

三相UPQC串联/并联侧二倍频功率解耦控制策略

李雨腾¹, 吴学智¹, 唐 芬¹, 陈 宁², 刘志琪¹, 张权宝¹

(1. 北京交通大学 国家能源主动配电网技术研发中心, 北京 100044;

2. 北京晟运能源科技有限公司, 北京 101320)

摘要:当三相统一电能质量调节器(UPQC)补偿交流不平衡网压时,串联变流器产生的二倍频功率耦合到直流母线上,流入并联变流器,影响对敏感负荷的供电质量及并网效果。针对该问题,在并联变流器的电压环加入二倍频功率解耦环节,实现UPQC并联侧有源功率解耦控制,满足脉动功率的抑制要求。在电流环中增加滤除二倍频分量的串联变流器瞬时有功电流前馈环节,加快并联变流器对UPQC串联侧补偿突变时的动态响应速度,且不会在并联变流器控制回路中引入新的负序分量。通过小信号建模分析选取合适的控制参数,在不增加电路复杂性的前提下,抑制UPQC串联侧二倍频功率对并联侧的耦合影响。在保证系统稳态性能的同时提高了直流母线电压的抗扰动特性。仿真和实验结果验证了所提控制策略的有效性。

关键词:统一电能质量调节器;二倍频功率解耦;阻抗特性;不平衡网压;变流器

中图分类号:TM721

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202504021

0 引言

近年来,低压配电网中新能源的高渗透率接入以及敏感性电力电子负荷的广泛应用,对电能质量造成影响,危害配电系统的安全运行^[1-4]。统一电能质量调节器(unified power quality conditioner, UPQC)兼具串联合动态电压调节器与并联有源电力滤波器的功能,既能补偿不平衡网侧电压,又能治理负载电流谐波问题,实现配电系统电能质量的综合治理,受到了国内外学者的广泛关注^[5]。

三相UPQC运行过程中,串联变流器(series converter, SEC)补偿交流网压波动,并联变流器(shunt converter, SHC)在补偿谐波电流的同时维持直流母线电压的恒定。当控制SEC输出三相不平衡电压时,其正序电流与负序电压相乘产生二倍频功率,进而耦合到直流侧,影响SHC的控制效果。通常采用增大支撑电容的方法加以抑制,或是改进三相UPQC的拓扑结构,例如:在直流母线上并联LC谐振电路吸收倍频功率^[6];并联DC/DC变流器作为有源滤波器^[7],可有效减小直流侧脉动功率对两侧变流器的影响;文献[8-10]提出在变流器交流侧增加功率解耦电路,实现交流侧的就地解耦。但上述方法加入的电路和功率器件增大了系统成本、体积、损耗以及相应的控制难度,降低了运行可靠性。因此,考虑无须使用缓存脉动功率的额外电路,仅抑

制脉动对串联/并联侧控制回路影响的方法,这类方法通常在三相UPQC原有变流器控制的基础上加入解耦控制环节,实现三相UPQC串联/并联侧二倍频功率的解耦。

由于SEC的控制目标不涉及直流侧,功率解耦控制主要通过对SHC的控制策略进行优化实现。具体的实现方法为:提高SHC在直流侧脉动频率点的等效阻抗,强迫中间支撑电容吸收几乎全部的脉动功率。文献[11-12]在两级式拓扑中基于所建立的输入电流与负载功率的关系,设计了比例谐振控制器的功率环回路,以实现对变流器输出功率波动量的同步跟踪,但这会增加全频段的输出阻抗,增大系统的响应时间。为此,通过在变流器电压环的前向通路或反馈通路中插入陷波器来提升脉动频率处的阻抗,以避免电压环带宽的降低^[13]。文献[14-16]在单相半桥UPQC的SHC的电压外环中插入陷波器,提取直流分量以抑制二次纹波的影响,但未考虑补偿工况突变时系统的响应速度。文献[17]提出在控制回路中叠加负序控制环,只增加变流器在二倍频处的阻抗,保证其在非二倍频处较小,但会限制电压环带宽的提高。文献[18]引入电容支路串联虚拟阻抗来抵消电容电压二次脉动的作用,但虚拟阻抗的引入导致参数设计更加复杂。目前文献主要对抑制两级式拓扑带不平衡负载导致的二倍频脉动功率展开研究,但网压不平衡波动时三相UPQC串联侧二倍频功率以及补偿功率变化影响下功率解耦兼顾动态响应的控制策略还较为缺乏。

因此,针对三相UPQC网压波动时二倍频功率解耦与动态响应的需求,基于串联/并联侧二倍频功率耦合情况,在SHC电压环中引入解耦控制环节。考虑交流网压波动引起SEC补偿功率突变对

收稿日期:2024-12-13;修回日期:2025-03-23

在线出版日期:2025-04-29

基金项目:北京市自然科学基金-丰台轨道交通前沿研究联合基金资助项目(L231006)

Project supported by the Beijing Municipal Natural Science Foundation-Fengtai Joint Fund for Frontier Research in Rail Transit(L231006)

SHC的响应要求,提取滤除二倍频分量的SEC瞬时有功电流前馈到SHC的电流环指令中。对比解耦前后SHC输出电流总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)与直流母线电压抗扰动特性上的差异,通过小信号建模分析选取合适的控制参数。最后,通过仿真和实验,验证了所提控制策略的有效性。

1 二倍频功率耦合机理分析

1.1 三相UPQC工作原理

三相两电平型UPQC拓扑结构如图1所示,主要由SEC、串联变压器、SHC以及直流电容构成。其中,SEC用于补偿网侧的电压质量问题,SHC用于补偿负载引起的电流质量问题,两侧变流器共用支撑电容 C_{dc} 。以网压跌落为例,补偿过程中的功率流动关系见图1,SEC与SHC通过中间的直流电路进行能量交换。图中: u_{sj} ($j=a, b, c$)为三相电网电压; u_{cj} 为串联变压器输出的串补电压; u_{cj1} 、 u_{cj2} 分别为SEC与SHC电容电压; i_{sj} 为网侧电流; u_{lj} 为负载侧电压; i_{lj} 为负载电流; i_{cj} 为并联侧输出电流; L_{lj} — L_{3j} 分别为串联侧、并联侧与负载侧滤波电感; C_{lj} 、 C_{2j} 分别为串联侧和并联侧滤波电容; u_{j1} 、 u_{j2} 分别为SEC与SHC的桥臂侧电压; i_{j1} 、 i_{j2} 分别为SEC与SHC的电感电流; u_{dc} 为直流电压; p_{dc_e} 、 p_{dc_h} 分别为SEC与SHC在直流侧的有功功率; Δp 为直流侧支撑电容储存的能量; p_{SEC} 、 p_{SHC} 分别为串联侧、并联侧瞬时功率。

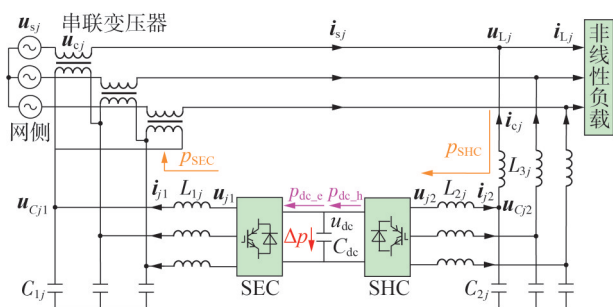


图1 三相UPQC拓扑结构

Fig.1 Topology structure of three-phase UPQC

为应对网侧电压不平衡跌落,SEC采用同步旋转坐标系下基于正负序分离的电压/电流双环解耦控制策略,如附录A图A1(a)所示;SHC采用双环比例积分谐振控制策略,如附录A图A1(b)所示,能够实现对直流电压与交流侧输出的准确控制。

1.2 串联/并联侧二倍频功率耦合机理

当网压不平衡时,SEC补偿相应的负序电压。串补电压 u_{cj} 取每相网压波动前、后的差值,因此SEC电容电压 u_{cj1} 包含正序、负序分量,根据对称分量法,可将SEC电容电压 u_{cj1} 表示为:

$$\begin{cases} u_{ca1} = \sqrt{2} U_{c1}^+ \sin(\omega t + \alpha^+) + \sqrt{2} U_{c1}^- \sin(\omega t + \alpha^-) \\ u_{cb1} = \sqrt{2} U_{c1}^+ \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \alpha^+\right) + \sqrt{2} U_{c1}^- \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \alpha^-\right) \\ u_{cc1} = \sqrt{2} U_{c1}^+ \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \alpha^+\right) + \sqrt{2} U_{c1}^- \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \alpha^-\right) \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_{c1}^+ 、 U_{c1}^- 分别为SEC电容电压正序、负序分量的均方根值; α^+ 、 α^- 分别为串补电压正序、负序分量初相角; ω 为工频角速度。

同时SHC补偿非线性电流,网侧电流 i_{sj} 被控为正弦平衡。为应对不平衡网压工况,串联变压器原边采用三角形接入,SEC电感电流 i_{lj} 也为正弦平衡,如式(2)所示。

$$\begin{cases} i_{a1} = \sqrt{2} I^+ \sin(\omega t + \varphi^+) \\ i_{b1} = \sqrt{2} I^+ \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi^+\right) \\ i_{c1} = \sqrt{2} I^+ \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi^+\right) \end{cases} \quad (2)$$

式中: I^+ 为SEC电感电流幅值的正序分量; φ^+ 为 i_{lj} 正序分量的初相角。

联立式(1)、(2)计算得到SEC输出瞬时功率 p_{SEC} ,如式(3)所示,其由平均功率分量 $\bar{p}$ 以及二倍频功率 $p_{2\omega}$ 构成。

$$\begin{cases} p_{SEC} = \bar{p} + p_{2\omega} \\ \bar{p} = 3U_{c1}^+ I^+ \cos(\alpha^+ - \varphi^+) \\ p_{2\omega} = 3U_{c1}^- I^+ \cos(2\omega t + \alpha^- - \varphi^+) \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)可见,SEC输出的不平衡电压和正序电流相乘产生二倍频功率脉动。根据能量守恒,在忽略变流器损耗的前提下,SEC直流端口与交流端口功率相等,即串联侧功率全部由直流侧提供^[19]。此时SEC的直流侧输入电流 i_{SEC} 如式(4)所示。当直流电容电压 u_{dc} 被控制为恒定值时, i_{SEC} 将包含直流分量 $\bar{i}_{SEC}$ 以及二倍频分量 $i_{SEC,2\omega}$ 。

$$i_{SEC} = \frac{p_{dc_e}}{u_{dc}} = \frac{p_{SEC}}{u_{dc}} = \frac{\bar{p} + p_{2\omega}}{u_{dc}} = \bar{i}_{SEC} + i_{SEC,2\omega} \quad (4)$$

二倍频分量 $i_{SEC,2\omega}$ 的存在导致支撑电容两端产生相应的二次脉动压降。根据图A1(a),SEC控制策略不涉及直流侧,可以通过在调制环节引入实际直流电压 u_{dc} 来消除纹波的影响。SHC控制直流电压恒定,二倍频分量流入其电压外环,并作为电流内环的 d 轴指令值,经坐标反变换在 abc 坐标系体现为三次谐波分量,致使并联侧电感电流产生三次谐波畸变。为提高三相UPQC系统的运行性能和输出电能质量,本文对SHC的控制策略进行改进,使其在

实现稳定直流电压的同时抑制二倍频功率流入并联侧。

2 三相UPQC二倍频功率解耦控制

2.1 二倍频功率解耦控制策略

为实现串联/并联侧二倍频脉动功率解耦,同时避免增大直流电容容值,采用二倍频解耦控制策略如附录A图A1(c)所示。针对SHC电压外环,引入功率解耦环节修正直流电压经控制器生成的 d 轴电流指令值,实现并联侧有源功率解耦控制。在解耦过程中,无须增加新的电量检测,其检测量与图A1(b)所示的传统控制策略相同。

二倍频带阻滤波器 $G_{N_{rdc}}(s)$ 为:

$$G_{N_{rdc}}(s) = \frac{s^2 + (2\omega)^2}{s^2 + 2\omega_c s + (2\omega)^2} \quad (5)$$

式中: $\omega_c = 2\pi f_c$, f_c 为谐振频率处的带宽,其大小决定了信号的衰减速度与稳态精度,进而影响解耦环节中直流电压的提取效果。二倍频带阻滤波环节的Bode图如附录A图A2所示。随着 f_c 的增加,对特定次信号的衰减速度变快,但也会滤除其他频次含量。考虑电网频率波动以及非线性负载引起的干扰,为了较为精准地对特定频率起到抑制作用,带宽应尽可能地取小,本文选用的 f_c 为10 Hz。设置特定频率为 $2f$,其中 f 为电网基波频率。 $G_{N_{rdc}}(s)$ 只在 $2f$ 处对输入信号起到快速衰减作用,从而完整地提取直流分量进行提取,其在直流分量处的增益为0。因此,由电压环改进的功率解耦环基准值为串联侧瞬时功率的平均值。电流内环 d 轴指令值包括由电压环生成的修正后电流信号以及负载侧谐波电流 i_{hd} ,通过功率解耦环节抑制二倍频分量流入并联侧的控制回路。

加入解耦环节后得到SHC的控制方程为:

$$\begin{cases} i_{2d}^* = i_{hd} + G_v(s)(u_{dc}^* - G_{N_{rdc}}(s)u_{dc}) \\ u_{d_SHC}^* = G_i(s)(i_{2d}^* - i_{2d}) + u_{C2d} - \omega L_{2j} i_{2q} \\ u_{q_SHC}^* = G_i(s)(i_{2q}^* - i_{2q}) + u_{C2q} + \omega L_{2j} i_{2d} \end{cases} \quad (6)$$

式中: i_{2d} 、 i_{2q} 和 i_{2d}^* 、 i_{2q}^* 分别为SHC电感电流内环的 d 、 q 轴分量及其指令值; $u_{d_SHC}^*$ 、 $u_{q_SHC}^*$ 分别为SHC电容电压 d 、 q 轴指令值; $G_v(s)$ 、 $G_i(s)$ 分别为直流电压外环与电感电流内环的传递函数; u_{dc}^* 为直流电压外环指令值; u_{C2d} 、 u_{C2q} 分别为SHC电容电压的 d 、 q 轴分量。

2.2 解耦控制实现方法

为简化分析同时考虑串联/并联侧控制回路的相互影响,将串联侧控制回路采用诺顿法,等效为扰动电流源 i_r 和并联阻抗 Z 回路。其中,扰动电流源 i_r 包含 i_{SEC} 中的二倍频分量以及SEC补偿突变的有功扰动量。

耦合部分的等效电路见附录A图A3。根据交直流侧瞬时功率相等,图A3中串联部分的输入电流

i_{SEC} 如式(4)所示,SHC在直流侧的输出电流 i_{SHC} 可表示为 $i_{SHC} = p_{SHC}/u_{dc}$ 。

利用等效电路,可以建立如图2所示的SHC功率解耦实现方法。图中: m 为输入电流与变流器交流端口电流之间比例系数^[20],即 $i_{SHC} = m i_2$; i_2 、 i_2^* 分别为SHC电感电流及其指令值; i_h 为负载电流中谐波含量; i_{cf} 为支撑电容电流。为提供SEC产生的二次脉动功率,直流电容电压存在相应频次纹波。在 u_{dc} 的反馈通路中引入解耦环节 $G_{N_{rdc}}(s)$,提取直流电压恒定值 $\bar{u}_{dc}$ 到点A,使剩余的脉动分量留在直流侧。

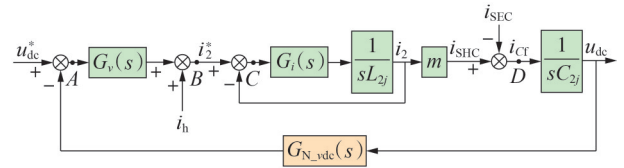


图2 SHC功率解耦实现方法

Fig.2 SHC power decoupling implementation method

由图2可以看出,串联侧扰动量于点D引入控制对象。当交流网压波动时,SEC投入补偿将导致串联侧瞬时功率发生变化,此时需要并联侧对该变化进行快速跟踪。因此,提取扰动量中滤除二倍频分量的瞬时有功电流由点D经前向通路移动到点B,得到附录A图A4所示的等值变换控制框图。

SHC电流环指令值受电压环带宽限制,不能快速响应串联侧的功率变化。为减小直流母线电压波动,将SEC瞬时有功电流经前馈传递函数 $G_{LCFF}(s)$ 引入并联侧电感电流的指令。改进后功率解耦控制框图如图3所示。图中: i_{hd} 、 i_{hq} 分别为 i_h 的 d 、 q 轴分量。此时指令值在电压调节器输出基础上增加了突变信息中的有功分量 Δi 。 $G_{LCFF}(s)$ 的表达式如附录A式(A1)所示,由于 L_{2j} 取值一般较小,在控制带宽内忽略该项,可简化为:

$$G_{LCFF}(s) \approx \frac{G_{N_{ri}}(s)}{m} \quad (7)$$

式中: $G_{N_{ri}}(s)$ 为前馈通路中加入的二倍频解耦环节传递函数。

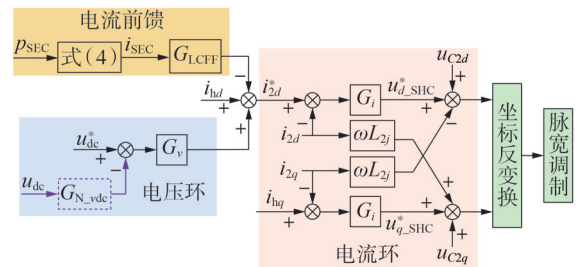


图3 改进后功率解耦控制框图

Fig.3 Block diagram of improved power decoupling control

根据上述分析,SHC维持中间直流电压恒定的

同时滤除了电压环中纹波含量。将串联侧扰动信息前馈到并联侧电感电流 d 轴指令值中,所加突变信息同样滤除了二次脉动,不会在并联侧引入新的负序分量。因此,三相 UPQC 并联侧能主动响应串联侧补偿功率的变化,提高系统运行的动态性能。

3 二倍频功率解耦控制特性分析

3.1 谐波抑制能力分析

根据图 A3(a)所示的三相 UPQC 系统等效电路,利用状态空间平均法建立系统小信号模型,如附录 A 图 A5 所示,各传递函数可表示为:

$$Z_{o_LCFF}(s) = \frac{\Delta u_{dc}}{\Delta i_{SEC}} = \frac{-(sL_{2j} + G_{LCFF}(s)G_i(s)m + G_i(s))}{s^2 C_{2j} L_{2j} + G_{N_rdc}(s)G_v(s)G_i(s)m + sC_{2j}G_i(s)} \quad (8)$$

$$\frac{\Delta i_{SHC}}{\Delta i_{SEC}} = \frac{G_{N_rdc}(s)G_v(s)G_i(s)m - sC_{2j}G_{LCFF}(s)G_i(s)m}{s^2 C_{2j} L_{2j} + G_{N_rdc}(s)G_v(s)G_i(s)m + sC_{2j}G_i(s)} \quad (9)$$

$$G_{ii_LCFF}(s) = \frac{\Delta i_2}{\Delta i_{SEC}} = \frac{G_{N_rdc}(s)G_v(s)G_i(s) - sC_{2j}G_{LCFF}(s)G_i(s)}{s^2 C_{2j} L_{2j} + G_{N_rdc}(s)G_v(s)G_i(s)m + sC_{2j}G_i(s)} \quad (10)$$

$$G_v(s) = \frac{\Delta u_{dc}}{\Delta u_{dc}^*} = \frac{G_v(s)G_i(s)m}{s^2 C_{2j} L_{2j} + G_{N_rdc}(s)G_v(s)G_i(s)m + sC_{2j}G_i(s)} \quad (11)$$

式中: Z_{o_LCFF} 为 SHC 等效输出阻抗; Δu_{dc} 、 Δu_{dc}^* 分别为直流电压及其参考值的扰动量; Δi_{SEC} 、 Δi_{SHC} 分别为 SEC、SHC 直流端口电流扰动量; Δi_2 为 SHC 电感电流扰动量; $G_{ii_LCFF}(s)$ 为 i_{SEC} 到并联侧电感电流 i_2 的传递函数; $G_v(s)$ 为直流电压指令值 u_{dc}^* 到中间直流母线电压 u_{dc} 的传递函数。

解耦前后 Z_{SHC} 的幅频特性曲线如图 4 所示。图中: Z_{SHC} 为 SHC 直流侧等效阻抗,其表达式见附录 A 式(A2); $Z_{SHC,0}$ 为解耦控制前 SHC 直流侧等效阻抗。由图可知:加入二倍频功率解耦控制改变了 SHC 的直流侧等效阻抗,相较于解耦控制前的 $Z_{SHC,0}$,解耦后在直流侧脉动频率点 $2f$ 处 SHC 的等效阻抗大幅增加,这说明并联侧对二倍频脉动功率起到明显的抑制作用。

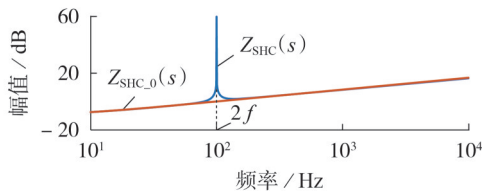


图4 SHC 直流侧等效阻抗对比

Fig.4 Comparison of equivalent impedance at SHC DC side

3.2 直流电压抗扰动特性分析

三相 UPQC 系统中并联侧的动态性能包括直流电压对指令值的跟随速度以及串联侧补偿工况突变时直流母线电压的抗扰动特性。由式(11)可以看出,加入电流前馈后不改变 $G_v(s)$,所以当串联侧瞬时功率突变时,应尽可能减小并联侧等效输出阻抗,以加快系统的动态响应速度。

解耦控制下的等效输出阻抗如附录 A 图 A6 所示。由图可知,相较于解耦前的等效输出阻抗 $Z_{o,b}$,二倍频功率解耦控制后 SHC 等效输出阻抗在脉动频率点明显增大,可以更好地抑制二倍频功率流入并联侧。加入电流前馈的 SHC 等效输出阻抗 Z_o 在非脉动频率处的幅值整体降低,提升动态性能。滤除电流前馈中二倍频分量的 Z_{o_LCFF} 有效减小低频段阻抗幅值,进一步加快 SHC 对补偿过程中串联侧功率突变的响应速度。通过加入电流前馈的电流传递函数 $G_{ii}(s)$ 的幅频特性表示 SHC 运行过程中对串联侧瞬时功率突变的响应情况,如图 5 所示。

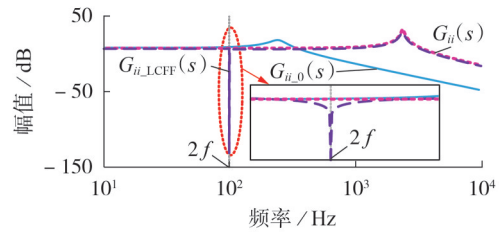


图5 $G_{ii}(s)$ 的幅频特性曲线

Fig.5 Amplitude-frequency characteristic curve of $G_{ii}(s)$

由图 5 可见,相较于未加入电流前馈的电流传递函数 $G_{ii,0}(s)$,其表达式见附录 A 式(A3),引入电流前馈后在高频段的幅值有所增大,表示在高频段并联侧电感电流对串联侧直流输入电流有较好的跟踪效果。滤除电流前馈中二倍频分量的 $G_{ii,LCFF}(s)$ 在 $2f$ 处电流传递增益大幅衰减,对二倍频电流起到抑制作用。这进一步说明解耦控制不仅抑制了直流侧脉动功率对并联侧的影响,还加快了并联侧在补偿过程中的动态响应速度。

以串联侧补偿功率突增为例,由附录 A 图 A7 所示 $Z_o(s)$ 和 $G_{ii}(s)$ 的单位阶跃响应可知,未加入串联侧电流前馈时,直流母线电压发生明显跌落,且并联侧电感电流波动量较大,达到稳态所需时间较长。加入电流前馈后可以有效降低直流母线电压的波动峰值,使之具有更好的抗扰动特性,同时减小该阶段响应时间,实现并联侧对 SEC 补偿功率突变的快速响应。

3.3 系统性能分析及控制器参数设计

由图 A5 可得二倍频功率解耦控制模式下 SHC 的开环传递函数为:

$$G_{\text{SHC}}(s) = \frac{mG_i(s)G_v(s)G_{N_{\text{rde}}}(s)}{C_{2j}s(G_i(s)+L_{2j}s)} \quad (12)$$

对加入二倍频功率解耦控制后SHC运行的稳定性进行分析,绘制根轨迹如图6所示。当电流环比例系数 $k_{p,i}$ 从0.5增加到20时,根轨迹在复平面的左半平面且逐渐远离虚轴,向外扩展,此时控制系统不存在稳定性问题,即 $k_{p,i}$ 取值变化不会造成系统失稳。此时调整电流环积分系数 $k_{i,i}$,当 $k_{i,i}$ 增大时,根轨迹进入右半平面,系统失稳,因此 $k_{i,i}$ 不宜选取过大值,本文取 $k_{p,i}=3, k_{i,i}=20$ 。进一步分析SHC电压环参数选取对稳定性的影响,由图6(b)可见,随着电压环比例系数 $k_{p,u}$ 增大,根轨迹在左半平面逐渐左移且向实轴收敛,系统稳定。当电压环积分系数 $k_{i,u}$ 增大时,根轨迹越过虚轴进入右半平面,系统失稳。设计电压调节器参数时还须考虑纹波的抑制效果,确保SHC对谐振点有更好的抑制作用。

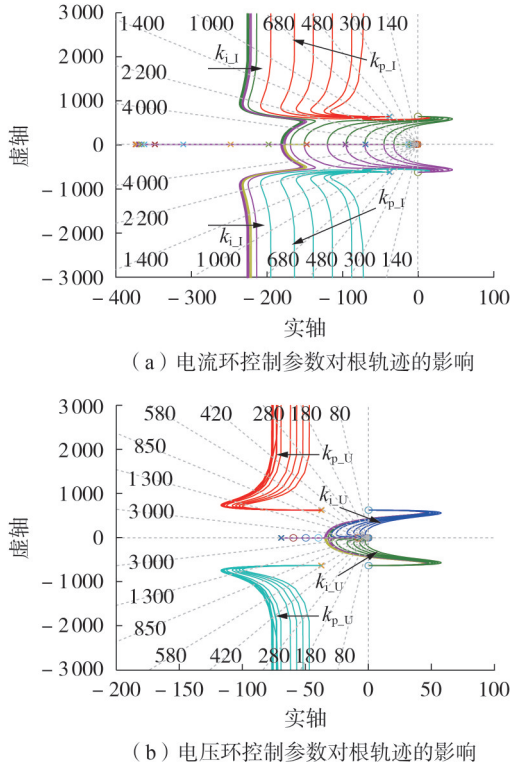


图6 控制系统根轨迹

Fig.6 Root trajectory of control system

定义 $|G_{ii}(j2\omega)|$ 为SHC对二次纹波的抑制比,且 $|G_{ii}(j2\omega)| < \alpha$,其大小取决于抑制要求,如式(13)所示。

$$\left| \frac{G_i(s)(G_{N_{\text{rde}}}(s)G_v(j2\omega) - sC_{2j}G_{\text{LCFF}}(s))}{sC_{2j}(sL_{2j} + G_i(s) + G_{N_{\text{rde}}}(s)G_v(j2\omega)G_i(s)m)} \right| < \alpha \quad (13)$$

SHC电压调节器 $G_v(s)$ 的转折频率小于 $2f$,则式中 $G_v(j2\omega) \approx k_{p,u}$,又因为电流内环中 $sL_{2j} \ll G_i(s)$,此时,若 $\alpha = 2\%$,则将并联侧控制参数代入式(13)

可得 $k_{i,u} < 12$,为了保证电压环相角裕度达到 45° ,选取 $k_{p,u} = 0.5, k_{i,u} = 8$ 。根据图A5推导出SHC电压环路增益 $T_v(s)$ 为:

$$T_v(s) = \frac{G_v(s)G_i(s)m}{sC_{2j}(sL_{2j} + G_i(s))} \quad (14)$$

解耦前后的电压环增益Bode图如附录A图A8所示,可以看出解耦后电压外环的截止频率 f_{cw} 提高到160 Hz,大于 $2f$ 。相较于文献[14-16]中所提二倍频控制方法,为满足纹波抑制要求及系统稳定裕度,设置并联侧电压外环的截止频率不超过100 Hz。由此可见,采用二倍频功率解耦控制具有更高的电压环带宽,动态性能更好。

4 仿真及实验验证

4.1 仿真实验

为了验证本文所提功率解耦控制方法的有效性,在MATLAB/Simulink中搭建了如图1所示的三相UPQC模型,系统主要参数见附录B表B1。

三相UPQC补偿过程中支撑电容负责吸收耦合在直流侧的脉动功率,实际工程为了满足电压纹波要求, C_{dc} 通常较大。加入所提解耦控制后,在有效减小直流电容的同时避免耦合脉动对并联侧控制性能输出效果造成影响。为进一步分析解耦控制的特点,对比相同网压不平衡跌落工况下,传统控制策略与所提方案所需电容容量以及由耦合造成的并联侧电感电流谐波抑制效果。

u_{dc} 可以表示为直流电压恒定值 $\bar{u}_{\text{dc}}$ 与纹波电压 u_{ripple} 相加,即:

$$u_{\text{dc}} = \bar{u}_{\text{dc}} + u_{\text{ripple}} = \bar{u}_{\text{dc}} + U_{\text{ripple}} \sin(2\omega t) \quad (15)$$

式中: U_{ripple} 为纹波电压有效值。

因此,支撑电容电流 i_{Cf} 可表示为:

$$i_{\text{Cf}} = C_{\text{dc}} du_{\text{ripple}}/dt \quad (16)$$

由功率关系列写电容电流的另一种表达式为:

$$i_{\text{Cf}} = p_{2\omega} \cos(2\omega t)/u_{\text{dc}} \quad (17)$$

结合式(16)、(17)进一步得到电容电流为:

$$i_{\text{Cf}} = 2\omega C_{\text{dc}} U_{\text{ripple}} \cos(2\omega t) \quad (18)$$

计算支撑电容的需求值为:

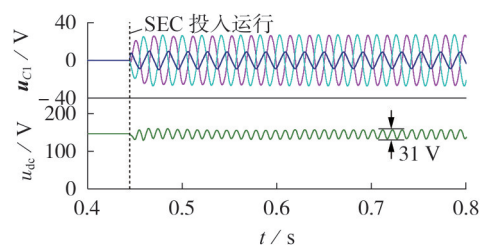
$$C_{\text{dc}} = P_{2\omega} / (4\pi f \bar{u}_{\text{dc}} U_{\text{ripple}}) \quad (19)$$

以交流网压单相跌落为0的工况进行计算,此时若输出功率为3 kW,则将存在1500 W二倍频功率。传统控制方法为保证运行效果,一般按照直流侧电压具有 $\pm 1\%$ 的纹波进行调控,根据式(19)计算其所需支撑电容约为2840 μF 。加入二倍频功率解耦控制可以有效抑制直流侧纹波对并联侧的影响,即在二次纹波含量较大时不会造成并联侧电感电流的三次谐波畸变。在同样的工况下,若在直流侧出现 $\pm 15\%$ 的纹波时,并联侧输出不受耦合影响,

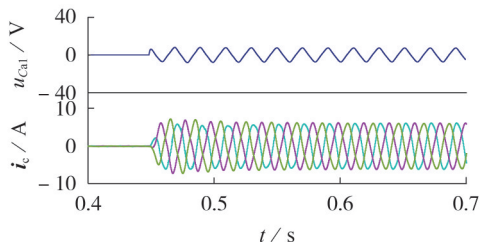
计算所需支撑电容的容值为 $680\ \mu\text{F}$ 。由定量比较可见,改进功率解耦后直流侧所用支撑电容约为传统控制策略的 $1/4$ 。

SHC采用电压/电流双环控制的仿真结果如附录B图B1所示。当SEC投入运行时,直流母线电压出现明显跌落,系统动态性能较差。稳态时直流侧二倍频纹波的峰-峰值为 $12\ \text{V}$,说明存在脉动功率流入并联侧。为了对比解耦控制前、后直流侧二倍频功率对SHC交流输出的影响,图B1(b)为未采取解耦措施时SHC电感电流波形,THD为 15.52% (见附录B图B2(a))。可以看出并网电流出现明显的谐波畸变,三次谐波含量较高。

加入二倍频功率解耦控制,设置 $f_{\text{cr}}=160\ \text{Hz}$,仿真结果如图7所示。



(a) SEC投入运行时输出电压和直流电压波形



(b) SEC电容电压和SHC电感电流波形

图7 加入解耦控制的仿真波形

Fig.7 Simulative waveforms with decoupling control

可以看出稳态时二倍频波动明显加剧,几乎全部的二倍频功率由支撑电容承担,纹波峰-峰值为 $31\ \text{V}$ 。当SEC投入运行时,提取串联侧瞬时有功电流作为指令值前馈,直流电压能在 $30\ \text{ms}$ 内达到稳态,且电压跌落幅值较小,具有较好的跟踪效果。

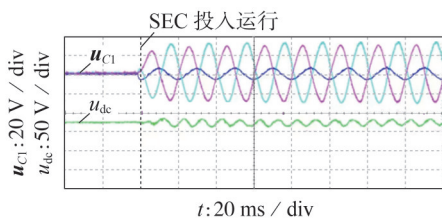
加入二倍频功率解耦控制后,当SEC投入运行时,并联侧立刻进行解耦控制响应,稳态时并网电流中三次谐波含量得到明显抑制。电流THD减小至 2.87% (见附录B图B2(b)),证明所提控制方法大幅减小了三相UPQC在补偿不平衡网压时,串联侧产生的二倍频脉动功率对并联侧输出电流的影响。

为了验证所提控制策略的动态特性,附录B图B3给出了串联侧补偿工况突变时直流电压的仿真波形, $1.45\ \text{s}$ 串联侧瞬时功率突变,串补电压发生变化,解耦前直流电压有明显跌落且需要 $50\ \text{ms}$ 才能趋于稳定。加入解耦控制后直流电压的抗扰动效果

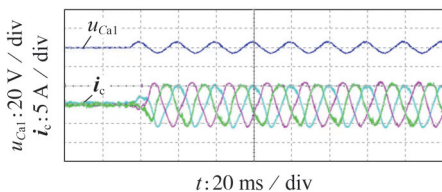
明显,与此同时附录B图B4所示SHC电感电流不会出现明显超调,在 $30\ \text{ms}$ 内达到稳定。由此看出,加入电流前馈后SHC在串联侧补偿功率突变时能够较好地跟踪指令值,改善系统的动态性能。

4.2 实验验证

为了进一步验证所提控制策略的有效性,搭建了附录B图B5所示的实验平台,实验参数与仿真参数保持一致。UPQC主要参数如附录B表B2所示。采用电压/电流双闭环控制的实验波形如附录B图B6所示,加入二倍频功率解耦控制的实验波形如图8所示。对比不同控制方式下并网电流的谐波含量、直流母线电压跌落量以及动态恢复时间,如表1所示。



(a) SEC投入运行时输出电压和直流电压实验波形



(b) SEC电容电压和SHC电感电流实验波形

图8 加入解耦控制的实验波形

Fig.8 Experimental waveforms with decoupling control

表1 解耦前、后系统性能对比

Table 1 Comparison of system performance before and after decoupling control

控制策略	并联侧 THD / %	电压跌落 / V	动态响应 时间 / ms
加入解耦控制前	18.03	25	70
加入解耦控制后	3.71	4	30

由图B6可以看出,二倍频功率解耦前在SEC投入运行时,系统动态响应速度较慢,直流母线电压有明显的跌落过程,并且需要 $60\ \text{ms}$ 才趋于稳定,SHC输出电流含有较大的三次谐波分量,THD为 18.03% (见附录B图B7(a))。

由图8可以看出,加入解耦控制后,在串联侧投入补偿时,系统响应速度加快,直流母线电压无明显跌落,表明前馈环节可以很好地提取串联侧指令值且不会在并联侧引入新的脉动分量。此时并网电流无明显波动,其中三次谐波含量得到有效抑制,THD降低为 3.71% (见附录B图B7(b))。

为了验证所提控制策略的动态特性,附录B图

B8给出了解耦前、后串联侧补偿工况突变时直流电压实验波形,附录B图B9为SHC电感电流实验波形。当补偿工况突变时,加入解耦控制使直流母线电压表现出更好的抗扰动效果。并联侧电感电流在30 ms内恢复到指令值,稳态时其谐波分量得到明显抑制。

在三相UPQC引入串联/并联侧二倍频功率解耦控制,有效抑制串联侧二倍频功率脉动对并联侧耦合影响的同时,提高了输出电流的跟踪效果以及串联侧补偿工况突变时直流母线电压的抗扰动特性。实现了串联/并联侧二倍频功率与有功功率的解耦,改善了SHC的输出特性,优化了运行效果。

5 结论

三相UPQC补偿交流不平衡网压时会导致中间直流侧出现二倍频功率脉动,耦合到并联侧进而影响并网效果以及对敏感负荷的供电质量。针对该问题,本文提出了一种基于三相UPQC的串联/并联侧二倍频功率解耦控制策略,并进行了仿真和实验验证。

结果表明:加入二倍频功率解耦环节,在不增加系统电路复杂性的前提下实现了二倍频功率与有功功率的解耦控制;同时提取SEC滤除二倍频分量的瞬时有功电流前馈至SHC电流环指令值中,提高了SHC对串联侧补偿突变时的动态响应能力,且避免由于电流前馈的引入加剧并网电流谐波畸变。所提方法不会增加控制器参数设计难度,且较大程度改善了并联侧的输出效果,保证了系统运行的经济性和可靠性。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 杨宇,文福拴,周星龙,等. 高光伏渗透率配电系统电压协同控制研究综述[J]. 电力自动化设备,2023,43(10):48-58.
YANG Yu, WEN Fushuan, ZHOU Xinglong, et al. Research review of voltage cooperative control in distribution system with high photovoltaic penetration[J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(10): 48-58.
- [2] 张勇军,羿应棋,李立涅,等. 双碳目标驱动的新型低压配电系统技术展望[J]. 电力系统自动化,2022,46(22):1-12.
ZHANG Yongjun, YI Yingqi, LI Licheng, et al. Prospect of new low-voltage distribution system technology driven by carbon emission peak and carbon neutrality targets[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(22): 1-12.
- [3] DA SILVA S A O, CAMPANHOL L B G, PELZ G M, et al. Comparative performance analysis involving a three-phase UPQC operating with conventional and dual/inverted power-line conditioning strategies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 11652-11665.
- [4] 高波,刘川,韩建,等. 基于PSO-ELM的可植入UPQC的“源-网-荷-储”系统最优控制策略[J]. 电力系统保护与控制,2025, 53(2): 62-72.
GAO Bo, LIU Chuan, HAN Jian, et al. Optimum control for UPQC-embedded source-network-load-storage system using PSO-ELM[J]. Power System Protection and Control, 2025, 53(2): 62-72.
- [5] 王帅,荆龙,吴学智,等. 统一电能质量调节器在新能源发电场的虚拟同步特性分析[J]. 电网技术,2020,44(1):159-167.
WANG Shuai, JING Long, WU Xuezhong, et al. Research on virtual synchronization characteristics of unified power quality conditioner in renewable energy farms[J]. Power System Technology, 2020, 44(1): 159-167.
- [6] 谭真,罗隆福,崔贵平,等. 耦合可控电抗器的统一电能质量控制器[J]. 电力自动化设备,2020,40(1):101-105.
TAN Zhen, LUO Longfu, CUI Guiping, et al. UPQC with coupled controllable reactors[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(1): 101-105.
- [7] LIU F, RUAN X B, HUANG X Z, et al. Second harmonic current reduction for two-stage inverter with DCX-LLC resonant converter in front-end DC-DC converter: modeling and control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 4597-4609.
- [8] 孟维奇,何晋伟,韩俊飞,等. 非隔离型单相三桥臂统一电能质量控制器直流侧电压灵活调节与波动抑制技术[J]. 电工技术学报,2024,39(20):6517-6525.
MENG Weiqi, HE Jinwei, HAN Junfei, et al. DC-link voltage flexible regulation and fluctuation suppression technology of single-phase transformerless three-leg UPQC[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(20): 6517-6525.
- [9] 魏川翔,罗全明,姐阿倩,等. 一种有源电容变换器的分析与设计[J]. 电工技术学报,2019,34(12):2539-2548.
WEI Chuanxiang, LUO Quanming, ZU Aqian, et al. Analysis and design of an active capacitor converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(12): 2539-2548.
- [10] 章勇高,付伟东,刘鹏,等. 一种新型逆变器交流侧功率解耦电路及其控制策略[J]. 中国电机工程学报,2020,40(22):7440-7452.
ZHANG Yonggao, FU Weidong, LIU Peng, et al. Study on a novel AC-side power decoupling circuit of inverter and its control strategy[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(22): 7440-7452.
- [11] 胡顺全,陈阿莲,刘通,等. 级联H桥储能变流器直流侧纹波电流协同抑制方法[J]. 电力系统自动化,2024,48(24):136-144.
HU Shunquan, CHEN Ailian, LIU Tong, et al. Cooperative suppression method for DC-side ripple current in cascaded H-bridge energy storage converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2024, 48(24): 136-144.
- [12] 张东林. 牵引变流器中间环节直流电压脉动抑制方法的研究[D]. 成都:西南交通大学,2016.
ZHANG Donglin. Research on suppression method of DC voltage pulsation in traction converter intermediate link[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2016.
- [13] 孙瑞东,曾国宏,王静,等. 两级级单相逆变器的二次功率解耦控制[J]. 电力自动化设备,2023,43(4):30-38.
SUN Ruidong, ZENG Guohong, WANG Jing, et al. Decoupling control of second-harmonic power for two-stage single-phase inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(4): 30-38.
- [14] 马兰,曹晓琦,张影,等. 单相统一电能质量调节器二次纹波补偿及抑制策略[J]. 电工技术学报,2024,39(22):7197-7212.
MA Lan, CAO Xiaoqi, ZHANG Ying, et al. Secondary ripple compensation and suppression strategy for single-phase unified power quality conditioner[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(22): 7197-7212.

- [15] 唐岑,向诗彪,孟令辉,等. 非隔离单相半桥UPQC直流纹波分析及其影响抑制[J]. 电机与控制学报,2024,28(3):33-42.
TANG Cen,XIANG Shibiao,MENG Linghui,et al. DC ripple analysis and influence suppression for transformer-less single-phase half-bridge UPQC[J]. Electric Machines and Control, 2024,28(3):33-42.
- [16] MENG Linghui,MA Lan,ZHU Weiwei,et al. Control strategy of single-phase UPQC for suppressing the influences of low-frequency DC-link voltage ripple[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2022,37(2):2113-2124.
- [17] 林永朋,陶顺,肖湘宁. 电压不平衡条件下并网逆变器的直流电压控制[J]. 电网技术,2015,39(6):1643-1649.
LIN Yongpeng,TAO Shun,XIAO Xiangning. DC voltage control of grid-connected inverters under imbalanced voltage[J]. Power System Technology,2015,39(6):1643-1649.
- [18] LIU Y T,WANG X R,PENG F Z. An H-bridge-based single-phase VAr generator with minimum DC capacitance[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,2018,6(4):2001-2014.
- [19] 张益,邹志翔,杨佳俊,等. 不平衡电网下变流器多机系统的稳定性分析[J]. 电力自动化设备,2023,43(10):176-183.
- ZHANG Yi,ZOU Zhixiang,YANG Jiajun,et al. Stability analysis of multi-VSC system under unbalanced power grid[J]. Electric Power Automation Equipment,2023,43(10):176-183.
- [20] 李绍阶,王伟,唐芬,等. 基于阻抗模型的并网变流器低频振荡机理研究[J]. 电网技术,2018,42(9):2787-2798.
LI Shaojie,WANG Wei,TANG Fen,et al. Low frequency oscillation mechanism of grid-connected converter based on impedance model[J]. Power System Technology, 2018, 42(9): 2787-2798.

作者简介:

李雨腾(2000—),女,硕士研究生,主要研究方向为配电网电能质量治理(**E-mail**:22121486@bjtu.edu.cn);

吴学智(1975—),男,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为新能源并网技术、微电网系统及大功率电机控制技术(**E-mail**:xzhwu@bjtu.edu.cn);

唐芬(1984—),女,副教授,博士研究生导师,博士,通信作者,主要研究方向为新能源并网技术、微电网控制技术(**E-mail**:fent@bjtu.edu.cn)。

(编辑 王欣竹)

Double-frequency power decoupling control strategy of series / parallel side of three-phase UPQC

LI Yuteng¹,WU Xuezh¹,TANG Fen¹,CHEN Ning²,LIU Zhiqi¹,ZHANG Quanbao¹

(1. National Energy Active Distribution Network Technology Research Center,Beijing Jiaotong University, Beijing 100044,China;2. Beijing Shengyun Energy Technology Co.,Ltd.,Beijing 101320,China)

Abstract: When three-phase unified power quality conditioner(UPQC) compensates AC unbalanced grid voltage,the double-frequency power generated by the series converter is coupled to the DC bus and further flows into the shunt converter,which affects the power supply quality of sensitive load and the grid connection effect. Aiming at this issue,a double-frequency power decoupling link is added to the voltage loop of shunt converter to realize the parallel active power decoupling control and meet the requirements of pulsating power suppression. The series converter instantaneous active current feed-forward link,which filters out the double-frequency component,is introduced into the current loop to speed up the dynamic response of shunt converter to the compensation sudden change at UPQC series side without introducing new negative sequence components. Through the small signal modeling analysis,the appropriate control parameters are selected,and the coupling effect of the double-frequency power of UPQC series side on the parallel side is suppressed without increasing the complexity of the circuit. The steady-state performance of the system is guaranteed and the disturbance resistance of the DC bus voltage is improved. The simulative and experimental results verify the effectiveness of the proposed control strategy.

Key words: unified power quality conditioner;double-frequency power decoupling;impedance characteristics;unbalanced grid voltage;electric converters