

## 混合五电平逆变器的单载波双调制波调制策略

廖磊,侯世英,陈剑飞,饶烧,孙韬

(重庆大学输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室,重庆 400044)

**摘要:**以电容箝位型混合五电平逆变器为研究对象,在分析其工作原理及电容电压平衡控制的基础上,提出了一种适用于该混合五电平逆变器的单载波双调制波脉冲宽度调制(PWM)策略。通过控制一个载波周期内电容的充放电电量相等来保持其电压平衡,同时只需数字信号处理器(DSP)上的一个ePWM模块即可实现该混合五电平逆变器的控制,降低了控制难度,最大限度地节约了DSP片上资源。实验结果验证了所提调制策略的正确性和可行性。

**关键词:**混合五电平逆变器;电容电压平衡;单载波双调制波;脉冲宽度调制;电压控制;数字信号处理器

**中图分类号:**TM 464

**文献标识码:**A

**DOI:**10.16081/j.issn.1006-6047.2018.12.029

## 0 引言

多电平逆变器能以耐压值较低的开关器件组合输出谐波含量低、电磁干扰小的多电平电压,广泛应用于中高压大功率电能变换场合<sup>[1-4]</sup>。

随着电平数的增加,传统的多电平逆变器所需要的开关器件较多,结构复杂,且存在着逆变器效率低、价格昂贵等问题。混合多电平逆变器采用不同耐压值的开关器件,能以较少的功率开关和直流电源输出较多的电平数,提高了输出电压谐波特性、功率密度等,成为了多电平逆变器的一个发展趋势<sup>[5]</sup>。文献[6]首次提出利用不同耐压值的开关器件将不同电压等级的功率单元进行级联的混合多电平逆变器,实现以较少的开关器件输出较多的电平数。此后,大量的类似新拓补层出不穷,其中非对称混合多电平逆变器仅采用单个独立电源就能得到较多电平数,极大地提高了该类拓补的性价比<sup>[7-10]</sup>。

由于在同一拓补中采用了2种不同耐压值的开关器件,其工作方式也与传统的多电平逆变器不同。耐压值高的开关器件因其开关频率的限制一般工作在低频状态,耐压值较低的开关器件一般工作在高频状态,因此此类拓补一般采用了混合调制的方式进行控制<sup>[11-17]</sup>。文献[7]采用了一种方波合成与消谐波三角载波脉冲宽度调制(PWM)相结合的控制方式,该控制方式虽然能使得混合逆变器输出五电平,但存在直流侧电容中点电压波动较大的问题,且只能在一个基波周期内实现平衡;文献[10]针对类似拓补,采用了一种载波层叠的调制方式,其高频动作的开关只有2个,存在相同耐压值的开关损耗分布不均、等效开关频率较低的问题;文献[15]提出一种混合载波PWM方法,高压单元采用低频载波进行调制,低压单元采用高频调制,虽能保证逆变器具有良好的波形输出,但其控制较复杂;文献[16]利用电容电压的采样信息选择所需开关状态,该控

制方式控制较复杂且需要增加采样环节。

本文以电容箝位型混合五电平逆变器为研究对象,分析了其工作原理以及电容电压的平衡控制过程,提出了一种单载波双调制波PWM策略。该调制策略能使电容电压在一个载波周期内保持平衡,同时只需一路载波就能实现对该混合五电平逆变器的控制,降低了控制难度,最大限度地节约了数字信号处理器(DSP)的片上资源。

## 1 混合五电平逆变器的工作原理

## 1.1 电容箝位型混合五电平逆变器

电容箝位型混合五电平逆变器的拓补如图1所示。左半桥采用了电容箝位型三电平逆变器,由2个基本半桥构成, $S_1$ 、 $S_2$ 构成了上半桥, $S_3$ 、 $S_4$ 构成了下半桥,上、下2个半桥通过电容进行箝位。当电容 $C$ 上的电压为 $E$ 时,左半桥各个开关管承受的电压应力均为 $E$ 。右半桥为常见的两电平半桥单元,各开关管承受的电压应力 $2E$ 。由于左、右两半桥开关器件所承受的电压应力不同,所以可分别采用2种不同耐压值的开关器件,其中左半桥可采用耐压值低但开关速度较快的开关器件,如绝缘栅双极型晶体管(IGBT),右半桥可选择耐压值高但开关速度相对较低的开关器件,如门极可关断晶闸管(GTO)。

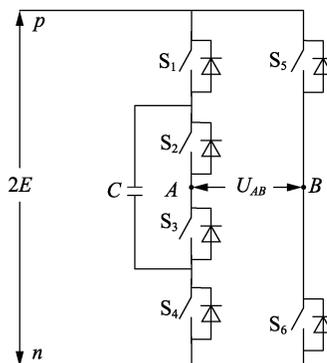


图1 电容箝位型混合五电平逆变器的拓补

Fig.1 Topology of capacitor-clamped hybrid five-level inverter

通过特定的开关状态组合, 可得到该混合五电平逆变器的五电平电压输出为  $\pm 2E$ 、 $\pm E$ 、 $0$ 。 $S_1$  与  $S_4$ 、 $S_2$  与  $S_3$ 、 $S_5$  与  $S_6$  分别为互补导通的开关对。

电源电压为  $2E$ , 电容电压保持为  $E$ , 开关导通时定义为“1”, 关断定义为“0”, 以电源负端  $n$  为参考点, 得到左半桥输出电压的开关函数为:

$$U_{An} = S_2 U_C + S_1 (2E - U_C) = \begin{cases} 2E & S_1 S_2 = 11 \\ E & S_1 S_2 = 10, 01 \\ 0 & S_1 S_2 = 00 \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $U_{An}$  为  $A$  点相对于  $n$  点的电压;  $U_C$  为电容电压;  $S_1$ 、 $S_2$  分别为开关  $S_1$ 、 $S_2$  的开关状态。

右半桥输出电压的开关函数为:

$$U_{Bn} = S_5 \cdot 2E = \begin{cases} 2E & S_5 = 1 \\ 0 & S_5 = 0 \end{cases} \quad (2)$$

其中,  $U_{Bn}$  为  $B$  点相对于  $n$  点的电压;  $S_5$  为开关  $S_5$  的开关状态。

由此得到该逆变器输出电压的开关函数为:

$$U_{AB} = U_{An} - U_{Bn} = \begin{cases} 2E & S_1 S_2 S_5 = 110 \\ E & S_1 S_2 S_5 = 010, 100 \\ 0 & S_1 S_2 S_5 = 000, 111 \\ -E & S_1 S_2 S_5 = 101, 011 \\ -2E & S_1 S_2 S_5 = 001 \end{cases} \quad (3)$$

### 1.2 电容电压控制

在电容箝位型混合五电平逆变器中, 电容电压的大幅度波动将使得逆变器输出波形中包含大量谐波分量, 同时也使得左半桥各开关器件上承受的电压应力不同, 严重时将会影响整个系统的正常工作。

如图 2 所示, 假设负载为 RL 负载, 电容电流与负载电流存在如下关系:

$$i_c = (S_1 \cdot S_3 - S_2 \cdot S_4) (S_5 + S_6) i_L = \begin{cases} i_L & S_1 S_2 = 10 \\ 0 & \text{其他} \\ -i_L & S_1 S_2 = 01 \end{cases} \quad (4)$$

其中,  $i_L$  为负载电流;  $i_c$  为流入电容的电流;  $S_3$ 、 $S_4$ 、 $S_6$  分别为开关  $S_3$ 、 $S_4$ 、 $S_6$  的开关状态。

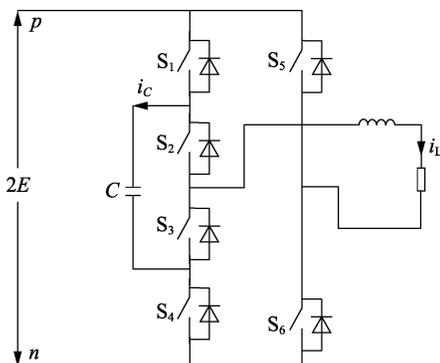


图 2 混合五电平逆变器带 RL 负载

Fig.2 Hybrid five-level inverter with RL load

电容在任一载波周期的充放电过程中, 电容电压为:

$$U_c(nT_s) = U_c((n-1)T_s) + \frac{1}{C} \int_0^{t_n} i_c(t) dt \quad (5)$$

其中,  $n$  表示第  $n$  个载波周期;  $T_s$  为载波周期;  $t_n$  为第  $n$  个载波周期内的开关导通时间。

由式(5)可知, 只要保证在一个载波周期内电容  $C$  上的充电量等于放电量就能使其电压保持平衡。

表 1 给出了负载电流为正时逆变器输出电压及对应的开关状态。由表 1 可知, 当输出电压为  $E$  和  $-E$  时, 存在 2 种冗余的开关状态, 并且在这 2 种开关状态下的电容充放电状态不同, 充分利用冗余的开关状态能使电容在一个载波周期内的充放电相等。

表 1 逆变器输出对应电平的开关状态

Table 1 Switch states of inverter corresponding to output level

开关状态	$S_1$	$S_2$	$S_5$	$U_{AB}$	$C$ 状态
A1	1	1	0	$2E$	保持
B1	0	1	0	$E$	放电
B2	1	0	0	$E$	充电
C1	0	0	0	$0$	保持
C2	1	1	1	$0$	保持
D1	0	1	1	$-E$	充电
D2	1	0	1	$-E$	放电
E1	0	0	1	$-2E$	保持

## 2 单载波双调制波调制策略的基本原理

### 2.1 传统调制策略存在的不足

为了便于说明其他调制策略在电容电压平衡控制上存在的不足, 首先分析了传统调制策略下电容电压的波动情况。

文献[17]提出了一种基于双调制波的调制方法, 图 3 为该调制策略下一个载波周期的调制过程, 图中  $u_{ref}$  为参考电压,  $C_c$  为电容状态。在该调制策略下, 一个载波周期内调制波与载波仅存在 2 个交点, 因此只能控制 1 组互补开关的开断动作。

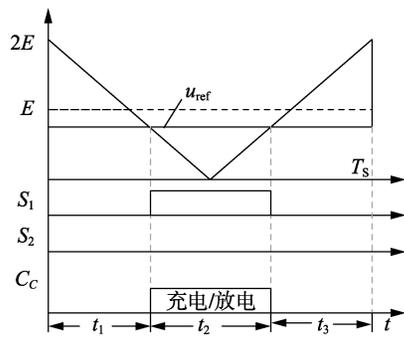


图 3 传统调制策略下的电容电压控制

Fig.3 Control of clamped-capacitor voltage under traditional modulation strategy

图 4 给出了该调制策略下电容箝位型混合五电平逆变器的开关切换路径。当电压由  $2E$  切换到  $E$

时,可以有 2 种切换方式:A1 到 B1 或 A1 到 B2。由表 1 可知,当开关状态从 A1 切换到 B1 或 B2 时,动作的开关只需 1 组,但当开关状态既能从 A1 切换到 B1 也能切换到 B2 时,动作的开关则需要 2 组。在传统调制策略下,由于每个载波周期内调制波与载波有且仅存在 2 个交点,因此只能完成 1 组开关的切换,无法灵活地选择冗余的开关状态,不能实现电容电压在一个载波周期内平衡。

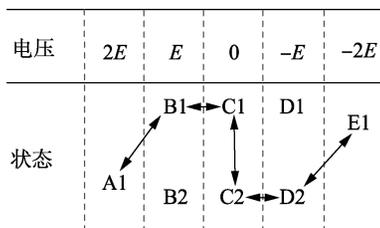


图 4 传统调制策略下开关状态切换路径  
Fig.4 Commutation paths of switch state under traditional modulation strategy

2.2 新单载波双调制波调制策略

多电平逆变器在基于基波的 PWM 方法中,具有调制波、载波方面的多个控制自由度。传统的载波调制策略无法充分利用开关的冗余状态,电容电压在一个载波周期内无法保持平衡。本文针对电容箝位型混合多电平逆变器的特点以及考虑到电容电压的平衡问题,提出了一种单载波双调制波调制策略。该调制策略充分利用了开关的冗余状态,使得电容电压在一个载波周期内平衡。

采用单载波双调制波调制策略驱动混合五电平逆变器时,其原理如图 5 所示。该调制策略采用了 1 路三角载波与 2 路经过处理的正弦半波  $u_a$  和  $u_b$  比较形成相应的开关信号,其中  $u_a$  用于生成开关  $S_2$  和  $S_3$  的驱动信号, $u_b$  用于生成开关  $S_1$  和  $S_4$  的驱动信号, $u_{ref}$  为正弦参考信号, $U_{tr}$  为三角载波的幅值, $u_{tr}$  为三角载波的瞬时值。

其中, $u_a = |u_{ref}|$ ,任意时刻的参考信号  $u_a$  和  $u_b$  存在如下关系:

$$u_b = U_{tr} - u_a \quad (6)$$

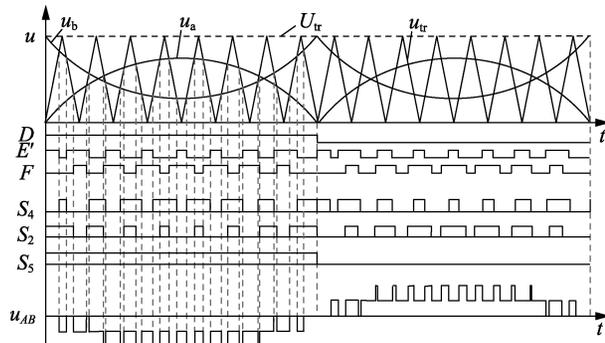
图 5(b) 给出了该调制策略的控制逻辑关系,逻辑信号  $D$ 、 $E'$ 、 $F$  与各调制信号的关系如式(7)~(9)所示。

$$D = \begin{cases} 1 & u_{ref} \geq 0 \\ 0 & u_{ref} < 0 \end{cases} \quad (7)$$

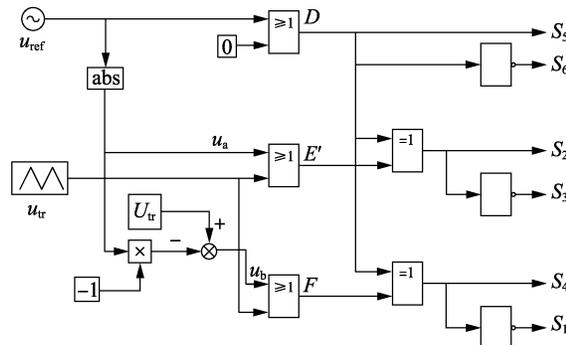
$$E' = \begin{cases} 1 & u_a \geq u_{tr} \\ 0 & u_a < u_{tr} \end{cases} \quad (8)$$

$$F = \begin{cases} 1 & u_b \geq u_{tr} \\ 0 & u_b < u_{tr} \end{cases} \quad (9)$$

式(10) 给出了逻辑信号  $D$ 、 $E'$ 、 $F$  与开关信号



(a) 载波调制原理



(b) 控制逻辑

图 5 单载波双调制波调制策略

Fig.5 Single carrier and dual-modulation waves PWM strategy  $S_2$ 、 $S_4$ 、 $S_5$  的关系。

$$\begin{cases} S_2 = DE' + DE' = D \oplus E' \\ S_4 = DF + DF = D \oplus F \\ S_5 = D \end{cases} \quad (10)$$

每个载波周期内的调制波与载波存在 4 个交点,所以可以分别控制 2 组开关的开断,开关之间的切换路径也由原来的 1 种路径变为多种路径,见图 6。

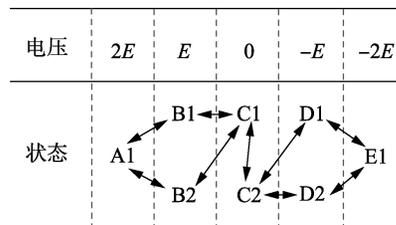


图 6 新调制策略下的开关切换路径

Fig.6 Commutation paths of switch state under novel modulation strategy

由式(5)可知只要电容在一个载波周期内保持充放电相等,就能实现电容电压的平衡。当载波比足够高时,同一载波周期内调制波和负载电流可认为保持不变,电容电压平衡的条件是:电容的充电时间和放电时间相等。图 7 给出了任一载波周期内的开关动作过程。

由图 7 可知载波在  $0 \sim T_s/2$  阶段可以表示为:

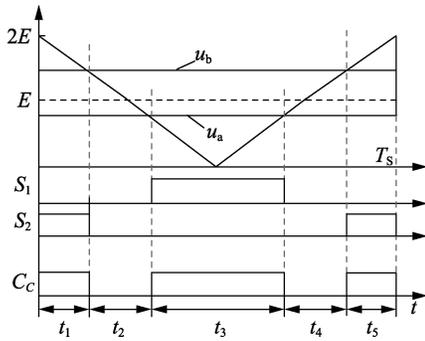


图 7 新调制策略的电容电压控制

Fig.7 Control of clamped-capacitor voltage under novel modulation strategy

$$u_{tr} = -\frac{4E}{T_s} \left( t - \frac{T_s}{2} \right) \quad (11)$$

将  $u_a$  代入式(11)可得开关  $S_1$  的导通时间为:

$$\frac{t_3}{2} = \frac{u_a T_s}{4E} \quad (12)$$

结合式(6)可以得出开关  $S_2$  的导通时间为:

$$t_1 = t_5 = \frac{u_a T_s}{4E} \quad (13)$$

由此可得:

$$t_3 = t_1 + t_5 \quad (14)$$

电容在一个载波周期内充放电时间相等,所以本文所提单载波双调制波调制策略能保证电容电压波动最小,在一个载波周期内保持平衡。同时,在该调制策略下由于每个载波周期内开关的动作次数为 4 次,所以输出电压的等效开关频率也提高了 1 倍,有利于减小输出滤波器的体积。

此外,由图 5 可知该调制策略仅采用了 1 路三角载波,因此只需 DSP 片上的 1 个 ePWM 模块就能实现该混合五电平逆变器的控制,节约了 DSP 片上资源,避免了 2 个 ePWM 模块之间的同步问题。

### 2.3 仿真对比

为了说明本文所提调制策略的优势,给出了 2 种不同调制策略下的仿真对比。

仿真参数设置为:直流电源电压为 200 V;开关频率为 5 kHz;电容  $C=470 \mu\text{F}$ ;初始电压为 100 V;负载为 RL 负载,其中  $R=10 \Omega, L=2 \text{ mH}$ 。图 8 为文献[17]中所提调制策略下的仿真结果,由仿真结果可知该调制策略不能充分利用开关的冗余状态对电容电压进行有效控制,电容电压无法保持稳定,输出电压最终退化为三电平,在三电平情况下,其谐波含量较大,输出电压的总谐波畸变率(THD)为 112.3%。图 9 给出了本文所提调制策略的仿真波形,由仿真结果可知,电容电压能很好地稳定在 100 V 左右,且波动较小,输出电压的 THD 为 34.22%,其中最大的单次谐波幅值为 12%左右,其余次谐波均在 6%以

下,同时在相同的开关频率下,输出电压的等效开关频率比传统调制策略下的提高了 1 倍。

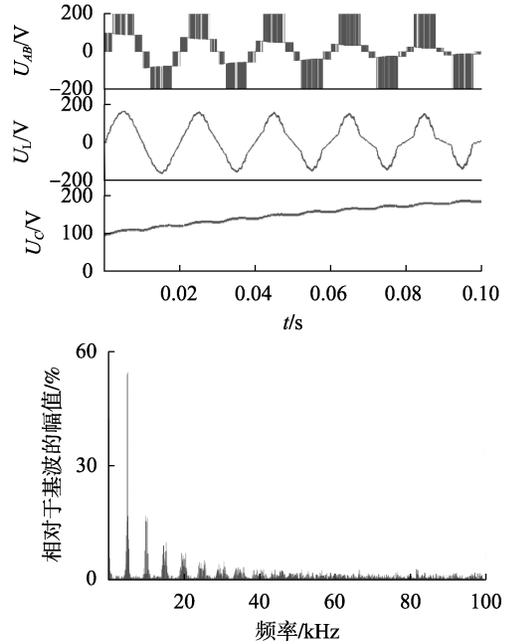


图 8 传统调制策略下的仿真结果

Fig.8 Simulative results under traditional modulation strategy

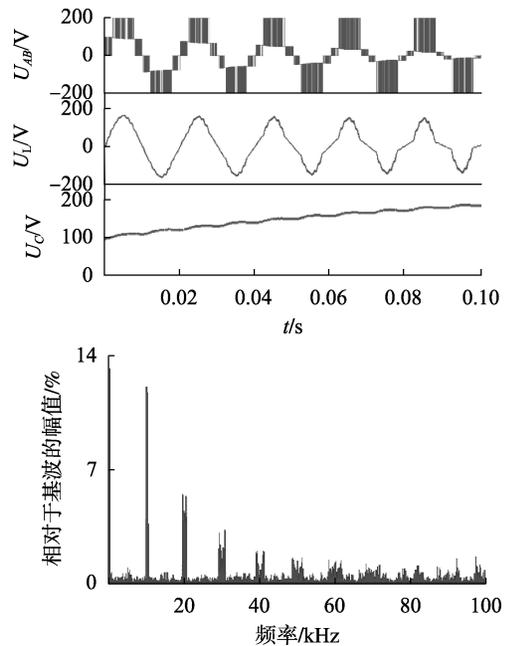


图 9 新调制策略下的仿真结果

Fig.9 Simulative results under novel modulation strategy

## 3 实验方案及验证

为了说明本文所提调制策略的正确性和可行性,以 DSP28335 为控制核心搭建了该混合五电平逆变器的实验平台。DSP 输出 3 路驱动信号,2 路高频信号由 ePWM 模块输出,基频信号由 GPIO 口输出,信号通过光纤通信传输到驱动板,驱动信号  $S_1$  和  $S_4, S_2$  和  $S_3, S_5$  和  $S_6$  互补,取反过程在硬件电路

上实现,死区时间为  $1.5 \mu\text{s}$ 。

为了方便说明该调制策略在 DSP 资源配置上的优势,给出了其软件流程图如图 10 所示。相比其他调制策略,该调制策略仅采用了 1 个 ePWM 模块,不存在多个 ePWM 模块之间的同步问题。同时整个控制过程只包含 1 个中断服务子程序 ISR (Interrupt Service Routines),算法的执行效率更高。所提单载波双调制波调制策略最大限度地节约了 DSP 片上外设资源,使单个 DSP 芯片能驱动更多类似的拓扑。

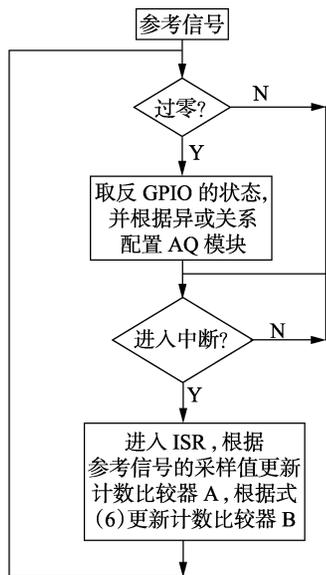
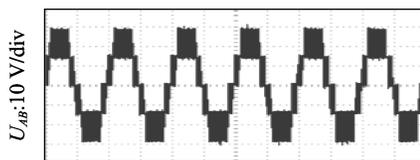


图 10 软件流程图

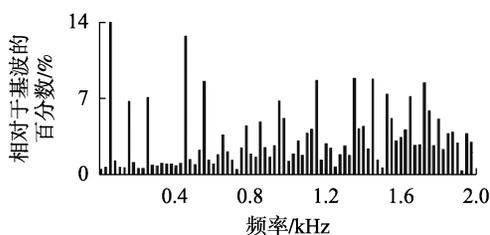
Fig.10 Software flowchart

实验参数设置为:直流电源电压为  $30 \text{ V}$ ;输出电压频率为  $50 \text{ Hz}$ ;开关频率为  $5 \text{ kHz}$ ;电容  $C = 470 \mu\text{F}$ ,初始电压为  $15 \text{ V}$ ;负载为 RL 负载,其中  $R = 10 \Omega$ ,  $L = 2 \text{ mH}$ 。图 11 为调制比  $m = 0.9$  时的实验结果。

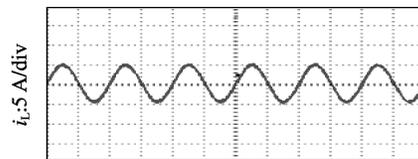
实验结果证明了本文所提单载波双调制波调制策略能保证良好的波形输出,其输出电压  $U_{AB}$  的 THD 为  $35.14\%$ ,电流  $i_L$  的 THD 为  $4.15\%$ 。同时在该调制策略下电容电压在一个载波周期内保持平



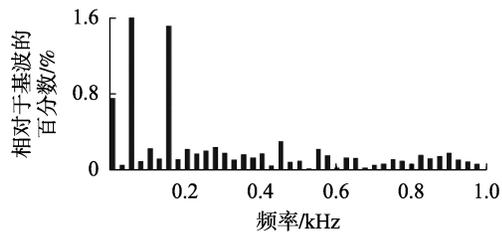
(a) 输出电压波形



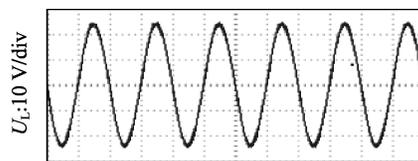
(b) 输出电压频谱



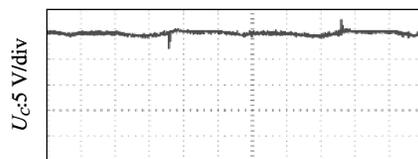
(c) 电流波形



(d) 电流频谱



(e) 负载电阻电压波形



(f) 箝位电容电压波形

图 11 调制比  $m = 0.9$  时的实验结果

Fig.11 Experimental results when  $m = 0.9$

衡,电容电压的波动较小。

## 4 结论

本文研究了电容箝位型混合五电平逆变器的的工作原理和电容电压的平衡控制问题,提出了一种新颖的单载波双调制波调制策略,该调制策略具有以下特点:

a. 能够在一个载波周期内使得电容充电时间与放电时间相等,解决了电容电压平衡问题;

b. 只需 DSP 芯片上的 1 个 ePWM 模块就能实现混合五电平逆变器的控制,不存在多个 ePWM 模块之间的同步问题,算法简单,更容易实现。

## 参考文献:

- [1] KOURO S, MALINOWSKI M, GOPAKUMAR K, et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(8): 2553-2580.
- [2] MALINOWSKI M, GOPAKUMAR K, RODRIGUEZ J, et al. A survey on cascaded multilevel inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2197-2206.
- [3] 何大清,蔡旭. 模块化多电平变流器的限幅控制和混合调制

- [J]. 电力自动化设备,2012,32(4):63-66.  
HE Daqing, CAI Xu. Limitation control and hybrid modulation of modularized multilevel converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(4): 63-66.
- [4] 章勇高,熊健. 级联多电平 H 桥逆变器的同相层叠型 SPWM 脉冲分配方法[J]. 电力自动化设备,2017,37(7):148-154.  
ZHANG Yonggao, XIONG Jian. Pulse distribution strategy for IPD-SPWM of cascaded multi-level H-bridge inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(7): 148-154.
- [5] BATSCHAUER A L, MUSSA S A, HELDWEIN M L. Three-phase hybrid multilevel inverter based on half-bridge modules[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 59(2): 668-678.
- [6] MANJREKAR M D, LIPO T A. A hybrid multilevel inverter topology for drive applications[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. Anaheim, USA; IEEE, 1998: 523-529.
- [7] 丁凯,邹云屏,蔡政英,等. 一种新型单相不对称五电平逆变器[J]. 中国电机工程学报,2004,24(11):116-120.  
DING Kai, ZOU Yunping, CAI Zhengying, et al. A novel single-phase asymmetric 5-level inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(11): 116-120.
- [8] 孙醒涛,孙力,吴凤江,等. 新型单电源混合不对称多电平变换器拓扑及控制方法[J]. 中国电机工程学报,2009,29(33):8-14.  
SUN Xingtao, SUN Li, WU Fengjiang, et al. Topology and control of single power source hybrid asymmetrical multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(33): 8-14.
- [9] RUIZ-CABALLERO D A, RAMOS-ASTUDILLO R M, MUSSA S A, et al. Symmetrical hybrid multilevel DC-AC converters with reduced number of insulated DC supplies[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2307-2314.
- [10] SILVA E R C D, MUNIZ J H G, SANTOS E C D, et al. Capacitor balance in a five-level based halfbridge converter by use of a mixed active-cell[C]//2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Denver, USA; IEEE, 2013: 414-419.
- [11] 杨兴武,高淳,姜建国. 混合多电平逆变器调制技术研究[J]. 电力自动化设备,2011,31(10):47-51.  
YANG Xingwu, GAO Chun, JIANG Jianguo. Modulation technology of hybrid multi-level inverter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(10): 47-51.
- [12] 张云,孙力,赵克,等. 混合 H 桥级联型多电平逆变器调制策略优化控制[J]. 电力自动化设备,2010,30(5):63-66.  
ZHANG Yun, SUN Li, ZHAO Ke, et al. Optimized control of modulation strategy for hybrid H-bridge cascaded multilevel inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(5): 63-66.
- [13] 张云,孙力,吴凤江,等. 五开关五电平逆变器的载波交错 SPWM 控制方法[J]. 电工技术学报,2010,25(2):101-106.  
ZHANG Yun, SUN Li, WU Fengjiang, et al. Carriers-staggered SPWM control method based on a five-switch five-level inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(2): 101-106.
- [14] 张云. 非对称混合多电平逆变器调制策略及功率均衡控制研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2010.  
ZHANG Yun. Research on modulation strategies and power balance control of asymmetric hybrid multilevel inverter [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2010.
- [15] 陈仲,许亚明,刘亚云,等. 不对称两单元 H 桥级联逆变器的混合载波 PWM 方法[J]. 中国电机工程学报,2016,36(20):5584-5593.  
CHEN Zhong, XU Yaming, LIU Yayun, et al. A PWM method based on the hybrid carriers for an asymmetric inverter with two cascaded h-bridge cells[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 26(20): 5584-5593.
- [16] XU Shuai, ZHANG Jianzhong, HU Xing, et al. A novel hybrid five-level voltage source converter based on T-type topology for high-efficiency applications[C]//2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Milwaukee, USA; IEEE, 2017: 1-8.
- [17] 付家才,郭松林,沈显庆. 基于双调制波的单相三电平并网逆变器及电流优化控制[J]. 电工技术学报,2012,27(3):159-163.  
FU Jiakai, GUO Songlin, SHEN Xianqing. Dual-modulation waves based single-phase three-level grid-connected inverter and current improvement control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(3): 159-163.

#### 作者简介:



廖磊

廖磊(1991—),男,四川盐亭人,硕士研究生,通信作者,主要研究方向为电力电子变换器的控制策略(**E-mail**: liaolei2016@cqu.edu.com);

侯世英(1962—),女,四川南充人,教授,博士研究生导师,主要研究方向为控制理论、电力电子技术在电力系统中的应用、

新能源发电等(**E-mail**: houshiying@163.com);

陈剑飞(1987—),男,湖北黄冈人,博士,主要研究方向为中高压大功率 DC/DC 变换器的拓扑(**E-mail**: cjf6221@163.com)。

## Single-carrier and dual-modulation waves PWM strategy for hybrid five-level inverter

LIAO Lei, HOU Shiyong, CHEN Jianfei, RAO Rao, SUN Tao

(State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

**Abstract:** Based on analyzing the working principle of the capacitor-clamped hybrid five-level inverter and the voltage balance control of capacitor, a single-carrier and dual-modulation waves PWM (Pulse Width Modulation) strategy applied to the capacitor-clamped hybrid five-level inverter is introduced. By controlling the charging capacity equal to the discharging capacity in one carrier period, the voltage balance of capacitor is kept, and the control of the hybrid five-level inverter is achieved with only one ePWM module of DSP (Digital Signal Processor), which reduces the control difficulty and minimizes the DSP consumption. Experimental results verify the correctness and feasibility of the proposed strategy.

**Key words:** hybrid five-level inverter; capacitor voltage balance; single-carrier and dual-modulation waves; pulse width modulation; voltage control; digital signal processors