



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105634305 B

(45)授权公告日 2018.04.20

(21)申请号 201510778020.6

CN 104135177 A, 2014.11.05,

(22)申请日 2015.11.16

US 2014219319 A1, 2014.08.07,

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 105634305 A

Yalong Li 等. The Impact of Voltage-Balancing Control on Switching Frequency of the Modular Multilevel Converter. 《IEEE Transactions on Power Electronics》. 2015,

(43)申请公布日 2016.06.01

Arman Hassanpoor 等. Tolerance Band Modulation Methods for Modular Multilevel Converters. 《IEEE Transactions on Power Electronics》. 2014,

(73)专利权人 华北电力大学

地址 102206 北京市昌平区回龙观镇北农
路2号

审查员 边境

(72)发明人 赵成勇 许建中 何智鹏 徐莹

(51) Int. Cl.

H02M 7/219(2006.01)

H02M 7/483(2007.01)

(56)对比文件

CN 103731035 A, 2014.04.16,

CN 103683995 A, 2014.03.26,

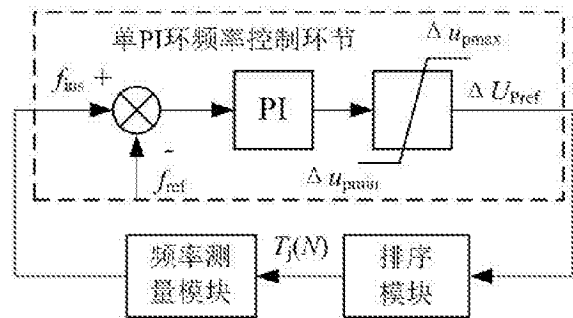
权利要求书2页 说明书7页 附图5页

(54)发明名称

一种适用于高电平模块化多电平换流器的
定量控制IGBT平均开关频率的闭环控制方法

(57)摘要

本发明公开了一种提出了适用于高电平模块化多电平换流器的定量控制IGBT平均开关频率的闭环控制策略。其技术方案是,首先提出了一种改进的电容均压排序算法并且推导了其子模块电容电压纹波幅值与IGBT平均开关频率的数学关系,然后设计了一种在线测量IGBT平均开关频率的模块,从而实现开关频率的划窗式动态测量。最后基于PI控制器提出了定量控制IGBT平均开关频率的闭环控制器。本发明应用于模块化多电平电压源换流器中,在桥臂子模块数量庞大的情况下,具有降低IGBT开关频率,保证系统稳定运行的功能,最终实现对系统频率的主动定量控制,有效降低系统运行损耗。



1. 一种适用于高电平模块化多电平换流器的定量控制IGBT平均开关频率的闭环控制方法,该方法包含的具体步骤如下:

步骤1:基于子模块电容电压排序策略,计算临界排序步长,得到子模块IGBT开关频率目标值下的电容电压纹波波动幅值范围;

步骤2:基于开关频率的划窗式动态测量模块,得到精确的IGBT平均开关频率大小;

步骤3:根据IGBT开关频率定量控制器并结合公差带调制策略,实现子模块IGBT平均开关频率的定量控制,降低系统开关频率。

2. 根据权利要求1所述的适用于高电平模块化多电平换流器的定量控制IGBT平均开关频率的闭环控制方法,其中步骤1中,包括以下两个步骤:

步骤1.1:子模块电容电压排序策略

假设子模块电容电压波动阈值 U_p 为子模块电容电压与子模块平均电容电压差值的两倍,即:

$$U_p = 2 * (U_{c_actual} - U_c) \quad (1)$$

其中, U_c 为各相桥臂子模块平均电容电压, U_{c_actual} 为子模块实际电容电压值;根据电容电压平衡方法的原理,子模块IGBT开关动作仅发生在置换与增减时刻;

步骤1.2:子模块电容电压纹波幅值与IGBT平均开关频率的数学关系的确定;通过每个控制周期内子模块电容电压排序过程,使得特定子模块的开关状态发生变化,从而影响排序时刻前后的桥臂电压,最终达到子模块电容电压平衡控制的目的;由排序算法原理可知,IGBT平均开关频率 f_{avg} 、调制频率 f_{mod} 、子模块电容电压波动给阈值 U_p ,a相上桥臂开关函数 F_{upa} 、系统调制比 m 分别满足:

$$f_{avg} U_p > \frac{1}{T} \int_0^T \left| \frac{1}{C} F_{upa} (1 - F_{upa}) i_{up} \right| dt \quad (2a)$$

$$f_{avg} U_p < f_{mod} U_p + \frac{1}{T} \int_0^T \left| \frac{1}{C} F_{upa} (1 - F_{upa}) i_{up} \right| dt \quad (2b)$$

$$f_{mod} = m f_0 \quad (3)$$

其中, C 是子模块电容值, f_0 为系统基频, T 为一个控制周期, i_{up} 为a相上桥臂电流, N 为一相桥臂总共包含的子模块个数。

3. 根据权利要求1中所述的适用于高电平模块化多电平换流器的定量控制IGBT平均开关频率的闭环控制方法,其中步骤2中,基于在线测量IGBT平均开关频率的模块,实现开关频率的划窗式动态测量;系统计算并输出固定划窗时间内的平均开关频率大小 f_{ins} ,满足

$$f_{ins} = \sum_{i=1}^M f_i / M \Delta T \quad (4)$$

其中, f_i ($i=1, 2, \dots, M$) 为各个划窗内所记录的IGBT平均开关频率大小, M 为划窗个数, ΔT 为每个划窗的时间间隔。

4. 根据权利要求1中所述的适用于高电平模块化多电平换流器的定量控制IGBT平均开关频率的闭环控制方法,其中步骤3中,包括根据IGBT开关频率定量控制器实现子模块IGBT平均开关的定量控制;基于PI控制器的频率控制环节与排序模块、频率测量模块组成了一个闭环控制系统。

一种适用于高电平模块化多电平换流器的定量控制IGBT平均开关频率的闭环控制方法

技术领域

[0001] 本发明属于输配电技术领域,尤其涉及一种适用于高电平模块化多电平换流器的定量控制IGBT平均开关频率的闭环控制方法。

背景技术

[0002] 模块化多电平换流器高压直流输电(modular multilevel converter based HVDC, MMC-HVDC)是电压源换流器高压直流输电VSC-HVDC在多电平领域的重要分支。具有有功功率和无功功率独立控制、输出电压电平数多(谐波含量低)、模块化设计、冗余控制、开关频率低和可向无源网络供电等优点。除此之外,MMC开关损耗低,故障穿越能力强,更适用于柔性直流输电领域,因此在大规模风电并网、城市配网增容、电力交易以及电网互联等方面都有着广阔的应用前景。

[0003] 与两电平或三电平电压源换流器高压直流输电VSC-HVDC相比,模块化多电平换流器高压直流输电MMC-HVDC有以下主要优点:

[0004] (1) 模块化设计,便于扩容;

[0005] (2) 开关频率较低,开关损耗较小,等效开关频率较高;

[0006] (3) 换流器交流侧出口电压谐波含量少,无需交流滤波器。

[0007] MMC中子模块IGBT开关频率大小一直是MMC换流器设计及其正常运行的重要参数,开关频率增大则会导致系统损耗增加、降低电容使用寿命以及增加系统运行成本。子模块电容电压均衡控制环节也是MMC控制研究中的重要研究方向,其原理是根据MMC桥臂电流方向以及需要导通的子模块个数,通过电容均压环节控制流经子模块电容的桥臂电流以及子模块导通、关断的时间,从而达到桥臂子模块电容电压稳定在额定值附近的的目的。因此,子模块IGBT开关频率与电容均压过程直接相关,进而与子模块电容电压波动幅值也存在关联。目前已有大量文献研究了IGBT开关频率与电容电压波动幅值的关系以及降低频率的方法,但是均属于非定量控制开关频率的控制方式,无法准确控制频率大小,可能造成子模块电容电压波动幅度较大,从而影响系统的稳定运行以及换流器的运行效率。因此,提出一种适用于高电平模块化多电平换流器的定量控制IGBT平均开关频率的控制方法很有必要。

发明内容

[0008] 针对上述技术背景中描述的高电平模块化多电平换流器高压直流输电MMC-HVDC中子模块电容降低频率方面存在的挑战,本发明提出了一种适用于高电平模块化多电平换流器的定量控制IGBT平均开关频率的闭环控制方法。首先提出了一种改进的电容均压排序算法并且推导了其子模块电容电压纹波幅值与IGBT平均开关频率的数学关系,然后设计了一种在线测量IGBT平均开关频率的模块,从而实现开关频率的划窗式动态测量。最后基于PI控制器的频率控制环节与排序模块、频率测量模块组成了一个闭环控制系统。当实测IGBT开关频率与频率参考值不同时,两者偏差值输入PI环节以后经过限幅环节输出子模块

电容电压纹波波动阈值,进而通过调整排序均压模块中电容电压波动幅度使得快速趋近于目标值,实现系统频率的精确定量控制,保证系统的稳定运行。

[0009] 本发明的技术方案是一种适用于高电平模块化多电平换流器的定量控制IGBT平均开关频率的闭环控制方法,包括以下步骤:

[0010] 步骤1:首先确定采用子模块电容电压排序策略,计算临界排序步长,得到子模块IGBT开关频率目标值下的电容电压纹波波动幅值范围;

[0011] 步骤2:基于所设计的一种在线测量IGBT平均开关频率的模块,实现开关频率的划窗式动态测量,得到精确的IGBT平均开关频率大小;

[0012] 步骤3:根据IGBT开关频率定量控制器,实现子模块IGBT平均开关频率的定量控制,降低系统开关频率,从而降低系统功率器件的开关损耗,实现换流器的低开关损耗运行。

[0013] 步骤1按照临界排序步长基于排序策略对子模块电容电压进行排序,同时根据IGBT平均开关频率和子模块电容电压纹波波动幅值的关系得到纹波幅值阈值的波动范围。

[0014] 步骤1.1:子模块电容电压排序策略

[0015] 排序策略对原有的传统排序均压方法做如下改进,以减小排序过程中IGBT不必要的开通关断动作,从而降低换流器的损耗。假设子模块电容电压波动阈值 U_p 为子模块电容电压与子模块平均电容电压差值的两倍,即:

$$[0016] \quad U_p = 2 * (U_{c_actual} - U_c) \quad (1)$$

[0017] 其中, U_c 为各相桥臂子模块平均电容电压, U_{c_actual} 为子模块实际电容电压值。根据电容电压平衡方法的原理,子模块IGBT开关动作仅发生在以下时刻:

[0018] 1) 置换:若此时刻所需导通子模块个数 N_{new} 与上一时刻导通子模块个数 N_{old} 相等($N_{new}=N_{old}$)时,当监测到超过阈值 U_p 的子模块时,则将此时导通状态下电容电压最大的子模块与旁路状态下电容电压最小的子模块开关状态进行置换。

[0019] 2) 增减:若此时刻所需导通子模块个数大(小)于上一时刻导通子模块个数,则根据桥臂电流 i_{arm} 方向决定此刻开通(旁路)特定的子模块。当 $N_{new} > N_{old}$ 且 $i_{arm} > 0$ 时,选择将处于旁路状态的子模块中电容电压最小的子模块导通;若 $i_{arm} < 0$,则选择将处于旁路状态的子模块中电容电压最大的子模块导通。当 $N_{new} < N_{old}$ 且 $i_{arm} > 0$ 时,选择旁路导通子模块中电容电压最大的子模块;若 $i_{arm} < 0$,则选择旁路导通子模块中电容电压最小的子模块。综上所述,假设导通子模块序列为 U_{ON} ,旁路子模块序列为 U_{OFF} 。

[0020] 而此排序方法的临界排序步长需满足

$$[0021] \quad \Delta t = \frac{1}{m\omega_c N} = \frac{1}{2\pi f_0 mN} \quad (2)$$

[0022] 其中, ω_c 为网侧基波角频率, f_0 为网侧基波频率, N 为MMC中单个桥臂子模块数量。

[0023] 步骤1.2:子模块电容电压纹波幅值与IGBT平均开关频率的数学关系的确定

[0024] 通过每个控制周期内子模块电容电压排序过程,使得特定子模块的开关状态发生变化,从而影响排序时刻前后的桥臂电压,最终达到子模块电容电压平衡控制的目的。因此,不妨令 Δv_{com} 为每个排序周期内子模块开关状态变化时,对桥臂电压所产生的补偿电压的大小,则由排序算法原理可分为以下两部分。

[0025] 1) 当 $N_{\text{new}}=N_{\text{old}}$ 且满足置换子模块开关状态的条件时,系统将交换此时刻最大电容电压子模块和最小电容电压子模块的开关状态。由于子模块工作状态改变前后的电压差由 U_p 决定,因此可知此时桥臂补偿电压满足:

$$[0026] \quad \Delta v_{\text{com1}} = -U_p \quad (3)$$

[0027] 由于排序均压环节的原理是使得所有子模块电容电压趋于额定值,因此补偿效果由负值标定。

[0028] 2) 当 $N_{\text{new}}>N_{\text{old}}$ 或 $N_{\text{new}}<N_{\text{old}}$ 时,系统将根据排序算法选择投入(旁路)一个子模块。若桥臂上一时刻旁路(导通)的子模块队列个数较多,则增减子模块前后的桥臂电压补偿值将近似为电容电压阈值的一半,即:

$$[0029] \quad \Delta v_{\text{com2}} = -U_p / 2 \quad (4)$$

[0030] 若桥臂上一时刻旁路(导通)的子模块队列个数较少,则由于相应子模块更多的投切次数导致增减子模块前后的桥臂电压补偿值将小于电容电压阈值的一半,则此时满足:

$$[0031] \quad 0 < |\Delta v_{\text{com2}}| < U_p / 2 \quad (5)$$

[0032] 综上所述,电容排序均压过程对桥臂电压补偿作用总和 $\Delta v_{\text{com_all}}$ 可表示为

$$[0033] \quad \Delta v_{\text{com_all}} = \Delta v_{\text{com1}} n_1 + \Delta v_{\text{com2}} n_2 \quad (6)$$

[0034] 其中, n_1 、 n_2 分别表示在第一、二情况下子模块IGBT的开关动作次数。由式(6)可得一个开关周期内平均开关频率 f_{avg} 的计算公式为^[9]

$$[0035] \quad f_{\text{avg}} = \frac{(n_1 + n_2) 1}{2N T} \quad (7)$$

[0036] 其中, T 为工频50Hz对应的周期。

[0037] 一个系统基频周期 T 内,由于上下桥臂对称性,仅对上桥臂进行分析。上桥臂电压存在恒定的电压差值,并且满足

$$[0038] \quad \int_0^T dv_{\text{up_err}}(t) = \frac{N I_{\text{dc}}}{C 12} \left(1 - \frac{m^2}{2}\right) T \quad (8)$$

[0039] 其中, $dv_{\text{up_err}}$ 为每个排序周期内导致的桥臂电压差值。

[0040] 由于子模块电容排序电压的目标是消除桥臂电容电压值的电压偏差,因此由式(6)、(7)可知排序均压后的电压补偿值 $\Delta v_{\text{com_all}}$ 与桥臂电压偏差值满足

$$[0041] \quad \int_0^T dv_{\text{up_err}}(t) + \Delta v_{\text{com_all}} = 0 \quad (9)$$

[0042] 将式(3)~(8)代入式(9)可得:

$$[0043] \quad f_{\text{avg}} U_p > \frac{1}{T} \int_0^T \left| \frac{1}{C} F_{\text{upa}} (1 - F_{\text{upa}}) i_{\text{up}} \right| dt \quad (10a)$$

$$[0044] \quad f_{\text{avg}} U_p < f_{\text{mod}} U_p + \frac{1}{T} \int_0^T \left| \frac{1}{C} F_{\text{upa}} (1 - F_{\text{upa}}) i_{\text{up}} \right| dt \quad (10b)$$

[0045] 其中, f_{mod} 为调制所需的频率,满足

$$[0046] \quad f_{\text{mod}} = U_p \frac{1}{T} \frac{m_2}{2N} = mf_0 \quad (11)$$

[0047] 因此,由式(10a)、(10b)可知,MMC电容纹波阈值 U_p 与子模块IGBT平均开关频率 f_{avg} 之间呈反比例关系且两者乘积存在上下限值约束。

[0048] 步骤2通过排序环节输出的子模块IGBT触发脉冲信号,基于所设计的划窗计算频率模块,在线计算出IGBT平均开关频率。

[0049] 此测量模块分为单采样时刻内频率计算模块I和多采样时刻平均开关频率计算模块II两部分。首先根据任一相桥臂输入的N维桥臂子模块IGBT触发信号 $T_j(N)$,统计触发脉冲0、1跳变的次数;其次,计算单采样时间 ΔT (即系统采样时间)内的频率;最后,通过划窗方式统计出固定划窗时间内的平均开关频率。

[0050] 在每一采样时刻录入新的频率值 f_0 以后,每一划窗内所记录的频率值依次挪位填充下一个划窗,同时系统计算并输出固定划窗时间内的平均开关频率大小 f ,满足

$$[0051] \quad f_{\text{ins}} = \sum_{i=1}^M f_i / M \Delta T \quad (12)$$

[0052] 步骤3基于子模块电容电压排序策略以及在线划窗策略IGBT平均开关频率模块以及公差带调制策略,根据所设计的IGBT开关频率定量控制器实现子模块IGBT平均开关的定量控制。

[0053] 基于PI控制器的频率控制环节与排序模块、频率测量模块组成了一个闭环控制系统。当实测IGBT开关频率 f_{ins} 与频率参考值 f_{ref} 不同时,两者偏差值输入PI环节以后经过限幅环节输出子模块电容电压纹波波动阈值 ΔU_{pref} ,进而通过调整排序均压模块中电容电压波动幅度使得 f_{ins} 快速趋近于目标值 f_{ref} ,实现系统频率的精确定量控制,保证系统的稳定运行。

[0054] 本发明的效果在于,提出一种适用于高电平模块化多电平换流器的定量控制IGBT平均开关频率的闭环控制方法。可以精确定量控制子模块IGBT的平均开关频率。分析推导了子模块电容电压波动幅度与IGBT平均开关频率之间呈反比例关系的结论,进而为PI控制器的输出限幅阈值的设置提供了理论依据。同时,设计了在线测量IGBT平均开关频率的模块,最后设计了基于PI控制器的IGBT平均开关频率的闭环控制器。通过稳态、潮流翻转以及交、直流侧严重系统级故障情况下的仿真验证了所提出响应控制策略的鲁棒性和适用性。能够通过定量控制IGBT平均开关频率的方法避免功率器件的重复开通关断过程,降低了功率器件的损耗,在保证系统稳定运行的同时保证了系统频率的降低。

附图说明

[0055] 图1是模块化多电平换流器MMC的典型拓扑图;

[0056] 图2是子模块结构图;

[0057] 图3是本发明提供的适用于高电平MMC的子模块电容电压均衡策略框图;

[0058] 图4是IGBT平均开关频率在线测量模块原理图;

[0059] 图5是IGBT平均开关频率定量控制原理框图;

[0060] 图6是公差带调制原理图;

[0061] 图7是IGBT平均开关频率与电容波动阈值的关系曲线。

[0062] 图8是按照本发明提供的适用于高电平模块化多电平换流器的定量控制IGBT平均开关频率的闭环控制策略用于高电平MMC时所得的电容电压波形。

[0063] 图9是固定IGBT平均开关频率目标值的情况下,采用定量控制IGBT平均开关频率的闭环控制策略所得到的器件开关频率波形。

具体实施方式

[0064] 下面结合附图,对优选实施例作详细说明。应该强调的是下述说明仅仅是示例性的,而不是为了限制本发明的范围及其应用。

[0065] 图1是模块化多电平换流器MMC的典型拓扑图。图1中,模块化多电平电压源换流器(MMC)的拓扑结构,每相有上下两个桥臂,每个桥臂由N个半桥子模块以及桥臂电抗器L构成。其中 U_{dc} 为直流侧电压, I_{arm} 为桥臂电流, v_{a_up} 、 v_{a_down} 分别为a相上、下桥臂的桥臂电压; i_{upa} 、 i_{downa} 分别为流经a相上、下桥臂的桥臂电流,交流侧线电流为 i_{sj} ($j=a, b, c$)。

[0066] 图2是模块化多电平换流器高压直流输电MMC-HVDC中使用的半桥子模块结构图。图2中,半桥子模块是由两个绝缘栅双极型晶体管IGBT T_1 、 T_2 ,两个反并联二极管 D_1 、 D_2 以及一个电容C构成,单个半桥子模块可输出的电压是电容电压 U_c 或者是0,因此能够输出1,0两种电平。

[0067] 图3是本发明提供的适用于高电平MMC的子模块电容电压均衡策略框图。根据电容电压平衡方法的原理,子模块IGBT开关动作仅发生在以下时刻:

[0068] 1) 置换:若此时刻所需导通子模块个数 N_{new} 与上一时刻导通子模块个数 N_{old} 相等($N_{new}=N_{old}$)时,当监测到超过阈值 U_p 的子模块时,则将此时导通状态下电容电压最大的子模块与旁路状态下电容电压最小的子模块开关状态进行置换。

[0069] 2) 增减:若此时刻所需导通子模块个数大(小)于上一时刻导通子模块个数,则根据桥臂电流 i_{arm} 方向决定此刻开通(旁路)特定的子模块。当 $N_{new}>N_{old}$ 且 $i_{arm}>0$ 时,选择将处于旁路状态的子模块中电容电压最小的子模块导通;若 $i_{arm}<0$,则选择将处于旁路状态的子模块中电容电压最大的子模块导通。当 $N_{new}<N_{old}$ 且 $i_{arm}>0$ 时,选择旁路导通子模块中电容电压最大的子模块;若 $i_{arm}<0$,则选择旁路导通子模块中电容电压最小的子模块。综上所述,假设导通子模块序列为 U_{ON} ,旁路子模块序列为 U_{OFF} 。

[0070] 图4是IGBT平均开关频率在线测量模块原理图。此测量模块分为单采样时刻内频率计算模块I和多采样时刻平均开关频率计算模块II两部分。首先根据任一相桥臂输入的N维桥臂子模块IGBT触发信号 $T_j(N)$,统计触发脉冲0、1跳变的次数;其次,计算单采样时间 ΔT (即系统采样时间)内的频率;最后,通过划窗方式统计出固定划窗时间内的平均开关频率,如图中黑色虚线框所示。在每一采样时刻录入新的频率值 f_0 以后,每一划窗内所记录的频率值依次挪位填充下一个划窗,同时系统计算并输出固定划窗时间内的平均开关频率。

[0071] 图5是IGBT平均开关频率定量控制原理框图。基于PI控制器的频率控制环节与排序模块、频率测量模块组成了一个闭环控制系统。当实测IGBT开关频率 f_{ins} 与频率参考值 f_{ref} 不同时,两者偏差值输入PI环节以后经过限幅环节输出子模块电容电压纹波波动阈值 ΔU_{pref} ,进而通过调整排序均压模块中电容电压波动幅度使得 f_{ins} 快速趋近于目标值 f_{ref} ,实现系统频率的精确定量控制,保证系统的稳定运行。

[0072] 图6是公差带调制原理图。首先,由MMC的基本结构可得到单相等效电路,假设网侧

以电压源 $v_g(i)$ 代替,阀侧以电压源 $v_s(i)$ 代替,其中通过电阻 R_{eq} 和电感 L_{eq} 连接。则可知电压与电流的关系满足:

$$[0073] \quad v_s(i) - v_g(i) = R_{eq} i_s(i) + L_{eq} \frac{di_s}{dt} \quad (13)$$

[0074] 从而可得到:

$$[0075] \quad L_{eq} i_s(i) = \int (v_s(i) - v_g(i) - R_{eq} i_s(i)) dt \quad (14)$$

[0076] 从而电压积分(磁链)可得到:

$$[0077] \quad \Psi_{ac} = \int (v_s(i) - v_g(i) - R_{eq} i_s(i)) dt \quad (15)$$

[0078] 定义磁链差为:

$$[0079] \quad \Psi_{diff} = \Psi_{ac} - \Psi_{req} \quad (16)$$

[0080] 其中 Ψ_{ac} 代表实际磁链, Ψ_{req} 代表参考磁链大小。磁链公差带调制控制器应该将上述磁链差值限定在 $\pm\delta$ 中,即

$$[0081] \quad -\delta < \Psi_{diff} < \delta \quad (17)$$

[0082] 参考磁链由下式得到:

$$[0083] \quad \Psi_{req} = \int (v_s^{ref}(i) - v_g(i) - R_{eq} i_s(i)) dt \quad (18)$$

[0084] 将式(15)、(18)代入式(14)中得到:

$$[0085] \quad \Psi_{diff} = \int (v_s(i) - v_s^{ref}(i)) dt \quad (19)$$

[0086] 综上所述,由磁链差值可得到公差带调制原则:

[0087] 1) 如果 $\Psi_{diff} > +\delta$,磁链公差带输出(n_Ψ)为+0.5;

[0088] 2) 如果 $\Psi_{diff} < -\delta$,磁链公差带输出(n_Ψ)为-0.5;

[0089] 3) 如果 $+\delta < \Psi_{diff} < -\delta$,磁链公差带输出保持现有状态不变。

[0090] 通过上述原则,磁链公差带控制将影响桥臂参考电压电平数(+1,-1或0),从而影响其数值的大小。然而,为了控制相间环流,桥臂参考电压值通常需要补偿环流。定义子模块电容电压额定值 $v_{cap}^{nom} = U_{dc}/N$,得到上下桥臂需投入子模块数量为:

$$[0091] \quad \begin{cases} v_p^{ref}(i) = v_{dc} - v_s^{ref}(i) - v_c^{ref}(i) \\ v_n^{ref}(i) = v_{dc} + v_s^{ref}(i) - v_c^{ref}(i) \end{cases} \quad (20)$$

$$[0092] \quad \begin{cases} n_p^{ref}(i) = \text{round}\left(\frac{U_{dc}/2 - v_s^{ref}(i) - v_c^{ref}(i)}{v_{cap}^{nom}} - n_v(i)\right) \\ n_n^{ref}(i) = \text{round}\left(\frac{U_{dc}/2 + v_s^{ref}(i) - v_c^{ref}(i)}{v_{cap}^{nom}} + n_v(i)\right) \end{cases} \quad (21)$$

[0093] 在PSCAD/EMTDC中搭建401电平双端MMC-HVDC系统,系统主要参数如表1所示:

[0094] 表1 系统参数表

	系统参数	参数取值
	等效交流电压额定值/kV	230
[0095]	直流电压/kV	± 320
	子模块电容/ μF	10
	桥臂电抗器/mH	85
	电容电压额定值/kV	1.6

[0096] 两端系统交换有功功率额定值为1000MW,无功功率为0MVar。采用最近电平逼近调制计算上、下桥臂需要导通的子模块个数。

[0097] 图7是子模块IGBT平均开关频率 f_{ins} 与子模块电容电压波动阈值百分比 U_p 的关系曲线。以A相上桥臂为例,设定各子模块IGBT平均开关频率 f_{ins} 为120Hz,则由图7可知,此时 U_p 将会在 $[0.07, 0.12]$ 之间变化,考虑到控制系统裕度的原因,设置PI控制器中的输出限幅值 ΔU_{pmax} 为图7中理论区间的1.5~2倍,因此可设定 $\Delta U_{pmin}=0$, $\Delta U_{pmax}=0.2$ 。

[0098] 图8为按照本发明提供的适用于高电平模块化多电平换流器的定量控制IGBT平均开关频率的闭环控制方法用于高电平MMC时所得的电容电压波形。由于PI环控制环节输出的子模块电容电压阈值 ΔU_p 的波动,从而影响子模块电容电压波动的幅值,但仍在 $\pm 6.1\%$ 的范围内波动,满足纹波波动阈值的要求。

[0099] 图9为固定IGBT平均开关频率目标值的情况下,采用定量控制IGBT平均开关频率的闭环控制方法所得到的器件开关频率波形。由图可知在投入PI环控制环节以后,子模块IGBT在3s时稳定在目标值120Hz,通过截取放大4~6s的仿真图可知系统频率波动幅度较小,保证了功率器件的安全稳定运行。

[0100] 通过以上所述,充分验证了本发明提出的一种适用于高电平模块化多电平换流器的定量控制IGBT平均开关频率的闭环控制方法的正确性和可行性。通过排序均压算法与PI控制器的协调配合,对IGBT平均开关频率实现了定量控制,同时也保证了系统的稳定运行,极大得方便了实际工程中降低IGBT开关频率的实施过程。通过稳态、潮流翻转以及交、直流严重系统级故障情况下的仿真也验证了本文所提出响应控制方法的鲁棒性和适用性。

[0101] 以上所述,仅为本发明较佳的具体实施方式,但本发明的保护范围并不局限于此,任何熟悉本技术领域的技术人员在本发明揭露的技术范围内,可轻易想到的变化或替换,都应涵盖在本发明的保护范围之内。因此,本发明的保护范围应该以权利要求的保护范围为准。

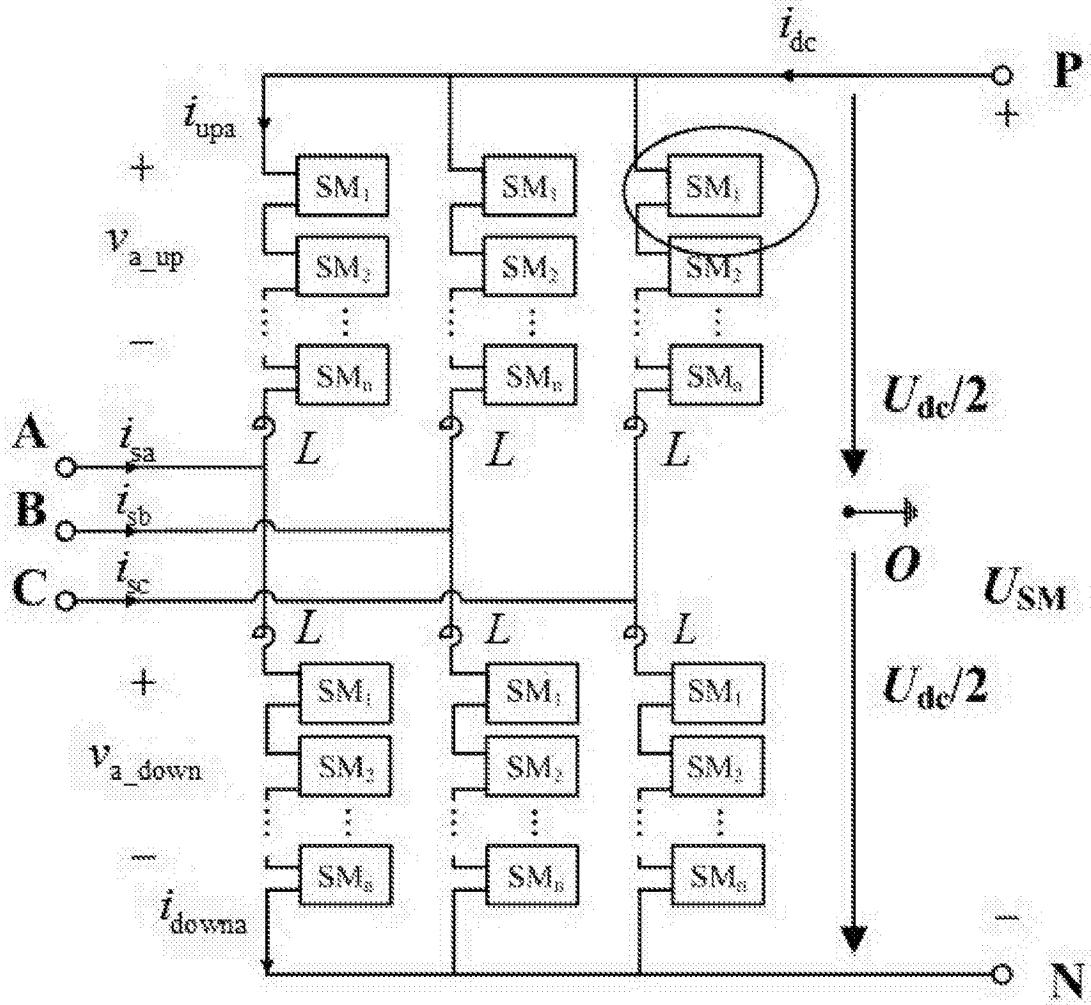


图1

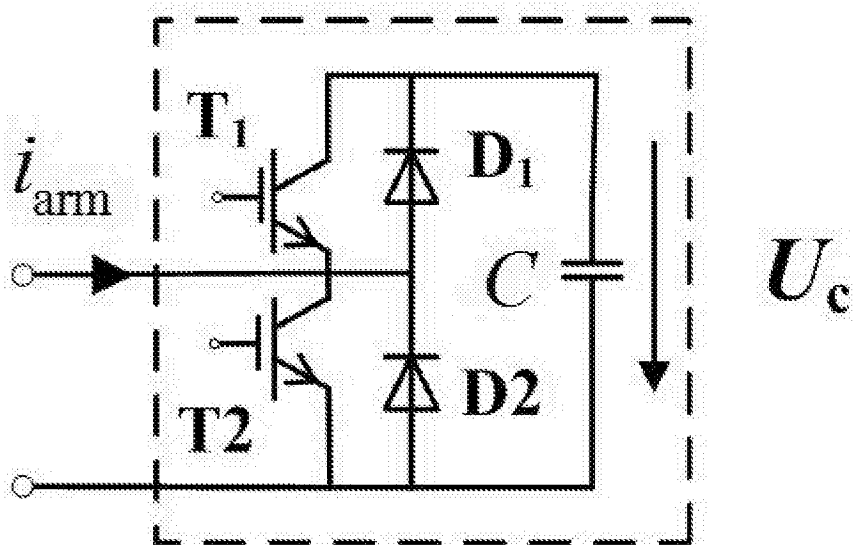


图2

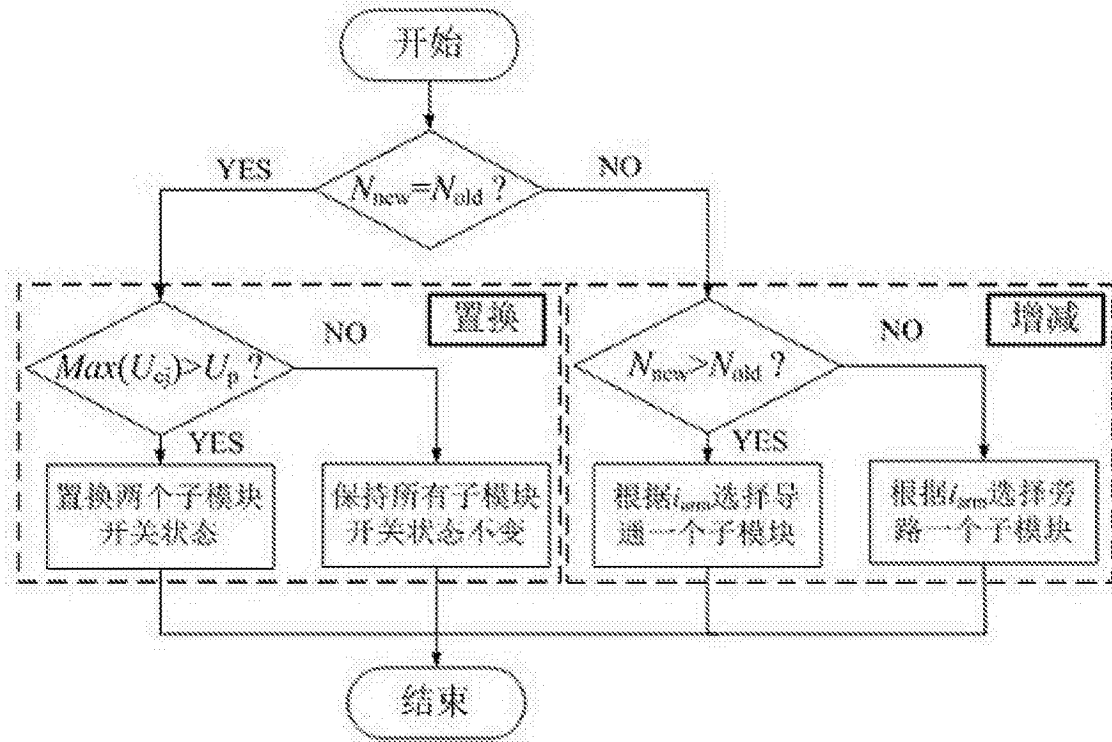


图3

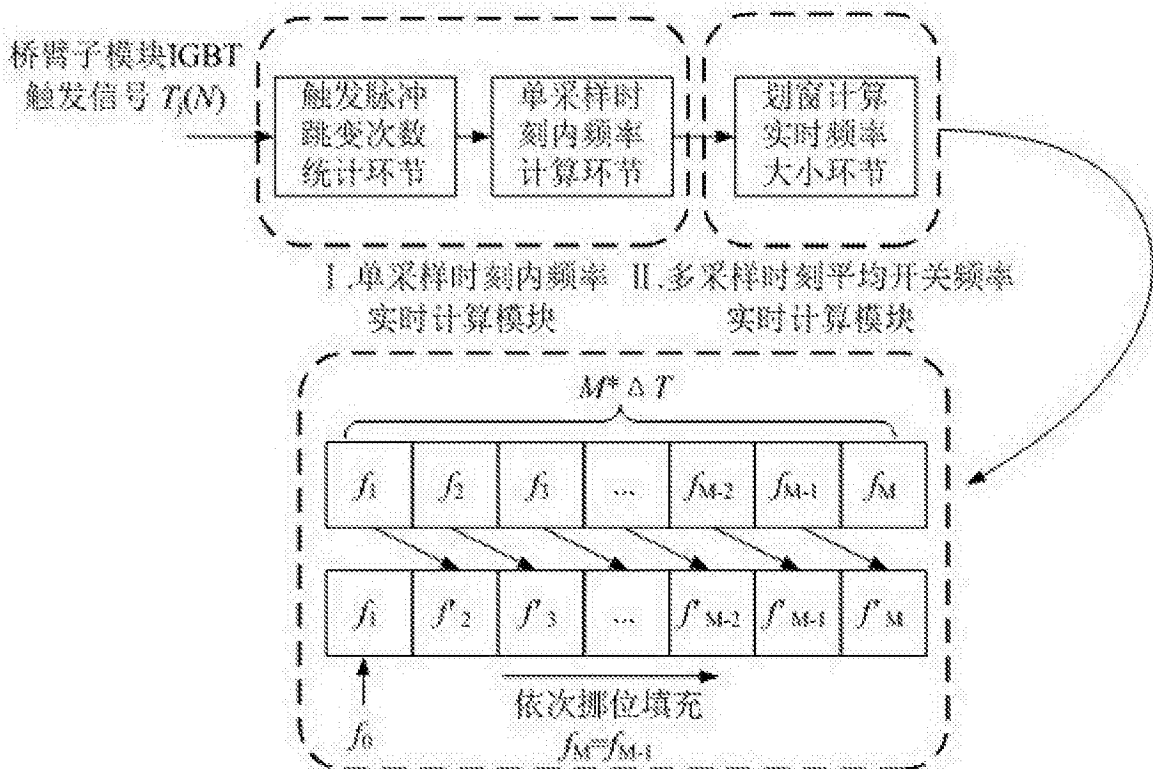


图4

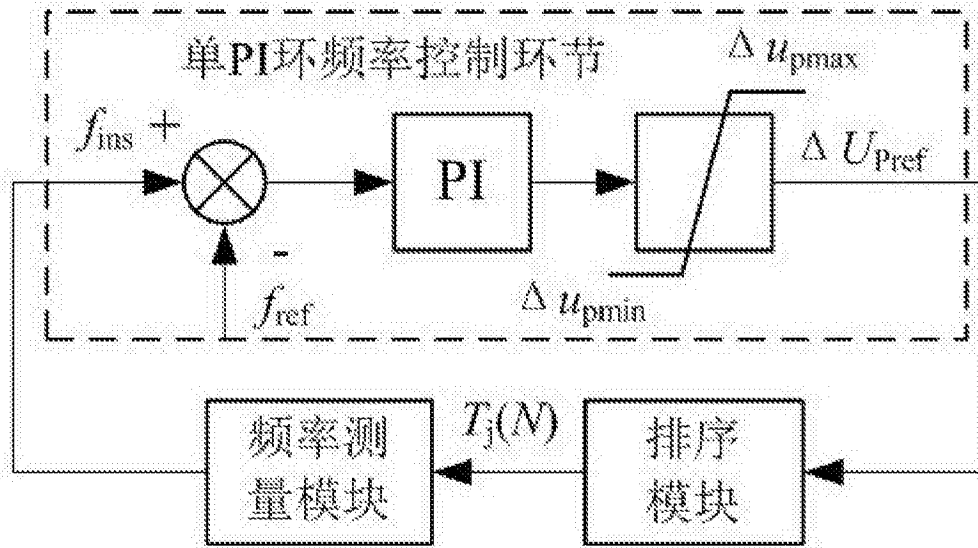


图5

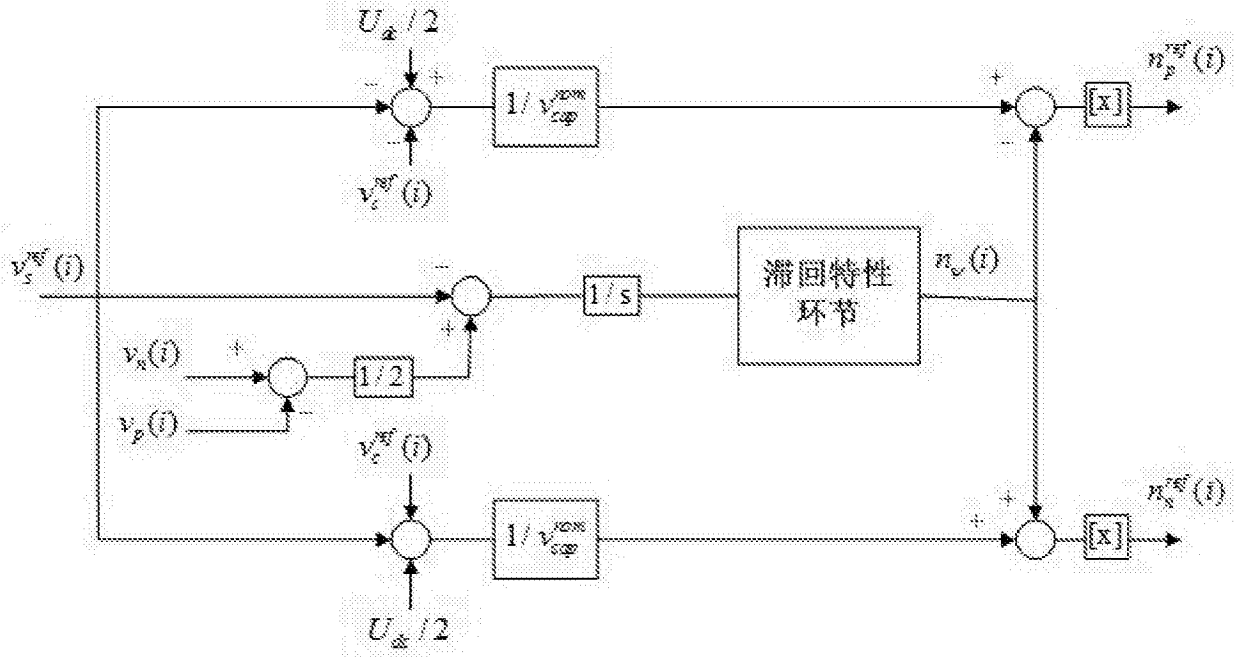


图6

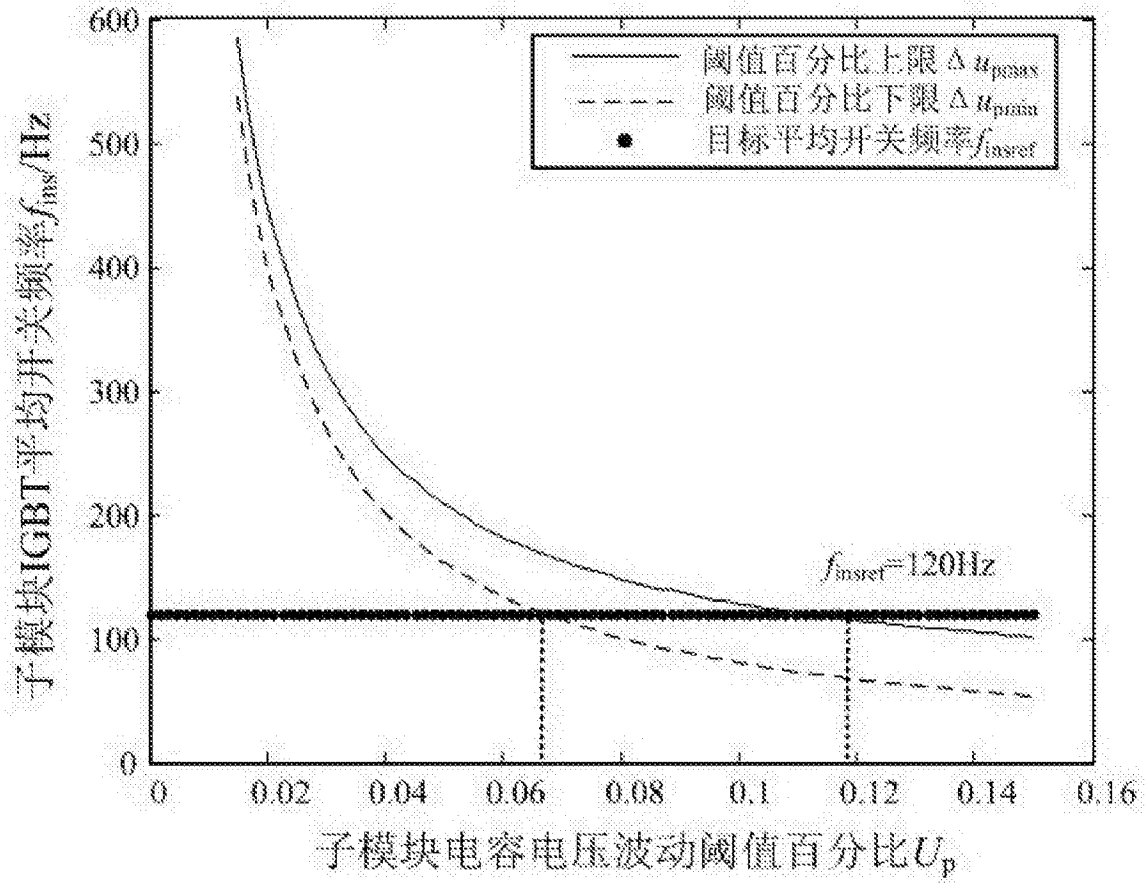


图7

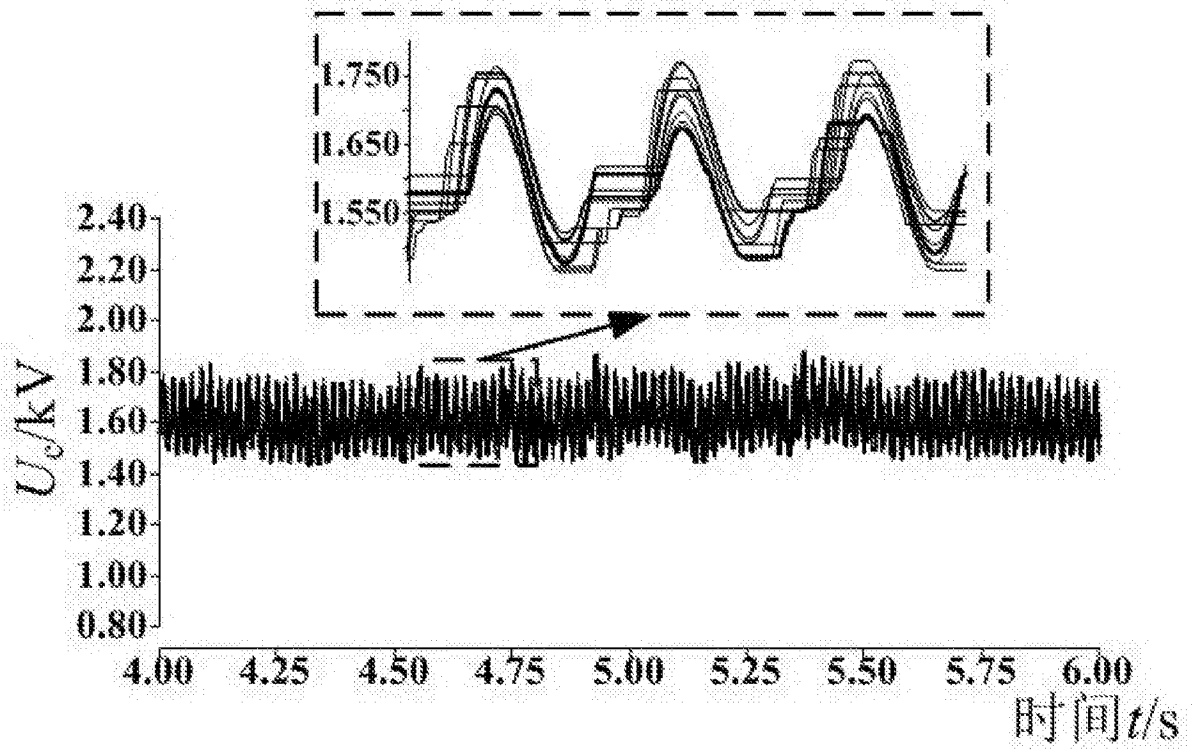


图8

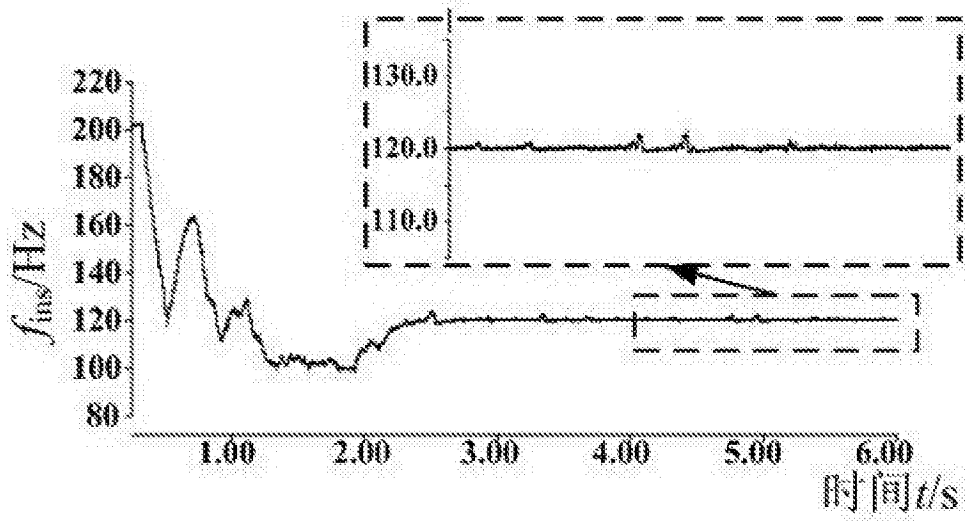


图9