

非对称混合多电平逆变器功率均衡方法

张云¹, 孙力², 王要强²

- (1. 天津大学电气与自动化工程学院, 天津市 南开区 300072;
2. 哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院, 黑龙江省 哈尔滨市 150001)

Power Balance Strategy for Asymmetric and Hybrid Multilevel Inverter

ZHANG Yun¹, SUN Li², WANG Yao-qiang²

- (1. School of Electrical Engineering and Automation, Tianjin University, Nankai District, Tianjin 300072, China;
2. School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, Heilongjiang Province, China)

ABSTRACT: According to the characteristics of the asymmetric and hybrid multilevel inverter, the phase-shifted staggered saw-tooth carrier hybrid modulation method was proposed. The nonlinear curves of the basic fundamental amplitude corresponding to modulation depth from each power cell were analyzed. Then the restricted track of power balance was established. In addition, the switching angle function corresponding to modulation depth for H bridge cell is deduced with it. Therefore the power balance control can be carried out dynamically with both lower and higher modulation depths respectively. Contrastive simulation results make it clear that it eliminates the distributing extreme phenomena of the power cells outputs after power balance control with lower modulation depth, while power balance is achieved with the changeless quality of the output voltages. With higher modulation depth, the unbalanced charge of power cells is solved in the case of increasing total harmonic distortion (THD) of the output voltage just a little. Finally, the experimental results verify the feasibility and validity of the proposed power balance control.

KEY WORDS: power electronics; multilevel inverter; modulation method; pulse width modulation (PWM); power balance; asymmetrical and hybrid

摘要: 针对非对称混合多电平逆变器特点, 提出一种锯齿载波交错相移混合调制方法, 分析各功率单元输出电压的基波幅值关于调制度的非线性曲线, 重构功率均衡约束曲线。以功率均衡约束曲线, 推导出 H 桥单元导通角关于调制度的约束方程, 在高低调制度阶段分别对功率单元进行动态的功率均衡调节。仿真对比数据表明, 功率均衡后, 消除了低调制度阶段功率单元输出分配的极端现象, 在输出线电压质量不变的情况下实现了功率均衡。高调制度阶段, 在输出线电压总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)略有增加的情况下, 解决了功率单元负荷不均问题。实验结果验证了功率均衡方法的可行性与有效性。

关键词: 电力电子; 多电平逆变器; 调制方法; 脉宽调制; 功率均衡; 非对称混合

0 引言

多电平逆变器具有输出电压等级高、传输功率大、谐波含量低等优点, 在大功率电机驱动等场合受到广泛关注^[1-2]。而多电平逆变器的拓扑研究从最初的二极管钳位型、飞跨电容型和 H 桥级联型, 到近阶段提出的混合多电平逆变器, 使得各种多电平调制方法应拓扑而生^[3-5]。

当级联逆变器输出有功功率时, 往往会存在功率均衡问题^[6]。无论是传统 H 桥级联型, 还是混合多电平型, 逆变器的整体输出来自各功率单元输出的叠加。H 桥级联型逆变器采用阶梯波调制时, 可采用循环分配法和调整开关角实现功率均衡^[7-9]。对于混合多电平逆变器采用 PWM 调制方法时, 调制度动态变化幅度较大, 会导致功率单元输出分配出现极端、功率单元负荷不一致等现象, 而通过随机分配法均衡各功率单元又会出现控制复杂、直流母线电容电压波动较大的问题^[10]。

针对非对称混合多电平逆变器特点, 本文提出一种新型锯齿载波交错相移混合调制方法, 并在该调制方法中对高、低调制度阶段进行功率均衡控制, 实现均衡分配各功率单元的输出。最后进行仿真数据对比和实验验证。

1 新型锯齿载波交错相移混合调制方法

1.1 非对称混合多电平逆变器

非对称混合多电平逆变器是从功率开关电压应力、拓扑结构的角度定义的多电平逆变器。多电平逆变器中, 如果功率开关承受的电压应力不同(一

一般是成倍关系), 则该拓扑为混合多电平逆变器^[11], 如果级联的若干基本功率单元的直流母线电压, 或功率单元结构不对称, 则称为非对称结构。

图1为本文构建的三相非对称混合多电平逆变器的一相, 由功率单元1、2级联而成。直流侧采用PWM整流器提供直流母线电压均为 $2E$ 的电源, 具有输入功率因数高、能量双向流动的优点。逆变器侧采用电容钳位型非对称H桥与传统H桥级联, 以较少的功率器件输出较多电平的电压。功率单元1的功率开关 $S_1\sim S_4$ 为高频低耐压器件(如IGBT), 功率开关 $S_5、S_6$ 和功率单元2的功率开关 $S_7\sim S_{10}$ 均为低频耐高压器件(如IGCT)。定义图1中功率开关的开关状态互补对为: $(S_1=/S_4)$, $(S_2=/S_3)$, $(S_5=/S_6)$, $(S_7=/S_8)$, $(S_9=/S_{10})$, 且均有“1”、“0”两种“开”、“关”状态, 钳位电容电压为 $U_{cl}=E$, 则功率单元1输出 $\pm 2E、\pm E、0$ 五种电平, 其开关函数为

$$u_{ab}=(S_2-S_1)U_{cl}+(S_1-S_5)\cdot 2E \quad (1)$$

功率单元2输出 $\pm E、0$ 三种电平, 其开关函数为

$$u_{cd}=(S_7-S_9)\cdot 2E \quad (2)$$

因此, 单相逆变器输出相电压 u_{ad} 为 $\pm 4E、\pm 3E、\pm 2E、\pm E、0$ 九种电平, 其开关函数为

$$u_{ad}=u_{ab}+u_{cd}=(S_2-S_1)U_{cl}+(S_1-S_5+S_7-S_9)\cdot 2E \quad (3)$$

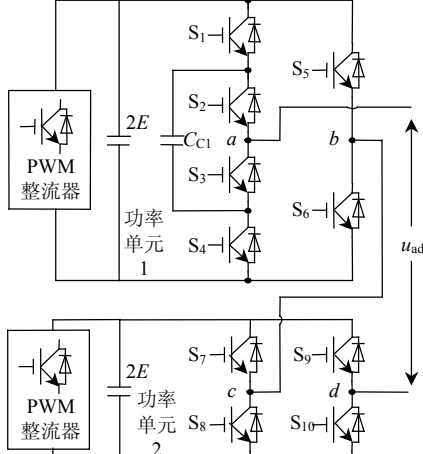


图1 非对称混合多电平逆变器

Fig. 1 Asymmetric and hybrid multilevel inverter

1.2 新型非对称混合调制方法

由图1及式(2)得, 功率单元2为低频调制, 其输出为三电平阶梯波。对于三相系统, 传统混合调制方法输出电压等效载波频率仅为载波频率, 并且线电压相邻电平层交叠增加了谐波含量^[12-14]。因此, 针对图1拓扑, 提出一种新型锯齿载波交错相移非对称混合调制方法, 如图2所示。

令逆变器总调制波为

$$U_{refl}=4Em_a\sin\omega t \quad (4)$$

式中: $m_a\in(0,1)$ 为幅值调制度; ω 为调制波角频率。定义图2(a)中 θ 为功率单元2的导通角, U_c 为 θ 对应的总调制波值, 由图2(a)及式(4)得导通角 θ 为

$$\theta=\arcsin\frac{U_c}{4Em_a} \quad (5)$$

由式(5)就可得到功率单元2的输出电压 u_{cd} 。因此, 功率单元1要输出五电平电压 u_{ab} 所需的调制波 U_{refl} 为

$$U_{refl}=U_{ref}-u_{cd} \quad (6)$$

图2(b)为功率单元1输出五电平电压 u_{ab} 的新型锯齿载波交错相移调制方法。图1中功率单元1的半桥a开关状态两两互补, 只需要两个幅值为 $2E$ 的锯齿载波 $C_1、C_2$ 和一个调制波 U_{refl} 参与PWM调制。两个锯齿载波 $C_1、C_2$ 相位互差 π , 在调制波 U_{refl} 的正方向, $C_1、C_2$ 水平分布于垂直方向的正区域, 恰好同 U_{refl} 的正区域发生PWM调制, 分别对应产生功率开关 $S_1、S_2$ 的驱动信号, 功率开关 S_5 的驱动信号由调制波 U_{refl} 的过零点产生。在调制波 U_{refl} 的负方向, 锯齿载波 $C_1、C_2$ 跟随调制波正负交错分布于垂直方向的负区域, 与在负区域的 U_{refl} 进行PWM调制, 从而使得功率单元1输出图2(c)的五电平电压 u_{ab} 。由式(3)可得, 图2(d)的 u_{ad} 为非对称混合多电平逆变器输出的九电平相电压。

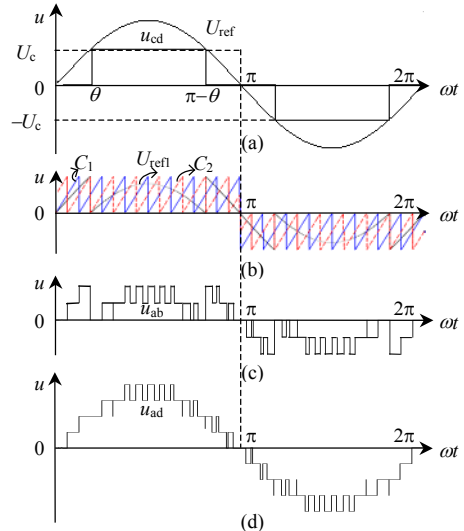


图2 新型非对称混合调制方法

Fig. 2 Novel asymmetric and hybrid modulation method

图3为载波频率 $f_c=3.5\text{ kHz}$, $m_a=0.95$, $U_c=2E$ 时三相非对称混合多电平逆变器采用新型调制方法下线电压 u_{AB} 及其频谱。新型非对称混合调制方法采用交错相移锯齿载波^[15], 使得图3(b)中输出线电压的等效载波频率(7 kHz)为载波频率的2倍, 且图3(a)中的线电压消除了相邻电平层的交叠现

象，有效降低了线电压的谐波含量。

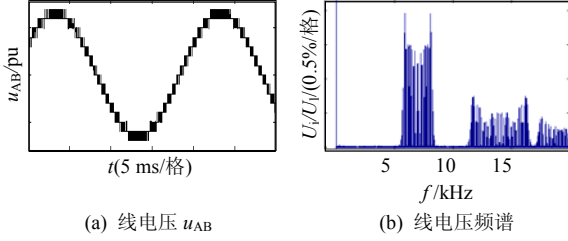


图 3 新型调制方法下线电压 u_{AB} 及其频谱

Fig. 3 Line to line voltage u_{AB} and its spectrum with the novel modulation method

2 功率均衡方法

2.1 功率单元输出分析

由式(5)得，当 $U_c=2E$ 时， $\theta = \arcsin(1/2m_a)$ ，功率单元 2 的三电平阶梯波输出电压 u_{cd} 随着 m_a 的降低而减小，其傅里叶表达式为

$$u_{cd} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{8E}{n\pi} \cos(n\theta) \sin(n\omega t) \quad (7)$$

所以， $n=1$ 时功率单元 2 输出电压的基波 u_{cd1} 为

$$u_{cd1} = \begin{cases} 0, & m_a \in (0, 0.5] \\ \frac{8E}{\pi} \sqrt{1 - \frac{1}{4m_a^2}} \sin \omega t, & m_a \in (0.5, 1] \end{cases} \quad (8)$$

由式(6)得功率单元 1 输出电压的基波 u_{ab1} 为

$$u_{ab1} = \begin{cases} 4Em_a \sin \omega t, & m_a \in (0, 0.5] \\ 4Em_a \sin \omega t - \frac{8E}{\pi} \sqrt{1 - \frac{1}{4m_a^2}} \sin \omega t, & m_a \in (0.5, 1] \end{cases} \quad (9)$$

两功率单元级联，电流相等，对于输出有功功率来说，功率单元输出功率之比为输出电压基波幅值之比^[16]。但由式(8)得，功率单元 2 只有在调制度 $m_a \in (0.5, 1]$ 时才参与逆变器总的功率输出，导致逆变器在低调制度时两功率单元输出分配出现极端现象，使得功率单元 2 得不到充分利用，出现了功率单元利用不均衡问题。

图 4 为 $U_c=2E$ 时，功率单元 2 输出电压基波幅值、导通角 θ 与调制度 m_a 的关系曲线图。当 $m_a < 0.5$ 时，导通角恒为 90° ，即功率单元 2 输出为零。当 $m_a \geq 0.5$ 时，随着 m_a 的增加，导通角从 90° 非线性地减小到 30° ，功率单元 2 的输出电压基波幅值由 0 逐渐增加到逆变器相电压基波幅值的 $\sqrt{3}/\pi$ 倍。显然，解决低调制度时逆变器功率单元输出分配出现极端问题的思路是，在低调制度时减小功率单元 2 的导通角，以均分功率单元 1 的负荷。在高调制度时，要实现这两个功率单元输出的动态分

配，就需要动态调节功率单元 2 的导通角 θ ，以达到均衡利用两功率单元的目的。

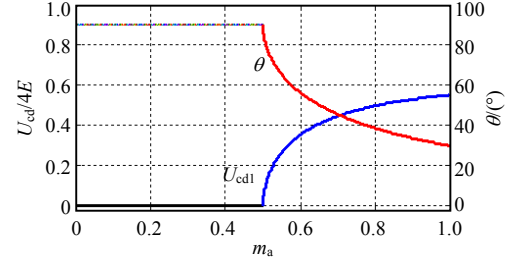


图 4 功率单元 2 输出电压基波幅值、导通角 θ 与调制度 m_a 的关系曲线图($U_c=2E$)

Fig. 4 Relationship curves about fundamental amplitude of power cell 2 and lead angle θ with m_a ($U_c=2E$)

2.2 功率均衡方法

图 5 为输出电压基波幅值关于调制度的函数曲线，曲线 1、2、3 分别为 $U_c=2E$ 时，功率单元 1、2 和逆变器相电压基波幅值曲线。曲线 1、2 交于点 A(求得 $m_A=0.556$)，在该点，两单元输出电压基波幅值相等。由图 5 中几何关系可得“曲线 OE”关于 m_a 的函数为

$$U_{OE}(m_a) = 0.5m_a \quad (10)$$

其物理含义是，在整个调制度范围内，功率单元 1、2 输出电压基波幅值相等，并且调制度以 $m_A=0.556$ 分成两段。在 $m_a < m_A$ 的低调制度阶段，功率单元 1 将需要多余输出的能量由功率单元 2 输出；在 $m_a > m_A$ 的高调制度阶段，功率单元 2 将需要多余输出的能量由功率单元 1 输出。因此“曲线 OE”为本文重构的实现逆变器功率均衡的约束曲线。

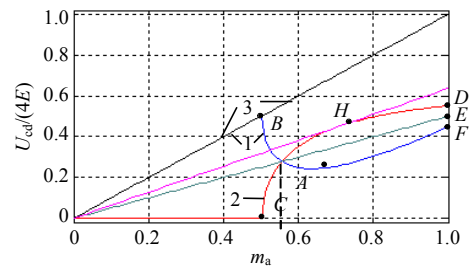


图 5 输出电压基波幅值关于调制度的函数曲线
Fig. 5 Fundamental amplitude curves of output with m_a

图 5 中曲线 2 关于 m_a 的函数为

$$U_{cd1}(m_a) = \frac{2}{\pi} \sqrt{1 - \left(\frac{U_c}{4Em_a}\right)^2} \quad (11)$$

由图 5 中功率均衡约束曲线 OE 与曲线 2 的交点 A，可联立式(10)、(11)得位于总调制波上的变化值 U_c 为

$$U_c = 4m_a E \sqrt{1 - \frac{\pi^2}{16} m_a^2} \quad (12)$$

由式(5)、(12)得到功率均衡后功率单元 2 的导通角为

$$\theta = \arcsin \sqrt{1 - \frac{\pi^2}{16} m_a^2} \quad (13)$$

因此,式(13)为全调制范围内,在功率均衡约束曲线 OE 下调节功率单元 2 导通角的约束方程。

图 6 为导通角约束方程下功率单元 2 输出电压基波幅值、导通角 θ 与调制度 m_a 的关系曲线图,在全调制范围内,随着 m_a 的增加,约束方程下的导通角 θ 的调节范围为 $90^\circ \sim 38.3^\circ$,而功率单元 2 的输出电压基波幅值 U_{cd1} 始终与 m_a 为线性关系。

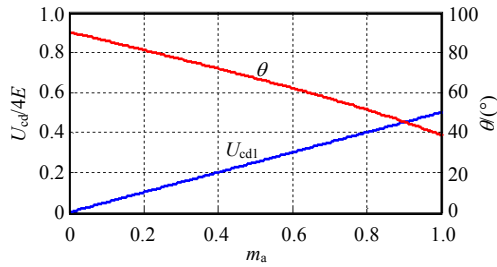


图 6 约束方程下功率单元 2 输出电压基波幅值、导通角 θ 与调制度 m_a 的关系曲线图

Fig. 6 Relationship curves about fundamental amplitude of power cell 2 and lead angle θ with m_a under the restricted equation

设锯齿载波频率 $f_c=3.5$ kHz,直流母线电压 $2E=20$ V。图 7 为 $m_a=0.4$,调制波频率 $f_m=20$ Hz 的低调制度阶段功率均衡的仿真结果。未功率均衡时,功率单元 2 导通角恒为 90° ,功率单元 2 输出为零,逆变器输出负荷完全由功率单元 1 承担;功率均衡后,以式(13)的功率单元 2 导通角约束方程根据 m_a 进行动态调节,将调制度 m_a 决定的每相逆变器输出能量进行合理分配后由两个功率单元均衡输出。图 7(a)为功率均衡后两功率单元输出电压,各单元输出叠加后得到图 7(b)的逆变器相电压 u_{ad} 。

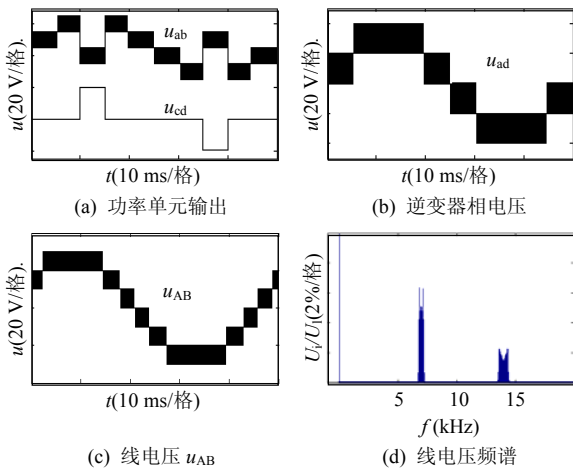


图 7 低调制度阶段功率均衡仿真结果($m_a=0.4, f_m=20$ Hz)

Fig. 7 Simulation results of power balance at lower m_a ($m_a=0.4, f_m=20$ Hz)

对于三相系统,能得到图 7(c)、(d)具有较好谐波特性的线电压 u_{AB} 。表 1 为 $m_a=0.4$ 时,功率均衡前后的仿真数据对比,功率均衡前,逆变器相电压完全由功率单元 1 输出,线电压 u_{AB} 的 THD 为 19.24%,功率均衡后,两单元输出电压基波幅值相等,而线电压 u_{AB} 的 THD 为 19.26%,保证了输出线电压质量不变的情况下实现了功率均衡。

表 1 功率均衡前后仿真数据对比($m_a=0.4$)

Tab. 1 Simulation comparisons between power balance and not($m_a=0.4$)

$2E=20$ V	$m_a=0.4$	
	均衡前	均衡后
U_{ab1}/V (单元 1)	15.98	7.98
U_{cd1}/V (单元 2)	0	7.98
单元 2 输出比例(U_{cd1}/U_{ad1})/%	0	50
THD%	19.24	19.26

图 5 中曲线 2 过原点 O 的切线为 OH ,切点 H 处对应的调制度为功率单元 2 输出占逆变器总输出比(U_{cd1}/U_{ad1})最大处。通过计算得切线 OH 的斜率 $k=2/\pi$ 。因此在 $m_a \in (m_A, 1)$,两功率单元共同输出,但没有达到均衡输出,功率单元 2 输出占逆变器总输出比(U_{cd1}/U_{ad1})在 $0.5 \sim 2/\pi$ 之间波动,不能实现功率单元均衡利用。

图 8 为 $m_a=0.95, f_m=50$ Hz 时的高调制度阶段功率均衡的仿真结果,图 8(a)为功率单元输出。设功率均衡前高调制度阶段的导通角为 θ_1 、功率均衡后的导通角为 θ_2 。而由 $\theta_1 = \arcsin(1/2m_a)$ 及式(13)得,功率均衡控制需将导通角由 θ_1 增大到 θ_2 来均衡功率单元输出能量,因此,功率单元 1 的调制波 U_{ref1} 在基波正半周期的 $\omega t \in [\theta_1, \theta_2]$ 和 $\omega t \in [\pi - \theta_2, \pi - \theta_1]$ 区间出现轻微过调制现象,输出电压中引入了低次谐波。过调制现象引入低次谐波含量的大小取决于过调制持续的区域($\theta_2 - \theta_1$)的大小。因此,令 $\Delta\theta(m_a) = (\theta_2 - \theta_1)$ 得

$$\Delta\theta(m_a) = \arcsin \sqrt{1 - \left(\frac{\pi}{4} m_a\right)^2} - \arcsin \frac{1}{2m_a} \quad (14)$$

对式(14)求最大值可得,当 $m_a = \sqrt{2/\pi}$ 时, $\Delta\theta = 0.22\pi$,此时过调制现象最严重,逆变器输出电压的低次谐波含量最大,说明此时实现功率均衡控制的代价最大。

图 8(b)、(c)、(d)分别为逆变器输出相电压、线电压及其频谱,轻微过调制现象使得线电压中引入少量低次谐波。表 2 为 $m_a=0.95$ 时功率均衡前后的仿真数据对比,功率均衡后,功率单元 2 输出电压基波幅值为相电压的 50.5%,线电压的 THD 由

8.11%增加到 8.79%，可见功率均衡控制对输出电压波形质量影响很小。

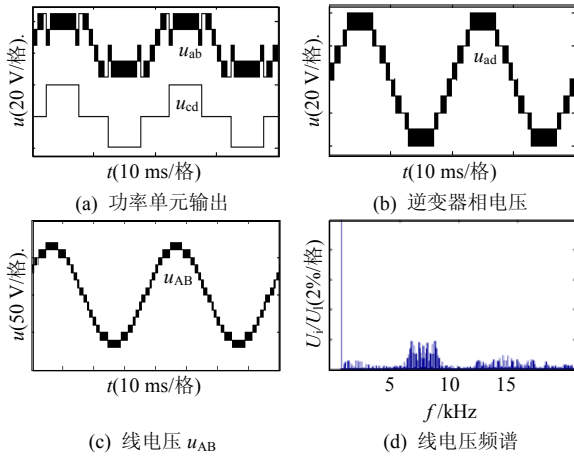


图 8 高调制度阶段功率均衡仿真结果($m_a=0.95, f_m=50$ Hz)

Fig. 8 Simulation results of power balance at higher $m_a(m_a=0.95, f_m=50$ Hz)

表 2 功率均衡前后仿真数据对比($m_a=0.95$)

Tab. 2 Simulation comparisons between power balance and not($m_a=0.95$)

2E=20V	$m_a=0.95$	
	均衡前	均衡后
U_{ab1}/V (单元 1)	16.29	18.58
U_{cd1}/V (单元 2)	21.6	18.95
单元 2 输出比例(U_{cd1}/U_{ad1})/%	57	50.5
THD/%	8.11	8.79

3 实验验证

以三相非对称混合多电平逆变器为实验平台对本文提出的功率均衡方法进行实验验证。直流母线电压为 20 V，锯齿载波频率 $f_c=3.5$ kHz，三相负载电阻 $R=100 \Omega$ ， $L=62.3$ mH，控制电路以 FPGA (Cyclone EP1C6Q240C8N)和 TMS320F2812 DSP 为核心，非对称 H 桥功率电路均采用 IGBT (HG20N60A4D) 功率开关，H 桥采用 IPM (iramx16p60a)。

图 9、10 分别为纯电阻负载时， $m_a=0.4, f_m=20$ Hz 和 $m_a=0.95, f_m=50$ Hz 时功率均衡实验结果，逆变器输出电压与仿真结果基本一致，线电压 u_{AB} 的等效载波频率为载波频率的 2 倍(7 kHz)，而相邻电平层间没有交叠现象。表 3 为功率均衡前后实测电压波形频谱分析数据对比(取 5 次实验测量的平均值)，与前面的仿真实论分析基本一致。

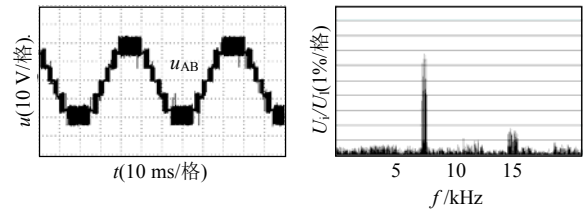
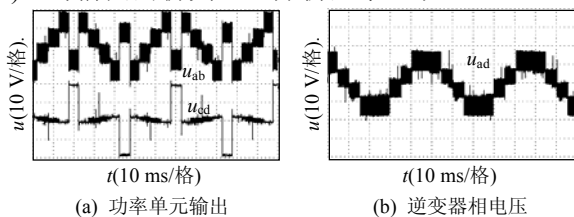


图 9 低调制度阶段功率均衡实验结果 $m_a(m_a=0.4, f_m=20$ Hz)

Fig. 9 Experimental results of power balance at lower $m_a(m_a=0.4, f_m=20$ Hz)

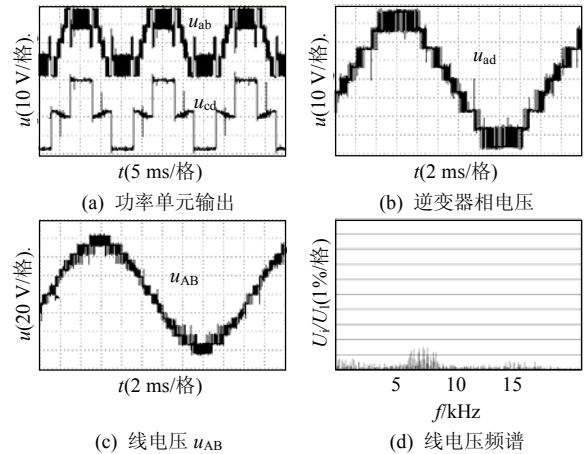


图 10 高调制度阶段功率均衡实验结果 $m_a(m_a=0.95, f_m=50$ Hz)

Fig. 10 Experimental results of power balance at higher $m_a(m_a=0.95, f_m=50$ Hz)

表 3 功率均衡前后实测波形频谱分析数据

Tab. 3 Spectral analysis data of the experimental waves between power balance and not

2E=20 V	$m_a=0.4$		$m_a=0.95$	
	均衡前	均衡后	均衡前	均衡后
单元 1(U_{ab1}/V)	14.2	7.5	15.1	17.3
单元 2(U_{cd1}/V)	0	7.2	20.8	18.2
相电压(U_{ad1}/V)	14.5	14.3	36.3	35.7
线电压 THD/%	21.3	21.5	9.3	10.5

图 11、12 分别为功率均衡控制后，低、高调制度阶段 RL 负载实验结果，线电流反映为电阻 R 两端电压。图 11(a)、(b)分别为 $m_a=0.4$ 时，逆变器功率单元输出电压、逆变器输出相电压及线电流，对于感性负载，功率均衡控制后线电流 i_A 正弦度良好。图 12(a)、(b)分别为 $m_a=0.95$ 时，逆变器功率单

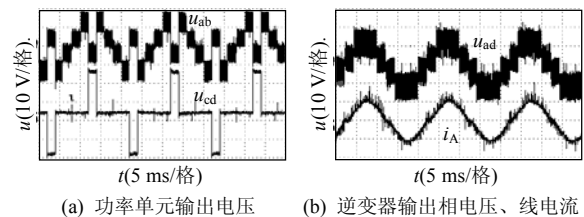
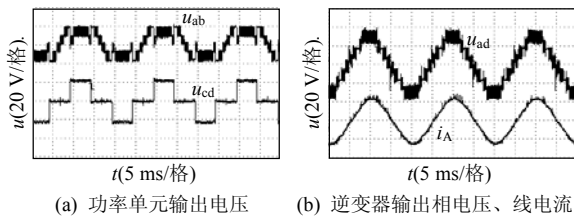


图 11 低调制度阶段 RL 负载实验结果($m_a=0.4, f_m=50$ Hz)

Fig. 11 Experimental results of RL load at lower $m_a(m_a=0.4, f_m=50$ Hz)



(a) 功率单元输出电压 (b) 逆变器输出相电压、线电流

图 12 高调制阶段 RL 负载实验结果

$m_a(m_a=0.95, f_m=50 \text{ Hz})$

Fig. 12 Experimental results of RL load at higher

$m_a(m_a=0.95, f_m=50 \text{ Hz})$

元输出电压、逆变器输出相电压及线电流，功率均衡控制后，功率单元 1 轻微过调制现象对逆变器输出影响不大，线电流 i_A 仍具有较好的正弦度。

4 结论

针对非对称混合多电平逆变器，提出一种锯齿载波交错相移混合调制方法，进而提出功率均衡方法，从线电压波形质量、相电压由功率单元均衡输出两个方面得到以下结论：

1) 新型混合调制方法的线电压等效载波频率为载波频率的 2 倍，且消除了线电压相邻电平层间的交叠现象，提高了线电压波形质量。

2) 在 $m_a \in (0, 0.556]$ 的低调制阶段，功率单元 2 的导通角约束方程消除了功率单元输出分配的极端现象，实现了两功率单元均衡输出，并且输出电压 THD 不变。

3) 在 $m_a \in (0.556, 1]$ 的高调制阶段，功率单元 2 的导通角约束方程导致功率单元 1 产生了轻微的过调制现象，在输出线电压 THD 略有增加的情况下，实现了功率均衡控制。

全调制范围内，在保证输出电压波形质量的情况下，各功率单元输出与调制度成正比，实验结果验证了功率均衡方法的正确性与有效性。

参考文献

- [1] Rodriguez J, Wu B, Bernet S, et al. Multilevel voltage source converter topologies for industrial medium voltage drives[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2007, 54(6): 2930-2945.
- [2] Corzine K A, Wielebski M W, Peng F Z, et al. Control of cascaded multilevel inverters[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2004, 19(3): 732-738.
- [3] Mcgrath B P, Holmes D G, Meynard T. Reduced PWM harmonic distortion for multilevel inverters operating over a wide modulation range [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2006, 21(4): 941-949.
- [4] Pan Z G, Peng F Z, Corzine K A, et al. Voltage balancing control of diode-clamped multilevel rectifier/inverter systems[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2005, 41(6): 1698-1706.
- [5] Feng C M, Liang J, Agelidis V G. Modified phase-shifted PWM control for flying capacitor multilevel converters[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2007, 22(1): 178-185.
- [6] Peng F Z, Mlckeeyer J W, Adams D J. A power line conditioner using

cascade multilevel inverters for distribution systems [J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1998, 34(6): 1293-1298.

- [7] 王学华, 阮新波, 孙宜峰. 阶梯波合成技术级联多电平变换器功率均衡方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(24): 19-24. Wang Xuehua, Ruan Xinbo, Sun Yifeng. Power balance scheme for staircase controlled cascaded multilevel inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(24): 19-24(in Chinese).
- [8] Tolbert L M, Peng F Z, Cunnyngnam T, et al. Charge balance control schemes for cascade multilevel converter in hybrid electric vehicles[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2002, 49(5): 1058-1064.
- [9] 王学华, 阮新波, 王蓓蓓, 等. 阶梯波合成级联型多电平逆变器功率均衡方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(30): 12-19. Wang Xuehua, Ruan Xinbo, Wang Beibei, et al. Power balance method for staircase waveform synthesis of the cascaded multilevel inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(30): 12-19(in Chinese).
- [10] 单庆晓, 潘孟春, 李圣怡, 等. 一种新型的级联型逆变器 PWM 信号随机分配方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(12): 126-133. Shan Qingxiao, Pan Mengchun, Li Shengyi, et al. Random PWM distribution of cascaded inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(12): 126-133(in Chinese).
- [11] Fukuda S, Yoshida T, Ueda S, et al. Control strategies of a hybrid multilevel converter for expanding adjustable output voltage range [J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2009, 45(2): 827-835.
- [12] 丁凯, 邹云屏, 吴智超, 等. 新型三相混合不对称九电平逆变器研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(11): 35-41. Ding Kai, Zou Yunping, Wu Zhichao, et al. Research on a novel three-phase hybrid asymmetric 9-level inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(11): 35-41(in Chinese).
- [13] Kang D W, Lee B K, Jeon J H, et al. A symmetric carrier technique of CRPWM for voltage balance method of flying-capacitor multilevel inverter[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2005, 52(3): 879-888.
- [14] Pan Z G, Peng F Z. Harmonics optimization of the voltage balancing control for multilevel converter/inverter systems[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2006, 21(1): 2118-218.
- [15] 张云, 孙力, 吴凤江, 等. 电容钳位型非对称 H 桥五电平逆变器正弦脉宽调制控制[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(21): 40-45. Zhang Yun, Sun Li, Wu Fengjiang, et al. SPWM control of capacitor-clamped five level inverter comprised of asymmetric H bridge[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(21): 40-45(in Chinese).
- [16] 孙宜峰, 阮新波. 级联型多电平逆变器的功率均衡控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(4): 126-133. Sun Yifeng, Ruan Xinbo. Power balance control schemes for cascaded multilevel inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(4): 126-133(in Chinese).



张云

收稿日期: 2010-05-11.

作者简介:

张云(1980—), 男, 博士, 讲师, 主要研究方向为多电平功率变换与电机驱动控制, oexcel@sina.com;

孙力(1960—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为一体化电机驱动控制与电机驱动系统的电磁兼容;

王要强(1982—), 男, 博士研究生, 主要研究方向为电力电子功率变换技术。

(编辑 吕鲜艳)