

# Modulação *Space Vector* Com Número Mínimo de Comutações Para o Inversor 5 Níveis Ponte Completa Com Capacitores Flutuantes

Silvio Antonio Teston e Humberto Pinheiro  
Grupo de Eletrônica de Potência e Controle - GEPOC  
Universidade Federal de Santa Maria - UFSM  
Santa Maria, RS, Brasil

Email: silvioteston@gmail.com e humberto.ctlab.ufsm.br@gmail.com

**Resumo**—Este artigo apresenta uma modulação *space vector* para o inversor 5 níveis, ponte completa com capacitores flutuantes, que objetiva obter o mínimo de comutações em um ciclo de rede e simplicidade de implementação. Inicialmente é apresentada a topologia do inversor, seus possíveis estados de comutação no espaço das tensões de saída e um controlador para a tensão dos capacitores flutuantes. Para obtenção do número mínimo de comutações e regulação das tensões dos capacitores flutuantes as sequências de comutação não são fixas, mas são definidas através de operações aritméticas simples a cada período de amostragem. O sistema de modulação proposto é capaz de operar em qualquer condição de fator de potência mantendo a tensão dos capacitores reguladas e utilizando o mínimo de comutações (de acordo com as condições propostas). A análise teórica é validada através de simulação.

**Palavras-chave** – Capacitor Flutuante, Cinco Níveis, Minimizar Comutações, Ponte Completa, *Space Vector*

## I. INTRODUÇÃO

Os inversores multiníveis caracterizam-se por apresentarem menor conteúdo harmônico na saída em comparação aos inversores de dois níveis [1]. Adicionalmente, os inversores multinível podem operar em alta tensão empregando dispositivos semicondutores de baixa tensão [2]. No entanto, outros fatores importantes devem ser levados em consideração, como: maior número de semicondutores em série, o que reduz confiabilidade e aumenta as perdas; necessidade de regulação de elementos reativos; maior complexidade de modulação; maior número de sensores; entre outros. Nesse sentido, diversos esforços de pesquisa têm sido feitos para solucionar essas questões de forma que se possa tirar maior proveito das topologias multiníveis.

O circuito inversor multinível com capacitores flutuantes (FCMI) foi inicialmente proposto por [3]. Em sua configuração mais simples, de três níveis, cada braço do inversor é composto por quatro chaves e um capacitor. Para aplicações monofásicas é possível utilizar uma configuração com dois braços idênticos e, como resultado, estende-se o número de níveis para cinco. Esta topologia é apresentada na Fig. 1.

Através da análise do circuito são obtidos os estados de comutação de cada braço conforme apresentado na Tab. I. A

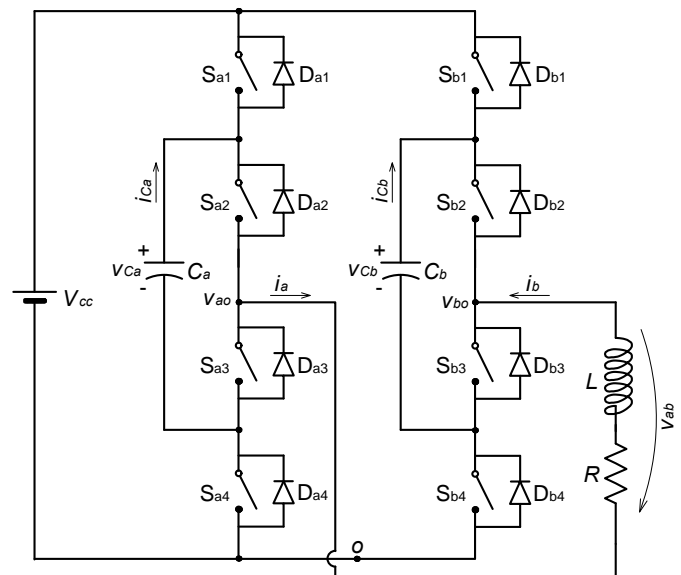


Fig. 1. Inversor monofásico 5 níveis com capacitores flutuantes.

tensão  $v_{x0}$  é a tensão de saída de cada braço, onde  $x$  pode ser  $a$  ou  $b$ . Considerando cada braço individualmente, quando o vetor  $V_{cc}$  ou o vetor zero são utilizados a tensão do capacitor flutuante não é alterada. Para os outros dois vetores a corrente de saída do braço do inversor ( $i_x$ ) pode aumentar ou diminuir a tensão do capacitor flutuante, dependendo da polaridade dessa corrente. Desta forma, um sistema de controle da tensão dos capacitores flutuantes pode ser necessário. Regulando a tensão desses capacitores em certos valores é possível a obtenção de diferentes números de níveis na tensão de saída do inversor. O caso típico é o do inversor simétrico cujas tensões  $v_{Ca}$  e  $v_{Cb}$  são reguladas em  $V_{cc}/2$  resultando em cinco níveis na saída  $v_{ab}$ .

Em uma tentativa de aumentar o número de níveis na tensão de saída pode-se utilizar tensões diferentes nos capacitores flutuantes. Uma versão assimétrica desse inversor foi proposta e analisada por [4], [5]. O número de níveis foi aumentado para 9 níveis em uma configuração em que  $C_a$  foi regulado

TABELA I  
ESTADOS DE COMUTAÇÃO E RESPECTIVOS NÍVEIS DE TENSÃO.

Estados de comutação				Tensão $v_{xo}$
$S_{x1}$	$S_{x2}$	$S_{x3}$	$S_{x4}$	
1	1	0	0	$V_{cc}$
1	0	1	0	$V_{cc} - v_{Cx}$
0	1	0	1	$v_{Cx}$
0	0	1	1	0

em  $V_{cc}/2$  e  $C_b$  em  $V_{cc}/4$ . No entanto, na configuração assimétrica alguns vetores não apresentam estados de comutação redundantes e o inversor não consegue manter a regulação de um dos capacitores flutuantes para qualquer fator de potência.

Este trabalho analisa o problema sob um outro aspecto. A redução do volume do filtro de saída e dos capacitores flutuantes também pode ser obtida pelo aumento da frequência de comutação do inversor. No entanto, a operação em alta frequência requer o uso de dispositivos adequados e estratégias de modulação que reduzam o número de comutações devido à importância das perdas por comutação. Atualmente estão disponíveis dispositivos semicondutores com capacidade de operar em frequências de comutação elevadas com elevado rendimento, na faixa de 100 kHz e acima, como os transistores de Nitreto de Gálio (GaN) [6]. Um modulador que minimize o número de comutações para o inversor FCMI monofásico em ponte completa ainda não foi proposto na literatura.

Este artigo está organizado da seguinte forma: na seção II é realizada uma análise dos possíveis estados de comutação, agrupando-os por vetor e efeito sob a tensão do capacitor flutuante e é proposta uma modulação *space vector* com número mínimo de comutações. Na seção III são apresentados os resultados de simulação e na seção IV as conclusões deste trabalho.

## II. MODULAÇÃO *Space Vector*

O projeto de uma modulação *space vector* requer a definição dos objetivos a serem alcançados. Devido ao número de graus de liberdade, diferentes objetivos conduzirão a diferentes modulações. Neste trabalho os objetivos são a redução do número de comutações a um valor mínimo possível e a regulação dos capacitores flutuantes para qualquer fator de potência da carga. O projeto da modulação *space vector* foi realizado conforme metodologia proposta por [7].

### A. Definição dos estados de comutação

Os sinais de acionamento dos dispositivos semicondutores apresentam complementaridade. O sinal da chave  $S_{x4}$  é complementar ao da chave  $S_{x1}$  e o sinal da chave  $S_{x3}$  é complementar ao da  $S_{x2}$ . Considera-se também que os capacitores  $C_x$  estão com suas tensões reguladas em  $V_{cc}/2$ . Com essas considerações e analisando todas as combinações possíveis a Tab. II é obtida. As tensões foram normalizadas pela tensão  $V_{cc}/2$ , ou seja,  $v'_x = v_x/(V_{cc}/2)$ .

TABELA II  
ESTADOS DE COMUTAÇÃO E RESPECTIVOS NÍVEIS DE TENSÃO.

Estados de comutação				Tensão $v'_{ao}$	Tensão $v'_{bo}$	Tensão $v'_{ab}$
$S_{a1}$	$S_{a2}$	$S_{b1}$	$S_{b2}$	(pu)	(pu)	(pu)
0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	1	-1
0	0	1	0	0	1	-1
0	0	1	1	0	2	-2
0	1	0	0	1	0	1
0	1	0	1	1	1	0
0	1	1	0	1	1	0
0	1	1	1	1	2	-1
1	0	0	0	1	0	1
1	0	0	1	1	1	0
1	0	1	0	1	1	0
1	0	1	1	1	2	-1
1	1	0	0	2	0	2
1	1	0	1	2	1	1
1	1	1	0	2	1	1
1	1	1	1	2	2	0

A partir da Tab. II os estados de comutação podem ser agrupados de acordo com o vetor e a sua função, obtendo-se a Tab. III e a Tab. IV. Os estados  $\mathbf{v}_{a0}^1$ ,  $\mathbf{v}_{a1}^1$ ,  $\mathbf{v}_{a0}^{-1}$  e  $\mathbf{v}_{a1}^{-1}$  alteram a tensão do capacitor  $C_a$  e os estados  $\mathbf{v}_{b0}^1$ ,  $\mathbf{v}_{b1}^1$ ,  $\mathbf{v}_{b0}^{-1}$  e  $\mathbf{v}_{b1}^{-1}$  alteram a tensão do capacitor  $C_b$ , de acordo com a polaridade da corrente  $i_x$ . Para cada vetor existe mais de um estado de comutação que pode ser utilizado. Esses estados redundantes foram utilizados para alcançar os objetivos já elencados.

TABELA III  
CONJUNTOS DE ESTADOS DE COMUTAÇÃO PARA OS VETORES ZERO ( $\Omega^0$ ), 2 ( $\Omega^2$ ) E -2 ( $\Omega^{-2}$ ).

Conjunto	$\Omega^0$						$\Omega^2$	$\Omega^{-2}$
Chaves	$\mathbf{v}_0^0$	$\mathbf{v}_1^0$	$\mathbf{v}_2^0$	$\mathbf{v}_3^0$	$\mathbf{v}_4^0$	$\mathbf{v}_5^0$	$\mathbf{v}^2$	$\mathbf{v}^{-2}$
$S_{a1}$	0	0	0	1	1	1	0	1
$S_{a2}$	0	1	1	0	0	1	0	1
$S_{b1}$	0	0	1	0	1	1	1	0
$S_{b2}$	0	1	0	1	0	1	1	0

### B. Regulação da tensão dos capacitores flutuantes

Considerando cada braço separadamente, os estados que geram o nível 1 são os responsáveis por alterar o estado de carga dos capacitores flutuantes. No caso em ponte completa esses mesmos vetores podem gerar níveis 1, -1 e zero na tensão  $v_{ab}$ . Conforme pode ser visto na Tab. IV, há dois estados de comutação para cada capacitor, permitindo que sempre seja possível a escolha do estado apropriado para regulação da

TABELA IV  
CONJUNTOS DE ESTADOS DE COMUTAÇÃO DOS VETORES 1 E -1.

Conjunto	$\Omega^1$				$\Omega^{-1}$			
	$\mathbf{v}_{a0}^1$	$\mathbf{v}_{a1}^1$	$\mathbf{v}_{b0}^1$	$\mathbf{v}_{b1}^1$	$\mathbf{v}_{a0}^{-1}$	$\mathbf{v}_{a1}^{-1}$	$\mathbf{v}_{b0}^{-1}$	$\mathbf{v}_{b1}^{-1}$
$S_{a1}$	0	1	1	1	0	1	0	0
$S_{a2}$	1	0	1	1	1	0	0	0
$S_{b1}$	0	0	0	1	1	1	0	1
$S_{b2}$	0	0	1	0	1	1	1	0

tensão do respectivo capacitor. Para o vetor zero, os estados de comutação  $\mathbf{v}_1^0$ ,  $\mathbf{v}_2^0$ ,  $\mathbf{v}_3^0$  e  $\mathbf{v}_4^0$  também influenciam na tensão de  $C_a$  e  $C_b$ . Mais adiante, após a definição da sequência de comutação, são feitas considerações sobre a capacidade de utilização destes estados para auxiliar na regulação da tensão dos referidos capacitores.

Para a regulação da tensão dos capacitores foi utilizado um controlador do tipo *bang-bang*. Dependendo da tensão do capacitor e do sentido da corrente de saída o controlador define qual estado de comutação deve ser utilizado durante a aplicação dos vetores dos conjuntos  $\Omega^1$  e  $\Omega^{-1}$ . Devido à operação em alta frequência desse sistema de controle não há ondulação de baixa frequência nos capacitores flutuantes e a corrente  $i_{Cx}$  apresenta espectro harmônico na metade da frequência de comutação, o que resulta em capacitores de reduzido volume.

O funcionamento do controlador *bang-bang* é descrito pela tabela-verdade apresentada na Tab. V. O valor 1 ou 0 na coluna à direita desta tabela indexa o estado de comutação nos conjuntos  $\Omega^1$  e  $\Omega^{-1}$ . Por exemplo, se o controlador solicitar o estado de índice 0, devem ser utilizados os estados  $\mathbf{v}_{x0}^1$  ou  $\mathbf{v}_{x0}^{-1}$  e se o controlador solicitar o estado de índice 1 devem ser utilizados os estados  $\mathbf{v}_{x1}^1$  ou  $\mathbf{v}_{x1}^{-1}$ , dependendo do setor em que se encontra o vetor de referência. A função desse controlador é descrita por uma operação ou-exclusivo entre as duas entradas, ou seja,  $b_{cx} = b_{vx} \oplus b_{ix}$ . Esta função pode ser facilmente implementada em *software* ou *hardware*.

TABELA V  
TABELA VERDADE DO CONTROLADOR *bang-bang*.

$v_{Cx} > V_{cc}/2$ ( $b_{vx}$ )	$i_x > 0$ ( $b_{ix}$ )	Índice ( $b_{cx}$ )
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

### C. Obtenção das matrizes de decomposição

A análise realizada até aqui nos mostra que existem 5 possíveis níveis na tensão  $v_{ab}$ . O espaço da tensão de saída

do inversor possui 4 setores, conforme mostrado na Fig. 2. Dentro de cada setor o vetor de referência ( $v_{ab,ref}$ ) pode ser sintetizado utilizando os vetores mais próximos durante um período de amostragem. Por exemplo, se  $v_{ab,ref}$  estiver no setor 4 podem ser utilizados os estados dos conjuntos  $\Omega^1$  e  $\Omega^2$  para sintetizar o valor médio em um período de amostragem. De forma geral:

$$\overline{v_{ab}} = d_1 v_{d1} + d_2 v_{d2}, \quad (1)$$

onde  $v_{d1}$  é o nível de tensão relativo ao primeiro vetor,  $v_{d2}$  é o nível de tensão relativo ao segundo vetor e  $d_1$  e  $d_2$  são as razões cíclicas de aplicação dos respectivos vetores em um período de amostragem.

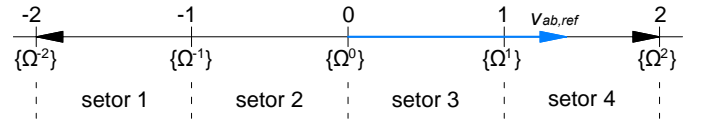


Fig. 2. Espaço da tensão de saída.

Além de (1) deve-se garantir que a soma do tempo de aplicação dos vetores seja igual ao período de amostragem, ou seja:

$$d_1 + d_2 = 1. \quad (2)$$

Utilizando (1) e (2) e colocando em forma matricial obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_{ab,ref} \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{d1} & v_{d2} \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Manipulando (3) obtém-se (4). A inversa da matriz que aparece em (4) é calculada *offline* e é chamada de matriz de decomposição. Cada setor apresenta uma matriz de decomposição diferente.

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{d1} & v_{d2} \\ 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{ab,ref} \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

### D. Definição das sequências de comutação

A definição da sequência de comutação é uma das partes mais importantes da modulação *space vector*. Isso porque há muitas possibilidades e a obtenção ou não de um objetivo específico está relacionada com a correta definição das sequências de comutação. Sem perda de generalidade, a análise que segue será feita somente para os vetores positivos, i.e., para os setores 3 e 4.

O objetivo principal deste trabalho é minimizar o número de comutações. Assim, entre um estado de comutação e outro apenas um dos sinais  $S_{a1}$ ,  $S_{a2}$ ,  $S_{b1}$  e  $S_{b2}$  deve mudar de valor. Para a correta definição das sequências de comutação algumas premissas devem ser feitas para reduzir o número de possíveis soluções para o mesmo problema e para alcançar os objetivos elencados. Primeiramente, para minimizar as comutações, o número de estados de comutação utilizados em cada sequência

deve ser o mínimo possível. Em um ciclo de amostragem pelo menos um estado de comutação que afete a tensão do capacitor  $C_a$  e um estado que afete a tensão do capacitor  $C_b$  devem ser utilizados. Além disso, o número de comutações e a distribuição de potência devem ser iguais em ambos os braços do inversor. E, por último, o número de estados de comutação empregados e a distribuição das razões cíclicas de cada estado devem ser as mesmas em todas as sequências. Esta última premissa visa facilitar a implementação.

A Fig. 3 apresenta um diagrama contendo os pares de estados de comutação cuja transição ocorre com apenas uma comutação. Analisando inicialmente o setor 4, observa-se que uma possível sequência poderia ser:  $\mathbf{v}^2 - \mathbf{v}_{aj}^1 - \mathbf{v}^2 - \mathbf{v}_{bk}^1 - \mathbf{v}^2$ , onde os índices  $j$  e  $k$  indicam que os estados a serem escolhidos dependem do *bit* do controlador *bang-bang* de cada braço. Nota-se que é indiferente colocar primeiro o estado  $\mathbf{v}_{aj}^1$  ou o estado  $\mathbf{v}_{bk}^1$ . Uma outra possibilidade seria a sequência:  $\mathbf{v}_{aj}^1 - \mathbf{v}^2 - \mathbf{v}_{bk}^1 - \mathbf{v}^2 - \mathbf{v}_{aj}^1$ . Neste caso, nota-se que o impacto sobre cada braço do inversor é diferente. O mesmo ocorreria se a sequência  $\mathbf{v}_{bk}^1 - \mathbf{v}^2 - \mathbf{v}_{aj}^1 - \mathbf{v}^2 - \mathbf{v}_{bk}^1$  fosse utilizada. Alternar as duas sequências não é uma solução pois a troca entre os estados  $\mathbf{v}_{aj}^1$  e  $\mathbf{v}_{bk}^1$  sempre causa mais do que uma comutação. Assim, neste trabalho foi utilizada a primeira sequência de comutação apresentada para o setor 4.

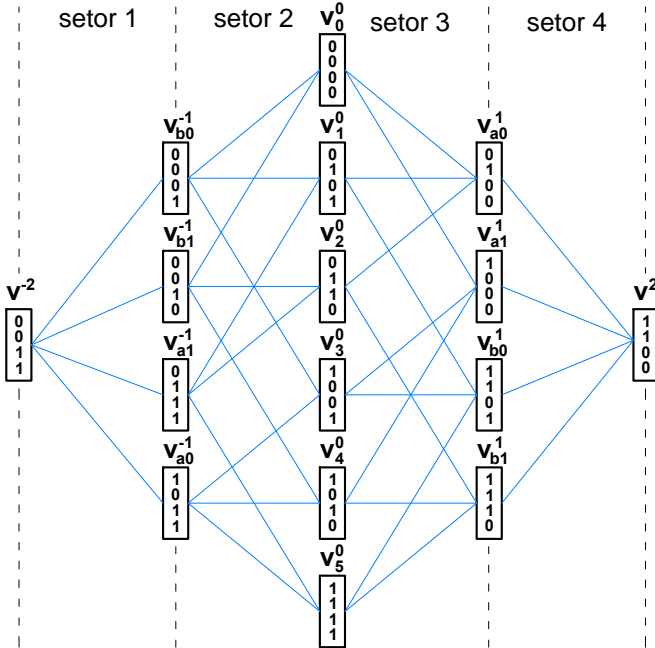


Fig. 3. Diagrama de pares de comutações unitárias.

Considerando que a sequência de comutação do setor 4 termina com o estado  $\mathbf{v}^2$ , a sequência de comutação do setor 3 deveria começar com um estado do conjunto  $\Omega^1$ . Utilizando 5 estados de comutação, conforme número definido para o setor 4, neste setor também não é possível realizar a distribuição igualitária de comutações e de potência entre os dois braços começando com um estado de comutação do conjunto  $\Omega^1$ . Portanto, o setor 3 será iniciado com um estado

do conjunto  $\Omega^0$ . O principal impacto dessa escolha é que na transição do setor 3 para o 4 e vice-versa ocorrerão pelo menos duas comutações. Como ocorrem apenas quatro dessas transições em um ciclo de rede, o impacto desta escolha no rendimento do inversor deve ser mínimo. Solucionado este ponto, a sequência do setor 3 tem duas possíveis soluções:

- 1)  $\mathbf{v}_n^0 - \mathbf{v}_{aj}^1 - \mathbf{v}_p^0 - \mathbf{v}_{bk}^1 - \mathbf{v}_q^0$
- 2)  $\mathbf{v}_n^0 - \mathbf{v}_{bk}^1 - \mathbf{v}_p^0 - \mathbf{v}_{aj}^1 - \mathbf{v}_q^0$

A escolha de uma sequência ou de outra depende do estado inicial  $\mathbf{v}_n^0$ . Se o estado inicial for o estado  $\mathbf{v}_0^0$  deve seguir a sequência 1) e se for  $\mathbf{v}_5^0$  segue a sequência 2).

Antes de tratar da escolha do estado  $\mathbf{v}_p^0$  é importante observar que, independentemente da escolha deste estado, para que se consiga fazer apenas transições com uma comutação o estado final  $\mathbf{v}_q^0$  é diferente do estado inicial  $\mathbf{v}_n^0$ . Ou seja, se iniciar com  $\mathbf{v}_0^0$  a sequência terminará com  $\mathbf{v}_5^0$  e vice-versa. Ao iniciar um novo ciclo de amostragem o último estado deve ser mantido, caso contrário ocorrerão 4 comutações e o rendimento do inversor irá degradar.

A definição do estado intermediário  $\mathbf{v}_p^0$  é feita considerando um subconjunto de  $\Omega^0$  formado por  $\mathbf{v}_1^0$ ,  $\mathbf{v}_2^0$ ,  $\mathbf{v}_3^0$  e  $\mathbf{v}_4^0$ . Os estados deste subconjunto interferem na tensão dos capacitores flutuantes. Assim, é necessário selecionar um estado de comutação que simultaneamente minimize o número de comutações e regule a tensão dos capacitores flutuantes. Inicialmente foi selecionado o vetor que minimiza o número de comutações de acordo com todas as combinações de vetores que antecedem e sucedem o vetor  $\mathbf{v}_p^0$ . A seleção do vetor é feita através de operações aritméticas simples com os *bits* dos controladores *bang-bang*. Uma variável de indexação  $p$  pode ser utilizada para esta finalidade. O valor do índice  $p$  é calculado utilizando (5). Não há estado de comutação redundante neste caso, cada sequência possui apenas uma solução que minimiza o número de comutações.

$$p = 2b_{ca} + b_{cb} + 1. \quad (5)$$

Coincidentemente, o estado de comutação que minimiza o número de comutações também contribui para a regulação da tensão dos capacitores flutuantes. Para comprovar esta afirmação é necessário analisar todas as 16 combinações de estados que formam as sequências dos setores 2 e 3. Considerando que o vetor de referência está no setor 3 e que o estado inicial da sequência será o  $\mathbf{v}_5^0$ , a sequência a ser seguida é a 2) e, portanto, as possíveis combinações neste caso específico são:

- (i)  $\mathbf{v}_5^0 - \mathbf{v}_{b0}^1 - \mathbf{v}_1^0 - \mathbf{v}_{a0}^1 - \mathbf{v}_0^0$
- (ii)  $\mathbf{v}_5^0 - \mathbf{v}_{b1}^1 - \mathbf{v}_2^0 - \mathbf{v}_{a0}^1 - \mathbf{v}_0^0$
- (iii)  $\mathbf{v}_5^0 - \mathbf{v}_{b0}^1 - \mathbf{v}_3^0 - \mathbf{v}_{a1}^1 - \mathbf{v}_0^0$
- (iv)  $\mathbf{v}_5^0 - \mathbf{v}_{b1}^1 - \mathbf{v}_4^0 - \mathbf{v}_{a1}^1 - \mathbf{v}_0^0$

Para facilitar a análise destas sequências pode-se utilizar a Fig.3. Na sequência (i) o controlador solicitou o estado de comutação de índice 0 no braço  $b$ , ou seja  $\mathbf{v}_{b0}^1$ . Para manter a ação de controle do braço  $b$ , o próximo estado não deve alterar os *bits* relativos às chaves do braço  $b$ . De fato, com a escolha do estado  $\mathbf{v}_1^0$ , com  $p$  calculado por (5), os *bits* são preservados, mantendo a ação de controle. Ainda

considerando (i), o controlador do braço *a* também solicitou o estado de índice 0,  $v_{a0}^1$ . Observando os *bits* de  $v_1^0$  que são relativos às chaves do braço *a* pode-se perceber que são iguais ao *bits* de  $v_{a0}^1$  e, portanto, a ação de controle é mantida. Procedendo a análise para as demais sequências chega-se a mesma conclusão, o vetor  $v_p^0$  sempre manterá as ações de controle em ambos os braços, mesmo não tendo sido calculado para esta finalidade. Este é um resultado interessante e que contribui de forma positiva para qualificar esta estratégia de modulação.

Como há 5 estados de comutação em cada sequência e apenas 2 vetores aplicados, faz-se necessário distribuir os tempos de cada vetor entre os estados da sequência. De forma a obter uma forma de onda com simetria de um quarto de onda e, assim, com melhor espectro harmônico, os tempos foram distribuídos da seguinte forma: 25%, 50%, 50%, 50% e 25%.

O setor 2 segue a mesma lógica apresentada para o setor 3 e também utiliza (5) para computar *p*. A diferença do setor 2 diz respeito a formação das sequências. Se começar com o estado  $v_5^0$  deverá seguir a sequência 1) e se o estado inicial for  $v_0^0$  deverá seguir a sequência 2).

Todas as sequências de todos os setores foram definidas. Nenhuma operação complexa em tempo real foi necessária. Assim, é esperado que a implementação desta estratégia de modulação possa ser executada em alta frequência com um mínimo de sobrecarga para o processador. Por se tratar de uma modulação *space vector* com sequências que não são fixas, sugere-se que em uma implementação o modulador seja realizado utilizando lógica programável (CPLD, FPGA) ou outra forma de implementação em *hardware*.

### III. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para validar a proposta e verificar os resultados obtidos, um inversor monofásico foi simulado utilizando o *software* PSIM. O inversor possui potência de 6 kVA, alimenta uma carga resistiva, possui um filtro apenas indutivo (*L*) na saída e apresenta as seguintes especificações:

- $V_{cc} = 400$  V;
- $C_x = 10$   $\mu$ F;
- $V_{ca,rms} = 220$  V;
- $f_{rede} = 50$  Hz;
- $f_s = 100$  kHz;
- $R = 8,07$   $\Omega$ .
- $L = 100$   $\mu$ H.

Primeiramente, para avaliar as formas de onda dos sinais PWM de ambos os braços do inversor, uma simulação em frequência de amostragem ( $f_s$ ) de 1 kHz e índice de modulação de amplitude de 0,9 foi realizada. A Fig. 4 apresenta os sinais PWM para esta condição. Nota-se que as comutações e os tempos de condução das chaves estão bem distribuídos em um ciclo de rede.

A Fig. 5 e a Fig. 6 trazem os resultados de simulação do inversor operando, agora, na frequência especificada. Da Fig. 5(b) e (c) percebe-se que a tensão de fase foi prejudicada para que fosse possível alcançar os objetivos da estratégia de modulação. Isso ocorre porque para o modulador as tensões de

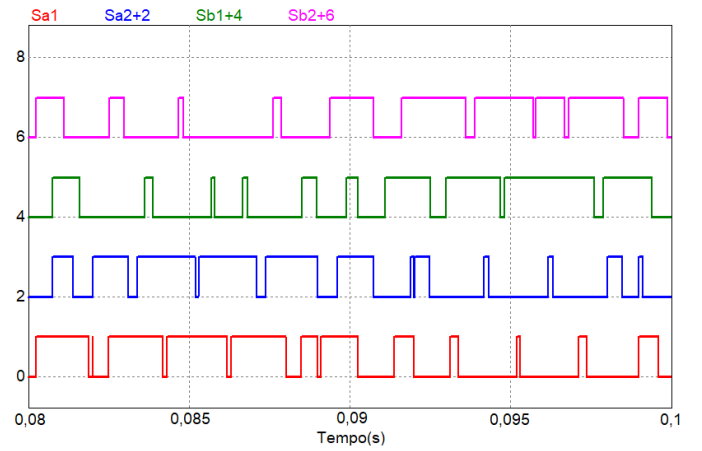


Fig. 4. Sinais PWM para frequência de amostragem de 1 kHz e índice de modulação de amplitude de 0,9.

fase inexistem, o espaço da tensão de saída apenas considera a tensão  $v_{ab}$ . A THD da tensão  $v_{ab}$  calculada foi de 39,3% e para a WTHD foi obtido o valor de 0,012%. Na Fig. 6(a) observa-se que a corrente de saída apresenta baixa THD, o valor calculado da THD foi de 2,14% e a WTHD foi de 0,009%. A tensão dos capacitores flutuantes pode ser observada na Fig. 6(b), comprovando a ausência de ondulação de baixa frequência.

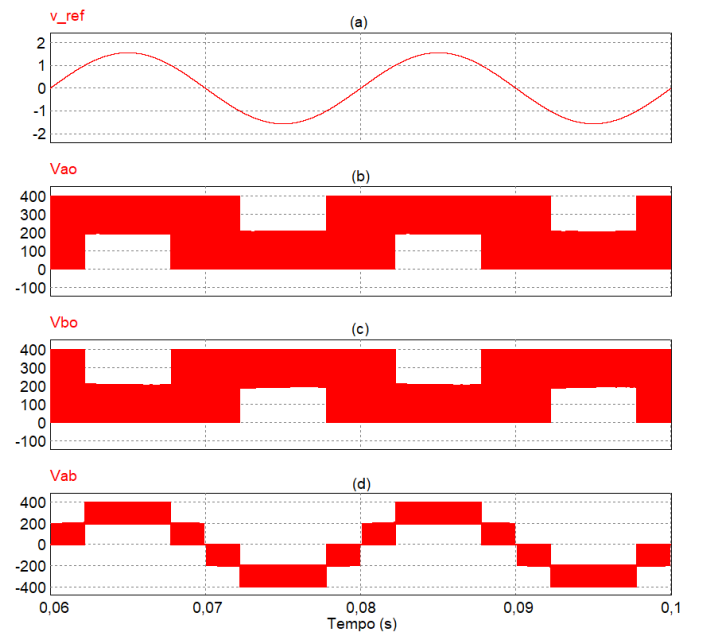


Fig. 5. Simulação do inversor com frequência de 100 kHz. (a) Vetor de referência. (b) Tensão de saída da fase *a*,  $v_{ao}$ . (c) Tensão de saída da fase *b*,  $v_{bo}$ . Tensão de saída do inversor  $v_{ab}$ .

Na Fig. 6(c) e (d) são apresentados os valores dos contadores de comutações em um ciclo de rede. O número de comutações é aproximadamente o mesmo em ambos os braços. Os valores exatos medidos na simulação foram de 2.002 comutações para  $S_{a1}$ , 2.002 para  $S_{a2}$ , 1.998 para  $S_{b1}$  e 2.002 para  $S_{b2}$ , totalizando 8.004 comutações. É importante

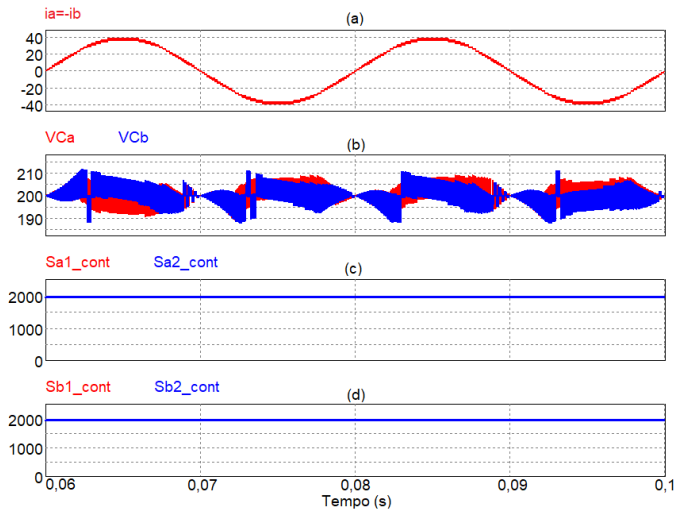


Fig. 6. Simulação do inversor com frequência de 100 kHz. (a) Corrente de saída. (b) Tensão nos capacitores flutuantes. (c) Contador de comutações da fase a. (d) Contador de comutações da fase b.

observar que a cada comutação dos sinais apresentados ocorre a comutação de duas chaves devido à operação complementar. Assim, o número total de comutações do inversor é o dobro do apresentado. Considerando o inversor operando em 100 kHz, em cada ciclo de rede (20 ms) ocorrem 2.000 períodos de amostragem. Cada ciclo de amostragem apresenta 5 estados de comutação e portanto ocorrem 4 trocas de estado, resultando em 4 comutações por ciclo de amostragem. Considerando que nas passagens do setor 1 para o 2 e vice-versa e do setor 3 para o 4 e vice-versa ocorrem 2 comutações adicionais, em cada ciclo de rede tem-se um total de  $2.000 \cdot 4 + 4 = 8.004$  comutações, corroborando o resultado de simulação obtido. A modulação proposta apresenta um número total de comutações muito próximo ao valor mínimo, que seria de 8.000 comutações. As 4 comutações a mais são desprezíveis na operação em alta frequência, mas permitem a obtenção de um modulador mais simples.

Na Fig. 7(a) é apresentado o espectro harmônico da tensão  $v_{ab}$ . Observa-se que as primeiras bandas laterais aparecem no dobro da frequência de comutação, reduzindo ainda mais o volume do filtro de saída. A corrente nos capacitores flutuantes apresenta as primeiras bandas laterais em 50 kHz, ou seja, apenas uma ondulação de alta frequência é observada, o que também contribui para a redução do volume destes elementos.

#### IV. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentada uma estratégia de modulação *space vector* para o inversor monofásico ponte completa com capacitores flutuantes. A estratégia tem como principais características a minimização do número de comutações e a simplicidade de implementação, sendo viável para operação em altas frequências. Os resultados mostram que a definição dos estados de comutação é simples, utilizando apenas operações aritméticas elementares. O controlador *bang-bang* apresentou desempenho satisfatório, mantendo as tensões dos capacitores

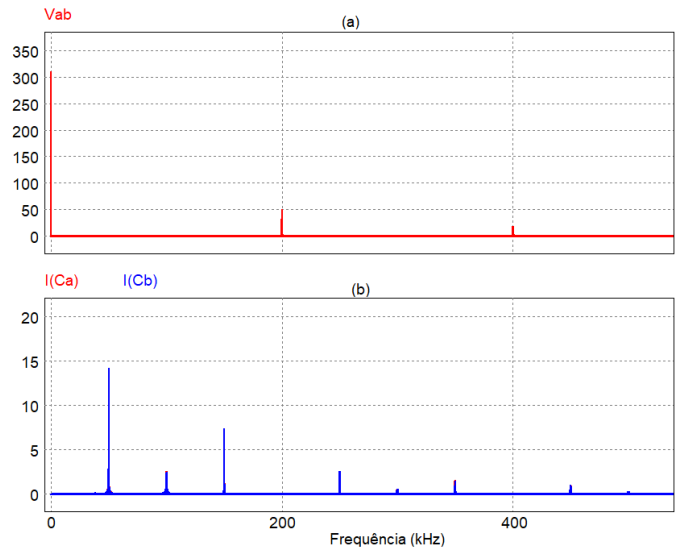


Fig. 7. Espectro harmônico (a) da tensão  $v_{ab}$  e (b) das correntes nos capacitores flutuantes.

reguladas e sem ondulações de baixa frequência, permitindo manter regulada a tensão dos capacitores para qualquer fator de potência.

Pelo exposto neste trabalho considera-se que a topologia do inversor, em conjunto com a estratégia de modulação proposta, tem potencial de aplicação em inversores de alta frequência, apresentando um número reduzido de comutações e, assim, contribuindo para a obtenção de inversores compactos e de elevado rendimento.

#### REFERÊNCIAS

- [1] J.-S. Lai and F. Z. Peng, "Multilevel converters—a new breed of power converters," in *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE*, vol. 3, Oct 1995, pp. 2348–2356 vol.3.
- [2] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Perez, and J. I. Leon, "Recent advances and industrial applications of multilevel converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, Aug 2010.
- [3] T. A. Meynard and H. Foch, "Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters," in *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*, Jun 1992, pp. 397–403 vol.1.
- [4] J. C. Giacomini, G. A. Saccol, and C. Rech, "Análise de inversores multiníveis monofásicos assimétricos com capacitores flutuantes," *Proc. of CBA*, pp. 1349–1354, 2016.
- [5] G. A. Saccol, J. C. Giacomini, A. Batschauer, and C. Rech, "Extension of the operating region of a nine-level asymmetrical flying capacitor inverter," in *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Nov 2017, pp. 1–6.
- [6] Y. Shi, T. Kayiranga, Y. Li, and H. Li, "Exploring the Icl characteristics in gan-based single-l quasi-z-source grid-tied inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 10, pp. 7758–7768, Oct 2017.
- [7] H. Pinheiro, F. Botterón, C. Rech, L. Schuch, R. F. Camargo, H. L. Hey, H. A. Gründling, and J. R. Pinheiro, "Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: Uma abordagem unificada," *Revista Controle e Automação*, vol. 16, no. 1, pp. 13–24, Jan. Fev. e Março 2005.