

GABRIEL UBIRAJARA DE CARVALHO

**ESTUDO DA VIABILIDADE DE CONSTRUÇÃO E USO DE UMA
UNIDADE DE MEDIÇÃO FASORIAL SINCRONIZADA DE BAIXO
CUSTO**

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

Orientador: Prof. Dr. Miguel Moreto

PATO BRANCO

2013

TERMO DE APROVAÇÃO

O Trabalho de Conclusão de Curso intitulado “**Estudo da Viabilidade de Construção e Uso de uma Unidade de Medição Fasorial Sincronizada de Baixo Custo**”, da acadêmica **Gabriel Ubirajara de Carvalho** foi considerado **APROVADO** de acordo com ata de defesa nº **30** de **2013**, a qual encontra-se na coordenação do curso de Engenharia Elétrica.

Fizeram parte da Banca os Professores

MIGUEL MORETO (ORIENTADOR)

ANDRÉ MACARIO DE BARROS

RICARDO VASQUES DE OLIVEIRA

RESUMO

CARVALHO, Gabriel Ubirajara de. Estudo da Viabilidade de Construção e Uso de uma Unidade de Medição Fasorial Sincronizada de Baixo Custo. 2012. 58 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Coordenação de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2013.

O presente trabalho de conclusão de curso apresenta uma discussão envolvendo Sistemas de Medição Fasorial Sincronizada (SPMS), com enfoque na Unidade de Medição Fasorial (PMU) e sua aplicação em Redes Inteligentes (*smart grid*). Expõe um contexto histórico salientando a importância do monitoramento de Sistemas Elétricos de Potência (SEP) e a necessidade de se conhecer o estado real em que um SEP se encontra. Nesse trabalho também são mostrados os blocos principais de uma PMU genérica capaz de estimar os sincrofasores em um determinado ponto de um SEP através de algoritmos específicos que utilizam amostras de medidas de tensão. A partir da PMU genérica é apresentado o estudo da viabilidade de uso e construção de uma unidade de medição fasorial sincronizada de baixo custo, mostrando separadamente o desenvolvimento de soluções para cada bloco da PMU.

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

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Sistema de medição fasorial centralizado	14
Figura 2 – Blocos básicos de uma PMU	15
Figura 3 – Sistema de medição fasorial descentralizado	17
Figura 4 – Convenção para a representação de sincrofasores	21
Figura 5 – Estimação fasorial recursiva	24
Figura 6 – O critério TVE de 1% mostrado na extremidade de um fasor	33
Figura 7 – Filtro ativo de segunda ordem	37
Figura 8 – Módulos GPS de baixo custo	39
Figura 9 – Módulos GPS de alta precisão	39
Figura 10 – Cabeçalho do protocolo UDP	43
Figura 11 – Exemplo da ordem de transmissão de um pacote	45
Figura 12 – Kit de desenvolvimento STM32F4-DISCOVERY	50
Figura 13 – Diagrama de aquisição de dados	52
Figura 14 – Dispositivo físico de interface ethernet	53

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

A/D	Analógico/digital
ADC	<i>Analogic-to-digital converter</i>
CAN	<i>Controller Area Network</i>
CRC	<i>Cyclic redundancy check</i>
DAC	<i>Digital-to-analogic conveter</i>
DFT	<i>Discrete Fourier transform</i>
DMA	<i>Direct memory access</i>
DMIPS	<i>Dhrystone MIPS</i>
EEPROM	<i>Electrically Erasable Programmable Read- Only Memory</i>
EMC	<i>External memory controller</i>
GPIO	<i>General-purpose I/O</i>
GPTM	<i>General-purpose timer</i>
GPS	<i>Global positioning system</i>
GPSDO	<i>GPS disciplined oscillator</i>
I ² C	<i>Inter-integrated circuit</i>
I/O	<i>Input/output</i>
LAN	<i>Local area network</i>
LCD	<i>Liquid crystal display</i>
MAC	<i>Media access controller</i>
MFB	<i>Multiple feedback</i>
MIPS	<i>Million instructions per second</i>
MSPS	<i>Mega samples per second</i>
OTG	<i>On-the-go</i>
PB	Passa-baixas
PC	<i>Personal computer</i>
PDC	<i>Phasor data concentrator</i>
PLL	<i>Phase-locked loop</i>
PPS	Pulso por segundo
PMU	<i>Phasor measurement unit</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulator</i>
QEI	<i>Quadrature encoder interface</i>

RISC	<i>Reduced instruction set computing</i>
RTC	<i>Real-time clock</i>
SCADA	<i>Supervisory control and data acquisition</i>
SDFT	<i>Smart discrete Fourier transform</i>
SEP	Sistema elétrico de potência
SIMD	<i>Single instruction, multiple data</i>
SOC	<i>Second-of-century</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
SPMS	<i>Synchronized phasor measurement system</i>
SRAM	<i>Static random-access memory</i>
SSI	<i>Synchronous serial interface</i>
SSP	<i>Synchronous serial port</i>
TC	Transformador de corrente
TP	Transformador de potencial
TVE	<i>Total vector error</i>
UART	<i>Universal asynchronous receivers/transmitter</i>
UDP	<i>User datagram protocol</i>
USB	<i>Universal serial bus</i>
UTC	<i>Coordinated universal time</i>
TCP	<i>Transmission control protocol</i>
VCVS	<i>Voltage controlled voltage source</i>

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	9
1.1 CONTEXTO HISTÓRICO.....	9
1.2 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA.....	11
1.3 OBJETIVO GERAL	12
1.3.1 Objetivos Específicos	12
1.4 ESTRUTURA DO TEXTO	13
2. DESENVOLVIMENTO TEÓRICO	14
2.1 SISTEMAS DE MEDIÇÃO FASORIAL SINCRONIZADA	14
2.2 UNIDADE DE MEDIÇÃO FASORIAL.....	15
2.3 CONCENTRADOR DE DADOS FASORIAIS	16
2.4 APLICAÇÕES	17
2.4.1 Redes Inteligentes.....	18
2.5 ESTIMAÇÃO DE FASORES E FREQUÊNCIA	20
2.5.1 Estimação de Fasores.....	20
2.5.1.1 Estimação de fasores na frequência nominal.....	21
2.5.1.2 Estimação de fasores fora da frequência nominal.....	25
2.5.2 Estimação de Frequência.....	26
2.5.2.1 Filtros de Kalman	27
2.5.2.2 Filtro PLL para estimação de frequência	29
2.5.3 Total Vector Error	31
2.5.4 Cálculos das Componentes Simétricas no PDC	33
3. REQUISITOS DE UMA PMU DE BAIXO CUSTO.....	35
3.1 AQUISIÇÃO DE SINAIS.....	35
3.1.1 Transdutores de Efeito Hall.....	35
3.1.2 Transdutores Eletromagnéticos.....	36
3.2 FILTRO ANTI-ALIASING.....	36

3.3 MÓDULO GPS	38
3.4 CIRCUITO OSCILADOR	40
3.4.1 Phase Locked Loop	40
3.4.2 GPS Disciplined Oscillator	40
3.5 CONVERSOR A/D	41
3.6 PROCESSAMENTO	41
3.7 COMUNICAÇÃO	42
3.7.1 Protocolos de Comunicação	43
3.7.2 Formatação do Pacote de Dados	44
3.8 PHASOR DATA CONCENTRATOR (PDC)	46
3.8.1 iPDC	46
3.8.2 openPDC	47
4. PROPOSTA DE UMA PMU DE BAIXO CUSTO	48
4.1 VERIFICAÇÃO DOS KITS DE DESENVOLVIMENTO DISPONÍVEIS	48
4.1.1 Características do Stellaris LM4F32H5QD	49
4.1.2 Características do LPC4000	49
4.1.3 Características do STM32F4-DISCOVERY	50
4.2 AQUISIÇÃO E SINCRONISMO COM O STM32F4-DISCOVERY	51
4.3 INTERFACE DE COMUNICAÇÃO ETHERNET	53
5. CONCLUSÕES	54
REFERÊNCIAS	56

1. INTRODUÇÃO

Neste primeiro capítulo de introdução é feito um resgate histórico sobre o que motivou a pesquisa em torno de sistemas de medição fasorial sincronizada. Demonstra qual a motivação do estudo apresentado nos capítulos seguintes através da definição do cenário atual e da problemática que envolve as unidades de medição fasorial. Também exhibe os objetivos deste trabalho e descreve como está organizada sua capitulação.

1.1 CONTEXTO HISTÓRICO

A discussão sobre sistemas de medição fasorial surgiu da necessidade de medir a diferença entre ângulos entre dois pontos distintos de uma linha de transmissão, pois esses dados conferem subsídio suficiente para obter o sentido do fluxo de potência ativa. Muitas tentativas foram feitas em prol de se conceber um sistema capaz de realizar essas medidas, o maior desafio se encontrava em determinar uma forma eficaz de suprir a base de tempo referencial para que a diferença entre os ângulos fosse estabelecida, mas havia outros problemas, nessa época, no início dos anos 1970, os recursos computacionais não eram nem mesmo suficientes para vislumbrar o cálculo de rotinas de proteção, quanto menos suficientes para monitorar sistemas elétricos de potência. Também, embora o Teorema de Fortescue, sobre o cálculo de componentes simétricas, tenha sido apresentado em 1918, o primeiro algoritmo utilizando esse recurso, para facilitar o cálculo de faltas trifásicas, foi publicado somente em 1977. Baseado nesse algoritmo foi dada origem a outros cada vez mais eficientes em termos de tempo da execução computacional (PHADKE e THORP, 2008).

No entanto, nessa época, os sistemas elétricos de potência (SEPs) eram ainda muito confiáveis, pois na grande maioria dos casos eram geridos por monopólios ou instituições governamentais, o que garantia o planejamento, expansão e operação dos mesmos, de forma a acompanharem fielmente o crescimento da demanda. A partir da década de 1990 houve forte incentivo para a

desregulamentação do setor, tendo como justificativa criar um nicho de competitividade para atrair investimentos. Isso aumentou a susceptibilidade dos sistemas a falhas devido a imprevisibilidade, regras de mercado e também por razões ambientais, levando a operação dos sistemas próxima aos limites de risco, o que motiva o incremento dos recursos de monitoramento (AGOSTINI, 2006).

O uso de Unidades de Medição Fasoriais Sincronizadas (PMUs) é, nos dias de hoje, uma alternativa para a monitoração de Sistemas Elétricos de Potência. A PMU é capaz de realizar, através das medidas de tensão e corrente, dezenas de estimativas por segundo de fasores de corrente e tensão no ponto em que se encontra instalada. A grande vantagem encontrada nesse sistema está no sincronismo entre mais de uma PMU. A sincronização é feita pelo Sistema de Posicionamento Global (GPS), *Global Positioning System*, que envia simultaneamente a cada PMU, um pulso por segundo (PPS) de referência com base no Tempo Universal Coordenado (UTC), *Coordinated Universal Time*. Atualmente o sistema GPS possui dezenas de satélites distribuídos ao redor do globo, implicando num erro máximo de um microssegundo no tempo de envio do pulso de referência, perfeitamente aceitável para a aplicação em questão (CARTA et al., 2008).

Depois de estimados, os fasores são enviados através de pacotes de dados, incluindo um com a etiqueta de tempo das medidas, para um Concentrador de Dados Fasoriais (PDC). O PDC recebe dados enviados por PMUs distribuídas em diferentes pontos ao longo do sistema, e ordena os fasores de acordo com a respectiva etiqueta de tempo. Com as informações armazenadas no PDC é possível utilizá-las da forma que for conveniente, especialmente exibindo os fasores aos controladores do sistema num intervalo muito próximo do tempo real (EHRENSPERGER, 2003).

Os fasores obtidos pelas PMUs trazem vantagens, como por exemplo, os SEPs podem ser capazes de detectar a localização de faltas, oscilações de frequência devido a mudanças na demanda e na geração, sequência de fases em qualquer ponto do sistema e, também, realizar a caracterização dos tipos de cargas e seu comportamento ao longo do tempo.

1.2 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

Atualmente, o que impulsiona a instalação e a pesquisa no aprimoramento de PMUs é, sobretudo, o risco de apagões, que tendem a ocorrer principalmente em situações de sobrecarga do sistema, surtos ou na combinação de surtos na situação em que o sistema encontra-se bastante carregado. Essa preocupação tem haver com a qualidade, confiabilidade e robustez do sistema, que entende-se por torná-lo capaz de resistir a situações de contingência, sem que haja interrupção do fornecimento de energia elétrica aos consumidores. Mas o que torna a tecnologia inovadora e ainda mais atrativa é o fato que ela vem a revolucionar os sistemas elétricos de potência em termos de monitoramento (PHADKE e THORP, 2008).

Até hoje o sistema mais difundido é o Sistema de Supervisão e Aquisição de Dados (SCADA), capaz de realizar a aquisição de dados para análise posterior a eventos ocorridos na rede e monitoramento em tempo real do sistema. Também, no presente cenário, se têm informações vindas de medições realizadas por transformadores de potencial (TPs) e transformadores de corrente (TCs), além dos dados da potência que é injetada na rede proveniente das unidades geradoras que são despachadas pelo Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS). Num sistema baseado em PMUs, os dados fasoriais de sequência positiva em tempo real permitem um acesso direto as condições da rede de transmissão. Além disso, informações adicionais como frequência e componentes simétricas de sequências negativas e zero também podem ser colhidas ficando disponíveis aos operadores (EHRENSPERGER, 2003).

Nota-se que a PMU vem a quebrar com um paradigma de monitoramento baseado em informações estáticas do sistema, passando para uma observação dinâmica em virtude de que os fasores de sequência positiva em tempo real constituem dos vetores de estado do sistema em diferentes pontos. Isso faz com que a condição do SEP esteja mais visível ao operador na área de abrangência do sistema de monitoramento baseado em PMUs.

As unidades de medição fasorial comerciais disponíveis atualmente no mercado são feitas para serem instaladas em subestações, sendo grandes, caras, e, além disso, não permitem o acesso aos algoritmos utilizados. Se no futuro

vislumbram-se redes inteligentes, deverão haver unidades de medição fasorial sincronizadas menores e mais acessíveis. Essa é a problemática que justifica o estudo da viabilidade de construção e uso de uma unidade de medição fasorial sincronizada de baixo custo. Diante disso, o presente trabalho visa dar subsídios ao desenvolvimento de tal plataforma de testes e desenvolvimento de PMUs. Com a plataforma podem ser desenvolvidas novas e mais eficientes rotinas computacionais, além da incorporação de funções de análise na própria PMU.

1.3 OBJETIVO GERAL

O presente trabalho de conclusão de curso tem como objetivo estudar e caracterizar as PMUs, apresentando alternativas de baixo custo para a sua construção, buscando viabilizar o desenvolvimento e disseminação dessa tecnologia, com vistas a sua aplicação em redes inteligentes (*smart grids*). Apresenta o estudo da viabilidade de construção e uso de uma unidade de medição fasorial sincronizada de baixo custo, mostrando separadamente o desenvolvimento de soluções para cada bloco da PMU.

1.3.1 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos desse trabalho envolvem os seguintes itens:

- Determinar os blocos básicos que compõe uma PMU genérica;
- Analisar o funcionamento de cada um desses blocos;
- Caracterizar as funções do PDC;
- Investigar possíveis algoritmos utilizados na estimação de fasores e frequência;
- Estudar o perfil de processamento que seja capaz de realizar a execução dos algoritmos de interesse;
- Expor as aplicações das PMUs e enfatizar a aplicabilidade em redes inteligentes (*smart grids*);

- Realizar a proposta de uma plataforma para implementação de uma PMU de baixo custo.

1.4 ESTRUTURA DO TEXTO

A estrutura deste trabalho de conclusão de curso é composta de cinco capítulos principais. Após o primeiro capítulo introdutório, no segundo é realizado o desenvolvimento teórico, que descreve os sistemas de medição fasorial de forma geral, expondo o contexto em que o projeto se encontra, seus componentes principais e aplicações. Também são revisados os algoritmos de estimação de fasores e frequência, validação das medidas pelo método de *total vector error* e cálculo das componentes simétricas.

O terceiro capítulo levanta os requisitos de cada bloco de uma PMU de baixo custo separadamente, investigando alternativas para cada bloco: aquisição de sinais, filtragem, módulo GPS, circuito oscilador, conversão A/D, processamento, comunicação e concentrador de dados fasoriais.

No quarto capítulo é proposta a construção de uma unidade de medição fasorial com base nos requisitos estabelecidos, verificando os *kits* de desenvolvimento disponíveis e as características de cada *kit*. Além disso, é sugerida uma forma de sincronismo de amostragem e o uso de uma interface de comunicação.

No quinto capítulo são feitas as conclusões do trabalho, confrontando os resultados pretendidos com os resultados obtidos em relação ao estudo da viabilidade de construção e uso de uma unidade de medição fasorial sincronizada de baixo custo. Ainda nesse último capítulo são apresentadas as considerações finais, salientando os benefícios e contribuições do trabalho para pesquisas futuras e para o desenvolvimento de um protótipo de PMU de baixo custo.

2. DESENVOLVIMENTO TEÓRICO

2.1 SISTEMAS DE MEDIÇÃO FASORIAL SINCRONIZADA

Os sistemas de medição fasorial sincronizada, SPMS (*Synchronized Phasor Measurement Systems*) são compostos de vários elementos, os mais importantes são a unidade de medição fasorial, o concentrador de dados fasoriais (PDC) e o meio de comunicação de dados. Outros elementos fundamentais para o funcionamento desses sistemas são os transdutores que conferem os sinais de interesse às PMUs, e um módulo de recebimento do sinal de posicionamento global (GPS). O diagrama em blocos da figura 1 ilustra de maneira genérica um sistema de medição fasorial sincronizada centralizado (EHRENSPERGER, 2003).

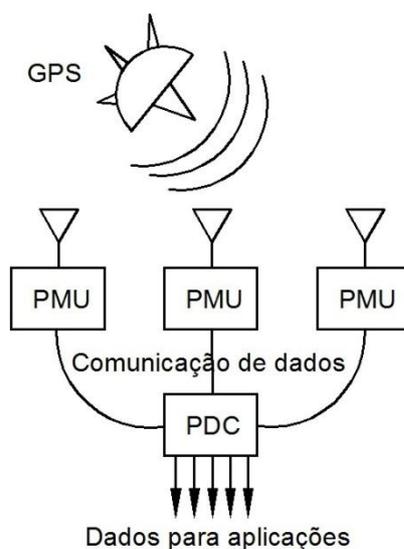


Figura 1 – Sistema de medição fasorial centralizado
Fonte: Adaptado de Ehrensperguer (2003, p. 6)

Do sistema de posicionamento global provém o sinal de pulso por segundo que é utilizado nas PMUs, para dar início a amostragem sincronizada de dados de tensão e corrente trifásicas no ponto em que estão instaladas. A esses dados pode ser aplicada a Transformada Discreta de Fourier (DFT), *Discrete Fourier Transform*, dentre outros algoritmos, para obter os sincrofasores de sequência positiva que são transmitidos a uma rede de comunicação de dados até o concentrador de dados (PDC) (PHADKE e THORP, 2008). Os formatos de dados

para a transmissão devem seguir o padrão IEEE C37.118.2-2011 (IEEE POWER & ENERGY SOCIETY, 2011), isso garante a possibilidade de comunicação entre equipamentos de fabricantes diferentes. Já no concentrador de dados, os sincrofasores se encontram a disposição para diversas aplicações.

2.2 UNIDADE DE MEDIÇÃO FASORIAL

Neste subcapítulo são tratados os principais aspectos de uma unidade de medição fasorial sincronizada, referida como PMU (*Phasor Measurement Unit*), cuja representação geral é mostrada em blocos pela figura 2.

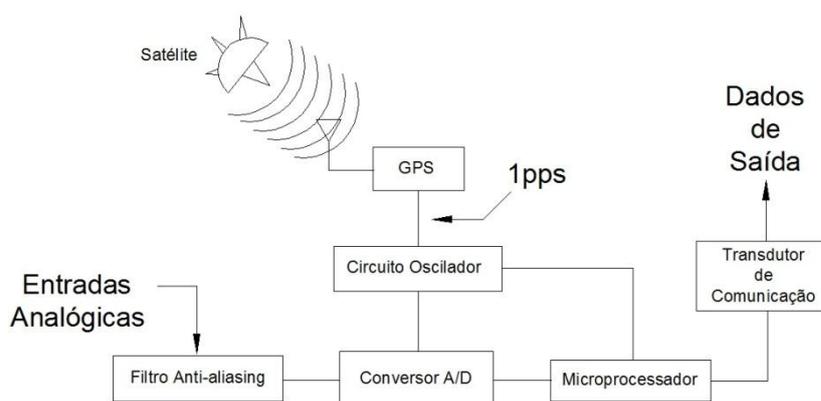


Figura 2 – Blocos básicos de uma PMU
 Fonte: Adaptado de Ehrensperguer (2003, p. 9)

As entradas analógicas são as medidas de tensão e corrente que passam por um bloco de filtragem *anti-aliasing* para serem posteriormente submetidas a um conversor analógico/digital (A/D) que efetua a amostragem desses sinais. Os sinais amostrados recebem tratamento matemático em um microprocessador e são enviados ao concentrador de dados fasoriais através de um transdutor de comunicação. O sistema de posicionamento global provê um sinal de sincronismo de um pulso por segundo disparando um circuito oscilador que controla o ciclo de conversão A/D e o processamento das amostras.

O bloco de processamento embora tenha a função semelhante à de um DSP (*Digital Signal Processor*), não teria sentido ser substituído quando o objetivo é de se obter uma PMU de baixo custo com a finalidade de testar e aprimorar

algoritmos de estimação de fasores e frequência, pois um DSP já viria com algoritmos prontos para isso.

Segundo Phadke (2008), considera-se que uma taxa de doze amostras por ciclo seja suficiente para estimativas fasoriais em uma frequência nominal de 60 Hz. Isso significa que é necessária uma frequência de amostragem de no mínimo 720 Hz.

Levando em conta o pacote para transmissão de dados no formato padrão IEEE C37.118.2-2011, seria necessário uma taxa mínima de 224 bps para transmitir três sincrofasores de 4 Bytes a cada segundo. Desses 224 bit transmitidos a cada segundo, 128 são reservados a outras informações do pacote padrão de dados.

2.3 CONCENTRADOR DE DADOS FASORIAIS

O concentrador de dados fasoriais, ou PDC (*Phasor Data Concentrator*) abriga dados que representam o estado do sistema em um tempo próximo do real. Isso é feito através da coleta, armazenamento, organização e exibição de dados recebidos de PMUs e de outros concentradores que são tratados por algoritmos, produzindo um fluxo de informações úteis aos operadores do sistema. Ao cumprir essa tarefa, o número de PMUs que contribuem com dados ao PDC define uma área de controle centralizada, que caracteriza uma das formas de sistema de medição fasorial sincronizado (AGOSTINI, 2006). O sistema também pode ser descentralizado se houver o arranjo de mais de um PDC, comunicando-se entre e si e com as suas PMU correlatas como mostra o esquema da figura 3.

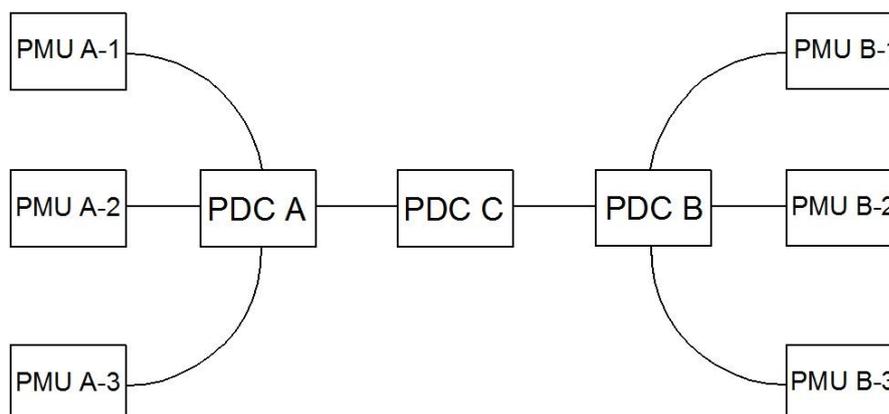


Figura 3 – Sistema de medição fasorial descentralizado
 Fonte: Adaptado de Furstenberger (2010, p. 69)

2.4 APLICAÇÕES

O uso de Sistemas de Medição Fasorial Sincronizada (SPMS), *Synchronized Phasor Measurement Systems*, como alternativa para a estimação precisa dos estados do SEP em tempo real, auxilia muito a operação dos sistemas elétricos de potência. Sem as estimativas de estado do sistema, os operadores, responsáveis por muitas manobras de controle em tempo real, são incumbidos de monitorar, despachar, coordenar, efetuar correções e restaurar as condições normais do sistema envolvendo geração e transmissão, na dependência dos resultados de simulação de fluxo de potência do sistema. Embora exista planejamento das manobras de contingência do sistema, baseado em um grande número de cálculos de fluxo de potência, ocasionalmente ocorrem casos em que se depara com eventos inesperados que não foram incluídos no plano.

Mesmo que os operadores tenham a disposição um programa de fluxo de potência instalado no centro de controle, eles devem inserir manualmente os dados que descrevem a situação atual para obter os resultados de simulação, ficando susceptíveis a problemas causados por entrada insuficiente de dados, dados desuniformes, erros nos dados e no modelo (PHADKE e THORP, 2008). Diante disso, os SPMS são uma alternativa aos sistemas convencionais de fluxo de carga planejado, oferecendo informações confiáveis aos operadores pelas estimativas de estado do sistema em tempo real, baseando-se nas medidas fasoriais realizadas em vários pontos.

2.4.1 Redes Inteligentes

Redes inteligentes são providas de recursos digitais capazes de coletar, distribuir e modificar informações sobre o comportamento de sistemas com o objetivo de melhorar sua confiabilidade e eficiência. Essa tecnologia tem estado em evidência desde que barreiras na área de comunicação começaram a ser quebradas, como por exemplo, a maior abrangência das coberturas via satélite, a invenção da fibra ótica e o aumento da acessibilidade a esses recursos. Isso trouxe vantagens para resolver as limitações de monitoramento, proteção e diagnóstico das redes elétricas. Também favorável, a preocupação com a dependência energética de combustíveis fósseis e questões ambientais aumentou a disseminação de fontes alternativas de geração, tais como, eólica e fotovoltaica, que possuem perfis altamente variáveis de produção de energia, além do surgimento das aplicações em geração distribuída. Isso exige sofisticação no monitoramento e controle de sistemas.

Na década de 1990, surgiu o conceito de sistema de medição de grande área, WAMS (Wide Area Measurement System), que inclui SPMS. Esses sistemas visam coletar informações de pontos estratégicos e levá-las a um centro de controle como recurso para tomada de decisões e intervenções. As redes inteligentes fazem uso dessas informações, como por exemplo, para regenerar-se de faltas de forma automática, sem a necessidade de intervenção técnica. Dessa forma os sistemas de medição fasorial sincronizada podem integrar redes inteligentes conferindo recursos para sua funcionalidade.

O propósito das redes inteligentes é de que tenham em longo prazo coordenação, consciência, regeneração e reconfiguração própria para satisfazer os critérios de confiabilidade, estabilidade, mensurabilidade, controlabilidade, flexibilidade, disponibilidade, manutenção, sustentabilidade, interoperabilidade, segurança, otimização, mobilidade, sensibilidade, eficiência, seletividade, resiliência (capacidade de restaurar-se de falhas) e escalabilidade (permitir que uma rede local opere com autonomia) (LO e ANSARI, 2011).

A implantação de um sistema de medição baseado em PMUs ajuda a suprir a necessidade de dados para aplicações em redes inteligentes. Isso pode

fazer da PMU o elemento principal na coleta de informações sobre a rede elétrica. A observabilidade que as medições de uma PMU fornecem sobre determinada área de abrangência torna essa região mais controlável do ponto de vista de operação, o que traz subsídios para uma rede inteligente (SUTAR, VERMA e PANDEY, 2011).

No entanto, há limitações financeiras que não permitem a instalação de PMUs em todos os pontos necessários do sistema para que seja realizado o controle idealizado por redes inteligentes. Isso é o que motiva a busca de soluções que viabilizem a aplicação das PMUs, a concepção de uma PMU de baixo custo é uma delas. Existem mais alternativas em estudo, como o desenvolvimento de um *software* de PMUs virtuais que simulam medições fasoriais sincronizadas em tempo real sobre um sistema e comunicam-se com PMUs reais, visando cobrir a ausência de PMUs em certos pontos do sistema (AL-HAMMOURI et al., 2012).

A utilização de sincrofasores em redes inteligentes pode ser a solução para muitos problemas diferentes. Os sincrofasores podem auxiliar, por exemplo, a detecção de ilhamento, identificação de fase e caracterização de cargas. O padrão IEEE 1547, para conexão de fontes de geração distribuída em sistemas de potência, estabelece que um sistema deva ser capaz de desconectar-se de uma condição de ilhamento em dois segundos ou menos. Os métodos de detecção de ilhamento mais comuns são localizados nos geradores, e incluem medições de tensão e frequência, que levam uma parcela significativa de ciclos da frequência fundamental para detectar a perda de uma conexão. Uma PMU pode ser capaz de transmitir, em torno, de 1 a 60 pacotes de dados por segundo com medidas precisas conferindo a agilidade necessária para essa aplicação.

As falhas na detecção de fases causam problemas, como por exemplo, em relação ao equilíbrio de carga e localização de faltas. Na prática os ângulos das fases em um sistema trifásico podem variar ao longo de uma linha de transmissão ou distribuição, tornando difícil a identificação da sequência das fases. Através dos sincrofasores, medidos em diferentes locais ao mesmo tempo, pode ser feita a identificação das fases corretamente.

Dependendo das características da carga, a variação de tensão pode desencadear uma respectiva mudança na potência entregue. Com os dados fornecidos pelas PMUs, pode ser alcançada uma precisão satisfatória no cálculo das mudanças de potência em diferentes locais do sistema ao mesmo tempo. Isso ajuda a definir as características das cargas e avaliar o impacto da mudança de cargas

para determinar o que é necessário para manter a confiabilidade do fornecimento de energia (HATAWAY, MOXLEY e FLERCHINGER, 2012).

2.5 ESTIMAÇÃO DE FASORES E FREQUÊNCIA

Para vislumbrar as possíveis configurações de *hardware* de uma PMU é imprescindível conhecer seus algoritmos. Existem diferentes formas de estimar os fasores e frequência a partir de medidas de tensão e corrente. O método mais comum para estimação de fasores é através de DFT.

Outra maneira de estimação de fasores é a partir de filtros de Kalman, que utiliza um método matemático para produzir uma estimativa próxima do valor real da grandeza medida. O valor estimado é comparado ao valor medido por meio de uma média ponderada em que o valor de menor incerteza possui o maior peso.

Os algoritmos apresentados nesse subcapítulo são usados em PMUs e servem para estimar os fasores de um SEP em condições dentro e fora da frequência nominal, bem como a variação de frequência.

2.5.1 Estimação de Fasores

Antes de abordar os algoritmos de estimação de fasores é importante conhecer o conceito de sincrofasores. Considera-se uma forma de onda senoidal de amplitude X_m com frequência angular ω no tempo t defasada de ϕ graus do pulso sincronizante, como mostrada na em (1) pela função $x(t)$.

$$x(t) = X_m \cos(\omega t + \phi) \quad (1)$$

É possível representar a onda senoidal de (1) na forma do sincrofasor X como é exibido em (2), onde $X_m/\sqrt{2}$ é o valor *rms* da onda e representa a magnitude do sincrofasor.

$$X = \left(\frac{X_m}{\sqrt{2}}\right) e^{j\phi} = \left(\frac{X_m}{\sqrt{2}}\right) (\cos \phi + j \sin \phi) = X_r + jX_i \quad (2)$$

Um cosseno tem um máximo em $t=0$, então o ângulo do sincrofasor é 0° graus quando o máximo de $x(t)$ ocorre no mesmo instante do pulso sincronizado

com o UTC (sinal de 1pps), e -90° quando o cruzamento positivo por zero ocorre no pulso por segundo UTC (forma de onda seno). A Figura 4 ilustra a relação entre a fase do ângulo e o tempo UTC.

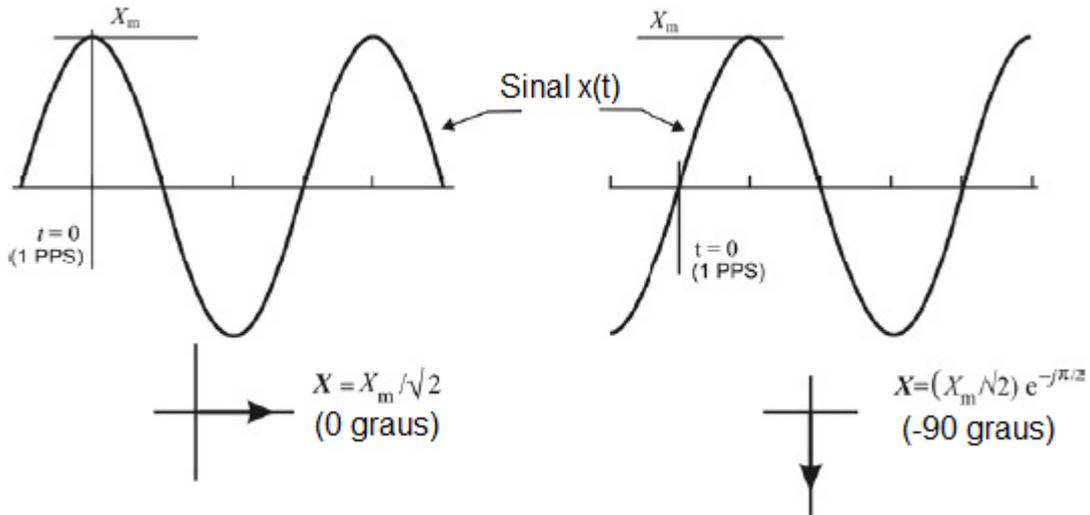


Figura 4 – Convenção para a representação de sincrofasores
 Fonte: Adaptado de IEEE Power & Energy Society (2011, p. 6)

2.5.1.1 Estimação de fasores na frequência nominal

Sendo k um número inteiro e f_0 a frequência fundamental. Uma senóide $x(t)$ com frequência kf_0 , pode ser representada como em (3) por uma série de Fourier.

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

$$\text{onde } \phi = \tan^{-1} \left(\frac{-b_k}{a_k} \right)$$

A representação fasorial é conforme a equação 4.

$$X_k = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \right\} e^{j\phi} \quad (4)$$

Em (4) a raiz quadrada de 2 no denominador é para obter o valor *rms* da senóide, e a_k e b_k são os coeficientes da série de Fourier. O fasor na forma complexa se torna:

$$X_k = \frac{1}{\sqrt{2}} (a_k - j b_k) \quad (5)$$

Usando a relação dos coeficientes da série de Fourier com a DFT, a representação do fasor da k-ésima componente harmônica é dada por (6).

$$X_k = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n\Delta T) e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (6)$$

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

Considera-se um sinal de entrada constante $x(t)$ na frequência nominal do sistema de potência f_0 que é amostrado na frequência de amostragem Nf_0 , da forma exibida em (7). O ângulo de amostragem θ é igual a $\frac{2\pi}{N}$, e a estimação do fasor é feita usando as equações (4) e (6).

$$x(t) = X_m \cos(2\pi f_0 t + \phi) \quad (7)$$

As N amostras de dados dessa entrada $x_n; \{n=0, 1, 2, \dots, N-1\}$ são:

$$x_n = X_m \cos(n\theta + \phi) \quad (8)$$

Desde que o interesse principal das medições fasoriais seja calcular a componente de frequência fundamental, faz-se $k=1$ em (4) e (6) para obter o fasor de frequência fundamental obtido do conjunto de amostras x_n . O sobrescrito $N-1$ é usado para identificar o número total de amostras de 0 à $N-1$. O subscrito c identifica a soma como sendo do cosseno.

$$X_c^{N-1} = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cos(n\theta) = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_m \cos(n\theta + \phi) \cos(n\theta) \quad (9)$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{N} X_m \sum_{n=0}^{N-1} \left[\cos(\phi) \cos^2(n\theta + \phi) - \frac{1}{2} \sin(\phi) \sin(2n\theta) \right] = \frac{X_m}{\sqrt{2}} \cos(\phi)$$

Nota-se que o somatório do termo $\sin(2n\theta)$ sob um período é igual a zero, e a média do termo $\cos^2(n\theta)$ sob um período é igual a $1/2$.

A soma do seno é calculada de maneira similar, e o subscrito s identifica a soma como sendo do seno.

$$X_s^{N-1} = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \sin(n\theta) = \frac{\sqrt{2}}{N} X_m \sum_{n=0}^{N-1} \cos(n\theta + \phi) \sin(n\theta) \quad (10)$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{N} X_m \sum_{n=0}^{N-1} \left[\frac{1}{2} \cos(\phi) \sin(2n\theta) - \sin(\phi) \sin^2(n\theta) \right] = -\frac{X_m}{\sqrt{2}} \sin(\phi)$$

O fasor X^{N-1} é dado por:

$$X^{N-1} = X_C^{N-1} - jX_S^{N-1} = \frac{X_m}{\sqrt{2}} [\cos(\phi) + j \sin(\phi)] = \frac{X_m}{\sqrt{2}} e^{j\phi} \quad (11)$$

Sendo assim, a equação (11) dá a estimativa do fasor de frequência fundamental. O resultado obtido em (11) satisfaz a definição de fasor, e o ângulo de fase ϕ do fasor é o ângulo entre a primeira amostragem (correspondente a $n=0$) e o pico do sinal de entrada.

No entanto, para a aplicação computacional é mais vantajosa a utilização de uma forma recursiva de estimação fasorial de (11). As fórmulas para calcular os fasores de forma recursiva são duas, a primeira calcula os fasores N-ésimos, e a segunda calcula os fasores N-ésimos menos 1, representada como X^{N-1} .

$$X^{N-1} = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-jn\theta} \quad (12)$$

$$X^N = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_{n+1} e^{-jn\theta}$$

Os multiplicadores para uma dada amostra são diferentes em duas computações, como mostrado em (12). Por exemplo, o multiplicador para a amostra ($n=2$) na primeira soma é $e^{-j2\theta}$ enquanto o multiplicador para a mesma amostra na segunda soma é $e^{-j\theta}$.

Pode ser notado que as amostras $x_n: \{n=1, 2, \dots, N-1\}$ são comuns para ambos os intervalos. O segundo intervalo não possui x_0 , então ele começa em x_1 e termina com x_N , que não existiu no primeiro intervalo. Se forem multiplicados ambos os lados da segunda equação em (12) por $e^{-j\theta}$ obtém-se o seguinte resultado:

$$\begin{aligned} \hat{X}^N = e^{-j\theta} X^N &= \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_{n+1} e^{-j(n-1)\theta} \\ &= X^{N-1} + \frac{\sqrt{2}}{N} (x_N - x_0) e^{-j(0)\theta} \end{aligned} \quad (13)$$

Onde é feito uso do fato que $e^{-j(0)\theta} = e^{-jN\theta}$, desde que N amostras representem exatamente o intervalo de um período da frequência fundamental. O fasor definido em (12) 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 mesmo 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 o “algoritmo recursivo” para estimar fasores. Sendo $(N+r)$ a última amostra no intervalo de dados, a estimativa fasorial recursiva é dada por (PHADKE e THORP, 2008)

$$\begin{aligned}\hat{X}^{N+r} &= e^{-j\theta} X^{N+r+1} = \frac{\sqrt{2}}{N} (x_{N+r} - x_r) e^{-jr\theta} \\ &= X^{N+r-1} + \frac{\sqrt{2}}{N} (x_{N+r} - x_r) e^{-jr\theta}.\end{aligned}\quad (14)$$

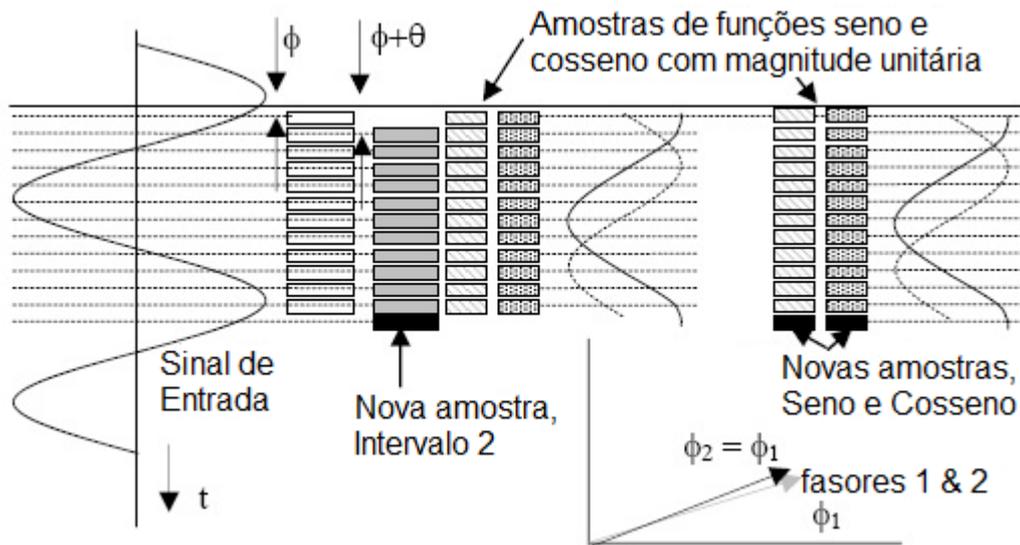


Figura 5 – Estimação fasorial recursiva
 Fonte: Adaptado de PHADKE e THORP (2008, p. 33)

A figura 5 ilustra a estimação fasorial recursiva para um número de 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 senóide pura, x_{N+r} é igual a x_r , e o segundo termo em (14) desaparece. Nesse caso, a estimativa fasorial com dados do novo intervalo é a mesma que a estimativa fasorial com dados do antigo intervalo. 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. Contudo, assim mesmo é o algoritmo escolhido em muitas aplicações por sua grande eficiência computacional.

2.5.1.2 Estimação de fasores fora da frequência nominal

Fasores são um conceito de estado estacionário. Na realidade, um sistema de potência nunca está em estado estacionário. Sinais de corrente e tensão estão constantemente mudando a frequência fundamental (embora num intervalo relativamente pequeno ao redor da frequência nominal) devido a mudanças no desequilíbrio entre carga e geração e devido às interações entre demanda de potência ativa na rede, inércia de grandes geradores, e a operação de controles automáticos de velocidade. Além disso, quando ocorrem faltas ou outros eventos de chaveamento, há mudanças muito rápidas nas formas de ondas de tensão e corrente, fazendo com que em determinadas situações as formas de onda do sistema de potência contenha uma larga banda de frequências partindo de 0 hertz até centenas de quilohertz.

Para realizar a estimação de fasores fora da frequência nominal, é dado ênfase nas mudanças de frequência que ocorrem em sistemas de potência devido a respostas ao desbalanço entre geração e carga e quando o sistema de potência está em um estado quase estacionário e operando com uma frequência diferente do seu valor nominal. É assumido que a tensão e corrente são balanceadas, e as mudanças de frequência são apenas devido a alterações de velocidade no rotor dos geradores. Essas mudanças de velocidades são lentas em relação a frequência nominal do sistema, e pode-se considerar o progresso de tais mudanças de velocidade como uma sequência de estados quase estacionários quando as formas de ondas são observadas sob um pequeno intervalo, como por exemplo, sobre um período da frequência nominal do sistema de potência (PHADKE e THORP, 2008).

Sistemas elétricos de potência interligados possuem um modo de oscilação inter-área influenciado principalmente por características de carga do sistema, linhas de transmissão longas e fluxo de potência, que oscila em um intervalo relativo de frequência, em torno de 0,5 Hz. Em outros casos, em que circunstâncias excepcionais ocorrem, pode ocorrer uma excursão de frequência de

mais ou menos 10 Hz. Entretanto, com variações muito severas de frequência, o sistema é restaurado pelas ações de controle disponíveis.

Assumindo que o período de amostragem é um valor fixo com taxas de amostragem que são múltiplas da frequência nominal ω_0 do sistema de potência. A estimativa do fasor fora da frequência nominal é apresentada em (15), onde pode ser observado que já é preciso ter uma estimacão da frequência em que o sistema se encontra.

$$X_r' = PX e^{jr(\omega - \omega_0)\Delta t} + QX^* e^{-jr(\omega - \omega_0)\Delta t} \quad (15)$$

Em (15), X_r' difere de X_r por X_r estar na frequência nominal, além disso, P e Q são coeficientes que são independentes do número da amostra "r" como mostrados em (16) e (17) respectivamente (PHADKE e THORP, 2008).

$$P = \left\{ \frac{\text{sen} \frac{N(\omega - \omega_0)\Delta t}{2}}{N \sin \frac{(\omega - \omega_0)\Delta t}{2}} \right\} e^{j(N-1)\frac{(\omega - \omega_0)\Delta t}{2}} \quad (16)$$

$$Q = \left\{ \frac{\text{sen} \frac{N(\omega - \omega_0)\Delta t}{2}}{N \sin \frac{(\omega - \omega_0)\Delta t}{2}} \right\} e^{-j(N-1)\frac{(\omega - \omega_0)\Delta t}{2}} \quad (17)$$

2.5.2 Estimacão de Frequência

A frequência e a taxa de variaão de frequência podem ser estimadas a partir dos ângulos de fase dos fasores estimados. O problema da estimacão de frequência e da taxa de variaão de frequência é que se trata de estimativas não lineares da forma de onda do sinal de entrada.

Considerando que um algoritmo recursivo é usado para estimar fasores, então o ângulo de fase em função do tempo é representado por (18) que é um sinal de entrada monofásico com desvio de frequência de $\Delta\omega$ e uma taxa de mudanãa de frequência de ω' .

$$\phi(t) = \phi_0 + t\Delta\omega + \frac{1}{2}t^2\omega' \quad (18)$$

Em (18), define-se ϕ_0 como um valor inicial razoavelmente próximo do valor verdadeiro. Como já foi mencionado, a estimacão de frequência e da taxa de variaão de frequência não é linear, segundo (PHADKE e THORP, 2008) acaba sendo desenvolvida uma técnica iterativa de mínimos quadráticos ponderados para

resolver quatro incógnitas para as quais se assume valores iniciais razoáveis. O processo é repetido até que o resíduo gerado nas iterações torne-se menor que a tolerância aceitável.

Dentre os algoritmos para estimação de frequência, podem ser citadas as técnicas de cruzamento por zero, efeito de *leakage* da transformada de Fourier, análise de ângulo do fasor, técnica de mínimos quadráticos, filtros de Kalman, filtro PLL, *smart discrete Fourier transform* (SDFT), transformadas *wavelet* e aproximação adaptativa baseada em redes neurais (XU, 2006).

2.5.2.1 Filtros de Kalman

O filtro de Kalman estendido estima precisamente a amplitude, fase e frequência de sinais contaminados por ruídos e harmônicas. Neste subcapítulo será apresentada uma variação do filtro de Kalman não linear na forma complexa, que simplifica os requisitos de modelagem para estimações de amplitudes e frequências de sinais. De maneira geral, o filtro de Kalman complexo estendido (ECKF) representa mais simplicidade na modelagem e melhor estabilidade.

Os valores discretos dos sinais de tensão trifásicos de um sistema de potência são transformados em um vetor complexo usando a conhecida transformada- $\alpha\beta$ usada em análise de sistemas de potência. Esse vetor de tensão complexo é modelado por frequência em uma forma de espaço de estados não linear e a teoria de filtro de Kalman estendido é usada para obter os vetores de estados iterativamente. O cálculo do ganho Kalman e a escolha da matriz de covariância inicial são essenciais para determinar a velocidade de convergência do novo algoritmo e sua propriedade de rejeição a ruído. A variedade de condições de sistemas de potência simulada é usada para a aplicação dessa nova técnica e erro de estimação de frequência é próximo de 0.01 Hz a 0.02 Hz na maioria dos casos. A aplicação desse algoritmo para levantamento de frequência em sistemas de potência é simples e realiza relativamente poucas operações para um filtro de Kalman complexo de dois estados.

A representação que descreve tensões trifásicas de um sistema de potência é obtida em (19), onde $\epsilon_a(k)$, $\epsilon_b(k)$ e $\epsilon_c(k)$ são termos de ruído que podem

ser qualquer combinação de ruído branco e harmônicas, ΔT é o intervalo de amostragem e k é o instante de amostragem.

$$\begin{aligned} V_a(k) &= V_m \text{sen}(\omega k \Delta T + \phi) + \epsilon_a(k) \\ V_b(k) &= V_m \text{sen}\left(\omega k \Delta T + \phi - \frac{2\pi}{3}\right) + \epsilon_b(k) \\ V_c(k) &= V_m \text{sen}\left(\omega k \Delta T + \phi + \frac{2\pi}{3}\right) + \epsilon_c(k) \end{aligned} \quad (19)$$

As componentes α - β são obtidas a partir das tensões discretas de fase de (19), da forma mostrada em (20).

$$\begin{bmatrix} V_\alpha(k) \\ V_\beta(k) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a(k) \\ V_b(k) \\ V_c(k) \end{bmatrix} \quad (20)$$

Uma tensão complexa $V(k)$ é obtida de (20) por (21).

$$V(k) = V_\alpha(k) + jV_\beta(k) = Ae^{j(\omega k \Delta t + \phi)} + \eta(k) \quad (21)$$

Onde A é a amplitude do sinal e $\eta(k)$ é a componente de ruído. O sinal de observação $V(k)$ pode então ser modelado na forma de espaço de estados como em (22) e (23), onde os estados $X_1(k)$ e $X_2(k)$ são conforme mostrado por (24).

$$\begin{bmatrix} X_1(k+1) \\ X_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & X_1(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$Y(k) = V(k) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \end{bmatrix} + \eta(k) \quad (23)$$

$$\begin{aligned} X_1(k) &= e^{j(\omega \Delta t)} = \cos(k\omega \Delta T) + j \text{sen}(k\omega \Delta T) \\ X_2(k) &= Ae^{j(\omega k \Delta t + \phi)} \end{aligned} \quad (24)$$

O filtro estocástico linear representado pelo modelo em espaço de estados é equivalente ao não linear exibido em (25), em que $X(k)$, $F(x(k))$ e H são definidos por (26) e F é uma função não linear.

$$x(k+1) = F(x(k)) \quad (25)$$

$$y(k) = Hx(k) + \eta(k)$$

$$X(k) = [X_1(k) \quad X_2(k)]$$

$$F(x(k)) = [X_1(k) \quad X_1(k)X_2(k)] \quad (26)$$

$$H = [0 \quad 1]$$

Aplicando o filtro de Kalman complexo estendido para o sistema não linear descrito em (25), obtêm-se as equações (27), (28), (29) e (30), onde $K(k)$ é a matriz de ganho Kalman, $\hat{P}(k/k)$ ou $\hat{P}(k+1/k)$ são matrizes de covariâncias, H é o

vetor de observação, * e T são respectivamente a representação do conjugado e transposto de uma grandeza complexa e $F_1(k)$ é mostrada por (31).

$$\hat{x}(k/k) = \hat{x}(k/k-1) + K(k)(y(k) - H\hat{x}(k/k-1)) \quad (27)$$

$$\hat{x}(k+1/k) = F(\hat{x}(k/k))$$

$$K(k) = \frac{\hat{P}(k/k-1)H^{*T}}{[H\hat{P}(k/k-1)H^{*T} + R]} \quad (28)$$

$$\hat{P}(k/k) = \hat{P}(k/k-1) - K(k)H\hat{P}(k/k-1) \quad (29)$$

$$\hat{P}(k+1/k) = F_1(k)\hat{P}(k/k)F_1^{*T}(k) \quad (30)$$

$$F_1(k) = \left. \frac{\partial F(x(k))}{\partial x(k)} \right|_{x(k)=\hat{x}(k/k)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \hat{X}_2(k/k) & \hat{X}_1(k/k) \end{bmatrix} \quad (31)$$

A representação em espaço de estados de (23) pode ser expandida para incluir componentes DC e harmônicas se necessário. Por exemplo, se houver uma quinta harmônica X_3 no sinal, o modelo de espaço de estados se torna como em (32).

$$\begin{bmatrix} X_1(k+1) \\ X_2(k+1) \\ X_3(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & X_1(k) & 0 \\ 0 & 0 & X_1^5(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \\ X_3(k) \end{bmatrix} \quad (32)$$

Esse filtro não linear é ligeiramente estável, exceto pelas condições iniciais dos estados X_1 e X_2 estabelecidas, o sinal de observação é limitado como se verifica na prática em verdadeiros sistemas de potência. A escolha das matrizes de covariância inicial P_0 e a covariância do ruído R é crucial. Sendo que R pode ser considerado igual a 1, para efeito de testes numéricos. Depois de alcançar a convergência do vetor de estados, a frequência é calculada de acordo com (33) (DASH, PRADHAN e PANDA, 1999).

$$\hat{f}(k) = \frac{1}{2\pi\Delta T} \text{sen}^{-1}[\text{Im}(\hat{X}_1(k))] \quad (33)$$

2.5.2.2 Filtro PLL para estimação de frequência

Circuitos PLL são bastante utilizados em conversores estáticos de potência (SPCs), que realizam o controle do fluxo de potência utilizando medidas precisas de frequência e do ângulo de fase das tensões do sistema elétrico. O circuito de um PLL pode ser modelado usando os conceitos de potência real e imaginária instantâneas. As tensões instantâneas em quadratura v_α e v_β são obtidas

através da transformada de Clarke-Concórdia (transformada alfa-beta) a partir das tensões medidas de um sistema trifásico v_a , v_b e v_c , chegando a forma mostrada em (34).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (34)$$

Através de (35) podem ser calculadas as potências real em Watts (W) e imaginária em volt-ampère imaginário (vai), p' e q' respectivamente, onde i'_α e i'_β são correntes instantâneas fictícias, nas coordenadas α - β .

$$\begin{bmatrix} p' \\ q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_\alpha \\ i'_\beta \end{bmatrix} \quad (35)$$

Considerando o modelo de PLL da potência imaginária instantânea (q-PLL), se as tensões em (35) forem consideradas balanceadas e sem distorções harmônicas, pode ser calculada a potência imaginária instantânea como mostrado em (36), em que V representa a tensão eficaz do sistema, $\theta = (\omega t + \phi)$, ω é a frequência angular da tensão de fase em radianos por segundo (rad/s), ϕ é o ângulo de fase da tensão do sistema em radianos (rad), $\hat{\theta} = (\hat{\omega} t + \hat{\phi})$, $\hat{\omega}$ é a frequência angular da tensão de fase do sistema obtida em radianos por segundo e $\hat{\phi}$ é o ângulo de fase da tensão do sistema obtido em radianos.

$$q' = v_\beta i'_\alpha - v_\alpha i'_\beta = \sqrt{3}V \sin(\theta - \hat{\theta}) \quad (36)$$

A equação (36) pode ser linearizada obtendo o modelo de pequenos sinais para q-PLL por (37), onde o subscrito 0 representa as variáveis em estado permanente e Δ indica os desvios das variáveis em torno do ponto de operação.

$$\Delta q' = -\sqrt{3}V_0 \cos(\theta_0 - \hat{\theta}_0) \Delta \theta + \sqrt{3}V_0 \cos(\theta_0 - \hat{\theta}_0) \Delta \hat{\theta} - \sqrt{3} \sin(\theta_0 - \hat{\theta}_0) \Delta V \quad (37)$$

Do modelo linearizado de q-PLL sua representação em espaço de estados fica como em (38), onde $k_0 = \sqrt{3}V_0 \cos(\theta_0 - \hat{\theta}_0)$ e $k_1 = -\sqrt{3} \sin(\theta_0 - \hat{\theta}_0)$.

$$s \begin{bmatrix} \Delta \hat{\theta}(s) \\ \Delta \hat{\omega}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_i k_0 & -k_p k_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \hat{\theta}(s) \\ \Delta \hat{\omega}(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ (\frac{k_i}{s} + k_p) k_0 & -(k_i + s k_p) k_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \omega(s) \\ \Delta V(s) \end{bmatrix} \quad (38)$$

De (38), as funções de transferência em malha fechada do q-PLL são dadas por:

$$\frac{\Delta \hat{\omega}}{\Delta V} = \frac{(-k_p k_i) s^2 + (-k_i k_1) s}{s^2 + k_p k_0 s + k_i k_0} \quad (39)$$

$$\frac{\Delta\hat{\omega}}{\Delta\omega} = \frac{(k_p k_0)s + (-k_i k_0)s}{s^2 + k_p k_0 s + k_i k_0} \quad (40)$$

Considerando o período de regime permanente, com $\theta_0 = \hat{\theta}_0$ e estabelecendo $V=1$ pu, $k_0=1,732$ e $k_1=0$, pode ser concluído que as variações de amplitude da tensão do sistema não alteram a frequência angular obtida $\Delta\hat{\omega}$. A partir de (40), escolhe-se o coeficiente de amortecimento (ξ) e a frequência natural não amortecida (ω_n) da função de transferência para calcular os ganhos proporcional (k_p) e integral (k_i). Por exemplo, se $\xi=0,607106$ e $\omega_n=235,58$ rad/s, calculando-se os ganhos do controlador fica $k_1=192,257$ rad.s⁻¹/vai e $k_i=32042,94$ rad/vai (LOPES, CARLETTI e BARBOSA).

Os resultados obtidos da análise feita para o modelo em tempo contínuo são muito próximos do modelo em tempo discreto, no entanto esses modelos levam um tempo infinito para igualarem o sinal de saída ao sinal de entrada. Para contornar esse problema é proposto a utilização de uma outra forma de controle baseado num controlador *deadbeat*, o qual em um pequeno tempo finito leva a saída ao nível do sinal de entrada, reduzindo o tempo de amostragem necessário para estimar a frequência, para isso é preciso desenvolver o projeto do controlador no domínio z.

2.5.3 Total Vector Error

Uma forma de validação das estimativas de fasores realizadas pelos algoritmos da PMU é o método de *Total Vector Error* (TVE), através dele é possível verificar o erro das medições e definir se são confiáveis ou não. TVE é uma medida da diferença entre a informação de uma PMU que descreve um fasor e o verdadeiro fasor. Como a maioria das medições, a relação entre o mensurado e a observação é determinada pelo processo de calibragem. Assume-se que se o erro observado durante a calibragem está entre um determinado limite de aceitação, continuará dessa forma até que a próxima calibragem seja feita, dessa forma a medição pode ser confiável.

No caso de transformadores de instrumentação, aplicados a medição e proteção de sistemas de potência, os erros aceitáveis são expressos, conforme o padrão IEEE C57.13-2008, separadamente em termos dos erros de ângulo de fase e

magnitude admitidos. Esses erros admitidos são expressos, por exemplo, em termos de um fator de correção, o número pelo qual a observação deve ser multiplicada para obter-se o valor verdadeiro.

Para simplificar, margens de erros de magnitude e ângulo têm sido combinados em uma única quantidade de erro chamada *total vector error*. Esse critério de erro aceitável combina todas as fontes de erro, incluindo sincronia de tempo, ângulo do fasor, e erros de estimação da magnitude do fasor. TVE é definido por (41). Desde que o verdadeiro valor não possa ser precisamente conhecido, confia-se em uma calibragem para estabelecer os limites em que a medida vetorial tenha uma grande probabilidade de estar localizada.

$$\text{TVE} = \sqrt{\frac{(X_{r_n} - X_r)^2 + (X_{i_n} - X_i)^2}{X_r^2 + X_i^2}} \quad (41)$$

onde:

X_{r_n} e X_{i_n} → módulo e ângulo do sincrofasor medidos

X_r e X_i → módulo e ângulo do sincrofasor de referência

Para propósitos de calibragem, um sinal que encontra qualquer nível requerido de precisão pode ser gerado eletronicamente. Esse padrão estabelece um critério de 1% para o valor do TVE durante a calibragem. Isso significa que o valor encontrado por substituição em (41) não deve exceder 1%.

O critério de 1% estabelecido fazendo $\text{TVE} = 0.01$ em (41) pode ser visualizado na figura 6 como um pequeno círculo desenhado no final do fasor. O erro máximo de magnitude é 1% quando o erro de fase é zero, e o erro máximo em ângulo é abaixo de 0.573° . Se as amostras analisadas não estiverem fora do círculo, a PMU é confiável (IEEE POWER & ENERGY SOCIETY, 2011).

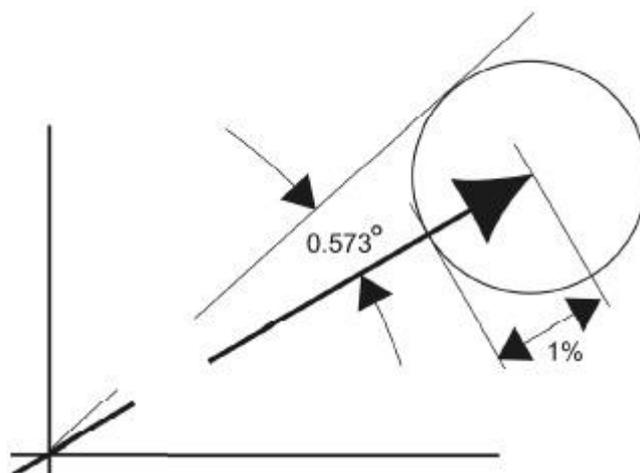


Figura 6 – O critério TVE de 1% mostrado na extremidade de um fasor
Fonte: IEEE Power & Energy Society (2011, p. 45)

2.5.4 Cálculos das Componentes Simétricas no PDC

O método de componentes simétricas foi introduzido através do Teorema de Fortescue em 1918 e é usado para simplificar a análise de sistemas trifásicos desbalanceados. Particularmente é de maior interesse a componente de sequência positiva por ela revela o vetor de estado do sistema de potência.

De acordo com o Teorema de Fortescue, três fasores desbalanceados de um sistema trifásico podem ser decompostos em três sistemas equilibrados de fasores. O conjunto de componentes equilibradas é identificado pelos sobrescritos (1), (2) e (0):

(1) Componentes de sequência positiva, que consiste de três fasores de mesma magnitude, distantes um do outro com um ângulo de 120° em fase, e tendo a mesma sequência de fase dos fasores originais.

(2) Componente de sequência negativa, consiste de três fasores iguais em magnitude, distantes um do outro com um ângulo de 120° em fase, e tendo a sequência de fase oposta a dos fasores do sistema original.

(0) Componente de sequência zero, consiste de três fasores iguais em magnitude com defasagem nula entre eles.

Os fasores originais podem ser expressos de termos de suas componentes de acordo com as equações (42), (43) e (44).

$$V_a = V_a^{(0)} + V_a^{(1)} + V_a^{(2)} \quad (42)$$

$$V_b = V_b^{(0)} + V_b^{(1)} + V_b^{(2)} \quad (43)$$

$$V_c = V_c^{(0)} + V_c^{(1)} + V_c^{(2)} \quad (44)$$

Definindo o operador $a = 1 \angle 120^\circ$, e realizando as relações entre os fasores de sequência, chega-se a seguinte relação de fasores de tensão mostrada em (45).

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a^{(0)} \\ V_a^{(1)} \\ V_a^{(2)} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} V_a^{(0)} \\ V_a^{(1)} \\ V_a^{(2)} \end{bmatrix} \quad (45)$$

Multiplicando pela matriz inversa A^{-1} ambos os lados da equação (45), obtêm-se a forma de cálculo das componentes simétricas por (46) (GRAINGER e STEVENSON JR., 1994).

$$\begin{bmatrix} V_a^{(0)} \\ V_a^{(1)} \\ V_a^{(2)} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = A^{-1} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (46)$$

3. REQUISITOS DE UMA PMU DE BAIXO CUSTO

Os requisitos de uma PMU de baixo custo devem atender ao padrão IEEE C37.118.1-2011 de medição de sincrofasores, especialmente ao critério de TVE, e ao padrão IEEE C37.118.2-2011 de transferência de dados de sincrofasores. Neste capítulo é feito um detalhamento dos blocos que compõe uma PMU, investigando alternativas de baixo custo para cada bloco. Isso torna possível comparar os resultados obtidos através das alternativas e discuti-los a fim de encontrar a solução que melhor satisfaça os requisitos estabelecidos.

3.1 AQUISIÇÃO DE SINAIS

A aquisição de sinais consiste em obter um sinal de tensão ou corrente proporcional ao da rede elétrica a ser medida, mas dentro do limite de tensão das portas de entrada do microcontrolador que normalmente é de 5 V. Uma alternativa é fazer isso através de transdutores, que em geral podem ser de efeito hall ou eletromagnéticos.

3.1.1 Transdutores de Efeito Hall

A teoria do efeito Hall enuncia que quando um material que estiver conduzindo corrente elétrica for submetido a um campo magnético será gerada uma tensão perpendicular à direção do campo e ao fluxo da corrente. Isso ocorre, pois sem campo magnético a distribuição de corrente no condutor é uniforme, no entanto quando um campo magnético está presente, as linhas de fluxo de corrente são distorcidas, gerando uma distribuição desparelha de elétrons no material que culmina em uma diferença de potencial chamada de tensão Hall. De acordo com essa teoria percebe-se que o transdutor Hall é capaz de medir corrente contínua, alternada entre outras formas de onda.

No entanto, a tensão Hall é um sinal pequeno da ordem de 20 a 30 μV em um campo magnético de um Gauss, por isso os transdutores de efeito Hall já

possuem amplificação no próprio componente que requer alimentação em corrente contínua.

No transdutor de efeito Hall a corrente medida pode superar a corrente de operação sem que o elemento Hall seja danificado. Nessa situação o componente sai de seu intervalo de operação linear ocorrendo saturação proveniente do circuito magnético e do amplificador.

O tempo de resposta do transdutor de efeito hall é de 0,4 μ s a 0,8 μ s, com erro de precisão de 0,4% a 0,8% e não linearidade de 0,1% a 0,2%.

3.1.2 Transdutores Eletromagnéticos

Os transformadores de tensão de precisão em resina epoxy são transdutores que operam através do princípio eletromagnético como em transformadores de tensão convencionais compostos de enrolamentos primário e secundário em um núcleo magnético. Diferentemente dos transdutores de efeito Hall, nos transformadores é a variação do fluxo magnético produzido pela corrente no enrolamento primário que induz tensão na bobina do secundário, portanto esse dispositivo não funciona para corrente contínua. Suas características provocam defasagens de até 30° e não linearidade de 0,1% a 0,2%.

3.2 FILTRO ANTI-ALIASING

O emprego do filtro anti-aliasing tem a intenção de dar ganho negativo às frequências superiores à de interesse, visando eliminá-las. Para essa etapa de instrumentação é sugerida a utilização de uma topologia de filtro ativo passa baixas.

A escolha da topologia do filtro depende do resultado esperado. A ordem do filtro irá definir o quão próximo ele estará da resposta ideal, que seria a atenuação total das frequências a partir da frequência de corte. A característica de resposta do filtro pode ser do tipo Butterworth ou Chebishev. O filtro também pode ser da forma *Multiple Feedback* (MFB) ou *Voltage Controlled Voltage Source* (VCVS).

O filtro ativo MFB é mais simples que o VCVS, a diferença é que o VCVS é capaz de ganhos relativamente altos em comparação ao MFB, no entanto o MFB é mais estável. A figura 7 mostra um filtro ativo passa-baixas (PB) de segunda ordem do tipo MFB com resposta Butterworth.

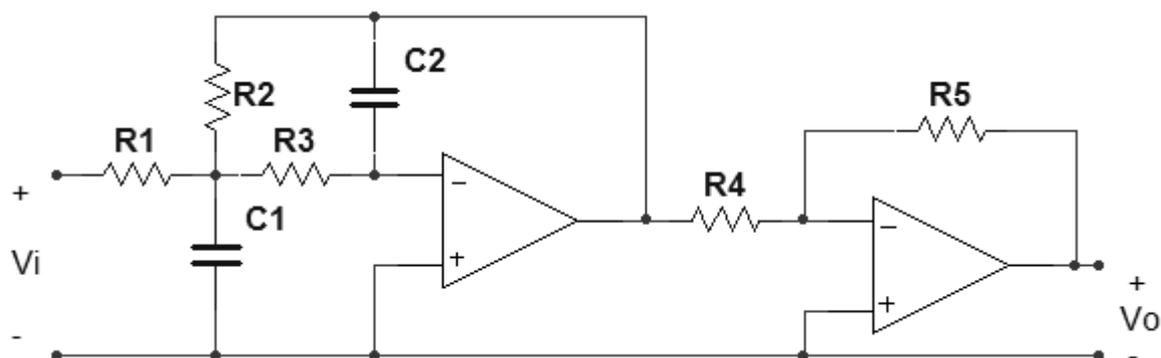


Figura 7 – Filtro ativo de segunda ordem
Fonte: Autoria própria

Os valores do cálculo dos componentes desse filtro são obtidos em Ohms (Ω) para as resistências e em microfarads (μF) para as capacitâncias. O cálculo inicia-se pelo valor do capacitor 1 ($C1$) através da equação (25), em que f_c é a frequência de corte do filtro em Hz:

$$C1 \sim \frac{10}{f_c} \quad (25)$$

A frequência de corte é a que separa a banda passante da banda de corte e é definida no ponto em que a amplitude do ganho é atenuada em 3 dB.

Para um ganho $K > 1$ e com os a e b valores da tabela de coeficientes de Butterworth, que são coeficientes polinomiais, é feito o cálculo do capacitor 2 ($C2$) conforme (26):

$$C2 < \frac{a^2 \cdot C1}{4 \cdot b \cdot (K - 1)} \quad (26)$$

Para um filtro de ordem $n=2$ e de resposta Butterworth, através da tabela de coeficientes obtém-se $a = 1,41421$ e $b = 1$.

Com (27) calcula-se o valor do resistor 2 ($R2$):

$$R2 = \frac{2 \cdot (K - 1)}{\left(a \cdot C1 + \sqrt{(a^2 \cdot C1^2) - (4 \cdot b \cdot C1 \cdot C2 \cdot (K + 1))} \right) \cdot \omega_c} \quad (27)$$

onde a frequência de corte ω_c em radianos por segundo (rad/s) é calculada por (28),

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c \quad (28)$$

Com o valor de R2 calcula-se o valor do resistor 1 (R1) através de (29):

$$R1 = \frac{R2}{K} \quad (29)$$

E finalmente calcula-se o valor do resistor 3 (R3) de acordo com (30):

$$R3 = \frac{R2}{b \cdot C1 \cdot C2 \cdot R2 \cdot \omega_c^2} \quad (30)$$

Para satisfazer o teorema de Nyquist de amostragem de sinais, deve-se fazer com que o filtro anti-aliasing restrinja a banda passante a metade da frequência de amostragem. Portanto, para uma taxa de doze amostras por ciclo da frequência fundamental de 60 Hz, ou seja, uma frequência de amostragem de 720 Hz, a frequência de corte pode ser de 360 Hz ou menor (MALVINO e BATES, 2008).

3.3 MÓDULO GPS

O *Global Positioning System* (GPS) é um sistema de navegação global via satélites capaz de estabelecer instantaneamente a posição de um receptor do sinal de GPS em qualquer local do planeta e sob qualquer condição climática. Esse sistema é composto basicamente de satélites e receptores. Existem 24 satélites em órbitas específicas ao redor da terra que percorrem seu entorno 2 vezes por dia. Os satélites enviam sinais em tempos precisos baseados no UTC, que são recebidos e reenviados a origem pelos receptores. O tempo de retorno dos sinais é registrado pelo menos por quatro satélites diferentes, esse tempo é usado para calcular a distância relativa do receptor com cada satélite. Baseado na distância do receptor com cada satélite distinto é possível determinar o seu ponto de localização através do processo de triangulação.

Para que a amostragem das PMUs seja sincronizada pelo sinal de PPS proveniente do GPS, o sinal de GPS deve ser captado por um módulo receptor acoplado ao kit do microcontrolador. Em geral os módulos GPS contam com interface serial, bem como possuem um pino dedicado ao PPS que pode ser conectado a PMU para obter o sinal de sincronismo.

Existem vários módulos de receptores GPS para sistemas embarcados disponíveis no mercado, dentre eles algumas alternativas de baixo custo, como o

ZYM-G5010-1 da Jiali Electronics Co. e o GR-87 da Holux Technology Inc. que são mostrados na figura 8.



(a) ZYM-G5010-1



(b) GR-87

Figura 8 – Módulos GPS de baixo custo

Fonte: (a) Jiali Electronics Co. (b) Holux Technology Inc.

Tanto o ZYM-G5010-1 quanto o GR-87 possuem precisão de 1 microsegundo para o sinal de 1 PPS. No entanto existem outros módulos receptores de GPS mais precisos como, por exemplo, o Trimble Resolution T e o u-blox LEA-6 mostrados na figura 9. A precisão do sinal de 1 PPS do LEA-6 é de 30 nanosegundos, já o Resolution T é ainda mais preciso com 15 nanosegundos. Além disso, nos dois módulos é possível compensar o erro relacionado à granularidade do sinal de impulso a partir da informação do erro de quantização. A precisão do PPS compensado chega a 15 nanosegundos no LEA-6 e aos 5 nanosegundos no Resolution T.



(a) LEA-6



(b) Resolution T

Figura 9 – Módulos GPS de alta precisão

Fonte: (a) u-blox (b) Trimble

3.4 CIRCUITO OSCILADOR

As PMUs de um SPMS são sincronizadas através de um sinal de um pulso por segundo proveniente do GPS. Esse pulso sincronizante serve de referência para a realização das amostragens, no entanto se houver interrupção no recebimento do sinal de GPS o *clock* de amostragem pode continuar sendo sincronizado por um circuito oscilador fiel ao pulso de sincronismo do GPS. Tendo isso em mente, são exemplos de circuitos osciladores: o *Phase-Locked Loop* (PLL) e uma variação desse tipo chamada *GPS Disciplined Oscillator* (GPSDO).

3.4.1 Phase Locked Loop

Um PLL é um sistema de controle que gera uma saída cuja fase é proporcional à fase de um sinal de referência que pode ser, por exemplo, o sinal de um GPS. Basicamente o circuito consiste de um oscilador de frequência e um detector de fase, que comparam a fase do sinal de referência com a fase do sinal de saída do oscilador ajustando a frequência do oscilador para manter os sinais em fase. O sinal proveniente do detector de fase é usado para controlar a realimentação do oscilador.

3.4.2 GPS Disciplined Oscillator

O *GPS Disciplined Oscillator* é um oscilador de quartzo ou rubídio cuja saída é controlada através de sinais provenientes de um receptor de GPS. Ele é muito semelhante ao PLL, no entanto o sinal de referência é o sinal de um pulso por segundo vindo do GPS que possui exatidão na ordem de alguns nanosegundos, sincronizado ao UTC. O GPSDO é capaz de fornecer o sinal de amostragem para o conversor A/D com uma boa característica de precisão, porém tem um custo bem mais elevado e é difícil de ser obtido (GPS WORLD, 2007).

3.5 CONVERSOR A/D

O conversor A/D de uma PMU deve ter pelo menos três canais que possam ser amostrados simultaneamente para realizar medições em sistemas trifásicos. Além disso, deve haver possibilidade de que a amostragem da conversão A/D seja disparada por um pulso externo ou diretamente por um circuito oscilador, tendo em vista que a forma de sincronismo dos fasores estimados pelas PMUs se dá através de 1 PPS proveniente do sistema de GPS.

Um recurso que pode melhorar o desempenho da PMU é que o conversor A/D tenha acesso direto à memória por meio de DMA. Isso evita que o processador seja interrompido a cada amostragem, fazendo com que as amostras possam ser obtidas enquanto o processador realiza outras tarefas, como a montagem de pacotes de dados para envio.

3.6 PROCESSAMENTO

Uma das finalidades de se conceber uma PMU de baixo custo está ligada a testar diferentes algoritmos para a estimação de fasores e frequência, para que isso seja possível é imprescindível que haja requisitos de processamento suficientes para realizar as operações necessárias. O processador adequado para a utilização em uma PMU de baixo custo deve satisfazer os requisitos de alto desempenho e baixo custo. Essas são as características dos microprocessadores de arquitetura com número reduzido de instruções (RISC).

Os processadores RISC possuem um conjunto de instruções extremamente simples, isso permite que o sequenciamento das instruções seja feita com o uso de circuitos lógicos, dispensando o uso de memórias para essa finalidade, o que poupa espaço em sua área interna e reduz custos.

Além disso, o uso de *pipelines* e a realização das operações aritméticas entre registradores trazem bons resultados de desempenho. As *pipelines* são um recurso que separa uma instrução em estágios e os executa simultaneamente, permitindo que uma instrução seja executada em apenas um ciclo de

processamento. Já a realização de operações aritméticas entre registradores melhora o desempenho do processamento, pois reduz a taxa de acesso à memória externa ao processador, que leva mais tempo pelo deslocamento através do barramento externo.

Outro requisito importante, proveniente da necessidade de realizar cálculos complexos para estimação dos sincrofasores dentro da PMU, é que o processador seja dotado de uma unidade de ponto flutuante, para que alcance o desempenho desejado nas operações algébricas. O suporte do processamento ao ponto flutuante permite que uma operação, como a multiplicação, seja realizada em menos ciclos. Isso é possível, pois as instruções de ponto flutuante são executadas paralelamente as instruções inteiras (MURDOCCA, 2000).

3.7 COMUNICAÇÃO

Os sincrofasores e as demais estimativas feitas pelas PMUs devem ser enviadas ao PDC por meio de uma via de comunicação. A PMU proposta, a princípio tem a intenção de ser conectada a um computador pessoal (PC) no qual estará instalado um *software* que realiza a função de PDC. Portanto, uma das formas de realizar essa interface é por meio de rede ethernet, utilizando uma via de cabo de par trançado, pois é bastante difundida e barata. A interface de rede ethernet é um protocolo de alocação do canal de comunicação dirigido para redes locais (LAN) e é padronizada pelo IEEE 802.3-2012.

É importante salientar que em uma situação real de aplicação de PMUs em SEPs, haveria a necessidade de ser utilizado a pilha de protocolos TCP/IP de modo que a PMU possa ser conectada em uma rede e os dados transmitidos para longas distâncias através de roteadores e *switches*. Além disso, também é necessário estabelecer a forma como que será feito o diálogo entre a PMU e o PDC. Esse acordo de como as partes se comunicam é definido pelo protocolo de comunicação (TANENBAUM, 2001).

3.7.1 Protocolos de Comunicação

São dois os principais protocolos de comunicação, utilizados em redes de computadores, o primeiro é o *User Datagram Protocol* (UDP) e o segundo é o *Transmission Control Protocol* (TCP). O UDP possui um cabeçalho extremamente simples, suficiente para enviar duas mensagens, uma em cada sentido, e não exige configuração inicial. Já o TCP é um protocolo robusto, projetado para ser aplicado em uma rede não confiável, com diferentes topologias e diferentes parâmetros como a internet.

Na transmissão de protocolos UDP são transportados pacotes que incluem um cabeçalho e a informação de interesse. O cabeçalho possui dois campos de preenchimento obrigatório, que são a porta de destino e o comprimento da mensagem, e dois campos de preenchimento opcional, que são a porta de origem e a *checksum* (soma de verificação). A porta de origem geralmente é informada caso haja necessidade de resposta após o recebimento dos dados. A porta de destino informa onde deve ser entregue o pacote de dados. O comprimento da mensagem é informado em 8 bytes e corresponde ao tamanho do pacote de dados que está sendo transmitido. A soma de verificação permite avaliar a integridade dos dados transmitidos. Algumas desvantagens do protocolo UDP em relação ao TCP são que não há controle do fluxo de informação, dos erros e nem retransmissão no caso de recebimento de pacotes incorretos. A figura 10 mostra um esboço do cabeçalho do protocolo UDP.



Figura 10 – Cabeçalho do protocolo UDP
Fonte: Adaptado de Tanenbaum

O TCP é caracterizado como um protocolo de controle de transmissão de dados que permite a entrega de pacotes de informações sem erros. Esse pacote

fragmenta as mensagens no transmissor e reconstrói elas no receptor, isso permite uma transmissão sequenciada de dados o que justifica ser o protocolo mais utilizado nas aplicações para internet. Também permite o controle de fluxo de informação, impedindo que as informações sejam enviadas muito rapidamente a um receptor que não seja capaz de manipular elas em tal velocidade (TANENBAUM, 2001).

3.7.2 Formatação do Pacote de Dados

A formatação do pacote de dados utilizado na transmissão das medições feitas pela PMU ao PDC é no formato do padrão IEEE C37.118.2-2011, que é um método definido de troca em tempo real de medições fasoriais sincronizadas entre equipamentos em SEP. Esse padrão especifica o formato da mensagem que pode ser usada com qualquer protocolo de comunicação para transmissão em tempo real entre PMUs e PDCs, e outras aplicações.

O formato prevê suporte bi-direcional de funções de controle em tempo real em modo de comunicação *full-duplex*. Os métodos de comunicação previstos são de três tipos: apenas TCP, apenas UDP, e TCP/UDP. Sendo que no caso de apenas UDP não há retransmissão em caso de erros, havendo a perda permanente dos pacotes, a não ser que exista um sistema de recuperação aparte.

O padrão também define tipos de mensagens, conteúdos, e uso, especificando os tipos de dados e formatos. São definidos quatro tipos de mensagens: dados, configuração, cabeçalho e comando. Os primeiros três tipos de mensagens são transmitidos pela PMU ou pelo PDC que servem como fontes de dados. O último tipo de mensagem de comando é recebido pelos dispositivos.

As mensagens do tipo dados são as medições feitas pela PMU. As do tipo configuração descrevem os tipos de dados, calibragem e outros dados que descrevem dados (*meta-data*). A informação de cabeçalho é uma descrição fornecida pelo usuário e enviada ao equipamento, portanto legível ao ser humano. Os comandos são enviados às PMUs ou PDCs para controle ou configuração dos mesmos.

Cada dispositivo pode enviar múltiplas transmissões de dados diferentes. Cada transmissão de dado deve ter seu próprio código de identificação (IDCODE) para que os dados, configurações, cabeçalhos e comandos possam ser identificados

apropriadamente. As transmissões devem ser operadas independentemente, como por exemplo, somente execução de comandos, mensagens de cabeçalho ou de configuração.

Os pacotes de mensagem são constituídos de palavras. A palavra SYNC fornece sincronismo e identificação do pacote. A palavra IDCODE identifica a fonte de um dado, cabeçalho, ou mensagem de configuração, ou o destino de uma mensagem de comando. A palavra FRAMESIZE informa o tamanho do pacote. A palavra FRACSEC informa a fração de segundo. A palavra SOC (second-of-century) é a contagem de segundos a partir da meia noite (00:00:00) do UTC do dia primeiro de janeiro de 1970 ao presente instante. A palavra CHK (check) é uma verificação cíclica de redundância de 16 bits gerada por um polinômio.

Todos os pacotes de mensagem começam com uma palavra SYNC de 2 Bytes seguida de uma palavra FRAMESIZE de 2 Bytes, uma IDCODE de 2 Bytes, uma estampa de tempo consistindo de uma SOC (second-of-century) de 4 Bytes e uma FRACSEC de 4 Bytes, que inclui um inteiro FRACSEC de 24 bits e uma *flag* de qualidade de tempo de 8 bits. A figura 11 exemplifica a ordem de transmissão de um pacote.

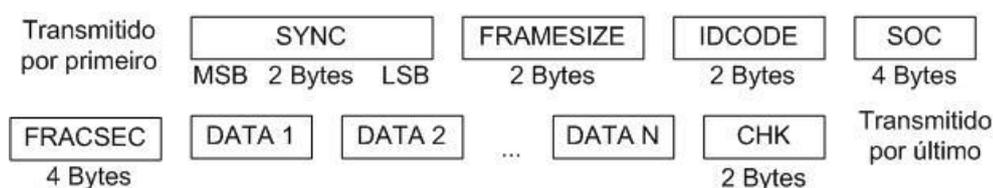


Figura 11 – Exemplo da ordem de transmissão de um pacote
Fonte: Adaptado de (IEEE POWER & ENERGY SOCIETY, 2011)

As informações podem ser armazenadas nos dispositivos da forma que for conveniente. No entanto quando forem transmitidas devem ser formatadas como *frames* padronizados. Os comandos e outras mensagens recebidas que não forem possíveis de serem interpretadas devem ser descartados, pois não há uma forma de retransmissão de mensagens de erro implementada pelo padrão (IEEE POWER & ENERGY SOCIETY, 2011).

3.8 PHASOR DATA CONCENTRATOR (PDC)

O concentrador de dados fasoriais (PDC) recebe as medições das PMUs e realiza a manipulação dos dados deixando-os preparados para suas aplicações. Existem PDCs disponíveis em *software* para PC que devido ao formato padrão IEEE C37.118.2-2011 para sincrofasores tornam-se compatíveis com outros dispositivos. Como exemplos de PDCs desse tipo, existem o iPDC e o openPDC. O primeiro é orientado ao uso exclusivo com PMUs, já o segundo é de propósito geral, também podendo ser associado à PMUs.

3.8.1 iPDC

O iPDC é um concentrador de dados fasoriais baseado no padrão de sincrofasores IEEE C37.118-2011 que possui servidor para banco de dados e simulador de módulos de PMUs. O objetivo do iPDC é ter um concentrador de dados fasoriais e simulador de PMUs padronizado no formato de sincrofasores do IEEE C37.118-2011 para que estudantes e pesquisadores possam desenvolver e testar algoritmos e aplicações. O iPDC é um *software* livre justamente para não haver restrições de uso e modificação, inclusive permitindo a contribuição dos utilizadores para o desenvolvimento.

O iPDC é capaz de receber dados de outros concentradores e PMUs, gerar *frames* de dados ordenados por etiquetas de tempo, enviar *frames* de dados para outros concentradores e aplicações, direcionar *frames* de dados recebidos para o servidor de banco de dados. Este pode ser local ou remoto, pode ser conectado através dos protocolos TCP ou UDP e possui uma interface gráfica amigável.

O simulador de PMU suporta tanto protocolo de comunicação TCP quanto UDP, possui opção de leitura das medidas a partir de um arquivo para geração de *frames* de dados, opção para introduzir erros, múltiplas simulações de PMUs podem ser executadas instantaneamente pelo programa, simula sistemas de 50 Hz ou 60 Hz, pode habilitar ou desabilitar fasores durante a simulação e possui uma interface gráfica amigável (KERSEY, 2012).

3.8.2 openPDC

O *open source phasor data concentrator* (openPDC) é um sistema usado para manipular, processar e responder rapidamente a mudanças dinâmicas de fluxo de dados fasoriais. É capaz de manipular qualquer tipo de dado de medição que possua etiqueta de tempo. Esses dados são tipicamente sinais provenientes de um dispositivo e incluem medidas de temperatura, tensão, vibração, localização, luminosidade e fasores. Quando um valor é medido, uma estampa de tempo é coletada, tipicamente usando um *clock* sincronizado com GPS, pela exatidão, então é transmitido para o concentrador de dados onde pode ser ordenado de acordo com o tempo de outras medidas, tornando possível compor um conjunto de medições coletadas de diversos pontos no mesmo instante de tempo.

Contudo, o sistema foi desenvolvido para manipular sincrofasores em tempo real e gerar dados ordenados por tempo usando protocolos padrões, isso permite ao sistema ser usado para diversas finalidades e, também, ser facilmente integrado com outras aplicações, como por exemplo, de armazenagem ou manipulação de dados. O openPDC pode ter aplicações em rede *smart-grid*, medição sísmica, rastreamento de localização em alta velocidade, monitoramento de mudanças de temperatura, vigilância, processamento de tráfego de rede, entre outros (CODEPLEX, 2013).

4. PROPOSTA DE UMA PMU DE BAIXO CUSTO

A partir das alternativas pesquisadas para cada bloco, é possível compará-las com base nos critérios estabelecidos para construção de uma PMU de baixo custo. Na aquisição de sinais, os transdutores de efeito hall são mais adequados, pois produzem uma defasagem menor, cerca de 0,4 μ s a 0,8 μ s. Os transdutores eletromagnéticos produzem uma defasagem em torno de 30', que equivale a 2,31 μ s para uma onda senoidal na frequência de 60 Hz. Avaliando as defasagens pelo critério de TVE, o erro angular máximo de um sincrofasor, se não houver erro de magnitude, pode ser de até 0,573°, o equivalente a 26,5 μ s. Portanto os transdutores eletromagnéticos estariam operando num limiar de erro aceitável, no entanto distante apenas 24,19 μ s do erro máximo permitido, o que torna recomendável o uso de transdutores de efeito hall.

4.1 VERIFICAÇÃO DOS KITS DE DESENVOLVIMENTO DISPONÍVEIS

Verificou-se que os requisitos de processamento da PMU são compatíveis ao de um processador com arquitetura RISC e suporte a ponto flutuante, o ARM Cortex-M4 atende a essas características. Baseado no núcleo ARM Cortex-M4, foram comparados três *kits* de diferentes fabricantes, o STM32F4-DISCOVERY da STMicroelectronics, o Stellaris da Texas Instruments e o LPC4000 da NXP. Tendo em vista que a principal característica de interesse nos *kits* é relativa à capacidade de processamento, com base no valor de *clock* e na quantidade de instruções por segundo (*Dhrystone MIPS*) de cada *kit*, optou-se pelo STM32F4-DISCOVERY.

O ARM Cortex-M4 é um processador de arquitetura RISC de 32 bits que oferece vantagens como baixo consumo de potência, características melhoradas de depuração, número reduzido de pinos e um grande suporte a integração de blocos. A CPU ARM Cortex-M4 incorpora uma *pipeline* de três estágios, tem arquitetura Harvard com barramentos de instruções locais e de dados separados bem como um terceiro barramento para periféricos, e inclui também uma unidade que realiza execução especulativa de instruções para processamento. O ARM Cortex-M4

oferece suporte de processamento digital de sinais em um único ciclo e instruções SIMD (*Single instruction, multiple data*) que realiza a mesma operação em múltiplos dados simultaneamente. Além disso, possui um processador de ponto flutuante integrado ao núcleo.

4.1.1 Características do Stellaris LM4F32H5QD

O microcontrolador Stellaris LM4F32H5QD possui núcleo de processamento ARM de 80 MHz, com desempenho de 100 DMIPS e combina integração complexa e alto desempenho. Possui oito UARTs (*Universal asynchronous receivers/transmitter*), quatro módulos SSI (*Synchronous serial interface*), seis módulos I²C (*Inter-integrated circuit*) com quatro velocidades de transmissão incluindo modo de alta velocidade, dois controladores CAN (*Controller Area Network*), USB 2.0 OTG, μ DMA (*Micro direct memory access*), seis blocos 16/32 bits GPTM (*General-purpose timer*) e seis blocos 32/63 bit *Wide* GPTM, dois *watchdog timers*, modo de hibernação de baixo consumo de potência de bateria, quatorze blocos GPIO (*General-purpose I/O*), dezesseis saídas PWM (*Pulse Width Modulator*), dois módulos QEI (*Quadrature encoder interface*), dois módulos ADC de 12 bits de até 1 MSPS, três comparadores analógicos independentes integrados, dezesseis comparadores digitais, um módulo JTAG com ARM SWD (*Serial wire debug*) integrado.

4.1.2 Características do LPC4000

A linha LPC408x/7x da NXP é baseada em um ARM de 120 MHz com 150 DMIPS. Sua aplicação é recomendada em sistemas embarcados que requerem um alto nível de integração e baixa dissipação de potência. Inclui até 512 kB de memória flash de programa, 96 kB de memória de dados SRAM (*Static random-access memory*), 4032 bytes de memória de dados EEPROM (*Electrically erasable programmable read-Only memory*), controlador de memória externa (EMC), LCD (*Liquid crystal display*), Ethernet, USB OTG, interface SPI Flash (SPIFI), controlador DMA de propósito geral, cinco UARTs, três controladores SSP (*Synchronous serial*

port), três interfaces I²C, uma interface codificador de quadratura, quatro *timers* de propósito geral, dois PWMs de propósito geral com cinco saídas cada e um PWM de controle de motor, um RTC (*Real-time clock*) de ultrabaixa potência com suprimento de bateria separado e registrador de eventos, *watchdog timer*, uma *engine* de cálculo CRC (*Cyclic redundancy check*) e até 165 pinos de I/O de propósito geral. Os periféricos analógicos incluem um ADC de 12 bits com oito canais, dois comparadores analógicos, e um DAC (*Digital-to-analog converter*).

4.1.3 Características do STM32F4-DISCOVERY

O STM32F4-DISCOVERY, mostrado na figura 12, é um *kit* de desenvolvimento da STMicroelectronics provido de um microcontrolador STM32F407VGT6, cujo núcleo de processamento é um ARM de 32 bits com *clock* de 168 MHz e 210 DMIPS. Possui, também, 1 MB de memória Flash, 192 KB de memória RAM, 17 *timers* e 3 conversores A/D.



Figura 12 – Kit de desenvolvimento STM32F4-DISCOVERY
Fonte: STMicroelectronics

O *kit* também inclui programador ST-LINK/V2 *on-board*, alimentação através de USB ou fonte externa de 5 V, fornece tensão de 3 V e 5 V para aplicações externas, possui acelerômetro de três eixos com saída digital, microfone digital omnidirecional, conversor digital/analógico de áudio com *driver* integrado para autofalante, led vermelho/verde para comunicação USB, led vermelho para tensão 3,3 V ligada, quatro leds do usuário: laranja, verde, vermelho e azul, dois botões: *user* e *reset*, conector USB OTG micro-AB e interface de I/Os.

4.2 AQUISIÇÃO E SINCRONISMO COM O STM32F4-DISCOVERY

Os dispositivos da linha STM32F407xx contam com três conversores A/D de 2,4 milhões de amostras por segundo (MSPS) em 12 bits, compartilhados em 16 canais, que de modo intercalados somam 7,2 MSPS.

As conversões A/D podem ser feitas no modo *single-shot* ou *scan*. No modo *single-shot* as conversões são realizadas exclusivamente na entrada analógica selecionada. Já no modo *scan* são efetuadas conversões automáticas em um grupo selecionado de entradas analógicas.

O conversor A/D (ADC) pode contar com o controlador de acesso direto a memória (DMA), para retenção das amostras. Também existe o recurso *watchdog* que permite o monitoramento da tensão convertida nos canais selecionados, gerando uma interrupção quando o valor da tensão convertida está fora dos limiares programados. Para sincronizar as conversões A/D e *timers*, os ADCs podem ser disparados por qualquer *timer*: TIM1, TIM2, TIM3, TIM4, TIM5, ou TIM8.

Portanto deve-se programar o *timer* de modo a realizar a conversão A/D no tempo de amostragem desejado. Suponha-se que o *timer* 8 (TIM8) seja usado para gerar a taxa de amostragem, iniciando a contagem a partir da borda de subida, no pino de gatilho, de um sinal de 1 PPS proveniente do módulo de GPS. Essa taxa de amostragem pode ser inicialmente 15360 Hz, para que sejam feitas 256 amostras por ciclo de 60 Hz. Um sinal de gatilho (TRGO) do TIM8 é usado para disparar a conversão A/D. É importante que o *timer* gere uma base de tempo o mais próxima possível da taxa de amostragem, o inverso da frequência de amostragem, aproximadamente 65,1 μ s.

Outro *timer*, o *timer 2* (TIM2) por exemplo, também é disparado pelo gatilho de TIM8 e conta de zero até 255, indicando 1 ciclo de 60 Hz e gera uma interrupção que registra o término de um período da frequência fundamental.

A conversão A/D pode ser realizada para entradas de um sistema trifásico utilizando o modo triplo de conversão, que consiste em, por exemplo, configurar o A/D 1 como *master*, para comandar o A/D 2 e A/D 3, *slaves*, iniciando as conversões simultâneas por um gatilho externo. Cada conversão gera uma solicitação de acesso a memória através do DMA, sendo três solicitações, uma por canal, armazenando num *buffer* circular 3x256 amostras por ciclo de 60 Hz. A figura 13 mostra um sistema de aquisição de dados com base no STM32F4-DISCOVERY da forma que foi descrito nesta seção.

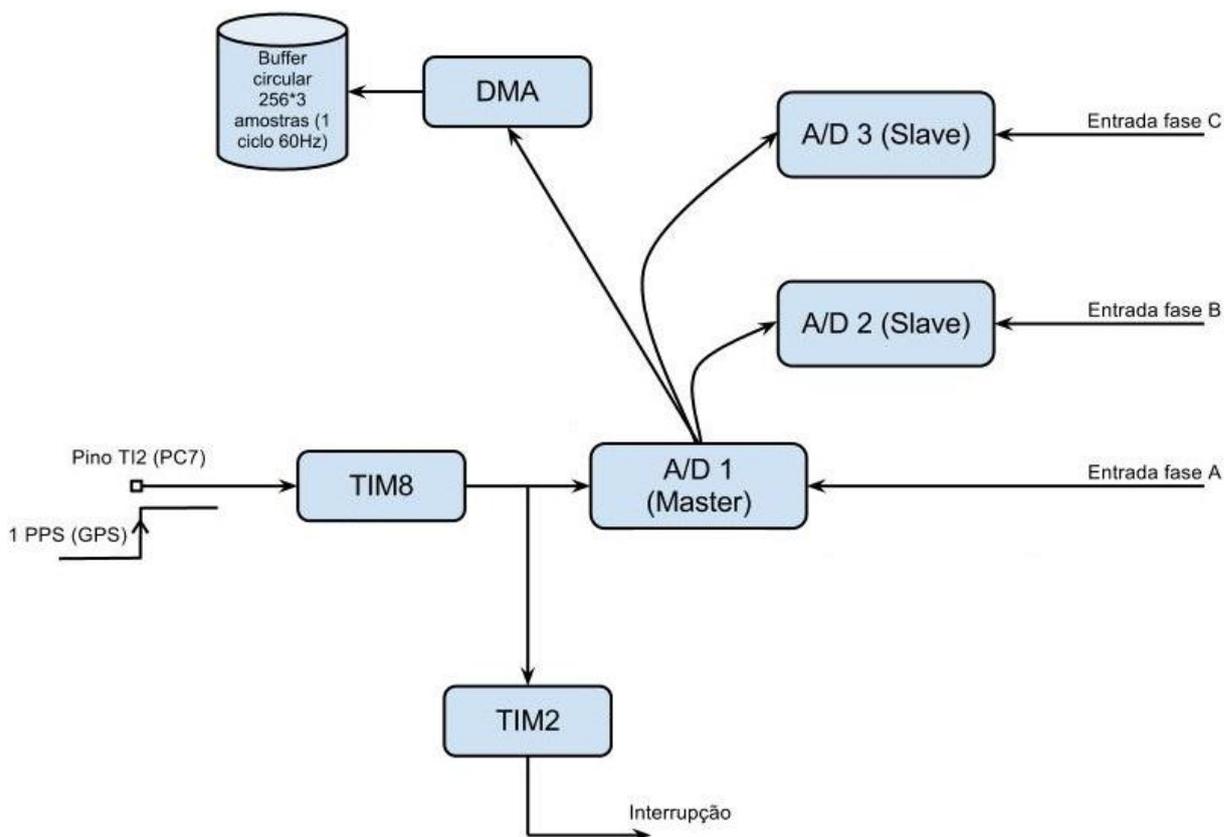


Figura 13 – Diagrama de aquisição de dados
Fonte: Adaptado de Miguel Moreto

Deve-se ressaltar que esse sistema de aquisição proposto é independente do processador, ou seja, usando os recursos dos periféricos do microcontrolador, todo um ciclo (ou mais) de 60Hz amostrado é armazenado diretamente na memória sem que os dados passem pelo processador. Ou seja,

enquanto o sistema está fazendo aquisição, o processador pode realizar outras tarefas, como ler os dados de estampa de tempo do receptor GPS e pré-formatar o pacote de dados. Após a interrupção do *timer* (TIM2), o processador pode executar uma rotina de estimação de fasores e frequência, acessando os dados do *buffer* de memória.

4.3 INTERFACE DE COMUNICAÇÃO ETHERNET

O STM32F407VGT6 oferece um controlador de acesso de media (MAC), no padrão IEEE 802.3-2012, para comunicação em rede através da interface ethernet. Para isso é necessário um dispositivo físico de interface no padrão industrial *medium-independent interface* (MII) ou *reduced medium-independent interface* (RMII), para conexão de par trançado ou fibra ótica, externo para conectar fisicamente ao barramento LAN. O dispositivo de interface física (PHY) é conectado a placa do microcontrolador usando 17 sinais para o MII ou 9 sinais para o RMII, podendo utilizar o clock de 25 MHz do microcontrolador. Os microcontroladores da linha STM32F407xx suportam ethernet de 10 a 100 Mbit/s. Na figura 14 é mostrado um dispositivo físico de interface ethernet.

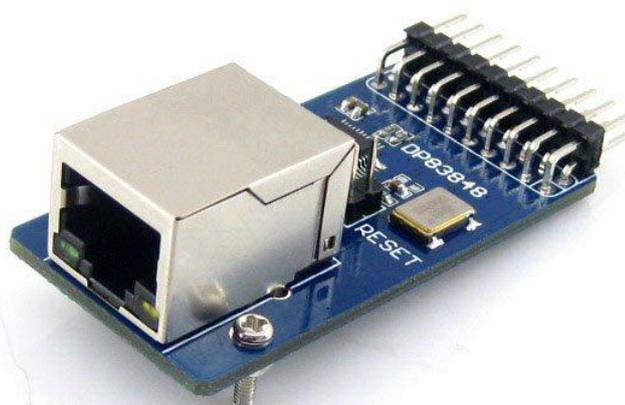


Figura 14 – Dispositivo físico de interface ethernet
Fonte: Waveshare Electronics

5. CONCLUSÕES

A PMU é um projeto extenso, que envolve conhecimento de diversas subáreas da engenharia elétrica, passando por instrumentação eletrônica, eletrônica digital, sistemas microcontrolados, redes de computadores e sistemas elétricos de potência. Também existem outras áreas afins, como computação, especialmente no tratamento matemático dos algoritmos para estimação de fasores e frequência.

No trabalho de pesquisa realizado, foi primado pela simplicidade em função de sugerir alternativas de baixo custo para a construção de uma PMU. Na parte de aquisição de sinais optou-se pelos transdutores de efeito hall, pois produzem menor defasagem em comparação aos transdutores eletromagnéticos.

Para minimizar o efeito de ruídos provenientes da rede nas medições realizada pela PMU foi sugerido o uso de um filtro ativo PB de segunda ordem, com frequência de corte em aproximadamente 360 Hz para satisfazer o teorema de Nyquist, tendo como base uma frequência de amostragem de 720 Hz.

A sincronização da PMU será feita através de um sinal de PPS enviada pelo sistema de GPS e captada por um módulo acoplado ao microcontrolador. Entre os módulos de GPS pesquisados, o maior erro de precisão do PPS foi de 1 μ s, sendo considerado aceitável. O PPS servirá de referência de tempo para as medições, e pode ser ligado a um oscilador PLL ou GPSDO para que em caso de falha do recebimento do sinal de GPS as medições continuem sendo feitas com base no sinal do oscilador.

Tanto o sinal de PPS do GPS como o sinal sincronizado por GPS do oscilador podem servir como base de tempo para o *timer* responsável por efetuar o disparo da conversão do ADC. As características do STM32F4-DISCOVERY permitem que a taxa de amostragem seja bem acima do que é considerado suficiente pela bibliografia, 720 Hz (PHADKE e THORP, 2008). Além disso, com esse kit é possível realizar a conversão A/D para entradas de um sistema trifásico configurando um canal A/D (*master*) para comandar outros dois (*slaves*).

As medidas coletadas pelo A/D servem para os algoritmos inseridos na PMU realizarem a estimação de fasores e frequência. Existem diferentes algoritmos capazes de realizar a estimação de fasores e frequência, para estimação de fasores a DFT se apresenta como uma boa alternativa, já a estimação de frequência é mais

simples por filtro PLL. Por outro lado, Filtros de Kalman são capazes de estimar a frequência de sinais repletos de ruídos e harmônicas.

A elaboração de uma PMU de baixo custo permite que os algoritmos sejam testados e aprimorados, inclusive para realizar outras funções, como de diagnósticos da situação do sistema medido. O teste dos algoritmos é que colocará a prova a capacidade de processamento do ARM Cortex-M4F instalado no *kit* de microcontrolador, que é um processador robusto, pois conta com arquitetura RISC de 32 bits e suporta operações em ponto flutuante.

Os dados produzidos pelos algoritmos devem ser formatados dentro do padrão IEEE C37.118.2-2011 para serem transmitidos ao PDC. A interface de comunicação fica por conta de um dispositivo físico de interface ethernet acoplado ao microcontrolador. O protocolo de comunicação entre a PMU e o PDC pode ser UDP ou TCP, ambos são compatíveis com os PDCs disponibilizados gratuitamente através da *internet*, entretanto o protocolo UDP é mais simples de ser implementado e satisfaz as necessidades dessa aplicação.

Entre os PDCs encontrados, tanto o iPDC quanto o openPDC são gratuitos e podem ser baixados da *internet* e instalados em um computador pessoal. O openPDC apresenta muita versatilidade, podendo realizar não apenas manipulação de grandezas elétricas. Já o iPDC é orientado a aplicação em sistemas elétricos e possui um simulador de PMUs.

Os resultados da pesquisa realizada neste trabalho alcançaram um apanhado geral sobre cada bloco necessário na concepção de uma PMU de baixo custo. As soluções e alternativas apresentadas podem servir de base para trabalhos futuros que desenvolvam mais a fundo os blocos da PMU separadamente. Dessa forma pode ser concebido um protótipo de uma PMU de baixo custo.

REFERÊNCIAS

AGOSTINI, Marcelo N. **Estudos de Aplicação de Medição Fasorial Sincronizada em Sistemas de Energia Elétrica**. UFSC. Florianópolis, p. 146. 2006.

AL-HAMMOURI, A.T et al. Virtualization of Synchronized Phasor Measurement Units within Real-Time Simulators for Smart Grid Applications. **IEEE PES General Meeting 2012**, Stockholm, 2012. 7.

CARTA, Andrea et al. A Flexible GPS-Based System for Synchronized Phasor Measurement in Electric Distribution Networks. **IEEE Transaction On Instrumentation And Measurement**, Novembro 2008. 7.

CODEPLEX. Grid protection alliance. **openPDC**, 2013. Disponível em: <<http://www.openpdc.codeplex.com/#about>>. Acesso em: 20 Março 2013.

DASH, P K.; PRADHAN, A K.; PANDA, G. Frequency Estimation of Distorted Power System Signals Using Eextended Complex Kalman Filter. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Julho 1999. 6.

EHRENSPERGER, Juliana G. **Sistemas de Medição Fasorial: Estudo e Análise do Estado da Arte**. UFSC. Florianópolis, p. 50. 2003.

FURSTENBERGER, Alexandre. **Desenvolvimento de um Sistema de Concentração de Dados de Medição Fasorial**. UFSC. Florianópolis, p. 188. 2010.

GPS WORLD. GPSDO frequency standard, Agosto 2007. 46.

GRAINGER, John J.; STEVENSON JR., William D. **Power System Analysis**. 1ª. ed. Raleigh: McGraw-Hill, v. Único, 1994.

HATAWAY, Greg; MOXLEY, Roy; FLERCHINGER, Bill. PowerSouth Energy Cooperative. **Synchrophasors for Distribution Applications**, 30 out. 2012. 6.

IEEE POWER & ENERGY SOCIETY. Standard for Synchrophasor Data Transfer for Power Systems. **IEEE std C37.118.2**, New York, 28 Dezembro 2011. 53.

IEEE POWER & ENERGY SOCIETY. Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems. **IEEE std C37.118.1**, New York, 28 Dezembro 2011. 61.

KERSEY, Philip M. Tese de mestrado. **Applications of PMUSimulator in PDC testing**, Blacksurg, 27 Abril 2012. 75.

LAVERTY, David M. et al. OpenPMU: Open Source Platform for Synchrophasor Applications and Research. **IEEE Power and Energy Society General Meeting**, Julho 2011. 6.

LO, Chun-Hao; ANSARI, Nirwan. The Progressive Smart Grid System from Both Power and Communications Aspects. **IEEE Communications Surveys & Tutorials**, Newark, Maio 2011. 23.

LOPES, Luis C. G.; CARLETTI, R L.; BARBOSA, P G. **Implementação de um circuito PLL digital e um deadbeat baseados na teoria das potências instantâneas com o DSP TMS320F243**, Juiz de Fora. 6.

MALVINO, Albert; BATES, David J. **Eletrônica**. 7ª. ed. São Paulo: McGraw-Hill, v. 2, 2008.

MURDOCCA, Miles J. **Introdução à arquitetura de computadores**. Rio de Janeiro: Campus, v. Único, 2000.

PHADKE, Arun G.; THORP, James S. **Synchronized Phasor Measurements and Their Applications**. 4ª. ed. Blacksburg: Springer, v. Único, 2008.

SUTAR, Chandarani; VERMA, K. S.; PANDEY, Ajay S. Wide Area Measurement and Control Using Phasor Measurement Unit in Smart Grid. **International Journal of Computer Applications**, 2011. 5.

TANENBAUM, Andrew S. **Redes de Computadores**. 4^a. ed. Rio de Janeiro: LTC, v. Único, 2001.

XU, Chunchun. **High Accuracy Real-time GPS Synchronized Frequency Measurement Device for Wide-area Power Grid Monitoring**. Virginia Polytechnic Institute University. Blacksburg, p. 149. 2006.