

Equipamento de Detecção de Distúrbios Elétricos Para Sinais de Tensão

Filipe R. Lopes, Moisés V. Ribeiro, Augusto Santiago Cerqueira e Carlos A. Duque

Resumo -- Este trabalho propõe o protótipo de um equipamento de detecção de distúrbios elétricos baseado numa plataforma de processamento digital de sinais utilizando um novo método de detecção. Basicamente, neste método de detecção a componente fundamental do sinal de tensão é extraída de forma que apenas o sinal de erro, resultante entre a subtração da componente fundamental do sinal de tensão, é analisado para fins de detecção de distúrbios. As vantagens que caracterizam o método proposto são as seguintes: 1) a análise do sinal erro permite uma melhor análise da ocorrência de distúrbios; 2) o método de detecção proposto é capaz de diferenciar se os distúrbios detectados em janelas consecutivas representam novos distúrbios ou não, reduzindo desta forma a necessidade de armazenamento de dados.

Palavras Chave – detecção de distúrbios, filtros digitais, microprocessadores, processamento digital de sinais, qualidade de energia elétrica

I. INTRODUÇÃO

O aumento de número de cargas de natureza não linear nas redes tem afetado consideravelmente a qualidade da energia entregue pelas concessionárias de energia, ao mesmo tempo em que esta perda da qualidade tem provocado danos aos processos controlados por dispositivos sensíveis. Neste contexto, a aplicação de técnicas de reconhecimento de padrões para o monitoramento da QEE, com destaque para a detecção e classificação de distúrbios, é relevante. A detecção dos distúrbios da QEE é o primeiro passo para a correta caracterização do problema. Para isso, se faz necessária a escolha correta de uma estratégia capaz de aliar baixo esforço computacional com eficiência de detecção, quando se está a desenvolver um equipamento para fins de análise de qualidade de energia elétrica.

Em [1], [2], [3] foi mostrado que uma maior eficiência pode ser obtida quando o tratamento do sinal é aplicado na base de dados do sinal de erro e não do sinal original. O sinal de erro é definido em [1] como sendo a diferença entre o sinal original e sua componente fundamental.

Baseada nesta estratégia propõe-se neste trabalho a

implementação em tempo real e em plataforma DSP de parte dos algoritmos propostos em [3], dando origem a um protótipo de um detector de distúrbios de qualidade de energia baseado nos princípios “dividir para conquistar e inovação do erro”. Este protótipo é composto de dois módulos. O primeiro se destina a condicionar o sinal elétrico da rede a ser analisado. O segundo é a plataforma de desenvolvimento onde o algoritmo de detecção foi implementado. Foi utilizada a plataforma de desenvolvimento eZdspTMF2812 da *Texas Instruments*.

II. HARDWARE DO EQUIPAMENTO DE DETECÇÃO – CIRCUITO CONDICIONADOR

Esse circuito pode ser dividido 4 estágios:

1. Divisor de Tensão;
2. Buffer de Entrada;
3. Filtro Anti-Aliasing;
4. Circuito Somador.

A figura abaixo ilustra este circuito:

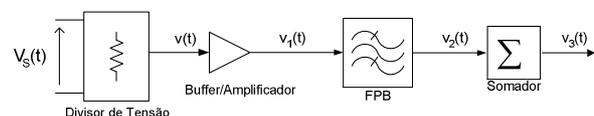


Fig. 1. Circuito Condicionador

A seguir uma breve descrição de cada estágio [4]:

II. 1. Divisor de Tensão

A princípio, esse equipamento será conectado a rede elétrica de baixa tensão, com a ligação entre fase-neutro (nesta aplicação 127V). Por isso, para que o sinal possa ser analisado pelo processador, o nível de tensão de entrada deve ser de no máximo 3V, segundo o fabricante. Por isso foi desenvolvido um circuito simples de divisão de tensão.

II. 2. Estágio Buffer

Esse circuito tem como principal objetivo isolar o circuito de aquisição de tensão (representado na Figura 1) do restante dos circuitos de condicionamento através de um amplificador operacional e um transformador de relação 1:1.

II. 3. Filtro Anti-Aliasing

O filtro passa-baixas, ou filtro *anti-aliasing*, destina-se a bloquear as frequências presentes no sinal de entrada superiores à frequência de Nyquist. A frequência de

Este trabalho foi financiado pelo CNPq-CTENERG (Proc. 55.0178/2005-8)

Filipe Rodrigues Lopes é engenheiro das Centrais Elétricas do Norte e faz parte da Divisão de Estudos da Operação da Transmissão. E-mail: filipelopes@eln.gov.br

Moisés V. Ribeiro, Augusto Santiago Cerqueira e Carlos Augusto Duque estão com o Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora. E-mails: mribeiro@ieee.org, augusto.santiago@ufjf.edu.br e carlos.duque@ufjf.edu.br

amostragem utilizada pelo conversor A/D é igual a 3840 Hz. Desse modo, o filtro passa-baixas proposto deve ser capaz de atenuar o sinal de entrada, a partir da frequência de 1920 Hz, a um nível abaixo da margem de ruído do conversor A/D.

II. 4. Circuito Somador

O conversor A/D utilizado nesse projeto possui um fundo de escala igual a 3V e só aceita tensões positivas. Entretanto, o sinal de saída do filtro passa-baixas é composto por um sinal sem a presença de uma componente DC. Desse modo, torna-se necessária a utilização de um circuito que some uma componente DC ao sinal de saída do filtro passa-baixas, de modo que ele só possua valores positivos.

III. O ALGORITMO DE DETECÇÃO DE DISTÚRBIOS

Como supracitado, o algoritmo tem como estratégia analisar somente o sinal de erro do sinal de entrada, onde se assume que estão os distúrbios. O sinal de erro é o resultado da diferença entre o sinal original, contendo os supostos distúrbios e a componente fundamental do sinal. Para que este sinal de erro possa ser gerado, é necessário criar uma estrutura que gere a componente fundamental digitalmente. Essa estrutura é apresentada abaixo [3],[5]:

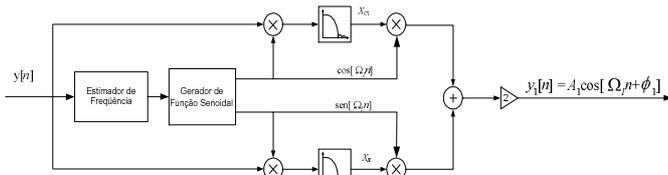


Fig. 2. – Estrutura do gerador de componente fundamental

Essa estrutura é composta por um filtro notch adaptativo como estimador de frequência, um gerador de função trigonométrica e um filtro digital média móvel. A seguir, as estruturas são apresentadas:

III. 1. Filtro Notch IIR Adaptativo

A função principal de um filtro *notch* é eliminar, de sua saída, um sinal senoidal, cuja frequência é determinada pelos coeficientes do filtro. Suponha que a frequência do sinal não seja fixa e, dessa forma, para que o filtro *notch* continue a desempenhar sua função é necessário sintonizá-lo a cada variação de frequência. Suponha ainda que os ajustes da sintonia dos coeficientes do filtro sejam feitos por um algoritmo que monitora a saída do filtro buscando a minimização do sinal. Conseguida a minimização do sinal, é possível, a partir da leitura dos coeficientes, determinar qual frequência atual do sinal. Este é o princípio do filtro *notch* adaptativo como medidor de frequência. A figura abaixo apresenta a estrutura utilizada para a implementação do filtro [6]:

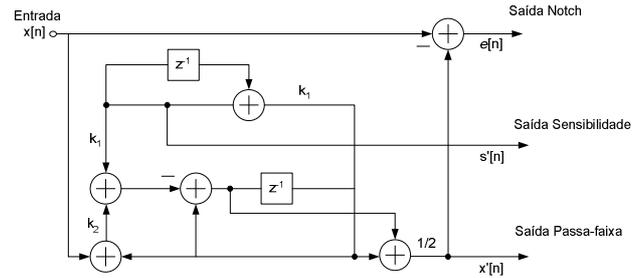


Fig. 3. Estrutura de um filtro notch do tipo IIR

A função de transferência do filtro é apresentada abaixo:

$$H_{notch}(z) = \frac{2-k_2}{2} \cdot \frac{1 - \frac{(2-k_2-k_1^2)z^{-1}}{2-k_2} + z^{-2}}{1 - (2-k_2-k_1^2)z^{-1} + (1-k_2)z^{-2}} \quad (1)$$

O algoritmo de sintonia da frequência é dado pela seguinte expressão:

$$k_1[n+1] = k_1[n] - \mu \cdot \frac{e[n] \cdot s'[n]}{p[n] + p_{min}} \quad (2)$$

onde $p[n]$ é a potência estimada do gradiente de $s'[n]$, e p_{min} é uma constante de pequena magnitude para prever singularidades. A potência do gradiente pode ser estimada recursivamente usando a seguinte relação:

$$p[n+1] = \lambda \cdot p[n] + (1-\lambda) \cdot |s[n]|^2 \quad (3)$$

onde λ é um fator de esquecimento ($0 < \lambda < 1$) [6]. Dessa maneira se torna possível implementar o filtro notch de forma enxuta, sem a presença de filtros auxiliares.

A partir de (1) pode-se encontrar a frequência onde ocorre $|H_{PF}(e^{j\Omega})| = 1$, que é dada por,

$$\Omega_{polo} = 2 \cdot \arcsin \left(\frac{k_1}{2 - \sqrt{1 - \frac{k_2}{2}}} \right) \quad (4)$$

Como pôde ser observado na equação (3), a partir da relação entre os coeficientes k_1 e k_2 do filtro, pode-se determinar a frequência da senóide sintonizada. Este método de medição de frequência é interessante por conseguir determinar o valor da frequência sem a necessidade do uso de métodos tradicionais, tais como a transformada de Fourier ou a determinação de raízes de polinômios.

De posse dessa estrutura, foi implementado no CCS® (Code Composer Studio) para o TMS320F2812, o filtro notch. O gráfico a seguir mostra o processo de adaptação do parâmetro k_1 . Como visto anteriormente, Ω_{polo} pode ser expresso em função de k_1 e k_2 . Como k_2 é a constante que determina o tamanho do raio do pólo do filtro passa-faixa, pode-se dizer, então, que o gráfico expressa o processo de sintonia do filtro e sua conseqüente percepção da frequência do sinal.

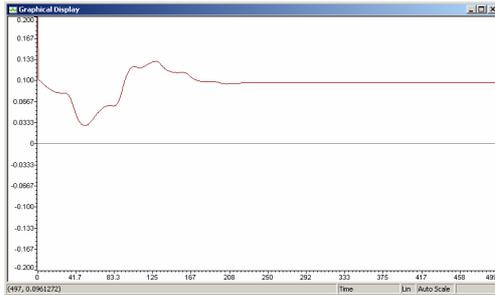


Fig. 4. Adaptação do parâmetro k_1 para detecção da frequência do sinal de entrada

De acordo com o gráfico acima, a partir da 210ª amostra, a saída do filtro (k_1) é dado pelo valor 0,09613 aproximadamente. Substituindo esse valor em (4) o valor de frequência, em Hz é de 59,9609. Esse resultado é muito satisfatório, uma vez que existe um erro de atribuído à precisão do gerador de sinais.

III. 2. Gerador de Função Trigonométrica

No intuito de implementar um algoritmo eficiente e de baixo esforço computacional, foi desenvolvido [5] um algoritmo de geração de função trigonométrica. Essas funções são necessárias para a modulação do sinal, como pode ser visto na Fig.2. O algoritmo é apresentado logo abaixo:

Sejam $S_1[n]$ e $S_2[n]$ as saídas de um sistema digital de geração de função senoidal, n a variável de tempo discreto e Ω_1 a frequência digital em radianos:

$$S_1[n] = \alpha \cdot \text{sen}[n\Omega_1] \quad (5)$$

$$S_2[n] = \beta \cdot \text{cos}[n\Omega_1] \quad (6)$$

Tem-se que:

$$\begin{bmatrix} S_1[n+1] \\ S_2[n+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos[\Omega_1] & \cos[\Omega_1]+1 \\ \cos[\Omega_1]-1 & \cos[\Omega_1] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1[n] \\ S_2[n] \end{bmatrix} \quad (7)$$

Assumindo,

$$\beta = \alpha \tan\left[\frac{\Omega_1}{2}\right], \quad \alpha = 1 \quad (8)$$

e,

$$S_2(n) = \frac{S_2(n)}{\tan\left[\frac{\Omega_1}{2}\right]} \quad (9)$$

Temos a geração das componentes senoidais com amplitudes unitárias dadas por (5) e (9) A matriz apresentada em (7) é de fácil implementação, uma vez que é necessário conhecer somente o co-seno da frequência digital de interesse.

III. 3. Filtro Média Móvel

Apesar da sua simplicidade, o filtro média móvel tem uma resposta em frequência muito adequada para a filtragem da componente fundamental e seus harmônicos, quando o seu tamanho coincidir com o número de amostras por ciclo. Por exemplo, se utilizarmos uma taxa de amostragem síncrona de 64 amostras por ciclo e utilizarmos um filtro de média móvel de comprimento 64, o filtro removerá por completo a componente fundamental e seus harmônicos. A seguir, a expressão analítica do filtro e a sua resposta em frequência:

$$y[n] = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} x[n-j] \quad (10)$$

$$|H(f)| = \left| \frac{\sin(\pi f / f_0)}{M \sin(\pi f / Mf_0)} \right| \quad (11)$$

A Fig. 5 mostra a resposta em magnitude de (11) para o caso em que $f_0 = 60\text{Hz}$ e $M=64$.

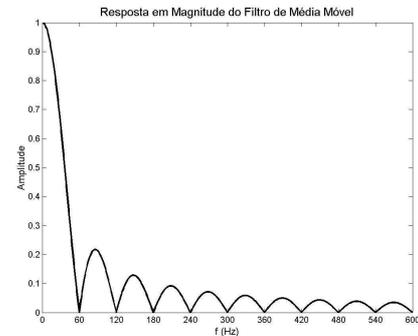


Fig. 5 – Resposta em Frequência do Filtro Média Móvel

De posse das principais estruturas do algoritmo de geração de componente fundamental, é possível implementar a estrutura apresentada na Fig. 2. Como saída da estrutura, tem-se a seguinte forma de onda dada pelas Fig. 6.

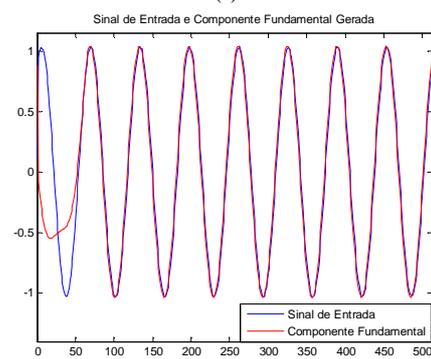
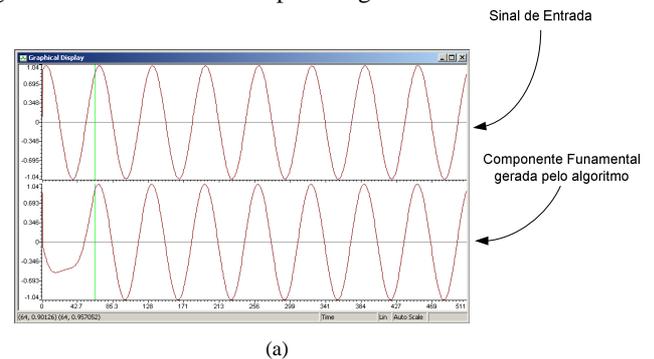


Fig. 6 – Comparação entre Saída do Gerador de Componente Fundamental e Sinal de Entrada: (a) Plotado dentro do ambiente CCS®; (b) Comparação sob o mesmo eixo horizontal.

Observe um transitório nas 64 primeiras amostras da componente fundamental gerada, decorrente do preenchimento do buffer do filtro média-móvel, que é de 64 bits.

IV. ESTRUTURA DA DETECÇÃO DO DISTÚRBO

As estruturas de detecção foram discutidas em detalhes em [5]. Neste capítulo serão apresentados apenas os resultados obtidos na implementação de uma versão simplificada da estrutura de detecção em plataforma DSP.

Nesta versão, a energia do sinal de erro é determinada conforme mostrado na Figura 7. Esta energia é comparada com um valor de limiar pré-estabelecido. Um evento é detectado caso a energia do sinal de erro seja maior que o valor de limiar. Um diagrama de blocos da versão simplificada do decisor é apresentado na Figura 8.

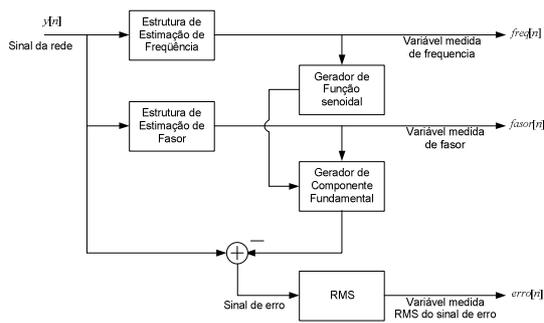


Fig. 7 - Esquema simplificado das estruturas de obtenção das variáveis medidas

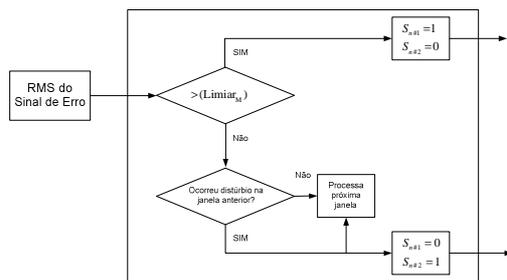


Fig. 8 - Esquema da Célula de Decisão

A sinalização da ocorrência do distúrbio é feita através da mudança dos estados das variáveis $S_{n\#1}$ e $S_{n\#2}$. Inicialmente, $S_{n\#1} = 0$ e $S_{n\#2} = 1$. Essa é a condição de regime permanente do sistema. Caso a energia do RMS do sinal de erro for maior que o limiar, o estado dos flags $S_{n\#1}$ e $S_{n\#2}$ se alternam e assim, o distúrbio é sinalizado. A seguir são apresentados alguns estudos de casos que mostram a eficiência do algoritmo para a detecção do distúrbio.

V. ESTUDOS DE CASOS

Nesta seção são apresentados os resultados do algoritmo de detecção de distúrbios para o caso de três eventos elétricos: harmônicos, *sag* e *swell*. Para finalizar, será apresentado o comportamento do algoritmo quando não há distúrbio elétrico.

Nesta seção, o conceito de sinal padrão é adotado. Esse sinal será o sinal de entrada da plataforma de desenvolvimento e apresenta as características de 1V de amplitude (2V pico-a-pico) e 1V de nível DC. Esse sinal corresponde aos 127 V do sinal de tensão da rede fase-neutro. Quando o sinal, na entrada

da plataforma, estiver em um nível de tensão menor ou maior que o padrão, um distúrbio de *sag* ou *swell* está ocorrendo.

V. 1. Harmônicos

Para este caso, foi aplicado no ADC do eZdsp um sinal de tensão com as características de 1V pico-a-pico de amplitude e offset de 1 Vcc. Esse sinal tem a característica de ter, além da componente fundamental de 60 Hz, outras componentes de frequência, caracterizando a presença de harmônicos. A forma de onda da tensão pode ser visto na Fig. 9, a qual foi adquirida a partir do osciloscópio Tektronics TDS5034B.

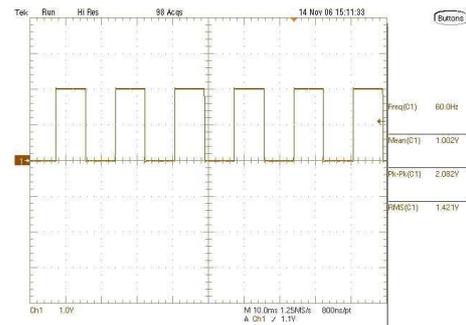


Fig. 9 – Característica do Sinal de Entrada - *Harmônicos*: Forma de onda da tensão aplicada.

O sinal de erro gerado pelo algoritmo é apresentado na figura a seguir:

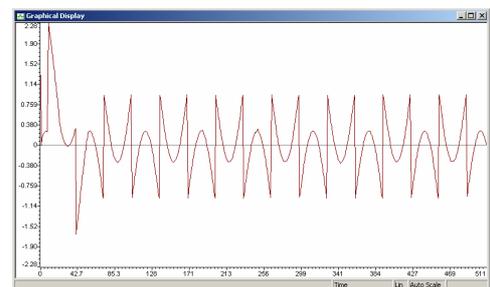


Fig. 10 – Sinal de Erro gerado pelo algoritmo – *Harmônicos*

Para melhor visualização do caso, o sinal de erro, seu valor RMS e o limiar de distúrbio, foram colocados sobre o mesmo eixo horizontal, conforme é mostrado no Figura 11. O mesmo procedimento foi feito para os demais casos.

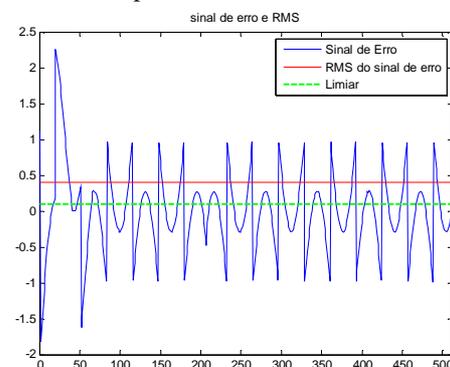


Fig. 11 – Sinal de Erro e RMS

Nota-se que o sinal de erro possui uma energia muito grande, haja vista que seu valor RMS está na faixa de 0,4. Uma vez que esse sinal é maior do que o *Limiar* pré-estabelecido, o flag $S_{n\#1}$ é disparado, configurando assim a detecção do distúrbio.

V. 2. Salto de Tensão - *Swell*

Foi aplicado no ADC do eZdsp um sinal de tensão com as características de 1,4 V de amplitude e 1Vcc de offset, frequência 60 Hz. Desse modo, caracteriza-se um distúrbio de sobretensão na entrada do dispositivo na ordem de 40%. As Figuras 12 e 13 ilustram a forma de onda do sinal de entrada e o comportamento do algoritmo.

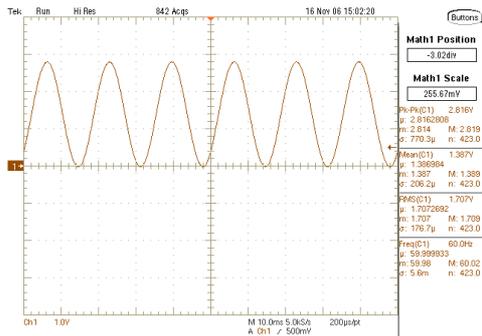


Fig. 12 - Característica do Sinal de Entrada – *Swell*

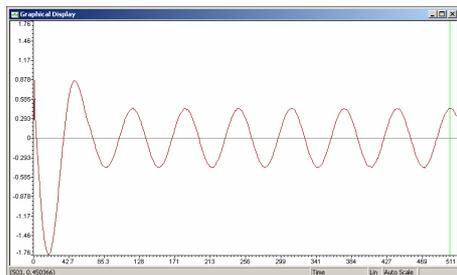


Fig. 13 – Sinal de Erro gerado pelo algoritmo – *Swell*

O gráfico comparativo entre o cálculo do RMS do sinal de erro e o limiar de distúrbio é mostrado na Figura 14.

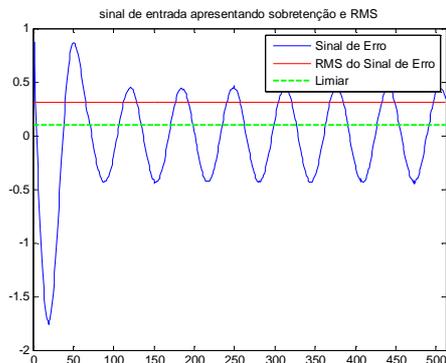


Fig. 14 – Configuração da detecção do distúrbio

Como se pode ver na figura acima, o valor RMS do sinal de erro foi novamente superior ao limiar estabelecido,

configurando mais uma vez um distúrbio de qualidade de energia.

V. 3. Afundamento de Tensão - *Sag*

Foi aplicado no ADC do eZdsp um sinal de tensão com as características de 0,8V de amplitude em 60Hz e 1Vcc de offset. Assim, um distúrbio de afundamento de tensão (*Sag*) é identificado pelo sistema. As formas de ondas de entrada de tensão são mostradas na Figura 16.

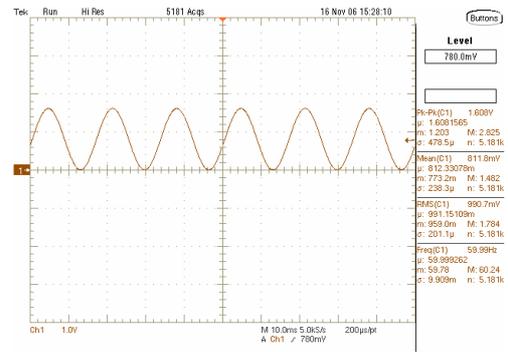


Fig. 15 – Característica do Sinal de Entrada – *Sag*

O sinal de erro gerado pelo algoritmo é ilustrado na Fig. 16.

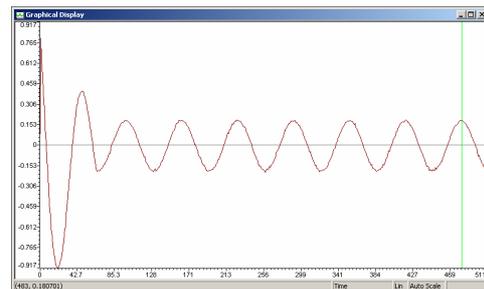


Fig.16– Sinal de Erro gerado pelo algoritmo – *Sag*

A comparação entre o cálculo do RMS do sinal de erro e o limiar de distúrbio são mostradas na Figura 17.

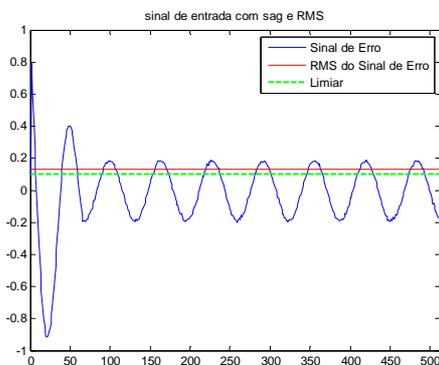


Fig.17 – Configuração da detecção do distúrbio

Como esperado, o algoritmo detectou o distúrbio elétrico, uma vez que o RMS do sinal de erro foi novamente superior

ao limiar. Assim, o flag $S_{n\#1}$ é setado para os devidos fins de detecção.

V. 4. Tensão sem distúrbio

Faz-se necessário saber o comportamento do algoritmo quando não há nenhum distúrbio elétrico na rede que está sendo monitorado. Desse modo, foi aplicado no ADC da plataforma adotada um sinal padrão. Como já estabelecido anteriormente, suas características são de 1V de amplitude valor médio em 60Hz com offset de 1V. Os gráficos do sinal de entrada, o sinal de erro e a comparação do RMS do sinal de erro e o limiar de distúrbio são apresentados na Figura 18 e 19.

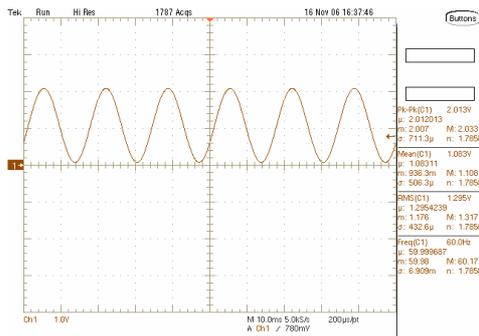


Fig.18 – Sinal de Entrada – Sem distúrbio

A seguir, tem-se a confirmação do bom desempenho do algoritmo, uma vez que o sinal de erro é zero.

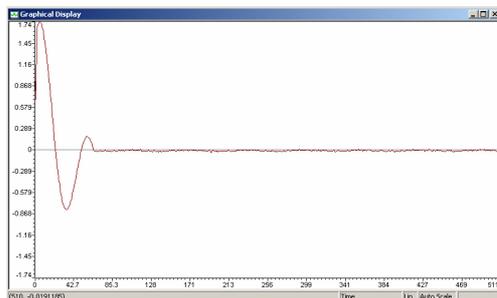


Fig.19 – Sinal de Erro – Sem distúrbio

Neste caso, o valor RMS do sinal de erro, como esperado, também é zero, sendo assim, menor que o valor limiar para se configurar um distúrbio elétrico, conforme é mostrado na Fig. 20.

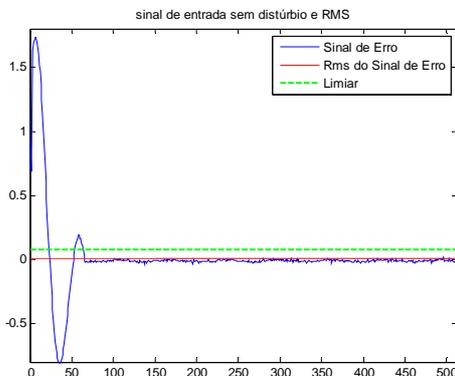


Fig.20 – Comparação entre valor RMS do sinal de erro e limiar – Sem distúrbio

Dessa maneira, como a comparação é negativa (vide Figura 8) não há distúrbio elétrico e o flag $S_{n\#1}$ permanece em zero, esperando a próxima janela de dados a ser analisada.

VI. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou um sistema de detecção de distúrbios elétricos ligados à qualidade de energia elétrica. Esse sistema engloba um hardware de condicionamento do sinal, uma plataforma de desenvolvimento para o algoritmo e as próprias estruturas de detecção, que foram implementadas em microprocessador.

O método de detecção se baseou na análise do valor de RMS do sinal de erro, obtidas pela diferença entre o sinal monitorado e sua componente fundamental. Mostrou-se que as medidas de média do RMS do sinal de erro, aliadas a níveis de limiares, foram necessárias para a detecção dos eventos.

Através de estudos de casos clássicos de qualidade de energia elétrica, o algoritmo foi para os casos analisados eficaz, sendo capaz de operar corretamente em 100% dos casos propostos.

VII. AGRADECIMENTOS

Agradecimentos ao CNPq e a UFJF pelo apoio financeiro. Ao Laboratório de Sistemas Eletrônicos da Faculdade de Engenharia da UFJF pelos recursos oferecidos.

VIII. REFERÊNCIAS

- [1] C.A. Duque, M. V. Ribeiro, H. A. C. Braga, S. Q. Almeida, "Compressão de Dados para Análise de Qualidade de Energia Utilizando Transformada de Wavelet e Filtro Kalman", SBA2000 – Congresso Brasileiro de Automática, Florianópolis, SC, Brasil, Setembro 2000.
- [2] M. V. Ribeiro, C. A. Duque, e J. M. T. Romano, "An improved method for signal processing and compression in power quality evaluation," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 19, no. 2, págs. 464–471, Abril 2004.
- [3] C. A. Duque, M. V. Ribeiro, F. R. Ramos e J. Szczupak, "Power Quality Event Detection Based on the Principle of Divide to Conquer and Innovation Concept." *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 20, no. 4, págs.2361-2369, Outubro. 2005.
- [4] F. R. Lopes, "Sistema de Detecção de Distúrbios de Qualidade de Energia", Trabalho Final de Curso, UFJF, Dezembro 2006.
- [5] F. R. Ramos, "Sistema Digital de Detecção e Pré-Compactação de Eventos Elétricos", Tese de Mestrado, UFJF, Juiz de Fora, Maio, 2003.
- [6] M. R. Petraglia, S. K. Mitra, e J. Szczupak, "Adaptive Sinusoids Detection Using IIR Notch Filters and Multirate Techniques", *IEEE Trans. on Circuits and Systems-II*, vol. 41, n°.11, págs. 709-717, Novembro 1994.