



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 106786647 A

(43)申请公布日 2017. 05. 31

(21)申请号 201611228690.1

(22)申请日 2016.12.27

(71)申请人 三峡大学

地址 443002 湖北省宜昌市大学路8号

(72)发明人 马辉 官轲 吉培荣 危伟

鄢圣阳

(74)专利代理机构 宜昌市三峡专利事务所

42103

代理人 吴思高

(51) Int. Cl.

H02J 3/18(2006.01)

H02J 3/01(2006.01)

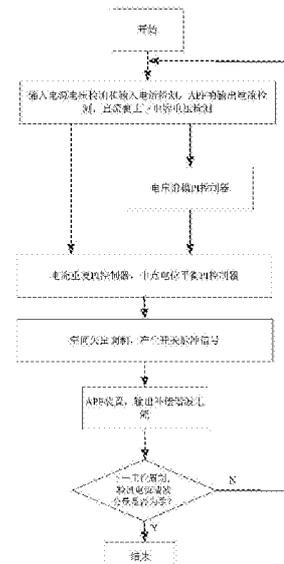
权利要求书4页 说明书11页 附图7页

(54)发明名称

一种三相四线制并联APF双闭环非线性复合控制方法

(57)摘要

一种三相四线制并联APF双闭环非线性复合控制方法,电压外环采用滑模PI复合非线性控制算法,电流内环采用重复PI非线性控制算法。该方法首先采用同步旋转坐标变换,建立dq坐标系的低阶系统模型,根据dq直流模型设计PI前馈解耦控制器,基于内模控制设计PI重复控制器,建立电流内环PI重复控制器的控制输出函数;为精确和快速得到电流内环的电流参考值,发明直流侧电压的新型滑模PI非线性控制算法,根据指数趋近率形式设计滑模面切换函数,建立出电压外环滑模PI控制器的控制函数。本发明外环滑模PI复合控制算法能提高直流侧电压的稳态性能和响应速度,有效减小电压波动;重复PI非线性控制算法能够实现电流信号的无静差跟踪,提高谐波补偿电流指令的跟踪控制精度。



CN 106786647 A

1. 一种三相四线制并联APF双闭环非线性复合控制方法,其特征在于包括如下步骤:

步骤1:检测电源电压 $U_{s(abc)}$ 、电源侧电流 $I_{s(abc)}$ 、负载侧电流 $I_{L(abc)}$ 、APF补偿电流 $I_{f(abc)}$ 和直流侧上下电容电压 U_{dc1} 、 U_{dc2} ;

步骤2:将直流侧上下电容电压之和 U_{dc} , $U_{dc} = U_{dc1} + U_{dc2}$,与直流侧参考电压值 U_{dc_ref} 作比较,得出误差信号,此误差信号经过滑模PI控制器得到电流内环指令电流 $I_{ref(dq0)}$;

步骤3:将步骤1中检测的负载侧电流 $I_{L(abc)}$ 经 i_p-i_q 电流检测算法得到dq坐标系下谐波指令电流 $I_{h(dq0)}$,将谐波指令电流 $I_{h(dq0)}$ 与步骤2中得到电流内环指令电流 $I_{ref(dq0)}$ 配合,得到最终的指令电流 $I_{ref(dq0)}^*$,将指令电流 $I_{ref(dq0)}^*$ 配合步骤1中dq坐标系下PAF补偿电流 $I_{f(dq0)}$ 输入重复PI控制器得到输出电压指令信号 U_{dq0} ;

步骤4:将步骤1中检测的直流侧上下电容电压 U_{dc1} 、 U_{dc2} 输入中点电位平衡PI控制器,得到电压平衡因子 f ;

步骤5:将步骤1中检测的电源电压经过锁相环系统得到系统相位信息,再将所得相位信息、步骤3中输出的电压指令信号 U_{dq0} 与步骤4中得到的电压平衡因子 f 送入SVPWM模块,产生开关脉冲信号,控制APF装置,输出补偿谐波电流;

步骤6:下一工作周期检测电源输入侧电流谐波含量是否为0,若此时电流谐波含量不为0则返回步骤1,重复步骤1。

2. 根据权利要求1所述一种三相四线制并联APF双闭环非线性复合控制方法,其特征在于:步骤1中, U_{sk} ($k=a, b, c$)为三相接入点电压; U_{kN} ($k=a, b, c$)为三相各桥臂中点电位; I_{sk} ($k=a, b, c$)、 I_{lk} ($k=a, b, c$)、 I_{fk} ($k=a, b, c$)分别为电源输入电流、负载电流和补偿电流; R 为线路及电感的等效电阻; L 为平波电感; C_1 、 C_2 为直流侧上下电容, $C_1 = C_2 = C$ 电容两端电压为 U_{dc1} 和 U_{dc2} ; R_1 、 R_2 为均压电阻, $R_1 = R_2 = R_c$;

为简化并联APF控制系统的设计,设开关处于理想状态,忽略开关参数的影响;同时采用同步旋转坐标变换,将abc坐标系下的强耦合高阶系统模型变换到dq0坐标系的低阶系统模型,设 U_{si} ($i=d, q, 0$)为dq0坐标系下接入点电压, S_i ($i=d, q, 0$)为dq0坐标系下并联APF桥臂导通开关函数, I_{fi} ($i=d, q, 0$)为dq0坐标系下并联APF补偿电流,则并联APF的数学模型为:

$$\begin{cases} L \frac{dI_{fd}}{dt} = U_{sd} - RI_{fd} - S_d(U_{dc1} + U_{dc2}) + L\omega I_{fq} \\ L \frac{dI_{fq}}{dt} = U_{sq} - RI_{fq} - S_q(U_{dc1} + U_{dc2}) - L\omega I_{fd} \\ L \frac{dI_{f0}}{dt} = U_{s0} - RI_{f0} - S_0(U_{dc1} + U_{dc2}) \\ C \frac{dU_{dc1}}{dt} = S_d I_{fd} + S_q I_{fq} + S_0 I_{f0} - \frac{U_{dc1}}{R_1} \\ C \frac{dU_{dc2}}{dt} = S_d I_{fd} + S_q I_{fq} + S_0 I_{f0} - \frac{U_{dc2}}{R_2} - \sqrt{3} I_{f0} \end{cases} \quad (1)$$

3. 根据权利要求1所述一种三相四线制并联APF双闭环非线性复合控制方法,其特征在于:步骤2中,

C_1 、 C_2 为直流侧上下电容, $U_{dc1}(s)$ 和 $U_{dc2}(s)$ 为上下电容两端电压的拉斯形式; $I_d(s)$ 为 d

轴电流的拉普拉斯形式; $R_1=R_2=R_c$ 为直流侧上下均压电阻;

在APF正常工作状态,仅补偿谐波电流和无功电流,为简化推导过程,令q轴电流为零,则利用d轴电流推导有源滤波器直流侧电压的传递函数为:

$$G_{dc}(s) = \frac{U_{dc1}(s)}{I_d(s)} = \frac{U_{dc2}(s)}{I_d(s)} = \frac{R_c}{R_c C s + 1} \quad (2)$$

根据变流器传统双闭环控制器的设计思路,令电流闭环传递函数为 $G_{ic}(s)$,由于电压外环响应速度远小于电流内环响应速度,将电流内环用常数代替从而简化直流侧电压PI控制器的设计过程,则得到电压外环开环传动函数为:

$$G_{v1o} = PI(s)G_{ic}(s)G_{vl}(s) = \frac{K_p(T_v s + 1)R_c}{T_v s(R_c C s + 1)} \quad (3)$$

式中 $T_v=R_c C$,该系统是一个典型的二阶系统,消去零极点简化控制器的设计得到闭环传递函数:

$$G_{v1c} = \frac{G_{v1o}}{1 + G_{v1o}} = \frac{1}{1 + (C/K_p)s} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (4)$$

式中 $\tau=C/K_p$;

APF直流侧的控制器主要是用于电压的稳定控制,其控制自由度变量采用直接变量直流侧总电压 U_{dc} ,这样可以直接对控制量进行控制;根据选取滑模面的原则,可定义直流侧电压的滑模控制面为:

$$S = k(U_{dc,ref} - U_{dc}) + \frac{d(U_{dc,ref} - U_{dc})}{dt} \quad (5)$$

式中 k 为正常数;

滑模控制器的输出用于确定PI控制器参数,其形式与传统PI控制器类似,基于传统PI控制器可直接得出基于滑模控制的PI控制器:

$$C_{SMC_PI}(s) = \frac{k_{sp}s + k_{si}}{s} \quad (6)$$

式中 k_{sp}, k_{si} 为PI控制器的参数,它们是由滑模控制器按照所设计的滑模面来决定其值的大小,其主要特点是根据系统的变化而得到较合适的PI控制参数;利用式直流侧电压的传递函数和滑模PI控制器表达式可以得到直流侧电压的动态闭环函数:

$$\frac{u_{dc}(s)}{u_{dc,ref}(s)} = \frac{R_c k_{si} s + R_c k_{sk}}{R_c C s^2 + (1 + R_c)s + R_c k_{si}} = \frac{b k_{sp}(s + k_{si}/k_{sp})}{s^2 + (a + b k_{sp})s + b k_{si}} \quad (7)$$

其中 $a=1/R_{dc}C, b=1/C$;

为保证直流侧电压的稳定控制,根据直流侧电压的动态闭环函数可以得到一下关系式:

$$\begin{cases} a + b k_{sp} > 0 \\ b k_{si} > 0 \end{cases} \quad (8)$$

为使式(8)成立,根据滑模面(5)设计PI控制器的控制参数输出函数:

$$\begin{cases} k_{sp} = [(1 + \text{sgn}(s))k_{p+} - (1 - \text{sgn}(s))k_{p-}] + k_{av,p} \\ k_{si} = [(1 + \text{sgn}(s))k_{i+} - (1 - \text{sgn}(s))k_{i-}] + k_{av,i} \end{cases} \quad (9)$$

式中控制参数 k_{p+} 、 k_{p-} 、 k_{i+} 、 k_{i-} 都为正数,这些控制参数是在满足PI控制输出特性下的整定结果,它们可以按照标准PI控制器的方法来进行整定,同时为消除系统在滑模控制面附近产生的直流电压波动,分别在PI控制器的微分和积分参数加上正参数 $k_{av,p}$ 、 $k_{av,i}$,从消除由滑模面抖振造成直流侧电压的波动问题,其中 $\text{sgn}(s)$ 为饱和函数:

$$\text{sgn}(s) = \begin{cases} 1, s > 0 \\ -1, s < 0 \end{cases} \quad (10)$$

在滑模控制器的滑模面邻域内,基于滑模控制器的系统将于有限时间到达切换面,则意味着滑模模态存在,滑动模态存在是滑模变结构控制器应用的前提,通常选取的李亚普诺夫函数为:

$$V(e_{dc}) = \frac{e_{dc}^2}{2} \quad (11)$$

并对时间求导得:

$$\dot{V}(e_{dc}) = e_{dc} \dot{e}_{dc} = e_{dc} (-ke_{dc}) = -ke_{dc}^2 < 0 \quad (12)$$

式中 k 为正常数,且 e_{dc}^2 大于零,上式小于零恒成立则证明了所设计滑模控制器的稳定性;

滑模控制器在滑模面领域内的抖振是难以避免的,为消除系统在滑模控制面领域产生的直流电压波动,分别在PI控制器的微分和积分参数加上正参数 $k_{av,p}$ 、 $k_{av,i}$,从消除由滑模面抖振造成直流侧电压的波动问题;当 $S > 0$ 时, $k_{sp} = 2k_{p+} + k_{av,p}$, $k_{si} = 2k_{i+} + k_{av,i}$;当 $S < 0$ 时, $k_{sp} = 2k_{p-} + k_{av,p}$, $k_{si} = 2k_{i-} + k_{av,i}$ 。

4. 根据权利要求1所述一种三相四线制并联APF双闭环非线性复合控制方法,其特征在于:步骤3中,

基于数字PI控制和重复控制的内环复合控制主要由两部分并联组成:1) PI控制器,对谐波指令值与实际值间的差值进行调制,改善APF系统的动态性能;2) 重复控制器,消除系统周期性跟踪误差,提高谐波补偿电流指令的控制精度,由于PI调节是基于开关周期的,而重复控制是基于基波周期,因此两者在时间上是解耦的;

电流环所采用的PI控制器的控制表达式为:

$$u(t) = K_p e + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e dt \quad (12)$$

式中, K_p 为比例调节系数, T_i 为积分时间常数, e 为误差信号;在PI控制系统中,比例部分的作用是及时响应系统的误差,积分部分的作用是消除系统的静态误差,改善系统的静态特性;但是PI控制对APF中的电流指令信号很难做到无静差跟踪,达不到控制要求;

经过推导,得出dq0轴电压到电流的传递函数为:

$$G_i(s) = \frac{I_d(s)}{U_d(s)} = \frac{I_q(s)}{U_q(s)} = \frac{I_0(s)}{U_0(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (13)$$

下面以d轴电流为例,介绍采用PI控制的电流环控制器的设计;根据PI控制器表达式以及电压到电流的传递函数,可得连续域PI控制电流环的开环和闭环传递函数:

$$G_{i_0}(s) = PI(s)G_i(s) = \frac{K_p(T_1s+1)}{T_1s(Ls+R)} \quad (14)$$

$$G_{i_c}(s) = \frac{G_{i_0}(s)}{1+G_{i_0}(s)} = \frac{K_p}{L} \frac{s+1/T_1}{s^2+(K_p/L+R/L)s+K_p/(LT_1)} \quad (15)$$

由闭环传递函数可知,电流闭环控制是一个典型的二阶系统,消去零极点简化控制器的设计可得简化后的电流环开环和闭环传递函数:

$$G_{i_0}(s) = \frac{K_p}{Ls} \quad (17)$$

$$G_{i_c}(s) = \frac{1}{1+(L/K_p)s} = \frac{1}{1+\tau s} \quad (18)$$

式中 $\tau=L/K_p$;

补偿器的作用是对系统进行校正,使系统在低频段衰减为0,在高频段能快速衰减;设补偿器为:

$$S(z) = k_r z^k F_1(z) F_2(z) \quad (19)$$

其中 k_r 为重复控制增益,设置为1, $F_1(z)$ 为平均值滤波器,其表达式为:

$$F_1(z) = \frac{z+1}{2z} \quad (20)$$

$F_2(z)$ 为二阶低通滤波器; z^k 为超前环节,取 $k=3$ 。

5. 根据权利要求1所述一种三相四线制并联APF双闭环非线性复合控制方法,其特征在于:步骤4中,

直流侧上下电容电压差值只与零轴电流相关,采用控制零轴电流的方式达到控制上下电容电压平衡的控制要求,直流侧上下电容电压差值到零轴的传递函数为:

$$G_0(s) = \frac{U_{dc1}(s) - U_{dc2}(s)}{I_0(s)} = \frac{\sqrt{3}}{Cs} \quad (21)$$

因为存在分压电阻且上下电容大小相等,上下电容电压差值很小,采用简单PI控制就能达到中点电位平衡的要求,令电流内环闭环传递函数为 $G_{i_c}(s)$,则采用零极点对消法简化后的直流侧上下电容电压平衡控制开环传递函数为:

$$G_{v20}(s) = PI(s)G_{i_c}(s)G_0(s) = \frac{\sqrt{3}K_p}{Cs} \quad (22)$$

6. 根据权利要求1所述一种三相四线制并联APF双闭环非线性复合控制方法,其特征在于:步骤5中,空间矢量调制SVPWM基于平均等效原理,在一个开关周期内对基本电压矢量加以组合,使其平均值与给定的电压矢量相等;将指令电压信号 U_{dq0} 经坐标变换,得到含有相位信息的指令信号 $U_{\alpha\beta}$,根据指令信号 $U_{\alpha\beta}$ 判断指令空间矢量所在扇区,确定开关周期所使用的基本空间矢量,进而确定基本空间矢量作用时间以及切换点时间,调制出SVPWM开关脉冲信号,控制APF装置,输出补偿谐波电流。

一种三相四线制并联APF双闭环非线性复合控制方法

技术领域

[0001] 本发明属于有源滤波器控制领域,尤其涉及一种三相四线制并联APF双闭环非线性复合控制方法。

背景技术

[0002] 并联有源电力滤波器(Active Power Filter, APF)作为一种解决电网谐波污染的有效手段,它可以对电网系统存在的谐波、负序电流及无功功率实现准确、实时有效的补偿。有源滤波器的输出补偿特性主要取决于对电流电压的控制方法,以及所采用变流装置的主电路拓扑结构。最早应用在有源电力滤波器上的控制策略是电流环采用单PI控制,直流侧电压外加独立的供电装置。目前对有源滤波器拓扑结构的研究已经比较成熟,现在已经基本不用独立的直流源去给直流侧供电,而是采用电压外环电流内环双闭环控制策略。大多数有源滤波器采用传统三相PWM变流器结构,为此并联有源电力滤波器补偿性能提高主要依赖于所采用的控制方法。

[0003] 目前,用于APF直流侧电压的主要控制方法有:传统PI控制算法、模糊控制器、自适应等控制方法。传统PI控制器用于直流侧电压控制时,虽能够最终满足直流电压稳定,但电压的响应速度慢,并且存在超调,在负载突变时和参考电压跳变时无法满足需要。模糊控制器不依赖系统,便于移植,其鲁棒性能较强;然而其控制精度差,直流侧电压波动大导致损耗增大而降低APF的补偿性能。基于电压自适应控制方法实现较为复杂,在控制算法运算时占用片上资源较多,其直流侧电压动态性能不理想。用于APF电流内环控制方法有传统PI控制算法、滞环控制等控制方法。传统PI控制算法在参考信号为直流时能够实现很好的跟踪控制,但对于时刻变化的谐波指令信号就不能实现无静差跟踪。滞环控制是一种瞬态反馈控制系统,虽具有精度高、响应速度快等优点,可以获得较好的跟踪性能,但其开关频率波动较大,输出滤波设计困难。

发明内容

[0004] 本发明的目的是为了改进上述控制方法存在的不足,针对三相四线制并联有源电力滤波器,提供了一种三相四线制并联APF双闭环非线性复合控制方法,该方法能提高直流侧电压在负载突变和参考电压跳变时的稳态精度、响应速度,有效减小电压波动,并且无静差跟踪时变电流指令信号,提高控制精度。

[0005] 本发明所采用的技术方案是:

[0006] 一种三相四线制并联APF双闭环非线性复合控制方法,包括如下步骤:

[0007] 步骤1:检测电源电压 $U_{s(abc)}$ 、电源侧电流 $I_{s(abc)}$ 、负载侧电流 $I_{L(abc)}$ 、APF补偿电流 $I_{f(abc)}$ 和直流侧上下电容电压 U_{dc1} 、 U_{dc2} ;

[0008] 步骤2:将直流侧上下电容电压之和 U_{dc} ($U_{dc} = U_{dc1} + U_{dc2}$)与直流侧参考电压值 U_{dc_ref} 作比较,得出误差信号,此误差信号经过滑模PI控制器得到电流内环指令电流 $I_{ref(dq0)}$;

[0009] 步骤3:将步骤1中检测的负载侧电流 $I_{L(abc)}$ 经 i_p-i_q 电流检测算法得到dq坐标系下

谐波指令电流 $I_{h(dq0)}$, 将谐波指令电流 $I_{h(dq0)}$ 与步骤2中得到电流内环指令电流 $I_{ref(dq0)}$ 配合, 得到最终的指令电流 $I_{ref(dq0)}^*$, 将指令电流 $I_{ref(dq0)}^*$ 配合步骤1中dq坐标系下PAF补偿电流 $I_{f(dq0)}$ 输入重复PI控制器得到输出电压指令信号 U_{dq0} ;

[0010] 步骤4: 将步骤1中检测的直流侧上下电容电压 U_{dc1} 、 U_{dc2} 输入中点电位平衡PI控制器, 得到电压平衡因子 f ;

[0011] 步骤3: 将步骤1中检测的电源电压经过锁相环系统得到系统相位信息, 再将所得相位信息、步骤3中输出的电压指令信号 U_{dq0} 与步骤4中得到的电压平衡因子 f 送入SVPWM模块, 产生开关脉冲信号, 控制APF装置, 输出补偿谐波电流;

[0012] 步骤6: 下一工作周期检测电源输入侧电流谐波含量是否为0, 若此时电流谐波含量不为0则返回步骤1, 重复步骤1。

[0013] 步骤1中, U_{sk} ($k=a, b, c$) 为三相接入点电压; U_{kN} ($k=a, b, c$) 为三相各桥臂中点电位; I_{sk} ($k=a, b, c$)、 I_{lk} ($k=a, b, c$)、 I_{fk} ($k=a, b, c$) 分别为电源输入电流、负载电流和补偿电流; R 为线路及电感的等效电阻; L 为平波电感; C_1 、 C_2 为直流侧上下电容, $C_1=C_2=C$ 电容两端电压为 U_{dc1} 和 U_{dc2} ; R_1 、 R_2 为均压电阻, $R_1=R_2=R_c$ 。

[0014] 为简化并联APF控制系统的设计, 设开关处于理想状态, 忽略开关参数的影响; 同时采用同步旋转坐标变换, 将abc坐标系下的强耦合高阶系统模型变换到dq0坐标系的低阶系统模型。设 U_{si} ($i=d, q, 0$) 为dq0坐标系下接入点电压, S_i ($i=d, q, 0$) 为dq0坐标系下并联APF桥臂导通开关函数, I_{fi} ($i=d, q, 0$) 为dq0坐标系下并联APF补偿电流, 则并联APF的数学模型为:

$$[0015] \begin{cases} L \frac{dI_{fd}}{dt} = U_{sd} - RI_{fd} - S_d(U_{dc1} + U_{dc2}) + L\omega I_{fq} \\ L \frac{dI_{fq}}{dt} = U_{sq} - RI_{fq} - S_q(U_{dc1} + U_{dc2}) - L\omega I_{fd} \\ L \frac{dI_{f0}}{dt} = U_{s0} - RI_{f0} - S_0(U_{dc1} + U_{dc2}) \\ C \frac{dU_{dc1}}{dt} = S_d I_{fd} + S_q I_{fq} + S_0 I_{f0} - \frac{U_{dc1}}{R_1} \\ C \frac{dU_{dc2}}{dt} = S_d I_{fd} + S_q I_{fq} + S_0 I_{f0} - \frac{U_{dc2}}{R_2} - \sqrt{3} I_{f0} \end{cases} \quad (1)$$

[0016] 步骤2中, C_1 、 C_2 为直流侧上下电容, $U_{dc1}(s)$ 和 $U_{dc2}(s)$ 为上下电容两端电压的拉斯形式; $I_d(s)$ 为d轴电流的拉普拉斯形式; $R_1=R_2=R_c$ 为直流侧上下均压电阻。

[0017] 在APF正常工作状态仅补偿谐波电流和无功电流, 为简化推导过程, 令q轴电流为零, 则利用d轴电流推导有源滤波器直流侧电压的传递函数为:

$$[0018] \quad G_{dc}(s) = \frac{U_{dc1}(s)}{I_d(s)} = \frac{U_{dc2}(s)}{I_d(s)} = \frac{R_c}{R_c C s + 1} \quad (2)$$

[0019] 根据变流器传统双闭环控制器的设计思路, 令电流闭环传递函数为 $G_{ic}(s)$ 。由于电压外环响应速度远小于电流内环响应速度, 将电流内环用常数代替从而简化直流侧电压PI控制器的设计过程, 则得到电压外环开环传动函数为:

$$[0020] \quad G_{v_{lo}} = PI(s)G_{ic}(s)G_{vl}(s) = \frac{K_p(T_v s + 1)R_c}{T_v s(R_c C s + 1)} \quad (3)$$

[0021] 式中 $T_v = R_c C$, 该系统是一个典型的二阶系统, 消去零极点简化控制器的设计得到闭环传递函数:

$$[0022] \quad G_{v_{lc}} = \frac{G_{v_{lo}}}{1 + G_{v_{lo}}} = \frac{1}{1 + (C/K_p)s} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (4)$$

[0023] 式中 $\tau = C/K_p$ 。

[0024] 传统PI控制器实现比较简单, 但控制参数固定; 在负载突变和参考给定电压变化时, PI控制器不能满足系统对稳态性能和动态性能的要求, 直流侧电压不能及时稳定控制会造成有源滤波器的补偿效果降低等问题。

[0025] 为了克服上述缺点, 本发明在直流电压采用新型滑模PI控制器, 其控制原理与传统PI控制相似, 不同之处在于: 滑模PI控制器的控制参数随系统变化的, PI控制器的控制参数由滑模控制器来正定, 这样做可以实时根据直流侧的变化来调整PI控制参数, 从而满足系统对直流侧电压动态和稳态性能的要求。滑模PI控制器的输出作为电流内环的电流参考值 i_{fd_ref} , 接下来主要研究滑模PI控制器, 主要包括滑模面的设计和滑模控制器的可达性。

[0026] 滑模PI控制器的设计主要有两个目的: 1) 在负载突变和参考电压跳变时, 直流侧电压能够保持足够的响应速度; 2) 在直流侧电压稳定控制能够具有良好的鲁棒性能。APF直流侧的控制器主要是用于电压的稳定控制, 其控制自由度变量采用直接变量直流侧总电压 U_{dc} , 这样可以直接对控制量进行控制; 根据选取滑模面的原则, 可定义直流侧电压的滑模控制面为:

$$[0027] \quad S = k(U_{dc_ref} - U_{dc}) + \frac{d(U_{dc_ref} - U_{dc})}{dt} \quad (5)$$

[0028] 式中 k 为正常数。

[0029] 滑模控制器的输出用于确定PI控制器参数, 其形式与传统PI控制器类似, 基于传统PI控制器可直接得出基于滑模控制的PI控制器:

$$[0030] \quad C_{SMC_PI}(s) = \frac{k_{sp}s + k_{si}}{s} \quad (6)$$

[0031] 式中 k_{sp} , k_{si} 为PI控制器的参数, 它们是由滑模控制器按照所设计的滑模面来决定其值的大小, 其主要特点是根据系统的变化而得到较合适的PI控制参数。利用式直流侧电压的传递函数和滑模PI控制器表达式可以得到直流侧电压的动态闭环函数:

$$[0032] \quad \frac{u_{dc}(s)}{u_{dc_ref}(s)} = \frac{R_c k_{si} s + R_c k_{sk}}{R_c C s^2 + (1 + R_c) s + R_c k_{si}} = \frac{b k_{sp} (s + k_{si}/k_{sp})}{s^2 + (a + b k_{sp}) s + b k_{si}} \quad (7)$$

[0033] 其中 $a = 1/R_{dc}C$, $b = 1/C$ 。

[0034] 为保证直流侧电压的稳定控制, 根据直流侧电压的动态闭环函数可以得到一下关系式:

$$[0035] \quad \begin{cases} a + b k_{sp} > 0 \\ b k_{si} > 0 \end{cases} \quad (8)$$

[0036] 为使式(8)成立, 根据滑模面(5)设计PI控制器的控制参数输出函数:

$$[0037] \quad \begin{cases} k_{sp} = [(1 + \operatorname{sgn}(s))k_{p+} - (1 - \operatorname{sgn}(s))k_{p-}] + k_{av_p} \\ k_{si} = [(1 + \operatorname{sgn}(s))k_{i+} - (1 - \operatorname{sgn}(s))k_{i-}] + k_{av_i} \end{cases} \quad (9)$$

[0038] 式中控制参数 k_{p+} 、 k_{p-} 、 k_{i+} 、 k_{i-} 都为正数,这些控制参数是在满足PI控制输出特性下的整定结果,它们可以按照标准PI控制器的方法来进行整定,例如采用根轨迹法等;同时为消除系统在滑模控制面附近产生的直流电压波动,分别在PI控制器的微分和积分参数加上正参数 k_{av_p} 、 k_{av_i} ,从消除由滑模面抖振造成直流侧电压的波动问题,其中 $\operatorname{sgn}(s)$ 为饱和函数:

$$[0039] \quad \operatorname{sgn}(s) = \begin{cases} 1, s > 0 \\ -1, s < 0 \end{cases} \quad (10)$$

[0040] 在滑模控制器的滑模面邻域内,基于滑模控制器的系统将于有限时间到达切换面,则意味着滑模模态存在,滑动模态存在是滑模变结构控制器应用的前提,通常选取的李亚普诺夫函数为:

$$[0041] \quad V(e_{dc}) = \frac{e_{dc}^2}{2} \quad (11)$$

[0042] 并对时间求导得:

$$[0043] \quad \dot{V}(e_{dc}) = e_{dc} \dot{e}_{dc} = e_{dc} (-ke_{dc}) = -ke_{dc}^2 < 0 \quad (12)$$

[0044] 式中 k 为正常数,且 e_{dc}^2 大于零,上式小于零恒成立则证明了所设计滑模控制器的稳定性。

[0045] 滑模控制器在滑模面领域内的抖振是难以避免的,为消除系统在滑模控制面领域产生的直流电压波动,分别在PI控制器的微分和积分参数加上正参数 k_{av_p} 、 k_{av_i} ,从消除由滑模面抖振造成直流侧电压的波动问题。当 $S > 0$ 时, $k_{sp} = 2k_{p+} + k_{av_p}$, $k_{si} = 2k_{i+} + k_{av_i}$;当 $S < 0$ 时, $k_{sp} = 2k_{p-} + k_{av_p}$, $k_{si} = 2k_{i-} + k_{av_i}$ 。

[0046] 步骤3中,基于数字PI控制和重复控制的内环复合控制主要由两部分并联组成:1) PI控制器。对谐波指令值与实际值间的差值进行调制,改善APF系统的动态性能。2) 重复控制器。消除系统周期性跟踪误差,提高谐波补偿电流指令的控制精度。由于PI调节是基于开关周期的,而重复控制是基于基波周期,因此两者在时间上是解耦的。

[0047] 电流环所采用的的PI控制器的控制表达式为:

$$[0048] \quad u(t) = K_p e + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e dt \quad (12)$$

[0049] 式中, K_p 为比例调节系数, T_i 为积分时间常数, e 为误差信号。在PI控制系统中,比例部分的作用是及时响应系统的误差,积分部分的作用是消除系统的静态误差,改善系统的静态特性。但是PI控制对APF中的电流指令信号很难做到无静差跟踪,达不到控制要求。

[0050] 经过推导,我们可以得出dq0轴电压到电流的传递函数为:

$$[0051] \quad G_i(s) = \frac{I_d(s)}{U_d(s)} = \frac{I_q(s)}{U_q(s)} = \frac{I_0(s)}{U_0(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (13)$$

[0052] 下面以d轴电流为例,介绍采用PI控制的电流环控制器的设计。根据PI控制器表达式以及电压到电流的传递函数,可得连续域PI控制电流环的开环和闭环传递函数:

$$[0053] \quad G_{io}(s) = PI(s)G_i(s) = \frac{K_p(T_1s+1)}{T_1s(Ls+R)} \quad (14)$$

$$[0054] \quad G_{ic}(s) = \frac{G_{io}(s)}{1+G_{io}(s)} = \frac{K_p}{L} \frac{s+1/T_1}{s^2 + (K_p/L + R/L)s + K_p/(LT_1)} \quad (15)$$

[0055] 由闭环传递函数可知,电流闭环控制是一个典型的二阶系统,消去零极点简化控制器的设计可得简化后的电流环开环和闭环传递函数:

$$[0056] \quad G_{io}(s) = \frac{K_p}{Ls} \quad (17)$$

$$[0057] \quad G_{ic}(s) = \frac{1}{1+(L/K_p)s} = \frac{1}{1+\tau s} \quad (18)$$

[0058] 式中 $\tau=L/K_p$ 。

[0059] 重复控制是基于内模原理的高稳态精度控制方法,被广泛用在各种需要实现高精度控制的场合。重复控制器的设计难点在于补偿器的设计,补偿器的作用是对系统进行校正,使系统在低频段衰减为0,在高频段能快速衰减。设补偿器为:

$$[0060] \quad S(z) = k_r z^k F_1(z) F_2(z) \quad (19)$$

[0061] 其中 k_r 为重复控制增益,设置为1。 $F_1(z)$ 为平均值滤波器,其表达式为:

$$[0062] \quad F_1(z) = \frac{z+1}{2z} \quad (20)$$

[0063] $F_2(z)$ 为二阶低通滤波器; z^k 为超前环节,取 $k=3$ 。

[0064] 步骤4中,直流侧上下电容电压差值只与零轴电流相关,采用控制零轴电流的方式达到控制上下电容电压平衡的控制要求。直流侧上下电容电压差值到零轴的传递函数为:

$$[0065] \quad G_0(s) = \frac{U_{dc1}(s) - U_{dc2}(s)}{I_0(s)} = \frac{\sqrt{3}}{Cs} \quad (21)$$

[0066] 因为存在分压电阻且上下电容大小相等,上下电容电压差值很小,采用简单PI控制就能达到中点电位平衡的要求。令电流内环闭环传递函数为 $G_{ic}(s)$,则采用零极点对消法简化后的直流侧上下电容电压平衡控制开环传递函数为:

$$[0067] \quad G_{v20}(s) = PI(s)G_{ic}(s)G_0(s) = \frac{\sqrt{3}K_p}{Cs} \quad (22)$$

[0068] 步骤5中,空间矢量调制(SVPWM)基于平均等效原理,在一个开关周期内对基本电压矢量加以组合,使其平均值与给定的电压矢量相等。将指令电压信号 U_{dq0} 经坐标变换,得到含有相位信息的指令信号 $U_{\alpha\beta}$,根据指令信号 $U_{\alpha\beta}$ 判断指令空间矢量所在扇区,确定开关周期所使用的基本空间矢量,进而确定基本空间矢量作用时间以及切换点时间,调制出SVPWM开关脉冲信号,控制APF装置,输出补偿谐波电流。

[0069] 本发明一种三相四线制并联APF双闭环非线性复合控制方法,技术效果如下:

[0070] 1:针对三线制分裂电容式有源电力滤波器,通过滑模控制器来确定PI控制器参数,提高负载突变和参考电压跳变时的稳态精度和响应速度,降低直流侧功率损耗以保证并联有源滤波器的补偿能力;通过重复控制器弥补系统低带宽导致的低稳态精度,实现对时变指令信号的无静差跟踪,提高谐波补偿电流指令的跟踪控制精度。

[0071] 2:该新型双闭环非线性复合控制方法中的外环滑模PI复合控制算法能提高直流

侧电压的稳态性能和响应速度,有效减小电压波动。

[0072] 3:重复PI非线性控制算法能够实现电流信号的无静差跟踪,提高谐波补偿电流指令的跟踪控制精度。

附图说明

- [0073] 图1为三相四线制并联APF新型双闭环非线性复合控制方法流程图。
 [0074] 图2为三相四线分裂电容式并联型APF主电路拓扑图。
 [0075] 图3为三相四线并联APF新型双闭环非线性复合控制方法总体控制图。
 [0076] 图4为电压外环滑模PI复合控制框图。
 [0077] 图5为电流内环重复PI复合控制框图。
 [0078] 图6为中点电位平衡PI控制框图。
 [0079] 图7为空间矢量扇区分布图。
 [0080] 图8(a)为PI控制器的动态过程实验波形图。
 [0081] 图8(b)为滑模PI控制器的动态过程实验波形图。
 [0082] 图9(a)为PI控制器的稳态电流波形图。
 [0083] 图9(b)为重复PI控制器的稳态电流波形图。
 [0084] 图10(a)为PI控制器的谐波分析图。
 [0085] 图10(b)为重复PI控制器的谐波分析图。

具体实施方式

[0086] 下面结合实施例及附图,对本发明做进一步地详细说明,但本发明的实施方式不限于此。

[0087] 图1三相四线制并联APF新型双闭环非线性复合控制方法流程图。

[0088] 一种三相四线制并联APF双闭环非线性复合控制方法,具体步骤为:

[0089] 步骤(1):检测电源电压 $U_{s(abc)}$ 、电源侧电流 $I_{s(abc)}$ 、负载侧电流 $I_{L(abc)}$ 、APF补偿电流 $I_{f(abc)}$ 和直流侧上下电容电压 U_{dc1} 、 U_{dc2} 。

[0090] 步骤(2):将直流侧上下电容电压之和 U_{dc} ($U_{dc} = U_{dc1} + U_{dc2}$)与直流侧参考电压值 U_{dc_ref} 作比较,得出误差信号,此误差信号经过滑模PI控制器得到电流内环指令电流 $I_{ref(dq0)}$ 。

[0091] 步骤(3):将步骤(1)中检测的负载侧电流 $I_{L(abc)}$ 经 i_p-i_q 电流检测算法得到dq坐标系下谐波指令电流 $I_{h(dq0)}$,将谐波指令电流 $I_{h(dq0)}$ 与步骤(2)中得到电流内环指令电流 $I_{ref(dq0)}$ 配合,得到最终的指令电流 $I_{ref(dq0)}^*$,将指令电流 $I_{ref(dq0)}^*$ 配合步骤(1)中dq坐标系下PAF补偿电流 $I_{f(dq0)}$ 输入重复PI控制器得到输出电压指令信号 U_{dq0} 。

[0092] 步骤(4):将步骤(1)中检测的直流侧上下电容电压 U_{dc1} 、 U_{dc2} 输入中点电位平衡PI控制器,得到电压平衡因子 f 。

[0093] 步骤(5):将步骤(1)中检测的电源电压经过锁相环系统得到系统相位信息,再将所得相位信息、步骤(3)中输出的电压指令信号 U_{dq0} 与步骤(4)中得到的电压平衡因子 f 送入SVPWM模块,产生开关脉冲信号,控制APF装置,输出补偿谐波电流。

[0094] 步骤(6):下一工作周期检测电源输入侧电流谐波含量是否为0,若此时电流谐波

含量不为0则返回第步骤(1),重复步骤(1)。

[0095] 图2是三相四线分裂电容式并联型APF主电路拓扑图。

[0096] 图中 U_{sk} ($k=a,b,c$)为三相接入点电压; U_{kN} ($k=a,b,c$)为三相各桥臂中点电位; I_{sk} ($k=a,b,c$)、 I_{lk} ($k=a,b,c$)、 I_{fk} ($k=a,b,c$)分别为电源输入电流、负载电流和补偿电流; R 为线路及电感的等效电阻; L 为平波电感; C_1 、 C_2 为直流侧上下电容, $C_1=C_2=C$,电容两端电压为 U_{dc1} 和 U_{dc2} ; R_1 、 R_2 为均压电阻, $R_1=R_2=R_c$ 。

[0097] 为简化并联APF控制系统的设计,设开关处于理想状态,忽略开关参数的影响;同时采用同步旋转坐标变换,将abc坐标系下的强耦合高阶系统模型变换到dq0坐标系的低阶系统模型。设 U_{si} ($i=d,q,0$)为dq0坐标系下接入点电压, S_i ($i=d,q,0$)为dq0坐标系下并联APF桥臂导通开关函数, I_{fi} ($i=d,q,0$)为dq0坐标系下并联APF补偿电流,则并联APF的数学模型为:

$$[0098] \begin{cases} L \frac{dI_{fd}}{dt} = U_{sd} - RI_{fd} - S_d(U_{dc1} + U_{dc2}) + L\omega I_{fq} \\ L \frac{dI_{fq}}{dt} = U_{sq} - RI_{fq} - S_q(U_{dc1} + U_{dc2}) - L\omega I_{fd} \\ L \frac{dI_{f0}}{dt} = U_{s0} - RI_{f0} - S_0(U_{dc1} + U_{dc2}) \\ C \frac{dU_{dc1}}{dt} = S_d I_{fd} + S_q I_{fq} + S_0 I_{f0} - \frac{U_{dc1}}{R_1} \\ C \frac{dU_{dc2}}{dt} = S_d I_{fd} + S_q I_{fq} + S_0 I_{f0} - \frac{U_{dc2}}{R_2} - \sqrt{3} I_{f0} \end{cases}$$

[0099] 式中, I_{fd} 、 I_{fq} 、 I_{f0} 为dq0坐标系下补偿电流; U_{sd} 、 U_{sq} 、 U_{s0} 为dq0坐标系下电源电压; U_{dc1} 、 U_{dc2} 为直流侧上下电容电压, $C_1=C_2=C$; S_d 、 S_q 、 S_0 为dq0坐标系下并联APF桥臂导通开关函数; R_1 、 R_2 为直流侧均压电阻; R 为线路及电感的等效电阻; L 为平波电感。

[0100] 图3是三相四线并联APF新型双闭环非线性复合控制方法总体控制图。

[0101] 如图3所示,本发明提出的三相四线制分裂电容式并联APF的一种新型双闭环非线性复合控制方法分别应用于电压外环控制和电流内环控制。电压外环采用新型滑模PI控制器,其控制原理与传统PI控制相似,不同之处在于:滑模PI控制器的控制参数随系统变化的,PI控制器的控制参数由滑模控制器来正定,这样做可以实时根据直流侧的变化来调整PI控制参数,从而满足系统对直流侧电压动态和稳态性能的要求。滑模PI控制器的输出作为电流内环的电流参考值 $I_{ref(dq0)}$,电流内环采用新型重复PI控制器,其控制原理与内环传统PI控制相似,不同之处在于:重复PI控制器中的补偿器能够对系统经行校正,使系统在低频段衰减为0,在高频段快速衰减,从而实现时对变指令信号的无静差跟踪,提高谐波补偿电流指令的跟踪控制精度。通过检测电网电压、电源侧电流、负载侧电流和APF输出的出场电流以及直流侧上下电容电压等信号,采用本发明提出的新型双闭环非线性复合控制方法,得到APF装置中各个控制器件的触发信号,驱动各个控制器件,进而控制APF装置输出期望的谐波补偿电流,同时维持直流侧电容电压平衡,并且稳定在设定值。图中, $U_{s(abc)}$ 为三相电源电压; R 为线路及电感的等效电阻; L 为平波电感; C_1 、 C_2 为直流侧上下电容,电容两端电压为 U_{dc1} 和 U_{dc2} ; U_{dc_ref} 为直流侧电压参考值; R_1 、 R_2 为均压电阻; $I_{f(dq0)}$ 为dq坐标系下APF输出补偿电流; $I_{ref(dq0)}$ 为电压外环输出的电流内环电流参考值; U_{dq0} 为电流内环输出的电压指令

信号。

[0102] 图4是直流侧电压的滑模PI复合控制框图。

[0103] 在APF正常工作状态仅补偿谐波电流和无功电流,为简化推导过程,令q轴电流为零,则利用d轴电流推导有源滤波器直流侧电压的传递函数为:

$$[0104] \quad G_{dc}(s) = \frac{U_{dc1}(s)}{I_d(s)} = \frac{U_{dc2}(s)}{I_d(s)} = \frac{R_c}{R_c Cs + 1}$$

[0105] 式中, $G_{dc}(s)$ 为直流侧d轴电压的传递函数; $U_{dc1}(s)$ 和 $U_{dc2}(s)$ 为上下电容两端电压的拉斯形式; $I_d(s)$ 为d轴电流的拉普拉斯形式; $R_1=R_2=R_c$ 为直流侧上下均压电阻。

[0106] 直流侧电容 $C_1=C_2=C=4000\mu\text{F}$,电阻 $R_c=10\Omega$,则:

$$[0107] \quad G_{dc}(s) = \frac{U_{dc1}(s)}{I_d(s)} = \frac{U_{dc2}(s)}{I_d(s)} = \frac{R_c}{R_c Cs + 1} = \frac{1}{4 \times 10^{-2} \times (2.5 + s)} = \frac{25}{2.5 + s}$$

[0108] 根据变流器传统双闭环控制器的设计思路,令电流闭环传递函数为 $G_{ic}(s)$,直流侧电压的滑模PI复合控制框图如图4所示。由于电压外环响应速度远小于电流内环响应速度,将电流内环用常数代替从而简化直流侧电压PI控制器的设计过程,则得到电压外环开环传递函数为:

$$[0109] \quad G_{v1o} = PI(s)G_{ic}(s)G_{v1}(s) = \frac{K_p(T_v s + 1)R_c}{T_v s(R_c Cs + 1)}$$

[0110] 式中 $T_v=R_c C$; G_{v1o} 为电压外环开环传递函数; $PI(s)$ 为电压外环的控制函数;

[0111] $G_{ic}(s)$ 为电流闭环传递函数; $G_{v1}(s)$ 为有源滤波器直流侧电压的传递函数; R_c 为直流均压电阻; C 为直流侧电容; s 为拉普拉斯变量因子; K_p 为电压外环控制参数。

[0112] 该系统是一个典型的二阶系统,消去零极点简化控制器的设计得到闭环传递函数:

$$[0113] \quad G_{v1c} = \frac{G_{v1o}}{1 + G_{v1o}} = \frac{1}{1 + (C/K_p)s} = \frac{1}{1 + \tau s}$$

[0114] 式中 $\tau=C/K_p$, G_{v1c} 为为电压外环闭环传动函数; G_{v1o} 为电压外环开环传动函数; K_p 为电压外环控制参数; C 为直流侧电容; s 为拉普拉斯变量因子。

[0115] 外环控制参数为 $K_p=1.5$, $K_I=3$,直流侧电容 $C_1=C_2=C=4000\mu\text{F}$,电阻 $R_c=10\Omega$,则:

$$[0116] \quad G_{v1o} = PI(s)G_{ic}(s)G_{v1}(s) = \frac{K_p(T_v s + 1)R_c}{T_v s(R_c Cs + 1)} = \frac{K_p}{Cs} = \frac{1.5}{0.004s};$$

$$[0117] \quad G_{v1c} = \frac{G_{v1o}}{1 + G_{v1o}} = \frac{1}{1 + (C/K_p)s} = \frac{1}{1 + \tau s} = \frac{750}{750 + s}。$$

[0118] 滑模控制器的输出用于确定PI控制器参数,其形式与传统PI控制器类似,基于传统PI控制器可直接得出基于滑模控制的PI控制器:

$$[0119] \quad C_{SMC_PI}(s) = \frac{k_{sp}s + k_{si}}{s}$$

[0120] 式中 $C_{SMC_PI}(s)$ 为基于滑模控制的PI控制器的传递函数; s 为拉普拉斯变量因子; k_{sp} , k_{si} 为PI控制器的参数,它们是由滑模控制器按照所设计的滑模面来决定其值的大小,

其主要特点是根据系统的变化而得到较合适的PI控制参数。利用直流侧电压的传递函数和基于滑模控制的PI控制器可以得到直流侧电压的动态闭环函数：

$$[0121] \quad \frac{U_{dc}(s)}{U_{dc_ref}(s)} = \frac{bk_{sp}(s+k_{si}/k_{sp})}{s^2 + (a+bk_{sp})s + bk_{si}}$$

[0122] 式中， $U_{dc}(s)$ 为直流侧电压的拉普拉斯形式； $U_{dc_ref}(s)$ 为直流侧参考电压的拉普拉斯形式； s 为拉普拉斯变量因子； k_{sp} , k_{si} 为PI控制器的参数； $a=1/R_cC$, $b=1/C$, a 为电阻 R_c 与电容 C 乘积的倒数， b 为电容 C 的倒数， C 为直流侧电容。

[0123] 为保证直流侧电压的稳定控制，根据直流侧电压的动态闭环函数可以得到一下关系式：

$$[0124] \quad \begin{cases} a+bk_{sp} > 0 \\ bk_{si} > 0 \end{cases}$$

[0125] 式中， k_{sp} , k_{si} 为PI控制器的参数； $a=1/R_cC$, $b=1/C$, a 为电阻 R_c 与电容 C 乘积的倒数， b 为电容 C 的倒数， C 为直流侧电容。

[0126] 为使上式成立，根据滑模面设计PI控制器的控制参数输出函数：

$$[0127] \quad \begin{cases} k_{sp} = [(1+\text{sgn}(s))k_{p+} - (1-\text{sgn}(s))k_{p-}] + k_{av_p} \\ k_{si} = [(1+\text{sgn}(s))k_{i+} - (1-\text{sgn}(s))k_{i-}] + k_{av_i} \end{cases}$$

[0128] 式中 k_{sp} , k_{si} 为PI控制器的参数； k_{p+} , k_{p-} , k_{i+} , k_{i-} 为控制参数，且都为正数； k_{av_p} , k_{av_i} 为在PI控制器的微分和积分参数加上的正参数。

[0129] 基于滑模PI复合控制策略的控制参数为 $k=100$, $k_{p+}=0.035$, $k_{p-}=0.027$, $k_{i+}=3.125$, $k_{i-}=0.92$, $k_{av_p}=0.23$, $k_{av_i}=3.25$ ，则：

$$[0130] \quad \begin{cases} k_{sp} = [(1+\text{sgn}(s))k_{p+} - (1-\text{sgn}(s))k_{p-}] + k_{av_p} = 0.238 + 0.062\text{sgn}(s) \\ k_{si} = [(1+\text{sgn}(s))k_{i+} - (1-\text{sgn}(s))k_{i-}] + k_{av_i} = 5.455 + 4.045\text{sgn}(s) \end{cases}$$

[0131] 传统PI控制器实现比较简单，但控制参数固定；在负载突变和参考给定电压变化时，PI控制器不能满足系统对稳态性能和动态性能的要求，直流侧电压不能及时稳定控制会造成有源滤波器的补偿效果降低等问题。

[0132] 图5是电流内环重复PI控制框图。

[0133] 基于数字PI控制和重复控制的内环复合控制主要由两部分并联组成：1) PI控制器。对谐波指令值与实际值间的差值进行调制，改善APF系统的动态性能。2) 重复控制器。消除系统周期性跟踪误差，提高谐波补偿电流指令的控制精度。由于PI调节是基于开关周期的，而重复控制是基于基波周期，因此两者在时间上是解耦的。

[0134] 电流环所采用的PI控制器的控制表达式为：

$$[0135] \quad u(t) = K_p e + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e dt$$

[0136] 式中， K_p 为比例调节系数， T_i 为积分时间常数， e 为误差信号。在PI控制系统中，比例部分的作用是及时响应系统的误差，积分部分的作用是消除系统的静态误差，改善系统的静态特性。但是PI控制对APF中的电流指令信号很难做到无静差跟踪，达不到控制要求。

[0137] 下面以d轴电流为例，介绍采用PI控制的电流环控制器的设计。根据PI控制器表达式以及电压到电流的传递函数，可得连续域PI控制电流环的开环和闭环传递函数：

$$[0138] \quad G_{io}(s) = PI(s)G_i(s) = \frac{K_p(T_I s + 1)}{T_I s(Ls + R_c)}$$

$$[0139] \quad G_{ic}(s) = \frac{G_{io}(s)}{1 + G_{io}(s)} = \frac{K_p}{L} \frac{s + 1/T_I}{s^2 + (K_p/L + R/L)s + K_p/(LT_I)}$$

[0140] 式中, $G_{io}(s)$ 为电流开环函数, $G_{ic}(s)$ 电流闭环函数, L 为输入侧等效电感, R 为线路等效电阻, s 为拉普拉斯变量因子, T_I 为积分时间常数, K_p 为微分参数。

[0141] 由闭环传递函数可知, 电流闭环控制是一个典型的二阶系统, 采用PI控制器零点和控制对象极点的零极点对消法, 令 $K_p/(K_p + K_I) = 0.9902$, 可将高阶系统降阶为一个二阶系统。按照最优二阶模型和内环宽带要求取 $\xi = 0.707$, 数字PI调节器的比例和积分系数分别设置为 $K_p = 1.55$, $K_I = 0.025$ 转化为z域后的电流环开环和闭环传递函数:

$$[0142] \quad G_{io}(z) = \frac{0.1966(K_p + K_I)}{z^2 - z} = \frac{0.3096}{z^2 - z}$$

$$[0143] \quad G_{ic}(z) = \frac{0.1966(K_p + K_I)}{z^2 - z + 0.1966(K_p + K_I)} = \frac{0.3096}{z^2 - z + 0.3096}$$

[0144] 重复控制是基于内模原理的高稳态精度控制方法, 被广泛用在各种需要实现高精度控制的场合。图5中, 取 $Q(z) = 0.98$ 。重复控制器的设计难点在于补偿器的设计, 补偿器的作用是对系统进行校正, 使系统在低频段衰减为0, 在高频段能快速衰减。设补偿器 $S(z)$ 为:

$$[0145] \quad S(z) = k_r z^k F_1(z) F_2(z)$$

[0146] 其中 k_r 为重复控制增益, 设置为1; z^k 为超前环节, 取 $k = 3$; $F_1(z)$ 为平均值滤波器, 其表达式为:

$$[0147] \quad F_1(z) = \frac{z + 1}{2z}$$

[0148] $F_2(z)$ 为二阶低通滤波器, 在设计中系统截止频率为2KHz, 阻尼比 $\xi = 0.707$, 系统采样频率为9.6KHz, 采用零阶保持离散化得:

$$[0149] \quad F_2(z) = \frac{0.4215z + 0.2291}{z^2 - 0.5186z + 0.1692}$$

[0150] 图6是中点电位平衡PI控制框图。

[0151] 直流侧上下电容电压差值只与零轴电流相关, 采用控制零轴电流的方式达到控制上下电容电压平衡的控制要求。直流侧上下电容电压差值到零轴的传递函数为:

$$[0152] \quad G_0(s) = \frac{U_{dc1}(s) - U_{dc2}(s)}{I_0(s)} = \frac{\sqrt{3}}{Cs}$$

[0153] 因为存在分压电阻且上下电容大小相等, 上下电容电压差值很小, 采用简单PI控制就能达到中点电位平衡的要求。令电流内环闭环传递函数为 $G_{ic}(s)$, 则采用零极点对消法简化后的直流侧上下电容电压平衡控制开环传递函数为:

$$[0154] \quad G_{v20}(s) = PI(s)G_{ic}(s)G_0(s) = \frac{\sqrt{3}K_p}{Cs}$$

[0155] 式中, $G_{v20}(s)$ 为直流侧上下电容电压平衡控制开环传递函数; $G_0(s)$ 为直流侧上下电容电压差值到零轴的传递函数, $G_{ic}(s)$ 电流闭环函数, $PI(s)$ 控制器函数; K_p 为控制参数; s

为拉普拉斯变量因子;C为直流侧电容。

[0156] 中点电位平衡PI控制与电压外环PI控制相似,比较两者闭环传递可知,只需将控制中点电位平衡的 K_P 、 K_I 取电压外环控制参数的 $\sqrt{3}/3$ 即可达到控制要求,即取: $K_P=0.866$ 、 $K_I=1.732$,则有:

$$[0157] \quad G_{v20}(s) = PI(s)G_{ic}(s)G_o(s) = \frac{\sqrt{3}K_p}{C_s} = \frac{1.5}{0.004s}$$

[0158] 图7是空间矢量扇区分布图。

[0159] 空间矢量调制(SVPWM)按照最近矢量合成原则,在一个开关周期内对基本电压矢量加以组合,使其合成值与参考给定的电压矢量相等。将指令电压信号 U_{dq0} 经坐标变换,得到含有相位信息的指令信号 $U_{\alpha\beta}$,根据指令信号 $U_{\alpha\beta}$ 判断指令空间矢量所在扇区,确定开关周期所使用的基本空间矢量,进而确定基本空间矢量作用时间以及切换点时间,调制出SVPWM开关脉冲信号,控制APF装置,输出补偿谐波电流。

[0160] 根据实验结果对比分析,从图8(a)与图8(b)可以得出,图8(b)为采用基于滑模PI控制器的并联APF不仅使直流侧电压控制具有良好的动态性能,而且在系统稳定运行时仍能保证良好的稳态补偿性能,克服了传统固定参数PI直流侧电压控制器不能同时兼顾动态和稳态性能的不足,滑模PI器结构简单,实现容易且计算量小,快速性好,鲁棒性强,实现并联APF系统的优化控制。

[0161] 利用示波器对两种控制方法下的补偿后电流进行测量比较如图9(a)与图9(b)所示,图9(b)为复合PI控制器的补偿电流波形,基于复合PI控制器的补偿电流的具有较好的稳态补偿性能,相比PI控制器的补偿电流,补偿后电流正弦化程度高,波形更为平滑;从补偿后电流的实验结果可以分析,采用复合PI控制器能显著提高谐波指令电流的跟踪精度,能有效的补偿谐波电流,降低电源电流的THD。

[0162] 为进一步分析采用两种控制器的三相补偿电流谐波含量,采用电能质量分析仪给出两种控制器下的补偿电流谐波含量,图10(a)为PI控制器的三相补偿电流谐波分析,终补偿后的电源电流THD值最小为14.80%;图10(b)为复合PI控制器的三相补偿电流谐波分析,终补偿后的电源电流THD值最大为5.21%;经过比较可以得出:采用复合PI控制器能显著提高谐波指令电流的跟踪精度,能有效的补偿谐波电流,降低电源电流的THD。

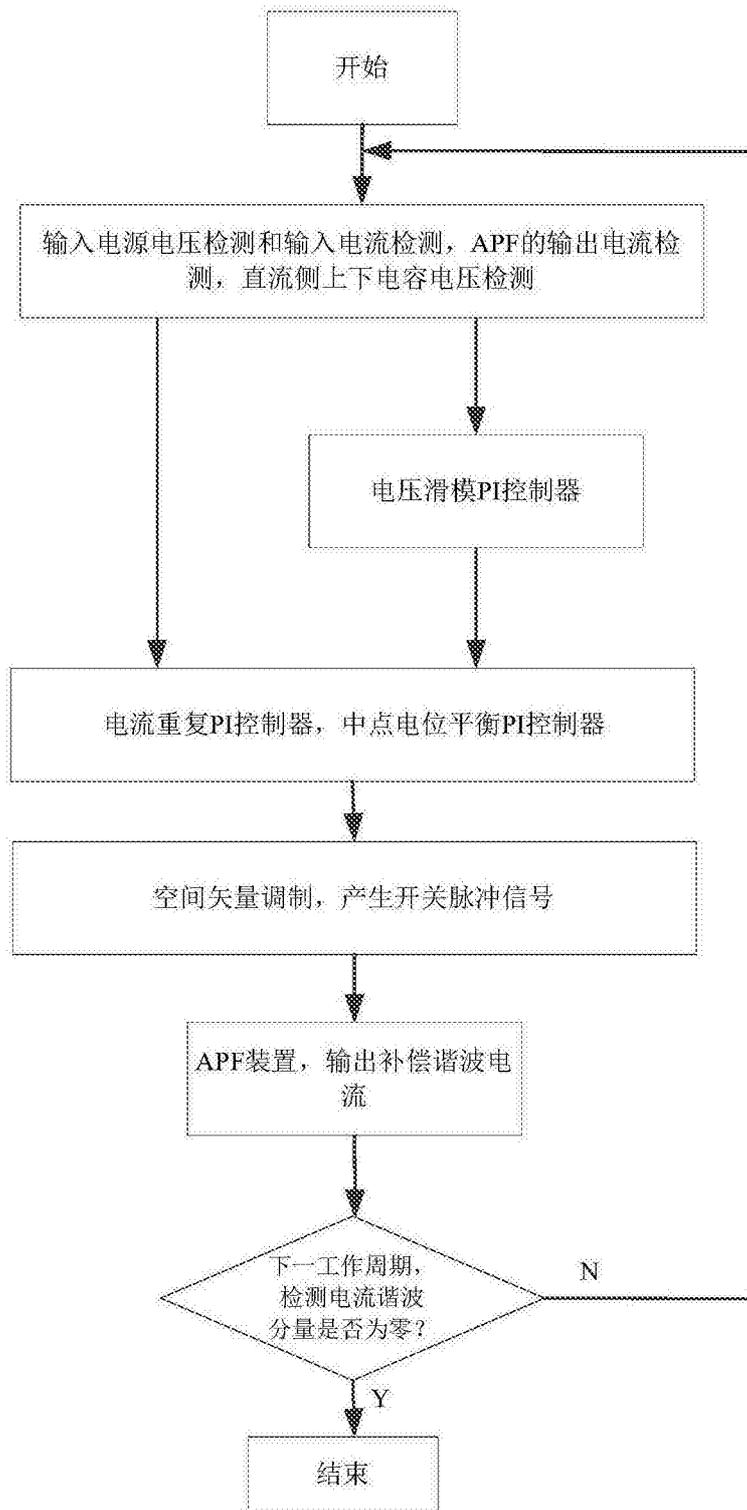


图1

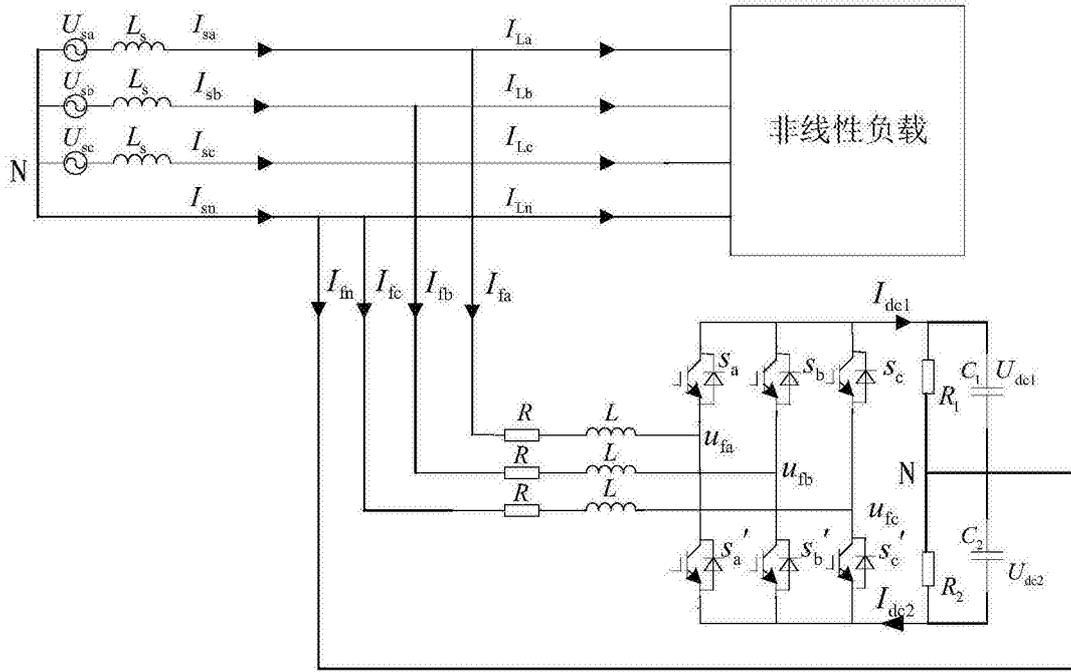


图2

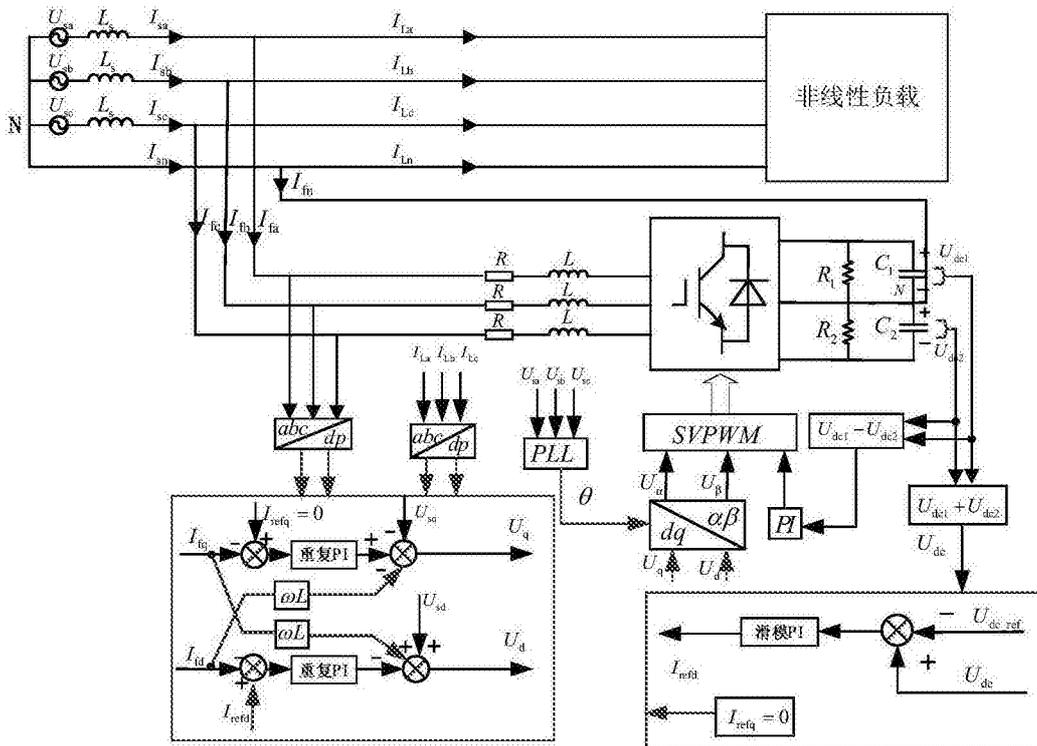


图3

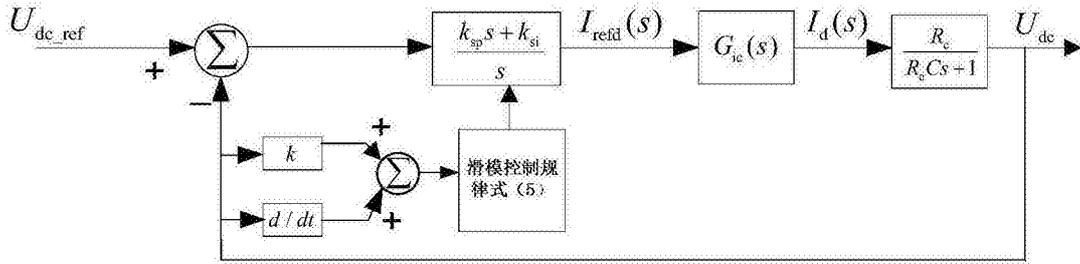


图4

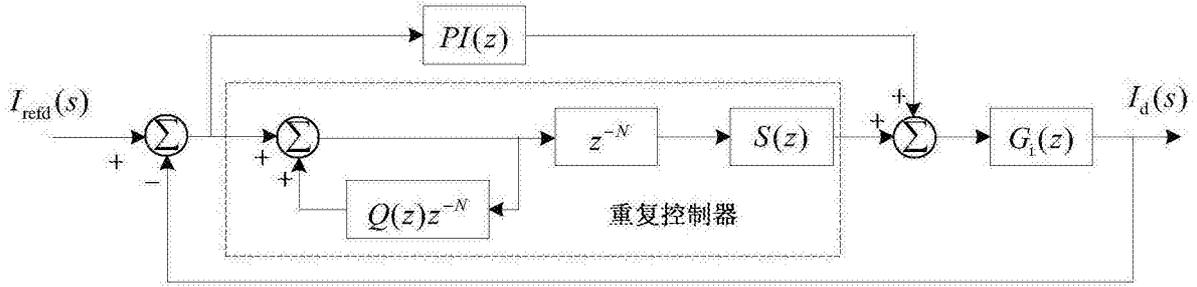


图5

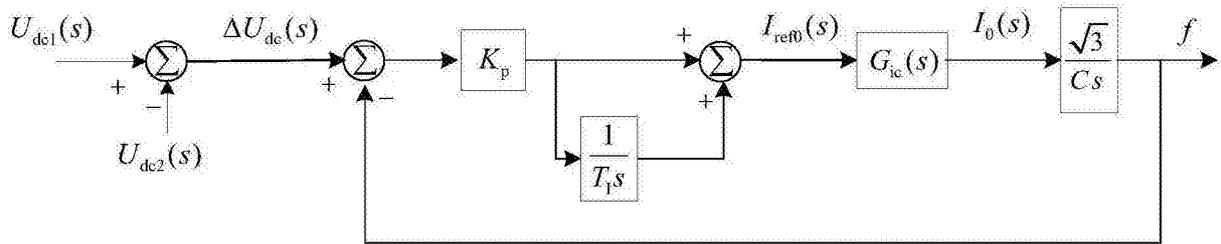


图6

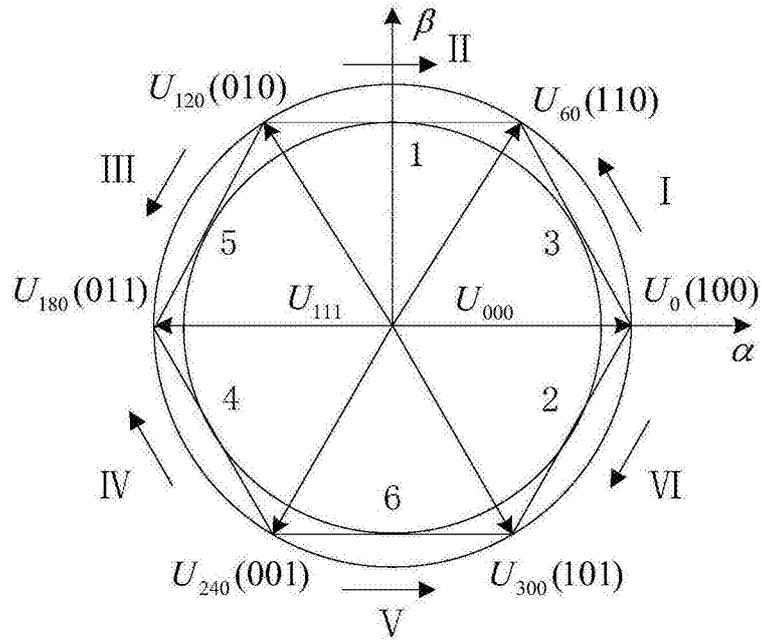


图7

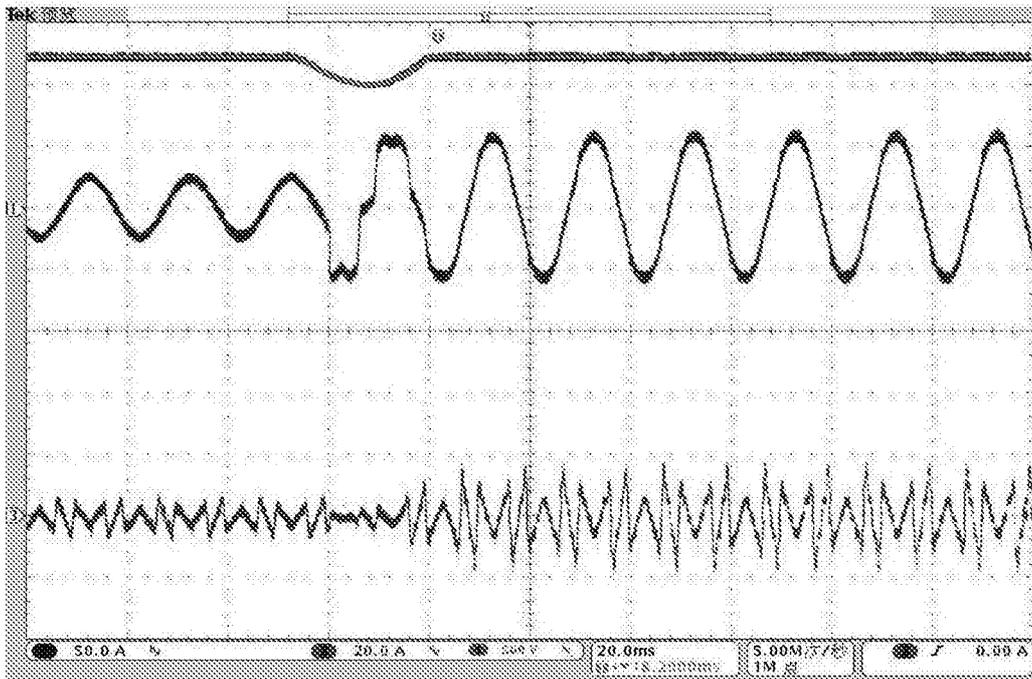


图8(a)

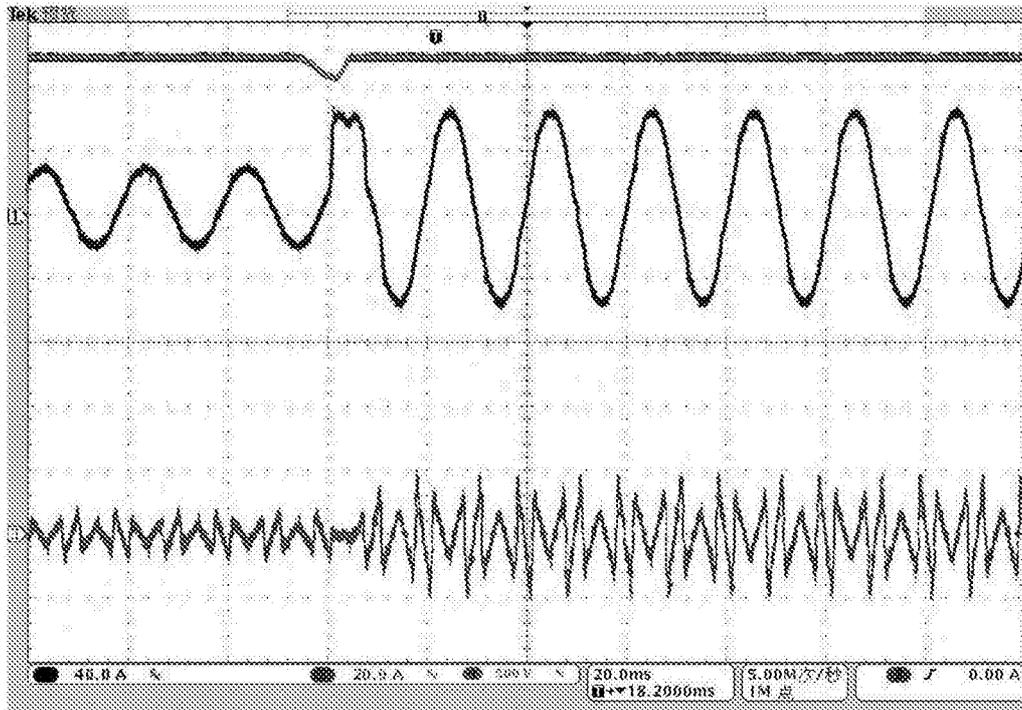


图8 (b)

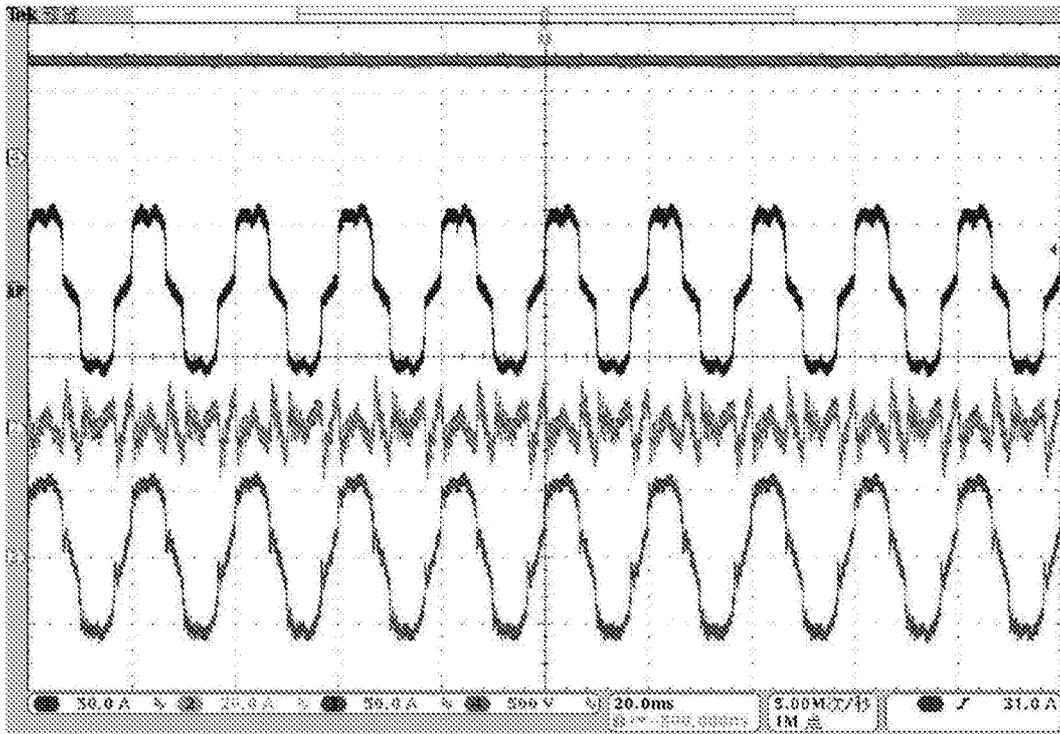


图9 (a)

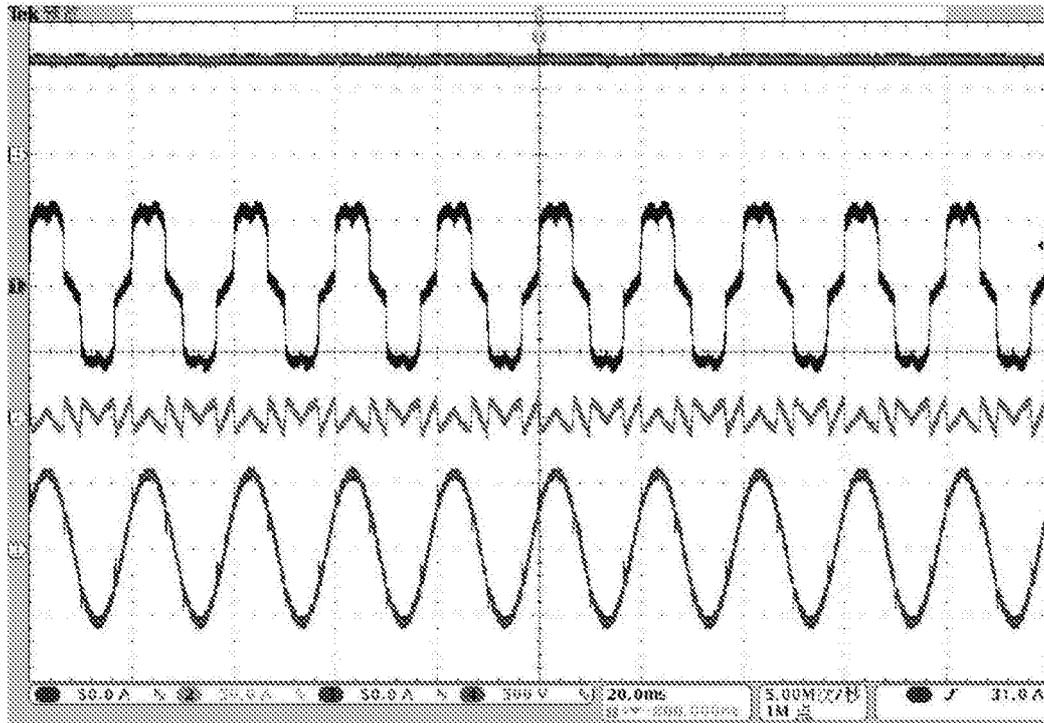


图9 (b)

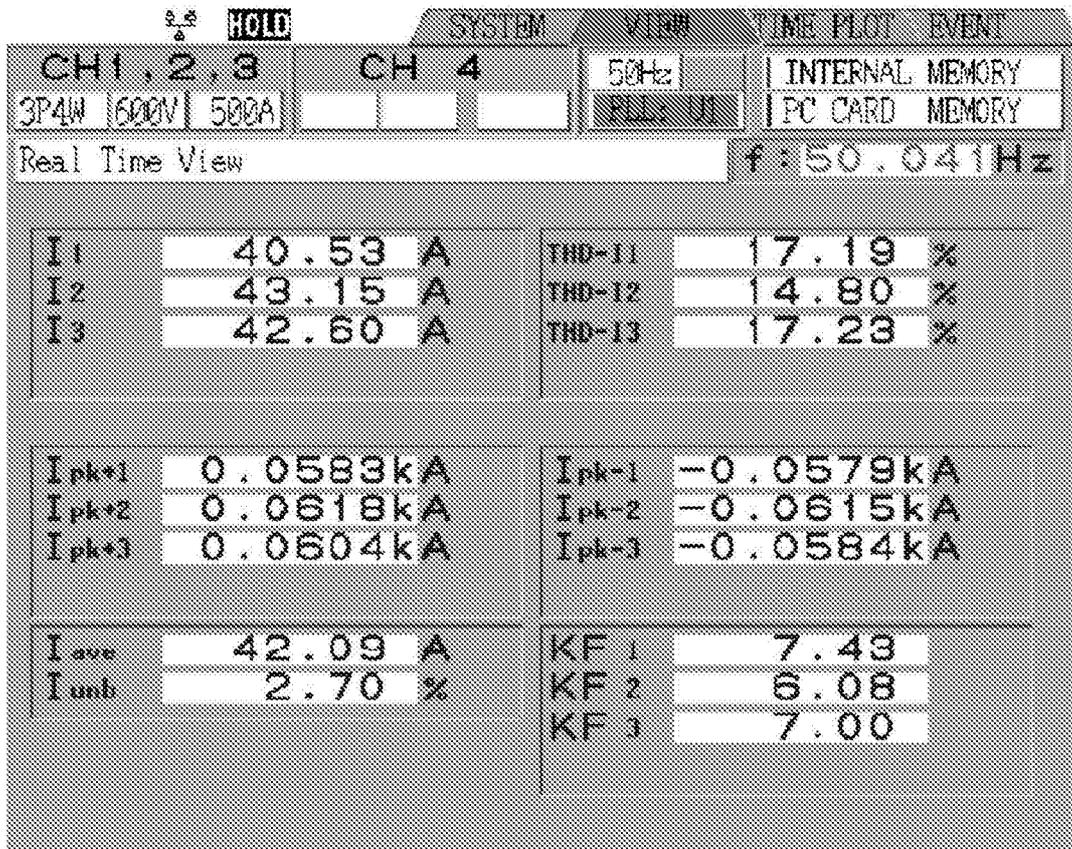


图10 (a)

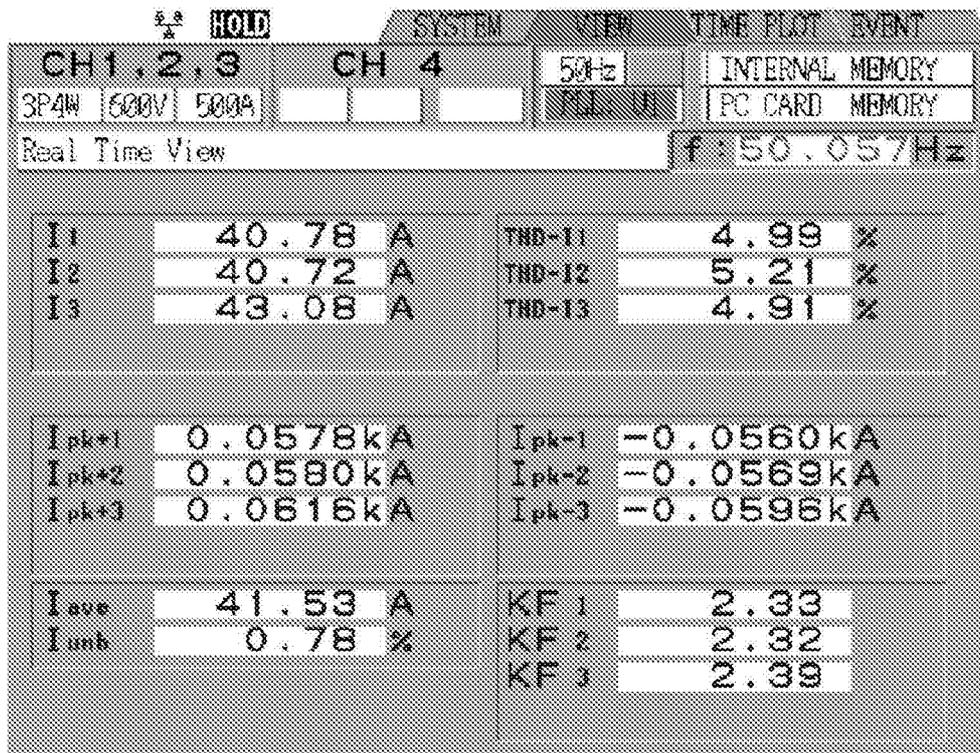


图10 (b)