

续表

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

上述方法可以应用于坐标平面的任何区间。使用这种方法可以在不增加开关损耗和输出电压 $\frac{du}{dt}$ 的情况下,较好地解决中性点电压不平衡的问题。

8.7.2 多电平逆变器的空间电压相量表示

所谓多电平逆变器的空间电压相量表示,主要是指三相五电平和七电平二极管钳位逆变器的空间电压相量表示。求出它们的六角形空间电压相量图,用此图仿照三电平逆变器的方法就可以对逆变器的输出电压和频率进行调整。

1. 三相五电平二极管钳位逆变器的空间电压相量

三相五电平二极管钳位逆变器的电路,如 8.2.2 节中的图 8-9 所示。它有 5 种工作状态,见表 8-2。即 $U_{AO} = +E_d/2, +E_d/4, 0, -E_d/4, -E_d/2$, 可以得出 $5^3 = 125$ 个空间电压电量,仿照三相三电平二极管钳位逆变器的方法,由 $5^3 = 125$ 个空间电压相量做出正六角形空间电压相量图,如图 8-61 所示。其中,125 个空间电压相量占据着 61 个位置,一个零相量位置(正六角形的中心点)包含 5 个零电压相量,60 个非零电压相量位置包含着 120 个非零电压相量。利用正六角形空间电压相量图,就可以对逆变器的输出电压和频率进行调整。三相五电平二极管钳位逆变器的正六角形空间电压相量图中箭头处括号内的数字,表示该相量所对应的逆变器输出状态。

2. 三相 m 电平二极管钳位逆变器的空间电压相量

如果想要得到 m 电平的输出电压波形,则逆变器直流分压电容的串联个数为 $m - 1$,每一相桥臂串联的逆变开关管个数为 $m + 1$,钳位二极管的个数为 $m - 1$ 。由于每一相桥臂串联逆变开关管的个数 $m + 1$ 必须是偶数,所以电平数 m 必须是奇数。

对于三相多电平逆变器,当电平数为 m 时,可以得到 m^3 个空间电压相量。由三电平和五电平逆变器空间电压相量的排列规律,可以画出 m 电平逆变器的正六角形空间电压相量图。其方法如下:

首先画出一个正六角形,将正六角形的每一个边等分成 $m - 1$ 等份,通过每一边中的分



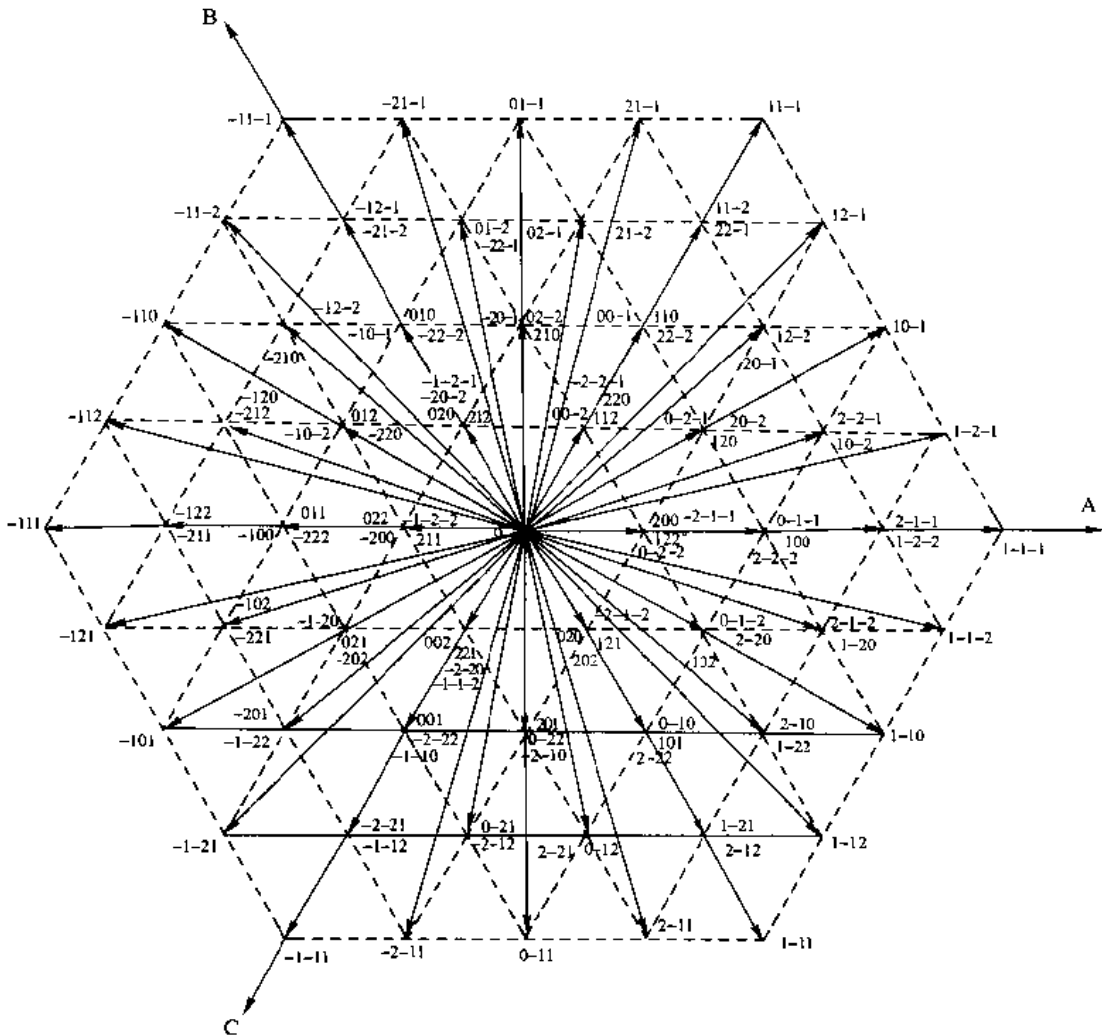


图 8-61 三相五电平二极管钳位逆变器的正六角形空间电压相量

点做相邻边的平行线,将正六角形分成 m 层。排列顺序由外向里依次为第一层、第二层直到第 m 层。第 m 层为正六角形的中心点 O 。从中心点 O 到各边平行线的交点做连线,并在交点处画出从中心点指向外的箭头,这样就可以得到 m 电平逆变器正六角形空间电压相量图。连线的长度为相量的模,箭头的指向即为相量方向。图中共有 m^3 个空间电压相量,其中每一层的一个相量箭头都代表着个数与层数相等的相同电压相量数。在中心处有 m 个零相量,从第一层开始到 $m-1$ 层,各层应具有的空间电压相量的个数为 $6 \times (m - \text{减层数}) \times (\text{层数})$ 。假设用 N 代表层数,则由此可将各层具有的空间电压相量个数为 $6 \times (m - N) \times N$,总空间电压相量个数为

$$\sum_{N=1}^{m-1} 6 \times (m - N) \times N + m, \quad N = 1, 2, \dots, m - 1$$

例如,当 $m = 7$ 时,中心点处有 7 个零相量,由外向里从第一层到 $(7-1) = 6$ 层各层的空间电压相量个数为:最外的一层有 $6 \times (7-1) \times 1 = 36$ 个,第 2 层有 $6 \times (7-2) \times 2 = 60$

个,第3层有 $6 \times (7-3) \times 3 = 72$ 个,第4层有 $6 \times (7-4) \times 4 = 72$ 个,第5层有 $6 \times (7-5) \times 5 = 60$ 个,第6层有 $6 \times (7-6) \times 6 = 36$ 个。空间电压相量总数为 $\sum_{N=1}^{m-1} 6 \times (m-N) \times N + m = 343$ 个,其中非零电压相量为 $\sum_{N=1}^{m-1} 6 \times (m-N) = 326$ 个,零电压相量为 7 个。占据着 $\sum_{N=1}^{m-1} 6 \times (m-N) + 1 = 127$ 个空间位置,其中非零电压相量位置有 $\sum_{N=1}^{m-1} 6 \times (m-N) = 126$ 个,零电压相量位置有 1 个。

画出七电平三相逆变器正六角形空间电压相量如图 8-62 所示。图中箭头处的数字既表示其所在的层数,也表示所代表的相同空间电压相量的个数。

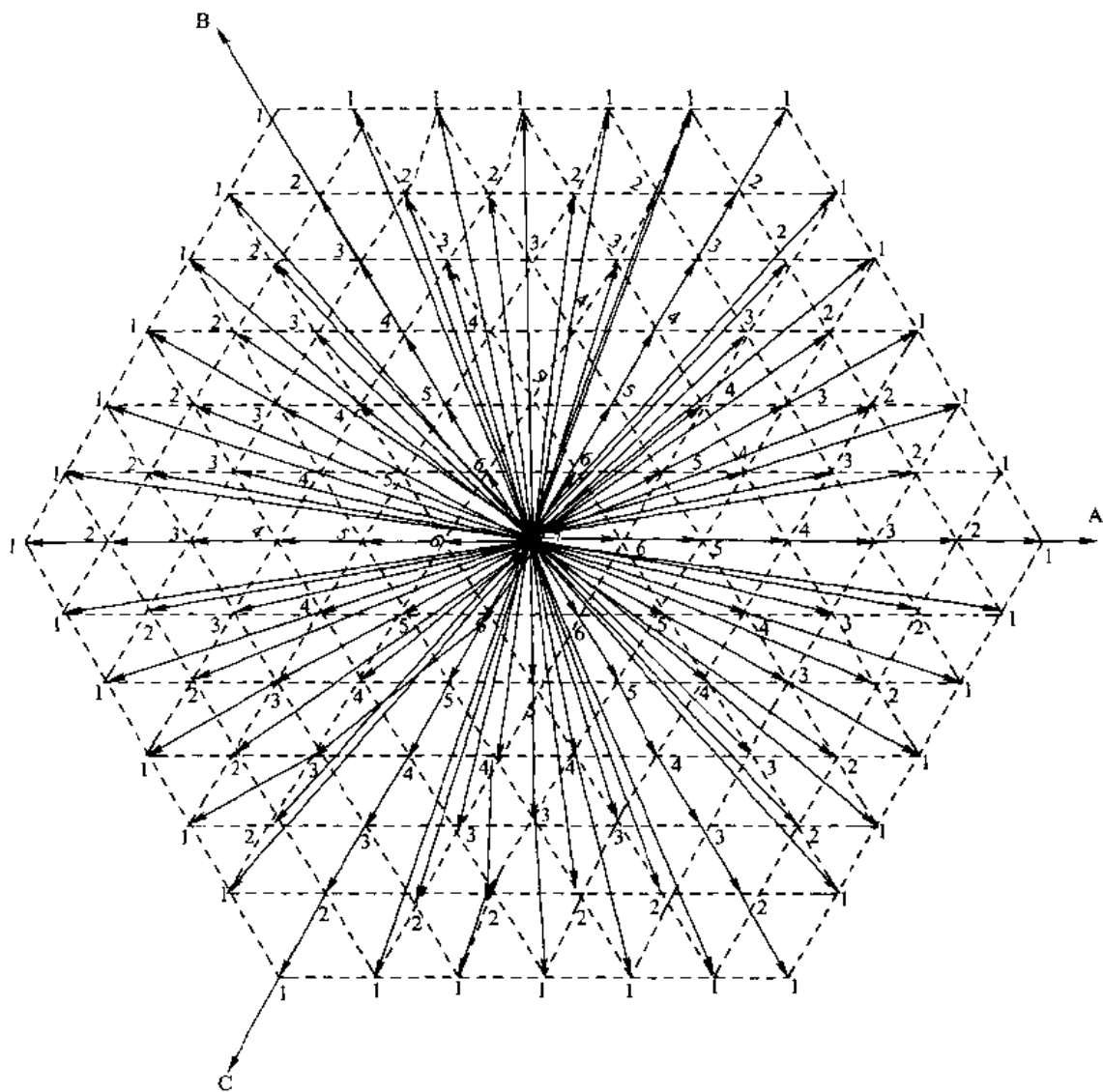


图 8-62 三相七电平二极管钳位逆变器的正六角形空间电压相量



对于 $m = 9, 11, \dots$ 时的空间电压相量及相量位置数见表 8-17。

表 8-17 $m = 9, 11, \dots$ 时的空间电压相量及相量位置数

电平数 m	相量数 m^3	非零相量 $m^3 - m$	零相量 m	相量位置数 $\sum_{N=1}^{m-1} 6(m - N) + 1$	非零相量位置数 $\sum_{N=1}^{m-1} 6(m - N) + 1$	零相量位置数
(2)	8	6	2	7	6	1
3	27	24	3	19	18	1
5	125	120	5	61	60	1
7	343	336	7	127	126	1
9	729	720	9	217	216	1
11	1331	1320	11	331	330	1

由表 8-7 所列数字就可以用相同的方法画出 $m = 9, 11, \dots$ 时的正六角形空间电压相量图。

由表 8-7 还可以看出, 电平数 m 越多, 相量个数 m^3 也越多, 这对改善输出电压波形也越有利。

当已知多电平逆变器的正六角形空间电压相量图以后, 就可以对逆变器进行 PWM 控制。

8.8 多电平逆变器的载波三角波移相 SPWM 控制法

多电平逆变器的载波三角波移相 SPWM 控制法 (PSPWM), 是专为 FBI 串联叠加而提出的一种 SPWM 控制法。它的特点是原理简单, 对输出电压波形改善的效果好, 可以得到输出电压的数学方程式。

多电平逆变器的串联叠加、并联叠加与串-并联叠加的功率单元有两种: 一种是单相全桥逆变器 FBI; 另一种是多电平二极管钳位式 (或飞跨电容钳位式) 全桥逆变器 (Diode-clamped Full Bridge Inverter, DCFBI)。利用这两种功率单元组成的串联叠加、并联叠加与串-并联叠加电路有多种。我们以串联叠加为例进行说明。采用 FBI 或 DCFBI 的串联叠加电路有三种: 第一种是 FBI 的串联叠加电路, 如图 8-63 所示; 第二种是 DCFBI 的串联叠加电路, 如图 8-64 所示; 第三种是 FBI 与 DCFBI (或不同开关器件的 FBI 之间) 的混合串联叠加电路, 如图 8-65 所示。对于 FBI 的串联叠加, 当 N 个 FBI 串联叠加时, 可以得到的电平数为 $2N + 1$ 个。这在前面已经介绍过。对于 DCFBI 的串联叠加, 当 N 个 DCFBI 串联叠加时, 可以得到的电平数为 $4N + 1$ 个。对于 FBI 与 DCFBI 的混合串联叠加, 当 N 个 FBI 与 K 个 DCFBI 串联叠加时, 可以得到的电平数为 $(2N + 4K) + 1$ 个。



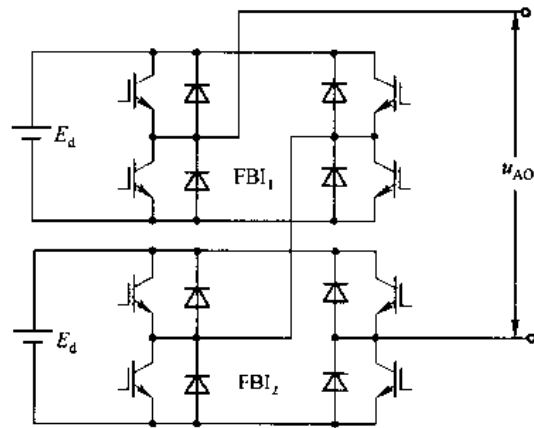


图 8-63 FBI 的串联叠加电路

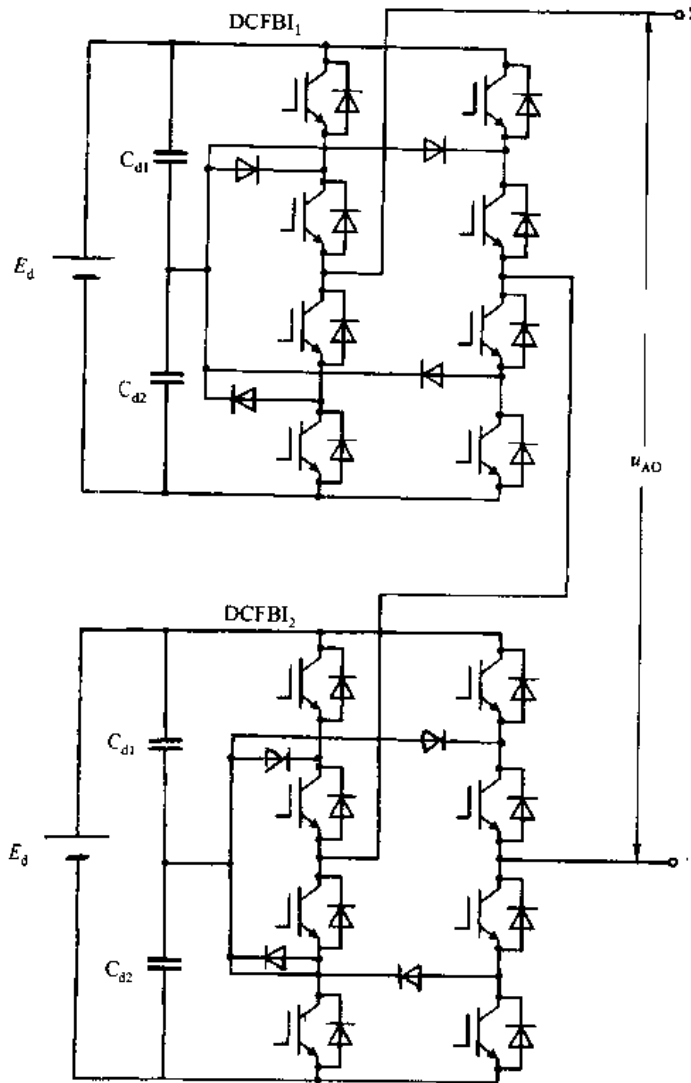


图 8-64 DCFBI 的串联叠加电路

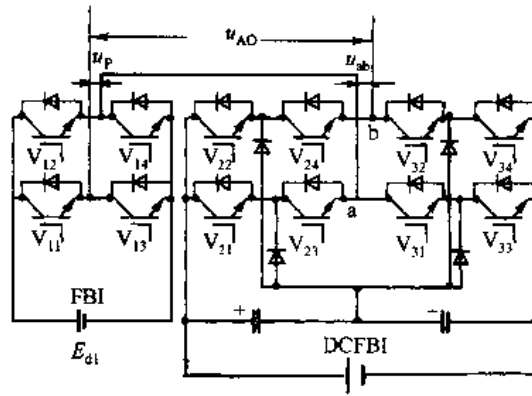


图 8-65 FBI 与 DCFBI 的混合串联叠加电路

如果 FBI 的各独立直流电源电压值分别取 $E_d, 2E_d, 4E_d, \dots, 2^{N-1}E_d$ 时, 则 N 个 FBI 串联叠加输出电压的电平数将增加到 $2^{N+1} - 1$ 个。当各独立直流电源电压值分别取 $E_d, 3E_d, 9E_d, \dots, 3^{N-1}E_d$ 时, 则 N 个 FBI 串联叠加输出电压的电平数将增加到 3^N 个, 但这种取法会产生电流倒灌, 使直流电源电压上升过高而得不到期望的输出。为了解决这个问题, 可以对两个单元使用由全控器件构成的有源开关整流器。它既可以作为有源滤波器消除谐波, 提高整流输入功率因数, 又可以作为有功控制器, 将部分电能反馈回市电电源。

当 DCFBI 的各独立直流电源电压分别取不同值时, 串联叠加出来的电平数可能更多, 但因其所用元件相对于 FBI 较多, 控制上也会带来一些麻烦, 故一般不这么取, 而是将各 DCFBI 的直流电源电压取得相同。

8.8.1 FBI 串联叠加的 PSPWM 控制

载波三角波移相 SPWM 控制法, 亦即 PSPWM 控制法, 在前面实际上已经进行了介绍。它可以用于 FBI 的串联叠加、并联叠加与串-并联叠加, 但应用较多的是串联叠加。PSPWM 的基本做法是: 在 N 个 FBI 串联叠加的电压型多电平逆变器中, N 个 FBI 的载波三角波依次移开 $2\pi/N$ 相位角, 并共用一个正弦调制波进行控制。假定载波三角波 u_c 的频率为 f_c , 幅值为 U_c , 正弦调制波 u_s 的频率为 f_s , 幅值为 U_s , 则载波比 $F = \frac{f_c}{f_s} \gg 1$, 调制度 $M = \frac{U_s}{U_c} \leq 1$ 。用正弦调制波与载波三角波进行比较, 在正弦波大于三角波的部分产生出 FBI 的触发脉冲, 小于部分不产生触发脉冲。这样, N 个 FBI 输出电压的串联叠加, 就可以得到将等效开关频率提高 N 倍的、三相逆变器各相的多电平电压输出。假定各个 FBI 的直流电源电压为 E_d , 则 A 相输出电压 u_{AO} 的双重傅里叶级数表示式为

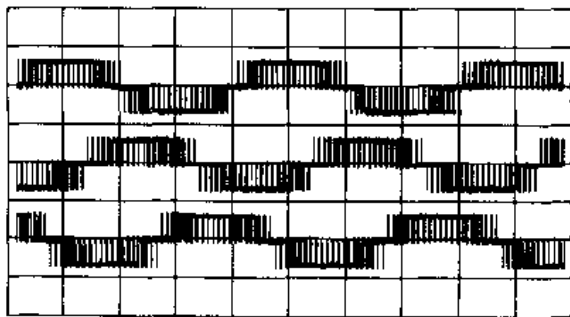
$$u_{AO} = NME_d \sin \omega_s t \pm \frac{2E_d}{\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{+\infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cdot \sin[(mF + n)\omega_s t]$$

u_{AO} 的电平数为 $2N + 1$, 它可以消除 $NF \pm 1$ 次以下的低次谐波, 仅包含 $NF \pm 1$ 次以上的高次谐波。当 $N = 5, f_c = 6000 \text{ Hz}$ 时, 载波比 $F = \frac{6000}{50} = 120$, 将可以消除 $5 \times 120 \pm 1$



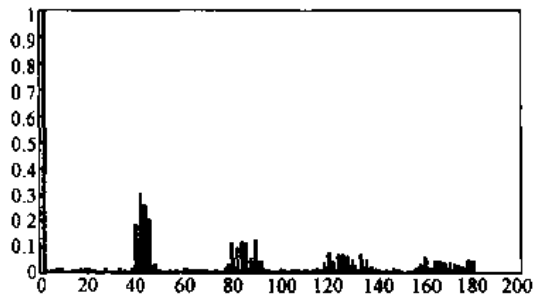
= 600 ± 1 次以下的谐波,只包含 600 ± 1 次以上的高次谐波。

采用 PSPWM 调制法控制的 FBI 串联叠加多电平逆变器,能够在不使用变压器的情况下,用较低开关频率的开关器件,可以实现高载波频率改善输出电压波形的效果。 N 个 FBI 的串联叠加,可以产生 $2N+1$ 个电平的输出电压,相当于将等效开关频率提高了 N 倍。需要 $4N$ 个功率开关管及 $4N$ 路 SPWM 驱动信号。由 $3N$ 个 FBI 功率单元组成的三相多电平逆变器,需要 $12N$ 个功率开关管, $12N$ 路 SPWM 驱动信号。目前,常用的控制器 TMS320LF2407 DSP 是 TI 公司专为数字控制而设计的新一代数字控制器。它是在一块芯片上集成了两个事件管理器,共可以产生 6 对互补的 SPWM 驱动信号用于三相单模块的三电平输出或单相五电平输出。实验输出波形如图 8-66、图 8-68 所示,频谱分布如图 8-67、图 8-69 所示。



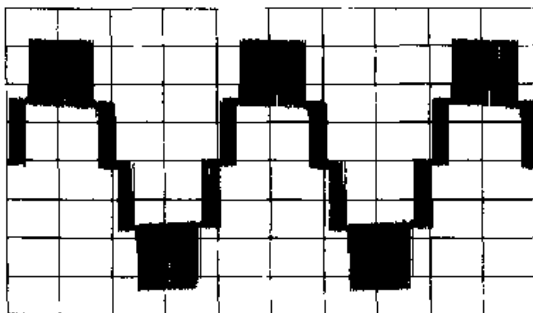
横轴: 5ms/div 纵轴: 2V/div

图 8-66 三相三电平波形



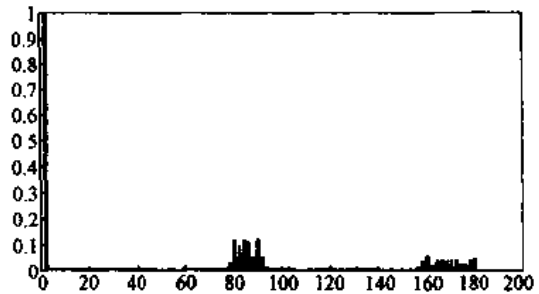
横轴: 20次(谐波次数)/格
纵轴: 0.1(相对基波标么值)/格

图 8-67 三电平频谱



横轴: 5ms/div 纵轴: 2V/div

图 8-68 单相五电平波形



横轴: 20次(谐波次数)/格
纵轴: 0.1(相对基波标么值)/格

图 8-69 五电平频谱

频谱分析表明,三相三电平波形(见图 8-66)的谐波畸变率 $THD=0.6005$,采用 PSPWM 调制方法输出的五电平波形(见图 8-68)的谐波畸变率 $THD=0.2911$ 。同时,由频谱图 8-69 可见,输出波形中只含有 Nf 次及其上下边频谐波。其中, N 为 FBI 的串联个数, f 为单个 FBI 开关频率,即逆变器的等效开关频率提高了 N 倍。当串联叠加的 FBI 个数增加时,输出电压波形的谐波将会成比例地向高次移动,从而使得总谐波畸变率大幅降低。因而



使得 PSPWM 技术应用到 FBI 串联叠加电路上,在大功率多电平逆变器方面有着广阔的应用前景。

PSPWM 调制采用相位参差法时的仿真波形如图 8-70 所示。其中,图(a)为相位参差法时的调制波与载波三角波(当载波三角波为半波三角波时,各三角波之间的相移角为 $2\pi/N$)的调制波形;图(b)为各个 FBI 的输出电压波形;图(c)为串联叠加后的 A 相输出电压波形。

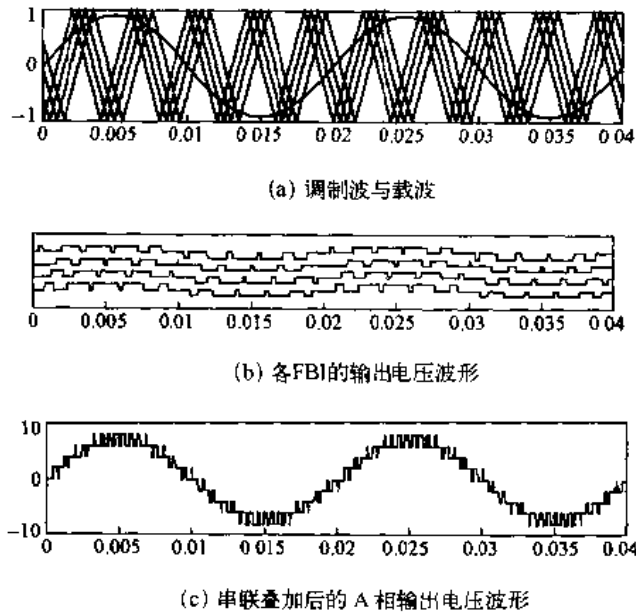


图 8-70 PSPWM 调制采用相位参差法时的仿真波形

8.8.2 DCFBI 串联叠加的 PSPWM 控制

由两个二极管钳位(或飞跨电容钳位)三电平逆变器并联合成的全桥逆变器 DCFBI 可以输出五个电平,如图 8-71 所示。而由两个 FBI 串联叠加组成的逆变电路也可以输出 5 个电平,如图 8-72 所示。但前者比后者要多用了两个直流分压电容和 4 个钳位二极管,而且控制电路也相对复杂一些。例如,采用两个 DCFBI 串联叠加可以得到九电平输出,而 4 个 FBI 串联叠加也可以得到九电平输出,但少用 4 个直流分压电容,8 个钳位二极管,控制电路也相对得到简化,因此一般都不用 DCFBI 串联叠加,而宁可采用 4 个 FBI 串联叠加。这样用还便于实现模块化。

8.8.3 FBI 与 DCFBI 混合串联叠加的 PSPWM 控制

由于 8.8.2 节中所述的原因,一般不用 DCFBI 进行串联叠加,但 DCFBI 与 FBI 的串联叠加是个例外。由于采用了一种特殊的 PSPWM 控制方式,故可以使串联叠加后的输出电平数增加到 15 个,见表 8-12。所能达到的波形改善效果也比较理想,输出电压和电流的 THD 值分别达到了 15.02% 和 6.96%。因此是一种值得推荐的好方法。其具体做法是: DCFBI 与 FBI 串联叠加的电路如图 8-73(a)所示,采用 DCFBI 与 FBI 分开进行 PWM 控制。



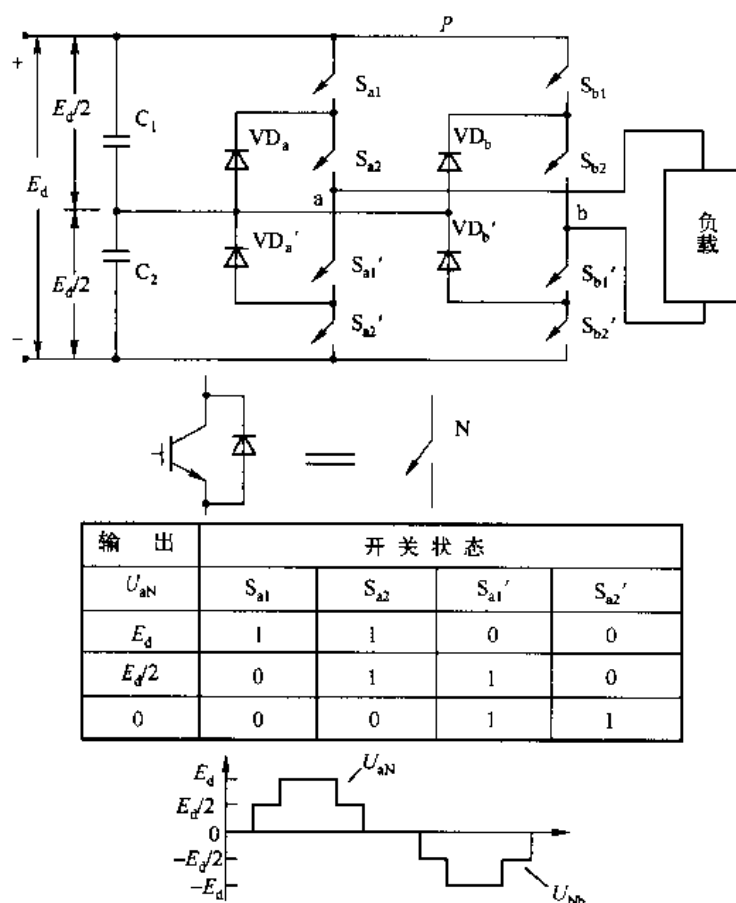


图 8-71 DCFBI 电路与输出电压波形

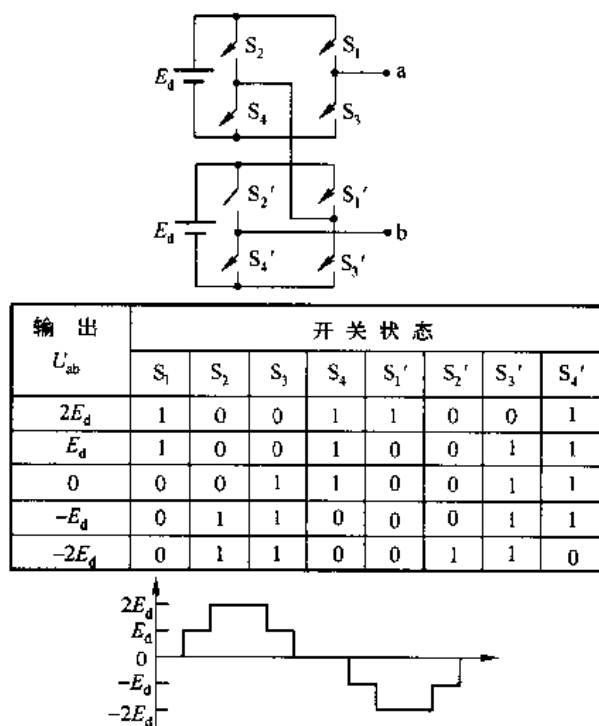


图 8-72 两个 FCI 串联叠加及其输出电压波形



DCFBI 采用基波 PSPWM 控制,即相对于同一个基波正弦波调制信号, S_{21} 、 S_{23} 的载波三角波移相 $\frac{2\pi}{2} = 180^\circ$, S_{21} 与 S_{33} PWM 互补, S_{23} 与 S_{31} PWM 互补。DCFBI 左侧三电平逆变器的输出电压为 u_a ,DCFBI 右侧三电平逆变器的输出电压为 u_b ,如图 8-73(b)所示。DCFBI 的输出电压 $u_{ab} = u_a - u_b$ 为五电平电压。FBI 采用高频 PWM 控制,载波采用单极性三角波,调制波采用 DCFBI 的正弦调制波(幅值为 $7E_d$)减去其输出的五电平电压 u_{ab} 的差值波形作为 FBI 的调制波,采用如图 8-74(b)所示的控制电路对 FBI 进行控制,得到 FBI 输出的高频三电平电压波形 u_p ,DCFBI 的输出电压 u_{ab} 与 FBI 的输出电压 u_p 串联叠加,则可以得到总的输出电压 $u_{AO} = u_{ab} + u_p$,如图 8-74 所示。当 FBI 的载波三角波的频率为 3 kHz,FBI 的直流电源为 E_d ,DCFBI 的直流电源为 $6E_d$ 时,所得到的输出电压 u_{AO} 的 THD 为 15.02%。当负载为 100Ω 电阻与 0.1 H 电感串联时,得到输出电压 u_{AO} 与输出电流 i_a 的仿真波形如图 8-75 所示。 i_a 的 THD 为 6.96%。

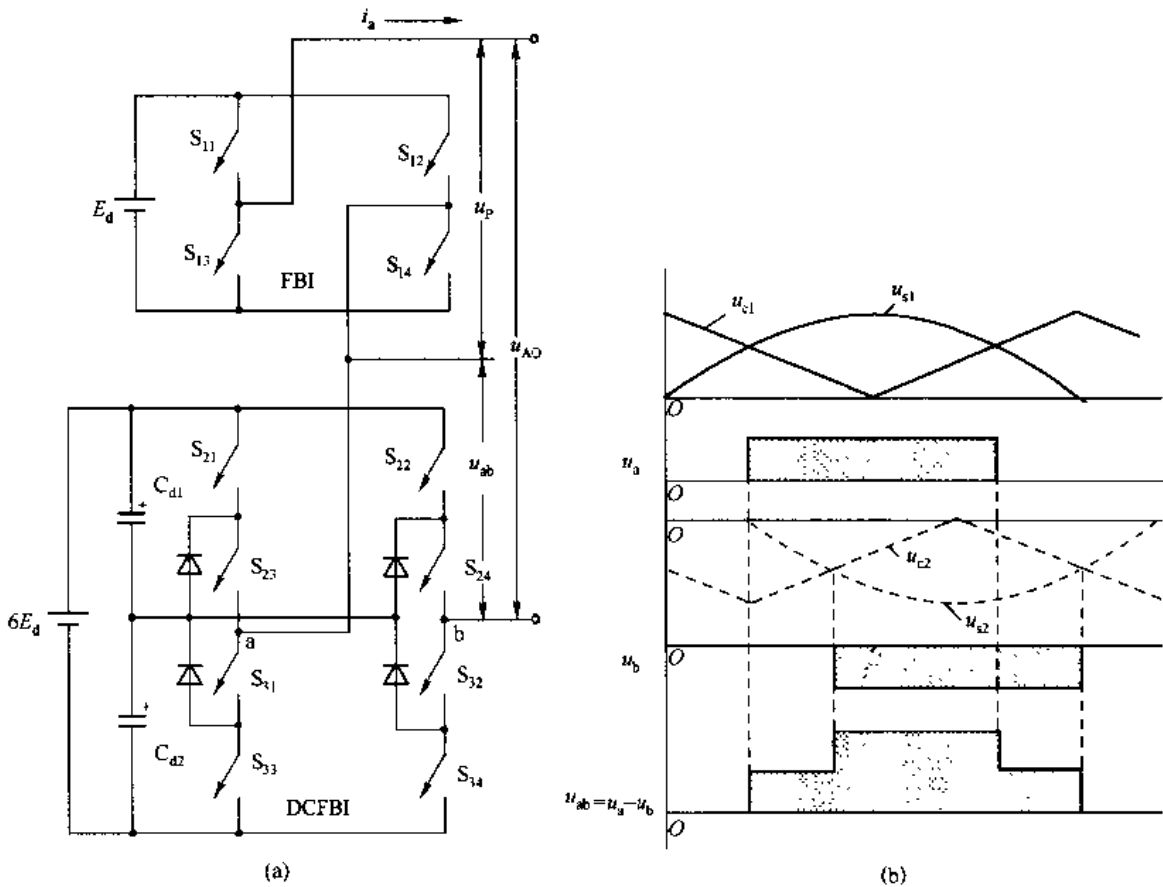


图 8-73 DCFBI 与 FBI 串联叠加电路与 DCFBI 的工作波形

DCFBI 的输出电压 u_{ab} 、FBI 的输出电压 u_p 、总输出电压 u_{AO} 及输出电流 i_a 的频谱如图 8-76 所示。



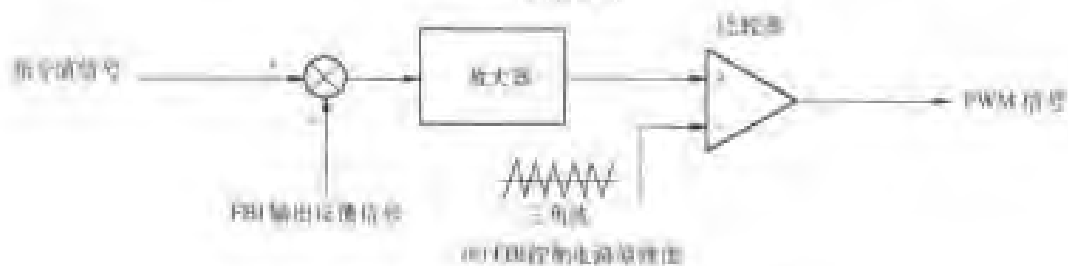
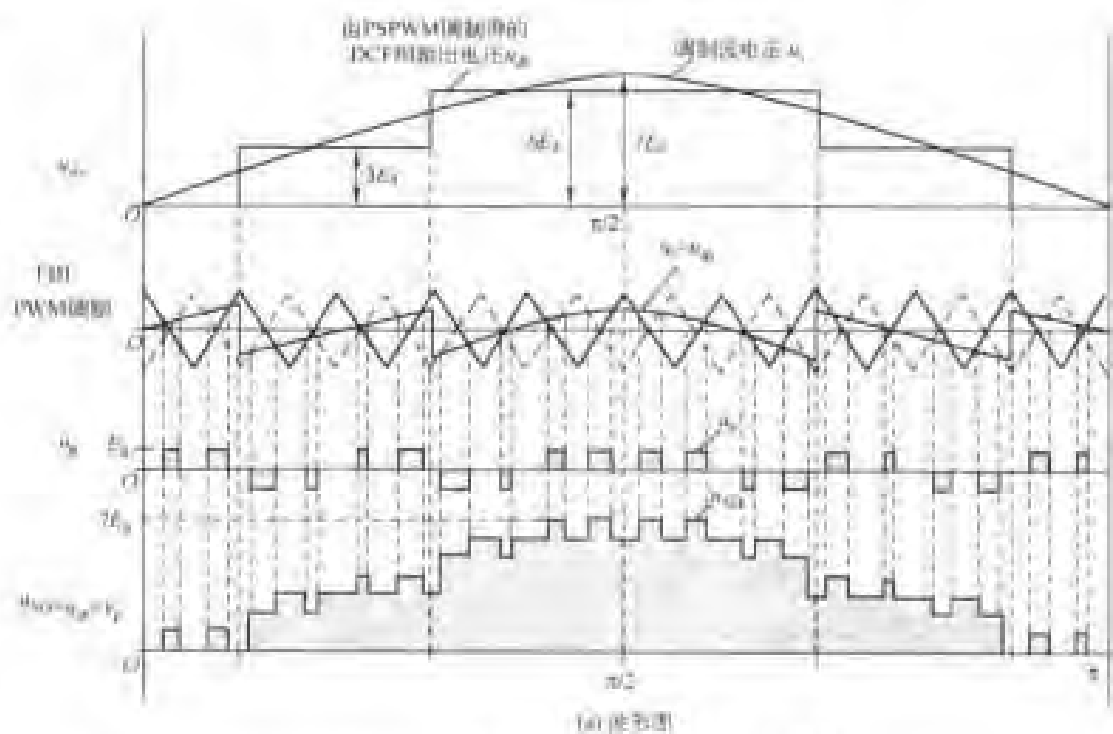


图 8.74 FPM 的工作波形与总输出波形 $u_{a0} = u_b = U_d$

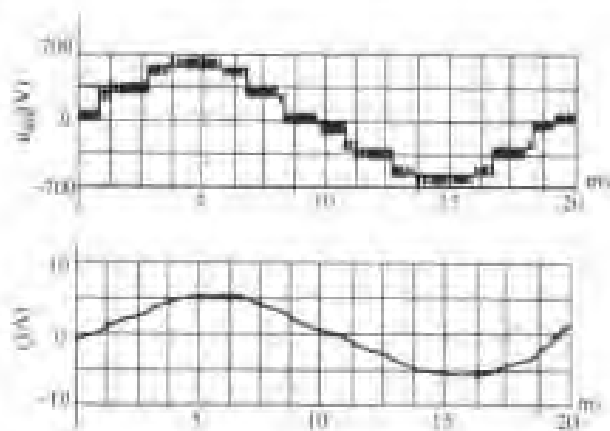
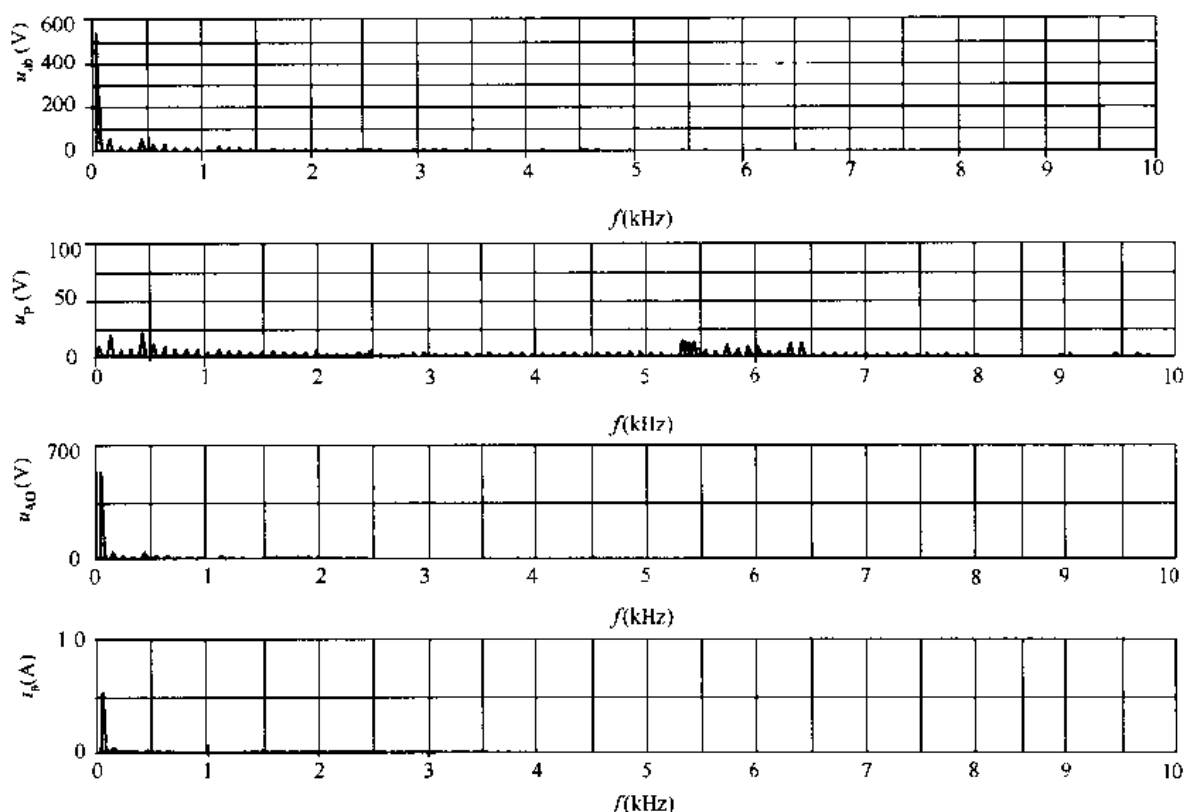


图 8.75 输出电压 u_{a0} 和输出电流 I 的仿真波形

图 8-76 u_{ab} 、 u_p 、 u_{AO} 、 i_a 的频谱

前面已经说过,所谓混合串联叠加,既包括 FBI 与 DCFBI 的混合串联叠加,也包括不同开关器件(如 IGBT 和 GTO)FBI 的串联叠加。同时,由图 8-71 和图 8-72 可知,DCFBI 与两个 FBI 的串联叠加都可以输出五电平电压,但 DCFBI 用的元件较多,控制也比较复杂,也不便实现模块化,因此不如采用两个以 GTO 作为开关的 FBI 串联叠加电路好。用两个以 GTO 作为开关的 FBI 串联叠加电路取代 DCFBI,也可以实现 PSPWM 控制,得到如图 8-74 所示的 15 电平电压输出,但多用了—个直流电源 E_d 。

采用两个以 GTO 作为开关的 FBI_1 和 FBI_2 及以 IGBT 作为开关的 FBI 串联叠加的电路如图 8-77 所示。其中,图(a)为电路图,图(b)为图(a)中 FBI_1 与 FBI_2 串联叠加输出的五电平电压波。用 IGBT 作为开关的 FBI 采用高频 PWM 控制,用 FBI_1 、 FBI_2 的正弦调制波(幅值为 $7E_d$)减去 FBI_1 与 FBI_2 串联叠加输出的五电平电压 u_{ab} (幅值为 $6E_d$)的差值作为 FBI 的调制波,用图 8-74(b)所示的控制电路对 FBI 进行 PWM 控制,使 FBI 的输出电压为 u_p ,用来将五电平电压 u_{ab} 修补成正弦波,因此 u_p 与 u_{ab} 串联叠加就可以使输出电压 $u_{AO} = u_{ab} + u_p$ 成为具有 15 个电平的准正弦波,使 THD 为 15.02%。 u_{AO} 的波形及其仿真波形与图 8-74、图 8-75 相同。

上面提到的两个采用不同开关器件(如 GTO 与 IGBT)或不同直流电源电压(E_d 或 $2E_d$)的 FBI 混合串联叠加的多电平逆变器,也可以采用上述的 PSPWM 控制法。图 8-78 所示就是这样的一个应用实例。其中,图(a)为电路图,图(b)为波形图。图 8-78(a)中的 FBI_1



和图 8-73 中的 IXCBI 一样采用 PSPWM 控制,使其输出三电平电压 u_{PI} 。图 8-78(a) 中的 FBI₂ 和图 8-73 中的 FBI 一样,采用高频 PWM 控制,用 FBI₁ 中的正弦调制波(幅值为 $3E_d$) 减去三电平电压 u_{PI} (幅值为 $2E_d$) 的差值波形作为调制波,用图 8-74(b) 所示的控制电路对 FBI₂ 进行 PWM 控制,使其输出电压 u_{PI2} 。用 u_{PI2} 对 FBI₁ 输出的三电平电压 u_{PI1} 进行正弦波形修补,使 $u_{PI1} + u_{PI2} = u_{AO}$ 成为七电平准正弦波电压。

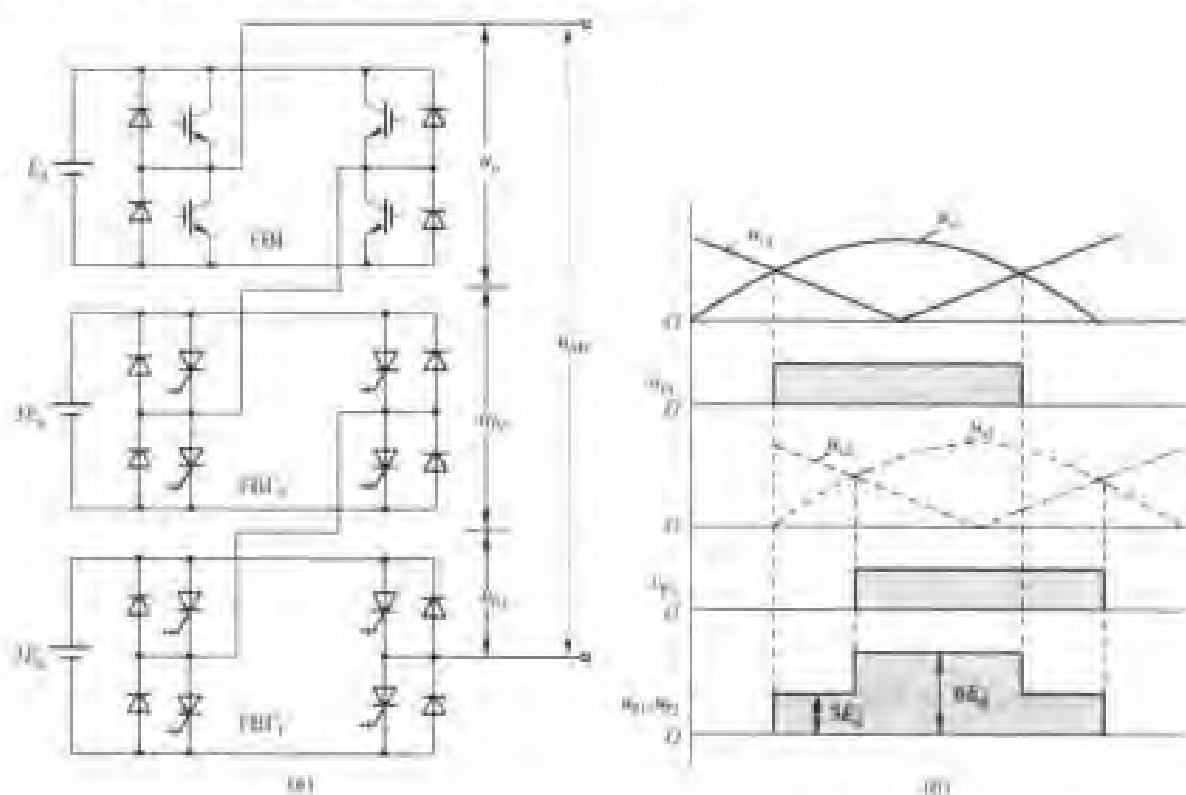


图 8-77 两个以 GTO 作为开关的 FBI 与一个以 IGBT 作为开关的 FBI 串联叠加

从本节对图 8-73~图 8-78 的说明可知,这种 PSPWM 控制法的特点是:用 IXCBI 或 GTO 作为开关的 FBI 作为主逆变电压发生器,用以 IGBT 作为开关的 FBI 作为主波形改善补偿器,后者产生的电压对前者的输出电压进行正弦修补,以使两者的串联叠加电压成为近似于正弦波的多电平电压。实现这种控制的关键是作为波形改善补偿器的 FBI,必须采用正弦调制波与基本逆变电压发生器的输出电压波的波形之差作为调制波,用单极性三角波作为载波进行高频 PWM 调制,以使其能准确复现“波形之差”的调制波波形,实现准确的正弦波修补,使 u_{AO} 更接近于正弦调制波。

8.9 多电平逆变器的消除特定谐波 PWM 控制法

消除特定谐波 PWM 控制法有如下优点:

- ① 可以降低开关频率,降低开关损耗;

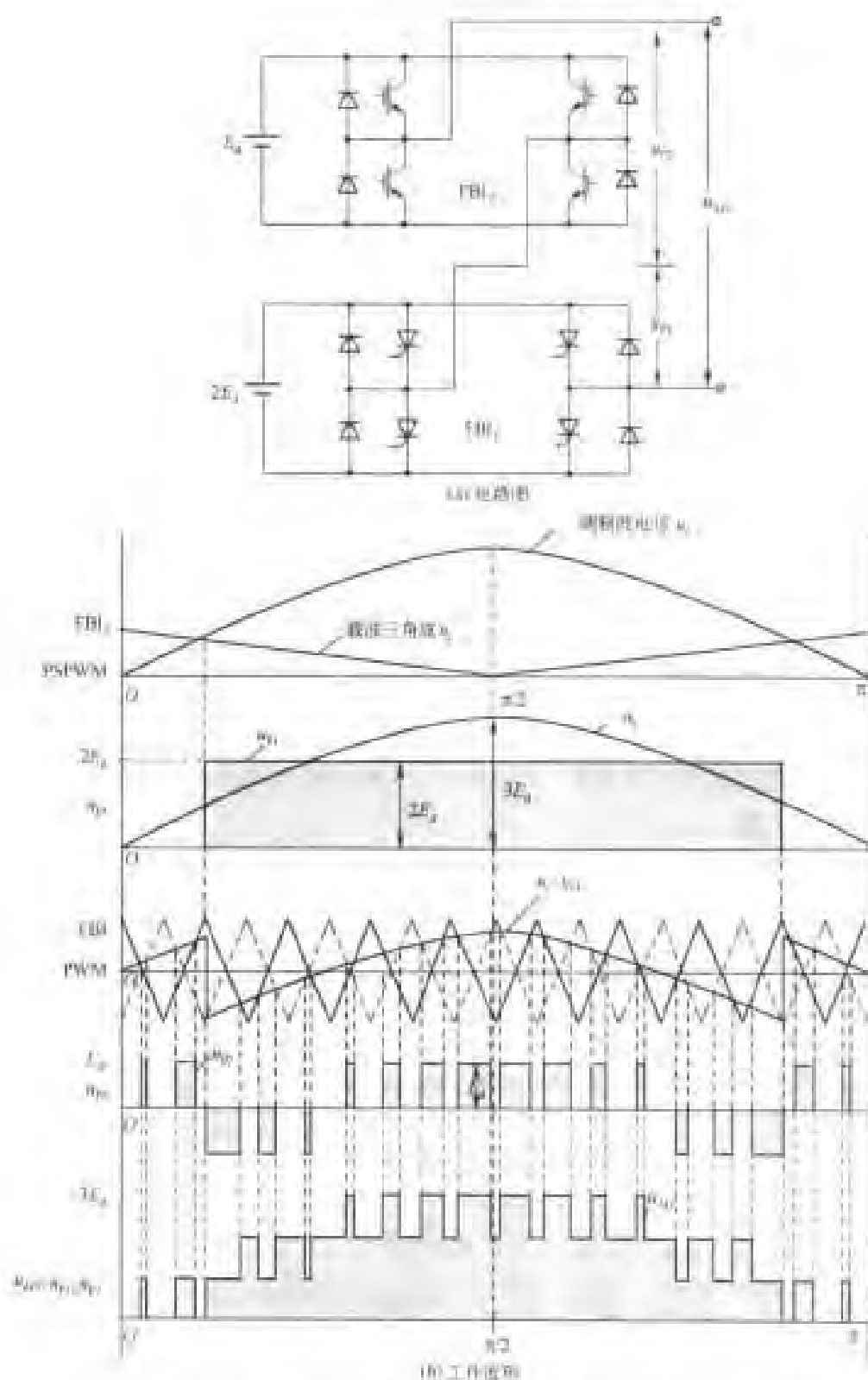


图 8-28 不同开关器件 FBI_1 与 FBI_2 串联参加的 PSPWM 控制及其工作波形

② 在相同的开关频率下,可以生成最优的输出波形;

③ 可以通过调制得到较高的基波电压,提高了直流电压利用率,最多可以达到 1.15。

采用消除特定谐波法的难点是必须用牛顿迭代法求解非线性方程组,选取合适的初始值是解法收敛的必要条件,这就使运算时间大大加长,不能实现在线计算,因而多采用离线计算,利用查表法取得开关转换的时刻。这样在开关频率要求较高的应用场合占用较大的内存空间。一方面,廉价大容量存储芯片的出现,为用于离线查表法创造了条件;另一方面,随着以 DSP 为代表的高速数字信号处理芯片的发展与一些优化算法的出现,在线求解非线性方程组已不是难事。

针对消除特定谐波法实现的难点,为加快非线性方程式的收敛速度,有人提出了一种简单易行的初始值选取方法,即选用自然采样载波三角波 SPWM 法取得的开关转换角序列作为初始值,期望得到 $1/4$ 周期对称输出电压波形,用牛顿迭代法解联立方程,以求得消除特定谐波的开关角度,并消除 1.5 kHz 以下的谐波。用仿真的方法验证了这种消除特定谐波法在线计算控制的效果。其证明是可行的。

8.9.1 非线性方程组的建立与求解

消除特定谐波 PWM 法在上 7.1 节中已经进行了介绍,基本思想是:由于各次谐波的幅值是转换角 α_i 的函数,如果想要消除 $N-1$ 种谐波,则可以根据逆变器的电路首先选择脉宽调制波形,然后用相应的谐波幅值表示式求出 $N-1$ 种指定谐波的幅值表示式,并令这些表示式等于零而联立求解 $N-1$ 个转换角 α_i 的值。当波形中各转换角的值等于求出来的 α_i 值时,则输出电压波形中就消除了指定的 $N-1$ 种谐波,从而得到最优的 PWM 控制。 N 为转换角 α_i 的个数。

针对三电平消除特定谐波在线计算的方案,采用自然采样载波三角波 SPWM 法取得开关转换角序列的初始值,并得到 $1/4$ 周期对称的输出电压波形,则消除特定谐波的波形与产生开关转换角序列初始值的 SPWM 波形如图 8-79 所示。其中,图(a)为采用相位参差法的三电平 SPWM 调制波形,图(b)为由图(a)得到的 $1/4$ 周期对称的三电平输出电压波形,此波形给出了开关转换角序列的初始值,图(c)为三电平 $\frac{1}{2}$ 周期内开关转换角的定义。由图 8-79(b)可知,单相输出电压脉冲序列满足 Dirichlet 定理,可以分解成如下的傅里叶级数,即

$$u = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t) \quad (8-40)$$

$n = 0, 1, 2, 3, \dots$

式中

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u \cdot \cos n\omega t \cdot d(\omega t) \quad (8-41)$$

$$B_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u \cdot \sin n\omega t \cdot d(\omega t) \quad (8-42)$$

由于相电压输出波形成奇对称,因此输出电压只包含正弦项的谐波,所以 $A_n = 0$, 将图 8-70(b)所示的 u 代入式(8-42)得





$$B_n = \frac{2E_d}{n\pi} \sum_{i=1}^N [(-1)^{i+1} \cos n\alpha_i + (-1)^i \cos(n\pi - n\alpha_i)] \quad (8-43)$$

$n = 1, 2, 3, \dots; \quad i = 1, 2, 3, \dots, N$

根据 u 波形的奇对称, 故只含有奇次正弦项谐波, 故 $A_n = 0, B_n \neq 0, n$ 为奇数, 所以下式成立, 即

$$\begin{cases} A_n = 0, n = 1, 2, 3, \dots \\ B_n = \begin{cases} 0, n = \text{偶数} \\ \frac{4E_d}{n\pi} \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cos n\alpha_i, n = \text{奇数} \end{cases} \end{cases} \quad (8-44)$$

式中, N 为所取的开关转换角个数。开关角应满足如下条件, 即 $0 \leq \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \dots < \alpha_{N-1} < \alpha_N \leq 90^\circ$ 。

考虑到多电平逆变器主要用于中、高压大功率逆变场合, 故只考虑三相逆变器的应用。在三相逆变器中, 零序谐波可以靠三相三线制输出来消除, 因此, 对于消除特定谐波的三相逆变器, 只需考虑正序与负序低次谐波的消除即可。由图 8-79(b) 所示的波形, $N = 10$, 故可以得到求取三电平消除特定谐波 PWM 法的开关转换角的非线性方程组为

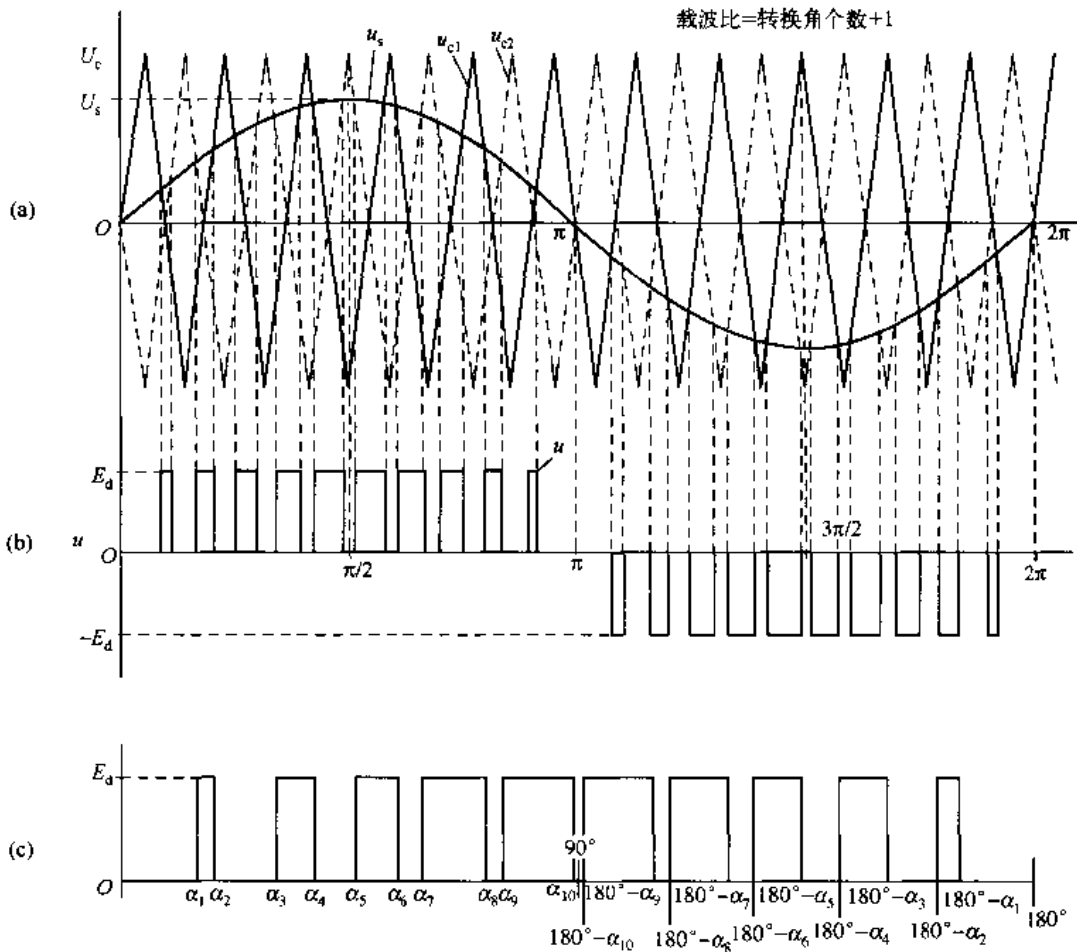


图 8-79 消除特定谐波法开关转换角及其初始值的设置

$$\begin{cases} B_1 = ME_d \\ B_n = 0, n = 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, \dots \end{cases} \quad (8-45)$$

式中, B_n 如(8-44)式所示, M 为调制度。

由式(8-44)和式(8-43)组成的联立方程组为三角函数非线性超越方程组。它的偏导数容易求取,故多采用牛顿迭代法求解 α_i 。但这种求解需要一组初始值,而且初始值选择的是否合适,直接决定了牛顿迭代算法是否收敛,所以初始值的选取要尽可能接近方程式的解。考虑到载波三角波脉宽调制 SPWM 也是用来消除低次谐波的,其开关转换角从理论分析来看更接近于消除特定谐波法非线性方程组的解,所以采用了 SPWM 法来选取方程组的初始值。对于三相三电平逆变来说,为了实现波形的 $\frac{1}{4}$ 周期对称,采用相位参差法,即取两个载波三角波 u_{c1} 、 u_{c2} 的相位相互错开 180° ,并用一个共同的正弦调制波进行调制,如图 8-79(a)所示。

当输出电压的基波频率为 50 Hz,要消除低于 1500 Hz 的低次谐波并保持 $V/F = \text{常数}$, $N=10$ 、 $M=1$ 时,预消除的低次谐波次数应为 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29。

为了得到较为合适的初始值,在 SPWM 调制中取 $M = 0.9$,载波三角波的频率取 $f_c = 1100$ Hz,所得到的转换角初始值见表 8-18 第一行所示,解式(8-45)、式(8-44)联立方程组得到的开关转换角 α_i 的值见表 8-18 第二行。利用 α_i 进行仿真得到的各次谐波分量见表 8-19。

表 8-18 转换角初始值

转换点	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
初始角度($^\circ$)	14.4	18.8	29	37.3	44.1	55.3	59.2	72.4	74.8	89.1
迭代结果($^\circ$)	11.777	16.118	23.157	38.074	41.412	54.007	56.514	71.541	73.642	87.471

表 8-19 式(8-44)、式(8-45)联立求解得到的开关角 α_i 值

谐波次数 n	基波	3	5	7	9	11	13	15
谐波含量 B_n	1.0000	0.2193	0.0000	0.0000	-0.0940	0.0000	-0.0000	0.0912
谐波次数 n	17	19	21	23	25	27	29	31
谐波含量 B_n	0.0000	0.0000	-0.3258	0.0000	0.0000	0.0142	-0.0000	0.1305

解消除特定谐波非线性方程组的过程说明,采用相位参差法的 SPWM 求取开关角序列为初始值时,非线性方程组容易收敛,使计算速度大大加快。

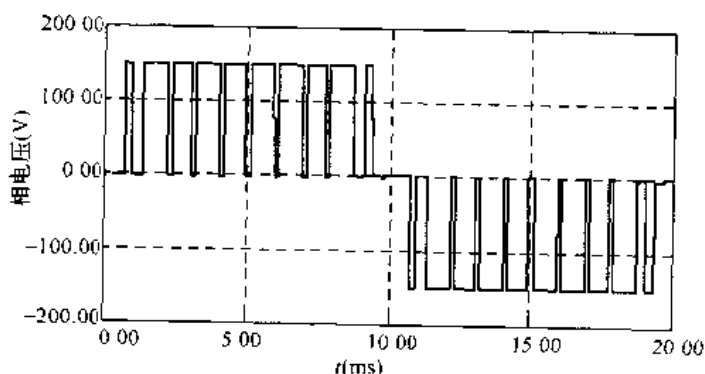
8.9.2 仿真结果

以二极管钳位三电平电压型逆变器为例,对三电平消除特定谐波法进行了仿真。输出频率为 50 Hz 时的相电压、线电压仿真波形和其频谱如图 8-80 所示。可以看出,相电压中的正、负序低次谐波 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29 次谐波都被消除了。这说明,采用相位参差法的 SPWM 产生非线性方程的初始值,来得到非线性方程的解的在线算法是可行的高

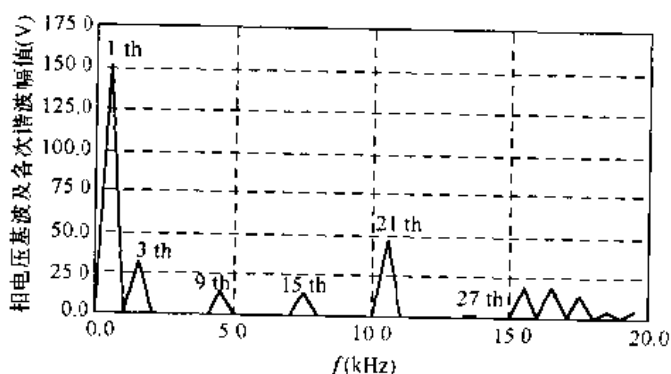


效的。这里需要注意的一点是,在采用相位参差法的 SPWM 法作为产生消除特定谐波法迭代算法的初始值时,SPWM 的载波比 = $\frac{\text{载波三角波频率}}{\text{正弦调制波频率}} = \text{转换角 } \alpha_i \text{ 的个数} + 1$ 。

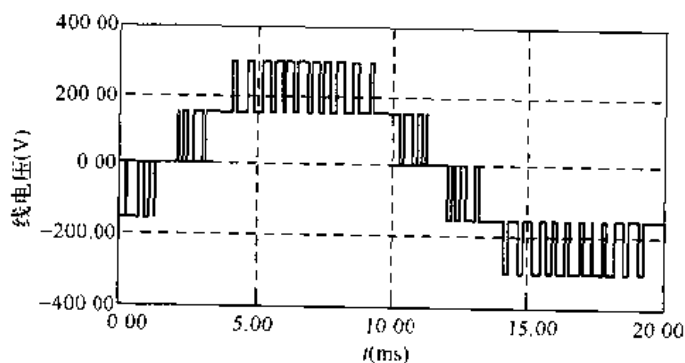
对于多电平(电平数 > 3)逆变器,当采用消除特定谐波 PWM 控制时,可以采用消除谐波 PWM 法(SHPWM)及其改进法(见本章 8.6 节)来产生迭代算法的初始值,这也可能是一种提高运算速度的好办法。



(a) 相电压仿真波形



(b) 相电压频谱分析



(c) 线电压仿真波形

图 8-80 输出频率为 50 Hz 时三电平逆变器的仿真波形及其频谱



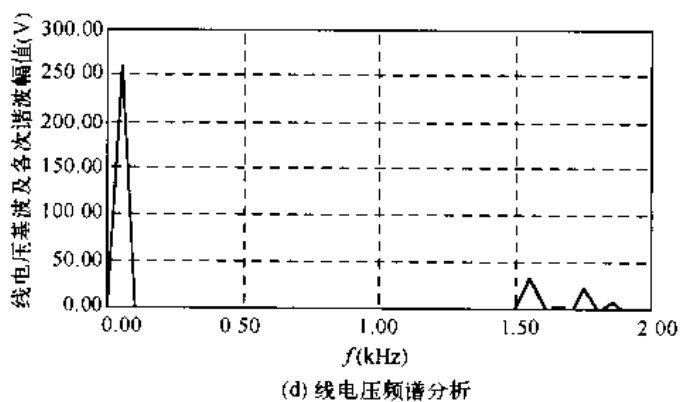


图 8-80 输出频率为 50 Hz 时三电平逆变器的仿真波形及其频谱(续)

第 9 章 缓冲电路与软开关技术

在本书的前 6 章中共介绍了三种基本的逆变技术,即多重叠加逆变技术、PWM 逆变技术及多电平逆变技术。多重叠加逆变技术的主要作用是通过各逆变器之间的多重叠加来达到扩容和改善输出电压波形的目的,各逆变器的开关管工作在基频状态,可以不必采用软开关技术。PWM 逆变技术的主要作用是通过 PWM 技术来达到调压和改善输出电压波形的目的,追求的高频化并使开关频率达到 MHz 级。但为了减少开关损耗和 EMI,必须使用软开关技术。多电平逆变技术的主要作用是通过改进电路结构来增加电平数,从而达到减小 $\frac{du}{dt}$ 和改善输出电压波形的目的。各逆变开关工作在基频状态,故也不需要软开关技术。所以,本章介绍的软开关技术主要是针对 PWM 逆变器而言的。

在前面已经介绍过,如果把 PWM 逆变器的开关频率提高到 20 kHz 以上时,逆变器的噪声会更小,体积、重量也会减小,输出电压的波形会更加正弦化。可见,高频化是 PWM 逆变器技术的发展方向。但是在通常的 PWM 逆变器中,开关器件在高电压下导通,在大电流下关断,处于强迫转换开关过程,因此在高开关频率下运行时,将会受到如下一些因素的限制:

① 在开通和关断瞬间产生的电压和电流尖峰,将会使开关器件的状态运行轨迹超出安全工作区(SOA),影响开关的可靠性。

② 开关损耗随开关频率的增高成正比例上升。

③ 过高的 $\frac{du}{dt}$, $\frac{di}{dt}$ 将产生严重的电磁干扰(EMI)。

为了克服这些缺点,20 世纪 80 年代软开关技术得到了广泛的研究并取得了迅速的发展。所谓硬开关(Hard Switching),是指开关上的电压和电流都不为零时突变的强迫开关过程。所谓软开关(Soft Switching),是指开关上的电压和电流都为零或其中一个为零时的自然开关过程,如零电压开关 ZVS(Zero Voltage Switching)和零电流开关 ZCS(Zero Current Switching),有时也把近似的 ZVS 和 ZCS 称为软开关。

对于硬开关和软开关有两种不同的理解方式。一种是一般的理解,即硬开关是在突变的开关过程中切断或接通功率流的变换过程,而软开关则是通过储能元件电感 L 和电容 C 的谐振,使开关中的电流或开关两端的电压按正弦或准正弦的规律变化。当电流变化到零时,使开关关断,当电压变化到零时,使开关开通。开关是在零电压或零电流的条件下完成开和关的过程的,使开关上的开通和关断损耗理论上等于零。

另一种是从量变到质变的渐进比较过程的理解。由于现代的半导体开关器件的开通时间和关断时间为毫秒到纳秒级,因此逆变电路中的寄生电感和寄生电容在开关过程中的作用是不能忽视的。当逆变开关的开关过程只受逆变电路中寄生成分影响时,则将其定义为硬开关。电路中寄生参数的影响及寄生参数之间的振荡,使开关管在硬开关状态下的开关



损耗增加,产生电流或电压尖峰,电磁干扰加重。当采用外加的电感和电容来延缓开关过程时,这就是缓冲电路的作用。在开关过程中,为了减小开关应力,就要使储存的电磁能量增大,从而使每一个开关过程中储存的能量不能经济地在下一个循环中消耗掉。这种技术就是馈能式缓冲型缓冲电路技术。当储存在电磁元件中的能量进一步增加,致使电磁元件产生谐振,这就是谐振变换技术。要把谐振限制在开关周期的某一区间工作时,就是准谐振软开关技术。这种从量变到质变的理解,就把硬开关、缓冲电路技术、馈能式缓冲电路技术、谐振技术和软开关技术有机地联系在一起了。因此,把硬开关和软开关作为两个极端时,则缓冲电路也可以认为是对开关具有软化作用的一种电路。事实证明,缓冲电路确实可以减少开关损耗,提高逆变效率(当 $k = t_r/t_f < 1.41$ 时,见图 9-7)。

软开关技术是在不断认识不断提高的过程中得到发展的,是在 PWM 调制高频的促使下,以谐振技术和 PWM 技术为基础的发展条件下提出来的。使常规 PWM 技术与谐振技术相结合,并吸收两者的优点而产生了 PWM 软开关技术。到目前为止,PWM 软开关技术仍然是最活跃的研究方向之一。逆变器 PWM 软开关技术比 DC/DC 变换器的 PWM 软开关技术要困难得多。困难的根源是对输出电压波形正弦化的要求。因此,如何保持常规 PWM 逆变器对波形改善的效果,以及 PWM 调制的优点,使 PWM 逆变器向着高频化进一步发展,从渐进的观点出发,目前可以采用 4 种办法:

- ① 用缓冲电路改变开关管转换时的电压和电流交叉变化的相对位置,使开关管的工作状态由硬变软,并用轨迹法监测缓冲电路的参数,使开关达到最大限度的“软化”。
- ② 用快速器件 MOSFET 帮助慢速器件 IGBT 实现使主开关软化的混合开关。
- ③ 在逆变器与直流电源之间附加一个由开关管 V_R 、电感 L_R 和电容 C_R 构成的直流谐振环回路,为逆变器的开关管创造零电压转换的条件。
- ④ 用极(支路)谐振为逆变器每一个桥臂的开关管创造零电压或零电流转换的条件。

本章将重点介绍缓冲电路、直流谐振环(Resonant DC Link, RDCL)软开关技术及极谐振(Pole-Resonant)软开关技术。

9.1 缓冲电路^[25]

缓冲电路是一种保护电路,其目的是在开关管关断时防止在开关管上产生过电压和减少开关损耗,同时还可以防止反偏置二次击穿的破坏。此外,为了减小开关损耗和防止正向电压二次击穿的破坏,还设置了 $\frac{di}{dt}$ 抑制电路。

9.1.1 缓冲电路和 $\frac{di}{dt}$ 抑制电路

具有缓冲电路和 di/dt 抑制电路的典型逆变器的一个桥臂如图 9-1 所示。其中,图(a)是电路图,图(b)是波形图。

在无缓冲电路的情况下,当开关管开通时,电流会迅速上升;当开关管关断时, du/dt 会很大,在开关管 GTR 的集电极和发射极之间会出现很高的电压。在有缓冲电路的情况下,



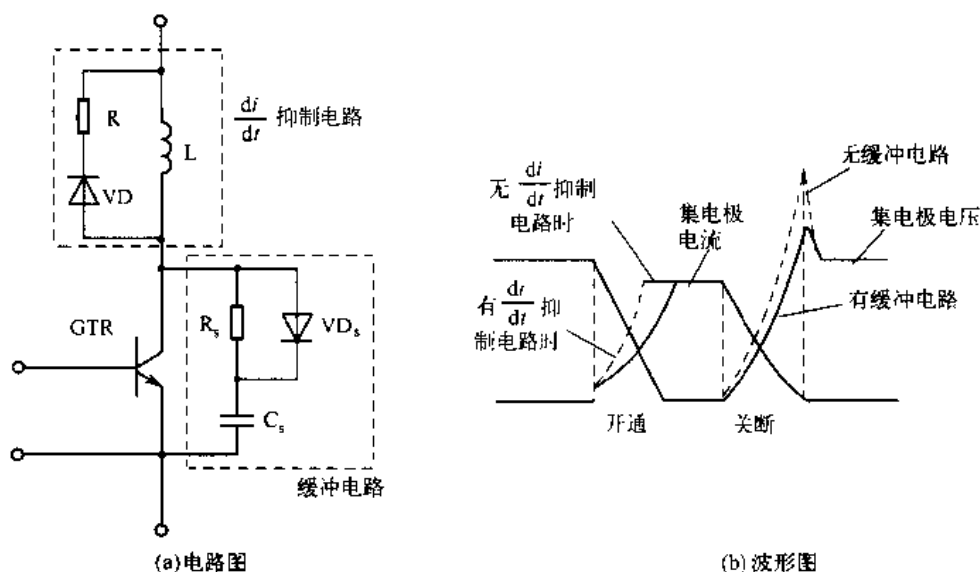


图 9-1 缓冲电路和 $\frac{di}{dt}$ 抑制电路及其波形

在开关管 GTR 开通时,电容 C_s 上的电荷通过电阻 R_s 放电,使开关管 GTR 上的电流如图 9-1(b)所示那样先上升一个台阶,以后因为有 $\frac{di}{dt}$ 抑制电路电感 L 的存在,使负载电流逐渐上升。在开关管 GTR 关断时,负载电流向 C_s 分流,减轻了加在开关管 GTR 上的负担。可是,因为电路中电感 L 存储的能量要放出,所以在集电极和发射极之间加的电压要比直流电源电压高。

开关管 GTR 关断时的负载曲线如图 9-2 所示。图中箭头表示的是时间经过的方向。

缓冲电路的功率损耗为 $C_s \Delta U^2 f_s / 2$,与开关管 GTR 的开关频率 f_s 成正比。随着开关频率的提高,损耗将成比例地增加,这将使逆变器的效率降低。因此,必须适当地选择缓冲电路的参数。

在 GTR 逆变器中,采用 $\frac{di}{dt}$ 抑制电路和缓冲电路的重要目的是防止因二次击穿所引起的器件损坏。

为了避免二次击穿,必须适当地选择 $\frac{di}{dt}$ 抑制电路和缓冲电路的参数,使得集电极电流和集电极-发射极电压在如图 9-3 所示的安全工作范围内。

如图 9-3(a)、(b)所示,安全工作范围有正向偏置安全工作范围(Forward Bias Safe Operating Area, FBSOA)和反向偏置安全工作范围(Reverse Bias Safe Operating Area, RBSOA)。

FBSOA 是在基极正向偏置状态下,以开关损耗的脉冲宽度为参变量所确定的 U_{ce} (集电极-发射极电压)和 I_c (集电极电流)之间关系的允许工作范围。而 RBSOA 是在关断过程中,基极流过反向电流的状态下所确定的 U_{ce} 和 I_c 之间的关系所允许的工作范围。

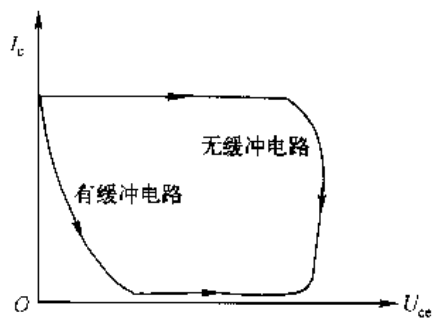


图 9-2 关断时有无缓冲电路的负载曲线



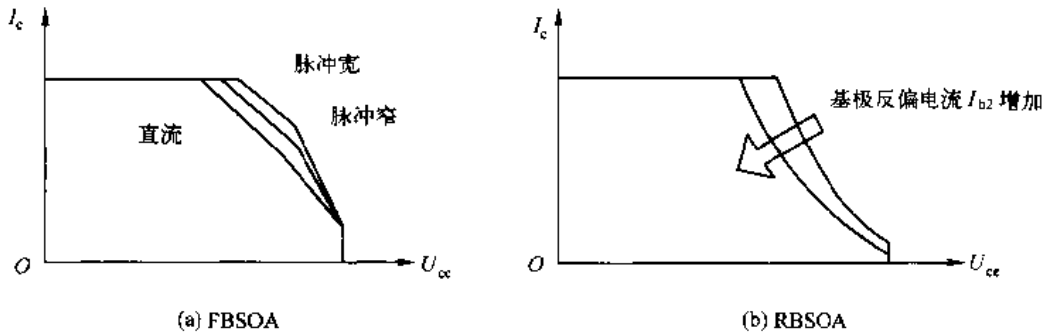


图 9-3 正向和反向偏置的安全工作范围

下面以 IGBT 作为开关器件的逆变器为例,来介绍缓冲电路的工作原理和参数计算方法。

现代逆变器多用 IGBT 作为开关器件。IGBT 是一种大功率绝缘栅极晶体管。其特点是开关速度快,当逆变器的开关管关断时,会引起较大的尖峰过电压,造成开关管的击穿。因此,为了保证逆变器的安全工作,常在开关管上并联缓冲电路。

1. 电路分布电感对关断过程的影响

带有 RCD 缓冲电路的三相电压型 IGBT 逆变器的 A 相桥臂如图 9-4 所示。其中,图(a)为开关管 V_1 关断时工作过程的等效电路,图(b)为波形图。图(a)中, $L_1 \sim L_8$ 为电路各部分的分布电感(亦称布线电感),其值可以按下式进行计算,即

$$L = 2l \left(\ln \frac{2l}{d} - \frac{3}{4} \right) \cdot 10^{-7} (\text{H}) \quad (9-1)$$

式中, l 为导线长度(m), d 为导线直径(m)。

在图 9-4(a)中, L_L 为负载电感; R_L 为负载电阻; C_s 为缓冲电容; VD_s 为缓冲二极管; R_s 为 C_s 的放电限流电阻; VD_1 和 VD_2 为续流二极管;由 R_s 、 C_s 及 VD_s 可组成缓冲电路。

假定续流二极管 VD_1 、 VD_2 的开通延时为 t_{Don} ,缓冲二极管 VD_s 的开通延时为 t_{Dson} , $t_{Dson} \leq \frac{1}{10} t_{Don}$, C_p 为开关管 V_1 、 V_2 的寄生电容(结电容), $C_p \ll C_s$ 。

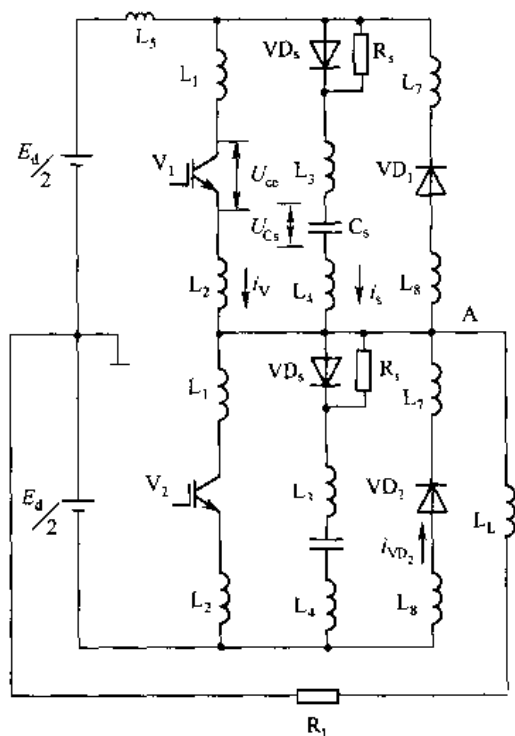
当 V_1 关断时,负载电流 i_L 从 V_1 向 VD_2 转移的工作过程共有 6 种工作状态,如图 9-4(b)所示。

状态 1 $0 \sim t_1 = t_{Dson}$: 开关管 V_1 关断瞬间,由于续流二极管 VD_2 和缓冲二极管 VD_s 有开通延时,故不能立刻开通。此时,流过 V_1 的负载电流 $i_L = I$ (是方波脉冲)在电路分布电感 L_s, L_1, L_2, L_L 的作用下将保持原值不能突变,因此负载电流 i_L 只能通过开关管 V_1 的寄生电容 C_p 流通, $i_L = I$ 对 C_p 进行充电,当 $t = t_1 = t_{Dson}$ 时, C_p 上的电压被充到

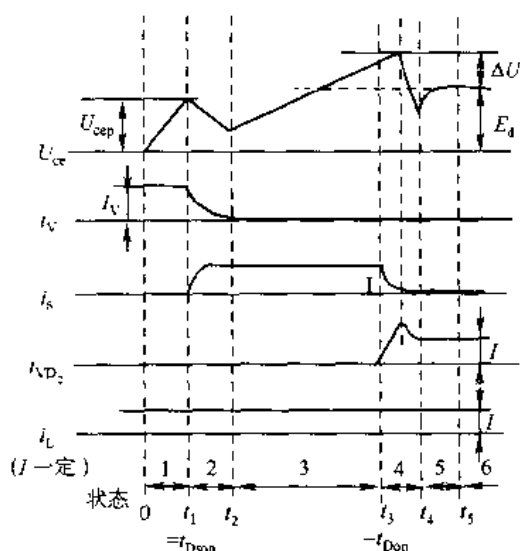
$$U_{cep} = U_{Cp} = \frac{1}{C_p} \int_0^{t_{Dson}} I \cdot dt = \frac{I \cdot t_{Dson}}{C_p} \quad (9-2)$$

由式(9-2)可知, $U_{cep} = U_{Cp}$ 与负载电流 I 、 VD_s 开通延时 t_{Dson} 成正比;与 V_1 寄生电容 C_p 成反比, I 和 t_{Dson} 越小, C_p 越大,其关断尖峰电压 U_{cep} 越小。

在 $0 \sim t_1$ 区间,下列方程式成立,即



(a) 电路图



(b) 转换过程波形

图 9-4 逆变器的 RCD 缓冲电路和转换过程

$$\frac{E_d}{2} - (L_5 + L_1 + L_2 + L_L) \frac{di_L}{dt} - \frac{1}{C_p} \int_0^{t_1} i_L dt - R_L i_L - U_{ce, sat} = 0$$

式中, $U_{ce, sat}$ 为开关管 V_1 的饱和压降。

在 V_1 饱和导通的稳定状态

$$\frac{E_d}{2} - R_L i_L - U_{ce, sat} = 0 \text{ 或 } \frac{E_d}{2} = R_L i_L + U_{ce, sat}$$

代入上式得

$$\frac{E_d}{2} - (L_5 + L_1 + L_2 + L_L) \frac{di_L}{dt} - \frac{1}{C_p} \int_0^{t_1} i_L dt - \frac{E_d}{2} = 0$$

$$(L_5 + L_1 + L_2 + L_L) \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{C_p} \int_0^{t_1 = t_{Dson}} i_L dt$$

所以

$$U_{cep} = \frac{1}{C_p} \int_0^{t_{Dson}} i_L dt = (L_5 + L_1 + L_2 + L_L) \frac{di_L}{dt}$$

此式说明, 关断尖峰电压 U_{cep} 还与电路分布电感和负载电感成比例, 减小电路分布电感和负载电感也可以减小关断尖峰电压。

状态 2 $t_1 \sim t_2$: 当 $t = t_1 = t_{Dson}$ 时, 缓冲二极管 VD_s 开始导通, 由于 $C_s \gg C_p$, 负载电流 i_L 开始从 C_p 向 C_s 转移, 成为 C_s 的充电电流。在 VD_s 导通之前, C_p 上已充电到 $U_{cep} = U_{Cp}$,

在 VD_s 开通瞬间, $U_{cep} = U_{Cp}$ 也向 C_s 充电, 由于 $C_s \gg C_p$, 所以 $U_{cep} = U_{Cp}$ 有所下降, 此后, $U_{Cp} = U_{Cs}$ 将随着 i_L 时 C_s 的充电逐渐升高。在 $t_1 \sim t_2$ 区间具有如下的工作方程式, 即

$$\frac{di_V}{dt}(L_1 + L_2) - U_{ce} = \frac{di_s}{dt}(L_3 + L_4) + \frac{1}{C_s} \int_0^{t_2} i_s dt$$

由于 $i_V = I - i_s$, 代入上式得

$$\frac{d(I - i_s)}{dt}(L_1 + L_2) + U_{ce} = \frac{di_s}{dt}(L_3 + L_4) + \frac{1}{C_s} \int_0^{t_2} i_s dt$$

$$U_{ce} = (L_1 + L_2 + L_3 + L_4) \frac{di_s}{dt} + \frac{1}{C_s} \int_0^{t_2} i_s dt$$

状态 3 $t_2 \sim t_3 = t_{Don}$: 负载电流 i_L 继续对 C_s 充电, 当 $t = t_{Don}$ 时

$$U_{ce} = U_{Cs} = \frac{1}{C_s} \int_0^{t_3 - t_{Don}} I dt = \frac{I \cdot t_{Don}}{C_s}$$

状态 4 $t_3 = t_{Don} \sim t_4$: 当 $t = t_3 = t_{Don}$ 时, 续流二极管 VD_2 开始导通, 负载电流 i_L 开始从 C_s 向续流二极管 VD_2 转移, 当 C_s 上电压充电到 $U_{Cs} > E_d$ 的某一时刻 VD_2 导通, $i_s = 0$, C_s 停止充电。由于 i_s 减小, $(L_1 + L_2) \frac{di_s}{dt}$ 变负, $U_{ce} = U_{Cs}$ 突然降低甚至低于 E_d , 而后随着 $(L_1 + L_2) \frac{di_s}{dt}$ 减小到零, VD_2 将 U_{ce} 钳位到 E_d , VD_2 进入稳态续流。在 $t_3 \sim t_4$ 区间下列方程式成立, 即

$$E_d = (L_3 + L_4 + L_5) \frac{di_s}{dt} + \frac{1}{C_s} \int i_s dt - (L_6 + L_7 + L_8) \frac{di_{VD_2}}{dt}$$

由于 $i_{VD_2} = I - i_s$, 代入上式得

$$E_d = (L_3 + L_4 + L_5 + L_6 + L_7 + L_8) \frac{di_s}{dt} + \frac{1}{C_s} \int i_s dt$$

因此

$$U_{ce} = E_d + \left[\frac{1}{\omega_o C_s} - \omega_o (L_3 + L_4) \right] I \sin \omega_o t$$

式中

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{(L_3 + L_4 + L_5 + L_6 + L_7 + L_8) C_s}}$$

开关管 V_1 两端电压 $U_{ce} > E_d$ 的部分:

$$\Delta U = U_{ce} - E_d = \left[\frac{1}{\omega_o C_s} - \omega_o (L_3 + L_4) \right] I \quad (9-3)$$

由于 $(L_3 + L_4) \ll (L_3 + L_4 + L_5 + L_6 + L_7 + L_8)$, 所以

$$\Delta U \approx \frac{I}{\omega_o C_s} = I \sqrt{\frac{(L_3 + L_4 + L_5 + L_6 + L_7 + L_8)}{C_s}}$$

状态 5 $t_4 \sim t_5$: 随着 $(L_1 + L_2) \frac{di_s}{dt}$ 减小到零, VD_2 进入稳态续流, 将 U_{ce} 钳位到 E_d 。

状态 6 $t > t_5$: 二极管 VD_2 稳态续流, U_{ce} 被 VD_2 钳位到 E_d , 直到开关管 V_2 开通时为止。



以分布电感的能量

$$(L_3 + L_4 + L_5 + L_6 + L_7 + L_8)I^2/2$$

给缓冲电容 C_s 充电,即

$$(L_3 + L_4 + L_5 + L_6 + L_7 + L_8)I^2/2 = C_s \cdot \Delta U^2/2$$

由上式就可以求出 ΔU 的值。

从以上各式可知, U_{cep} 与负载电流 I 和 VD_s 的开通延时 t_{Dson} 成正比。为了减小 U_{cep} 的值,应选用 VD_s 的 t_{Dson} 较小的二极管,一般取 $t_{Dson} \leq \frac{1}{10} t_{Don}$ 。同时也必须减小分布电感 L_5 , L_1, L_2 及负载电感 L_L 的值,特别是要减小分布电感 L_5, L_1, L_2 的值,或在开关管 V_1 上并联小的缓冲电容,以增大 C_p 的值。为了减小 ΔU 的值,必须减小分布电感 $(L_3 + L_4 + L_5 + L_6 + L_7 + L_8)$ 的值。增大缓冲电容 C_s 的值当然有效,但 C_s 的值不宜取得太大,否则缓冲电路的损耗 $C_s \cdot \Delta U^2 \cdot f_s/2$ 也会增加得太大,引起电阻 R_s 发热。缓冲电路的损耗与 R_s 无关,但这部分损耗将主要消耗在 R_s 上。为了使缓冲电路工作效果更好,缓冲电容 C_s 和缓冲电阻 R_s 应选用无感元件,缓冲二极管 VD_s 的 t_{Dson} 应尽量小,最大不得超过 $\frac{1}{10} t_{Don}$ 。

2. RCD 缓冲电路参数的计算

1) 缓冲电容 C_s 的计算

根据 ΔU 的表达式可以得到缓冲电容 C_s 的计算式为

$$C_s = I^2 \frac{(L_3 + L_4 + L_5 + L_6 + L_7 + L_8)}{\Delta U^2} \quad (9-4)$$

对于 2~6 单元的 IGBT 模块, $L_7 + L_8 = 0$, 如果缓冲电路贴在模块上方安装,则 $L_3 + L_4 = 0$, 此时只存在直流母线到模块之间的分布电感,因此

$$C_s = I^2 \frac{L_5 + L_6}{\Delta U^2} \quad (9-5)$$

2) 缓冲电阻 R_s 的计算

R_s 是 C_s 的放电电阻, $U_{Cs} = U_{Cso} \cdot e^{-t/R_s C_s}$, 当用 $\frac{U_{Cs}}{U_{Cso}} = \frac{1}{10}$ 时的 $t = \frac{1}{f_s}$ 来确定 R_s 的值时,即令 $\frac{1}{10} = e^{-t/R_s C_s}$, 解得 $t = 2.3 R_s C_s$, 由 $t \leq \frac{1}{f_s}$ 知 $2.3 R_s C_s \leq \frac{1}{f_s}$, 所以

$$R_s \leq \frac{1}{2.3 \times C_s \times f_s} \quad (9-6)$$

缓冲电阻 R_s 的功率由缓冲电路的损耗来决定。缓冲电路的损耗为

$$P_s = \frac{(L_3 + L_4 + L_5 + L_6 + L_7 + L_8)}{2} I^2 f_s = C_s \cdot \Delta U^2 \cdot f_s/2$$

对于 2~6 单元的 IGBT 模块

$$P_s = \frac{(L_5 + L_6)}{2} I^2 f_s = C_s \cdot \Delta U^2 \cdot f_s/2 \quad (9-7)$$

缓冲电路的损耗假定全部消耗在 R_s 上, 则 R_s 的功率为

$$P_{Rs} = P_s = \frac{(L_5 + L_6)}{2} I^2 f_s = C_s \cdot \Delta U^2 \cdot f_s / 2 \quad (9-8)$$

在以上各式中, I 为负载电流的有效值, f_s 为开关管 V_1 的开关频率。

3) RCD缓冲电路的工作过程

A 相桥臂缓冲电路开关管 V_1 的开通与关断时的工作过程及相应的等效电路如图 9-5 所示。

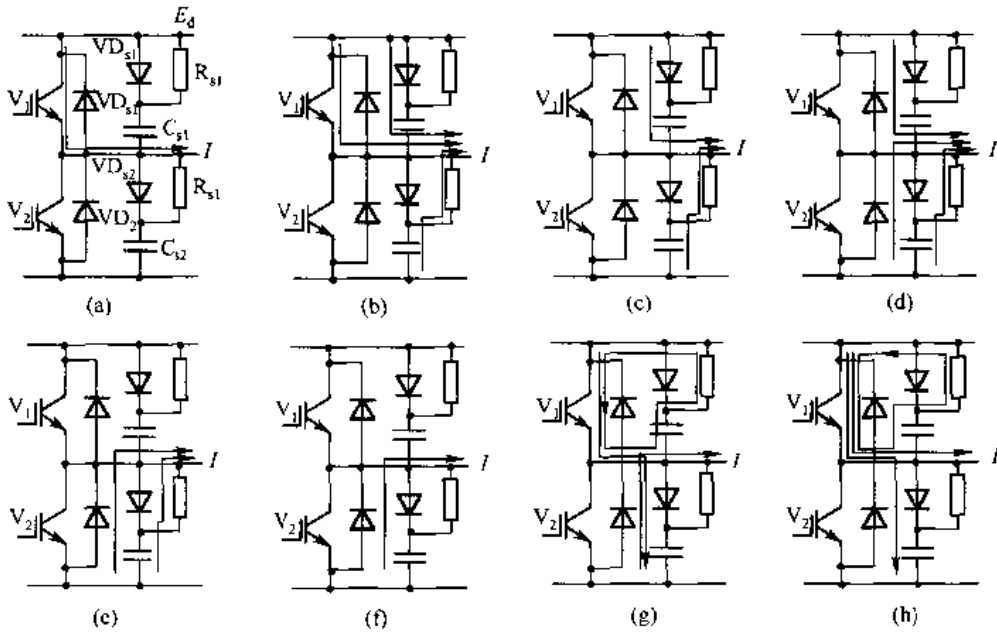


图 9-5 A 相缓冲电路开关管 V_1 开通与关断时的工作过程及相应的等效电路

(1) V_1 开通后进入稳态, 流过 V_1 的负载电流为 I , 此时 $U_{Cs1} = 0, U_{Cs2} = E_d$ 。

(2) 当 V_1 的栅极上加入关断信号, V_1 转入恢复阻断能力时, 电流 I 通过 V_1 的集电极与发射极之间的寄生电容流通, U_{ce1} 电压升高, 然后由于 $t_{Dson} < t_{Don}$ 而使 VD_{s1} 导通, 一部分电流转移到 C_{s1} 成为 C_{s1} 的充电电流, V_1 上的电流减小, C_{s2} 经 R_{s2} 、负载和电源负极构成 C_{s2} 的放电回路。放电时间由 R_{s2} 、 C_{s2} 的时间常数决定, C_{s2} 的放电电流成为一部分负载电流, C_{s2} 中的一部分能量消耗在 R_{s2} 上。

(3) V_1 完全恢复阻断能力, U_{ce1} 高于 E_d , VD_2 正偏置, 由于 VD_2 的开通延时 t_{Don} 的作用没能导通, 故 C_{s1} 继续充电而流过一部分负载电流, C_{s2} 继续放电承担一部分负载电流。

(4) C_{s1} 仍然过充电, VD_2 开始续流, 负载电流 I 由上桥臂向下桥臂换流, C_{s2} 继续放电。

(5) VD_2 完全续流, C_{s1} 和 C_{s2} 放电, C_{s1} 上过充电能量的一部分消耗在 R_{s1} 上, 另一部分反馈到直流电源。

(6) C_{s2} 放电完毕, $U_{ce1} = E_d, U_{ce2} = 0, VD_2$ 进入稳态续流。

(7) 在 PWM 方式下工作时, V_1 再次导通, V_1 与 VD_2 之间进行换流, V_1 中电流增大, VD_2 中电流减小, 同时, C_{s1} 、 R_{s1} 与 V_1 构成 C_{s1} 的放电回路, 电源、 V_1 、 VD_2 和 C_{s2} 构成 C_{s2} 的充电回路。



(8) V_1 与 VD_2 之间换流完毕, V_1 上流过负载电流 I , C_{s1} 的放电电流和 C_{s2} 的充电电流仍然继续进行。这 3 个电流在 V_1 中的流向相同, 造成开关管 V_1 的瞬时电流过大, 形成 V_1 的导通附加损耗。 C_{s1} 放电和 C_{s2} 充电过程结束后, 工作状态与如图 9-5(a) 所示相同。

RCD 缓冲电路的特点: 能有效地抑制开关管关断时的过冲电压, 减小开关管的关断损耗, 但同时也引起了开关管的导通附加损耗。缓冲电容 C_{s1} 、 C_{s2} 放电时, 其所储能量分别消耗在电阻 R_{s1} 和 R_{s2} 上。总能量损耗正比于 $C_s \cdot f_s$, C_s 越大, f_s 越高, 缓冲电路的损耗也越大, 有时可能造成缓冲电阻 R_{s1} 和 R_{s2} 过热。减小缓冲电路损耗的办法是: 缓冲二极管的开通延时 $t_{Dson} \leq \frac{1}{10} t_{Doff}$; R_s 和 C_s 选用无感元件; 布线要尽量短以减小寄生电感的不良影响。

RCD 缓冲电路适用于小容量逆变器。

9.1.2 RCD 缓冲电路的损耗分析

图 9-6 为主逆变开关管关断时的电流和电压波形。其中, 图(a)、(b)、(c) 分别表示缓冲电容 $C_s = 0$ 、 C_s 较小和 C_s 较大三种情况下, 主逆变开关管关断时的电流和电压的波形, t_r 表示电压上升时间, t_f 表示电流下降时间, 主开关管用 GTR。

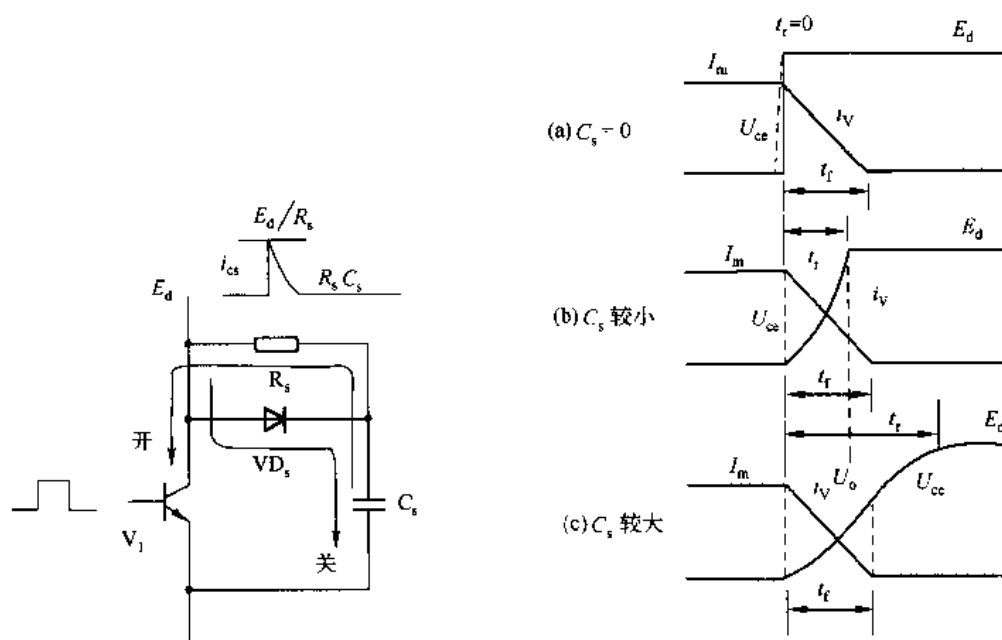


图 9-6 主开关管关断时的电流和电压波形

对于如图 9-6(a) 所示缓冲电容 $C_s = 0$ 的关断波形, 电压上升时间极短, 可以认为 $t_r = 0$ 。此时, 关断损耗可以近似为

$$W = \int_0^{t_f} E_d I_m \left(\frac{t}{t_f} \right) dt = \frac{E_d I_m t_f}{2} \quad (9-9)$$

式中, E_d 为直流电源电压, I_m 为最大负载电流。



对于图 9-6(b)、(c)缓冲电容 $C_s \neq 0$ 的关断波形,由于缓冲电容 C_s 的大小不同(图(b)的 C_s 小,图(c)的 C_s 大),所以在主开关管关断时电压上升到 E_d 的时间 t_r 也不同,图(c)的 t_r 大于图(b)的 t_r 。此外,假定在主开关管集电极电流下降的时间 t_f 内,电流 i_V 线性地减小,则为了分析方便,令 $t_r/t_f = k$ 。按照 k 值的不同,分为如下两种情况进行能量损耗的分析。

1. 对于图 9-6(b)的波形 $t_r \leq t_f, k \leq 1$

对于如图 9-6(b)所示的关断波形, $t_r \leq t_f, k \leq 1$ 。假定最大负载电流为恒定值 I_m ,集电极电流线性下降,缓冲电容 C_s 上的初始电压 $U_{Cs}(0) = 0$, C_s 的充电电压 U_{Cs} 以平方关系增加,则在主开关关断时,其集电极电压 $U_{ce} = U_{Cs}$ 和电流 i_V 可以用下面的动态方程式表示,即

$$\text{当 } 0 \leq t \leq t_r \text{ 时, } \begin{cases} i_V = I_m \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) \\ U_{ce} = U_{Cs} = E_d \left(\frac{t}{t_r}\right)^2 \end{cases} \quad (9-10)$$

$$\text{当 } t_r \leq t \leq t_f \text{ 时, } \begin{cases} i_V = I_m \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) \\ U_{ce} = U_{Cs} = E_d \end{cases} \quad (9-11)$$

由以上两方程组可知,在集电极电流 i_V 下降到零以前,集电极电压有两种状态:一是集电极电压未达到 E_d 之前;二是已达到 E_d 之后。当集电极电压达到 E_d 时,电容 C_s 所充的电荷为

$$Q = C_s E_d = \int_0^{t_r} (I_m - i_V) dt$$

$$Q = I_m t_f \frac{k^2}{2} \quad (9-12)$$

电容 C_s 的存储能量为

$$W_c = \frac{1}{2} C_s E_d^2 = \frac{1}{2} Q E_d$$

所以

$$W_c = \frac{E_d I_m t_f}{2} \cdot \frac{k^2}{2} \quad (9-13)$$

此能量在主开关管下一次开通时,大部分将消耗在电阻 R_s 上。

在关断过程中,主开关管的关断损耗 W_t 由两部分组成,即

$$W_t = \int_0^{t_r} E_d I_m \left(\frac{t}{t_r}\right)^2 \cdot \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) dt + \int_{t_r}^{t_f} E_d I_m \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) dt$$

$$= \frac{E_d I_m t_f}{2} \left(1 - \frac{4k}{3} + \frac{k^2}{2}\right) \quad (9-14)$$

2. 对于如图 9-6(c)所示的波形 $t_r \geq t_f, k \geq 1$

对于如图 9-6(c)所示的关断波形, $t_r \geq t_f, k \geq 1$ 。在这种情况下,由于电容 C_s 较大,充





电较慢,当集电极电流下降到零时,集电极电压只达到某一值 U_o ,其值可以用下式进行计算,即

$$U_o = \int_0^{t_f} \frac{1}{C_s} i_V dt$$

将 $i_V = I_m \left(1 - \frac{t}{t_f}\right)$ 代入上式得

$$U_o = \frac{1}{C_s} \cdot \frac{I_m t_f}{2} \quad (9-15)$$

此时主开关管集电极电流 i_V 和电压 U_{ce} 可以表示为

$$\begin{cases} i_V = I_m \left(1 - \frac{t}{t_f}\right), & 0 \leq t \leq t_f \\ U_{ce} = U_o \left(\frac{t}{t_f}\right)^2 \end{cases} \quad (9-16)$$

$$\begin{cases} i_V = 0, & t_f \leq t \leq t_r \\ U_{ce} = \frac{1}{t_f} \frac{(E_d - U_o)t}{k-1} + \frac{kU_o - E_d}{k-1} \end{cases} \quad (9-17)$$

电容 C_s 最后所充电荷为

$$\begin{aligned} Q &= C_s E_d = \int_0^{t_f} (I_m - i_V) dt + \int_{t_f}^{t_r} I_m dt \\ &= I_m t_f \left(k - \frac{1}{2}\right) \end{aligned} \quad (9-18)$$

电容 C_s 存储的能量 W_c 及主开关管损耗的能量 W_t 分别为

$$W_c = \frac{1}{2} C_s E_d^2 = \frac{1}{2} Q E_d$$

即

$$W_c = \frac{E_d I_m t_f}{2} \left(k - \frac{1}{2}\right) \quad (9-19)$$

$$W_t = \int_0^{t_f} U_o I_m \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) \left(\frac{t}{t_f}\right)^2 dt$$

即

$$W_t = \frac{U_o I_m t_f}{12} \quad (9-20)$$

将方程式(9-18)和式(9-15)消去 U_o 和 C_s 得

$$W_t = \frac{E_d I_m t_f}{2} \frac{1}{6(2k-1)} \quad (9-21)$$

总损耗为主开关管的损耗和电容 C_s 的储能之和,其值为

$$W_{tot} = W_t + W_c$$

在上述两种情况下有

$$W_{tot} = \frac{E_d I_m t_f}{2} \left(1 - \frac{4}{3} k + k^2\right), k \leq 1 \quad (9-22)$$

$$W_{tot} = \frac{E_d I_m t_f}{2} \left[\frac{k^2 - k - \frac{1}{3}}{k - \frac{1}{2}} \right], \quad k \geq 1 \quad (9-23)$$

根据式(9-12)、式(9-13)、式(9-19)、式(9-22)和式(9-23),可以做出两种情况下主开关管、缓冲电容 C_s 及总能量损耗曲线如图 9-7 所示。图中横坐标为 k , 纵坐标是上述各种损耗对无缓冲电容时主开关管开关损耗的比值 k_L 。无缓冲电容时,主开关管的开关损耗已由方程式(9-9)给出。

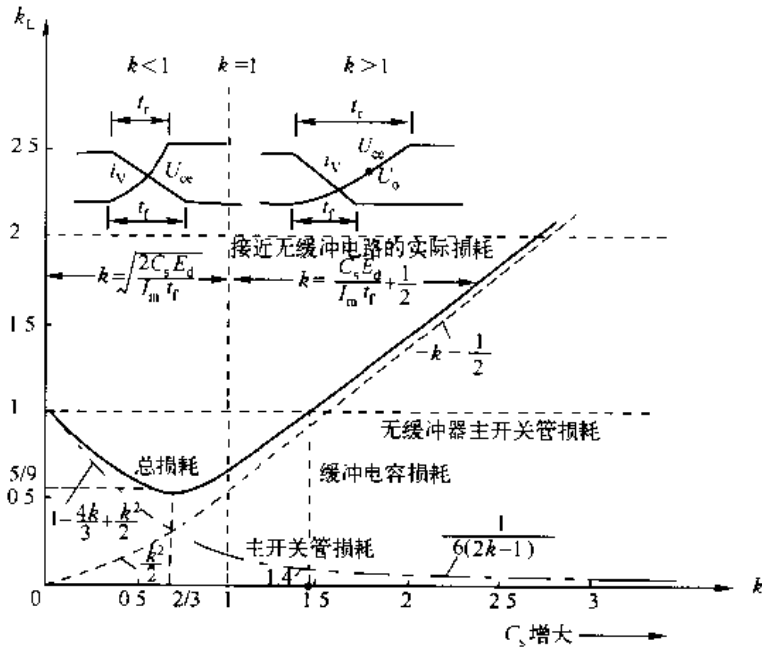


图 9-7 主开关管 GTR、缓冲电容 C_s 和总能量损耗曲线

从如图 9-7 所示的曲线可以看出,因为主开关管关断时有尾部电流、超调电压,以及存在一定的电压上升时间,所以实际的无缓冲电容电路的主开关管损耗大约为式(9-9)计算值的两倍。随着缓冲电容的增大(即随着 k 值的增大),主开关管的关断损耗减少,缓冲电路的损耗相应增加。当 $k \leq 1.41$ 时,总损耗则小于无缓冲电路时主开关管的关断损耗。当 $k = 2/3$ 时,总损耗值为最小,其值约为无缓冲电路时的 $5/9$,与其相应的缓冲电容值为

$$C_s = \frac{I_m t_f}{E_d} \cdot \frac{2}{9} \quad (9-24)$$

从以上分析可知,加入缓冲电路后,主开关关断时的动态轨迹有很大变化,如图 9-8 所示。显然,加入缓冲电容后不再出现集电极电压和电流同时达到最大值的情况,而是出现了“先下后上”的结果。开关轨迹的改变由参数 t_r 和 t_f 决定,即由 k 值的大小决定,而 k 值又与缓冲电容的值密切相关。缓冲电容 C_s 增大,即 k 值增大,主开关管关断时的开关轨迹向安全方向移动。

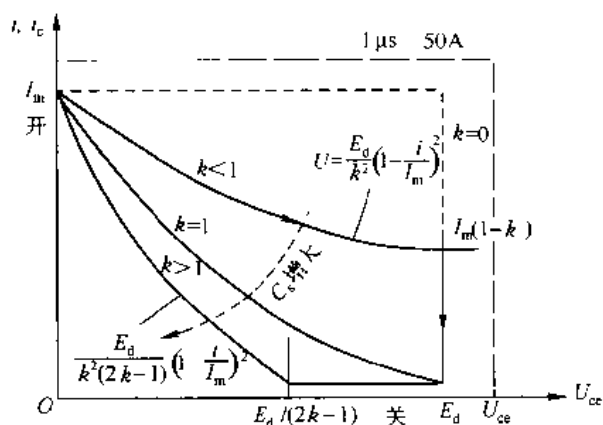


图 9-8 GTR 关断时开关轨迹的改变

9.2 其它形式的缓冲电路

其它形式的缓冲电路包括变形的 RCD 缓冲电路、简化的 Jung 缓冲电路及整机模块使用的缓冲电路。

1. 变形的 RCD 缓冲电路

变形的 RCD 缓冲电路如图 9-9 所示。它与 RCD 缓冲电路的区别是缓冲二极管 VD_3 和缓冲电阻 R_3 的接法不同。缓冲电阻 R_{s1} 接到了直流电源的负极, R_{s2} 接到了直流电源的正极, 这样改接的目的是为了减小缓冲损耗。其特点是通过 R_3 使 C_s 充电到直流电源电压 E_d 。在开关管关断时, 过冲电压通过二极管 VD_3 给 C_s 充电到比直流电源电压高的值, 然后 C_s 的电荷通过 R_3 放电。在这种缓冲电路中, 缓冲电阻 R_3 的功率只是由过冲电压分量引起的, 因此其优点是使缓冲电路的损耗减小, 因而能使缓冲电容 C_s 容量增大, 即使在较高的开关频率下, 电阻 R_3 的损耗也很小。但是, 因为它只吸收过冲分量, 所以没有抑制 $\frac{di}{dt}$ 的作用。变形 RCD 缓冲电路的原理与 RCD 电路相同。

这种缓冲电路在 V_1 开通与关断时, 与如图 9-9 所示相对应的工作过程如下:

(1) 开关管 V_1 导通并进入稳态后, V_1 中流过负载电流 I , 缓冲电容 C_{s1} 和 C_{s2} 通过电阻 R_{s1} 和 R_{s2} 充电到 $U_{Cs1} = U_{Cs2} = E_d$ 。当 V_1 栅极上加入关断信号时, V_1 开始转入恢复阻断能力过程, 负载电流 I 无其它通路可走, 只能经 V_1 的集电极与发射极之间的寄生电容流通, U_{ce1} 迅速升高。

(2) V_1 完全恢复阻断能力, U_{ce1} 高于 E_d , VD_2 正偏置。由于开通延时 t_{Don} 的作用, VD_2 不能立刻导通, 因为 $t_{Dson} \ll t_{Don}$, 故 VD_{s1} 比 VD_2 较早导通。 C_{s1} 因过充电而有一部分负载电流流过, 另一部分负载电流则通过电阻 R_{s1} 流通。随着 U_{Cs1} 的升高, C_{s1} 过充电电流减小, R_{s1} 上的电流增大, R_{s1} 起到续流的主要作用。

(3) C_{s1} 继续过充电, R_{s1} 上继续流过负载电流, VD_2 开始续流, 负载电流开始从上桥臂向

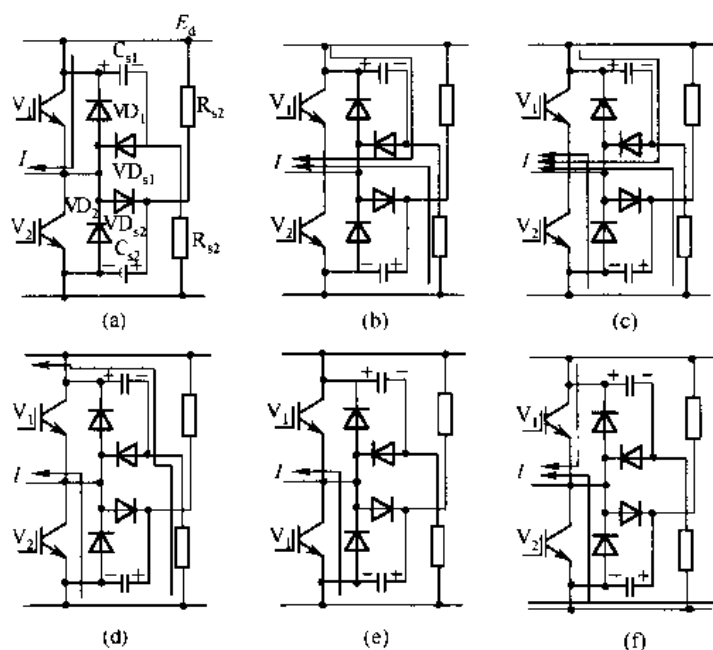


图 9-9 变形 RCD 缓冲电路及开关管 V_1 开通与关断时的工作过程及相应的等效电路

下桥臂换流。

(4) VD_2 完全续流, VD_{s1} 截止, C_{s1} 上过充的能量一部分消耗在电阻 R_{s1} 上, 另一部分则反馈到直流电源。

(5) C_{s1} 上的过充电能量放完, $U_{Cs1} = E_d$, 负载电流 I 全部流过 VD_2 , 此时 VD_2 完全进入续流稳态。

(6) 假如逆变器按 PWM 方式工作, 开关管 V_1 将再一次导通, 首先 V_1 与 VD_2 之间进行换流, V_1 上的电流逐渐增大, VD_2 上的电流逐渐减小, 直至过渡到如图 9-9(a) 所示的工作状态, 负载电流 I 全部流过 V_1 。

这种缓冲电路在工作时, 无论开关管开通还是关断, 缓冲电容 C_{s1} 和 C_{s2} 上的电压均为 E_d , 只有开关管关断出现过电压时才过充电。过充电的能量一部分消耗在缓冲电阻 R_s 上, 另一部分则反馈到直流电源。缓冲电容的放电电流不经过开关管, 因此缓冲电容 C_{s1} 和 C_{s2} 的值可以选得大些, 而缓冲电阻 R_{s1} 、 R_{s2} 的值可以选得小些。这样, 能更有效地抑制过冲电压及降低缓冲电阻上的损耗。缓冲电路的损耗为 $k f_s C_s (U_{max}^2 - E_d^2)$ 。其中, f_s 为开关管的开关频率, U_{max} 为缓冲电容过充电时的最高电压, k 为小于 1 的系数。当逆变器的开关频率较高时, 能有效地抑制开关管关断时的过充电电压, 而缓冲电路本身的损耗则较小。

虽然这种缓冲电路在开关管关断时的 $0 \sim t_{Dson}$ 期间内, 不能将开关管上的负载电流转移到缓冲电容上, 以减小开关管的关断损耗, 但当开关管为快速功率管时, 关断损耗会因关断时间极短而很小。而当 $t \gg t_{Dson}$ 缓冲电路工作时, 会把关断损耗的绝大部分转移到缓冲电容中去, 以抑制住关断过冲电压, 保护开关管可靠地工作。此缓冲电路适合于由中功率的快速开关管构成的高开关频率逆变器, 它只吸收过冲电压分量, 没有抑制 du/dt 的作用。



2. 简化的 Jung 缓冲电路

简化的 Jung 缓冲电路如图 9-10 所示。这种缓冲电路当开关管 V_1 关断时,缓冲电容为 C_{s1} ;当开关管 V_2 关断时,缓冲电容为 C_{s1} 和 C_{s2} 串联。要保证 V_1 和 V_2 关断时的缓冲能力基本相同,则要求 C_{s2} 的容量尽量大一些,一般取 $C_{s2} \geq 10C_{s1}$ 。此种电路的优点是开关管的关断损耗能转移到缓冲电路上,而且可以有效地抑制过冲电压。 C_{s1} 储能的大部分先转移到 C_{s2} 上,然后再大部分反馈到直流电源。 C_{s1} 储能的一小部分消耗到缓冲电阻 R_s 上。缓冲电路的能耗相当小,仅为 C_{s1} 储能的 $\frac{C_{s1}}{C_{s1} + C_{s2}}$ 。这种缓冲电路适合于大容量逆变器使用。其缺点是 V_1 导通开始时,在直流电源、限流电感 L 、 V_1 、 C_{s1} 、 VD_{s2} 和 C_{s2} 构成的回路中, C_{s1} 与 C_{s2} 的电压大小相等、方向相反,相当于将直流电源短路,冲击电流 ΔI 比较大, $\Delta I = \frac{E_d}{\sqrt{L/C}}$, 必须外加限流电感 L , 所以使电路复杂化,同时还容易出现由 L 、 C 振荡而引起的故障。

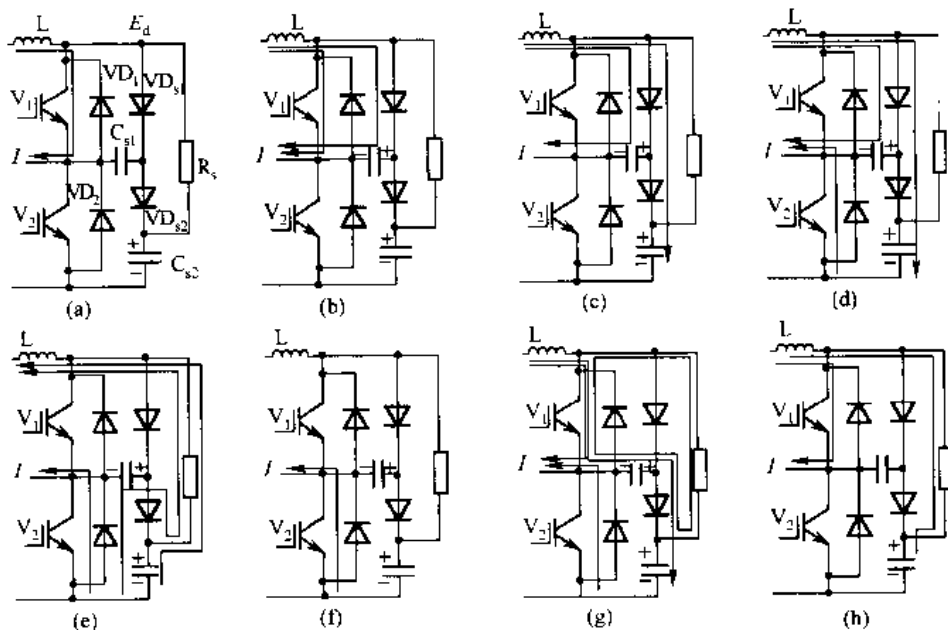


图 9-10 简化的 Jung 缓冲电路, V_1 开通与关断时的工作过程及相应等效电路

与如图 9-10 所示工作电路相对应的工作过程如下:

- (1) 开关管 V_1 导通后进入稳态, V_1 中流过负载电流 I , $U_{C_{s1}} = 0$, $U_{C_{s2}} = E_d$
- (2) V_1 上加入关断信号时, V_1 转入恢复阻断能力过程, U_{ce1} 升高, VD_{s1} 导通, 部分负载电流转移为 C_{s1} 的充电电流, V_1 上电流减小。
- (3) V_1 完全恢复阻断能力, U_{ce1} 高于 E_d , VD_2 正偏置, 由于开通延时 t_{Don} 的作用未能导通, 故 C_{s1} 仍然过充电而流过负载电流 I , 同时 VD_{s2} 导通, 电流对 C_{s2} 过充电。
- (4) C_{s1} 和 C_{s2} 仍然过充电, VD_2 开始续流, 负载电流 I 开始由上桥臂向下桥臂换流。
- (5) VD_2 完全续流, VD_{s2} 仍然导通, C_{s1} 和 C_{s2} 上的过充能量一部分经 R_s 消耗掉, 另一部分反馈回直流电源。

(6) C_{s1} 和 C_{c2} 放电完毕, 负载电流全部流过 VD_2 , VD_2 进入续流稳态, $U_{Cs1} = U_{Cs2} = E_d$ 。

(7) 如果逆变器工作在 PWM 方式时, V_1 再次导通, V_1 和 VD_2 进行换流, V_1 上电流增大, VD_2 上电流减小。与此同时, 还存在两个电流回路: 一个是由 C_{s1} , VD_2 , R_s 和 V_1 构成的 C_{s1} 放电回路; 另一个是由电源、限流电感 L 、 V_1 、 C_{s1} 、 VD_2 和 C_{c2} 构成的 C_{s1} 放电、 C_{c2} 过充电回路。在此工作状态下, V_1 上将会出现最大电流。

(8) V_1 和 VD_2 之间换流完成, C_{s1} 放电结束, $U_{Cs1} = 0$, C_{c2} 过充电的能量一部分经 R_s 消耗掉, 另一部分反馈回直流电源, 最后达到如图 9-10(a) 所示的工作状态。

当开关管 V_2 导通和关断时, 缓冲电路的工作过程如图 9-11 所示。

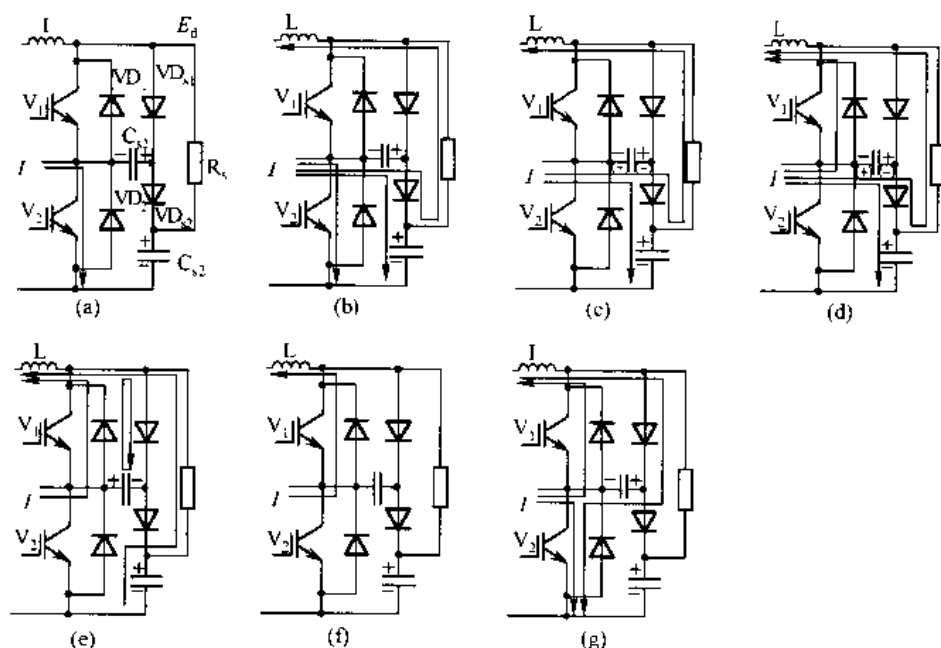


图 9-11 开关管 V_2 开通与关断时缓冲电路的工作过程及相应的等效电路

相应于如图 9-11 所示电路的工作状态如下:

(1) 开关管 V_2 导通后进入稳态, V_2 流过负载电流 I , $U_{Cs1} = U_{Cs2} = E_d$ 。

(2) 当 V_2 上加入关断信号时, V_2 转入恢复阻断能力过程, U_{ce2} 升高, VD_2 导通, V_2 上电流减小, 一部分负载电流转移为 C_{s1} 的放电电流。此放电电流一部分成为 C_{c2} 的过充电电流, 另一部分经 R_s 流向直流电源。其中一部分能量消耗在电阻 R_s 上, 一部分反馈回电源。

(3) V_2 完全恢复阻断能力, U_{ce2} 高于 E_d , VD_1 正偏置, 由于开通延时 t_{Don} 的作用, VD_1 未能导通, C_{s1} 放电或反向充电而流过负载电流 I , C_{c2} 仍然过充电, R_s 上仍有流入电源的反馈电流。

(4) VD_1 开始续流, 负载电流 I 由上桥臂向下桥臂换流, C_{s1} 仍然放电或反充电而流过部分负载电流 I , C_{c2} 仍过充电, R_s 上仍然有流入电源的反馈电流。

(5) VD_1 完全续流, VD_{s1} 导通, C_{s1} 上反向充电的能量经 VD_1 、 VD_{s1} 和 C_{s1} 构成的放电回路放掉, C_{c2} 过充的能量一部分消耗在 R_s 上, 一部分反馈回电源。



(6) C_{s1} 和 C_{s2} 放电完毕, 负载电流 I 全部流过 VD_2 , VD_2 进入稳态续流, 此时, $U_{Cs1} = 0$, $U_{Cs2} = E_d$ 。

(7) 在 PWM 方式下工作时, V_2 再次导通, V_2 与 VD_1 之间进行换流, V_2 上电流增大, VD_2 上电流减小; 同时, VD_{s1} 导通, 由直流电源、限流电感 L 、 VD_{s1} 、 C_{s1} 和 V_1 构成对 C_{s1} 的充电回路, 最后达到如图 9-11(h) 所示的状态。

3. 整体模块使用的缓冲电路

如上所述, 在使用半导体功率管的逆变电路中, 因为有布线电感等储能因素, 因此有必要设置缓冲电路和 di/dt 抑制电路。可是如果缩短布线长度, 使用反向恢复电荷少的快速二极管和安全工作范围大的半导体功率开关器件时, 从防止过电压考虑也可以省去缓冲电路和 di/dt 抑制电路, 即不是每个开关管都设, 而是在直流电路侧总的设一个缓冲电路。

IGBT 模块有一单元、两单元(一个桥臂)和六单元(三个桥臂)三种, 布线长度大大缩短。当直流母线使用铜条时, 用 IGBT 模块制成的逆变器符合上述条件, 因此可以按模块设置缓冲电路。下面以两单元模块组成的单相半桥式逆变器为例来说明这种缓冲电路的组成与原理。

具有缓冲电容 C_s 的半桥式逆变器及其等效电路如图 9-12 所示。其中, L_d 为电路分布电感, C_{1p} 为开关管 V_1 的寄生电容, R_L 为负载电阻。假定续流二极管 VD_1 、 VD_2 的开通延时为 t_{Don} , 当开关 V_1 关断时, 如果没有缓冲电容 C_s , 则负载电流 I 在电路分布电感的作用下不能突变, 而续流二极管 VD_2 由于 t_{Don} 的存在而不能开通, 所以电流只能按照图中虚线所示的回路流通, 在 $0 \sim t_{Don}$ 时间内, 在 V_1 两端所产生的过冲电压 U_{oc} 为

$$U_{oc} = \frac{1}{C_{1p}} \int_0^{t_{Don}} I \cdot dt = \frac{I \cdot t_{Don}}{C_{1p}}$$

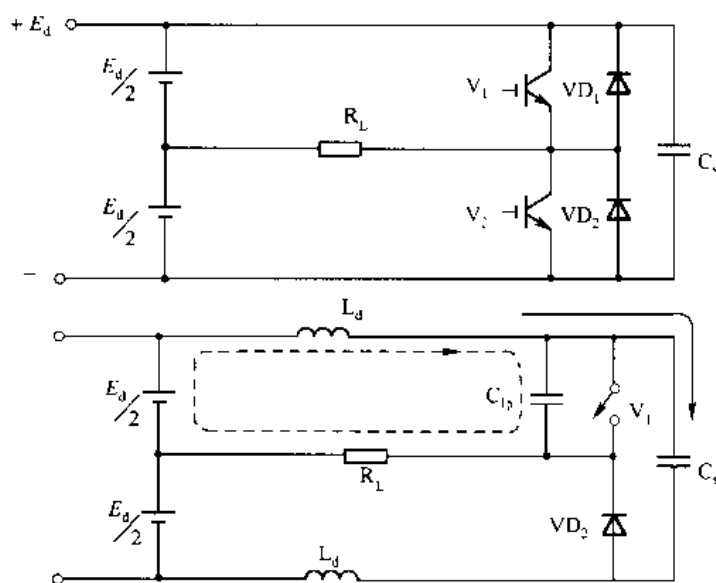


图 9-12 具有缓冲电容 C_s 的半桥式逆变器及其 V_1 关断的等效电路

当有缓冲电路存在时, 由于 $C_s \gg C_{1p}$, 流过 V_1 的电流 I 将通过 C_{1p} 和 C_s 流通, 此时产

生的过冲电压 U_{ces} 近似为

$$U_{ces} \approx \frac{1}{C_{1p} + C_s} \int_0^{t_{Don}} I \cdot dt = \frac{I \cdot t_{Don}}{C_{1p} + C_s}$$

缓冲电容 C_s 可以使过冲电压减小为

$$\frac{U_{ce}}{U_{ces}} = \frac{I \cdot t_{Don}}{C_{1p}} \bigg/ \frac{I \cdot t_{Don}}{C_{1p} + C_s} = \frac{C_{1p} + C_s}{C_{1p}} \text{倍}$$

当 $C_s = 10 C_{1p}$ 时, 可以使过冲电压减小 11 倍。

这种缓冲电路对于直流电源上由于其它原因而引起的尖峰电压也有较好的吸收作用。其特点是电路简单、无损耗, 可以用于由 50 A 两单元 IGBT 模块组成的功率因数高的逆变器。但其缺点是缓冲电容 C_s 容易与电路分布电感 L_d 产生振荡。为了避免振荡, 在缓冲电容 C_s 上串入了阻尼电阻 R_s 。为了减少 R_s 的损耗, 在 R_s 上又并联了一个二极管 VD_s , 使 C_s 通过 VD_s 充电, 通过 R_s 放电, 使 R_s 的损耗大约减少一半。其电路如图 9-13 所示。假定续流二极管 VD_2 的开通延时为 t_{Don} , 缓冲二极管 VD_s 的开通延时为 t_{Dson} , 且 $t_{Dson} \ll t_{Don}$, 一般取 $t_{Dson} \leq \frac{1}{10} t_{Don}$, 则当开关管 V_1 关断时所产生的过冲电压为

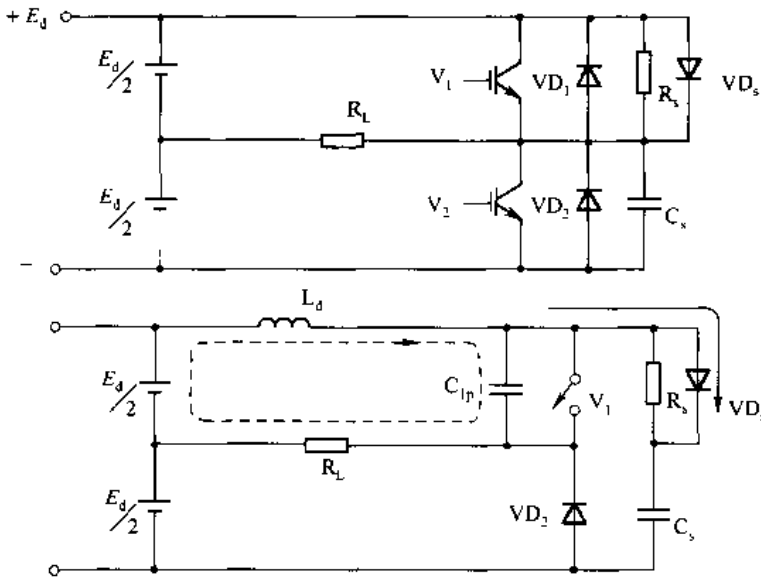


图 9-13 具有 RCD 整体模块缓冲电路的半桥式逆变器及其等效电路

$$\begin{aligned} U_{ces} &= \frac{1}{C_{1p}} \int_0^{t_{Dson}} I \cdot dt + \frac{1}{C_{1p} + C_s} \int_{t_{Dson}}^{t_{Don}} I \cdot dt \\ &= \frac{1 \cdot t_{Dson}}{C_{1p}} + \frac{I(t_{Don} - t_{Dson})}{C_{1p} + C_s} \end{aligned}$$

取 $t_{Dson} = \frac{t_{Don}}{k_1}$, $C_{1p} = \frac{C_s}{k_2}$, k_1 与 k_2 都大于 1, 则

$$U_{ces} = \frac{I \cdot t_{Don}}{k_1 \cdot C_{1p}} \left(\frac{k_1 - k_2}{1 + k_2} \right)$$



与无缓冲电容 C_s 时相比得

$$\frac{U_{ces}}{U_{ce}} = \frac{1}{k_1} \left(\frac{k_1 + k_2}{1 + k_2} \right)$$

当 $k_1 = k_2 = 10$ 时

$$\frac{U_{ces}}{U_{ce}} = \frac{1}{5.5}$$

即加缓冲电容 C_s 后的过冲电压为不加 C_s 时过冲电压的 $\frac{1}{5.5}$ 。

以上是以由两单元模块组成的单相半桥式逆变器为例进行的说明,由六单元模块组成的三相逆变器用一组缓冲电路的说明与以上相同,这里不再重述。

这种 RCD 型整体模块缓冲电路对直流电源由于其它原因引起的尖峰电压也有较好的吸收作用,使用于由 100 A 两单元快速和安全工作范围大的 IGBT 模块组成的逆变器中,一个模块上加一组 RCD 缓冲电路。用于由 50 A 六单元快速和安全工作范围大的 IGBT 模块组成的逆变器共用一组缓冲电路。这两种使用情况对抑制电路分布电感引起的过冲电压都是比较有效的。使用这种模块缓冲电路时应注意以下几点:

(1) 为了降低电路分布电感 L_d ,布线要尽量短,直流母线最好用铜板条母线,缓冲电路安装在贴近模块的直流母线上。

(2) 缓冲二极管的开通延时 t_{Don} 应小于 t_{Doff} 。

(3) R_s 和 C_s 应选用无感器件。

9.3 广义软开关技术——无损缓冲电路^[75]

所谓广义软开关技术,就是用无损缓冲电路使开关过程软化的一种技术。它与传统的零电压变换(ZVT)、零电流变换(ZCT)软开关技术相比,虽不能把开关损耗降到零,但具有电路简单、不需要附加有源谐振网络、成本低廉、可靠性高的特点。与缓冲电路相比,它可以把转移到缓冲电容 C_s 或缓冲电感 L_s 上的能量,大部分反馈回直流电源或输送到负载,使开关损耗大大减小,逆变效率明显提高。

各种半导体开关在 PWM 逆变器的开通和关断过程中,要承受较大的 du/dt 或 di/dt ,由于电路分布参数 L 、 C 的存在,会使开关因承受过高的电压或电流(或称开关浪涌, Switching Surge)而损坏。为此,应外加缓冲电路以限制或减小 du/dt 和 di/dt ,降低开关电压或电流的峰值,减小开关损耗,避免开关热损坏。

开关损耗有 3 种,即在开关过程中因电压和电流交叠而产生的“开关过程损耗”。开通时因并联分布电容通过开关放电而产生的“电流过冲损耗”,及由二极管反向恢复而产生的“附加损耗”。为了减小开关损耗,采用广义软开关技术是一种简单有效的办法。

实现广义软开关技术有两个方面:一是用缓冲电路把开关损耗的能量转移到缓冲电感 L_s 和缓冲电容 C_s 上;二是把 L_s 和 C_s 上的能量反馈回直流电源或转送到负载上,以减小损耗,提高逆变效率。所以,广义软开关实质上就是一种馈能式无损缓冲电路(这一点是区别



于普通缓冲电路的)。广义软开关分为无源和有源两种。

在硬开关、缓冲电路、广义软开关和软开关的开关过程中,其电压和电流的交叠特性如图 9-14 所示。其中,波形 1 为开关电压(开通)或电流(关断)的波形,波形 2 为开关电流(开通)或电压(关断)的波形。其中,图(a)为硬开关过程,其特点是电压和电流全部交叠,开关损耗 P 正比于 $\triangle abc$ 的面积,面积最大;图(b)为普通缓冲过程,其特点是具有较小的缓冲电感 L_s 或缓冲电容 C_s ,因此电压和电流的交叠比硬开关小,开关损耗 P 正比于 $\triangle abc$,比图(a)的面积小一些,故损耗也较小;图(c)为广义软开关过程,其特点是缓冲电感 L_s 或缓冲电容 C_s 比普通缓冲电路的大,因此电压和电流的交叠比普通缓冲电路小,开关损耗 P 正比于 $\triangle abc$,比图(b)的面积小,故损耗更小;图(d)为传统软开关过程,其特点是由电压和电流无交叠,开关损耗 $P=0$ 。

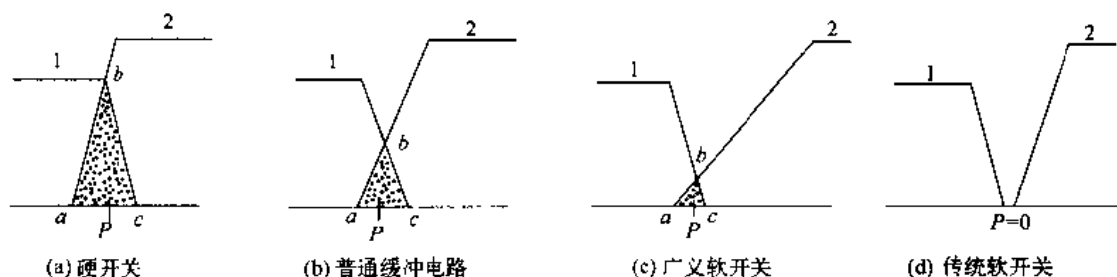


图 9-14 硬开关、普通缓冲电路、广义软开关和传统软开关的开关过程

9.3.1 用无损缓冲电路使开关软化

使开关软化的无损缓冲电路有两种,即关断软化无损缓冲电路和开通软化无损缓冲电路。

1. 关断软化无损缓冲电路

关断软化无损缓冲电路,就是用缓冲电容 C_s 并联在半导体开关管两端,用 C_s 保持其两端电压不能突变的特性,来限制关断过程中电压的上升速度 $du_{ce}/dt = I_V/C_s$,以减小关断损耗,达到软化开关的目的。图 9-15 表示出了 C_s 值与关断损耗 P 的关系。假定流过开关 V 的电流和开关 V 上的电压用 i_V 和 U_{ce} 来表示,则 V 关断时,由于 i_V 和 U_{ce} 交叠而引起的关断损耗 $P = i_V U_{ce}$,取决于缓冲电容 C_s 的大小,当 $C_s = C_{s1}$ 时,关断损耗 P_1 正比于 $\triangle abc$ 的面积;当 $C_s = C_{s2}$ 时,关断损耗 P_2 正比于 $\triangle ace$ 的面积;当 $C_s = C_{s3}$ 时,关断损耗 P_3 正比于 $\triangle ade$ 的面积。由于 $C_{s3} > C_{s2} > C_{s1}$, $\triangle abc > \triangle ace > \triangle ade$,所以 $P_1 > P_2 > P_3$ 。由此说明,缓冲电容 C_s 值越大,关断损耗越小; C_s 值越大,转移的关断损耗越多。对于无损缓冲电路,由于 C_s 上的能量可以反馈回直流电源或输送到负载,故没有关断损耗。为了减小关断损耗 P 的绝对值, C_s 的值可以取得大一些。

2. 开通软化无损缓冲电路

开通软化无损缓冲电路,就是用缓冲电感 L_s 串联在半导体开关管上,用 L_s 保持其电流不能突变的特性,来限制开通过程中电流的上升速度 $di/dt = E_d/L_s$,以减小开通损耗,达到

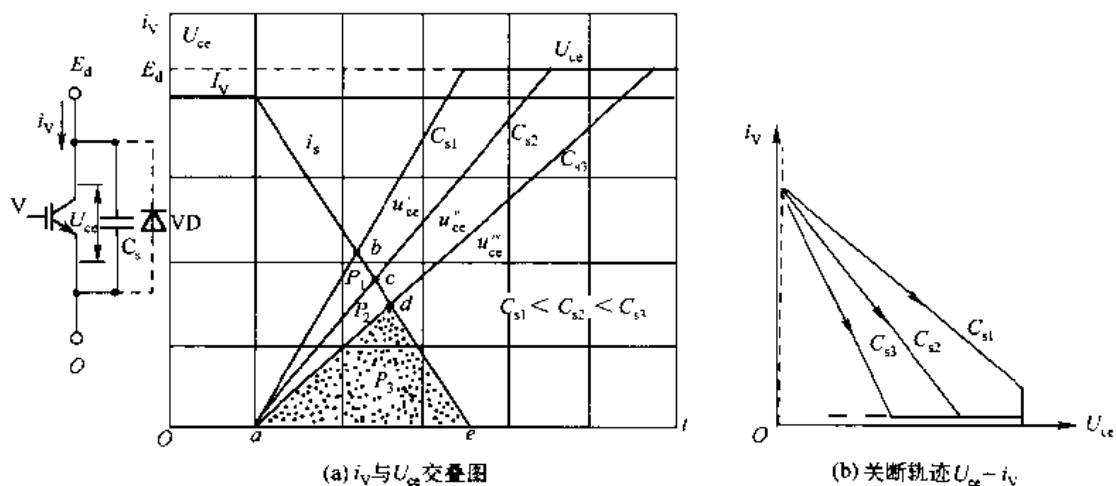


图 9-15 C_s 与关断损耗 P 的关系

软化开关的目的。图 9-16 表示出了 L_s 值与开通损耗 P 的关系。假定流过 V 的电流和加于 V 上的电压用 i_V 和 U_{ce} 来表示, 则 V 开通时, 由于 i_V 和 U_{ce} 交叠而引起的开通损耗 $P = i_V U_{ce}$ 取决于缓冲电感 L_s 的大小。当 $L_s = L_{s1}$ 时, 开通损耗 P_1 正比于 $\triangle abc$ 的面积; 当 $L_s = L_{s2}$ 时, 开通损耗 P_2 正比于 $\triangle ace$ 的面积; 当 $L_s = L_{s3}$ 时, 开通损耗 P_3 正比于 $\triangle ade$ 的面积。由于 $L_{s3} > L_{s2} > L_{s1}$, $\triangle abc > \triangle ace > \triangle ade$, 所以 $P_1 > P_2 < P_3$ 。由此说明, L_s 的值越大, 开通损耗越小, L_s 转移的开通损耗也越多。

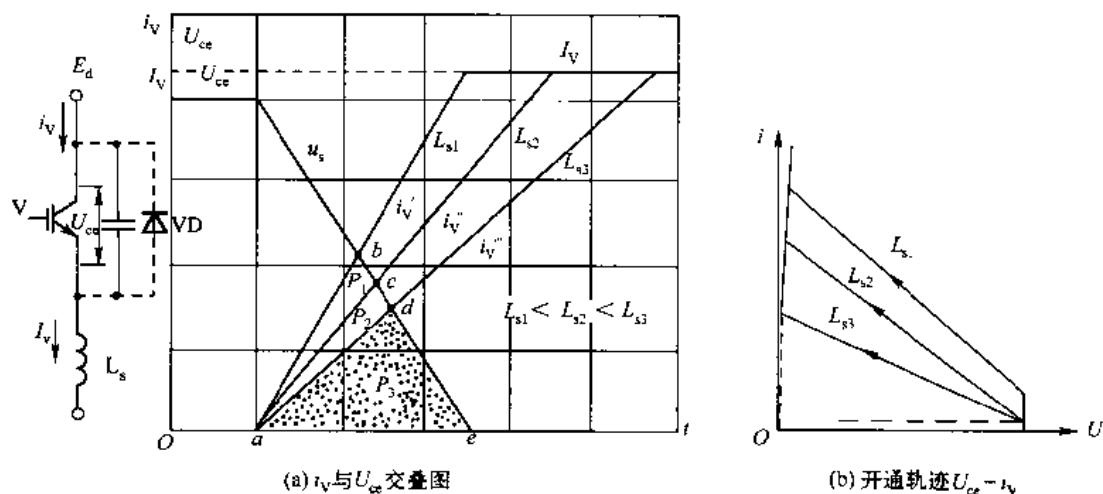


图 9-16 L_s 与开通损耗 P 的关系

9.3.2 CD^2 型与 CLD^2 型无源无损缓冲电路

本节介绍用一只电容和两只二极管构成的 CD^2 型无源无损缓冲电路, 以及用一只电容、一只电感和两只二极管构成的 CLD^2 型无源无损缓冲电路。

1. CD² 型无源无损缓冲电路

此种无源无损缓冲电路主要应用于半桥式和全桥式逆变电路中。以应用于半桥式逆变器为例进行介绍。其电路如图 9-17 所示。

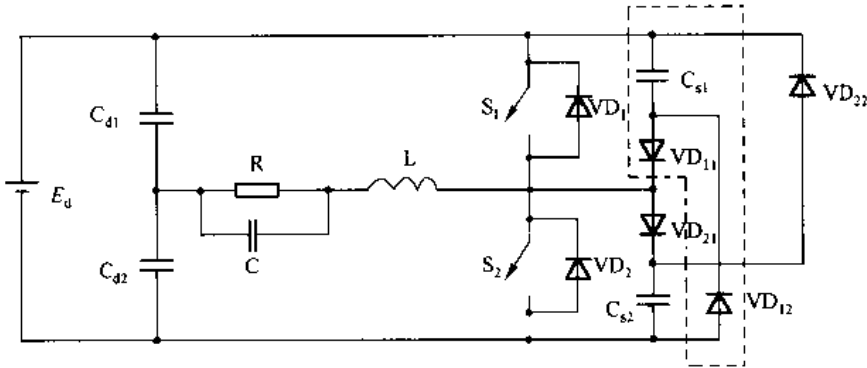


图 9-17 CD² 型无源无损缓冲电路在半桥式逆变电路中的应用

在如图 9-17 所示电路中,直流电源电压为 E_d ,分压电容 $C_{d1} = C_{d2}$ 和功率开关 S_1 、 S_2 各为一个桥臂组成半桥式逆变电路, L 、 C 及 R 为输出等效电路。其中, L 包含主电路中的分布电感。 VD_1 和 VD_2 分别为开关 S_1 和 S_2 的反并联二极管。开关 S_1 的缓冲电路由如图 9-17 所示中虚线框内缓冲电容 C_{s1} 和二极管 VD_{11} 、 VD_{12} 组成。开关 S_2 的缓冲电路由电容 C_{s2} 和二极管 VD_{21} 、 VD_{22} 组成。

CD² 型无源无损缓冲电路有三种工作状态,如图 9-18 所示。其中,粗线表示电流的通路。

CD² 型无源无损缓冲电路的工作过程如下:

(1) 导通状态 S_1 导通, S_2 关断,如图 9-18(a) 所示。此时 S_1 导通,有电流通过, C_{s1} 两端电压为上正下负,被钳位在电源电压 E_d ,故 VD_{12} 两端电压等于 0,而 VD_{11} 反向截止,其上电压为 $-E_d$ 。在此状态下,电容 C_{s1} 中无电流通过,即

$$U_{C_{s1}} = E_d \tag{9-25}$$

(2) 充电状态 S_1 关断, S_2 截止,如图 9-18(b) 所示。此时,电路中等效电感 L 中的电流通过 C_{s1} 和 VD_{11} 续流,给 C_{s1} 充电,直到充电电流等于零,见式(9-26)。同时, C_{s1} 上的电压逐步增加,其峰值取决于 S_1 关断时的电流值和电路中等效电感 L 。此时, VD_{12} 两端电压反偏。其值等于 $U_{C_{s1}} - E_d$, VD_{11} 导通,即

$$u_{C_{s1}} = u_{C_{s1}0} + \frac{1}{C} \int i_{C_{s1}} dt = E_d + \frac{1}{C} \int i_{C_{s1}} dt \tag{9-26}$$

$$L \frac{di_{C_{s1}}}{dt} + i_{C_{s1}} R + \frac{1}{C} \int i_{C_{s1}} dt = \frac{E_d}{2} \tag{9-27}$$

(3) 放电状态 S_1 截止, S_2 截止,如图 9-18(c) 所示。此时, C_{s1} 两端电压高于电源电压, VD_{12} 正偏导通,电容 C_{s1} 迅速通过 VD_{12} 放电到直流电源,直到电容电压等于直流电源电压



E_d 时, VD_{12} 截止, 然后等待下一个工作周期的到来, 即

$$U_{cs1} - E_d = \frac{1}{C} \int i_{cs1} dt \quad (9-28)$$

下面的开关 S_2 的缓冲电路工作原理与 S_1 的缓冲电路工作原理相同。

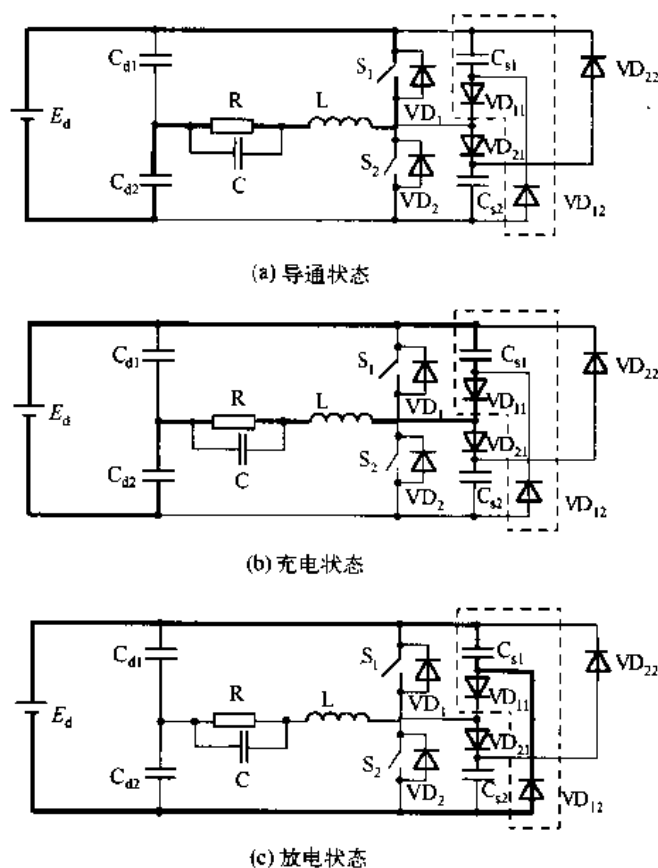


图 9-18 CD^2 型无源无损缓冲电路的三个工作状态

在这种缓冲电路中, 二极管应选用快速恢复二极管, 而缓冲电容的容量可以根据主电路中所需要缓冲的能量来选取。缓冲电容首先吸收主电路中需要缓冲的能量, 然后再把这些能量向直流电源释放, 由此将缓冲的能量反馈回直流电源, 从而实现无损缓冲, 提高逆变器的逆变效率。

2. CLD^2 型无源无损缓冲电路

CD^2 无源无损缓冲电路, 当主电路中需要缓冲吸收的能量较大时, 缓冲电容上的电压增量很大。由于二极管 VD_{12} 的导通电阻值很小, 缓冲电容就以一个很大的冲击电流放电, 可能会对电路中的各种器件造成损害, 使电路的可靠性降低。为此, 需要在 VD_{12} 放电回路中串联一个限流电感 L_1 , 在 VD_{22} 放电回路中串联一个限流电感 L_2 , 如图 9-19 所示。这就构成了 CLD^2 无源无损缓冲电路。

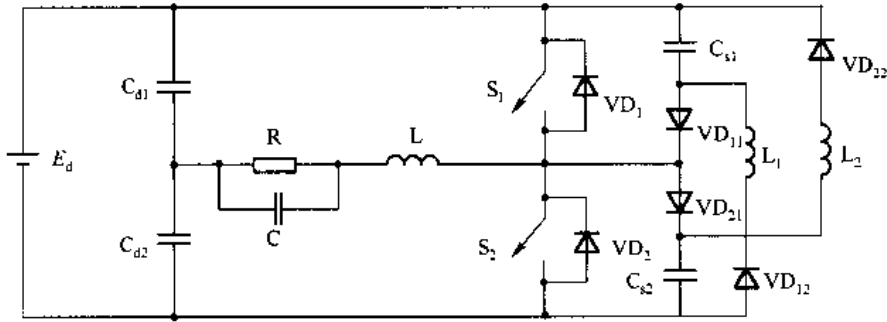


图 9-19 CLD² 型无源无损缓冲电路在半桥式逆变器中的应用

CLD² 型无源无损缓冲电路的工作状态也有三个,即导通状态、缓冲电容续流充电状态及缓冲电容与电感谐振放电状态。前两个工作状态与 CD² 型缓冲电路相同,状态 3 的等效放电电路如图 9-20(c)所示,电容通过 $E_d-VD_{12}-L_1$ 谐振放电,放电电流波形如图 9-21 所示。谐振放电状态可以使二极管 VD_{12} 实现软开关,能有效限制放电电流的冲击。

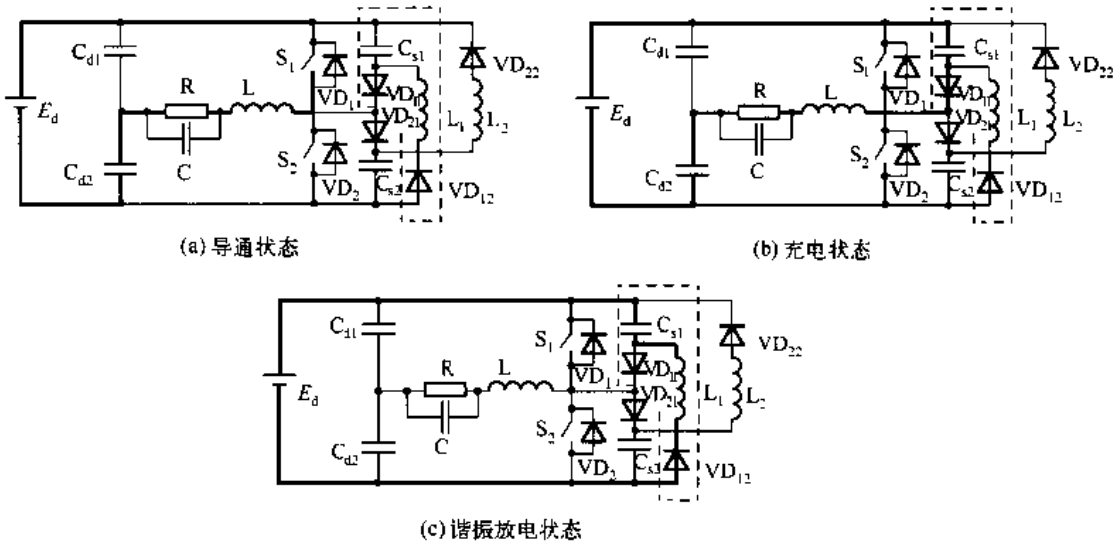


图 9-20 CLD² 型缓冲电路的三个工作状态

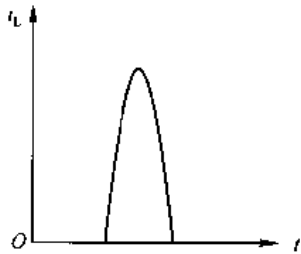


图 9-21 谐振放电电流波形

缓冲电容选取的原则与 CD² 型相同,限流电感的选取原则是要满足电容、电感谐振半周期时间小于功率开关管的截止期时间就可以了。除此之外并无其它严格要求。但是限流电感的值越大,则放电电流的峰值越小。

3. 仿真与实验结果

对如图 9-17、图 9-19 所示缓冲电路进行了仿真和实验,实验数据如下: $E_d = 100 \text{ V}$,



$f_s = 10 \text{ kHz}$, $C_1 = 1 \mu\text{F}$, $L = 100 \mu\text{H}$, 占空比 $D_1 = 40\%$ 。

仿真波形和实验结果分别如图 9-22 和图 9-23 所示。

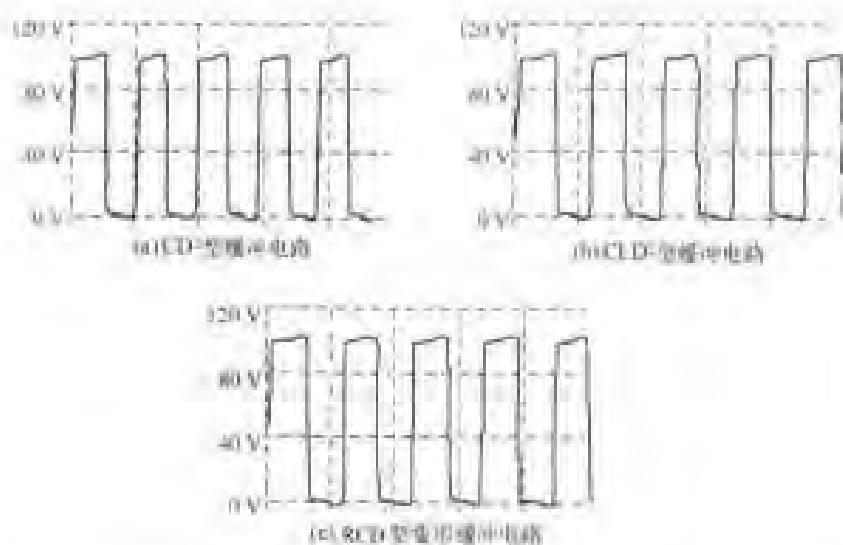


图 9-22 CD^2 、 CLD^2 与 RCD 型缓冲电路的功率开关管两端电压的仿真波形

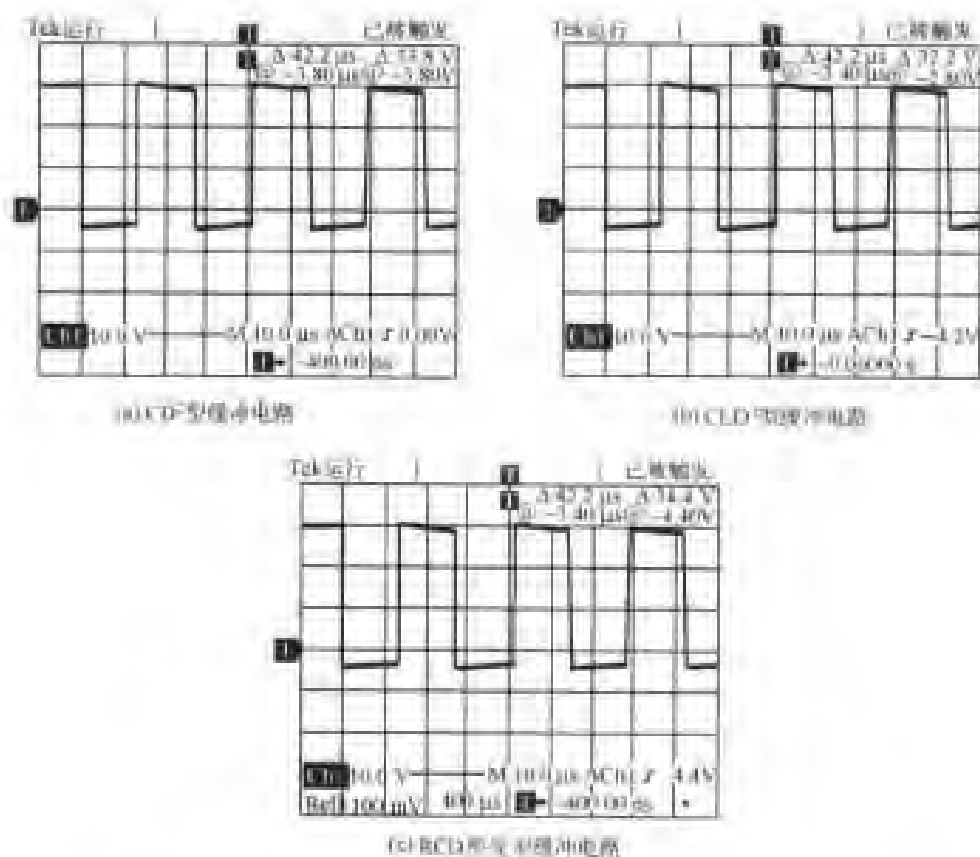


图 9-23 CD^2 、 CLD^2 与 RCD 型缓冲电路的功率开关管两端电压的实验波形

通过仿真和实验说明,CD²型和CLD²型无源无损缓冲电路简单可靠,缓冲效果好,对参数要求不严格,便于实现。

9.3.3 采用互感原理的复合型无损缓冲电路

由前面的介绍可知,关断过电压是由电路的分布电感引起的,能不能把电路分布电感的这种不良影响转化成有用的作用,是需要研究的缓冲电路的问题之一。此外, di/dt 抑制电路可以减小开通损耗,缓冲电路可以减小关断损耗,使主电路的开、关过程“软化”。能不能使其逆变开关管零电流开通,零电压关断,同时又能使缓冲电容上的能量全部反馈回直流电源,使有损缓冲电路变成无损缓冲电路,这是需要研究的问题之二。采用互感原理的复合型无损缓冲电路,正是按照上述两个问题研制出来的一种新型缓冲电路。所谓复合,是指 di/dt 抑制电路与关断缓冲电路的复合,也是指软开关与缓冲电路的复合。

采用互感原理的复合型无损缓冲电路有两种:一种是无源的;另一种是有源的。

1. 无源复合无损缓冲电路

采用互感原理的无源无损复合缓冲电路的三相逆变器一个桥臂(A相桥臂)的电路如图9-24(a)所示。其中, L_1 为开通缓冲电感,是用来抑制 di/dt 的, L_2 为缓冲电容 C_{s1} 的放电限流电感, L_3 为输出交流滤波电感, L_1 、 L_2 、 L_3 可构成变压器式耦合电感。它们之间的耦合互感系数大于或等于0.85, C_{s1} 为关断缓冲电容, VD_{s11} 为 C_{s1} 的充电二极管, VD_{s12} 为 C_{s1} 的放电二极管。

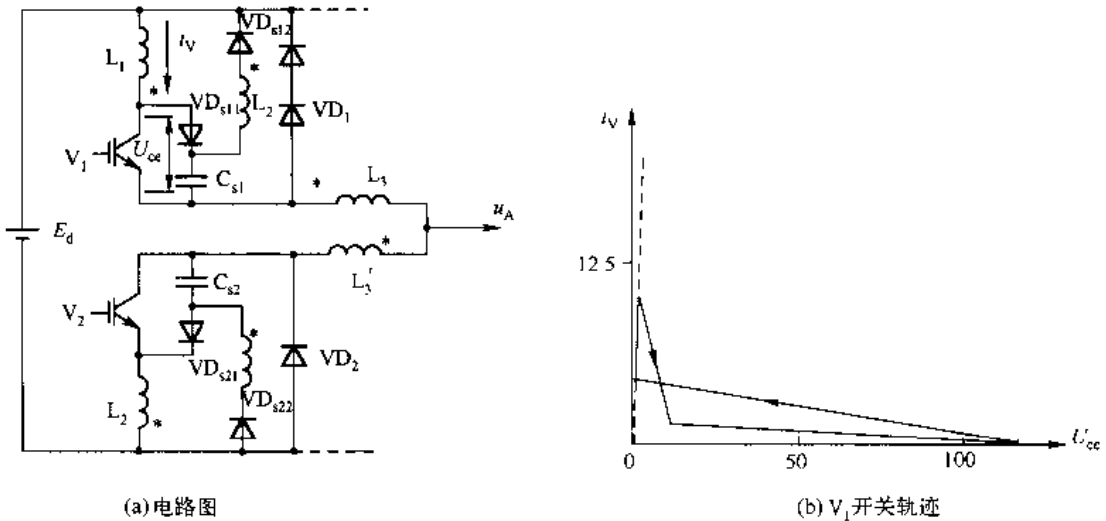


图9-24 利用互感原理的无源无损复合缓冲电路

1) 开通缓冲

在逆变主功率开关管 V_1 开通之前,续流二极管 VD_2 处于导通状态,并通过 L_3 向负载续流,二极管 VD_{s11} 截止。此前,缓冲电容 C_{s1} 已充满电, $u_{Cs1} = E_d$, L_1 和 L_2 中的电流 $i_{L1} = i_{L2} = 0$ 。随着主开关管 V_1 的开通:一方面直流电源 E_d 通过 L_1 向逆变器负载供电;另一方面缓冲电容 C_{s1} 通过 L_2 和 L_1 放电,放电能量通过互感作用耦合到 L_3 ,并由 L_3 输送到负载



上。由于 L_1 与开关管 V_1 是串联连接,故 L_1 的电感对 V_1 的开通电流具有保持其原有值不能突变的作用,使 V_1 的电流由零逐渐上升到负载电流 I ,故可以使开关管 V_1 实现零电流开通,开通损耗等于零。

2) 关断缓冲

当开关管 V_1 关断时,由于 L_1 的续流作用使二极管 VD_{s11} 导通,并使缓冲电容 C_{s1} 与开关管 V_1 并联, V_1 两端的电压 $U_{ce} = U_{C_{s1}}$,由于 C_{s1} 上的电压在 VD_{s11} 导通之前已放电到 $U_{C_{s1}} = 0$ 。因此, C_{s1} 上的电压将随着 C_{s1} 的充电使 $U_{C_{s1}}$ 从零开始逐渐升高到 E_d ,也即 V_1 上的电压 U_{ce} 也从零开始逐渐上升到 E_d , V_1 实现了零电压关断。

从以上分析可知,图 9-24 所示的缓冲电路既能使开关管 V_1 实现零电流开通,也使 V_1 实现零电压关断。在缓冲过程中,存储在缓冲电感 L_1 与缓冲电容 C_{s1} 中的能量,通过互感的作用可以通过 L_3 转送到负载上,使开关转换损耗大大减小。开关 V_1 的开关轨迹 $U_{ce} - i_v$,如图 9-24(b)所示。可以看出,它是非常靠近坐标轴的,具有软开关性能。

2. 有源复合无损缓冲电路

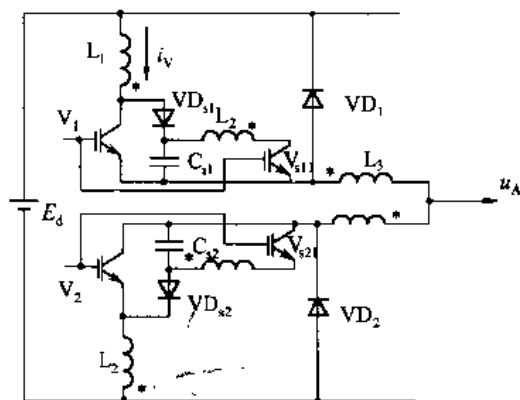
采用互感原理的有源无损缓冲电路三相逆变器中的一个桥臂(A相桥臂)如图 9-25 所示。采用有源缓冲的目的是增加灵活性。这是在如图 9-24 所示电路的基础上增加了两个辅助开关 V_{s11} 和 V_{s21} 。这两个辅助开关与主逆变开关 V_1 和 V_2 采用同一驱动信号控制。 V_{s11} 和 L_2 的作用是在主逆变开关 V_2 导通期间,将 C_{s1} 上存储的能量放完,使 V_1 关断时, C_{s1} 上的电压 $U_{C_{s1}} = 0$,为 V_1 的零电压关断创造条件。

当 V_1 关断时, VD_{s1} 导通,将 C_{s1} 并接在主逆变开关管 V_1 上,使 V_1 零电压关断。在 V_1 、 V_{s11} 导通时, C_{s1} 上存储的能量通过 L_2 、 V_{s11} 放电,通过互感作用耦合到 L_3 上,并由 L_3 转送到负载上。

由于 L_1 的作用, V_1 是零电流开通的。

辅助开关 V_{s11} 是零电流开通(因为 L_2 的作用)、零电流自然关断。

开关 V_1 、 V_{s11} 的开关轨迹 $U_{ce} - i_v$ 如图 9-25(b)、(c)所示。可以看出,它们都是非常靠近坐标轴的,具有软开关性能。



(a) 电路图

图 9-25 利用互感原理的有源无损复合缓冲电路



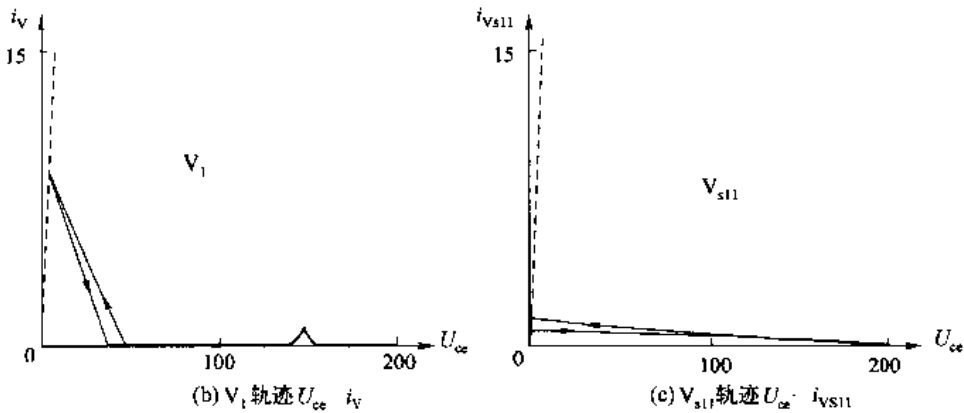


图 9-25 利用互感原理的有源无损复合缓冲电路(续)

9.4 LCD 无损缓冲电路

本节将介绍两种 LCD 无损缓冲电路:一种是无源无损缓冲电路;另一种是有源无损缓冲电路。

9.4.1 LCD 无源无损缓冲电路

采用 LCD 无源无损缓冲电路的半桥式逆变器如图 9-26 所示。其中,图(a)为电路图,图(b)、图(c)为开关波形交叠图。在图(a)中, S_1 和 S_2 为主逆变开关, S_1 的无源无损关断缓冲电路,由二极管 VD_{s1} 、 VD_{s2} 、 VD_{s3} 及缓冲电容 C_{s1} 、 C_{s2} ($C_{s1} = C_{s2}$) 和谐振电感 L_{s1} 组成。 L_F 为滤波电感,也是开关 S_1 的开通缓冲电感, Z_L 为负载(阻性或阻感性), $C_{d1} = C_{d2}$ 为直流分压电容, E_d 为直流电源电压, U_s 为开关 S_1 两端的电压, i_s 为流过开关 S_1 的电流。

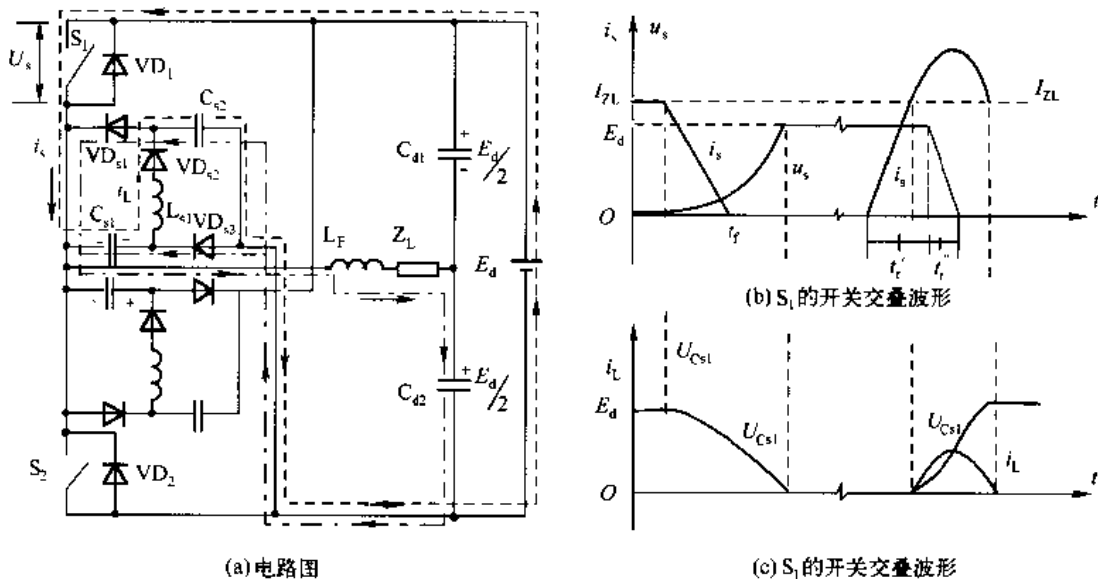
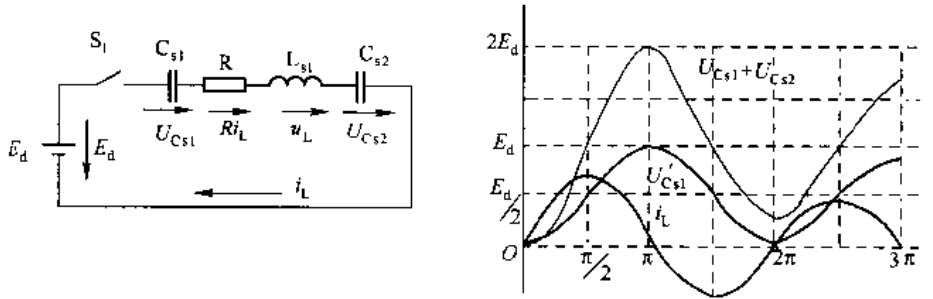


图 9-26 单相半桥式逆变器的 LCD 无损缓冲电路

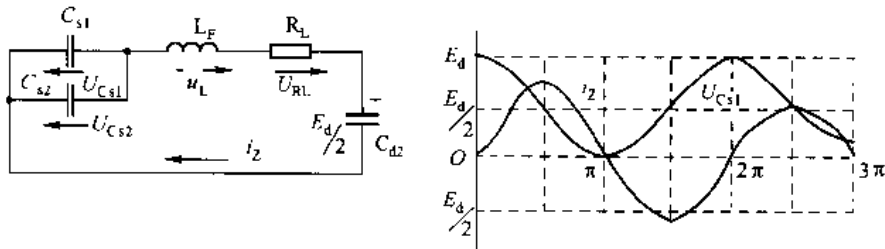


电路的原始状态为 S_1 、 S_2 关断, C_{s1} 、 C_{s2} 上的电压 $U_{Cs1} = U_{Cs2} = 0$ 。当 S_1 开通后, C_{d1} 上的电压 $E_d/2$ 通过 S_1 、 L_F 向负载供电, 直流电源电压 E_d 通过开关 S_1 、谐振电感 L_{s1} 、二极管 VD_{s2} 沿着虚线所示的路径对电容 C_{s1} 、 C_{s2} 充电。其等效电路如图 9-27(a) 所示。其中, $U_{Cs1} = U_{Cs2}$ 为缓冲电容 C_{s1} 、 C_{s2} 上的电压。 u_L 为 L_{s1} 上的电压, R 为 L_{s1} 中的电阻, i_L 为流过 L_{s1} 的电流。

在选定的电压和电流方向下, 根据基尔霍夫定律可得



(a) 充电过程



(b) 放电过程

图 9-27 C_{s1} 、 C_{s2} 充、放电过程等效电路与波形

$$u_L + u_R + U_{Cs1} + U_{Cs2} = u_L + u_R + 2U_{Cs1} = E_d$$

由于

$$i_L = \left(\frac{C_{s1} C_{s2}}{C_{s1} + C_{s2}} \right) \frac{d(U_{Cs1} + U_{Cs2})}{dt} = \frac{C_{s1}}{2} \cdot \frac{d(2U_{Cs1})}{dt}$$

$$u_L = L_{s1} \frac{di_L}{dt} = L_{s1} \frac{C_{s1}}{2} \frac{d^2(2U_{Cs1})}{dt^2}$$

$$u_R = i_L R = R \left(\frac{C_{s1}}{2} \right) \frac{d(2U_{Cs1})}{dt}$$

所以

$$L_{s1} \frac{C_{s1}}{2} \cdot \frac{d^2(2U_{Cs1})}{dt^2} + R \frac{C_{s1}}{2} \frac{d(2U_{Cs1})}{dt} + 2U_{Cs1} = E_d$$

由于 R 很小, 即 $R < \sqrt{L_{s1}/(C_{s1}/2)}$, 所以电路是谐振的。对上式求解得

$$2U_{Cs1} = E_d - E_d e^{-\delta t} \left(\frac{\delta}{\omega} \sin \omega t + \cos \omega t \right)$$

式中

$$\delta = \frac{R}{2L_{s1}}$$



$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_{s1}L_{s1}/2}}$$

当 $\omega t = \pi$ 时, $\sin\omega t = 0, \cos\omega t = -1$, 则 $2U_{Cs1} = E_d + E_d e^{-\delta t}$ 。

令 $R = 0$ 时, $2u_{Cs1} = 2E_d, U_{Cs1} = E_d$ 。

u_{Cs1} 和 i_L 的波形如图 9-27(a) 所示。当 $\omega t = \pi$ 时, $U_{Cs1} = E_d, i_L = 0$ 。

当开关 S_1 关断时, 由于 C_{s1}, C_{s2} 上的电压 $U_{Cs1} = U_{Cs2} = E_d$, S_1 两端的电压 $u_s = E_d - U_{Cs1} = 0$, 所以 S_1 是零电压关断。 S_1 关断后, C_{s1}, C_{s2} 上的电压 $U_{Cs1} = U_{Cs2} = E_d$ 通过滤波电感 L_F 、负载 Z_L 和直流分压电容 C_{d2} , 按照如图 9-26(a) 中点划线所示的路径放电。其等效电路如图 9-27(b) 所示。由基尔霍夫定律得

$$-U_{Cs1} + u_L + u_{RL} - \frac{E_d}{2} = 0$$

式中, u_{RL} 为负载电阻 R_L 上的电压, 负载 Z_L 中的电感合并到滤波电感 L_F 中。

如果令 i_z 为负载上的放电电流, 则

$$i_z = -2C_{s1} \frac{dU_{Cs1}}{dt}$$

$$u_{RL} = R_L i_z = -2R_L C_{s1} \frac{dU_{Cs1}}{dt}$$

$$u_{LF} = L_F \frac{di_z}{dt} = -2L_F C_{s1} \frac{d^2 U_{Cs1}}{dt^2}$$

代入上式可得

$$2L_F C_{s1} \frac{d^2 U_{Cs1}}{dt^2} + 2R_L C_{s1} \frac{dU_{Cs1}}{dt} + U_{Cs1} - \frac{E_d}{2} = 0$$

当 $R_L < 2\sqrt{L_F/(2C_{s1})}$ 时, 电路谐振, 对上式求解得

$$U_{Cs1} - \frac{E_d}{2} = \frac{E_d}{2} e^{-\delta' t} \left(\frac{\delta'}{\omega} \sin\omega t + \cos\omega t \right)$$

式中

$$\delta' = \frac{R_L}{2L_F}$$

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta'^2}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2C_{s1}L_F}}$$

当 $\omega t = \pi$ 时, $\sin\omega t = 0, \cos\omega t = -1$, 则

$$u_{Cs1} - \frac{E_d}{2} = -\frac{E_d}{2} e^{-\delta' t}$$

令 $R_L = 0$ 时, $u_{Cs1} - \frac{E_d}{2} = -\frac{E_d}{2}, U_{Cs1} = 0$ 。

u_{Cs1} 和 i_z 的波形如图 9-27(b) 所示。





当 $R_L = 2\sqrt{L_F/(2C_{s1})}$ 时, $u_{cs1} = \frac{E_d}{2}(1 - \delta't)e^{-\delta't}$ 。

由于 $\delta' = R_L/(2L_F)$ 很大, C_{s1} 很小, 故 u_{cs1} 按非谐振规律很快下降到零。

当 $R_L > 2\sqrt{L_F/(2C_{s1})}$, $L_F \approx 0$ 时, $\tau = R_L C_{s1}$; 当 $t = \tau$ 时, $U_{Cs1} = 0.368 E_d/2$; 当 $t = 2\tau$ 时, $U_{Cs1} = 0.135 E_d/2$; 当 $t = 3\tau$ 时, $U_{Cs1} = 0.050 E_d/2$ 。由于 C_{s1} 的值很小, 故 U_{Cs1} 下降很快。

由以上分析可知, LCD 无源无损关断缓冲电路, 是一种把主开关 S_1 上的关断损耗转移到缓冲电容 C_{s1} 、 C_{s2} 上, 而后再从 C_{s1} 、 C_{s2} 上通过负载和直流分压电容的放电转送到负载和直流电源中, 故是一种无源无损关断缓冲电路。

在图 9-26(a) 所示的无源无损开关缓冲电路半桥式逆变电路中, 电感 L_F 是滤波电感, 也是主逆变开关 S_1 的开通缓冲电感。 L_F 的存在可以使 S_1 零电流开通, 开通后, 存储在 L_F 中的能量可以转送到负载, 也可以反馈回直流电源, 故也是一种无源无损开通缓冲电路。

利用图 9-26(a) 所示的无源无损缓冲电路, 可以使主逆变开关软化, 实现近似于传统 ZVT 和 ZCT 软开关, 但它比传统软开关的电路简单, 使用方便, 不需要附加有源谐振网络, 成本低廉, 可靠性高。

下面介绍 LCD 缓冲电路的工作过程: 假定逆变器工作在单极性 PWM 方式。其原始工作状态是: 主逆变开关 S_1 饱和导通, 缓冲电容 C_{s1} 、 C_{s2} 上的电压 $U_{Cs1} = U_{Cs2} = E_d$, 流过 S_1 的电流 i_s 等于负载电流 I_{ZL} , S_1 上的电压 $u_s = 0$, S_1 开关过程的电压 u_s 和电流 i_s 的波形如图 9-26(b)、(c) 所示。在 $t < 0$ 时, 主逆变开关 S_1 处于饱和导通状态。缓冲电容 C_{s1} 、 C_{s2} 上的电压已充电到 $U_{Cs1} = U_{Cs2} = E_d$ 。当主逆变开关 S_1 关断时, 通过 S_1 的电流 i_s 逐渐下降, S_1 上的电压 $U_s = E_d - U_{Cs1}$, C_{s1} 、 VD_3 和 C_2 、 VD_2 支路通过直流电源与主逆变开关 S_1 并联, 相当于主逆变开关 S_1 上并联了一个已充电到 $U_{Cs1} = U_{Cs2} = E_d$ 的缓冲电容 $C_s = C_{s1} + C_{s2}$, 为主逆变开关 S_1 零电压关断创造了条件。此时, 二极管 VD_2 反偏置, 流过电感 L_{s1} 的电流 $i_L = 0$ 。缓冲电容 C_{s1} 、 C_{s2} 按照图 9-26(a) 中点划线所示的路径, 并通过 L_F 、 Z_L 和直流分压电容 C_{d2} 放电。 C_{s1} 、 C_{s2} 上的电压 $U_{Cs1} = U_{Cs2}$ 逐渐下降到零, 主逆变开关 S_1 上的电压 $u_s = E_d - U_{Cs1}$ 随之逐渐上升到 E_d , 由于逆变器是按照单极性 PWM 方式工作的, 故在主逆变开关 S_1 再一次零电流开通之前, 由于 L_F 及 Z_L 是感性负载, 所以负载电流将由与主逆变开关 S_2 反并联的反馈二极管 VD_2 续流, $i_{VD2} = i_{ZL}$ 。当主逆变开关 S_1 零电流开通时, S_1 上的电流 i_s 逐渐上升, 负载电流 $i_{ZL} = i_s + i_{VD2}$, 仍然由二极管 VD_2 供给一部分负载电流, 主逆变开关 S_1 上的电压 U_s 受 VD_2 导通的牵制仍然保持在 E_d 不变。当 S_1 上电流 i_s 上升到等于负载电流, 即 $i_s = I_{ZL}$ 时, 流过二极管 VD_2 的电流等于零, VD_2 停止续流并进入到反偏置状态。此时, 主逆变开关 S_1 迅速进入饱和导通状态, S_1 上的电压 U_s 也迅速下降到零。这个过程近似相当于一个跃变电压 E_d 突然加到 C_{s1} 、 L_{s1} 、 VD_2 、 C_{s2} 支路上, 使二极管 VD_2 导通, 进入缓冲电容 C_{s1} 、 C_{s2} 按照图 9-26(a) 中虚线所示的路径进行串联充电谐振过程。流过主逆变开关 S_1 的电流 i_s 与流过电感 L_{s1} 的电流 i_L 按二阶振荡变化。半个谐振周期以后, 缓冲电容 C_{s1} 和 C_{s2} 上的电压被充电到 $U_{Cs1} = U_{Cs2} = E_d$, 使流过电感 L_{s1} 的电流 $i_L = 0$ 、二极管 VD_2 反偏置。由于 VD_{s1} 、 VD_2 、 VD_3 是非线性元件, 所以这种缓冲电路也被称为非线性缓冲电路。

以上是针对单极性 PWM 逆变器进行的说明。对于双极性 PWM 逆变器, 这种无源无



损缓冲电路也是成立的。

由以上分析可知,缓冲电容 C_{s1} 、 C_{s2} 的充能是由直流电源供给的, C_{s1} 、 C_{s2} 上的能量在通过负载 Z_L 和直流分压电容 C_{d2} 放电时,就将 C_{s1} 、 C_{s2} 上的能量转送到负载或反馈回电源,是一种馈能式缓冲电路。电感 L_F 对主逆变开关 S_1 的开通缓冲储能与放能,也是通过负载和直流电源进行的,故开通缓冲也是馈能无损式缓冲电路。

这种无源无损缓冲电路也可以应用于单相全桥或三相半桥 PWM 逆变器中。

图 9-28 和图 9-29 就是采用这种无源无损缓冲电路的单相全桥 PWM 逆变器和三相半桥 PWM 逆变器。这种无源无损缓冲电路具有电路简单、成本低廉及工作可靠等特点,开关损耗可以达到接近于传统软开关的水平(图 9-28 中的 S_1 与 S_4 , S_2 与 S_3 用同一脉冲控制时,直流分压电容 C_{d1} 和 C_{d2} 可以不用)。

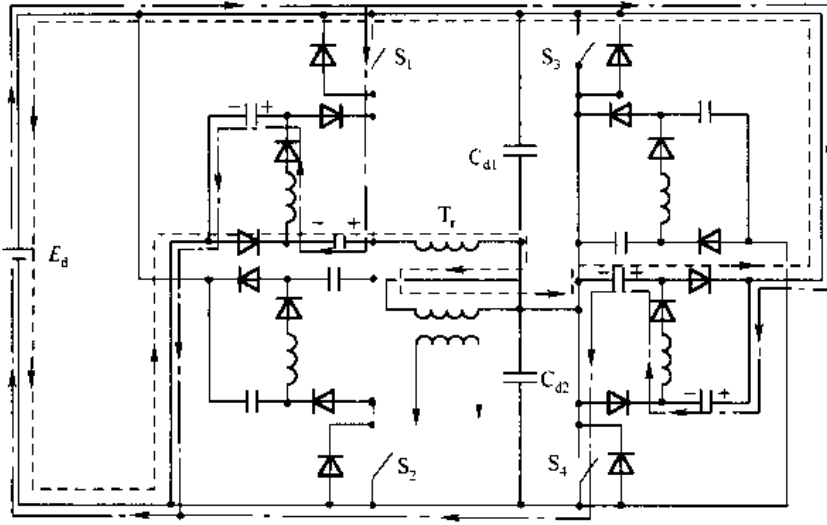


图 9-28 采用无源无损缓冲电路的单相全桥 PWM 逆变器

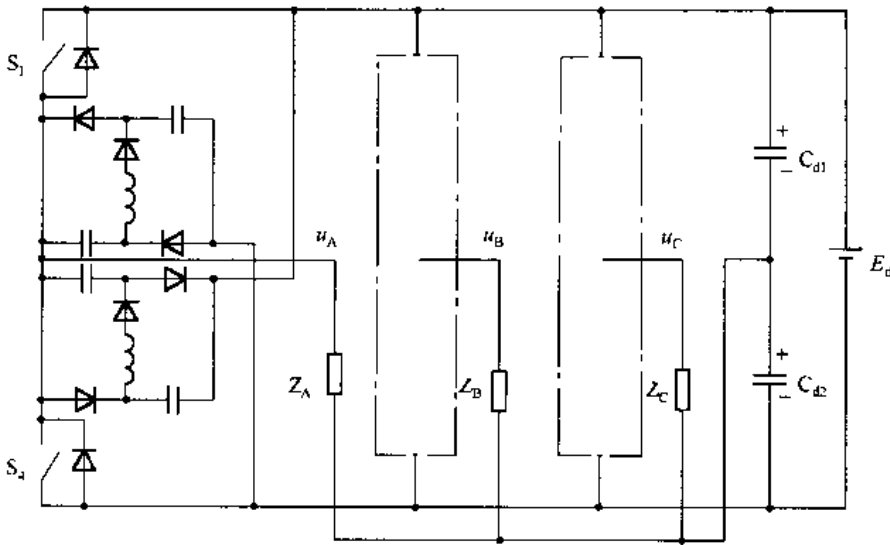


图 9-29 采用无源无损缓冲电路的三相半桥 PWM 逆变器



9.4.2 LCD 有源无损缓冲电路

采用 LCD 有源无损缓冲电路的半桥式逆变器如图 9-30 所示。其中,图(a)为电路图,图(b)为开关时序及工作波形图。

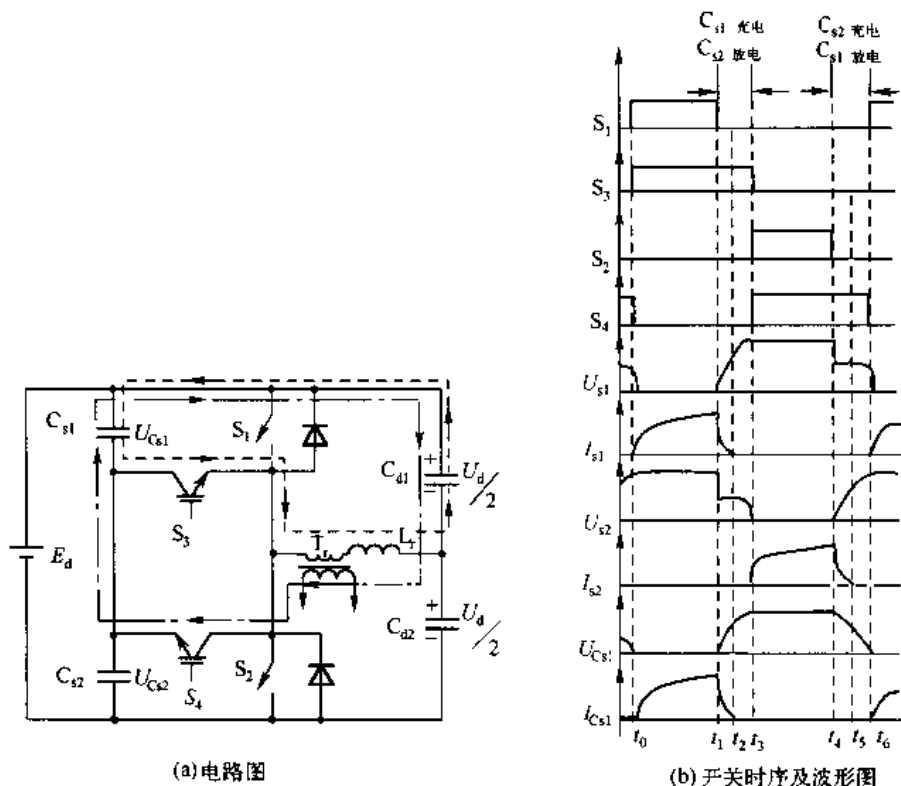


图 9-30 采用有源无损缓冲电路的半桥式逆变器

在图 9-30(a)中, S_1 与 S_2 为主逆变开关,一般采用 IGBT; S_3 与 S_4 为辅助开关,一般采用 MOSFET, C_{s1} 与 C_{s2} 为缓冲电容, L_r 为缓冲电感(包括 T_r 漏感在内)。这是一种利用辅助开关 S_3 、 S_4 控制缓冲电容 C_{s1} 、 C_{s2} 与缓冲电感 L_r 谐振的充、放电缓冲电路。假设原始状态是 S_2 、 S_4 都已关断,在 S_1 和 S_3 开通之前, C_{s1} 、 C_{s2} 上的电压为 $U_{Cs1} = 0$, $U_{Cs2} = E_d$ 。当开关 S_1 和 S_3 同时导通时(由于电感 L_r 的存在,所以 S_1 、 S_3 是零电流开通),负载通过 S_1 供电。由于 S_1 饱和导通,其正向电压 $u_{s1} = 0$,此时 S_3 虽也被触发,但受 S_1 饱和导通的牵制, S_3 处于反偏置状态, C_{s1} 、 C_{s2} 不能与 L_r 进行充、放电谐振,仍保持 $U_{Cs1} = 0$, $U_{Cs2} = E_d$,这为主逆变开关 S_1 的零电压关断创造了条件。当 S_1 先于 S_3 关断时(由于 $U_{Cs1} = 0$,所以 S_1 是零电压关断), S_3 立即解除反偏置而导通。此时, C_{s1} 按照图 9-30(a)虚线所示的路径由 C_{d1} 上的直流电压 $E_d/2$ 通过 S_3 、 T_r 、 L_r 进行谐振充电; C_{s2} 通过 S_3 、 T_r 、 L_r 和直流分压电容 C_{d2} 进行谐振放电, S_1 上的电压跟随 C_{s1} 上的电压 U_{Cs1} 由零逐渐上升到 E_d ; C_{s2} 上的电压 U_{Cs2} 逐渐由 E_d 下降到零,此后 S_3 零电流关断。下半周期开始,由于 L_r 的存在, S_2 、 S_4 同时零电流开通,负载电流



反向并由 S_2 供电。由于 S_2 饱和导通的牵制,使 S_4 反偏置, C_{s1} 、 C_{s2} 上的电压仍保持 $U_{Cs1} = E_d$, $U_{Cs2} = 0$, 为主逆变开关 S_2 的关断创造了零电压条件。当 S_2 先于 S_4 零电压关断时, S_4 解除反偏而开始导通。此时, C_{s1} 按照图 9-30(a) 所示的点划线路径, 通过 C_{d1} 、 L_r 、 T_r 和 S_4 谐振放电, C_{s2} 由直流分压电容 C_{d2} 上的电压 $E_d/2$, 通过 L_r 、 T_r 、 S_4 谐振充电, S_2 上的电压 u_s 跟随 C_{s2} 上的电压 U_{Cs2} 由零逐渐上升到 E_d , C_{s1} 上的电压 U_{Cs1} 逐渐由 E_d 下降到零。此后, S_4 零电流关断。随后是 S_1 、 S_2 的再一次零电流开通。

由以上分析可知, 辅助开关 S_3 、 S_4 是 ZCS 开关, 主逆变开关 S_1 、 S_2 是 ZCT 开通、ZVT 关断开关。缓冲电容 C_{s1} 、 C_{s2} 与缓冲电感 L_r 的谐振过程又都是通过负载和电源来进行的, 没有能量损耗, 故是一种有源无损缓冲电路(当 L_r 较小时按非谐振充、放电)。

图 9-31 和图 9-32 为采用有源无损缓冲电路的单相全桥 PWM 逆变器与三相半桥 PWM 逆变器。用这种有源无损缓冲电路可以大大减少开关损耗, 使逆变效率大大提高。

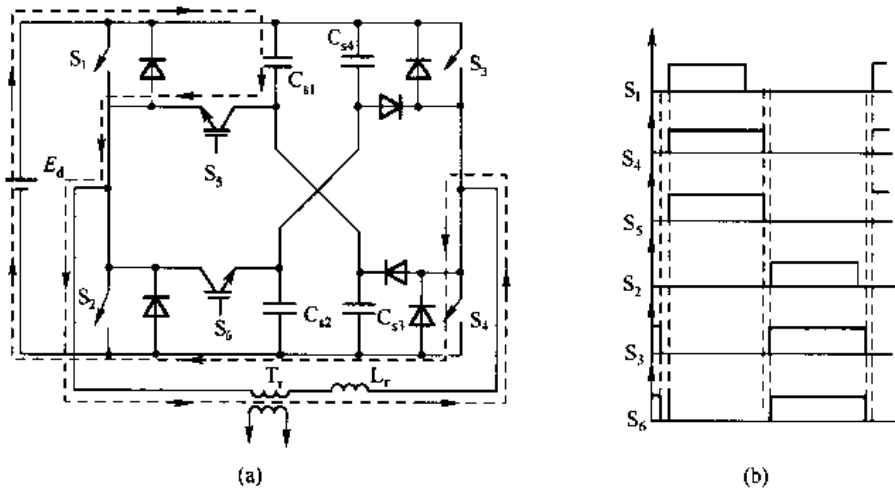


图 9-31 采用有源无损缓冲电路的单相全桥 PWM 逆变器

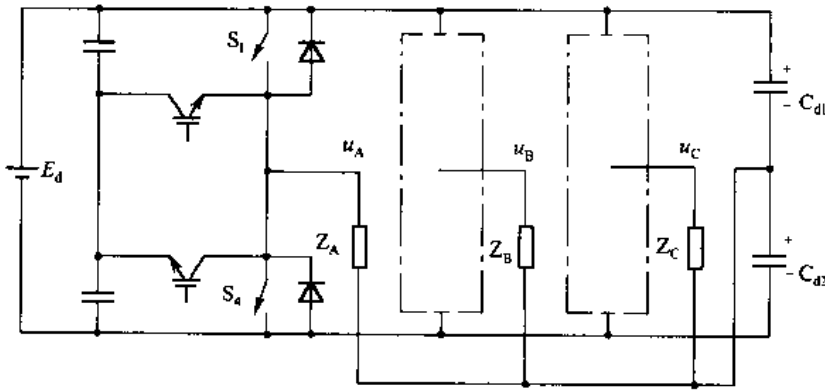


图 9-32 采用有源无损缓冲电路的三相半桥 PWM 逆变器



9.5 用快速器件帮助慢速器件使开关软化

将开关软化的主要目的是减少开关损耗,消除强行切换功率流的方式(减小 EMI),但真正的无损耗无 EMI 的开关是不存在的,即使零电压或零电流开关也不能使开关损耗或 EMI 降到零。因此,所谓硬开关和软开关应该是相对的。从这个意义上来说,软开关应该定义为:不是强行切换功率流(减小 EMI)、开关损耗相对较小的开关。这样定义是比较广义和实际的,也有利于促使各种低损耗开关的研究和发展。根据这个定义,所谓软开关或硬开关,也可以用开关损耗的大小来区分。

9.5.1 逆变器开关管的损耗

逆变器开关管的工作与开关转换时的电压和电流如图 9-33(a)所示。图 9-33(b)为开关管的损耗波形图。开关管有 4 种工作状态,即开通状态、截止状态、导通状态及关断状态。与此相对应的时间和平均损耗为: T_{off} 、 T_{Ton} 、 T_{on} 、 T_{Tof} ; \bar{P}_{off} 、 \bar{P}_{Ton} 、 \bar{P}_{on} 、 \bar{P}_{Tof} 。

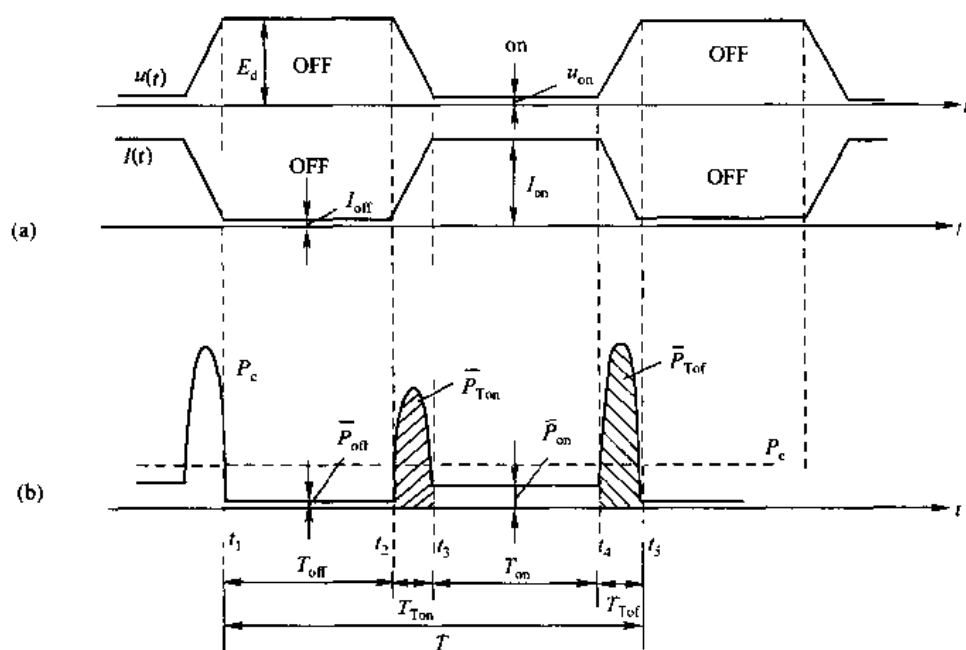


图 9-33 开关管工作过程中电压、电流和损耗波形图

由图 9-33 得到开关管的损耗为

$$P_c = \frac{\int_{t_1}^{t_5} P_c(t) dt}{T} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_5} i(t) \cdot u(t) \cdot dt$$



即开关管的损耗等于整个周期中瞬时功耗的平均值。式中, $i(t)$ 为通过开关的电流, $u(t)$ 为开关两端的电压。

开关 4 种工作状态的损耗可以用分段积分来表示, 即

$$P_c = \frac{1}{T} \left[\int_{t_1}^{t_2} P_c(t) dt + \int_{t_2}^{t_3} P_c(t) dt + \int_{t_3}^{t_4} P_c(t) dt + \int_{t_4}^{t_5} P_c(t) dt \right]$$

上式略加变化可以得到开关管 4 个工作状态的平均损耗关系式为

$$P_c = \frac{1}{T} \left[T_{\text{off}} \frac{\int_{t_1}^{t_2} P_c(t) dt}{t_1 - t_2} + T_{\text{Ton}} \frac{\int_{t_2}^{t_3} P_c(t) dt}{t_3 - t_2} + T_{\text{on}} \frac{\int_{t_3}^{t_4} P_c(t) dt}{t_4 - t_3} + T_{\text{Tot}} \frac{\int_{t_4}^{t_5} P_c(t) dt}{t_5 - t_4} \right]$$

$$= \frac{1}{T} (T_{\text{off}} \cdot \bar{P}_{\text{off}} + T_{\text{Ton}} \cdot \bar{P}_{\text{Ton}} + T_{\text{on}} \cdot \bar{P}_{\text{on}} + T_{\text{Tot}} \cdot \bar{P}_{\text{Tot}})$$

其中, 关断过程的损耗最大, 开通过程的损耗次之, 导通过程的损耗又次之, 截止过程的损耗最小。其中开关管瞬态转换(即关断与开通过程)造成的损耗为

$$P_{\text{关断}} + P_{\text{开通}} = \frac{T_{\text{Tot}} \cdot \bar{P}_{\text{Tot}}}{T} + \frac{T_{\text{on}} \cdot \bar{P}_{\text{on}}}{T}$$

因为上式的准确计算比较困难, 通常采用下面的方程进行近似计算, 即

$$P_{\text{关断}} + P_{\text{开通}} = \frac{E_d \cdot I_{\text{on}}}{6T} (t_r + t_f) \quad (9-29)$$

式中, t_r 和 t_f 为电压上升和电流下降时间。由式(9-29)可知, 减少电压上升时间 t_r 和电流下降时间 t_f , 就能减少开关损耗。

9.5.2 用快速器件帮助慢速器件开关软化

根据前面给出的软开关广义而实际的定义, 可得出软开关或硬开关可以用开关损耗的大小来区分。另外, 由方程式(9-29)可知, 减小开通和关断时间就可以减小开关损耗。也就是说, 采用快速开关器件可以减小开关损耗。由此可知, 某些半导体开关器件在一定的开关频率范围内, 其本身就具有软开关性能。例如, MOSFET 管, 因为它没有存储时间, 开关时间小于 100 ns, 仅有 20 ns, 比 IGBT 的开关时间 1.5 μs (有的为 500 ns) 约快 75 倍。因此在同样的开关频率条件下, 开关损耗也将小 75 倍。再则, MOSFET 的漏-源结电容可以达几百微微法, 利用该电容可以实现零电压关断。所以, MOSFET 管的开关损耗很小, 相对于 IGBT 来说可以认为是一种不必采取任何措施的软开关。但 MOSFET 有一个重要的缺点, 那就是具有较大的通态电阻 R_{on} 。在大功率应用时, 其通态损耗与电流的平方成正比, 因此是很大的。而 IGBT 虽然开关速度慢、开关损耗大, 但其通态损耗却很小。两者混合应用可以互相取长补短, 既可以提高开关速度、减少开关损耗, 又可以减少通态电阻、减小通态损耗。

MOSFET 与 IGBT 混合应用有两种方案:

- ① 将 MOSFET 与 IGBT 并联, 组成一种混合器件开关。
- ② 将 MOSFET 与 IGBT 混合组成逆变电路, 使每一通路都串联一只 MOSFET 管。



1. 用 MOSFET 与 IGBT 并联组成的混合器件开关

用 MOSFET 与 IGBT 并联组成的混合器件开关如图 9-34 所示。其工作原理是：借助于 MOSFET 的开关速度快来减小开关的开通与关断损耗。在控制开通和关断的过程中，使 MOSFET 先于 IGBT 开通，后于 IGBT 关断，这样混合器件开关的开通与关断就完全由 MOSFET 来决定，所以可以使混合器件开关的开关损耗大大减小。

混合器件开关的工作过程如下：

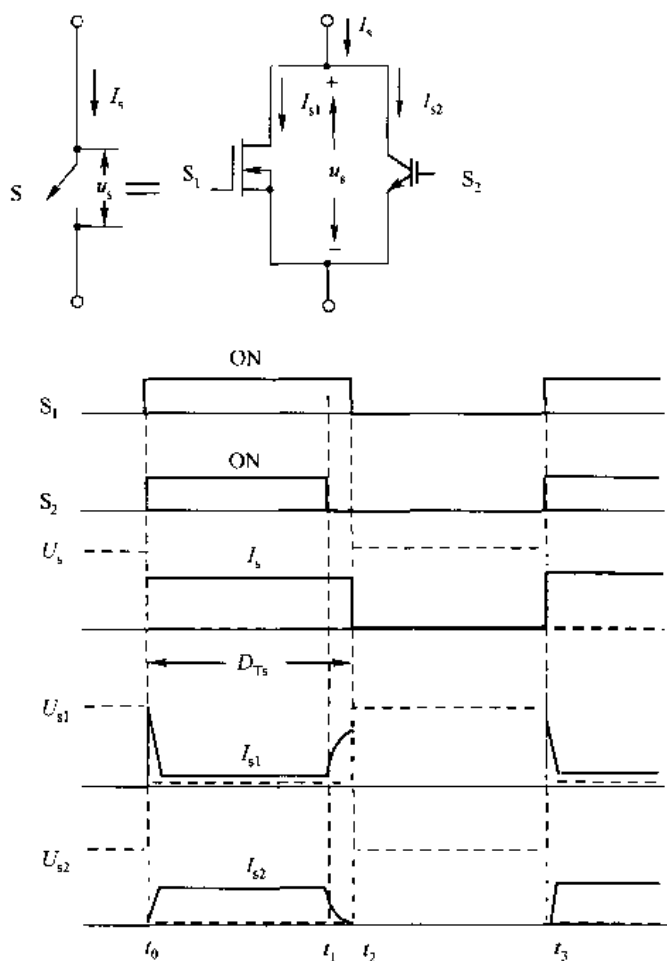


图 9-34 用 MOSFET 与 IGBT 并联组成混合器件开关的电路与工作波形图

(1) $t_0 \sim t_1$

在 t_0 时刻，两个开关管 MOSFET 与 IGBT 同时加入开通信号，但由于 S_1 MOSFET 的开通速度快，故先于 IGBT 导通，流过开关的电流 I_s 大部分流经 S_1 ，流过 S_2 IGBT 的电流 I_{s2} 将从零逐渐上升。在很短的 IGBT 开通上升时间 t_r （开通后，电流由峰值的 10% 上升到 90% 的时间，大约为 $1.5 \mu\text{s}$ ）以后， S_2 也开通，混合器件开关的两端电压 u_s 下降到最低的通态电压。由于 S_1 MOSFET 的通态电阻 R_{on} 较大，电流 I_s 的大部分转移到 S_2 的 IGBT 上。这就是 S_1 的 MOSFET，帮助 S_2 的 IGBT 实现了软开通过程，因此减小了 S_2 IGBT 的开通损



耗。混合器件开关稳定导通后的两端电压 u_s 取决于 S_2 的 IGBT, IGBT 的正向压降是比较低的, 所以导通损耗也比较低。

(2) $t_1 \sim t_2$

在 t_1 时刻, S_2 的控制信号使 S_2 关断, 而 S_1 的控制信号仍使 S_1 保持导通一段时间, 电流 I_{s2} 开始下降, I_{s1} 开始上升, S_2 关断一段时间后, I_{s2} 变得很小, I_{s1} 几乎等于 I_s , 使 S_2 的关断损耗也相应减小。

(3) $t_2 \sim t_3$

在 t_2 时刻, S_1 关断, 如果驱动电流足够大, 则开关 S_1 MOSFET 的关断损耗由于 t_f 很小也可以认为是很小的, 两个开关 S_1 和 S_2 保持关断状态, 直到 t_3 的另一个开关周期的开始。

以上混合器件开关的开通和关断完全取决于 S_1 MOSFET, 因此大大减少了开关时间, 使开关损耗大大减小, 如图 9-35 所示。其中, 图(a)为 IGBT 的开关损耗 P , 图(b)为混合器件开关的开关损耗 P' , P 正比于 $\triangle abc$ 的面积, P' 正比于 $\triangle a'b'c'$ 的面积, 由于 $\triangle abc > \triangle a'b'c'$, 所以 $P > P'$, $P' \approx \frac{1}{75}P$ 。

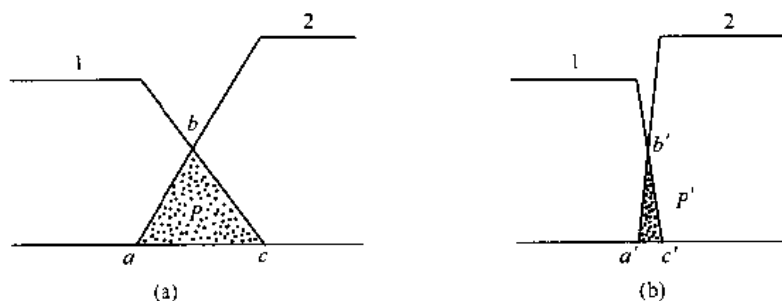


图 9-35 IGBT 开关损耗 P 与混合器件开关的开关损耗 P' 比较示意图

2. 用 MOSFET 与 IGBT 混合组成逆变电路

用 MOSFET 与 IGBT 混合组成的逆变电路如图 9-36 所示。其中每一通路都串联了一只 MOSFET 管。借助于 MOSFET 的关断速度快 (t_f 小) 来减小开关的关断损耗。图 9-36 是由两个 IGBT 和两个 MOSFET 组成的全桥式逆变器, 它是一个两象限工作的电路。 V_1 、 V_3 用的是 MOSFET 管, V_2 、 V_4 用的是 IGBT 管, 在任何一对角线上的开关管开通时, 都是一个 MOSFET 和一个 IGBT 管串联工作。MOSFET 是快速开关器件, 其开关速度比 IGBT 约快 75 倍, 所以电路的开通时间取决于 IGBT, 关断时间取决于 MOSFET, 使 IGBT 处于关断损耗仅为原有值 $\frac{1}{75}$ 的关断损耗过程, 使关断损耗大大减小。其原理示意图如图 9-37 所示。其中, 图(a)为 IGBT 的关断损耗 P , 正比于 $\triangle abc$ 的面积; 图(b)为 MOSFET 与 IGBT 串联的关断损耗 P' , 正比于 $\triangle a'b'c'$ 的面积。由于 $\triangle abc > \triangle a'b'c'$ 的面积, 所以 $P > P'$, $P' \approx \frac{1}{75}P$ 。



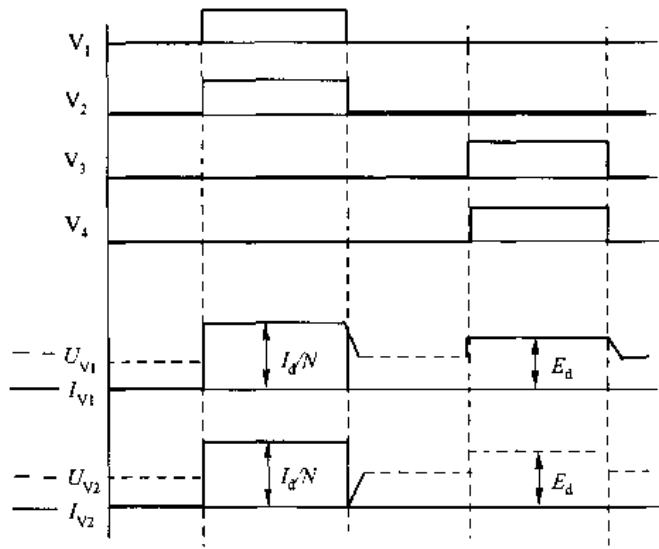
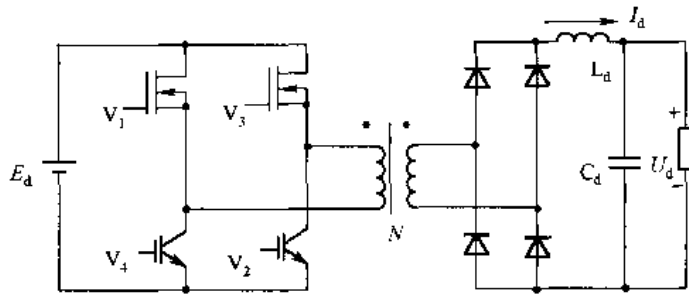


图 9-36 两个 IGBT 和两个 MOSFET 组成的逆变电路

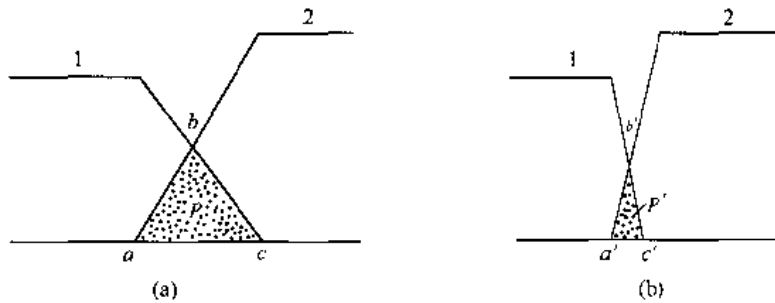


图 9-37 IGBT 关断损耗及 MOSFET 与 IGBT 串联后的关断损耗比较示意图

9.6 直流谐振环逆变技术

逆变器的发展方向之一是 PWM 逆变器的高频化。提高 PWM 逆变器的开关频率可以带来如下的好处：

- (1) 可以提高输出电压谐波的频率,使滤波器的体积、重量减小;
- (2) 可以使输出电压波形进一步正弦化;
- (3) 当开关频率大于 18 kHz 时可以消除可闻噪声。



但随着开关频率的增加,开关损耗也成比例地增大。大的开关损耗一方面降低了逆变效率,另一方面当损耗增大到一定程度时容易使开关管烧坏。同时开通和关断瞬间产生的过电流和过电压尖峰,有可能使开关管的运行轨迹超过安全工作区(SOA),降低开关管的可靠性。再则,过高的 du/dt 和 di/dt 也将产生严重的电磁干扰(EMI)。

上节介绍的 RCD 缓冲电路和 Jung 缓冲电路,虽然可以减少开关损耗,但它只是把开关损耗转移到了缓冲电容 C_s 上,最终将大部分或全部消耗在缓冲电阻 R_s 上,不能明显提高逆变器效率。这就促使人们不得不想其它的改善方法,如用改善开关环境的方法来消除上述不利影响。1986年,美国威斯康星大学的 D.M. Divan 教授提出了直流谐振环逆变器(Resonant DC Link Inverter, RDCLI)的概念,并立即引起了世界各国电力电子学界人士的普遍关注。此后,软开关逆变技术的研究就成了电力电子学领域中最活跃的研究方向之一。本节将介绍几种典型的电路。

9.6.1 基本的直流谐振环逆变器(RDCLI)

基本的直流谐振环逆变器(RDCLI)是 Divan 教授最早提出的一种最基本最简单的直流谐振环逆变器。其原理电路如图 9-38 所示。它的基本思想是,利用谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 和能量补充开关 S_r ,在逆变器输入直流电压电路中产生谐振,把恒定的直流输入电压 E_d 变成一种系列高频脉冲电压 u_{Cr} 供给逆变器,如图 9-38(b)所示。开关 S_r 在 u_{Cr} 谐振回到零时 ZVT 开通,使 $u_{Cr}=0$ 保持一段时间(这段时间应大于或等于开关管的关断时间 t_{off})。在此期间,一方面逆变器在 ZVS 条件下进行转换,改变开关工作状态;另一方面电源 E_d 给谐振电感 L_r 补充电能,以保持下一个谐振周期内 u_{Cr} 能可靠地回到零,等到 i_L 谐振上升到一定阈值后, S_r ZVS 关断,下一个谐振周期开始。如此周而复始,在逆变器的直流输出端就得到了一系列的直流高频脉冲电压波。

L_r 、 C_r 谐振的等效电路如图 9-38(c)所示。图中, L_r 为谐振电感, R 为 L_r 中的电阻, C_r 为谐振电容。由于 L_r 中有电阻 R 的存在,所以 L_r 、 C_r 谐振槽路的品质因数是一个有限值。谐振是有损耗的。每振荡一次就有一次损耗。随着工作频率的提高,损耗也将成比例地增大。

如果在电路中保证作到 $R \leq \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$, 则其动态过程可以用下面的微分方程组来表示,即

$$\begin{cases} L_r \frac{di_L}{dt} + i_L R + u_{Cr} = E_d \\ C_r \frac{du_{Cr}}{dt} = i_L \end{cases} \quad (9-30)$$

方程式的初始条件为

$$\begin{cases} i_L(0) = 0 \\ u_{Cr}(0) = 0 \end{cases}$$

解方程组(9-30)并代入初始条件,可得

$$\begin{cases} u_{Cr} = E_d \left[1 - \frac{\omega_0}{\omega} e^{-\delta t} \sin(\omega t + \beta) \right] \\ i_L = \frac{E_d \omega_0}{Z_0 \omega} e^{-\delta t} \sin \omega t \end{cases} \quad (9-31)$$

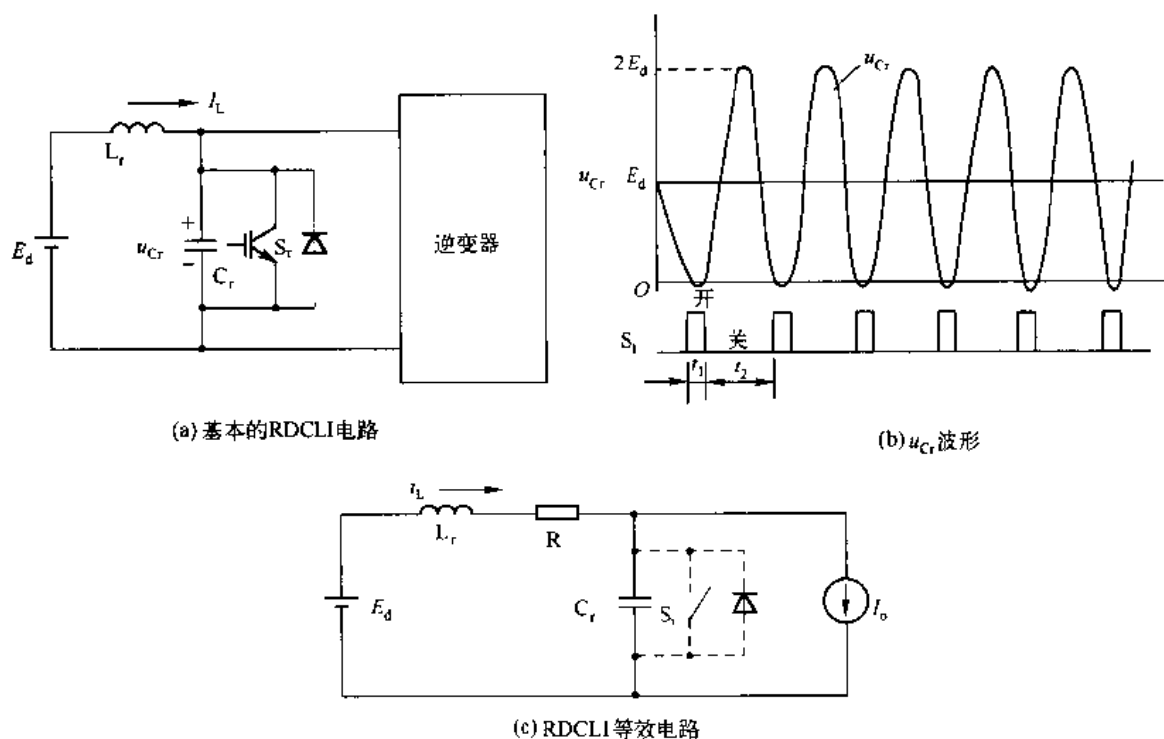


图 9-38 基本的 RDCL 电路与 u_{Cr} 波形

式中, $\delta = \frac{R}{2L_r}$; $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$; $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$; $Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ 为电路的特性阻抗;

$$\beta = \tan^{-1} \frac{\omega}{\delta} = \sin^{-1} \frac{\omega}{\omega_0} = \cos^{-1} \frac{\delta}{\omega_0}$$

u_{Cr} 随时间 t 变化的波形如图 9-39 所示。由于 L_r 中电阻 R 的存在, 所以 u_{Cr} 是一种衰减的振荡波形, 最终稳定在直流电源电压 E_d 上。 u_{Cr} 不能周期地返回到零, 因而也不能为后面的逆变器提供周期性的零电压转换时间间隔。

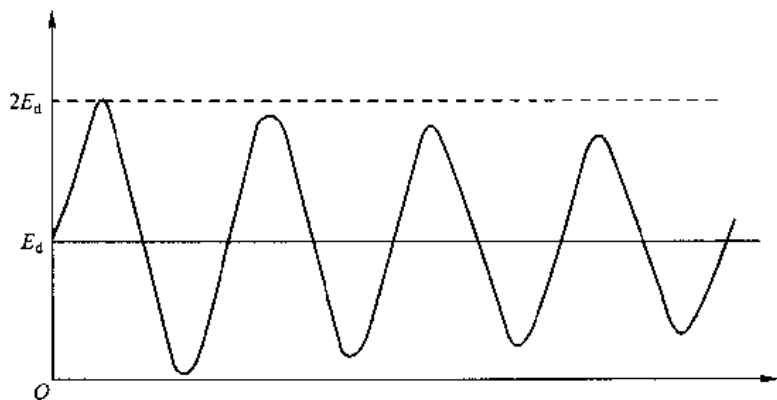


图 9-39 u_{Cr} 随时间 t 衰减的波形

为了使 u_{Cr} 周期地返回到零, 必须对谐振槽路进行预充能, 以补充槽路中的能量损耗。开关 S_r 就是为此目的而专门设置的。其作用是在 $L_r C_r$ 谐振槽路开始谐振之前, 预先使 S_r 导通, C_r 被短路, 电感 L_r 中的电流 i_L 按指数规律增长, 并给电感 L_r 预充能。当 L_r 中的能量储存到能够使 u_{Cr} 返回到零电位的 $L_r I_{L0}^2/2$ 时, 关断 S_r , $L_r C_r$ 谐振槽路开始振荡, 一个周期后, u_{Cr} 返回到零电位。此时, S_r 第二次导通以补充谐振槽路的能量损耗, i_L 又按指数规律增长。当 $i_L = I_{L0}$ 时, L_r 中的能量被补充到 $L_r I_{L0}^2/2$, S_r 第二次被关断, $L_r C_r$ 谐振槽路开始第二次振荡……。这样, 在 u_{Cr} 每次振荡一个周期返回到零电位以后, 就导通 S_r , 向电感 L_r 充能, 使振荡过程中损耗在 R 中的能量得到补充, 从而使 u_{Cr} 的振荡变成等幅振荡持续下去, 为后面逆变器的转换提供出零电压间隔, 使逆变器的逆变开关由硬开关变成软开关。这里需要说明的一点是, 能量补充开关 S_r 是在零电压条件下工作的, 也是一个软开关。

解方程式(9-30)并把初始条件 $i_L(0) = I_{L0}$, $u_{Cr}(0) = 0$ 代入可得

$$u_{Cr} = \frac{Z_0 I_{L0}}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\delta t} \sin \omega t + E_d \left[1 - \frac{e^{-\delta t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega t + \theta) \right] \quad (9-32)$$

式中, $\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = \frac{\delta}{\omega_0}$ 为阻尼系数;

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}。$$

因此, 只要选择合适的 I_{L0} , 就能保证 u_{Cr} 返回到零电位。 I_{L0} 越大, u_{Cr} 零电位的持续时间就越长。

然而, RDCLI 电路不是一种实用的电路结构, 因为该电路存在着许多缺点:

(1) DC 谐振电压过高, 其峰值一般可高达直流电源电压 E_d 的 2~3 倍, 最严重时, u_{Cr} 的峰值可高达 (4~5) E_d 。

(2) 谐振电感 L_r 处于主功率传输通道, 损耗大。

(3) 不适合一般的 SPWM 调制, 只适合于 DPM (Discrete Pulse Modulation) 离散脉冲调制。

(4) 一旦控制失败, 就可能由于电流过大而烧坏开关管。

RDCLI 的最大优点是电路简单, 可以使逆变器工作在软开关状态。

9.6.2 改进型直流谐振环逆变器

由于直流谐振环逆变器比常规的硬开关逆变器具有明显的优点, 因此从 1986 年到 2000 年, 在每一年的 IEEE、IAS 年会、PESC 年会、IPEC 会议上都有大量的关于这个领域研究的论文发表, 就目前所能看到的已经有几十种不同的电路结构, 但在工业上实际应用的却很少。

下面将研究比较多的改进型直流谐振环逆变器, 分别进行简要的介绍。

1. 主动钳位直流谐振环逆变器

主动钳位直流谐振环逆变器 (Active-Clamped RDCLI, ACRDCLI) 是 Divan 教授于 1987



年提出的。其原理电路如图 9-40 所示。它比如图 9-38(a)所示的基本直流谐振环逆变器电路增加了一个钳位电容 C_c ($C_c \gg C_r$) 和一个钳位开关 S_c 。通过 C_c 和 S_c 的作用把 u_{Cr} 的峰值钳位在 $(1.3 \sim 1.8)E_d$, C_c 起着吸收和暂存 DC 谐振环中多余能量的作用。

在 $L_r C_r$ 谐振电路开始工作之前, 首先使电容 C_c 预充电到一定的电压值。此电压值与直流电源电压 E_d 之和即为谐振电路的电压钳位值。假定此值为 kE_d (k 为钳位系数,

一般取 $k = 1.3 \sim 1.8$), 则电容 C_c 上预充电电压 u_{cc} 为 $(k - 1)E_d$ 。假设电路的初始状态为 $u_{Cr}(0) = 0$, 此时导通 S_r , 电感电流 i_L 在电源电压 E_d 的作用下近似以斜率 E_d/L_r 增长。当 i_L 增长到预充电电流阈值 I_{L1} 时, 关断 S_r , 这时 $L_r C_r$ 开始谐振。当谐振电压 u_{Cr} 上升到 kE_d 时, 二极管 VD_c 导通。由于电容 C_c 的存在, L_r 中多余的能量转移到 C_c 中。假定钳位电容 C_c 远大于谐振电容 C_r , 则 i_L 向 C_c 的充电过程中, u_{cc} 可以近似看成是恒值, 谐振电压 u_{Cr} 被钳位到 kE_d 。由于二极管 VD_c 的作用, 当电感电流反向时, 开关 S_c 在零电压下自然导通, 之后电容 C_c 向电感 L_r 放电。当其放出的电荷等于之前所接收的电荷时, 即在 VD_c - S_c 导通期间的充、放电过程中, 其所得净电荷为零时, 关断 S_c (S_c 仍然是在零电压下关断的)。在实际电路中也可以这样判断, 由于 C_c 不可能无限大, 因此在 VD_c - S_c 导通期间, 其上电压 u_{cc} 肯定是变化的。在二极管 VD_c 导通后, 由于 i_L 的充电作用, u_{cc} 将从 $(k - 1)E_d$ 上升, 在 S_c 导通、 i_L 反向后, C_c 放电, u_{cc} 从其峰值下降。当 u_{cc} 重新下降到 $(k - 1)E_d$ 时, 关断 S_c 。之后, 电容 C_c 上仍保持有 $(k - 1)E_d$ 的电压, 而谐振电压 u_{Cr} 与在 RDCLI 电路中一样将继续谐振回零。从而完成了整个一个工作周期。 k 值可以根据实际电路的需要在 $1.3 \sim 1.8$ 之间来选定。 k 值过小时, 谐振频率降低; $k = 1$ 时, 电路停振, 而 S_c 的导通时间控制着平衡钳位电容 C_c 上的电荷, 所以应精确控制才能保证逆变器正常工作。

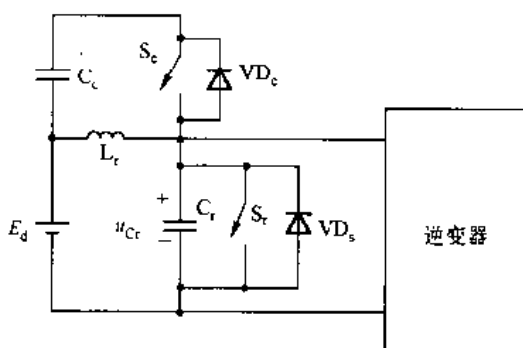


图 9-40 ACRDCLI 电路

2. 同步直流谐振环逆变器

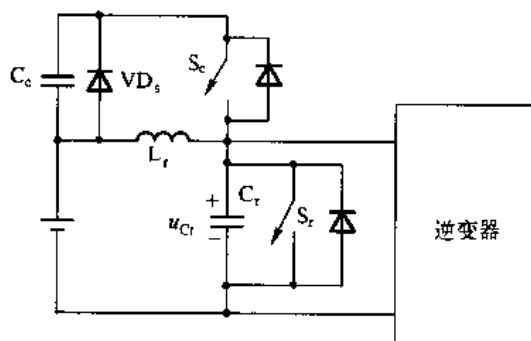


图 9-41 SRDCLI 电路

同步直流谐振环逆变器 (Synchronized-RDCLI, SRDCLI) 是 Divan 教授于 1989 年提出来的。其原理电路如图 9-41 所示。它是在 ACRDCLI 电路上增加了一只二极管 VD_s (称为同步二极管), 电路的电压钳位原理与 ACRDCLI 基本相同。电路的工作过程是: 当 $u_{Cr} = 0$ 时, 逆变器进行转换, 同时 S_r 导通, 对 L_r 进行预充电, 然后关断 S_r , 而 $L_r C_r$ 开始谐振。当 $u_{Cr} \geq E_d$ 时, 与 S_c 反并联的二



极管导通,将谐振环多余的能量暂存于 C_c 中,同时给开关 S_c 加入开通信号, S_c 属于零电压开通。接着 C_c 中存储的能量通过 S_c 向谐振环放电。 C_c 放电完毕后, VD_s 导通,电源 E_d 通过 VD_s 、 S_c 向逆变器供电。此时,SRDCLI 变成常规的电压源逆变器(VSI)。当下一次逆变器开关管转换时,只要先关断 S_c , $L_r C_r$ 谐振被激活,接着又开始下一个相同的过程。

此电路除了能较好地限制 u_{Cr} 的峰值电压外,还改善了逆变器开关时刻不准的性能,使 DC 环可以按 PWM 方式工作。逆变器的开关点不准的性能得到了改善,可使一些通常的 PWM 控制方式能够使用。其原因是 S_c 的关断可以与逆变器开关转换时刻同步进行。但是对于三相逆变器,SRDCLI 对开关时刻不准的缺点,还不能得到理想的解决。此电路也改善了谐振电路损耗较大的缺点,把 L_r 的位置移到了辅助谐振回路上,使电感 L_r 中流过的电流减小,因而电感的损耗也相对减小,电感的设计也变得比较容易。但由于在传递功率的主回路上引进了 VD_s 和 S_c ,使得 VD_s 与 S_c 的损耗成了影响谐振回路效率的主要因素。

3. 并联直流谐振环逆变器

RDCLI 直流谐振环逆变器有两个基本的缺点:

(1) 直流谐振环的电压峰值过高,给后面的逆变器开关管带来了过大的电压承受负担,这是由于 L_r 、 C_r 的串联谐振引起的。

(2) 直流环的输出不再是稳定的直流电压,而是一个脉冲列,因此对逆变器输出电压进行控制的各种 PWM 调制方式都会带来一定的时间误差,使输出电压带有大量的、低于直流谐振环谐振频率的谐波成分。

(3) 对于三相逆变器开关时刻的不准确性,即是对 ACRDCLI 电路也没有明显的改进。

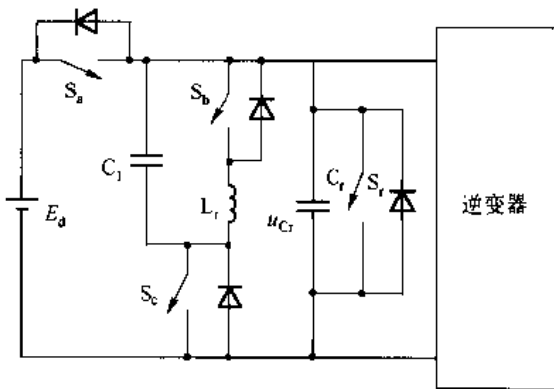


图 9-42 PRDCLI 电路

对于下面将要介绍的并联直流谐振环逆变器 (Parallel-RDCLI, PRDCLI) 针对上述缺点都有所改进,是一种性能较好的直流谐振环逆变器。其原理电路如图 9-42 所示。

PRDCLI 是 He Jin 和 Nad Mohen 等人于 1989 年提出来的。它是借助与 S_a 反并联的二极管自然钳位,使谐振电压 u_{Cr} 的峰值限制在 E_d ,所得到的对逆变器开关时刻的不准确性的改善结果与 SRDCLI 电路相同,使直流按照 PWM 方式工作。把谐振

电感 L_r 从传递功率的主电路上移到了辅助谐振回路上。在主电路上增加了一个开关 S_a ,与 SRDCLI 电路相比较少了一个二极管 VD_s ,因此效率比起 SRDCLI 电路要高。当逆变器的开关管不转换时,电源 E_d 通过 S_a 向逆变器供电。此时,PRDCLI 和常规电压源逆变器(VSI)相同。当逆变器的开关管需要转换时,可以通过 S_b 、 S_c 、 S_a 、 S_r 的先后动作使直流环的电压谐振变到零 ($u_{Cr} = 0$),从而为逆变器开关管的转换创造出零电压条件。此电路带来的新问题是使用的功率开关管多,控制较复杂。



假定逆变器的负载电感较大,则每一个谐振周期 PWM 逆变器及其交流侧负载可以用一个电流源 I_d 代替。 I_d 的数值和方向取决于逆变器各开关管的工作状态和各相的电流值。这样,图 9-42 所示的电路就可以简化成如图 9-43 所示的电路。

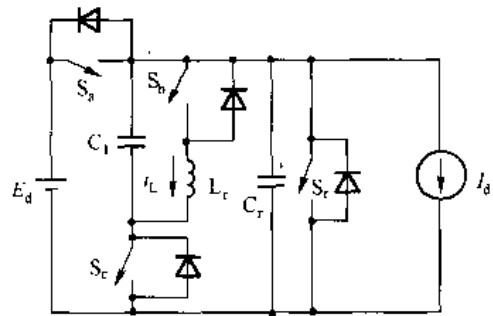


图 9-43 PRDCLI 简化电路

设电路的初始状态为:开关 S_a 、 S_c 处于导通状态;开关 S_b 、 S_r 处于关断状态。电源 E_d 通过 S_a 向 PWM 逆变器供电,这时整个电路与常规的电压源逆变器的工作过程完全相同。当 PWM 逆变器的开关管需要转换时(从导通到关断,或由关断到导通),PRDCLI 电路将受到激励,然后进入谐振状态,产生瞬时的零电压间隔,为逆变器开关管的转换创造出零电压条件后,振荡结束,返回到初始的稳定状态。这个过程首先由开关 S_b 的导通开始, S_b 导通后,电感电流 i_L 在 E_d 的作用下将从零线性增长。当 $i_L = I_p$ 时,关断开关 S_a 。这里, I_p 为电感电流初始化阈值,是负载电流 I_d 和其它电路参数的函数,这个值应足够大,以保证 DC 环谐振电压能重新返回到 E_d 。 S_a 关断后,电感 L_r 将与电容 C_1 和 C_r 产生谐振。当 u_{C1} 、 u_{Cr} 谐振到零值时,开关 S_r 导通,开关 S_c 关断,之后直流环电压 u_{Cr} 将被钳位到零值,为逆变器开关管创造零电压时间间隔,而电容 C_1 将与电感 L_r 继续谐振。开关 S_r 被用于在直流环零电压期间把 PRDCLI 电路分成两部分,从而避免负电压出现在逆变器输入端。当电容上电压 u_{C1} 重新谐振到零值时,关断 S_r ,导通开关 S_c ,之后电感 L_r 重新与 C_1 和 C_r 共同谐振,当 u_{C1} 、 u_{Cr} 等于 E_d 时,导通开关 S_a ;当 i_L 谐振回零时,关断开关 S_b 。这时电路重新处于开始时的稳定状态。从以上介绍可以看到,在 PRDCLI 完成一个谐振周期的工作过程中,开关 S_b 是在零电流条件下实现通、断的,而开关 S_a 、 S_c 、 S_r 是在零电压条件下实现通、断的。

4. IPRDCLI 逆变器

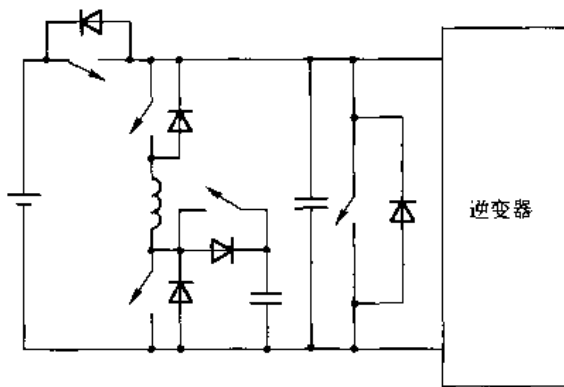


图 9-44 IPRDCLI 电路

在并联谐振直流环逆变器 PRDCLI 的工作过程中, $u_{Cr} = 0$ 的那一段时间是不可控的,完全取决于电路参数 L_r 和 C_1 。为了获得更加灵活的控制特性,A. Chibani, M. Nakaok 于 1992 年提出了一种改进型并联谐振直流环逆变器 (Improved PRDCLI, IPRDCLI)。其原理电路如图 9-44 所示。此电路在工作时有两种稳态,即 $u_{Cr} = E_d$ 和 $u_{Cr} = 0$ 。分析 IPRDCLI 的工作过程可知,谐振 DC 环中的 5 个开关全部是在 ZVS 和 ZCS 条件下开和关,而且除了开关 S_a 在 $u_{Cr} = E_d$ 时恒导通,以及 S_r 在 $u_{Cr} = 0$ 时恒导通外,其余 3 个开关仅

仅在 u_{Cr} 转换状态时短暂导通。所以,尽管用的开关比较多,但工作中的损耗并不大。这种电路最突出的特点是可以随意调节直流谐振环输出高频脉冲列的周期和脉宽。

5. NPRDCLI 逆变器

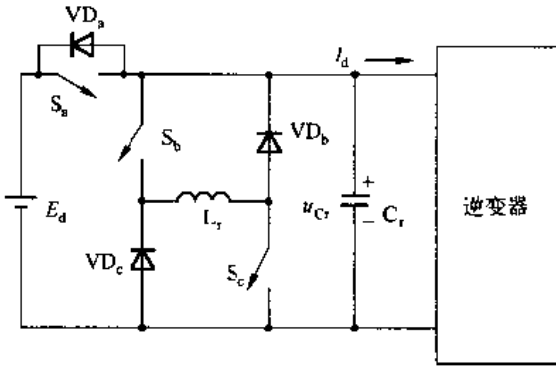


图 9-45 NPRDCLI 电路

PRDCLI 和 IPRDCLI 逆变器的工作状态比较理想,但电路中用的元件较多,控制也比较复杂。J.G.Cho 等人于 1991 年提出的新型并联谐振直流环逆变器(New-PRDCLI, NPRDCLI)使电路得到了简化。其原理电路如图 9-45 所示。使用桥式结构将 L_r 与主功率传递通路隔开,所用元件少,而且 S_b 、 S_c 总是同时开关,控制相当简单。

NPRDCLI 电路的工作过程可以分成

如下 6 个阶段,如图 9-46 所示。

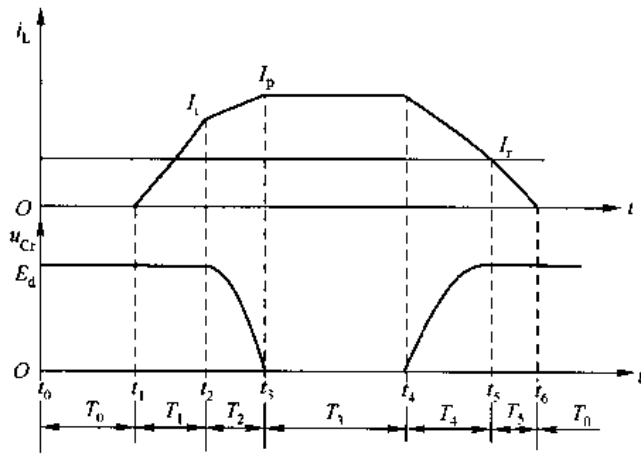


图 9-46 NPRDCLI 工作波形

$t_0 \sim t_1$ 的 T_0 阶段 S_a 导通, S_b 、 S_c 关断,开关 S_a 流过负载电流 I_d ,此时谐振电路的工作状态为 $i_L = 0$ 和 $u_{Cr} = E_d$ 。在此阶段,由于 VD_b 、 VD_c 反向偏置,所以在电感 L_r 中无电流,处于截止状态。

$t_1 \sim t_2$ 的 T_1 阶段 在需要换向时, S_b 和 S_c 在零电流状态下导通, L_r 中流过电流 i_L , i_L 从 t_1 开始由零线性地上升到 t_2 时刻的 I_i , I_i 值为谐振初始电流。由于 i_L 是线性上升的,所以

$$E_d = \frac{\Delta i_L}{\Delta t}$$

令 $\Delta i_L = I_i$, 则



$$\begin{cases} \Delta t = t_2 - t_1 = T_1 = \frac{L_r \Delta i_L}{E_d} = \frac{L_r I_i}{E_d} \\ u_{Cr} = E_d \end{cases} \quad (9-33)$$

$t_2 \sim t_3$ 的 T_2 阶段 在零电压条件下使开关 S_a 关断, $L_r C_r$ 开始以电流 I_d 谐振:

$$\begin{cases} i_L = \frac{E_d}{Z_0} \sin \omega_0 t + (I_i + I_d) \cos \omega_0 t - I_d \\ u_{Cr} = E_d \cos \omega_0 t - (I_i + I_d) Z_0 \sin \omega_0 t \end{cases}$$

当 u_{Cr} 谐振到零时, 得

$$T_2 = \frac{1}{\omega_0} \tan^{-1} \frac{E_d / Z_0}{I_i + I_d} \quad (9-34)$$

电流峰值为

$$I_p = i_L t_2 = \sqrt{(I_i + I_d)^2 + (E_d / Z_0)^2} - I_d \quad (9-35)$$

其中, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ 为谐振角频率;

$Z_0 = \sqrt{L_r / C_r}$ 为特性阻抗。

$t_3 \sim t_4$ 的 T_3 阶段 u_{Cr} 达到零时, I_d 通过逆变器桥臂的反并联二极管续流, 提供零电压开关条件。同时, i_L 通过 VD_b 和 VD_c 续流, $i_L = I_p$, $u_{Cr} = 0$ 。此时, T_3 是可以控制的, 所以脉冲位置能位于 PWM 调制给定的任何位置。此时可以实现零电压转换。转换后的负载电流变成 I_{dx} , 此值由换向后的开关状态决定。

$t_4 \sim t_5$ 的 T_4 阶段 当逆变器的转换完成后, 在零电压条件下关断 S_b 和 S_c , 电容 C_r 上的电能返回到 E_d , 电流 i_L 经 VD_b 、 VD_c 、 C_r 流通。电容上的电压由 $L_r C_r$ 谐振达到 E_d , 即

$$\begin{cases} i_L = (I_p - I_{dx}) \cos \omega_0 t + I_{dx} \\ u_{Cr} = Z_0 (I_p - I_{dx}) \sin \omega_0 t \end{cases}$$

$$T_4 = \frac{1}{\omega_0} \sin^{-1} \frac{E_d / Z_0}{I_p - I_{dx}}$$

此时, L_r 中的剩余能量为 $\frac{1}{2} L_r I_r^2$ 。

$$\text{式中} \quad I_r = \sqrt{(I_p - I_{dx})^2 - (E_d / Z_0)^2} + I_{dx} \quad (9-36)$$

$t_5 \sim t_6$ 的 T_5 阶段 当 u_{Cr} 增加到略大于 E_d 时, 与 S_a 反并联二极管 VD_a 在零电压条件下导通, 电容电压被钳位到 E_d , 此时 S_a 开通, 而 S_b 和 S_c 已关断, 电感 L_r 中的剩余能量返回到电源 E_d 。当 i_L 减小到零时, 二极管 VD_b 和 VD_c 在零电流条件下关断, 即

$$i_L = -\frac{E_d}{L_r} t + I_r$$

$$T_5 = \frac{L_r I_r}{E_d}$$

可见, T_5 只取决于电感 L_r 中的剩余能量。到此, 一个谐振开关周期结束。

1) NPRDCLI 的参数计算

在谐振开、关过程中, 有两个重要的参数需要进行在线计算, 即谐振电感中的预充电流阈值 I_i 和换向后的电流 I_{dx} 。

预充电流阈值 I_i 实际上反映了谐振前电感中的初始能量。 I_i 的值必须保证谐振周期能维持进行, 即在 T_4 时间段保证 u_{C_r} 从零重新谐振上升到 E_d 以后还具有有一部分能量反馈回电源 E_d , 即 $I_i > 0$, 由方程式(9-36)得到

$$\sqrt{(I_p - I_{dx})^2 - (E_d/Z_0)^2} - I_{dx} \geq 0$$

为保证上式有解, 应有

$$I_p \geq \frac{E_d}{Z_0} + I_{dx} \tag{9-37}$$

将式(9-35)代入上式得

$$I_p = \sqrt{(I_i + I_d)^2 + (E_d/Z_0)^2} - I_d \geq \frac{E_d}{Z_0} + I_{dx}$$

化简上式可得预充电流阈值 I_i 应满足

$$I_i \geq \sqrt{\left(\frac{E_d}{Z_0} + I_d + I_{dx}\right)^2 - \left(\frac{E_d}{Z_0}\right)^2} - I_d$$

I_i 的大小还会影响谐振槽路中开关管的导通损耗。从减少损耗的观点出发, I_i 值取得越小越好。在电路设计时, I_i 的取值应综合考虑各种有关的因素。

在计算 I_i 时, 由于还没有进行换向, 所以 I_{dx} 无法直接测得, 需要通过计算获得。

由于谐振周期很短, 负载电感又很大, 因此在一个谐振周期中, 相电流 i_a 、 i_b 和 i_c 可以认为不变。此外, 逆变器主开关管的动作次序是一定的, 共有 8 种组合状态, 因此可以由此两方面的因素对 I_{dx} 进行预测。表 9-1 列出了三相半桥式逆变器不同开关状态时, 逆变器的输入电流和相电流的关系。

表 9-1 三相半桥式逆变器不同开关状态时输入电流和相电流的关系

开关状态组合	导通的开关管	逆变器输入电流 I_d
1	S_1 S_3 S_5	$i_a + i_b + i_c = 0$
2	S_1 S_3 S_2	$i_a + i_b = -i_c$
3	S_1 S_6 S_5	$i_a + i_c = -i_b$
4	S_1 S_6 S_2	i_a
5	S_4 S_3 S_5	$i_b + i_c = -i_a$
6	S_4 S_3 S_2	i_b
7	S_4 S_6 S_5	i_c
8	S_4 S_6 S_2	$-(i_a + i_b + i_c) = 0$





如果开关管导通时逻辑状态为“1”,关断时为“0”,则由表 9-1 可以得到一个布尔逻辑运算关系,即

$$I_{dx} = S_1 i_a + S_3 i_b + S_5 i_c \quad (9-38)$$

式中, i_a, i_b, i_c 为换向前的三相负载电流; S_1, S_3, S_5 为换向后逆变器上半桥的开关状态。

2) PWM 控制方式与辅助谐振电路的时间配合

谐振周期的对实现 PWM 有一定限制,实现谐振和 PWM 的最小脉宽应互相一致,才能使谐振过零和 PWM 要求的脉冲时刻一致。从上述的谐振过程可知,从谐振开始到电压过零的最短时间为 $T_1 + T_2$,它是由谐振槽路参数和负载所决定的,即

$$T_{\min} = T_1 + T_2 = \frac{L_r I_i}{E_d} + \frac{1}{\omega_0} \tan^{-1} \frac{E_d / Z_0}{I_1 + I_d} \quad (9-39)$$

又知

$$I_i \geq \sqrt{\left(\frac{E_d}{Z_0} + I_d + I_{dx} \right)^2 - (E_d / Z_0)^2} - I_d$$

此两式表明,只要提前 T_{\min} 启动辅助谐振电路,就可以使谐振的 DC 环与 PWM 控制方式同步,以保证逆变器开关管在零电压下完成状态转换。

6. M-T QRDCLI 逆变器

M-T QRDCLI 逆变器(Quasi-Resonant DC Link Inverters)是由 L·Malesani, P.Tenti 于 1991 年提出来的。其原理电路如图 9-47 所示。

其工作原理是:当逆变器中的开关管不需要进行状态转换时,电源 E_d 通过开关 S_a 向逆变器供电。此时,QRDCLI 与常规电压源逆变器(VSI)相同。当逆变器中的开关管需要进行状态转换时,先导通开关 S_r ,在电感 L_r 中有电流 i_L 流过。当 $i_L = I_L$ 时,关断 S_a , $L_r C_r$ 谐振回路被激活并开始振荡。 I_L 将 C_r 中的储能转移到 C_s 中,使 $u_{Cr} = 0$ 。此时,逆变器中的开关管进行状态转换。接着正向电流 I_L 谐振过零,之后 C_s 放电, I_L 反向增加;当 $I_L > I_d$ 后,与 S_a 反并联的二极管导通。此时,导通 S_a ,接着又开始下一个工作周期。

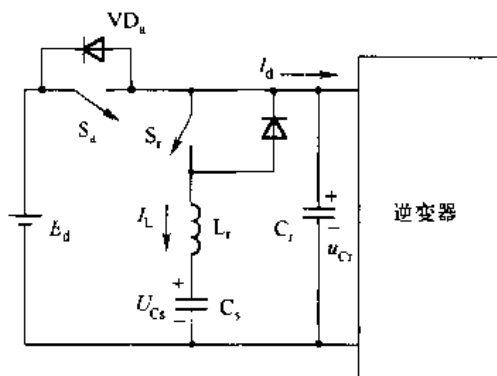


图 9-47 QRDCLI 电路

此电路对于 RDCLI 存在的 3 个问题的处理,如谐振电压 u_{Cr} 的峰值过高、逆变开关时刻的不准确及谐振电感损耗大等的处理方式,与 PRDCLI 基本相同。而且 DC 环也按 PWM 方式工作。但电路结构和控制却比 PRDCLI 简单得多。另外,此电路不存在直流环短路的工作模式,因而可靠性很高,是一个值得研究和推广的电路。

图 9-47 所示的电路虽然简单,但也存在着不足之处:要求谐振电容 C_r 较大,以保证在一个谐振周期内电压几乎恒定。此电路的改进电路如图 9-48 所示。其工作原理与如图 9-47 所示的电路基本相同。



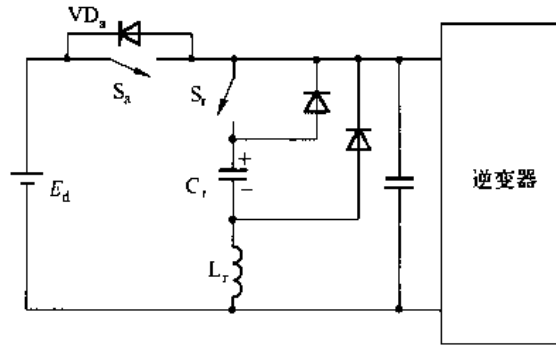


图 9-48 M-T QRDCLI 电路的改进电路

7. QPRDCLI 逆变器

QPRDCLI 逆变器是一种准并联谐振直流环逆变器。它可以实现 PWM 调制。其原理电路如图 9-49 所示。它实际上是如图 9-45 所示 NPRDCLI 电路的一种改进电路。它只用了两个开关 S_{r1} 与 S_{r2} 。这种逆变电路虽然有很多优点,但也存在着一些缺点,即谐振周期较长。其主要原因是:在谐振间隔之间、谐振电感上的电流释放是通过导线电阻、二极管及开关器件上的电压降慢慢地进行的,而电感放电时间较长会带来一些不利的后果。另外,控制过程也比较复杂。

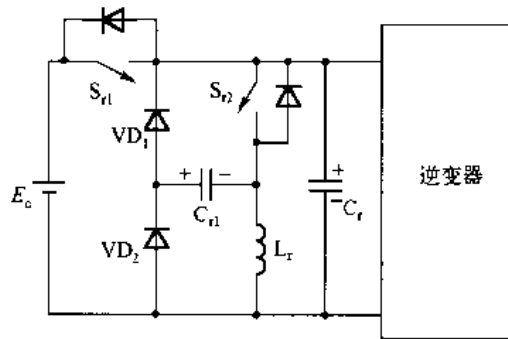


图 9-49 准并联谐振直流环逆变器

图 9-49 所示逆变器的一种改进电路如图 9-50 所示。在这种电路结构中,增加了两个磁耦合在一起的电感 L_{r1} 、 L'_{r1} 和一个二极管 VD_3 。通过 L_{r1} 中的能量存储,能对谐振环电压的建立产生影响。同时,通过 L'_{r1} 与其它器件构成的能量释放通道能尽快地结束零直流环电压状态。这样,直流环零电压间隔就能被缩小到一个较小的时间。

8. 结实型直流谐振环逆变器 RRDCLI

结实型 DC 谐振环 RRDCLI 是结实型“软转换逆变器”RSCI 中的一个桥臂上的电压作为输出电压改变而成的。其电路如图 9-51 所示。随着开关 S_1 、 S_2 的交替开通与关断,可以把恒定电压 E_d 变成一个幅值为 E_d 的高频准正弦波谐振电压 u_{Cr} 。当 $u_{Cr} = E_d$ 时,直流电源 E_d 向逆变器供电;当 $u_{Cr} = 0$ 时,使逆变器得到零电压转换条件。所以,逆变器的转换是在零电压条件下进行的。这种 DC 谐振环,由于与开关 S_1 、 S_2 反并联有反馈二极管,因此它

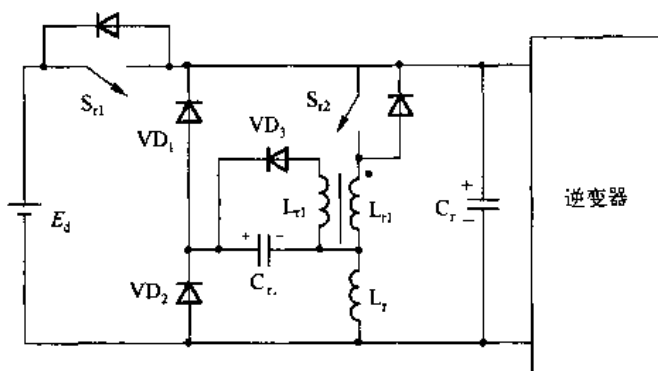


图 9-50 图 9-49 的改进电路

是双向的,即可以使功率反向流动,所以 RRDCLI 电源可以用于两象限直传动控制。

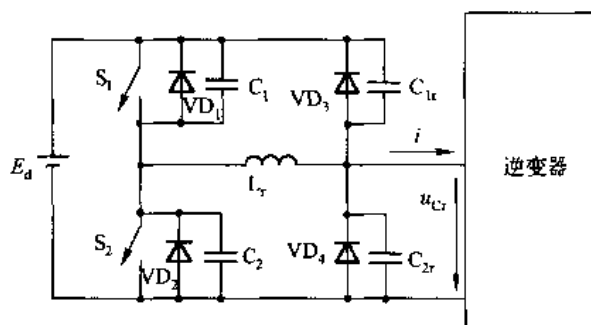


图 9-51 RRDCLI 电路

RRDCLI 电路主要借助于 VD_3 的钳位作用使 u_{Cr} 的峰值限制在 E_d , 其它处理方式类似于 PRDCLI 和 QRDCLI。而且此 DC 环可以按 PWM 方式工作。它解决逆变器开关时刻不准确性的方式,类似于 SRDCLI、PRDCLI 和 QRDCLI。

但在 RRDCLI 电路传递功率的主电路内,不仅仅有谐振电感 L_r , 而且还有开关管 S_1 和 S_2 , 故传递效率不如其它电路高。

RRDCLI 电路有如下 3 个特点:

(1) 工作方式类似于双稳态电路, $u_{Cr} = 0$ 与 $u_{Cr} = E_d$ 为谐振环的两个稳定状态。RRDCLI 电路既可以按周期方式工作,又可以按 PWM 方式工作。当按周期方式工作时,其本身就是一个斩波器。

(2) 不存在 DC 环短路的工作模式,可靠性高。

(3) 可以将谐振支路与逆变器电路分开独立进行控制。逆变器工作时也不必对谐振环电压回零进行检测,使电路控制相当方便,方案的实现也比较容易。

在如图 9-51 所示的 RRDCLI 电路中, C_1 和 C_2 为开关 S_1 和 S_2 关断时的缓冲电容, C_{1r} 、 C_{2r} 为谐振电容, L_r 为谐振电感。 L_r 、 C_{1r} 、 C_{2r} 的作用是为 S_1 和 S_2 提供零电压开通条件。RRDCLI 电路工作时,有“工作”和“转换”两个稳态。每个输出脉冲周期有如下 10 个工作区间,如图 9-52 所示。



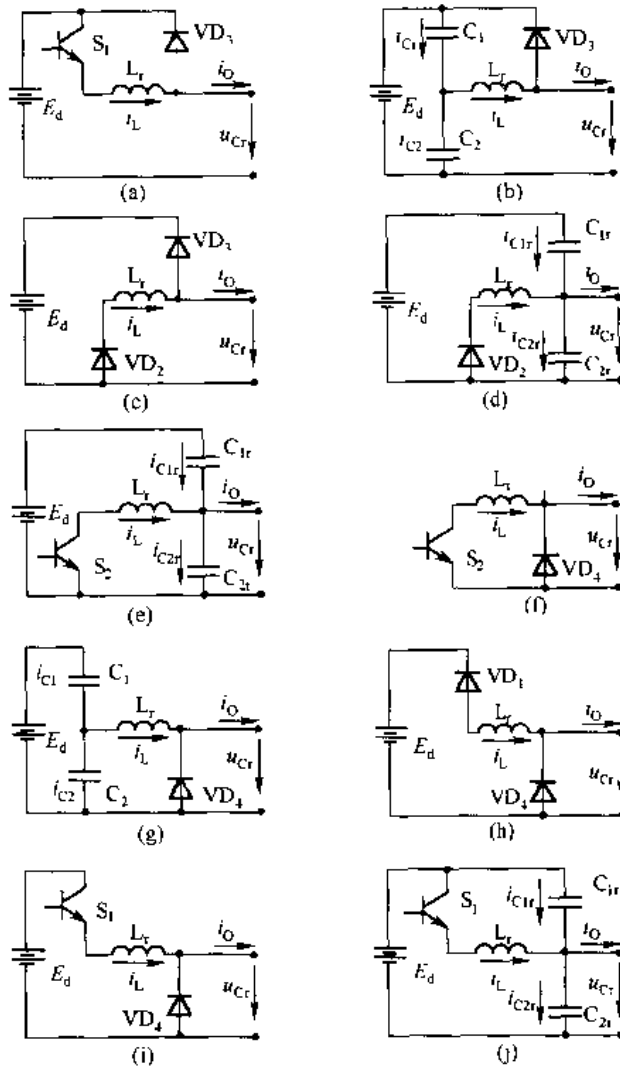


图 9-52 RRDCLI 的 10 个工作区间的等效电路

区间 1 如图 9-52(a)所示,工作稳态。 S_1 导通,电源 E_d 通过 S_1 向逆变器供电, $u_{Cr} = E_d$ 。这时,由于 $i_L > i_O$,故 VD_3 导通, $i_L - i_O$ 由 S_1 、 VD_3 续流,其余器件均截止。这一稳态持续到 S_1 关断。

区间 2 如图 9-52(b)所示, S_1 软关断,当需要转换逆变器工作状态,即 $u_{Cr} = 0$ 时,先关断 S_1 ,在 S_1 的驱动信号撤除后,流经 S_1 的电流迅速转移到 C_1 和 C_2 上,而 S_1 两端的电压则渐渐上升,故在关断过程中, S_1 的损耗很小,是软关断。此关断过程实质上是约束条件为 $u_{C1} + u_{C2} = E_d$ 的 L_r 、 C_1 、 C_2 的谐振过程, u_{C1} 上升到 E_d 时, $u_{C2} = 0$, VD_2 导通,电路工作状态转入到区间 3。

区间 3 如图 9-52(c)所示, VD_2 、 VD_3 续流。 VD_2 导通后, i_L 由 VD_2 和 VD_3 续流, $i_{D2} = i_L$, $i_{D3} = i_L - i_O$, VD_2 的导通也为 S_2 提供了一个零电压开通条件。在区间 3 中, $u_{Cr} = -E_d$,电源迫使 i_L 线性下降,当它下降到 i_O 时, VD_3 自然关断,区间 3 结束。





区间4 如图9-52(d)所示, L_r 、 C_{1r} 、 C_{2r} 谐振(VD_2 导通)。 VD_3 软关断后,形成 L_r 、 C_{1r} 、 C_{2r} 谐振回路, u_{C1r} 上升, u_{C2r} 下降, i_L 下降。当 i_L 下降到零时, VD_2 自然关断。 S_2 在零电压导通后进入区间5, i_L 反向流经 S_2 。

区间5 如图9-52(e)所示, L_r 、 C_{1r} 、 C_{2r} 谐振(S_2 导通)。 S_2 导通后,谐振继续进行, u_{C1r} 上升, u_{C2r} 下降, i_L 反向增大。当 $u_{C2r}=0$ 时, i_L 达到反向最大值 I_{Lm-} , VD_4 导通,区间5结束。

区间6 如图9-52(f)所示,换流稳态(续流)。 VD_4 导通后, i_O 由 VD_4 续流, $-i_L$ 由 S_2 和 VD_4 续流,维持 $u_{C2r}=u_{Cr}=0$,给逆变器提供零电压转换条件,直到转换结束, S_2 关断。

区间7 如图9-52(g)所示, S_2 软关断,与区间2的 S_1 软关断过程相似,逆变器转换结束,撤出 S_2 驱动信号后, S_2 中的电流迅速转移到 C_2 和 C_1 上, S_2 两端的电压 u_{C2} 渐渐上升,使 S_2 软关断。当 u_{C2} 上升到 E_d 时, VD_1 导通进入下一区间。

区间8 如图9-52(h)所示, VD_1 、 VD_4 续流。 VD_1 导通后, i_L 由 VD_1 、 VD_4 续流, i_O 仍由 VD_4 续流。 VD_1 导通也为 S_1 提供了零电压开通条件,这时 $u_L=E_d$,电源使 i_L 线性上升。当 $i_L=0$ 时, S_1 在零电压条件下开通,区间8结束。

区间9 如图9-52(i)所示, L_r 正向充电, S_1 导通后, i_L 变正, $u_L=E_d$,电源给 L_r 正向充电, i_L 线性增加。 i_O 由 VD_4 续流,当 i_L 上升到 i_O 时, VD_4 自然关断, L_r 充电结束。

区间10 如图9-52(j)所示, L_r 、 C_{1r} 、 C_{2r} 谐振。 VD_4 自然关断后, u_{C2r} 不再被钳位, L_r 、 C_{1r} 、 C_{2r} 再次发生谐振, i_L 上升, u_{C1r} 下降, u_{C2r} 上升。当 u_{C2r} 上升到 E_d 时, VD_3 再次导通,并将 u_{C2r} 钳位到 E_d ,谐振结束。 i_L 达到正向最大值 I_{Lm+} ,电路状态又转入区间1,开始下一个新的DC环输出脉冲周期。

由以上分析可知,只要在 S_1 关断后延迟一段时间,跳过区间2后在区间3(或区间4)内给 S_2 驱动信号,就可以获得 S_2 的零电压开通。同样,在 S_2 关断后,只要跳过区间7,驱动 S_1 就可以获得它的零电压开通。 S_1 和 S_2 的驱动信号如图9-53所示。在互补信号之间加入适当的死区 Δt ,就可以得到 S_1 和 S_2 的零电压开通。适当地选择 C_1 和 C_2 ,就可以获得 S_1 和 S_2 的软关断。电路中,4只二极管 VD_1 、 VD_2 、 VD_3 和 VD_4 在工作过程中全是自然关断。因此,整个结实型DC谐振环是处于软开关状态。

在DC谐振环输出的一个脉冲周期内,工作稳态和转换稳态(区间1和区间6)的时间长短是可调的。因此,输出脉冲的占空比在一定范围内可以任意调节,而且 S_1 和 S_2 无需闭环控制,只要将互补驱动信号略微错开一点即可进行开环控制。这样,结实型DC谐振环的控制就变得简单了,而且调节也方便了。

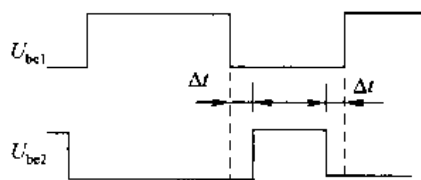


图9-53 S_1 、 S_2 的驱动信号

9.7 PWM调制式直流谐振环逆变器

本节主要叙述DC谐振环逆变器的离散脉冲PWM调制方式、单相软开关技术SPSS和载波为锯齿波的SPWM控制方式,以及它们在单相和三相逆变器中的应用。

9.7.1 直流谐振环逆变器的 PWM 控制方式

直流谐振环逆变器的 PWM 控制方式要涉及三项技术,即离散脉冲 PWM 调制技术、单相软开关技术(SPSS)及载波为锯齿波的 3 阶 SPWM 单边调制技术。

1. 离散脉冲 PWM 调制技术

由前面的介绍可知, RDCLI、ACRDCLI 和 PRDCLI 这一类的 DC 谐振环型逆变器,与常规硬开关 PWM 逆变器相比,最大的不同点是,前者的 DC 环输出为一系列的电压脉冲,而后者 DC 环输出为一恒定的直流电压。而且为了能够在零电压下实现逆变器开关管的通、断,前者的开关时刻必须选择在 DC 谐振环电压为零时,这意味着其开关时刻在时间轴上成为不连续的点,而常规的硬开关 PWM 逆变器却可将开关时刻选择在任意时刻。因此从这个角度考虑,开关时刻在时间轴上仅为离散点的 DC 谐振环逆变器,采用常规的 PWM 调制方式(如 SPWM 调制的自然采样法、规则采样法及通过预先离线计算的次谐波消除法等)将肯定不是最好的方案。高性能的 PWM 调制方式极大地取决于由开关角确定的分辨率。对于常规的硬开关 PWM 逆变器,理论上其开关角具有无限高的分辨率,开关角的确定非常精确,因此尽管常规的 PWM 调制方式在实现上有一定的难度,但它得到的补偿是可以在允许的开关频率下最大限度地消除输出波形中的谐波成分。然而这些常规的调制方式对于 RDCLI 或 ACRDCLI 这一类 DC 谐振环逆变器就不太合适,因此,需要找出一种适合于处理离散脉冲而又简单易行的调制方式。这就给逆变器的 PWM 调制方式应用带来了一些新问题。解决这个问题的方法之一是设法找到适用于这种逆变器的离散脉冲调制(Discrete Pulse Modulation, DPM)方式。从 1986 年以来,在对 DC 谐振环型逆变器的主电路研究的同时,也有大量的文章探讨了适合于 DC 谐振环型逆变器的调制方式,以及适用于分析这种系统的理论工具。D.M.Divan 等详细地分析了 Delta 调制器(如线性 Delta 调制器、 $\Sigma\Delta M$ 调制器)在 DC 谐振环型逆变器中的应用,并与采用 SPWM 调制的硬开关电路进行了比较。其后,又有文章相继讨论了适用于 DC 谐振环型逆变器的最优离散脉冲调制法、相邻空间电流相量调制法及离散时间积分型滑模控制方式等。

关于离散脉冲 Delta 型 PWM 调制器,当把它应用在 RDCLI 或 ACRDCLI 逆变器的控制器中时,就构成了所谓离散脉冲 Delta 型 PWM 逆变器。在各种类型的 Delta PWM 调制器中,比较器的滞环宽度均被置为 0,实际滞环宽度由一次采样间隔内(实际上是直流谐振环一个谐振脉冲周期内)可能的最大偏差所确定。分析证明,为了使采用离散脉冲 Delta 调制的 RDCLI 或 ACRDCLI 逆变器能够与采用常规 PWM 调制方式的硬开关逆变器具有相同质量的输出波形,前者的开关频率应比后者高 3~4 倍。由于采用软开关技术的 RDCLI 或 ACRDCLI 逆变器的开关频率可以比常规硬开关逆变器高一个数量级,因此采用离散脉冲 Delta 调制的 RDCLI 或 ACRDCLI 逆变器可以比常规硬开关逆变器具有更好的输出波形质量,或者说输出波形中具有更少的谐波成分。离散脉冲调制(DPM),有时也称为脉冲密度(Density)调制(PDM)。



2. 单相软开关技术(SPSS)

单相软开关技术(Single Phase Soft Switching, SPSS)主要是为了解决三相 PWM 逆变器随意进行零电压关断的难题,而不受其它桥臂(相)影响。SPSS 技术是由 G. Venkataramanan 和 D.M.Divan 于 1990 年提出的。它为 PWM 技术在 DC 谐振环逆变器中的应用奠定了基础。所谓 SPSS 技术,就是把 DC 谐振环中的谐振电容 C_r 分散到三相逆变器各桥臂(相)上、下开关管的两端,使这些分散在逆变开关管两端的电容既起到谐振电容的作用,也起到关断缓冲(Snubber)的作用,使关断时开关管上电压上升的时间增加,以减少开关损耗(减少了电压和电流的交叠时间)。这样,当逆变器的主开关管在 $u_{Cr}=0$ 时,ZVS 开通后,就可以随意在任一瞬间 ZVS 关断,而不必等到下一次 $u_{Cr}=0$ 的到来。因此,SPSS 技术解决了三相逆变器开关管随意软关断的难题,这样可以在三相逆变器每一个桥臂(相)上独立实现 PWM 控制,而不受其它桥臂(相)的影响。下面以三相逆变器中的一相为例,对 SPSS 技术进行介绍。SPSS 技术是与谐振转换相结合的,两者可以起到相辅相成的作用,这将涉及下一节将要介绍的极谐振软开关技术。

采用 SPSS 技术的三相逆变器的 A 相桥臂如图 9-54 所示。假定负载电感较大,负载电流在换向期间恒定不变,从而可以等效成一个恒流源 I_a 。假设电路的初始状态为 V_1 导通、 V_4 关断,现将负载电流从 V_1 换流到 V_4 。

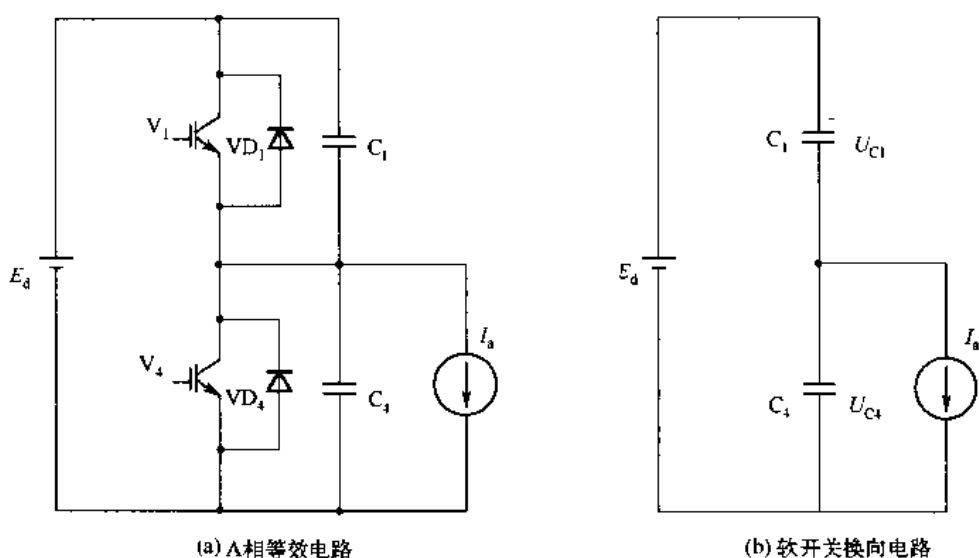


图 9-54 A 相桥臂开关管单相软开关换向过程

在转换时,给 V_1 施加一个关断信号,由于与其并联的谐振电容的作用,使 V_1 两端电压不能突变,因此 V_1 的关断是在 Snubber 电容 C_1 作用下的软关断过程。 V_1 关断后,在负载电流 I_a 的作用下, C_1 充电, C_4 放电,等效电路如图 9-54(b)所示。此时电路的动态方程式为

$$C \frac{du_{C4}}{dt} = -I_a \quad (9-40)$$



初始条件为 $u_{C4}(0) = E_d$

式中, $C = C_1 + C_4$ 。

解方程式(9-40)并代入初始条件,可得

$$u_{C4} = E_d - \frac{I_a}{C}t \quad (9-41)$$

u_{C4} 在 I_a 的作用下线性地下降,当 u_{C4} 下降到零或略小于零时, VD_4 承受正向电压而导通,电流 I_a 经 VD_4 续流。此后, V_4 在零电压下导通。随着 I_a 电流方向的改变,电流自然过渡到 V_4 ,转换过程结束。换向过程中的电流和电压波形如图 9-55 所示。可知,当负载电流从桥臂的一个开关管转换到另一个开关管时,靠谐振电容的作用就可以实现软开关换向。这说明,DC 谐振环逆变器与 SPSS 技术相结合应用,可以有效地减小应用各种常规 PWM 调制方式所带来的时间误差。

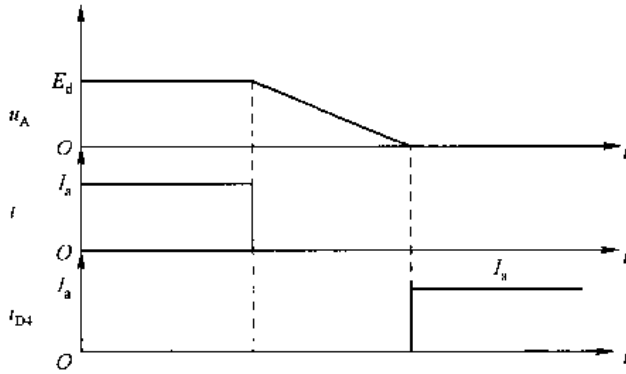


图 9-55 换向过程中的电压、电流波形

3. 载波为锯齿波的三阶 SPWM 单边调制技术

DC 谐振环逆变器的 DC 谐振环,是采用谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 的串联或并联谐振,把恒定的直流电压变成直流脉冲列,通过将谐振电容 C_r 上的电压 u_{Cr} 周期性地返回零点的方式来为逆变器开关管创造出零电压转换条件。其中有的谐振周期可控,有的谐振周期不可控。对于谐振周期不可控的 DC 谐振环,由于它不能适应通常 PWM 方式所要求的 u_{Cr} 的回零周期可变的特点,因此不能采用通常的 PWM 调制方式,而只能采用 DPM 离散脉冲调制方式。但 DPM 调制的输出频谱特性差,含有相当多的次谐波成分,所以这些次谐波频带很宽,不能用滤波器完全滤掉,只能把逆变器的开关频率提高到 3~4 倍以上时, DPM 调制输出波形才能达到 PWM 调制波形的水平。对于谐振周期可控的 DC 谐振环(是准谐振),虽然可以实现 PWM 调制,但由于 PWM 逆变器,其中特别是三相 PWM 逆变器,开关管的开通与关断时刻具有极大的随意性,仍然无法准确地使 u_{Cr} 回零点与通常的 PWM 调制开关点一致,因而只能采用 DPM 调制,所以 PWM 调制的优点(如波形畸变率小、动态响应速度快等)不能充分发挥。

通常的 PWM 逆变器,如三相 SPWM 逆变器,其开关管有开通时刻随意性及关断时刻



随意性两种。采用 SPSS 技术可以使开通、关断时刻的随意性得到解决,那么开通时刻的随意性如何解决呢?这就需要载波为锯齿波的三阶 SPWM 调制方式给予限制。

载波为锯齿波的三阶 SPWM 脉宽调制的特点有两个:一是单边不对称调制,对应于锯齿波垂直沿上的开通点,可以使三相的开关管统一在 $u_{Cr}=0$ 时导通,对应于锯齿波上升沿上的关断点,由于采用了 SPSS 技术,因而各相开关管可以随意关断;二是逆变器开关管的转换周期是固定的,并与锯齿波的周期相同,因此只要把 DC 谐振环的谐振周期设计成与锯齿波周期相等,并使它们同步(可以通过同一脉冲信号产生),把谐振电压 u_{Cr} 的回零点与锯齿波的垂直沿对准,就可以使三相逆变器各相的开关管实现“同在零电压 u_{Cr} 开通”,“分别”随意零电压关断。这就是说,载波为锯齿波的三阶 SPWM 调制的特点与 DC 谐振环的谐振特点相近,是最适合 DC 谐振环逆变器的一种 PWM 调制法。

这里必须指出的是,对于三相逆变器,载波三角波与正弦调制波的载波比必须取 3 的整偶次倍,而且不能采用两阶 SPWM 调制。其原因有二:一是 SPSS 技术只能用于三阶 PWM,因为缓冲电容只能使开关零电压关断,不能使开关零电压开通;二是二阶 PWM 调制同一相桥臂中的两个开关管是同时开通与关断的。载波为锯齿波的三阶 SPWM 调制的原理如图 9-56 所示。如果采用微机控制 PWM 逆变器,则可以通过实时计算来产生 PWM 波,算法也比较简单。

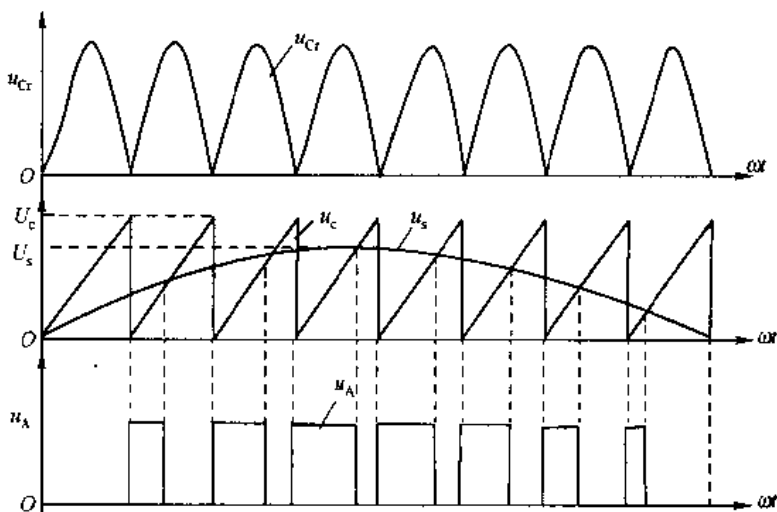


图 9-56 DC 谐振环逆变器用载波为锯齿波的三阶 SPWM 调制波形

当载波比 $\frac{\omega_c}{\omega_s}$ 为 3 的整偶次倍 N 时, PWM 波的开关点计算公式为

$$\begin{cases} t_{2k} = kT_c \\ t_{2k+1} = kT_c + MT_c \cdot \text{ABS}[\sin(\omega_s t_{2k} + \varphi)] \end{cases}$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

式中, T_c 为载波三角波周期, $T_c = 2\pi/\omega_c$;

ω_c 为载波三角波角频率;



ω_s 为正弦调制波角频率;

M 为调制度;

φ 为调制波的初相位角。

很明显,这只是一个简单的三角计算式,很容易在微机上实现实时计算产生 PWM 波。

9.7.2 几种单相 DC 谐振环 PWM 逆变器的性能比较

单相 DC 谐振环 PWM 逆变器,比起硬开关单相 PWM 逆变器具有许多明显的优点,如 EMI 小、噪声低、输出波形中谐波含量小、开关管在零电压或零电流条件下动作、缓冲电路可以省去及散热器尺寸大大减小等。总之,人们在硬开关 PWM 电路设计中追求的许多目标,在软开关条件下都比较容易地实现了。然而这并不是说 DC 谐振环 PWM 逆变器在各方面都已经很完善了,本节对几种有代表性的电路进行了优、缺点比较,指出了它们存在的问题及发展方向。

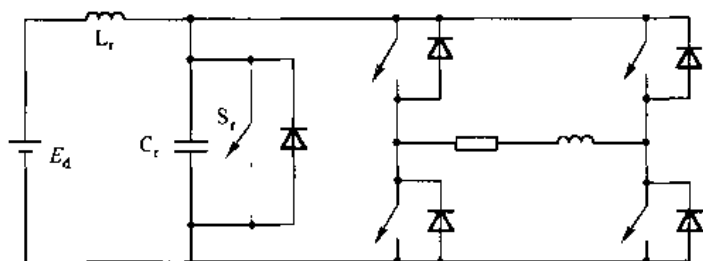
1. 单相 RDCLI 电路

单相 RDCLI 电路如图 9-57 所示。由于它是第一个作为这种新概念的具体实现,因此不可避免地带有某些明显的缺点。图 9-57(a)是它的原理电路,由于采用的是 DC 谐振环,从而使逆变器开关元件两端最大可能要承受 2~3 倍的直流供电电压 E_d 。图 9-57(b)是在 E_d 为 513 V(380 V 交流经整流后的直流电压)左右条件下的仿真结果。从图中可以看出,这时的谐振电容 C_r 上的电压峰值为 1100 V 左右,并且这个电压随着谐振电感预充电电流的增大而增高。而预充电电流取决于谐振电感的损耗及瞬时负载电流值。通常为防止谐振回零失败,预充电电流要比实际要求取得偏大一些。图 9-57(b)与(c)分别为 DC 谐振环谐振电容 C_r 上电压及谐振电感 L_r 电流的仿真波形。仿真是在假定谐振电感具有 0.1Ω 的电阻 r 及负载电流 I_o 为零的条件下做的,这时预充电电流的阈值 I_L 大约为 37 A 左右。当 I_L 小于 37 A 时,就可能造成谐振电压回零失败,如图 9-57(d)所示。图 9-57(e)和(f)是在分别假定 $r=0.2 \Omega, I_o=0$ 及 $r=0.1 \Omega, I_o=-5 \text{ A}$ 时的谐振电压波形,这时的预充电电流阈值 I_L 分别为 52 A 及 43 A 左右。

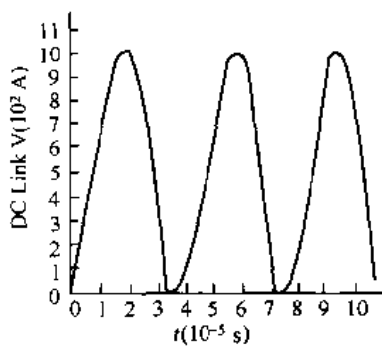
另一个是开关时刻的不准确性。很明显,对于 DC 谐振环逆变器来说,逆变开关的开关时刻不仅仅由某种调制策略决定,如自然采样法、规则采样法及 Δ 调制法等,同时还要看 DC 谐振环电压是否回到零点。也就是说,在这种情况下,开关时刻在时间轴上成为不连续的点。假设 DC 谐振环的频率 f_r 为 20 kHz,并且用这样的控制方式,如果实际开关时刻应发生在谐振周期的前半周期,则让它提前发生在前一个谐振零点,反之则滞后到下一个谐振零点。这样开关时刻可能产生的最大时间误差为 $\frac{1}{2f_r}$,即 $25 \mu\text{s}$ 左右。因此,就逆变器输出而言,这种开关时刻的误差,使输出带有大量的低于 DC 谐振环频率的频谱成分。

2. 单相 ACRLI 电路

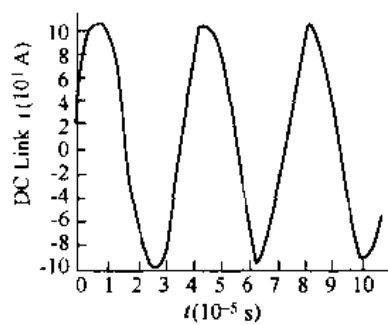
为了限制过高的谐振电压峰值,从而降低开关管所需承受的电压,人们想了很多办法。ACRLI 电路结构就是其中之一。电路的原理图如图 9-58(a)所示。与 RDCLI 电路比较,这



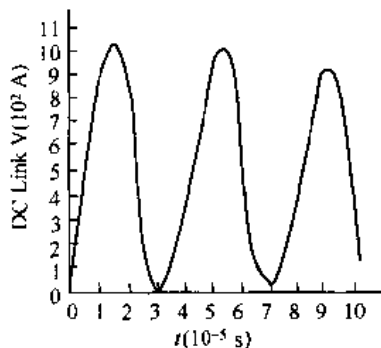
(a) 原理电路



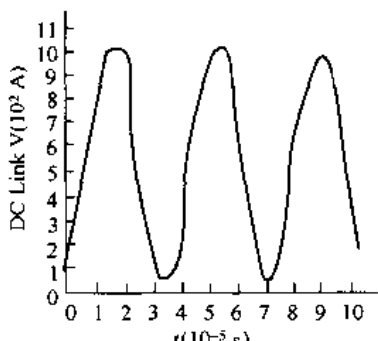
(b) 仿真波形



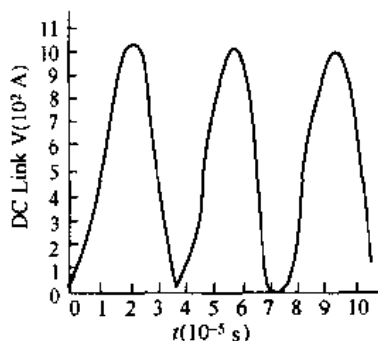
(c) 仿真波形



(d) 仿真波形



(e) 仿真波形



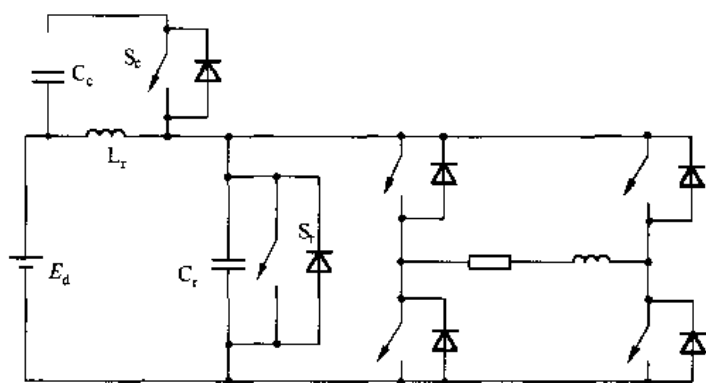
(f) 仿真波形

图 9-57 RDCLI 单相逆变器电路及仿真波形

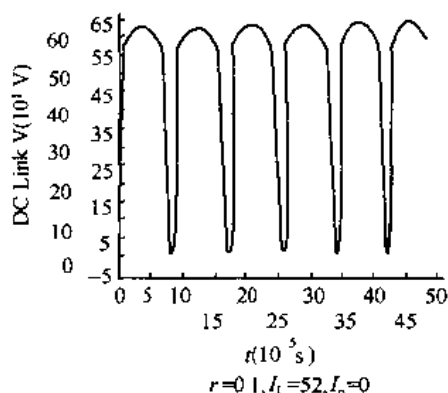
种电路增加了一个电容 C_c (其容量远大于谐振电容 C_r) 和一个开关 S_c 。其工作原理也很简单:工作之前,电容 C_c 上应预充电到一定的电压值,这个电压值与直流供电电压 E_d 之和即是谐振电压的钳位值。图 9-58(b)、(c)是在 u_{cc} 的预充电电压为 50 V, E_d 为 513 V 条件下的仿真结果。每当谐振槽路电压 u_{Cr} 上升到 563 V 时,开关 S_c 导通。由于 C_c 的存在,使 u_{Cr} 的谐振峰值被限制到大约 620 V,即 1.2 倍的 E_d 。当 u_{Cr} 降到 563 V 时, S_c 关闭, C_c 上仍保持有 50 V 电压, u_{Cr} 继续下降到零,从而完成了一个工作周期,开关 S_c 也是在零电压下实现通、断的。显然,与 RDCLI 相比, ACRLI 的主要优点是限制了过高的谐振电压峰值,代价是电路结构及控制电路变得较为复杂,并使 RDCLI 的后一个缺点更为显著。比较图 9-57(b) 和图 9-58(b) 可以看出,在谐振槽路参数及负载条件相同的条件下, ACRLI 的谐振频率大大



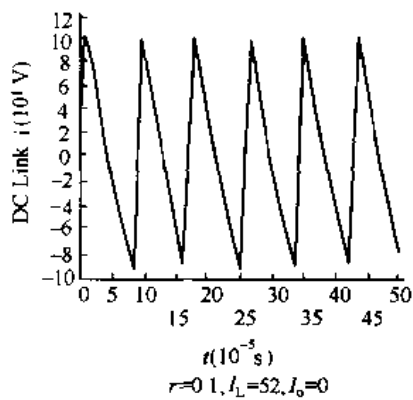
降低。显然,这将导致更大的开关时刻误差。另外,ACRLI 要求比 RDCLI 大得多的预充电电流阈值。图 9-58(b)、(e)分别为 ACRLI 按自然采样的 PWM 输出电压及电流仿真波形。



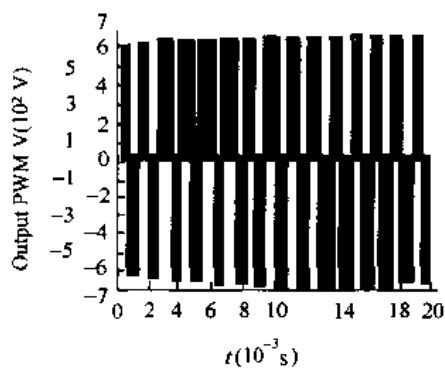
(a) 原理电路



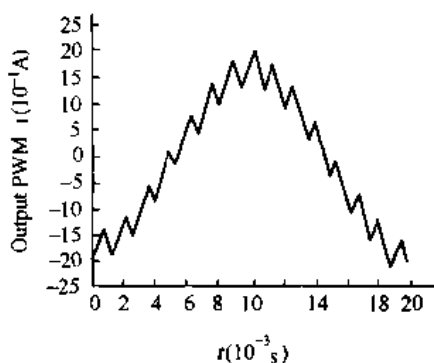
(b) 仿真波形



(c) 仿真波形



(d) 仿真波形



(e) 仿真波形

图 9-58 ACRLI 单相逆变电路及仿真波形

3. 单相 PRDCLI 电路

作为一种软开关逆变器,PRDCLI 的性能是很理想的。图 9-59(a)是它的电路原理图。这种电路去掉了上述两种电路所具有的缺点。逆变器开关管所需承受的最大电压值被限制到直流电源电压 E_d , 开关管的开关点可以选择在任何时刻, 唯一需要做的是在逆变器开关管动作之前, 通过开关 S_a 、 S_b 、 S_c 、 S_c 的先后动作使 DC 环预先谐振到零, 从而为逆变器开关管创造出零电压条件。显然, 常用的一些 PWM 调制方式都可以很容易地在 PRDCLI 上实现。图 9-59(b)是对其工作原理的简单说明。请注意, 在一个工作周期中, 开关 S_a 、 S_c 、 S_c 是在零电压下实现通、断的, 而 S_b 是在零电流下实现通、断的。图 9-59(c)、(d)、(e)分别为直流谐振环 u_{C1} 、 u_{C2} 、 i_L 的仿真波形, 图 9-59(f)、(g)为图 9-59(a)所示单相 PRDCLI 的 PWM 输出电压及电流仿真波形。从图 9-59(f)可以看出, 在逆变器开关管动作前, DC 环已预先谐振到零。

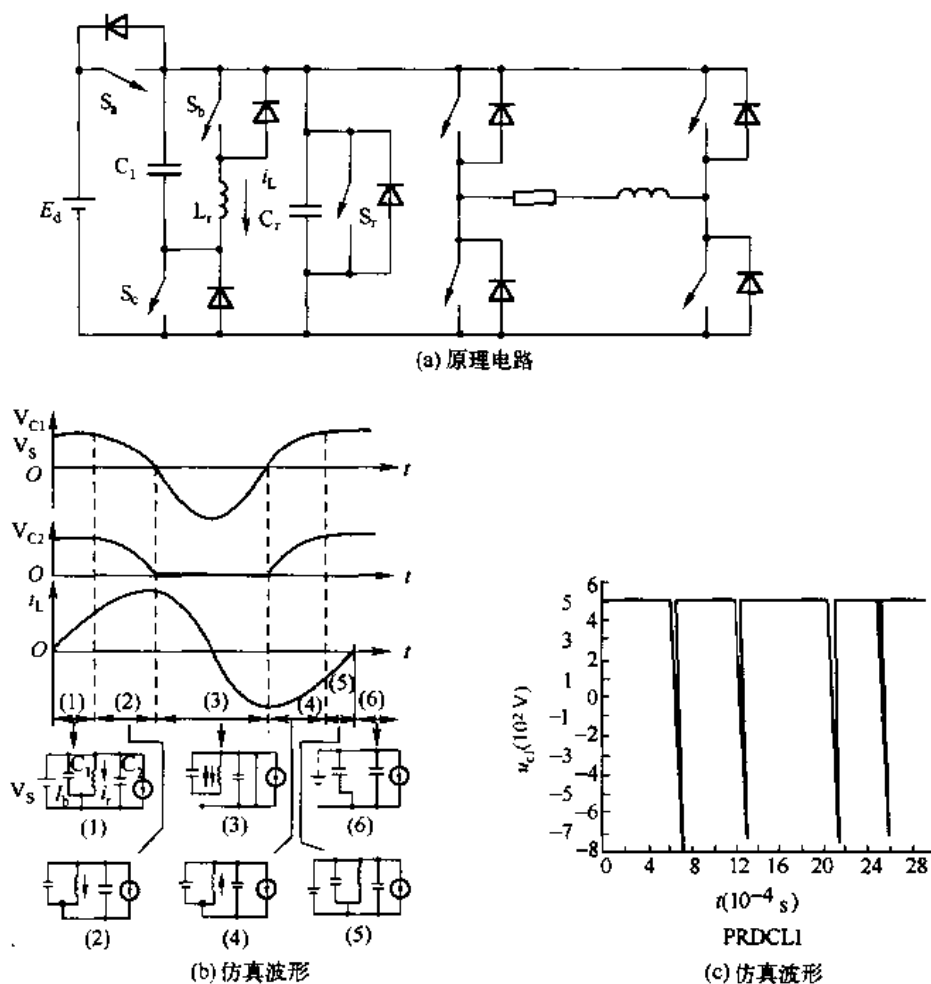


图 9-59 PRDCLI 单相电路及其仿真波形

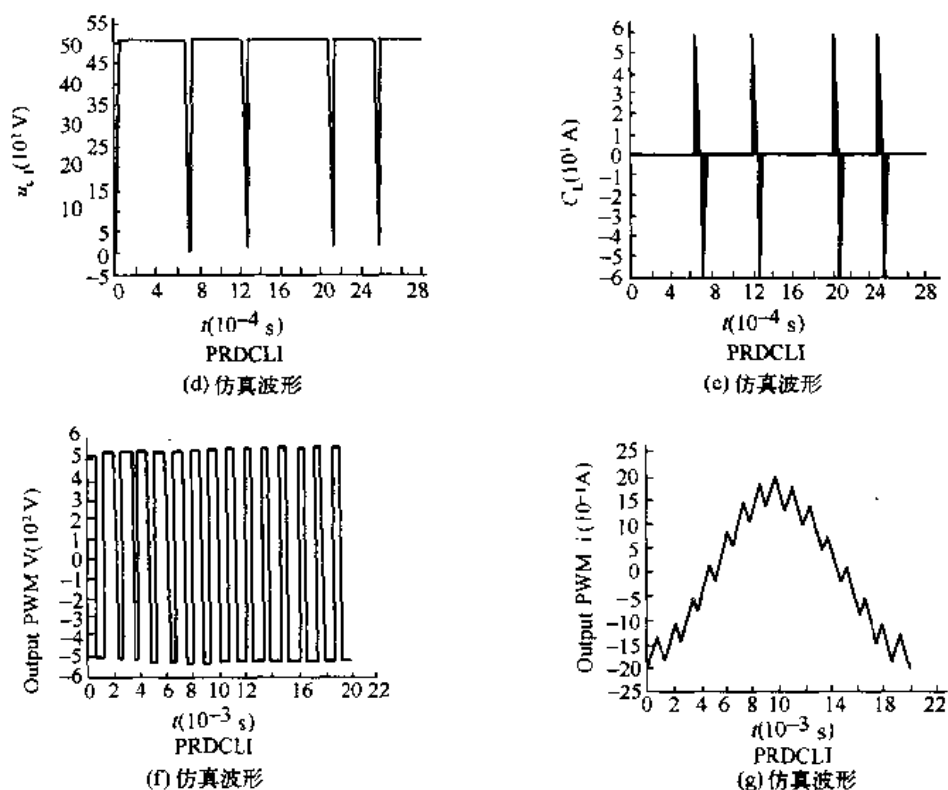


图 9-59 PRDCLI 单相电路及其仿真波形(续)

与上述的两种逆变器进行比较,PRDCLI 具有很明显的优点。然而付出的代价也很大,其电路结构及控制电路要比上述两种逆变器复杂,另外增加了 3 个额外的开关管,特别是处于传递能量通路上的开关 S_a ,从而大大增加了逆变器的损耗,降低了逆变器的逆变效率。

4. 单相结实型软开关逆变器(RRDCLI)

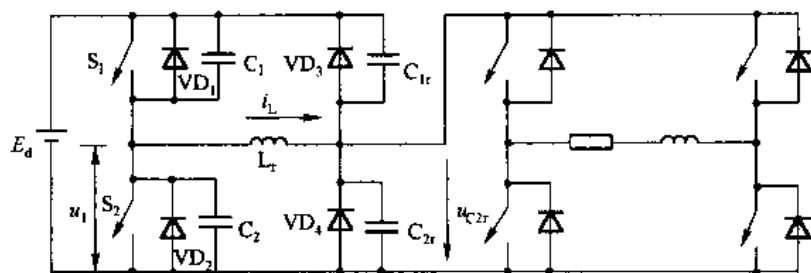
图 9-60 是单相 RRDCLI 电路原理图。这个电路具有与 PRDCLI 相同的优点,如逆变器开关管需要承受的电压仅为直流电源电压 E_d ,开关管的开关时刻在时间轴上是连续的,唯一需要做的仍然是在逆变器开关管每次动作之前,通过开关 S_1 、 S_2 的先后动作使 DC 环预先达到零点。从而为逆变器创造零电压开关条件。

其工作原理简述如下:

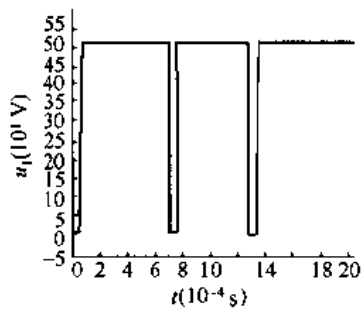
(1) 在正常状态下, S_1 导通, S_2 关闭, u_{C2} 由于钳位二极管 VD_3 的作用被钳位在 E_d , i_L 为稳定正值, u_L 为零。

(2) 在逆变器开关管动作之前的某一时刻,关断 S_1 (是在零电压条件下的关断), i_L 通过 VD_2 续流,从而为开关 S_2 创造了零电压导通条件,当 i_L 由正值变为负值时, S_2 在零电压条件下自然导通, L_r 与 C_{1r} 、 C_{2r} 谐振,当 u_{C2r} 谐振到零时, VD_4 工作,将 u_{C2r} 钳位到零, i_L 保持为稳定负值, u_L 为零。

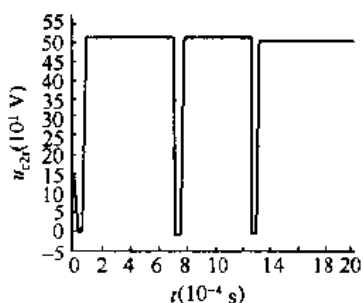
(3) 逆变器开关管动作完成后,关断 S_2 (零电压关断), i_L 通过 VD_1 续流,并为 S_1 的导



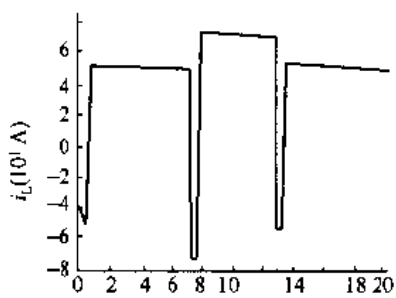
(a) RRDCLI电路



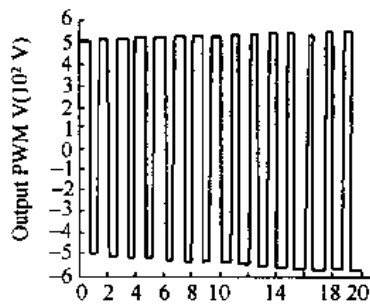
(b) 仿真波形



(c) 仿真波形



(d) 仿真波形



(e) 仿真波形



(f) 仿真波形

图 9-60 RRDCLI 电路及其仿真波形

通创造了零电压条件,当 i_L 由负变正时, S_1 在零电压条件下自然导通, L_r 与 C_{1r} 、 C_{2r} 谐振,当 u_{C_r} 谐振到 E_d 时, VD_3 工作将 u_{C_r} 钳位到 E_d , i_L 保持为稳定正值, u_L 为零,从而完成了一个整的工作周期。图 9-60(b)、(c)、(d)、(e)、(f) 分别为图(a)所示电路各部分的仿真波形。从图 9-60(e) 可以看到,在逆变器开关管动作前,DC 环已预先达到零点。

从以上工作原理的分析可以看出,RRDCLI 还具有一种与上述三种逆变器不同的优点,即在整个工作周期中,RRDCLI 不需要短路直流母线,而前三种逆变器都需要这种操作。在实际应用中,图 9-57(a)中的 S_r 、图 9-58(a)中的 S_r 、图 9-59(a)中的 S_r 通常是不存在的,而由逆变器桥臂上的开关管所代替。因此,一旦控制电路出现故障,短路直流母线的这种操作就可能损坏所有逆变器开关管。这也是图 9-60(a)电路被称为结实型软开关电路的原因之一。这种电路的缺点也是很明显的,增加了两个开关管,控制电路也复杂了一些,处于传递能量通路上的开关 S_1 ,加大了整个装置的损耗。

通过对上述 4 种 DC 环逆变电路的分析,可以看到这样一种有趣的现象:如果用电子学中的概念,RDCLI 与 ACRDCLI 像是一种多谐振荡电路,而 PRDCLI 及 RRDCLI 似乎可以分别称为单稳态电路及双稳态电路。

9.7.3 直流谐振环在三相 PWM 逆变器中的应用

在三相 PWM 逆变器中,采用直流谐振环使逆变开关变成 ZVS 软开关的示意图如图 9-61 所示。其基本原理是通过直流谐振环 RDCL,把直流电源电压 E_d 变换成从 0 到 E_d 谐振的交变直流电压 u_{Cr} ,从而为逆变器开关创造出 ZVS 转换条件,使逆变开关变换成 ZVS 软开关。

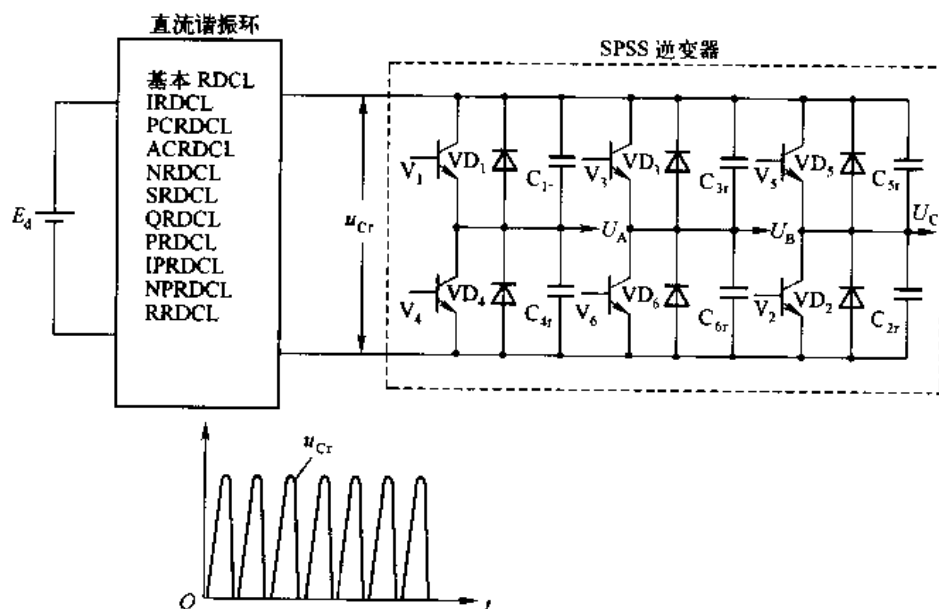


图 9-61 三相直流谐振环软开关逆变器的示意图



当前直流谐振环 RDCL 的一个重要研究课题,是在三相逆变器上实现软开关 PWM 调制。这就要求 RDCL 本身能够进行 PWM 控制。在前面介绍的 RDCL 中,SRDCL、PRDCL、NPRDCL、QRDCL、RRDCL 虽然可以调节 u_{Cr} 的脉冲宽度,使 u_{Cr} 成为不等周期的回零谐振,并能在任意时刻控制 RDCL 谐振,使谐振电压 u_{Cr} 回零,实现 PWM 控制,这在单相 RDCL 逆变器中的应用已经得到了证实(参见 9.7.2 节),但 RDCL 实现 PWM 调制并不能保证在三相逆变器上能实现 PWM 调制。为使三相逆变器实现软开关 PWM 调制,必须采用两项技术,即前面曾经介绍过的载波为锯齿波的三阶 SPWM 单边调制技术和单相软开关技术(SPSS)。

① 由于直流谐振环 RDCL 多数为等周期谐振,所以只适合于单边 PWM 的 ZVS 开通,不能做到双边 PWM 开通。因此必须采用锯齿波为载波进行 PWM 调制,使锯齿波的垂直沿对准 u_{Cr} 的回零点,以适应 RDCL 等周期谐振。同时,载波比 N (载波频率与调制波频率之比)还必须是 3 的整偶次倍,以保证使三相逆变器开关管能 ZVS 开通。

② 三相逆变器本身必须采用 SPSS 单相软开关技术,即将 RDCL 中的谐振电容 C_r 均分在逆变器各个开关管上,使它既是一部分谐振电容,也可以当做缓冲电容使用,以使逆变器开关管在 RDCL 电压 u_{Cr} 过零时统一开通后,在任意时刻均靠缓冲电容使逆变开关 ZVS 关断。

满足上述条件的 RDCL 三相软开关 PWM 逆变器的原理电路如图 9-61 所示。其工作波形如图 9-62 所示。图中, u_{Cr} 是 RDCL 的输出谐振电压。逆变器可以用三相全桥式电路,也可以用三相半桥式电路,本节采用的是三相半桥式电路。由图 9-62 所示的工作波形图可知,为了保证逆变器正常工作,DC 谐振环的谐振频率应与载波锯齿波的频率相同, u_{Cr} 的过零点对准载波锯齿波的垂直沿,以保证逆变器中的 6 只开关管在 $u_{Cr} = 0$ 时 ZVS 统一开通,在锯齿波上升沿上的采样点,靠缓冲电容软关断,以实现三相三阶单边 PWM 调制。下面以 A 相电路为例来说明它的工作过程。

参考图 9-62,在 A 相正半周输出时,开关管 V_1 在 $u_{Cr} = 0$ 时 ZVS 开通后,负载电流 i_a 由 V_1 流向负载, $i_a > 0$,在 $t = t_1$ 时, V_1 关断, u_{Cr} 仍是高电平 E_d 。此时, $u_{C1r} = 0$, $u_{C4r} = E_d$ 。 V_1 关断后, C_{1r} 充电, C_{4r} 放电,原来流经 V_1 的电流 i_a 迅速转移到 C_{1r} 和 C_{4r} 中,且 $i_{C1r} = i_{C4r} = i_a/2$ 。 $u_A = u_{C4r}$ 下降,但由于 C_{1r} 、 C_{4r} 的作用,使 u_A 下降速度远比 V_1 中电流的下降速度慢得多。这样, V_1 关断过程中的损耗就很小, V_1 是软关断。由于电容上的电流是可以跃变的, V_1 上的电流在很短时间内就转移到 C_{1r} 、 C_{2r} 上。适当地选择电容 C_{1r} 、 C_{2r} ,就可以使 V_1 的关断损耗几乎为零。 u_A 下降到零时, VD_4 导通续流,将 u_A 钳位到零电压,直到下一个脉冲到来。在 $t = t_2$ 时, u_{Cr} 再次回到零,在 $u_{Cr} = 0$ 期间内的 VD_4 与 V_1 在零电压下转换 ($t = t_3$), VD_4 在零电压下关断, V_1 再一次为 ZVS 开通,进入下一个脉冲周期。这样,在正半周内,电流始终在 VD_4 与 V_1 之间转换,直至正半周结束。如果负载电流 i_a 比较小, VD_4 在下一脉冲到来之前就自然关断,那么 V_1 仍然要到 $u_{Cr} = 0$ 时才开通。在 VD_4 关断到 V_1 开通之间, V_1 、 VD_1 、 V_4 、 VD_4 全部截止, $i_a = 0$, u_A 取决于其它相桥臂的工作情况,或等于 $E_d/2$ (当 V_1 、 VD_1 、 V_4 、 VD_4 都不导通时)。



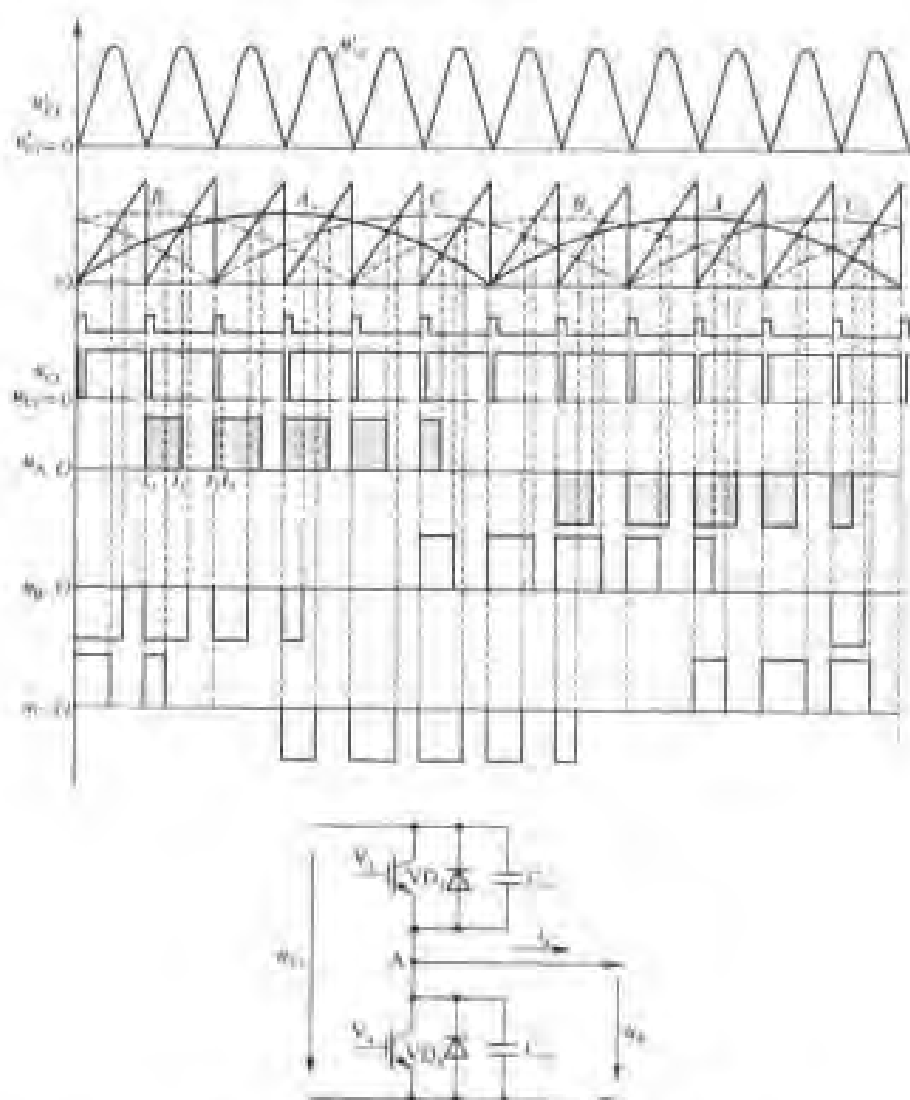


图 9-62 图 9-61 所示逆变器电路的工作波形

在负半周输出时,在输出负半周开始后($t=T/2$ 处),如果仍然是负载电流 $i_o > 0$,则 V_1 截止, V_2 不导通, i_o 仍由 VD_1 续流, VD_1 续流也给 V_1 一个零电压开通环境。因此,无论何时 i_o 下降到零, V_1 都是 ZVS 开通。如果 $i_o = 0$, 则 V_1 马上 ZVS 开通。 V_1 开通后, i_o 反向变负, 其后电路的工作情况类似于输出正半周的情况。电流在 VD_1 与 V_2 之间转换, 直至负半周结束。 $u_{O1} = 0$ 时, V_2 ZVS 开通, VD_1 在零电压下关断, i_o 流经 V_2 , 驱动信号为 PWM 脉冲下降沿时, V_2 依靠 C_1 和 C_2 软关断, i_o 迅速转移到 C_1, C_2 中, u_A 逐渐上升到 E_d 时, VD_1 导通续流, 将 u_A 钳位到 E_d , 直至下一个脉冲周期到来, $u_{O1} = 0$ 时, V_2 再次为 ZVS 开通。如此循环, 直到负半周结束。

负半周结束后, 输出正半周又开始, 同输出负半周开始时相似, 电流连续时, i_o 仍先由 VD_1 续流, 待 i_o 上升到零时, V_1 为 ZVS 开通, 若电流断续, 则输出正半周一开始即为 ZVS 开通, 在此之后, 电流就在 VD_1 与 V_1 之间转换, 直至正半周结束。



从以上分析可知,无论是电路初始状态还是稳定工作状态下,A相桥臂上的 V_1 和 V_4 总是为ZVS开通,软性关断。 VD_1 和 VD_4 总是零电压关断,或者是电流为零自然关断。因此,桥臂上的所有器件都是软开关工作。逆变器的B相桥臂与C相桥臂的工作情况,与A相桥臂相同,整个半桥式三相逆变器完全工作在软开关状态,输出三阶单边PWM波形。

1. 仿真结果

为了检验电路的工作情况进行了仿真。图9-63给出了逆变器主开关器件的仿真波形。由图9-63(a)、(b)可以看出,两只开关管 V_1 和 V_2 的开通都是ZVS开通,电流在电压下降后才开始上升,开关管的开通损耗等于零。开关管关断时,由于 C_{1r} 、 C_{2r} 的缓冲作用,使开关管的关断损耗下降到很小的数值,实现了ZVS软关断。在图9-63(c)、(d)中,开关管 V_1 是A相桥臂的上管, V_2 是A相桥臂的下管。 V_1 和 V_2 的开通时刻对应于 $u_{Cr}=0$,因此是ZVS开通,开通损耗为零;关断时,由于 C_{1r} 、 C_{2r} 的缓冲作用,使 u_{Cr} 缓慢上升,开关管的损耗几乎为零。

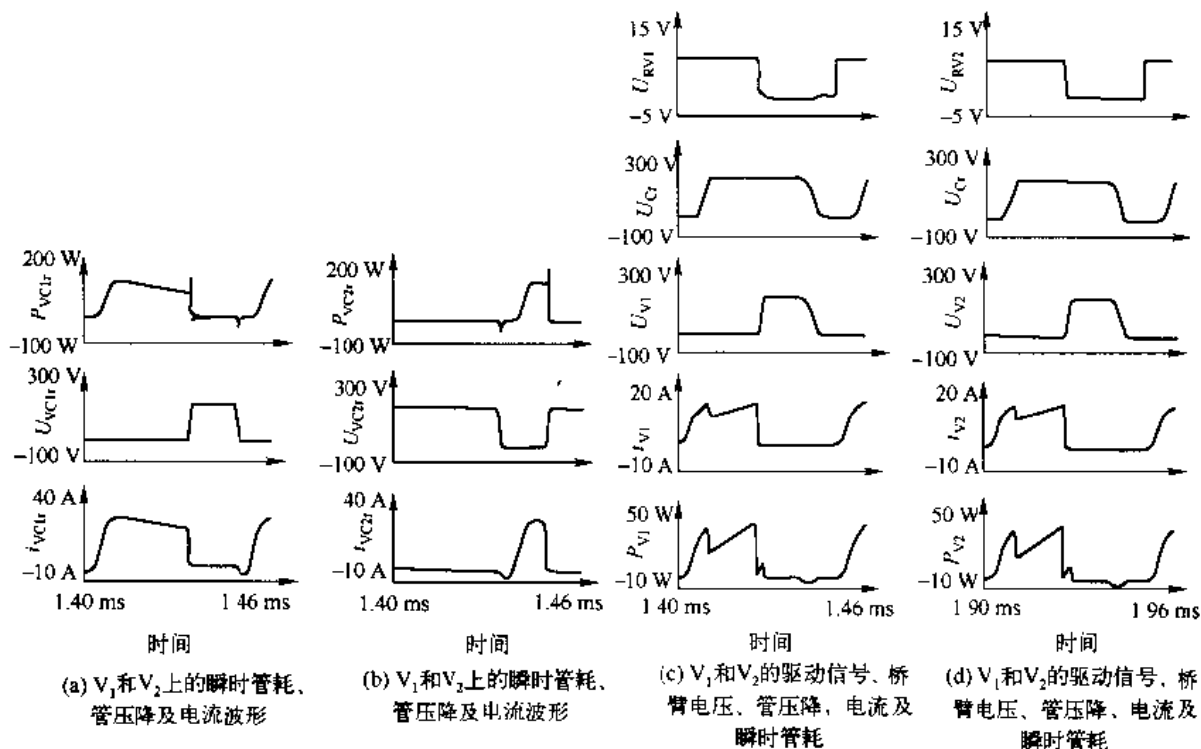


图 9-63 逆变器主开关器件的仿真波形

电路中,电容 C_{1r} 、 C_{2r} 的值越大, V_1 、 V_2 的关断损耗越小,但电容值太大,会引起输出电压变化缓慢,适当地选取缓冲电容值可以二者兼顾。

2. 相电压双重傅里叶级数方程式的推导

A相输出电压 u_A 的波形如图9-64的下部所示。为便于求出三阶SPWM波各脉冲前后沿所对应的采样点a和b的时间坐标,可以将载波锯齿波用“分段线性函数”来表示,其斜



率为 $\frac{U_C}{2\pi}$, 初始值为 0, 写出方程式为

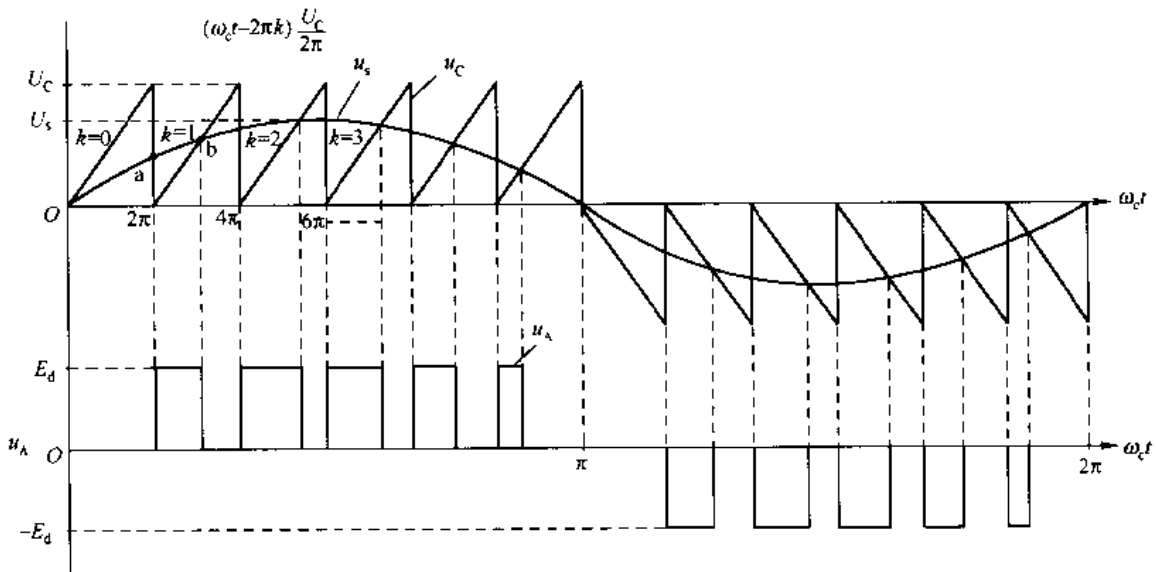


图 9-64 载波为锯齿波的三阶 SPWM 波形

$$u_c = (\omega_c t - 2\pi k) \frac{U_C}{2\pi}, 2\pi k \leq \omega_c t < 2\pi(k+1)$$

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

由图 9-64 所示的三阶 SPWM 波形可知, 脉冲前沿对应的采样点 a 在 $2\pi k$ 点上, 令 $X = \omega_c t$, 则 $X = 2\pi k$ 。

脉冲后沿对应的采样点 b, 正弦调制波的方程式为

$$u_s = U_s \sin(\omega_s t)$$

在 b 点, $u_s = u_c$, 即

$$U_s \sin(\omega_s t) = (\omega_c t - 2\pi k) \frac{U_C}{2\pi}$$

令 $Y = \omega_s t$, $X = \omega_c t$, 调制度 $M = \frac{U_s}{U_C}$, 则

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

这样, 在图 9-63 上, 当 X 在 $2\pi k$ 到 $2\pi(k+1)$ 区间内时, 负载上的三阶 SPWM 波电压 u_A 为

$$u_A = \begin{cases} 0 & X \begin{cases} > 2\pi k + 2\pi M \sin Y \\ < 2\pi(k+1) \end{cases} \\ +E_d & X \begin{cases} \geq 2\pi k \\ \leq 2\pi k + 2\pi M \sin Y \end{cases} \end{cases}$$





$$Y = \frac{\omega_s t}{\omega_c} X, \text{载波比 } N = \frac{\omega_c}{\omega_s}, k = 0, 1, 2, \dots$$

假定 m 为载波的谐波次数, n 为基波的谐波次数, 则 u_A 的双重傅里叶级数中

$$\begin{aligned} A_{mn} + jB_{mn} &= \frac{E_d}{\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{2\pi k}^{2\pi k + 2\pi M \sin Y} e^{j(mX+nY)} dXdY \\ &= \frac{E_d}{jm\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} [e^{jm2\pi k} \cdot e^{jm(2\pi M \sin Y) - e^{jm2\pi k}}] e^{jnY} dY \end{aligned}$$

注意到 $e^{jm(2\pi k)} = 1$, 则

$$\begin{aligned} A_{mn} + jB_{mn} &= \frac{E_d}{jm\pi^2} \int_0^{\pi} (e^{jm(2\pi M \sin Y) - 1}) e^{jnY} dY \\ &= -j \frac{E_d}{2m\pi} J_n(2mM\pi) (1 - e^{jn\pi}) - \frac{E_d}{mn\pi^2} (1 - e^{jn\pi}) \end{aligned}$$

当 n 为 0 或偶数时, $1 - e^{jn\pi} = 0$, 所以 $A_{mn} + jB_{mn} = 0$, 即不存在偶次谐波及恒定分量。

当 n 为奇数时, $1 - e^{jn\pi} = 2$

$$A_{mn} + jB_{mn} = -j \frac{E_d}{m\pi} J_n(2mM\pi) - \frac{2E_d}{mn\pi^2}$$

则

$$A_{mn} = -\frac{2E_d}{mn\pi^2}, B_{mn} = -\frac{E_d}{\pi} \cdot J_n(2mM\pi) \frac{1}{m}$$

当 $m=0$ 时

$$\begin{aligned} A_{0n} + jB_{0n} &= \frac{1}{\pi^2} \int_0^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_A \cdot e^{jnY} dXdY \\ &= \frac{E_d}{\pi^2} \int_0^{\pi} \int_{2\pi k}^{2\pi k + 2\pi M \sin Y} e^{jnY} dXdY \\ &= \frac{2ME_d}{\pi} \int_0^{\pi} \sin Y \cos nY dY + j \frac{2ME_d}{\pi} \int_0^{\pi} \sin Y \sin nY dY \end{aligned}$$

$$\text{因为 } \int_0^{\pi} \sin Y \cos nY dY = 0$$

$$\text{所以 } A_{0n} + jB_{0n} = j \frac{2ME_d}{\pi} \int_0^{\pi} \sin Y \sin nY dY$$

$$\text{当 } n \neq 1 \text{ 时, } \int_0^{\pi} \sin Y \sin nY dY = 0; A_{0n} + jB_{0n} = 0$$

$$\text{当 } n = 1 \text{ 时, } A_{01} + jB_{01} = j \frac{2ME_d}{\pi} \int_0^{\pi} \sin^2 Y dY = jME_d$$

即

$$A_{01} = 0; B_{01} = ME_d$$

所以

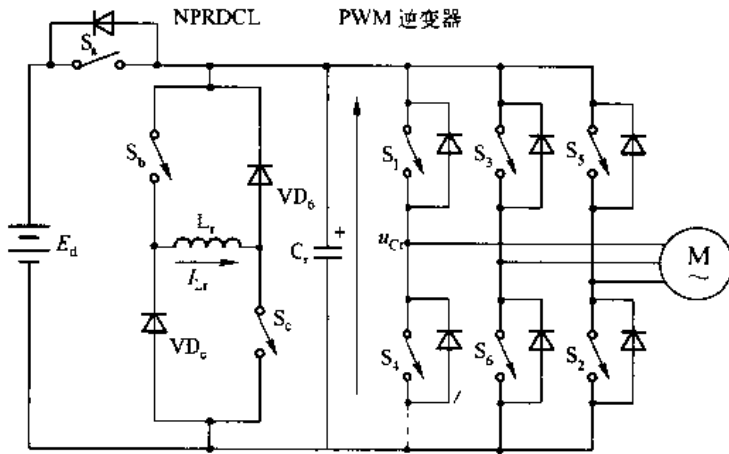
$$\begin{aligned} u_A &= ME_d \sin \omega_s t - \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{+\infty} \frac{2E_d}{mn\pi^2} \cos[(mN+n)\omega_s t] - \\ &\quad \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\pm 1, \pm 3, \dots}^{+\infty} \frac{E_d J_n(2mM\pi)}{\pi m} \sin[(mN+n)\omega_s t] \end{aligned} \quad (9-42)$$

这里需要指出的是,对于 DC 谐振环逆变器,只适合于采用三阶单边 SPWM 调制方式,不能采用三阶双边 SPWM 调制方式,更不能采用二阶 SPWM 调制方式,这是所有 DC 谐振环逆变器共同的缺点。

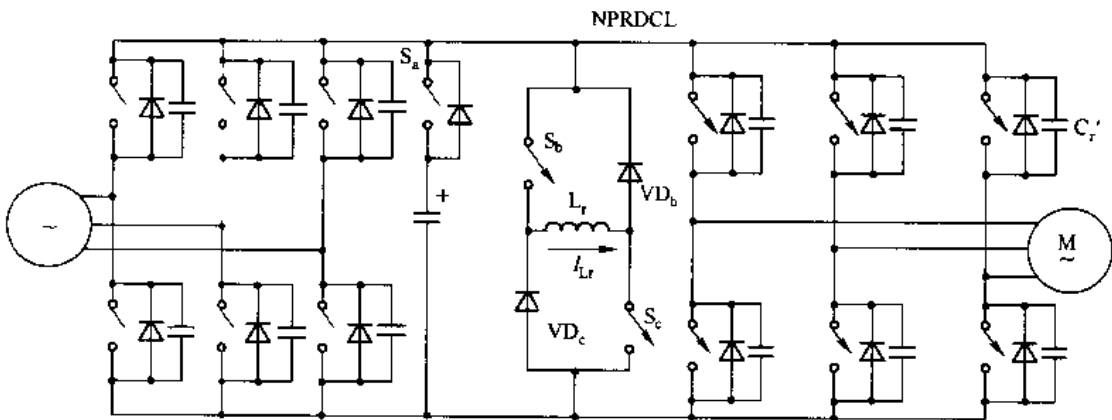
3. 三相 RDCL 在三相 PWM 逆变器中的应用举例

1) 采用 NPRDCL 的三相 PWM 逆变器

在 NPRDCL 的三相 PWM 逆变器中,如果直流谐振环的谐振电压回零时间是一个固定的时间间隔,则三相逆变器必须采用 Delta 或 Δ 调制技术。一种可行的 RDCL 三相 PWM 逆变器电路如图 9-65(a)所示。也有人提出把该电路和单相软开关技术(SPSS)相结合,并且扩展到可以同时实现整流和逆变软开关技术的实用电路如图 9-65(b)所示。该电路的不足之处是所用开关元件较多,控制比较复杂。但是逆变器中的开关状态可以在任意时刻转换,转换的时间也可以任意选择。该电路的特点是:所有的开关管均为软开关过程;主开关的转换时间可以受控,这就为 PWM 的实现提供了可能。



(a) NPRDCL 三相 PWM 逆变器电路



(b) 同时实现整流和逆变的软开关电路

图 9-65 NPRDCL 三相 PWM 逆变器



2) 采用 M-T QRDCL 的三相 PWM 逆变器

这种三相 PWM 逆变器是只有两个辅助开关的准谐振直流谐振环三相 PWM 逆变器。该逆变器可以实现全频率范围的 PWM 技术,并具有 NPRDCL 三相 PWM 逆变器电路的全部优点。其电路图及工作波形如图 9-66 所示。

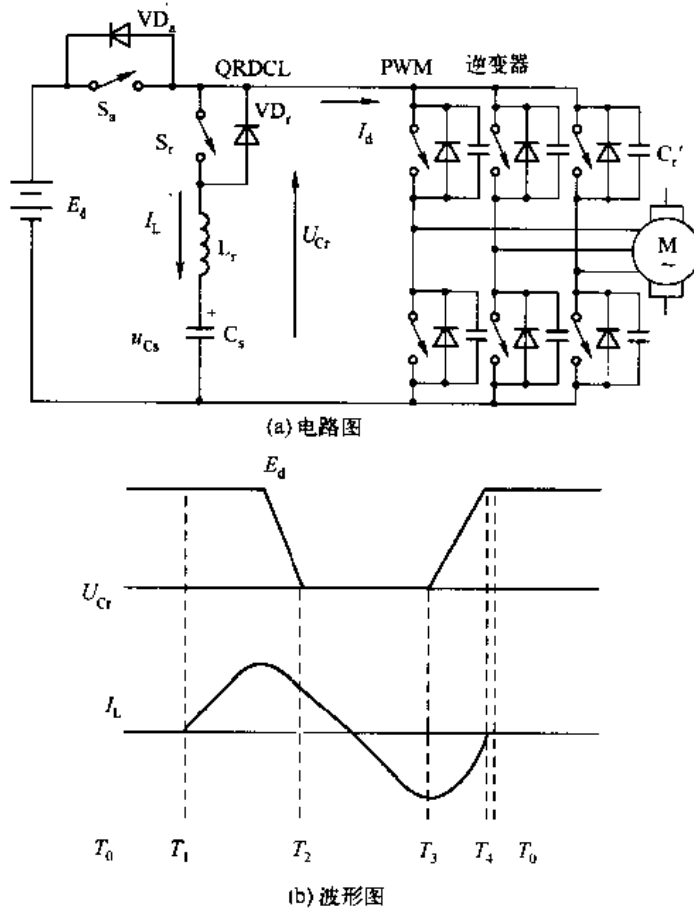


图 9-66 采用 M-T QRDCL 的三相 PWM 逆变器及其波形

其工作原理是:当逆变器中的开关管不需进行状态转换时,电源 E_d 通过开关 S_a 向逆变器供电,此时 QRDCL 与常规的电压源三相 PWM 逆变器(VSI)相同。当逆变器中的开关管需要进行状态转换时,先导通开关 S_r ,在电感 L_r 中有电流 i_L 流过。当 $i_L = I_L$ 时,关断 S_a , $L_r C_r$ 谐振回路被激活并开始振荡。 I_L 将 C_r 中的储能转移到 C_s 中,使 $u_{Cr} = 0$ 。此时,逆变器中的开关管进行状态转换。接着正向电流 I_L 谐振过零,之后, C_s 放电, I_L 反向增加,当 $I_L > I_d$ 后,与 S_a 反并联的二极管导通。此时,导通 S_a ,接着又开始下一个工作周期。

图 9-66 所示的电路虽然简单,但要求 C_s 的值较大,以保证在下一个谐振周期内电压几乎恒定。有人提出了该电路的改进电路如图 9-67(a)所示。此电路与如图 9-65 所示的电路工作原理基本相同。改进电路的实际应用电路如图 9-67(b)所示。它把该软开关电路应用到可逆交流电动机的驱动中,使整流桥和三相逆变器及辅助开关都工作在软开关的条件下,并由此去掉



在 AC/DC/AC 中的电解电容,这对减小变频器的体积、延长其寿命起到了重要的作用。在 5 kW 的交流电动机上用改进的空间相量调制方法进行了实验,取得了理想的效果。

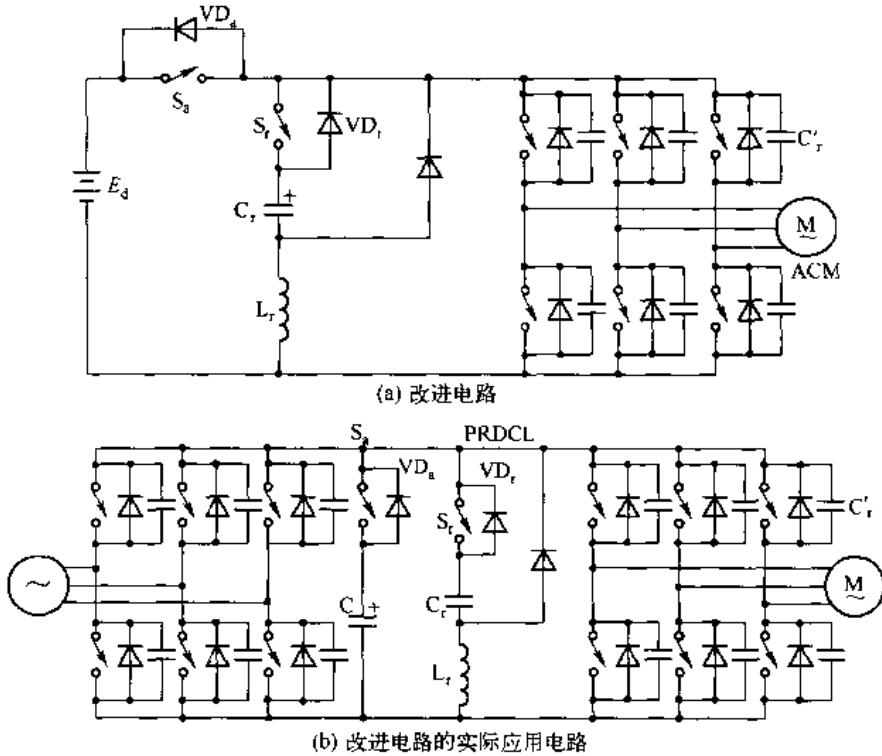


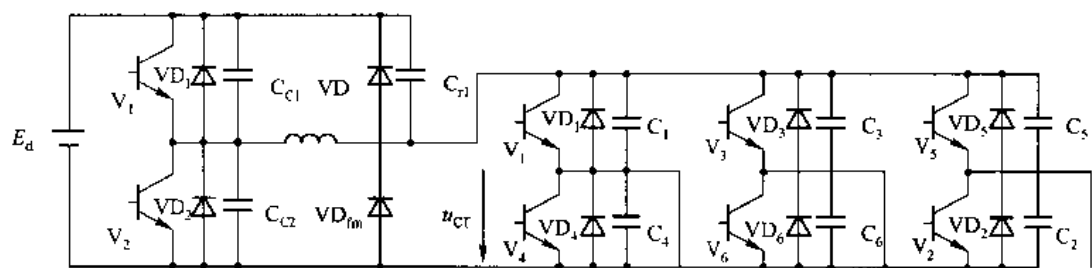
图 9-67 图 9-66 所示逆变器的改进电路

9.7.4 组合式 PWM-RDCL 逆变器

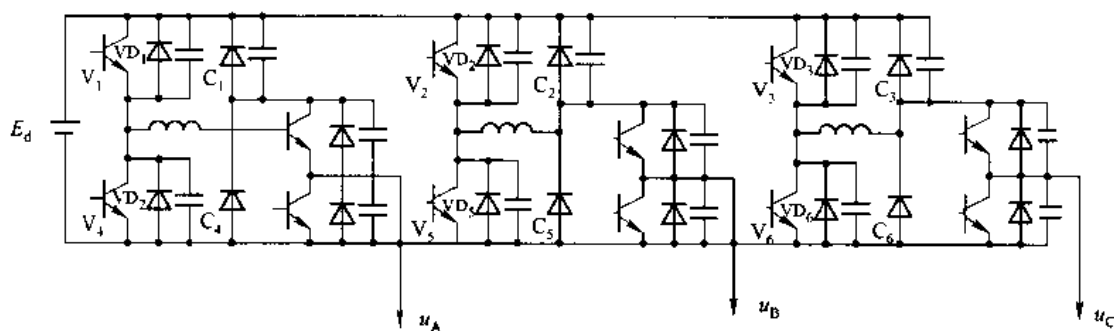
某些 RDCL,如 RRDCL,已不再是最初的采用 L_r 、 C_r 串联谐振的 RDCL 电路,只采用一个谐振开关 S_r ,仅仅完成产生 $u_{Cr}=0$ 的功能,而是已经成为一个电路相当独立的 DC 谐振电路。这种电路把原来的自由等周期谐振改变成了 PWM 控制谐振,可以在任意时刻控制 RDCL 使 u_{Cr} 回零,给逆变器提供 ZVS 转换环境,而当转换结束后又能控制 RDCL 使 u_{Cr} 回到直流电源电压 E_d 。因此,它已具备了成为一级独立的功率转换器——直流斩波器的功能。

组合式逆变器就是把 RRDCL 电路与一个采用 SPSS 技术的逆变器组合而成的,并把 RRDCL 只看成是一个软开关 DC 斩波器,用来给 SPSS 逆变器提供一个高频脉冲列的一级独立变换器,而把 SPSS 逆变器看成是二级功率变换器。二级 SPSS 逆变器可以是单相或三相的,组合式 PWM-RRDCL 逆变器电路如图 9-68 所示。

这种组合式逆变器最大的优点是,DC 谐振环 RRDCL 和 SPSS 逆变器可以分开进行控制,互相独立,从而使逆变器的控制变得方便。为了实现 PWM 控制,逆变器必须采用 SPSS 技术,即将 DC 谐振环中的谐振电容 C_{2r} 分散到逆变器各桥臂上、下开关管的两端,使其既具有谐振电容的作用,也具有开关管缓冲电容的作用,利用 $u_{Cr}=0$ 使开关管 ZVS 开通,利用缓冲电容的作用使开关管在任意时刻 ZVS 关断。



(a) RRDCL-5 SPSS三相PWM逆变器的组合



(b) 3个RRDCL和3个单相SPSS逆变器的组合

图 9-68 RRDCL 组合式 PWM 逆变器

各种 DC 谐振环电路都具有一个共同的特点,就是它的控制与输出电流有关,必须采用闭环控制。这说明,DC 谐振环与逆变器之间存在着某种耦合关系。这种耦合关系给 DC 谐振环的控制带来很多不便,尤其是试图将 DC 谐振环作成一个高频脉冲电源,后面接多重负载时,多重负载与 DC 谐振环之间的复杂耦合关系,会使系统的控制变得相当复杂。一旦控制失败,将会造成 DC 环谐振的失败,对整个系统造成意外损害。采用组合式逆变器,即用 RRDCL 与 SPSS 逆变器组合,将 RRDCL 与各个负载分开进行控制,可以大大减小系统控制的复杂性,因而也就提高了系统运行的可靠性。组合式 RRDCL + SPSS 逆变器的结构,解除了 DC 谐振环与逆变器之间控制上的耦合关系,为 DC 谐振环逆变器的进一步发展,如构成多重逆变器共用一个 DC 谐振环系统,带来了控制上的方便。

除了 RRDCL 之外,PRDCL、IPRDCL、NPRDCL、QRDCL 也是可控 DC 谐振环(可以控制 u_{Cr} 回零或使 u_{Cr} 回到直流电源电压 E_d),也具备了一级斩波器功能,也可以作为组合式逆变器的一级功率变换器。

9.8 极谐振逆变器

在上一节中介绍了直流谐振环逆变器,这种逆变器的特点是在逆变器与直流电源之间有一个辅助直流谐振回路,通过 L_r 、 C_r 的谐振,在 C_r 上产生出的电压 u_{Cr} 周期性地返回零点,来为后面的逆变器创造出零电压开通间隔。与 DC 谐振环逆变器相比较,本节将要介绍的极谐振逆变器,则是把辅助谐振电路从逆变器之前移到了逆变器之后。对于三相逆变器来说,辅助谐振电路由原来的一组变成三组置于每一桥臂的后面,使每一桥臂(相)中点的电



压产生谐振,为开关管创造出软开关的通、断条件,每一相的操作都是完全独立进行的,不受其它相的影响。

与 DC 谐振环逆变器相比,极谐振逆变器具有以下优点:

- ① 逆变器各相之间相互独立,不存在软开关操作与逆变器开关方式难以同步的问题,可以很方便地采用任何一种 PWM 调制方式进行输出电压的控制;
- ② 不增加开关管的电压应力。

极谐振逆变器的缺点:

- ① 多数极谐振逆变器都可能使开关管的电流应力大大增加;
- ② 需要三组辅助谐振电路,特别是 3 个谐振电感,使逆变器的体积增大,电路变得复杂。

极谐振式逆变器的工作原理是以谐振为基础的,就是在常规逆变器的基础上,加上谐振电感和谐振电容,并与原来的 PWM 逆变器开关管一起构成谐振开关,通过谐振使开关上的电压或电流等于零,为开关的开通或关断创造出 ZVS 或 ZCS 条件,以减小开关损耗。

谐振方式有两种:一种是全周期谐振,亦称全谐振;另一种是部分周期谐振,亦称半谐振或准谐振。在 PWM 极谐振逆变器中,所采用的是准谐振。

9.8.1 准谐振电流模式逆变器(QRCMI)

准谐振电流模式逆变器(Quasi-Resonant Current Mode Inverter, QRCMI)是一种比较简单的极谐振逆变器。

1. QRCMI 的工作原理

以单相半桥式 QRCMI 为例,原理电路如图 9-69 所示。开关 S_1 和 S_2 构成了一个逆变桥臂(极),电感 L 和电容 C 构成一个辅助谐振电路。其作用是通过谐振为开关 S_1 和 S_2 创造零电压转换条件。准谐振的特点是:谐振周期 T_r 小于逆变器的开关周期 T_s (或谐振频率 f_r 大于开关频率 f_s),是一种准谐振电路。图中,电容 C_f 为滤波电容,其值应远大于谐振电容 C 的值;电阻 R 为负载电阻。假设 C_f 的值足够大,则输出电压 u_o 。在一个谐振周期中可以近似认为是恒定不变的。图 9-69(b)是图(a)电路在一个工作周期中谐振电容电压 u_c (即桥臂中点的极电压 u_m)和电感电流 i_L 的变化波形。

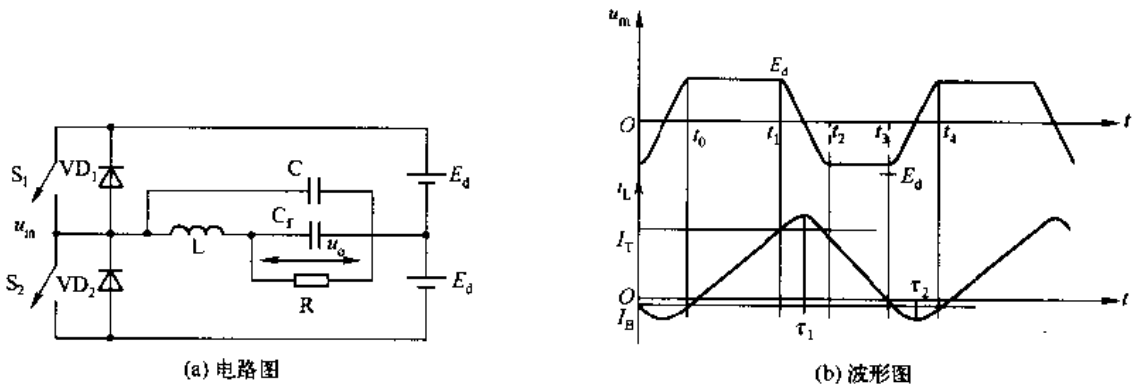


图 9-69 适合于 DC/AC 变换的极准谐振逆变器



假定电路的初始状态为开关 S_1 导通、 S_2 关断, 电容电压 u_c 被钳位在直流电压 E_d , 即极电压 $u_m = E_d$ 。在这期间, 电感电流 i_L 将以斜率 $(E_d - u_o)/L$ 增长。这段时间间隔对应于图 9-69(b) 中的 $t_0 \sim t_1$ 段。当 $t = t_1$ 时, $i_L = I_T$ (I_T 为上电流阈值, 此值由负载决定)。这时关断开关 S_1 , 由于电容 C 的作用, S_1 在零电压下关断, 之后电流 i_L 流入电容 C , 使电感 L 与电容 C 产生谐振。如果 I_T 的值足够大, 则当 S_2 两端电压下降到零, 电容上电压 u_c 从 E_d 谐振到 $-E_d$, 当 $u_c = -E_d$ 时, 二极管 VD_2 导通。这段时间间隔对应于图 9-69(b) 中的 $t_1 \sim t_2$ 段。由于二极管 VD_2 的作用, 极电压 u_m 在 t_2 时刻被钳位在 $-E_d$ 。从 t_2 时刻开始, i_L 将以斜率 $-(E_d + u_o)/L$ 下降。当 i_L 过零反向时, 由于二极管 VD_2 的作用使 S_2 在零电压下自然导通。之后 i_L 将向反方向继续增长。当 i_L 在 t_3 时刻达到 I_B (I_B 为下电流阈值) 时, 关断开关 S_2 (S_2 是在零电压条件下关断的), 使 LC 电路产生谐振。当谐振电容上的电压 u_c 从 t_3 时刻的 $-E_d$ 谐振到 t_4 时刻的 E_d 时, 二极管 VD_1 导通, 将 u_c 并联从而将极电压 u_m 钳位到 E_d 。之后 i_L 再一次以斜率 $(E_d - u_o)/L$ 线性地增长。当 i_L 由负过零变正时, 开关 S_1 在 VD_1 的作用下零电压自然导通, 从而完成了一个完整的工作周期, 将电感电流 i_L 在一个周期中的变化波形在时间上加以平均, 就可以得到 i_L 的平均值, 即直流分量 I_L , 从而就能得到这一周期的输出电压 $u_o \approx I_L R$ 。如果让 I_L 按照正弦波形变化, 就可以得到一个正弦波输出电压 u_o 。这就是 QRCMI 逆变器的基本工作原理, 由于控制的是电感电流, 故称为电流模式逆变器。

2. QRCMI 逆变器的工作过程分析

1) 基本工作模式

由以上 QRCMI 逆变器的基本工作原理的分析可知, QRCMI 逆变器在一个周期的工作过程中是以两种模式交替工作的, 即工作模式 0 和工作模式 1。在模式 0 方式下, 极电压 u_m 被钳位在直流电源电压 E_d 或 $-E_d$, 这种模式对应于图 9-69(b) 中的 $t_0 \sim t_1$ 和 $t_2 \sim t_3$ 时间段。在模式 1 方式下, LC 回路产生谐振, 极电压通过谐振将从 E_d 变到 $-E_d$, 或从 $-E_d$ 变到 E_d 。这分别对应于图 9-69(b) 中的 $t_1 \sim t_2$ 和 $t_3 \sim t_4$ 时间段。我们只对模式 0 给出动态过程描述, 而将重点放在模式 1 的研究上。

工作模式 0 在模式 0 方式下, 极电压 u_m 被钳位在直流电源电压 E_d 或 $-E_d$ 。这种模式对应于图 9-69(b) 中的 $t_0 \sim t_1$ 和 $t_2 \sim t_3$ 时间段。

在 $t_0 \sim t_1$ 时间段中, 系统的状态方程式为

$$u_c = u_m = E_d$$

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(E_d - u_o) \\ \frac{du_o}{dt} = \frac{1}{C_f} \left(i_L - \frac{u_o}{R} \right) \end{cases} \quad (9-43)$$

在 $t_2 \sim t_3$ 时间段内, 系统的状态方程式为



$$\begin{cases} u_C = u_m = -E_d \\ \frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L}(E_d + u_o) \\ \frac{du_o}{dt} = \frac{1}{C_f}\left(i_L - \frac{u_o}{R}\right) \end{cases} \quad (9-44)$$

工作模式 1 在此模式下, LC 回路产生谐振, 极电压 u_n 通过谐振将从 E_d 变到 $-E_d$, 或从 $-E_d$ 变到 E_d 。这分别对应于图 9-69(b) 中的 $t_1 \sim t_2$ 和 $t_3 \sim t_4$ 时间段。

$t_1 \sim t_2$ 时间段 假定 C_f 足够大, 则在这段时间间隔内, u_C 可以近似看成恒定不变, 则系统的状态方程式可以写成

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(u_C - u_o) \\ \frac{du_C}{dt} = -\frac{1}{C}i_L \end{cases} \quad (9-45)$$

初始状态为 $i_L(0) = I_T, u_C(0) = E_d$ 。

对上面的状态方程组进行求解, 得

$$\begin{cases} u_C = u_o + A_1 \cos \omega_r t + A_2 \sin \omega_r t \\ i_L = \omega_r C A_1 \sin \omega_r t - \omega_r C A_2 \cos \omega_r t \end{cases} \quad (9-46)$$

将初始条件代入上式得

$$A_1 = E_d - u_o, \quad A_2 = -\frac{1}{\omega_r C} I_T = -Z_o I_T$$

代回方程组(9-46)得

$$\begin{cases} u_C = u_o + (E_d - u_o) \cos \omega_r t - Z_o I_T \sin \omega_r t \\ i_L = \frac{1}{Z_o} (E_d - u_o) \sin \omega_r t + I_T \cos \omega_r t \end{cases} \quad (9-47)$$

式中, $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}, Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$ 。

$t_3 \sim t_4$ 时间段 在这段时间里, 系统的状态方程组为

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(u_C - u_o) \\ \frac{du_C}{dt} = -\frac{1}{C}i_L \end{cases} \quad (9-48)$$

初始条件为 $i_L(0) = I_B, u_C(0) = -E_d$

对上面的状态方程组求解, 得

$$\begin{cases} u_C = u_o + A_1 \cos \omega_r t + A_2 \sin \omega_r t \\ i_L = \omega_r C A_1 \sin \omega_r t - \omega_r C A_2 \cos \omega_r t \end{cases} \quad (9-49)$$

将初始条件代入上式得

$$A_1 = -(E_d + u_o), \quad A_2 = -\frac{1}{\omega_r C} I_B = -Z_o I_B$$

代回方程组(9-49)得





$$\begin{cases} u_C = u_o - (E_d + u_o)\cos\omega_r t - Z_o I_B \sin\omega_r t \\ i_L = -\frac{1}{Z_o}(E_d + u_o)\sin\omega_r t + I_B \cos\omega_r t \end{cases} \quad (9-50)$$

2) 电感电流阈值 I_T 的选择

由电路的基本工作原理可知,电感电流阈值 I_T 必须足够大,才能在开关 S_1 关断后保证极电压 u_m 从 E_d 谐振到 $-E_d$ 。考虑到一种最极端的情况,在时刻 τ ,电感电流 $i_L = 0$,此时 u_C 也恰好达到 $-E_d$ 。将 $t = \tau$ 和 $u_C = -E_d$ 代入方程组(9-47)的上式,得

$$E_d + u_o = Z_o I_T \sin\omega_r \tau - (E_d - u_o)\cos\omega_r \tau$$

将上式两边平方得

$$(E_d - u_o)^2 = Z_o^2 I_T^2 \sin^2 \omega_r \tau - 2Z_o I_T (E_d - u_o)\sin\omega_r \tau \cos\omega_r \tau + (E_d - u_o)^2 \cos^2 \omega_r \tau \quad (9-51)$$

将 $t = \tau, i_L = 0$ 代入方程组(9-47)的下式,得

$$0 = Z_o I_T \cos\omega_r \tau + (E_d - u_o)\sin\omega_r \tau$$

将上式两边平方得

$$0 = Z_o^2 I_T^2 \cos^2 \omega_r \tau + 2Z_o I_T (E_d - u_o)\sin\omega_r \tau \cos\omega_r \tau + (E_d - u_o)^2 \sin^2 \omega_r \tau \quad (9-52)$$

将式(9-52)和式(9-51)相加得

$$(E_d + u_o)^2 = Z_o^2 I_T^2 + (E_d - u_o)^2$$

$$I_T = \frac{2}{Z_o} \sqrt{E_d u_o} \quad (9-53)$$

式(9-53)的结论是在谐振电感 L 无损耗、电容 C_f 不吸收任何能量的条件下得出的。但是由于电感 L 在高频状态下工作时存在着不可忽视的损耗,而且 C_f 在过程中也会增加一些能量。因此,在实际设计中应取 $I_T > 2\sqrt{E_d u_o}/Z_o$ 。

在 $t_3 \sim t_4$ 时间段 极电压 u_m 从 $-E_d$ 向 E_d 谐振,由于开始谐振前 u_C 与 u_o 方向相同,因此对电感电流阈值 I_B 没有过多的要求,但是从工作原理上可知,应有 $I_B \leq 0$ 。把 $I_B = 0$ 代入式(9-50)可得

$$\begin{cases} u_C = u_o - (E_d + u_o)\cos\omega_r t \\ i_L = -\frac{1}{Z_o}(E_d + u_o)\sin\omega_r t \end{cases} \quad (9-54)$$

将 $u_C = E_d$ 代入上面的 u_C 式中,得

$$E_d - u_o = -(E_d + u_o)\cos\omega_r t$$

将上式两边平方得

$$(E_d - u_o)^2 = (E_d + u_o)^2 \cos^2 \omega_r t$$

化简后得

$$\sin\omega_r t = \sqrt{1 - \frac{(E_d - u_o)^2}{(E_d + u_o)^2}} = \frac{2\sqrt{E_d u_o}}{E_d + u_o}$$

代入方程组(9-54)的下式,得

$$i_L = I_B = -\frac{2}{Z_o} \sqrt{E_d u_o} \quad (9-55)$$



式(9-55)说明,在 u_C 完成从 $-E_d$ 到 E_d 的谐振过程中,不仅不需要电感 L 提供能量,而且由于电容 C_f 的作用,电感 L 反而获得了 $LI_B'^2/2=2CE_d u_o$ 的能量。这时,实际上 I_B 的选择与谐振过程无关, I_B 主要根据使电感电流的平均值 I_L 等于负载输出电流 $i_o = u_o/R$ 来选择。

3) 输出电压 u_o 与开关频率的关系

在工程设计时,由于如图 9-69(b)所示的准极谐振逆变器的一个工作周期仅占输出负载电压周期的很小一部分,故其电感电流 i_L 的波形可以近似认为是三角波。它的上升沿斜率为 $(E_d - u_o)/L$,下降沿斜率为 $-(E_d + u_o)/L$ 。如果取 $I_B = 0$,则从式(9-54)的下式可知,当特性阻抗 Z_o 的值很大时, i_L 的负谐振峰值(对应于图 9-69(b)中的 $t = \tau_2$ 的 i_L 值)可以近似认为是零。设要求输出的负载电流为 $i_o = u_o/R$,为了使电感电流平均值 $I_L = i_o$, i_L 的正峰值(对应于图 9-69(b)中的 $t = \tau_1$ 时的 i_L 值)应取 $2i_o$ 。这样, i_L 在一个周期中的波形变化可以简化为如图 9-70 所示的三角波。

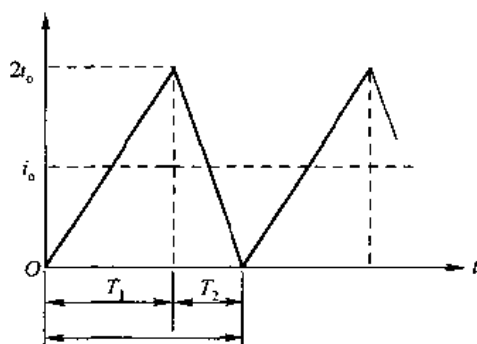


图 9-70 i_L 在一个周期中的波形变化

由图 9-70 可知

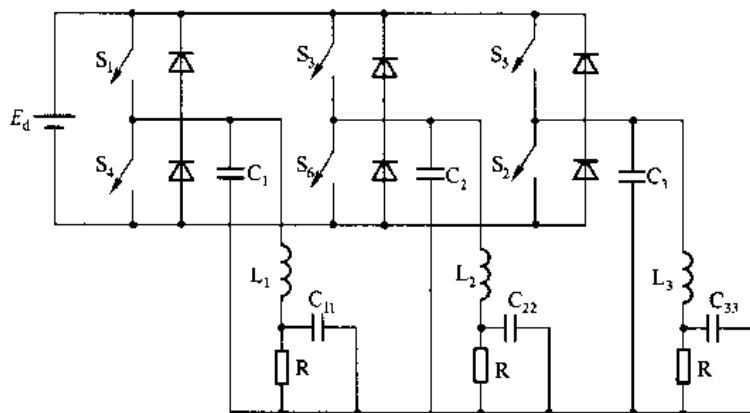
$$T_1 = \frac{2i_o L}{E_d - u_o}, \quad T_2 = \frac{2i_o L}{E_d + u_o}$$

$$T_S = T_1 + T_2 = \frac{2i_o L}{E_d - u_o} + \frac{2i_o L}{E_d + u_o} = \frac{4E_d i_o L}{E_d^2 - u_o^2} \quad (9-56)$$

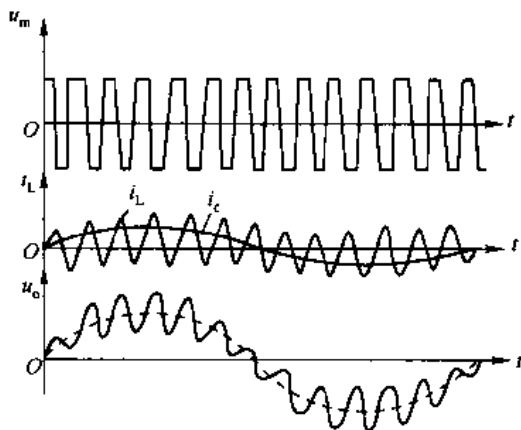
式(9-56)表明,随着输出电压 u_o 的增高,准极谐振逆变器的开关频率明显降低。因此设计时最低开关频率将决定最大可能的输出电压 u_o 。这样,当输出电压 u_o 按正弦变化时,准极谐振逆变器的开关频率在最大值 $f_{smax}(u_o = 0)$ 和最小值 $f_{smin}(u_o = u_{omax})$ 之间变化。此外,从式(9-56)还可以看出,当输出电流 $i_o = 0$ 时, $T_S = 0$ 。这意味着正弦变化的输出电流 i_o 在过零时准极谐振逆变器的开关频率为无限大。这在实际中是不可能实现的。造成这种现象的原因是因为在如图 9-70 所示中的 $\Delta I = I_{Lmax} - i_o = i_o - I_{Lmin}$ 是随着 i_o 变化的。而且当 $i_o = 0$ 时, $\Delta I = 0$ 。这样,开关频率自然就变成了无限大。解决这个问题的办法之一就是当 i_o 小于某一给定值后,让 i_L 固定在 ΔI 工作。例如,当 $i_L = 0$ 时,让 $i_{Lmax} = \Delta I$, $i_{Lmin} = -\Delta I$,这样, i_L 的平均值等于 $i_o (=0)$,这个固定的 ΔI 就确定了最高开关频率。当



然也可以按 i_o 的最大值 I_{omax} 选择 $\Delta I = I_{omax}$, 然后在 i_o 一个周期的变化过程中, 都以这个固定的 ΔI 工作。这使 QRCEMI 逆变器的控制变得非常简单。这种电路的缺点是增大了电感电流的脉动, 从而增加了输出电压 u_o 中的谐波成分。图 9-71(a) 为三相 QRCEMI 逆变器的电路原理图。其中, $C_1 \sim C_3$ 为谐振电容, $L_1 \sim L_3$ 为谐振电感(同时也是滤波电感), $C_{11} \sim C_{33}$ 为滤波电容。三相 QRCEMI 一个输出周期变化过程中, 极电压 u_m 、电感电流 i_L 及输出电压 u_o 的变化波形如图 9-71(b) 所示。



(a) 电路图



(b) 波形图

图 9-71 三相 QRCEMI 电路及波形图

3. 改进型 QRCEMI 逆变器

图 9-69 所示的准极谐振逆变器电路在实际应用中有一些缺点, 后来有人对其进行了一些改进: 一是采用了单相软开关技术 SPSS; 二是把谐振电容与缓冲电容分开。

1) 采用 SPSS 技术的准极谐振逆变器

图 9-72 所示电路就是采用 SPSS 技术的准极谐振逆变电路。它与如图 9-69、图 9-71 所示的逆变器电路相比有两项改进: 一是采用了 SPSS 技术; 二是将原来的“并联输出”改成了“串联输出”。下面对此电路进行简单的介绍。



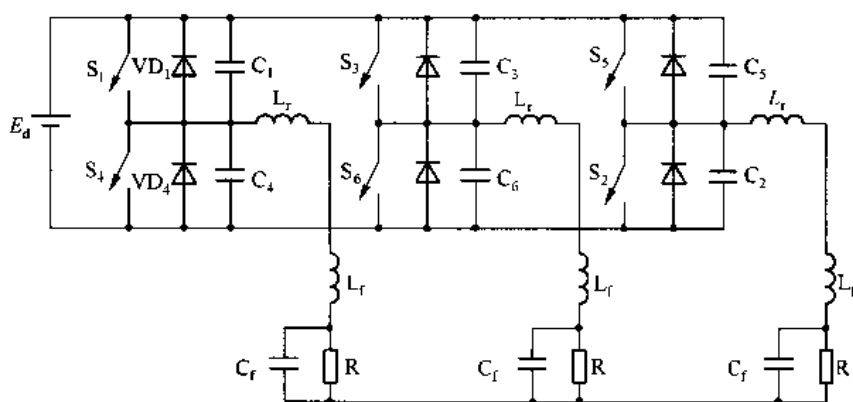


图 9-72 采用 SPSS 技术的准极谐振逆变器

以如图 9-72 所示电路的 A 相 SPSS 准极谐振逆变器为例。其中, C_1 和 C_4 是谐振电容根据 SPSS 技术分散到桥臂各开关管上的电容(其中包括开关管和续流二极管结电容)。 C_1 和 C_4 既是谐振电容又是缓冲电容。利用 C_1 和 C_4 与电感 L_r 谐振使开关管 S_1 、 S_4 零电压开通;利用 C_1 和 C_4 的缓冲作用使开关管 S_1 、 S_4 零电压关断。

假定初始状态是 S_1 开通, S_4 截止, 则一定时间后, 电容 C_1 和 C_4 上的电压为 $u_{C1} = 0$, $u_{C4} = E_d$, 流过谐振电感 L_r 上的电流 i_L (也是 A 相负载电流) 经过 S_1 和 L_r 流通并线性地增长, L_r 储能, 相当于 QRCMI 逆变器的 $t_0 \sim t_1$ 时间段。当开关 S_1 由于 $u_{C1} = 0$ 而零电压关断时, 流过开关 S_1 的电流转移到 C_1 和 C_4 上, 使 L_r 与 C_1 、 C_4 谐振, C_1 充电, C_4 放电, C_1 的充电电流 i_{C1} 与 C_4 的放电电流 i_{C4} 之和等于流过电感 L_r 的电流 i_L , 即 $i_{C1} + i_{C4} = i_L$ 。当 C_1 充电到 $u_{C1} = E_d$, C_4 放电到 $u_{C4} = 0$ 时, VD_4 开始续流。这相当于 QRCMI 电路的 $t_1 \sim t_2$ 时间段。在 VD_4 续流时, S_4 零电压开通。电感 L_r 中的电流线性下降到零并反向通过 S_4 流通。一定时间后, S_4 在 $u_{C4} = 0$ 的条件下软关断。流过 S_4 的电流移向 C_1 和 C_4 , 使 L_r 与 C_1 、 C_4 谐振, C_4 充电, C_1 放电。 C_4 的充电电流 i_{C4} 与 C_1 的放电电流 i_{C1} 之和等于流过电感 L_r 的电流 i_L , 即 $i_{C4} + i_{C1} = i_L$ 。当 C_4 充电到 $u_{C4} = E_d$, C_1 放电到 $u_{C1} = 0$ 时, VD_1 开始续流, S_1 再次零电压开通。

如图 9-72 所示逆变器的工作过程与 QRCMI 逆变器相似, 也是两种模式交替工作, 只不过是将如图 9-71 所示 QRCMI 电路中的谐振电容 C_1 改成 C_1 与 C_4 的充、放电谐振而已。图 9-72 所示的三相 SPSS 准谐振逆变器中, $C_1 \sim C_6$ 为谐振电容, 也是缓冲电容; L_r 为滤波电感, $L_r + L_f$ 为谐振电感 (L_r 与 L_f 可以合并成一个电感); C_f 是滤波电容; R 为负载电阻。

2) 谐振电容与缓冲电容分开的准极谐振逆变器

谐振电容与缓冲电容分开, 谐振电感 L_r 与滤波电感 L_f 合并的准极谐振逆变器如图 9-73 所示。下面以如图 9-73 所示 A 相电路为例来说明它的工作原理。

在图 9-73 中, C_1 、 C_4 为 A 相电路的缓冲电容; C_1 、 C_4 为 A 相谐振电容; L_r 是 A 相谐振电感, 也是 A 相滤波电感。逆变器开始工作时, 假定 S_1 首先导通, S_4 截止, 到一定时间后,



C_1 上的电压 $u_{C1}=0$, C_4 上电压 $u_{C4}=E_d$ 。谐振电感 L_r 的电流 i_L 流经 S_1 和 L_r , 使 L_r 储能。当 S_1 由于 $u_{C1}=0$ 而零电压关断时, C_1 开始充电, C_4 开始放电, 到 C_1 、 C_4 上的电压 $u_{C1}=E_d$, $u_{C4}=0$ 时, VD_4 开始续流, L_r 与 C_{r4} 谐振。当 L_r 中电流 i_L 开始由正变负时, S_4 零电压开通。一定时间后, C_1 、 C_4 上的电压达到 $u_{C1}=E_d$, $u_{C4}=0$, 电感电流 i_L 流经 S_4 和 L_r , 使 L_r 储能。当 S_4 在 $u_{C4}=0$ 条件下零电压关断时, C_4 开始充电, C_1 开始放电, 到 $u_{C4}=E_d$, $u_{C1}=0$, VD_1 续流时, L_r 与 C_{r1} 、 C_{r2} 谐振, 到 i_L 开始由负变正时, S_1 再一次零电压开通。

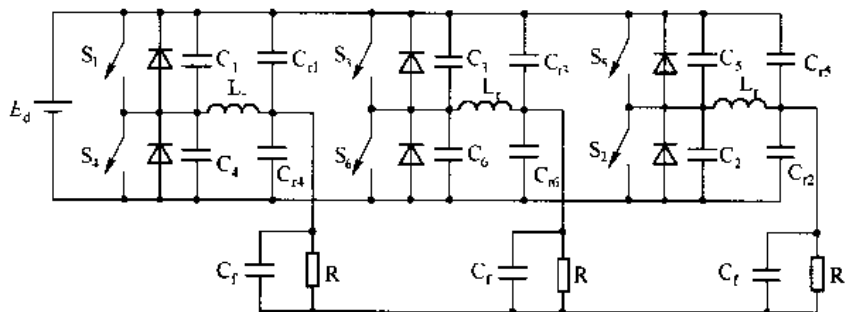


图 9-73 谐振电容与缓冲电容分开的准极谐振逆变器

9.8.2 加入辅助二极管的极谐振 PWM 逆变器(ADRPI)

上面介绍的极谐振逆变器是一种最早提出的, 而且结构形式也比较简单的极谐振逆变器。由于它的控制方法及结构形式, 对于在交流传动系统中应用时显然不是最佳的选择。因而又有一些人提出了多种极谐振逆变器, 其中加入辅助二极管的极谐振逆变器(Auxiliary Diode Resonant Pole Inverter, ADRPI)是比较好的一种。它是在谐振电容和缓冲电容分开的准极谐振逆变器(见图 9-73)的基础上, 增加了一个钳位二极管和一个续流二极管。这种电路的可靠性和使用性得到了大大提高, 控制也更加方便。因为它的可靠性较高, 所以也有人把这种逆变器称为结实型极谐振逆变器(Rugged Resonant Pole Inverter, RRPI)。

图 9-74 为 ADRPI 的三相电路。以 A 相为例, 它包括两个开关管 S_1 、 S_2 , 两个反馈二极管 VD_1 、 VD_2 , 两个缓冲电容 C_{s1} 、 C_{s2} , 两个谐振电容 C_{r1} 、 C_{r2} , 一个谐振电感 L_r , 一个钳位二极管 VD_c 和一个续流二极管 VD_{fw} 。电感 L_r 在这个电路中有两种作用: 在稳态时, 它作为存储能量的元件, 而在开关过程中, 则作为谐振元件。图中, 谐振电容 C_{r1} 、 C_{r2} 与谐振电感 L_r 共同构成谐振电路。续流二极管 VD_{fw} 和钳位二极管 VD_c 分别与 C_{r2} 、 C_{r1} 并联连接。电容 C_{s1} 、 C_{s2} 在这个电路中的作用是作为开关管的无损耗关断缓冲(Snubber)电路。这个电路结构的目的是有两个: 一是要形成开关管及整流二极管零电压导通的波形; 二是通过合适的电路安排及适当的开关次序, 消除电路中所有主要寄生成分的影响。图 9-74 中开关器件的输出电容和反并联二极管的结电容合并到缓冲电容(Snubber)中考虑。而 VD_{fw} 和 VD_c 的寄生电容合并到谐振电容 C_{r1} 和 C_{r2} 中考虑。

首先定义电路中 S_1 导通、 S_1 截止时为“1”状态, 而 S_2 导通、 S_1 截止时为“0”状态, 则 A 相桥臂的基本工作原理可简述如下:

