

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.246016

# 基于比例重复控制的MMC-SST子模块电容纹波电压抑制策略

王要强<sup>1,2</sup>, 贾显益<sup>1,2</sup>, 赖锦木<sup>1,2</sup>, 陈天锦<sup>3,4</sup>, 吕忠涛<sup>5</sup>, 梁军<sup>1,6</sup>

(1. 郑州大学电气与信息工程学院, 河南 郑州 450001; 2. 河南省电力电子与电力系统工程技术研究中心, 河南 郑州 450001; 3. 许继电源有限公司, 河南 许昌 461000; 4. 河南省智能充电技术重点实验室, 河南 许昌 461000; 5. 国网呼伦贝尔供电公司, 内蒙古 呼伦贝尔 021000; 6. 卡迪夫大学工程学院, 英国 卡迪夫 CF24 3AA)

**摘要:** 基于模块化多电平变换器的固态变压器(modular multilevel converter based solid state transformer, MMC-SST)是实现交直流混合配电网柔性互联及能量多向流动的关键装备。针对固态变压器输入级 MMC 子模块电容纹波电压过大, 导致装置的体积和成本增加的问题, 提出一种基于比例重复控制的 MMC-SST 改进纹波电压抑制策略。首先利用基于比例重复控制的电容电压闭环得到调整后的功率移相角。然后, 通过双有源桥变换器将子模块电容纹波功率传递到低压直流母线, 从而有效抑制 MMC 子模块的各频次纹波电压, 达到减小电容值的目的。最后, 仿真结果表明在网侧电压对称或不对称工况下, 基于比例重复控制的 MMC-SST 子模块电容纹波电压抑制策略具有良好的纹波电压抑制能力。

**关键词:** 固态变压器; 模块化多电平变换器; 电容纹波抑制; 波动功率传递; 比例重复控制; 桥臂电流控制

## Capacitor ripple voltage suppression strategy based on proportional repetitive control for an MMC-SST submodule

WANG Yaoqiang<sup>1,2</sup>, JIA Xianyi<sup>1,2</sup>, LAI Jinmu<sup>1,2</sup>, CHEN Tianjin<sup>3,4</sup>, LÜ Zhongtao<sup>5</sup>, LIANG Jun<sup>1,6</sup>

(1. School of Electrical and Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China; 2. Henan Engineering Research Center of Power Electronics and Power Systems, Zhengzhou 450001, China; 3. XJ Power Co., Ltd., Xuchang 461000, China; 4. Henan Key Laboratory of Intelligent Charging Technology, Xuchang 461000, China; 5. State Grid Hulunbuir Power Supply Company, Hulunbuir 021000, China; 6. School of Engineering, Cardiff University, Cardiff CF24 3AA, UK)

**Abstract:** The modular multilevel converter based solid-state transformer (MMC-SST) is a crucial piece of equipment for enabling flexible interconnection and multi-directional energy flow in hybrid AC/DC distribution networks. There is a problem of excessive capacitor ripple voltage in the input stage MMC submodule leading to an increase in device size and cost. Thus an improved ripple voltage suppression strategy based on proportional repetitive control (PRC) for the MMC-SST is proposed. First, the adjusted phase shift angle of power is obtained using a capacitor voltage closed-loop based on PRC. Then, the ripple power of the submodule capacitor is transmitted to the low-voltage DC bus through a dual active bridge converter (DAB), effectively suppressing the ripple voltage of the MMC submodule at various frequencies and achieving the goal of reducing the capacitance value. Finally, simulation shows that MMC-SST submodule capacitor ripple voltage suppression strategy based on PRC has good ripple voltage suppression ability in conditions of symmetrical or asymmetrical grid side voltage.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 52307148).

**Key words:** solid state transformer; modular multilevel converter; capacitor ripple suppression; ripple power transfer; propotional repetitive control; arm current control

## 0 引言

固态变压器(solid-state transformer, SST)除了具

备传统铁芯变压器的电压变换和电气隔离功能之外<sup>[1-3]</sup>, 还可以将多类分布式电源与储能单元整合起来, 使其与配电网协调配合向负载供电, 已成为灵活交直流配电网及微网中的核心设备<sup>[4-6]</sup>。现有的 SST 拓扑可分为两类, 分别是基于级联 H 桥(cascaded H-bridge, CHB)和基于模块化多电平变流器(modular

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(52307148); 中央引导地方科技发展资金项目资助(2022ZY0134)

multilevel converter, MMC)的 SST。与 CHB 型变换器相比, MMC 具备额外的公共直流母线, 不仅可以对可再生能源进行整合并网, 还可以实现高压直流输电, 因此得到越来越多的研究<sup>[7-9]</sup>。

子模块电容是固态变压器的关键元件, 直流侧纹波功率的存在使得子模块需要采用较大容值的电容器<sup>[10]</sup>。因此, 研究如何抑制子模块电容纹波, 对于 SST 的实际工程应用具有重要意义, 国内一些研究团队通过改进拓扑的方法得到了较好的效果, 文献[11-12]分别采用基于全桥、半桥结构的变压隔离级高频链互联结构将各子模块进行内部互联, 为三相对称的子模块波动功率提供了耦合抑制通道。文献[13]提出一种 MMC 与谐振式推挽变换器结合的三端口 SST 拓扑方案, 方案基于 RPPC 低阻抗特性, 为所有子模块(sub-modules, SMs)之间提供一条功率自由耦合通道, 利用三相子模块波动功率的对称性实现相互抵消, 达到抑制电容纹波电压的目的。

此外, 改进控制策略也能达到很好的效果, 文献[14]提出, 通过在 MMC 的桥臂中主动注入二倍频环流, 可以进一步消除电容纹波中的二倍频成分, 但这种开环估计的方法稳定性差, 并且基频电压波动无法消除。文献[15]提出一种基于桥臂电流控制的 MMC 改进四层子模块电容均压控制策略, 所提策略将子模块电容均压控制和桥臂电流控制有机结合, 适用于稳态、交流和直流故障穿越等多种工况。还有部分文献利用双有源桥(dual active bridge, DAB)变换器的功率传输作用将三相对称的子模块波动功率传递到低压直流侧, 从而实现电容纹波电压的抑制。文献[16]采用在线估算 DAB 输入电流的方法, 得到 DAB 的附加移相角, 但本质上是基于开环的控制方法, 即附加移相角是通过开环估计的方式得到的, 故精度较低, 很容易引入误差。文献[17]中基于比例谐振的电容电压闭环控制策略实现了对一定频率电压脉动的抑制, 而对于存在的高次谐波, 需再添加相应的谐振环节来解决, 增加了系统的复杂度和设计难度。文献[18]提出了一种基于波动功率传递的 MMC 型电力电子变压器电压闭环纹波控制方案, 该方法构建了双旋转坐标下的电压闭环解耦控制结构, 实现了基频和二倍频电容纹波的有效抑制, 但对于高频电容电压纹波无抑制作用。

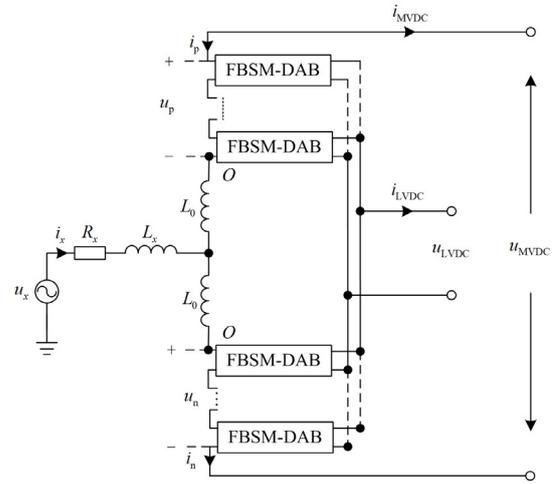
在已有控制策略的基础之上, 通过对网侧电压对称和不对称两种工况下, 波动功率在低压侧的耦合特性进行了分析, 提出一种基于比例重复控制的 MMC-SST 改进纹波电压抑制策略, 该策略利用比例-重复控制器对 MMC 变流器子模块电容纹波电压进行实时反馈校正, 然后 DAB 将纹波功率传递

到低压直流母线, 从而自动抵消 MMC 子模块电容的各频次纹波电压。最后通过仿真验证了本文所提策略的正确性与有效性。

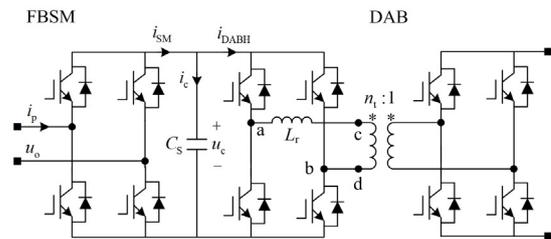
## 1 MMC-SST 潮流分析及子模块电容电压波动分析

### 1.1 MMC-SST 的工作原理及潮流分析

图 1(a)为 MMC 型固态变压器的单相等效电路, 输入级 MMC 变流器每一相包括上下两个桥臂, 每个桥臂由  $N_{sm}$  个子模块和一个桥臂电感组成, 每个桥臂的一端通过  $N_{sm}$  个子模块与桥臂电感串联后接入中压交流, 另一端接入中压直流母线的正(负)极。变压隔离级由  $6N_{sm}$  个 DAB 变换器电路组成, 各个 DAB 首端与 MMC 子模块电容级联, 末端并联作为低压直流母线端口。



(a) MMC-SST的单相等效电路



(b) MMC-SST的子模块电路结构

图 1 MMC-SST 的单相及子模块电路结构

Fig. 1 Single-phase and submodule circuit structure of MMC-SST

图 1 中标注了各个电量的名称及其参考方向, 其中:  $u_x$  ( $x = a, b, c$ ) 为网侧电压;  $i_x$  为网侧电流;  $R_x$  为网侧电阻;  $L_x$  为网侧电感;  $L_0$  为桥臂电感;  $u_p$ 、 $u_n$  分别为上下桥臂电压;  $i_p$ 、 $i_n$  分别为上下桥臂电流;  $L_l$  为高频变压器漏感;  $u_{MVDC}$ 、 $i_{MVDC}$  分别为中压直流侧

电压和电流； $u_{LVDC}$ 、 $i_{LVDC}$  分别为低压直流侧电压和电流； $C_s$  为子模块电容； $u_o$  为上桥臂子模块输出电压； $u_c$ 、 $i_c$  分别为子模块电容电压和电容电流； $i_{SM}$  为子模块输出电流； $i_{DABH}$  为 DAB 高压侧输入电流。

根据 MMC 上下桥臂参数的对称性可得交流侧等效电路，如图 2(a)所示<sup>[19]</sup>，其中等效电感  $L_{eq}$  为

$$L_{eq} = L_x + \frac{L_0}{2} \quad (1)$$

图 2(b)为 DAB 等效电路，其中  $u_{HVDC}$  为 DAB 原边电压幅值，改变移相角  $\delta$  可以调整传输功率的大小和方向，如式(2)所示。

$$P = \frac{u_{LVDC} u_c n_1}{2\pi f L_t} \delta \left( 1 - \frac{|\delta|}{\pi} \right) \quad (2)$$

式中： $n_1$  为高频变压器变比； $f$  为 DAB 开关频率。

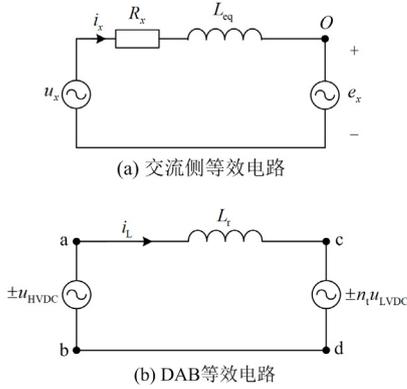


图 2 交流侧和 DAB 等效电路

Fig. 2 AC-side and DAB equivalent circuit

调节 MMC 交流侧出口  $O$  点电压的幅值和相位可以实现灵活控制交直流端口有功、无功潮流。与 MMC 控制类似，DAB 采用移相方波调制的方式，借助变压器漏感实现两侧有功功率的交互，并稳定输出低压直流电压。

以 a 相为例，假设中压交流侧电压  $u_a$  和电流  $i_a$  为

$$\begin{cases} u_a = U_x \cos(\omega t) \\ i_a = I_x \cos(\omega t - \varphi) \end{cases} \quad (3)$$

式中： $U_x$  为网侧电压幅值； $I_x$  为网侧电流幅值； $\varphi$  为功率因数角； $\omega$  为网侧电压或电流角频率。

忽略开关管的损耗，由系统有功功率平衡可得

$$\frac{3U_x I_x}{2} \cos \varphi = u_{MVDC} i_{MVDC} + u_{LVDC} i_{LVDC} \quad (4)$$

由式(4)知，SST 交流侧发出的功率为中压直流侧和低压直流侧吸收功率之和。

## 1.2 子模块电容电压波动分析

电容电压的分析离不开电容电流的分析，由文

献[20]可知 MMC 中桥臂电流与子模块电容电压存在交互作用，图 3 反映了这一过程，如此往复，MMC 的环流中将出现二倍频、四倍频等一系列偶次谐波。对应地，环流也将导致电容纹波中产生高次谐波，且频率越高，谐波的幅值越小。

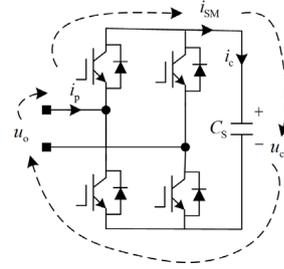


图 3 子模块电压与桥臂电流的耦合作用

Fig. 3 Coupling effect between the submodule voltage and the arm current

然后对电容电压纹波作定量分析，首先忽略桥臂电感压降，网侧阻抗压降和子模块电容纹波的影响，a 相上下桥臂电压  $u_{pa}$ 、 $u_{na}$  可以表示为

$$\begin{cases} u_{pa} = \frac{u_{MVDC}}{2} - u_a \\ u_{na} = \frac{u_{MVDC}}{2} + u_a \end{cases} \quad (5)$$

考虑二倍频环流的影响，上下桥臂电流为

$$\begin{cases} i_{pa}(t) = -\frac{1}{3} i_{MVDC} - \frac{1}{2} I_x \cos(\omega t - \varphi) + I_{cir} \cos(2\omega t - \phi) \\ i_{na}(t) = -\frac{1}{3} i_{MVDC} + \frac{1}{2} I_x \cos(\omega t - \varphi) + I_{cir} \cos(2\omega t - \phi) \end{cases} \quad (6)$$

式中： $I_{cir}$  为桥臂二倍频环流幅值； $\phi$  为二倍频环流相对于电网电压的相角差。

综上所述，a 相上桥臂的瞬时输入功率  $p_{pa}$  为

$$p_{pa} = u_{pa} \cdot i_{pa} = P_{dc} + p_{ac1} + p_{ac2} + p_{ac3} \quad (7)$$

其中输入功率中的直流成分  $P_{dc}$ 、基频波动

$p_{ac1}$ 、二倍频波动  $p_{ac2}$ 、三倍频波动  $p_{ac3}$  分别为

$$\begin{cases} P_{dc} = \frac{U_x I_x \cos \varphi}{4} - \frac{u_{MVDC} i_{MVDC}}{6} \\ p_{ac1} = \frac{U_x i_{MVDC} \cos \omega t}{3} - \frac{u_{MVDC} I_x \cos(\omega t - \varphi)}{4} - \frac{U_x I_{cir} \cos(\omega t - \phi)}{2} \\ p_{ac2} = \frac{U_x I_x \cos(2\omega t - \varphi)}{4} + \frac{u_{MVDC} I_{cir} \cos(2\omega t - \phi)}{2} \\ p_{ac3} = -\frac{U_x I_{cir} \cos(3\omega t - \phi)}{2} \end{cases} \quad (8)$$

考虑到在传统单移相控制下, DAB 单元仅传递 MMC 子模块功率中的直流分量到低压直流侧。结合式(4)并忽略开关管的损耗, 可以得到桥臂吸收的有功功率  $P_{dc}$  通过 DAB 被传输至低压直流侧<sup>[21]</sup>, 而低频功率成分则主要流入子模块电容, 导致了电容电压纹波的产生。

桥臂内子模块均压控制使得同一桥臂内各子模块电容电压处于动态均衡的状态, 因此有

$$p_{ac1} + p_{ac2} + p_{ac3} = N_{sm} C_S u_c \frac{du_c}{dt} \quad (9)$$

基于式(9), 可以推导出 a 相上桥臂子模块电容电压  $u_{cpa}$  的表达式为

$$u_{cpa} = U_c - \frac{1}{C_S} \left[ \frac{mi_{MVDC}}{6\omega} \sin(\omega t) - \frac{I_X}{4\omega} \sin(\omega t - \phi) - \frac{mI_{cir}}{4\omega} \sin(\omega t - \phi) + \frac{mI_X}{16\omega} \sin(2\omega t - \phi) + \frac{I_{cir}}{4\omega} \sin(2\omega t - \phi) - \frac{mI_{cir}}{12\omega} \sin(3\omega t - \phi) \right] \quad (10)$$

式中:  $U_c$  为电容电压直流分量;  $m$  为电压调制比。

由以上分析可知, MMC 子模块电容电压存在多频次波动, 子模块电容在 SST 能量传递过程中, 起到“能量中转站”的作用, 电压波动无法通过 MMC 的单独控制实现完全抑制, 只有前级与后级协调配合, 通过控制 DAB 传输一定的波动功率, 才能实现纹波的有效抑制。

## 2 基于比例重复控制的 MMC-SST 改进纹波电压抑制策略

### 2.1 子模块波动功率耦合分析

#### 1) 网侧电压对称运行工况

在网侧电压对称运行工况下, 由以上分析可知同一相上下桥臂子模块纹波电压中偶次分量相位相同, 奇次分量相位相反, 三相对应桥臂子模块波动电压中的奇次分量相位为正序分布, 偶次分量相位为负序分布。因此可以利用上下桥臂子模块波动功率耦合实现奇次分量脉动的消除, 利用三相对应桥臂子模块波动功率耦合实现偶次分量脉动的消除, 即所有子模块波动功率在低压侧耦合实现全抑制。

文献[22]根据 MMC-SST 逐级流动的特点, 提出一种基于波动功率传递的 MMC-SST 子模块电容优化方案。由式(9)可知, MMC 子模块电容电压波动由滞留在子模块直流侧的脉动功率引起。因此, 可利用 MMC 子模块后级的 DAB 单元, 将流入子模块电容的脉动功率, 通过 DAB 的功率控制, 将其传递到低压侧, 使得所有子模块波动功率得以耦

合抑制, 在忽略高频开关谐波的影响下, 不同控制策略下子模块单元的功率流动如图 4 所示。

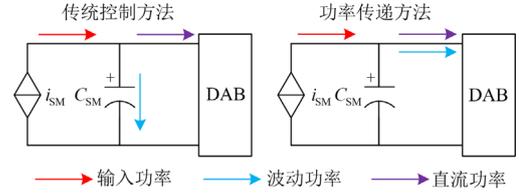


图 4 不同控制策略下子模块功率流路径

Fig. 4 Submodule power flow path with different control schemes

#### 2) 网侧电压不对称运行工况

在网侧电压不对称运行工况下, 本文采用文献[23]所述控制策略, 该策略在相桥臂电容电压均衡控制中引入交流侧电流对称控制, 通过调整直流母线电流(即功率)在 MMC 三相桥臂间的分配, 可保证交流侧电流三相对称。

首先设网侧三相电压表达式为

$$\begin{cases} u_a = k_1 U_X \cos(\omega t) \\ u_b = k_2 U_X \cos(\omega t - 120^\circ) \\ u_c = k_3 U_X \cos(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (11)$$

式中,  $k_1$ 、 $k_2$  和  $k_3$  为三相电压跌落系数, 变化范围为 0~1。

本文以单相电压跌落为例进行分析, 假设 a 相与 b 相电压保持不变, c 相发生单相电压跌落故障, 即  $k_1 = 1$ 、 $k_2 = 1$ 、 $k_3 = \alpha$  ( $\alpha$  表示电压跌落深度), 相应地, 各相上桥臂子模块的平均开关函数  $s_{px}$  ( $x = a, b, c$ ) 为

$$\begin{cases} s_{pa}(t) = \frac{1}{2} [1 - m \cos(\omega t)] \\ s_{pb}(t) = \frac{1}{2} [1 - m \cos(\omega t - 120^\circ)] \\ s_{pc}(t) = \frac{1}{2} [1 - \alpha m \cos(\omega t + 120^\circ)] \end{cases} \quad (12)$$

在波动功率传递策略下, MMC 桥臂二倍频环流自然抑制, 此时, 故障相减少的直流功率由 a、b 两相共同负担, 那么 a、b、c 三相上桥臂的电流为

$$\begin{cases} i_{pa}(t) = -\left(\frac{1}{3} i_{MVDC} + \frac{\Delta I}{2}\right) - \frac{1}{2} I_X \cos(\omega t - \phi) \\ i_{pb}(t) = -\left(\frac{1}{3} i_{MVDC} + \frac{\Delta I}{2}\right) - \frac{1}{2} I_X \cos(\omega t - 120 - \phi) \\ i_{pc}(t) = -\left(\frac{1}{3} i_{MVDC} - \Delta I\right) - \frac{1}{2} I_X \cos(\omega t + 120 + \phi) \end{cases} \quad (13)$$

式中,  $\Delta I$  为 c 相减少的直流电流。另外, 由交直流

侧功率守恒可知,当系统发生故障时,网侧电流幅值  $I_X$  会变大。

根据  $x$  相上桥臂子模块直流侧输入电流  $i_{SMpx}(t)$  为

$$i_{SMpx}(t) = s_{px}(t)i_{px}(t) \quad (14)$$

得到 a、b、c 三相上桥臂子模块直流侧输入电流  $i_{SMpx}(t)$  表达式为

$$\left\{ \begin{aligned} i_{SMpa}(t) &= \frac{mI_X}{8} \cos \varphi - \frac{i_{MVDC}}{6} - \frac{\Delta I}{4} + \\ &\quad \left( \frac{i_{MVDC}}{6} + \frac{\Delta I}{4} \right) m \cos(\omega t) - \frac{I_X}{4} \cos(\omega t - \varphi) + \\ &\quad \frac{mI_X}{8} \cos(2\omega t - \varphi) \\ i_{SMpb}(t) &= \frac{mI_X}{8} \cos \varphi - \frac{i_{MVDC}}{6} - \frac{\Delta I}{4} + \\ &\quad \left( \frac{i_{MVDC}}{6} + \frac{\Delta I}{4} \right) m \cos(\omega t - 120^\circ) - \frac{I_X}{4} \cos(\omega t - \\ &\quad 120^\circ - \varphi) + \frac{mI_X}{8} \cos(2\omega t + 120^\circ - \varphi) \\ i_{SMpc}(t) &= \frac{\alpha m I_X}{8} \cos \varphi - \frac{i_{MVDC}}{6} + \frac{\Delta I}{2} + \\ &\quad \left( \frac{i_{MVDC}}{6} - \frac{\Delta I}{2} \right) \alpha m \cos(\omega t + 120^\circ) - \frac{I_X}{4} \cos(\omega t + \\ &\quad 120^\circ - \varphi) + \frac{\alpha m I_X}{8} \cos(2\omega t - 120^\circ - \varphi) \end{aligned} \right. \quad (15)$$

在采用波动功率传递策略时,之前流入子模块电容的电流将全部汇集到低压直流侧,将上述电流叠加得到三相上桥臂对应低压直流侧电流  $i_{LDSMp}(t)$  为

$$\begin{aligned} i_{LDSMp}(t) &= N_{sm} n_t \left[ \frac{2 + \alpha}{8} m I_X \cos \varphi - \frac{i_{MVDC}}{2} + \right. \\ &\quad \left. \left( \frac{\alpha - 1}{6} i_{MVDC} - \frac{2\alpha + 1}{4} \Delta I \right) m \cos(\omega t + 120^\circ) + \right. \\ &\quad \left. \frac{\alpha - 1}{8} m I_X \cos(2\omega t - 120^\circ - \varphi) \right] \end{aligned} \quad (16)$$

同理可得三相下桥臂对应低压直流侧电流  $i_{LDSMn}(t)$  为

$$\begin{aligned} i_{LDSMn}(t) &= N_{sm} n_t \left[ \frac{2 + \alpha}{8} m I_X \cos \varphi - \frac{i_{MVDC}}{2} - \right. \\ &\quad \left. \left( \frac{\alpha - 1}{6} i_{MVDC} - \frac{2\alpha + 1}{4} \Delta I \right) m \cos(\omega t + 120^\circ) + \right. \\ &\quad \left. \frac{\alpha - 1}{8} m I_X \cos(2\omega t - 120^\circ - \varphi) \right] \end{aligned} \quad (17)$$

将上、下桥臂低压直流侧电流叠加可得低压直流侧电流  $i_{LDSM}(t)$  为

$$i_{LDSM}(t) = N_{sm} n_t \left[ \frac{2 + \alpha}{4} m I_X \cos \varphi - i_{MVDC} + \frac{\alpha - 1}{4} m I_X \cos(2\omega t - 120^\circ - \varphi) \right] \quad (18)$$

由以上分析可知,在单相电压跌落工况下,波动功率传递会使三相子模块波动功率的基频分量在低压直流侧抵消,那么低压直流侧电流仅由直流分量和二倍频分量组成,其中直流分量为直流负载供电,二倍频电流分量流经低压直流侧电容会使直流侧电压产生一定的波动,且该波动与电压跌落程度成正比,一般情况下低压直流侧电容较大,因此该波动相对于直流侧电压较小,对直流侧负载的影响也较小。

## 2.2 整体控制策略

基于比例重复控制的 MMC-SST 整体控制策略如图 5 所示,直流电容使得 MMC 与 DAB 存在解耦,故两者的控制可单独设计。

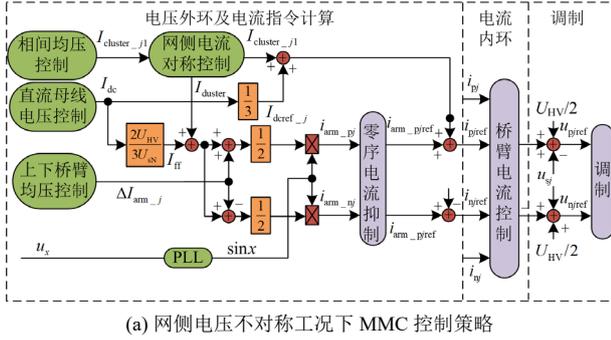
图 5(a)为电网电压不对称运行工况下 MMC 的控制策略,该策略基于桥臂电流控制,由 PLL 锁相环、外环控制、内环控制、电容电压均衡控制以及调制 5 部分组成。其中,外环控制采用定功率控制;内环控制采用基于比例重复控制的桥臂电流直接反馈控制,可以实现桥臂电流(交流侧电流,直流环流和多频交流环流)的无静差跟踪与谐波抑制。电容电压均衡控制采用层次化方法控制,一个是基于直流环流的相间电容均压控制,能够在电网电压不对称时,通过调整直流母线功率在 MMC 三相桥臂间的分配,实现交流侧电流的对称控制;另一个是基于零序电流抑制的桥臂间电容均压控制,可以消除三相上下桥臂间损耗不一致和交流电网零序电压带来的零序环流对直流侧电流的影响,调制方案采用全桥子模块的移相载波调制,各环节的具体功能可以参考文献[23]。

图 5(b)为改进的 DAB 移相调制策略,DAB 变换器控制包含低压直流侧电压控制、波动功率控制以及调制三部分。电压控制为基于 PI 的低压直流母线电压闭环控制,为所有 DAB 单元提供一个平均的移相角  $\delta$ ,实现负载功率在各 DAB 单元中的平均分配。波动功率控制则将检测的实时电容误差信号,通过比例重复控制输出相对应的附加移相角  $\Delta\delta_{if}$ 。调制部分则采用方波移相调制策略,输出 DAB 所需的方波波形,实现直流功率和波动功率的传输。同一桥臂电流一致,电容纹波重合,故同一桥臂的各 DAB 单元采用的附加移相角相同。其中,

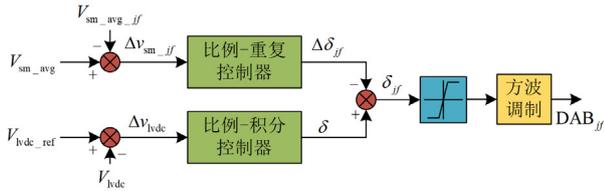
所有子模块电容电压平均值  $V_{sm\_avg}$  和  $j$  ( $j = a, b, c$ ) 相  $f$  ( $f = p, n$ ,  $p$  表示上桥臂、 $n$  表示下桥臂) 桥臂子模块电容电压平均值  $V_{sm\_avg\_jf}$  分别如式(19)和式(20)所示。

$$V_{sm\_avg} = \frac{1}{6N_{sm}} \sum_{j=a,b,c} \sum_{f=p,n} \sum_{i=1}^{N_{sm}} V_{sm\_jfi} \quad (19)$$

$$V_{sm\_avg\_jf} = \frac{1}{N_{sm}} \sum_{i=1}^{N_{sm}} V_{sm\_jfi} \quad (20)$$



(a) 网侧电压不对称工况下 MMC 控制策略



(b) 改进的DAB移相调制策略

图 5 MMC-SST 整体控制策略

Fig. 5 MMC-SST integrated control strategy

### 2.3 基于比例重复控制的 MMC-SST 改进纹波电压抑制策略

#### 2.3.1 控制系统数学模型的建立

重复控制基于内模原理, 在周期性信号处具有无穷大增益, 可以实现多频次电容电压纹波的抑制, 因此本文提出一种基于比例重复控制的 MMC-SST 改进纹波电压抑制策略。该策略通过对各个频次电容电压误差信号的实时反馈校正, 进而达到电容纹波电压全抑制的效果, 本节将从理论上分析该电容优化方法的可行性, 并且给出具体的设计过程。

为准确分析此过程, 接下来的控制器设计将在离散域中分析。比例-重复控制器分为重复控制器环节和比例环节串联连接和并联连接两种形式, 本文的比例-重复控制器采用图 6 所示的串联结构。

所述重复控制器包括重复控制器内模  $G(z)$  和补偿环节  $S(z)$ , 两者为串联连接, 整个重复控制器的离散域传递函数表达式  $G_{RC}(z)$  如式(21)所示。

$$G_{RC}(z) = G(z)S(z) = \frac{K_r z^{-N+k} F(z)}{1 - Q(z)z^{-N}} \quad (21)$$

式中:  $K_r$  为重复控制增益;  $N$  为单位周期内的采样个数;  $k$  为相位超前的个数;  $F(z)$  为二阶低通滤波器, 其中  $z$  为离散算子;  $Q(z)$  为接近 1 的常数。

由于重复控制器具有积分效应, 故可以直接采用比例控制器, 比例系数  $K_p$  离散形式  $P(z)$  为

$$P(z) = K_p \quad (22)$$

由文献[24]中对 DAB 的小信号建模分析可知, DAB 输入电流变化量  $\hat{i}_{in}$  与二次侧输出电压变化量  $\hat{V}_2$  和 DAB 移相角变化量  $\hat{\delta}$  的关系为

$$\hat{i}_{in} = \frac{Tn_1 V_2 (\pi - 2|\delta|)}{2\pi^2 L_r} \hat{\delta} + \frac{Tn_1 \delta (1 - |\delta|)}{2\pi^2 L_r} \hat{V}_2 \quad (23)$$

式中:  $T$  为 DAB 开关周期;  $V_2$  为二次侧输出电压稳态值。若功率为正向传递, 那么  $\delta \in [0, \pi/2]$ 。

由于各相各个模块的波动电流在 DAB 二次侧汇聚而相互抵消, 故 DAB 二次侧电压波动量较小, 可忽略不计, 因此有  $\delta$  对于  $i_{in}$  的传递函数  $G_{\delta-i_{in}}(z)$  如式(24)所示。

$$G_{\delta-i_{in}}(z) = \frac{Tn_1 V_2 (\pi - 2|\delta|)}{2\pi^2 L_r} \quad (24)$$

易知式(24)为一恒定值, 可记为  $K_{DAB}$ 。另外设  $G_C(z)$  为 DAB 输入侧容抗的离散形式, 可表示为

$$G_C(z) = \frac{T_s}{(z-1)C_s} \quad (25)$$

式中,  $T_s$  为采样周期。

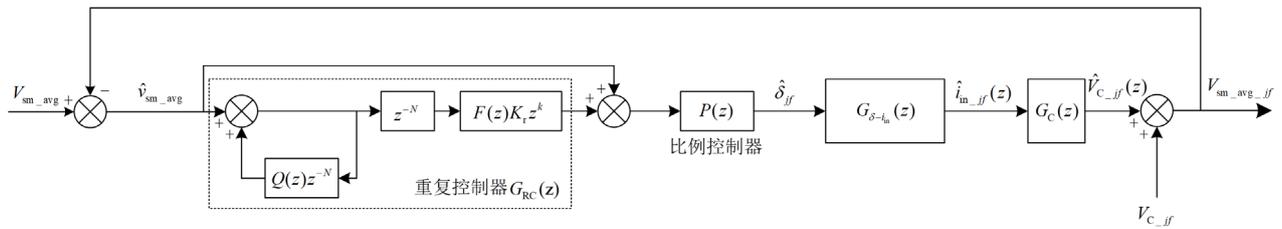


图 6 串联形式的比例-重复控制器

Fig. 6 Proportional repetitive controller in series mode

基于上述分析, 可以推导出子模块电容电压  $V_{sm\_avg\_if}$  及误差信号  $V_{err}$  表达式分别如式(26)和式(27)所示。

$$V_{sm\_avg\_if}(z) = \frac{[1 + G_{RC}(z)]K_p K_{DAB} G_C(z) V_{sm\_avg} + V_{C\_if}}{1 + [1 + G_{RC}(z)]K_p K_{DAB} G_C(z)} \quad (26)$$

$$V_{err}(z) = \frac{V_{sm\_avg} - V_{C\_if}}{1 + [1 + G_{RC}(z)]K_p K_{DAB} G_C(z)} \quad (27)$$

### 2.3.2 系统稳定性分析及参数的设计

对该控制系统进行稳定性分析, 如果该系统稳定, 那么误差信号的特征值应该在  $z$  域的单位圆内。为了简化分析, 首先定义

$$X(z) = K_p K_{DAB} G_C(z) \quad (28)$$

因此特征多项式可以表示为

$$E(z) = (1 + X(z)) \cdot \left( 1 + \frac{G_{RC}(z)X(z)}{1 + X(z)} \right) \quad (29)$$

将式(21)代入式(29)可得

$$E(z) = (1 + X(z)) \cdot \left( \frac{1 - Q(z)z^{-N} + \frac{K_r z^{-N+k} F(z)}{1 + X(z)} X(z)}{1 - Q(z)z^{-N}} \right) \quad (30)$$

定义比例积分控制器的闭环传递函数  $Y(z)$  为

$$Y(z) = \frac{X(z)}{1 + X(z)} \quad (31)$$

令

$$N(z) = 1 - Q(z)z^{-N} + K_r z^{-N+k} F(z)Y(z) \quad (32)$$

如果要使系统稳定, 那么需要保证多项式  $1 + X(z)$  和  $N(z)$  的零点在  $z$  域的单位圆内。

首先根据系统稳定的第一个条件确定比例参数, 结合表 1 的参数计算得到:  $0 < K_p < 0.053$ , 此处选取  $K_p = 0.05$ , 那么

$$X(z) = \frac{1.9}{z-1} \quad (33)$$

然后设计补偿环节  $S(z)$ , 相位超前滤波器  $z^k F(z)$  是为了在低频下实现单位增益并抑制高频分量而精心设计的, 可实现所期望频率响应来提高整个重复控制系统的稳定性。本文选择  $F(z)$  为一个简单的二阶低通滤波器, 由子模块电容纹波频谱分析知, 十倍频以内的占据纹波极大部分, 高频成分可忽略不计, 因此令滤波器固有频率  $\omega_n = 10\omega_1$ , 另设阻尼比  $\zeta = 1$ , 使高频增益大幅减小, 有助于系统稳定, 利用  $F(z)$  来改变  $Y(z)$  的幅频特性, 使

$z^k F(z)Y(z)$  的增益在低频时为 0 dB, 在较高频率时单调减小, 照此原则得到

$$F(z) = \frac{0.01879z^2 + 0.03758z + 0.01879}{z^2 - 1.651z + 0.7342} \quad (34)$$

时间超前单元  $z^k$  用于补偿由  $F(z)$ 、 $Y(z)$  和更大相位裕度的控制系统产生的相位延迟。图 7 为  $Y(z)$  和  $z^k F(z)Y(z)$  的波特图, 当  $k$  取 8 时,  $z^k F(z)Y(z)$  在低频响应下的相位延迟较  $Y(z)$  明显变小。

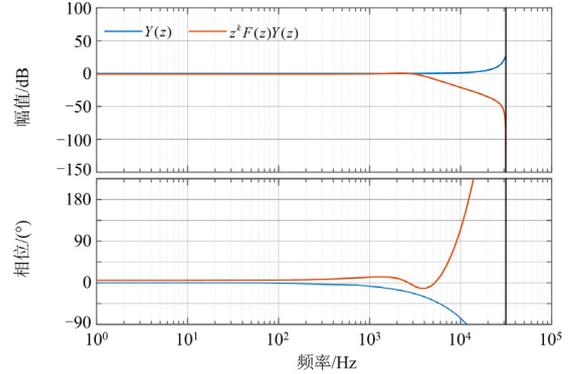


图 7  $Y(z)$ 和  $z^k F(z)Y(z)$ 的波特图

Fig. 7 Bode diagram of  $Y(z)$  and  $z^k F(z)Y(z)$

最后根据系统稳定的第二个条件:  $N(z)$  的零点在  $z$  域的单位圆内, 确定重复控制增益  $K_r$  的取值。首先定义

$$C(z) = Q(z) - K_r z^k F(z)Y(z) \quad (35)$$

根据小增益原理可知, 当  $C(z)$  在奈奎斯特频率  $f_s/2$  以下的频域满足式(36)时, 该系统达到稳定。

$$|C(z)| < 1 \quad (36)$$

由文献[25]可知, 为使控制系统在低频响应内保持稳定, 重复控制增益  $K_r$  应满足式(37)。

$$0 < K_r \leq \frac{1 + |Q(z)|}{|F(z)Y(z)|_{\min}} \quad (37)$$

图 8 为比例重复控制增益的取值范围, 由图可知  $K_r$  理论范围为  $[0, 1.9]$ , 然后以 0.2 的步长绘制出在不同  $K_r$  值下  $C(z)$  的幅频特性曲线, 如图 9 所示。式(30)和式(32)表明, 控制系统的收敛速度与  $C(z)$  的幅值成反比, 结合图 9 可知,  $K_r$  值越接近于 1, 低频谐波抑制的收敛速度越快。

重复控制系统开环传递函数在  $K_r$  取 1 附近时的波特图如图 10 所示, 综合考虑了控制环路收敛速度和系统稳定性(45°相位裕度(phase margin, PM)),  $K_r$  取 1。综上所述, 基于比例重复控制的改进纹波抑制策略不仅可以无误差地跟踪给定指令值的电压信号, 有效抑制 MMC 子模块的多频次电容电压纹

波, 还可消除电网电压畸变、死区效应等扰动对电容电压的影响, 具有较大的稳定裕度、较强的抗扰动能力、优良的谐波抑制性能<sup>[26]</sup>。

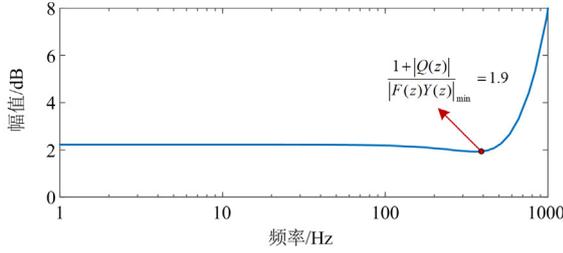


图 8 比例重复控制增益的取值范围

Fig. 8 Selection range of gain of PRC

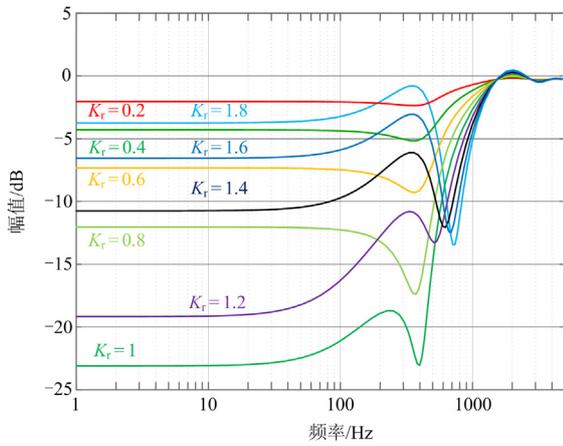


图 9  $C(z)$  的幅频特性曲线

Fig. 9 Magnitude-frequency characteristics of  $C(z)$

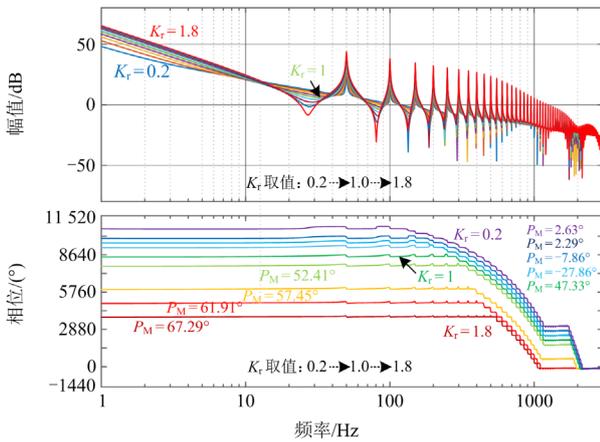


图 10 比例重复控制开环传递函数的波特图

Fig. 10 Bode diagram of the open loop transfer function of PRC

### 3 仿真实验

#### 3.1 不同工况下仿真结果的分析

为验证基于比例重复控制的 MMC-SST 改进纹波电压抑制策略的有效性, 基于图 1(a)所示的 MMC

型固态变压器拓扑结构, 在 Matlab/Simulink 中搭建了时域仿真模型对本方案进行验证。具体地, 在 MMC 型固态变压器的中压交流端口接入中压交流配电网, 其余端口接入电阻负载, 具体仿真参数如表 1 所示。

表 1 MMC-SST 模型仿真参数

Table 1 MMC-SST model simulation parameters

参数	数值
设备容量/MVA	1.28
中压交流线电压/kV	10
中压直流电压/kV	20
低压直流电压/V	750
网侧电感/mH	10
网侧电阻/ $\Omega$	0.001
桥臂电感/mH	10
桥臂电阻/ $\Omega$	0.05
桥臂子模块数	10
子模块电容/ $\mu\text{F}$	500
子模块直流电压/V	2000
MMC 开关频率/kHz	1
DAB 开关频率/kHz	3.33
DAB 漏感/mH	0.5
高频变压器变比	2.67:1
低压直流侧电容/ $\mu\text{F}$	1000
负载电阻/ $\Omega$	2

仿真时序设定如下: 在  $t=0\text{ s}$  时, MMC-SST 启动, 采用基于桥臂电流控制的整体控制策略; 在  $t=1\text{ s}$  时, MMC-SST 在之前基础上加入基于比例重复控制的电容纹波抑制策略, 运行工况维持在网侧电压对称工况下; 在  $t=1.5\text{ s}$  时, MMC-SST 切换为网侧电压不对称运行工况, 其中 a、b 相电压保持不变, c 相电压幅值跌至 0.5 p.u.; 在  $t=2\text{ s}$  时, 仿真结束。

图 11(a)、图 11(b)分别为网侧电压和网侧电流波形图, 在该仿真时序下, 网侧电流能实现不同工况的稳定过渡且始终保持对称运行状态; 图 11(c)为中压直流母线电压及电流波形图, 可知直流母线电压始终稳定在 20 kV, 中压直流侧与其他端口的功率传输不受影响; 图 11(d)为低压直流母线电压和电流波形图, 当  $t \in [1, 1.5]\text{ s}$  时, 低压直流电压始终稳定在 750 V, 低压直流电流也稳定在 375 A, 表明各子模块电容纹波功率通过 DAB 后在低压直流侧自动抵消, 当  $t \in (1.5, 2]\text{ s}$  时, 低压直流电压与电流均在直流分量基础上产生较小的二倍频波动, 对负载无较大影响, 验证了 2.1 节理论分析的正确性。

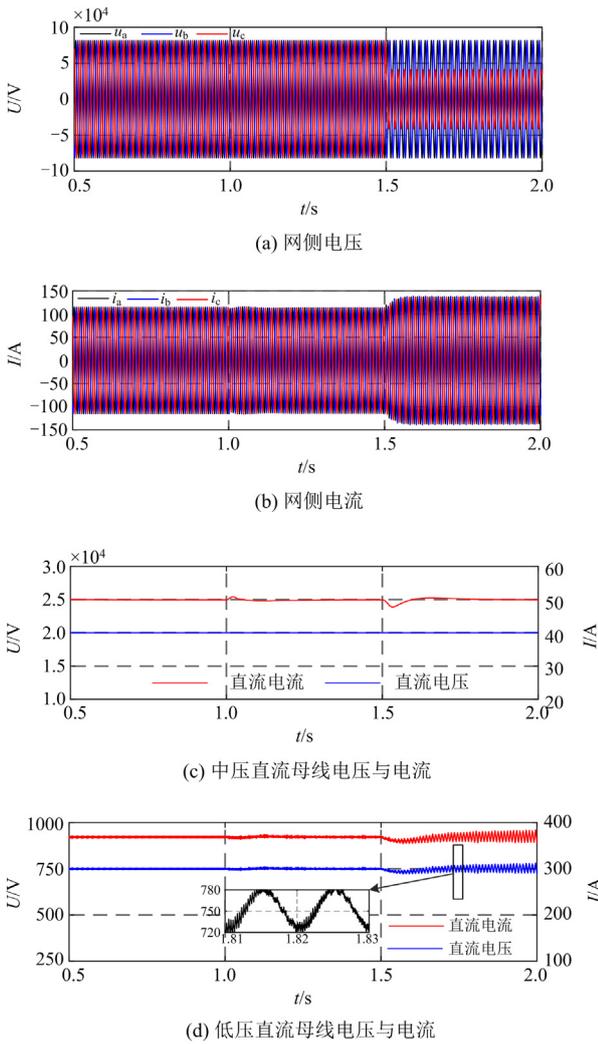


图 11 交直流端口电压与电流波形

Fig. 11 AC/DC port voltage and current waveforms

图 12 为三相上桥臂子模块电容电压波形。由图 12 可知,在一般的 MMC 电容电压均衡控制策略下,电容电压会存在 8.85%的波动,而在加入基于电容电压闭环的波动功率传递方法后,电容电压波动率降为 0.3%;在 c 相电压发生跌落时,其子模块电容电压波形相对其他两相有较大波动,但逐渐又恢复到稳定状态,此时电容电压波动率为 0.5%,说明该策略具有一定的抵御故障的能力。

图 13 为 MMC 三相桥臂环流波形,在桥臂电流控制的基础上,采用改进的波动功率传递方案后,MMC 桥臂环流幅值大大降低,同时降低了开关管的电流应力,减少了器件损耗<sup>[27]</sup>。在网侧电压不对称运行工况下,所提策略能够及时调节三相直流环流的大小,仿真结果验证了交流侧对称控制的正确性与有效性。

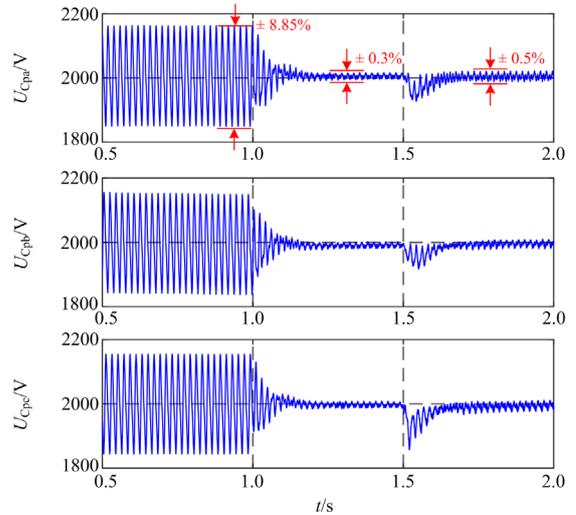


图 12 各相上桥臂子模块电容电压波形

Fig. 12 Capacitor voltage waveform of each phase upper arm submodule

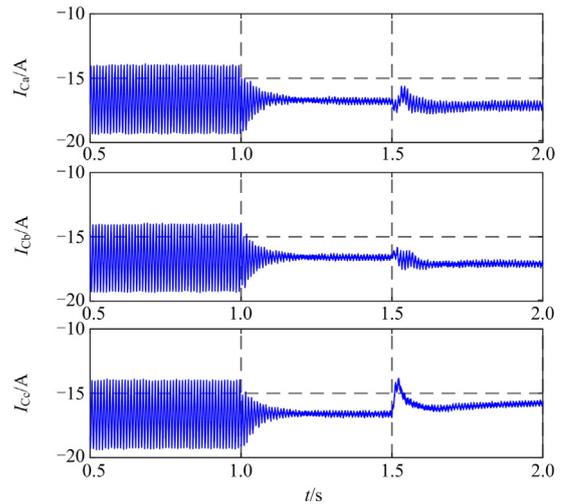


图 13 MMC 三相桥臂环流波形

Fig. 13 MMC three-phase arm circulating current

### 3.2 不同纹波抑制策略的对比

为充分说明比例重复控制(PRC)较比例积分(proportional integral, PI)、比例谐振(proportional resonant, PR)控制的优越性,本文在不改变其他参数的条件下对这 3 种控制策略进行仿真,并分析相应的波形和频谱,各个控制相对应的参数见表 2。

图 14 为 a 相上桥臂在不同控制策略下的子模块电容电压波形。a 相上桥臂子模块电容电压的纹波频谱如图 15 所示,可以看出,如果仅采用 PI 控制,电容电压中低频纹波含量较大,但高频成分基本上可以忽略不计,这意味着  $S(z)$  截止频率设计正确,能有效抑制电容纹波,而 PR 控制可以进一步抑制

表 2 控制参数

Table 2 Control parameters

控制器	参数	数值
PI	$K_p$	0.3
	$K_i$	3
PR	$K_p$	0.3
	$K_{r1}$	10.8
	$K_{r2}$	10.8
	$\omega_c$	3
PRC	$K_p$	0.1
	$K_r$	1
	$N$	200
	$k$	5
	$Q(z)$	0.97

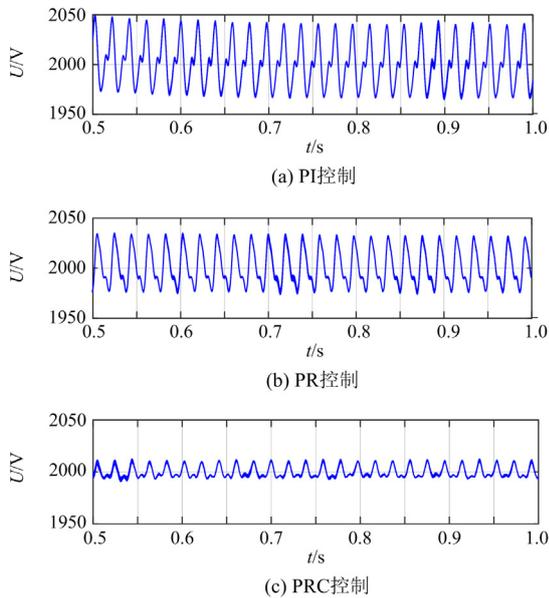


图 14 不同控制策略下子模块电容电压波形

Fig. 14 Submodule capacitor voltage waveform with different control strategies

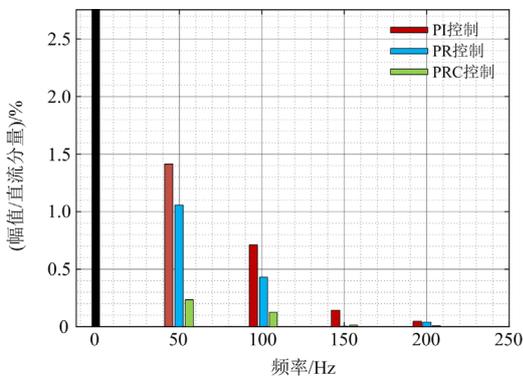


图 15 不同控制策略下子模块电容电压 FFT 结果

Fig. 15 Submodule capacitor voltage FFT results with different control strategies

低频次电容纹波。相比之下, 采用改进的电容纹波抑制策略, 即 PRC 控制, 子模块电容纹波电压几乎得到了完全抑制, 纹波波动幅值占比仅为 0.3%, 其中基频、二倍频和三倍频波动占比分别为 0.24%、0.14%和 0.01%。

### 3.3 改进策略对 DAB 内部元件的影响

改进策略虽然能够实现电容纹波的有效抑制, 但是, 波动功率的传递会使 DAB 内部开关管的电流应力增大, 由 DAB 原副边功率守恒可知, 副边全桥开关管电流应力相对原边增加更大, 如图 16 所示, 在功率传递前, DAB 二次侧输出电流稳定状态时的峰值和有效值分别为 73.5 A 和 59.5 A; 在功率传递后, 其峰值和有效值分别为 150.8 A 和 56.7 A, DAB 电流峰值显著增加, 开关器件需重新选型, 以使电流峰值落在器件安全工作区内。同时, 高频变压器的设计容量也需要相应提升, 本文采用工程中常用的“AP 设计方法”来设计高频变压器, 该方法以额定工况下变压器损耗最低为设计目标, 选取表 1 中的 MMC-SST 仿真参数进行设计。以铁氧体作为磁性材料, 参照文献[16]的设计步骤对高频变压器进行简单设计, 子模块电容则选择额定电压 2 kV、峰值电压 2.98 kV 的 EPCOS 薄膜电容, 设计参数如表 3 所示。由表 3 可知, 波动功率的传递将导致高频变压器体积增大 16.5%, 但是子模块电容容值和体积的大幅降低使得其总体积并不会大幅提升,

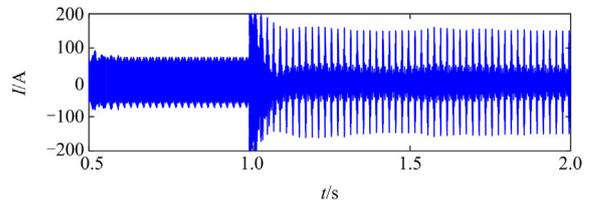


图 16 功率传递前后 DAB 二次侧输出电流波形

Fig. 16 Secondary-side output current waveform of DAB before and after power transfer

表 3 高频变压器及子模块电容主要参数设计

Table 3 Main parameter design of high-frequency transformer and submodule capacitor

参数	传统控制	改进控制
容量/VA	36 000	43 000
最优磁感应强度/T	0.3120	0.3029
磁芯面积乘积/cm <sup>4</sup>	884.3	1083.4
绕组体积/cm <sup>3</sup>	1621.6	1888.4
磁芯体积/cm <sup>3</sup>	908.1	1057.5
变压器体积/cm <sup>3</sup>	2529.7	2945.9
子模块电容容值/μF	470	300
子模块电容体积/cm <sup>3</sup>	2950	2048
主要元件体积之和/cm <sup>3</sup>	5480	4994

相比之下本文所提纹波电压抑制策略具备更高的应用价值。

## 4 结论

本文在基于桥臂电流控制的 MMC 整体控制策略基础上, 结合 MMC 型固态变压器的拓扑优势, 利用 DAB 功率传递的作用, 提出一种基于比例重复控制的改进纹波电压抑制策略, 得到结论如下所述。

1) 该策略相较于传统 PI 控制和 PR 控制, 能够有效抑制子模块多频次电容电压纹波, 可大幅减小子模块电容值, 降低装置的体积和成本。

2) 采用本文所提方案后, 子模块电容电压纹波实现大幅抑制, MMC 桥臂环流自动抑制, 系统整体的运行状态得到优化, 但是所提策略会使 DAB 开关管电流应力和变压器的容量有所增加, 后续需要在此方面继续研究。

3) 在网侧电压不对称或 MMC 上下桥臂参数不对称的情况下, 所提策略都能实现子模块电容纹波的有效抑制, 不影响系统整体的稳定运行。

4) 该方法以每个桥臂为单元计算对应桥臂 DAB 变换器的附加移相角, 控制方法简单, 计算量小, 易于实现。

## 参考文献

- [1] 赵伟, 袁至, 王维庆, 等. 考虑电能质量优化的 MMC-SST 输入级控制策略[J]. 电力工程技术, 2022, 41(6): 211-220, 238.  
ZHAO Wei, YUAN Zhi, WANG Weiqing, et al. MMC-SST input-level control strategy considering power quality optimization[J]. Electric Power Engineering Technology, 2022, 41(6): 211-220, 238.
- [2] 马文忠, 邵宇阳, 王玉生, 等. 面向新能源接入的电能路由器模式切换协调控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(18): 52-61.  
MA Wenzhong, TAI Yuyang, WANG Yusheng, et al. Mode switching coordination control strategy of an electrical energy router for new energy access[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(18): 52-61.
- [3] 孙汝羿, 袁至, 王维庆, 等. 含固态变压器新型配电网动态无功多目标优化[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(16): 104-114.  
SUN Ruyi, YUAN Zhi, WANG Weiqing, et al. Multi-objective optimization of dynamic reactive power in a new distribution network with a solid state transformer[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(16): 104-114.
- [4] 王思尹, 粟时平, 王海明, 等. 基于切换系统理论的终端能量路由器能量路由控制方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(15): 81-90.  
WANG Siyin, SU Shiping, WANG Haiming, et al. Research on energy routing control method of terminal energy router based on switching system theory[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(15): 81-90.
- [5] 张文杰, 吕世轩, 高启瑄, 等. 基于固态变压器的交直流混合配电系统协调运行控制策略[J]. 电力建设, 2023, 44(4): 103-112.  
ZHANG Wenjie, LÜ Shixuan, GAO Qixuan, et al. Coordinated operation control strategy of AC/DC hybrid distribution system based on solid-state transformer[J]. Electric Power Construction, 2023, 44(4): 103-112.
- [6] 张晓英, 侯秉臣, 王琨, 等. 基于改进天牛须算法的含固态变压器的配电网无功优化[J]. 高压电器, 2022, 58(11): 221-229.  
ZHANG Xiaoying, HOU Bingchen, WANG Kun, et al. Reactive power optimization of distribution network with solid state transformer based on improved beetle antennae search algorithm[J]. High Voltage Apparatus, 2022, 58(11): 221-229.
- [7] 陈程, 薛花, 扈曾辉, 等. 桥臂不对称情形下 MMC 无源性 PI 控制方法[J]. 中国电力, 2023, 56(7): 107-116, 124.  
CHEN Cheng, XUE Hua, HU Zenghui, et al. Passivity-based PI control method of mmc with asymmetric bridge arms[J]. Electric Power, 2023, 56(7): 107-116, 124.
- [8] 荣飞, 孙宗卿, 徐爽, 等. 基于辅助子模块的 MMC 输出电流谐波优化控制方法[J]. 高压电器, 2023, 59(5): 154-162.  
RONG Fei, SUN Zongqing, XU Shuang, et al. Harmonic optimization control method of MMC output current based on auxiliary sub-module[J]. High Voltage Apparatus, 2023, 59(5): 154-162.
- [9] 贺焯丹, 夏向阳, 尹旭, 等. 不对称电压暂降下最大功率输出的 MMC 协调控制策略[J]. 中国电力, 2022, 55(12): 160-167.  
HE Yedan, XIA Xiangyang, YIN Xu, et al. MMC coordinated control strategy for maximum power output under asymmetric voltage sag[J]. Electric Power, 2022, 55(12): 160-167.
- [10] 樊强. 模块化多电平换流器轻型化技术研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2023.  
FAN Qiang. Research on lightweight technology of modular multilevel converter[D]. Beijing: North China Electric Power University, 2023.
- [11] 卜泽敏, 孙孝峰, 滕甲训, 等. 基于 MMC 的紧凑型能量路由器方案[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(12): 4536-4547.  
BU Zemin, SUN Xiaofeng, TENG Jiaxun, et al. A compact energy router scheme based on MMC[J]. Proceedings of

- the CSEE, 202, 42(12): 4536-4547.
- [12] TENG J, SUN X, BU Z, et al. Optimization scheme based on high-frequency link interconnection of submodules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(12): 13645-13659.
- [13] SUN X, TENG J, BU Z, et al. Research on triple-port SST scheme based on the natural elimination of MMC submodule voltage fluctuation and imbalance[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(4): 3697-3710.
- [14] VASILADIOTIS M, CHERIX N, RUFER A. Accurate capacitor voltage ripple estimation and current control considerations for grid-connected modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(9): 4568-4579.
- [15] 赖锦木, 尹项根, 王要强, 等. 基于桥臂电流控制的 MMC 改进电容电压均衡控制策略研究[J]. 高电压技术, 2022, 48(8): 3132-3145.  
LAI Jinmu, YIN Xianggen, WANG Yaoqiang, et al. Research on improved capacitor voltage balancing control strategy for MMC based on bridge arm current control[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(8): 3132-3145.
- [16] 周剑桥, 王晗, 张建文, 等. 基于波动功率传递的 MMC 型固态变压器子模块电容优化方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(12): 3990-4004.  
ZHOU Jianqiao, WANG Han, ZHANG Jianwen, et al. Capacitor optimization method for MMC-type solid-state transformer submodule based on fluctuation power transfer[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(12): 3990-4004.
- [17] 涂春鸣, 肖凡, 袁靖兵, 等. 级联型电力电子变压器直流电压二次纹波抑制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(14): 2990-3003.  
TU Chunming, XIAO Fan, YUAN Jingbing, et al. Suppression strategy of DC voltage secondary ripple for cascaded power electronic transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(14): 2990-3003.
- [18] LI Z, PEI Y, WANG L, et al. A comprehensive closed-loop voltage ripple control scheme for modular multilevel converter-based power electronic transformers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(12): 15225-15241.
- [19] 李赞贵. 模块化多电平变换器的研究与应用[D]. 上海: 上海交通大学, 2017.  
LI Yungui. Research and application of modular multilevel converters[D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2017.
- [20] SONG Q, LIU W, LI X, et al. A steady-state analysis method for a modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(8): 3702-3713.
- [21] MUELLER J A, KIMBALL J W. Model-based determination of closed-loop input impedance for dual active bridge converters[C] // 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 26-30, 2017, Tampa, FL, USA: 1039-1046.
- [22] ZHOU J, ZHANG J, WANG J, et al. Design and control of power fluctuation delivery for cell capacitance optimization in multiport modular solid-state transformers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 1412-1427.
- [23] 于吉, 尹项根, 赖锦木, 等. 电网不对称故障下 MMC 自适应相功率均衡控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(1): 1-12.  
YU Ji, YIN Xianggen, LAI Jinmu, et al. Adaptive leg-balancing control strategy of an MMC in an asymmetric AC grid fault[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(1): 1-12.
- [24] 孙贺, 张建成. 直流固态变压器自抗扰控制[J]. 现代电力, 2018, 35(2): 87-94.  
SUN He, ZHANG Jiancheng. Self-disturbance control of DC solid-state transformer[J]. Modern Electric Power, 2018, 35(2): 87-94.
- [25] YANG S, WANG P, TANG Y, et al. Explicit phase lead filter design in repetitive control for voltage harmonic mitigation of VSI-based islanded microgrids[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(1): 817-826.
- [26] ZHANG M, HUANG L, YAO W, et al. Circulating harmonic current elimination of a CPS-PWM-based modular multilevel converter with a plug-in repetitive controller[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(4): 2083-2097.
- [27] LIANG Y, LIU J, ZHANG T, et al. Arm current control strategy for MMC-HVDC under unbalanced conditions[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32(1): 125-134.

收稿日期: 2023-11-01; 修回日期: 2024-04-10

作者简介:

王要强(1982—), 男, 博士, 教授, 研究方向为新能源电力系统与装备、电力变换与系统控制、电力系统运行与规划等; E-mail: WangyqEE@163.com

贾显益(1997—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子变压器; E-mail: 807775322@qq.com

赖锦木(1990—), 男, 通信作者, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子在电力系统中的应用。E-mail: laijinmu@126.com

(编辑 张颖)