

三相四线并联有源滤波器主电路参数选取研究

Research on Selection Method of Parameters in Main Circuit of Three-phase Four-wire Shunt Active Power Filter

中国矿业大学文昌校区信电学院 周 晴 王子绩

Zhou Qing Wang Ziji

摘要: 并联有源滤波器(Shunt Active Power Filter, SAPF)主电路参数是影响系统补偿效果的决定性因素之一,本文研究两个重要参数:交流侧电感 L 、直流侧电容电压 V_d 的选取方法。结合三相四线制SAPF主电路数学模型,针对基于电流跟踪性能的要求,详细讨论了 L 的选取方法;借助于矢量图形分析的方法,推导出 V_d 选取的临界值。建立了系统仿真模型,结合基于广义积分器的三维空间矢量PWM(3-D SVPWM)控制策略对系统进行仿真分析,仿真结果验证了该参数选取方法的可行性。

关键词: 并联有源滤波器 主电路 矢量图形 参数选取 广义积分器

Abstract: Parameters in main circuit of Shunt Active filter (Shunt Active Power Filter, SAPF) is one of the determining factors which affect the system compensation effect. A calculation method of two important parameters is studied in this paper: AC side inductance L , DC bus voltage V_d . Combination of three-phase four-wire shunt APF main circuit model, focus on the requirement of current tracking performance, discussed the method of selecting L in detail; with the help of vector graphics analysis method, derived the selected threshold. Established a system simulation model, simulating and analyzing by using the 3-D Space Vector PWM(3-D SVPWM) based on generalized integrator control strategy, simulation results verify the feasibility of the proposed method.

Key words: Active power filter Main circuit Vector graphics Parameters design Generalized integrator

【中图分类号】TN713.8

【文献标识码】B

文章编号 1561-0330(2011)06-0124-05

1 引言

三相四线负载在我国低压配电网尤其是市政电网中占相当大的比例。非线性负载中往往存在零序电流过大问题,容易造成中性线发热、起火事故。不平衡负载导致负序电流和电压,对变压器、电机等造成重大危害。同时谐波、负序、中线电流都会增加电网损耗。三相四线制SAPF不但可以补偿三相四线系统的无功、谐波,而且能够对三相负载不平衡及中

性线电流进行补偿治理,因而引起了广泛关注。SAPF主电路参数与其补偿性能和整个系统的成本有着密切关系,因此主电路参数的选取就尤为重要。而直流侧电容电压 V_d 、交流侧电感 L 是主电路中两个较为重要的参数,直接影响系统的补偿性能和系统造价。

SAPF,通常通过输出电感 L 与电网直接相连,电感的选取直接关系到系统的补偿效果,若 L 过大,补偿电流的变化速度慢,APF动态性能变差;

若 L 过小,补偿电流的变化速度快,APF动态性能好,但对器件开关频率要求较高,而且,补偿后电流波形毛刺明显,可见,合理设计电感 L 对APF有重要意义。APF直流侧电容主要起电压支撑和滤除电压纹波作用,电容越大,则电压波动越小,APF补偿效果较好,但电容越大,造成成本加大,因此应根据实际补偿情况合理选取电容电压值。

关于电感 L 的选取,许多文献是

以已知参数形式给出的，少数文献是在各种假设条件下，给出了电感值的估算方法，目前对L的选取仍没有统一的方法；关于直流侧电容电压 V_d 的选取，有人采用 $V_d \geq 3E_m$ （ E_m 为APF与供电系统连接点的相电压峰值），该方法选取的 V_d 较大，使得系统的造价增加。本文通过对三相四线制SAPF主电路数学模型进行推导，针对基于满足电流跟踪性能的要求，计算出L值的取值范围；借助矢量图形分析方法，根据基于 $\alpha - \beta - \gamma$ 空间的矢量模型，推导出 V_d 选取的临界值，以达到快速合理的选取参数。合适的主电路参数结合有效的电流环控制策略将会获得满意的补偿效果，本文采用的是基于广义积分器的3-D SVPWM控制策略。仿真结果表明该参数选取方法的可行性。

2 三相四线四桥臂 SAPF 主电路结构

三相四线制四桥臂SAPF主电路如图1所示，采用电压型逆变器作为主电路。它与三相三线不同的是多一个桥臂，该桥臂主要用来调节有源滤波器的中线电流。此结构解决了三相三线不能消除零序基波电流和谐波电流的问题，适用范围更广。

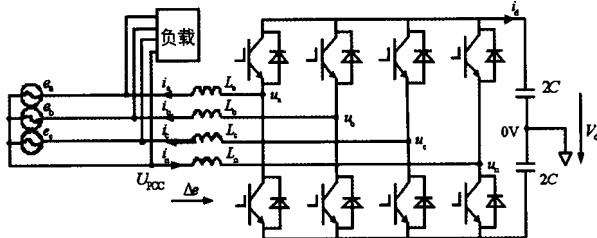


图1 三相四线制四桥臂 SAPF 的主电路结构

写出回路电压方程如式(1)所示：

$$\begin{cases} e_a = -L_a \frac{di_a}{dt} + u_{an} - L_n \frac{di_n}{dt} \\ e_b = -L_b \frac{di_b}{dt} + u_{bn} - L_n \frac{di_n}{dt} \\ e_c = -L_c \frac{di_c}{dt} + u_{cn} - L_n \frac{di_n}{dt} \\ i_n = i_a + i_b + i_c \end{cases} \quad (1)$$

式中： $L_a=L_b=L_c=L_n=L$ 为交流侧接口电感； e_a 、 e_b 、 e_c 为三相交流电网相电压； V_d 、 i_d 分别为APF直流侧电压和电流。 u_{an} 、 u_{bn} 、 u_{cn} 为逆变器三相输出电压； u_a 、 u_b 、 u_c 、 u_n 分别为各桥臂中点到OV点电压，可用直流侧电容电压表示为：

$$\begin{cases} u_a = K_a \frac{V_d}{2} \\ u_b = K_b \frac{V_d}{2} \\ u_c = K_c \frac{V_d}{2} \\ u_n = K_n \frac{V_d}{2} \end{cases} \quad (2)$$

式中： K_a 、 K_b 、 K_c 、 K_n 为开关函数。其取值为：

$$K_i = \begin{cases} 1 & i\text{桥臂的上管合上} \\ 0 & i\text{桥臂的下管合上} \end{cases} \quad i = a, b, c, n$$

3 主电路参数设计

3.1 基于矢量分析的直流侧电容电压选取

对式(1)进行Clark坐标变换并写成矢量形式：

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ e_\gamma \end{bmatrix} = C_{abc-\alpha\beta\gamma} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = -L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_\gamma \end{bmatrix} - L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3}i_n \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\text{式中： } C_{abc-\alpha\beta\gamma} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad \text{则}$$

$$i_\gamma = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} (i_a + i_b + i_c) = \frac{1}{\sqrt{3}} i_n.$$

所以式(2)可转换为：

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ \frac{1}{4}u_\gamma \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ \frac{1}{4}e_\gamma \end{bmatrix} \quad (4)$$

将式(4)转化为单矢量微分方程为：

$$L \frac{dI_c}{dt} = V - E \quad (5)$$

$$\text{式中： } I_c \text{ 为实际补偿电流矢量， } I_c = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_c \end{bmatrix}; \quad E = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \\ \frac{1}{4}e_\gamma \end{bmatrix};$$

$$V = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ \frac{1}{4}u_\gamma \end{bmatrix}.$$

我们定义电流跟踪误差矢量为：

$$\Delta I_c = I_c^* - I_c \quad (6)$$

$$\text{式中： } I_c^* \text{ 为参考补偿电流矢量，即： } I_c^* = \begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix}.$$

将式(6)代入式(5)得：

$$L \frac{d\Delta I_c}{dt} = L \frac{dI_c^*}{dt} + E - V = E_1 - V \quad (7)$$

式中定义：

$$E_1 = L \frac{dI_c^*}{dt} + E \quad (8)$$

从式(7)可见， E_1 和V的差值产生了电流跟踪矢量 ΔI_c ，使得APF发出实际的补偿电流 I_c ，并使得 I_c 和指令补偿矢量 I_c^* 相等。从式(8)可见， E_1 由交流侧接口电感L、参考补偿

矢量 I_c^* 和电网电压矢量 E 决定；APF交流侧输出矢量 V 的幅值则与直流侧电容电压直接相关。

不难看出，APF直流侧电容电压的选取和被补偿非线性负载(其决定了参考补偿电流矢量 I_c^*)、交流侧接口电感 L 和电网电压矢量紧密相关。

为了使APF实际补偿电流和参考电流的误差极小或控制在合理的范围内，保证其有良好的电流跟踪能力，需要以下关系式成立：

$$|V| > |E| \quad (9)$$

式中： $| \cdot |$ 表示绝对值函数。

3.2 交流侧接口电感值的选取

输出电感 L 直接决定了补偿电流的跟踪速度，从而在很大程度上影响APF的工作性能。选取 L 时应同时满足补偿电流跟踪能力和抑制补偿电流纹波的要求。下面以A相为例给出具体的参数设计过程。

设A相电压为：

$$e_a = E_m \sin \omega t \quad (10)$$

3.2.1 满足电流快速跟踪能力时的电感设计

假设三相电网电压对称平衡，即：

$$e_a + e_b + e_c = 0 \quad (11)$$

将式(1)、(12)联立求得：

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{4L} (K_a + K_b + K_c - 3K_n) \frac{V_d}{2} \quad (12)$$

对A相有：

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= \frac{1}{L} (u_{an} - e_a) - \frac{di_n}{dt} \\ &= \frac{1}{L} \left[(K_a - K_n) \frac{V_d}{2} - E_m \sin \omega t \right] - \frac{di_n}{dt} \\ &= \frac{1}{L} \left(\frac{3K_a - K_b - K_c - K_n}{4} \frac{V_d}{2} - E_m \sin \omega t \right) \end{aligned} \quad (13)$$

由式(14)可知，主电路输出的补偿电流最小变化率为：

$$\left| \frac{di_a}{dt} \right|_{\min} = \frac{1}{L} \left| \frac{1}{4} \frac{V_d}{2} - E_m \right| \quad (14)$$

为满足APF补偿需要，应使APF输出电流的变化率稍大于被补偿负载电流的最大变化率，即：

$$\left| \frac{di_a}{dt} \right|_{\min} \geq \left| \frac{di_{L_a}}{dt} \right|_{\max} \quad (15)$$

从而由式(15)和(16)得：

$$L \leq \frac{\left| \frac{1}{4} \frac{V_d}{2} - E_m \right|}{\left| \frac{di_{L_a}}{dt} \right|_{\max}} \quad (16)$$

对于不同的负载，其交流侧电流的变化率不同，因此，对滤波器电感的设计要求也不同。实际设计中，必须选择一个合适值，以满足绝大多数的应用场合。

3.2.2 抑制纹波电流时的电感设计

假设控制周期为 T_c ，由式(13)可得：

$$\begin{aligned} \Delta i_a &= \frac{di_a}{dt} \cdot T_c \\ &= \frac{1}{L} \left(\frac{3K_a - K_b - K_c - K_n}{4} \frac{V_d}{2} - E_m \sin \omega t \right) \cdot T_c \end{aligned} \quad (17)$$

从式(17)可以看出，补偿电流增量 Δi_a 与 L 成反比关系。 L 过大，则电流增量较小，可能存在局部补偿不到情况； L 过大，则电流增量较大，很难达到纹波要求。因此，应折衷选取电感 L 。

设 Δi_{camin} 、 Δi_{camax} 分别是A相开关周期中允许的最小、最大电流增量，即：

$$\Delta i_{camin} \leq \Delta i_a \leq \Delta i_{camax} \quad (18)$$

由式(14)可知，主电路输出的补偿电流最大变化率为：

$$\left| \frac{di_a}{dt} \right|_{\max} = \frac{1}{L} \left| \frac{3}{4} \frac{V_d}{2} + E_m \right| \quad (19)$$

由式(14)、(18)、(19)可得满足纹波要求的APF交流侧电感取值范围：

$$\frac{1}{\Delta i_{camax}} \left| \frac{3}{4} \frac{V_d}{2} + E_m \right| \cdot T_s \leq L \leq \frac{1}{\Delta i_{camin}} \left| \frac{1}{4} \frac{V_d}{2} - E_m \right| \cdot T_s \quad (20)$$

式(20)为电感值提供了选取范围，在实际应用中，需要结合具体的补偿对象和补偿要求进行调整。

4 基于广义积分器的3-D SVPWM控制策略

补偿电流控制是APF的一个关键环节，直接决定了补偿性能的好坏，同时也和主电路参数的选取验证有密切关系。本文采用基于广义积分器的3-D SVPWM控制策略，如图2所示。

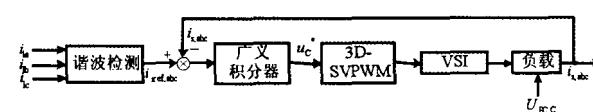


图2 基于广义积分器的3-D SVPWM控制策略

图2中 i_{1a} 、 i_{1b} 、 i_{1c} 分别为a、b、c三相负载电流， $i_{sref,abc}$ 为abc坐标系下三相电源参考电流， $i_{s,abc}$ 为abc坐标系下三相电源实际电流， u_c 为逆变器(VSI)参考电压。

当参考信号为具有某一频率 ω 的周期信号 $A \sin(\omega t + \varphi)$ 时，常规积分器将不能消除稳态误差，此时控制器必须包含如图3所示的广义积分器，才能保持被控量的频率和形状不变，而只对其幅值进行积分，从而实现被控对象输出

$$A \sin(\omega t + \varphi) \rightarrow \frac{2s}{s^2 + \omega^2} A \sin(\omega t + \varphi)$$

对其参考信号的无差跟踪。

APF补偿电流参考信号是由多个频率谐波叠加而成，本文谐波源为三相不控整流桥，其特征谐波为 $6k \pm 1$ 次，高于25次的谐波含量很小，此时APF一般只需要滤除5、7、11、13、17、19、23、25次谐波，电源电流就基本接近于基波正弦信号，因此控制器只要包含与这些谐波相对应的

广义积分器，再加上比例调节器，APF就可以达到满意的电流跟踪性能。此时电流控制器的传递函数为：

$$U_C^*(s) = \Delta I_{Sh}(s) \left(K_p + \sum_{k=1,2,3,4}^{h=6k\pm 1} \frac{K_{ih}s}{s^2 + (h\omega_1)^2} \right) \quad (21)$$

式中： K_p 是比例系数， K_{ih} 是广义积分器的系数， h 表示谐波次数， ω_1 是基波角频率。

5 设计实例和仿真结果

三相四线并联型APF仿真模型，对其进行仿真分析。仿真模型参数为：电源线电压380V/50Hz；谐波源拟采用不对称负载：三相不可控整流桥+A相电阻负载，如图4所示，整流桥为电阻负载， $R_i=60\Omega$ ，整流桥交流侧电感 $L=0.1mH$ ，相负载电阻 $R=60\Omega$ ；主电路的开关频率为5KHz。谐波电流检测采用d-q法，控制策略采用基于广义积分器的3-D SVPWM控制策略。假设 $\Delta i_{cman}=40A$, $\Delta i_{cmn}=4A$ 。按照满足纹波要求设计的电感取值范围计算公式(19)计算，得L的范围为： $3.4mH \leq L \leq 12.8mH$ 。根据式(9)，通过仿真计算出： $V_d \geq 580V$ 。

根据仿真结果，主要电流参数如表1所示。

假设只对25次以下谐波进行补偿，根据检测到的负载谐波FFT分析，如表2所示，构建谐波源。

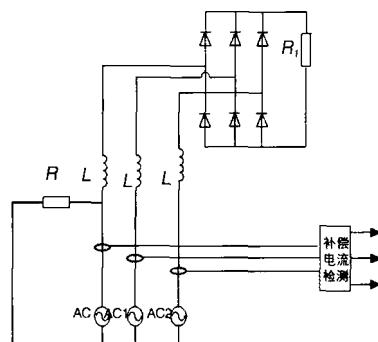


图4 谐波源电路图

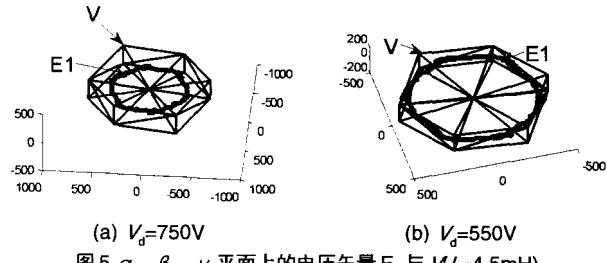
表1 谐波源电流

	电流RMS(A)	基波电流RMS(A)	THD(%)
A相	10.55	10.36	19.38
B、C相	6.97	9.46	30

表2 谐波源

谐波次数	幅值		初相位(°)		
	Mag(%Fundmation)		A	B	C
5	14.62	22.63	173.2	0	53.4
7	7.29	11.29	166.7	46.9	0
11	5.82	9.01	0	103.5	223.5
13	4.14	6.41	0	217.1	97.1
17	3.61	5.59	153.2	0	33.6
19	2.87	4.44	146.7	27.3	267.3
23	2.60	4.02	0	83.7	203.7
25	2.17	3.37	0	197.4	77.4

在 $\sigma - \beta - \gamma$ 平面内显示电压矢量 E_1 和逆变器输出电压矢量 V 的仿真图，先设交流侧电感 $L=4.5mH$ ，如图5所示。



(a) $V_d=750V$ (b) $V_d=550V$
图5 $\sigma - \beta - \gamma$ 平面上的电压矢量 E_1 与 V ($L=4.5mH$)

此时补偿后的波形分析结果如图6所示。

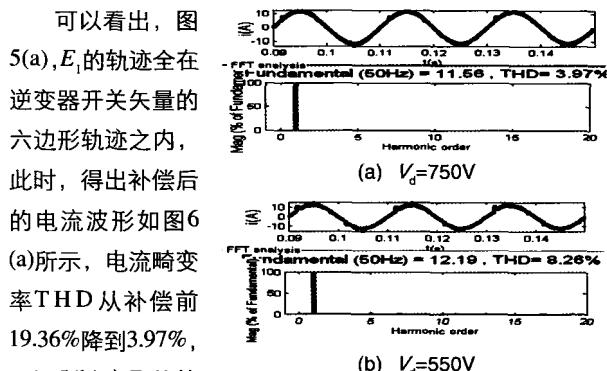
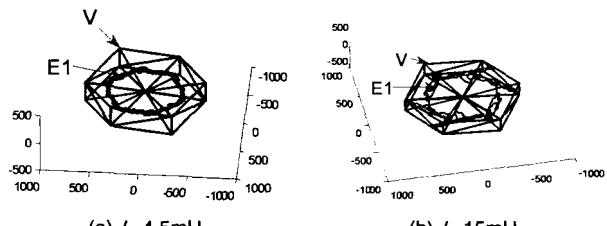


图6 补偿后的电网A相电流波形及FFT分析($L=4.5mH$)

迹之内，补偿后电流波形如图6(b)所示， $THD=8.26\%$ ，畸变率较高。由此可验证电容电压参数选取方法的合理性。

在电容电压 $V_d=750V$ 一定时，选取合适电感，图7显示不同 L 时，在 $\sigma - \beta - \gamma$ 平面内电压矢量 E_1 和逆变器输出电压矢量 V 的仿真结果。

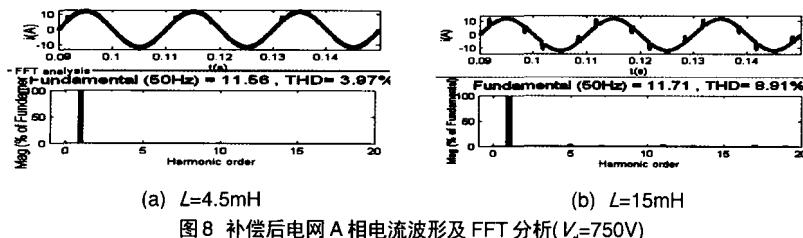


(a) $L=4.5mH$ (b) $L=15mH$
图7 $\sigma - \beta - \gamma$ 平面上的电压矢量 E_1 与 V ($V_d=750V$)

两种情况下，补偿后的电网电流波形及频谱图如图8所示。

同样，由图7(a)和图8(a)可以得出，在电容电压确定时($V_d=750V$)， E_1 的轨迹全在逆变器开关矢量的六棱柱轨迹之内，补偿后电网电流畸变率为3.97%，预示着此时选用的 L 值使滤波系统具有良好的电流跟踪性能，补偿效果较好；反之，由图7(b)和图8(b)可以看出， E_1 的轨迹超出逆变器开关矢量的六棱柱轨迹时，补偿后电网电流畸变率为8.91%，补偿效果较差。由此可验证电感参数选取方法的合理性。

根据式(9)、(16)、(20)和矢量图分析方法，可确定电感

图8 补偿后电网A相电流波形及FFT分析($V_d=750V$)

L、电容电压 V_d 满足补偿性能的取值范围，从中可快速合理地确定主电路参数值。

表3、表4给出在取值范围内不同参数对应的补偿效果。

表3 不同 V_d 时的电源电流畸变率($L=4.5\text{mH}$)

V_d/V	600	700	750	850
THD _%	5.84	4.30	3.97	4.10

表4 不同 L 时的电源电流畸变率($V_d=750\text{V}$)

L/mH	4.5	7.5	9	12
THD _%	4.97	5.14	5.89	7.34

从表3、4中可以看出，在 $L=4.5\text{mH}$, $V_d=750\text{V}$ 时，电网电流畸变率为3.97%，电流补偿效果最好。此时 $V_d < 3E_m$ (电源相电压峰值 $E_m = 220\sqrt{2}\text{V}$)，在满足补偿要求的同时，又降低了系统成本。

6 结束语

本文通过对三相四线制SAPF主电路数学模型的推导，得出主电路各个参数之间是相互联系、相互制约的，不能独立选取。重点研究了交流侧电

感 L 、直流侧电容电压 V_d 参数的选取方法：根据满足电流纹波要求，得出电感值的取值范围；利用矢量图分析法，给出直流侧电压的临界值。在MATLAB中建立仿真模型，仿真结果表明该参数选取方案可以获取良好的电流补偿性能，同时所选参数比传统方法选取值小，从而降低了整个系统的成本。

作者简介

周晴(1985-) 硕士研究生，研究方向为电力电子与电力传动。

参考文献(略)

因此，改进的DPC调制策略使得三相VSR有了更好的运行特性，能使系统高效运行于单位功率因数状态。

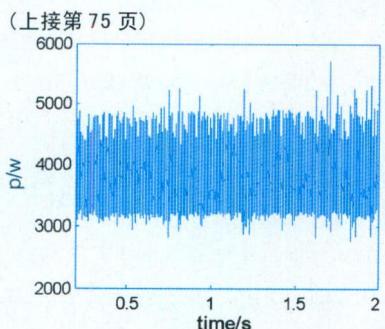
5 结束语

本文分析了三相PWM整流器直接功率控制的工作原理与特性。针对由于传统开关表构造的不足导致系统调节能力不稳定的问题提出了一种新调制策略，通过重新构造开关表的方法来改进整流器的调节能力与输入输出性能。仿真结果表明，该调制方法能够有效地对有功功率和无功功率进行控制，使无功电流在靠近整流器电压矢量附近区域内的失控现象得到明显的改进，因此具有一定的理论研究和工程应用价值。

作者简介

陈炎(1986-) 男 硕士研究生，研究方向为电力电子与电力传动。

参考文献(略)



(a) 传统开关表下的有功功率波形

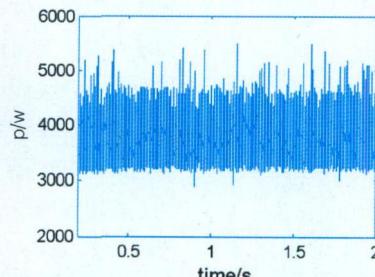
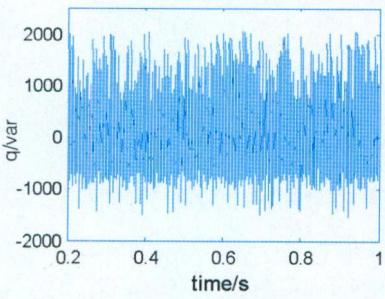
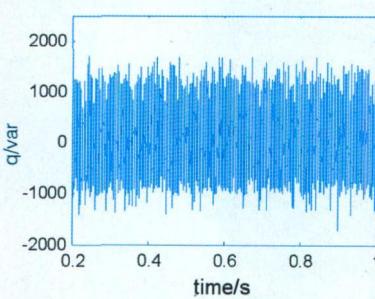


图6 PWM整流器输出的有功功率波形



(a) 传统开关表下的无功功率波形



(b) 改进开关表下的无功功率波形

图7 PWM整流器输出的无功功率波形

通过对图5中的网侧电压和电流波形以及FFT分析可知，前者的电流畸变率为4.56%，后者的电流畸变率为3.25%，从而说明这种新型的直接功率控制性能更加优良。从图6(a)、6

(b)和图7(a)、图7(b)的对比可以看出，PWM整流器输出的有功功率和无功功率的波动明显减小，不仅增强了系统有功功率的调节能力，而且使无功功率的失控现象得到了明显的改进。