

# 具有电压补偿的四开关并网逆变器等效 SVPWM 控制方法

谭兴国<sup>1,2</sup>, 王辉<sup>2</sup>, 张黎<sup>2</sup>, 李庆民<sup>3</sup>, 邹亮<sup>2</sup>

(1. 河南理工大学电气学院, 河南 焦作 454003; 2. 山东大学电气学院, 山东 济南 250061;  
3. 华北电力大学电气与电子工程学院, 北京 102206)

**摘要:** 针对三相四开关并网逆变器因直流母线中点偏移引起的逆变器输出不平衡问题, 采用逆变器输出等效电路分析的方法, 指出电源阻抗差异是造成四开关逆变器三相输出不平衡的内在原因。在对比分析 SVPWM 与三角波调制方法基础上, 依据矢量合成等效原理, 提出可等效 SVPWM 的改进三角波调制方法。给出了具有直流中点偏移电压补偿的参考值生成策略。仿真结果表明, 该方法实现简单, 既可有效抑制因直流中点电压偏移引起的三相四开关输出不平衡问题, 又能抑制因参数差异引起的输出不平衡问题。

**关键词:** 三相四开关逆变器; 中点电压不平衡; 电压补偿; 阻抗等效; 等效 SVPWM

## An equivalent SVPWM control method with voltage compensation for four-switch inverter

TAN Xing-guo<sup>1,2</sup>, WANG Hui<sup>2</sup>, ZHANG Li<sup>2</sup>, LI Qing-min<sup>3</sup>, ZOU Liang<sup>2</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454003, China;  
2. School of Electrical Engineering, Shandong University, Jinan 250061, China;  
3. School of Electrical & Electronic Engineering, North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

**Abstract:** DC bus midpoint voltage excursion of four-switch three-phase (FSTP) inverter leads to its output imbalance. Based on FSTP equivalent circuit analysis, it concludes that power supply impedance difference is the internal cause of FSTP output imbalance. To get a better control of FSTP inverter, according to vector synthesis equivalence principle, an improved triangular wave modulation PWM method is proposed to replace SVPWM. To solve the output imbalance problem in FSTP inverter, a voltage reference generation method with DC bias compensation is brought forward. Simulation results show that both output imbalance problems caused by DC midpoint offset and parameter difference can be effectively inhibited, and it is easy to implement.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51107068).

**Key words:** four-switch three-phase inverter; imbalance of DC midpoint voltage; voltage compensation; equivalent impedance; equivalent SVPWM method

中图分类号: TM464 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2014)01-0001-08

## 0 引言

在光伏、风力发电和储能接入等新能源领域, 并网逆变器的成本占据相当比重。三相四开关并网逆变器因减少了功率器件, 系统成本降低, 具有更好的性价比<sup>[1]</sup>。还可在六开关逆变器发生一相故障时, 切换成四开关模式继续容错运行<sup>[2-3]</sup>, 更具可靠性。

**基金项目:** 国家自然科学基金资助项目 (51107068); 中国博士后基金 (2012M511023); 新能源电力系统国家重点实验室开放课题 (LAPS13017)

然而相对于三相六开关逆变器, 三相四开关逆变器 (以下简称: 六开关、四开关逆变器) 也存在固有缺点: (1) 四开关逆变器输出的相电压峰值为  $\frac{U_{dc}}{2\sqrt{3}}$ , 为六开关逆变器的一半<sup>[4]</sup>。对于 220 V/380

V 电网, 其直流侧电压须高于 1 077 V, 考虑电网电压波动和电感压降, 直流侧电压应不低于 1 200 V, 对功率器件电压提出较高要求, 故其一般应用于低电压电网; (2) 直流侧电容流过低频负载电流, 存在直流中点电压偏移, 由此引起三相输出电流的不对称, 而参数差异加剧其不平衡性。

考虑到并网逆变器网侧多用变压器提供隔离,

且在诸如储能、光伏发电等典型并网应用中，其直流侧电压通常都较低，通常还需串联或设置升压电路才能正常工作，然而无论是器件串联还是储能串联都存在较大的技术障碍；针对此类应用，将原有隔离变压器设计成隔离升压功能，配合三相四开关逆变器构成经济型并网逆变拓扑，如图1所示，可简化电路结构，直流侧亦无需boost升压，且无需高压功率器件；同等功率下，因电压升降引起的电流增加成本较低，且并联扩流技术相对成熟，此方案在低成本领域有着广泛前景。

图1中 $S_1 \sim S_4$ 为功率元件，n为直流母线中点，s为隔离升压变压器原边中点，为保证四开关逆变器三相输出电流的耦合为零的关系，副边一般应选择为Y型绕组；直流电压为 $u_{dc}$ ，直流母线电容电压分别为 $u_{c1}$ 和 $u_{c2}$ ，g为直流母线地； $L_f$ 包含逆变器输出电感和变压器折算后的电感； $u_{sa}$ ， $u_{sb}$ ， $u_{sc}$ 为交流电网电压， $e_a$ ， $e_b$ ， $e_c$ 为并网接入点电压。

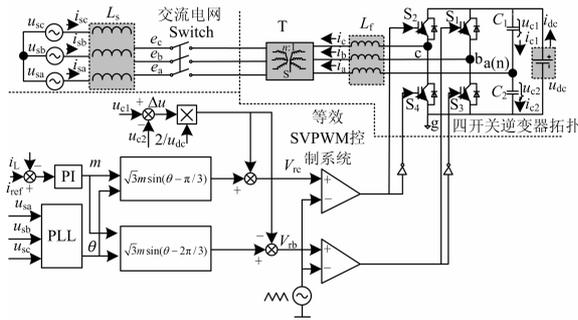


图1 三相四开关并网逆变器拓扑及控制

Fig. 1 Topology and control of three-phase four-switch inverter

针对四开关逆变器的控制，文献[5]提出基于正弦参考信号的标量PWM方法，方法较为简便，但未考虑直流母线电压不平衡情况；文献[6]提出一种优化的自适应SVPWM调制方法，利用四个开关矢量，仿照六开关逆变器人为制造出六个开关矢量，从而使用传统SVPWM控制方法，但实现过程过于复杂；文献[7]采用磁链跟踪型调制策略实现对四开关逆变器的控制，克服了滞环调制的开关频率不固定问题；但其应用对象限于电机控制，且需要双闭环控制和坐标变换，算法较为复杂。这些方法多没有考虑直流母线电压波动影响，或者实现过程较为复杂。

本文将分析三相四开关并网逆变器输出不平衡的根本原因，同时提出一种具有电压补偿的等效SVPWM补偿算法。

## 1 四开关逆变器输出不平衡机理

### 1.1 基于电源阻抗的等效分析

将逆变器总输出阻抗定义为 $z$ ，图2中逆变器

三相输出电流满足基尔霍夫电流定理，即

$$\frac{u_{ns}}{z} + \frac{u_{bn} + u_{ns}}{z} + \frac{u_{cn} + u_{ns}}{z} = 0 \quad (1)$$

若a相电流为 $i_a = u_{ns}/z = I \cos(\omega t + 2\pi/3)$ ，且三相电流是平衡的，则可求得

$$u_{bn} = \sqrt{3}zI \cos(\omega t - \pi/6) \quad (2)$$

$$u_{cn} = \sqrt{3}zI \cos(\omega t - \pi/2)$$

可见四开关逆变器输出线电压 $u_{bn}$ 和 $u_{cn}$ 幅值相同，相位相差 $\pi/3$ 。

参照图1，从交流小信号分析角度看逆变器三相输出，按照戴维南定理，a相电源输出ng构成的两端口网络可以等效为 $u_{dc}/2$ 的电压源与阻抗为 $1/j\omega(2C)$ 的电容串联，而b，c相的输出 $u_{bg}$ ， $u_{cg}$ 同理可表示为

$$\begin{aligned} u_{bg} &= u_{bo} + u_{dc}/2 \\ u_{cg} &= u_{co} + u_{dc}/2 \end{aligned} \quad (3)$$

因此三相输出等效如图2所示，其中o为虚拟中点。三相电压均包含直流偏置 $u_{dc}/2$ ，去掉该直流分量，即为交流分析模型。可以看到a相输出阻抗呈容性，明显不同于b，c相。因交流输出电压 $u_{bo}$ ， $u_{co}$ 之间相位差为 $60^\circ$ ，若要实现三相电流对称，必须对b，c相的交流信号进行补偿。

$$\begin{aligned} u_{bo} &= \sqrt{3}zIe^{-j(\pi/6)} - i_a/(j\omega 2C) \\ u_{co} &= \sqrt{3}zIe^{-j(\pi/2)} - i_a/(j\omega 2C) \end{aligned} \quad (4)$$

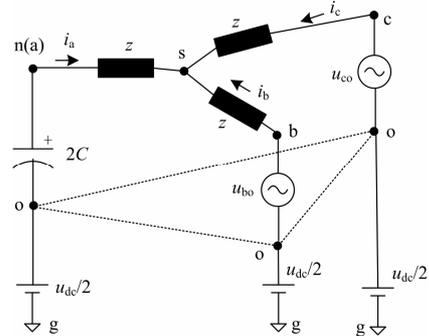


图2 等效阻抗分析电路

Fig. 2 Equivalent impedance analysis circuit

若未有效补偿电容电流的影响，则三相实际输出电流为

$$\begin{cases} i_a = \frac{3zj\omega C}{1+3zj\omega C} I \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ i_b = I \cos \omega t + \frac{i_a}{6zj\omega C} \\ i_c = I \cos(\omega t - 2\pi/3) + \frac{i_a}{6zj\omega C} \end{cases} \quad (5)$$

因此逆变器输出频率  $\omega$  和直流母线电容  $C$  的大小是影响四开关电流不平衡的重要原因。电容容量越小, 频率越低, 输出电流不平衡的影响越大, 这也是四开关逆变器在低频下效果较差的原因。

### 1.2 直流母线中点电位偏移的影响

因不控 a 相上流过交流负载电流, a 相电容电压必然也以低频交流形式波动, 而两电容电压之和  $u_{dc}$  被控为近似恒定, 这样两电容电压瞬时值不同, 必然造成直流母线中点电位的偏移。设  $u_{c1}=u_{dc}/2+\Delta u$ ,  $u_{c2}=u_{dc}/2-\Delta u$ , 则中点电压偏移  $\Delta u=(u_{c1}-u_{c2})/2$ 。前面的分析是假定电容参数完全一致, 实际中电容参数通常难以完全匹配, 还将加剧中点电位的偏移。

下面分析该中点电位偏移对输出不平衡的影响。假设  $S_b$ 、 $S_c$  为逆变器的开关函数, 当其 1 时受控相的上管开通, 为 0 时下管开通。整理可得四开关逆变器三相相电压输出为

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{u_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/2 \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -2/3 \\ 1/3 \\ 1/3 \end{bmatrix} \Delta u \quad (6)$$

可以看到, 中点电位偏移确使得三相交流电压变得不平衡。为便于 SVPWM 等效控制, 运用 Clark 变换转换到  $\alpha\beta$  坐标系, 分析其对旋转矢量的影响。

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{dc}(1-S_b-S_c)/3-2\Delta u/3 \\ u_{dc}(S_b-S_c)/\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (7)$$

将开关组合 ( $S_b$ ,  $S_c$ ) 代入式 (7), 可得四开关逆变器对应的基本电压空间矢量, 如表 1 所示。

表 1 四开关逆变器基本电压矢量

Table 1 Basic voltage vector in four-switch inverter

$S_b S_c$	$u_\alpha$	$u_\beta$	$u_r$
$V_0(00)$	$\frac{u_{dc}}{3} - \frac{2}{3}\Delta u$	0	$(\frac{u_{dc}}{3} - \frac{2}{3}\Delta u)e^{j0}$
$V_1(01)$	$-\frac{2}{3}\Delta u$	$-\frac{u_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\sqrt{(\frac{u_{dc}^2}{3} + \frac{4}{9}\Delta u^2)}e^{j(\frac{\pi}{2}-\theta_1)}$
$V_2(10)$	$-\frac{2}{3}\Delta u$	$\frac{u_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\sqrt{(\frac{u_{dc}^2}{3} + \frac{4}{9}\Delta u^2)}e^{j(\frac{\pi}{2}+\theta_1)}$
$V_3(11)$	$-\frac{u_{dc}}{3} - \frac{2}{3}\Delta u$	0	$(-\frac{u_{dc}}{3} - \frac{2}{3}\Delta u)e^{j\pi}$

注:  $\theta_1 = \arctan(2\Delta u / \sqrt{3} u_{dc})$ 。

将各矢量绘制在  $\alpha\beta$  平面, 如图 3 所示。由于中点电位偏移  $\Delta u$  的存在, 四个基本电压矢量幅值并不相等, 构成不等边的四边形, 如粗实线所示, 使得电压矢量控制的自由度降低, 调控难度增加。

由图 3 可求得线性调制下逆变器输出相电压极限峰值为

$$u_{\max} = (u_{dc}/2 - |\Delta u|) / \sqrt{3} \quad (8)$$

同样因  $\Delta u$  的存在, 降低了四开关 SVPWM 的直流电压利用率。

可见因等效电源阻抗差异带来的直流中点电压偏移是引起逆变器输出不平衡和电压利用率较低的内在重要因素, 需制定对应的控制策略。

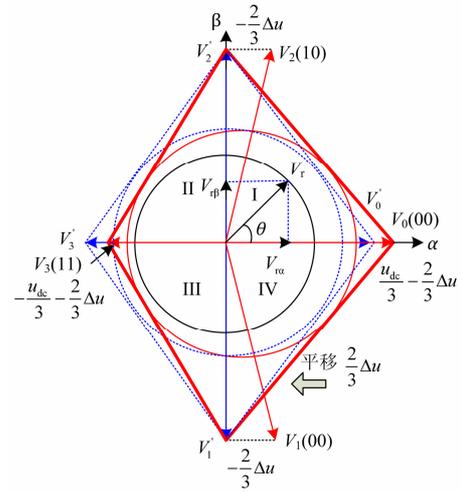


图 3 SVPWM 基本矢量及补偿

Fig. 3 SVPWM basic vector and compensation

## 2 具有电压补偿的 SVPWM 等效控制方法

### 2.1 等效于 SVPWM 的控制方法

SVPWM 是以三相正弦电压供电时交流电动机产生的理想圆形磁链轨迹为基准<sup>[8-9]</sup>, 用逆变器不同的开关模式产生的实际磁通去逼近基准磁链圆<sup>[10-11]</sup>。在任意扇区, 参考电压矢量均由基本电压矢量合成得到。

由图 3 可知, 在四开关 SVPWM 调制中, 由于四开关逆变器基本矢量中并不包含零矢量; 零矢量需由方向相反的基本矢量  $V_0$  和  $V_3$  合成。但由于直流母线中点电压偏差的影响,  $V_0$ 、 $V_3$  幅值不同, 这样构成的零矢量作用时间较为复杂, 难以实现输出波形的对称, 合成的矢量存在一定偏差。观察图 3, 若能实时检测直流母线中点电位的偏移, 将图中实线表示的基本量向  $\alpha$  轴反方向偏移  $2/3\Delta u$ , 补偿由直流中点的偏移, 则基本矢量构成的图形恢复成平行四边形, 上述问题即可解决。下面介绍采用这种电压补偿效应的等效 SVPWM 方法的实现方法。

以五段式 SVPWM, 第 I 扇区调制为例, 如图 4 所示, 即  $V_0$ - $V_2$ - $V_3$ - $V_2$ - $V_0$ , 其中  $V_0$ 、 $V_3$  合成零矢量。

五段式 SVPWM 中, 将特定矢量的作用时间一分为二, 生成的 PWM 波形是对称的, 实际合成矢量与给定参考矢量偏差较小, 控制效果较好<sup>[12]</sup>。为了保证合成后的对称性, 应使  $V_0$ 、 $V_3$  的幅值相等。

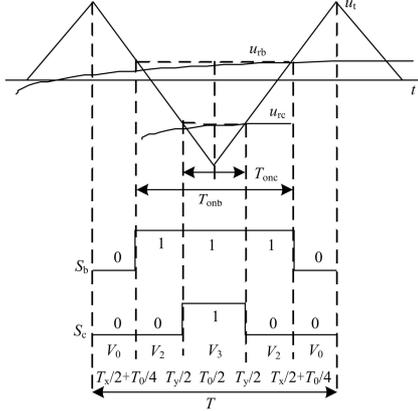


图 4 等效 SVPWM 控制方法原理  
Fig. 4 Equivalent SVPWM principle

图 4 中, 若将上述 SVPWM 的波形等效为由调制信号与三角波的比较而产生, 设开关导通时间定义为  $T_{on}$ , 开关周期为  $T$ , 调制波为归一后的双极性三角波, 求得三角波调制 PWM 对应的参考电压  $V_{ref}$  为

$$V_{ref} = 2T_{on}/T - 1 \quad (9)$$

由图 4 得开关  $S_b$  和  $S_c$  的高电平时间为

$$\begin{aligned} T_{onb} &= T_y + T_0/2 \\ T_{onc} &= T_0/2 \end{aligned} \quad (10)$$

在上述 SVPWM 调制中,  $V_0$  矢量作用时间分为两部分, 一部分是  $V_r$  的水平分解向量  $V_{ra}$  作用时间  $T_x$ , 另一部分是与  $V_3$  共同作用合成零矢量时间  $T_0/2$ ;  $V_2$  向量作用时间为  $T_y$ ;  $V_3$  向量作用时间也为  $T_0/2$ 。

## 2.2 直流中点电压补偿的参考值生成策略

按照伏秒等效的矢量合成的准则, 可以得  $T_x$ 。

$$T_x = Tu_{\alpha}/V_0 = \frac{3}{2} m T \cos \theta \quad (11)$$

其中,  $m = 2V_r/u_{dc}$ ,  $V_r$  为期望的合成矢量幅值。

由图 3 可知, 为补偿中点电压偏移的影响, 只需对  $u_{\alpha}$  修正, 令  $u_{\alpha} = u_{\alpha} + 2\Delta u/3$ , 将其代入式 (11), 即可得电压平衡补偿后的  $T_x$ 。

$$T_x = \frac{3m}{2} T \cos \theta + \frac{2\Delta u}{u_{dc}} T \quad (12)$$

同理可得  $T_y$  和  $T_0$  分别为

$$T_y = \frac{\sqrt{3}}{2} m T \sin \theta \quad (13)$$

$$T_0 = T - T_x - T_y \quad (14)$$

综合式(12)~式(14)代入式(9)、式(10), 可以得到采用三角波调制等效 SVPWM 控制的四开关逆变器两被控相的参考信号分别为

$$v_{refb} = \sqrt{3}m \sin(\omega t - \pi/3) - 2\Delta u/u_{dc} \quad (15)$$

$$v_{refc} = \sqrt{3}m \sin(\omega t - 2\pi/3) - 2\Delta u/u_{dc}$$

在 II、III、IV 象限也有相同结论。至此, 可利用三角波调制方法产生具有电压平衡效果的 SVPWM 等效控制效果。其中参考信号  $V_{refb}$ 、 $V_{refc}$  用于产生等效的 SVPWM 波形, 三角调制波的周期  $T$  等效为 SVPWM 合成矢量的旋转速度,  $\omega$  为逆变输出的交流信号的频率,  $\omega t$  即为各式中的  $\theta$ 。

## 2.3 实现方法

可以采用以下两种方法实现 SVPWM, 方法一直接采用 SVPWM: 首先根据要求的输出矢量  $V_r$  得到  $u_{\alpha}$ 、 $u_{\beta}$ , 接着确定参考电压矢量  $V_r$  所在扇区, 通过式(11)~式(13)计算各基本矢量作用时间  $T_x$ 、 $T_y$ 、 $T_0$ , 进而得到各矢量的切换时间, 再将其与周期寄存器相乘得到比较寄存器值, 写入到 DSP 定时器的比较寄存器 CMPRX 即可实现四开关 SVPWM。该方法需要考虑不同扇区之间的切换, 计算量大, 对时序要求严格。另外一种方法, 则利用本文提出的三角波调制方法实现等效的 SVPWM, 借助式 (15) 产生参考信号与三角载波进行比较, 该方法更容易利用软硬件实现, 控制较为简单, 具体的实现过程见图 1。其中 PLL 为锁相环,  $V_r$  参考电压矢量的获取需要通过闭环调节和坐标变换。

## 3 仿真实证

### 3.1 仿真参数设计

为了验证本文提出的补偿方法的有效性, 本文在 Psim 中建立了三相四开关逆变器的仿真模型。仿真参数中需要注意直流母线电压、并网电感和直流侧电容的选取。(1) 直流电压等级的确定取决于输出电压和电感电流跟踪的双重要求, 按照逆变器输出平均值来确定直流电压范围, 即满足  $u_F \geq |e_s + L_f di_f/dt|$ ,  $u_{dc} \geq 2\sqrt{3}E_m$ , 对于 220 V/380 V 电网,  $u_{dc}$  至少为 1 077 V。考虑到一些低电压直流设备的应用需求, 按图 1 配置了 380 V: 30 V Y-Y 隔离降压变压器, 直流母线电压最低应为 85 V, 考虑到直流电压波动和电感压降等因素, 直流母线电压设定为 100 V。(2) 并网电感  $L_f$  直接影响系统动态性能, 综合输出电流纹波和电流跟踪能力确定为 40 mH。(3) 直流侧电容大小影响直流电压纹波和中点电位偏移程度, 其值越大, 且上下分裂电容差别越小, 控制效果越好。直流电容最终确定为  $C_1 = C_2 = 1\ 650 \mu F$ 。功率器件均为理想开关, 开关频率为 4 kHz。

### 3.2 四开关逆变器与六开关逆变器控制特性对比

为了比较四开关逆变器与六开关逆变器在控制特性上的区别, 本文以同样直流电压 ( $u_{dc}=100\text{ V}$ ), 相同参考信号 ( $0.866I_m$ ), 使用开环 PWM 控制方法, 分别利用四开关逆变器和六开关逆变器产生交流逆变信号驱动三相对称交流负载,  $R_L=0.3\ \Omega$ ,  $L_m=41\text{ mH}$ , 借以分析其性能差异。

图 5(a)、图 5(b)分别为四开关逆变器与六开关逆变器的三相逆变输出电压波形和直流母线上电容波形。从实验结果看, 同样直流电压下, 四开关逆变器输出相电压峰值 (20 V) 只有六开关逆变器的一半 (40 V); 且四开关逆变器的直流母线电容流过负载低频 50 Hz 交流成分, 从而引起其中点电位偏移, 印证了前文的分析。

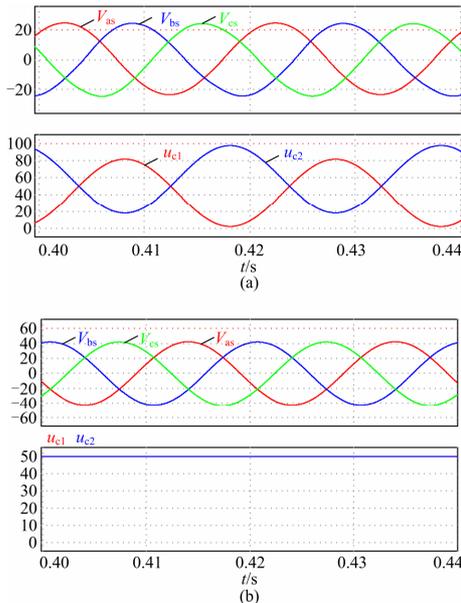


图 5 四开关逆变器与六开关逆变器的比较

Fig. 5 Comparison between four-switch inverter and six-switch inverter

### 3.3 电容参数相同但无电压补偿的控制效果

按照前文的分析, 在四开关逆变器中, 即使电容容量相同, 由于电容流过负载电流, 瞬时电压差引起直流母线中点电位偏移, 导致输出电流的不对称。图 6 为电容参数  $C_1=C_2=1\ 650\ \mu\text{F}$ , 且初始值均为 50 V 时的控制效果。

图 6 中自上而下分别是: 图 6(a)为四开关逆变器输出三相负载相电流  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ , 可见若不对调制信号进行补偿, 输出三相电流呈现极大的不对称, c 相电流远低于 a 相和 b 相电流; 图 6(b)中  $v_{ra}$  和  $v_{rb}$  是未经补偿的参考信号波形; 图 6(c)中负载上承受的线电压  $u_{ab}=u_{an}-u_{bn}$  具有与 SVPWM 调制相同的波

形, 印证了等效 SVPWM 的可行性; 图 6(d)中逆变器输出电压  $u_{an}$  与负载承受电压  $u_{as}$  (滤波后) 之间存在明显相位差; 图 6(e)中电容上电压  $u_{c1}$  和  $u_{c2}$  与交流调制信号频率同步波动, 平均值相同, 但瞬时值不同, 其电压波动范围略高于直流母线电压  $u_{dc}$ 。

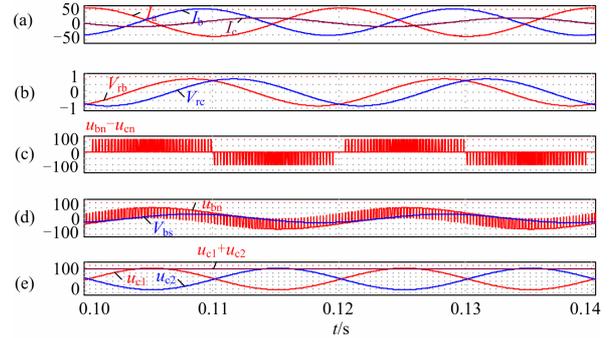


图 6 电容参数相同, 未经补偿的逆变器控制效果

Fig. 6 Control effect with same capacitors but without compensation

将逆变器输出电压参量转换到  $\alpha\beta$  坐标系中, 可以描绘合成电压矢量  $V_r$  的运动轨迹, 如图 7(a)所示, 因电容充放电引起的中点电位的瞬时偏移, 导致了合成矢量的轨迹呈椭圆, 不再是圆形, 从而使逆变器输出性能恶化, 此时 SVPWM 算法的等效效果较差。图 7(b)描述了随时间变化, 合成电压矢量运动轨迹的三维图。

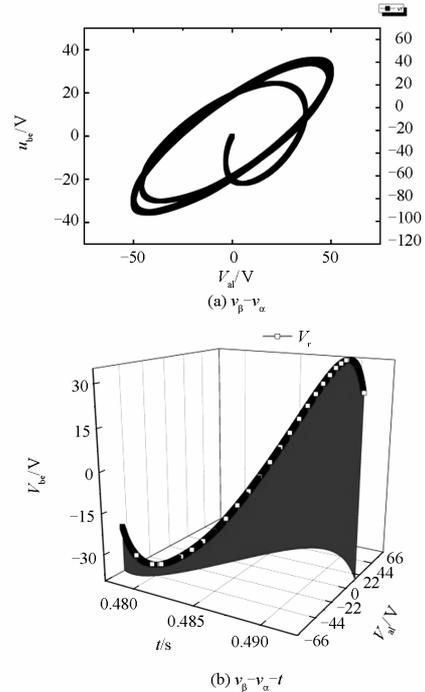


图 7 等效 SVPWM 合成矢量轨迹

Fig. 7 Equivalent SVPWM synthetic vector trajectory

可以看到即使直流母线分裂电容容量相同，但由于电容的工频负载电流充电影响及电源三相虚拟阻抗的差异，实际四开关逆变器输出的电流是不平衡的。

图 8 为采用本文提出的电压平衡补偿等效 SVPWM 方法的控制效果，各波形代表的含义同图 6。可以看到，图 8(a)中，经过补偿，四开关逆变器输出三相相电流  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  经一个周波后达到平衡；图 8(b)为补偿后的参考信号  $v_{ra1}$  和  $v_{rb1}$  波形，两者相位仍然相差  $\pi/3$ ，但幅值发生变化；图 8(d)中逆变器输出  $u_{an}$  与  $u_{as}$  被补偿为同相位；图 8(e)中电容上电压波动范围相对于未补偿时减少了 20%，下降显著。可见具有电压补偿的等效 SVPWM 算法一定程度上抑制了直流母线电压的波动。

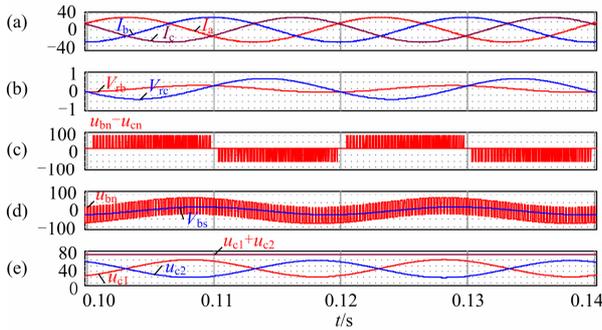


图 8 补偿后的控制效果

Fig. 8 Control effect after compensation

再从等效合成矢量的角度观察补偿后的合成矢量轨迹，如图 9(a)所示。可以看到其对应电压矢量的轨迹为圆形，图 9(b)随时间变化的轨迹也是按照圆形轨迹推进，反映出逆变器输出对称性更好，从而取得更好的控制效果。

### 3.4 电容参数差异时电压补偿前后的控制效果

考虑到实际应用中，电容参数往往难以实现准确匹配。此处假设电容参数存在较大差异，分析电压补偿前后等效 SVPWM 方法的控制效果差异。设  $C_1=850 \mu\text{F}$ ， $C_2=1650 \mu\text{F}$ ，其他条件不变。

图 10 为未进行电压补偿的控制效果。相对于图 6 中电容相等的情形，图 10(a)中电容差异使得三相输出电流的不平衡度显著增加，c 相电流跌落最为厉害；图 10(d)中  $u_{an}$  与  $u_{as}$  相位存在更大差异；图 10(e)中单个电容电压幅值波动增加了 18%，甚至超过直流母线电压  $u_{dc}$ 。很明显电容参数的差异恶化了四开关逆变器的输出特性，且参数差异越大，这种不平衡的影响越明显。

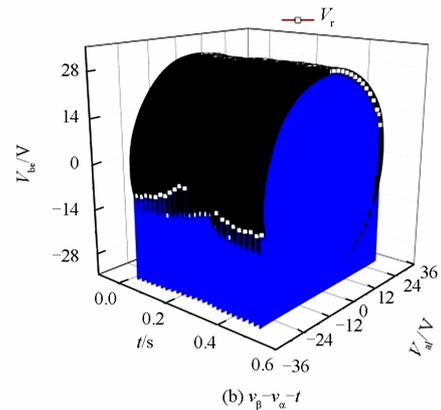
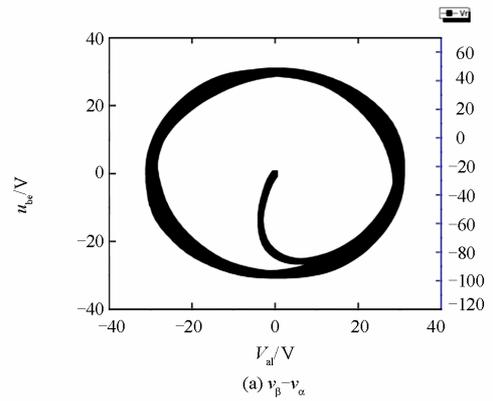


图 9 等效 SVPWM 合成矢量轨迹

Fig. 9 Equivalent SVPWM synthetic vector trajectory

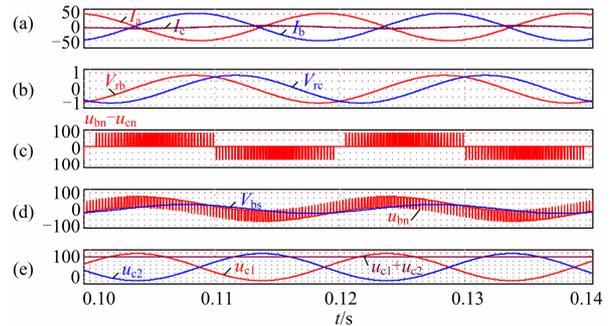


图 10 电容参数不同，未经补偿的逆变器控制效果

Fig. 10 Control effect before compensation with different parameter capacitors

图 11 为其合成电压矢量的轨迹，很明显，受电容参数差异影响，电压轨迹向  $\alpha$  轴负方向发生偏移，形成椭圆的运行轨迹。图 11(b)中随时间演化轨迹也证明了这一点。

采用电压平衡补偿的等效 SVPWM 方法后，三相输出电流恢复平衡，且可将  $u_{an}$  和  $u_{as}$  补偿为同相位，使电容电压幅值的波动降低了 50%，补偿后的效果见图 12。合成矢量轨迹也恢复为圆形，不再给出。

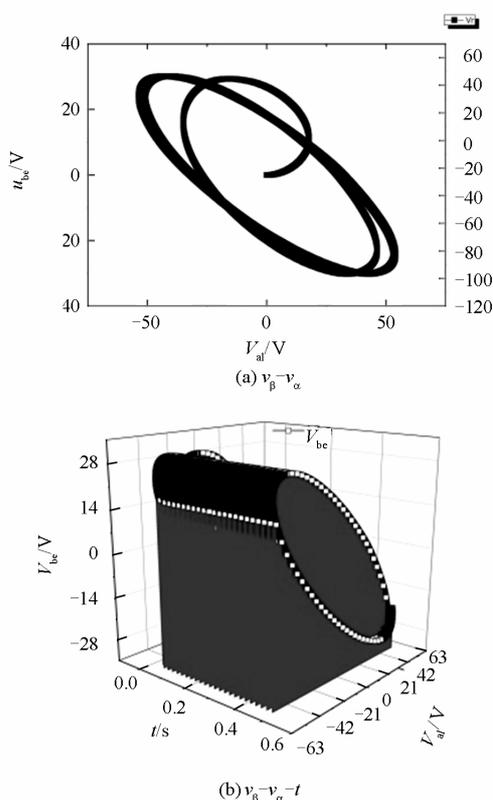


图 11 等效 SVPWM 合成矢量轨迹

Fig. 11 Equivalent SVPWM synthetic vector trajectory

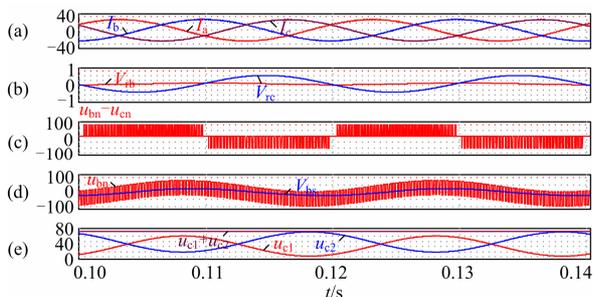


图 12 电容参数不同, 经补偿后的逆变器控制效果

Fig. 12 Control effect after compensation with different parameter capacitors

#### 4 结论

本文提出一种适合储能及风电、光伏等新能源并网应用的三相四开关并网逆变器方案, 分析了四开关并网逆变器输出电流不平衡的内在原因。从 SVPWM 产生原理出发, 分析了直流母线中点电压偏移对合成矢量的影响, 提出了采用具有电压平衡补偿的 PWM 调制方法以等效经典的 SVPWM 方法及参考值生成策略; 针对直流母线电压偏移和参数差异引起不平衡问题, 借助仿真手段, 验证了所提

方法的正确性。

#### 参考文献

[1] 侯世英, 宋星, 孙韬, 等. 基于空间矢量滞环控制的新型容错三相四开关并网逆变器[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(21): 138-144.  
 HOU Shi-ying, SONG Xing, SUN Tao, et al. A novel topology of fault-tolerant three-phase four-switch grid-connected inverter based on space vector hysteresis control[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(21): 138-144.

[2] 杨坤, 赵金, 王瑞, 等. 桥臂损坏下三相 PWM 整流器的容错及其控制策略[J]. 电气传动, 2010, 40(8): 42-45.  
 YANG Kun, ZHAO Jin, WANG Rui, et al. Tolerance and its control strategies of three-phase PWM rectifier after the damage to bridge leg[J]. Electric Drive, 2010, 40(8): 42-45.

[3] 何宗元, 孙丹, 贺益康. PMSM DTC 系统的三相四开关容错运行[J]. 电力电子技术, 2007, 41(2): 4-6, 9.  
 HE Zong-yuan, SUN Dan, HE Yi-kang. PMSM DTC system of three phase four switch fault tolerant operation[J]. Power Electronics, 2007, 41(2): 4-6, 9.

[4] 赵克, 安群涛, 孙力, 等. 容错逆变器 PMSM 无位置传感器控制系统[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(4): 25-30.  
 ZHAO Ke, AN Qun-tao, SUN Li, et al. Fault-tolerant inverter permanent magnet synchronous motor position sensorless control system[J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(4): 25-30.

[5] An Q T, Sun L, Zhao K, et al. Scalar PWM algorithms for four-switch three-phase inverters[J]. Electronics Letters, 2010, 46(13): 900-902.

[6] Hong Hee Lee, Phan Quoc Dzung, Le Dinh khoa, et al. The optimized adaptive space vector pulse width modulation for four switch three phase inverter under DC – link voltage ripple condition[C] // TENCON, 2009: 1-6.

[7] 赵克, 孙东阳, 王广林, 等. 四开关三相方波无刷直流电机的磁链跟踪控制[J]. 电机与控制学报, 2011, 15(4): 52-57.  
 ZHAO Ke, SUN Dong-yang, WANG Guang-lin, et al. Flux linkage tracking control of four-switch three-phase brushless DC motor drive[J]. Electric Machines and Control, 2011, 15(4): 52-57.

[8] 文小玲, 尹项根, 张哲. 三相逆变器统一空间矢量 PWM 实现方法[J]. 电工技术学报, 2009, 24(10): 87-93.  
 WEN Xiao-ling, YIN Xiang-gen, ZHANG Zhe. Unified space vector PWM implementation method for

- three-phase inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(3): 87-93.
- [9] 刘婷婷, 谭斌, 吴刚, 等. 基于 SVPWM 的高转速永磁同步电机控制系统的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(12): 11-14, 19.  
LIU Ting-ting, TAN Yu, WU Gang, et al. Simulating of high speed PMSM control system based on SVPWM[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(12): 11-14, 19.
- [10] 赵耀, 赵庚申, 郭天勇, 等. 基于 SVPWM 低谐波死区算法的研究及应用[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(8): 57-62, 83.  
ZHAO Yao, ZHAO Geng-shen, GUO Tian-yong, et al. Research and application of low harmonics dead-time injection based on SVPWM[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(8): 57-62, 83.
- [11] 何正义, 季学武, 瞿文龙. 一种新颖的基于死区时间在线调整的 SVPWM 补偿算法[J]. 电工技术学报, 2009, 24(6): 42-47.  
HE Zheng-yi, JI Xue-wu, QU Wen-long. A novel SVPWM compensation strategy based on regulating dead
- time on-line[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(6): 42-47.
- [12] 黄劲, 熊蕊, 王志, 等. 采用三相四桥臂抑制逆变器共模干扰的 SPWM 控制策略[J]. 电工技术学报, 2009, 24(3): 110-115.  
HUANG Jin, XIONG Rui, WANG Zhi, et al. SPWM control strategy to reduce inverter common-mode interferences based on three-phase four-leg structure[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(3): 110-115.
- 
- 收稿日期: 2013-04-12; 修回日期: 2013-05-17
- 作者简介:
- 谭兴国 (1981-), 男, 博士生, 讲师, 研究方向为新能源发电、电力电子在电力系统中的应用等; E-mail: tanxingguo1981@126.com
- 王辉 (1974-), 女, 博士, 副教授, 主要从事大功率电力电子技术、新能源与分布式发电等领域的工作;
- 张黎 (1979-), 男, 博士, 讲师, 研究方向为高电压绝缘, 电力电子在高电压技术中的应用。