

新型层叠式多电平逆变器

刘凤君

(北京航天工业总公司二院 206 所, 北京 100854)

摘要:介绍了一种新型的层叠式多电平逆变器的工作原理与控制方法。**关键词:**层叠式; 多层; 多电平逆变器

New Stacked Multicell Inverter(SMI)

LIU Feng-jun

(206th Institute of CASIC, Beijing 100854, China)

Abstract: The basic work principles and control method of a new stacked multicell inverters.**Keywords:** stacked; multicell; multilevel inverters

中图分类号: TM46

文献标识码: A

文章编号: 0219-2713(2007)12-0001-07

0 引言

常说的多电平逆变器只有两种,一种是箝位式多电平逆变器(包括二极管箝位式多电平逆变器和飞跨电容式多电平逆变器),另一种是级联式多电平逆变器。前者的特点是所用直流电源的个数最少,只用一个,但所用的开关器件较多;后者的特点是所用开关器件最少,但所用的独立直流电源的个数较多。能不能找到一种多电平逆变器集两者的优点,既所用的开关器件较少,又使所用的独立直流电源的个数也较少,同时也能克服两者的缺点呢?我们经过长时间的研究,找到了一种新型的层叠式多电平逆变器,达到了上述要求。

1 新型层叠式多电平逆变器的特点

所谓新型层叠式多电平逆变器,实际上是一种将直流电源(如蓄电池)用箝位式多电平逆变器的方法通过直流电容分压成多个直流电源电压,然后对多个直流电源电压采用二极管串联叠加使其变换成全桥整流式正弦 PWM 电压波形,而后

再通过半桥式、全桥式或推挽式的逆变方式将其逆变成正弦波交流电压。这种新型层叠式多电平逆变器具有以下特点:

(1)具有箝位式与级联式多电平逆变器的优点,克服了它们的缺点,是当今最优良的一种多电平逆变器,在电平数相同时所用的开关器件最少,而且只用一个独立直流电源;

(2)不用箝位二极管与箝位电容;

(3)可以实现 PWM 控制,控制方法和控制电路简单,可以输出接近于正弦的正弦多电平 PWM 电压;

(4)易于扩展、扩容,且使逆变开关工作在 ZVS 状态;

(5)可以达到完美无谐波的输出电压波形,当应用于变频调速系统时,可以不使用任何的交流输出滤波器,是一种性能优良的多电平逆变器;

(6)体积小,重量轻,成本低廉,价格便宜。

2 新型层叠式多电平逆变器的工作原理

2.1 直流电容分压与二极管串联叠加的原理

直流电源的电容分压与二极管串联叠加电路

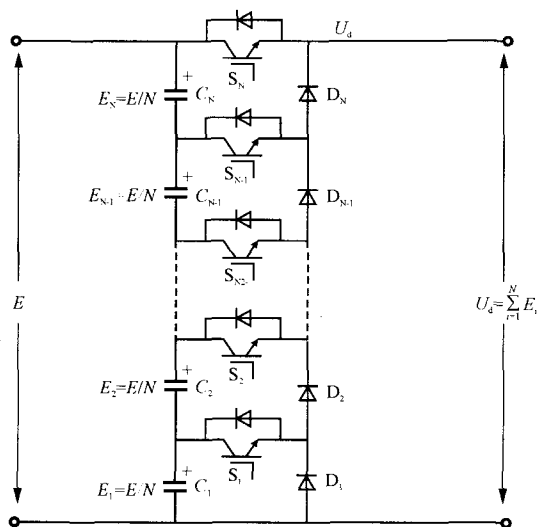


图 1 直流电源的电容分压与二极管叠加的主电路

如图 1 所示,直流电源 E 通过 N 个数值相同的电解电容 $C_1=C_2=\dots=C_N$ 串联分压,使每一个分压电容上的电压为 E/N ,各个电容上的电压通过 N 个开关 $S_1\sim S_N$ 与 N 个串联的叠加二极管 $D_1\sim D_N$ 并联,开关采用具有内置反并联二极管的 IGBT 开关器件 ($S_1\sim S_{N-1}$ 也可以选用无内置反并联二极管的 IGBT),叠加二极管 $D_1\sim D_N$ 采用相同的单体二极管。根据二极管的单向导电特性,当二极管的正极电位比负极电位高时,是正偏置,二极管导通,当二极管的正极电位比负极电位低时,是反偏置,二极管关断,根据这个特性,可以利用对开关 $S_1\sim S_N$ 的控制来使二极管实现直流电容上的电压的串联叠加。

由图 1 所示的电路,当开关 S_1 开通,开关 $S_2\sim S_N$ 关断时,二极管 D_1 反偏置, $D_2\sim D_N$ 正偏置, D_1 关断, $D_2\sim D_N$ 导通, $E_1=E/N$ 被接入电路,直流电源的输出电压 $U_d=E_1=E/N$ 。

当开关 S_1 与 S_2 开通, $S_3\sim S_N$ 关断时, $D_1、D_2$ 反偏置, $D_3\sim D_N$ 正偏置, $D_1、D_2$ 关断, $D_3\sim D_N$ 导通, $E_1、E_2$ 接入电路,直流电源的输出电压 $U_d=E_1+E_2=2E/N$ 。

当开关 $S_1\sim S_N$ 都开通时, $D_1\sim D_N$ 因反偏置而关断, $E_1\sim E_N$ 接入电路,直流电源的输入电压 $U_d=E_1+E_2+\dots+E_N=NE/N=E$ 。

当 $S_1\sim S_N$ 都不导通时, $D_1\sim D_N$ 因正偏置而导通, $E_1\sim E_N$ 都不接入电路,直流电源的输出电压 $U_d=0$ 。

按照上述的规律,开关 $S_1\sim S_N$ 只有顺序依次连续导通时才能实现直流电流电源的叠加,开关不

能无序随意开通,也不能间隔开通,否则不能依次顺序叠加,这一点必须引起注意。

这种二极管串联叠加方式,不同变压器,只使用开关控制二极管进行叠加,因此体积小,重量轻,反应速度快。

图 2 为二极管叠加的控制电路($N=5$),当图 1 所示直流电源主电路的 $N=5$ 时,在图 2 所示控制电路的控制下,可以得到图 3 中所示的二极管叠加直流电源输出电压 U_d 的多电平波形,有关控制电路的工作原理将在后面介绍。

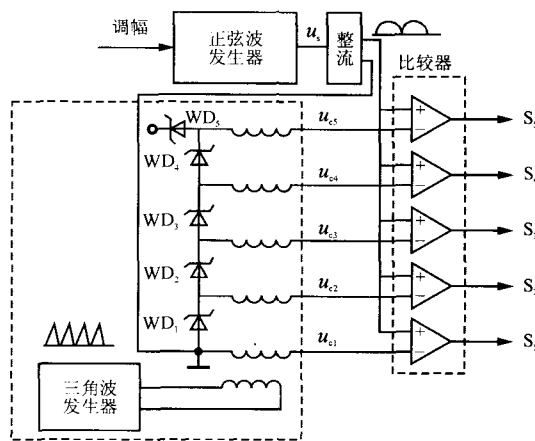


图 2 叠式直流电源的二极管叠加控制电路的原理示意图

2.2 二极管叠加直流电源的 PWM 实现

新型层叠式多电平逆变器的 PWM 控制,是在直流电源上实现的。为了在直流电源上实现 PWM 控制,二极管层叠式直流电源采用了多电平逆变器中常用的载波三角波反向层叠式 PWM 控制法 (Alternative phase opposition Disposition-PWM, 简称 APOD-PWM 法)。以 $N=5$ 的二极管层叠式直流电源为例(如图 3 所示),用载波三角波 u_{c1} 与正弦调制波 u_s 进行比较产生的脉冲,去控制开关 S_1 ;用载波三角波 u_{c2} 与正弦调制波 u_s 进行比较产生的脉冲去控制开关 S_2 ,……用载波三角波 u_{c5} 与正弦调制波 u_s 进行比较产生的脉冲去控制开关 S_5 。这样,直流电源的输出电压波形就是各层电压电平都可以进行 PWM 控制的 APOD-PWM 电压波形,如图 3 中的 U_d 波形所示。输出电压 U_d 的完整电压波形是一个类似于单相全桥整流电压的 APOD-PWM 波形,便于实现 ZVS 逆变。

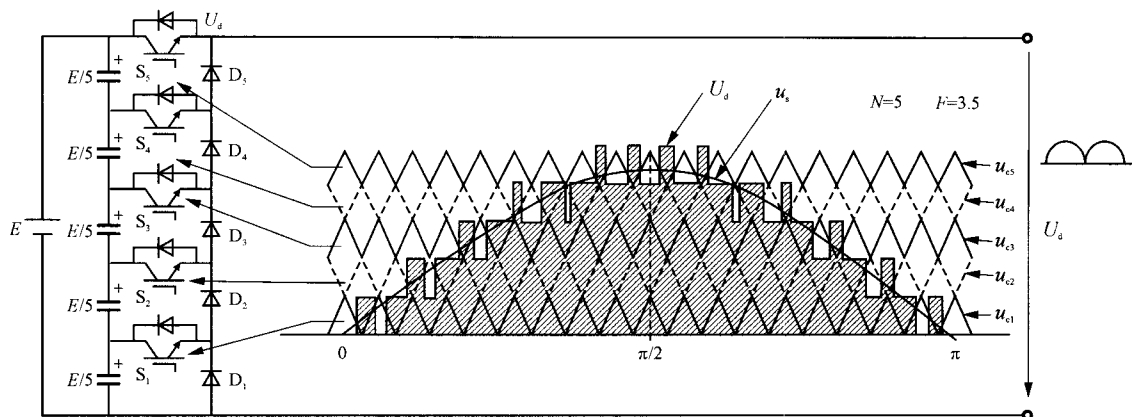


图3 层叠式直流电源的层叠控制示意图与输出电压波形

2.3 新型层叠式多电平逆变器的逆变方式与控制电路

新型层叠式多电平逆变器的逆变方式有三种,即全桥式、半桥式和推挽式,逆变器所使用的开关器件采用的是有内置反并联二极管的IGBT,其中最常用的是全桥式逆变方式。

采用 APOD-PWM 直流电源与全桥逆变方式的新型层叠式全桥多电平逆变器电路如图 4 所示,其中图 4(c)为主电路,图 4(b)为控制电路。

要使直流电源的输出电压成为层叠式

APOD-PWM 准正弦波形多电平电压,最直接的办法就是分层进行 PWM 控制,要实现分层 PWM 控制必须满足以下的条件,由图 3 可知:

- (1) 将正弦调制波的幅值 E 分成五等分,即 $E/5$;
- (2) 使每一层的载波三角波的幅值 $U_c = E/5$;
- (3) 用每一层的 u_s 与本层的载波三角波进行比较,用比较产生的脉冲去控制本层的开关 S 。

下面用图来说明分层控制方式的过程。

第一层:当图 4(a)所示的正弦调制波 u_s 由零逐渐上升时,二极管 D_1 受正偏置而导通,a 点的电

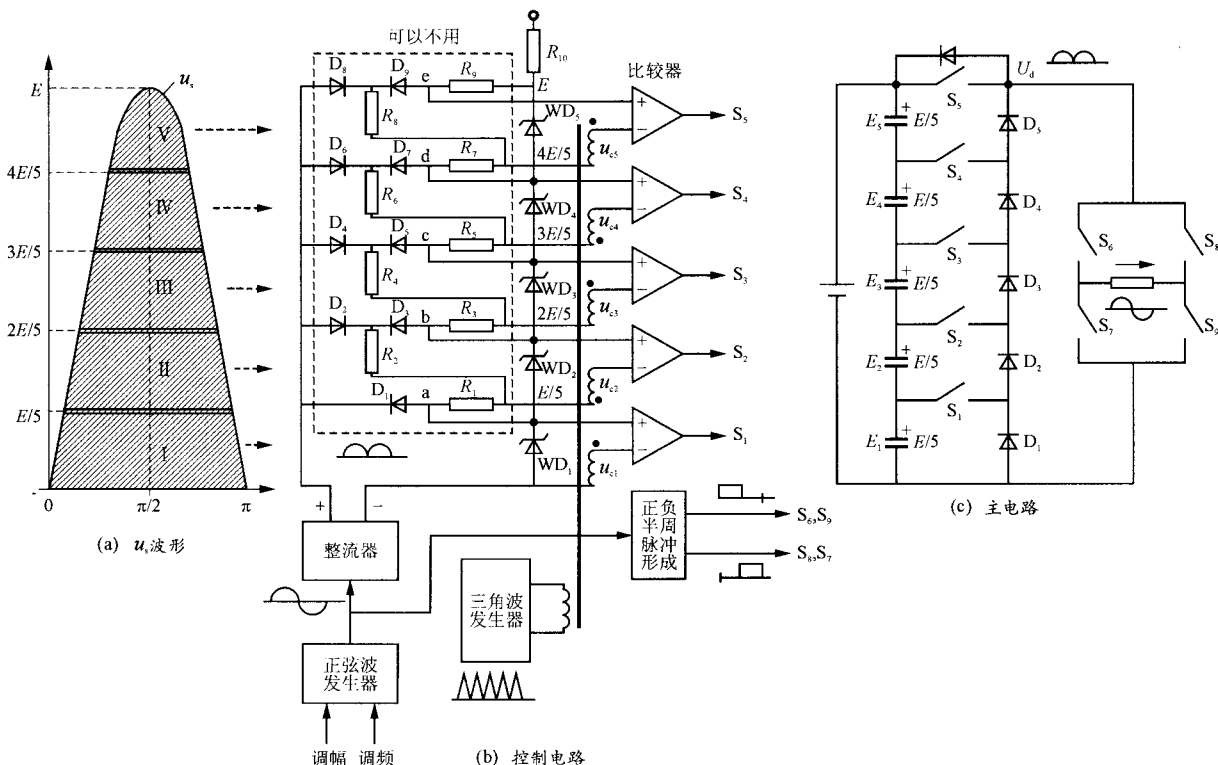


图4 新型层叠式全桥多电平逆变器的控制电路

压 u_a 也由零逐渐上升,当 u_s 的电压上升到 $E/5$ 或大于 $E/5$ 时,二极管 D_1 因反偏置而关断,a 点的电压稳定在 $u_a=E/5$ 。a 点的电压波形如图 4(a)中 I 所示,用 u_a 与载波三角波 u_{c1} 进行比较所产生的 PWM 脉冲去控制开关 S_1 ,得到图 3 中最下一层的 PWM 波形。

第二层:当图 4(a)所示的正弦调制波 u_s 由 $E/5$ 继续上升时,二极管 D_2 受正偏置而导通,b 点的电压也由 $E/5$ 继续上升,当 u_s 上升到 $2E/5$ 或大于 $2E/5$ 时,二极管 D_3 因反偏置而关断,b 点的电压稳定在 $u_b=2E/5$,b 点的电压波形如图 4(a)中 II 所示,用 u_b 与载波三角波 u_{c2} 进行比较所产生的 PWM 脉冲去控制开关 S_2 ,得到图 3 中下面第二层的 PWM 波形。

第五层:当图 4(a)所示的 u_s 由 $4E/5$ 继续上升时,二极管 D_8 受正偏置而导通,e 点的电压也由 $4E/5$ 继续上升,当 u_s 上升到 $5E/5$ 时,二极管 D_9 因反偏置而关断,e 点的电压稳定在 $5E/5$,e 点的电压波形如图 4(a)中 V 所示,用 u_e 与载波三角波 u_{c5} 进行比较,所产生的 PWM 脉冲去控制开关 S_5 ,得到图 3 中最上面一层的 PWM 波形。

在控制电路图 4(b)中,用 5 个稳定电压为 $E/5$ 的稳压二极管 WD 串联作为分层控制的基准

参考电压(也可以用电阻分压),用基准参考电压的上、下削波控制来对正弦调制波电压 u_s 进行分层的。

根据上述的 APOD-PWM 控制,可以使直流电源的输出电压变成一种单相全桥整流式 APOD-PWM 多电平正弦电压波形,将此波形通过图 4(c)所示主电路中的开关 S_6, S_9, S_7, S_8 的交替 ZVT 导通,就可以在负载上得到 APOD-PWM 11 电平正弦波交流电压输出,此输出电压可以通过调节正弦调制波 u_s 的大小和频率来调节输出电压和输出频率。

这里必须说明的一点是,图 4(b)所示的控制电路只是为了说明原理而给出的一种示意电路,实际应用的直流电源二极管叠加分层控制只要将载波三角波分层进行控制就行了,正弦调制波不分层也可以进行分层控制,因此图 4(b)中虚线框内的电路可以不用。

2.4 三相新型层叠式多电平逆变器电路

与罗宾康 5 个 2H 桥串联叠加式完美无谐波变频器相似,采用新型层叠式多电平逆变器的变频器主电路如图 5 所示,其中逆变器的控制电路如图 6 所示。当采用图 6 所示的控制电路对图 5

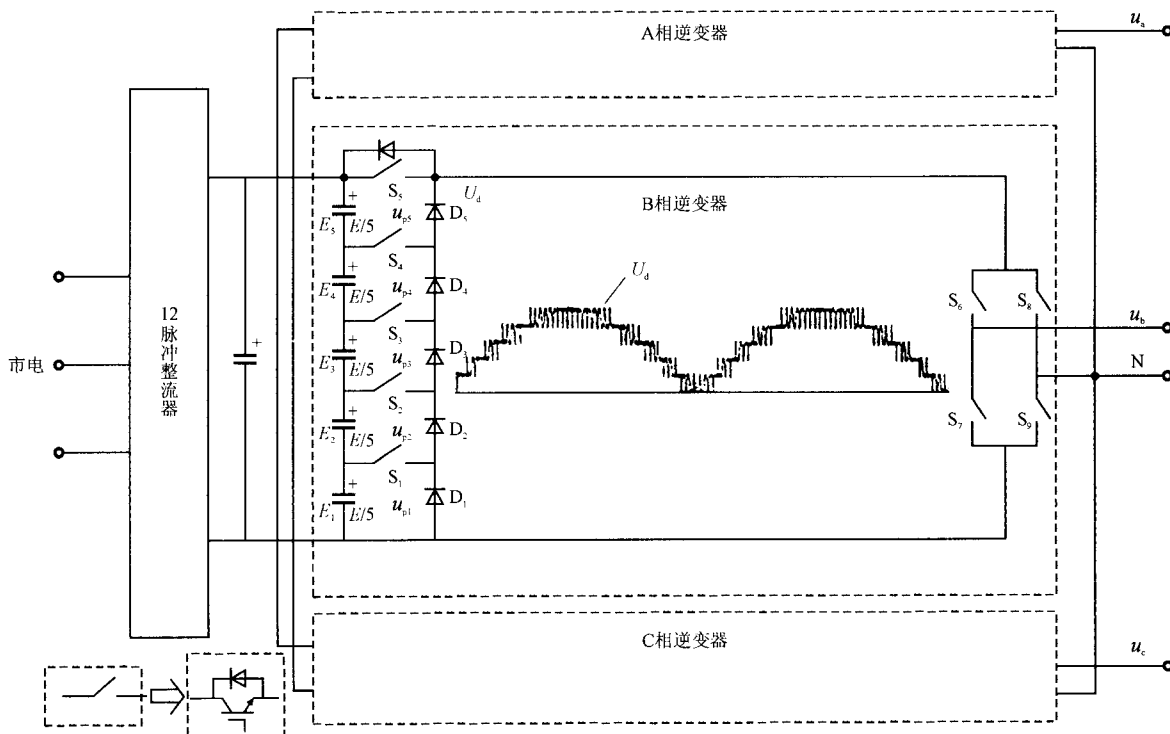


图 5 三相层叠式多电平变频器的主电路

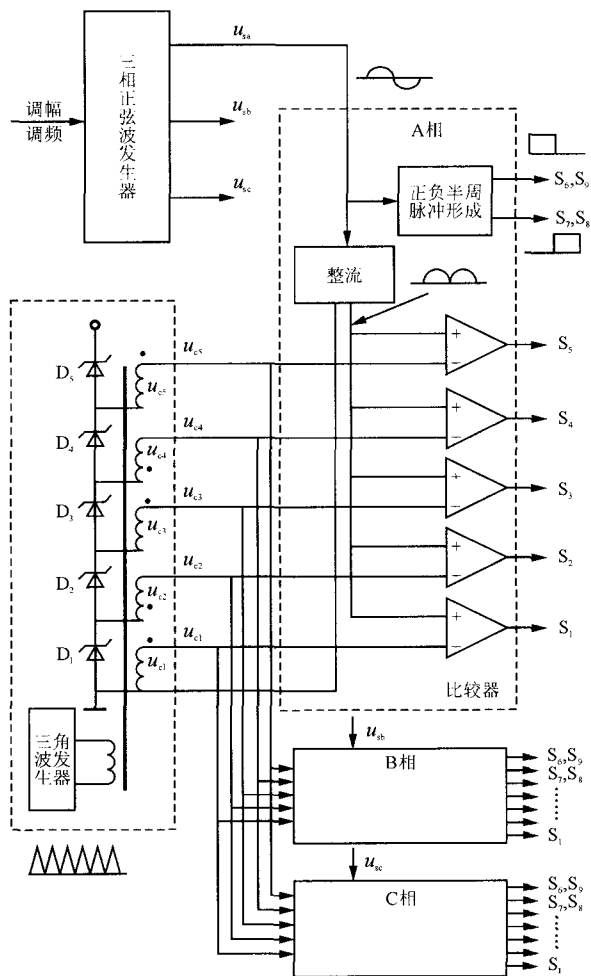


图6 图5所示主逆变电路的控制电路原理示意图

所示的主逆变电路进行控制时，同样也可以得到11电平APOD-PWM准正弦波交流电压输出，输出电压的波形完全和罗宾康5个2H桥串联叠加的输出电压波形完全相同。

3 输出电压表示式的推导

我在参考文献[1]中已经证明过，采用APOD-PWM控制法得到的输出电压波形，与采用载波三角波移相PWM控制法得到的输出电压波形是完全相同的，这一点可以用图7来证明，只要对图7的上图参照图3的画法进行画图就可以证明。下面我们用载波三角波移相PWM法得到的输出电压波形来推导输出电压的表示式。

由图7的上图可知，五个载波三角波的初相位角依次滞后 \$2\pi/5\$，假定 \$u_{c1}\$ 的初相位角 \$\alpha_1=0\$，则

\$u_{c2}\$ 的初相位角 \$\alpha_2=2\pi/5\$，……\$u_{c5}\$ 的初相位角 \$\alpha_5=2\pi/5 \times (5-1) = 4 \frac{2\pi}{5}\$。用载波三角波 \$u_{c1}\$ 与正弦调制波 \$u_s\$ 进行比较产生的脉冲去触发开关 \$S_1\$，得到 \$E_1\$ 的输出电压 \$u_{p1}\$；用载波三角波 \$u_{c2}\$ 与正弦调制波 \$u_s\$ 进行比较产生的脉冲去触发开关 \$S_2\$，得到 \$E_2\$ 的输出电压 \$u_{p2}\$，……用载波三角波 \$u_{c5}\$ 与正弦调制波 \$u_s\$ 进行比较产生的脉冲去触发开关 \$S_5\$，得到 \$E_5\$ 的输出电压 \$u_{p5}\$，A相逆变器的APOD-PWM输出电压

$$u_a = u_{p1} + u_{p2} + \dots + u_{p5}$$

载波三角波 \$u_{c1}\$ 的表示式为

$$u_{c1} = \begin{cases} -(\omega_c t + \alpha_1 - 2\pi k) \frac{U_c}{\pi} + U_c, & 2\pi k \leq \omega_c t < 2\pi k + \pi \\ (\omega_c t + \alpha_1 - 2\pi k - \pi) \frac{U_c}{\pi}, & 2\pi k + \pi \leq \omega_c t < 2\pi k + 2\pi \end{cases} \quad (1)$$

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

正弦调制波的表示式为

$$u_s = U_s \sin \omega_s t \quad (2)$$

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

则 \$E_1\$ 的输出电压 \$u_{p1}\$ 的双重傅里叶级数表示式由参考文献[1]可得

$$u_{p1} = \frac{E}{5} M \sin \omega_s t + \frac{2E}{5\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cos(\pi - 0) \sin[(mF+n)\omega_s t] - \frac{2E}{5\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \sin m(\pi - 0) \cdot \cos[(mF+n)\omega_s t] \quad (3)$$

同理，\$E_2 \sim E_5\$ 的输出电压 \$u_{p2} \sim u_{p5}\$ 的双重傅里叶级数表示式为

$$u_{p2} = \frac{E}{5} M \sin \omega_s t + \frac{2E}{5\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cos m \left(\pi - \frac{2\pi}{5} \right) \sin[(mF+n)\omega_s t] - \frac{2E}{5\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \sin m \left(\pi - \frac{2\pi}{5} \right) \cdot \cos[(mF+n)\omega_s t] \quad (4)$$

$$u_{p3} = \frac{E}{5} M \sin \omega_s t + \frac{2E}{5\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cos m \left(\pi - 2 \frac{2\pi}{5} \right) \sin[(mF+n)\omega_s t] -$$

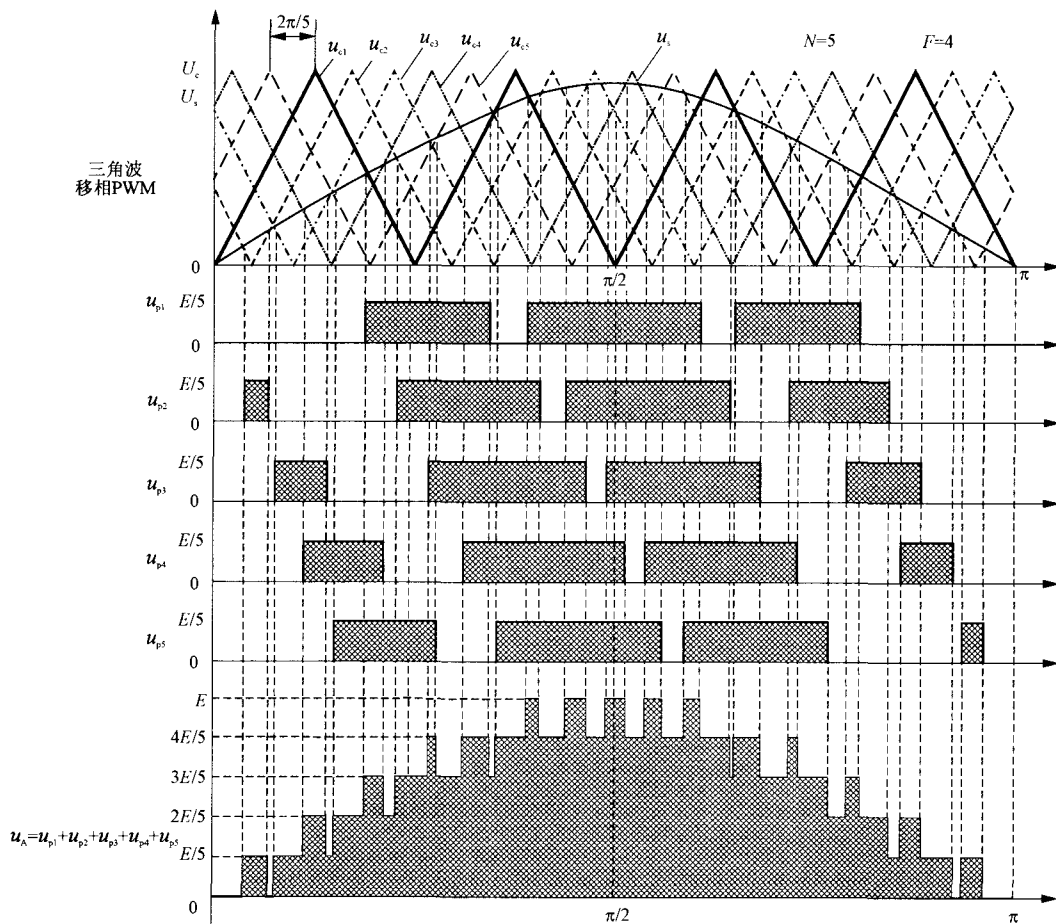


图 7 N=5 的载波三角波移相 PWM 控制的工作波形图

$$\frac{2E}{5\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1,\pm 3,\dots}^{\pm\infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \sin m \left(\pi - 2 \frac{2\pi}{5} \right) \cdot \cos[(mF+n)\omega t] \quad (5)$$

$$u_{p4} = \frac{E}{5} M \sin \omega t + \frac{2E}{5\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1,\pm 3,\dots}^{\pm\infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cos \left(\pi - 3 \frac{2\pi}{5} \right) \sin[(mF+n)\omega t] -$$

$$\frac{2E}{5\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1,\pm 3,\dots}^{\pm\infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \sin m \left(\pi - 3 \frac{2\pi}{5} \right) \cdot \cos[(mF+n)\omega t] \quad (6)$$

$$u_{p5} = \frac{E}{5} M \sin \omega t + \frac{2E}{5\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1,\pm 3,\dots}^{\pm\infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \cos \left(\pi - 4 \frac{2\pi}{5} \right) \sin[(mF+n)\omega t] -$$

$$\frac{2E}{5\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1,\pm 3,\dots}^{\pm\infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \sin m \left(\pi - 4 \frac{2\pi}{5} \right) \cdot \cos[(mF+n)\omega t] \quad (7)$$

由于 $\sin m(\pi-0) + \sin m(\pi-\frac{2\pi}{5}) + \dots + \sin(\pi-4\frac{2\pi}{5}) = 0$, $\cos m(\pi-0) + \cos m(\pi-\frac{2\pi}{5}) + \dots + \cos m(\pi-4\frac{2\pi}{5}) = \pm 5$ 或零, 当 m 为 5 的奇倍数时等于 -5, 当 m 为 5 的偶倍数时等于 +5, 当 m 为 5 的整倍数以外的数时等于零。所以

$$u_A = u_{p1} + u_{p2} + u_{p3} + u_{p4} + u_{p5} = EM \sin \omega t +$$

$$\frac{2E}{\pi} \sum_{m=5,10,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1,\pm 3,\dots}^{\pm\infty} \frac{J_n(mM\pi)}{m} \sin[(mF+n)\omega t] \quad (8)$$

由式(8)可知, 在输出电压 u_A 中将消除 $5F \pm 1$ 次以下的谐波, 只包含 $5F \pm 1$ 次以上的谐波。例如当 $F=120$ 时, 将可以消除 $5 \times 120 \pm 1 = 600 \pm 1$ 次以下的谐波, 故可以称为无谐波(Harmony)逆变器。

图 5 所示三相层叠式多电平逆变器, 当采用图 6 所示的控制电路进行控制时, 其 A 相电路输出电压的仿真波形如图 8 所示, 此波形与罗宾康

5 个 2H 桥串联叠加的输出电压波形是完全相同的,但比 5 个 2H 桥串联叠加少用了 33 个开关器件,和 14 个独立直流电源。

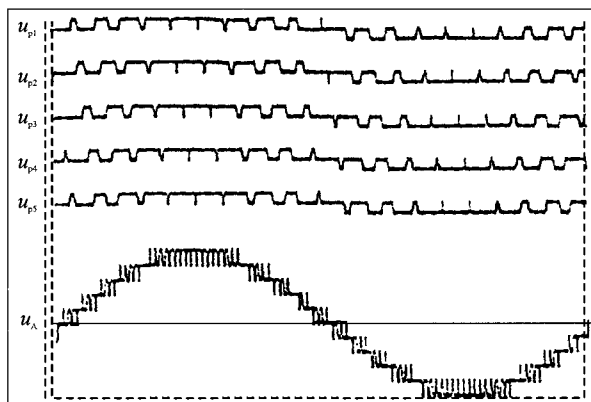


图 8 三相层叠式多电平逆变器的相电压仿真波形

4 结语

新型层叠式多电平逆变器,是集箝位式多电平逆变器与级联式多电平逆变器的优点,克服两者的缺点而研制出来的一种新型多电平逆变器,它的突出优点是所用开关器件最少,所用独立直流电源的数目也最少(只用一个),可以使逆变开关工作在 ZVS 状态,控制方法与控制电路最简单,输出电压波形最接近于正弦波,可以达到“完美无谐波”的程度。当应用于交流变频调速系统时可以达到罗宾康变频器的性能指标,但比斩波变频少用 55% 的开关器件,少用 14 个独立直流电源,只用一个独立直流电源即可。由于上述这些优点,故可以在交流变频调速与中大功率 UPS 中得到广泛应用。但这种逆变器也存在着一个明显的缺点,即其电路结构形式还具有两电平逆变器的特点,因此不便于高压大功率应用。但是,由于开关器件的发展,例如 IGCT 和高压大功率 IGBT 的出现(EUPEC 公司生产的 IGBT 已经达到了 6500V/2500A),使这个缺点已经变得不太重要了,相反输出电压波形的改善却变得更加重要了。因为用现有的开关器件及本文介绍的层叠式多电平逆变器,同样可以研制出 3000V 和 6000V 的交流变频器。此外,这种逆变技术也可以应用于中大功率的 UPS 中,以进一步提高输出电压的质量。

采用这种逆变器生产的电源装置(如变频调速器、UPS)可以不用交流滤波电感以提高电源的

反应速度,同时开关 S_6 、 S_7 、 S_8 、 S_9 工作在 ZVS 状态。

综合上述可知,这种逆变器具有输出电能质量高,体积重量小,成本低,反应速度快,开关损耗小的特点,是一种优良的逆变技术,应当推广应用。

参考文献

- [1] 刘凤君. 现代逆变技术及应用[M]. 北京:电子工业出版社,2006.
- [2] 刘凤君. 多电平逆变技术及其应用[M]. 北京:机械工业出版社,2007.

作者简介

刘凤君,男,研究员,从事电力电子技术研究 40 多年,著书 10 本,发表文章 300 余篇。

安森美半导体的 NCP1605 PFC 控制器 获最佳产品奖

全球领先的电源半导体解决方案供应商安森美半导体日前宣布,公司的 NCP1605 功率因数校正(PFC)控制器荣获《电子设计技术》杂志 2007 年度创新奖电源器件与模块类别的最佳产品奖。

NCP1605 PFC 是增强型高压、高能效待机模式功率因数控制器,能够工作在固定频率非连续导电模式(DCM)和/或临界导电模式(CRM)。这器件整合了构建功能强大的 PFC 段所需的全部特性。NCP1605 能够作为 PFC 主控端工作,以确保电源的第二段仅在安全条件下启动。此外,它集成跳周期功能,将待机损耗降到最低。NCP1605 有助开发出高能效电源,应用于大功率交流(AC)适配器、台式电脑、平板电视和工业等,电源并符合新兴的全球能效和功率因数标准。

安森美半导体汽车及电源管理产品部全球销售及市场总监郑兆雄说:“能获这 EDN China 创新奖,我们倍感荣幸,因为这奖是由工程师们投票的。得此奖项意味着工程人员非常接受安森美半导体的产品。这殊荣进一步肯定了安森美半导体为中国工程师所带来的电源解决方案的价值。作为电源管理领域的业界领先供应商,我们致力于技术和解决方案创新。工程师们采用我们的解决方案,能构建能效更高的整体解决方案,并能缩短电源设计周期,符合世界各地的能效规范标准。”

NCP1605 采用无铅 SOIC-16 封装,每 1000 片的批量单价为 1.07 美元。