空间矢量和单周控制三相航空有源电力滤波器

王 永 沈颂华

(北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院，北京 100083)

摘 要：提出了一种新型三相航空有源电力滤波器的控制方法.按照空间矢量的方法，将三相母线交流电压划分为6个区间，在每个区间，建立单周控制模型.这种基于空间矢量和单周控制的控制器只需要1个带复位的积分器、3个比较器、2个触发器、1个双八路多路复用器和一些线性器件.在每个区间有1个桥臂工作在低频状态，另外2个桥臂工作在高频状态.采用这种控制器的有源电力滤波器具有简单、可靠、鲁棒性好、控制精度高、效率高等优点.在分析、建模的基础上进行了仿真和试验研究.仿真与试验结果证明，采用这种控制方式的三相有源电力滤波器能够动态地对电流谐波和无功进行有效补偿，从而验证了这种控制方法的正确性和可行性.

关 键 词：有源滤波器；矢量；单周控制

中图分类号：TM 461

文献标识码：A **文 章 编 号**：1001-5965(2007)01-0090-04

Three-phase aeronautical active power filter based on space vector and one-cycle control

Wang Yong Shen Songhua

(School of Automation Science and Electrical Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: A new control method for the three-phase aeronautical active power filter was proposed. According to the ideal of space vector, the three-phase voltage was divided to six regions, where the model of one-cycle control was established. The proposed controller need only one integrator with reset, three comparators, two flip-flops and some linear components. In each region, one leg works under low frequency and other two legs work under high frequency. The proposed controller, which is simple, robust and reliable, has the features of high efficiency, unified constant-frequency, high precision, effective compensation, and is desirable for industrial applications. The analysis, modeling, simulations and experiments were carried out with the three-phase active power filter. Simulation and experiment results verify that the proposed three-phase three-legs active power filter can dynamically and effectually compensate the harmonics and reactive.

Key words: active filter; vector; one-cycle control

随着电力电子技术的发展，飞机上电力电子装置构成的非线性日益增多.这些非线性电力电子设备产生大量的谐波和无功电流，导致电网输出功率因数、电能利用率降低，对电网造成了严重的污染，还会对其它的用电设备造成损害.采用有源电力滤波器(APF，Active Power Filter)可以有效地消除谐波和无功电流，从而提高电网的功率因数.目前，APF 的控制技术需要通过检测负载电流来计算谐波和无功成分，根据提取的谐波和无功来产生控制功率变换器的参考信号.这些方法需要快速、实时的计算，需要高速的微处理器和高性能的 A/D 转换器，增加了系统的成本和复杂性，降低了可靠性.单周控制是一种非线性控制，它由 Keyue M. Smedley 和 Slobodan Cuk 首先

收稿日期：2005-12-26

作者简介：王 永(1975—)，男，河北唐山人，讲师，wylc@sina.com.

提出,其控制思想是:在一个开关周期内,通过控制开关占空比使开关变量平均值等于或比例于参考信号,它能够在一个开关周期内消除稳态和动态误差,具有快速性好、精确度高、控制简单的特点[1-3].文献[4]中提出了基于单周控制的三相APF,具有电路结构简单、性能高的特点,但变换器所有开关工作在高频状态,因此开关损耗较采用空间矢量方法的 APF 损耗高.

1　基于空间矢量和单周控制的 APF

图 1 为三相 APF 主拓扑结构,由与非线性负载并联的一个电压源逆变器构成.三相交流母线相电压电压波形(u_a,u_b 和 u_c)如图 2 所示,三相相电压根据过零点被划分为 6 个区间[5].

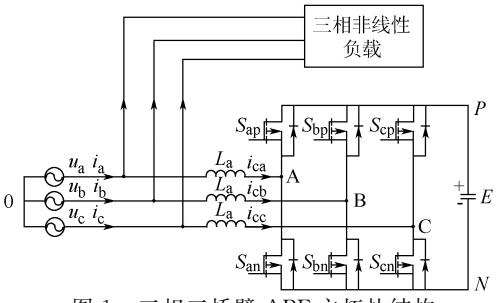

图 1　三相三桥臂 APF 主拓扑结构

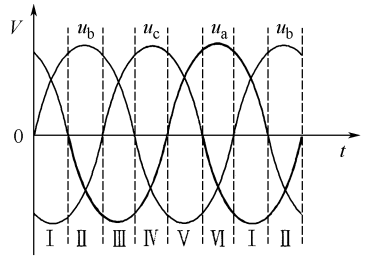

图 2　三相电压和区间划分

1.1　空间矢量的选择和占空比计算公式

为了分析方便,假设电压源逆变器工作在电感电流连续模式状态下;每一桥臂开关管的驱动信号互补工作,例如,A 相的开关 S_{an},S_{ap} 各自的占空比为 d_{an} 和 $d_{ap}=1-d_{an}$;三相系统对称;开关频率远远大于母线频率.

在图 1 中,当系统工作在整流状态,且系统为三相对称系统时有

$$\left.\begin{aligned} L\frac{\mathrm{d}i_{ca}}{\mathrm{d}t}&=u_a-d_{ap}E+\frac{1}{3}E(d_{ap}+d_{bp}+d_{cp})\\ L\frac{\mathrm{d}i_{cb}}{\mathrm{d}t}&=u_b-d_{bp}E+\frac{1}{3}E(d_{ap}+d_{bp}+d_{cp})\\ L\frac{\mathrm{d}i_{cc}}{\mathrm{d}t}&=u_c-d_{cp}E+\frac{1}{3}E(d_{ap}+d_{bp}+d_{cp}) \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

式中,L 为 APF 输入电感;i_{ca},i_{cb},i_{cc} 为 APF 输入电感电流.

设 $\boldsymbol{U}'^{*}$ 为桥臂中点电压空间矢量,$\boldsymbol{U}$ 为三相电源电压空间矢量,即

$$\boldsymbol{U}=\frac{2}{3}\left(u_a\boldsymbol{I}+u_b\cdot\boldsymbol{\alpha}+u_c\cdot\boldsymbol{\alpha}^2\right)$$

$$\boldsymbol{U}'^{*}=\frac{2}{3}\left(u'^{*}_a\boldsymbol{I}+u'^{*}_b\cdot\boldsymbol{\alpha}+u'^{*}_c\cdot\boldsymbol{\alpha}^2\right)$$

$$\boldsymbol{\alpha}=\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi/3}$$

同时,存在如下关系:

$$\left.\begin{aligned} u'^{*}_a&=Ed_{ap}-\frac{1}{3}E(d_{ap}+d_{bp}+d_{cp})\\ u'^{*}_b&=Ed_{bp}-\frac{1}{3}E(d_{ap}+d_{bp}+d_{cp})\\ u'^{*}_c&=Ed_{cp}-\frac{1}{3}E(d_{ap}+d_{bp}+d_{cp}) \end{aligned}\right\} \quad (2)$$

图 2 区间Ⅰ中,在整流状态下,根据 S_{an},S_{bn} 和 S_{cp} 的开关状态可形成 8 种工作模式.令 S_{cp} 在区间Ⅰ内始终截止,有 4 种工作模式,设 S_{an} 截止,S_{bn} 导通,由式(2)得

$$\left.\begin{aligned} u'^{*}_a&=\frac{2}{3}E\\ u'^{*}_b&=-\frac{1}{3}E\\ u'^{*}_c&=-\frac{1}{3}E \end{aligned}\right\} \quad (3)$$

即 $\boldsymbol{U}'^{*}=\frac{2}{3}\left(u'^{*}_a\boldsymbol{I}+u'^{*}_b\cdot\boldsymbol{\alpha}+u'^{*}_c\cdot\boldsymbol{\alpha}^2\right)=\frac{2}{3}E\mathrm{e}^{\mathrm{j}0}$.

同理可得区间Ⅰ内其它 3 种工作模式的电压关系.当电路处于逆变状态时,分析过程与整流状态时相同,在此不再赘述.

当电路处于整流状态,以区间Ⅰ为例,电压空间矢量选择为基本电压矢量 $\boldsymbol{U}_0$,$\boldsymbol{U}_4$ 和 $\boldsymbol{U}_6$ 的合成矢量 $\boldsymbol{V}$.由 S_{an} 和 S_{bn} 的不同开关状态即可获得不同的电压空间矢量.设 T_0,T_4,T_6 和 ΔT 分别为电压矢量 $\boldsymbol{U}_0$,$\boldsymbol{U}_4$,$\boldsymbol{U}_6$ 和 $\boldsymbol{V}$ 的作用时间,则

$$\left.\begin{aligned} \Delta T\cdot u'^{*}_a&=T_0\cdot 0+T_4\cdot\frac{2}{3}E+T_6\cdot\frac{1}{3}E\\ \Delta T\cdot u'^{*}_b&=T_0\cdot 0+T_4\cdot\frac{-1}{3}E+T_6\cdot\frac{1}{3}E \end{aligned}\right\} \quad (4)$$

解得

$$\left.\begin{aligned} \frac{T_4}{\Delta T}&=\frac{u'^{*}_a-u'^{*}_b}{E}\\ \frac{T_6}{\Delta T}&=\frac{u'^{*}_a+2\,u'^{*}_b}{E} \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

可得 S_{an},S_{bn} 和 S_{cp} 的占空比 d_{an},d_{bn} 和 d_{cp} 为

$$\left.\begin{aligned} d_{an}&=1-\frac{T_4}{\Delta T}-\frac{T_6}{\Delta T}=1-\frac{2\,u'^{*}_a+u'^{*}_b}{E}\\ d_{bn}&=1-\frac{T_6}{\Delta T}=1-\frac{u'^{*}_a+2\,u'^{*}_b}{E}\\ d_{cp}&=0 \end{aligned}\right\} \quad (6)$$

同理，逆变运行状态区间Ⅰ，开关 S_{ap}，S_{bp} 和 S_{cn} 的占空比 d_{ap}，d_{bp} 和 d_{cn} 为

$$\left.\begin{aligned} d_{ap} &= \frac{T_4}{\Delta T}+\frac{T_6}{\Delta T}=\frac{2u_a'^{*}+u_b'^{*}}{E} \\ d_{bp} &= \frac{T_6}{\Delta T}=\frac{u_a'^{*}+2u_b'^{*}}{E} \\ d_{cn} &= 1 \end{aligned}\right\} \tag{7}$$

由于开关的开关频率远远大于交流母线的频率，APF 输入电感的基波压降很小可以忽略.

由式(6)和式(7)可知，在整流状态和逆变状态下的各相应区间，选择的空间电压矢量合成所涉及的基本矢量一致，对应开关的占空比呈互补关系. 因此，通过控制 S_{an}，S_{bn} 和 S_{cn} 的开关状态，可得到整流和逆变 2 种状态的统一占空比，计算公式如表 1 所示.

表 1 电压空间矢量选择和相应区间占空比计算公式

区间	矢量	占空比
Ⅰ	$\boldsymbol{V}_0$	$1-d_{an}=\frac{2u_a+u_b}{E}$
	$\boldsymbol{V}_4$	$1-d_{bn}=\frac{u_a+2u_b}{E}$
	$\boldsymbol{V}_6$	$1-d_{cn}=0$
Ⅱ	$\boldsymbol{V}_7$	$1-d_{ap}=-\frac{2u_a+u_c}{E}$
	$\boldsymbol{V}_6$	$1-d_{bp}=0$
	$\boldsymbol{V}_2$	$1-d_{cp}=-\frac{2u_c+u_a}{E}$
Ⅲ	$\boldsymbol{V}_0$	$1-d_{an}=0$
	$\boldsymbol{V}_2$	$1-d_{bn}=\frac{2u_b+u_c}{E}$
	$\boldsymbol{V}_3$	$1-d_{cn}=\frac{2u_c+u_b}{E}$
Ⅳ	$\boldsymbol{V}_7$	$1-d_{ap}=-\frac{2u_a+u_b}{E}$
	$\boldsymbol{V}_3$	$1-d_{bp}=-\frac{u_a+2u_b}{E}$
	$\boldsymbol{V}_1$	$1-d_{cp}=0$
Ⅴ	$\boldsymbol{V}_0$	$1-d_{an}=\frac{2u_a+u_c}{E}$
	$\boldsymbol{V}_1$	$1-d_{bn}=0$
	$\boldsymbol{V}_5$	$1-d_{cn}=\frac{2u_c+u_a}{E}$
Ⅵ	$\boldsymbol{V}_7$	$1-d_{ap}=0$
	$\boldsymbol{V}_5$	$1-d_{bp}=-\frac{2u_b+u_c}{E}$
	$\boldsymbol{V}_4$	$1-d_{cp}=-\frac{2u_c+u_b}{E}$

1.2 单周控制策略的实现

当电网的功率因数为 1 时，每一相的相电压和相电流同相. 因此，有源滤波器与非线性负载的并联等效阻抗为纯阻性. 对于三相 APF，若要实现单位功率因数，则其控制目标应满足：

$$u_n = R_e \cdot i_n \qquad n=a,b,c \tag{8}$$

式中 R_e 为能够反映负载有功功率的等效阻抗.

设 PI 调解器的输出电压 $V_m = R_s \cdot \frac{E}{R_e}$，其中 R_s 是电流传感器的电阻，由表 1 和式(8)可得在区间Ⅰ中开关 S_{an}，S_{bn} 和 S_{cn} 的占空比关系式为

$$\left.\begin{aligned} V_m(1-d_{an}) &= (2i_a+i_b)R_s \\ V_m(1-d_{bn}) &= (2i_b+i_a)R_s \\ V_m(1-d_{cn}) &= 0 \end{aligned}\right\} \tag{9}$$

式(9)就是在区间Ⅰ实现单周控制的数学模型，同理可以得到其它区间的单周控制的数学模型，每个区间实现单周控制的数学模型如表 2 所示.

表 2 单周控制模型

区间	矢量	占空比
Ⅰ	$\boldsymbol{V}_0$	$V_m(1-d_{an})=(2i_a+i_b)R_s$
	$\boldsymbol{V}_4$	$V_m(1-d_{bn})=(2i_b+i_a)R_s$
	$\boldsymbol{V}_6$	$V_m(1-d_{cn})=0$
Ⅱ	$\boldsymbol{V}_7$	$V_m(1-d_{ap})=-(2i_a+i_c)R_s$
	$\boldsymbol{V}_6$	$V_m(1-d_{bp})=0$
	$\boldsymbol{V}_2$	$V_m(1-d_{cp})=-(2i_c+i_a)R_s$
Ⅲ	$\boldsymbol{V}_0$	$V_m(1-d_{an})=0$
	$\boldsymbol{V}_2$	$V_m(1-d_{bn})=(2i_b+i_c)R_s$
	$\boldsymbol{V}_3$	$V_m(1-d_{cn})=(2i_c+i_b)R_s$
Ⅳ	$\boldsymbol{V}_7$	$V_m(1-d_{ap})=-(2i_a+i_b)R_s$
	$\boldsymbol{V}_3$	$V_m(1-d_{bp})=-(2i_b+i_a)R_s$
	$\boldsymbol{V}_1$	$V_m(1-d_{cp})=0$
Ⅴ	$\boldsymbol{V}_0$	$V_m(1-d_{an})=(2i_a+i_c)R_s$
	$\boldsymbol{V}_1$	$V_m(1-d_{bn})=0$
	$\boldsymbol{V}_5$	$V_m(1-d_{cn})=(2i_c+i_a)R_s$
Ⅵ	$\boldsymbol{V}_7$	$V_m(1-d_{ap})=0$
	$\boldsymbol{V}_5$	$V_m(1-d_{bp})=-(2i_b+i_c)R_s$
	$\boldsymbol{V}_4$	$V_m(1-d_{cp})=-(2i_c+i_b)R_s$

设 d_p，d_n 和 d_t 分别表示同一区间各开关的占空比，比如，在区间Ⅰ，$d_p=d_{bn}$，$d_n=d_{an}$，$d_t=d_{cn}$；i_p，i_n 分别表示同一区间交流电源输出的相电流，比如，在区间Ⅰ，$i_p=i_b$，$i_n=i_a$；Q_n，$\overline{Q_n}$，Q_p，$\overline{Q_p}$，ON 和 OFF 分别表示同一区间开关的驱动信号，ON 表示开关一直处于导通状态，OFF 表示开关一直处于关断状态，Q_n，$\overline{Q_n}$，Q_p，$\overline{Q_p}$ 表示开关工作在高频状态. d_p，d_n，d_t 在各区间所表示的对应开关的占空比，i_p，i_n 在各区间所表示的交流电源输出的相电流和 Q_n，$\overline{Q_n}$，Q_p，$\overline{Q_p}$，ON，OFF 对应各区间开关的驱动信号如表 3 所示. 通过表 2 和表 3 可以得到实现单周控制的关键等式：

$$\left.\begin{aligned} V_m\begin{bmatrix}1-d_p\\1-d_n\end{bmatrix} &= R_s\begin{bmatrix}2&1\\1&2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_p\\i_n\end{bmatrix} \\ d_t &= 1 \end{aligned}\right\} \tag{10}$$

图 3 为实现三相 APF 的单周控制器结构图,主要由电压空间矢量区间划分电路、电流选择电路、驱动选择电路、单周控制电路和 PI 调节电路组成.电压空间矢量区间划分电路将三相电压按照图 2 的方式划分为 6 个区间并生成区间选择信号,作为电流选择电路和区间选择电路的选择信号;电流选择电路根据区间选择信号选择相对应的相电流从而得到 i_p 和 i_n,相电流与 i_p 和 i_n 在各区间的对应关系如表 3 所示;驱动信号选择电路根据区间选择信号选择每个开关管对应的驱动信号;单周控制电路是实现单周控制的核心电路,由复位积分电路、数学运算电路、比较电路、触发器电路等组成.

表 3　型逆变器的控制规律

区间	i_p	i_n	d_p	d_n	d_t	S_{ap}	S_{an}	S_{bp}	S_{bn}	S_{cp}	S_{cn}
Ⅰ	i_b	i_a	d_{bn}	d_{an}	d_{cn}	$\overline{Q_n}$	Q_n	$\overline{Q_p}$	Q_p	OFF	ON
Ⅱ	$-i_c$	$-i_a$	d_{cp}	d_{ap}	d_{bp}	Q_n	$\overline{Q_n}$	ON	OFF	Q_p	$\overline{Q_p}$
Ⅲ	i_c	i_b	d_{cn}	d_{bn}	d_{an}	OFF	ON	$\overline{Q_n}$	Q_n	$\overline{Q_p}$	Q_p
Ⅳ	$-i_a$	$-i_b$	d_{ap}	d_{bp}	d_{cp}	Q_p	$\overline{Q_p}$	Q_n	$\overline{Q_n}$	ON	OFF
Ⅴ	i_a	i_c	d_{an}	d_{cn}	d_{bn}	$\overline{Q_p}$	Q_p	OFF	ON	$\overline{Q_n}$	Q_n
Ⅵ	$-i_b$	$-i_c$	d_{bp}	d_{cp}	d_{ap}	ON	OFF	Q_p	$\overline{Q_p}$	Q_n	$\overline{Q_n}$

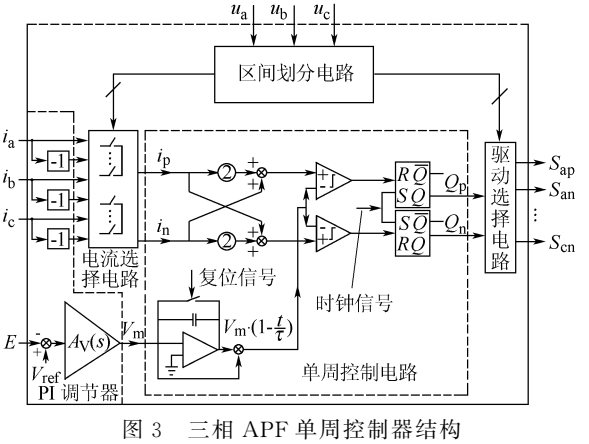

图 3　三相 APF 单周控制器结构

2　仿真与试验结果

用 Saber 仿真软件对图 3 所示的控制结构进行了仿真研究,并进行了试验验证.在仿真中非线性负载为三相整流器,仿真参数如下:

输入交流电压幅值为 $u_a=u_b=u_c=115$ V(有效值);交流母线电压频率为 $f=400$ Hz;直流母线电压为 $E=400$ V;直流侧电容为 $C_{dc}=470\ \mu$F;输入电感为 $L=0.2$ mH;开关频率为 $f_s=50$ kHz;非线性负载的电阻为 $R=15\ \Omega$;非线性负载的电感为$L=1$ mH;非线性负载的电容为 $C=220\ \mu$F.

图 4 为将三相 APF 与非线性负载并联接入交流母线上时三相相电压和三相相电流的波形图.图 5 为三相 APF 输入电感上的电流波形图.图 6 为负载电流波形图.图 7 为试验波形.

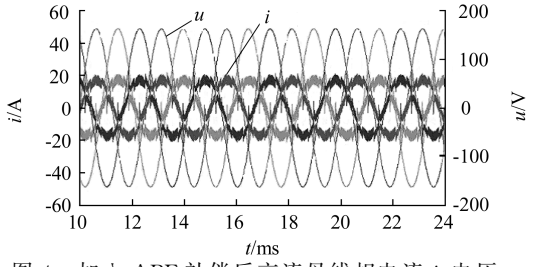

图 4　加入 APF 补偿后交流母线相电流 i、电压 u

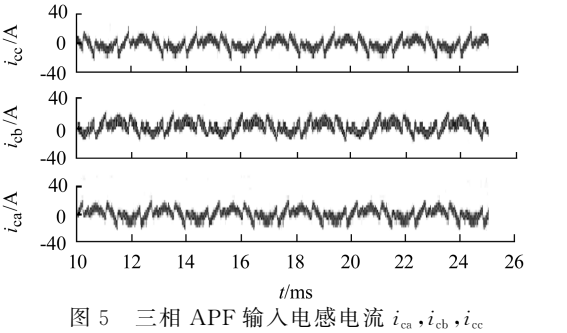

图 5　三相 APF 输入电感电流 i_{ca},i_{cb},i_{cc}

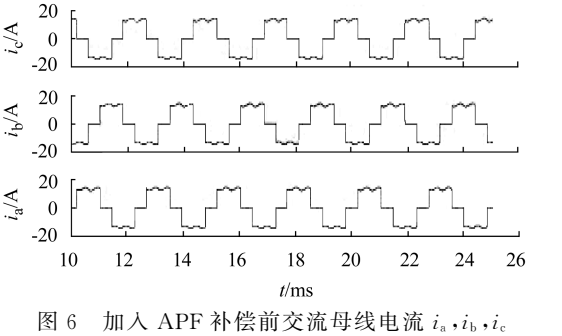

图 6　加入 APF 补偿前交流母线电流 i_a,i_b,i_c

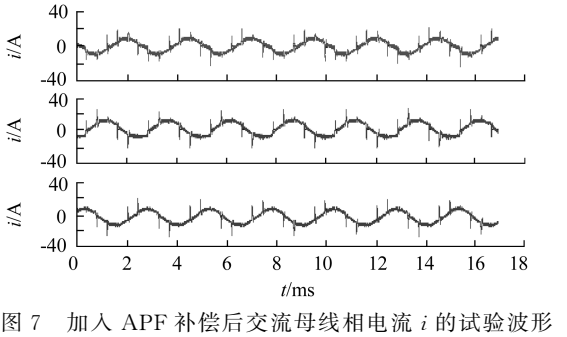

图 7　加入 APF 补偿后交流母线相电流 i 的试验波形

从图 5～图 7 可以看出,交流母线相电流与相电压几乎同相,且为正弦波,因此说明电网的功率因数基本为 1,负载的谐波和无功基本全部由 APF 补偿掉.

(下转第 109 页)