

EXTRAÇÃO DE COMPONENTES DE SEQUÊNCIA POSITIVA BASEADA EM MÍNIMOS QUADRADOS APLICADA À SINCRONIZAÇÃO EM GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

Luiz H. S. Silva¹, Rafael B. A. Cunha¹, Alfeu J. Sguarezi Filho², José A. Torrico Altuna², Darlan A. Fernandes³, Fabiano F. Costa¹

¹Universidade Federal da Bahia, Salvador – BA, Brasil

²Universidade Federal do ABC, Santo André – SP, Brasil

³Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa – PB, Brasil

e-mail: luizhss@ufba.br, rafael.b.a.cunha@gmail.com, alfeu.sguarezi@ufabc.edu.br, jose.torrico@ufabc.br, darlan@cear.ufpb.br, fabiano.costa@ufba.br

Resumo – Neste trabalho, propõe-se um método de sincronização baseado em um extrator de componentes efetuado por uma versão recursiva do algoritmo de mínimos quadrados. O algoritmo é capaz de separar as contribuições das sequências positiva e negativa das tensões trifásicas nos eixos estacionários. Por meio da escolha adequada do vetor de regressores dos modelos para as tensões $\vec{v}_{\alpha\beta}(t)$, o método rejeita qualquer interferência harmônica ou proveniente de desbalanços nas tensões sob análise. Harmônicos de diferentes ordens podem ser eliminados sem atrasos, na mesma estrutura do algoritmo e com o mesmo custo computacional. Para avaliação de desempenho, submeteu-se o método a sinais sintéticos desbalanceados e distorcidos por harmônicos. Além disso, um arranjo experimental foi montado para embarcar a técnica em um processador digital de sinais e testá-la em tensões geradas por uma fonte programável que emula condições de desequilíbrio e de distorções harmônicas. Os resultados demonstraram, além da eficácia, a simplicidade de sua realização.

Palavras-chave – Componentes de Sequência, Extração de Sequência Positiva, Geração Distribuída, Malha de Captura de Fase, Mínimos Quadrados Recursivo, Sincronização.

POSITIVE SEQUENCE COMPONENT EXTRACTION BASED ON LEAST-SQUARES APPLIED TO SYNCHRONIZATION IN DISTRIBUTED GENERATION

Abstract – In this paper, it is proposed a synchronization method based on a component sequence extractor realized by a recursive least-squares algorithm. This algorithm is able to separate the contributions of the three-phase positive and negative sequences on the stationary axis frame. Moreover, by means of suitable selection of the $\vec{v}_{\alpha\beta}(t)$ model regressors, the method rejects any harmonic interference, along with the DC components. High and low orders harmonics can be wiped off with no delay, within the same algorithm structure and with the same

computational burden. To evaluate its performance, the method has processed on distorted and unbalanced synthetical voltages. Furthermore, the experimental setup has been mounted to embed the technique into a digital signal processor board to test it on signals produced by a programmable power supply which emulates unbalanced voltages and harmonic distortions. The results endorse the technique efficacy.

Keywords – Distributed Generation, Least-Squares, Phase-Locked Loop, Positive Sequence Extraction, Sequence Components, Synchronization.

I. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, tópicos de pesquisa relacionados a fontes de energia renováveis, como eólica e fotovoltaica, estão experimentando crescente relevância. A recente redução do preço do óleo no mercado internacional não parece reduzir esta tendência [1]. Avanços em sistemas de comutação em eletrônica de potência e o desenvolvimento de técnicas de controle de inversores mais eficientes possibilitam uma expansão da conexão destas fontes com a rede elétrica de distribuição. Esta geração distribuída possui como requisito fundamental, a sincronização das tensões de referência do controle dos inversores com o ângulo de fase da componente de sequência positiva da tensão da rede. A sincronização adequada determina a potência ativa injetada pelo gerador distribuído, a estabilidade de seu controle e a sua capacidade de tolerância a faltas de curtas durações [2]–[4]. No Brasil, o operador nacional do sistema (ONS) prescreve as normas para esta tolerância através do Submódulo 3.6 - Requisitos técnicos mínimos para a conexão à rede básica [5].

Técnicas de sincronização baseadas em detecção de pico ou passagem por zero são de fácil implantação mas não possuem bom desempenho sob distorções harmônicas ou assimetrias [6]. A malha de captura de fase ou PLL (*Phase-Locked Loop*) em referência síncrona é amplamente utilizada em inúmeros sistemas de controle [7] para fins de sincronização. A fim de que esta técnica possa apresentar desempenho satisfatório, em geral, estreita-se a largura de banda do controlador proporcional integral (PI), que integra o PLL [8], [9] para reduzir a influência dos harmônicos de maior ordem. No entanto, este procedimento não é eficaz quando os

Artigo submetido em 13/11/2015. Primeira revisão em 12/02/2016. Segunda revisão em 13/06/2016. Aceito para publicação em 13/06/2016, por recomendação do Editor Cassiano Rech.

sinais são desequilibrados ou contêm harmônicos de menor ordem, implicando também em uma resposta dinâmica do controlador mais lenta [10], [11]. No caso específico das faltas assimétricas, aparecerá um componente de tensão de sequência negativa que, ao ser rotacionada para um referencial síncrono, transforma-se em um componente harmônico com o dobro da frequência fundamental, produzindo um erro de estimação de fase considerável mesmo com uma forte redução da largura de banda do controlador [12].

Alguns trabalhos foram propostos no intuito de contornar as limitações do PLL síncrono. Em [10], apresenta-se um desacoplador dinâmico que opera nas grandezas dq que se vale da descrição do vetor síncrono por meio de seus componentes positivo e negativo. O desacoplador é representado por equações de estado cuja solução de regime converge para tensão direta de sequência positiva. Esse esquema é denominado de PLL em referencial síncrono duplo (*DSRF-Decoupled Double Synchronous Reference Frame-PLL*). Em [13], sugere-se um esquema que utiliza quatro PLLs monofásicos aperfeiçoados (*EPLL - Enhanced PLL*). Três deles fornecem a tensão de fase de entrada e sua versão atrasada de 90 graus. Com as tensões e suas versões atrasadas, por meio da teoria de componentes simétricos instantâneos (ISC), é possível extrair a sequência positiva da rede por meio de cálculos simples. Um quarto PLL é utilizado para estimação do ângulo de fase desta sequência. Os PLLs são baseados em um filtro adaptativo em frequência.

A teoria de ISC foi desenvolvida no intuito de estimar no domínio do tempo os componentes simétricos, originalmente definidas no domínio fasorial. Em [14], apresenta-se um histórico deste problema e propõe-se um método baseado no gradiente descendente para estimação instantânea de sequência positiva. Um dos modos de definir os componentes simétricos instantâneos é considerar o complexo $e^{j2\pi/3}$ como um atraso de $2\pi/3$ no domínio do tempo. Por meio da equação $e^{\pm j2\pi/3} = -(1/2) \pm (\sqrt{3}/2)e^{j\pi/2}$, a implantação desta interpretação exige um atraso de $\pi/2$. Neste sentido, [15] faz uso de um integrador generalizado de segunda ordem (*DSOGI - Dual Second Order Generalized Integrator -PLL*) como estágio de pré-filtragem para construir sinais ortogonais e que é eficiente na atenuação de harmônicos de segunda ordem causados pelo componente de sequência negativa [16]. A construção de sinais ortogonais também pode ser obtida através de filtros notch adaptativos (*ANF-Adaptive Notch Filter*) [17]–[19]. Em [20], os autores propuseram inserir laços de controle aos métodos DSOGI-PLL e ANF-PLL, capazes de estimar o componente CC que pode contaminar as tensões de fase. Essa contaminação pode ocorrer por motivos como presença de harmônicos de segunda ordem no barramento CC do inversor, ou por saturação nos transformadores de medição.

Outra estratégia para estimação de sequência positiva faz uso do fato de que as sequências positiva e negativa podem ser separadas pela simples média das tensões $\vec{v}_{\alpha\beta}(t)$ e $\vec{v}_{\alpha\beta}(t - \Delta t/4)$, sendo Δt , o período fundamental da rede. Este abordagem é conhecida por cancelamento por sinal de atrasado (*DSC-Delayed-Signal Cancellation*) [21], [22]. Em [23], propõe-se uma generalização desta técnica por meio de quatro operadores em série, construídos a partir de uma simples transformação linear complexa (*GDSC-Generalized*

Delayed Signal Cancellation). Os operadores são capazes de eliminar todos os harmônicos de sequência positiva e negativa até a vigésima quarta ordem. Em [24], propõe-se uma implantação da técnica em um FPGA. Outra generalização da técnica DSC é proposta em [25]. Duas abordagens são apresentadas, utilizando quatro ou três operadores que podem atuar tanto nas tensões $\vec{v}_{\alpha\beta}$ como em \vec{v}_{dq} . O método, porém, para uma frequência de amostragem não múltipla da fundamental, pode induzir erros de detecção no ângulo de fase e amplitude. As estratégias mencionadas anteriormente utilizam algum tipo de operador ou filtro de coeficientes reais para extrair a sequência positiva. Em [26], utilizou-se uma estrutura de filtro de coeficientes complexos para separação do componente de sequência positiva, sem a utilização da teoria dos componentes simétricos. Os filtros de coeficientes complexos, ao contrário dos de coeficientes reais, podem discriminar frequências negativas das positivas.

Alternativamente às técnicas acima descritas, que extraem a sequência positiva para, então, fornecê-la a um PLL de referência síncrona, alguns trabalhos tentam rejeitar harmônicos ou desbalanceamentos por meio de filtros inseridos no laço interno de controle do PLL, como proposto em [27]. Este trabalho propõe um filtro de média móvel em conjunto com um filtro de avanço de fase para compensação do atraso dinâmico no laço de controle do PLL. Outro exemplo de utilização de um filtro de média móvel para aprimorar a dinâmica do PLL foi desenvolvido em [28], no qual seu desempenho do filtro é refinado por meio de um interpolador linear. Em [29], apresenta-se um filtro de média móvel acrescido em sua estrutura de um componente proporcional. Tal componente não provoca atraso de fase e não afeta a estabilidade do sistema. O filtro de média móvel modificado é capaz de eliminar harmônicos de baixa ordem, com uma faixa larga de banda, o que significa boa resposta dinâmica. Em [30], propõe-se um compensador de avanço de fase de segunda ordem e se demonstra sua vantagem em relação à utilização de filtros *notch* no laço do filtro do PLL. Finalmente, em [31], para o aprimoramento do PLL, introduz-se um filtro discreto de média móvel cujos parâmetros e ganho do compensador são projetados de forma heurística.

Uma estratégia promissora de extração de sequências, baseada em mínimos quadrados, foi proposta em [32] no contexto de um sistema de controle de um restaurador dinâmico de tensão (*Dynamic Voltage Restorer - DVR*). Ainda na conjuntura de um controle para um DVR, em [33], utiliza-se um algoritmo de estimação fasorial baseado em mínimos quadrados. Os autores ressaltam a rapidez pela qual o fasor fundamental da tensão da rede é calculado, em menos de 5 ms. Em [34], um PLL monofásico foi aperfeiçoado com uma versão dos mínimos quadrados ponderado. Os resultados em termos da aceleração do tempo de assentamento foram significativos em situações de saltos de fase. A técnica de mínimos quadrados também foi utilizada em [35], em que um gerador síncrono de ímã permanente para geração eólica é controlado por um sistema dependente de uma sincronização por PLL em referência síncrona. Os mínimos quadrados são utilizados para estimação de parâmetros do gerador no sentido de refinar o cálculo das grandezas dq do PLL.

Em [36], também utiliza-se uma separação de componentes

fundamentais por meio de algoritmo de mínimos quadrados. No entanto, nesta proposta, executa-se a separação de sequências através de uma abordagem fasorial, que não é adequada para lidar com distorções harmônicas, pois os regressores dos mínimos quadrados não as modelam. Em [37], os autores utilizam o algoritmo de mínimos quadrados recursivo ponderado (MQRP) para produzir tensões v_α e v_β compensadas de desequilíbrios de sequência. O método no entanto não é robusto para distorções harmônicas. Outro interessante exemplo de aplicação da técnica MQRP, juntamente com um algoritmo de PLL para sincronização é apresentado em [38]. Neste trabalho, o fator de esquecimento que pondera as amostras do sinal é variável. A técnica exibe rápida convergência para fase. No entanto, resultados para interferências harmônicas não são discutidos. Recentemente, em [39], um método baseado em mínimos quadrados foi proposto para extração de frequência e fase. Todavia, a técnica foi desenvolvida para aplicações monofásicas em que a variável a ser ajustada não é a amplitude da tensão, mas somente a sua fase.

O presente trabalho propõe um método de captura de fase baseado em uma separação de componentes de sequências. A separação da sequência positiva é realizada por um algoritmo que incorpora um MQRP. Não se faz necessário a aplicação de filtros ou operadores para rejeição de interferências harmônicas ou componentes desbalanceados. Portanto, não é necessário fazer um compromisso entre velocidade da resposta e a largura do filtro que estabelece rejeição às interferências. O algoritmo de mínimos quadrados é adaptado para atuar nas amostras das tensões v_α e v_β e separa as contribuições das sequências positiva e negativa nos eixos $\alpha\beta$. A sequência zero é suprimida pela matriz de transformação de Clark. O método é capaz de rejeitar harmônicos de baixa ordem, inclusive o segundo harmônico causado por desbalanceamentos nas tensões de rede, por meio da mesma estrutura e com a mesma velocidade de qualquer harmônico de ordem superior. Além disso, intrinsecamente, a técnica é capaz de rejeitar componentes CC das tensões sob análise. Como elementos diferenciadores da presente proposta, destacam-se os seguintes fatos: Realização da estimação da sequência positiva por meio de um único algoritmo capaz de rejeitar não somente interferências harmônicas como desequilíbrios referentes a componentes de sequência negativa e zero; Rejeição de harmônicos de qualquer ordem pela adição de regressores ao MQRP e sem necessidade de filtros ou operadores matemáticos; Estimação das componentes de sequência negativa e zero, como subprodutos do algoritmo. Neste trabalho, além de aplicar a técnica de extração de sequências baseada em mínimos quadrados ao problema de sincronização, também, propõe-se sua adaptação para torná-la mais robusta aos harmônicos e desbalanceamentos da rede. Esta adaptação se implementa por meio de um simples aumento no tamanho do vetor de regressores do modelo para a tensão da rede.

II. EXTRATOR DE SEQUÊNCIA POSITIVA

A técnica de estimação dos componentes de sequência utilizada neste trabalho opera nas tensões v_α e v_β que são extraídas dos valores instantâneos das tensões de fase v_a , v_b

e v_c , por meio da transformação:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{6}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (1)$$

As tensões trifásicas v_a , v_b e v_c estão associadas a um vetor síncrono, \vec{V}_s , que no plano $\alpha\beta$ possui sua posição angular fornecida por $\theta = \omega t$, em que ω é uma velocidade angular em rad/s. Na situação em que as tensões de fase são puramente senoidais e compostas por uma sequência positiva, ω e \vec{V}_s são constantes positivas e \vec{V}_s gira no sentido anti-horário. No caso de um desbalanceamento na rede elétrica, o vetor \vec{V}_s pode ser definido por uma soma de dois vetores; um de sequência positiva, \vec{V}_p , girando no sentido anti-horário com velocidade ω , e outro de sequência negativa, \vec{V}_n que gira no sentido horário, com velocidade angular $-\omega$. Esses dois vetores possuem magnitudes constantes v_p e v_n . A posição angular de \vec{V}_p é fornecida pela soma dos ângulos θ e ϕ_p , enquanto que a posição do vetor \vec{V}_n é definida pela soma de θ e ϕ_n . Esses vetores e suas posições em relação aos eixos α e β podem ser visualizados na Figura 1.

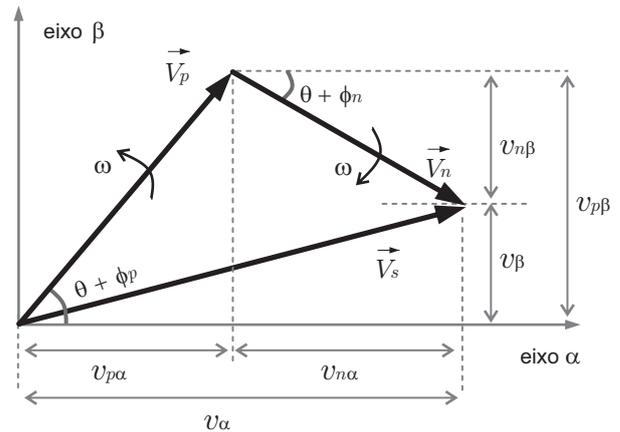


Fig. 1. Decomposição do vetor síncrono no plano $\alpha\beta$.

Observando a Figura 1, é possível expressar v_α por:

$$v_\alpha = v_{p\alpha} + v_{n\alpha} \quad (2)$$

que pode ser reescrita por:

$$v_\alpha = v_p \cos(\theta + \phi_p) + v_n \cos(\theta + \phi_n). \quad (3)$$

Analogamente, v_β é fornecido por:

$$v_\beta = v_{p\beta} + v_{n\beta} \quad (4)$$

que, alternativamente, pode ser expresso por:

$$v_\beta = v_p \sin(\theta + \phi_p) - v_n \sin(\theta + \phi_n). \quad (5)$$

Pode-se notar que (3) e (5) separam as contribuições das sequências positivas e negativas nos eixos $\alpha\beta$. No entanto, faz-se ainda necessária uma expansão dos senos e cossenos para transformar a estimação das contribuições em

um problema linear. Dessa forma, expandindo-se os cossenos e senos, obtêm-se:

$$v_\alpha = (v_{p\alpha 0} + v_{n\alpha 0})\cos\omega t + (-v_{p\beta 0} + v_{n\beta 0})\sin\omega t \quad (6)$$

$$v_\beta = (v_{p\beta 0} - v_{n\beta 0})\cos\omega t + (v_{p\alpha 0} - v_{n\alpha 0})\sin\omega t \quad (7)$$

em que $v_{p\alpha 0} = v_p \cos\phi_p$, $v_{p\beta 0} = v_p \sin\phi_p$, $v_{n\alpha 0} = v_n \cos\phi_n$ e $v_{n\beta 0} = v_n \sin\phi_n$. De forma mais compacta, estas equações podem ser reescritas como:

$$v_\alpha = X_1^c \cos\omega t + X_1^s \sin\omega t \quad (8)$$

$$v_\beta = Y_1^c \cos\omega t + Y_1^s \sin\omega t \quad (9)$$

considerando que:

$$\begin{cases} X_1^c = v_p \cos\phi_p + v_n \cos\phi_n = v_{p\alpha 0} + v_{n\alpha 0} \\ X_1^s = -v_p \sin\phi_p + v_n \sin\phi_n = -v_{p\beta 0} + v_{n\beta 0} \\ Y_1^c = v_p \sin\phi_p - v_n \sin\phi_n = v_{p\beta 0} - v_{n\beta 0} \\ Y_1^s = v_p \cos\phi_p - v_n \cos\phi_n = v_{p\alpha 0} - v_{n\alpha 0} \end{cases} \quad (10)$$

As equações (8) e (9) mostram que os parâmetros X_1^c , X_1^s , Y_1^c e Y_1^s são lineares em relação a v_α e v_β . Assim, é possível utilizar um algoritmo de estimação linear para estimá-los. Neste trabalho, utiliza-se o algoritmo de mínimos quadrados em sua forma recursiva e ponderado com fator de esquecimento (MQRP). Além de simples realização, este algoritmo tem como vantagem, como mostrado na próxima seção, lidar com harmônicos de diferentes ordens com a mesma eficiência e sem interferir na velocidade da resposta dinâmica do PLL proposto aqui. É importante mencionar que a análise apresentada nesta seção não incluiu a estimação de sequência zero. Em um sistema elétrico a três fios, isto não representaria nenhuma restrição. Em um sistema a quatro fios desequilibrado, seria fácil estimar a sequência zero, pois é fornecida diretamente pela primeira linha da transformação descrita por (1).

III. MÍNIMOS QUADRADOS RECURSIVO E PONDERADO

O algoritmo descrito nesta seção é, de modo geral, bem conhecido e desenvolvido em muitas referências [40], [41]. O que se deseja é identificar os parâmetros de um sinal discreto $y[k]$, oriundo da amostragem de um sinal contínuo $y(t)$. O tempo de amostragem é Δt e $y[k] = y(k\Delta t)$. O sinal $y[k]$ é modelado por:

$$\hat{y}[k] = \varphi_1[k]\rho_1 + \varphi_2[k]\rho_2 + \dots + \varphi_L[k]\rho_L. \quad (11)$$

O modelo $\hat{y}[k]$ depende linearmente dos L parâmetros ρ , que são procurados. Compactamente, (11) pode ser reescrita como:

$$\hat{y}[k] = \rho_k^T \varphi_k \quad (12)$$

em que ρ_k é o vetor de parâmetros a ser determinado, fornecido no instante k por:

$$\rho_k^T = [\rho_1 \ \rho_2 \ \dots \ \rho_L] \quad (13)$$

e φ_n é um vetor de regressores ou funções regressoras,

expresso por:

$$\varphi_k^T = [\varphi_1[k] \ \varphi_2[k] \ \dots \ \varphi_L[k]]. \quad (14)$$

Para um determinado instante discreto k , o erro de estimação pode ser expresso por:

$$e^0[k] = y[k] - \hat{y}^0[k]. \quad (15)$$

É importante mencionar que este erro indica que a predição do modelo \hat{y} é realizada com a utilização de parâmetros estimados para o instante anterior, ou seja, $k-1$. O sobrescrito 0 em $\hat{y}[k]$, em geral é utilizado para indicar este fato. Dessa forma:

$$\hat{y}^0[k] = \rho_{k-1}^T \varphi_k. \quad (16)$$

O algoritmo de mínimos quadrados atualiza a estimativa dos parâmetros por:

$$\hat{\rho}_k = \hat{\rho}_{k-1} + \mathbf{K}_k e^0[k] \quad (17)$$

em que o ganho \mathbf{K}_k é fornecido por [40]:

$$\mathbf{K}_k = \frac{\mathbf{P}_k \varphi_k}{\varphi_k^T \mathbf{P}_k \varphi_k + \lambda}. \quad (18)$$

A matriz \mathbf{P} possui dimensão $L \times L$. Ela é conhecida por matriz de covariância. O escalar λ é o chamado fator de esquecimento, que está entre 0 e 1. Ele pondera os erros definidos em (15) de tal modo que os mais recentes pesem mais do que os antigos. A atualização da matriz de covariância é expressa por:

$$\mathbf{P}_k = \mathbf{P}_{k-1} - \frac{\mathbf{P}_{k-1} \varphi_k \varphi_k^T \mathbf{P}_{k-1}}{1 + \varphi_k^T \mathbf{P}_{k-1} \varphi_k}. \quad (19)$$

Este algoritmo garante a minimização de uma função s , fornecida por:

$$s(k) = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} (\hat{y}[i] - y[i])^2. \quad (20)$$

O laço do algoritmo MQRP é resumido pelo seguinte conjunto de equações:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{K}_k = \frac{\mathbf{P}_k \varphi_k}{\varphi_k^T \mathbf{P}_k \varphi_k + \lambda} \\ e^0[k] = y[k] - \hat{y}^0[k] \\ \hat{\rho}_k = \hat{\rho}_{k-1} + \mathbf{K}_k e^0[k] \\ \mathbf{P}_k = \frac{1}{\lambda} \left(\mathbf{P}_{k-1} - \frac{\mathbf{P}_{k-1} \varphi_k \varphi_k^T \mathbf{P}_{k-1}}{1 + \varphi_k^T \mathbf{P}_{k-1} \varphi_k} \right) \end{array} \right. \quad (21)$$

IV. MÉTODO PROPOSTO

O método de sincronização proposto neste trabalho pode ser dividido em dois estágios. O primeiro serve ao propósito de extrair a sequência positiva. O segundo consiste em um PLL em referência síncrona básico. No primeiro estágio, o algoritmo MQRP deve ser aplicado nos sinais senoidais v_α

Algoritmo de Extração da Sequência Positiva

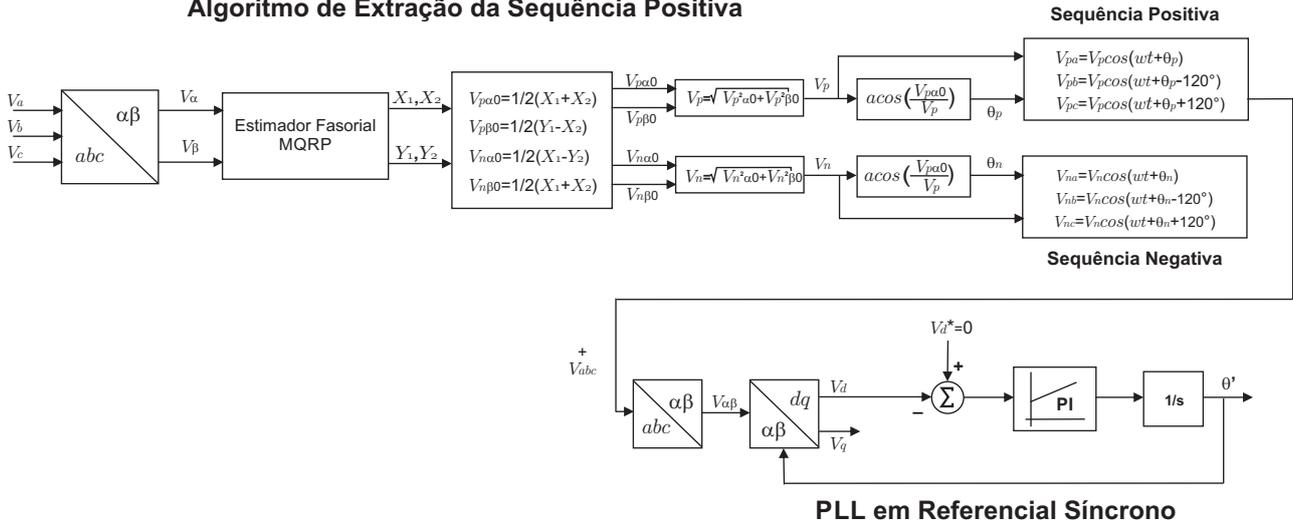


Fig. 2. Técnica de sincronização proposta.

e v_β com o propósito de estimar suas fundamentais. As equações a seguir são referentes à tensão v_α . As equações relacionadas a v_β são análogas. Dessa forma, devido a desbalanceamentos e distorções harmônicas presentes na rede, a tensão v_α pode ser modelada por:

$$\widehat{v}_\alpha(k\Delta t) = \widehat{v}_\alpha[k] = V_0 + V_1 \cos(\omega k\Delta t + \theta_1) + V_{h_1} \cos(h_1 \omega k\Delta t + \theta_{h_1}) \cdots + V_{h_r} \cos(h_r \omega k\Delta t + \theta_{h_r}) \quad (22)$$

em que, como já mencionado, Δt é o período de amostragem, ω é a frequência fundamental da rede, V_i e θ_i , com $i = 1, h_1 \dots h_r$, sendo a magnitude e fase inicial das senóides. O modelo (22), além da fundamental, possui h_r senóides, cada um delas utilizada para eliminar a influência de distorções harmônicas de frequências $h_1 \omega$ até $h_r \omega$ presentes na tensão v_α . As senóides devem ser somadas ao modelo de acordo com a perspectiva que se possua em relação às distorções das tensões da rede. Finalmente, o regressor V_0 , além de rejeitar qualquer componente CC presente no sinal, também se presta ao propósito de absorver a energia de harmônicos não contemplados pelo modelo de v_α , como argumentado em [42], [43]. Para tornar o problema realizável pelo algoritmo MQRP, a equação para $\widehat{v}_\alpha[k]$ deve ser reescrita como:

$$\widehat{v}_\alpha[k] = 1 + X_1^c \cos(\omega n \Delta t) + X_1^s \sin(\omega k \Delta t) + X_{h_1}^c \cos(h_1 \omega k \Delta t) + X_{h_1}^s \sin(h_1 \omega k \Delta t) + \cdots + X_{h_r}^c \cos(h_r \omega k \Delta t) + X_{h_r}^s \sin(h_r \omega k \Delta t) \quad (23)$$

em que X_m^c e X_m^s se relacionam com os parâmetros V_m e θ_m por:

$$V_m = \sqrt{(X_m^c)^2 + (X_m^s)^2} \quad (24)$$

$$\theta_m = -\arctan(X_m^s / X_m^c). \quad (25)$$

É importante perceber que (23) serve como um modelo para v_α descrito primeiramente por (8). A diferença entre estas duas equações são o regressor unitário, para rejeição da componente CC e os regressores referentes aos harmônicos h_i ,

$i = 1, 2 \dots r$. O vetor de parâmetros ρ_α , relacionados com este novo modelo é fornecido por:

$$\rho_\alpha = [1 \ X_1^c \ X_1^s \ X_{h_1}^c \ X_{h_1}^s \ \cdots \ X_{h_r}^c \ X_{h_r}^s]^T. \quad (26)$$

Em (26), $X_{h_i}^c$ e $X_{h_i}^s$, $i = 1, 2 \dots r$ representam os parâmetros relacionados aos harmônicos que devem ser eliminados. X_1^c e X_1^s são os parâmetros de interesse e foram preliminarmente definidos em (10). O vetor de regressores, φ_α relacionados a estes parâmetros é fornecido por:

$$\varphi_\alpha = \begin{bmatrix} 1 \\ \cos(\omega_k \Delta t) \\ \sin(\omega k \Delta t) \\ \cos(h_1 \omega k \Delta t) \\ \sin(h_1 \omega k \Delta t) \\ \vdots \\ \cos(h_r \omega k \Delta t) \\ \sin(h_r \omega k \Delta t) \end{bmatrix}. \quad (27)$$

Com este conjunto de equações, seguindo o algoritmo descrito em (21), pode-se atualizar a cada passo de tempo Δt , as estimativas para X_1^c , X_1^s e também para Y_1^c , Y_1^s . Reorganizando (10), obtém-se as seguintes relações:

$$\begin{aligned} v_{p\alpha 0} &= v_p \cos \phi_p = \frac{1}{2}(X_1^c + Y_1^s) \\ v_{p\beta 0} &= v_p \sin \phi_p = \frac{1}{2}(Y_1^c - X_1^s) \\ v_{n\alpha 0} &= v_n \cos \phi_n = \frac{1}{2}(X_1^c - Y_1^s) \\ v_{n\beta 0} &= v_n \sin \phi_n = -\frac{1}{2}(Y_1^c + X_1^s). \end{aligned} \quad (28)$$

As magnitudes das sequências positiva e negativa são fornecidas por:

$$v_p = \sqrt{v_{p\alpha 0}^2 + v_{p\beta 0}^2} \quad (29)$$

$$v_n = \sqrt{v_{n\alpha 0}^2 + v_{n\beta 0}^2} \quad (30)$$

e as fases iniciais por:

$$\phi_p = \arccos\left(\frac{v_{p\alpha 0}}{v_p}\right) \quad (31)$$

$$\phi_n = \arcsin\left(\frac{v_{n\beta 0}}{v_n}\right). \quad (32)$$

Considerando o exposto, o método de sincronização pode ser esquematizado pela Figura 2. Nesta figura, percebe-se que o extrator de sequência não possui blocos dinâmicos. A rejeição de desbalanceamento e de harmônicos ou interharmônicos é realizada, no que se refere ao extrator, exclusivamente, pelo bloco MQRP. Este fato oferece a possibilidade de estipular bandas de frequência maiores para o PI no laço do PLL síncrono, melhorando seu desempenho transitório.

V. RESULTADOS

Nesta seção, primeiramente, apresentam-se simulações com objetivo de analisar o desempenho da técnica de sincronização proposta na extração do componente de sequência positiva, a fim de auxiliar o PLL na estimativa correta da frequência e do ângulo de fase de tensões sob cenários de desequilíbrios de sequência negativa e zero e de distorção harmônica.

A. Simulação para uma Rede Desbalanceada

No primeiro exemplo mostrado nesta seção, o algoritmo proposto foi avaliado em sinais produzidos por meio de uma simulação em Matlab de um gerador trifásico de 60Hz. Nesta simulação, a tensão pré-falta é igual a $1\angle 0^\circ$ pu, e entre os instantes 33ms e 83ms, um afundamento é imposto a fase A do gerador, em que a magnitude da tensão é reduzida para 35% do seu valor nominal. Durante o período da falta, o vetor síncrono é composto por componentes de sequência positiva e negativa iguais a $V^{+1} = 0,76\angle -14^\circ$ e $V^{-1} = 0,25\angle -171,37^\circ$. Este afundamento se encontra dentro dos limites estabelecidos pela curva de suportabilidade dos procedimentos de rede para aerogeradores da ONS [5]. Um dos motivos da simulação de um afundamento monofásico é sua recorrência comum. Estatísticas mostram que curtos monofásicos somam entre 85 a 90% de todos tipos de faltas [44]. Outro motivo, é a imposição ao PLL da sequência negativa que nos eixos dq surge como uma interferência com o dobro da frequência fundamental, que é baixa e de difícil filtragem.

A Figura 3(a) mostra as curvas de tensão na saída do gerador, com uma das fases afundadas. A Figura 3(b) mostra as três fases relativas à sequência positiva extraída pelo algoritmo. Nota-se que em menos de um ciclo, as tensões convergem para os valores corretos. Na Figura 3(c), observa-se pelas curvas das tensões de eixo direto, v_d^+ , e quadratura, v_q^+ , permanecerem constantes, sem apresentar praticamente nenhuma oscilação, o que pode garantir a operação estável de

um gerador distribuído conectado à rede elétrica. Ainda na Figura 3(c), a curva em tom mais claro mostra a estimativa de v_d^+ realizada exclusivamente pelo PLL de referência síncrona. Percebe-se a forte oscilação nesta curva, durante o período de afundamento, relacionada ao componente de sequência negativa. Esta oscilação tem frequência de 120 Hz, como esperado. Na Figura 3(d), apresenta-se na curva em tom mais escuro, a estimativa da frequência pelo método proposto e a curva em tom mais claro, a estimativa realizada pelo PLL de referência síncrona. Novamente, evidencia-se a vantagem da utilização do extrator de sequência. Por fim, na Figura 3(e), apresenta-se o gráfico do erro do ângulo de fase estimado, onde se pode observar que após a aplicação do distúrbio, o método proposto rapidamente converge ao valor correto.

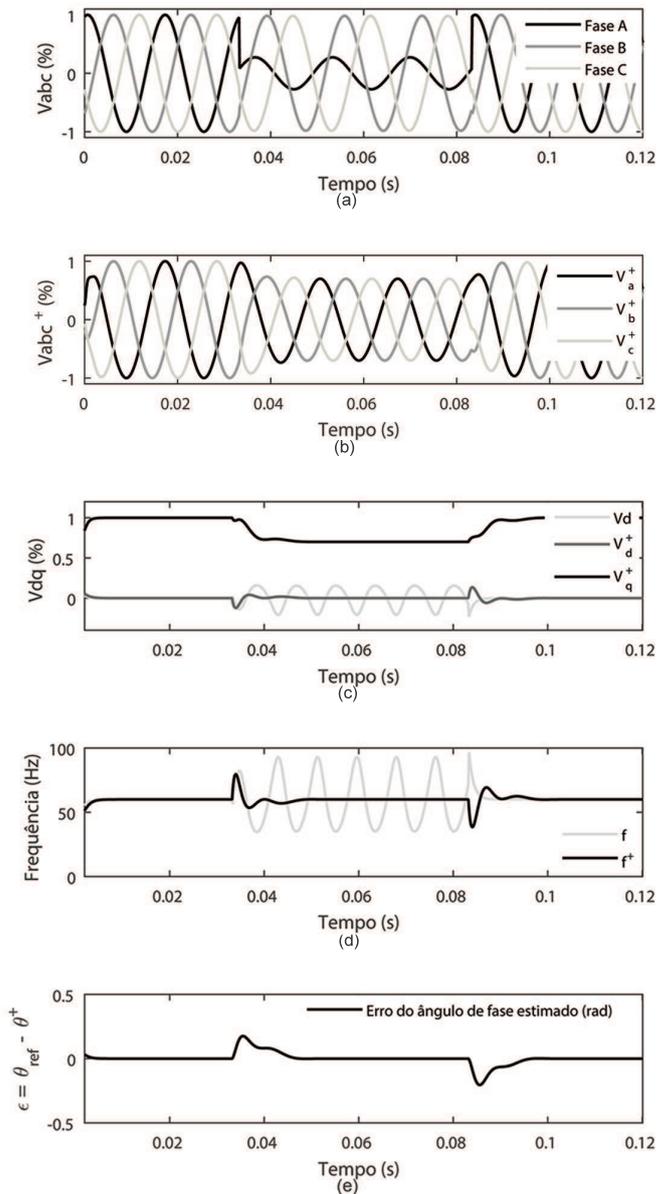


Fig. 3. Resultados de simulação para uma rede desbalanceada: (a) Sinal desbalanceado. (b) Sequência positiva. (c) Tensões em eixo direto e quadratura. (d) Comparação entre a frequência estimada com e sem o extrator. (e) Erro do ângulo de fase.

B. Simulação para uma Rede Desbalanceada com Harmônicos

No segundo exemplo desta seção, simulou-se um sistema semelhante ao caso anterior. No entanto, adicionou-se harmônicos aos sinais produzidos pelo gerador de 5° e 11° ordem iguais respectivamente a $V^{+5} = 0,05 \angle 0^\circ$ e $V^{-11} = 0,01 \angle -30^\circ$ a fim de avaliar a capacidade da técnica em conseguir eliminá-los de maneira eficiente. O sobrescrito +5 indica um quinto harmônico de sequência positiva, ou seja, a frequência da senóide harmônica é positiva e o vetor relacionado a esta senóide gira no sentido anti-horário. O sobrescrito -11 indica uma distorção de décimo-primeira ordem de sequência negativa, ou seja vetor girando no sentido horário e frequência negativa. A Figura 5(a) mostra as tensões nas fases do gerador, fortemente distorcidas e uma das fases afundada. O método proposto continua produzindo resultados bastante satisfatórios, eliminando de forma eficaz a influência dos componentes harmônicos na determinação da sequência positiva como pode ser notado na Figura 5(b). Vale ressaltar que, neste caso, para poder rejeitar os componentes harmônicos, realizou-se uma expansão do vetor de regressores do estimador fasorial baseado em mínimos quadrados para contemplar os harmônicos de 5° e 11° ordem. A Figura 5(c) mostra, em cinza claro, a estimação do componente em eixo direto estimado pelo PLL síncrono, v_d , e em cinza escuro, a mesma estimação realizada pelo método proposto mas sem os regressores para a rejeição das distorções harmônicas, v_d^+ . Em preto, apresenta-se a estimação com a utilização dos regressores para o quinto e décimo primeiro harmônicos, v_d^{+exp} . Observa-se que esta última curva não apresenta oscilações, como esperado. Na Figura 5(d), apresentam-se as estimativas de frequência do PLL síncrono, do método proposto sem regressores para rejeição de harmônicos e do método proposto com regressores harmônicos na curva. Na operação isolada do PLL síncrono, percebe-se uma forte oscilação associada a presença dos componentes harmônicos (gráfico em cinza claro). Ao realizar-se a extração da sequência positiva, nota-se uma considerável melhoria na determinação da frequência. No entanto, a mesma ainda apresenta oscilações. E, por fim, ao expandir-se o vetor de regressores, a estimação converge rapidamente e sem oscilações para o valor correto. Na mesma figura, é feita uma aproximação para visualizar um curto período de tempo, em que se evidencia o bom desempenho do método proposto com os regressores harmônicos.

C. Comparação de Desempenho da Técnica Proposta com o EPLL e o GDSC

Devido ao extenso número de algoritmos de PLL propostos na literatura, torna-se necessária a seleção de alguns trabalhos mais significativos para compará-los com a presente técnica, além do PLL em referência síncrona. Como consequência da revisão realizado no artigo, podem-se destacar a referência [13] que apresenta o EPLL, amplamente referenciado na literatura e também a referência [23] que descreve um interessante PLL, GDSC-PLL, com elevado grau de imunidade a interferências harmônicas. Dessa forma, comparou-se o desempenho da estimação de fase e de frequência para as mesmas condições relatadas na última

simulação, em relação à presente proposta, o EPLL e o GDSC-PLL. As Figuras 4(a) e 4(b) contrastam os resultados obtidos. Observando-se a Figura 4(a), nota-se que as repostas da presente proposta e do GDSC-PLL convergem mais rapidamente do que a resposta relativa ao EPLL. O mesmo se pode afirmar para a estimação da fase. A Tabela I quantifica o desempenho das técnicas no que se refere ao tempo de assentamento e a ultrapassagem percentual. Estes parâmetros são definidos de acordo com [45].

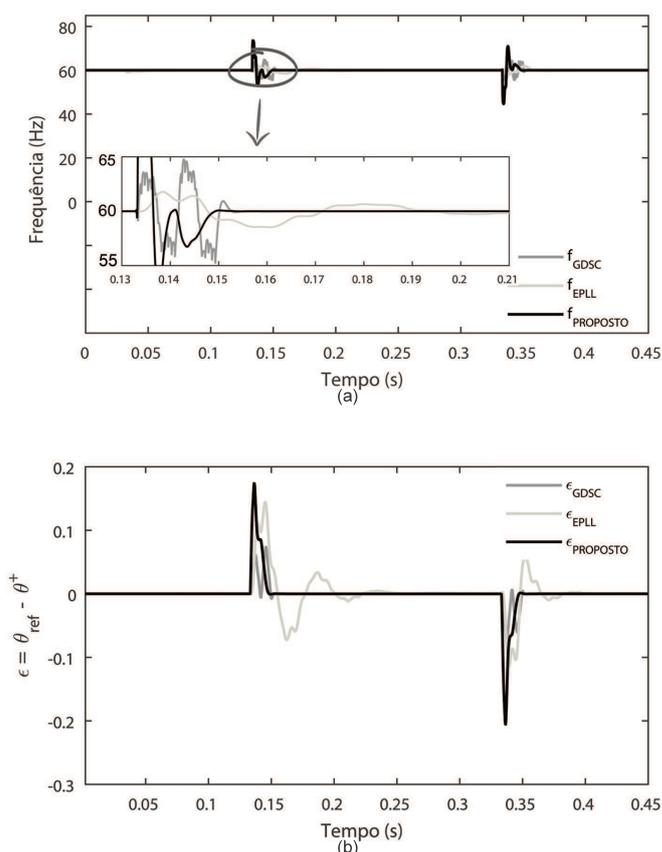


Fig. 4. (a) Compação entre a frequência estimada pelo método proposto com as estimadas pelo EPLL e GDSC. (b) Erro do ângulo de fase para os três métodos.

TABELA I
Comparação do Desempenho dos Métodos de Sincronização

Métodos	Frequência		Erro do Ângulo de Fase	
	TA (ms)	ULT (%)	TA (ms)	ULT (°)
GDSC-PLL	18.3	7.9	13.6	4.2
EPLL	49.2	3.0	31.1	8.3
Método Proposto	14.3	22.7	9.8	9.9

TA = Tempo de Assentamento

ULT = Tempo de Ultrapassagem

D. Resultados Experimentais

Nesta seção, apresentam-se resultados para validar experimentalmente a técnica proposta. A bancada montada é composta por fonte trifásica programável da *Supplier*, modelo

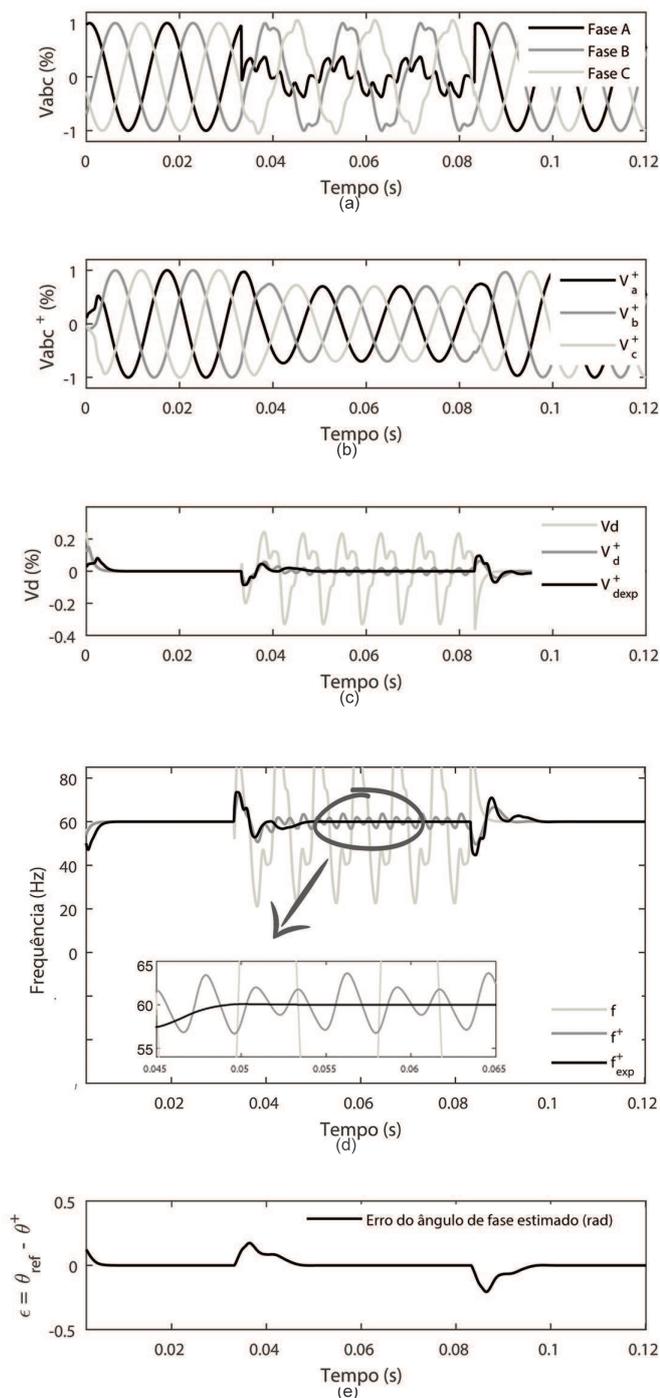


Fig. 5. Resultados de simulação para uma rede desbalanceada com harmônicos: (a) Sinal desbalanceado com harmônico. (b) Sequência positiva. (c) Tensão em eixo direto com expensor, sem expensor e sem extrator. (d) Compação entre a frequência estimada com e sem expensor e sem extrator. (e) Erro do ângulo de fase.

FAATHQ 450-38-50-55210, banco de resistores de potência, circuitos para aquisição e condicionamento de sinais pelo processador digital de sinais (DSP - Digital Signal Processor) TMS320F28335 da Texas Instruments. Os conversores DAs para leitura dos sinais pelo osciloscópio tem resolução de 10 bits. A saída dos quatro conversores DAs podem ser tanto sinais CA ou CC. No DSP, utilizou-se uma rotina que a Texas

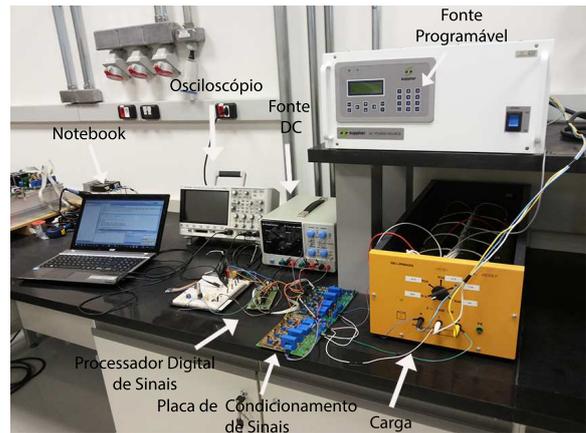


Fig. 6. Bancada Experimental.

Instruments disponibiliza de forma que o sinal de referência é modulada por largura de pulso, com frequência de 10 kHz e pode ser acessada por um pino que está em sua na placa de desenvolvimento. Este sinal é processado por um filtro com frequência de corte de 3 kHz e capturado pelo osciloscópio. A visualização da bancada e seus principais componentes está mostrada na Figura 6.

Os resultados obtidos por meio da análise e processamento dos sinais experimentais podem ser observados na Figura 7. Nota-se que estes resultados se aproximam bastante daqueles obtidos através das simulações apresentadas anteriormente, demonstrando que os pressupostos teóricos utilizados nas simulações são válidos. A Figura 7(a) mostra os sinais produzidos pela fonte programável nos quais foram adicionados harmônicos de 5° e 11° ordem. A duração do distúrbio gerado é de 170 ms. Na Figura 7(b), apresenta-se a extração da sequência positiva destes sinais. Para extração da sequência positiva, foi necessária a expansão dos regressores a fim de melhorar a capacidade de rejeição de harmônicos. A Figura 7(c) mostra as estimativas para as tensões de eixo direto realizadas exclusivamente pelo PLL síncrono, pela técnica proposta com e sem a expansão de harmônicos, nas cores cinza claro, cinza escuro e preto, respectivamente. Analogamente, os mesmos resultados para estimação de frequência são apresentados na Figura 7(d). Pode-se observar que a expansão do vetor de regressores elimina as oscilações associadas aos harmônicos. Finalmente, na Figura 7(e) observa-se que o gráfico de fase obtido por meio da técnica proposta com expansão dos regressores está de acordo com o esperado teoricamente.

VI. CONCLUSÕES

Este trabalho propôs uma técnica de sincronização por PLL baseada em uma separação de componentes de sequência efetuado por um algoritmo de mínimos quadrados recursivo e ponderado por um fator de esquecimento. Através de uma simples análise geométrica, o MQPR desassocia as contribuições das sequências positiva e negativa nos eixos estacionários. A extração do componente positivo não possui nenhum bloco dinâmico, ou seja, que seja descrito por equações diferenciais e, portanto, não impõe relação de compromisso entre a velocidade de sua resposta e a capacidade de rejeitar interferências provenientes de harmônicos ou

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o CNPq pelo suporte financeiro e material proporcionados pelos projetos 471571/2013-0, 308958/2014-4, 447674/2014-5 e 461635/2014-3.

REFERÊNCIAS

- [1] C. R. A. Hallam, C. Contreras, "Evaluation of the levelized cost of energy method for analyzing renewable energy systems: A case study of system equivalency crossover points under varying analysis assumption," *IEEE Systems Journal*, vol. 9, no. 1, pp. 199–208, Mar. 2014.
- [2] P. Duenas, T. Leung, M. Gil, J. Reneses, "Gas - electricity coordination in competitive markets under renewable energy uncertainty," *IEEE Transactions on Power System*, vol. 30, no. 1, pp. 123–131, Jan. 2015.
- [3] R. Dominguez, A. J. A. J. Conejo, M. Carrion, "Toward fully renewable electric energy systems," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 30, no. 1, pp. 316–326, Jan. 2015.
- [4] W. Wei, L. Feng, M. Shengwei, H. Yunhe, "Robust energy and reserve dispatch under variable renewable generation," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, no. 1, pp. 369–380, Jan. 2015.
- [5] *Submodulo 3.6 - Requisitos técnicos mínimos para a conexão a rede básico*, Prodist, Operador do Sistema Elétrico, Agosto 2009.
- [6] A. Timbus, M. Liserre, R. T. F., Blaabjerg, "Synchronization methods for three phase distributed power generation systems - an overview and evaluation," in *Proc. of IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, 2005, pp. 213–219.
- [7] V. Kaura, V. Blasko, "Operation of a phase locked loop under distorted utility conditions," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 33, no. 1, pp. 58–63, Jan./Feb. 1997.
- [8] J. P. de Arruda, *Métodos de Sincronização de Conversores em Sistemas de Geração Distribuída*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, 2008.
- [9] H. E. P. de Souza, *Uma Abordagem Vetorial para a Detecção em Tempo Real de Componentes Harmônicas de Sequência Positiva e Negativa em Sinais Trifásicos*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, 2008.
- [10] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. B. D. Boroyevich, "Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 584–592, March 2007.
- [11] S. K. Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 3, pp. 431–438, May 2000.
- [12] P. Rodriguez, *Aportaciones a Los Acondicionadores Activos de Corriente en Derivación para Redes Trifásicas de Cuatro Hilos*, Tesis Doctoral, Universitat Politecnica de Catalunya, Barcelona, 2005.

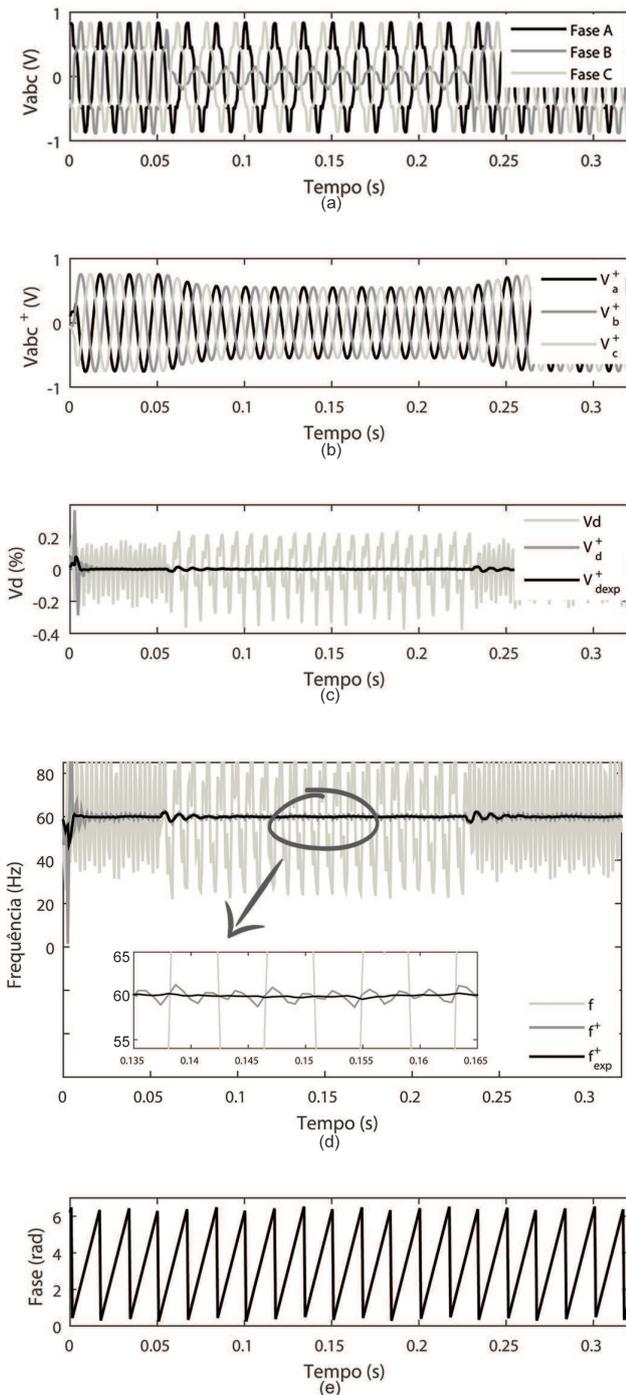


Fig. 7. Resultados Experimentais: (a) Sinal desbalanceado com harmônico. (b) Sequência positiva. (c) Tensão em eixo direto com expansor, sem expansor e sem extrator. (d) Comparação entre a frequência estimada com e sem o expansor e sem extrator. (e) Ângulo de fase.

desequilíbrios nas tensões da rede, ao contrário de abordagens que utilizam filtros lineares notch ou de média móvel. A técnica é capaz de lidar com afundamentos e distorções harmônicas de qualquer ordem simultaneamente e com a mesma eficácia. Os resultados de simulação e experimentais corroboram as reivindicações da proposta e encorajam que mais estudos sejam realizados para aprimorá-la.

- [13] M. K. Ghartemani, M. R. Iravani, "A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable - frequency environment," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 19, no. 3, pp. 1263–1270, Aug. 2004.
- [14] M. K. Ghartemani, H. Karim, "Processing of symmetrical components in time - domain," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 22, no. 2, pp. 572–579, May 2007.
- [15] P. Rodriguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. V. Timbus, M. Liserre, F. Blaabjerg, "New positive - sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions," in *Proc. of IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp. 1–7.
- [16] R. I. Bojoi, G. Griva, V. Bostan, M. Guerriero, F. Farina, F. Profumo, "Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 6, pp. 1402–1412, Nov 2005.
- [17] D. Yazdani, A. Bakhshai, G. Joos, M. Mojiri, "A nonlinear adaptive synchronization technique for grid - connected distributed energy sources," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 4, pp. 2181–2186, July 2008.
- [18] M. Mojiri, M. K. Ghartemani, A. Bakhshai, "Time - domain signal analysis using adaptive notch filter," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, no. 1, pp. 85–93, Jan. 2007.
- [19] D. Yazdani, M. Mojiri, A. Bakhshai, G. Jóos, "A fast and accurate synchronization technique for extraction of symmetrical components," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 3, pp. 674–684, March 2011.
- [20] M. K. Ghartemani, S. A. Khajehoddin, P. K. Jain, A. Bakhshai, M. Mojiri, "Addressing DC component in PLL and notch filter algorithms," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 78–86, Jan. 2012.
- [21] J. Svensson, M. Bongiorno, A. Sannino, "Practical implementation of delayed signal cancellation method for phase-sequence separation," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, no. 1, pp. 18–26, Jan. 2007.
- [22] Y. F. Wang, Y. W. Li, "Analysis and digital implementation of cascaded delayed-signal-cancellation PLL," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1067–1080, April 2011.
- [23] F. A. S. Neves, M. C. Cavalcanti, H. E. P. de Souza, F. Bradaschia, E. J. Bueno, M. Rizo, "A generalized delayed signal cancellation method for detecting fundamental - frequency positive-sequence three-phase signals," *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 25, no. 3, pp. 1816–1825, July 2010.
- [24] P. Nascimento, H. de Souza, F. Neves, L. Limongi, "FPGA implementation of the generalized delayed signal cancelation - phase locked loop method for detecting harmonic sequence components in three - phase signals," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 2, pp. 645–658, Feb 2013.
- [25] Y. F. Wang, Y. W. Li, "Grid synchronization PLL based on cascaded delayed signal cancellation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 7, pp. 1987–1997, Jul. 2011.
- [26] X. Guo, W. Wu, Z. Chen, "Multiple-complex coefficient - filter - based phase - locked loop and synchronization technique for three-phase grid - interfaced converters in distributed utility networks," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1194–1204, April 2011.
- [27] S. Golestan, J. M. Guerrero, A. M. Abusorrah, "MAF - PLL with phase-lead compensator," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 6, pp. 3691–3695, April 2015.
- [28] L. Wang, Q. Jiang, L. Hong, C. Zhang, Y. Wei, "A novel phase - locked loop based on frequency detector and initial phase angle detector," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 10, pp. 4538–4549, Oct 2013.
- [29] J. Wang, J. Liang, F. Gao, L. Zhang, Z. Wang, "A method to improve the dynamic performance of moving average filter - based PLL," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 10, pp. 5978–5990, Oct 2015.
- [30] F. D. Freijedo, A. G. Yepes, O. López, A. Vidal, J. Doval-Gandoy, "Three-phase PLLS with fast postfault retracking and steady-state rejection of voltage unbalance and harmonics by means of lead compensation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 1, pp. 85–97, Jan. 2011.
- [31] N. R. N. Ama, W. Komatsu, L. M. Junior, "Digital control for PLLS based on moving average filter: Analysis and design in discrete domain," *Eletrônica Potência*, vol. 20, no. 3, pp. 293–299, Jun./ago. 2015.
- [32] D. A. Fernandes, S. R. Naidu, C. A. E. C. Jr., "Instantaneous sequence - component resolution of 3-phase variables and its application to dynamic voltage restoration," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements*, vol. 58, no. 8, pp. 2580–2587, Aug. 2009.
- [33] F. Ajaei, S. Afsharnia, A. Kahrobaeian, S. Farhang, "A fast and effective control scheme for the dynamic voltage restorer," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 4, pp. 2398–2406, Oct. 2011.
- [34] H.-S. Song, K. Nam, P. Mutschler, "Very fast phase angle estimation algorithm for a single-phase system having sudden phase angle jumps," in *Conference Record of the 37th Industry Applications Conference*, vol. 2, 2002, pp. 925 – 931.
- [35] J. Liu, H. Nian, J. Li, R. Zeng, "Sensorless control of PMSG for wind turbines based on the on-line parameter identification," in *International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2009, pp. 1–6.
- [36] H. S. Song, K. Nam, "Instantaneous phase-angle estimation algorithm under unbalanced voltage sag conditions," *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, vol. 147, no. 6, pp. 409–415, Nov. 2000.

- [37] M. Seok-Hwan, K. Ji-Won, P. Byung-Gun, "Adaptive PLL method using recursive least square algorithm," in *IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2015, pp. 896–901.
- [38] M. Beza, M. Bongiorno, "Application of recursive least squares algorithm with variable forgetting factor for frequency component estimation in a generic input signal," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 2, pp. 1168–1176, Mar./Apr. 2014.
- [39] C. J. Ramos, A. P. Martins, A. S. Carvalho, "Frequency and phase-angle estimation using ordinary least squares," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 9, pp. 5677–5688, Sept. 2015.
- [40] L. Ljung, *System Identification*, 2nd ed. Prentice Hall PTR, 1999.
- [41] L. A. Aguirre, *Introdução à Identificação de Sistemas*, 3rd ed. Editora da UFMG, 2007.
- [42] L. A. L. de Almeida, A. C. de C. Lima, "Covariance management based RLS algorithm for phasor estimation in severely noisy systems," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13, no. 4, pp. 1067–1072, Oct. 1998.
- [43] M. S. Sachdev, M. Nagpal, "A recursive least error squares algorithm for power system relaying and measurement applications," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 6, no. 3, pp. 1008–1015, Jul. 1991.
- [44] P. Q. Ribeiro, C. A. Duque, P. M. Ribeiro, A. S. Cerqueira, *Power Systems Signal Processing for Smart Grids*, 1st ed. John Wiley and Sons, 2014.
- [45] R. C. Dorf, R. Bishop, *Sistemas de Controle Modernos*, 11st ed. Addison Wesley, 2010.

DADOS BIOGRÁFICOS

Luiz Henrique Santos Silva nasceu em São Paulo (SP) em 1987. Recebeu o grau de Engenheiro Eletricista pelo Instituto Federal da Bahia (IFBA) em 2012 e o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Bahia (UFBA) em 2016. Atualmente trabalha para alcançar o título de Doutor pela UFBA. Suas áreas de interesse são concentradas em técnicas de sincronização e controle para sistemas de geração distribuída e redes inteligentes de energia elétrica.

Rafael Bittencourt Aguiar Cunha recebeu o grau de Engenheiro Eletricista 2014 pela Universidade Federal da Bahia. Atualmente trabalha para alcançar o título de mestre pela Universidade Federal da Bahia. Suas áreas de interesse são técnicas de controle aplicadas a sistemas de geração distribuída e topologias de filtros para inversores.

Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho nasceu em Cuiabá - MT, Brasil em 1981. Recebeu o grau de Eng. Eletricista pela Faculdade Área 1, e os graus de Mestre e Doutor pela FEEC/UNICAMP em 2005, 2007 e 2010, respectivamente. Trabalhou como pesquisador na FEEC/UNICAMP de 2010 a 2011 pelo programa de pós-doutorado da FAPESP. É membro da SOBRAEP e membro sênior do IEEE. Atualmente, é professor da UFABC. Seus interesses de pesquisa são:

acionamentos de máquinas elétricas, gerador de indução com dupla alimentação, controle de potência, redes inteligentes de energia elétrica e energia eólica.

José Alberto Torrico Altuna recebeu o Bacharelado em Engenharia Elétrica em 1986 da Universidade Nacional de Engenharia em Lima, Peru, o mestrado em Engenharia Elétrica em 1997 e o Doutorado em Engenharia Elétrica em 2002, ambos da Universidade Estadual de Campinas, Brasil. Foi Professor Associado na Universidade Nacional de Engenharia, em Lima, Peru. Desenvolveu projetos de P & D nas empresas Commodity Systems e Whirlpool S. A. Seus interesses de pesquisa são: máquinas elétricas, controle de máquinas elétricas, eletrônica de potência, energia eólica e sistemas de energia elétrica. Atualmente é bolsista de pós-doutorado do programa CAPES PNPd na UFABC Brasil e foi, recentemente, aprovado no concurso público para lecionar Máquinas Elétricas na Universidade Federal do ABC.

Darlan Alexandria Fernandes recebeu o título de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal da Paraíba em 2002, e os títulos de Mestre e Doutor pela Universidade Federal de Campina Grande, em 2004 e 2008, respectivamente. De 2007 a 2011 foi Professor do Departamento da Indústria do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Rio Grande do Norte. Atualmente é Professor Adjunto do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba (DEE-UFPB). Suas áreas de interesse são aplicações de dispositivos eletrônicos de potência em sistemas de distribuição, qualidade de energia e sistemas fotovoltaicos.

Fabiano Fragoso Costa recebeu o título de Engenheiro Eletricista, o grau de Mestre e o de Doutor em Engenharia Elétrica, respectivamente pela Escola Politécnica da USP (1997), pela UFPB (2001) e pela UFCG (2005). Atualmente, é Professor Adjunto da Universidade Federal da Bahia junto ao Departamento de Engenharia Elétrica. Seus interesses de pesquisa se concentram nos tópicos de sincronização, e controle em geração distribuída. Também, possui interesse no desenvolvimento de técnicas de processamento digital de sinais aplicáveis ao monitoramento da qualidade de energia da rede elétrica. Além disso, possui atuação em projetos de Pesquisa e Desenvolvimento junto a concessionárias do setor elétrico. É membro da SOBRAEP e do IEEE.