

MODULAÇÃO EM LARGURA DE PULSOS PARA CONVERSOR CA-CA A TRÊS BRAÇOS

Paulo F. Seixas, Porfírio C. Cortizo e Leandro Oliveira
Departamento de Engenharia Elétrica e Grupo de Eletrônica de Potência: UFMG
CEP 31270-901, Belo Horizonte - MG Brasil
Emails: (paulos, porfirio)@cpdee.ufmg.br e leandro@helpo.com.br

Resumo — Este trabalho apresenta uma nova abordagem da modulação em largura de pulsos para um conversor estático ca-ca a três braços, utilizado em sistemas de energia ininterrupta (SEI), monofásico, on-line. Três modos de operação são apresentados: o modo assíncrono, com regulação de frequência de saída, e duas variantes do modo síncrono, ambas permitindo a redução de tensão no barramento cc.

Palavras-Chave — conversor de Três Braços, PWM, SEI, Boost.

PULSE WIDTH MODULATION FOR THREE ARMS CA-CA CONVERTER

Abstract— This work presents a new pulse width modulation for a three-arm ac-ac static converter applied to a single phase, on-line uninterruptible power supply. Three operation modes have been studied. The asynchronous mode which enables output frequency regulation and two variants of the synchronous mode that enables the reduction of the DC bus voltage.

Keywords— Three arms converter, PWM, UPS, Boost.

I. INTRODUÇÃO

Em 1989, uma nova topologia de conversor ca-ca foi apresentada em [1] e logo após em [2]. Esta topologia é a precursora do conversor a três braços utilizado neste trabalho. O circuito original proposto pelo autor, utiliza somente quatro chaves estáticas (cinco, caso o sistema trabalhe com barramento cc ressonante e baixa tensão nas baterias) e o neutro da rede elétrica é comum com a carga. O braço central é formado por diodos, possibilitando assim, um fluxo de potência unidirecional, da rede para a carga. O conversor opera no modo *boost*, da rede para o barramento cc, e apresenta bons resultados, com corrente senoidal e fator de deslocamento unitário na entrada.

O braço até então formado por diodos, foi substituído por um formado por chaves estáticas. Permitiu-se desta maneira, que a corrente de entrada seja ativamente corrigida, reduzindo assim, o filtro passivo na entrada [3], [4]. Motivados em conhecer as vantagens e aplicações deste novo conversor, alguns autores fizeram comparações deste com os conversores ponte completa e meia ponte [3], [5], [6]. Estes conversores são

comparados principalmente quanto às perdas de chaveamento e condução, tensão no barramento e distorção harmônica.

Métodos de modulação em largura de pulso (PWM) também foram apresentados em [3], [4], [7]. Em [8], [9] foi desenvolvido um método de modulação em largura de pulsos para o conversor a três braços usando a técnica de modulação vetorial (*Space Vector Modulation*). Três métodos de chaveamento são apresentados e avaliados em termos da: distorção harmônica total (DHT) e da localização no espectro de frequências, das harmônicas da corrente de entrada e da tensão de saída.

Este trabalho propõe uma nova técnica de modulação em largura de pulsos para esse conversor a três braços, com 3 variantes, de forma a utilizá-lo plenamente. São estudados métodos de modulação que permitem regular a frequência da tensão de saída, melhorar a distorção harmônica total, (DHT) e reduzir a frequência de chaveamento. A premissa básica desta técnica de modulação PWM, é apresentar uma alternativa mais intuitiva e com resultados similares a técnica de modulação vetorial (*Space Vector Modulation*).

II. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO SEI MONOFÁSICO A TRÊS BRAÇOS

A Figura 1 apresenta o circuito do SEI monofásico a três braços utilizando IGBT. O SEI é composto por um retificador controlado e um inversor. O retificador é constituído pelas chaves S_{1r} , S_{2r} , S_{1c} e S_{2c} , pelo indutor L_r e pelo barramento de corrente contínua composto pelo capacitor de filtro, C_b e pelo banco de baterias representado pela fonte Bat. O inversor é formado pelas chaves S_{1i} , S_{2i} , S_{1c} e S_{2c} , e pelo filtro de saída, composto pelo indutor L_i e pelo capacitor C_i . O braço do conversor constituído pelas chaves S_{1c} e S_{2c} , é portanto comum ao circuito do retificador e ao circuito do inversor, e será denominado B_c . O braço B_r , formado por S_{1r} e S_{2r} , é exclusivo do retificador, enquanto o braço B_i composto por S_{1i} e S_{2i} , é exclusivo do circuito inversor. A Figura 2, mostra

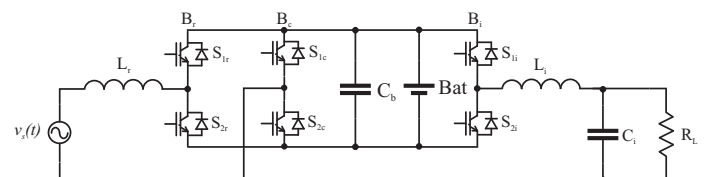


Fig. 1. SEI monofásico a três braços.

separadamente o circuito retificador e o inversor. Inicialmente, com as chaves desligadas e o SEI conectado à rede elétrica, v_s , o conversor estático de entrada opera como um retificador

Artigo submetido em 30/5/2006. Revisões em 29/9/2006 e 11/1/2007. Aceito por recomendação do Editor Richard M. Stephan.

em ponte completa, não controlado, formado pelos diodos em anti-paralelo com os IGBT dos braços, B_r e B_c . O capacitor C_b é então carregado com uma tensão aproximadamente igual à tensão de pico da rede elétrica. Em seguida, as chaves dos braços B_r e B_c , são comandados de forma a armazenar energia no indutor L_r e permitir a transferência de energia da rede para o capacitor C_b (modo boost), elevando a tensão do barramento cc, até seu valor nominal de projeto. Os braços B_c e B_i do inversor são então comandados, sintetizando na saída do filtro LC uma tensão senoidal, com amplitude, frequência e fase controladas. A partir daí, o retificador controlado opera com corrente de entrada senoidal e fator de deslocamento unitário, fornecendo energia da rede para a carga e mantendo constante a tensão no barramento cc.

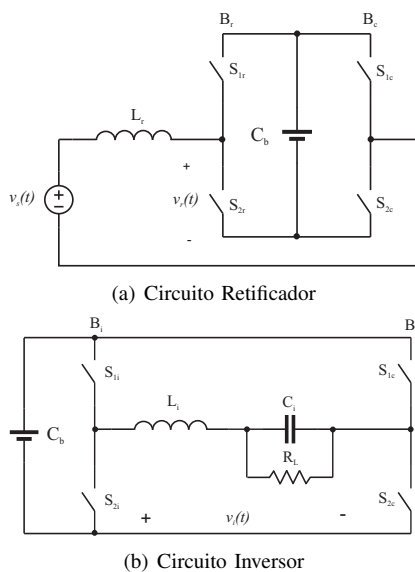


Fig. 2. Circuito esquemático do conversor a três braços.

A. Comparação entre as topologias de SEI Monofásicas

As topologias mais comumente empregadas na fabricação de SEI monofásicas, são os conversores em meia ponte, ponte completa e suas combinações. Estas topologias são mostradas nas Figuras 3(a) e 3(b), respectivamente. Na Figura 3(c), a estrutura a três braços foi repetida para efeito de comparação. Neste item, estas três estruturas são comparadas evidenciando suas vantagens e desvantagens, com o objetivo de identificar as aplicações onde a estrutura a três braços pode ser utilizada com vantagens.

Este conversor pode operar nos modos síncrono ou assíncrono. No modo assíncrono, a frequência da tensão de saída é mantida constante, independente de variações na frequência da rede elétrica. Esta característica é especialmente importante quando o conversor opera a partir de um grupo gerador diesel. No modo síncrono, as tensões de entrada e saída estão em fase.

No modo assíncrono, o braço B_c é um divisor de tensão ativo que substitui o divisor capacitivo do conversor em meia ponte. Neste modo de operação, a tensão mínima no barramento cc, deve ser igual ao dobro da amplitude da tensão de saída.

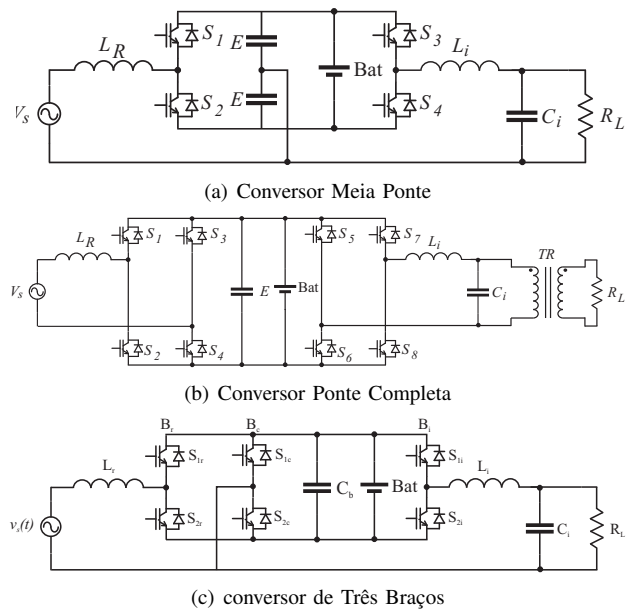


Fig. 3. Configuração dos Conversores.

No modo síncrono, as tensões sintetizadas na entrada do retificador e na saída do inversor, estão em fase, permitindo a operação com uma tensão mínima no barramento cc igual a amplitude da tensão de saída. Além disto, as correntes no indutor do inversor e a corrente da rede subtraem-se no braço comum, reduzindo significativamente a corrente e conseqüentemente as perdas por condução nos dispositivos semicondutores deste braço. A possibilidade de utilizar o modo síncrono II, apresentado neste seção, praticamente eliminará as perdas por comutação no braço comum.

Os métodos de modulação em largura de pulsos disponíveis para cada estrutura, têm grande influência no projeto dos componentes passivos dos filtros do retificador e inversor. Na configuração em meia ponte, a tensão na carga tem dois níveis apenas (+E e -E), enquanto nas outras estruturas, a tensão na carga apresenta três níveis (+E, 0 e -E). Além disto, tanto na estrutura a três braços, com os modos assíncrono e síncrono I, quanto na estrutura em ponte completa, com pulsos de comando centrados no período de PWM, a tensão de entrada do retificador e de saída do inversor apresentam dois pulsos de tensão por período de modulação. No conversor em meia ponte, há sempre, apenas, um pulso por período. Concluindo, a estrutura em ponte completa e a topologia a três braços, apresentarão tensões com menor conteúdo harmônico em relação a estrutura meia ponte, o que implica na redução dos elementos passivos dos filtros de entrada e saída nestas estruturas.

Outro aspecto importante nesta comparação, é a presença de ponto comum entre o neutro da rede elétrica e a carga nas estruturas, em meia ponte e a três braços. Na configuração em ponte completa, para conectar a carga ao neutro da rede, é necessário o uso de um transformador de isolamento, onerando o custo da configuração.

III. MÉTODOS DE MODULAÇÃO EM LARGURA DE PULSOS

A. Equações Gerais

No estudo apresentado a seguir, foi associada uma variável lógica de comando, $c_x(t)$, a cada braço B_x ($x = r, c$ ou i) do conversor estático da Figura 1, assim definida:

$$\begin{cases} c_x = 0 \rightarrow S_{1x} \text{ aberta e } S_{2x} \text{ fechada} \\ c_x = 1 \rightarrow S_{1x} \text{ fechada e } S_{2x} \text{ aberta} \end{cases} \quad (1)$$

Com 3 braços no conversor, tem-se oito possíveis combinações para os valores destas variáveis de comando, conforme mostrado na tabela I. Nesta tabela também são mostrados os valores das tensões de saída do inversor e de entrada do retificador, $v_i(t)$ e $v_r(t)$, respectivamente.

TABELA I

| Sinais de comando do conversor. | | | | | |
|---------------------------------|----------|----------|----------|----------|----------|
| Seqüência | $c_r(t)$ | $c_c(t)$ | $c_i(t)$ | $v_r(t)$ | $v_i(t)$ |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 2 | 0 | 0 | 1 | 0 | E |
| 3 | 0 | 1 | 0 | -E | -E |
| 4 | 0 | 1 | 1 | -E | 0 |
| 5 | 1 | 0 | 0 | E | 0 |
| 6 | 1 | 0 | 1 | E | E |
| 7 | 1 | 1 | 0 | 0 | -E |
| 8 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |

Na Figura 4, os dispositivos de potência do conversor foram substituídos por chaves ideais. Nesta figura, é mostrada a convenção de sinais adotada para as tensões e correntes no retificador e no inversor. Na Figura 5, são apresentadas formas de onda típicas para os sinais de comando e tensões de entrada e saída, durante um período de modulação em largura de pulsos, T.

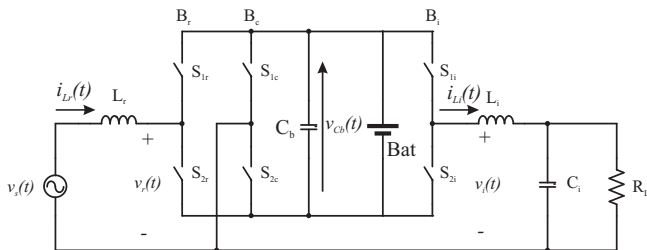


Fig. 4. SEI monofásico a três braços ideal.

A partir da tabela I, deduzem-se as equações para as tensões de saída do inversor e de entrada do retificador, em função dos sinais de comando, onde E, é o valor nominal da tensão $v_{Cb}(t)$.

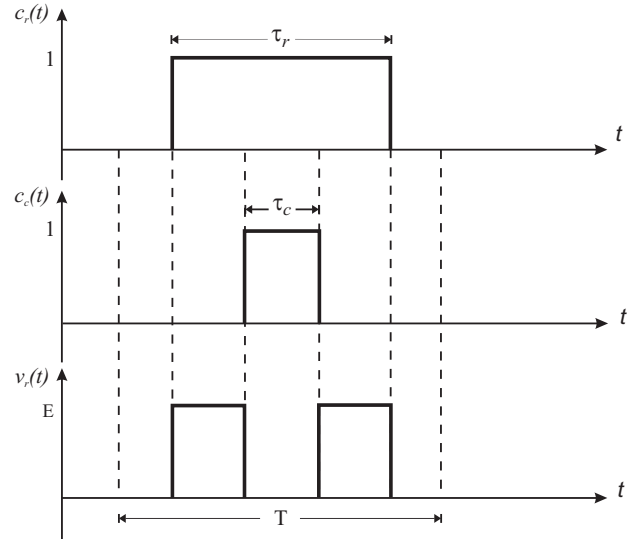
$$v_r(t) = E [c_r(t) - c_c(t)] \quad (2)$$

$$v_i(t) = E [c_i(t) - c_c(t)] \quad (3)$$

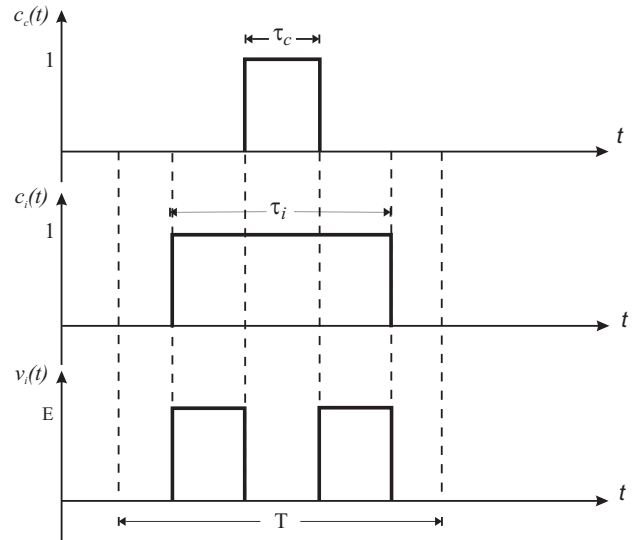
Sejam $\bar{V}_r(k)$ e $\bar{V}_i(k)$ os valores médios das tensões de entrada do retificador e de saída do inversor, respectivamente, durante o k-ésimo período de modulação em largura de pulsos. A partir de (2) e (3) deduz-se:

$$\bar{V}_r(k) = \frac{E}{T} [\tau_r(k) - \tau_c(k)] \quad (4)$$

$$\bar{V}_i(k) = \frac{E}{T} [\tau_i(k) - \tau_c(k)] \quad (5)$$



(a) Circuito Retificador



(b) Circuito Inversor

Fig. 5. Sinais de comando e tensões do retificador e inversor.

onde $\tau_x(k)$ é a largura do pulso de comando do braço B_x ($x = r, c$ ou i). Conhecidas as tensões de referência do retificador e inversor para o k-ésimo período de modulação, $V_r^*(k)$ e $V_i^*(k)$, as larguras dos pulsos de comando dos braços B_r e B_i podem então ser determinadas a partir de (4) e (5).

$$\tau_r(k) = \tau_c(k) + \frac{T}{E} V_r^*(k) \quad (6)$$

$$\tau_i(k) = \tau_c(k) + \frac{T}{E} V_i^*(k) \quad (7)$$

A solução em (6) e (7) depende da escolha da largura de pulso para o braço comum, B_c . A seguir são apresentadas diferentes opções para a escolha da largura de pulso $\tau_c(k)$, para os diferentes modos de operação de um sistema de energia ininterrupta a três braços.

B. Modo de Operação Assíncrono

Neste modo de operação, o braço comum, B_c , opera como um divisor de tensão. A largura de pulso $\tau_c(k)$, é mantida

constante e igual à metade do período de modulação do PWM. Desta forma, a queda de tensão média nas chaves S_{1c} e S_{2c} é igual a $E/2$, formando um divisor de tensão com tap central na tensão do barramento.

$$\begin{cases} \tau_c(k) = \frac{T}{2} \\ \tau_r(k) = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} V_r^*(k) \\ \tau_i(k) = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} V_i^*(k) \end{cases} \quad (8)$$

Neste caso, as larguras dos pulsos de comando dos braços do inversor e retificador, B_i e B_r , dependem apenas das respectivas tensões de referência. Desta forma, este modo de operação pode ser utilizado sem nenhuma restrição quanto às tensões de referência $V_r^*(t)$ e $V_i^*(t)$. Por exemplo, $V_r^*(t)$ e $V_i^*(t)$ podem ser tensões, de referência senoidais, de mesma amplitude e frequências diferentes. Conseqüentemente, esta técnica é adequada para sistemas de energia ininterrupta com regulação de frequência, onde as frequências da rede e da saída do inversor são independentes.

C. Modo de Operação Síncrono

No modo de operação síncrono, o SEI não tem a função de regular a frequência da tensão de saída que é sempre mantida em sincronismo com a tensão da rede. Neste modo de operação, a estratégia de escolha da largura do pulso de comando do braço comum possibilita a redução da tensão do barramento cc.

A seguir, dois métodos de modulação em largura de pulsos para operação síncrona são apresentados:

1) *Método I*: Neste método, a largura do pulso de comando para o braço comum, B_c , é definida para reduzir as distorções harmônicas da tensão de saída e da corrente de entrada.

Na Figura 6, são superpostas as características $\tau_r(k) \times \tau_c(k)$ e $\tau_i(k) \times \tau_c(k)$ das equações (6) e (7) para diversos valores das tensões de referência, $V_r^*(t)$ e $V_i^*(t)$. Nesta figura, também está delimitada a região correspondente aos valores realizáveis para as larguras de pulso, ou seja, $0 \leq \tau_x(k) \leq T$.

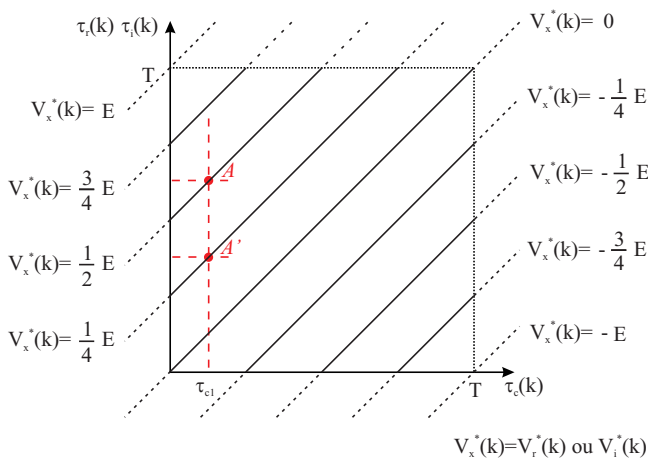


Fig. 6. Representação gráfica das equações do conversor.

Dado um par de valores de referência $[V_r^*(k), V_i^*(k)]$, deve-se arbitrar um valor para a largura de pulso $\tau_c(k)$, que

assegure que os valores calculados para $\tau_r(k)$ e $\tau_i(k)$ permaneçam dentro da faixa de valores realizáveis. Por exemplo, o par $[E/4, E/2]$, pode ser realizado pela escolha de $\tau_c(k) = \tau_{c1}$, como indicado na figura 6.

O cálculo das larguras de pulso foi dividido então em três regiões distintas, definidas pelos sinais das tensões de referência $V_r^*(k)$ e $V_i^*(k)$.

Região 1 - $V_r^*(k) \geq 0$ e $V_i^*(k) \geq 0$

Quando as duas tensões de referência são positivas, tem-se a situação apresentada na Figura 7. A região hachurada corresponde aos valores de $\tau_c(k)$ que conduzem a larguras de pulso $\tau_r(k)$ e $\tau_i(k)$ realizáveis. Esta região é delimitada pela maior tensão de referência, definida pela equação (9). A largura de pulso correspondente é $\tau_b(k)$. Neste método, optou-se pela escolha de $\tau_c(k)$ no ponto médio desta região, equidistante das condições $\tau_c(k) = 0$ e $\tau_b(k) = T$, onde um dos braços não comuta durante todo o período de PWM. Como pode-se verificar por simulação, esta condição corresponde à mínima distorção harmônica das tensões de saída do inversor e de entrada do retificador

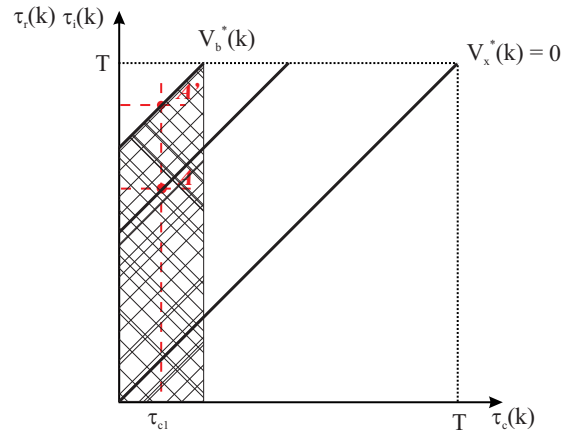


Fig. 7. Gráfico para tensões de referência $V_r^*(k) \geq 0$ e $V_i^*(k) \geq 0$.

Seja,

$$V_b^*(k) = \max [V_r^*(k), V_i^*(k)] \quad (9)$$

então, segundo as equações (6) e (7),

$$\tau_b(k) = \tau_c(k) + \frac{T}{E} V_b^*(k) \quad (10)$$

O valor de $\tau_c(k)$, usando o critério descrito acima, é dado pela expressão (11).

$$\tau_c(k) = \frac{T}{2} - \frac{T}{2E} V_b^*(k) \quad (11)$$

As larguras de pulsos $\tau_r(k)$ e $\tau_i(k)$ podem então ser calculadas a partir de (6) e (7).

$$\tau_r(k) = \frac{T}{2} - \frac{T}{E} \left(\frac{V_b^*(k)}{2} - V_r^*(k) \right) \quad (12)$$

$$\tau_i(k) = \frac{T}{2} - \frac{T}{E} \left(\frac{V_b^*(k)}{2} - V_i^*(k) \right) \quad (13)$$

A condição para a existência de uma solução realizável é:

$$|V_b^*(k)| \leq E \quad (14)$$

Região 2 - $V_r^*(k) < 0$ e $V_i^*(k) < 0$

A Figura 8 apresenta um exemplo desta condição. Neste caso, a região hachurada é delimitada pela menor tensão de referência.

$$V_b^*(k) = \min [V_r^*(k), V_i^*(k)] \quad (15)$$

Usando o mesmo critério apresentado para a região anterior, as larguras de pulso para esta região são dadas pelas mesmas expressões (11) a (14) da região 1, com $V_b^*(k)$ definida agora pela expressão (15).

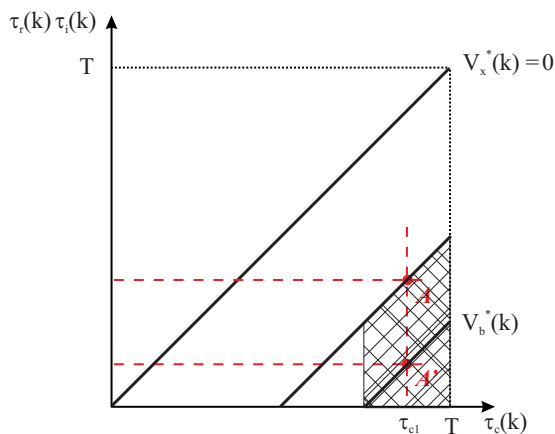


Fig. 8. Gráfico para tensões de referência $V_r^*(k) < 0$ e $V_i^*(k) < 0$.

Região 3 - $V_r^*(k) \geq 0$ e $V_i^*(k) < 0$ ou $V_r^*(k) < 0$ e $V_i^*(k) \geq 0$

Estas condições são exemplificadas nas Figuras 9(a) e 9(b). A área hachurada, correspondendo aos valores de $\tau_c(k)$ que conduzem a larguras de pulsos realizáveis, é delimitada pelos valores $\tau_r(k) = T$ e $\tau_i(k) = 0$, (Figura 9(a)) e $\tau_r(k) = 0$ e $\tau_i(k) = T$, (Figura 9(b)).

O valor desejado da largura de pulso $\tau_c(k)$, é determinado pela expressão (16) para as duas condições tratadas nesta região.

$$\tau_c(k) = \frac{T}{2} - \frac{T}{2E} [V_r^*(k) + V_i^*(k)] \quad (16)$$

Novamente as larguras de pulso $\tau_r(k)$ e $\tau_i(k)$ podem ser calculadas a partir de (6) e (7), resultando nas equações (17) e (18), respectivamente.

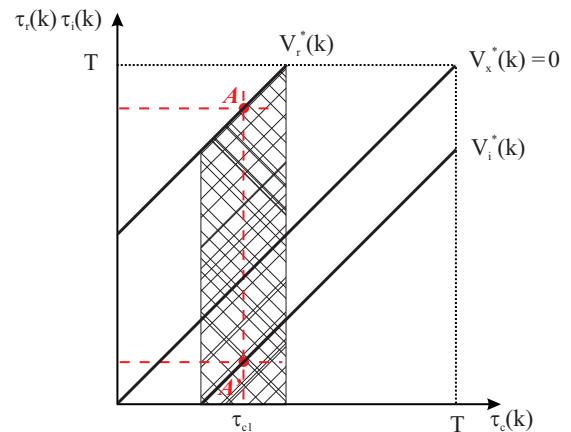
$$\tau_r(k) = \frac{T}{2} - \frac{T}{E} \left(\frac{V_i^*(k)}{2} - \frac{V_r^*(k)}{2} \right) \quad (17)$$

$$\tau_i(k) = \frac{T}{2} - \frac{T}{E} \left(\frac{V_r^*(k)}{2} - \frac{V_i^*(k)}{2} \right) \quad (18)$$

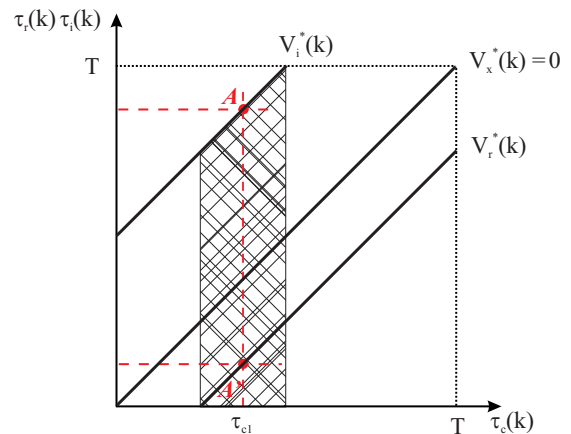
A condição para a existência de uma solução realizável é:

$$|V_r^*(k) - V_i^*(k)| \leq E \quad (19)$$

Se as tensões de referência, $V_r^*(t)$ e $V_i^*(t)$ são senoidais e exatamente em fase, apenas as regiões 1 e 2 são utilizadas.



(a) $V_r^*(k) > 0$ e $V_i^*(k) < 0$



(b) $V_r^*(k) < 0$ e $V_i^*(k) > 0$

Fig. 9. Gráfico para tensões de referência de sinais opostos.

Pela equação (14), a tensão de referência de maior amplitude que pode ser realizada é $V_m = E$. Se as tensões de referência são senoidais e defasadas entre si, a região 3 também é utilizada e a restrição (19) deve ser respeitada. Neste caso, pode ser demonstrado que para senoides de referência de amplitude máxima $V_m = E$, o defasamento máximo realizável é igual a 60° .

2) **Método II:** No método II, a filosofia na escolha da largura de pulso $\tau_c(k)$, prioriza a redução do número de comutações das chaves do braço comum. Se a tensão da rede e a tensão de saída do inversor estão em perfeito sincronismo, o braço comum irá comutar na frequência da rede, reduzindo significativamente as perdas em comutação neste braço. Naturalmente, esta redução no número de comutações refletirá em acréscimo da distorção harmônica total. Como no caso anterior, a escolha de $\tau_c(k)$ depende dos sinais das tensões de referência.

Região 1 - $V_r^*(k) \geq 0$ e $V_i^*(k) \geq 0$

Neste caso, como mostra a Figura 7, a escolha de $\tau_c(k) = 0$, sempre conduzirá a larguras de pulso $\tau_r(k)$ e $\tau_i(k)$ realizáveis. A solução para esta região é portanto, dada em (20).

$$\begin{cases} \tau_c(k) = 0 \\ \tau_r(k) = \frac{T}{E} V_r^*(k) \\ \tau_i(k) = \frac{T}{E} V_i^*(k) \end{cases} \quad (20)$$

Região 2 - $V_r^*(k) < 0$ e $V_i^*(k) < 0$

Pela Figura 8, a escolha de $\tau_c(k) = T$ sempre conduzirá a larguras de pulso $\tau_r(k)$ e $\tau_i(k)$ realizáveis. A solução para esta região é portanto, dada em (21).

$$\begin{cases} \tau_c(k) = T \\ \tau_r(k) = T + \frac{T}{E} V_r^*(k) \\ \tau_i(k) = T + \frac{T}{E} V_i^*(k) \end{cases} \quad (21)$$

Região 3 - $V_r^*(k) \geq 0$ e $V_i^*(k) < 0$

A análise da Figura 9(a), mostra que neste caso, o braço comum deve necessariamente comutar. Deve-se portanto optar pela escolha entre $\tau_r(k) = T$ ou $\tau_i(k) = 0$. Optou-se neste trabalho por manter o chaveamento no braço do inversor, reduzindo neste caso, as perdas no retificador. A solução para esta região é assim, dada em (22).

$$\begin{cases} \tau_c(k) = T - \frac{T}{E} V_r^*(k) \\ \tau_r(k) = T \\ \tau_i(k) = T + \frac{T}{E} [V_i^*(k) - V_r^*(k)] \end{cases} \quad (22)$$

Região 4 - $V_r^*(k) < 0$ e $V_i^*(k) \geq 0$

A análise da Figura 9(b), mostra que neste caso, pode-se fazer $\tau_r(k) = 0$. A solução para esta região é assim, dada em (23).

$$\begin{cases} \tau_c(k) = -\frac{T}{E} V_r^*(k) \\ \tau_r(k) = 0 \\ \tau_i(k) = \frac{T}{E} [V_i^*(k) - V_r^*(k)] \end{cases} \quad (23)$$

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A Figura 10, mostra as tensões de referência, de entrada do retificador e de saída do inversor, para uma frequência de chaveamento e amostragem igual a 720 Hz, facilitando assim, a visualização de cada período da modulação gerada. Para o modo assíncrono, a tensão do barramento cc é igual a 400V e a frequência/amplitude dos sinais de referência do inversor e retificador são respectivamente 60Hz/180V e 30Hz/180V. No modo síncrono, as frequências do retificador e inversor são iguais a 60Hz e a tensão no barramento é 200V.

Conforme observa-se nas Figuras 10(a) e 10(b), com o modo assíncrono, é possível impor tensões de frequências diferentes no retificador e no inversor. Nas Figuras 10(c) e 10(e), apresenta-se o resultado da operação no modo síncrono I, neste caso, as tensões de referência estão defasadas de 30° garantindo, a operação nas três regiões apresentadas. Nas Figuras 10(e) e 10(f), pode-se observar a redução do número de comutações na operação no modo síncrono II.

A Figura 11, mostra as análises harmônicas da tensão de saída do inversor e da tensão de entrada do retificador. No modo síncrono, as harmônicas destas tensões são semelhantes e são apresentadas pelas Figuras 11(b) e 11(c). Observa-se que a operação no modo síncrono I, corresponde ao melhor desempenho em termos de redução dos harmônicos. As Figuras 12, 13 e 14, mostram o efeito do defasamento nos sinais de comando dos braços do conversor operando no

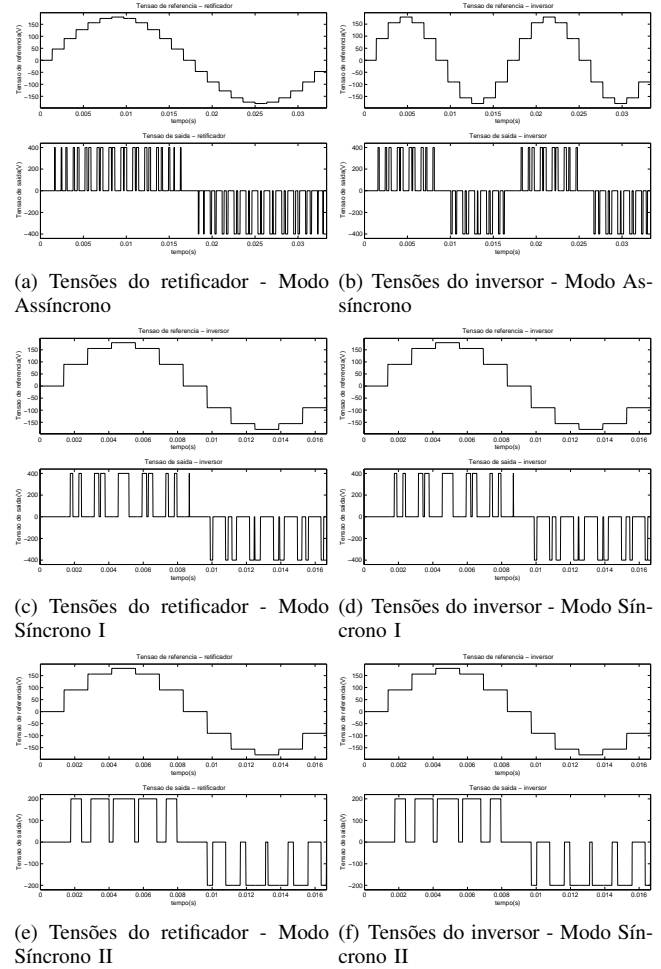


Fig. 10. Tensões de referência e de saída.

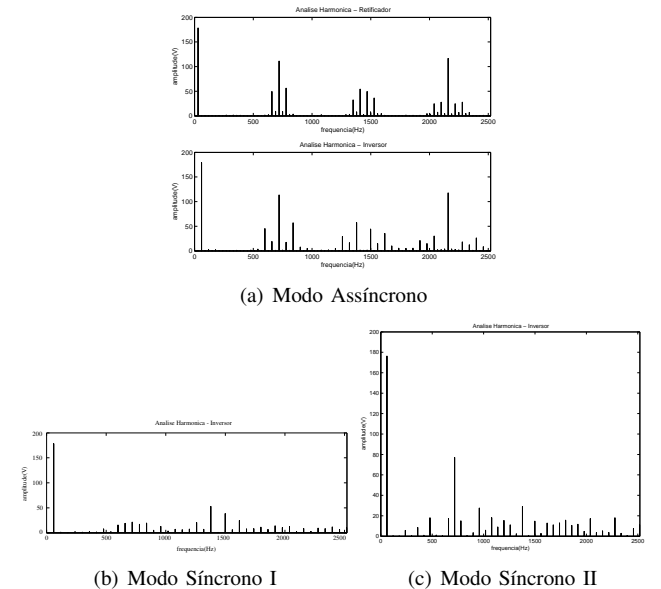


Fig. 11. Análise harmônica das tensões do retificador e inversor.

modo síncrono II. Nestas Figuras as tensões de referência para o retificador e inversor estão defasadas de 30°, para uma frequência de chaveamento e de amostragem de 720Hz, tensão do barramento igual a 200V e frequência das referências igual a 60Hz.

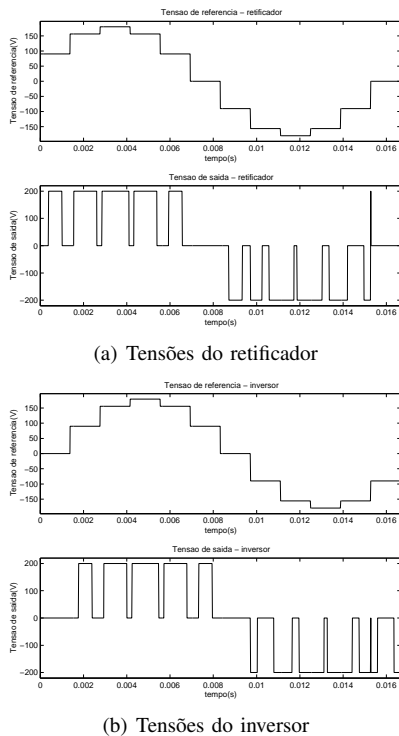


Fig. 12. Tensões de referência e de saída para o modo síncrono II com defasamento de 30°.

TABELA II
Características do protótipo.

| Características Gerais | |
|---|--------------|
| Potência | 4kVA |
| Frequência de chaveamento | 15.360Hz |
| Frequência de amostragem | 30.720Hz |
| Frequência de amostragem do barramento cc | 120Hz |
| Características de entrada nominais | |
| Tensão do barramento c.c | 250V |
| Tensão de alimentação | 127V |
| Frequência | 60Hz |
| Indutor (L_r) | 2,76mH |
| Capacitor (C_b) | 2800 μ F |
| Características de saída nominais | |
| Tensão de saída | 127V |
| Frequência | 60Hz |
| Indutor (L_i) | 300 μ H |
| Capacitor (C_i) | 90 μ F |

Observa-se que neste caso, como esperado, ocorrem alguns chaveamentos das chaves do braço comum enquanto são reduzidas as comutações do braço do retificador.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Na tabela II, estão listadas as características do protótipo utilizado.

Os resultados foram obtidos com o conversor operando no modo síncrono I. Todos os testes foram realizados sem a utilização do banco de baterias. Os cálculos das larguras de pulso, PLL e controladores em geral foram implementados em um DSP da Texas Instruments, TMS320LF2407A.

A tensão e a corrente de saída com carga linear são mostradas na Figura 15(a). A Figura 15(b), mostra a análise harmônica da tensão de saída. Obteve-se uma DHT=1,32% para a tensão nestas condições. A Figura 16(a) mostra a

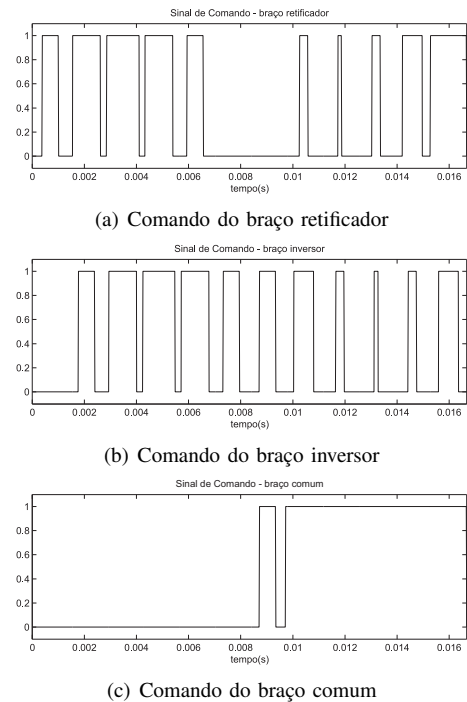


Fig. 13. Sinais de comando do retificador e do inversor com defasamento de 30°.

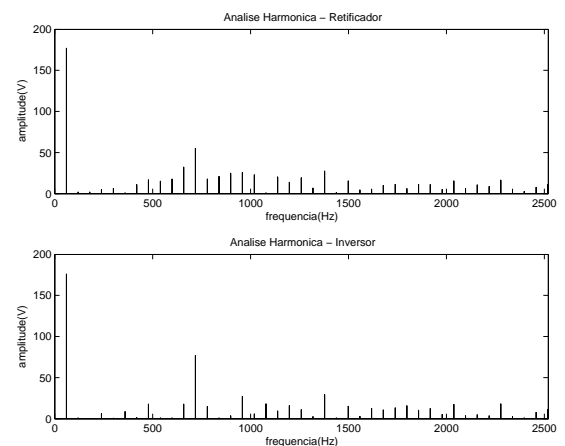


Fig. 14. Análise harmônica das tensões com defasamento de 30°.

corrente e a tensão de saída com carga não linear. A análise harmônica da tensão de saída pode ser vista na Figura 16(b). Foi obtida uma DHT de 2,93% nestas condições.

VI. CONCLUSÃO

Foi apresentado um método de modulação em largura de pulsos para o conversor a três braços e os diversos modos de operação desta técnica. O modo assíncrono é adequado à operação de SEI com frequências diferentes na rede e na saída do inversor, permitindo portanto a operação com regulação da frequência de saída. Este modo de operação é indispensável quando o SEI deve operar com alimentação proveniente de um gerador a diesel. Os métodos de modulação síncronos são adequados para operação do inversor em sincronismo com a rede. O método I, garante menor conteúdo harmônico da tensão de saída no inversor e da tensão de entrada do retificador. O método II permite uma redução das perdas

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

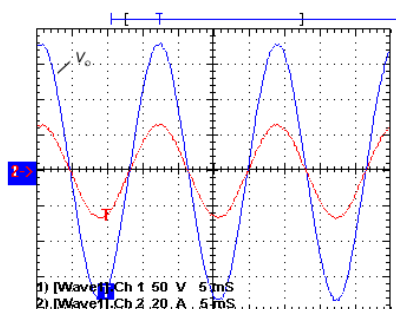
- [1] D. M. Divan, "A new topology for single phase ups systems," *Industry Applications Society Annual Meeting.*, vol. 1, pp. 931–936, outubro 1989.
- [2] C. Chen and D. M. Divan, "Simple topologies for single phase ac line conditioning," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 406–412, abril 1994.
- [3] T. Uematsu, T. Ikeda, N. Hirao, S. Totsuka, T. Ninomiya, and H. Kawamoto, "A study of the high performance single phase ups," *Power Electronics Specialists Conference. PESC 98*, vol. 2, pp. 1872–1878, maio 1998.
- [4] S. J. Chiang, T. Lee, and J. M. Chang, "Design and implementation of a single phase three-arms rectifier inverter," *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, vol. 147, pp. 379–384, setembro 2000.
- [5] J. W. Back, T. G. Koo, Y. B. Byun, K. Y. Joe, and D. H. Kim, "A study on a single-phase module ups using a three-arms converter and inverter," *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, vol. 2, pp. 1282–1287, novembro 2002.
- [6] N. Hirao, T. Satonaga, T. Uematsu, T. Kohama, T. Ninomiya, and M. Shoyama, "Analytical considerations on power loss in a three-arm-type uninterruptible power supply," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 2, pp. 1886–1891, novembro 1998.
- [7] S.-J. Park, H.-W. Park, and J.-I. Bae, "Development of a high performance single-phase voltage regulator composed of 3 arms bridge," *Industrial Electronics. ISIE '99*, vol. 2, pp. 700–705, julho 1999.
- [8] H. Pinheiro, R. Blume, and P. Jain, "Space vector modulation method for single phase on-line three-leg ups," *Telecommunications Energy Conference. INTELEC*, pp. 679–686, setembro 2000.
- [9] H. Pinheiro, P. Jain, and R. Blume, "Comparison of sv modulation methods for single phase on-line three-leg ups," *Industrial Electronics Society, 2000*, vol. 2, pp. 22–28, outubro 2000.

DADOS BIOGRÁFICOS

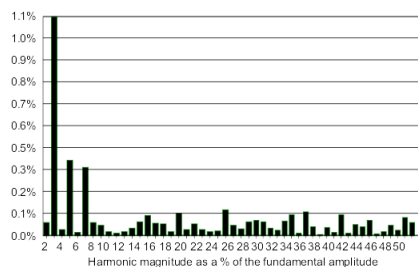
Porfírio Cabalero Cortizo, nascido em Belo Horizonte-MG em 26/03/1955. Formado em Engenharia Elétrica em 1978 na UFMG e Doutorado em Eng. Elétrica em 1984 no Intitut National Polytechnique de Toulouse, França. Desde 1984 é professor do Departamento de Engenharia Eletrônica da UFMG, no cargo de Professor Associado. Sua área de atuação é Eletrônica de Potência com interesse em Sistemas de Alimentação Ininterrupta (UPS), fontes chaveadas de alta frequência e técnicas de controle empregando DSPs.

Paulo Fernando Seixas, nascido em Belo Horizonte-MG em 10/04/1957. Formado em Engenharia Elétrica em 1980 na UFMG, Mestrado em Engenharia Elétrica em 1983 na UFMG e Doutorado em Eng. Elétrica em 1988 no Intitut National Polytechnique de Toulouse, França. Desde 1980 é professor do Departamento de Engenharia Eletrônica da UFMG, no cargo de Professor Associado. Sua área de atuação é Eletrônica de Potência com interesse em Sistemas de Alimentação Ininterrupta (UPS), Acionamentos Elétricos e técnicas de controle empregando DSPs.

Leandro Oliveira, possui graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicação pela PUC-MG em 2000 e mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais em 2004. Atualmente trabalha em uma empresa própria, desenvolvendo sistemas eletrônicos microcontrolados e softwares de aplicativos para diversas áreas.

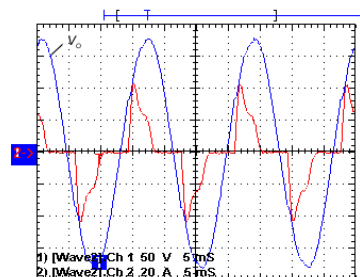


(a) Tensão de saída e Corrente de carga

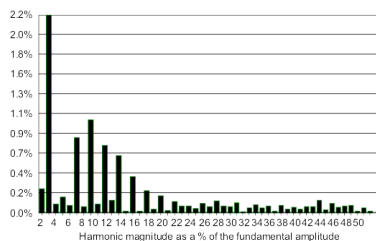


(b) Análise harmônica da tensão de saída

Fig. 15. Tensão e corrente na saída com carga linear.



(a) Tensão de saída e corrente de carga



(b) Análise harmônica da Tensão de saída

Fig. 16. Tensão e corrente da saída com carga não linear.

de comutação no braço comum, com aumento do conteúdo harmônico nestas mesmas frequências.

Em relação aos métodos de modulação vetoriais apresentados em [8] e [9], os desempenhos dos métodos apresentados são similares, mas os requerimentos computacionais são reduzidos.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao CNPq e a Engetron Engenharia Eletrônica Indústria e Comércio Ltda. pelo financiamento deste trabalho.