

T 型三电平 VSC-HVDC 系统模型预测灵活功率控制策略

梁莹玉¹, 刘涛², 李岩², 黄伟煌², 刘树³

(1. 中国矿业大学(北京) 机电与信息工程学院, 北京 100083;

2. 南方电网科学研究院有限责任公司 直流输电技术国家重点实验室, 广东 广州 510080;

3. 北京四方继保自动化股份有限公司, 北京 100085)

摘要: 建立了基于 T 型三电平基于电压源型换流器的高压直流输电(VSC-HVDC)系统功率模型, 并据此提出了基于两步预测的有限控制集模型预测直接功率控制策略, 其可实现功率指令值的精确跟踪、直流侧电容电压平衡和降低平均开关频率 3 个控制目标。但该控制策略在电网电压不对称时会产生谐波电流, 为了解决该问题, 通常增加功率补偿策略。然而当采用传统的功率补偿策略时, 只有 3 种可选的控制目标: 抑制负序电流、抑制有功波动和抑制无功波动。上述 3 种控制目标难以在各种类型的交流故障下同时满足换流器自身的限制条件和电网对换流器故障穿越的要求。为此, 提出了灵活功率控制方法, 其可在各控制目标之间实现折中控制, 控制方式灵活。搭建了 T 型三电平 VSC-HVDC 系统仿真模型, 仿真结果验证了所提策略的正确性。

关键词: 柔性直流输电; VSC-HVDC; 有限控制集模型预测控制; 灵活功率控制; 不对称电网电压; 两步预测

中图分类号: TM 721.1

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.11.018

0 引言

基于全控型电力电子器件和脉冲宽度调制 PWM(Pulse Width Modulation)技术的基于电压源型换流器的高压直流输电 VSC-HVDC(Voltage Source Converter based High Voltage Direct Current)具有不需要无功补偿设备、可实现有功和无功功率的独立控制、输出电流波形质量较好、不存在换相失败问题等优点, 自出现以来就得到了迅速的发展^[1]。与电网换相高压直流输电 LCC-HVDC(Line-Commutated Converter based HVDC)相比, VSC-HVDC 在海上风电并网、向偏远地区供电以及构筑城市直流配电网等领域具有较大的优势^[2-3]。

对于电网电压对称时 VSC-HVDC 控制策略的研究较为成熟, 本文重点关注电网电压出现严重不对称时 VSC-HVDC 的控制策略。早期针对电压不对称下控制策略的研究, 主要集中在电流内环的控制。文献[4]利用双 dq 旋转坐标变换将正、负序电流转化为直流量, 然后采用 4 个比例积分 PI(Proportional Integral)调节器进行控制。文献[5-6]在 $\alpha\beta$ 坐标系下采用 2 个比例谐振 PR(Proportional Resonant)调节器对正、负序电流实现统一控制。上述控制策略由功率外环和电流内环组成, 控制结构复杂, 并且需要整定 PI 或 PR 参数。文献[7]给出了功率预测模型, 提

出了预测无差拍直接功率控制策略, 其省略了电流内环, 实现了对有功、无功的直接控制。但传统的功率控制策略在电网电压不对称时会产生谐波电流, 引起电能质量问题。为了克服上述缺点, 文献[8-9]提出了功率补偿策略。传统的功率补偿策略只能实现抑制负序电流、抑制有功波动和抑制无功波动 3 种控制目标。3 种控制目标相互矛盾, 任意时刻只能选择其中 1 种, 控制方式不够灵活。

本文以 T 型三电平 VSC-HVDC 系统为研究对象, 介绍了 T 型三电平换流器的工作原理并建立了三电平 VSC-HVDC 数学模型; 详细描述了两步预测直接功率控制策略的基本原理和执行过程; 给出了 VSC-HVDC 的灵活功率控制策略; 搭建了 T 型三电平两端 VSC-HVDC 仿真模型, 验证了所提策略的正确性。

1 T 型三电平 VSC-HVDC 数学模型

T 型三电平电压源换流器拓扑是由 Knaup P 于 2007 年提出的^[10], 它是一种改进的中性点箝位型 NPC(Neutral Point Clamped)三电平拓扑, 采用一个双向开关实现中性点的钳位功能^[11-12]。相比于传统的 NPC 拓扑, T 型三电平拓扑器件成本更低、需要的驱动电源更少、运行效率更高^[13]。因此, 本文采用 T 型三电平拓扑作为 VSC-HVDC 换流站的主电路结构, 如图 1 所示。

假设 2 个直流电容电压相等, 即 $u_{dc1}=u_{dc2}=u_{dc}/2$ 。每相桥臂有 3 种输出电压: V_{Tx1} ($x=a, b, c$; 后同) 导通, 其他 IGBT 关断时, 开关函数 $S_x=1$, 输出电压为 $u_{dc}/2$; V_{Tx2} 导通, 其他 IGBT 关断时, 开关函数 $S_x=$

收稿日期: 2016-10-12; 修回日期: 2017-09-18

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51707193, 61703405, 51707194); 中央高校基本科研业务费资助项目(2017QJ05)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51707193, 61703405, 51707194) and the Fundamental Research Funds for Central Universities(2017QJ05)

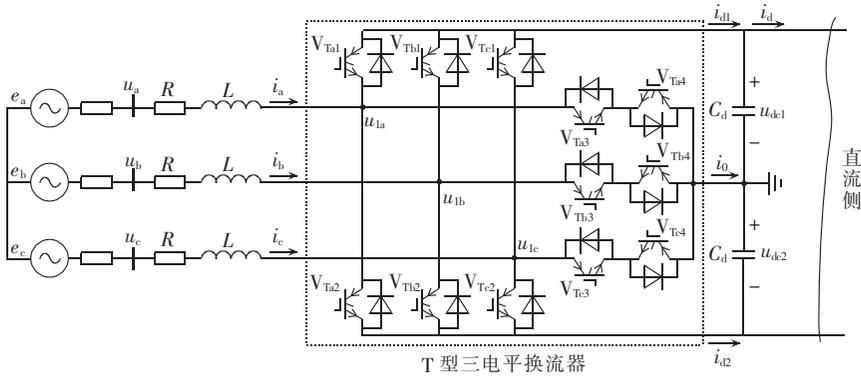


图 1 T型三电平 VSC-HVDC 系统电路图

Fig.1 Circuitry diagram of T-type three-level VSC-HVDC system

-1, 输出电压为 $-u_{dc}/2$; V_{Tb3} 和 V_{Tc4} 同时导通, V_{Ta1} 和 V_{Tb2} 关断时, 开关函数 $S_x=0$, 输出电压为 0。

根据图 1, 以电流作为状态变量, 并根据基尔霍夫电压定律可得 VSC-HVDC 数学模型如下:

$$\mathbf{u} - \mathbf{u}_1 = \mathbf{R}\mathbf{i} + L \frac{d\mathbf{i}}{dt} \quad (1)$$

电压和电流矢量可表示为:

$$\begin{cases} \mathbf{u} = \frac{2}{3}(u_a + a u_b + a^2 u_c) = u_\alpha + j u_\beta \\ \mathbf{i} = \frac{2}{3}(i_a + a i_b + a^2 i_c) = i_\alpha + j i_\beta \\ \mathbf{u}_1 = \frac{2}{3}(u_{1a} + a u_{1b} + a^2 u_{1c}) = \\ \frac{u_{dc}}{3}(S_a + a S_b + a^2 S_c) = u_{1\alpha} + j u_{1\beta} \end{cases} \quad (2)$$

其中, $a = e^{j2\pi/3}$ 。

根据瞬时功率理论^[14], 复功率可表示为:

$$\mathbf{S} = \mathbf{P} + j\mathbf{Q} = 1.5 \mathbf{u}\mathbf{i}^* \quad (3)$$

根据式(3), 复功率对时间 t 的导数可表示为:

$$\frac{d\mathbf{S}}{dt} = 1.5 \left(\frac{d\mathbf{u}}{dt} \mathbf{i}^* + \mathbf{u} \frac{d\mathbf{i}^*}{dt} \right) \quad (4)$$

其中, 上标“*”代表矢量的共轭。

电网电压不对称时, 电压和电流矢量可表示为:

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}^+ + \mathbf{u}^- = U^+ e^{j(\omega_1 t + \theta_u^+)} + U^- e^{-j(\omega_1 t + \theta_u^-)} \quad (5)$$

$$\mathbf{i} = \mathbf{i}^+ + \mathbf{i}^- = I^+ e^{j(\omega_1 t + \theta_i^+)} + I^- e^{-j(\omega_1 t + \theta_i^-)} \quad (6)$$

其中, 上标“+”、“-”分别代表正序、负序分量; U 为电压幅值; I 为电流幅值; θ_u^+ 、 θ_i^+ 分别为电压、电流初相角; ω_1 为基波角频率。

根据式(5), 电压矢量对时间 t 的导数可表示为:

$$\frac{d\mathbf{u}}{dt} = j\omega_1 \mathbf{u}^+ - j\omega_1 \mathbf{u}^- = j\omega_1 \mathbf{u} - j2\omega_1 \mathbf{u}^- \quad (7)$$

将式(1)和(7)代入式(4)可得复功率模型为:

$$\frac{d\mathbf{S}}{dt} = j\omega_1 \mathbf{S} - j3\omega_1 \mathbf{u}^- \mathbf{i}^* + \frac{1}{L} (1.5 |\mathbf{u}|^2 - 1.5 \mathbf{u}\mathbf{u}_1^* - \mathbf{R}\mathbf{S}) \quad (8)$$

分解式(8)的实部和虚部可得不对称电网电压下有功和无功变化率表达式为:

$$\frac{dP}{dt} = \frac{1.5}{L} |\mathbf{u}|^2 - \frac{R}{L} P - \omega_1 Q - \frac{1.5}{L} \text{Re}(\mathbf{u}\mathbf{u}_1^*) + 3\omega_1 \text{Im}(\mathbf{u}^- \mathbf{i}^*) \quad (9)$$

$$\frac{dQ}{dt} = \omega_1 P - \frac{R}{L} Q - \frac{1.5}{L} \text{Im}(\mathbf{u}\mathbf{u}_1^*) - 3\omega_1 \text{Re}(\mathbf{u}^- \mathbf{i}^*) \quad (10)$$

式(9)和(10)是以有功和无功为状态变量的数学模型, 该模型在电网电压对称和不对称情况下均适用。

直流电容电压的数学模型可表示为:

$$\begin{cases} C_d \frac{du_{dc1}}{dt} = i_{d1} - i_d \\ C_d \frac{du_{dc2}}{dt} = -i_{d2} - i_d \end{cases} \quad (11)$$

直流侧不平衡电压可表示为:

$$C_d \frac{d\Delta u_{dc}}{dt} = C_d \frac{d(u_{dc1} - u_{dc2})}{dt} = i_{d1} + i_{d2} = |S_a| i_a + |S_b| i_b + |S_c| i_c = \mathbf{S}_{|x|} \mathbf{i}_x^T \quad (12)$$

其中, 上标“T”代表向量的转置。且:

$$\mathbf{S}_{|x|} = [|S_a| \quad |S_b| \quad |S_c|], \quad \mathbf{i}_x = [i_a \quad i_b \quad i_c] \quad (13)$$

2 两步预测直接功率控制

2.1 预测方程

有限控制集模型预测控制 FCS-MPC (Finite Control Set Model Predictive Control) 是由智利学者 Jose Rodriguez 于 2004 年提出的^[15], 依据预测方程和变流器可能的开关状态组合预测系统未来状态, 并根据构造的目标函数对每个开关状态组合对应的预测值进行评估, 使目标函数最小化的开关状态组合即为最优开关状态。本文将基于两步预测的 FCS-MPC 应用于 T 型三电平 VSC-HVDC, 以实现功率的直接控制, 该方法简称为两步预测直接功率控制 2s-PDPC (two-step-ahead Prediction Direct Power Control)。

为了预测系统未来状态, 首先应推导相应的预测方程, 即离散数学模型。对式(9)和(10)进行离散化可得有功和无功的预测方程如下:

$$P(k+h) = P(k+h-1) + \frac{1.5T_s}{L} |\mathbf{u}(k+h-1)|^2 - \frac{RT_s}{L} P(k+h-1) - \omega_1 T_s Q(k+h-1) + \frac{1.5T_s}{L} \operatorname{Re}[\mathbf{u}(k+h-1)\mathbf{u}_1^*(k+h-1)] - 3\omega_1 T_s \operatorname{Im}[\mathbf{u}^-(k+h-1)\mathbf{i}^*(k+h-1)] \quad (14)$$

$$Q(k+h) = Q(k+h-1) - \frac{1.5T_s}{L} \operatorname{Im}[\mathbf{u}(k+h-1) \times \mathbf{u}_1^*(k+h-1) + \omega_1 T_s P(k+h-1) - \frac{RT_s}{L} Q(k+h-1)] - 3\omega_1 T_s \operatorname{Re}[\mathbf{u}^-(k+h-1)\mathbf{i}(k+h-1)] \quad (15)$$

其中, T_s 为采样周期。

根据式(2),式(14)和(15)中的实部和虚部可表示为:

$$\begin{cases} \operatorname{Re}(\mathbf{u}\mathbf{u}_1^*) = u_\alpha u_{1\alpha} + u_\beta u_{1\beta}, & \operatorname{Im}(\mathbf{u}\mathbf{u}_1^*) = u_\beta u_{1\alpha} - u_\alpha u_{1\beta} \\ \operatorname{Re}(\mathbf{u}^-\mathbf{i}^*) = u_\alpha^- i_\alpha^- + u_\beta^- i_\beta^-, & \operatorname{Im}(\mathbf{u}^-\mathbf{i}^*) = u_\beta^- i_\alpha^- - u_\alpha^- i_\beta^- \end{cases} \quad (16)$$

式(16)中所有电气量都是在 $k+h-1$ 时刻的值,本文为了书写方便,省略了 $k+h-1$ 。式(16)中的 α 分量和 β 分量可由克拉克变换得到,变换公式为:

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (17)$$

其中, F 代表电压或电流。

令 $h=1$, 可根据测量的相关电气量 $\mathbf{u}(k)$ 、 $\mathbf{i}(k)$ 及式(14)、式(15)和 27 个可能的输出电压 $\mathbf{u}_1(k)$ 预测 $k+1$ 时刻的有功 $P(k+1)$ 和无功 $Q(k+1)$ 。令 $h=2$, 根据 27 个 $k+1$ 时刻的有功预测值 $P(k+1)$ 、无功预测值 $Q(k+1)$ 和 27 个可能的输出电压 $\mathbf{u}_1(k+1)$ 以及 $\mathbf{u}(k+1)$ 、 $\mathbf{i}(k+1)$ 可得到 $k+2$ 时刻的有功 $P(k+2)$ 和无功 $Q(k+2)$ 。 $\mathbf{u}(k+1)$ 、 $\mathbf{i}(k+1)$ 可根据当前时刻和历史时刻的测量值,采用二阶拉格朗日插值公式计算获得^[16-17],具体如下:

$$\begin{cases} \mathbf{u}(k+1) = 3\mathbf{u}(k) - 3\mathbf{u}(k-1) + \mathbf{u}(k-2) \\ \mathbf{i}(k+1) = 3\mathbf{i}(k) - 3\mathbf{i}(k-1) + \mathbf{i}(k-2) \end{cases} \quad (18)$$

根据上述过程,为了预测 $k+2$ 时刻的有功和无功,每个控制周期需要计算 $27 \times 27 = 729$ 次预测方程。为了降低计算量,令 k 时刻到 $k+1$ 时刻(第一个控制周期)的输出电压等于 $k+1$ 时刻到 $k+2$ 时刻(第二个控制周期)的输出电压,即 $\mathbf{u}_1(k) = \mathbf{u}_1(k+1)$, 则每个控制周期只需计算 27 次预测方程。

将式(12)进行离散化可得直流侧不平衡电压的预测方程如下:

$$\Delta u_{dc}(k+h) = \Delta u_{dc}(k+h-1) + \frac{T_s}{C_d} S_{|x|}(k+h-1) \mathbf{i}_x^T(k+h-1) \quad (19)$$

采用同样的方法可根据式(19)预测 $k+2$ 时刻

的直流侧不平衡电压 $\Delta u_{dc}(k+2)$ 。为了降低计算量,令 $S_{|x|}(k) = S_{|x|}(k+1)$ 。

2.2 目标函数设计及算法执行过程

为了实现多目标控制,构造目标函数如下:

$$g = g_{PQ} + \lambda_{dc} g_{dc} + \lambda_{sw} g_{sw} \quad (20)$$

其中, λ_{dc} 、 λ_{sw} 为权重系数; g_{PQ} 、 g_{dc} 、 g_{sw} 为 3 个目标项。

目标项 g_{PQ} 用于实现功率指令的跟踪,其表达式为:

$$g_{PQ} = |P_{ref} - P(k+2)| + |Q_{ref} - Q(k+2)| \quad (21)$$

目标项 g_{dc} 利用换流器的冗余开关状态实现直流侧电压的平衡,其表达式为:

$$g_{dc} = |\Delta u_{dc}(k+2)| \quad (22)$$

目标项 g_{sw} 用于降低换流器的平均开关频率,提高运行效率,其表达式为:

$$g_{sw} = \sum_{x=a,b,c} n_{swx} \quad (23)$$

其中, n_{swx} 为从当前时刻的开关状态切换到下一时刻的开关状态, x 相 IGBT 动作的次数。当前时刻的开关状态即为上一时刻计算得到的最优开关状态 $S_x^{opt}(k-1)$ 。

当前时刻的开关状态 $S_x^{opt}(k-1)$ 和下一时刻的开关状态 $S_x(k)$ 均有 3 种可能的取值。 n_{swx} 的取值可分为以下情况进行讨论:

a. 当 $S_x^{opt}(k-1) = -1$, $S_x(k)$ 取 $-1, 0, 1$ 时, n_{swx} 分别对应为 $0, 3, 2$;

b. 当 $S_x^{opt}(k-1) = 0$, $S_x(k)$ 取 $-1, 0, 1$ 时, n_{swx} 分别对应为 $3, 0, 3$;

c. 当 $S_x^{opt}(k-1) = 1$, $S_x(k)$ 取 $-1, 0, 1$ 时, n_{swx} 分别对应为 $2, 3, 0$ 。

根据上述讨论, n_{swx} 可用以下函数表示:

$$n_{swx} = \begin{cases} 0 & S_x(k) = S_x^{opt}(k-1) \\ |S_x(k) + S_x^{opt}(k-1)| + 2 & S_x(k) \neq S_x^{opt}(k-1) \end{cases} \quad (24)$$

2s-PDPC 流程图如图 2 所示,具体执行过程如下。

a. 测量:测量 k 时刻的电网电压 $\mathbf{u}(k)$ 、电流 $\mathbf{i}(k)$ 、直流电压 $u_{dk1}(k)$ 和 $u_{dk2}(k)$ 。

b. 插值:根据历史时刻和当前时刻的采样值,采用二阶拉格朗日插值法计算 $\mathbf{u}(k+1)$ 、 $\mathbf{i}(k+1)$ 。

c. 预测:根据相应的采样值和 27 个开关状态组合 $\{(-1, -1, -1), (-1, -1, 0), \dots, (0, 0, 0), \dots, (1, 1, 0), (1, 1, 1)\}$, 采用预测方程计算 $k+2$ 时刻的有功功率 $P(k+2)$ 、无功功率 $Q(k+2)$ 和直流侧不平衡电压 $\Delta u_{dc}(k+2)$ 。

d. 评估:采用构造的目标函数对所有的预测值进行评估,使目标函数最小化的预测值对应的开关状态组合即为最优开关状态。

e. 应用:依据最优开关状态,产生所有 IGBT 的

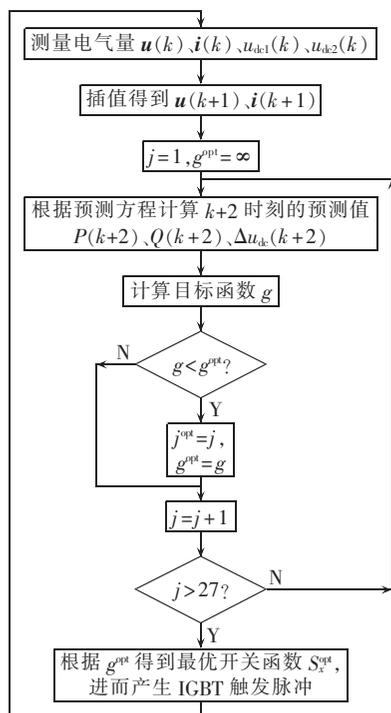


图 2 2s-PDPC 算法流程图

Fig.2 Flowchart of 2s-PDPC algorithm

触发信号,应用到换流器中。

f. 循环:在下一控制周期重复步骤 a—e。

3 灵活功率控制策略

电网电压对称时,功率指令为:

$$P_{\text{ref}}=P_{\text{cons}}, Q_{\text{ref}}=Q_{\text{cons}} \quad (25)$$

其中, P_{cons} 和 Q_{cons} 为恒定的直流流量。当采用控制有功或无功的控制模式时,直接给定 P_{cons} 或 Q_{cons} ;当采用控制直流电压或交流电压的控制模式时, P_{cons} 由直流电压误差信号经 PI 调节器生成, Q_{cons} 由交流电压误差信号经 PI 调节器生成。

根据文献[8-9],电网电压不对称下,当电网中只含有基波电流时,无法同时抑制有功和无功波动。若仍采用式(25)所示的有功和无功指令值,换流器将产生 3、5、7 等 $2k+1$ 次谐波,导致电网电流发生畸变。为此,文献[8-9]提出不对称电网电压下的功率补偿策略,即在原始功率指令 $P_{\text{ref}}(P_{\text{cons}})$ 和 $Q_{\text{ref}}(Q_{\text{cons}})$ 的基础上分别增加一个功率补偿量。则得到新的有功和无功指令如下:

$$\begin{cases} P_{\text{ref}}=P_{\text{cons}}+3P_{\text{comp}} \\ Q_{\text{ref}}=Q_{\text{cons}}+3Q_{\text{comp}} \end{cases} \quad (26)$$

不对称电网电压下有 3 个可选择的控制目标:抑制负序电流、抑制有功波动和抑制无功波动。

对于控制目标 1(抑制负序电流),对应的功率补偿分量为:

$$\begin{cases} P_{\text{comp}}=0.5(u_{\alpha}^{-}i_{\alpha}^{+}+u_{\beta}^{-}i_{\beta}^{+}) \\ Q_{\text{comp}}=0.5(u_{\beta}^{-}i_{\alpha}^{+}-u_{\alpha}^{-}i_{\beta}^{+}) \end{cases} \quad (27)$$

对于控制目标 2(抑制有功波动),对应的功率补偿分量为:

$$\begin{cases} P_{\text{comp}}=0 \\ Q_{\text{comp}}=u_{\beta}^{-}i_{\alpha}^{+}-u_{\alpha}^{-}i_{\beta}^{+} \end{cases} \quad (28)$$

对于控制目标 3(抑制无功波动),对应的功率补偿分量为:

$$\begin{cases} P_{\text{comp}}=u_{\alpha}^{-}i_{\alpha}^{+}+u_{\beta}^{-}i_{\beta}^{+} \\ Q_{\text{comp}}=0 \end{cases} \quad (29)$$

采用传统功率补偿策略只能实现上述 3 种控制目标,并且各控制目标之间相互矛盾。例如,抑制负序电流时,有功和无功存在波动分量;抑制有功波动时,三相电流不对称且无功波动幅度较大。

当选择控制目标 1 时,三相电流对称,换流器可在电力电子器件不过流的情况下传输尽可能多的有功,但直流电容电压会出现波动,可能引起过电压,损坏电力电子器件和电容器[18-19];当选择控制目标 2 时,消除了电容电压的波动分量,但三相电流会不对称,降低了换流器可传输的最大有功功率和电网电压跌落时换流器可向电网提供的无功功率;当选择控制目标 3 时,情况类似,不再赘述。从以上分析中可以看出,由于只有 3 个可供选择的控制目标,难以在各种类型的不对称电网电压下同时满足换流器自身的限制条件以及电网对换流器故障穿越能力的要求。为了能够适应各种类型的不对称故障并提高控制的灵活性,本文给出一种新的功率指令表达式,具体如下:

$$\begin{cases} P_{\text{ref}}=P_{\text{cons}}+3k_{\text{PQ}}(u_{\alpha}^{-}i_{\alpha}^{+}+u_{\beta}^{-}i_{\beta}^{+}) \\ Q_{\text{ref}}=Q_{\text{cons}}+3(1-k_{\text{PQ}})(u_{\beta}^{-}i_{\alpha}^{+}-u_{\alpha}^{-}i_{\beta}^{+}) \end{cases} \quad (30)$$

其中, k_{PQ} 为调节系数,且 $0 \leq k_{\text{PQ}} \leq 1$ 。

3 个控制目标分别对应 $k_{\text{PQ}}=0.5$ 、 $k_{\text{PQ}}=0$ 和 $k_{\text{PQ}}=1$ 。 k_{PQ} 可在 $[0, 1]$ 连续调节,在 $[0, 0.5]$ 内取值可实现控制目标 1 和控制目标 2 之间的折中,在 $(0.5, 1]$ 内取值可实现控制目标 1 和控制目标 3 之间的折中。

4 仿真结果与分析

为验证本文所提控制策略的正确性和有效性,在 PSCAD/EMTDC 中搭建 T 型三电平两端 VSC-HVDC 系统,相关仿真参数如下:电网额定频率为 50 Hz,电网额定容量为 30 MV·A,电网线电压为 10 kV,直流电压 $u_{\text{dc}}=20$ kV,系统等效电阻为 0.01 Ω ,系统内电感为 0.1 mH,连接电抗器等效电阻 $R=0.03$ Ω ,连接电抗器电感 $L=1.6$ mH,直流电容 $C_{\text{d}}=2000$ μF ,采样周期 $T_{\text{s}}=50$ s。

图 3 给出了逆变侧 a、b 相电压发生 50% 电压跌落时,当 k_{PQ} 从 0 逐渐增大到 1 的仿真结果。可见, k_{PQ} 从 0 逐渐增大到 1,有功波动逐渐增大,无功波动逐渐减小,三相电流的不平衡度先逐渐减小再逐渐

增大。由此可知, $k_{PQ}=0$ 对应抑制有功波动的控制目标, $k_{PQ}=0.5$ 对应抑制负序电流的控制目标, $k_{PQ}=1$ 对应抑制无功波动的控制目标。除了这 3 种传统的控制目标之外, 本文所提的灵活功率控制还可在各控制目标之间实现折中, 能实现无数种控制目标, 实际中可根据具体的要求选择合适的 k_{PQ} , 控制方式灵活。

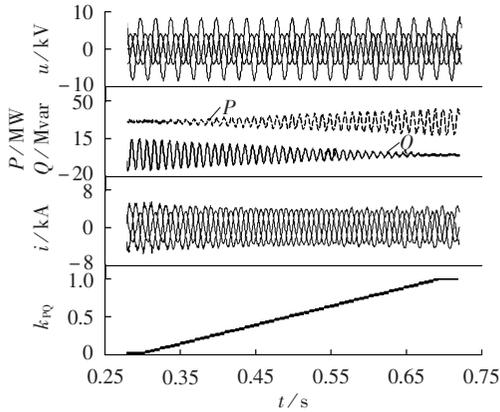


图 3 k_{PQ} 从 0 逐渐增加到 1 的仿真结果
Fig.3 Simulative results when k_{PQ} increases from 0 to 1

图 4 以 $k_{PQ}=0.5$ (抑制负序电流) 为例, 给出了对称和不对称电网电压下的仿真结果。0.5 s 时, a, b 相电压发生 50% 的电压跌落, 三相电网电压由对称状态变为不对称状态。0.5 s 前, 三相电压对称, 有功和无功功率均为恒定的直流量, 并分别精确跟踪其指令值 30 MW 和 0。0.5 s 后, 电网电压不对称, 由于采用抑制负序电流的控制目标, 故电流保持三相平衡。虽然负序电流被消除, 但负序电压与正序电流相互作用使得有功和无功存在 2 倍频波动, 2 倍频的有功波动导致直流电压在 0.5 s 后也存在 2 倍频的波动。由于有功和无功指令始终保持不变, 故电压发生跌落后, 三相电流有所增加。整个仿真过程中, 直流电压 u_{dc1} 和 u_{dc2} 始终保持平衡。仿真结果验证了 2s-PDPC 可实现功率指令的跟踪和维持直流侧电压的平衡。

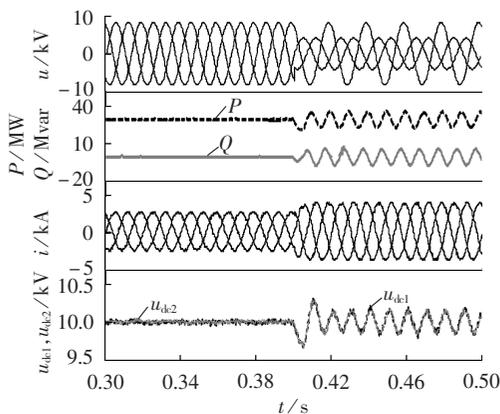


图 4 抑制负序电流的仿真结果
Fig.4 Simulative results when suppressing negative current

为了将本文所提出的 2s-PDPC 与传统的单步预测直接功率控制 (1s-PDPC) 进行对比, 图 5(a) 给出了采用 1s-PDPC 的仿真结果, 图 5(b) 给出了采用 2s-PDPC 的仿真结果。对比采用 1s-PDPC 和 2s-PDPC 时对应的电流波形, 采用 2s-PDPC 时的电流波形更加平滑, 更接近理想正弦波。采用 1s-PDPC 和 2s-PDPC 对应的交流电流总谐波畸变率 THD (Total Harmonic Distortion) 分别为 4.93% 和 3.12%, 从 THD 的对比中也可以看出, 2s-PDPC 的控制效果比 1s-PDPC 更具有优越性。

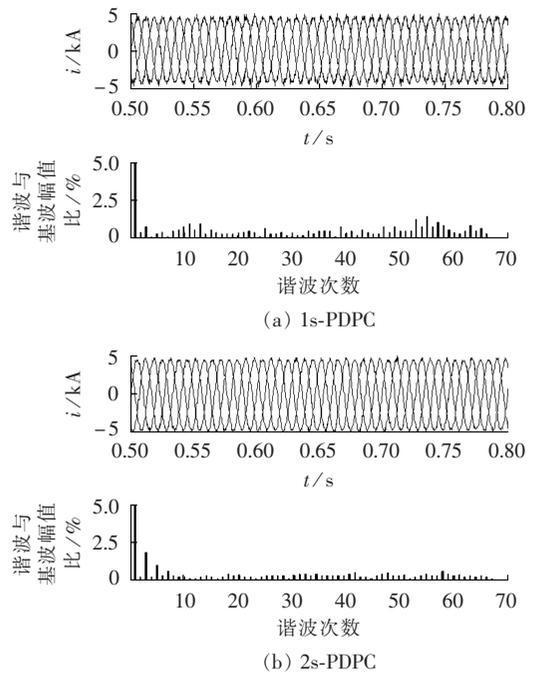


图 5 1s-PDPC 与 2s-PDPC 仿真结果对比
Fig.5 Comparison of simulative results between 1s-PDPC and 2s-PDPC

图 6 给出了权重系数 λ_{sw} 分别取 0、0.3、0.8 时, 对应的 a 相电流波形及 $V_{T_{ai}}$ 的触发信号。图中, λ_{sw} 分别取 0、0.3、0.8 时, 对应的 a 相电流 THD 分别为 3.12%、3.63%、5.54%, 对应的换流器平均开关频率 f_{sw} 分别为 5300 Hz、1470 Hz、782 Hz。换流器平均开关频率 f_{sw} 表示换流器所有开关器件平均频率的平均值, 具体如下:

$$f_{sw} = \frac{\sum (f_{V_{T_{ai}}} + f_{V_{T_{bi}}} + f_{V_{T_{ci}}})}{12} \quad (31)$$

其中, $f_{V_{T_{xi}}}$ 为 $V_{T_{xi}}$ 在一段时间内的平均频率, 且 $x \in \{a, b, c\}$, $i \in \{1, 2, 3, 4\}$ 。

由图 6 可知, 通过增大 λ_{sw} , 可以显著降低开关器件平均频率 f_{sw} , 进而减小了开关的损耗, 提高了换流器的运行效率, 但随着权重系数 λ_{sw} 的增加, 电流 THD 随之不断地增大。因此, 当选择权重系数 λ_{sw} 时, 需要在减小电流 THD 和降低开关频率之间进行相应的折中。

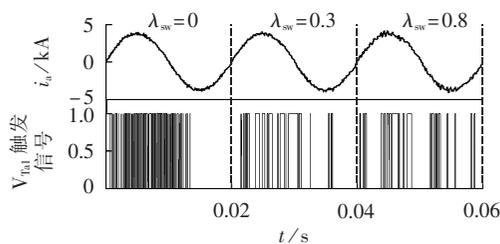


图 6 降低平均开关频率的仿真结果

Fig.6 Simulative results when decreasing average switching frequency

5 结论

本文建立了 T 型三电平 VSC-HVDC 功率和直流电压的离散数学模型并将 FCS-MPC 用于 VSC-HVDC 的直接功率控制。为了适应不对称电网并提高控制的灵活性,提出了灵活功率控制策略。得出以下结论:

a. 灵活功率控制策略在对称和不对称电网电压下均适用,通过调节 k_{FQ} 的大小,除了能实现传统的 3 种控制目标之外,还可实现各控制目标之间的折中;

b. 采用 2s-PDPC 时,电流波形质量优于传统的 1s-PDPC;

c. 采用 2s-PDPC 可以直接得到 IGBT 的触发信号,省略了 PWM 的调制过程;

d. 2s-PDPC 可同时实现精确跟踪功率指令、平衡直流侧电容电压和降低平均开关频率 3 个控制目标。

参考文献:

- [1] 王曦,李兴源,魏巍,等. 柔性直流和常规直流互联输电系统协调控制策略[J]. 电力自动化设备,2016,36(12):102-108.
WANG Xi,LI Xingyuan,WEI Wei,et al. Coordinated control strategy for interconnected transmission system of VSC-HVDC and LCC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment,2016,36(12):102-108.
- [2] 周密,徐箭,孙元章. 多端柔性直流电网平抑风电波动的协调控制策略[J]. 电力自动化设备,2016,36(12):29-35.
ZHOU Mi,XU Jian,SUN Yuanzhang. Coordinated control restraining wind power fluctuation of VSC-MTDC[J]. Electric Power Automation Equipment,2016,36(12):29-35.
- [3] OOI B T,WANG Xiao. Voltage angle lock loop control of the Boost type PWM converter for HVDC application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,1990,5(2):229-235.
- [4] YONGSUG S,THOMAS A L. Control scheme in hybrid synchronous stationary frame for PWM AC/DC converter under generalized unbalanced operating conditions[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2006,42(3):825-835.
- [5] HU Jiabing,HE Yikang. Modeling and control of grid connected voltage-source converters under generalized unbalanced operation conditions[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,2008,23(3):903-913.
- [6] 魏晓云,卢颖. 电网不平衡时电压源换流器高压直流输电统一控

制策略[J]. 中国电机工程学报,2012,32(34):50-57.

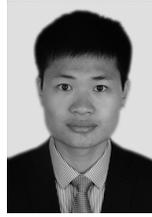
- WEI Xiaoyun,LU Ying. A unified control strategy for VSC-HVDC under unbalanced grid conditions[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(34):50-57.
- [7] 张永昌,谢伟,李正熙. PWM 整流器预测无差拍直接功率控制[J]. 电机与控制学报,2013,17(12):57-63.
ZHANG Yongchang,XIE Wei,LI Zhengxi. Predictive deadbeat direct power control of PWM rectifier[J]. Electric Machines and Control,2013,17(12):57-63.
- [8] HU J,ZHU J,DORRELL D G. Model-predictive direct power control of doubly-fed induction generators under unbalanced grid voltage conditions in wind energy applications[J]. IET Renewable Power Generation,2014,8(6):687-695.
- [9] 梁莹玉,杨奇逊,刘建政,等. 电网电压不平衡时 MMC-HVDC 的无差拍直接功率控制[J]. 电工技术学报,2015,30(15):15-25.
LIANG Yingyu,YANG Qixun,LIU Jianzheng,et al. Deadbeat direct power control for MMC-HVDC under unbalanced grid voltage [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2015,30(15):15-25.
- [10] KNAUP P. Inverter:WO 2007/048420 A1[P]. 2007-05-03.
- [11] PARK Y,SUL S K,LIM C H,et al. Asymmetric control of DC-link voltages for separate MPPTs in three-level inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2013,28(6):2760-2769.
- [12] 王付胜,邵章平,张兴,等. 多机 T 型三电平光伏并网逆变器的环流抑制[J]. 中国电机工程学报,2014,34(1):40-49.
WANG Fusheng,SHAO Zhangping,ZHANG Xing,et al. Circulating current reduction for T-type three-level grid-connected photovoltaic inverters[J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(1):40-49.
- [13] 马琳,孙凯. 高效率中点钳位型光伏逆变器拓扑比较[J]. 电工技术学报,2011,26(2):108-114.
MA Lin,SUN Kai. Comparison of the topologies of high efficiency neutral point clamping photovoltaic inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2011,26(2):108-114.
- [14] AKAGI H,KANAZAWA Y,NABAE A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components [J]. IEEE Transactions on Industry Applications,1984(3):625-630.
- [15] RODRIGUEZ J,PONTT J,SILVA C,et al. Predictive control of three-phase inverter[J]. Electronics Letters,2004,40(9):561-563.
- [16] VARGAS R,CORTÉS P,AMMANN U,et al. Predictive control of a three-phase neutral-point-clamped inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2007,54(5):2697-2705.
- [17] CALLE-PRADO A,ALEPUZ S,BORDONAU J,et al. Model predictive current control of grid-connected neutral-point-clamped converters to meet low-voltage ride-through requirements [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2015,62(3):1503-1514.
- [18] WANG F,DUARTE J L,HENDRIX M A M. Pliant active and reactive power control for grid-interactive converters under unbalanced voltage dips[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2011,26(5):1511-1521.
- [19] RODRIGUEZ P,TIMBUS A V,TEODORESCU R,et al. Flexible active power control of distributed power generation systems during grid faults [J]. IEEE Transactions on Industrial

Electronics, 2007, 54(5): 2583-2592.

作者简介:

梁营玉(1989—),男,山东济宁人,讲师,博士,主要研究方向为 HVDC、电能质量治理和柔性交流输配电技术(E-mail: liangyingyu2013@163.com);

刘涛(1978—),男,湖北襄阳人,高级工程师,博士,主



梁营玉

要研究方向为直流输电控制与保护技术;

李岩(1973—),男,河北石家庄人,教授级高级工程师,博士,主要研究方向为直流输电控制与保护技术。

Model predictive flexible power control strategy for T-type three-level converter based on VSC-HVDC

LIANG Yingyu¹, LIU Tao², LI Yan², HUANG Weihuang², LIU Shu³

(1. School of Mechanical Electronic and Information Engineering, China University of Mining and Technology (Beijing), Beijing 100083, China; 2. State Key Laboratory of HVDC, China Southern Power Grid Electric Power Research Institute, Guangzhou 510080, China; 3. Beijing Sifang Automation Co., Ltd., Beijing 100085, China)

Abstract: Power model of T-type three-level based on VSC-HVDC (Voltage Source Converter based HVDC) system is formulated, based on which the finite control set model predictive direct power control strategy with two-step prediction is proposed. The proposed control strategy can achieve three control targets simultaneously, i.e., accurate power reference tracking, DC-side capacitor voltage balancing and average switching frequency decreasing. However, the proposed control strategy may cause harmonic currents under unbalanced grid voltages. To solve the above problem, power compensation strategy is usually adopted, which, however, provides only three alternative control objectives, i.e., eliminating negative current, suppressing active power ripples and removing reactive power ripples. It is difficult for the aforementioned three control objectives satisfying the constraints of converter and the requirements for converter fault ride-through under diverse AC grid faults. In this regard, flexible power control strategy is proposed, which can achieve a compromise and flexible power control between the control targets. A simulation model of T-type three-level VSC-HVDC system is performed and the simulative results verify the correctness of the proposed control strategy.

Key words: flexible HVDC power transmission; VSC-HVDC; finite control set model predictive control; flexible power control; unbalanced grid voltage; two-step prediction

(上接第 112 页 continued from page 112)

Proportional multi-resonance current control of grid-connected converter under unbalanced and distorted grid condition

HAN Gang, CAI Xu

(Wind Power Research Center, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: Aiming at impacts of the unbalanced and distorted voltage on grid-connected converter performance, the proportional multi-resonance regulator is adopted to optimize the current loop. On the basis of the converter model in two-phase static axis, a dual-loop control structure with both the DC outer-voltage loop and the inner-current loop is presented. To track the reference current and suppress the voltage disturbance, the proportional multi-resonance regulator is adopted in the current loop. As for the converters with LCL filter, the order of filter and proportional multi-resonance regulator is high and the parameter design is complicated, aiming at which, a regulator parameter design method based on the root locus analysis in the discrete domain is proposed. Effects of the resonance regulator parameters on the system closed-loop poles are analyzed, based on which the control parameters of the current loop are designed to guarantee the robustness against the fluctuation in the LCL filter parameters and grid frequency. On the RT-LAB-based hardware-in-loop experimental platform, the feasibility of the current control method and the effectiveness of the proposed regulator parameter design method are verified.

Key words: unbalanced and distorted grid; grid-connected converter; proportional multi-resonance regulator; parameter design; root locus; discrete domain; electric current control