



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 106842958 B

(45)授权公告日 2019.10.15

(21)申请号 201710163794.7

审查员 陈杰

(22)申请日 2017.03.20

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 106842958 A

(43)申请公布日 2017.06.13

(73)专利权人 福州大学
地址 350108 福建省福州市闽侯县上街镇
大学城学园路2号福州大学新区

(72)发明人 金涛 苏见燊 魏海斌 宗戈

(74)专利代理机构 福州元创专利商标代理有限公司 35100

代理人 蔡学俊

(51)Int.Cl.
G05B 13/04(2006.01)

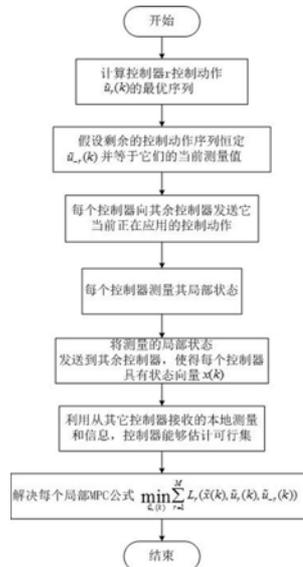
权利要求书3页 说明书7页 附图3页

(54)发明名称

一种背靠背转换器的分布式模型预测控制方法

(57)摘要

本发明涉及一种背靠背转换器的分布式模型预测控制方法,所提出的分布式模型预测控制方法应用于背对背转换器的直接功率控制和直流链路电压控制。FCS-MPC问题以分布式方式制定,整个系统被分成更简单的子系统。单个控制器能够彼此通信以共同决定本地切换序列。所提出的分布式模型预测控制公式能够为具有涉及容错,灵活性和高控制能力的硬要求的系统提供可行的控制实现,而不存在一个大型集中优化问题的解决方案。本发明有利于减少原来解决方案的计算负担,并为未来发展方向提供指导。



1. 一种背靠背转换器的分布式模型预测控制方法,其特征在于,按照如下步骤实现:

步骤S1:构建一用于估计受控系统行为的离散时间非线性系统:

$$x(k+1) = f(x(k), u(k));$$

$$y(k) = g(x(k), u(k));$$

其中: $x(k)$ 、 $u(k)$ 和 $y(k)$ 分别表示在瞬时时间 k ,状态、输入和输出向量, $f(x(k), u(k))$ 和 $g(x(k), u(k))$ 为被控系统的随时间变化的非线性函数;

步骤S2:根据时间步骤 k 的测量状态值,在时间步骤 $h+1$ 下,获取期望的系统输出 $y_{\text{ref}}(h+1)$ 和预测系统输出 $y(h+1/k)$;

步骤S3:构建用于测量受控系统性能的二次成本函数通常是对角线矩阵,

$$L(\tilde{x}(k), \tilde{u}(k)) = \sum_{h=k}^{k+N_p-1} [e^T(h+1/k) Q e(h+1/k)] + \sum_{h=k}^{k+N_p-1} [u^T(h) R u(h)];$$

其中: Q 和 R 是正定义加权矩阵, $e(h+1/k) = y_{\text{ref}}(h+1) - y(h+1/k)$ 是期望和预测输出之间的差;

步骤S4:计算控制动作 $\tilde{u}(k) = [u^T(k+1), \dots, u^T(k+N_p-1)]^T$,使得在整个预测水平 N_p 上的二次成本函数最小化;

步骤S5:将所述步骤S1中整个系统模型函数分解为 M 个子系统为:

$$x_r(k+1) = f_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k));$$

$$y_r(k) = g_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k));$$

其中, $x_r(k)$ 、 $u_r(k)$ 和 $y_r(k)$ 分别是子系统 r 的本地状态、输入和输出;除了局部 $u_r(k)$ 的矢量, $u_{-r}(k)$ 是包含所有控制输入,即:

$$u_{-r}(k) = [u_1^T(k), \dots, u_{r-1}^T(k), u_{r+1}^T(k), \dots, u_M^T(k)]^T;$$

其中, M 为整个系统分解后子系统个数;

步骤S6:对于第 r 个本地控制器,根据时间步骤 k 的测量状态值,在时间步骤 $h+1$ 的期望和预测的局部输出之间的差为:

$$e_r(h+1/k) = y_{\text{ref}_r}(h+1) - y_r(h+1/k);$$

其中: $y_{\text{ref}_r}(h+1)$ 表示期望输出和 $y_r(h+1/k)$ 表示预测输出;

步骤S7:以 Q_r 和 R_r 表示局部加权矩阵,即具有正元素的适当维度的对角矩阵;将局部模型替换为所述步骤S3中全局成本函数,即:

$$L(\tilde{x}(k), \tilde{u}(k)) = \sum_{r=1}^M \left\{ \sum_{h=k}^{k+N_p-1} [e_r^T(h+1/k) Q_r e_r(h+1/k)] + \sum_{h=k}^{k+N_p-1} [u_r^T(h) R_r u_r(h)] \right\};$$

步骤S8:以 $L_r(\tilde{x}(k), \tilde{u}_r(k), \tilde{u}_{-r}(k))$ 表示本地控制器 r 的成本函数,从所述步骤S7全局成本函数中,记 $L_r(\tilde{x}(k), \tilde{u}_r(k), \tilde{u}_{-r}(k))$ 为:

$$L_r(\tilde{x}(k), \tilde{u}_r(k), \tilde{u}_{-r}(k)) = \sum_{h=k}^{k+N_p-1} [e_r^T(h+1/k) Q_r e_r(h+1/k)] + \sum_{h=k}^{k+N_p-1} [u_r^T(h) R_r u_r(h)];$$

$$\text{则: } L(\tilde{x}(k), \tilde{u}(k)) = \sum_{r=1}^M L_r(\tilde{x}(k), \tilde{u}_r(k), \tilde{u}_{-r}(k))$$

其中, r 为本地控制器, $\tilde{u}_r(k) = [u_r^T(h+1), \dots, u_r^T(h+N_p-1)]^T$ 表示在时间步骤 k 的最优局部控制动作的序列, $\tilde{u}_{-r}(k) = [\tilde{u}_1^T(k), \dots, \tilde{u}_{r-1}^T(k), \tilde{u}_{r+1}^T(k), \dots, \tilde{u}_M^T(k)]^T$ 表示剩余控制器的控制动作的序列;

步骤S9:为代替最小化 $L_r(\tilde{x}(k), \tilde{u}_r(k), \tilde{u}_{-r}(k))$,每个控制器 r 相对于其自身的局部变量使 $L(\tilde{x}(k), \tilde{u}(k))$ 最小;公式化每个局部MPC为:

$$\min_{\tilde{u}_r(k)} \sum_{r=1}^M L_r(\tilde{x}(k), \tilde{u}_r(k), \tilde{u}_{-r}(k));$$

约束条件:

$x_r(h) \in X_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k))$ 为局部状态的轨迹;

$u_r(h) \in U_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k))$ 为本地输入;

$y_r(h) \in Y_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k))$ 为本地输出;

其中, $X_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k))$, $U_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k))$ 和 $Y_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k))$ 分别是局部状态,局部输入和局部输出的可行集合;

步骤S10:通过建立的分布式模型预测控制对背对背转换器的直接功率控制和直流链路电压进行控制;在所述步骤S10中,还包括如下步骤:

步骤S101:通过Clark变换,记 $x(h) = [I_{s1\alpha\beta}^T(h), I_{s2\alpha\beta}^T(h), V_{dc}(h)]^T$ 为系统的状态向量, $I_{s1\alpha\beta}^T(h), I_{s2\alpha\beta}^T(h), V_{dc}(h)$ 分别是通过Clark变换,系统模型从自然参考坐标系(abc)变换为静止参考坐标系($\alpha\beta$)的转置电流和电容器电压;在每个采样间隔内计算切换状态 $S_{1abc}(t)$ 和 $S_{2abc}(t)$, $\tilde{S}_{1\alpha\beta}(k), \tilde{S}_{2\alpha\beta}(k)$ 是在通过Clark变换,系统模型从自然参考坐标系(abc)变换为静止参考坐标系($\alpha\beta$)的切换状态;其中记以下局部成本函数被分别为:

$$L_1(\tilde{x}(k), \tilde{S}_{1\alpha\beta}(k), \tilde{S}_{2\alpha\beta}(k)) = e_1^T(k+1/k) \tilde{Q}_1 e_1(2/k);$$

$$L_2(\tilde{x}(k), \tilde{S}_{1\alpha\beta}(k), \tilde{S}_{2\alpha\beta}(k)) = e_2^T(k+1/k) \tilde{Q}_2 e_2(2/k);$$

其中:

$$e_1(k+1/k) = [P_{1ref} - P_1(k+1/k), Q_{1ref} - Q_1(k+1/k), V_{dcref} - V_{dc}(k+1/k)]^T;$$

$$e_2(k+1/k) = [P_{2ref} - P_2(k+1/k), Q_{2ref} - Q_2(k+1/k), V_{dcref} - V_{dc}(k+1/k)]^T;$$

$\tilde{Q}_1 \in R^{3 \times 3}$, $\tilde{Q}_2 \in R^{3 \times 3}$ 对角矩阵且对角元素全为正; P_{1ref}, P_{2ref} 为输入输出两侧的参考有功功率, Q_{1ref}, Q_{2ref} 为两侧参考无功功率, V_{dcref} 为参考电容器电压, $V_{dc}(k+1/k)$ 为实时电容器电压, $P_1(k+1/k), P_2(k+1/k)$ 为两侧实时有功功率, $Q_1(k+1/k), Q_2(k+1/k)$ 为两侧实时无功功率;

步骤S102:通过求解最小化问题得到的序列序列 $\tilde{S}_{1\alpha\beta}(k)$:

$$\min_{\tilde{S}_{1\alpha\beta}(k)} L_1(\tilde{x}(k), \tilde{S}_{1\alpha\beta}(k), \tilde{S}_{2\alpha\beta}(k)) + L_2(\tilde{x}(k), \tilde{S}_{1\alpha\beta}(k), \tilde{S}_{2\alpha\beta}(k));$$

约束条件为:

$$x_1(h) \in X_1(x(k), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h));$$

$$S_{1\alpha\beta}(h) \in U_1(x(k), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h));$$

$$P_1(h) \in Y_{P1}(x(k), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h));$$

$$Q_1(h) \in Y_{Q1}(x(k), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h));$$

步骤S103:通过求解最小化问题得到的序列 $\tilde{S}_{2\alpha\beta}(k)$:

$$\min_{\tilde{S}_{2\alpha\beta}(k)} L_1(\tilde{x}(k), \tilde{S}_{1\alpha\beta}(k), \tilde{S}_{2\alpha\beta}(k)) + L_2(\tilde{x}(k), \tilde{S}_{1\alpha\beta}(k), \tilde{S}_{2\alpha\beta}(k));$$

约束条件:

$$x_2(h) \in X_2(x(h), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h));$$

$$S_{2\alpha\beta}(h) \in U_2(x(h), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h));$$

$$P_2(h) \in Y_{P2}(x(h), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h));$$

$$Q_2(h) \in Y_{Q2}(x(h), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h));$$

其中:

$P_1(h) \in Y_{P1}(x(k), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h))$ 和 $P_2(h) \in Y_{P2}(x(h), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h))$ 是转换器每侧的有功功率的控制集;

$Q_1(h) \in Y_{Q1}(x(k), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h))$ 和 $Q_2(h) \in Y_{Q2}(x(h), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h))$ 是转换器每侧的无功功率的控制集;

步骤S104:计算参考有功功率,根据预设电容器 V_{dref} 处的电压的期望值以及实际测量的电压值 V_{dc} ,用于将电压调节到期望值有功功率流的所需变化由下式给出:

$$P_{dc} = \frac{C}{2NT_s} (V_{dref}^2 - V_{dc}^2);$$

其中, N 表示达到期望值所需时间步长的期望数量, C 是直流链路的电容, P_{dc} 是有功功率流, T_s 是采样时间;

步骤S105:利用转换器的 α - β 模型,通过Clark变换的有功和无功功率流预测如下:

$$P_i(h) = \frac{3}{2} (V_{si\alpha}(h) I_{si\alpha}(h) + V_{si\beta}(h) I_{si\beta}(h)) \quad i = 1, 2$$

$$Q_i(h) = \frac{3}{2} (V_{si\beta}(h) I_{si\alpha}(h) - V_{si\alpha}(h) I_{si\beta}(h))$$

其中, $V_{si\alpha}$ 是有源电压实轴的分量, $V_{si\beta}$ 是有源电压虚轴的分量, $I_{si\alpha}$ 是有源电流实轴的分量, $I_{si\beta}$ 是有源电流虚轴的分量;

给定电流和过去电压的测量值,使用一阶拉格朗日外推法计算下一时间步长的电压:

$$\begin{aligned} V_{si\alpha}(h+1) &= 2V_{si\alpha}(h) - V_{si\alpha}(h-1) \\ V_{si\beta}(h+1) &= 2V_{si\beta}(h) - V_{si\beta}(h-1) \end{aligned} \quad i = 1, 2。$$

一种背靠背转换器的分布式模型预测控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及模型预测控制 (MPC) 的技术领域,特别是一种背靠背转换器的分布式模型预测控制方法。

背景技术

[0002] 如今,电力电子是唯一能够提供有效和灵活的电能转换和调节的技术。它在许多低碳应用中至关重要,包括可再生能源发电,智能电网,电动交通(电动汽车,混合动力电动汽车,铁路),航空航天,节能,电机驱动和照明。在过去几十年中,对于科学文献和工业中的各种应用,已经有关于转换器拓扑和技术解决方案的激增。传统的线性控制方法已经广泛用于功率转换器。而且,许多其他控制方法已经在文献中提出并成功测试,比如模型预测控制 (MPC)。

[0003] 近年来,模型预测控制 (MPC) 已成功用于控制具有不同拓扑和不同应用的电力电子转换器。MPC提供了许多优于更传统的控制技术的优点,例如避免级联控制回路,容易包含约束以及快速瞬态响应的能力。另一方面,控制器的计算负担随着系统复杂性而指数地增加,并且可能导致在现代数字控制板上不能实现。提出了一种新颖的分布式MPC (DMPC),其能够实现与传统MPC相同的性能,同时降低其实现的计算需求。

[0004] 在图1中,示出了针对两个子系统的情况的DMPC方案。在这个图中,过程1和过程2具有本地MPC控制器。由于这些过程彼此交互,需要在控制器之间共享信息以允许它们计算他们自己的控制动作。否则,系统可能会失去性能和稳定性。为了避免这种情况,在每个时间步长,本地控制器必须决定要在本地应用的控制动作,并将它们传送到其他控制器。虽然MPC已经广泛认识到优于单输入单输出以及甚至超过其他多输入多输出控制方法的优点,但是其主要缺点是与其实实现相关的计算负担。因此,随着输入数量的增加,其实现是不可行。此外,如果采样时间减少(如在电力电子设备的情况下),其实现也是不可行。在这两种情况下,应对这些缺点的替代方案是以分布式方式实现MPC。本发明的目的是提出DMPC作为用于控制其动态在微秒范围内系统的替代方案。

发明内容

[0005] 本发明的目的在于提供一种背靠背转换器的分布式模型预测控制方法,以克服现有技术中存在的缺陷。

[0006] 为实现上述目的,本发明的技术方案是:一种背靠背转换器的分布式模型预测控制方法,按照如下步骤实现:

[0007] 步骤S1:构建一用于估计受控系统行为的离散时间非线性系统:

[0008] $x(k+1) = f(x(k), u(k));$

[0009] $y(k) = g(x(k), u(k));$

[0010] 其中: $x(k)$ 、 $u(k)$ 和 $y(k)$ 分别表示在瞬时时间 k ,状态、输入和输出向量, $f(x(k), u(k))$ 和 $g(x(k), u(k))$ 为被控系统的随时间变化的非线性函数;

[0011] 步骤S2:根据时间步骤k的测量状态值,在时间步骤h+1下,获取期望的系统输出 $y_{\text{ref}}(h+1)$ 和预测系统输出 $y(h+1/k)$;

[0012] 步骤S3:构建用于测量受控系统性能的二次成本函数通常是对角线矩阵,

$$[0013] \quad L(\tilde{x}(k), \tilde{u}(k)) = \sum_{h=k}^{k+N_p-1} [e^T(h+1/k)Qe(h+1/k)] + \sum_{h=k}^{k+N_p-1} [u^T(h)Ru(h)];$$

[0014] 其中:Q和R是正定义加权矩阵, $e(h+1/k) = y_{\text{ref}}(h+1) - y(h+1/k)$ 是期望和预测输出之间的差;

[0015] 步骤S4:计算控制动作 $\tilde{u}(k) = [u^T(k+1), \dots, u^T(k+N_p-1)]^T$,使得在整个预测水平 N_p 上的二次成本函数最小化;

[0016] 步骤S5:将所述步骤S1中整个系统模型函数分解为M个子系统为:

$$[0017] \quad x_r(k+1) = f_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k));$$

$$[0018] \quad y_r(k) = g_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k));$$

[0019] 其中, $x_r(k)$ 、 $u_r(k)$ 和 $y_r(k)$ 分别是子系统r的本地状态、输入和输出;除了局部 $u_r(k)$ 的矢量, $u_{-r}(k)$ 是包含所有控制输入,即:

$$[0020] \quad u_{-r}(k) = [u_1^T(k), \dots, u_{r-1}^T(k), u_{r+1}^T(k), \dots, u_M^T(k)]^T;$$

[0021] 其中,M为整个系统分解后子系统个数;

[0022] 步骤S6:对于第r个本地控制器,根据时间步骤k的测量状态值,在时间步骤h+1的期望和预测的局部输出之间的差为:

$$[0023] \quad e_r(h+1/k) = y_{\text{ref}_r}(h+1) - y_r(h+1/k);$$

[0024] 其中: $y_{\text{ref}_r}(h+1)$ 表示期望输出和 $y_r(h+1/k)$ 表示预测输出;

[0025] 步骤S7:以 Q_r 和 R_r 表示局部加权矩阵,即具有正元素的适当维度的对角矩阵;将局部模型替换为所述步骤S3中全局成本函数,即:

$$[0026] \quad L(\tilde{x}(k), \tilde{u}(k)) = \sum_{r=1}^M \left\{ \sum_{h=k}^{k+N_p-1} [e_r^T(h+1/k)Q_r e_r(h+1/k)] + \sum_{h=k}^{k+N_p-1} [u_r^T(h)R_r u_r(h)] \right\};$$

[0027] 步骤S8:以 $L_r(\tilde{x}(k), \tilde{u}_r(k), \tilde{u}_{-r}(k))$ 表示本地控制器r的成本函数,从所述步骤S7全局成本函数中,记 $L_r(\tilde{x}(k), \tilde{u}_r(k), \tilde{u}_{-r}(k))$ 为:

$$[0028] \quad L_r(\tilde{x}(k), \tilde{u}_r(k), \tilde{u}_{-r}(k)) = \sum_{h=k}^{k+N_p-1} [e_r^T(h+1/k)Q_r e_r(h+1/k)] + \sum_{h=k}^{k+N_p-1} [u_r^T(h)R_r u_r(h)];$$

$$[0029] \quad \text{则: } L(\tilde{x}(k), \tilde{u}(k)) = \sum_{r=1}^M L_r(\tilde{x}(k), \tilde{u}_r(k), \tilde{u}_{-r}(k))$$

[0030] 其中,r为本地控制器, $\tilde{u}_r(k) = [u_r^T(h+1), \dots, u_r^T(h+N_p-1)]^T$ 表示在时间步骤k的最优局部控制动作的序列, $\tilde{u}_{-r}(k) = [\tilde{u}_1^T(k), \dots, \tilde{u}_{r-1}^T(k), \tilde{u}_{r+1}^T(k), \dots, \tilde{u}_M^T(k)]^T$ 表示剩余控制器的控制动作的序列;

[0031] 步骤S9:为代替最小化 $L_r(\tilde{x}(k), \tilde{u}_r(k), \tilde{u}_{-r}(k))$,每个控制器r相对于其自身的局部变

量使 $L(\tilde{x}(k), \tilde{u}(k))$ 最小;公式化每个局部MPC为:

$$[0032] \quad \min_{\tilde{u}_r(k)} \sum_{r=1}^M L_r(\tilde{x}(k), \tilde{u}_r(k), \tilde{u}_{-r}(k)) ;$$

[0033] 约束条件:

[0034] $x_r(h) \in X_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k))$ 为局部状态的轨迹;

[0035] $u_r(h) \in U_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k))$ 为本地输入;

[0036] $y_r(h) \in Y_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k))$ 为本地输出;

[0037] 其中, $X_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k))$, $U_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k))$ 和 $Y_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k))$ 分别是局部状态, 局部输入和局部输出的可行集合;

[0038] 步骤S10: 通过建立的分布式模型预测控制对背对背转换器的直接功率控制和直流链路电压进行控制。

[0039] 进一步的, 在所述步骤S10中, 还包括如下步骤:

[0040] 步骤S101: 通过Clark变换, 记 $x(h) = [I_{s1\alpha\beta}^T(h), I_{s2\alpha\beta}^T(h), V_{dc}(h)]^T$ 为系统的状态向量, 记以下局部成本函数被分别为:

$$[0041] \quad L_1(\tilde{x}(k), \tilde{S}_{1\alpha\beta}(k), \tilde{S}_{2\alpha\beta}(k)) = e_1^T(k+1/k) \tilde{Q}_1 e_1(2/k) ;$$

$$[0042] \quad L_2(\tilde{x}(k), \tilde{S}_{\alpha\beta 1}(k), \tilde{S}_{\alpha\beta 2}(k)) = e_2^T(k+1/k) \tilde{Q}_2 e_2(2/k) ;$$

[0043] 其中:

$$[0044] \quad e_1(k+1/k) = [P_{1ref} - P_1(k+1/k), Q_{1ref} - Q_1(k+1/k), V_{dc ref} - V_{dc}(k+1/k)]^T ;$$

$$[0045] \quad e_2(k+1/k) = [P_{2ref} - P_2(k+1/k), Q_{2ref} - Q_2(k+1/k), V_{dc ref} - V_{dc}(k+1/k)]^T ;$$

[0046] $\tilde{Q}_1 \in R^{3 \times 3}$, $\tilde{Q}_2 \in R^{3 \times 3}$ 对角矩阵且对角元素全为正;

[0047] 步骤S102: 通过求解最小化问题得到的序列序列 $\tilde{S}_{1\alpha\beta}(k)$:

$$[0048] \quad \min_{\tilde{S}_{1\alpha\beta}(k)} L_1(\tilde{x}(k), \tilde{S}_{1\alpha\beta}(k), \tilde{S}_{2\alpha\beta}(k)) + L_2(\tilde{x}(k), \tilde{S}_{1\alpha\beta}(k), \tilde{S}_{2\alpha\beta}(k)) ;$$

[0049] 约束条件为:

[0050] $x_1(h) \in X_1(x(k), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h)) ;$

[0051] $S_{1\alpha\beta}(h) \in U_1(x(k), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h)) ;$

[0052] $P_1(h) \in Y_{P1}(x(k), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h)) ;$

[0053] $Q_1(h) \in Y_{Q1}(x(k), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h)) ;$

[0054] 步骤S103: 通过求解最小化问题得到的序列 $\tilde{S}_{2\alpha\beta}(k)$:

$$[0055] \quad \min_{\tilde{S}_{2\alpha\beta}(k)} L_1(\tilde{x}(k), \tilde{S}_{1\alpha\beta}(k), \tilde{S}_{2\alpha\beta}(k)) + L_2(\tilde{x}(k), \tilde{S}_{1\alpha\beta}(k), \tilde{S}_{2\alpha\beta}(k)) ;$$

[0056] 约束条件:

[0057] $x_2(h) \in X_2(x(h), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h)) ;$

[0058] $S_{2\alpha\beta}(h) \in U_2(x(h), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h)) ;$

[0059] $P_2(h) \in Y_{P2}(x(h), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h)) ;$

[0060] $Q_2(h) \in Y_{Q2}(x(h), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h))$;

[0061] 其中:

[0062] $P_1(h) \in Y_{P1}(x(k), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h))$ 和 $P_2(h) \in Y_{P2}(x(h), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h))$ 是转换器每侧的有功功率的控制集;

[0063] $Q_1(h) \in Y_{Q1}(x(k), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h))$ 和 $Q_2(h) \in Y_{Q2}(x(h), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h))$ 是转换器每侧的无功功率的控制集;

[0064] 步骤S104:计算参考有功功率,根据预设电容器 V_{dref} 处的电压的期望值以及实际测量的电压值 V_{dc} ,用于将电压调节到期望值有功功率流的所需变化由下式给出:

$$[0065] \quad P_{dc} = \frac{C}{2NT_s} (V_{dref}^2 - V_{dc}^2);$$

[0066] 其中, N 表示达到期望值所需时间步长的期望数量, C 是直流链路的电容, P_{dc} 是有功功率流, T_s 是采样时间;

[0067] 步骤S105:利用转换器的 α - β 模型,通过Clark变换的有功和无功功率流预测如下:

$$[0068] \quad \begin{aligned} P_i(h) &= \frac{3}{2} (V_{si\alpha}(h)I_{si\alpha}(h) + V_{si\beta}(h)I_{si\beta}(h)) \\ Q_i(h) &= \frac{3}{2} (V_{si\beta}(h)I_{si\alpha}(h) - V_{si\alpha}(h)I_{si\beta}(h)) \end{aligned} \quad i=1,2$$

[0069] 给定电流和过去电压的测量值,使用一阶拉格朗日外推法计算下一时间步长的电压:

$$[0070] \quad \begin{aligned} V_{si\alpha}(h+1) &= 2V_{si\alpha}(h) - V_{si\alpha}(h-1) \\ V_{si\beta}(h+1) &= 2V_{si\beta}(h) - V_{si\beta}(h-1) \end{aligned} \quad i=1,2。$$

[0071] 相较于现有技术,本发明具有以下有益效果:

[0072] 1、FCS-MPC问题以分布式方式制定,减少了计算时间,并允许其在复杂的功率转换器中实现。在所提出的方法中,整个系统被分成更简单的子系统。对于每个子系统,制定FCS-MPC。单个控制器能够彼此通信以共同决定本地切换序列。

[0073] 2、所提出的FCS-MPC公式能够为具有涉及容错,灵活性和高控制能力的硬要求的系统提供可行的控制实现,而不存在一个大型集中优化问题的解决方案。

[0074] 3、相较于其他方法都用于采样时间在秒和分钟之间的系统,DMPC应用于采样时间在微妙范围内的系统。

附图说明

[0075] 图1为典型的DMPC方案的示意图。

[0076] 图2为本发明中背靠背转换器的分布式模型预测控制方法的流程图。

[0077] 图3为本发明一实施例中DMPC方法设置的示意图。

具体实施方式

[0078] 下面结合附图,对本发明的技术方案进行具体说明。

[0079] 本发明提供一种背靠背转换器的分布式模型预测控制方法,如图2所示,具体包括以下步骤:

[0080] 步骤S1:考虑离散时间非线性系统

$$[0081] \quad x(k+1) = f(x(k), u(k));$$

$$[0082] \quad y(k) = g(x(k), u(k));$$

[0083] 其中: $x(k)$, $u(k)$, 和 $y(k)$, 分别表示在瞬时时间 k , 状态, 输入和输出向量, $f(x(k), u(k))$ 和 $g(x(k), u(k))$ 描述被控系统的随时间变化的非线性函数;

[0084] 步骤S2:给出在时间步骤 k 的测量状态值, 在时间步骤 $h+1$ 下, $y_{\text{ref}}(h+1)$ 是期望的系统输出和 $y(h+1/k)$ 预测系统输出;

[0085] 步骤S3: Q 和 R 是正定义加权矩阵, 二次成本函数通常是对角线矩阵, 即,

$$[0086] \quad L(\tilde{x}(k), \tilde{u}(k)) = \sum_{h=k}^{k+N_p-1} [e^T(h+1/k)Qe(h+1/k)] + \sum_{h=k}^{k+N_p-1} [u^T(h)Ru(h)];$$

[0087] 其中: $e(h+1/k) = y_{\text{ref}}(h+1) - y(h+1/k)$ 是期望和预测输出之间的差;

[0088] 步骤S4:步骤S1中系统模型函数用于估计受控系统的行为, 并且步骤S3中二次成本函数用于测量其性能;

[0089] 步骤S5:计算一系列控制动作 $\tilde{u}(k) = [u^T(k+1), \dots, u^T(k+N_p-1)]^T$ 使得在整个预测水平 N_p 上成本函数最小化;

[0090] 步骤S6:假设步骤S1中整个系统模型函数可以分解为 M 个子系统为:

$$[0091] \quad x_r(k+1) = f_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k));$$

$$[0092] \quad y_r(k) = g_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k));$$

[0093] 其中 $x_r(k)$, $u_r(k)$ 和 $y_r(k)$ 分别是子系统 r 的本地状态, 输入和输出;

[0094] 步骤S7:除了局部 $u_r(k)$ 的矢量, $u_{-r}(k)$ 是包含所有控制输入, 即,

$$[0095] \quad u_{-r}(k) = [u_1^T(k), \dots, u_{r-1}^T(k), u_{r+1}^T(k), \dots, u_M^T(k)]^T;$$

[0096] 其中, M 为整个系统分解后子系统个数;

[0097] 步骤S8:对于第 r 个本地控制器, 给定在时间步骤 k 的测量状态值, 在时间步骤 $h+1$ 的期望和预测的局部输出之间的差为:

$$[0098] \quad e_r(h+1/k) = y_{\text{ref}_r}(h+1) - y_r(h+1/k);$$

[0099] 其中: $y_{\text{ref}_r}(h+1)$ 表示期望输出和 $y_r(h+1/k)$ 表示预测输出;

[0100] 步骤S9:以 Q_r 和 R_r 表示局部加权矩阵, 即具有正元素的适当维度的对角矩阵; 将局部模型替换为步骤S3中全局成本函数, 即

$$[0101] \quad L(\tilde{x}(k), \tilde{u}(k)) = \sum_{r=1}^M \left\{ \sum_{h=k}^{k+N_p-1} [e_r^T(h+1/k)Q_r e_r(h+1/k)] + \sum_{h=k}^{k+N_p-1} [u_r^T(h)R_r u_r(h)] \right\};$$

[0102] 步骤S10:以 $L_r(\tilde{x}(k), \tilde{u}_r(k), \tilde{u}_{-r}(k))$ 表示本地控制器 r 的成本函数, 从步骤S9全局成本函数中, 定义 $L_r(\tilde{x}(k), \tilde{u}_r(k), \tilde{u}_{-r}(k))$ 为:

$$[0103] \quad L_r(\tilde{x}(k), \tilde{u}_r(k), \tilde{u}_{-r}(k)) = \sum_{h=k}^{k+N_p-1} [e_r^T(h+1/k)Q_r e_r(h+1/k)] + \sum_{h=k}^{k+N_p-1} [u_r^T(h)R_r u_r(h)];$$

[0104] 步骤S11:则 $L(\tilde{x}(k), \tilde{u}(k)) = \sum_{r=1}^M L_r(\tilde{x}(k), \tilde{u}_r(k), \tilde{u}_{-r}(k))$

[0105] 其中 r 为本地控制器, $\tilde{u}_r(k) = [u_r^T(h+1), \dots, u_r^T(h+N_p-1)]^T$ 表示在时间步骤 k 的最优局部控制动作的序列, $\tilde{u}_{-r}(k) = [\tilde{u}_1^T(k), \dots, \tilde{u}_{r-1}^T(k), \tilde{u}_{r+1}^T(k), \dots, \tilde{u}_M^T(k)]^T$ 表示剩余控制器的控制动作的序列;假定这些序列恒定并等于它们在 N_p 中的测量值。重要的是注意每个控制器的性能取决于剩余控制器作出的决定;

[0106] 步骤S12:不仅找到序列 $\tilde{u}_r(k)$,而且量化其对剩余控制器的性能的影响。为代替最小化 $L_r(\tilde{x}(k), \tilde{u}_r(k), \tilde{u}_{-r}(k))$,每个控制器 r 相对于其自身的局部变量使 $L(\tilde{x}(k), \tilde{u}(k))$ 最小;公式化每个局部MPC为:

$$[0107] \quad \min_{\tilde{u}_r(k)} \sum_{r=1}^M L_r(\tilde{x}(k), \tilde{u}_r(k), \tilde{u}_{-r}(k))$$

[0108] 约束条件:

[0109] $x_r(h) \in X_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k))$ 为局部状态的轨迹;

[0110] $u_r(h) \in U_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k))$ 为本地输入;

[0111] $y_r(h) \in Y_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k))$ 为本地输出;

[0112] 其中, $X_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k))$, $U_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k))$ 和 $Y_r(x(k), u_r(k), u_{-r}(k))$ 分别是局部状态,局部输入和局部输出的可行集合;

[0113] 步骤S13:通过上述提出的DMPC应用于背对背转换器的直接功率控制和直流链路电压控制,如图3所示。在发明中考虑的背对背配置允许在两个能量源 V_{s1abc} 和 V_{s2abc} 之间的功率传递(有源和无功),同时保持电容器电压 V_{dc} 被调节在期望值。在图3中,变量 I_{s1abc} , I_{s2abc} , V_{c1abc} 和 V_{c2abc} 分别表示在网格1和2处测量的电流和电压。

[0114] 步骤S14:通过Clark变换,设 $x(h) = [I_{s1\alpha\beta}^T(h), I_{s2\alpha\beta}^T(h), V_{dc}(h)]^T$ 是系统的状态向量。利用所提出的思想用于背靠背转换器的控制,以下局部成本函数被定义为:

$$[0115] \quad L_1(\tilde{x}(k), \tilde{S}_{1\alpha\beta}(k), \tilde{S}_{2\alpha\beta}(k)) = e_1^T(k+1/k) \tilde{Q}_1 e_1(2/k);$$

$$[0116] \quad L_2(\tilde{x}(k), \tilde{S}_{\alpha\beta 1}(k), \tilde{S}_{\alpha\beta 2}(k)) = e_2^T(k+1/k) \tilde{Q}_2 e_2(2/k);$$

[0117] 其中:

$$[0118] \quad e_1(k+1/k) = [P_{1ref} - P_1(k+1/k), Q_{1ref} - Q_1(k+1/k), V_{dc}^{ref} - V_{dc}(k+1/k)]^T;$$

$$[0119] \quad e_2(k+1/k) = [P_{2ref} - P_2(k+1/k), Q_{2ref} - Q_2(k+1/k), V_{dc}^{ref} - V_{dc}(k+1/k)]^T;$$

[0120] $\tilde{Q}_1 \in R^{3 \times 3}$, $\tilde{Q}_2 \in R^{3 \times 3}$ 对角矩阵且对角元素全为正。

[0121] 步骤S15:序列 $\tilde{S}_{1\alpha\beta}(k)$ 由以下优化问题的解决方案给出:

$$[0122] \quad \min_{\tilde{S}_{1\alpha\beta}(k)} L_1(\tilde{x}(k), \tilde{S}_{1\alpha\beta}(k), \tilde{S}_{2\alpha\beta}(k)) + L_2(\tilde{x}(k), \tilde{S}_{1\alpha\beta}(k), \tilde{S}_{2\alpha\beta}(k))$$

[0123] 约束条件:

[0124] $x_1(h) \in X_1(x(k), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h))$;

[0125] $S_{1\alpha\beta}(h) \in U_1(x(k), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h))$;

[0126] $P_1(h) \in Y_{P1}(x(k), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h))$;

[0127] $Q_1(h) \in Y_{Q1}(x(k), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h))$;

[0128] 步骤S16:通过求解最小化问题得到的序列 $\tilde{S}_{2\alpha\beta}(k)$;

$$[0129] \quad \min_{\tilde{S}_{2\alpha\beta}(k)} L_1(\tilde{x}(k), \tilde{S}_{1\alpha\beta}(k), \tilde{S}_{2\alpha\beta}(k)) + L_2(\tilde{x}(k), \tilde{S}_{1\alpha\beta}(k), \tilde{S}_{2\alpha\beta}(k)) ;$$

[0130] 约束条件:

$$[0131] \quad x_2(h) \in X_2(x(h), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h));$$

$$[0132] \quad S_{2\alpha\beta}(h) \in U_2(x(h), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h));$$

$$[0133] \quad P_2(h) \in Y_{P2}(x(h), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h));$$

$$[0134] \quad Q_2(h) \in Y_{Q2}(x(h), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h));$$

[0135] 其中, $P_1(h) \in Y_{P1}(x(k), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h))$ 和 $P_2(h) \in Y_{P2}(x(h), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h))$ 是转换器每侧的有功功率的控制集。

[0136] $Q_1(h) \in Y_{Q1}(x(k), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h))$ 和 $Q_2(h) \in Y_{Q2}(x(h), S_{1\alpha\beta}(h), S_{2\alpha\beta}(h))$ 是转换器每侧的无功功率的控制集。

[0137] 步骤S17:计算参考有功功率,给定电容器 V_{dref} 处的电压的期望值,并且给定实际测量的电压值 V_{dc} ,用于将电压调节到期望值过程中有功功率流的所需变化由下式给出:

$$[0138] \quad P_{dc} = \frac{C}{2NT_s}(V_{dref}^2 - V_{dc}^2);$$

[0139] 其中, N 表示达到期望值所需时间步长的期望数量, C 是直流链路的电容, P_{dc} 是有功功率流, T_s 是采样时间。

[0140] 步骤S18:一旦计算出 P_{dc} 的值,所需的有功功率传输应相应地修改。在这种情况下,这种变化在两个转换器侧之间均等地分布,即 $P_{1ref} = P_{1des} + 0.5P_{dc}$ 和 $P_{2ref} = P_{2des} + 0.5P_{dc}$,其中, P_{1des} 和 P_{2des} 表示从转换器的一侧到另一侧的所需传输的有功功率。重要的是要强调,由于通过转换器的有功功率平衡总是等于0,因此必须选择具有相同值但符号相反的 P_{1des} 和 P_{2des} 。

[0141] 步骤S19:利用转换器的 α - β 模型,通过Clark变换的有功和无功功率流预测如下:

$$[0142] \quad \begin{aligned} P_i(h) &= \frac{3}{2}(V_{si\alpha}(h)I_{si\alpha}(h) + V_{si\beta}(h)I_{si\beta}(h)) \\ Q_i(h) &= \frac{3}{2}(V_{si\beta}(h)I_{si\alpha}(h) - V_{si\alpha}(h)I_{si\beta}(h)). \end{aligned} \quad i=1,2;$$

[0143] 注意,有功和无功功率的预测以及源电流的预测需要知道两侧的源电压演变。因此,给定电流和过去电压的测量值,使用一阶拉格朗日外推法计算下一时间步长的电压:

$$[0144] \quad \begin{aligned} V_{si\alpha}(h+1) &= 2V_{si\alpha}(h) - V_{si\alpha}(h-1) \\ V_{si\beta}(h+1) &= 2V_{si\beta}(h) - V_{si\beta}(h-1) \end{aligned} \quad i=1,2;$$

[0145] 采用本发明提供的方法,有利于减少原来解决方案的计算负担,并为未来发展方向提供指导。

[0146] 以上是本发明的较佳实施例,凡依本发明技术方案所作的改变,所产生的功能作用未超出本发明技术方案的范围时,均属于本发明的保护范围。

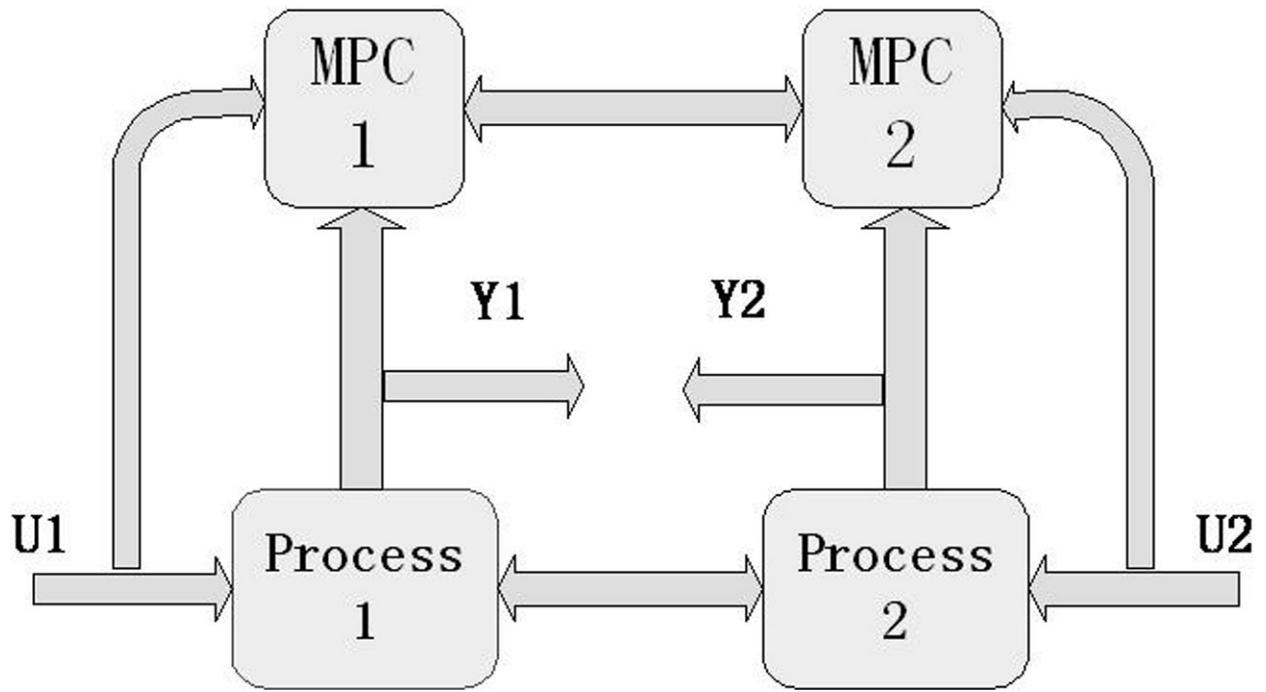


图1

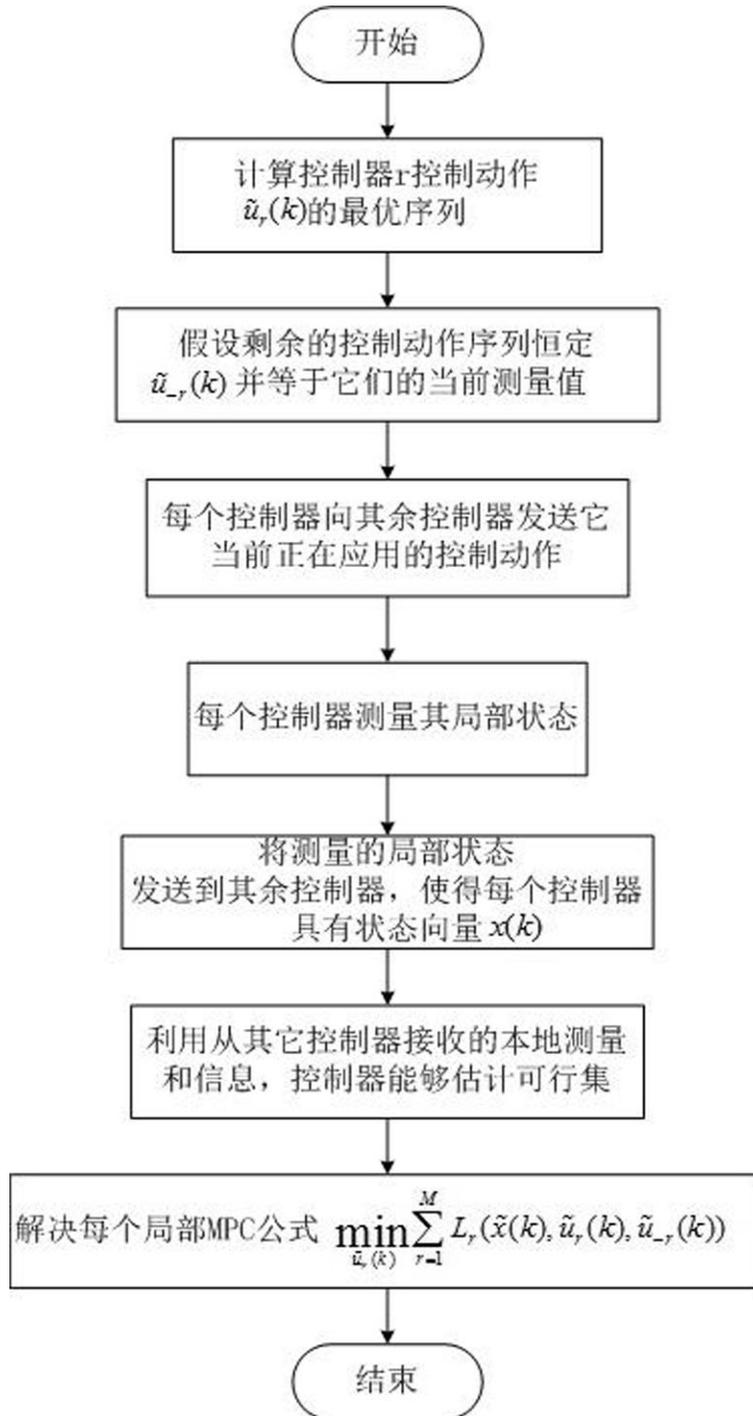


图2

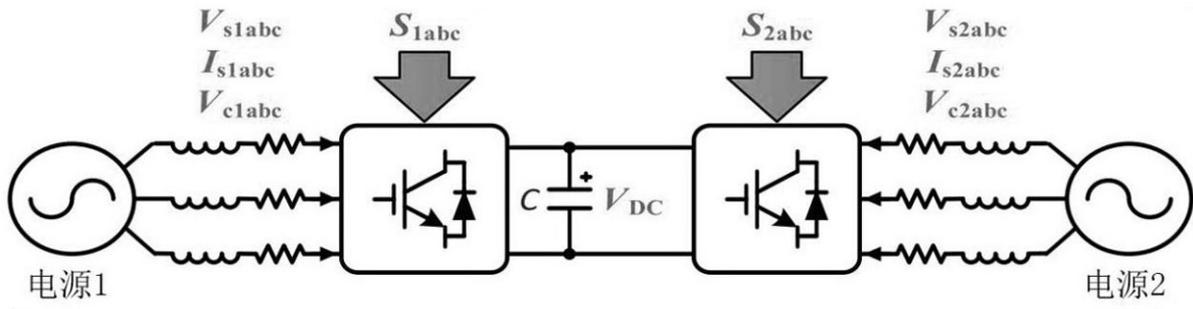


图3