




## IMPLEMENTAÇÃO DE MODULAÇÃO VETORIAL APLICADA AO CONVERSOR CC-CA TRIFÁSICO VSI EMPREGANDO CÉLULA DE COMUTAÇÃO COM QUATRO ESTADOS

 <https://doi.org/10.56238/levv15n41-077>

Data de submissão: 22/09/2024

Data de publicação: 22/10/2024

**Douglas Romeu Reif**

Universidade Regional de Blumenau, Blumenau – SC, Brasil  
E-mail: douglasreif@gmail.com

**Romeu Hausmann**

Universidade Regional de Blumenau, Blumenau – SC, Brasil

**Sérgio Vidal Garcia Oliveira**

Universidade Regional de Blumenau, Blumenau – SC, Brasil

---

### RESUMO

Este artigo apresenta a implementação de modulação vetorial espacial aplicada ao conversor VSI trifásico com célula comutação com quatro estados. A metodologia utilizada é mostrada em detalhes, indicando os vetores usados, sequência de comutação aplicada e os cálculos dos tempos de acionamentos dos vetores. Além disso contém o resultado do funcionamento do conversor em simulação, mostrando as principais formas de ondas. Na sequência traz os resultados obtidos por experimentação com o protótipo montado.

**Palavras-chave:** Células de comutação. Conversores CC/CA. Inversores multiníveis. Modulação vetorial espacial.

## 1 INTRODUÇÃO

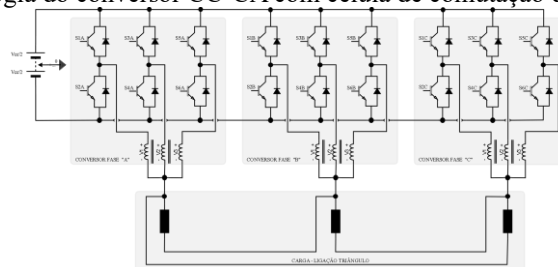
Os conversores multiníveis são estudados e implementados há mais de três décadas [1], vários autores elaboraram topologias e novas maneiras de controlar estes conversores. Entre as topologias mais utilizadas pode-se citar a com diodo grampeado [1]. Cada vez mais populares por conta da sua alta capacidade de processar energia [2] e [3], estes conversores podem ser controlados por diferentes métodos, usando modulação por largura de pulso senoidal (SPWM), eliminação de harmônicas seletivas (SHEPWM) e modulação vetorial espacial (SVM) [1] - [4]. Para cada técnica existem diferentes variações, depende de qual objetivo a ser empregado. Alguns exemplos de variações: para redução da tensão de modo comum, operar com índice de sobre modulação, diminuir a distorção harmônica total, diminuir as perdas por comutação [1] - [4].

A estrutura topológica apresentada neste artigo foi implementada por [5] e [6], que usaram a técnica de modulação (SPWM) obtendo resultados satisfatórios em simulação e na experimentação com um protótipo. A grande novidade neste artigo é a implementação da técnica de modulação (SVM) para comandar os dezoito interruptores da estrutura, até então inédita para essa aplicação de conversor usando células de comutação com quatro estados. No artigo primeiramente se explica o funcionamento da estrutura, na sequência, a parte teórica do desenvolvimento da técnica de modulação (SVM). Para comprovar o funcionamento da modulação (SVM) são mostrados os resultados por simulação, e finalmente, estes sendo comparados com os resultados da experimentação usando um protótipo.

## 2 ESTRUTURA E A MODULAÇÃO VETORIAL

A estrutura da topologia apresentada na Figura 1. foi desenvolvida por [5] e depois implementada por [5] e [6], essa estrutura além de reduzir os esforços de tensão sobre os interruptores, também reduz os esforços de corrente. Isso devido à utilização dos indutores trifásicos acoplados, que permitem que a corrente de fase seja dividida simetricamente entre os braços do conversor.

Figura 1 Topologia do conversor CC-CA com célula de comutação de quatro estados.



Desta maneira a corrente circulante nos interruptores é  $1/3$  de saída da fase. A frequência da forma de onda de tensão na saída de cada fase, é três vezes a frequência de comutação dos interruptores. Deste modo, os volumes dos filtros de saída são menores. Segundo [5], com essas características a aplicação deste conversor é melhor para aplicações de médias e altas potências.

## 2.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

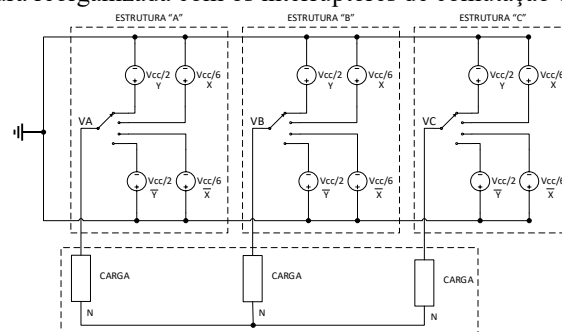
Os princípios básicos de funcionamento da estrutura são: cada fase tem três braços, os acionamentos dos interruptores superiores de cada braço estão defasados em  $180^\circ$  em relação aos inferiores. Isso significa que sempre que forem ligados os interruptores superiores, as inferiores devem estar desligadas, para evitar um curto circuito de braço, deve-se inserir os tempos mortos conforme características de comutação dos semicondutores. Os braços estão defasados em  $120^\circ$  entre eles, essa defasagem é extremamente importante para o correto funcionamento do conversor, o equilíbrio da divisão da corrente de cada braço depende intrinsecamente dessa defasagem.

Para que o sistema trifásico seja implementado, entre as fases também deve existir a defasagem de  $120^\circ$  na baixa frequência. De acordo com [5], a utilização de duas interruptores por braço e com comando complementar uma da outra, e o emprego de três braços na célula de comutação de quatro estados, gera uma combinação vetorial de  $2^3$ . São possíveis oito combinações dos interruptores. Avaliando para a estrutura trifásica tem-se  $8^3$  combinações possíveis, isso significa que são possíveis de execução 512 estados topológicos.

## 2.2 ANÁLISE VETORIAL ESPACIAL

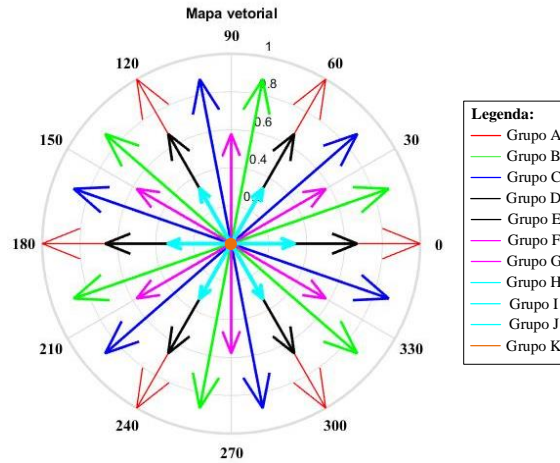
A comutação efetiva da estrutura tirando os vetores redundantes, é de  $4^3$ , ou seja, 64 combinações. Na Figura 2 os interruptores superiores e inferiores são substituídos por fontes de tensão. Tais fontes são os resultados da tensão de saída do indutor acoplado trifásico, que dependendo do vetor selecionado vai gerar um nível diferente de tensão, a TABELA II mostra esse comportamento em detalhes.

Figura 2 Estrutura reorganizada com os interruptores de comutação de quatro estados.



Essa metodologia é usada para mapear e organizar os vetores, desta maneira os vetores serão separados em grupos de seis. O vetor resultante de cada grupo é obtido graficamente usando geometria vetorial. O mapa vetorial completo é mostrado na Figura 3.

Figura 3 Mapa vetorial completo.

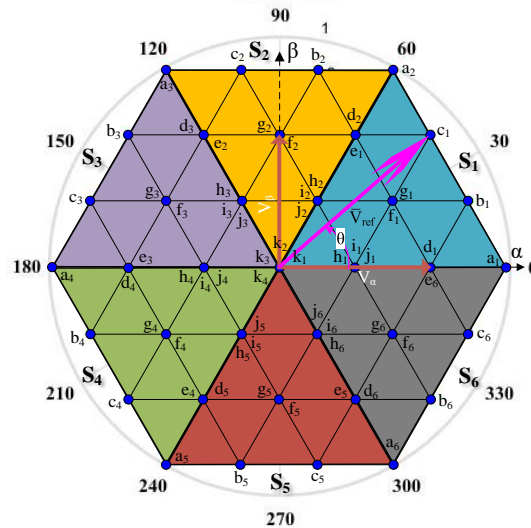


A partir do mapa vetorial da Figura 3, as envoltórias dos vetores resultantes são interligadas, formando assim trinta e seis triângulos equiláteros. A Figura 4 mostra o hexágono formado pela conexão dos pontos e a localização dos setores.

### 2.3 DEFINIÇÃO DOS SETORES E CLASSES DE COMUTAÇÃO

Segundo [7], o vetor de referência mostrado na Figura 4, é o resultado da transformação do sistema trifásico senoidal, nos eixos ( $\alpha\beta$ ) da transformada de Clarke. Desta maneira o sistema trifásico pode ser simplificado e o vetor de referência será a resultante da transformada.

Figura 4 Hexágono com a localização dos setores e classes.



$$V_{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( V_{ab} \quad \frac{-V_{bc}}{2} \quad \frac{-V_{ca}}{2} \right) \quad (1)$$

onde:

$V_{\alpha}$  - tensão de referência no eixo ( $\alpha$ );



Para conseguir travar a posição do vetor de referência, algumas restrições foram implementadas conforme a TABELA I. De acordo com [7] os valores dos vetores genéricos de restrição  $M_1$  e  $M_2$  são obtidos aplicando as expressões:

$$M_1 = \frac{\sqrt{3}|V_{ref}|}{V_{cc}} \sin(60 - \emptyset) \quad (5)$$

onde:

$M_1$  - vetor genérico de restrição referenciado no eixo ( $\alpha$ );

$V_{cc}$  - tensão do barramento de corrente contínua (CC);

$\emptyset$  - ângulo de restrição, para localização das classes.

$$M_2 = \frac{\sqrt{3}|V_{ref}|}{V_{cc}} \sin(\emptyset) \quad (6)$$

onde:

$M_2$  - vetor genérico de restrição referenciado no eixo ( $\alpha$ ).

TABELA I. Restrições de cada classe para implementação no algoritmo de comando

Classe	Condição
I	$I_M < 0,285$
II	$\left\{ \begin{array}{l} 0,286 < I_M < 0,569 \\ M_2 > 0,28 \end{array} \right.$
III	$\left\{ \begin{array}{l} 0,33 < I_M < 0,569 \\ M_1 > 0,33 \\ \emptyset < 0,30 \end{array} \right.$
IV	$\left\{ \begin{array}{l} 0,33 < I_M < 0,569 \\ M_2 > 0,33 \\ \emptyset > 0,30 \end{array} \right.$
V	$\left\{ \begin{array}{l} 0,57 < I_M < 0,879 \\ 0,33 < M_1 < 0,815 \\ 0,33 < M_2 < 0,815 \\ 0,20 < \emptyset < 0,40 \end{array} \right.$
VI	$\left\{ \begin{array}{l} 0,57 < I_M < 0,879 \\ M_1 > 0,571 \\ \emptyset < 0,30 \end{array} \right.$
VII	$\left\{ \begin{array}{l} 0,57 < I_M < 0,879 \\ M_2 < 0,571 \\ \emptyset > 0,30 \end{array} \right.$
VIII	$\left\{ \begin{array}{l} 0,661 < I_M < 0,879 \\ M_1 > 0,662 \\ \emptyset < 0,20 \end{array} \right.$
IX	$\left\{ \begin{array}{l} 0,661 < I_M < 0,879 \\ M_2 > 0,662 \\ \emptyset > 0,40 \end{array} \right.$

## 2.4 DEFINIÇÃO DOS TEMPOS DE APLICAÇÃO DOS VETORES

O vetor de referência a ser sintetizado é dependente do tempo em que os três vetores mais próximos estão ligados. A partir do cálculo de  $M_1$  e  $M_2$ , aplicando as restrições encontra-se a classe de comutação, os vetores mais próximos são representados por  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_2$  e  $\vec{V}_0$ . O valor médio do vetor de referência pode ser expresso pela equação (7).

$$\vec{V}_{\text{ref}} = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{t_1} \vec{V}_1 dt + \int_{t_1}^{t_2} \vec{V}_2 dt + \int_{t_2}^{t_0} \vec{V}_0 dt \right) \quad (7)$$

onde:

$\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_0$  - vetores mais próximos usados no cálculo do tempo de comutação;

$t_1, t_2, t_0$  - tempo de aplicação dos vetores mais próximos;

$T_s$  - período de comutação.

A equação (7) pode ser escrita como:

$$\vec{V}_{\text{ref}} = \frac{t_1}{T_s} \vec{V}_1 + \frac{t_2}{T_s} \vec{V}_2 + \frac{t_0}{T_s} \vec{V}_0 \quad (8)$$

Decompondo os vetores da equação (8) aos eixos do plano ( $\alpha\beta$ ) e separando as variáveis vetoriais  $\vec{V}_\alpha$  e  $\vec{V}_\beta$ , encontram-se as equações (9) e (10).

$$\vec{V}_\alpha = \frac{t_1}{T_s} \vec{V}_{1\alpha} + \frac{t_2}{T_s} \vec{V}_{2\alpha} + \frac{t_0}{T_s} \vec{V}_{0\alpha} \quad (1)$$

$$\vec{V}_\beta = \frac{t_1}{T_s} \vec{V}_{1\beta} + \frac{t_2}{T_s} \vec{V}_{2\beta} + \frac{t_0}{T_s} \vec{V}_{0\beta} \quad (2)$$

onde:

$\vec{V}_{1\alpha}, \vec{V}_{2\alpha}, \vec{V}_{0\alpha}$  - vetores decompostos ao eixo ( $\alpha$ );

$\vec{V}_{1\beta}, \vec{V}_{2\beta}, \vec{V}_{0\beta}$  - vetores decompostos ao eixo ( $\beta$ ).

A soma dos tempos não pode ser maior que o período de comutação. Tem-se:

$$t_1 + t_2 + t_0 = T_s \quad (11)$$

## 2.5 DEFINIÇÃO DA SEQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO

De acordo com [8], a sequência de comutação deve ser a que gere a menor comutação nos semicondutores e que possibilite a menor distorção harmônica da tensão de saída do conversor. Para o conversor em questão deve-se observar o equilíbrio das correntes nos interruptores da parte superior dos braços. A sequência de comutação a ser empregada será por manter as correntes equilibradas entre os interruptores, critério que garante uma das principais vantagens da estrutura e com isso são eliminados os vetores redundantes.

Para exemplificar a escolha da sequência de comutação, é utilizado o índice de modulação  $IM=0,9$ , lembrando que para este índice de modulação os vetores das classes VIII e IX permaneceram ativos.

Seguindo a sequência de funcionamento do conversor, inicia-se pelo setor 1, a sequência de comutação dentro de um período de chaveamento é formada  $V6 \rightarrow V7 \rightarrow V3 \rightarrow V7 \rightarrow V5 \rightarrow V7$  para as classes VIII e IX. A TABELA II mostra quais são os interruptores acionadas para cada vetor escolhido.

TABELA II. Relação dos vetores e comando dos interruptores

Vetores	S 1 X	S 3 X	S 5 X	S 2 X	S 4 X	S 6 X	Tensão
V8	0	0	0	1	1	1	-E/2
V1	0	0	1	1	1	0	-E/6
V2	0	1	0	1	0	1	-E/6
V4	1	0	0	0	1	1	-E/6
V3	0	1	1	1	0	0	E/6
V5	1	0	1	0	1	0	E/6
V6	1	1	0	0	0	1	E/6
V7	1	1	1	0	0	0	E/2

A TABELA III apresenta o resumo da sequência de comutação para cada setor e classe no índice de modulação em 0,9. Para o sistema trifásico a defasagem de  $120^\circ$  entre as fases é obtida pela defasagem dos setores de operação, a Tabela IV mostra a comparação da posição que cada setor deve estar em relação ao outro.



TABELA III. Resumo da sequência de comutação para fase A IM=0.9

Setor	Classes	Sequência de comutação	Nível de tensão
1	VIII	V6→V7→V3→ V7→V5→V7	primeiro
	IX	V6→V7→V3→ V7→V5→V7	primeiro
2	VIII	V6→V7→V3→ V7→V5→V7	primeiro
	IX	V2→V3→V1→ V5→V4→V6	segundo
3	VIII	V2→V3→V1→ V5→V4→V6	terceiro
	IX	V8→V2→V8→ V1→V8→V4	quarto
4	VIII	V8→V2→V8→ V1→V8→V4	quarto
	IX	V8→V2→V8→ V1→V8→V4	quarto
5	VIII	V8→V2→V8→ V1→V8→V4	quarto
	IX	V2→V3→V1→ V5→V4→V6	terceiro
6	VIII	V2→V3→V1→ V5→V4→V6	segundo
	IX	V6→V7→V3→ V7→V5→V7	primeiro

De acordo com a tabela IV, conclui-se que a sequência de comutação das outras fases são as mesmas da fase A, a diferença será no setor que cada fase se encontra. Se a fase A está no setor 1, a sequência de comutação utilizada é V6→V7→V3→V7→V5→V7, na mesma linha da tabela IV a fase B está no setor 3 e a sequência de comutação é V2→V3→V1→V5→V4→V6 e a fase C encontra-se no setor 5 com a sequência V8→V2→V8→V1→V8→V4.

TABELA IV. Setores sistema trifásico

Fase A	Fase B	Fase C
S1	S3	S5
S2	S4	S6
S3	S5	S1
S4	S6	S2
S5	S1	S3
S6	S2	S4

Desta maneira, é montado o sistema trifásico de saída do conversor e a tensão de linha é obtida medindo a diferença de potencial entre as fases.

### 3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os resultados de simulação das formas de ondas trifásicas de tensão e corrente foram obtidos com os seguintes parâmetros do conversor:

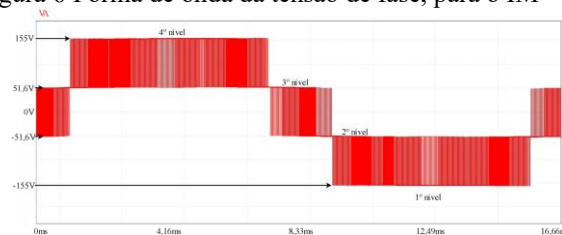
- tensão do barramento CC = 310V;

- frequência de comutação = 9kHz;
- índice de modulação de IM = 0,9;
- indutores do filtro de linha = 0,2mH;
- capacitores do filtro de linha = 10uF;
- potência de saída trifásica = 9kW ligada em triângulo;
- potência de saída monofásica = 3kW.

São apresentadas formas de ondas das tensões de linha antes e depois do filtro, as correntes das bobinas do indutor acoplado, as correntes de fases antes e depois do filtro. Essas formas de ondas são apenas um comparativo com as formas de ondas do protótipo.

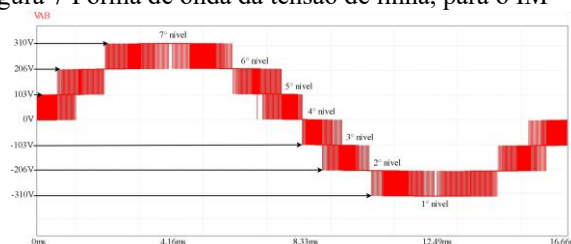
A Figura 6 apresenta a forma de onda da tensão de fase para o IM = 0,9, essa tensão é obtida fazendo a medição da saída do indutor trifásico acoplado ao ponto de conexão central dos capacitores no barramento CC, por inspeção é possível verificar as indicações dos níveis de tensão, destacando os quatro níveis de cada fase, estando em conformidade com a TABELA III.

Figura 6 Forma de onda da tensão de fase, para o IM = 0,9.



A Figura 7 apresenta a tensão de linha V<sub>AB</sub>, medida entre as fases na saída do indutor trifásico acoplado e sua forma de onda está de acordo com o esperado comparando com a teoria. Essa afirmação é possível por conta da indicação dos níveis. Por inspeção, são encontrados os sete níveis de tensão.

Figura 7 Forma de onda da tensão de linha, para o IM = 0,9.



A Figura 8 mostra as tensões de linha depois do filtro de saída. O valor de pico é 229V e o valor eficaz ou RMS é 161V, este valor pode ser calculado aplicando a expressão

$$V_{RMS} = \frac{V_{cc} \times I_M}{\sqrt{3}} = \frac{310 \times 0,9}{\sqrt{3}} = 161V \quad (3)$$

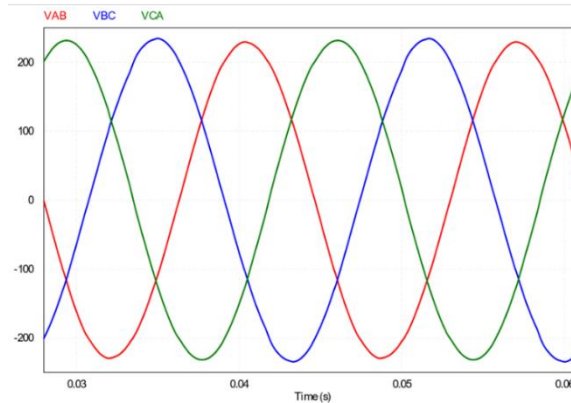
onde:

$V_{RMS}$  - tensão eficaz de linha, medida na carga;

$V_{CC}$  - tensão do barramento de corrente contínua;

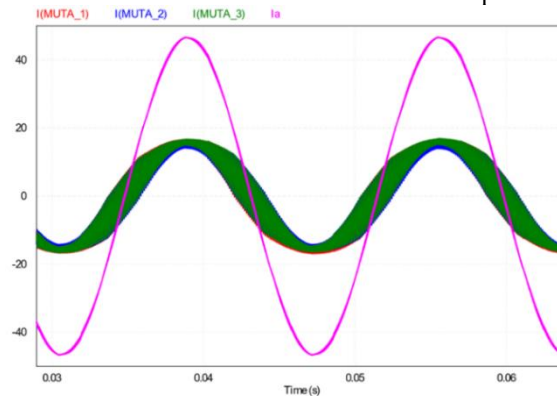
$I_M$  - índice de modulação.

Figura 8 Formas de ondas das tensões de linha depois do filtro de linha, com  $IM = 0,9$ .



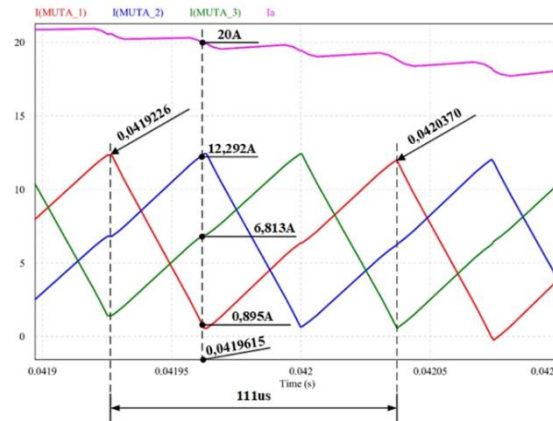
Avaliando a Figura 9 encontra-se os gráficos das correntes de cada bobina do indutor acoplado  $I(MUTA\_1)$ ,  $I(MUTA\_2)$  e  $I(MUTA\_3)$  aplicado para a fase A, bem como a sua corrente de saída ( $I_a$ ). O valor de pico da corrente de saída é perto de 46,5A, essa corrente é de linha. Para ter o valor de fase divide-se por  $\sqrt{3}$ , conseqüentemente a corrente de fase é próxima de 26,8A de pico.

Figura 9 Formas de ondas das correntes nas bobinas do indutor acoplado da fase A, com  $IM = 0,9$ .



Para exemplificar a formação da corrente de saída na Figura 10 foi pontuado para o instante de tempo 0,0419615 o valor instantâneo de cada uma das correntes do indutor. O somatório das correntes instantâneas forma o valor da corrente de saída. Mediante o exposto, é visual que cada bobina é responsável por conduzir 1/3 da corrente de saída, além disso todas as correntes estão comutando no período de chaveamento. A Figura 10 apresenta as formas de ondas das correntes nas bobinas do indutor acoplado da fase A em um período de comutação.

Figura 10 Formas de ondas das correntes nas bobinas do indutor acoplado da fase A no detalhe, com IM = 0,9.



A Figura 11 apresenta as formas das correntes das fases. Verifica-se que a corrente de pico é aproximadamente 26,5A, dessa maneira a corrente RMS é 18,73A. A corrente RMS pode ser calculada aplicando a equação 13.

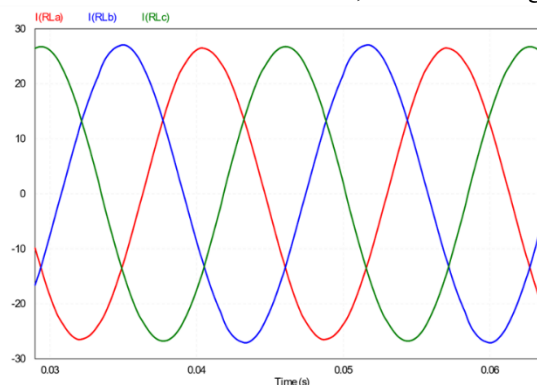
$$I_{RMS} = \frac{P}{V_{RMS}} = \frac{3000}{161} = 18,63A \quad (4)$$

onde:

$I_{RMS}$  - corrente eficaz, medida na carga;

$P$  - potência ativa de saída monofásica.

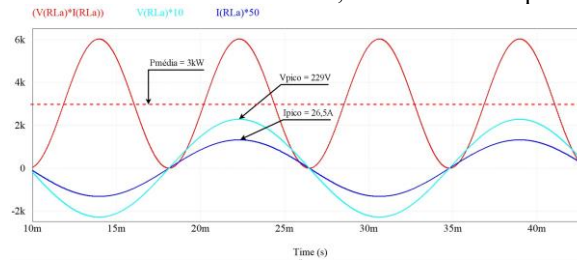
Figura 11 Formas de ondas das correntes de fase, medidas na carga, para IM = 0,9.



A forma de onda da potência de saída para a fase A é mostrada na Figura 12. Essa forma de onda da potência é o resultado da multiplicação ponto a ponto, da tensão de linha ( $V_{ab}$ ) pela corrente de fase I (RLa). O valor que gera potência dissipada é o valor médio da potência. Verificando a Figura 12 o pico da potência de saída é 6000W, diante disso o valor médio é 3000W.

Os resultados apresentados usando as simulações do PSIM, serão utilizados para validar os resultados experimentais do protótipo.

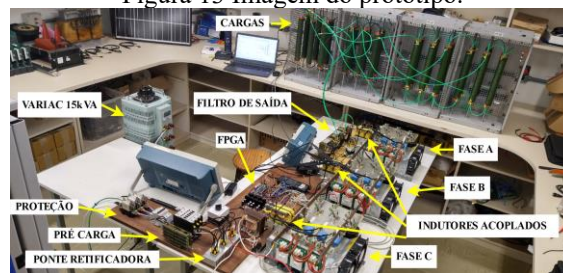
Figura 12 Formas de ondas das correntes de fase, tensão de fase e potência, para IM = 0,9.



#### 4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

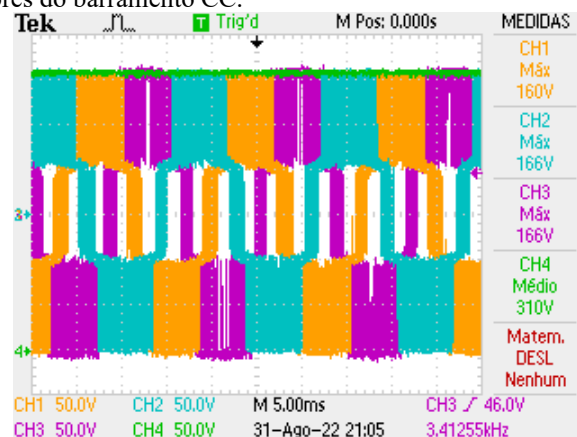
Nesta seção são apresentados os resultados obtidos no protótipo. A Figura 13 mostra os equipamentos utilizados na experimentação.

Figura 13 Imagem do protótipo.



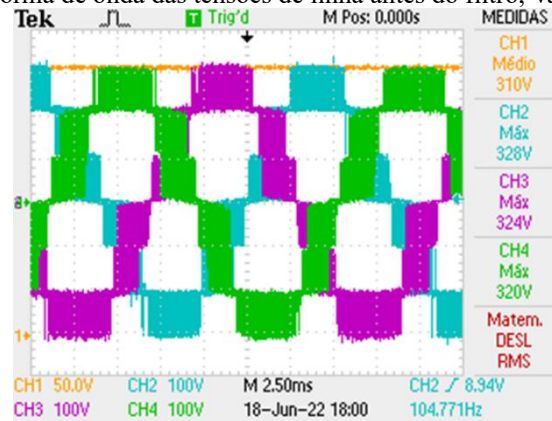
Os resultados experimentais são comparados com os resultados simulados, todos utilizando o mesmo índice de modulação de 0,9. Iniciando a análise pelas tensões de fase, conforme apresentado na Figura 6, vemos que a forma das tensões tem quatro níveis bem definidos, sendo os picos positivos e negativos em  $\frac{1}{2} V_{cc}$  e os níveis intermediários em  $\frac{1}{6} V_{cc}$ . A Figura 14 mostra as tensões de fase com o barramento CC em 310V. Verifica-se que há quatro níveis tensão, analisando a escala utilizada no osciloscópio, encontra-se os picos de 155V positivo e negativo e nos níveis intermediários as tensões de 51,66V aproximadamente.

Figura 14 Formas de onda das tensões de fases, medidas antes do filtro de linha, na saída do indutor acoplado em relação ao ponto médio entre os capacitores do barramento CC.



De maneira similar à Figura 7, na Figura 15 são apresentadas as tensões de linha antes do filtro de saída. Ambas formas de onda têm sete níveis de tensão, onde cada nível pode ser encontrado a cada 103V aproximadamente. É possível observar que as tensões foram obtidas com o barramento CC em 310V, conforme apresentado no CH1.

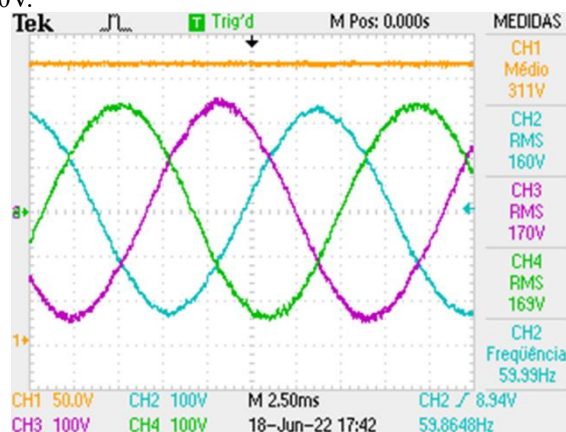
Figura 15 Forma de onda das tensões de linha antes do filtro, Vab, Vbc e Vca.



O CH2 é referente à tensão de linha Vab, medida com a ponteira positiva na saída do indutor acoplado da fase A em relação à saída do indutor acoplado da fase B. A tensão de linha mostrada no canal CH3 é referente à medição entre a saída do indutor acoplado da fase B em relação à saída do indutor acoplado da fase C, e a tensão de linha do canal CH4 é a medida entre a saída do indutor acoplado da fase C em relação à saída do indutor acoplado da fase A.

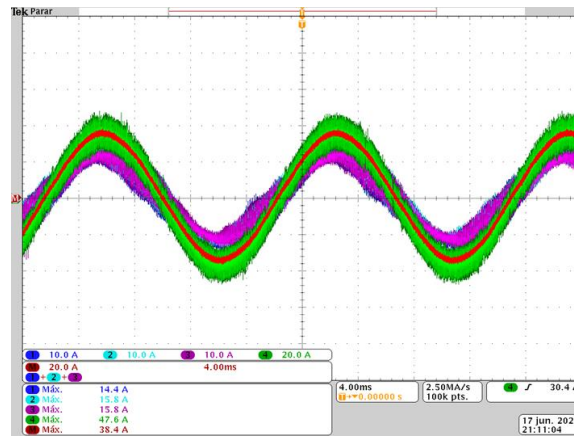
Na Figura 16 são mostradas as formas de onda das tensões na carga, novamente o canal 1 representa a tensão do barramento CC em 310V. É visível que ambos os gráficos tem um formato senoidal, como exemplo a forma de onda do canal 2, observa-se que a frequência da senoide é de aproximadamente 60Hz, com um valor eficaz de tensão de 160V e um pico em 220V, igual ao mostrado na Figura 8.

Figura 16 Formas de ondas das tensões A, B e C medidas na carga com IM=0,9 mostrando o formato senoidal na frequência de 60Hz, com tensão RMS de 160V.



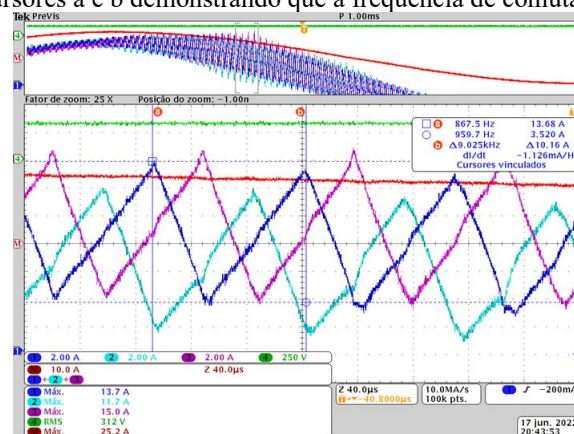
Analogamente à Figura 9, na Figura 17 são mostradas as formas de ondas das correntes do indutor acoplado trifásico. É possível verificar a equilíbrio das correntes, isso acontece porque o tempo aplicado aos vetores estão divididos em proporções iguais.

Figura 17 Formas de ondas das correntes do indutor trifásico acoplado da fase A, na cor verde a tensão de saída e vermelha a mesma corrente de saída usando a função matemática do osciloscópio, nessa função foram somadas as correntes dos canais 1, 2 e 3.



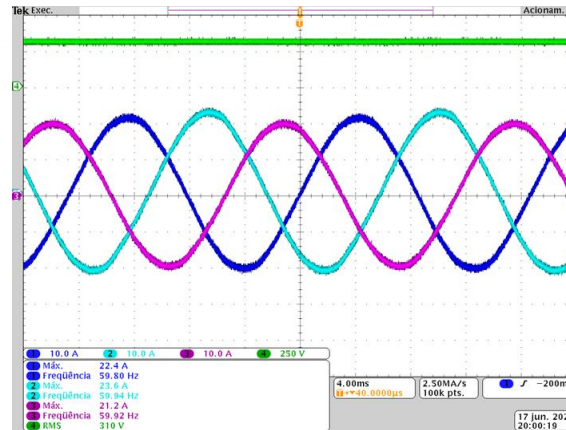
De acordo com a Figura 18 e comparando com a Figura 10, tem-se um retrato ampliado das correntes no indutor acoplado trifásico. A frequência de comutação é respeitada, ambas estão em 9kHz, parâmetro o qual foi indicado no início do projeto. Há equilíbrio nas formas de ondas, tanto na Figura 18 quanto na Figura 10 encontra-se a proporção de 1/3 das correntes em relação a corrente de saída do indutor acoplado, este efeito diminui os esforços de corrente aplicados nas interruptores. O desequilíbrio entre as correntes é causado pela montagem física do indutor acoplado trifásico. Aqui foi usado um núcleo tipo EE, a perna central do núcleo é o dobro das laterais, para conseguir manter o valor da indutância simétrico entre as três bobinas, é feito um ajuste manual no *gap* da perna central, até que ele atinja o valor calculado. Todo este ajuste gera um pequeno desequilíbrio que não influencia no bom funcionamento do conversor.

Figura 18 Detalhe em alta frequência das correntes do indutor trifásico acoplado da fase A, evidenciando a equilíbrio das correntes nas três bobinas e os cursores a e b demonstrando que a frequência de comutação é 9kHz.



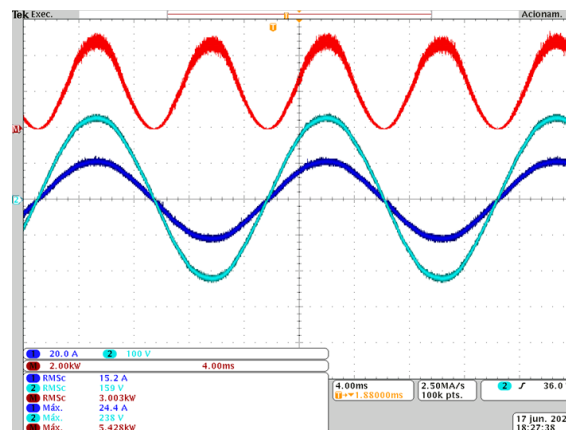
Conforme a Figura 19 que evidencia as formas das correntes na carga, enfatiza-se que a tensão do barramento CC, mostrada no canal 4 é de 310V. As frequências das correntes estão bem próximas de 60Hz.

Figura 19 Formas de ondas das correntes de fase, medidas com as ponteiros de corrente na carga, entre os fechamentos na conexão delta.



A Figura 20 traz o resultado final, similar ao feito na Figura 12. O canal 1 faz a medição da corrente na carga e o canal 2 a tensão. Utilizou-se a função matemática do osciloscópio para fazer a multiplicação ponto a ponto das formas de onda, o resultado dessa função foi uma potência média de 3kW por fase. Pode-se afirmar que a potência de 9kW trifásica foi obtida.

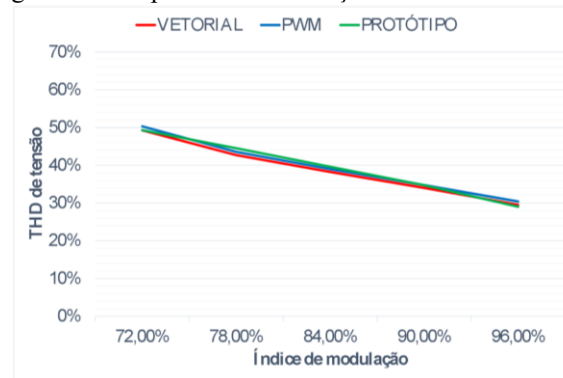
Figura 20 Forma de onda da potência de saída, gerada a partir da corrente de carga da fase A multiplicada pela tensão da fase A.



Inclusive a distorção harmônica de tensão, mostrada na Figura 21, indica o bom funcionamento do conversor. Na figura foram comparadas as distorções entre a simulação, usando o método de comutação por PWM, e ainda por simulação, a modulação vetorial e ambas em relação ao protótipo.



Figura 21 Comparativo da distorção harmônica de tensão



## 5 CONCLUSÕES

Neste artigo foi apresentada a técnica de modulação vetorial espacial aplicada ao conversor CC-CA VSI trifásico, usando células de comutação de quatro estados, mostrando os vetores aplicados, sequência de comutação dos vetores, bem como os tempos de aplicação dos vetores. A teoria desenvolvida foi comprovada por meio de simulação computacional, usando o *software* PSIM, trazendo as formas de ondas das grandezas de tensão, corrente e potência. Nas formas de ondas de tensão foram detalhados os níveis de tensão e nas formas de corrente foram mostrados em detalhes como calcular a corrente total de saída do indutor acoplado trifásico. Na forma de onda da potência foi mostrado que o valor da potência total ficou igual ao proposto. Toda parte experimental foi desenvolvida com base nos resultados encontrados na simulação, por este motivo os resultados experimentais foram comparados com os simulados. Houve um pequeno desequilíbrio das correntes no indutor trifásico acoplado, mas nada que possa descaracterizar o bom funcionamento do protótipo. Por fim uma análise sobre a distorção harmônica total da tensão foi mostrada. Observa-se que na comparação sugerida, as técnicas tiveram um desempenho parecido, isso porque na técnica SVM usada, foi priorizada em se manter a equilíbrio das correntes no indutor trifásico acoplado. Algumas vantagens foram verificadas em usar a técnica SVM quando comparada com SPWM, entre elas a possibilidade de escolher diferentes vetores e sequências de comutação, podendo por exemplo ter como objetivo diminuir a tensão de modo comum, ou até alterar o tempo de aplicação dos vetores visando aumentar o rendimento do conversor. Esses exemplos foram observados de forma empírica, sem testes comprobatórios.

## AGRADECIMENTOS

À Universidade Regional de Blumenau (FURB) e à Secretaria de Estado da Educação de Santa Catarina – SED, pelo apoio financeiro, que proporcionou a realização do projeto.



## REFERÊNCIAS

- E. D. Karatsivos, G. A. Adamidis and T. G. Nathenas, "A new Space Vector Modulation Strategy for multilevel inverters," The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010, Rome, Italy, 2010, pp. 1-7, doi: 10.1109/ICELMACH.2010.5607698.
- W. Yao, H. Hu and Z. Lu, "Comparisons of Space-Vector Modulation and Carrier-Based Modulation of Multilevel Inverter," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 1, pp. 45-51, Jan. 2008, doi: 10.1109/TPEL.2007.911865.
- E. J. Bueno, R. Garcia, M. Marron, J. Urena and F. Espinosa, "Modulation techniques comparison for three levels VSI converters," IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02, Seville, Spain, 2002, pp. 908-913 vol.2, doi: 10.1109/IECON.2002.1185393.
- C. Sourkounis and A. Al-Diab, "A comprehensive analysis and comparison between Multilevel Space-Vector Modulation and Multilevel Carrier-Based PWM," 2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, Poznan, Poland, 2008, pp. 1710-1715, doi: 10.1109/EPEPEMC.2008.4635513.
- R. Hausmann and I. Barbi, "Three-Phase DC-AC Converter Using Four-State Switching Cell," IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 7, July, pp. 1857-1867, 2011, Accessed: Jan. 27, 2021. [Online]. Available: <https://ieeexplore-ieee.org.ez71.periodicos.capes.gov.br/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5658159>.
- R. L. Taschetto, D. F. Cortez, and A. A. Assef, "Projeto e Implementação de um Inversor de Frequência NPC Trifásico com Modulação SVPWM controlado por FPGA," in Anais do Congresso Brasileiro de Automática 2020, Dec. 2020, p. 8, doi: 10.48011/asba.v2i1.1468.
- D. F. Cortez, "Inversor trifásico utilizando célula de comutação de múltiplos estados para conexão de um sistema eólico à rede elétrica: estudo, projeto e implementação," 2012, Accessed: Nov, 27, 2023. [Online]. Available: <http://repositorio.ufsc.br/xmlui/handle/123456789/99257>
- H. Pinheiro et al., "Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada," Sba Control. Automação Soc. Bras. Autom., vol. 16, no. 1, pp. 13-24, Mar. 2005, doi: 10.1590/S0103-17592005000100002.