

# Conversor Híbrido Assimétrico com Capacitores Flutuantes e Pernas Magneticamente Acopladas

Júnior Romani, Gabriel Avila Saccol, Cassiano Rech

Grupo de Eletrônica de Potência e Controle - GEPOC

Universidade Federal de Santa Maria - UFSM

Santa Maria, Brasil

juniorromani12@hotmail.com, saccol.gabriel@gmail.com, rech.cassiano@gmail.com

**Resumo**—Este artigo apresenta um inversor multinível híbrido assimétrico com capacitores flutuantes e pernas magneticamente acopladas. A operação assimétrica tem como objetivo principal incrementar o número de níveis do conversor através da utilização de diferentes tensões entre os capacitores flutuantes, bem como na relação de espiras do indutor acoplado, sem aumentar o número de dispositivos semicondutores. Como desafios da topologia apresentada, tem-se a regulação das tensões nos capacitores flutuantes e a corrente circulante entre os pernas magneticamente acopladas em paralelo. Para superar os desafios apresentados acima é proposta uma metodologia baseada na modulação vetorial (*space-vector*), onde a utilização das redundâncias são empregadas para regulação das tensões sobre os capacitores e redução das correntes circulantes. Para validação da estratégia são apresentados resultados de simulação.

**Palavras-Chave** – Capacitores Flutuantes, conversores multiníveis, indutor acoplado, inversor assimétrico.

## I. INTRODUÇÃO

Conversores multiníveis são amplamente empregados em aplicações de alta potência pela sua capacidade de operar com menores níveis de tensões e/ou correntes sobre os semicondutores [1]. Consolidados, estes conversores são amplamente utilizados em sistemas de tração [2] - [3], indústria petroquímica e sistemas de transmissão de corrente contínua em alta tensão (HVDC- *High Voltage Direct Current*) [4], [5].

Entre as topologias de conversores multiníveis, as assimétricas permitem elevar o número de níveis sem aumentar o número de semicondutores. Como exemplo, o conversor multinível assimétrico com capacitores flutuantes utiliza-se de diferentes níveis de tensão sobre os capacitores flutuantes para poder desfrutar dessa vantagem. Outra alternativa para aumentar o número de níveis do conversor é a utilização de conversores meia ponte conectados em paralelo [7].

Para evitar curto-circuitos, inversores alimentados em tensão (VSI-*Voltage Source Inverters*) não podem ter suas pernas conectadas em paralelo. O uso de indutores desacoplados apresentam como benefício a modularidade e a manutenção em caso de faltas, contudo, o volume do conversor tende a aumentar [8], [9]. Outra solução interessante consiste no emprego de indutores acoplados, visto que apresentam alta impedância para as correntes circulantes ao mesmo tempo que oferece baixa impedância para a corrente de saída se comparados a indutores desacoplados [9], [10].

É importante ressaltar que estes arranjos podem apresentar tensões/correntes distintas sobre os semicondutores e, neste caso, semicondutores de diferentes especificações podem ser empregados [6].

Dessa forma, este trabalho propõe um conversor de 9 níveis assimétrico com capacitores flutuantes e com duas pernas em paralelo magneticamente acopladas. Como contribuição, busca-se incrementar o número de níveis da tensão de saída, mantendo a regulação da tensão sobre os capacitores flutuantes e minimizando a corrente circulante. Estratégias para regulação das grandezas são apresentadas, bem como as regiões de operação para onde a estratégia proposta é válida.

O presente artigo é organizado da seguinte forma: Na seção II é descrita a topologia sob estudo, onde são apresentadas as tensões dos capacitores flutuantes e a relação de espiras do indutor acoplado que permitem obter o número de níveis desejado na saída. Nesta seção também é realizada a análise matemática do indutor acoplado, descrevendo sua operação no conversor. Na seção III é apresentada a análise do balanço de carga dos capacitores flutuantes e a estratégia de regulação. Na seção IV é apresentado o problema das correntes circulantes bem como a estratégia de controle aplicada para redução das mesmas. Na seção V são apresentados os resultados de simulação para as estratégias de controle apresentadas nas seções III e IV, e finalmente na seção VI são apresentadas as conclusões obtidas deste trabalho.

## II. DESCRIÇÃO DO CONVERSOR

A topologia estudada neste artigo consiste em um conversor com capacitores flutuantes assimétrico e pernas magneticamente acopladas, conforme ilustrado na Figura 1. Para generalização da análise, considerou-se que a tensão total do barramento  $2V_{cc}$  é igual à 1 pu. Para a configuração simétrica, a tensão do capacitor  $v_{cx}$  é igual a  $V_{cc}$  e o conversor possui redundância na fase ( $S_{1x} = 1, S_{2x} = 0$  ou  $S_{1x} = 0, S_{2x} = 1$ ) onde ambas as combinações resultam em  $v_x = 0$ , onde,  $x = \{a, b\}$ . Já para valores diferentes de  $v_{cx}$  o conversor opera de forma assimétrica e  $v_x$  assume 4 valores distintos.

### A. Indutor acoplado

O circuito elétrico do indutor acoplado é ilustrado na Figura 2(a). Supondo que as tensões  $v_a$  e  $v_b$  estejam referenciadas ao

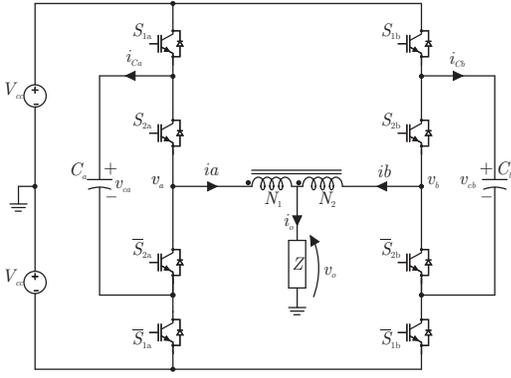


Figura 1. Topologia do inversor multinível assimétrico com capacitores flutuantes e pernas magneticamente acopladas

terra é possível determinar a tensão de saída  $v_o$  através de

$$v_o = \frac{N_2}{N_1 + N_2}(v_a - v_b) + v_b \quad (1)$$

onde  $v_a$  e  $v_b$  são as tensões nos terminais ilustrados na Figura 1.

Utilizando (1) e definindo que o número de espiras das bobinas do indutor sejam iguais ( $N_1 = N_2 = 0,5$ ) a tensão de saída para a topologia sob estudo é dada por

$$v_o = \frac{v_a + v_b}{2} \quad (2)$$

A Figura 2(b) ilustra o modelo equivalente do indutor acoplado [13]. A corrente circulante  $i_{LM}$  pode ser descrita como

$$i_{LM} = ia - \frac{i_{N2}}{N} \quad (3)$$

onde  $N$  é a relação de transformação dada por  $N2/N1$ . Analisando o circuito pode-se inferir que a corrente  $i_{N2}$  é igual a  $ib$ , logo a corrente de magnetização pode ser determinada através de

$$i_{LM} = ia - \frac{ib}{N} = \frac{Nia - ib}{N} \quad (4)$$

Aplicando a lei das correntes de *Kirchhoff* para o circuito tem-se

$$i_o = i_{LM} + i_{N1} + i_{N2} \quad (5)$$

isolando  $i_{N1}$  e substituindo em (5) é possível determinar a corrente de saída como

$$i_o = ia + ib \quad (6)$$

Conforme ilustrado na Figura 1, para  $x = \{a, b\}$  as chaves  $S_{1x}$ ,  $\bar{S}_{1x}$  e  $S_{2x}$ ,  $\bar{S}_{2x}$  são complementares para evitar curtos-circuitos. Portanto é possível obter até  $m^n$  combinações, onde  $n$  é o número de estados gerado por cada perna e  $m$  é o número de pernas em paralelo. Neste caso, duas pernas em paralelo sintetizando quatro estados diferentes cada resultam em 16 combinações possíveis entre  $v_a$  e  $v_b$ , restringindo o número máximo de níveis a 16.

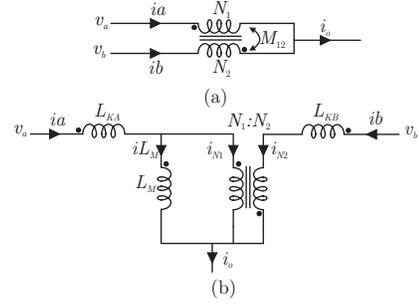


Figura 2. Indutor acoplado (a) representação esquemática (b) circuito equivalente utilizando transformador: representação da indutância magnetizante refletida ao primário

## B. Estudo de caso

Neste trabalho, serão realizadas análises para um conversor com nove níveis igualmente espaçados. A configuração 9 níveis pode ser obtida utilizando  $v_{ca} = 1/4(pu)$ ,  $v_{cb} = 1/2(pu)$  e a relação de espiras  $1/2$ . É importante ressaltar que a escolha de tensões para os capacitores e/ou da relação de espiras do indutor acoplado diferentes destes valores também poderiam resultar em 9 níveis, bem como aumentar ou diminuir a região de operação do conversor. A investigação de outras combinações que resultariam em um determinado número de níveis não será abordada neste trabalho. Além disso é importante ressaltar que a perna “A” do conversor opera de forma assimétrica, neste caso as tensões de bloqueio que os semicondutores são submetidos são diferentes. Para este caso os semicondutores externos ( $S_{1a}$  e  $\bar{S}_{1a}$ ) são submetidos a  $3/4(pu)$  da tensão do barramento, enquanto os semicondutores internos ( $S_{2a}$  e  $\bar{S}_{2a}$ ) suportam uma tensão de bloqueio igual a  $1/4(pu)$  da tensão do barramento. A perna “B” opera de forma simétrica e neste caso todos os semicondutores são submetidos ao mesmo nível de tensão, neste caso  $1/2(pu)$ .

## III. REGULAÇÃO DAS TENSÕES NOS CAPACITORES

Para que o conversor opere de forma correta é imprescindível que as tensões dos capacitores flutuantes estejam reguladas em seus valores nominais. Dessa forma é necessário a utilização de técnicas para efetuar a regulação das tensões.

Realizando a análise vetorial para o estudo de caso apresentado neste trabalho tem-se o diagrama vetorial ilustrado na Figura 3, onde identifica-se que existem 9 vetores, sendo quatro positivos ( $v_{p1}, v_{p2}, v_{p3}, v_{p4}$ ), quatro negativos ( $v_{n1}, v_{n2}, v_{n3}, v_{n4}$ ) e um de amplitude zero ( $v_0$ ).

O espaço vetorial ainda pode ser dividido em 8 setores e a tensão de saída pode ser sintetizada utilizando os dois vetores mais próximos da referência. A tensão de referência normalizada  $V_{ref}$  é dada por

$$V_{ref}(\omega t) = 0,5m_a \text{sen}(\omega t) \quad (7)$$

onde  $m_a$  é o índice de modulação em amplitude. No exemplo da Figura 3 a referência  $V_{ref}$  encontra-se no setor 7, e a

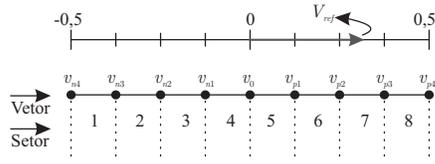


Figura 3. Diagrama vetorial para o conversor nove níveis.

tensão média de saída em um período de comutação pode ser sintetizada utilizando  $v_{p2}$  e  $v_{p3}$ , tal como:

$$\bar{v}_o = d_{p2}v_{p2} + d_{p3}v_{p3} \quad (8)$$

onde  $d_{p2}$  e  $d_{p3}$  são as razões cíclicas dos vetores  $v_{p2}$  e  $v_{p3}$  respectivamente. Generalizando, as razões cíclicas podem ser determinadas por

$$\begin{bmatrix} d_x \\ d_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_x & v_y \\ 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{ref} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

onde  $v_x$  e  $v_y$  são os vetores mais próximos.

Assumindo-se a simetria entre os vetores positivos e negativos e considerando apenas que a contribuição é oposta, pode-se realizar a análise da contribuição de cada vetor somente para o semi-ciclo positivo da tensão de referência. A Tabela I ilustra o efeito de cada vetor sobre os capacitores para o semi-ciclo positivo da tensão de referência, considerando que a corrente de saída  $i_o$  é maior que zero.

A estratégia de regulação dos capacitores parte da análise da Tabela I. Nela é possível identificar que o vetor  $v_0$  apresenta dois estados redundantes  $v_0^1$  e  $v_0^2$ , porém, os mesmos não tem efeito sobre a tensão dos capacitores. O vetor  $v_{p1}$  por sua vez apresenta três estados redundantes  $v_{p1}^1$ ,  $v_{p1}^2$  e  $v_{p1}^3$ , neste caso  $v_{p1}^1$  tende a descarregar  $C_a$  e não tem efeito sobre a tensão de  $C_b$ . Os vetores  $v_{p1}^2$  e  $v_{p1}^3$  por sua vez, tendem a carregar  $C_a$ , porém,  $v_{p1}^2$  tende a descarregar e  $v_{p1}^3$  tende a carregar  $C_b$ . O vetor  $v_{p2}$  apresenta dois estados redundantes,  $v_{p2}^1$  e  $v_{p2}^2$ , os quais não surtem efeito sobre  $C_a$ , contudo,  $v_{p2}^1$  tende a descarregar e  $v_{p2}^2$  tende a carregar  $C_b$ . O vetor  $v_{p3}$  não possui redundância e tende o carregamento de  $C_a$  sem apresentar contribuição para  $C_b$ . Finalmente,  $v_{p4}$  não possui redundância e não apresenta efeito sobre os capacitores.

Neste trabalho vetores que apresentam redundâncias com contribuições opostas na tensão de um determinado capacitor serão chamados de “vetores controláveis” e os que não apresentam redundância ou possuem redundância com contribuição igual serão denominados “vetores não-controláveis”. Por exemplo, o vetor  $v_{p1}$  apresenta redundância com contribuições opostas para  $C_a$  e pode ser denominado como controlável, já o vetor  $v_{p3}$  não apresenta redundância e apresenta contribuição para  $C_a$ , neste caso, pode ser denominado como vetor não controlável em relação à  $C_a$ .

Do ponto de vista da regulação das tensões nos capacitores,  $C_b$  não apresenta maiores problemas pois o mesmo é afetado nos vetores  $v_{p1}$  e  $v_{p2}$ , mas em ambos os casos os vetores são controláveis. Para efetuar o controle de  $C_b$  basta distribuir a utilização de  $v_{p1}^2$  e  $v_{p1}^3$  de forma igualitária durante a utilização

de  $v_{p1}$  e de  $v_{p2}^1$  e  $v_{p2}^2$  durante a utilização de  $v_{p2}$ . Partindo desta teoria é possível afirmar que  $C_b$  será regulado sem ondulações de baixa frequência.

Já o capacitor  $C_a$  é afetado pelos estados  $v_{p1}$  e  $v_{p3}$ , sendo que neste caso,  $v_{p1}$  apresenta redundância e pode ser denominado como estado controlável, já  $v_{p3}$  é um vetor não controlável e sua utilização para corrente  $i_o$  maior que zero tende a carregar o capacitor. Por exemplo, se a referência estiver situada no setor 8,  $v_{p3}$  e  $v_{p4}$  serão usados para sintetizar o valor médio de  $V_o$  e a corrente média no capacitor em um período de comutação é dada por

$$\bar{i}_{C_a} = i_o d_3 \quad (10)$$

onde a corrente de saída é definida como:

$$i_o = I \sin(\omega t + \phi) \quad (11)$$

e  $I$  é o valor de pico da corrente de saída e  $\phi$  é o ângulo do fator de potência da carga.

Suponhamos agora que o vetor de referência  $V_{ref}$  esteja localizado no setor 6 e a tensão  $V_o$  é sintetizada a partir de  $v_{p1}$  e  $v_{p2}$ . Neste caso,  $v_{p1}$  é controlável e a corrente média no capacitor  $C_a$  pode ser controlada por

$$\bar{i}_{C_a} = |i_o| d_1 \delta \quad -1 \leq \delta \leq 1 \quad (12)$$

onde a variável  $\delta$  é a variável de controle utilizada em um período de comutação. Por exemplo, se  $\delta = -1$  durante a aplicação do vetor  $v_{p1}$ ,  $C_a$  é descarregado com aplicação de  $v_{p1}^1$ . Agora se for necessário efetuar o carregamento de  $C_a$  ( $\delta = 1$ ) os vetores  $v_{p1}^2$  e  $v_{p1}^3$  serão utilizados. É importante observar que a utilização de  $v_{p1}^1$  não afeta a tensão de  $C_b$ , mas a utilização de  $v_{p1}^2$  e  $v_{p1}^3$  acabam contribuindo de forma oposta, então no caso da necessidade de carregar  $C_a$ , os vetores  $v_{p1}^2$  e  $v_{p1}^3$  devem ser utilizados por metade do tempo total de  $v_{p1}$  para que  $C_b$  permaneça balanceado.

Neste trabalho os vetores controláveis são utilizados nos setores 5 e 6 e os não-controláveis nos setores 7 e 8. Dito isso, fica evidente que o conversor só irá operar de forma correta quando a carga máxima que pode ser absorvida pelo capacitor

Tabela I  
IMPACTO DOS VETORES SOBRE OS CAPACITORES FLUTUANTES E A CORRENTE CIRCULANTE CONSIDERANDO  $i_o > 0$ ,  $m = 9$ ,  $v_{ca} = 1/4$ ,  $v_{cb} = 1/2$  E  $N_1 = 1/2$

Vetor	Estado	$v_a$	$v_b$	$v_o$	$C_a$	$C_b$	$i_{LM}$
$v_0$	$v_0^1$	-0,5	0,5	0	→	→	↓
	$v_0^2$	0,5	-0,5	0	→	→	↑
$v_{p1}$	$v_{p1}^1$	-0,25	0,5	0,125	↓	→	↓
	$v_{p1}^2$	0,25	0	0,125	↑	↓	↑
	$v_{p1}^3$	0,25	0	0,125	↑	↑	↑
$v_{p2}$	$v_{p2}^1$	0,5	0	0,25	→	↓	↑
	$v_{p2}^2$	0,5	0	0,25	→	↑	↑
$v_{p3}$		0,25	0,5	0,375	↑	→	↓
$v_{p4}$		0,5	0,5	0,5	→	→	→

Mantém(→), Carrega(↑), Descarrega(↓)

no estado controlável for maior que a carga absorvida pelo capacitor no estado não controlável. Em outras palavras pode-se dizer que a carga máxima do capacitor nos setores 5 e 6 deve ser obrigatoriamente maior que nos setores 7 e 8. Desta forma, para obter-se a região de operação onde o conversor pode operar, a seguinte restrição deve ser respeitada

$$Q_1(m_a, \phi) \geq Q_2(m_a, \phi) \quad (13)$$

onde  $Q_1$  é a máxima carga controlável do capacitor  $C_a$  dada nos setores 5 e 6 e  $Q_2$  é denominada como carga não controlável de  $C_a$  dada nos setores 7 e 8 para um respectivo índice de modulação e fator de potência ( $\cos(\phi)$ ) considerando meio período da tensão de referência. A carga máxima associada aos setores controláveis pode ser obtida pela integral da corrente no capacitor, considerando que a variável de controle  $\delta = 1$ , tal que

$$Q_1(m_a, \phi) = \int_0^\pi |i_o(\theta, \phi)| d_{p1}(\theta, m_a) d\theta \quad (14)$$

e para os setores não controláveis

$$Q_2(m_a, \phi) = \int_0^\pi i_o(\theta, \phi) d_{p3}(\theta, m_a) d\theta \quad (15)$$

Partindo destas afirmações pode-se generalizar a região de operação onde  $C_a$  pode ser regulado realizando uma varredura de  $m_a$  em função do ângulo do fator de potência conforme ilustrado na Figura 4. Neste caso, a figura foi dividida em três regiões, sendo que na Região (1) não é possível efetuar regulação do capacitor  $C_a$ . Na Região (2) é possível realizar a regulação do capacitor, contudo,  $v_{p3}$  é utilizado, o que nos leva a concluir que existirão ondulações de baixa frequência. Finalmente, na Região (3) é possível efetuar o controle de  $C_a$  sem ondulações de baixa frequência.

#### IV. REGULAÇÃO DAS CORRENTES CIRCULANTES

A corrente que passa pelo indutor acoplado pode ser dividida em 2 componentes. Uma é a corrente de saída  $i_o$ , a outra é denominada como corrente circulante e é gerada pela diferença de potencial entre os terminais  $v_a$  e  $v_b$ . A corrente circulante não contribui para corrente de saída e deve ser

minimizada para reduzir as especificações de corrente dos dispositivos semicondutores [14]. A utilização de diferentes estratégias de modulação podem contribuir de formas distintas sobre as correntes circulantes. Em [11] os autores realizam um estudo das correntes circulantes para diversas estratégias de modulação e em [12] é apresentada uma abordagem utilizando modulação vetorial.

##### A. Método para o balanceamento de corrente

Analisando a Figura 2(b), percebe-se que a corrente de circulante é dada pela diferença de potencial aplicada sobre a indutância de magnetização e pode ser definida como

$$i_{LM} = \frac{(v_a - v_b)}{L_M} \lambda t \quad (16)$$

de onde  $\lambda t$  é o tempo em que a diferença de potencial será aplicada. De (16) pode-se inferir que a corrente circulante depende apenas de  $m_a$  e o ângulo da tensão de referência  $\theta$ , pois é a referência quem determina a diferença de potencial que será aplicada sobre os terminais e por quanto tempo ela será aplicada.

Conforme já mencionado, a corrente circulante não contribui para corrente de saída e deve ser regulada e se possível, mitigada. Desta forma, o primeiro passo é investigar e definir as possíveis causas que farão o valor médio desta corrente divergir de zero através da análise dos estados da Tabela I que mostra a contribuição de cada vetor sobre a corrente circulante. Considerando que a hipótese de simetria adotada para os capacitores é válida para o indutor acoplado, pode-se analisar a contribuição dos estados positivos apenas. O vetor  $v_0$  apresenta contribuição negativa em  $v_0^1$  e positiva em  $v_0^2$ , podendo ser chamado de estado controlável. Vale ressaltar que nesta situação aplica-se a tensão total do barramento CC sobre os terminais do indutor, levando-nos a inferir que a derivada da corrente circulante será maior. O vetor  $v_{p1}$  também é controlável, contudo, adotou-se anteriormente que neste estado seria efetuado o controle da tensão do capacitor  $C_a$ , e para atender esta restrição o vetor não será empregado no controle da corrente circulante. O vetor  $v_{p2}$  contribui aumentando a corrente circulante em ambos os estados, neste caso pode-se efetuar o controle de  $C_b$  tendo em vista que estes vetores não afetam  $C_a$  e que a contribuição para corrente circulante é igual para ambos os vetores. O vetor  $v_{p3}$  contribui diminuindo a corrente circulante. E finalmente, o vetor  $v_{p4}$  não apresenta contribuição.

Após identificar os vetores e seus efeitos sobre a corrente circulante procurou-se identificar as causas que fariam o valor médio da corrente divergir de zero. Conforme mencionado, o vetor  $v_{p1}$  é empregado para regulação da tensão do capacitor  $C_a$ , além disso foi visto que a utilização deste vetor tem impacto na corrente circulante. Supondo que por algum motivo a tensão do capacitor  $C_a$  esteja abaixo do valor nominal a malha de controle tendera a utilizar somente os vetores que carregam o mesmo, nesta situação é possível perceber que sem regulação o valor médio da corrente circulante em um período da fundamental será diferente de zero, ou seja, se a

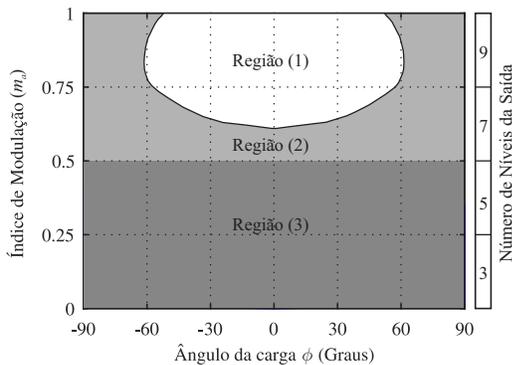


Figura 4. Região de operação onde é possível realizar a regulação do capacitor  $C_a$

malha de controle do capacitor  $C_a$  utilizar estes vetores por muito tempo a corrente irá assumir um valor elevado podendo saturar o núcleo magnético do indutor, além de aumentar os esforços das chaves semicondutoras.

Como solução para regulação da corrente circulante propõe-se a utilização da redundância de  $v_0$ . Neste caso um sistema em malha fechada define qual dos vetores redundantes  $v_0$  será empregado por mais tempo através da equação (17), fazendo com que o valor médio da corrente circulante definido por  $\bar{i}_{LM}$  seja zero, tal que

$$\bar{i}_{LM} = \begin{bmatrix} \frac{1-v_0^1\gamma}{2} \\ \frac{1+v_0^2\gamma}{2} \end{bmatrix} \quad -1 \leq \gamma \leq 1 \quad (17)$$

onde  $\gamma$  é a variável de controle. Por exemplo, se  $\gamma$  for igual a 1, o vetor  $v_0^2$  será empregado durante todo o tempo e a corrente circulante tenderá a aumentar, já se  $\gamma$  for igual a -1 o vetor  $v_0^1$  será empregado e a corrente tenderá a diminuir.

## V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para validar a operação do conversor proposto foram realizadas simulações. A Tabela II mostra os parâmetros do inversor simulado. Para realização da simulação foram projetados dois compensadores discretos que são implementados por meio de um bloco DLL no software PSIM®.

A operação do conversor com a carga 2 (FP=0,86) é possível até  $m_{a,max}$  de 0,65. A partir deste valor de  $m_a$  a restrição apresentada em (13) não é satisfeita, neste caso não é mais possível realizar a regulação da tensão no capacitor. A Figura 5 ilustra um degrau de  $m_a$  de 0,6 para 1 com o conversor operando com a carga 2, fazendo com que o conversor saia da região de operação onde a tensão de  $C_a$  pode ser regulada. Nota-se que quando acontece o degrau, a tensão sobre  $C_a$  começa a divergir do seu valor nominal e tende a crescer até a tensão total do barramento, validando a região de operação ilustrada pela Figura 4. A Figura 6 apresenta as formas de onda das correntes em cada perna do conversor ( $i_a$  e  $i_b$ ), da corrente de saída ( $i_o$ ) e da corrente circulante ( $i_{LM}$ ). Inicialmente foram demonstradas as formas de onda para o conversor operando em malha aberta, neste caso as correntes  $i_a$  e  $i_b$  são diferentes resultando em um valor médio de  $i_{LM}$  diferente de zero. A partir de 150 ms o sistema passa a operar em malha fechada. Conforme ilustrado pela Figura 6 (c) o

Tabela II  
PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO

Parâmetro	Valor
Tensão Barramento CC ( $V_{cc}$ )	400 V
Tensão Capacitor $C_a$	100 V
Tensão Capacitor $C_b$	200 V
Capacitância $C_a$	4700 $\mu$ F
Capacitância $C_b$	4700 $\mu$ F
Indutância de Magnetização $L_M$	15 mH
Frequência Fundamental ( $f_1$ )	60 Hz
Frequência Comutação ( $f_{sw}$ )	3 kHz
Carga 1	10+j17,46 $\Omega$ FP=(0,5)
Carga 2	17,19+j10,20 $\Omega$ FP=(0,86)

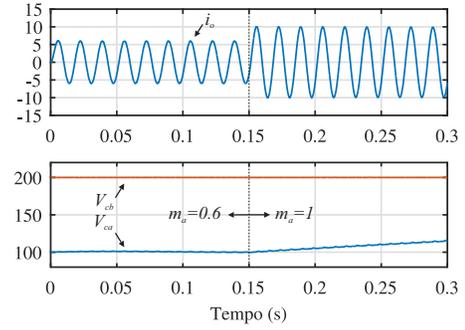


Figura 5. Degrau em  $m_a$  em 150 ms para carga 2 (FP=0,86)

sistema de controle atua e faz com que o valor médio de  $i_{LM}$  para um período da fundamental tenda a zero. A ondulação em baixa frequência pode ser atribuída à utilização dos vetores sem redundâncias, sendo possível afirmar que a corrente será regulada sem ondulações em baixas frequências apenas para situações onde  $m_a$  for menor que 0,25.

Para validar a operação do conversor como um todo a Figura 7(a) ilustra a corrente e a tensão de saída  $i_o$  e  $v_o$  para o sistema operando em malha fechada com a carga 1 (FP=0,5). Inicialmente a forma de onda da tensão de saída apresenta 7 níveis pois o sistema opera com  $m_a$  igual a 0,75, em 250 ms é dado um degrau de  $m_a$  para 0,9 onde percebe que a forma de onda passa a apresentar 9 níveis. A Figura 7(b) e (c) apresentam respectivamente as correntes  $i_a$  e  $i_b$  e a corrente

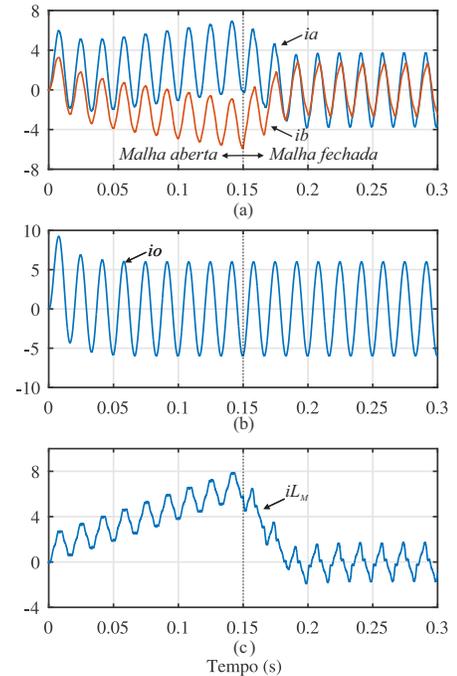


Figura 6. Validação da malha de controle para  $m_a = 0,6$  (a) correntes nos braços  $i_a$  e  $i_b$  (b) corrente de saída  $i_o$  (c) corrente circulante  $i_{LM}$  (d) tensão de saída  $v_o$ .

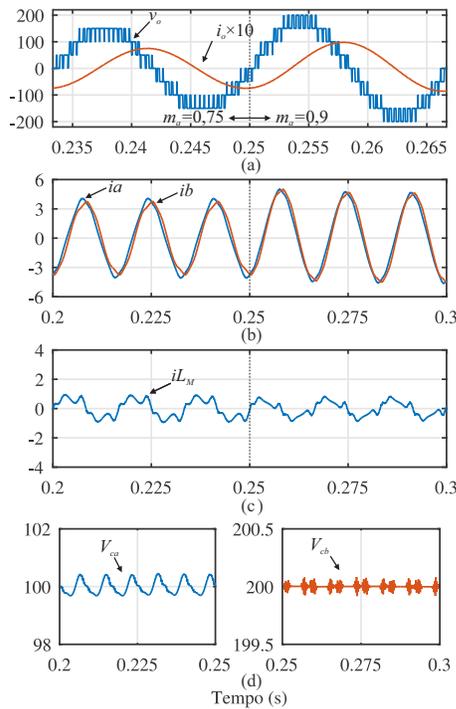


Figura 7. Formas de onda do conversor operando em malha fechada com carga 1 (a) tensão e corrente de saída (b) correntes  $i_a$  e  $i_b$  (c) corrente de magnetização  $i_{LM}$  (d) tensão nos capacitores  $C_a$  e  $C_b$ .

circulante  $i_{LM}$ . Para estes valores de  $m_a$  a corrente circulante apresenta oscilações em baixa frequência pelo fato de que nem todos os vetores apresentam redundância e o controle da corrente é realizado em  $v_0$ , contudo o valor médio da forma de onda para ambos índices de modulação é muito próximo de zero. A Figuras 7(d) ilustra em detalhe as tensões dos capacitores  $C_a$  e  $C_b$  respectivamente. Como já citado para índices de modulação maiores que 0,5 a tensão do capacitor  $C_a$  será regulada, no entanto a mesma irá apresentar oscilação em baixa frequência, já para  $C_b$  o mesmo iria operar sem oscilações de baixa frequência para toda a faixa de índices de modulação.

## VI. CONCLUSÕES

Conforme apresentado a regulação da tensão dos capacitores e da corrente circulante é baseada na modulação vetorial onde a utilização das redundâncias é o grau de liberdade que pode ser usado para atingir tais objetivos. Em relação a regulação da tensão dos capacitores, o conversor permitiu que o número máximo de níveis fosse atingido, mesmo havendo algumas restrições em relação ao fator de potência da carga. É importante observar que para a topologia sob estudo a corrente circulante pode ser regulada, contudo, a mesma apresenta oscilação em baixa frequência, implicando no aumento do volume do núcleo magnético empregado. Como resultado final a região de operação do conversor mostrou-se satisfatória, pois a faixa total de operação do conversor dada pela capacidade de regulação da tensão dos capacitores e pela corrente circulante

permite que o número máximo de níveis do conversor possa ser alcançado.

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao INCT-GD (CNPq processo 465640/2014-1, CAPES processo no. 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1) e aos órgãos financiadores CNPq, CAPES e FAPERGS pelo apoio financeiro.

## REFERÊNCIAS

- [1] S. Kouro et al., "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 8, pp. 2553-2580, Aug. 2010. doi: 10.1109/TIE.2010.2049719
- [2] D. Ronanki and S. S. Williamson, "Modular Multilevel Converters for Transportation Electrification: Challenges and Opportunities," in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 4, no. 2, pp. 399-407, June 2018. doi: 10.1109/TTE.2018.2792330
- [3] S. Bernet, "Recent developments of high power converters for industry and traction applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 6, pp. 1102-1117, Nov 2000. doi: 10.1109/63.892825
- [4] A. Lesnicar and R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range," 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings, 2003, pp. 6 pp. Vol.3-. doi: 10.1109/PTC.2003.1304403
- [5] A. Nami, J. Liang, F. Dijkhuizen and G. D. Demetriades, "Modular Multilevel Converters for HVDC Applications: Review on Converter Cells and Functionalities," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 1, pp. 18-36, Jan. 2015. doi: 10.1109/TPEL.2014.2327641
- [6] M. D. Manjrekar, P. K. Steimer and T. A. Lipo, "Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 36, no. 3, pp. 834-841, May/June 2000. doi: 10.1109/28.845059
- [7] C. A. Teixeira, B. P. McGrath and D. G. Holmes, "Closed-Loop Current Control of Multilevel Converters Formed by Parallel Complementary Unidirectional Phase Legs," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, no. 2, pp. 1621-1629, March-April 2015. doi: 10.1109/TIA.2014.2339399
- [8] F. Forest, E. Labouré, T. A. Meynard and V. Smet, "Design and Comparison of Inductors and Intercell Transformers for Filtering of PWM Inverter Output," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 3, pp. 812-821, March 2009. doi: 10.1109/TPEL.2008.2007900
- [9] G. J. Capella, J. Pou, S. Ceballos, J. Zaragoza and V. G. Agelidis, "Current-Balancing Technique for Interleaved Voltage Source Inverters With Magnetically Coupled Legs Connected in Parallel," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 3, pp. 1335-1344, March 2015. doi: 10.1109/TIE.2014.2345345
- [10] J. Ewanchuk and J. Salmon, "Three-limb Coupled Inductor Operation for Paralleled Multi-level Three-Phase Voltage Sourced Inverters," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 5, pp. 1979-1988, May 2013. doi: 10.1109/TIE.2012.2221112
- [11] G. Gohil, L. Bede, R. Maheshwari, R. Teodorescu, T. Kerekes and F. Blaabjerg, "Parallel interleaved VSCs: Influence of the PWM scheme on the design of the coupled inductor," IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Dallas, TX, 2014, pp. 1693-1699. doi: 10.1109/IECON.2014.7048730
- [12] B. Vafakhah, J. Salmon and A. M. Knight, "A New Space-Vector PWM With Optimal Switching Selection for Multilevel Coupled Inductor Inverters," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 7, pp. 2354-2364, July 2010. doi: 10.1109/TIE.2009.2038939
- [13] D. O. Boillat and J. W. Kolar, "Modeling and experimental analysis of a Coupling Inductor employed in a high performance AC power source," 2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), Nagasaki, 2012, pp. 1-18. doi: 10.1109/ICRERA.2012.6477401
- [14] P. Xiao, G. K. Venayagamoorthy and K. A. Corzine, "Seven-Level Shunt Active Power Filter for High-Power Drive Systems," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 1, pp. 6-13, Jan. 2009. doi: 10.1109/TPEL.2008.2005897
- [15] G. Konstantinou, G. J. Capella, J. Pou and S. Ceballos, "Single-Carrier Phase-Disposition PWM Techniques for Multiple Interleaved Voltage-Source Converter Legs," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, no. 6, pp. 4466-4474, June 2018. doi: 10.1109/TIE.2017.2767541