

MODULAÇÃO SPACE VECTOR ESTENDIDA A CONVERSORES ESTÁTICOS COM BRAÇOS EM PARALELO

Ivan Jorge Gabe, Jean Patric da Costa, Márcio Stefanello, Humberto Pinheiro

Universidade Federal de Santa Maria

Grupo de Eletrônica de Potência e Controle

CEP 97105-900, Santa Maria – RS – Brasil

e-mail: ivangabe@yahoo.com.br, jeanpatric@gmail.com, marciostefa@gmail.com, humberto@ctlab.ufsm.br

Resumo - Este artigo estabelece os fundamentos da Modulação *Space Vector* (SV) aplicada a conversores PWM com braços conectados em paralelo. Primeiramente são apresentadas as topologias utilizadas para a associação de conversores em paralelo, em seguida é desenvolvida uma estratégia de modulação SV unificada. Com a estratégia SV desenvolvida, é possível obter-se um padrão PWM multinível que garante a mínima THD nas tensões de saída, sendo que o número de níveis da tensão PWM depende do número de braços conectados em paralelo. Neste artigo, é demonstrado que é possível sintetizar a tensão PWM na saída de modo independente do equilíbrio das correntes nos braços conectados em paralelo. Ainda, com a estratégia unificada proposta, é também possível estender para o paralelismo de braços os benefícios conhecidos da modulação SV, tais como, maximização da utilização da tensão do barramento c.c. e minimização das perdas de comutação. Finalmente, resultados experimentais são apresentados para comprovar a análise teórica, bem como para demonstrar o desempenho obtido com a modulação proposta.

Palavras-Chave – Conversores em Paralelo, Modulação *Space Vector*, Conversores de Alta Potência.

SPACE VECTOR MODULATION EXTENDED TO PARALLELISM OF STATIC CONVERTERS

Abstract – This paper establishes the fundamentals to extend the SV modulation to the parallel connected PWM voltage source converters (VSC). Initially, different topologies for parallel connection of VSC are presented. Then, a unified modulation approach for parallel connected converters is developed. With the proposed SV modulation a multilevel PWM pattern is obtained and a minimum THD in the output voltages can be achieved. In addition, in this paper it is demonstrated that is possible to decouple the control of the output voltages from the balance of the current among parallel legs. Furthermore, the proposed methodology extends the well known benefits, such as maximization of the DC bus utilization and minimization of the switching losses, of SV modulation to parallel converters. Finally, experimental results are presented to support the analysis carried out

as well as to demonstrate the performance of single and three phase multi-leg converters with the proposed SV modulation.

Keywords – Parallel Converter, Space Vector Modulation, High Power Converters

NOMENCLATURA

n	Número total de braços do conversor.
M	Número de módulos conversores em paralelo.
m	Número de braços em paralelo por fase.
V_{red}	Tensão da rede elétrica.
\mathbf{v}^k	Vetor de comutação.
u_{xj}	Tensão do braço do conversor.
u_{eq}	Tensão equivalente de saída.
$\mathbf{u}_{\alpha\beta 0}$	Vetor de tensões de saída
\mathbf{u}_v	Vetor das tensões de saída do conversor.
\mathbf{u}_c	Vetor de tensão diferencial
U_{u_v}	Conjunto das tensões de saída.
U_{u_c}	Conjunto das tensões diferenciais.
L	Indutância do Filtro de saída.
L_{eq}	Indutância equivalente.
F_v, F_c	Operadores lineares.

I. INTRODUÇÃO

A associação de conversores em paralelo foi utilizada primeiramente para aplicações em fontes ininterruptas de energia (UPS) [1], motores de indução [2], em fontes c.c. [3, 4], sendo também aplicada a sistemas de geração distribuída tais como fotovoltaica [5] e eólica. No caso de aplicações em turbinas eólicas, onde os níveis de potência são em geral maiores que 500kW (podendo chegar a 5MW) operando em baixas tensões (menores que 1kV). A limitação de corrente dos dispositivos semicondutores torna-se um fator preocupante. Por isso, o uso do paralelismo de conversores estáticos pode ser uma alternativa vantajosa.

Fatores que contribuem para o aumento da utilização de conversores paralelos são as normas IEEE 519-1992, IEEE 929-2000 e requisitos técnicos para conexão com a rede elétrica como o PROREDE, que impõem limites no conteúdo harmônico das correntes e tensões de saída para aplicações em geração distribuída. Apesar de muitos trabalhos já terem sido realizados, topologias de conversores paralelos e as técnicas de acionamento e controle ainda não foram exploradas extensivamente.

Artigo submetido em 29/9/2006. Revisões em 31/1/2007 e 22/5/2007.
Aceito por recomendação do Editor Richard M. Stephan.

Existem basicamente três formas de paralelismo de conversores, são eles: (i) chaves em paralelo [6-8], (ii) unidades autônomas (UA) em paralelo [3, 4] e (iii) braços em paralelo. No paralelismo de chaves semicondutoras (i), pode-se obter uma redução do custo dos circuitos de comando (*drivers*), mas o desequilíbrio de corrente entre as chaves semicondutoras pode gerar perdas adicionais além de não reduzir a energia reativa associada ao filtro de saída. No paralelismo de unidades autônomas não isoladas, existe o problema da corrente de seqüência zero. A Figura 1 mostra a associação de M -UA em paralelo.

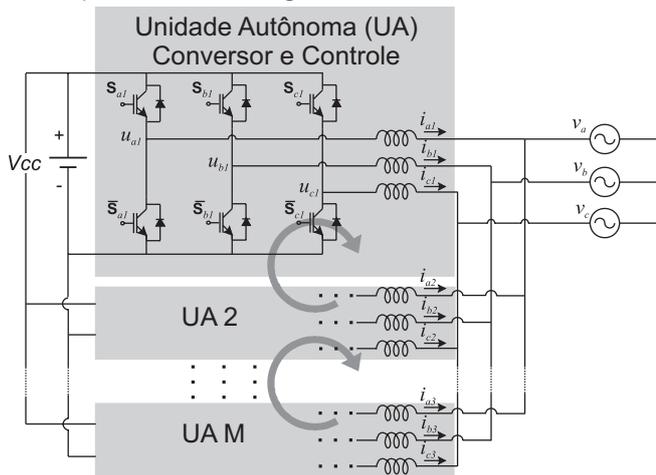


Fig. 1. Associação do conversor trifásico em paralelo

A corrente de seqüência zero que circula entre as unidades autônomas pode ser minimizada através dos seguintes métodos:

1) *Fontes isoladas* - Isolação do barramento c.c. ou da saída c.a., por meio de transformadores como em [2, 9-11]. Esse método leva a um aumento no custo devido às fontes adicionais necessárias e aos transformadores do lado c.a.;

2) *Controle da corrente circulante* - Essa técnica é aplicada a conversores c.a./c.c. do tipo *boost*. É utilizado um modelo que representa as correntes de saída e de seqüência zero em um único circuito equivalente. Em geral é utilizada a modulação *SV* e controladores do tipo *PI* para a limitação da corrente circulante entre os conversores [4]. Porém, para aplicações c.c./c.a. essa técnica não garante a minimização do *ripple* das correntes de saída resultante;

3) *Utilização de reatores* - Neste caso são utilizados reatores entre as fases para aumentar a impedância de seqüência zero [12-14]. Porém os reatores apresentam uma impedância considerável apenas para médias e altas freqüências. Deste modo, não podem prevenir correntes circulantes de baixas freqüências oriundas das inevitáveis diferenças entre os dispositivos semicondutores e os indutores utilizados;

4) *Controle Unificado* - Esse método utiliza um controle centralizado para toda a associação de unidades autônomas que formam um único sistema integrado [10, 15-19]. Sendo assim, à medida que se inserem UA em paralelo a modulação, em geral, torna-se mais complexa. Além de descaracterizar a principal vantagem desse sistema que é a modularidade.

Neste artigo, é realizada uma estratégia de modulação unificada baseada num conversor com braços em paralelo. É

demonstrado que o equilíbrio das correntes pode ser realizado sem afetar a geração da tensão ou corrente de saída. Além disso, é possível reduzir o volume e o custo dos filtros L ou LCL requeridos para atender os requisitos de THD mínima exigida, uma vez que esta estratégia permite o cancelamento do *ripple* entre as correntes paralelas. Deste modo, a associação de unidades autônomas da Figura 1 pode ser representada conforme mostrado na Figura 2. A estratégia de modulação desenvolvida no decorrer deste trabalho utiliza a Figura 2 para a associação paralela de braços para formar um conversor trifásico e a Figura 3 para o caso de conversores monofásicos.

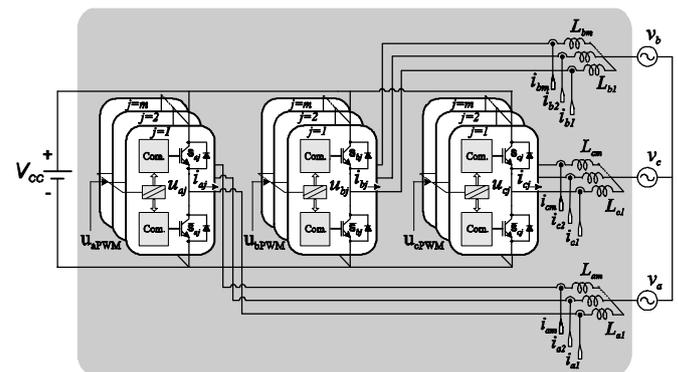


Fig. 2. Conversor trifásico formado por m -braços em paralelo

Neste artigo, a modulação *SV* já generalizada para conversores convencionais alimentados em tensão [20], é estendida para conversores com braços em paralelo.

A técnica de modulação é apresentada para um conversor monofásico e um trifásico na configuração proposta. Resultados experimentais para um conversor trifásico comprovam o desempenho da modulação *SV* proposta.

II. ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO SPACE VECTOR PARA CONVERSORES COM BRAÇOS PARALELOS

Nesta seção será apresentada uma estratégia unificada desenvolvida para os conversores propostos tendo em vista três principais objetivos:

- Equilibrar as correntes nos indutores paralelos;
- Sintetizar as tensões de saída, independente do equilíbrio das correntes dos indutores;
- Minimizar a THD das tensões e correntes de saída;

Neste artigo é demonstrado que conversores com braços em paralelo podem ser caracterizados por um padrão PWM multinível equivalente com redundâncias em nos deferentes níveis. A estratégia unificada proposta a seguir, identifica e utiliza estas redundâncias para equilibrar as correntes dos braços paralelos.

A abordagem para a obtenção de uma estratégia de modulação unificada será desenvolvida primeiramente para o conversor monofásico e a seguir para o conversor trifásico.

A. Conversor Monofásico

O conversor monofásico da Figura 3 possui 2^n possíveis vetores de comutação, sendo denotados por \mathbf{v}^k com $k = 1, 2, \dots, 2^n$, que pertencem a um espaço vetorial $V \in \mathcal{R}^n$.

O vetor \mathbf{v}^k é formado pelas tensões dos braços $u_{xj} \in \{0, V_{cc}\}$, com $x = a, b$ representando as fases e $j = 1, 2, \dots, m$ representa o j -ésimo braço em paralelo. Os vetores \mathbf{v}^k são denotados por

$$\mathbf{v}^k = [u_{a1} \ u_{a2} \ \dots \ u_{am} \ u_{b1} \ u_{b2} \ \dots \ u_{bm}]^T. \quad (1)$$

A TABELA I apresenta os possíveis vetores \mathbf{v}^k para o conversor monofásico com $m = 2$.

TABELA I - Vetores de comutação

Vetores	u_{a1}	u_{a2}	u_{b1}	u_{b2}	Vetores	u_{a1}	u_{a2}	u_{b1}	u_{b2}
\mathbf{v}^1	0	0	0	0	\mathbf{v}^9	0	0	0	1
\mathbf{v}^2	1	0	0	0	\mathbf{v}^{10}	1	0	0	1
\mathbf{v}^3	0	1	0	0	\mathbf{v}^{11}	0	1	0	1
\mathbf{v}^4	1	1	0	0	\mathbf{v}^{12}	1	1	0	1
\mathbf{v}^5	0	0	1	0	\mathbf{v}^{13}	0	0	1	1
\mathbf{v}^6	1	0	1	0	\mathbf{v}^{14}	1	0	1	1
\mathbf{v}^7	0	1	1	0	\mathbf{v}^{15}	0	1	1	1
\mathbf{v}^8	1	1	1	0	\mathbf{v}^{16}	1	1	1	1

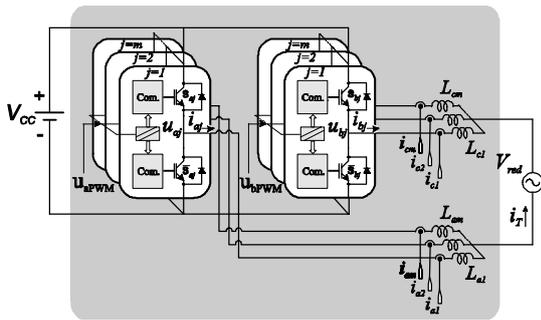


Fig. 3. Conversor monofásico formado por m -braços em paralelo.

Para atingir os objetivos citados anteriormente, propõe-se que os vetores $\mathbf{v}^k \in V$ (1) sejam mapeados em dois conjuntos $U_{u_v} \in \mathfrak{R}^2$ e $U_{u_c} \in \mathfrak{R}^{n-2}$ conforme ilustra a Figura 4. Como se trata de um conversor monofásico, o conjunto das tensões de saída será sempre igual a \mathfrak{R}^2 . Entretanto, o conjunto das tensões de equilíbrio das correntes depende do número de braços em paralelo.

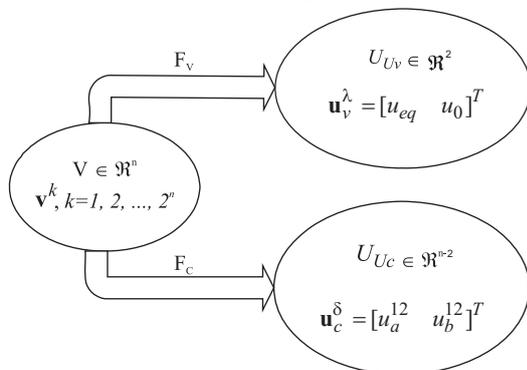


Fig. 4. Mapeamento de $\mathbf{v}^k \in V$ em $U_{u_v} \in \mathfrak{R}^2$ e $U_{u_c} \in \mathfrak{R}^{n-2}$

Para cada vetor $\mathbf{v} \in V$ existe associado um único vetor $\mathbf{u}_v \in U_{u_v}$ e um único vetor $\mathbf{u}_c \in U_{u_c}$. Os operadores F_v e F_c podem ser definidos por transformações lineares dadas por

$$F_v : V \rightarrow U_{u_v} \quad \text{e} \quad F_c : V \rightarrow U_{u_c}.$$

1) *Definição do espaço U_{u_v}* - Os vetores \mathbf{u}_v desse espaço são formados pela tensão de saída equivalente u_{eq} e pela tensão de seqüência zero u_0 .

A tensão u_{eq} pode ser obtida pela malha de tensão entre os braços do conversor monofásico da Figura 3. Considerando $L_{aj} = L_{bj} = L$, pela Lei das Tensões de Kirchoff (LTK) resulta que

$$u_{aj} - u_{bj} = L \frac{di_{aj}}{dt} + V_{red} - L \frac{di_{bj}}{dt} \quad \text{e} \quad (2)$$

$$u_{eq} = \frac{\sum_{j=1}^m (u_{aj} - u_{bj})}{m}. \quad (3)$$

Substituindo (2) em (3) tem-se

$$V_{red} = u_{eq} - L_{eq} \frac{di_T}{dt}$$

$$\text{com } i_T = \sum_{j=1}^m i_{aj} = - \sum_{j=1}^m i_{bj} \quad \text{e} \quad L_{eq} = 2L/m. \quad \text{Note que (3)}$$

descreve o comportamento do circuito equivalente da Figura 5. A tensão u_{eq} apresenta $2m+1$ níveis.

A tensão u_0 pode ser obtida pelo valor médio das tensões dos braços do conversor sendo dada por

$$u_0 = \frac{\sum_{j=1}^m (u_{aj} + u_{bj})}{n}. \quad (4)$$

A Figura 5 representa o circuito equivalente da tensão de saída (3) e da tensão de seqüência zero da equação (4).

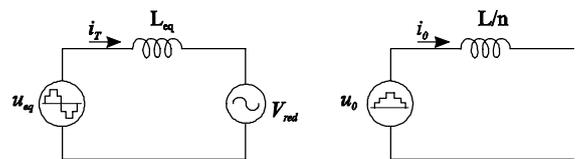


Fig. 5. Circuito equivalente da tensão de saída e tensão seqüência zero.

A partir de (3) e (4), para $m = 2$, obtêm-se os possíveis vetores de comutação no espaço U_{u_v} mostrados na Figura 6.

A TABELA II relaciona os vetores de comutação $\mathbf{v}^k \in V$ que mapeiam o mesmo vetor tensão $[u_{eq} \ u_0]^T \in U_{u_v}$ através da transformação F_v dada por

$$F_v = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}.$$

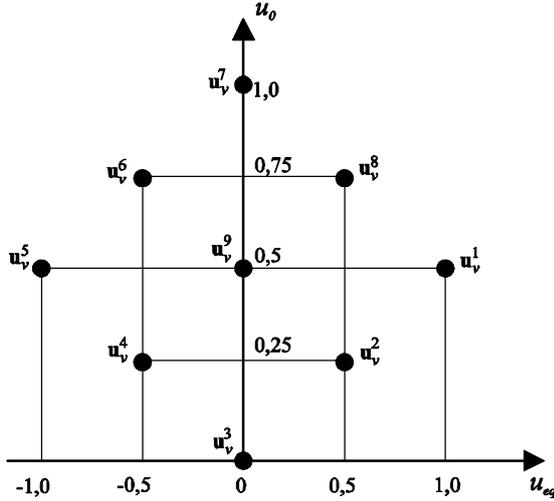


Fig. 6. Vetores de comutação no espaço das tensões de saída

TABELA II

Mapeamento dos vetores \mathbf{v}^k em $\mathbf{u}_v^\lambda = [u_{eq} \ u_0]^T$

$[u_{eq} \ u_0]^T$	Vetores
$[1 \ 0,5]^T$	$\mathbf{u}_v^1 = F_V(\mathbf{v}^4)$
$[0,5 \ 0,25]^T$	$\mathbf{u}_v^2 = F_V(\mathbf{v}^2) = F_V(\mathbf{v}^3)$
$[0 \ 0]^T$	$\mathbf{u}_v^3 = F_V(\mathbf{v}^1)$
$[-0,5 \ 0,25]^T$	$\mathbf{u}_v^4 = F_V(\mathbf{v}^5) = F_V(\mathbf{v}^9)$
$[-1 \ 0,5]^T$	$\mathbf{u}_v^5 = F_V(\mathbf{v}^{13})$
$[-0,5 \ 0,75]^T$	$\mathbf{u}_v^6 = F_V(\mathbf{v}^{14}) = F_V(\mathbf{v}^{15})$
$[0 \ 1]^T$	$\mathbf{u}_v^7 = F_V(\mathbf{v}^{16})$
$[0,5 \ 0,75]^T$	$\mathbf{u}_v^8 = F_V(\mathbf{v}^8) = F_V(\mathbf{v}^{12})$
$[0 \ 0,5]^T$	$\mathbf{u}_v^9 = F_V(\mathbf{v}^6) = F_V(\mathbf{v}^7) = F_V(\mathbf{v}^{10}) = F_V(\mathbf{v}^{11})$

2) Definição do conjunto U_{u_c} - Os vetores \mathbf{u}_c desse espaço são formados pelas tensões entre os braços paralelos $u_x^{(\delta-1)\delta}$ dada pela LTK

$$\mathbf{u}_x^{(\delta-1)\delta} = u_{x(\delta-1)} - u_{x\delta} = L \frac{di_{x(\delta-1)}}{dt} - L \frac{di_{x\delta}}{dt} \quad (5)$$

onde $\delta = 2, 3, \dots, m$.

A equação (5) mostra a possibilidade de controlar o equilíbrio das correntes nos indutores dos braços paralelos $i_{x(\delta-1)} - i_{x\delta}$ através das tensões $u_{x(\delta-1)} - u_{x\delta}$. Na Figura 7 os vetores de comutação são mostrados para um conversor monofásico com $m = 2$.

A TABELA III relaciona os vetores de comutação $\mathbf{v}^k \in V$ que mapeiam a mesma tensão $[u_a^{12} \ u_b^{12}]^T \in U_{u_c}$ através da transformação F_c dada por

$$F_c = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}.$$

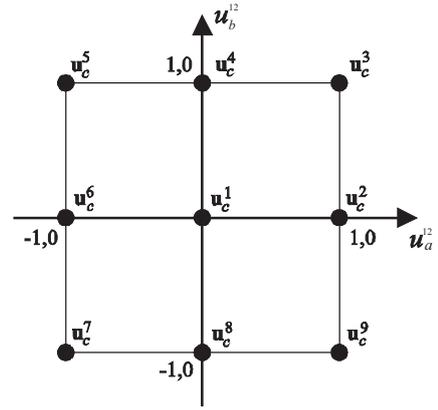


Fig. 7. Vetores de comutação de equilíbrio para $m = 2$

TABELA III

Mapeamento dos vetores \mathbf{v}^k em $\mathbf{u}_c = [u_a^{12} \ u_b^{12}]^T$

$[u_a^{12} \ u_b^{12}]^T$	Vetores
$[0 \ 0]^T$	$\mathbf{u}_c^1 = F_c(\mathbf{v}^1) = F_c(\mathbf{v}^4) = F_c(\mathbf{v}^{13}) = F_c(\mathbf{v}^{16})$
$[0 \ 1]^T$	$\mathbf{u}_c^2 = F_c(\mathbf{v}^5) = F_c(\mathbf{v}^8)$
$[1 \ 1]^T$	$\mathbf{u}_c^3 = F_c(\mathbf{v}^6)$
$[1 \ 0]^T$	$\mathbf{u}_c^4 = F_c(\mathbf{v}^2) = F_c(\mathbf{v}^{14})$
$[1 \ -1]^T$	$\mathbf{u}_c^5 = F_c(\mathbf{v}^{10})$
$[0 \ -1]^T$	$\mathbf{u}_c^6 = F_c(\mathbf{v}^9) = F_c(\mathbf{v}^{12})$
$[-1 \ -1]^T$	$\mathbf{u}_c^7 = F_c(\mathbf{v}^{11})$
$[-1 \ 0]^T$	$\mathbf{u}_c^8 = F_c(\mathbf{v}^3) = F_c(\mathbf{v}^{15})$
$[-1 \ 1]^T$	$\mathbf{u}_c^9 = F_c(\mathbf{v}^7)$

A seguir é mostrado o desenvolvimento para o conversor trifásico.

B. Conversor Trifásico

De modo análogo ao caso do conversor monofásico, os vetores de comutação do conversor trifásico mostrado na Figura 2 estão relacionados na TABELA I.A.

Os conjuntos de vetores $U_{u_v} \in \mathfrak{R}^3$ e $U_{u_c} \in \mathfrak{R}^{n-3}$ estão representados na Figura 8.

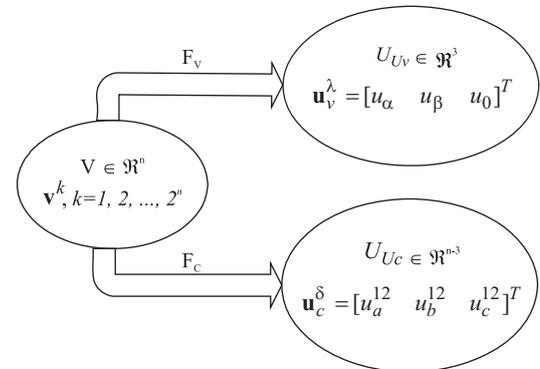


Fig. 8. Mapeamento de $\mathbf{v}^k \in V$ em $U_{u_v} \in \mathfrak{R}^3$ e $U_{u_c} \in \mathfrak{R}^{n-3}$

1) *Definição do conjunto* U_{u_v} - Os vetores \mathbf{u}_v desse espaço são formados pelas tensões de saída do conversor representadas em coordenadas $\alpha\beta 0$.

As tensões $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$ podem ser obtidas pela aplicação da LTK nas malhas entre os braços do conversor trifásico da Figura 2. Considerando $L_{aj} = L_{bj} = L_{cj} = L$ resulta em

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = L_{eq} \frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} + \mathbf{v}_{\alpha\beta} \quad (6)$$

A tensão u_0 pode ser obtida pelo valor médio das tensões dos braços do conversor resultando em

$$u_0 = \frac{\sum_{j=1}^m (u_{aj} + u_{bj} + u_{cj})}{n} \quad (7)$$

A Figura 9 ilustra os circuitos das tensões equivalentes descritos por (6) e da tensão de seqüência zero descrita em (7).

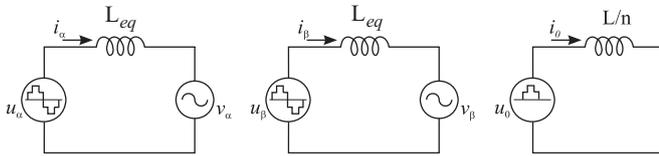


Fig. 9. Tensões equivalentes em coordenadas $\alpha\beta 0$.

A partir de (6) e (7), para $m = 2$, obtém-se os vetores do conjunto U_{u_v} representados na Figura 10.

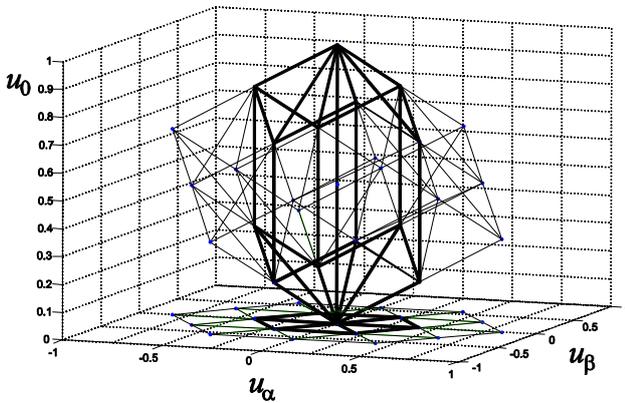


Fig. 10. Vetores de comutação do conjunto U_{u_v} no espaço da tensão de saída do conversor com $m = 2$.

Pode-se observar na Figura 10 que a projeção dos possíveis vetores de comutação sobre o plano $\alpha\beta$ forma um hexágono semelhante aos encontrados na modulação *SV* para conversores NPC de três níveis [21]. Pode-se observar ainda que o espaço das tensões de saída será sempre \mathcal{R}^3 para o caso trifásico três fios. Ao adicionar mais braços em paralelo, este conjunto se torna similar a de um conversor NPC de m -níveis.

O operador linear F_v que mapeia $\mathbf{v}^k \in V$ em $[\mathbf{u}_{\alpha\beta} \ u_0]^T \in U_{u_v}$ é dado por

$$F_v = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1/2 & -1/2 & -1/2 & 1/2 \\ 0 & 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

2) *Definição do conjunto* U_{u_c} - Os vetores \mathbf{u}_c desse conjunto são formados pelas tensões entre dois braços paralelos adjacentes, aqui representados por $u_x^{(\delta-1)\delta}$, onde $x = a, b, c$ representa cada uma das fases.

$$u_x^{(\delta-1)\delta} = u_{x(\delta-1)} - u_{x\delta} = L \frac{di_{x(\delta-1)}}{dt} - L \frac{di_{x\delta}}{dt} \quad (9)$$

onde $\delta = 2, 3, \dots, m$.

De modo análogo ao do conversor monofásico (5), da equação (9) verifica-se a possibilidade de controlar o equilíbrio das correntes nos indutores dos braços. Na Figura 11, este espaço é mostrado para o conversor trifásico com $m=2$.

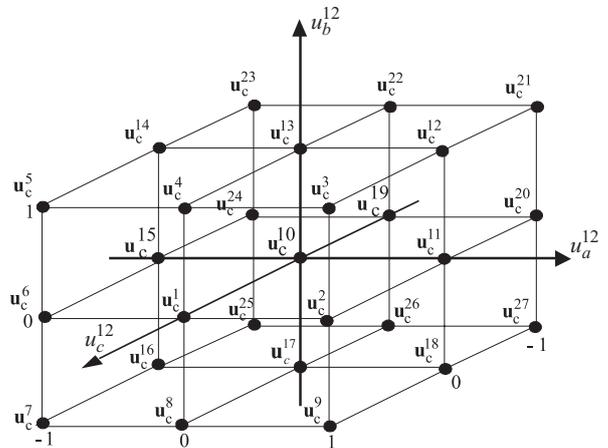


Fig. 11. Possíveis vetores de comutação no espaço U_{u_c} para $m = 2$.

O operador linear F_c que mapeia $\mathbf{v}^k \in V$ em $\mathbf{u}_c \in U_{u_c}$ é dado por

$$F_c = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

A próxima seção apresenta uma generalização da modulação *SV* para conversores com m braços conectados em paralelo.

III. GENERALIZAÇÃO DA MODULAÇÃO *SPACE VECTOR* ESTENDIDA A CONVERSORES COM BRAÇOS EM PARALELO

Nas últimas décadas, diversas estratégias de modulação têm sido empregadas em topologias de conversores em paralelo alimentados em tensão [2-4, 12, 15, 21]. Essas estratégias diferem tanto em conceito como em desempenho. Apesar de a modulação *SV* ter sido aplicada a diferentes arranjos de conversores [2, 4, 12, 15], até o momento não foi apresentada uma abordagem que saliente a aplicação para conversores com braços em paralelo.

Visando generalizar a modulação descrita nas seções anteriores bem como estabelecer um procedimento para a sua implementação, oito etapas foram definidas:

- 1) Definição dos possíveis vetores de comutação do conjunto U_{u_v} no espaço das tensões de saída;
- 2) Identificação das superfícies limites e de separação no espaço das tensões de saída;
- 3) Obtenção das matrizes de decomposição para a síntese do vetor das tensões de saída;
- 4) Definição dos possíveis vetores de comutação do conjunto U_{u_c} no espaço das tensões diferenciais;
- 5) Identificação das superfícies limites e de separação no espaço das tensões diferenciais;
- 6) Obtenção das matrizes de decomposição para a síntese das tensões diferenciais;
- 7) Definição dos vetores a serem implementados e ambos os conjuntos U_{u_v} e U_{u_c} ;
- 8) Definição da seqüência de comutação U_{u_v} e U_{u_c} ;

Na etapa 1, são obtidos os 2^n vetores de comutação que sintetizam as tensões do conjunto U_{u_v} . Os vetores \mathbf{v}^k que mapeiam a mesma tensão nesse conjunto são denominados vetores redundantes. Na etapa 2 são definidas as superfícies de separação utilizadas para a identificação do setor onde se encontra o vetor \mathbf{u}_v a ser implementado, dessa maneira, garante-se a mínima THD nas tensões de saída. A superfície limite define se o vetor pode ser sintetizado pelo conversor. Nesse caso, as matrizes de decomposição da etapa 3 possibilitam obter a duração de cada vetor de comutação de forma que o vetor médio calculado em um período de atualização da lei de controle seja igual ao desejado.

As etapas 4, 5 e 6 podem ser implementadas de modo análogo às etapas 1, 2 e 3. Entretanto, deve ser salientado que uma vez definidos os vetores de comutação no espaço das tensões de saída bem como as suas durações em um período de atualização da lei de controle, a síntese das tensões diferenciais não pode alterar a síntese das tensões de saída. Ou seja, deve-se utilizar as redundâncias.

Os vetores \mathbf{v}^k que mapeiam o mesmo setor no espaço das tensões de saída devem ser também mapeados no espaço das tensões diferenciais. Esses vetores devem ser implementados na etapa 7.

Uma vez conhecidos os vetores a serem implementados, na etapa 8 o projetista tem ainda um grau de liberdade para escolher uma seqüência de comutação adequada. Por exemplo, uma seqüência de comutação que minimize o número de comutações ou reduza o *ripple* da corrente dos braços.

IV. METODOLOGIA APLICADA AO CONVERSOR MONOFÁSICO

Nessa seção são apresentados os resultados de simulação obtidos a partir da metodologia apresentada na seção III. Considere a associação de conversores monofásicos da Figura 3 com $M=1$, $m=2$. Neste exemplo não é necessário impor restrições sobre a tensão de seqüência zero.

Esta componente só será utilizada em casos de associação de unidades autônomas.

Aplicando a metodologia desenvolvida na seção III para esse exemplo, obtêm-se:

1) A TABELA II relaciona os vetores de comutação $\mathbf{v}^k \in V$ que mapeiam a mesma tensão $u_{eq} \in U_{u_v}$ através da transformação F_v dada por

$$F_v = [0,5 \quad 0,5 \quad -0,5 \quad -0,5]. \quad (11)$$

TABELA IV

Mapeamento dos vetores de comutação \mathbf{v}^k em $\mathbf{u}_v^k = u_{eq}$

u_{eq}	Vetores
1	$\mathbf{u}_v^1 = F_v(\mathbf{v}^4)$
0,5	$\mathbf{u}_v^2 = F_v(\mathbf{v}^2) = F_v(\mathbf{v}^3) = F_v(\mathbf{v}^8) = F_v(\mathbf{v}^{12})$
0	$\mathbf{u}_v^3 = F_v(\mathbf{v}^1) = F_v(\mathbf{v}^6) = F_v(\mathbf{v}^7) = F_v(\mathbf{v}^{10}) = F_v(\mathbf{v}^{11}) = F_v(\mathbf{v}^{16})$
-0,5	$\mathbf{u}_v^4 = F_v(\mathbf{v}^5) = F_v(\mathbf{v}^9) = F_v(\mathbf{v}^{14}) = F_v(\mathbf{v}^{15})$
-1	$\mathbf{u}_v^5 = F_v(\mathbf{v}^{13}) \quad \mathbf{v}^{13}$

O espaço resultante dessa transformação está representado pela reta da Figura 12.

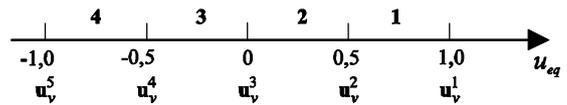


Fig. 12. Espaço da tensão de saída u_{eq} e setores resultantes

2) Nesse caso exemplo, as superfícies de separação são pontos dados por \mathbf{u}_v^k . As superfícies limites são \mathbf{u}_v^1 e \mathbf{u}_v^5 .

3) As matrizes de decomposição para cada setor da Figura 12 estão relacionadas na TABELA V

TABELA V

Matrizes de decomposição para os setores do espaço das tensões de saída

Setor	Matriz de Decomposição	Setor	Matriz de Decomposição
1	$M_d = \begin{bmatrix} 1 & 0,5 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$	2	$M_d = \begin{bmatrix} 0,5 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$
3	$M_d = \begin{bmatrix} 0 & -0,5 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$	4	$M_d = \begin{bmatrix} -0,5 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}$

4) A TABELA III apresentada na seção II relaciona os vetores de comutação $\mathbf{v}^k \in V$ que mapeiam o mesmo vetor $\mathbf{u}_c \in U_{u_c}$ através da transformação F_c dada por:

$$F_c = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

A TABELA I relaciona os vetores de comutação para o exemplo em questão.

5) As superfícies de separação para o espaço U_{u_c} são definidas, neste caso, pelas retas r_1 e r_2 (ver Figura 13).

$$r_1 = u_a^{12} - u_b^{12} = 0 \quad e \quad r_2 = u_a^{12} + u_b^{12} = 0 \quad (13)$$

Nesse exemplo, com o objetivo de simplificar a implementação, adotou-se um controlador do tipo *bang-bang*

para o equilíbrio das correntes entre os braços paralelos. Com isso, a obtenção das matrizes de decomposição e o cálculo dos tempos descritos na etapa 6) não são utilizados.

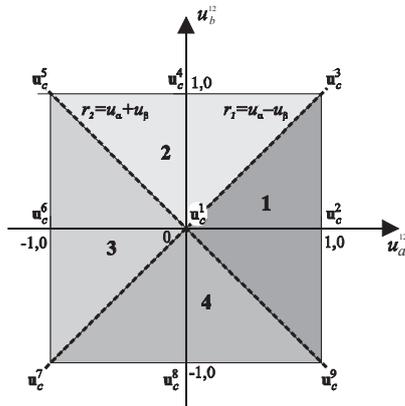


Fig. 13. Espaço do equilíbrio das correntes

7) A TABELA VI mostra os vetores definidos para implementar os setores do espaço das tensões de saída.

TABELA VI
Vetores que implementam os setores do espaço das tensões de saída

Setor	Vetores	Setor	Vetores
1	u_v^1 e u_v^2	2	u_v^2 e u_v^3
3	u_v^3 e u_v^4	4	u_v^4 e u_v^5

Os vetores definidos para realizar o balanço de corrente entre os indutores são dados na TABELA VII

TABELA VII
Vetores que implementam os setores do espaço das tensões diferenciais

Setor	Vetores	Setor	Vetores
1	u_c^1 e u_c^2	2	u_c^1 e u_c^4
3	u_c^1 e u_c^6	4	u_c^1 e u_c^8

8) Para cada conjunto de vetores $u_v \in U_{u_v}$ que definem os setores da Figura 12, existe um conjunto correspondente $u_c \in U_{u_c}$. Esses dois conjuntos são formados pela combinação dos mesmos vetores de comutação. A seqüência de comutação definida para cada setor desse exemplo está mostrada na TABELA VIII.

TABELA VIII
Seqüência de comutação definida

Setor U_{u_v}	Setor U_{u_c}	Seqüência	Setor U_{u_v}	Setor U_{u_c}	Seqüência
1	1	$v^4 v^2$	3	1	$v^{16} v^{14}$
	2	$v^4 v^{12}$		2	$v^1 v^9$
	3	$v^4 v^3$		3	$v^{16} v^{15}$
	4	$v^4 v^8$		4	$v^1 v^5$
2	1	$v^1 v^2$	4	1	$v^{13} v^{14}$
	2	$v^{16} v^{12}$		2	$v^{13} v^9$
	3	$v^1 v^3$		3	$v^{13} v^{15}$
	4	$v^{16} v^8$		4	$v^{13} v^5$

A Figura 14 mostra a forma de onda multinível característica da tensão u_{eq} para o conversor monofásico.

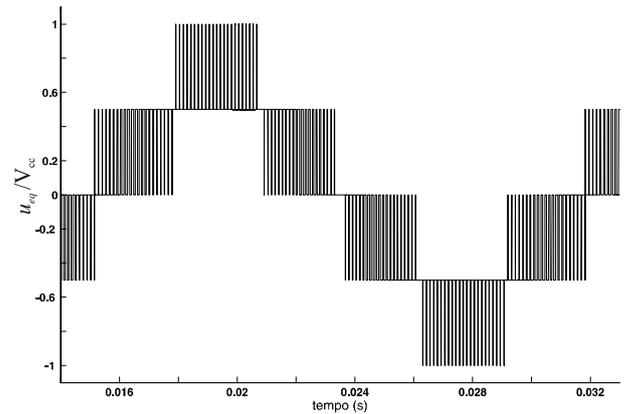


Fig. 14. Tensão u_{eq} (THD=45%)

A Figura 15 mostra as correntes nos indutores e a corrente total de saída do conversor. Note que o ripple da corrente de saída é pequeno com uma THD $\approx 0,61\%$.

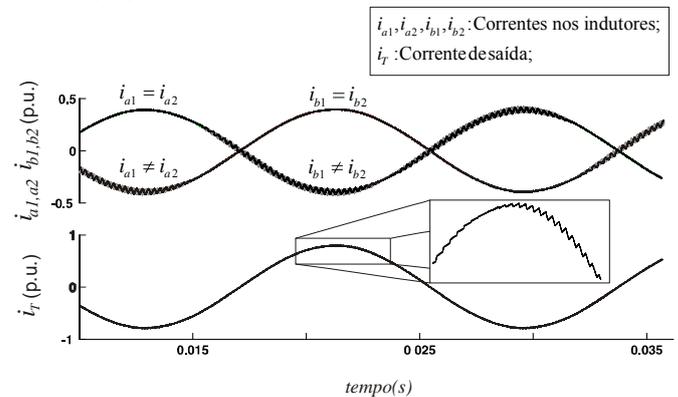


Fig. 15. Corrente nos indutores e de saída com i_T (THD=0,61%).

V. METODOLOGIA APLICADA AO CONVERSOR TRIFÁSICO

Nessa seção é aplicada a metodologia apresentada na seção III para um conversor trifásico. Considerando o conversor da Figura 2 com $M = 1$, $m = 2$. Neste caso, novamente não é necessário impor restrições sobre a tensão de seqüência zero, pois $M = 1$.

1) Os vetores $v^k \in V$ para o conversor trifásico são dados na TABELA I.A do apêndice. Esses vetores são obtidos similarmente aos vetores da TABELA I do exemplo anterior.

Os vetores u_v^λ são obtidos a partir da transformação dada pela equação (8).

O espaço resultante dessa transformação está representado na Figura 16, os vetores com as respectivas coordenadas neste espaço e os vetores v^k redundantes em cada ponto são dados na TABELA II.A do apêndice.

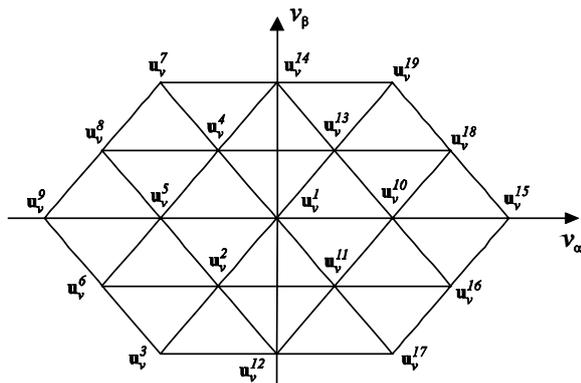


Fig. 16. Espaço da tensão de saída com os vetores resultantes.

2) Para esse caso, as retas de separação são obtidas através das coordenadas do plano da Figura 16. A Figura 17 mostra as retas e planos limites utilizados assim como representa os setores presente no plano das tensões.

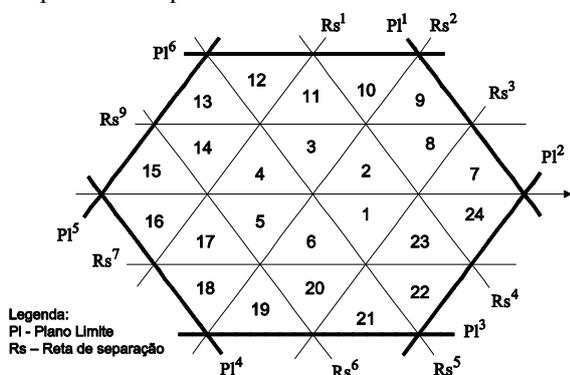


Fig. 17. Retas de separação, planos limites e setores do plano das tensões.

As equações das retas são dadas na TABELA III. A do apêndice.

3) As matrizes de decomposição para cada setor da Figura 17 estão relacionadas na TABELA IV.A do apêndice.

4) A TABELA V.A do apêndice relaciona os vetores de comutação $v^k \in V$ que mapeiam o mesmo vetor $u_c \in U_{u_c}$ através da transformação F_c dada por:

$$F_c = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (20)$$

5) A Figura 11 representa o espaço gerado pelos vetores da TABELA V.A. Para cada setor da Figura 17 existirá um conjunto U_{u_c} correspondente, contendo apenas os vetores redundantes presentes nos vértices deste setor. Os vetores presentes neste conjunto U_{u_c} implementam a tensão de saída desejada. A escolha dos vetores a ser implementados pode ser realizada de diferentes maneiras. Por exemplo, a partir de um conjunto de vetores médios das tensões diferenciais, pode-se escolher o vetor que resulte no menor erro em relação ao desejado. Os vetores médios são obtidos pela ponderação de um possível conjunto de U_{u_v} pelas correspondentes durações dos vetores associados do espaço das tensões de saída. Uma outra maneira de escolher os

vetores a serem implementados é semelhante ao procedimento adotado no conversor monofásico. Onde novamente buscando uma simplificação na implementação, um controlador do tipo *bang-bang* é utilizado para o equilíbrio das correntes entre os braços paralelos. Com isso, a obtenção das matrizes de decomposição e o cálculo dos tempos descritos na etapa b) não são utilizados.

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O CONVERSOR TRIFÁSICO

Nessa seção, resultados experimentais são apresentados para ilustrar o desempenho do método de modulação proposto para um conversor trifásico com dois braços conectados em paralelo. Os resultados experimentais foram obtidos em uma plataforma DSP com lógica de ponto fixo TMS320F2812 e potência total do conversor trifásico de 6 kVA.

Na Figura 18 pode ser vista a característica multinível da tensão PWM equivalente sintetizada pelo conversor trifásico. Esse padrão é obtido conforme dado em (6). Esse padrão PWM garante a mínima THD e o cancelamento do *ripple* entre as correntes dos braços conectados em paralelo em cada uma das fases.

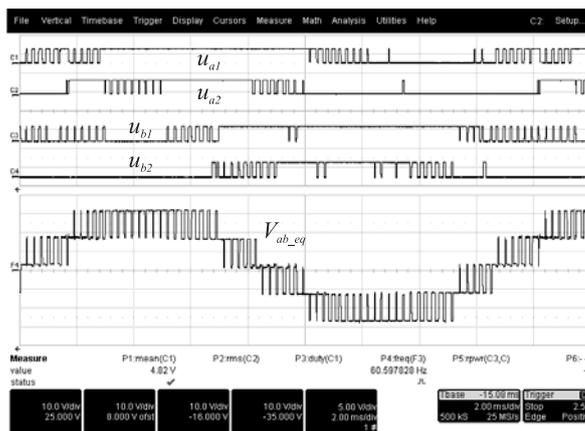


Fig. 18. Padrão PWM das tensões nos braços das fases a e b (10V/div) e tensão PWM de linha equivalente na fase u_{ab_eq} (5V/div). Escala Horizontal 2 ms/div.

Na Figura 19 podem ser vistas as correntes nos indutores da fase a e a corrente resultante na saída. Além disso, pode-se notar a redução significativa do *ripple* da corrente total na saída se comparada com o *ripple* das correntes dos indutores nos braços em paralelo.

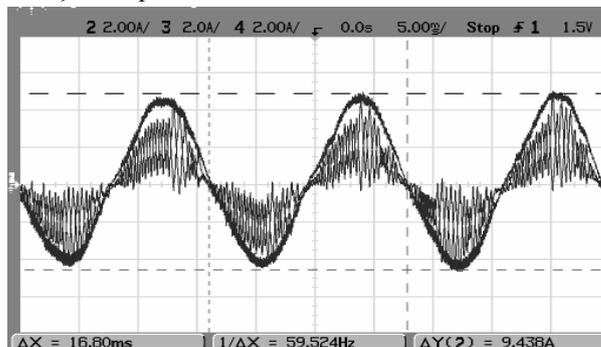


Fig. 19. Correntes nos indutores da fase a e corrente resultante na saída do conversor. Escala vertical 2 A/div

Finalmente, a Figura 20 apresenta o espectro harmônico da corrente em um indutor da fase a e da corrente resultante na saída. Note que para uma frequência de comutação de 2 kHz, um indutor de $L = 2,2$ mH, para uma tensão de barramento c.c. de 50 V e uma amplitude de corrente pico a pico de saída igual a 9,5 A, a THD foi reduzida de ~50% para ~3%, ou seja, uma redução de 94%. Note também, que a frequência de comutação sobre os indutores é um quarto da frequência de comutação equivalente na saída do conversor (8 kHz). Como pode ser visto pelo grupo de componentes no espectro da corrente total em torno da harmônica $h = 134$.

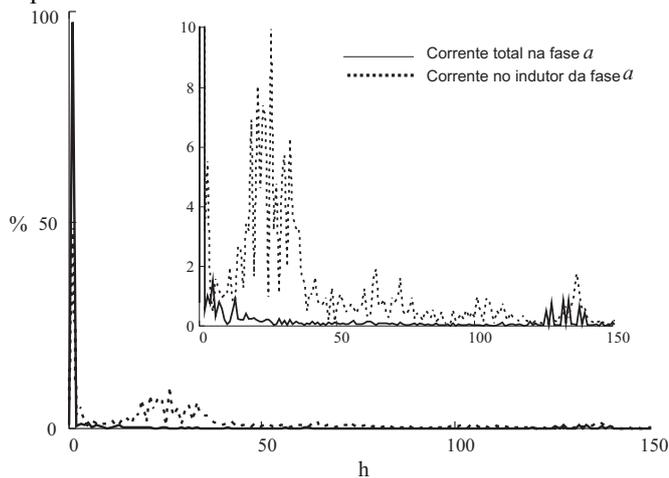


Fig. 20. Espectro harmônico da corrente em um indutor da fase a e da corrente resultante na saída.

VII. CONCLUSÕES

Este artigo apresenta uma nova estratégia de modulação SV aplicada a conversores formados por braços conectados em paralelo. A partir da metodologia apresentada, é possível minimizar a THD da tensão de saída e utilizar o grau de liberdade para a escolha dos vetores de comutação que garantem a distribuição igualitária das correntes entre os braços paralelos do conversor. Além disso, essa metodologia garante o desacoplamento entre a malha de equilíbrio de corrente entre os braços e a malha de corrente total de saída. Com isso, o cancelamento do *ripple* possibilita a redução do filtro de saída mesmo em condições onde o *ripple* da malha interna seja elevado.

O grau de liberdade existente para equilibrar as correntes entre os braços em paralelo permite ao projetista priorizar o número de comutações do conversor ou diminuir também o *ripple* da corrente interna. Nesse artigo, foi priorizado somente o número de comutações. Conforme o esperado, isso levou a uma operação do conversor com um quarto da frequência da tensão equivalente de saída. Com isso, o *ripple* na malha de corrente interna pode se tornar significativo. Sendo assim, um compromisso entre o número de comutações desejado e o *ripple* das correntes da malha de equilíbrio deve ser considerado.

A análise realizada e os resultados experimentais obtidos com a modulação proposta mostraram que essa estratégia é uma forte candidata para ser utilizada em aplicações de alta corrente em baixas tensões. A metodologia proposta é genérica, podendo inúmeras implementações específicas com

desempenhos distintos serem obtidas a partir dos fundamentos estabelecidos.

Os resultados experimentais comprovam a versatilidade e o bom desempenho da estratégia desenvolvida mesmo quando implementada em um DSP de aritmética ponto fixo.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] J. Holtz, W. Lotzkat, and K. H. Werner, "A High-Power Multitransistor-Inverter Uninterruptable Power Supply System," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, 1988, pp. 278-285.
- [2] B. Shi and G. Venkataramanan, "Parallel Operation of Voltage Source Inverters With Minimal Intermodule Reactors," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS*, vol. 1, pp. 156-162, 2004.
- [3] S. K. Mazumder, A. H. Nayfeh, and D. Boroyevich, "A Novel Approach to the Control of Parallel Three-Phase Boost Converters that Combines Space-Vector Modulation With Variable-Structure Control," *Applied Power Electronics Conference APEC*, vol. 2, pp. 1031-1037, 2002.
- [4] Z. Ye, D. Boroyevich, J.-Y. Choi, and F. C. Lee, "Control of Circulating Current in Parallel Three-Phase Boost Rectifiers," in *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 17, 2002, pp. 609-615.
- [5] C.-C. Hua, K.-A. Liao, and J.-R. Lin, "Parallel Operation of Inverters for Distributed Photovoltaic Power Supply System," *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC*, pp. 1979-1983, 2002.
- [6] P. Hofer-Noser and N. Karrer, "Monitoring of parallel IGBT/Diode Modules," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, 1999, pp. 438-444.
- [7] S. Musumeci, R. Pagano, and A. Raciti, "Parallel Strings of IGBTs in Short Circuit Transients: Analysis of the Parameter Influence and Experimental Behavior," *IEEE Industry Electronics Society Conference, IES*, vol. 1, pp. 555-560, 2002.
- [8] J. J. Nelson, G. Venkataramanan, and B. C. Beihoff, "Investigation of parallel operation of IGBTs," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS*, vol. 4, pp. 2585-2591, 2002.
- [9] J. W. Dixon and B. T. Ooi, "Series and Parallel Operation of Hysteresis Current-Controlled PWM Rectifiers," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, pp. 644-651, 1989.
- [10] Y. Komatsuzaki, "Cross Current Control for Parallel Operating Three-Phase Inverter," *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC*, pp. 943-950, 1994.
- [11] C. S. Lee, S. Kim, C. B. Kim, S. C. Hong, J. S. Yoo, S. W. Kim, C. H. Kim, S. H. Woo, and S. Y. Sun, "Parallel UPS with a instantaneous current sharing control," in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS*, vol. 24, 1998, pp. 568-573.
- [12] A. M. Kamel and T. H. Ortmeier, "Harmonic Reduction in Single-Phase Inverter Using a Parallel Operation Technique," *Applied Power Electronics Conference APEC*, pp. 101-108, 1989.
- [13] K. Matsui, "A Pulse width Modulated Inverter with Parallel-Connected Transistors by Using Sharing

Reactors," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, 1993, pp. 246-254.

[14] Y. Sato and T. Kataoka, "Simplified Control Strategy to Improve AC-Input-Current Waveform of Parallel-Connected Current-Type PWM rectifiers," in *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, vol. 142, 1995, pp. 246-254.

[15] R. Abe, Y. Nagai, and K. Tsuyuki, "Development of a Multiple Space-Vector Control for Direct Connected Parallel Current Source Power Converters," *IEEE Power Conversion Conference*, vol. 1, pp. 283-288, 1997.

[16] S. Fukuda and K. Matsushita, "A Control Method for Parallel-Connected Multiple Inverter Systems," *Power Electronics and Variable Speed Drives*, pp. 175-180, 1998.

[17] L. M. Jr. and W. Kaiser, "Low Harmonics, Decoupled Hysteresis Type Current Control of a Multi-Converter Consisting of a Parallel Transformerless Connection of VSC Converters," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS*, vol. 2, pp. 1633-1640, 1997.

[18] L. M. Jr. and E. Masada, "Analysis of the Parallel Connection of 3-phase VSC Converters," *International Power Electronics Congress, IPEC*, pp. 854-859, 1995.

[19] S. Ogasawara, J. Takagaki, and H. Akagi, "A Novel Control Scheme of a Parallel Current-Controlled PWM Inverter," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 28, pp. 1023-1030, 1992.

[20] H. Pinheiro, F. Botteron, 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," in *iSOBRAEP*, vol. 16, 2005, pp. 13-24.

[21] G. Garrara, S. Gardella, and M. Marchesoni, "A New Multilevel PWM Method: A Theoretical Analysis," *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC*, pp. 497-505, 1992.

APÊNDICE A

Tabela I.A – Vetores v^k para o conversor trifásico

v^k	u_{ao}	u_{a1}	u_{bo}	u_{b1}	u_{co}	u_{c1}
v^1	0	0	0	0	0	0
v^2	0	0	0	0	0	1
v^3	0	0	0	0	1	0
v^4	0	0	0	0	1	1
v^5	0	0	0	1	0	0
v^6	0	0	0	1	0	1
v^7	0	0	0	1	1	0
v^8	0	0	0	1	1	1
v^9	0	0	1	0	0	0
v^{10}	0	0	1	0	0	1
v^{11}	0	0	1	0	1	0
v^{12}	0	0	1	0	1	1
v^{13}	0	0	1	1	0	0
v^{14}	0	0	1	1	0	1
v^{15}	0	0	1	1	1	0

v^{16}	0	0	1	1	1	1
v^{17}	0	1	0	0	0	0
v^{18}	0	1	0	0	0	1
v^{19}	0	1	0	0	1	0
v^{20}	0	1	0	0	1	1
v^{21}	0	1	0	1	0	0
v^{22}	0	1	0	1	0	1
v^{23}	0	1	0	1	1	0
v^{24}	0	1	0	1	1	1
v^{25}	0	1	1	0	0	0
v^{26}	0	1	1	0	0	1
v^{27}	0	1	1	0	1	0
v^{28}	0	1	1	0	1	1
v^{29}	0	1	1	1	0	0
v^{30}	0	1	1	1	0	1
v^{31}	0	1	1	1	1	0
v^{32}	0	1	1	1	1	1
v^{33}	1	0	0	0	0	0
v^{34}	1	0	0	0	0	1
v^{35}	1	0	0	0	1	0
v^{36}	1	0	0	0	1	1
v^{37}	1	0	0	1	0	0
v^{38}	1	0	0	1	0	1
v^{39}	1	0	0	1	1	0
v^{40}	1	0	0	1	1	1
v^{41}	1	0	1	0	0	0
v^{42}	1	0	1	0	0	1
v^{43}	1	0	1	0	1	0
v^{44}	1	0	1	0	1	1
v^{45}	1	0	1	1	0	0
v^{46}	1	0	1	1	0	1
v^{47}	1	0	1	1	1	0
v^{48}	1	0	1	1	1	1
v^{49}	1	1	0	0	0	0
v^{50}	1	1	0	0	0	1
v^{51}	1	1	0	0	1	0
v^{52}	1	1	0	0	1	1
v^{53}	1	1	0	1	0	0
v^{54}	1	1	0	1	0	1
v^{55}	1	1	0	1	1	0
v^{56}	1	1	0	1	1	1
v^{57}	1	1	1	0	0	0
v^{58}	1	1	1	0	0	1
v^{59}	1	1	1	0	1	0
v^{60}	1	1	1	0	1	1
v^{61}	1	1	1	1	0	0
v^{62}	1	1	1	1	0	1
v^{63}	1	1	1	1	1	0
v^{64}	1	1	1	1	1	1

Tabela II.A – Vetores do espaço das tensões de saída

\mathbf{u}_v^λ	Posição ($\mathbf{u}_\alpha, \mathbf{u}_\beta$)	\mathbf{v}^k Redundantes
\mathbf{u}_v^1	(0,0)	$\mathbf{v}^1 \mathbf{v}^{22} \mathbf{v}^{23} \mathbf{v}^{26} \mathbf{v}^{27} \mathbf{v}^{38} \mathbf{v}^{39} \mathbf{v}^{42} \mathbf{v}^{43} \mathbf{v}^{64}$
\mathbf{u}_v^2	(-1/6, -√3/6)	$\mathbf{v}^2 \mathbf{v}^3 \mathbf{v}^{24} \mathbf{v}^{28} \mathbf{v}^{40} \mathbf{v}^{44}$
\mathbf{u}_v^3	(-1/3, -√3/3)	\mathbf{v}^4
\mathbf{u}_v^4	(-1/6, √3/6)	$\mathbf{v}^5 \mathbf{v}^9 \mathbf{v}^{30} \mathbf{v}^{31} \mathbf{v}^{46} \mathbf{v}^{47}$
\mathbf{u}_v^5	(-1/3, 0)	$\mathbf{v}^6 \mathbf{v}^7 \mathbf{v}^{10} \mathbf{v}^{11} \mathbf{v}^{32} \mathbf{v}^{48}$
\mathbf{u}_v^6	(-1/2, -√3/6)	$\mathbf{v}^8 \mathbf{v}^{12}$
\mathbf{u}_v^7	(-1/3, √3/3)	\mathbf{v}^{13}
\mathbf{u}_v^8	(-1/2, √3/6)	$\mathbf{v}^{14} \mathbf{v}^{15}$
\mathbf{u}_v^9	(-2/3, 0)	\mathbf{v}^{16}
\mathbf{u}_v^{10}	(1/3, 0)	$\mathbf{v}^{17} \mathbf{v}^{33} \mathbf{v}^{54} \mathbf{v}^{55} \mathbf{v}^{58} \mathbf{v}^{59}$
\mathbf{u}_v^{11}	(1/6, -√3/6)	$\mathbf{v}^{18} \mathbf{v}^{19} \mathbf{v}^{34} \mathbf{v}^{35} \mathbf{v}^{56} \mathbf{v}^{60}$
\mathbf{u}_v^{12}	(0, -√3/3)	$\mathbf{v}^{20} \mathbf{v}^{36}$
\mathbf{u}_v^{13}	(1/6, √3/6)	$\mathbf{v}^{21} \mathbf{v}^{25} \mathbf{v}^{37} \mathbf{v}^{41} \mathbf{v}^{62} \mathbf{v}^{63}$
\mathbf{u}_v^{14}	(0, √3/3)	$\mathbf{v}^{29} \mathbf{v}^{45}$
\mathbf{u}_v^{15}	(2/3, 0)	\mathbf{v}^{49}
\mathbf{u}_v^{16}	(1/2, -√3/6)	$\mathbf{v}^{50} \mathbf{v}^{51}$
\mathbf{u}_v^{17}	(1/3, -√3/3)	\mathbf{v}^{52}
\mathbf{u}_v^{18}	(1/2, √3/6)	$\mathbf{v}^{53} \mathbf{v}^{57}$
\mathbf{u}_v^{19}	(1/3, √3/3)	\mathbf{v}^{61}

Tabela III.A – Equações das retas de separação e planos limites

Reta	Equação	Reta	Equação
Rs ¹	$\mathbf{u}_\beta - \sqrt{3}\mathbf{u}_\alpha - \sqrt{3}/3$	Rs ⁹	$\mathbf{u}_\beta - \sqrt{3}/6$
Rs ²	$\mathbf{u}_\beta - \sqrt{3}\mathbf{u}_\alpha$	P1 ¹	$\mathbf{u}_\beta + \sqrt{3}\mathbf{u}_\alpha - 2\sqrt{3}/3$
Rs ³	$\mathbf{u}_\beta - \sqrt{3}\mathbf{u}_\alpha + \sqrt{3}/3$	P1 ²	$\mathbf{u}_\beta - \sqrt{3}\mathbf{u}_\alpha + 2\sqrt{3}/3$
Rs ⁴	$\mathbf{u}_\beta + \sqrt{3}\mathbf{u}_\alpha - \sqrt{3}/3$	P1 ³	$\mathbf{u}_\beta + \sqrt{3}/3$
Rs ⁵	$\mathbf{u}_\beta + \sqrt{3}\mathbf{u}_\alpha$	P1 ⁴	$\mathbf{u}_\beta + \sqrt{3}\mathbf{u}_\alpha + 2\sqrt{3}/3$
Rs ⁶	$\mathbf{u}_\beta + \sqrt{3}\mathbf{u}_\alpha + \sqrt{3}/3$	P1 ⁵	$\mathbf{u}_\beta - \sqrt{3}\mathbf{u}_\alpha 2\sqrt{3}/3$
Rs ⁷	$\mathbf{u}_\beta + \sqrt{3}/6$	P1 ⁶	$\mathbf{u}_\beta - \sqrt{3}/3$
Rs ⁸	\mathbf{u}_β		

Tabela IV.A – Matrizes de decomposição para os setores espaço das tensões

Setor	Matriz	Setor	Matriz
1	$(\mathbf{u}_v^{13} \mathbf{u}_v^{10})^{-1}$	13	$(\mathbf{u}_v^6 - \mathbf{u}_v^5 \mathbf{u}_v^9 - \mathbf{u}_v^5)^{-1}$
2	$(\mathbf{u}_v^4 \mathbf{u}_v^{13})^{-1}$	14	$(\mathbf{u}_v^3 - \mathbf{u}_v^2 \mathbf{u}_v^6 - \mathbf{u}_v^2)^{-1}$
3	$(\mathbf{u}_v^5 \mathbf{u}_v^4)^{-1}$	15	$(\mathbf{u}_v^{12} - \mathbf{u}_v^2 \mathbf{u}_v^3 - \mathbf{u}_v^2)^{-1}$
4	$(\mathbf{u}_v^2 \mathbf{u}_v^5)^{-1}$	16	$(\mathbf{u}_v^{17} - \mathbf{u}_v^{11} \mathbf{u}_v^{12} - \mathbf{u}_v^{11})^{-1}$
5	$(\mathbf{u}_v^{11} \mathbf{u}_v^2)^{-1}$	17	$(\mathbf{u}_v^{16} - \mathbf{u}_v^{11} \mathbf{u}_v^{17} - \mathbf{u}_v^{11})^{-1}$
6	$(\mathbf{u}_v^{10} \mathbf{u}_v^{11})^{-1}$	18	$(\mathbf{u}_v^{13} - \mathbf{u}_v^{10} \mathbf{u}_v^{18} - \mathbf{u}_v^{10})^{-1}$
7	$(\mathbf{u}_v^{18} - \mathbf{u}_v^{10} \mathbf{u}_v^{15} - \mathbf{u}_v^{10})^{-1}$	19	$(\mathbf{u}_v^4 - \mathbf{u}_v^{13} \mathbf{u}_v^{14} - \mathbf{u}_v^{13})^{-1}$
8	$(\mathbf{u}_v^{19} - \mathbf{u}_v^{13} \mathbf{u}_v^{18} - \mathbf{u}_v^{13})^{-1}$	20	$(\mathbf{u}_v^8 - \mathbf{u}_v^5 \mathbf{u}_v^4 - \mathbf{u}_v^5)^{-1}$
9	$(\mathbf{u}_v^{14} - \mathbf{u}_v^{13} \mathbf{u}_v^{19} - \mathbf{u}_v^{13})^{-1}$	21	$(\mathbf{u}_v^6 - \mathbf{u}_v^2 \mathbf{u}_v^5 - \mathbf{u}_v^2)^{-1}$
10	$(\mathbf{u}_v^7 - \mathbf{u}_v^4 \mathbf{u}_v^{14} - \mathbf{u}_v^4)^{-1}$	22	$(\mathbf{u}_v^{12} - \mathbf{u}_v^{11} \mathbf{u}_v^2 - \mathbf{u}_v^{11})^{-1}$
11	$(\mathbf{u}_v^8 - \mathbf{u}_v^4 \mathbf{u}_v^7 - \mathbf{u}_v^4)^{-1}$	23	$(\mathbf{u}_v^{11} - \mathbf{u}_v^{10} \mathbf{u}_v^{16} - \mathbf{u}_v^{10})^{-1}$
12	$(\mathbf{u}_v^9 - \mathbf{u}_v^5 \mathbf{u}_v^8 - \mathbf{u}_v^5)^{-1}$	24	$(\mathbf{u}_v^{15} - \mathbf{u}_v^{10} \mathbf{u}_v^{16} - \mathbf{u}_v^{10})^{-1}$

Tabela V.A – Mapeamento dos vetores \mathbf{v}^k em $\mathbf{u}_c^\delta \equiv [u_a \ u_b \ u_c]^T$

$[u_a \ u_b \ u_c]^T$	$F_c(\mathbf{v}^k)$
$[0 \ 0 \ 0]^1$	$F_c(\mathbf{V}^1 \mathbf{V}^4 \mathbf{V}^{13} \mathbf{V}^{16} \mathbf{V}^{49} \mathbf{V}^{52} \mathbf{V}^{61} \mathbf{V}^{64})$
$[0 \ 0 \ -1]^2$	$F_c(\mathbf{V}^2 \mathbf{V}^{14} \mathbf{V}^{50} \mathbf{V}^{62})$
$[0 \ 0 \ 1]^3$	$F_c(\mathbf{V}^3 \mathbf{V}^{15} \mathbf{V}^{51} \mathbf{V}^{63})$
$[0 \ -1 \ 0]^4$	$F_c(\mathbf{V}^5 \mathbf{V}^8 \mathbf{V}^{53} \mathbf{V}^{56})$
$[0 \ -1 \ -1]^5$	$F_c(\mathbf{V}^6 \mathbf{V}^{54})$
$[0 \ -1 \ 1]^6$	$F_c(\mathbf{V}^7 \mathbf{V}^{55})$
$[0 \ 1 \ 0]^7$	$F_c(\mathbf{V}^9 \mathbf{V}^{12} \mathbf{V}^{57} \mathbf{V}^{60})$
$[0 \ 1 \ -1]^8$	$F_c(\mathbf{V}^{10} \mathbf{V}^{58})$
$[0 \ 1 \ 1]^9$	$F_c(\mathbf{V}^{11} \mathbf{V}^{59})$
$[-1 \ 0 \ 0]^{10}$	$F_c(\mathbf{V}^{17} \mathbf{V}^{20} \mathbf{V}^{29} \mathbf{V}^{32})$
$[-1 \ 0 \ -1]^{11}$	$F_c(\mathbf{V}^{18} \mathbf{V}^{30})$
$[-1 \ 0 \ 1]^{12}$	$F_c(\mathbf{V}^{19} \mathbf{V}^{31})$
$[-1 \ -1 \ 0]^{13}$	$F_c(\mathbf{V}^{21} \mathbf{V}^{24})$
$[-1 \ -1 \ -1]^{14}$	$F_c(\mathbf{V}^{22})$
$[-1 \ -1 \ 1]^{15}$	$F_c(\mathbf{V}^{23})$
$[-1 \ 1 \ 0]^{16}$	$F_c(\mathbf{V}^{25} \mathbf{V}^{28})$
$[-1 \ 1 \ -1]^{17}$	$F_c(\mathbf{V}^{26})$
$[-1 \ 1 \ 1]^{18}$	$F_c(\mathbf{V}^{27})$
$[1 \ 0 \ 0]^{19}$	$F_c(\mathbf{V}^{33} \mathbf{V}^{36} \mathbf{V}^{45} \mathbf{V}^{48})$
$[1 \ 0 \ -1]^{20}$	$F_c(\mathbf{V}^{34} \mathbf{V}^{46})$

$[1 \ 0 \ 1]^{21}$	$F_c (V^{35} V^{47})$
$[1 \ -1 \ 0]^{22}$	$F_c (V^{37} V^{40})$
$[1 \ -1 \ -1]^{23}$	$F_c (V^{38})$
$[1 \ -1 \ 1]^{24}$	$F_c (V^{39})$
$[1 \ 1 \ 0]^{25}$	$F_c (V^{41} V^{44})$
$[1 \ 1 \ -1]^{26}$	$F_c (V^{42})$
$[1 \ 1 \ 1]^{27}$	$F_c (V^{43})$

DADOS BIOGRÁFICOS

Ivan Jorge Gabe nascido em 27/05/1983 em Ibirubá, Brasil é engenheiro eletricista (2006) pela Universidade Federal de Santa Maria. Atualmente é aluno de mestrado do programa de Pós-Graduação em Engenharia elétrica da Universidade Federal de Santa Maria. Suas áreas de interesse incluem eletrônica de potência, controle de processos entre outros.

Jean Patric da Costa, nascido em 12/11/1979 em Santa Maria, Brasil é engenheiro eletricista (2004), mestre (2006) pela Universidade Federal de Santa Maria. Atualmente é aluno de doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria. Suas áreas de interesse incluem eletrônica de potência, controle de geradores eólicos entre outros.

Márcio Stefanello nascido em Júlio de Castilhos, Brasil, em 1978, é engenheiro eletricista (2004) pela Universidade Federal de Santa Maria, Brasil, mestre (2006), pela mesma instituição onde atualmente é aluno de doutorado do Programa de Pós-Graduação da Universidade Federal de Santa Maria. Suas áreas de interesses incluem controle adaptativo e filtros ativos de potência.

Humberto Pinheiro nascido em Santa Maria, Brasil, em 1960 é engenheiro eletricista (1983) pela Universidade Federal de Santa Maria, Brasil, mestre (1987), pela Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil, e Ph.D (1999) pela Concordia University, Canada. Atualmente é professor do departamento de eletrônica e computação da Universidade Federal de Santa Maria, Brasil. Suas áreas de interesses incluem controle de fontes ininterruptas de energia e sistemas de geração eólica.