



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 106849186 A

(43)申请公布日 2017.06.13

(21)申请号 201611196742.1

(22)申请日 2016.12.22

(71)申请人 合肥工业大学

地址 230009 安徽省合肥市屯溪路193号

(72)发明人 刘芳 王梦 徐海珍 夏军 张兴

赵文广 杨淑英

(74)专利代理机构 合肥和瑞知识产权代理事务
所(普通合伙) 34118

代理人 王挺

(51)Int.Cl.

H02J 3/46(2006.01)

H02J 3/38(2006.01)

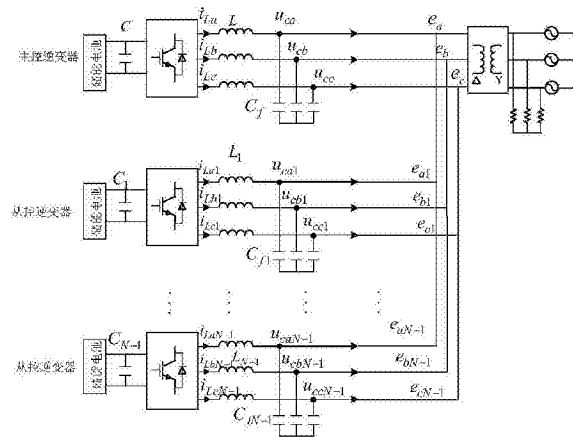
权利要求书4页 说明书11页 附图2页

(54)发明名称

一种基于虚拟同步发电机的储能逆变器主从控制方法

(57)摘要

本发明公开了一种基于虚拟同步发电机的储能逆变器主从控制方法,包括主控逆变器和从控逆变器,主控逆变器采用基于虚拟同步发电机的电压源输出方式提供电网电压幅值和频率,根据主控逆变器容量提供虚拟惯量和虚拟阻尼比,同时给各台逆变器提供静态有功和无功电流配额;从控逆变器采用基于虚拟同步发电机的电流源输出方式,接收主控逆变器下发的静态有功和电流配额,同时根据从控逆变器容量提供虚拟惯量;孤岛并联在各种负载条件下负载不均流度较低,且具有较高的输出电压电能质量,较传统的主从控制而言,并网切换时不需要改变控制器结构,且主控和从控逆变器独立提供虚拟惯量,不依赖通讯,有利于提高动态条件下的系统稳定性,可靠性较高。



1. 一种基于虚拟同步发电机的储能逆变器主从控制方法,其特征在于,本控制方法所涉及的储能逆变器中包括一个主控逆变器和(N-1)台从控逆变器,主控逆变器和(N-1)台从控逆变器均采用三相二电平桥式电路,将(N-1)台从控逆变器记为从控逆变器*i*,其中*i*=1, 2, 3...N-1;所述主控逆变器和(N-1)台从控逆变器的输入端分别与各自的储能电池相连接,其输出端相并联;

本控制方法包括以下步骤:

步骤1,采样及坐标变换;

所述采样包括对主控逆变器的采样和从控逆变器*i*的采样;

主控逆变器采集以下数据:主控逆变器滤波电容电压 u_{ca}, u_{cb}, u_{cc} ,主控逆变器桥臂侧电感电流 i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} ,主控逆变器并网点电网电压 e_a, e_b, e_c ;

从控逆变器*i*采集以下数据:从控逆变器*i*滤波电容电压 $u_{cai}, u_{cbi}, u_{cci}$,从控逆变器*i*桥臂侧电感电流 $i_{Lai}, i_{Lbi}, i_{Lci}$,从控逆变器*i*并网点电网电压 e_{ai}, e_{bi}, e_{ci} ;

所述坐标变换包括对以下数据进行坐标变换:

对主控逆变器滤波电容电压 u_{ca}, u_{cb}, u_{cc} 和主控逆变器桥臂侧电感电流 i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} 分别进行单同步旋转坐标变换得到主控逆变器滤波电容电压的dq分量 U_{cd}, U_{cq} 和主控逆变器桥臂侧电感电流的dq分量 I_{Ld}, I_{Lq} ;

对从控逆变器*i*滤波电容电压 $u_{cai}, u_{cbi}, u_{cci}$ 和从控逆变器*i*桥臂侧电感电流 $i_{Lai}, i_{Lbi}, i_{Lci}$ 分别进行单同步旋转坐标变换得到从控逆变器*i*滤波电容电压的dq分量 U_{cdi}, U_{cqi} 和从控逆变器*i*桥臂侧电感电流的dq分量 I_{Ldi}, I_{Lqi} ;对从控逆变器*i*并网点电网电压 e_{ai}, e_{bi}, e_{ci} 经过锁相环节得到从控逆变器*i*的并网点角频率 ω_{gi} 和从控逆变器*i*的电网电压幅值 E_i ;

步骤2,根据步骤1中得到的主控逆变器滤波电容电压的dq分量 U_{cd}, U_{cq} ,通过通用的微分离散化方程计算主控逆变器滤波电容电流的dq分量 I_{cd}, I_{cq} ;根据步骤1得到的主控逆变器桥臂侧电感电流的dq分量 I_{Ld}, I_{Lq} 和主控逆变器滤波电容电流的dq分量 I_{cd}, I_{cq} ,经过输出电流计算方程得到主控逆变器输出电流的dq分量 I_{od}, I_{oq} ;经过有功功率计算方程和无功功率计算方程得到平均有功功率P和平均无功功率Q;对并网点电压 e_a, e_b, e_c 经过锁相环节得到主控逆变器并网点角频率 ω_g ;

步骤2.1,计算主控逆变器滤波电容电流的dq分量 I_{cd}, I_{cq} ;

令主控逆变器滤波电容电压 U_{cd}, U_{cq} 的离散序列为 $U_{cd}(n), U_{cq}(n)$,主控逆变器滤波电容电流dq分量 I_{cd}, I_{cq} 的离散序列为 $I_{cd}(n), I_{cq}(n)$,则计算主控逆变器滤波电容电流的通用的微分离散化方程为:

$$I_{cd}(n) = I_{cd}(n-1) + \frac{C_f T_s}{N} \sum_{k=0}^K k_{n-k} U_{cd}(n-k)$$

$$I_{cq}(n) = I_{cq}(n-1) + \frac{C_f T_s}{N} \sum_{k=0}^K k_{n-k} U_{cq}(n-k)$$

其中, $N = \sum_{k=0}^K k_{n-k}$, k_{n-k} 为第n-k个序列的微分离散化权重系数;

其中, C_f 为主控逆变器滤波电容, T_s 为主控逆变器采样频率, n, k 为自然数, $n=0, 1, 2, 3, 4, \dots, k=0, 1, 2, 3, 4, \dots, K$ 为离散序列点数;

根据上述方程可以求得主控逆变器滤波电容电流 I_{cd}, I_{cq} 的离散序列为 $I_{cd}(n), I_{cq}(n)$,

从而可得主控逆变器滤波电容电流的dq分量 I_{cd} , I_{cq} ;

步骤2.2, 计算主控逆变器输出电流的dq分量 I_{od} , I_{oq} ;

根据步骤2.1得到的主控逆变器滤波电容电流的dq分量 I_{cd} , I_{cq} , 经过输出电流计算方程得到主控逆变器输出电流的dq分量 I_{od} , I_{oq} , 所述的输出电流计算方程为:

$$\begin{aligned} I_{od} &= I_{Ld} - I_{cd}; \\ I_{oq} &= I_{Lq} - I_{cq}; \end{aligned}$$

步骤2.3, 根据有功功率计算方程和无功功率计算方程计算主控逆变器平均有功功率P和主控逆变器平均无功功率Q;

有功功率计算方程为:

$$P = \left(\prod_h \frac{s^2 + \omega_h^2}{s^2 + 2Q_{pq}\omega_h s + \omega_h^2} \right) \cdot \frac{1.5}{\tau s + 1} \cdot (U_{cq}I_{oq} + U_{cd}I_{od})$$

无功功率计算方程为:

$$Q = \left(\prod_h \frac{s^2 + \omega_h^2}{s^2 + 2Q_{pq}\omega_h s + \omega_h^2} \right) \cdot \frac{1.5}{\tau s + 1} \cdot (U_{cd}I_{oq} - U_{cq}I_{od})$$

其中, Q_{pq} 为功率计算方程品质因数, ω_h 为陷波器需要滤除的谐波角频率, s 为拉普拉斯算子, τ 为一阶低通滤波器的时间常数, h 为待滤除的谐波次数;

步骤3, 根据步骤2中得到的主控逆变器平均有功功率P、并网点角频率 ω_g 和主控逆变器给定的主控逆变器有功功率指令 P_0 、储能逆变器给定主控逆变器有功功率指令 P_0 时的额定角频率 ω_0 , 经过功角控制方程得到虚拟同步发电机的角频率 ω , 对 ω 积分得到虚拟同步发电机的矢量角 θ ;

功角控制方程为:

$$\omega = \frac{mJ\omega_0 s + 1}{mJ\omega_0 s + 1 - mD_1} \omega_0 + \frac{mD_2}{mJ\omega_0 s + 1 - mD_1} \omega_g + \frac{m}{mJ\omega_0 s + 1 - mD_1} (P_0 - P)$$

其中, ω_0 为储能逆变器给定主控逆变器有功功率指令 P_0 时的额定角频率, m 为功角控制下垂系数, J 为模拟同步发电机组的虚拟转动惯量, s 为拉普拉斯算子, D_1 为主控逆变器频率反馈系数, D_2 为电网频率反馈系数;

步骤4, 根据步骤2中得到的主控逆变器平均无功功率Q和储能逆变器给定的主控逆变器无功功率指令 Q_0 、电压指令 U_0 , 经过无功控制方程得到虚拟同步发电机的端电压 U^* ;

无功控制方程为:

$$U^* = U_0 + n(Q_0 - Q)$$

其中, 电压指令 U_0 为储能逆变器给定主控逆变器无功功率指令 Q_0 时的额定输出电容电压, n 为无功-电压下垂系数;

步骤5, 根据步骤4中得到的主控逆变器端电压 U^* 和步骤1中得到的主控逆变器滤波电容电压的dq分量 U_{cd} , U_{cq} , 通过电压控制方程得到主控逆变器有功电流指令 I_d^* 和主控逆变器无功电流指令 I_q^* ;

电压控制方程为:

$$I_d^* = (K_p + K_i/s + \sum_h \frac{K_{rh}s}{s^2 + Q_{uh}\omega_h s + (\omega_h)^2})(U^* - U_{cd})$$

$$I_q^* = (K_p + K_i/s + \sum_h \frac{K_{rh}s}{s^2 + Q_{uh}\omega_h s + (\omega_h)^2})(0 - U_{cq})$$

其中, K_p 为电压环比例控制系数, K_i 为电压环积分控制系数, K_{rh} 为电压环 h 次谐波准谐振控制器比例系数, h 为待抑制的谐波次数, Q_{uh} 为电压环 h 次谐波准谐振调节器品质因数, ω_h 为陷波器需要滤除的谐波角频率, s 为拉普拉斯算子;

步骤6, 根据步骤5得到的主控逆变器有功电流指令 I_d^* 和主控逆变器无功电流指令 I_q^* , 步骤1中得到的主控逆变器桥臂侧电感电流的dq分量 I_{Ld} , I_{Lq} 和从控逆变器桥臂侧电感电流的dq分量 I_{Ldi} , I_{Lqi} , 步骤2中得到的主控逆变器滤波电容电流的dq分量 I_{cd} , I_{cq} , 分别计算主控逆变器和从控逆变器 i 的控制信号;

1) 主控逆变器

根据步骤2中得到的主控逆变器滤波电容电流的dq分量 I_{cd} , I_{cq} , 通过电流控制方程得到主控逆变器的控制信号 U_d , U_q ;

电流控制方程为:

$$U_d = (K_{pi} + K_{ii} + \frac{K_{ri}s}{s^2 + Q_i\omega_0 s + \omega_0^2})(I_d^* - I_{cd}) + U_0 K_f$$

$$U_q = (K_{pi} + K_{ii} + \frac{K_{ri}s}{s^2 + Q_i\omega_0 s + \omega_0^2})(I_q^* - I_{cq})$$

其中, K_{pi} 为电流环比例控制系数, K_{ii} 为电流环积分控制系数, K_{ri} 为电流环准谐振控制器比例系数, K_f 为电压前馈系数, Q_i 为电流环准谐振调节器品质因数, s 为拉普拉斯算子;

2) 从控逆变器 i

将步骤1得到的主控逆变器的桥臂侧电感电流的dq分量 I_{Ld} , I_{Lq} 分别作为从控逆变器 i 的静态有功和无功电流指令; 根据步骤1中得到的从控逆变器 i 的并网点角频率 ω_{gi} 经过虚拟惯量有功方程得到从控逆变器 i 的虚拟惯量有功电流指令 $I_{d_Hi}^*$; I_{Ld} 与 $I_{d_Hi}^*$ 相加得到从控逆变器 i 有功电流指令 $I_{d_si}^*$; 根据步骤1得到的电网电压幅值 E_i , 经过虚拟惯量无功方程得到从控逆变器 i 的虚拟惯量无功电流指令 $I_{q_Hi}^*$, I_{Lq} 与 $I_{q_Hi}^*$ 相加得到从控逆变器 i 无功电流指令 $I_{q_si}^*$; 根据 $I_{d_si}^*$, $I_{q_si}^*$ 和步骤1中的从控逆变器 i 桥臂侧电感电流的dq分量 I_{Ldi} , I_{Lqi} , 通过电流控制方程得到从控逆变器 i 的控制信号 U_{di} , U_{qi} ;

$$\text{虚拟惯量有功方程为: } I_{d_Hi}^* = \frac{4H_{di}P_N\omega_{gi}s}{3\omega_N U_N (\tau_{di}s + 1)}$$

$$\text{虚拟惯量无功方程为: } I_{q_Hi}^* = \frac{4H_{qi}P_N E_i s}{3\omega_N U_N (\tau_{qi}s + 1)}$$

其中, H_{di} , H_{qi} 分别为第 i 台从控逆变器虚拟惯量有功、无功时间常数, P_N 为第 i 台从控逆变器的额定功率, ω_N 为第 i 台从控逆变器额定角频率, U_N 第 i 台为从控逆变器额定电压, τ_{di} , τ_{qi} 分别为第 i 台从控逆变器虚拟惯量有功、无功滤波时间常数, s 为拉普拉斯算子;

电流控制方程为：

$$U_{di} = (K_{püi} + K_{üüi} + \sum_h \frac{K_{rhi}s}{s^2 + Q_{ihi}\omega_{hi}s + (\omega_{hi})^2})(I_{d_si}^* - I_{Ldi}) + U_0 K_{fi}$$

$$U_{qi} = (K_{püi} + K_{üüi} + \sum_h \frac{K_{rhi}s}{s^2 + Q_{ihi}\omega_{hi}s + (\omega_{hi})^2})(I_{q_si}^* - I_{Lqi})$$

其中， $K_{püi}$ 为第*i*台从控逆变器电流环比例控制系数， $K_{üüi}$ 为第*i*台从控逆变器电流环积分控制系数， h 为待抑制的谐波次数， K_{rhi} 为第*i*台从控逆变器电流环*h*次谐波准谐振控制器比例系数， Q_{ihi} 为第*i*台从控逆变器电流环*h*次谐波准谐振调节器品质因数， ω_{hi} 为第*i*台从控逆变器陷波器需要滤除的谐波角频率， K_{fi} 为第*i*台从控逆变器电压前馈系数， s 为拉普拉斯算子；

步骤7，将步骤6中得到的控制信号 U_d, U_q, U_{di}, U_{qi} 通过单同步旋转坐标反变换得到主控逆变器三相桥臂电压控制信号 U_a, U_b, U_c 和从控逆变器*i*三相桥臂电压控制信号 U_{ai}, U_{bi}, U_{ci} ，继而生成开关管的PWM控制信号。

一种基于虚拟同步发电机的储能逆变器主从控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种储能逆变器控制方法,尤其是一种基于虚拟同步发电机的储能逆变器主从控制方法。

背景技术

[0002] 近年来,随着新能源发电单元在电力系统的渗透率不断提升,与此同时传统集中式一次能源逐渐减少,系统的转动惯量逐渐减小,频率波动变大,且一次能源的间歇性特性更加剧了电网的频率波动,使得系统的频率稳定性问题日趋严峻。传统电力系统中,同步发电机组(Generator Set-Genset)的下垂特性以及转动惯量大等因素,在维持系统的电压和频率稳定方面起着关键作用。Genset平稳和调节系统频率的过程可以分为三个阶段:第一阶段为Genset的惯性稳频,即依靠Genset自身转动惯量抑制系统的快速频率波动;第二阶段为一次调频,即当频率波动量超出一定值通过改变原动机功率输入来调节频率;第三阶段为二次调频,即当系统功率恢复平衡后,调整一次调频指令将频率控制在额定频率值,从而实现频率的无差控制。若带有储能逆变器的分布式发电系统能模拟或者部分模拟Genset的上述特性,使其像Genset一样参与频率和电压的调节过程,就可以降低分布式电源对电网的不利影响,解决分布式电源大规模并网应用中的相关技术瓶颈问题。而能模拟或者部分模拟Genset频率电压控制特性的电力电子电源装置就被称为虚拟同步发电机(Virtual Synchronous Generator,VSG)。VSG需要运行在两种模式下,并网和孤岛并联运行。

[0003] 基于虚拟同步发电机的储能逆变器并网运行时,需要对电网的电压和频率稳定性进行一定的支撑,孤岛并联运行时,需要向负载提供较高的电能质量。另外需要运行在并网和孤岛两种模式下,当发生模式转换时应具有无缝切换能力。

[0004] 针对基于虚拟同步发电机的储能逆变器控制,国内外的专家学者们提出了一些方法,主要有:

[0005] 题为“一种并联虚拟同步发电机分布式协同运行控制方法及系统”的中国发明专利申请说明书(CN201610157993.2)给出了一种分布式协同运行控制方法,只需通过相邻虚拟同步发电机的少量信息交互即可实现系统实现功率分配、频率恢复以及稳定可靠运行,然而该控制方案采用电压指令开环控制,不利于各种负载条件下的输出电压电能质量。

[0006] 题为“基于改进型下垂控制的微电网多主从混合协调控制”(《电力系统自动化》,程启明,褚思远,程尹曼,杨小龙,张强,2016,40(20):69-75)的文章提出了将改进型下垂控制应用到介于主从控制与对等控制之间的一种混合控制方法中,即两个或两个以上的分布式电源采用改进型下垂控制,并将这些下垂微电源整体作为主控部分,其余的微电源采用恒功率控制作为从控部分。

[0007] 题为“基于CAN总线的主从式三相逆变电源并联控制技术研究”(郭景,燕山大学,硕士学位论文,2006)的硕士论文给出了一种主从式的三相逆变电源并联控制技术,所有三相逆变电源共用电压控制环,得出的电流指令分配给各个逆变器并做电流闭环控制,然而

对于并离网双模式的应用场合需要进行并离网切换控制,增加了系统复杂度,输出电压性能受到影响。

[0008] 总之,现有基于虚拟同步发电机的储能逆变器控制技术很难同时兼顾动态响应,负载均流,输出电压电能质量等方面的综合性能。对于目前的控制技术,随着并联合数的增多,负载不均流将逐渐变大,在整流桥等非线性负载条件下很难同时满足输出电压电能指令和负载均流特性;而传统的基于主从控制的三相逆变电源无法并网,进而向系统提供快速惯量,维持微网系统电压和频率稳定性,且传统主从控制并离网切换时需要切换控制器,控制方案复杂。

发明内容

[0009] 本发明要解决的技术问题为克服上述各种技术方案的局限性,针对等问题,提供一种基于虚拟同步发电机的储能逆变器主从控制方法。

[0010] 本发明的目的是这样实现的。本发明提供了一种基于虚拟同步发电机的储能逆变器主从控制方法,本控制方法所涉及的储能逆变器中包括一个主控逆变器和(N-1)台从控逆变器,主控逆变器和(N-1)台从控逆变器均采用三相二电平桥式电路,将(N-1)台从控逆变器记为从控逆变器i,其中

[0011] $i=1,2,3\cdots N-1$;所述主控逆变器和(N-1)台从控逆变器的输入端分别与各自的储能电池相连接,其输出端相并联;

[0012] 本控制方法包括以下步骤:

[0013] 步骤1,采样及坐标变换;

[0014] 所述采样包括对主控逆变器的采样和从控逆变器i的采样;

[0015] 主控逆变器采集以下数据:主控逆变器滤波电容电压 U_{ca}, U_{cb}, U_{cc} ,主控逆变器桥臂侧电感电流 i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} ,主控逆变器并网点电网电压 e_a, e_b, e_c ;

[0016] 从控逆变器i采集以下数据:从控逆变器i滤波电容电压 $U_{cai}, U_{cbi}, U_{cci}$,从控逆变器i桥臂侧电感电流 $i_{Lai}, i_{Lbi}, i_{Lci}$,从控逆变器i并网点电网电压 e_{ai}, e_{bi}, e_{ci} ;

[0017] 所述坐标变换包括对以下数据进行坐标变换:

[0018] 对主控逆变器滤波电容电压 U_{ca}, U_{cb}, U_{cc} 和主控逆变器桥臂侧电感电流 i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} 分别进行单同步旋转坐标变换得到主控逆变器滤波电容电压的dq分量 U_{cd}, U_{cq} 和主控逆变器桥臂侧电感电流的dq分量 I_{Ld}, I_{Lq} ;

[0019] 对从控逆变器i滤波电容电压 $U_{cai}, U_{cbi}, U_{cci}$ 和从控逆变器i桥臂侧电感电流 $i_{Lai}, i_{Lbi}, i_{Lci}$ 分别进行单同步旋转坐标变换得到从控逆变器i滤波电容电压的dq分量 U_{cdi}, U_{cqi} 和从控逆变器i桥臂侧电感电流的dq分量 I_{Ldi}, I_{Lqi} ;对从控逆变器i并网点电网电压 e_{ai}, e_{bi}, e_{ci} 经过锁相环节得到从控逆变器i的并网点角频率 ω_{gi} 和从控逆变器i的电网电压幅值 E_i ;

[0020] 步骤2,根据步骤1中得到的主控逆变器滤波电容电压的dq分量 U_{cd}, U_{cq} ,通过通用的微分离散化方程计算主控逆变器滤波电容电流的dq分量 I_{cd}, I_{cq} ;根据步骤1得到的主控逆变器桥臂侧电感电流的dq分量 I_{Ld}, I_{Lq} 和主控逆变器滤波电容电流的dq分量 I_{cd}, I_{cq} ,经过输出电流计算方程得到主控逆变器输出电流的dq分量 I_{od}, I_{oq} ;经过有功功率计算方程和无功功率计算方程得到平均有功功率P和平均无功功率Q;对并网点电压 e_a, e_b, e_c 经过锁相环节得到主控逆变器并网点角频率 ω_g ;

[0021] 步骤2.1,计算主控逆变器滤波电容电流的dq分量 I_{cd} , I_{cq} ;

[0022] 令主控逆变器滤波电容电压 U_{cd} , U_{cq} 的离散序列为 $U_{cd}(n)$, $U_{cq}(n)$, 主控逆变器滤波电容电流dq分量 I_{cd} , I_{cq} 的离散序列为 $I_{cd}(n)$, $I_{cq}(n)$, 则计算主控逆变器滤波电容电流的通用的微分离散化方程为:

$$[0023] \quad I_{cd}(n) = I_{cd}(n-1) + \frac{C_f T_s}{N} \sum_{k=0}^K k_{n-k} U_{cd}(n-k)$$

$$[0024] \quad I_{cq}(n) = I_{cq}(n-1) + \frac{C_f T_s}{N} \sum_{k=0}^K k_{n-k} U_{cq}(n-k)$$

[0025] 其中, $N = \sum_{k=0}^K k_{n-k}$, k_{n-k} 为第 $n-k$ 个序列的微分离散化权重系数;

[0026] 其中, C_f 为主控逆变器滤波电容, T_s 为主控逆变器采样频率, n, k 为自然数, $n=0, 1, 2, 3, 4, \dots, k=0, 1, 2, 3, 4, \dots, K$ 为离散序列点数;

[0027] 根据上述方程可以求得主控逆变器滤波电容电流 I_{cd} , I_{cq} 的离散序列为 $I_{cd}(n)$, $I_{cq}(n)$, 从而可得主控逆变器滤波电容电流的dq分量 I_{cd} , I_{cq} ;

[0028] 步骤2.2,计算主控逆变器输出电流的dq分量 I_{od} , I_{oq} ;

[0029] 根据步骤2.1得到的主控逆变器滤波电容电流的dq分量 I_{cd} , I_{cq} , 经过输出电流计算方程得到主控逆变器输出电流的dq分量 I_{od} , I_{oq} , 所述的输出电流计算方程为:

$$[0030] \quad \begin{aligned} I_{od} &= I_{Ld} - I_{cd} \\ I_{oq} &= I_{Lq} - I_{cq} \end{aligned};$$

[0031] 步骤2.3,根据有功功率计算方程和无功功率计算方程计算主控逆变器平均有功功率 P 和主控逆变器平均无功功率 Q ;

[0032] 有功功率计算方程为:

$$[0033] \quad P = \left(\prod_h \frac{s^2 + \omega_h^2}{s^2 + 2Q_{pq} \omega_h s + \omega_h^2} \right) \cdot \frac{1.5}{\tau s + 1} \cdot (U_{cq} I_{oq} + U_{cd} I_{od})$$

[0034] 无功功率计算方程为:

$$[0035] \quad Q = \left(\prod_h \frac{s^2 + \omega_h^2}{s^2 + 2Q_{pq} \omega_h s + \omega_h^2} \right) \cdot \frac{1.5}{\tau s + 1} \cdot (U_{cd} I_{oq} - U_{cq} I_{od})$$

[0036] 其中, Q_{pq} 为功率计算方程品质因数, ω_h 为陷波器需要滤除的谐波角频率, s 为拉普拉斯算子, τ 为一阶低通滤波器的时间常数, h 为待滤除的谐波次数;

[0037] 步骤3,根据步骤2中得到的主控逆变器平均有功功率 P 、并网角频率 ω_g 和主控逆变器给定的主控逆变器有功功率指令 P_0 、储能逆变器给定主控逆变器有功功率指令 P_0 时的额定角频率 ω_0 , 经过功角控制方程得到虚拟同步发电机的角频率 ω , 对 ω 积分得到虚拟同步发电机的矢量角 θ ;

[0038] 功角控制方程为:

$$[0039] \quad \omega = \frac{mJ\omega_0 s + 1}{mJ\omega_0 s + 1 - mD_1} \omega_0 + \frac{mD_2}{mJ\omega_0 s + 1 - mD_1} \omega_g + \frac{m}{mJ\omega_0 s + 1 - mD_1} (P_0 - P)$$

[0040] 其中, ω_0 为储能逆变器给定主控逆变器有功功率指令 P_0 时的额定角频率, m 为功角控制下垂系数, J 为模拟同步发电机组的虚拟转动惯量, s 为拉普拉斯算子, D_1 为主控逆变

器频率反馈系数, D_2 为电网频率反馈系数;

[0041] 步骤4,根据步骤2中得到的主控逆变器平均无功功率 Q 和储能逆变器给定的主控逆变器无功功率指令 Q_0 、电压指令 U_0 ,经过无功控制方程得到虚拟同步发电机的主控逆变器端电压 U^* ;

[0042] 无功控制方程为:

$$[0043] \quad U^* = U_0 + n(Q_0 - Q)$$

[0044] 其中,电压指令 U_0 为储能逆变器给定主控逆变器无功功率指令 Q_0 时的额定输出电压, n 为无功-电压下垂系数;

[0045] 步骤5,根据步骤4中得到的主控逆变器端电压 U^* 和步骤1中得到的主控逆变器滤波电容电压的dq分量 U_{cd}, U_{cq} ,通过电压控制方程得到主控逆变器有功电流指令 I_d^* 和 I_q^* 主控逆变器无功电流指令 I_q^* ;

[0046] 电压控制方程为:

$$[0047] \quad I_d^* = (K_p + K_i/s + \sum_h \frac{K_{rh}s}{s^2 + Q_{uh}\omega_h s + (\omega_h)^2})(U^* - U_{cd})$$

$$[0048] \quad I_q^* = (K_p + K_i/s + \sum_h \frac{K_{rh}s}{s^2 + Q_{uh}\omega_h s + (\omega_h)^2})(0 - U_{cq})$$

[0049] 其中, K_p 为电压环比例控制系数, K_i 为电压环积分控制系数, K_{rh} 为电压环 h 次谐波准谐振控制器比例系数, h 为待抑制的谐波次数, Q_{uh} 为电压环 h 次谐波准谐振调节器品质因数, ω_h 为陷波器需要滤除的谐波角频率, s 为拉普拉斯算子;

[0050] 步骤6,根据步骤5得到的主控逆变器有功电流指令 I_d^* 和主控逆变器无功电流指令 I_q^* ,步骤1中得到的主控逆变器桥臂侧电感电流的dq分量 I_{Ld}, I_{Lq} 和从控逆变器桥臂侧电感电流的dq分量 I_{Ldi}, I_{Lqi} ,步骤2中得到的主控逆变器滤波电容电流的dq分量 I_{cd}, I_{cq} ,分别计算主控逆变器和从控逆变器 i 的控制信号;

[0051] 1) 主控逆变器

[0052] 根据步骤2中得到的主控逆变器滤波电容电流的dq分量 I_{cd}, I_{cq} ,通过电流控制方程得到主控逆变器的控制信号 U_d, U_q ;

[0053] 电流控制方程为:

$$[0054] \quad U_d = (K_{pi} + K_{ii} + \frac{K_{ri}s}{s^2 + Q_i\omega_0 s + \omega_0^2})(I_d^* - I_{cd}) + U_0 K_f$$

$$[0055] \quad U_q = (K_{pi} + K_{ii} + \frac{K_{ri}s}{s^2 + Q_i\omega_0 s + \omega_0^2})(I_q^* - I_{cq})$$

[0056] 其中, K_{pi} 为电流环比例控制系数, K_{ii} 为电流环积分控制系数, K_{ri} 为电流环准谐振控制器比例系数, K_f 为电压前馈系数, Q_i 为电流环准谐振调节器品质因数, s 为拉普拉斯算子;

[0057] 2) 从控逆变器 i

[0058] 将步骤1得到的主控逆变器的桥臂侧电感电流的dq分量 I_{Ld}, I_{Lq} 分别作为从控逆变器 i 的静态有功和无功电流指令;根据步骤1中得到的从控逆变器 i 的并网点角频率 ω_{gi} 经过

虚拟惯量有功方程得到从控逆变器i的虚拟惯量有功电流指令 $I_{d_Hi}^*$ ； I_{Ld} 与 $I_{d_Hi}^*$ 相加得到从控逆变器i有功电流指令 $I_{d_si}^*$ ；根据步骤1得到的电网电压幅值 E_i ，经过虚拟惯量无功方程得到从控逆变器i的虚拟惯量无功电流指令 $I_{q_Hi}^*$ ； I_{Lq} 与 $I_{q_Hi}^*$ 相加得到从控逆变器i无功电流指令 $I_{q_si}^*$ ；根据 $I_{d_si}^*$ 、 $I_{q_si}^*$ 和步骤1中的从控逆变器i桥臂侧电感电流的dq分量 I_{Ldi} 、 I_{Lqi} ，通过电流控制方程得到从控逆变器i的控制信号 U_{di} 、 U_{qi} ；

$$[0059] \quad \text{虚拟惯量有功方程为: } I_{d_Hi}^* = \frac{4H_{di}P_N\omega_{gi}s}{3\omega_N U_N(\tau_{di}s+1)}$$

$$[0060] \quad \text{虚拟惯量无功方程为: } I_{q_Hi}^* = \frac{4H_{qi}P_N E_i s}{3\omega_N U_N(\tau_{qi}s+1)}$$

[0061] 其中， H_{di} 、 H_{qi} 分别为第i台从控逆变器虚拟惯量有功、无功时间常数， P_N 为第i台从控逆变器的额定功率， ω_N 为第i台从控逆变器额定角频率， U_N 为第i台从控逆变器额定电压， τ_{di} 、 τ_{qi} 分别为第i台从控逆变器虚拟惯量有功、无功滤波时间常数， s 为拉普拉斯算子；

[0062] 电流控制方程为：

$$[0063] \quad U_{di} = (K_{pii} + K_{iii} + \sum_h \frac{K_{rhi}s}{s^2 + Q_{ihi}\omega_{hi}s + (\omega_{hi})^2})(I_{d_si}^* - I_{Ldi}) + U_0 K_{fi}$$

$$[0064] \quad U_{qi} = (K_{pii} + K_{iii} + \sum_h \frac{K_{rhi}s}{s^2 + Q_{ihi}\omega_{hi}s + (\omega_{hi})^2})(I_{q_si}^* - I_{Lqi})$$

[0065] 其中， K_{pii} 为第i台从控逆变器电流环比例控制系数， K_{iii} 为第i台从控逆变器电流环积分控制系数， h 为待抑制的谐波次数， K_{rhi} 为第i台从控逆变器电流环 h 次谐波准谐振控制器比例系数， Q_{ihi} 为第i台从控逆变器电流环 h 次谐波准谐振调节器品质因数， ω_{hi} 为第i台从控逆变器陷波器需要滤除的谐波角频率， K_{fi} 为第i台从控逆变器电压前馈系数， s 为拉普拉斯算子；

[0066] 步骤7，将步骤6中得到的控制信号 U_d 、 U_q 、 U_{di} 、 U_{qi} 通过单同步旋转坐标反变换得到主控逆变器三相桥臂电压控制信号 U_a 、 U_b 、 U_c 和从控逆变器i三相桥臂电压控制信号 U_{ai} 、 U_{bi} 、 U_{ci} ，继而生成开关管的PWM控制信号。

[0067] 相对于现有技术的有益效果是：本发明具备了如下优点：

[0068] 1、孤岛并联带非线性及不平衡负载时输出电压电能质量高。

[0069] 2、孤岛并联在各种负载条件下负载不均流度较低。

[0070] 3、较传统的主从控制而言，并网切换时不需要改变控制器结构。

[0071] 4、主控逆变器和从控逆变器独立提供虚拟惯量，不依赖通讯，有利于提高动态条件下的系统稳定性，可靠性较高。

附图说明

[0072] 图1是本发明的基于虚拟同步发电机的储能逆变器主从并联拓扑结构。

[0073] 图2是本发明的主控逆变器功率外环控制框图。

[0074] 图3是本发明的主控逆变器电压电流双环控制框图。

[0075] 图4是本发明的从控逆变器总体控制框图。

[0076] 图5是本发明的主控逆变器数学等效模型。

具体实施方式

[0077] 图1是本发明的实施例中基于虚拟同步发电机的储能逆变器主从并联拓扑结构。包括一个主控逆变器和(N-1)台从控逆变器,主控逆变器和(N-1)台从控逆变器均采用三相二电平桥式电路,将(N-1)台从控逆变器记为从控逆变器i,其中 $i=1,2,3\cdots N-1$;所述主控逆变器和(N-1)台从控逆变器的输入端与各自的储能电池相连接,其输出端相并联;

[0078] 所述主控逆变器和从控逆变器采用同样的拓扑结构,包括直流输入储能电池、直流侧储能电容、三相半桥逆变电路、LC滤波器,直流侧储能电容并联在所述直流输入储能电池的两端,直流输入储能电池的两个电源输出端分别与三相全桥逆变电路的两个输入端相连,三相全桥逆变电路的三相输出端与LC滤波器的三相输入端一一对应相连,主控逆变器和从控逆变器LC滤波器的三相输出端分别并联后与Dyn11型变压器的三角型侧相连接,变压器星型侧与三相电网相连,LC滤波器由桥臂侧电感和滤波电容组成。

[0079] 下面结合附图对本发明的优选方式作进一步详细的描述。

[0080] 具体的,本实施例中的参数如下。

[0081] 直流输入储能电池电压为550V,输出交流线电压有效值为380V/50Hz,额定容量为100kW,储能逆变器桥臂侧电感为0.5mH,储能逆变器滤波电容为200 μ F,并联台数 $N=5$,变压器为500kVA/270V/400V Dyn11型变压器,储能逆变器采样频率 f_s 为10kHz,因而 $T_s=100\mu$ s。

[0082] 参见图1、2、3和4,本发明提供的一种基于虚拟同步发电机的储能逆变器主从控制方法,主要步骤如下:

[0083] 步骤1,采样及坐标变换。

[0084] 所述采样包括对主控逆变器的采样和从控逆变器i的采样;

[0085] 主控逆变器采集以下数据:主控逆变器滤波电容电压 U_{ca}, U_{cb}, U_{cc} ,主控逆变器桥臂侧电感电流 i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} ,主控逆变器并网点电网电压 e_a, e_b, e_c ;

[0086] 从控逆变器i采集以下数据:从控逆变器i滤波电容电压 $U_{cai}, U_{cbi}, U_{cci}$,从控逆变器i桥臂侧电感电流 $i_{Lai}, i_{Lbi}, i_{Lci}$,从控逆变器i并网点电网电压 e_{ai}, e_{bi}, e_{ci} ;

[0087] 所述坐标变换包括对以下数据进行坐标变换:

[0088] 对主控逆变器滤波电容电压 U_{ca}, U_{cb}, U_{cc} 和主控逆变器桥臂侧电感电流 i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} 分别进行单同步旋转坐标变换得到主控逆变器滤波电容电压的dq分量 U_{cd}, U_{cq} 和主控逆变器桥臂侧电感电流的dq分量 I_{Ld}, I_{Lq} ;

[0089] 对从控逆变器i滤波电容电压 $U_{cai}, U_{cbi}, U_{cci}$ 和从控逆变器i桥臂侧电感电流 $i_{Lai}, i_{Lbi}, i_{Lci}$ 分别进行单同步旋转坐标变换得到从控逆变器i滤波电容电压的dq分量 U_{cdi}, U_{cqi} 和从控逆变器i桥臂侧电感电流的dq分量 I_{Ldi}, I_{Lqi} ;对从控逆变器i并网点电网电压 e_{ai}, e_{bi}, e_{ci} 经过锁相环节得到从控逆变器i的并网点角频率 ω_{gi} 和从控逆变器i的电网电压幅值 E_i 。

[0090] 步骤2,根据步骤1中得到的主控逆变器滤波电容电压的dq分量 U_{cd}, U_{cq} ,通过通用的微分离散化方程计算主控逆变器滤波电容电流的dq分量 I_{cd}, I_{cq} ;根据步骤1得到的主控逆变器桥臂侧电感电流的dq分量 I_{Ld}, I_{Lq} 和主控逆变器滤波电容电流的dq分量 I_{cd}, I_{cq} ,经过输出电流计算方程得到主控逆变器输出电流的dq分量 I_{od}, I_{oq} ;经过有功功率计算方程和无功功率计算方程得到平均有功功率P和平均无功功率Q;对并网点电压 e_a, e_b, e_c 经过锁相环

环节得到主控逆变器并网点角频率 ω_g 。

[0091] 步骤2.1,计算主控逆变器滤波电容电流的dq分量 I_{cd}, I_{cq} ;

[0092] 令主控逆变器滤波电容电压 U_{cd}, U_{cq} 的离散序列为 $U_{cd}(n), U_{cq}(n)$, 主控逆变器滤波电容电流dq分量 I_{cd}, I_{cq} 的离散序列为 $I_{cd}(n), I_{cq}(n)$, 则计算主控逆变器滤波电容电流的通用的微分离散化方程为:

$$[0093] \quad I_{cd}(n) = I_{cd}(n-1) + \frac{C_f T_s}{N} \sum_{k=0}^K k_{n-k} U_{cd}(n-k)$$

$$[0094] \quad I_{cq}(n) = I_{cq}(n-1) + \frac{C_f T_s}{N} \sum_{k=0}^K k_{n-k} U_{cq}(n-k)$$

[0095] 其中, $N = \sum_{k=0}^K k_{n-k}$, k_{n-k} 为第 $n-k$ 个序列的微分离散化权重系数;

[0096] 其中, C_f 为主控逆变器滤波电容, T_s 为主控逆变器采样频率, n, k 为自然数, $n=0, 1, 2, 3, 4, \dots, k=0, 1, 2, 3, 4, \dots, K$ 为离散序列点数。

[0097] 根据上述方程可以求得主控逆变器滤波电容电流 I_{cd}, I_{cq} 的离散序列为 $I_{cd}(n), I_{cq}(n)$, 从而可得主控逆变器滤波电容电流的dq分量 I_{cd}, I_{cq} 。

[0098] 通用离散化方程的参数选择综合考虑差分方程稳定性条件, 微分的频率响应以及 DSP 计算量, k_{n-k} 的选择考虑离当前时刻较近的离散序列权重较大。在本实施例中, 取 $N=7, K=2, k_n=4, k_{n-1}=2, k_{n-2}=1, \dots$

[0099] 步骤2.2,计算主控逆变器输出电流的dq分量 I_{od}, I_{oq} ;

[0100] 根据步骤2.2.1得到的主控逆变器滤波电容电流的dq分量 I_{cd}, I_{cq} , 经过输出电流计算方程得到主控逆变器输出电流的dq分量 I_{od}, I_{oq} , 所述的输出电流计算方程为:

$$[0101] \quad I_{od} = I_{Ld} - I_{cd}$$

$$[0102] \quad I_{oq} = I_{Lq} - I_{cq}$$

[0103] 步骤2.3,根据有功功率计算方程和无功功率计算方程计算主控逆变器平均有功功率 P 和主控逆变器平均无功功率 Q ;

[0104] 有功功率计算方程为:

$$[0105] \quad P = \left(\prod_h \frac{s^2 + \omega_h^2}{s^2 + 2Q_{pq} \omega_h s + \omega_h^2} \right) \cdot \frac{1.5}{\tau s + 1} \cdot (U_{cq} I_{oq} + U_{cd} I_{od})$$

[0106] 无功功率计算方程为:

$$[0107] \quad Q = \left(\prod_h \frac{s^2 + \omega_h^2}{s^2 + 2Q_{pq} \omega_h s + \omega_h^2} \right) \cdot \frac{1.5}{\tau s + 1} \cdot (U_{cd} I_{oq} - U_{cq} I_{od})$$

[0108] 其中, Q_{pq} 为功率计算方程品质因数, ω_h 为陷波器需要滤除的谐波角频率, s 为拉普拉斯算子, τ 为一阶低通滤波器的时间常数, h 为待滤除的谐波次数。

[0109] 在本实施例中,考虑主要滤除的谐波次数为2次和3次谐波,因此选取 $h=2, 3$, 此时 $\omega_h=628.3186\text{rad/s}, 942.4779\text{rad/s}$ 。一阶低通滤波器主要考虑滤除高次谐波,且不影响动态响应,一般取 $\tau \leq 2e^{-3}\text{s}$, 本例取值 $\tau=1.5e^{-4}\text{s}$; 品质因数 Q_{pq} 主要考虑陷波器的滤波效果, 在本例中,选取 $Q_{pq}=0.5$ 。

[0110] 步骤3,根据步骤2中得到的主控逆变器平均有功功率 P 、并网点角频率 ω_g 和储能

主控逆变器给定的主控逆变器有功功率指令 P_0 、储能逆变器给定主控逆变器有功功率指令 P_0 时的额定角频率 ω_0 ,经过功角控制方程得到虚拟同步发电机的角频率 ω ,对 ω 积分得到虚拟同步发电机的矢量角 θ ;

[0111] 功角控制方程为:

$$[0112] \quad \omega = \frac{mJ\omega_0s+1}{mJ\omega_0s+1-mD_1}\omega_0 + \frac{mD_2}{mJ\omega_0s+1-mD_1}\omega_g + \frac{m}{mJ\omega_0s+1-mD_1}(P_0-P)$$

[0113] 其中, ω_0 为储能逆变器给定主控逆变器有功功率指令 P_0 时的额定角频率, m 为功角控制下垂系数, J 为模拟同步发电机组的虚拟转动惯量, s 为拉普拉斯算子, D_1 为主控逆变器频率反馈系数, D_2 为电网频率反馈系数。

[0114] 功角控制方程表明了储能逆变器有功功率下垂曲线关系、虚拟惯量大小和阻尼比大小。其中,虚拟惯量标明了系统频率的变化率,为了保证系统频率变化平稳,需要有较大的虚拟惯量;然而虚拟惯量相当于在系统中加入了一阶惯性环节,太大的虚拟惯量有可能导致系统的不稳定。因而参数选择需要折中处理。为保证系统稳定性,在本实施例中,惯性时间常数范围在 $\tau_{\text{virtual}}=J\omega_0m\leq 2e^{-3}s$;功角控制方程中的有功功率下垂曲线关系包括三个系数,功角控制下垂系数 m 表示下垂曲线的斜率,取值原则为100%的有功功率变化时,频率变化0.5Hz以内;给定有功功率指令 P_0 和相对应的额定角频率 ω_0 表示下垂曲线的位置关系,主要考虑储能逆变器输出有功功率为 P_0 时,其输出频率大小为 ω_0 。

[0115] 在本实施例中,功角控制下垂系数取值为 $m = \frac{0.4 \cdot 2\pi}{100} \text{rad/kW} = 0.025 \text{rad/kW}$,根据惯性时间常数取值原则取 $\tau_{\text{virtual}}=J\omega_0m=1.5e^{-3}s$,可得 $J=0.2 \text{kg} \cdot \text{m}^2$,为保证控制运行时能量不流向直流侧,给定有功功率指令取值为 $P_0=1 \text{kW}$,此时对应的额定角频率取值为 $\omega_0=314.1593 \text{rad/s}$ 。

[0116] D_1, D_2 表明了外环功率环的阻尼特性,根据上述方程基于虚拟同步发电机的储能逆变器数学模型如图5所示,进而可得有功功率传递函数为:

$$[0117] \quad P = \frac{mK_s}{mJ\omega_0s^2 + (1-mD_1)s + mK_s} P_0 + \frac{K_s(mJ\omega_0s+1)}{mJ\omega_0s^2 + (1-mD_1)s + mK_s} \omega_0 - \frac{K_s(mJ\omega_0ms+1)}{J\omega_0s^2 + (1-mD_1)s + mK_s} \omega_g$$

[0118] ;其中, $K_s = \frac{3E^2}{X}$ 为功角传递函数, E 为电网相电压有效值, X 为储能逆变器每相等效输出阻抗。在本实施例中,储能逆变器的等效输出阻抗为额定阻抗的5%,因而 K_s 等效为 $K_s \approx 20 \times 100 \text{kW}$ 。

[0119] 根据控制系统二阶振荡方程可得系统的阻尼比为 $\zeta = \frac{(\frac{1}{m} - D_1)}{2\sqrt{J\omega_0K_s}}$,其中 $\zeta > 0$,将 $m, J,$

ω_0, K_s 带入可得 D_1 的取值范围为 $D_1 < 40$,在本实施例中,取 $\zeta = 0.7$,则 $D_1 = -456.3, D_2 = 456.3$ 。

[0120] 步骤4,根据步骤2中得到的主控逆变器平均无功功率 Q 和储能逆变器给定的主控逆变器无功功率指令 Q_0 、电压指令 U_0 ,经过无功控制方程得到虚拟同步发电机的端电压 U^* ;

[0121] 无功控制方程为:

$$[0122] \quad U^* = U_0 + n(Q_0 - Q)$$

[0123] 其中,电压指令 U_0 为储能逆变器给定主控逆变器无功功率指令 Q_0 时的额定输出电容电压、 n 为无功-电压下垂系数。

[0124] 无功-电压下垂系数 n 取值原则为100%的无功功率变化时,电压幅值变化在2%之内;给定无功功率指令 Q_0 和相对应的额定输出电容电压 U_0 表示下垂曲线的位置关系,主要考虑储能逆变器输出无功功率为 Q_0 时,其输出电压大小为 U_0 。

[0125] 在本实施例中,无功-电压下垂系数取值为 $n = \frac{2\% \cdot 380}{100} \text{V/kW} = 0.076 \text{V/kW}$;给定无功功率指令 Q_0 考虑系统输出无功功率为 $Q_0 = 0$,此时对应的额定输出电容电压 $U_0 = 380 \text{V}$ 。

[0126] 步骤5,根据步骤4中得到的主控逆变器端电压 U^* 和步骤1中得到的主控逆变器滤波电容电压的dq分量 U_{cd}, U_{cq} ,通过电压控制方程得到主控逆变器有功电流指令 I_d^* 和 I_q^* 主控逆变器无功电流指令 I_q^* 。

[0127] 电压控制方程为:

$$[0128] \quad I_d^* = (K_p + K_i/s + \sum_h \frac{K_{rh}s}{s^2 + Q_{uh}\omega_h s + (\omega_h)^2})(U^* - U_{cd})$$

$$[0129] \quad I_q^* = (K_p + K_i/s + \sum_h \frac{K_{rh}s}{s^2 + Q_{uh}\omega_h s + (\omega_h)^2})(0 - U_{cq})$$

[0130] 其中, K_p 为电压环比例控制系数、 K_i 为电压环积分控制系数、 K_{rh} 为电压环 h 次谐波准谐振控制器比例系数、 h 为待抑制的谐波次数, Q_{uh} 为电压环 h 次谐波准谐振调节器品质因数, ω_h 为陷波器需要滤除的谐波角频率, s 为拉普拉斯算子。

[0131] 电压控制方程中的参数主要考虑控制系统的稳定性和动稳态性能;在本实施例中,取 $K_p = 0.03, K_i = 0.8$,准谐振调节器主要考虑消除系统中的奇次谐波,取 $h = 3, 5, 7, 9, 11$,因而角频率分别等于

[0132] $\omega_h = 942.5 \text{rad/s}, 1570.8 \text{rad/s}, 2199.1 \text{rad/s}, 2827.4 \text{rad/s}, 3455.8 \text{rad/s}$ 。

[0133] 品质因数 Q_u 主要考虑谐振调节器的增益和稳定性,在本例中,选取 $Q_u = 0.7$;准谐振控制器比例系数综合考虑电压环的动稳态控制性能和系统稳定性,在本例中,选取 $K_r = 100$ 。

[0134] 步骤6,根据步骤5得到的主控逆变器有功电流指令 I_d^* 和主控逆变器无功电流指令 I_q^* 、步骤1中得到的主控逆变器桥臂侧电感电流的dq分量 I_{Ld}, I_{Lq} 和从控逆变器桥臂侧电感电流的dq分量 I_{Ldi}, I_{Lqi} 、步骤2中得到的主控逆变器滤波电容电流的dq分量 I_{cd}, I_{cq} ,分别计算主控逆变器和从控逆变器 i 的控制信号。

[0135] 1) 主控逆变器

[0136] 根据步骤2中得到的主控逆变器滤波电容电流的dq分量 I_{cd}, I_{cq} ,通过电流控制方程得到控制信号 U_d, U_q ;

[0137] 电流控制方程为:

$$[0138] \quad U_d = (K_{pi} + K_{ii} + \frac{K_{ri}s}{s^2 + Q_i\omega_0 s + \omega_0^2})(I_d^* - I_{cd}) + U_0 K_f$$

$$[0139] \quad U_q = (K_{pi} + K_{ii} + \frac{K_{ri}s}{s^2 + Q_i\omega_0s + \omega_0^2})(I_q^* - I_{cq}) \quad ,$$

[0140] 其中, K_{pi} 为电流环比例控制系数, K_{ii} 为电流环积分控制系数, K_{ri} 为电流环谐振控制器比例系数, K_f 为电压前馈系数, Q_i 为电流环准谐振调节器品质因数, s 为拉普拉斯算子。

[0141] 电流控制方程中的参数主要考虑控制系统的电流环跟踪能力、阻尼特性和直流分量抑制能力; 在本实施例中, 取 $K_{pi} = 0.05$, $K_{ii} = 20$, 准谐振调节器主要考虑消除系统中的直流分量, 品质因数 Q_i 主要考虑谐振调节器的增益和稳定性, 在本例中, 选取 $Q_i = 0.7$; 准谐振控制器比例系数综合考虑电流环的直流分量抑制能力和系统稳定性, 在本例中, 选取 $K_{ri} = 50$ 。

[0142] 2) 从控逆变器 i

[0143] 将步骤1得到的主控逆变器的桥臂侧电感电流的dq分量 I_{Ld} , I_{Lq} 作为从控逆变器 i 的静态有功和无功电流指令; 根据步骤1中得到的从控逆变器 i 的并网点角频率 ω_{gi} 经过虚拟惯量有功方程得到从控逆变器 i 的虚拟惯量有功电流指令 $I_{d_Hi}^*$; I_{Ld} 与 $I_{d_Hi}^*$ 相加得到从控逆变器 i 有功电流指令 $I_{d_si}^*$; 根据步骤1得到的电网电压幅值 E_i , 经过虚拟惯量无功方程得到从控逆变器 i 的虚拟惯量无功电流指令 $I_{q_Hi}^*$, I_{Lq} 与 $I_{q_Hi}^*$ 相加得到从控逆变器 i 无功电流指令 $I_{q_si}^*$; 根据 $I_{d_si}^*$ 、 $I_{q_si}^*$ 和步骤1中的从控逆变器 i 桥臂侧电感电流的dq分量 I_{Ldi} , I_{Lqi} , 通过电流控制方程得到从控逆变器 i 的控制信号 U_{di} , U_{qi} ;

$$[0144] \quad \text{虚拟惯量有功方程为: } I_{d_Hi}^* = \frac{4H_{di}P_N\omega_{gi}s}{3\omega_N U_N(\tau_{di}s + 1)},$$

$$[0145] \quad \text{虚拟惯量无功方程为: } I_{q_Hi}^* = \frac{4H_{qi}P_N E_i s}{3\omega_N U_N(\tau_{qi}s + 1)},$$

[0146] 其中, H_{di} , H_{qi} 分别为第 i 台从控逆变器虚拟惯量有功、无功时间常数, P_N 为第 i 台从逆变器的额定功率, ω_N 为第 i 台从逆变器额定角频率, U_N 为第 i 台从逆变器额定电压, τ_{di} , τ_{qi} 分别为第 i 台从控逆变器虚拟惯量有功、无功滤波时间常数, s 为拉普拉斯算子。

[0147] 虚拟惯量有功和无功方程中的参数主要考虑电网电压和频率动态变化时对电网的动态支撑能力和系统稳定性。一阶低通滤波器主要考虑滤除一阶微分环节带来的谐波, 保持系统稳定性, 且不影响动态响应, 一般取 $\tau \leq 2e^{-3}s$, 本例取值 $\tau = 1.5e^{-4}s$; 从控逆变器虚拟惯量有功、无功时间常数 H_{di} , H_{qi} 考虑一定容量的储能逆变器提供虚拟惯量时间长短的能力, 在此设置 $H_{di} = H_{qi} = 0.5s$, 额定角频率 $\omega_N = 314.1593\text{rad/s}$, 额定功率 $P_N = 100\text{kW}$, 额定相电压 U_N 为变压器一次侧电压, 因而 $U_N = 270/1.732 = 156\text{V}$ 。

[0148] 电流控制方程为:

$$[0149] \quad U_{di} = (K_{pii} + K_{iii} + \sum_h \frac{K_{rhi}s}{s^2 + Q_{ih}\omega_{hi}s + (\omega_{hi})^2})(I_{d_si}^* - I_{Ldi}) + U_0 K_{fi}$$

$$[0150] \quad U_{qi} = (K_{pii} + K_{iii} + \sum_h \frac{K_{rhi}s}{s^2 + Q_{ih}\omega_{hi}s + (\omega_{hi})^2})(I_{q_si}^* - I_{Lqi})$$

[0151] 其中, K_{pii} 为第 i 台从控逆变器电流环比例控制系数, K_{iii} 为第 i 台从控逆变器电流环积分控制系数, h 为待抑制的谐波次数, K_{rhi} 为第 i 台从控逆变器电流环 h 次谐波准谐振控

制器比例系数, Q_{ih_i} 为第 i 台从控逆变器电流环 h 次谐波准谐振调节器品质因数, ω_{hi} 为第 i 台从控逆变器陷波器需要滤除的谐波角频率, K_{fi} 为第 i 台从控逆变器电压前馈系数, s 为拉普拉斯算子。

[0152] 电流控制方程中的参数主要考虑控制系统的电流环动态响应、阻尼特性、电流稳态误差和电流谐波抑制能力; 在本实施例中, 由于各从控逆变器功率、电压、电流等级一致, 因此取控制器参数相同, 在此 $K_{pii}=0.05$, $K_{iii}=50$, 准谐振调节器主要考虑消除系统中的直流分量, 品质因数 Q_i 主要考虑谐振调节器的增益和稳定性, 在本例中, 选取 $Q_{ii}=0.7$; 准谐振控制器比例系数综合考虑电流环的直流分量抑制能力和系统稳定性, 在本例中, 选取 $K_{rhi}=30$ 。

[0153] 步骤7, 将步骤6中得到的控制信号 U_d, U_q, U_{di}, U_{qi} 通过单同步旋转坐标反变换得到主控逆变器三相桥臂电压控制信号 U_a, U_b, U_c 和从控逆变器 i 三相桥臂电压控制信号 U_{ai}, U_{bi}, U_{ci} , 继而生成开关管的PWM控制信号。

[0154] 显然, 本领域的技术人员可以对本发明的一种基于虚拟同步发电机的储能逆变器主从控制方法进行各种改动和变型而不脱离本发明的精神和范围。这样, 倘若对本发明的这些修改和变型属于本发明权利要求及其等同技术的范围之内, 则本发明也意图包含这些改动和变型在内。

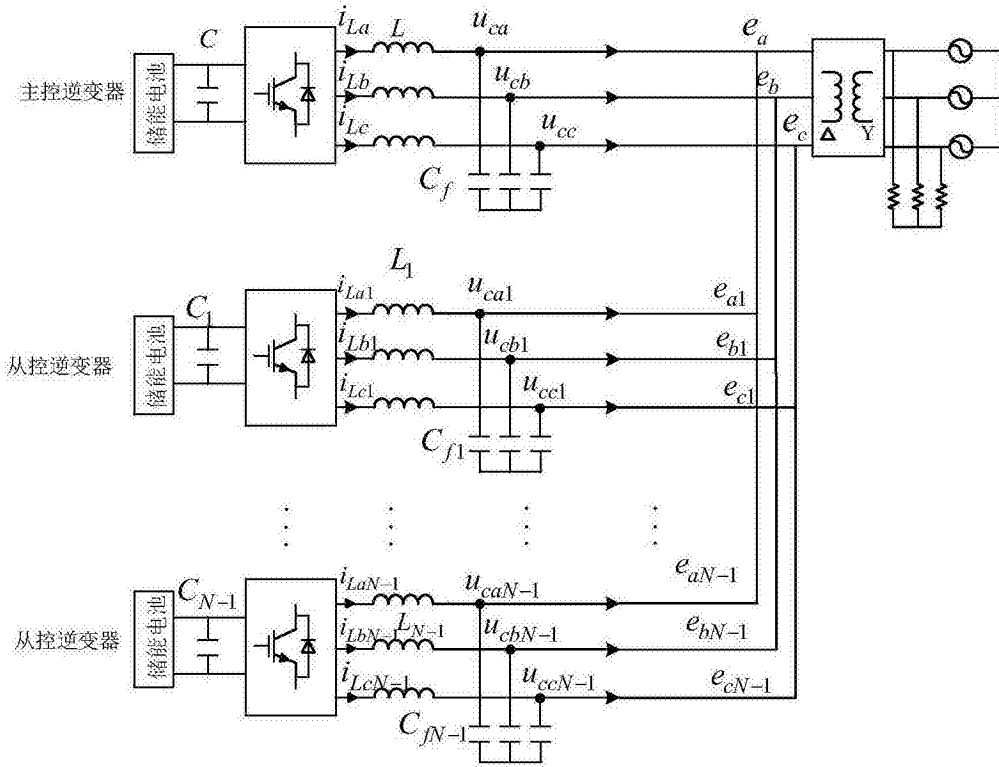


图1

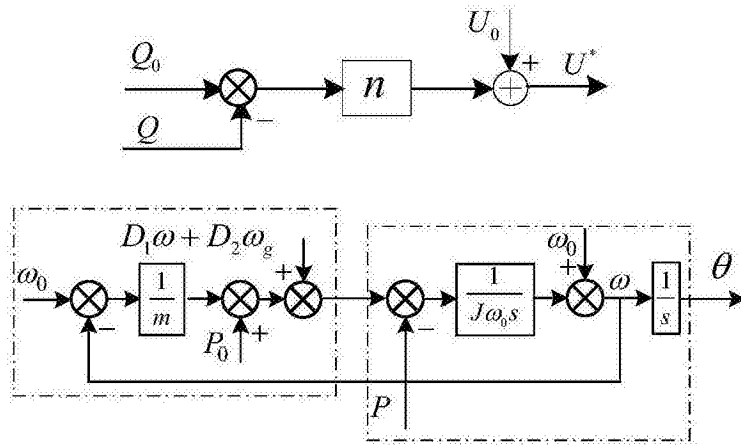


图2

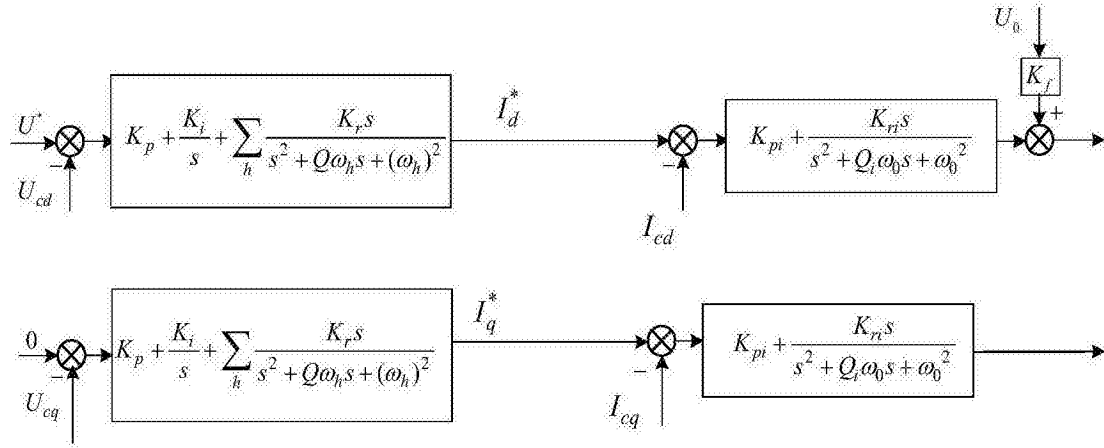


图3

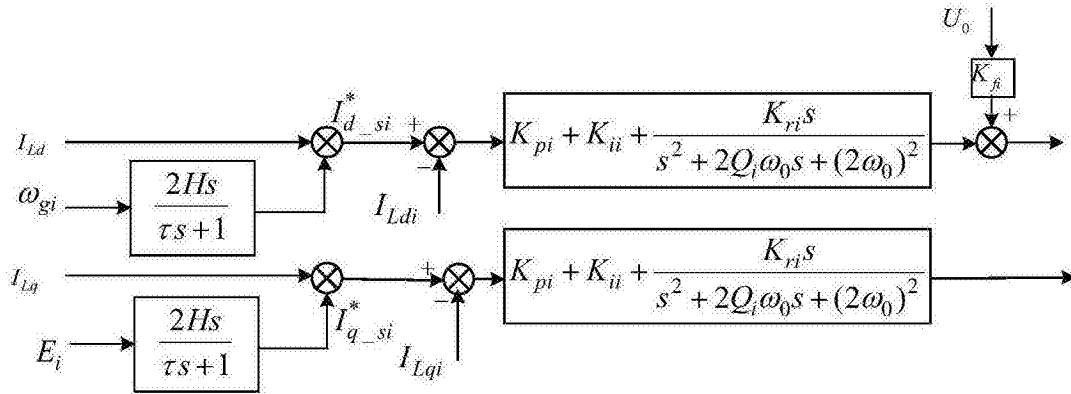


图4

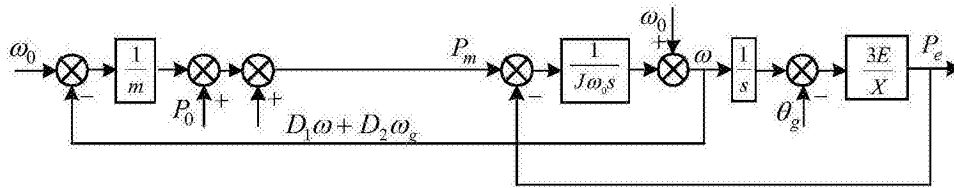


图5