# 三相四桥臂 PWM 整流器的研究

韦 徵 陈 新 陈 杰 李臣松 龚春英
（南京航空航天大学自动化学院 南京 210016）

**摘要** 三相电压型 PWM 整流器可以减小输入电流谐波含量，提高系统功率因数，因而广泛应用于人们的生产生活中。在传统的三相三桥臂整流器拓扑基础上，引入第四桥臂可构成三相四桥臂整流器拓扑。作为 3P4W 系统拓扑中的一种，三相四桥臂整流电路的提出丰富了三相电压型 PWM 整流器的拓扑结构，如果选用合适的控制方法，相比较传统的三相三桥臂 PWM 整流器，三相四桥臂整流电路可具有更优良的工作性能。本文首先通过开关平均周期法对三相四桥臂整流电路建立开关平均模型，指出了三相四桥臂整流器可以分解成三个相互解耦的单相整流电路。分析了三相四桥臂整流器在 SPWM 控制策略下的不足，研究了系统 SAPWM 控制策略及其实现方法。基于 SAPWM 控制策略下的三相四桥臂整流器降低了输出直流电压，提高了直流母线电压利用率，进而降低元器件耐压等级。最后通过系统仿真与实验验证了理论分析的正确性。

**关键词**：三相四桥臂 整流器 SAPWM 控制策略
**中图分类号**：TM614；TM76

## Research of Three-Phase Four Legs Rectifier

*Wei Zheng Chen Xin Chen Jie Li Chensong Gong Chunying*
（Nanjing University of Aeronautics & Astronautics Nanjing 210016 China）

**Abstract** The three-phase voltage mode PWM rectifier is widely used in the production for reducing the input current harmonic content and improving the power factor of system. On the base of traditional three-phase three leg rectifier, the three-phase four legs rectifier is obtained by introducing a forth leg. As one of the 3P4W topologies, the proposed three-phase four legs rectifier riches the topology of three-phase voltage mode PWM rectifier. If the appropriate control method could be chose for three-phase four legs rectifier, and the rectifier would have a more excellent work performance than the traditional three-phase three legs rectifier. The switch average period model of three-phase four legs rectifier is given in the paper by the way of average switch period, and the three-phase four legs rectifier can be decoupled to three single phase rectifiers. The shortage of SPWM(sinusoidal pulse width modulation) control strategy for three-phase four legs rectifier has been analyzed. The SAPWM (saddle pulse width modulation) control strategy is proposed to obtain a lower output voltage and improve the DC voltage utilization rate. Finally, simulation and experimental results of the system verified the theoretical analysis.

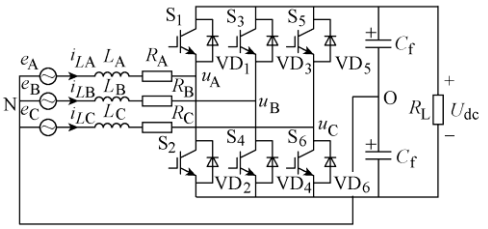
**Keywords**：Three-phase four legs, rectifier, SAPWM, control strategy

## 1 引言

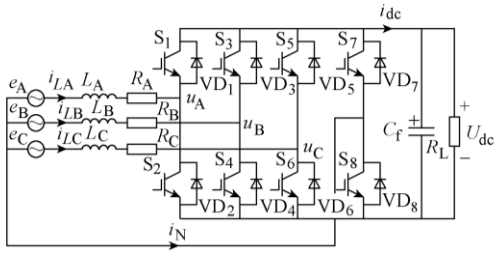
三相电压型 PWM 整流器广泛应用在人们的生产生活中，改善整流器的性能，减小输入电流谐波含量，提高系统的功率因数具有重要意义。在 3P3W（three-phase three-wire）系统中，传统的大功率整流器多用三相三桥臂电压型 PWM 整流器拓扑，其拓扑结构简洁，能实现功率的双向流动，对它经过电压电流双闭环控制可实现三相输入的高功率因数校正[1-8]。

光宝电力电子技术科研基金，江苏省高校优势学科建设工程项目，中央高校基本科研业务费专项基金（NZ2012202）资助项目。
收稿日期 2013-02-16 改稿日期 2013-12-25

除了 3P3W 系统之外，很多应用场合出于防雷、绝缘、中线电流补偿等考虑，需要采用 3P4W（three-phase four-wire）的连接方式。如并联有源电力滤波器、动态电压恢复器、不间断电源等[9]。目前常见的 3P4W 系统拓扑分为三桥臂-分裂电容拓扑以及四桥臂-全桥拓扑，其主电路分别如图 1a 和图 1b 所示。在三桥臂-分裂电容拓扑中，中间直流电容中点 O 与三相 Y 形联结的输入电源的中点 N 相连，该电路拓扑的优点为开关数量少，电流控制相对简单。同时由于分裂电容的存在，在控制中需要考虑分裂电容均压问题，增加电容均压环节，故在一定程度上又增加了控制的复杂性。相比 3P3W 系统，三桥臂-分裂电容拓扑输入桥臂电压只能在两个电平（$-U_{dc}/2, U_{dc}/2$）间跳变，谐波抑制的效果低于 3P3W 系统，从而输入电流波形的畸变度也较高[10]。




（a）三桥臂–分裂电容拓扑




（b）四桥臂–全桥拓扑

图 1　3P4W 系统拓扑

Fig.1　Circuit diagram of 3P4W system

对于四桥臂-全桥拓扑，由于增加了一个桥臂，对于电路结构而言，增加了其复杂性，但是在控制上，桥臂的增加使得对电路的控制更为灵活。特别是当三相输入电源不平衡时，3P3W 系统由于自身电路拓扑结构无法给输入不平衡电流提供零序电流通路，为了抑制输入电流的畸变度和保证系统功率因数通常需要增加额外控制策略以满足整流器性能要求[11-13]。因此，选择合适的控制方法，可以使四桥臂-全桥拓扑形式的整流器（下文以三相四桥臂整流器进行表述）获得相对于三相三桥臂系统以及三桥臂-分裂电容系统更加优异的性能。

本文通过开关平均周期法建立了三相四桥臂整流电路的开关平均数学模型，指出三相四桥臂整流器可以分解成三个解耦的单相整流电路。分析了三相四桥臂整流器使用常规的 SPWM 控制策略所存在的不足，并针对该拓扑结构研究了采用 3 次谐波注入法的 SAPWM 控制策略。仿真和实验表明，采用本文提出的控制策略下的三相四桥臂整流器具有优良的工作性能，特别是在三相输入电源不平衡条件下，三相四桥臂整流器的优越性得到进一步体现。

## 2　三相四桥臂整流器系统建模

图 1b 所示为三相四桥臂整流器电路拓扑。其中 $e_A$、$e_B$、$e_C$ 为三相输入电源，$i_{LA}$、$i_{LB}$、$i_{LC}$ 为三相输入电流，$R$ 为回路电阻，$L$ 为三相输入滤波电感，$C_f$ 为直流侧滤波电容，$U_{dc}$ 为输出直流电压，$R_L$ 为输出负载电阻。

三相四桥臂整流器有八个开关器件，用 $s_A$、$s_B$、$s_C$、$s_N$ 表示每个桥臂的开关函数。当桥臂上管开通，下管关断时，定义此时桥臂的开关方式为 $s_i$=1（$i$=A、B、C、N）；当桥臂下管开通；上管关断时，定义此时桥臂的开关方式为 $s_i$=0。按照这种定义，三相四桥臂整流器共有 16 种开关模式，对应各开关模式时的桥臂电压与输出直流电压，输入电感电流与输出电流的关系见表 1。其中 $M_0$ 和 $M_{15}$ 为零开关模式，$M_1$～$M_{14}$ 为非零开关模式。

**表 1　三相四桥臂整流器开关模式**

Tab.1　Operation mode of three-phase four-leg rectifier

| | $s_A$ | $s_B$ | $s_C$ | $s_N$ | $s_A-s_N$ | $s_B-s_N$ | $s_C-s_N$ | $i_{dc}$ | $u_{AN}$ | $u_{BN}$ | $u_{CN}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $M_0$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| $M_1$ | 0 | 0 | 0 | 1 | −1 | −1 | −1 | $i_N$ | $-U_{dc}$ | $-U_{dc}$ | $-U_{dc}$ |
| $M_2$ | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | $i_{LC}$ | 0 | 0 | $U_{dc}$ |
| $M_3$ | 0 | 0 | 1 | 1 | −1 | −1 | 0 | $i_{LC}+i_N$ | $-U_{dc}$ | $-U_{dc}$ | 0 |
| $M_4$ | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | $i_{LB}$ | 0 | $U_{dc}$ | 0 |
| $M_5$ | 0 | 1 | 0 | 1 | −1 | 0 | −1 | $i_{LB}+i_N$ | $-U_{dc}$ | 0 | $-U_{dc}$ |
| $M_6$ | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | $i_{LB}+i_{LC}$ | 0 | $U_{dc}$ | $U_{dc}$ |
| $M_7$ | 0 | 1 | 1 | 1 | −1 | 0 | 0 | $i_{LB}+i_{LC}+i_N$ | $-U_{dc}$ | 0 | 0 |
| $M_8$ | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | $i_{LA}$ | $U_{dc}$ | 0 | 0 |
| $M_9$ | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | −1 | −1 | $i_{LA}+i_N$ | 0 | $-U_{dc}$ | $-U_{dc}$ |
| $M_{10}$ | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | $i_{LA}+i_{LC}$ | $U_{dc}$ | 0 | $U_{dc}$ |
| $M_{11}$ | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | −1 | 0 | $i_{LA}+i_{LC}+i_N$ | 0 | $-U_{dc}$ | 0 |
| $M_{12}$ | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | $i_{LA}+i_{LB}$ | $U_{dc}$ | $U_{dc}$ | 0 |
| $M_{13}$ | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | -1 | $i_{LA}+i_{LB}+i_N$ | 0 | 0 | $-U_{dc}$ |
| $M_{14}$ | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | $i_{LA}+i_{LB}+i_{LC}$ | $U_{dc}$ | $U_{dc}$ | $U_{dc}$ |
| $M_{15}$ | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

令 $s_{AN}=s_A-s_N$，$s_{BN}=s_B-s_N$，$s_{CN}=s_C-s_N$，则桥臂输出电压与直流侧输出电压间的关系为

$$\begin{pmatrix} u_{AN} \\ u_{BN} \\ u_{CN} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{AN} \\ s_{BN} \\ s_{CN} \end{pmatrix} U_{dc} \tag{1}$$

三相四桥臂整流器的状态方程为

$$\begin{pmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L\dfrac{\mathrm{d}i_{LA}}{\mathrm{d}t} \\ L\dfrac{\mathrm{d}i_{LB}}{\mathrm{d}t} \\ L\dfrac{\mathrm{d}i_{LC}}{\mathrm{d}t} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_{LA}R \\ i_{LB}R \\ i_{LC}R \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} u_A-u_N \\ u_B-u_N \\ u_C-u_N \end{pmatrix} \tag{2}$$

$$i_{dc} = \begin{pmatrix} s_A & s_B & s_C & s_N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{LA} \\ i_{LB} \\ i_{LC} \\ i_{LN} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{AN} & s_{BN} & s_{CN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{LA} \\ i_{LB} \\ i_{LC} \end{pmatrix} \tag{3}$$

合并式（2）、式（3），整理后得

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{pmatrix} i_{LA} \\ i_{LB} \\ i_{LC} \end{pmatrix} = \dfrac{1}{L}\begin{pmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{pmatrix} - \dfrac{1}{L}\begin{pmatrix} s_{AN} \\ s_{BN} \\ s_{CN} \end{pmatrix} U_{dc} - \dfrac{R}{L}\begin{pmatrix} i_{LA} \\ i_{LB} \\ i_{LC} \end{pmatrix} \\ i_{dc} = \begin{pmatrix} s_{AN} & s_{BN} & s_{CN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{LA} \\ i_{LB} \\ i_{LC} \end{pmatrix} \end{cases} \tag{4}$$

定义矢量

$$\boldsymbol{i}_L = \begin{pmatrix} i_{LA} \\ i_{LB} \\ i_{LC} \end{pmatrix} \quad \boldsymbol{e} = \begin{pmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{pmatrix} \quad \boldsymbol{s} = \begin{pmatrix} s_{AN} \\ s_{BN} \\ s_{CN} \end{pmatrix}$$

由开关周期平均法可得到

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}\langle \boldsymbol{i}_L \rangle_{T_s}}{\mathrm{d}t} = \dfrac{1}{L}\langle \boldsymbol{e} \rangle_{T_s} - \dfrac{1}{L}\langle \boldsymbol{s}U_{dc} \rangle_{T_s} - \dfrac{R}{L}\langle \boldsymbol{i}_L \rangle_{T_s} \\ \langle i_{dc} \rangle_{T_s} = \langle \boldsymbol{s}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{i}_L \rangle_{T_s} \end{cases} \tag{5}$$

令 $\boldsymbol{d} = \begin{pmatrix} d_{AN} \\ d_{BN} \\ d_{CN} \end{pmatrix}$，则 A、B、C 相桥臂与第四桥臂之间占空比平均变量为

$$d_{AN} = \langle s_{AN}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s}\int_t^{t+T_s} s_{AN}(\tau)\,\mathrm{d}\tau = d_A - d_N \tag{6}$$

$$d_{BN} = \langle s_{BN}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s}\int_t^{t+T_s} s_{BN}(\tau)\,\mathrm{d}\tau = d_B - d_N \tag{7}$$

$$d_{CN} = \langle s_{CN}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s}\int_t^{t+T_s} s_{CN}(\tau)\,\mathrm{d}\tau = d_C - d_N \tag{8}$$

其中，$d_i$ 为第 $i$ 个桥臂的占空比平均变量

$$d_i = \langle s_i(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s}\int_t^{t+T_s} s_i(\tau)\,\mathrm{d}\tau \quad i \in \{A,B,C,N\} \tag{9}$$

因为电感电流矢量 $\boldsymbol{i}_L$ 为状态变量，是关于时间的连续函数，且在一个开关周期内变化很小，故

$$\langle \boldsymbol{s}^{\mathrm{T}} i_L \rangle_{T_s} \approx \langle \boldsymbol{s}^{\mathrm{T}} \rangle_{T_s} \langle \boldsymbol{i}_L \rangle_{T_s} = \boldsymbol{d}^{\mathrm{T}} \langle \boldsymbol{i}_L \rangle_{T_s} \tag{10}$$

从而综合式（5）～式（10），可以得到三相四桥臂整流器的开关周期平均模型

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}\langle \boldsymbol{i}_L \rangle_{Ts}}{\mathrm{d}t} = \dfrac{1}{L}\langle \boldsymbol{e} \rangle_{T_s} - \dfrac{1}{L}\langle \boldsymbol{d}U_{dc} \rangle_{T_s} - \dfrac{R}{L}\langle \boldsymbol{i}_L \rangle_{T_s} \\ \langle i_{dc} \rangle_{T_s} = \boldsymbol{d}^{\mathrm{T}} \langle i_L \rangle_{T_s} \end{cases} \tag{11}$$

由式（11）可以得到三相四桥臂整流器的开关周期平均模型等效电路图，如图 2 所示。

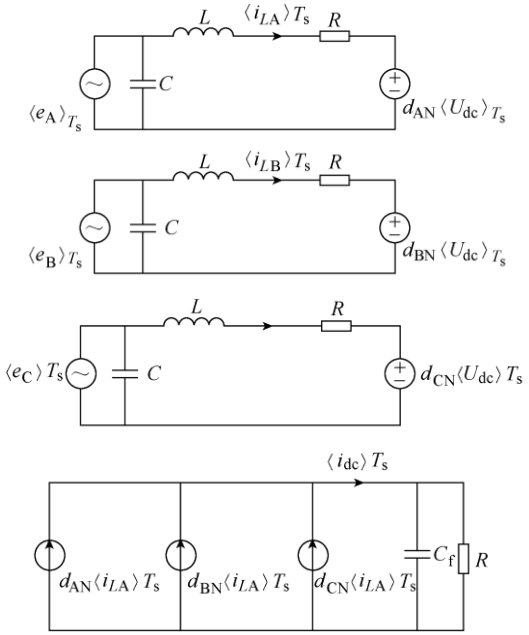



图 2 三相四桥臂整流器开关周期平均模型等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of three-phase four-leg rectifier model in average switch period

由此可以看出，相比较作为强耦合系统的三相三桥臂整流器，三相四桥臂整流器的每一相都是独立的，相互之间不存在耦合关系，可以把三相四桥臂整流器分解成三个独立的单向全桥整流器。特别是当三相输入电源不平衡时，三相四桥臂整流器各

相并不相互影响，采用传统的电压电流双闭环控制策略时，每相输入电感电流可以独立跟踪各相输入电压，从而在理论上表明，三相四桥臂整流器可以获得较高的功率因数且输入电流畸变度低。

## 3　三相四桥臂整流器控制策略

### 3.1　三相四桥臂整流器 SPWM 控制策略

根据图 1b 所示的三相四桥臂整流器电路拓扑，设高频三角载波的频率为 $f_s$，幅值为 1，整流器各桥臂上下管为互补导通，调制信号与高频载波信号交截所得的脉冲控制下管，其反相控制上管。设四个桥臂调制信号分别为 $M_a$、$M_b$、$M_c$、$M_n$。

假设三相输入电压源为标准正弦波

$$\begin{cases} e_A = E\sin(\omega t) \\ e_B = E\sin(\omega t - 120°) \\ e_C = E\sin(\omega t + 120°) \end{cases} \tag{12}$$

式中，$E$ 为输入电源电压的峰值；$\omega$ 为输入基波角频率。

当采用 SPWM 调制时，令各桥臂调制信号分别为

$$\begin{cases} M_a = m\sin(\omega t) \\ M_b = m\sin(\omega t - 120°) \\ M_c = m\sin(\omega t + 120°) \end{cases} \quad 0 < m \leqslant 1 \tag{13}$$

式中，$m$ 为调制比。

忽略开关死区及开关管管压降等影响，各桥臂中点与输出电容中点 O 之间电压的低频分量 $u_A(\omega t)$、$u_B(\omega t)$、$u_C(\omega t)$为

$$\begin{cases} u_A(\omega t) = 0.5U_{dc} m\sin(\omega t) \\ u_B(\omega t) = 0.5U_{dc} m\sin(\omega t - 120°) \\ u_C(\omega t) = 0.5U_{dc} m\sin(\omega t + 120°) \end{cases} \tag{14}$$

由于滤波电感 $L$ 很小，除基波外电感电流 $i_{LA}$、$i_{LB}$、$i_{LC}$ 低频分量很少，且高频分量幅值也很小，故忽略输入滤波电感上谐波压降及线路压降影响，从而有

$$\begin{cases} u_A(\omega t) - u_N(\omega t) = e_A \\ u_B(\omega t) - u_N(\omega t) = e_B \\ u_C(\omega t) - u_N(\omega t) = e_C \end{cases} \tag{15}$$

综合式（14）和式（15）可得，直流侧输出电压是由整流器前三个桥臂中点电压 $u_A$、$u_B$、$u_C$ 决定。同时在三相四桥臂整流器中，由于第四桥臂的存在，使得 $i_{LA} + i_{LB} + i_{LC} \neq 0$，故 $u_A$、$u_B$、$u_C$ 又是由第四桥臂中点电压 $u_N$ 与三相输入电源电压共同得出，其中 $u_N$ 是由第四桥臂的调制信号 $M_n$ 决定，与其余各桥臂的调制信号 $M_a$、$M_b$、$M_c$ 无关。

当三相四桥臂整流器前三个桥臂采用 SPWM 控制策略，第四桥臂采用固定占空比控制时，由式（15）可得

$$\begin{cases} u_A(\omega t) = e_A \\ u_B(\omega t) = e_B \\ u_C(\omega t) = e_C \end{cases} \tag{16}$$

综合式（12）、式（14）和式（16）可得

$$U_{dc} \geqslant 2E \tag{17}$$

式（17）表明，三相四桥臂整流器采用 SPWM 控制策略时，其直流侧输出电压需大于交流侧输入电源电压峰值的 2 倍。输出电压的提高进一步要求整流器的开关器件具有更高的耐压等级，同时也延长了变换器功率管开关的导通时间，增加了变换器的导通损耗。

### 3.2　三相四桥臂整流器 SAPWM 控制策略

由上述分析可知，为了降低整流器输出电压，必须改变整流器前三个桥臂的调制信号，使得各桥臂中点电压降低，式（15）表明通过改变第四桥臂的调制信号可以实现这一目标。因此，本文提出采用 SAPWM 控制策略实现对三相四桥臂整流器的控制。

#### 3.2.1　SAPWM 调制波的傅里叶分析

图 3 所示的 SAPWM 前半个周期的波形，其表达式可写成

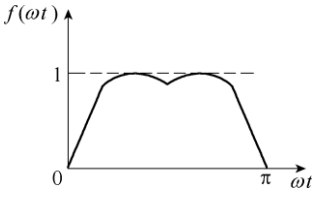



图 3　SAPWM 调制波形

Fig.3　Modulation waveform of SAPWM

$$f(\omega t) = \begin{cases} \sqrt{3}\sin\omega t & 0 \leqslant \omega t \leqslant \dfrac{\pi}{6}, \dfrac{5\pi}{6} \leqslant \omega t \leqslant \pi \\ \sin\left(\omega t + \dfrac{\pi}{6}\right) & \dfrac{\pi}{6} < \omega t \leqslant \dfrac{\pi}{2} \\ \sin\left(\omega t - \dfrac{\pi}{6}\right) & \dfrac{\pi}{2} < \omega t \leqslant \dfrac{5\pi}{6} \end{cases} \tag{18}$$

式（18）为定义在[0,π]上的函数，对它进行奇延拓可展开为正弦级数。故奇延拓后的函数傅里叶级数为[14]

$$f(\omega t)=\frac{2}{\sqrt{3}}\sin(\omega t)+\frac{3}{2\pi}\left[\frac{1}{2}\sin(3\omega t)-\frac{1}{20}\sin(9\omega t)+\frac{1}{56}\sin(15\omega t)-\cdots\right] \quad (19)$$

由式（19）可以看出 SAPWM 调制波的基波分量为 $2\sin(\omega t)/\sqrt{3}$，可见它的基波幅值大于 SPWM 调制波的幅值，即意味着提高了直流母线电压利用率，降低直流输出电压。此外 SAPWM 调制波中只含有 3 的奇数倍次谐波，3 的奇数倍次谐波都是零序分量，因此对于三相四桥臂整流器，可以通过第四桥臂注入这些 3 的奇数倍次谐波来生成 SAPWM 调制波，而不会影响原有的控制系统。

**3.2.2** 三相四桥臂整流器 SAPWM 控制策略

对于三相四桥臂整流器采用 SAPWM 控制策略框图如图 4 所示。

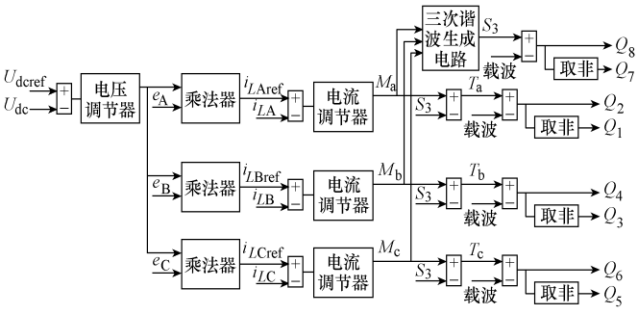



图 4 三相四桥臂整流器 SAPWM 控制框图

Fig.4 SAPWM control block of three-phase four-leg rectifier

采用 SAPWM 控制策略的三相四桥臂 PWM 整流器采用电压电流双环控制，外环电压环跟踪直流输出电压基准，电压环调节器输出信号作为内环电流环电流给定的幅值基准，采样输入电源电压作为电流给定的相位基准，二者通过乘法器最终获得内环电流的给定信号。内环反馈整流器三相输入滤波电感电流，使其跟踪电流给定，将电流环输出的正弦调制信号 $M_a$、$M_b$、$M_c$ 经过 3 次谐波生成电路构造成 3 次谐波函数 $S_3$，并将其注入电流环输出的正弦调制信号最终生成 SAPWM 调制波 $T_a$、$T_b$、$T_c$。将 SAPWM 调制波 $T_a$、$T_b$、$T_c$ 与载波交截所得的脉冲控制整流器前三个桥臂的下管，其反相信号控制相应的上管。第四桥臂直接由 3 次谐波函数 $S_3$ 作为其调制信号。

SAPWM 控制策略下的各个桥臂的调制信号分别为

$$\begin{cases} M_a=\dfrac{2}{\sqrt{3}}m\sin(\omega t)+kg(\omega t) \\ M_b=\dfrac{2}{\sqrt{3}}m\sin(\omega_0 t-120°)+kg(\omega t) \\ M_c=\dfrac{2}{\sqrt{3}}m\sin(\omega_0 t+120°)+kg(\omega t) \\ M_n=kg(\omega t) \end{cases} \quad (20)$$

式中，$k$ 为 3 次谐波注入系数，一般取 $0.15\leqslant k\leqslant 0.2$，$g(\omega t)$ 为 3 的奇数倍次谐波。

当采用 SAPWM 控制策略时，整流器前三个桥臂与第四桥臂间电压为

$$\begin{cases} u_A(\omega t)-u_N(\omega t)=U_{dc}m\sin(\omega t)/\sqrt{3} \\ u_B(\omega t)-u_N(\omega t)=U_{dc}m\sin(\omega t-120°)/\sqrt{3} \\ u_C(\omega t)-u_N(\omega t)=U_{dc}m\sin(\omega t+120°)/\sqrt{3} \end{cases} \quad (21)$$

综合式（12）与式（21）可得

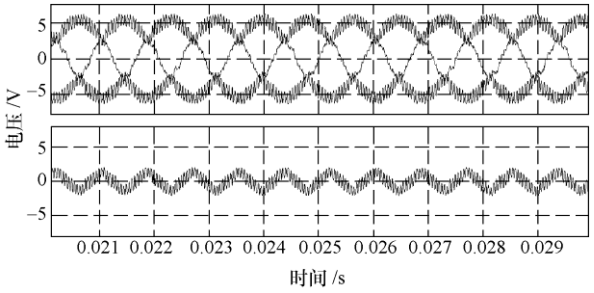
$$U_{dc}\geqslant\sqrt{3}E \quad (22)$$

式（22）表明采用 SAPWM 控制策略时，三相四桥臂整流器直流侧输出电压只需要大于输入交流电源电压峰值的 $\sqrt{3}$ 倍，从而表明降低了直流侧输出电压，提高了直流电压利用率。

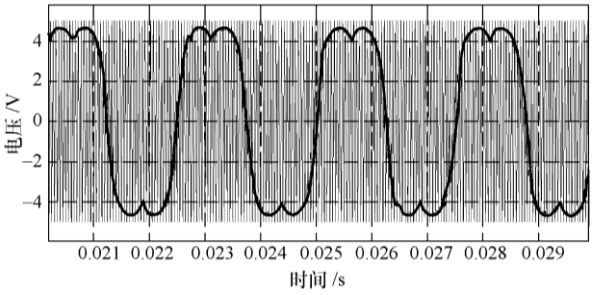
## 4 仿真及实验验证

为了验证上述理论分析的正确性，在实验室制作了一台输出功率为 5kW 的三相四桥臂整流器原理样机。其中输入侧三相交流电源电压为 15V/400Hz，输入滤波电感为 240μH，输出滤波电容为 940μF，输出直流电压 300V，开关频率为 25kHz。

图 5 为注入 3 次谐波后的 SAPWM 调制波仿真波形，其中图 5a 为电流环输出的三相正弦调制信号及经过 3 次谐波生成电路后生成的 3 次谐波，图 5b 为注入 3 次谐波后的一相 SAPWM 调制信号及载波。




（a）三相正弦调制信号及 3 次谐波



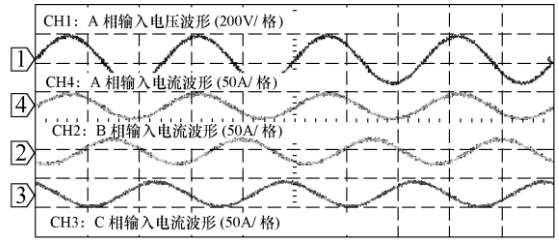

（b）一相 SAPWM 调制信号及载波

图 5　3 次谐波生成及 SAPWM 调制仿真波形

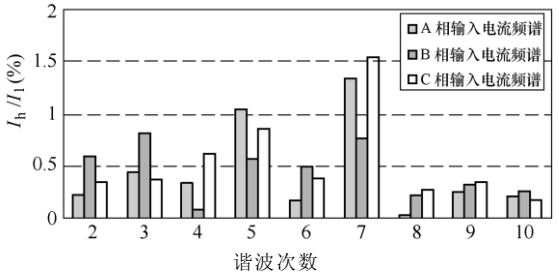
Fig.5　Simulation waveforms of three order harmonic and SAPWM modulation

### 4.1　三相电源输入平衡时的实验验证

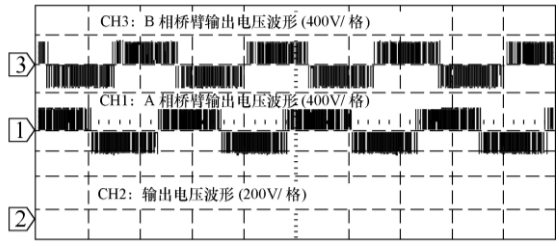
图 6 为输入三相电源平衡时，三相四桥臂整流器工作时的主要电量稳态波形，其中图 6a 中分别是输入三相电源平衡时 A 相输入电压与 A、B、C 三相输入电流波形；图 6b 为三相输入电流前 10 次谐波频谱；图 6c 为 A、B 相桥臂电压及输出直流电压波形。波形显示三相四桥臂整流器桥臂间电压在三个电平（$-U_{dc}$，0，$U_{dc}$）间跳变，相比较三桥臂-分裂电容整流拓扑对谐波具有较好抑制效果。表 2 给出了相应的实测数据。波形及实测数据表明，输入电流低次谐波含量较低，三相输入电流 THD<4%，系统功率因数达到 0.999，且输出电压很好的稳定在 300V。




（a）




（b）三相输入电流频谱




（c）

图 6　三相输入平衡时，主要电量实验波形

Fig.6　The experiment waveforms with three-phase input balance

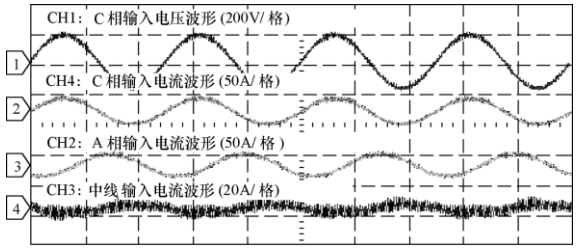
表 2　三相输入平衡时，部分电量实测数据

Tab.2　Part of measured data with three-phase input balance

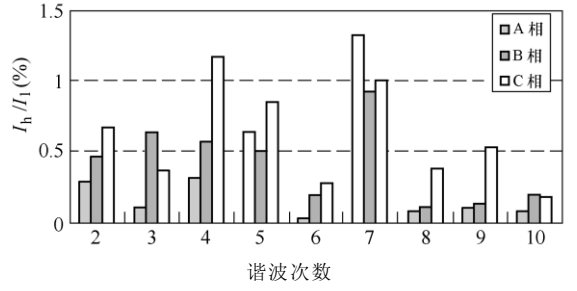
| 输入功率 /W | A 相输入电流 THD（%） | B 相输入电流 THD（%） | C 相输入电流 THD（%） |
|---|---|---|---|
| 5 179 | 3.35 | 2.37 | 3.21 |
| A 相功率因数 | B 相功率因数 | C 相功率因数 | 输出直流电压/V |
| 0.999 | 0.999 | 0.999 | 299.6 |

### 4.2　三相电源输入不平衡时的实验验证

图 7 为三相四桥臂整流器在输入三相电源幅值不平衡时的主要电量稳态波形，其中输入电源电压幅值分别为 125V/105V/105V。图 7a 中分别为 C 相输入电压、A、C 相及中线输入电流波形；图 7b 为三相输入电流前 10 次谐波频谱。表 3 给出了相应的




（a）




（b）三相输入电流频谱

图 7　输入电压幅值不对称下的实验波形

Fig.7　The experiment waveforms with three-phase input amplitude unbalance

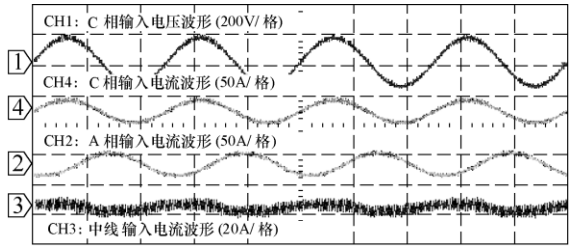
表 3　三相输入幅值不平衡时，部分电量实测数据

Tab.3　Part of measured data with three-phase input amplitude unbalance

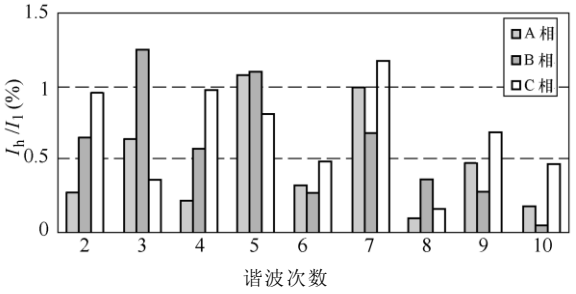
| 输入功率 /W | A 相输入电流 THD（%） | B 相输入电流 THD（%） | C 相输入电流 THD（%） |
|---|---|---|---|
| 4 649 | 3.45 | 2.51 | 3.39 |
| A 相功率因数 | B 相功率因数 | C 相功率因数 | 输出直流电压/V |
| 0.999 | 0.999 | 0.998 | 299.4 |

实测数据。波形及实测数据显示在当前输入电源不平衡度为 12.43%时，输入电流低次谐波含量低且 THD 小，系统功率因数高，直流输出电压稳定在 300V 左右。

图 8 为三相四桥臂整流器在输入三相电源相位不平衡时的主要电量稳态波形，其中输入电源电压相位分别为 0°、116°、244°。图中分别为 C 相输入电压、A、C 相及中线输入电流波形。表 4 给出了相应的实测数据。波形及实测数据显示在当前输入电源相位不平衡条件下，输入电流低次谐波含量低且 THD 小，系统功率因数高，直流输出电压稳定在 300V 左右。




（a）




（b）三相输入电流频谱

图 8 输入电压相位不对称下实验波形

Fig.8 The experiment waveforms with three-phase input phase unbalance

**表 4 三相输入相位不平衡时，部分电量实测数据**

Tab.4 Part of measured data with three-phase input phase unbalance

| 输入功率/W | A 相输入电流 THD（%） | B 相输入电流 THD（%） | C 相输入电流 THD（%） |
|---|---|---|---|
| 4 613 | 3.00 | 2.11 | 3.29 |
| A 相功率因数 | B 相功率因数 | C 相功率因数 | 输出直流电压/V |
| 0.999 | 0.999 | 0.999 | 299.4 |

图 9 为三相四桥臂整流器在输入三相电源一相短路时的主要电量稳态波形，图中分别为 C 相输入电压、A、B 相输入电流、直流输出波形。表 5 给出了相应的实测数据。波形及实测数据显示在输入三相电源一相短路时的极端工作条件下，正常输入两相依然保持很高的功率因数且输入电流 THD 小，直流输出电压稳定在 300V 左右。

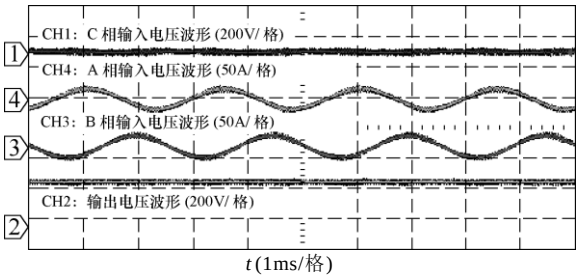



图 9 一相输入短路时，主要电量实验波形

Fig.9 The experiment waveforms with one phase input short circuit

**表 5 一相输入短路时，部分电量实测数据**

Tab.5 Part of measured data with one phase input short circuit

| 输入功率/W | A 相输入电流 THD（%） | B 相输入电流 THD（%） | C 相输入电流 THD（%） |
|---|---|---|---|
| 2 924 | 2.37 | 2.48 | 0 |
| A 相功率因数 | B 相功率因数 | C 相功率因数 | 输出直流电压/V |
| 0.996 | 0.999 | 0 | 300.0 |

输入三相电源不平衡下的实验表明，三相四桥臂整流器在输入三相电源不平衡甚至在一相输入短路的工况下，依然能保证很高的系统功率因数且输入电流 THD 小。相比较传统的三相三桥臂整流器在输入三相电源不平衡情况下其交流侧出现的较大比例的 3、5、…等奇次非特征谐波电流分量[15]，三相四桥臂整流器输入电流低次谐波含量较低，其性能优势更为明显。

## 5 结论

通过开关平均周期法对三相四桥臂整流器建立了开关平均模型，指出三相四桥臂整流器可以分解成三个相互解耦的单相整流电路，从而表明相对于三相三桥臂整流器在输入电源不平衡工况下具有更好的工作性能。

分析了三相四桥臂整流器在 SPWM 控制策略下的不足，研究了系统 SAPWM 控制策略及其实现方法。基于 SAPWM 控制的三相四桥臂整流器降低了直流输出电压，提高了直流母线电压利用率，进而有助于降低元器件耐电压等级。仿真与实验结果表明理论分析的正确性。

## 参考文献

[1] 方宇，裘迅，邢岩，等. 基于预测电流控制的三相高功率因数 PWM 整流器研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(20): 69-73.

Fang Yu, Qiu Xun, Xing Yan, et al. Research on three-phase high power factor correction based on predictive digital current controller[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(20): 69-73.

[2] 方宇，裘迅，邢岩，等. 三相高功率因数电压型 PWM 整流器建模和仿真[J]. 电工技术学报，2006, 21(10): 44-49.
Fang Yu, Qiu Xun, Xing Yan, et al. Modeling and simulation of three phase high power factor PWM rectifier[J]. Transactions of China Electrontechnical Society, 2006, 21(10): 44-49.

[3] Luigi Malesani, Paolo Tomasin, Vanni Toigo. Space vector control and current harmonics in quasi-resonant soft-switching PWM conversion[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(2): 269-277.

[4] Mobin S, Hiraki E, Takano H, et al. Simulation method for DSP-controlled active PFC high-frequency power converters[J]. IEEE Electric Power Applications, 2000, 147(3): 159-166.

[5] Noguchi T, Tomiki H, Kondo S. Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(3): 473-479.

[6] 张颖超，赵争鸣，袁立强，等. 三电平 PWM 整流器直接功率控制[J]. 电工技术学报, 2008, 23(5): 62-68.
Zhang Yingchao, Zhao Zhengming, Yuan Liqiang, et al. Direct power control for three-level PWM rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(5): 62-68.

[7] Malinowski M, Kazmierkowski M P, Blaabjerg F, et al. Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(4): 1019-1027.

[8] 杨德刚，刘润生，赵良炳. 三相高功率因数整流器的电流控制[J]. 电工技术学报, 2000, 15(2): 83-87.
Yang Degang, Liu Runsheng, Zhao Liangbing. Current controller design of a three-phase high-power-factor rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2000, 15(2): 83-87.

[9] 陈瑶，金新民，童亦斌. 三相四线系统中三相电压型 PWM 整流器控制策略[J]. 电工技术学报，2007, 22(7): 64-69.
Chen Yao, Jin Yu, Xinmin, Tong Yibin. Control strategy of three-phase voltage source PWM rectifier in three-phase four-wires systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(7): 64-69.

[10] 陈瑶，金新民，童亦斌. 三相四线系统中 SPWM 与 SVPWM 的归一化研究[J]. 电工技术学报，2007, 22(12): 123-129.
Chen Yao, Jin Yu, Xinmin, Tong Yibin. Study of the unification of SPWM and SVPWM in three-phase four-wires systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(12): 123-129.

[11] Rioual P, Pouliquen H, Louis J. Regulation of a PWM rectifier in the unbalanced network state using a generalized model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(5): 495-502.

[12] Hong-seok Song, Kwanghee Nam. Dual current control scheme for pwm converter under unbalanced input voltage conditions[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 46(5): 953-959.

[13] Stankovic A V, Lipo T A. A novel control method for input output harmonic elimination of the PWM boost type rectifier under unbalanced operating conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(5): 603-611.

[14] 陈国呈. 新型电力电子变换技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 2004.

[15] Lusi Moran, Phoivos D Ziogas, Geza Joes. Design aspects of synchronous PWM rectifier-inverter systems under unbalanced input voltage condition[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 28(6): 1286-1294.

**作者简介**

韦　徵　男，1982 年生，博士研究生，主要研究方向为功率电子变换技术。（通信作者）

陈　新　男，1973 年生，博士，副教授，主要研究方向为功率电子变换及新能源发电技术。