



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 107681892 B

(45)授权公告日 2020.05.22

(21)申请号 201710984672.4

(22)申请日 2017.10.20

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 107681892 A

(43)申请公布日 2018.02.09

(73)专利权人 阳光电源股份有限公司
地址 230088 安徽省合肥市高新区习友路
1699号

(72)发明人 刘芳 张杰 陶磊 丁杰 潘年安
孙龙林 张喆 邓金鑫

(74)专利代理机构 北京集佳知识产权代理有限
公司 11227
代理人 王宝筠

(51)Int.Cl.
H02M 3/28(2006.01)

(56)对比文件

- CN 106374830 A, 2017.02.01,
- CN 106849186 A, 2017.06.13,
- CN 104734191 A, 2015.06.24,
- CN 103701155 A, 2014.04.02,
- CN 102916440 A, 2013.02.06,
- CN 103219749 A, 2013.07.24,
- CN 106374764 A, 2017.02.01,
- CN 104485689 A, 2015.04.01,

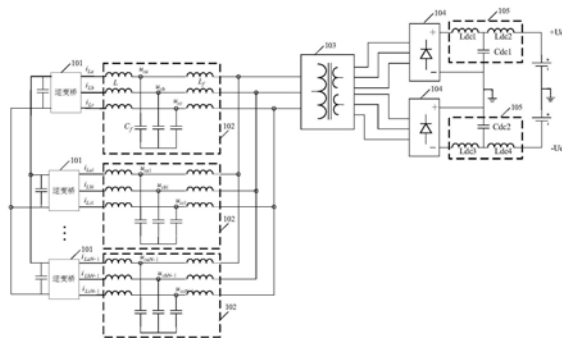
审查员 江成龙

权利要求书3页 说明书9页 附图2页

(54)发明名称
一种直流变流器

(57)摘要

本发明提供一种直流变流器,采用N个直流侧相并联的逆变器分别通过各自相应的第一滤波器进行交流侧相并联,组成N个并联支路,该N个并联支路中设置的第一滤波器增加了相应逆变器的回路阻抗,减小了各个并联支路之间的环流;并且各个并联支路的交流输出均汇入中频三绕组升压变压器进行升压变换,避免了现有技术中各个模块中均设置有一个升压变压器所导致的成本高的问题,利于应用于更大功率、更高电压等级的系统中。



1. 一种直流变流器,其特征在于,包括:N个逆变器、N个第一滤波器、中频三绕组升压变压器、两个三相二极管整流桥及两个第二滤波器;N为大于1的正整数;其中:

N个逆变器的直流侧相并联,连接点作为所述直流变流器的输入端;

N个逆变器的交流侧分别与N个第一滤波器的输入端一一对应相连,组成N个并联支路;

N个第一滤波器的输出端相并联,并均与所述中频三绕组升压变压器的低压绕组相连;

所述中频三绕组升压变压器的两个高压绕组分别与两个三相二极管整流桥的输入端一一对应相连;

两个三相二极管整流桥的输出端串联连接;且两个三相二极管整流桥的输出端串联支路的正极和负极分别与两个第二滤波器的输入端相连,两个三相二极管整流桥的输出端连接点接地;

两个第二滤波器的输出端分别为所述直流变流器的输出端;

所述第一滤波器包括:三相LCL滤波电路,且所述第一滤波器中的滤波电容为星形连接方式;其中,所述第一滤波器用于增加相应所述逆变器的回路阻抗,减小各个所述并联支路之间的环流;

所述第二滤波器为LCL滤波电路。

2. 根据权利要求1所述的直流变流器,其特征在于,所述中频三绕组升压变压器的低压绕组为星形连接方式,所述中频三绕组升压变压器的两个高压绕组分别为星形连接方式和三角形连接方式。

3. 根据权利要求1所述的直流变流器,其特征在于,所述逆变器包括:T字型三电平三桥臂逆变桥及直流侧支撑电容。

4. 根据权利要求1至3任一所述的直流变流器,其特征在于,N个逆变器包括:一个主逆变器和N-1个从逆变器;其中:

所述主逆变器中的控制器用于:接收给定直流侧电压指令 U_{dc}^* 和给定交流侧电压指令 U_c^* ;根据所述给定直流侧电压指令 U_{dc}^* 和采样得到的直流侧并联电压 U_{dc} ,经过直流侧电压控制方程计算得到有功电流指令 I_{Ld}^* ,并将所述有功电流指令 I_{Ld}^* 和给定交流侧电压指令 U_c^* 下发至所述N-1个从逆变器;根据所述有功电流指令 I_{Ld}^* 、给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压 u_{ca}, u_{cb}, u_{cc} 和桥臂侧电感电流 i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} ,计算得到控制信号 U_d, U_q ;根据所述控制信号 U_d, U_q 经过单同步旋转坐标反变换得到三相桥臂电压控制信号 U_a, U_b, U_c ,再根据所述三相桥臂电压控制信号 U_a, U_b, U_c 生成对应开关管的PWM控制信号;

所述N-1个从逆变器中的控制器均用于:根据所述有功电流指令 I_{Ld}^* 、给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压 $u_{cai}, u_{cbi}, u_{cci}$ 和桥臂侧电感电流 $i_{Lai}, i_{Lbi}, i_{Lci}$,计算得到控制信号 U_{di}, U_{qi} ;根据所述控制信号 U_{di}, U_{qi} 经过单同步旋转坐标反变换得到三相桥臂电压控制信号 U_{ai}, U_{bi}, U_{ci} ,再根据所述三相桥臂电压控制信号 U_{ai}, U_{bi}, U_{ci} 生成对应开关管的PWM控制信号;
 $i=1, 2 \cdots N-1$ 。

5. 根据权利要求4所述的直流变流器,其特征在于,所述直流侧电压控制方程为:

$$I_{Ld}^* = (K_{p_dc} + K_{i_dc}/s) (U_{dc}^* - U_{dc}),$$

其中, K_{p_dc} 为比例控制系数, K_{i_dc} 为积分控制系数, s 为拉普拉斯算子。

6. 根据权利要求4所述的直流变流器,其特征在于,所述主逆变器中的控制器用于根据所述有功电流指令 I_{Ld}^* 、给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压 u_{ca}, u_{cb}, u_{cc} 和桥臂侧电感电

流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , 计算得到控制信号 U_d , U_q 时, 具体用于:

对采样得到的桥臂侧电感电流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} 进行单同步旋转坐标变换, 得到桥臂侧电感电流dq的分量 I_{Ld} , I_{Lq} ;

对采样得到的滤波电容电压 U_{ca} , U_{cb} , U_{cc} 进行单同步旋转坐标变换, 得到滤波电容电压dq的分量 U_{cd} , U_{cq} ;

根据滤波电容电压dq的分量 U_{cd} , U_{cq} 经过第一幅值计算方程得到滤波电容电压幅值 U_c ;

根据所述有功电流指令 I_{Ld}^* 和桥臂侧电感电流d轴分量 I_{Ld} , 计算得到控制信号d轴分量 U_d ;

根据给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压幅值 U_c 和桥臂侧电感电流q轴分量 I_{Lq} , 计算得到控制信号q轴分量 U_q ;

所述N-1个从逆变器中的控制器用于根据所述有功电流指令 I_{Ld}^* 、给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压 U_{cai} , U_{cbi} , U_{cci} 和桥臂侧电感电流 i_{Lai} , i_{Lbi} , i_{Lci} , 计算得到控制信号 U_{di} , U_{qi} 时, 具体用于:

对采样得到的桥臂侧电感电流 i_{Lai} , i_{Lbi} , i_{Lci} 进行单同步旋转坐标变换, 得到桥臂侧电感电流dq的分量 I_{Ldi} , I_{Lqi} ;

对采样得到的滤波电容电压 U_{cai} , U_{cbi} , U_{cci} 进行单同步旋转坐标变换, 得到滤波电容电压dq的分量 U_{cdi} , U_{cqi} ;

根据滤波电容电压dq的分量 U_{cdi} , U_{cqi} 经过第二幅值计算方程得到滤波电容电压幅值 U_{ci} ;

根据所述有功电流指令 I_{Ld}^* 和桥臂侧电感电流d轴分量 I_{Ldi} , 计算得到控制信号d轴分量 U_{di} ;

根据给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压幅值 U_{ci} 和桥臂侧电感电流q轴分量 I_{Lqi} , 计算得到控制信号q轴分量 U_{qi} 。

7. 根据权利要求6所述的直流变流器, 其特征在于, 所述第一幅值计算方程为:

$$U_c = \frac{\sqrt{U_{cd}^2 + U_{cq}^2}}{\tau s + 1};$$

所述第二幅值计算方程为:

$$U_{ci} = \frac{\sqrt{U_{cdi}^2 + U_{cqi}^2}}{\tau s + 1};$$

其中, τ 为滤波时间常数, s 为拉普拉斯算子。

8. 根据权利要求6所述的直流变流器, 其特征在于, 根据所述有功电流指令 I_{Ld}^* 和桥臂侧电感电流d轴分量 I_{Ld} , 计算得到控制信号d轴分量 U_d , 以及, 根据给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压幅值 U_c 和桥臂侧电感电流q轴分量 I_{Lq} , 计算得到控制信号q轴分量 U_q , 所采用的公式为:

$$\begin{aligned} U_d &= (K_{pi} + K_{ii}/s + \frac{K_r s}{s^2 + 2Q\omega_0 s + (2\omega_0)^2})(I_{Ld}^* - I_{Ld}) \\ U_q &= (K_{pi} + K_{ii}/s + \frac{K_r s}{s^2 + 2Q\omega_0 s + (2\omega_0)^2})(I_{Lq}^* - I_{Lq}) \end{aligned};$$

$$I_{Lq}^* = n(U_c^* - U_c);$$

根据所述有功电流指令 I_{Ld}^* 和桥臂侧电感电流d轴分量 I_{Ldi} ,计算得到控制信号d轴分量 U_{di} ,以及,根据给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压幅值 U_{ci} 和桥臂侧电感电流q轴分量 I_{Lqi} ,计算得到控制信号q轴分量 U_{qi} ,所采用的公式为:

$$U_{di} = (K_{pi} + K_{ii}/s + \frac{K_r s}{s^2 + 2Q\omega_0 s + (2\omega_0)^2})(I_{Ld}^* - I_{Ldi});$$

$$U_{qi} = (K_{pi} + K_{ii}/s + \frac{K_r s}{s^2 + 2Q\omega_0 s + (2\omega_0)^2})(I_{Lqi}^* - I_{Lqi})$$

$$I_{Lqi}^* = n(U_c^* - U_{ci});$$

其中, K_{pi} 为比例控制系数, K_{ii} 为积分控制系数, K_r 为谐振控制器比例系数, s 为拉普拉斯算子, Q 为品质因子, ω_0 为变压器基波角频率, $\omega_0 = 2\pi f_0$, $f_0 = 400\text{Hz}$, n 为下垂控制系数。

一种直流变流器

技术领域

[0001] 本发明涉及直流输电技术领域,特别涉及一种直流变流器。

背景技术

[0002] 随着新能源的不断发展及应用,各种形式的发电容量日趋大型化。由于土地资源、新能源资源等限制,大型的新能源一般地处偏远地区,而此时大容量的远距离传输成为一种趋势;且直流传输由于跨区域间可以实现能量解耦等各项优点,比交流传输更利于应用。

[0003] 作为直流升压汇集技术的关键核心装备,大功率高升比直流变流器承担着将输入的直流电汇集到高压直流母线的的作用。现有技术中存在一种直流变流器,在N组风机发电模块中的每一模块均设置了升压变压器,虽然能够更好的降低模块间的环流,但是这样的做法在大功率中成本较高,不利于大功率高升比的直流汇集系统的推广和使用。

发明内容

[0004] 本发明提供一种直流变流器,以解决现有技术中成本高的问题。

[0005] 为实现上述目的,本申请提供的技术方案如下:

[0006] 一种直流变流器,包括:N个逆变器、N个第一滤波器、中频三绕组升压+ 变压器、两个三相二极管整流桥及两个第二滤波器;N为大于1的正整数;其中:

[0007] N个逆变器的直流侧相并联,连接点作为所述直流变流器的输入端;

[0008] N个逆变器的交流侧分别与N个第一滤波器的输入端一一对应相连;

[0009] N个第一滤波器的输出端相并联,并均与所述中频三绕组升压变压器的低压绕组相连;

[0010] 所述中频三绕组升压变压器的两个高压绕组分别与两个三相二极管整流桥的输入端一一对应相连;

[0011] 两个三相二极管整流桥的输出端串联连接;且两个三相二极管整流桥的输出端串联支路的正极和负极分别与两个第二滤波器的输入端相连,两个三相二极管整流桥的输出端连接点接地;

[0012] 两个第二滤波器的输出端分别为所述直流变流器的输出端。

[0013] 优选的,所述中频三绕组升压变压器的低压绕组为星形连接方式,所述中频三绕组升压变压器的两个高压绕组分别为星形连接方式和三角形连接方式。

[0014] 优选的,所述第一滤波器包括:三相LCL滤波电路,且所述第一滤波器中的滤波电容为星形连接方式;

[0015] 所述第二滤波器为LCL滤波电路。

[0016] 优选的,所述逆变器包括:T字型三电平三桥臂逆变桥及直流侧支撑电容。

[0017] 优选的,N个逆变器包括:一个主逆变器和N-1个从逆变器;其中:

[0018] 所述主逆变器中的控制器用于:接收给定直流侧电压指令 U_{dc}^* 和给定交流侧电压指令 U_c^* ;根据所述给定直流侧电压指令 U_{dc}^* 和采样得到的直流侧并联电压 U_{dc} ,经过直流侧

电压控制方程计算得到有功电流指令 I_{Ld}^* ,并将所述有功电流指令 I_{Ld}^* 和给定交流侧电压指令 U_c^* 下发至所述N-1个从逆变器;根据所述有功电流指令 I_{Ld}^* 、给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压 u_{ca}, u_{cb}, u_{cc} 和桥臂侧电感电流 i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} ,计算得到控制信号 U_d, U_q ;根据所述控制信号 U_d, U_q 经过单同步旋转坐标反变换得到三相桥臂电压控制信号 U_a, U_b, U_c ,再根据所述三相桥臂电压控制信号 U_a, U_b, U_c 生成对应开关管的PWM控制信号;

[0019] 所述N-1个从逆变器中的控制器均用于:根据所述有功电流指令 I_{Ld}^* 、给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压 $u_{cai}, u_{cbi}, u_{cci}$ 和桥臂侧电感电流 $i_{Lai}, i_{Lbi}, i_{Lci}$,计算得到控制信号 U_{di}, U_{qi} ;根据所述控制信号 U_{di}, U_{qi} 经过单同步旋转坐标反变换得到三相桥臂电压控制信号 U_{ai}, U_{bi}, U_{ci} ,再根据所述三相桥臂电压控制信号 U_{ai}, U_{bi}, U_{ci} 生成对应开关管的PWM控制信号; $i=1, 2 \cdots N-1$ 。

[0020] 优选的,所述直流侧电压控制方程为:

$$[0021] \quad I_{Ld}^* = (K_{p_dc} + K_{i_dc}/s) (U_{dc}^* - U_{dc}),$$

[0022] 其中, K_{p_dc} 为比例控制系数, K_{i_dc} 为积分控制系数, s 为拉普拉斯算子。

[0023] 优选的,所述主逆变器中的控制器用于根据所述有功电流指令 I_{Ld}^* 、给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压 u_{ca}, u_{cb}, u_{cc} 和桥臂侧电感电流 i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} ,计算得到控制信号 U_d, U_q 时,具体用于:

[0024] 对采样得到的桥臂侧电感电流 i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} 进行单同步旋转坐标变换,得到桥臂侧电感电流dq的分量 I_{Ld}, I_{Lq} ;

[0025] 对采样得到的滤波电容电压 u_{ca}, u_{cb}, u_{cc} 进行单同步旋转坐标变换,得到滤波电容电压dq的分量 U_{cd}, U_{cq} ;

[0026] 根据滤波电容电压dq的分量 U_{cd}, U_{cq} 经过第一幅值计算方程得到滤波电容电压幅值 U_c ;

[0027] 根据所述有功电流指令 I_{Ld}^* 和桥臂侧电感电流d轴分量 I_{Ld} ,计算得到控制信号d轴分量 U_d ;

[0028] 根据给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压幅值 U_c 和桥臂侧电感电流q轴分量 I_{Lq} ,计算得到控制信号q轴分量 U_q ;

[0029] 所述N-1个从逆变器中的控制器用于根据所述有功电流指令 I_{Ld}^* 、给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压 $u_{cai}, u_{cbi}, u_{cci}$ 和桥臂侧电感电流 $i_{Lai}, i_{Lbi}, i_{Lci}$,计算得到控制信号 U_{di}, U_{qi} 时,具体用于:

[0030] 对采样得到的桥臂侧电感电流 $i_{Lai}, i_{Lbi}, i_{Lci}$ 进行单同步旋转坐标变换,得到桥臂侧电感电流dq的分量 I_{Ldi}, I_{Lqi} ;

[0031] 对采样得到的滤波电容电压 $u_{cai}, u_{cbi}, u_{cci}$ 进行单同步旋转坐标变换,得到滤波电容电压dq的分量 U_{cdi}, U_{cqi} ;

[0032] 根据滤波电容电压dq的分量 U_{cdi}, U_{cqi} 经过第二幅值计算方程得到滤波电容电压幅值 U_{ci} ;

[0033] 根据所述有功电流指令 I_{Ld}^* 和桥臂侧电感电流d轴分量 I_{Ldi} ,计算得到控制信号d轴分量 U_{di} ;

[0034] 根据给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压幅值 U_{ci} 和桥臂侧电感电流q轴分量 I_{Lqi} ,计算得到控制信号q轴分量 U_{qi} 。

[0035] 优选的,所述第一幅值计算方程为:

$$[0036] \quad U_c = \frac{\sqrt{U_{cd}^2 + U_{cq}^2}}{\tau s + 1};$$

[0037] 所述第二幅值计算方程为:

$$[0038] \quad U_{ci} = \frac{\sqrt{U_{cdi}^2 + U_{cqi}^2}}{\tau s + 1};$$

[0039] 其中, τ 为滤波时间常数, s 为拉普拉斯算子。

[0040] 优选的,根据所述有功电流指令 I_{Ld}^* 和桥臂侧电感电流d轴分量 I_{Ld} ,计算得到控制信号d轴分量 U_d ,以及,根据给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压幅值 U_c 和桥臂侧电感电流q轴分量 I_{Lq} ,计算得到控制信号q轴分量 U_q ,所采用的公式为:

$$[0041] \quad \begin{aligned} U_d &= (K_{pi} + K_{ii}/s + \frac{K_r s}{s^2 + 2Q\omega_0 s + (2\omega_0)^2})(I_{Ld}^* - I_{Ld}) \\ U_q &= (K_{pi} + K_{ii}/s + \frac{K_r s}{s^2 + 2Q\omega_0 s + (2\omega_0)^2})(I_{Lq}^* - I_{Lq}) \end{aligned};$$

$$[0042] \quad I_{Lq}^* = n(U_c^* - U_c);$$

[0043] 根据所述有功电流指令 I_{Ld}^* 和桥臂侧电感电流d轴分量 I_{Ldi} ,计算得到控制信号d轴分量 U_{di} ,以及,根据给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压幅值 U_{ci} 和桥臂侧电感电流q轴分量 I_{Lqi} ,计算得到控制信号q轴分量 U_{qi} ,所采用的公式为:

$$[0044] \quad \begin{aligned} U_{di} &= (K_{pi} + K_{ii}/s + \frac{K_r s}{s^2 + 2Q\omega_0 s + (2\omega_0)^2})(I_{Ld}^* - I_{Ldi}) \\ U_{qi} &= (K_{pi} + K_{ii}/s + \frac{K_r s}{s^2 + 2Q\omega_0 s + (2\omega_0)^2})(I_{Lqi}^* - I_{Lqi}) \end{aligned};$$

$$[0045] \quad I_{Lqi}^* = n(U_c^* - U_{ci});$$

[0046] 其中, K_{pi} 为比例控制系数, K_{ii} 为积分控制系数, K_r 为谐振控制器比例系数, s 为拉普拉斯算子, Q 为品质因子, ω_0 为变压器基波角频率, $\omega_0 = 2\pi f_0$, $f_0 = 400\text{Hz}$, n 为下垂控制系数。

[0047] 本发明提供的直流变流器,采用 N 个直流侧相并联的逆变器分别通过各自相应的第一滤波器进行交流侧相并联,组成 N 个并联支路,该 N 个并联支路中设置的第一滤波器增加了相应逆变器的回路阻抗,减小了各个并联支路之间的环流;并且各个并联支路的交流输出均汇入中频三绕组升压变压器进行升压变换,避免了现有技术中各个模块中均设置有一个升压变压器所导致的成本高的问题,利于应用于更大功率、更高电压等级的系统中。

附图说明

[0048] 为了更清楚地说明本发明实施例或现有技术内的技术方案,下面将对实施例或现有技术描述中所需要使用的附图作简单地介绍,显而易见地,下面描述内的附图仅仅是本发明的一些实施例,对于本领域普通技术人员来讲,在不付出创造性劳动的前提下,还可以根据这些附图获得其他的附图。

[0049] 图1是本发明实施例提供的直流变流器的结构示意图;

[0050] 图2是本发明实施例提供的逆变器和第一滤波器的电路示意图；

[0051] 图3是本发明实施例提供的逆变器中控制器的逻辑框图。

具体实施方式

[0052] 下面将结合本申请实施例中的附图,对本申请实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述,显然,所描述的实施例仅仅是本申请一部分实施例,而不是全部的实施例。基于本申请中的实施例,本领域普通技术人员在没有作出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例,都属于本申请保护的范围。

[0053] 本发明提供一种直流变流器,以解决现有技术中成本高的问题。

[0054] 具体的,该直流变流器,参见图1,包括:N个逆变器101、N个第一滤波器102、中频三绕组升压变压器103、两个三相二极管整流桥104及两个第二滤波器105;N为大于1的正整数;其中:

[0055] N个逆变器101的直流侧相并联,连接点作为直流变流器的输入端;

[0056] N个逆变器101的交流侧分别与N个第一滤波器102的输入端一一对应相连;

[0057] N个第一滤波器102的输出端相并联,并均与中频三绕组升压变压器103 的低压绕组相连;

[0058] 中频三绕组升压变压器103的两个高压绕组分别与两个三相二极管整流桥104的输入端一一对应相连;

[0059] 两个三相二极管整流桥104的输出端串联连接;且两个三相二极管整流桥 104的输出端串联支路的正极和负极分别与两个第二滤波器105的输入端相连,两个三相二极管整流桥104的输出端连接点接地;

[0060] 两个第二滤波器105的输出端分别为直流变流器的输出端。

[0061] 优选的,中频三绕组升压变压器103的低压绕组为星形连接方式,中频三绕组升压变压器的两个高压绕组分别为星形连接方式和三角形连接方式。

[0062] 优选的,参见图1,第一滤波器102包括:三相LCL滤波电路,且第一滤波101中的滤波电容为星形连接方式;

[0063] 第二滤波器105为LCL滤波电路。

[0064] 优选的,参见图1,逆变器101包括:T字型三电平三桥臂逆变桥及直流侧支撑电容。

[0065] 本实施例提供的该直流变流器,为一种基于中频逆变的高升压比直流变流器。参见图2,每一T字型三电平三桥臂逆变桥的直流输入端相并联,其三相输出端分别与三个桥臂侧电感的输入端相连接,桥臂侧电感的输出端与滤波电容、变压器侧滤波电感的输入端相连接,其中滤波电容为星型连接方式。

[0066] 中频三绕组升压变压器103为基波频率400Hz的三绕组变压器,减小了变压器体积,提高了变压器的功率密度。包括一个低压绕组,两个高压绕组;且两个高压绕组分别为星型,三角型连接,该双绕组星-三角接法,减小了谐波含量,系统效率较高。

[0067] 三相二极管整流桥104共有两组,每组二极管整流桥的每个桥臂分别由多个二极管串联组成;第一组二极管输出端与第二组二极管输出端首尾相连,且连接点接地,形成串联支路正极、地、负极共三个二极管整流输出端。其中,串联支路正极与滤波电感 L_{dc1} 第一端相连,串联支路负极与滤波电感 L_{dc3} 的第一端相连;滤波电感 L_{dc1} 的第二端与地之间连接有

滤波电容 C_{dc1} ,地与滤波电感 L_{dc3} 的第二端之间连接有滤波电容 C_{dc2} ;同时滤波电感 L_{dc1} 的第二端与滤波电感 L_{dc2} 的第一端相连,滤波电感 L_{dc3} 的第二端与滤波电感 L_{dc4} 的第一端相连;滤波电感 L_{dc2} , L_{dc4} 的第二端分别为 $+U_{dc}$, $-U_{dc}$,最终形成 $+U_{dc}$, 0 , $-U_{dc}$,接入高压直流母线。

[0068] 在一种具体的实际应用中,该直流变流器的功率可以为1MW,N取8,并通过图2所示LCL滤波电路实现交流侧相并联,其桥臂侧电感 L 为0.15mH,桥臂侧电感 L 输出端与滤波电容 C_f 并联,然后与变压器侧电感 L_f 串联,滤波电容 C_f 为150 μ F,滤波电容 C_f 为星型连接方式,变压器侧电感 L_f 为0.1 μ H。

[0069] 中频三绕组升压变压器103的低压绕组与变压器侧电感 L_f 相连接;其低压绕组为星型连接,两个高压绕组分别为星型,三角型连接,功率和电压等级为400V/26.2kV/26.2kV。

[0070] 三相二极管整流桥104的每个桥臂分别由6个二极管串联组成;第一组二极管输出端与第二组二极管输出端首尾相连,形成上述三个二极管整流输出端。

[0071] 第二滤波器105中的滤波电感 $L_{dc1}=L_{dc3}=5$ mH, $L_{dc2}=L_{dc4}=5$ mH,滤波电容 $C_{dc1}=C_{dc2}=10$ μ F;滤波电感 L_{dc2} , L_{dc4} 的输出端分别为 $+U_{dc}$, $-U_{dc}$,最终形成 $+U_{dc}$, 0 , $-U_{dc}$,接入高压直流母线,高压直流母线为 ± 35 kV。

[0072] 本实施例提供的该直流变流器,采用N个直流侧相并联的逆变器101分别通过各自相应的第一滤波器102进行交流侧相并联,组成N个并联支路,该N个并联支路中设置的第一滤波器102增加了相应逆变器101的回路阻抗,减小了各个并联支路之间的环流;并且各个并联支路的交流输出均汇入中频三绕组升压变压器103进行升压变换,避免了现有技术中各个模块中均设置有一个升压变压器所导致的成本高的问题,利于应用于更大功率、更高电压等级的系统中。

[0073] 本发明另一实施例还提供了一种具体的直流变流器,在上述实施例及图1和图2的基础之上,优选的,N个逆变器包括:一个主逆变器和N-1个从逆变器;其中:

[0074] 主逆变器中的控制器用于:接收给定直流侧电压指令 U_{dc}^* 和给定交流侧电压指令 U_c^* ;根据给定直流侧电压指令 U_{dc}^* 和采样得到的直流侧并联电压 U_{dc} ,经过直流侧电压控制方程计算得到有功电流指令 I_{Ld}^* ,并将有功电流指令 I_{Ld}^* 和给定交流侧电压指令 U_c^* 下发至N-1个从逆变器;根据有功电流指令 I_{Ld}^* 、给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压 U_{ca} , U_{cb} , U_{cc} 和桥臂侧电感电流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} ,计算得到控制信号 U_d , U_q ;根据控制信号 U_d , U_q 经过单同步旋转坐标反变换得到三相桥臂电压控制信号 U_a , U_b , U_c ,再根据三相桥臂电压控制信号 U_a , U_b , U_c 生成对应开关管的PWM控制信号;

[0075] N-1个从逆变器中的控制器均用于:根据有功电流指令 I_{Ld}^* 、给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压 U_{cai} , U_{cbi} , U_{cci} 和桥臂侧电感电流 i_{Lai} , i_{Lbi} , i_{Lci} ,计算得到控制信号 U_{di} , U_{qi} ;根据控制信号 U_{di} , U_{qi} 经过单同步旋转坐标反变换得到三相桥臂电压控制信号 U_{ai} , U_{bi} , U_{ci} ,再根据三相桥臂电压控制信号 U_{ai} , U_{bi} , U_{ci} 生成对应开关管的PWM控制信号; $i=1,2\cdots N-1$ 。

[0076] 优选的,该直流侧电压控制方程为:

$$[0077] \quad I_{Ld}^* = (K_{p_dc} + K_{i_dc}/s) (U_{dc}^* - U_{dc});$$

[0078] 其中, K_{p_dc} 为比例控制系数, K_{i_dc} 为积分控制系数,s为拉普拉斯算子。

[0079] 优选的,主逆变器中的控制器用于根据有功电流指令 I_{Ld}^* 、给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压 U_{ca} , U_{cb} , U_{cc} 和桥臂侧电感电流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} ,计算得到控制信号 U_d , U_q 时,具

体用于：

[0080] 对采样得到的桥臂侧电感电流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} 进行单同步旋转坐标变换,得到桥臂侧电感电流dq的分量 I_{Ld} , I_{Lq} ;

[0081] 对采样得到的滤波电容电压 U_{ca} , U_{cb} , U_{cc} 进行单同步旋转坐标变换,得到滤波电容电压dq的分量 U_{cd} , U_{cq} ;

[0082] 根据滤波电容电压dq的分量 U_{cd} , U_{cq} 经过第一幅值计算方程得到滤波电容电压幅值 U_c ;

[0083] 根据有功电流指令 I_{Ld}^* 和桥臂侧电感电流d轴分量 I_{Ld} ,计算得到控制信号d轴分量 U_d ;

[0084] 根据给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压幅值 U_c 和桥臂侧电感电流q轴分量 I_{Lq} ,计算得到控制信号q轴分量 U_q 。

[0085] 优选的, $N-1$ 个从逆变器中的控制器用于根据有功电流指令 I_{Ld}^* 、给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压 U_{cai} , U_{cbi} , U_{cci} 和桥臂侧电感电流 i_{Lai} , i_{Lbi} , i_{Lci} ,计算得到控制信号 U_{di} , U_{qi} 时,具体用于:

[0086] 对采样得到的桥臂侧电感电流 i_{Lai} , i_{Lbi} , i_{Lci} 进行单同步旋转坐标变换,得到桥臂侧电感电流dq的分量 I_{Ldi} , I_{Lqi} ;

[0087] 对采样得到的滤波电容电压 U_{cai} , U_{cbi} , U_{cci} 进行单同步旋转坐标变换,得到滤波电容电压dq的分量 U_{cdi} , U_{cqi} ;

[0088] 根据滤波电容电压dq的分量 U_{cdi} , U_{cqi} 经过第二幅值计算方程得到滤波电容电压幅值 U_{ci} ;

[0089] 根据有功电流指令 I_{Ld}^* 和桥臂侧电感电流d轴分量 I_{Ldi} ,计算得到控制信号d轴分量 U_{di} ;

[0090] 根据给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压幅值 U_{ci} 和桥臂侧电感电流q轴分量 I_{Lqi} ,计算得到控制信号q轴分量 U_{qi} 。

[0091] 优选的,第一幅值计算方程为:

$$[0092] \quad U_c = \frac{\sqrt{U_{cd}^2 + U_{cq}^2}}{\tau s + 1};$$

[0093] 第二幅值计算方程为:

$$[0094] \quad U_{ci} = \frac{\sqrt{U_{cdi}^2 + U_{cqi}^2}}{\tau s + 1};$$

[0095] 其中, τ 为滤波时间常数, s 为拉普拉斯算子。

[0096] 优选的,根据有功电流指令 I_{Ld}^* 和桥臂侧电感电流d轴分量 I_{Ld} ,计算得到控制信号d轴分量 U_d ,以及,根据给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压幅值 U_c 和桥臂侧电感电流q轴分量 I_{Lq} ,计算得到控制信号q轴分量 U_q ,所采用的公式为:

$$[0097] \quad \begin{aligned} U_d &= (K_{pi} + K_{ii}/s + \frac{K_r s}{s^2 + 2Q\omega_0 s + (2\omega_0)^2})(I_{Ld}^* - I_{Ld}) \\ U_q &= (K_{pi} + K_{ii}/s + \frac{K_r s}{s^2 + 2Q\omega_0 s + (2\omega_0)^2})(I_{Lq}^* - I_{Lq}) \end{aligned};$$

$$[0098] \quad I_{Lq}^* = n(U_c^* - U_c);$$

[0099] 优选的,根据有功电流指令 I_{Ld}^* 和桥臂侧电感电流d轴分量 I_{Ldi} ,计算得到控制信号d轴分量 U_{di} ,以及,根据给定交流侧电压指令 U_c^* 、滤波电容电压幅值 U_{ci} 和桥臂侧电感电流q轴分量 I_{Lqi} ,计算得到控制信号q轴分量 U_{qi} ,所采用的公式为:

$$[0100] \quad \begin{aligned} U_{di} &= (K_{pi} + K_{ii}/s + \frac{K_r s}{s^2 + 2Q\omega_0 s + (2\omega_0)^2})(I_{Ld}^* - I_{Ldi}) \\ U_{qi} &= (K_{pi} + K_{ii}/s + \frac{K_r s}{s^2 + 2Q\omega_0 s + (2\omega_0)^2})(I_{Lqi}^* - I_{Lqi}) \end{aligned};$$

$$[0101] \quad I_{Lqi}^* = n(U_c^* - U_{ci});$$

[0102] 其中, K_{pi} 为比例控制系数, K_{ii} 为积分控制系数, K_r 为谐振控制器比例系数, s 为拉普拉斯算子, Q 为品质因子, ω_0 为变压器基波角频率, $\omega_0 = 2\pi f_0$, $f_0 = 400\text{Hz}$, n 为下垂控制系数。

[0103] 上述控制原理的逻辑框图如图3所示,包括一个主控框图和 $N-1$ 个从控框图。

[0104] 具体的应用过程中,其执行步骤如下:

[0105] 步骤1,采集模块并联逆变器的直流侧电压 U_{dc} ,主逆变器的滤波电容电压 U_{ca} , U_{cb} , U_{cc} ,桥臂侧电感电流 i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} ;从逆变器的滤波电容电压 U_{cai} , U_{cbi} , U_{cci} ,桥臂侧电感电流 i_{Lai} , i_{Lbi} , i_{Lci} ;并经过单同步旋转坐标变换得到滤波电容电压dq的分量 U_{cd} , U_{cq} , U_{cd1} , U_{cq1} ... U_{cdN-1} , U_{cqN-1} ,桥臂侧电感电流dq的分量 I_{Ld} , I_{Lq} , I_{Ld1} , I_{Lq1} ... I_{LdN-1} , I_{LqN-1} 。

[0106] 步骤2,根据步骤1中得到的模块并联逆变器的直流侧电压 U_{dc} 和给定直流侧电压指令 U_{dc}^* ,经过直流侧电压控制方程得到有功电流指令 I_{Ld}^* ;

[0107] 直流侧电压控制方程为

$$[0108] \quad I_{Ld}^* = G_{dc}(U_{dc}^* - U_{dc}),$$

[0109] 其中, $G_{dc} = K_{p_dc} + K_{i_dc}/s$, K_{p_dc} 为比例控制系数、 K_{i_dc} 为积分控制系数, s 为拉普拉斯算子。

[0110] 直流侧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 $K_{p_dc} = 3$, $K_{i_dc} = 200$ 。

[0111] 步骤3,根据步骤1中得到的滤波电容电压dq的分量 U_{cd} , U_{cq} , U_{cd1} , U_{cq1} ... U_{cdN-1} , U_{cqN-1} 经过幅值计算方程得到滤波电容电压幅值 U_c , U_{c1} ... U_{cN-1} ,根据给定交流侧电压指令 U_c^* ,经过交流侧电压控制方程得到无功电流指令 I_{Lq}^* , I_{Lq1}^* ... I_{LqN-1}^* 。

[0112] 幅值计算方程为:

$$[0113] \quad U_c = \frac{\sqrt{U_{cd}^2 + U_{cq}^2}}{\tau s + 1}$$

$$[0114] \quad U_{c1} = \frac{\sqrt{U_{cd1}^2 + U_{cq1}^2}}{\tau s + 1}$$

[0115] ...

$$[0116] \quad U_{cN-1} = \frac{\sqrt{U_{cdN-1}^2 + U_{cqN-1}^2}}{\tau s + 1}$$

[0117] 其中, τ 为滤波时间常数, s 为拉普拉斯算子;

[0118] 交流侧电压控制方程为:

$$[0119] \quad I_{Lq}^* = n(U_c^* - U_c)$$

$$[0120] \quad I_{Lq1}^* = n(U_c^* - U_{c1})$$

[0121] ...

$$[0122] \quad I_{LqN-1}^* = n(U_c^* - U_{cN-1})$$

[0123] 其中, n 为下垂控制系数。

[0124] 交流侧电压幅值计算的滤波时间常数主要考虑滤除高次谐波分量,并保持系统稳定性。一般取 $\tau \leq 2e^{-2}s$ 。在本实施例中,取 $\tau = 0.005$ 。

[0125] 交流侧电压控制方程的比例系数主要考虑保持滤波电容电压幅值在变压器额定幅值的 $\pm 10\%$ 之内。在本实施例中,取 $K_{p_ac} = 2$ 。

[0126] 步骤4,根据步骤1中得到的桥臂侧电感电流dq的分量 $I_{Ld}, I_{Lq}, I_{Ld1}, I_{Lq1} \cdots I_{LdN-1}, I_{LqN-1}$,步骤2和步骤3得到的有功、无功电流指令 $I_{Ld}^*, I_{Lq}^*, I_{Lq1}^* \cdots I_{LqN-1}^*$ 经过电流控制方程得到控制信号 $U_d, U_q, U_{d1}, U_{q1} \cdots U_{dN-1}, U_{qN-1}$ 。

[0127] 电流控制方程为:

$$[0128] \quad U_d = (K_{pi} + K_{ii}/s + \frac{K_r s}{s^2 + 2Q\omega_0 s + (2\omega_0)^2})(I_{Ld}^* - I_{Ld})$$

$$[0129] \quad U_q = (K_{pi} + K_{ii}/s + \frac{K_r s}{s^2 + 2Q\omega_0 s + (2\omega_0)^2})(I_{Lq}^* - I_{Lq})$$

$$[0130] \quad U_{d1} = (K_{pi} + K_{ii}/s + \frac{K_r s}{s^2 + 2Q\omega_0 s + (2\omega_0)^2})(I_{Ld}^* - I_{Ld1})$$

$$[0131] \quad U_{q1} = (K_{pi} + K_{ii}/s + \frac{K_r s}{s^2 + 2Q\omega_0 s + (2\omega_0)^2})(I_{Lq1}^* - I_{Lq1})$$

[0132] ...

$$[0133] \quad U_{dN-1} = (K_{pi} + K_{ii}/s + \frac{K_r s}{s^2 + 2Q\omega_0 s + (2\omega_0)^2})(I_{Ld}^* - I_{LdN-1})$$

$$[0134] \quad U_{qN-1} = (K_{pi} + K_{ii}/s + \frac{K_r s}{s^2 + 2Q\omega_0 s + (2\omega_0)^2})(I_{Lq1}^* - I_{LqN-1})$$

[0135] 其中, $G_i = K_{pi} + K_{ii}/s + \frac{K_r s}{s^2 + 2Q\omega_0 s + (2\omega_0)^2}$, K_{pi} 为比例控制系数、 K_{ii} 为积分控制系

数、 K_r 为谐振控制器比例系数, s 为拉普拉斯算子, Q 为品质因子, ω_0 为变压器基波角频率, $\omega_0 = 2\pi f_0$, $f_0 = 400\text{Hz}$ 。

[0136] 电压和电流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 $K_{pi} = 0.03$, $K_{ii} = 0.8$, $K_r = 120$, $Q = 16$ 。

[0137] 步骤5,将步骤4得到的控制信号 $U_d, U_q, U_{d1}, U_{q1} \cdots U_{dN-1}, U_{qN-1}$ 分别经过单同步旋转坐标反变换得到三相桥臂电压控制信号 $U_a, U_b, U_c, U_{a1}, U_{b1}, U_{c1} \cdots U_{aN-1}, U_{bN-1}, U_{cN-1}$,再根据三相桥臂电压控制信号生成模块并联逆变器中每台逆变器开关管的PWM控制信号。

[0138] 值得说明的是,现有技术中也存在采用多模块串/并联技术,实现适用于大容量高

电压环境下直流变流器拓扑的方案,然而多模块串并联控制技术复杂,可靠性低,成本较高。

[0139] 而本实施例针对图1和图2所示拓扑,提出了多台并联逆变器的混合控制方法,采用基于并联逆变器直流侧电压和桥臂侧电感电流双环的主从控制方法来控制有功功率流动,采用并联逆变器的电容电压和桥臂侧电感电流双环的下垂控制来调节无功功率流动,进而调节变压器端电压,将有功功率输送到变压器侧,并经过变压器升压变换、二极管整流及高压滤波电路输送到最终的高压直流母线。其控制方法简单,易于工程实现,有利于规模化设计及推广。

[0140] 其余工作原理与上述实施例相同,此处不再一一赘述。

[0141] 本发明中各个实施例采用递进的方式描述,每个实施例重点说明的都是与其他实施例的不同之处,各个实施例之间相同相似部分互相参见即可。对于实施例公开的装置而言,由于其与实施例公开的方法相对应,所以描述的比较简单,相关之处参见方法部分说明即可。

[0142] 以上所述,仅是本发明的较佳实施例而已,并非对本发明作任何形式上的限制。虽然本发明已以较佳实施例揭露如上,然而并非用以限定本发明。任何熟悉本领域的技术人员,在不脱离本发明技术方案范围情况下,都可利用上述揭示的方法和技术内容对本发明技术方案做出许多可能的变动和修饰,或修改为等同变化的等效实施例。因此,凡是未脱离本发明技术方案的内容,依据本发明的技术实质对以上实施例所做的任何简单修改、等同变化及修饰,均仍属于本发明技术方案保护的范围内。

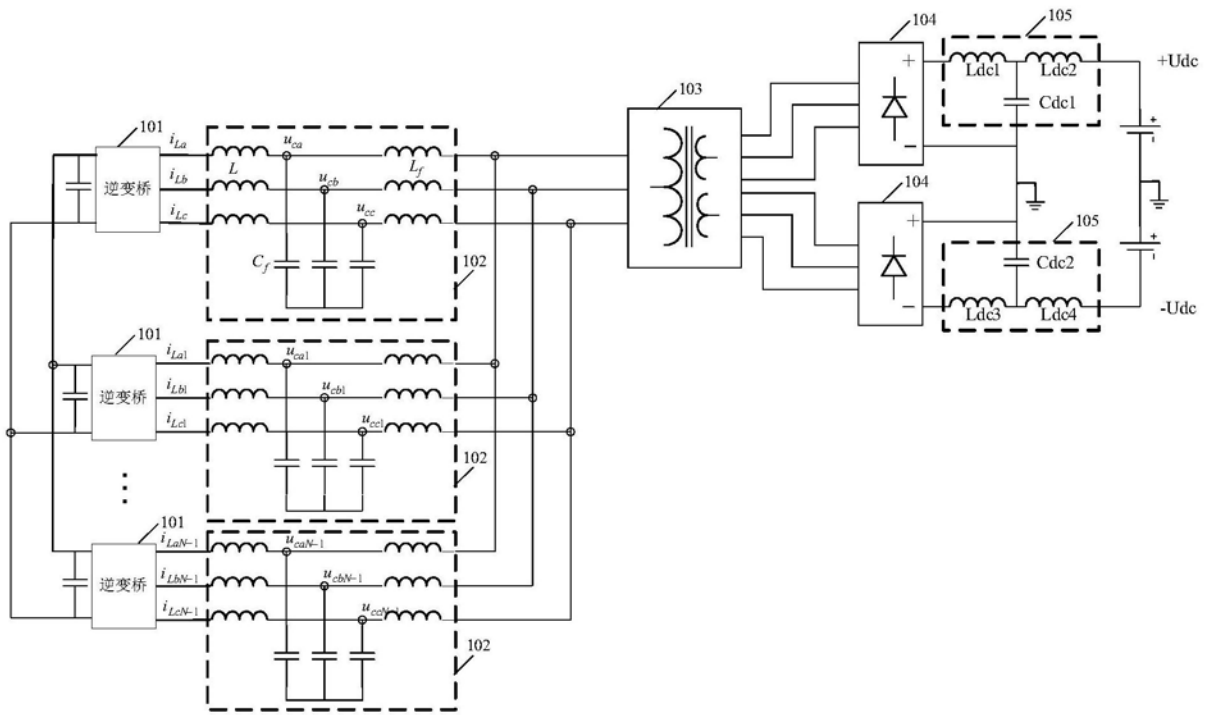


图1

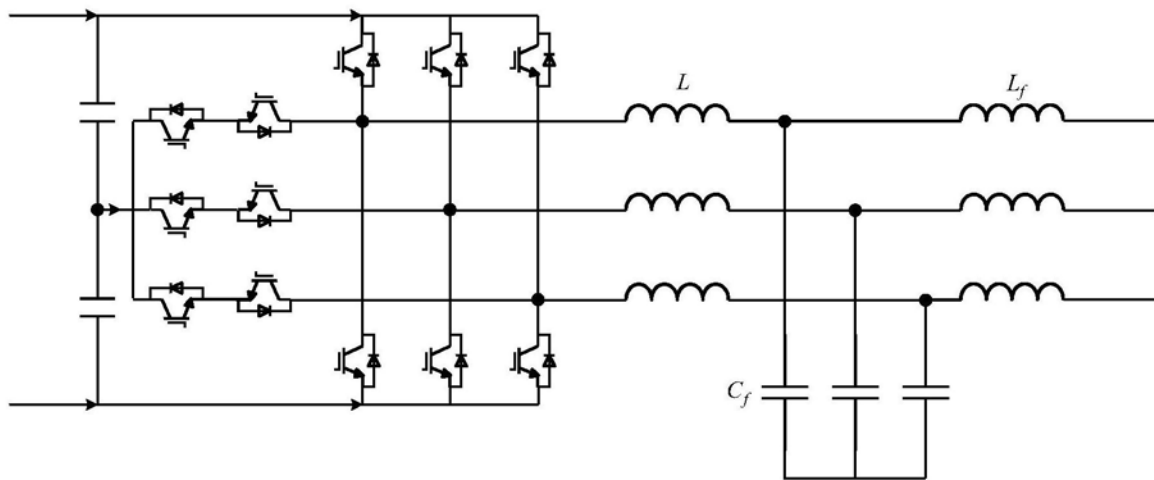


图2

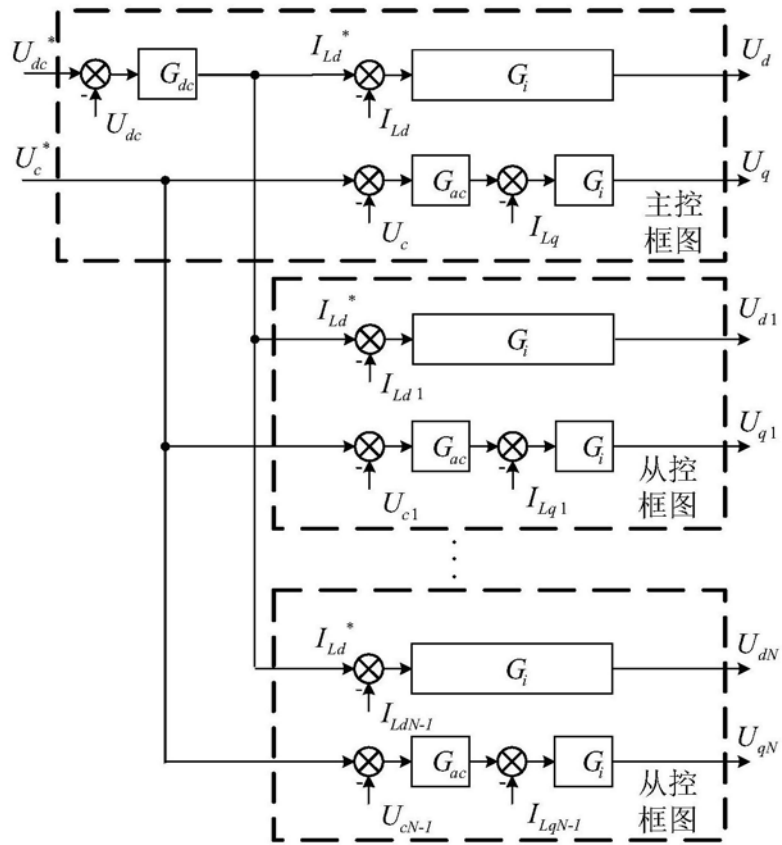


图3