

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.241034

一种模块化多电平直流变压器的欠阻尼振荡抑制策略

李政¹, 孙毅超¹, 鄢寅宇¹, 杨熊¹, 季振东², 吕丹³

(1. 南京师范大学南瑞电气与自动化学院, 江苏 南京 210023; 2. 南京理工大学自动化学院, 江苏 南京 210094;
3. 国网江苏省电力有限公司高邮市供电分公司, 江苏 高邮 225600)

摘要: 模块化多电平直流变压器(modular multilevel DC transformer, MMDCT)原边侧串联的子模块电容、桥臂电感及寄生电阻之间存在欠阻尼特性, 实际运行中易引发频繁且持续的欠阻尼振荡, 给系统的安全可靠运行带来挑战。为改善系统的欠阻尼特性, 首先, 建立了模块化多电平直流变压器原边侧的环流等效模型, 揭示系统欠阻尼振荡产生的机理。其次, 引入小量修正角实现每隔半个开关周期对环流抑制电压的修正, 主动控制环流变化趋势, 有效增强系统内部阻尼, 从而抑制了暂态过程中的欠阻尼振荡。然后, 采用功率前馈-电容电压环流双闭环控制策略, 通过合理的参数设计, 确保系统在多场景多工况下具备良好的动态响应性能。最后, 通过仿真和实验验证了所提控制策略对MMDCT欠阻尼特性的改善作用。

关键词: 模块化多电平直流变压器; 欠阻尼振荡; 振荡抑制; 动态响应性能

Underdamped oscillation suppression strategy for modular multilevel DC transformers

LI Zheng¹, SUN Yichao¹, YAN Yinyu¹, YANG Xiong¹, JI Zhendong², LÜ Dan³

(1. NARI School of Electricity and Automation, Nanjing Normal University, Nanjing 210023, China; 2. School of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China; 3. Gaoyou Power Supply Branch, State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd., Gaoyou 225600, China)

Abstract: The modular multilevel DC transformer (MMDCT) exhibits underdamped characteristics because of the primary side series-connected submodule capacitors, arm inductors and parasitic resistors. This often leads to frequent and persistent underdamped oscillations in actual operation, posing challenges to the safe and reliable operation of the system. To address this issue, an equivalent circulating current model of the primary side of the MMDCT is first established, revealing the mechanism behind the occurrence of underdamped oscillations. Second, a small correction angle is introduced to adjust the circulating current suppression voltage every half switching cycle, which actively controls the circulating current's variation trend and effectively enhances the internal damping of the system, thus suppressing the underdamped oscillations in the transient process. A power feedforward-capacitor voltage and circulating current dual-loop control strategy is adopted. With proper parameter design, the system ensures good dynamic response performance in various scenarios and operating conditions. Finally, the effectiveness of the proposed control strategy in mitigating the underdamped characteristics of the MMDCT is verified through simulations and experiments.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 52277188).

Key words: modular multilevel DC transformer; underdamped oscillation; oscillation suppression; dynamic response performance

0 引言

“双碳”目标的提出推动了我国能源结构转型^[1-4]。近年来, 由于风能、太阳能等分布式能源的

发电量占比不断提高, 并且随着大型数据中心、电动汽车等新型直流负荷的大量涌现, 直流输电系统受到广泛关注^[5-9]。

直流变压器在直流输电系统中用以连接不同的直流母线, 可以实现电能变换与电气隔离的功能, 是直流输电系统中的核心装置, 其经典结构为输入

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(52277188)

串联-输出并联的双有源桥 DC-DC 变换器^[10-14], 各模块的初级和次级侧分别以串联和并联的方式连接, 以满足高电压和大电流的要求, 因其具有零电压开通, 能量双向传输等优点而广泛应用于工业领域, 但这种装置存在的主要问题是中高频变压器电气绝缘设计困难以及缺乏直流侧故障穿越的能力^[14]。为了解决上述问题, 文献[15-18]提出了一种模块化多电平直流变压器(modular multilevel DC transformer, MMDCT)结构, 该拓扑巧妙地将双有源桥(dual active bridge, DAB)变换器的一侧连接到模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)的桥臂, 利用子模块串联实现高电压等级, 另一侧采用 H 桥型拓扑, 通过移相控制实现了初级与次级侧之间的中高频交流和直流能量转换以及一次侧和二次侧的电气隔离与电压匹配。

模块化多电平结构中固有的 RLC 串联电路存在显著的欠阻尼特性, 容易在相间与外部电网之间发生谐振, 进而引发系统内部频繁且持续的欠阻尼振荡^[19-22]。在 MMC 场合下已有一些方法对该问题进行治理, 文献[19]通过无源阻尼法增加电感和桥臂电阻可以在一定程度上改善系统的阻尼性能, 然而在高压大功率应用场景下会引入较大的功率损耗。文献[20-21]建立了包含环流抑制控制器的高阶 MMC 模型。尽管这些模型可以用于研究 MMC 的内部动态特性, 但其复杂性可能使其难以应用在直流电网中。文献[22]构建了一种半桥 MMC 的三阶通用环流模型, 并提出基于虚拟阻抗的阻尼控制方法, 通过在 MMC 的桥臂电压中引入补偿电压来实现阻尼控制, 在不增加系统损耗的情况下, 有效改善了系统阻尼性能。

由于无需考虑抑制低频功率纹波, 中高频类两电平调制下 MMDCT 的子模块电容值远小于相同工况下工频正弦波调制下 MMC 的子模块电容值^[23-24], 进而更容易引发严重的欠阻尼振荡。为了减少换流站中的线路损耗, 提升系统传输功率, 桥臂中的寄生电阻需要尽量减小, 这反而降低了系统的振荡衰减速率。与此同时, 上述应用于 MMC 场合的方法并不适用于 MMDCT, 原因在于以调制比作为控制量的 MMC, 其载波频率一般远高于基波频率, 而 MMDCT 的交流电压频率与载波频率相同, 只能通过调整开关占空比或引入移相角的方式来进行控制。文献[25]通过对电容电压的动态排序以确定插入或旁路某个子模块来修正环流, 但其并没有给出具体的控制器参数设计原则。文献[26]提出了一种基于桥臂电压可变占空比的环流控制方法, 使上下桥臂所有子模块的开关信号同时改变导通或关断时

刻, 从而控制环流变化。但由于所有子模块同时改变导通时刻, 在通断瞬间会形成高 dv/dt 的脉冲电压, 加速了器件的老化和损坏。

因此, 本文分析了类两电平调制下的 MMDCT 在暂态工况下欠阻尼振荡的产生机理及其影响。为了补偿阻尼不足并维持系统稳定运行, 提出了一种欠阻尼环流振荡抑制策略, 引入小量修正角, 在每个开关周期令其作用于每相上下桥臂中一组开关对的下降沿, 在共模回路中产生可控的脉冲电压, 对环流抑制电压进行修正, 进而主动控制环流变化趋势, 使系统在暂态工况下平稳过渡到稳态。此外, 采用功率前馈-电容电压环流双闭环控制器, 通过合理的参数设计, 保证系统在暂态工况下的良好响应性能。最后, 实验结果验证了所提环流振荡控制策略的有效性。

1 MMDCT 的欠阻尼振荡分析

图 1 给出了 MMDCT 的基本拓扑图, 与传统 DAB 拓扑不同的是, 中频变压器原边的两个端口 a 、 b 分别连接具有两个相桥臂的单相 MMC。在两相桥臂中间设置耦合电感, 每个相桥臂由 N 个级联的子模块 SM_{ij} ($i = \{1, 2, 3, 4\}, j = \{1, 2, \dots, N\}$) 构成, 每个子模块采用传统的半桥变换器, 其中 S_{ij} 、 i_{cij} 和 u_{cij} 分别表示每个子模块的开关信号、子模块电容电流和电压。对于 MMDCT 副边, n 表示理想变压器变比; u_{ab} 、 u_{cd} 和 u_o 分别为原、副边交流链电压以及副边直流输出电压; L_k 为变压器漏感; i_{Lk} 表示原副边交流链的电流; $S_{s1} - S_{s4}$ 表示副边全桥电路中各开关管的开关信号; R_o 和 C_o 分别表示负载电阻和直流侧电容。

由拓扑结构可以得到 a 相输出电压表达式, 如式(1)和式(2)所示。b 相的输出电压也可用同样的方法求出。

$$u_{aN} = \frac{1}{2}U_{dc} - u_{ap} - \left(L_s \frac{di_{ap}}{dt} + L_m \frac{di_{al}}{dt} + i_{ap}R_s \right) \quad (1)$$

$$-u_{aN} = \frac{1}{2}U_{dc} - u_{al} - \left(L_s \frac{di_{al}}{dt} + L_m \frac{di_{ap}}{dt} + i_{al}R_s \right) \quad (2)$$

式中: u_{aN} 、 U_{dc} 为 a 相输出端口对中性点的电压和直流输入电压; u_{ap} 、 u_{al} 、 i_{ap} 和 i_{al} 分别为 a 相上、下桥臂电压和电流; L_s 、 L_m 、 R_s 分别表示桥臂耦合电感的自感、互感以及寄生电阻。

此外, 基于 MMC 拓扑结构, 在式(3)和式(4)中给出了环流 i_{cira} 以及交流输出电流 i_{Lk} 的表达式。

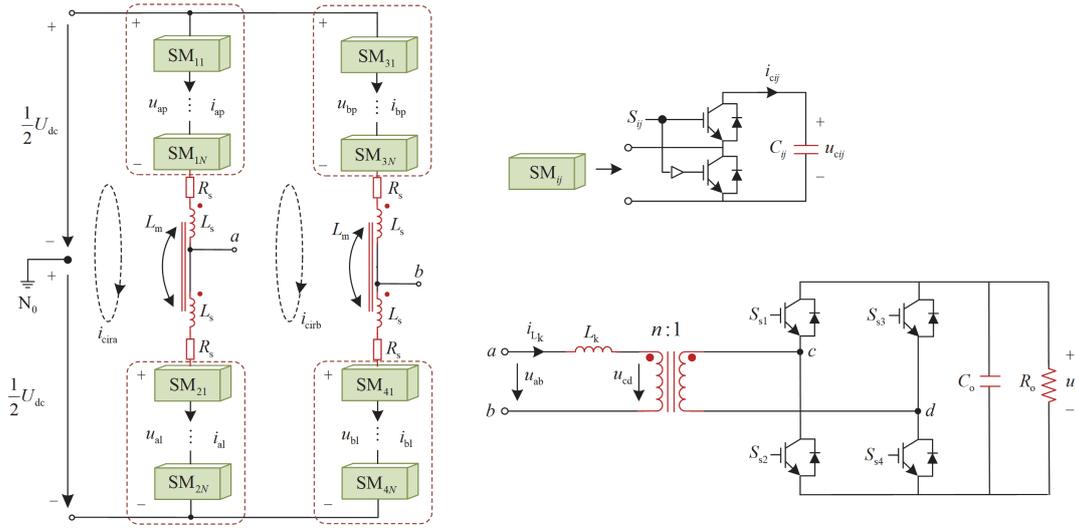


图1 模块化多电平直流变压器的基本拓扑图

Fig. 1 Basic topology of a modular multilevel DC transformer

$$2i_{\text{cira}} = i_{\text{ap}} + i_{\text{al}} \quad (3)$$

$$i_{L_k} = i_{\text{ap}} - i_{\text{al}} \quad (4)$$

联立式(1)、式(2)一式(4)可得出 MMDCT 原边共模回路表达式, 如式(5)所示。

$$\frac{U_{\text{dc}}}{2} = \frac{u_{\text{ap}} + u_{\text{al}}}{2} + (L_s + L_m) \frac{di_{\text{cira}}}{dt} + i_{\text{cira}} R_s \quad (5)$$

为方便分析, 将桥臂的自感 L_s 与互感 L_m 之和记为 L 。式(6)给出了 a 相上、下桥臂调制信号 m_{ap} 、 m_{al} 的表达式, u_{cir} 表示的是环流抑制电压。根据桥臂调制信号, 可进一步求出桥臂电流与电容电压波动的关系, 如式(7)所示。

$$\begin{cases} m_{\text{ap}} = (U_{\text{dc}}/2 - u_{\text{al}} - u_{\text{cir}})/U_{\text{dc}} \\ m_{\text{al}} = (U_{\text{dc}}/2 + u_{\text{al}} - u_{\text{cir}})/U_{\text{dc}} \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \frac{C}{N} \frac{du_{\text{cap}}^{\Sigma}}{dt} = m_{\text{ap}} i_{\text{ap}} \\ \frac{C}{N} \frac{du_{\text{cal}}^{\Sigma}}{dt} = m_{\text{al}} i_{\text{al}} \end{cases} \quad (7)$$

式中: C 、 N 分别为每个子模块的电容和子模块个数; u_{cap}^{Σ} 、 u_{cal}^{Σ} 分别为上、下桥臂子模块电容电压之和。

结合式(5)一式(7), 忽略环流抑制电压 u_{cir} 及上、下桥臂电容电压之差, 可得

$$\begin{cases} \frac{du_{\text{ca}}^{\Sigma}}{dt} = \frac{N}{C} i_{\text{cira}} - \frac{NP}{2CU_{\text{dc}}} \\ \frac{di_{\text{cira}}}{dt} = -\frac{1}{4L} u_{\text{ca}}^{\Sigma} - \frac{R_s}{L} i_{\text{cira}} + \frac{1}{2L} U_{\text{dc}} \end{cases} \quad (8)$$

式中: u_{ca}^{Σ} 为 a 相电容电压之和; P 为 MMDCT 原副边之间传输的瞬时功率。

式(9)给出了环流的一元二阶微分方程及其特征根判别式。

$$\begin{cases} \frac{d^2 i_{\text{cira}}}{dt^2} + \frac{R_s}{L} \frac{di_{\text{cira}}}{dt} + \frac{N}{4LC} i_{\text{cira}} = \frac{NP}{8LCU_{\text{dc}}} \\ \Delta = \frac{R_s^2 C - NL}{L^2 C} \end{cases} \quad (9)$$

由于桥臂电阻 R_s 以及子模块电容 C 较小, 可以认为 $NL - R_s^2 C \gg 0$ 。因此, 系统特征方程中必然存在一对具有负实部的共轭复根, 使系统表现为严重的欠阻尼状态。系统的阻尼比 ξ 及阻尼振荡频率 f_d 如式(10)所示。

$$\begin{cases} \xi = \frac{R_s}{\sqrt{\frac{N}{C}} L} \\ f_d = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{N}{4LC} - \left(\frac{R_s}{2L}\right)^2} \end{cases} \quad (10)$$

图2给出了在桥臂电感 L 为 4 mH, 子模块个数 $N=2$ 工况下, 寄生电阻 R_s 、阻尼比 ξ 以及子模块电容 C 之间的关系。可以看出, 当 C 的值一定时, ξ 与 R_s 成正比, 随着 R_s 增加, 系统会出现过阻尼的情况。当 R_s 一定时, 随着 C 的增大, ξ 也会随之增大。由于 MMDCT 大多采用中高频率类方波调制, 在相同电压波动下, 其子模块电容远小于 MMC^[23-24], 从而使得 MMDCT 的阻尼比与 MMC 相比较小, 系统会存在更加严重的欠阻尼振荡。

式(11)给出了系统传递函数表达式, 图3给出了不同元件参数下系统传递函数的伯德图。可以看出, 当 $R_s = 0.1 \Omega$, $L = 4 \text{ mH}$ 时, 系统的相位裕度 P_m

仅为 5.28° ，当外部出现扰动时，系统会出现显著的持续振荡过程。当电感 L 减小至 0.1 mH 时，系统的相位裕度提高至 22.18° ，但电感值较低会使得冲击电流较大。当 R_s 增大至 1Ω 时，此时系统相位裕度可提高至 35.42° ，但随着 R_s 的增大，系统的损耗也将随之变大。

$$G(s) = \frac{2N}{4sC(sL + R_s) + N} \quad (11)$$

式中： s 为拉普拉斯变换算子。

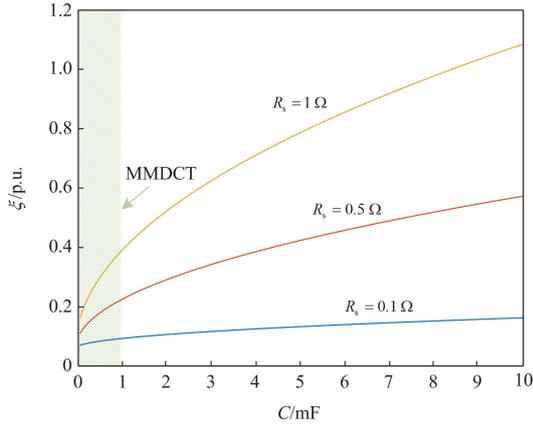


图 2 阻尼比 ξ 与子模块电容 C 、寄生电阻 R_s 之间的变化关系图

Fig. 2 Plot of variation of damping ratio ξ versus sub-module capacitance C and parasitic resistance R_s

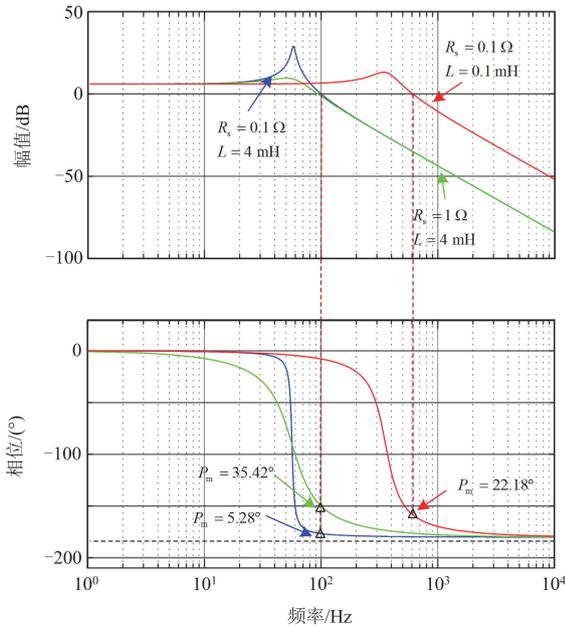


图 3 不同元件参数下系统传递函数的伯德图

Fig. 3 Bode's plot of transfer function of the system for different component parameters

2 环流欠阻尼振荡抑制机理

为了抑制工况突变时系统产生的欠阻尼振荡，引入小量修正角 γ 来改善系统的欠阻尼特性，每半个开关周期令 γ 作用于每相上下桥臂中一组开关对的下降沿。假设初始状态下子模块电压均保持在额定值，在 N 个子模块之间引入一个内移相角 θ 构成类两电平调制。图 4 为类两电平调制下， γ 作用于 MMDCT 时各子模块的控制信号及稳态波形。脉冲控制信号 S_{auj} 、 S_{alj} 表示 MMDCT 原边各桥臂的投切状态。在半个开关周期内，以改变每相中一个子模块的占空比为原则，引入小量修正角 γ 。图 4 中阴影部分为 γ 作用下各子模块投切脉冲信号的增减部分。当控制信号占空比小于 50% 时，将 γ 定义为正，反之则定义为负。图 4(a) 和图 4(b) 分别给出了 $\gamma > 0$ 和 $\gamma < 0$ 时系统的稳态波形。

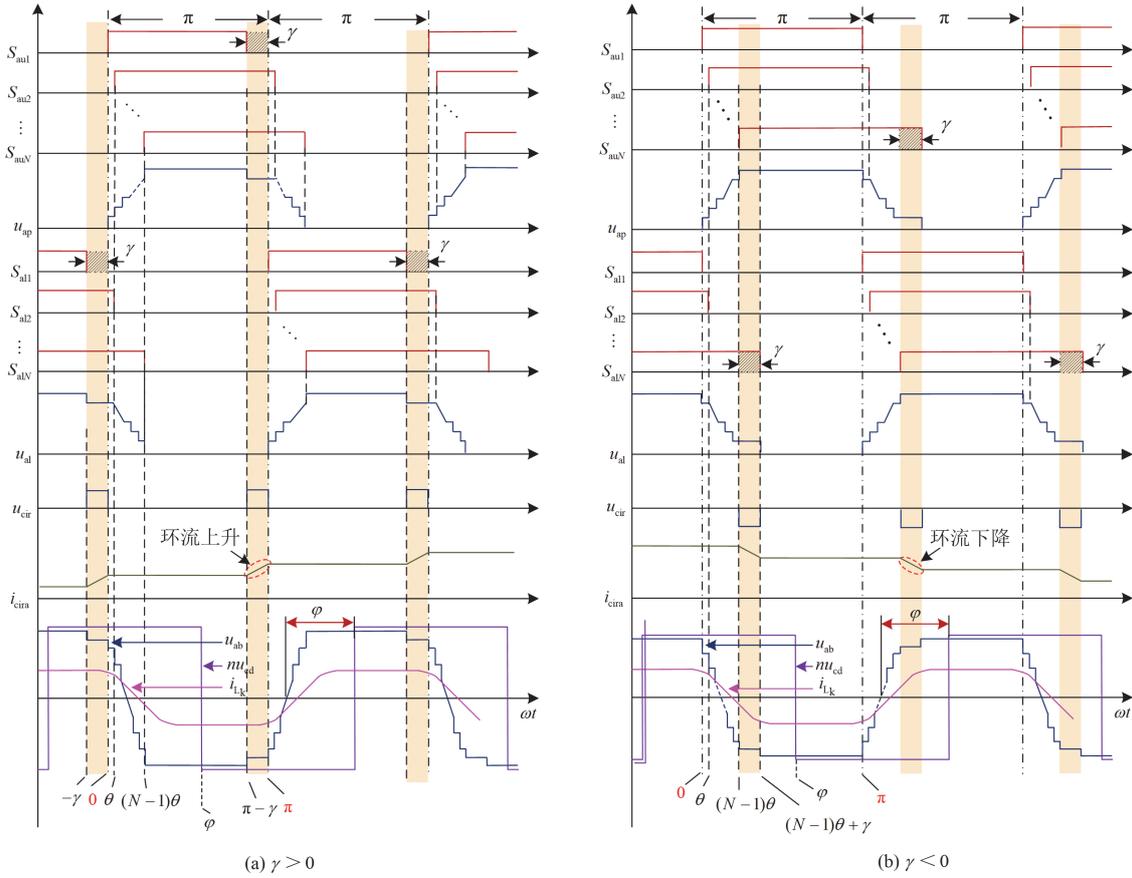
从图 4 中可以看出，每隔半个开关周期，在上桥臂或下桥臂内会有一个子模块改变占空比，其余 $N-1$ 个子模块保持 50% 占空比不变。因此，在桥臂电感中会产生一个幅值为 U_{dc}/N 、占空比为 $|\gamma|/\pi$ 的环流抑制电压 u_{cir} 。该电压在共模电流回路中控制环流的变化趋势，使环流在经历数个动作周期后达到新的稳态值。对比图 4(a) 和图 4(b) 可以看出，改变 γ 的符号，可以翻转环流波形。由于上、下桥臂电压不再互补对称，在修正角 γ 作用下，相单元中生成了 $N+2$ 电平的交流侧电压 u_{ab} 。

为了将 MMDCT 系统中高频的开关行为线性化，并简化对系统动态行为的分析，以 u_{ca}^Σ 以及环流 i_{cira} 为状态变量建立状态空间平均值模型，如式(12)所示。

$$\begin{cases} \langle u_{ca}^\Sigma(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} u_{ca}^\Sigma(\tau) d\tau \\ \langle i_{cira}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{cira}(\tau) d\tau \end{cases} \quad (12)$$

式中： $\langle u_{ca}^\Sigma(t) \rangle_{T_s}$ 和 $\langle i_{cira}(t) \rangle_{T_s}$ 分别表示状态变量在一个开关周期内的平均值； T_s 为一个开关周期。通过引入修正角 γ ，每半个开关周期使一个子模块开关信号下降沿处的导通时刻发生改变，相当于在每个开关周期内都引入了环流抑制电压 u_{cir} ，其在一个开关周期内的平均值 $\langle u_{cir}(t) \rangle_{T_s}$ 如式(13)所示。

$$\langle u_{cir}(t) \rangle_{T_s} = \frac{\gamma U_{dc}}{\pi N} \quad (13)$$

图4 类两电平调制下修正角 γ 作用于 MMDCT 时各子模块的控制信号及稳态波形图Fig. 4 Control signals and steady state waveforms of each submodule when the correction angle γ is applied to MMDCT under class two-level modulation

将式(13)代入式(8), 可得到系统状态空间平均模型, 如式(14)所示。

$$\frac{dx}{dt} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{N U_{dc} - 2u_{cir}}{C} \\ \frac{-1 U_{dc} - 2u_{cir}}{4L} & \frac{U_{dc}}{L} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} -\frac{N P}{C 2U_{dc}} \\ \frac{U_{dc}}{2L} \end{pmatrix} \quad (14)$$

式中: $\mathbf{x} = \left[\langle u_{ca}^\Sigma(t) \rangle_{T_s} \quad \langle i_{cira}(t) \rangle_{T_s} \right]^T$ 。

假设在系统稳态工作时, u_{cir} 存在扰动 \tilde{u}_{cir} , 会引起其他电气量发生相应扰动。

$$\begin{cases} \langle u_{ca}^\Sigma(t) \rangle_{T_s} = \bar{U}_{ca}^\Sigma + \tilde{u}_{ca}^\Sigma \\ \langle i_{cira}(t) \rangle_{T_s} = \bar{I}_{cira} + \tilde{i}_{cira} \end{cases} \quad (15)$$

式中: \bar{U}_{ca}^Σ 、 \tilde{u}_{ca}^Σ 和 \bar{I}_{cira} 、 \tilde{i}_{cira} 分别为 a 相电容电压之

和与环流的稳态量、小信号扰动量。

分离扰动并忽略高阶交流分量, 可以求得系统电气量的稳态值及其小信号扰动量, 分别如式(16)和式(17)所示。

$$\begin{cases} \bar{I}_{cira} = \frac{P}{2(U_{dc} - 2\bar{u}_{cir})} \\ \bar{U}_{ca}^\Sigma = \frac{2U_{dc}}{U_{dc} - 2\bar{u}_{cir}} (U_{dc} - 2R_s \bar{I}_{cira}) \end{cases} \quad (16)$$

$$\frac{dx}{dt} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{N U_{dc} - 2\bar{u}_{cir}}{C} \\ \frac{-1 U_{dc} - 2\bar{u}_{cir}}{4L} & \frac{U_{dc}}{L} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} -\frac{2N\bar{I}_{cira}}{C} \tilde{u}_{cir} \\ \frac{1}{2L} \frac{\bar{U}_{ca}^\Sigma}{U_{dc}} \tilde{u}_{cir} \end{pmatrix} \quad (17)$$

式中: \bar{u}_{cir} 为 u_{cir} 的稳态量。

由式(17)可以得到系统控制-状态变量之间的传递函数, 如式(18)所示。

$$\begin{cases} G_i = \frac{\tilde{i}_{\text{cira}}(s)}{\tilde{u}_{\text{cir}}(s)} = \frac{c_0 s + d_0}{s^2 + a_0 s + b_0} \\ a_0 = \frac{R_s}{L} \\ b_0 = \frac{N(U_{\text{dc}} - 2\bar{u}_{\text{cir}})^2}{4LCU_{\text{dc}}^2} \\ c_0 = \frac{\bar{U}_{\text{ca}}^\Sigma}{2LU_{\text{dc}}} \\ d_0 = \frac{N(U_{\text{dc}} - 2\bar{u}_{\text{cir}})\bar{I}_{\text{cira}}}{2LCU_{\text{dc}}} \end{cases} \quad (18)$$

式中: a_0 和 b_0 分别为分母一阶项和零阶项的系数; c_0 和 d_0 分别为分子一阶项和零阶项的系数。

3 环流欠阻尼振荡控制器的参数设计

图 5 给出了环流欠阻尼振荡控制框图, 通过对环流扰动量进行放大, 可得到环流抑制电压 \tilde{u}_{cir} , 如式(19)所示。

$$\tilde{u}_{\text{cir}} = K_\gamma \tilde{i}_{\text{cira}} = K_\gamma (i_{\text{cira_ref}} - i_{\text{cira}}) \quad (19)$$

式中: $i_{\text{cira_ref}}$ 为环流参考值; K_γ 为环流欠阻尼振荡控制器的比例系数。

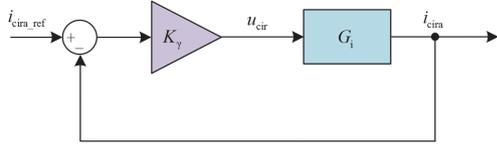


图 5 环流欠阻尼振荡控制框图

Fig. 5 Block diagram of circulating underdamped oscillation control

结合式(13)、式(19)可以得出修正角 γ 的取值如式(20)所示。

$$\tilde{\gamma} = \frac{U_{\text{dc}}}{N} \frac{1}{\pi K_\gamma (i_{\text{cira_ref}} - i_{\text{cira}})} \quad (20)$$

加入环流欠阻尼振荡控制器后, 系统开环传递函数 G_{i_op} 如式(21)所示。

$$G_{i_op} = \frac{K_\gamma (c_0 s + d_0)}{s^2 + a_0 s + b_0} \quad (21)$$

图 6 给出了环流开环控制传递函数的根轨迹图。当 $K_\gamma = 0$ 时, 系统的极点位置由系统自身元件参数决定, 此时系统极点距离虚轴非常近, 呈现出极强的欠阻尼振荡; 随着 K_γ 的增加, 极点向着实轴

左侧开始移动, 沿着虚轴上升, 形成一个圆弧路径, 这反映了系统的阻尼比在不断上升。当 K_γ 增加到较高值时, 极点逐渐远离虚轴并趋向于实轴, 系统逐渐由欠阻尼状态过渡到过阻尼状态。当阻尼比为 0.707 时, 系统的动态性能达到最优, 此时可得到最优比例系数 K_{γ_opt} 的表达式, 如式(22)所示。代入表 1 数据, 可算出 K_{γ_opt} 的值为 8。

$$K_{\gamma_opt} = \frac{d_0 - a_0 c_0 + \sqrt{d_0^2 - 2a_0 c_0 d_0 + 2b_0 c_0^2}}{c_0^2} \quad (22)$$

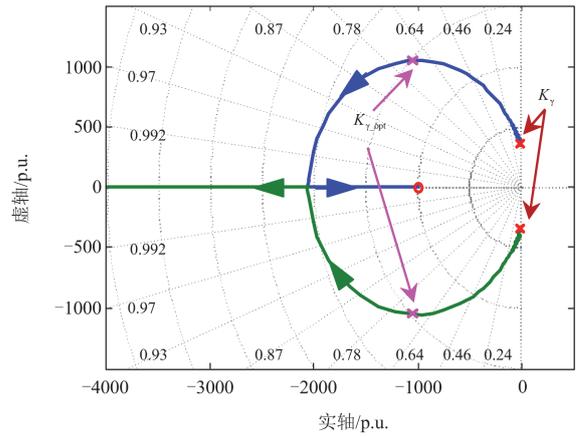


图 6 环流开环控制传递函数的根轨迹图

Fig. 6 Plot of the root trajectory of the transfer function for open-loop control of annular flow

在实际电路中, 受到死区时间、参数不匹配等因素的影响, 直接计算环流参考值会存在一定的误差, 从而导致系统稳定工作时每个相单元内电容电压均值偏离参考值 U_{dc}/N 。为了解决这一问题, 提升暂态过程中系统的响应速度, 本文加入了功率前馈补偿, 并对电容电压-环流进行双闭环控制以消除环流参考值误差带来的影响。图 7 给出了 MMDCT 欠阻尼振荡整体控制策略框图。

电容电压控制开环传递函数 G_{u_op} 及系统特征方程分别如式(23)和式(24)所示。

$$G_{u_op} = \frac{m_2 s^2 + m_1 s + m_0}{s^2 (s^2 + a_0 s + b_0)} \quad (23)$$

$$s^4 + a_0 s^3 + (b_0 + m_2) s^2 + m_1 s + m_0 = 0 \quad (24)$$

其中

$$\begin{cases} m_2 = \frac{N}{C} K_{\gamma_opt} K_p c_0 \\ m_1 = \frac{N}{C} K_{\gamma_opt} (K_p d_0 + K_i c_0) \\ m_0 = \frac{N}{C} K_{\gamma_opt} K_i d_0 \end{cases} \quad (25)$$

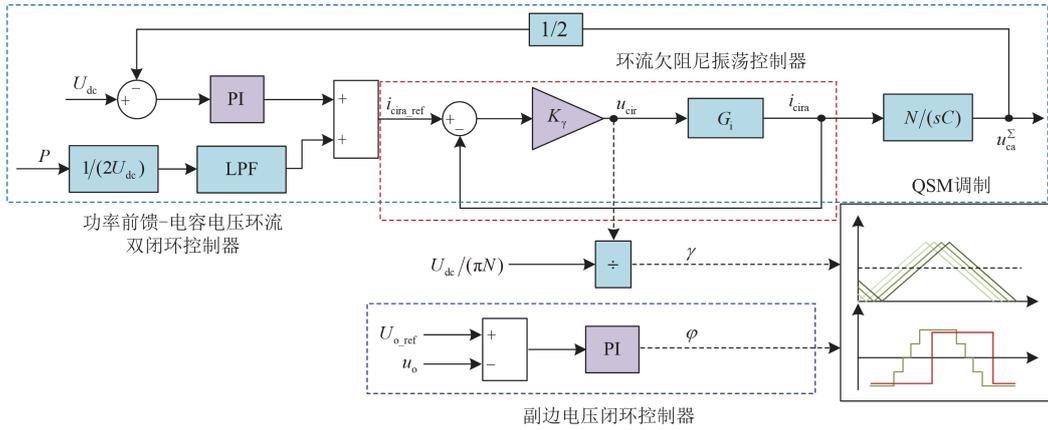


图 7 MMDCT 欠阻尼振荡整体控制策略框图

Fig. 7 Block diagram of the overall control strategy for MMDCT underdamped oscillation

式中： K_p 、 K_i 分别为电容电压外环控制器的比例系数和积分系数。

根据劳斯判据，只有当式(26)成立时，系统才能处于稳定状态。

$$\begin{cases} R_1 = \frac{a_0(b_0 + m_2) - m_1}{a_0} > 0 \\ R_2 = \frac{a_0 m_1(b_0 + m_2) - m_1^2 - a_0^2 m_0}{R_1} > 0 \end{cases} \quad (26)$$

图 8 给出了 R_1 与 R_2 随 K_p 和 K_i 变化的关系图。

当 K_p 和 K_i 较小时， R_1 和 R_2 均大于 0，说明系统在这种情况下所有特征根的实部都为负数，即处于稳定状态。随着 K_p 和 K_i 的增大，会使得 R_1 或 R_2 小于 0，导致系统的实部根为正，即系统处于不稳定区域。因此，要合理选择 K_p 和 K_i ，不能过大，需留有一定的稳定裕度。

4 仿真与实验验证

为了验证本文所提控制策略的有效性，首先在 Matlab/Simulink 中搭建了 MMDCT 离线仿真，

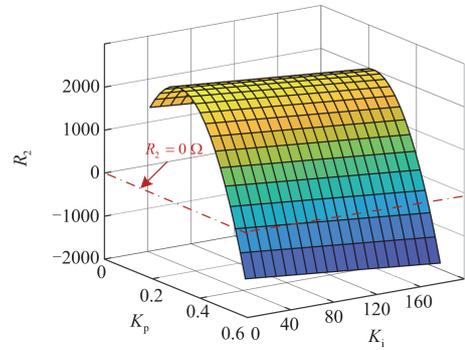
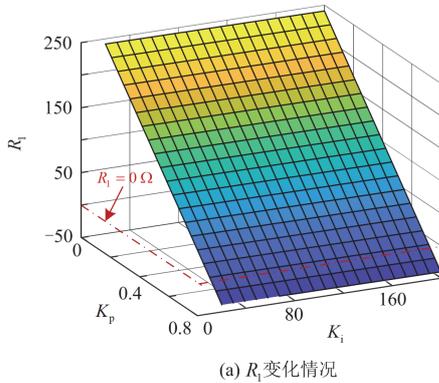


图 8 R_1 与 R_2 随 K_p 和 K_i 变化的关系图

Fig. 8 Plot of R_1 versus R_2 with K_p and K_i

分析所提方法在暂态工况下的性能。随后在 PLECS RTBOX2 平台上进行了硬件在环实验(hardware-in-the-loop, HIL)。图 9 给出了 MMDCT 整体实验装置图，采用 PLECS RTBOX2 与 TI TMS320F28069M DSP(时钟频率：90 MHz)联合进行硬件在环仿真。仿真及实验参数如表 1 所示。仿真和实验结果如图 10—图 17 所示。

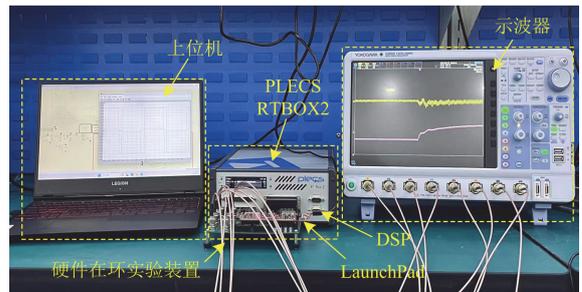


图 9 MMDCT 实验装置图

Fig. 9 Experimental platform of MMDCT

表 1 MMDCT 仿真与实验参数

Table 1 MMDCT simulation and experimental parameters

主电路参数	数值
直流侧电压 U_{dc}/kV	4、4.1
副边电压 U_o/kV	1.5
额定功率 P/MW	1
耦合电感自感 L_s/mH	2
桥臂互感 L_m/mH	1.99
子模块个数 N	2
子模块电容 C/mF	1
子模块电容电压 U_c/kV	2
桥臂寄生电阻 R_k/Ω	0.1
桥臂内移相角 $\theta/(\circ)$	10.8
开关频率 f_s/kHz	1
变压器变比 n	8:3
变压器漏感 L_k/mH	1
直流侧电容 C_o/mF	5
控制参数	数值
环流欠阻尼控制器比例系数 K_p	1、4、8
功率前馈-电容电压双闭环控制器外环比例系数 K_p	0.3
功率前馈-电容电压双闭环控制器外环积分系数 K_i	10、200

4.1 仿真验证

图 10 给出了在未采用振荡抑制方法时功率突减工况下环流与电容电压波动的仿真波形图。在 0.2 s 时切 90% 的负荷，此时系统呈现出显著的弱阻尼振荡现象，严重威胁系统的稳定运行。加入振荡抑制的仿真结果在图 11 中给出，当闭环系统检测到环流的实际值小于指令值时，欠阻尼振荡控制器通过引入幅值为负的修正角并产生相应的环流抑制电压，使得环流不断下降以跟踪功率变化。系统经过约 50 ms 的动态过程便可恢复稳定。

4.2 实验验证

图 12 给出了未加振荡抑制方法时不同工况下环流与电容电压波动的实验波形。图 12 中 u_{cap1} 和 u_{cap2} 分别为 a 相上桥臂两个子模块的电容电压。如图 12(a)所示，当输出侧功率由 900 kW 突减至 450 kW 时，系统原边侧环流及子模块电容电压的暂态过程存在显著欠阻尼振荡现象，持续时间约 400 ms。从图 12(b)中可以看出，当直流侧电压由 4 kV 突增至 4.1 kV 时，系统中欠阻尼振荡持续大约 220 ms，严重影响系统的稳定运行。实验结果表明，系统仅依靠自身阻尼不足以有效抑制暂态过程中的欠阻尼振荡。当电路中存在扰动时，MMDCT 会产生频繁且持续的振荡，严重威胁系统的稳定运行。

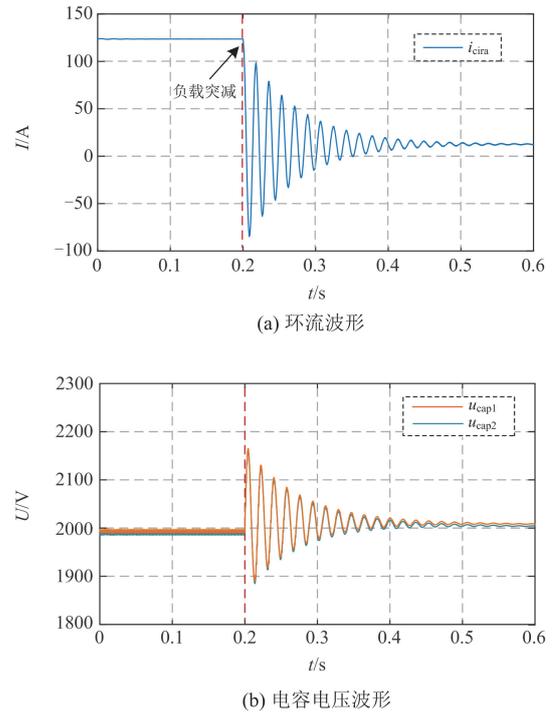


图 10 未加振荡抑制方法时环流与电容电压波动的仿真波形

Fig. 10 Simulated waveforms of loop current and capacitor

voltage fluctuation when no oscillation suppression method is added

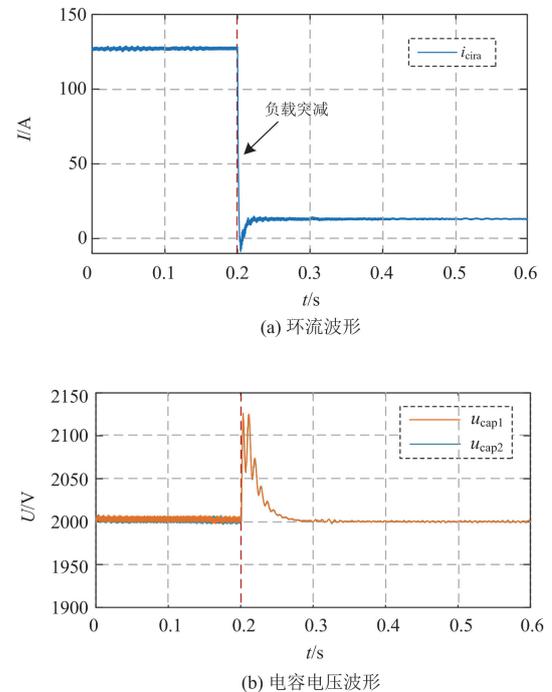


图 11 加入振荡抑制方法时环流与电容电压波动的仿真波形

Fig. 11 Simulated waveforms of loop current and capacitor

fluctuation when an oscillation suppression method is added

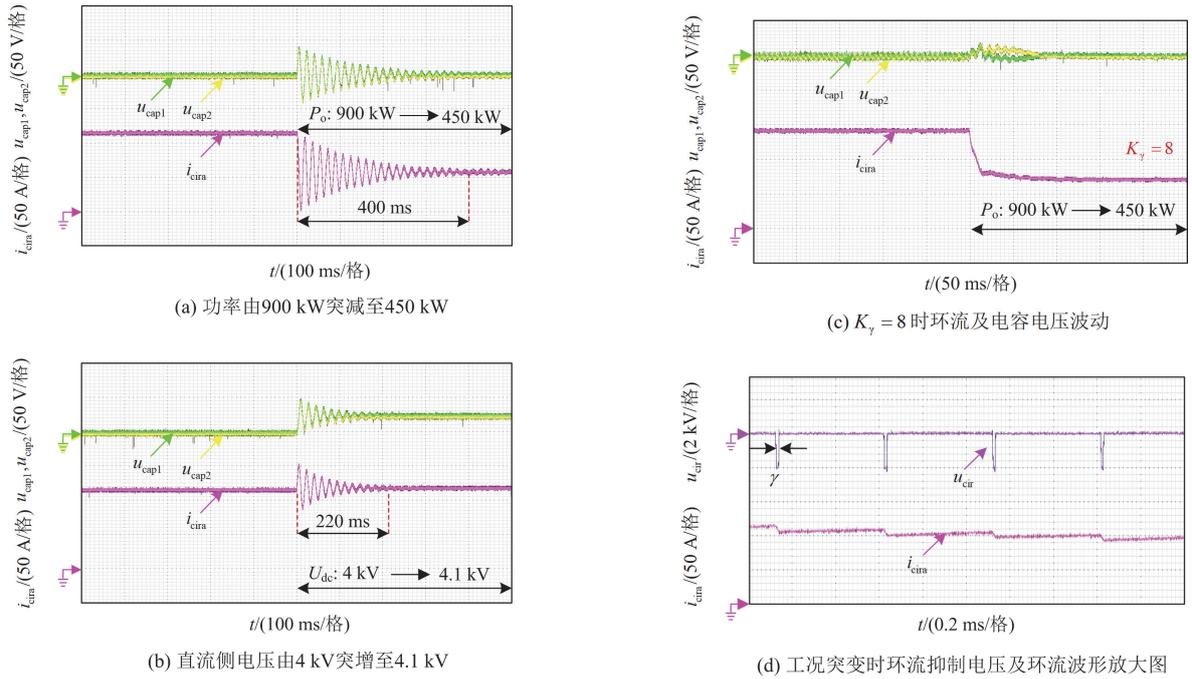


图 12 未加振荡抑制方法下环流与电容电压波动的实验波形
Fig. 12 Experimental waveforms of loop current and capacitor voltage fluctuation without oscillation suppression method

为了改善系统的欠阻尼特性, 在控制中加入环流欠阻尼振荡控制器。图 13(a)—图 13(c)给出了输出功率由 900 kW 突变至 450 kW 暂态过程中不同 K_γ 值下的 i_{cir} 、 u_{cap1} 及 u_{cap2} 的波形。可以看出随着 K_γ 的增大, 系统的欠阻尼特性得到明显改善, 这与

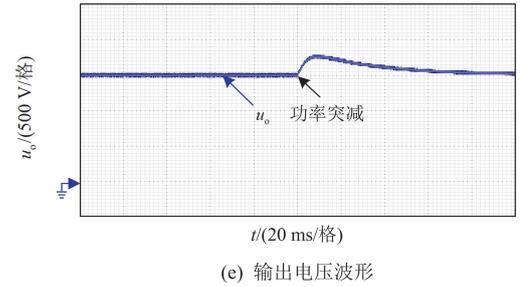
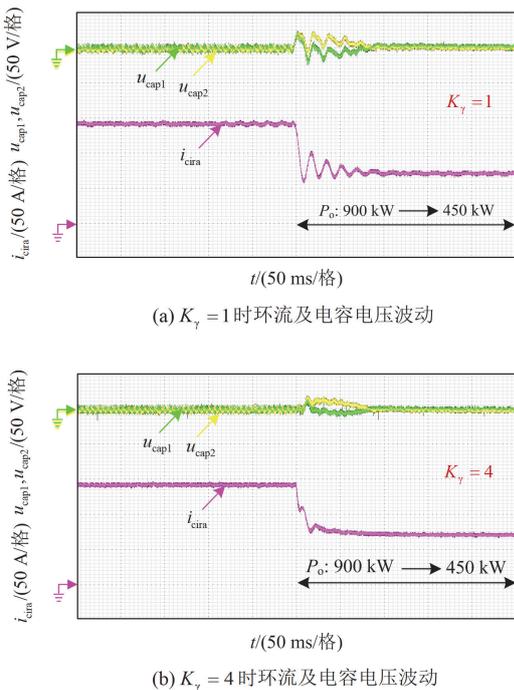
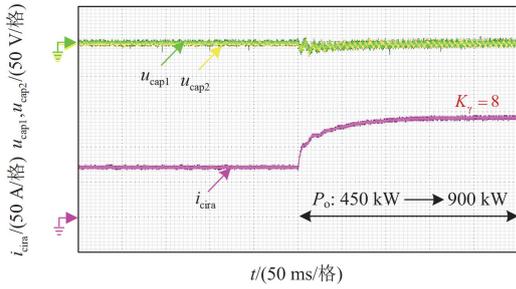


图 13 功率突减工况下不同 K_γ 取值下的实验波形
Fig. 13 Experimental waveforms for different values of K_γ under power dwindling conditions

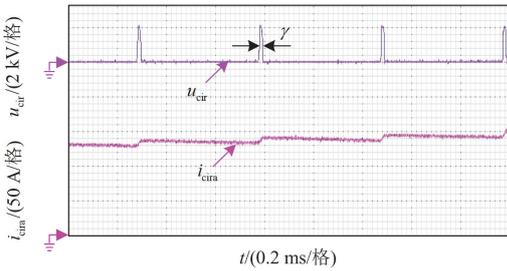
之前的理论分析一致。通过调整 K_γ , 系统取得了最优阻尼比, 实现了对环流和电容电压波动的有效控制, 动态响应性能和稳定性有所提升。

图 14(a)给出了加入环流抑制策略后, 输出功率由 450 kW 突变至 900 kW 时环流及电容电压波形。从实验结果中可以看出, 此时系统的动态响应性能良好。此外, 如图 13(d)和图 14(b)所示, 当环流低于参考值时, 每隔半个开关周期在桥臂电感中施加一个占空比为 $|\gamma|/\pi$ 、幅值为 U_{dc}/N 的正脉冲方波电压; 当环流高于参考值时, 则施加一个占空比为 $|\gamma|/\pi$ 、幅值为 U_{dc}/N 的负脉冲方波电压。通过主动控制环流的变化趋势, 增加系统的阻尼比。在经过若干个切换周期后, i_{cir} 将稳定在新的参考值附近, 修正角 γ 也将回到稳定工作点。图 13(e)和图 14(c)给出了副边输出电压波形, 可知副边输出电压快

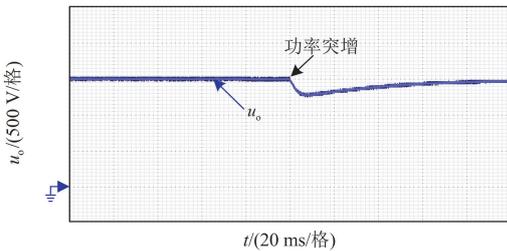
速响应负载变化, 暂态过程持续时间缩短至 50 ms 左右。



(a) 环流及电容电压波动



(b) 工况突变时环流抑制电压及环流波形放大图



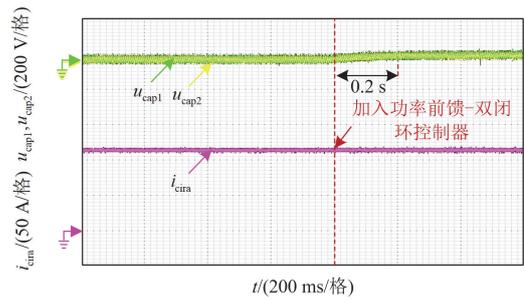
(c) 输出电压波形

图 14 功率突增工况下的实验波形

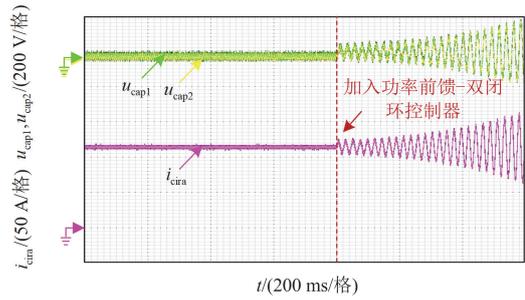
Fig. 14 Experimental waveforms under power surge conditions

图 15 给出了加入整体控制后的实验波形。单独施加环流抑制策略时, 直接计算环流参考值会存在一定误差, 导致子模块电容电压偏离参考值, 如图 15 虚线左侧所示。在加入了功率前馈-电容电压环流双闭环控制后, 电容电压稳态误差为 0 V。图 15(b)给出了 $K_p = 0.3$ 、 $K_i = 200$ 时的实验结果。对比图 15(a)和图 15(b)可知, 当 K_i 过大时, 系统处于不稳定状态, 这与前文所述结论一致。

图 16 给出了直流侧电压突变工况下加入振荡抑制方法后的实验波形。可以看出, 采用本文所提控制策略, 系统能够更快地恢复到稳态, 欠阻尼特性得到了充分的改善, 提高了系统在直流侧电压变化下的稳定性。



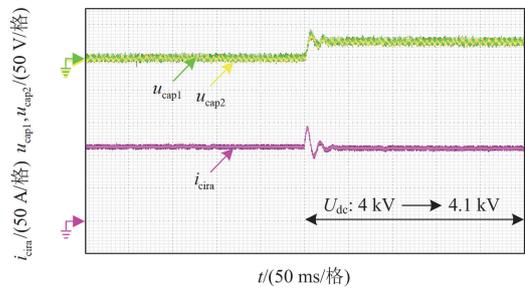
(a) $K_p = 0.3, K_i = 10$



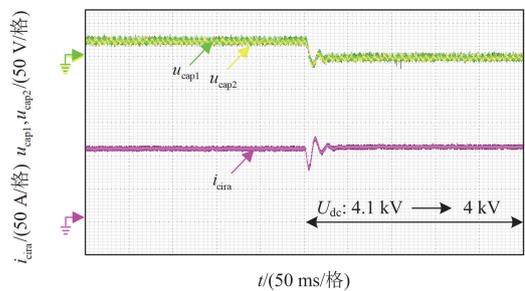
(b) $K_p = 0.3, K_i = 200$

图 15 加入整体控制后的实验波形

Fig. 15 Experimental waveforms after adding the overall control



(a) 直流侧电压由 4 kV 突增至 4.1 kV



(b) 直流侧电压由 4.1 kV 突减至 4 kV

图 16 直流侧电压突变工况下的实验波形

Fig. 16 Experimental waveforms under sudden voltage changes on the DC side

图 17 给出了功率突增时原边交流侧电压 u_{ab} 、副边交流侧电压 u_{cd} 和原边漏感电流 i_{L_k} 波形图。如图 17(a)所示, 在负载功率突增的情况下, 原副边交流电压之间的移相角 φ 将增大来保持整个系统的功率平衡。采用类两电平调制方法, 其中桥臂内移向角 θ 取值为 10.8° , 每个桥臂中的两个开关信号对按 θ 依次移相。从图 17(b)可以看出, 在修正角 γ 作用下, 在原边差模输出电压的上升沿及下降沿处会产生 $N+2$ 个电平, 与第 2 节的理论分析保持一致。

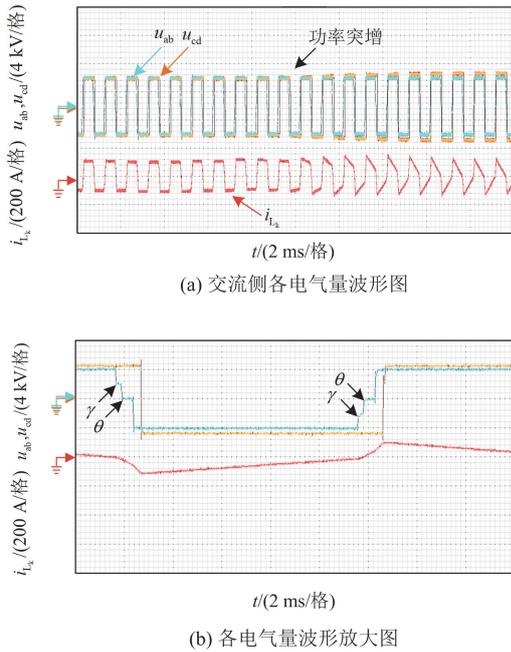


图 17 功率突增工况下 u_{ab} 、 u_{cd} 和 i_{L_k} 的实验波形

Fig. 17 Experimental waveforms of u_{ab} , u_{cd} and i_{L_k} under power surge condition

5 结论

本文通过建立模块化多电平直流变压器原边侧的环流等效模型, 揭示了暂态工况下系统中欠阻尼振荡问题。为了改善系统的欠阻尼特性, 引入小量修正角调整每个开关周期上、下桥臂内一组开关对的占空比, 生成可控的环流抑制电压, 进而主动控制环流变化趋势, 增大统内部阻尼。同时, 建立小信号模型分析了修正角对系统阻尼比的影响, 采用功率前馈-电容电压环流双闭环控制策略, 通过合理设计控制参数优化系统动态性能。实验结果表明, 本文所提控制策略有效抑制了多种暂态工况下 MMDCT 的欠阻尼振荡, 提高了系统的稳定性和动态响应性能。

本文的研究集中于 MMDCT 功率突变以及直

流侧输入电压突变的部分暂态工况, 暂未考虑子模块故障的情况, 后续将对此问题进一步研究。

参考文献

- [1] 张沈习, 王丹阳, 程浩忠, 等. 双碳目标下低碳综合能源系统规划关键技术及挑战[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(8): 189-207.
ZHANG Shenxi, WANG Danyang, CHENG Haozhong, et al. Key technologies and challenges of low-carbon integrated energy system planning for carbon emission peak and carbon neutrality[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(8): 189-207.
- [2] 李璐, 张泽端, 毕贵红, 等. “双碳”目标下基于系统动力学的发电行业碳减排政策研究[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(12): 69-81.
LI Lu, ZHANG Zeduan, BI Guihong, et al. Carbon emission reduction policy in the power generation sector based on system dynamics with “dual carbon” targets[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(12): 69-81.
- [3] 马秀达, 卢宇, 田杰, 等. 柔性直流输电系统的构网型控制关键技术及挑战[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(3): 1-11.
MA Xiuda, LU Yu, TIAN Jie, et al. Key technologies and challenges of grid-forming control for flexible DC transmission system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(3): 1-11.
- [4] 饶宏, 黄伟煌, 郭知非, 等. 柔性直流输电技术在大电网中的应用与实践[J]. 高电压技术, 2022, 48(9): 3347-3355.
RAO Hong, HUANG Weihuang, GUO Zhifei, et al. practical experience of VSC-HVDC transmission in large grid[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(9): 3347-3355.
- [5] BAKAS P, OKAZAKI Y, SHUKLA A, et al. Review of hybrid multilevel converter topologies utilizing thyristors for HVDC applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 174-190.
- [6] 李岩, 冯俊杰, 卢毓欣, 等. 大容量远海风电柔性直流送出关键技术与展望[J]. 高电压技术, 2022, 48(9): 3384-3393.
LI Yan, FENG Junjie, LU Yuxin, et al. Key technologies and prospects of VSC-HVDC for large-capacity and long-distance offshore wind power transmission[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(9): 3384-3393.
- [7] 陶思钰, 江福庆. 集群化发展模式下风电场预测、规划及控制关键技术综述[J]. 电力工程技术, 2024, 43(1): 86-99.
TAO Siyu, JIANG Fuqing. Review of the key technologies of wind farm cluster prediction, planning and control[J]. Electric Power Engineering Technology, 2024, 43(1): 86-99.
- [8] LIANG Yingyu, REN Yi, YU Jinhua, et al. Current trajectory image-based protection algorithm for transmission lines connected to MMC-HVDC stations using CA-CNN[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2023,

- 8(1): 1-15.
- [9] 丁华星, 邹贵彬, 王凤莲, 等. 一种适用于深远海全直流风电汇集网络的保护方法[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(2): 15-25.
DING Huaxing, ZOU Guibin, WANG Fenglian, et al. A fault protection method of a DC collection network for an all-DC offshore wind farm[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(2): 15-25.
- [10] 范恩泽, 赵鲁, 李耀华, 等. 一种输入串联输出并联双有源桥变换器输入电压自平衡结构[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(23): 141-150.
FAN Enze, ZHAO Lu, LI Yaohua, et al. A structure with IVS self-balancing for an ISOP-DAB converter[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(23): 141-150.
- [11] SERBAN E, PONDICHE C, ORDONEZ M. Analysis and design of bidirectional parallel-series DAB-based converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(8): 10370-10382.
- [12] JAFARI A, NIKOO M S, KARAKAYA F, et al. Enhanced DAB for efficiency preservation using adjustable-tap high-frequency transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7): 6673-6677.
- [13] 朱旭豪, 李容冠, 陈武, 等. M^2S^2DCT 的阀分支路电流优化控制策略[J]. 电力工程技术, 2023, 42(1): 11-18.
ZHU Xu hao, LI Rongguan, CHEN Wu, et al. A sub-module branch current optimization strategy for M^2S^2DCT [J]. Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(1): 11-18.
- [14] ZHENG Liran, KANDULA R P, DIVAN D. Soft-switching solid-state transformer with reduced conduction loss[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 5236-5249.
- [15] 赖锦木, 尹项根, 孙冠群, 等. 隔离型模块化多电平直流变换器子模块电容电压综合控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(21): 7410-7424.
LAI Jinmu, YIN Xianggen, SUN Guanqun, et al. A comprehensive sub-module capacitor voltage control strategy of isolated modular multilevel DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(21): 7410-7425.
- [16] LIU H, DAHIDAH M S A, YU J, et al. Design and control of unidirectional DC-DC modular multilevel converter for offshore DC collection point: theoretical analysis and experimental validation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5191-5208.
- [17] SHAO Shuai, JIANG Mingming, ZHANG Junming, et al. A capacitor voltage balancing method for a modular multilevel DC transformer for DC distribution system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 3002-3011.
- [18] FAN Shiyuan, XIANG Xin, SHENG Jing, et al. Inherent SM voltage balance for multilevel circulating modulation in modular multilevel DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 1352-1368.
- [19] YANG Meijuan, LI Daoyang, LIU Xinhe, et al. Design of passive damping filter for high-frequency oscillation suppression of MMC[C]// 2023 IEEE 2nd International Power Electronics and Application Symposium (PEAS), November 10-13, 2023, Guangzhou, China: 1531-1535.
- [20] LI Yunfeng, TANG Guangfu, GE Jun, et al. Modeling and damping control of modular multilevel converter based DC grid[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2018, 33(1): 723-735.
- [21] FREYTES J, BERGNA G, SUUL J A, et al. Improving small-signal stability of an MMC with CCSC by control of the internally stored energy[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(1): 429-439.
- [22] YUE Yufei, XU Qianming, SHUAI Zhikang, et al. Low-frequency harmonic resonance analysis and suppression method of modular multilevel converter[J]. IET Power Electronics, 2018, 11(4): 755-763.
- [23] MO Ran, LI Hui, SHI Y. A phase-shifted square wave modulation (PS-SWM) for modular multilevel converter (MMC) and DC transformer for medium voltage applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 6004-6008.
- [24] MERSCHE S C, KATZENBURG N, KIEHNLE P, et al. Comparison of quasi-two-level operation of a flying capacitor converter with quasi-two-level operation of a modular multilevel converter[C]// 2022 IEEE 7th Southern Power Electronics Conference (SPEC), December 5-8, 2022, Nadi, Fiji: 1-6.
- [25] ZHAO Hongfeng, LI Rui, LI Xinpei, et al. A novel modulation strategy for isolated modular multilevel DC/DC converter's sub-module dc voltage oscillation damping[C]// 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), May 22-26, 2016, Hefei, China: 47-52.
- [26] LÜ Dan, SUN Yichao, LI Yufan, et al. Transient oscillation suppression method of modular multilevel DC transformer[J]. IEEE Access, 2020, 8: 182943-182958.

收稿日期: 2024-08-07; 修回日期: 2024-10-25

作者简介:

李政(2000—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子变压器控制技术; E-mail: 1343348464@qq.com

孙毅超(1987—), 男, 通信作者, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子技术及其在电力系统中的应用; E-mail: yichao.sun@njnu.edu.cn

鄢寅宇(1996—), 男, 博士研究生, 研究方向为模块化多电平变换器先进拓扑建模及控制。E-mail: yinyu_yan@qq.com

(编辑 张颖)