

Cálculo de potência reativa com baixo custo computacional

L. S. Pereira, M. G. Villalva, E. Ruppert F.

UNICAMP – FEEC – DSE

E-mail: leandrosp@outlook.com, marcelo@fee.unicamp.br, ruppert@fee.unicamp.br

Resumo: Dentre todas as grandezas elétricas a serem medidas uma que requer grande gasto computacional é o cálculo de potência reativa devido à necessidade de calcular um sinal em quadratura. Este artigo propõe um método para cálculo de potência reativa com grande precisão e baixo custo computacional, permitindo ser implementado em microcontroladores de baixo custo.

Palavras-chave: Medidas elétricas, medidores de energia, potência reativa.

Abstract: The calculation of reactive power requires a lot of computation given the need to calculate a quadrature signal. This paper proposes a new calculation methodology to calculate the reactive power without the need for large computation, which allows the implementation in a low cost microcontroller.

Keywords: Electrical measurement, energy meter, reactive power.

1. INTRODUÇÃO

O método mais simples de implementar o cálculo de energia reativa consiste em utilizar o triângulo das potências conforme equação:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2}$$

Este método possui baixo custo computacional, porém apresenta baixa precisão quando há presença de harmônicas na rede de distribuição.

Desta forma este método não atende as necessidades reais de medição, devido ao conteúdo harmônico presente na rede de distribuição de energia elétrica, sendo assim necessário um método de cálculo que considere todas as harmônicas. De acordo com o padrão IEEE Std 1459[1] a potência reativa pode ser calculada por:

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

Onde:

$v_{90^{\circ}}$ = sinal de tensão defasado de 90° em relação ao sinal de tensão real

Este método considera todas as harmônicas presentes, pois utiliza o sinal de tensão em quadratura independentemente do conteúdo harmônico presente.

A dificuldade deste método consiste no cálculo do sinal deslocado em 90° (sinal em quadratura).

Este artigo propõe um método de cálculo do sinal de quadratura do sinal de tensão baseado em um filtro FIR de primeira ordem com baixo custo computacional.

2. DEFASAMENTO DE 90°

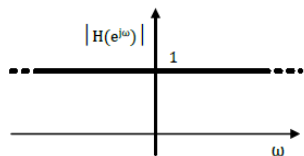
O método ideal para defasamento de 90° é o emprego da transformada de Hilbert, porém sua implementação na prática se torna muito complexa para um processador de baixo custo, sendo assim necessário um método alternativo.

2.1. Transformada de Hilbert

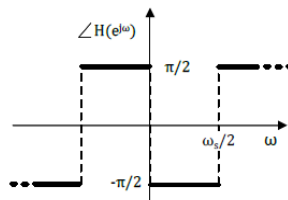
A transformada de Hilbert possui a característica de deslocar todas as frequências em 90° sem amplificar ou atenuar a magnitude do sinal. A função de transferência da transformada de Hilbert é mostrada na equação 1

$$H(e^{j\omega}) = \begin{cases} -j, & 0 < \omega < \pi \\ j, & -\pi < \omega < 0 \end{cases} \quad (1)$$

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



(a)



(b)

Figura *Erro! Nenhum texto com o estilo especificado foi encontrado no documento.*-Resposta em frequência da transformada de Hilbert.

Para a implementação da transformada de Hilbert o primeiro passo é determinar a resposta ao impulso unitário, que é determinada pela equação 2 [2].

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

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

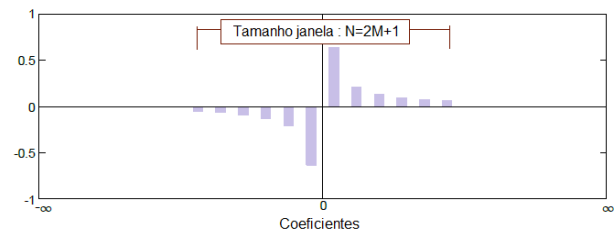


Figura 2 Coeficientes da resposta ao impulso da transformada de Hilbert.

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 [2].

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

2.2. 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-se 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 [2].

$$x[n - m_0] \leftrightarrow e^{-jm_0\omega}X(e^{j\omega}) \quad (3)$$

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 (3) pode-se verificar que o número de amostras por ciclo é de 34,13. Assim, para realizar um defasamento de 90° (que representa ¼ 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.

$$\begin{aligned} \text{N}^\circ \text{ amostras} &= \frac{f_s}{f} = \frac{2048 \text{ Hz}}{60 \text{ Hz}} \\ &= 34,13 \frac{\text{amostras}}{\text{ciclo}} \end{aligned} \quad (4)$$

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° ± Δθ. 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.

O princípio deste método consiste em utilizar a característica de defasamento linear do filtro FIR, conforme a Figura 3, para corrigir este 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.

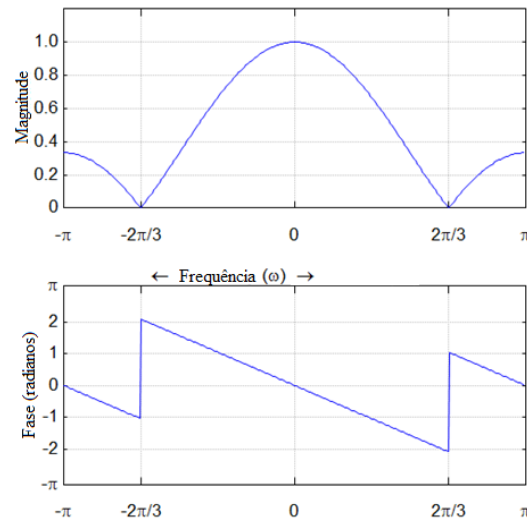


Figura 3 - Defasamento Linear filtro FIR

A equação (5) representa o filtro FIR de primeira ordem [2], onde β é o coeficiente do filtro.

$$y[n] = x[n] + \beta x[n - 1] \quad (5)$$

Através da equação (5) é possível calcular a resposta em frequência do filtro, dada por (6):

$$H(e^{j\omega}) = 1 + \beta \cos(\omega) - j \beta \sin(\omega) \quad (6)$$

O ganho do filtro pode ser calculado pelo módulo de $H(e^{j\omega})$ (7) e o deslocamento em amostras fracionárias (D) pode ser calculado pela derivada da fase de $H(e^{j\omega})$ (8) [3].

$$\begin{aligned} A(\omega) &= |H(e^{j\omega})| \\ &= \sqrt{1 + 2\beta \cos(\omega) + \beta^2} \end{aligned} \quad (7)$$

$$D = \frac{d\theta(\omega)}{d\omega} = \frac{\beta(\beta + \cos(\omega))}{1 + \beta^2 + 2\beta \cos(\omega)} \quad (8)$$

Rearranjando a equação (8), pode-se calcular β em função do deslocamento D necessário, que é dado por:

$$\beta = - \frac{(1-2D) \cos(\omega)}{2(1-D)} + \frac{\sqrt{(1-D)^2 \cos^2(\omega) + 4D(1-D)}}{2(1-D)} \quad (9)$$

Onde ω é calculado conforme:

$$\omega = \frac{2\pi f}{f_s} \quad (10)$$

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 45 Hz 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.

3. CONCLUSÃO

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 1.

Como se pode verificar pela Tabela 1, o método desenvolvido possui grande precisão e possibilita a sua implementação para medidores do grupo A

(precisão de 0,2%), conforme norma do Inmetro n°587 [4].

Tabela 1 - Erros de Medição

Fator de potência	Corrente eficaz (A)	Potência reativa gerada (Var)	Potência reativa medida (Var)	Erro
1	15	4	3.9	2.500%
0,5C	15	1359,8	1359,9	-0.007%
0,5I	15	1367	1367,1	-0.007%
1	100	13.1	6.1	53.435%
0,5C	100	9086,6	9085,3	0.014%
0,5I	100	9151.2	9147.5	0.040%

Um aspecto importante deste método é que o custo computacional é baixo, sendo possível a implementação em um microcontrolador de 8 bits.

4. REFERÊNCIAS

- [1] IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions," IEEE Std 1459-2010 (Revision of IEEE Std 1459-2000) , vol., no., pp.1,50, March 19 2010
- [2] Richard G. Lyons, Understanding Digital Signal Processing, Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., Boston, MA, 1996
- [3] MILENKOVIĆ , V.; "Current Transformer Phase Shift Digital Compensation," INFOTEH-JAHORINA, Vol. 4, Ref. D-8, p. 171-175 March 2005.
- [4] Portaria Inmetro n° 587, de 05 de novembro de 2012