

Capítulo 2

Método de Sincronização em Malha Aberta de Conversores PWM com a Rede Elétrica

2.1 Introdução

Com já comentado no Capítulo 1, para o caso de operação e controle de conversores PWM trifásicos conectados a rede elétrica, estes devem ser sincronizados com a rede a partir do uso de um método de sincronização.

Na revisão bibliográfica realizada foram apresentados vários métodos de sincronização de conversores PWM com a rede elétrica propostos na literatura. Em termos dos métodos em malha aberta não foi encontrado na literatura nenhum que atenda ao mesmo tempo as características de rejeição de harmônicos, desequilíbrios e variações de frequência em um mesmo algoritmo. Logo, com o intuito de atender tais características neste capítulo é proposto um novo método de sincronização em malha aberta aplicado a conversores PWM trifásicos a três e a quatro fios. Os objetivos a serem atingidos por este método é apresentar um bom desempenho em termos de reduzida *THD* sobre os sinais de sincronização mesmo na presença de variações de frequência, harmônicos, acima dos recomendados pela norma Std. *IEEE* 519-1992, e elevados desequilíbrios de tensão que possam estar presentes nas tensões da rede elétrica. Além disso, que este método apresente um melhor desempenho com relação aos sinais de sincronização obtidos se comparado com os outros métodos em malha aberta

apresentados no Capítulo 1. Ainda, que este método apresente média complexidade estrutural, se comparado aos demais métodos apresentados na revisão bibliográfica realizada, e que possibilite sua implementação em DSP de aritmética de ponto fixo com frequência de amostragem entre 20 kHz a 40 kHz. A seguir será apresentada uma descrição detalhada do método proposto, bem como os resultados de simulação e experimentais obtidos com a utilização de um DSP de aritmética de ponto fixo.

2.2 Novo Método de Sincronização em Malha Aberta para Conversores PWM com a Rede Elétrica

Nesta seção é apresentado o novo método de sincronização em malha aberta proposto, chamado de *Referência Síncrona de Seqüência Positiva Normalizada (NPSF-Normalized Positive Sequence Synchronous Reference Frame)*, cuja característica principal é o bom desempenho em termos de reduzida *THD* nos sinais de sincronização gerados, mesmo na presença de harmônicos e severos desequilíbrios presentes nas tensões da rede. Além disso, um algoritmo de adaptação de frequência é proposto para aplicações em sistemas elétricos, que possam apresentar variações de frequência nas tensões da rede acima das recomendadas pelas normas IEC 61000-2-2 e IEC 60034-3, ou seja, maiores que ± 1 Hz (para sistemas elétricos interligados) e ± 2 Hz (para operação de geradores) respectivamente.

Este método pode ser aplicado a conversores PWM trifásicos a três fios, que necessitem de sincronização com a rede elétrica e que utilizem como referencial as tensões da rede. A seguir será apresentada a descrição detalhada do método *NPSF* aplicado a sistemas trifásicos a três fios e, no Anexo A, a aplicação deste em sistemas trifásicos a quatro fios.

2.2.1 Método de Referência Síncrona de Seqüência Positiva Normalizada Aplicado a Sistemas Trifásicos a Três Fios

Nesta seção será descrito o método de sincronização *NPSF* aplicado a sistemas trifásicos a três fios. A extensão do método proposto aplicado a sistemas trifásicos a quatro fios é descrito no Anexo A.

Partindo do princípio que, em um sistema trifásico a três fios seja possível realizar as medições de pelo menos duas das três tensões de linha deste sistema, então, pode-se obter o vetor formado pelas tensões de linha da rede v_{ab} e v_{bc} no ponto de conexão comum (*PCC*), entre o sistema elétrico e o conversor PWM, dado por:

$$\mathbf{v}_{l-l} = \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

Considerando ainda que, usualmente, os conversores são analisados e controlados a partir de suas grandezas de fase, o vetor \mathbf{v}_{l-l} será transformado em um vetor \mathbf{v}_{fase} . Além disso, sabendo que a transformação de grandezas de linha para grandezas de fase não é única, será assumido que a transformação escolhida considera que a soma das tensões de fase é zero, portanto a seguinte transformação pode ser obtida:

$$\mathbf{v}_{fase} = \mathbf{T}_{l-f} \mathbf{v}_{l-l}, \quad (2.2)$$

onde:

$$\mathbf{v}_{fase} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}; \quad \mathbf{T}_{l-f} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix}; \quad (2.3)$$

sendo \mathbf{T}_{l-f} a matriz de transformação das grandezas de linha para fase.

Agora, considerando que existe a possibilidade das tensões da rede elétrica estarem desequilibradas, então, além da presença das tensões de seqüência positiva também as tensões de seqüência negativa estão presentes. Logo, dependendo do método de sincronização utilizado, estes desequilíbrios geram distorções nos sinais de

sincronização conforme analisado por [13, 21]. Estas distorções nos sinais de sincronização por sua vez, provocam o aparecimento de componentes harmônicas nas grandezas de corrente em conversores trifásicos segundo [4, 6, 21, 23]. De maneira a evitar tais distorções nos sinais de sincronização, o vetor de sincronização será obtido, utilizando o referencial das componentes de seqüência positiva das tensões da rede na freqüência fundamental. Assim, tomando por base a teoria de componentes simétricas desenvolvida por *Fortescue* [24], a qual é apresentada para quantidades fasoriais, a seguinte matriz complexa para extração da componente de seqüência positiva na freqüência fundamental é utilizada:

$$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/3 & -1/6 & -1/6 \\ -1/6 & 1/3 & -1/6 \\ -1/6 & -1/6 & 1/3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1/6 & -1/6 \\ -1/6 & 0 & 1/6 \\ 1/6 & -1/6 & 0 \end{bmatrix} j = \mathbf{T}_{+R} + \mathbf{T}_{+I} j \quad (2.4)$$

onde o operador a rotaciona um fasor em um ângulo de 120° , a^2 rotaciona o fasor em um ângulo de 240° e o operador j equivale a uma rotação de um ângulo de 90° na segunda parcela do lado direito da equação (2.4).

Inicialmente, desprezando a presença de componentes harmônicas nas tensões da rede e, estendendo este conceito para o domínio do tempo, conforme proposto por [13, 25], é possível obter o seguinte vetor formado por grandezas de fase na freqüência fundamental de seqüência positiva:

$$\mathbf{v}_{fase+}^f = \mathbf{T}_{+R} \mathbf{v}_{fase}^f + \mathbf{T}_{+I} S_{90} \left(\mathbf{v}_{fase}^f \right) \quad (2.5)$$

onde, as matrizes \mathbf{T}_{+R} e \mathbf{T}_{+I} são as matrizes do lado direito da equação (2.4) respectivamente. O termo $S_{90}(\cdot)$ é um operador que implementa os 90° de defasagem na grandeza considerada relacionadas a j , na freqüência fundamental da mesma e no domínio do tempo.

Ainda, os vetores relacionados a equação (2.5) são dados por:

$$\mathbf{v}_{fase+}^f = \begin{bmatrix} v_{a+}^f \\ v_{b+}^f \\ v_{c+}^f \end{bmatrix}; \quad \mathbf{v}_{fase}^f = \begin{bmatrix} v_a^f \\ v_b^f \\ v_c^f \end{bmatrix}; \quad (2.6)$$

sendo que, o sobrescrito f e o subscrito $+$ representam a frequência fundamental e a componente de seqüência positiva respectivamente.

Um caminho simples para obter o vetor de sincronização é transformar o vetor de tensões de fase da rede, obtido na equação (2.6), dado em coordenadas estacionárias abc , em um vetor de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ utilizando uma transformação linear de coordenadas cartesianas abc para $\alpha\beta$, conforme apresentado em [3, 4, 26]. Logo, de maneira similar, tem-se:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{v}_{fase+}^f \quad (2.7)$$

onde:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f = \begin{bmatrix} v_{\alpha+}^f \\ v_{\beta+}^f \end{bmatrix}; \quad \mathbf{T}_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}; \quad (2.8)$$

sendo que, $\mathbf{T}_{\alpha\beta}$ é a matriz de transformação para coordenadas estacionárias $\alpha\beta$.

Com base nas equações apresentadas anteriormente, é possível simplificar as transformações a serem realizadas, modificando diretamente o vetor de tensões de linha para o vetor de sincronização em coordenadas $\alpha\beta$, logo, utilizando as transformações dadas nas equações (2.2), (2.5) e (2.8), ou seja,

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{T}_{+R} \mathbf{T}_{l-ph} \mathbf{v}_{l-l}^f + \mathbf{T}_{\alpha\beta} \mathbf{T}_{+I} S_{90} \left(\mathbf{T}_{l-ph} \mathbf{v}_{l-l}^f \right), \quad (2.9)$$

é possível simplificar a equação (2.9), obtendo-se a seguinte expressão:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f = \mathbf{M}_2 \left(-\mathbf{v}_{l-l}^f \right) + \mathbf{M}_1 S_{90} \mathbf{v}_{l-l}^f. \quad (2.10)$$

Sendo que, \mathbf{M}_1 e \mathbf{M}_2 são as matrizes que transformam as grandezas de linha das tensões em grandezas de fase de seqüência positiva em coordenadas $\alpha\beta$, ou ainda,

$$\mathbf{M}_1 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{2}/2 \\ \sqrt{6}/3 & \sqrt{6}/6 \end{bmatrix}; \mathbf{M}_2 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -\sqrt{6}/3 & -\sqrt{6}/6 \\ 0 & -\sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

A Figura 2.1 apresenta um diagrama de blocos relacionado às transformações do vetor de linha para o vetor de fase na frequência fundamental de seqüência positiva em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ das tensões medidas da rede, conforme foi obtido na equação (2.11).

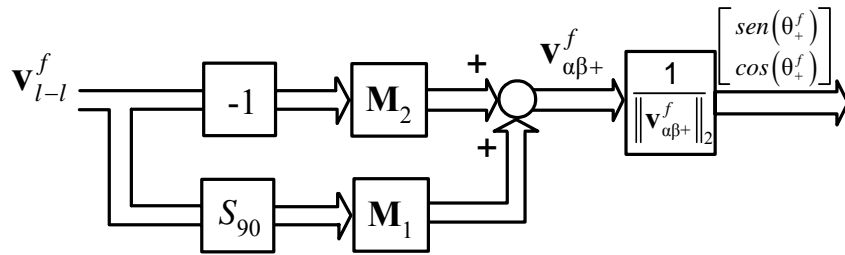


Figura 2.1 – Diagrama de blocos das transformações do vetor de linha das tensões da rede para o vetor de fase de seqüência positiva em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$.

Note que, o vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f$ obtido na equação (2.10) possui uma amplitude que é dependente das tensões da rede. Um vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f$ normalizado pode ser obtido dividindo o mesmo por sua norma, isto é,

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta+n}^f = \frac{\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f}{\|\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f\|_2}, \quad (2.12)$$

onde a norma Euclidiana do vetor é dada por:

$$\|\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f\|_2 = \sqrt{(v_{\alpha+}^f)^2 + (v_{\beta+}^f)^2}. \quad (2.13)$$

A equação (2.12) apresenta uma vantagem adicional, ou seja, de ser independente da amplitude da tensão da rede se comparada à equação (2.10) e operar com grandezas normalizadas [27].

As componentes do vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta+n}^f$ dado na equação (2.12) podem ser entendidas como sendo o seno e co-seno usados para sincronizar e controlar conversores PWM segundo [28-30], ou seja,

$$\text{sen}(\theta_+^f) = v_{\beta+n}^f = \frac{v_{\beta+}^f}{\|\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f\|_2} ; \text{cos}(\theta_+^f) = v_{\alpha+n}^f = \frac{v_{\alpha+}^f}{\|\mathbf{v}_{\alpha\beta+}^f\|_2} ; \quad (2.14)$$

onde: $\theta_+^f = 2\pi ft$ e f é a frequência fundamental da rede assumindo esta ser constante.

A representação em diagrama de blocos da equação (2.12) é apresentada na Figura 2. 2. Observa-se por esta figura e pela equação (2.10) que, para obter o vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta+n}^f$ ainda, é necessário implementar o operador deslocamento de fase S_{90} . A próxima seção descreve uma das possíveis maneiras de implementar este operador com uma solução com dupla função, ou seja, realizar o deslocamento de fase e ao mesmo tempo atenuar os efeitos de possíveis distorções harmônicas, as quais possam estar presentes nas tensões da rede e que podem promover a distorção dos sinais de sincronização gerados.

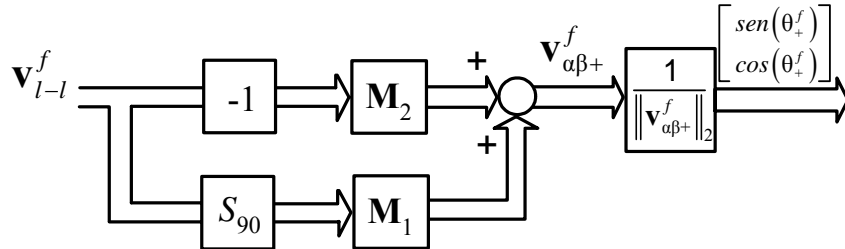


Figura 2. 2 – Diagrama de blocos das transformações do vetor de linha para o vetor de fase de sequência positiva em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ das tensões da rede.

2.2.1.1 Implementação do Operador S_{90} no Domínio do Tempo

A partir da equação (2. 10), o operador S_{90} pode-se ser obtido no domínio do tempo através da substituição deste por filtros passa-faixas, conforme alternativa proposta em [13], os quais são projetados para obtenção de um ganho unitário e uma

defasagem de 90° no vetor \mathbf{v}_{l-l} na frequência fundamental. Entretanto, a opção desenvolvida por [13], não leva em conta a possibilidade da presença de distorções harmônicas nas tensões da rede, as quais provocam distorções nos sinais de sincronização, segundo enfatizado por [16]. Além disso, a transformação para seqüência positiva, apresentada nas equações (2.5) e (2.10), é válida para a frequência fundamental das tensões da rede. Logo, é necessária uma solução que contemple estas considerações.

Nesta tese propõem-se a utilização de filtros passa-baixas como uma solução para atenuar os possíveis harmônicos provenientes da rede, bem como implementar o operador deslocamento de fase S_{90} na frequência fundamental.

Primeiramente, definiu-se um filtro passa-baixa de segunda ordem, o qual é projetado para obtenção de um ganho unitário e uma defasagem de -90° no vetor \mathbf{v}_{l-l} na frequência fundamental. Então, o vetor \mathbf{v}_{l-l} é filtrado usando um conjunto de dois filtros passa-baixas, chamado de LPF_1 , o qual gera um vetor filtrado \mathbf{v}_{l-l}^{f1} , conforme mostrado na Figura 2. 3. Este vetor está deslocado -90° na frequência fundamental com relação ao vetor \mathbf{v}_{l-l} .

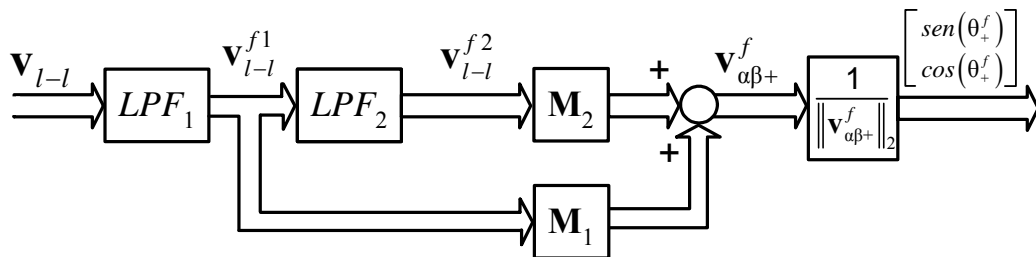


Figura 2. 3 – Diagrama de blocos do método por estrutura de referência síncrona de seqüência positiva normalizada.

O vetor filtrado \mathbf{v}_{l-l}^{f1} é novamente filtrado por outros dois filtros passa-baixas chamados de LPF_2 , um para cada tensão de linha. Estes promovem um deslocamento de fase adicional de -90° resultando no vetor filtrado \mathbf{v}_{l-l}^{f2} , conforme mostrado na Figura 2. 3, o

qual apresenta a mesma amplitude na frequência fundamental do vetor original \mathbf{v}_{l-l} , porém com um deslocamento de fase de -180° .

Assim, os vetores filtrados v_{l-l}^{f1} e v_{l-l}^{f2} se referem ao termo $S_{90}(\mathbf{v}_{l-l}^f)$ e $-\mathbf{v}_{l-l}^f$ da equação (2. 10) respectivamente, e são necessários para implementar o vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta+n}^f$.

Os filtros passa-baixas LPF_1 e LPF_2 são projetados de maneira análoga. A seguir, o projeto dos conjuntos de filtros passa-baixas é apresentado de forma detalhada.

2.2.1.2 Projeto dos Conjuntos de Filtros Passa-Baixas LPF_1 e LPF_2

Os conjuntos de filtros passa-baixas de 2ª ordem LPF_1 e LPF_2 foram projetados da mesma maneira, com o objetivo de filtrar as componentes harmônicas múltiplas da frequência fundamental das componentes dos vetores \mathbf{v}_{l-l} e \mathbf{v}_{l-l}^{f1} . Adicionalmente, o filtro LPF_1 têm a função de realizar um deslocamento de fase de -90° nas componentes destes vetores de tensão na frequência fundamental. Tal deslocamento é realizado para a implementação do operador S_{90} dado na equação (2. 10) e tem como objetivo final a obtenção do vetor de seqüência positiva das tensões de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$, que necessita em seus passos intermediários desta defasagem.

Para o projeto dos filtros passa-baixas de 2ª ordem LPF_1 e LPF_2 é desejado que, estes apresentem ganho unitário, ou seja, $|G(s)|=1$, e defasagem angular de -90° , ou seja, $\angle G(s)=-90^\circ$, para a frequência fundamental da rede ($f=60$ Hz, $\omega=377$ rad/s). Escolheu-se a função de transferência de 2ª ordem no domínio contínuo para o projeto dos filtros, a qual é dada por:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (2. 15)$$

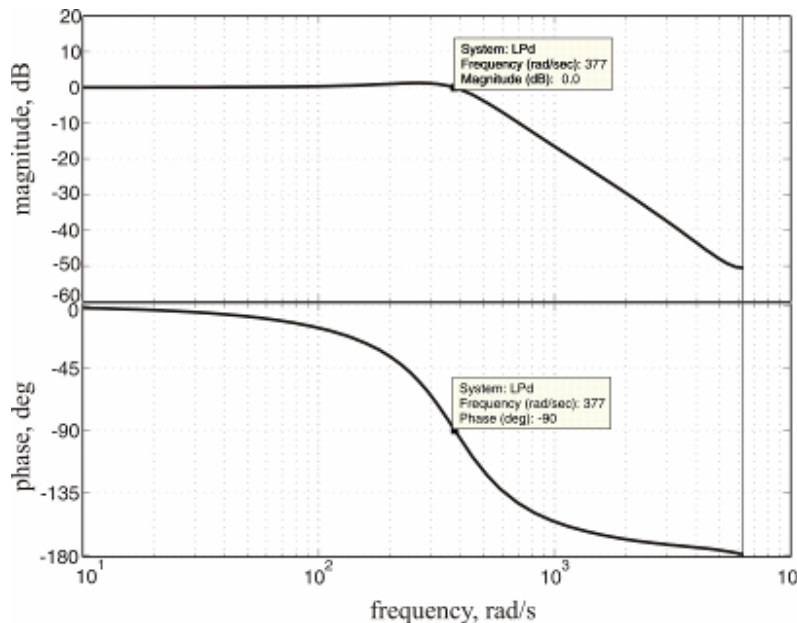
Considerando o filtro passa-baixa como um sistema linear, e, com base nos parâmetros de projeto, $|G(s)|=1$, $\omega_n=2\pi f$, e sabendo que, a função de transferência senoidal de

qualquer sistema linear é obtida substituindo s por $j\omega_n$ na equação (2. 15), é possível obter o coeficiente de amortecimento, ζ , a partir do módulo da equação (2. 15), ou seja,

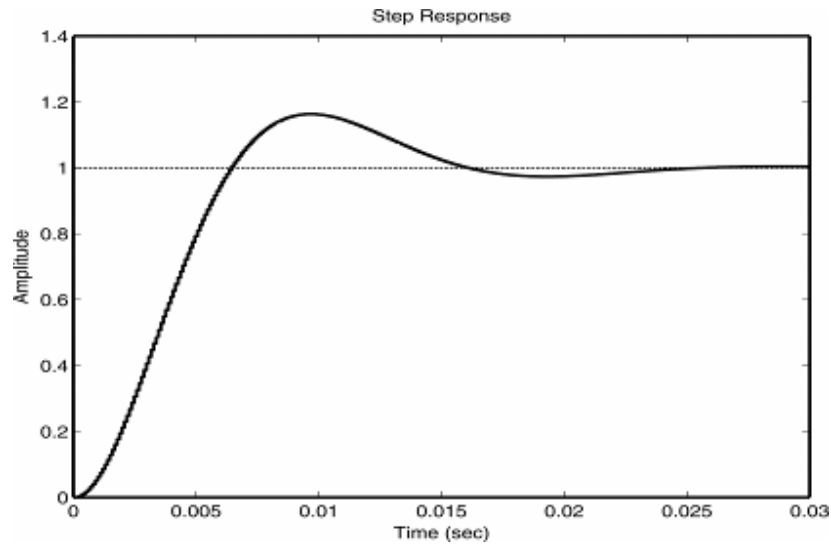
$$|G(j\omega)| = \left| \frac{\omega_n^2}{(j\omega)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega) + \omega_n^2} \right|. \quad (2. 16)$$

Igualando $\omega=\omega_n$ e solucionando a equação (2. 16), obtém-se que $\zeta=0,5$. A Figura 2. 4a apresenta o diagrama de bode para a resposta em magnitude e fase do projeto dos filtros passa-baixas de 2ª ordem LPF_1 e LPF_2 , bem como a resposta ao degrau unitário na Figura 2. 4b, a qual mostra o tempo de acomodação do filtro ($t_a=27$ ms) e a máxima sobrelevação ($M_p=1,19$).

A Figura 2. 4 mostra que, em 60 Hz, o filtro apresenta ganho unitário e deslocamento de fase de -90° . Além disso, as componentes harmônicas de tensão são significativamente atenuadas, sendo que, na saída do filtro LPF_1 a 3ª harmônica é atenuada aproximadamente em 19 dB e a 5ª harmônica é atenuada em 28 dB. Já, na saída do filtro LPF_2 a 3ª harmônica é atenuada em 38 dB e a 5ª harmônica é atenuada em 56 dB aproximadamente.



(a)



(b)

Figura 2. 4 – Gráficos de: (a) Bode. (b) Resposta ao degrau. Parâmetros dos filtros são $\omega_n=2\pi f$, $f=60$ Hz e $\zeta=0.5$. unitário.

Agora, a fim de implementar os filtros passa-baixas em um DSP de aritmética de ponto fixo a equação (2. 16) é expressa na forma de equação de estados no domínio discreto, ou seja,

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \mathbf{G}x(k) + \mathbf{H}u(k) \\ y(k) &= \mathbf{C}x(k) + \mathbf{D}u(k) \end{aligned} \quad (2. 17)$$

Ainda, considerando possíveis erros de fase e amplitude a partir da discretização utilizada, as matrizes \mathbf{G} , \mathbf{H} , \mathbf{C} e \mathbf{D} devem ser escolhidas de tal forma a garantir ganho unitário e fase zero em uma larga faixa de freqüência de amostragem, como por exemplo, de 2 kHz a 40 kHz. Logo, a implementação realizada aqui utilizou um amostrador retentor de primeira ordem (*FOH*) [31], na freqüência de amostragem escolhida, T_s . Logo, por exemplo, para uma freqüência de amostragem de 40 kHz, tem-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= \begin{bmatrix} 1,9905 & -0,4953 \\ 2 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0,0078 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{C} &= [0,0057 \quad 0,0028]; \quad \mathbf{D} = [0] \end{aligned} \quad (2. 18)$$

Conforme já visto, os -90° de fase ocorrem em 60 Hz, porém nos casos onde a frequência da rede varie significativamente, ou seja, acima dos valores recomendados pelas Normas IEC 61000-2-2 e IEC 60034-3, faz-se necessário o ajuste dos parâmetros dos filtros, a fim de evitar mudanças no ângulo de fase, as quais podem causar possíveis distorções nos sinais de sincronização. Este ajuste pode ser realizado através do desenvolvimento de um algoritmo de adaptação de frequência proposto a seguir.

2.2.1.3 Algoritmo de Adaptação de Frequência

Geralmente as concessionárias de energia fornecem tensões com uma frequência regulada entre $60\text{Hz}\pm 1\text{Hz}$, como recomendado pela Norma IEC 61000-2-2, entretanto, em casos onde sistemas elétricos operem de forma isolada do sistema interligado ou em sistemas de energia de emergência [32], é possível que variações de frequência ocorram acima dos valores recomendados por esta IEC. Esta variação de frequência é a essência da necessidade dos sinais de sincronização, logo esta variação pode distorcer os sinais de sincronização do método proposto, visto que, o deslocamento de fase de -90° obtidos nos filtros LPF_1 e LPF_2 pode mudar. Logo, é proposto nesta Tese um algoritmo de adaptação de frequência.

Este algoritmo é mostrado na Figura 2. 5 e consiste de um outro conjunto de filtros passa-baixas, LPF_3 , idêntico aos filtros LPF_1 e LPF_2 . Neste caso, o vetor de sincronização obtido na equação (2. 12) é filtrado por LPF_3 e o resultado é um novo vetor filtrado \mathbf{v}_{sc-f} , cuja sua norma quadrática é calculada por:

$$\left\| \mathbf{v}_{sc-f} \right\|_2^2. \quad (2. 19)$$

Logo, considerando a amplitude da norma de \mathbf{v}_{sc-f} é possível estabelecer que, se a frequência natural do filtro, ω_n , é igual à frequência da rede, então a equação (2. 19) resulta no valor numérico 1. Entretanto, se $\left\| \mathbf{v}_{sc-f} \right\|_2^2 > 1$, isto indica que a frequência natural do filtro é maior que a frequência fundamental da rede. Por outro lado, se

$\|\mathbf{v}_{sc-f}\|_2^2 < 1$, isto indica que ω_n é menor que a frequência fundamental da rede. Então, o sinal de erro $1 - \|\mathbf{v}_{sc-f}\|_2^2$, pode ser usado para estimar a frequência da rede, ω_f , ou seja, obter a frequência estimada, $\hat{\omega}$, a partir do uso de uma ação integral, como mostrado no diagrama de blocos da Figura 2. 5.

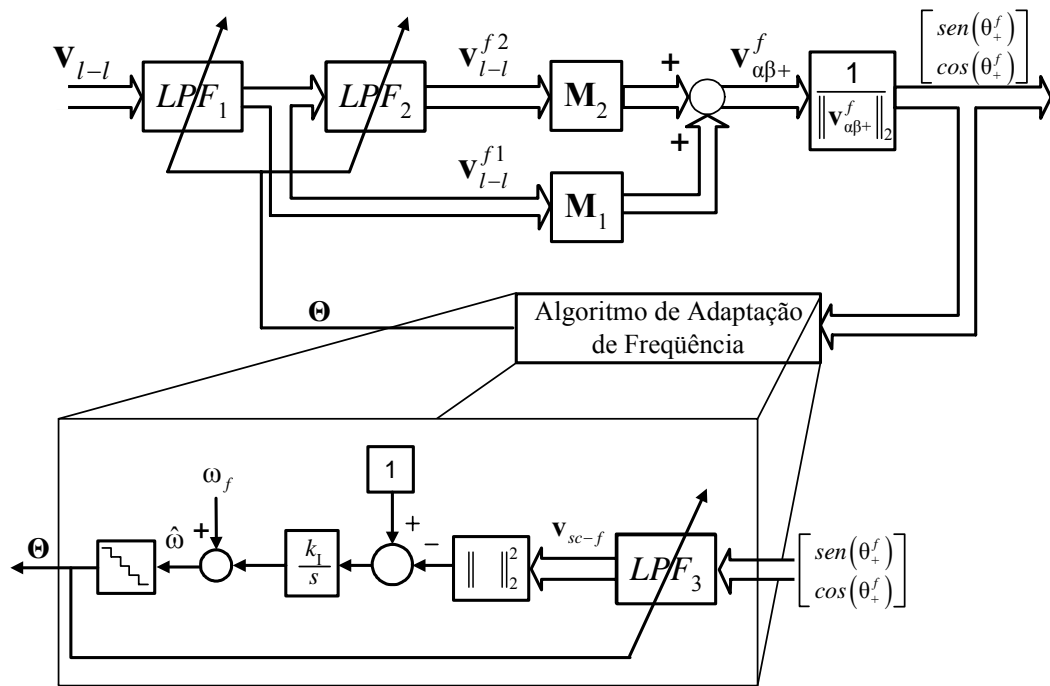


Figura 2. 5 – Diagrama de blocos do método de sincronização *NPSF* com adição do algoritmo de adaptação de frequência.

Portanto, fazendo uso de $\hat{\omega}$, as matrizes \mathbf{G} , \mathbf{H} e \mathbf{C} dos filtros passa-baixas podem ser atualizadas para uma determinada frequência de interesse, que deve coincidir ou estar muito próxima à frequência da rede. Na Figura 2. 5, Θ representa apenas a união do conjunto de parâmetros relacionados às matrizes do filtro a serem atualizados, ou seja, $\Theta = \mathbf{G} \cup \mathbf{H} \cup \mathbf{C}$.

Para a implementação do algoritmo é necessário definir o ganho do integrador, k_I . Então, o ganho do integrador é obtido conforme descrição apresentada a seguir.

2.2.1.4 Projeto do Ganho Integral do Algoritmo de Adaptação de Frequência

Inicialmente, para o projeto do ganho k_I do algoritmo de adaptação de frequência será considerado um modelo não-linear do algoritmo que foi apresentado na Figura 2. 5. O diagrama de blocos do modelo não-linear escolhido para representar o algoritmo de adaptação é mostrado na Figura 2. 6, onde a dinâmica do filtro LPF_3 foi desprezada, a fim de simplificar o projeto do controlador.

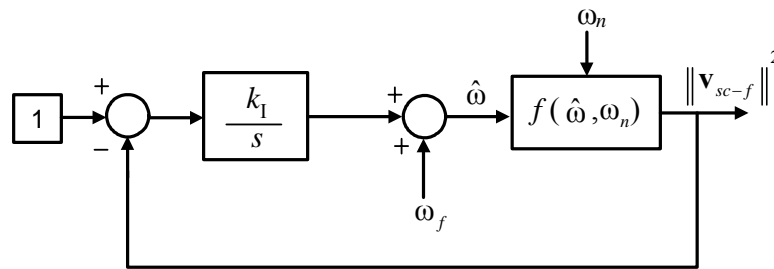


Figura 2. 6 – Modelo não-linear escolhido para representar o algoritmo de adaptação de frequência.

Em regime permanente senoidal, a relação entre a frequência da rede e a frequência estimada dada pela norma quadrática $\|\mathbf{v}_{sc-f}\|_2^2$, pode ser expressa por:

$$\|\mathbf{v}_{sc-f}\|_2^2 = f(\hat{\omega}, \omega_n). \quad (2. 20)$$

Levando em conta que, a função não linear da equação (2. 20) está relacionada com o filtro LPF_3 , então a equação (2. 15) pode ser usada adotando $\zeta=0,5$. Assim, lembrando que a dinâmica de LPF_3 foi desprezada, somente será considerado que a função não-linear está associada com o ganho estático. Logo, a seguinte função não linear é dada por:

$$f(\hat{\omega}, \omega_n) = |G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega_n}{\hat{\omega}}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{\omega_n}{\hat{\omega}}\right)^2}} \quad (2.21)$$

Pela linearização do sistema da Figura 2. 6 ao redor do ponto de operação nominal [33], um modelo linear do sistema é obtido como mostrado na Figura 2. 7.

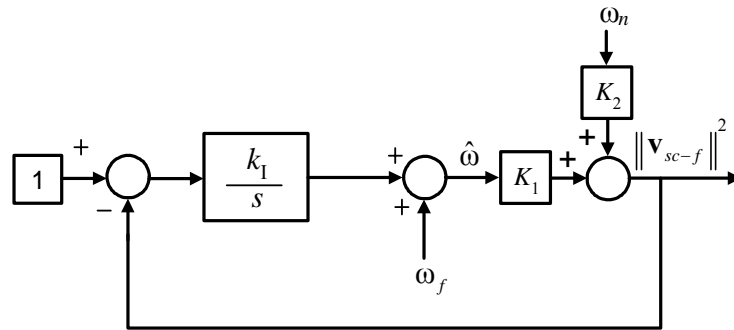


Figura 2. 7 – Diagrama de blocos do modelo linear escolhido para representar o algoritmo de adaptação de frequência.

Este modelo será usado para projetar o ganho k_1 do integrador. Os parâmetros K_1 e K_2 são definidos por:

$$K_1 = \left. \frac{\partial f}{\partial \hat{\omega}} \right|_{\hat{\omega}=\omega_f, \omega_n=\omega_f} \quad (2.22)$$

$$K_2 = \left. \frac{\partial f}{\partial \omega_n} \right|_{\hat{\omega}=\omega_f, \omega_n=\omega_f} \quad (2.23)$$

Portanto, substituindo a equação (2. 21) nas equações (2. 22) e (2. 23) e fazendo as devidas simplificações matemáticas, os parâmetros K_1 e K_2 são dados por:

$$K_1 = -K_2 = \frac{1}{\omega_f} \quad (2.24)$$

Finalmente, definido a banda passante do algoritmo de adaptação de frequência como B_ω , o ganho do integrador pode ser obtido como segue:

$$k_1 = \frac{B_\omega}{K_1} = B_\omega \omega_f, \quad (2.25)$$

Sendo que, $\omega_f = 2\pi f$ e f é a frequência fundamental da rede elétrica.

Como por exemplo, considerando a banda passante do algoritmo de adaptação igual a um décimo da frequência da rede, isto é,

$$B_\omega = (1/10)\omega_f, \quad (2.26)$$

então $k_1 \cong 14.213$.

Portanto, o algoritmo de adaptação de frequência pode ser resumido como:

$$\hat{\omega} = \omega_f + \frac{k_1}{s} \left(1 - \|\mathbf{v}_{sc-f}\|^2 \right). \quad (2.27)$$

O algoritmo de adaptação de frequência referente a equação (2.27) pode ser comparado com um algoritmo do tipo Gradiente fazendo-se a seguinte analogia. Da equação (2.27) pode-se escrever que:

$$\left(\overset{\circ}{\hat{\omega}} \right) = k_1 \left(1 - \|\mathbf{v}_{sc-f}\|^2 \right), \quad (2.28)$$

pois $\omega_f = cte$ e conseqüentemente $\overset{\circ}{\omega}_f = 0$.

De (2.28) observa-se que esta possui características de um identificador do Gradiente [172, 173], onde k_1 é o ganho do identificador, $\left(1 - \|\mathbf{v}_{sc-f}\|^2 \right)$ é o erro associado ao identificador e o sinal forçante é igual ao valor unitário.

Caso ocorram variações de frequência da rede os parâmetros dos filtros passa-baixas são atualizados. No caso em questão foi definida uma faixa de variação de frequência entre 57,5 Hz e 62,5 Hz, a qual se encontra acima da variação de frequência recomendada pelas Normas IEC 61000-2-2 e IEC 60034-3. Em termos práticos foram definidas tabelas (*look-up tables*) de valores pré-definidos relativos aos coeficientes das matrizes **G**, **H** e **C**. Cada conjunto de coeficientes foi armazenado na memória de programa do DSP, considerando uma variação de 0,5 Hz dentro da faixa entre 57,5 Hz e

62,5 Hz. Por exemplo, se a frequência da rede variar para a frequência de 62,5 Hz ($\omega_f=392,5$ rad/s), então, o algoritmo, estimará esta frequência ($\hat{\omega}=392,5$ rad/s) e, automaticamente, atualizará os parâmetros para esta nova frequência, ou seja, os coeficientes das matrizes **G**, **H** e **C** dos filtros-passa baixas LPF_1 , LPF_2 e LPF_3 .

No intuito de verificar o desempenho do método de sincronização *NPSF* proposto e do algoritmo de adaptação de frequência dentro da faixa de captura de frequência, com relação aos sinais de sincronização obtidos, resultados de simulação são apresentados a seguir, considerando diferentes condições de operação das tensões da rede elétrica.

2.2.1.5 Resultados de Simulação

Com o objetivo de verificar o desempenho do método de sincronização proposto em termos dos sinais de sincronização, ou seja, em relação aos sinais de seno e co-seno obtidos por este método, este foi implementado em um processador de sinais digitais de aritmética de ponto fixo TMS320F2812. O tempo de execução do método *NPSF* somando-se a este, a aquisição, vetor pré-programado e do algoritmo de adaptação de frequência foi de aproximadamente 6,5 μ s de tempo de CPU. Este tempo que permite a operação deste método em frequência de amostragem até 40 kHz, o que contempla grande parte das aplicações em Eletrônica de Potência atuais.

Resultados de simulação foram realizados utilizando diretamente o emulador do DSP TMS320F2812 para realizar os ensaios, tendo em vista a necessidade de análise em regime permanente senoidal e em regime transitório do método *NPSF*. Este emulador apresenta resultados muito próximo a casos relativos a uma implementação prática. A simulação foi realizada a partir de vetores das tensões de linha v_{ab} e v_{bc} previamente gravados na memória de dados, com frequência de amostragem de 40 kHz, com representação no formato Q₂₂.

2.2.1.5.1. Comportamento em Regime Permanente

Considerando a operação do método *NPSF* em regime permanente senoidal quatro tipos de ensaio distintos com relação às tensões da rede foram realizados como será descrito a seguir.

- a) Ensaio com tensões de linha da rede equilibradas;
- b) Ensaio com tensões de linha da rede com harmônicos;
- c) Ensaio com tensões de linha da rede desequilibradas;
- d) Ensaio com tensões de linha da rede desequilibradas e com harmônicos.

2.2.1.5.1.1 Caso a – Ensaio com Tensões de Linha da Rede Equilibradas

A Figura 2. 8 mostra resultados de simulação das tensões de linha da rede v_{ab} e v_{bc} normalizadas, em condição de equilíbrio, com fator de desequilíbrio (TD_v) de 0% e $THD_v=0\%$. A Figura 2. 9 apresenta a tensão v_{ca} e a norma referente à equação (2. 13). Os sinais de tensão de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ são apresentados na Figura 2. 10, os quais são formados somente por componentes de seqüência positiva. A Figura 2. 11 apresenta os sinais seno (figura superior) e co-seno (figura inferior), gerados pelo método *NPSF*.

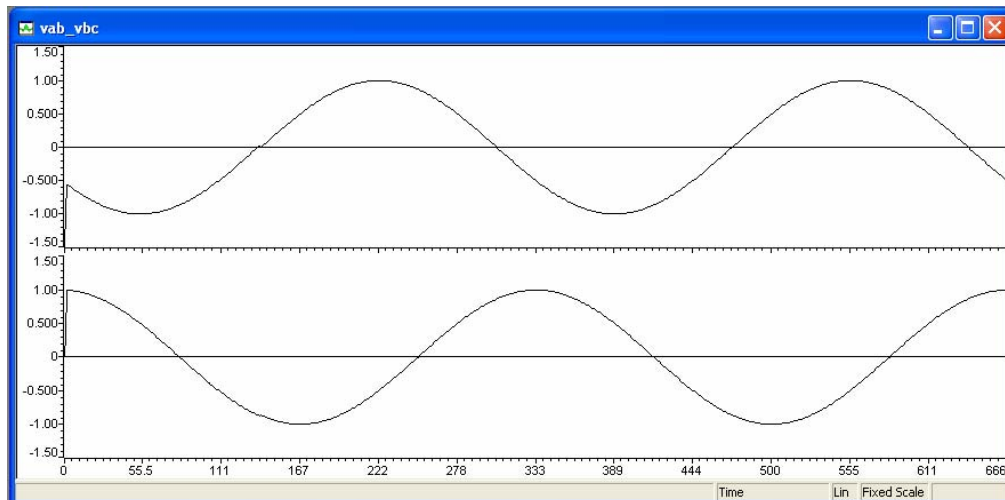


Figura 2. 8 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} em p.u. a partir de simulação no DSP.

Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha normalizadas.

Pela Figura 2.11 é possível observar que, os sinais de seno e co-seno apresentam amplitudes máximas unitárias e defasagem de 90° graus entre os sinais e sem distorções harmônicas, conforme mostrado na Figura 2. 12 relativa ao espectro harmônico do sinal seno.

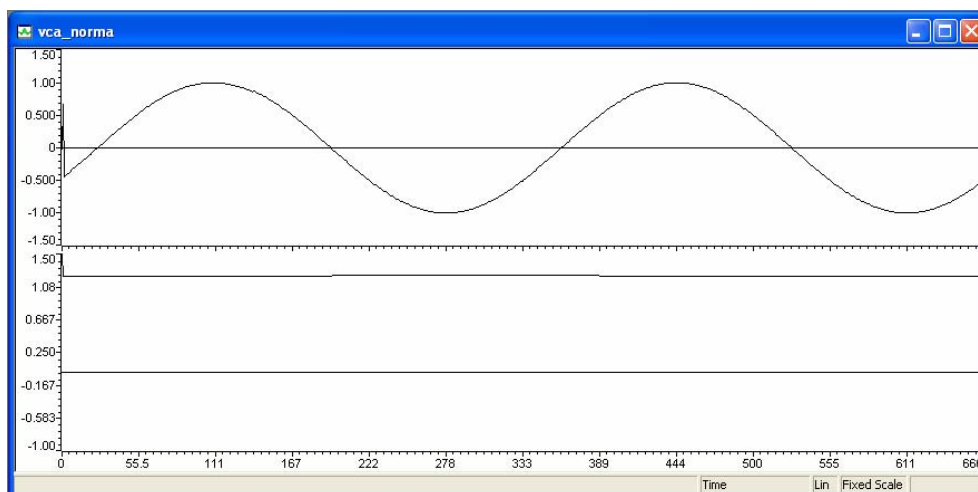


Figura 2. 9 – Tensão de linha v_{ca} normalizada e norma a partir de simulação no DSP.

Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: grandezas normalizadas.

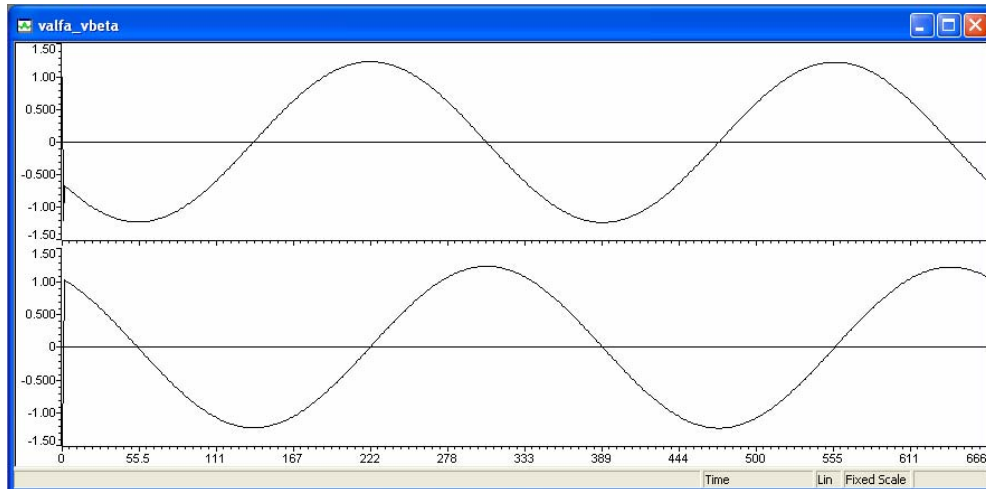


Figura 2. 10 – Tensões de fase v_{α} e v_{β} obtidas a partir do método *NPSF* simulado no DSP.

Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: v_{α} e v_{β} normalizadas.

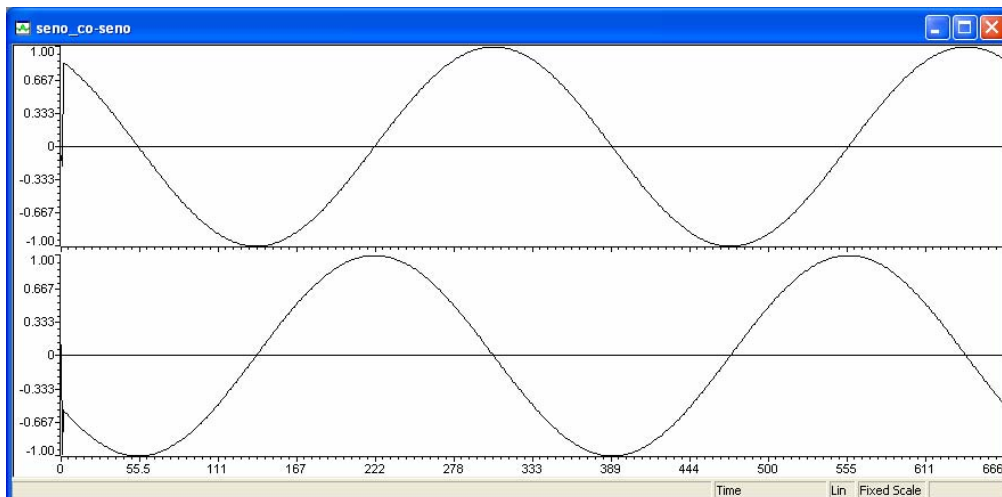


Figura 2. 11 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização *NPSF*, simulado no

DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: seno e co-seno normalizados

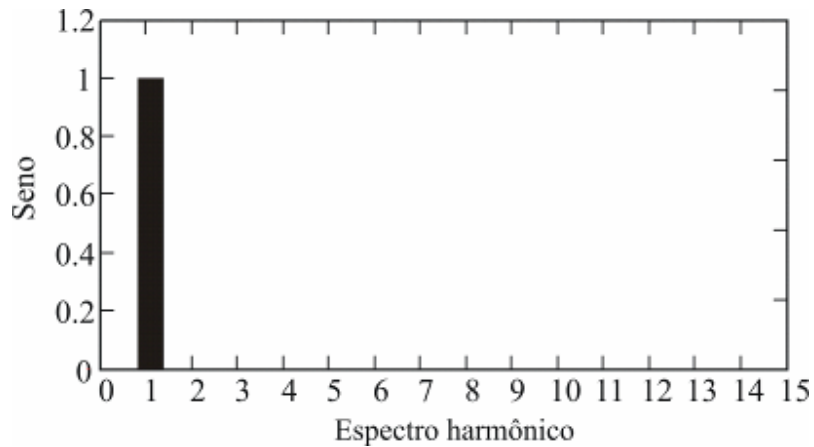


Figura 2. 12 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.11, obtido através do método *NPSF* com $THD_v=0\%$. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno normalizado.

2.2.1.5.1.2 Caso b – Tensões de Linha da Rede com Harmônicos

Na Figura 2. 13 é possíveis observar os resultados relacionados às tensões de linha da rede v_{ab} e v_{bc} normalizadas, em condição em que estas se apresentam equilibradas e com distorções harmônicas, ou seja, com $TD_v=0\%$ e $THD_v=7,6\%$. As distorções harmônicas são constituídas pela 5ª, 7ª, 11ª, 13ª e 17ª harmônicas, sendo que, estas distorções harmônicas estão acima do máximo valor de distorção harmônica total recomendada pela Norma *IEEE Std. 519-1992* para tensões no ponto de conexão comum (*PCC*) para concessionárias de energia elétrica. A Figura 2. 14 apresenta a tensão v_{ca} e a norma referente à equação (2. 13). Os sinais de tensão de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ são apresentados na Figura 2. 15, os quais são formados somente por componentes de seqüência positiva na frequência fundamental. A Figura 2. 16 apresenta os sinais seno (figura superior) e co-seno (figura inferior), gerados pelo método *NPSF*, onde é possível observar que estes não apresentam distorções harmônicas, o que demonstra o bom desempenho do método proposto, conforme mostrado na Figura 2. 17 relacionado ao espectro harmônico do sinal seno. Tais distorções poderiam surgir

provenientes dos harmônicos nas tensões de linha da rede caso fossem usados os métodos que não contemplem este distúrbio, conforme apresentado em [16].

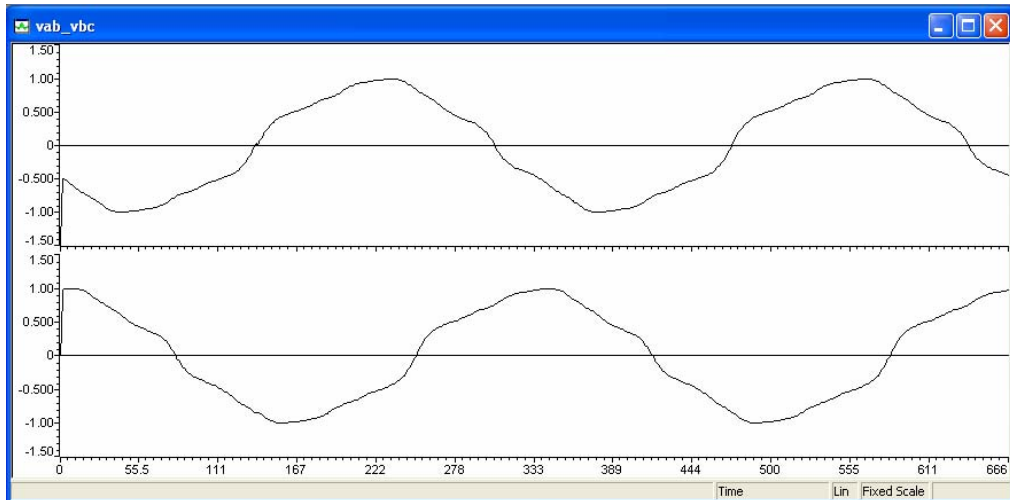


Figura 2. 13 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} em p.u. a partir de simulação no DSP.

Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha normalizadas.

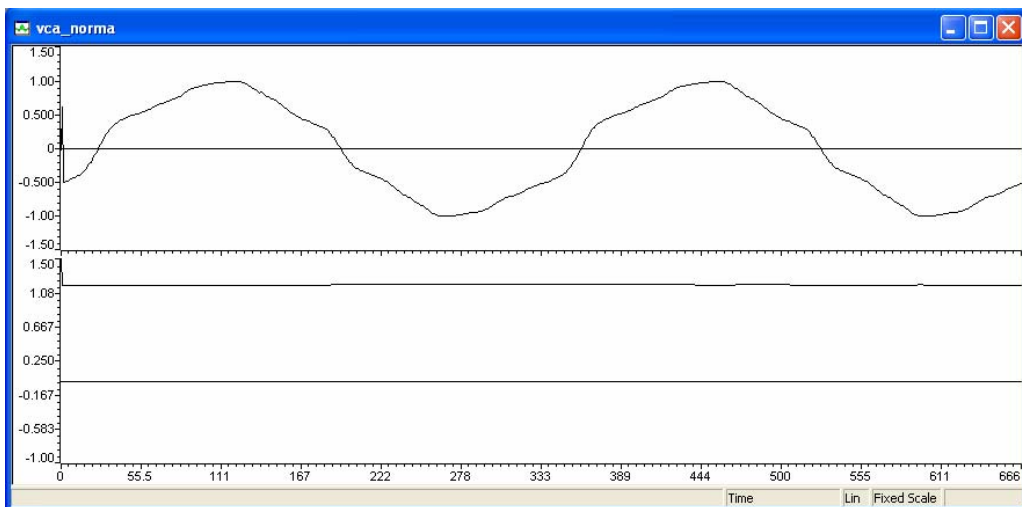


Figura 2. 14 – Tensão de linha v_{ca} em p.u. e norma a partir de simulação no DSP.

Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha normalizadas.

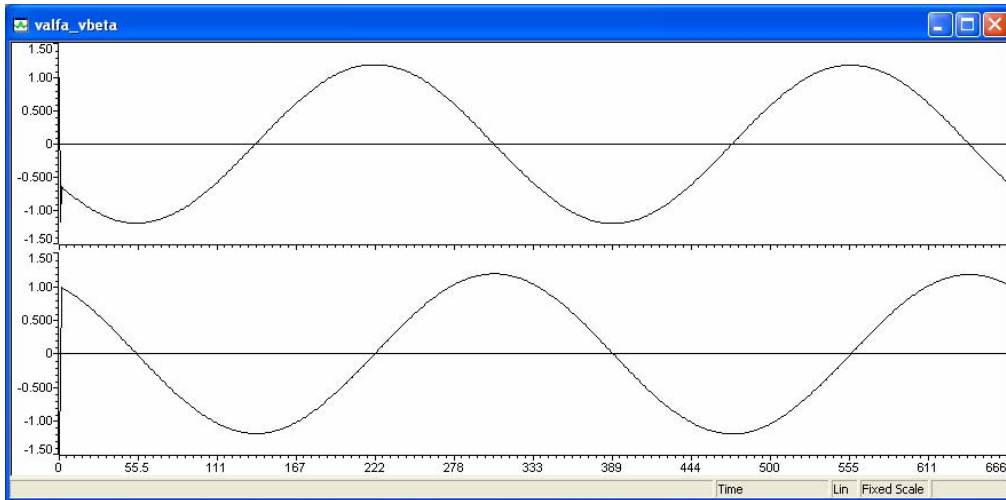


Figura 2. 15 – Tensões de fase v_{α} e v_{β} obtidas a partir do método *NPSF* simulado no DSP.
Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: v_{α} e v_{β} normalizadas.

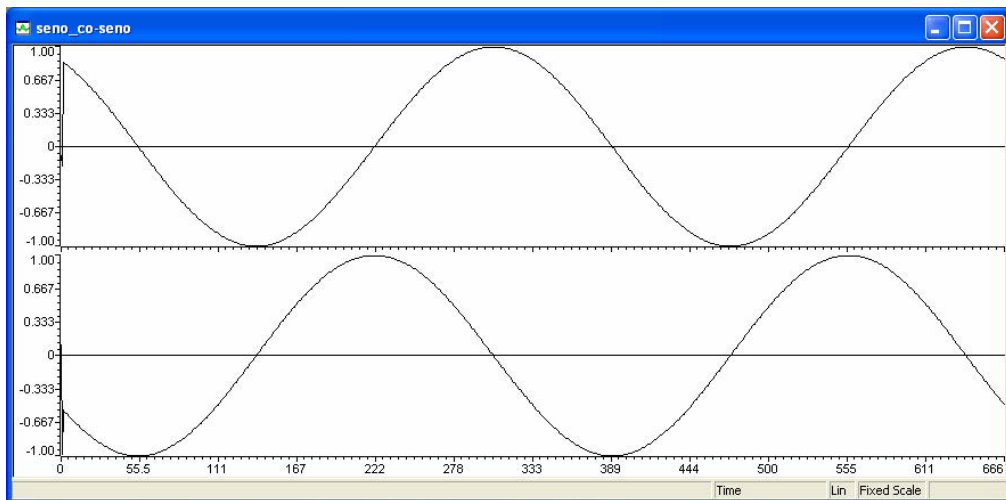


Figura 2. 16 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização *NPSF*, simulado no DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: seno e co-seno normalizados.

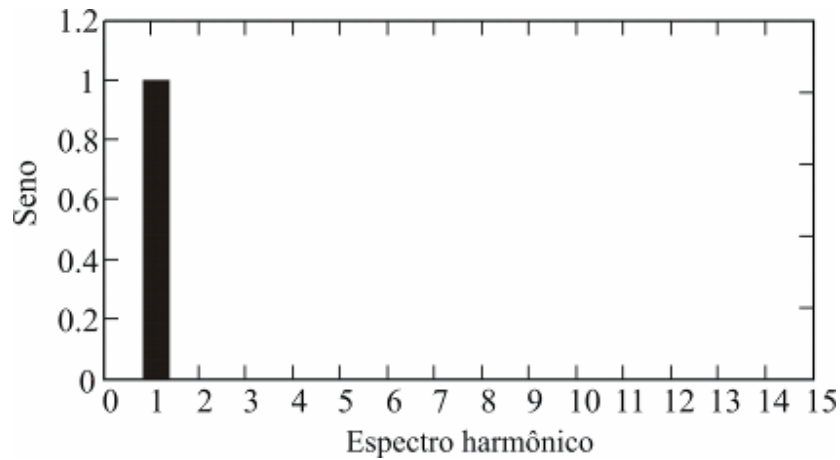


Figura 2. 17 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.16, obtido através do método *NPSF* com $THD_v=0\%$. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno normalizado.

2.2.1.5.1.3 Caso c – Tensões de Linha da Rede Desequilibradas

A Figura 2. 18 mostra resultados de simulação relativos às tensões de linha da rede v_{ab} e v_{bc} normalizadas em condição de desequilíbrio, com $TD_v=58\%$ e $THD_v=0\%$. A Figura 2. 19 apresenta a tensão v_{ca} e a norma. Os sinais de tensão de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ são apresentados na Figura 2. 20. A Figura 2. 21 mostra os sinais seno e co-seno, onde é possível observar que, mesmo com elevados desequilíbrios os sinais de sincronização apresentam distorções harmônicas de ordem reduzida ($THD_v=1,4\%$), conforme mostrado na Figura 2. 22.

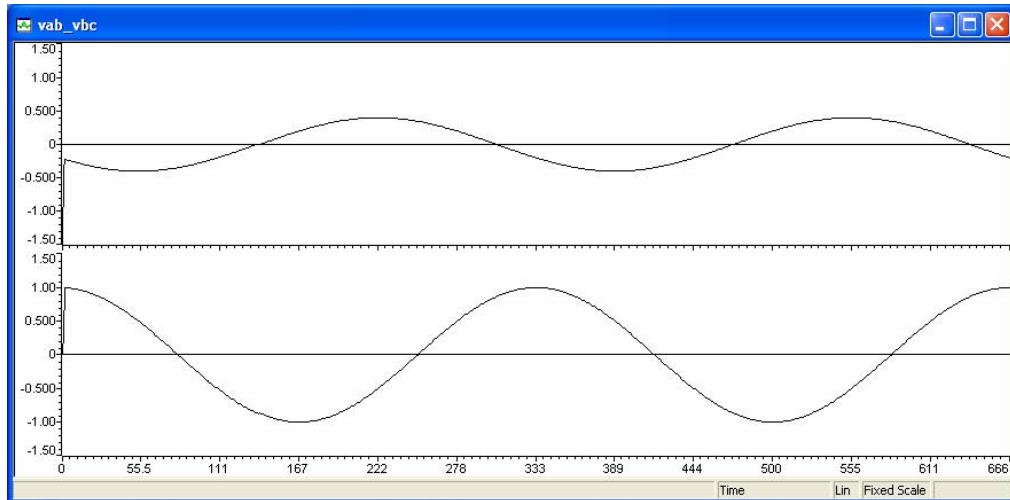


Figura 2. 18 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} em p.u. a partir de simulação no DSP.

Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha normalizadas.

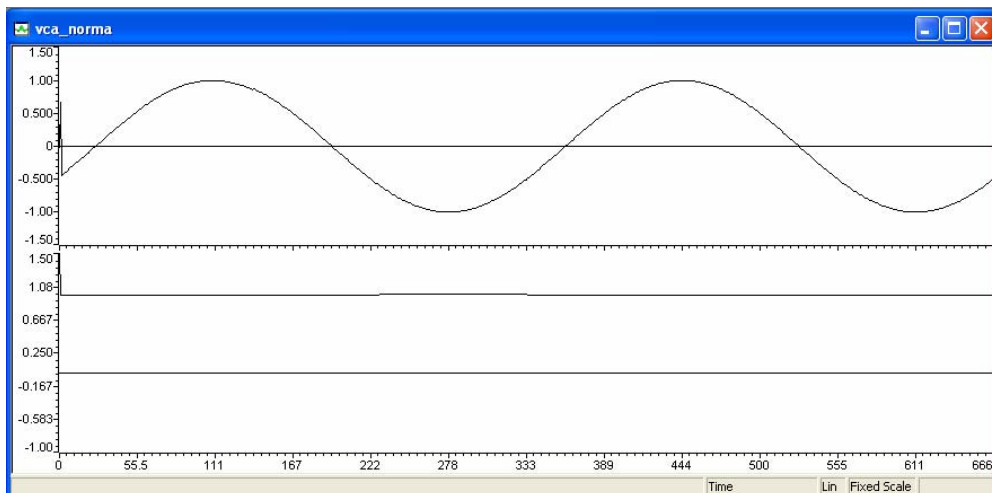


Figura 2. 19 – Tensão de linha v_{ca} em p.u. e norma a partir de simulação no DSP.

Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: grandezas normalizadas.

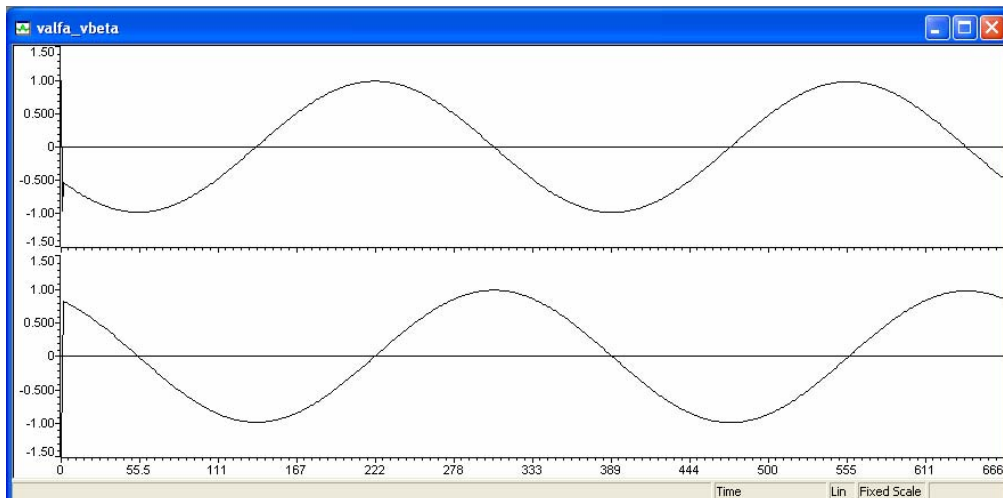


Figura 2. 20 – Tensões de fase v_{α} e v_{β} obtidas a partir do método *NPSF* simulado no DSP.
Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: v_{α} e v_{β} normalizadas.

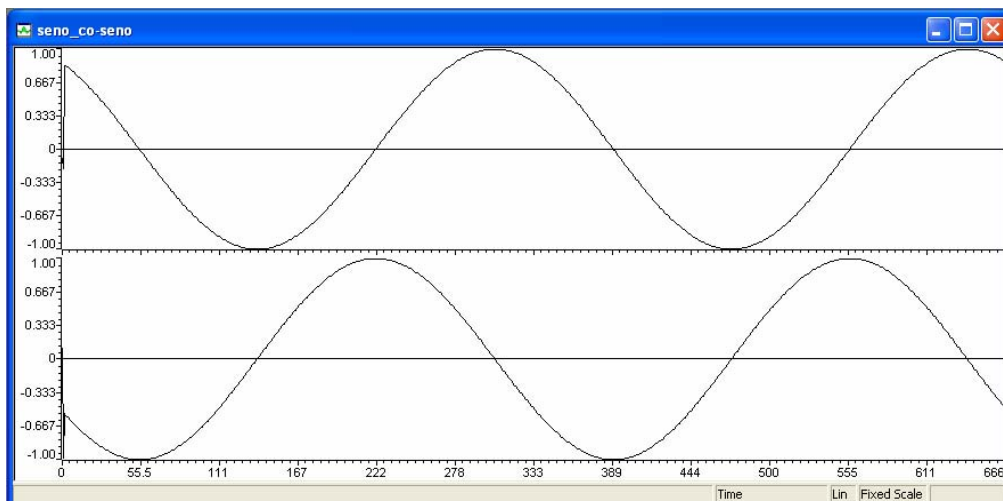


Figura 2. 21 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização *NPSF*, simulado no DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: seno e co-seno normalizados.

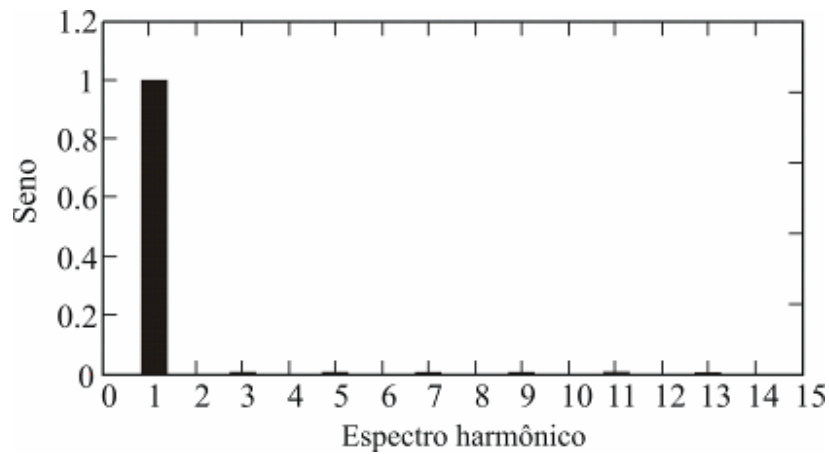


Figura 2. 22 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.21, obtido através do método *NPSF* com $THD_v=1,4\%$. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno normalizado.

2.2.1.5.1.4 Caso d – Tensões de Linha da Rede Desequilibradas e com Harmônicos

A Figura 2. 23 mostra resultados experimentais das tensões de linha da rede v_{ab} e v_{bc} normalizadas em condição de desequilíbrio e presença de distorções harmônicas, ou seja, $TD_v=58\%$, $THD_v=143\%$ (tensões v_{ab}) e $THD_v=56\%$ (tensões v_{bc} e v_{ca}). A tensão v_{ca} e a norma são apresentadas na Figura 2. 24. Os sinais de tensão de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ são apresentados na Figura 2.25. A Figura 2.26 apresenta os sinais seno e co-seno, onde é possível observar que estes não apresentam distorções harmônicas significantes ($THD_v=1,5\%$), mesmo com desequilíbrio e distorções harmônicas elevados, conforme mostrado no espectro harmônico do seno na Figura 2. 27.

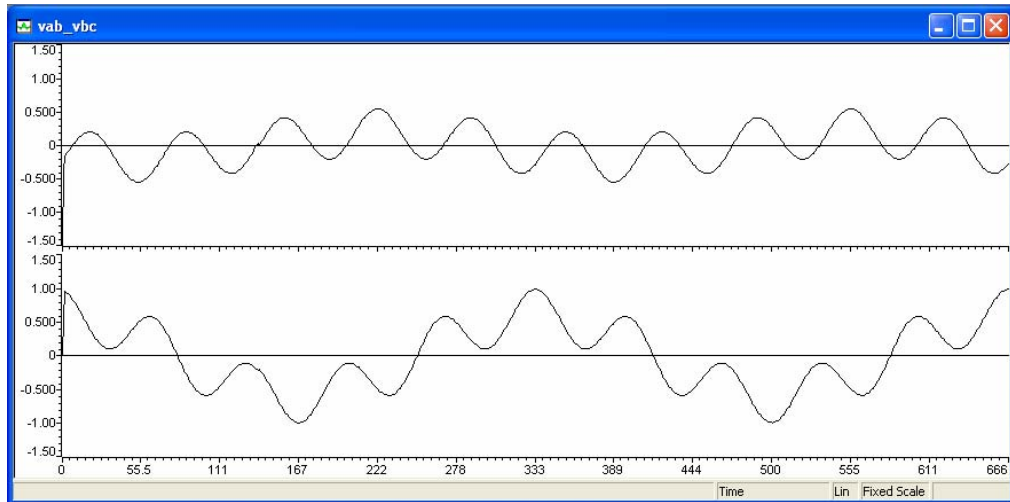


Figura 2. 23 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} em p.u. a partir de simulação no DSP.
Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha normalizadas.

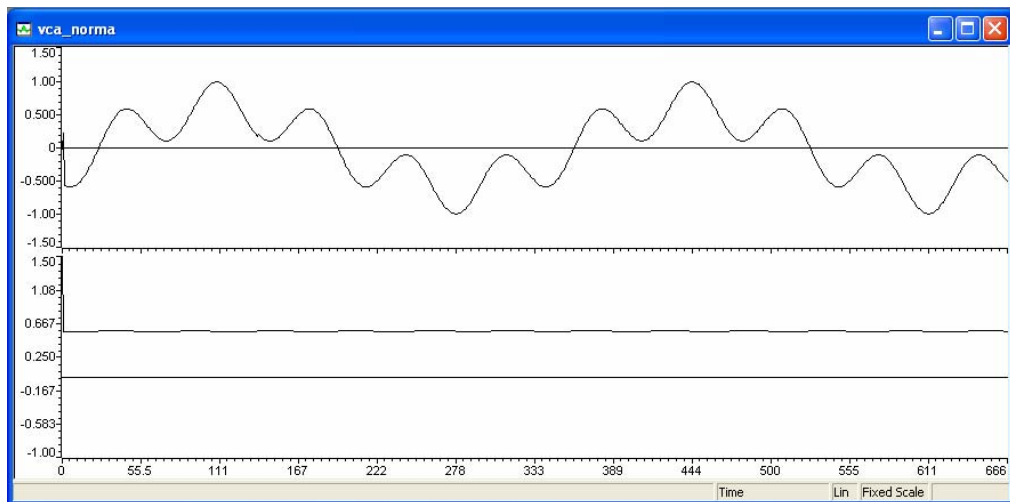


Figura 2. 24 – Tensão de linha v_{ca} em p.u. e norma a partir de simulação no DSP.
Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha normalizadas.

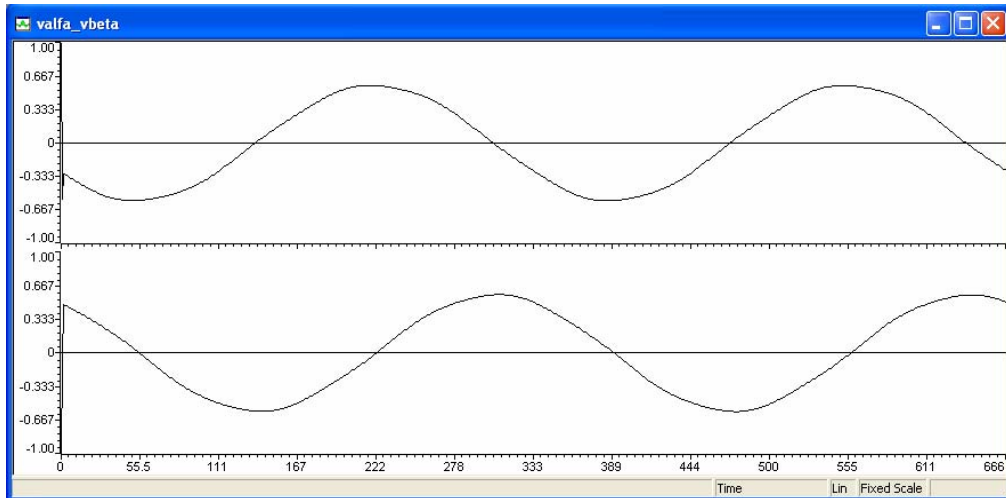


Figura 2. 25 – Tensões de fase v_{α} e v_{β} obtidas a partir do método *NPSF* simulado no DSP.
Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: v_{α} e v_{β} normalizadas.

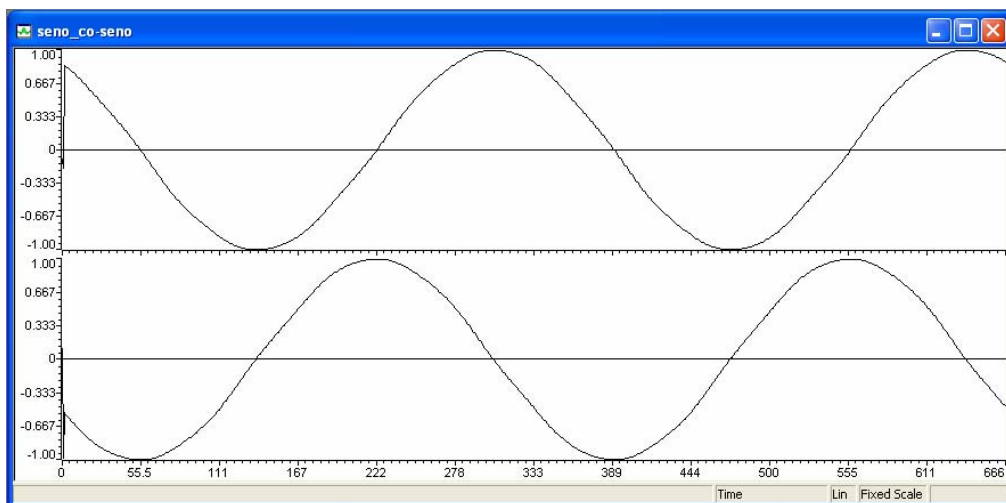


Figura 2. 26 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização *NPSF*, simulado no DSP. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: seno e co-seno normalizados.

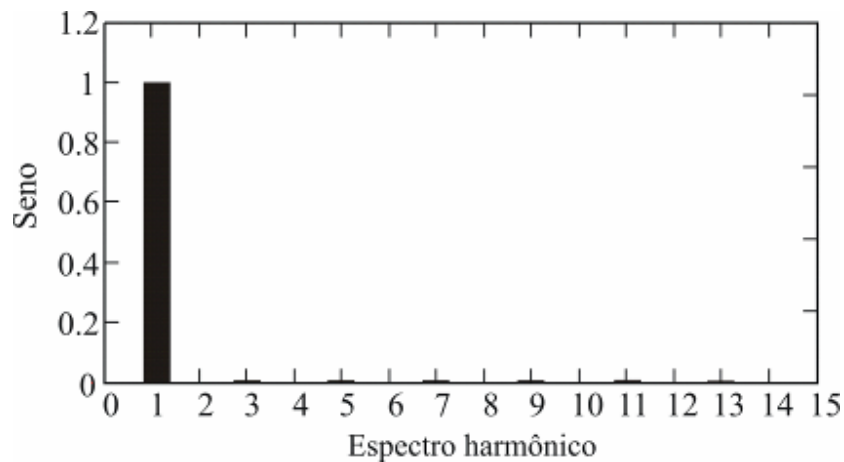


Figura 2. 27 – Espectro harmônico do sinal seno da figura 2.26, obtido através do método *NPSF* com $THD_v=1,5\%$. Escala Horizontal: Harmônicos. Escala vertical: seno normalizado.

2.2.1.5.2. Comportamento em Regime Transitório

A Figura 2. 28 apresenta resultados das tensões de linha da rede v_{ab} e v_{bc} normalizadas durante transitórios. No primeiro ciclo, as tensões da rede encontram-se equilibradas e sem distorções harmônicas, no segundo ciclo ocorre um afundamento de tensão (*sag*) na fase v_{bc} caracterizando um $TD_v=58\%$ e no terceiro ciclo de rede as tensões apresentam além do $TD_v=58\%$ um $THD_v=7,6\%$. É possível verificar pela Figura 2. 29, que os sinais de sincronização não apresentaram significantes distorções em regime transitório sob ambos os distúrbios (desequilíbrios e distorções harmônicas) nas tensões da rede.

A Figura 2. 30a mostra o comportamento transitório da ação de controle relativa ao algoritmo de adaptação de frequência. Um degrau de frequência de 5 Hz de 57,5 a 62,5 Hz é aplicado no instante igual a 0,252 s nas tensões da rede do sistema. O tempo de acomodação é menor que 1,6 ciclos de rede. A Figura 2.30b mostra o comportamento transitório com um degrau de frequência de 5Hz de 62,5 a 57,5 Hz. O tempo de acomodação é menor que 1,8 ciclos de rede, como pode ser visto no comportamento

transitório da ação de controle do algoritmo de adaptação de frequência, onde é possível visualizar um ciclo limite na estimação de frequência.

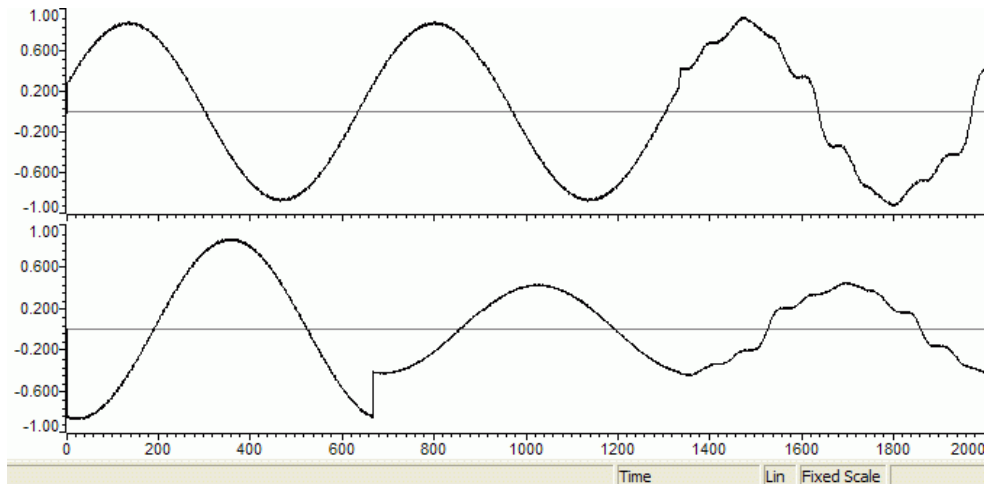


Figura 2. 28 – Tensões de linha v_{ab} e v_{bc} da rede normalizadas. Primeiro ciclo tensões equilibrada e sem distorção. Segundo ciclo tensões com $TD_v=58\%$. Terceiro ciclo tensões da rede com $TD_v=58\%$ e $THD_v=7,5\%$. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: tensões de linha normalizadas.

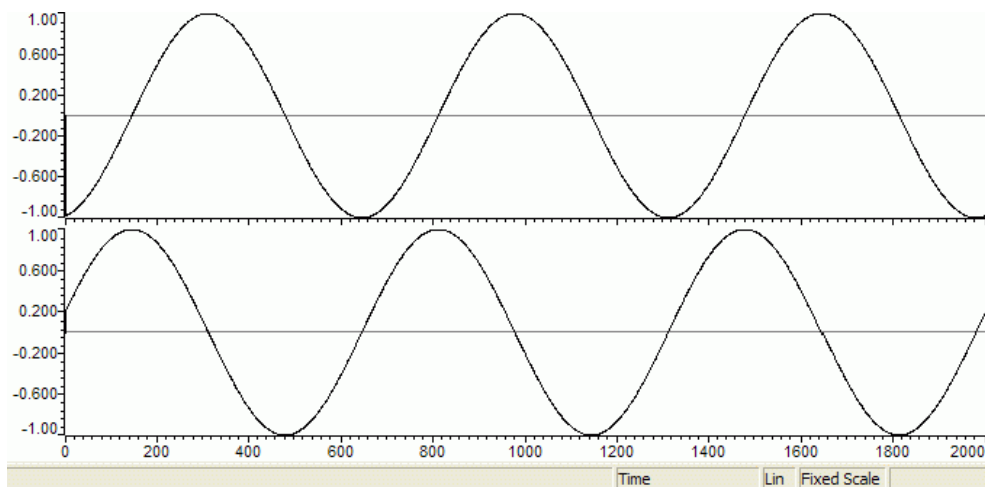


Figura 2. 29 – Seno e co-seno obtidos a partir do uso do método de sincronização *NPSF*, sob operação em regime transitório. Escala Horizontal: Amostras. Escala vertical: seno e co-seno normalizados.

Este ciclo limite é resultado do número limitado de matrizes, relativas aos coeficientes dos filtros passa-baixas armazenadas no DSP. Entretanto, este fato não caracteriza um problema grave na implementação realizada, visto que, uma interpolação numérica pode ser utilizada para solucionar esta questão. A Figura 2. 31 apresenta o comportamento do sinal de sincronização seno durante este degrau de frequência.

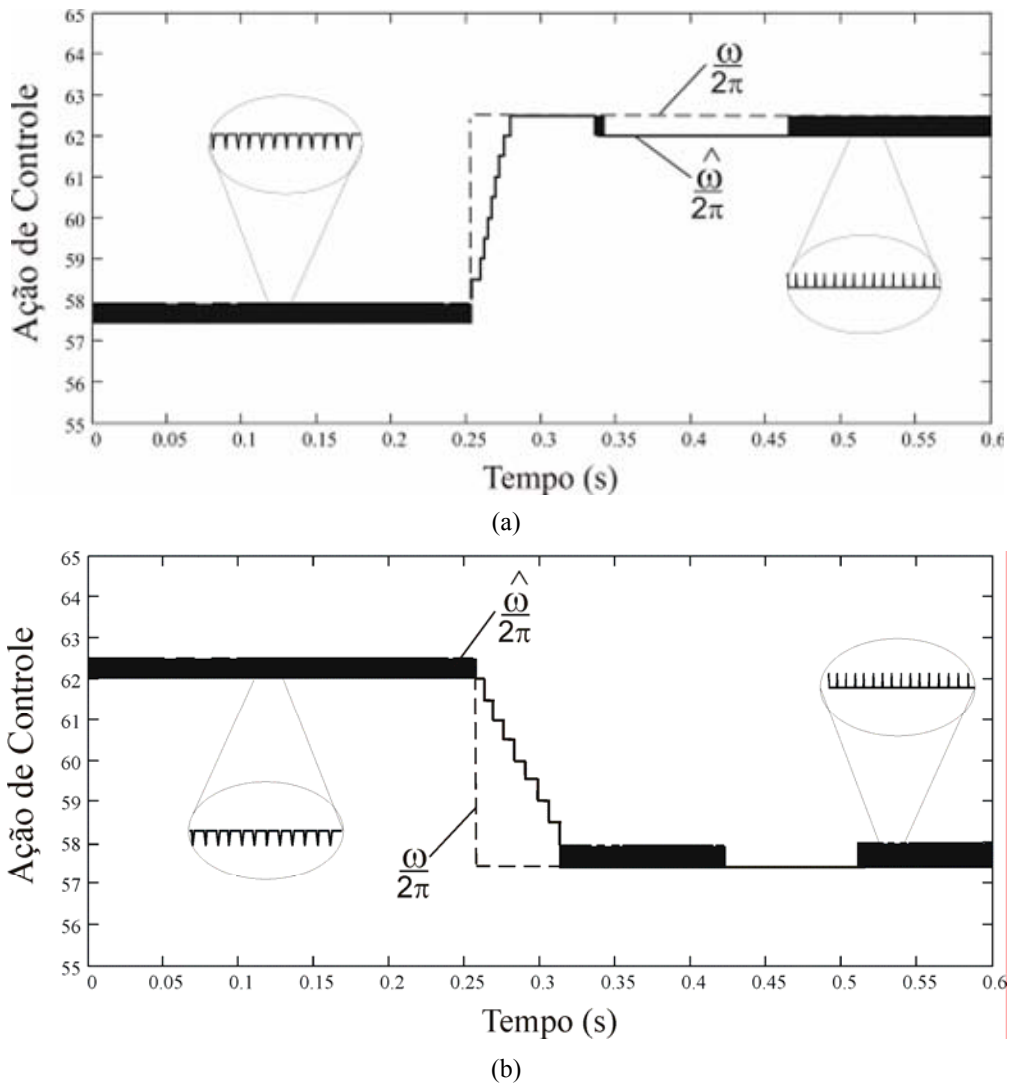


Figura 2. 30 – Ação de controle do algoritmo de adaptação de frequência. (a) Degrau de frequência de 5 Hz (entre 57,5 Hz e 62,5 Hz). (b) Degrau de frequência de 5 Hz (entre 62,5 Hz e 57,5 Hz). Escala Horizontal: Tempo (s). Escala vertical: ação de controle em números relativos à frequência em Hz.

A Figura 2. 32 apresenta o comportamento transitório a partir da ocorrência de um degrau de frequência. Observa-se nesta figura que um degrau de 5 Hz é aplicado nas tensões de linha da rede em um período $t=13$ ms. É possível verificar que a sobrelevação no erro de fase, introduzido pelo ângulo de estimação de fase, é menor que 5° e reduz-se a zero em menos de 150 ms. Este tempo de acomodação para o exemplo proposto é menor que o tempo obtido pelo uso dos outros métodos de sincronização em malha aberta, conforme é mostrado na literatura em [6] e ligeiramente maior que o método em malha fechada apresentada em [16].

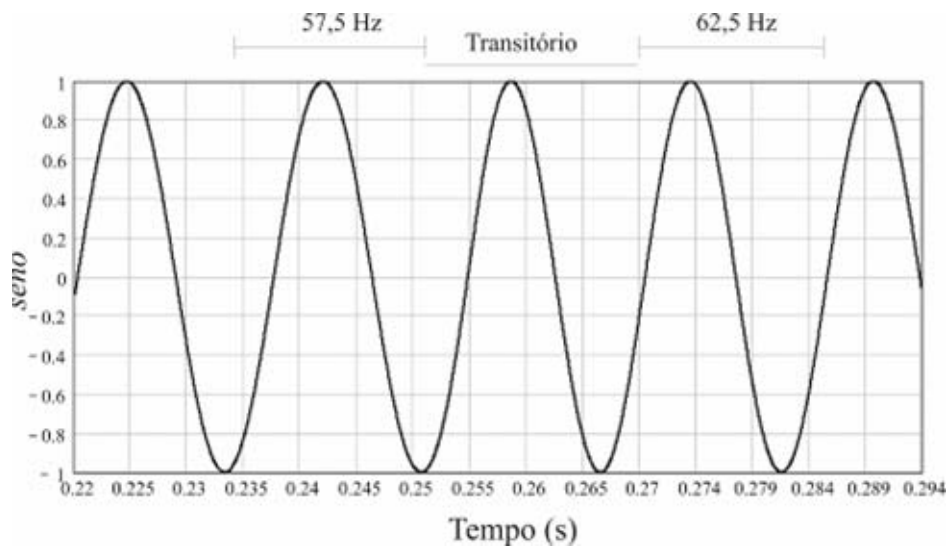


Figura 2. 31 – Comportamento transitório do seno sob degrau de frequência de 5 Hz (entre 57,5 Hz e 62,5 Hz). Escala Horizontal: Tempo (s) Amostras. Escala vertical: seno e co-seno normalizados.