

PEA3504 Laboratório de Qualidade de Energia

Inversores operando com Modulação em Largura de Pulso (PWM)

Prof. Lourenço Matakas Jr

Versão 18/Set/2018 (editado pelo prof. Wilson Komatsu)

1. Objetivos

- Rever os conceitos relativos à operação de conversores autocomutados operando com modulação em largura de pulso (*pulse width modulation* – PWM), abordando formas de onda, geração do sinal PWM, espectro das tensões e correntes resultantes, filtragem das tensões e correntes.

2. Conversores CA-CC autocomutados (revisão teórica)

Será apresentada nos próximos itens uma breve revisão da teoria de conversores autocomutados tipo fonte de tensão, operando com modulação em largura de pulso [1] [2]. Este tipo de conversor tem larga aplicação na implementação de inversores para motores CA, sistemas de alimentação ininterrupta (*uninterruptible power supplies* - UPS), interfaces entre sistemas geradores de energias alternativas e armazenadores de energia com a rede elétrica, compensadores de perturbações na rede, etc.

2.1 Conversor CA-CC (inversor) Monofásico

A figura 1 mostra o circuito de um conversor CA-CC monofásico do tipo fonte de tensão, também conhecido como inversor. As chaves S1 e S2 operam de modo complementar, ou seja, $S_2 = \overline{S_1}$. A figura 1 também mostra a forma de onda do sinal de acionamento da chave superior S1, e a forma de onda da tensão de saída $v_c(t)$ correspondente. Obtém-se assim um a tensão $v_c(t)$ alternada com valor de pico $+V_d$.

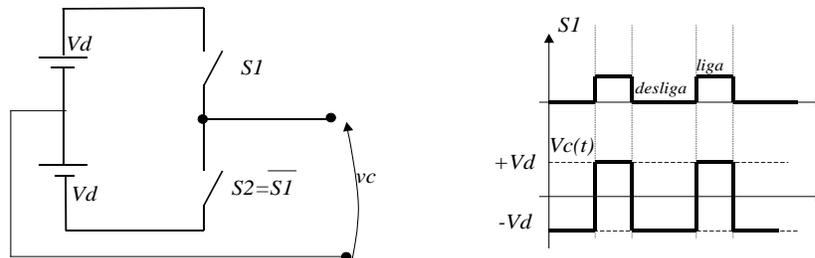


Figura 1: Inversor Autocomutado Monofásico, tipo fonte de tensão.

As chaves devem ser autocomutadas, ou seja, devem ter a habilidade de ligar ou desligar, independentemente da carga, apenas obedecendo ao sinal de comando. Lembra-se que nos tiristores (SCRs), por exemplo, tem-se controle apenas do instante de ligação do circuito, ficando o instante de desligamento dependente da carga ou da fonte. Um diodo

por outro lado é uma chave que não permite controle dos instantes de chaveamento. A figura 2 ilustra algumas possibilidades de chaves autocomutadas para conversores tipo fonte de tensão, tendo como característica a presença do diodo de retorno em antiparalelo com a chave, para prover um caminho de retorno de corrente com carga reativa [2].

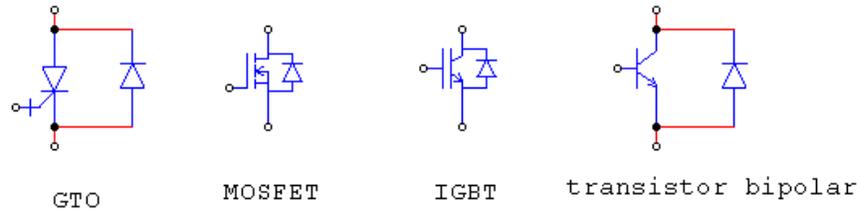


Figura 2: chaves empregadas em conversores autocomutados tipo fonte de tensão.

2.2 Modulação em largura de pulso

O inversor da figura 1 apresenta apenas dois níveis distintos de tensão, $+V_d$ e $-V_d$, mas a maioria das aplicações acima citadas requer a geração de valores intermediários de tensão entre $-V_d$ e $+V_d$. Na impossibilidade de se obterem instantaneamente valores intermediários, opta-se por criar uma tensão $v_c(t)$, retangular, com período T_s (fixo ou variável) com dois níveis ($\pm V_d$). A cada ciclo T_s , variam-se as durações de tempo que $v_c(t)$ permanece em $-V_d$ e $+V_d$, de modo que a média local de $v_c(t)$ durante o período T_s seja igual ao valor de tensão desejado. Em outras palavras, desejando-se sintetizar um sinal arbitrário $v_{ref}(t)$ a partir de um inversor com dois níveis $\pm V_d$, deve-se gerar um sinal $v_c(t)$, com largura de pulso variável (PWM) de tal modo a garantir que a média local de $v_c(t)$ seja igual à de $v_{ref}(t)$, num período T_s .

A figura 3 mostra as formas de onda do sinal desejado $v_{ref}(t)$ e do sinal modulado em largura de pulso $v_c(t)$ na saída do inversor. O sinal de referência $v_{ref}(t)$ tem valor de pico de 100V, frequência de 60Hz. O inversor opera com $V_d = 100V$, com vinte chaveamentos por ciclo de 60Hz, ou seja $T_s = 16.666ms / 20$. A análise da figura 3 mostra que na proximidade das passagens de $v_{ref}(t)$ por zero, o valor médio de $v_c(t)$ é aproximadamente nulo. Próximo do pico positivo (negativo) de $v_{ref}(t)$ a saída $v_c(t)$ fica praticamente todo o tempo em $+V_d$ ($-V_d$).

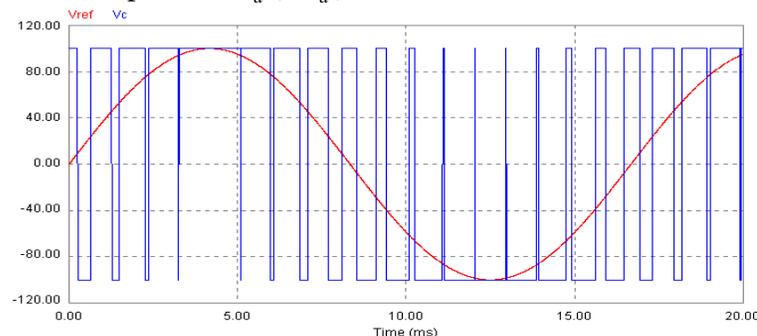


Figura 3: Formas de onda do sinal desejado $v_{ref}(t)$ e do sinal modulado em largura de pulso $v_c(t)$ na saída do inversor.

Existem diversas estratégias para se conseguir o sinal PWM $v_c(t)$. A mais utilizada é a modulação com portadora triangular, mostrada na figura 4¹, na qual o sinal de referência é comparado instantaneamente com um sinal triangular $v_{tri}(t)$, com valor de pico igual a $+V_d$, e período igual a T_s , que corresponde ao período de chaveamento do inversor. Se $v_{ref}(t) > v_{tri}(t)$, impõe-se $v_c(t) = +V_d$. Se $v_{ref}(t) < v_{tri}(t)$, impõe-se $v_c(t) = -V_d$. O diagrama de blocos do modulador associado ao inversor monofásico é mostrado na figura 5.

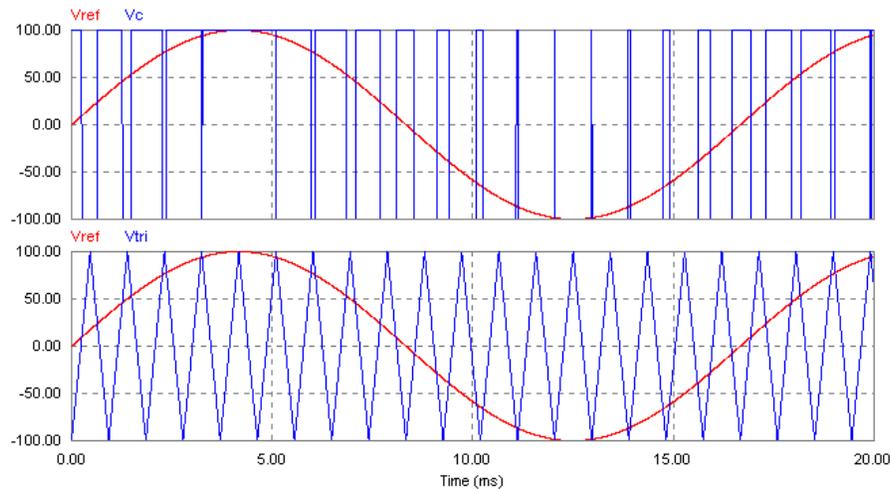


Figura 4: Modulador com portadora triangular- formas de onda de $v_{ref}(t)$, $v_c(t)$ e $v_{tri}(t)$.

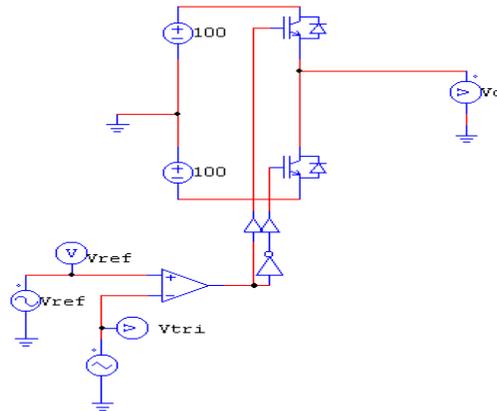


Figura 5: Modulador PWM com portadora triangular - diagrama de blocos + inversor.

2.3 Espectro da Tensão gerada por Modulador PWM

Aplicando-se ao modulador PWM com portadora triangular um sinal $v_{ref}(t)$ senoidal com amplitude V_{pico} , fase α e frequência f (vide figura 6a, com $V_{pico} = 1\text{pu}$), obtém-se na saída do inversor a tensão $v_c(t)$ mostrada na figura 6a. Na figura 6 foi utilizada portadora triangular com frequência $f_m = 30f$. O espectro de $v_c(t)$ (fig. 6b) mostra que seu

¹ Também conhecida na literatura como *natural sampling*.

componente fundamental apresenta a mesma amplitude que o sinal desejado $v_{ref}(t)$. Apesar de não mostrado, afirma-se que a fase do componente fundamental de $v_c(t)$ é a mesma que a de $v_{ref}(t)$. Este importante resultado, mostra que apesar da tensão $v_c(t)$ ser retangular e aparentemente não ter nenhuma semelhança com $v_{ref}(t)$, ela pode ser decomposta em duas parcelas: uma na frequência f , idêntica a $v_{ref}(t)$ e outra correspondente à soma de harmônicos que se situam nas proximidades dos múltiplos da frequência de chaveamento f_m . A minimização, ou seja, a filtragem desta segunda parcela será abordada a seguir.

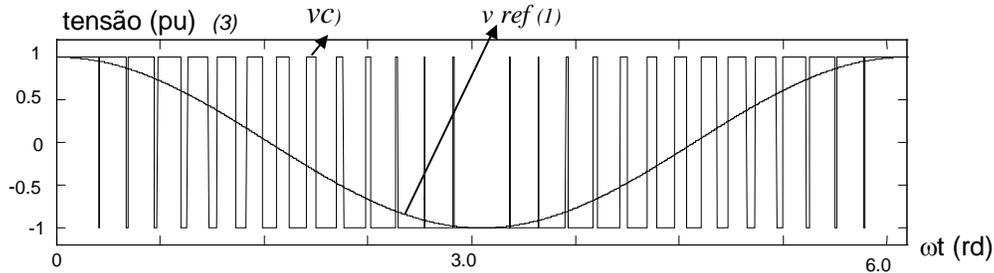


Figura 6a: Formas de onda de $v_{ref}(t)$ e $v_c(t)$.

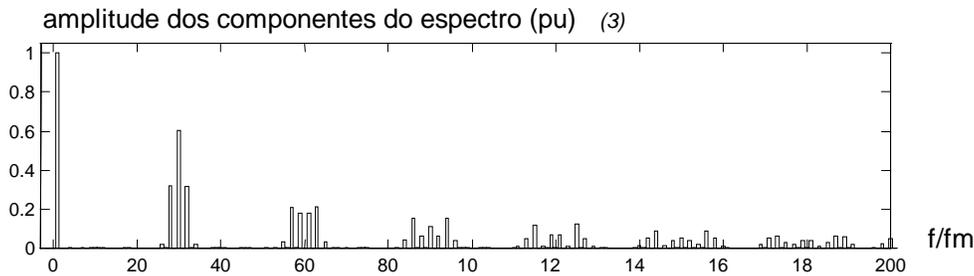


Figura 6b: Espectro de $v_c(t)$ ($V_{pico}=1pu$, $V_d=1pu$ e 30 pulsos por ciclo do sinal modulador).

2.4 Filtragem da Corrente/ Tensão na saída do Inversor

Existem basicamente dois tipos de carga, as que requerem corrente filtrada, e as que requerem tensão filtrada. No primeiro grupo podem-se citar os motores CA, onde o torque depende da corrente nos enrolamentos. Neste caso a indutância e resistência do motor formam um filtro de primeira ordem. Neste primeiro grupo podem ser incluídas as aplicações de conversores conectados em paralelo com a rede, injetando corrente na mesma, tais como os geradores de reativos, filtros ativos, retificadores com elevado fator de potência, etc. Nestes, um indutor é inserido entre a rede e o inversor. No segundo grupo, incluem-se os inversores destinados a sistemas de alimentação ininterrupta de energia (UPS, popularmente conhecidas como *Nobreak* em inglês de brasileiro), que requerem uma tensão filtrada.

As cargas do primeiro tipo podem ser representadas simplificada pelo modelo da figura 7, contendo um ramo RL e uma eventual tensão $e_a(t)$. A amplitude $I_{ef}(h)$ do componente de corrente de $h^{\text{ésima}}$ ordem é dado pela equação (1).

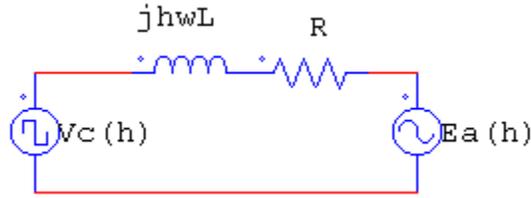


Figura 7: Circuito equivalente do filtro de corrente.

$$I_{ef}(h) = \frac{|\dot{V}_{c_{-ef}}(h) - \dot{E}_{a_{-ef}}(h)|}{|R + jh\omega L|} \quad (1)$$

onde : $\dot{V}_{c_{-ef}}(h)$: fasor correspondente ao $h^{\text{ésimo}}$ harmônico de $v_c(t)$

$\dot{E}_{a_{-ef}}(h)$: fasor correspondente ao $h^{\text{ésimo}}$ harmônico de $e_a(t)$ (geralmente é nulo para $h > 1$)

Nota-se para $\omega \gg R/L$, e supondo que a tensão $e_a(t)$ sem harmônicos, tem-se:

$$I_{ef}(h) \sim \frac{|\dot{V}_{c_{-ef}}(h)|}{h\omega L} \quad (2)$$

A equação (2) mostra que a amplitude da corrente decai com o inverso da frequência, caracterizando o comportamento de um filtro passa baixas.

O filtro para as cargas que requerem tensão filtrada é composto por um indutor e um capacitor, conforme mostrado na figura 8. A carga é representada pelo resistor R.

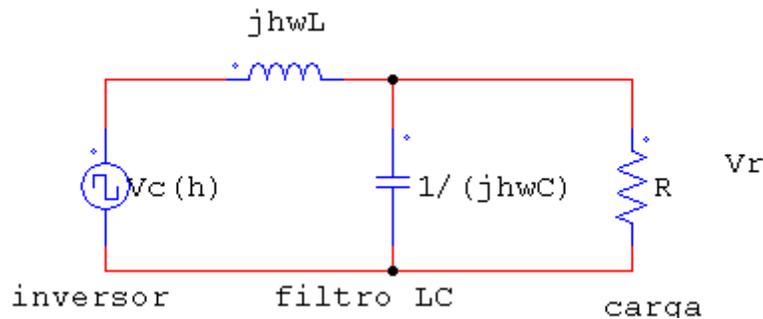


Figura 8: Circuito equivalente do filtro de tensão.

Cada componente harmônico da tensão de saída $v_r(t)$ pode ser calculado a partir da figura 8, e do conhecimento do espectro de $v_c(t)$ de modo similar ao que indicado para o filtro de corrente.

3. Estudo do conversor CA-CC via Simulação

3.1.1 Formas de Onda com carga RL

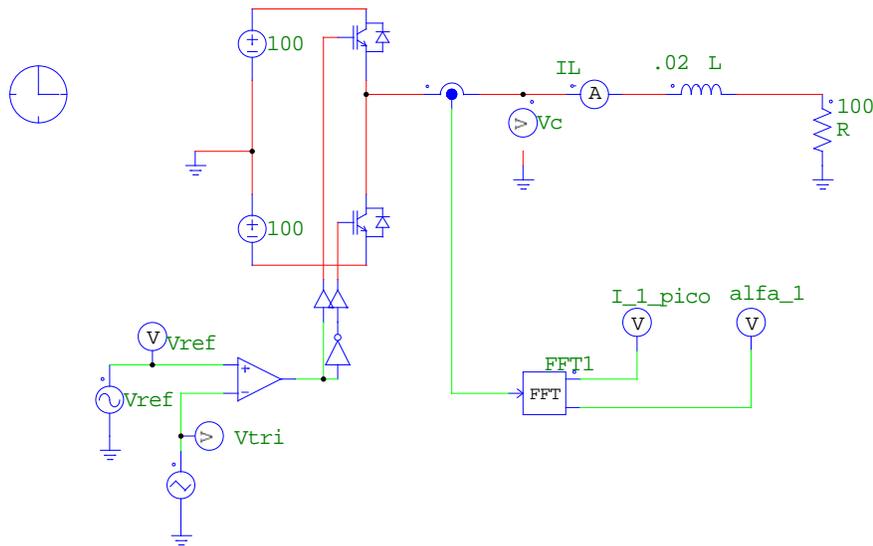


Figura 9: Circuito do inversor mais filtro RL.

Utilizando o arquivo **exp6A.psimsch**, mostrado na figura 9, com:

- Tensão de referência $v_{ref}(t)$: Senoidal, valor de pico $V_{ref_pico}=100V$, frequência $f_{ref}=60Hz$;
- Tensão das fontes CC: $V_d=100V$;
- Frequência da portadora triangular: $f_m=1200Hz$;
- Carga: $R=100\Omega$ e $L=0.02H$.

Pedem-se:

- Em um mesma página, plotar três gráficos, o primeiro com $v_{ref}(t)$, $v_c(t)$ e $v_{tri}(t)$; o segundo com $I_L(t)$, I_{1_pico} (fundamental de $i_L(t)$) e o terceiro com $alfa_1$ (fase de $i_L(t)$ com relação a $v_{ref}(t)$);
- Repetir o item a com $L=0.1H$;
- Explicar a forma de onda de $I_L(t)$ e sua relação com $v_c(t)$ e com o valor de L ;
- Para a corrente de saída ($I_L(t)$), o que acontece com a ondulação, valor de pico da fundamental e defasagem em relação a $v_{ref}(t)$ ao se aumentar L ?
- Calcular os valores do pico e da defasagem da fundamental da corrente $I_L(t)$ e compará-los com os valores obtidos acima, via simulação;
- É vantajoso aumentar o valor de L para se reduzir a ondulação de corrente? Qual seria um valor limite para o valor de L ?

3.1.2 Espectros das Tensões e Correntes

- Para $L=0.02H$ obtenha em uma única página com dois gráficos, os espectros de $v_c(t)$ e $I_L(t)$. **Lembrar de “janelar” um ciclo da forma de onda.** Sugere-se alterar o eixo x para exibir a faixa $0 < f < 5000Hz$;
- Repita o item a para $L=0.1H$;

- c. Para os dois valores de L , obtenha os componentes de 60Hz e 1200Hz da tensão $v_c(t)$ e calcular os correspondentes componentes da corrente $i_L(t)$, comparando-os com valores obtidos nos itens acima;
- d. Compare os espectros da tensão $v_c(t)$ e da corrente $i_L(t)$ para os dois valores de indutância ($L=0.02\text{H}$ e $L=0.1\text{H}$).

3.1.3 Influência da Frequência de Chaveamento f_m

- a. Para $L=0.02\text{H}$, simular o sistema para frequência de portadora de $f_m=6000\text{Hz}$, plotando em uma página os três gráficos do item 3.1.1a;
- b. Explicar o que aconteceu com a ondulação da corrente a partir do cálculo dos componentes harmônicos de $f=60$ e $f=6000\text{Hz}$ e sua comparação com os valores obtidos via simulação;
- c. Comentar sobre a conveniência da operação com maiores frequências de chaveamento. Comparar os prós e contras de se aumentar L ou a frequência de chaveamento f_m para a redução da ondulação na corrente.

3.1.4 Influência do Índice de Modulação² m no espectro da tensão

- a- Para frequência de portadora de $f_m=1200\text{Hz}$ obtenha o espectro de $v_c(t)$ (**janelar um ciclo!!!**), variando-se o valor de pico de $v_{ref}(t)$. Sugerem-se os valores: 100V, 60V, 30V e 0V. Comentar o comportamento dos grupos de harmônicos de alta frequência (amplitude e largura dos grupos de harmônicos), com a mudança da amplitude de $v_{ref}(t)$;
- b- Discutir a viabilidade de se operar um inversor com tensões de saída muito menores que a tensão CC (V_d).

3.1.5 Filtro de tensão

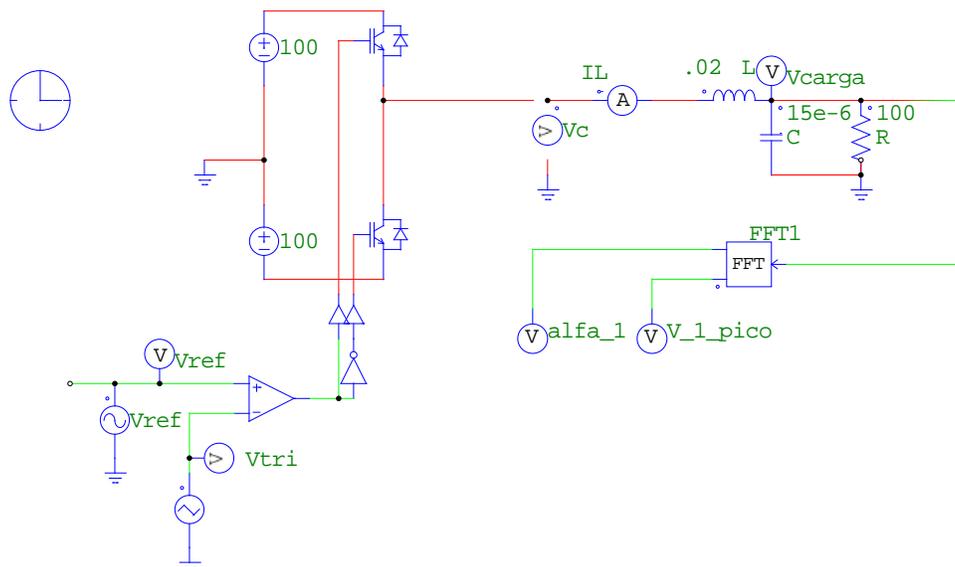


Figura 10: Circuito do inversor mais filtro LC (filtro de tensão).

² Índice de Modulação é definido aqui como a razão entre o valor de pico da tensão de referência (V_{ref_pico}) e a tensão CC V_d : $m = v_{ref_pico} / V_d$ (3).

- a. Simular o sistema definido no arquivo **exp6B.psimsch**, plotando três gráficos em uma única página. O primeiro com os gráficos de $v_{ref}(t)$, $v_{carga}(t)$ e v_{L_pico} (fundamental de $v_{carga}(t)$); o segundo com $i_L(t)$, e o terceiro com $alfa_1$ (defasagem da fundamental de $v_{carga}(t)$ com relação a $v_{ref}(t)$);
- b. Plotar em um único gráfico os espectros de $v_{carga}(t)$ e $v_c(t)$, calcular a atenuação ($V_{carga\ pico}/V_c\ pico$) para a frequência de chaveamento f_m e comparar com o valor teórico. Mostre a dedução deste valor teórico;
- c. Por que a corrente no indutor no caso RLC é parecida com a do caso RL?

3. Bibliografia

- [1] L. Matakas Jr., W. Komatsu. **Inversores (Apostila de PEA3488, v24102017), PEA-EPUSP, -2017.**
- [2] N. Mohan, T. M. Undeland e W. P. Robbins: **“Power Electronics: Converters, Applications and Design”**, 3rd Edition, John Willey & Sons, USA, 2004.