

考虑储能变流器并网振荡频率耦合特性的自适应抑制控制

刘崇茹¹, 张乃文¹, 王瑾媛¹, 苏晨博², 朱 祺³, 熊明达⁴

(1. 新能源电力系统国家重点实验室(华北电力大学), 北京市 102206;

2. 清华大学电机工程与应用电子技术系, 北京市 100084; 3. 南京南瑞继保电气有限公司, 江苏省南京市 211102;

4. 国网湖南电动汽车服务有限公司, 湖南省长沙市 410082)

摘要: 针对大规模储能变流器(PCS)并网引发的宽频振荡问题, 现有振荡抑制策略未能有效抑制由频率耦合效应造成的多频段谐振。在考虑由锁相环等非线性环节引发的振荡频率耦合特性的基础上, 文中提出了一种改进的自适应有源阻尼谐振抑制方法。首先, 基于实际电网的复杂拓扑结构, 建立PCS并网系统模型, 并根据Nyquist稳定判据揭示了互联系统的振荡风险区域。然后, 在设计级联陷波器环节时进一步考虑锁相环控制引发的频率耦合效应, 并通过实时量测PCS与电网之间的电流、电压信息设置并修正陷波器参数, 使得PCS在全频段尽可能提供正阻尼, 即相角位于 $\pm 90^\circ$ 之间, 从而适应电网复杂多变的运行方式, 实现PCS并网系统的振荡自适应抑制。与现有方法相比, 所提方法降低了谐振频率转移的风险。最后, 通过PSCAD/EMTDC仿真以及实机实验验证了所提控制方法具有更好的动态性能及谐波抑制效果。

关键词: 储能变流器; 交流电网; 宽频振荡; 频率耦合; 阻尼; 谐振抑制

0 引言

随着“双碳”政策的推进和新型电力系统的构建, 以风电、光伏为代表的新能源占比逐步攀升。新能源出力具有间歇性和随机性, 会加剧电网功率的波动, 影响电力系统稳定运行^[1-2]。储能变流器(power conversion system, PCS)包含DC/AC变流器和滤波电路, 不仅可以平缓新能源并网造成的功率波动, 还可以增大系统的等效惯量, 改善新能源并网系统的稳定性, 有效支撑新能源的传输与消纳^[3-4]。然而, 大规模PCS并网容易产生电力电子设备之间及其与电网之间的交互作用, 当系统负荷突变、暂态功率大幅波动时, 会造成储能设备与电网进行不平衡能量交换, 从而引发振荡等稳定问题^[5-6]。

目前, 针对PCS与交流电网之间的谐振问题, 主要有两种解决途径。一种方法为增设振荡抑制装置, 例如, 无源滤波器^[7-9]和有源滤波器^[10-14]。无源滤波器指在PCS的电网侧加装由电感、电容和电阻组合的滤波电路, 常见的滤波器有L型、LCL型、LLCL型及LLCCL型, 其主要功能是抑制高次和一些特定频率的谐波, 对中频段和低频段谐波的抑制

效果欠佳。有源滤波器主要利用可关断电力电子元件, 产生与负载电流谐波分量大小相等、相位相反的动态补偿电流, 从而输出较好的正弦波形, 满足并网要求^[9-10]。目前, 针对有源滤波器提出了多种控制方法, 例如, 基于比例-积分(PI)控制^[12]或比例-谐振(PR)控制^[13]的经典矢量电流控制器。然而, PI控制器的增益取值不合适会造成稳态误差或低响应速度^[14], 同时, 有源滤波器体积大且成本较高。

另一种方法为有源阻尼^[15-19], 该方法的本质是对系统谐振峰值附近对应输出频率成分的反馈控制。例如, 通过在前馈控制回路中加装滤波器来抵消干扰分量或增大谐振频率处的稳定裕度。根据滤波功能, 可以将有源阻尼分为以下3类:

1) 利用低通滤波器^[15-16]过滤高频分量, 降低前馈电压控制对变流器的负阻尼效应。例如, 文献[15]通过在电压前馈回路中加入200 Hz的低通滤波器, 成功抑制了鲁西直流工程的高频振荡; 文献[16]提出了一种基于三阶低通滤波器的谐振抑制策略, 有效抑制了系统多个谐振峰值。然而, 对于低通滤波器, 较高的截止频率会导致系统的负阻尼区域变大, 降低截止频率则会影响系统的动态性能。

2) 利用高通滤波器^[17-18]过滤低频分量, 仅允许高于截止频率的谐波分量通过。例如, 文献[17]提出一种适用于电压源型换流器的并联虚拟阻尼控制

收稿日期: 2024-08-06; 修回日期: 2024-12-07。

上网日期: 2025-05-23。

国家自然科学基金资助项目(U23B20126)。

策略,采用高通滤波器滤除直流分量;文献[18]基于直流电流前馈,形成对于电压的动态补偿。然而,在前向通道中加入高通滤波器对系统稳定性影响较大,易使系统不稳定。

3)利用带通滤波器或陷波器提取或阻断某一特定频段的振荡分量。例如,文献[19]提出一种基于虚拟阻抗的电流反馈控制,利用低通和高通滤波器组合形成的带通滤波器抑制中频振荡,但其阻抗特性仍存在大量超过 $\pm 90^\circ$ 的频率范围;文献[20]通过在电流内环回路中加装由陷波器与阻抗重塑器构成的有源阻尼控制来改善系统的输出阻抗特性;文献[21]提出一种陷波器与虚拟电阻结合的有源阻尼自适应抑制措施,并用于海上风电机组。但上述基于带通滤波器或陷波器的抑制方法只能针对某一特定频率进行抑制。然而,由于实际交流电网拓扑结构较为复杂,输电线路的分布式参数特性使电网阻抗在宽频段内呈现出感性-容性跳变的特征,容易导致PCS并网时出现多个谐振峰值^[22-23]。文献[24-25]针对输电线路的多个谐振频率,利用级联陷波器进行振荡抑制,但当外界环境或电网运行方式发生变化时,容易引发谐振频率的漂移,使得陷波器阻尼效果变差甚至失效。

此外,由于PCS锁相环(phase-locked loop, PLL)在系统同步时只通过 q 轴电压跟踪相角,具有不对称的动态响应特性,会引发振荡频率耦合效应^[26]。该现象在频域中表现为系统受到某一特定频率电流(或电压)扰动时,除了产生同频率的电流(或电压)响应分量外,还会产生不同频率的电流(或电压)响应分量,具有单输入多输出的频率耦合特性^[27-28]。文献[29]通过在变流器的电流内环和功率外环中加入解耦因子来消除频率振荡耦合,但自适应能力欠佳;文献[30]提出了一种自适应频率耦合振荡抑制装置,但原理较为复杂,且计算量大。

针对上述问题,本文在考虑振荡频率耦合特性的基础上,提出了一种改进的自适应有源阻尼PCS并网谐振抑制方法。该方法通过实时量测PCS与电网之间的电流、电压信息,设置并修正陷波器的参数,使得PCS在全频段尽可能提供正阻尼,即相角位于 $\pm 90^\circ$ 之间,从而适应电网复杂多变的运行方式,实现PCS并网振荡考虑频率耦合的自适应抑制。

首先,本文在考虑实际电网复杂拓扑结构的基础上,建立了PCS并网系统模型,并对系统谐振风险区域进行分析;然后,介绍了改进有源阻尼方法的控制结构,并与现有有源阻尼控制方法进行比较,同时,给出了抑制策略的逻辑设计和具体实现流程;最

后,通过PSCAD/EMTDC仿真以及实机实验验证了本文所提抑制策略的有效性。

1 PCS并网系统建模及谐振风险区域分析

1.1 PCS并网系统建模

PCS并网系统的基本拓扑与控制结构如图1所示,PLL的控制框图如图2所示。图中: u_{ea} 、 u_{eb} 、 u_{ec} 和 i_{sa} 、 i_{sb} 、 i_{sc} 分别为PCS输出端的a、b、c相电压和电流; u_{sa} 、 u_{sb} 、 u_{sc} 分别为并网点处的a、b、c相电压; U_{dc} 为PCS的直流侧电压; L_f 、 C_f 、 R_{sd} 分别为PCS的滤波电感、滤波电容和阻尼电阻, L_{str} 为变压器的等效电感; P_{ref} 和 Q_{ref} 分别为给定的有功功率和无功功率参考值; $i_{d,ref}$ 、 $i_{q,ref}$ 分别为同步旋转坐标系下 d 、 q 轴电流参考值; i_d 、 i_q 分别为电流实际值的 d 、 q 轴分量; $u_{s,d}$ 和 $u_{s,q}$ 分别为电网电压经Park变换得到的 d 、 q 轴分量; K_{sd} 为交叉解耦系数; K_f 为电压前馈系数; d_{sa} 、 d_{sb} 、 d_{sc} 分别为静态坐标系下的a、b、c相调制波; θ_{spll} 为PLL输出的相角; ω_{spll} 为PLL带宽; $H_{pll}(s)$ 为PLL整体传递函数; $G_{si}(s)$ 和 $G_{pll}(s)$ 分别为电流内环和PLL的PI控制函数。

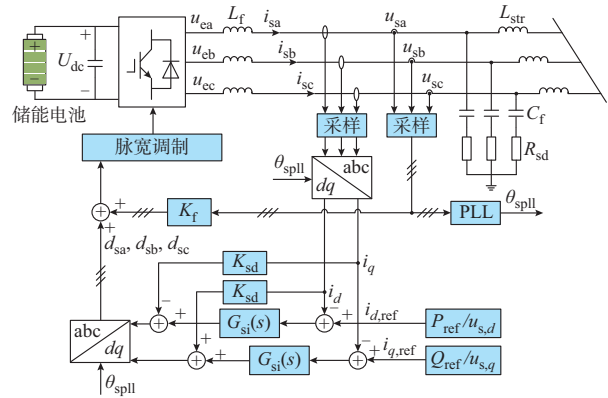


图1 PCS并网系统的拓扑结构
Fig. 1 Topology of PCS grid-connected system

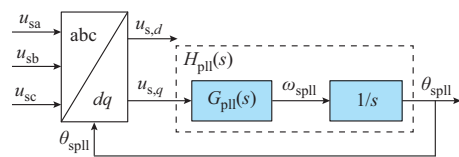


图2 PLL控制结构
Fig. 2 Control structure of PLL

$G_{si}(s)$ 和 $G_{pll}(s)$ 的表达式如下所示:

$$G_{si}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (1)$$

$$G_{pll}(s) = k_{p,pll} + \frac{k_{i,pll}}{s} \quad (2)$$

式中: k_p 和 k_i 分别为 $G_{si}(s)$ 的比例、积分系数; $k_{p,pll}$ 和 $k_{i,pll}$ 分别为 $G_{pll}(s)$ 的比例、积分系数; s 为拉普拉斯

算子。

当调制频率足够大时,忽略逆变器输出的高频谐波,由图1所示拓扑结构可得采样电压与电流的关系为:

$$sL_f \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} = K_m U_{dc} \begin{bmatrix} d_{sa} + K_f u_{sa} \\ d_{sb} + K_f u_{sb} \\ d_{sc} + K_f u_{sc} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: K_m 为脉宽调制环节增益。

为了得到PCS的序阻抗,在并网点注入正、负序扰动电压,即可得到相应的扰动电流。以a相为例,其时域表达式为:

$$u_{sa}(t) = U_{s1} \cos(2\pi f_1 t) + U_{sp} \cos(2\pi f_p t + \theta_{vp}) + U_{sn} \cos(2\pi f_n t + \theta_{vn}) \quad (4)$$

$$i_{sa}(t) = I_{s1} \cos(2\pi f_1 t + \theta_{i1}) + I_{sp} \cos(2\pi f_p t + \theta_{ip}) + I_{sn} \cos(2\pi f_n t + \theta_{in}) \quad (5)$$

式中: t 表示时刻; U_{s1} 和 I_{s1} 分别为基波电压和电流幅值; U_{sp} 和 U_{sn} 分别为正、负序扰动电压幅值; I_{sp} 和 I_{sn} 分别为正、负序扰动电流幅值; f_1 、 f_p 和 f_n 分别为基频、正序和负序扰动频率; θ_{vp} 和 θ_{vn} 分别为正、负序扰动电压的初始相位; θ_{i1} 和 θ_{ip} 、 θ_{in} 分别为基波电流和正、负序扰动电流的初始相位。

考虑到PLL上的扰动,其输出相角为:

$$\theta_{spll} = \theta_{s1} + \Delta\theta_s \quad (6)$$

式中: θ_{s1} 为稳态锁相角; $\Delta\theta_s$ 为扰动量。

扰动量的频域表达形式 $\Delta\theta_s[f]$ 为经傅里叶变换后的传递函数,满足式(7),详细推导见附录A。

$$\Delta\theta_s[f] = \begin{cases} \mp j \frac{T_{spll}(s)}{U_{s1}} U_{sp} & f = \pm(f_p - f_1) \\ \pm j \frac{T_{spll}(s)}{U_{s1}} U_{sn} & f = \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (7)$$

其中

$$T_{spll}(s) = \frac{U_{s1} H_{pll}(s)}{1 + U_{s1} H_{pll}(s)} \quad (8)$$

设 $T(\Delta\theta_s)$ 为基于相角扰动的变换矩阵, $T(\theta_{s1})$ 为基于稳态锁相角的变换矩阵,则基于PLL输出相角的变换矩阵 $T(\theta_{spll})$ 与 $T(\Delta\theta_s)$ 可表示为:

$$T(\theta_{spll}) = T(\Delta\theta_s) T(\theta_{s1}) \quad (9)$$

$$T(\Delta\theta_s) = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta_s & \sin \Delta\theta_s & 0 \\ -\sin \Delta\theta_s & \cos \Delta\theta_s & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

由于 $\Delta\theta_s$ 较小, $\cos \Delta\theta_s \approx 1$ 且 $\sin \Delta\theta_s \approx \Delta\theta_s$,则 $\cos \theta_{spll}$ 与 $\sin \theta_{spll}$ 可表示为:

$$\cos \theta_{spll} = \cos \theta_{s1} - \Delta\theta_s \sin \theta_{s1} \quad (11)$$

$$\sin \theta_{spll} = \sin \theta_{s1} + \Delta\theta_s \cos \theta_{s1} \quad (12)$$

结合式(7)可得:

$$\cos \theta_{spll}[f] = \begin{cases} 0.5 & f = \pm f_1 \\ \pm \frac{T_{spll}(s \pm j2\pi f_1)}{2U_{s1}} U_{sp} & f = \pm f_p \\ \mp \frac{T_{spll}(s \pm j2\pi f_1)}{2U_{s1}} U_{sn} & f = \pm f_n \end{cases} \quad (13)$$

$$\sin \theta_{spll}[f] = \begin{cases} \pm \frac{1}{j2} & f = \pm f_1 \\ \pm \frac{T_{spll}(s \mp j2\pi f_1)}{j2U_{s1}} U_{sp} & f = \pm f_p \\ \mp \frac{T_{spll}(s \pm j2\pi f_1)}{j2U_{s1}} U_{sn} & f = \pm f_n \end{cases} \quad (14)$$

实际电流 i_d 、 i_q 是由采样电流 i_{sa} 、 i_{sb} 、 i_{sc} 经 $T(\theta_{spll})$ 变换得到,故:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} = T(\Delta\theta_s) \left(T(\theta_{s1}) \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \right) \quad (15)$$

对式(15)求解可得:

$$I_d[f] = \begin{cases} I_{s1} \cos \theta_{i1} & \text{直流} \\ \mp j \frac{I_{s1} \sin \theta_{i1} T_{spll}(s)}{U_{s1}} U_{sp} + I_{sp} & f = \pm(f_p - f_1) \\ \pm j \frac{I_{s1} \sin \theta_{i1} T_{spll}(s)}{U_{s1}} U_{sn} + I_{sn} & f = \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (16)$$

$$I_q[f] = \begin{cases} I_{s1} \sin \theta_{i1} & \text{直流} \\ \pm j \frac{I_{s1} \cos \theta_{i1} T_{spll}(s)}{U_{s1}} U_{sp} + I_{sp} & \pm(f_p - f_1) \\ \mp j \frac{I_{s1} \cos \theta_{i1} T_{spll}(s)}{U_{s1}} U_{sn} + I_{sn} & \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (17)$$

式中: $I_d[f]$ 和 $I_q[f]$ 分别为 d 、 q 轴电流的频域表达形式。

由电流内环控制可得:

$$\begin{cases} d_{s,d} = (i_{d,\text{ref}} - i_d) G_{si}(s) - K_{sd} i_q \\ d_{s,q} = (i_{q,\text{ref}} - i_q) G_{si}(s) + K_{sd} i_d \end{cases} \quad (18)$$

式中: $d_{s,d}$ 和 $d_{s,q}$ 分别为调制波的 d 、 q 轴分量。

将式(16)和式(17)代入式(18)可得调制波的频域表达形式 $D[f]$:

$D[f]=$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{D_{s1}e^{j\theta_{d1}} + (G_{si}(s - j2\pi f_1) - jK_{sd})I_{s1}e^{j\theta_{d1}}}{2U_{s1}} T_{sp1}(s - \\ j2\pi f_1)U_{sp} - (G_{si}(s - j2\pi f_1) - jK_{sd})I_{sp} \quad f=f_p \\ \frac{D_{s1}e^{-j\theta_{d1}} + (G_{si}(s + j2\pi f_1) + jK_{sd})I_{s1}e^{-j\theta_{d1}}}{2U_{s1}} T_{sp1}(s + \\ j2\pi f_1)U_{sn} - (G_{si}(s + j2\pi f_1) + jK_{sd})I_{sn} \quad f=f_n \end{array} \right. \quad (19)$$

式中: $D_{s1}e^{\pm j\theta_{d1}} = d_{s1,d} \pm d_{s1,q}$, 其中, $d_{s1,d}$ 和 $d_{s1,q}$ 分别为 $d_{s,d}$ 和 $d_{s,q}$ 的直流量。

结合图1,由式(3)和式(19)可知,PCS的正、负序阻抗模型 $Z_p(s)$ 、 $Z_n(s)$ 表示如下:

$$Z_p(s) = \frac{Z_{tp}(s) + sC_f R_{sd} Z_{tp}(s)}{1 + sC_f R_{sd} + sC_f Z_{tp}(s)} + sL_{str} \quad (20)$$

$$Z_n(s) = \frac{Z_{tn}(s) + sC_f R_{sd} Z_{tn}(s)}{1 + sC_f R_{sd} + sC_f Z_{tn}(s)} + sL_{str} \quad (21)$$

式中: $Z_{tp}(s)$ 和 $Z_{tn}(s)$ 分别为仅考虑电感滤波的PCS正、负序阻抗,如式(22)和式(23)所示。

$$Z_{tp}(s) = [K_m U_{dc} (G_{si}(s - j2\pi f_1) - jK_{sd}) + sL_f] \cdot$$

$$\left\{ 1 - \left[\frac{D_{s1}e^{j\theta_{d1}} + (G_{si}(s - j2\pi f_1) - jK_{sd})I_{s1}e^{j\theta_{d1}}}{2U_{s1}} T_{sp1}(s - j2\pi f_1) - K_m U_{dc} K_f \right]^{-1} \right\} \quad (22)$$

$$Z_{tn}(s) = [K_m U_{dc} (G_{si}(s + j2\pi f_1) + jK_{sd}) + sL_f] \cdot$$

$$\left\{ 1 - \left[\frac{D_{s1}e^{-j\theta_{d1}} + (G_{si}(s + j2\pi f_1) + jK_{sd})I_{s1}e^{-j\theta_{d1}}}{2U_{s1}} T_{sp1}(s + j2\pi f_1) - K_m U_{dc} K_f \right]^{-1} \right\} \quad (23)$$

为了证明理论分析的准确性,对PCS的正负序阻抗进行扫描,系统各参数如表1所示。表中: P_{load} 和 Q_{load} 分别为有功、无功负载。在图1所示的并网点处注入式(4)中的扰动电压 U_{sp} 和 U_{sn} ,进而得到扫描结果如图3所示。由图3可知,阻抗测量结果与理论推导的数学模型基本吻合,说明了PCS正负序阻抗模型的有效性。

本文所使用的交流电网模型为某工程近区的三阶贝杰龙交流电网等值模型,如图4所示。

为了使交流电网的频域特性更接近实际运行工况,传输线采用 π 型等值电路,其具体表达式如式(24)所示。

表1 PCS并网系统参数

Table 1 Parameters of PCS grid-connected system

参数	数值	参数	数值
U_{dc}	850 V	f_1	50 Hz
L_f	0.125 mH	k_p	0.8
C_f	300 μ H	k_i	12.5
R_{sd}	0.25 Ω	$k_{p,pll}$	12
K_f	0.01	$k_{i,pll}$	800
P_{load}	0.2 MW	Q_{load}	0 Mvar

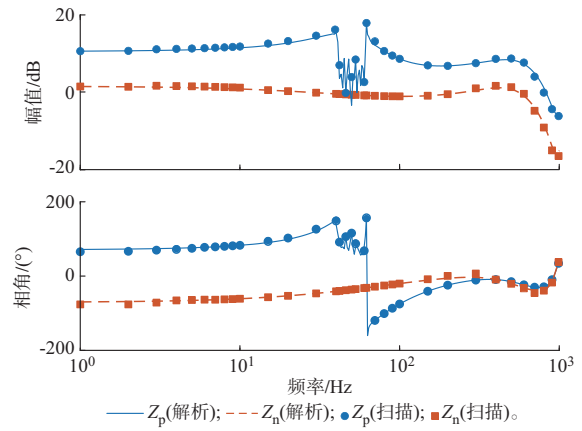


图3 PCS的阻抗输出特性

Fig. 3 Impedance output characteristics of PCS

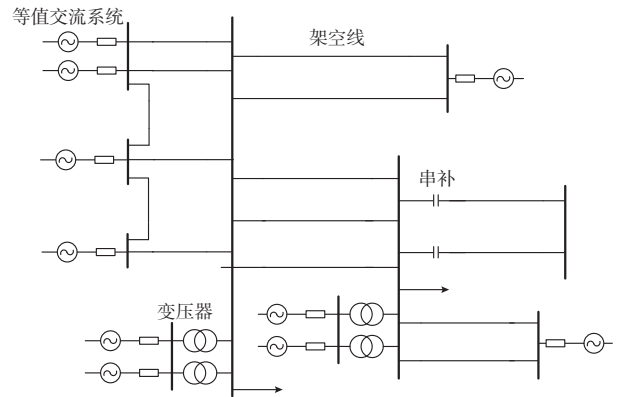


图4 交流电网拓扑结构

Fig. 4 Topology of AC grid

$$\begin{cases} Z_{\pi} = Zl \frac{\sinh(\gamma l)}{\gamma l} \\ Y_{\pi} = Yl \frac{\tanh(\gamma l/2)}{\gamma l/2} \end{cases} \quad (24)$$

式中: Z_{π} 和 Y_{π} 分别为 π 型等值电路的阻抗和导纳; Z 为输电线单位长度串联阻抗; Y 为并联导纳; l 为输电线路长度; γ 为输电线传播常数。

1.2 互联系统谐振风险区域分析

为了便于分析PCS并网系统的谐振问题,将系统进行戴维南等值。此时,系统的连接结构如图5

所示。图中: V_g 为电网等效电压源电压; Z_g 为电网等效阻抗; V_{PCC} 为并网点电压; I 为并网点电流; I_{SC} 为等效电流源电流; Z_{SC} 为等效阻抗。

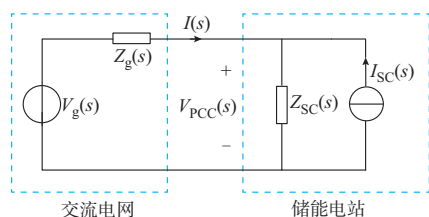


图5 PCS并网系统等效图
Fig. 5 Equivalent diagram of PCS grid-connected system

PCS可以等效为电流源与阻抗并联形式,在二者各自稳定的前提下,互联系统可以看作以 $Z_g(s)/Z_{SC}(s)$ 为开环传递函数的闭环系统,如式(25)所示。

$$\begin{cases} V_g(s) = Z_g(s)I(s) + V_{PCC}(s) \\ I(s) = \frac{V_{PCC}(s)}{Z_{SC}(s)} - I_{SC}(s) \\ V_{PCC}(s) = \frac{V_g(s) + Z_g(s)I_{SC}(s)}{1 + Z_g(s)/Z_{SC}(s)} \end{cases} \quad (25)$$

基于式(25)及交流电网拓扑结构和系统参数(系统详细参数见附录B)可得其阻抗特性曲线,如图6所示。图中: Z_{gp} 和 Z_{gn} 分别为交流电网正、负序阻抗。由图6可以看出,交流电网的阻抗特性有多个谐振峰值,且在多个频率点呈现感性-容性跳变的特征。电网运行方式发生改变会导致谐振频率发生转移,使得PCS与交流电网之间出现多处中心频率变化的谐振点。由于交流电网输电线路是由电阻、电感和电容等无源元件组成,故其相角始终在 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 范围内^[19]。

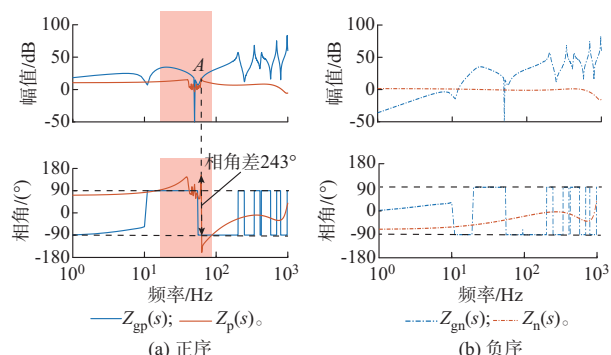


图6 PCS并网系统的振荡风险区域识别
Fig. 6 Identification of oscillation risk areas for PCS grid-connected system

由Nyquist稳定判据可知,当PCS与交流电网的阻抗特性曲线幅值交点处相角差大于 180° 时,系

统存在振荡风险,如图6中A点(62 Hz)所示。由于交流电网在不同运行方式下阻抗相角始终在 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 范围内,故当PCS的阻抗相角超过 $\pm 90^\circ$ 时,存在与交流网络发生串联谐振的风险,将该负阻特性频段识别为振荡风险区域,如图6中橙色区域(15~88 Hz)所示。

2 基于自适应有源阻尼的PCS谐振抑制策略

本章基于PCS并网系统模型,在考虑振荡频率耦合效应的前提下,提出一种改进的自适应有源阻尼PCS并网谐振抑制方法。该方法通过实时量测PCS与电网之间的电流、电压信息,设置并修正陷波器参数,使得PCS在全频段尽可能提供正阻尼,实现PCS并网振荡及频率耦合的自适应抑制,并给出了抑制方案设计逻辑与具体实施流程。

2.1 有源阻尼控制结构

为了能够有效重塑PCS并网系统的输出阻抗特性,本文采用陷波器对电流进行滤波。典型二阶陷波器的传递函数 $G_{Nf}(s)$ 为:

$$\begin{cases} G_{Nf}(s) = \frac{s^2 + \omega_{Nf}^2}{s^2 + \omega_{bd}s + \omega_{Nf}^2} \\ \omega_{bd} = 2\pi f_{Nf} \end{cases} \quad (26)$$

式中: f_{Nf} 为陷波器的特征频率; ω_{bd} 为陷波器带宽,且 $\omega_{bd} = 2\xi\omega_{Nf}$, 其中, ξ 为阻尼比。

本文在PCS的电流内环回路中加装自适应陷波滤波,改进后的电流内环控制如图7所示。该附加控制可以产生振荡的补偿分量 $i_{d,r}$ 和 $i_{q,r}$, 并通过调节阻尼系数 R_v 修正补偿程度。由于实际的PCS并网系统中谐振频率未知且难以预测,通过快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)检测 i_{sa} 中包含的谐波频率,通过坐标变换,进而确定 i_d 中交流分量的振荡频率。同时,考虑到实际系统中可能存在多个谐振频率,提出将多个陷波器级联以有效抑制谐振。

该有源阻尼控制器的具体表达式 $G_{adi}(s)$ 为:

$$G_{adi}(s) = \prod_{i=1}^m \frac{E_n(i)G_{Nf,i}(s)G_{Nf,i,c}(s)}{R_v} \quad (27)$$

式中: m 为预设的陷波器个数; $G_{Nf,i}(s)$ 为第 i 个陷波器传递函数; $G_{Nf,i,c}(s)$ 为与第 i 个陷波器中心频率耦合的陷波器传递函数; $E_n(i)$ 为第 i 个陷波器的使能信号, $E_n(i)=1$ 表示投入对应的陷波器, $E_n(i)=0$ 表示切出对应的陷波器,并通过阻尼系数 R_v 调节补偿程度。

由于并网变流器存在频率耦合效应,本文针对

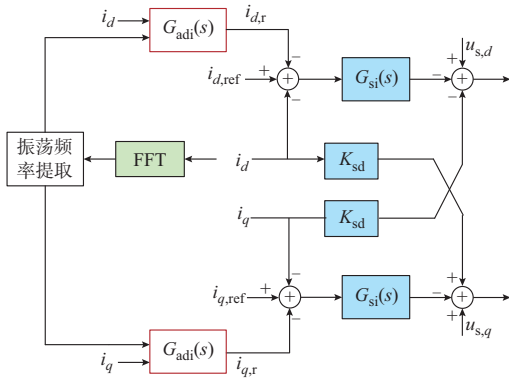


图7 改进后的电流内环控制
Fig. 7 Improved current inner-loop control

i_d 中交流分量的不同频率,同时投入两组陷波器 $G_{\text{Nf},i}(s)$ 和 $G_{\text{Nf},i,c}(s)$ 用以抑制系统的多组振荡,其具体表达式如下:

$$G_{\text{Nf},i}(s) = \frac{s^2 + \omega_i^2}{s^2 + 2\xi\omega_i s + \omega_i^2} \quad (28)$$

$$G_{\text{Nf},i,c}(s) = \frac{s^2 + \omega_{i,c}^2}{s^2 + 2\xi\omega_{i,c} s + \omega_{i,c}^2} \quad (29)$$

式中: $\omega_i = 2\pi f_i$, $\omega_{i,c} = 2\pi f_{i,c}$, 其中, f_i 和 $f_{i,c}$ 分别为 FFT 检测计算得到的电流分量 i_d 中交流分量的中心频率及其对应的耦合频率,二者满足 $f_{i,c} = 2f_1 - f_i$ 。本文阻尼比 ξ 取 0.707。

在电流内环中加入有源阻尼附加控制后,PCS 的阻抗特性发生了变化。电流补偿分量 $i_{d,r}$ 和 $i_{q,r}$ 是由采样电流 i_{sa} 、 i_{sb} 、 i_{sc} 经 $T(\theta_{\text{spl}})$ 变换得到 i_d 和 i_q ,再经 $G_{\text{adi}}(s)$ 调制后得到的,如式(30)所示。

$$\begin{bmatrix} i_{d,r} \\ i_{q,r} \\ 0 \end{bmatrix} = T(\Delta\theta_s) \left(T(\theta_{s1}) G_{\text{adi}}(s) \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \right) \quad (30)$$

因此, $i_{d,r}$ 和 $i_{q,r}$ 的频域表达式 $I_{d,r}[f]$ 、 $I_{q,r}[f]$ 为:

$$I_{d,r}[f] = \begin{cases} G_{\text{adi}}(s \pm j2\pi f_1) I_{s1} & \text{直流} \\ G_{\text{adi}}(s \pm j2\pi f_1) I_{sp} & f = \pm(f_p - f_1) \\ G_{\text{adi}}(s \pm j2\pi f_1) I_{sn} & f = \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (31)$$

$$I_{q,r}[f] = \begin{cases} \pm j(T_{\text{spl}}(s) - 1) G_{\text{adi}}(s \pm j2\pi f_1) I_{sp} & f = \pm(f_p - f_1) \\ \mp j(T_{\text{spl}}(s) - 1) G_{\text{adi}}(s \mp j2\pi f_1) I_{sn} & f = \pm(f_n + f_1) \end{cases} \quad (32)$$

此时,电流内环控制回路满足:

$$\begin{cases} d_{s,d} = (i_{d,\text{ref}} - i_d - i_{d,r}) G_{si}(s) - K_{sd} i_q \\ d_{s,q} = (i_{q,\text{ref}} - i_q - i_{q,r}) G_{si}(s) + K_{sd} i_d \end{cases} \quad (33)$$

将式(33)转化到频域并进行 Park 逆变换可得:

$$D[f] =$$

$$\begin{cases} \frac{D_{s1} e^{j\theta_{s1}} + (G_{si}(s - j2\pi f_1) - jK_{sd}) I_{s1} e^{j\theta_{s1}}}{2U_{s1}} T_{\text{spl}}(s - j2\pi f_1) U_{sp} - (1 - 0.5T_{\text{spl}}(s - j2\pi f_1)) G_{si}(s - j2\pi f_1) G_{adi}(s) I_{sp} - (G_{si}(s - j2\pi f_1) - jK_{sd}) I_{sp} & f = f_p \\ \frac{D_{s1} e^{-j\theta_{s1}} + (G_{si}(s + j2\pi f_1) + jK_{sd}) I_{s1} e^{-j\theta_{s1}}}{2U_{s1}} T_{\text{spl}}(s + j2\pi f_1) U_{sn} - (1 - 0.5T_{\text{spl}}(s + j2\pi f_1)) G_{si}(s + j2\pi f_1) G_{adi}(s) I_{sn} - (G_{si}(s + j2\pi f_1) + jK_{sd}) I_{sn} & f = f_n \end{cases} \quad (34)$$

此时,投入抑制措施后的 PCS 阻抗 Z'_{tp} 和 Z'_{tn} 的表达式为:

$$Z'_{tp}(s) = \left[K_m U_{dc} (G_{si}(s - j2\pi f_1) - jK_{sd}) + sL_f + \frac{2 - T_{\text{spl}}(s - j2\pi f_1)}{2} K_m U_{dc} G_{si}(s - j2\pi f_1) G_{adi}(s) \right] \cdot \left\{ 1 - [D_{s1} e^{j\theta_{s1}} + (G_{si}(s - j2\pi f_1) - jK_{sd}) I_{s1} e^{j\theta_{s1}}] \cdot \frac{K_m U_{dc} T_{\text{spl}}(s - j2\pi f_1)}{2U_{s1}} - K_m U_{dc} K_f \right\}^{-1} \quad (35)$$

$$Z'_{tn}(s) = \left[K_m U_{dc} (G_{si}(s + j2\pi f_1) + jK_{sd}) + sL_f + \frac{2 - T_{\text{spl}}(s + j2\pi f_1)}{2} K_m U_{dc} G_{si}(s + j2\pi f_1) G_{adi}(s) \right] \cdot \left\{ 1 - [D_{s1} e^{-j\theta_{s1}} + (G_{si}(s + j2\pi f_1) + jK_{sd}) I_{s1} e^{-j\theta_{s1}}] \cdot \frac{K_m U_{dc} T_{\text{spl}}(s + j2\pi f_1)}{2U_{s1}} - K_m U_{dc} K_f \right\}^{-1} \quad (36)$$

将式(35)和式(36)分别代入式(20)和式(21),可得加入所提有源阻尼附加控制后的 PCS 正负序阻抗模型。由图 6 可知,系统振荡中心频率为 62 Hz (静止坐标系下),故根据式(28)和式(29)设置 f_i 和 $f_{i,c}$ 分别为 12 Hz 和 88 Hz (静止坐标系下的扰动分量频率在 dq 坐标系中发生频移),并给出了不同阻尼系数 R_v 下的抑制后 PCS 阻抗特性曲线,如图 8 所示。由图 8 可知,在电流内环加入本文所提阻尼控制后,PCS 的负阻效应在多个频段得到明显改善,并且阻尼系数 R_v 在 0.5~0.6 时抑制效果较好。

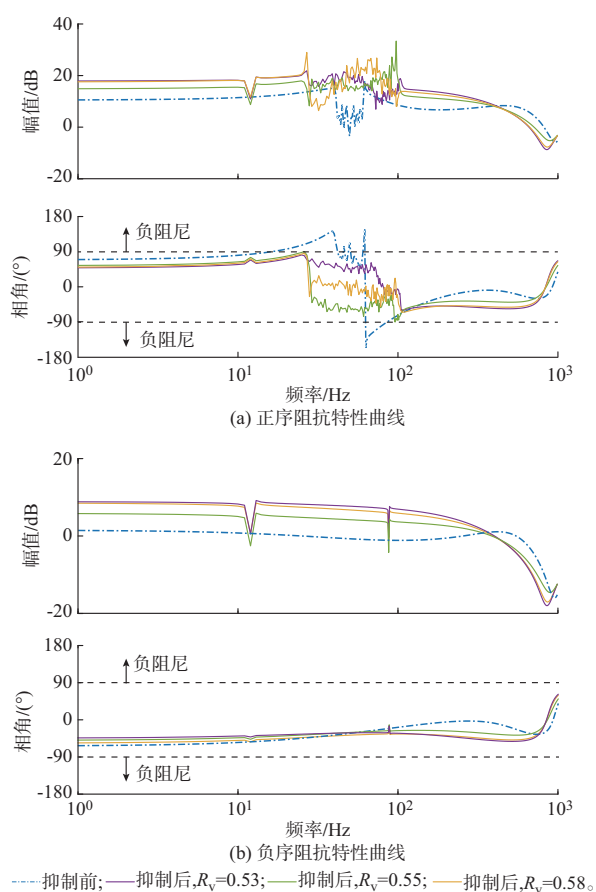


图8 加入所提阻尼控制前后的PCS阻抗特性曲线
Fig. 8 Impedance characteristic curves of PCS before and after proposed damping control is adopted

传统有源阻尼方法采用单一陷波器和阻抗重塑器进行抑制(具体控制结构见附录C)。图9给出了相同补偿系数、不同阻抗重塑器带宽(取决于品质因数 Q_r)下的抑制后PCS阻抗特性曲线。从图中可以看出,相较于抑制前,该方法在低频段($0\sim 25$ Hz)的阻抗特性重塑效果较好,当 $R_v=0.53$ 、 $Q_r=2$ 时,在 $50\sim 70$ Hz频段负阻尼效应减弱,但其耦合频段($30\sim 50$ Hz)的阻抗特性反而恶化,同时,在 $90\sim 100$ Hz频段出现了新的振荡风险;而当 $Q_r=7$ 时,虽然在 $20\sim 50$ Hz频段减弱了负阻效应,但其耦合频段($50\sim 80$ Hz)的阻抗特性并未改善,且当 Q_r 取值较大时,在 $60\sim 90$ Hz频段负序阻抗特性恶化。因此,在设计阻尼控制策略抑制谐振时,有必要考虑振荡频率耦合特性。

2.2 PCS与交流电网谐振分析

图10给出了加入本文所提改进有源阻尼控制及传统有源阻尼控制前后PCS并网系统的阻抗特性曲线,并将相较于抑制前振荡风险降低的区域标识为绿色,仍有风险的区域标识为红色。图中: Z_{p1} 、

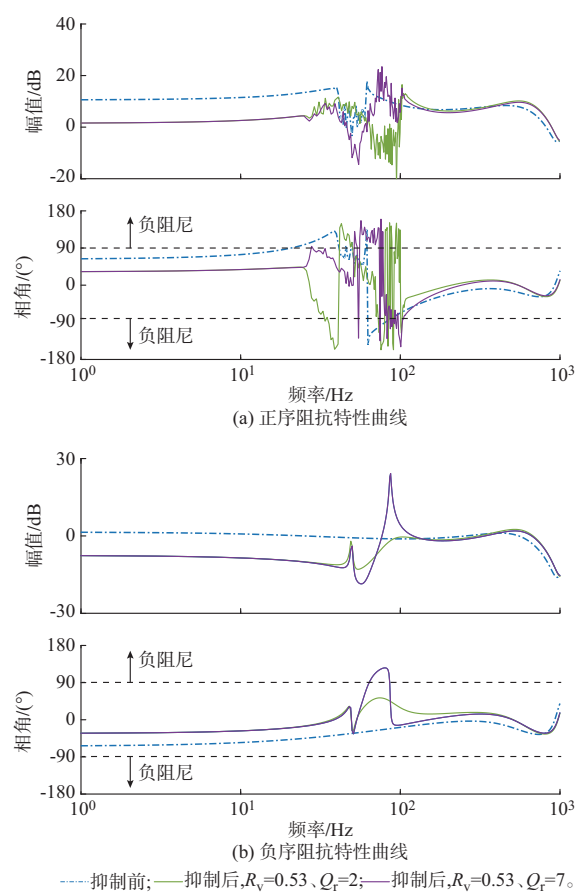


图9 加入传统有源阻尼控制前后的PCS阻抗特性曲线
Fig. 9 Impedance characteristic curves of PCS before and after traditional active damping control is adopted

Z_{n1} 和 Z_{p2} 、 Z_{n2} 分别为加入本文所提改进有源阻尼控制和传统有源阻尼控制后的PCS正、负序阻抗。

由图10(a)可知,在加入本文所提有源阻尼控制后,PCS的相位在 $1\sim 1\,000$ Hz始终处于 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 内(B、C点),由1.2节分析可知,此时无论电网运行方式如何变化,系统均不满足谐振发生条件。但利用传统有源阻尼改善PCS阻抗特性时,虽然在一定程度上可以削弱特定频段的负阻效应(D点),但其耦合频段的阻抗特性并未得到改善(E点),容易与交流电网发生交互引发谐振,同时谐振频段发生转移(F点)。

2.3 谐振抑制方案的具体实施流程

本文提出的自适应有源阻尼谐振抑制方案具有适应电网运行方式的特点,实现这一功能主要依靠振荡频率检测环节,如图11所示。

通过FFT提取并网点a相电流 i_{sa} 中包含的谐波频率,即为振荡频率,经过Park变化后获取 dq 轴交流分量的频率,进而采用自适应级联滤波器对系统进行滤波并提高变流器阻尼。

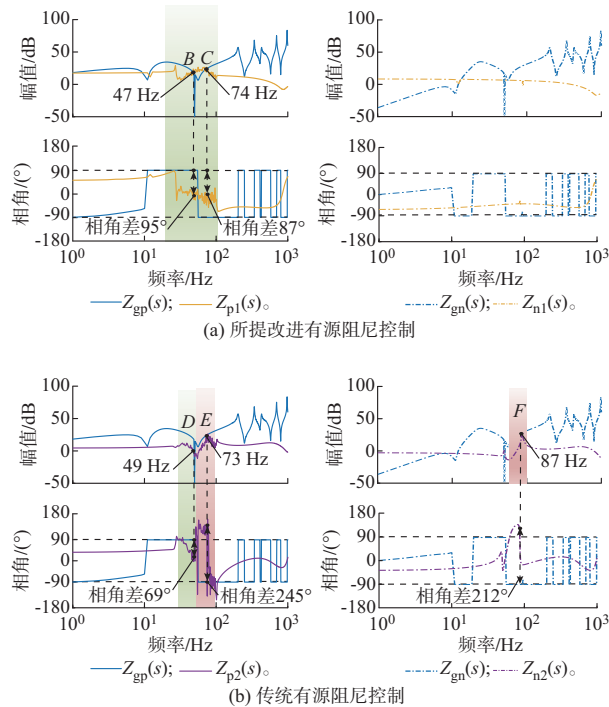


图 10 加入阻尼控制前后的 PCS 并网系统阻抗特性曲线
Fig. 10 Impedance characteristic curves of PCS grid-connected system before and after damping control is adopted

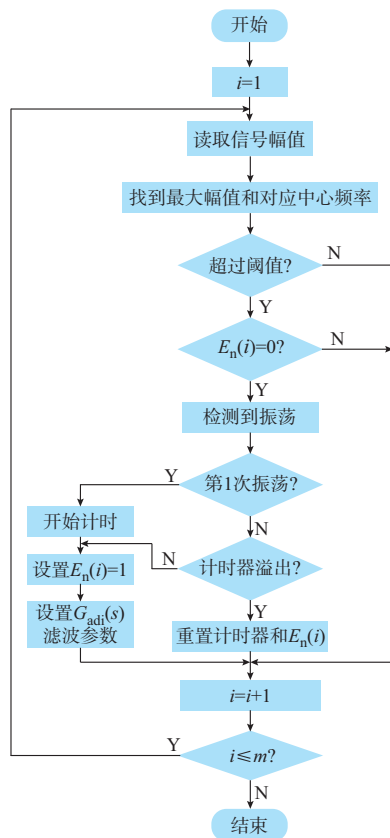


图 11 谐振抑制方案流程图

Fig. 11 Flow chart of resonance suppression scheme

该方案的逻辑设计与实现流程如下:

1) 首先, 利用 FFT 模块依次读取输出的各个频率信号幅值, 在设定的振荡抑制频率范围内找到最大幅值和对应中心频率, 本文重点考虑次/超同步以及中频振荡, 将频率范围设置为 $1 \sim 1\,000\text{ Hz}$ 。

2) 若最大幅值超过预先设定阈值基波的 5%, 且附加控制 $G_{\text{adi}}(s)$ 未投入 ($E_n(i)=0$), 则判定系统发生振荡; 若附加控制已投入 ($E_n(i)=1$), 则系统正处于从振荡到稳定的过渡状态 (振荡未完全消除)。

3) 当检测到第 1 次振荡, 即 $E_n(i)=0$ 时, 启动计时器, 计时器的持续时间设置为 0.5 s , 投入附加控制 $G_{\text{adi}}(s)$, 即设置 $E_n(i)=1$, 并且根据检测到的振荡频率设置 $G_{\text{adi}}(s)$ 的各滤波参数; 当检测到的频率不是系统第 1 个振荡频率且计时器尚未溢出时, 系统正处于从振荡到稳定的过渡状态 (振荡未完全消除)。

4) 当检测到的频率不是系统第 1 个振荡频率时, 若计时器溢出, 则为系统长期稳定运行后出现了新的振荡, 切除现有陷波器 ($E_n(i)=0$), 并重置计时器, 重新开始识别系统的振荡频率并进行抑制。

通过这种方式, 使得阻尼控制策略能够适应电网运行方式的变化, 进而有效抑制 PCS 与交流电网之间的谐振。

3 仿真实验

为验证本文所提抑制策略的有效性, 根据图 1 所示 PCS 并网系统拓扑结构及图 7 所示改进有源阻尼控制, 在 PSCAD/EMTDC 中搭建仿真模型, 交流系统仍采用 1.2 节三阶贝杰龙模型进行等效, 并与采用传统有源阻尼方法的抑制效果进行对比。

仿真 1: 在 $t=1\text{ s}$ 时, 将电网阻抗 L_g 从 0.02 H 增加到 0.12 H , 电网强度减弱, 系统发生振荡, 由于外环控制的作用, 此时并网点电压下降, 使得电流增大, 并发生了严重畸变。投入抑制装置, 由 FFT 检测到三相电流振荡频率为 60 Hz (经 Park 变换后 i_d 对应的振荡频率为 10 Hz), 根据式 (23) 和式 (24) 设置 f_i 和 $f_{i,c}$ 分别为 10 Hz 和 90 Hz 。图 12(a)、(b) 和 (c) 分别给出了未采用有源阻尼、采用传统有源阻尼方法及采用本文所提方法的并网点电流 I_s 的波形及 FFT 结果。可以看出, 采用传统有源阻尼方法抑制后, 并网点电流谐波仍呈现频率耦合特性, 且谐波含量为 8.6% ; 而本文所提抑制策略基本滤除了谐波,

电流谐波畸变率(THD)下降到2.5%。

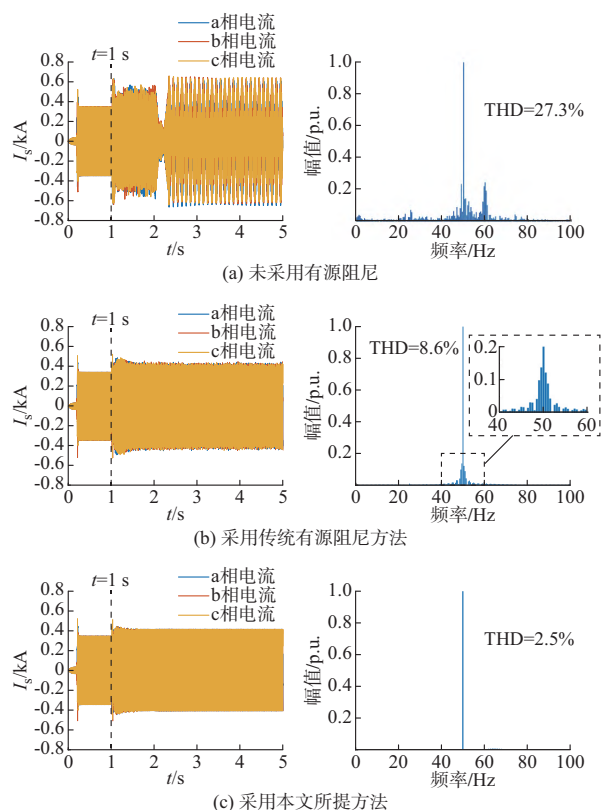


图12 不同方法下的电网电流波形和FFT结果(仿真1)
Fig. 12 Current waveforms and FFT results of power grid with various methods (simulation 1)

电网阻抗 L_g 增大时,PCS并网系统输出有功功率波形如图13所示。可以看出,采用传统有源阻尼方法和本文提出的自适应有源阻尼方法虽然都可以使系统恢复稳定状态,但利用本文所提方法不仅抑制后的谐波含量更少,且抑制过程中的超调量更小,展现了良好的动态性能。

仿真2:在 $t=1$ s时,将PCS的PLL带宽 ω_{spll} 从40 rad/s增加到120 rad/s,由于PLL的不对称控制特性导致了弱电网中的振荡频率耦合效应,输出并网三相电流中包含78 Hz和22 Hz的谐波分量。投入抑制装置,陷波器特征频率 f_i 和 f_{ic} 分别设置为28 Hz和72 Hz。图14(a)、(b)和(c)分别给出了未采用有源阻尼、采用传统有源阻尼方法及采用本文所提方法的并网点电流波形和FFT结果。通过分析可知,采用传统有源阻尼方法后谐波含量虽然降低至9.3%,但对振荡的频率耦合效应并没有改善;采用本文所提自适应有源阻尼方法不仅利用级联陷波器对电流进行滤波,进一步降低了谐波含量,而且通过陷波器的特征频率设计有效抑制了振荡的频率耦合效应。

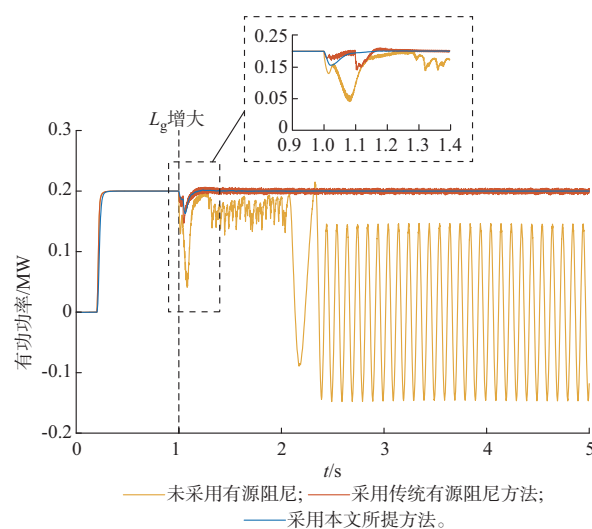


图13 L_g 增大时PCS并网系统输出有功功率波形
Fig. 13 Waveforms of output active power of PCS grid-connected system with increasing L_g

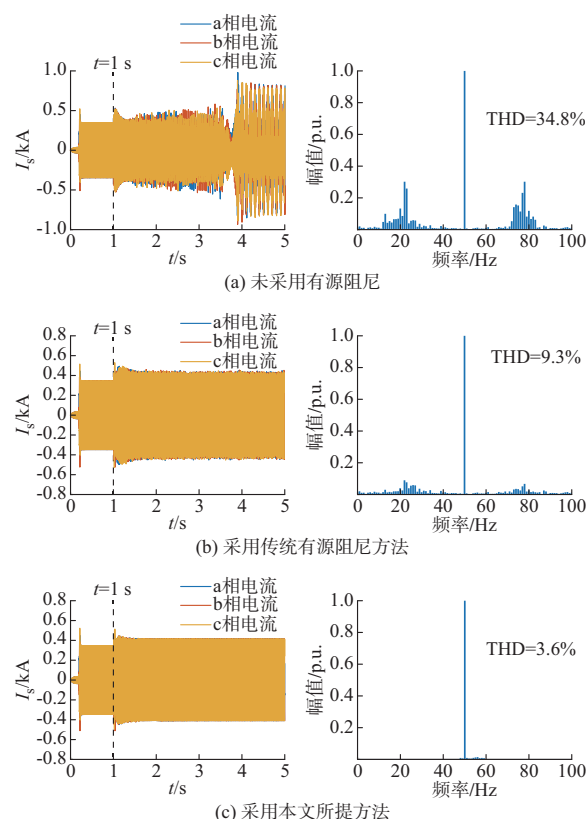


图14 不同方法下的电网电流波形和FFT结果(仿真2)
Fig. 14 Current waveforms and FFT results of power grid with various methods (simulation 2)

PLL带宽 ω_{spll} 增大时,PCS并网系统输出有功功率波形如图15所示。与仿真1结论相同,两种有源阻尼方法虽然都可以使系统恢复稳定状态,但利用本文所提方法得到的谐波含量更少,超调量更小,因而抑制效果更好。

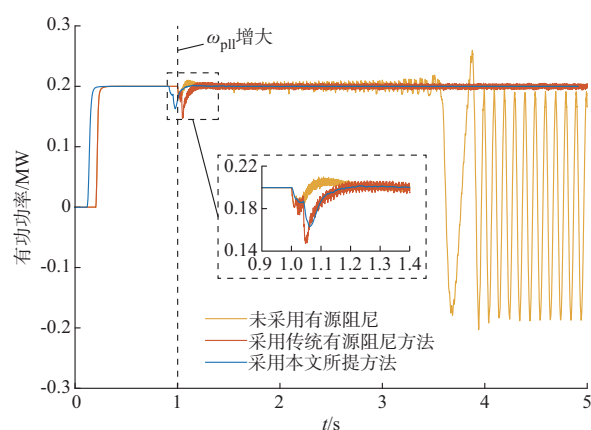


图 15 ω_{pn} 增大时 PCS 并网系统输出有功功率波形
Fig. 15 Waveforms of output active power of PCS grid-connected system with increasing ω_{pn}

4 结语

本文基于实际电网的复杂拓扑结构,建立了 PCS 并网系统模型并分析其谐振风险区域,在考虑振荡频率耦合效应的基础上,提出了一种改进的自适应有源阻尼 PCS 谐振抑制方法。主要结论如下:

1) 在 PCS 的电流内环加入本文所提有源阻尼控制策略后,可以有效重塑其谐振风险频段的阻抗特性,削弱其负阻效应。

2) 与传统有源阻尼控制相比,本文所提方法不仅能够有效抑制 PCS 并网产生的与扰动频率相同的振荡,还能够提高与扰动中心频率耦合频段内的阻尼,从而降低频率耦合效应引发的谐振风险,适用于不同运行方式下的复杂交流电网。

3) 仿真与实机实验(见附录 D)均验证表明,改进后的自适应有源阻尼控制策略具有更好的动态性能及谐波抑制效果。

本文所提抑制策略是否适用于其他多机并联场景还需要进一步实验验证。

本文得到储能变流器多机并联谐振分析及抑制研究项目(4500627224)资助,特此感谢!

附录见本刊网络版,点击 <http://www.aeps-info.com/aeps/article/abstract/20240806008>,或扫描英文摘要后二维码,可阅读全文。

参考文献

[1] 康重庆,姚良忠.高比例可再生能源电力系统的关键科学问题与理论研究框架[J].电力系统自动化,2017,41(9):2-11.
KANG Chongqing, YAO Liangzhong. Key scientific issues and theoretical research framework for power systems with high proportion of renewable energy[J]. Automation of Electric Power

Systems, 2017, 41(9): 2-11.

- [2] 马宁宁,谢小荣,贺静波,等.高比例新能源和电力电子设备电力系统的宽频振荡研究综述[J].中国电机工程学报,2020,40(15):4720-4732.
MA Ningning, XIE Xiaorong, HE Jingbo, et al. Review of wide-band oscillation in renewable and power electronics highly integrated power systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(15): 4720-4732.
- [3] 吴琛,刘晨曦,黄伟,等.提升新能源电力系统稳定性的构网型变流器选址定容方法[J].电力系统自动化,2023,47(12):130-136.
WU Chen, LIU Chenxi, HUANG Wei, et al. Siting and sizing method of grid-forming converters for improving stability of power system with renewable energy[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(12): 130-136.
- [4] 李建林,王剑波,葛乐,等.电化学储能电站群在特高压交直流混联受端电网应用技术研究综述[J].高电压技术,2020,46(1):51-61.
LI Jianlin, WANG Jianbo, GE Le, et al. Review on application technology of electrochemical energy storage power station group in ultra high voltage AC/DC hybrid receiver power grid[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(1): 51-61.
- [5] MA J, SHEN Y Q, PHADKE A G. DFIG active damping control strategy based on remodeling of multiple energy branches[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 4169-4186.
- [6] 张春雪,黎灿兵,冯伟,等.孤立运行光/储微电网中储能变流器暂态功率波动协调抑制策略[J].中国电机工程学报,2018,38(8):2302-2314.
ZHANG Chunxue, LI Canbing, FENG Wei, et al. A coordinated transient power fluctuation suppression strategy for power conversion system in islanded PV/storage microgrid[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(8): 2302-2314.
- [7] SAMPATH J, MOIN H. An LCL-filter design with optimum total inductance and capacitance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 6687-6698.
- [8] 李熬波.LLCL型并网逆变器稳定性分析与阻抗重塑方法研究[D].长沙:湖南大学,2021.
LI Aobo. Study on stability analysis and impedance remodeling method of LLCL grid-connected inverter[D]. Changsha: Hunan University, 2021.
- [9] 许德志,汪飞,阮毅,等.并网接口滤波器拓扑结构推演与分析[J].电工技术学报,2015,30(4):15-25.
XU Dezhi, WANG Fei, RUAN Yi, et al. Topology deduction and analysis of grid-interfacing filters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(4): 15-25.
- [10] 杜夏冰,赵成勇,吴方劫,等.LCC-HVDC系统混合型有源滤波器谐振抑制策略[J].电力系统自动化,2021,45(4):115-122.
DU Xiabing, ZHAO Chengyong, WU Fangjie, et al. Resonance suppression strategy of hybrid active power filter in LCC-HVDC system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(4): 115-122.
- [11] 闫明文,胡恒,商铁滨.基于滑模变结构控制的有源电力滤波器系统研究[J].齐齐哈尔大学学报(自然科学版),2020,36(2):9-16.

- YAN Mingwen, HU Heng, SHANG Tiebin. Shunt active power filter control system design based on the sliding mode control [J]. Journal of Qiqihar University (Natural Science Edition), 2020, 36(2): 9-16.
- [12] 侯睿,武健,徐殿国.有源滤波器LCL并联虚拟阻尼控制策略及离散域稳定性分析[J].电力系统自动化,2015,39(4): 116-122.
- HOU Rui, WU Jian, XU Dianguo. LCL shunt virtual damping control strategy in active power filter and stability in discrete domain [J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(4): 116-122.
- [13] 张超凡,高亚栋.基于准PR+改进重复控制的具有滤波功能的光伏逆变器[J].上海电力大学学报,2023,39(4):317-324.
- ZHANG Chaofan, GAO Yadong. Photovoltaic inverter with filtering function based on quasi PR+improved repetitive control [J]. Journal of Shanghai University of Electric Power, 2023, 39(4): 317-324.
- [14] BOSCH S, STAIGER J, STEINHART H. Predictive current control for an active power filter with LCL-filter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 65(6): 4943-4952.
- [15] ZOU C Y, RAO H, XU S K, et al. Analysis of resonance between a VSC-HVDC converter and the AC grid [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10157-10168.
- [16] 相莹萍,韩肖清,王磊,等.计及输电线路分布电容的并网换流器谐振特性及抑制策略[J].电力系统及其自动化学报,2019, 31(4):48-55.
- XIANG Yingping, HAN Xiaoqing, WANG Lei, et al. Resonance characteristics and damping strategy for grid-connected converter with distributed capacitance of transmission line [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2019, 31(4): 48-55.
- [17] 万勋,李云丰,彭敏放.直流输电系统虚拟并联电阻阻尼控制策略研究[J].中国电机工程学报,2018,38(12):3471-3480.
- WAN Xun, LI Yunfeng, PENG Minfang. Virtual parallel resistor damping control of VSC based HVDC system [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(12): 3471-3480.
- [18] 季宇,王东旭,吴红斌,等.提高直流微电网稳定性的有源阻尼方法[J].电工技术学报,2018,33(2):370-379.
- JI Yu, WANG Dongxu, WU Hongbin, et al. The active damping method for improving the stability of DC microgrid [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(2): 370-379.
- [19] 聂永辉,张瑞东,周勤勇,等.海上风电场经柔直送出系统的虚拟导纳中频振荡抑制策略[J].电力系统保护与控制,2024,52(9):36-45.
- NIE Yonghui, ZHANG Ruidong, ZHOU Qinyong, et al. Virtual admittance control strategy for medium-frequency oscillation in an offshore wind farm when connected to a VSC-HVDC [J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(9): 36-45.
- [20] ZHOU K, ZHANG Z L, WU W H, et al. Adaptive active damping control method for power conversion system to suppress sub-/ super-synchronous oscillation of PMSG grid-connected system [C]// IEEE International Conference on Energy Internet (ICEI), October 20-22, 2023, Shenyang, China.
- [21] 高磊,吕敬,马骏超,等.基于电路等效的并网逆变器失稳分析与稳定控制[J].电工技术学报,2024,39(8):2325-2341.
- GAO Lei, LYU Jing, Ma Junchao, et al. Instability analysis and stability control of grid-connected inverter based on impedance circuit equivalent [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2325-2341.
- [22] 王宇.柔性直流入网的电网高频振荡阻尼控制策略及实时仿真研究[D].北京:华北电力大学,2021.
- WANG Yu. Research on damping control strategy and real-time simulation of high-frequency oscillation in power grid with flexible DC access [D]. Beijing: North China Electric Power University, 2021.
- [23] RAO Y M, LYU J, WANG Y F, et al. Adaptive mitigation control for wideband oscillations of offshore wind farms with MMC-HVDC system [J/OL]. CSEE Journal of Power and Energy Systems [2023-09-08]. <https://ieeexplore.ieee.org/document/10246145>.
- [24] ZHANG S, JIANG S, LU X, et al. Resonance issues and damping techniques for grid-connected inverters with long transmission cable [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(1): 110-120.
- [25] ZHANG S, JIANG S, LU X, et al. Auto-tuning based resonance damping of grid-connected voltage source inverters with long transmission cable [C]// IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, September 15-19, 2013, Denver, USA.
- [26] 苏晨博.大规模风电场并网引发系统宽频振荡的机理分析及抑制措施[D].北京:华北电力大学,2022.
- SU Chenbo. Mechanism analysis and suppression measures of broadband oscillation caused by grid connection of large-scale wind farms [D]. Beijing: North China Electric Power University, 2022.
- [27] RYGG A. Impedance-based methods for small-signal analysis of systems dominated by power electronics [D]. Trondheim, Norway: Norwegian University of Science and Technology, 2018.
- [28] 苏晨博,刘崇茹,王瑾媛,等.考虑频率耦合特性的D-PMSG复数域阻抗建模及其特征分析[J].电力系统自动化,2024,48(10):118-128.
- SU Chenbo, LIU Chongru, WANG Jinyuan, et al. Impedance modeling of direct-drive permanent magnet synchronous generator in complex field and its feature analysis considering frequency coupling characteristics [J]. Automation of Electric Power Systems, 2024, 48(10): 118-128.
- [29] 王震,程鹏,贾利民.基于对称控制的三相并网变流器单输入单输出阻抗建模与分析[J].电工技术学报,2024,39(6):1777-1791.
- WANG Zhen, CHENG Peng, JIA Limin. Single-input single-output impedance modeling and analysis of three-phase grid-tied converter based on symmetric control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(6): 1777-1791.
- [30] 杨苓,许家浩,陈思哲,等.弱电网下三相并网系统自适应频率耦合振荡抑制装置的控制策略研究[J].中国电机工程学报,

2022, 42(19): 6995-7007.

YANG Ling, XU Jiahao, CHEN Sizhe, et al. Control strategy study of adaptive frequency coupling oscillation suppression device for three-phase grid-connected system under weak grid [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(19): 6995-7007.

刘崇茹(1977—),女,博士,教授,博士生导师,主要研究方向:交直流混合系统分析与仿真、运行与控制。E-mail: chongru.liu@ncepu.edu.cn

张乃文(2003—),男,博士研究生,主要研究方向:新能源并网稳定性分析及控制。E-mail: 1052556087@qq.com

王瑾媛(2000—),女,硕士研究生,主要研究方向:新能源并网稳定性分析及控制。E-mail: 847090484@qq.com

苏晨博(1991—),男,通信作者,博士,助理研究员,主要研究方向:风力发电机系统及其控制、柔性直流输电系统及其控制。E-mail: scb2636@foxmail.com

(编辑 王梦岩)

Adaptive Suppression Control Considering Oscillation Frequency Coupling Characteristics of Grid-connected Power Conversion System

LIU Chongru¹, ZHANG Naiwen¹, WANG Jinyuan¹, SU Chenbo², ZHU Qi³, XIONG Mingda⁴

(1. State Key Laboratory for Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources (North China Electric Power University), Beijing 102206, China; 2. Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China; 3. NR Electric Co., Ltd., Nanjing 211102, China; 4. State Grid Hunan Electric Vehicle Service Co., Ltd., Changsha 410082, China)

Abstract: Aiming at the wide-band oscillation issues caused by the large-scale grid-connected power conversion system (PCS), the existing oscillation suppression strategies have failed to effectively suppress the multi-band resonances caused by the frequency coupling effects. Considering oscillation frequency coupling characteristics induced by nonlinear links such as the phase-locked loop (PLL), this paper proposes an improved adaptive active damping resonance suppression method. First, based on the complex topology of actual power grids, a PCS grid-connected system model is established, and the oscillation risk areas of the interconnected system are identified according to the Nyquist stability criterion. Then, during the design of the cascaded trap stage, the frequency coupling effect caused by PLL control is further considered. By real-time measurement of current and voltage information between the PCS and the power grid, the trap parameters are set and adjusted, enabling the PCS to provide positive damping across the entire frequency band, i.e., with the phase angle within $\pm 90^\circ$, thus adapting to the complex and variable operation conditions of the power grid and achieving adaptive oscillation suppression in the PCS grid-connected system. Compared to the existing methods, the proposed method reduces the risk of resonance frequency shift. Finally, simulations using PSCAD/EMTDC and practical experiments validate that the proposed control method offers better dynamic performance and harmonic suppression effect.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. U23B20126).

Key words: power conversion system; AC grid; wide-band oscillation; frequency coupling; damping; resonance suppression

