

# 自举式三相半桥级联型多电平逆变器

夏守行

(浙江工贸职业技术学院电子工程系, 浙江温州 325003)

**摘 要:** 本文提出了一种新型的三相四线制多电平逆变器,它在常规六开关三相全桥逆变输出上,再级联一级半桥,并加入自举电路,负载中线与输入电源正极相连.在纹波跟踪分段式 SPWM(Sinusoidal Pulse Width Modulation)调制下,级联的半桥电能由自举电路工作时得到.该电路拓扑结构及其控制方法,减少了多电平逆变的独立直流电源数,提高了逆变输出电压.文章用逐段计算法分析了规则采样 SPWM 调制法的自举电容的纹波和电流,以及产生的谐波.通过分析和实验表明,自举电容的电容量、充电回路电阻、负载和调制度等,均对自举电容的纹波和电流有影响.

**关键词:** 三相四线制;级联多电平逆变器;半桥;纹波电压;充电电流

**中图分类号:** TM464 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2015)06-1205-06

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.06.025

## Bootstrap Three-Phase Half-Bridge Cascaded Multilevel Inverter

XIA Shou-xing

(Department of Electronic Engineering, Zhejiang Industry & Trade Vocational College, Wenzhou, Zhejiang 325003, China)

**Abstract:** The paper proposes a new three-phase four-wire multilevel inverter. Besides the conventional six-switch three-phase full-bridge inverter output, the inverter cascades to a half bridge configuration and has a bootstrap circuit with the load neutral line connecting to the anode of input power. Under the ripple-tracing segmental SPWM(Sinusoidal Pulse Width Modulation), the cascaded half-bridge electricity is obtained when the bootstrap circuit works. The circuit topology structure and its control method reduce the independent direct-current power sources of the multilevel inverter and raise the inverter output voltage. Using the piecewise calculation method, the paper analyzes the ripples and current of the bootstrap capacitor with regular sampling SPWM modulation, and the harmonic waves generated. The analyses and experiments in this paper show that a bootstrap capacitor's capacitance, charging loop resistance, load and modulation degree can affect the capacitor's ripples and current.

**Key words:** three-phase four-wire system; cascaded multilevel inverter; half-bridge; ripple voltage; charge current

## 1 引言

三相交流逆变电源在电力上应用极为广泛<sup>[1]</sup>,其输出电压的对称性是三相逆变电源的一个重要指标<sup>[2]</sup>.在三相不平衡负载场合中,逆变电源通常采用三相四线制,其电路拓扑有四种常见的方案<sup>[3~6]</sup>:方案一是采用两个等量电容串联,负载中线与两电容串联连接点相连,该方案简单容易,但其电压利用率偏低;方案二是采用三相四桥臂,负载中线与第四桥臂中点相连,该方案有开关器件少、无需工频变压器等优点,线电压峰值最大可达直流母线电压<sup>[7]</sup>,但控制要比方案一复杂许多;方案三是插入 $\Delta/Y_0$ 三相变压器,该方案也较简单,但体

积和重量会随负载不平衡度增加而增大<sup>[8]</sup>;方案四是采用三相六桥臂,三相可独立控制,便于大功率输出,单电源供电时,输出需一个工频变压器.后两种方案更适合隔离式逆变系统中.

模块组合式多电平变换器<sup>[9,10]</sup>,以半桥或全桥级联而成,具有高度模块化、扩展容易、输出谐波小等特点,适合于中高压大功率系统中<sup>[11]</sup>.如在该半桥级联拓扑上,加入自举电路,即得到本文所要研究的一种新型的三相四线制自举式半桥级联型多电平逆变电路,只需一个直流电源,级联电源由自举电路产生,级联的拓扑结构,更能提高逆变输出电压.

## 2 三相半桥级联型逆变主电路

主电路如图 1 所示,为两个半桥级联的三相多电平逆变电路,开关管  $S_{11} \sim S_{14}$ 、 $S_{21} \sim S_{24}$ 、 $S_{31} \sim S_{34}$  分别组成  $a$ 、 $b$ 、 $c$  相的两个级联半桥,各半桥的开关工作是互补的。 $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$  和  $C_1$ 、 $C_2$  和  $C_3$  构成自举电路,  $Z_a$ 、 $Z_b$  和  $Z_c$  为三相负载,负载中线连至电源  $U_{dc}$  的正端,即  $N$  点,  $N$  点电位设为零伏,  $C_0$  为滤波电容,由图 1 拓扑可知,三相是可独立控制的。 $u_{C1}$  为  $C_1$  端电压,虚框内为后文须论述的纹波跟踪正弦脉宽调制法 (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)。 $u_a$ 、 $i_a$  分别为  $a$  相上半桥输出的电压和电流。

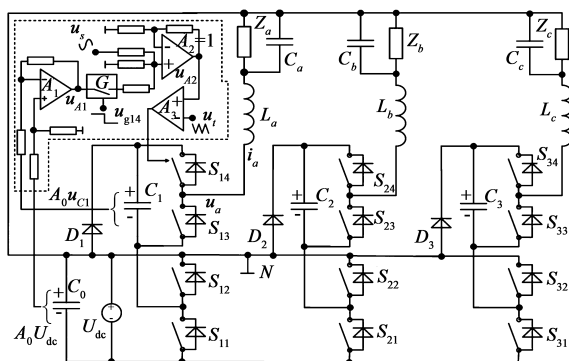


图1 主电路拓扑

以  $a$  相逆变为例,两级联半桥的开关共有 00、01、10、11 四种状态,具体等效电路如图 2 所示,  $i_{C1}$  为  $C_1$  电流。图 2 所示 00 状态时,两半桥下管均闭合,  $u_a = -U_{dc}$ ,  $C_1$  为充电状态;01 状态时,上桥下管闭合,下桥上管闭合,  $u_a = 0$ ,  $C_1$  为保持状态,即不充电也不放电;10 状态时,  $u_a = 0$ ,  $C_1$  为充电状态;11 状态时,  $u_a = U_{dc}$ 。上述分析可知,开关状态与调制方法有关。

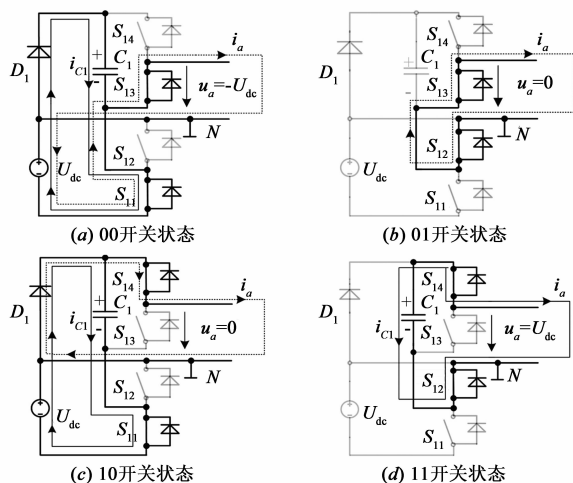


图2 四种开关状态等效电路

## 3 分段式 SPWM 调制

对于级联型多电平逆变,载波相移 (Carrier Phase-Shifted, CPS) SPWM 调制法是常用的一种。但常规 CPS-SPWM 调制法如用于图 1 电路,在  $a$  相正半周时,会存在一个无法充电的 01 状态。如此时让  $S_{14}$  一直导通,而下桥以 SPWM 调制,只剩 10 和 11 两个状态,可消除 01 状态。在  $a$  相负半周时,中线上的电流会向  $C_1$  倒送电能,引起  $u_{C1}$  超过  $U_{dc}$ 。因此负半周要避免 10 状态,可让上桥  $S_{14}$  一直关闭,下桥仍 SPWM 调制。具体调制波形如图 3 所示。

图 3 的  $u_i$ 、 $u_o$  分别为下级联半桥的三角载波和调制波,分两段调制。 $u_{g12}$  和  $u_{g14}$  分别为  $S_{12}$ 、 $S_{14}$  的控制波形。 $T_{H1} \sim T_{H6}$  和  $T_{L1} \sim T_{L7}$  分别为  $u_{g12}$  的状态时间。 $U_{V1}$  为  $u_{C1}$  初值,  $U_{V2} \sim U_{V7}$  和  $U_{P1} \sim U_{P7}$  为  $u_{g12}$  波形各转折点时  $u_{C1}$  电压值,对应弧度为  $\varphi_0 \sim \varphi_{12}$ 。 $\theta_1 \sim \theta_6$  为各三角载波谷点时刻对应弧度,  $T_c$  为三角载波周期,  $U_s = U_{dc} - U_D$ ,  $U_D$  为二极管的通态压降。图 3 的 SPWM 调制采样较简单的规则采样法<sup>[12]</sup>,调制波方程为

$$u_o = \begin{cases} M \sin(\omega t + \pi), & \omega t \in [-\pi, 0) \\ M \sin(\omega t + \pi) + 1, & \omega t \in [0, \pi) \end{cases} \quad (1)$$

式(1)中,  $\omega$  为  $u_o$  的角频率,  $M$  为调制度。

由规则采样法原理可得  $u_{g12}$  的各高电平时长<sup>[13]</sup>。

$$T_{Hn} = \begin{cases} T_c M \sin(\theta_n + \pi), & \theta_n \in [-\pi, 0) \\ T_c [M \sin(\theta_n + \pi) + 1], & \theta_n \in [0, \pi) \end{cases} \quad (2)$$

式(2)中,  $n = 1, 2, 3, \dots, K$ ,  $K$  为载波比,  $\theta_n = (\pi/K) \times (2n - 1) - \pi$ 。同理可得

$$T_{Ln} = \begin{cases} 0.5(T_c - T_{H1}), & n = 1 \\ T_c - 0.5(T_{Hn} + T_{H(n+1)}), & n \in [2, K] \end{cases} \quad (3)$$

在负半周时,  $C_1$  一般有足够的时间,使  $U_{V(K+1)} \approx U_{V1} \approx U_s$ ,图 3 最后的  $T_{L7}$  时段的  $u_{C1}$  无需计算。

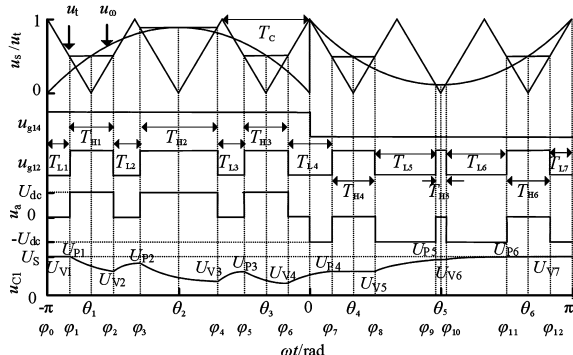


图3 分段式CPS-SPWM调制

## 4 自举电容的纹波

$C_1$  在充电和放电工作时,其端电压的纹波经逆变

后,会产生纹波基波和各次纹波谐波,实际逆变输出为理想电压基波与纹波基波的矢量和,则有

$$U_m = \sqrt{M^2 U_{dc}^2 + U_{H1m}^2 + 2MU_{dc}U_{H1m}\cos\beta} \quad (4)$$

式(4)中的  $U_m$  和  $U_{H1m}$  分别为实际输出电压基波和纹波基波的幅度,  $\beta$  为纹波基波与理想电压基波的相位差。

#### 4.1 自举电容纹波分析

设负载  $Z_a$  的感抗和电阻分别为  $X_L$  和  $R_L$ , 则相位差  $\alpha = a \tan(X_L/R_L)$ . 电流  $i_a$  因输出存在滤波器件或感性器件而可认为正弦曲线, 与负载电流近似相等.  $C_1$  的充放电情况如表 1 所示.

表 1  $C_1$  的工作情况

时段	$\theta_n \in [-\pi, (-\pi + \alpha))$	$\theta_n \in [(-\pi + \alpha), (-\pi + 2\alpha))$	$\theta_n \in [(-\pi + 2\alpha), 0)$	$\theta_n \in [0, \pi)$
$T_{Hn}$	充电, $u_{C1}$ 上升,	放电, $u_{C1}$ 下降,	放电	无
$T_{Ln}$	$u_{C1} > U_S$	$u_{C1} \rightarrow U_S$	充电	充电

通常  $T_{Hn}$  时间很短, 各  $T_{Hn}$  时段内  $C_1$  平均电流  $I_{Hn}$  约等于各三角波谷点时刻的负载电流, 则

$$I_{Hn} = \sqrt{2} U_a \cdot |Y_a| \begin{cases} \sin(\theta_n - \alpha + \pi), & \theta_n \in [-\pi, 0) \\ 0, & \theta_n \in [0, \pi) \end{cases} \quad (5)$$

式(5)中的  $U_a$ 、 $Y_a$  分别为  $a$  相负载的电压有效值和导纳, 各  $T_{Hn}$  时段结束时,  $C_1$  端电压  $U_{Vn}$  为

$$U_{V(n+1)} = U_{Pn} - I_{Hn} T_{Hn} / C \quad (6)$$

式(6)中,  $C$  为  $C_1$  的电容量.

同理,  $\theta_n \in [(-\pi + \alpha), (-\pi + 2\alpha))$  的  $T_{Ln}$  各时段  $C_1$  平均电流  $I_{Ln}$  约等于各三角波峰点时刻的负载电流, 有

$$I_{Ln} = \sqrt{2} U_a \cdot |Y_a| \sin[\theta_n - \alpha + \pi(1 + 1/K)], \quad \theta_n \in [(-\pi + \alpha), (-\pi + 2\alpha)) \quad (7)$$

在  $-\pi + 2\alpha$  后的各  $T_{Ln}$  时段,  $C_1$  为充电, 为一阶 RC 全响应电路. 则各  $T_{Ln}$  时段结束时,  $C_1$  端电压  $U_{Pn}$  为

$$U_{Pn} = \begin{cases} U_{Vn} - I_{Ln} T_{Ln} / C, & \theta_n \in [(-\pi + \alpha), (-\pi + 2\alpha)) \\ U_{Vn} e^{-\frac{T_{Ln}}{\tau}} + U_S (1 - e^{-\frac{T_{Ln}}{\tau}}), & \theta_n \in [(-\pi + 2\alpha), \pi) \end{cases} \quad (8)$$

式(8)中,  $\tau$  为充电回路等效电阻. 由于充电和放电交错进行, 须分出  $u_{g12}$  各高低电平的状态, 有

$$\begin{cases} m_1 = 1, m_2 = 0, & u_{g12} \text{ 为高电平时} \\ m_1 = 0, m_2 = 1, & u_{g12} \text{ 为低电平时} \end{cases} \quad (9)$$

式(9)中  $m$  为  $u_{g12}$  的状态量. 把式(6)、式(8)和式(9)合成, 得  $C_1$  端电压曲线  $u_{C1}$  各转折点电压  $U_{Gj}$  为

$$U_{Gj} = \begin{cases} U_S, j=0 \\ m_2 U_{P1}, m_1=0, m_2=1, j=1 \\ m_1 U_{V1}, m_1=1, m_2=0, j=2 \\ \dots\dots\dots \\ m_2 U_{Pn}, m_1=0, m_2=1, j=2K-1 \\ m_1 U_{Vn}, m_1=1, m_2=0, j=2K \end{cases} \quad (10)$$

式(10)中,  $j=0, 1, 2, \dots, 2K$ .  $U_{Gj}$  可看作由  $U_S$  和纹波成分  $U_{Aj}$  组成, 则

$$U_{Aj} = U_{Gj} - U_S = U_{Gj} - U_{dc} + U_D \quad (11)$$

算出  $U_{Gj}$  和  $U_{Aj}$  各值后, 连成曲线即分别为  $C_1$  的端电压曲线  $u_{C1}$  和纹波曲线  $u_A$ . 设调制波频率 50Hz, 逆变相电压有效值 220V,  $U_D = 1.1V$ , 把上述系列式代入计算, 得  $u_{C1}$  曲线和纹波峰峰值  $U_{App}$  变化情况 ( $U_{App}$  为  $u_A$  的正向峰值和负向峰值之和) 如图 4 所示.

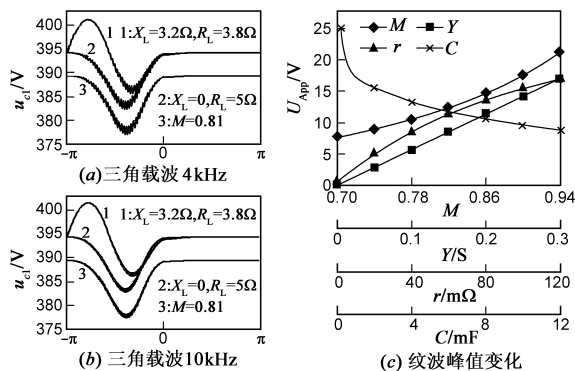


图 4 自举电容的纹波

图 4 所示电路参数除特别指明外, 其余参数为  $R_L = 5\Omega$ 、 $M = 0.8$ 、 $r = 60m\Omega$ 、 $C = 6.6mF$ , 后文亦同. 图 4(b) 与图 4(a) 的区别是载波频率不同, 两图的纹波变化的主体形状是基本相同的. 图 4(c) 是  $U_{App}$  变化图, 负载为纯阻性. 纹波由许多的锯齿状波形组成, 每个锯齿波经历  $T_{Ln}$  时段和  $T_{Hn}$  时段各一个, 其电压增量  $\Delta U_{Vn}$  等于该两时段的电压变化之和, 即  $\Delta U_{Vn} = U_{V(n+1)} - U_{Vn}$ .

当  $\theta_n \in [(-\pi + \alpha), (-\pi + 2\alpha))$  时, 由式(6)和式(8)得

$$\Delta U_{Vn} = -(I_{Hn} T_{Hn} + I_{Ln} T_{Ln}) / C \quad (12)$$

式(12)决定了纹波  $u_A$  的正向波形.

当  $\theta_n \in [(-\pi + 2\alpha), \pi)$  时, 同理得

$$\Delta U_{Vn} = (U_S - U_{Vn})(1 - e^{-\frac{T_{Ln}}{\tau}}) - \frac{I_{Hn} T_{Hn}}{C} \quad (13)$$

式(13)决定了  $u_A$  的负向波形, 其第一项和第二项分别为锯齿波电压的上升量和下降量, 分别对应  $T_{Ln}$  时段和  $T_{Hn}$  时段, 上升量使  $u_{C1}$  接近  $U_S$ , 负向纹波减小, 下降量则使纹波增大.

由图 4、式(12)和式(13)等说明:

(1)  $U_{App}$  与负载的导纳  $Y$  基本成正比, 负载越重, 纹波越大. 由式(12)和式(13)可知, 对任一锯齿波,  $\Delta U_{Vn}$  是关于  $I_{Hn}$  和  $I_{Ln}$  的线性函数.

(2)  $M$  越低  $U_{App}$  越小, 因为  $M$  变小时,  $T_{Ln}$  变长,  $T_{Hn}$  变短, 式(13)的电压上升量增大, 而下降量变小. 另外, 式(4)中的  $U_{H1m}$  通常远小于  $U_m$ , 对  $U_{dc}$  稍有影响, 对“ $Y$ ”线的线性也略有影响.

(3)  $C_1$  的电容量越大,  $U_{App}$  越小. 式(12)的纹波正向

峰值与  $C$  成反比;当  $C$  增大时,式(13)的第一项和第二项均变小,但第二项变小量多一些.

(4) 充电回路电阻  $r$  越大,  $U_{\text{App}}$  也越大. 当  $r$  增大时,式(13)第一项的电压上升量减小.

(5) 阻抗的模相同时,感性成分越大,其纹波正向峰值也越大,而负向峰值则越小.

因此,减小自举电容纹波的主要方法有:一是降低  $M$ ;二是减小  $r$ ;三是增大  $C$ ;四是减轻负载.

## 4.2 逆变输出谐波分析

纹波主要在正半周时对逆变有影响,通常  $T_{\text{Hn}}$  和  $T_{\text{Ln}}$  均很短,充电和放电曲线可近似为直线,便于傅立叶展开. 正半周有  $K+1$  段直线,每段直线方程  $u_j$  为

$$u_j = k_j(\omega t - \varphi_j) + U_{A_j} - 0.5 U_D = k_j \omega t + b \quad (14)$$

式(14)中,  $j = 0, 1, 2, \dots, K$ ,  $k_j$  为直线斜率,  $k_j = [U_{A(j+1)} - U_{A_j}] / [\varphi_{(j+1)} - \varphi_j]$ ,  $b_j = -k_j \varphi_j + U_{A_j} - 0.5 U_D$ . 由于只需展开正半周,故式(14)需加入  $-0.5 U_D$ . 各段直线傅立叶展开之和,即为输出傅立叶展开之结果,有

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \sum_{j=0}^K \int_{\varphi_j}^{\varphi_{(j+1)}} u_j d(\omega t) \quad (15)$$

$$a_N = \frac{1}{\pi} \sum_{j=0}^K \int_{\varphi_j}^{\varphi_{(j+1)}} u_j \cos(N\omega t) d(\omega t) \quad (16)$$

$$b_N = \frac{1}{\pi} \sum_{j=0}^K \int_{\varphi_j}^{\varphi_{(j+1)}} u_j \sin(N\omega t) d(\omega t) \quad (17)$$

以图 4(b) 的“2”线的  $U_{A_j}$  各值,代入式(14)~式(17),算得  $a_0 = -5.89\text{V}$ ,则逆变输出直流成分为  $0.5 a_0 \approx -2.9\text{V}$ . 同理算得纹波基波和各次谐波  $u_{\text{HN}}$  如式(18)所示.

$$\begin{cases} u_{\text{H1}} = 4.83 \sin(\omega t - 13.6^\circ) (\text{V}) \\ u_{\text{H2}} = 2.69 \sin(2\omega t + 56.4^\circ) (\text{V}) \\ u_{\text{H3}} = 1.19 \sin(3\omega t + 114.2^\circ) (\text{V}) \\ u_{\text{H4}} = 0.48 \sin(4\omega t + 181.2^\circ) (\text{V}) \\ \dots \end{cases} \quad (18)$$

式(18)中,  $u_{\text{H1}}$  的相位与逆变基波几乎相反,会少许降低逆变输出基波幅度. 谐波失真 (Total Harmonic Distortion, THD) 通常是对所有谐波求总谐波畸变率<sup>[14]</sup>, 式(18)的谐波主要集中在 2~5 次谐波上,则  $\text{THD} \approx 0.96\%$ . 同理以图 4(b) 的“1”线参数,算得  $0.5 a_0 \approx -0.9\text{V}$ ,  $\text{THD} \approx 1.32\%$ . 因此只要  $M$ 、 $R_L$ 、 $C$ 、 $r$  四个量合适,因纹波引起的波形畸变影响并不大. 纯阻负载的直流成分和失真度变化如图 5 所示.

## 4.3 跟踪纹波式调制

$C_1$  纹波不但使负载存在直流成分,还增加了逆变谐波,但如果对下桥的调制波加入倒相的谐波量,则人为的失真波形与纹波引起的谐波反相,可相互抵消,方法如图 1 虚框内所示,为跟踪纹波式调制,只改变下桥

调制. 首先采集  $C_0$  和  $C_1$  的电压实时值,分别为  $A_0 U_{\text{dc}}$  和  $A_0 u_{C1}$ ,  $A_0$  为采集比例,取出纹波反相变量  $U_{\text{dc}} - u_{C1}$ ,经放大倍数为  $A_1$  的放大器后,输出  $u_{A1} = A_0 A_1 (U_{\text{dc}} - u_{C1})$ . 开关  $G$  只在正半周时闭合,正半周时,放大器  $A_2$  把  $u_{A1}$  和  $u_s$  相加 ( $A_2 = 1$ ),其输出  $u_{A2}$  为

$$u_{A2} = A_1 A_0 (U_{\text{dc}} - u_{C1}) + u_\omega \quad (19)$$

逆变为两半桥逆变输出之和,在正半周时有

$$\begin{aligned} u_a &= U_{\text{dc}} u_{A2} + u_{C1} - U_{\text{dc}} \\ &= (A_1 A_0 U_{\text{dc}} - 1)(U_{\text{dc}} - u_{C1}) + U_{\text{dc}} u_\omega \end{aligned} \quad (20)$$

如令  $A_0 A_1 = 1/U_{\text{dc}}$ , 则  $u_a = U_{\text{dc}} u_\omega$ , 输出将不存在谐波成分. 如果逆变输出谐波允许,采集  $U_{\text{dc}}$  和  $u_{C1}$  时,可取其平均值,只消除负载直流成分,以降低运算速度要求. 采用跟踪纹波式调制,对  $C_1$  纹波影响很小,通常  $u_{A2}$  与  $u_\omega$  相差不大,对  $T_{\text{Hn}}$ 、 $T_{\text{Ln}}$  影响很小. 但如果纹波过大,  $u_{A2}$  峰值也会过大,从而产生过调制,这是不允许的,即正半周时,要求  $u_{A2} \leq 1$ , 有

$$u_s \geq u_{C1} \cdot U_{\text{dc}} \quad (21)$$

式(21)是  $C_1$  端电压允许条件.

## 5 自举电容的电流分析

$C_1$  在  $T_{\text{Hn}}$ 、 $T_{\text{Ln}}$  各时段内脉冲平均电流  $I_{Gj}$  为

$$I_{Gj} = C \frac{U_{C(j+1)} - U_{Gj}}{T_j} \quad (22)$$

式(22)中,  $j = 0, 1, 2, \dots, 2K$ ,  $T_0 = T_{\text{L0}}$ 、 $T_1 = T_{\text{H1}}$ 、 $T_2 = T_{\text{L1}}$ 、 $T_3 = T_{\text{H2}}$ 、 $T_4 = T_{\text{L2}}$ 、 $\dots$ .

但  $\omega t \in [(-\pi + 2\alpha), \pi)$  的各  $T_{\text{Ln}}$  时段的脉冲初始电流  $I_{0j}$  会比  $I_{Gj}$  大一些,由式(8)得

$$\begin{aligned} I_{0j} &= \lim_{t \rightarrow 0} [C u'_{C1}] \\ &= \lim_{t \rightarrow 0} C [U_{Gj} e^{-\frac{t}{\tau}} + U_s (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})]' = \frac{U_s - U_{Gj}}{r} \end{aligned} \quad (23)$$

算出  $I_{0j}$  各值后,得到  $I_{0j}$  的电流分布波形  $i_{C0}$  如图 6 所示,其脉冲电流正值为  $C_1$  充电电流,负值为  $C_1$  放电电流. 图 6(c) 为纯阻性负载时,  $I_{0j}$  的最大值  $I_{C0m}$  和  $I_{Gj}$  的最大值  $I_{Cm}$  的变化情况,实线为  $I_{C0m}$  与  $M$ 、 $Y$ 、 $C$ 、 $r$  的变化情况,虚线为  $I_{Cm}$  与  $C$ 、 $r$  的变化情况.  $I_{Cm}$  和  $I_{C0m}$  与  $M$ 、 $Y$  的变化趋势均基本重合,当  $C$  或  $r$  减小时,  $I_{Cm}$  和  $I_{C0m}$  差异变大. 因此,降低充电峰值电流的方法也有四个:一是降低  $M$ ,二是减轻负载,三是增大  $C_1$  电容量,四是增大  $r$ . 但减轻负载意味着逆变功率的减小,增大  $r$  会增大损耗,因此适当降低  $M$  和增大  $C_1$  电容量是降低  $I_{C0m}$  和  $I_{Cm}$  的较好方法.

$I_{Gj}$  是脉冲电流,根据电流有效值定义,有

$$I_C = \sqrt{\sum_{j=0}^{2K} I_{Gj}^2 (T_j / T_s)} \quad (24)$$

式(24)中,  $I_C$  为  $C_1$  电流有效值.

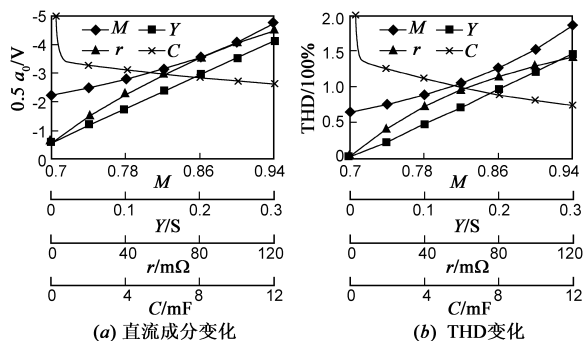


图5 直流成分与THD

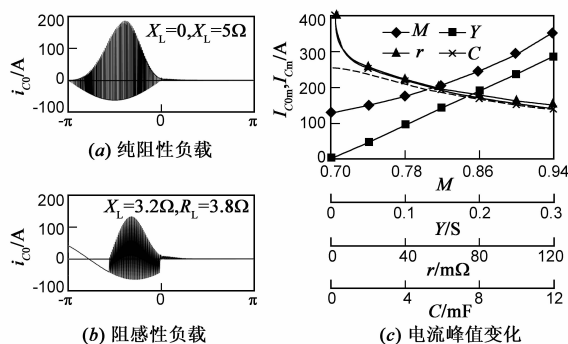


图6 自举电容的电流

以图 4(b)的“2”线参数,算得  $I_C$  大小均约 46A,则充电回路损耗比率  $\eta$  为

$$\eta = I_C^2 r / P_0 \quad (25)$$

式(25)中  $P_0$  为相负载功率。

## 6 电路元件和参数的选择

根据前述分析,调制采用纹波跟踪分段式 SPWM 方式。上半桥开关管工作频率与逆变基波频率相同,可选低频管。因  $C_1$  脉冲电流及其有效值对充电回路元件的参数选择较重要,故更应关注图 6。由式(25)可知,当  $P_0$  和  $\eta$  确定后, $r$  的值即可算出。如纯阻负载  $R_L = 5\Omega$ 、 $\eta = 1.5\%$  时,则  $r \approx 60m\Omega$ ,接下再确定  $M$  和  $C$ ,由图 6(c)发现, $M$  大约超过 0.82 后, $I_{C0m}$  增大较快, $M$  小于 0.78 时, $I_{C0m}$  减小变慢,但电压利用率变低,故  $M$  选择范围大约 0.78 ~ 0.82 较佳。同理当容量约超过 2mF 时, $I_{C0m}$  减小趋势变缓, $C_1$  的选择须综合考虑  $I_{C0m}$ 、 $C_1$  自身体积和成本等因素。以图 6(c)实验条件, $C_1$  参考范围约为 4mF ~ 10mF。不过当  $R_L$ 、 $\eta$ 、 $M$  有改变时,图 6(c)曲线须重新计算作图, $C_1$  参数也须重新综合考虑选择。

## 7 实验结果

实验样机逆变输出为三相对称 50Hz 交流电,相电压有效值 220V。上半桥采用 IGBT 模块;下半桥的  $S_{11}$ 、 $S_{21}$  和  $S_{31}$  采用型号为 STY145N65M5 的功率 MOSFET 管,

两只并联, $S_{12}$ 、 $S_{22}$  和  $S_{32}$  型号为 STY139N65M5;自举电容为低 ESR 电容;由于  $r$  要根据实验要求变化,需串入合适阻值的锰铜丝。部分实验结果表明如图 7 所示。

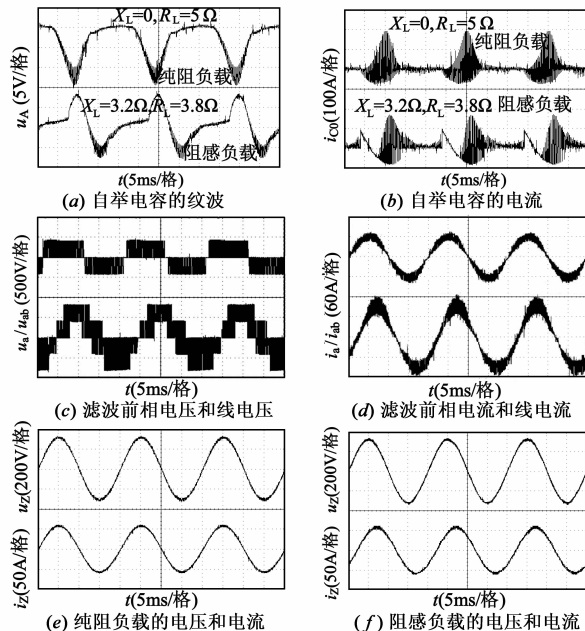


图7 实验波形

图 7(a)的纹波比理论分析偏大一些,主要原因是  $C_0$  上的纹波叠加到  $C_1$  上的缘故。如果  $C_1$  实测纹波量减去  $C_0$  的纹波量,或者  $r$  取得较大, $C_1$  电容量取得较小,此时纹波较大,上述因素影响会较小, $C_1$  的实验纹波与理论分析是很相近的。图 7(b)的电流与理论基本相符。负载为纯阻或阻感(总阻抗仍  $5\Omega$ )负载时,测得两种情况的直流成分均小于 0.3V,谐波失真均小于 0.5%。当保持输出相电压有效值 220V 不变,纯阻负载在  $20\Omega \sim 5\Omega$  变化时, $U_{dc}$  变化范围约 390V ~ 400V。

图 8 为纯阻负载实验时,自举电容的  $U_{App}$  和  $I_{C0m}$  变化趋势图。同样的,图 8(a)的纹波也比理论偏大一些,原因同图 7,图 8(b)的电流与理论也基本相符。

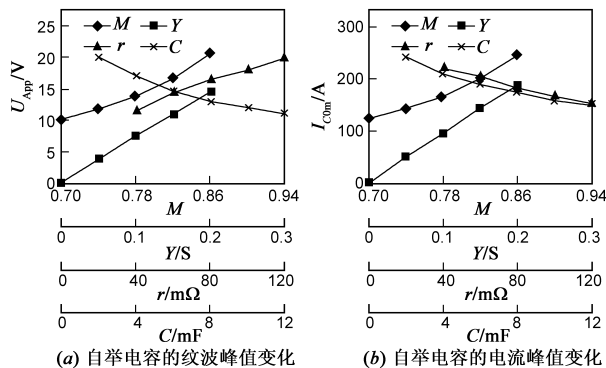


图8 自举电容纹波和电流

## 8 结论

所研究的自举式三相半桥级联多电平逆变器,实现了三相四线制输出,具备向三相不平衡负载供电能力,其电压利用率高、电源简单、容易控制,吸取了多电平逆变的一些优点.采用纹波跟踪分段式 SPWM 方式调制,可基本消除逆变输出的谐波和负载直流成分.适当降低调制度和增大自举电容的电容量,能减小自举电容的充电峰值电流.实验证明了理论分析的正确性,为设计三相四线制逆变和多电平逆变多了一种思路.

## 参考文献

- [1] 杨金辉,郜克存,戴瑜兴,等.正弦逆变波形的神经网络内模控制算法[J].电子学报,2012,40(7):1345-1350.  
Yang Jinhui, Gao Kecun, Dai Yuxing, et al. Output waveform control of single-phase inverter based on neural network internal model Theory[J]. Acta Electronica Sinica, 2012, 40(7): 1345-1350. (in Chinese)
- [2] 郜克存,杨金辉,戴瑜兴,等.数字化三相大功率逆变波形内模控制方法[J].电子学报,2011,39(8):1883-1888.  
Gao Kecun, Yang Jinhui, Dai Yuxing, et al. The output waveform control of three-phase inverter based on neural network internal model theory[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(8): 1883-1888. (in Chinese)
- [3] Jeong C Y, Cho J G, Kang Y, et al. A 100kVA power conditioner for three-phase four-wire emergency generators[A]. IEEE PESC'98[C]. Fukuoka, Japan: IEEE, 1998. 1906-1911.
- [4] Ryan M J, De Doncker R W, Lorenz R D. Decoupled control of a four-leg inverter via a new  $4 \times 4$  transformation matrix[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(5): 694-701.
- [5] Jensen U B, Enjeti P N, Blaabjerg F. A new space vector based control method for ups systems powering nonlinear and unbalanced loads[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(6): 1864-1870.
- [6] 汪洪亮,岳秀梅,裴雪军,等.组合式三相逆变器软硬件限流保护策略[J].电工技术学报,2008,23(9):92-97.  
Wang Hongliang, Yue Xiumei, Pei Xuejun, et al. A hardware and software current limit protection strategy for the combined three-phase inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(9): 92-97. (in Chinese)
- [7] 张方华,丁勇,王慧贞,等.四桥臂三相逆变器的特定谐波消除控制[J].中国电机工程学报,2007,27(7):82-87.  
Zhang Fanghua, Ding Yong, Wang Huizhen, et al. The SHE control strategy on three-phase four-leg Inverter[J]. Proceeding of the CSEE, 2007, 27(7): 82-87. (in Chinese)
- [8] 王慧贞,丁勇,张方华,等.开关点预置的四桥臂三相逆变器[J].中国电机工程学报,2008,28(3):73-76.  
Wang Huizhen, Ding Yong, Zhang Fanghua, et al. Four-leg-three-phase inverter based on switching-node preset[J]. Proceeding of the CSEE, 2008, 28(3): 73-76. (in Chinese)
- [9] Son G T, Lee H J, Nam T S, et al. Design and control of a modular multilevel HVDC converter with redundant power modules for uninterruptible energy transfer[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(3): 1611-1619.
- [10] Perez M A, Rodriguez J, Fuentes E J, et al. Predictive control of AC-AC modular multilevel converters[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2012, 59(7): 2832-2839.
- [11] 杨晓峰,林智钦,郑琼林,等.模块组合多电平变换器的研究综述[J].中国电机工程学报,2013,33(6):1-14.  
Yang Xiaofeng, Lin Zhiqin, Zheng Trillin, et al. A review of modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(6): 1-14. (in Chinese)
- [12] 费万民,都小利,居荣,等.基于等面积法的多电平逆变器 SPWM 方法[J].电工技术学报,2010,25(3):89-96.  
Fei Wanmin, Du Xiaoli, Ju Rong, et al. A novel PWM method for multilevel inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(3): 89-96. (in Chinese)
- [13] 方辉,冯晓云,葛兴来,等.过调制区内两电平 SVPWM 与 CBPWM 算法的内在联系研究[J].中国电机工程学报,2012,32(18):24-30.  
Fang Hui, Feng Xiaoyun, Ge Cinlai, et al. Relationship studies between two-level SVPWM and CBPWM in the over-modulation region[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(18): 24-30. (in Chinese)
- [14] 刘春喜,马伟明,孙驰,等.大容量 400Hz 逆变器输出 LC 滤波器设计和低次谐波抑制[J].电工技术学报,2011,26(6):129-136.  
Liu Chunxi, Ma Weiming, Sun Chi, et al. Design of output LC filter and low order harmonics suppression in high power 400Hz inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(6): 129-136. (in Chinese)

## 作者简介



夏守行 男,1969 年 11 月出生于浙江省温州.2001 年 6 月毕业于浙江师范大学计算机专业,2010 年 12 月获华中科技大学软件工程硕士学位,现为浙江工贸职业技术学院副教授.主要研究方向为电力电子拓扑与控制、信号处理.  
E-mail: xiasing3@163.com