矢量模式单周控制的三相电压型PWM整流器

传统三相电压型PWM整流器结构复杂，且易产生谐波。因此，采用单周控制算法对PWM整流器进行研究，推导出三相电压型PWM整流器的控制规律，并在其基础上提出了矢量模式下的单周控制算法，将电网电压按工频周期划分六个区间，在每个区间内单独建立单周控制模型。采用这种控制器不仅可以减少开关管关断次数，降低管耗；同时也不需要乘法器，使其结构简单，且其控制规律容易并能以恒定频率工作。在分析、建模的基础上对其进行了仿真及实验研究，结果表明，其具有较好的动、静态性能，且具有高功率因数和低电流畸变

宫成 马龙飞 迟忠君 张宝群 焦然 时锐/国网北京市电力公司电力科学研究院

宫成/工程师

关键词/Keywords

单周控制 · 空间矢量 · PWM整流器 · 恒定频率 · 无乘法器 ·

0 引言

三相电压型PWM整流器因具有网侧电流低谐波、单位功率因数、能量双向流动和恒定直流电压控制等优点，广泛应用于整流技术中。PWM整流技术在电动汽车充电领域逐步受到关注，在V2G、V2H研究工作中逐步开始示范应用研究。在诸多控制方法中献直接电流控制具有系统动态响应快的优点，被广泛应用[1]。而目前主要直接电流控制方法有平均电流控制、滞环电流和预测电流控制等，这些控制方法中都需要用到乘法器来产生指令电流信号，由于三相PWM整流器是一个多输入多输出和时变的强耦合系统，所以乘法器产生的非线性失真会导致系统不稳定以及输入电流的谐波畸变[2]。

基金项目：国家高技术研究发展计划项目（863计划）（2011AA05A109）

鉴于此，文献[3]提出了一种新型的三相电压型PWM整流器控制方法即单周控制。单周控制是20世纪90年代美国的Keyue M Smedley和Cuk教授提出了一种新型的控制方法，它是一种非线性控制技术，利用可复位积分器使被控量在一个开关周期内跟踪给定参考变化，可将非线性开关变换成线性开关，利用这种控制可以实现三相PWM整流器的解耦控制。且由于单周控制技术无论在稳态还是暂态均能保持被控量的跟踪给定参考值变化，即能在一个开关周期内能有效的抵制电源侧的扰动，消除稳态误差和暂态误差。文献[3]正是利用上述优点搭建了一套由可复位积分器、RS触发器和比较器构成，无乘法器，无电源电压检测器的控制模型，并对其进行试验研究，证明上述结论的正确性。文献[4]在文献[3]的基础上，证明了单周控制与SPWM的等价关系，并研究了控制器参数的设计方法。文献[5,6]在并网逆变器中采用了空间矢量算法与单周控制相结合的方法，利用空间矢量算法，减少一个周期时间内开关管的关断次数，降低损耗，提高系统的效率。

本文在以上文献的基础上，通过对单周期的三相电压型PWM整流器就行研究，推导出其控制规律，并在其基础上推导出矢量模式下的单周期控制器，通过把空间矢量算法与单周期控制相结合的方法，将电网电压按照工频周期划分六个区间，在每个区间内单独建立单周控制模型。采用矢量模式的单周控制器不仅保留单周控制的无乘法器，结构简单、恒频工作、控制简单和容易实现的

中国知网 https://www.cnki.net

特点，其在每个区间内只有两个开关组工作在开关频率，开关损耗将会减小，提高系统的效率。最后完成了矢量模式单周控制的三相电压型PWM整流器的实验研究，验证了理论推导的正确性，实现了正弦输入电流和近似单位功率因数，电流谐波总畸变率（Total Harmonic Distortion，THD）为2.73%，功率因数为0.99，并对其进行了稳态试验和负载变化的动态响应试验。

1 控制原理及其实现

图1为三相电压型PWM整流器的拓扑结构。为了简化整个推导过程，作如下假设：①电网电压为理想电压源，即三相电压相等、对称、稳定，且内阻为零；②网侧各相电感相等，即L_a=L_b=L_c=L；③忽略开关器件的导通压降和开关损耗；④开关频率远大于电源频率；⑤每个桥臂上下两个开关互补运行。

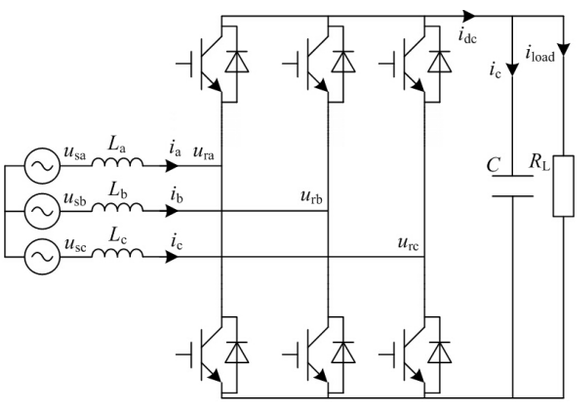


图1 PWM整流器拓扑结构

1.1 电压型整流器单周控制的数学模型

由图1可知，电压关系如下：

$$\begin{cases} u_{Ao}=u_{AN}+u_{No} \\ u_{Bo}=u_{BN}+u_{No} \\ u_{Co}=u_{CN}+u_{No} \end{cases} \tag{1}$$

由于开关频率远大于电源电压频率，所以电感值相对较小，所以其两端电压与电源电压相比可以忽略不计，则有：

$$\begin{cases} u_{Ao}\approx u_{sa} \\ u_{Bo}\approx u_{sb} \\ u_{Co}\approx u_{sc} \end{cases} \tag{2}$$

式中，u_{sa}、u_{sb}、u_{sc}为电网电源的三相相电压。

在图1的整流器电路中，由于电网电压三相平衡，有u_a+u_b+u_c=0，则将式（1）中三个方程相加可得：

$$u_{Ao}+u_{Bo}+u_{Co}=u_{AN}+u_{BN}+u_{CN}+3u_{No}=0 \tag{3}$$

$$u_{No}=-\frac{1}{3}(u_{AN}+u_{BN}+u_{CN}) \tag{4}$$

将式（2）、式（4）代入式（1）可得：

$$\begin{cases} u_{sa}=u_{AN}-\frac{1}{3}(u_{AN}+u_{BN}+u_{CN}) \\ u_{sb}=u_{BN}-\frac{1}{3}(u_{AN}+u_{BN}+u_{CN}) \\ u_{sc}=u_{CN}-\frac{1}{3}(u_{AN}+u_{BN}+u_{CN}) \end{cases} \tag{5}$$

由于整流器同一桥臂上下两个开关是互补导通的。设PWM整流器开关周期T_s，开通占空比为d_i（i=a,b,c）。设整流器流器下面三个开关S_{a2}、S_{b2}、S_{c2}在每个时钟周期内的导通时间分别为d_aT_s、d_bT_s、d_cT_s，与其相对应的整流器上面三个开关S_{a1}、S_{b1}、S_{c1}在每个时钟周期内的导通时间分别为d_a’=$(1-d_a)T_s$，d_b’=$(1-d_b)T_s$，d_c’=$(1-d_c)T_s$。所以可得a、b、c相对于N点的电压为为：

$$\begin{cases} u_{AN}=(1-d_a)u_{dc} \\ u_{BN}=(1-d_b)u_{dc} \\ u_{CN}=(1-d_c)u_{dc} \end{cases} \tag{6}$$

将式(6)代入式(5)中并将结果转化成矩阵形式，可得到关于开关占空比和电源相电压关系的方程式：

$$\begin{pmatrix} -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{pmatrix}=\frac{1}{u_{dc}}\begin{pmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{pmatrix} \tag{7}$$

由式（7）中可知，其系数矩阵是奇异阵，方程有无数组解，则通解可表示为：

中国知网 https://www.cnki.net

$$\begin{cases} d_{\mathrm{a}} = k_1 + k_2 \dfrac{u_{\mathrm{sa}}}{u_{\mathrm{dc}}} \\ d_{\mathrm{b}} = k_1 + k_2 \dfrac{u_{\mathrm{sb}}}{u_{\mathrm{dc}}} \\ d_{\mathrm{c}} = k_1 + k_2 \dfrac{u_{\mathrm{sc}}}{u_{\mathrm{dc}}} \end{cases} \tag{8}$$

其中k_1，k_2为待定系数，将式（8）代入式（7）可得到k_1，k_2取值范围为：

$$\begin{cases} k_2 = -1 \\ \dfrac{u_{si}}{u_{\mathrm{dc}}} < k_1 < 1 + \dfrac{u_{\mathrm{si}}}{u_{\mathrm{dc}}} \quad i = \mathrm{a,b,c} \end{cases} \tag{9}$$

由电压型PWM整流器的性质可知，可知$u_{si}<u_{\mathrm{dc}}$（i=a,b,c），代入式（9）可得：

$$\begin{cases} k_2 = -1 \\ 0 \leqslant k_1 \leqslant 2 \end{cases} \tag{10}$$

实现单位功率因数，需要满足每相电感电流跟随其对应的相电压正弦变化。则需满足如下方程：

$$\begin{cases} u_{\mathrm{sa}} = i_{\mathrm{sa}} R_{\mathrm{e}} \\ u_{\mathrm{sb}} = i_{\mathrm{sb}} R_{\mathrm{e}} \\ u_{\mathrm{sc}} = i_{\mathrm{sc}} R_{\mathrm{e}} \end{cases} \tag{11}$$

式中，R_{e}为电路的等效输入电阻；i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}为三相电感电流。

将式（10）、式（11）代入式（8），并整理可得：

$$\begin{cases} R_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{sa}} = U_{\mathrm{m}} - U_{\mathrm{m}} \dfrac{d_{\mathrm{a}}}{k_1} = U_{\mathrm{m}} (1 - \dfrac{d_{\mathrm{a}}}{k_1}) \\ R_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{sb}} = U_{\mathrm{m}} - U_{\mathrm{m}} \dfrac{d_{\mathrm{b}}}{k_1} = U_{\mathrm{m}} (1 - \dfrac{d_{\mathrm{b}}}{k_1}) \\ R_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{sc}} = U_{\mathrm{m}} - U_{m} \dfrac{d_{\mathrm{c}}}{k_1} = U_{\mathrm{m}} (1 - \dfrac{d_{\mathrm{c}}}{k_1}) \end{cases} \tag{12}$$

式中，U_{s}=$R_{\mathrm{s}}k_1u_{\mathrm{dc}}/R_{\mathrm{e}}$；$R_{\mathrm{s}}$为电路采样电阻。

则式（12）即为三相PWM电压型整流器的单周控制数学模型，它描述了各相电感电流与直流侧电压和所对应的开关占空比之间的关系。由于开关关断的频率远大于电网侧工频，所以U_{m}在一个开关周期T_{s}内可以看做是常数。取积分时间常数τ=k_1T_{s}，则式（12）的积分表达形式为：

$$\begin{cases} R_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{sa}} = U_{\mathrm{m}} - \dfrac{1}{\tau} \int_0^{d_{\mathrm{a}} T_{\mathrm{s}}} U_{\mathrm{m}} \mathrm{d}t \\ R_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{sb}} = U_{\mathrm{m}} - \dfrac{1}{\tau} \int_0^{d_{\mathrm{b}} T_{\mathrm{s}}} U_{E} \mathrm{d}t \\ R_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{sc}} = U_{\mathrm{m}} - \dfrac{1}{\tau} \int_0^{d_{\mathrm{c}} T_{\mathrm{s}}} U_{\mathrm{m}} \mathrm{d}t \end{cases} \tag{13}$$

1.2 矢量模式的单周控制模型

由文献[6]可知，矢量模式的单周控制是在工频周期内将电网电压电压划分为6个区域，在每个区域内只有两对开关一直处于工作状态，降低了开关损耗，提高系统效率。

由于式（7）中的系数矩阵为奇异阵，方程解不唯一。所以本节将式(7)中占空比d_i（i=a,b,c）设为0或1，则可得到另外两个占空比的确定值。

图2将一个工频周期的三相电源电压划分为六个区域，通过对每个区域内对占空比d_i（i=a,b,c）设为0或1，得到方程的一组解，从而确定该区域内一组特定的单周控制数学模型。

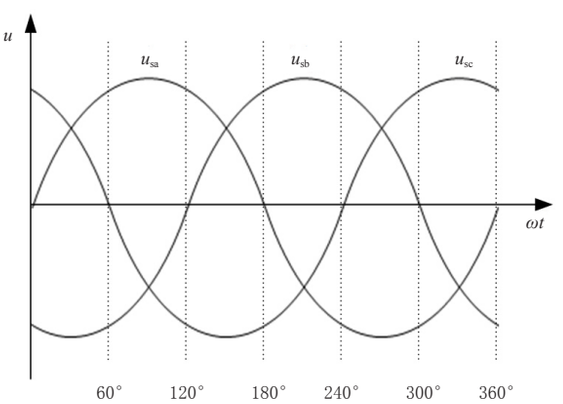


图2　电源电压工频周期区域划分图

在区间内，令d_{b}=1，$d_{\mathrm{b}}{}'$=0，则开关S_{b2}在该区域一直处于导通状态，S_{b1}则一直处于关断状态，将d_{b}=1，式（11）代入式（7）中可得：

$$\begin{cases} U_{\mathrm{m}} \begin{pmatrix} 1 - d_{\mathrm{p}} \\ 1 - d_{\mathrm{n}} \end{pmatrix} = R_{\mathrm{s}} \begin{pmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\mathrm{p}} \\ i_{\mathrm{n}} \end{pmatrix} \\ d_t = 1 \end{cases} \tag{14}$$

其中，U_{m}=$R_{\mathrm{s}}u_{\mathrm{dc}}/R_{\mathrm{e}}$。通过控制占空比$d_{\mathrm{a}}$、$d_{\mathrm{c}}$以满足式（14），使得各相电感的电流$i_{\mathrm{sa}}$、$i_{\mathrm{sc}}$能够跟随对应的电源相电压$u_{\mathrm{sa}}$、$u_{\mathrm{sc}}$。因三相对称，所以$i_{\mathrm{sb}}$也能跟随$u_{\mathrm{sb}}$，从而实现单位功率因数为1。

中国知网 https://www.cnki.net

同理可求得其他五个区间的控制模型，因为各自模型形式基本相似，所以可归纳为同一形式：

$$\begin{cases} U_m \begin{pmatrix} 1-d_p \\ 1-d_n \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_p \\ i_n \end{pmatrix} \\ d_t = 1 \end{cases} \tag{15}$$

其中d_p、d_n、d_t分别代表开关管的占空比，i_p、i_n为两相电流。对于不同的区域，i_p、i_n、d_p、d_n、d_t有不同的赋值。表为在不同区域对电感电流的选择以及开关管运行状态。

表　矢量模式单周控制PWM整流器开关表

区域	i_p	i_n	S_{a1}	S_{a2}	S_{b1}	S_{b2}	S_{c1}	S_{c2}
0~600	i_a	i_c	$!S_p$	S_p	0	1	$!S_n$	S_n
60~1 200	$-i_b$	$-i_c$	1	0	S_p	$!S_p$	S_n	$!S_n$
120~1 800	i_b	i_a	$!S_n$	S_n	$!S_p$	S_p	0	1
180~2 400	$-i_c$	$-i_a$	S_n	$!S_n$	1	0	S_p	$!S_p$
240~3 000	i_c	i_b	0	1	$!S_n$	S_n	$!S_p$	S_p
300~3 600	$-i_a$	$-i_b$	S_p	$!S_p$	S_n	$!S_n$	1	0

注：1代表开关管一直处于导通状态，0为开光管处于关闭状态。

根据式(15)并结合表，可得到的PWM整流器基于矢量模式的单周控制电路。由文献[7]可知采用单个复位积分器与对每相电流单独采用复位积分器相比，可以自动消除积分时间常数变化对入线端电流的影响，因而具有更好的参数适应性，因此本电路采用单个复位积分器。如图3所示，电路结构主要分为四部分：①区域判定电路，确定电源电压矢量所在区域；②多路复用电路，根据不同区域选择合适的输入电源电流；③单周控制核心电路，包括加法器、两个比较器、一个可复位积分器和两个RS触发器，积分时间常数设定为开关周期；④输出逻辑选择电路，将Sp,Sn分配给正确的开关管。

2　仿真及实验分析

通过以上的理论分析，在Matlab/Simulink中搭建系统的仿真模型，如图4所示。

系统仿真模型中各参数如下：网侧电源交流电压u_s=220 V，滤波电感L=3.2 mH，直流侧电容C=2 000 F，直流侧负载为60 Ω，当t=0.4s时突加120 Ω负载，电源频率为50 Hz，开关工频为10 kHz。

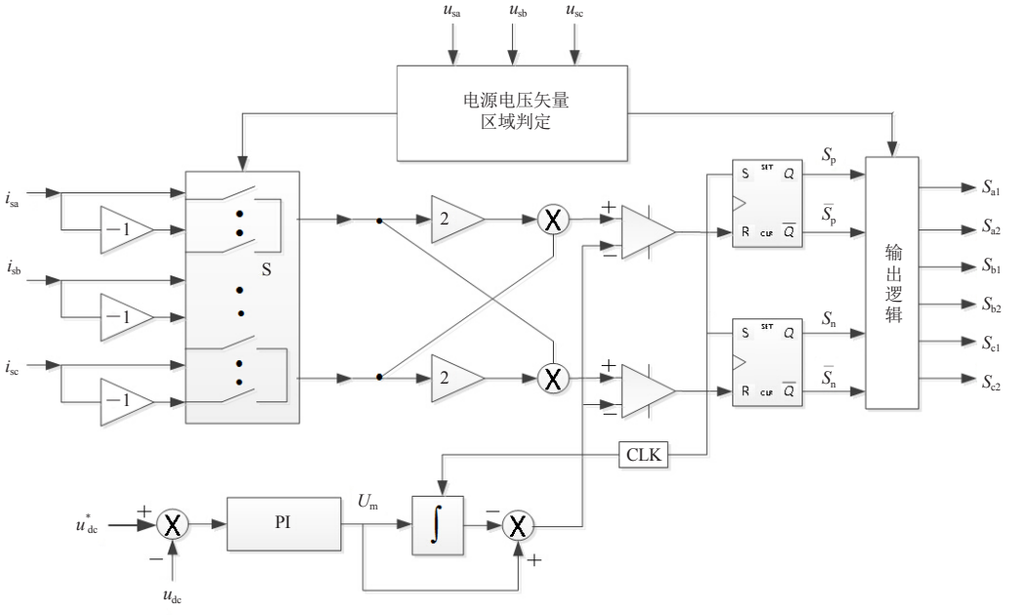


图3　PWM整流器矢量模式的单周控制电路

中国知网 https://www.cnki.net

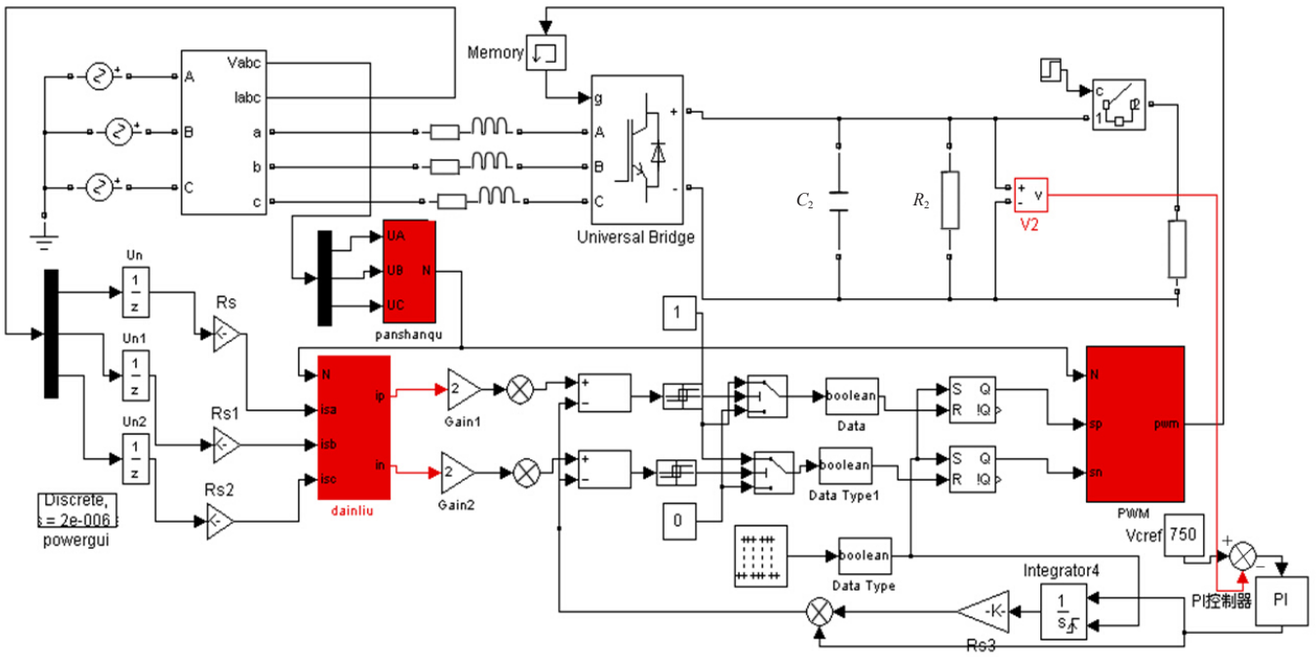


图4 PWM整流器矢量模式的单周控制仿真模型

图5为PWM整流器稳态时网侧三相电流波形以及a相电压和a相电流波形，其中，三相电流波形良好且三相对称。a相电流能够跟随a相电源电压正弦变化，其THD=2.73%，由文献[8]可推知其功率因数高达0.99。图6为在0.4 s时突加120 Ω负载的网侧三相电流波形、a相电压和a相电流波形以及直流侧电压输出波形，可见增加负载后电流波形未发生明显变化，依然三相对称，且在较短的时间内重新达到平稳状态；a相电流在增加负载后依然跟随者a相电压正弦变化。直流侧电压值也在较短时间内重新稳定，达到参考值。

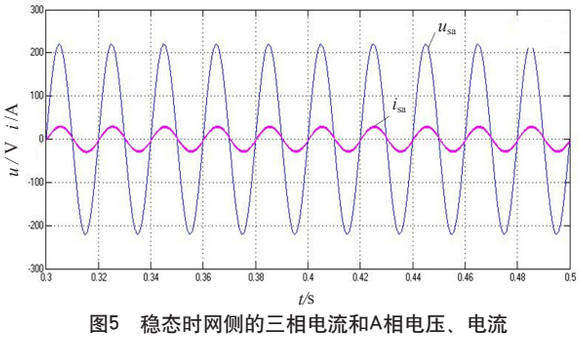
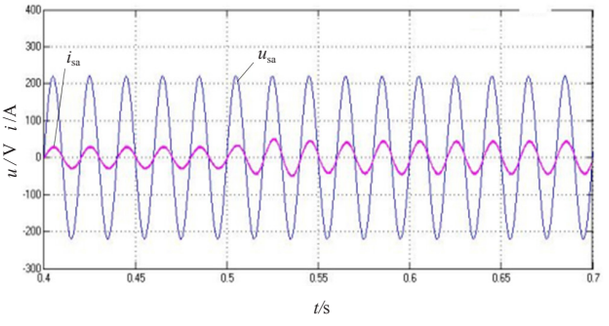
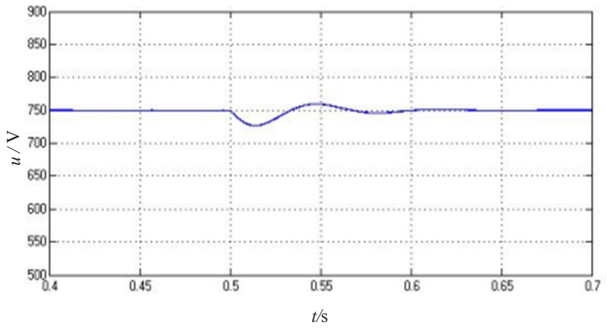


图5 稳态时网侧的三相电流和A相电压、电流

在图7中，可以看出与传统的PWM整流器控制方式相比，同一时刻的高频状态的开关减少，在每个60°的区间内，只有两对开关管工作在高频状态下。这样可以明显减少开关管的损耗，提高系统的效率。



(a) 加负载后A相电压和A相电流



(b) 加负载后直流侧电压

图6 加负载后波形曲线

中国知网 https://www.cnki.net

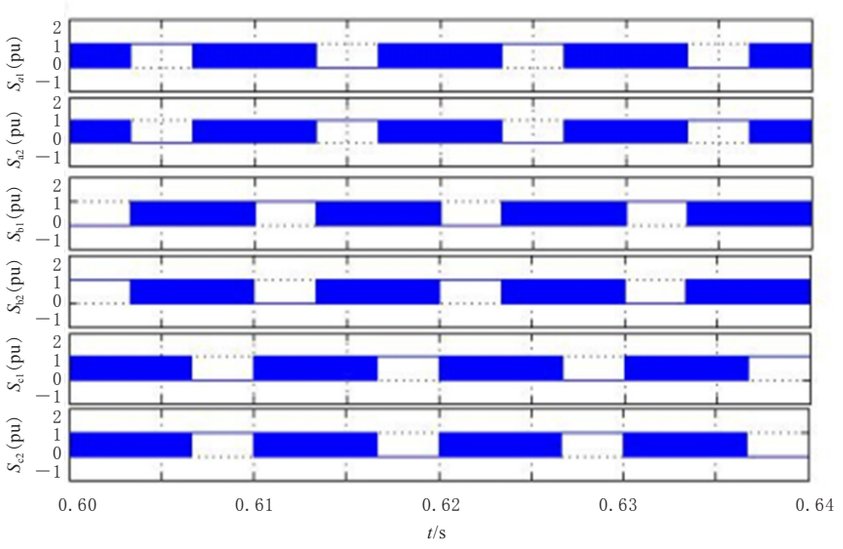


图7 开关管的PWM信号

3 结束语

将空间矢量算法和单周控制相结合的方法，通过理论推导，并设计了一种矢量模式单周控制的三相电压型整流器。该整流器具有工作性能可靠，开关频率恒定，工程应用简单，不需要设计乘法器，容易控制等优点；同时通过将电网电压按照工频周期划分六个区间，使得在每个区间内只有两对开关处于高频工作状态，减少了开关管的损耗，提高系统的效率。此外通过实验验证该整流器的功率因数为0.99，接近单位功率因数1，且具有低电流畸变，同时直流输出侧电压稳定，负载变化时具有良好的动态响应。因此该技术具有非常好的应用前景。

参考文献

[1] Min Dong Ki. Direct digital current control of a three-phase PWM converter based on a new control mode with a delay and SVPWM effects[J]. IEEE IECON, 1998,2: 774~779.

[2] Chen Yang. Three-phase boost-type grid-connected inverter[J]. IEEE Trans action on Power Electronics, 2008, 23(5):2301-2309.

[3] 张纯江，顾和荣，赵清林，等. 单周期控制无乘法器三相电压型PWM整流器[J]. 电工技术学报，2003(6):28-32.

[4] 杨喜军，姚苏毅，张哲民. 单周期控制的三相SPWM整流器[J].电力系统及其自动化学报，2011, 1:108-113.

[5] 侯世英,庹元科,房勇,等. 矢量模式单周控制的三相.双降压式并网逆变器[J].电网技术,2010,(5):128-132.

[6] Chong ming Qiao, Keyue M Smedly. Three-phase gride-connected inverters interface for alternative energy sources with unified constant-frequency Integration control[J]. IEEE,2001,2675-2682.

[7] 杜雄,周雒维,罗全明,等. 单周控制三相PFC中积分时间常数的影响[J]. 中国电机工程学报,2006,09:120-125.

[8] 张厚升. 基于单周期控制的高功率因数整流器的研究[D]. 西安: 西北工业大学, 2005.

[9] 程启明, 程尹曼, 薛阳. 三相电压源型PWM 整流器控制方法的发展综述[J]. 电力系统保护与控制，2012,40(3):145-155.

[10] 丁奇, 严东超, 曹启蒙. 三相电压型PWM整流器控制系统设计方法的研究[J].电力系统保护与控制, 2009, 37(23): 84-87.

作者简介

宫成（1987-），男，硕士，主要从事电动汽车与电能质量控制技术方面研究。

（收稿日期：2015-12-10）EA

（编辑：朱历）

中国知网 https://www.cnki.net