计及降阶混合控制算法多逆变器并联系统谐振抑制策略

郑 峰1,林祥群1,邓长虹2,郑传良1,杨 威2,曾麟钧3

(1. 福州大学 电气工程与自动化学院,福建 福州 350116;2. 武汉大学 电气工程与自动化学院,湖北 武汉 430072;
 3. 国网湖北省电力有限公司十堰供电公司,湖北 十堰 442000)

摘要:针对LCL型多逆变器并联系统的3类谐振问题,提出了一种降阶新型混合控制算法的谐振抑制策略。 该谐振抑制策略基于逆变器分层控制结构,将电流预测模型控制与二自由度控制原理相融合。其中,电流内 环控制层采用电流预测模型控制消除其PI控制器及PWM调节器,实现电流内环传递函数单位化;电压外环 控制层利用二自由度控制原理,构建被控对象逆模型,实现电压外环传递函数单位化。控制层内、外环的传 递函数单位化使谐振传递函数分子、分母间最高阶差降低,从而使得谐振传递函数的伯德图中无谐振尖峰。 最后,基于MATLAB/Simulink平台进行仿真验证,结果表明面对不同的谐波源,所提策略均能够保证并网电 流的总谐波畸变率小于4%,可有效抑制多逆变器并联系统的谐振。

关键词:多逆变器并联系统;谐振;电流预测模型控制;降阶;二自由度控制

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202104016

0 引言

中图分类号:TM 464

近年来,随着能源危机和环境问题的日益凸显, 关于风能、太阳能等可再生能源的研究成为当前 的热点。在电力行业,分布式发电 DG(Distributed Generation)技术发展迅速,分布式发电得到越来越 多的应用^[1]。在实际工程中,多个分布式电源通常 组成微电网或者分布式子网的形式进行工作,这就 意味着多个分布式电源工作在并联状态^[2]。

由于逆变器具有灵活、高效的特性,分布式电源 通常采用并网逆变器与电网连接。脉宽调制 (PWM)型逆变器的输出波形中含有开关频率整数 倍附近的高频谐波,如果将逆变器直接接入电网,逆 变器的输出电流中含有的大量谐波被注入电网^[3]。 为了滤除这些谐波,在逆变器和公共电网之间需要 接入滤波器,常用的滤波器有L型、LC型和LCL型, 其中LCL型滤波器具有更好的高频纹波抑制效果, 同时其体积更小,所需的电感值更小,所以得到了广 泛应用^[4]。然而,LCL型滤波器是一个3阶系统,系 统的传递函数中存在一个高频谐振峰值,若在此高 频谐振峰值处没有足够大的阻尼,将会给电网的稳 定性造成不利影响^[5]。当多个分布式电源处于并联 运行模式,由于逆变器的非理想电源特性,多个逆变 器和LCL型滤波器之间会出现谐波交互作用,这使 得多并网逆变器并联系统的谐振问题变得更加复 杂[6]。谐振会使系统出现过电压、过电流现象,严重

收稿日期:2020-06-13;修回日期:2021-02-02

基金项目:国家重点研发计划项目(2017YFB0903705);福建 省自然科学基金资助项目(2019J01249)

Project supported by the National Key Research and Development Program of China(2017YFB0903705) and the Natural Science Foundation of Fujian Province(2019J01249) 影响电能质量甚至破坏系统的稳定性。

目前多逆变器并联系统的谐振问题主要分为多 逆变器并联系统内部谐振、多逆变器并联系统并联 谐振以及电网背景谐波串联谐振3类。为了抑制这 3类谐振,采用的主要方法为无源阻尼法和有源阻 尼法。无源阻尼法是在滤波器的电感或电容器件上 串联或并联电阻,从而增大系统的阻尼,文献[7]针 对几种串、并联无源阻尼法的特性进行分析,其中滤 波电容串联电阻是性能最好的无源阻尼抑制方式, 然而阻尼电阻损耗大,会降低系统的效率。为了减 小阻尼电阻的功率损耗,文献[8]提出了一种分裂电 容无源阻尼控制方法,但是此方法需要对滤波器的 硬件电路进行改造。有源阻尼法大致分为2类。一 类是通过在控制中引入滤波器上的电压或电流参量 的反馈,通过控制算法阻尼系统的谐振峰,其效果可 等效于无源阻尼法,但是能避免无源阻尼法的弊端。 文献[9]研究了逆变器侧电感电流反馈、滤波电容电 压反馈及滤波电容电流反馈等有源阻尼法,研究结 果表明有源阻尼法可以起到较好的抑制作用,但其 使系统传递函数变得更为复杂,控制系统的鲁棒性 不能得到保证。另一类有源阻尼法是通过在前向通 道增加数字滤波器,按照滤波器的不同大致可以分 为如下情况^[10-12]:①低通滤波器可以衰减信号的幅 值并滞后其相位,从而改变幅频特性中的相位曲线 的穿越点[10]:②超前滞后滤波器的作用和低通滤波 器类似,不同之处在于可以实现相位超前^[11];③陷波 滤波器可以大幅度衰减谐振频率信号的幅值,通过 附加1对在谐振频率处的零点来抵消LCL型滤波器 固有的欠阻尼的谐振极点,零极点对消改变系统的 阻尼特性^[12]。然而这类方法需要系统的准确参数 (如滤波器的谐振特性),因此鲁棒性不足。文献 [11]提出加入在线的系统参数识别方法来提高其鲁 棒性,但这种方法会影响电能质量。

除了上述2类方法以外,文献[13]提出了运用 网侧电压全前馈的方法来抑制电网背景谐波造成的 谐振,但是此方法未能完全解决多逆变器并联系统 内部谐振和多逆变器并联系统并联谐振的问题。文 献[14]运用模型降阶的方法,在控制中引入电流反 馈的比例谐振控制器,将3阶的LCL型滤波器降为1 阶系统从而实现对谐振的抑制,然而比例谐振控制 器的引入会给控制系统带来时延,影响控制系统的 鲁棒性,还会减小系统的相角裕度。文献[15]提出 了运用一种广义2阶积分器对逆变器的输出阻抗进 行重塑,当重塑后的阻抗呈现足够大的阻性时,能有 效抑制高频谐波。但是虚拟阻抗的引入可能会造成 基波电流的变化。文献[16]运用零极点配置策略, 通过对滤波器的2个电流量进行加权组合,选择合 理的加权组合系数,配置零点与谐振极点对消,但是 若零极点配置有误差,该方法的效果很难保证。综 上所述,提出一种在控制上更加容易实现、鲁棒性能 好以及谐振抑制效果优良的方法十分必要。

本文提出了一种适用于逆变器多算法融合的控制方式来解决多逆变器并联系统谐振的问题。首先,通过在控制层电流内环中引入电流预测模型控制(CPMC)算法,不仅省略了逆变器的PWM环节,去除电流内环PI控制器,提高了控制系统的鲁棒性能,同时还可实现电流内环传递函数单位化。在控制层电压外环中引入二自由度算法,构建控制对象逆模型,实现电压外环传递函数单位化,进而降低系统谐振特性传递函数的分子与分母之间的最高阶次差,通过绘制谐振传递函数的分子与分母之间的最高阶次差,通过绘制谐振传递函数的伯德图定性分析了该策略阻尼3类谐振峰的有效性。最后,在MATLAB/Simulink中搭建仿真模型,验证了所提控制策略的有效性。

1 多逆变器并联系统建模

附录中图 A1为LCL型三相并网逆变器的传统 双环控制结构。为了便于分析并网逆变器的谐振特 性,可以将逆变器简化为图 1所示的诺顿等效模 型^[6]。图中, G_i 和 $Y_i(i=1,2,\cdots,n;n$ 为并网逆变器总 数)分别为第i台逆变器的受控源控制系数和逆变器 的输出等效导纳,其表达式见式(1); Y_T 为电网等效 导纳; I_{gi} 、 I_{gi}^* 分别为第i台逆变器的并网电流及其参 考值; u_g 为电网侧电压; u_p 为逆变器并网点(PCC)处 电压。

$$\begin{cases} G_{i}(s) = K_{PWM}G_{PR}(s)/D(s) \\ Y_{i}(s) = (L_{in}C_{f}s^{2} + K_{PWM}K_{c}C_{f}s + 1)/D(s) \\ D(s) = L_{in}L_{g}C_{f}s^{3} + K_{PWM}K_{c}L_{g}C_{f}s^{2} + (L_{in} + L_{g})s + K_{PWM}G_{PR}(s) \end{cases}$$
(1)

其中, $G_{PR}(s)$ 为准比例谐振控制器传递函数; K_{PWM} 为 逆变器的等效增益; L_{in} 和 L_{g} 分别为逆变器侧和电网 侧滤波电感; K_{c} 为电容电流反馈系数; C_{f} 为滤波器 电容。



图 1 逆变器诺顿等效模型 Fig.1 Norton equivalent model of inverter

根据叠加定理,当多台逆变器并联接入电网时, 可得到如附录中图 A2 所示的多并网逆变器等效模型。根据附录中图 A2,第*i*台逆变器的并网电流为^[6]:

$$\begin{cases} I_{gi}(s) = R_{i}(s)I_{gi}^{*}(s) + I_{gi}^{*}\sum_{t=1,t\neq i} \left(P_{i,t}(s)I_{gi}^{*}(s)\right) - S_{gi}(s)u_{g}(s) \\ R_{i}(s) = \left(\sum_{t=1,t\neq i}^{n}Y_{t}(s) + Y_{T}(s)\right)G_{i}(s) / \left(\sum_{i=1}^{n}Y_{i}(s) + Y_{T}(s)\right) \\ P_{i,t}(s) = -\frac{Y_{i}(s)G_{t}(s)}{\sum_{i=1}^{n}Y_{i}(s) + Y_{T}(s)} \quad t = 1, 2, \cdots, n; \ t \neq i \\ S_{gi}(s) = Y_{i}(s)G_{t}(s) / \left(\sum_{i=1}^{n}Y_{i}(s) + Y_{T}(s)\right) \end{cases}$$

由式(2)可知,第*i*台逆变器的并网电流主要由 逆变器的自身激励、其他逆变器的激励以及电网的 激励3类激励产生。因此,多逆变器并联系统中的 谐振可以被分为逆变器内部谐振、多逆变器之间的 并联谐振以及电网背景谐波下的串联谐振3类。以 第1台逆变器为研究对象,这3类谐振的传递函数可 以分别表示为:

$$R_{1}(s) = \frac{I_{g1}(s)}{I_{g1}^{*}(s)} = \frac{(n-1)Y_{1}(s) + Y_{T}(s)}{nY_{1}(s) + Y_{T}(s)}G_{1}(s)$$
(3)

$$P_{1,t}(s) = \frac{I_{g1}(s)}{I_{g2}(s)} = \frac{-Y_1(s)G_2(s)}{nY_2(s) + Y_T(s)}$$
(4)

$$S_{g1}(s) = \frac{I_{g1}(s)}{u_{g}(s)} = \frac{-Y_{1}(s)Y_{T}(s)}{nY_{2}(s) + Y_{T}(s)}$$
(5)

2 传统控制方式下多逆变器谐振分析

根据传递函数式(3)一(5),可以绘制3类谐振 传递函数的伯德图,如图2及附录中图A3、A4所示。 由图2可知,当逆变器的总数*n*>1时,在逆变器内部 谐振曲线中会产生2个谐振尖峰,高频谐振尖峰的 增益大于低频谐振尖峰的增益。当逆变器的数量增 加时,高频的谐振尖峰保持不变而低频谐振尖峰会 向着低频段移动,其增益也随之变小。



图 2 多逆变器并联系统内部谐振伯德图 Fig.2 Internal resonance Bode diagram of multi-inverter parallel system

分析附录中图 A3 可得,同逆变器自身谐振类 似,在多逆变器并联系统的并联谐振曲线中也存在 2个谐振尖峰,即1个不随逆变器台数变化的高频谐 振峰和1个随着逆变器数量增大而向低频段移动的 谐振峰。由附录中图 A4可知,电网背景谐波串联谐 振的谐振曲线中仅有1个谐振峰,并且随着逆变器 台数的增加,谐振峰朝着低频段移动。

3 降阶混合控制算法

文献[17]提出了在逆变器的控制中采用二自由 度控制实现传递函数的简化从而抑制多逆变器并联 系统谐振。但是这种方法在电流内环控制中需要引 入纯微分环节,纯微分环节将会放大信号的误差,无 法消除电网扰动的影响。因此本文提出一种新型混 合式控制策略:在电流内环控制中采用电流预测模型 控制,而电压外环采用二自由度控制。通过这种新型 混合控制方式,既能消除电网扰动的影响,提高系统 的鲁棒性,又能有效抑制多逆变器并联系统的谐振。 3.1 控制层电流预测模型控制

图 3 为电流预测模型控制的原理框图。图中, r(k)和y(k)分别为k时刻电流预测模型控制的输入 和输出信号;x(k)=[x(k)]为k时刻的状态变量;A和 C为传递函数;B为反馈控制器;1/Z为延时环节。由 图可知,逆变器k时刻输入信号和k+1时刻输出信号 之间的传递函数为:

$$\begin{cases} y_1(k+1) = ABx(k) + ACr_1(k) \\ \vdots \\ y_i(k+1) = ABx(k) + ACr_i(k) \\ \vdots \\ y_n(k+1) = ABx(k) + ACr_n(k) \end{cases}$$
(6)
$$\xrightarrow{r(k)} C \xrightarrow{+} \bigotimes_{i=1/Z} \xrightarrow{x(k)} A \xrightarrow{y(k)}$$

图 3 电流预测模型控制原理框图

Fig.3 Block diagram of CPMC system

若已知k时刻的输入信号 $r_i(k)$,根据式(6)可得 到k+1时刻的输出信号 $y_i(k+1)$ 。为了保证控制系统 能准确跟踪输出信号 $y_i(k+1)$,定义价值函数 f_i 为^[18]:

$$f_i = \left(y_i^*(k+1) - y_i(k+1)\right)^2 \tag{7}$$

其中, $y_i^*(k+1)$ 为 $y_i(k+1)$ 的参考值。考虑到r(k)和 y(k)是多维变量,定义最小价值函数 f_{min} 为:

$$f_{\min} = \min\left(f_1, f_2, \cdots, f_n\right) \tag{8}$$

其中,min(•)为取(•)中最小值。在多个输出量中,只 有满足式(8)所示最小价值函数时,输出信号y_i(k+1) 才能被应用于控制系统。

根据附录中图A5所示的逆变器内环控制框架, 利用 *abc/α*β坐标变换,可得并网逆变器交流侧的两 相解耦电路表达式为:

$$\begin{cases} L_{\rm in} \frac{\mathrm{d}i_{\rm in\alpha}}{\mathrm{d}t} = u_{\rm in\alpha} - u_{C\alpha} - R_{\rm in}i_{\rm in\alpha} \\ L_{\rm in} \frac{\mathrm{d}i_{\rm in\beta}}{\mathrm{d}t} = u_{\rm in\beta} - u_{C\beta} - R_{\rm in}i_{\rm in\beta} \end{cases}$$
(9)

其中, R_{in} 为LCL滤波器的逆变器侧电阻; $i_{in\alpha}$ 、 $i_{in\beta}$ 、 $u_{in\alpha}$ 、 $u_{in\beta}$ 和 $u_{c\alpha}$ 、 $u_{c\beta}$ 分别为逆变器输出电流 i_{in} 、逆变器输出 电压 u_{in} 和滤波器电容电压 u_c 的 α 、 β 轴分量。在k、 k+1时刻对式(9)进行离散化,整理得:

$$\begin{cases} i_{in\alpha}(k+1) = \frac{T_s(u_{in\alpha}(k) - R_{in}i_{in\alpha}(k) - u_{C\alpha}(k))}{L_{in}} + i_{in\alpha}(k) \\ i_{in\beta}(k+1) = \frac{T_s(u_{in\beta}(k) - R_{in}i_{in\beta}(k) - u_{C\beta}(k))}{L_{in}} + i_{in\beta}(k) \end{cases}$$
(10)

其中,T.为采样周期。

表1为逆变器的8种开关状态和逆变器输出电 压之间的关系,每组开关状态对应不同的*u*_{inα}和*u*_{inβ}, 表中*U*_{dc}为逆变器侧的电容电压。将*k*时刻的8组不 同开关状态所对应的电压值代入式(10),可得8组 *k*+1时刻的输出电流*i*_{inα}(*k*+1)、*i*_{inβ}(*k*+1)。若将逆变 器的输出电流作为控制对象,那么对应的价值函数 表达式为:

$$\begin{cases} f_{i_1} = (i_{in\alpha 1}^* - i_{in\alpha 1} (k+1))^2 + (i_{in\beta 1}^* - i_{in\beta 1} (k+1))^2 \\ f_{i_2} = (i_{in\alpha 2}^* - i_{in\alpha 2} (k+1))^2 + (i_{in\beta 2}^* - i_{in\beta 2} (k+1))^2 \\ \vdots \\ f_{i_8} = (i_{in\alpha 8}^* - i_{in\alpha 8} (k+1))^2 + (i_{in\beta 8}^* - i_{in\beta 8} (k+1))^2 \end{cases}$$
(11)

其中, i_{inaj}^{*} 、 $i_{in\betaj}^{*}$ (j=1,2,…,8)分别为 $\alpha\beta$ 坐标系下 i_{inaj} 、 $i_{in\betaj}$ 的参考值。将得到的8组价值函数值代入式(8), 满足式(8)所示最小价值函数的一组开关状态

表1 开关状态与输出电压分量之间的关系

```
        Table 1
        Relationship between switching states and output voltage component
```

j	g_{a}	$g_{ m b}$	$g_{ m c}$	$u_{in\alpha j}$	$u_{in\beta j}$
1	0	0	0	0	0
2	0	0	1	$0.8165~U_{ m dc}$	0
3	0	1	0	0.4083 $U_{\rm dc}$	0.7071 $U_{\rm dc}$
4	0	1	1	0.4083 $U_{\rm dc}$	0.707 1 $U_{\rm dc}$
5	1	0	0	$0.8165 \ U_{\rm dc}$	0
6	1	0	1	0.4083 $U_{\rm dc}$	0.7071 $U_{\rm dc}$
7	1	1	0	0.4083 $U_{\rm dc}$	0.7071 $U_{\rm dc}$
8	1	1	1	0	0

g_a、g_b、g_c(其取值为"1"、"0"分别表示逆变器导通、关断)将在下一时刻被应用于逆变器的触发。

3.2 控制层二自由度控制算法

图 4 为二自由度控制的结构框图^[17]。图中, R(s)、Y(s)、C(s)、P(s)和D(s)分别为二自由度控制的 输入信号、输出信号、反馈控制器、被控对象和扰动 信号; $G_{\rm FF}(s)$ 为二自由度控制的前馈控制器;E(s)为 输入信号与输出信号间的误差。



图4 二自由度控制系统

Fig.4 Two-degree-of-freedom control system

根据图 4, 若 $G_{FF}(s) = 1/P(s) 成立, 可以得到输入 信号和输出信号以及输入信号和扰动信号的传递函 数为:$

$$\begin{cases} Y(s) = R(s) + \frac{P(s)}{1 + C(s)P(s)}D(s) \\ E(s) = \frac{R(s)}{1 + C(s)P(s)} \end{cases}$$
(12)

这样可实现*R*(*s*)与*Y*(*s*)的完全跟踪,消除控制 系统的带宽限制,而对于扰动信号*D*(*s*),则可以通过 调节*C*(*s*)实现扰动信号的最优控制。

由于电流内环采用电流预测模型控制,从控制 层外环而言,电流内环中的电流参考值*i*^{*}_{in}和逆变器 输出电流可以视作相等,即*i*_{in}/*i*^{*}_{in}=1,电流内环传递 函数实现了单位化^[19]。而在电压外环的控制中,滤 波器电容*C*_f为控制对象,根据二自由度控制的原则, 若要实现电压外环传递函数的单位化,需保证滤波 器电容电压及其参考值*u*^{*}_c相等,即*u*^{*}_c/*u*^c=1,可以在 控制中构建*C*_f的逆模型,因此设计附录中图A6所示 电压外环的控制结构。根据图A6,反馈和输出的信 号可以表示为:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} i_{ind_{c}FF} \\ i_{inq_{c}FF} \end{bmatrix} = G_{u_{c}FF}(s) \begin{bmatrix} u_{cd}^{*} \\ u_{cq}^{*} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gg} \end{bmatrix} \\ \begin{cases} \begin{bmatrix} i_{ind_{c}FB} \\ i_{inq_{c}FB} \end{bmatrix} = C_{2}(s) \begin{bmatrix} u_{cd}^{*} - u_{cd} \\ u_{cq}^{*} - u_{cq} \end{bmatrix} \\ G_{u_{c}FF}(s) = C_{f}s/(R_{c}C_{f}s+1) \\ C_{2}(s) = k_{u_{c}P} + k_{u_{c}}/s \end{cases}$$
(13)

其中, $k_{u_{-P}}$ 和 $k_{u_{-1}}$ 分别为电压外环 PI 控制器的比例增 益和积分增益; $i_{ind_{-}FF}$ 、 $i_{inq_{-}FF}$ 分别为采用二自由度控制 时逆变器输出电流 i_{in} 反馈信号的 d_{q} 轴分量; $G_{u_{-}FF}$ 为 滤波电容 C_{f} 的逆模型; $i_{ind_{-}FB}$ 、 $i_{inq_{-}FB}$ 分别为采用二自由 度控制时逆变器输出电流 i_{in} 输出信号的 d_{q} 轴分 量; u_{Cd} 、 u_{Cq} 和 u_{Cd}^{*} 、 u_{Cq}^{*} 分别为滤波器电容电压 u_{C} 及其 参考值的 d_{q} 轴分量; i_{gd} 、 i_{gg} 分别为电网侧电流 i_{g} 的 d_{q} 轴分量; R_{c} 为滤波器电容所在支路的电阻。根 据图4和式(13),逆变器控制的电压外环也实现了 传递函数的单位化。

3.3 应用层设计

分布式电源通常工作在电流源模式,因此在应 用层设计中将并网电流作为控制对象,以保证并网 电流的质量。为了实现LCL型滤波器的谐振抑制效 果,控制层中电压外环控制量*u*^{*}_c的表达式为:

$$\begin{bmatrix} u_{cd}^{*} \\ u_{cq}^{*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{pd} \\ u_{pq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{g} i_{gd}^{*} \\ R_{g} i_{gq}^{*} \end{bmatrix} + \left(k_{i_P} + \frac{k_{i_I}}{s} \right) \begin{bmatrix} i_{gd}^{*} - i_{gd} \\ i_{gq}^{*} - i_{gq} \end{bmatrix}$$
(14)

其中, u_{pd} 、 u_{pq} 和 i_{gd}^{*} 、 i_{gg}^{*} 分别为 u_{p} 和电网侧电流参考值 i_{g}^{*} 的 d_{q} 轴分量; R_{g} 为LCL型逆变器的电网侧电阻; $k_{i,p}$ 和 $k_{i,1}$ 分别为电流内环PI控制器的比例增益和积 分增益。

根据式(14)及附录中图A6,可以得到整个系统的控制框图如附录中图A7所示。由于电流内环和电压外环都实现了传递函数的单位化,因此可以在控制中引入前馈补偿u_p/i_g和电网侧电压u_g以及电网电流i_g形成动态补偿,消除来自电网扰动的影响。

3.4 幅频特性分析

根据附录中图A8所示的简化后系统控制框图, 可得新型控制方式下逆变器诺顿等效模型的受控源 控制系数*G_i(s)*和输出等效导纳*Y_i(s)*为:

$$\begin{cases} G_{i}(s) = \frac{i_{g}}{i_{g}^{*}} \bigg|_{u_{p}=0} = \frac{k_{i_P}s + k_{i_I}}{L_{g}s^{2} + (R_{g} + k_{i_P})s + k_{i_I}} \\ Y_{i}(s) = \frac{-i_{g}}{u_{p}} \bigg|_{i_{g}^{*}=0} = \frac{s}{L_{g}s^{2} + (R_{g} + k_{i_P})s + k_{i_I}} \end{cases}$$
(15)

对比式(15)和式(1)可以发现,新型控制方式下 的 *G_i*(*s*)和 *Y_i*(*s*)分子和分母最高阶次差明显降低。 将式(15)代入式(3)—(5),绘制新型控制方式下谐 振传递函数的伯德图,如图 5 及附录中图 A9、图 A10 所示。由图可知,在采用新型控制方式后,系统谐振 曲线中的谐振峰都被阻尼,所有的增益都呈现出衰 减特性,同时在高频段依然能保持较好的衰减特性, 因此,该种新型控制方式具有抑制多逆变器并联系 统谐振问题的能力。



图 5 新型控制方式多逆变器并联系统内部谐振伯德图

Fig.5 Internal resonance Bode diagram of multi-inverter parallel system with new control mode

3.5 模型失配对系统稳定性的影响分析

3.5.1 电感模型失配

文献[20]在不考虑模型误差的情况下利用李雅

普诺夫第二法分析电流预测模型控制算法的稳定性,但实际中模型存在误差。当存在模型误差时,电流预测模型控制算法的稳定性需要进一步讨论。考虑到*R_{in}T_s/L_{in}* ≪1,则式(10)可以被简化为:

$$i_{\rm in}(k+1) = \frac{T_{\rm s}(u_{\rm in\alpha}(k) - u_{\rm C\alpha}(k))}{L_{\rm in}} + i_{\rm in}(k) \qquad (16)$$

当电流预测模型控制算法的电流误差收敛于式 (17)所示的封闭集合时,可以认为采用电流预测模 型控制算法的闭环系统是稳定的^[20]。

$$\boldsymbol{\Omega} = \left\{ \boldsymbol{e} \left| \left\| \boldsymbol{e} \right\|_{1} \leq \frac{T_{s}}{L_{in} + R_{in}T_{s}} \left(\boldsymbol{\phi} + \boldsymbol{\varepsilon} \right) \right\}$$
(17)

其中,**e**为预测电流的误差向量;φ和ε分别为算法中 量化误差向量的上界与反电势矢量的估计误差,均 为常量。

$$\boldsymbol{\Omega} = \left\{ \boldsymbol{e} \left| \left\| \boldsymbol{e} \right\|_{1} \leq \frac{T_{s}}{L_{in}} \boldsymbol{\varphi} \right\}$$
(18)

其中, $\varphi = \phi + \varepsilon_{\circ}$

考虑到存在模型误差,设逆变器侧电感的实际 值为 L_{inreal} ,根据式(16)、(18),定义k+1时刻逆变器 输出电流的误差 $e_{real}(k+1)为$:

$$\begin{aligned} \left\| \boldsymbol{e}_{\text{real}}(k+1) \right\|_{1} &= \left\| \boldsymbol{i}_{\text{in}}^{*}(k+1) - \boldsymbol{i}_{\text{in}}(k+1) \right\|_{1} = \\ &\left\| \left(1 - \frac{L_{\text{in}}}{L_{\text{inreal}}} \right) \left(\boldsymbol{i}_{\text{in}}^{*}(k+1) - \boldsymbol{i}_{\text{in}}(k) \right) - \frac{T_{\text{s}}}{L_{\text{inreal}}} \varphi \right\|_{1} \leq \\ &\left\| \left(1 - \frac{L_{\text{in}}}{L_{\text{inreal}}} \right) \left(\boldsymbol{i}_{\text{in}}^{*}(k+1) - \boldsymbol{i}_{\text{in}}(k) \right) \right\|_{1} + \left\| \frac{T_{\text{s}}}{L_{\text{inreal}}} \varphi \right\|_{1} \approx \\ &\left\| \left(1 - \frac{L_{\text{in}}}{L_{\text{inreal}}} \right) \boldsymbol{e}(k) \right\|_{1} + \left\| \frac{T_{\text{s}}}{L_{\text{inreal}}} \varphi \right\|_{1} \leq \\ &\left\| 1 - \frac{L_{\text{in}}}{L_{\text{inreal}}} \right\| \left\| \boldsymbol{e}(k) \right\|_{1} + \frac{T_{\text{s}}}{L_{\text{inreal}}} \varphi \end{aligned}$$

$$(19)$$

其中, $i_{in}(k+1)$ 、 $i_{in}^{*}(k+1)$ 分别为k+1时刻n台逆变器的输出电流及其参考值向量。当 $L_{in} < L_{inreal}$ 时,由式 (19)可得:

$$\begin{cases} 0 < \left| 1 - \frac{L_{\text{in}}}{L_{\text{inreal}}} \right| < 1 \\ \frac{T_{\text{s}}}{L_{\text{inreal}}} \varphi < \frac{T_{\text{s}}}{L_{\text{in}}} \varphi \end{cases}$$
(20)

由式(19)和式(20)可知,电流误差呈现出随着 时间不断衰减的状态,最终电流误差将收敛于式 (21)所示的封闭集。

$$\boldsymbol{\Omega}_{1} = \left\{ \boldsymbol{e} \Big| \big\| \boldsymbol{e} \big\|_{1} \leq \frac{T_{s}}{L_{\text{inreal}}} \boldsymbol{\varphi} \right\}$$
(21)

对比式(21)和式(18)可知,当 $L_{in} < L_{inreal}$ 时,集合 Ω_1 包含于集合 Ω ,采用电流预测模型控制算法的闭 环系统依然是稳定的。

同理,当
$$L_{inreal} \leq L_{in} < 2L_{inreal}$$
时,可得:

$$\begin{cases} 0 < \left| 1 - \frac{L_{in}}{L_{inreal}} \right| < 1 \\ \frac{T_s}{L_{inreal}} \varphi > \frac{T_s}{L_{in}} \varphi \end{cases}$$
(22)

由式(22)可知,此时电流误差也会随着时间增 加而持续衰减,最终衰减于式(23)所示封闭集中。

$$\boldsymbol{\Omega}_{2} = \left\{ \boldsymbol{e} \left\| \boldsymbol{e} \right\|_{1} \leq \frac{T_{s}}{L_{in}} \boldsymbol{\varphi} \right\}$$
(23)

因此,在L_{inreal} <L_{in} <2L_{inreal}时,采用电流预测模型 控制算法的闭环系统依旧可以维持稳定。考虑到电 感参数的变化通常在±20%之内,本文所提出的控 制方法能够满足控制系统稳定性的要求。

3.5.2 电容逆模型失配

在电压外环中通过引入二自由度控制能够实现 传递函数的单位化,滤波器电容的逆模型容易得到, 但是存在实际设备中逆模型与其不完全匹配的可 能。考虑到模型失配的情况,需要针对逆模型失配 对系统稳定性影响的情况进行分析。在分析电压外 环中逆模型失配的情况时,默认电流内环中的模型 预测控制算法是稳定的。设逆模型中滤波器电容、 电阻所对应的值为 C^{*}_f、R^{*}_c。当 C_f和 C^{*}_f存在误差时, 输入、输出信号之间的传递函数可以表示为^[21]:

$$u_{c} = u_{c}^{*} + i_{c} (C_{f}^{*}/C_{f} - 1)s/ \left[(C_{f}^{*} + k_{u_{\perp}P}R_{c}C^{*})s^{2} + (k_{u_{\perp}P} + k_{u_{\perp}R_{c}}C_{f}^{*})s + k_{u_{\perp}I} \right]$$
(24)

其中, i_c 为滤波器电容逆模型中的扰动项。由式 (24)可知,滤波器电容逆模型失配时,扰动项的传 递函数的极点位于左半平面,闭环系统的是稳定 的。为进一步研究不同失配程度时扰动项的作用 效果,根据式(24)绘制扰动项 i_c 的幅频特性曲线, 如图 6(a)所示。由图可知,扰动项的幅值增益均 低-15 dB。因此, C_i 的失配对控制系统影响较小。



图6 模型不同失配程度下扰动项幅频特性曲线



同理,在滤波器电容电阻失配时,输入输出的传递函数为:

$$u_{c} = u_{c}^{*} + (R_{c} - R_{c}^{*})C_{f}si_{c} / \left[(C_{f} + k_{u_{-}P}C_{f}R_{c}^{*})s^{2} + (k_{u_{-}P} + k_{u_{-}I}R_{c}^{*}C_{f})s + k_{u_{-}I} \right]$$
(25)

根据式(25)绘制扰动项的幅值曲线,如图6(b) 所示。可以发现其扰动项的幅值低于-100 dB,因此 2种参量失配模型对应扰动项传函具有较高的衰减 增益,对控制系统均无影响。

4 仿真分析

为了验证本文所提出的新型控制方式能否有效 抑制多逆变器并联系统谐振,在MATLAB/Simulink 中分别搭建了基于传统控制方式下的多逆变器并联 系统^[22]和本文所提出的新型控制方式下的多逆变器 并联系统,逆变器并联数目为2台,仿真模型结构示 意图见附录中图A11,逆变器的具体参数见附录中 表A1。

4.1 多逆变器并联系统内部谐振

为了模拟多逆变器并联系统逆变器内部谐振的情况。在 t=0.4 s时,向第1台逆变器的参考电流注入 一系列幅值为参考电流的3%、频率在500~3250 Hz 范围内波动的谐波,图7、8为逆变器内部谐振时的 仿真结果。





multi-inverter parallel system





Fig.8 FFT results of internal resonant grid-connected current of multi-inverter parallel system

图7(a)为传统控制方式下第1台逆变器的并网 电流。可以看出,在t=0.4s后,系统发生了内部谐振 导致并网电流的波形发生了严重的畸变。图8(a)为 并网电流的快速傅里叶分解(FFT)的结果,并网电 流的总谐波畸变率ζ_{THD}达到了22.47%。同时各频率 的谐波都存在不同程度的被放大情况,其中频率为 2550 Hz的高频谐波ζ_{THD}被放大到19.05%,频率为 750 Hz的低频谐波ζ_{mp}被放大到 6.103 %, 这与图 2 所示内部谐振伯德图的分析结果一致。图7(b)为 采用新型控制方式后的逆变器并网电流。可以看 出,相较于传统控制方式,在采用了所提出控制方式 后,内部谐振问题得到了很好的抑制。图8(b)为采 用新型控制方式后并网电流的FFT结果,由图可知 $\zeta_{\rm rm}$ 被降到3.98%,并且注入的不同频率的谐波均被 衰减各谐波幅值均低于3%,且对高频谐波的抑制 效果更加明显,这与图5所示的伯德图结果分析一 致,所提出的控制策略很好地抑制了内部谐振。

4.2 多逆变器并联系统并联谐振

在对多逆变器并联系统并联谐振进行仿真时, 向第2台逆变器的参考电流中注入一系列幅值为参 考电流的3%、频率在500~3250 Hz范围内波动的谐 波,同时观察第1台逆变器的并网电流波形。仿真 结果见附录中图A12和图A13。

图 A12(a)为传统控制方式下的逆变器并网电流,在t=0.4 s时,由于第2台逆变器注入电流的影响,第1台逆变器发生了并联谐振,并网电流发生了严重的畸变,*ζ*_{THD}达到22.07%。分析图 A13(a)的FFT结果,同内部谐振类似,2550 Hz的高频谐波被放大到19.06%,同时750 Hz被放大到5.402%,这与附录中图 A3所示的并联谐振伯德图分析结果一致。

图 A12(b)为采用了新型控制方式后的仿真结 果。由于采用了新型控制方式,第1台逆变器的并 网电流波形基本不发生畸变,不存在谐波被放大的 情况,图 A13(b)的 FFT结果显示ζ_{THD}仅为1.78%。 结果符合附录中图 A9的分析结果。

4.3 电网背景谐波串联谐振

分析电网背景谐波串联谐振时,向电网电压注入 一系列幅值为电网电压的3%、频率在650~2500 Hz 范围内波动的谐波,仿真结果见附录中图A14和图 A15。由图A14(a)可知,在传统控制方式下,当来自 电网的谐波造成逆变器串联谐振时,并网电流的波 形发生了畸变,注入的低频谐波被放大,根据图A15 (a)所示 FFT结果,ζ_{THD}为8.19%。而采用新型控制 方式后,如图A14(b)所示,谐振得到很好地抑制,并 网电流的波形依旧保持很好的正弦性,根据图A15 (b)所示 FFT结果,并网电流的ζ_{THD}仅为1.22%。这 与附录中图A10的分析结果一致。

5 结论

鉴于传统多逆变器并联系统谐振抑制方法存在 诸多缺陷,本文提出了一种基于电流预测模型与二 自由度算法相融合的自主降阶混合控制算法,通过 理论推导和仿真验证,得出以下结论:

(1)相较于传统的控制方式,本文提出的新型控制方式减少了内环控制中的PI控制器数量,省略了逆变器的PWM环节,提高了控制系统的鲁棒性;

(2)面对3类谐振问题,本文提出的方法通过电流预测模型控制和二自由度控制,消除了谐振传递 函数中的谐振峰,有效地抑制了多逆变器并联系统 的谐振问题,保证了并网电流的质量;

(3)本文提出的方法实现了控制中传递函数的 单位化,因此可以引入前馈的电网电压和并网电流 与实现电网扰动的动态全补偿,消除其对系统的 影响。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

- [1] 李奕欣,赵书强,马燕峰,等. 三相LCL型并网逆变器的阻抗建 模及特性分析[J]. 电力自动化设备,2019,39(7):107-113.
 LI Yixin,ZHAO Shuqiang,MA Yanfeng,et al. Impedance modeling and characteristic analysis of three-phase LCL-type gridconnected inverters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019,39(7):107-113.
- [2]杨新法,苏剑,吕志鹏,等. 微电网技术综述[J]. 中国电机工 程学报,2014,34(1):57-70.
 YANG Xinfa,SU Jian,LÜ Zhipeng, et al. Overview on microgrid technology [J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(1): 57-70.
- [3] 孙振奥,杨子龙,王一波,等. 光伏并网逆变器集群的谐振原因及其抑制方法[J]. 中国电机工程学报,2015,35(2):418-425.
 SUN Zhen'ao,YANG Zilong,WANG Yibo, et al. The cause analysis and suppression method of resonances in clustered grid-connected photovoltaic inverters[J]. Proceedings of the CSEE,2015,35(2):418-425.
- [4]方刚,杨勇,卢进军,等.三相光伏并网逆变器电网高阻抗谐振抑制方法[J].电力自动化设备,2018,38(2):109-116.
 FANG Gang,YANG Yong,LU Jinjun, et al. Resonance suppression method of high impedance power grid for three-phase photovoltaic grid-connected inverters[J]. Electric Power Automation Equipment,2018,38(2):109-116.
- [5]杨明,杜少通,郑征,等.大规模光伏并网系统谐振机理及稳定 性分析[J].电源学报,2019,17(1):53-61.
 YANG Ming, DU Shaotong, ZHENG Zheng, et al. Resonance mechanism and stability analysis of large-scale grid-connected photovoltaic system[J]. Journal of Power Supply,2019,17(1): 53-61.
- [6] 舒万韬,洪芦诚,刘宁波,等. 多逆变器并网谐振特性分析[J]. 中国电机工程学报,2018,38(17):5009-5019,5298.
 SHU Wantao, HONG Lucheng, LIU Ningbo, et al. An analysis on resonance characteristics of multi-inverters grid-connected system[J]. Proceedings of the CSEE,2018,38(17):5009-5019, 5298.
- [7]徐长波. 单相LCL型并网逆变器的控制系统研究[D]. 镇江:

江苏大学,2019.

XU Changbo. Research on control system for single-phase grid-connected inverter with LCL filter[D]. Zhenjiang: Jiangsu University, 2019.

- [8] 王海松,王晗,张建文,等.LCL型并网逆变器的分裂电容无源 阻尼控制[J].电网技术,2014,38(4):895-902.
 WANG Haisong,WANG Han,ZHANG Jianwen, et al. Splitcapacitor passive damping control for LCL grid-connected inverter[J]. Power System Technology,2014,38(4):895-902.
- [9] 肖华锋,许津铭,谢少军.LCL型进网滤波器的有源阻尼技术 分析与比较[J].电力自动化设备,2013,33(5):55-59. XIAO Huafeng,XU Jinming,XIE Shaojun. Analysis and comparison of active damping technologies for LCL filter[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(5):55-59.
- [10] DANNEHL J, LISERRE M, FUCHS F W. Filter-based active damping of voltage source converters with LCL filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(8):3623-3633.
- [11] YE J, SHEN A W, ZHANG Z X, et al. Systematic design of the hybrid damping method for three-phase inverters with high-order filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018,33(6):4944-4956.
- [12] PEÑA-ALZOLA R, LISERRE M, BLAABJERG F, et al. A selfcommissioning notch filter for active damping in a threephase LCL-filter-based grid-tie converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12):6754-6761.
- [13] 王学华,阮新波,刘尚伟.抑制电网背景谐波影响的并网逆变器控制策略[J].中国电机工程学报,2011,31(6):7-14.
 WANG Xuehua, RUAN Xinbo, LIU Shangwei. Control strategy for grid-connected inverter to suppress current distortion effected by background harmonics in grid voltage[J]. Proceedings of the CSEE,2011,31(6):7-14.
- [14] SHEN G Q, ZHU X C, ZHANG J, et al. A new feedback method for PR current control of LCL-filter-based grid-connected inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(6):2033-2041.
- [15] 曾正,赵荣祥,吕志鹏,等.光伏并网逆变器的阻抗重塑与谐波 谐振抑制[J].中国电机工程学报,2014,34(27):4547-4558.
 ZENG Zheng,ZHAO Rongxiang,LÜ Zhipeng, et al. Impedance reshaping of grid-tied inverters to damp the series and parallel harmonic resonances of photovoltaic systems[J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(27):4547-4558.
- [16] 许津铭,谢少军,肖华锋,等.LCL滤波并网逆变器的零点配置 策略[J]. 电源学报,2013,11(1):16-19.
 XU Jinming,XIE Shaojun,XIAO Huafeng, et al. Zero-placement strategy for grid-connected inverters with LCL filters[J]. Journal of Power Supply,2013,11(1):16-19.
- [17] WANG J, MONTI A. Current control of grid connected inverter with LCL filter utilizing two degree-of-freedom control[C]//2013 International Conference on Renewable Energy Research and Applications. Madrid, Spain: IEEE, 2013:967-972.
- [18] 杨勇,赵方平,阮毅,等. 三相并网逆变器模型电流预测控制技术[J]. 电工技术学报,2011,26(6):153-159.
 YANG Yong,ZHAO Fangping,RUAN Yi,et al. Model current predictive control for three-phase grid-connected inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2011,26(6): 153-159.
- [19] XIA C L, LIU T, SHI T N, et al. A simplified finite-controlset model-predictive control for power converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2014, 10(2):991-1002.
- [20] KWAK S, YOO S J, PARK J. Finite control set predictive control based on Lyapunov function for three-phase voltage

source inverters[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(11):2726-2732.

[21] 郑峰,叶韬,李世春,等. 基于储能广义控制算法的微网并/离网平滑切换控制策略研究[J]. 中国电机工程学报,2019,39(10):2840-2853.
 ZHENG Feng, YE Tao, LI Shichun, et al. Research on grid-

connected / islanded smooth transition of microgrid based on generalized control algorithm of energy storage[J]. Proceedings of the CSEE,2019,39(10):2840-2853.

[22] QU K Q, LI W Q, ZHAO J B, et al. A control strategy in a stationary frame for grid-connected inverter with LCL filter [C]//International Conference on Renewable Power Generation. Beijing, China: IET, 2015:1-6.

作者简介:



郑 峰(1983—),男,浙江温州人,讲师,博士,主要研究方向为微电网运行与控制 (**E-mail**:zf_whu@163.com);

林祥群(1996—),男,福建三明人,硕 士研究生,主要研究方向为微电网运行与控 制(**E-mail**:1206582552@qq.com);

邓长虹(1963—), 女, 湖北武汉人, 教 授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为 电力系统稳定与控制(E-mail:dengch-whu@

163.com)_°

(编辑 王欣行)

Resonance suppression strategy of multi-inverter parallel system considering hybrid control algorithm for order reduction

ZHENG Feng¹, LIN Xiangqun¹, DENG Changhong², ZHENG Chuanliang¹, YANG Wei², ZENG Linjun³

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350116, China;

2. School of Electrical Engineering and Automation, Wuhan University, Wuhan 430072, China;

3. Shiyan Power Supply Company of State Grid Hubei Electric Power Co., Ltd., Shiyan 442000, China)

Abstract: In order to suppress three kinds of resonance for LCL type multi-inverter parallel system, a new hybrid control algorithm for order reduction is proposed. The resonance suppression strategy is based on the hierarchical control structure of inverter, and combines the current prediction model control with the two-degree-of-freedom control principle. The current inner-loop control layer adopts current prediction model control to eliminate its PI controller and PWM regulator, and realize the unitization of the current inner-loop transfer function. The voltage outer-loop control layer adopts the principle of two-degree-of-freedom control to construct the inverse model of the controlled object, and realize the unitization of the voltage outer-loop transfer function. Due to the unitization of the inner- and outer-loop transfer function of control layer, the highest order difference between the numerator and the denominator of resonance transfer function. Finally, the simulative results based on MATLAB / Simulink indicate that when facing different harmonic sources, the proposed strategies can ensure that the total harmonic distortion rate of grid-connected current is less than 4%, which can effectively suppress the resonance of multi-inverter parallel system.

Key words: multi-inverter parallel system; resonance; current prediction model control; order reduction; twodegree-of-freedom control



注: V_{T1} — V_{T6} 为逆变器的 6 个 IGBT; L_{in} 和 L_{g} 分别为逆变侧和网侧的滤波电感; C_{f} 为滤波器电容;

 u_{ina} 、 u_{inb} 和 u_{inc} 为逆变器的输出电压; i_{in} 为逆变器输出电流; $u_{Ca/b/c}$ 为滤波器电容电压。 图 A1 LCL 型三相逆变器的闭环控制结构

Fig.A1 Closed-loop control structure of LCL type three-phase inverter





Fig.A2 Equivalent model of multi-inverter parallel system





Fig.A3 Parallel resonance Bode diagram of multi-inverter parallel system





Fig.A4 Series resonance Bode diagram of background harmonics of power grid in multi-inverter parallel system





Fig.A5 Current inner-loop control block of inverter control layer



(b)控制层流程图



Fig.A6 Control layer structure of new control mode



(b)总体控制流程图

图 A7 新型控制方式总体结构框图

Fig.A7 Overall structure diagram of new control mode



图 A8 简化后的控制框图

Fig.A8 Simplified control block diagram





Fig.A9 Parallel resonance Bode diagram of multi-inverter parallel system with new control mode





Fig.A10 Series resonance Bode diagram of background harmonics of power grid in multi-inverter parallel system with new



图 A11 仿真系统结构图

Fig.A11 Structure diagram of simulation system

表 A1 系统仿真参数

Table A1 Parameters of simulation system

传经	充控制	新型控制		
参数	参数值	参数	参数值	
$L_{\rm in}$	1.3 mH	$L_{\rm in}/R_{\rm in}$	$1.3 \mathrm{mH} / 0.15 \Omega$	
$L_{\rm g}$	0.2 mH	$L_{\rm g}/R_{\rm g}$	$0.2 \mathrm{mH} / 0.05 \Omega$	
$C_{ m f}$	20 uF	$C_{\rm f}/R_C$	$20 \mathrm{uF} / 0.2 \Omega$	
$L_{\rm T}$	2 mH	$L_{\rm T}$	2 mH	
$K_{\rm P}$	10	$k_{i_{-}\mathrm{P}}$	5	
K_C	10	$k_{i_{-}I}$	50	
$K_{\rm R}$	200	<i>k</i> _{<i>u</i>_P}	10	
$\omega_{\rm c}$	5	$k_{u_{-}I}$	50	



图 A12 多逆变器并联系统并联谐振三相并网电流仿真结果

Fig.A12 Simulative results of parallel resonance three-phase grid-connected current in multi-inverter parallel system



图 A13 多逆变器并联系统并联谐振并网电流 FFT 结果

Fig.A13 FFT results of parallel resonant grid-connected current in multi-inverter parallel system



图 A14 多逆变器并联系统电网背景谐波串联谐振三相并网电流仿真结果

Fig.A14 Simulative results of series resonance three-phase grid-connected current under background harmonics of power grid in multi-inverter parallel system



图 A15 多逆变器并联系统电网背景谐波串联谐振三相并网电流 FFT 结果

Fig.A15 FFT results of series resonant grid-connected current under background harmonics of power grid in multi-inverter

parallel system