

基于模型预测控制的高频隔离型混合配电变压器

王秀云,高 硕,裴忠晨,刘 闯,李瑞峰,杨卫平

(东北电力大学 电气工程学院,吉林 吉林 132012)

摘要:配电台区新型源/荷占比逐年提升,使得高/低电压、谐波放大、三相不平衡等配电终端电能质量问题凸显。提出一种基于模型预测控制的高频隔离型混合配电变压器,具备电能质量综合治理、交/直流混合配电等功能,可以满足配电终端用户高品质供用电以及新型源/荷友好接入需求。介绍了高频隔离型混合配电变压器的拓扑结构并推导了数学模型。结合拓扑结构特点,设计了连续控制集模型预测控制(CCS-MPC)策略和延时模型预测控制策略,CCS-MPC通过计算最优化占空比,实现前端变换器输出具有固定的开关频率和开关序列,减小寻优计算量。利用MATLAB/Simulink仿真软件搭建了一套10 kV/0.4 kV电压等级的高频隔离型混合配电变压器系统,验证了所提拓扑结构电能质量综合治理能力的有效性。

关键词:配电台区;高频隔离型混合配电变压器;模型预测控制;最优占空比;电能质量综合治理

中图分类号:TM421

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202301016

0 引言

随着源/荷占比逐年提升,高/低电压、谐波放大、三相不平衡等配电终端电能质量以及工频变压器容量不足以支撑激增负荷对电能的需求等问题日益凸显,传统的变压器仅能实现电压等级变换,不足以满足日益复杂的电网调控要求。因此,电力电子变压器、混合配电变压器(hybrid distribution transformer, HDT)等新型装置相继出现。其中,HDT将传统工频变压器与电力电子变压器的优势结合,在进行电网能量传输的同时实现对电能质量的治理^[1-2]。借助电力电子装置灵活的控制功能可以使配电变压器不再仅限于电压等级变换与电能传输。具体而言,通过电力电子装置对配电变压器的部分传输功率进行调控,从而实现对电网的实时控制,这对于构建智能配电台区具有重要意义^[3-5]。

文献[6]首次提出了HDT的概念,所提出的HDT副边由2个绕组组成,并配置1个AC/AC变换器。该HDT能够实现补偿负载电压跌落或骤升的功能。文献[7]使用一种矩阵变换器取代HDT中的AC/AC变换器,同时对HDT进行了动态特性的建模分析,减轻了电源侧的不良影响,但由于矩阵式斩波器输入输出频率耦合,导致电能质量治理能力较弱。文献[8]提出了一种基于双极式AC/AC变压器的HDT拓扑结构。该结构具有良好的动态特性,主要缺点是需要使用带有中心抽头的附加绕组的变压器,结构复杂。文献[9]选用一种双极型直接式的

AC/AC变换器,给出了松弛二端口模型,解决了电压波动对电网的影响问题。文献[6-9]采用AC/AC变换器的主要优点在于无需使用直流母线电容,直接进行变换,结构简单,控制方便。但此类HDT没有电流补偿能力,不能实现谐波、无功补偿等功能。相比具备直流环节的电压源型变换器,AC/AC变换器难以通过续流二极管进行自然换流,因而还需要附加一些比较复杂的辅助设备实现可靠换流,这会使HDT系统更为复杂,成本更高,从而限制此类HDT推广。

为此,文献[10]给出了采用AC/DC/AC变换器构建HDT的方案,并在高压侧设置了工频隔离变压器,拓宽了公共直流母线的补偿深度,实现了电能质量的治理及潮流的调控作用,但增加了HDT的体积,同时所设计的三相电路拓扑在网侧采用星形中性线引出接法,这并不完全符合10 kV/0.4 kV配电网的应用需求。因此,文献[11]给出了一种适应配电网的角/星接法AC/DC/AC式HDT结构,并给出动态模型及内环控制系统,采用比例积分(proportional integral, PI)控制器实现了HDT对负载电压及电网电流调控的基本功能。文献[12]提出了一种AC/DC/AC式HDT数字控制系统离散域建模与稳定性分析方法,推导了HDT数字控制系统PI参数的约束条件,验证了控制的有效性及其系统的稳定性。综上所述,文献[10-12]指出AC/DC/AC式HDT功能强大,可实现电网电流及负载电压的实时调控,实现电能质量的治理,但在设备的体积及提高控制的动态响应速度方面还可进一步优化。

本文在上述研究的基础上提出一种高频隔离型HDT拓扑结构,采用AC/DC/AC变换器,具备电能质量综合治理能力,减少电能质量治理投资;提供

收稿日期:2022-07-05;修回日期:2022-11-02

在线出版日期:2023-01-16

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51877035)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51877035)

直流端口,可以实现新型源/荷的友好接入。设计高频隔离变换器,可有效减小电流应力及HDT的体积。设计模型预测控制(model predictive control, MPC)策略,控制实现方便,可提高系统的动态响应速度^[13]。

1 拓扑结构及数学模型

高频隔离型HDT见附录A图A1,双绕组工频变压器T进行正常的电压变换和功率传输。前端变换器(front-end converter, FEC)交流侧的三相端口串联至高压侧的母线。后端变换器(back-end converter, BEC)采用三相四桥臂结构,其中三相交流端口连接至低压侧母线,第四桥臂的中线连接至线性负载中点和低压侧绕组中线。FEC和BEC背靠背连接,同时引出低压直流端口,用于构建低压直流配电网。

具体而言,FEC相当于一个可控电压源,可补偿电网电压 $v_{oj}(j=a,b,c)$ 的电压波动和不对称性。当高压侧电网发生电压波动时,控制器会根据采集的数据分析此时的电压调节参数,再按照一定的占空比控制开关管导通,从而抵消高压侧波动电压,使低压侧电压 v_{sj} 始终保持稳定、正弦及对称的工作状态。BEC相当于一个可控电流源,当负载电流存在谐波、无功、零序等有害分量时,控制器会根据所采集的数据分析负载电流包含的有害成分,再按照一定开关信号控制BEC产生反向补偿分量,实时补偿谐波、无功、零序等分量,从而保证配电网的电能质量。

1.1 FEC拓扑及数学模型

FEC拓扑结构如图1所示。图中: n 为CHB级联模块数量; $v_{oj}(j=a,b,c)$ 为动态调压输出的补偿电压; i_j 为CHB交流侧电流; v_{oj} 为CHB的交流侧电压; v_{dc} 为直流侧电容电压; R 为阻尼电阻; L_p 为交流侧滤波电感; $C_i(i=1,2,\dots,n)$ 为谐振变换器输出侧稳压电容; C_r 为谐振电容;HFT为高频隔离变压器; T 为HFT变比。为独立控制各相电压,实现三相解耦,本文采用级联H桥(cascaded H-bridge, CHB)串联LLC谐振变换器实现电压调节功能。采用CHB容易实现模

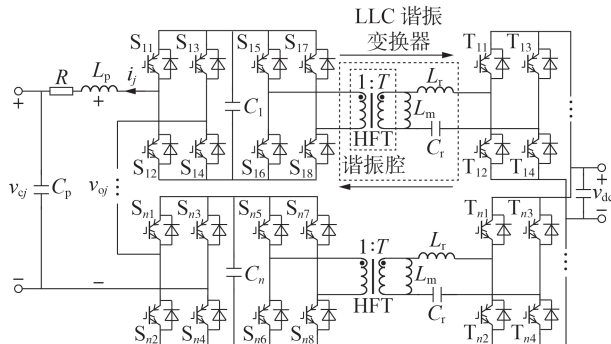


图1 FEC拓扑结构

Fig.1 Topological structure of FEC

块化,易于封装和扩展,同时容易实现软开关技术,不需要阻容吸收电路;采用LLC谐振变换器不仅能够提高效率,还能有效地实现HDT交流侧与直流侧的电气隔离。

LLC谐振变换器一般工作在谐振频率点附近,其直流电压增益 M 主要受品质因数 Q 、开关频率 f_s 、谐振频率 f_r 、励磁电感 L_m 和谐振电感 L_r 的影响^[14-15]。在 Q 值不变的情况下,绘制不同电感比 α 下LLC谐振变换器直流电压增益 M 与系统归一化频率 f 的关系曲线,如图2(a)所示;当 α 值恒定且 Q 不同时, M 与 f 之间的关系曲线如图2(b)所示。图中: $M=1/\sqrt{[(f-1/f)Q]^2 + [(1-1/f^2)/\alpha + 1]^2}$, $f=f_s/f_r$ 。

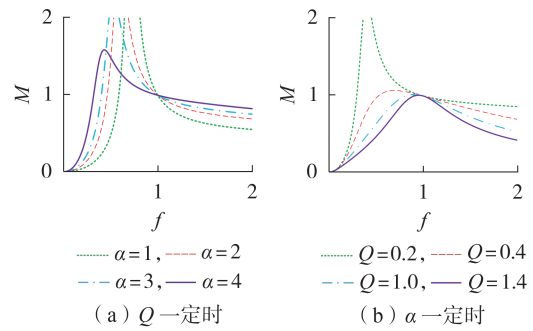


图2 LLC谐振变换器直流电压增益特性

Fig.2 DC voltage gain characteristics of LLC resonant converter

由图2可知,当 $f_s=f_r$,即 $f=1$ 时, M 恒定为1,且与负载大小无关,此时LLC谐振变换器的效率最大。由于LLC谐振变换器在谐振模式下可以保持电压增益不变,且具有恒压变比的特性,因此可以将LLC谐振变换器等效为一个理想的直流变压器模型。此时对于CHB而言,可以不考虑均压问题。如图1所示,为了便于分析,定义第 $i(i=1,2,\dots,n)$ 个模块的理想二值逻辑开关函数为:

$$S_{ip} = \begin{cases} 1 & S_{i1} \text{ 导通且 } S_{i2} \text{ 关断} \\ 0 & S_{i1} \text{ 关断且 } S_{i2} \text{ 导通} \end{cases} \quad (1)$$

$$S_{iq} = \begin{cases} 1 & S_{i3} \text{ 导通且 } S_{i4} \text{ 关断} \\ 0 & S_{i3} \text{ 关断且 } S_{i4} \text{ 导通} \end{cases} \quad (2)$$

定义开关函数 S_i 如式(3)所示, S_i 的取值有1、0、-1这3种形式。

$$S_i = S_{ip} - S_{iq} \quad (3)$$

根据基尔霍夫电压方程,由式(1)~(3)可得CHB的数学模型为:

$$\begin{cases} v_{oj} = L_p \frac{di_j}{dt} + i_j R + v_{sj} \\ v_{sj} = d_j v_{dc} = \sum_{i=1}^n S_i v_{dc} \end{cases} \quad (4)$$

式中: d_j 为CHB的占空比。

1.2 BEC 拓扑及数学模型

BEC 采用三相四桥臂电压源换流器 (voltage source converter, VSC) 结构, 如图 3 所示。图中: v_j ($j=a, b, c$) 为 BEC 交流测输出电压; v_{Cj} 为滤波电容电压; L_{1j} 为变换器侧滤波电感; L_{2j} 为电网侧滤波电感; C 为滤波电容; i_{1j} 为变换器侧滤波电感电流; i_{2j} 为电网侧滤波电感电流; i_{ij}^* 为 BEC 输出补偿电流; i_0^* 为 BEC 输出零序电流; C_{dc} 为直流侧稳压电容; v_n 为 BEC 第四桥臂输出电压; L_n 为中线滤波电感。

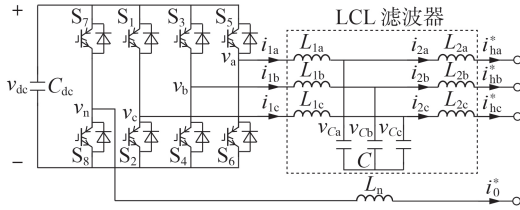


图 3 BEC 拓扑结构

Fig.3 Topological structure of BEC

第四桥臂可为零序电流的流通提供通路, 通过控制第四桥臂产生电流来补偿中线上的零序电流。与三桥臂分裂电容式相比, 四桥臂结构具有直流侧所需电容小、直流侧电压利用率高、控制简单等优势。尽管新增了 1 组桥臂, 但第四桥臂可单独进行控制, 不会对其他三桥臂的控制方式造成影响。

根据基尔霍夫电压、电流定律, 得到 BEC 的电压、电流方程为:

$$\begin{cases} \frac{di_{1j}}{dt} = \frac{1}{L_{1j}} v_j - \frac{1}{L_{1j}} v_{Cj} \\ \frac{di_{2j}}{dt} = \frac{1}{L_{2j}} v_{Cj} - \frac{1}{L_{2j}} v_{sj} \\ \frac{dv_{Cj}}{dt} = \frac{1}{C} (i_{1j} - i_{2j}) \end{cases} \quad (5)$$

为设计 BEC 控制策略, 将式 (5) 经过 Clark 变换得到 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下的数学模型为:

$$\begin{cases} \frac{di_{1y}}{dt} = \frac{1}{L_{1j}} v_y - \frac{1}{L_{1j}} v_{Cy} \\ \frac{di_{2y}}{dt} = \frac{1}{L_{2j}} v_{Cy} - \frac{1}{L_{2j}} v_{sy} \\ \frac{dv_{Cy}}{dt} = \frac{1}{C} (i_{1y} - i_{2y}) \end{cases} \quad (6)$$

式中: i_{1y} 、 i_{2y} 和 v_y 、 v_{Cy} 、 v_{sy} ($y=\alpha, \beta$) 分别为经过 Clark 变换得到的 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下的电流和电压变量。经过 Clark 变换的输出电压为:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{3/2} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{6}} \begin{bmatrix} 2S_a - S_b - S_c \\ \sqrt{3}(S_b - S_c) \end{bmatrix} v_{dc} \quad (7)$$

式中: $\mathbf{C}_{3/2} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$; S_a 、 S_b 、 S_c 为三相开

关函数。

2 基于 MPC 的 HDT 控制方法

MPC 是基于被控对象模型的时域最优控制, 动态响应快, 可以实现信号的准确跟踪, 在电力电子变换器控制中应用广泛^[16]。为提高 HDT 控制的响应速度, 本文设计了基于 MPC 的 HDT 控制策略。

2.1 基于连续控制集模型预测控制的 FEC 控制策略

前级 CHB 变换器具有多个级联模块, 为保证控制系统具有较好的动态响应速度的同时, 减小 MPC 寻优计算量, 本文采用一种基于连续控制集模型预测控制 (continuous control set model predictive control, CCS-MPC) 的补偿电压控制方法, 将载波相移正弦脉宽调制 (carrier phase-shifted sinusoidal pulse width modulation, CPS-SPWM) 与 MPC 结合^[17-18], 使计算量与子模块数量无关, 通过直接计算最优占空比的方式获得最优解。

本文中 FEC 采用双闭环控制, 即电压外环与电流内环。由于 FEC 采用每相独立控制, 电压外环参考值为交流量, 采用 PI 控制会产生较大的误差。因此针对交流信号跟踪, 采用准比例谐振 (quasi proportional resonant, QPR) 控制器来进行跟踪控制, 其传递函数 $G_{QPR}(s)$ 为:

$$G_{QPR}(s) = k_p + \frac{2k_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (8)$$

式中: k_p 、 k_r 分别为 QPR 控制器的比例系数和谐振系数; ω_0 为谐振角频率; ω_c 为截止角频率。

分析可知: QPR 控制器只在 ω_0 处对输入信号的增益很大, 在其他角频率处都为 0; k_p 不仅能改变全频段幅值大小, 还会影响谐振频率点增益尖峰值; 控制器的增益仅受 k_r 影响。故合理调节 QPR 控制器的这 3 个参数, 便能得到满足设计需求的控制器^[19-20]。

电流内环的设计可以改善系统的瞬态响应和稳态性能。为提高系统的动态响应能力, 本文设计了基于 CCS-MPC 的电流内环控制方法。

控制系统的采样周期为 T_s , 对式 (4) 进行离散化, 得到 FEC 的离散模型为:

$$\begin{cases} i_a(k+1) = p i_a(k) + q (v_{ca}(k) - v_{oa}(k)) \\ i_b(k+1) = p i_b(k) + q (v_{cb}(k) - v_{ob}(k)) \\ i_c(k+1) = p i_c(k) + q (v_{cc}(k) - v_{oc}(k)) \end{cases} \quad (9)$$

式中: $p = 1 - T_s R/L_p$; $q = T_s/L_p$; $v_{oj}(k)$ 、 $v_{oj}(k)$ ($j=a, b, c$) 分别为 k 时刻的 CHB 交流侧电压和动态调压输出补偿电压; $i_j(k)$ 为 k 时刻的 CHB 输出电流; $i_j(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻的 CHB 输出电流。

每相独立控制过程中, 在构建 $\alpha\beta$ 静止坐标系时, 单相分析由于缺少分量, 需要构建虚拟正交分量

构成 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系。假设相量 X 在0时刻与 α 轴重合,幅值为 x_m ,以电网的角频率 ω_s 旋转,则有:

$$\begin{cases} X = x_m e^{j\omega_s t} = x_\alpha + jx_\beta \\ x_\alpha = x_m \cos(\omega_s t) \\ x_\beta = x_m \sin(\omega_s t) \end{cases} \quad (10)$$

式中: x_α 为系统的固有量; x_β 为构建的虚拟正交分量,可通过1/4周期延时构建虚拟轴分量。由于 β 轴分量 $x_\beta = x_m \sin(\omega_s t) = x_m \cos(\omega_s t - \pi/2)$,相对 α 轴分量相位延迟了 $\pi/2$,即滞后了1/4周期。实际实现时, t_1 时刻与 t_2 时刻相量相差了 $\omega_s(t_1 - t_2) = \pi/2$ 角度。

此时FEC在 $\alpha\beta$ 静止坐标系的离散模型可以表示为:

$$\begin{cases} i_{\alpha,j}(k+1) = pi_{\alpha,j}(k) + q(v_{c\alpha,j}(k) - v_{o\alpha,j}(k)) \\ i_{\beta,j}(k+1) = pi_{\beta,j}(k) + q(v_{c\beta,j}(k) - v_{o\beta,j}(k)) \end{cases} \quad (11)$$

式中: $i_{y,j}$ 、 $v_{oy,j}$ 、 $v_{cy,j}$ ($y=\alpha,\beta$; $j=a,b,c$)为在每相构建的 $\alpha\beta$ 静止坐标系分量。

为使 $k+1$ 时刻的电流预测值与电流指令值尽可能地接近,误差达到最小,通过构造代价函数来评估该误差。综合考虑跟踪精度和响应速度,本文采用平方误差形式,由此设计的代价函数 g_j 为:

$$g_j = [i_{\alpha,jref}(k+1) - pi_{\alpha,j}(k) + q(v_{c\alpha,j}(k) - v_{o\alpha,j}(k))]^2 + [i_{\beta,jref}(k+1) - pi_{\beta,j}(k) + q(v_{c\beta,j}(k) - v_{o\beta,j}(k))]^2 \quad (12)$$

式中: $i_{y,jref}$ ($y=\alpha,\beta$; $j=a,b,c$)为内环指令电流,是由经QPR控制器进行电压外环控制得到的。由式(12)可知所设计的代价函数是关于CHB输出电压的一元二次函数,因此对代价函数求偏导,令导数等于0,即可求解出CHB输出电压的最优控制量,分别如式(13)和式(14)所示。

$$\begin{cases} \frac{\partial g_j}{\partial v_{o\alpha,j}(k)} = 0 \\ \frac{\partial g_j}{\partial v_{o\beta,j}(k)} = 0 \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} v_{o\alpha,j}(k) = v_{c\alpha,j}(k) + \frac{1}{q}(i_{\alpha,jref}(k+1) - pi_{\alpha,j}(k)) \\ v_{o\beta,j}(k) = v_{c\beta,j}(k) + \frac{1}{q}(i_{\beta,jref}(k+1) - pi_{\beta,j}(k)) \end{cases} \quad (14)$$

联立式(14)与式(4)可得最优占空比 d_{oj} 为:

$$d_{oj} = \frac{v_{oy}(k)}{v_{dc}} = \frac{1}{v_{dc}} \left[v_{cy}(k) + \frac{1}{q}(i_{jref}(k+1) - pi_j(k)) \right] \quad (15)$$

由式(15)可得CHB最优占空比,再通过CPS-SPWM方法对FEC进行控制,无须找出所有的开关状态,能够在具有良好动态性能的同时,减小级联系统的计算量。该方法可适应于多级联模块系统的MPC,简化了寻优算法,且具有较高精确度的追踪

效果。

2.2 基于延时补偿MPC的BEC控制策略

HDT的BEC设置为三相四线制,其中第四桥臂用来补偿由负载不平衡产生的零序电流。考虑补偿过程的响应速度,本文采用MPC策略。但MPC方案需要大量的计算,会在控制过程中引入相当大的时间延迟,若不考虑该延迟,则会恶化系统的性能,导致谐波指令跟踪不准确。因此,本文在MPC的基础上,加入了延时补偿。预测延时补偿的解决方案就是考虑计算时间,并在下一个采样瞬间后应用选定的开关状态,减小了电流波动。

谐波电流与无功电流补偿主要由两部分组成,即指令电流检测与补偿电流跟踪。指令电流检测部分将负载电流的谐波和无功成分提取出来,然后将所得指令电流送入补偿电流跟踪控制系统中,通过驱动电路控制变换器产生补偿电流,同时对实际补偿电流进行跟踪并修正指令电流信号以实现补偿目的。相关谐波、无功及零序分量的指令电流表达式见附录A式(A1)~(A5)。

在对瞬时无功功率理论进行研究后,发现基于瞬时电流谐波检测法在进行Clark变换时,三相电流 i_{1a} 、 i_{1b} 和 i_{1c} 中的零序分量会相互抵消,所以三相不平衡负载电流中的零序分量并不会影响谐波电流和无功电流的检测,因此在进行谐波电流提取时不需要对零序分量进行预处理。

BEC在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的表达式如式(6)所示,对系统的模型进行离散化处理,离散化的结果如式(16)所示。

$$\begin{cases} i_{1\alpha}(k+1) = i_{1\alpha}(k) + \frac{T_s}{L_{1j}}(v_{\alpha}(k) - v_{c\alpha}(k)) \\ i_{1\beta}(k+1) = i_{1\beta}(k) + \frac{T_s}{L_{1j}}(v_{\beta}(k) - v_{c\beta}(k)) \\ i_{2\alpha}(k+1) = i_{2\alpha}(k) + \frac{T_s}{L_{2j}}(v_{c\alpha}(k) - v_{s\alpha}(k)) \\ i_{2\beta}(k+1) = i_{2\beta}(k) + \frac{T_s}{L_{2j}}(v_{c\beta}(k) - v_{s\beta}(k)) \end{cases} \quad (16)$$

由式(16)可知,下一时刻的变换器侧电流 $i_{1y}(k+1)$ 和网侧电流 $i_{2y}(k+1)$ 可以由当前时刻的变换器侧电流 $i_{1y}(k)$ 、滤波电容电压 $v_{cy}(k)$ 、网侧电感电流 $i_{2y}(k)$ 、变换器输出电压 $v_y(k)$ 和电网电压 $v_{sy}(k)$ 计算得到。整理式(16),消除 $v_{cy}(k)$ 可得:

$$\begin{cases} L_{1j}(i_{1\alpha}(k+1) - i_{1\alpha}(k)) + L_{2j}(i_{2\alpha}(k+1) - i_{2\alpha}(k)) = T_s(v_{\alpha}(k) - v_{s\alpha}(k)) \\ L_{1j}(i_{1\beta}(k+1) - i_{1\beta}(k)) + L_{2j}(i_{2\beta}(k+1) - i_{2\beta}(k)) = T_s(v_{\beta}(k) - v_{s\beta}(k)) \end{cases} \quad (17)$$

当系统稳定运行时,滤波电容电压是稳定的,此

时可以忽略滤波电容的影响,则有:

$$\begin{cases} i_{1\alpha}(k+1)-i_{1\alpha}(k)=i_{2\alpha}(k+1)-i_{2\alpha}(k) \\ i_{1\beta}(k+1)-i_{1\beta}(k)=i_{2\beta}(k+1)-i_{2\beta}(k) \end{cases} \quad (18)$$

综合考虑跟踪精度和响应速度,选取网侧电流作为控制对象,并将式(18)代入式(17)可得预测模型为:

$$\begin{cases} i_{2\alpha}(k+1)=i_{2\alpha}(k)+\frac{T_s}{L_{1j}+L_{2j}}(v_{\alpha}(k)-v_{s\alpha}(k)) \\ i_{2\beta}(k+1)=i_{2\beta}(k)+\frac{T_s}{L_{1j}+L_{2j}}(v_{\beta}(k)-v_{s\beta}(k)) \end{cases} \quad (19)$$

延迟模型如下:

$$\begin{cases} i_{2\alpha}(k+2)=i_{2\alpha}(k+1)+\frac{T_s}{L_{1j}+L_{2j}}(v_{\alpha}(k+1)-v_{s\alpha}(k+1)) \\ i_{2\beta}(k+2)=i_{2\beta}(k+1)+\frac{T_s}{L_{1j}+L_{2j}}(v_{\beta}(k+1)-v_{s\beta}(k+1)) \end{cases} \quad (20)$$

根据延时补偿模型,分别计算出 $k+2$ 时刻的电流预测值。根据控制的具体要求,建立相应的代价函数 J ,将电流预测值代入代价函数中。代价函数 J 的表达式为:

$$J=\left|i_{\alpha\text{ref}}^*-i_{2\alpha}(k+1)+\frac{T_s}{L_{1j}+L_{2j}}(v_{\alpha}(k+1)-v_{s\alpha}(k+1))\right|+\left|i_{\beta\text{ref}}^*-i_{2\beta}(k+1)+\frac{T_s}{L_{1j}+L_{2j}}(v_{\beta}(k+1)-v_{s\beta}(k+1))\right| \quad (21)$$

式中: $i_{y\text{ref}}^*(y=\alpha,\beta)$ 为谐波指令电流。常规模型预测控制中, k 时刻选取的电压矢量在 $k+1$ 时刻之后将继续施加,使得负载电流远离参考。下一个驱动将根据 $k+1$ 时刻中的测量并选择,并将在 $k+2$ 时刻附近应用。由于这种延迟,电流将围绕其基准振荡,增大了电流纹波;而当采用延时补偿时,考虑计算时间的影响,并在下一个采样时刻后应用选定的开关状态。这种补偿方法允许将这种延迟包含在预测模型中,避免了被控电流出现大的纹波。

对于不平衡负载下的零序补偿,本质上是控制第四桥臂产生电流来补偿中线上的零序电流。由于零序电流是交流量,采用PI控制会产生较大的误差,所以本文采用与2.1节电压外环控制相同的QPR控制。通过零序电流环,将检测出的零序电流作为指令电流,控制第四桥臂产生一个与实际电路中的零序电流幅值相等、相位相反的电流。采用QPR控制器可以实现无静差跟踪零序指令电流,使流入中线的电流基本为0。

本文提出的高频隔离型HDT的控制策略如附录A图A2所示,主要有两大部分组成:基于CCS-MPC的FEC控制以及基于延时MPC的BEC控制。基于CCS-MPC的FEC控制主要包括波动电压的检测和电压电流双闭环控制;基于延时MPC的BEC控

制包括指令电流的检测与计算、补偿电流的生成控制。两大控制板块协调运行,实现高效快速的电能质量综合治理。

3 仿真分析

为了验证本文所提拓扑及控制的有效性,在MATLAB/Simulink中搭建了如图A1所示的HDT模型,并根据图A2设计的控制策略进行了仿真验证。仿真模型参数详见附录A表A1。

在进行FEC相关动态电压调节等仿真的验证时,考虑所提HDT的应用场景主要是10 kV/0.4 kV的配电台区,且本文FEC中的每个模块都为全桥结构,补偿范围最高可达到 ± 800 V。根据《电能质量供电电压允许偏差》对电压偏差不超过10%的要求,级联模块数量设计为2个即可,以下相关的仿真实验都是基于此进行展开的。

3.1 动态电压调节

本文所提高频隔离型HDT的动态电压调节波形图见附录A图A3。如图A3(a)所示,设置电网电压在0.07~0.12 s处突增至 $1.1v_g$,在0.15~0.2 s处突降至 $0.9v_g$ 。由图A3(b)、(c)可知,HDT参与调节后,负载电压经过补偿过程后,可稳定在正常范围内,且补偿响应快速。图A3(d)为基于CCS-MPC的a相补偿电压,可知采用本文所设计的控制系统可以快速地实现指令值的准确跟踪。图A3(e)为在HDT参与的情况下,系统中的功率变换。当电压发生波动时,功率波动 ΔP 由HDT承担,这说明HDT运行的过程中,始终是以部分功率运行,只有在电压发生波动时,HDT才会投入。

考虑三相不平衡下的极端情况,在0.1~0.15 s处设置三相电压不平衡,调节波形见附录A图A4。由图可知,HDT参与调节后,三相不平衡部分可以被有效补偿,负载电压经过补偿后,始终稳定在正常范围。

仿真结果证明,本文所提控制策略可以实现三相独立控制。

3.2 动态响应

为验证本文所提控制的优越性,通过仿真进行了不同控制下电压调节能力对比。图4为采用本文所提CCS-MPC以及采用PI控制后的低压侧电压。由图可知:在CCS-MPC下,电压调节在0.5 ms后实现稳定运行;而采用PI控制后的负载电压,在2 ms后才能获得较为理想的电压效果。仿真结果表明,本文所提控制方法的动态响应性能要优于传统PI控制。

3.3 谐波补偿

利用本文所提HDT进行谐波补偿前后的电网电流波形分别见附录A图A5、A6。在0.10、0.13 s处设置了阶跃操作。具体而言,HDT提供一个由三相

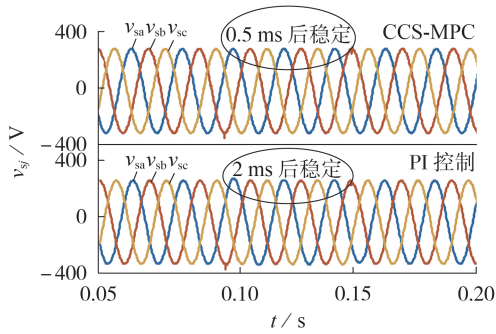


图4 基于CCS-MPC及PI控制的低压侧电压波形
Fig.4 Waveforms of low-voltage side voltage based on CCS-MPC and PI control

不可控整流器和三相阻性负载组成的非线性负载。其中:不控整流电路提供 $30\ \Omega$ 的电阻,各相阻性负载的值为 $20\ \Omega$;在 $0.10\ \text{s}$ 时,将不控整流电路提供的电阻切换为 $15\ \Omega$;在 $0.13\ \text{s}$ 时,移除 c 相中的电阻负载。由图 A5 可知:电网电流中含有大量的 5、7 次谐波;[$0.05, 0.10$] s 时,电网电流的总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)为 12.74% ;[$0.10, 0.13$] s 时,电网电流 THD 为 14.70% ;[$0.13, 0.20$] s 时,电网电流 THD 为 19.90% 。由图 A6 可知:在 HDT 的参与下,5、7 次谐波被有效地补偿,此时电网电流呈现标准的正弦波。经过补偿,[$0.05, 0.10$] s 时电网电流 THD 降为 1.75% ;[$0.10, 0.13$] s 时电网电流 THD 降为 1.65% ;[$0.13, 0.20$] s 时电网电流 THD 降为 1.69% 。仿真结果证明,本文所提 HDT 能够有效地进行谐波治理。

同时,针对常规 MPC 与延时补偿 MPC 这 2 种情况下的谐波电流追踪波形进行了仿真对比,见附录 A 图 A7。由图可知:在常规 MPC 情况下,未考虑计算时间的影响,电流纹波较大,对谐波补偿的结果会造成影响;在延时补偿的作用下,电流纹波幅值明显降低,能够更准确地追踪谐波电流指令值,提高谐波补偿的准确性。

3.4 无功补偿

为突出无功补偿的效果,本文设计在 $0.10\ \text{s}$ 时投入 HDT 进行无功补偿,仿真波形如图 5 所示。由

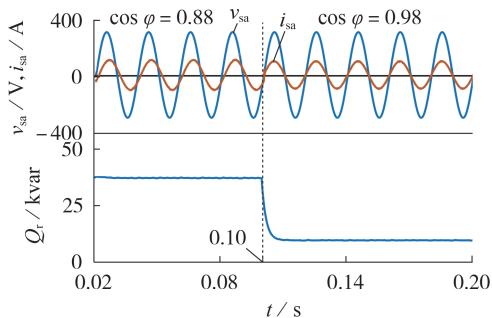


图5 无功补偿波形

Fig.5 Waveforms of reactive power compensation

图可知: $0.10\ \text{s}$ 前电网电压相位超前电流相位,此时系统中存在无功分量 $36\ \text{kvar}$,功率因数 $\cos \varphi$ 为 0.88 ; $0.10\ \text{s}$ 后, HDT 投入调节,补偿了系统中的无功分量,此时电网电压和电流基本保持同相位,无功分量 Q_c 降为 $1\ \text{kvar}$,系统的功率因数提高到 0.98 。仿真结果证明了本文所提 HDT 无功补偿的有效性。

3.5 零序补偿

为进行零序补偿的验证,在仿真中将 a、b、c 三相阻性负载设置成不平衡负载,此时电网电流是不平衡的,系统中存在零序分量。为设置对比,在 $0.15\ \text{s}$ 时, HDT 投入补偿。零序补偿结果如图 6 所示。由图 6(a) 可知, $0.15\ \text{s}$ 后三相电流呈现平衡状态;由图 6(b) 的中线电流 i_{n0} 波形可知,未进行补偿前,中线上流过零序电流, $0.15\ \text{s}$ 后变为 0;由图 6(c) 可知,在零序补偿控制下,零序电流实际值能够准确地追踪零序电流指令值。仿真结果表明本文所提 HDT 可以有效补偿系统中的零序电流。

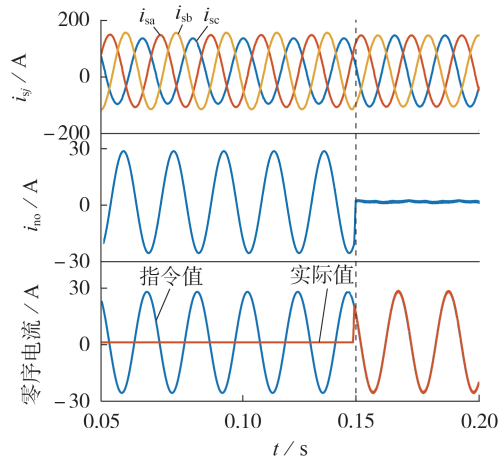


图6 零序补偿波形

Fig.6 Waveforms of zero-sequence compensation

4 结论

本文提出了一种高频隔离型 HDT 结构,具备交/直流混合供电以及电能质量治理能力,并设计了 MPC 策略。得到以下结论:

- 1) 不引入多绕组变压器,减小变压器磁集成设计难度,在高压侧串入高频隔离变换器,可以减小装置体积,降低电流应力,功率器件选型更灵活;
- 2) 电能质量治理功能高度集成,能够有效地实现高/低电压补偿、三相不平衡治理、无功补偿、谐波电流抑制等功能,同时具备交直流混合配电接口,避免了重复性投资,具有一定的经济性优势;
- 3) 采用 MPC 策略,提高了 HDT 的动态响应特性。FEC 采用 CCS-MPC,通过直接计算最优占空比的方式,避免了复杂的多级联模块空间矢量遍历寻优过程,节约了控制器系统计算资源。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 杨斌,赵剑锋,季振东,等. 混合变压器技术研究综述[J]. 电力自动化设备,2020,40(2):205-213.
YANG Bin,ZHAO Jianfeng,JI Zhendong,et al. Review of hybrid transformer technology[J]. Electric Power Automation Equipment,2020,40(2):205-213.
- [2] 梁得亮,柳轶彬,寇鹏,等. 智能配电变压器发展趋势分析[J]. 电力系统自动化,2020,44(7):1-14.
LIANG Deliang,LIU Yibin,KOU Peng,et al. Development trend analysis of intelligent distribution transformer[J]. Automation of Electric Power Systems,2020,44(7):1-14.
- [3] 李立涅,张勇军,陈泽兴,等. 智能电网与能源网融合的模式及其发展前景[J]. 电力系统自动化,2016,40(11):1-9.
LI Licheng,ZHANG Yongjun,CHEN Zexing,et al. Merger between smart grid and energy net:mode and development prospects[J]. Automation of Electric Power Systems,2016,40(11):1-9.
- [4] 董旭柱,华祝虎,尚磊,等. 新型配电系统形态特征与技术展望[J]. 高电压技术,2021,47(9):3021-3035.
DONG Xuzhu,HUA Zhuhu,SHANG Lei,et al. Morphological characteristics and technology prospect of new distribution system[J]. High Voltage Engineering,2021,47(9):3021-3035.
- [5] 赵争鸣,冯高辉,袁立强,等. 电路由器的发展及其关键技术[J]. 中国电机工程学报,2017,37(13):3823-3834.
ZHAO Zhengming,FENG Gaohui,YUAN Liqiang,et al. The development and key technologies of electric energy router[J]. Proceedings of the CSEE,2017,37(13):3823-3834.
- [6] AELOIZA E C,ENJETI P N,MORAN L A,et al. Next generation distribution transformer:to address power quality for critical loads[C]//IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC). Mexico,Russia:IEEE,2003:1266-1271.
- [7] SZCZESNIAK P,KANIEWSKI J. Hybrid transformer with matrix converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2016,31(3):1388-1396.
- [8] JACEK K. Hybrid distribution transformer based on a bipolar direct AC/AC converter[J]. IET Electric Power Applications,2018,12(7):1034-1039.
- [9] 王艺博,蔡国伟,刘闯,等. 基于直接式AC/AC变换的单相混合式配电变压器及其松弛二端口网络建模[J]. 电网技术,2020,44(8):3029-3038.
WANG Yibo,CAI Guowei,LIU Chuang,et al. Direct AC/AC conversion based single-phase hybrid distribution transformer and its relaxed two-port network modeling[J]. Power System Technology,2020,44(8):3029-3038.
- [10] LIU Y B,LIANG D L,KOU P,et al. Compound control system of hybrid distribution transformer[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2020,56(6):6360-6373.
- [11] 柳轶彬,梁得亮,王宇珩,等. 混合式配电变压器的动态模型与内环控制系统[J]. 电工技术学报,2021,36(7):1537-1546.
LIU Yibin,LIANG Deliang,WANG Yuheng,et al. Dynamic model and inner loop control system of hybrid distribution transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2021,36(7):1537-1546.
- [12] 高亚晨,梁得亮,柳轶彬,等. 混合式配电变压器数字控制系统离散域建模与稳定性分析[J]. 电力自动化设备,2022,42(6):212-217.
GAO Yachen,LIANG Deliang,LIU Yibin,et al. Discrete do-
- main modeling and stability analysis on digital control system of hybrid distribution transformer[J]. Electric Power Automation Equipment,2022,42(6):212-217.
- [13] 柳志飞,杜贵平,杜发达. 有限集模型预测控制在电力电子系统中的研究现状和发展趋势[J]. 电工技术学报,2017,32(22):58-69.
LIU Zhifei,DU Guiping,DU Fada. Research status and development trend of finite set model predictive control in power electronic systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2017,32(22):58-69.
- [14] 易灵芝,李青平,胡炎申,等. 基于LLC谐振的新型软开关双向DC-DC变换器[J]. 电力自动化设备,2019,39(12):21-27.
YI Lingzhi,LI Qingping,HU Yanshen,et al. A novel soft-switching bidirectional DC-DC converter based on LLC resonant[J]. Electric Power Automation Equipment,2019,39(12):21-27.
- [15] 刘胜斌. LLC谐振变换器系统及控制策略的研究[D]. 北京:北方工业大学,2021.
LIU Shengbin. Research on LLC resonant converter system and control strategy[D]. Beijing:North China University of Technology,2021.
- [16] 陈奕新,王志新,林环城,等. 适用于弱交流系统的MMC-HVDC模型预测控制策略[J]. 电力自动化设备,2020,40(1):80-86.
CHEN Yixin,WANG Zhixin,LIN Huancheng,et al. Model predictive control strategy of MMC-HVDC suitable for weak AC system[J]. Electric Power Automation Equipment,2020,40(1):80-86.
- [17] 宋文胜,蒋蔚,刘碧,等. 单相级联H桥整流器简化模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报,2019,39(4):1127-1138.
SONG Wensheng,JIANG Wei,LIU Bi,et al. Simplified model predictive current control for single phase cascaded H-bridge rectifier[J]. Proceedings of the CSEE,2019,39(4):1127-1138.
- [18] 王祯,尹项根,陈玉,等. 基于连续控制集模型预测控制的MMC桥臂电流控制策略[J]. 电力系统自动化,2020,44(10):85-91.
WANG Zhen,YIN Xianggen,CHEN Yu,et al. Arm current control strategy of modular multilevel converter based on continuous control set model predictive control[J]. Automation of Electric Power Systems,2020,44(10):85-91.
- [19] 孟建辉,石新春,付超,等. 基于PR控制的光伏并网电流优化控制[J]. 电力自动化设备,2014,34(2):42-47.
MENG Jianhui,SHI Xinchun,FU Chao,et al. Optimal control of photovoltaic grid-connected current based on PR control[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(2):42-47.
- [20] 胡家喜,虞佳兴,李圣清,等. 基于PI与QPR双闭环控制的光伏并网系统控制策略[J]. 电工技术学报,2021,36(18):74-77,80.
HU Jiaxi,YU Jiaxing,LI Shengqing,et al. Control strategy of photovoltaic grid connected system based on PI and QPR double closed loop control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2021,36(18):74-77,80.

作者简介:

王秀云(1977—),女,副教授,研究方向为电力电子技术在电力系统中的应用(E-mail:w-xiu-yun@163.com);

高 硕(1997—),男,硕士研究生,研究方向为电力电子技术在电力系统中的应用(E-mail:1041890935@qq.com)。

(编辑 李莉)

(下转第87页 continued on page 87)

Optimization method of reactive power and harmonic for photovoltaic multi-function grid-connected inverter under different output states

WANG Guo¹, WU Xu¹, LI Long², ZHANG Mengyuan¹, LI Xuzhe^{1,3}, CHENG Ke^{1,3}, ZHANG Jianxiong¹

(1. School of Automation and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China;

2. Qingdao Dingxin Communication Co., Ltd., Qingdao 266000, China;

3. School of Electrical Engineering and Automation, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: Based on the active advantages of photovoltaic multi-function grid-connected inverter (PVMFGCI) in power quality control and harmonic resonance suppression, and combined with the output characteristics of photovoltaic power generation system under different output states of the inverter, the optimization method of reactive power and harmonic for PVMFGCI under different output states is proposed. In the proposed three-layer optimization strategy, the upper-layer optimization strategy takes the maximum grid-connected active power as the objective function, the middle-layer optimization strategy takes the total harmonic distortion rate and voltage deviation to reach the specified targets of corresponding power quality as the objective function, and the lower-layer optimization strategy takes the minimum harmonic distortion rate and voltage deviation as the objective function, which is solved by the adaptive ant colony algorithm. Taking the IEEE 33-bus system as the example, the results show that the optimization method based on different output states of the inverter can effectively improve the power quality of power grid and improve the economy of power grid operation. On the basis of stable operation of the system, the PVMFGCI can stage control harmonics and adjust voltage deviation by primary and secondary under different output states, and its control effect is better.

Key words: photovoltaic power generation system; multi-function grid-connected inverter; optimization strategy; reactive power optimization; harmonic governance

(上接第63页 continued from page 63)

High frequency isolated hybrid distribution transformer based on model predictive control

WANG Xiuyun, GAO Shuo, PEI Zhongchen, LIU Chuang, LI Ruifeng, YANG Weiping

(School of Electrical Engineering, Northeast Electric Power University, Jilin 132012, China)

Abstract: The proportion of new source/load in the distribution area is increasing year by year, which makes the power quality problems of the distribution terminal, such as high/low voltage, harmonic amplification and three-phase imbalance, become prominent. A high frequency isolated hybrid distribution transformer based on model predictive control is proposed, which has the functions of comprehensive power quality management, AC/DC hybrid distribution, etc., and can meet the requirements of high-quality power supply and new source/load friendly access of distribution terminal users. The topology of high frequency isolated hybrid distribution transformer is introduced and the mathematical model is deduced. Combined with the characteristics of the topology, a continuous control set model predictive control (CCS-MPC) strategy and a delay model predictive control strategy are designed. By calculating the optimal duty cycle, CCS-MPC realizes that the output of the front-end converter has a fixed switching frequency and switching sequence, which reduces the amount of optimization calculation. A set of high-frequency isolated hybrid distribution transformer system with the voltage level of 10 kV/0.4 kV is built by using MATLAB/Simulink simulation software, which verifies the effectiveness of the comprehensive power quality management capability of the proposed topology.

Key words: distribution area; high frequency isolated hybrid distribution transformer; model predictive control; optimal duty cycle; comprehensive power quality management

附录 A

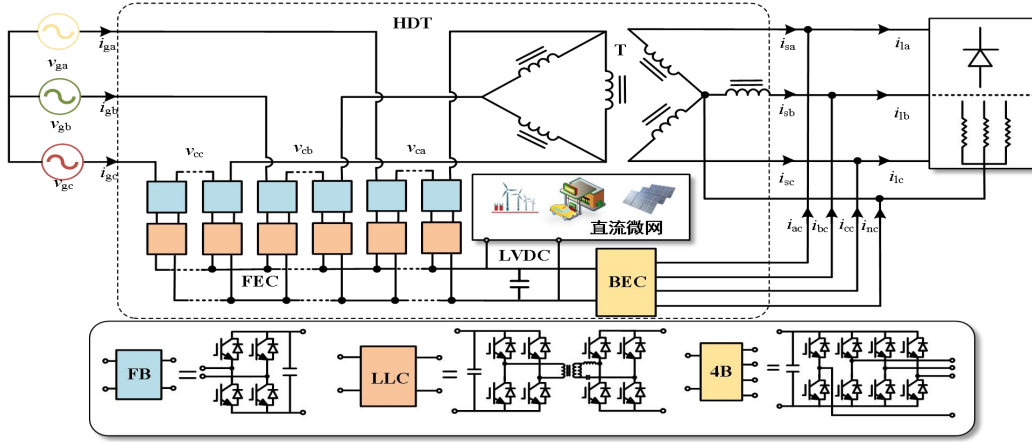


图 A1 高频隔离型 HDT

Fig.A1 High frequency isolated HDT

附录 A 图 A1 中负载电流 i_l 按傅里叶级数进行展开，可得：

$$i_l(t) = \sum_{z=1}^{\infty} I_z \sin(z\omega t + \varphi_z) = I_1 \cos \varphi_1 \sin(\omega t) + I_1 \sin \varphi_1 \cos(\omega t) + \sum_{z=2}^{\infty} I_z \sin(z\omega t + \varphi_z) = i_p(t) + i_q(t) + i_h(t) \quad (A1)$$

式中： φ_z 为各电流分量的初相角； I_z 为傅里叶分解后的各次电流分量； ω 为系统的角速度； i_p 为基波有功电流； i_{lq} 为基波无功电流； i_h 为谐波电流。系统电流 i_s 由负载电流 i_l 和补偿电流 i_c 组成，当控制指令电流产生与谐波电流 i_h 和无功电流 i_{lq} 大小相等、极性相反的指令电流 i_c^* 时，可对 i_s 实现谐波和无功补偿。

$$i_c^* = -(i_h + i_{lq}) \quad (A2)$$

本文采用瞬时无功理论中 i_p - i_q 检测算法来对指令电流进行检测，选取 a 相电压为基准电压，以获取其相位 θ 作为同步信号，得到与 a 相电压同频同相的正弦信号 $\sin(\omega t)$ 和余弦信号 $\cos(\omega t)$ 。该方法可避免当系统电压发生畸变时，导致的相位检测不准确产生谐波检测误差的问题。通过瞬时无功理论检测出的谐波与瞬时无功电流分别如式(A3)和式(A4)所示。

$$\begin{cases} i_{ha} = \sum_{z=2}^{\infty} \sqrt{2} I_z \sin(z\omega t + \varphi_z) \\ i_{hb} = \sum_{z=2}^{\infty} \sqrt{2} I_z \sin\left[z\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) + \varphi_z\right] \\ i_{hc} = \sum_{z=2}^{\infty} \sqrt{2} I_z \sin\left[z\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) + \varphi_z\right] \end{cases} \quad (A3)$$

$$\begin{cases} i_{lqa} = \sqrt{2} I_1 \sin \varphi_1 \cos(\omega t + \varphi_1) \\ i_{lqb} = \sqrt{2} I_1 \sin \varphi_1 \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_1\right) \\ i_{lqc} = \sqrt{2} I_1 \sin \varphi_1 \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_1\right) \end{cases} \quad (A4)$$

将式(A3)、(A4)代入式(A2)可得到补偿电流的指令电流 i_c^* 。

当负载不对称时，系统中线上会产生零序电流，零序电流会造成严重的损耗，为补偿零序电流需要将零序电流进行分离。零序分离的本质与瞬时无功理论相似，在进行坐标变换前将各相中的零序电流分离出来，分离后得到的零序分量如式(A5)所示。

$$\begin{cases} i_{la0} = \sqrt{2} \sum_{z=1}^{\infty} I_z^0 \sin(\omega t + \varphi_{z0}) \\ i_{lb0} = \sqrt{2} \sum_{z=1}^{\infty} I_z^0 \sin(\omega t + \varphi_{z0}) \\ i_{lc0} = \sqrt{2} \sum_{z=1}^{\infty} I_z^0 \sin(\omega t + \varphi_{z0}) \end{cases} \quad (A5)$$

式中： I_z^0 为各次谐波的零序分量； φ_{z0} 为各次谐波零序分量的初相角。

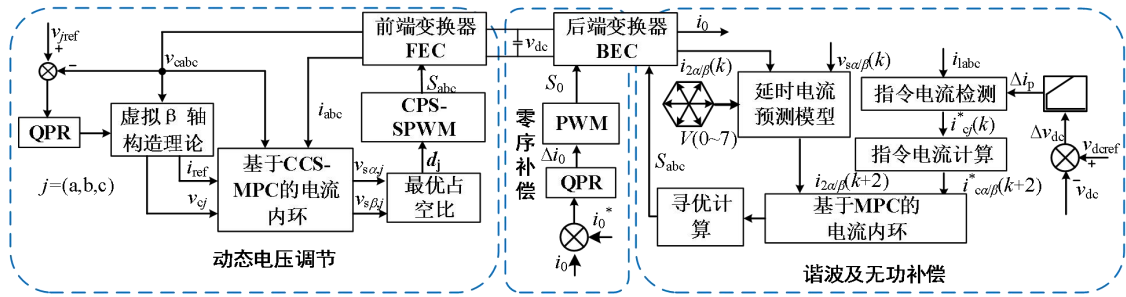


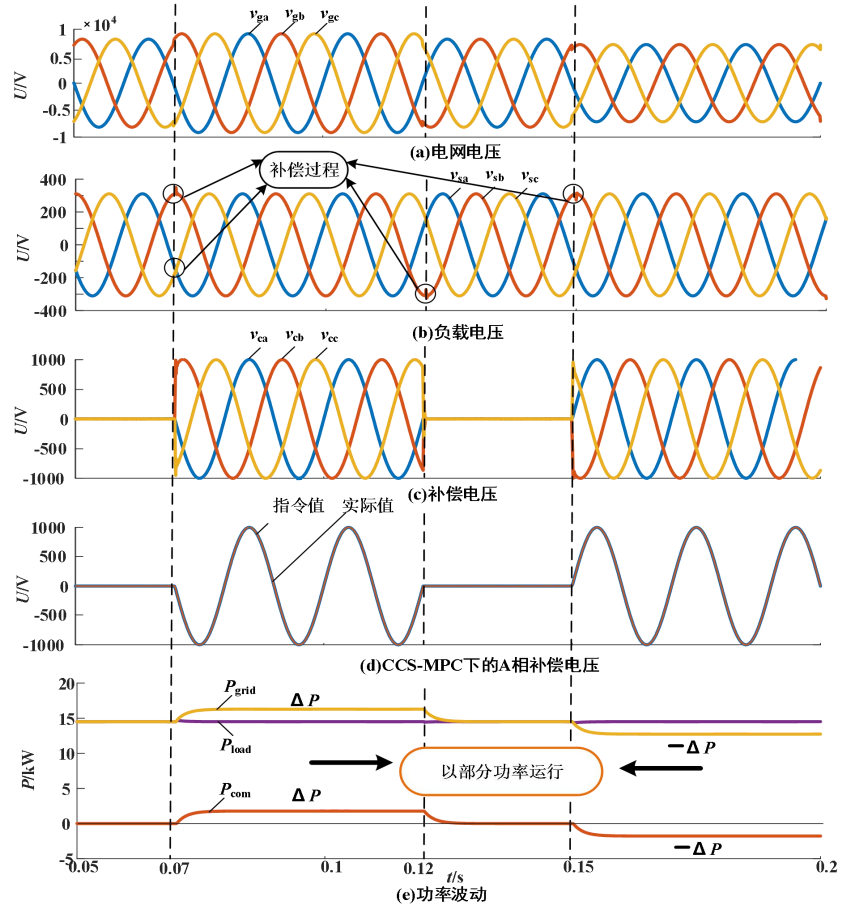
图 A2 基于 MPC 的 HDT 控制策略

Fig.A2 HDT control strategy based on MPC

表 A1 仿真模型参数

Table A1 Simulation model parameters

参数	数值	参数	数值
v_{ga}	10 kV	L_m	2 mH
v_{sa}	0.4 kV	C_r	6.7 μ F
v_{dc}	800 V	L_1	0.25 mH
f_0	50 Hz	L_2	0.1 mH
L_p	0.5 mH	C	50 μ F
C_p	20 μ F	L_n	1 mH
L_r	150 μ H	f_s	15 kHz



注: P_{grid} 为电网功率; P_{load} 为负载功率; P_{com} 为 HDT 在参与调节时的部分功率。

图 A3 动态电压调节波形

Fig.A3 Waveforms of dynamic voltage regulation

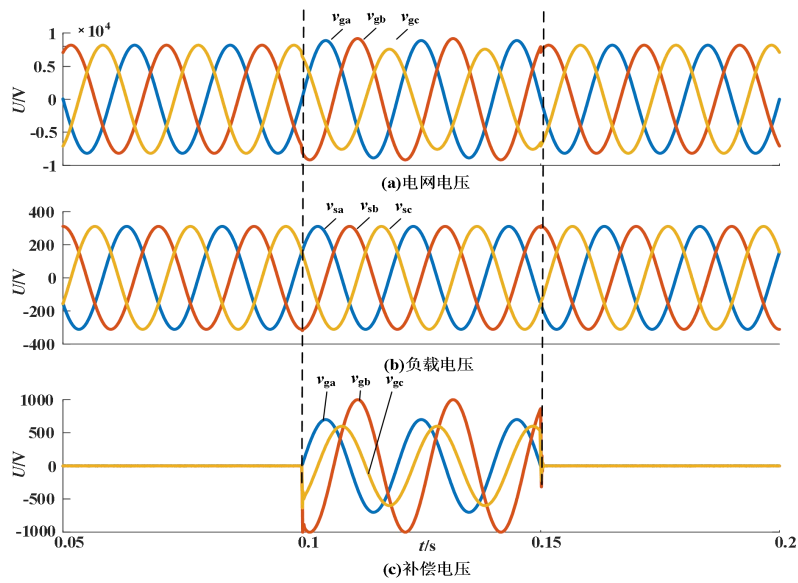


图 A4 电压不平衡调节波形

Fig.A4 Waveforms of voltage unbalance regulation

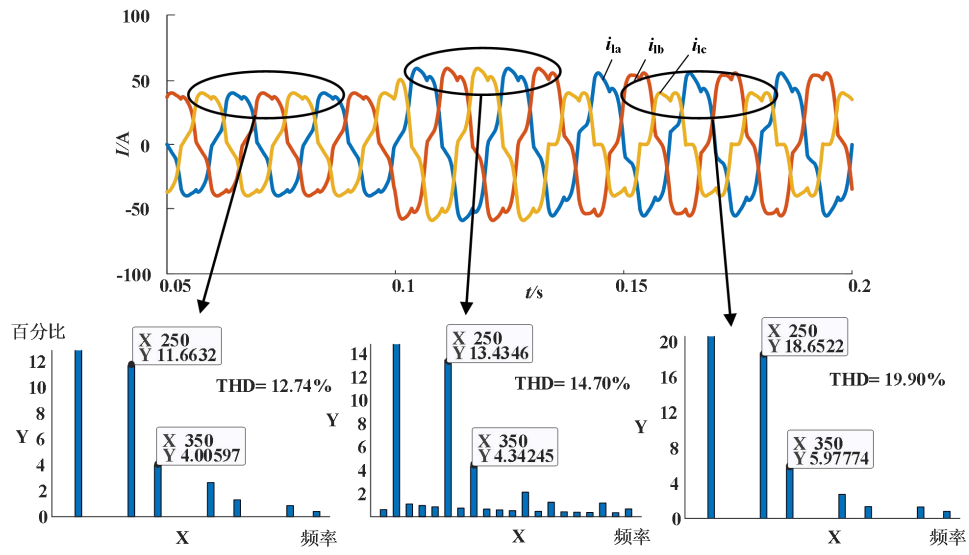


图 A5 补偿前电网电流

Fig.A5 Grid current before compensation

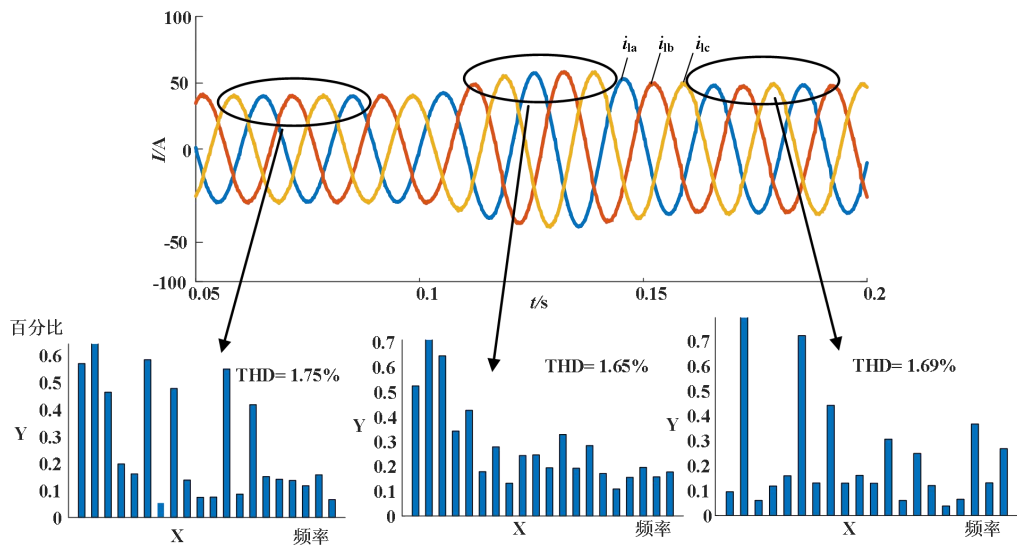


图 A6 补偿后电网电流

Fig.A6 Grid current after compensation

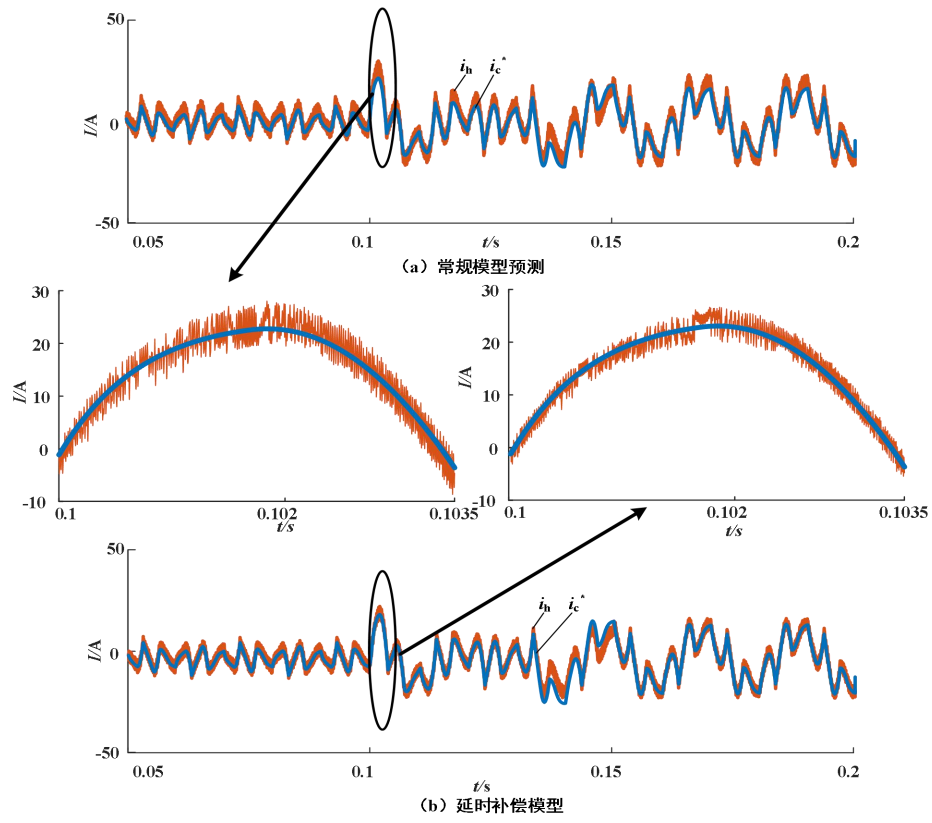


图 A7 不同控制策略下的对比

Fig.A7 Comparison between different control strategies