

3. 电流型 PWM 逆变器谐波抑制方法

在 3 脉冲逆变器中,为了消除 5 次谐波,由方程式(7-43)可得

$$\cos 5\alpha_1 - \frac{1}{2} = 0 \quad (7-47)$$

即假定 $\alpha_1 = 12^\circ$ 。表 7-3 给出了要消除不同次谐波时 α_1 的值。

表 7-3 3 脉冲逆变器要消除不同次谐波时 α_1 的值

欲消除谐波次数 n	5	7	11	13
α_1	12'	8.57'	5.45'	4.61'

另外,5 脉冲逆变器要消除 5 次、7 次谐波时,应使下面的联立方程式成立,即

$$\begin{cases} \cos 5(\alpha_1 + \alpha_2) - \cos 5\alpha_2 + \frac{1}{2} = 0 \\ \cos 7(\alpha_1 + \alpha_2) - \cos 7\alpha_2 + \frac{1}{2} = 0 \end{cases} \quad (7-48)$$

即可以假定 $\alpha_1 = 5.82^\circ$, $\alpha_2 = 16.25^\circ$, 5 脉冲逆变器要消除的谐波次数与 α_1, α_2 的关系见表 7-4。

表 7-4 5 脉冲逆变器要消除的谐波次数与 α_1, α_2 的关系

欲消除谐波次数	n_1	5	5	5	7	7	11
	n_2	7	11	13	11	13	13
α_1		5.82°	6.18°	6.64°	4.13°	4.21°	2.73°
α_2		16.25°	10.86°	8.88°	10.63°	9.20°	8.24°

同样,在 7 脉冲逆变器中,给定适当的 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 可以消去任意 3 种谐波,消去次数与 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 的关系见表 7-5。

表 7-5 7 脉冲逆变器要消除的谐波次数与 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 的关系

欲消除谐波次数	n_1	5	5	7
	n_2	7	11	11
	n_3	11	13	13
α_1		3.36°	3.22°	2.13°
α_2		15.65°	11.09°	11.65°
α_3		8.74°	7.87°	6.74°

从 1 脉冲逆变器到 9 脉冲逆变器,最佳的 PWM 控制下的谐波特性见表 7-6。

表 7-6 1~9 脉冲逆变器最佳 PWM 控制下的谐波特性

次数 脉冲数	1	5	7	11	13	17	19	23	25
1	1	0.2	0.143	0.091	0.077	0.059	0.053	0.044	0.04
3	0.956	0	0.113	0.213	0.217	0.166	0.123	0.034	0
5	0.934	0	0	0.186	0.248	0.152	0.033	0.121	0.099
7	0.925	0	0	0	0.097	0.27	0.231	0.029	0.001
9	0.923	0	0	0	0.05	0.007	0.136	0.259	0.188



7.7 SPWM 逆变器的扩容方式^[25]

关于多重叠加技术和 SPWM 脉宽调制技术,在前面第 3 章和第 4 章已经进行了介绍。多重叠加法的特点是扩容方便、调压困难;SPWM 脉宽调制法的特点是调压方便,扩容困难。两者的联合应用既可以解决逆变器的扩容问题,也可以解决逆变器多重叠加后的调压问题。也就是说,SPWM 逆变器的扩容可以用多重叠加的方式解决。这样既可以扩容,又可以使输出电压波形得到进一步的改善。

以三相半桥式 SPWM 逆变器为例,当一台三相半桥式 SPWM 逆变器的容量不够时,可以采用两台三相半桥式 SPWM 逆变器二重叠加扩容,并采用二重叠加 SPWM 控制,使逆变器的容量成倍增大,并使 SPWM 逆变器的谐波含量进一步减少。

SPWM 逆变器二重叠加的连接方式有两种:一种是用变压器连接;另一种是用电抗器连接。为了使电路简化,多采用电抗器连接方式。图 7-67 所示即为采用电抗器连接的三相半桥式 SPWM 逆变器的二重叠加扩容电路。图 7-68(a)为其的工作波形。本来用 SPWM 控制就已经消除了某些低次谐波,因此在进行二重叠加时应以消除载波谐波分量为目的。这样,消除谐波的效果就更好。为了消除载波的谐波,在图 7-67 所示电路中,两个单元的三相 SPWM 逆变器的载波三角波的相位应相互错开 180° ,这样可以得到图 7-68(a)所示的波形。二重叠加前,两个单元逆变器 A 相的输出电压为

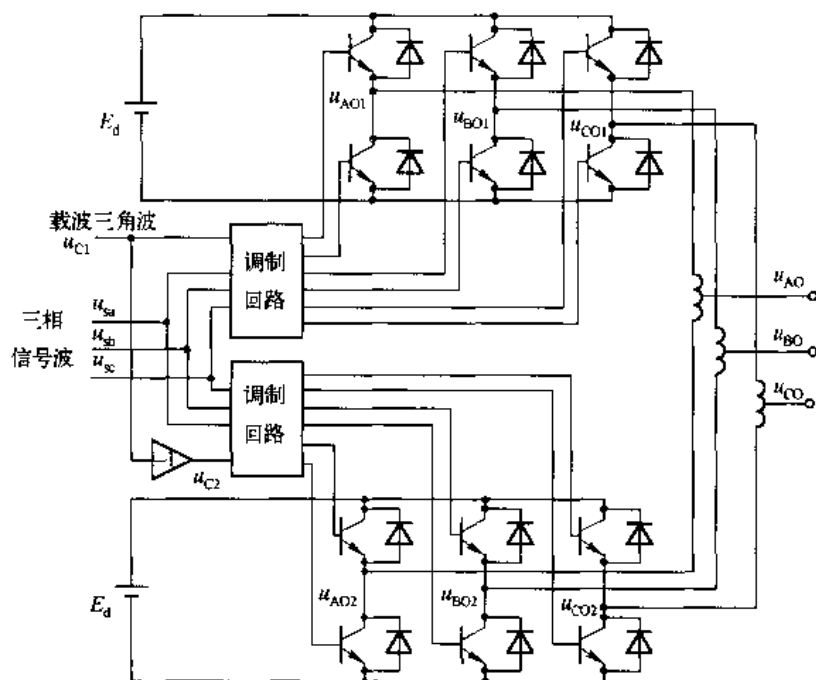


图 7-67 三相半桥式 SPWM 逆变器的扩容二重叠加电路



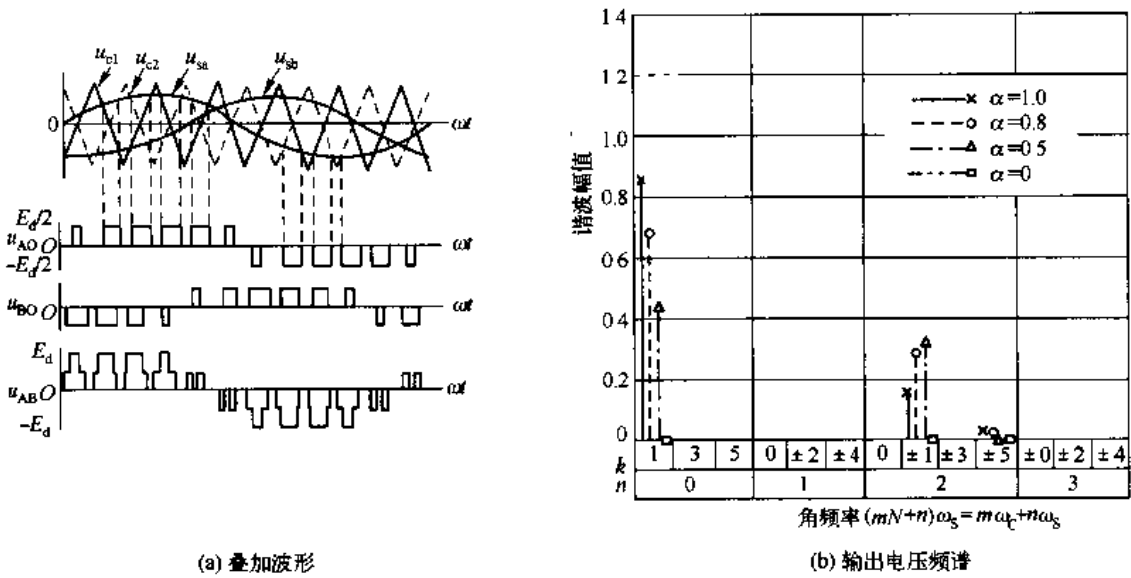


图 7-68 三相半桥式 SPWM 逆变器二重叠加波形与频谱

$$\begin{aligned}
 u_{AO1} &= M \frac{E_d}{2} \sin \omega_s t + \frac{2E_d}{\pi} \sum_{m=1,3}^{\infty} \frac{J_0\left(\frac{m'M\pi}{2}\right)}{m'} \sin \frac{m'\pi}{2} \cos(m'N'\omega_s t) \\
 &\quad + \frac{2E_d}{\pi} \sum_{m=1,2}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 2}^{\pm \infty} \frac{J_n\left(\frac{m'M\pi}{2}\right)}{m'} \sin\left(\frac{m'+n}{2}\pi\right) \cos[(m'N'+n)\omega_s t] \\
 u_{AO2} &= -M \frac{E_d}{2} \sin \omega_s t + \frac{2E_d}{\pi} \sum_{m=1,3}^{\infty} \frac{J_0\left(\frac{m'M\pi}{2}\right)}{m'} \sin \frac{m'\pi}{2} \cos(m'N'\omega_s t) \\
 &\quad + \frac{2E_d}{\pi} \sum_{m=1,2}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 2}^{\pm \infty} \frac{J_n\left(\frac{m'M\pi}{2}\right)}{m'} \sin\left(\frac{m'-n}{2}\pi\right) \cos[(m'N'+n)\omega_s t] \\
 u_{AO} &= (u_{AO1} - u_{AO2}) / 2
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= M \frac{E_d}{2} \sin \omega_s t - \frac{E_d}{\pi} \sum_{m'=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\pm \infty} \frac{J_n\left(\frac{m'M\pi}{2}\right)}{m'} \left[\sin\left(\frac{m'+n}{2}\pi\right) \right. \\
 &\quad \left. - \sin\left(\frac{m'-n}{2}\pi\right) \right] \cdot \cos[(m'N'+n)\omega_s t]
 \end{aligned}$$

因为

$$\sin\left(\frac{m'+n}{2}\pi\right) - \sin\left(\frac{m'-n}{2}\pi\right) = 2 \cos \frac{m'\pi}{2} \cdot \sin \frac{n\pi}{2}$$

所以

$$\begin{aligned}
 u_{AO} &= M \frac{E_d}{2} \sin \omega_s t + \frac{2E_d}{\pi} \sum_{m'=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\pm \infty} \frac{J_n\left(\frac{m'M\pi}{2}\right)}{m'} \\
 &\quad \cdot \cos \frac{m'\pi}{2} \cdot \sin \frac{n\pi}{2} \cdot \sin[(m'N'+n)\omega_s t]
 \end{aligned}$$

显然, n 为偶数时, $\sin \frac{n\pi}{2} = 0$; n 为奇数时, $\sin \frac{n\pi}{2} = 1$; m' 为偶数时, $\cos \frac{m'\pi}{2} = -1$; m'



为奇数时, $\cos \frac{m'\pi}{2} = 0$ 。所以, 将 $N = 2N'$, $m = \frac{1}{2}m'$ 代入上式得

$$u_{AO} = M \frac{E_d}{2} \sin \omega_s t + \frac{E_d}{\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \cos m\pi \cdot \sin[(mN+n)\omega_s t]$$

叠加后的电压 u_{AO} 消除了载波的谐波, 其它谐波的幅值也有了明显的减少。相电压 u_{AO} 的波形由两电平变成了三电平, 如图 7-68(a) 所示。

用同样的方法可以求出 B 相电压为

$$u_{BO} = M \frac{E_d}{2} \sin(\omega_s t - 120^\circ) + \frac{E_d}{\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \cos m\pi \cdot \sin[(mN+n)(\omega_s t - 120^\circ)]$$

则线电压 u_{AB} 的表达式为

$$\begin{aligned} u_{AB} &= u_{AO} - u_{BO} \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2} M E_d \sin(\omega_s t + 30^\circ) + 2 \frac{E_d}{\pi} \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \cos m\pi \\ &\quad \cdot \sin\left(\frac{mN+n}{3}\pi\right) \cdot \sin[(mN+n)(\omega_s t + 30^\circ)] \end{aligned}$$

u_{AB} 的波形如图 7-68(a) 所示。波形叠加合成用的电抗器工作在载频状态。其电压和时间的乘积是以载波三角波频率为基准的, 不像第 3 章中介绍的并联叠加那样工作在基频状态, 以输出基波频率为基准。电抗器的工作频率提高了 N 倍 (N 为载波比), 因此电抗器的体积和重量将大大减小。当载波比较大时, 只要很小的电抗器就可以达到限流的目的。

三相半桥式 SPWM 逆变器二重叠加后的输出电压频谱如图 7-68(b) 所示, 载波三角波 ω_c 的边频带全部被消除了, 最低次谐波由叠加前的 ω_c 上升到 $2\omega_c$ 边频带。

这种二重叠加扩容逆变器的波形改善主要以 SPWM 为主, 二重叠加的主要目的是扩容, 因此, 这种叠加控制方式最适合于中等容量逆变器的扩容使用。

7.8 可升压的 Boost PWM 逆变器^[71]

传统的电压型逆变器只能降压, 不能升压。要升压就必须采用升压变压器, 或者在直流电源与逆变器之间串入 Boost DC/DC 变换器。这对于应用于 UPS 及通信振铃电源的低频逆变器来说, 将会使电源的体积和重量大大增加。而采用 Boost PWM DC/DC 变换器组成的逆变器, 将会很简单地实现升压逆变。如果在一个周期内不断地按正弦规律改变载波周期内的占空比 D , 就可以输出正弦波电压。

7.8.1 Boost 变换器的升压特性及 Boost 逆变器的构成

1. Boost 变换器的升压特性

Boost PWM DC/DC 变换器具有优越的无级升压变压功能, 因此可以把它直接应用在需要升压变压的高开关频率 PWM 电压型逆变器中。



Boost 变换器电路如图 7-69(a) 所示。假定开关管 V 的开关周期为 T, 开通时间为 $t_{on} = DT$, 关断时间为 $t_{off} = (1 - D)T$, 而 $D = \frac{t_{on}}{T} = 0 \sim 1$ 为开通占空比, $(1 - D) = \frac{t_{off}}{T}$ 为关断占空比。

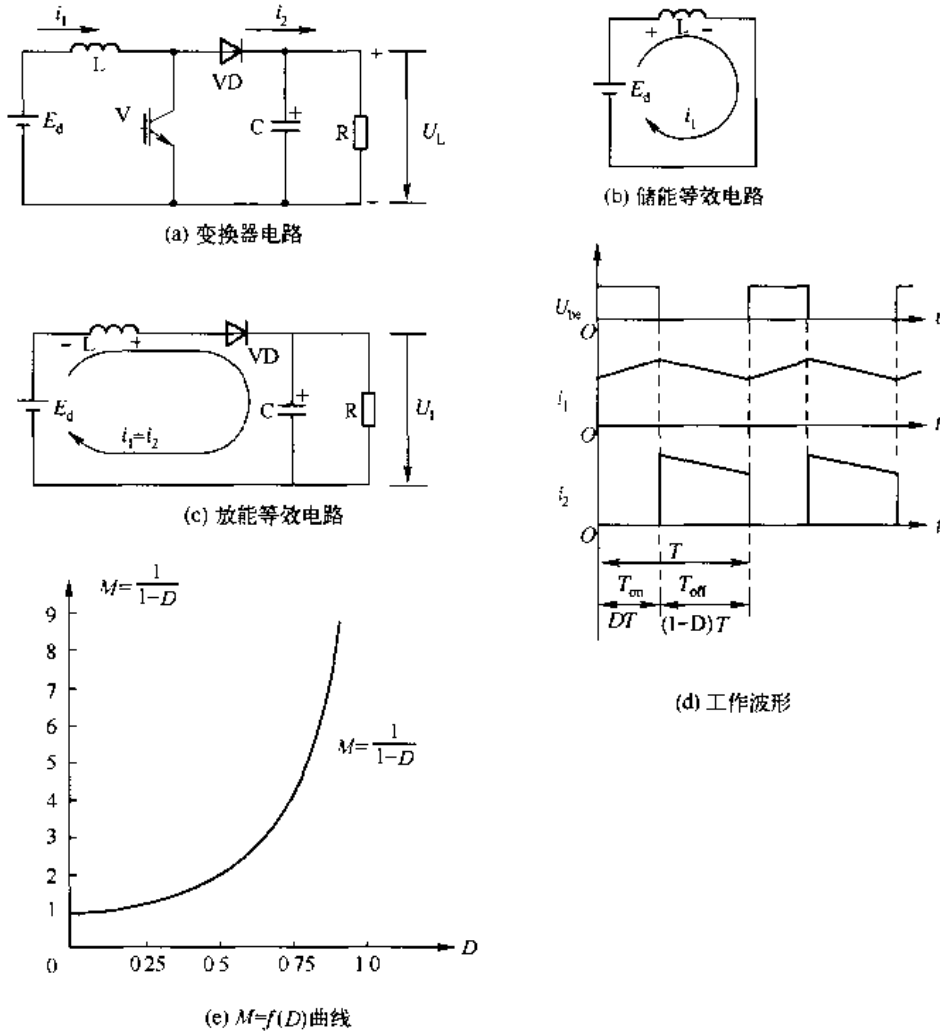


图 7-69 Boost 变换器电路、工作波形及 $M = f(D)$ 曲线

Boost 变换器有两个工作过程:

(1) 储能过程: 在 V 开通 t_{on} 期间为电感 L 的储能过程, 其等效电路如图 7-69(b) 所示。V 开通, 输入电路被 V 短路, 输入电流 i_1 使电感 L 储能, 加在 L 上的电压为电源电压 E_d , 电压方向与电流方向相同, 由电磁感应定律得

$$E_d = L \frac{di_1}{dt}; \quad di_1 = \frac{E_d}{L} dt$$

在 t_{on} 期间, L 中的电流增量为

$$\Delta I_{1on} = \frac{E_d}{L} t_{on} = \frac{E_d}{L} DT$$





(2) 放电过程:在 V 关断 t_{off} 期间为电感 L 的放电过程,其等效电路如图 7-69(c)所示。V 关断,VD 导通,电源与输出电路接通,电感 L 放能,加在 L 上的电压为输出电压 U_L 与电源电压 E_d 之差($U_L - E_d$),电压方向与电流 i_2 的方向相反。由电磁感应定律得

$$(U_L - E_d) = -L \frac{di_2}{dt}; \quad di_2 = -\frac{U_L - E_d}{L} dt$$

在 t_{off} 期间, L 中的电流减小量为

$$\Delta I_{2\text{off}} = \frac{U_L - E_d}{L} t_{\text{off}} = -\frac{U_L - E_d}{L} (1 - D) T$$

电路稳定后

$$\Delta I_{1\text{on}} = |\Delta I_{2\text{off}}|$$

所以

$$\frac{E_d}{L} DT = \frac{U_L - E_d}{L} (1 - D) T; \quad E_d = (1 - D) U_L$$

故输出输入电压变比为

$$M = \frac{U_L}{E_d} = \frac{1}{1 - D} \quad (7-49)$$

Boost 变换器的工作波形如图 7-69(d)所示,可以看出:输入电流 i_1 是连续的,输出电流 i_2 是断续的。 i_1 连续是因为输入电路中有 L 存在。

作出 $M = f(D)$ 的关系曲线如图 7-69(e)所示。由于 $D = 0 \sim 1$, 所以 $M = \frac{1}{1 - D} \geq 1$, 说明 Boost 变换器只能升压,不能降压。

2. Boost 逆变器的构成

对于 UPS 或交流电动机驱动用逆变器,要求它必须能够双向四象限工作,所以应将 Boost DC/DC 变换器改进成双向变换器。所谓双向变换器,就是功率既可以从输入端流向输出端,也可以从输出端流向输入端。为此,必须要解决电流反向流通的问题。最简单的解决办法是在原电路的开关管上反并联一只二极管,在原电路的二极管上反并联一只开关管,由开关管和二极管共同组成反向导通的开关,如 V 和 \bar{V} 。V 和 \bar{V} 按互补方式工作。这样,不仅保证了正反向电流的流通,而且也不使等效电路的工作过程发生变化。改进后的电路如图 7-70(a)所示。图 7-70(b)为双向 Boost 变换器的 $M = f(D)$ 曲线。当功率由 E_d 流向 U_L 时,变换器工作在 Boost 状态, $M = \frac{1}{1 - D}$ 。当功率由 U_L 流向 E_d 时,变换器工作在 Buck 状态, $\bar{M} = 1 - D$ 。

所谓 V 与 \bar{V} 互补工作,即在 DT 期间 V 开通、 \bar{V} 关断,在 $(1 - D)T$ 期间 \bar{V} 开通、V 关断。

根据变换器变比的定义,当 E_d 为电源、 U_L 为负载时,变比 $M = \frac{U_L}{E_d}$ 称为正向变比。当 U_L 为电源、 E_d 为负载时,变比 $\bar{M} = \frac{E_d}{U_L}$ 称为反向变比,两者之间的关系为 $\bar{M} = \frac{1}{M}$ 。令互补

占空比 $\bar{D}=1-D$, 则 $1-\bar{D}=D$, 因此, Boost 变换器的变比 $M=\frac{1}{1-D}$, $\bar{M}=1-D=\bar{D}$ 。

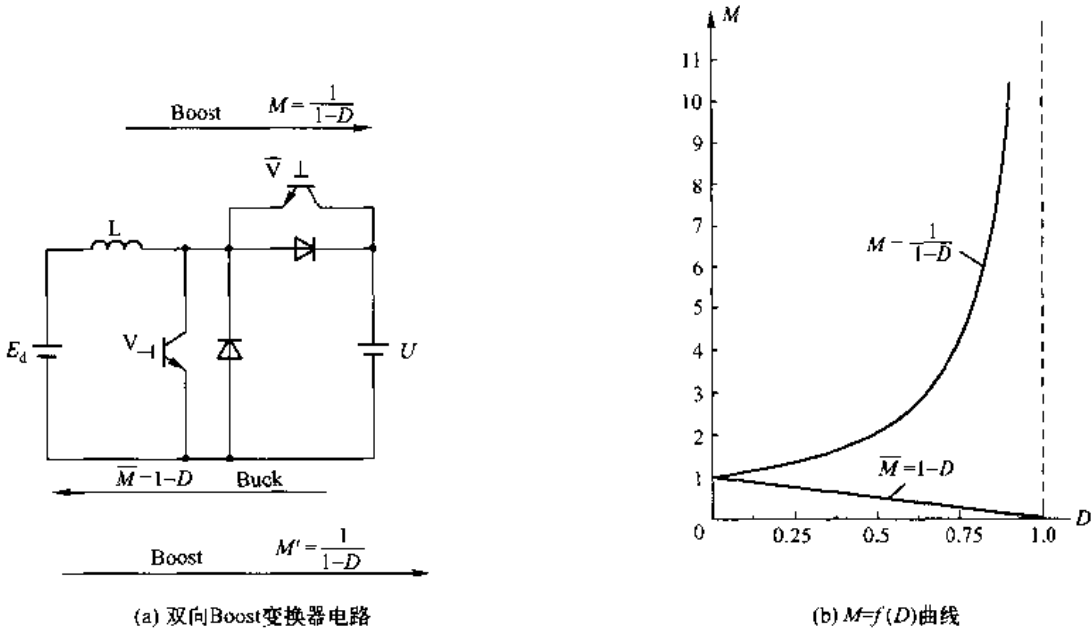


图 7-70 双向 Boost 变换器电路及其 $M=f(D)$ 曲线

用如图 7-70(a)所示 Boost 双向变换器构成的双向四象限 Boost 逆变器如图 7-71(a)所示。图 7-71(b)为双向四象限 Boost 逆变器的 $M=f(D)$ 曲线。Boost 逆变器是用两个双向 Boost 变换器公用一个电源 E_d , 在电源的负极上、下对称地并联起来构成的。负载电阻 R 以输出差动的形式连接在电路中。逆变器的 4 个开关管以如图 7-71(a)所示的互补方式工作, 由电源 E_d 通过上下两个双向变换器向负载 R 供电。当上面的双向变换器变比为 $M'=f(D)$ 时, 下面的双向变换器的变比即为 $\bar{M}'=f(\bar{D})$, $\bar{D}=1-D$ 。这样, 变换器 a 点的电压 $U_a=M'E_d$, b 点的电压 $U_b=\bar{M}'E_d$, 负载 R 上的电压 $U_L=U_a-U_b=M'E_d-\bar{M}'E_d=E_d(M'-\bar{M}')$ 。根据变比的定义, 逆变器的变比 $M=\frac{U_L}{E_d}=M'-\bar{M}'$ 。

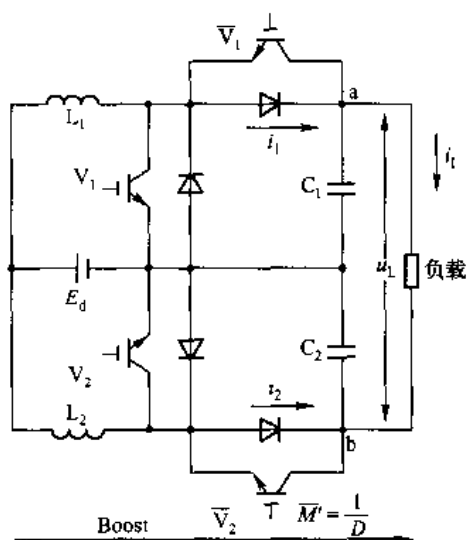
对于 Boost 逆变器, $M'=\frac{1}{1-D}$, $\bar{M}'=\frac{1}{1-\bar{D}}=\frac{1}{D}$, 所以

$$M=M'-\bar{M}'=\frac{1}{1-D}-\frac{1}{D}=\frac{2D-1}{D(1-D)} \quad (7-50)$$

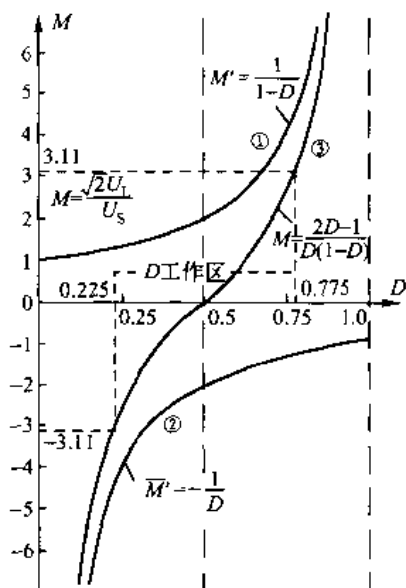
$M=\frac{2D-1}{D(1-D)}$ 与 D 的关系曲线如图 7-71(b)所示。

7.8.2 Boost 逆变器的 PWM 控制

Boost 逆变器的 PWM 控制法大约有 5 种, 即 SPWM 控制法、滑模控制法 (Sliding Mode Control)、电压跟踪控制法、函数控制法 (Function Control) 及离散变量控制法。它们各有特点, 适合于不同用途的 Boost 逆变器, 但应用较多的是前三种控制法。



(a) Boost逆变器电路



(b) $M=f(D)$ 曲线

图 7-71 Boost 双向四象限逆变器电路及其 $M=f(D)$ 曲线

1. SPWM 控制法

适合于 Boost 逆变器的 SPWM 控制法有三种形式,即二阶 SPWM、三阶 SPWM 控制及三阶交互式。

1) 二阶 SPWM 控制

Boost 逆变器的二阶 SPWM 控制电路如图 7-72 所示。其中,图(a)为电路图,图(b)为工作波形图。

逆变器的左臂变换器按图 7-71(b)中的曲线①工作,变比 $M' = \frac{1}{1-D}$;右臂变换器按图 7-71(b)中的曲线②工作,变比 $\bar{M}' = -\frac{1}{D}$;逆变器按图 7-71(b)中的曲线③工作,变比 $M = M' - \bar{M}' = \frac{1}{1-D} - \frac{1}{D} = \frac{2D-1}{D(1-D)}$ 。由图 7-72(b),采样点 a 和 b 的方程式为

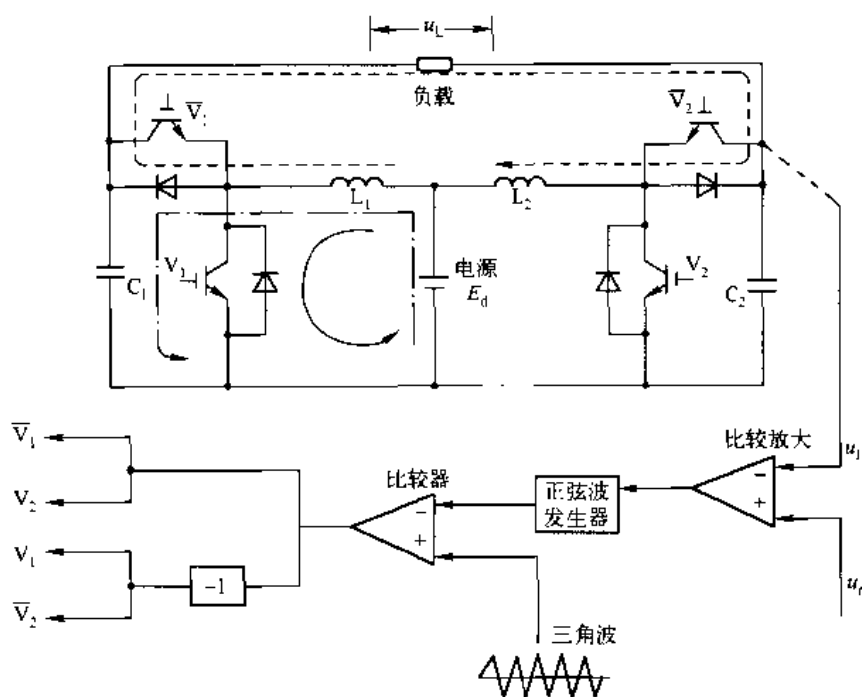
$$t_a = \frac{T_c}{4} [1 - \xi \sin \omega (kT_c + P)]$$

$$t_b = \frac{T_c}{4} [3 + \xi \sin \omega (kT_c + P)]$$

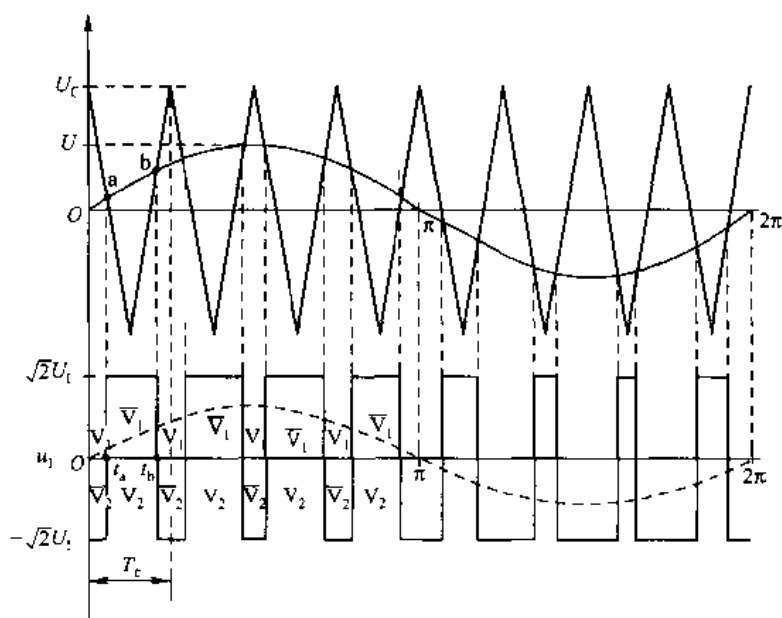
式中, T_c 为载波三角波的周期, $\xi = \frac{U}{U_c}$ 为调制度, $0 \leq P \leq \frac{T_c}{2}$, $k=1,2,3,\dots, \frac{N}{2}$, N 为载波比。

$$\text{脉冲宽度: } t_b - t_a = \frac{T_c}{2} [1 + \xi \sin \omega (kT_c + P)]$$

$$\text{占空比: } D = \frac{t_b - t_a}{T_c} = \frac{1}{2} [1 + \xi \sin \omega (kT_c + P)]$$



(a) 电路图



(b) 工作波形

图 7-72 Boost 逆变器的二阶 SPWM 控制电路

D 的值不是随意给定的, D 的值只与变比 M 有关, 因此 D 的实际应用值只能从图 7-71(b) 中的曲线③求出。根据已知的 E_d 和 U_L 值, 算出变比 $M = \frac{\sqrt{2}U_L}{E_d}$ 。由 M 在曲线





③上查出占空比 D 的值。逆变器的 D 工作区间则为 $(1-D) \sim D$ 。

逆变器输出电压 u_L 的双重傅里叶级数表示式为

$$u_L = \xi ME_d \sin \omega t + \frac{4\xi ME_d}{\pi} \sum_{m=1,3,\dots}^{\infty} \frac{J_0\left(\frac{m\xi\pi}{2}\right)}{m} \sin \frac{m\pi}{2} \cos(mN\omega t) + \frac{4\xi ME_d}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\pm\infty} \frac{J_n\left(\frac{m\xi\pi}{2}\right)}{m} \sin\left(\frac{m+n}{2}\pi\right) \cos[(mN+n)\omega t] \quad (7-51)$$

2) 三阶 SPWM 控制

Boost 逆变器的三阶 SPWM 控制电路如图 7-73 所示。其中,图(a)为电路图,图(b)为工作波形图。

为了满足左、右臂变换器中两个开关管的互补工作,采用了左、右臂相位参差调制法,即采用两个相位相反而幅值相同的正弦调制波,与一个载波三角波进行比较,得到两个相位相反的二阶 SPWM 波去分别控制左、右臂变换器,在电容 C_1 和 C_2 上分别得到电压 u_a 和 u_b ,用 $u_a - u_b$ 即可得到电压 u_L 的三阶 SPWM 输出电压波形如图 7-73(b)所示。左臂 C_1 上的电压 u_a 由 V_1 和 \bar{V}_1 产生,右臂 C_2 上的电压 u_b 由 V_2 和 \bar{V}_2 产生,左、右两臂变换器工作在互补状态。当左臂的占空比为 D 时,右臂的占空比则为 $\bar{D} = 1 - D$ 。

对于左臂,开关管 V_1 和 \bar{V}_1 互补工作,调制波为 $u = \sin\omega(kT_c + P)$ 是正相位,采样点 a 和 b 的方程式为

$$t_a = \frac{T_c}{4} [1 - \xi \sin\omega(kT_c + P)]$$

$$t_b = \frac{T_c}{4} [3 + \xi \sin\omega(kT_c + P)]$$

占空比 $D = \frac{t_b - t_a}{T_c} = \frac{1}{2} [1 + \xi \sin\omega(kT_c + P)] \quad (7-52)$

对于右臂,开关管 V_2 和 \bar{V}_2 互补工作,调制波为 $-u = -\sin\omega(kT_c + P)$ 是反相位,采样点 a' 和 b' 的方程式为

$$t_{a'} = \frac{T_c}{4} [1 + \xi \sin\omega(kT_c + P)]$$

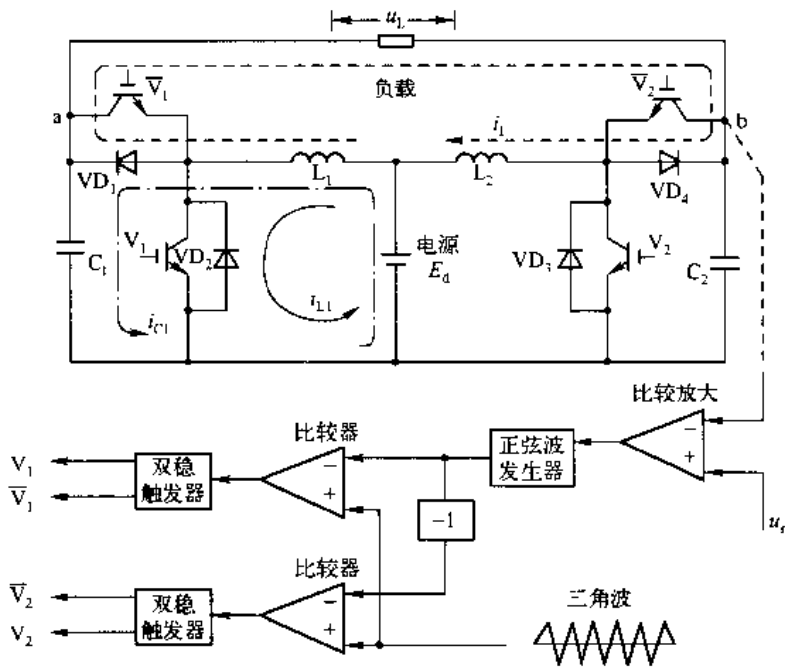
$$t_{b'} = \frac{T_c}{4} [3 - \xi \sin\omega(kT_c + P)]$$

占空比 $\bar{D} = \frac{t_{b'} - t_{a'}}{T_c} = \frac{1}{2} [1 - \xi \sin\omega(kT_c + P)] \quad (7-53)$

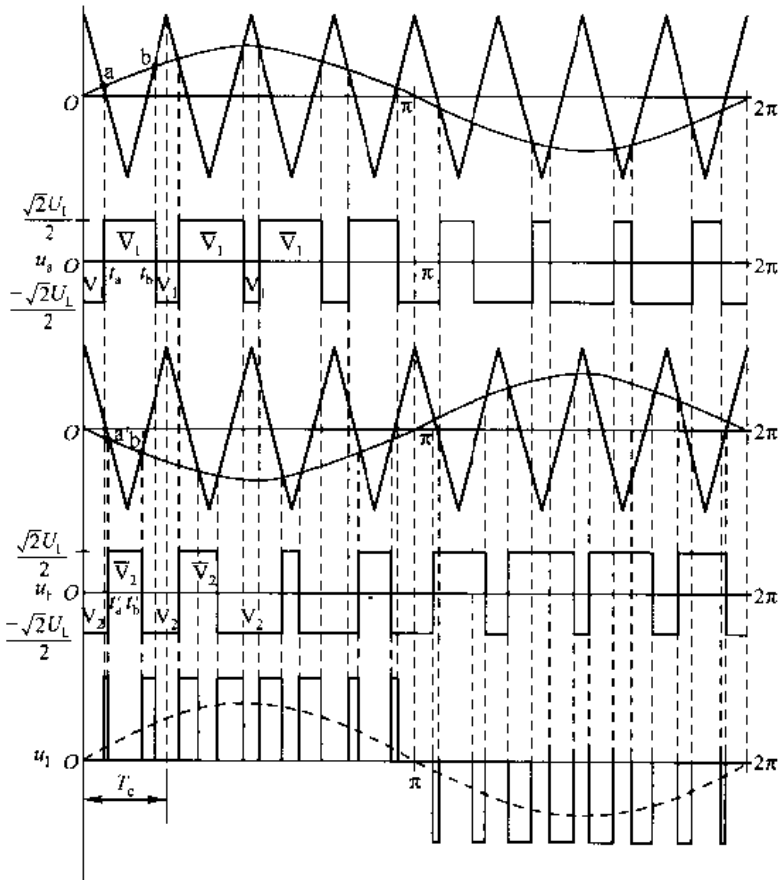
则 $1 - \bar{D} = 1 - \frac{1}{2} [1 - \xi \sin\omega(kT_c + P)]$

$$= \frac{1}{2} [1 + \xi \sin\omega(kT_c + P)] = D$$





(a) 电路图



(b) 工作波形

图 7-73 Boost 逆变器的三阶 SPWM 控制电路



这说明左、右两臂变换器的占空比满足 $\bar{D} = 1 - D$, 两臂相互之间也工作在互补状态, 即左臂变换器按图 7-71(b) 中曲线①工作, 右臂变换器按图 7-71(b) 中曲线②工作, 逆变器按图 7-71(b) 中曲线③工作。占空比 D 的值应由 M 来决定。当已知 E_d 和 U_L 的值时, $M = \frac{\sqrt{2}U_L}{E_d}$ 。由图 7-71(b) 曲线③查出与 M 对应的占空比 D 的值。 D 的工作区间为 $(1-D) \sim D$ 。由图 7-73(b) 可知:

$$u_L = \xi M E_d \sin \omega t + \frac{2\xi M E_d}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{+\infty} \frac{J_n(m\xi\pi)}{m} \cdot \cos m\pi \cdot \sin[(mN+n)\omega t] \quad (7-54)$$

由方程式(7-54)和方程式(7-51)比较可知, 采用三阶 SPWM 控制比两阶 SPWM 控制具有更少的谐波含量。

3) 三阶交互式 SPWM 控制

Boost 逆变器的三阶交互式 SPWM 控制电路如图 7-74 所示。其中, 图(a)为电路图, 图(b)为工作波形图。这种控制方式的特点是: 逆变器的左臂工作在 u_L 的正半周, 右臂工作在 u_L 的负半周。左、右臂交互工作, 即可使逆变器输出一个完整的电压 u_L 波形。 u_L 的双重傅里叶级数表示式与方程式(7-54)相同。占空比 D 的确定及 D 工作区间 $(1-D) \sim D$ 的确定, 也与三阶 SPWM 控制相同。实际上, 三阶交互式 SPWM 控制法是三阶 SPWM 控制法的变形。

2. 滑模控制法

滑模控制法适合于变结构系统。滑模变结构控制理论产生于 20 世纪 50 年代, 现在已发展成为一种完备的控制系统方法。这种控制法实质上是一种用高频开关控制的状态反馈系统。滑模控制的特点是: 稳定性好, 鲁棒(Robustness)性强, 动态性能好, 实现容易。

滑模控制的原理是利用高速切换的开关控制, 把受控的非线性系统的状态轨迹, 引向一个预先指定的状态平均空间平面(滑模面)上, 随后系统的状态轨迹就限定在这个平面上。滑模控制系统的设计有两个方面: 一是寻求滑模面函数, 使系统在滑模面上的运动逐渐稳定且品质优良; 二是设计变结构控制, 使系统可以由相空间的任一点, 在有限的时间内达到滑模面, 并在滑模面上形成滑模控制区。

Boost 逆变器的输出电压 u_L 为低通滤波器的输出电压(即负载电压), u'_L 是负载电压 u_L 的一阶导数, u_r 为基准正弦电压, u'_r 为 u_r 的一阶导数, u 是控制变量。 u 为高电平时, 代表 u_- 最大, u 为低电平时, 代表 u_- 最小, K_1 和 K_2 分别是加权数, 即反馈增益。 σ 为开关控制律。控制电路由开关控制律形成电路和逻辑判断与触发电路两部分组成。

开关控制律如下式所示, 即

$$\sigma = K_1(u_r - u_L) + K_2(u'_r - u'_L) \geq 0 \quad (7-55)$$

当 $\sigma > 0$ 时, 控制量 u 为高电平, 代表 u_- 为最大; 当 $\sigma < 0$ 时, 控制量 u 为低电平, 代表 u_- 为最小。



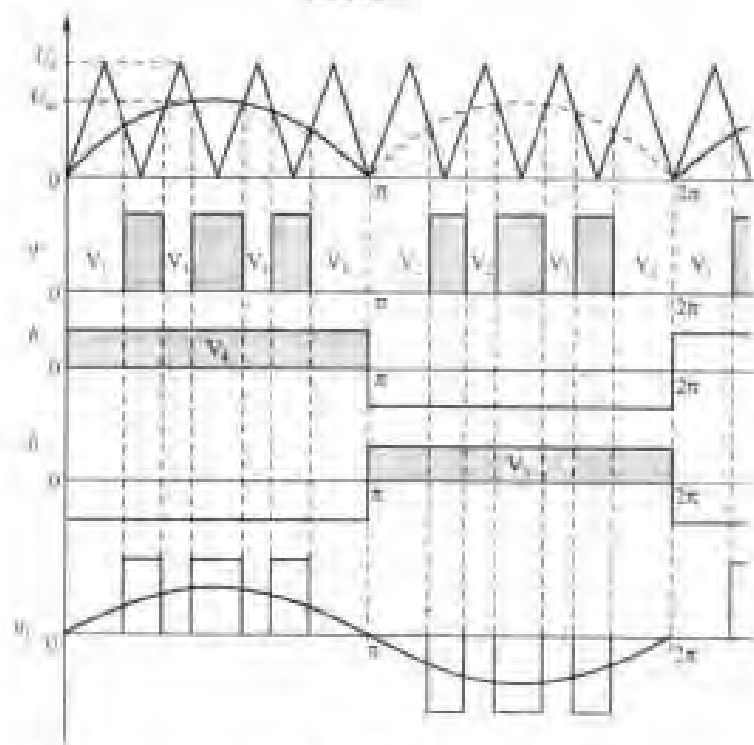
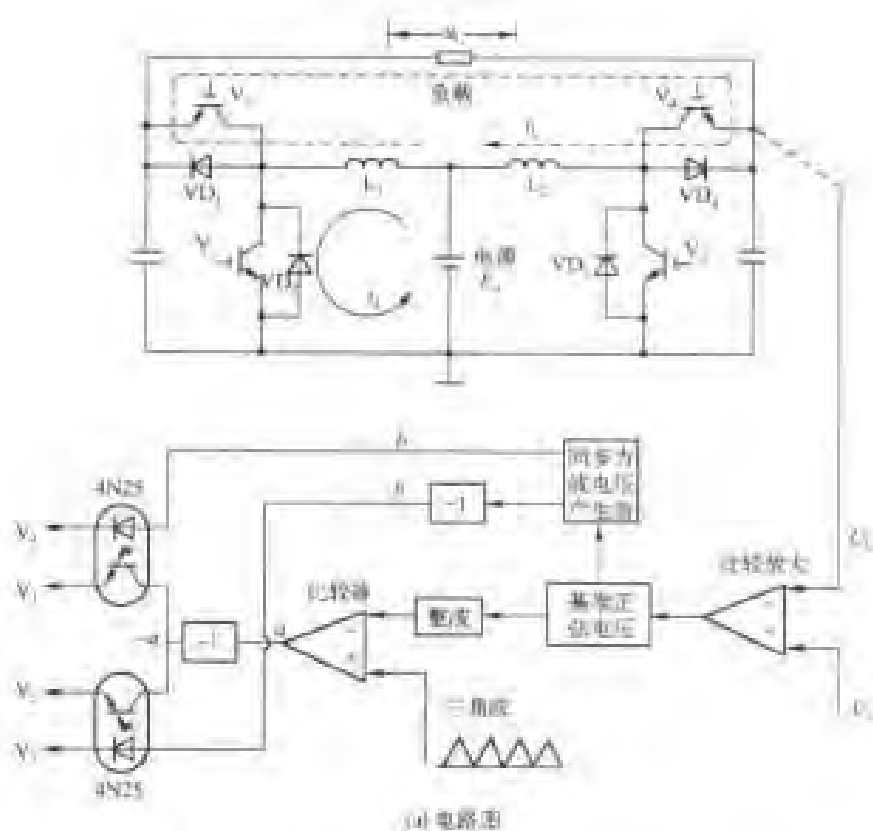


图 7-74 Boost 逆变器的三阶交互式 SPWM 控制电路



用滑模控制法的 Boost 逆变器,动态性能好,系统具有降阶性和鲁棒性。滑模控制属于目标控制法,可以预先构造闭环特性,适用于动态性能要求高的 Boost 逆变器。

3. 函数控制法

函数控制法的工作原理是:首先用开关函数表示出主电路开关管的通、断作用,得出其等效电路,并找出包含最重要控制信息的主电路动态方程式,写出开关函数与主电路变量之间的函数关系。然后在控制电路中再加入误差放大环节,并满足约束条件,从而导出开关函数与控制电路变量之间的函数关系,即得到系统的函数控制律。对于 Boost 逆变器有

$$S = \frac{u_a - E_d + L_1 \frac{di_1}{dt}}{2u_a} - \frac{u_b - E_d + L_2 \frac{di_2}{dt}}{2u_b} + \frac{1}{2} \quad (7-56)$$

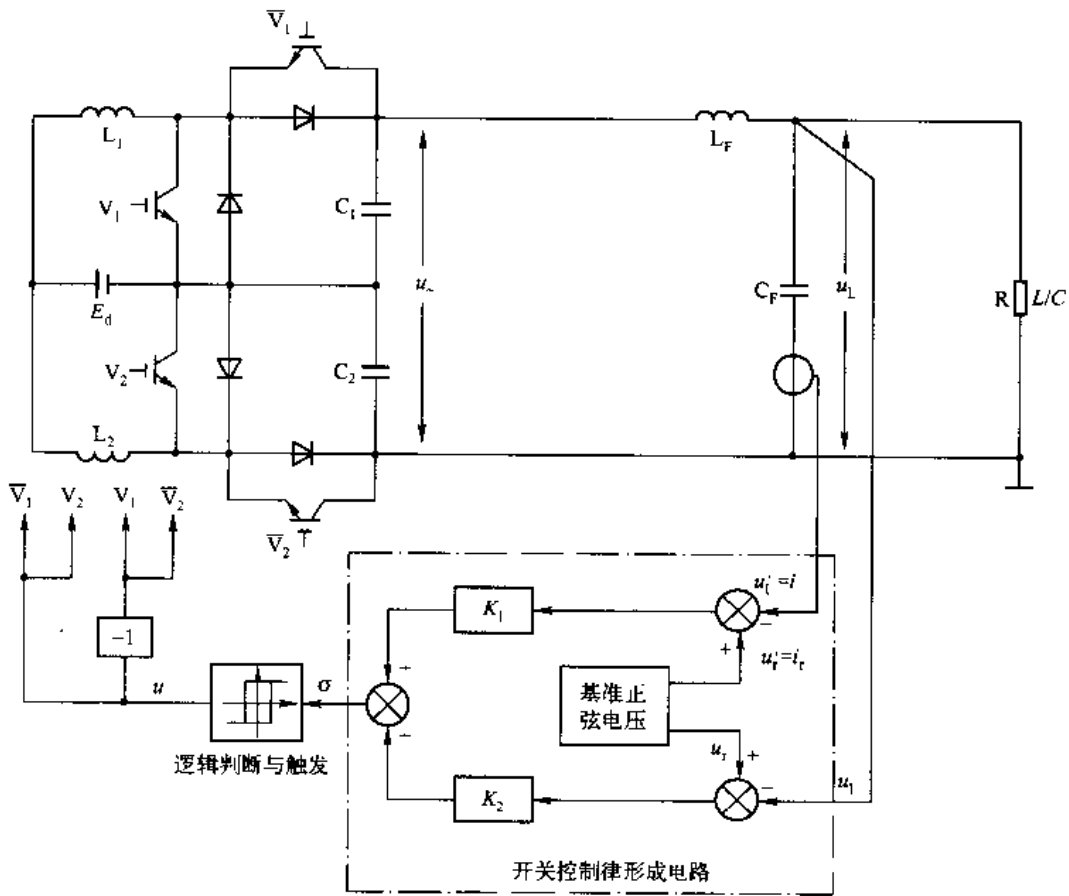


图 7-75 Boost 逆变器的滑模控制系统框图

式中 S 动态开关函数是逆变器的输入控制量。

u_a 、 u_b 为逆变器在 a 点和 b 点的电压。

i_1 、 i_2 为流过电感 L_1 和 L_2 的电流。

函数控制 Boost 逆变器的框图如图 7-76 所示。图中, X 是逆变器的中间输出量,也是



控制电路的中间输入变量。函数控制逆变器的特点是:系统绝对稳定,响应速度快,无过冲与超调,能完全抑制电源电压 E_d 及负载阻抗大小信号扰动的影响,输出电压 u_L 与 Boost 逆变器参数无关,能适应各种性质的负载,实现比较困难。

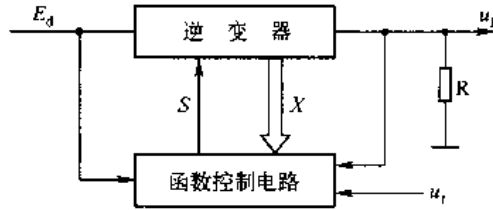


图 7-76 Boost 逆变器的函数控制系统框图

4. 离散控制法

离散控制法通过选择适当的反馈变量的离散采样值,如输出电压 u_L 的离散采样值 $u_L(nT)$,电感电流离散采样值 $i_{L1}(nT)$ 和 $i_{L2}(nT)$,输出电流离散采样值 $i_L(nT)$,预估控制约束条件为 $U_{(n+1)T} - U_r = K[U_{(nT)} - U_r]$,式中 nT 表示离散时间, T 为开关周期。人为地构造出控制律,以便抑制输入及负载扰动对输出电压的影响,获得比较理想的输出特性。

离散控制法 Boost 逆变器主电路的离散分析相当复杂,离散量控制律的实现也十分麻烦,预估值需按经验确定,故在应用中有一定的限制。

5. 电压跟踪控制法

Boost 逆变器采用电压跟踪控制的原理电路如图 7-77 所示。控制电路利用滞环比较的方式,使 Boost 逆变器的输出电压快速不停地跟踪一个基准正弦波电压,利用逆变器的左臂跟踪正半周电压,右臂跟踪负半周电压,两臂轮流跟踪就能够得到一个完整的正弦电压。

基准正弦波电压是由控制电路中的基准正弦波发生器产生的。为了控制左、右臂变换器轮流跟踪,还需要一个与基准正弦波电压同相位的方波电压,用此方波电压的正、负半周来切换左、右两臂变换器的跟踪。

逆变器各臂的功率输出,是利用 Boost 高速开关首先把直流电能转换成电感能,然后再把电感能转移到滤波储能电容 C_1 (或 C_2) 和负载上。

电感能向电容 C_1 (或 C_2) 和负载转移的公式为

$$\Delta t \left(\frac{1}{2} L \cdot i_L^2 \right) = \Delta t \left(\frac{1}{2} C \cdot U_c^2 \right) + P \cdot \Delta t \quad (7-57)$$

式中 i_L 为流过 L_1 (或 L_2) 的电流;

U_c 为 C_1 (或 C_2) 上的电压;

P 为负载消耗的功率瞬时值;

Δt 为转移周期。

在时间 Δt , 如果引起电感电流的变化为 Δi_L , 电容电压 U_c 的变化为 ΔU , 则式(7-57)可以改写成



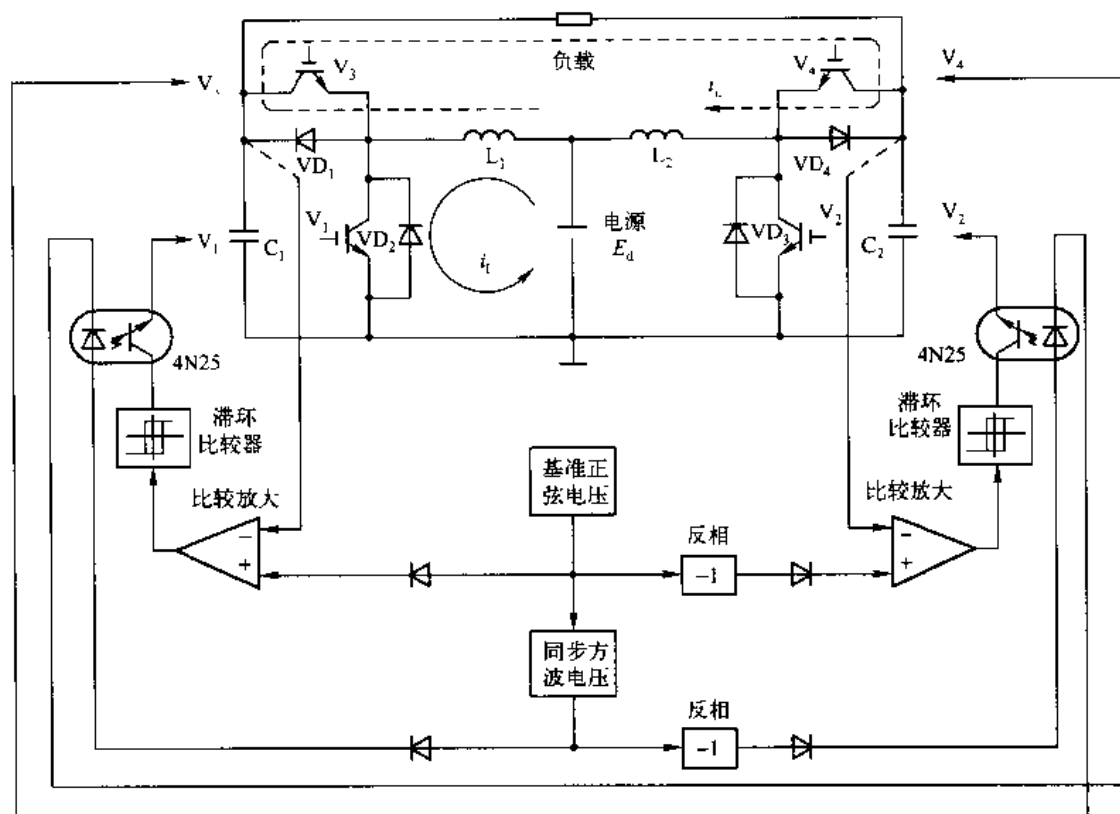


图 7-77 Boost 逆变器采用电压跟踪控制的原理电路框图

$$L \cdot \Delta i_L^2 = C \cdot \Delta U^2 + P \cdot \Delta t$$

$$\Delta U = \sqrt{\frac{L \Delta i_L^2 - P \Delta t}{C}} \quad (7-58)$$

能量转移与跟踪过程如图 7-78 所示。图中, $t_1 \sim t_2$ 为电感储能时间; $t_2 \sim t_3$ 为已跟踪到基准正弦波电压的时间; $t_3 \sim t_4$ 为电感惯性移能到 $i_L = 0$ 的时间; $t_4 \sim t_5$ 为能消耗与回收时间; $t_5 \sim t_6$ 为电感重新储能时间。 $t_4 \sim t_5$ 期间电压下降速度决定 $t_5 \sim t_6$ 期间电感储存的能量。假设因某种原因使输出电压在 $t_6 \sim t_7$ 期间未跟踪上基准正弦波电压, 则 $t_7 \sim t_8$ 期间紧接电感储能, 力图在 $t_8 \sim t_9$ 期间跟踪上基准正弦波电压。在正弦波的上升沿, 因滤波储能电容需要充电, 故移能频率高。在正弦波下降沿, 因电容需要放电, 故移能频率低。跟踪精度与图 7-78 中滞环宽度 ΔU 有关, ΔU 小, 跟踪精度高, 跟踪频率也高, 效率减小; ΔU 大, 跟踪精度低, 跟踪频率也低, 但效率高。

7.8.3 应用实例

一台已被实际应用的、采用电压跟踪控制方式的 Boost 逆变器电路如图 7-79 所示。容量为 300 VA, 直流输入电源电压 $E_d = 24 \text{ V}$, 输出交流电压 $U_L = 220 \text{ V}$, 频率为 50 Hz。开关器件 $V_1 \sim V_4$ 采用的是 10 A/400 V Power MOSFET。

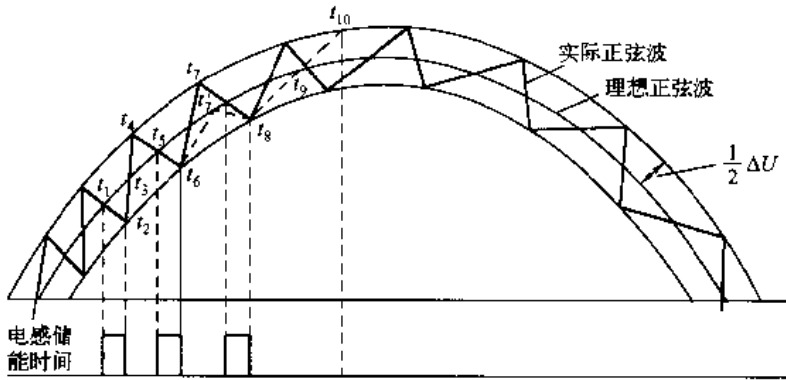
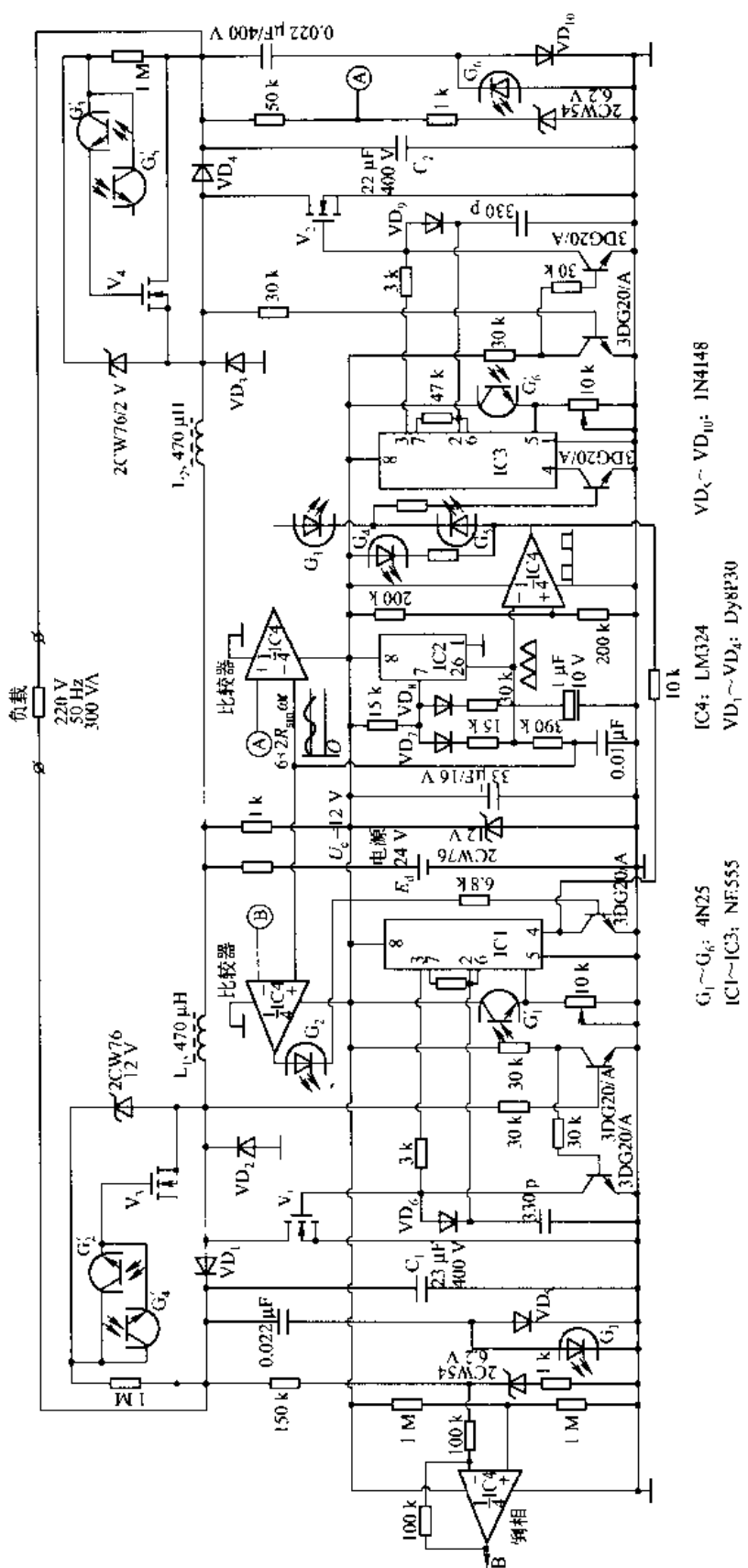


图 7-78 能量转移与跟踪过程示意图

在控制电路中,基准正弦波是由时基电路 IC2 产生的。IC2 的 2、6 脚产生含有 $\frac{U_c}{2}$ 直流分量的 50 Hz 三角波,此波经 390 kΩ 电阻与 0.01 μF 电容 RC 低通滤波后,得到含有 6 V 直流分量的 50 Hz 正弦波 $6 + 2\sin 314t$,此波作为左、右臂跟踪用的基准正弦波。控制左、右臂轮流工作的方波,采用 IC2 的 2、6 脚三角波与 U_c 电源电压中点,在 $\frac{1}{4}$ IC4 进行比较产生。用此方波控制 IC1、IC3 的 4 脚来切换左、右两臂轮流工作。以右臂为例, V_2 控制电感能向电容和负载转换,而 V_2 又受 IC3 时基电路的控制,只有当 4 脚输出 $U_4 > 1V$ 的高电平时才使 V_2 具有开关功能。 V_2 的开通受 3 脚的输出控制。这样,当同相位方波为低电平时,IC3 才不能置零复位,才允许 V_2 工作。如果此时 3 脚输出高电位,则 V_2 开通,3 脚输出低电位, V_2 关断。

由式(7-58)可知, ΔU 与负载的大小有关, $P \uparrow, \Delta U \downarrow; P \downarrow, \Delta U \uparrow$ 。为了保证 ΔU 跟踪基准正弦波电压的精度,需要根据负载大小随时调节 i_L ,使 ΔU 与负载无关。调节的最好办法是采用临界饱和控制电路。对于 Power MOSFET 来说,在临界饱和状态,栅压与 i_L 成正比,故可以利用开关管的栅压来间接地控制 i_L 。在图中,用两个三极管组成的间接测量保持电路,只要开关管的端电压大于饱和电压,此电路就使栅压升高,反之使栅压降低。IC3 是具有延滞特性的两态开关电路,当 IC3 的 2、6 脚电压在 $\frac{1}{2} U_5 \sim U_5$ (U_5 为 IC3 的 5 脚电压)变化时,3 脚呈施密特跃变,即栅压 $U_{2,6} > U_5$ 时, V_2 截止。当 $U_{2,6} < \frac{1}{2} U_5$ 时, V_2 导通,故在跃变过程中, $\frac{1}{2} U_5 \sim U_5$ 的大小就反映了所控制的 i_L 。而 U_5 又受控于负载的大小,这是因为在 L_2 重新储能时,输出由储能电容 C_2 独立供电给负载。检测支路中的光耦发光二极管 G_6 通过的电流 i_j 的大小,就反映了负载的大小,而其感光管 G'_6 使 U_5 随负载的大小而变,以决定电感储能应达到的 i_L 值。

使电感能向电容 C_2 和负载转移的时间大约为 10 μs,在转移期间如果不到 10 μs,就使输出电压大于基准正弦波电压,则 G_3 发光使 V_4 预开,同时通过 4 脚控制使 IC3 复位, U_5 仍保持低电平,以防止 10 μs 之后, U_5 跃变为高电平。惯性使 ΔU 继续增长,直到 $i_L = 0$ 之



$G_1 \sim G_6$: 4N25
 IC1~IC3: NF555
 IC4: LM324
 $VD_1 \sim VD_4$: Dy8P30
 $VD_5 \sim VD_{10}$: 1N4148

图 7-79 采用电压跟踪控制的实用 Boost 逆变器

后, C_2 和负载上过剩的能量通过 V_4 、 L_2 向 E_d (蓄电池)充电回收能量。输出电压下降直到低于基准正弦波电压, V_2 关断, VD_3 续流, 电池吸收 L_2 的全部反向储能。如此经近 10 ms, 使右臂输出一个正弦半波, 而后再切换到左臂开始另半个周期正弦波的跟踪。

逆变器的性能指标:

重量 ≤ 80 克, 体积和复读机一样大;

功率: 300 VA;

效率 $> 90\%$;

输入电压正弦波失真度: $< 3\%$;

空载电流 < 20 mA;

具有过载及短路保护, 输出电压 220 V 可调。

第 8 章 多电平 PWM 逆变技术

多电平 PWM 逆变技术,是应高压大功率变频调速技术、电力系统中的无功补偿与电力有源滤波器技术、直流输电技术等需要,从两电平逆变器的基础上发展起来的。以高压大功率变频调速为例,在过去两电平逆变器的高压大功率应用中,除了少数低速场合采用交-交变换方式外,通常都采用交-直-交变频方式。在这种方式中解决高压大功率逆变有两种方法:一种方法是将多个低压小容量逆变器通过输出变压器进行多重叠加获得高压大功率;另一种方法是在交流输入侧和交流输出侧,分别接入降压和升压变压器变压,中间环节仍然采用低压大电流变换器(整流器加逆变器),组成高-低-高方式变频技术。很显然,不管采用哪一种方法,都必须采用笨重、昂贵、耗电的变压器。对于高-低-高方式还会出现中间低压环节电流过大,系统效率下降,可靠性降低,低频时能量传输困难等缺点。为了克服这些缺点,人们都希望采用直接的高压大功率逆变方式,这就必须采用多个耐压低的开关器件串联使用。但这种串联使用方式存在着静态和动态均压问题,均压电路会导致系统复杂化、损耗增加、效率下降。因此,一种通过逆变器自身的电路结构改进,达到既无需升降压变压器,又无需均压电路的多电平 PWM 逆变器应运而生,为解决高压大功率逆变取得了突破性的进展。这种逆变器的优点是:输出电压电平数的增多使输出电压更接近于正弦波,开关器件所承受的电压应力减小,无需使用均压电路,开关器件工作于基频,开关损耗小, $\frac{du}{dt}$ 小,EMI 小。因此,从 1980 年开始,这种逆变器已经成为研究的热点。尤其是以 GTO、IGBT、IGCT 为代表的第三代电力电子器件的迅速普及,为多电平 PWM 逆变器的实际应用创造了必要的物质基础。

1977 年,德国学者 Holtz 提出了利用开关管来辅助中点钳位的三电平逆变器。1981 年,日本学者 Akira Nabae 等对其进行了发展,提出了二极管钳位式三电平逆变器。1983 年,P.M.Bhagwat 等人将三电平扩展到 5 电平、7 电平等多电平逆变器。1992 年,T.A.Megnard 和 H.Foch 提出了飞跨电容式多电平逆变器。1999 年,Xiaoming Yuan 提出了二极管自钳位多电平逆变器。2000 年,Peng Fangzheng 提出了以电容钳位的半桥结构为基本单元组成的电容电压自平衡式多电平逆变器。同年,M.D.Manjrekan 等人提出了混合 FBI 单元串联多电平逆变器。

8.1 多电平 PWM 逆变器的定义与分类

多电平 PWM 逆变器中的 PWM 功能是为了调压。所谓 PWM 逆变器的电平数,是指在输出电压一个周期内的电压电平数,亦即输出电压波形正、负最大值之间所包含的阶梯数。

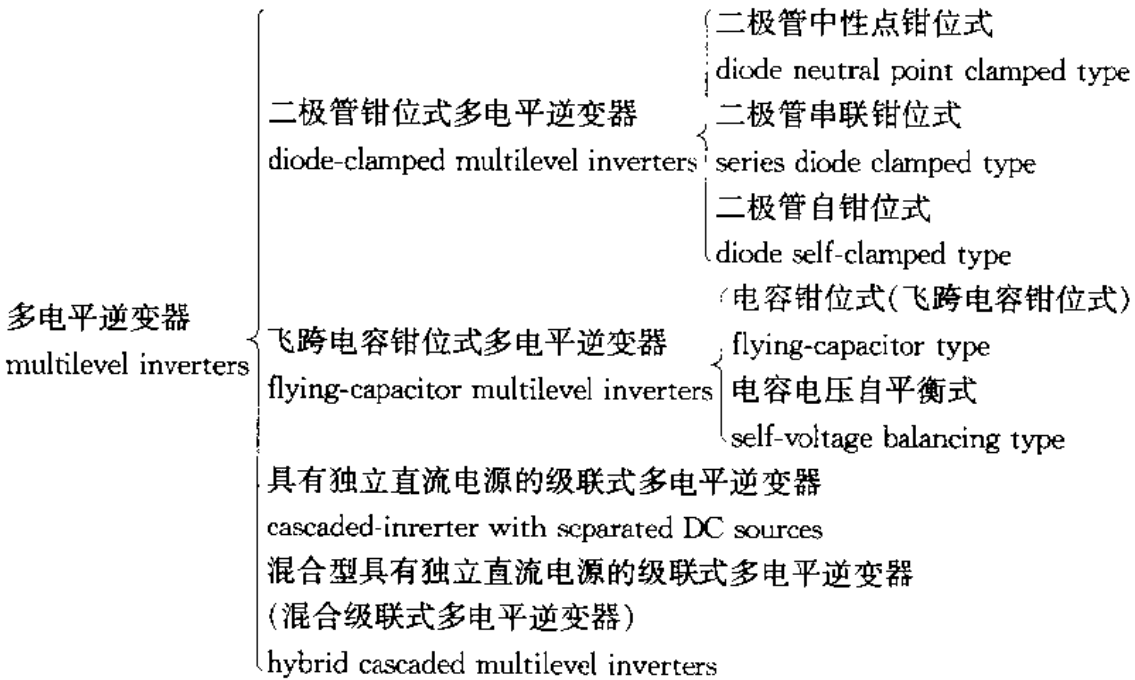
所谓多电平逆变器,是指其输出电压波形中的电平数等于或大于 3 的逆变器,它有两种



组成形式:一种是在两电平逆变器的基础上,按照类似的结构通过增加直流分压电容,将直流电源分压成多种直流电源电压,加入钳位电路(用二极管或电容)和增加开关管的串联个数构成的。用不同的开关切换组合,来得到多电平输出;另一种则是利用单相全桥式逆变器(FBI),通过直接串联叠加组成的,如三电平逆变器、五电平逆变器、七电平逆变器等。增加输出电压电平数的目的,是为了减少输出电压波形中的谐波含量。

为了减少输出电压波形中的谐波含量,当前有两种发展方向:一种是利用 SPWM 控制,通过提高开关频率使输出电压波形接近于正弦。但电压应力 $\frac{du}{dt}$ 较大,使开关损耗增大,EMI 也增大。为了减小开关损耗,减小 EMI,必须使逆变器工作在软开关状态,这将使逆变电路复杂化。另一种发展方向是增加逆变器输出电压的电平数来减少输出电压波形中的谐波含量,并使逆变器的开关管工作在基波状态。减少了开关损耗,减小了 EMI,但所用开关器件的数目增多了。从提高性能价格比的角度来看,这种逆变器更适合于高压大功率应用场合。大功率开关器件的开关频率只有几百赫兹,但耐压高,价格便宜,增加开关器件数目给逆变器造成的成本增加相对较小,因而多电平逆变器多用于高压大功率场合。

国内外的学者对多电平逆变器作了很多的研究,提出了不少的结构形式的电路,从当前的资料上看,多电平逆变器的电路结构分类如下:



其中,混合级联式多电平逆变器,是具有独立直流电源级联式多电平逆变器的改进型,它可以用不同的开关器件,也可以用不同数值的直流电源电压。

二极管钳位式多电平逆变器的优点是便于双向功率流动的控制,功率因数控制方便。缺点是电容均压比较复杂和困难。在国内外,这种结构形式的产品已进入了实用化阶段。



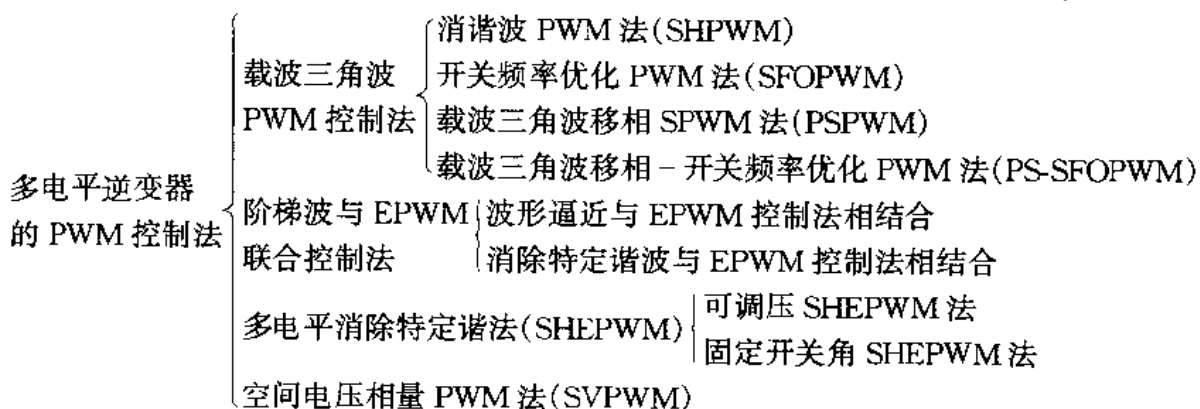


飞跨电容钳位式多电平逆变器,由于用电容取代了二极管,因此可以省掉大量的钳位二极管,但是使用了不少的电容。对于高压系统而言,电容体积大,成本高,封装困难。此外,这种电路结构在输出相同质量的波形时,开关频率要增高,开关损耗相应增大,逆变效率降低。目前这种电路结构的多电平逆变器还没达到实用化阶段。

具有独立直流电源的级联式多电平逆变器及混合级联式多电平逆变器的优点是:在使用相同数值的直流电源时,所用二极管的数量最少,由于采用的是独立直流电源,因此不会有电压不平衡的问题。其缺点是必须采用多路的独立直流电源,目前这种结构的多电平逆变器也已在实际电路中得到应用。在使用不同数值的直流电源时,可以增加输出电压的电平数,可以使用不同耐压等级、不同开关速度的开关器件,适合于更大功率的场合应用。

由于上述 4 种多电平逆变器电路结构形式的不同,二极管钳位式及飞跨电容钳位式多电平逆变器,多适用于高输入电压大功率逆变场合;而具有独立电源的级联式多电平逆变器,多适用于低压输入、高压输出的大功率逆变场合。

对于上面提到的那些不同结构类型的多电平逆变器,适合的控制方式有以下几种:



控制法适用的多电平电路:空间电压相量控制法,适合于 3~5 电平逆变器,5 电平以上的多电平逆变器,不适合使用空间电压相量控制法,因为它使电路非常复杂。对于 5 电平以上的多电平逆变器,适合采用载波三角波 PWM 控制法,它可以使电路大大简化。

SHPWM 法和 SFOPWM 法,既可以用于二极管钳位式电路,飞跨电容钳位式电路,也可以应用于具有独立直流电源的级联式电路,而 PSPWM 和 PS-SFOPWM 法只适合于级联式电路。

SFOPWM 法和 PS-SFOPWM 由于在正弦调制波中注入了零序谐波分量,因而只适合于三相逆变器。

对于单相具有独立直流电源的级联式多电平逆变器,PSPWM 法的控制效果最好。

对于三相具有独立直流电源的级联式多电平逆变器,PS-SFOPWM 法提高了等效开关频率,故此 SFOPWM 法具有更好的控制效果。

阶梯波与 EPWM 联合控制法、可调压 SHEPWM 法,适合于所有多电平逆变器电路。而 SHEPWM 法与 SPWM 法的混合应用控制法,则适合于应用在具有独立直流电源的不同开关器件,不同直流电压数值的混合单元级联式多电平逆变器上。



8.2 二极管钳位式多电平逆变器

二极管钳位式多电平逆变器分为单相和三相两种,每一种又分为三电平和多电平,下面分别进行介绍。

8.2.1 单相二极管钳位多电平逆变器

单相二极管钳位多电平逆变器,又可以分为三电平与多电平两种。

1. 单相二极管钳位三电平逆变器

单相二极管钳位三电平逆变器的原理电路如图 8-1 所示。其中,图(a)为电路图,图(b)为输出电压波形图。这是一个单相半桥式二极管钳位三电平逆变器。它的输出电压具有三个电平,如图 8-1(b)所示,即 $+E_d/2, 0, -E_d/2$ 。它的电路组成与通常的单相半桥式逆变器相比较,在电路中的桥臂上增加了两个钳位二极管 VD 与 VD' ,和两个功率开关管 V_2 与 V_1' 。钳位二极管的作用就是把桥臂上与其连接的点上的电压钳到零电位(直流电源电压中性点电位),从而实现三电平输出,并防止 C_{d1} (或 C_{d2})工作时短路。

和通常的单相半桥式逆变器一样,用两个单相半桥式二极管钳位三电平逆变器,也可以组成一个单相全桥式二极管钳位三电平逆变器,如图 8-2(a)所示,目的是为了进行 PWM 调压。A 桥臂与直流电源分压电容 $C_{d1} = C_{d2}$ 组成一个半桥式三电平逆变器,B 桥臂与直流电源分电容 $C_{d1} = C_{d2}$ 组成另一个半桥式三电平逆变器,它们的输出电压分别为 u_{AO} 和 u_{BO} 。假定 u_{AO} 与 u_{BO} 之间的相位角之差为 $180^\circ + \phi$,则调节 ϕ 角就可以调节三电平逆变器的输出电压。

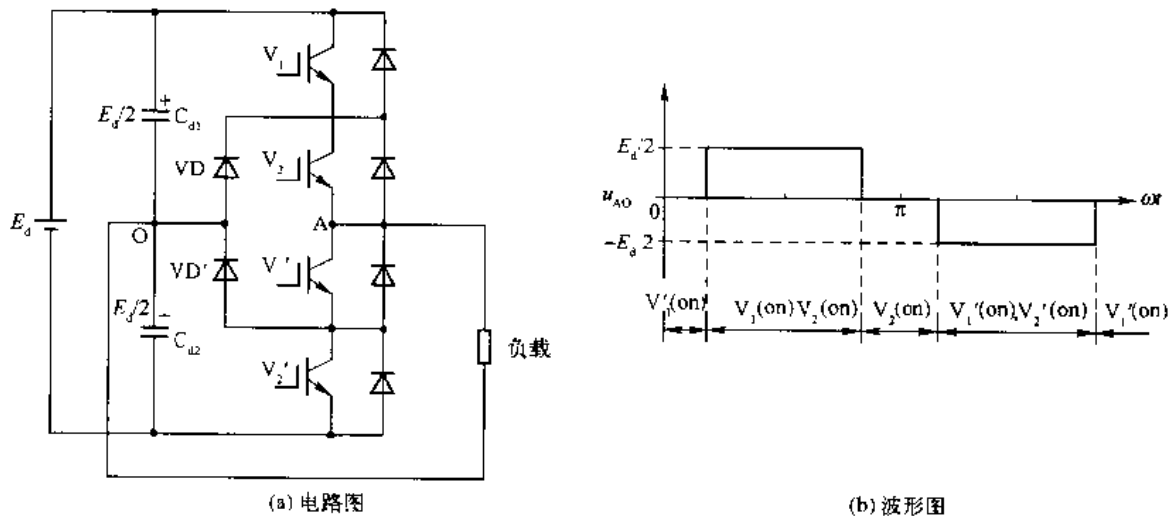


图 8-1 单相半桥式二极管钳位三电平逆变器

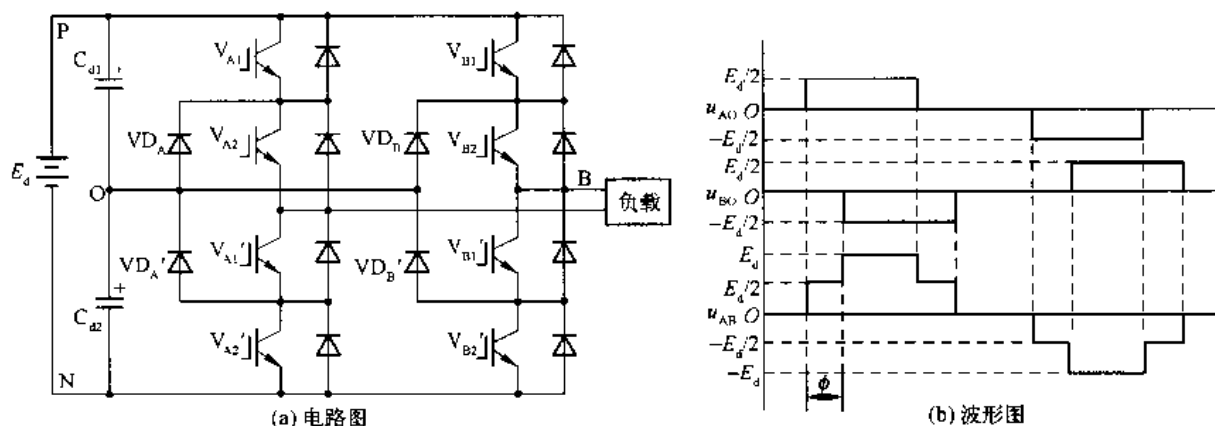


图 8-2 单相全桥式二极管钳位三电平逆变器

假定

$$u_{AO} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} U_{mn} \cdot \sin n\omega t$$

$$u_{BO} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} U_{mn} \cdot \sin n(\omega t + 180^\circ + \phi)$$

则

$$u_{AB} = u_{AO} - u_{BO}$$

$$= \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} U_{mn} \cdot 2 \cos \frac{n\phi}{2} \cdot \sin n\left(\omega t + \frac{\phi}{2}\right)$$

式中

$$U_{mn} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{E_d}{2} \cdot \sin n\omega t \cdot d(\omega t) = \frac{2E_d}{n\pi}$$

代入上式,得

$$u_{AB} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4E_d}{n\pi} \cdot \cos \frac{n\phi}{2} \cdot \sin n\left(\omega t + \frac{\phi}{2}\right)$$

$$U_{ABmn} = \frac{4E_d}{n\pi} \cos \frac{n\phi}{2}$$

2. 单相二极管钳位多电平逆变器

如果要得到电平数大于 3 的多电平逆变器,如电平数为 m ,则只要将直流分压电容改用 $(m-1)$ 个相同的电容串联,每一个桥臂的主功率开关管的串联个数改为 $2(m-1)$ 个,每一个桥臂的钳位二极管个数改为 $2(m-2)$ 个即可。图 8-3 所示的电路,为单相半桥式二极管钳位五电平逆变器。 $m=5$,所以直流分压电容的个数为 $5-1=4$,桥臂的主功率开关管的串联个数为 $2(5-1)=8$,桥臂的钳位二极管个数为 $2(5-2)=6$ 。

将两上如图 8-3 所示的半桥式五电平逆变电路,按照图 8-2(a)所示电路的方式连接起来,就可以组合成单相全桥式二极管钳位五电平逆变器。

对于七电平逆变器也是如此,不再重复。

二极管钳位五电平逆变器的输出电压电平与开关状态见表 8-1。

这里需要指明的是,二极管钳位多电平逆变器中的钳位二极管同样也有两个作用:一是把桥臂上与其连接的点上的电压,钳位到零或直流分压电容臂上与其相连的直流电压电位;二是防止多电平逆变器运行时使直流分压电容上的电压被短路。



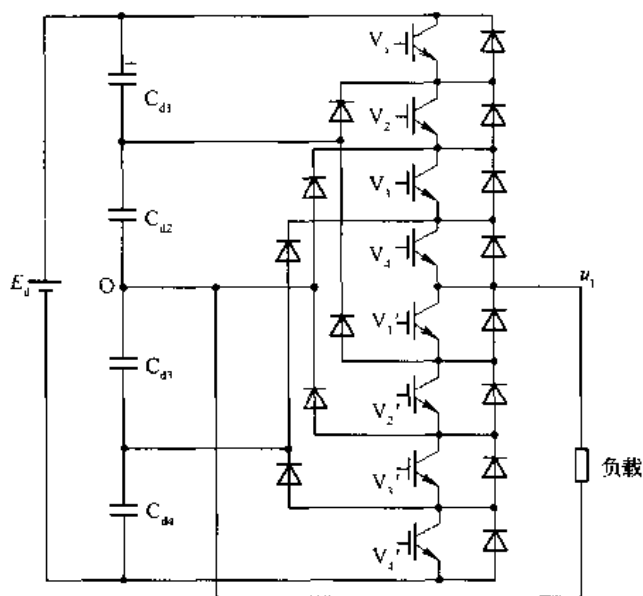


图 8-3 单相半桥式二极管钳位五电平逆变器

表 8-1 二极管钳位五电平逆变器的输出电压电平与开关状态

输出电压电平 u_L	开关状态							
	V_1	V_2	V_3	V_4	V_1'	V_2'	V_3'	V_4'
$E_d/2$	通	通	通	通	断	断	断	断
$E_d/4$	断	通	通	通	通	断	断	断
0	断	断	通	通	通	通	断	断
$-E_d/4$	断	断	断	通	通	通	通	断
$-E_d/2$	断	断	断	断	通	通	通	通

8.2.2 三相二极管钳位多电平逆变器

三相二极管钳位多电平逆变器,又可以分为三电平与多电平两种。

1. 三相二极管钳位三电平逆变器

三相二极管钳位三电平逆变器的原理电路,如图 8-4 所示。其中,图(a)为电路图,图(b)为说明电路工作方式的消除特定谐波的波形图。此电路与普通三相半桥式两电平逆变器相比,增加了两个分压电容 $C_{d1} = C_{d2}$,并在 A、B、C 三相桥臂上分别增加了两个功率开关管 V_{a2} 、 V_{a3} 、 V_{b2} 、 V_{b3} 、 V_{c2} 、 V_{c3} ,以及两个中性点钳位二极管 VD_{a1} 、 VD_{a2} 、 VD_{b1} 、 VD_{b2} 、 VD_{c1} 、 VD_{c2} 。A 相 V_{a3} 、 V_{a2} 分别为与 V_{a1} 、 V_{a4} 互补的开关,B相和 C 相同样如此。由于这种逆变器在一个输出电压周期内有三个电平($E_d/2$ 、0、 $-E_d/2$),如图 8-4(b)中的 u_{AO} 、 u_{BO} 、 u_{CO} 所示,故称为三电平逆变器。

图 8-4(b)中 A 相输出电压 u_{AO} 的放大波形如图 8-5(a)所示,此波形对称于原点,对称于 $\frac{\pi}{2}$ 轴,是奇函数,故波形中将不包含余弦项与偶次谐波。正弦项的几次谐波的傅里叶级数系数为

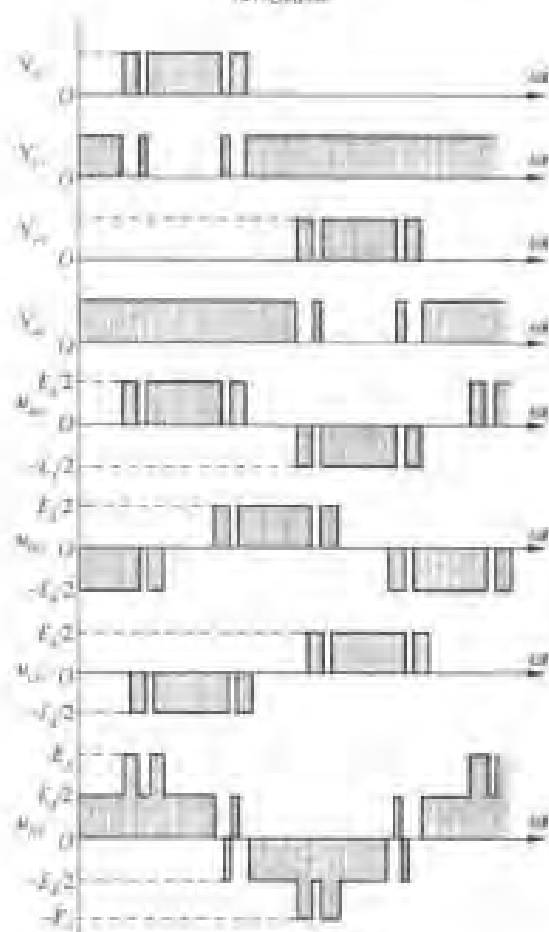
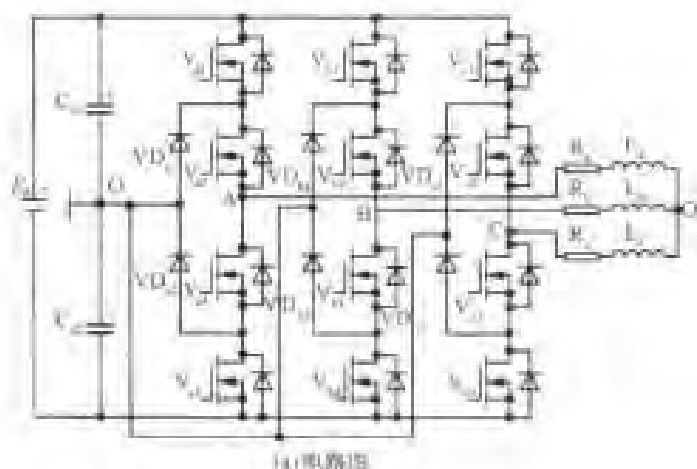


图 8-4 三相二极管两电平电桥逆变器的电路与工作波形

$$\begin{aligned}
 B_d &= \frac{2E_d}{n\pi} \left[\int_{\alpha_1}^{\pi} \sin n\theta \, d\theta + \int_{\alpha_2}^{\pi/2} \sin n\theta \, d\theta \right] \\
 &= \frac{2E_d}{n\pi} (\cos n\alpha_1 - \cos n\alpha_2 + \cos n\theta_2)
 \end{aligned} \tag{8-1}$$

A 相输出电压的基波分量为

$$u_{AC1} = U_{AC1m} \sin \omega t \quad (8-2)$$

由式(8-1)及式(8-2)可得

$$U_{AC1m} = \frac{2E_d}{\pi} (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2 + \cos \alpha_3)$$

为了消除 A 相输出电压 u_{AC} 中的 3 次、5 次和 7 次谐波, 可以令

$$\begin{cases} \cos 3\alpha_1 - \cos 3\alpha_2 + \cos 3\alpha_3 = 0 \\ \cos 5\alpha_1 - \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 = 0 \\ \cos 7\alpha_1 - \cos 7\alpha_2 + \cos 7\alpha_3 = 0 \end{cases}$$

对上式联立求解可得

$$\alpha_1 = 22.9^\circ; \alpha_2 = 37.9^\circ; \alpha_3 = 46.8^\circ$$

基波与各次谐波的幅值表达式为

$$U_{AC1m} = \frac{2E_d}{\pi} [\cos n(22.9^\circ) - \cos n(37.9^\circ) + \cos n(46.8^\circ)]$$

基波幅值的表达式为

$$\begin{aligned} U_{AC1m} &= \frac{2E_d}{\pi} [\cos(22.9^\circ) - \cos(37.9^\circ) + \cos(46.8^\circ)] \\ &= 0.52 E_d \end{aligned}$$

三相二极管钳位三电平逆变器 A 相输出电压 PWM 波形及消除 3、5、7 次谐波后的基波、11 次谐波和 13 次谐波幅值与基波幅值的关系曲线如图 8-5(b) 所示。其中图(a)为 A 相输出电压波形, 图(b)为基波、11 次谐波和 13 次谐波, 与基波幅值的关系曲线。

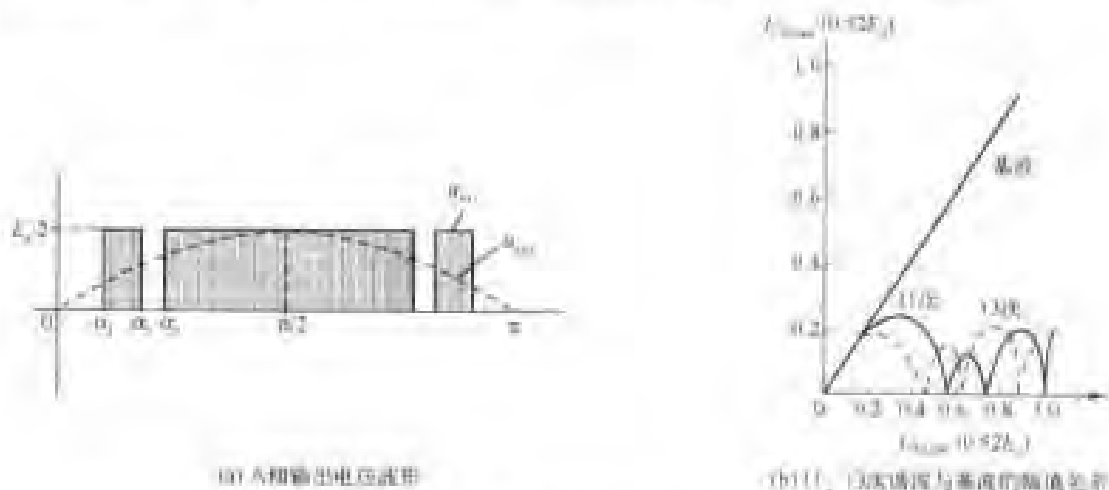


图 8-5 A 相输出电压的 PWM 波形及其 11 次、13 次谐波幅值与基波幅值的关系曲线

钳位二极管的作用有两个: 一是把桥臂上与其连接的点上的电位钳到零电位; 二是当功率开关管导通时提供电流通路, 并防止直流分压电容上的电压被短路。例如, 如果钳位二极管 VD_1 被导线代替, 那么当功率开关管 V_{d1} 导通时, 直流分压电容 C_{d1} 上的电压将短路。同



样,设置 VD_{a2} 是为了防止直流分压电容 C_{d2} 上的电压被功率开关管 V_{a4} 短路。

一种二极管钳位三电平 PWM 逆变器的改进电路如图 8-6 所示。此电路以一个三相三电平二极管钳位电路为主电路,附加了一个工作在三倍基频的单相半桥式三电平逆变电路,和一个变比为 $1:K$ 的单相变压器,通过恰当的控制可以输出 9 梯级阶梯波。为了得到更大容量和更高质量的输出电压波形,还可以采用多重叠加法,或通过变压器适当的移相和耦合连接得到两逆变器和四逆变器多重叠加电路,可以使输出电压波形成为准 18 梯级和 31 梯级的阶梯波。这种电路虽然结构和控制相对复杂一些,但在目前大容量开关器件开关频率较低的情况下,仍不失为一种可行的解决方案。

图 8-4(a)所示三相二极管钳位三电平逆变器,可以用三态开关变量 S_a 、 S_b 、 S_c 分别表示各桥臂的三种开关状态。

用变量 S_a 表示 A 相桥臂的开关状态。如果 A 相桥臂中的开关管 V_{a3} 、 V_{a4} 导通, V_{a1} 、 V_{a2} 截止,其等效电路如图 8-7(a)所示,这种状态定义为 0 态,即 $S_a = 0$, $u_{AO} = -E_d/2$; 如果 A 相桥臂中的开关管 V_{a2} 、 V_{a3} 导通, V_{a1} 、 V_{a4} 截止,其等效电路如图 8-7(b)所示,这种状态定义为 1 态,即 $S_a = 1$, $u_{AO} = 0$; 如果 A 相桥臂中的开关管 V_{a1} 、 V_{a2} 导通, V_{a3} 、 V_{a4} 截止,其等效电路如图 8-7(c)所示,这种状态定义为 2 态,即 $S_a = 2$, $u_{AO} = +E_d/2$ 。

三相输出的相电压,可以分别用三相开关变量 S_a 、 S_b 、 S_c 和直流输入电源电压 E_d 来表示,即

$$u_{AO} = (S_a - 1)E_d/2 \quad (S_a = 0, 1, 2) \quad (8-3)$$

$$u_{BO} = (S_b - 1)E_d/2 \quad (S_b = 0, 1, 2) \quad (8-4)$$

$$u_{CO} = (S_c - 1)E_d/2 \quad (S_c = 0, 1, 2) \quad (8-5)$$

三相输出线电压分别为

$$u_{AB} = u_{AO} - u_{BO} = (S_a - S_b)E_d/2 \quad (8-6)$$

$$u_{BC} = u_{BO} - u_{CO} = (S_b - S_c)E_d/2 \quad (8-7)$$

$$u_{CA} = u_{CO} - u_{AO} = (S_c - S_a)E_d/2 \quad (8-8)$$

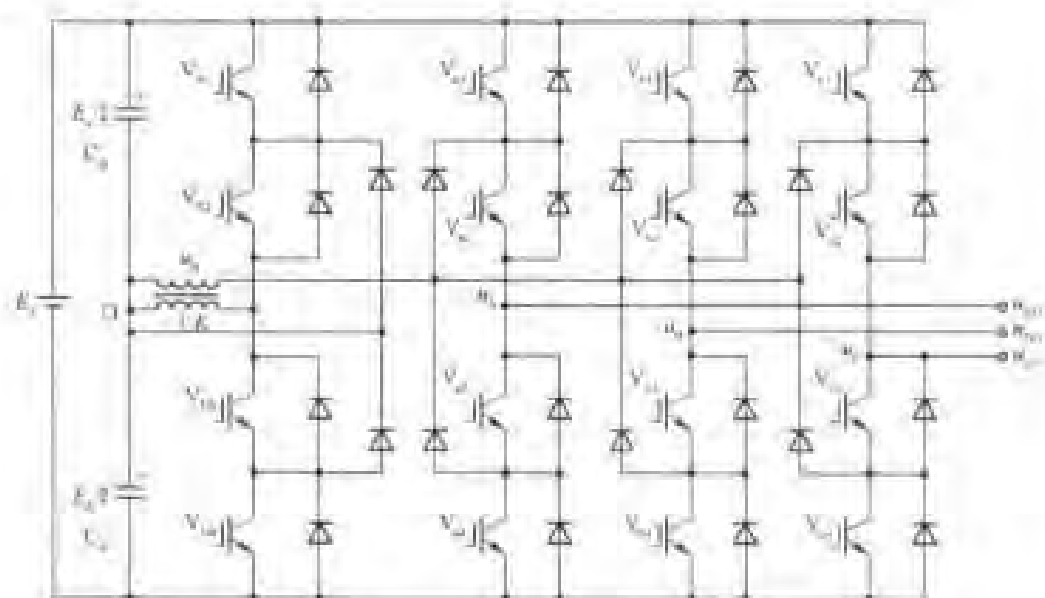
故有

$$\begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} = \frac{E_d}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (8-9)$$

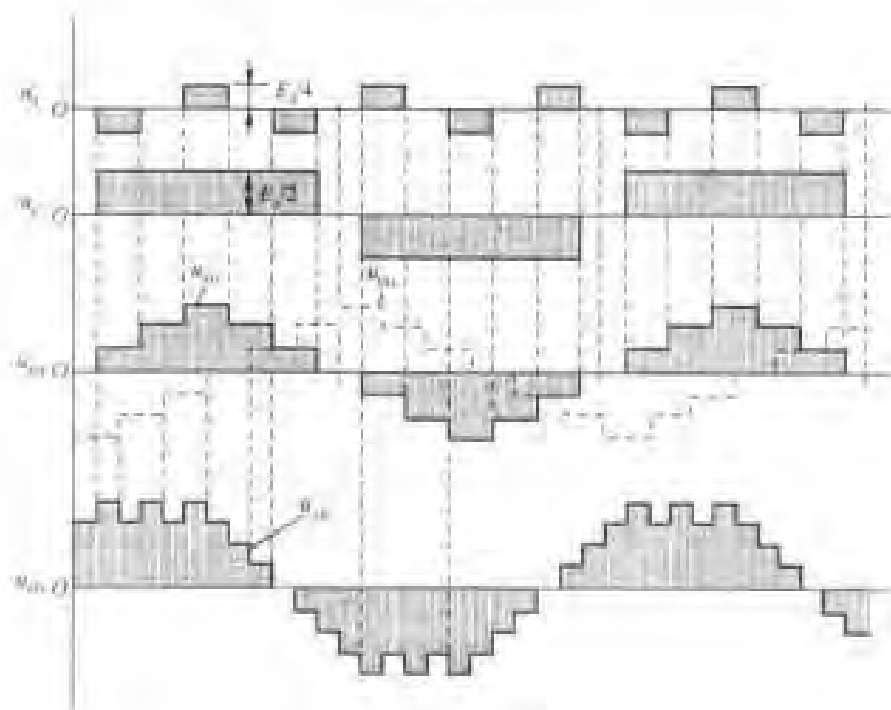
三相二极管钳位三电平逆变器的 SPWM 调制:

由图 8-4(a)可知,三电平逆变器的每一相桥臂上有 4 个开关管,4 个反馈二极管和 2 个钳位二极管。以 A 相桥臂为例,其开关管 V_{a1} 和 V_{a3} 的开关控制信号互补, V_{a2} 和 V_{a4} 的开关控制信号也是互补的。当开关管 V_{a1} 和 V_{a2} 同时导通时,输出相电压为 $E_d/2$; 当开关管 V_{a2} 和 V_{a3} 同时导通时,输出相电压为 0; 当开关管 V_{a3} 和 V_{a4} 同时导通时,输出相电压为 $-E_d/2$ 。为了确保电路中 du/dt 不能太大,必须保证每相桥臂中只能有上述三种情况的开关状态(即 0 态,1 态和 2 态),每一种状态只能有 2 个开关管同时导通,绝不容许有 3 个开关管同时导通。由于开关管所采用的开关器件都不是理想的器件,它的开通和关断都需要一定的





(a) 电路图



(b) 工作波形

图 8-6 附加半桥电路和变压器的二极管相位逆变器

时间,而且关断时间又常常大于开通时间,因此为了防止同桥臂开关管在转换时产生“穿通”故障,在开关管控制信号中必须加入死区时间。从以上的分析可知,一个桥臂中只能有两个独立的控制信号。 V_{a1} 和 V_{a2} 的驱动控制信号是由 2 个具有同相位、同频率 f_c 、同幅值 U_c 、



且对称分布的载波三角波, 和一个幅值为 U_c 、频率为 f_c 的正弦调制波进行比较得到的。在正弦波大于三角波的部分则产生开通相应开关管的驱动信号, 小于部分则产生关断相应开关管的信号, 对于三电平逆变器, 调制度 $M = U_c / (2U_d)$, 载波比 $N = f_c / f_e$ 。

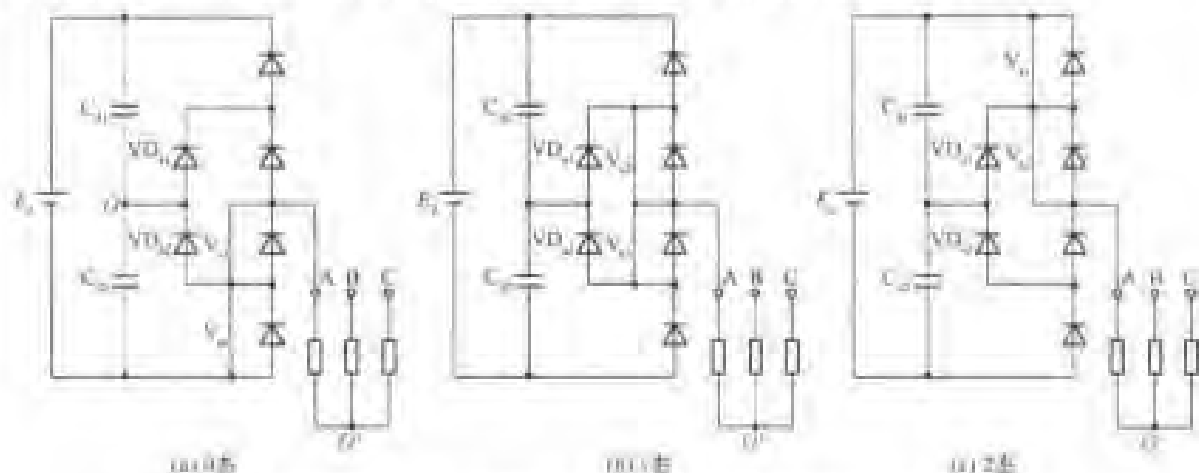


图 8-7 三相二极管相位三电平逆变器的 A 相等效电路

当 $M=0.9, N=9$ 时, 得到三电平逆变器的 SPWM 调制波形如图 8-8 所示。其中, 图(a)为 SPWM 调制波形, 图(b)为 u_{AN} 波形, 图(c)为 u_{BN} 波形, 图(d)为线电压 u_{AB} 的波形。

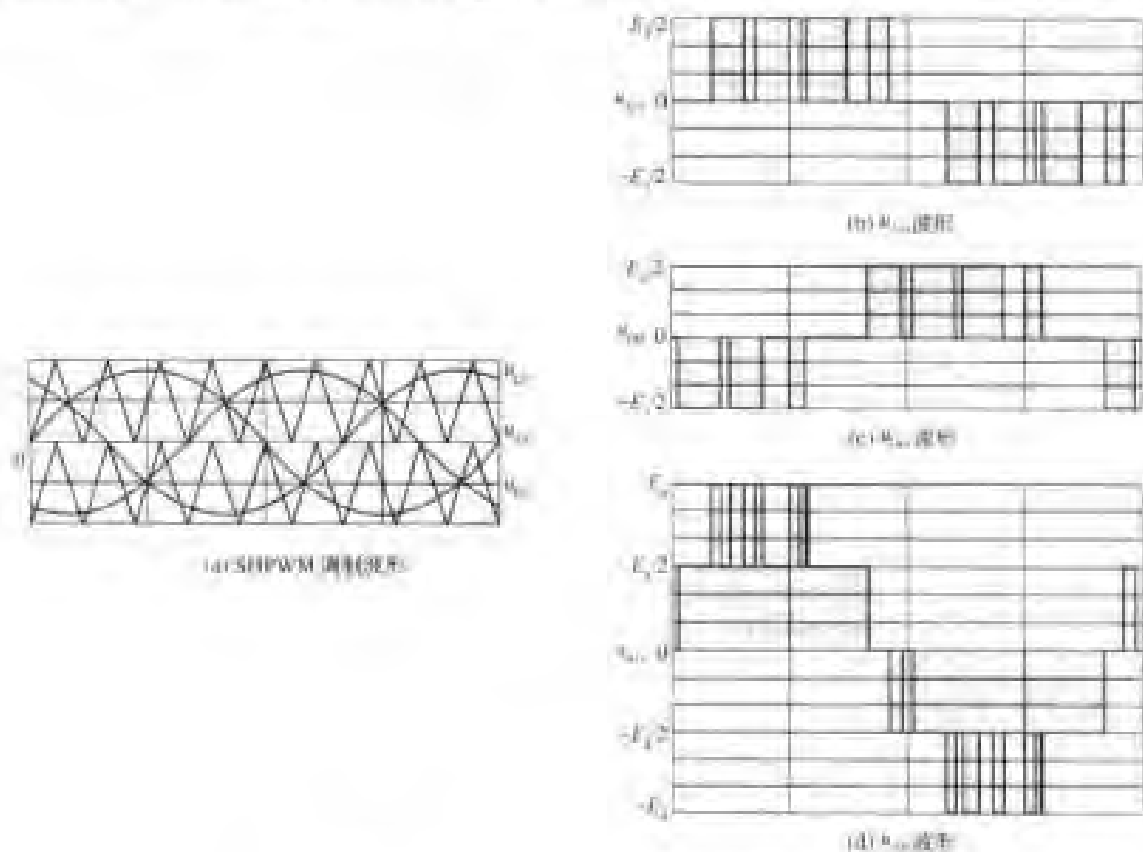


图 8-8 三相三电平逆变器的 SPWM 调制波形

2. 三相二极管钳位多电平逆变器

三相二极管钳位多电平逆变器电路的特点是,采用多个二极管对相应的开关管进行钳位,同时利用不同的开关组合得到不同电平的输出电压。假定相电压的电平数为 m ,则直流分压电容的个数为 $(m-1)$,每一相桥臂的主功率开关管的串联个数为 $2(m-1)$,每一相桥臂的钳位二极管个数为 $2(m-2)$,线电压的电平数为 $(2m-1)$ 。

图 8-9 所示为三相二极管钳位五电平逆变器的原理电路与工作波形。 $m=5$,直流分压电容的个数为 $(5-1)=4$,每一相桥臂的主功率开关管的串联个数为 $2(5-1)=8$,每一相桥臂的钳位二极管的个数为 $2(5-2)=6$ 。每一相输出电压的电平与开关状态的关系见表 8-2。

表 8-2 二极管每相钳位五电平逆变器的输出电压电平与开关状态

输出电压电平 u_{AO}	开关状态							
	V_{a1}	V_{a2}	V_{a3}	V_{a4}	V_{a5}	V_{a6}	V_{a7}	V_{a8}
$E_d/2$	1	1	1	1	0	0	0	0
$E_d/4$	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	0
$-E_d/4$	0	0	0	1	1	1	1	0
$-E_d/2$	0	0	0	0	1	1	1	1

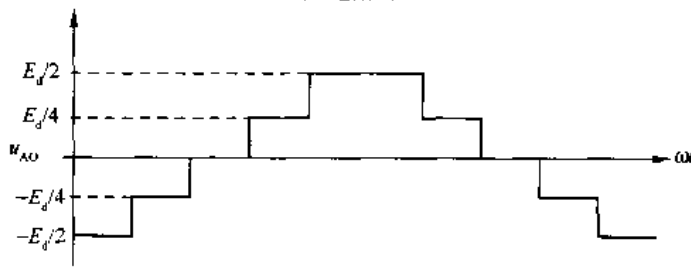
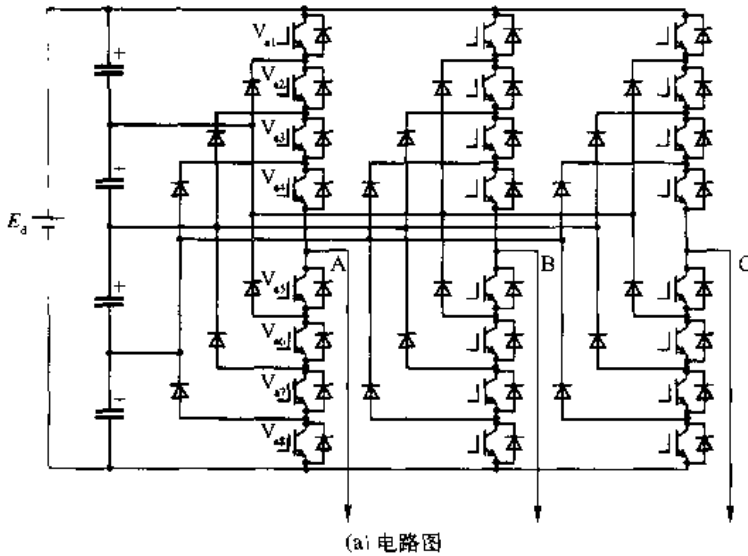


图 8-9 三相二极管钳位五电平逆变器的电路与工作波形



三相二极管钳位多电平逆变器,增多了电平数,可以使输出电压和输出电流的总谐波含量大大减小。这种电路结构形式的显著优点是:利用二极管进行钳位,解决了功率开关管的串联均压问题。但是二极管钳位式多电平逆变器却存在着以下缺点:

(1) 虽然开关管被钳位在 $E_d/(m-1)$ 电压上,但是二极管的电压应力不均匀还需要不同倍数的 $E_d/(m-1)$ 反向耐压。如果使二极管的反向耐压与功率开关管相同,则需要串联多个二极管,如图 8-10(a)所示,其数目为 $(m-1)(m-2)/2$ 。当 m 很大时,实际电路的实现就相当困难。

(2) 当逆变器只传输无功功率时,直流分压电容在半个周期内由相等的充电和放电来平衡电容上的电压。但是当逆变器传输有功功率时,由于各个分压电容的充电时间不同,将使直流分压电容上的电不平衡。

上述的二极管钳位多电平逆变器电路中的二极管承受电压不均匀给二极管的选择造成了麻烦;若按照最大值选择,则会造成浪费;若采用多管串联,又会产生均压问题。

1999 年, Xiaoming Yuan 提出了一种新的电路结构形式,如图 8-10(b)所示。它的元器件个数和功率开关管的控制方法与原来的电路结构完全相同,只是二极管的连接位置不同。这种电路结构形式不但可以将功率开关管的电位钳位在单个直流分压电容电压上,而且钳位二极管也被钳位在单个直流分压电容电压上,从而解决了钳位二极管承受电压不均匀的问题。

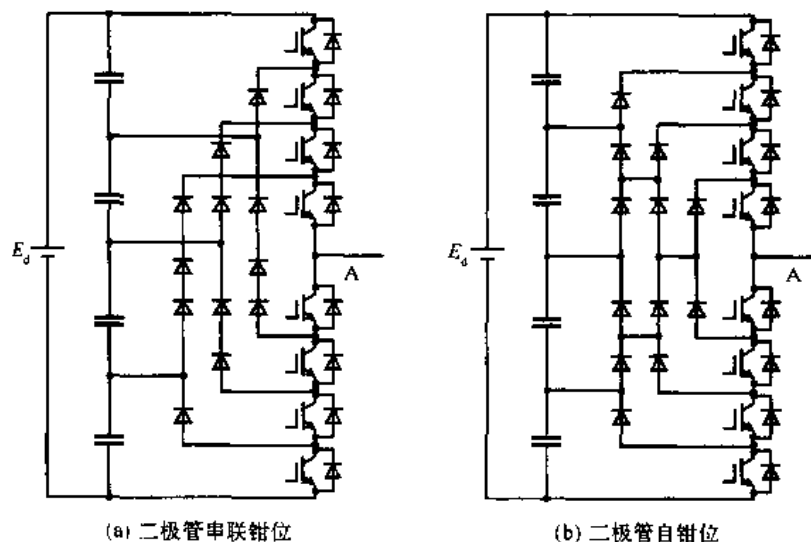


图 8-10 二极管钳位的新电路结构

8.3 飞跨电容钳位式多电平逆变器

飞跨电容钳位式多电平逆变器,与二极管钳位式多电平逆变器相同,也可以分为单相和三相两种,每一种又分为三电平和多电平。

8.3.1 单相飞跨电容钳位多电平逆变器

单相飞跨电容钳位多电平逆变器,又可以分为三电平与多电平两种。



1. 单相飞跨电容钳位三电平逆变器

单相飞跨电容钳位三电平逆变器的原理电路如图 8-11 所示。其中,图(a)为电路图,图(b)为输出电压波形图。这是一个单相半桥式飞跨电容钳位三电平逆变器。它的输出电压波形具有三个电平,如图 8-11(b)所示,即 $+E_d/2, 0, -E_d/2$, 它的电路组成与通常的单相半桥式逆变器相比较,在电路中的桥臂上增加了一个钳位电容 C 和两个功率开关管 V_2 与 V_1' 。电容 C 的作用主要是将功率开关管的电压钳位在单个直流分压电容上的电压,从而实现三电平输出。

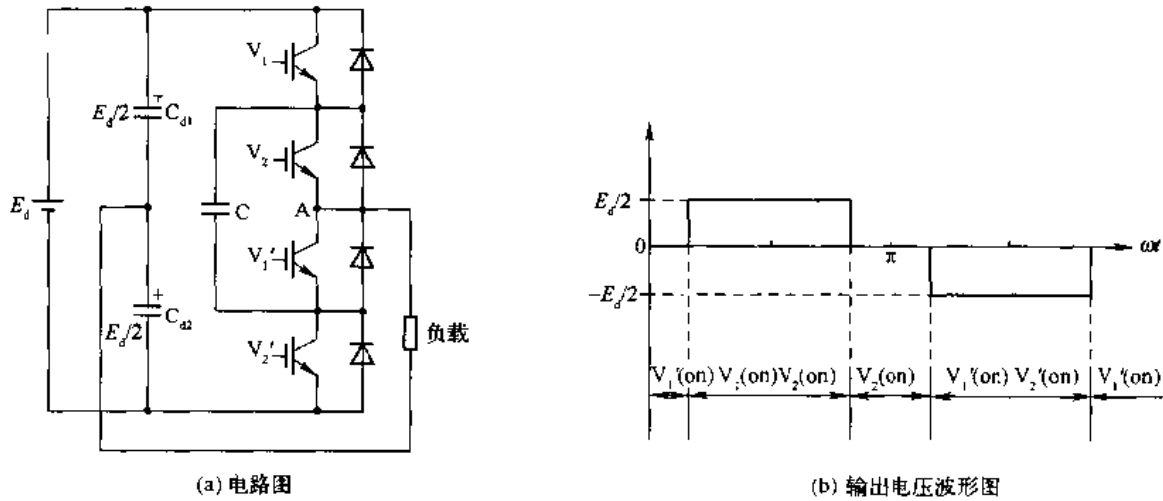


图 8-11 单相半桥式飞跨电容钳位三电平逆变器

和通常的单相半桥式逆变器一样,用两个单相半桥式飞跨电容钳位三电平逆变器,也可以组成一个单相全桥式飞跨电容钳位三电平逆变器,如图 8-12(a)所示,目的是为了进行 PWM 调压。A 桥臂与直流分压电容 $C_{d1} = C_{d2}$ 组成一个半桥式三电平逆变器;B 桥臂与直流分压电容 $C_{d1} = C_{d2}$ 组成另一个半桥式三电平逆变器。它们的输出电压分别为 u_{AO} 和 u_{BO} 。假定 u_{AO} 与 u_{BO} 之间的相位之差为 $180^\circ + \phi$,

则

$$u_{AO} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} U_{mn} \cdot \sin n\omega t$$

$$u_{BO} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} U_{mn} \cdot \sin n(\omega t + 180^\circ + \phi)$$

$$u_{AB} = u_{AO} - u_{BO}$$

$$= \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} U_{mn} \cdot 2 \cos \frac{n\phi}{2} \cdot \sin n\left(\omega t + \frac{\phi}{2}\right)$$

式中

$$U_{mn} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{E_d}{2} \cdot \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{2E_d}{n\pi}$$

代入上式得





$$u_{AB} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4E_d}{n\pi} \cdot \cos \frac{n\phi}{2} \cdot \sin n \left(\omega t + \frac{\phi}{2} \right)$$

$$U_{AB\ mn} = \frac{4E_d}{n\pi} \cos \frac{n\phi}{2}$$

2. 单相飞跨电容钳位多电平逆变器

如果要得到电平数大于 3 的多电平逆变器,如电平数为 m ,则直流分压电容的个数为 $(m-1)$,桥臂的主功率开关管个数为 $2(m-1)$,钳位电容的个数为 $(m-1)(m-2)/2$ 。图 8-13 所示的电路,为单相半桥式飞跨电容钳位五电平逆变器, $m=5$,直流分压电容的个数为 $(5-1)=4$,桥臂的主功率开关管的个数为 $2(5-1)=8$,钳位电容的个数为 $(5-1)(5-2)/2=12/2=6$ 。

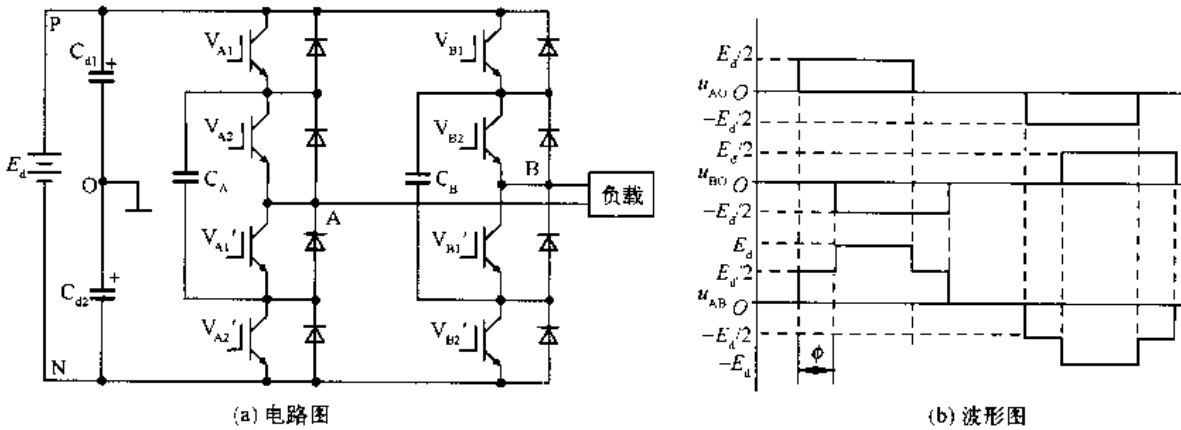


图 8-12 单相全桥式飞跨电容钳位三电平逆变器

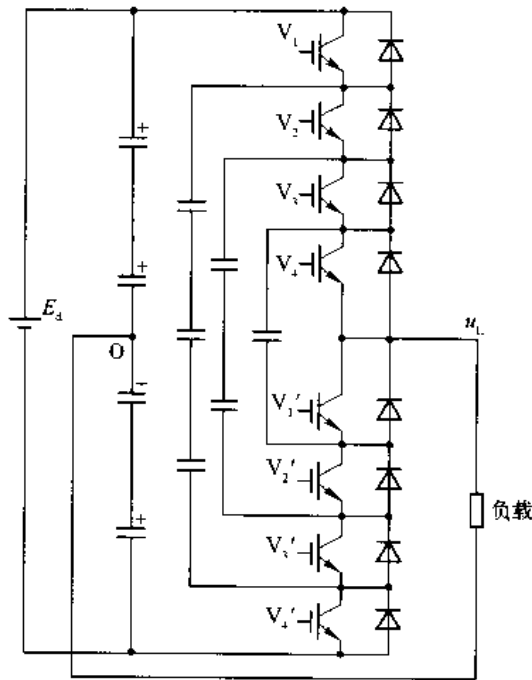


图 8-13 单相半桥式飞跨电容钳位五电平逆变器



将两个如图 8-13 所示的半桥式五电平逆变器,按照图 8-12(a)所示电路的方式连接起来,就可以组合成单相全桥式飞跨电容钳位五电平逆变器。

对于七电平逆变器也是如此,不再重复。

飞跨电容钳位五电平逆变器输出电压的电平与开关状态的关系见表 8-3。

表 8-3 飞跨电容钳位五电平逆变器输出电压电平和一种可能的开关状态组合

输出电压电平 u_L	开关状态							
	V_1	V_2	V_3	V_4	V_1'	V_2'	V_3'	V_4'
$E_d/2$	通	通	通	通	断	断	断	断
$E_d/4$	断	通	通	通	通	断	断	断
0	断	断	通	通	通	通	断	断
$-E_d/4$	断	断	断	通	通	通	通	断
$-E_d/2$	断	断	断	断	通	通	通	通

8.3.2 三相飞跨电容钳位多电平逆变器

三相飞跨电容钳位多电平逆变器,又可以分为三电平与多电平两种。

1. 三相飞跨电容钳位三电平逆变器

飞跨电容钳位多电平逆变器,是由 T.A.Meynard 和 H.Foch 于 1992 年提出来的。其三相飞跨电容钳位三电平逆变器的电路结构如图 8-14 所示。它的特点是用飞跨电容钳位取代了二极管钳位,直流分压电容不变,其工作原理与图 8-4(a)所示的二极管钳位三相三电平逆变器相似,因此图 8-4(b)所示的消除特定谐波 PWM 控制方式,图 8-8 所示的 SHPWM 控制方式,以及表 8-2 给出的输出电压电平与开关状态的关系,都可以应用于三相飞跨电容钳位三电平逆变器。其输出相电压的电平数为 3,输出线电压的电平数为 $(2 \times 3 - 1) = 5$ 。

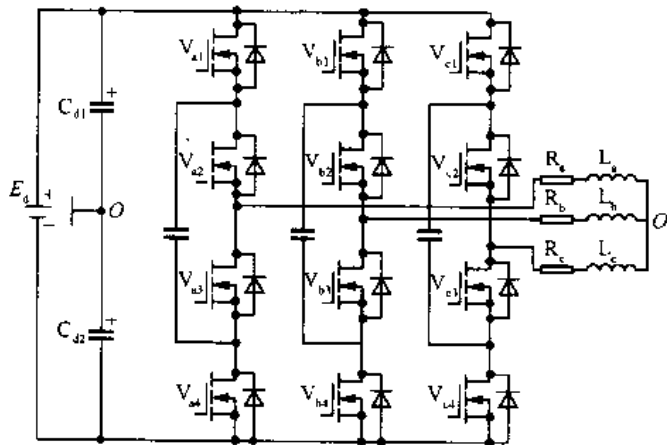


图 8-14 三相飞跨电容钳位三电平逆变器



飞跨电容钳位相对于二极管钳位式逆变器的优点是：

(1) 在电压合成方面,开关状态的选择具有更大的灵活性;

(2) 由于飞跨电容的引进,可以通过在同一电平上不同的开关组合,使直流电源中分压电容上的电压保持均衡;

(3) 可以控制有功功率和无功功率的流量,因此适合用于高压直流输电。

但飞跨电容钳式三电平逆变器也有以下缺点:

(1) 每个桥臂上需要 $(3-1)(3-2)/2=1$ 个钳位电容,成本高,且不易封装;

(2) 控制方法复杂,实现困难;

(3) 存在电容电压不均衡问题。

2. 三相飞跨电容钳位多电平逆变器

三相飞跨电容钳位多电平逆变器,需要采用多个电容对应的开关管进行钳位,同时利用不同的开关组合得到不同电平的输出电压。假定相电压的电平数为 m ,则直流分压电容的个数为 $(m-1)$,每一相桥臂的主功率开关管的串联个数为 $2(m-1)$,每一相桥臂的钳位电容个数为 $(m-1) \cdot (m-2)/2$,线电压的电平数为 $(2m-1)$ 。

图 8-15 所示为三相飞跨电容钳位五电平逆变器的原理电路。 $m=5$,直流分压电容的个数为 $(5-1)=4$,每一相桥臂的主功率开关管的串联个数为 $2(5-1)=8$,每一相桥臂的钳位电容个数为 $(5-1) \cdot (5-2)/2=6$ 。每一相输出电压的电平与开关状态的关系见表 8-4。

表 8-4 每一相输出电压的电平与开关状态的关系

输出电压电平 u_{AO}	开关状态							
	V_{a1}	V_{a2}	V_{a3}	V_{a4}	V_{a5}	V_{a6}	V_{a7}	V_{a8}
$E_d/2$	1	1	1	1	0	0	0	0
$E_d/4$	1	1	1	0	1	0	0	0
0	1	1	0	0	1	1	0	0
$-E_d/4$	1	0	0	0	1	1	1	0
$-E_d/2$	0	0	0	0	1	1	1	1

这种多电平逆变器的显著特点是电压合成更加灵活。以 A 相电压 u_{AO} 的合成为例,具有下列多种开关组合:

(1) V_{a1} 、 V_{a2} 、 V_{a3} 、 V_{a4} 导通时, $u_{AO} = E_d/2$;

(2) V_{a1} 、 V_{a2} 、 V_{a3} 、 V_{a5} 导通,或 V_{a2} 、 V_{a3} 、 V_{a4} 、 V_{a8} 导通,或 V_{a1} 、 V_{a3} 、 V_{a4} 、 V_{a7} 导通,或 V_{a1} 、 V_{a2} 、 V_{a4} 、 V_{a6} 导通时, $u_{AO} = E_d/4$;

(3) V_{a1} 、 V_{a2} 、 V_{a5} 、 V_{a6} 导通,或 V_{a3} 、 V_{a4} 、 V_{a7} 、 V_{a8} 导通,或 V_{a1} 、 V_{a3} 、 V_{a5} 、 V_{a7} 导通,或 V_{a1} 、 V_{a4} 、 V_{a6} 、 V_{a7} 导通,或 V_{a2} 、 V_{a4} 、 V_{a6} 、 V_{a8} 导通,或 V_{a2} 、 V_{a3} 、 V_{a5} 、 V_{a8} 导通时, $u_{AO} = 0$;

(4) V_{a1} 、 V_{a5} 、 V_{a6} 、 V_{a7} 导通,或 V_{a4} 、 V_{a6} 、 V_{a7} 、 V_{a8} 导通,或 V_{a3} 、 V_{a5} 、 V_{a7} 、 V_{a8} 导通,或 V_{a2} 、 V_{a5} 、 V_{a6} 、 V_{a8} 导通时, $u_{AO} = -E_d/4$;



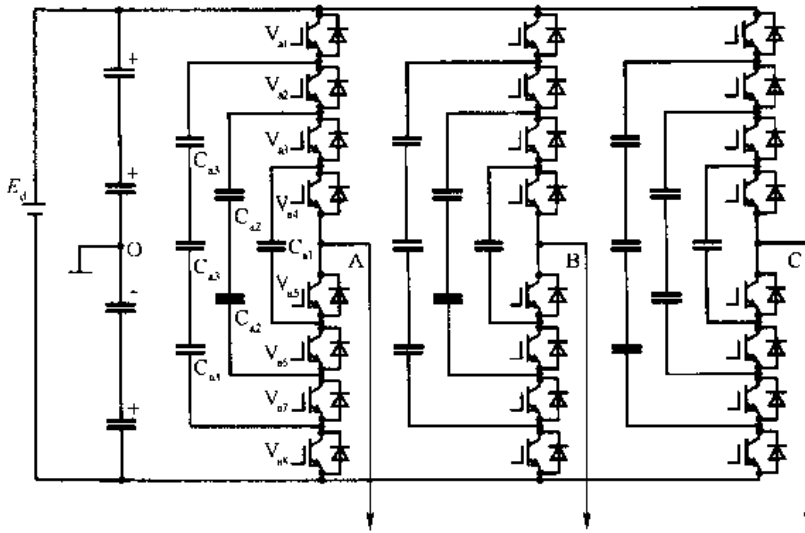


图 8-15 三相飞跨电容钳位五电平逆变器

(5) V_{a5} 、 V_{a6} 、 V_{a7} 、 V_{a8} 导通时, $u_{AO} = -E_d/2$ 。

这种飞跨电容钳位多电平逆变器, 和三电平逆变器一样具有以下特点:

- (1) 由以上的说明可知, 在电压合成方面, 开关状态的选择具有更大的灵活性;
- (2) 电容的引入, 通过同一电平上不同开关的组合, 使直流侧电容电压均衡;
- (3) 可以控制有功功率和无功功率的流量, 可以用于高压直流输电;
- (4) 每相桥臂需要 $(m-1)(m-2)/2$ 个电容和直流分压的 $(m-1)$ 个电容, 系统成本高, 封装困难;
- (5) 控制复杂, 实现困难;
- (6) 平衡电容的电压并不平衡。

3. 电容电压自平衡钳位式多电平逆变器

电容电压自平衡钳位式多电平逆变器, 是由 Peng Fangzheng 于 2000 年提出来的, 它是以前电容钳位的半桥式电路结构为基本单元组成的。多级电路是由基本单元按照金字塔结构形式组成的, 图 8-16 所示为五电平的电容电压自平衡式逆变器。在图 8-16 中, 功率开关管 V_{P1} 、 V_{P2} 、 V_{P3} 、 V_{P4} 、 V_{n1} 、 V_{n2} 、 V_{n3} 、 V_{n4} 和二极管 VD_{P1} 、 VD_{P2} 、 VD_{P3} 、 VD_{P4} 、 VD_{n1} 、 VD_{n2} 、 VD_{n3} 、 VD_{n4} 用来在输出端输出所需的电平, 其它的功率开关管、二极管和电容用于电平钳位, 以实现单元的自动均压。

电容电压自平衡钳位多电平逆变器具有以下特点:

- (1) 实现了电容电压的自动钳位, 不需要复杂的电容电压平衡控制算法;
- (2) 可以用相同的电路实现功率的双向流动;
- (3) 电平增加时, 所需的电容和功率开关管数目显著增加;
- (4) 使用的功率开关管和钳位电容较多, 使开关损耗增大;
- (5) 随着电路级数的增加, 功率开关管的通态压降引起的每级电压降落明显。

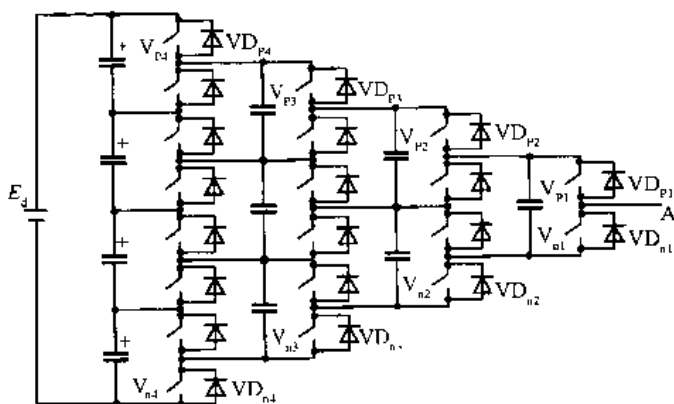


图 8-16 电容电压自平衡钳位五电平逆变器

8.4 具有独立直流电源的级联式多电平逆变器

在本章的前面两节介绍的是,使用无源器件二极管或电容钳位的多电平逆变器,其它电路采用的都是半桥式电路结构。下面介绍的具有独立直流电源的级联式多电平逆变器和下一节介绍的混合型具有独立直流电源的级联式多电平逆变器,都属于单相全桥功率单元直接串联叠加的级联式电路结构,其基本功率单元就是单相全桥式逆变器(FBI)。级联式多电平逆变器的合成原理,就是将载波三角波经过移相的 PWM 调制式 FBI 直接串联叠加,而合成出多电平电压波形的。

具有独立直流电源的级联式多电平逆变器,与前两节介绍的二极管钳位式多电平逆变器,或飞跨电容钳位式多电平逆变器相比较,具有以下特点:

- (1) m 电平的逆变器,所需的 FBI 个数和独立电源个数为 $(m-1)/2$,输出的相电压电平数为 m ,输出的线电压电平数为 $(2m-1)$;
- (2) 当输出的电平数相同时,所需的元件数量最少;
- (3) 容易实现模块化;
- (4) 不用钳位二极管和钳位电容;
- (5) 控制方法简单,每一级可以独立进行控制;
- (6) 使用的独立直流电源个数多,仅适用于低压输入且直流电源较多的逆变场合。

8.4.1 单相具有独立直流电源的级联式多电平逆变器

1. FBI 的工作状态与串联叠加的控制方式及叠加方式

采用 N 个 FBI 直接串联叠加的单相具有独立直流电源的级联式多电平逆变器的原理电路,如图 8-17(a)所示。为了保证电路畅通,其中每一个 FBI 都应有正向导通、反向导通和旁路 3 种工作状态,如图 8-17(b)所示。以图 8-17(a)中的 FBI₋₁ 为例:当 V_{11} 、 V_{14} 导通时, FBI₋₁ 处于正向导通状态,输出正向电压 E_{d1} ;当 V_{12} 、 V_{13} 导通时, FBI₋₁ 处于反向导通状态,输出反向电压 $-E_{d1}$;当 V_{11} 、 V_{12} 或 V_{13} 、 V_{14} 同时导通时,则 FBI₋₁ 处于旁路状态,输出电压为零。

图8-17(a)所示的 FBI 级联式多电平逆变器,为了能使电路中每个 FBI 都能按照图 8-17(b)所示的 3 种工作状态工作,多电平逆变器的控制方式应采用以 FBI 一个桥臂为功率单元的载波三角波移相 SPWM 控制方式,载波应采用双极性三角波。如当多电平逆变器是用 N 个 FBI 串联叠加时, N 个 FBI 的左桥臂的载波三角波应依次超前 $\frac{\pi}{N}$ 相位角,右桥臂的载波三角波应超前于左桥臂 180° 。各个 FBI 的左、右桥臂采用同一个正弦波进行调制,以使各个 FBI 的左、右桥臂输出电压中的基波完全相同。这样, N 个 FBI 输出电压的串联叠加,就可以使多电平逆变器的输出电压,成为 $2N + 1$ 电平的电压,并能使级联电路中的每一个 FBI 按照图 8-17(b)所示的 3 种工作状态工作。下面以 $N=2$ 的两个 FBI 级联叠加为例,来对这种控制方式进行说明。

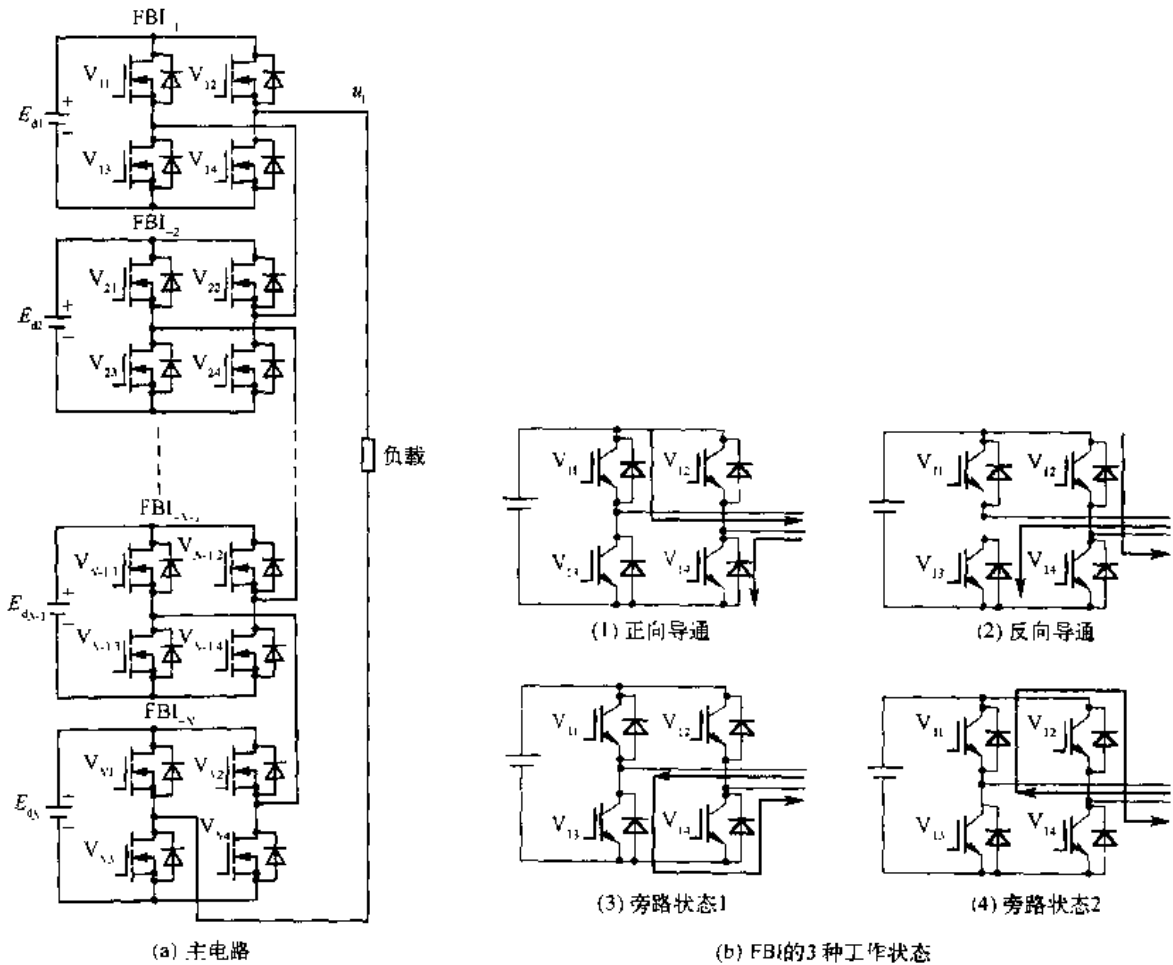


图 8-17 单相具有独立直流电源的级联式多电平逆变器

$N=2$ 的两个 FBI 级联叠加的主电路、控制电路及其工作波形如图 8-18 所示。其中,图(a)为主电路,图(b)为控制电路,图(c)为工作波形图。

在图 8-18(c)中,FBI₋₁左桥臂 V_{11} 、 V_{13} 的载波三角波 u_{C1} 的初相位角 $\alpha = 0^\circ$,右桥臂 V_{12} 、 V_{14} 的载波三角波 u_{C2} 的初相位角 $\alpha = 180^\circ$;FBI₋₂左桥臂 V_{21} 、 V_{23} 的载波三角波 u_{C3} 的初相位角



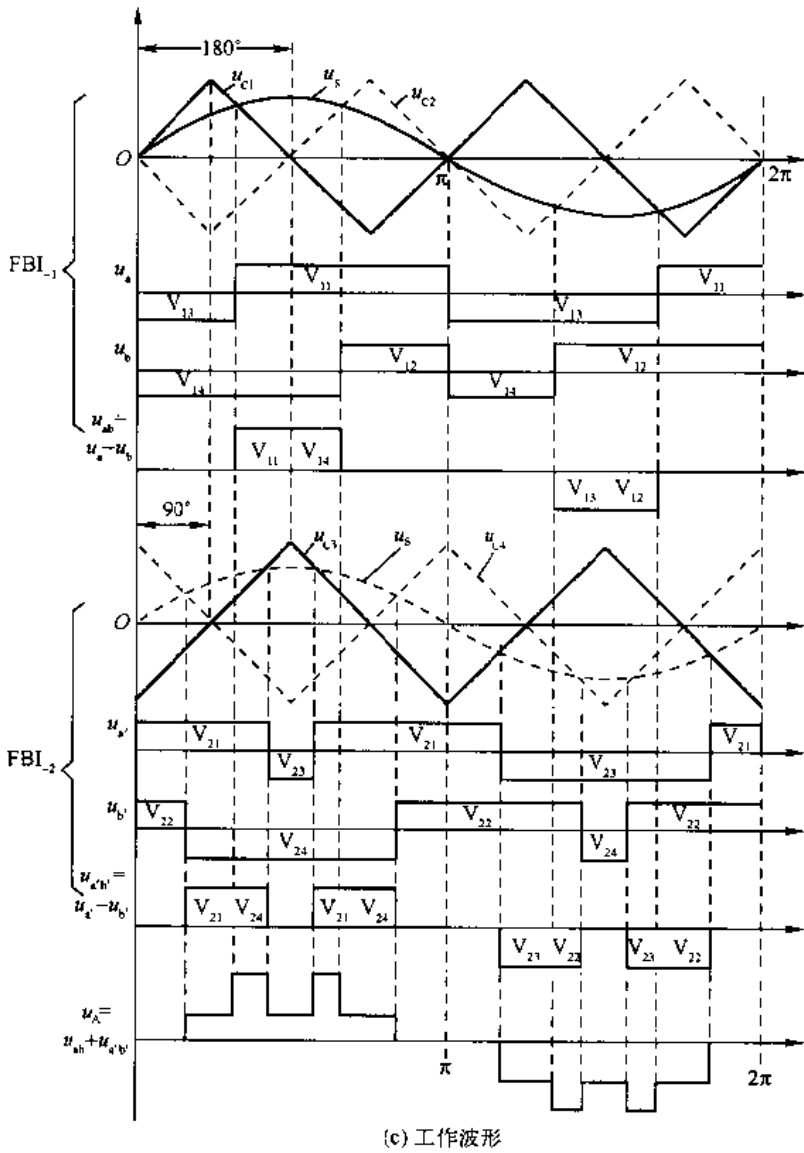
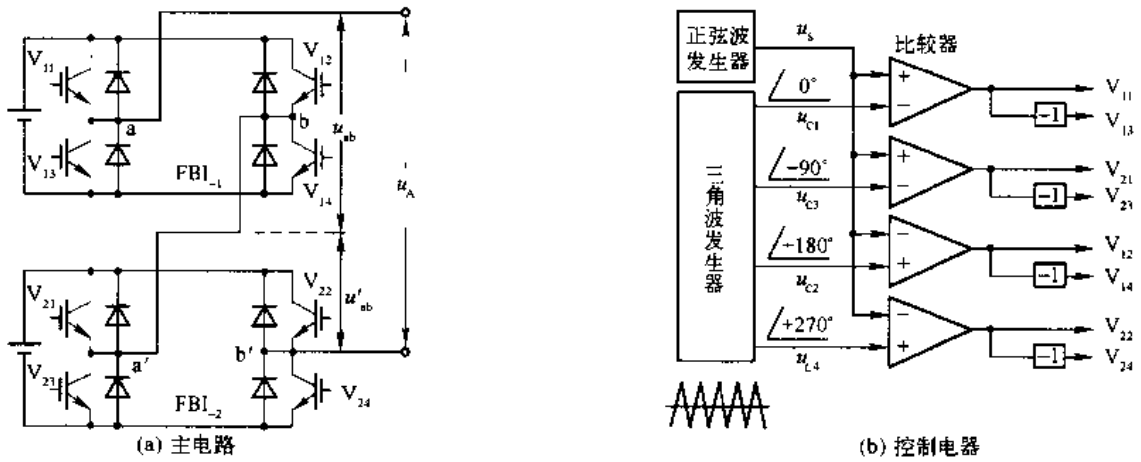


图 8-18 两个 FBI 级联叠加的主电路、控制电路和工作波形图



$\alpha = 90^\circ$, 右桥臂 V_{22} 、 V_{24} 的载波三角波 u_{c4} 的初相位角 $\alpha = 270^\circ$ 。FBI₋₁、FBI₋₂ 的左、右桥臂的调制波用同一个正弦波 u_s 进行调制。FBI₋₁ 左桥臂的输出电压为 u_a , 右桥臂的输出电压为 u_b , FBI₋₁ 两桥臂之间的输出电压 $u_{ab} = u_a - u_b$; FBI₋₂ 左桥臂的输出电压为 $u_{a'}$, 右桥臂的输出电压为 $u_{b'}$, FBI₋₂ 两桥臂之间的输出电压 $u_{a'b'} = u_{a'} - u_{b'}$ 。FBI₋₁ 与 FBI₋₂ 串联叠加后总的输出电压 $u_A = u_{ab} + u_{a'b'}$ 是一个五电平电压波形。对于 FBI₋₁、 V_{11} 、 V_{14} 导通时输出 u_{ab} 的正半周, V_{12} 、 V_{13} 导通时输出 u_{ab} 的负半周, V_{11} 、 V_{12} 或 V_{13} 、 V_{14} 导通时 FBI₋₁ 的输出电压等于零工作于旁路状态; 对于 FBI₋₂、 V_{21} 、 V_{24} 导通时输出 $u_{a'b'}$ 的正半周, V_{22} 、 V_{23} 导通时输出 $u_{a'b'}$ 的负半周, V_{21} 、 V_{22} 或 V_{23} 、 V_{24} 导通时 FBI₋₂ 的输出电压等于零工作于旁路状态。由上述的工作过程可以知道, 这种以 FBI 一个桥臂为功率单元的载波三角波移相 SPWM 控制方式可以满足 FBI₋₁ 与 FBI₋₂ 在整个工作过程中, 实现正向导通、反向导通和旁路 3 种工作状态。

当然也可以看到以 FBI 为功率单元, 用单极性三角波作为载波的移相 SPWM 控制电路图, 那只不过是说明了叠加原理而采用的一种简化示意图, 并非实际应用的控制电路, 它只能说明各个 FBI 的输出电压的关系, 而不能说明各个 FBI 工作状态, 即不包含 FBI 的旁路工作状态控制。

假设图 8-17(a) 所示的多电平逆变器由 N 个 FBI 直接串联组成, 且 $E_{d1} \neq E_{d2} \neq E_{d3} \neq \dots \neq E_{dN-1} \neq E_{dN}$ 时, 则逆变器的输出电压为

$$U_L = \sum_{i=1}^N F_i \cdot E_{di}$$

式中

$$F_i = \begin{cases} 1 & V_{i1}, V_{i4} \text{ 导通} \\ 0 & V_{i1}, V_{i2} \text{ 或 } V_{i3}, V_{i4} \text{ 导通} \\ -1 & V_{i2}, V_{i3} \text{ 导通} \end{cases}$$

E_{di} 为第 i 个 FBI 的直流电源电压。

一般来说, N 最多取到 5 就足够了, 它可以使输出电压波形达到“完美无谐波”的程度, 通常应用时, N 取 2 或 3 就可以了。

根据 N 个 FBI 所用独立直流电源电压的选取方式不同, 多电平逆变器中 FBI 电源的选取方式有 3 种: 当 N 个 FBI 选用相同的直流电源电压进行叠加时, 可以获得的电压电平数 $m = 2N + 1$; 当 N 个 FBI 选用的直流电源电压以 2 倍的方式递增时 (即按 2^{N-1} 的方式递增时), 可以获得的电压电平数为 $m = 2^{N+1} - 1$; 当 N 个 FBI 选用的直流电源电压以 3 倍的方式递增时 (即按 3^{N-1} 的方式递增时), 可以获得的电压电平数 $m = 3^N$ 。

在上述 FBI 直流电源电压的 3 种主要选取方法中, 相同直流电源电压的取法所使用的 FBI 个数最多, 但各个 FBI 输出电压的极性相同, 不存在电流倒灌现象; 2 倍递增直流电源电压的取法, 所使用的 FBI 个数适中, 各个 FBI 输出电压的极性也相同, 也不存在电流倒灌现象; 3 倍递增直流电源电压的取法所使用的 FBI 个数最少, 但各个 FBI 输出电压的极性不完全相同, 存在着电流倒灌现象, 只适合于用蓄电池做电源, 不适合于不能接收倒灌电流的燃料电池或整流器做电源。3 种 FBI 直流电源电压取法所得到的输出电压波形如图 8-19 所



示,其中,图(a)为相同取法的波形,图(b)为 2 倍递增取法的波形;图(c)为 3 倍递增取法的波形。

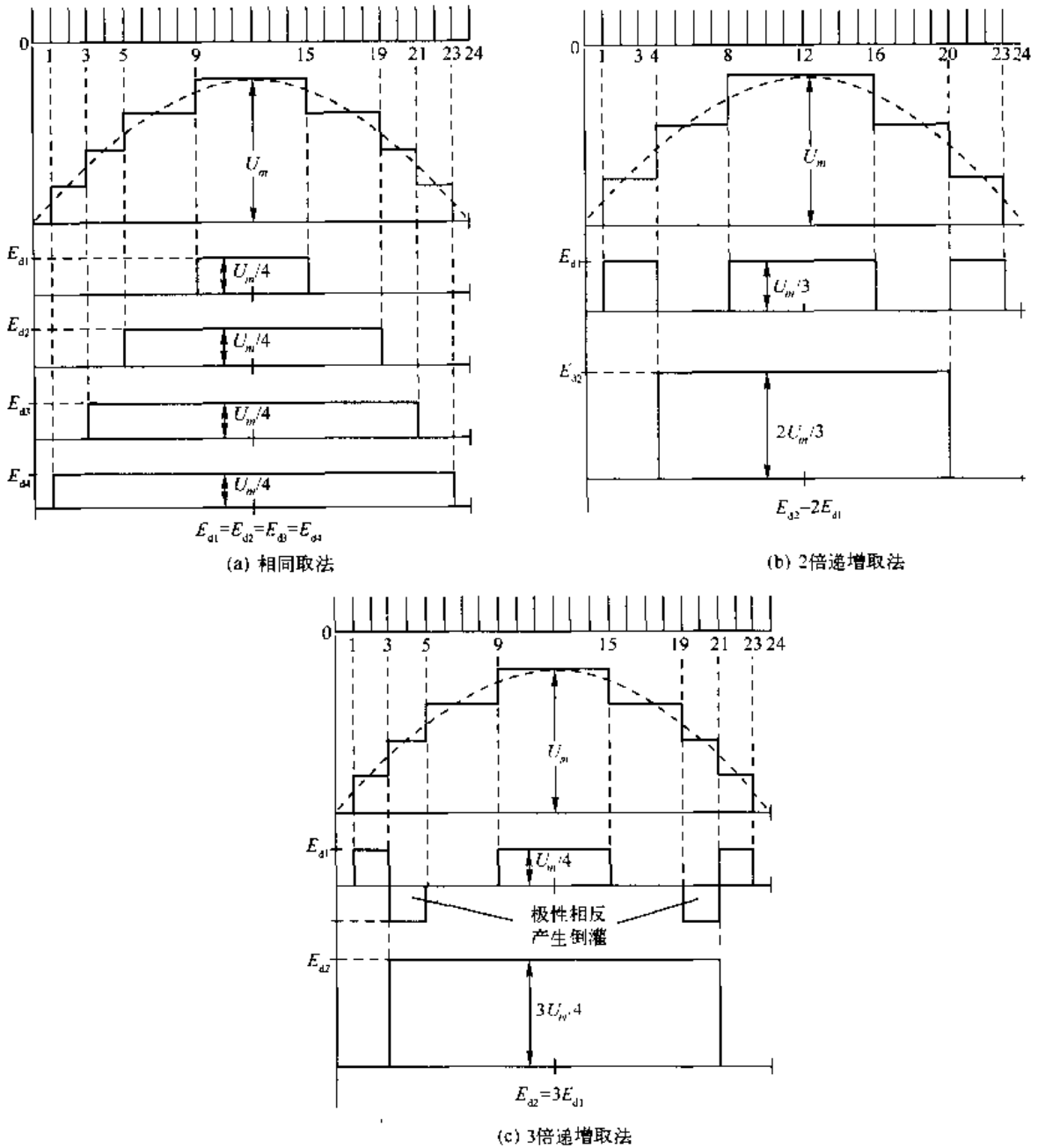


图 8-19 3 种 FBI 直流电源电压取法的波形

2. SPWM FBI 的串联叠加

先研究两个 SPWM FBI 的串联叠加,而后再研究 N 个 SPWM FBI 的串联叠加。



1) 两个 SPWM FBI 的串联叠加

两个具有独立直流电源的 SPWM FBI 串联叠加的电路,如图 8-20 所示。假定它们的直流电源电压相等,而且 FBI₋₁的载波三角波的相位角 $\alpha_1=0$ 。FBI₋₂的载波三角波的相位角比 FBI₋₁滞后 180° ,即 $\alpha_2=180^\circ$,FBI₋₁和 FBI₋₂的载波三角波用同一个正弦调制波进行调制,这样就可以得到 FBI₋₁的输出电压 u_{P1} 、FBI₋₂的输出电压 u_{P2} 。 u_{P1} 和 u_{P2} 具有相同的基波电压。FBI₋₁和 FBI₋₂串联后的电压 $u = u_{P1} + u_{P2}$ 就是输出为五电平 ($m = 2N + 1 = 2 \times 2 + 1 = 5$)的低谐波电压 u ,其波形如图 8-21 所示, u 的波形是一个具有 SPWM 性质的五电平阶梯波。

为了求出 u_{P1} 和 u_{P2} 的 SPWM 波形,必须先求出 SPWM 波形中各个脉冲前,后沿 a、b 的坐标。为此,先列出载波三角波的方程式。

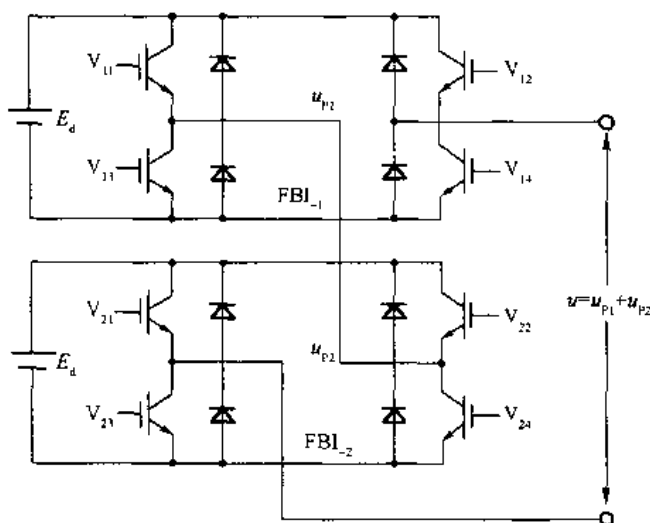


图 8-20 两个 SPWM FBI 的串联叠加电路

对于 FBI₋₁, $\alpha_1=0$, u_{c1} 的方程式与 FBI₋₁输出电压的方程式同第 4 章 4.3.2 节中 u_c 的方程式及 u_L 的方程式(4-10)相同。

对于 FBI₋₂, $\alpha_2=180^\circ$

$$u_{c2} = \begin{cases} -(\omega_c t + \alpha_2 - 2\pi k) \frac{U_c}{\pi} + u_c, & 2\pi k \leq \omega_c t < 2\pi k + \pi \\ (\omega_c t + \alpha_2 - 2\pi k - \pi) \frac{U_c}{\pi}, & 2\pi k + \pi \leq \omega_c t < 2\pi k + 2\pi \end{cases}$$

$$k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

调制波的方程式为

$$u_s = U_s \cdot \sin \omega_s t$$

假定载波比 $F = \frac{\omega_c}{\omega_s} \gg 1$, 调制度 $M = \frac{U_s}{U_c} \leq 1$ 。

对于 FBI₋₂的输出电压 u_{P2} 的波形,在采样点 a

$$U_s \cdot \sin \omega_s t = -(\omega_c t + \alpha_2 - 2\pi k) \frac{U_c}{\pi} + U_c$$



令

$$\omega_s t = Y; \omega_c t = X, \text{ 则}$$

$$X = 2\pi k + \pi - \alpha_2 - \pi M \sin Y$$

在采样点 b

$$X = 2\pi k + \pi - \alpha_2 + \pi M \sin Y$$

从图 8-21 中 FBI₋₂ 的 u_{p2} 波形可知: $X = \omega_c t$ 在 $2\pi k - \alpha_2$ 到 $2\pi(k+1) + \alpha_2$ 区间, 在 a、b 点之间得到 u_{p2} 的正脉冲, 故可以得到 u_{p2} 的 SPWM 波的时间函数式为

$$u_{p2}(X, Y) = \begin{cases} 0, & X \begin{cases} < 2\pi k + \pi - \alpha_2 - \pi M \sin Y \\ \geq 2\pi k + \pi - \alpha_2 + \pi M \sin Y \end{cases} \\ E_d, & X \begin{cases} < 2\pi k + \pi - \alpha_2 + \pi M \sin Y \\ \geq 2\pi k + \pi - \alpha_2 - \pi M \sin Y \end{cases} \end{cases}$$

$$Y = \frac{\omega_s}{\omega_c} X$$

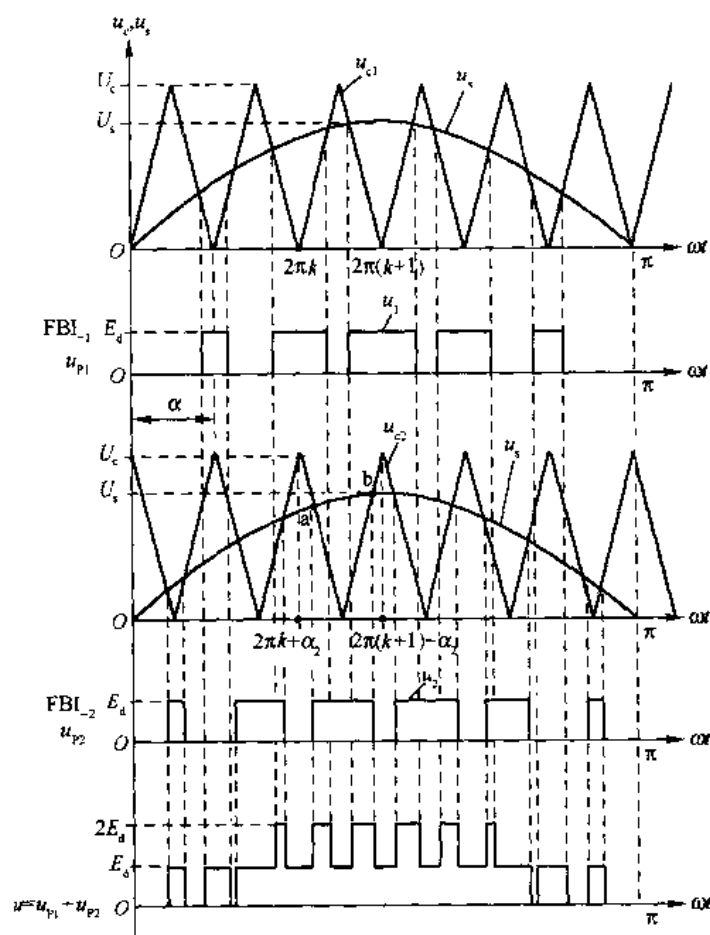


图 8-21 两个 SPWM FBI 串联叠加的波形

通过以上结果,按照第4章中4.3.2节的推导方式,求出 FBI₋₂的输出电压 u_{P2} 的双重傅里叶级数表示式为

$$u_{P2} = ME_d \cdot \sin \omega_s t + \frac{2E_d}{\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{+\infty} \cos m(\pi - \alpha_2) \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \sin[(mF + n)\omega_s t] - \frac{2E_d}{\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{+\infty} \sin m(\pi - \alpha_2) \cdot \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cos[(mF + n)\omega_s t] \quad (8-10)$$

FBI₋₁输出电压 u_{P1} 的双重傅里叶级数表示式,可以用 u_{P2} 表示式令 $\alpha_2 = 0$ 得到,也可以直接用第4章4.3.2节中方程式(4-10)求出

$$u_{P1} = ME_d \sin \omega_s t + \frac{2E_d}{\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{+\infty} \cos m(\pi - 0) \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \sin[(mF + n)\omega_s t] - \frac{2E_d}{\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{+\infty} \sin m(\pi - 0) \cdot \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cos[(mF + n)\omega_s t] \quad (8-11)$$

由于 u_{P1} 和 u_{P2} 的基波电压相同,同时又有 $\sin m(\pi - 0) + \sin m(\pi - \pi) = 0$, 对于 $\cos m(\pi - 0) + \cos m(\pi - \pi)$, 当 m 等于偶数时等于2; 当 m 等于奇数时等于零,所以

$$u = u_{P1} + u_{P2} = 2ME_d \sin \omega_s t + \frac{4E_d}{\pi} \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{+\infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \sin[(mF + n)\omega_s t] \quad (8-12)$$

由此式可知,两个 SPWM FBI 的串联叠加,可以得到具有 SPWM 性质的五电平电压输出,在输出电压 u 中不包含 $2F \pm 1$ 次以下的低次谐波,只包含 $2F \pm 1$ 以上的高次谐波, $u = u_{P1} + u_{P2}$ 的波形如图8-21所示。

(2) N 个 SPWM FBI 的串联叠加

当 N 等于或大于2时, N 个 SPWM FBI 的串联叠加电路如图8-22所示,以消除 SPWM 波形中的 $NF \pm 1$ 次以下的谐波。假定 N 个 SPWM FBI 的直流电源电压相等,并且它们的载波三角波依次滞后 $2\pi/N$ 相位角,即 FBI₋₁ 的 $\alpha_1 = 0$, FBI₋₂ 的 $\alpha_2 = \frac{2\pi}{N}(2-1)$, FBI₋₃ 的 $\alpha_3 = \frac{2\pi}{N}(3-1)$, ..., FBI_{-N} 的 $\alpha_N = \frac{2\pi}{N}(N-1)$, FBI_{-1} \sim \text{FBI}_{-N} 用同一个正弦波作为调制波时,就可以得到 FBI_{-1} \sim \text{FBI}_{-N} 的输出电压 $u_{P1} \sim u_{PN}$ 为}}

$$u_{P1} = ME_d \sin \omega_s t + \frac{2E_d}{\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{+\infty} \cos m(\pi - 0) \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \sin[(mF + n)\omega_s t] - \frac{2E_d}{\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{+\infty} \sin m(\pi - 0) \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \cos[(mF + n)\omega_s t] \quad (8-13)$$

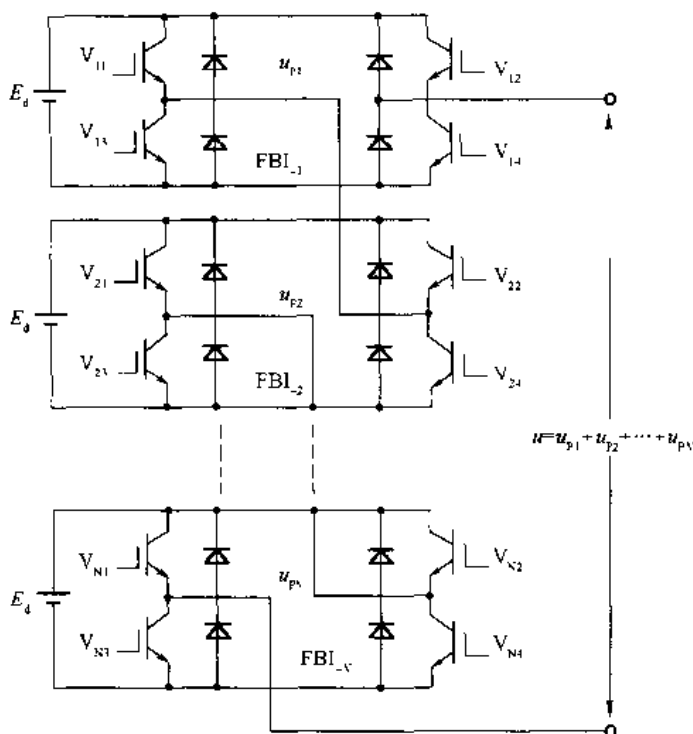


图 8-22 N 个 SPWM FBI 的串联叠加电路

$$\begin{aligned}
 u_{p2} = & ME_d \sin \omega_s t + \frac{2E_d}{\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=-1,\pm 3,\dots}^{+\infty} \cos m \left(\pi - \frac{2\pi}{N} \right) \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \\
 & \sin [(mF + n)\omega_s t] - \frac{2E_d}{\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1,\pm 3,\dots}^{+\infty} \sin m \left(\pi - \frac{2\pi}{N} \right) \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \\
 & \cos [(mF + n)\omega_s t] \\
 & \dots\dots
 \end{aligned} \tag{8-14}$$

$$\begin{aligned}
 u_{pN} = & ME_d \sin \omega_s t + \frac{2E_d}{\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1,\pm 3,\dots}^{+\infty} \cos m \left[\pi - \frac{2\pi}{N}(N-1) \right] \cdot \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \\
 & \sin [(mF + n)\omega_s t] - \frac{2E_d}{\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1,\pm 3,\dots}^{+\infty} \sin \left[\pi - \frac{2\pi}{N}(N-1) \right] \cdot \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \\
 & \cos [(mF + n)\omega_s t]
 \end{aligned} \tag{8-15}$$

由于 $u_1 \sim u_N$ 具有相同的基波电压,同时 $\sin m(\pi - 0) + \sin m\left(\pi - \frac{2\pi}{N}\right) + \dots + \sin m\left[\pi - \frac{2\pi}{N}(N-1)\right] = 0$; 对于 $\cos m(\pi - 0) + \cos m\left(\pi - \frac{2\pi}{N}\right) + \dots + \cos m\left[\pi - \frac{2\pi}{N}(N-1)\right] = \sum_{G=0,1,2}^{N-1} \cos m\left(\pi - \frac{2\pi}{N}G\right)$ 的值,它与 N 和 m 的值的的关系见表 8-5。

也就是说, $\sum_{G=0,1,2}^{N-1} \cos m\left(\pi - \frac{2\pi}{N}G\right) = \pm N$ (m 为奇数时取负号, m 为偶数时取正号), 所以 N 个 SPWM FBI 串联叠加的输出电压为



表 8-5 $\sum_{G=0,1,2,\dots}^{N-1} \cos m \left(\pi - \frac{2\pi}{N}G \right)$ 与 N 和 m 值的关系

m		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\sum_{G=0,1,2}^{N-1} \cos m \left(\pi - \frac{2\pi}{N}G \right)$	$N=2$	0	2	0	2	0	2	0	2	0	2
	$N=3$	0	0	-3	0	0	3	0	0	-3	0
	$N=4$	0	0	0	4	0	0	0	4	0	0
	$N=5$	0	0	0	0	-5	0	0	0	0	5
	$N=6$	0	0	0	0	0	6	0	0	0	0

$$u = u_{p1} + u_{p2} + \dots + u_{pN}$$

$$= NME_d \sin \omega_s t \pm \frac{2E_d N}{\pi} \sum_{m=N,2N,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 2, \dots}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \sin[(mF + n)\omega_s t] \quad (8-16)$$

当 $N=4$ 时, 4 个 SPWM FBI 串联叠加的波形如图 8-23(a) 所示。其输出电压的双重傅里叶级数表示式为

$$u = 4ME_d \sin \omega_s t \pm \frac{8E_d}{\pi} \sum_{m=4,8,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \sin[(mF + n)\omega_s t] \quad (8-17)$$

当 $N=5$ 时, 5 个 SPWM FBI 串联叠加的输出电压双重傅里叶级数表示式为

$$u = 5ME_d \sin \omega_s t + \frac{10E_d}{\pi} \sum_{m=5,10,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \sin[(mF + n)\omega_s t] \quad (8-18)$$

u 波形的仿真图如图 8-23(b) 所示。 u 中将不再包含 $5F \pm 1$ 以下的谐波, 而只包含 $5F \pm 1$ 以上的谐波。输出相电压的电平数为 $(2N + 1) = (2 \times 5 + 1) = 11$ 。当开关频率 $f_s = 6000 \text{ Hz}$ 时, 载波比 $F = \frac{\omega_c}{\omega_s} = 120$, 将可以消除 $5 \times 120 \pm 1 = 600 \pm 1$ 次以下的谐波, 故有人称这种逆变器为完美无谐波逆变器。

3. N 个 SPWM FBI 的并联叠加与串-并联叠加

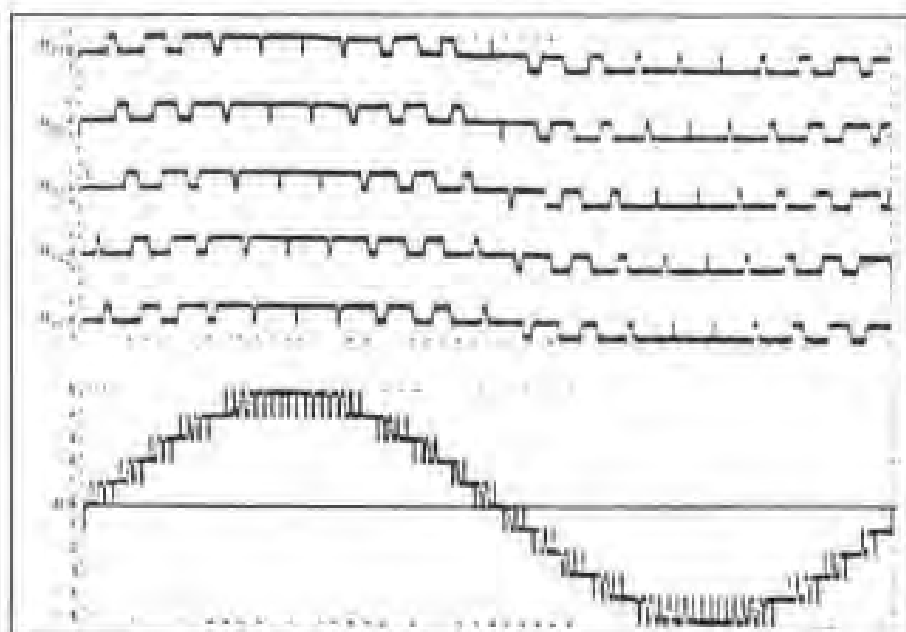
1) N 个 SPWM FBI 的并联叠加

N 个 SPWM FBI 的并联叠加电路如图 8-24(a) 所示, 以消除 SPWM 波形中的 $NF \pm 1$ 次谐波以下的谐波。 N 个 SPWM FBI 的直流电源电压都等于 E_d , 并且它们的载波三角波依次滞后 $\frac{2\pi}{N}$ 相位角, 即 FBI-1 的 $\alpha_1 = 0$, FBI-2 的 $\alpha_2 = \frac{2\pi}{N}(2-1)$, FBI-3 的 $\alpha_3 = \frac{2\pi}{N}(3-1)$, ..., FBI- N 的 $\alpha_N = \frac{2\pi}{N}(N-1)$, FBI-1 ~ FBI- N 用同一个正弦波作为调制波时, 就可以得到 FBI-1 ~ FBI- N 的输出电压 $u_{p1} \sim u_{pN}$, 见式(8-13) ~ 式(8-15)。 $u_{p1} \sim u_{pN}$ 具有相同的基波, 但瞬时值电压是不相同的, 故必须采用平衡电抗器并联, 如图 8-24(a) 所示。由此图根据电工学中的节点电压法可得





(a) 4个SPWM FBL串联叠加的波形



(b) 5个SPWM FBL串联叠加的仿真波形

图 8-23 4 及 5 个 SPWM FBL 串联叠加的波形

$$\left(\frac{1}{X_1} + \frac{1}{X_2} + \dots + \frac{1}{X_N}\right)u = \frac{u_{P1}}{X_1} + \frac{u_{P2}}{X_2} + \dots + \frac{u_{PN}}{X_N}$$

$$u = \left(\frac{u_{P1}}{X_1} + \frac{u_{P2}}{X_2} + \dots + \frac{u_{PN}}{X_N}\right) / \left(\frac{1}{X_1} + \frac{1}{X_2} + \dots + \frac{1}{X_N}\right)$$

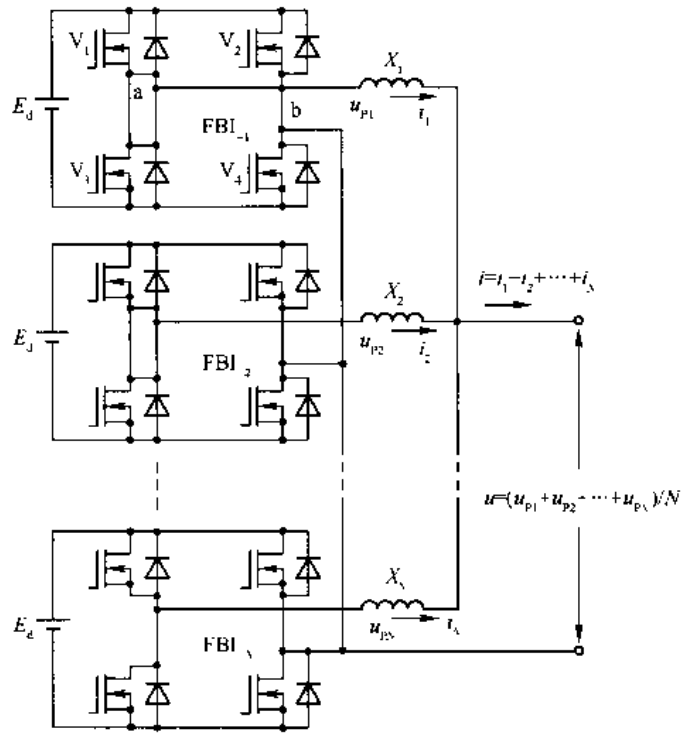
当 $X_1 = X_2 = \dots = X_N$ 时

$$u = \frac{1}{X_1} (u_{P1} + u_{P2} + \dots + u_{PN}) / \left(N \cdot \frac{1}{X_1}\right) = \frac{u_{P1} + u_{P2} + \dots + u_{PN}}{N}$$

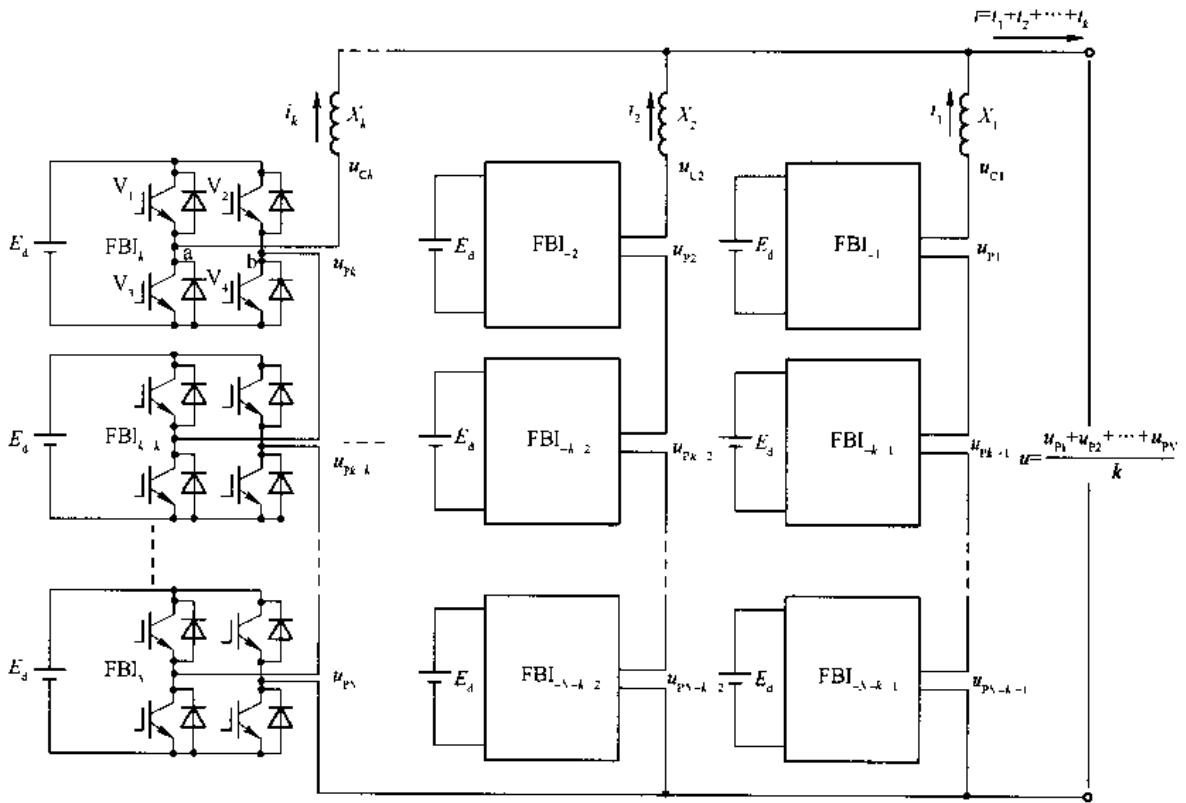
将式(8-13)、式(8-14)、式(8-15)代入上式得

$$u = ME_2 \sin \omega_1 t \pm \frac{2E}{\pi} \sum_{m=1,3,5,\dots} \sum_{n=1,2,3,\dots} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \sin[(mF + n)\omega_1 t]$$

由上式可知, N 个 SPWM FBL 的并联叠加, 可以消除 $NF \pm 1$ 次以下的谐波, 并保持 FBL 输出电压的幅值不变, 这是与串联叠加的不同之处。



(a) 并联叠加



(b) 串-并联叠加

图 8-24 N 个 SPWM FBI 的并联叠加与串-并联叠加电路

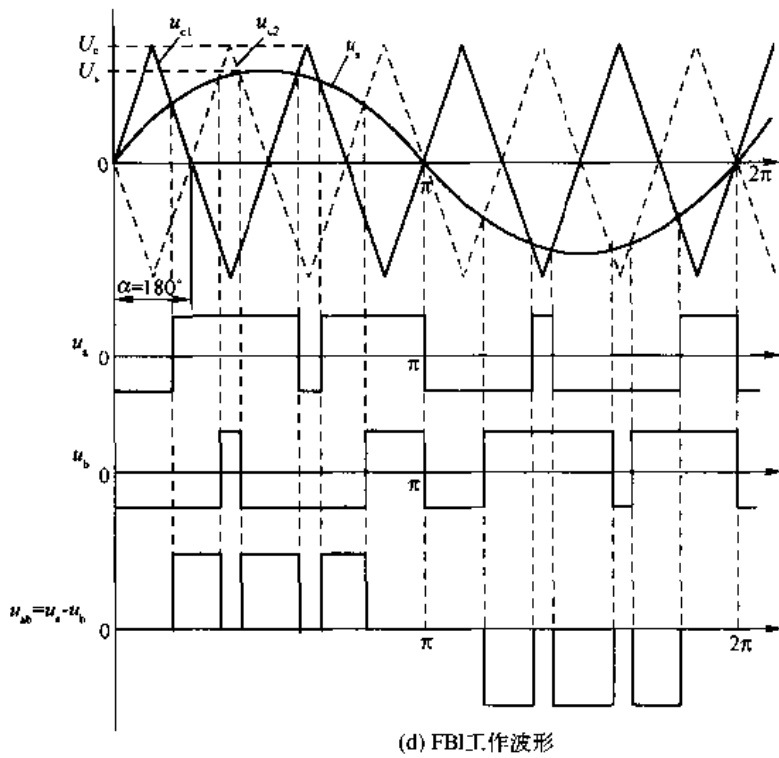
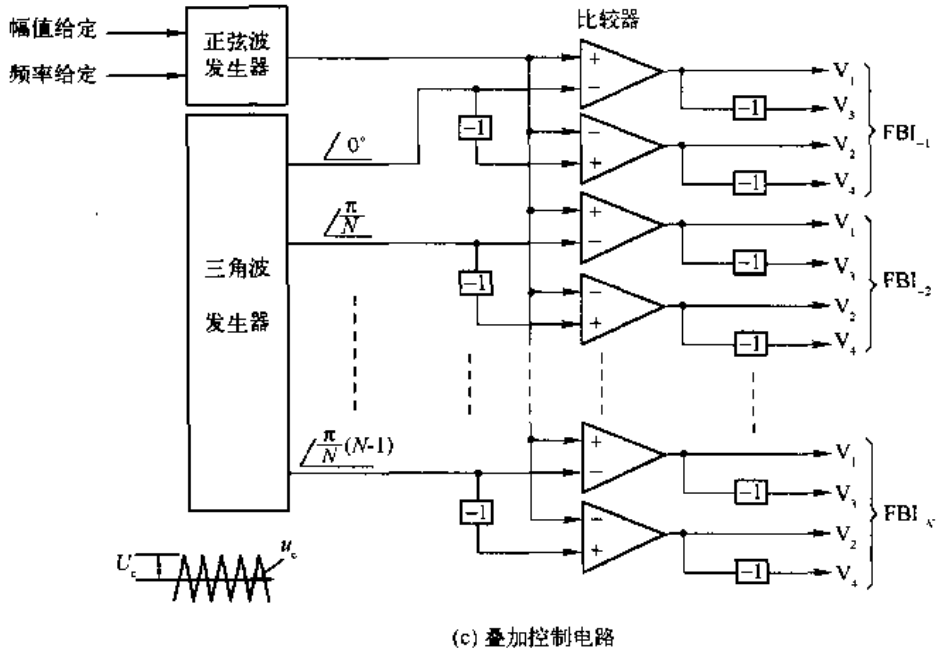


图 8-24 N 个 SPWM FBI 的并联叠加与串-并联叠加电路(续)

2) N 个 SPWM FBI 的串-并联叠加

N 个 SPWM FBI 的串-并联叠加电路如图 8-24(b)所示。用串-并联叠加的方式可获得 SPWM 多电平电压输出,以消除相电压中 $NF \pm 1$ 次谐波以下的谐波。N 个 SPWM FBI



采用相同的直流电源电压 E_d , 且它们的载波三角波依次滞后 $\frac{2\pi}{N}$ 相位角, 即 FBI_{-1} 的 $\alpha_1 = 0$, FBI_{-2} 的 $\alpha_2 = \frac{2\pi}{N}(2-1)$, FBI_{-3} 的 $\alpha_3 = \frac{2\pi}{N}(3-1)$, \dots , FBI_{-N} 的 $\alpha_N = \frac{2\pi}{N}(N-1)$, $FBI_{-1} \sim FBI_{-N}$ 用同一个正弦波作为调制波时, 就可以得到 $FBI_{-1} \sim FBI_{-N}$ 的输出电压 $u_{P1} \sim u_{PN}$, 见式(8-13)~式(8-15)。 $u_{P1} \sim u_{PN}$ 具有相同的基波。当逆变器是由 k 个串联支路进行并联时, 则 N 应是 k 的整数。在每一个串联支路中, SPWM FBI 的串联个数等于 $\frac{N}{k}$ 。每一个 SPWM FBI 在逆变电路中的排列位置如图 8-24(b) 所示。第一个串联支路 SPWM FBI 的排列顺序号为 $1, 1+k, \dots, N-(k-1) = N-k+1$; 第二个串联支路 SPWM FBI 的排列顺序号为 $2, 2+k, \dots, N-(k-2) = N-k+2, \dots$, 第 k 个串联支路 SPWM FBI 的排列顺序号为 $k, k+k, \dots, N-(k-k) = N$ 。假定各个串联支路的输出电压为 $u_{c1} \sim u_{ck}$, 则 $u_{c1} \sim u_{ck}$ 的基波电压相同, 但瞬时值不同, 因此必须采用平衡电抗器并联。由图 8-24(b), 根据电工学中的节点电压法可知

$$\left(\frac{1}{X_1} + \frac{1}{X_2} + \dots + \frac{1}{X_k}\right)u = \frac{u_{c1}}{X_1} + \frac{u_{c2}}{X_2} + \dots + \frac{u_{ck}}{X_k}$$

$$u = \left(\frac{U_{c1}}{X_1} + \frac{U_{c2}}{X_2} + \dots + \frac{U_{ck}}{X_k}\right) / \left(\frac{1}{X_1} + \frac{1}{X_2} + \dots + \frac{1}{X_k}\right)$$

当 $X_1 = X_2 = \dots = X_k$ 时

$$u = \frac{1}{X_1}(u_{c1} + u_{c2} + \dots + u_{ck}) / \left(k \frac{1}{X_1}\right) = \frac{u_{c1} + u_{c2} + \dots + u_{ck}}{k}$$

$$= \frac{u_{P1} + u_{P2} + \dots + u_{PN}}{k}$$

由式(8-16), 则

$$u = \frac{N}{k} M E_d \sin \omega_s t \pm \frac{2NE_d}{k\pi} \sum_{m=N, 2N, \dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \sin[(mF+n)\omega_s t]$$

由上式可知, N 个 SPWM FBI 的串-并联叠加可以消除 $NF \pm 1$ 次以下的谐波, u 基波电压的幅值为单个 SPWM FBI 输出电压 u_1 幅值的 $\frac{N}{k}$ 。当 $k=1$ 时, 上式与串联叠加方式时的式(8-16)相同, 当 $k=N$ 时, 上式与并联叠加方式时的方程式相同。

N 个 SPWM FBI 串联、并联或串-并联叠加的控制电路如图 8-24(c) 所示。由于主电路是以 FBI 为功率单元的, 故为了能使 FBI 具有正向导通、反向导通和旁路三种工作状态, 控制电路应采用以 FBI 的一个桥臂为功率单元的载波三角波移相 SPWM 控制方式。载波应采用双极性三角波。 N 个 FBI 的左桥臂的载波三角波应依次超前 $\frac{\pi}{N}$ 相位角, 右桥臂的载波三角波应超前于左桥臂 180° , 各个 FBI 的左、右桥臂应采用同一个正弦波进行控制, 以保证各个 FBI 的左、右桥臂输出电压中的基波相同。这样, N 个 FBI 输出电压的串联、并联或串-并联叠加, 就可以使多电平逆变器的输出电压具有 $2N+1$ 个电平。以 FBI_{-1} 为例, 其工作波形如图 8-24(d) 所示, 其左桥臂 V_1, V_3 的载波三角波 u_{c1} 的初相位角 $\alpha = 0^\circ$, 右桥臂



V_2 、 V_4 的载波三角波 u_{c2} 的初相位角 $\alpha = 180^\circ$, 经过 SPWM 控制使左桥臂的输出电压为 u_a , 右桥臂的输出电压为 u_b , FBI₋₁ 的输出电压 $u_{ab} = u_a - u_b$ 为三电平 SPWM 波形。N 个 FBI 输出电压的叠加, 就可以得到 $2N + 1$ 个电平的电压输出, 同时也可以满足 N 个 FBI 在整个工作过程中, 具有正向导通、反向导通或旁路 3 种工作状态, 以保证电路在任何电平时都能够顺利导通。如果 SPWM 控制采用单极性三角波, 则由如图 8-24(d) 所示的工作波形图可知, FBI 虽然也可以得到相同的三电平电压输出, 但却不能使 FBI 工作在旁路状态, 在低电平输出时就不能使叠加电路顺利地导通。

图 8-24(c) 所示的控制电路是一种单相控制电路。它由三角波发生器、正弦波发生器及产生 SPWM 信号的比较器 3 部分组成。利用正弦波信号与载波三角波进行比较, 产生出 N 组 FBI₋₁ ~ FBI_{-N} 左、右桥臂开关管的驱动信号, 去控制 N 组 FBI₋₁ ~ FBI_{-N} 中的开关管工作, 使叠加电路输出 $2N + 1$ 个电平的 SPWM 电压。通过调节正弦调制波的幅值和频率, 就可以达到调压调频的目的。图 8-24(a)、(b) 所示的电路是单相电路, 因此图 8-24(c) 也是单相控制电路, 对于三相电路, 只要用 3 个单相电路组成即可, 原理是相同的。

N 个 SPWM FBI 的串联叠加、并联叠加或串-并联叠加所得到的输出电压的波形相同, 都可以消除 $NF \pm 1$ 次以下的谐波, 只是输出电压的幅值不同。串联叠加的幅值为 $NE_d M$, 并联叠加的幅值为 $E_d M$, 串-并联叠加的幅值为 $\frac{N}{k} E_d M$ 。读者可以根据实际需要选择使用。

4. 直流电压按 2 或 3 倍递增 FBI 串联叠加的 PWM 控制

对图 8-19(b)、(c) 所示的直流电压按 2 或 3 倍递增的 FBI 的串联叠加波形, 可以得到较多的电平数, 便于对输出电压波形的改善, 但不易实现 PWM FBI 的串联叠加。为了对这种串联叠加逆变器进行 PWM 控制, 可以采用先叠加成阶梯波的办法进行波形改善, 而后再对阶梯波进行 EPWM 调压。所以这种 PWM 控制, 实际上是一种阶梯波与 EPWM 的联合控制法。

1) 串联叠加成阶梯波

串联叠加成的阶梯波应最大限度地接近于正弦波, 以满足对波形改善的要求, 为此应该采用给定触发角的控制方式。给定的方法有两种: 一种是波形逼近给定法; 另一种是消除特定谐波给定法。但常用的是波形逼近给定法。

(1) 波形逼近给定法的原理如图 8-25 所示。以四梯级阶梯波为例, 将正弦波的幅值 U_m 分成四等份, 并通过各个分点做时间轴的平行线与正弦波相交, 用这些交点作为阶梯波的阶高。然后根据阶梯波的面积与正弦波面积相等的原则来确定触发角的位置。如图 8-25 所示, 使正弦波外侧阶梯波与正弦波构成的小三角形的面积, 与正弦波内侧阶梯波与正弦波构成的小三角形的面积相等, 这样就可以比较准确地确定出触发角的位置, 即 $\alpha_1 = 7.5^\circ$, $\alpha_2 = 22.5^\circ$, $\alpha_3 = 37.5^\circ$, $\alpha_4 = 67.5^\circ$, 如图 8-26 所示。半个周期内的钟脉冲数为 $\frac{180^\circ}{7.5^\circ} = 24$ 个, 触发角的位置: $\alpha_1 = \frac{7.5^\circ}{7.5^\circ} = 1$, $\alpha_2 = \frac{22.5^\circ}{7.5^\circ} = 3$, $\alpha_3 = \frac{37.5^\circ}{7.5^\circ} = 5$, $\alpha_4 = \frac{67.5^\circ}{7.5^\circ} = 9$ 。



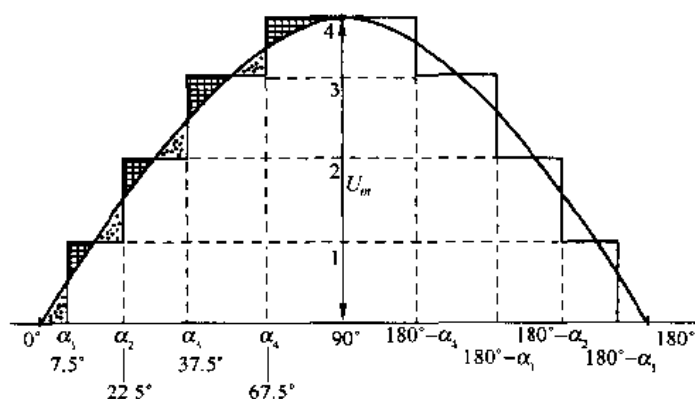


图 8-25 波形给定法原理(波形逼近法)

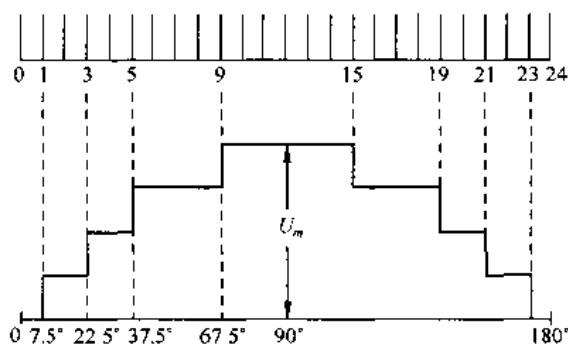


图 8-26 波形给定法确定的触发角位置

阶梯波的谐波、谐波畸变率和谐波总畸变量见表 8-6。这种阶梯波包括第 99 次谐波在内的总谐波含量为 8.7403%。基波与各次谐波的幅值计算式为

$$\begin{aligned}
 U_{mn} &= \frac{4}{\pi} \int_{7.5^\circ}^{22.5^\circ} \frac{U_m}{4} \sin n\omega t d(\omega t) + \frac{4}{\pi} \int_{22.5^\circ}^{37.5^\circ} \frac{U_m}{2} \sin n\omega t d(\omega t) \\
 &+ \frac{4}{\pi} \int_{37.5^\circ}^{67.5^\circ} \frac{3U_m}{4} \sin n\omega t d(\omega t) + \frac{4}{\pi} \int_{67.5^\circ}^{90^\circ} U_m \sin n\omega t d(\omega t) \\
 &= \frac{U_m}{n\pi} [\cos n(7.5^\circ) + \cos n(22.5^\circ) + \cos n(37.5^\circ) + \cos n(67.5^\circ)]
 \end{aligned}
 \tag{8-19}$$

对于基波幅值, $n=1$

$$U_{m1} = \frac{U_m}{\pi} (\cos 7.5^\circ + \cos 22.5^\circ + \cos 37.5^\circ + \cos 67.5^\circ) = 0.984 U_m \tag{8-20}$$

表 8-6 中的谐波、谐波畸变率可由式(8-19)、式(8-20)求出。

表 8-6 图 8-26 波形的谐波畸变率和谐波总畸变量

谐波次数	畸变率(%)	畸变总量(%)
3	-0.791	0.791
5	-0.503	0.937

续表

谐波次数	畸变率(%)	畸变总量(%)
7	0.242	0.968
9	-2.138	2.347
11	2.427	3.376
13	0.344	3.393
15	-2.873	4.446
17	1.734	4.772
19	1.773	5.091
21	-2.855	5.837
23	-2.993	6.559
25	-2.753	7.114
27	-2.221	7.452
29	1.161	7.542
31	0.951	7.602
33	-1.306	7.713
35	0.128	7.714
37	0.722	7.748
39	-0.493	7.764
备注	包括99次以内的谐波,其畸变总量为8.7403%	

(2) 消除特定谐波给定法:所谓消除特定谐波给定法,就是指消除波形中的某些特定谐波的给定法。对于如图8-25所示的四梯级阶梯波,对应于各梯级起点的触发角为 α_1 、 α_2 、 α_3 、 α_4 ,其基波与各次谐波幅值的表示式为

$$\begin{aligned}
 U_{mn} &= \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \frac{U_m}{4} \sin n\omega t d(\omega t) + \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} \frac{U_m}{2} \sin n\omega t d(\omega t) \\
 &+ \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} \frac{3U_m}{4} \sin n\omega t d(\omega t) + \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_4}^{90^\circ} U_m \sin n\omega t d(\omega t) \\
 &= \frac{U_m}{n\pi} (\cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2 + \cos n\alpha_3 + \cos n\alpha_4) \quad (8-21) \\
 &\quad n=1,3,5,\dots
 \end{aligned}$$

如果要消除3、5、7、9次谐波,则可以由式(8-21)列出

$$\begin{cases}
 \cos 3\alpha_1 + \cos 3\alpha_2 + \cos 3\alpha_3 + \cos 3\alpha_4 = 0 \\
 \cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 + \cos 5\alpha_4 = 0 \\
 \cos 7\alpha_1 + \cos 7\alpha_2 + \cos 7\alpha_3 + \cos 7\alpha_4 = 0 \\
 \cos 9\alpha_1 + \cos 9\alpha_2 + \cos 9\alpha_3 + \cos 9\alpha_4 = 0
 \end{cases}$$

对上式联立求解可以得到

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= 0.857^\circ; & \alpha_2 &= 24.857^\circ \\ \alpha_3 &= 35.143^\circ; & \alpha_4 &= 60.857^\circ \end{aligned}$$

此时基波与各次谐波的幅值计算式为

$$U_{mn} = \frac{U_m}{n\pi} [\cos n(0.857^\circ) + \cos n(24.857^\circ) + \cos n(35.143^\circ) + \cos n(60.857^\circ)]$$

由此式计算出各次谐波幅值见表 8-7。

由表 8-7 可知,在波形中消除了 3、5、7、9、15、21 次谐波。半个周期内的脉冲数等于 $\frac{180^\circ}{0.857^\circ} = 210$ 个, α_1 取在第一个脉冲处, α_2 取在 $\frac{24.857^\circ}{0.857^\circ} = 29$ 个脉冲处, α_3 取在第 $\frac{35.143^\circ}{0.857^\circ} = 41$ 个脉冲处, α_4 取在第 $\frac{60.857^\circ}{0.857^\circ} = 71$ 个脉冲处,为各触发角的精确定位创造了条件。

表 8-7 各次谐波幅值

谐波次数	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21
谐波幅值 U_{mn}/U_{m1}	0	0	0	0	0.0745	0.0544	0	0.0298	0.0239	0

消除特定谐波法与波形逼近法得到的阶梯波形比较如图 8-27 所示。其中实践表示的是消除特定谐波法波形,虚线表示的是波形逼近法波形。

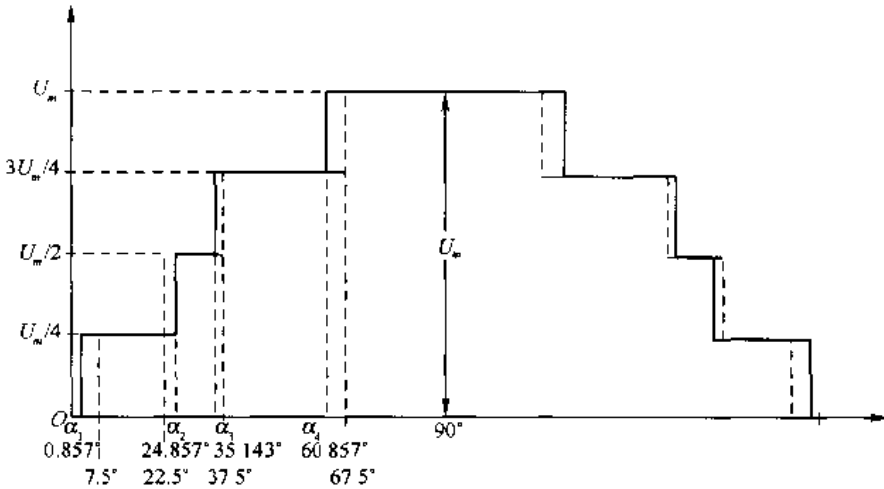
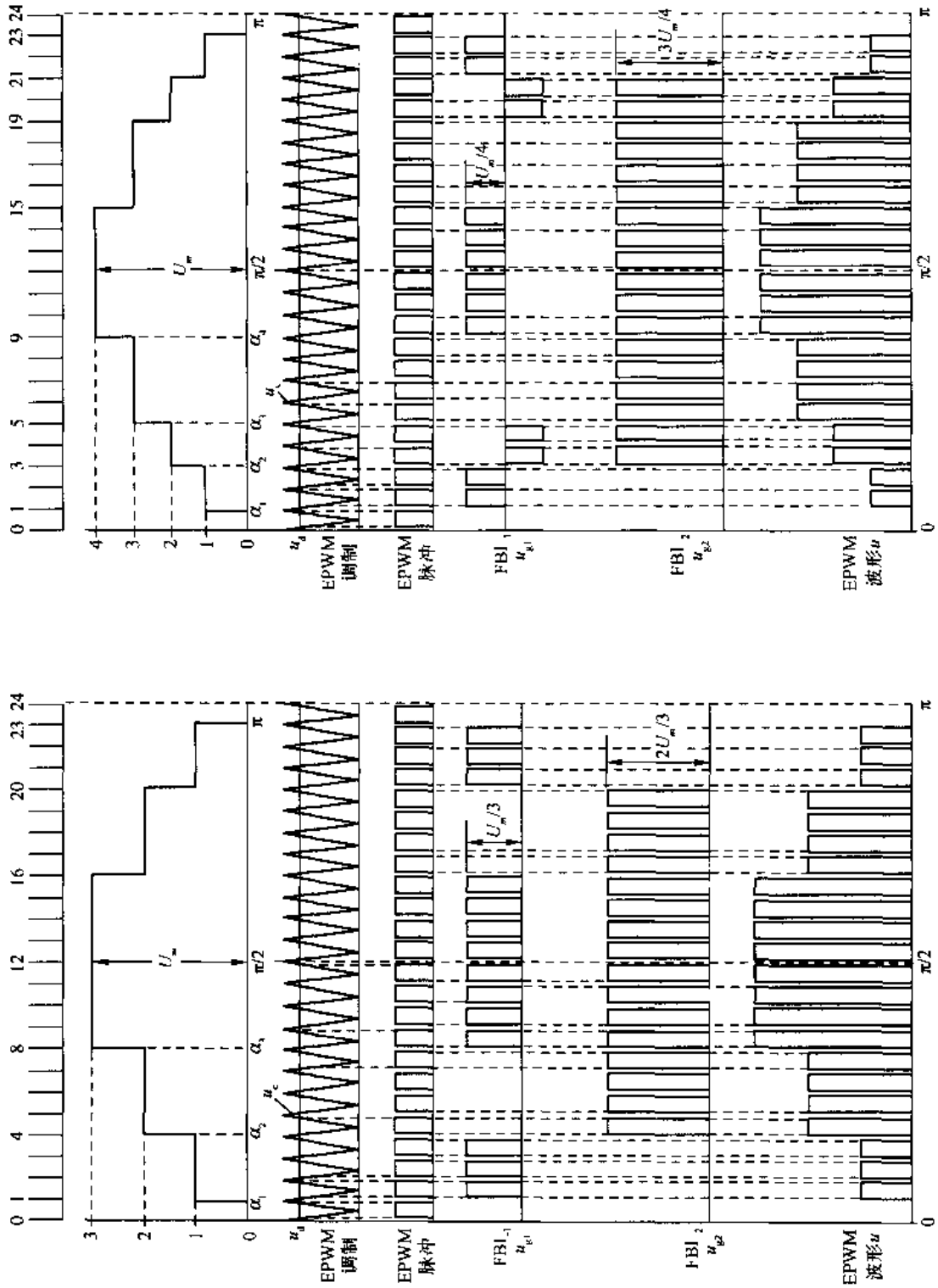


图 8-27 消除特定谐波法与波形逼近法得到的阶梯波波形的比较

由于波形逼近法得到的阶梯波波形的钟脉冲数为 24,少于消除特定谐波法得到的阶梯波波形的钟脉冲数 210,所以常用的是波形逼近法。

2) 阶梯波与 EPWM 联合控制法

直流电压按 2 或 3 倍递增 FBI 串联叠加多电平逆变器的 PWM 控制,首先按前面介绍的波形逼近法或消除特定谐波法得到谐波含量少的阶梯波后,再用 EPWM 法进行斩波控制,以实现 PWM 调压,其波形如图 8-28 所示,其中图(a)为直流电压 2 倍递增取法的波形,图(b)为直流电压 3 倍递增取法的波形。



(b) 3倍过增取法

图8-28 阶梯波与EPWM联合控制的多电平逆变器波形

(a) 2倍过增取法



如图 8-28 所示,用 24 个钟脉冲产生出载波三角波 u_c ,用 u_c 与一个直流电压控制信号 u_d 进行比较,在 u_d 大于 u_c 的部分产生出 EPWM 正脉冲控制信号(EPWM 脉冲),将原来不能调压的方波驱动信号(原触发脉冲)与 EPWM 正脉冲信号(EPWM 脉冲)一起送到如图 8-29 所示的门电路中,当原触发脉冲与 EPWM 脉冲同时为正时,就能在变压器 T_r 次级得到可以进行 EPWM 调压的实际应用触发脉冲 u_{g1} 或 u_{g2} 。用 u_{g1} 去驱动 FBI₋₁,用 u_{g2} 去驱动 FBI₋₂,FBI₋₁ 与 FBI₋₂ 输出电压串联叠加,就可以得到多电平逆变器的输出电压波形,如图 8-28(a)、(b) 中的 EPWM 波形所示。

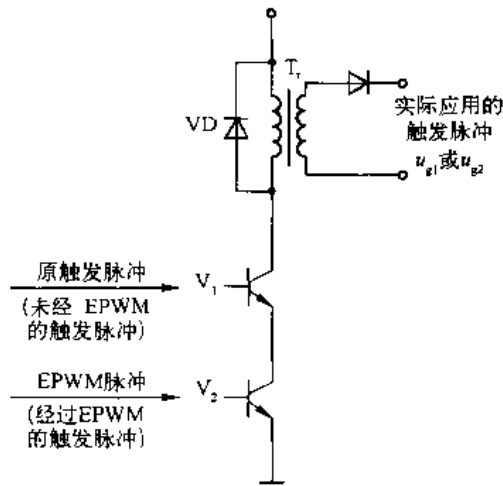


图 8-29 原触发脉冲与 EPWM 脉冲合成的门电路

图 8-30 所示的波形,为图 8-28(b) 中 EPWM 波形的放大波形。由此波形就可以计算出输出电压 u 波形中的基波与各次谐波的幅值,其方程式为

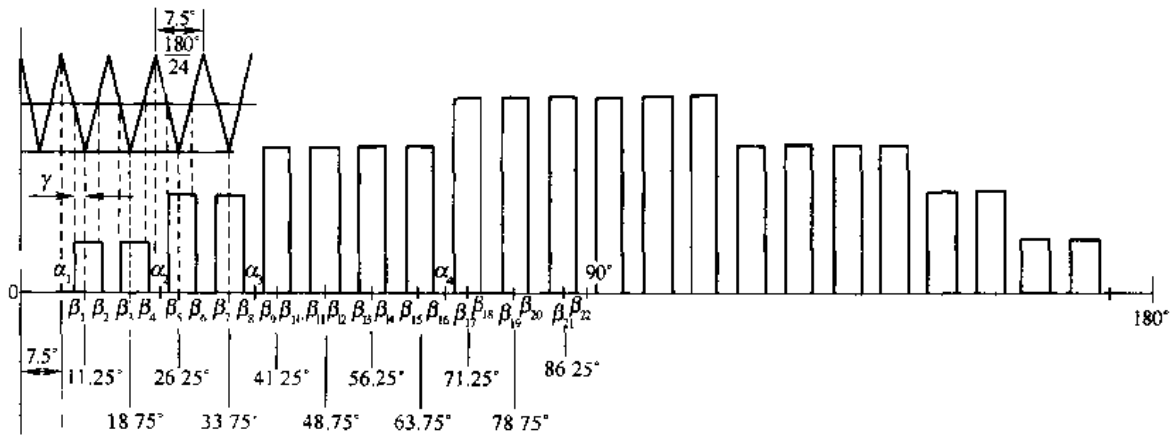


图 8-30 图 8-28(b) 中 EPWM 波形的放大波形

$$\begin{aligned}
 U_{mn} = & \frac{4}{\pi} \int_{\beta_1}^{\beta_2} \frac{U_m}{4} \sin n\omega t d(\omega t) + \frac{4}{\pi} \int_{\beta_3}^{\beta_4} \frac{U_m}{4} \sin n\omega t d(\omega t) \\
 & + \frac{4}{\pi} \int_{\beta_5}^{\beta_6} \frac{U_m}{2} \sin n\omega t d(\omega t) + \dots + \frac{4}{\pi} \int_{\beta_{21}}^{\beta_{22}} U_m \sin n\omega t d(\omega t)
 \end{aligned}$$



由于 $\int \sin ax dx = -\frac{1}{a} \cos ax$, $\cos(\alpha + \beta) - \cos(\alpha - \beta) = -2\sin \alpha \cdot \sin \beta$

$$\beta_1 = 11.25^\circ - \gamma, \beta_2 = 11.25^\circ + \gamma, \beta_3 = 18.75^\circ - \gamma$$

$$\beta_4 = 18.75^\circ + \gamma, \beta_5 = 26.25^\circ - \gamma, \beta_6 = 26.25^\circ + \gamma$$

.....

$$\beta_{20} = 78.75^\circ + \gamma, \beta_{21} = 86.25^\circ - \gamma, \beta_{22} = 86.25^\circ + \gamma$$

可以解出

$$U_{mn} = \frac{2U_m}{n\pi} \sin \gamma [(\sin n 11.25^\circ + \sin n 18.75^\circ)] + 2(\sin n 26.25^\circ + \sin n 33.75^\circ)$$

$$+ 3(\sin n 41.25^\circ + \sin n 48.75^\circ + \sin n 56.25^\circ + \sin n 63.75^\circ)$$

$$+ 4(\sin n 71.25^\circ + \sin n 78.75^\circ + \sin n 86.25^\circ) \quad (8-22)$$

对于基波幅值, $n=1$, 代入上式

$$U_{m1} = 15.045 U_m \sin \gamma$$

式中 γ 为图 8-30 所示波形中一个脉冲宽度的一半, 即

$$\gamma = \left(0 \sim \frac{1}{2}\right) \cdot \frac{180^\circ}{24} = 0 \sim 3.75^\circ$$

所以基波幅值的最大值为

$$U_{m1(\max)} = 15.045 U_m \cdot \sin 3.75^\circ = 0.984 U_m$$

用调节直流电压控制信号 U_d , 通过改变 γ 的值就可以调节输出电压, 调节范围为 $0 \sim 0.984 U_m$, 由于 γ 的值比较小, 所以调节基本上是线性的。

当 $\gamma = 3.75^\circ$ 时, $\beta_1 = \alpha_1, \beta_2 = \beta_3, \beta_4 = \beta_5 = \alpha_2, \beta_6 = \beta_7, \beta_8 = \beta_9 = \alpha_3, \beta_{10} = \beta_{11}, \beta_{12} = \beta_{13}, \beta_{14} = \beta_{15}, \beta_{16} = \beta_{17} = \alpha_4, \beta_{18} = \beta_{19}, \beta_{20} = \beta_{21}, \beta_{22} = 90^\circ$ 。此时方程式(8-22)与方程式(8-19)相同, 输出电压波形的总畸变量为 8.7403%。

8.4.2 三相具有独立直流电源的级联式多电平逆变器

三相具有独立直流电源的级联式多电平逆变器的原理电路如图 8-31 所示, 它是 Y 连接, 也可以是 Δ 连接。

每一个 FBI 都可以产生三电平电压输出: 以 A 相电路中的 FBI₋₁ 为例, 当 V_{11}, V_{14} 导通时, $u_{a1} = E_d$; 当 V_{12}, V_{13} 导通时, $u_{a1} = -E_d$; 当 $V_{11}, V_{12}, V_{13}, V_{14}$ 关断时, $u_{a1} = 0$, 逆变器的合成输出电压, 即串联叠加后的电压 $u_{AO} = u_{a1} + u_{a2} + \dots + u_{aN}$ 。通过控制每个 FBI 的导通角可以使串联叠加合成的输出电压 u_{AO} 的 THD 最小。

三相具有独立直流电源的级联式多电平逆变器的特点如下:

- (1) m 电平逆变器所需的独立直流电源数和 FBI 数为 $(m-1)/2$ 个, 能输出 m 电平的相电压和 $(2m-1)$ 电平的线电压;
- (2) 输出相电压的电平数相同时, 在所有多电平逆变器中所需的元器件数最少;
- (3) 容易实现模块化;
- (4) 不用钳位二极管或钳位电容, 也不需要电压均衡电路;



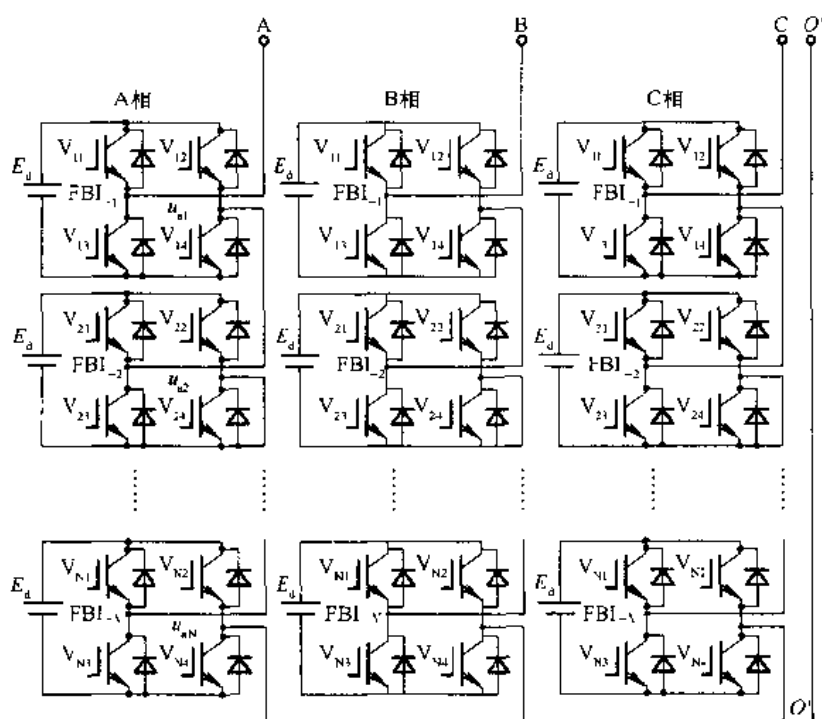


图 8-31 三相具有独立直流电源的级联式多电平逆变器

- (5) 控制电路简单,每一相可以独立控制;
- (6) 易于实现软开关;
- (7) 需要独立直流电源个数多。

当 FBI 的串联叠加个数 $N=4$ 时, A 相输出电压 u_{AO} 的九电平波如图 8-32 所示。4 个 FBI 输出的方波波形应进行顺序轮流切换,以使每一个 FBI 的输出功率相同。

1. N 个 SPWM FBI 的串联叠加

假定三相多电平逆变器的每一相有 N 个 SPWM FBI 串联叠加,并且它们的载波三角波依次滞后 $2\pi/N$,同一相的 FBI 用同一个正弦波作为调制波时,就可以得到各相的输出电压双重傅里叶级数表示式,对于 A 相电压 u_{AO} ,由方程式(8-16)得

$$u_{AO} = NME_d \sin \omega t \pm \frac{2E_d N}{\pi} \sum_{m=N, 2N, \dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \sin[(mF + n)\omega t]$$

当 $N=4$ 时,由方程式(8-17)得

$$u_{AO} = 4ME_d \sin \omega t \pm \frac{8E_d}{\pi} \sum_{m=4, 8, \dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \sin[(mF + n)\omega t]$$

u_{AO} 的波形如图 8-33 所示。 $4F \pm 1$ 次以下的谐波被消除,只包含 $4F \pm 1$ 以上的谐波。



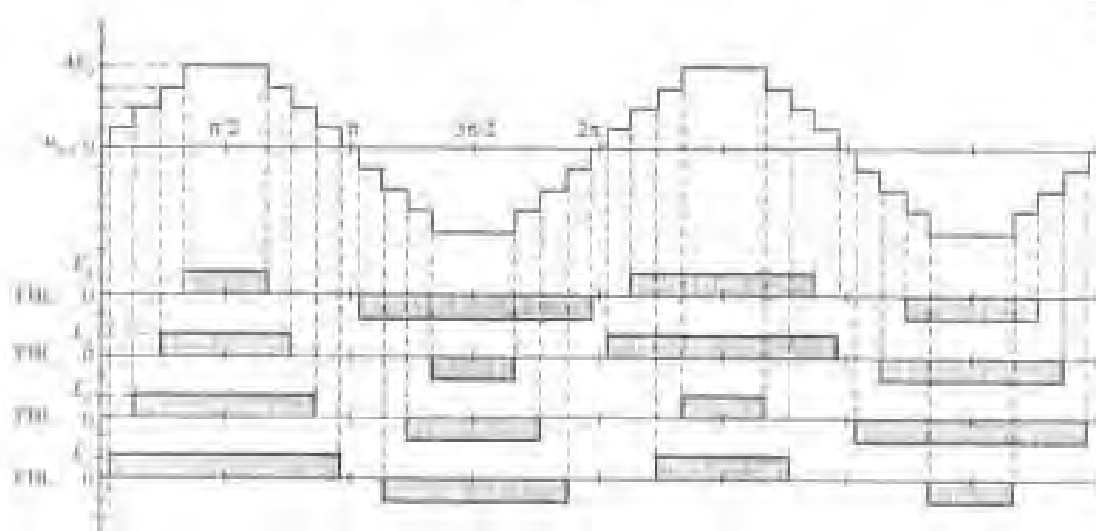
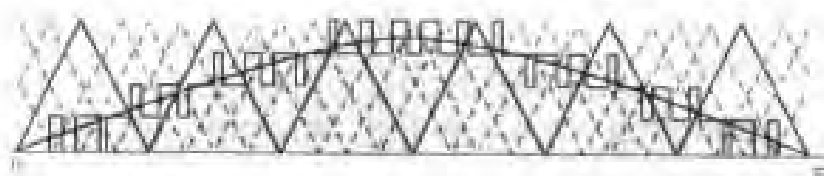
图 8-32 $N=4$ 时 A 相输出电压 u_{a0} 的九电平波形

图 8-33 4 个 SPWM FBI 串联叠加的波形

2. 消谐波 PWM 控制法 (SHPWM)

多电平消谐波 PWM 控制法 (SHPWM), 是 8.2.2 节图 8-8 所示三电平 SHPWM 的扩展, SHPWM 调制是以 SPWM 为基础的。如图 8-34 所示, 载波是 $m-1$ 个具有相同相位, 相同频率、相同幅值 U_c , 且对称分布的载波三角波 u_{c_i} , 调制波是一个幅值为 U_m , 频率为 f_m 的正弦波, 用正弦波与三角波进行比较, 在正弦波大于三角波的部分产生触发脉冲。对于多电平逆变器, 调制度为 M , 载波比为 F , 则

$$M = \frac{U_m}{(m-2)U_c}$$

$$F = \frac{f_m}{f_c}$$

图 8-34 为五电平 SHPWM 调制的波形, $m=5$, 载波三角波的个数为 $m-1=5-1=4$, 采用 4 个载波三角波是由于电路结构的要求, 由于电路结构是每相由 2 个 FBI 串联, 每个 FBI 需用上下各一个载波三角波, 以实现每一个 FBI 正、负半周的独立调制, 因此需要采用 4 个载波三角波。

FBI 级联式多电平逆变器采用 SHPWM 控制法的优点是控制原理简单, 实现容易, 缺点是两个 FBI 的输出功率不相同, 要实现相同功率输出, 就需要在两个 FBI 之间轮流切换它们的驱动信号。

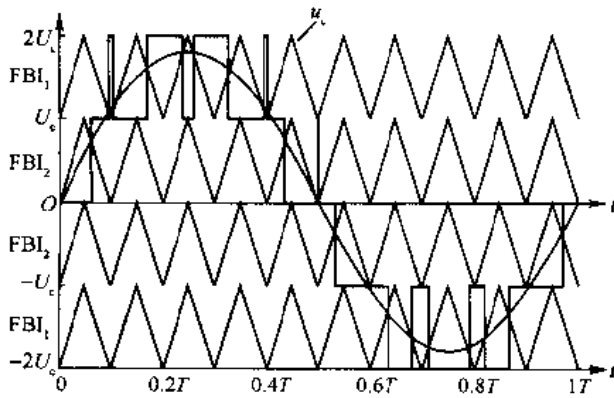


图 8-34 五电平逆变器的 SVPWM 波形

3. 开关频率优化 PWM 控制法(SFOPWM)

开关频率优化 PWM 控制法,是 Steinke 于 1992 年首先提出来的,这种控制法是基于消谐波 PWM 法(SHPWM),它的载波三角波与 SHPWM 法完全相同,不同点是 SFOPWM 法在调制波中注入了零序谐波,其优点是可以优化和提高功率开关管的有效开关频率,减少了开关损耗,提高了效率,最大的优点是可以提高直流电源电压 E_d 的利用率,使调制度 M 可以提高到 1.15。这里需指出的一点是,这种方法只能应用于三相多电平逆变器,不能应用于单相多电平逆变器。

五电平开关频率优化 PWM 控制法的波形如图 8-35 所示。要详细了解它的原理,请参阅第 5.2.2 节和图 5-11。

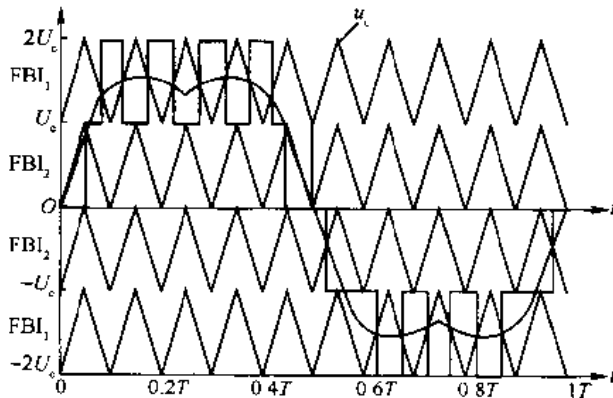


图 8-35 五电平开关频率优化 PWM 控制法的波形

8.5 混合 FBI 的级联与单一直流电源 FBI 的级联

上一节介绍的具有独立直流电源的级联式多电平逆变器,采用的是相同 FBI 的串联叠加,它存在着两个缺点:一是由于 FBI 工作在 PWM 状态,因此不宜采用低速开关器件,如 GTO 等;二是所需的独立直流电源的数目较多。这就限制了这种多电平逆变器的使用范围。本节将要介绍的所谓混合型具有独立直流电源的级联式多电平逆变器,它有两个含义:





一是可以采用不同功率,不同开关器件不同直流电源电压的不同 FBI 进行串联叠加;二是采用 FBI 和二极管(或飞跨电容)钳位多电平逆变器进行串联叠加。前者为高压大功率低速开关器件的应用创造了条件,后者为减少独立直流电源的数目开辟了一条道路。这样,就大大拓宽了级联式多电平逆变器的适用范围。

8.5.1 不同开关器件不同直流电压 FBI 的混合串联叠加

在上一节中介绍了相同开关器件(IGBT)、相同直流电源电压 E_d 的 FBI 串联叠加,是 N 个相同 FBI 的串联叠加,输出电压的电平数为 $2N + 1$ 。若将串联叠加多电平逆变器中各个 FBI 的直流电源电压分别取 $E_d, 2E_d, 4E_d, \dots, 2^{N-1}E_d$, 则其输出电压的电平数为 $\left(2 \sum_{i=1}^N 2^{i-1}\right) + 1$ 或 $2^{N+1} - 1$;若将串联叠加多电平逆变器中各个 FBI 的直流电源电压分别取 $E_d, 3E_d, 9E_d, \dots, 3^{N-1}E_d$, 则其输出电压的电平数为 $\left(2 \sum_{i=1}^N 3^{i-1}\right) + 1$ 或 3^N 。这是各个 FBI 采用不同独立直流电源带来的好处。

1. 用 GTO 与 IGBT 作开关的二级 FBI 串联叠加

图 8-36 所示为三相多电平逆变器中 A 相的电路,它采用的是 GTO 与 IGBT 作开关的二级 FBI 串联叠加电路。用 GTO 作开关的 FBI₁ 的直流电源电压 $E_{d1} = 3 \text{ kV}$,用 IGBT 作开关的 FBI₂ 的直流电源电压 $E_{d2} = 1.5 \text{ kV}$,A 相串联叠加多电平逆变器的直流电源总电压为 $E_{d1} + E_{d2} = 4.5 \text{ kV}$,可以在输出电压 u_{AO} 中叠加合成出 $4.5 \text{ kV}, 3 \text{ kV}, 1.5 \text{ kV}, 0, -1.5 \text{ kV}, -3 \text{ kV}, -4.5 \text{ kV}$ 七电平阶梯波,见表 8-8($E_{d1} = 2E_{d2}$)。和电压 $E_{d1} = E_{d2}$ 的普通串联叠加多电平逆变器相比,输出电压 u_{AO} 的电平数由 5 增加到 7。A 相逆变器的工作波形如图 8-38 所示。其中 FBI₁ 采用的是如图 8-37(a)所示的消除特定谐波法控制,开关角 $\alpha_1 = 18^\circ$,消除 5 次谐波,工作在基频状态,主要用来承担高电压,其输出电压波形如图 8-38(d)所示。FBI₂ 采用的是 SPWM 控制。它的载波三角波由钟脉冲同步产生如图 8-38(a)中 u_c 所示,用正弦调制波 u_s 与载波三角波 u_c 进行比较,在 $u_s > u_c$ 的部分产生正脉冲, $u_s < u_c$ 部分产生负脉冲,如图 8-38(b)所示。这种 SPWM 的载波比 $F = \frac{\omega_s}{\omega_c} = 36$ (ω_c 为载波三角波 u_c 的角频率, ω_s 为调制波 u_s 的角频率)。FBI₂ 的开关频率 $f_s = 36 \times 50 = 1800 \text{ Hz}$,工作在高频状态,主要用来改善输出电压的波形(用串联叠加法使输出电压波形成为七电平阶梯波)和对输出电压进行 SPWM 调节。FBI₂ 的输出电压波形如图 8-38(c)所示。FBI₁ 和 FBI₂ 的输出电压相加,就可以得到 A 相逆变器的输出电压波形如图 8-38(e)所示。

表 8-8 图 8-36 电路合成出的七电平阶梯波

U_{Am}	GTO 单元的输出电压	IGBT 单元的输出电压
$3E_{d2}$	$2E_{d2}$	E_{d2}
$2E_{d2}$	$2E_{d2}$	0
E_{d2}	0	E_{d2}
E_{d2}	$2E_{d2}$	$-E_{d2}$



续表

U_{in}	GTO 单元的输出电压	IGBT 单元的输出电压
0	0	0
$-E_c$	0	$-E_c$
$-E_c$	$-2E_c$	E_c
$-2E_c$	$-2E_c$	0
$-3E_c$	$-2E_c$	$-E_c$

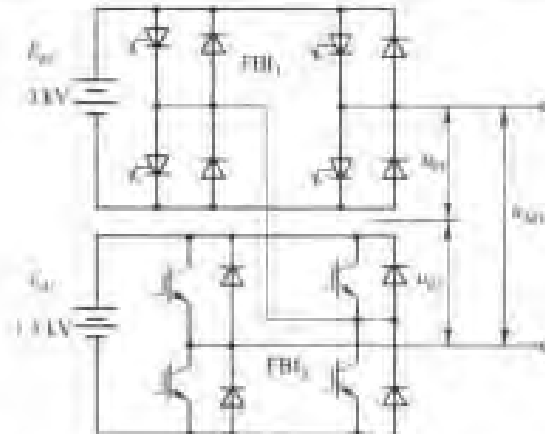


图 8-36 用 GTO 与 IGBT 作开关的二级 FDI 的串联叠加

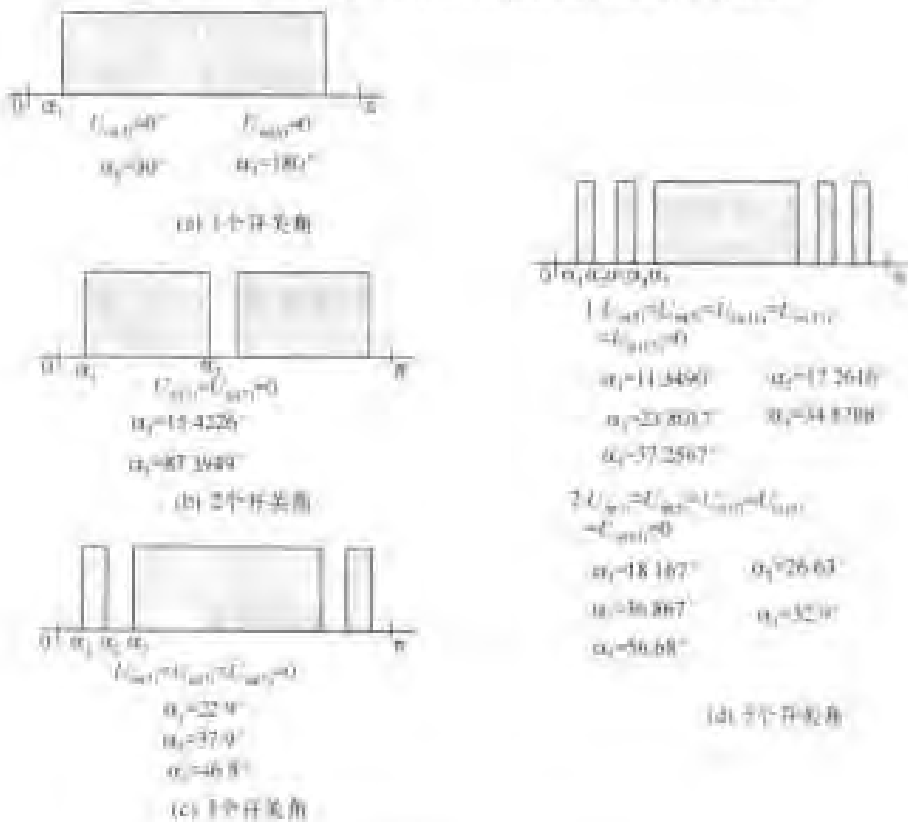


图 8-37 消除特定谐波法的应用波形

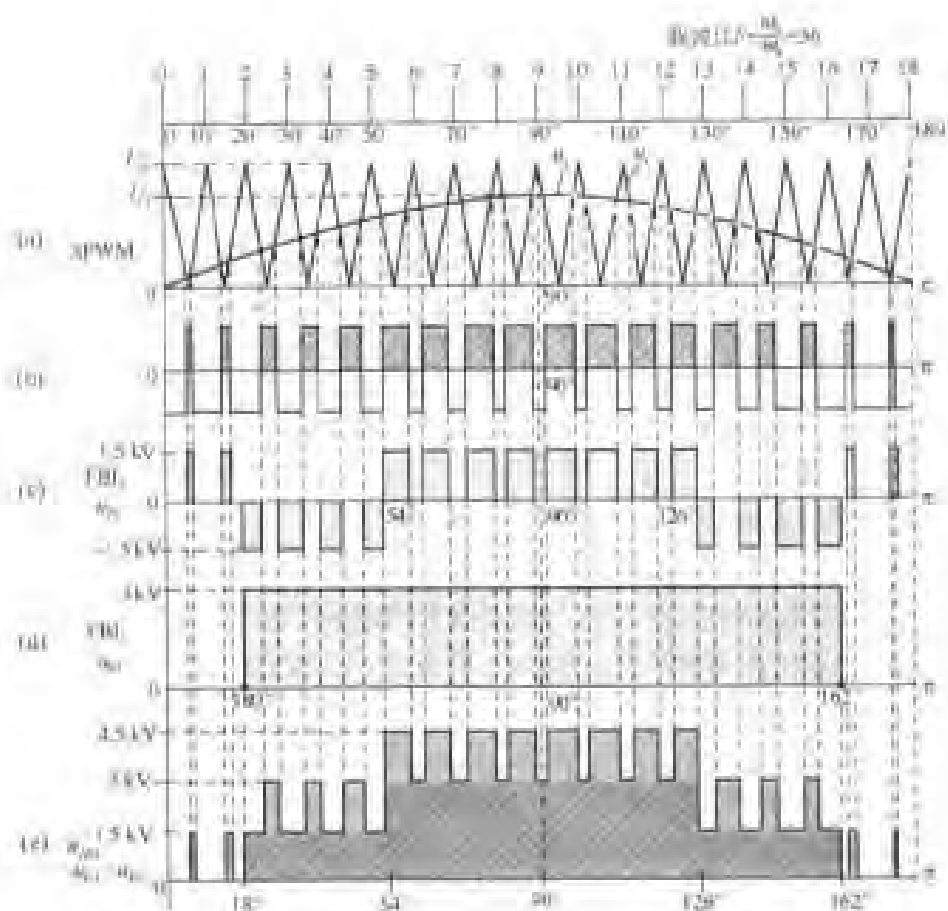


图 8-38 图 8-36 所示电路的工作波形

u_{out} 的波形是一种带脉宽调制的七电平阶梯波。从波形结构上来看,它是由图 8-38(b) 中的正脉冲与图 8-38(c) 中点影所示的五电平阶梯波组成的,此五电平阶梯波的基波与各次谐波幅值的表示式为

$$\begin{aligned} U_{out} &= \frac{4}{\pi} \int_{18^\circ}^{54^\circ} E_{dl} \sin u \alpha d\alpha + \frac{4}{\pi} \int_{54^\circ}^{90^\circ} E_{dl} \sin u \alpha d\alpha \\ &= \frac{2E_{dl}}{\pi} [\cos \pi(18^\circ) + \cos \pi(54^\circ)] \end{aligned}$$

通过计算,五电平阶梯波的傅里叶级数表示式为

$$\begin{aligned} u_{out} &= \sum_{n=1}^{\infty} U_{out} \cdot \sin n\omega t \\ &= \frac{2E_{dl}}{\pi} (1.539 \sin \omega t + \frac{2E_{dl}}{\pi} (0.052) \sin 7\omega t - \\ &\quad \frac{2E_{dl}}{\pi} (0.140) \sin 11\omega t + \frac{2E_{dl}}{\pi} (0.028) \sin 13\omega t + \\ &\quad \frac{2E_{dl}}{\pi} (0.021) \sin 17\omega t - \frac{2E_{dl}}{\pi} (0.081) \sin 19\omega t + \dots \end{aligned} \quad (8-23)$$

图 8-38(b) 中 SPWM 正脉冲电压的傅里叶级数表示式为

$$u''_{AO} = ME_{d2} \sin \omega t + \frac{2E_{d2}}{\pi} \sum_{m=1,2}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{\pm \infty} \cos m\pi \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \sin[(mF+n)\omega t] \quad (8-24)$$

图8-38(e)所示电压 u_{AO} 的傅里叶级数表示式为

$$\begin{aligned} u_{AO} &= u'_{AO} + u''_{AO} \\ &= \left[\frac{2E_{d1}}{\pi} (1.539) + ME_{d2} \right] \sin \omega t + \frac{2E_{d1}}{\pi} (0.052) \sin 7\omega t - \\ &\quad \frac{2E_{d1}}{\pi} (0.140) \sin 11\omega t + \frac{2E_{d1}}{\pi} (0.028) \sin 13\omega t + \\ &\quad \frac{2E_{d1}}{\pi} (0.021) \sin 17\omega t - \frac{2E_{d1}}{\pi} (0.081) \sin 19\omega t + \dots + \\ &\quad \frac{2E_{d2}}{\pi} \sum_{m=1,2}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{\pm \infty} \cos m\pi \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \sin[(mF+n)\omega t] \quad (8-25) \end{aligned}$$

由式(8-25)可知,在电压 u_{AO} 中消除了5次谐波,对于7,11,13,17,19次谐波也有明显的减小。 u_{AO} 中的零序谐波是靠逆变器的三相三线制输出来消除的。

图8-38所示串联叠加波形,是 FBI_1 采用消除特定谐波法改善波形的,它的输出电压 u_{P1} 不可调,不太适合VVVF传动系统中应用,为了实现VVVF控制的需要,应将 FBI_1 的控制改成为HSPWM控制,而 FBI_2 则仍采用PWM控制。但与原来PWM控制的不同点是,将原来的正弦调制波,改成了正弦调制波与 FBI_1 输出电压 u_{P1} 的波形之差的电压波形作为调制波,载波仍采用原来的单极性三角波,通过高频SPWM控制使 FBI_2 的输出电压为 u_{P2} 。 FBI_1 与 FBI_2 串联叠加改用HSPWM与高频PWM控制后的工作波形如图8-39(a)所示。串联叠加后的总输出电压波形如图8-39(a)中的 u_{AO} 所示,图8-39(b)为仿真波形。可以看出,这种控制法不仅可以使 u_{AO} 完全可控,同时对输出电压 u_{AO} 的波形,也得到了进一步的改善。

2. 用低速与高速 IGBT 作开关的二级 FBI 串联叠加

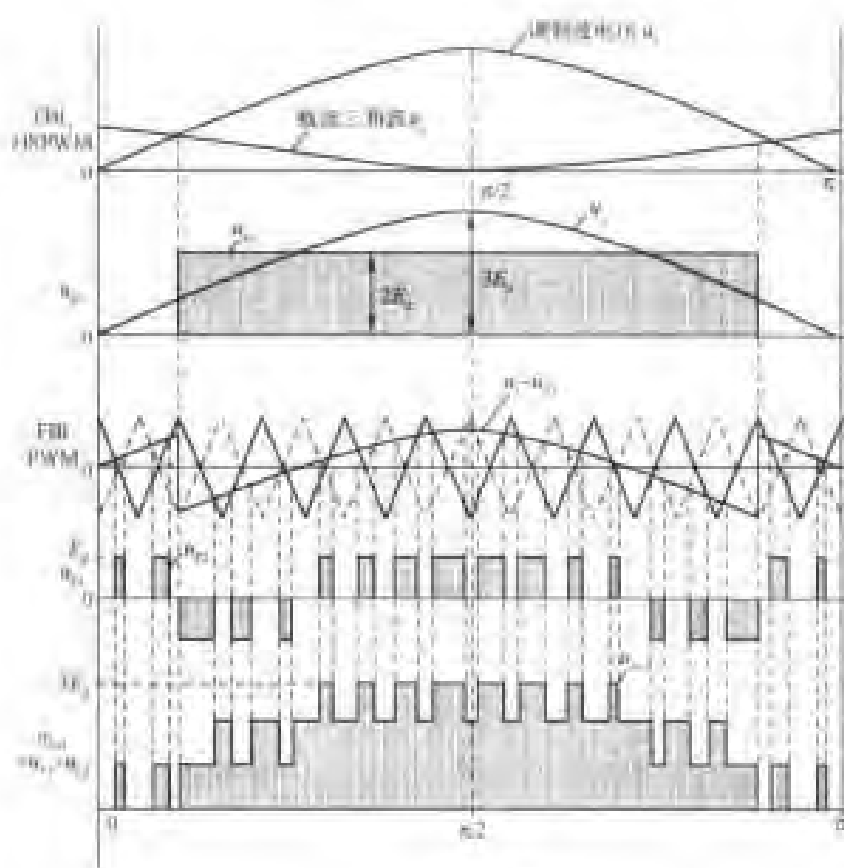
将图8-36中 FBI_1 的GTO换成低速IGBT,就可以得到采用低速IGBT与高速IGBT的二级FBI串联叠加电路。其中以低速IGBT作开关的 FBI_1 ,采用图8-37(d)所示的消除特定谐波法控制,开关角为 $\alpha_1 = 11.349^\circ$, $\alpha_2 = 17.2616^\circ$, $\alpha_3 = 23.8017^\circ$, $\alpha_4 = 34.8708^\circ$, $\alpha_5 = 37.2567^\circ$,以消除5,7,11,13,17次谐波,其输出电压 u_{P1} 的波形如图8-40(c)所示。以高速IGBT作开关的 FBI_2 。采用的是与上节相同的SPWM控制,其输出电压 u_{P2} 的波形如图8-40(b)所示。 FBI_1 与 FBI_2 输出电压波形的串联叠加,就可以得到A相输出电压 u_{AO} 的波形如图8-40(d)所示, $u_{AO} = u_{P1} + u_{P2}$ 。

u_{P1} 的基波与各次谐波幅值的表示式为

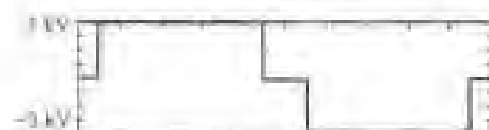
$$\begin{aligned} u_{P1mn} &= \frac{4}{\pi} \left[\int_{11.349^\circ}^{17.2616^\circ} 2E_d \sin n\alpha d\alpha + \int_{23.8017^\circ}^{34.8708^\circ} 2E_d \sin n\alpha d\alpha + \int_{37.2567^\circ}^{90^\circ} 2E_d \sin n\alpha d\alpha \right] \\ &= \frac{8E_d}{\pi} \left[\cos n(11.349^\circ) - \cos n(17.2616^\circ) + \cos n(23.8017^\circ) - \right. \\ &\quad \left. \cos n(34.8708^\circ) + \cos n(37.2567^\circ) \right] \end{aligned}$$

通过运算, u_{P1} 的表示式为

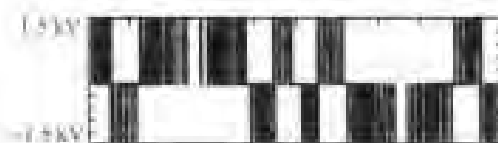
$$u_{P1} = \frac{8E_d}{\pi} [0.916 \sin \omega t + 0.137 \sin 3\omega t + 0.01 \sin 9\omega t + 0.014 \sin 15\omega t + \dots]$$



(a) 工作波形



(b) 输出波形



(c) 输出波形



(d) 输出波形

(e) 输出电压波形的仿真

图 8-36 α_{opt} 完全可调的中联叠加工作波形

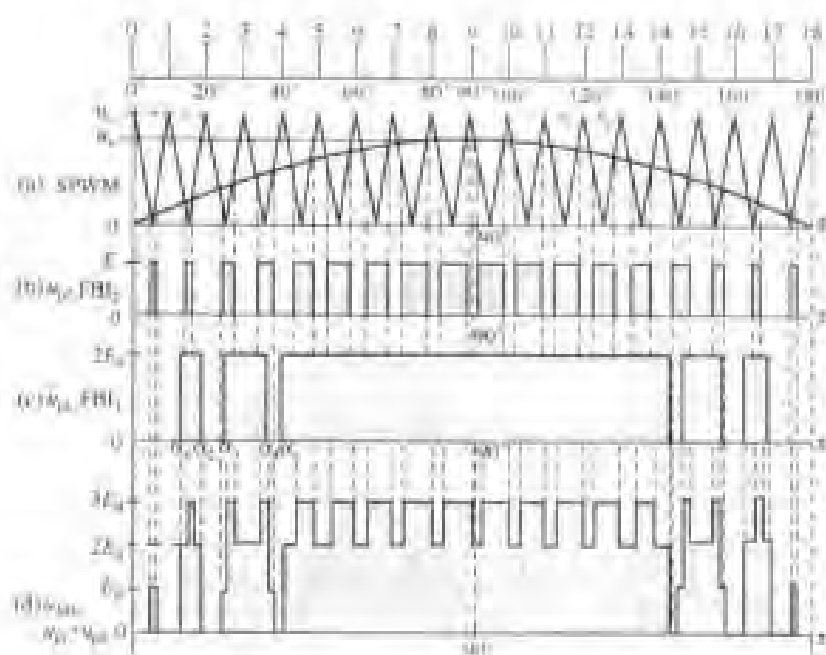


图 8-40 采用低速与高速 FB1 作开关的二级 FB1 串联叠加波形

$$\begin{aligned} \text{而 } u_{c2} &= ME_d \sin \omega t + \frac{2E_d}{\pi} \sum_{m=1,2,4,6,8,10,12,14,16,18} \cos m\pi \cdot \frac{J_m(mM\pi)}{m} \cdot \sin[(mK + \alpha)\omega t] \\ \therefore u_{A0} &= \left[\frac{8E_d}{\pi}(0.916) + ME_d \right] \sin \omega t + \frac{8E_d}{\pi} [0.137 \sin 3\omega t + 0.01 \sin 9\omega t \\ &+ 0.014 \sin 15\omega t + \dots] + \frac{2E_d}{\pi} \sum_{m=1,2,4,6,8,10,12,14,16,18} \cos m\pi \cdot \frac{J_m(mM\pi)}{m} \cdot \sin[(mF + \alpha)\omega t] \end{aligned}$$

此式表明,在 u_{A0} 中将可以消除 5, 7, 11, 13, 17 次谐波, u_{A0} 中的零序谐波靠逆变器的三相三线制输出来消除。此种逆变器中的开关管也可以采用 IGBT 与功率 MOSFET。由高速 IGBT 或功率 MOSFET 组成的 FB₂ 可以实现 30% 的 SPWM 线性调压。

3. 用 GTO 与 IGBT 作开关管的三级 FB1 串联叠加

采用 GTO 与 IGBT 作开关管,直流电源电压分别为 1 kV、2 kV、6 kV 的三级 FB1 串联叠加的多电平逆变器的 A 相电路,如图 8-41 所示。其中 FB₁ 的直流电压 $6E_d = 6 \text{ kV}$, 采用 GTO 作开关管; FB₂ 的直流电压 $2E_d = 2 \text{ kV}$, 采用 GTO 作开关管; FB₃ 的直流电压 $E_d = 1 \text{ kV}$, 采用 IGBT 作开关管。下面分析逆变器的工作状态与调制方式。逆变器可以输出幅值为 +9 kV 与 -9 kV 的交流电压。各 FB1 的输出电压调制方式为: FB₁ 采用如图 8-37(a) 所示的消除特定谐波法, FB₂ 则采用固定触发角驱动法, 而 FB₃ 采用的则是高频 PWM 法。各 FB1 输出电压波形的串联叠加就可以合成出如图 8-42 所示的 A 相输出电压 u_{A0} 。

逆变器的工作状态与控制方式见表 8-9。

这里需要指出的是, FB₃ 采用的是高频 SPWM 控制, 它的调制波是正弦参考波和 FB₁ 与 FB₂ 输出电压 u_{c1} 与 u_{c2} 的瞬时值波形之和的电压波形 $u_c = (u_{c1} + u_{c2})$ 作为调制波, 载波采用单极性三角波, 通过 SPWM 高频调制使 FB₃ 输出电压如图 8-42 中 u_{A3} 所示。

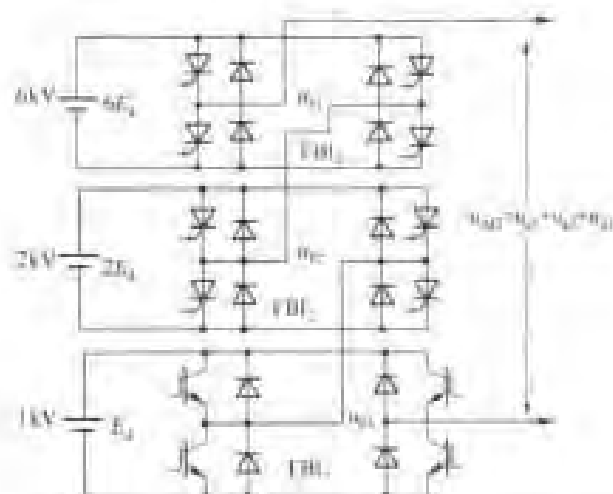


图 8-41 采用 GTO 与 IGBT 作开关的三级 HBI 串联叠加多电平逆变电路

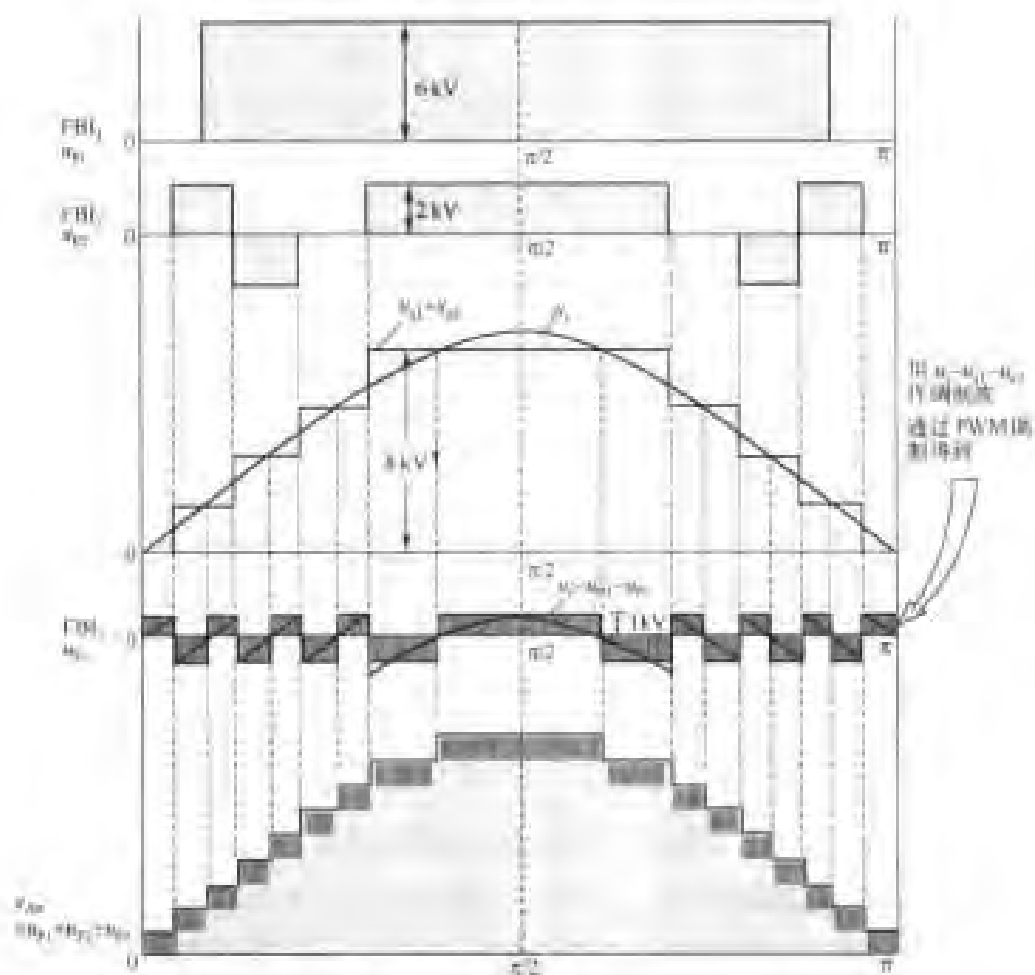
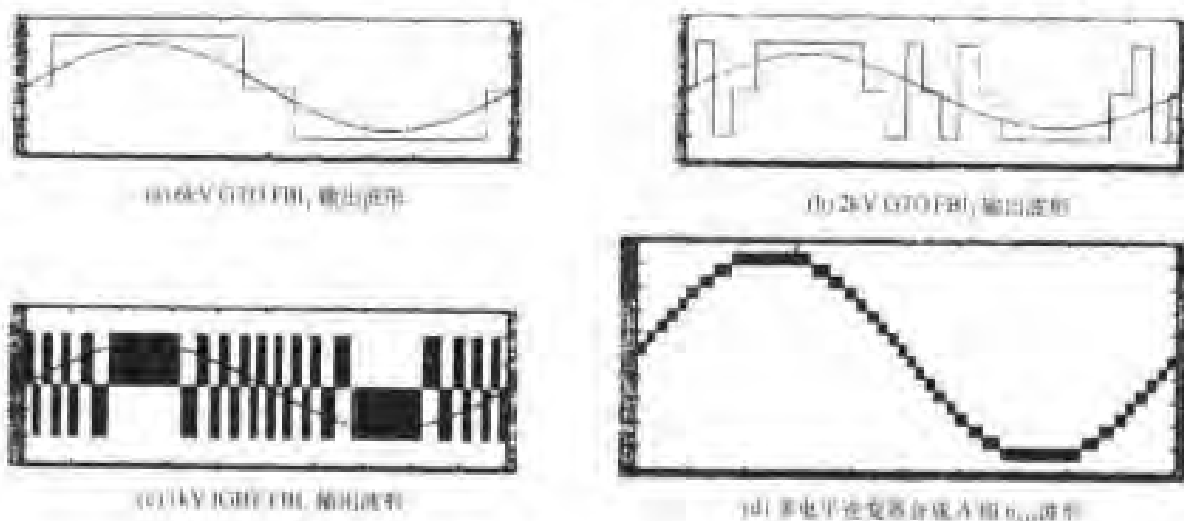


图 8-42 图 8-41 多电平逆变器的工作波形

表 8-9 图 8-41 所示逆变器的工作状态与控制方式

双联多电平逆变器调制策略			
输出电压	GTO 开关 FBI_1	GTO 开关 FBI_2	IGBT 开关 FBI_3
-9 ~ -8 kV	-6 kV	-2 kV	0 ~ -1 kV
-8 ~ -7 kV	-6 kV	-2 kV	0 ~ -1 kV
-7 ~ -6 kV	-6 kV	0 kV	0 ~ -1 kV
-6 ~ -5 kV	-6 kV	0 kV	0 ~ -1 kV
-5 ~ -4 kV	-6 kV	2 kV	0 ~ -1 kV
-4 ~ -3 kV	-6 kV	2 kV	0 ~ -1 kV
-3 ~ -2 kV	0 kV	-2 kV	0 ~ -1 kV
-2 ~ -1 kV	0 kV	-2 kV	0 ~ -1 kV
-1 ~ 0 kV	0 kV	0 kV	0 ~ -1 kV
0 ~ 1 kV	0 kV	0 kV	0 ~ -1 kV
1 ~ 2 kV	0 kV	2 kV	0 ~ -1 kV
2 ~ 3 kV	0 kV	2 kV	0 ~ -1 kV
3 ~ 4 kV	6 kV	-2 kV	0 ~ -1 kV
4 ~ 5 kV	6 kV	-2 kV	0 ~ -1 kV
5 ~ 6 kV	6 kV	0 kV	0 ~ -1 kV
6 ~ 7 kV	6 kV	0 kV	0 ~ -1 kV
7 ~ 8 kV	6 kV	2 kV	0 ~ -1 kV
8 ~ 9 kV	6 kV	2 kV	0 ~ -1 kV

u_{AC} 的仿真波形如图 8-43 所示。其中图(a)为 FBI_1 的输出电压 u_{F1} 的波形,图(b)为 FBI_2 的输出电压 u_{F2} 的波形,图(c)为 FBI_3 的输出电压 u_{F3} 的波形,图(d)为 A 相电压 u_{AC} 的波形。

图 8-43 A 相电压 u_{AC} 的仿真波形

与图 8-36 所示的电路相同,用 GTO 作开关管的 FBI_1 和 FBI_2 主要用来承受高电压,用 IGBT 作开关管的 FBI_3 主要用于逆变器调压与波形改善,可以调压的幅度为 11%。

4. 混合型具有独立电源 FBI 的其它级联方式

前面介绍了三种混合型具有独立直流电源 FBI 的级联叠加方式,还有其它的一些级联



叠加方式也应当予以指明,以便于选用。

一般的级联多电平逆变器, N 个 EBI 采用的是相同的独立直流电源, 可以串联叠加出 $2N+1$ 个电平的电压, 而混合型级联多电平逆变器的 N 个 EBI 的直流电源电压, 可以采用 2 倍递增或 3 倍递增的直流电压, 2 倍递增可以串联叠加出 $2^{N+1}-1$ 个电平的电压, 3 倍递增可以串联叠加出 3^N 个电平的电压。除此之外, 还可以采用 2 倍与 3 倍混合递增的直流电压, 如图 8-42 所示的串联叠加方式采用的就是 1, 2, 6 递增方式。

为了得到较好的频谱特性, 在一般的级联多电平逆变器的各个输出电平上进行 PWM 调制, 从而在整个合成电压电平上实现完全的 PWM 调制。而当采用 2 倍递增或 3 倍递增或混合递增直流电压时的串联叠加时, 基于输出多电平电压的需要, 混合型级联多电平逆变器应采用的串联叠加方式见表 8-10。

表 8-10 基于不同的直流电源电压递增方式的叠加方式

每相直流电源个数 N	直流电源电平 E_1, E_2	输出电压电平总数 $2 \sum_{i=1}^N E_i + 1$	PWM 输出能力
1	$1E_1$	3	完全
2	$1E_1, 1E_2$	5	完全
	$1E_1, 2E_2$	7	完全
	$1E_1, 3E_2$	9	部分
3	$1E_1, 1E_2, 1E_3$	7	完全
	$1E_1, 1E_2, 2E_3$	9	完全
	$1E_1, 1E_2, 3E_3$	11	完全
	$1E_1, 1E_2, 4E_3$	13	完全
	$1E_1, 1E_2, 5E_3$	15	部分
	$1E_1, 2E_2, 2E_3$	11	完全
	$1E_1, 2E_2, 3E_3$	13	完全
	$1E_1, 2E_2, 4E_3$	15	完全
	$1E_1, 2E_2, 5E_3$	17	完全
	$1E_1, 2E_2, 6E_3$	19	完全
	$1E_1, 2E_2, 7E_3$	21	部分
4	$1E_1, 3E_2, 3E_3$	15	部分
	$1E_1, 3E_2, 4E_3$	17	完全

由表 8-10 可知, 在相同复杂程度的控制方式下, 既能实现级联多电平逆变器的完全 PWM 控制, 又能实现高电压输出的直流电源电压组合方式应选为 (1, 2, 6), 如图 8-42 和图 8-43 所示。若直流电源电压组合选用 (1, 2, 7), 则输出电压只能实现部分 PWM 调制, 其仿真波形如图 8-44 所示, 其中画圈的部分是不能实现 PWM 调制的部分。

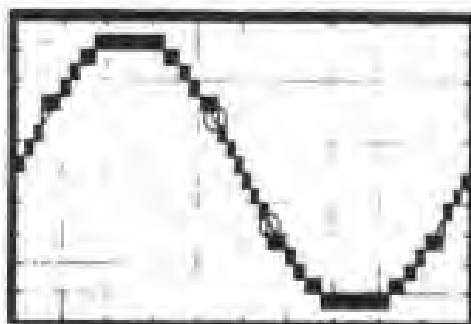


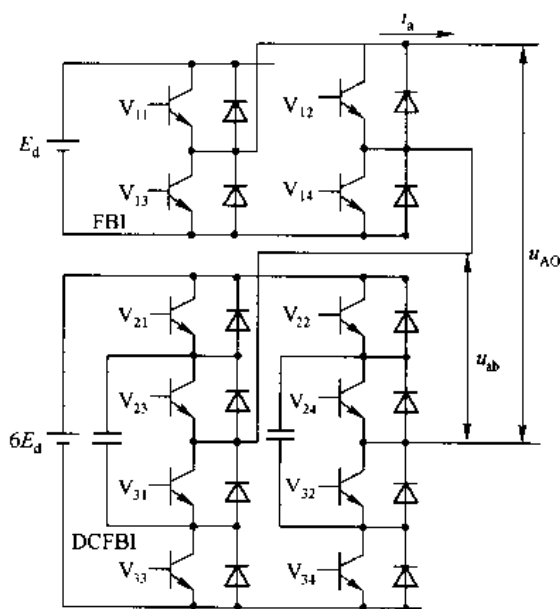
图 8-44 部分 PWM 调制输出电压波形

8.5.2 不同电路 FBI 与单一直流电源 FBI 的级联

不同电路 FBI 与单一直流电源 FBI 的级联包括两部分内容:一是不同电路结构形式 FBI 的串联叠加,二是相同 FBI 采用单一直流电源的串联叠加。

1. 不同电路结构形式 FBI 的串联叠加

多电平逆变器主要包括二极管钳位、飞跨电容钳位和具有独立直流电源 FBI 级联式多电平逆变器三种。前两者的特点是可以利用直流侧串联电容分压的方式来减小开关管的电压应力。但是,随着电平数的增加,其电路越来越复杂。而 FBI 级联式多电平逆变器的特点是,利用多个独立直流电源来减小开关管的电压应力,利用串联叠加的方式获得多电平,因此具有易于扩展、所用开关器件少、开关损耗小、效率高的优点,其缺点是所需的独立直流电源个数较多。两者的结合既可以减少独立直流电源的个数,又可以在不增加电路复杂程度的情况下增多电平数。因此可以采用 FBI 与二极管钳位式(或正跨电容钳位式)多电平全桥逆变器(Diode-clamped Full Bridge Inverter, DCFBI)进行串联叠加。这种不同电路结构功率单元的串联叠加有的人称其为混联型多电平逆变器。这种逆变器当直流电源电压不同时,可以增加输出电压电平的数目。图 8-45 是一个 FBI 与一个飞跨电容钳位或二极管钳位三电平逆变器组成的全桥多电平逆变器的串联叠加。



(a) FBI 与 DCFBI 的串联叠加电路

图 8-45 FBI 与 DCFBI 混联型多电平逆变器的串联叠加

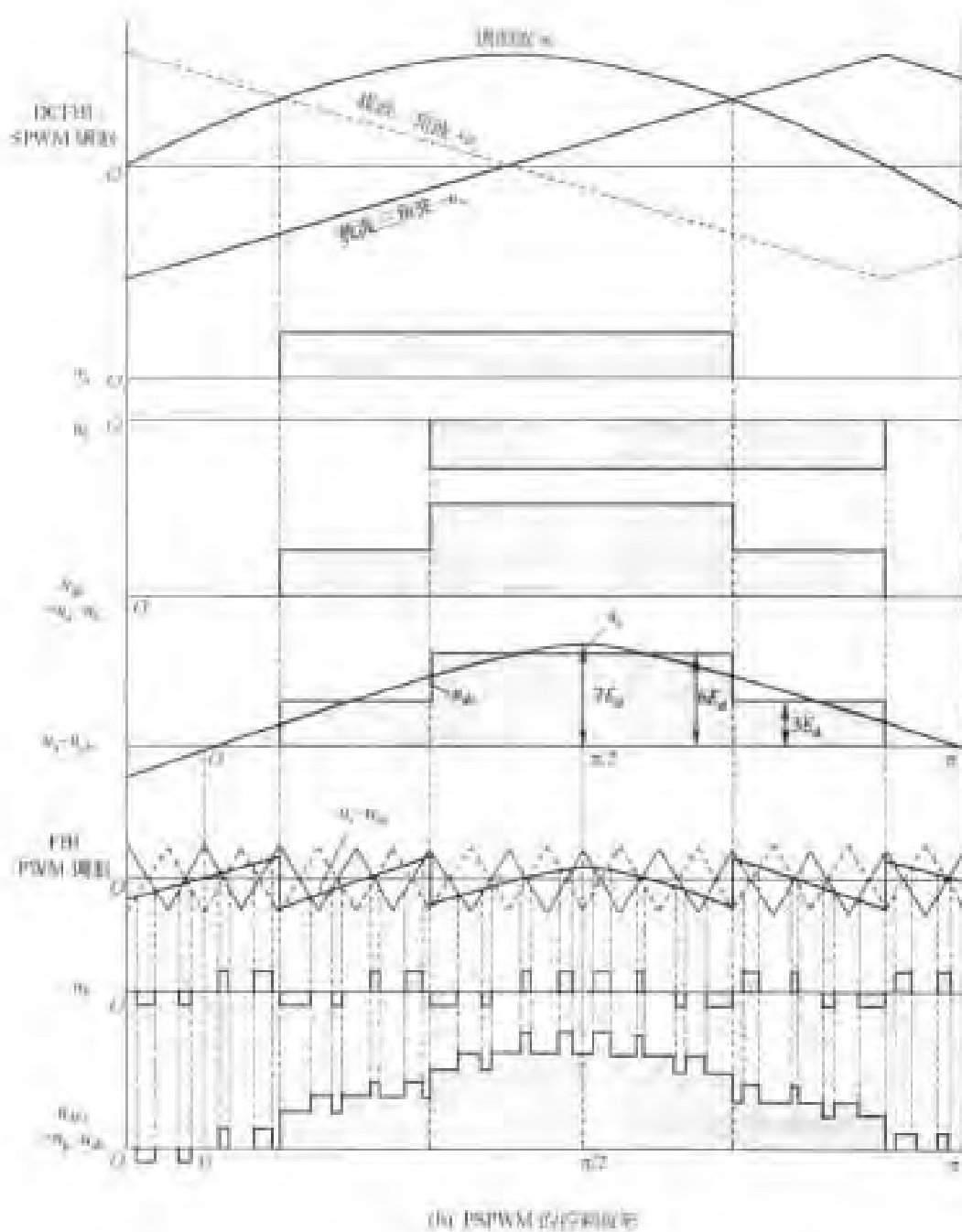
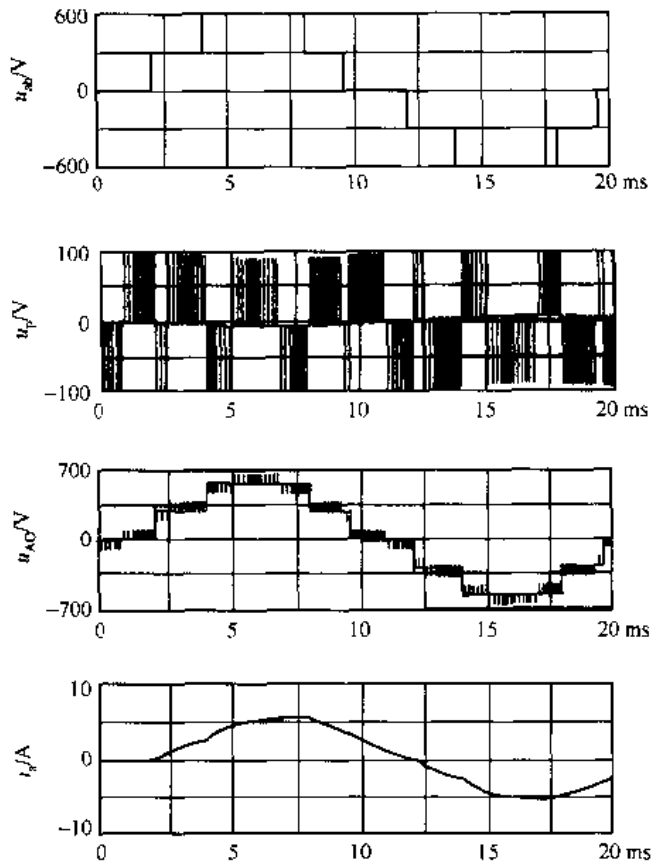


图 8-45 FB 与 DCFB 混联型多电平逆变器的串联叠加(续)



(c) 仿真波形

图 8-45 FBI 与 DCFBI 混联型多电平逆变器的串联叠加(续)

这种混合型多电平逆变器的串联叠加。当两个功率单元的直流电压按照最大扩展原则来确定时,可以获得最大电平数的输出。所谓最大扩展原则,即对于由 N 个功率单元串联叠加的多电平逆变器,如果每一个功率单元能输出的最大电平数为 $m_i (i = 1, 2, \dots, N)$,那么当各个功率单元的独立直流电源电压按下式设置时

$$\frac{E_{di}}{E_{d(i-1)}} = \frac{m_i - 1}{m_i(m_{i-1} - 1)}, i = 2, 3, 4, \dots, N$$

可以得到最大电平数的输出 m

$$m = \prod_{i=1}^N m_i$$

当两个功率单元都是 FBI 时,如图 8-20 所示,这两个 FBI 能输出的最大电平数都是 3,利用最大扩展原则,当 $\frac{E_{d2}}{E_{d1}} = \frac{1}{3}$ 时(即 3 倍递增),可以得到最大电平数为 $m = 3 \times 3 = 9$ 。

在混合多电平逆变器研究的基础上,为了得到更大电平数的输出,可以采用 3 倍递增的直流电源,这样,当 N 个功率单元都是 FBI 时,每个 FBI 能输出的最大电平数都是 3,利用



最大扩展原则,当 $\frac{E_{d2}}{E_{d1}} = \frac{1}{3}, \frac{E_{d3}}{E_{d2}} = \frac{1}{3}, \dots, \frac{E_{dN}}{E_{d(N-1)}} = \frac{1}{3}$, 即 $E_{dN}:E_{d(N-1)}:\dots:E_{d2}:E_{d1} = 1:3:3^2:\dots:3^{N-1}$, 可以得到最大电平数输出。当然,如果各个功率单元是由不同结构形式的电路串联叠加时,同样也可以利用上面提到的最大扩展原则。例如,对于 FBI-FBI-DCFBI 串联叠加构成的多电平逆变器,3 个功率单元能够输出的最大电平数分别为 $m_3 = 3, m_2 = 3, m_1 = 5$ 。利用最大扩展原则,当 $\frac{E_{d2}}{E_{d1}} = \frac{1}{6}, \frac{E_{d3}}{E_{d2}} = \frac{1}{3}$, 即 $E_{d3}:E_{d2}:E_{d1} = 1:3:18$ 时,可以得到最大电平数的输出 $m = 3 \times 3 \times 5 = 45$ 。

在如图 8-45 所示的 FBI 与 DCFBI 串联叠加的电路中,FBI 能输出 3 个电平,DCFBI 能输出 5 个电平,即 $m_1 = 3, m_3 = 5$,当两个功率单元的直流电压比 $\frac{E_{d1}}{E_{d2}} = \frac{1}{6}$ 时,可以得到 $m = 3 \times 5 = 15$ 的最大电平数输出。如果 FBI 和 DCFBI 的直流电压分别为 E_d 和 $6E_d$,则 FBI 输出 $E_d, 0, -E_d$ 3 个电平,DCFBI 输出 $6E_d, 3E_d, 0, -3E_d, -6E_d$ 5 个电平,FBI 和 DCFBI 的输出叠加,可以得到 15 电平的输出见表 8-11。

表 8-11 FBI 和 DCFBI 的直流电压为 E_d 和 $6E_d$ 时得到的 15 电平输出

u_{AO}	$7E_d$	$6E_d$	$5E_d$	$4E_d$	$3E_d$	$2E_d$	E_d	0	$-E_d$	$-2E_d$	$-3E_d$	$-4E_d$	$-5E_d$	$-6E_d$	$-7E_d$
DCFBI	$6E_d$	$6E_d$	$6E_d$	$3E_d$	$3E_d$	$3E_d$	0	0	0	$-3E_d$	$-3E_d$	$-3E_d$	$-6E_d$	$-6E_d$	$-6E_d$
FBI	E_d	0	$-E_d$	E_d	0	$-E_d$	E_d	0	$-E_d$	E_d	0	$-E_d$	E_d	0	$-E_d$

这里需要指出的是,对于输出电压 u_{AO} 的某些电平,要求 FBI、DCFBI 输出正负相反的电平,这就会产生电流倒灌,使直流电源电压上升过高而得不到希望的输出。为了解决这个问题,可以对倒灌的功率单元使用由全控器件构成的有源开关整流器,它既可以作为有功控制器将部分功率回馈到市电电源;又可以作为有源滤波器消除谐波,提高功率因数。

表 8-12 给出了在输出 15 电平的情况下,该优化的串联叠加型电路与传统的几种多电平逆变电路所需元件数的比较。

表 8-12 输出 15 电平时优化串联叠加与传统叠加所需的元件数比较

电路类型	器件类型			
	开关器件	钳位二极管	钳位电容	独立电源
二极管钳位型	28	182	0	1
飞跨电容型	28	0	91	1
传统串联增加	28	0	0	7
FBI/DCFBI 串联叠加	12	0	0	2

从表 8-12 可以看出,二极管钳位型需要大量的钳位二极管。飞跨电容型需要大量的飞跨大电容,传统串联叠加需要大量的独立直流电源,并且这三种电路都需要数量较多的开关器件。FBI/DCFBI 串联叠加电路所需的元器件数目最少。如果构成三相多电平逆变器,这种优点更明显。



这种混联型多电平逆变器的控制方法有两种:一种是基于基频的调制法,使逆变器输出的多电平阶梯波逼近正弦波,如消除特定谐波法,通过选择合适的开关角位置有选择地消除某些特定的低次谐波;另一种是基于高频的调制法,通过高频调制使谐波的频率更高、更易于滤除,如 PSPWM 调制法等。以图 8-45 所示的 FBI 与 DCFBI 的串联叠加为例,如采用如图 8-45(b)所示的 PSPWM 调制法时,则对于 DCFBI 采用了低频 PWM 控制,开关管 V_{21} 、 V_{23} 的载波为 50 Hz 的双极性三角波,相位差为 180° ,用同一个 50 Hz 的正弦调制波进行调制。 V_{21} 与 V_{33} PWM 互补; V_{23} 与 V_{31} PWM 互补。对于 FBI 采用高频 PWM 控制,它的调制波为 DCFBI 的正弦调制波减去 DCFBI 的输出电压波,FBI 的载波为高频(3 kHz)单极性三角波。这样,总的输出电压就是 FBI 与 DCFBI 输出电压的叠加,如图 8-45(b)所示,可以使输出总电压和电流的 THD 减小到 15.02% 和 6.96%。FBI 与 DCFBI 串联叠加采用 PSPWM 控制时的仿真波形如图 8-45(c)所示。

2. FBI 与不对称 DCFBI 的混合串联叠加

FBI 与不对称 DCFBI 的混合串联叠加的主电路及其工作波形如图 8-46 所示,其中图(a)为主电路,图(b)为工作波形。在图 8-46(a)的电路中,DCFBI 采用的是三电平逆变器与两电平逆变器并联组成的不对称 DCFBI,其中共用了 6 个开关管。FBI 与不对称 DCFBI 的直流电源电压相等,即 $E_{d1} = E_{d2} = 2E$ 。显然,FBI 产生的是 3 电平电压($-2E, 0, +2E$)。DCFBI 产生的是 5 电平电压($-2E, -E, 0, +E, +2E$)。串联叠加后整个逆变器的合成输出电压是 9 电平电压($-4E, -3E, -2E, -E, 0, +E, +2E, +3E, +4E$)。

FBI 与不对称 DCFBI 混合串联叠加的控制方法与图 8-45 相似,但不完全相同。FBI 的输出电压为 u_P ,是幅值为 $2E$ 的两电平方波电压。不对称 DCFBI 中的两电平桥臂的输出电压为 u_{b0} ,是幅值为 E 的两电平 180° 方波电压。3 电平桥臂的控制方法与图 8-45 中 FBI 的控制方法相同,是改善波形的关键,它的输出电压 u_{a0} 是通过高频三角波比较方式 PWM 跟踪控制方式得出的。载波采用的是高频(3 kHz 以上)单极性三角波,调制波采用的是幅值为 $5E$ 的正弦波 u_s 减去 u_P 及 u_{b0} 后的差值波形电压 $u_s - u_P - u_{b0}$ 作为调制波,对 DCFBI 3 电平桥臂进行跟踪式 PWM 控制,使其输出电压 u_{a0} (3 电平 PWM 波)跟踪 $u_s - u_P - u_{b0}$ 电压波形,使 $u_{a0} = u_s - u_P - u_{b0}$ 的波形如图 8-46(b)所示,以使 FBI 与不对称 DCFBI 串联叠加后的输出电压 $u_{AO} = u_P + u_{b0} + u_{a0}$ 成为幅值为 $4E$ 的 9 电平准正弦波电压,如图 8-46(b)中的下部所示。

为了说明这种串联叠加控制方式对输出电压波形的改善效果,用输出电压的双重傅里叶级数来表示: u_{c2} 代表载波三角波的电压,其幅值为 $U_{c2} = E$,角频率为 ω_c ; u_s 代表正弦调制波,其幅值为 $U_s = 4EM$,角频率为 ω_s ,则 PWM 调制的载波比 $N = \frac{\omega_c}{\omega_s} \gg 1$,调制度 $M = \frac{U_s}{4E}$,令 $X = \omega_s t, y = \omega_c t$,选择 $0 \leq x \leq 2\pi, -\pi \leq y \leq \pi$ 作为积分区域,将图 8-46(b)中的 $\alpha_1 \sim \alpha_5$ 作如下定义

$$\alpha_0 = x_1 = 0$$



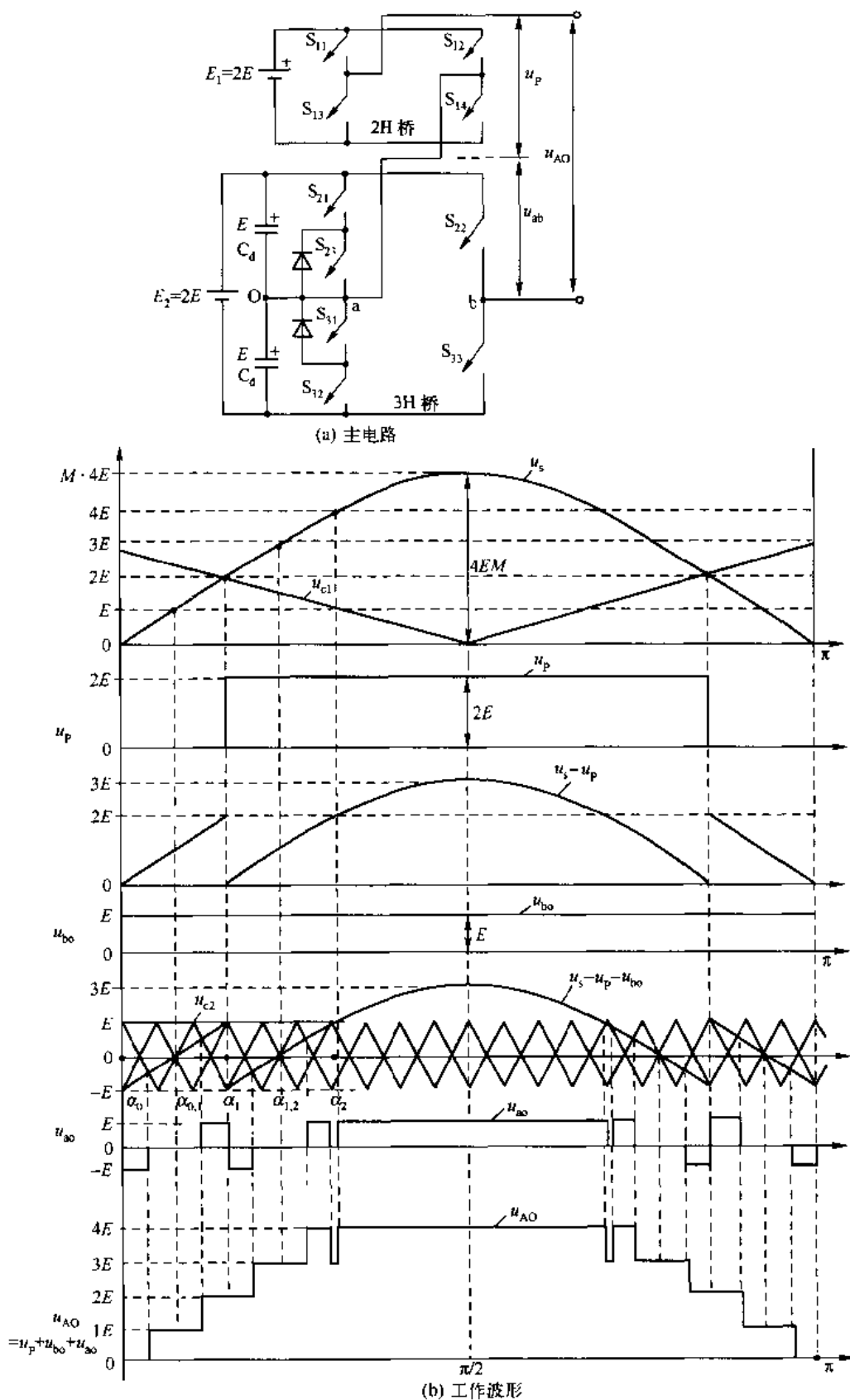


图 8-46 FBI 与不对称 DCFBI 混合串联叠加的主电路与工作波形



$$\alpha_{01} = \alpha_2 = \begin{cases} \sin^{-1} \frac{E}{4EM} = \sin^{-1} \frac{1}{4M}, M \geq \frac{1}{4} \\ \frac{\pi}{2}, 0 \leq M \leq \frac{1}{4} \end{cases}$$

$$\alpha_1 = \alpha_3 = \begin{cases} \sin^{-1} \frac{2E}{4EM} = \sin^{-1} \frac{1}{2M}, M \geq \frac{1}{2} \\ \frac{\pi}{2}, 0 \leq M \leq \frac{1}{2} \end{cases}$$

$$\alpha_{12} = \alpha_4 = \begin{cases} \sin^{-1} \frac{3E}{4EM} = \sin^{-1} \frac{3}{4M}, M \geq \frac{3}{4} \\ \frac{\pi}{2}, 0 \leq M \leq \frac{3}{4} \end{cases}$$

$$\alpha = \alpha_5 = \alpha^* = \begin{cases} \sin^{-1} \frac{4E}{4EM} = \sin^{-1} \frac{1}{M}, M \geq 1 \\ \frac{\pi}{2}, 0 \leq M \leq 1 \end{cases}$$

在划分的区域进行二重积分,算出 $A_{mn} + jB_{mn}$ 中的 A_{mn} 、 B_{mn} 各值,从而可以求出输出电压 u_{AO} 的表示式。推导过程前面已有说明,这里将直接给出 u_{AO} 的表示式

$$u_{AO} = u_P + u_{bo} + u_{\infty}$$

$$u_P = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{8E}{n\pi} \cos n\alpha_1 \sin n\omega_s t$$

$$u_{bo} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E}{n\pi} \sin n\omega_s t$$

$$u_{\infty} = \frac{4E}{\pi} [M(2x^* - \sin 2x^*) + 4\cos x^*] \sin \omega_s t + \frac{8E}{\pi} \sum_{n=3}^{\infty} \left\{ M \cdot \left[\frac{\sin(n-1)x^*}{n-1} - \frac{\sin(n+1)x^*}{n+1} \right] + \frac{2}{\pi} \cos nx^* \right\} \cdot \sin n\omega_s t - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E}{n\pi} \sin n\omega_s t - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{8E}{n\pi} \cos n\alpha_1 \sin n\omega_s t + \frac{4E}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} S_{mn} \sin(m\omega_c + n\omega_s)t$$

式中 $S_{mn} = J_h(mM4\pi)X_5 - \sum_{h=-\infty}^{\infty} J_h(mM4\pi) \frac{1}{n+h} \sin[(n+h)X_5]$

所以 u_P 、 u_{bo} 、 u_{∞} 串联叠加合成的电压 u_{AO} 为

$$u_{AO} = \frac{4E}{\pi} [M(2x^* - \sin 2x^*) + 4\cos x^*] \sin \omega_s t + \frac{8E}{\pi} \sum_{n=3}^{\infty} \left\{ M \cdot \left[\frac{\sin(n-1)x^*}{n-1} - \frac{\sin(n+1)x^*}{n+1} \right] + \frac{2}{\pi} \cos nx^* \right\} \sin n\omega_s t + \frac{4E}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} S_{mn} \cdot \sin(m\omega_c + n\omega_s)t$$





由上式可知:基波幅值与 M 成正比。在过调制时基波幅值随 M 的增大非线性增加,在非过调制时, $m = \text{奇数}$ 的谐波等于零,仅当过调制时这些谐波才随 M 的增大而非线性增加。在 u_{AO} 中存在载波与载波谐波的上下边频奇次谐波,随着过调制时 M 的增大将逐渐衰减到零。当调制度 M 足够大时,输出电压 u_{AO} 将变成 180° 方波。

3. 采用一个直流电源的 FBI 串联叠加

采用一个直流电源的 FBI 串联叠加的电路如图 8-47 所示。其中图(a)是采用一个直流电源及串联电容分压的 FBI 串联叠加的多电平逆变器,图(b)为采用一个直流电源向 FBI 并联供电的串联叠加及电平逆变器。

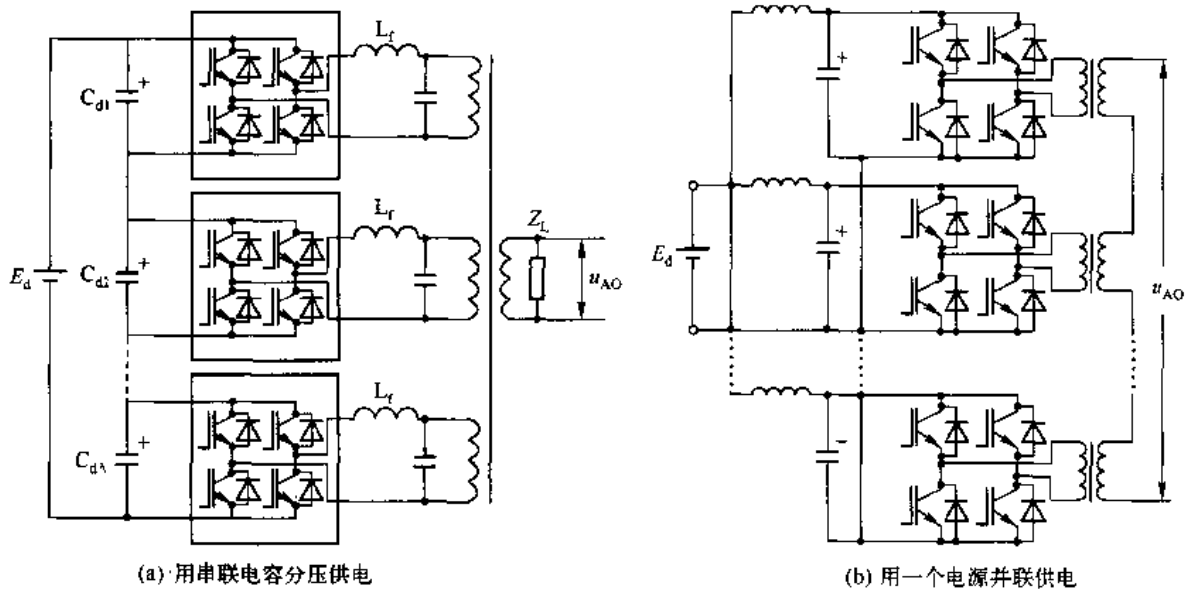


图 8-47 采用一个直流电源的 FBI 串联叠加

采用一个直流电源及串联电容分压供电的 FBI 串联叠加多电平逆变器,是为了减少 FBI 串联叠加直流电源个数较多的方法之一,它可以看成是 FBI 串联叠加多电平逆变器,与二极管钳位多电平逆变器技术的组合,即前者利用后者直流电源电压通过并联多级串联电容分压的技术向 FBI 供电,又利用前者多个 FBI 串联叠加技术,两项技术组合而得到的一种多电平逆变器。因而这种逆变器兼有两者的优点。所不同的是各个 FBI 的输出电压必须采用变压器的初级进行串联磁合成叠加。这种多电平逆变器的控制方法与一般的 FBI 串联叠加逆变器相同。

采用一个直流电源,向 N 个 FBI 并联供电的串联叠加多电平逆变器,与图 8-47(a)所示的多电平逆变器相同,各个 FBI 的输出必须采用输出变压器,在变压器的次级进行串联叠加。所采用的控制方法也与一般 FBI 的串联叠加逆变器相同。

8.6 多电平逆变器消谐波 PWM 法的原理与分析改进^[69]

多电平逆变器的消谐波 PWM 控制法(Subharmonic-PWM),简称 SHPWM 控制,是由

Carrara 于 1992 年首先提出来的。此法的特点是分阶进行 PWM 控制,其优点是对波形改善的效果好,可以减小逆变器的开关次数,效率高,控制电路简单,因而被普遍采用。其存在的问题是,当通过调节调制度 $M = \frac{U_s}{(N-1)U_c}$ 进行调压时,SHPWM 波形中的谐波成分将发生变化,不能用一个方程式来描述,不便于用傅里叶级数进行谐波分析,其原因在于各谐波的载波三角波是不同的。因此,也弄不清楚它究竟消除了哪些谐波,还剩下哪些谐波,为谐波分析带来了困难。

8.6.1 SHPWM 法的控制原理

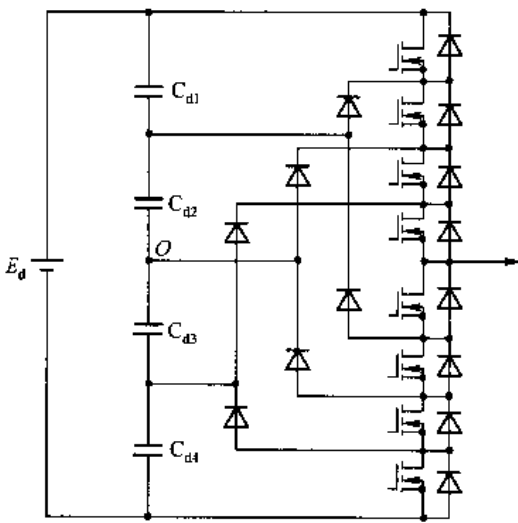


图 8-48 二极管钳位五电平逆变器

对于一个电平数为 N 的多电平逆变器,采用 $N-1$ 阶具有相同频率、相同幅值和相同相位的载波三角波,与一个正弦调制波分阶进行 PWM 控制,在正弦波大于三角波的部分开通逆变器相应电平的开关管,小于部分则关断逆变器中相应电平的开关管。使图 8-48 所示的二极管钳位 5 电平逆变器得以得到图 8-49 粗线表示的 SHPWM 输出电压波形。

在图 8-49 的正半周用了 $(N-1)/2 = (7-1)/2 = 3$ 个阶的载波三角波,如果将各阶中载波三角波的线段用虚线延长就可以发现,它是由 6 个相移 $2\pi/6$ 相位角,幅值等于三个阶中原载波三角波幅值之和,频率等于

原载波三角波频率的 $\frac{2}{N-1} = \frac{2}{7-1} = \frac{1}{3}$ 的大载波三角波组成的。用数字把这些大载波三角波编上号(如图 8-49 左上部)即可发现:一阶中的小三角波是由 2,4,6 大三角波的部分线段组成的;二阶中的小三角波是由 1,3,5 大三角波部分线段组成的;三阶中的小三角波是由 2,4,6 大三角波部分线段组成的。由于三个阶中的小三角波是由不同的大三角波部分线段组成的,故不能用相同的大三角波统一求出一个描述 SHPWM 波形的方程式。因此,无法用傅里叶级数进行谐波分析,为此必须进行改进。其改进的方法是将二阶中原来的载波小三角波倒相 180° (如图 8-49 中虚线所示),使三个阶中的原载波小三角波都是由大载波三角波 2,4,6 的部分线段组成的。这样,由于三个阶中采用的都是相同的大载波三角波,所以,既可以用原来的 SHPWM 法分阶进行控制,也可以用载波三角波移相 SPWM 控制法(PSPWM)(Phaseshifted-PWM)整体(不分阶)进行 PWM 控制。两者的波形改善效果也是基本相同的。这样也就可以利用 PSPWM 法推导出描述 SHPWM 波形的方程式了,或者说两种方法被统一在一起了。

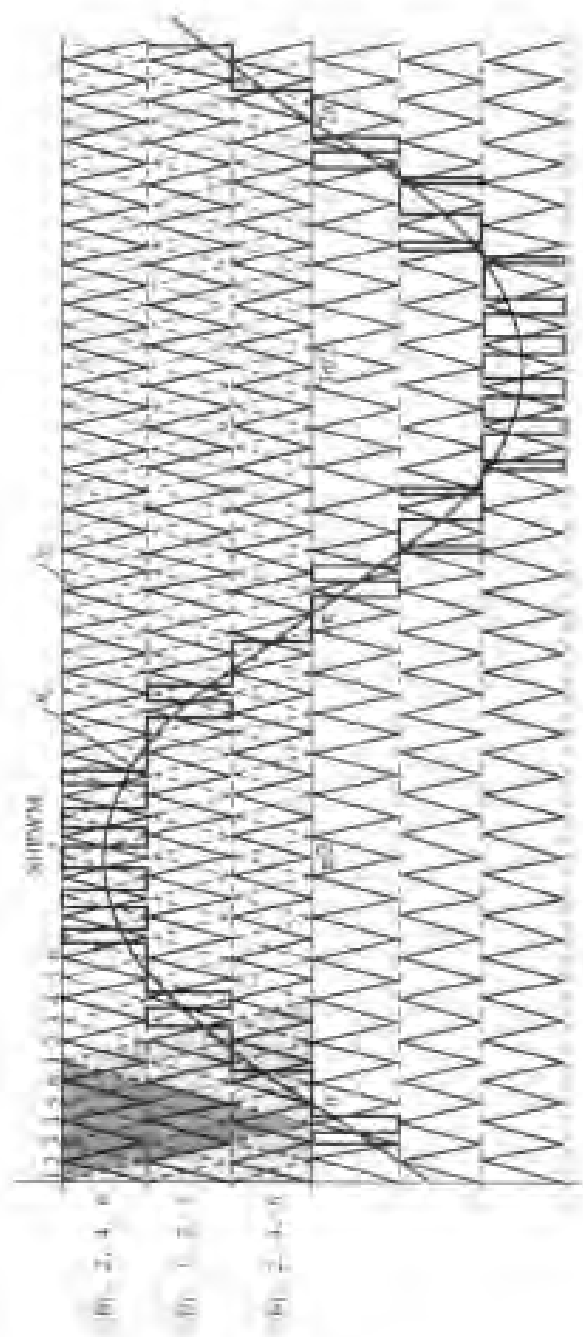


图 8-40 七电平逆变器的 SHPWM 调制波形

8.6.2 SHPWM 控制法的改进分析

为了使 SHPWM 控制法能用 PSPWM 控制法得到的谐波分析方程式来描述,其原 $(N-1)/2$ 个阶中的小载波三角波必须用一个大载波三角波统一起来。由以上的介绍可以得到 SHPWM 控制法的改进方法是:对于 m 电平逆变器, SHPWM 控制法中共有 $(N-1)/2$ 个阶的载波小三角波,将偶数阶中的载波小三角波倒相 180° ,这样就可以用频率为小三角波频率的 $2/(N-1)$,幅值为小三角波幅值的 $(N-1)/2$ 倍的大载波三角波统一起来了。因此,既可以对波形 SHPWM 分阶进行 PWM 控制,又可以对波形 PSPWM 不分阶统一进行 PWM 控制,并用 PSPWM 法可以推导出波形的傅里叶级数表示式。这种改进不会使控制电路复杂太多,只需增加两个反相器就可以了,但却方便了对波形改善的数学分析,并将 SHPWM 控制法与 PSPWM 控制法统一在一起了。

1. 五电平逆变器的改进型 SHPWM 控制

五电平逆变器的 SHPWM 控制波形如图 8-50 所示。其中,图(a)为将一阶与二阶的载波三角波反相 180° 后的 SHPWM 波形,图(b)为 SHPWM 控制得到的波形;只将图 8-50(b)二阶中的载波三角波反相 180° 后的 SHPWM 波形如图 8-50(c)所示。可以看出,二阶中的载波三角波反相后与一阶中的载波三角波合成出两个频率为小三角波频率的 $1/2$,幅值为小三角波幅值 2 倍的大三角波 u_{c1} 、 u_{c2} , u_{c2} 滞后 $u_{c1} 180^\circ$, u_{c1} 与 u_{c2} 仍可分成上下两个小三角波。因此,可以按照原来的 SHPWM 法进行分阶 PWM 控制,产生出 SHPWM 波形如图 8-50(c)所示;也可以按照 PSPWM 法统一进行 PWM 控制:即用 u_{c1} 与 u_s 进行比较产生出如图 8-50(d)所示的 u_{p1} 电压波形。用 u_{c2} 与 u_s 进行比较产生出如图 8-50(e)所示的 u_{p2} 电压波形,然后将 u_{p1} 与 u_{p2} 相加就可以得到如图 8-50(f)所示的 PSPWM 输出电压 u_{AO} 的波形。比较图 8-50(c)中 SHPWM 波形与图 8-50(f)中 PSPWM 波形可知,它们是完全相同的,说明 SHPWM 法与 PSPWM 法被合二为一了。此外,比较图 8-50 中(a)、(b)、(c)的 SHPWM 波形可知,图 8-50(c)二阶中 SHPWM 波形与图 8-50(a)相同,图 8-50(c)中一阶的 SHPWM 波形与图 8-50(b)相同,这是由于它们的载波三角波相同造成的。但在图 8-50(a)、(b)、(c)中, SHPWM 波形的谐波含量是基本相同的,说明改进后的 SHPWM 法是不影响波形改善效果的。

下面对图 8-50(c)所示的波形,用 PSPWM 法来求改进后 SHPWM 波形的傅里叶级数表示式。

按照 PSPWM 法的要求,载波三角波 u_{c1} 与 u_{c2} 之间的相移角应为 $\alpha = 2\pi/2 = \pi$ 。 u_{c1} 与 u_s 产生 u_{p1} , u_{c2} 与 u_s 产生 u_{p2} 。以 u_{p2} 为例,为了求出 u_{p2} 波形[见图 8-50(e)]的方程式,应首先求出 u_{p2} 波形中各脉冲前后沿 a 、 b 点的坐标,为此我们先列出载波三角波 u_{c2} 的方程式为

$$u_{c2} = \begin{cases} -(\omega_c t + \alpha - 2\pi k) \frac{U_c}{\pi} + U_c, & 2\pi k \leq \omega_c t < 2\pi k + \pi \\ (\omega_c t + \alpha - 2\pi k - \pi) \frac{U_c}{\pi}, & 2\pi k + \pi \leq \omega_c t < 2\pi k + 2\pi \end{cases} \quad (8-26)$$



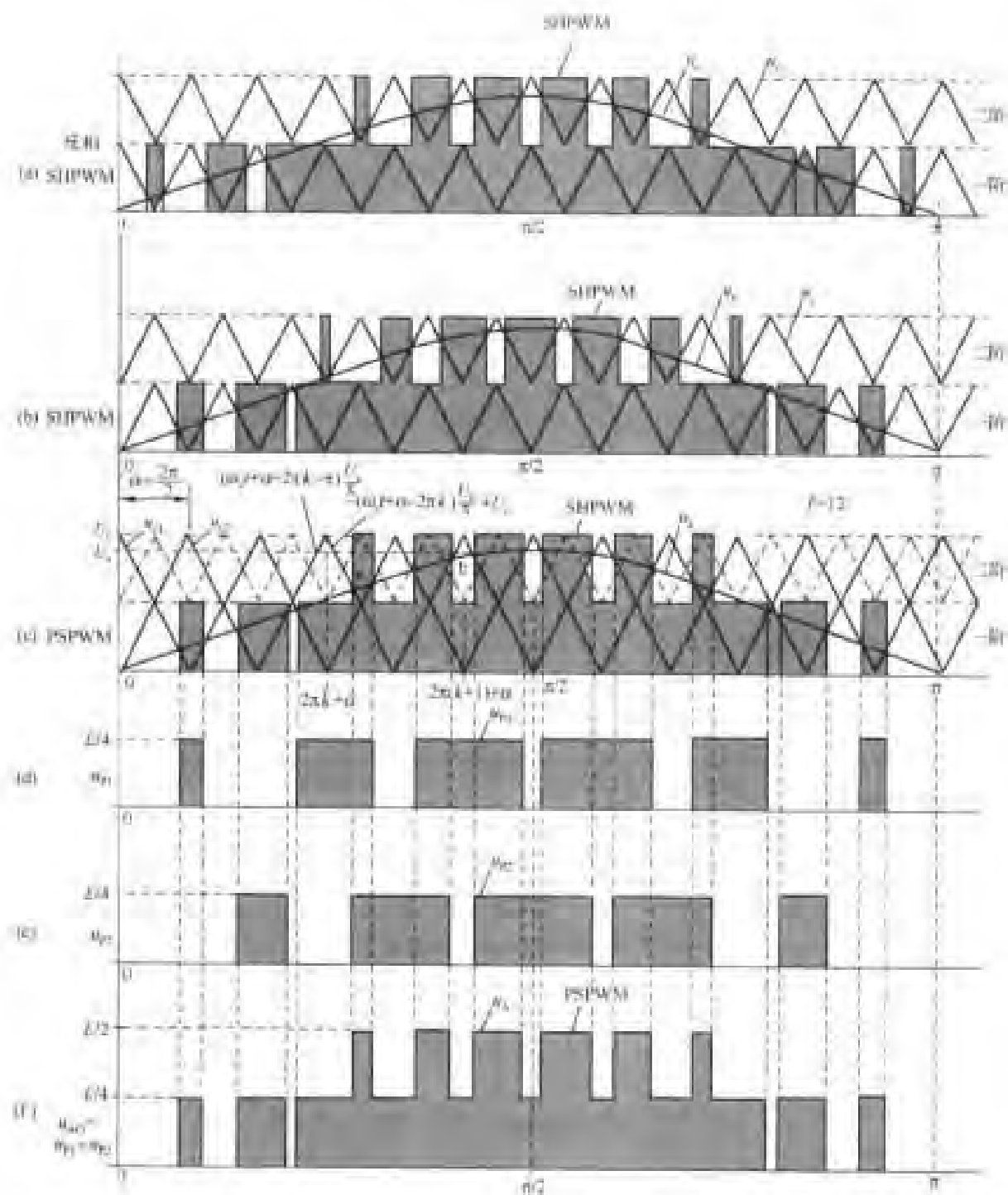


图 8-50 五电平逆变器用改进后的 SVPWM 法控制时的波形图

$$k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

调制波的方程式为

$$u_s = U_s \cdot \sin \omega t \quad (8-27)$$

假定载波比 $F = \frac{\omega_c}{\omega_s} \gg 1$, 调制度 $M = \frac{U_s}{U_c} \leq 1$ 。

对于电压 u_{p2} 的波形, 如图 8-50(c) 所示, 在采样点 a 有

$$U_s \cdot \sin \omega_s t = -(\omega_c t + \alpha - 2\pi k) \frac{U_c}{\pi} + U_c$$

令 $\omega_s t = Y, \omega_c t = X$, 则

$$X = 2\pi k + \pi - \alpha - \pi M \sin Y$$

由图 8-50(e) u_{p2} 的波形可知, $X = \omega_c t$ 在 $2\pi k + \alpha$ 到 $2\pi(k+1) + \alpha$ 区间内, 在 a、b 点之间得到 u_{p2} 的正脉冲, 故可以得到 u_{p2} 波形的时间函数式为

$$u_{p2}(X, Y) = \begin{cases} 0 & X \begin{cases} < 2\pi k + \pi - \alpha - \pi M \sin Y \\ \geq 2\pi k + \pi - \alpha + \pi M \sin Y \end{cases} \\ \frac{E_d}{4} & X \begin{cases} < 2\pi k + \pi - \alpha + \pi M \sin Y \\ \geq 2\pi k + \pi - \alpha - \pi M \sin Y \end{cases} \end{cases} \quad (8-28)$$

函数 $u_{p2}(X, Y)$ 可以用双重傅里叶级数[见式(4-2)]来表示, 其中

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{2}{(2\pi)^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_{p2}(X, Y) e^{j(mX+nY)} dXdY \quad (8-29)$$

将式(8-28)代入式(8-29)得

$$\begin{aligned} A_{mn} + jB_{mn} &= \frac{E_d}{4\pi^2} \int_0^\pi \int_{2\pi k + \pi - \alpha - \pi M \sin Y}^{2\pi k + \pi - \alpha + \pi M \sin Y} e^{j(mX+nY)} dXdY \\ &= \frac{E_d}{j4m\pi} e^{jm(\pi-\alpha)} \left[\frac{1}{\pi} \int_0^\pi e^{jmM\pi \sin Y} e^{jnY} dY - \frac{1}{\pi} \int_0^\pi e^{-jmM\pi \sin Y} e^{jnY} dY \right] \end{aligned}$$

由贝赛尔函数得

$$\begin{aligned} \frac{1}{\pi} \int_0^\pi e^{jmM\pi \sin Y} e^{jnY} dY &= J_n(mM\pi) \frac{e^{jn\pi} - 1}{2} \\ \frac{1}{\pi} \int_0^\pi e^{-jmM\pi \sin Y} e^{jnY} dY &= J_n(mM\pi) \frac{1 - e^{jn\pi}}{2} \end{aligned}$$

所以

$$\begin{aligned} A_{mn} + jB_{mn} &= \frac{E_d}{j4m\pi} e^{jm(\pi-\alpha)} \left[J_n(mM\pi) \frac{e^{jn\pi} - 1}{2} - J_n(mM\pi) \frac{1 - e^{jn\pi}}{2} \right] \\ &= j \frac{E_d}{4m\pi} J_n(mM\pi) e^{jm(\pi-\alpha)} [1 - e^{jn\pi}] \end{aligned} \quad (8-30)$$

当 n 为零或偶数时

$$1 - e^{jn\pi} = 0, A_{mn} + jB_{mn} = 0$$

当 n 为奇数时

$$1 - e^{jn\pi} = 2$$





所以

$$A_{mn} + jB_{mn} = j \frac{E_d}{2m\pi} J_n(mM\pi) [\cos m(\pi - \alpha) + j \sin m(\pi - \alpha)]$$

$$A_{mn} = -\frac{E_d}{2m\pi} J_n(mM\pi) \sin m(\pi - \alpha)$$

$$B_{mn} = \frac{E_d}{2m\pi} J_n(mM\pi) \cos m(\pi - \alpha)$$

当 $m=0$ 时, $e^{jm(\pi-\alpha)} = 1$

$$A_{0n} + jB_{0n} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_{P2}(X, Y) e^{ny} dXdY$$

因为 $u_{P2}(X, Y)$ 是奇函数, 故得

$$A_{0n} = 0$$

$$\begin{aligned} B_{0n} &= \frac{1}{\pi^2} \int_0^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_{P2}(X, Y) \sin nY dXdY \\ &= \frac{E_d}{4\pi^2} \int_0^{\pi} \int_{2nk+\pi-\alpha-\pi M \sin Y}^{2nk+\pi-\alpha+\pi M \sin Y} \sin nY dXdY \end{aligned}$$

当 $n=1$ 时, $B_{01} = M \frac{E_d}{4}$; 当 $n \neq 1$ 时, $B_{0n} = 0$, 故得 u_{P2} 的双重傅里叶级数表示式为

$$\begin{aligned} u_{P2} &= M \frac{E_d}{4} \sin \omega_s t + \frac{E_d}{2\pi} \sum_{m=1,2}^{\pm\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{\pm\infty} \cos m(\pi - \alpha) \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \\ &\quad \sin[(mF + n)\omega_s t] - \frac{E_d}{2\pi} \sum_{m=1,2}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{\pm\infty} \sin m(\pi - \alpha) \cdot \\ &\quad \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cos[(mF + n)\omega_s t] \end{aligned} \quad (8-31)$$

由于 u_{c1} 的初相位角 $\alpha=0$, u_{c2} 的初相位角 $\alpha=\pi$, 故可以得到 u_{P1} 及 u_{P2} 的双重傅里叶级数表示式为

$$\begin{aligned} u_{P1} &= M \frac{E_d}{4} \sin \omega_s t + \frac{E_d}{2\pi} \sum_{m=1,2}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{\pm\infty} \cos m(\pi - 0) \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \\ &\quad \sin[(mF + n)\omega_s t] - \frac{E_d}{2\pi} \sum_{m=1,2}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{\pm\infty} \sin m(\pi - 0) \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \\ &\quad \cos[(mF + n)\omega_s t] \end{aligned} \quad (8-32)$$

$$\begin{aligned} u_{P2} &= M \frac{E_d}{4} \sin \omega_s t + \frac{E_d}{2\pi} \sum_{m=1,2}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{\pm\infty} \cos m(\pi - \pi) \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \\ &\quad \sin[(mF + n)\omega_s t] - \frac{E_d}{2\pi} \sum_{m=1,2}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{\pm\infty} \sin m(\pi - \pi) \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \\ &\quad \cos[(mF + n)\omega_s t] \end{aligned} \quad (8-33)$$

由于 $\sin m(\pi - 0) + \sin m(\pi - \pi) = 0$, 而且 $\cos m(\pi - 0) + \cos m(\pi - \pi) = 2$ 或 0 , 当 m 为偶数时等于 2, 当 m 为奇数时等于 0, 所以式(8-32)与式(8-33)相加就可以得到图 8-50(f)



中 u_{AO} 或 PSPWM 波形的双重傅里叶级数表示式为

$$\begin{aligned} u_{AO} &= u_{P1} + u_{P2} \\ &= M \frac{E_d}{2} \sin \omega_s t + \frac{E_d}{\pi} \sum_{m=2,4}^{\infty} \sum_{n=-1,+3}^{+\infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \\ &\quad \sin[(mF+n)\omega_s t] \end{aligned} \quad (8-34)$$

由式(8-34)可知,在 u_{AO} 中将消除 $2F \pm 1$ 次以下的低次谐波,仅包含 $2F \pm 1$ 以上的谐波。

2. 七电平逆变器的改进型 SHPWM 控制

七电平逆变器的 SHPWM 控制波形如图 8-51(a)所示。将二阶中的载波三角波反相 180° 后的 SHPWM 波形如图 8-51(b)所示。可以看出, SHPWM 法与 PSPWM 法被统一起来了。因此,既可以用 SHPWM 法分阶进行 PWM 控制,得到如图 8-51(b)所示的 SHPWM 波形,也可以用 PSPWM 法统一进行 PWM 控制,得到如图 8-51(f)所示的 PSPWM 波形。比较这两种方法得到的 SHPWM 波形和 PSPWM 波形可知,它们是完全相同的,并与如图 8-51(a)所示的改进前的 SHPWM 波形相比,也是基本相同的,只是二阶中 SHPWM 波形稍有差别,但对波形改善的效果影响甚小。下面用 PSPWM 法求出 SHPWM 波形的双重傅里叶级数表示式。

按照 PSPWM 法的要求,图 8-51(b)中的载波三角波 u_{c1} 、 u_{c2} 、 u_{c3} 之间的相移角应为 $\alpha = 2\pi/3$, u_{c1} 的初相位角为 $\alpha = 0$, u_{c2} 的初相位角为 $\alpha = 2\pi/3$, u_{c3} 的初相位角应为 $\alpha = 4\pi/3$ 。 u_{c1} 与 u_s 产生 u_{P1} , u_{c2} 与 u_s 产生 u_{P2} , u_{c3} 与 u_s 产生 u_{P3} , $u_{P1} + u_{P2} + u_{P3} = u_{AO}$ 。

按照上一节的推导方法可以得到

$$\begin{aligned} u_{P1} &= M \frac{E_d}{6} \sin \omega_s t + \frac{E_d}{3\pi} \sum_{m=1,2}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{+\infty} \cos m(\pi - 0) \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \\ &\quad \sin[(mF+n)\omega_s t] - \frac{E_d}{3\pi} \sum_{m=1,2}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{+\infty} \sin m(\pi - 0) \cdot \\ &\quad \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cos[(mF+n)\omega_s t] \end{aligned} \quad (8-35)$$

$$\begin{aligned} u_{P2} &= M \frac{E_d}{6} \sin \omega_s t + \frac{E_d}{3\pi} \sum_{m=1,2}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{+\infty} \cos m\left(\pi - \frac{2\pi}{3}\right) \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \\ &\quad \sin[(mF+n)\omega_s t] - \frac{E_d}{3\pi} \sum_{m=1,2}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{+\infty} \sin m\left(\pi - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \\ &\quad \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cos[(mF+n)\omega_s t] \end{aligned} \quad (8-36)$$

$$\begin{aligned} u_{P3} &= M \frac{E_d}{6} \sin \omega_s t + \frac{E_d}{3\pi} \sum_{m=1,2}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{+\infty} \cos m\left(\pi - \frac{4\pi}{3}\right) \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \\ &\quad \sin[(mF+n)\omega_s t] - \frac{E_d}{3\pi} \sum_{m=1,2}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{+\infty} \sin m\left(\pi - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \\ &\quad \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cos[(mF+n)\omega_s t] \end{aligned} \quad (8-37)$$

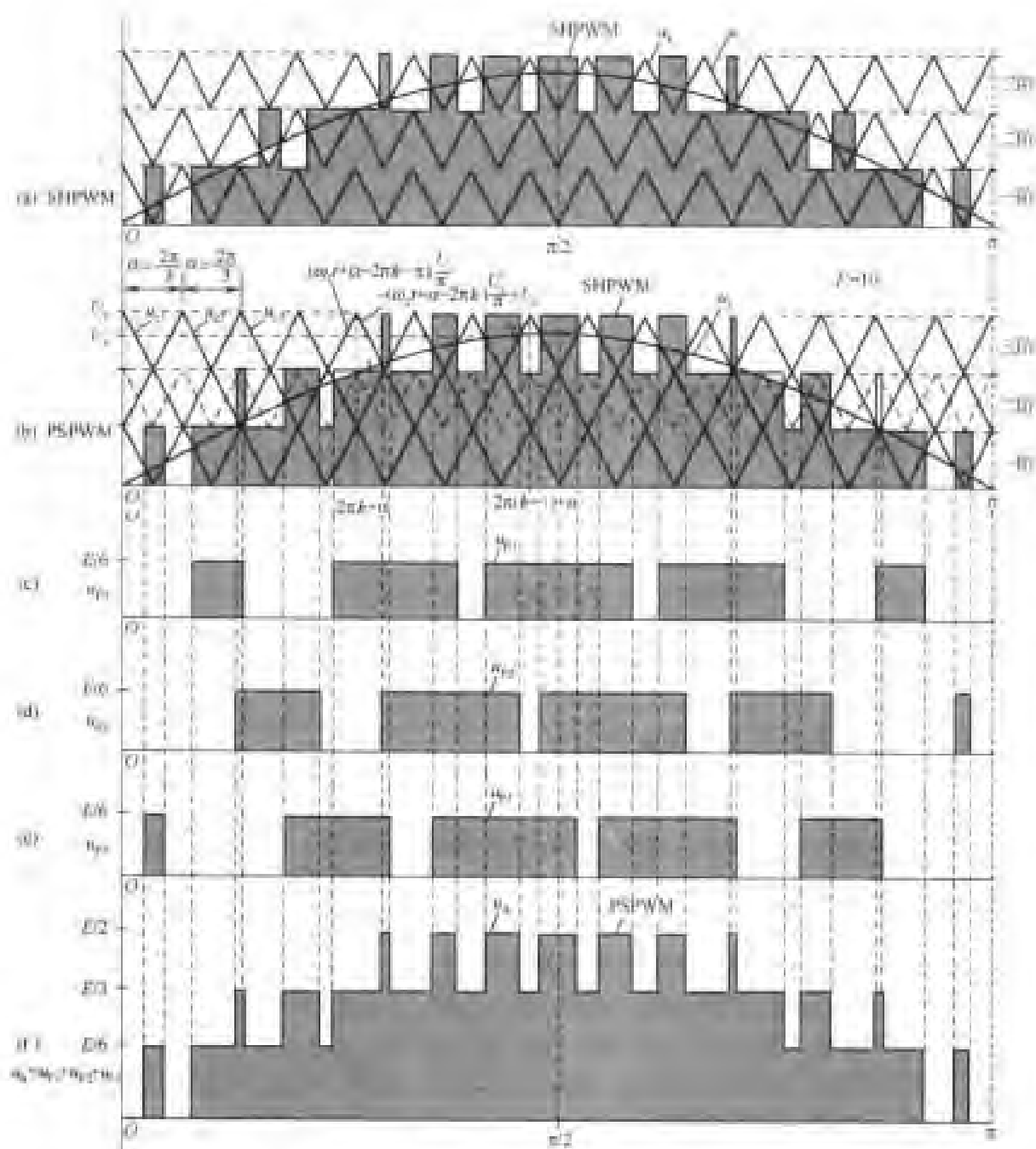


图 8-51 七电平逆变器用改进后的 SHPWM 法控制时的波形图

由于 $\sin m(\pi - 0) + \sin m\left(\pi - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin m\left(\pi - \frac{4\pi}{3}\right) = 0$, $\cos m(\pi - 0) + \cos m\left(\pi - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos m\left(\pi - \frac{4\pi}{3}\right) = \pm 3$ 或 0 , 当 m 等于 3 的奇数倍时取 -3 , 当 m 等于 3 的偶数倍时取 $+3$, 当 m 等于 3 的整数倍以外的数时取 0 , 所以

$$\begin{aligned} u_{AO} &= u_{P1} + u_{P2} + u_{P3} \\ &= 3M \frac{E_d}{6} \sin \omega_s t \pm \frac{E_d}{\pi} \sum_{m=1,2}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \sin[(mF - n)\omega_s t] \end{aligned} \quad (8-38)$$

对于式(8-38), 当 m 等于 3 的奇数倍时取负号, 当 m 等于 3 的偶数倍时取正号。

由式(8-38)可知, 在电压 u_{AO} 中将消除 $3F \pm 1$ 次以下的谐波, 只包含 $3F \pm 1$ 次以上的谐波。

利用与上述相同的方法可以求出电平数为 N , 利用改进后的 SHPWM 控制法时可以得到的电压 u_{AO} 的通用傅里叶级数表示式为

$$\begin{aligned} u_{AO} &= \frac{N-1}{2} M \frac{E_d}{N-1} \sin \omega_s t \pm \frac{2}{\pi} \frac{N-1}{2} \frac{E_d}{N-1} \sum_{m=\frac{N-1}{2}, N-1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \sin[(mF + n)\omega_s t] \end{aligned} \quad (8-39)$$

在 u_{AO} 中可以消除 $\frac{N-1}{2} F \pm 1$ 次以下的谐波, 仅包含 $\frac{N-1}{2} F \pm 1$ 次以上的谐波。

8.6.3 开关频率优化 PWM 法的实现

开关频率优化 PWM 控制法(SFOPWM)在多电平逆变器控制技术中, 也是一种应用较广的主要控制方法。它的载波三角波与 SHPWM 法相同, 不同的只是在正弦调制波中加入了 3 次谐波分量, 目的是将调制波的波顶变凹, 以将调制度 M 从 0.866 提高到 1.2, 使直流电源电压的利用率提高 20%。由于在调制波中加入了 3 次谐波, 为了使输出电压波形不受影响, 所以 SFOPWM 法只能用于三相三线制逆变器。3 次谐波分量就是三相正弦波瞬时最大值和最小值的平均值, 如图 8-52(a) 所示, 故 SFOPWM 法的调制波是三相正弦波减去 3 次谐波后得到的波形如图 8-52(b) 所示。由此看来, 将 SHPWM 法中的正弦调制波减去 3 次谐波后做调制波时, 就变成了 SFOPWM 法。所以将 SHPWM 法中偶数阶的载波小三角波倒相 180° , 再将其正弦调制波减去一定比例的 3 次谐波, 就能使 SHPWM 法、PSPWM 法、SFOPWM 法 3 种 PWM 控制法合并统一在一起了, 即可以称为 PS-SFO-SH-PWM 控制法, 如图 8-53 所示。

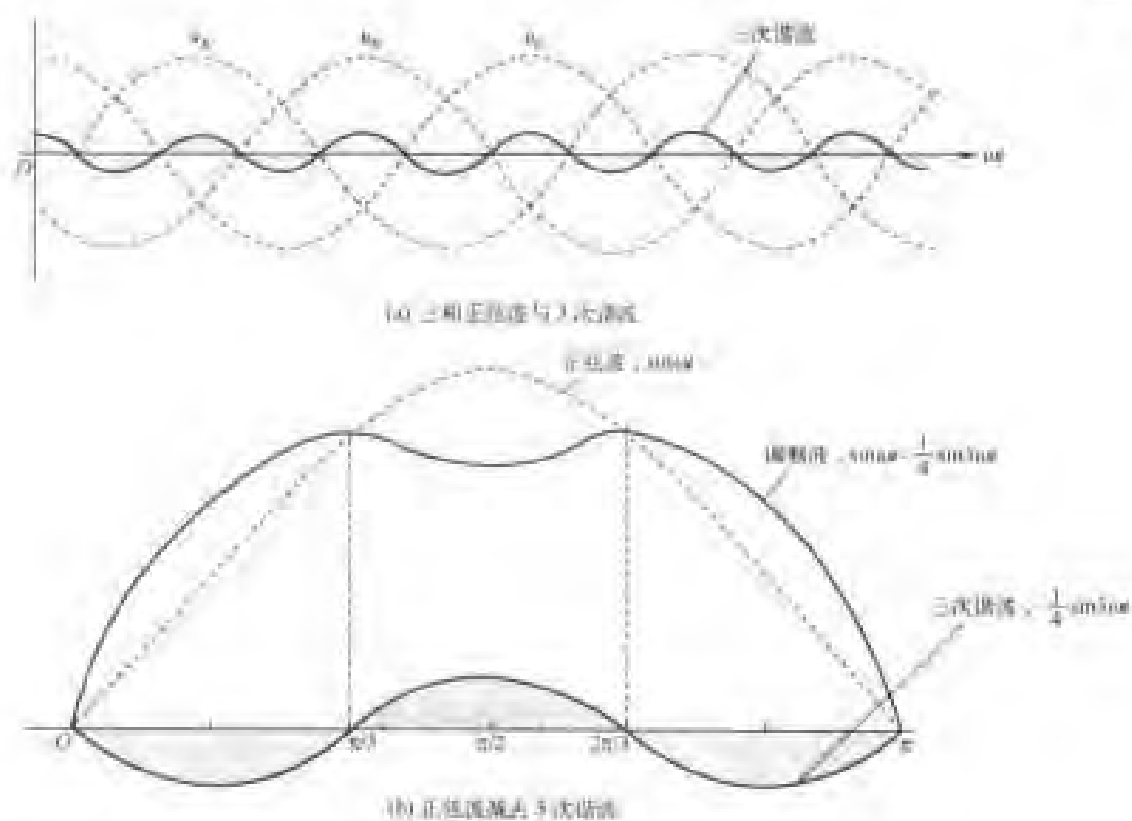


图 8-52 SFLIPWM 控制法的调制波波形

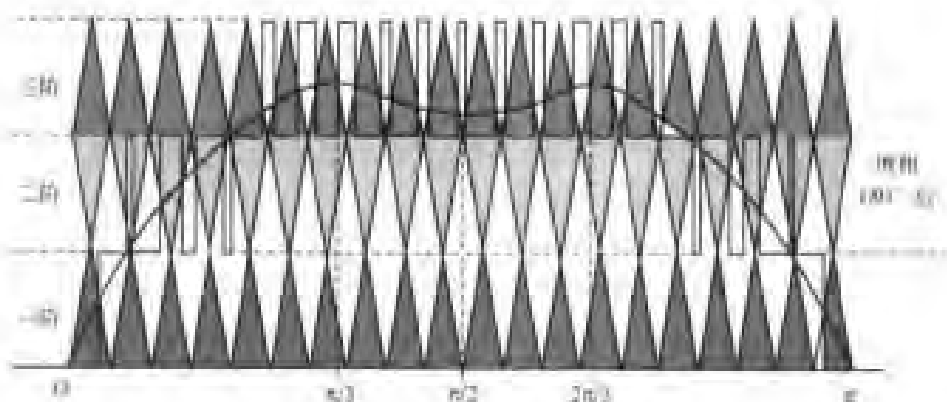


图 8-53 PS-SEU-SFI PWM 控制法

8.7 多电平逆变器的空间电压相量 PWM 控制法

多电平逆变器的主要应用领域之一是电动机传动系统,空间电压相量 PWM 控制最适合于这种应用方式的控制。

多电平逆变器与两电平逆变器一样也有它的空间电压相量表示法。应用空间电压相量

表示法可以实现 PWM 控制法和消除特定谐波的 PWM 控制法。

在这一节的叙述中,将以开发较早、应用较普遍的二极管钳位式多电平逆变器为例进行说明,对于其它类型的多电平逆变器也适用。

8.7.1 三电平逆变器的空间电压相量表示与 PWM 控制

1. 空间电压相量表示

二极管钳位三相三电平逆变器如图 8-54 所示。以 A 相为例,当以直流电源的中点 O 为参考点时,它的输出状态有三种:

$$\text{输出状态为} \begin{cases} 1 & V_{ap1}、V_{ap2} \text{ 导通, 输出电压为 } +E_d/2 \\ 0 & V_{ap2}、V_{an1} \text{ 导通, 输出电压为 } 0 \\ -1 & V_{an1}、V_{an2} \text{ 导通, 输出电压为 } -E_d/2 \end{cases}$$

如果把二极管钳位三相三电平逆变器每一相的三种输出状态组合起来,则逆变器共能输出 $3^3=27$ 种不同的输出状态,其空间电压相量可以由 u_{AO} 、 u_{BO} 、 u_{CO} 叠加出 $3^3=27$ 种空间电压相量,见表 8-13。其中高、中、低电压相量各 6 种(低电压相量 6 种 12 个),共 18 种 24 个非零电压相量和 3 个零电压相量,占据着 19 个不同的位置,比二电平逆变器多 12 种。

表 8-13 由 u_{AO} 、 u_{BO} 、 u_{CO} 叠加出的 27 种空间电压相量

u_{AO}		u_{BO}		u_{CO}		空间电压矢量
模	状态	模	状态	模	状态	
$E/2$	1	0	0	0	0	$\dot{U}_1(1,0,0) = \frac{E_d}{2}e^{j0} + 0 + 0 = \frac{E_d}{2}e^{j0}$
$E/2$	1	$-E/2$	-1	$-E/2$	-1	$\dot{U}_2(1,-1,-1) = \frac{E_d}{2}e^{j0} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = E_d e^{j0}$
$E/2$	1	0	0	$-E/2$	-1	$\dot{U}_3(1,0,-1) = \frac{E_d}{2}e^{j0} + 0 - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{\sqrt{3}E_d}{2}e^{j\frac{\pi}{6}}$
0	0	0	0	$-E/2$	-1	$\dot{U}_4(0,0,-1) = 0 + 0 - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{E_d}{2}e^{j\frac{\pi}{3}}$
$E/2$	1	$E/2$	1	$-E/2$	-1	$\dot{U}_5(1,1,-1) = \frac{E_d}{2}e^{j0} + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = E_d e^{j\frac{\pi}{3}}$
0	0	$E/2$	1	$-E/2$	-1	$\dot{U}_6(0,1,-1) = 0 + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{\sqrt{3}E_d}{2}e^{j\frac{\pi}{2}}$
0	0	$E/2$	1	0	0	$\dot{U}_7(0,1,0) = 0 + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + 0 = \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
$-E/2$	-1	$E/2$	1	$-E/2$	-1	$\dot{U}_8(-1,1,-1) = -\frac{E_d}{2}e^{j0} + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = E_d e^{j\frac{4\pi}{3}}$
$-E/2$	-1	$E/2$	1	0	0	$\dot{U}_9(-1,1,0) = -\frac{E_d}{2}e^{j0} + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + 0 = \frac{\sqrt{3}E_d}{2}e^{j\frac{5\pi}{6}}$
$-E/2$	-1	0	0	0	0	$\dot{U}_{10}(-1,0,0) = -\frac{E_d}{2}e^{j0} + 0 + 0 = E_d e^{j\pi}$
$-E/2$	-1	$E/2$	1	$E/2$	1	$\dot{U}_{11}(-1,1,1) = -\frac{E_d}{2}e^{j0} + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = E_d e^{j\pi}$

续表

u_{AO}		u_{BO}		u_{CO}		空间电压矢量
模	状态	模	状态	模	状态	
$-E/2$	-1	0	0	$E/2$	1	$\dot{U}_{12}(-1,0,1) = \frac{E_d}{2}e^{j0} + 0 - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{\sqrt{3}E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
0	0	0	0	$E/2$	1	$\dot{U}_{13}(0,0,1) = 0 + 0 + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
$-E/2$	-1	$-E/2$	-1	$E/2$	1	$\dot{U}_{14}(-1,-1,1) = -\frac{E_d}{2}e^{j0} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = E_d e^{j\frac{4\pi}{3}}$
0	0	$-E/2$	-1	$E/2$	1	$\dot{U}_{15}(0,-1,1) = 0 - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{\sqrt{3}E_d}{2}e^{-j\frac{\pi}{3}}$
0	0	$-E/2$	-1	0	0	$\dot{U}_{16}(0,-1,0) = 0 - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + 0 = \frac{E_d}{2}e^{-j\frac{\pi}{3}}$
$E/2$	1	$-E/2$	-1	$E/2$	1	$\dot{U}_{17}(1,-1,1) = \frac{E_d}{2}e^{j0} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = E_d e^{-j\frac{\pi}{3}}$
$E/2$	1	$-E/2$	-1	0	0	$\dot{U}_{18}(1,-1,0) = \frac{E_d}{2}e^{j0} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + 0 = \frac{\sqrt{3}E_d}{2}e^{-j\frac{\pi}{3}}$
0	0	$-E/2$	-1	$-E/2$	-1	$\dot{U}_{19}(0,-1,1) = 0 - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{E_d}{2}e^{j0}$
$E/2$	1	$E/2$	1	0	0	$\dot{U}_{20}(1,1,0) = \frac{E_d}{2}e^{j0} + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + 0 = \frac{E_d}{2}e^{j\frac{\pi}{3}}$
$-E/2$	-1	0	0	$-E/2$	-1	$\dot{U}_{21}(-1,0,-1) = -\frac{E_d}{2}e^{j0} + 0 - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
0	0	$E/2$	1	$E/2$	1	$\dot{U}_{22}(0,1,1) = 0 + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{E_d}{2}e^{j\pi}$
$-E/2$	-1	$-E/2$	-1	0	0	$\dot{U}_{23}(-1,-1,0) = -\frac{E_d}{2}e^{j0} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + 0 = \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
$E/2$	1	0	0	$E/2$	1	$\dot{U}_{24}(1,0,1) = \frac{E_d}{2}e^{j0} + 0 + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{E_d}{2}e^{j\frac{\pi}{3}}$
$E/2$	1	$E/2$	1	$E/2$	1	$\dot{U}_0(1,1,1) = \frac{E_d}{2}e^{j0} + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = 0$
$-E/2$	-1	$-E/2$	-1	$-E/2$	-1	$\dot{U}_6(-1,-1,-1) = -\frac{E_d}{2}e^{j0} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = 0$
0	0	0	0	0	0	$\dot{U}_7(0,0,0) = 0 + 0 + 0 = 0$

空间电压相量的波形表示如图 8-55 所示。当叠加区间三相电压的幅值都为 $E_d/2$ 时,如图 8-55(a)所示,叠加出 $\dot{U}_{17}(1,-1,1)$, $\dot{U}_2(1,-1,-1)$, $\dot{U}_5(1,1,-1)$, $\dot{U}_8(-1,1,-1)$, $\dot{U}_{11}(-1,1,1)$, $\dot{U}_{14}(-1,-1,1)$ 6 种幅值为 E_d 的相量,以 A 相为参考,由式(5-13)算出

$$\dot{U}_{17}(1,-1,1) = \frac{E_d}{2}e^{j0} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = E_d e^{-j\frac{\pi}{3}}$$

$$\dot{U}_2(1,-1,-1) = \frac{E_d}{2}e^{j0} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = E_d e^{j0}$$

$$\dot{U}_5(1,1,-1) = \frac{E_d}{2}e^{j0} + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = E_d e^{j\frac{\pi}{3}}$$



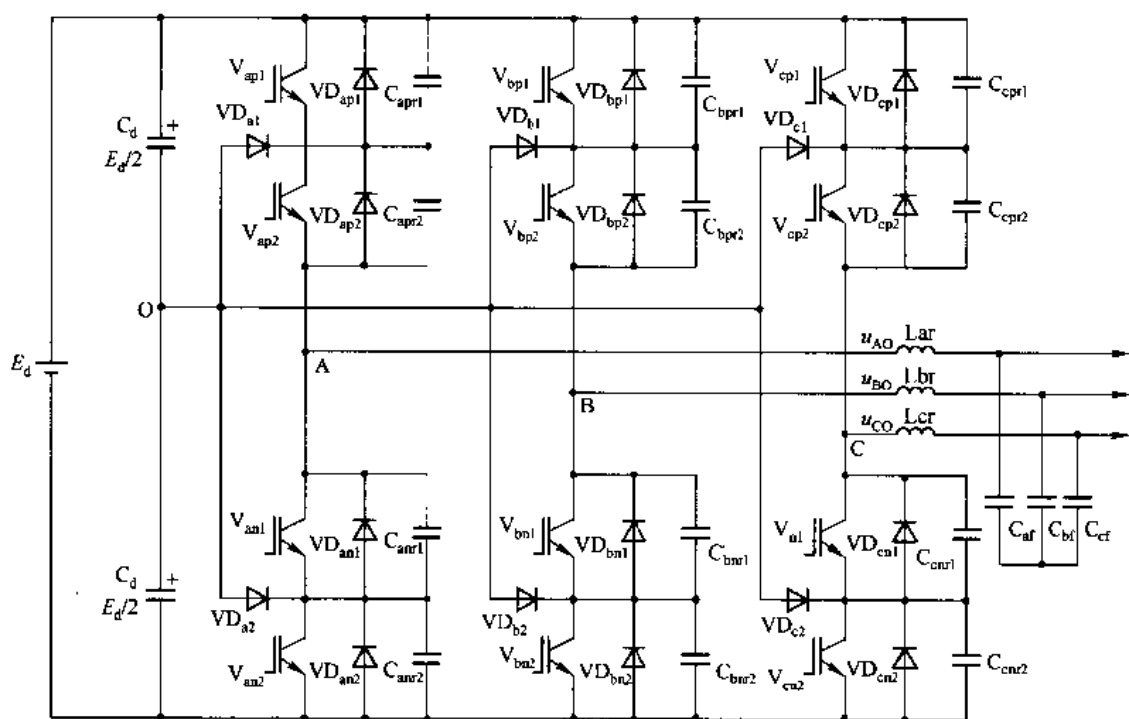


图 8-54 二极管钳位三相三电平逆变器

$$\dot{U}_8(-1, 1, -1) = \frac{-E_d}{2}e^{j0} + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = E_d e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

$$\dot{U}_{11}(-1, 1, 1) = -\frac{E_d}{2}e^{j0} + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = E_d e^{j\pi}$$

$$\dot{U}_{14}(-1, -1, 1) = -\frac{E_d}{2}e^{j0} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = E_d e^{j\frac{4\pi}{3}}$$

当叠加区间只有一相电压幅值为 $\frac{E_d}{2}$, 另外两相电压幅值为零时, 如图 8-55(b)所示, 叠加上 $\dot{U}_{16}(0, -1, 0)$, $\dot{U}_1(1, 0, 0)$, $\dot{U}_4(0, 0, -1)$, $\dot{U}_7(0, 1, 0)$, $\dot{U}_{10}(-1, 0, 0)$, $\dot{U}_{13}(0, 0, 1)$ 6 种幅值为 $\frac{E_d}{2}$ 的相量, 以 A 相为例, 由式(5-13)算出

$$\dot{U}_{16}(0, -1, 0) = 0 - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + 0 = -\frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} = \frac{E_d}{2}e^{-j\frac{\pi}{3}}$$

$$\dot{U}_1(1, 0, 0) = \frac{E_d}{2}e^{j0} + 0 + 0 = \frac{E_d}{2}e^{j0}$$

$$\dot{U}_4(0, 0, -1) = 0 + 0 - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = -\frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{E_d}{2}e^{j\frac{\pi}{3}}$$

$$\dot{U}_7(0, 1, 0) = 0 + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + 0 = \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

$$\dot{U}_{10}(-1, 0, 0) = -\frac{E_d}{2}e^{j0} + 0 + 0 = -\frac{E_d}{2}e^{j0} = \frac{E_d}{2}e^{j\pi}$$



$$\dot{U}_{i3}(0,0,1) = 0 + 0 + \frac{E_d}{2} e^{\frac{2\pi}{3}} - \frac{E_d}{2} e^{\frac{4\pi}{3}}$$

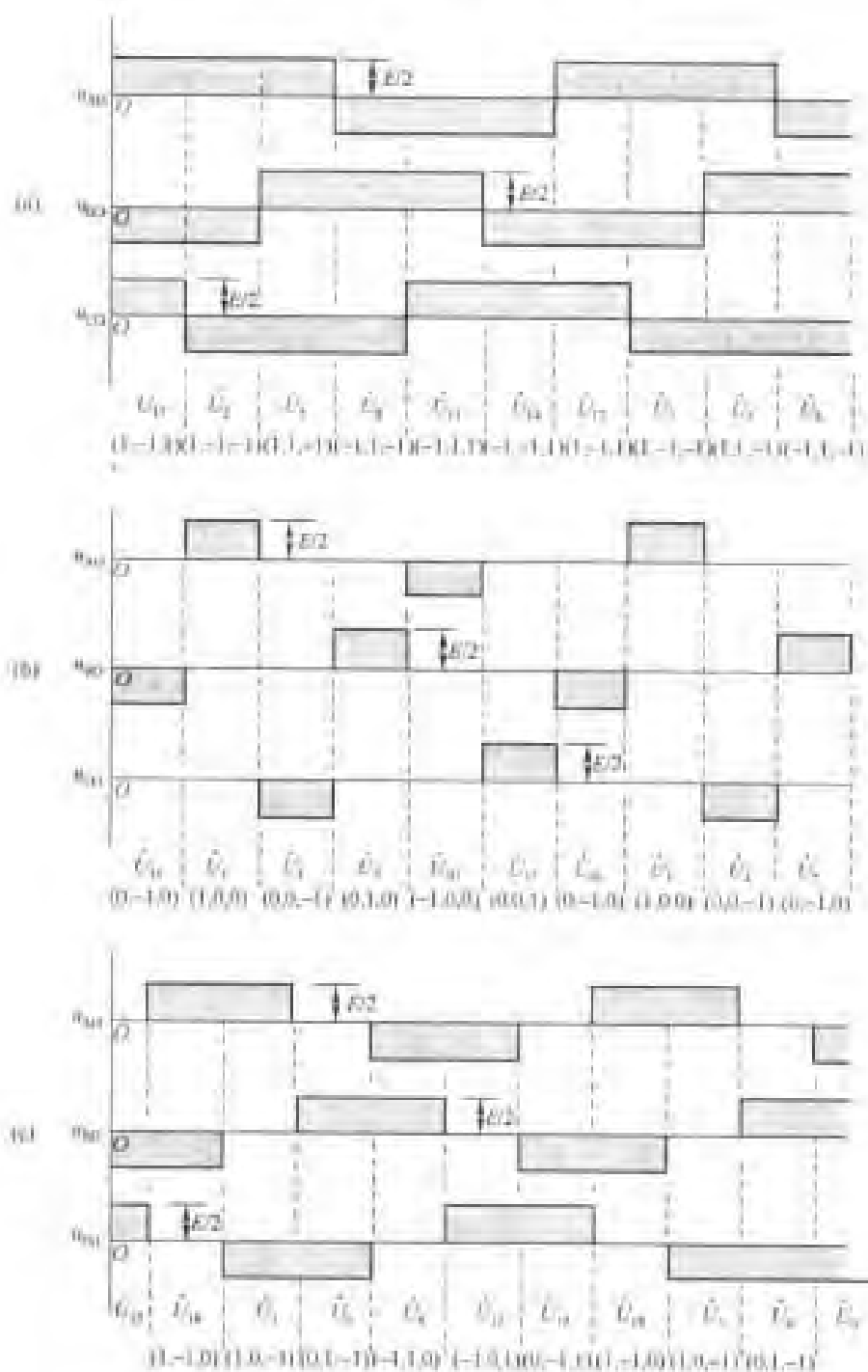


图 8-55 空间电压相量的波形表示

当叠加区间只有两个电压幅值为 $\frac{E_d}{2}$, 另外一相电压幅值为零时, 如图 8-55(c) 所示, 叠
 加出 $\dot{U}_{18}(1, -1, 0), \dot{U}_3(1, 0, -1), \dot{U}_6(0, 1, -1), \dot{U}_9(-1, 1, 0), \dot{U}_{12}(-1, 0, 1), \dot{U}_{15}(0,$
 $-1, 1)$ 6 种幅值为 $\frac{\sqrt{3}}{2} = 0.866$ 的相量, 以 A 相为参考, 由式(5-13)算出

$$\dot{U}_{18}(1, -1, 0) = \frac{E_d}{2}e^{j0} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + 0 = \frac{\sqrt{3}}{2}E_d e^{-j\frac{\pi}{6}} = 0.866E_d e^{-j\frac{\pi}{6}}$$

$$\dot{U}_3(1, 0, -1) = \frac{E_d}{2}e^{j0} + 0 - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{\sqrt{3}}{2}E_d e^{j\frac{\pi}{6}} = 0.866E_d e^{j\frac{\pi}{6}}$$

$$\dot{U}_6(0, 1, -1) = 0 + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{\sqrt{3}}{2}E_d e^{j\frac{\pi}{2}} = 0.866E_d e^{j\frac{\pi}{2}}$$

$$\dot{U}_9(-1, 1, 0) = -\frac{E_d}{2}e^{j0} + 0 + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{\sqrt{3}}{2}E_d e^{j\frac{5\pi}{6}} = 0.866E_d e^{j\frac{5\pi}{6}}$$

$$\dot{U}_{12}(-1, 0, 1) = -\frac{E_d}{2}e^{j0} + 0 + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{\sqrt{3}}{2}E_d e^{j\frac{7\pi}{6}} = 0.866E_d e^{j\frac{7\pi}{6}}$$

$$\dot{U}_{15}(0, -1, 1) = 0 - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{\sqrt{3}}{2}E_d e^{-j\frac{\pi}{2}} = 0.866E_d e^{-j\frac{\pi}{2}}$$

同时还叠加上 $\dot{U}_{19}(0, -1, -1), \dot{U}_{20}(1, 1, 0), \dot{U}_{21}(-1, 0, -1), \dot{U}_{22}(0, 1, 1), \dot{U}_{23}(-1, -1, 0),$
 $\dot{U}_{24}(1, 0, 1)$ 6 种幅值为 $\frac{E_d}{2}$ 的相量。其叠加方程式当以 A 相电压为参考时, 由式(5-13)算出

$$\dot{U}_{19}(0, -1, -1) = 0 - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{E_d}{2}e^{j0}$$

$$\dot{U}_{20}(1, 1, 0) = \frac{E_d}{2}e^{j0} + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + 0 = \frac{E_d}{2}e^{j\frac{\pi}{3}}$$

$$\dot{U}_{21}(-1, 0, -1) = -\frac{E_d}{2}e^{j0} + 0 - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

$$\dot{U}_{22}(0, 1, 1) = 0 + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{E_d}{2}e^{j\pi}$$

$$\dot{U}_{23}(-1, -1, 0) = -\frac{E_d}{2}e^{j0} - \frac{E_d}{2}e^{j\frac{2\pi}{3}} + 0 = \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}}$$

$$\dot{U}_{24}(1, 0, 1) = \frac{E_d}{2}e^{j0} + 0 + \frac{E_d}{2}e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{E_d}{2}e^{-j\frac{\pi}{3}}$$

将上面得到的空间电压相量 $\dot{U}_1, \dot{U}_2, \dot{U}_3, \dots, \dot{U}_{24}$ 综合为一体, 就可以得到如图 8-56 所
 示的六角形空间电压相量(也称为菱形图)。图中带箭头且长度不等的实线, 既代表空间电
 压相量的幅值(模), 也表示出了该相量的空间位置(以 A 相轴正方向为参考)。箭头处括号
 中的数字表示该相量所对应的逆变器输出状态。

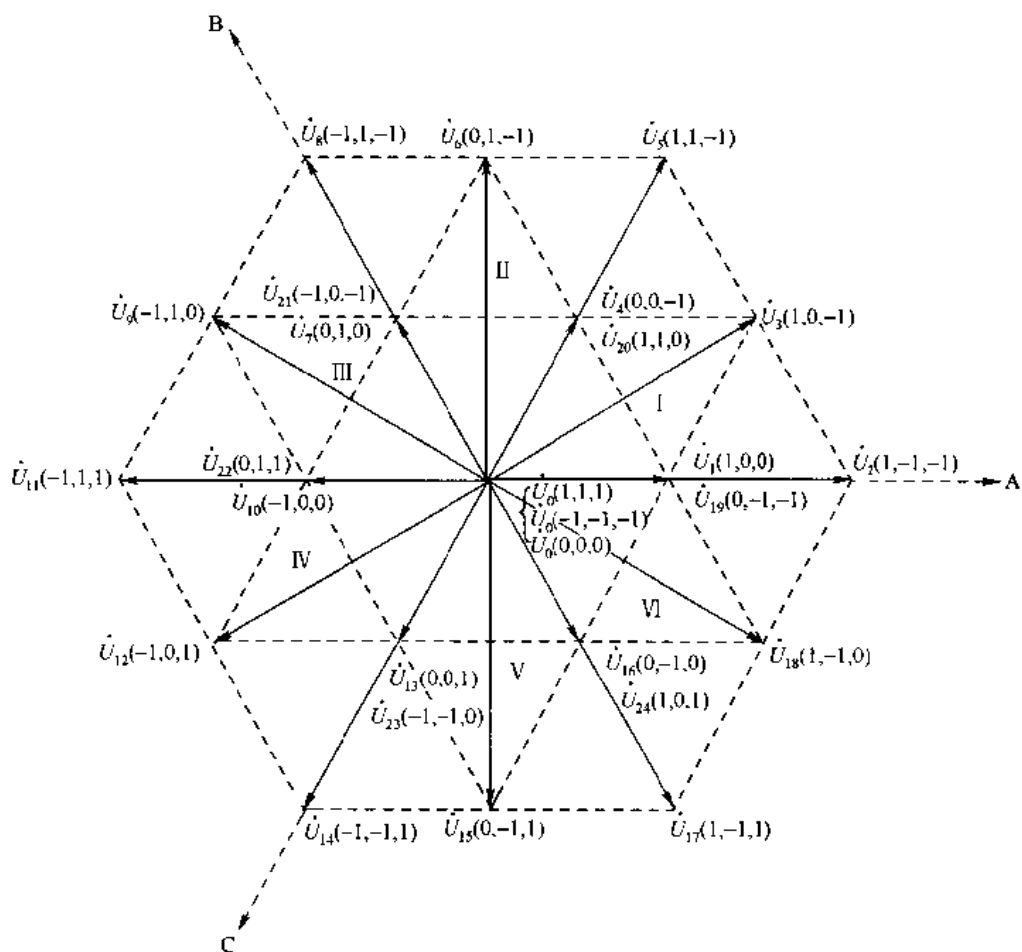


图 8-56 六角形空间电压相量图

六角形空间电压相量是利用空间电压相量的概念来描述三相三电平 PWM 逆变器输出电压内在关系的一种图形。

从六角形空间电压相量图可知,三相三电平 PWM 逆变器能输出 19 种不同的基本空间电压相量(包括一种零电压相量),除零电压相量外,其余 18 个电压相量把圆周等分成 12 个小区间,每一个小区间占 30° 空间角。在每一个小区间内有最接近的 3 个基本电压相量(含 4 种输出状态)供选择,零电压相量为 12 个小区间所共有。

不难看出,系统在某一时刻选择到六角形空间电压相量图中某一相量,就决定了这一时刻逆变器的输出状态,也就决定了逆变器开关管的开、关组合方式,同时也决定了这一时刻逆变器三相输出电压的瞬时值,还严格地制约了这一时刻三相电压的瞬时相位关系。所以,直接利用六角形空间电压相量图,恰当地选择并执行图中的某些基本电压相量,就能够方便地对逆变器的输出电压进行控制。

2. 三相三电平 PWM 逆变器的菱形调制

所谓菱形调制,就是利用六角形空间电压相量图对变频器的输出电压进行频率电压(幅

值)及 PWM 调制的方法。

三相三电平 PWM 逆变器的控制指令是相量控制系统给出的相量 $\dot{U}(r, \theta)$ 信号, 即 $\dot{U}_i^* = r \angle \theta^\circ$ 。它以某一种角频率在空间旋转。当它旋转到六角形空间电压相量图的某一个 30° 小区间时, 系统选中该区间的 3 个基本电压相量中所需要的相量, 并以此相量所对应的状态去驱动逆变开关动作。当控制相量旋转到下一个 30° 小区间时, 又选中对应区间的相应电压相量, 并以其对应的状态去驱动逆变开关动作……。当控制相量在空间旋转 360° 后, 逆变器就能输出一个周期的正弦电压, 如图 8-57 所示。

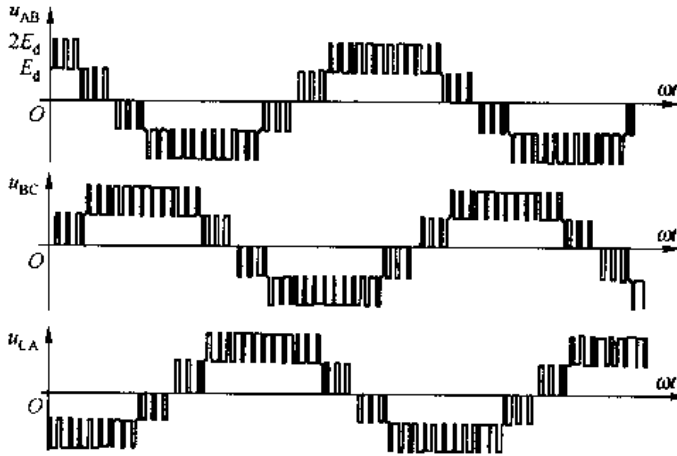


图 8-57 输出线电压波形图

假定逆变器的输出频率为 f , 指令电压相量扫过六角形空间电压相量图中 30° 小区间所需时间为 t , 则有

$$f = \frac{1}{12t}$$

由此式可知, 改变 t , 也就改变了六角形电压相量图中每一个 30° 小区内被选中相量的执行时间, 因而可方便地改变逆变器的输出频率。当时间 t 增大时, 频率 f 下降; 当时间 t 减小时, 频率 f 上升。

在六角形空间电压相量图中, 每一个 30° 小区内只有 4 个基本电压相量(含零电压相量)可供选择, 它们的模分别是 $0, E_d/2, \sqrt{3}E_d/2$, 故很难直接满足指令电压相量 \dot{U}_i^* 的要求。也就是说, 逆变器不能直接输出所需要的电压相量。为了解决这个问题, 可以采用在 30° 小区内取电压相量“等效”的办法, 即在 t 时间内, 适当选择 4 个基本电压相量的一部分或全部, 届时恰当地分配执行各被选中的基本电压相量的时间, 并以选中的各电压相量的模乘以执行该相量的时间总和, 对时间 t 取平均值, 即

$$\begin{cases} 0t_0 + \frac{E_d}{2}t_1 + E_d t_2 + \frac{\sqrt{3}}{2}E_d t_3 = U_{out} t \\ t_0 + t_1 + t_2 + t_3 = t \end{cases}$$

只要同时满足上式, 就能在该区内实现电压相量“等效”。如果令 $t_0 : t_1 : t_2 : t_3 = 0 : 2 : 1 : 1$,





则将此关系代入上式得

$$U_{\text{out}} = \frac{E_d}{t} \left(\frac{t_1}{2} + t_2 + \frac{\sqrt{3}}{2} t_3 \right)$$

$$t = 0 + 2 + 1 + 1 = 4$$

所以

$$U_{\text{out}} = \frac{E_d}{4} \left(2 + \frac{\sqrt{3}}{2} \right) = 0.7165 E_d$$

令电压相量额定值 $U_H = 0.7165 E_d$, 因为相量电压和正弦有严格的对应关系, 即 $U_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{\text{out}}$, 所以适当改变 $t_0 : t_1 : t_2 : t_3$ 的比例, 就可以改变输出电压相量 U_{out} 的大小, 也即改变了逆变器的输出电压。

前面已经说过, 在 t 时间内, 逆变器只能输出 1~4 个状态。这就是说, 在时间 t 内, 逆变器的输出电压是 1~4 个较宽的脉冲, 故谐波含量较大。为了有效地减小谐波含量, 在时间 t 内, 系统应尽可能增加对该区间内所选中的基本电压相量的执行次数, 缩短每一次的执行时间。因此把该区间内轮流执行各被选中的基本电压相量的模乘以执行时间的总和, 再对总的时间 t 取平均值, 使之等于系统所需的输出电压相量, 即可达到减小输出电压的脉冲宽度, 增大脉冲数目以降低输出电压谐波含量的目的。此时

$$\sum_{i=0}^p 0 \Delta t_{0i} + \sum_{i=0}^q \frac{E_d}{2} \Delta t_{1i} + \sum_{i=0}^r E_d \Delta t_{2i} + \sum_{i=0}^s \frac{\sqrt{3}}{2} E_d \Delta t_{3i} = U_{\text{out}} t$$

式中

$$t_0 = \sum_{i=0}^p \Delta t_{0i} \quad t_1 = \sum_{i=0}^q \Delta t_{1i}$$

$$t_2 = \sum_{i=0}^r \Delta t_{2i} \quad t_3 = \sum_{i=0}^s \Delta t_{3i}$$

同时满足上式及 $t_0 + t_1 + t_2 + t_3 = t$ 时, 逆变器就能输出满意的 PWM 电压波形。图 8-57 所示的输出线电压波形是在 $t_0 = 0, \Delta t_{1i} = \Delta t_{2i} = \Delta t_{3i}, p = 0, q = r = s = 3$ 的条件下, 轮流执行其模为 $\frac{E_d}{2}, E_d, \frac{\sqrt{3}}{2} E_d$ 三个基本电压相量, 即其顺序为 $\dot{U}_{19}(0, -1, -1) \rightarrow \dot{U}_2(1, -1, -1) \rightarrow \dot{U}_3(1, 0, -1) \rightarrow \dot{U}_1(1, 0, 0) \rightarrow \dot{U}_2(1, -1, -1) \rightarrow \dot{U}_3(1, 0, -1) \rightarrow \dot{U}_{19}(0, -1, -1) \rightarrow \dot{U}_2(1, -1, -1) \rightarrow \dot{U}_3(1, 0, -1) \rightarrow \dots$ 时, 画出的逆变器输出线电压的波形。

3. 消除特定谐波的数控方式

利用如图 8-37(d) 所示消除 5, 7, 11, 13, 17 次谐波的消除特定谐波波形, 来进行消除特定谐波的数控 PWM 控制: $\alpha_1 = 11.3490^\circ, \alpha_2 = 17.2616^\circ, \alpha_3 = 23.8017^\circ, \alpha_4 = 34.8708^\circ, \alpha_5 = 37.2567^\circ$ 。为了进行数控, 必须对 $\alpha_1 \sim \alpha_5$ 进行数字化处理, 以使 $\alpha_1 \sim \alpha_5$ 能用脉冲数表示。其方法如下。

求出 $\alpha_1 \sim \alpha_5$ 中的相邻最小角差, 即



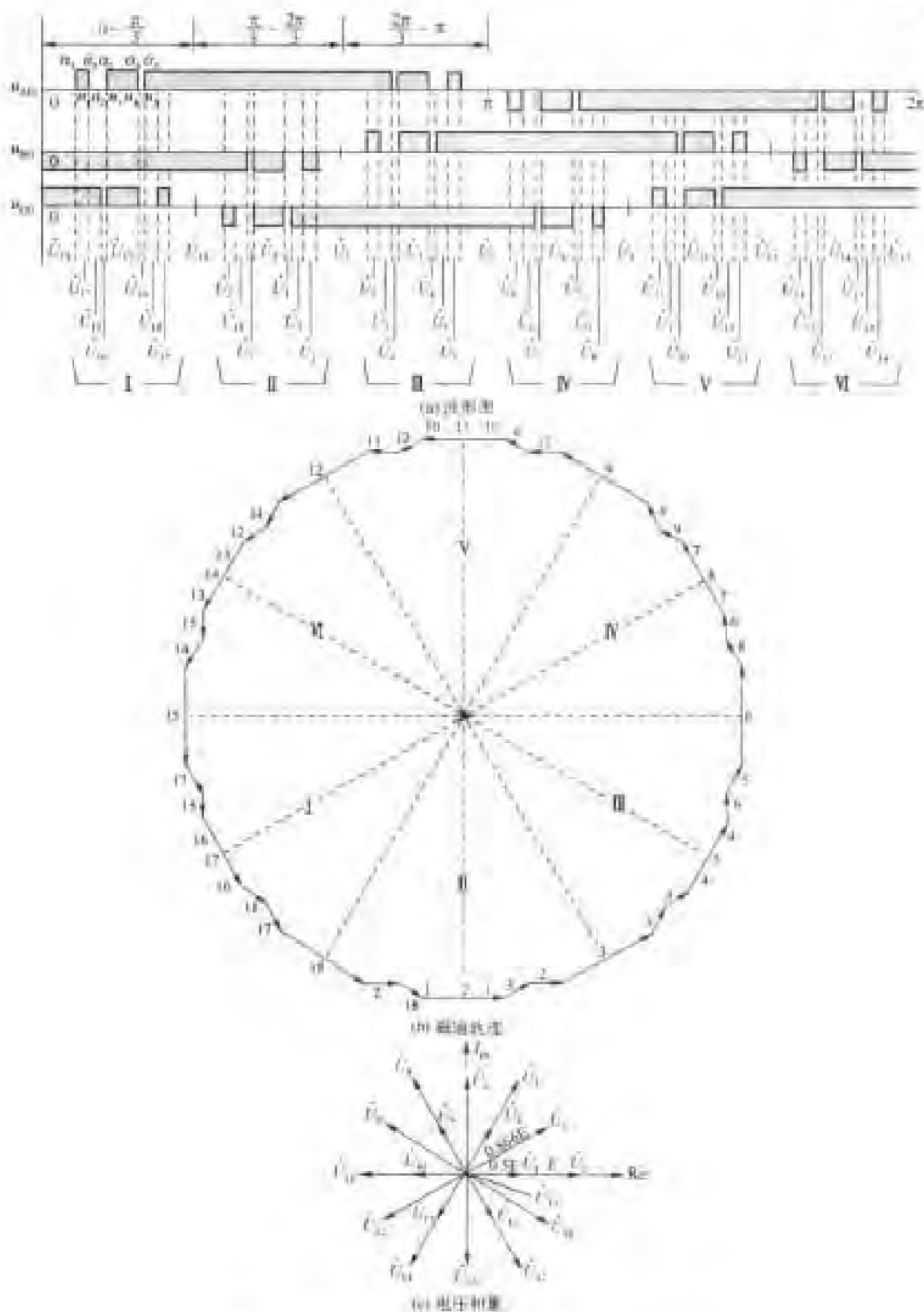


图 8-58 消除 5, 7, 11, 13, 17 次谐波的波形图与磁通轨迹

4. 中点平衡控制方法

由空间电压相量调制算法可知,在三相三电平逆变器中,通过计算邻近 3 个电压相量各自的占空比可以合成一个所需要的相量。三电平逆变器的 19 种相量将相量空间分隔成 6 个大的三角形扇区,如图 8-56 所示,而每个大扇区又由 4 个小的三角形区间组成。此外,电压相量根据其电压的高、低不同可以分为 4 类,即高压相量、中压相量、低压相量及零相量。

例如,图 8-56 中的扇区 I 的空间相量图如图 8-59 所示。当参考相量 \dot{U}^* 落入区间 D_2 ,则 \dot{U}^* 可以用低压相量 \dot{U}_1 、 \dot{U}_4 和中压相量 \dot{U}_3 合成得到。 \dot{U}_1 和 \dot{U}_4 都有两个冗余的开关状态。

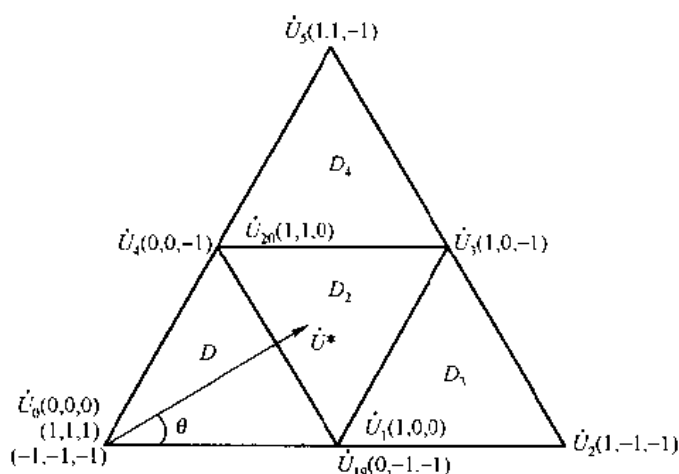


图 8-59 扇区 I 的空间相量图

那么,将开关状态按照以下顺序进行调制: $(1,1,0) \rightarrow (1,0,0) \rightarrow (1,0,-1) \rightarrow (0,0,-1) \rightarrow (0,-1,-1) \rightarrow (0,-1,-1) \rightarrow (0,0,-1) \rightarrow (1,0,-1) \rightarrow (1,0,0) \rightarrow (1,1,0)$ 。很明显,每一次只有一相的开关状态发生变化,而且电压跳变的幅值不会超过 $E_d/2$ 。因此,开关损耗和输出电压的 $\frac{du}{dt}$ 都被限制在一个较小的范围内。而且,在两个不同的区间也能实现开关状态的平滑转换。

图 8-60 是三电平逆变器的等效电路,图中每相桥臂等效为一个单刀三掷的开关。对每一种开关状态进行分析,从而可以得到如下结论:

- ① 零相量 and 高压相量对应的开关状态对中性点电流 i_{NP} 无影响;
- ② 低压相量所对应的两种冗余开关状态产生相同的电压,但对中性点电流 i_{NP} 影响是相反的,它对于中性点电流而言属于可控量;
- ③ 中压相量所对应的开关状态对中性点电流 i_{NP} 有影响,它对于中性点电流而言是不可控量。

因此,在分析中性点平衡问题时,只需要分析低压相量和中压相量所对应的开关状态。将低压相量和中压相量对中性点电流的影响进行归纳,见表 8-15。



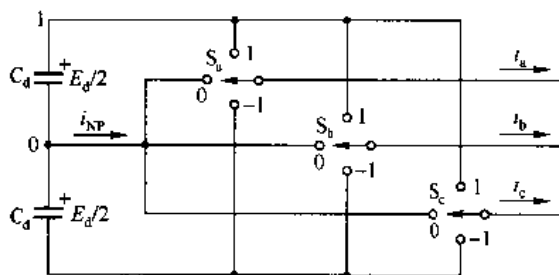


图 8-60 三电平逆变器的等效电路

表 8-15 低压相量和中压相量对中性点电流的影响

小相量(正开关状态)	i_{NP}	小相量(负开关状态)	i_{NP}	中相量	i_{NP}
(0, -1, -1)	i_a	(0, 0, -1)	$-i_c$	(1, 0, -1)	i_b
(-1, 0, -1)	i_b	(-1, 0, 0)	$-i_a$	(0, 1, -1)	i_a
(-1, -1, 0)	i_c	(0, -1, 0)	$-i_b$	(-1, 1, 0)	i_c
(1, 1, 0)	i_c	(1, 0, 0)	$-i_a$	(-1, 0, 1)	i_b
(0, 1, 1)	i_a	(0, 1, 0)	$-i_b$	(0, -1, 1)	i_a
(1, 0, 1)	i_b	(0, 0, 1)	$-i_c$	(1, -1, 0)	i_c

表 8-15 中, 开关状态 $\dot{U}_1(1, 0, 0)$ 和 $\dot{U}_{19}(0, -1, -1)$ 分别使 $-i_a$ 和 i_a 流入中性点。同样, $\dot{U}_4(0, 0, -1)$ 和 $\dot{U}_{20}(1, 1, 0)$ 分别使 $-i_c$ 和 i_c 流入中性点。为了保留以上所述空间电压相量 PWM 法的优点, 中性点控制方式只能对开关状态 $\dot{U}_{20}(1, 1, 0)$ 和 $\dot{U}_{19}(0, -1, -1)$ 进行取舍。当电位高于参考电位时, 选择开关状态给直流侧电容充电。同时, 造成直流侧电容放电的开关状态被舍去。相反, 当中性点电位低于参考电位时, 此原理也适用。表 8-16 给出了中压相量和低压相量的不同开关状态对中性点电流的影响。

表 8-16 中压相量和低压相量不同开关状态对中性点电流的影响

中性点电位	输出电流	调制方法
$\Delta U_o \geq 0$	$i_c \geq 0$	$(1, 1, 0) \rightarrow (1, 0, 0) \rightarrow (1, 0, -1) \rightarrow (0, 0, -1) \rightarrow (0, -1, -1)$
	$i_a \geq 0$	$\rightarrow (0, -1, -1) \rightarrow (0, 0, -1) \rightarrow (1, 0, -1) \rightarrow (1, 0, 0) \rightarrow (1, 1, 0)$
	$i_c \geq 0$	$(1, 1, 0) \rightarrow (1, 0, 0) \rightarrow (1, 0, -1) \rightarrow (0, 0, -1)$
	$i_a < 0$	$\rightarrow (0, 0, -1) \rightarrow (1, 0, -1) \rightarrow (1, 0, 0) \rightarrow (1, 1, 0)$
	$i_c < 0$	$(1, 0, 0) \rightarrow (1, 0, -1) \rightarrow (0, 0, -1) \rightarrow (0, -1, -1)$
	$i_a \geq 0$	$\rightarrow (0, -1, -1) \rightarrow (0, 0, -1) \rightarrow (1, 0, -1) \rightarrow (1, 0, 0)$
	$i_c < 0$	$(1, 0, 0) \rightarrow (1, 0, -1) \rightarrow (0, 0, -1)$
	$i_a < 0$	$\rightarrow (0, 0, -1) \rightarrow (1, 0, -1) \rightarrow (1, 0, 0)$
$\Delta U_o < 0$	$i_c \geq 0$	$(1, 0, 0) \rightarrow (1, 0, -1) \rightarrow (0, 0, -1)$

