

ESTRATÉGIA DE CONTROLE DIGITAL DE UM INVERSOR TRIFÁSICO COM TRANSFORMADOR Δ -Y, APLICANDO A TRANSFORMADA DE PARK, USANDO O DSP TMS 2812

JOSE, A. M. GUEDES, SAMIR, A. MUSSA, IVO BARBI

Instituto de Eletrônica de Potência – INEP
Departamento de Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC
Caixa Postal: 5119 – CEP: 88040-970
Florianópolis – Santa Catarina – Brasil

Internet: www.inep.ufsc.br – E-mail: jose@inep.ufsc.br, samir@inep.ufsc.br e ivobarbi@inep.ufsc.br

Abstract: – This article has the goal of presenting the equations of a sinusoidal three-phase inverter, which uses an isolating transformer, with its primary side connected in delta and its secondary side in a four wire wye (three-phase with a ground wire), and a passive LC filter on the primary side and supplies balanced and unbalanced non-linear loads (in this case, full bridge rectifiers with capacitive filters). The dynamic model of the inverter, transformer, filter and loads in dq0 coordinates is presented. Since the resulting dq inputs of the plant are coupled, a decoupling transformation is proposed. The numerical simulation results validate the theoretical analysis, showing the good performance of the system in steady-state when using the proposed controller with both balanced and unbalanced non-linear loads.

Keywords: – Three-Phase Inverters, unbalanced load, uninterruptible power supply.

Resumo: Este artigo tem o objetivo de apresentar o equacionamento de um inversor trifásico senoidal, com transformador isolador, com primário conectado em delta e o secundário em estrela a quatro fios (trifásico com neutro), com filtro passivo tipo LC no primário, alimentando cargas não lineares (no caso retificadores em ponte completa com filtro capacitivo) equilibradas e desequilibradas. O modelo dinâmico do inversor, transformador, filtro e cargas em coordenadas dinâmicas dq0 é apresentado, e como as entradas da planta resultantes em dq são acopladas, é proposta uma transformação de desacoplamento. Os resultados de simulação numérica apresentados validam o desenvolvimento teórico, e demonstrando o bom desempenho do sistema em regime permanente com o controlador proposto, tanto com carga não linear equilibrada bem como desequilibrada.

Palavras-chave: Inversor Trifásico, carga desbalanceada, sistema ininterrupto de energia.

1 Introdução

Atualmente observa-se um avanço considerável da eletrônica de potência. São concentrados esforços cada vez maiores para o desenvolvimento e aperfeiçoamento de novas técnicas, surgindo gradativamente idéias inovadoras que motivam o estudo de novas estruturas, novas técnicas de modulação, modelagem e controle.

Observa-se um crescente aumento no consumo de energia nos diversos segmentos do mercado elétrico mundial, em sua maioria pela grande demanda de utilização das chamadas cargas eletrônicas, ou ainda cargas não-lineares, como por exemplo: televisores, vídeos, computadores, fax, fontes de alimentação para centrais de telecomunicações, reatores eletrônicos de iluminação, entre muitos outros.

Os inversores ou conversores CC – CA apresentam uma gama de aplicações, como por exemplo em sistemas de energia renováveis e acionamento de máquinas elétricas, mas principalmente em fontes ininterruptas de energia (Uninterruptible Power Supply UPS ou No-break).

Os sistemas UPS podem fornecer potência em situações de emergência para cargas críticas. A falta de energia, mesmo durante frações de segundo, pode causar perdas de informação ou afetar processos muito importantes nas mais diversas áreas, entre as quais: sistemas de comunicação, centros de processamento de dados, processos industriais,

computadores em linhas aéreas, aeroportos, ou nas unidades de tratamento intensivo em hospitais.

Existem vários fatores que contribuem as distorções das tensões de saída, tais como: correntes de carga com elevado fator de crista, drenadas por retificadores a diodos não controlados com filtro capacitivo, não linearidades inerentes do inversor PWM, qualidade do barramento contínuo, quedas de tensão nos semicondutores, impedância do transformador usado para obter isolamento galvânica e cargas não lineares desbalanceadas.

Sendo o conversor CC – CA o componente mais importante num sistema UPS, é desejável que este seja da mais alta qualidade possível.

Dentre as configurações possíveis, pode-se citar a estrutura apresentada na Figura 1.

Esta topologia destaca-se por ser uma configuração de inversor trifásico, a qual julga uma das mais adequadas a ser utilizada. Dentre os motivos, citam-se: isolamento galvânica a carga; tensão e frequência de saída variáveis; a conexão estrela no secundário permite a utilização do condutor neutro; a conexão delta no primário permite trabalhar com as tensões de linha do inversor trifásico.

Nesta área, podem ser citados estudos referentes ao desenvolvimento de outras topologias, com relação à colocação do filtro passivo LC e métodos de

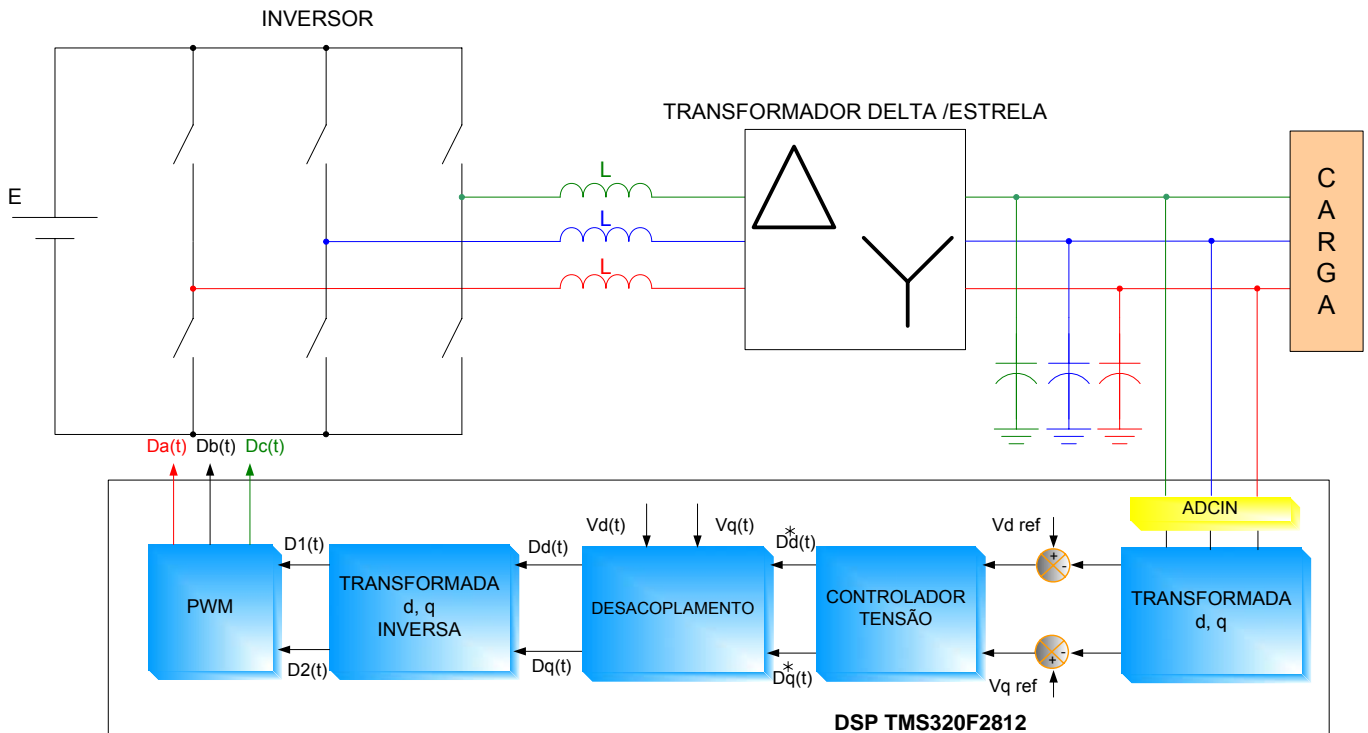


Figura 1. – Diagrama de Blocos do Controle do Conversor.

comutação, estratégias de controle, modelagem e técnicas de modulação (Enjeti, 2001), (Ohshima, 1991), (Zhou, 2001) e (Mattavelli, 2001).

Evidencia-se, na literatura atual e em aplicações industriais, o uso cada vez mais freqüente de técnicas de controle digital no comando e controle de sistemas. Cita-se o uso do controlador repetitivo (Enjeti, 2001), (Ohshima, 1991), (Haneyoshi; 1998), (Zhou, 2001), (Mattavelli, 2001) Este controlador apresenta a característica de reduzir o erro em regime permanente. Apresenta-se em (Enjeti, 2001) um compensador digital implementado com um processador digital de sinais (DSP) em tempo real. A correção é feita através do vetor de erro das tensões de saída. A estratégia de controle utiliza um controlador repetitivo, estendido à estrutura do compensador PI em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$; para compensar distorções nas tensões de saída devido a cargas não-lineares desequilibradas. Para melhorar o desempenho os autores utilizam um filtro FIR passa-baixas de ordem 30 após as medidas das variáveis de interesse, com o objetivo de atenuar os componentes de alta freqüência e aumentar a robustez do sistema em malha fechada. Este controlador é capaz de corrigir a carga não linear e desbalanceada sem o conhecimento exato dos componentes do filtro de saída.

A respeito do controlador repetitivo, um controlador de duas camadas em coordenadas síncronas é proposto (Ohshima, 1991). Um regulador PI permite obter erro nulo de regime permanente na freqüência da fundamental, e um filtro passa altas mais um controlador repetitivo compensam os harmônicos nas tensões de saída do inversor. Este esquema requer boa informação dos componentes do filtro de saída.

Outros tipos de controle digital são encontrados na literatura (Mattavelli, 2001). Um esquema de controle de três camadas é proposto. Ele consiste em um compensador proporcional em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$, um integrador em coordenadas síncronas para compensar a componente fundamental e um compensador seletivo de harmônicos em coordenadas estacionárias com base num filtro FIR passa banda.

Adicionalmente, erros de modelagem e cargas não lineares sem modelo dinâmicos podem degradar o desempenho dos controladores, resultando em resposta transitória insatisfatória e instabilidade.

Entre as propostas apresentadas, não existem soluções que possam ser consideradas como um padrão a ser seguido. Estas opções são muitas vezes descartadas pela grande complexidade e alto custo. Neste sentido esta pesquisa visa preencher esta lacuna através de um controle simples e de baixo custo.

É neste contexto que se apresenta o estudo da transformada de Park aplicada ao inversor trifásico. Visa gerar alternativas viáveis para resolver alguns dos problemas encontrados nas estruturas inversoras convencionais, de forma a obter um inversor de alta qualidade, alta eficiência, alta densidade de potência, baixo ruído audível, baixo custo de implementação e eventualmente tensão senoidal na carga com o menor conteúdo harmônico possível, para cargas lineares ou não-lineares. O controlador usado é do tipo PID e a técnica de controle é por valores médios instantâneos. Os resultados de simulação numérica apresentados validam o desenvolvimento teórico, demonstrando o bom desempenho do sistema em regime permanente com o controlador proposto, tanto com carga não linear equilibrada bem como

desequilibrada. Na Figura 1 está apresentado o diagrama de blocos da estrutura, bem como o sistema de controle utilizado.

Na seção 2 mostram-se os conceitos do filtro de saída. A seção 3 apresenta os resultados da modelagem do inversor, na seção 4 são apresentados os conceitos do desacoplamento utilizado.

Na seção 5 são apresentados os resultados de simulação e na seção 6 são feitas conclusões e uma análise dos resultados obtidos.

2 Modelagem do Filtro de Saída

As comutações dos interruptores em altas frequências produzem interferências (harmônicos) indesejáveis na saída do inversor trifásico senoidal. Por este motivo, coloca-se, na saída do secundário do transformador, um filtro para eliminar esta alta frequência e permitir somente a componente fundamental da tensão. O filtro é do tipo LC.

Assim, obtém-se o circuito equivalente para as tensões de saída. As tensões de saída desejáveis serão simbolizadas por V_{C1out} , V_{C2out} e V_{C3out} .

A função de transferência do filtro LC para as três saídas é dada na forma matricial por:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d^2}{dt^2} \begin{bmatrix} V_{C1out}(t) \\ V_{C2out}(t) \\ V_{C3out}(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{R \cdot Cf} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_{C1out}(t) \\ V_{C2out}(t) \\ V_{C3out}(t) \end{bmatrix} + \\ \frac{1}{Lf \cdot Cf} \cdot \begin{bmatrix} V_{C1out}(t) \\ V_{C2out}(t) \\ V_{C3out}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{Lf \cdot Cf} \cdot \begin{bmatrix} V_{AB}(t) \\ V_{BC}(t) \\ V_{CA}(t) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (1)$$

Onde:

- V_{Cout} - Tensão no capacitor do filtro.
- Lf - indutância do filtro.
- R - Resistência.
- $V_{AB}(t)$ - Tensão de linha do inversor.

3 Modelagem do Inversor

As tensões trifásicas de linha do inversor, em função da tensão de entrada e das razões cíclicas dos interruptores do inversor trifásico são expressas na forma matricial pela equação (2).

$$\begin{bmatrix} V_{AB}(t) \\ V_{BC}(t) \\ V_{CA}(t) \end{bmatrix} = E \cdot \begin{bmatrix} D_{AB}(t) \\ D_{BC}(t) \\ D_{CA}(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

Sendo:

- E - Tensão contínua de entrada.
- $D_{AB}(t)$ - Razão cíclica.

Assim, do secundário do transformador conectado em estrela e com o primário em delta e considerando ainda, para

efeito de simplificação, que o acoplamento k entre os enrolamentos da mesma perna do núcleo será igual a 1 e os das pernas adjacentes igual a 0,5. Escreve-se a equação, na forma matricial.

$$\begin{bmatrix} V_{ANs}(t) \\ V_{BNs}(t) \\ V_{CNs}(t) \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{L_{pri} \cdot L_{sec}}}{L_{pri}} \cdot \begin{bmatrix} V_{C1out}(t) \\ V_{C2out}(t) \\ V_{C3out}(t) \end{bmatrix} \quad (3)$$

Sendo:

- $V_{ANs}(t)$ - Tensão no secundário do transformador.
- L_{pri} - Indutância própria do primário.
- L_{sec} - Indutância própria do secundário.

Substituindo-se as equações (2) e (3) em (1), obtém-se:

$$\begin{aligned} & \frac{d^2}{dt^2} \begin{bmatrix} V_{ANs}(t) \\ V_{BNs}(t) \\ V_{CNs}(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{R \cdot Cf} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_{ANs}(t) \\ V_{BNs}(t) \\ V_{CNs}(t) \end{bmatrix} + \\ & + \frac{1}{Lf \cdot Cf} \cdot \begin{bmatrix} V_{ANs}(t) \\ V_{BNs}(t) \\ V_{CNs}(t) \end{bmatrix} = \\ & = \frac{1}{Lf \cdot Cf} \cdot E \cdot \frac{\sqrt{L_{pri} \cdot L_{sec}}}{L_{pri}} \cdot \begin{bmatrix} D_{AB}(t) \\ D_{BC}(t) \\ D_{CA}(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

Sejam os seguintes vetores:

$$\overline{D_{ABC}} = \begin{bmatrix} D_{AB}(t) \\ D_{BC}(t) \\ D_{CA}(t) \end{bmatrix}, \overline{V_{ABCNs}} = \begin{bmatrix} V_{ANs}(t) \\ V_{BNs}(t) \\ V_{CNs}(t) \end{bmatrix} \quad (5)$$

Substituindo-se a equação (5) em (4), obtém-se:

$$\begin{aligned} & \frac{d^2}{dt^2} \overline{V_{ABCNs}} + \frac{1}{R \cdot Cf} \cdot \frac{d}{dt} \overline{V_{ABCNs}} + \frac{1}{Lf \cdot Cf} \cdot \overline{V_{ABCNs}} = \\ & = \frac{1}{Lf \cdot Cf} \cdot E \cdot \frac{\sqrt{L_{pri} \cdot L_{sec}}}{L_{pri}} \cdot \overline{D_{ABC}} \end{aligned} \quad (6)$$

Então, a partir de [1], sabe-se que a transformação de Park sobre um vetor qualquer $\overline{X_{ABC}}$ é definida por:

$$\overline{X_{dq0}} = \overline{B}^{-1} \cdot \overline{X_{ABC}} \quad \text{ou} \quad \overline{X_{ABC}} = \overline{B} \cdot \overline{X_{dq0}} \quad (7)$$

Onde $\overline{X_{ABC}}$ representa o vetor das variáveis antes da transformação, \overline{B}^{-1} representa a matriz que efetua a transformação e $\overline{X_{dq0}}$ representa o vetor das variáveis

resultantes da transformação de Park aplicada a \overline{X}_{ABC} . Assim, a matriz \overline{B}^{-1} é definida por:

$$\overline{B}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \sin(\omega \cdot t) & \sin(\omega \cdot t - 120^\circ) & \sin(\omega \cdot t + 120^\circ) \\ \cos(\omega \cdot t) & \cos(\omega \cdot t - 120^\circ) & \cos(\omega \cdot t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (8)$$

Sabe-se ainda de [1], que para garantir que a potência seja invariante, a transformação deve ser ortogonal, ou seja:

$$\overline{B}^{-1} = \overline{B}^t \text{ ou } \overline{B} = \overline{B}^{-1t} \quad (9)$$

Assim as equações que descrevem o sistema em coordenadas dq0, ficam expressas por:

$$\begin{cases} \frac{d^2 V_d(t)}{dt^2} + \frac{1}{R \cdot Cf} \cdot \frac{dV_d(t)}{dt} - 2 \cdot w \cdot \frac{dV_q(t)}{dt} - w^2 \cdot V_d(t) - \\ - \frac{w}{R \cdot Cf} \cdot V_q(t) + \frac{1}{Lf \cdot Cf} \cdot V_d(t) = \\ = \frac{E}{Lf \cdot Cf} \cdot \frac{\sqrt{L_{pri} \cdot L_{sec}}}{L_{pri}} \cdot D_d(t) \\ \frac{d^2 V_q(t)}{dt^2} + \frac{1}{R \cdot Cf} \cdot \frac{dV_q(t)}{dt} + 2 \cdot w \cdot \frac{dV_d(t)}{dt} - w^2 \cdot V_q(t) + \\ + \frac{w}{R \cdot Cf} \cdot V_d(t) + \frac{1}{Lf \cdot Cf} \cdot V_q(t) = \\ = \frac{E}{Lf \cdot Cf} \cdot \frac{\sqrt{L_{pri} \cdot L_{sec}}}{L_{pri}} \cdot D_q(t) \end{cases} \quad (10)$$

No domínio da frequência tem-se:

$$\begin{cases} \left(S^2 + \frac{S}{R \cdot Cf} - w^2 + \frac{1}{Lf \cdot Cf} \right) \cdot V_d(S) + \\ + \left(-2 \cdot w \cdot S - \frac{w}{R \cdot Cf} \right) \cdot V_q(S) = \\ = \frac{E}{Lf \cdot Cf} \cdot \frac{\sqrt{L_{pri} \cdot L_{sec}}}{L_{pri}} \cdot D_d(S) \\ \left(S^2 + \frac{S}{R \cdot Cf} - w^2 + \frac{1}{Lf \cdot Cf} \right) \cdot V_q(S) + \\ + \left(2 \cdot w \cdot S + \frac{w}{R \cdot Cf} \right) \cdot V_d(S) = \\ = \frac{E}{Lf \cdot Cf} \cdot \frac{\sqrt{L_{pri} \cdot L_{sec}}}{L_{pri}} \cdot D_q(S) \end{cases} \quad (11)$$

4 Desacoplamento

O modelo dinâmico do inversor, transformador, filtro e carga em coordenadas dq0 foi apresentado, e como as entradas da planta resultantes em dq0 são acopladas, é proposta a uma técnica de desacoplamento. Definindo-se as seguintes variáveis:

$$\begin{cases} a = S^2 + \frac{S}{R \cdot Cf} - w^2 + \frac{1}{Lf \cdot Cf} \\ b = 2 \cdot w \cdot S + \frac{w}{R \cdot Cf} \\ c = \frac{E}{Lf \cdot Cf} \cdot \frac{\sqrt{L_{pri} \cdot L_{sec}}}{L_{pri}} \end{cases} \quad (12)$$

Definindo-se as seguintes equações, tem-se:

$$\begin{cases} D_d(S) = D_d^*(S) - \frac{b}{c} \cdot V_q(S) \\ D_q(S) = D_q^*(S) + \frac{b}{c} \cdot V_d(S) \end{cases} \quad (13)$$

Assim:

$$\frac{V_d(S)}{D_d^*(S)} = \frac{E}{Lf \cdot Cf} \cdot \frac{\sqrt{L_{pri} \cdot L_{sec}}}{L_{pri}} \cdot \frac{1}{S^2 + \frac{S}{R \cdot Cf} - w^2 + \frac{1}{Lf \cdot Cf}} \quad (14)$$

$$\frac{V_q(S)}{D_q^*(S)} = \frac{E}{Lf \cdot Cf} \cdot \frac{\sqrt{L_{pri} \cdot L_{sec}}}{L_{pri}} \cdot \frac{1}{S^2 + \frac{S}{R \cdot Cf} - w^2 + \frac{1}{Lf \cdot Cf}} \quad (15)$$

5 Resultados de Simulação

Nesta seção são mostrados os resultados de simulação no software de simulação numérica para um inversor trifásico com Transformador para baixa frequência, que promove a isolamento galvânica entre o lado primário (conectado em delta) e o lado secundário em estrela a quatro fios (trifásico com neutro), utilizando a Transformada de Park.

Nesta seção apresentam-se os resultados de simulação com o inversor trifásico senoidal operando em malha aberta. No instante de tempo igual a 30 ms aplica-se um degrau na razão cíclica de eixo direto, mantendo a razão cíclica de eixo de quadratura inalterada. Assim observam-se as tensões de eixo direto e de eixo de quadratura, para comprovar o desacoplamento.

Na análise da malha de tensão foi aplicado um degrau na razão cíclica de eixo direto de 25 % do valor nominal, observando o comportamento das tensões de eixo direto e de quadratura.

Na Figura 2 mostram as tensões que alimenta a carga trifásica. Na Figura 3 apresentam-se as razões cíclicas de referência, onde nota-se o degrau de referência no instante de tempo igual a 30 ms.

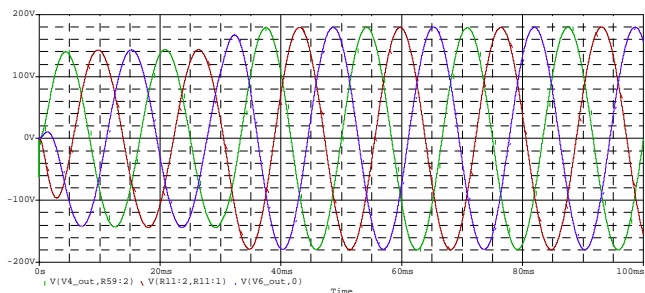


Figura 2. – Tensões Trifásicas na Carga, Funcionamento em Malha Aberta.

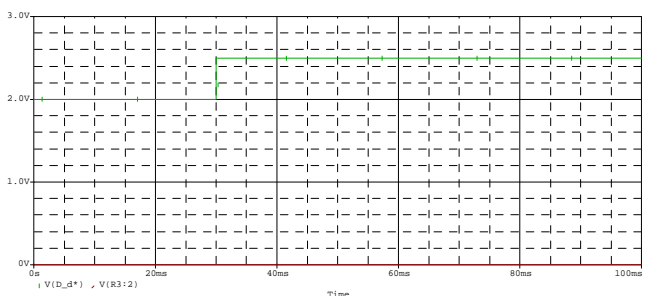


Figura 3. – Razões Cíclicas de Referência.

Na Figura 4 apresentam-se as tensões de eixo direto e de eixo de quadratura. Observa-se que as variáveis estão desacopladas.

A fim de testar o funcionamento da estrutura frente a variações de carga aplicou-se uma variação desta da situação de plena carga para praticamente a vazia (a carga era somente um resistor de 10k Ω) em um instante de tempo qualquer, fazendo com que a estrutura opera-se, praticamente, com uma carga bifásica. Em outro instante, entretanto, aplica-se outro degrau de carga com as mesmas características do primeiro, porém em outra fase fazendo com que o inversor opere com uma carga monofásica. O objetivo é observar se a estrutura mantém as tensões sobre a carga com o valor eficaz desejado e com um baixo conteúdo harmônico. Na Figura 5 mostram-se as tensões que alimenta a carga trifásica.

Tabela 1. – Parâmetros do Conversor.

	Especificações
Tensão Contínua de Entrada	600 volts
Tensão Eficaz de Saída	127 volts
Potência Trifásica de Saída	10 kVA
Frequência de Comutação	7 kHz
Capacitor do Filtro LC Passivo	200 μ F
Indutor do Filtro LC Passivo	1 mH
Valor de Pico da Triangular	5 volts
Ganho do Sensor de Tensão	0,023
Relação de Transformação	Unitária

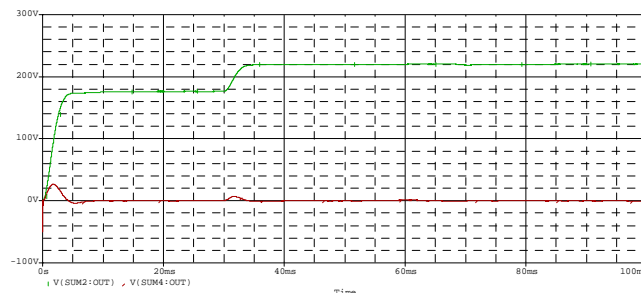


Figura 4. – Tensões de Eixo Direto e de Quadratura.

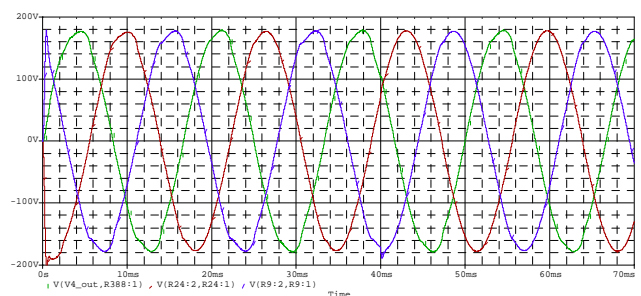


Figura 5. – Tensões na Carga Trifásica.

Os resultados da taxa total de distorção harmônica das tensões de fase, para a carga não linear encontram-se na Tabela 2.

Tabela 2. – Taxa de Distorção Harmônica.

	Taxa Total de Distorção Harmônica (%)
Tensão da fase 1	1,892
Tensão da fase 2	1,789
Tensão da fase 3	1,374

6 Controle digital

A técnica de controle do conversor, descrito nos itens anteriores serão implementadas por intermédio de algoritmos desenvolvidos em linguagem 'C' para o controlador digital TMS320F2812 da Texas Instruments. O TMS320F2812 é um controlador digital de sinais de ponto fixo, 32 bits e 150 MIPS (150 milhões de instruções por segundo). Tem capacidade de processamento e funções periféricas específicas para controle, sendo que suas características principais, relacionadas à aplicação em eletrônica de potência, são: 2 Geradores de eventos (EVA e EVB); 16 Canais de conversão A/D de 12 Bits (12.5 MSPS); 3 Timers de 32 Bits; PWM trifásico; Memória Flash 128K x 16.

Alguns testes das rotinas desenvolvidas para determinar as transformadas de Park direta e inversa foram efetuados com objetivo de avaliar o desempenho dos algoritmos de controle empregados no controle do conversor. A Figura 6 mostra os sinais gerados internamente simulando um sistema trifásico com harmônicas. O objetivo é verificar se as rotinas estão operando de forma coerente. Esses sinais foram utilizados para processar o algoritmo da transformada de Park, que um dos principais componentes que fazem parte da estrutura de controle do conversor.

Na figura 7 apresenta-se os resultados de saída dessa rotina.

Na implementação do sistema será utilizado um inversor comercial conforme mostra a Figura 8.

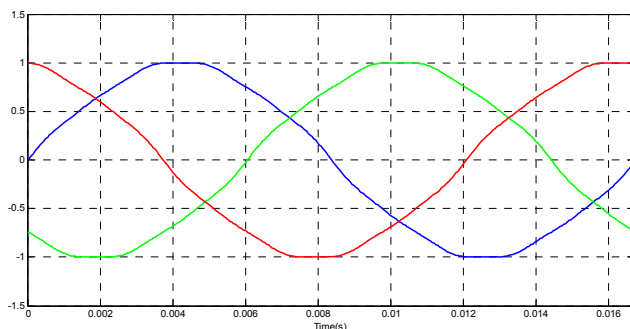


Figura 6. – Tensões fictícias geradas internamente.

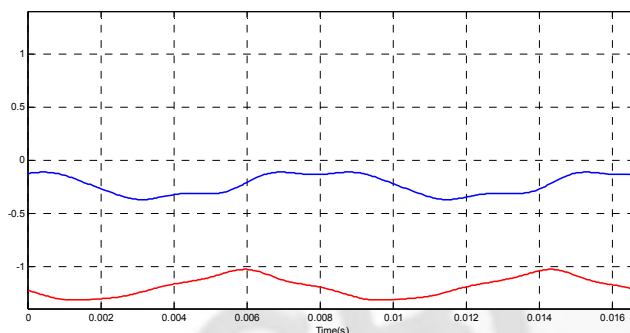


Figura 7. – Componentes d e q.



Figura 8. – Protótipo do Conversor.

7 Conclusão

O objetivo final que era comprovar a funcionalidade da estrutura foi alcançado, mostrando que esta é viável. Isso se provou com os resultados de simulação apresentados no item 5. O conversor apresentou um bom funcionamento. Foram apresentados os resultados de simulação e também o desenvolvimento teórico para a transformação de Park, bem como o filtro utilizado. Os conceitos do desacoplamento utilizado foram apresentados. Optou-se pela implementação do sistema de monitoração e controle do conversor pelo DSP 2812 da Texas. Como a estratégia de controle contempla a

utilização de algoritmos e operações matemáticas complexas o emprego de um controlador digital agrega facilidade na implementação do controle do conversor. Os algoritmos numéricos foram concluídos e testados separadamente, o passo seguinte é a integração de todo o sistema de controle e do protótipo a fim de comprovar experimentalmente a operação do inversor trifásico.

Agradecimentos

Os autores agradecem ao CNPq pelo suporte financeiro.

Referências Bibliográficas

- Barbi, I (1985). Teoria fundamental do motor de indução. Editora da UFSC, Florianópolis.
- Batista, F. A. B (2004). Exame de Qualificação: Modulação vetorial aplicada a retificadores trifásicos PWM unidirecionais. UFSC – INEP.
- Batista, F. A. B. e Barbi, I (2004) Modulação vetorial aplicada no retificador trifásico unidirecional. CBA – XV Brazilian Automation Conference.
- Borgonovo, D (2001). Dissertação de Mestrado: Modelagem e controle do retificador trifásico usando a transformada de Park. UFSC – INEP.
- Clarke e Park Transform on the TMS320C2xx, Application Report BPR048. Texas Instruments. Houston, 1997.
- Enjeti, P. N. e Blaabjerg, F. (2001). A New Space-Vector-Based Control Method for UPS Systems Powering Nonlinear and Unbalanced Loads. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 6, p. 1864-1870, November/December.
- eZdsp F2812 Technical Reference B, Spectrum Digital.
- Mattavelli, P. (2001) Synchronous-Frame Harmonic Control for High-Performance AC Power Supplies. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 3, p. 864-872, May/June.
- Ohshima, H. e Kawakami, K. (1991) Large Capacity 3-Phase UPS with IGBT PWM Inverter. Power Electronics Specialists Conference, 1991. PESC '91 Record., 22nd Annual IEEE, p. 117 – 122, June.
- TMS320F28x Analog-to-Digital Converter (ADC) Peripheral Reference Guide, Texas Instruments.
- TMS320C28x Optimizing C/C++ Compiler User's Guide, Texas Instruments.
- Zhou, K. e Wang, D. (2001). Digital Repetitive Learning Controller for Three-Phase CVCF PWM Inverter. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 4, p. 820 – 830, Aug.