



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 106532702 A

(43)申请公布日 2017. 03. 22

(21)申请号 201611061542.5

(22)申请日 2016.11.25

(71)申请人 电子科技大学

地址 611731 四川省成都市高新区(西区)
西源大道2006号

(72)发明人 谢川 李敏 彭超 郑宏 邹见效
徐红兵

(74)专利代理机构 成都行之专利代理事务所
(普通合伙) 51220

代理人 温利平

(51)Int.Cl.

H02J 3/01(2006.01)

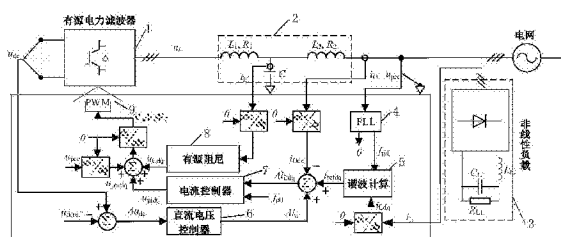
权利要求书2页 说明书5页 附图3页

(54)发明名称

一种有源电力滤波器改进宽频自适应重复控制方法

(57)摘要

本发明公开了一种有源电力滤波器改进宽频自适应重复控制方法,首先采集公共耦合点三相电压,利用锁相环得到该电压频率 f_{p11} 和相位 θ ;接着,谐波检测模块提取非线性负载电流 i_L 的谐波信号指令,与通过直流电压控制器得到输出有功电流指令相加,再与输出电流反馈信号相减得到电流控制器的输入误差信号;然后通过由重复控制器和PI控制器构成的电流控制器得到输出控制量;最后,输出控制量、公共耦合点电压前馈量和通过有源阻尼模块的滤波器电容电流前馈量三者相加得到PWM波调制指令信号。



1. 一种有源电力滤波器改进宽频自适应重复控制方法,其特征在于,包括以下步骤:

(1)、采集电网公共耦合点的三相电压 u_{pcc} ,利用锁相环对其进行锁相,得到电网公共耦合点电压的频率 f_{p11} 和相位角 θ ;

(2)、采集非线性负载电流 i_L ,对其进行abc-dq坐标变换,得到静止参考坐标系下的负载电流 i_{Ldq} ,再通过谐波电流检测模块得到电流控制器谐波参考信号 i_{refdq} ;

(3)、采集有源电力滤波器输出电流 i_o ,对其进行abc-dq坐标变换,得到同步旋转坐标系下的输出电流 i_{0dq} ;

(4)、采集有源电力滤波器直流侧电压 u_{dc} ,将有源电力滤波器直流侧电压 u_{dc} 与直流侧电压参考值 u_{dcref} 作差,得到直流电压误差信号 Δu_{dc} ;再将直流电压误差信号 Δu_{dc} 通过直流电压控制器,得到有源电力滤波器输出有功电流给定值 Δi_d ;

(5)、计算电流控制器的输出控制量 u_{pidq}

(5.1)、计算电流控制器误差信号 Δi_{Ldq} :将电流控制器谐波参考信号 i_{refdq} 与输出有功电流给定值 Δi_d 求和,然后再与同步旋转坐标系下的输出输出电流 i_{0dq} 作差,得到电流控制器输入误差信号 Δi_{Ldq} :

$$\Delta i_{Ldq} = i_{refdq} + \Delta i_d - i_{0dq}$$

(5.2)、电流控制器根据步骤(1)所得的频率 f_{p11} ,将计算得到的输入误差信号 Δi_{Ldq} 依次送入到内部的改进型分数阶重复控制器和PI控制器,得到输出控制量 u_{pidq} ;

(6)、计算PWM调制指令值 $V_a \ V_b \ V_c$:

(6.1)、将公共耦合点的三相电压 u_{pcc} 经过abc-dq坐标变换,得到同步旋转坐标系下的公共耦合点电压 u_{pccdq} ;

(6.2)、采集LCL滤波器电容电流 i_c ,经过abc-dq坐标变换得到同步旋转坐标系下的电容电流 i_{cdq} ,将其通过有源阻尼模块,得到同步旋转坐标系下的有源阻尼反馈量 u_{cdq} ;

(6.3)、将电流控制器输出控制量 u_{pidq} 、同步旋转坐标系下公共耦合点电压 u_{pccdq} 以及有源阻尼反馈量 u_{cdq} 三者相加,将结果再通过dq-abc反同步旋转坐标变换,得到PWM调制指令值 $V_a \ V_b \ V_c$;

(7)、PWM模块根据步骤(6)所得的调制指令值 $V_a \ V_b \ V_c$ 得到对应的开关管开关控制信号,再用该开关控制信号来控制有源电力滤波器中各个IGBT的开通关断。

2. 根据权利要求1所述的有源电力滤波器的改进宽频自适应重复控制方法,其特征在于,所述的电流控制模块包括改进型分数阶重复控制器和PI控制器;

其中,改进型分数阶重复控制器的传递函数为:

$$G_{fr}(z) = \frac{L(z)z^{-N_i}}{1 - Q(z)L(z)z^{-N_i}} S(z)$$

其中, $N_i = [f_s/f_{p11}]$, f_s 为采样频率, f_{p11} 为电网公共耦合点电压的频率, $[\]$ 表示取整; $L(z)$ 为拉格朗日插值法FIR滤波器; $S(z)$ 为改进型分数阶重复控制器的补偿函数, z 表示Z域算子。

3. 根据权利要求2所述的有源电力滤波器的改进宽频自适应重复控制方法,其特征在于,所述的改进型分数阶重复控制器包括整数阶延时环节和分数阶延时环节;

其中,整数阶延时环节的阶数通过计算系统采样频率与电网频率的频率比的整数部分

得到;

分数阶延时环节由基于拉格朗日插值法的FIR滤波器 $L(z)$ 实现,FIR滤波器 $L(z)$ 的参数 F 通过滞环控制器进行更新;其中, $L(z)$ 的表达式为:

$$L(z) = \sum_{k=0}^n h(k)z^{-k}, \text{ 其中, } n \text{ 为滤波器阶数, } z \text{ 表示 } Z \text{ 域算子, } h(k) = \prod_{i=0, i \neq k}^n \frac{F-i}{k-i};$$

其中,FIR滤波器 $L(z)$ 的参数通过滞环控制器进行更新的方法为:

计算系统采样频率 f_s 与电网公共耦合点电压的频率 f_{pll} 的频率比的整数部分 N_i , $N_i = [f_s/f_{pll}]$, $[\cdot]$ 表示取整;当电网频率 f_{pll} 变化为 $\bar{f}_{pll}$ 时,得到 $N = f_s/\bar{f}_{pll}$;

若 $N-N_i > 1$,则滞环控制器的上限阈值 $N_i = N_i + 1$;若 $N-N_i < -\delta$,则滞环控制的下限阈值 $N_i = N_i - 1$;若 $-\delta < N-N_i < 1$,则 N_i 保持不变;

根据更新后的 N_i 计算参数 F , $F = N - N_i$,再将参数 F 代入到FIR滤波器 $L(z)$ 中,完成更新。

4. 根据权利要求2所述的有源电力滤波器的改进宽频自适应重复控制方法,其特征在于,所述的改进型分数阶重复控制器的补偿函数 $S(z)$ 的表达式为:

$$S(z) = K_r \cdot F_2(z) \cdot z^d$$

其中, K_r 为改进型分数阶重复控制器的增益, $F_2(z)$ 为二阶数字滤波器, z^d 为用补偿 $F_2(z)$ 的延迟, z 表示 Z 域算子;

其中,二阶低通滤波器 $F_2(z)$ 在连续域 S 的表达式为:

$$F_2(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2}$$

其中, s 表示 S 域算子, ω_c 为常数, ξ 表示阻尼系数。

一种有源电力滤波器改进宽频自适应重复控制方法

技术领域

[0001] 本发明属于有源电力滤波器电流控制技术领域,更为具体地讲,涉及一种有源电力滤波器改进宽频自适应重复控制方法。

背景技术

[0002] 现代电力系统中,电力电子设备的应用越来越广泛,如钢铁厂,有色冶金厂,大型商业区等地方,工业生产中大量使用变频器调速装置等。电力系统中的各种非线性负载会导致高渗透的谐波污染。谐波电流会增加功率损耗,恶化电压波形的质量,误导计量装置,还会引起共振和干扰。因此如何有效消除电力谐波,提高电能质量是供电部门,电力用户和电力设备制造商共同关注的问题。

[0003] 有源电力滤波器(APF)的性能很大程度上取决于它的电流控制策略。近年来无数的APF电流控制方案被提出来,如滞环控制,比例积分(PI)控制,比例谐振(PR)控制,和无差拍(DB)控制。但都由于其各自方法的缺陷不能很好地提高APF的补偿性能。

[0004] 当前,重复控制(RC)是为APF补偿谐波的常用方法。传统的重复控制器(CRC)的数字形式是 $z^{-N}/(1-z^{-N})$,可以跟踪N是整数的任何周期性信号,考虑到CRC只能在具有整数N的数字控制器中实现,因此其控制性能不可避免地对电网频率变化敏感,所以它不能精确地补偿分数周期信号,致使谐波补偿性能同样下降。为了处理这个问题,基于拉格朗日插值法的有限长单位冲激响应(FIR)滤波器使用分数延迟元素近似项 z^{-N} 的分数阶重复控制(FORC)方法被提出。但传统的系数更新实现方法会导致FORC参数在某些具体的电网频率范围恶化。致使补偿性能同样下降。

发明内容

[0005] 本发明的目的在于克服现有技术的不足,提供一种有源电力滤波器的改进宽频自适应重复控制方法,保证在频率宽范围变化时,仍能保持重复控制的高精度性能

[0006] 为实现上述发明目的,本发明一种有源电力滤波器改进宽频自适应重复控制方法,其特征在于,包括以下步骤:

[0007] (1)、采集电网公共耦合点的三相电压 u_{pcc} ,利用锁相环对其进行锁相,得到电网公共耦合点电压的频率 f_{p11} 和相位角 θ ;

[0008] (2)、采集非线性负载电流 i_L ,对其进行abc-dq坐标变换,得到静止参考坐标系下的负载电流 i_{Ldq} ,再通过谐波电流检测模块得到电流控制器谐波参考信号 i_{refdq} ;

[0009] (3)、采集有源电力滤波器输出电流 i_o ,对其进行abc-dq坐标变换,得到同步旋转坐标系下的输出电流 i_{0dq} ;

[0010] (4)、采集有源电力滤波器直流侧电压 u_{dc} ,将有源电力滤波器直流侧电压 u_{dc} 与直流侧电压参考值 u_{dcref} 作差,得到直流电压误差信号 Δu_{dc} ;再将直流电压误差信号 Δu_{dc} 通过直流电压控制器,得到有源电力滤波器输出有功电流给定值 Δi_d ;

[0011] (5)、计算电流控制器的输出控制量 u_{pidq}

[0012] (5.1)、计算电流控制器误差信号 Δi_{Ldq} :将电流控制器谐波参考信号 i_{refdq} 与输出有功电流给定值 Δi_d 求和,然后再与同步旋转坐标系下的输出电流 i_{0dq} 作差,得到电流控制器输入误差信号 Δi_{Ldq} :

$$[0013] \quad \Delta i_{Ldq} = i_{refdq} + \Delta i_d - i_{0dq}$$

[0014] (5.2)、电流控制器根据步骤(1)所得的频率 f_{p11} ,将计算得到的输入误差信号 Δi_{Ldq} 依次送入到内部的改进型分数阶重复控制器和PI控制器,得到输出控制量 u_{pidq} ;

[0015] (6)、计算PWM调制指令值 $V_a \ V_b \ V_c$:

[0016] (6.1)、将公共耦合点的三相电压 u_{pcc} 经过abc-dq坐标变换,得到同步旋转坐标系下的公共耦合点电压 u_{pccdq} ;

[0017] (6.2)、采集LCL滤波器电容电流 i_c ,经过abc-dq坐标变换得到同步旋转坐标系下的电容电流 i_{cdq} ,将其通过有源阻尼模块,得到同步旋转坐标系下的有源阻尼反馈量 u_{cdq} ;

[0018] (6.3)、将电流控制器输出控制量 u_{pidq} 、同步旋转坐标系下公共耦合点电压 u_{pccdq} 以及有源阻尼反馈量 u_{cdq} 三者相加,将结果再通过dq-abc反同步旋转坐标变换,得到PWM调制指令值 $V_a \ V_b \ V_c$;

[0019] (7)、PWM模块根据步骤(6)所得的调制指令值 $V_a \ V_b \ V_c$ 得到对应的开关管开关控制信号,再用该开关控制信号来控制有源电力滤波器中各个IGBT的开通关断。

[0020] 本发明的发明目的是这样实现的:

[0021] 本发明一种有源电力滤波器改进宽频自适应重复控制方法,首先采集公共耦合点三相电压,利用锁相环得到该电压频率 f_{p11} 和相位 θ ;接着,谐波检测模块提取非线性负载电流 i_L 的谐波信号指令,与通过直流电压控制器得到输出有功电流指令相加,再与输出电流反馈信号相减得到电流控制器的输入误差信号;然后通过由重复控制器和PI控制器构成的电流控制器得到输出控制量;最后,输出控制量、公共耦合点电压前馈量和通过有源阻尼模块的滤波器电容电流前馈量三者相加得到PWM波调制指令信号。本发明方法中的改进重复控制器由整数阶延时环节和分数阶延时环节构成。整数阶延时环节的阶数通过计算系统采样频率与电网频率的频率比的整数部分得到;分数阶延时环节由一阶FIR滤波器实现,FIR滤波器的参数通过滞环控制器进行更新。由于采用了带滞环控制器参数更新的分数阶重复控制器,增加了重复控制器在电网频率变化过程中的控制器参数稳定度,保障了有源电力滤波器在一定频率变化范围好的补偿效果。

[0022] 同时,本发明一种有源电力滤波器的改进宽频自适应重复控制方法还具有以下有益效果:

[0023] (1)、本发明能够基于锁相环输出实时的电网频率,实时改变分数阶重复控制内环,这样改进后的分数阶重复控制的谐振频率能与电网实际的基波和谐振频率一致。

[0024] (2)、本发明能够保证电网频率在 $50\text{Hz} \pm 5\text{Hz}$ 的情况下,具有良好的谐波补偿效果。

[0025] (3)、本发明的改进型分数阶重复控制算法,相比传统的重复控制算法,数字实现建议,变化不大,具有很高的工程实现价值。

附图说明

[0026] 图1是有源电力滤波器的控制框图;

[0027] 图2是电流闭环控制系统框图;

- [0028] 图3是传统分数阶重复控制原理框图；
- [0029] 图4是基于滞环控制的在线更新机制原理框图；
- [0030] 图5是电网频率为50Hz时,不采用本发明的有源电力滤波器的谐波补偿效果仿真波形；
- [0031] 图6是电网频率为50Hz时,采用本发明的有源电力滤波器的谐波补偿效果仿真波形；
- [0032] 图7是电网频率从50Hz-55Hz变化时,采用本发明的有源电力滤波器的谐波补偿效果仿真波形；
- [0033] 图8是电网频率从50Hz-45Hz变化时,采用本发明的有源电力滤波器的谐波补偿效果仿真波形。

具体实施方式

[0034] 下面结合附图对本发明的具体实施方式进行描述,以便本领域的技术人员更好地理解本发明。需要特别提醒注意的是,在以下的描述中,当已知功能和设计的详细描述也许会淡化本发明的主要内容时,这些描述在这里将被忽略。

[0035] 实施例

[0036] 图1是有源电力滤波器的控制框图。

[0037] 在本实施例中,在本实施例中,如图1所示,有源电力滤波器包括主电路和控制两部分,其中,图1的实线框部分为控制部分。

[0038] 主电路部分是由逆变器主电路1、LCL滤波器2、非线性负载3组成。逆变器主电路1通过LCL滤波器2与电网相连,非线性负载3直接与电网相连,从而组成一个完整的有源电力滤波器的主电路。

[0039] 控制部分包括:PLL锁相环模块4、谐波计算模块5、直流电压控制模块6、电流控制器7、有源阻尼模块8、PWM模块9,构成了有源电力滤波器的控制部分。

[0040] 下面结合本发明对图1中的各个模块进行详细描述,具体如下:

[0041] 一种有源电力滤波器的改进宽频自适应重复控制方法,包括以下步骤:

[0042] (1)、采集电网公共耦合点的三相电压 u_{pcc} ,利用锁相环对其进行锁相,得到电网公共耦合点电压的频率 f_{pll} 和相位角 θ ;

[0043] (2)、采集非线性负载电流 i_L ,对其进行abc-dq坐标变换,得到静止参考坐标系下的负载电流 i_{Ldq} ,再通过谐波电流检测模块得到电流控制器谐波参考信号 i_{refdq} ;

[0044] (3)、采集有源电力滤波器输出电流 i_o ,对其进行abc-dq坐标变换,得到同步旋转坐标系下的输出电流 i_{0dq} ;

[0045] (4)、采集有源电力滤波器直流侧电压 u_{dc} ,将有源电力滤波器直流侧电压 u_{dc} 与直流侧电压参考值 u_{dcref} 作差,得到直流电压误差信号 Δu_{dc} ;再将直流电压误差信号 Δu_{dc} 通过直流电压控制器,得到有源电力滤波器输出有功电流给定值 Δi_d ;

[0046] (5)、计算电流控制器的输出控制量 u_{pidq}

[0047] (5.1)、计算电流控制器误差信号 Δi_{Ldq} :将电流控制器谐波参考信号 i_{refdq} 与输出有功电流给定值 Δi_d 求和,然后再与同步旋转坐标系下的输出电流 i_{0dq} 作差,得到电流控制器输入误差信号 Δi_{Ldq} ;

[0048] $\Delta i_{Ldq} = i_{refdq} + \Delta i_d - i_{0dq}$

[0049] (5.2)、电流控制器根据步骤(1)所得的频率 f_{p11} ,将计算得到的输入误差信号 Δi_{Ldq} 依次送入到如图2所示的改进型分数阶重复控制器和PI控制器,得到输出控制量 u_{pidq} ,这样当电网频率在一定范围波动变化时,可以保证有源滤波器补偿效果不会降低;

[0050] (6)、计算PWM调制指令值 $V_a V_b V_c$;

[0051] (6.1)、将公共耦合点的三相电压 u_{pcc} 经过abc-dq坐标变换,得到同步旋转坐标系下的公共耦合点电压 u_{pccdq} ;

[0052] (6.2)、采集LCL滤波器电容电流 i_c ,经过abc-dq坐标变换得到同步旋转坐标系下的电容电流 i_{cdq} ,将其通过有源阻尼模块,得到同步旋转坐标系下的有源阻尼反馈量 u_{cdq} ;

[0053] (6.3)、将电流控制器输出控制量 u_{pidq} 、同步旋转坐标系下公共耦合点电压 u_{pccdq} 以及有源阻尼反馈量 u_{cdq} 三者相加,将结果再通过dq-abc反同步旋转坐标变换,得到PWM调制指令值 $V_a V_b V_c$;

[0054] (7)、PWM模块根据步骤(6)所得的调制指令值 $V_a V_b V_c$ 得到对应的开关管开关控制信号,再用该开关控制信号来控制有源电力滤波器中各个IGBT的开通关断。

[0055] 在本实施例中,下面结合图3对改进型分数阶重复控制器进行详细说明。

[0056] 改进型分数阶重复控制器的传递函数为:

$$[0057] \quad G_{fr}(z) = \frac{L(z)z^{-N_i}}{1 - Q(z)L(z)z^{-N_i}} S(z)$$

[0058] 其中, $N_i = [f_s/f_{p11}]$, f_s 为采样频率,本实施例中取10KHz, f_{p11} 为电网公共耦合点电压的频率, $[]$ 表示取整; $L(z)$ 为拉格朗日插值法FIR滤波器; $Q(z)$ 为低通滤波器, $S(z)$ 为改进型分数阶重复控制器的补偿函数, z 表示Z域算子。

[0059] 本发明方法中的改进型分数阶重复控制器包括整数阶延时环节和分数阶延时环节;

[0060] 其中,整数阶延时环节的阶数通过计算系统采样频率与电网频率的频率比的整数部分得到;

[0061] 分数阶延时环节由基于拉格朗日插值法的FIR滤波器 $L(z)$ 实现,FIR滤波器 $L(z)$ 的参数 F 通过滞环控制器进行更新;其中, $L(z)$ 的表达式为: $L(z) = \sum_{k=0}^n h(k)z^{-k}$,其中, n 为滤波器阶数,取值为1, z 表示Z域算子, $h(k) = \prod_{i=0, i \neq k}^n \frac{F-i}{k-i}$;

$$[0062] \quad \text{代入参数值则有 } L(z) = h(0)z^{-0} + h(1)z^{-1} = \frac{F-1}{0-1}z^{-0} + \frac{F-0}{1-0}z^{-1};$$

[0063] 基于滞环控制的在线系统更新机制为本发明的核心,下面结合图4对其进行详细说明。

[0064] 计算系统采样频率 f_s 与电网公共耦合点电压的频率 f_{p11} 的频率比的整数部分 N_i , $N_i = [f_s/f_{p11}]$, $[]$ 表示取整;当电网频率 f_{p11} 变化为 $\bar{f}_{p11}$ 时,得到 $N = f_s / \bar{f}_{p11}$;

[0065] 若 $N - N_i > 1$,则滞环控制器的上限阈值 $N_i = N_i + 1$;若 $N - N_i < -\delta$,则滞环控制的下限阈值 $N_i = N_i - 1$;若 $-\delta < N - N_i < 1$,则 N_i 保持不变;其中, δ 为常数, δ 可取为0.5;

[0066] 根据更新后的 N_i 计算参数 F , $F = N - N_i$, 再将参数 F 代入到FIR滤波器 $L(z)$ 中, 完成更新。

[0067] 这样可当 N 在整数周围变化时, 分数阶重复控制器的参数变得更加稳定, 这增加了分数阶重复控制器在整个电网频率变化过程中的控制器参数稳定度。

[0068] 下面, 对分数阶重复控制的补偿函数 $S(z)$ 进一步说明, 如下:

$$[0069] \quad S(z) = K_r \cdot F_2(z) \cdot z^d$$

[0070] 其中, K_r 为改进型分数阶重复控制器的增益, 增益定为1, $F_2(z)$ 为二阶数字滤波器, z^d 为用补偿 $F_2(z)$ 的延迟, d 的取值为8。下面进一步说明 $F_2(z)$ 的设计。二阶低通滤波器 $F_2(z)$ 在连续域的表达式为

$$[0071] \quad F_2(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2}$$

[0072] 其中, s 表示 S 域算子, ω_c 为定为15625Hz, ξ 表示阻尼系数, 取值为1。

[0073] 再采用双线性变换法将 $F_2(s)$ 转换到离散域, 得到 $F_2(z)$ 如下:

$$[0074] \quad F_2(z) = \frac{0.1935z^2 + 0.3870z + 0.1935}{z^2 - 0.2404z + 0.0144}。$$

[0075] 图5是电网频率为50Hz时, 不采用本发明的有源电力滤波器的补偿效果仿真波形。可以看到 N_i 一直在199到200之间变化。APF输出电流跟踪误差为2.4A。

[0076] 图6是电网频率为50Hz时, 采用本发明的有源电力滤波器的补偿效果仿真波形, N_i 在200基本保持稳定, APF输出电流跟踪误差只有0.6A。

[0077] 图7是电网频率从50Hz-55Hz变化时, 采用本发明的有源电力滤波器的谐波补偿效果仿真波形。

[0078] 图8是电网频率从50Hz-45Hz变化时, 采用本发明的有源电力滤波器的谐波补偿效果仿真波形。

[0079] 通过图7和图8波形图可以看出, 五次、七次、十一次和十三次的电网侧电流的谐波分量保持在一个非常低的水平, 表明采用本发明所述方法可以使其补偿效果不会随着电网频率的波动而急剧变化, 证明了本发明专利提出的方法的有效性。

[0080] 尽管上面对本发明说明性的具体实施方式进行了描述, 以便于本技术领域的技术人员理解本发明, 但应该清楚, 本发明不限于具体实施方式的范围, 对本技术领域的普通技术人员来讲, 只要各种变化在所附的权利要求限定和确定的本发明的精神和范围内, 这些变化是显而易见的, 一切利用本发明构思的发明创造均在保护之列。

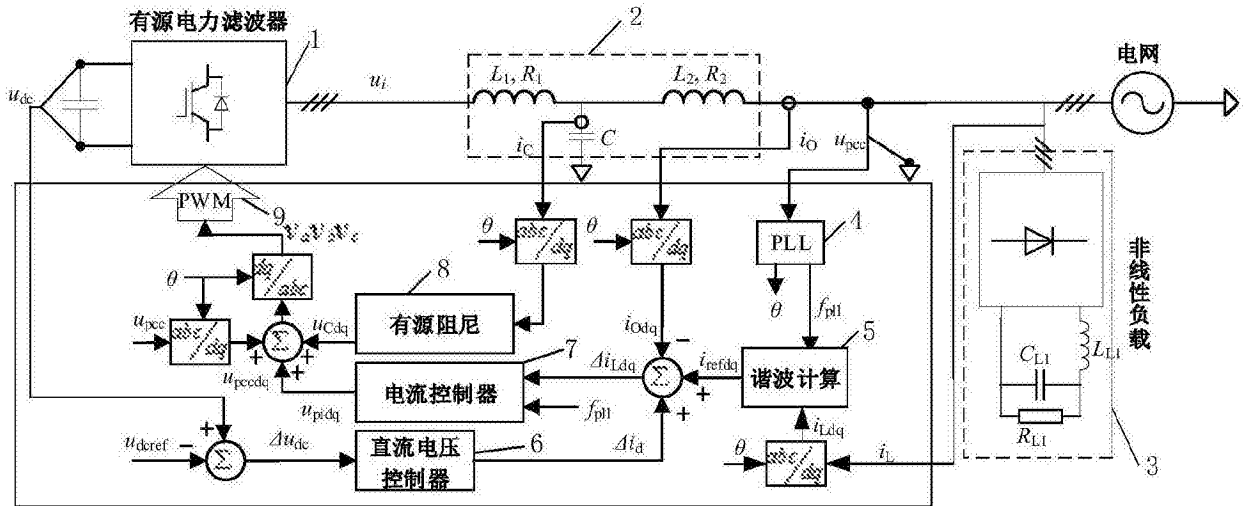


图1

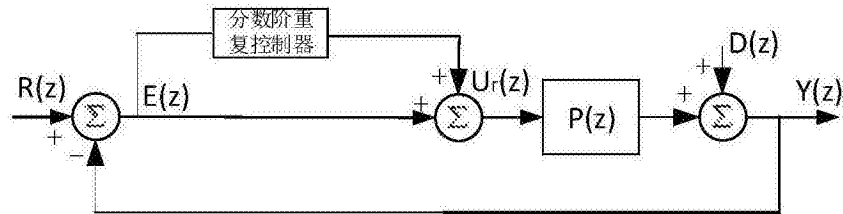


图2

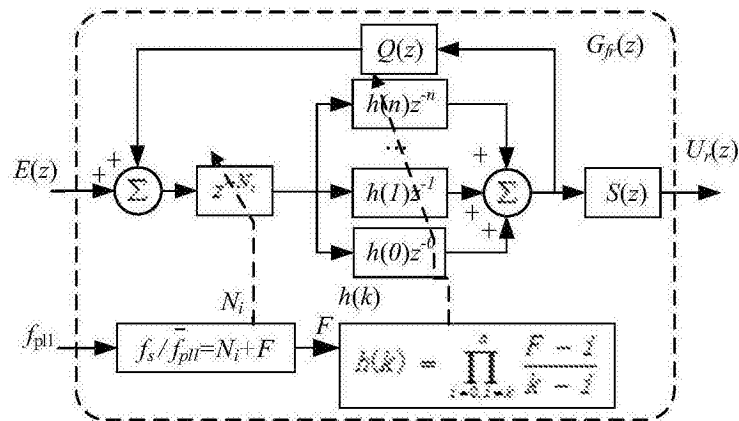


图3

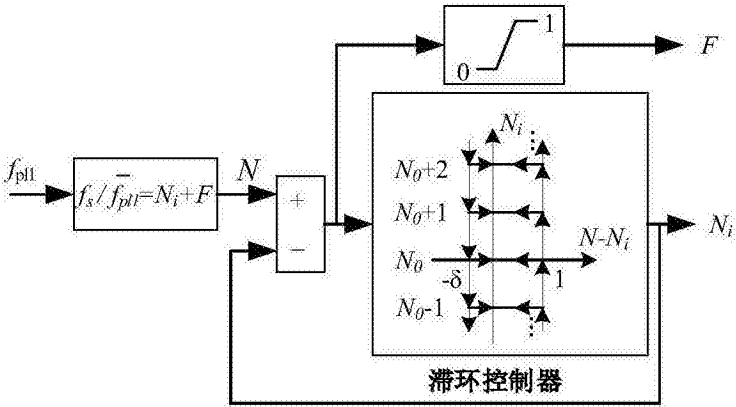


图4

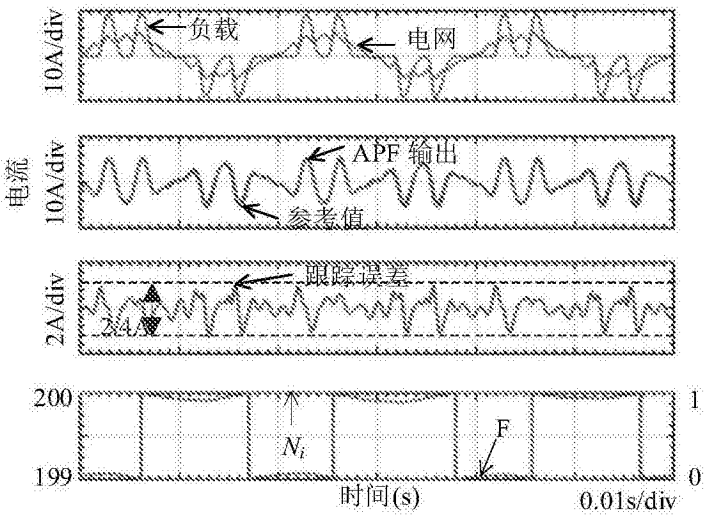


图5

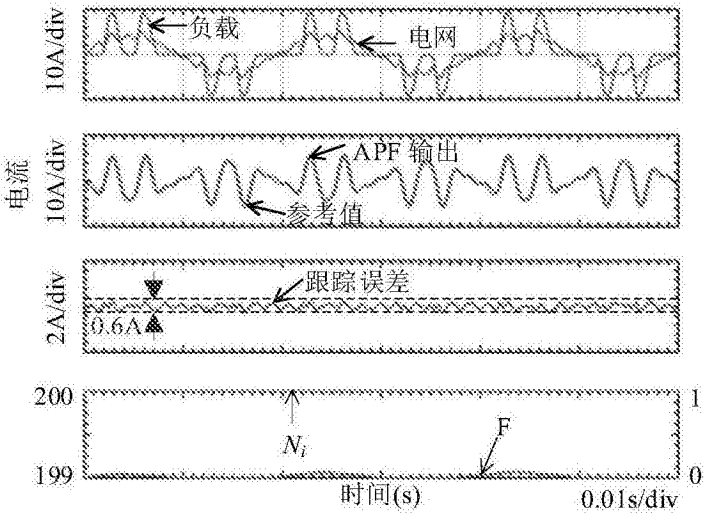


图6

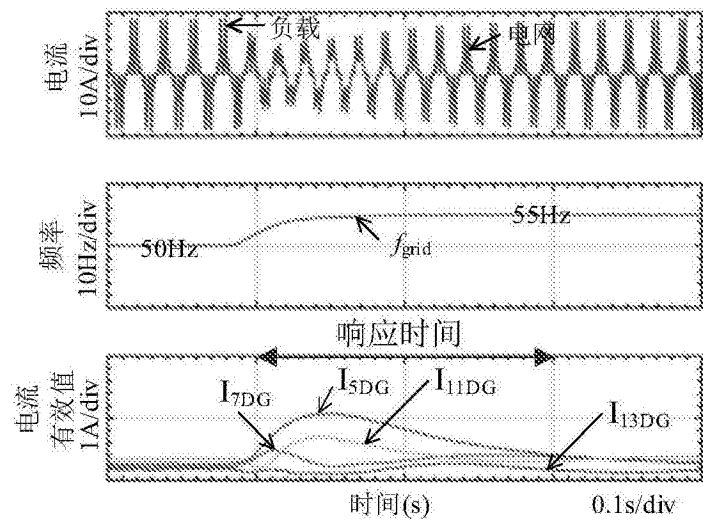


图7

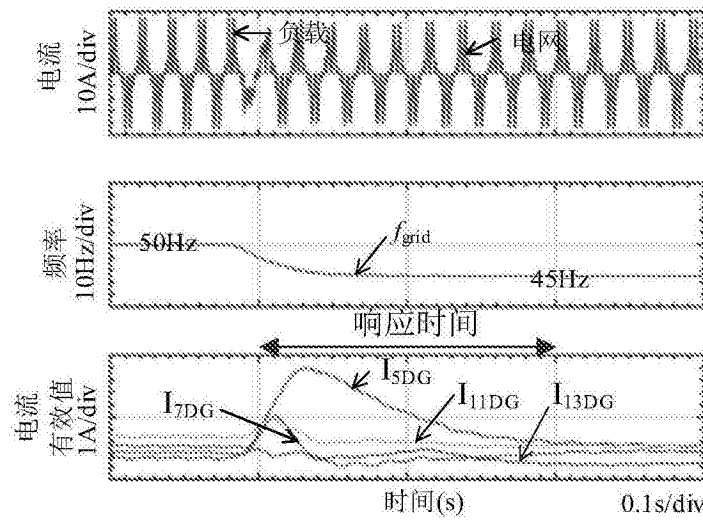


图8