Análise do cálculo de razões cíclicas por vetores espaciais aplicados a inversores de dois níveis ⋆

Juliana S. Menzinger * **Alberto H. Llosa** ** **Eduardo V. Liberado** *

* *Universidade Estadual Paulista (Unesp), Instituto de Ciência e Tecnologia, Sorocaba-SP (e-mails: juliana.menzinger@unesp.br, verri.liberado@unesp.br).*
** *Innomotics motores e grandes conversores LTDA, Jundiaí-SP (e-mail: alberto.otero@innomotics.com).*

Abstract: This paper presents a study of the SVPWM (Vector Space Pulse Width Modulation) technique applied to two-level inverters, focusing on analyzing duty-cycle calculations adopted in the SVPWM. Two different mathematical approaches are analyzed: the conventional (or trigonometric) one and the other based on the g,h transform. Considerations regarding software development of these approaches are presented and discussed. Computational simulation results indicate that both approaches provide identical duty cycle profiles under same initial conditions. However, performance tests indicate that the approach based on g,h transform has a 23% lower execution time in comparison with the conventional approach to calculate the duty-cycles.

Resumo: Este artigo aborda um estudo da técnica de modulação por largura de pulso em espaço vetorial, cuja sigla em inglês é SVPWM, aplicada a inversores de dois níveis, com foco na análise do cálculo das razões cíclicas utilizadas na SVPWM. Duas abordagens matemáticas diferentes são exploradas: a modelagem convencional (ou trigonométrica) e outra baseada na transformada g,h. Aspectos de implementação destas abordagens são apresentados e discutidos. Resultados obtidos por simulação computacional indicam que ambas as abordagens fornecem perfis de razão cíclica idênticos para as mesmas condições iniciais. Entretanto, testes de desempenho computacional destas abordagens indicam que aquela baseada na transformada g,h possui um tempo de execução 23% menor em comparação com a abordagem convencional para o cálculo das razões cíclicas.

Keywords: Vector Space Pulse Width Modulation; Switching Sequence Optimization; Three-phase Two-level Inverter; Clarke Transformation; g,h Transformation.

Palavras-chaves: Modulação por Largura de Pulso em Espaço Vetorial; Otimização de Sequência de Chaveamento; Inversor Trifásico de Dois Níveis; Transformada de Clarke; Transformada g,h.

1. INTRODUÇÃO

Inversores tipo fonte de tensão em dois níveis são cruciais no cenário de acionamento de motores de indução com velocidade variável, atendendo a uma crescente necessidade de sistemas capazes de controlar a velocidade e aprimorar a eficiência energética nas aplicações (Mohan et al., 1989); e também na profileração do uso de energias renováveis, no qual atuam como elementos de interconexão das fontes de energia com as redes elétricas (Hoke et al., 2024). Estes inversores operam com uma ponte de semicondutores controlados, que são comutados em um ciclo preciso e sequencial, o que permite a geração de ondas na saída com frequências e amplitudes específicas conforme a necessidade da aplicação (Kumar and Chatterjee, 2017).

A sequência e a duração dos pulsos de comutação de cada semicondutor controlado é definida a partir da aplicação de técnicas de modulação (Hava et al., 1999). Dentre as principais técnicas de modulação existentes, a modulação por largura de pulso em espaço vetorial, cuja sigla em inglês é SVPWM, apresenta múltiplas vantagens em comparação com outras técnicas, tais como maior eficiência energética e qualidade de onda superior, o uso mais eficaz do barramento de corrente contínua, redução significativa da distorção harmônica total nos sinais de saída, além de um desempenho aprimorado em altas frequências, que permite um controle mais flexível e preciso (Holmes and Lipo, 2003).

A implementação de SVPWM, embora recompensadora, não está isenta de desafios, principalmente devido à complexidade que acarreta e à exigência de algoritmos de controle sofisticados. Em contraste com a técnica convencional de modulação por largura de pulso (cuja sigla em inglês é PWM), que se baseia na comparação de uma onda senoidal com uma triangular (Hava et al., 1999), a SVPWM avança ao definir o vetor espacial para cada momento de comutação.

⋆ Este trabalho é financiado e apoiado pela Innomotics Ltda. Os autores também agradecem ao PPGEE Interunidades da UNESP pelo suporte acadêmico e infraestrutura durante a realização desta pesquisa.

Diante deste contexto, este trabalho visa analisar dois métodos de cálculo de das razões cíclicas de chaveamento por vetores espaciais: o método convencional (abordagem trigonométrica) e o método que utiliza a transformada g,h. Estes métodos são apresentados na seção 2, enquanto aspectos relacionados à implementação computacional destes métodos, e a estratégia de controle das chaves semicondutoras a partir das razões cíclicas, são abordados na seção 3. A seção 4 apresenta resultados de simulações computacionais de um inversor trifásico de dois níveis controlado por cada um dos métodos analisados, além de uma análise comparativa de tempo de execução dos algoritmos implementados para calcular as razões cíclicas. Por fim, a seção 5 apresenta as conclusões.

2. MÉTODOS ANALISADOS PARA CÁLCULO DAS RAZÕES CÍCLICAS

Neste trabalho são analisadas duas abordagens matemáticas para o cálculo das razões cíclicas que determinam os intervalos de tempo em que as chaves semicondutoras do conversor são ligadas ou desligadas para sintetizar as formas de onda desejadas: a abordagem trigonométrica no plano $\alpha\beta$ e a abordagem baseada na transformada g, h (Celanovic and Dushan Boroyevich, 2001). Tais abordagens são brevemente apresentadas a seguir.

2.1 Abordagem trigonométrica

Esta abordagem consiste na aplicação direta da divisão do plano $\alpha\beta$ em setores proposta pela modulação SVPWM, de modo que cada vetor de tensão que delimita os setores representa um estado das chaves do nível superior de um inversor de dois níveis, sendo os estados 000 e 111 localizados na origem. A representação geométrica dos setores e vetores com os respectivos estados é apresentada na Fig. 1. Importante mencionar que os estados das chaves do nível inferior são complementares aos das chaves do nível superior.

Assim, seja $\mathbf{V}_{ref}$ o vetor resultante da soma dos vetores de três tensões trifásicas V_{an}, V_{bn}, V_{cn}, cuja magnitude é V_{ref} e com deslocamento angular no plano $\alpha\beta$ igual a

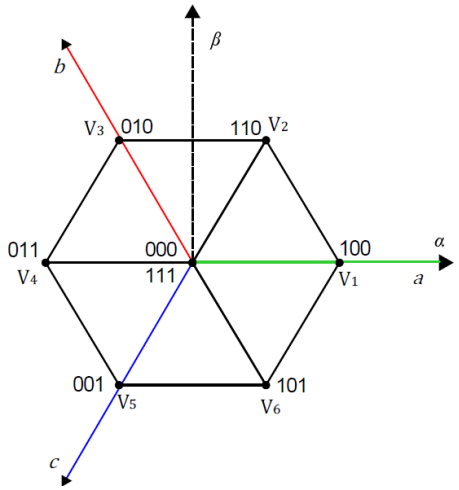

Figura 1. Representação dos setores e vetores com estados no plano $\alpha\beta$ (Holmes and Lipo, 2003).

θ. Seja também V_{CC} as magnitudes de todos os vetores que delimitam os setores do plano $\alpha\beta$. Dessa forma, o período de chaveamento T_s corresponde à soma dos períodos de chaveamento definidos para cada par de vetores que delimita os setores mais o período de chaveamento correspondente ao vetor nulo, ou seja,

$$T_s = T_1 + T_2 + T_0, \tag{1}$$

de modo que a magnitude V_{ref} é calculada para cada período T_s em função das magnitudes do vetor nulo e de cada par de vetores que delimita os setores multiplicadas pelas respectivas razões cíclicas, conforme expressa a equação (3):

$$V_{ref}T_s = V_{CC}T_1 + V_{CC}T_2 + 0 \cdot T_0 \tag{2}$$

$$V_{ref} = V_{CC}\frac{T_1}{T_s} + V_{CC}\frac{T_2}{T_s}$$

$$V_{ref} = V_{CC}d_1 + V_{CC}d_2. \tag{3}$$

Importante mencionar que as equações (1) e (2) correspondem ao balanço Volt-segundo (Kumar and Chatterjee, 2017).

Sejam agora $V_\alpha = V_{ref}\cos(\theta)$ e $V_\beta = V_{ref}\sin(\theta)$ as projeções de $\mathbf{V}_{ref}$ no plano $\alpha\beta$. Considerando que a equação (2) é válida para V_α e V_β, tem-se que a magnitude de $\mathbf{V}_{ref}$ no setor delimitado pelos vetores V_1 e V_2 é dada por:

$$V_\alpha T_s = V_{ref}\cos(\theta)T_s = V_{CC}T_1 + V_{CC}T_2\cos(\pi/3) \tag{4}$$

$$V_\beta T_s = V_{ref}\sin(\theta)T_s = V_{CC}T_2\sin(\pi/3) \tag{5}$$

Isolando T_2 em (5), obtém-se:

$$d_2 = \frac{T_2}{T_s} = \frac{V_{ref}}{V_{CC}}\frac{\sin(\theta)}{\sin(\pi/3)} = \frac{V_{ref}}{V_{CC}}\frac{2}{\sqrt{3}}\sin(\theta) \tag{6}$$

e substituindo T_2 em (4):

$$d_1 = \frac{T_1}{T_s} = \frac{V_{ref}}{V_{CC}}\frac{\sin(\pi/3-\theta)}{\sin(\pi/3)} = \frac{V_{ref}}{V_{CC}}\frac{2}{\sqrt{3}}\sin(\pi/3-\theta) \tag{7}$$

já a razão cíclica correspondente ao vetor nulo d_0 é determinada a partir da equação 1:

$$\frac{T_0}{T_s} = \frac{T_s}{T_s} - \frac{T_1}{T_s} - \frac{T_2}{T_s}$$

$$d_0 = 1 - d_1 - d_2 \tag{8}$$

2.2 Abordagem baseada na transformada g,h

A transformada g,h (Celanovic and Dushan Boroyevich, 2001) se baseia em um arranjo geométrico de dois vetores (V_g e V_h) defasados de 60° entre si, de modo que a representação destes vetores no plano $\alpha\beta$ corresponde, respectivamente, aos vetores V_1 e V_2 da Fig. 1. Assim, as projeções da soma dos vetores V_g e V_h nos eixos α e β podem ser expressas como:

$$V_\alpha = V_g + V_h\cos(\pi/3) = V_g + V_h\frac{1}{2}$$

$$V_\beta = V_h\sin(\pi/3) = V_h\frac{\sqrt{3}}{2}$$

Em notação matricial:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g \\ V_h \end{bmatrix} \leftrightarrow \begin{bmatrix} V_g \\ V_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (9)$$

Através da Transformada de Clarke ($T_{\alpha\beta}$) reduzida para as coordenadas V_α e V_β:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}$$

é possível obter os vetores V_g e V_h a partir das tensões trifásicas V_{an}, V_{bn}, V_{cn}. Assim:

$$\begin{bmatrix} V_g \\ V_h \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Além disso, sendo V_α e V_β as projeções de $\mathbf{V}_{ref}$ no plano $\alpha\beta$, é possível obter as seguintes relações para os vetores V_g e V_h, a partir da equação (9):

$$V_h = \frac{2V_{ref}}{\sqrt{3}} \sin(\theta) \quad V_g = \frac{2V_{ref}}{\sqrt{3}} \sin(\pi/3 - \theta) \quad (11)$$

Correlacionando as equações (11), (7) e (6), verifica-se as seguintes relações entre as razões cíclicas e os vetores V_g e V_h:

$$\begin{bmatrix} V_g \\ V_h \end{bmatrix} = V_{CC} \cdot \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} \leftrightarrow \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{CC}} \cdot \begin{bmatrix} V_g \\ V_h \end{bmatrix}. \quad (12)$$

3. ASPECTOS DE IMPLEMENTAÇÃO DAS ABORDAGENS ANALISADAS

3.1 Cálculo das razões cíclicas

A implementação da abordagem trigonométrica é centrada no ângulo de deslocamento angular θ ao longo dos setores do plano $\alpha\beta$. Este ângulo pode ser determinado através da aplicação de um algoritmo PLL (sigla em inglês para *phase-locked loop*) (Ali et al., 2018) às tensões trifásicas V_{an}, V_{bn}, V_{cn}.

A partir do ângulo θ são calculadas as razões cíclicas de chaveamento utilizando as equações (7) e (6). Embora estas equações tenham sido deduzidas para o setor delimitado pelos vetores V_1 e V_2 (setor 1), elas podem ser utilizadas em todos os $n+1$ setores ($n = 0 \cdots 5$) ao reduzir o ângulo θ ao intervalo angular do setor 1 ($0 \leq \theta \leq \pi/3$), ou seja,

$$\theta = \theta - n\frac{\pi}{3} \quad \forall\ 0 \leq \theta \leq 2\pi,\ n = 0 \cdots 5. \quad (13)$$

A localização de cada setor também depende do ângulo θ, uma vez que o plano $\alpha\beta$ é dividido em seis setores igualmente espaçados em intervalos de $\pi/3$ rad. Logo, na equação (13), $n = 0$ para o setor 1, $n = 1$ para o setor 2 ($\pi/3 < \theta \leq 2\pi/3$), e assim por diante.

No entanto, é importante mencionar que, em termos de implementação em sistemas microcontrolados, a abordagem trigonométrica pode apresentar um custo computacional razoável por conta do cálculo de senos em sua formulação. Já a abordagem baseada na transformada g,h envolve cálculos algébricos mais simples se comparados com a abordagem trigonométrica, uma vez que os vetores V_g e V_h podem ser obtidos diretamente a partir das tensões trifásicas medidas ou calculadas através de uma estratégia de controle. Porém, dado que V_g e V_h consistem em um referencial girante no plano $\alpha\beta$, é interessante adotar uma estratégia que mantenha tais vetores fixos no plano $\alpha\beta$. Assim, a equação (14) apresenta uma matriz de rotação válida para os $n+1$ setores do plano $\alpha\beta$, com $n = 0 \cdots 5$.

$$M_{n+1} = \begin{bmatrix} \cos(-n\frac{\pi}{3}) & -\sin(-n\frac{\pi}{3}) \\ \sin(-n\frac{\pi}{3}) & \cos(-n\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix}, n = 0 \cdots 5. \quad (14)$$

Dessa forma, a equação (10) é modificada para incluir a matriz de rotação, o que resulta em:

$$\begin{bmatrix} V_g \\ V_h \end{bmatrix} = T_{g,h} \left(\frac{3}{2}\right)^2 T'_{\alpha\beta} M_{n+1} T_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (15)$$

na qual:

$$T_{g,h} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}$$

representa os termos constantes da equação (10); e $T'_{\alpha\beta}$ é a matriz transposta de $T_{\alpha\beta}$. O termo $(3/2)^2$ serve para compensar o termo $(2/3)$ que aparece em $T_{\alpha\beta}$ e $T'_{\alpha\beta}$.

Por fim, da mesma forma que a abordagem trigonométrica, a localização de cada setor depende do ângulo θ, e a correspondência entre o índice n utilizado na matriz de rotação e cada setor é a mesma definida anteriormente.

Logo, substituindo a equação (15) na relação entre d_1, d_2 e V_g, V_h (equações (12)), obtém-se as seguintes relações entre as razões cíclicas e as tensões trifásicas em cada setor:

Setor 1 ($0 \leq \theta \leq \pi/3$):

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{CC}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (16)$$

Setor 2 ($\pi/3 < \theta \leq 2\pi/3$):

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{CC}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (17)$$

Setor 3 ($2\pi/3 < \theta \leq \pi$):

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{CC}} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (18)$$

Setor 4 ($\pi < \theta \leq 4\pi/3$):

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{CC}} \cdot \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (19)$$

Setor 5 ($4\pi/3 < \theta \leq 5\pi/3$):

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{CC}} \cdot \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (20)$$

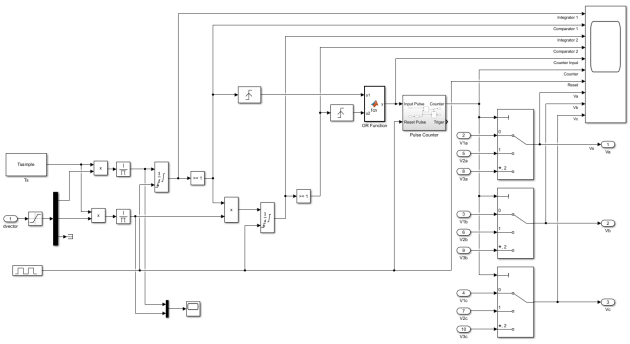

Figura 2. Diagrama de Implementação da Técnica de Modulação SVPWM

Setor 6 ($5\pi/3 < \theta < 2\pi$):

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{CC}} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \tag{21}$$

3.2 Aplicação das razões cíclicas na comutação das chaves do inversor

A aplicação das razões cíclicas na comutação das chaves do inversor foi modelada no ambiente Simulink do Matlab conforme mostrado na Figura 2. O passo de simulação foi configurado como 1 μs. Dessa forma, a cada período de chaveamento T_s:

- inicialmente todos os integradores são resetados e o contador de pulsos (bloco Pulse Counter) é zerado, o que envia às chaves os estados correspondentes ao primeiro vetor do par que compõe cada setor (sinais V1a, V1b e V1c). Tal condição se mantém até o primeiro integrador (cuja entrada é o inverso do produto $T_s \cdot d_1$) atingir o valor unitário;
- quando o primeiro integrador atinge o valor unitário, o segundo integrador (cuja entrada é o inverso do produto $T_s \cdot d_2$) inicia a integração, o contador de pulsos é incrementado e os estados correspondentes ao segundo vetor do par que compõe cada setor (sinais V2a, V2b e V2c) são enviados às chaves do inversor;
- quando o segundo integrador atinge o valor unitário, o contador de pulsos é incrementado novamente e os estados correspondentes ao vetor nulo (sinais V3a, V3b e V3c) são enviados às chaves do inversor até o final do período T_s. Este último intervalo de tempo corresponde à razão cíclica d_0 (equação 8).

4. RESULTADOS E DISCUSSÃO

4.1 Implementação das abordagens analisadas

As duas abordagens foram modeladas em *scripts* incorporados a arquivos do Simulink. Em tais arquivos também foram modelados o inversor trifásico e a estratégia de controle das chaves mostrada na Figura 2. A Figura 3 apresenta a tela inicial dos arquivos criados.

A frequência de amostragem adotada para a geração e cálculo dos sinais é igual a 12 kHz. As tensões trifásicas V_{an}, V_{bn}, V_{cn} foram geradas nos *scripts* para um intervalo de tempo de 0 a 60 ms, com valor eficaz igual a 395.63 V

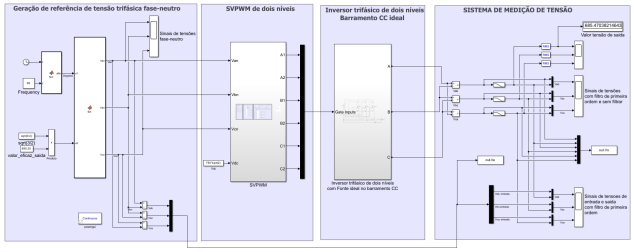

Figura 3. Modelo de Simulação do Inversor Trifásico com Modulação SVPWM

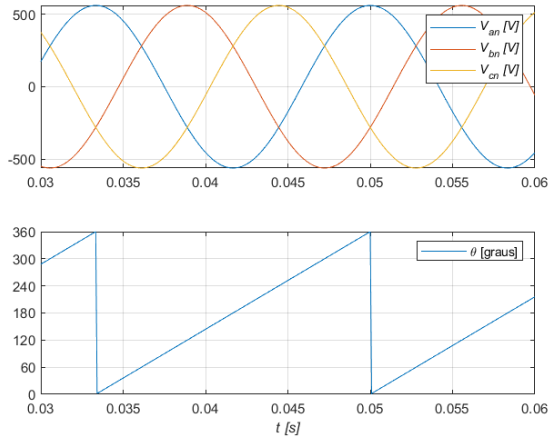

Figura 4. Sinais de tensões trifásicas e ângulo θ.

(685.25 V de linha), frequência de 60 Hz e defasagem de 120°. O ângulo θ foi calculado a partir da arco tangente dos sinais V_α e V_β obtidos pela transformada de Clarke das tensões trifásicas (como estas tensões são equilibradas, $V_0 = 0$). Para o cálculo das razões cíclicas por cada abordagem foram definidas as seguintes grandezas:

- período de chaveamento T_s: 1/12000 s
- $V_{CC} = \cdot\sqrt{2} \cdot 750$ V
- $V_{ref} = \sqrt{3/2} \cdot 685,25 = 839.26$ V

A Figura 4 apresenta os sinais das tensões trifásicas e o ângulo θ obtidos através da execução de um dos arquivos de simulação. Interessante notar que o ângulo θ resultante está em quadratura com V_{an}.

Já a Figura 5 apresenta as razões cíclicas d_1, d_2 e d_0 em valores porcentuais obtidas através da execução dos arquivos de simulação com as abordagens trigonométrica e transformada g,h. O ângulo θ é apresentado novamente nesta figura para auxiliar nas discussões.

É possível verificar que os sinais d_1 e d_2 gerados por ambas as abordagens estão sobrepostos, o que indica que ambas resultaram em valores idênticos quando aplicadas para as mesmas tensões trifásicas. Verifica-se também que o perfil de cada sinal se repete a cada intervalo de 60° do ângulo θ devido à redução de θ ao intervalo angular do setor 1 (equação (13) na abordagem trigonométrica e às matrizes de rotação (equação (14)) da abordagem baseada na transformada g,h. Porém, tal fato apenas indica que todos os pares de estados ativos que delimitam os setores serão aplicados às chaves do inversor com o mesmo perfil de razões cíclicas. Uma vez que os sinais d_1 e d_2 estavam

sobrepostos nas duas abordagens, os sinais d_0 também estão sobrepostos. E sendo as razões cíclicas frações do período de chaveamento (T_s), o somatório das razões cíclicas dentro do período de chaveamento deve resultar em 1 (ou 100% em valores porcentuais), o que pode ser observado no quarto gráfico apresentado na Figura 5.

Para obter uma melhor análise da relação entre o sinal de referência de tensão e as tensões de saída do inversor, a Figura 6 apresenta as tensões entre fases na saída do inversor e os respectivos sinais obtidos pela aplicação de um filtro passa-baixas de primeira ordem com constante de tempo igual a 0,2 ms. Já a Figura 7 apresenta os sinais de tensão filtrados juntamente com os sinais de tensão entre fases calculados a partir dos sinais de referência V_{an}, V_{bn}, V_{cn}. Estes sinais foram obtidos a partir da simulação com a transformada g,h. É possível observar que os sinais filtrados de tensão estão praticamente sobrepostos com as respectivas tensões de referência. Além disto, o valor eficaz calculado para os sinais filtrados durante a simulação era igual a 685,47 V, valor este bastante próximo ao definido para os sinais de referência (685,25 V).

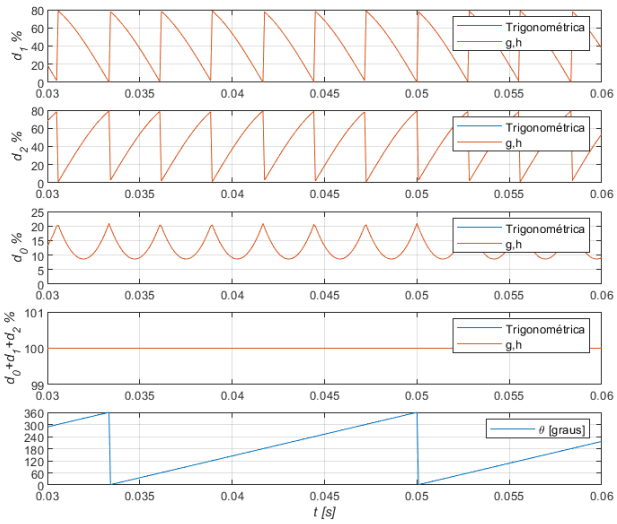

Figura 5. Razões cíclicas em valores porcentuais.

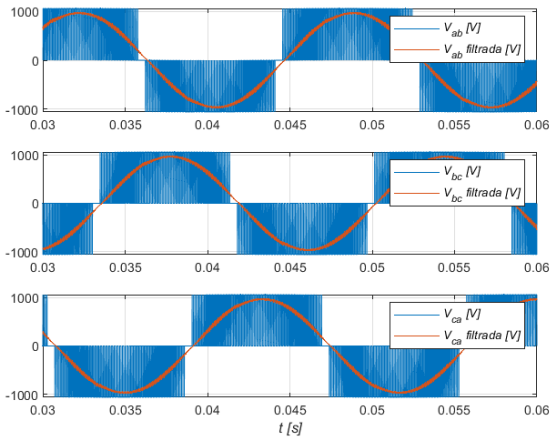

Figura 6. Tensões de Saída medidas entre as fases do inversor.

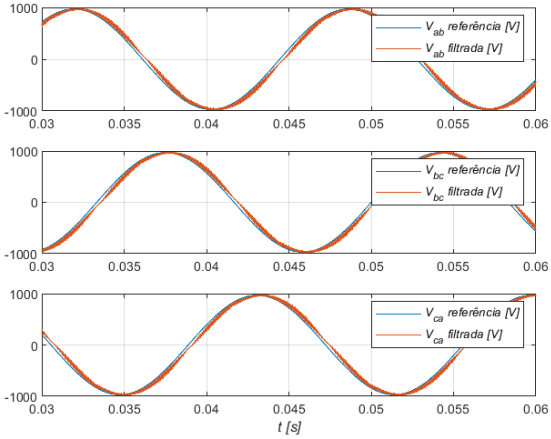

Figura 7. Comparação das Tensões de Saída filtradas e os respectivos sinais de referência.

4.2 Análise de tempo de execução

Visando obter um quantitativo relacionado ao esforço computacional para executar cada uma das abordagens analisadas, estas foram modeladas em dois *scripts* conforme fluxogramas apresentados na Figura 8. Nestes *scripts* as informações para geração dos sinais das tensões trifásicas são as mesmas adotadas nas simulações realizadas no Simulink, bem como a frequência de amostragem (12 kHz). O número de amostras foi definido considerando a simulação de 3600 ciclos das tensões trifásicas com frequência de 60 Hz, totalizando 720.000 amostras para cada sinal. Os sinais V_α e V_β correspondem às componentes de tensão obtidas pela aplicação da Transformada de Clark às tensões trifásicas.

Utilizando a função *timeit*, à qual retorna o tempo médio de execução de um código em linguagem Matlab, os scripts de cada abordagem foram executados em sequência por 100 iterações programaticamente espaçadas por um intervalo de 1 segundo. Os testes foram realizados em um computador com processador Intel Core i7 de 12º geração e memória RAM de 16 GB.

Dessa forma, a Figura 9 apresenta os tempos de execução retornados pela função *timeit* para cada vez que os *scripts* foram executados. Verifica-se que o tempo de execução do *script* com a abordagem trigonométrica foi maior que o tempo de execução do *script* com a abordagem baseada na transformada g,h em todas as iterações. Calculando-se o valor médio dos tempos de execução de cada *script*, obteve-se 78.7 ms para a abordagem trigonométrica e 60.6 ms para a abordagem baseada na transformada g,h, valor este 23% menor que o obtido para a abordagem trigonométrica.

5. CONCLUSÃO

Neste trabalho foram analisadas e comparadas duas abordagens para calcular as razões cíclicas utilizadas na aplicação da SVPWM em inversores de dois níveis: a abordagem convencional (trigonométrica) e a abordagem baseada na transformada g,h.

Os resultados obtidos indicam que as duas abordagens resultam em sinais idênticos para as razões cíclicas quando

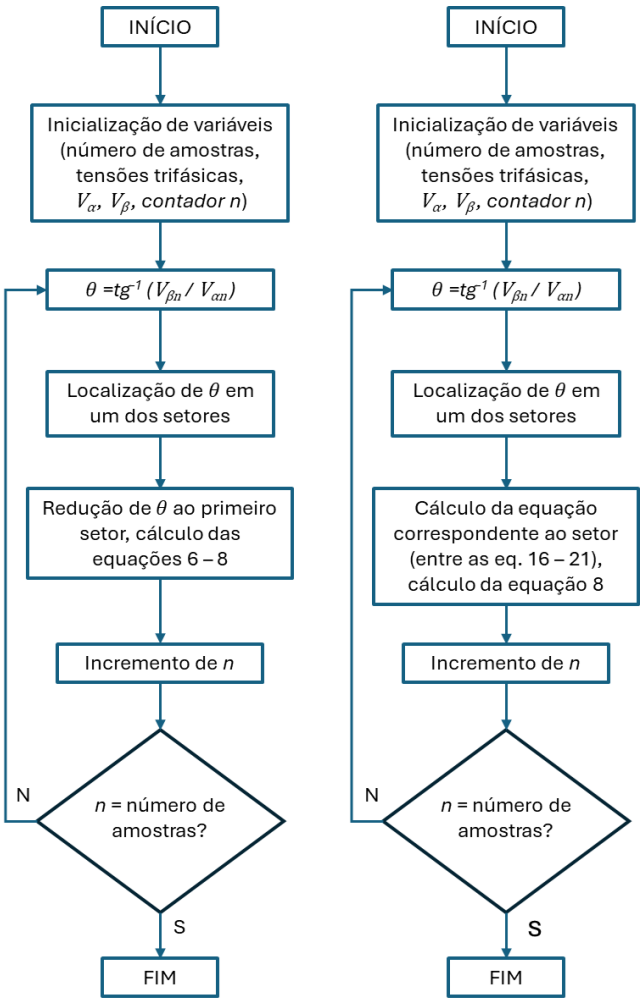

Figura 8. Fluxogramas de implementação das abordagens analisadas para análise comparativa relacionada ao esforço computacional. O fluxograma à esquerda corresponde à abordagem trigonométrica e o à direita corresponde à abordagem baseada na transformada g,h

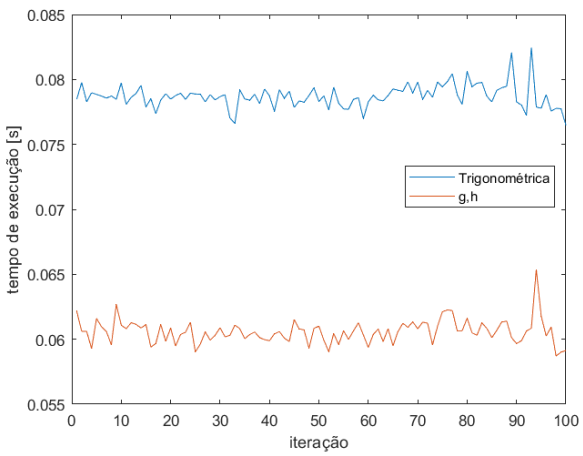

Figura 9. Tempos médios de execução dos *scripts* executados em sequência por 100 iterações.

aplicadas às mesmas tensões trifásicas e sob mesmas configurações iniciais, tais como período de chaveamento e V_{CC}. Porém, em termos de tempo de execução em sistemas computacionais, a abordagem baseada na transformada g,h apresenta menor tempo de execução se comparada à abordagem trigonométrica. Esta última abordagem requer o cálculo de senos para a determinação das razões cíclicas d_1 e d_2, enquanto a primeira permite a obtenção das razões cíclicas diretamente a partir de sinais de tensões trifásicas medidas ou definidas a partir de uma estratégia de controle.

Embora tal diferença de tempo seja perceptível e determinística para um número considerável de amostras processadas, é interessante levá-la em consideração em aplicações envolvendo sistemas microcontrolados, nos quais são embarcados não somente os algoritmos para cálculo das razões cíclicas, mas também os algoritmos relacionados à geração dos sinais de referência, controladores de sistemas em malha fechada, processamento de sinais medidos, entre outros que por sua vez exigem um custo computacional relevante.

REFERÊNCIAS

Ali, Z., Christofides, N., Hadjidemetriou, L., Kyriakides, E., Yang, Y., and Blaabjerg, F. (2018). Three-phase phase-locked loop synchronization algorithms for grid-connected renewable energy systems: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 90, 434–452. doi:https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.03.086. URL `https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032118301813`.

Celanovic, N. and Dushan Boroyevich, M. (2001). A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, 37(2), 637–641. doi:10.1109/28.913731.

Hava, A., Kerkman, R., and Lipo, T. (1999). Simple analytical and graphical methods for carrier-based pwm-vsi drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14(1), 49–61. doi:10.1109/63.737592.

Hoke, A., Boemer, J.C., Badrzadeh, B., MacDowell, J., Kurthakoti, D., Marszalkowski, B., and Meuser, M. (2024). Foundations for the future power system: Inverter-based resource interconnection standards. *IEEE Power and Energy Magazine*, 22(2), 42–54. doi:10.1109/MPE.2023.3341795.

Holmes, D.G. and Lipo, T.A. (2003). *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. IEEE Press.

Kumar, A. and Chatterjee, D. (2017). A survey on space vector pulse width modulation technique for a two-level inverter. In *2017 National Power Electronics Conference (NPEC)*, 78–83. doi:10.1109/NPEC.2017.8310438.

Mohan, N., Undeland, T.M., and Robbins, W.P. (1989). *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. John Wiley and Sons, 3rd edition.