



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 109004852 A

(43)申请公布日 2018.12.14

(21)申请号 201810663582.X

(51)Int.Cl.

(22)申请日 2018.06.25

H02M 7/483(2007.01)

(71)申请人 国网浙江省电力有限公司电力科学研究院

地址 310014 浙江省杭州市下城区朝晖八区华电弄1号

申请人 国网浙江省电力有限公司 浙江大学

(72)发明人 陆翌 贾冠龙 杨勇 王朝亮 许烽 陈敏 唐诵 裘鹏 宣佳卓 陈骞 倪晓军 丁超

(74)专利代理机构 浙江翔隆专利事务所(普通合伙) 33206

代理人 张建青

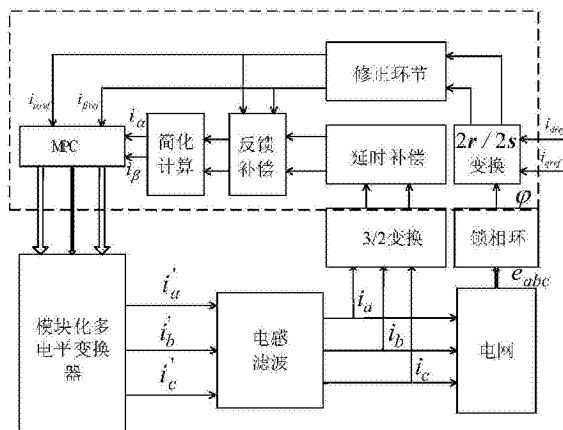
权利要求书2页 说明书5页 附图2页

(54)发明名称

模块化多电平变流器的模型预测控制策略

(57)摘要

本发明公开了一种模块化多电平变流器的模型预测控制策略。目前针对MMC采用的控制策略一般为PI控制和PR控制,控制效果不佳。本发明通过控制每相子模块的工作状态,使模块化多电平变流器输出额定参考值,确保每个子模块中上、下开关功率器件导通角互补且不会同时导通;确保每相每一时刻上下桥臂中投入工作的子模块个数为N;每次每相子模块开关状态改变最优。本发明增加预测周期进行补偿,并对预测值进行修正,实现了对模块化多电平变流器的有效控制,减小了因采样、计算等引起的误差,是一种高可靠性、实用性的控制策略;同时综合考虑了各种因素的权重,选择出最优的子模块工作状态。



1. 模块化多电平变流器的模型预测控制策略,其特征在于,包括:

步骤1,假设模块化多电平变流器工作在逆变状态,定义模块化多电平变流器输出的有功功率为 p 、无功功率为 q ,由于电网电压定向时, $e_q=0$, e_d 为dq坐标系中电网电压的q轴分量,故得:

$$\begin{cases} p = e_d i_d = u_{dc} I \\ q = -e_d i_q \end{cases}, \quad (1)$$

式中, e_d 为dq坐标系中电网电压的d轴分量, u_{dc} 为直流侧电压, I 代表直流侧电流, i_d 、 i_q 分别代表dq坐标系中交流侧电流的d轴分量和q轴分量;通过 i_d 、 i_q 分别独立控制模块化多电平变流器输出至电网的有功功率和无功功率;

步骤2,由公式(1)知,当控制模块化多电平变流器输出有功功率和无功功率分别为参考值 p_{ref} 和 q_{ref} 时,则得到所需的电流指令 i_{dref} 、 i_{qref} ,如下式,

$$\begin{cases} i_{dref} = \frac{p_{ref}}{e_d} \\ i_{qref} = -\frac{q_{ref}}{e_d} \end{cases}, \quad (2)$$

步骤3,根据基尔霍夫电压定律,模块化多电平变流器输出电压方程为:

$$u_j = L \frac{di_j}{dt} + Ri_j + e_j, \quad (3)$$

其中, $j=a,b,c$, u_j 为模块化多电平变流器输出电压, L 为等效输出电感, R 为等效电阻, e_j 为电网电压; i_j 为模块化多电平变流器输出电流;

步骤4,对步骤3中的输出电压方程进行3/2变换,得:

$$\begin{cases} u_\alpha = L \frac{di_\alpha}{dt} + Ri_\alpha + e_\alpha \\ u_\beta = L \frac{di_\beta}{dt} + Ri_\beta + e_\beta \end{cases}, \quad (4)$$

式中, i_α 、 i_β 、 u_α 、 u_β 、 e_α 、 e_β 分别代表 $\alpha\beta$ 坐标系下交流侧电流、输出侧电压和电网电压的 α 轴和 β 轴分量;

步骤5,对输出电流采用前向差分离散化,离散化方法的差分公式为:

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x(k+1) - x(k)}{T}, \quad (5)$$

其中, $x(k+1)$ 代表 $(k+1)T$ 时刻的系统状态变量, $x(k)$ 代表 kT 时刻的系统状态变量, T 代表采样周期;

对公式(4)进行离散化,得在 $\alpha\beta$ 坐标系下,模块化多电平变流器输出电压离散状态数学模型为:

$$i_j^p(k+1) = \left(1 - \frac{RT}{L}\right) i_j(k) - \frac{T}{L} e_j(k) + \frac{T}{L} u_j(k), \quad (6)$$

其中, $j=\alpha,\beta$, $i_j^p(k+1)$ 代表在 $(k+1)T$ 采样时刻通过MPC预测出的模块化多电平变流器输出电流的值, $i_j(k)$ 代表在 kT 采样时刻模块化多电平变流器输出电流的实际值, $e_j(k)$ 表示在 kT 采样时刻电网电压值, $u_j(k)$ 表示在 kT 采样时刻模块化多电平变流器输出电压的实际值;

步骤6,为了对采样和计算引起的延时误差进行补偿,对两个采样周期后的输出电流进行预测,由公式(6)得:

$$i_j^p(k+2) = (1 - \frac{RT}{L})i_j^p(k+1) - \frac{T}{L}e_j(k+1) + \frac{T}{L}u_j(k+1), \quad (7)$$

其中, $i_j^p(k+2)$ 代表在 $(k+2)$ T 采样时刻通过模型预测控制预测出的模块化多电平变流器输出电流的值,由公式(7)知, $i_j^p(k+2)$ 与 $(k+1)$ T 时刻预测的值相关,但 $(k+1)$ T 预测的值与理论值有误差,故需对 $(k+2)$ T 时刻的预测值进行修正补偿,补偿公式如下:

$$i_j^c(k+2) = i_j^p(k+2) + \eta[i_j^p(k+1) - i_j^*(k+1)], \quad (8)$$

式中, $i_j^c(k+2)$ 为补偿后 $(k+2)$ T 时刻模型预测控制预测模块化多电平变流器输出的电流值, η 为补偿系数, $i_j^*(k+1)$ 为 $(k+1)$ T 时刻模块化多电平变流器输出电流的理论值;

由公式(7)、(8)得如下关系式:

$$u_j(k+1) = \frac{L}{T}i_j^c(k+2) + (R - \frac{L}{2T})i_j^p(k+1) - \frac{L}{2T}i_j^*(k+1) + e_j(k+1), \quad (9)$$

若式(9)中 $u_j(k+1)$ 为理论值 $u_j^*(k+1)$, 则 $(k+2)$ T 时刻预测的电流值 $i_j^p(k+2)$ 为理论值 $i_j^*(k+2)$, 此时式(9)修正为式(10):

$$u_j^*(k+1) = \frac{L}{T}i_j^*(k+2) + (R - \frac{L}{2T})i_j^p(k+1) - \frac{L}{2T}i_j^*(k+1) + e_j(k+1), \quad (10)$$

步骤7,以定义与开关次数,子模块电压值及环流均相关的价值函数 f_g 为:

$$f_g = \lambda \sum_{m=1}^{2N} |U_{cm}(kT) - U_{cref}| + \gamma \frac{i_p + i_n}{2} + \tau n_c, \quad (11)$$

式中, $U_{cm}(kT)$ 为 kT 时刻第 m 子模块电压值, U_{cref} 为子模块电压参考值, i_p 为上桥臂电流, i_n 为下桥臂电流, n_c 为开关状态变化次数, λ 、 γ 及 τ 为权重系数;

步骤8,根据式(3)与式(10)计算出每种开关状态下对应的价值函数的结果,并对所有结果值进行比较,选取价值函数值最小时所对应的开关状态控制模块化多电平变流器各个子模块。

2. 根据权利要求1所述的模块化多电平变流器的模型预测控制策略,其特征在于,所述模型控制策略通过控制每相子模块的工作状态,使模块化多电平变流器输出额定参考值,具体要求为:确保每个子模块中上、下开关功率器件导通角互补且不会同时导通;确保每相每一时刻上下桥臂中投入工作的子模块个数为 N ;每次每相子模块开关状态改变最优。

3. 根据权利要求2所述的模块化多电平变流器的模型预测控制策略,其特征在于,每相子模块的工作状态是指子模块在整个工作过程中有三个工作状态:投入工作、被切除或称为旁路以及闭锁状态。

4. 根据权利要求2所述的模块化多电平变流器的模型预测控制策略,其特征在于,模块化多电平变流器每相上、下桥臂中子模块个数均为 N 。

5. 根据权利要求2所述的模块化多电平变流器的模型预测控制策略,其特征在于,所述每次每相子模块开关状态改变最优是指每次子模块开关状态的改变要对开关损耗、子模块电压和桥臂环流因素综合考虑。

模块化多电平变流器的模型预测控制策略

技术领域

[0001] 本发明属于电力设备预测控制领域,涉及一种模块化多电平变流器的模型预测控制策略。

背景技术

[0002] 模块化多电平变流器 (Modular Multilevel Converter, MMC), 如图1所示, 具有模块化结构, 易于扩展, 设计灵活, 在中高压领域具有十分广阔的应用前景。

[0003] 目前针对MMC采用的控制策略一般为PI控制, PR控制等。其中, PI控制是目前针对MMC控制器的控制中使用相对成熟的技术, 并且它的工作原理相对容易理解, 具有易于实现、鲁棒性较强等优点。但是PI控制在 $\alpha\beta$ 坐标系下对交流量的控制不能完全实现无误差追踪。若实现无误差追踪, 需要将在 $\alpha\beta$ 坐标系中的交流量经帕克变换公式变换到旋转正交dq坐标系中的直流量。虽然在dq坐标系下能够实现对控制目标的无误差追踪, 但 MMC的数学模型在此坐标系下存在耦合, 控制效果不佳。

[0004] 为此提出一种基于PI控制方式的改进策略, 即为比例谐振, 它是一种可以用来克服两相 $\alpha\beta$ 坐标系下不能够无静差追踪并网电流问题的控制方法, PR控制。PR控制相比于 PI控制, 不含有前馈解耦环节和 $\alpha\beta$ 坐标系到dq坐标系的转换环节, 故而使得控制系统的结构得到简化、计算量有所减少。但, 该方法对电网谐波的抑制效果较差。

[0005] 所以, 提出一种能够应用于MMC拓扑且能够克服传统PI控制和PR控制方法所存在的缺点的控制策略具有十分重要的意义。

发明内容

[0006] 本发明所要解决的技术问题是克服上述现有技术存在的缺陷, 提供一种应用于模块化多电平变流器的模型预测控制 (MPC) 策略, 其在传统模型预测控制的基础上, 为减小因采样、计算等引起的误差, 增加预测周期进行补偿, 并对预测值进行修正; 同时综合考虑各种因素的权重, 选择最优的子模块工作状态。

[0007] 为此, 本发明采用如下的技术方案: 模块化多电平变流器的模型预测控制策略, 其包括:

[0008] 步骤1, 假设模块化多电平变流器工作在逆变状态, 定义模块化多电平变流器输出的有功功率为 p 、无功功率为 q , 由于电网电压定向时, $e_q=0$, e_d 为dq坐标系中电网电压的 q 轴分量, 故得:

$$[0009] \quad \begin{cases} p = e_d i_d = u_{dc} I \\ q = -e_d i_q \end{cases}, \quad (1)$$

[0010] 式中, e_d 为dq坐标系中电网电压的d轴分量, u_{dc} 为直流侧电压, I 代表直流侧电流, i_d 、 i_q 分别代表dq坐标系中交流侧电流的d轴分量和q轴分量; 通过 i_d 、 i_q 分别独立控制模块化多电平变流器输出至电网的有功功率和无功功率;

[0011] 步骤2, 由公式 (1) 知, 当控制模块化多电平变流器输出有功功率和无功功率分别

为参考值 p_{ref} 和 q_{ref} 时,则得到所需的电流指令 i_{dref} 、 i_{qref} ,如下式,

$$[0012] \quad \begin{cases} i_{dref} = \frac{P_{ref}}{e_d} \\ i_{qref} = -\frac{q_{ref}}{e_d} \end{cases}, \quad (2)$$

[0013] 步骤3,根据基尔霍夫电压定律,模块化多电平变流器输出电压方程为:

$$[0014] \quad u_j = L \frac{di_j}{dt} + Ri_j + e_j, \quad (3)$$

[0015] 其中, $j=a,b,c$, u_j 为模块化多电平变流器输出电压, L 为等效输出电感, R 为等效电阻, e_j 为电网电压; i_j 为模块化多电平变流器输出电流;

[0016] 步骤4,对步骤3中的输出电压方程进行3/2变换,得:

$$[0017] \quad \begin{cases} u_\alpha = L \frac{di_\alpha}{dt} + Ri_\alpha + e_\alpha \\ u_\beta = L \frac{di_\beta}{dt} + Ri_\beta + e_\beta \end{cases}, \quad (4)$$

[0018] 式中, i_α 、 i_β 、 u_α 、 u_β 、 e_α 、 e_β 分别代表 $\alpha\beta$ 坐标系下交流侧电流、输出侧电压和电网电压的 α 轴和 β 轴分量;

[0019] 步骤5,对输出电流采用前向差分离散化,离散化方法的差分公式为:

$$[0020] \quad \frac{dx}{dt} \approx \frac{x(k+1) - x(k)}{T}, \quad (5)$$

[0021] 其中, $x(k+1)$ 代表 $(k+1)T$ 时刻的系统状态变量, $x(k)$ 代表 kT 时刻的系统状态变量, T 代表采样周期;

[0022] 对公式(4)进行离散化,得在 $\alpha\beta$ 坐标系下,模块化多电平变流器输出电压离散状态数学模型为:

$$[0023] \quad i_j^p(k+1) = (1 - \frac{RT}{L})i_j(k) - \frac{T}{L}e_j(k) + \frac{T}{L}u_j(k), \quad (6)$$

[0024] 其中, $j=\alpha,\beta$, $i_j^p(k+1)$ 代表在 $(k+1)T$ 采样时刻通过模型预测控制(MPC)预测出的模块化多电平变流器输出电流的值, $i_j(k)$ 代表在 kT 采样时刻模块化多电平变流器输出电流的实际值, $e_j(k)$ 表示在 kT 采样时刻电网电压值, $u_j(k)$ 表示在 kT 采样时刻模块化多电平变流器输出电压的实际值;

[0025] 步骤6,为了对采样和计算引起的延时误差进行补偿,对两个采样周期后的输出电流进行预测,由公式(6)得:

$$[0026] \quad i_j^p(k+2) = (1 - \frac{RT}{L})i_j^p(k+1) - \frac{T}{L}e_j(k+1) + \frac{T}{L}u_j(k+1), \quad (7)$$

[0027] 其中, $i_j^p(k+2)$ 代表在 $(k+2)T$ 采样时刻通过模型预测控制(MPC)预测出的模块化多电平变流器输出电流的值,由公式(7)知, $i_j^p(k+2)$ 与 $(k+1)T$ 时刻预测的值相关,但 $(k+1)T$ 预测的值与理论值有误差,故需对 $(k+2)T$ 时刻的预测值进行修正补偿,补偿公式如下:

$$[0028] \quad i_j^c(k+2) = i_j^p(k+2) + \eta[i_j^p(k+1) - i_j^*(k+1)], \quad (8)$$

[0029] 式中, $i_j^c(k+2)$ 为补偿后 $(k+2)T$ 时刻模型预测控制(MPC)预测模块化多电平变流器

输出的电流值, η 为补偿系数, $i_j^*(k+1)$ 为 $(k+1)$ T时刻模块化多电平变流器输出电流的理论值;

[0030] 由公式(7)、(8)得如下关系式:

$$[0031] \quad u_j(k+1) = \frac{L}{T} i_j^*(k+2) + (R - \frac{L}{2T}) i_j^*(k+1) - \frac{L}{2T} i_j^*(k) + e_j(k+1), \quad (9)$$

[0032] 若式(9)中 $u_j(k+1)$ 为理论值 $u_j^*(k+1)$, 则 $(k+2)$ T时刻预测的电流值 $i_j^*(k+2)$ 为理论值 $i_j^*(k+2)$, 此时式(9)修正为式(10):

$$[0033] \quad u_j^*(k+1) = \frac{L}{T} i_j^*(k+2) + (R - \frac{L}{2T}) i_j^*(k+1) - \frac{L}{2T} i_j^*(k) + e_j(k+1), \quad (10)$$

[0034] 步骤7, 以定义与开关次数, 子模块电压值及环流均相关的价值函数 f_g 为:

$$[0035] \quad f_g = \lambda \sum_{m=1}^{2N} |U_{cm}(kT) - U_{cref}| + \gamma \frac{i_p + i_n}{2} + \tau n_c, \quad (11)$$

[0036] 式中, $U_{cm}(kT)$ 为 kT 时刻第 m 子模块电压值, U_{cref} 为子模块电压参考值, i_p 为上桥臂电流, i_n 为下桥臂电流, n_c 为开关状态变化次数, λ 、 γ 及 τ 为权重系数;

[0037] 步骤8, 根据式(3)与式(10)计算出每种开关状态下对应的价值函数的结果, 并对所有结果值进行比较, 选取价值函数值最小时所对应的开关状态控制模块化多电平变流器各个子模块。

[0038] 进一步地, 所述模型控制策略通过控制每相子模块的工作状态, 使模块化多电平变流器输出额定参考值, 具体要求为: 确保每个子模块中上、下开关功率器件导通角互补且不会同时导通; 确保每相每一时刻上下桥臂中投入工作的子模块个数为 N ; 每次每相子模块开关状态改变最优。

[0039] 进一步地, 每相子模块的工作状态是指子模块在整个工作过程中有三个工作状态: 投入工作、被切除或称为旁路以及闭锁状态。

[0040] 进一步地, 模块化多电平变流器每相上、下桥臂中子模块个数均为 N 。

[0041] 进一步地, 所述每次每相子模块开关状态改变最优是指每次子模块开关状态的改变要对开关损耗、子模块电压和桥臂环流因素综合考虑。

[0042] 本发明增加预测周期进行补偿, 并对预测值进行修正, 实现了对模块化多电平变流器的有效控制, 减小了因采样、计算等引起的误差, 是一种高可靠性、实用性的控制策略; 同时综合考虑了各种因素的权重, 选择出最优的子模块工作状态。

附图说明

[0043] 图1是传统模块化多电平拓扑结构;

[0044] 图2是现有模块化多电平变流器的模型预测控制框图;

[0045] 图3是本发明的模型预测控制框图。

具体实施方式

[0046] 以下结合附图详细描述本发明的实施方式。

[0047] 图1是传统模块化多电平拓扑结构, 上、下桥臂中均包括 N 个子模块, 每相共计 $2N$ 个子模块。以 A 相为例, 本发明模型预测控制策略的具体实施步骤如下, 如图3所示:

[0048] 步骤1:假设模块化多电平变流器(MMC)工作在逆变状态,定义MMC输出的有功功率为 p 、无功功率为 q ,由于电网电压定向时, $e_q=0$,故可得:

$$[0049] \quad \begin{cases} p = e_d i_d = u_{dc} I \\ q = -e_d i_q \end{cases} \quad (1)$$

[0050] 由上述公式可知,通过 i_d 、 i_q 可分别、独立控制MMC输出至电网的有功功率和无功功率;

[0051] 步骤2:由式(1)可知,当控制MMC输出有功功率和无功功率分别为参考值 p_{ref} 和 q_{ref} 时,则可得到所需的电流指令,如式(2)。

$$[0052] \quad \begin{cases} i_{dref} = \frac{P_{ref}}{e_d} \\ i_{qref} = -\frac{q_{ref}}{e_d} \end{cases} \quad (2)$$

[0053] 步骤3:根据基尔霍夫电压定律可知,MMC输出电压为:

$$[0054] \quad u_j = L \frac{di_j}{dt} + Ri_j + e_j \quad (3)$$

[0055] 其中, $j=a, b, c$, u_j 为MMC输出电压, L 为等效输出电感, R 为等效电阻, e_j 为电网电压。

[0056] 步骤4:对步骤3中的输出电压方程进行3/2变换,可得:

$$[0057] \quad \begin{cases} u_\alpha = L \frac{di_\alpha}{dt} + Ri_\alpha + e_\alpha \\ u_\beta = L \frac{di_\beta}{dt} + Ri_\beta + e_\beta \end{cases} \quad (4)$$

[0058] 步骤5:对输出电流采用前向差分离散化,离散化方法的差分公式为

$$[0059] \quad \frac{dx}{dt} \approx \frac{x(k+1) - x(k)}{T} \quad (5)$$

[0060] 其中, $x(k+1)$ 代表 $(k+1)T$ 时刻的系统状态变量, $x(k)$ 代表 kT 时刻的系统状态变量, T 代表采样周期。

[0061] 对式(4)进行离散化,可得在 $\alpha\beta$ 坐标系下,MMC输出电压离散状态数学模型为:

$$[0062] \quad i_j^p(k+1) = (1 - \frac{RT}{L})i_j(k) - \frac{T}{L}e_j(k) + \frac{T}{L}u_j(k) \quad (6)$$

[0063] 其中, $j=\alpha, \beta$, $i_j^p(k+1)$ 代表在 $(k+1)T$ 采样时刻通过MPC预测出的MMC输出电流的值, $i_j(k)$ 代表在 kT 采样时刻MMC输出电流的实际值, $e_j(k)$ 表示在 kT 采样时刻电网电压值, $u_j(k)$ 表示在 kT 采样时刻MMC输出电压的实际值。

[0064] 步骤6:为了对采样和计算引起的延时误差进行补偿,对两个采样周期后的输出电流进行预测,由公式(6)可得:

$$[0065] \quad i_j^p(k+2) = (1 - \frac{RT}{L})i_j^p(k+1) - \frac{T}{L}e_j(k+1) + \frac{T}{L}u_j(k+1) \quad (7)$$

[0066] 其中, $i_j^p(k+2)$ 代表在 $(k+2)T$ 采样时刻通过MPC预测出的MMC输出电流的值。由式(7)可知, $i_j^p(k+2)$ 与 $(k+1)T$ 时刻预测的值相关,但 $(k+1)T$ 预测的值实际中有可能与理论值有误差,故需对 $(k+2)T$ 时刻的预测值进行修正补偿,补偿公式如下:

[0067]
$$i_j^*(k+2) = i_j^p(k+2) + \eta[i_j^p(k+1) - i_j^*(k+1)] \quad (8)$$

[0068] 式中, $i_j^*(k+2)$ 为补偿后 (k+2) T时刻预测的电流值, η 为补偿系数, $i_j^*(k+1)$ 为 (k+1) T时刻理论值。

[0069] 由公式 (7)、(8) 可得如下关系式:

[0070]
$$u_j(k+1) = \frac{L}{T} i_j^*(k+2) + (R - \frac{L}{2T}) i_j^p(k+1) - \frac{L}{2T} i_j^*(k+1) + e_j(k+1) \quad (9)$$

[0071] 若式 (9) 中 $u_j(k+1)$ 为理论值 $u_j^*(k+1)$, 则 (k+2) T时刻预测的电流值 $i_j^*(k+2)$ 为理论值 $i_j^*(k+2)$ 。此时式 (9) 可修正为式 (10):

[0072]
$$u_j^*(k+1) = \frac{L}{T} i_j^*(k+2) + (R - \frac{L}{2T}) i_j^p(k+1) - \frac{L}{2T} i_j^*(k+1) + e_j(k+1) \quad (10)$$

[0073] 步骤7: 以定义与开关次数, 子模块电压值及环流均相关的价值函数 f_g 为:

[0074]
$$f_g = \lambda \sum_{m=1}^{2N} |U_{cm}(kT) - U_{cref}| + \gamma \frac{i_p + i_n}{2} + \tau n_c \quad (11)$$

[0075] 式中, $U_{cm}(kT)$ 为 kT时刻第 m 子模块电压值, U_{cref} 为子模块电压参考值, i_p 为上桥臂电流, i_n 为下桥臂电流, n_c 为开关状态变化次数, λ 、 γ 及 τ 为权重系数。

[0076] 步骤8: 根据式 (3) 与式 (10) 计算出每种开关状态下对应的价值函数的结果, 并对所有结果值进行比较, 选取价值函数值最小时所对应的开关状态控制 MMC 各个子模块。

[0077] 以上显示和描述了本发明的基本原理和主要特征和本发明的优点。本行业的技术人员应该了解, 本发明不受上述实施例的限制, 上述实施例和说明书中描述的只是说明本发明的原理, 在不脱离本发明精神和范围的前提下, 本发明还会有各种变化和改进, 这些变化和进步都落入要求保护的本发明范围内。本发明要求保护范围由所附的权利要求书及其等效物界定。

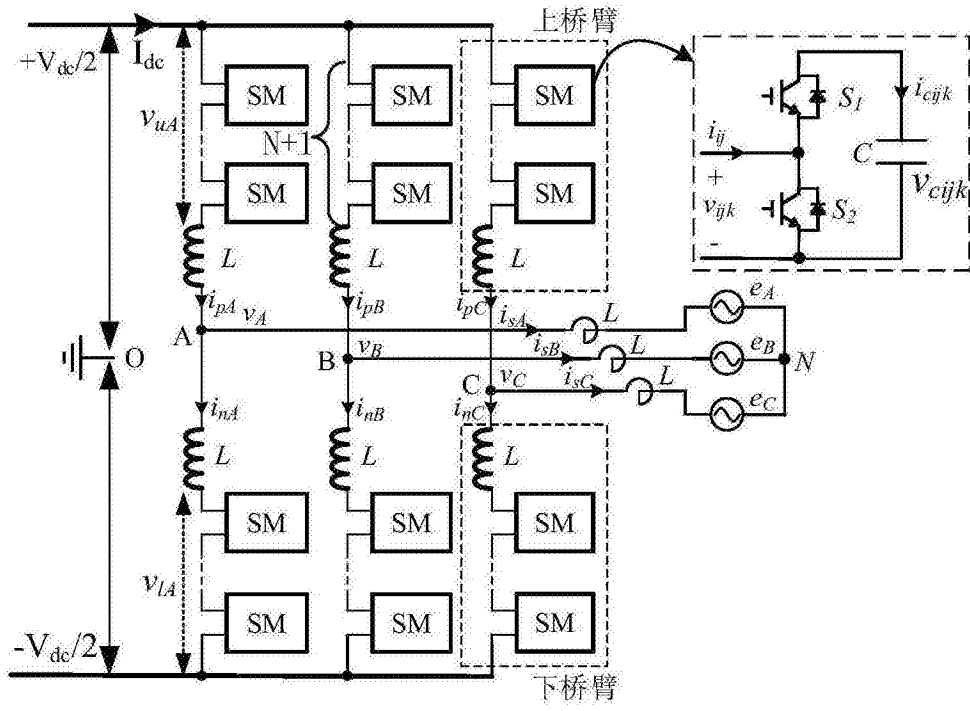


图1

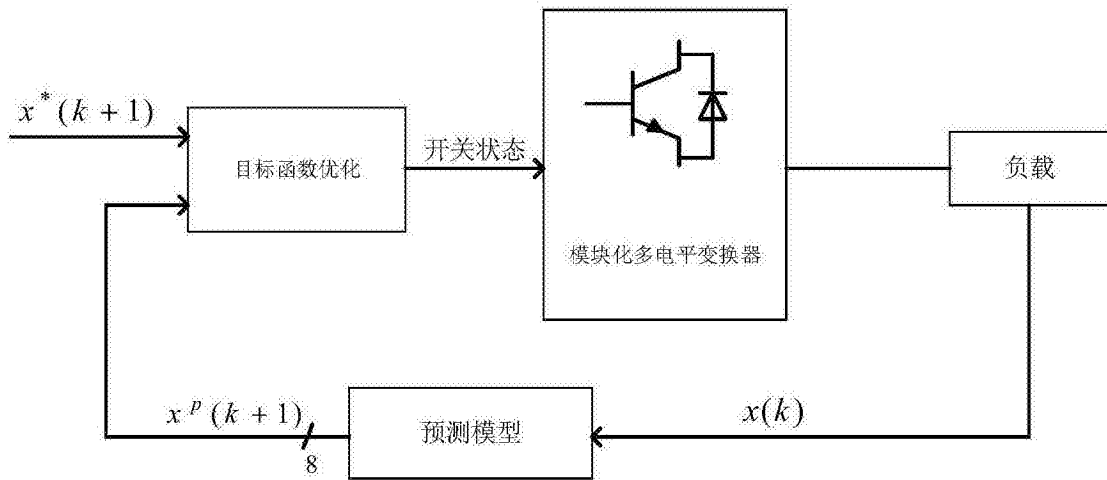


图2

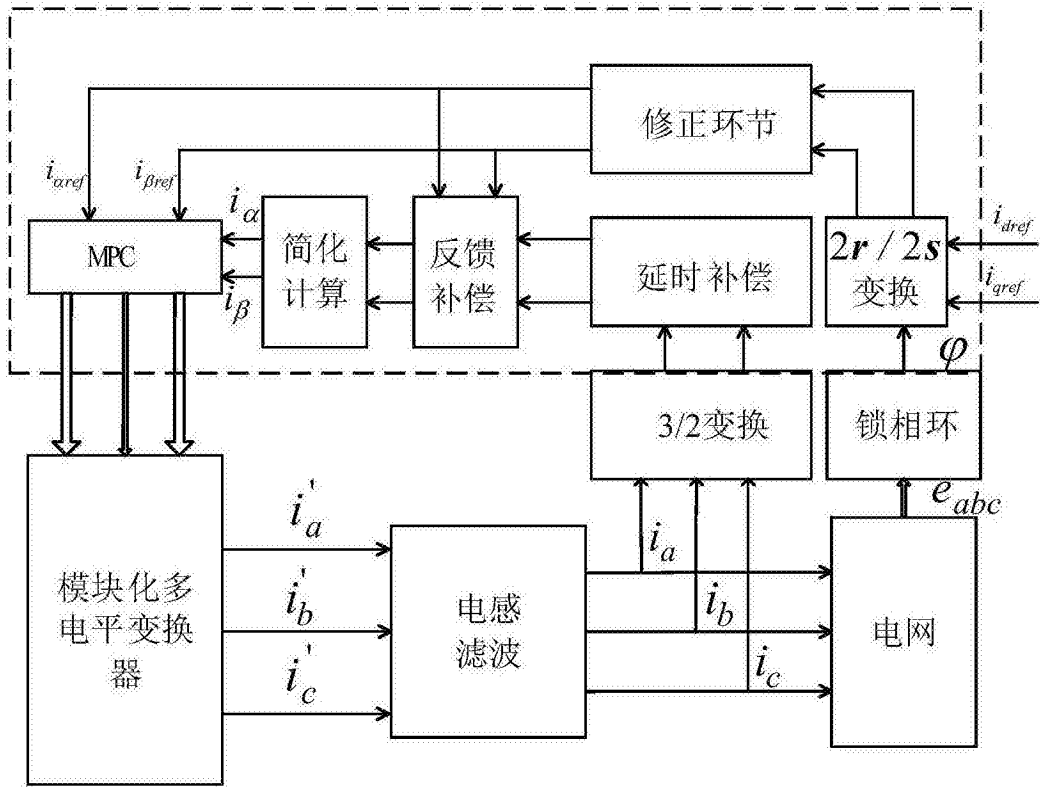


图3