

基于矩阵变换器的UPFC简化调制模型预测控制

程启明,张 昕,赖宇生,李剑辉,沈章平,陈 颖

(上海电力大学 自动化工程学院,上海 200090)

摘要:基于直接矩阵变换器的统一潮流控制器(DMC-UPFC)减小了体积和成本,没有储能电容损坏的风险,提高了系统的可靠性。为了提高DMC-UPFC在使用模型预测控制(MPC)时的输出电能质量,根据矢量合成原理和空间矢量调制策略提出简化调制模型预测控制(SMMPC),简化了空间矢量的选择,同时解决了开关周期不固定的问题。根据扩展功率理论推导出不平衡工况下无需正负序分离的有功功率补偿(APC)策略保持有功功率稳定。仿真和实验结果表明,DMC-UPFC可实现线路潮流控制和无功补偿,SMMPC响应速度快,与MPC相比,SMMPC有着固定的开关周期,无需很高的采样频率也可以输出较高质量的波形,结合APC策略可以提高电网不平衡工况下的潮流控制性能。

关键词:直接矩阵变换器;统一潮流控制器;简化调制模型预测控制;不平衡电网

中图分类号:TM341

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202211021

0 引言

随着我国制定“双碳”目标,能源开发和利用领域的诸多现实问题引起更多关注,如何提高电网的输送能力、提升电网运行的可控性将成为重点的研究方向。统一潮流控制器(unified power flow controller, UPFC)作为一种强大的柔性交流输电系统(flexible alternating current transmission system, FACTS)装置,可以调节线路潮流分布、进行线路电压补偿,对电力系统的稳定运行至关重要。

传统的UPFC由串、并联侧换流器通过公共直流母线背靠背连接组成,由于换流器中电容的存在,大幅增加了装置体积和维护成本。直接矩阵变换器(direct matrix converter, DMC)是一种直接型AC-AC变换器,具有输入输出正弦、能量双向流动、输入功率因数可调、无中间直流环节、可靠性高等优点^[1],广泛应用于各种现代工业^[2-5]。将DMC应用于UPFC有着降低装置体积、减少成本、增强可靠性等优势。

目前对于UPFC的研究主要集中在其控制问题上。文献[6]建立了UPFC的数学模型,在旋转坐标系下采用三环解耦控制提高系统性能。文献[7-9]通过比例积分(proportional integral, PI)控制器实现了UPFC串并联侧协调控制。文献[10]提出了一种模糊逻辑控制器,相比传统PI控制器有更强的鲁棒性。文献[11]将DMC应用于UPFC并且采用直接功

率控制实现解耦,具有良好的稳态跟踪精度和响应速度。文献[12]将间接矩阵变换器应用于UPFC,通过模型预测控制(model predictive control, MPC)扩展了UPFC的无功功率范围。

MPC在电力电子变换器的控制策略中越来越受欢迎^[13],因具有快速的动态响应、多目标控制、适用于非线性系统等优点,MPC在DMC的各种应用中都有着不错的性能^[14-16]。然而MPC也因为开关周期不固定,以及对高采样频率和高计算能力处理器的依赖而影响波形质量,为此,将MPC与调制技术结合的调制模型预测控制(modulation MPC, MMPC)被提出^[17-18],但也因此增加了额外的计算负担。

本文针对基于DMC的UPFC(称为DMC-UPFC)提出简化调制模型预测控制(simplified MMPC, SMMPC)算法,具有良好的动态性能,并且克服了MPC在开关周期、采样频率和电流质量方面的缺点;为应对不平衡情况,采用一种可以抑制有功功率波动和电流波形畸变的有功功率补偿(active power compensation, APC)策略;将两者相结合为DMC-UPFC提供了一个高效的运行方案。仿真和实验结果表明,本文所提方法能有效改善传统MPC开关周期不固定、电流波形质量差的缺点,在低采样频率和不平衡工况下拥有良好的控制性能。

1 DMC-UPFC拓扑结构及数学模型

1.1 DMC数学模型

DMC的拓扑结构如附录A图A1所示,其输入与输出关系可以由开关函数矩阵表示为:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

收稿日期:2022-05-05;修回日期:2022-09-11

在线出版日期:2022-11-21

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61905139);上海市电站自动化技术重点实验室资助项目(13DZ2273800)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(61905139) and Shanghai Key Laboratory of Power Station Automation Technology(13DZ2273800)

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \mathbf{T}^T \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: S_{ij} ($i=A, B, C; j=a, b, c$) 表示双向开关的状态, $S_{ij}=0$ 表示关断状态, $S_{ij}=1$ 表示导通状态; u_i, i_i 分别为 DMC 的输出电压、输出电流; u_j, i_j 分别为 DMC 的输入电压、输入电流; \mathbf{T} 为 DMC 的开关函数矩阵。

为了避免短路, 开关函数矩阵的约束条件为:

$$S_{ia} + S_{ib} + S_{ic} = 1 \quad (3)$$

由此可得 DMC 的所有开关组合及输入输出关系, 如附录 A 表 A1 所示。

1.2 DMC-UPFC 数学模型

DMC-UPFC 的简化电力传输网络如附录 A 图 A2 所示。图中: u_G, u_R 分别为网端、接收端电压相量; Z_L 为线路阻抗; T_1, T_2 分别为并联耦合变压器、串联耦合变压器, 它们经过滤波器分别与 DMC 的输入、输出端连接, 变比都为 1:1; SCP₁、SCP₂ 为选取的关键节点(selected critical point, SCP)。

为了阐述 DMC-UPFC 的基本原理, 假设电源和变压器都是理想的, 可将上述系统的简化为如附录 A 图 A3 所示的单相等效模型。DMC-UPFC 和并联变压器 T_1 可以等效为电流源, 与网端电压源并联, 可为电网提供无功补偿; DMC-UPFC 和串联变压器 T_2 可以等效为电压源, 与线路端串联, 可调节线路的电压和潮流。

根据图 A3 和基尔霍夫定律, 单相线路的电压数学模型可描述为:

$$\mathbf{u}_{1p1} + \mathbf{u}_{1pc} = \mathbf{u}_{1p2} \quad (4)$$

$$\mathbf{u}_{1p2} = \mathbf{i}_{1pL} Z_L + \mathbf{u}_{1pR} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{u}_{1p1}, \mathbf{u}_{1p2}$ 分别为 SCP₁、SCP₂ 处电压相量; \mathbf{u}_{1pc} 为 UPFC 串联侧等效电压相量; \mathbf{u}_{1pR} 为接收端电压相量; \mathbf{i}_{1pL} 为线路电流相量。

串联侧线路潮流表达式为:

$$\begin{cases} P_1 = \text{Re}(\mathbf{u}_{1p1} \mathbf{i}_{1pL}^*) \\ Q_1 = \text{Im}(\mathbf{u}_{1p1} \mathbf{i}_{1pL}^*) \end{cases} \quad (6)$$

式中: P_1, Q_1 分别为线路有功功率、无功功率; $\text{Re}(\cdot), \text{Im}(\cdot)$ 分别表示提取函数的实部、虚部; 上标“*”表示复共轭。

并联侧无功补偿 Q_s 表达式为:

$$Q_s = \text{Im}(\mathbf{u}_{1p1} \mathbf{i}_{1ps}^*) \quad (7)$$

式中: \mathbf{i}_{1ps} 为 UPFC 并联侧等效电流相量。

由式(4)~(6)可知, 串联侧线路潮流可由串联等效电压 \mathbf{u}_{1pc} 的调节实现; 由式(7)可知, 并联侧无功补偿可由并联侧电流 \mathbf{i}_{1ps} 的调节实现。

DMC-UPFC 的拓扑结构如图 1 所示, 图中 DMC 的输入、输出侧分别经过 RLC 滤波器和耦合变压器接入线路中构成 UPFC 系统。

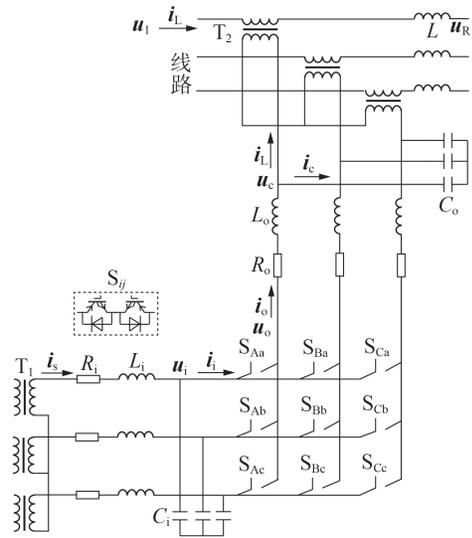


图1 DMC-UPFC 拓扑结构

Fig.1 Topology of DMC-UPFC

根据图 1 和基尔霍夫定律, 可得 DMC-UPFC 并联数学模型为:

$$L_i \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} = \mathbf{u}_s - R_i \mathbf{i}_s - \mathbf{u}_i \quad (8)$$

$$C_i \frac{d\mathbf{u}_i}{dt} = \mathbf{i}_s - \mathbf{i}_i \quad (9)$$

式中: $\mathbf{u}_s, \mathbf{u}_i$ 分别为 UPFC 并联侧输入电压、DMC 输入侧电压相量; $\mathbf{i}_s, \mathbf{i}_i$ 分别为 UPFC 并联侧输入电流、DMC 输入侧电流相量; L_i, R_i 和 C_i 分别为输入滤波器的电感、电阻和电容。

同理, DMC-UPFC 串联数学模型为:

$$L_o \frac{d\mathbf{i}_o}{dt} = \mathbf{u}_o - R_o \mathbf{i}_o - \mathbf{u}_c \quad (10)$$

$$C_o \frac{d\mathbf{u}_c}{dt} = \mathbf{i}_o - \mathbf{i}_L \quad (11)$$

$$L \frac{d\mathbf{i}_L}{dt} = \mathbf{u}_1 + \mathbf{u}_c - \mathbf{u}_R \quad (12)$$

式中: $\mathbf{u}_o, \mathbf{u}_c$ 和 \mathbf{u}_1 分别为 DMC 输出侧电压、UPFC 串联侧输出电压和 SCP₁ 处电压相量; $\mathbf{i}_o, \mathbf{i}_L$ 分别为 DMC 输出侧电流和线路电流相量; L_o, R_o 和 C_o 分别为输出滤波器的电感、电阻和电容; L 为线路电感。

2 不平衡工况下 DMC-UPFC 潮流控制策略分析

DMC-UPFC 的控制目标是使并联级补偿电网侧无功功率以及使串联级线路获得稳定的线路潮流。在传统的预测控制中常用瞬时功率因数(instantaneous power factor, IPF)策略, 其线路潮流参考值为:

$$\begin{cases} i_{L\alpha\text{ref}} = \frac{2(P_{\text{ref}} u_{1\alpha} + Q_{\text{ref}} u_{1\beta})}{3(u_{1\alpha}^2 + u_{1\beta}^2)} \\ i_{L\beta\text{ref}} = \frac{2(P_{\text{ref}} u_{1\beta} - Q_{\text{ref}} u_{1\alpha})}{3(u_{1\alpha}^2 + u_{1\beta}^2)} \end{cases} \quad (13)$$

式中: $i_{L\alpha\text{ref}}, i_{L\beta\text{ref}}$ 分别为线路电流参考值在 α 、 β 轴的分量; $u_{1\alpha}, u_{1\beta}$ 分别为SCP₁处电压在 α 、 β 轴的分量; $P_{\text{ref}}, Q_{\text{ref}}$ 分别为线路有功功率、无功功率的参考值。

上述参考值的求取方法一般适用于平衡的三相电压,但在电网电压不平衡的工况下,按照此方法计算会使得电流出现畸变。因此,为了使DMC-UPFC系统在平衡和不平衡工况下都能保持线路潮流稳定且电流保持正弦,需要根据扩展功率理论,将线路潮流有功功率和无功功率的瞬时表达式重新表示为:

$$\begin{cases} P_1 = \text{Re}(\mathbf{u}_1 \mathbf{i}_1^*) \\ Q_1 = \text{Re}(\mathbf{u}'_1 \mathbf{i}_1^*) \end{cases} \quad (14)$$

式中: \mathbf{u}'_1 为相位滞后 \mathbf{u}_1 90°的相量。

当电网电压不平衡时, $\mathbf{u}_1, \mathbf{u}'_1$ 可以分别表示为:

$$\mathbf{u}_1 = U_p e^{j\omega t} + U_N e^{-j(\omega t - \varphi)} \quad (15)$$

$$\mathbf{u}'_1 = -j[U_p e^{j\omega t} - U_N e^{-j(\omega t - \varphi)}] \quad (16)$$

式中: U_p, U_N 分别为正、负序电压的幅值; ω 为电网电压角频率; φ 为正、负序电压之间的初始相角。

联立式(14)–(16)可得 \mathbf{i}_L 为:

$$\mathbf{i}_L = \left[-j \frac{P_1 (\mathbf{u}'_1)^* - Q_1 \mathbf{u}_1^*}{\text{Im}((\mathbf{u}'_1)^* \mathbf{u}_1)} \right]^* \quad (17)$$

式中: $\text{Im}((\mathbf{u}'_1)^* \mathbf{u}_1) = U_p^2 - U_N^2$ 为常数。

根据式(17)所得线路电流,将其作为参考值结合预测控制可以实现DMC-UPFC系统在不平衡工况下实现有功功率的补偿,以下简称为APC策略。

3 SMMPC设计与分析

MPC的主要内容包括测量/估计系统的状态值、基于有限级输入变量进行最优化、只施加最优的输入变量。SMMPC不直接施加变量,而是转化为相应占空比后再进行最优化并由调制波进行输出,因此可以解决MPC开关周期不固定、电流谐波含量大的问题。SMMPC的具体设计如下。

3.1 DMC-UPFC 电流预测

为了预测系统变量未来的数值,需要将系统的连续时间模型转换为离散时间模型,故选取DMC-UPFC并联侧数学模型式(8)、(9)中的 $\mathbf{i}_s, \mathbf{u}_i$ 为状态变量,从而可得状态空间方程为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_i \\ \mathbf{i}_s \end{bmatrix} = \mathbf{A}_i \begin{bmatrix} \mathbf{u}_i \\ \mathbf{i}_s \end{bmatrix} + \mathbf{B}_i \begin{bmatrix} \mathbf{u}_s \\ \mathbf{i}_i \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\mathbf{A}_i = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_i} \\ -\frac{1}{L_i} & -\frac{R_i}{L_i} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_i = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_i} \\ \frac{1}{L_i} & 0 \end{bmatrix} \quad (19)$$

假设采样周期为 T_s ,则根据欧拉公式可将式(18)变换为:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_i(k+1) \\ \mathbf{i}_s(k+1) \end{bmatrix} = \Phi_i \begin{bmatrix} \mathbf{u}_i(k) \\ \mathbf{i}_s(k) \end{bmatrix} + \Gamma_i \begin{bmatrix} \mathbf{u}_s(k) \\ \mathbf{i}_i(k) \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\Phi_i = e^{A_i T_s}, \quad \Gamma_i = A_i^{-1} (\Phi_i - I) B_i \quad (21)$$

式中: $k, k+1$ 分别表示第 $k, k+1$ 个周期的各变量采样值; I 为相应阶数单位矩阵。

根据式(20),可得DMC-UPFC并联侧输入电流的预测值为:

$$\mathbf{i}_s(k+1) = A_i(2, 1) \mathbf{u}_i(k) + A_i(2, 2) \mathbf{i}_s(k) + B_i(2, 1) \mathbf{u}_s(k) + B_i(2, 2) \mathbf{i}_i(k) \quad (22)$$

对于DMC-UPFC串联侧,选取式(10)–(12)中的 $\mathbf{i}_o, \mathbf{u}_c, \mathbf{i}_L$ 为状态变量,从而可得状态空间方程为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_o \\ \mathbf{u}_c \\ \mathbf{i}_L \end{bmatrix} = \mathbf{A}_o \begin{bmatrix} \mathbf{i}_o \\ \mathbf{u}_c \\ \mathbf{i}_L \end{bmatrix} + \mathbf{B}_o \begin{bmatrix} \mathbf{u}_o \\ \mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_R \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\mathbf{A}_o = \begin{bmatrix} -\frac{R_o}{L_o} & -\frac{1}{L_o} & 0 \\ \frac{1}{L_o} & 0 & -\frac{1}{L_o} \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_o = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_o} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \quad (24)$$

假设采样周期为 T_s ,则根据欧拉公式可将式(23)变换为:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_o(k+1) \\ \mathbf{u}_c(k+1) \\ \mathbf{i}_L(k+1) \end{bmatrix} = \Phi_o \begin{bmatrix} \mathbf{i}_o(k) \\ \mathbf{u}_c(k) \\ \mathbf{i}_L(k) \end{bmatrix} + \Gamma_o \begin{bmatrix} \mathbf{u}_o(k) \\ \mathbf{u}_1(k) - \mathbf{u}_R(k) \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\Phi_o = e^{A_o T_s}, \quad \Gamma_o = A_o^{-1} (\Phi_o - I) B_o \quad (26)$$

根据式(25),可得DMC-UPFC串联侧线路电流的预测值为:

$$\mathbf{i}_L(k+1) = A_o(3, 1) \mathbf{i}_o(k) + A_o(3, 2) \mathbf{u}_c(k) + A_o(3, 3) \mathbf{i}_L(k) + B_o(3, 1) \mathbf{u}_o(k) + B_o(3, 2) (\mathbf{u}_1(k) - \mathbf{u}_R(k)) \quad (27)$$

3.2 MPC的成本函数选择

若要对DMC-UPFC选择不同开关函数矩阵得到的预测值进行最优化比较,则需要定义一个成本函数,并比较所有开关函数矩阵的成本,选取成本最小的进行输出。

由于DMC-UPFC系统的控制对象包含并联侧和串联侧的2组电流,故定义并联侧的成本函数 g_1 和串联侧的成本函数 g_2 分别为:

$$g_1 = |\mathbf{i}_{s\text{ref}} - \mathbf{i}_s(k+1)| \quad (28)$$

$$g_2 = |\mathbf{i}_{L\text{ref}} - \mathbf{i}_L(k+1)| \quad (29)$$

式中: $\mathbf{i}_{s\text{ref}}, \mathbf{i}_{L\text{ref}}$ 分别为并联侧和串联侧电流参考值。

根据DMC-UPFC串并联侧的控制需求,可调整串联侧和并联侧的权重,总的成本函数 G 为:

$$G = \eta g_1 + g_2 \quad (30)$$

式中: η 为权重系数。

根据UPFC的不同工况调整权重系数,将使总

成本函数最小的一个开关函数矩阵施加 DMC-UPFC 上。与 MPC 不同,本文提出的 SMMPC 会把 3 组开关函数矩阵经过调制后再施加到 DMC-UPFC 上,此外由于调制占空比分配也会影响输出质量,所以还要综合原成本和占空比计算新的成本函数。

3.3 本文提出的 SMMPC 算法

文献[17]提出的 MMPC 算法将全部 27 个电压矢量直接用于预测,本文则把矢量进行分组,见附录 A 表 A1。分组 I 中的为零矢量,即输出电压矢量幅值为 0,分组 II 中的电压矢量相角为固定值,不同区间矢量相差 120° ,把这些矢量定义为有效矢量,可以用于调制合成任意空间矢量。分组 III 中矢量的相角一直随三相输入电压相角 θ_i 变化而变化,即一直在旋转,其幅值等于输入相电压的幅值,所以无论旋转到什么位置,都可以由分组 II 中固定相角的 2 个有效矢量合成得到,因此本文所提 SMMPC 算法是在分组 I 和分组 II 中选择开关函数矩阵,包括分组 II 中成本函数最低的 2 个有效矢量和分组 I 中成本函数最低的零矢量,将它们合成为所需矢量应用到调制。

考虑到成本最低的 2 个矢量有大小之分,成本较大的矢量作用时间尽可能小,成本较小的矢量作用时间尽可能大,因此可以选取与成本函数成反比的值作为所选矢量的占空比,此时占空比可表示为:

$$d_1 = \frac{m}{G_1}, d_2 = \frac{m}{G_2}, d_0 = \frac{m}{G_0} \quad (31)$$

式中: m 为比例常数; d_1 、 d_2 、 d_0 分别为 2 个有效矢量和 1 个零矢量的占空比; G_1 、 G_2 、 G_0 分别为 2 个有效矢量和 1 个零矢量的成本函数。

又由于一个周期内占空比之和为 1,即:

$$d_1 + d_2 + d_0 = 1 \quad (32)$$

将式(32)代入式(31)可得:

$$\begin{cases} d_1 = \frac{G_2 G_0}{G_0 G_1 + G_1 G_2 + G_2 G_0} \\ d_2 = \frac{G_1 G_0}{G_0 G_1 + G_1 G_2 + G_2 G_0} \\ d_0 = \frac{G_1 G_2}{G_0 G_1 + G_1 G_2 + G_2 G_0} \end{cases} \quad (33)$$

综合 2 个有效矢量的成本和占空比,得到新的成本函数 G_c 为:

$$G_c = d_1 G_1 + d_2 G_2 \quad (34)$$

对新成本函数进行最小化计算可以得到最优矢量及其占空比,经过空间矢量调制后施加到 DMC-UPFC 上,且各矢量以对称的方式排列,如附录 A 图 A4 所示。

SMMPC 流程图如附录 A 图 A5 所示,DMC-UPFC 系统的总体控制框图如附录 A 图 A6 所示。

不同于传统 MMPC 在每个周期选取所有电压矢

量用于计算预测值,SMMPC 将电压矢量进行分组,根据不同矢量类型单独计算预测值,降低了整个预测周期内的循环次数。而且 SMMPC 选取的有效矢量为传统 MMPC 的一半,每个循环内的占空比计算次数减少 50%,每个占空比计算所需成本函数的乘除计算次数为 5 次,低于传统 MMPC 的 19 次,大幅降低了算法的计算量。具体差异见表 1。

表 1 SMMPC 与传统 MMPC 的差异

Table 1 Difference between SMMPC and traditional MMPC

参数	数值	
	SMMPC	MMPC
用于预测的有效矢量个数	18	27
用于调制的有效矢量个数	2	4
成本函数个数	3	5
每个循环内占空比计算次数	3	5
每个占空比计算时的乘除次数	5	19
每个调制周期内开关变换次数	6	12

4 MATLAB / Simulink 模型建立与仿真

为了验证所提 DMC-UPFC 系统和 SMMPC 算法的有效性和优越性,在 MATLAB / Simulink 环境下搭建 DMC-UPFC 系统仿真模型,首先检验 DMC-UPFC 在平衡工况下的潮流控制和无功补偿效果,其次在不平衡工况下与传统潮流控制策略进行比较,最后验证 SMMPC 相对于传统 MPC 的优越性。DMC-UPFC 系统详细仿真参数见附录 A 表 A2。

4.1 DMC-UPFC 的 SMMPC 仿真

在电网平衡工况下,设置初始时刻 DMC-UPFC 串联侧线路有功功率为 5 kW,无功功率为 0,设置并联侧无功补偿为 0;当系统运行至 0.1 s 时,串联侧线路有功功率跃变至 7 kW,并联侧无功补偿为 1 kvar;当系统运行至 0.15 s 时,设置串联侧线路无功功率为 2 kvar。

图 2 为使用 SMMPC 算法的 DMC-UPFC 在上述潮流变化过程中的网侧电压、串联侧线路电流、线路有功功率、线路无功功率和并联侧无功补偿的响应波形。由图可见,有功功率在 0.1 s 时仅用 0.3 ms 就上升至设定的 7 kW,电流幅值也相应增大。无功功率在 0.15 s 时上升至 2 kvar,线路电流也相应滞后。整个控制过程电流波形一直保持正弦。DMC-UPFC 系统能够实现 UPFC 的线路潮流控制和并联侧无功补偿功能,而且 SMMPC 算法有着极快的响应速度。

SMMPC 克服了 MPC 的 2 个缺点:一个是开关周期不固定,另一个是 MPC 的控制性能高度依赖于采样频率和处理器性能。

DMC-UPFC 系统中所有开关在 MPC 和 SMMPC 算法下同一时段的状态分别如附录 A 图 A7、A8 所示。由图 A7 可知,在 MPC 算法下,一个采样周期只

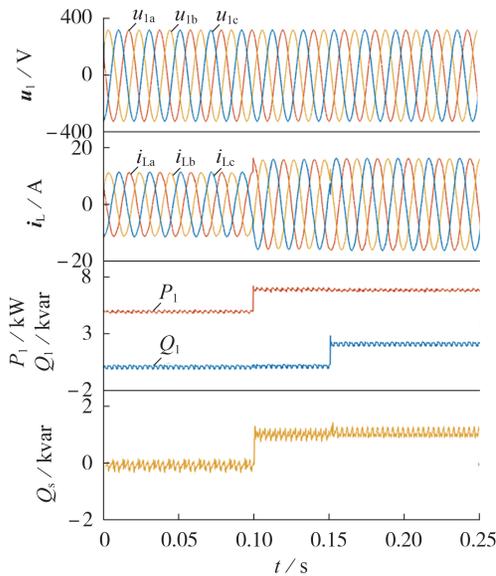


图2 SMMPC算法下DMC-UPFC系统电压、电流和功率响应

Fig.2 Response of voltage, current and power of DMC-UPFC system with SMMPC algorithm

会选1个最优矢量来施加到DMC-UPFC上,每个矢量的作用时长没有规律,有时一个采样周期变化1次(开关组合 v_{22} 、 v_{17} 等),有时多个采样周期变化1次(开关组合 v_{20}),开关变化无周期规律。由图A8可知,采用SMMPC算法时,3个矢量(2个有效矢量和1个零矢量)按照对称分布原则排列,开关呈周期性变化,能有效减少谐波含量和开关损耗。

除了开关周期不固定,MPC的控制效果还受制于采样频率。理论上,越高的采样频率和处理器性能可以获得更为优良的跟踪控制效果,但是在实际工程中,受限于采样频率和处理器性能,MPC的控制效果会大打折扣。为了验证本文所提SMMPC可以有效改善MPC这一缺点,设置DMC-UPFC的输出电流参考值为12 A,首先在采样频率为20 kHz的情况下进行对比仿真,电流波形和谐波分析如附录A图A9所示。由图可知,在20 kHz的采样频率下,MPC输出电流的总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)为1.74%,SMMPC输出电流的THD为0.86%,输出电流质量高于MPC。

将采样频率降低至10 kHz,电流波形和谐波分析如附录A图A10所示。由图可知,随着采样频率的降低,MPC和SMMPC的输出电流THD都有所增加,但仍能满足电网要求即THD小于5%,而且SMMPC波形质量优于MPC。

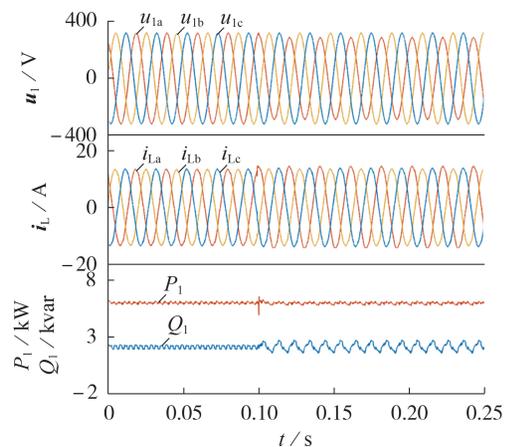
将采样频率进一步降低至5 kHz,电流波形和谐波分析如附录A图A11所示。由图可知,在5 kHz的采样频率下,MPC的输出电流波形畸变严重,THD高达9.85%,不能满足电网运行的要求;而SMMPC

的输出电流THD为2.55%,波形质量远高于MPC且仍能满足电网运行的要求。

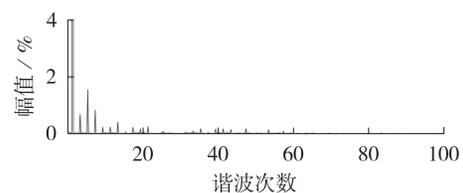
综上,SMMPC相比于MPC有着固定的开关周期,在相同采样频率下谐波含量更少,即使在低采样频率的场合也能保证电能质量。

4.2 不平衡工况下DMC-UPFC的APC策略仿真

在电网运行过程中,电压深度跌落会导致继电保护装置动作,本文主要研究控制策略的补偿作用,故在本节仿真验证中,设电网在0.1 s时a相电压跌落10%,b、c两相电压始终保持不变,设DMC-UPFC串联侧线路有功功率为6 kW,无功功率为2 kvar。附录A图A12、A13和图3分别为上述不平衡工况下DMC-UPFC采取IPF、正序电流(positive sequence current, PSC)和本文所提APC策略的电网电压(u_{1a} 、 u_{1b} 、 u_{1c})、线路电流(i_{1a} 、 i_{1b} 、 i_{1c})、线路潮流和线路电流的谐波分析图。由图A12可知,采用IPF策略的DMC-UPFC系统虽然可以在电网电压不平衡工况下保持线路有功、无功功率的稳定跟踪,但是线路电流的THD为4.31%,含有较大的谐波分量,而且当不平衡度增大时线路电流的正弦度会更低,影响线路的电流质量。由图A13可知,采用PSC策略的DMC-UPFC系统在电网电压不平衡工况下,线路电流可以保持正弦,但是线路的有功、无功功率会在给定值的周围以2倍电网工频的频率(100 Hz)波动,这也会影响输电系统的稳定。由图3可知,在DMC-UPFC系统中采用APC策略时,即使在电网电压不平衡工



(a) 系统响应



(b) 谐波分析

图3 APC策略下DMC-UPFC系统响应

Fig.3 Response of DMC-UPFC system with APC strategy

况下,线路的有功功率也可以一直跟踪给定值,同时线路电流的THD为2.41%,优于IPF和PSC策略。

采用SMMPC和APC策略下,单相跌落后的0.125 s时,将DMC-UPFC串联侧线路有功功率降为4 kW,无功功率设置为0。线路潮流和电流的动态响应仿真波形如图4所示。

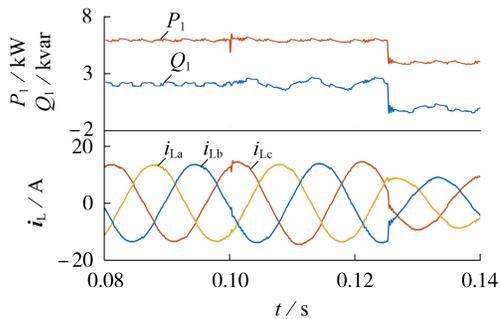


图4 APC策略下DMC-UPFC系统动态响应
Fig.4 Dynamic response of DMC-UPFC system with APC strategy

由图4可知,在电网不平衡工况下,本文所提方法能够实现串联侧线路有功功率的快速响应和准确跟踪,同时线路电流也有着较高的正弦度,其与线路电压之间的幅值相角关系如附录A图A14所示。由图可知,在0.1 s前,由于线路无功功率为2 kvar,线路电流滞后于线路电压;在0.1 s电网电压跌落线路电流依旧保持正弦;在0.125 s时有功功率降低至4 kW,线路电流的幅值随之降低,无功功率降低至0,线路电压和电流此时保持着相同的相角。

因此,结合APC策略的SMMPC在电网电压不平衡工况下能够具有良好的动态性能并保证电流波形的质量。

5 实验验证

为了进一步验证SMMPC和DMC-UPFC的有效性,制作了基于DMC的实验平台,如附录A图A15所示,实验平台参数与仿真条件基本一致。

设置网侧a相电压跌落10%,b、c相正常,如附录A图A16所示。DMC使用SMMPC算法,分别采用PSC、IPF和APC策略,实验结果如图5所示。

由图5(a)、(b)可知,传统PSC和IPF策略不能兼顾电流正弦和有功无脉动,这对电网的正常运行存在危害;由图5(c)可知,APC策略可以在保持线路电流正弦的同时维持有功功率的稳定无脉动。

采用SMMPC+APC策略下,调节DMC-UPFC系统线路有功功率如附录A图A17所示。由图可知,采用SMMPC算法的DMC-UPFC有着极快的响应速度,结合APC策略后,即使在电网电压不平衡工况下也能兼顾线路电流的正弦度和有功功率追随给定值。

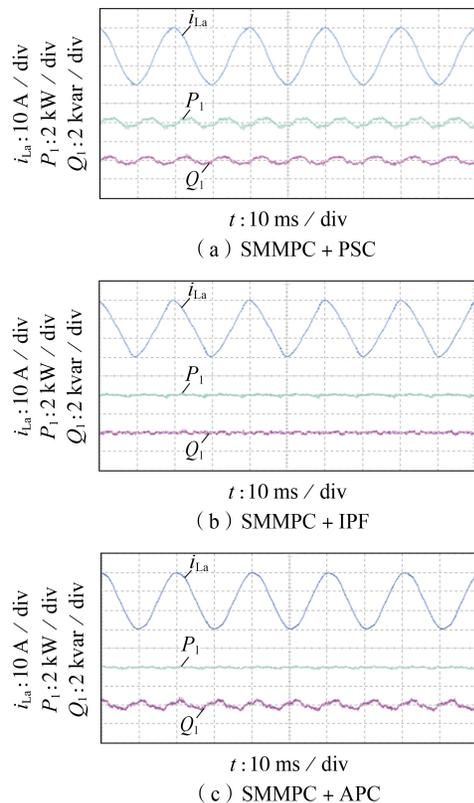


图5 SMMPC结合不同策略的实验结果
Fig.5 Experimental results of SMMPC combining with different strategies

6 结论

本文提出了一种适用于DMC的SMMPC算法,结合APC策略应对不平衡的DMC-UPFC系统。与MPC相比,采用本文所提SMMPC可以获得固定的开关周期,且对传感器采样频率的要求更低,电流波形质量更高,可推广至各种电力电子变换器的应用中。此外,针对电网电压不平衡工况,将SMMPC算法分别与IPF、PSC和APC策略结合,仿真和实验结果表明SMMPC+APC策略可以在具有良好的动态性能的同时有效抑制线路有功功率波动且电流质量高,为DMC-UPFC系统提供了一个运行方案。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 程启明,陈路,程尹曼,等. 基于动态转矩滞环的TLDMC-PMSM直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(5): 1488-1498.
CHENG Qiming, CHEN Lu, CHENG Yiman, et al. Direct torque control of three-level direct matrix converter-fed PMSM based on dynamic torque hysteresis[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(5): 1488-1498.
- [2] ZHANG J, LI L, DORRELL D G, et al. Predictive voltage control of direct matrix converters with improved output voltage for renewable distributed generation[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(1): 296-308.

- [3] NGUYEN T D, LEE H. Dual three-phase indirect matrix converter with carrier-based PWM method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2): 569-581.
- [4] SEBTAHMADI S S, PIRASTEH H, AGHAY K S H, et al. A 12-sector space vector switching scheme for performance improvement of matrix-converter-based DTC of IM drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(7): 3804-3817.
- [5] HOJABRI H, MOKHTARI H, CHANG L. Reactive power control of permanent-magnet synchronous wind generator with matrix converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(2): 575-584.
- [6] 刘黎明, 康勇, 陈坚, 等. 统一潮流控制器控制策略的研究与实现[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(10): 114-119.
LIU Liming, KANG Yong, CHEN Jian, et al. Control scheme and implement of a unified power flow controller[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(10): 114-119.
- [7] LIU L, ZHU P, KANG Y, et al. Power-flow control performance analysis of a unified power-flow controller in a novel control scheme[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2007, 22(3): 1613-1619.
- [8] 章勇高, 康勇, 刘黎明, 等. 统一潮流控制器并联变换器的改进型双环控制系统[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(4): 40-46.
ZHANG Yonggao, KANG Yong, LIU Liming, et al. Improved double close-loop control system for shunt inverter of UPFC[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(4): 40-46.
- [9] 刘黎明, 康勇, 陈坚, 等. UPFC的交叉耦合控制及潮流调节能力分析[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(10): 42-48.
LIU Liming, KANG Yong, CHEN Jian, et al. Cross-coupling control scheme and performance analysis for power flow control of UPFC[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(10): 42-48.
- [10] ALBATSH F M, MEKHILEF S, AHMAD S, et al. Fuzzy-logic-based UPFC and laboratory prototype validation for dynamic power flow control in transmission lines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(12): 9538-9548.
- [11] MONTEIRO J, SILVA J F, PINTO S F, et al. Matrix converter-based unified power-flow controllers: advanced direct power control method[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(1): 420-430.
- [12] 韩建, 李幸, 罗德荣, 等. 基于双级矩阵变换器的统一潮流控制器并联侧无功扩展[J]. 电工技术学报, 2020, 35(7): 1498-1508.
HAN Jian, LI Xing, LUO Derong, et al. Extending the reactive power range of shunt side for unified power flow controllers based on indirect matrix converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(7): 1498-1508.
- [13] VAZQUEZ S, LEON J I, FRANQUELO L G, et al. Model predictive control: a review of its applications in power electronics[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2014, 8(1): 16-31.
- [14] DAN H, ZENG P, XIONG W, et al. Model predictive control-based direct torque control for matrix converter-fed induction motor with reduced torque ripple[J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2021, 5(2): 90-99.
- [15] MIR T N, SINGH B, BHAT A H. FS-MPC-based speed sensorless control of matrix converter fed induction motor drive with zero common mode voltage[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(10): 9185-9195.
- [16] WANG L, DAN H, YUE Z, et al. A finite control set model predictive control method for matrix converter with zero common-mode voltage[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(1): 327-338.
- [17] VIJAYAGOPAL M, ZANCHETTA P, EMPRINGHAM L, et al. Control of a direct matrix converter with modulated model predictive control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(3): 2342-2349.
- [18] MAHMOUDI H, ALEENEJAD M, AHMADI H. Modulated model predictive control for a Z-source-based permanent magnet synchronous motor drive system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(10): 8307-8319.

作者简介:



程启明

程启明(1965—),男,教授,博士,研究方向为电力系统自动化、发电过程控制、先进控制及应用等(E-mail:chengqiming@sina.com);

张昕(1995—),男,硕士研究生,通信作者,研究方向为新能源发电控制、电力电子控制等(E-mail:jzhangxin@qq.com)。

(编辑 李莉)

Simplified modulation model predictive control of UPFC based on DMC

CHENG Qiming, ZHANG Xin, LAI Yusheng, LI Jianhui, SHEN Zhangping, CHEN Ying

(College of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

Abstract: The unified power flow controller based on direct matrix converter (DMC-UPFC) reduces the size and cost, and has no risk of damage to the energy storage capacitor, which improves the system reliability. In order to improve the output quality of DMC-UPFC when using model predictive control (MPC), a simplified modulation model predictive control (SMMP) based on the vector synthesis principle and space vector modulation strategy is proposed, which can simplify the choice of vectors and solve the problem of variable switching period at the same time. According to the extension pq theory, an active power compensation (APC) strategy that does not require sequence separation under unbalanced conditions is derived to keep the active power stable. Simulative and experimental results show that DMC-UPFC can realize power flow control and reactive power compensation. SMMP has fast dynamic response, and compared with MPC, SMMP has a fixed switching period and can output high-quality waveforms even without high sampling frequency. Combined with the APC strategy, SMMP can improve the power flow control performance under unbalanced power grid conditions.

Key words: direct matrix converter; unified power flow controller; simplified modulation model predictive control; unbalanced grid

附录 A

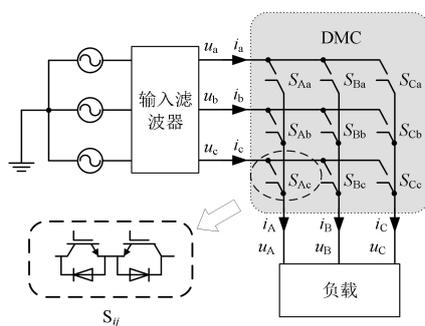


图 A1 DMC 拓扑结构框图

Fig.A1 Diagram of DMC topology

表 A1 DMC 开关组合表

Table A1 Switch table of DMC

分组	编号	ABC	输出电压矢量幅值	输出电压矢量相角	输入电流矢量幅值	输入电流矢量相角
I	1	aaa	0	—	0	—
	2	bbb	0	—	0	—
	3	ccc	0	—	0	—
II	4	abb	$2U_{ab}/3$	0	$2\sqrt{3} i_A$	$-\pi/6$
	5	baa	$-2U_{ab}/3$	0	$-2i_A/\sqrt{3}$	$-\pi/6$
	6	bcc	$2U_{bc}/3$	0	$2i_B/\sqrt{3}$	$\pi/2$
	7	cbb	$-2U_{bc}/3$	0	$-2i_B/\sqrt{3}$	$\pi/2$
	8	caa	$2U_{ca}/3$	0	$2i_C/\sqrt{3}$	$7\pi/6$
	9	acc	$-2U_{ca}/3$	0	$-2i_C/\sqrt{3}$	$7\pi/6$
	10	bab	$2U_{ab}/3$	$2\pi/3$	$2i_B/\sqrt{3}$	$-\pi/6$
	11	aba	$-2U_{ab}/3$	$2\pi/3$	$-2i_B/\sqrt{3}$	$-\pi/6$
	12	cbc	$2U_{bc}/3$	$2\pi/3$	$2i_C/\sqrt{3}$	$\pi/2$
	13	bcb	$-2U_{bc}/3$	$2\pi/3$	$-2i_C/\sqrt{3}$	$\pi/2$
	14	aca	$2U_{ca}/3$	$2\pi/3$	$2i_A/\sqrt{3}$	$7\pi/6$
	15	cac	$-2U_{ca}/3$	$2\pi/3$	$-2i_A/\sqrt{3}$	$7\pi/6$
	16	bba	$2U_{ab}/3$	$4\pi/3$	$2i_C/\sqrt{3}$	$-\pi/6$
	17	aab	$-2U_{ab}/3$	$4\pi/3$	$-2i_C/\sqrt{3}$	$-\pi/6$
	18	ccb	$2U_{bc}/3$	$4\pi/3$	$2i_A/\sqrt{3}$	$\pi/2$
	19	bbc	$-2U_{bc}/3$	$4\pi/3$	$-2i_A/\sqrt{3}$	$\pi/2$
	20	aac	$2U_{ca}/3$	$4\pi/3$	$2i_B/\sqrt{3}$	$7\pi/6$
	21	cca	$-2U_{ca}/3$	$4\pi/3$	$-2i_B/\sqrt{3}$	$7\pi/6$
III	22	abc	U_{im}	θ_v	I_{om}	θ_c
	23	acb	$-U_{im}$	$-\theta_v$	I_{om}	$-\theta_c$
	24	bac	$-U_{im}$	$-\theta_v+4\pi/3$	I_{om}	$-\theta_c+2\pi/3$
	25	bca	U_{im}	$\theta_v+4\pi/3$	I_{om}	$\theta_c+2\pi/3$
	26	cab	U_{im}	$\theta_v+2\pi/3$	I_{om}	$\theta_c+4\pi/3$
	27	cba	$-U_{im}$	$-\theta_v+2\pi/3$	I_{om}	$-\theta_c+4\pi/3$

注: U_{im} 、 θ_v 分别为 DMC 输入电压矢量的幅值、相角; I_{om} 、 θ_c 分别为 DMC 输出电压矢量的幅值、相角; U_{ab} 、 U_{bc} 、 U_{ca} 为 DMC 输入的三相线电压。

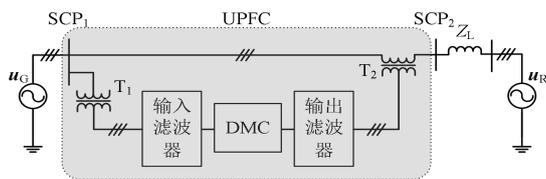


图 A2 简化电力传输网络图

Fig.A2 Diagram of simplified transmission network

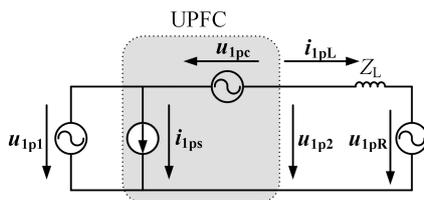


图 A3 电力传输网络单相等效模型框图

Fig.A3 Diagram of single-phase equivalent model of power transmission network

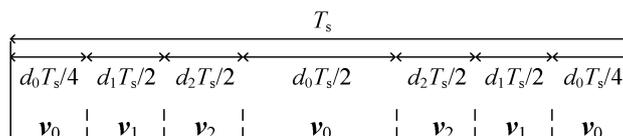


图 A4 SMMPC 调制方法

Fig.A4 Modulation method of SMMPC

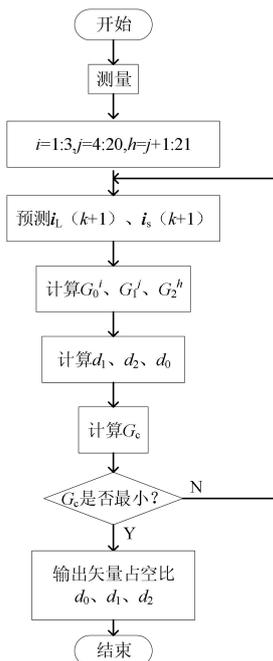


图 A5 SMMPC 算法流程图

Fig.A5 Flowchart of SMMPC algorithm

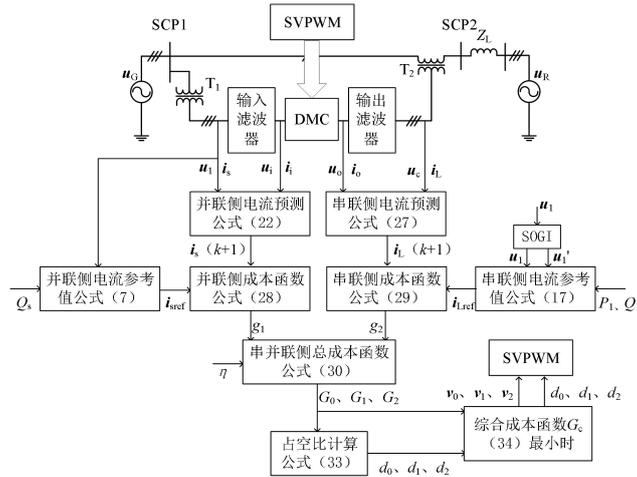


图 A6 DMC-UPFC 系统总体控制框图

Fig.A6 Overall control block diagram of DMC-UPFC system

表 A2 DMC-UPFC 系统仿真参数

Table A2 Parameters of DMC-UPFC system

参数	数值
网侧电压幅值 u_G/V	311
接受端电压幅值 u_R/V	311
网侧电压初始相角 $\theta_G/(\circ)$	0
接受端电压初始相角 $\theta_R/(\circ)$	20
输入滤波器电容 $C_i/\mu F$	30
输入滤波器电感 L_i/mH	1
输入滤波器阻尼电阻 R_i/Ω	4.8
输出滤波器电容 $C_o/\mu F$	30
输出滤波器电感 L_o/mH	3
输出滤波器阻尼电阻 R_o/Ω	2
系统频率 f/Hz	50
权重系数 η	0.002
采样周期 $T_s/\mu s$	100
开关频率 f_s/kHz	10

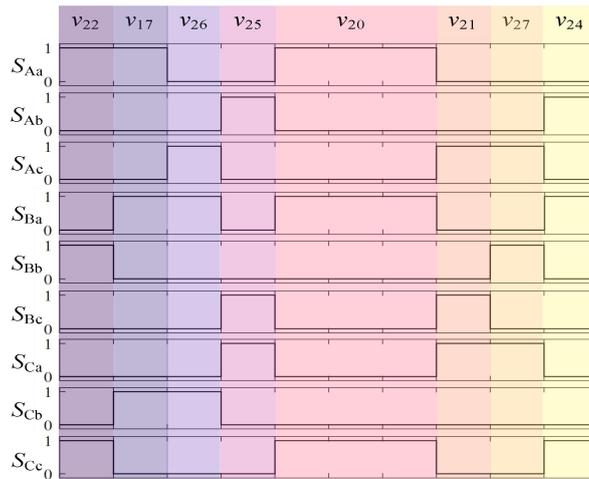


图 A7 MPC 算法下的开关状态

Fig.A7 Switching states under MPC algorithm

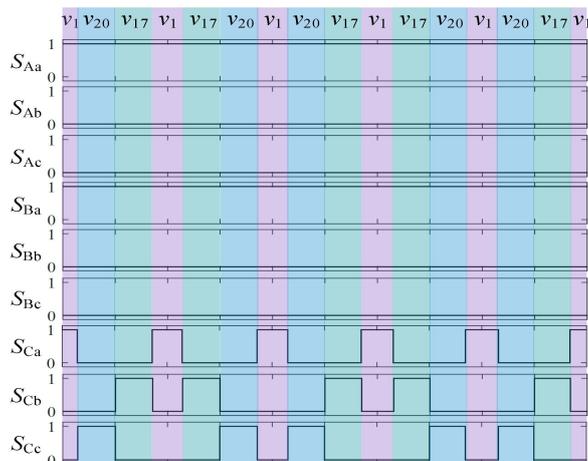


图 A8 SMMPC 算法下的开关状态

Fig.A8 Switching states under SMMPC algorithm

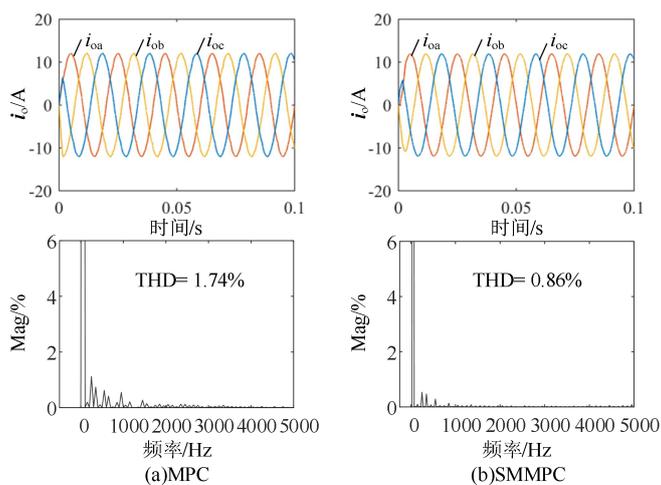


图 A9 20 kHz 采样频率下输出电流及谐波分析

Fig.A9 Output current and harmonic analysis with 20 kHz sampling frequency

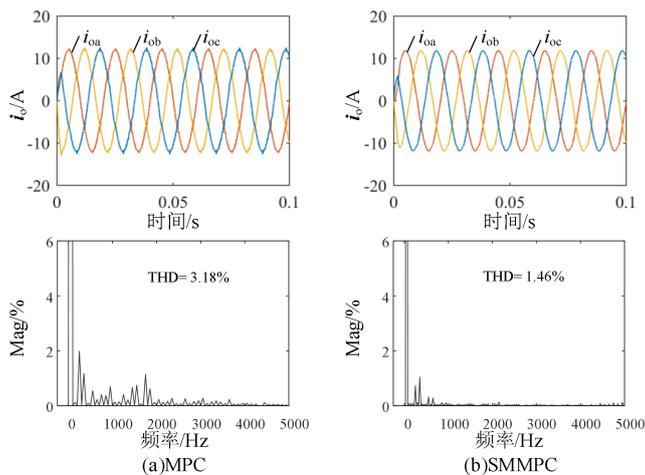


图 A10 10 kHz 采样频率下输出电流及谐波分析

Fig.A10 Output current and harmonic analysis with 10 kHz sampling frequency

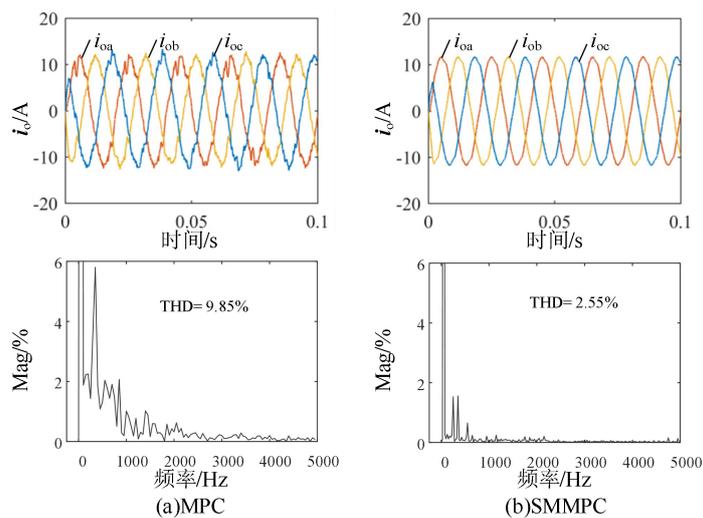


图 A11 5 kHz 采样频率下输出电流及谐波分析

Fig.A11 Output current and harmonic analysis with 5 kHz sampling frequency

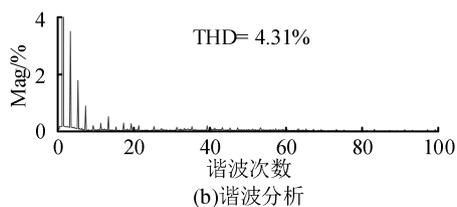
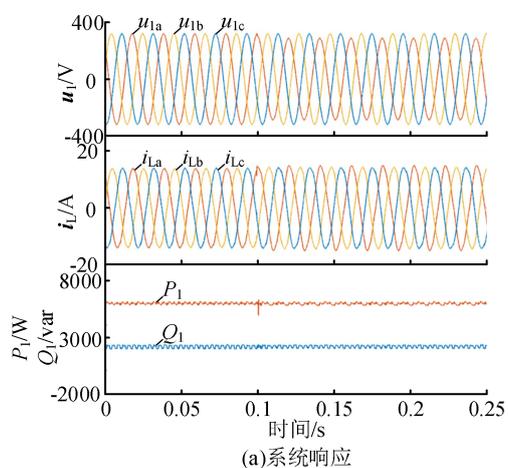


图 A12 IPF 策略下 DMC-UPFC 系统响应

Fig.A12 Response of DMC-UPFC with IPF strategy

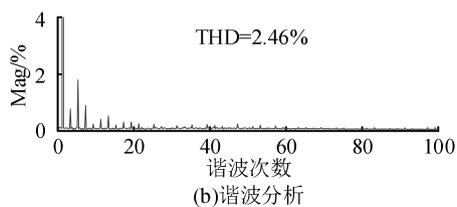
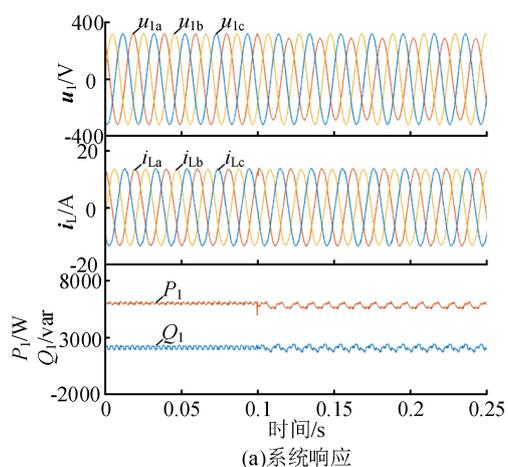


图 A13 PSC 策略下 DMC-UPFC 系统响应

Fig.A13 Response of DMC-UPFC with PSC strategy

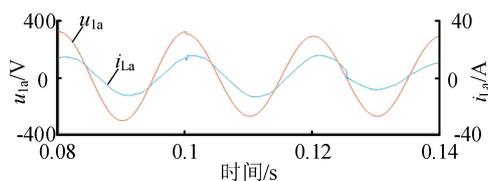


图 A14 线路电压、电流的幅值相位关系图

Fig.A14 Amplitude-phase relationship between line voltage and current

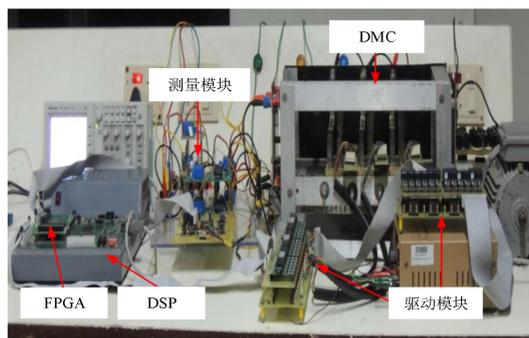


图 A15 实验平台照片

Fig.A15 Photo of experimental platform

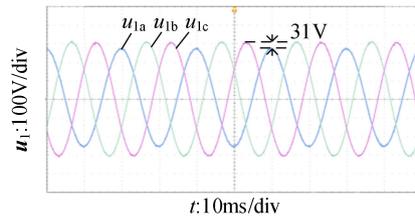


图 A16 网侧电压

Fig.A16 Grid side voltage

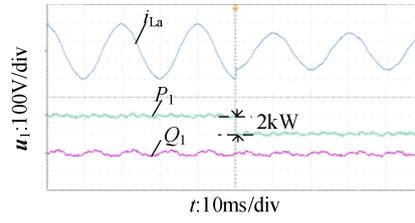


图 A17 功率调节实验结果

Fig.A17 Experimental results of power regulation