

差模注入式的两并联变流器 低频零序环流统一控制策略

金晓亮, 赵文祥*

(南京工程学院电力工程学院, 江苏省 南京市 211167)

A Differential Injection-based Method for Low-frequency Zero-sequence Circulating Current Suppression in Two Paralleled Converters

JIN Xiaoliang, ZHAO Wenxiang*

(School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, Jiangsu Province, China)

ABSTRACT: The coordinated pulse width modulation (PWM) schemes feature the intricate vector sequences for the optimization of the switching related performance indicators. Existing common-mode injections disrupt the optimized switching sequence, compromising the benefits of coordinated PWM. To address this, this paper proposes a differential signal injection method to suppress low-frequency ZSCC without disrupting the original switching sequence. By injecting differential-mode signals at specific vector angles into individual phases, the proposed method maintains the original switching-related performance while mitigating low-frequency circulating currents. Experimental validation with two typical coordinated modulation schemes confirms that the proposed method achieves both effective ZSCC suppression and preservation of high-frequency optimization.

KEY WORDS: two parallel converters; low frequency circulating current; imbalanced inductance; common mode signal injection; differential mode signal injection

摘要: 协调式调制策略在全局层面优化调制序列, 显著提升与开关频率相关的性能指标。然而, 共模注入方式将破坏协调式脉宽调制算法的原有最优开关时序, 违背其开关时序优化的初衷。针对这一问题, 文中从开关时序完整性与低频环流抑制角度出发, 提出一种基于差模信号注入的低频环流抑制方法, 该方法通过在特定矢量角度向不同相注入差模信号来抑制低频环流。为验证所提方法的有效性, 选取两种典型协调式调制方案进行对比实验。实验结果表明, 差模注入

能够在不破坏高频性能指标优化的前提下, 进一步抑制低频零序环流。所提差模注入方法具有低频零序环流抑制与高频指标优化的双重优势。

关键词: 两并联变流器; 低频零序环流; 不平衡电感; 共模信号注入; 差模信号注入

0 引言

并联变流器广泛应用于低速大转矩类机械负载场合^[1-5]。随着生产工艺的不断提升, 此类负载对变流器在开关频率相关性能方面提出了更为严苛的要求, 亟需借助先进的脉宽调制(pulse width modulation, PWM)算法对相关指标进行优化。例如, 通过优化交流侧电流纹波, 可有效抑制低转速工况下电机的高频转矩脉动, 从而提升球磨机等设备的碾磨工艺水平^[6]。

PWM 算法的可优化空间很大程度上取决于矢量的冗余度。在两并联系统中, 其等效输出电压由两个子变流器输出矢量的组合决定。如图 1(a)所示, 每个子变流器可输出 8 个矢量(包括 6 个有效矢量和 2 个零矢量), 因此并联系统共有 64 种(8×8)矢量组合, 如图 1(b)所示。然而, 由图 1 可知, 这 64 种组合在输出电压方面存在显著冗余, 最终仅形成了 19 个不同的基本矢量。这 19 个基本矢量与传统三电平变换器相同, 但由于冗余度更高, 即同一基本矢量可由多个矢量组合实现, 使得两并联系统在矢量调制策略设计上拥有更大的灵活性与优化空间。该特性为通过 PWM 算法实现高频性能指标的优化提供了重要契机。

根据是否利用矢量冗余的特性, 两并联变流器

基金项目: 江苏省碳达峰碳中和科技创新专项资金(BT2025012); 国家杰出青年科学基金项目(52025073); 南京工程学院科研启动基金(YKJ202205)。

Jiangsu Province Carbon Peak and Carbon Neutrality Science and Technology Innovation Special Fund (BT2025012); National Science Fund for Distinguished Young Scholars (52025073); Research Fund of Nanjing Institute of Technology (YKJ202205)。

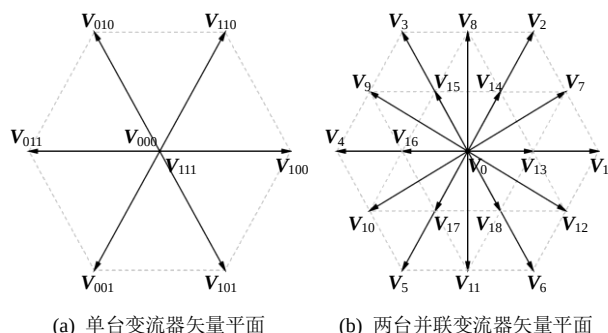


图1 空间电压矢量分布

Fig. 1 Space vector plane

的 PWM 算法可分独立式调制算法^[7-9]和协调式调制算法^[10-11]。其中,独立式调制策略中各子变流器分别独立进行调制,仅使用自身的 8 个基本矢量,不考虑系统层面的矢量协同。协调式调制策略充分挖掘两变流器之间矢量组合的冗余性,从而在全局层面优化调制序列,显著提升与开关频率相关的性能指标,例如交流纹波^[12]、高频零序环流^[13-14]和共模电压^[15]等与开关频率相关的高频指标。

针对不同优化目标,国内外学者已提出了多种协调式调制算法。例如,文献[16]提出了三电平空间矢量调制算法,用于降低高频零序环流峰值;文献[17]提出了零共模电压方法,从根本上消除了系统的共模电压;文献[18]提出的输出电流纹波最小化脉宽调制算法(line current ripple minimization PWM, LCPWM)和文献[19]提出的改进型不连续 PWM 算法,二者均聚焦输出电流纹波最小化。此外,文献[20]提出的最优不连续 PWM 算法和文献[21]提出的高性能不连续脉宽调制算法(high performance interleaved discontinuous PWM, HPDPWM),进一步对开关损耗、输出电流纹波和零序环流峰值进行了优化。各协调式算法的最优性源于时序的精细设计,其最优性能高度依赖开关时序的完整性。时序结构一旦遭到破坏,两并联系统将偏离原有的优化目标,甚至可能导致各项关键性能指标出现不同程度的劣化。

但是,工业制造误差使得电感参数难以保持完全一致,并联电感间存在偏差。已有研究表明,该类电感不平衡将在两台并联变流器之间引入低频零序环流^[22]。现有抑制方法多采用在调制波中注入共模分量,以调节变流器之间的低频共模电压差,从而实现对低频零序环流的抑制。然而,该类共模注入方式会破坏协调式调制算法中矢量序列的完整性,进而影响其对高频性能指标的优化效果。因

此,亟需提出一种适用于协调式调制算法的低频零序环流抑制统一策略。该策略应在不影响原有高频性能优化下,实现对低频零序环流的有效抑制。

鉴于上述问题,本文从开关时序完整性与低频环流抑制的视角,提出一种基于差模信号注入的低频环流抑制统一控制策略。首先,阐述两并联变流器的基本运行原理,并梳理主流协调式调制算法的矢量序列结构,进而分析开关时序与性能指标优化之间的耦合关系;然后,揭示现有共模注入方法对协调式算法开关时序完整性的破坏问题。鉴于此,提出一种有效占空比重新分配方案。该方案在保持矢量序列结构不变的前提下,实现对低频零序环流的抑制;为实现占空比的精准控制,进一步建立占空比调整量与低频零序环流之间的数学关系模型,并据此构建统一控制框图与通用传递函数;在此基础上,系统性分析差模信号注入与占空比调整之间的映射关系,进而提出一种差模注入式统一控制策略,通过在不同矢量角度下,向各相注入差模信号,实现对低频环流的有效抑制,同时保持原有调制序列的结构完整性,兼顾高频性能与低频控制效果;最后,选取两种典型协调式调制策略(LCPWM 和 HPDPWM)开展实验验证。结果表明,所提统一控制策略能够在不影响高频性能指标优化的前提下,有效抑制由电感不平衡引起的低频零序环流。

1 两并联变流器的基本运行原理

两台并联变流器的拓扑结构如图 2 所示,由两台三相两电平变流器构成,其直流侧共用一组直流母线,交流侧则经各自滤波电感后并联连接至交流负载,其等效输出电压由两个子变流器输出矢量的组合决定^[6]:

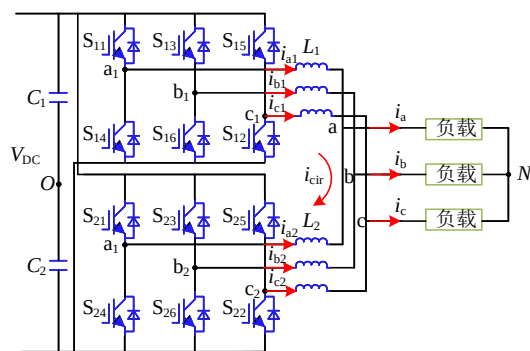


图2 两台三相两电平变流器并联拓扑

Fig. 2 The topology of the two paralleled three-phase two-level inverter

$$\begin{cases} u_{aN} = 0.5(u_{a1N} + u_{a2N}) \\ u_{bN} = 0.5(u_{b1N} + u_{b2N}) \\ u_{cN} = 0.5(u_{c1N} + u_{c2N}) \end{cases} \quad (1)$$

式中： u_{a1N} 、 u_{b1N} 和 u_{c1N} 为第 1 台变流器输出电压； u_{a2N} 、 u_{b2N} 和 u_{c2N} 为第 2 台变流器输出电压，两者满足：

$$\begin{cases} u_{axN} = \frac{2S_{ax} - S_{bx} - S_{cx}}{3} \\ u_{bxN} = \frac{2S_{bx} - S_{ax} - S_{cx}}{3} \\ u_{cxN} = \frac{2S_{cx} - S_{ax} - S_{bx}}{3} \end{cases}, \quad x=1,2 \quad (2)$$

表 1 两并联变流器输出矢量组合及其共模电压差

Table 1 Common-mode voltage differences of available voltage vectors in two-paralleled interleaved converter

输出矢量	VSC ₂							
	V ₀₀₀	V ₁₀₀	V ₁₁₀	V ₀₁₀	V ₀₁₁	V ₀₀₁	V ₁₀₁	V ₁₁₁
V ₀₀₀	V ₀ (0)	V ₁₃ (-V _{DC} /3)	V ₁₄ (-2V _{DC} /3)	V ₁₅ (-V _{DC} /3)	V ₁₆ (-2V _{DC} /3)	V ₁₇ (-V _{DC} /3)	V ₁₈ (-2V _{DC} /3)	V ₀ (-V _{DC})
V ₁₀₀	V ₁₃ (V _{DC} /3)	V ₁ (0)	V ₇ (-V _{DC} /3)	V ₁₄ (0)	V ₀ (-V _{DC} /3)	V ₁₈ (0)	V ₁₂ (-V _{DC} /3)	V ₁₃ (-2V _{DC} /3)
V ₁₁₀	V ₁₄ (2V _{DC} /3)	V ₇ (V _{DC} /3)	V ₂ (0)	V ₈ (V _{DC} /3)	V ₁₅ (0)	V ₀ (V _{DC} /3)	V ₁₃ (0)	V ₁₄ (-V _{DC} /3)
V ₀₁₀	V ₁₅ (V _{DC} /3)	V ₁₄ (0)	V ₈ (-V _{DC} /3)	V ₃ (0)	V ₉ (-V _{DC} /3)	V ₁₆ (0)	V ₀ (-V _{DC} /3)	V ₁₅ (-2V _{DC} /3)
V ₀₁₁	V ₁₆ (2V _{DC} /3)	V ₀ (V _{DC} /3)	V ₁₅ (0)	V ₉ (V _{DC} /3)	V ₄ (0)	V ₁₀ (V _{DC} /3)	V ₁₇ (0)	V ₁₆ (-V _{DC} /3)
V ₀₀₁	V ₁₇ (V _{DC} /3)	V ₁₈ (0)	V ₀ (-V _{DC} /3)	V ₁₆ (0)	V ₁₀ (-V _{DC} /3)	V ₅ (0)	V ₁₁ (-V _{DC} /3)	V ₁₇ (-2V _{DC} /3)
V ₁₀₁	V ₁₈ (2V _{DC} /3)	V ₁₂ (V _{DC} /3)	V ₁₃ (0)	V ₀ (V _{DC} /3)	V ₁₇ (0)	V ₁₁ (V _{DC} /3)	V ₆ (0)	V ₁₈ (-V _{DC} /3)
V ₁₁₁	V ₀ (V _{DC})	V ₁₃ (2V _{DC} /3)	V ₁₄ (V _{DC} /3)	V ₁₅ (2V _{DC} /3)	V ₁₆ (V _{DC} /3)	V ₁₇ (2V _{DC} /3)	V ₁₈ (V _{DC} /3)	V ₀ (0)

此外，零序环流的变化率取决于两台变流器之间的共模电压差，该差值由其开关状态共同决定：

$$\frac{di_{cir}}{dt} = \frac{3\Delta u_{cmv}}{2L_1} = \frac{3V_{DC}}{2L_1} \left(\frac{S_{a1} + S_{b1} + S_{c1}}{3} - \frac{S_{a2} + S_{b2} + S_{c2}}{3} \right) \quad (3)$$

式中： L_1 为变流器桥侧输出电感； i_{cir} 为零序环流； Δu_{cmv} 为两台变流器的共模电压差。

表 1 进一步列出了 64 种矢量组合对应的共模电压差情况。其幅值可分为 7 类，取值为 0、 $\pm V_{DC}/3$ 、 $\pm 2V_{DC}/3$ 、 $\pm V_{DC}$ 。值得注意的是，每个等效电压矢量可由多种组合实现，进而对应不同的共模电压差变化率，为开关时序优化提供了冗余空间。例如， V_{15} 可由不同矢量组合生成，分别对应共模电压差 $\pm 2V_{DC}/3$ 和 $\pm V_{DC}/3$ ，出于环流抑制考虑，应优先选取共模电压差较小的组合。基于该冗余性，LCPWM 与 HPD PWM 等协调式调制算法选取变化率较小的矢量组合，有效抑制低频零序环流。

2 共模注入对时序完整性的破坏机制分析

并联变流器之间的电感不平衡会引入低频共

式中 S_{a1} 、 S_{a2} 、 S_{b1} 、 S_{b2} 、 S_{c1} 和 S_{c2} 分别为开关管 S_{11}/S_{14} 、 S_{21}/S_{24} 、 S_{13}/S_{16} 、 S_{23}/S_{26} 、 S_{15}/S_{12} 和 S_{25}/S_{22} 的开关状态。例如， $S_{a1}=1$ 表示开关管 S_{11} 导通、 S_{14} 断开； $S_{a1}=0$ 表示开关管 S_{14} 导通、 S_{11} 断开。

如图 1 所示，每个子变流器可输出 8 个矢量(包括 6 个有效矢量和 2 个零矢量)，因此并联系统共有 64 种(8×8)矢量组合。这些组合在输出电压上存在显著冗余，最终仅形成 19 个基本矢量($V_0—V_{18}$)，对应关系见表 1。例如， V_{15} 既可由 V_{111}/V_{010} 组合生成，也可由 V_{000}/V_{010} 实现。

模电压差(Δu_{im})，该电压作用于并联电感，在两台变流器之间形成低频零序环流。如图 3 所示，该低频共模电压的基波频率与负载电流一致，且其幅值与负载电流成正比。因此，为有效抑制低频零序环流，需引入一个幅值相等、相位相反的补偿共模电压，以实现等效共模电压差的抵消，使并联回路电压趋于零(见图 3 右图)。

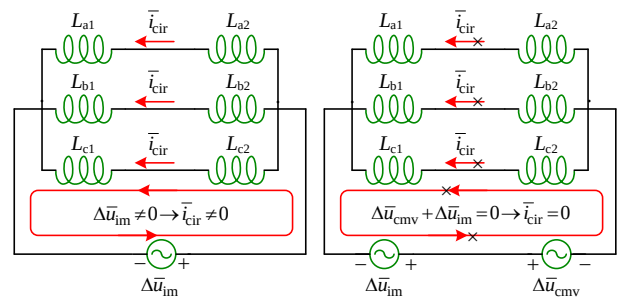


图 3 低频零序环流抑制的原理

Fig. 3 Principle of low-frequency zero-sequence circulating current suppression

现有主流方式通过向各相调制波中注入共模信号，通过控制两台变流器间的注入共模信号差值，有效控制变流器之间的共模电压差值，进而消除由不平衡电抗器引起的低频零序环流。共模注入

策略具体实现方式为

$$\begin{cases} u_{ma1} = u_a + u_{cmj-1} \\ u_{mb1} = u_b + u_{cmj-1} \\ u_{mc1} = u_c + u_{cmj-1} \\ u_{ma2} = u_a + u_{cmj-2} \\ u_{mb2} = u_b + u_{cmj-2} \\ u_{mc2} = u_c + u_{cmj-2} \end{cases} \quad (4)$$

式中: u_{ma1} 、 u_{ma2} 、 u_{mb1} 、 u_{mb2} 、 u_{mc1} 和 u_{mc2} 分别为两台变流器的三相调制波; u_a 、 u_b 和 u_c 为三相参考电压; u_{cmj-1} 、 u_{cmj-2} 分别为两台变流器各自的共模注入分量。为抵消不平衡电抗器引入的低频共模电压, 须控制两台变流器共模注入差值 $\Delta u_{cmv} = u_{cmj-1} - u_{cmj-2} = \Delta u_{im}$ 。

然而, 共模注入破坏协调式调制策略的矢量序列, 影响其对高频性能的优化效果。图 4 以近三矢量 V_{13} 、 V_{14} 和 V_0 构成的最小三角形为例, 对比了共模注入前后的 LCPWM 开关时序及其调制波信号。可以观察到, 未注入共模电压前, 三相具有 4 个调制波信号, 分别为 a 相调制波信号 u_{ma1} 和 u_{ma2} 、b 相调制波信号 u_{mb} 和 c 相调制波信号 u_{mc} ; 采用共模注入后, 4 个调制波信号变为 $u_{ma1} + \Delta d$ 、 $u_{ma2} + \Delta d$ 、 $u_{mb} + \Delta d$ 和 $u_{mc} + \Delta d$, 注入了后产生了非最优矢量 V_{15} , 如图 4 右图。因此, 采用共模注入法打乱了 LCPWM 原本的近三矢量。对于 LCPWM 而言, 近三矢量的选择是其实现输出电流纹波最小化的关键, 共模注入破坏了这一矢量结构, 导致最优矢量无法保持, 使得原本纹波最优的调制算法失效。

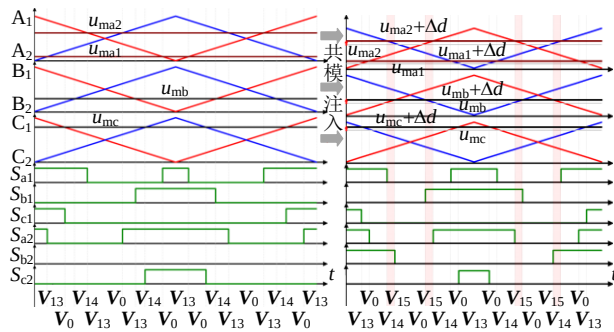


图 4 共模注入对时序完整性的破坏机制分析

Fig. 4 Analysis of common-mode injection-induced disruption to integrity of the vector sequences

协调式调制算法的核心在于矢量序列的最优设计, 包括矢量选择与时序排列, 一旦时序完整性被破坏, 调制策略将失去原有的优化能力。因此, 亟需设计一种不破坏时序结构的低频零序环流抑制

方法, 实现环流抑制与高频性能保持的协同统一。

3 基于差模注入的低频零序环流抑制策略

3.1 占空比非对称重新分配方案

共模注入方法通过在三相调制信号中同步叠加共模分量, 以调节两台变流器之间的低频共模电压差, 从而抑制零序环流。然而, 该方法破坏了原有矢量序列的结构完整性。进一步分析可知, 矢量时序中部分矢量引入瞬时共模电压差。若在保持矢量序列不变的前提下, 通过重新分配此类矢量之间的占空比, 即可调节共模电压差的平均值。更进一步, 若该平均值在幅值上与电感不平衡所引起的原始共模电压差相等、在相位上相反, 最终实现对零序环流的有效抵消。

以近三矢量 V_{13} 、 V_{14} 和 V_0 构成的最小三角形为例, 其占空比和调制波如图 5 左图所示, 对应的占空比表达式为

$$\begin{cases} d_{a1} = 0.25d_{13} \\ d_{a2} = 0.25(2 - d_0) \\ d_b = 0.25(2d_{14} + d_0 + d_{13}) \\ d_c = 0.25(d_{13} + d_0) \end{cases} \quad (5)$$

式中 d_{13} 、 d_{14} 和 d_0 分别为 V_{13} 、 V_{14} 和 V_0 的占空比。

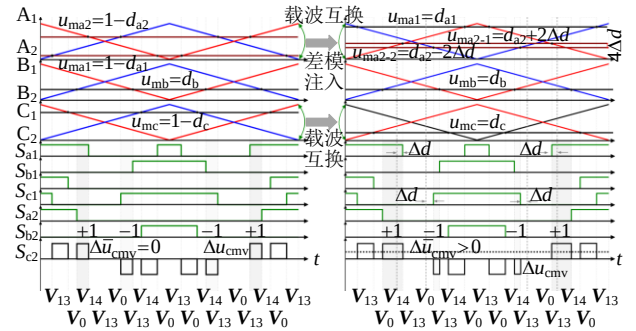


图 5 差模信号注入与时序完整性分析

Fig. 5 Analysis of vector sequence integrity under differential signal injection

图 5 中, LCPWM 采用的 3 个矢量中, V_{13} 引入瞬时共模电压差。具体而言, 其两种矢量组合 (V_{100}/V_{000} 与 V_{000}/V_{100}) 分别产生一对极性相反的共模电压差。由于原有矢量时序通常将占空比平均分配至这两组矢量组合, 对应的共模电压在一个完整开关周期内实现相互抵消。然而, 若在保持矢量结构不变的前提下, 对该类矢量的占空比进行非对称重新分配, 进而构造期望的低频共模电压差, 实现低频零序环流的有效抑制。例如, 通过增大矢量 V_{13} 中 V_{100}/V_{000} 的作用时间 ($d_{13}/4 + 2\Delta d$), 减小矢量组合

V_{000}/V_{100} 的作用时间($d_{13}/4 - 2\Delta d$), 使得原本共模电压差平均值从零变成不为零:

$$\Delta \bar{u}_{\text{CMV}} = \frac{V_{\text{DC}}}{3} [2(\frac{d_{13}}{8} + \Delta d) - 2(\frac{d_{13}}{8} - \Delta d)] = \frac{4}{3} \Delta d V_{\text{DC}} \quad (6)$$

进一步, 由图 5 右图可知, 三相调制波表达式在注入后的表达式为

$$\begin{cases} u_{\text{ma1}} = 0.25d_{13} = d_{\text{a1}} \\ u_{\text{ma2-1}} = 0.25(2 - d_0) + 2\Delta d = d_{\text{a2}} + 2\Delta d \\ u_{\text{ma2-2}} = 0.25(2 - d_0) - 2\Delta d = d_{\text{a2}} - 2\Delta d \\ u_{\text{mb}} = 0.25(2d_{14} + d_0 + d_{13}) = d_{\text{b}} \\ u_{\text{mc}} = 0.25(d_{13} + d_0) = d_{\text{c}} \end{cases} \quad (7)$$

由图 5 左图可知, 对于 LCPWM 调制策略, 在 V_{13} 、 V_{14} 和 V_0 构成的最小三角形中, a 相有两个调制波 u_{ma1} 和 u_{ma2} , 两个调制波与红色载波比较, 得到第 1 台变流器 a 相的开关状态 S_{a1} ; 两个调制波与蓝色载波进行比较, 得到第 2 台变流器 a 相的开关状态 S_{a2} 。当考虑不平衡引起的环流后, 对其中的一个调制波 u_{ma2} 进行差模注入, u_{ma2} 变为 $u_{\text{ma2-1}}$ 和 $u_{\text{ma2-2}}$, 如式(7)和图 5 右图: 第 1 台变流器采用 u_{ma1} 和 $u_{\text{ma2-1}}$ 两个调制波与红色载波比较, 得到 a 相的开关状态 S_{a1} , 第 2 台变流器采用 u_{ma1} 和 $u_{\text{ma2-2}}$ 两个调制波与蓝色载波进行比较, 得到 a 相的开关状态 S_{a2} 。

同时, 由式(6)可知, 通过占空比的重新分配, 可在一个开关周期内构造出平均值不为零的共模电压差, 即实现低频共模电压的生成。需要指出的是, 图 5 所示的占空比调整策略仅作用于引入瞬时共模电压差的目标矢量, 其余矢量的占空比分配与时序排列均保持不变, 确保整体矢量结构不被破坏。

进一步地, 考虑到低频零序环流的上升沿通常较为陡峭, 其斜率近似为 V_{DC}/L_1 , 而为补偿该扰动所需构造的低频共模电压幅值相对较小, 因而对应的占空比调整量 Δd 亦较小, 对原有矢量时序结构的影响可忽略。

3.2 传递函数与控制结构图

上文分析表明, 可通过调整矢量占空比分配来调节开关周期内的共模电压差平均值, 从而实现对低频零序环流的抑制。为实现精确调节占空比分配, 有必要建立占空比与低频共模电压差之间的数学模型。为不失一般性, 以任一目标矢量 $\mathbf{V}_x$ 为例, 探讨占空比调整与周期内共模电压平均值之间的定量关系。假设目标矢量原来作用占空比为 d_x , 则

调整前的共模电压差平均值为

$$\Delta \bar{u}_{\text{cmv}} = \frac{V_{\text{DC}}}{3} (d_x - d_x) = 0 \quad (8)$$

当注入调整占空比 Δd 后, 单个周期内的共模电压差平均值变成:

$$\Delta \bar{u}_{\text{cmv}} = \frac{V_{\text{DC}}}{3} [2(\frac{d_x}{2} + \Delta d) - 2(\frac{d_x}{2} - \Delta d)] = \frac{4}{3} \Delta d V_{\text{DC}} \quad (9)$$

在不平衡电感情况下, 低频共模压差与低频零序环流的数学模型^[22]可表示为

$$(L_1 + L_2) \frac{di_{\text{cir}}}{dt} = 3(\Delta u_{\text{cmv}} + \Delta u_{\text{im}}) \quad (10)$$

式中: L_1 、 L_2 分别为第 1 和 2 台变流器的输出电感值; Δu_{im} 和 Δu_{cmv} 分别满足:

$$\begin{cases} \Delta u_{\text{im}} = -\frac{\omega}{3} [L_{\text{ax}} \quad L_{\text{bx}} \quad L_{\text{cx}}] \mathbf{T} \begin{bmatrix} i_{\text{dx}} \\ i_{\text{qx}} \end{bmatrix} \\ \Delta u_{\text{cmv}} = \frac{V_{\text{DC}}}{3} [(d_{\text{a1}} + d_{\text{b1}} + d_{\text{c1}}) - (d_{\text{a2}} + d_{\text{b2}} + d_{\text{c2}})] \end{cases} \quad (11)$$

其中, 变换矩阵 $\mathbf{T}$ 为

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \sin \omega t & \cos \omega t \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (12)$$

将式(9)代入式(10)得到调整占空比与低频零序环流之间的数学模型:

$$(L_1 + L_2) \frac{di_{\text{cir}}}{dt} = 4\Delta d V_{\text{DC}} + 3\Delta u_{\text{im}} \quad (13)$$

同时, 式(10)中不平衡电感引起共模电压差可以通过前馈控制进行补偿, 因此, 调整后的占空比与低频零序环流之间的传递函数可以从式(13)中推导:

$$i_{\text{cir}}(s) = \frac{4\Delta d V_{\text{DC}}}{s(L_1 + L_2)} \quad (14)$$

考虑到低频零序环流的基波频率与系统输出电流相同, 传统的比例积分(proportional integral, PI)控制器在该频率处难以提供足够的增益。此外, 比例-谐振(proportional-resonant, PR)控制器虽然能够在目标频率处提供高增益, 但缺乏对直流偏置电流的调节能力。为此, 本文采用比例-积分-谐振(proportional-integral-resonant, PIR)控制器, 有效增强对低频零序环流的稳态控制能力, 并避免系统直流偏移的积累:

$$G_{\text{PIR}}(s) = G_{\text{PI}}(s) + \frac{2k_r s}{s^2 + \omega_r^2} = k_p + \frac{k_i}{s} + \frac{2k_r s}{s^2 + \omega_r^2} \quad (15)$$

结合 PIR 控制器, 本文进一步提出了抑制低频零序环流电流的控制结构图, 如图 6 所示。首先需将低频零序环流电流的反馈与零参考值进行比较, 所得误差通过 PIR 控制器进行处理, 最后, 该控制器利用前馈补偿的方法得到所需调整的占空比。

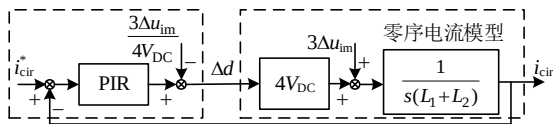


图 6 基于差模信号注入的低频零序环流抑制的控制框图

Fig. 6 Control diagram of differential signal injection-based suppression

3.3 差模信号注入策略研究

图 6 所示的控制框图揭示如何通过闭环控制产生与低频零序环流抑制相对应的注入分量(调整占空比 Δd), 却未进一步阐释如何将该信号以何种方式注入三相调制波。不同于共模注入, 调整占空比须采用分时、分相注入策略, 即在每一时刻仅对某一相调制波引入占空比调整量, 进而保证相关时序的完整性。

以第 1 个 60° 扇区为例, 具有瞬时共模压差的矢量有: $\mathbf{V}_7$ 、 $\mathbf{V}_{13}$ 和 $\mathbf{V}_{14}$ 。值得注意的是, 在交错载波框架下, 任一 PWM 算法在第 1 个 60° 扇区内均会使用到上述 3 个矢量中的任意一个, 因此, 通过调整具有瞬时共模压差矢量的占空比进而控制低频共模压差, 适用于任意调制方式。当 $\mathbf{V}_7$ 作为目标矢量时, 通过调整两台变流器各自 B 相占空比, 可以调整 $\mathbf{V}_7$ 的分布时间, 为此, B 相原有的调制波被分裂成两个调制波 $u_{\text{mb}1}$ 和 $u_{\text{mb}2}$ 。同样, 矢量 $\mathbf{V}_{14}$ 作为目标矢量时, C 相调制信号应进一步分裂为 $u_{\text{mc}1}$ 和 $u_{\text{mc}2}$; 矢量 $\mathbf{V}_{13}$ 作为目标矢量时, A 相调制信号应该进一步分裂为 $u_{\text{ma}1}$ 和 $u_{\text{ma}2}$ 。由此可见, 不同的目标矢量会导致不同相的调制信号分裂, 必须揭示一个通用的规则来识别所有具有互补共模电压差的矢量, 便于对占空比重新分配。

经过进一步分析, 可总结出占空比分配的通用规则。当矢量 $\mathbf{V}_7$ 或其他中矢量($\mathbf{V}_8$ 、 $\mathbf{V}_9$ 、 $\mathbf{V}_{10}$ 、 $\mathbf{V}_{11}$ 或 $\mathbf{V}_{12}$)被使用时, 三相中间值所在相的调制波将会分裂成:

$$\begin{cases} u_{\text{m-mid}1} = d_{\text{mid}} + 2\Delta d \\ u_{\text{m-mid}2} = d_{\text{mid}} - 2\Delta d \end{cases} \quad (16)$$

式中 d_{mid} 为原有调制策略中三相参考电压中间相 u_{mid} 对应的占空比。

同理, 当矢量 $\mathbf{V}_{13}$ 或其对应的短矢量($\mathbf{V}_{15}$ 或 $\mathbf{V}_{17}$)被使用时, 三相最大值所在相的调制波将被分裂成:

$$\begin{cases} u_{\text{m-max}1} = d_{\text{max}} + 2\Delta d \\ u_{\text{m-max}2} = d_{\text{max}} - 2\Delta d \end{cases} \quad (17)$$

式中 d_{max} 为原有调制策略中三相参考电压最大相 u_{max} 对应的占空比。

当矢量 $\mathbf{V}_{14}$ 或其对应的短矢量($\mathbf{V}_{16}$ 或 $\mathbf{V}_{18}$)被使用时, 三相最小值所在相的调制波会分裂成:

$$\begin{cases} u_{\text{m-min}1} = d_{\text{min}} + 2\Delta d \\ u_{\text{m-min}2} = d_{\text{min}} - 2\Delta d \end{cases} \quad (18)$$

式中 d_{min} 为原有调制策略中三相参考电压最小相 u_{min} 对应的占空比。

因此, 所提策略的核心在于识别具有互补共模电压差的目标矢量, 并对其对应相位的占空比进行重分配, 以构造期望的低频共模电压差。需要指出的是, 在交错载波配置下, 任意调制策略均不可避免地涉及式(16)—(18)中所包含的目标矢量。鉴于不同调制方法均需识别各子扇区并采用不同的矢量时序, 因此, 该特性为占空比重分配方法的无缝嵌入提供了实现条件。

以 LCPWM 和 HPDPWM 为例, 两种调制策略在 $0^\circ \sim 60^\circ$ 内将矢量平面划分为不同扇区, 如图 7 所示。以 LCPWM 为例, 解释如何将所提差模注入方式无缝嵌入。图中, LCPWM 将第 1 个 60° 扇区划分为 6 个小扇区(扇区 I—VI), 各个子扇区使用各自最优矢量时序。其中, 扇区 I—III 的矢量时序均使用了具有互补共模压差的矢量 $\mathbf{V}_{13}$, 因此, 在扇区 I—III 中, $\mathbf{V}_{13}$ 应作为目标矢量, 由式(17)可知, 需要分裂最大值那一相的占空比; 扇区 IV—VI 的矢量时序均使用了具有互补共模压差的矢量 $\mathbf{V}_{14}$, 因此, 在扇区 IV—VI 中, $\mathbf{V}_{14}$ 应作为目标矢量, 由式(18), 需要分裂最小值那一相的占空比。

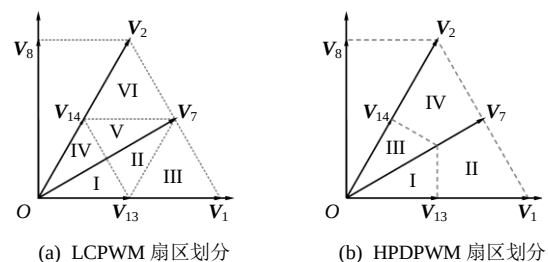


图 7 LCPWM 和 HPDPWM 扇区划分示意图

Fig. 7 Subsector division of the LCPWM and HPDPWM

图 8 展示考虑差模注入后, LCPWM 调制策略的实现流程图, 图中仅对需要分裂相进行定义, 无需分裂的两相表达式。由图可知, 所提差模注入方案无需改变原有实现方式, 实现了完美嵌入两种调制算法的原有结构。此外, 图 9 展示了考虑差模注入的 HPD PWM 调制策略实现的流程图。图 9 表明, 该方法同时适用于钳位式算法。

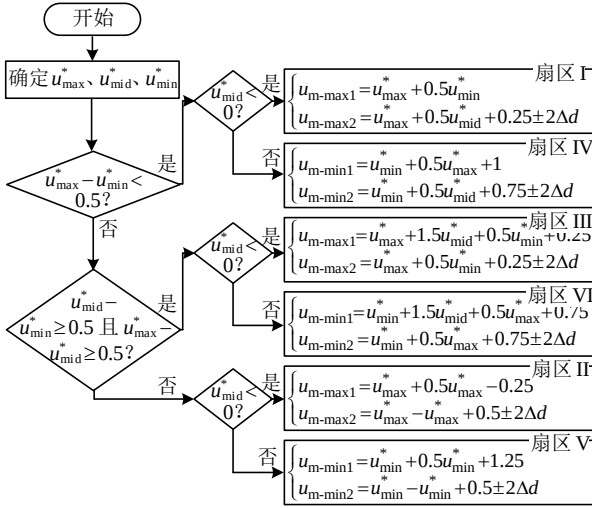


图 8 考虑差模注入的 LCPWM 调制算法的实现框图

Fig. 8 Flow chart of LCPWM with differential signal injection

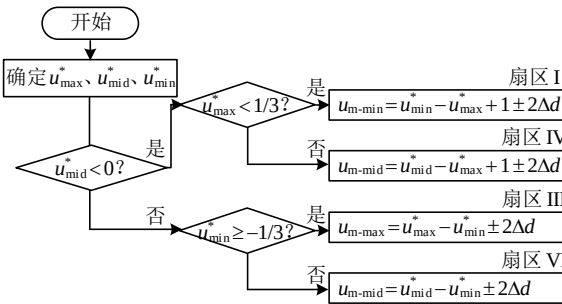


图 9 考虑差模注入的 HPD PWM 调制算法的实现框图

Fig. 9 Flow chart of HPD PWM with differential signal injection

进一步地, 图 10 展示了在相同调制度下, LCPWM 与 HPD PWM 两种调制策略差模注入后的调制波形。由图可知, 与传统共模注入方法相比, 所提策略根据矢量角度不同, 针对性地将差模信号注入至不同相位, 实现了对平均共模电压差的精确调控, 从而有效抵消因电感不平衡所引起的低频零序环流。更为关键的是, 该方法在实现有效抑制的同时, 保持了原始矢量序列的结构完整性。值得强调的是, 差模注入策略可同时适用于箝位型与非箝位型协调式调制方法。

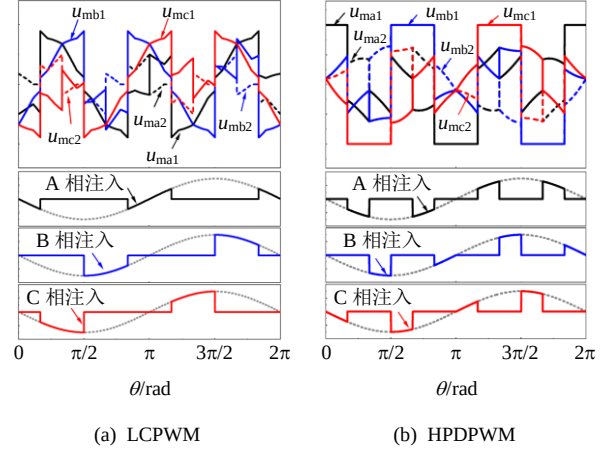


图 10 差模注入后现有算法工频周期调制波分析

Fig. 10 The modulation signals within fundamental period with differential injection

4 实验验证

为了验证文所提控制策略的可行性, 在实验室搭建了 5 kVA 的两台并联变流器的实验平台, 如图 11 所示。该平台包括一个基于 TMS320F2808 DSP 的控制板、一个使用 RECOM AC/DC 电源模块的电源板、Concept IGBT 门驱动器(2SP0115T2C)、英飞凌 IGBT(FF300R17ME4)、LEM 电流传感器和电压传感器、SBE 直流连接电容器(700D158911-590)以及滤波电感。实验参数如表 2 所示。Tektronix 电流探头被用于电流测量, 并使用 Tektronix 示波器记录波形。实验主要考虑最典型的单相电感不平衡及两个电感均偏离标称值的情况, 其中: L_{b1} 低于标称电感 L_1 ; L_{b2} 高于标称电感 L_1 。同时, 为验证所提差模注入方法可以应对严重不平衡工况, 实验首先模拟 $\pm 50\%$ 不平衡案例, $L_{b1}(=2.5 \text{ mH})$ 低于标称电感 $L_1(=5 \text{ mH})$ 高达 50%; $L_{b2}(=7.5 \text{ mH})$ 高于标称电

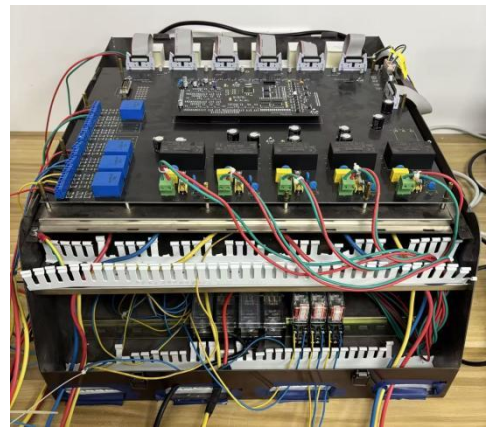


图 11 两并联变流器原型机

Fig. 11 The experimental prototype

表 2 实验参数

Table 2 Experiment parameters

参数	数值	参数	数值
桥侧输出电感 L_1/mH	5	输出电压 U_i/V	200
负载电阻 R/Ω	10/16	直流电压 V_{DC}/V	400
直流电容 $C/\mu\text{F}$	2000	开关频率 f_s/kHz	5

感 $L_1(=5\text{ mH})$ 高达 50%; 同时, 配置了 16 和 $10\ \Omega$ 的负载电阻, 模拟负载切换。

为进一步比较差模注入控制策略切入前后系统的运行性能, 图 12 展示了在 LCPWM 调制策略下, 两并联变流器的输出电流、零序环流及共模电压波形的动态过程。由图可知, $\pm 50\%$ 的电感不平衡引发了严重的低频零序环流, 其幅值高达 5 A, 主导频率与输出电流一致, 均为 50 Hz。该低频成分可能导致共模电感磁芯饱和, 并显著增加系统损耗。相较之下, 当所提控制策略在 $t=0.06\text{ s}$ 时切入后, 零序环流中的低频分量被迅速抑制, 仅剩高频零序环流, 验证了该策略在不平衡条件下的有效性。此外, 当负载在 $t=0.14\text{ s}$ 从 $10\ \Omega$ 切换至 $16\ \Omega$ 时, 在并联电流快速切换的同时, 零序环流和共模电压始终保证良好的控制性能, 未见明显变化, 验证了该策略在负载突变下的有效性。

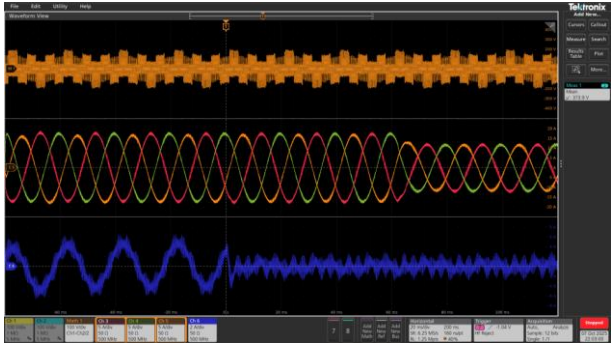


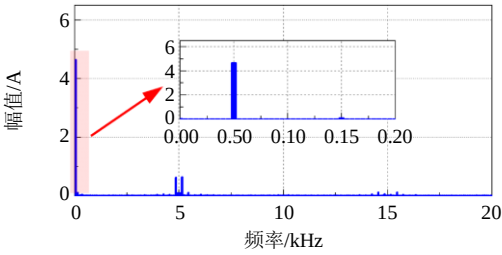
图 12 所提控制策略切入前后 LCPWM 的输出电流、零序环流和共模电压波形动态过程

Fig. 12 Dynamics of output current, zero-sequence circulating current and common-mode voltage under LCPWM before and after the proposed control strategy is activated

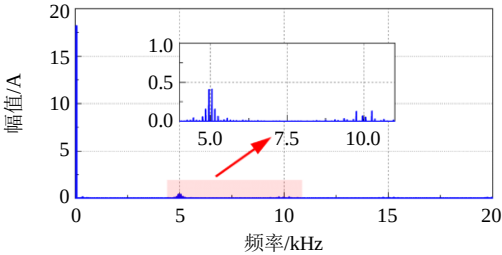
图 13 进一步展示了所提控制策略切入前后系统的零序环流、输出电流和共模电压的频谱特性。由图可知, 在电感不平衡条件下, 系统引入了大量低频环流成分, 主要集中于 50 Hz 附近。而在所提差模注入控制策略作用下, 该低频环流成分被有效抑制至可忽略的水平, 表明该方法对低频零序环流具有良好的抑制能力。

此外, 图 13 还对输出电流和共模电压的频谱

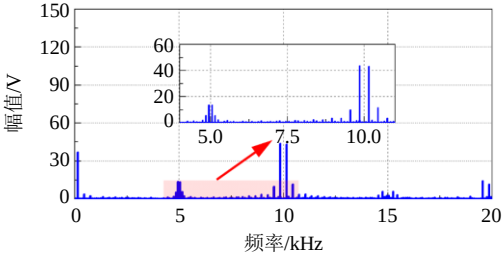
进行了对比分析。需指出, 输出电流和共模电压的纹波主要体现为高频分量。为了更直观地观察其变化, 对高频频段进行了局部放大。结果表明, 在控制策略切入前后, LCPWM 共模电压和输出电流的频谱特性几乎未发生变化, 即该策略在有效抑制低频环流的同时, 未破坏 LCPWM 的共模电压性能以及固有的最优纹波性能。



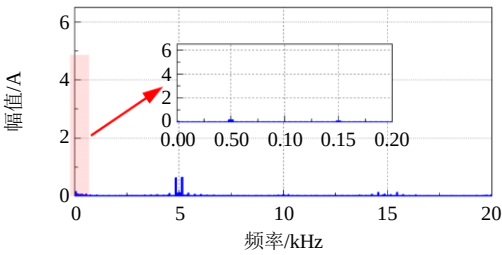
(a) 零序环流(控制前)



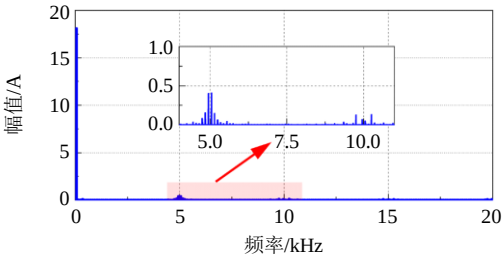
(b) 输出电流(控制前)



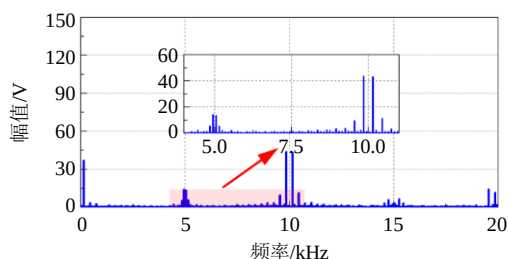
(c) 共模电压(控制前)



(d) 零序环流(控制后)



(e) 输出电流(控制后)



(f) 共模电压(控制后)

图 13 所提控制策略切入前后 LCPWM 的零序环流、输出电流和共模电压频谱分析

Fig. 13 Spectral analysis of zero-sequence circulating current, output current and common-mode voltage under LCPWM with and without the proposed control strategy

综上所述, 实验结果验证了所提控制方法在面对严重电感不平衡工况时, 既能精准抑制零序环流中的低频分量, 又可保持 LCPWM 原有的高频纹波优势, 兼顾了低频抑制与高频性能优化的双重目标。

为进一步验证所提差模注入控制策略在钳位式调制算法下的适用性, 图 14 展示了该策略切入前后, HPDPWM 调制下两并联变流器的零序环流与输出电流波形。由图可知, $\pm 50\%$ 电感不平衡同样引入了显著的低频零序环流, 其幅值接近 5 A, 主频为 50 Hz, 与输出电流的频率一致。随着所提控制策略在 $t=0.06$ s 时被激活, 零序环流中的低频成分被有效抑制, 系统运行性能显著改善。此外, 当负载在 $t=0.14$ s 从 $10\ \Omega$ 切换至 $16\ \Omega$ 时, 零序环流和共模电压同样始终保证着良好的控制性能。

图 15 进一步给出了该工况下零序环流、输出电流和共模电压的频谱分析结果。在控制策略未激活前, 零序环流中存在明显的 50 Hz 低频成分; 而在所提控制策略作用下, 该频率分量在频谱中几乎

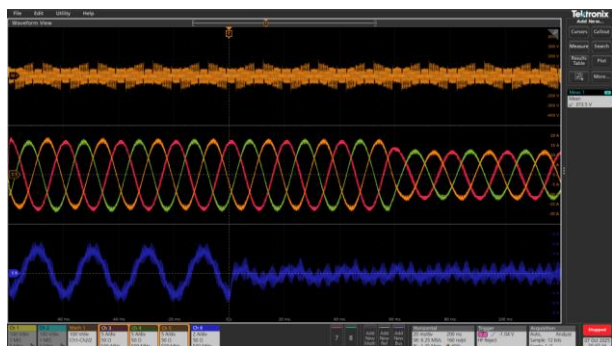
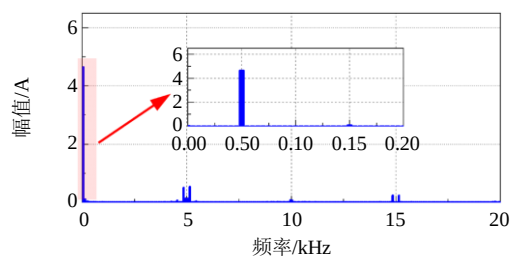


图 14 所提控制策略切入前后 HPDPWM 的输出电流、零序环流和共模电压波形动态过程

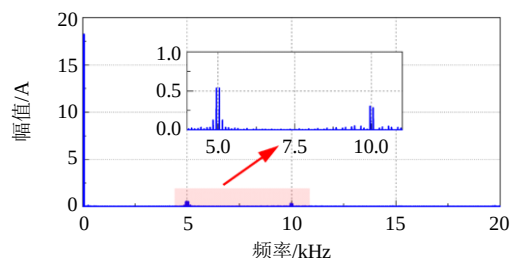
Fig. 14 Dynamics of output current, zero-sequence circulating current and common-mode voltage under HPDPWM before and after the proposed control strategy is activated

完全消失, 验证了其抑制低频零序环流的能力。同时, 输出电流和共模电压的频谱保持稳定, 未见明显变化, 说明控制策略未破坏 HPDPWM 原有的共模电压和纹波特性。进一步对高频频谱进行局部放大分析表明, 差模注入策略对输出电流和共模电压的高频分量影响极小。

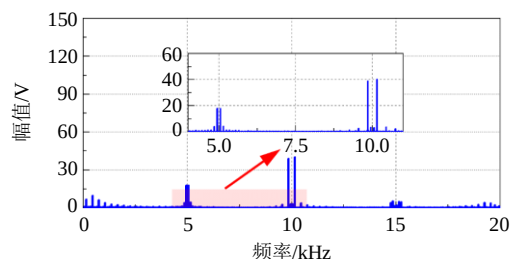
图 14 和 15 的实验结果表明, 所提差模注入控



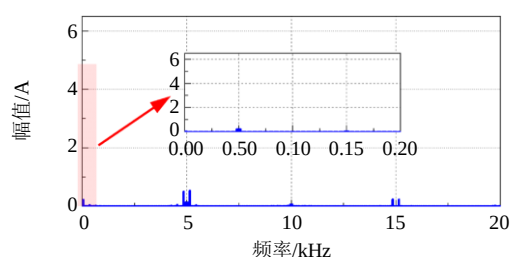
(a) 零序环流(控制前)



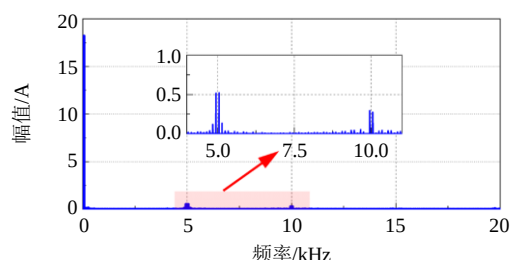
(b) 输出电流(控制前)



(c) 共模电压(控制前)



(d) 零序环流(控制后)



(e) 输出电流(控制后)

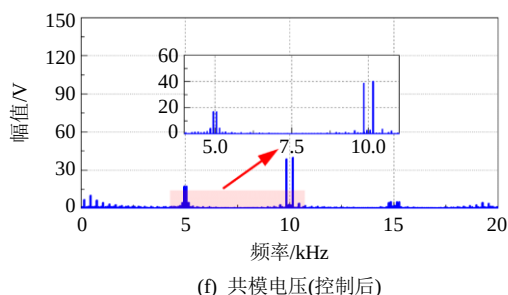


图15 所提控制策略切入前后 HPDPWM 的零序环流、输出电流和共模电压频谱分析

Fig. 15 Spectral analysis of zero-sequence circulating current, output current and common-mode voltage under HPDPWM with and without the proposed control strategy

制策略在钳位式调制算法下同样具有良好的低频零序环流抑制效果,同时能够保持 HPDPWM 调制方式原有的输出电流高频纹波和共模电压性能。

上文实验验证表明,本文所提控制策略可有效消除因电感不平衡而引入的低频零序环流,同时,采用差模注入方式,保证了各调制算法的原有矢量时序,进而保证了各算法的高频指标的最优性。

5 结论

本文围绕并联变流器系统中因电感不一致导致的低频零序环流问题,提出了一种差模注入式的低频零序环流抑制方法,通过重新分配具有互补共模压差矢量的占空比,实现了对低频共模电压精准调控。实验结果表明,所提方法在不破坏调制方式的原有最优矢量序列的前提下,暨保证原有高频性能指标(输出电流、零序环流和共模电压)不恶化的情况下,进一步抑制了低频零序环流;同时,该方法在功率变化及负载动态过程中仍保持良好抑制效果,适用于新能源场站等功率波动频繁的实际工程场景,具备较强的工况适应性,为解决集中式多机系统并联变流器环流问题提供通用解决方案。

所提统一控制策略突破了协调式 PWM 算法低频零序环流抑制难的瓶颈,为协调式 PWM 算法在复杂工况中的应用提供了基础理论支撑,具有较高的实用价值与推广前景。

参考文献

[1] LIAO Mian, LI Haoran, WANG Ping, et al. Machine learning methods for feedforward power flow control of multi-active-bridge converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 1692-1707.

[2] LIAO Mian, SEN T, ELASSER Y, et al. UAV fleet

charging on telecom towers with differential capacitive wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(4): 6370-6384.

- [3] 王承祥, 杜海江, 王爽, 等. 单侧并联储能变流器并网谐振机理分析及抑制方法[J]. 高电压技术, 2024, 50(6): 2490-2501.
- WANG Chengxiang, DU Haijiang, WANG Shuang, et al. Grid-connected resonance mechanism analysis and suppression method of unilateral parallel energy storage converter[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(6): 2490-2501(in Chinese).
- [4] 陈建良, 刘耀源, 张子旭, 等. 基于电流纹波预测的交错并联三相逆变器任意功率因数全范围软开关策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(22): 9003-9014.
- CHEN Jianliang, LIU Yaoyuan, ZHANG Zixu, et al. Current ripple prediction based full range soft switching method for two parallel interleaved three-phase inverters under any power factor[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(22): 9003-9014(in Chinese).
- [5] 杜燕, 杨世友, 胡军龙, 等. 一种适用三电平并联系统的虚拟矢量调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(21): 8629-8641.
- DU Yan, YANG Shiyou, HU Junlong, et al. A virtual vector modulation strategy for paralleled three-level inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(21): 8629-8641(in Chinese).
- [6] JIN Xiaoliang, LIU Shengfu, SHI Wen, et al. Optimal vector sequences for simultaneous reduction of the switching loss, zero-sequence circulating current, and torque ripple in two parallel interleaved inverter-fed PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(3): 1493-1505.
- [7] HE Shiming, LIU Bangyin. Distributed carrier phase shifting control method for modular interleaved parallel inverters[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(2): 2497-2508.
- [8] LIU Jiang, SUN Xiangdong, REN Biying, et al. Dynamic circulating current suppression method for multiple hybrid power parallel grid-connected inverters with model reference adaptive system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(5): 4364-4375.
- [9] 贺诗明, 刘邦银. 模块化并联逆变器基于单总线的相位同步方法[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(20): 8015-8024.
- HE Shiming, LIU Bangyin. Phase synchronization method of modular parallel inverters based on a single bus[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(20): 8015-8024(in Chinese).
- [10] ZENG Zhiyong, GOETZ S M. A general interchanged interleaving carriers for eliminating DC/low-frequency

- circulating currents in multiparallel three-phase power converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(10): 12323-12335.
- [11] 刘盛福, 金晓亮, 侍文, 等. 考虑零序环流抑制的两台并联变流器不连续脉宽调制算法统一调制理论的研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(1): 250-262.
LIU Shengfu, JIN Xiaoliang, SHI Wen, et al. Research on unified modulation theory of improved DPWM methods with suppressed zero-sequence circulating current for two parallel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(1): 250-262(in Chinese).
- [12] 吉敬华, 钱渊方, 赵文祥, 等. 低载波比下的双三相永磁电机低电流纹波变开关序列调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(23): 9422-9430.
JI Jinghua, QIAN Yuanfang, ZHAO Wenxiang, et al. Variable switching sequence modulation strategy with low current ripple for dual three-phase PMSM operating at low switching-to-fundamental ratio[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(23): 9422-9430(in Chinese).
- [13] XU Hanwei, XU Lie, LI Chi, et al. Improved interleaved discontinuous PWM for zero-sequence circulating current reduction in three-phase paralleled converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(9): 8676-8686.
- [14] 贺诗明, 王亚东, 刘邦银. 并联逆变器变开关频率交错零矢量 PWM 方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(6): 2275-2285.
HE Shiming, WANG Yadong, LIU Bangyin. Variable switching frequency interleaved zero-vector PWM scheme for paralleled inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(6): 2275-2285(in Chinese).
- [15] ZENG Zhiyong, ZHU Chong, GOETZ S M. Comprehensive multiple indicators optimizations for two-parallel interleaved three-phase two-level power converters using optimal vector sequences[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(3): 3026-3039.
- [16] QUAN Zhongyi, LI Yunwei. A three-level space vector modulation scheme for paralleled converters to reduce circulating current and common-mode voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 703-714.
- [17] ZENG Zhiyong, GOETZ S M. A zero common mode voltage PWM scheme with minimum zero-sequence circulating current for two-parallel three-phase two-level converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2025, 13(2): 1503-1513.
- [18] ZENG Zhiyong, LI Zhongxi, GOETZ S M. Line current ripple minimization PWM strategy with reduced zero-sequence circulating current for two parallel interleaved three-phase converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7): 6931-6943.
- [19] HE Shiming, WANG Yadong, LIU Bangyin. A modified DPWM method with minimal line current ripple and zero-sequence circulating current for two parallel interleaved 2L-VSIs[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(12): 11879-11889.
- [20] ZENG Zhiyong, LI Zhongxi, GOETZ S M. Optimal discontinuous space vector PWM for zero-sequence-circulating current reduction in two paralleled three-phase two-level converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(2): 1252-1262.
- [21] ZENG Zhiyong, LI Zhongxi, GOETZ S M. A high performance interleaved discontinuous PWM strategy for two paralleled three-phase inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 13042-13052.
- [22] ZHANG Xueguang, FU Zhichao, XIAO Yi, et al. Control of parallel three-phase PWM converters under generalized unbalanced operating conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(4): 3206-3215.



金晓亮

在线出版日期: 2025-11-10。

收稿日期: 2025-07-21。

作者简介:

金晓亮(1991), 男, 博士, 讲师, 研究方向为大容量变流器调制及其控制技术等, jinxl@njit.edu.cn;

*通信作者: 赵文祥(1976), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电机及其控制等, zwx@ujs.edu.cn。

(责任编辑 吕鲜艳)