

Capítulo 5

Inversores

Os inversores podem ser classificados segundo os campos:

- quanto à fonte de energia;
- quanto ao número de fontes de energia;
- quanto ao número de fases.

Quanto ao tipo de fonte utilizada, pode-se ter dois tipos de inversor: CSI (*current-source inverter*) ou VSI (*voltage source inverter*). O tipo mais comum de fonte utilizada em inversores é a fonte de tensão, portanto o tipo de inversor mais comum de inversor é o VSI.

Quanto ao número de fontes de energia, podemos ter um com uma fonte de energia (ou com mais de uma, mas combinada em um único módulo) ou com várias fontes de energia. No caso de várias fontes de energia, pode-se combiná-las uma a uma de tal forma a obter-se vários níveis de tensão de alimentação. Os inversores que utilizam essa topologia são conhecidos como inversores multiníveis.

Quanto ao número de fases, pode-se ter desde inversores monofásicos até quantas fases forem necessárias em uma determinada aplicação, i. e., trifásicos, quadrifásicos, hexafásicos, etc.

Capítulo 6

Inversores Monofásicos com Fonte de Tensão

Nesse capítulo, serão analisados os inversores monofásicos com fonte de tensão. Para a comutação dos transistores apresentados no presente capítulo, supõe-se que as formas de onda de corrente mostradas nas figuras sejam suficientes para a correta operação dos transistores da ponte inversora como chaves. Ainda, os transistores são considerados aqui como chaves ideais.

6.1 Inversor Monofásico em Semi-Ponte

A estrutura típica de um inversor monofásico em semi-ponte é mostrada na Figura 6.1.

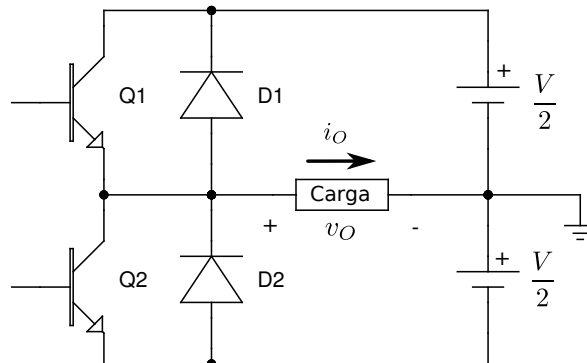


Figura 6.1: Estrutura básica de um inversor monofásico em semi-ponte.

A forma mais simples de operação da semi-ponte inversora monofásica é através da aplicação das formas de onda de corrente nas bases de Q1 e de Q2, conforme na Figura 6.2 (i_{B1} e i_{B2} , respectivamente), a forma de onda de tensão de saída (v_O) é também vista na mesma figura.

6.2 Inversor Monofásico em Ponte Completa

A estrutura típica de um inversor monofásico em ponte completa é mostrada na Figura 6.3.

A forma de operação mais básica da ponte inversora monofásica da Figura 6.3 é através da aplicação das formas de onda de corrente nas bases de Q1, Q2, Q3 e Q4 conforme na Figura 6.4 (i_{B1} , i_{B2} , i_{B3} e i_{B4} respectivamente), a forma de onda de tensão de saída (v_O) é também vista na mesma figura.

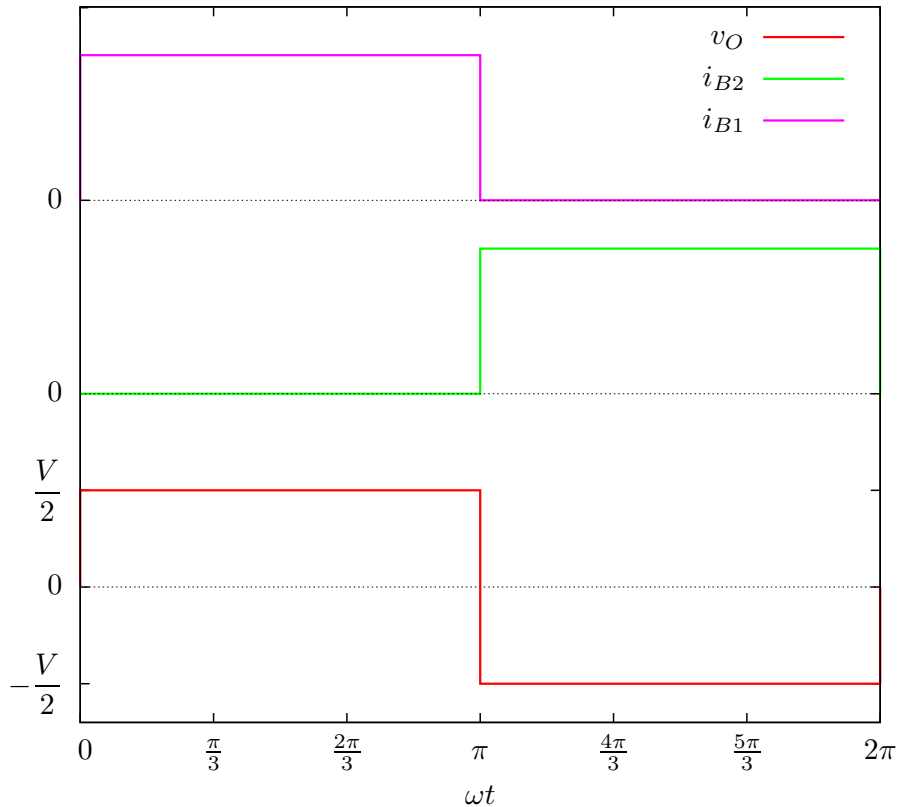


Figura 6.2: Forma de onda de tensão de saída do inversor monofásico em semi-ponte com as formas de onda das correntes de acionamento de base para os Transístores Q1 e Q2.

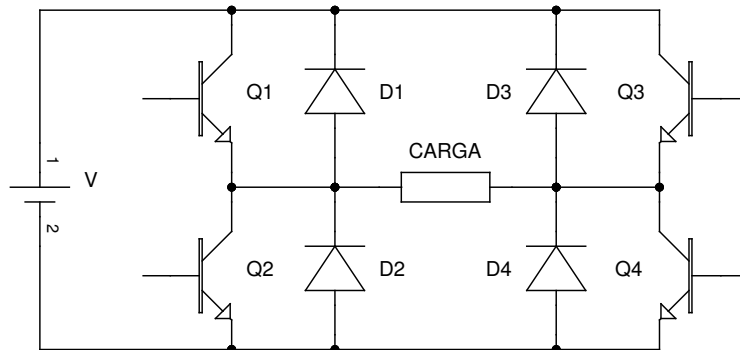


Figura 6.3: Estrutura básica de um inversor monofásico em ponte completa.

6.3 Tipos de Cargas e Respostas de Corrente

A tensão de saída do inversor monofásico é dada pela série em (6.1), considerando-se a forma de onda de tensão das Figuras 6.2 (onde $A = V/2$) e 6.4 (onde $A = V$).

$$v_O = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4A}{n\pi} \sin n\omega t, \quad n = 2k + 1, \quad k \in \mathbb{N}_+ \tag{6.1}$$

Onde:

A é a amplitude da onda de tensão de saída; portanto, $A = V/2$ para o inversor em semi-ponte e $A = V$ para o inversor em ponte completa;

ω é a frequência angular da tensão de saída:

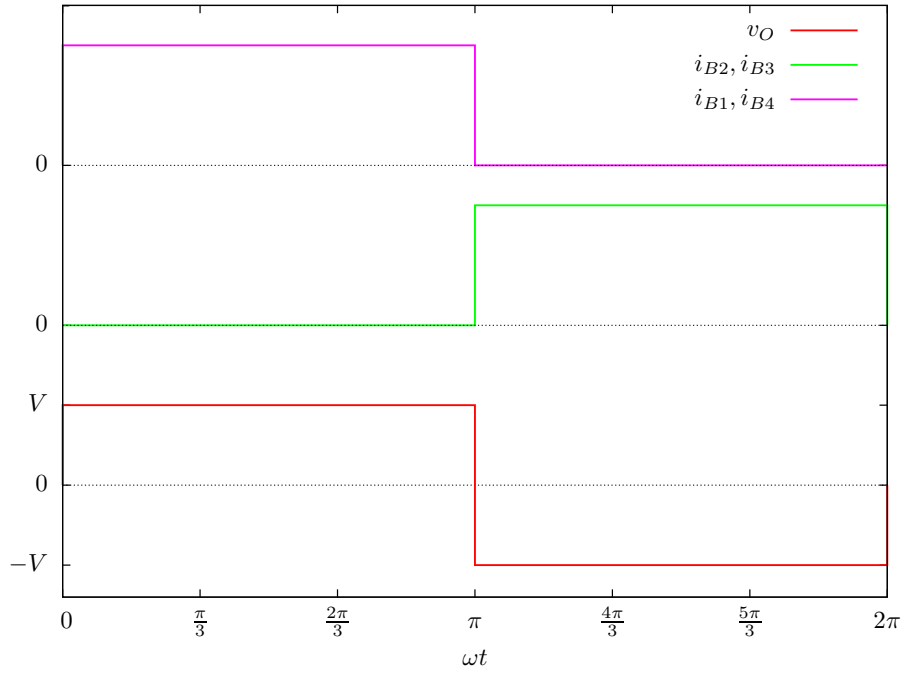


Figura 6.4: Forma de onda de tensão de saída do inversor monofásico em ponte completa com as formas de onda das correntes de acionamento de base para os Transístores Q1, Q2, Q3 e Q4.

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (6.2)$$

e T é o período da tensão de saída, logo a tensão de saída é $f = 1/T$ e $\omega = 2\pi f$.

6.3.1 Carga R

Para uma carga puramente resistiva (R) a corrente de saída é proporcional à tensão de entrada; portanto:

$$i_O = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4A}{n\pi R} \sin n\omega t, \quad n = 2k + 1, \quad k \in \mathbb{N}_+ \quad (6.3)$$

6.3.2 Carga RL série

No caso de uma carga RL, a corrente de saída é dada pela série (6.4) ou então, analiticamente por (6.8).

$$i_O = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4A}{n\pi |Z_n|} \sin(n\omega t - \phi_n), \quad n = 2k + 1, \quad k \in \mathbb{N}_+ \quad (6.4)$$

Onde:

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (6.5)$$

$$|Z_n| = \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2} \quad (6.6)$$

$$\phi_n = \tan^{-1} \frac{n\omega L}{R} \quad (6.7)$$

$$i_O = \begin{cases} \frac{A}{R} (1 - e^{-t/\tau}) - I_{MAX} e^{-t/\tau} & t \in [0; T/2[\\ -\frac{A}{R} (1 - e^{-(t-T/2)/\tau}) + I_{MAX} e^{-(t-T/2)/\tau} & t \in [T/2; T[\end{cases} \quad (6.8)$$

Onde:

$$I_{MAX} = \frac{A}{R} \frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \quad (6.9)$$

A forma de onda da corrente de saída (i_O) é mostrada na Figura 6.5 e o valor eficaz da corrente de saída é dado por (6.10).

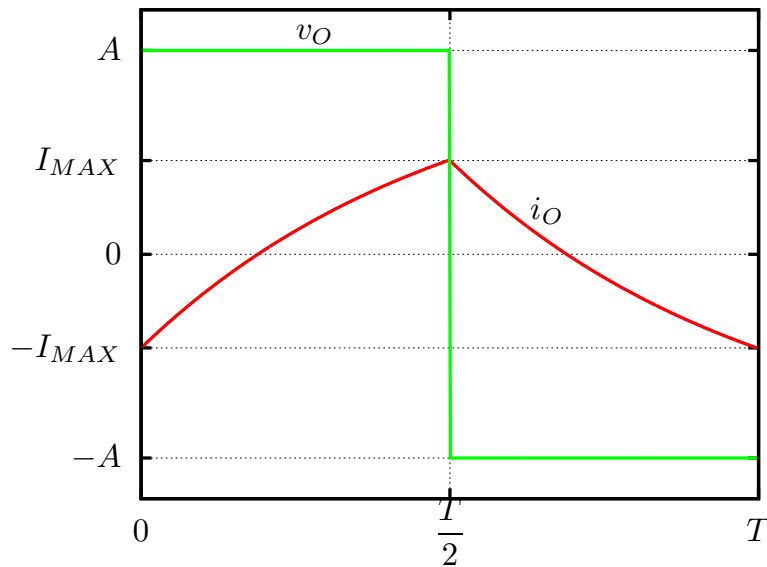


Figura 6.5: Corrente de saída (i_O) para o inversor monofásico com carga RL.

$$I_R = \frac{A}{R} \sqrt{1 - \frac{4\tau}{T} \frac{1 - e^{-T/(2\tau)}}{1 + e^{-T/(2\tau)}}} \quad (6.10)$$

6.3.3 Carga RC série

A corrente de saída (i_O), a tensão de saída (v_O) e a tensão no capacitor, para uma carga RC série, pode ser visualizada na Figura 6.6.

Na Figura:

$$i_O = \begin{cases} I_{MAX} e^{-t/\tau} & t \in [0; T/2[\\ -I_{MAX} e^{-(t-T/2)/\tau} & t \in [T/2; T[\end{cases} \quad (6.11)$$

$$v_C = \begin{cases} A(1 - e^{-t/\tau}) - V_{C0} e^{-t/\tau} & t \in [0; T/2[\\ -A(1 - e^{-(t-T/2)/\tau}) + V_{C0} e^{-(t-T/2)/\tau} & t \in [T/2; T[\end{cases} \quad (6.12)$$

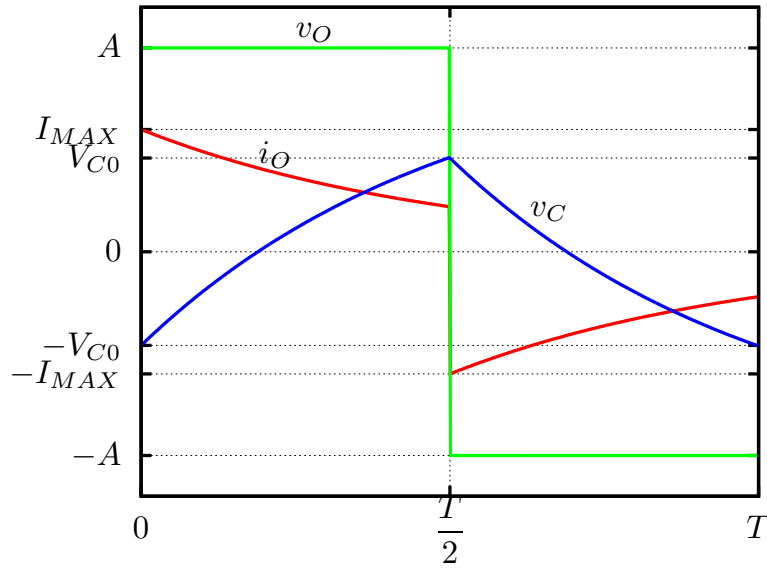


Figura 6.6: Corrente de saída (i_O), a tensão de saída (v_O) e a tensão no capacitor, para uma carga RC série.

Onde:

$$V_{C0} = A \frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-T/(2\tau)}} \quad (6.13)$$

$$I_{MAX} = \frac{A + V_{C0}}{R} \quad (6.14)$$

O valor eficaz da corrente de saída é dado por (6.15).

$$I_R = I_{MAX} \sqrt{\frac{\tau}{T}} \sqrt{1 - e^{-T/\tau}} \quad (6.15)$$

6.3.4 Carga RLC série

Para uma carga RLC série, a corrente de saída é dada pela série em (6.3), mas $|Z_n|$ e ϕ_n são determinados por (6.16) e (6.17).

$$|Z_n| = \sqrt{R^2 + \left(n\omega L - \frac{1}{n\omega C}\right)^2} \quad (6.16)$$

$$\phi_n = \tan^{-1} \frac{n\omega L - \frac{1}{n\omega C}}{R} \quad (6.17)$$

No caso RLC, a resposta de corrente pode se apresentar de três formas diferentes. A resposta pode ser sub-amortecida, sobre-amortecida ou ressonante.

A resposta sobre-amortecida ocorre a reatância indutiva (X_L) predomina sobre a reatância capacitiva (X_C), ou $\omega L > 1/(\omega C)$, na frequência fundamental. Nesse caso, a fase da corrente está em atraso em relação à tensão v_O .

Na ressonância, tem-se que $X_L = X_C$ e nesse caso a corrente está em fase com a tensão v_O . A amplitude do componente harmônico fundamental da corrente é $4A/(\pi R)$, ou seja, depende somente da resistência do circuito RLC.

Finalmente, a resposta sub-amortecida ocorre quando $X_L < X_C$. Nesse caso a reatância capacitiva predomina e a corrente está adiantada da tensão v_O .

6.4 Tipos de Modulação em Largura de Pulso

6.4.1 Inversor em Semi-Ponte

Os principais tipos de modulação em largura de pulso aplicáveis à semi-ponte são:

1. modulação de onda quadrada;
2. modulação senoidal.

Modulação de Onda Quadrada

A modulação em de onda quadrada é utilizada para se controlar o valor eficaz da tensão aplicada à carga. A frequência utilizada na modulação (f_{PWM}) deve ser superior à frequência de corte da carga, caso contrário, os componentes harmônicos na corrente podem causar mal funcionamento do equipamento conectado à saída da semi-ponte. A Figura 6.15 mostra um exemplo de modulação quadrada para uma onda portadora triangular com 9 vezes a frequência da onda modulante, ou 9 vezes a frequência fundamental.

Modulação Senoidal

A modulação senoidal é utilizada para se reduzir o valor dos componentes harmônicos de baixa ordem da tensão. Não é possível eliminar os harmônicos da tensão, mas é possível deslocar esses harmônicos para ordens superiores, tornando sua eliminação possível com a utilização de filtros passivos. No caso de cargas com predominância indutiva, o emprego de filtros torna-se desnecessário, pois a própria carga atenua os harmônicos de alta ordem.

O esquema de modulação senoidal na semi-ponte inversora é mostrado na Figura 6.8. Na figura, o índice de modulação (M) utilizado, como exemplo, é de 0,8. A frequência da onda portadora (onda triangular – p) é igual a 15 vezes a frequência da modulante (f). Note que a corrente de comutação (ou sinal de comutação) dos transístores são sinais complementares, ou seja, quando um está ativo o outro está inativo.

$$N = \frac{f_{PWM}}{f} \quad (6.18)$$

Um resultado bastante interessante para esse tipo de inversor é conseguido com a frequência da portadora igual a sete vezes a frequência da modulada $N = 7$, conforme mostra a Figura 6.9. O espectro de tensão em função de M é mostrado na Figura 6.10

6.4.2 Inversor em Ponte Completa

Para o inversor em ponte completa, pode-se utilizar as seguintes formas de modulação em largura de pulso:

1. modulação em largura de pulso simples;

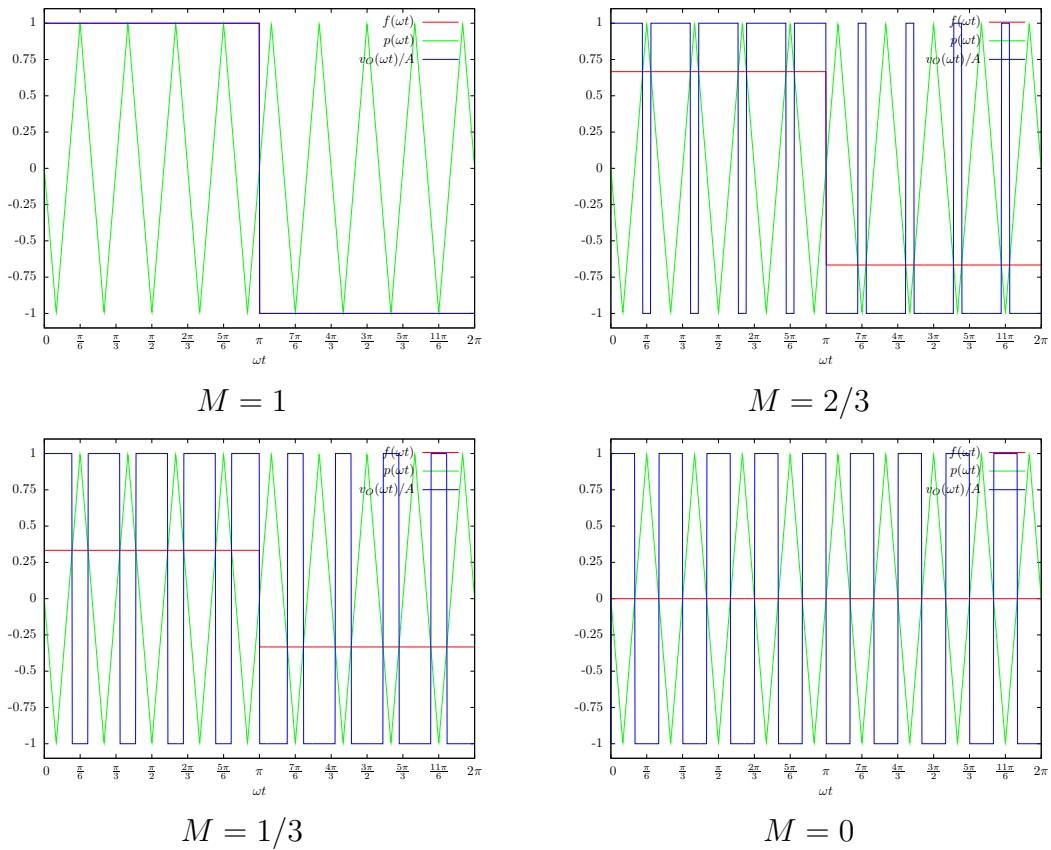


Figura 6.7: Modulação de onda quadrada para o inversor semi-ponte ($N = 9$).

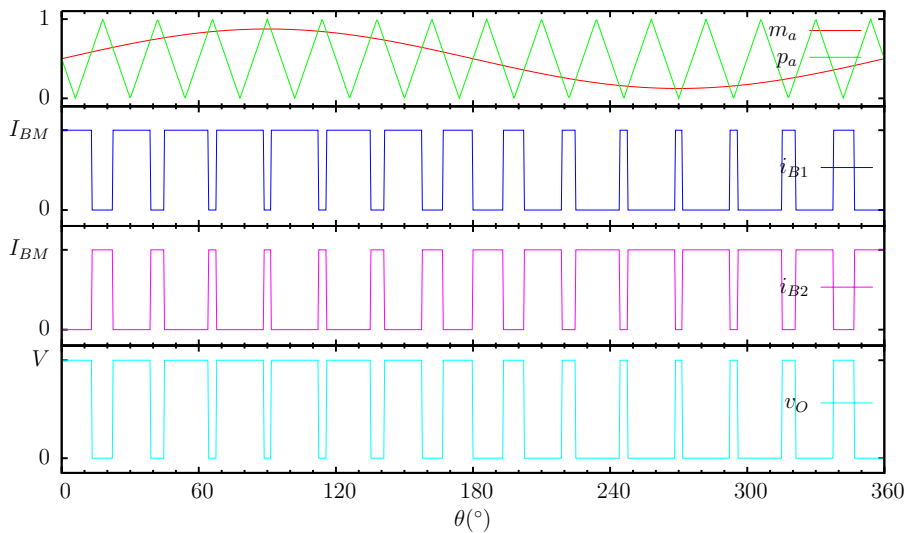


Figura 6.8: Esquema de modulação em largura de pulso senoidal para o inversor em semi-ponte ($N=15$).

2. modulação de onda quadrada ou em múltiplos pulsos;
3. modulação em largura de pulso simples combinada à modulação em múltiplos pulsos;
4. e a modulação senoidal.

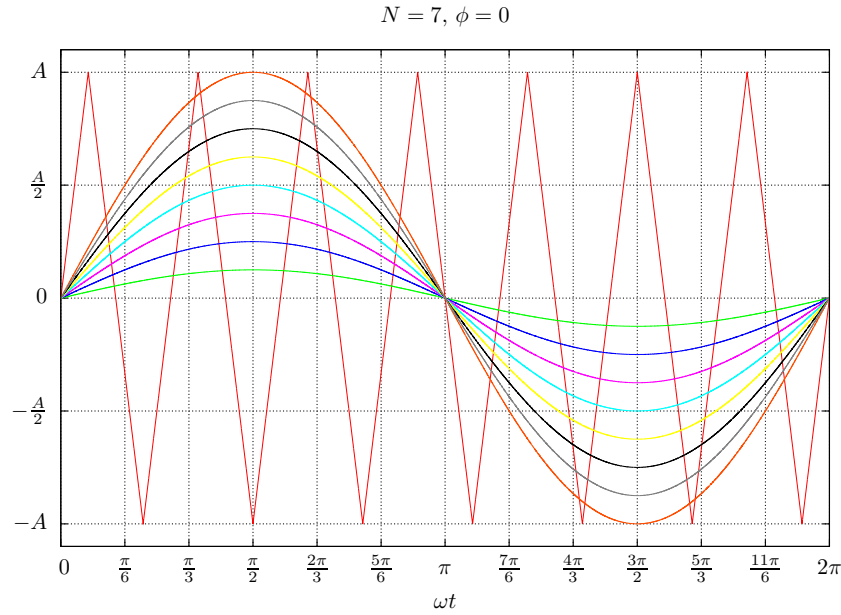


Figura 6.9: Formas de onda de tensão de saída para o inversor em semiponte com $N=7$.

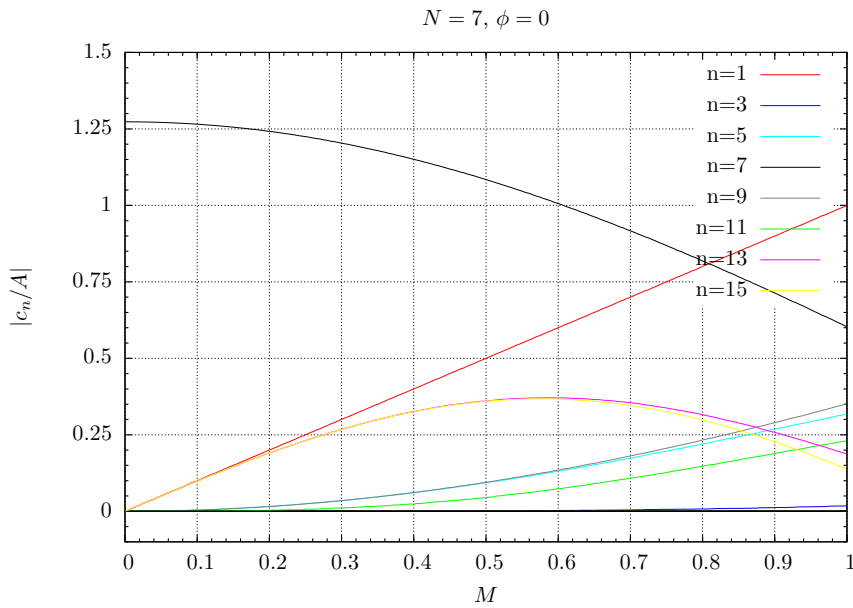


Figura 6.10: Espectro da onda de tensão de saída do inversor em semiponte com $N = 7$, em função de M .

Modulação em Largura de Pulso Simples

A forma de onda de saída da ponte inversora para a modulação em largura de pulso simples pode ser vista na Figura 6.11. O seu conteúdo espectral pode ser visto na Figura 6.12 e a série de Fourier por (6.19).

$$v_O = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4A}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n\omega t, \quad n = 2k + 1, \quad k \in \mathbb{N}_+ \quad (6.19)$$

Onde A é a amplitude da tensão de saída, ou seja, $A = V$.

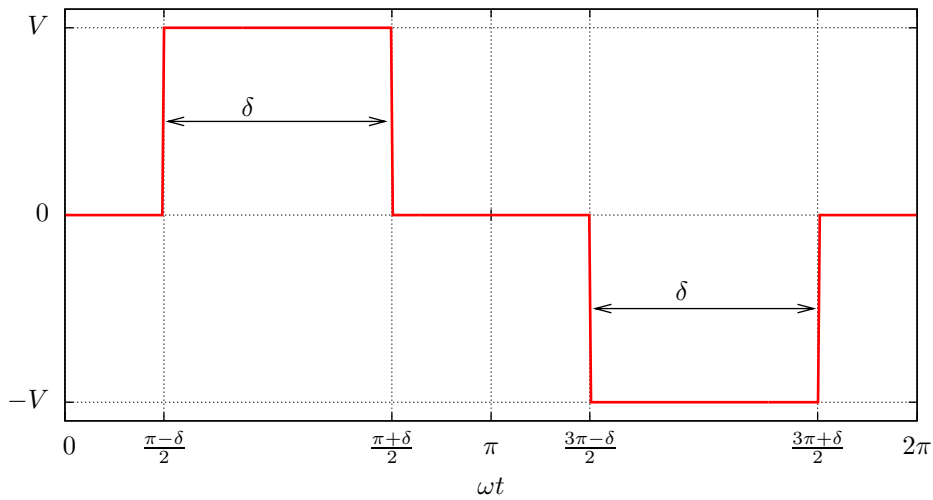


Figura 6.11: Forma de onda da tensão de saída da ponte inversora para a modulação em largura de pulso simples.

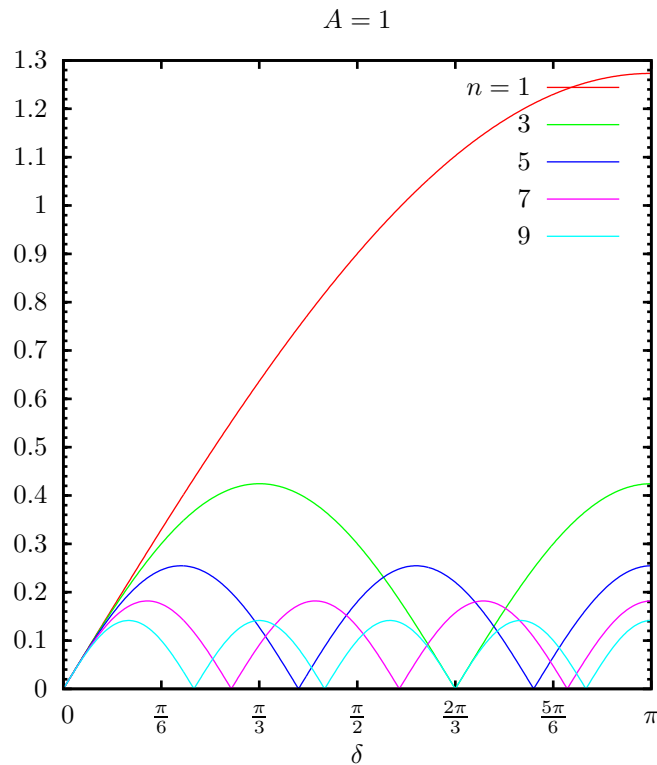


Figura 6.12: Componentes harmônicos da forma de onda de tensão da Figura 6.11.

Modulação de Onda Quadrada ou em Múltiplos Pulsos

A modulação de onda quadrada ou em largura de múltiplos pulsos é utilizada para se controlar o valor eficaz da tensão de saída, em onda quadrada. A Figura 6.15 apresenta um

exemplo de modulação de onda quadrada com 4 pulsos por semiciclo, ou com a frequência da portadora igual a 8 vezes a frequência da modulante.

A onda modulante para as fases a e b são dadas por (6.20) e (6.21), respectivamente.

$$f_A(\omega t) = \begin{cases} M & \text{para } 0 \leq \omega t \leq \pi \\ 0 & \text{para } \pi < \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (6.20)$$

$$f_B(\omega t) = f_A(\omega t - \pi) \quad (6.21)$$

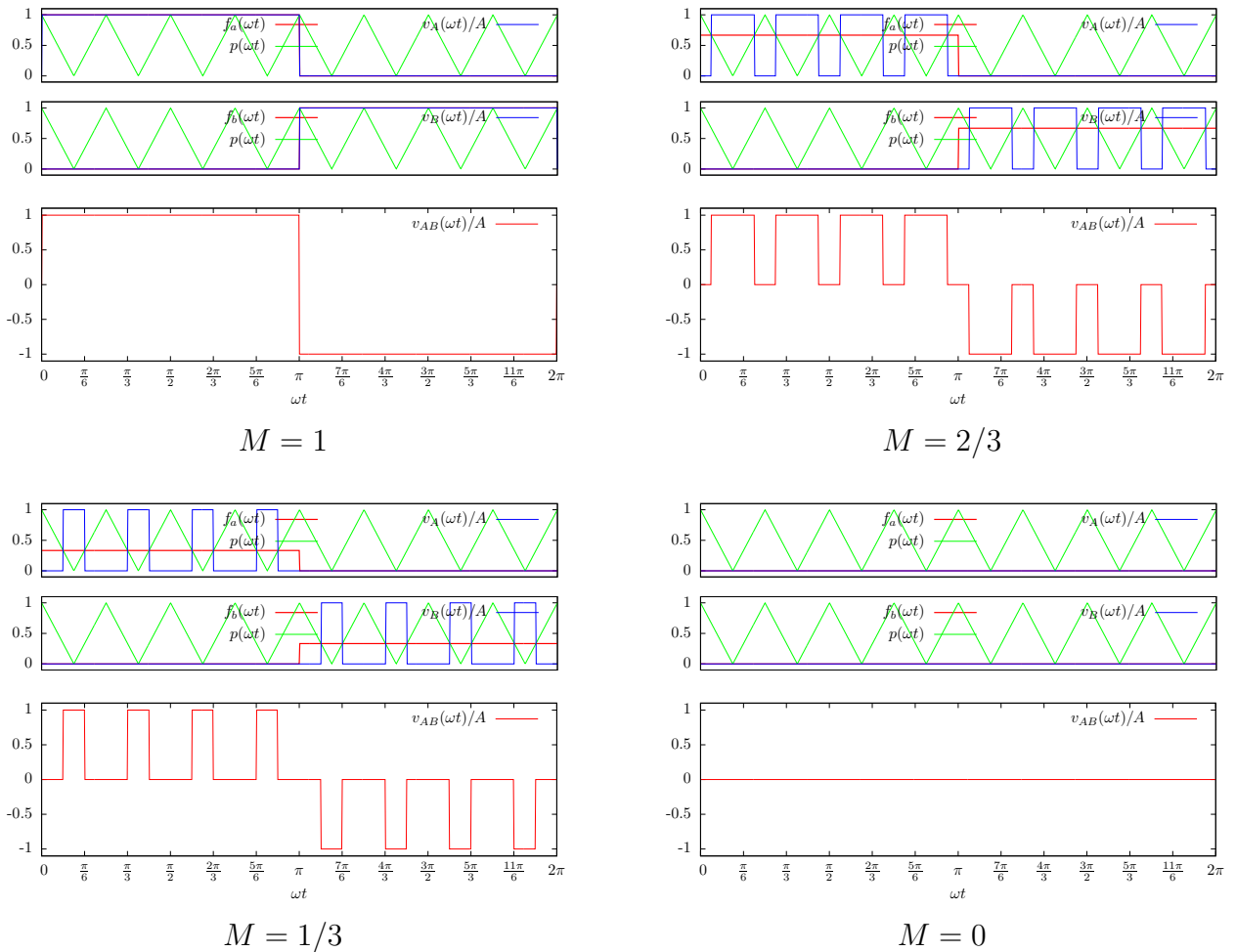


Figura 6.13: Modulação de onda quadrada para o inversor em ponte completa ($N = 8$).

Para frequências bem maiores que a fundamental, o espectro de frequência da onda de saída não se modifica em relação ao espectro da onda quadrada, sendo que cada componente fica proporcional ao índice de modulação M . A Fig. mostra o espectro de frequência da onda de saída em função de M , para uma portadora com 10 vezes a frequência da onda modulante.

Modulação em Largura de Pulso Simples Combinada à Modulação em Múltiplos Pulsos

Pode-se utilizar a modulação em largura de pulso simples (Seção 6.4.2) aliada à modulação largura de múltiplos pulsos (Seção 6.4.2). Nesse caso, o mais comum é se fazer uso da característica de eliminação de terceiro harmônico para o pulso simples e o controle do valor eficaz

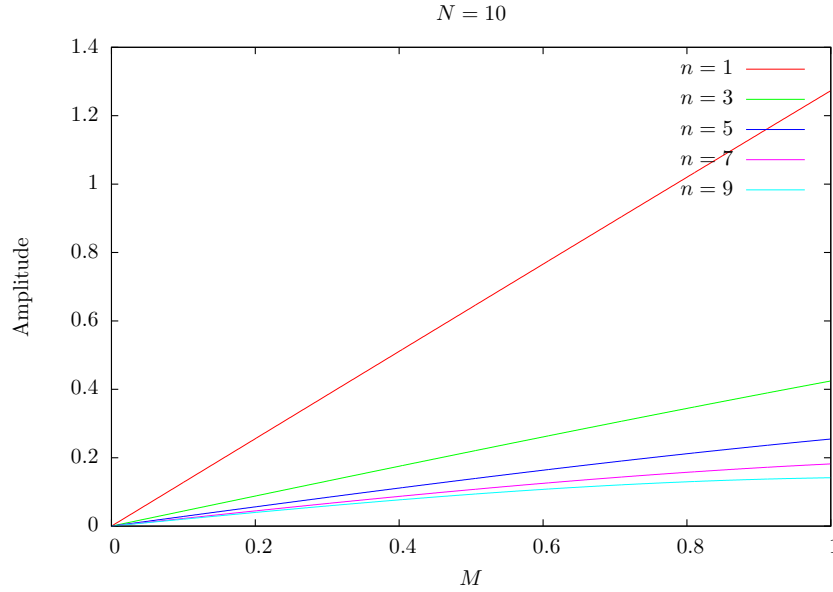


Figura 6.14: Espectro de frequência da onda de saída para uma frequência da portadora igual a 10 vezes à frequência modulate ($N = 10$).

da tensão de saída através da modulação em múltiplos pulsos. A Figura 6.15 apresenta um exemplo com três pulsos por semiciclo em uma largura de 120° ($\delta = 2\pi/3\text{rd}$). Existem duas portadoras (onda triangular), uma para a fase a e outra para a fase b, ambas sincronizadas com o início do pulso simples, para cada fase. Para a fase a, ocorre em 30° , e para a fase b, em 210° .

A equação da onda modulante é dada por (6.22) para a fase a e por (6.23) para a fase b.

$$f_a(\omega t) = \begin{cases} 0 & \text{para } 0 \leq \omega t < \frac{\pi - \delta}{2} \\ M & \text{para } \frac{\pi - \delta}{2} \leq \omega t \leq \frac{\pi + \delta}{2} \\ 0 & \text{para } \omega t > \frac{\pi + \delta}{2} \end{cases} \quad (6.22)$$

$$f_b(\omega t) = \begin{cases} 0 & \text{para } 0 \leq \omega t < \frac{3\pi - \delta}{2} \\ M & \text{para } \frac{3\pi - \delta}{2} \leq \omega t \leq \frac{3\pi + \delta}{2} \\ 0 & \text{para } \omega t > \frac{3\pi + \delta}{2} \end{cases} \quad (6.23)$$

Estratégias de modulação senoidal

A primeira estratégia de modulação senoidal que pode ser utilizada para o inversor em ponte completa é estendendo-se a corrente de base i_{B1} , da Figura 6.8, para o transistor Q4 (i_{B4}) e i_{B2} para o transistor Q3 (transistores Q3 e Q4 da Figura 6.3). Dessa forma, os sinais de corrente são como mostrados na Figura 6.8.

A estratégia análoga ao inversor em semi-ponte não faz uso de uma característica vantajosa da ponte completa, que é a possibilidade de se aplicar 0V na carga, diferentemente da semi-ponte. A estratégia de modulação em largura de pulso senoidal, exclusiva ao inversor monofásico

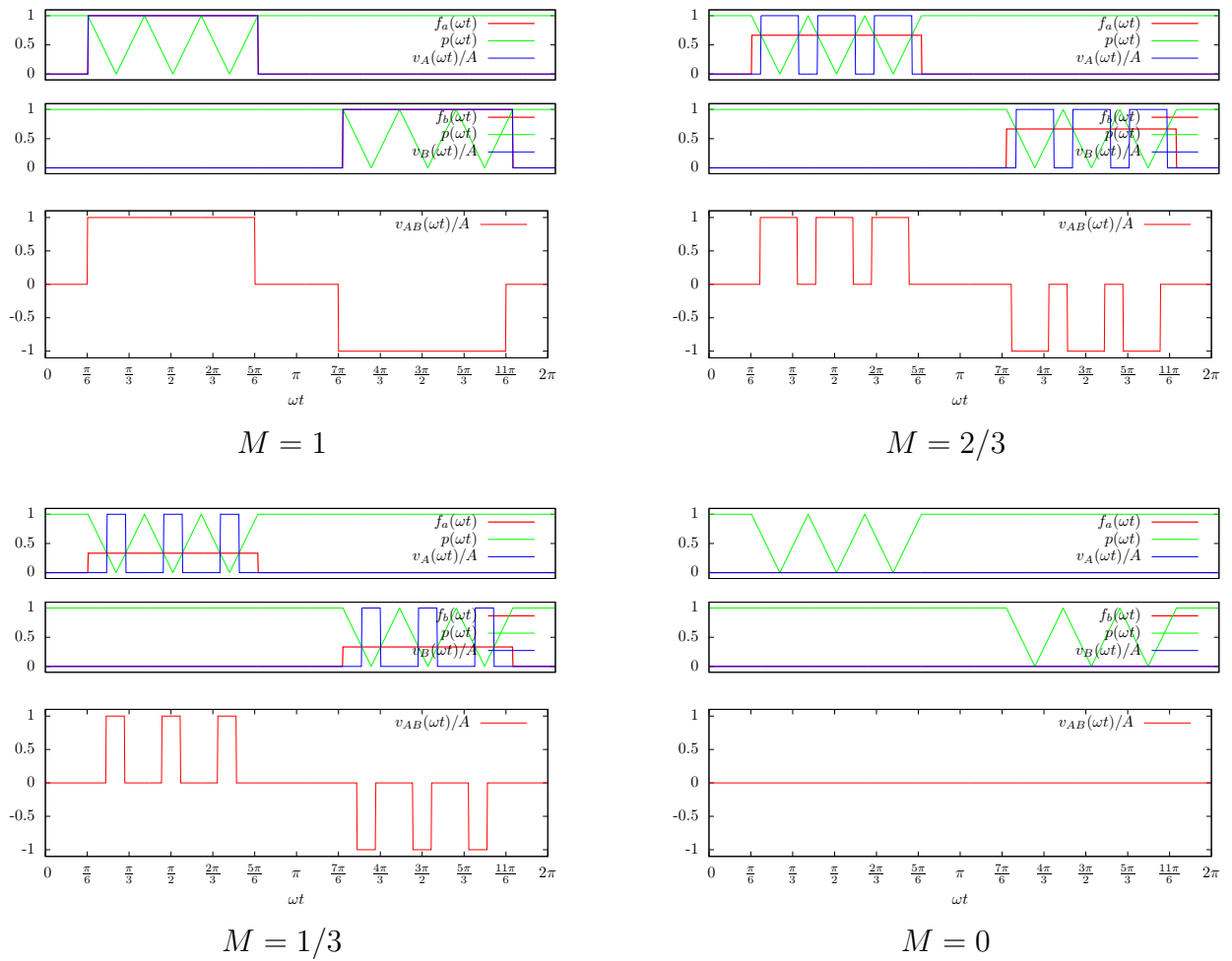


Figura 6.15: Modulação em largura de pulso simples combinada à modulação em múltiplos pulsos para o inversor ponte completa ($N = 6$ ou três pulsos por semiciclo, $\delta = 2\pi/3$).

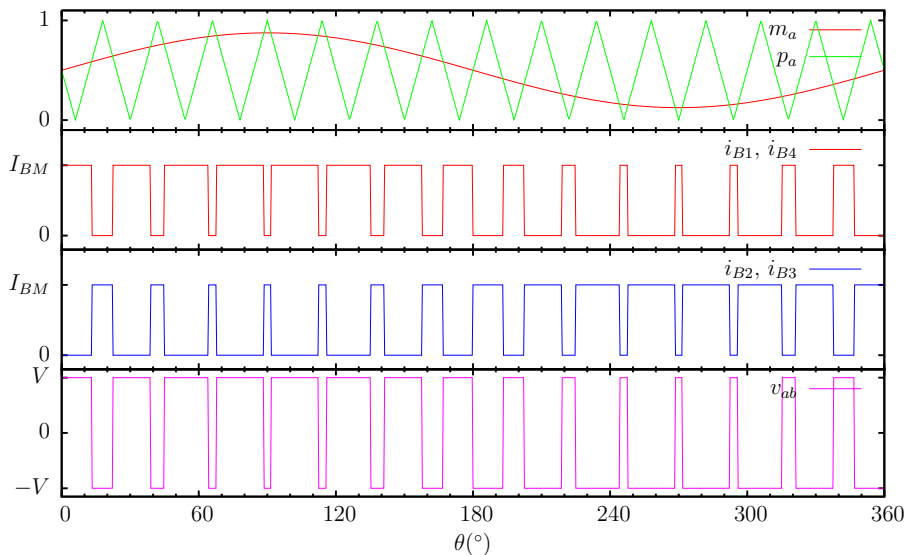


Figura 6.16: Estratégia de modulação em largura de pulso senoidal para o inversor em ponte completa, de forma análoga ao inversor semi-ponte.

em ponte completa, faz uso dessa característica, o que torna possível trabalhar somente com um único braço da ponte inversora em cada semiciclo. Essa estratégia é mostrada na Figura 6.17, onde existem dois sinais modulados, um para cada fase (m_a e m_b) e duas portadoras (p_a e p_b). O sinal modulado para cada fase (m_a e m_b) corresponde a “meio” seno:

$$m_a(\theta) = \begin{cases} M \sin \theta & 0 \leq \theta < \pi \\ 0 & \pi \leq \theta < 2\pi \end{cases} \quad (6.24)$$

$$m_b(\theta) = m_a(\theta - \pi) \quad (6.25)$$

A tensão de fase é o resultado da comparação de m_a com p_a :

$$v_a = \begin{cases} V & p / m_a \geq p_a \\ -V & p / m_a < p_a \end{cases} \quad (6.26)$$

A tensão v_b é determinada de forma análoga. O resultado para uma portadora com frequência 15 vezes a frequência da modulante e $M = 0.8$ é mostrado na Figura 6.17. A tensão de fase v_{ab} também pode ser vista na mesma figura.

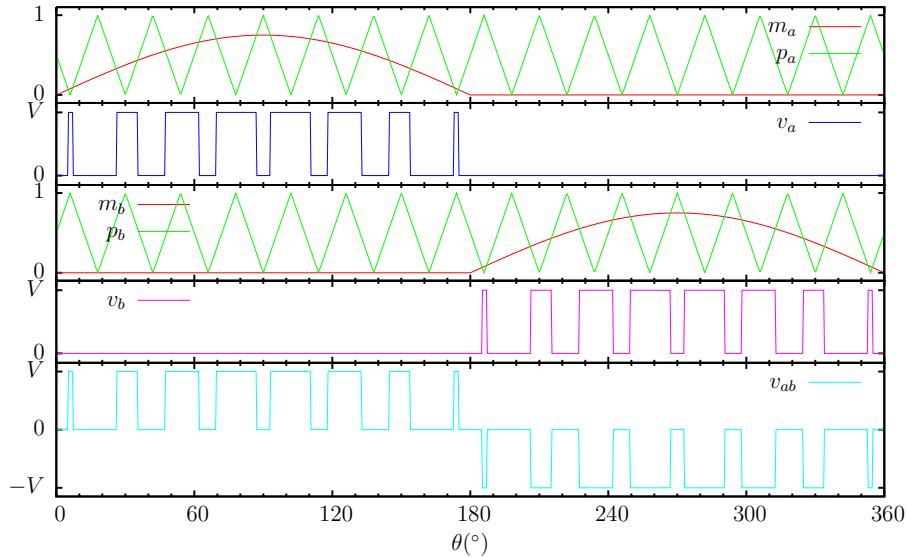


Figura 6.17: Modulação em largura de pulso senoidal para o inversor monofásico em ponte completa.

6.5 Problemas

1. O inversor monofásico em meia-ponte da Figura 6.1 opera no modo de onda quadrada com um período de $2000 \mu s$. A tensão $V = 500V$ e a carga é um circuito RLC série com $R = 1,2\Omega$, $\omega L = 10\Omega$ e $1/(\omega C) = 10\Omega$.
 - a) Desenhe as formas de onda da tensão e da corrente de saída v_0 e i_0 , e das correntes e tensão no diodo D1 e transistor T1. Harmônicos de corrente maiores que a fundamental podem ser desprezados.
 - b) Calcule os valores médios e rms das correntes dos diodos e dos transistores.
2. Repita o Problema 1 para $\omega L = 7,92\Omega$.

3. Repita o Problema 1 para $1/(\omega C = 7,92\Omega$.
4. Repita os três problemas anteriores para o inversor em ponte da Figura 6.3.
5. O inversor monofásico de meia-ponte (Figura 6.1) alimenta uma carga resistiva de 10Ω e possui a tensão $V = 220V$. Para operação do inversor no modo onda quadrada, determinar:
 - a) a tensão eficaz de saída na frequência da fundamental;
 - b) a potência média de saída;
 - c) as correntes média, eficaz e máxima de cada transistor;
 - d) A tensão máxima de bloqueio de cada transistor;
 - e) A distorção harmônica total THD;
 - f) O fator harmônico de mais baixa ordem.
6. Repita o Problema anterior para o inversor em ponte completa (Figura 6.3).
7. Um inversor em ponte completa (Figura 6.3) alimenta uma carga RLC série com $R = 5\Omega$, $L = 10mH$ e $C = 26\mu F$. A frequência do inversor é $f = 400Hz$ e a tensão CC de entrada é $V = 220V$.
 - a) Expresse a corrente instantânea de carga em uma série de Fourier.
 - b) Calcule a corrente eficaz de carga na frequência fundamental.
 - c) Determine o THD da corrente de carga.
 - d) Determine a corrente média da fonte de alimentação CC.
 - e) Calcule as corrente média, eficaz e máxima de cada transistor.
8. Repetir o Problema 7 para $f = 60Hz$, com $R = 4\Omega$, $L = 25mH$ e $C = 10\mu F$.
9. Repetir o Problema 7 para $f = 60Hz$, com $R = 5\Omega$, $L = 20mH$ e $C = 0$.
10. Um inversor monofásico em ponte completa é utilizado como um dos estágios de uma fonte ininterrupta de tensão. A entrada do inversor é conectada a uma fonte de tensão V , que varia de $22V$ a $32V$. A saída da ponte inversora é conectada a um transformador elevador de tensão, e a ponte inversora utiliza modulação em largura de pulso simples. A saída da fonte ininterrupta de tensão deve apresentar sempre $60Hz$ e $127V$ (RMS total) mesmo que a tensão da bateria se altere. Sendo assim, calcule:
 - a) A relação de espiras que seja suficiente para garantir $127V$ (RMS) na saída, com a menor amplitude na tensão de saída possível.
 - b) Os valores máximos e mínimos da largura do pulso utilizado (em graus), para manter $127V$ (RMS) na saída do transformador (tensão RMS total), dada a relação de espiras do item a.
 - c) Desenhe o circuito de potência (transistores, diodos, fonte, transformador, etc.), numere os transistores, diodos e demais componentes.
 - d) Apresente os sinais de comutação nas bases (ou portas) nos transistores da ponte inversora do item c, para o valor mínimo de largura de pulso calculada no item b.

11. A tensão de saída de um inversor monofásico em ponte (Figura 6.3) é contralada por modulação de pulso simples. Calcule os valores eficazes da fundamental, quinto e sétimo componentes harmônicos da tensão de saída para uma largura de pulso de 90° .
12. Um inversor monofásico em ponte (Figura 6.3) é alimentado por uma fonte de 300V. O inversor alimenta uma carga RLC série com $R = 1,2\Omega$, $\omega L = 1,2\Omega$ e $1/(\omega C) = 0,8\Omega$. O inversor é operado no modo de modulação em pulso simples com uma largura de pulso de 90° . Determine:
 - a) a tensão eficaz de saída na frequência da fundamental;
 - b) a potência média de saída;
 - c) as correntes média, eficaz e máxima de cada transistor. Despreze os harmônicos maiores que o fundamental, para a corrente de carga;
 - d) a tensão máxima de bloqueio de cada transistor;
 - e) a distorção harmônica total THD;
 - f) o fator harmônico de mais baixa ordem.
13. Um inversor monofásico em ponte (Figura 6.3) é alimentado por uma fonte de 300V. O inversor alimenta uma carga RLC série com $R = 1,2\Omega$, $\omega L = 1,2\Omega$ e $1/(\omega C) = 0,8\Omega$. O inversor é operado no modo de modulação em múltiplos pulsos com 10 pulsos por semiciclo. Se a tensão eficaz do primeiro harmônico de tensão for ajustada para ser 0,45V, determine os itens b a g do Problema anterior.
14. Ache as correntes RMS e média nos diodos e transístores do circuito da Figura 6.1, sabendo que: $V = 200V$, $R = 4\Omega$, $X_L = 10\Omega$, $X_C = 13\Omega$. Os sinais nas bases dos transístores é mostrado na Figura 6.2. (Considere apenas o 1º harmônico da corrente.)
15. Um inversor monofásico em ponte completa é utilizado como um dos estágios de uma fonte ininterrupta de tensão. A entrada do inversor é conectada a uma fonte de tensão V , que varia de 11V a 16V.
 - a) Sabendo-se que a saída do inversor é conectada a um transformador de tensão com uma relação de 1:12 e que utiliza-se modulação em largura de pulso simples, calcule a faixa de variação da largura do pulso utilizado (em graus), para manter 127V (RMS) na saída do transformador.
 - b) Apresente um esquema de comutação para os transístores da ponte inversora. Desenhe o circuito de potência (transístores, diodos, fonte, transformador, etc.), numere os transístores e mostre os sinais de controle em suas bases, ou portas (utilize um período genérico T e normalize as tensões/correntes de porta/base).

Capítulo 7

Inversor Trifásico

A estrutura típica de um inversor trifásico é mostrada na Figura 7.1.

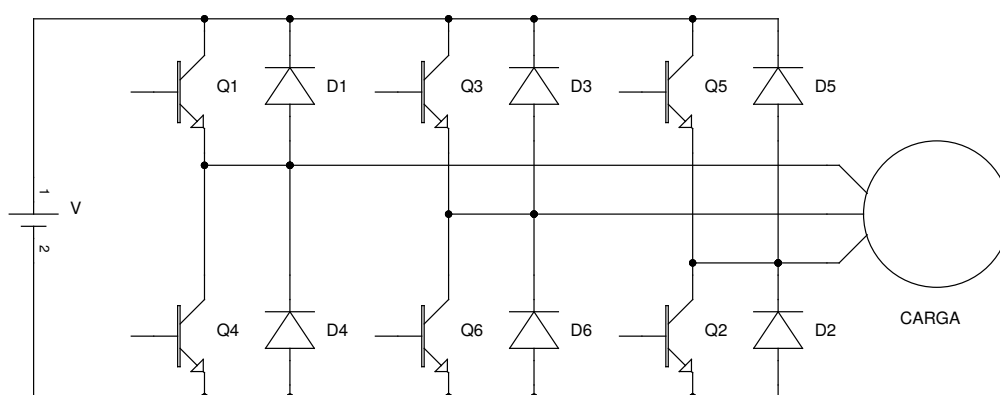


Figura 7.1: Estrutura básica de um inversor trifásico.

7.1 Estratégias de Comutação

Inicialmente, serão analisadas as duas estratégias mais básicas de comutação para os inversores trifásicos de tensão. A primeira delas é denominada por “Modo seis-pulsos 180°” ou “Modo seis-pulsos com três chaves em condução simultânea” e a segunda é denominada por “Modo seis-pulsos 120°” ou “Modo seis-pulsos com duas chaves em condução simultânea”. Essas consistem nas duas formas mais simples de comutação da ponte inversora trifásica.

7.1.1 Modo de comutação seis-pulsos 180°

No modo de comutação seis-pulsos 180°, cada transístor é acionado durante meio ciclo (180°). As formas de onda de corrente nas bases dos transístores da ponte inversora trifásica (Figura 7.1, de Q1 a Q6) podem ser vistas na Figura 7.2 (i_{B1} a i_{B6})¹.

As formas de onda de tensão de fase (v_a , v_b e v_c) podem ser vistas na Figura 7.3 e as tensões de linha, na Figura 7.4.

O valor da tensão eficaz de linha, para esse modo de operação é dado por (7.1) e o valor da tensão eficaz do componente harmônico fundamental por (7.2).

¹Os transístores são considerados ideais e as formas de onda de corrente apresentadas são suficientes para comutar os transístores sem nenhum atraso de comutação.

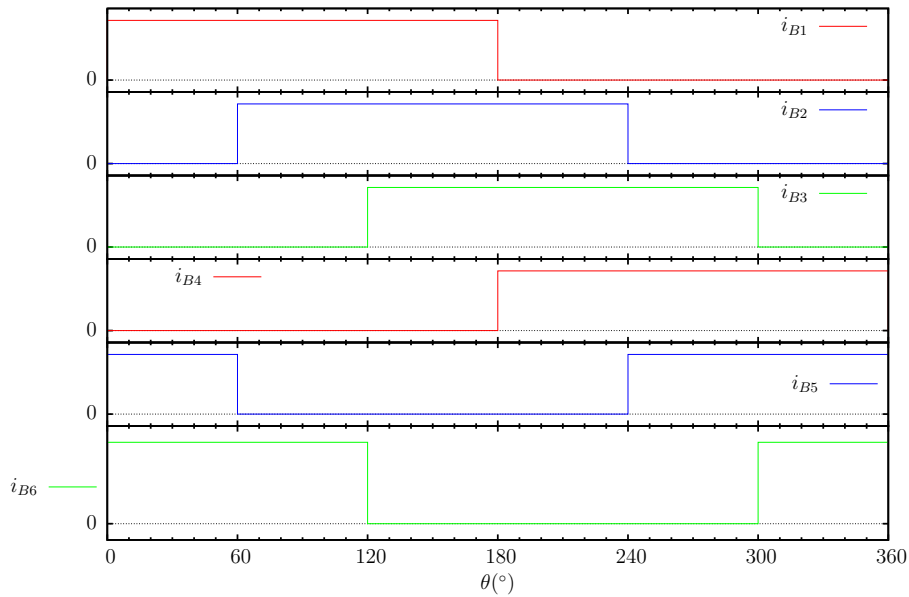


Figura 7.2: Formas de onda de corrente nas bases dos transístores Q1 a Q6 da ponte inversora trifásica da Figura 7.1 para o modo de operação seis-pulsos 180°.

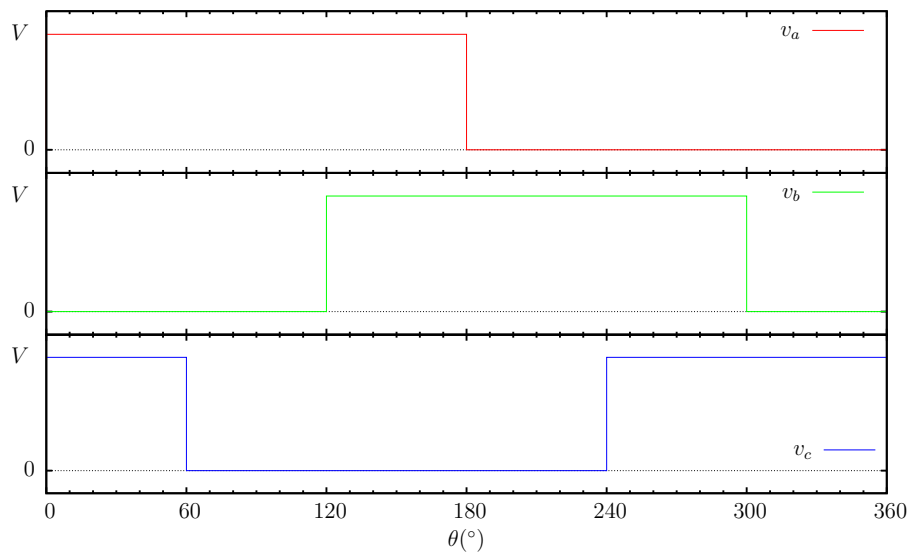


Figura 7.3: Formas de onda de tensão nas fases do inversor trifásico no modo seis-pulsos 180°.

$$V_R = \sqrt{\frac{2}{3}}V \approx 0.8165V \tag{7.1}$$

$$V_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi}V \approx 0.7797V \tag{7.2}$$

No caso de uma carga resistiva equilibrada conectada à saída da ponte inversora, o fator de distorção harmônico e a distorção harmônica total da corrente na carga são:

$$\text{FDH} = \frac{3}{\pi} \approx 0.9549 \tag{7.3}$$

$$\text{THD} \approx 31.08\% \tag{7.4}$$

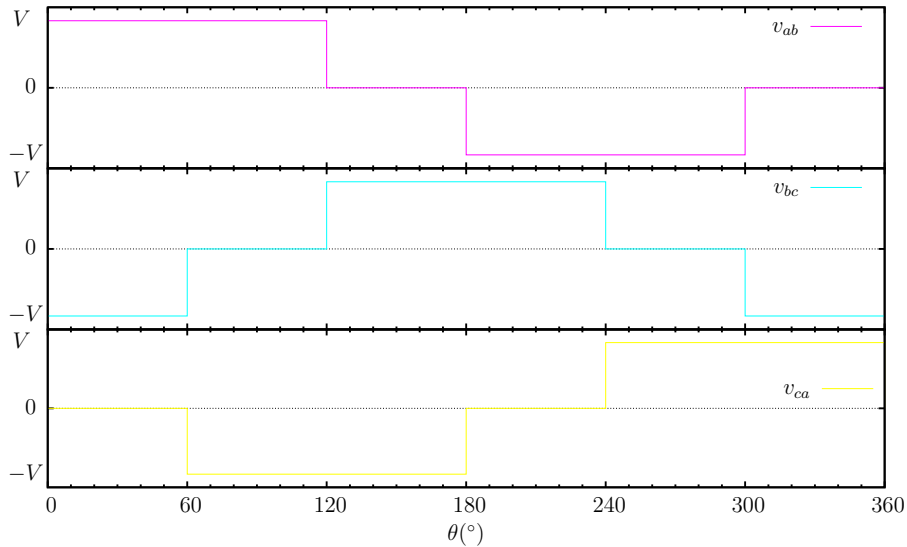


Figura 7.4: Formas de onda de tensão de linha no inversor trifásico no modo seis-pulsos 180° .

7.1.2 Modo de comutação seis-pulsos 120°

No modo de comutação seis-pulsos 120° , cada transistor é acionado durante 120° do ciclo de operação. As formas de onda de corrente aplicada às bases dos transistores da ponte inversora (Q1 a Q6) estão mostradas na Figura 7.5.

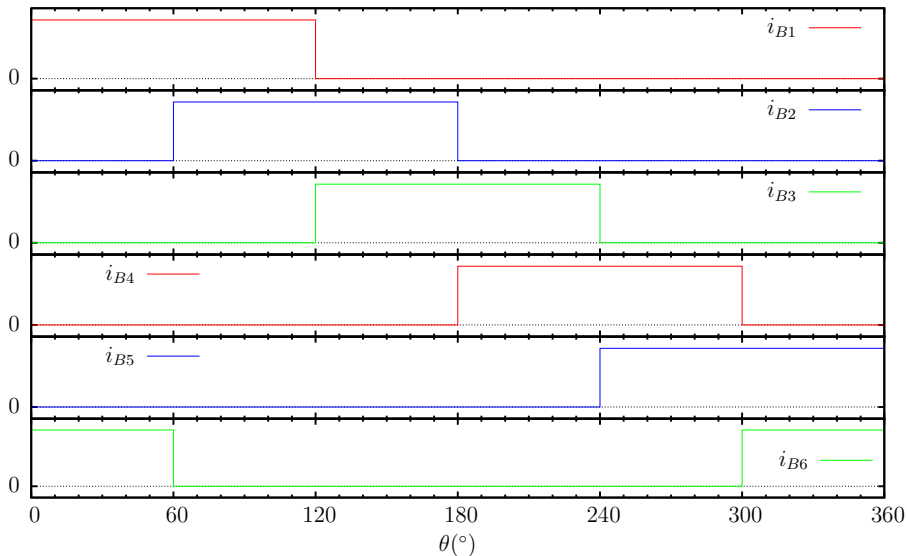


Figura 7.5: Formas de onda de corrente para comutação dos transistores da ponte inversora trifásica, no modo seis-pulsos 120° .

Nesse modo de comutação, a tensão de fase não é totalmente definida pelo inversor, isto é, existem intervalos onde a tensão de fase de saída depende da carga. Para a fase a, por exemplo, de 120° a 180° e de 300° a 360° , a tensão de saída pode assumir qualquer valor entre 0 e V . Isso ocorre porque nesses dois intervalos, os transistores Q1 e Q4 estão abertos, portanto o terminal de saída da fase a apresenta alta impedância. As tensões nas três fases estão apresentadas na Figura 7.6, sendo que as áreas sólidas indicam os intervalos onde a respectiva fase está em alta impedância.

As tensões de linha estão mostradas na Figura 7.7, onde as regiões representadas pela área

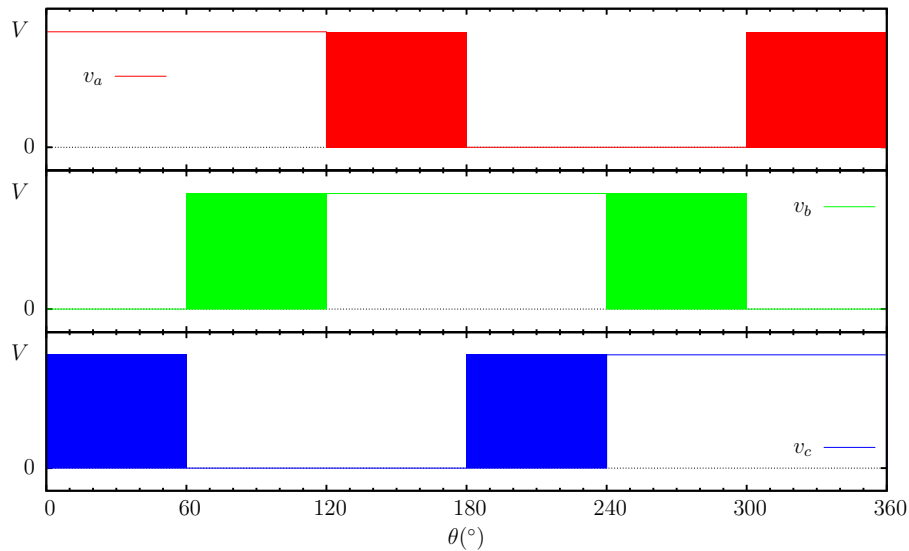


Figura 7.6: Tensões de fase para o inversor trifásico no modo 120° (As regiões sólidas indicam um valor não determinado de tensão pela ponte inversora).

sólidas significam um valor de tensão não definido pela ponte inversora, mas sim dependente da carga.

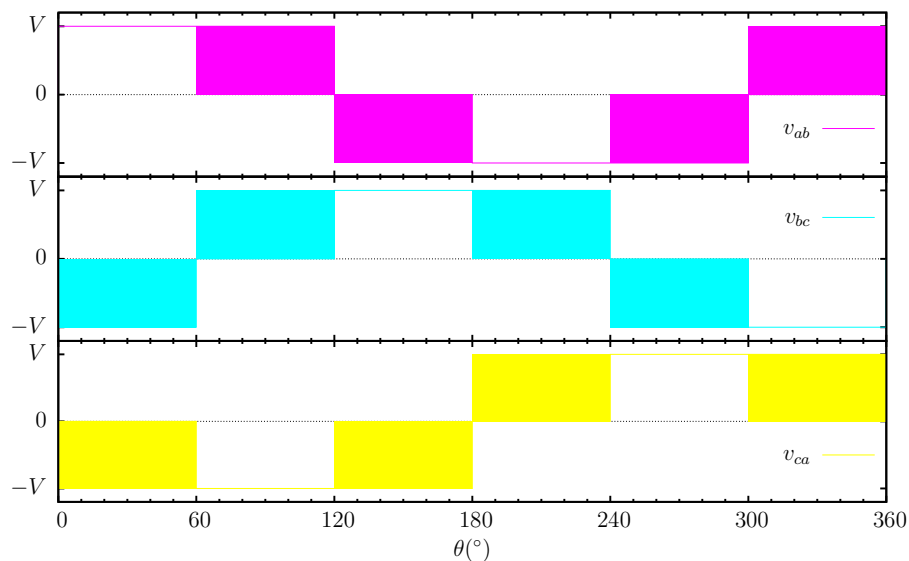


Figura 7.7: Tensões de linha para o inversor trifásico no modo seis-pulsos 120° (As regiões sólidas indicam um valor não determinado de tensão pela ponte inversora).

Pode-se analisar as formas de onda de tensão de fase e de linha nesse modo de operação para uma carga puramente resistiva². Nesse caso as tensões de fase podem ser vistas na Figura 7.8 e as tensões de linha, na Figura 7.9.

Ainda, para o modo de operação seis-pulsos 120° com carga resistiva, a tensão eficaz de linha é:

$$V_R = \frac{\sqrt{2}}{2}V \tag{7.5}$$

²Carga trifásica simétrica puramente resistiva.

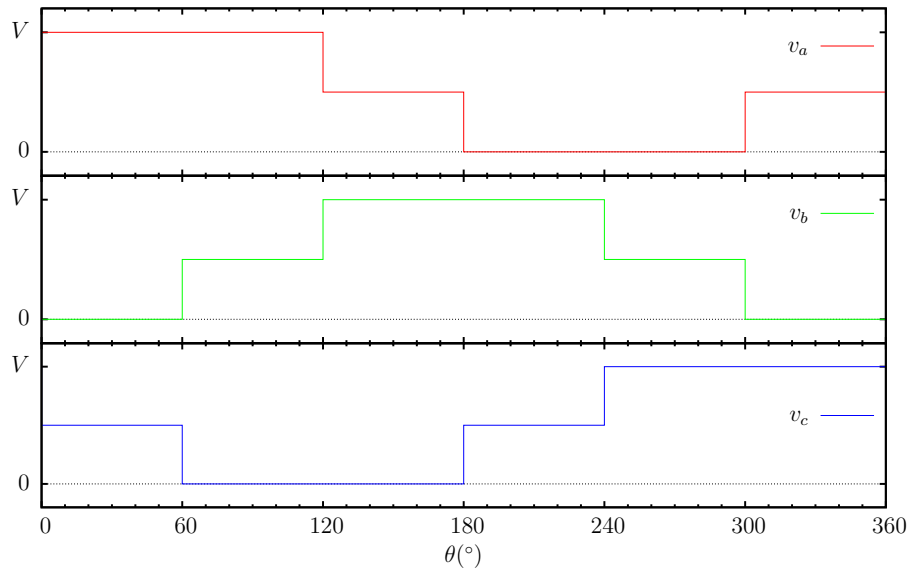


Figura 7.8: Tensões de fase para o inversor no modo de operação seis-pulsos 120° com uma carga puramente resistiva.

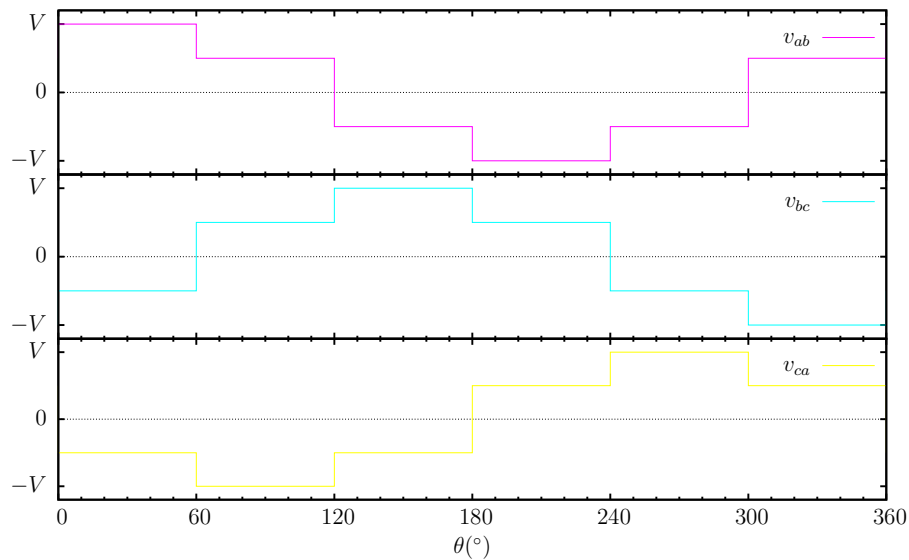


Figura 7.9: Tensões de linha para o inversor no modo de operação seis-pulsos 120° com uma carga puramente resistiva.

7.2 Modulação em Largura de Pulso

7.2.1 Modulação em Múltiplos Pulsos

7.2.2 Modulação Senoidal

7.2.3 Modulação Vetorial

7.3 Problemas

1. O inversor trifásico em ponte completa (Figura 7.1) alimenta uma carga resistiva conectada em estrela com $R = 5\Omega$ (por fase). A frequência do inversor é $f = 400\text{Hz}$ e a tensão

CC de entrada é de 220V. O inversor opera no modo seis pulsos com três transistores em condução simultânea (modo 180°). Expresse as tensões e correntes instantâneas de fase e de linha em uma série de Fourier.

2. Repetir o Problema anterior para a carga conectada em triângulo.
3. Repita os Problemas 1 e 2 para o inversor operando no modo de seis pulsos com dois transistores em condução simultânea (modo 120°).
4. Um inversor trifásico em ponte (Figura 7.1) alimenta uma carga RLC conectada em estrela com $R = 5\Omega$, $L = 10\text{mH}$ e $C = 25\mu\text{F}$ (por fase). A frequência do inversor é de 60Hz e a tensão CC de entrada é de 220V. O inversor opera no modo seis pulsos com três transistores em condução simultânea (modo 180°). Determinar as correntes média, eficaz e máxima dos transistores (considerar apenas o harmônico fundamental de corrente de carga).
5. Um inversor trifásico operando no modo seis pulsos alimenta uma carga RL em DELTA (Δ), com uma frequência de operação de 100Hz. A tensão no barramento CC é de 400V, $R = 10\Omega$, $L = 10\text{mH}$.
 - a) Desenhe a ponte inversora trifásica, a fonte de tensão CC do barramento, os transistores, diodos e a carga RL em delta.
 - b) Mostre as formas de onda nas bases (ou portas) dos transistores da ponte inversora no modo seis-pulsos 120° (com dois transistores conduzindo simultaneamente).
 - c) Mostre as formas de onda de tensão de fase na carga para a operação no item acima.
 - d) Mostre as formas de onda nas bases (ou portas) dos transistores da ponte inversora no modo seis-pulsos 180° (com três transistores conduzindo simultaneamente).
 - e) Mostre as formas de onda de tensão de fase na carga para a operação no item acima.
 - f) Calcule a potência ativa na carga para o modo seis-pulsos 180° .
6. Repita o Problema 5 para $R = 20\Omega$ e $L = 50\text{mH}$.

Apêndice D

Transformadores de Pulso

Considerando-se um transformador formado apenas por dois enrolamentos, onde pode-se denominar um por enrolamento primário e o outro por enrolamento secundário (Figura D.1). Considera-se a indutância total medida no primário, com o circuito do enrolamento secundário em aberto, dada por L_1 (representada por L1 na Figura) e a indutância total medida no secundário dada por L_2 (representada por L2), com o primário em aberto. Entre os dois enrolamentos, existe um fator de acoplamento K .

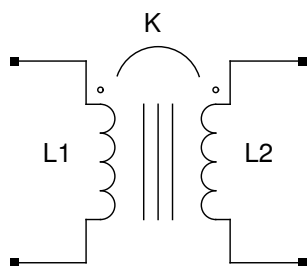


Figura D.1: Transformador formado por dois enrolamentos, primário e secundário, com fator de acoplamento K entre eles.

Na Figura D.2 é apresentado um modelo na forma de circuito elétrico desse transformador. São apresentadas as indutâncias de dispersão de primário, representadas por $L_{\sigma 1}$ com valor $L_{\sigma 1}$, e indutância de magnetização, representada na Figura por L_m e com valor L_m . As resistências dos enrolamentos de primário e secundário são representadas, respectivamente, por R_1 e R_2 , apresentando valores R_1 e R_2 . Como a indutância de magnetização está representada no circuito primário, esta pode ser refletida para o circuito do secundário através do transformador T1. Este último por sua vez, é um transformador ideal e possui a relação de transformação e tensão dada por a , ou seja, a tensão do secundário desse transformador é igual a a vezes a tensão de entrada. Dessa forma, a indutância total de secundário é igual a $L_2 = L_{\sigma 2} + a^2 L_m$, com $L_{\sigma 2}$ sendo o valor da indutância de dispersão de secundário, representada na Figura por L2.

$L_{\sigma 1}$: indutância de dispersão do primário;

$L_{\sigma 2}$: indutância de dispersão do secundário;

L_m : indutância de magnetização vista pelo primário;

$$L_{\sigma 1} = (1 - K)L_1 \tag{D.1}$$

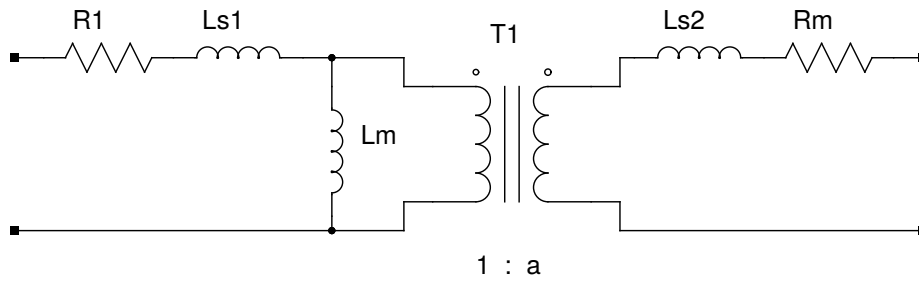


Figura D.2: Modelo do transformador.

$$L_{\sigma 2} = (1 - K)L_2 \tag{D.2}$$

$$L_m = KL_1 = K \frac{L_2}{a^2} \tag{D.3}$$

$$a^2 = \frac{L_2}{L_1} \tag{D.4}$$

K : fator de acoplamento entre o primário e o secundário;

a : relação de transformação entre primário e secundário;

$$K^2 = 1 - \frac{L'_2}{L_2} = 1 - \frac{L'_1}{L_1} \tag{D.5}$$

Onde:

L'_1 : indutância medida no primário com o secundário em curto-circuito (ver Figura D.3);

L'_2 : indutância medida no secundário, com o enrolamento de primário em curto-circuito (ver Figura D.3);

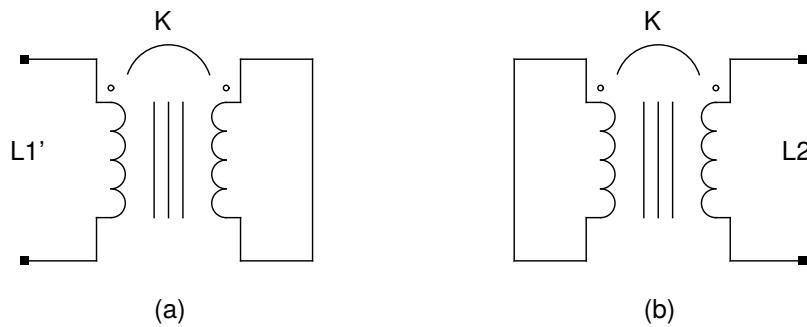


Figura D.3: Indutância do circuito primário com o circuito secundário fechado (a) e indutância do circuito secundário com o circuito primário fechado (b).