

# 基于虚拟阻尼功率控制的无电解电容驱动系统 谐振抑制方法

胥 顺<sup>1</sup>, 储剑波<sup>1\*</sup>, 李 涛<sup>2</sup>, 刘照旭<sup>1</sup>, 阮旭晨<sup>1</sup>

[1. 南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 211106;

2. 旋智电子科技(上海)有限公司, 上海 200122]

## Resonance Suppression Method for Electrolytic Capacitor-Less Drive System Based on Virtual Damping Power Control

Xu Shun<sup>1</sup>, Chu Jianbo<sup>1\*</sup>, Li Tiao<sup>2</sup>, Liu Zhaoxu<sup>1</sup>, Ruan Xuchen<sup>1</sup>

[1. School of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,

Nanjing 211106, China;

2. Spintrol Electronic Technology (Shanghai) Co., Ltd., Shanghai 200122, China]

**Abstract:** [ **Objective** ] Traditional permanent magnet synchronous motor drives are limited by the thermal degradation characteristics of electrolytic capacitors, resulting in a lifespan bottleneck. Electrolytic capacitor-less drive systems improve reliability by replacing electrolytic capacitors with film capacitors, but the large inductors introduced can easily cause LC resonance on the grid side. To address this, this paper proposes a virtual damping power control method that effectively suppresses grid-side resonance and enhances the system's power factor and power quality. [ **Methods** ] To investigate the influencing factors of grid-side LC resonance, the characteristic equation of the electrolytic capacitor-less drive system was derived, and the necessity of increasing system damping to suppress resonance was clarified. The traditional virtual impedance control scheme was optimized, and the corresponding relationship between bus capacitor power, grid-side inductor power, and resonant power was established based on energy conservation and space vector pulse width modulation control cycles. By accurately calculating the resonant power and converting it into a voltage vector for compensation, effective suppression of resonance was achieved. [ **Results** ] The experimental results demonstrated that the proposed method effectively suppressed grid-side LC resonance under both rated and high-speed operating conditions. The total harmonic distortion of the grid-side current was significantly reduced, and the system power

factor reached a maximum of 0.99. [ **Conclusion** ] The proposed method provides a reference for the engineering application of electrolytic capacitor-less drive systems in low-cost and high-reliability fields.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor; virtual damping; electrolytic capacitor-less drive; suppress resonance

**摘 要:** [ **目的** ] 传统永磁同步电机驱动受限于电解电容的热衰退特性, 寿命存在瓶颈。无电解电容驱动系统通过薄膜电容替换电解电容提升了可靠性, 但其引入的大电感易导致网侧产生 LC 谐振。为此, 本文提出一种基于虚拟阻尼功率控制的方法, 有效抑制了网侧谐振并提升了系统的功率因数与电能质量。[ **方法** ] 为探究网侧 LC 谐振的影响因素, 推导了无电解电容驱动系统的特征方程, 明确了增加系统阻尼以抑制谐振的必要性。优化传统虚拟阻抗控制方案, 基于能量守恒与空间矢量脉宽调制控制周期, 建立母线电容功率、网侧电感功率与谐振功率的对应关系。通过精准计算谐振功率并转化为电压矢量进行补偿, 实现了对谐振的有效抑制。[ **结果** ] 试验结果表明, 本文所提方法在额定转速和高转速工况下均有效抑制了网侧 LC 谐振, 网侧电流总谐波失真显著降低, 系统功率因数最高可达 0.99。[ **结论** ] 本文所提方法为无电解电容驱动系统在低成本、高可靠性领域的工程应用提供了参考。

**关键词:** 永磁同步电机; 虚拟阻尼; 无电解电容驱动; 抑制谐振

## 0 引言

传统永磁同步电机 (Permanent Magnet

基金项目: 国家自然科学基金(52077100)

National Natural Science Foundation of China (52077100)

Synchronous Motor, PMSM) 驱动系统<sup>[1-5]</sup>通常由整流电路、功率因数校正 (Power Factor Correction, PFC) 单元、母线电容及逆变器构成。系统通过单相交流电网供电, 经不控整流与 PFC<sup>[6-7]</sup>转换为直流电, 再由直流母线电容进行能量缓冲, 最后通过逆变器调制输出交流电以驱动电机运转。传统驱动系统中, 大容量铝电解电容是缓冲网侧功率脉动的关键器件<sup>[8-9]</sup>。然而, 相较于薄膜电容<sup>[10-11]</sup>, 铝电解电容存在体积大、质量大及热敏感性高等物理局限。统计数据表明, 在空调等家电产品的长期运行故障中, 60% 源于电解电容的失效<sup>[12-13]</sup>。因此, 无电解电容驱动系统选用高可靠性、小容量薄膜电容取代传统大容量电解电容, 有效避免了电解电容的物理局限。

无电解电容驱动系统通常需要在网侧串联电感, 以减少逆变器侧高频开关谐波对网侧电流的影响<sup>[14-15]</sup>。然而, 薄膜电容值降低导致储能能力下降<sup>[16]</sup>, 引发网侧能量与负载侧能量产生耦合。同时, 网侧电感与母线电容构成的 LC 二阶系统也会引发谐振<sup>[17-18]</sup>, 显著放大谐波, 导致母线电压和网侧电流产生谐振频率波动, 影响系统稳定。

谐振抑制策略可划分为无源阻尼抑制和有源阻尼抑制两类。文献[19]通过在网侧 LC 电路上增加无源阻尼, 提升了系统稳定性, 无需改变控制方式。文献[20]提出一种直流母线并联补偿器控制方法, 根据母线电压波动生成补偿电流, 将纹波功率转移到浮动电容器上, 从而有效地改善了输入电流波形并减小直流母线电压纹波。

有源阻尼抑制根据系统的特征方程构建虚拟阻抗, 改善了系统的负阻抗特性<sup>[21-22]</sup>, 增强系统稳定性。文献[23]提出一种基于  $q$  轴电流注入的谐振抑制策略, 通过比例积分控制器对提取的谐振信号进行调节, 生成  $q$  轴补偿电流并叠加至电流给定中, 构建了额外的电流控制回路。文献[24]使用高通滤波器从网侧电流中分离谐振成分, 根据系统方程计算补偿电流, 修改  $q$  轴电压参考指令。文献[25-26]建立了驱动系统状态方程与虚拟阻抗模型之间的等效对应关系, 分析了不同虚拟阻抗方法的优缺点, 验证了母线电容并联虚拟阻抗反馈控制方法的有效性。

本文从工程应用的角度出发, 分析了无电解电容驱动阻抗特性, 提出将逆变器侧谐振功率等

效为虚拟阻抗消耗功率, 并揭示了传统虚拟阻尼补偿谐振功率的局限性。针对传统策略补偿不充分的问题, 本文基于能量守恒和空间矢量脉宽调制 (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM) 控制周期对谐振能量在电感与电容之间的交换过程进行了完整分析, 推导了谐振功率的组成, 在此基础上提出了一种改进的虚拟阻尼谐振抑制方法, 实现对谐振能量的更全面补偿。

## 1 无电解电容驱动系统特性分析

无电解电容驱动系统拓扑如图 1 所示, 相较于传统方案, 使用薄膜电容并省略 PFC 单元可降低体积与成本。

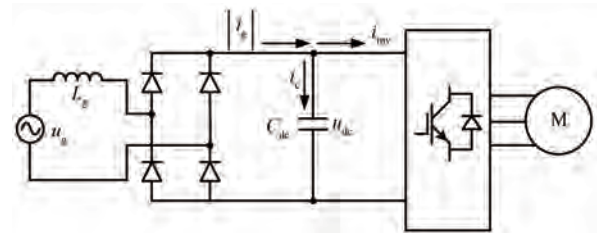


图 1 无电解电容驱动系统拓扑结构

Fig. 1 Topology of electrolytic capacitor-less drive system

图 1 中,  $u_g$  为网侧电压;  $u_{dc}$  为母线电压;  $i_g$  为网侧电流;  $i_c$  为流经母线电容的电流;  $i_{inv}$  为流入逆变器侧的电流;  $C_{dc}$  为母线电容;  $L_g$  为网侧电感。

为便于分析, 假设电机侧为恒功率负载<sup>[27]</sup>, 驱动系统的等效电路模型可简化为图 2。

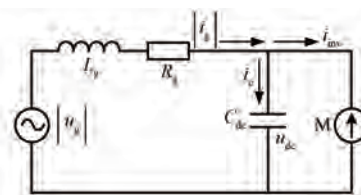


图 2 驱动系统等效模型

Fig. 2 Equivalent model of the drive system

在理想状态下, 系统工作于单位功率因数, 此时网侧电压  $u_g$  和网侧电流  $i_g$  同相位, 分别表示为

$$\begin{cases} u_g = U_g \sin(\omega_g t + \varphi_g) \\ i_g = I_g \sin(\omega_g t + \varphi_g) \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $U_g$  为网侧电压幅值;  $I_g$  为网侧电流幅值;  $\varphi_g$  为网侧初始相位;  $\omega_g$  为电网角速度。

根据驱动系统拓扑结构, 结合基尔霍夫电压

电流定律,驱动系统的状态方程为

$$\begin{cases} u_g - u_{dc} = L_g \frac{di_g}{dt} + R_g i_g \\ C_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} = i_g - i_{inv} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $R_g$  为网侧线路电阻。

在电机恒功率模式下,逆变器电流可通过一阶泰勒展开进行线性化处理,表示为

$$i_{inv} = \frac{P_{inv}}{u_{dc}} \approx \frac{P_{inv}}{u_{dc0}} - \frac{P_{inv}}{u_{dc0}^2} \tilde{u}_{dc} \quad (3)$$

式中: $P_{inv}$  为逆变器侧功率; $u_{dc0}$  为母线电压平均值; $\tilde{u}_{dc}$  为母线电压波动小信号。

联立式(2)和式(3)可得,驱动系统的传递函数为

$$\frac{\tilde{u}_{dc}}{|\tilde{u}_g|} = \frac{1}{L_g C_{dc} s^2 + \left( R_g C_{dc} - \frac{L_g P_{inv}}{u_{dc0}^2} \right) s + \left( 1 - \frac{R_g P_{inv}}{u_{dc0}^2} \right)} \quad (4)$$

根据稳定判据,驱动系统的稳定条件为

$$\begin{cases} 1 - \frac{P_{inv} R_g}{u_{dc0}^2} > 0 \\ \frac{R_g}{L_g} - \frac{P_{inv}}{C_{dc} u_{dc0}^2} > 0 \end{cases} \quad (5)$$

驱动系统的谐振频率  $\omega_0$  可表示为

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_g C_{dc}}} \quad (6)$$

式(5)表明,驱动系统的不稳定主要源于其负阻抗特性。

系统的等效伯德图如图3所示。由图3可知,随着频率升高,网侧电感对高频谐波的增益呈现快速衰减特性,表明网侧LC电路可有效抑制开关频次谐波。但谐振作用引入了明显的谐振峰,导致该频段的谐波含量急剧增加,系统对谐振扰动的敏感性增加,从而影响系统的稳定运行。

## 2 传统基于虚拟阻尼谐振抑制策略

### 2.1 母线电容并联虚拟阻抗分析

基于稳定判据分析,理论上调整电感或电容可改善稳定性,但在工程实践中受功率因数及谐

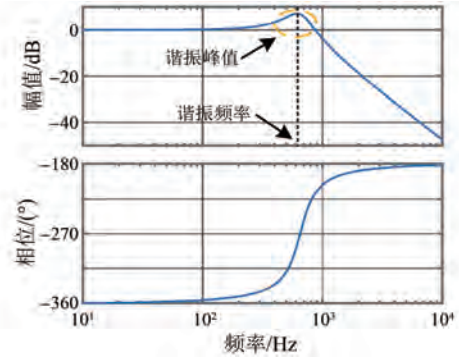


图3 驱动系统等效模型伯德图

Fig. 3 Bode diagram of the drive system equivalent model

波制约,调整空间有限,需要引入虚拟功率来消耗谐振能量,以实现系统稳定。增加虚拟功率后的等效模型如图4所示。

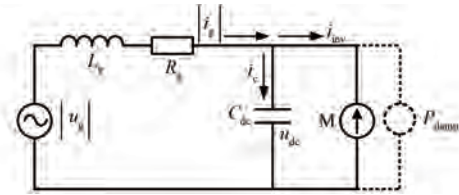


图4 增加虚拟功率后等效模型

Fig. 4 Equivalent model with added virtual power

为抵消恒功率负载的负阻抗效应,引入与谐振相关的虚拟功率,增强逆变器侧的阻尼。增加虚拟功率后的关系式为

$$P_g = P_c + P_{inv} + P_{damp} \quad (7)$$

式中: $P_g$  为网侧功率; $P_c$  为电容功率; $P_{damp}$  为阻尼功率。

为抑制谐振,可通过加入阻尼功率对谐振功率进行抵消,但直接对该功率进行量化分析困难且计算复杂。利用等效变换原理,将逆变器侧的阻尼功率转化为网侧虚拟阻抗功率进行控制。电容并联虚拟阻抗  $R_{damp}$  等效模型如图5所示。

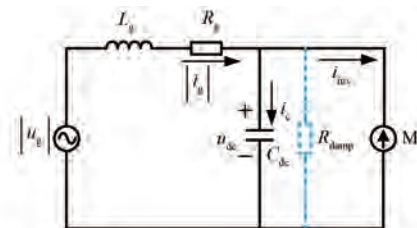


图5 电容并联虚拟阻抗等效模型

Fig. 5 Equivalent model of capacitor with parallel virtual impedance

母线电容并联虚拟阻抗结构框图如图 6 所示。图 6 中,通过在功率回路中引入与谐振电压相关的附加功率补偿项,可在物理上等效出抑制谐振的阻尼特性。引入该控制后,驱动系统的传递函数可修改为

$$\frac{\tilde{u}_{dc}}{|\tilde{u}_g|} = \frac{1}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (8)$$

$$\begin{cases} a_1 = R_g C_{dc} + L_g \left( \frac{1}{R_{damp}} - \frac{L_g P_{inv}}{u_{dc0}^2} \right) \\ a_2 = L_g C_{dc} \\ a_0 = R_g \left( \frac{1}{R_{damp}} - \frac{L_g P_{inv}}{u_{dc0}^2} \right) + 1 \end{cases} \quad (9)$$

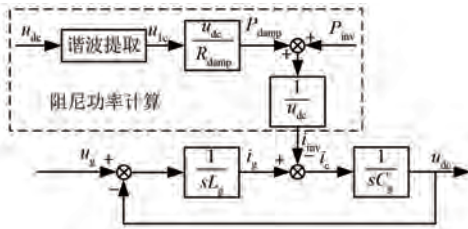


图 6 母线电容并联虚拟阻抗结构框图

Fig. 6 Block diagram of bus capacitor with parallel virtual impedance

根据传递函数绘制系统伯德图,如图 7 所示。由图 7 可知,当未引入虚拟阻尼时,系统在谐振频率处存在幅值尖峰 9.6 dB。随着并联虚拟电阻逐渐减小,补偿作用增强,谐振峰幅值降至 2.1 dB。这一趋势表明,母线电容上并联的虚拟电阻值能够显著增强系统的有源阻尼效应,提升驱动系统的相位裕度与动态稳定性。补偿的虚拟阻尼功率可表示为

$$P_{damp} = u_{dc} \frac{\tilde{u}_{lc}}{R_{damp}} \quad (10)$$

式中: $\tilde{u}_{lc}$  为母线电压上的谐振电压; $1/R_{damp}$  为补偿谐振功率的增益。

谐振功率的准确计算依赖母线电压谐振信号  $\tilde{u}_{lc}$  的准确提取。传统方法采用高通滤波器从母线电压中提取,但会存在幅值改变和相位延迟。针对这一问题,需要基于系统状态方程推导母线电压谐波的表达式。

假设驱动系统功率因数为单位功率因数,暂时忽略电感带来的谐振影响,网侧电压和网侧电流同相位,在该条件下, $u_{dc}$  可表示为

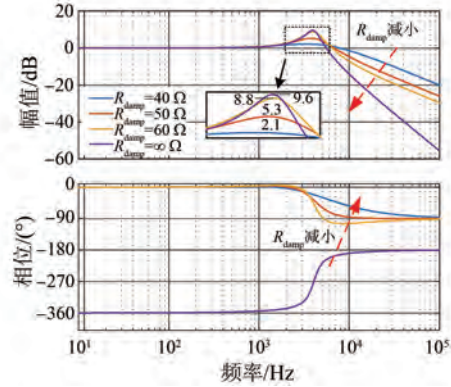


图 7 母线电容并联虚拟阻抗伯德图

Fig. 7 Bode diagram of bus capacitor with parallel virtual impedance

$$\begin{aligned} u_{dc} &= u_g - L_g \frac{di_g}{dt} + R_g i_g = \\ &= u_g - L_g I_g \omega_g \cos(\omega_g t + \varphi_g) + \\ &= R_g I_g \sin(\omega_g t + \varphi_g) = \\ &= (U_g + R_g I_g) \sin(\omega_g t + \varphi_g) - \\ &= L_g I_g \omega_g \cos(\omega_g t + \varphi_g) = \\ &= \sqrt{(U_g + I_g R_g)^2 + (I_g \omega_g L_g)^2} \times \\ &= \sin(\omega_g t + \varphi_g - \varphi_{dc}) \end{aligned} \quad (11)$$

式中: $\varphi_{dc}$  为理想情况下  $u_{dc}$  和  $|u_g|$  的相位差,其表达式为

$$\varphi_{dc} = \arctan \frac{I_g \omega_g L_g}{U_g - I_g R_g} \quad (12)$$

考虑到线路电阻  $R_g$  实际值较小,网侧电感  $L_g$  与网侧电流  $I_g$  的乘积远小于母线电压  $u_{dc}$  的幅值,因此  $u_{dc}$  的幅值仅略高于网侧电压  $u_g$  的幅值,相位略超前。

在实际电机驱动系统中,母线电压最低值受到反电势的钳位作用,电压、电流理想波形如图 8 所示。

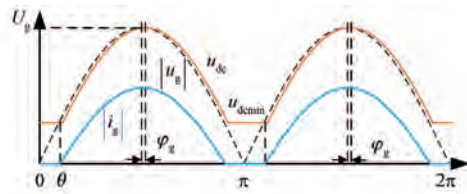


图 8 网侧电压、电流和母线电压理想波形

Fig. 8 Ideal waveforms of grid-side voltage, current, and bus voltage

$u_{dc}$  和  $u_g$  的压差相比谐振引起的电压波动和相位变化可忽略不计,谐振分量可直接定义为

$$\tilde{u}_{lc} = u_{dc} - |u_g| \quad (13)$$

由式(13)可知,采用电压差值的提取方式更为直接,且可以消除延时,计算简单。

已有研究<sup>[27-29]</sup>验证了电容并联虚拟阻尼抑制网侧 LC 谐振的有效性,但多聚焦于阻抗特性分析,涉及补偿阻尼功率与系统谐振功率的探讨较少。为探究谐振能量变化过程,需建立阻尼功率与谐振功率的内在联系。

## 2.2 虚拟阻抗与谐振功率的关系

在串联谐振状态下,系统内部的能量在电感与电容之间进行交换。在无电解电容驱动系统中,受电机负载特性影响,谐振功率的流动路径呈现出复杂的非线性特征。此时网侧电感上的谐振功率  $P_{lc}$  与母线电容上的谐振功率会与负载侧产生耦合,如图 9 所示。

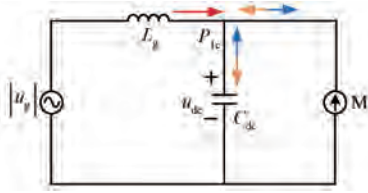


图 9 谐振功率流向等效模型

Fig. 9 Equivalent model of resonant power flow

为便于解析,假设负载处于稳定控制的理想条件,忽略较小的线路电阻,包含谐振扰动的母线电压的表达式为

$$u_{dc} = u_{dc}^* + \tilde{u}_{lc} \quad (14)$$

式中:  $u_{dc}^*$  为理想电压。

母线电容功率  $P_c$  可表示为

$$P_c = u_{dc} i_c = C_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} u_{dc} \quad (15)$$

将式(14)代入至式(15)中,可得:

$$P_c = C_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} u_{dc} = C_{dc} \left( \frac{du_{dc}^*}{dt} u_{dc}^* + \frac{d\tilde{u}_{lc}}{dt} u_{dc}^* + \frac{du_{dc}^*}{dt} \tilde{u}_{lc} + \frac{d\tilde{u}_{lc}}{dt} \tilde{u}_{lc} \right) \quad (16)$$

由式(16)可知,  $P_c$  主要由四部分组成,第一个部分为无谐振时的母线电容功率,后三部分为谐振引起的母线电容功率的变化。将式(16)中的第二项和第四项相加,可得:

$$P_c = C_{dc} \left( \frac{du_{dc}^*}{dt} u_{dc}^* + \frac{d\tilde{u}_{lc}}{dt} u_{dc}^* + \frac{du_{dc}^*}{dt} \tilde{u}_{lc} + \frac{d\tilde{u}_{lc}}{dt} \tilde{u}_{lc} \right) \quad (17)$$

由于理想母线电压变化率较小,且谐振电压相较于母线电压占比较小,故忽略式(17)中最后一项较小的谐振功率。母线电容虚拟阻抗能够有效抑制谐振的根本原因在于,其抵消了式(18)所示电容中的主要谐振功率。

$$P_{damp} = \frac{\tilde{u}_{lc}}{R_{damp}} u_{dc} = C_{dc} \frac{d\tilde{u}_{lc}}{dt} u_{dc} \quad (18)$$

综上,传统控制策略仅考虑了电容上的谐振功率,忽略了电感的影响。虽然电感谐振能量的表达式也可通过上述过程推导,但谐振功率的解析表达式包含多个微分环节。在实际数字控制系统中,微分运算误差较大,会降低系统的稳定性与鲁棒性,难以准确表示谐振功率。

因此,本文从控制周期内能量流向的角度进一步分析,赋予其更明确的物理意义。

## 3 改进的虚拟阻尼谐振抑制方法

### 3.1 谐振功率流向分析

SVPWM 的一扇区状态如图 10 所示。图 10 中,  $T_0$  为零矢量时间;  $T_1$ 、 $T_2$  为有效矢量时间;  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  为三相桥臂导通状态。

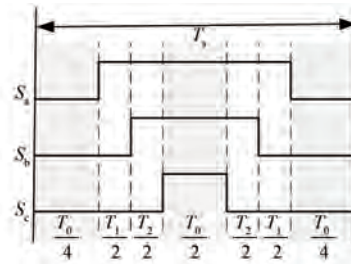


图 10 SVPWM 开关状态图

Fig. 10 SVPWM switching state diagram

控制周期内,功率流向有四种状态。状态一如图 11 所示,当网侧向逆变器侧提供功率时,母线电容向负载侧放电,母线电压降低;反之,母线电压升高。

状态二如图 12 所示,当网侧整流电流只能流向母线电容时,母线电压高于网侧电压,此时网侧电流为正,电流变化率为负。

状态三如图 13 所示,在逆变器处于有效矢量作用时间内且整流桥关断时,能量只在逆变器和负载侧进行交换。当母线电容向负载侧放电时,母线电压降低;反之,母线电压升高。

状态四为逆变器处于零矢量作用时间且整流

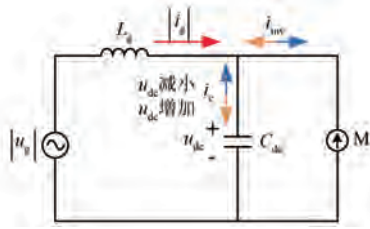


图 11 有效矢量作用时电流流向(整流桥导通)

Fig. 11 Current flow during active vector (rectifier bridge conducting)

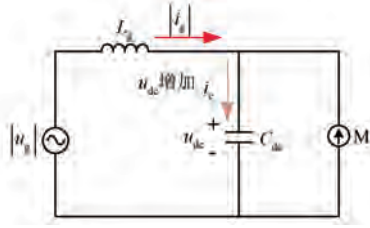


图 12 零矢量作用时电流流向(整流桥导通)

Fig. 12 Current flow during zero vector (rectifier bridge conducting)

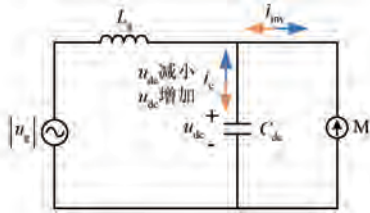


图 13 有效矢量作用时电流流向(整流桥关断)

Fig. 13 Current flow during active vector (rectifier bridge turned off)

桥关断,此时系统中电流为零。

在整流桥导通期间,零矢量作用时网侧总是向电容充电;有效矢量作用时,电容充放电由负载决定。因此,通过调节合成电压矢量的大小,可直接控制谐振功率。

### 3.2 谐振功率计算

在理想工况下,假设驱动系统的电压电流在一个周期内变化不大,控制周期为  $T_s$ ,注入系统的能量  $E$  可表示为

$$E = u_{dc} i_g T_s \quad (19)$$

根据 SVPWM 合成矢量的控制方式,注入逆变器侧的能量  $E_{inv}$  可表示为

$$E_{inv} = u_{dc} i_1 T_1 + u_{dc} i_2 T_2 \quad (20)$$

式中: $i_1$ 、 $i_2$  为有效矢量作用时的总线电流。

一个控制周期内,注入电容的能量  $E_c$  可表示为

$$E_c = E - E_{inv} =$$

$$u_{dc} i_g T_s - u_{dc} i_1 T_1 - u_{dc} i_2 T_2 \quad (21)$$

母线电容储存能量  $E_{ca}$  可表示为

$$E_{ca} = \frac{1}{2} C_{dc} u_{dc}^2 \quad (22)$$

一个控制周期内,注入母线电容的能量  $E_{c1}$  可表示为

$$E_{c1} = E_c = \Delta u_c \bar{i}_c T_s \quad (23)$$

式中: $\bar{i}_c$  为控制周期内流过电容的平均电流; $\Delta u_c$  为注入母线电容的能量引起的母线电压的变化。

母线电压每个周期的变化量与母线电容能量的变化密切相关,而控制能量变化的关键在于合成矢量的大小和电机负载所处状态。因此,调节母线电压的变化就是控制能量的流向。

理想情况下,母线电压会跟随电网电压变化,一个控制周期母线电压的变化  $\Delta u_c^*$  可表示为

$$\Delta u_c^* = U_g [\sin(\theta_g + T_s \omega_g) - \sin \theta_g] \quad (24)$$

式中: $\theta_g$  为网侧电压的相位。

理想母线电压变化需要的能量  $E_c^*$  可表示为

$$E_c^* = \Delta u_c^* (i_g - i_{inv}) T_s \quad (25)$$

式(21)表示驱动系统当前电压电流状态下注入母线电压的能量,式(25)表示谐振现象被抑制时理想母线电压所需的能量。若实际注入能量大于理想能量,母线电容电压会升高,反之则降低。将多余的谐振能量回馈至逆变器侧,从而达到控制谐振的目的。需要注入母线电压的能量  $\Delta E$  可表示为

$$\Delta E = E_c - E_c^* = u_{dc} i_g T_s - u_{dc} i_1 T_1 - u_{dc} i_2 T_2 - \Delta u_c^* (i_g - i_{inv}) T_s \quad (26)$$

控制周期内,额外能量的平均功率  $P_{damp1}$  可表示为

$$P_{damp1} = \frac{\Delta E}{T_s} = u_{dc} i_g - u_{dc} \bar{i}_{inv} - \Delta u_c^* \bar{i}_c \quad (27)$$

式中: $\bar{i}_{inv}$  为逆变器侧平均电流。

谐振能量在网侧电感和母线电容之间交换,网侧电感上的能量  $E_1$  可表示为

$$E_1 = (u_{dc} - u_g) i_g T_s \quad (28)$$

同理,加入理想电感能量后,网侧电感上的平均功率  $P_{damp2}$  可表示为

$$P_{damp2} = \frac{\Delta E_1}{T_s} = \frac{(u_{dc} - u_g) i_g T_s + \Delta u_c^* i_g T_s}{T_s} = (u_{dc} - u_g) i_g + \Delta u_c^* i_g \quad (29)$$

式中:  $\Delta E_l$  为实测电感能量与理想电感能量之差。

由式(27)和式(29)可知,总的阻尼功率可表示为

$$P_{\text{damp}} = P_{\text{damp1}} + P_{\text{damp2}} = u_{\text{dc}}(i_g - \tilde{i}_{\text{inv}}) + (u_{\text{dc}} - u_g)i_g + \Delta u_c^* \tilde{i}_{\text{inv}} \quad (30)$$

通过控制合成矢量的大小来控制母线电压的波动,即控制负载侧的输出功率。忽略较小的理想电压变化功率,补偿功率可表示为虚拟电阻的功率。 $R_{\text{damp1}}$ 、 $R_{\text{damp2}}$  为等效虚拟阻尼,其表达式为

$$\begin{cases} R_{\text{damp1}} = \frac{\tilde{u}_{\text{lc}}}{i_g} \\ R_{\text{damp2}} = \frac{u_{\text{dc}}}{\tilde{i}_{\text{lc}}} \end{cases} \quad (31)$$

补偿后的等效电路如图 14 所示。

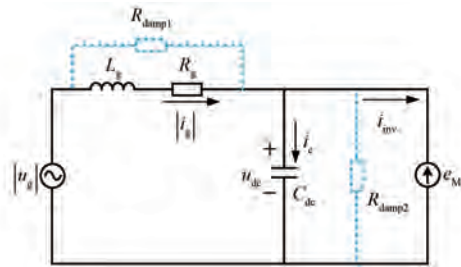


图 14 优化后虚拟阻尼等效电路

Fig. 14 Equivalent circuit of optimized virtual damping

对网侧电感和母线电容谐振功率补偿后,虚拟阻尼的控制框图如图 15 所示。图 15 中,提取谐振分量后,计算谐振功率  $P_{\text{damp1}}$  和  $P_{\text{damp2}}$ ,并将其转化为  $d$ 、 $q$  轴补偿电压叠加在电压给定信号上。增加等效抑制电感电容谐振的虚拟阻尼后,系统传递函数的表达式变为

$$\frac{\tilde{u}_{\text{dc}}}{|\tilde{u}_g|} = \frac{b}{a_2^* s^2 + a_1^* s + a_0^*} \quad (32)$$

$$\begin{cases} a_1^* = C_{\text{dc}} R_{\text{damp1}} R_g + L_g + L_g R_{\text{damp1}} \left( \frac{1}{R_{\text{damp2}}} - \frac{L_g P_{\text{inv}}}{u_{\text{dc}0}^2} \right) \\ a_0^* = R_{\text{damp1}} + R_g + R_{\text{damp1}} R_g \left( \frac{1}{R_{\text{damp2}}} - \frac{L_g P_{\text{inv}}}{u_{\text{dc}0}^2} \right) \\ a_2^* = L_g C_{\text{dc}} R_{\text{damp1}} \\ b = L_g s + R_g + R_{\text{damp1}} \end{cases} \quad (33)$$

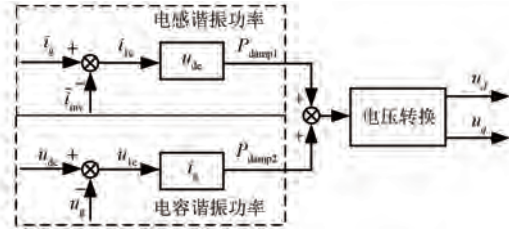


图 15 优化后虚拟阻尼等效框图

Fig. 15 Block diagram of equivalent circuit with optimized virtual damping

根据传递函数绘制优化后虚拟阻尼谐振抑制的伯德图,如图 16 所示。

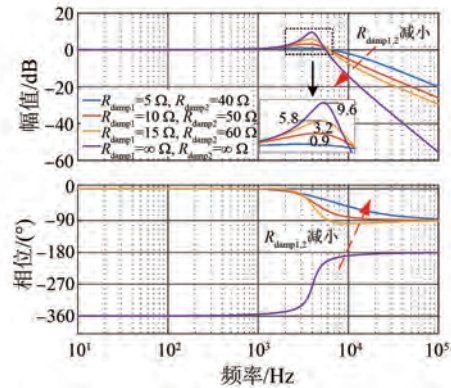


图 16 优化后虚拟阻尼伯德图

Fig. 16 Bode diagram of optimized virtual damping

由图 16 可知,随着并联虚拟电阻值逐渐减小,系统在谐振频率的增益从 9.6 dB 降至 0.9 dB。通过与传统母线电容并联虚拟阻抗策略进行对比分析,可知本文方法在谐振频率附近的增益衰减深度优于传统方法。优化后的策略能更准确消除谐振波动,表现出更强的谐振抑制效果。

## 4 阻尼功率补偿方法

现有的有源阻尼实现策略主要分为电流指令注入与电压指令注入两类。电压注入策略<sup>[15,26]</sup>直接对输出电压指令进行修正,具有更优异动态响应速度。

补偿电压  $\Delta u_{dq}$  与目标阻尼功率  $P_{\text{damp}}$  之间的数学关系为

$$P_{\text{damp}} = 1.5(\Delta u_d i_d + \Delta u_q i_q) \quad (34)$$

补偿电压  $\Delta u_{dq}$  方向如图 17 所示。图中,  $\theta_s$  为电压矢量  $u_s$  与电流矢量  $i_s$  的夹角。

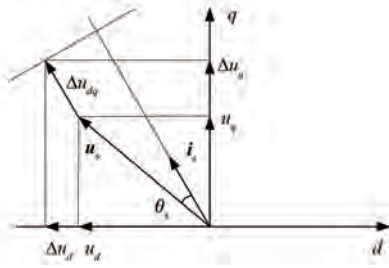


图 17 补偿电压方向

Fig. 17 Compensation voltage direction

根据矢量关系, 补偿功率为

$$P_{\text{damp}} = 1.5 |\Delta u_{dq}| |i_s| \cos \theta_s \quad (35)$$

为了使补偿电压对电机稳态运行的扰动降至最低,  $\cos \theta_s$  取 1, 即补偿电压矢量与定子电流矢量同向<sup>[26]</sup>,  $d, q$  轴电压矢量可表示为

$$\begin{cases} \Delta u_d = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_{\text{damp}} i_d}{i_d^2 + i_q^2} \\ \Delta u_q = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_{\text{damp}} i_q}{i_d^2 + i_q^2} \end{cases} \quad (36)$$

本文所提基于改进的虚拟阻尼谐振抑制控制策略框图如图 18 所示, 相较于传统方法, 增加了功率控制环节<sup>[26]</sup>。

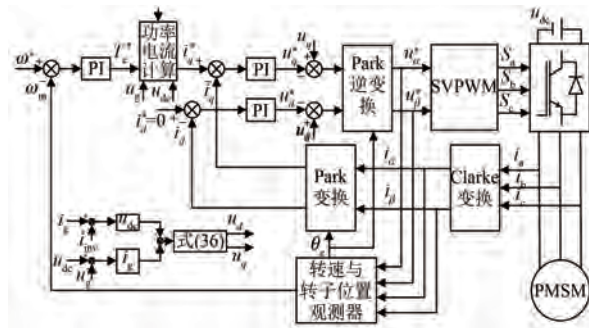


图 18 基于改进虚拟阻尼谐振抑制控制框图

Fig. 18 Control block diagram of resonant suppression based on improved virtual damping

## 5 试验分析

本文以永磁压缩机无电解电容试验平台为研究对象, 验证所提策略的有效性, 试验平台如图 19 所示, 其参数如表 1 所示。控制板使用基于 ARM M4 架构的 SPC2168 作为主控 MCU。母线薄膜电容为 20  $\mu\text{F}$ , 网侧电感为 3 mH, 电网电压为 220 V/50 Hz。

不同转速下网侧电压、母线电压和网侧电流波形如图 20 所示。图 20(a) 中, 在额定转速

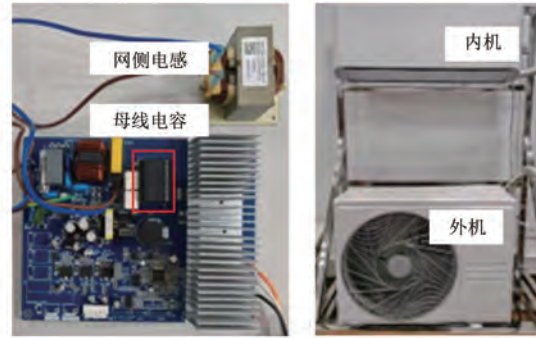


图 19 试验平台

Fig. 19 Experimental platform

3 600 r/min 下, 当 LC 谐振发生时, 母线电压和网侧电流畸变严重, 降低了电能质量。图 20(b) 采用传统母线电容并联虚拟阻抗策略抑制谐振后, 额定转速下母线电压和网侧电流的波形明显改善, 正弦度提升。但是由于补偿不够充分, 波形仍存在一定的波动。图 20(c) 采用本文所提改进虚拟阻抗谐振抑制策略后, 网侧电流的正弦度进一步提升, 电流的波动减小, 表明其对谐振功率的补偿更准确。图 20(d) 验证了所提策略在高转速工况下的有效性: 整流桥导通角增加, 正弦度提升, 谐振抑制效果较好。

表 1 驱动平台参数

Tab. 1 Drive platform parameters

参数名称	参数值
定子电阻 $R_s/\Omega$	0.81
直轴电感 $L_d/\text{mH}$	3.86
交轴电感 $L_q/\text{mH}$	5.77
极对数 $p$	4
永磁体磁链 $\psi_r/\text{Wb}$	0.072 7
额定转速/( $\text{r}\cdot\text{min}^{-1}$ )	3 600

不同工况下网侧电流快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 分析如图 21 所示, FFT 分析的基频为 50 Hz。

由图 21(a) 可知, 谐振主要产生 11 次 (1.02 A)、13 次谐波 (0.68 A), 导致网侧电流总谐波失真 (Total Harmonic Distortion, THD) 为 38.83%, 功率因数为 0.93。不采取谐振抑制时, 网侧电流谐波超过了 EN IEC 61000-3-2:2019/A2:2024《电磁兼容性 (EMC) 第 3-2 部分: 限值 谐波电流发射限值》的谐波标准, 不满足实际工程应用要求。

由图 21(b) 可知, 传统抑制策略 11 次谐波幅

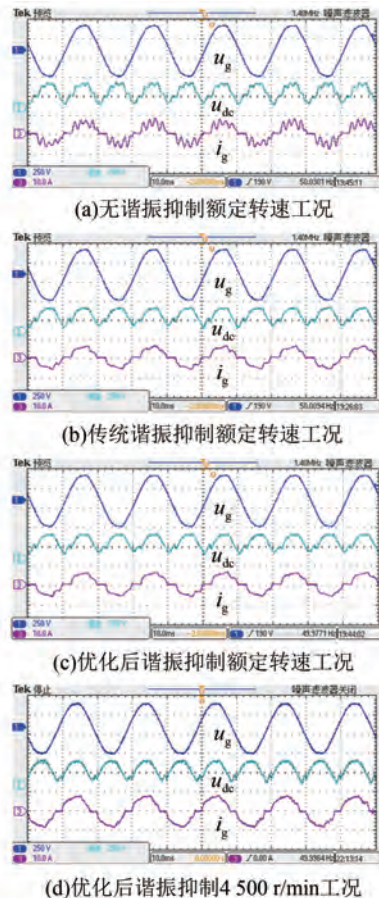


图 20 不同工况下网侧电压、母线电压和网侧电流波形

Fig. 20 Waveforms of grid-side voltage, bus voltage, and grid-side current under different operating conditions

值为 0.22 A, 13 次谐波幅值为 0.18 A, THD 改善为 24.21%, 功率因数为 0.98, 各次谐波基本满足 EN IEC 61000-3-2:2019/A2:2024 谐波标准。

由图 21(c) 可知, 采用改进的虚拟阻尼谐振抑制策略后, 11 次谐波幅值为 0.1 A, 13 次谐波幅值为 0.12 A, 网侧电流 THD 为 18.42%, 功率因数为 0.99, 满足 EN IEC 61000-3-2:2019/A2:2024 谐波标准。在高功率工况下, 该策略仍有较好的效果, 功率因数为 0.99, 网侧电流谐波 THD 为 16.08%, 满足工程应用要求。

## 6 结语

本文针对无电解电容 PMSM 驱动系统网侧 LC 引发的谐振问题, 深入分析了系统的阻抗特性与谐振能量流向机理, 并在此基础上提出一种基于虚拟阻尼功率控制的改进型谐振抑制策略。

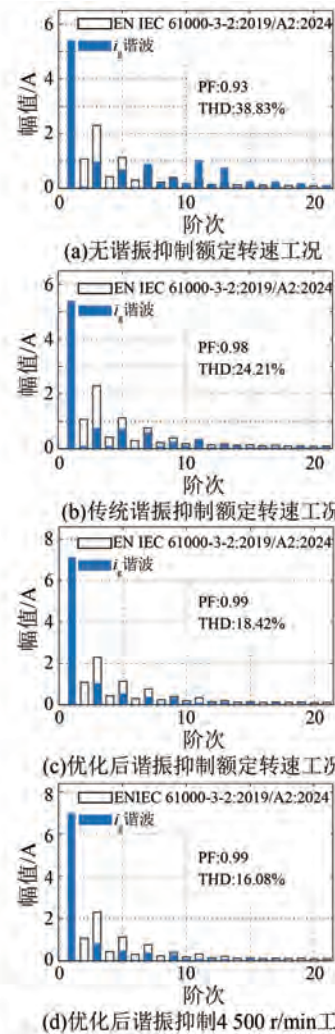


图 21 不同工况下网侧电流 FFT 分析

Fig. 21 FFT analysis of grid-side current under different operating conditions

本文基于能量守恒与 SVPWM 控制周期, 建立了涵盖网侧电感与母线电容的总谐振功率模型, 为更精准的谐振抑制提供了理论支撑。试验结果表明, 相较于传统虚拟阻尼方法, 本文所提策略在额定转速及高转速工况下均表现出更优异的控制性能: 在额定工况下, 网侧电流 THD 由 24.21% 降低至 18.42%, 功率因数提升至 0.99, 且谐振频段内谐波幅值显著下降, 满足 EN IEC 61000-3-2:2019/A2:2024 谐波标准, 为无电解电容驱动系统在低成本、高可靠性领域的工程应用提供了参考价值。

## 利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

### 作者贡献

胥顺进行了方案设计、内容总结与论文撰写, 储剑波参与了论文的审核与修改, 李涛提供了方案指导, 刘照旭、阮旭晨参与了试验测试。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, content summarization, and paper writing were conducted by Xu Shun. The paper review and modification were participated in by Chu Jianbo. The scheme guidance was provided by Li Tao. The experimental testing was carried out by Liu Zhaoxu and Ruan Xuchen. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

### 参考文献

- [ 1 ] 李耀华, 王自臣, 何雨颢, 等. 基于超螺旋滑模控制的永磁同步电机磁场定向控制研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(5): 527-539.  
Li Y H, Wang Z C, He Y X, et al. Field-oriented control of permanent magnet synchronous motor based on super-twisting sliding mode control [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2025, 52(5): 527-539.
- [ 2 ] 陈勇志, 张立嘉, 刘旭东. 基于时变扰动观测器的永磁同步电机预设性能滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(2): 148-158.  
Chen Y Z, Zhang L J, Liu X D. Preset performance sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on time-varying disturbance observer [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2025, 52(2): 148-158.
- [ 3 ] 李吉程, 王爱元, 王成敏, 等. 内置式永磁同步电机不同转子拓扑结构对电机性能的影响分析[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(2): 103-112.  
Li J C, Wang A Y, Wang C M, et al. Analysis of the influence of different rotor topology structures on the performance of interior permanent magnet synchronous motors [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(2): 103-112.
- [ 4 ] 雷子奇, 赵朝会, 顾萍萍, 等. 基于自适应增益的永磁同步电机转速环无模型滑模控制[J]. 电机

与控制应用, 2024, 51(12): 81-92.

- Lei Z Q, Zhao C H, Gu P P, et al. Model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor speed loop based on adaptive gain [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(12): 81-92.
- [ 5 ] 刘照旭, 储剑波, 李超, 等. 基于改进型极值搜索算法的压缩机转速脉动抑制方法[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(11): 1148-1159.  
Liu Z X, Chu J B, Li C, et al. A speed ripple suppression method for compressors based on improved extremum seeking algorithm [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2025, 52(11): 1148-1159.
- [ 6 ] 林通, 江平, 姚佳. 一种基于耦合电感的零电流纹波功率因数校正变换器[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18): 4732-4744.  
Lin T, Jiang P, Yao J. A zero current ripple tapped inductor power factor correction converter [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2022, 37(18): 4732-4744.
- [ 7 ] 刘莉飞, 马颖涛, 柴建云, 等. 串联单相 PFC 整流单元对在永磁直驱风力发电系统中的应用[J]. 电机与控制应用, 2009, 36(6): 10-13.  
Liu L F, Ma Y T, Chai J Y, et al. Cascaded single phase PFC rectifier pair for permanent magnet direct drive wind generation system [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2009, 36(6): 10-13.
- [ 8 ] 范凌云, 乔志伟, 唐雪瑾. 常用电容器寿命研究[J]. 日用电器, 2021(7): 34-38+48.  
Fan L Y, Qiao Z W, Tang X J. Research on capacitor life of common circuits [J]. *Electrical Appliances*, 2021(7): 34-38+48.
- [ 9 ] Baburajan S, Wang H R, Mandrile F, et al. Design of common DC-link capacitor in multiple-drive system based on reduced DC-link current harmonics modulation [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(8): 9703-9717.
- [ 10 ] Valentine N, Azarian M H, Pecht M. Metallized film capacitors used for EMI filtering: A reliability review [J]. *Microelectronics Reliability*, 2019, 92: 123-135.
- [ 11 ] 潘启军, 黄垂兵, 邓晨, 等. 电解电容与薄膜电容的对比分析[J]. 海军工程大学学报, 2014(2): 5-9.  
Pan Q J, Huang C B, Deng C, et al. Comparative

- analysis of electrolytic capacitor and thin film capacitor [J]. *Journal of Naval University of Engineering*, 2014(2): 5-9.
- [12] 白采玉, 许鹏, 孙权, 等. 基于空调实际运行状态下的电解电容寿命预测模型研究[J]. *家电科技*, 2026, 1(1): 110-115.  
Bai C Y, Xu P, Sun Q, et al. Research on the electrolytic capacitor life prediction model based on the actual operating state of air conditioning [J]. *Journal of Appliance Science & Technology*, 2026, 1(1): 110-115.
- [13] 高军, 黄道平, 卢家锋. 基于触发模式的 Buck 电路输出电容 ESR 在线监测方法[J]. *电子技术应用*, 2019, 45(2): 120-123+128.  
Gao J, Huang D P, Lu J F. Trigger based online monitor for buck converter output capacitor's ESR [J]. *Application of Electronic Technique*, 2019, 45(2): 120-123+128.
- [14] 黄松涛. 并网逆变器谐波抑制方法研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2023.  
Huang S T. Research on harmonic suppression method of grid-connected inverter [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2023.
- [15] 陈鼎新. 无电解电容永磁同步电机驱动系统控制策略研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2022.  
Chen D X. Research on control strategy of electrolytic capacitor-less permanent magnet synchronous motor drive system [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2022.
- [16] 赵楠楠, 王高林, 徐殿国. 永磁电机无电解电容驱动系统研究综述[J]. *中国科学(技术科学)*, 2020, 50(7): 863-875.  
Zhao N N, Wang G L, Xu D G. Review of electrolytic capacitor-less PMSM drives [J]. *Scientia Sinica Technologica*, 2020, 50(7): 863-875.
- [17] 杨亚刚. 基于 LC 滤波电路的逆变器研究与设计[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2021.  
Yang Y G. Research and design of inverter based on LC filter circuit [D]. Xi'an: Xidian University, 2021.
- [18] 郑长明, 董莹莹, 肖子语, 等. 基于虚拟电阻有源阻尼的 LC 滤波型永磁同步电机系统预测电流控制[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(22): 6059-6069.  
Zheng C M, Dong X X, Xiao Z Y, et al. Virtual
- resistance active damping based predictive current control of LC-filtered permanent magnet synchronous motor system [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(22): 6059-6069.
- [19] Cespedes M, Xing L, Sun J, et al. Constant-power load system stabilization by passive damping [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, 26(7): 1832-1836.
- [20] Shin H, Choi H G, Ha J I. DC-link shunt compensator for three-phase system with small DC-link capacitor [C]// 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE, Asia, Seoul, Korea (South), 2015: 33-39.
- [21] Emadi A, Khaligh A, Rivetta C H, et al. Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: Definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2006, 55(4): 1112-1125.
- [22] 张旭辉, 温旭辉, 赵峰. 抵消恒功率负载负阻抗特性影响的双向 Buck/Boost 变换器控制策略[J]. *电工技术学报*, 2013, 28(11): 195-201+208.  
Zhang X H, Wen X H, Zhao F. The control scheme counteracting negative impedance of constant power load for bi-directional Buck/Boost converter [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2013, 28(11): 195-201+208.
- [23] Xiao X, Zhang S B, Ding Y S, et al. Control method of PMSM driving system with small DC-link capacitor [C]// 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Cincinnati, OH, USA, 2017: 1925-1931.
- [24] 霍军亚, 王高林, 赵楠楠, 等. 无电解电容电机驱动系统谐振抑制控制策略[J]. *电工技术学报*, 2018, 33(24): 5641-5648.  
Huo J Y, Wang G L, Zhao N N, et al. Resonance suppression control strategy of electrolytic capacitor-less motor drives [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2018, 33(24): 5641-5648.
- [25] 丁大尉. 永磁电机无电解电容驱动系统谐波抑制及稳定运行技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2021.  
Ding D W. Research on harmonic suppression and stable operation technology for electrolytic capacitor-

- less PMSM drives [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2021.
- [26] 赵楠楠. 空调永磁压缩机无电解电容驱动控制技术[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2019.
- Zhao N N. Research on electrolytic capacitor-less permanent magnet compressor drives for air-conditioner applications [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2019.
- [27] 宋欣达, 郑世强. 基于虚拟阻尼补偿的恒功率负载系统控制方法[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(8): 1-9.
- Song X D, Zheng S Q. Constant power loads system control scheme based on the virtual damping compensation [J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(8): 1-9.
- [28] 李海春. 无电解电容空调永磁压缩机驱动系统控制策略研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2022.
- Li H C. Research on control strategy for electrolytic capacitor-less permanent magnet compressor drive system [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2022.
- [29] 尹泉, 李海春, 罗慧, 等. 无电解电容永磁同步电机驱动系统谐振抑制[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2021, 49(6): 1-6.
- Yin Q, Li H C, Luo H, et al. Resonance suppression for electrolytic capacitor-less IPMSM drive system [J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2021, 49(6): 1-6.

---

收稿日期:2026-01-21

收到修改稿日期:2026-02-03

作者简介:

胥 顺(2001—),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机控制,xushun1152@163.com;

\* 通信作者:储剑波(1972—),男,博士,副教授,研究方向为电力电子与电力传动、永磁同步电机/异步电机控制,yubo\_chu@nuaa.edu.cn。