

CONTROLADOR DISCRETO DE ALTO DESEMPENHO COM BASE NUM MODELO INTERNO EM EIXOS SÍNCRONOS PARA UPS TRIFÁSICA QUE SATISFAZ A NORMA IEC62040-3

Fernando Botterón

Universidad Nacional de Misiones
Departamento de Electrónica – Facultad de Ingeniería
3360 – Oberá – Misiones – Argentina
e-mail: botteron@gmail.com

Humberto Pinheiro

Universidade Federal de Santa Maria
Grupo de Eletrônica de Potência e Controle
97105-900 – Santa Maria – RS – Brasil
e-mail: humberto@ctlab.ufsm.br

Resumo - Este artigo propõe um controlador discreto de tensão em eixos síncronos, baseado num modelo interno com taxa de amostragem e número de pólos reduzidos. Este controlador é apropriado para inversores trifásicos PWM com transformador de saída para aplicações em UPS de dupla conversão. Demonstra-se aqui que esta redução do número de pólos e da taxa de amostragem permite obter alguns benefícios, dentre eles: (i) melhora da resposta transitória; (ii) um incremento da margem de estabilidade do sistema em malha fechada; (iii) uma solução atrativa para microcontroladores e DSPs de aritmética de ponto fixo bem como uma redução do espaço em memória RAM necessário para armazenar o erro da tensão de saída; e (iv) uma solução muito simples para o problema da saturação do transformador isolador. Como resultados obtêm-se tensões de saída de alta qualidade enquanto que se garante um bom desempenho transitório para carga linear bem como não linear. Para confirmar as vantagens anteriormente descritas, resultados experimentais são apresentados sob as condições de teste da norma IEC62040-3, utilizando-se um inversor trifásico com modulação *space vector* de 10 kVA totalmente controlado por um DSP TMS320F241.

Palavras-Chave – Sistemas Ininterruptos de Energia, Controle Discreto com Diferentes Taxas de Amostragem, Princípio do Modelo Interno, Transformadores de Potência, Controle Digital.

A HIGH PERFORMANCE SYNCHRONOUS FRAME INTERNAL MODEL-BASED CONTROLLER FOR THREE-PHASE DOUBLE-CONVERSION UPS THAT COMPLIES WITH THE STANDARD IEC62040-3

Abstract – This paper proposes a down-sampled discrete-time internal model-based controller in synchronous reference frame with a reduced number of poles. This controller is suitable for three-phase PWM inverters with output transformer, for double conversion UPS applications. It is demonstrated that the use of a down-sampled rate, and less poles in the internal model, make possible to obtain some benefits, among them: (i) improvement of the transient response; (ii) increasing of the stability margin of the closed-loop system; (iii) a straightforward solution for fixed-point DSP and

microcontrollers implementation as well as a reduction of the required RAM memory space, and; (iv) and a simple solution for the saturation of the output transformer. As a result, it is possible to obtain output voltages with reduced total harmonic distortion (THD) while ensure good transient performance for both linear and non-linear loads. To confirm the advantages claimed for the proposed synchronous reference frame internal model-based controller and to demonstrate the steady state and transient performance under the test conditions of the standard IEC62040-3, experimental results from a 10kVA space vector modulated three-phase inverter, fully controlled by a DSP TMS320F241, are presented.

Keywords - Uninterruptible Power Systems, Multirate Systems, Discrete-time Control, Internal Model Principle, Power Transformers, Digital Control.

I. INTRODUÇÃO

A utilização de retificadores não controlados nas cargas críticas, como, por exemplo, computadores e equipamentos para medicina e de suporte à vida, requerem de fontes ininterruptas de energia (UPS) capazes de manter uma baixa distorção harmônica total (THD) nas tensões de saída, mesmo com correntes de carga altamente distorcidas [1]. Este tipo de carga distorce as tensões de saída da UPS devido às correntes não lineares desequilibradas drenadas por estas, as quais causam quedas de tensão através do filtro LC de saída. Isto se torna uma preocupação em UPS de média e alta potência, nas quais a frequência de comutação é baixa para limitar as perdas de comutação. Outros fatores também contribuem para a distorção das tensões de saída. Dentre eles estão as não linearidades do inversor PWM, as ondulações da tensão do barramento CC e as quedas de tensão nos semicondutores de potência. Além disso, as UPS sem transformador isolador são susceptíveis às interferências oriundas de transientes causados por uma variedade de dispositivos conectados à rede elétrica. Estas interferências, transferidas através da UPS à carga, reduzem a qualidade das tensões de saída. Assim, as UPS com transformador de saída provêem uma solução mais robusta e segura que as UPS sem transformador, dado que o transformador oferece uma isolamento galvânica à carga dos distúrbios indesejados que vêm da rede [2]. Em sistemas controlados por dispositivos digitais, a quantização dos conversores analógicos e dos moduladores por largura de pulso digital, bem como os arredondamentos resultantes da aritmética de ponto fixo podem gerar erros que dão como resultado uma componente de tensão contínua na tensão de saída da UPS. Esses erros,

Artigo submetido em 27 de setembro de 2005. Revisado em 19 de dezembro de 2005. Aceito por recomendação do Editor José Antenor Pomilio.

somados às características não ideais dos circuitos de medida e amplificados por uma escolha inapropriada do controlador, podem levar ao transformador isolador de saída à saturação, degradando o desempenho do sistema [12]-[14]. É importante salientar que, uma norma tal como a IEC62040-3 recomenda que a componente contínua da tensão de saída da UPS deve ser menor a 0,1% do seu valor eficaz nominal e especifica que o fator de distorção “D” das tensões de saída de uma UPS com forma de onda senoidal seja menor a 8%. Com o intuito de tratar os assuntos anteriormente mencionados diversas estruturas de controle discreto para UPS monofásicas e trifásicas foram propostas na literatura.

Com o já bem conhecido Controlador Repetitivo [4]-[6], fundamentado no Princípio do Modelo Interno [3], diversas abordagens com bom desempenho têm sido propostas para conseguir tensões de saída de boa qualidade em inversores PWM monofásicos e trifásicos. A referência [7] propõe uma estratégia de controle discreto utilizando um controlador repetitivo estendido à estrutura de um compensador PI em eixos estacionários $\alpha\beta$, para compensar distorções nas tensões devido a cargas não lineares desequilibradas. O desempenho de regime permanente é melhorado utilizando um filtro FIR passa baixa de ordem 30 logo após as medidas. Desta forma atenuam-se as componentes de alta frequência, de forma que o erro de tensão contenha somente as componentes de baixa frequência. Entretanto, a proposta antes descrita apresenta um problema de cancelamento de pólo e zero, isto é: o zero em $z = 1$ (no domínio discreto) da planta introduzido pelo transformador é cancelado com o pólo em $z = 1$ do controlador repetitivo, o que viola o princípio do modelo interno [3], como demonstrado em [14]. Esse problema, conseqüentemente leva o transformador, conectado na saída do inversor, à saturação. Em [8], o controlador repetitivo modificado somado a um compensador convencional OSAP (*One-sampling-ahead preview*) em eixos estacionários $\alpha\beta$, foi proposto para reduzir distorções nas tensões de saída da UPS quando conectado um retificador trifásico não controlado. Porém, nesse caso o transformador de saída não é considerado. Portanto, conectando-se um transformador na saída do inversor, ocorre inevitavelmente um cancelamento de pólo e zero devido à presença do controlador repetitivo na malha fechada. Em [9], o autor propõe um esquema de controle de duas camadas em eixos síncronos, com um regulador PI para garantir erro de regime permanente nulo na frequência fundamental e um controlador repetitivo com um filtro passa altas para compensar as harmônicas nas tensões de saída do inversor. Todavia, uma escolha inadequada da frequência de corte do filtro passa alta pode resultar em um cancelamento de pólo e zero amplificando a componente contínua residual oriunda da implementação digital, podendo levar à saturação o transformador conectado na saída do inversor.

Outras soluções, também baseadas no princípio do modelo interno, foram apresentadas em [10] e [11]. Em [10], um esquema de controle de três camadas é proposto. Ele consiste de um compensador proporcional em eixos estacionários $\alpha\beta$, um integrador em eixos síncronos para controlar a componente fundamental da tensão e um compensador seletivo para as harmônicas em eixos estacionários, baseado num filtro FIR passa banda com ganho unitário e fase nula

nas harmônicas selecionadas. A referência [11] propõe um controlador robusto para UPS trifásica, fundamentado na teoria da passividade. Esse controlador garante estabilidade assintótica com bom desempenho em regime permanente para carga não linear desequilibrada. Embora os controladores propostos em [10] e [11] possam ser soluções adequadas para reduzir as distorções nas tensões de saída e para operar com um transformador isolador, o esforço computacional para executar estes controladores se incrementa significativamente com o número de harmônicas a compensar. Além disso, dado que os coeficientes do controlador não são números inteiros, ele é sensível aos erros de quantização e arredondamento, e como resultado, compromete-se a rejeição das harmônicas selecionadas.

Em [15] foi proposto um controlador repetitivo com taxa de amostragem e número de pólos reduzidos em eixos síncronos, o qual somente compensa as harmônicas ímpares em eixos estacionários. Esse controlador permite obter tensões de saída da UPS com reduzida THD, e ainda permite solucionar de forma simples a saturação do transformador conectado na saída do inversor. Por outro lado, [16] propõe um controlador repetitivo discreto para harmônicas ímpares, para rejeitar tal tipo de distúrbios em eixos estacionários. Esse controlador repetitivo não possui o pólo em $z = 1$, portanto ele é adequado para operar com um transformador na saída do inversor. No entanto, deve ser incluído no gerador de sinais periódicos, um filtro FIR passa baixa de fase nula [6] para reduzir o ganho nas altas frequências, e conseqüentemente incrementar a robustez do sistema em malha fechada. Como resultado, esse filtro compromete o rastreamento da referência e a rejeição de distúrbios. Por outro lado, é importante enfatizar que, poucos trabalhos exploram o comportamento transitório das UPS. Além disso, poucos trabalhos exploram o comportamento transitório de controladores discretos que utilizam o princípio do modelo interno. Por conseguinte, com o intuito de obter tensões de saída com baixa THD e um bom comportamento dinâmico com degraus de carga linear e não linear este trabalho propõe um controlador discreto baseado num modelo interno em eixos síncronos com taxa de amostragem reduzida e número reduzido de pólos. Tal controlador opera junto com um compensador proporcional-derivativo (PD) preditivo, o qual tem a função de estabilizar o sistema em malha fechada. A principal característica do modelo interno proposto em eixos síncronos é que ele é uma solução direta para a saturação do transformador de saída. Além disto, o reduzido número de pólos desse modelo interno melhora o desempenho transitório para carga linear e não linear, bem como aumenta a margem de estabilidade do sistema em malha fechada. Demonstra-se, portanto, que o desempenho dinâmico da UPS trifásica com o controlador aqui proposto, pode ser melhorado, satisfazendo-se a rigorosa classificação 1 da norma IEC62040-3. Com o intuito de verificar as afirmações realizadas, realizou-se a implementação digital da estrutura do controlador discreto proposto em um DSP de 16 bits e aritmética de ponto fixo, obtendo-se os resultados experimentais em regime permanente e transitório com um protótipo de 10kVA.

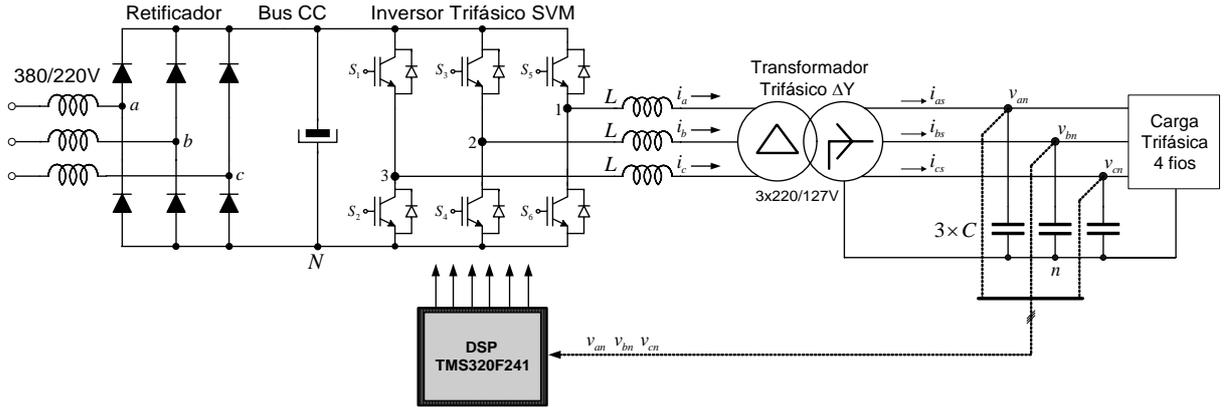


Fig. 1. Sistema digitalmente controlado. Inversor trifásico a três braços, transformador ΔY , filtro e carga.

II. DESCRIÇÃO DO SISTEMA

O circuito de potência de uma UPS de dupla conversão é mostrado na Fig 1. Dentre as configurações de inversor trifásico a apresentada aqui é uma forte candidata desde que (i) provê isolamento galvânica à carga; (ii) permite escolher a tensão de saída de acordo com as necessidades do usuário e (iii) fornece o condutor neutro através da conexão triângulo-estrela (ΔY). A tensão do barramento CC é praticamente constante e fornecida por um retificador a diodo trifásico não controlado durante o modo normal de operação da UPS. A conversão CC-CA é realizada por um inversor trifásico a três braços com IGBTs com modulação *space vector*. As harmônicas de alta frequência introduzidas pela modulação são atenuadas pelo filtro LC. É importante salientar, nessa configuração, que os indutores do filtro estão localizados no lado primário do transformador. Dessa forma não se introduzem distorções nas tensões de saída resultantes das tensões de seqüência zero, produzidas por correntes de carga desequilibradas, as quais circulam na conexão em triângulo do lado primário do transformador [14]. Dado que esse inversor não tem capacidade de controlar tensões de seqüência zero, é importante minimizar a impedância de seqüência zero para reduzir as distorções nas tensões de saída. Portanto, a topologia da Fig. 1 oferece um grau de liberdade para minimizar a impedância de seqüência zero.

III. MODELO DO INVERSOR, TRANSFORMADOR, FILTRO E CARGA.

A. Modelo em eixos estacionários

A partir do circuito da Fig. 1 é possível obter as equações dinâmicas do inversor, transformador, filtro e carga, aplicando as leis de Kirchhoff. Para simplificar a modelagem do sistema, consideram-se as indutâncias de dispersão do transformador concentradas no lado secundário do mesmo. Além disto, as resistências dos enrolamentos são desprezadas. Então, aplicando as leis de Kirchhoff das correntes e das tensões, as equações (1), (2) e (3) podem ser obtidas. Nestas equações, M é a indutância mútua e L é a indutância do filtro. L'_d e C' são respectivamente, a indutância de dispersão equivalente e a capacitância do filtro, ambas referidas ao lado primário. u_{12}, u_{23} e u_{31} , são as tensões PWM de linha produzidas pelo inversor. v'_{an}, v'_{bn} e v'_{cn} , são as tensões de saída entre fase e neutro; i'_{as}, i'_{bs} e i'_{cs} são as correntes do lado secundário do transformador, e i'_{oa}, i'_{ob} e i'_{oc} são as correntes de carga, todas referidas ao lado primário do transformador, e i_{ab}, i_{bc} e i_{ca} são as correntes de fase no lado primário do transformador.

$$\begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{23} \\ u_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2L + \frac{ML'_d}{M + L'_d} & -L & -L \\ -L & 2L + \frac{ML'_d}{M + L'_d} & -L \\ -L & -L & 2L + \frac{ML'_d}{M + L'_d} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} + \frac{M}{M + L'_d} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_{an} \\ v'_{bn} \\ v'_{cn} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{as} \\ i'_{bs} \\ i'_{cs} \end{bmatrix} = \frac{M}{M + L'_d} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} - \frac{1}{M + L'_d} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_{as} \\ v'_{bs} \\ v'_{cs} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{v}'_{an} \\ \dot{v}'_{bn} \\ \dot{v}'_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{C'} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{as} \\ i'_{bs} \\ i'_{cs} \end{bmatrix} + \frac{1}{C'} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{oa} \\ i'_{ob} \\ i'_{oc} \end{bmatrix} \quad (3)$$

B. Modelo de espaço de estado em eixos síncronos

Transformando as equações de (1) à (3) para eixos estacionários $\alpha\beta$ e depois para eixos síncronos, como em [21], e utilizando as transformações lineares dadas no apêndice, é possível obter o modelo de espaço de estado dado por: $\dot{\mathbf{x}}_{dq}(t) = \mathbf{A}_{dq}\mathbf{x}_{dq}(t) + \mathbf{B}_{dq}\mathbf{u}_{dq} + \mathbf{F}_{dq}\mathbf{w}_{dq}$, onde as matrizes \mathbf{A}_{dq} , \mathbf{B}_{dq} , e \mathbf{F}_{dq} , são dadas em (4). O vetor de estado foi escolhido como sendo: $\mathbf{x}_{dq}(t) = [i_{dp} \ i_{qp} \ i_{ds} \ i_{qs} \ v_d \ v_q]^T$, e os vetores de entrada e de distúrbio, como $\mathbf{u}_{dq}(t) = [u_d \ u_q]^T$ e $\mathbf{w}_{dq}(t) = [i_{od} \ i_{oq}]^T$, respectivamente. Nas matrizes dadas em (4), D define-se como: $D = 3LM + 3LL'_d + ML'_d$.

$$\mathbf{A}_{dq} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 & 0 & -M/D & 0 \\ \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & -M/D \\ 0 & 0 & 0 & -\omega & -(3L+M)/D & 0 \\ 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & -(3L+M)/D \\ 0 & 0 & 1/C & 0 & 0 & -\omega \\ 0 & 0 & 0 & 1/C & \omega & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{B}_{dq} = \begin{bmatrix} (M+L_d)/D & 0 \\ 0 & (M+L_d)/D \\ M/D & 0 \\ 0 & M/D \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{F}_{dq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -1/C & 0 \\ 0 & -1/C \end{bmatrix}$$

C. Modelo discreto em eixos síncronos

Para obter o modelo de espaço de estado discreto em eixos síncronos, necessário para realizar o projeto do controlador discreto, a equação de estados de tempo contínuo em eixos síncronos obtida acima, é solucionada ao longo de um período de amostragem T . Ainda, considerando-se o atraso de transporte devido à realização digital, como proposto em [21], o modelo discreto em questão resulta na seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{dq}(k+1)T \\ \mathbf{u}_{dq-d}(k+1)T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G} & \mathbf{H}_0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{dq}(kT) \\ \mathbf{u}_{dq-d}(kT) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \mathbf{u}_{dq}(kT) \quad (5)$$

Na equação (5), a variável de estado adicional $\mathbf{u}_{dq-d}(kT)$ representa a ação de controle aplicada no período de amostragem anterior que modela o atraso existente na implementação em tempo real. Note-se que para a obtenção da equação (5) as amostragens das variáveis de interesse bem como a atualização da ação de controle são realizadas como mostra o diagrama de tempos da Fig. 2. Por outro lado, as matrizes discretas \mathbf{G} , \mathbf{H}_0 e \mathbf{H}_1 , são dadas em (6) onde T_d representa o atraso de tempo relacionado a uma dada realização digital. Note que a matriz \mathbf{A}_{dq} é invertível permitindo assim calcular as matrizes \mathbf{H}_0 e \mathbf{H}_1 .

$$\mathbf{G} = e^{\mathbf{A}_{dq}T}, \quad \mathbf{H}_0 = e^{\mathbf{A}_{dq}(T-T_d)} \mathbf{A}_{dq}^{-1} (e^{\mathbf{A}_{dq}T_d} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_{dq}, \quad (6)$$

$$\mathbf{H}_1 = \mathbf{A}_{dq}^{-1} [e^{\mathbf{A}_{dq}(T-T_d)} - \mathbf{I}] \mathbf{B}_{dq}$$

Com este esquema de amostragem, é possível usar uma frequência de comutação baixa para limitar as perdas, enquanto que se preserva uma frequência de amostragem

aceitável. Além disso, dado que a amostragem é realizada nos vetores nulos, as harmônicas de baixa frequência sobre as variáveis amostradas se reduzem significativamente se comparadas com as que resultam da técnica convencional de só uma amostra por período de amostragem [20].

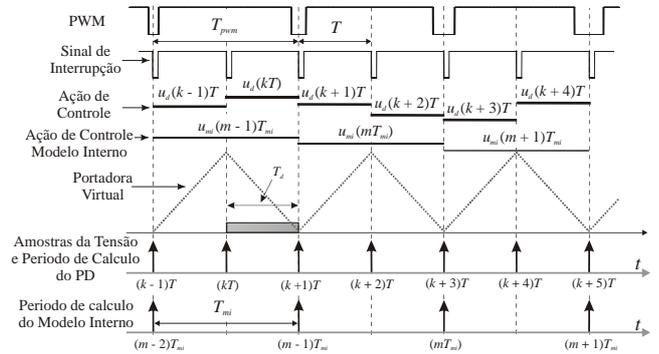


Fig. 2. Diagrama de tempos no DSP. T_{pwm} : Período de comutação, T : Período de amostragem, T_d : Tempo de cálculo da lei de controle. T_{mi} : Período de cálculo do modelo interno. $T_{mi} = 2T$ e $T_d = T$.

Visto que o controlador discreto que aqui se propõe é modelado utilizando-se a abordagem de entrada-saída, é útil obter a descrição de entrada-saída da planta, a qual pode ser derivada da (5) aplicando a transformada Z. Dado que a planta discreta representada por (5) é um sistema MIMO, obtém-se, portanto, a matriz função de transferência amostrada do sistema, isto é:

$$\mathbf{G}_p(z) = \mathbf{C}_{dq}(z\mathbf{I} - \mathbf{G}_{dq})^{-1} \mathbf{H}_{dq} + \mathbf{D}_{dq} \quad (7)$$

onde,

$$\mathbf{G}_{dq} = \begin{bmatrix} \mathbf{G} & \mathbf{H}_0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{H}_{dq} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}; \quad (8)$$

$$\mathbf{C}_{dq} = [\mathbf{0}_{2 \times 4} \quad \mathbf{I}_{2 \times 2} \quad \mathbf{0}_{2 \times 2}]; \quad \mathbf{D}_{dq} = [\mathbf{0}_{2 \times 2}]$$

Neste caso, a matriz função de transferência amostrada resultante pode ser escrita como mostrada abaixo:

$$\mathbf{G}_p(z) = \begin{bmatrix} g_1(z) & g_2(z) \\ -g_2(z) & g_1(z) \end{bmatrix} \quad (9)$$

onde, as funções de transferência amostradas $g_1(z)$ e $g_2(z)$ são dadas pelas seguintes funções racionais próprias:

$$g_1(z) = \frac{b_0 z^4 + b_1 z^3 + b_2 z^2 + b_3 z + b_4}{z^5 - a_1 z^4 + a_2 z^3 - a_3 z^2 + a_4 z} \quad (10)$$

$$g_2(z) = \frac{-c_0 z^4 - c_1 z^3 - c_2 z^2 + c_3 z + c_4}{z^5 - a_1 z^4 + a_2 z^3 - a_3 z^2 + a_4 z}$$

Note-se que a equação (9) mostra que o sistema apresenta um acoplamento dado pelas funções de transferência $g_2(z)$ e $-g_2(z)$. Com o intuito de simplificar o projeto do controlador, é útil trabalhar com um sistema SISO. Portanto, demonstra-se aqui que a influência dos termos da diagonal secundária da matriz função de transferência (9) pode ser desprezada, o que indica que o sistema é fracamente acoplado. Observa-se na Fig. 3 que ao longo de uma ampla faixa de frequência a função de transferência $g_2(z)$ atenua de forma significativa a saída v_q . Por conseguinte, o sistema em questão pode ser abordado como um problema de controle SISO sem afetar significativamente o desempenho em malha fechada. Assim sendo, a função de transferência da planta resulta $G_p(z) = g_1(z)$, tanto para o eixo "d" como para o eixo "q". Os

coeficientes reais das funções de transferência em (10) são dados no Apêndice.

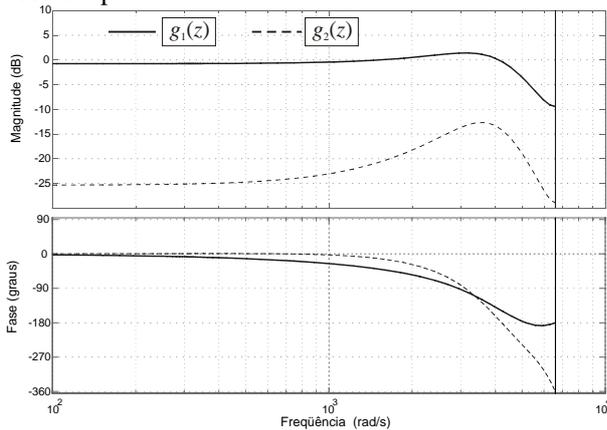


Fig. 3. Respostas em frequência de $g_1(z)$ e $g_2(z)$. $T = 198,41\mu s$.

Com o propósito de determinar um controlador de tensão discreto apropriado para a planta descrita por $g_1(z)$ sobre os fundamentos do princípio do modelo interno, é importante mostrar o impacto que têm os zeros da planta na escolha da estrutura do controlador. A Fig. 4 mostra os zeros de $g_1(z)$ em eixos síncronos. Observa-se que a planta apresenta um par de zeros na frequência da componente fundamental, neste caso 60Hz, associados com o transformador isolador. Esses zeros indicam que o transformador não transfere a componente contínua para a saída. Isso significa que uma inadequada seleção do controlador discreto pode produzir um cancelamento de pólo e zero, fazendo com que qualquer componente contínua residual resultante da implementação seja amplificada e por sua vez possa levar o transformador à saturação, como demonstrado em [14]. Para evitar tal problema um novo controlador de tensão discreto em eixos síncronos, com base no princípio do modelo interno, e adequado para o sistema da Fig. 1, é proposto na próxima seção.

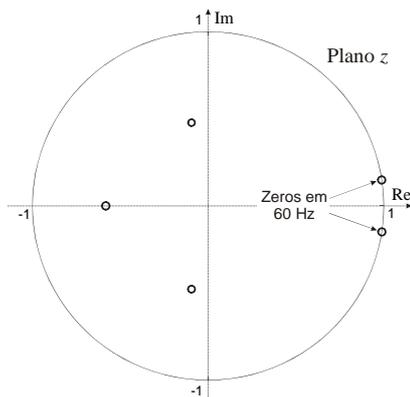


Fig. 4. Mapa de zeros da função transferência da planta $g_1(z)$. $T = 198,41\mu s$.

IV. CONTROLADOR DISCRETO DE TENSÃO PROPOSTO BASEADO NUM MODELO INTERNO EM EIXOS SÍNCRONOS

Esta seção desenvolve o controlador de tensão discreto proposto em eixos síncronos que utiliza o princípio do modelo interno. Considere-se o problema de projeto de um controlador para o sistema SISO linear e invariante no tempo

(LIT) mostrado na Fig. 5, no qual a função de transferência estritamente própria da planta é dada por $g_1(z)$. O problema é projetar um controlador com uma função de transferência própria $g_c(z)$, de forma que o sistema realimentado resulte assintoticamente estável e atenda as especificações de erro de rastreamento nulo mesmo com sinais de distúrbio presentes na saída da planta.

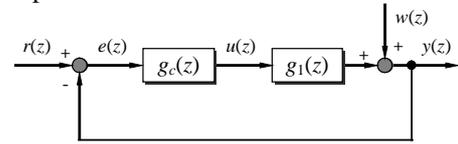


Fig. 5. Sistema discreto realimentado SISO LIT.

O procedimento de projeto desenvolvido sob a teoria do princípio do modelo interno para sistemas discretos apresentado em [14] pode ser resumido em dois passos: (i) introdução de um modelo dos sinais de distúrbio e da referência, $1/\phi(z)$, dentro da malha fechada, onde $\phi(z)$ é o denominador mínimo comum dos pólos instáveis de $r(z)$ e $w(z)$, e (ii) estabilização do sistema realimentado utilizando um compensador convencional. É importante salientar que nenhuma raiz do modelo interno $\phi(z)$ deve ser um zero da função de transferência da planta para conseguir o exato cancelamento dos modos instáveis da referência e dos distúrbios.

A. Modelo Interno Proposto

Com o propósito de definir um modelo interno adequado para a planta $g_1(z)$ apresentam-se a seguir cinco candidatos a modelos internos.

A Fig. 6 mostra o mapa de pólos do modelo interno discreto frequentemente usado em controladores repetitivos convencionais [5].

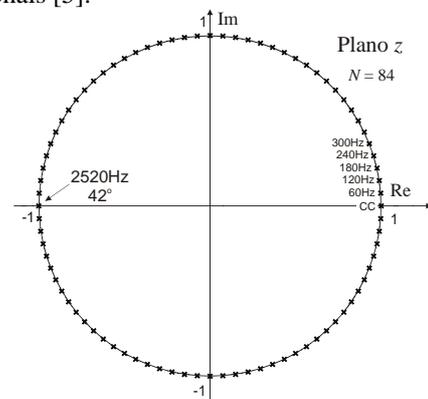


Fig. 6. Mapa de pólos. Modelo interno do controlador repetitivo

$$\text{convencional [5]. } T = 198,41\mu s. \quad \frac{1}{\phi(z)} = \frac{1}{z^N - 1}.$$

Quando esse modelo interno é implementado em coordenadas estacionárias, o pólo em $z = 1$ é cancelado com o zero da planta na mesma posição. Por outro lado, se esse modelo interno for implementado em coordenadas síncronas o cancelamento de pólo e zero ocorre na frequência de 60Hz. Desta forma, esse modelo interno é inapropriado para tal aplicação como se demonstra no resultado experimental da Fig. 10.

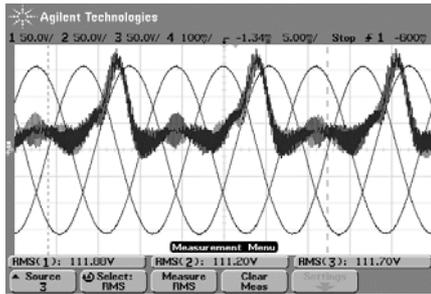


Fig. 10. Resultado experimental. Tensões de saída de fase, v_{am} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de linha i_a no primário do transformador. Escala de tensão: 50 V/div. Escala de corrente: 10 A/div. $N = 84$.
 $T = 198,41\mu s$. $\phi(z)$ está na Fig. 6.

É possível observar que as tensões de saída de fase têm os níveis desejados com uma THD reduzida; entretanto, as correntes no lado primário do transformador possuem um valor CC significativo, o qual aumenta constantemente, até que o inversor PWM é desligado como resultado dos valores elevados das correntes.

A Fig. 7 apresenta um modelo interno discreto com pólos nas freqüências ímpares múltiplos de 60Hz enquanto que a Fig. 8 apresenta um modelo interno com pólos nas freqüências pares múltiplos de 60Hz. Esses modelos internos têm sido utilizados em controladores para UPS trifásicas [15], bem como em um controlador repetitivo de harmônicas ímpares [16] para aplicações monofásicas [17], [18]. Quando o modelo interno da Fig. 8 é implementado em coordenadas síncronas, não existe cancelamento de pólo e zero com a planta. De forma similar, o cancelamento de pólo e zero não é uma preocupação para o modelo interno da Fig. 7 em eixos estacionários. Por outro lado, quando o inversor opera em freqüências de comutação baixas, é conveniente manter a freqüência de amostragem tão elevada quanto possível, para melhorar o desempenho de malha fechada. Habitualmente, $T_{pwm} = 2T$. Nesse caso, os ganhos elevados dos pólos do modelo interno, próximos à freqüência de Nyquist, podem levar o sistema à instabilidade. Com o intuito de superar esta limitação, pode-se incluir no modelo interno um filtro FIR passa baixa de fase nula [6], para melhorar a robustez nas altas freqüências. Entretanto, esse filtro aumenta o erro de rastreamento e compromete a rejeição de distúrbios.

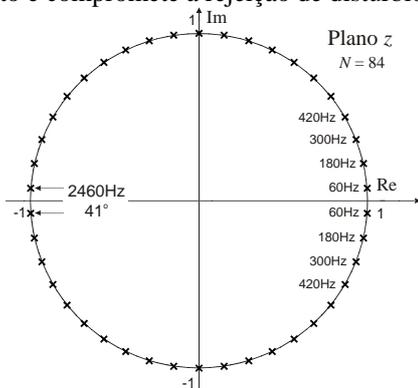


Fig. 7. Mapa de pólos. Modelo interno com pólos múltiplos ímpares de 60 Hz. $T = 198,41\mu s$. $\frac{1}{\phi(z)} = \frac{1}{z^{N/2} + 1}$.

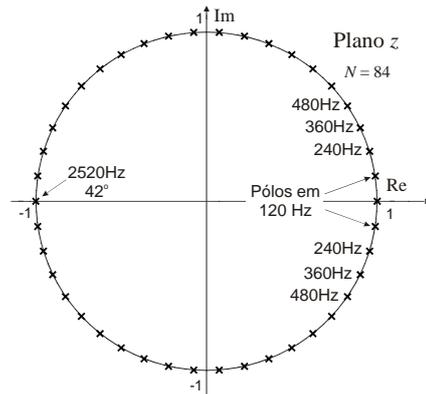


Fig. 8. Mapa de pólos. Modelo interno com pólos múltiplos pares de 60 Hz. $T = 198,41\mu s$. $\frac{1}{\phi_{dq}(z)} = \frac{1}{z^{N/2} - 1}$.

Por outro lado, a Fig. 9 apresenta um modelo interno com reduzido número de pólos. Nesse caso, o modelo interno foi escolhido para compensar a fundamental e as suas harmônicas da 2° até a 7°. Note-se que é possível, se desejado, incluir mais pólos neste modelo interno. Observa-se que tal modelo interno resulta adequado para o sistema da Fig. 1, dado que ele não cancela os zeros de $g_1(z)$. Contudo, os pólos desse modelo interno são sensíveis aos erros de arredondamento dos coeficientes do polinômio $\phi(z)$, o que é uma preocupação numa implementação com aritmética de ponto fixo.

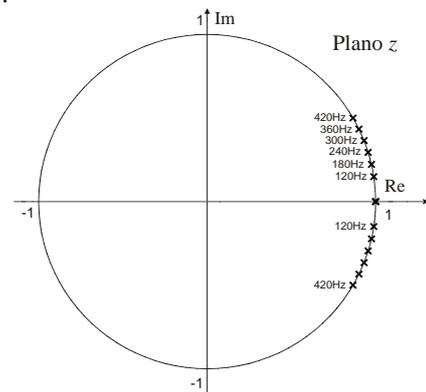


Fig. 9. Mapa de pólos. Modelo interno com reduzido número de pólos. $T = 198,41\mu s$.

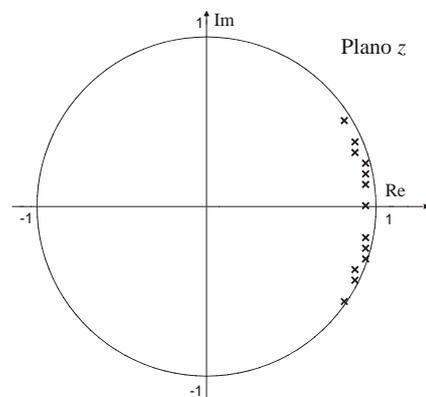


Fig. 11. Modelo interno com número reduzido de pólos e erro de arredondamento nos coeficientes do polinômio $\phi(z)$.
 $T = 198,41\mu s$.

Como resultado, a localização dos pólos do modelo interno pode ser modificada significativamente, como ilustra a Fig. 11.

Com base nos diferentes modelos internos apresentados anteriormente, e tendo considerado os mesmos inadequados para o sistema da Fig. 1, propõe-se aqui um modelo interno discreto apropriado à planta $g_1(z)$. O mapa de pólos do modelo interno proposto em eixos síncronos é mostrado na Fig. 12.

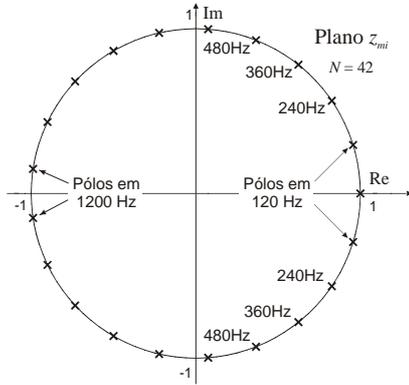


Fig. 12. Mapa de pólos do modelo interno discreto proposto em eixos síncronos. $T_1 = 60\text{Hz}$, $T = 198,41\mu\text{s}$. $T_{mi} = 2T$.

$$\frac{1}{\phi_{dq}(z_{mi})} = \frac{1}{z_{mi}^{N/2} - 1}, \quad N = T_1/2T.$$

Esse modelo interno possui a metade dos pólos do modelo interno mostrado na Fig. 8, e nenhum pólo de $\phi_{dq}(z_{mi})$ é um zero da planta. Ainda, o controlador com base no modelo interno que está se propondo é calculado com uma taxa de amostragem reduzida. Como resultado, a frequência de Nyquist desse controlador é menor que o primeiro grupo de harmônicas geradas pela operação de comutação do inversor PWM, isto é, não existem pólos do modelo interno na região de incertezas do modelo da planta. É importante salientar que este modelo interno proposto resulta em um controlador com esforço computacional reduzido e não apresenta erro de arredondamento em uma implementação de ponto fixo, dado que os coeficientes do polinômio são números inteiros. Esse modelo interno proposto permite compensar em eixos síncronos a componente contínua e as harmônicas pares múltiplas da fundamental, a partir da 2° até a 20°, ou seja, a componente fundamental e as harmônicas ímpares múltiplas da fundamental até a 21°, em eixos estacionários. Em função do anteriormente exposto, propõe-se aqui uma estrutura de controle discreto com uma malha de atuação rápida (com período de amostragem T), para manter uma taxa de

amostragem das variáveis satisfatória, e uma malha mais lenta, do controlador baseado no modelo interno proposto, com uma taxa de amostragem menor T_{mi} . A estrutura de controle resultante apresenta-se na Fig. 13.

A seguir, e de acordo com o procedimento de projeto apresentado no início desta seção, o controlador com base no modelo interno proposto, o qual opera com um período de amostragem $T_{mi} = 2T$, pode ser incluído na malha fechada. Para completar o projeto desse controlador, deve-se escolher o numerador $N_{mi}(z_{mi})$ da função de transferência $G_{mi}(z_{mi})$, mostrado na Fig. 13. Para não comprometer a simplicidade do controlador que está sendo considerado, o numerador pode ser escrito na seguinte forma: $N_{mi}(z_{mi}) = k_{mi} z_{mi}^d$. Desta forma, a função de transferência amostrada desse controlador, pode ser escrita como mostrada abaixo:

$$G_{mi}(z_{mi}) = \frac{N_{mi}(z_{mi})}{\phi_{dq}(z_{mi})}, \quad \text{onde: } \phi_{dq}(z_{mi}) = z_{mi}^{N/2} - 1 \quad (11)$$

Nesta função de transferência, o ganho do controlador k_{mi} determina o tempo de convergência do erro de tensão para zero, e o parâmetro “ d ” é o avanço de tempo discreto utilizado para compensar a fase do sistema em malha fechada nas altas frequências [19]. Esses parâmetros devem ser escolhidos para garantir a estabilidade assintótica e o desempenho desejado do sistema em malha fechada.

O próximo passo é realizar o projeto do compensador $G_c(z)$, o qual estabiliza o sistema em malha fechada com a planta $g_1(z)$. Para o propósito, escolheu-se um compensador PD preditivo, cuja função de transferência própria $G_c(z)$ é dada na equação abaixo:

$$G_c(z) = k_1 z^{-1} + k_2 z^{-2} \quad (12)$$

Esse compensador foi selecionado principalmente por ter uma estrutura simples, o qual requer somente a medida das tensões de fase de saída da UPS. Além disso, ele provê uma significativa margem de ganho e de fase ao sistema em malha fechada. Os ganhos k_1 e k_2 são determinados pela alocação dos pólos dominantes do sistema em malha fechada [19]. É importante salientar, neste projeto, que a conexão série de $G_c(z)$ com $G_p(z)$ está completamente caracterizada pela função de transferência própria $G_c(z)G_p(z)$, devido a que não existe cancelamento de pólo e zero entre $G_c(z)$ e $G_p(z)$, como estabelecido em [14].

B. Análise de Estabilidade

Visto que o sistema em malha fechada opera com duas taxas de amostragem diferentes, a análise de estabilidade pode ser realizada em duas etapas. Etapa 1: A estabilidade

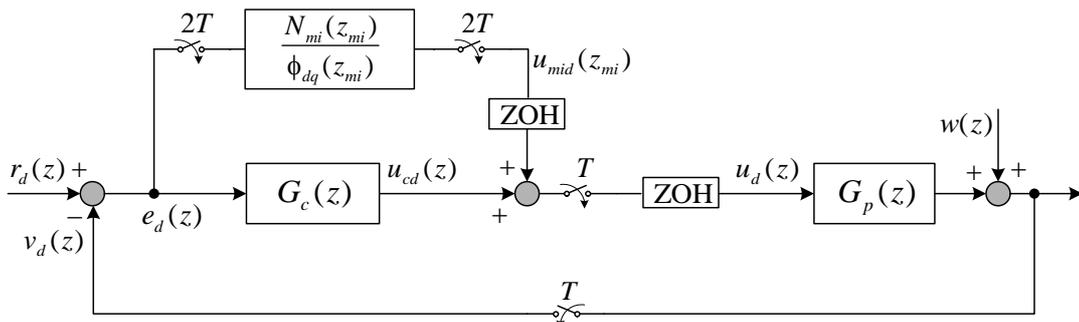


Fig. 13. Estrutura de controle discreto proposta em eixos síncronos com duas taxas de amostragem. $z = e^{Ts}$ e $z_{mi} = e^{T_{mi}s}$.

em malha fechada da conexão série da planta com o compensador PD deve ser garantida. Esse laço de controle opera com um período de amostragem T , o que resulta na estrutura de controle mostrada na figura abaixo:

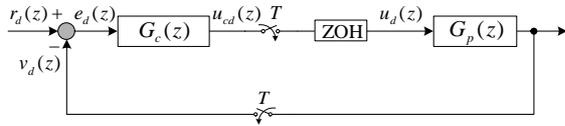


Fig. 14. Conexão série do PD preditivo e a planta.

Para demonstrar que o sistema da Fig. 14 resulta estável, traçou-se o gráfico de Nyquist da função de transferência de malha aberta $G_c(z)G_p(z)$, apresentado na Fig. 16. Observa-se, que o sistema tem uma significativa margem de ganho, neste caso de 16 dB, e uma margem de fase infinita. Portanto, o sistema em malha fechada em questão é assintoticamente estável.

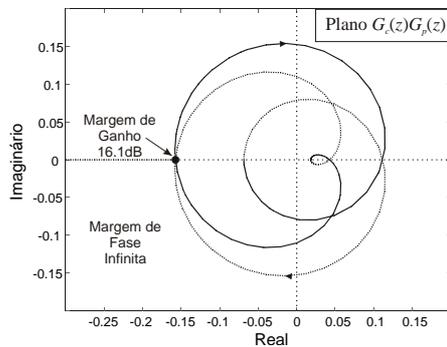


Fig. 16. Gráfico de Nyquist de $G_c(z)G_p(z)$. $k_1=0,12$ $k_2=-0,1$.
 $T = 198,41\mu s$.

Etapa 2: A estabilidade de todo o sistema discreto em malha fechada, incluindo o controlador baseado no modelo interno proposto, deve ser garantida. Para estender o critério de estabilidade utilizado no passo anterior para o sistema de controle com diferentes taxas de amostragem da Fig. 13, este último se transforma num sistema equivalente com uma única taxa de amostragem T_{mi} . Assim, o sistema amostrado equivalente torna-se a estrutura da Fig. 17. Para esse sistema, a função de transferência amostrada da planta equivalente em uma taxa de amostragem menor, $G_{MF}(z_{mi})$ equação (13), pode ser obtida a partir da representação de espaço de estados da planta mais o PD com uma taxa de amostragem menor, como se descreve no Apêndice.

$$G_{MF}(z_{mi}) = \frac{n_0 z_{mi}^6 - n_1 z_{mi}^5 - n_2 z_{mi}^4 + n_3 z_{mi}^3 - n_4 z_{mi}^2 + n_5 z_{mi}}{z_{mi}^7 - d_1 z_{mi}^6 - d_2 z_{mi}^5 + d_3 z_{mi}^4 + d_4 z_{mi}^3 - d_5 z_{mi}^2 + d_6 z_{mi} - d_7} \quad (13)$$

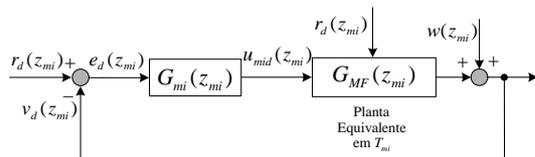


Fig. 17. Sistema em malha fechada equivalente com uma única taxa de amostragem T_{mi} .

Observando-se o sistema da Fig. 17, a estabilidade da conexão série de $G_{mi}(z_{mi})$ com $G_{MF}(z_{mi})$ pode-se verificar utilizando o critério de Nyquist da função de transferência de malha aberta $G_{im}(z_{im})G_{MF}(z_{im})$. A Fig. 18 mostra o gráfico

de Nyquist para $N = 42$, $k_{mi} = 1$ e $d = 1$. Observa-se que o sistema equivalente em questão, com o controlador baseado no modelo interno proposto resulta estável, com uma significativa margem de ganho e de fase.

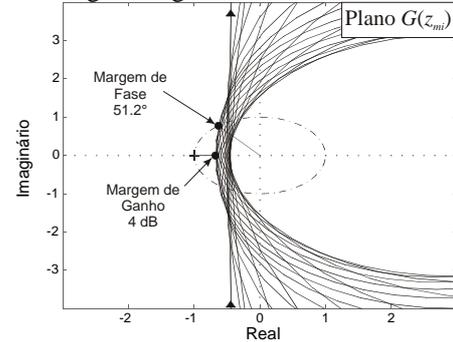


Fig. 18. Gráfico de Nyquist de $G(z_{mi}) = G_{mi}(z_{mi})G_{MF}(z_{mi})$.
 $N = 42$, $k_{mi} = 1$, $d = 1$, $T_{mi} = 396,82 \mu s$.

Para demonstrar o benefício de implementar um controlador discreto com base no modelo interno proposto com uma taxa de amostragem menor do que a taxa de amostragem da planta, na Fig. 19 traçou-se o gráfico de Nyquist do sistema da Fig. 13, operando com uma única taxa de amostragem, nesse caso, $T = T_{mi}$.

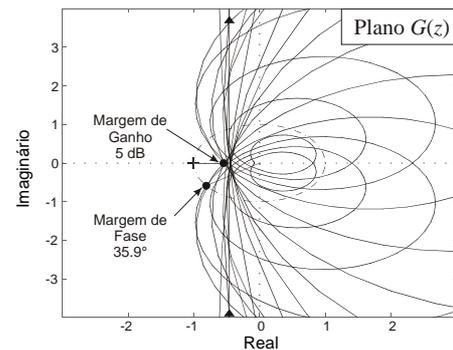


Fig. 19. Gráfico de Nyquist de $G(z) = G_{mi}(z)G_p(z)/(1+G_p(z)G_c(z))$.
 $N = 42$, $k_{mi} = 1$, $d = 1$, $T = T_{mi} = 396,82 \mu s$.

Repare-se que a margem de ganho mantém-se praticamente constante se comparada com a margem de ganho da Fig. 18; por outro lado, a margem de fase decresce significativamente quando o sistema opera com uma única taxa de amostragem. Portanto, a margem de estabilidade resulta maior para o sistema com duas taxas de amostragem, o que salienta os méritos do controlador proposto.

Com relação à implementação digital, aplicando-se a transformada Z inversa às equações (11) e (12) obtém-se as respectivas equações diferença recursivas do controlador discreto proposto, com base no modelo interno, e do PD preditivo, dadas a seguir:

$$\mathbf{u}_{mid}(mT_{mi}) = k_{mi} \mathbf{e}_d[mT_{mi} - (\frac{N}{2}) + d] + \mathbf{u}_{mid}[mT_{mi} - (\frac{N}{2})] \quad (14)$$

$$\mathbf{u}_{cd}(kT) = k_1 \mathbf{e}_d(k-1) + k_2 \mathbf{e}_d(k-2) \quad (15)$$

Da Fig. 13 observa-se que a lei de controle resultante aplicada à planta é dada por:

$$\mathbf{u}_d(kT) = \mathbf{u}_{cd}(kT) + \mathbf{u}_{mid}(mT_{mi}) \quad (16)$$

Note-se que as equações (14), (15) e (16) estão escritas, nesse caso, para o eixo “d”, no entanto, as mesmas equações podem ser escritas para o eixo “q”. É importante salientar que o ganho k_{mi} deve ser selecionado de forma a garantir a convergência rápida do erro de tensão à zero, mantendo a estabilidade do sistema em malha fechada. Os valores de k_{mi} e do parâmetro d são dados na Tabela II.

V. CARACTERÍSTICAS DINÂMICAS E DE REGIME PERMANENTE DAS TENSÕES DE SAÍDA DA UPS

Com o intuito de verificar o desempenho em regime permanente e dinâmico das tensões de saída da UPS com o controlador aqui proposto, os ensaios experimentais foram realizados sobre o enfoque da norma internacional IEC62040-3 [1]. Esta norma estabelece que as características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS não devem exceder os limites definidos nas figuras 1, 2 ou 3 (seção 5.3.1 de [1]) da mesma. As condições para efetuar os ensaios em regime permanente e transitório da UPS são descritas nas seções 6.3.4 e 6.3.7 dessa norma. Os ensaios, apresentados a seguir, são realizados no modo normal de operação da UPS.

A. Degraus de carga não linear

O ensaio com carga não linear é realizado segundo estabelecido na seção 6.3.8.5 de [1], para potências maiores a 4kVA e até 100kVA, utilizando o circuito da Fig. 20. Esse circuito deve estar completamente desenergizado antes de ser conectado, de forma que a tensão do capacitor C_c parta de zero quando aplicado na saída da UPS. Dessa forma, aplica-se primeiro uma carga não linear de 33% da potência aparente nominal de saída da UPS. Logo após, em regime permanente e no valor de pico da forma de onda da tensão de saída, se aplicam outros 33% de carga não linear, enquanto se monitora a tensão sobre o capacitor C_c da carga. Finalmente, se aplicam, também no pico da tensão de saída, os 33% restantes da carga não linear, repetindo as medidas de tensão sobre o capacitor da carga. O processo inverso se realiza para medir os desvios transitórios na retirada da carga: desconecta-se 33% da carga e efetuam-se as medidas dos desvios de tensão sobre o capacitor, logo são retirados outros 33% medindo-se novamente os desvios transitórios. Os desvios transitórios da tensão CC da carga devem permanecer dentro das curvas de classificação de desempenho dinâmico desta norma.

B. Degraus de carga linear

O ensaio com carga linear, descrito na seção 6.3.7.1 de [1], diz que o total da potência ativa nominal de saída da UPS deve ser aplicado em duas etapas: uma etapa igual a 20% e a outra, com os 80% restantes, como mostra a Fig. 21. De forma similar, a retirada de carga deve ser realizada reduzindo-a a 20% da potência ativa nominal, e finalmente a zero. Em ambos os casos, no instante de aplicação dos degraus, no valor de pico da tensão de saída, as formas de onda destas tensões devem ser observadas e armazenadas para poder calcular o desvio dinâmico a partir do valor eficaz nominal. Esse desvio do valor eficaz nominal da tensão de saída deve ser calculado sobre a metade do

período da fundamental da tensão de saída, como se descreve na equação (17).

$$v_{an_rms}(t) = \sqrt{\frac{1}{T_1/2} \int_{t-\frac{T_1}{2}}^t v_{an}^2(t) dt} \quad (17)$$

Os valores calculados de tais desvios dinâmicos devem estar dentro dos limites estabelecidos pela norma.

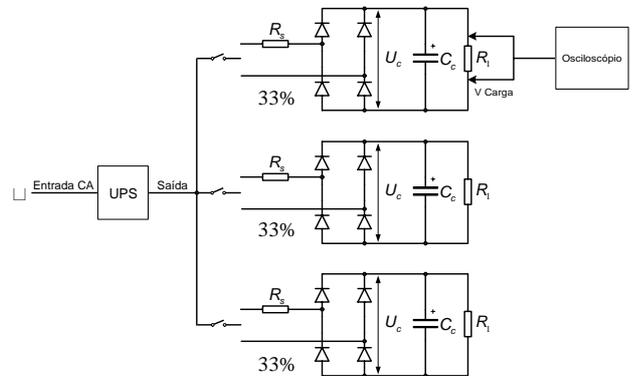


Fig. 20. Circuito de ensaio para degraus de carga não linear.

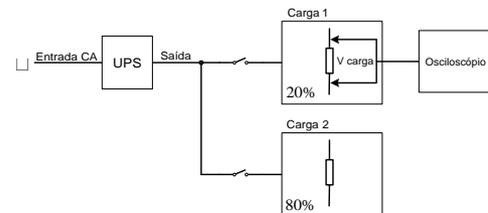


Fig. 21. Circuito de ensaio para degraus de carga linear.

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O circuito da Fig. 1 foi testado experimentalmente para verificar o desempenho do controlador de tensão discreto baseado no modelo interno em eixos síncronos proposto neste artigo. Para a implementação digital do controlador, bem como da modulação *space vector*, utilizou-se um DSP TMS320F241. Os testes de carga em regime permanente foram realizados utilizando resistências, como carga linear, e retificadores não controlados monofásicos e trifásicos, como carga não linear. Os componentes passivos da carga não linear foram projetados de acordo com a norma IEC62040-3, para a potência da UPS, neste caso de 10kVA. Os valores desses componentes, os quais permitem obter um fator de crista da corrente, próximo a 3, são os seguintes: $R_s = 0,5\Omega$, $R_l = 30\Omega$ e $C_c = 4700\mu F$. Os parâmetros restantes do circuito da Fig. 1 são dados na Tabela I e os parâmetros do controlador na Tabela II.

TABELA I

Parâmetros do Circuito da Fig. 1

Frequência de comutação ($1/T_{pwm}$)	2,52 kHz
Frequência de amostragem das tensões ($1/T$)	5,04 kHz
Frequência de amostragem do modelo interno ($1/T_{mi}$)	2,52 kHz
Frequência da componente fundamental da tensão (f_1)	60 Hz
Indutância mútua (M)	200 mH
Indutância de dispersão (L_d)	65 μ H
Indutância do filtro de saída (L)	500 μ H
Capacitância do filtro de saída (C)	120 μ F
Relação de transformação	1,732
Tensões nominais de saída (V)	3x220/127
Potência nominal do inversor trifásico	10 kVA

TABELA II

Parâmetros do Controlador

Número de pólos do modelo interno proposto	21
Ganho do controlador com base no modelo interno proposto (k_{mi})	0.5
Avanço de tempo discreto (d)	1
Ganhos do controlador PD preditivo	$k_1 = 0,12$ $k_2 = -0,10$

A. Desempenho em regime permanente

Com o propósito de verificar o controlador discreto de tensão proposto, a Fig. 22 apresenta as formas de onda experimentais das tensões de fase de saída e a corrente de entrada do lado primário do transformador. Observa-se que a corrente aparece sem componente contínua, como esperado. Isto demonstra que o modelo interno em eixos síncronos com número de pólos reduzidos proposto, não produz cancelamento de pólos e zeros. Como resultado, a componente contínua residual, oriunda da implementação digital, não é amplificada pelo controlador, e, conseqüentemente, o transformador não satura.

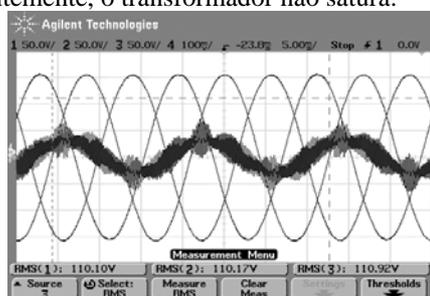


Fig. 22. Resultado experimental. Tensões de fase de saída v_{ua} , v_{ub} e v_{uc} , e corrente de linha i_a no primário do transformador. Escala de tensão: 50V/div. Escala de corrente: 10A/div. $N = 42$.

O desempenho em regime permanente do controlador proposto foi verificado em primeiro lugar com carga linear puramente resistiva. Neste caso a carga nominal de uma fase foi conectada entre uma fase e o neutro, caracterizando-se dessa forma a operação da UPS com 100% de desequilíbrio de carga linear. Na Fig. 23, observa-se que as tensões de fase de saída da UPS apresentam reduzida THD e ainda um baixo fator de desequilíbrio de 0,6%.

Por outro lado, as figuras 24 e 26 mostram as tensões de fase e a corrente de carga na fase a , drenada por retificadores não controlados monofásicos e trifásicos, quando a UPS opera em malha aberta. No caso do retificador monofásico, Fig. 24, a UPS opera numa condição de forte desequilíbrio de carga.

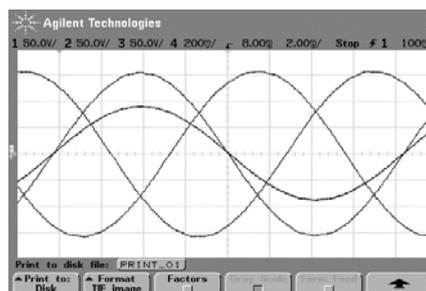


Fig. 23. Resultado Experimental. **Com o controlador proposto.** Carga não linear desequilibrada. Tensões v_{ua} , v_{ub} e v_{uc} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 20 A/div. **THD = 0,7 %.** **Fator de Desequilíbrio = 0,6%.**

Vê-se nesses casos que a THD das tensões de saída é elevada, e entorno de 9% a 10%. Já nas figuras 25 e 27, apresentam-se os resultados com as mesmas cargas não lineares, mas com a UPS operando com o controlador proposto. É possível observar a alta qualidade das tensões de saída obtidas. Além disso, na Fig. 25, lembra-se que o retificador monofásico não controlado é conectado entre uma fase e neutro, o que representa o pior caso de carga não linear nominal desequilibrada. Observa-se nesse resultado experimental que a distorção harmônica total das tensões de saída é muito baixa, em torno de 1%, mesmo com essa severa condição de operação. E ainda, com o controlador proposto, o fator de desequilíbrio é reduzido, apresentando-se abaixo de 1%.

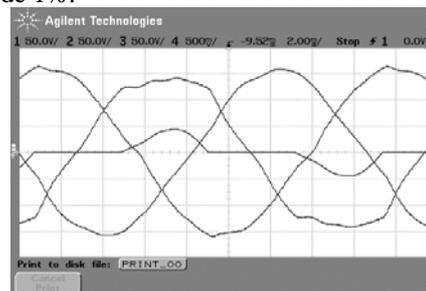


Fig. 24. Resultado Experimental. **Malha aberta.** Retificador monofásico não controlado. Tensões v_{ua} , v_{ub} e v_{uc} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div. **THD = 8,6 %.** **Fator de desequilíbrio = 8,7%.**

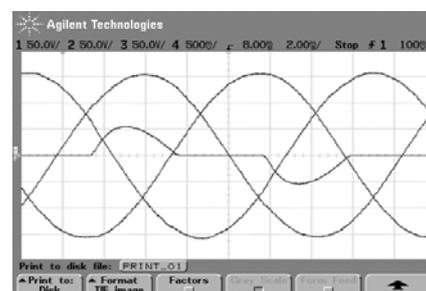


Fig. 25. Resultado Experimental. **Com o controlador Proposto.** Retificador monofásico não controlado. Tensões v_{ua} , v_{ub} e v_{uc} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div. **THD = 1,18 %.** **Fator de desequilíbrio = 0,96%.**

Assim, no que diz respeito ao desempenho em regime permanente, a THD apresentada pelas tensões de saída da UPS, nos resultados experimentais das figuras 23, 25 e 27, está bem abaixo do limite que estabelece a IEC62040-3.

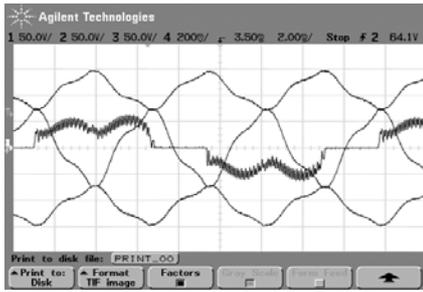


Fig. 26. Resultado Experimental. **Malha aberta.** Retificador trifásico não controlado. Tensões v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 20 A/div. **THD = 9 %.**

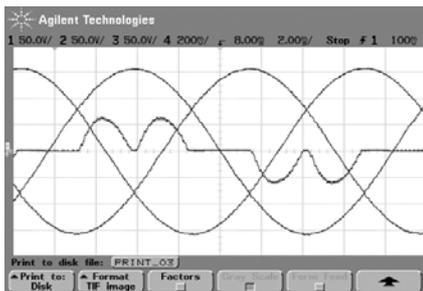


Fig. 27. Resultado Experimental. **Com o controlador Proposto** Retificador trifásico não controlado. Tensões v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 20 A/div. **THD = 0,75 %.**

Além do mais, os níveis das harmônicas individuais pares e ímpares não excedem os limites dessa norma, como mostra a Fig. 28 para a pior condição de operação da UPS, isto é, com carga não linear desequilibrada.

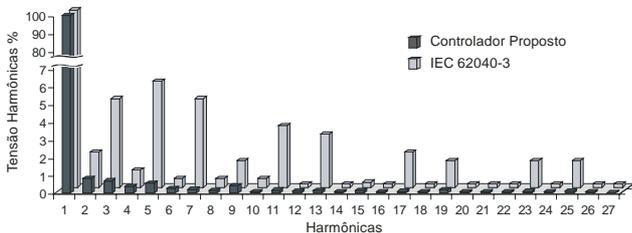


Fig. 28. Níveis das harmônicas individuais das tensões de saída da UPS com o controlador proposto versus norma IEC62040-3.

B. Desempenho em regime transitório

Para verificar o desempenho em regime transitório das tensões de saída da UPS, os ensaios descritos na seção 5 foram realizados, obtendo-se assim os desvios das tensões a partir dos limites de subtensão e de sobretensão definidos nas figuras 1, 2 ou 3 da norma. A Fig. 29 mostra o desvio dinâmico da tensão CC no capacitor da carga não linear de cada fase, quando se aplicam os degraus. Por outro lado, a Fig. 30 apresenta o desvio da tensão do capacitor da carga durante os degraus de retirada da carga não linear. Nesses ensaios fica demonstrado que o controlador proposto não excede os limites de subtensão e de sobretensão correspondente à classificação 1 da norma. De outra parte, as figuras 31 e 32 apresentam o desvio dinâmico do valor eficaz das tensões de saída da UPS quando se aplicam e retiram, respectivamente, os degraus de carga linear.

Os resultados demonstram novamente que o controlador proposto garante que os desvios dinâmicos dos valores

eficazes das tensões de saída não excedem os limites da classificação 1 da norma, tanto na entrada bem como na retirada de carga.

Desse modo, esta UPS é adequada para alimentar a maioria das cargas críticas, com tensões de saída de alta qualidade.

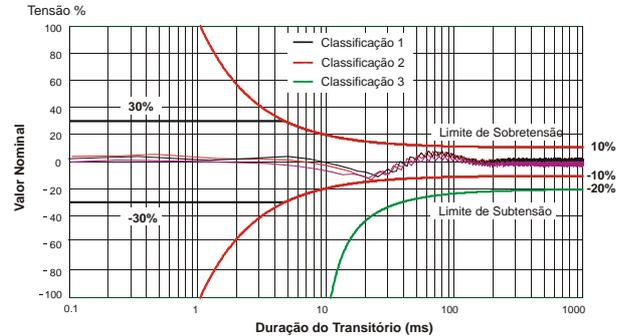


Fig. 29. Características de desempenho dinâmico de saída. Aplicação da carga não linear de 33% a 66% e de 66% a 100%.

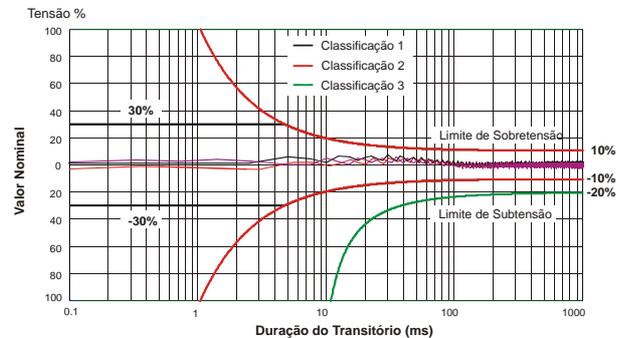


Fig. 30. Características de desempenho dinâmico de saída. Retirada da carga não linear de 100% a 66% e de 66% a 33%.

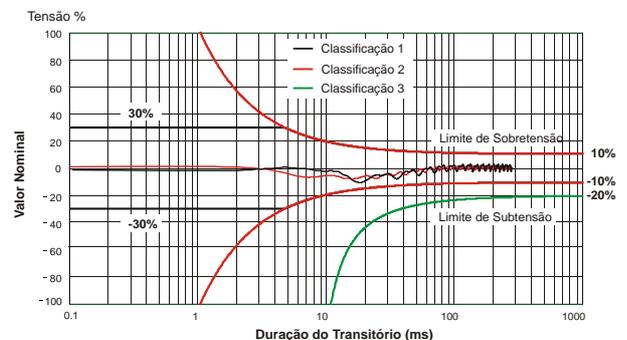


Fig. 31. Características de desempenho dinâmico de saída. Aplicação da carga linear de 20% a 80%.

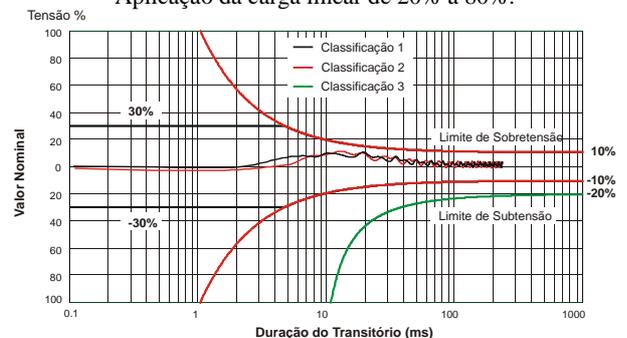


Fig. 32. Características de desempenho dinâmico de saída. Retirada da carga linear de 80% a 20%.

VII. CONCLUSÕES

Neste artigo propõe-se um novo controlador discreto de tensão com base num modelo interno em eixos síncronos com número reduzido de pólos, adequado para o controle de um inversor trifásico a 3 braços com transformador ΔY para UPS. A estrutura de controle discreto proposta resulta em um sistema com a planta mais um compensador operando em uma frequência de amostragem e o controlador com base no modelo interno em uma frequência de amostragem igual à metade da anterior. Este trabalho demonstra que, modificando a ordem do polinômio do modelo interno em eixos síncronos, se garante que as componentes contínuas residuais (em eixos estacionários) não sejam amplificadas, evitando-se dessa forma a saturação do transformador isolador. Além disso, não se necessita incluir um filtro FIR passa baixa de fase nula no laço do modelo interno para aumentar a robustez às incertezas não modeladas, devido a que a máxima frequência que o modelo interno pode compensar é a metade do que a frequência de comutação do inversor PWM. Esse modelo interno com número reduzido de pólos aqui proposto, operando com uma taxa de amostragem reduzida, possibilita aprimorar o desempenho transitório e incrementar a margem de estabilidade do sistema em malha fechada. Com relação à implementação digital, o controlador discreto proposto é uma solução atrativa para DSP de ponto fixo devido a que os coeficientes do polinômio do modelo interno não sofrem de erros de arredondamento. Além disso, para o caso de DSP e microcontroladores com reduzida memória RAM, a implementação desse controlador discreto, com reduzido número de pólos, economiza espaço em memória requerido para armazenar o erro de tensão em um *buffer* circular. Os resultados experimentais demonstram a alta qualidade das tensões de saída em regime permanente, tanto para carga linear bem como para não linear, com uma reduzida THD e um baixo fator de desequilíbrio, quando operando com cargas fortemente desequilibradas. A UPS apresenta um desempenho dinâmico das tensões de saída muito bom, atendendo à severa classificação 1 da norma IEC62040-3, tanto para carga linear como para carga não linear.

AGRADECIMENTOS

Os autores desejam agradecer aos órgãos de fomento CAPES e CNPq pelo suporte financeiro.

REFERÊNCIAS

- [1] Uninterruptible power systems (UPS) – Part 3: Method of specifying the performance and test requirements. International Standard IEC 62040-3. First Edition 1999-03.
- [2] R. Koffler, “Transformer or Transformerless UPS?”, *IEE Power Engineering Journal*, vol. 17, no. 3, pp. 34-36, Jun/Jul 2003.
- [3] B. Francis, O. Sebakhy and W. Wonham, “Synthesis of multivariable regulators: The internal model principle”, *Applied Mathematics and Optimization*, vol. 1, no. 1, pp. 64-86, 1974.
- [4] M. Tomizuka, “Zero phase error tracking algorithm for digital control”, *Trans. ASME, J. Dynam. Syst., Meas. and Control*, vol. 109, pp. 65-68, Mar. 1987.
- [5] M. Tomizuka, T. Tsao and K. Chew, “Analysis and synthesis of discrete-time repetitive controllers”, *Trans. ASME, J. Dynam. Syst., Meas. and Control*, vol. 111, pp. 353-358, Sep. 1989.
- [6] K. Chew and M. Tomizuka, “Steady-state and stochastic performance

of a modified discrete-time prototype repetitive controller”, *Trans. ASME, J. Dynam. Syst., Meas. and Control*, vol. 112, pp. 35-41, Mar. 1990.

- [7] U. Borup, P. N. Enjeti and F Blaabjerg, “A new space-vector-based control method for UPS systems powering nonlinear and unbalanced loads”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, no. 6, pp. 1864-1870, Nov/Dec 2001.
- [8] K. Zhou and D Wang, “Digital repetitive learning controller for three-phase CVCF PWM inverter”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, no. 4, pp. 820-830, Aug. 2001.
- [9] H. Oshima and K. Kawakami, “Large Capacity 3-phase UPS with IGBT PWM inverter”, in *Proc. IEEE PESC*, pp. 117-122, 1991.
- [10] P. Mattavelli, “Synchronous-frame harmonic control for high-performance AC power supplies”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 37, no. 3, pp. 864-872, May/June 2001.
- [11] G. E. Valderrama, A. M. Stankovic and P. Mattavelli, “Dissipativity-Based Adaptive and Robust Control of UPS in Unbalanced Operation”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 4, pp. 1056-1062, Jul 2003.
- [12] M. Li and Y. Xing, “Digital voltage regulation with flux balance control for sine wave inverters”, in *Proc. APEC*, vol. 3, pp. 1311-1314, 2004.
- [13] H. Pinheiro, F. Botterón, J. R. Pinheiro, H. L. Hey and H. A. Gründling, “A Digital Controller for Single-Phase UPS Inverters to Reduce the Output DC Component”, in *Proc. PESC*, vol. 1, pp. 1311 – 1314, 2004.
- [14] F. Botterón and H. Pinheiro, “A New Discrete-Time Voltage Controller Based on the Internal Model Principle for Three-Phase Voltage Source PWM inverters with ΔY Output Transformer” in *Proc. PESC*, vol. 1, pp. 2508 – 2514, 2004.
- [15] F. Botterón, “Controladores Digitais de Elevada Performance para Inversores Trifásicos PWM Utilizados em UPS de Média Potência”, Exame de Qualificação de Doutorado, Universidade Federal de Santa Maria, CT – PPGEE – GEPOC, 5 de Abril, 2004.
- [16] R. Griñó and R. Costa-Castelló, “Digital repetitive plug-in controller for odd-harmonic periodic references and disturbances”, *Automática*, vol. 41, Issue 1, pp. 153 – 157, Jan 2005.
- [17] R. Costa-Castelló, R. Griñó and E. Fossas, “Odd-Harmonic Digital Repetitive Control of a Single-Phase Current Active Filter”, *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 19, no. 4, pp. 1060-1068, Jul 2004.
- [18] K. Zhou, K-Soon Low, S-Hie Tan, D. Wang; Y-Qiang Ye, “Odd-harmonic repetitive controlled CVCF PWM inverter with phase lead compensation”, in *Proc. IAS*, vol. 1, pp. 177 – 182, 2004.
- [19] C. Rech, H. Pinheiro, H. A. Gründling, H. L. Hey and J. R. Pinheiro, “Comparison of digital control techniques with repetitive integral action for low cost PWM inverters”, *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 18, no. 1, pp. 401-410, Jan 2003.
- [20] F. Botterón, H. Pinheiro, H. A. Gründling, J. R. Pinheiro, H. L. Hey, “An Improved Discrete Model for Three-Phase Voltage-Fed Space Vector Modulated Converters”, in *Proc. of COBEP*, pp. 911 – 922, 2003.
- [21] F. Botterón, H. Pinheiro, H. A. Gründling, J. R. Pinheiro, H. L. Hey, “Digital voltage and current controllers for three-phase PWM inverter for UPS applications”, in *Proc. IAS*, vol. 4, pp. 2667 – 2674, 2001.

APÊNDICE

As transformações lineares que convertem as variáveis de estado de eixos estacionários abc para estacionários $\alpha\beta 0$, e de $\alpha\beta$ para eixos síncronos dq , utilizadas na obtenção do modelo em eixos síncronos, são dadas por:

$$\mathbf{T}_{abc-\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta-dq} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \text{sen}(\omega t) \\ -\text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix}$$

Coeficientes das funções de transferência $g_1(z)$ e $g_2(z)$:

Os coeficientes reais das funções de transferência em (10) são dados abaixo. Esses coeficientes foram obtidos com um período de amostragem de $T = 198,41\mu\text{s}$ e normalizados com os seguintes valores base: $V_{base} = 311\text{V}$, e $I_{base} = 50\text{A}$.

$$b_0 = 0,2276; b_1 = 0,7325; b_2 = 0,08777; b_3 = 0,2166; b_4 = 0,03064$$

$$c_0 = 0,01096; c_1 = 0,111; c_2 = 0,008563; c_3 = 0,03678; c_4 = 0,001553$$

$$a_1 = 0,2007; a_2 = 0,5854; a_3 = 0,06041; a_4 = 0,09056$$

Coeficientes da função de transferência $G_{MF}(z_{mi})$:

Os coeficientes reais da função de transferência de malha fechada $G_{MF}(z_{mi})$ em (13), obtidos com $T_{mi} = 396,83\mu\text{s}$, são os seguintes:

$$n_0 = 1,01; n_1 = 0,274; n_2 = 0,0366; n_3 = 0,013; n_4 = 0,0010;$$

$$n_5 = 2,99 \times 10^{-5}$$

$$d_1 = 0,12; d_2 = 0,103; d_3 = 0,012; d_4 = 0,0037; d_5 = 0,00079;$$

$$d_6 = 5,23 \times 10^{-5}; d_7 = 1,36 \times 10^{-6}$$

Representação de espaço de estado do sistema de malha fechada da Fig 17 com uma única taxa de amostragem:

Aqui, descreve-se a representação de espaço de estado do sistema em malha fechada com uma única taxa de amostragem, T_{mi} , a qual foi usada para obter a função de transferência amostrada $G_{MF}(z_{mi})$ em (13):

Considerem-se as equações de espaço de estado da planta e do compensador PD, isto é:

$$\mathbf{x}_p(k+1)T = \mathbf{G}_{dq} \mathbf{x}_p(kT) + \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \mathbf{u}_d(kT) \quad (19)$$

onde, \mathbf{G}_{dq} é dada em (8), e $\mathbf{H}_{dq}^{(i,1)}$ é a primeira coluna da matriz \mathbf{H}_{dq} em (8), com, $i = 1, 2, \dots, 8$. A saída da planta é dada por,

$$y_d(kT) = \mathbf{C}_{dq}^{(1,j)} \mathbf{x}_p(kT) \quad (20)$$

onde, $\mathbf{C}_{dq}^{(1,j)}$ é a primeira linha da matriz \mathbf{C}_{dq} em (8), e $j = 1, 2, \dots, 8$. A representação por variáveis de estado do PD é dada abaixo:

$$\mathbf{x}_c(k+1)T = \mathbf{G}_c \mathbf{x}_c(kT) + \mathbf{H}_c e_d(kT) \quad (21)$$

onde, $\mathbf{G}_c = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{H}_c = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$ e $e_d(kT)$ é o erro de tensão do eixo “d” dado pela seguinte equação:

$$e_d(kT) = r_d(kT) - y_d(kT) \quad (22)$$

A lei de controle aplicada à planta pode ser escrita da seguinte forma:

$$u_d(kT) = \mathbf{C}_c \mathbf{x}_c(kT) + \mathbf{D}_c e_d(kT) + u_{mi}(mT_{mi}) \quad (23)$$

onde, $\mathbf{C}_c = [k_1 \ k_2]$ e $\mathbf{D}_c = 0$. $u_{mi}(mT_{mi})$ é a ação do controlador baseado no modelo interno, e $\mathbf{x}_c(kT) = [e_d(k-1) \ e_d(k-2)]^T$. Com o intuito, de obter-se um equivalente da representação de espaço de estado com uma taxa reduzida de amostragem da planta mais o PD em T_{mi} , podem-se escrever as equações (19) e (21) como descritas abaixo:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_p(k+2)T \\ \mathbf{x}_c(k+2)T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{dq}^2 & \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \mathbf{C}_c \mathbf{G}_c \\ -\mathbf{H}_c \mathbf{C}_{dq}^{(1,j)} \mathbf{G}_{dq} & \mathbf{G}_c^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_p(kT) \\ \mathbf{x}_c(kT) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \mathbf{C}_c \mathbf{H}_c & \mathbf{G}_{dq} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \\ \mathbf{G}_c \mathbf{H}_c & -\mathbf{H}_c \mathbf{C}_{dq}^{(1,j)} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d(kT) \\ u_d(kT) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \\ \mathbf{H}_c \end{bmatrix} r_d(k+1) + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \\ 0 \end{bmatrix} u_{mi}(mT_{mi}) \quad (24)$$

Substituindo-se as equações (22) e (23) em (24), obtém-se a representação de espaço de estado equivalente com uma única taxa de amostragem do sistema da Fig. 17, isto é:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_p(k+2)T \\ \mathbf{x}_c(k+2)T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{dq}^2 - \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \mathbf{C}_c \mathbf{H}_c \mathbf{C}_{dq}^{(1,j)} & \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \mathbf{C}_c \mathbf{G}_c + \mathbf{G}_{dq} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \mathbf{C}_c \\ -\mathbf{H}_c \mathbf{C}_{dq}^{(1,j)} \mathbf{G}_{dq} - \mathbf{G}_c \mathbf{H}_c \mathbf{C}_{dq}^{(1,j)} & \mathbf{G}_c^2 - \mathbf{H}_c \mathbf{C}_{dq}^{(1,j)} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \mathbf{C}_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_p(kT) \\ \mathbf{x}_c(kT) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \mathbf{C}_c \mathbf{H}_c + \mathbf{G}_{dq} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \\ \mathbf{G}_c \mathbf{H}_c - \mathbf{H}_c \mathbf{C}_{dq}^{(1,j)} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \end{bmatrix} r_d(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \\ \mathbf{H}_c \end{bmatrix} r_d(k+1) + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} + \mathbf{G}_{dq} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \\ -\mathbf{H}_c \mathbf{C}_{dq}^{(1,j)} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \end{bmatrix} u_{mi}(mT_{mi})$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_p(k+2)T \\ \mathbf{x}_c(k+2)T \end{bmatrix} = \mathbf{G}_{sr} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_p(kT) \\ \mathbf{x}_c(kT) \end{bmatrix} + \mathbf{H}_r r_d(k) + \mathbf{H}_{rr} r_d(k+1) + \mathbf{H}_{sr} u_{mi}(mT_{mi}) \quad (25)$$

Finalmente, a função de transferência amostrada $G_{MF}(z_{mi})$ em (13) pode ser obtida aplicando a transformada Z à equação (25), a qual leva à:

$$\mathbf{G}_{MF}(z_{mi}) = \mathbf{C}_{sr} (z_{mi} \mathbf{I} - \mathbf{G}_{sr})^{-1} \mathbf{H}_{sr}, \quad (26)$$

onde, a matriz $\mathbf{C}_{sr} = [\mathbf{0}_{1 \times 4} \ 1 \ \mathbf{0}_{1 \times 5}]$.

DADOS BIOGRÁFICOS

Fernando Botterón, nascido em Rosário, Santa Fe, Argentina, em abril de 1967. É Engenheiro Eletricista (1995) formado pela Universidad Nacional de Misiones, Provincia de Misiones, Argentina, e Professor do Departamento de Electrónica desta universidade. Mestre em Engenharia Elétrica (2001) pela Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil, e Doutor em Engenharia Elétrica pela mesma universidade, onde desenvolveu diversas atividades de pesquisa junto ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Suas áreas de interesse são: técnicas de controle discreto e de modulação digitais aplicadas a conversores estáticos para fontes ininterruptas de energia de média e alta potência.

O Engenheiro Fernando Botterón é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e da Sociedade Brasileira de Automática (SBA).

Humberto Pinheiro, nascido em Santa Maria, Brasil, em 1960 é Engenheiro Eletricista (1983) pela Universidade Federal de Santa Maria, Brasil, Mestre (1987), pela Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil, e Ph.D (1999) pela Concordia University, Canada. Atualmente é Professor do Departamento de Eletrônica e Computação da Universidade Federal de Santa Maria, Brasil. Suas áreas de interesses incluem controle de fontes ininterruptas de energia e sistemas de geração eólica.