

Desenvolvimento de medidor de inteligente de energia elétrica com algoritmo de baixo custo computacional

Leandro Silva Pereira, Marcelo Gradella Villalva, Ernesto Ruppert F.

DSE – Departamento de Sistemas e Energia

FEEC – Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

UNICAMP – Universidade Estadual de Campinas

Campinas, SP, Brasil

leandrosp@outlook.com, marcelo@fee.unicamp.br, ruppert@fee.unicamp.br

Resumo—Para atender à crescente demanda energética de forma confiável, sustentável e segura é necessária a modernização do sistema de energia elétrica (SEE). Isso somente será possível com o auxílio das redes elétricas inteligentes. Para alcançar esse objetivo é fundamental que mudanças nos sistemas elétricos, principalmente nas redes de distribuição, possam apoiar-se em formas confiáveis, seguras e baratas para a medição de tensões e correntes elétricas, além do cálculo de indicadores de qualidade da energia elétrica. O medidor de energia elétrica inteligente será o principal equipamento para permitir a transição para as redes elétricas do futuro. É necessário o desenvolvimento de um medidor que possua funcionalidades avançadas, porém com boa eficiência computacional e custo reduzido. Para satisfazer a necessidade simultânea de capacidade de computação e baixo custo é necessário o desenvolvimento de algoritmos de baixo esforço computacional para microcontroladores de baixo custo. Este trabalho visa apresentar um algoritmo metrológico de alta precisão com baixo esforço computacional para a implantação nas novas gerações de medidores inteligentes de energia elétrica.

Palavras chaves - Distribuição de energia elétrica, Medidor Inteligente, Qualidade de energia, Redes Elétricas inteligentes.

I. INTRODUÇÃO

O sistema de energia elétrica (SEE) consiste em uma complexa infraestrutura para o fornecimento de energia elétrica, o qual pode ser dividido em quatro principais partes: geração, transmissão, distribuição e consumo. Ao longo de muitos anos essa estrutura foi pouco modificada e opera de forma unidirecional, com despacho de energia das grandes centrais elétricas para os consumidores por longas distâncias através de linhas de transmissão e de distribuição. Considerando que o mundo tem uma taxa média de crescimento de consumo de energia de 2% ao ano e o Brasil em torno de 4% [1], torna-se necessário mudar o paradigma do sistema de energia elétrica para atender a demanda de forma confiável, sustentável e segura.

Para alcançar esse objetivo as redes elétricas deverão ser modernizadas a fim de permitir a introdução de fontes alternativas de energia elétrica, a utilização de geração distribuída, a redução das perdas técnicas e não técnicas e uma maior interação com os consumidores [2], [3].

Assim deverá ocorrer uma mudança no sistema elétrico para atender as demandas cada vez mais crescentes e esse objetivo só poderá ser alcançado com o auxílio das tecnologias da informação (TI). Esse novo conceito de integração de TI com o sistema de energia elétrica é o coração das chamadas redes elétricas inteligentes (REI) [4], [5], conhecidas na literatura como *smart grids*.

Para alcançar o objetivo de uma REI o maior desafio de modernização encontra-se na remodelagem das redes de distribuição, que praticamente permaneceram inalteradas ao longo de muitos anos.

Dentre todos os equipamentos presentes na rede de distribuição que necessitam de modernização para a implantação das redes elétricas inteligentes, o mais importante é o medidor de energia elétrica. Os medidores atuais, que em grande parte ainda são eletromecânicos, deverão ser substituídos por medidores digitais e com capacidade de comunicação de dados. A quantidade de medidores que precisarão ser trocados é imensa e isso constitui um desafio considerável na modernização das redes de distribuição.

No Brasil estima-se que existem aproximadamente 70 milhões de medidores [6], e o seu papel fundamental está na estruturação da rede de comunicação. O medidor de energia elétrica das redes do futuro deve ter capacidade de comunicação de dados e funções avançadas como: medição em quatro quadrantes, medição horo-sazonal, registro de eventos, detecção de interrupção de energia e medição de grandezas de qualidade de energia. O medidor com essas características difere dos medidores convencionais e denomina-se medidor inteligente de energia elétrica (em inglês: *smart meter*).

Mesmo com o avanço e a massificação da tecnologia de microcontroladores para aplicações embarcadas, a substituição em escala de medidores somente será possível com o emprego de componentes de baixo custo. Isso requer o desenvolvimento de algoritmos de baixo esforço computacional para a implantação de todas as funcionalidades de medição, registro, cálculo e comunicação nos medidores inteligentes.

Este artigo apresenta um dos algoritmos para a medição de grandezas elétricas que um medidor de energia elétrica inteligente deve possuir

II. ALGORITMO METROLÓGICO

O sistema metrológico desenvolvido permite realizar a medição das seguintes grandezas: corrente elétrica (valor eficaz por fase), tensão (valor eficaz por fase), frequência por fase, potência ativa (total e por fase), potência reativa (total e por fase), potência aparente (total e por fase), fator de potência (total e por fase), energia ativa (total e por fase) e energia reativa (total e por fase).

A. Cálculo de tensão e da corrente eficazes

Os valores de tensão e corrente eficazes são calculados utilizando-se os dados de corrente e tensão coletados pelo conversor analógico-digital do microcontrolador conforme as equações (1) e (2).

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{N^{\circ} amostras} i^2(n)}{N^{\circ} amostras}} \quad (1)$$

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{N^{\circ} amostras} v^2(n)}{N^{\circ} amostras}} \quad (2)$$

B. Cálculo da potência ativa

O cálculo da potência ativa é feito pela equação (3).

$$P = \frac{\sum_{n=1}^{N^{\circ} amostras} v(n) * i(n)}{N^{\circ} amostras} \quad (3)$$

No cálculo da potência ativa utilizam-se as mesmas variáveis utilizadas no cálculo da tensão e corrente eficazes.

C. Cálculo da potência reativa

Dentre todas as grandezas elétricas a serem medidas o cálculo da potência reativa é o mais complexo, sendo o que demanda maior esforço de processamento.

Existem várias abordagens para se realizar o cálculo da potência reativa ([7], [8], [9]). O método mais simples consiste em utilizar o triângulo das potências, com o qual é possível calcular a potência reativa em função da potência aparente e da potência ativa, como mostra a equação (4).

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (4)$$

A grande vantagem desse método é a sua simplicidade, porém ele possui grandes limitações. Em primeiro lugar esse método apenas retorna o valor da potência reativa, não sendo possível determinar se ela é indutiva ou capacitiva. Além disso, para a utilização desse método é necessário que a tensão e a corrente elétrica não tenham conteúdos harmônicos, o que não acontece na prática [10].

De forma genérica, e de acordo com a norma IEEE Std 1459 [11], a potência reativa pode ser definida conforme a equação a (5).

$$Q = \frac{\sum_{n=1}^{N^{\circ} amostras} v_{90^{\circ}}(n) * i(n)}{N^{\circ} amostras} \quad (5)$$

Onde $v_{90^{\circ}}(n)$ é o valor da amostra de tensão defasado de 90° em relação ao sinal de tensão real e $i(n)$ o valor da amostra de corrente elétrica.

O cálculo de potência reativa é muito parecido com o cálculo de potência ativa. A única diferença é que a tensão utilizada no cálculo deve ser defasada de 90° e é exatamente neste processo de defasamento que se encontra a grande complexidade do cálculo.

Defasamento de 90°

O método ideal para se realizar o defasamento de 90° é o emprego da transformada de Hilbert, porém sua implementação na prática se torna muito complexa para um processador de baixo custo, sendo assim necessário um método alternativo.

Transformada de Hilbert

A transformada de Hilbert possui a característica de deslocar todas as frequências em 90° sem amplificar ou atenuar a magnitude do sinal. A função de transferência da transformada de Hilbert é mostrada na equação (6)

$$H(e^{j\omega}) = \begin{cases} -j, & 0 < \omega < \pi \\ j, & -\pi > \omega > 0 \end{cases} \quad (6)$$

A resposta em frequência da transformada de Hilbert pode ser verificada na Figura 1.

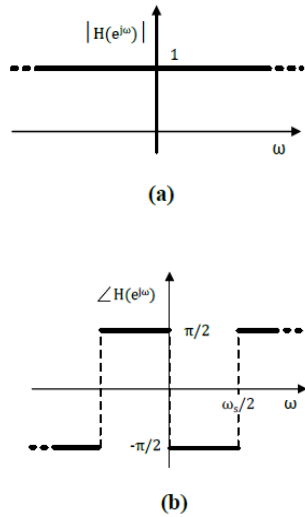


Figura 1 - Resposta em frequência da transformada de Hilbert: (a) módulo e (b) fase.

Para a implementação da transformada de Hilbert o primeiro passo é determinar a resposta ao impulso unitário, que é determinada pela equação (7) [12].

$$h[n] = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \frac{\sin^2(\frac{\pi n}{2})}{n}, & n \neq 0 \text{ e } n \in \mathbb{Z} \\ 0, & n = 0 \end{cases} \quad (7)$$

O primeiro ponto que se pode perceber pela equação (7) é que a resposta ao impulso da transformada de Hilbert se estende para infinito em ambas as direções, conforme ilustra a Figura 2.

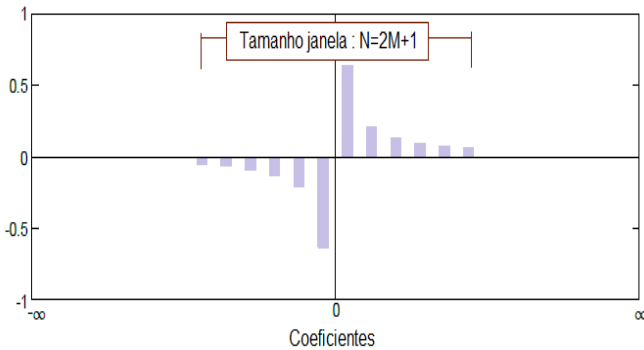


Figura 2 - Coeficientes da resposta ao impulso da transformada de Hilbert.

Devido à característica da transformada de Hilbert não é possível implementá-la na prática sem uma aproximação. Assim é necessário utilizar um filtro FIR (*finite impulse response*) para limitar os coeficientes da resposta ao impulso [12].

Outro ponto que deve ser levado em consideração na implementação do filtro é que deve ser introduzido um atraso da função impulso de forma a tornar o sistema causal.

Este método é muito complexo para ser implementado em um microcontrolador de baixo custo, sendo necessária outra abordagem para a implementação do algoritmo de defasamento.

Defasamento com filtro FIR

O método desenvolvido consiste em utilizar um filtro FIR de primeira ordem para realizar um deslocamento fracionário do sinal de tensão, permitindo utilizar a abordagem de um atraso de amostras, sem o problema proveniente do arredondamento.

O método de atraso de amostras consiste no fato de que um atraso de uma amostra no domínio digital corresponde a um deslocamento de fase no domínio da frequência, conforme as propriedades da transformada discreta de Fourier [12], de acordo com a equação (8).

$$x[n - m_0] \leftrightarrow e^{-jm_0\omega} X(e^{j\omega}) \quad (8)$$

Como exemplo, para uma frequência de 60Hz, o número de amostras por ciclo pode ser determinado a partir do conhecimento da frequência de amostragem, por exemplo 2048 Hz. Sendo assim, com a equação (9) pode-se verificar que o número de amostras por ciclo é de 34,13. Assim, para realizar um defasamento de 90° (que representa $\frac{1}{4}$ de 360°) deve-se dividir o número de amostras por ciclo por 4, devendo o vetor de tensão ser deslocado de 8,53 amostras. Como o número de amostras é um número inteiro o deslocamento deve ser arredondado para 9 amostras.

$$\begin{aligned} N^\circ \text{ amostras} &= \frac{f_s}{f} = \frac{2048 \text{ Hz}}{60 \text{ Hz}} \\ &= 34,13 \frac{\text{amostras}}{\text{ciclo}} \end{aligned} \quad (9)$$

O problema deste método está exatamente na impossibilidade de se realizar um deslocamento fracionário, pois o número de amostras é sempre inteiro, o que implica que o defasamento sempre será de $90^\circ \pm \Delta\theta$. Isso impacta na precisão do cálculo da potência reativa, sendo necessário implementar um algoritmo para realizar o deslocamento fracionário.

O método desenvolvido soluciona este problema ao passar o sinal com um descolamento inteiro por um filtro FIR de primeira ordem para corrigir o atraso fracionário.

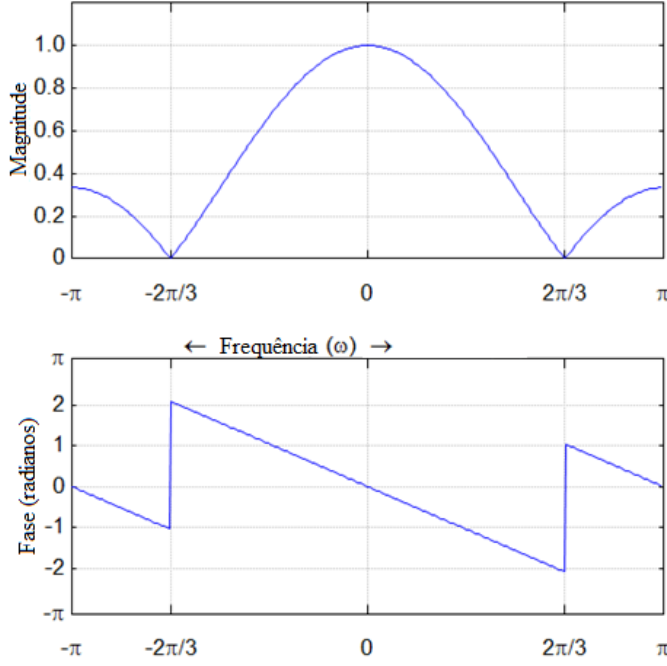


Figura 3 - Defasamento linear com filtro FIR.

O princípio deste método consiste em utilizar a característica de defasamento linear do filtro FIR, conforme a Figura 3, para corrigir o atraso fracionário. A desvantagem deste método é que o filtro FIR também atua na magnitude do sinal, sendo necessário realizar uma correção do módulo logo após o cálculo do filtro para manter ganho unitário.

A equação (10) representa o filtro FIR de primeira ordem [12], onde β é o coeficiente do filtro.

$$y[n] = x[n] + \beta x[n - 1] \quad (10)$$

Através da equação (10) é possível calcular a resposta em frequência do filtro, dada por (11):

$$H(e^{j\omega}) = 1 + \beta \cos(\omega) - j \sin(\omega) \quad (11)$$

O ganho do filtro pode ser calculado pelo módulo de $H(e^{j\omega})$ (12) e o deslocamento em amostras fracionárias (D) pode ser calculado pela derivada da fase de $H(e^{j\omega})$ (13) [13].

$$A(\omega) = |H(e^{j\omega})| \quad (12)$$

$$= \sqrt{1 + 2\beta \cos(\omega) + \beta^2}$$

$$D = \frac{d\theta(\omega)}{d\omega} = \frac{\beta(\beta + \cos(\omega))}{1 + \beta^2 + 2\beta \cos(\omega)} \quad (13)$$

Rearranjando a equação (13), pode-se calcular β em função do deslocamento D necessário, que é dado por:

$$\beta = -\frac{(1-2D)\cos(\omega)}{2(1-D)} + \frac{\sqrt{(1-D)^2 \cos^2(\omega) + 4D(1-D)}}{2(1-D)} \quad (14)$$

onde ω é calculado conforme:

$$\omega = \frac{2\pi f}{f_s} \quad (15)$$

A compensação do ganho pode ser feita multiplicando-se a saída por $A^{-1}(\omega)$.

Após esta análise do filtro FIR é necessário realizar a sua implementação no sistema embarcado. Porém as equações apresentam grande complexidade e não podem ser resolvidas em tempo real. Adotou-se uma abordagem de utilização de tabelas de dispersão, onde foram calculados todos os valores de β e do ganho para frequências entre 45Hz e 65Hz, permitindo uma margem de segurança muito elevada quando em operação em uma rede de distribuição real, tanto operando em 50Hz como em 60Hz.

III. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Após o desenvolvimento do algoritmo metrológico de cálculo de potência reativa foram realizados testes de desempenho para o cálculo de energia elétrica para corrente nominal de 15A e corrente máxima de 100A; e fatores de potência unitário, 0,5 capacitivo e 0,5 indutivo, conforme exposto na Tabela I e II.

Como se pode verificar pelas Tabelas I e II, o método desenvolvido possui grande precisão e possibilita a sua implementação para medidores do grupo A (precisão de 0,2%), conforme a norma INMETRO nº587 [14].

Tabela I - Erros experimentais da medição de potência ativa para frequência de 60Hz e tensão de 127V.

Tensão (V)	Corrente (A)	Fator de potência	Frequência (Hz)	Erro
127	0,75	1	60Hz	-0,06%
127	0,75	0,5 capacitivo	60Hz	-0,22%
127	0,75	0,5 indutivo	60Hz	-0,1%
127	15	1	60Hz	-0,06%

127	15	0,5 capacitivo	60Hz	-0,14%
127	15	0,5 indutivo	60Hz	-0,05%
127	60	1	60Hz	-0,05%
127	60	0,5 capacitivo	60Hz	-0,01%
127	60	0,5 indutivo	60Hz	-0,19%

Tabela II - Erros experimentais da medição de potência reativa para frequência de 60Hz e tensão de 127V.

Tensão (V)	Corrente (A)	Fator de potência	Frequência (Hz)	Erro
127	0,75	0 indutivo	60Hz	-0,095%
127	0,75	0,5 capacitivo	60Hz	-0,22%
127	0,75	0,5 indutivo	60Hz	-1,049%
127	15	0 indutivo	60Hz	-0,06%
127	15	0,5 capacitivo	60Hz	-0,07%
127	15	0,5 indutivo	60Hz	-0,14%
127	60	0 indutivo	60Hz	0,01%
127	60	0,5 capacitivo	60Hz	-0,06%
127	60	0,5 indutivo	60Hz	0,07%

IV. CONCLUSÕES

A modernização das redes elétricas de distribuição vai requerer a implantação de medidores elétricos inteligentes, em substituição aos atuais medidores, já defasados tecnologicamente. Todavia, a substituição massiva de medidores nas redes de baixa tensão somente será possível se o custo dos medidores não for proibitivo. Medidores de baixo custo devem apoiar-se em componentes também de baixo custo. O componente central dos medidores eletrônicos é o microcontrolador embarcado, cujo custo pode impactar sensivelmente o preço final do produto.

Este trabalho abordou uma proposta para o cálculo da potência reativa em medidores digitais de energia elétrica com o uso da transformada de Hilbert para realizar a defasagem do sinal de tensão. Todavia, na aplicação do método seria necessário empregar um microcontrolador de alto poder de processamento para realizar a transformada de Hilbert. O método desenvolvido soluciona este problema ao passar o

sinal com um descolamento inteiro por um filtro FIR de primeira ordem para corrigir o atraso fracionário alcançando o mesmo objetivo de deslocamento do sinal de tensão com um custo computacional baixo, devido a ordem reduzida do filtro.

Um aspecto importante do método proposto é seu baixo custo computacional, sendo possível a implementação até mesmo em microcontroladores de 8 bits, que possuem custo abaixo de um dólar.

REFERÊNCIAS

- [1] EPE, Empresa de Pesquisa Energética, “Projeção de demanda de energia elétrica (2015-2024)”, Nota técnica DEA 03/15, Fevereiro de 2015.
- [2] H. FARHANGI, “The path of the smart grid”, IEEE Power & Energy Mag., volume 8,páginas.18 à 28, fevereiro de 2010
- [3] X. YU, C. CECATI, T. DILLON AND M. SIMOES, “The new frontier of Smart Grids: An industrial electronics perspective,” IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 5, no.3, pp. 49-63, setembro de 2011
- [4] Comissão Européia (EUROPEAN COMMISSION), “European SmartGrids technology platform: Vision and strategy for Europe’s electricity networks of the future”, 2006, disponível em :http://ec.europa.eu/research/energy/pdf/smartgrids_en.pdf (acessado em 2/11/2010).
- [5] VUKMIROVIC, S.; ERDELJAN, A.; KULIE, F.; LUKOVIC, S.; “A Smart Metering Architecture as a step towards Smart Grid realization,” IEEE International Energy Conference and Exhibition (EnergyCon), 2010, 357-362.
- [6] Sistema de Apoio à Decisão (SAD) da Agência Nacional de Energia Elétrica (Aneel)
- [7] DJOKIC, B.; BOSNJAKOVIC, P.; BEGOVIC, M; “New Method for Reactive Power and Energy Measurement,” IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT. VOL. 41. NO. 2. APRIL 1992
- [8] ABIYEV, A.N.; “A New Electronic Reactive Power Meter Based on Walsh Transform Algorithms,” International Conference on Advanced Computer Theory and Engineering, pp. 482-486, 2008.
- [9] MOULIN, E.; “Measuring Reactive Power In Energy Meters,” METERING INTERNATIONAL ISSUE 1 2002
- [10] EMANUEL, A. E.; “Non-Sinusoidal Reactive Power and its Impact on Smart Meter Infrastructure in the Era of Smart Grid,” Power and Energy Society General Meet-ing, 2012 IEEE
- [11] IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Si-nusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions,” IEEE Std 1459-2010 (Re-vision of IEEE Std 1459-2000) , vol., no., pp.1,50, March 19 2010
- [12] Richard G. Lyons, Understanding Digital Signal Processing, Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., Boston, MA, 1996
- [13] MILENKOVIĆ , V.; “Current Transformer Phase Shift Digital Compensation,” INFOTEH-JAHORINA, Vol. 4, Ref. D-8, p. 171-175 March 2005.
- [14] Portaria Inmetro nº 587, de 05 de novembro de 2012