

基于模型预测控制的 VSC—HVDC 自适应控制策略

吕文杰¹, 储佳伟², 吴 健¹, 金 雪³, 王 辉³

(1. 国网江苏省电力有限公司苏州供电分公司, 江苏 苏州 215004; 2. 东南大学电气工程学院, 江苏 南京 210096;
3. 南瑞集团有限公司(国网电力科学研究院有限公司), 江苏 南京 211106)

摘 要: VSC—HVDC 系统具有良好的自换相能力, 可直接向无源网络和弱交流网络供电。提出一种基于有限控制集模型预测控制的 VSC—HVDC 系统逆变侧自适应控制策略, 克服传统的双闭环控制存在的 PI 参数整定困难、动态响应能力差等问题, 同时实现多控制目标及约束的逆变站自适应性控制。首先, 推导 VSC—HVDC 系统在 $dq0$ 坐标系下的离散数学模型, 并据此给出逆变侧交流电压控制的预测模型以及相应的多目标优化性能函数。接着, 通过引入增量算子和反馈校正环节设计出改进后的多步模型预测控制策略, 从而提高预测模型的性能鲁棒性。最后, 通过对 VSC—HVDC 供电系统进行不同运行工况下的仿真对比分析, 论证所提控制策略的可行性和有效性。

关 键 词: VSC—HVDC; 模型预测控制; 多目标优化; 输出增量

DOI:10.19781/j.issn.1673-9140.2020.01.016 中图分类号: TM863 文章编号: 1673-9140(2020)01-0122-08

Investigation of a VSC—HVDC adaptive control strategy based on the model prediction strategy

LV Wenjie¹, CHU Jiawei², WU Jian¹, Jin Xue³, Wang Hui³

(1. State Grid Suzhou Power Supply Company, Suzhou 215004, China; 2. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China; 3. Nari Group Corporation/State Grid Electric Power Research Institute, Nanjing 211106, China)

Abstract: The VSC—HVDC system has a nice self-commutated ability and can supply power to the passive network and weak AC network directly. In this paper, an adaptive control strategy is proposed for the inverter side of a VSC—HVDC system to overcome the problems of PI parameter tuning difficulties and the poor dynamic response of traditional double closed-loop control. Firstly, the mathematical model of the VSC—HVDC system in the $dq0$ coordinate system is deduced with a discrete format. The prediction model of AC voltage control on the inverter side and the corresponding multi-objective optimization performance function are given. Then, the improved multi-step strategy of model predictive control is designed by introducing the an incremental operator and the feedback correction link, which improves the parameter robustness of the prediction model. Finally, the VSC—HVDC power supplying system

under different operating conditions is simulated to demonstrate the reliability and efficiency of the proposed control strategy.

Key words: VSC-HVDC; Model predictive control; Multi-objective optimization; Output increment

近年来,随着远距离直流输电技术的日益成熟,高压直流输电在经济性、安全性等方面的优势已在世界范围内得到证明,中国也已成为直流输电应用前景最为广阔的国家之一^[1-3]。

高压直流输电(high voltage direct current, HVDC)技术的发展主要经历 2 个阶段^[4]:传统的基于晶闸管的电网换相高压直流输电(LCC-HVDC),谐波含量较大,不能单独控制有功和无功;基于电压源换流器的柔性直流输电(VSC-HVDC)则能有效改善或规避这些问题,同时其因具有自换相功能可向无源网络或弱交流电网供电,可实现分布式可再生能源与大电网系统的互联从而构建多形态、多时间尺度的灵活电力系统^[1,3,5]。

目前,针对 VSC-HVDC 系统控制策略的研究已成为国内外工业界和学术界的一个热点话题,并取得了不少卓有成效的成果。向无源网络供电的两端 VSC-HVDC 输电系统在正常运行时,整流站一般采用定直流电压和定无功功率的功率外环和电流内环的控制方式,该控制方法相对比较成熟和固定,在很多文献里有比较详实的介绍^[6-8]。因此,该文的重点放在逆变站的控制策略研究上。

传统的逆变站控制主要是基于电流内环电压外环的双闭环控制策略,由于电压外环的响应速度明显低于电流内环的响应速度,使得向非线性负荷供电时,电压质量较差,在负荷出现波动时电压恢复的响应时间较长。同时,整体控制结构相对复杂,含有多个 PI 调节器,易受模型结构参数的影响,PI 参数整定较为困难。

模型预测控制(model predictive control, MPC)是一类基于模型的优化控制算法的总称^[9]。该控制算法具有建模直观、动态性能好、易于处理系统的非线性和约束条件等优点。近年来,模型预测控制在电力电子领域已经获得了广泛的关注,其中应用最多的是有限控制集模型预测控制(finite control set MPC, FCS-MPC)。将 FCS-MPC 应用在换流器主要是根据换流器有限的开关组合(控制集)个数,基于给定的预测模型,采用遍历的形式

计算出所有开关组合分别作用下的换流器系统输出,并选择使所设计的目标函数最小的开关组合作用于换流站。文献[10]系统分析了各模型预测控制算法在电力电子领域的适用可行性和具体适用特性及范围。文献[11]在详细分析 FCS-MPC 算法原理的基础上将其与传统的变流器闭环控制算法进行比较,初步展示和论证了 FCS-MPC 控制的灵活性和收敛性。文献[12-13]采用的 MPC 算法与 FCS-MPC 类似,并将其应用于变频调速上的直接转矩控制。文献[14]采用了单步的 FCS-MPC 算法实现了对不间断电源(UPS)中三相逆变器的输出电压预测控制。文献[15]将模型预测控制应用到一个背靠背 HVDC 系统中,结合电压排序算法减小 FCS-MPC 的计算量,但算法的鲁棒性有待考证。

该文将 FCS-MPC 算法应用到向无源网络或弱交流网络供电的 VSC-HVDC 系统的逆变站控制器上,通过建立 VSC-HVDC 系统的数学模型并离散化,构造基于模型预测的逆变站直接交流电压控制及其对应的多目标优化性能指标函数。在此基础上,对 FCS-MPC 作进一步的改进,加入反馈校正环节,并基于输出增量的系统预测模型给出多步预测的步骤和具体实施方案,从而改善传统单步预测控制策略的保守性,提高系统模型参数的鲁棒性和动态性能。最后,通过仿真对比分析和论证该文所提算法控制性能的优越性。

1 VSC-HVDC 数学模型

向无源网络供电的 VSC-HVDC 系统结构如图 1 所示。整流器和逆变器均由三相变流器构成。 u_1 和 u_2 分别表示系统和负载三相电压矢量, i_1 和 i_2 分别表示整流侧和逆变侧三相电流矢量, L_1 和 L_2 表示交流滤波电感, R_1 和 R_2 表示线路等效电阻, C_{dc} 表示直流电容, C_2 和 L_2 构成 LC 低通滤波器,可滤除逆变侧的高次谐波,同时 C_2 还可向交流网络提供一定的无功支撑,补偿负荷波动对电压稳定的影响。

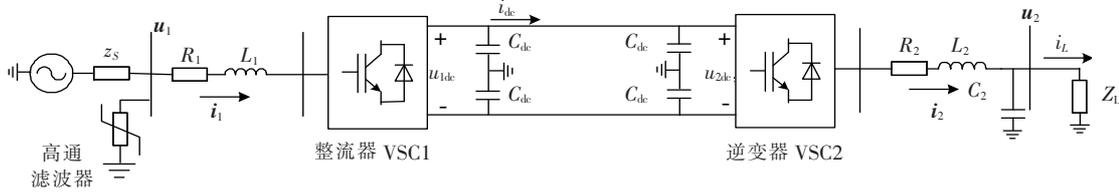


图 1 向无源网络供电的 VSC-HVDC 系统结构

Figure 1 The VSC-HVDC system structure powering passive networks

1.1 整流侧数学模型

根据基尔霍夫电压定律,由图 1 中的参考方向可得整流侧在三相静止坐标系下的数学模型^[11]:

$$L_1 \frac{di_{1k}}{dt} = u_{1k} - R_1 i_{1k} - u_{1dc} (g_{1k} - \frac{1}{3} \sum_{m=a,b,c} g_{1m}) \quad (1)$$

式中 $k=a, b, c$; g_{1k} 表示整流器三相桥臂的开关函数,其中 $g_{1k}=1$ 时表示第 k 相上桥臂导通,下桥臂关断; $g_{1k}=0$ 时则刚好相反。

根据瞬时功率理论,将式(1)进行 Park 变换,易得出在同步旋转坐标系下整流侧的有功无功功率:

$$\begin{cases} P_1 = 3(u_{1d}i_{1d} + u_{1q}i_{1q})/2 \\ Q_1 = 3(u_{1q}i_{1d} - u_{1d}i_{1q})/2 \end{cases} \quad (2)$$

式中 下标 d 和 q 表示整流侧 u_1, i_1 在 d 轴和 q 轴的分量。

由功率平衡可知,整流侧满足功率方程:

$$u_{1dc}i_{dc} = 2u_{1dc} \cdot C_{dc} \frac{du_{1dc}}{dt} = -P_1 - \Delta P_2 \quad (3)$$

式中 C_{dc} 表示直流侧电容, ΔP_2 表示逆变侧吸收功率。

由式(3)可知,直流侧电压可通过逆变侧有功功率进行控制,而由式(2)可知,整流侧有功和无功功率可通过交流侧电流进行控制。

1.2 逆变侧数学模型

根据基尔霍夫电压定律,由图 1 中的参考方向可得逆变侧在三相静止坐标系下的数学模型^[14]:

$$\begin{cases} L_2 \frac{di_{2k}}{dt} = -u_{2k} - R_2 i_{2k} + u_{2dc} (g_{2k} - \frac{1}{3} \sum_{m=a,b,c} g_{2m}) \\ C_2 \frac{du_{2k}}{dt} = i_{2k} - i_{Lk} \end{cases} \quad (4)$$

式中 $k=a, b, c$; g_{2k} 表示逆变器三相桥臂的开关函数,其中 $g_{2k}=1$ 时表示第 k 相上桥臂导通,下桥

臂关断; $g_{2k}=0$ 时则刚好相反。

对式(4)进行 Park 变换,得到在同步旋转坐标系下的方程:

$$\begin{cases} L_2 \frac{di_2}{dt} = -u_2 - \begin{bmatrix} R_2 & -\omega L_2 \\ -\omega L_2 & R_2 \end{bmatrix} i_2 - u_{2dc} g_2 \\ C_2 \frac{du_2}{dt} = i_2 - i_L - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} u_2 \end{cases} \quad (5)$$

其中:

$$\begin{aligned} i_2 &= [i_{2d} \ i_{2q}]^T = T_P [i_{2a} \ i_{2b} \ i_{2c}]^T \\ u_2 &= [u_{2d} \ u_{2q}]^T = T_P [u_{2a} \ u_{2b} \ u_{2c}]^T \\ i_L &= [i_{Ld} \ i_{Lq}]^T = T_P [i_{La} \ i_{Lb} \ i_{Lc}]^T \\ g_2 &= [g_{2d} \ g_{2q}]^T = T_P [g_{2a} \ g_{2b} \ g_{2c}]^T \end{aligned}$$

式中 T_P 表示 Park 变换矩阵; ω 表示逆变器输出额定电压角频率。

2 模型预测控制策略的设计

该文所采用的有限控制集模型预测控制(FCS-MPC)策略省去了传统的 PI 调节器和 PWM 调制器,控制方法结构简单、动态响应迅速,同时便于实现多目标的优化控制。在此简要介绍 FCS-MPC 应用于逆变器控制的基本原理。

由式(4)可知,在任意时刻,逆变器的开关组合 $g_2 = [g_{2a}, g_{2b}, g_{2c}]^T$,易知, g_2 只有 8 种取值,设为 $g_{2i}, i=0, 1, \dots, 7$ 。将逆变器被控量 X 与开关组合 g_2 的关系式 $f_p(X, g_2)$ 离散处理,从而在 t_k 时刻能计算出下一时刻被控量 X 的预测值,即 $X_i(t_{k+1}) = f_p(X_i(t_k), g_{2i}), i=0, 1, \dots, 7$ 。接着,构建涵盖逆变侧重点关注的控制目标的性能指标函数 $J(k)$ 并选择使 $J(k)$ 最小的开关组合作用于逆变器从而实现逆变器的定交流电压控制。

2.1 逆变侧控制器设计

将式(5)写成在同步旋转坐标系下的状态方程:

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}u_{2dc}\mathbf{g}_2 + \mathbf{B}_d\mathbf{i}_L \quad (6)$$

式中 \mathbf{X} 为状态变量, $u_{2dc}\mathbf{g}_2$ 为输入量, \mathbf{i}_L 为扰动量; \mathbf{A} 、 \mathbf{B} 、 \mathbf{B}_d 为相应的系数矩阵。其中

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_2 \\ u_2 \\ u_{2q} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -1/L & 0 & -R_2/L & \omega \\ 0 & -1/L & \omega & -R_2/L \\ 0 & \omega & 1/C_2 & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & 1/C_2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/L_2 & 0 \\ 0 & 1/L_2 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_d = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -1/C_2 & 0 \\ 0 & -1/C_2 \end{bmatrix}$$

定义输出量为 \mathbf{u}_2 , 从 kT_s 到 $(k+1)T_s$ 的一个采样周期内, 输入量和扰动量的变化很小, 可近似视为不变, 因此将式(6)离散化可得:

$$\mathbf{X}(k+1) = \mathbf{A}_q\mathbf{X}(k) + \mathbf{B}_q u_{2dc}(k)\mathbf{g}_2(k) + \mathbf{B}_{dq}\mathbf{i}_L(k) \quad (7)$$

其中

$$\mathbf{A}_q = e^{\mathbf{A}T_s}; \mathbf{B}_q = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}\tau} \mathbf{B} d\tau = (\mathbf{e}^{\mathbf{A}T_s} - \mathbf{E}_4) \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B};$$

$$\mathbf{B}_{dq} = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}\tau} \mathbf{B}_d d\tau = (\mathbf{e}^{\mathbf{A}T_s} - \mathbf{E}_4) \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}_d$$

其中, \mathbf{E}_4 表示 4 阶单位矩阵。

逆变侧的首要控制目标是保证供给负荷的交流电压幅值和频率工作在额定值附近, 使无源负荷工作在额定状态。

为实现负荷交流电压指令的有效跟踪, 构造性能指标函数为

$$J(k) = \lambda_{u_2} [u_2^*(k+1) - u_2(k+1)]^2 = \lambda_{u_2} [u_{2d}^*(k+1) - u_{2d}(k+1)]^2 + \lambda_{u_2} [u_{2q}^*(k+1) - u_{2q}(k+1)]^2 \quad (8)$$

其中

$$u_2^*(k+1) = U_s^* e^{j2\pi f^*(k+1)T_s} \quad (9)$$

$$u_2(k+1) = [\mathbf{E}_2 \quad \mathbf{0}_{2 \times 2}]_{2 \times 4} \cdot \mathbf{X}(k+1) \quad (10)$$

式中 U_s^* 表示交流电压的额定幅值, $f^* = 50$ Hz 表示额定频率, \mathbf{E}_2 表示 2 阶单位矩阵, $\mathbf{0}_{2 \times 2}$ 表示

2×2 的零阵。

为了降低换流器的开关频率以提高其工作效率^[16], 将开关频率目标项 f_{sw} 引入性能指标函数中。同时, 为了保持直流侧对地电压即直流电容间的电压平衡, 将直流电容电压差目标项 e_{cdc} 也引入到性能指标函数中, 则可将式(8)改写为如下的性能指标函数:

$$J(k) = \lambda_{u_2} [(u_{2d}^*(k+1) - u_{2d}(k+1))]^2 + \lambda_{u_2} [u_{2q}^*(k+1) - u_{2q}(k+1)]^2 + \lambda_{dc} |e_{cdc}| + \lambda_{sw} f_{sw} \quad (11)$$

式中 λ_{u_2} 、 λ_{dc} 、 λ_{sw} 表示权重系数, f_{sw} 表示一个开关状态中逆变器三相开关动作次数之和, e_{cdc} 表示直流侧正负极间所连电容电压的差值。

2.2 模型预测控制算法的改进

式(8)的性能指标函数仅可保证一个控制周期内的换流器开关组合最优, 但没有考虑其在 2 个或多个控制周期内的最优性, 忽略了次优或其他开关组合所包含的最优信息, 算法本身比较保守, 在面对非线性负荷以及负荷波动时可能会引起换流器控制系统振荡, 甚至于发散。因此, 该文将从 2 个方面对该算法进行改进以提高算法的鲁棒性。

2.2.1 多步输出预测控制

定义增量算子 Δ , 使得 $\Delta f(k) = f(k) - f(k-1)$, 对式(7)进行 Δ 运算以构建基于输出增量的 VSC-HVDC 系统逆变侧系统预测模型, 可以得到:

$$\Delta \mathbf{X}(k+1) = \mathbf{A}_q \Delta \mathbf{X}(k) + \mathbf{B}_q \Delta u_{2dc}(k)\mathbf{g}_2(k) + \mathbf{B}_{dq} \Delta \mathbf{i}_L(k) \quad (12)$$

同理可知:

$$\Delta \mathbf{X}(k+p) = \mathbf{A}_q \Delta \mathbf{X}(k+p-1) + \mathbf{B}_q \Delta u_{2dc}(k+p-1) \cdot \mathbf{g}_2(k+p-1) + \mathbf{B}_{dq} \Delta \mathbf{i}_L(k+p-1) \quad (13)$$

式中 $p=1, \dots, P$, 而 P 表示预测步数。

由式(10)、(13)可得出逆变侧输出的多步预测模型:

$$u_2(k+p|k) = \mathbf{C}_E \mathbf{A}_q^p \mathbf{X}(k) + \sum_{j=1}^p \mathbf{C}_E \mathbf{A}_q^{j-1} \mathbf{B}_q \Delta u_{2dc} \cdot \mathbf{g}_2(k+i-1) + \sum_{j=1}^p \mathbf{C}_E \mathbf{A}_q^{j-1} \mathbf{B}_{dq} \Delta \mathbf{i}_L(k+i-1) \quad (14)$$

式中 $k+p|k$ 表示 k 采样时刻对 $k+p$ 时刻的预测; $\mathbf{C}_E = [\mathbf{E}_2 \quad \mathbf{0}_{2 \times 2}]_{2 \times 4}$ 。

此时,性能指标函数:

$$J(k) = \lambda_{u_2} \sum_{i=1}^P [u_{2d}^*(k+i) - u_{2d}(k+i|k)]^2 + \lambda_{u_2} \sum_{i=1}^P [u_{2q}^*(k+i) - u_{2q}(k+i|k)]^2 + \lambda_{dc} |e_{Cdc}| + \lambda_{sw} f_{sw} \quad (15)$$

考虑到此时性能指标函数计算量较大,同时兼顾多步预测的鲁棒性,此处 P 值取 3,同时为简化处理,可认为负载电流在预测时域内没有变化,即式(14)中 Δi_L 视为已知量。由此,构建起改进后的由式(14)、(15)组成的 VSC-HVDC 系统逆变侧多步预测模型及其对应的性能指标函数。

2.2.2 预测反馈校正处理

该文在一个采样周期内对输入量和扰动量的变化作了近似处理,考虑到实际的环境干扰、负荷波动以及通讯时延等问题,模型预测输出值可能偏离实际值,若不及时进行校正,对模型的优化将建立在虚假的基础上,可能会引起系统振荡等后果。

因此,到下一采样时刻应检测过程的实际输出值 $\tilde{u}_2(k+1)$,并把它与未来时刻的预测输出值 $u_2(k+1|k)$ 相比较构成预测误差:

$$e(k+1) = \tilde{u}_2(k+1) - u_2(k+1|k) \quad (16)$$

这样修正之后的未来输出预测可以表示为

$$u_{2_cor}(k+p|k+1) = u_2(k+p|k) + h_p e(k+p) \quad (17)$$

式中 $p=1, \dots, P$, P 表示预测步数; h_p 表示校正系数,其选取方法很多,通常取值是全取 1。

2.3 模型预测控制策略的执行步骤

1) 第一步对 VSC-HVDC 系统在第 kT_s 时刻的相关电气参数进行测量和采样,主要包括: $u_2(k)$ 、 $i_2(k)$ 、 $u_{2dc}(k)$ 、 $i_L(k)$ 。

2) 分别用预测模型函数(式(7))和改进后的多步预测(式(14))、校正预测(式(16))函数,结合 kT_s 时刻的采样值以及逆变器不同开关状态 \mathbf{g}_2 计算 $(k+1)T_s$ 时刻(或 $(k+p)T_s$ 时刻, $p=1,2,3$)的预测值。

3) 根据与步骤 2) 相对应的性能指标函数式(11)或式(15),采用遍历法的形式计算逆变侧在预

测时域内所有可能的开关组合下的输出预测值和对应的性能指标函数值。

4) 分别比较与每个开关状态相对应的性能指标函数值,选择使其最小的开关状态 \mathbf{g}_{\min} (即最优开关状态)生成开关信号并经驱动放大后作用到逆变器上。

5) 在下一个采样周期时重复步骤 1)~4)。

3 仿真结果及分析

为验证所述预测控制算法的有效性,该文在 Matlab/Simulink 中搭建了如图 1 所示的向无源网络供电的 VSC-HVDC 系统仿真模型,仿真参数:整流侧电网电压等级为 35 kV, $R_1=0.1 \Omega$, $L_1=5$ mH,直流侧额定电压为 ± 10 kV,直流电容 $C_{dc}=4700 \mu\text{F}$,直流线路长度为 10 km,交流负荷侧参考电压等级为 10 kV, $R_2=0.02 \Omega$, $L_2=1.3$ mH, $C_2=200 \mu\text{F}$;预测控制的采样周期设为 $50 \mu\text{s}$;式(11)、(15)中权重系数 λ_{u_2} 、 λ_{dc} 、 λ_{sw} 分别取 1、0.05 和 0.01。该文在 VSC-HVDC 系统整流侧采用定直流电压控制和定无功控制策略,在逆变侧分别采用传统的电压外环、电流内环的双闭环控制策略、单步预测控制策略和改进后的加入校正反馈的多步预测控制策略(预测步数 P 取 3)进行仿真对比。

3.1 模型预测控制算法的改进

为测试不同控制策略抗负荷扰动的动态性能,在 0.5 s 时刻,向无源网络突然投入一定量负荷,容量为原负荷的一半,仿真对比结果如图 2 所示,由于此算例单步预测控制策略和改进后加入反馈校正的多步预测策略效果类似,前者波形图不作赘述。

由图 2 可知,在 0.5 s 时刻负荷突增时三相电压出现缺口,改进后 FCS-MPC 的电压瞬间波动的幅值和电压恢复时间都要明显小于双闭环控制策略,因此采用 FCS-MPC 的 VSC-HVDC 系统抗负荷波动的能力更强。同时观察图 2(a)右图可知,当负荷增加后,系统频率从 50 Hz 变为约 49.95 Hz 且一直持续下去,这是因为双闭环控制中 PI 参数的整定会受到负荷参数的影响,当负荷发生变动且不

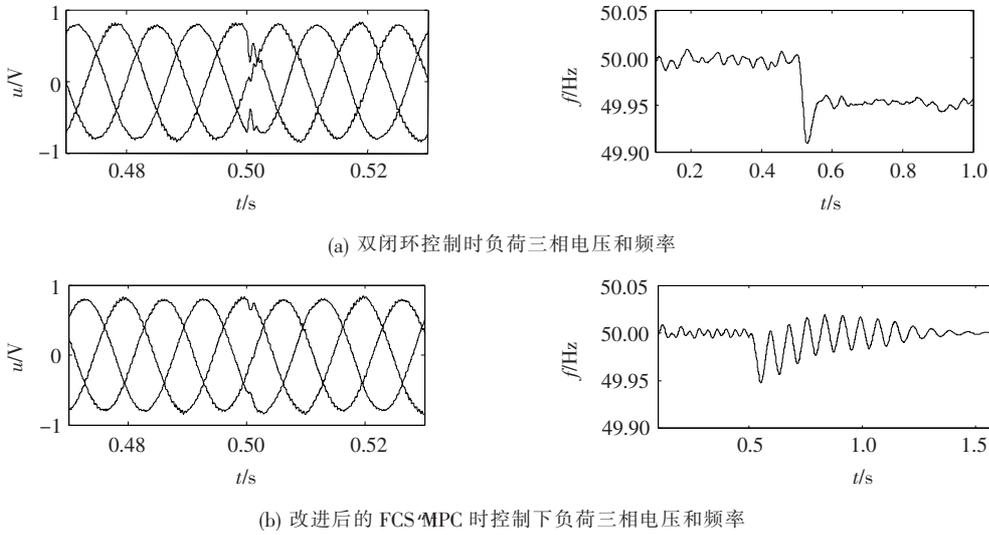


图 2 负荷突增仿真波形

Figure 2 Load burst simulation waveform

改变 PI 参数时将产生不可消除的静态误差。观察图 2(b)的右图可知,采用改进后 FCS-MPC 后系统频率在经过短时间的振荡之后又会重新回到 50 Hz 附近,且频率的稳态误差以及发生负荷波动后的恢复动态性能都明显优于双闭环控制。

3.2 模型预测控制算法的改进

实际当中的三相负荷存在不平衡的现象,因此需要向无源网络或弱交流网络供电的 VSC-HVDC 系统在负荷三相不平衡时仍然能提供三相对称的工频额定电压。如图 3 所示,为三相负荷不平衡的仿真对比结果。

出的三相电压也出现相应的不平衡现象,最大电压偏差高达 9.37%,远远超过国标中允许电压偏差的范围。这是因为双闭环控制只能控制正序分量,而由三相负荷不平衡引起的电压负序分量,需通过额外添加负序电压的修正分量进行消除。观察图 3(b)、(c)可知,FCS-MPC 算法此时能有效遏制三相电压的不平衡,采用单步 FCS-MPC 的电压偏差为 2.34%,而采用改进后 FCS-MPC 的电压偏差降至 0.63%。观察图 3(d)可知,三相负荷不平衡情况下系统的频率波动均变大,但改进后的 FCS-MPC 控制下的系统频率稳定性依然最好,体现出算法控制效果的优越性。

观察图 3(a)可得,在双闭环控制下,逆变侧输

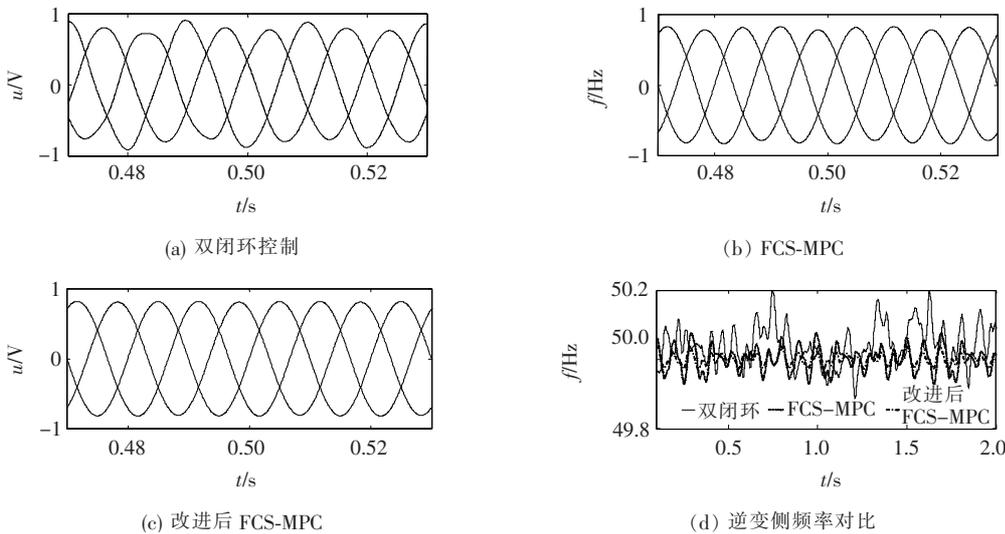


图 3 负荷三相不平衡仿真波形

Figure 3 Three-phase unbalanced load simulation waveform

3.3 模型预测控制算法的改进

当无源网络中含非线性负荷时的仿真结果如图4所示。观察图4(a)可知,此时采用双闭环控制的逆变站输出的电压波形严重畸变,电压质量较差,THD值高达10.38%,同样高于国标中公网谐波电压的允许范围。谐波频谱分析显示,三相电压中主要包含5,7,11,13次等 $6k \pm 1$ 次谐波。这是因为无源网络中的非线性负荷大多是六脉动的电力电子装置,以 $6k \pm 1$ 次谐波为主,在旋转坐标系下,谐波分量仍为交流量,PI调节器不起调节作用,导致交流电压含有谐波分量。观察图4(b)、(c)可知,采用FCS-MPC算法能有效改善非线性负载带来的电压谐波问题,且改进后的FCS-MPC算法的控制效果更佳,通过测算THD值降至1.8%以下。

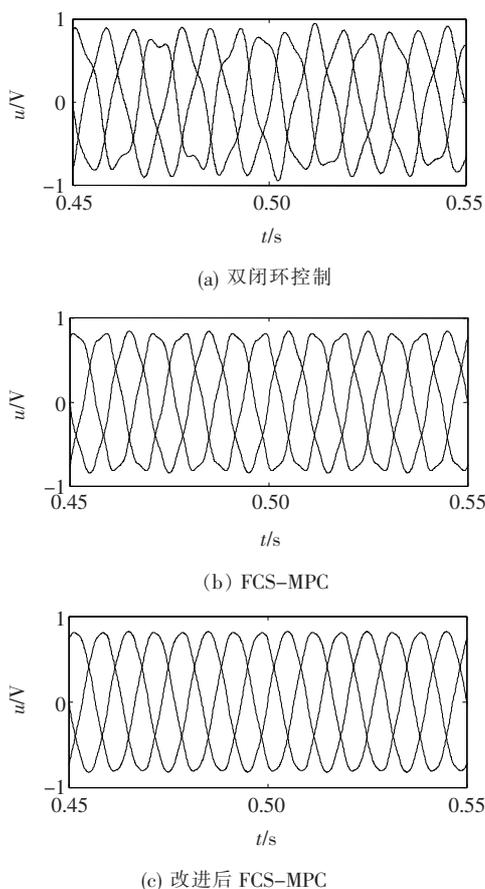


图4 非线性负荷仿真波形

Figure 4 Nonlinear load simulation waveform

4 结语

该文通过对向无源网络或弱交流网络供电的

VSC-HVDC系统逆变侧的数学模型进行离散化处理,给出FCS-MPC算法的具体预测模型及其性能指标函数。该算法相比于传统的双闭环控制,控制结构相对简单,省去了电流内环和调制过程,而且动态、稳态性能均更好,同时可将系统的控制目标和约束一起涵盖于性能指标函数之中,从而具有自适应性和灵活性的内在特性。

分析了传统FCS-MPC算法的不足之处,在此基础上,引入输出增量算子,提出一种改进的多步预测控制算法,并进行预测反馈和校正处理,从而提高了FCS-MPC算法的控制稳定性和鲁棒性。

通过构造负荷突增、三相负荷不平衡、非线性负荷等仿真环境对VSC-HVDC系统逆变侧控制器进行性能测试,测试分别对比了双闭环控制、FCS-MPC以及改进后的FCS-MPC的控制效果,仿真结果表明,改进后的FCS-MPC算法具有很强的抗负荷扰动和不平衡的能力,能有效抑制非线性负荷引起的电压畸变,同时显著提升了系统的参数鲁棒性。并以二电平VSC为例,详细叙述了所提出模型预测控制策略的设计步骤,并验证其可行性和有效性。此方法同样适用于三电平及模块化多电平VSC,只需要重新建立对应的离散预测模型和优化性能指标。

参考文献:

- [1] ZHANG Lidong, Harnefors L, Nee H P. Interconnection of two very weak ac systems by VSC-HVDC links using power-synchronization control[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2011, 26(1): 344-355.
- [2] Nami A, LIANG Jiaqi, Dijkhuizen F, et al. Modular multilevel converters for HVDC applications: review on converter cells and functionalities[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1):18-36.
- [3] 汤广福,罗湘,魏晓光. 多端直流输电与直流电网技术[J]. 中国电机工程学报,2013,33(10):8-17+24.
TANG Guangfu, LUO Xiang, WEI Xiaoguang. Multi-terminal HVDC and DC-grid technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(10):8-17+24.
- [4] 汤广福,贺之渊,滕乐天,等. 电压源换流器高压直流输

- 电技术最新研究进展[J]. 电网技术, 2008, 32(22): 39-44+89.
- TANG Guangfu, HE Zhiyuan, TENG Letian, et al. New progress on HVDC technology based on voltage source converter[J]. Power System Technology, 2008, 32(22): 39-44+89.
- [5] LI Xiaoqian, SONG Qiang, LIU Wenhua, et al. Protection of nonpermanent faults on DC overhead lines in MMC-based HVDC systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(1): 483-490.
- [6] 陈海荣, 徐政. 向无源网络供电的 VSC-HVDC 系统的控制器设计[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(23): 42-48.
- CHEN Hairong, XU Zheng. Control design for VSC-HVDC supplying passive network[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(23): 42-48.
- [7] LU Weixing, Ooi B T. Optimal acquisition and aggregation of offshore wind power by multiterminal voltage-source HVDC[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2003, 18(1): 201-206.
- [8] ZHANG Lidong, Harnefors L, Nee H P. Modeling and control of VSC-HVDC links connected to island systems[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2011, 26(2): 783-793.
- [9] 邹涛, 丁宝苍, 张端. 模型预测控制工程应用导论[M]. 北京: 化学工业出版社, 2010.
- [10] Cortés P, Kazmierkowski M P, Kennel R M, et al. Predictive control in power electronics and drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(12): 4312-4324.
- [11] Kouro S, Cortés P, Vargas R, et al. Model predictive control-A simple and powerful method to control power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1826-1838.
- [12] Geyer T, Papafotiou G, Morari M. Model predictive direct torque control-part I: concept, algorithm, and analysis[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1894-1905.
- [13] Papafotiou G, Kley J, Papadopoulos K G, et al. Model predictive direct torque control-part II: implementation and experimental evaluation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1906-1915.
- [14] Cortés P, Ortiz G, Yuz J I, et al. Model predictive control of an inverter with output LC filter for UPS applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1875-1883.
- [15] QIN Jiangchao, Saeedifard M. Predictive control of a modular multilevel converter for a back-to-back HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(3): 1538-1547.
- [16] Preindl M, Schaltz E, Thogersen P. Switching frequency reduction using model predictive direct current control for high-power voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(7): 2826-2835.