

IEEE-TPEL

IEEE IEEE Transactions on  
电力电子

配备 1c1 的高速永磁同步电机的鲁棒二自由度电流控制策略

Journal:	IEEE Transactions on Power Electronics
Manuscript ID	TPEL-Reg-2024-01-0007
Manuscript Type:	Regular Paper (S1)
Date Submitted by the Author:	02-Jan-2024
Complete List of Authors:	Shi, Longhao; Southeast University, Cheng, Chenwen; Southeast University, Hu, Mingjin; Southeast University, Hua, Wei; School of Electrical Engineering, Southeast University, Lu, Chunyu; Southeast University
Keywords:	Active damping, Digital control, AC motor drives, Passive filters

SCHOLARONE”  
手稿

>将这一行替换为您的稿件 id 号(双击此处编辑)<

# 配备 lcl 的高速永磁同步电机的鲁棒二自由度电流控制策略

石龙浩, 程晨文, 胡明民, IEEE 学生委员, 哈威, IEEE 高级委员, 卢春雨

摘要对于采用电感-电容-电感(LCD)装置的高速永磁同步电机(LCL-HSPMSM), 同步转机架内的负谐振频率会影响调速系统的鲁棒性, 这方面的研究很少。本文提出了一种两自由度(2DOF)电流控制策略, 该策略通过最大化全局稳定裕度来获得强鲁棒性。首先, 建立了 LCL-HSPMSM 离散时域数学模型, 在此基础上分析了正负共振频率对系统稳定性的影响。Secondly, 提出了一种新的电机电流反馈 LCL-HSPMSM2DOF 控制策略, 该策略引入相位增益以实现最大的全局稳定裕度。前馈控制器提供了一个额外的自由度, 以减少数据轴电流之间的耦合, 这与常规控制策略不同。因此, 对参数失配具有较强的鲁棒性, 并详细描述了鲁棒控制策略的参数确定过程。最后, 在 60kr/min LCL-HSPMSM 样机上进行了鲁棒控制策略的实验验证, 其中关键参数的变化范围为标称值的 0.3 ~ 3 倍。

索引术语- lcl 滤波器, HSPMSM, 鲁棒性, 离散时间, 同步旋转框架, 复杂向量, 前馈。

我的介绍。

高速表面贴装永磁同步电动机(hspmsm)由于其卓越的功率密度和效率, 在工业应用中得到了广泛的应用。然而, 小的电机电感会导致显著的电流波动, 从而导致额外的功率损失和转矩波动。为了解决这个问题, 可以在逆变器和电机之间实现 LCL 滤波器, 如图 1 所示。尽管如此, LCL 滤波器的高阶特性显著增加了系统的复杂性, 给控制器设计带来了挑战。特别是, LCL 电路引入的共振峰值可能会影响电流控制 lop 的稳定性[1, [2]。而且, 系统参数在不同的运行条件下变化很大, 对控制器设计要求有很强的参数鲁棒性。

接下来的几个段落应该包含运动员的当前从属关系, 包括当前地址和 e-mai。例如, First A.作者就职于美国国家标准与技术研究院, Boulder, Co 80305USA(e- mail: author@bulder.nist .gov)。  
二、小作者就职于 Rice University, Houston, TX 77005USA。现就职于科罗拉多州立大学物理系, USA 柯林斯堡, CO 80523 (e-mail: author@lamar.colostate.edu)。

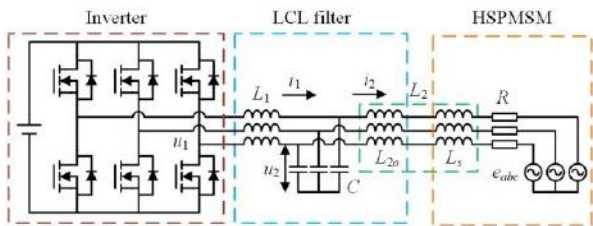


图 1 LCL-HSPMSM 系统系统框图。

为了有效解决谐振问题, 已有大量研究致力于开发主动阻尼(AD)策略, 可归纳为谐振极抵消[3-6]、虚拟电阻[7]-[111]、全状态反馈控制(FSFC)[12]-[16]和基于滤波器的阻尼[17]-[20]。谐振极消除方法包括陷波滤波器[3]、加权平均电流(WAC)控制[4]和电容电压反馈[5]。级联陷波滤波器是一种直接的消除谐振极的方法, 通过将北频精确地设置在谐振频率上。通过合理配置 WAC 的权重系数或电容反馈系数, 也可以消除谐振极。但是, 这些方法要求谐振频率的准确值, 当参数失配发生时, 阻尼效果会严重恶化, 表明鲁棒性较弱[6]。目前常用的虚电阻 AD 法, 主要通过比例电容电流反馈来实现[7, [8]。然而, 这种方法的有效性受到固有的数字计算延迟的严重影响。为了解决这个问题, 通过减少计算延迟[9]或修改反馈策略[10, [11]进行了一些改进。然而, 鲁棒性仍然受到数字延迟的限制, 并且对额外电容器电流测量的要求会导致额外的成本。FSFC 方法可以通过任意极点配置实现鲁棒性[12, [13]。然而, 这种方法需要对所有状态进行代价高昂的测量。引入状态观测器允许仅用单个传感器实现全状态反馈[14, [15]。此外, 还引入了一个单传感器阻尼框架, 在不需要观测器的情况下, 通过单个传感器实现等效的任意极点配置[16, [21]。然而, 这些方法严重依赖于系统参数, 参数不匹配会降低系统的鲁棒性, 尤其是在有状态观测器的情况下。基于滤波器的阻尼方法似乎是实现高参数鲁棒性的合适方法, 因为控制器

>将这一行替换为你的稿件 id 号(双击此处编辑)<

设计对系统参数相对不敏感。对于电机侧电流或电网侧电流反馈系统, 通过在谐振频率中引入额外的相位滞后来抑制谐振。为了实现这一目标, 采用了各种方法, 包括使用一阶低通滤波器(LPF)、二阶 LPF[17]和引入额外延迟[18]。此外, 陷波滤波器由于其陷波频率左侧的相位滞后特性, 也可以作为 LPF[19]。总的来说, 上述方法大多建立在并网应用的静止坐标上。对于 LCI-HSPMSM 系统, 通常将电机电流控制器设计在同步旋转框架中, 以改善电流暂态性能。在以往的研究中, 引入了带陷波滤波器阻尼的动态解耦控制器来实现动态解耦[20]。然而, 在这种方法中忽略了旋转框架中潜在的负共振频率, 这可能导致不稳定问题。因此, 该方法的鲁棒性也受到限制。本文全面分析了负谐振频率的影响, 提出了同步旋转框架内的二自由度控制策略, 以保证整体稳定性。本文的主要贡献可归纳为以下几点:

- 1)提出了一个同时考虑负频域和正频域的更合适的指标来评估全局稳定裕度。
  - 2)引入相位增益来增强全局稳定性, 从而实现对不同系统参数的强鲁棒性。
  - 3)通过前馈控制器提供的附加自由度来解决 dq 轴中电流的耦合效应。
- 最后, 在 15kHz 的采样频率下, 将测试 HSPMSM 驱动至 60 kr/min (1000Hz), 验证了所提控制策略的有效性。在实验中验证了鲁棒性, 所有系统参数的变化范围为其标称值的 0.3 至 3 倍。

TABLE I  
LCL-HSPMSM 的关键参数

Symbol	Parameter	Value
$R$	winding resistance	$0.02\Omega$
$L_1$	inductance at the inverter side	$60\mu\text{H}$
$L_{2o}$	inductance at the machine side	$50\mu\text{H}$
$L_s$	inductance of the machine	$11\mu\text{H}$
$C$	capacitor of LCL filter	$60\mu\text{F}$
$f_{res}$	resonance frequency	$3736\text{Hz}$
$U_{dc}$	DC bus voltage	$60\text{V}$
$f_s$	sampling frequency	$15\text{kHz}$
$f_{sw}$	switching frequency	$15\text{kHz}$
$\psi_f$	flux linkage	$1.02\text{mWb}$
$P_r$	pole pairs	1
$n_N$	rated speed	$60000\text{rpm}$
$f_e$	rated electrical frequency	$1000\text{Hz}$

2. 基于离散时间模型的稳定性分析

本节将在离散时间域中对 LCL-HSPMSM 系统进行建模。系统的示意图如图 1 所示, 包括三相逆变器、LCL 滤波器和 HSPMSM。逆变器侧电感定义为  $l$ , 滤波电容定义为  $c$ , 电机侧电感定义为  $L_z$ , 由滤波器电感  $L_{zo}$  和电机电感  $L_s$  组成。R 为绕组电阻。表 1 列出了所有参数, 这些参数将用于本文的分析以及第六节的实验。

A. 离散模型

电机电流在静止坐标系中的连续时间传递函数推导为

$$G_{ps}(s) = \frac{i_2(s)}{u_1(s)} = \frac{1}{R + (L_1 + L_2)s + L_1 C R s^2 + L_1 L_2 C s^3} \tag{1}$$

对配备 lcl 的 HSPMSM 系统进行精确建模对于电流控制器的设计至关重要。物理系统在离散域的变换可以通过使用零阶保持器方法来完成。然而, 由于离散化结果的复杂性, 在以往的研究中, 电阻通常被忽略[22], [23]。本文介绍了一种近似离散化方法, 该方法产生了一个相对简化的模型, 以实现考虑 R 的更精确的离散模型。

首先, 连续域中的传递函数  $G_y(s)$  可以近似地分为低频和高频分量, 它们由

$$G_{ps}(s) \approx G_{psl}(s) + G_{psh}(s)$$
$$G_{psl}(s) = \frac{1}{R + (L_1 + L_2)s}, G_{psh}(s) = -\frac{1}{L_1 + L_2} \frac{s}{s^2 + \omega_{res}^2} \tag{2}$$

其中  $G_{pst}(s)$ ,  $G_{psh}(s)$  为低频和高频分量,  $\omega_{res} = 2\pi f_{res}$  为自然共振频率。与之前的模型 ( $G_p(s)=1/(t+sL)$ [19]) 相比, 通过考虑  $G_{rs}(s)$  中的绕组电阻, 本文提出的模型在低频处保留了更精确的极。通过用零阶保持方法离散分离模型, 可以得到一个具有延迟的精确模型

$$G_{ps}(z) = z^{-1}(G_{psl}(z) + G_{psh}(z)) \tag{3}$$

在哪里

$$G_{psl}(z) = \frac{1 - e^{-\frac{R}{L_1 + L_2} T_s}}{R} \frac{1}{z - e^{-\frac{R}{L_1 + L_2} T}}$$
$$G_{psh}(z) = -\frac{(z - 1) \sin(\omega_{res} T)}{\omega_{res} (L_1 + L_2) (z^2 - 2z \cos(\omega_{res} T) + 1)}$$
 (4)

进一步, 通过频移  $z \rightarrow z e^{j\omega_s T}$ , 可以得到同步旋转框架中的传递函数  $G_p(z)$ , 得到

$$G_p(z) = z^{-1} e^{-j\omega_s T} (G_{pl}(z) + G_{ph}(z)) \tag{5}$$

在哪里

>将这一行替换为你的稿件 id 号(双击此处编辑)<

$$G_{pl}(z) = \frac{1 - e^{-\frac{R}{L_1 + L_2} T_s}}{R} \frac{1}{ze^{j\omega_s T} - e^{-\frac{R}{L_1 + L_2} T}}$$
$$G_{ph}(z) = -\frac{(ze^{j\omega_s T} - 1) \sin(\omega_{res} T)}{\omega_{res} (L_1 + L_2) (z^2 e^{2j\omega_s T} - 2ze^{j\omega_s T} \cos(\omega_{res} T) + 1)}$$

(6)

值得注意的是，由于如图 2 所示，两个传递函数在各自频带内的幅值远大于另一个传递函数的幅值，因此可以在控制器的设计中单独讨论它们。

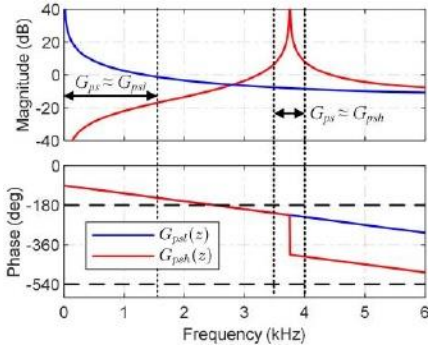


图 2 Gy(z)和 Gna()的波德图

B.正、负频域的稳定性的

在现有的研究中，LCL 系统的稳定性一般是通过基于 Bode 图的 Nyquist 稳定性判据来证明的。由于真实系统的传递函数在正频域和负频域都具有对称性，因此通常只关注正频域就足够了。然而，在旋转坐标系中，式(6)中的传递函数包含复系数，这就违反了频域的对称性。而在高速条件下，由于共振频率较大，这个问题尤为关键。

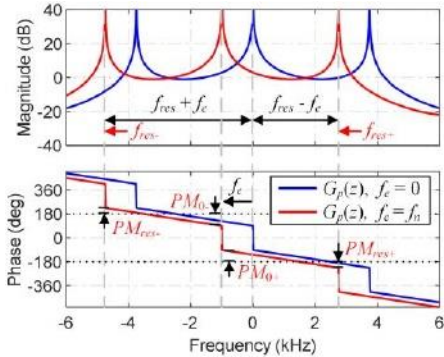


图 3 随速度变化的正负频域波德图。

图 3 显示了波德图随电频率 f 的变化。随着 fe 的增加，波德图向左偏移，失去对称性。因此，在 dg 轴上，有两个不同的谐振频率:frest - fres- f 和 fres- fef .. 根据奈奎斯特稳定性判据，当没有相位响应越过(2k-1)z 相位线时，系统是稳定的

在两个谐振频率下。对于正谐振频率和负谐振频率以及基频附近的两个 OdB 交叉频率，如果发生交叉，则在这些频率中的任何一个都可能发生不稳定性。因此，考虑到参数鲁棒性，引入四种类型的相位裕度(PMS)来描述系统稳定裕度，其定义为：  
1) PMo: OdB 正交叉频率下的 PM。  
2) PMo:负 OdB 交叉频率下的 PM。  
3) PMres:正共振频率下的 PM。  
4) PMres:负共振频率下的 PM。

以上所有 pmres 如图 3 所示。在这四个 PM 值中，任何一个值过低都会导致系统的稳定裕度减小，从而导致稳定性和控制性能的下降。

因此，将全局相位裕度定义为

$$PM_{min} = \min\{PM_{0-}, PM_{0+}, PM_{-}, PM_{+}\}$$

(7)

低频和共振频段的 PM 可分别定义为

$$PM_0 = \min\{PM_{0-}, PM_{0+}\}$$
$$PM_{res} = \min\{PM_{res-}, PM_{res+}\}$$

(8)

PMmin 是表示系统全局稳定裕度的较为简洁的度量，本文将详细分析实现最大 PMin 的方法。

C.现有阻尼方法的局限性

在同步旋转框架中，潜在的负频率是不可忽略的。因此，某些现有的阻尼方法可能会使系统在 da 轴上设计时不稳定。图 4 显示了同步旋转框架中设计的现有阻尼方法的波德图，包括陷波滤波器[19]和额外的延迟[18]。

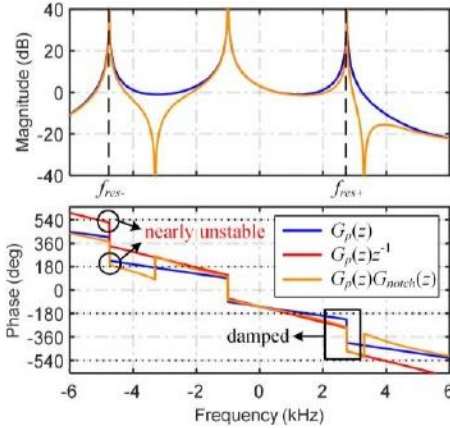


图 4 现有阻尼方法的波德图。

首先，在附加延迟的阻尼方法方面，它可以在霜冻中引入相位滞后，从而有效地阻尼共振。然而，与此同时，额外的延迟在负频域内引入了相当大的相位超前，可能导致系统不稳定。



>将这一行替换为你的稿件 id 号(双击此处编辑)<

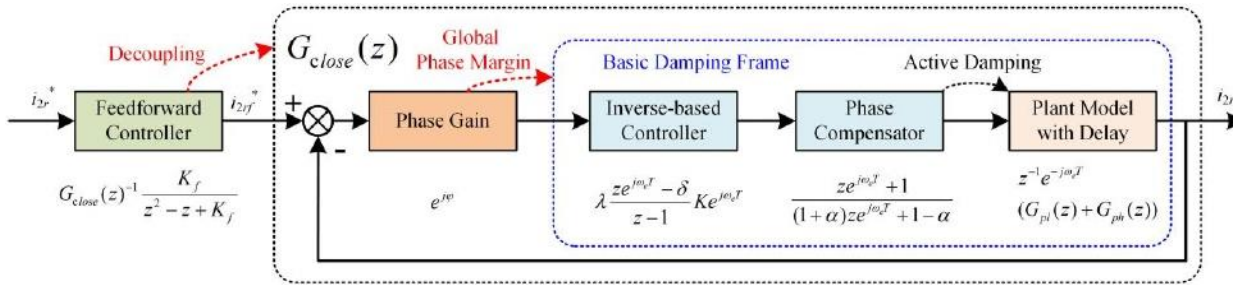


图 5 提出的 2DOF 电流控制策略框图。

类似地，如果引入陷波滤波器在正谐振频域中添加额外的相位滞后，则在负谐振频域中存在几乎  $180^\circ$  的交叉。由于陷波滤波器在频率超过陷波频率时的相位超前效应。

综上所述，两种阻尼方法的 PMmin 都非常小，表明系统具有一周的鲁棒性。

为了解决这些挑战，本文提出了一种新的电流控制策略，该策略在静止坐标系中设计了相位补偿器，并伴有附加阻尼和解耦方法，这将在第二节中进一步讨论。

### 3. 提出电流控制策略

在本节中，提出了一种鲁棒的 2DOF 电流控制策略，如图 5 所示，包括三个部分：

- 1) 基本阻尼框架由基于逆的控制器和相位补偿器组成。
- 2) 提供全局稳定裕度的相位增益。
- 3) 前馈控制器来解耦 da 轴电流的动态响应，引入额外的自由度。

所提方法的设计理念是保证闭环系统内部有足够的稳定裕度，并通过前馈解耦控制器中闭环传递函数的逆实现解耦。

#### A. 基本阻尼框架

所提策略的基本阻尼框架由一个基于逆的控制器和一个相位补偿器组成。

首先，在 II. A，证明了植物模型  $G_p$  可以简化为低频的  $g_{pyi}$ 。这意味着 LCL 系统在低频波段可以简化为一阶电机模型。因此，引入基于逆的控制器来抵消低频带的一阶极点，其表示为

$$G_{inv}(z) = (G_{pl}(z)z^{-1}e^{-j\omega_e T})^{-1} \frac{K}{z(z-1)} = \lambda \frac{ze^{j\omega_e T} - \delta}{z-1} K e^{j\omega_e T} \quad (9)$$

在哪里

$$\delta = e^{-\frac{R}{L_1+L_2}T}, \lambda = \frac{R}{1 - e^{-\frac{R}{L_1+L_2}T}} \quad (10)$$

$K$  为系统的闭环增益。

基于逆的控制器可以看作是一个 PI

在离散域设计具有角度延迟补偿的控制器。对于一阶电机模型，它优于任何其他形式的 PI 控制器[24]。其次，引入了在静止框架中设计的相位补偿器来执行共振效应的主动阻尼。相位补偿器由一阶 LPF 采用预扭双线性变换的离散化方法推导而来，因为它能够保持谐振频率处的相位特性不变[25]，其推导为

$$G_{pcs}(z) = \frac{\omega_{lpf}}{s + \omega_{lpf}} \left( s = \frac{\omega_{res}}{\tan(\frac{\omega_{res}T}{2})} \frac{z-1}{z+1} \right) \quad (11)$$

$$= \frac{z+1}{(1+\alpha)z+1-\alpha} \left( \alpha = \frac{\omega_{res}}{\omega_{lpf} \tan(\frac{\omega_{res}T}{2})} \right).$$

旋转框架内的等效传递函数为

$$G_{pc}(z) = G_{pcs}(ze^{j\omega_e T}) = \frac{ze^{j\omega_e T} + 1}{(1+\alpha)ze^{j\omega_e T} + 1 - \alpha} \quad (12)$$

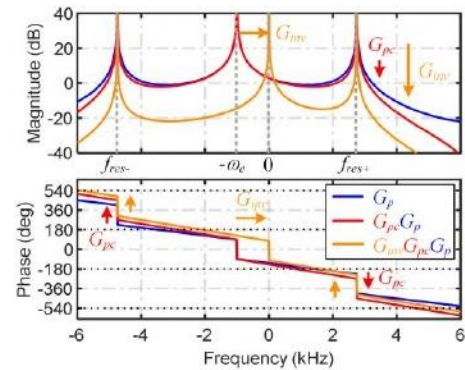


图 6 基本阻尼框架波德图。

基于逆的控制器和相位补偿器的效果如图 6 所示。相位补偿器减少了霜冻时的相位，增加了霜冻时的相位。因此，共振的主动阻尼是通过保持两个共振频率的相位远离  $(2k-1)\pi$  相位线来实现的。因此，可以增加全局相位裕度。

此外，基于逆的控制器将速度耦合极点  $-0$  移到  $0$  Hz，并大大降低了高位的幅度

>将这一行替换为您的稿件 id 号(双击此处编辑)<

频带。从而实现以 OHZ 为单位的无限增益，从而完全消除稳态误差。并且由于谐振频率的低幅度，谐振效应得到了很好的阻尼。

#### B. 相位增益

在相位补偿器的基础上，通过引入串联相位增益，可以进一步增强系统的全局相位裕度，其表示为

$$G_{pg}(z) = e^{j\varphi} \quad (13)$$

式中， $\varphi$  为全局移相角。

相位增益的影响如图 7 所示。当  $\varphi$  为负时，相频曲线整体向下偏移。可以发现，随着相位增益的减小， $PM_{res}$  增大， $PM_0$  减小。由于  $PM_{min}$  是由所有元件的最小相位裕度决定的，通过合理设置相位增益，可以保证  $PM_0$  和  $PM_{res}$  保持一致，从而使系统全局裕度最大化。

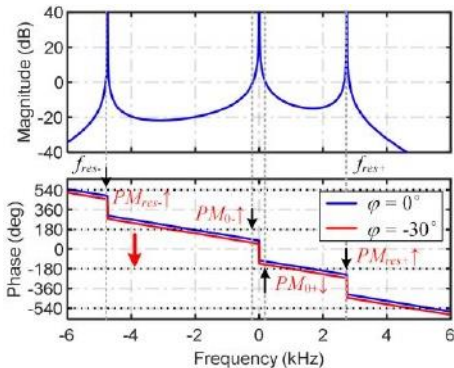


图 7 相位增益的影响。

#### C. 前馈解耦控制器

在上述设计中，附加相位补偿器和相位增益都是复杂矢量控制器，会产生附加耦合效应[26]。因此，提出了一种前馈解耦控制器，通过反转系统的闭环传递函数来实现动态解耦。具体表达式如下

$$\begin{aligned} G_{ff}(z) &= G_{close}^{-1}(z) \frac{K_f}{z^2 - z + K_f} \\ &= \frac{1 + G_{pg}(z)G_{inv}(z)G_{pc}(z)G_p(z)}{G_{pg}(z)G_{inv}(z)G_{pc}(z)G_p(z)} \frac{K_f}{z^2 - z + K_f} \\ &= \frac{K_f}{K} e^{-j\varphi} ((1 + \alpha) + ((1 - \alpha)e^{-j\omega_c T} - (1 + \alpha))z^{-1} \\ &\quad + ((\alpha - 1)e^{-j\omega_c T} + Ke^{j\varphi})z^{-2} + Ke^{j\varphi - j\omega_c T} z^{-3}) / \\ &\quad (1 + (e^{-j\omega_c T} - 1)z^{-1} + (K_f - e^{-j\omega_c T})z^{-2} + K_f e^{-j\omega_c T} z^{-3}) \end{aligned} \quad (14)$$

其中  $K_f$  表示系统的前馈增益。

#### IV. 参数确定过程

本节介绍了所提出的控制策略的参数设计过程，旨在最大化

在保证动态性能的同时保持稳定裕度。需要强调的是，与一般的控制器设计方法不同，下面的分析同时考虑了上述四个  $pm$ ，以保证系统在高速下对显著参数变化的稳定性。

#### A. 相位补偿器

相位补偿器的设计是将谐振频率处的相位突变延迟到  $-180^\circ$  和  $-540^\circ$  之间。在下面，首先计算出  $G_y(z)$  在共振频率处的相位，并据此确定相位补偿器的系数  $a$ 。

如前所述，在共振频率处，低频传递函数的幅值可以忽略不计。所以根据高频传递函数可以直接得到共振频率处的相位，给出为

$$\begin{aligned} \angle G_{ps}(e^{j\omega_{res}T})(\omega \rightarrow \omega_{res}-) &= \arctan 2(\sin(\omega_{res}T), \cos(\omega_{res}T) - 1) - 2\omega_{res}T - \pi \\ \angle G_{ps}(e^{j\omega_{res}T})(\omega \rightarrow \omega_{res}+) &= \arctan 2(\sin(\omega_{res}T), \cos(\omega_{res}T) - 1) - 2\omega_{res}T - 2\pi \end{aligned} \quad (15)$$

相位补偿器的设计目标是控制相移在  $-1.5 \sim -2.5m$  之间。因此，需要补偿的相位滞后计算为

$$\begin{aligned} \varphi_{pc} &= \angle G_{pc}(z)(z = e^{j\omega_{res}T}) \\ &= -\arctan 2(\sin(\omega_{res}T), \cos(\omega_{res}T) - 1) + 2\omega_{res}T - \frac{\pi}{2} \end{aligned} \quad (16)$$

接下来，根据所需的相移，计算一阶低通滤波器的带宽为

$$\omega_{lpf} = \omega_{res} / \tan(\varphi_{pc}) \quad (17)$$

而对应的离散域传递函数系数可计算为

$$\alpha = \frac{\omega_{res}}{\omega_{lpf} \tan(\frac{\omega_{res}T}{2})} = \frac{\tan(\varphi_{pc})}{\tan(\frac{\omega_{res}T}{2})} \quad (18)$$

#### B. 前馈增益和闭环增益

系统的增益决定了它的带宽，并进一步影响系统的稳定性、动态性能和抗干扰性能。本节将从这些方面讨论闭环增益和前馈增益的选择。

忽略相位补偿器和高频共振的影响，系统的闭环传递函数和后续响应传递函数可表示为

$$G_{close}(z) = \frac{i(z)}{i_{ff}^*(z)} = \frac{K}{z^2 - z + K} \quad (19)$$

$$G_{ref}(z) = \frac{i(z)}{i^*(z)} = \frac{K_f}{z^2 - z + K_f} \quad (20)$$

式(20)表明，的后续响应为

>将这一行替换为您的稿件 id 号(双击此处编辑)<

系统只与前馈增益  $K$  有关, 通过增加  $K$ , 可以有效地改善系统的动态响应。然而, 过大的前馈增益会使系统更容易受到电压饱和的影响, 从而导致过冲和耦合等问题。另一方面, 闭环增益  $K$  决定了闭环系统的带宽, 并进一步影响 PMo。具体来说,  $K$  越大, PM 越低。同时, 它还增加了谐振频率处的幅度, 扩大了 OdB 线以上的频率范围, 减小了稳定裕度。

作为参考, 忽略相位补偿器的影响, OdB 交叉频率可近似简化为

$$\omega_{b-close} \approx \frac{K}{T} \quad (21)$$

综上所述, 考虑到系统稳定性和动态性能, 前馈增益和反馈增益的推荐值分别为

$$K = 0.05, K_f = 0.1 \quad (22)$$

在实际应用中, 可根据要求进行相应的调整。

### C. 相位增益

在本节中, 将对 PMot、PMo、PMrst、PMre 四种相裕度进行数值计算。并将详细解释相位增益对最大化全局系统裕度的影响。

#### 1) 低频频段的相位裕度

在低频带, 开环传递函数可简化为

$$\begin{aligned} G_i(z) &= G_{inv}(z)G_p(z)G_{pc}(z) \\ &\approx G_{inv}(z)z^{-1}e^{-j\omega_e T}G_{pl}(z)G_{pc}(z) \\ &\approx \frac{K}{z^2 - z} \frac{ze^{j\omega_e T} + 1}{(1 + \alpha)ze^{j\omega_e T} + 1 - \alpha} \end{aligned} \quad (23)$$

在哪里

$$\angle \frac{K}{z^2 - z} (z = e^{j\omega T}) = -\frac{\pi}{2} - \frac{3}{2}\omega T \quad (24)$$

相位补偿器的相位可以近似线性化为

$$\angle G_{pc}(z)(z = e^{j\omega T}) \approx -(\omega + \omega_e) \frac{\varphi_{pc}}{\omega_{res}} \quad (25)$$

因此, PMo 可以计算为

$$PM_{0+} = \frac{\pi}{2} - \frac{3}{2}\omega_b T - \frac{\omega_b}{\omega_{res}}\varphi_{pc} - \frac{\omega_e}{\omega_{res}}\varphi_{pc} + \varphi \quad (26)$$

$$PM_{0-} = \frac{\pi}{2} - \frac{3}{2}\omega_b T - \frac{\omega_b}{\omega_{res}}\varphi_{pc} + \frac{\omega_e}{\omega_{res}}\varphi_{pc} - \varphi \quad (27)$$

低频段的相位裕度计算为

$$PM_0 = \frac{\pi}{2} - \frac{3}{2}\omega_b T - \frac{\omega_b}{\omega_{res}}\varphi_{pc} - \left| \varphi - \frac{\omega_e}{\omega_{res}}\varphi_{pc} \right| \quad (28)$$

#### 2) 高频频段的相位裕度

在高频波段, 开环传递函数可简化为

$$G_i(z) \approx G_{inv}(z)G_{pc}(z)z^{-1}e^{-j\omega_e T}G_{ph}(z) \quad (29)$$

如前文关于相位补偿器的介绍, 带相位补偿器的植物模型序列的相位为

$$\begin{aligned} \angle G_p(z)G_{pc}(z)(z = e^{j\omega_{res} T}) &= -\frac{3}{2}\pi \\ \angle G_p(z)G_{pc}(z)(z = e^{j\omega_{res+} T}) &= -\frac{5}{2}\pi \end{aligned} \quad (30)$$

考虑到  $\delta$  一般接近于 1。基于逆的控制器可以简化为

$$G_{inv}(z) \approx \lambda K \frac{e^{j(\omega + \omega_e)T} - 1}{e^{j\omega T} - 1} K e^{j\omega_e T} \quad (31)$$

而相位可以计算为

$$G_{inv}(z)(z = e^{j\omega_{res} T}) \approx \frac{3}{2}\omega_e T, G_{inv}(z)(z = e^{-j\omega_{res} T}) \approx -\frac{3}{2}\omega_e T \quad (32)$$

因此, 在高频段引入相位裕度为

$$PM_{res} = PM_{res+} = PM_{res-} = \frac{\pi}{2} - \frac{3}{2}\omega_e T - \varphi \quad (33)$$

谐振频率的总相位裕度为

$$PM_{res} = \min\{PM_{res+}, PM_{res-}\} = \frac{\pi}{2} - \frac{3}{2}\omega_e T - \varphi \quad (34)$$

3) 全局相位裕度和相位增益的确定根据前面(28)和式(34)的计算, 相位增益的影响可归纳为

$$\begin{aligned} \varphi < \frac{\varphi_{pc}}{\omega_{res}}\omega_e, \varphi \uparrow, PM_0 \uparrow, PM_{res} \downarrow \\ \varphi > \frac{\varphi_{pc}}{\omega_{res}}\omega_e, \varphi \uparrow, PM_0 \downarrow, PM_{res} \downarrow \end{aligned} \quad (35)$$

由此, 两个频带的 PM 可表示为

$$PM_0 = PM_{0+} = \frac{\pi}{2} - \frac{3}{2}\omega_b T - \frac{\omega_b}{\omega_{res}}\varphi_{pc} - \frac{\omega_e}{\omega_{res}}\varphi_{pc} + \varphi \quad (36)$$

$$PM_{res} = \frac{\pi}{2} - \frac{3}{2}\omega_e T - \varphi \quad (\varphi \leq \frac{\omega_e}{\omega_{res}}\varphi_{pc}).$$

为实现最大相位裕度, 选择相位增益为

$$\varphi = \begin{cases} \frac{\omega_e}{\omega_{res}}\varphi_{pc}, \omega_e < \omega_b \\ -\frac{3}{4}\omega_e T + \frac{3}{4}\omega_b T + \frac{\omega_b}{2\omega_{res}}\varphi_{pc} + \frac{\omega_e}{2\omega_{res}}\varphi_{pc}, \omega_e > \omega_b \end{cases} \quad (37)$$

而全局相位裕度计算为

$$PM_{min} = \begin{cases} \frac{\pi}{2} - \frac{3}{2}\omega_b T - \frac{\omega_b}{\omega_{res}}\varphi_{pc}, \omega_e < \omega_b \\ \frac{\pi}{2} - (\omega_e + \omega_b) \left( \frac{3}{4}T + \frac{\varphi_{pc}}{\omega_{res}} \right), \omega_e > \omega_b \end{cases} \quad (38)$$

综上所述, 全局相位裕度由电频率和闭环带宽决定。在低速区( $\omega_e < 0$ ), PMrs 大于 PMo, 即全局相位



>将这一行替换为你的稿件 id 号(双击此处编辑)<

利润取决于  $PM_o$ 。随着速度的增加,  $PM_{rss}$  逐渐减小。当  $0 > a$  时,  $PM_{rs}$  小于  $PM_o$ 。在相位增益的作用下,  $PM_{res}$  和  $PM_o$  可以达到平衡。

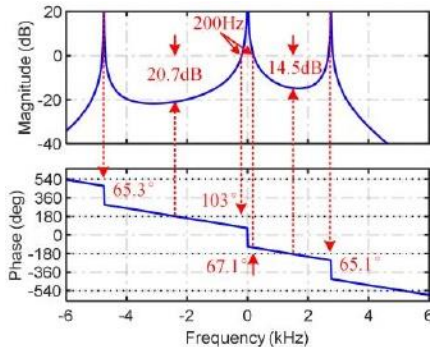


图 8 所设计系统的波德图( $-1klz$ ,  $-15klz$ )。

### D.设计结果

为了进一步验证参数选择的理论分析, 图 8 绘制了所设计开环系统的波德图。从图中可以看出, 本文提出的算法在 1000Hz 电频和 200Hz OdB 交叉频率下, 可以保持系统所有相位裕度在  $65^\circ$  以上, 增益裕度为 14.5dB, 这与前面的分析一致, 进一步表明本文提出的控制策略具有很强的鲁棒性。

### V.鲁棒性分析

#### A.闭环稳定性的参数灵敏度。

当植物参数  $L_i$ 、 $L_z$ 、 $C$  和  $R$  变化为其校准值的 0.3 到 3 倍时, 闭环系统的极点图如图 9 所示, 其中  $f$  为 1000 Hz。

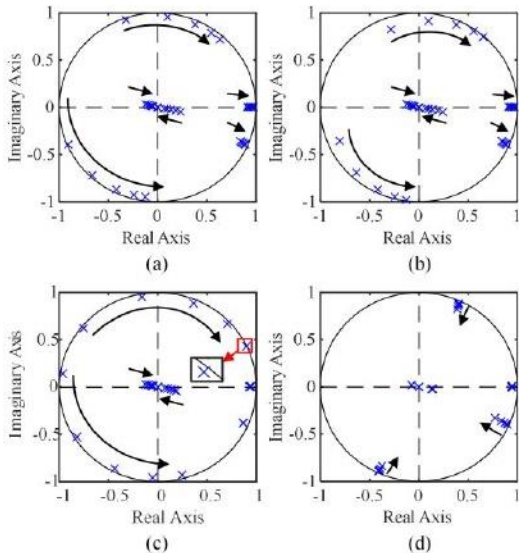


图 9 植物参数  $L_i$ 、 $L_z$ 、 $C$  和  $R$  随  $f$  变化 30% ~ 300%, 为 1000Hz 时闭环系统的极点图。(a)  $0.3L \sim 3L$ 。(b)  $0.3L_2$  至  $3L_z$ 。(c)  $0.3C$  至  $3C$ 。(d)  $0.3R$  至  $3R$ 。

很明显, 所有闭环极点都保持在单位圆内, 这表明即使在参数发生显著变化的情况下系统也是稳定的。值得注意的是, 参数变化的趋势与  $l_{ki}$ 、 $L_z$  和  $C$  相似, 其中系统的稳定性对  $L_z$  和  $C$  的变化明显更敏感, 因为系统在 3C 或 312 时几乎不稳定。相反, 随着  $R$  的增加, 由于  $R$  赋予共振的阻尼效应, 极点逐渐向单位圆的中心收敛。

#### B.根轨迹

闭环增益  $K$  从 0.05 到 0.45 变化的闭环传递函数的极点图如图 10 所示。随着  $K$  的增大, 极点  $p_i$  和  $p_4$  逐渐向单位圆中心收敛, 而极点  $p_a$  和  $p_s$  则逐渐从中心向圆外移动。所有极点严格保持在单位圆内。系统的稳定性主要由  $p_s$  决定,  $p_s$  向中心移动, 然后在  $K$  超过 0.2 时逐渐向外移动。当  $K = 0.45$  时, 极点到达单位圆外, 表明  $K$  在 0.4 处达到临界值。

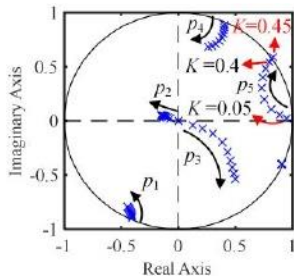


图 10  $K$  在 0.05 ~ 0.45 范围内变化时的根轨迹。

### 六、实验验证

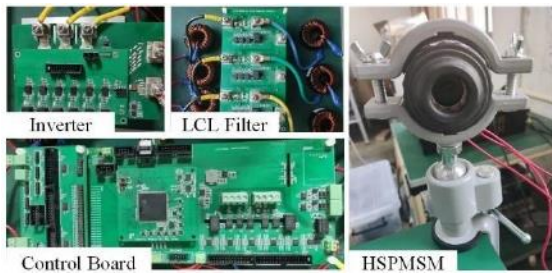


图 11 实验设置示意图。

为了验证所提方法的有效性, 建立了如图 11 所示的实验装置。采用专为真空吸尘器设计的 HSPMSM 作为测试电机, 其负载与转速的平方成正比。两个三相电感串联到交流采样板上, 采样板底部的电容组成 LCL 滤波器。控制算法在基于德州仪器高性能 MCU (TMS320F28379D) 的控制板上执行。

的动态性能、稳态性能、解耦性能和参数鲁棒性



>将这一行替换为你的稿件 id 号(双击此处编辑)<

本节对系统进行验证。实验装置参数如 TABLE1 所示。

A.稳定的性能

在图 12 中，执行从 1A 到 20A 的 izg 参考电流步进，电机速度从 7.36 kr/min (123 Hz)上升到 62 kr/min (1030 Hz)。结果表明，所提出的方法在很宽的速度范围内具有有效的阻尼效果。

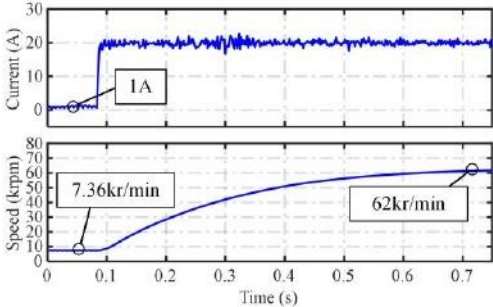


图 12 izg在不同速度下的稳定性能。

B.增益变化时的动态性能

不同前馈增益  $k_{and}$  闭环增益  $K$  的动态性能如图 13 所示。值得注意的是，动态性能是通过从 20A 到 30A 的  $i_{za}$  电流阶跃和随后从 30A 到 10A 的阶跃来评估的。整个测试过程发生在 20ms 内，明显小于机械时间常数，允许在动态测试过程中忽略速度变化的影响。总的来说，很明显，在加入前馈控制器后， $i_a$  和  $i_g$  之间的耦合被很好地消除了，而在前馈增益或闭环增益过大的情况下，会发生轻微的耦合。对比  $K$  在 0.2 ~ 0.05 范围内变化的图 13(a)和(b)，两种波形的上升时间和稳定电流纹波几乎相同。由此可见，系统的动态和静态响应与闭环增益  $K$  无关。对比图 13(b)和(c)可以看出，动态响应与前馈增益  $K$  密切相关。当  $K$  从 0.1 上升到 0.2 时，两阶跃的上升次数都减少了两倍。然而，在第二步发生过冲和耦合，这是由于前馈增益过大引起的电压饱和造成的。

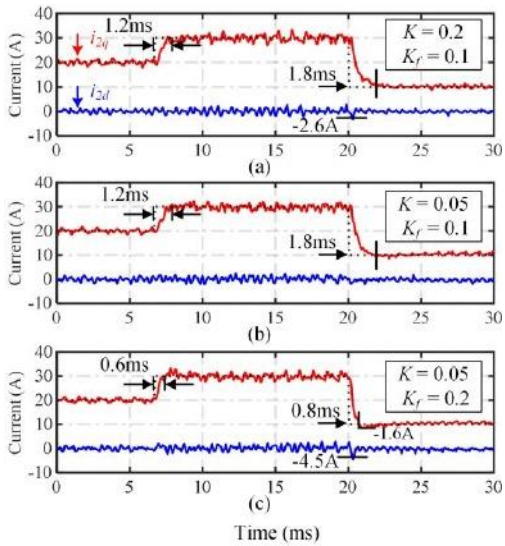
C.鲁棒性验证

为了验证所提出的当前控制策略的鲁棒性，本节对广泛的控制参数不匹配进行了全面的调查。控制参数主要由与植物参数相对应的三个系数确定，记为

$$\delta = e^{-\frac{R}{L_1+L_2}T}, \lambda \approx \frac{T_s}{L_1+L_2}, \omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1+L_2}{L_1L_2C}} \quad (39)$$

在数字控制器中进行了三组不同参数失配的实验。所有的测试

TABLE II 详细列出了条件以及不同的参数变化，以单位值表示。每种条件下的实验结果如图 14 所示，并附有相应的字母序号。



(a)  $K = 0.2, k_{01}$  (b)  $K = 0.05, K_f = 0.1$  (c)  $K = 0.05, K_f = 0.2$

总的来说，系统在所有测试条件下都是稳定的。所有测试条件下的稳定性能几乎一致。此外，比较 30A 和 10A 时  $i_{zg}$  的稳定电流纹波，可以发现 30A 时的纹波明显更高，而在动态响应过程中电机速度几乎保持不变。这一观察结果表明，稳定电流纹波主要是由测量噪声引起的，随着功率的增加，测量噪声会加剧。第一组实验，标记为测试 1，用系数和变异来评估鲁棒性， $R$  的范围从 0.3 到 3 倍于其实际值。0 的变化直接影响了基于逆的控制器中零极抵消的精度，潜在地影响了控制器的解耦性能。

表二测试条件

		$R^*$	$L_1^*$	$L_2^*$	$C^*$	$f_{res}^*$	$\ln(\delta^*)$	$\lambda^*$
Test 1	(a)	0.3	1	1	1	1	0.3	1
	(b)	0.5	1	1	1	1	0.5	1
	(c)	2	1	1	1	1	2	1
	(d)	3	1	1	1	1	3	1
Test 2	(e)	1	1	1	0.3	1.8	1	1
	(f)	1	1	1	0.5	1.4	1	1
	(g)	1	1	1	2	0.7	1	1
	(h)	1	1	1	3	0.58	1	1
Test 3	(i)	1	0.3	0.3	1	1.8	3.33	3.33
	(j)	1	0.5	0.5	1	1.4	2	2
	(k)	1	2	2	1	0.7	0.5	0.5
	(l)	1	3	3	1	0.58	0.33	0.33

>将这一行替换为您的稿件 id 号(双击此处编辑)<

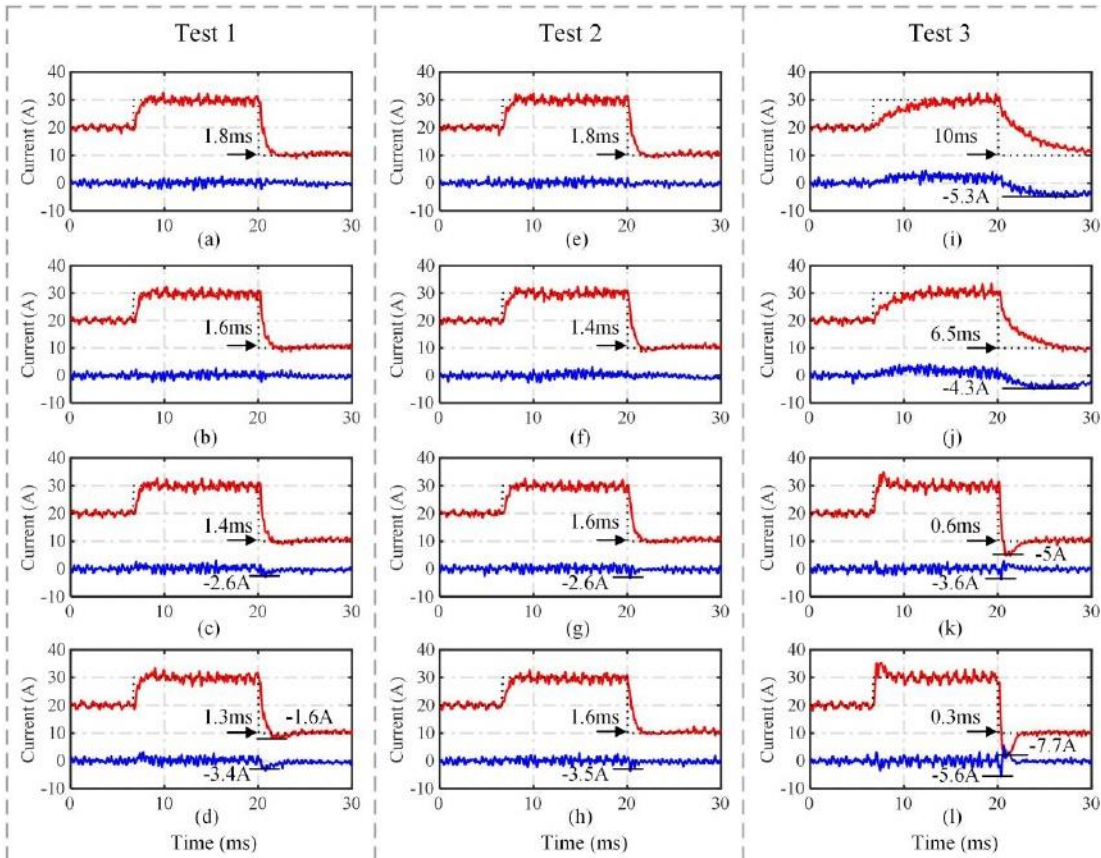


图 14 不同参数变化下所提方法的动态响应

通过分析试验 1 的动态响应可以看出， $\theta$  的变化对动态性能的影响很小。当控制参数  $R$  小于实际值时，动态性能不受影响。然而，当  $R$  超过实际值时，耦合逐渐出现，表明系统对较高  $R$  值的敏感性。

在测试 2 中，对系数  $O_{res}$  变化的鲁棒性进行了评估，滤波电容  $C$  的范围为其实际值的 0.3 至 3 倍。在控制器设计中，谐振频率  $\omega_{res}$  主要决定相位补偿器的相位滞后值。因此，只要系统保持稳定， $\omega_{res}$  失配对动态稳态性能的影响最小。实验结果验证了这一推论。在测试 2 中，当电容器  $C$  小于其实际值时，电流响应几乎保持不变。当  $C$  超过其实际值时，观察到轻微的耦合，可能是由相位裕度减小引起的。

最后，在测试 3 中，评估了所有三个参数变化的鲁棒性，电感器  $L_i$  和  $L_z$  同时在其实际值的 0.3 至 3 倍之间变化。如先前的结果所示， $\omega$  和  $a_{res}$  的变化对控制性能的影响可以忽略不计。然而， $A$  的变化可能会产生不同的结果。由于  $A$  直接与闭环增益  $K$  串联，这将进一步影响解耦能力

前馈控制器。

实验结果与分析一致。在试验 3 中，当  $L_i$  和  $L_z$  小于其实际值时，动态响应明显变差，并且发生了大量耦合，主要是由于等效闭环增益较低。相反，当  $L_i$  和  $L_z$  超过其实际值时，动态响应明显加速，在参数变化 3 倍的情况下，上升时间低至 0.3ms，并伴有明显的超调和耦合。

综上所述，所提出的方法在广泛的范围内表现出鲁棒性，所有参数的变化范围为其实际值的 0.3 至 3 倍。所提出方法的控制性能对绕组电阻  $R$  和滤波电容  $C$  的变化不敏感，而由于等效闭环增益的变化，对  $L_u$  和  $L_z$  之和的变化表现出相对较高的敏感性。

7. 结论

本文确定了 LCL-HSPMSM 系统在同步旋转框架内的潜在负共振频率的影响，这在以往的研究中通常被忽视。在此分析的基础上，提出了一种鲁棒的 2DOF 电流控制策略。作为主要贡献，引入了相位增益以实现最大的全局稳定裕度。并且通过前馈解决了相位增益引起的附加耦合

>将这一行替换为您的稿件 id 号(双击此处编辑)<

控制器。最后，实现了对参数失配的强鲁棒性，并具有满意的动态性能。理论分析和实验验证表明，采用所提控制策略的系统在 0.3 ~ 3 倍标称值范围内的所有参数范围内都能保持稳定。

参考文献。

[1]王晓明, 王小明, “基于 LCL 滤波器的并网 PWM 整流器的 PI 电流控制”, IEEE 工业电子学报, vol. 56, no. 1. 2, pp. 38-388, Feb. 2009, doi: 10.110/TE.208.2008774。

[2]吴伟, 刘勇, 何勇. Chung, M. Liserre and F. Blaabjerg, “基于 lcl 滤波器的电流控制并网功率逆变器引起的谐振的阻尼方法:概述。”，《工业电子学报》，第 64 卷，第 2 期。9, pp. 402-7413, 2017 年 9 月, doi: 10.1109/TIE.2017.2714143。

[3]张松生, 蒋树生, 卢晓霞, 彭风芝, “并网型逆变器的谐振问题与阻尼技术”，IEEE，第 2 期。电力电子。，第 29 卷，第 29 期。1, pp. 110-120, 2014 年 1 月, doi: 10.1109/TPEL.2013.2253127。

[4]沈国桥, 朱轩才, 张军, 徐德宏, “一种基于 lcl 滤波器的并网逆变器 PR 电流控制的新方法”，电子工程学报，第 4 版。《电子工业》，第 57 卷，第 5 期。6, pp. 2033-2041, 2010 年 6 月, doi: 10.110/TIE.2010.2040552。

[5]王志强, 王志强, “基于频率抵消的逆变器电流控制器设计”，中国电机工程学报。印第安纳州。电子。，第 63 卷，第 2 期。5, pp. 3072-3080, 2016 年 5 月, doi: 10.1109/TIE.2016.2516507。

[6]何勇, 王晓, 潘东, 阮新, 苏国光, “LCL 型并网逆变器谐波振荡的一个被忽视的原因:谐振极抵消”，IEEE，译。电力电子。，第 36 卷，第 2 期。12 . p. 14282-14294, december 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3084810。

[7]张志强, 张志强, “LCL 滤波器的主动阻尼控制”，《电子工程学报》，vol. 31, no. 7. 1, pp. 424-432, january 2014, doi: 10.1109/T I A .2013.2266892。

[8]包成, 阮新, 王雪华, 李伟伟, 潘东华, 翁开雷, “电容电流反馈主动阻尼 lcl 型并网逆变器分步控制器设计”，LEEE 反式。电力电子。第 29 卷，no. 3, pp. 1239-1253, 2014 年 3 月, doi: 10.1109/TPEL.2013.2262378。

[9]潘东, 阮新, 包成, 李伟伟, 王雪华, “基于改进计算延迟的电容电流反馈主动阻尼提高 lcll 型并网逆变器鲁棒性”，IEEE 电力电子学报, vol. 29, no. 29. 7, pp. 3414-3427, 2014 年 7 月, doi: 10.1109/TPEL.2013.2279206。

[10]王晓, 刘志强, “基于滤波滤波的电压源变换器的虚拟 RC 阻尼研究”，《IEEE 电力电子学报》，vol. 30, no. 10. 9, pp. 4726-4737, 2015 年 Sep., doi: 10.1109/TPEL.2014.2361853。

[11]何勇, 王晓, 阮新, 潘东, 徐, 刘峰, “基于电容-电流比例积分正反馈主动阻尼的 LCL 型并网逆变器抗电网阻抗变化的高鲁棒性”，电子工程学报，32(4):111 - 111。《电力电子》，vol. 34, no. 11. 12, pp. 12423-12436, Dec. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2906217。

[12]王晓明, 王晓明, 王晓明, “基于 LCL 滤波器的并网 PWM 变换器电流控制”，《IEEE 电力电子学报》，vol. 25, no. 12. 9, pp. 20-2330, 2010 年 Sep., doi: 10.110/TPEL.2010.2047408。

[13]邓建军, 朱志, 窦晓东, “燃料电池空压机永磁同步电机高速 PMSM 全状态 Fedac 电流控制的优化采样机制”，IEE, vol. 9, no. 1. 2, pp. 336-3397, june . 2023, doi: 10.1109/TE222.32181。

[14]李建军, 张建军, “基于离散时间设计的电网电流控制系统”，《电子工程学报》，vol. 31, no. 14. 5.便士。2015 年 9 月, doi: 10.1109TA.2015.2437839。

[15]程超, 谢世生, 钱强, 吕军, 徐, “基于观测器的 llc 滤波电网跟踪逆变器控制方案”，IEEE 工业电子学报, vol. 70, no. 15. 5, pp. 4887-4900, 2023 年 5 月, doi: 10.1109/TIE.2022.3189070。

[16]周军, 姚旸, 黄勇, 彭峰, “基于高鲁棒性的高速永磁同步电机控制系统，IEEE 电力电子学报，第 1- 11 页，2023,doi: 10.1109/ tpell .2023.3261447。

[17]张志强, 李志强, 李志强, “基于 SLCLS 滤波器的电压源变换器的主动阻尼”，IEEE。英蒂。《电子》，第 58 卷，第 2 期。8, pp. 3623633, 2011 年 8 月, doi 10.1109/TIE.2010.2081952。

[18]王雪华, 闫建东, 邹军, “基于 LCL 滤波器的单回路控制并网逆变器的时延相关稳定性”，IEEE 电力电子学报, vol. 11 - 12. 31 日。1, pp. 13757, 2016 年 1 月, doi: 10.1109/TPEL.2015.2401612。

[19]姚文, 杨勇, 张晓明, “基于数字陷波滤波器的 LCL 滤波器的鲁棒主动阻尼设计与分析”，IEE 电力电子学报, vol. 32, no. 19. 3, pp. 2360-2375, 2017 年 3 月, doi: 10.1109/TPEL.2016.2565598。

[20]姚旸, 黄勇, 彭峰, 董军, 朱铮, “离散时间动态解耦的永磁同步电机控制”，高速永磁同步电机学报, Trans.《电子学报》，vol. 69, no. 6. 12, pp. 1241-12425, december 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3127051。

[21]姚旸, 黄勇, 彭峰, 董军, 朱铮, “一种适用于低阶联装阻尼永磁同步电机的单传感器阻尼框架”，工业电子学报, vol. 70, no. 7. 5, pp. 5375-5380, 2023 年 5 月, doi: 10.1109/TIE.2022.3186342。

[22]姚勇, 黄勇, 彭峰, 董军, 朱忠, “基于动态解耦的高速永磁同步电机电流暂态特性控制方法”，电力电子学报, vol. 37, no. 22. 3, pp. 3259-321, 2022 年 3 月, doi: 10.1109/TPEL.2021.3109157。

[23]王晓明, 王晓明, “基于观测器的电压源变换器的广义主动阻尼”，IEEE。《电力电子》，vol. 37, no. 7. 1, pp. 125-136, Jan. 202, doi: 10.1109/TPEL.2021.3093504。

[24]李晓明, 李晓明, 李晓明, “基于变频调速的电机控制系统设计”，《电机工程学报》，第 4 卷，第 1 期。4, pp 1425- 1435, 2010 年 7 月, doi: 10.1109/T I A.2010.2049628。

[25]王晓明, 王晓明, 王晓明, 等。López, J. Malvar 和 P. Fernandez-Comesaña, “离散化方法对谐振控制器性能的影响”，《IEEE 电力电子学报》，第 25 卷，第 25 期。7, pp. 1692-1712, 2010 年 7 月, doi: 10.1109/TPEL.2010.2041256。

[26]李志刚, 张志刚, “基于矢量的电流调节器设计与分析”，《电机工程学报》，vol. 31, no. 26. 3, pp. 817-825, May 2000, doi: 10.1109/28.845057。