vez que dela partirá a definição do comprimento da janela em que será aplicada a DFT. Ao se utilizar o comprimento correto da janela, evita-se o efeito conhecido como vazamento que pode gerar erros na representação do fasor superiores àqueles determinados em norma (IEEE, 2011b).

Como citado em 2.3.3, o método utilizado para a estimação da frequência foi o cruzamento por zero. Esse método consiste na medição do tempo entre o cruzamento por zero de um sinal senoidal. A PMU proposta nesse trabalho tem como base o microcontrolador STM32F407VGT6, que possui temporizadores de 16 e 32 bit, ou seja, podem realizar 65536 ou 4294967296 contagens respectivamente. Esses temporizadores podem operar com frequência de 84 ou 168 MHz dependendo do temporizador escolhido (STMICROELECTRONICS, 2012b). Devido a essas características é de maior interesse a aplicação do método de cruzamento por zero no protótipo da PMU. Além das particularidades do temporizador, esse método não necessita cálculos complexos, poupando a Unidade de Processamento Central (do inglês *Central Processing Unit*) (CPU), do microcontrolador. A PMU tem o objetivo de estimar a frequência de um sinal fundamental e tem como base a frequência nominal da rede (60Hz). Assim utilizando um temporizador de 32 bits (TIM5) operando a 84 MHz o número de contagens que esse temporizador realizará durante a análise de um sinal de em 60 Hz é de 1400000. Operando com essas características a PMU alcança uma sensibilidade de aproximadamente $42,8 \mu\text{Hz}$, por conseguinte, a PMU detecta variações de frequência na casa das dezenas de microhertz. Cabe ressaltar que esses resultados são teóricos, portanto não estão sendo considerados o atraso entre o momento exato da passagem por zero e o início da contagem, bem como outros erros.

Como o microcontrolador opera com sinais positivos, o sinal analisado não deve ter componente negativa. Desse modo, para aplicação do método proposto não é considerado o cruzamento por zero e sim as bordas do sinal do analisado. Para melhor detecção das bordas do sinal, foi analisado um sinal quadrático equivalente ao sinal senoidal de entrada da PMU, que pode ser obtido através de um comparador. O número de contagens é realizado entre o intervalo das bordas de subida ou descida do sinal do comparador. A figura 10 esboça o funcionamento do método utilizado.

Onde " T temporizador" é o tempo que o temporizador leva para realizar uma contagem, e " T sinal de Entrada" é o tempo equivalente a um período do sinal de

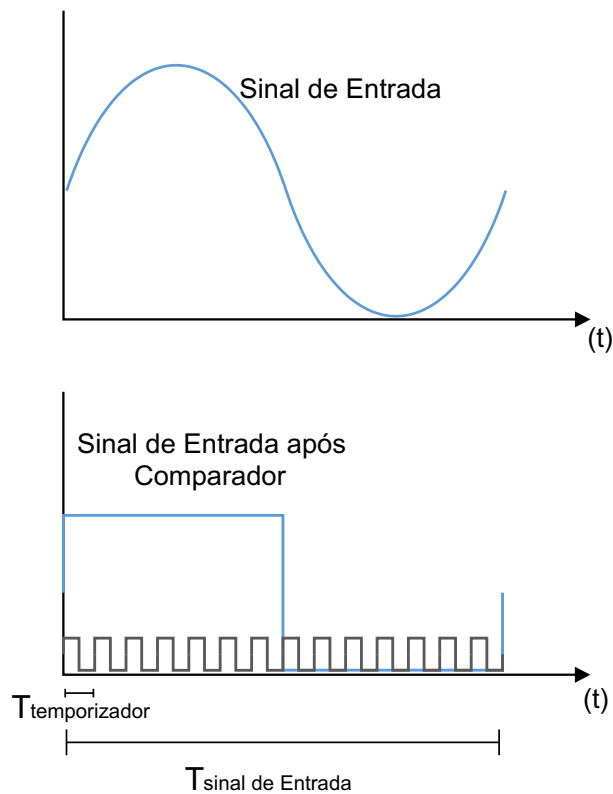


Figura 9: Demonstração do Método Passagem Por Zero.
Fonte: Autoria Própria.

entrada da PMU.

Para a execução do método foi utilizado o temporizador TIM5 operando no modo *gated*. Esse modo de operação habilita o contador do temporizador dependendo do nível de tensão aplicado em sua entrada. Esta operação permite calcular o período de meia onda, e partindo da premissa que esse período não é alterado na meia onda seguinte, é possível estimar o período completo do sinal, e consequentemente a frequência do mesmo.

O processo de estimação de frequência implementado implica diretamente no processo de aquisição e sincronismos das amostras. A frequência estimada é responsável por determinar o comprimento janela em que a DFT será aplicada. Portanto, independente da frequência que o sistema esta operando o número de dados amostrados para aplicação da DFT sempre serão os mesmos. Esse processo de estimação de frequência baseia-se no número de contagens do temporizador TIM5, sendo que a frequência em si é obtida através da equação (21) como mostrado na seção 2.3.3. Após obter o número de contagens do contador do temporizador TIM5, seu valor atua diretamente no contador do temporizador TIM8 e assim na base de tempo dos conversores A/Ds, e por conseguinte determina a janela de operação da DTF. O processo

descrito anteriormente é apresentado na figura 10.

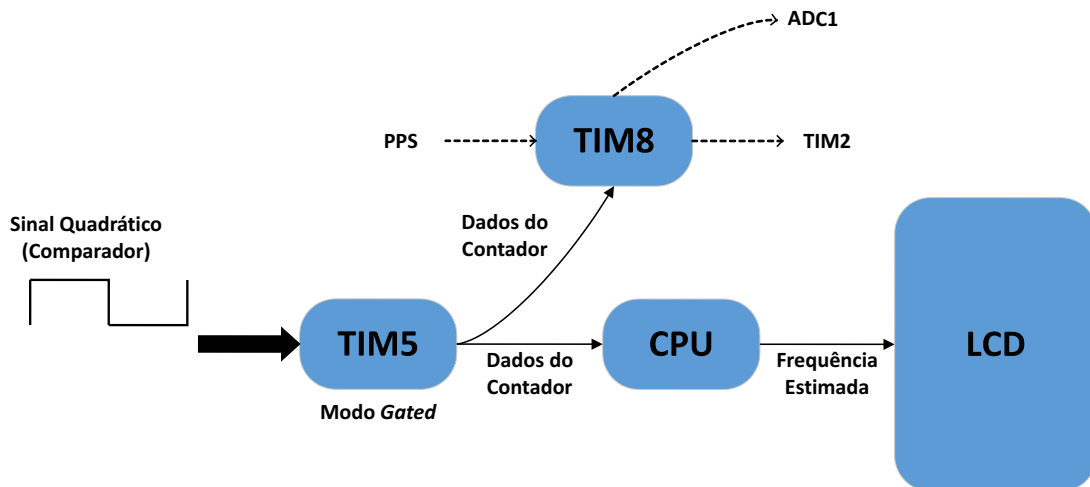


Figura 10: Processo da Estimação de Frequência.
Fonte: Autoria Própria.

Após cada estimação de frequência o contador do temporizador TIM5 é reiniciado. O valor do contador inserido no temporizador TIM8 é atualizado continuamente, porém seu uso é referente ao sinal PPS mantendo assim o sincronismo na estimação da frequência.

3.4 MODULO GPS

O GPS é um sistema de navegação via satélite composto por 24 satélites em órbita ao redor da terra, possibilitando uma identificação precisa de localizações. Os satélites transmitem sinais que podem ser processados em um módulo GPS, habilitando o receptor a fornecer informações de posição, velocidade e tempo. O sinal do satélite é enviado ao módulo receptor que o retorna, e é captado pelo menos por quatro satélites. Esses satélites calculam o tempo de resposta desse sinal. Com os dados de tempo de retorno e distância entre os satélites é possível fornecer informações de posicionamento através de triangulação (KHAN, 2013).

O módulo GPS é acoplado a plataforma STM32F4Discovery, através de uma porta UART e de um pino de E/S saída exclusivo para o sinal PPS. Primeiramente foi escolhido o módulo GPS Timble Resolution T, entretanto houve dificuldades para a sincronia no módulo com os satélites não mantendo uma conexão estável, assim optou-se pela não utilização do mesmo. Outro módulo disponível para a aplicação é o SKM53 (figura 11), fabricado pela Skylab. Esse módulo tem custo mais acessível que

o Resolution T, contudo não possui sinal PPS. Para a aplicação foi utilizado um sinal PPS externo mantendo o módulo SKM53 para o fornecimento de dados temporais.



Figura 11: Módulo GPS SKM53.
Fonte: SkyLab (2010).

O módulo SKM53 utiliza um protocolo de comunicação que segue os padrões da Associação Nacional de Eletrônica Marítima (do inglês National Marine Electronics Association)(NMEA). O NMEA define a estrutura das mensagens de dados, o conteúdo e protocolos para comunicação do módulo GPS com outros equipamentos eletrônicos (BETKE, 2000).

O SKM53 disponibiliza vários pacotes de dados para envio, onde se diferenciam dependendo das informações a serem utilizadas, dentre eles o pacote ZDA. Esse pacote fornece informação de tempo (hora, mim, segundo e milissegundo), e informação de data (dia, mês e ano) (SKYLAB, 2010). As informações do módulo GPS são enviadas ao microcontrolador via conexão serial, onde um periférico de comunicação é responsável pela recepção dos dados (USART). Como o módulo GPS pode fornecer diversos pacotes de informações é necessário configurá-lo com os pacotes desejados. Para realizar tais configurações foi utilizado o *software* MiniGPS para realizar as devidas configurações e o pino Rx do módulo como o canal de conexão. No protótipo da PMU foi utilizado somente o pacote ZDA, sendo o modelo do pacote dado por:

sendo que:

1	2	3	4	5	6
\$GPZDA,hhmmss.sss,dd,mm,aaa,*,*cc					

1. Cabeçalho.
2. Tempo Universal Coordenado (hora, minuto, segundo e milissegundo).
3. Dia.
4. Mês.
5. Ano.
6. *Checksum* (Verificação).

Foi implementado no microcontrolador um algoritmo que interpreta o pacote de dados recebidos pelo módulo GPS, os dados são recebidos em *strings* (cadeia de caracteres), assim o algoritmo baseia-se na identificação dos caracteres para distinguir a informação relativa ao conjunto de caracteres e a construção da informação requerida. A cada segundo um pacote de dados é enviado ao microcontrolador, e após ao processo de identificação as informações são enviadas ao *display* gráfico LCD.

3.5 INTERFACE DE VISUALIZAÇÃO

O protótipo da PMU de baixo custo contém um *display* gráfico LCD onde informa ao usuário os fasores e frequência estimados e as informações temporais providas do módulo GPS. Essas informações são atualizadas a cada segundo, ou seja, a cada estimacão o valor é atualizado no *display*. Foi utilizado um *display* gráfico LCD de 3,2 polegadas, com interface gráfica de 16-bit em paralelo e resolução de 320x240 pontos. O mesmo também conta com a funcionalidade de toque na tela, (*touch screen*), com interface serial (SPI). Nessa primeira versão, o protótipo PMU de baixo custo não utiliza nenhuma função de toque na tela, porém em um desenvolvimento futuro será implementado algumas funcionalidades.

Na CPU é realizado a aplicação da DFT no conjunto de amostras alocadas no *buffer* de memória, primeiramente são diferenciados os sinais amostrados obtendo assim os sinais discretos equivalente as entradas analógicas A, B e C, posteriormente é aplicado (16) nos sinais discretizados. Um processo semelhante é realizado para a estimacão da frequência, porém utilizando (21). A CPU também realiza o processo

de identificação e interpretação dos dados do módulo GPS. Após esse processo as informações do módulo GPS e os valores das estimação dos fasores e frequência são enviados ao *display*. Cabe ressaltar que a FPU do microcontrolador é dedicada a realizar os procedimentos matemáticos. A figura 12 exemplifica o processo descrito anteriormente.

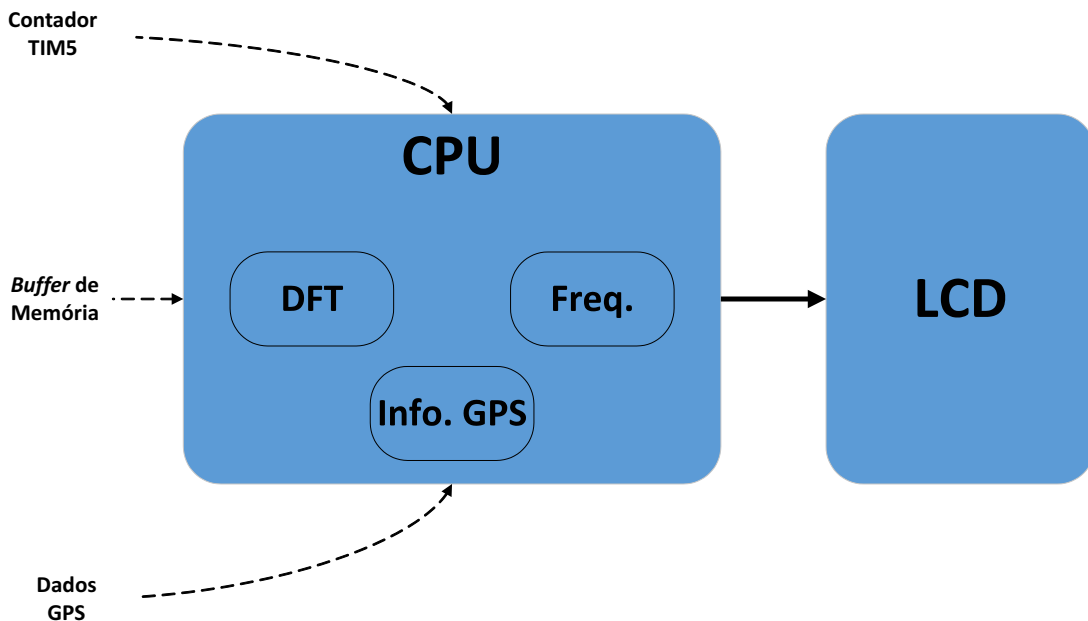


Figura 12: Processo de visualização das Informações da PMU.
Fonte: Autoria Própria.

A princípio a PMU informará suas respectivas informações através do *display*, disponibilizando uma interface com o usuário. Em trabalhos futuros será implementado um processo de formatação dos dados em pacotes padronizados para o envio ao PDC, a normativa IEEE (IEEE, 2011a) padroniza a formatação dos dados e especifica o formato da mensagem que pode ser usada com qualquer protocolo de comunicação para transmissão em tempo real entre PMUs ou PDCs.

3.6 METODOLOGIA DE VALIDAÇÃO

O principal critério que a PMU tem o objetivo de atender é o TVE, que deve ser menor ou igual a 1%. O TVE é obtido por (1) que é expresso basicamente pela relação entre um fasor ideal e um fasor estimado pela PMU, portanto para a sua validação é necessário realizar medições fasoriais a partir de um fasor ideal. Para a realização desse procedimento foi utilizado um segundo microcontrolador que fornece as entradas analógicas para a PMU, foi utilizado um DAC para gerar um sinal senoidal

equivalente aos sinais aplicados na PMU, onde utilizou-se o mesmo sinal para as três entradas analógicas. Um segundo DAC foi empregado para gerar um o sinal PPS.

O microcontrolador STM32F407VGT6 possui dois DAC, sendo de 12 e 8 bits (STMICROELECTRONICS, 2012b). O DAC de 12 bits foi utilizado para gerar o sinal senoidal, obtendo assim um resolução de aproximadamente 3 milivolts no sinal gerado. O DAC de 8 bits foi utilizado para gerar o sinal PPS. Gerando os sinais de entrada da PMU e PPS digitalmente é possível sincronizar ambos os sinais, tendo em mente que o número total de amostras é inicialmente configurado. Nesse caso foi utilizado 1000 amostras durante um período de 60Hz, conseqüentemente é possível obter uma variação de fase de 0,36 graus. Os sinais gerados pelos DAC podem ser observados na figura 13.

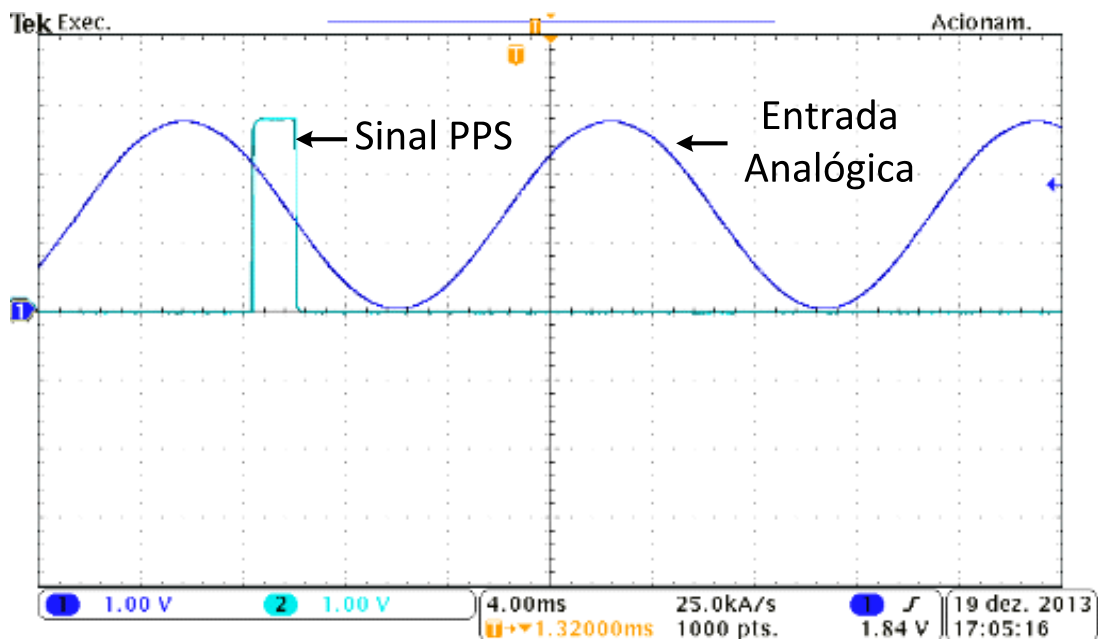


Figura 13: Sinais Gerados pelo DAC.

Fonte: Autoria Própria.

Assim, um sincrofasor próximo do ideal pode ser determinado, e análises a partir de variações de amplitude de tensão, fase e frequência podem ser realizadas. Como resultado é possível avaliar o TVE diante diversas condições. Os resultados experimentais das estimações realizadas e o cálculo do TVE são discutidos no próximo capítulo.

3.7 ESTRATÉGIA DE CALIBRAÇÃO DO DAC

O ADC pode estar sujeito a diversos erros, entre eles erro de linearidade, erro de deslocamento, erro de ganho, entre outros. No decorrer do desenvolvimento do projeto observou-se que as amostras do ADC estavam sujeitas a um erro de ganho, esse erro é caracterizado pelo aumento no degrau de conversão quando o sinal analisado é maximizado. Esse tipo de erro pode acarretar um erro na estimação dos fasores resultando um valor fasorial distante do valor ideal. Mediante a essa circunstância concluiu-se que a observância do critério do TVE pode ser impactada, pois a margem de operação estipulada pelo critério é razoavelmente pequena (menor ou igual a 1%). Diante desse cenário foi proposta uma estratégia de compensação do erro em que o ADC está sujeito, realizando uma calibração do mesmo a cada inicialização do protótipo da PMU.

Primeiramente foram realizadas medições de 0 a 3 volts e registrados os valores fornecidos pelo ADC e o valor esperado pelo mesmo. Cabe ressaltar que o conversor possui uma resolução de 12 bits, ou seja a 3 volts a conversão equivale a 4096. Para essa análise foi aplicado um sinal de tensão contínua na entrada do ADC com um incremento de 0,3 volts e comparado os valores registrados pelo ADC e o valores esperados pela conversão a partir da determinada tensão de entrada. Os valores registrados estão na tabela 1.

Tabela 1: Dados de conversão.

Amostra	Tensão (V)	Valor Esperado	Valor Registrado
0	0	0	6
1	0,3	409	428
2	0,6	820	843
3	0,9	1228	1265
4	1,2	1639	1696
5	1,5	2048	2110
6	1,8	2457	2523
7	2,1	2867	2942
8	2,4	3277	3368
9	2,7	3686	3789
10	3,0	4096	4095

A curva entre o valor esperado e o valor registrado podem ser observadas na figura 14.

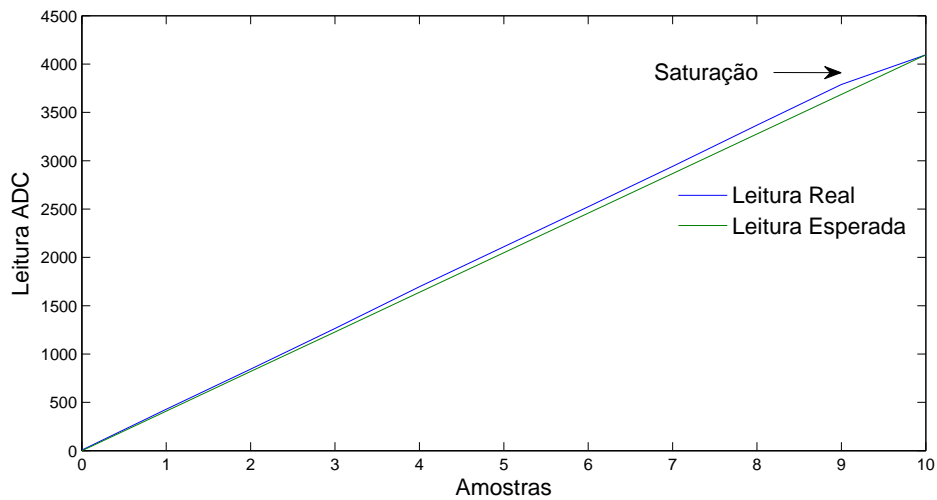


Figura 14: Erro Entre as Amostras do ADC.

Fonte: Autoria Própria.

Como visto na figura 14 há uma defasagem entre a curva real e a esperada, essa defasagem é o erro de ganho do ADC, também é possível notar que o erro é constante, conseqüentemente é possível determinar um fator de correção para o sistema. Percebe-se também que há um outro problema na curva real, houve a saturação da curva na última amostra do ADC.

Primeiramente deve-se calibrar o ADC, para que essa defasagem seja minimizada, posteriormente analisar o quão grave é o problema de saturação. Para a calibração, é determinado um fator de correção o qual será aplicado em cada conversão do ADC. Esse fator de correção é determinado a partir de uma tensão de referência interna (V_{refint}), que no caso do STM32F407VGT6 equivale a 1,21 volts (STMICROELECTRONICS, 2012c). Esse valor de tensão é preciso e normalmente é disponibilizados nos microcontroladores.

Para o experimento, foi utilizado uma função de inicialização do ADC, a qual o conversor realiza 10 conversões e partir desses resultados é calculado a média das conversões, em seguida é calculado o fator de correção das amostras, como mostrado na equação (1).

$$F_c = \frac{V_{ref}}{MediadasConversoes} \quad (1)$$

Assim cada amostra deve ser multiplicada por o fator de correção (F_c) e resultará o valor da conversão em volts. Posteriormente será analisado as comparações entre resultados das amostras sem calibração do ADC e após a calibração.

4 RESULTADOS

Este capítulo apresenta os principais resultados obtidos no desenvolvimento do protótipo da PMU de baixo custo. Primeiramente são abordados os resultados do processo de calibração do ADC, posteriormente é apresentado diversos resultados e considerações com base em análises de variação em módulo, fase e frequência dos sinais processados pela PMU de baixo custo. Por fim é estipulado o TVE obtido pelos resultados do protótipo da PMU e comparado com o critério da norma vigente.

4.1 VALIDAÇÃO DAS AMOSTRAS DO DAC

Para a validação das amostras do ADC foram realizadas análises observando o comportamento do sistema mediante à três situações. Foram analisadas 13 amostras de um sinal de tensão fixo, comparando leituras realizadas por um multímetro, pelo ADC com o fator de correção e o ADC sem o fator de correção. A tabela 2 apresenta as leituras obtidas por esse experimento.

Tabela 2: Dados de conversão.

	Leitura Multímetro (V)	Leitura ADC sem F.C. (V)	Leitura ADC com F.C. (V)
1	0,0041	0,0051	0,0051
2	0,3009	0,3079	0,3007
3	0,6013	0,6152	0,6014
4	0,8997	0,9199	0,8993
5	1,2007	1,2250	1,2000
6	1,5007	1,5330	1,4999
7	1,8007	1,8380	1,7990
8	2,1084	2,1510	2,1030
9	2,4058	2,4540	2,3990
10	2,7025	2,7590	2,6960
11	2,8043	2,8620	2,7970
12	2,9051	2,9660	2,8990
13	2,9515	2,9990	2,9320

A figura 15 representa graficamente os dados da tabela 2.

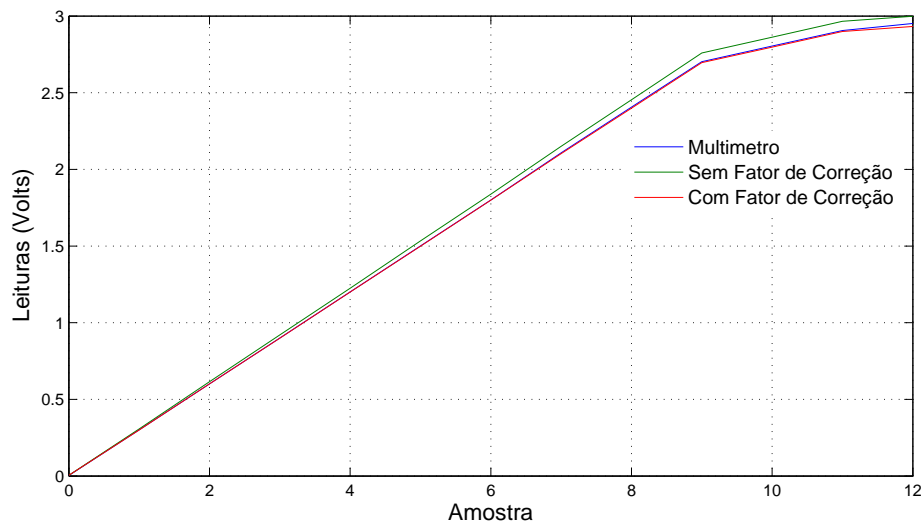


Figura 15: Análise das Leituras de Tensão.

Fonte: Autoria Própria.

Posteriormente foram gerados dois sinais senoidais por um gerador de função, os mesmos foram amostrados pelo ADC e enviados ao microcomputador via conexão serial, somente em um dos sinais foi aplicado a calibração do conversor. A amplitude do sinal foi de 2,8 volts evitando assim a saturação do sinal amostrado. A partir dessa análise é possível afirmar que na ocorrência de uma não calibração do conversor a estimação do módulo do sinal analisado pode ser seriamente impactada. A figura 16 apresenta os sinais amostrados.

4.2 ANÁLISE DE VARIAÇÃO DE MÓDULO, FASE E FREQUÊNCIA

Como detalhado na seção 3.6, a validação das estimativas na unidade foi realizada a partir de sinais gerados digitalmente o que permitiu a análise do comportamento do sistema mediante a diversas condições. Primeiramente foi examinado o comportamento da PMU com frequência e módulo constante e fase variável. Foi aplicado no sistema um sinal com frequência de 60 Hz com módulo de 1,3839 V, a fase teve início em 0 graus e foi variada com incremento de -36 graus até -180 graus. No decorrer do processo de estimação notou-se uma diferença de aproximadamente $0,68^\circ$ em todas as medições entre a fase ideal e a fase estimada, portanto, concluiu-se que trata-se de um erro absoluto onde pode ser compensado através de um fator de correção. A tabela 3 mostra as medidas do processo, contendo os valores de frequência, módulo e fase ideais e esperados e a fase com a aplicação do fator de

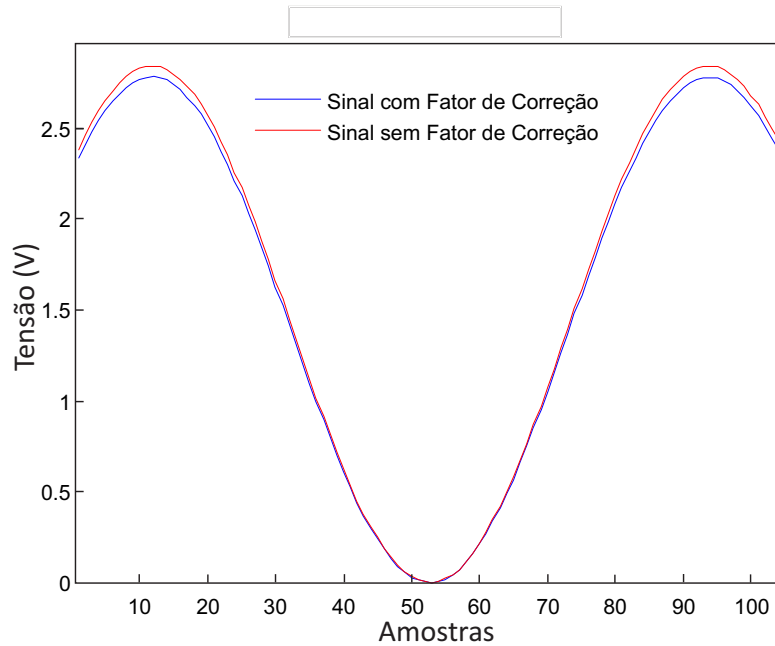


Figura 16: Sinais Com e Sem Fator de Correção.
Fonte: Autoria Própria.

correção (F.C.).

Tabela 3: Variação de Módulo e Frequência do Sistema.

	Freq. Ideal(Hz)	Freq. Estim.(Hz)	Módulo Ideal(V)	Módulo Estim.(V)	Fase Ideal(°)	Fase Estim.(°)	Fase com F.C.(°)
1	60,0000	59,9992	1,3839	1,3849	0,00	-0,6920	-0,0120
2	60,0000	60,0003	1,3839	1,3852	-3,60	-4,2814	-3,6014
3	60,0000	60,0002	1,3839	1,3848	-18,00	-18,6841	-18,0041
4	60,0000	59,9992	1,3839	1,3842	-36,00	-36,6771	-35,9971
5	60,0000	59,9992	1,3839	1,3846	-54,00	-54,6826	-54,0026
6	60,0000	59,9992	1,3839	1,3839	-72,00	-72,6815	-72,0015
7	60,0000	59,9993	1,3839	1,3845	-90,00	-90,6842	-90,0042
8	60,0000	60,0003	1,3839	1,3843	-108,00	-108,6903	-108,0103
9	60,0000	60,0004	1,3839	1,3836	-126,00	-126,6857	-126,0057
10	60,0000	59,9992	1,3839	1,3833	-144,00	-144,6988	-144,0188
11	60,0000	60,0004	1,3839	1,3826	-162,00	-162,7005	-162,0205
12	60,0000	60,0004	1,3839	1,3825	-180,00	-180,7300	-180,0500

A figura 17 representa graficamente a variação da fase em função da frequência. Essa análise tem o objetivo de verificar o maior desvio de frequência diante a variação gradativa de fase.

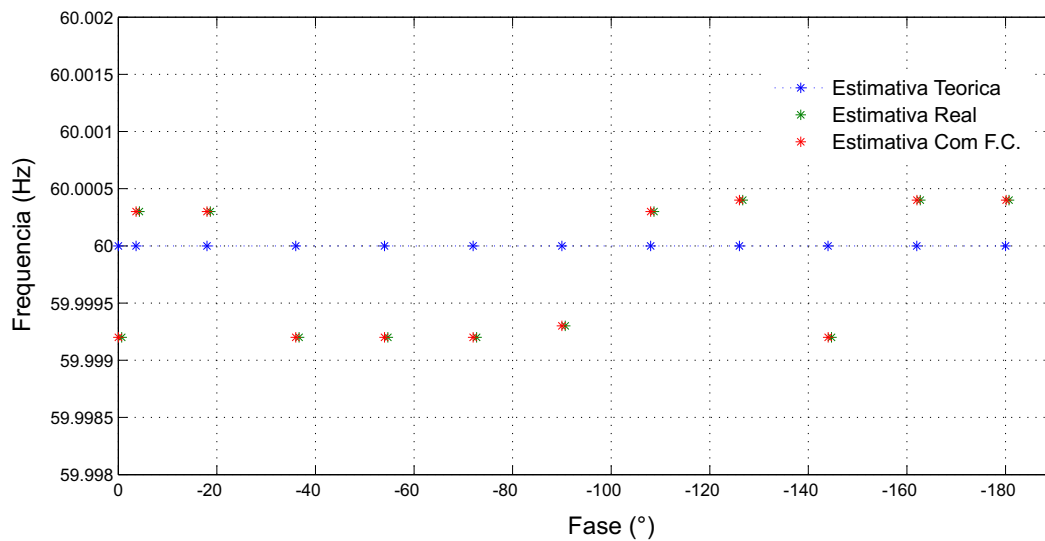


Figura 17: Frequência Mediante a Variações de Fase.
Fonte: Autoria Própria.

Diante a variação de fase notou-se uma variação máxima de frequência de 0,0008 Hz. Lembrando que a frequência foi mantida constante, para uma melhor análise do erro de frequência será abordado um experimento com variação de frequência.

Partindo do mesmo procedimento citado anteriormente, a Figura 18 demonstra a variação da fase em função do módulo. O desvio máximo de módulo foi de 0,0014.

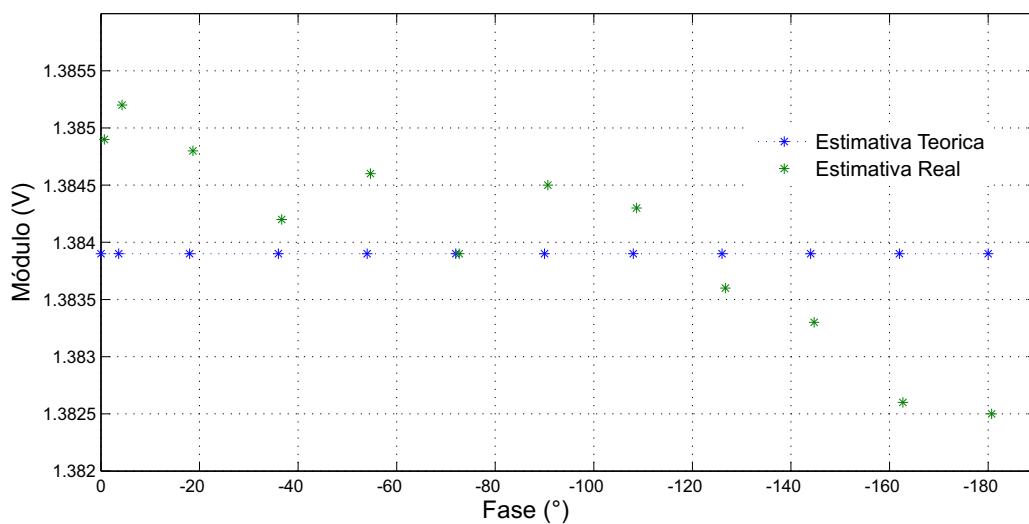


Figura 18: Módulo Mediante a Variações de Fase.
Fonte: Autoria Própria.

Em seguida é realizado outro ensaio, variando o módulo e frequência do sinal analisado utilizando um gerador de função. Como a normativa do IEEE exige um intervalo de variação da frequência (de 55 Hz a 65 Hz), o ensaio seguinte foi realizado conforme a exigência da norma. A tabela 4 mostra os resultados obtidos.

Tabela 4: Variação de Módulo e Frequência do Sistema.

	Módulo Ideal (V)	Módulo Est. (V)	Freq. Ideal (Hz)	Freq. Est. (Hz)
1	1,4000	1,4040	60,0000	59,9957
2	1,4000	1,4025	60,0000	59,9953
3	1,4000	1,4029	60,0000	59,9963
4	1,4000	1,4023	60,5550	60,5543
5	1,3500	1,3524	60,5550	60,5543
6	1,3500	1,3522	59,0000	58,9992
7	1,3000	1,3016	62,5000	62,4994
8	1,4500	1,4537	58,2000	58,1992
9	1,4500	1,4537	65,0000	64,9996
10	1,4000	1,4027	55,0000	54,9990
11	1,2000	1,2010	55,0000	54,9990

A tabela 4 mostrou resultados obtidos através de variações de módulo e fase e na mesma foi obtido um erro máximo no modulo de 0,0040 volts e um erro máximo de 0,0047 Hz na frequência estimada. A normativa estabelece um erro máximo de 0,06 Hz na estimação da frequência quando operada em seu valor nominal (60 Hz).

4.3 VALIDAÇÃO DO TVE

A partir das amostras obtidas pela tabela 3 é possível determinar o TVE do sistema. Foram analisados os resultados do TVE com o fator de correção na fase e sem o fator de correção de fase. Os resultados são apresentados na tabela 5

A partir dos dados obtidos da tabela 5 é possível afirmar que o sistema com a aplicação do fator de correção na fase estimada correspondeu adequadamente ao critério da normativa do IEEE, que estabelece um TVE menor ou igual a 1%. A figura 19 representa 5 fasores estimados e o fasor esperado na suas formas retangulares. Todas as amostras atenderam o critério do TVE.

A observância desse critério comprova que os blocos da PMU desenvolvida desempenharam seus respectivos papéis com eficácia, e mantendo um erro relativamente pequeno entre um fasor real e um fasor estimado.

Tabela 5: TVE do Sistema.

	TVE (%)	TVE com F.C. (%)
1	1,1935	0,0940
2	1,1924	0,0938
3	1,1953	0,0950
4	1,1818	0,0217
5	1,1921	0,0507
6	1,1894	0,0026
7	1,1946	0,0439
8	1,2049	0,0340
9	1,1970	0,0238
10	1,2206	0,0460
11	1,2238	0,0996

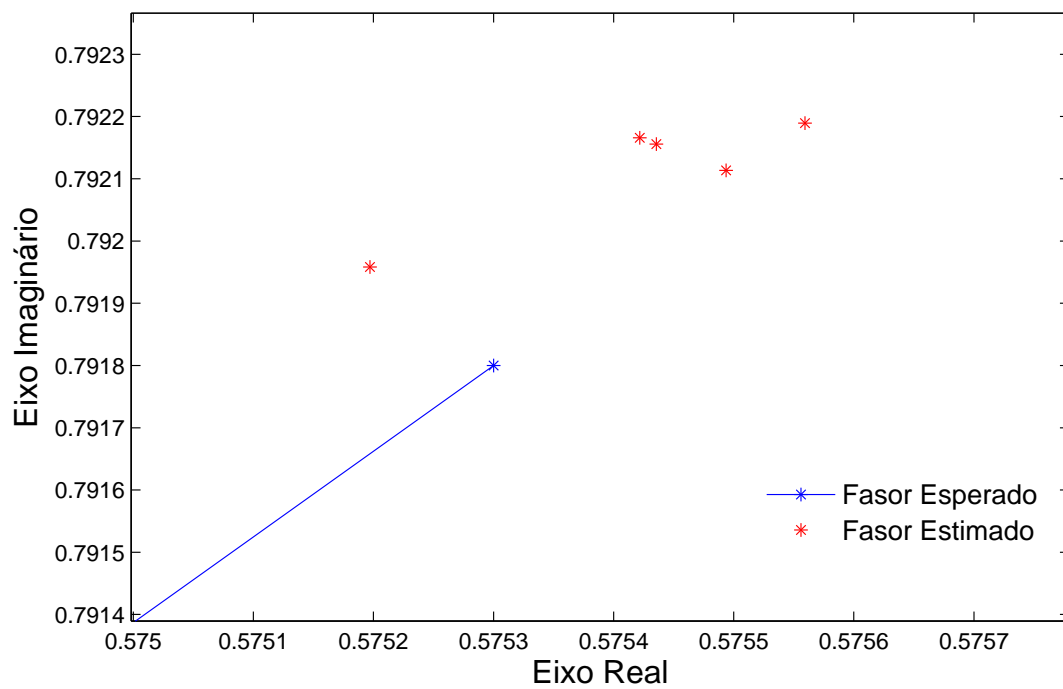


Figura 19: Fasores Estimados.
Fonte: Autoria Própria.

5 CONCLUSÃO

No trabalho de pesquisa desenvolvido foi apresentado uma solução alternativa para o monitoramento e otimização dos sistemas elétricos de potência, visando o futuro das redes inteligentes. No trabalho proposto foi detalhado o desenvolvimento de uma PMU com custo acessível focando no sistema de aquisição e sincronismo, estimação de fasores e de frequência, e validação do critério TVE estipulado pela normativa do IEEE.

O sistema de aquisição e sincronismos das amostras foi implementado de forma a minimizar efeitos de atrasos temporais, possivelmente gerados pelos blocos da PMU. Esse sistema baseia-se na aquisição das amostras a partir de um sinal de externo (PPS), onde realiza a amostragem de três sinais analógicos em sincronismo, resultando em 768 dados durante um período do sinal analisado. Outra característica do sistema, é a independência do processador do microcontrolador, podendo o mesmo operar de forma dedicada as demais funcionalidades da PMU, como o processamento matemático, gerenciamento das informações do módulo GPS e atualização do *display* gráfico.

O procedimento de estimação de frequência foi implementado de maneira a atuar como limitante na janela de operação da DFT, permitindo uma taxa de amostragem ajustável para o sistema, ou seja, o sistema realizada o mesmo número de amostragens independente da frequência do sinal analisado, mantendo assim uma maior confiabilidade na aplicação da DFT. Nos resultados da estimação de frequência observou-se um erro máximo de frequência de 0,0047 Hz, o qual encontra-se abaixo do estipulado pela normativa (0,06 Hz).

Na aplicação da DFT optou-se pela utilização em sua forma convencional, esse sistema se baseia na aplicação do processo matemático após a amostragem de um período por completo do sinal. Diante aos resultados das estimações dos fasores notou-se um erro máximo no módulo de 0,0040 Volts e um erro constante de fase de 0,68 graus, assim aplicou-se um fator de correção na fase minimizando o erro que a estimação está sujeita.

O módulo GPS foi implementado de modo a fornecer dados temporais para a unidade. O mesmo foi conectado a PMU via conexão serial, e utiliza um protocolo de comunicação que segue os padrões NMEA, assim foi implementado um algoritmo de processamento e gerenciamento dos dados, fornecendo somente as informações requeridas pela PMU. Na aplicação foram utilizadas informações de data em dia, mês e ano, e informações temporais, em hora, minuto e segundo.

A PMU de baixo custo conta também com um *display* gráfico LCD, onde disponibiliza ao usuário os dados dos fasores estimados, frequência e as informações providas do módulo GPS. Todas as informações enviadas ao *display* são gerenciadas pela CPU e atualizadas uma vez a cada segundo.

Para a validação dos fasores da PMU optou-se pela geração dos sinais analógicos analisados pela PMU e do sinal PPS, podendo assim ajustar o módulo, fase e a frequência do sinal analisado pela PMU. Foram utilizados dois DACs para a geração dos sinais de 12 bits e 8 bits, para o sinal de analógico de entrada e o sinal PPS respectivamente. Esse procedimento possibilitou o fornecimento de um fasor de referência para o processo de estimação fasorial.

No decorrer do desenvolvimento do projeto notou-se um erro nas estimações dos fasores provocado pelos ADCs. Foi implementado uma estratégia de compensação do erro, implementando um função de calibração nos conversores. Essa função baseia-se em um fator de correção obtido através de uma média ponderada de leituras do conversor e um valor de referência interno do mesmo. O processo de calibração é realizado somente quando a PMU é inicializada.

Após a estimação dos fasores e frequência, foram realizadas análises de seus comportamentos, tendo como base os valores dos fasores e frequência ideais gerados pelos DACs. O erro máximo obtido no módulo do fasor estimado foi de 0,0040 Volts e na fase do fasor estimado foi de 0,05 graus, analisando a frequência estimada observou-se que o erro máximo foi de 0,0047 Hz.

O TVE foi utilizado para estipular o erro em que os fasores estavam sujeitos. Para a validação do TVE foram realizadas 11 amostras de fasores, dentre elas obteve-se o TVE máximo de 0,0996%, o qual se encontra bem abaixo do 1% estabelecido pela normativa. Esses resultados comprovaram a validação do principal critério estabelecido pela normativa do IEEE.

O protótipo de PMU desenvolvido também tem como objetivo o custo acessível,

viabilizando assim a utilização das PMUs em diversos pontos do sistema elétrico. A viabilização na utilização das PMUs permite o monitoramento e controle do sistema elétrico mais eficaz possibilitando uma otimização dos SEPs e um avanço nas redes inteligentes. Normalmente as PMUs são encontradas em outros equipamentos do sistema elétrico, como: relés de proteção, registrador digital de perturbações entre outros. O valor desse equipamento varia entre 4000 e 7000 US\$ dependendo do fabricante. O kit de desenvolvimento STM32F4Discovery tem um custo de aproximadamente 18US\$ e *display* LCD tem um custo de aproximadamente 16US\$. Lembrando que o filtro *antialiasing*, utilizado para a aquisição dos sinais diretamente da rede, assim como o circuito comparador, são fatores que aumentariam o valor do protótipo. Esses valores são valores de material, não foi atribuído nenhum outro valor para o desenvolvimento da PMU, o que certamente encarece o produto. O objetivo do desenvolvimento da PMU com um custo acessível não é exatamente o valor agregado ao material utilizado, mais sim um equipamento simplificado e vigente as normativas estabelecidas para seu uso, podendo assim ser utilizado de maneira mais ampla.

Os resultados da pesquisa realizada nesse trabalho disponibilizaram uma maior abrangência no contexto de PMUs focando na concepção de uma plataforma de custo acessível para aplicações em redes inteligentes. A partir dos estudos realizados é possível desenvolver trabalhos futuros envolvendo um sistema de medição fasorial por completo.

REFERÊNCIAS

- AGOSTINI, M. N. **Simulador de Sistemas de Medição Fasorial Sincronizada**. Florianópolis, SC, 2004. 49 p.
- ANDERSSON, G.; DONALEK, P.; FARMER, R.; HATZIARGYRIOU, N.; KAMWA, I.; KUNDUR, P.; MARTINS, N.; PASERBA, J.; POURBEIK, P.; SANCHEZ-GASCA, J.; SCHULZ, R.; STANKOVIC, A.; TAYLOR, C.; VITTAL, V. Causes of the 2003 major grid blackouts in north america and europe, and recommended means to improve system dynamic performance. **Power Systems, IEEE Transactions on**, v. 20, n. 4, p. 1922–1928, 2005. ISSN 0885-8950.
- ANDRADE, S. R. C. de. **Estudos de Aplicação de Medição Fasorial Sincronizada em Sistemas de Energia Elétrica**. 154 p. Dissertação (Dissertação (Mestrado)) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2008.
- BETKE, K. **The NMEA 0183 Protocol**. May 2000.
- DECKER, I. C.; AGOSTINI, M. N.; DOTTA, D. Performance of a synchronized phasor measurements system in the brazil power system. In: **IEEE PES General Meeting**. Montreal, CA: [s.n.], 2006.
- EHRENSPEGER, J. G. **Sistemas de Medição Fasorial Sincronizada: Análise do Estado da Arte e Aplicação no Monitoramento de Sistemas de Energia Elétrica**. 96 p. Dissertação (Dissertação (Mestrado)) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2004.
- GIRGIS, A.; HWANG, T. L. D. Optimal estimation of voltage phasors and frequency deviation using linear and non-linear kalman filtering: Theory and limitations. **Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on**, PAS-103, n. 10, p. 2943–2951, 1984. ISSN 0018-9510.
- GOMES, P. H. de C. **Análise e Síntese de um Algoritmo "Phase Locked-Loop" Robusto para Estimação de Amplitude, Fase e Frequência de Sinais Elétricos**. Dissertação (Dissertação (Mestrado)) — Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, MG, 2007.
- HAYKIN, S. **Adaptive Filter Theory**. [S.l.]: Prentice Hall, 2002.
- IEEE. Ieee standard for synchrophasor data transfer for power systems. **IEEE Std C37.118.2-2011 (Revision of IEEE Std C37.118-2005)**, p. 1–53, 2011.
- IEEE. Ieee standard for synchrophasor measurements for power systems. **IEEE Std C37.118.1-2011 (Revision of IEEE Std C37.118-2005)**, p. 1–61, 2011.

- KARIMI-GHARTEMANI, M.; IRAVANI, M. Measurement of harmonics/inter-harmonics of time-varying frequencies. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 20, n. 1, p. 23–31, 2005. ISSN 0885-8977.
- KHAN, P. P. M. Y. Global positioning system. In: **6th Semester Examination - Department of Electronics & Comm. Engg.** [S.l.: s.n.], 2013.
- MARCHESAN, G.; SANTOS, E. M. dos; JR, G. C.; GOMES, N. R.; KRAULICH, L.; OLIVEIRA, A. L. Algoritmos rastreadores de frequência fundamental na dft: Uma análise do desempenho em sistemas elétricos de potência. 6 pg. 2011.
- OLIVEIRA, S. C. G. D. **Análise do Algoritmo Interno de Unidades de Medição Fasorial**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2012.
- PHADKE, A.; PICKETT, B.; ADAMIAK, M.; BEGOVIC, M.; BENMOUYAL, G.; BURNETT R.O., J.; CEASE, T.; GOOSSENS, J.; HANSEN, D.; KEZUNOVIC, M.; MANKOFF, L.; MCLAREN, P.; MICHEL, G.; MURPHY, R.; NORDSTROM, J.; SACHDEV, M.; SMITH, H.; THORP, J.; TROTIGNON, M.; WANG, T.; XAVIER, M. Synchronized sampling and phasor measurements for relaying and control. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 9, n. 1, p. 442–452, 1994. ISSN 0885-8977.
- PHADKE, A.; THORP, J.; NUQUI, R.; ZHOU, M. Recent developments in state estimation with phasor measurements. In: **Power Systems Conference and Exposition, 2009. PSCE '09. IEEE/PES**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–7.
- PHADKE, A. G.; THORP, J. S. **Synchronized Phasor Measurements and Their Applications**. [S.l.]: Springer, 2008.
- SKYLAB. **GPS Module Datasheet - SKM53**. 2010.
- STMICROELECTRONICS. **Datasheet STM32F4**. May 2012.
- STMICROELECTRONICS. **User Guide**. September 2012.
- STMICROELECTRONICS. **User Manual STM32F4Discovery**. [S.l.], 2012.

