

研究论文

基于拍频幅值重构的无电解电容电机驱动系统机侧电流谐波抑制策略

高润峰, 丁大尉*, 王高林, 张国强, 徐殿国

摘要 无电解电容永磁同步电机驱动系统凭借高功率密度、高可靠性的显著优势, 广泛应用于交通、家电等工业场合, 在航空航天等高端装备领域应用前景广阔。但母线电容降低导致 $d-q$ 轴电流存在耦合现象, 导致拍频电流幅值难以直接提取, 限制了基于单一轴系的传统拍频抑制策略的性能。为了实现拍频电流的直接控制, 提出了一种基于拍频幅值重构的阻抗重塑策略, 可以消除 $d-q$ 轴谐波耦合对拍频抑制的影响。通过在弱磁条件下的阻抗模型分析拍频幅值和电流电压谐波的关系, 在此基础上结合 $d-q$ 轴电机电流的平均值和电压的谐波提取拍频电流的幅值, 在 $d-q$ 轴电流谐波耦合的条件下保持准确性。通过对拍频幅值的闭环控制, 增强对电机转速和转矩的适应性。控制环路的输出为电流矢量的调节角度, 用于重塑拍频幅值与整流电压之间的阻抗关系。实验结果表明, 该策略能将电机电流的拍频幅值抑制到 20% 以下, 解决机侧振荡难以抑制的科学问题。

关键词 永磁同步电机; 无电解电容; 拍频包络幅值; 谐波抑制; 阻抗重塑

永磁同步电机驱动系统具有结构简单、功率密度高、调速性能好、控制方便等优点, 广泛应用于交通、家电等工业场合。电机驱动器一般为交-直-交结构, 大容量铝电解电容常用于直流侧, 用于稳定母线电压。然而, 铝电解电容不仅体积大, 也是逆变器故障的主要原因。据统计, 超过 60% 的驱动器故障是由电解电容器引起的^[1-2]。因此, 系统可靠性成为传统大容量电解电容驱动器的主要问题^[3]。如今, 在直流母线中使用受温度影响小的薄膜电容可以增加系统运行寿命, 同时母线电容容值的降低也可以提升系统的功率密度。此外, 由于不控整流桥二极管导通角的增加, 输入电流的总谐波失真更低。无电解电容驱动已

成为电机驱动系统领域的重要发展方向之一^[4-5]。

尽管无电解电容驱动系统具有运行寿命长、功率密度高和可靠性高等吸引人的特点, 但在控制方面面临着巨大的挑战, 主要分为 2 个方面: 电网侧和电机侧的性能衰减^[6-7]。由于母线电容容值的减小, 母线的储能能力降低, 电网和母线侧之间的能量相互作用增强, 导致母线电压和网侧电流出现额外谐波。网侧电流中总谐波失真的增加也降低了功率因数。机侧的性能问题主要包括拍频现象、电机电流失真、额外的高频噪声和功率损耗^[8]。矢量控制下的驱动系统可以看作是一个恒功率负载, 它增强了电机和母线侧之间的耦合。母线电压的周期性波动会给电机电流引入谐波, 从而增加运行噪声和电机电流谐波。谐波和基波电流的相互作用产生低频包络, 即所谓的拍频现象^[9]。

哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院, 哈尔滨 150001

收稿日期: 2025-09-01; 修回日期: 2025-11-27

基金项目: 国家自然科学基金项目(52577042, 52207042, 52125701); 中国科协青年人才托举工程(2023QNRC001)

作者简介: 高润峰, 博士研究生, 研究方向为无电解电容永磁同步电机驱动系统的先进控制策略, 电子信箱: 1160800915@stu.hit.edu.cn; 丁大尉(通信作者), 副教授, 研究方向为先进电机驱动控制技术, 电子信箱: dingdawei@hit.edu.cn

引用格式: 高润峰, 丁大尉, 王高林, 等. 基于拍频幅值重构的无电解电容电机驱动系统机侧电流谐波抑制策略[J]. 科技导报, 2026, 44(1): 116-131; doi:10.3981/j.issn.1000-7857.2025.09.00003

拍频现象是电力电子领域的一个热点问题。低频包络主要由驱动系统机侧电流额外谐波的激励。母线电压的周期性波动会向机侧电流引入谐波,其与基波电流的相互作用产生了低频电流包络。一般来说,这种拍频现象的抑制方法可分为2类:硬件拓扑方法和软件算法方法。硬件方法通过改变驱动器的拓扑结构,对系统参数和工况变化具有鲁棒性。文献[10]在母线电容两端并联一个额外的谐振滤波器,通过吸收脉动功率来减少拍频分量。然而,LC谐振频率是固定的,导致该方法无法适应拍频频率的变化。文献[11]在驱动拓扑中增加了模拟乘法器和触发器来调节调制信号,通过消除空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)误差减少了拍频干扰^[11]。然而,该方法导致逆变器电流的谐波增加,进一步降低了系统的稳定性。在矩阵变换器的基础上,通过施加一种基于电流指令调节的拍频抑制策略,通过使桥臂中储存的能量在正负周期间保持平衡实现,也能提供网侧功率因数^[12]。然而,上述方法是通过添加额外设备来实现,导致系统体积和成本增加^[13]。

对于软件算法方法,也可分为调制改进和阻抗重塑2类。第1种类型是通过直接调整调制变量来实现,例如开关频率^[14-15]。文献[16]提出了一种基于在小范围内修改载波频率或调制波频率的控制策略,但该策略不适用于开关频率为几千赫兹的驱动系统。通过调节SVPWM参考电压,消除了母线电压和占空比之间的相互作用^[17]。然而,上述策略仅考虑了SVPWM更新误差引入的拍频问题^[18-19]。第2种类型可以通过调整阻抗特征来减小低频包络。文献[20]构建了包含拍频电流信息的阻抗模型,并提出了一种基于陷波滤波器的抑制策略。该策略将负载近似为阻性负载,说明当应用于感性负载时,控制效果将降低。文献[21]通过分析 $d-q$ 轴电压-电流模型,提出了一种基于电压相位调节的阻抗重塑方法。当 d 轴电流的参考值设置为0时,通过调节 q 轴电流谐波可实现拍频的直接抑制。为了提高效率或扩大工作范围,弱磁控制或最大转矩电流比控制应用于矢量控制中。此时, d 轴电流给定被设置为负值,导致拍频电流幅值中 $d-q$ 轴电流存在耦合现象,此时拍频幅值难以通过电机电流直接表征。母线电压脉动直接参与了 d 轴电流的生成,导致拍频现象进一步恶化,仅通过控制单轴电流

谐波难以抑制拍频^[22-23]。

本文的控制对象为高可靠性的无电解电容驱动系统,研究的问题为系统机侧由于母线电容容值减小带来的拍频问题,以提升机侧运行性能为目标。研究了一种基于拍频幅度闭环的阻抗重塑策略。基于相电流谐波和 $d-q$ 轴电流的模型,分析了拍频包络幅值中 $d-q$ 轴电流谐波、电压谐波之间的耦合关系,阐明传统方法通过控制单一轴系的电流谐波对拍频抑制的局限性,进一步揭示了拍频电流幅值提取的必要性。利用 $d-q$ 轴电机电流的平均值和 $d-q$ 轴电压的谐波重构拍频包络的幅值,可以实现对拍频幅值中 $d-q$ 轴电流谐波的解耦。通过拍频幅值闭环调节电流矢量角,以重塑系统阻抗。与传统的拍频抑制策略相比,所提出的阻抗重塑方法通过提取拍频幅值实现对拍频包络的直接抑制,可以实现 $d-q$ 轴电流谐波耦合情况下,有效抑制电机电流拍频现象。现有抑制拍频方法的特点如表1所示。与传统无拍频策略相比,所提出的阻抗重塑方法的新颖性体现在:(1)分析了拍频包络幅值中 $d-q$ 轴电流谐波、电压谐波之间的耦合关系;(2)通过提取拍频包络的特征信号,可直接抑制电流拍频现象;(3)无论是否存在 $d-q$ 轴电流谐波耦合,控制策略均可保持有效性。

表 1 拍频抑制策略的特点

拍频抑制策略	优点	缺点
拓扑改进方法	算法简单	成本升高
现存软件方法	成本降低	难以抑制 $d-q$ 轴耦合条件下的拍频
所提出的方法	成本降低,有效抑制 $d-q$ 轴耦合条件下的拍频	计算负担增加

1 无电解电容驱动系统的拍频分析

1.1 耦合条件下拍频电流特征分析

三相无电解电容驱动系统的拓扑结构如图1所示。由于薄膜电容容值较低,驱动系统母线侧的储能降低。母线电压 u_{dc} 无法保持定值,其表达式见式(1)。母线电压谐波将向机侧电流引入额外的谐波,与基波分量之间的相互作用导致了拍频。

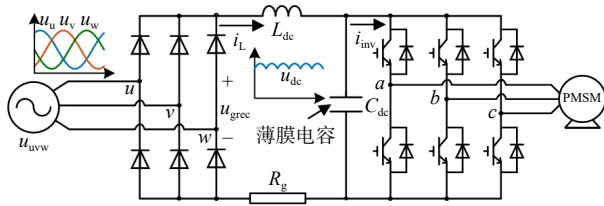


图1 三相无电解电容驱动系统拓扑

$$u_{dc} = U_{dc0} + \sum_{k=1}^{\infty} U_{dk} \sin(6k\omega_g t + \varphi_k) \quad (1)$$

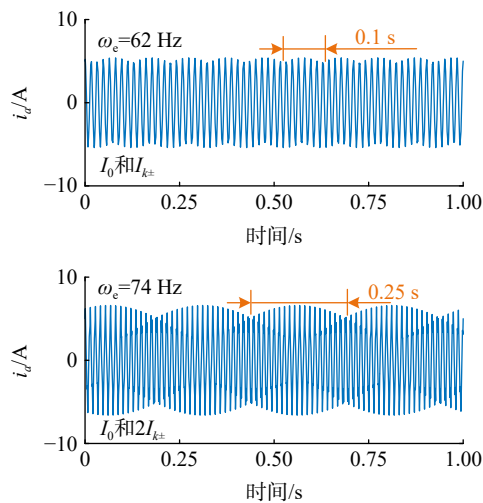
式中, U_{dc0} 、 U_{dk} 和 φ_k 分别为母线电压的直流量以及 $6k\omega_g$ 谐波的幅值和相位, ω_g 为网侧电压频率, t 为时间, 零时刻为软件算法执行的时间。

根据文献[18], 受母线电压波动影响的 a 相电流 i_a 为

$$i_a = \sum_{k=1}^{\infty} (i_{ak-} + i_{ak+}) + i_{a0} = \sum_{k=1}^{\infty} \{ I_{k-} \sin[(6k\omega_g - \omega_e)t + \varphi_{k-}] + I_{k+} \sin[(6k\omega_g + \omega_e)t + \varphi_{k+}] \} + I_0 \sin(\omega_e t + \varphi_e) \quad (2)$$

式中, i_{a0} 为 a 相电流的基波, I_0 、 ω_e 和 φ_e 分别为基波的幅值、频率和相位, i_{ak-} 、 i_{ak+} 分别为频率为 $\omega_e - 6k\omega_g$ 和 $\omega_e + 6k\omega_g$ 的谐波, $I_{k\pm}$ 、 $\varphi_{k\pm}$ 分别为谐波的幅值和相位。

根据文献[20], 拍频现象主要表现为信号极值的低频包络。通过研究电机电流极大值 $i_{a,\max}$ 和基波极大值 I_0 的差值, 可以得到拍频电流幅值的表达式(忽略电流谐波 $i_{ak\pm}$ 引起极大值时刻的偏差, $N=0, 1, 2, \dots$)

(a) 不同 ω_e 下的相电流波形

$$\begin{aligned} i_{a,\max} - I_0 &= \sum_{k=1}^{\infty} [I_{k+} \cos(12k\pi N\omega_g/\omega_e + \varphi_{hk} - \varphi_e + \varphi_{k+}) - \\ &\quad I_{k-} \cos(12k\pi N\omega_g/\omega_e + \varphi_{hk} + \varphi_e + \varphi_{k-})] \\ &= \sum_{k=1}^{\infty} I_{bk} \sin(2k\pi N\omega_{bk}/\omega_e + \varphi_{bk} + \varphi_{hk}) \quad (3) \end{aligned}$$

式中, I_{bk} 、 ω_{bk} 和 φ_{bk} 分别为相电流包络的幅值、频率和相位, φ_{hk} 为 $3k\pi\omega_g/\omega_e - 6k\pi\omega_g/\omega_e$ 。

根据式(2)和式(3), 拍频包络和机侧电流谐波的关系可以表示为

$$\begin{aligned} I_{bk} e^{j(\varphi_{bk} - \varphi_{hk})} &= j(I_{k+} e^{j(\varphi_{k+} - \varphi_e)} - I_{k-} e^{j(\varphi_{k-} + \varphi_e)}) \\ \omega_{bk} &= \omega_e [6k\omega_g/\omega_e - R(6k\omega_g/\omega_e)] \quad (4) \end{aligned}$$

式中, $R(\cdot)$ 为将输入四舍五入到最靠近整数的函数。

根据式(4), 当基波频率为 $6k\omega_g$ 的公因数时, $\omega_{bk}=0$, 说明在类似 $\omega_e = \omega_g$ 的情况下 $i_{ak\pm}$ 没有产生拍频。对比式(2)和式(4), 机侧电流不包括频率为 ω_{bk} 的谐波, 因此拍频现象无法通过快速傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT) 分析得到。不同基波频率下的相电流波形如图2(a)所示。如果电网频率 $\omega_g = 50$ Hz, 则当基频 ω_e 设置为 62 Hz 时, 拍频频率为 10 Hz。同样, 当基频设置为 74 Hz 时, 拍频频率为 4 Hz。随着谐波幅值的增加, 拍频现象恶化。假设相电流谐波相位 $\varphi_{1\pm}$ 为定值, 不同 $\omega_e \pm 6\omega_g$ 频率的谐波幅值和基波相位 φ_e 下的拍频幅值如图2(b)所示。拍频幅值随着基波相位呈周期性变化, 根据式(4), 拍频现象消除 ($I_{bk}=0$) 的条件为

$$I_{k-} = I_{k+}, \quad 2\varphi_e = k\pi + \pi/2 + \varphi_{k-} + \varphi_{k+} \quad (5)$$

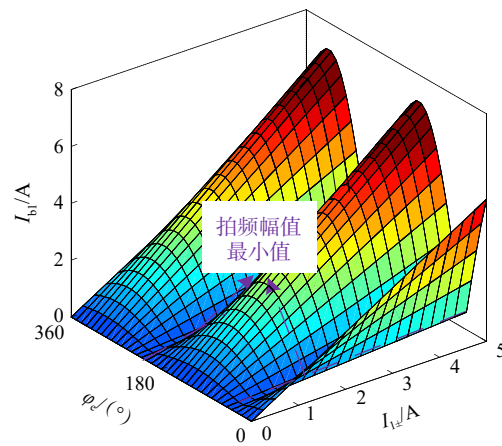
(b) 不同 $I_{1\pm}$ 和 φ_e 下的拍频幅值

图2 拍频电流与相电流谐波的关系

根据式(4), I_{bk} 不仅与 $I_{k\pm}$ 和 $\varphi_{k\pm}$ 有关, 还和基波相位 φ_e 有关。因此, 不能通过直接从相电流中提取谐波来获得 I_{bk} 。同时, 根据式(2), $i_{ak\pm}$ 的频率随着电机转速的变化而变化, 进一步增加了提取拍频包络幅值的难度。 d - q 轴电流 i_{dq} 可以看作是由频率为 $6k\omega_g$ 的谐波和直流量组成的模型。因此, I_{bk} 可以通过 d - q 轴电流来表征

$$\begin{cases} i_d = I_{d0} + \sum_{k=1}^{\infty} i_{dk} = I_0 \sin \varphi_e + \sum_{k=1}^{\infty} I_{dk} \sin(6k\omega_g t + \varphi_{dk}) \\ i_q = I_{q0} + \sum_{k=1}^{\infty} i_{qk} = -I_0 \cos \varphi_e + \sum_{k=1}^{\infty} I_{qk} \sin(6k\omega_g t + \varphi_{qk}) \end{cases} \quad (6)$$

式中, I_{d0} 、 i_{dqk} 分别为 i_{dq} 的直流量和 $6k\omega_g$ 谐波, I_{dqk} 、 φ_{dqk} 分别为谐波的幅值和相位。

根据 Clarke 与 Park 变换, 相电流谐波幅值 $I_{k\pm}$ 与 d - q 轴电流谐波的关系为

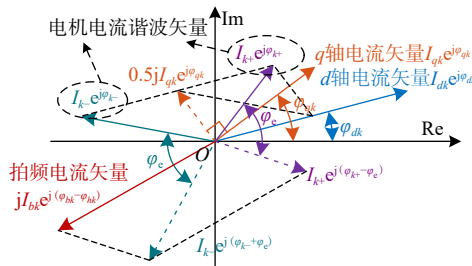
$$\begin{aligned} i_{ak\pm} &= I_{k\pm} \sin[(6k\omega_g \pm \omega_e)t + \varphi_{k\pm}] \\ &= 0.5\{I_{dk} \sin[(6k\omega_g \pm \omega_e)t + \varphi_{dk}] \pm \\ &\quad I_{qk} \cos[(6k\omega_g \pm \omega_e)t + \varphi_{qk}]\} \end{aligned} \quad (7)$$

根据式(7), 可得

$$\begin{cases} I_{k\pm} \sin(6k\omega_g t + \varphi_{k\pm}) = 0.5\{I_{dk} \sin(6k\omega_g t + \varphi_{dk}) \pm \\ \quad I_{qk} \cos[(6k\omega_g \pm \omega_e)t + \varphi_{qk}]\} \\ I_{k\pm} \cos(6k\omega_g t + \varphi_{k\pm}) = 0.5\{I_{dk} \cos(6k\omega_g t + \varphi_{dk}) \mp \\ \quad I_{qk} \sin[(6k\omega_g \pm \omega_e)t + \varphi_{qk}]\} \\ I_{k\pm} e^{j\varphi_{k\pm}} = 0.5(I_{dk} e^{j\varphi_{dk}} \pm jI_{qk} e^{j\varphi_{qk}}) \end{cases} \quad (8)$$

式(3)可以近似为以 $2\pi/\omega_e$ 为采样时间的离散信号, 其在连续域的表达式为

$$\begin{aligned} I_{bk} \sin(6k\omega_g t + \varphi_{bk}) &= I_{k+} \cos(6k\omega_g t + \varphi_{k+} - \varphi_e) - \\ I_{k-} \cos(6k\omega_g t + \varphi_{k-} - \varphi_e) &= \cos \varphi_e I_{k+} \cos(6k\omega_g t + \varphi_{k+}) + \\ \sin \varphi_e I_{k+} \sin(6k\omega_g t + \varphi_{k+}) - \cos \varphi_e I_{k-} \cos(6k\omega_g t + \varphi_{k-}) + \\ \sin \varphi_e I_{k-} \sin(6k\omega_g t + \varphi_{k-}) \end{aligned} \quad (9)$$



(a) 矢量关系图

根据式(4)和式(8)中的矢量关系式, 拍频电流与电机电流谐波的矢量关系图如图3(a)所示。可以看出, d - q 轴电流谐波矢量和拍频电流的矢量为 $I_{dk} e^{j\varphi_{dk}}$ 和 $I_{qk} e^{j\varphi_{qk}}$ 。将式(8)分别代入式(4)和式(9), 拍频的幅值 I_{bk} 和相位 φ_{bk} 与 d - q 轴电流谐波间的关系为

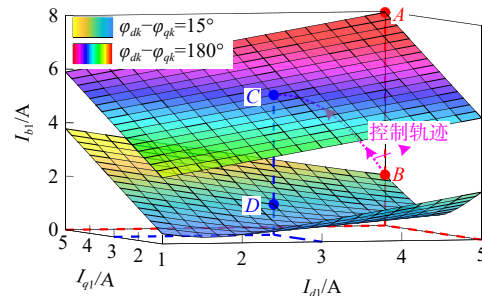
$$\begin{aligned} I_{bk} e^{j\varphi_{bk}} &= \sin \varphi_e I_{dk} e^{j\varphi_{dk}} - \cos \varphi_e I_{qk} e^{j\varphi_{qk}}, \\ I_{bk} \sin(6k\omega_g t + \varphi_{bk}) &= \sin \varphi_e i_{dk} - \cos \varphi_e i_{qk} \end{aligned} \quad (10)$$

根据式(10), I_{bk} 由 d - q 轴上的谐波电流的振幅和相位确定。随着 $\varphi_{dk}-\varphi_{qk}$ 的变化, I_{bk} 与 I_{dk} 和 I_{qk} 之间的关系如图3(b)所示。在 $i_d=0$ 控制下, 拍频幅值等于 q 轴电流谐波的幅值。如果仅抑制 q 轴电流谐波的幅值, 如图4(a)中的传统解决方案, 则拍频可以被抑制。但在弱磁和最大转矩电流比控制下, 拍频幅值中 d - q 轴电流存在耦合, 如果仅抑制电流谐波的幅值, 则 I_{bk} 可能由于相位差 $\varphi_{dk}-\varphi_{qk}$ 的变化而不会被抑制。假设未施加和施加传统策略的点分别为 B 和 C , 点线显示了 I_{b1} 的控制轨迹。其中点 B 对应的 d - q 轴电流谐波幅值 I_{d1} 和 I_{q1} 为 5 A, 谐波相位差 $\varphi_{d1}-\varphi_{q1}$ 为 45° , 点 C 对应的 I_{d1} 和 I_{q1} 为 3 A, $\varphi_{d1}-\varphi_{q1}$ 为 180° , 对应的相电流的波形分别如图4(b)、(c)所示。结合式(10), 对应的拍频幅值 I_{b1} 分别为 3.8 A 和 5.2 A。 I_{d1} 和 I_{q1} 从 5 A 抑制到 3 A。然而, 控制策略使 $\varphi_{dk}-\varphi_{qk}$ 从 45° 变化为 180° , 使 I_{b1} 从 3.8 A 增加到 5.2 A, 拍频现象恶化。因此, 仅通过控制 d 轴或 q 轴上的电流谐波来抑制拍频无法在电流耦合的条件下保持效果。

1.2 弱磁条件下驱动系统阻抗建模

为了准确分析谐波耦合对拍频幅值的影响, 建立弱磁控制下驱动系统的阻抗模型(图5)。无电解电容驱动系统可看作是由 LC 链路和逆变器侧组成的级联系统。系统输入是整流电压 u_{grec} , 输出是拍频幅值 I_{bk} 。

u_{grec} 主要由网侧决定。因此, 拍频抑制可以通过



(b) d - q 轴相位差变化对拍频幅值的影响

图3 拍频电流与 d - q 轴电流谐波的关系

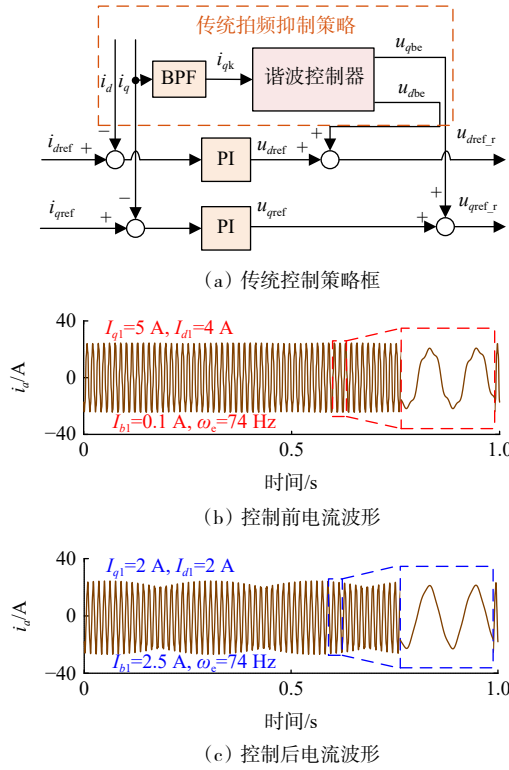


图4 传统拍频抑制策略的局限性

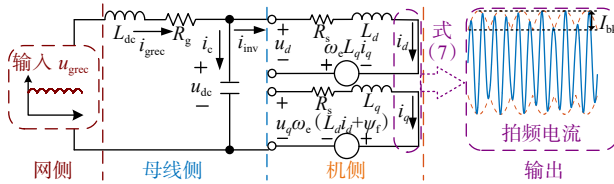


图5 无电解电容驱动系统模型

重塑系统输入 u_{grec} 和输出 I_{bk} 的阻抗关系实现, 控制性能可以通过分析 $I_{\text{bk}}/\Delta u_{\text{grec}}$ 验证。 Δu_{grec} 为整流电压的小信号。电压平方闭环弱磁控制具备更高的动态性能, d 轴电流给定 i_{dref} 可以表示为^[24]

$$i_{\text{dref}} = \mathbf{G}_f (K_{\text{dc}} u_{\text{dc}_s}^2 - |u_{\text{sref}}|^2) \quad (11)$$

式中, K_{dc} 、 $\mathbf{G}_f$ 分别为弱磁增益和控制器传递函数, u_{dc_s} 、 $|u_{\text{sref}}|$ 分别为母线电压的采样值和电压矢量给定的幅值。

由于母线电压中存在母线谐波, d 轴电流给定小信号 Δi_{dref} 可以表示为

$$\Delta i_{\text{dref}} = 2\mathbf{G}_v [K_{\text{dc}} U_{\text{dc}0} e^{-0.5sT_s} \Delta u_{\text{dc}} - (U_{\text{dref}0} \Delta u_{\text{dref}} + U_{\text{qref}0} \Delta u_{\text{qref}})] \quad (12)$$

式中, $\mathbf{G}_v$ 为弱磁控制器的传递函数, Δu_{dc} 、 $\Delta u_{\text{d,qref}}$ 分别为母线电压和 d - q 轴电压给定的小信号, T_s 、 $U_{\text{d,qref}0}$ 分别为开关周期和 d - q 轴电压给定的直流量。

根据式(12), 弱磁控制在 d 轴参考电流中引入了

额外谐波, 这在矢量控制中是不可忽略的。因此, d - q 轴电压的小信号 $\Delta u_{\text{d,qref}}$ 和 Δi_{dref} 的关系可以表示为

$$\mathbf{G}_d \Delta i_{\text{dref}} = 2e^{-0.5sT_s} \mathbf{G}_{\text{dc}} [K_{\text{dc}} U_{\text{dc}0} \Delta u_{\text{dc}} + U_{\text{dref}0} \mathbf{G}_d \Delta i_d + U_{\text{qref}0} \mathbf{G}_q \Delta i_q]$$

其中

$$\mathbf{G}_{\text{dc}} = \mathbf{G}_d \mathbf{G}_v / (1 + 2U_{\text{dref}0} \mathbf{G}_d \mathbf{G}_v) \quad (13)$$

式中, Δi_d 、 Δi_q 分别为 d - q 轴电流的小信号, $\mathbf{G}_d$ 、 $\mathbf{G}_q$ 分别为 d - q 轴电流控制器的传递函数。

调制占空比信号是在算法执行后生成, 这为参考电压和母线电压引入了开关周期延迟。母线电压采样值 u_{dc_s} 、 α 轴电压指令 u_{aref} 和 SVPWM 输出的时序如图6所示。通过第 k 个开关周期 kT_s 的 α - β 轴电压给定和母线电压生成第 $k+1$ 个开关周期 $(k+1)T_s$ 处的占空比。因此, α - β 轴实际电压 $u_{\alpha\beta}$ 与 α - β 轴电压给定 $u_{\alpha\beta\text{ref}}$ 可以表示为

$$\begin{aligned} u_{\alpha\beta}[k+1] &= u_{\text{dc}}[k+1] \cdot D_{\alpha\beta}[k] \\ &= u_{\text{dc}}[k+1] \cdot u_{\alpha\beta\text{ref}}[k] / (u_{\text{dc}_s}[k]) \end{aligned} \quad (14)$$

式中, D_α 、 D_β 分别为 α - β 轴占空比信号。

此外, 信号的采样过程也为调制过程引入 $0.5T_s$ 的延迟。以母线电压为例, 母线电压采样值 u_{dc_s} 可以表示为

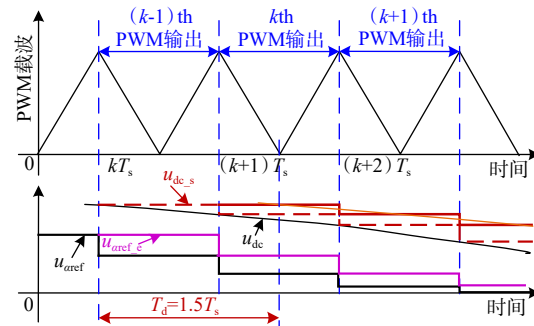
$$u_{\text{dc}_s} = \mathbf{G}_h u_{\text{dc}} = (1 - e^{-sT_s}) u_{\text{dc}} / (T_s s) \approx e^{-0.5sT_s} u_{\text{dc}} \quad (15)$$

式中, $\mathbf{G}_h$ 为采样保持过程的传递函数。

d - q 轴电压给定 $u_{\text{d,qref}}$ 通过电机估计位置 $\hat{\theta}_e$ 转化为 $u_{\alpha\beta\text{ref}}$, d - q 轴实际电压 $u_{\text{d,q}}$ 通过电机实际位置 θ_e 转化为 $u_{\alpha\beta}$ 。当位置观测器收敛时, 电机估计位置 $\hat{\theta}_e$ 约等于电机实际位置 θ_e , 根据式(14)和式(15), d - q 轴实际电压 $u_{\text{d,q}}$ 可以表示为

$$u_{\text{d,q}} = (U_{\text{dc}0} + \Delta u_{\text{dc}}) \cdot (U_{\text{d,qref}0} + e^{-sT_s} \Delta u_{\text{d,qref}}) / (U_{\text{dc}0} + e^{-1.5sT_s} \Delta u_{\text{dc}}) \quad (16)$$

根据式(16), d - q 轴实际电压的小信号 Δu_d 和 Δu_q 表示为

图6 母线采样、 α 轴电压给定和 PWM 载波的时间序列

$$\Delta u_{d,q} = U_{d,qref0}(1 - e^{-1.5sT_s})\Delta u_{dc}/U_{dc0} + e^{-sT_s}\Delta u_{d,qref} \quad (17)$$

结合 PMSM 的线性化模型, 母线电压和 d - q 轴机侧电流的关系可以表示为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} A_{1d} & A_{1q} \\ A_{2d} & A_{2q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} = \left\{ \frac{1 - e^{-1.5sT_s}}{U_{dc0}} \begin{bmatrix} U_{dref0} \\ U_{qref0} \end{bmatrix} + \right. \\ \left. 2 \begin{bmatrix} K_{dc} U_{dc0} e^{-1.5sT_s} G_{dc} \\ 0 \end{bmatrix} \right\} \Delta u_{dc} \\ \begin{bmatrix} A_{1d} & A_{1q} \\ A_{2d} & A_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + L_q s \end{bmatrix} + \\ e^{-1.5sT_s} \left\{ \begin{bmatrix} G_d & 0 \\ 0 & G_q \end{bmatrix} - 2G_{dc} \begin{bmatrix} U_{dref0d} & U_{qref0q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \right\} \end{cases} \quad (18)$$

式中, L_d 、 L_q 和 R_s 分别为 d - q 轴电感和相电阻。

W_d 和 W_q 定义为从母线电压到 d - q 轴电流的传递函数($W_{d,q} = \Delta i_{d,q} / \Delta u_{dc}$), 可以表示为

$$\begin{bmatrix} W_d \\ W_q \end{bmatrix} = \frac{1}{A_{2q}A_{1d} - A_{2d}A_{1q}} \left\{ 2K_{dc}U_{dc0}e^{-1.5sT_s} \begin{bmatrix} G_{dc}A_{2q} \\ -G_{dc}A_{2d} \end{bmatrix} + \frac{1 - e^{-1.5sT_s}}{U_{dc0}} \begin{bmatrix} U_{dref0}A_{2q} - U_{qref0}A_{1q} \\ U_{qref0}A_{1d} - U_{dref0}A_{2d} \end{bmatrix} \right\} \quad (19)$$

根据式(19), d - q 轴电流和母线电压的同频谐波幅值和相位之间的关系为

$$I_{d,qk} = |W_{d,q}(j6k\omega_g)| U_{dck}, \varphi_{d,qk} = \varphi_k + \angle W_{d,q}(j6k\omega_g) \quad (20)$$

驱动系统机侧 W_d 和 W_q 的 Bode 图如图 7 所示。使用 Simulink 软件搭建与理论结果使用参数相同的模型。输入电压包含直流量为 U_{dc0} 和离散点横坐标对应频率的谐波, 通过 FFT 分析求得响应的 d - q 轴电流同频谐波的幅值和相位。根据式(20), 离散点纵坐标对应幅度为 d - q 轴电流与输入电压谐波的幅值比, 对应相位为 d - q 轴电流与输入电压谐波的

相位差。可以看出, 阻抗模型的理论结果与仿真结果近似一致, 验证了阻抗模型在弱磁区的准确性。

1.3 拍频电流的主要谐波分析

根据逆变器的功率平衡和式(19), 母线电压和整流电压之间的传递函数 K_m 可表示为

$$K_m = \Delta u_{dc} / \Delta u_{grec} = 1 / [1 + (L_g s + R_g)(Y_m + C_{dc}s)] \quad (21)$$

其中

$$Y_m = [-2I_{inv0} + 3W_d(U_{d0} + \omega_e L_d I_{q0} + L_d I_{d0}s + I_{d0}R_s) + 3W_q(U_{q0} - \omega_e L_q I_{d0} + L_q I_{q0}s + I_{q0}R_s)] / (2U_{dc0}) \quad (22)$$

式中, Y_m 为逆变器输入导纳的传递函数, I_{inv0} 为逆变器电流的直流量。

根据图 3(a)所示的矢量图, 整流电压 $6k\omega_g$ 谐波的幅值 U_{grec} 对相电流的谐波幅值 $I_{k-,+}$ 与拍频幅值 I_{bk} 的影响可以表示为

$$\begin{cases} I_{k\mp} / U_{grec} = |I_{dk}e^{j\varphi_{dk}} \mp jI_{qk}e^{j\varphi_{qk}}| / 2U_{grec} \\ = |K_{mk}(W_{dk} \mp jW_{qk})| \\ I_{bk} / U_{grec} = |\sin\varphi_e I_{dk}e^{j\varphi_{dk}} - \cos\varphi_e I_{qk}e^{j\varphi_{qk}}| / U_{grec} \\ = |K_{mk}(\sin\varphi_e W_{dk} - \cos\varphi_e W_{qk})| \end{cases} \quad (23)$$

根据文献[15]中整流电压的 FFT, 由波动的母线电压引起的拍频电流的幅值可以表示为

$$\begin{cases} I_{k\mp} = 3U_g |K_{mk}(W_{dk} \mp jW_{qk})| / [\pi(36k^2 - 1)] \\ I_{bk} = 6U_g |K_{mk}(\sin\varphi_e W_{dk} - \cos\varphi_e W_{qk})| / [\pi(36k^2 - 1)] \end{cases} \quad (24)$$

图 8(a)所示为 I_{k-} 、 I_{k+} 和 I_{bk} 在不同谐波次数下的幅值。可以看出, 与 $6\omega_g$ ($k=1$) 和 $12\omega_g$ ($k=2$) 相关的拍频电流的谐波是主要分量。这些占主导地位的谐波是产生拍频现象的主要原因, 需要加以抑制。同时, 为提高效率或拓展运行范围, 施加强弱磁控制或最大转

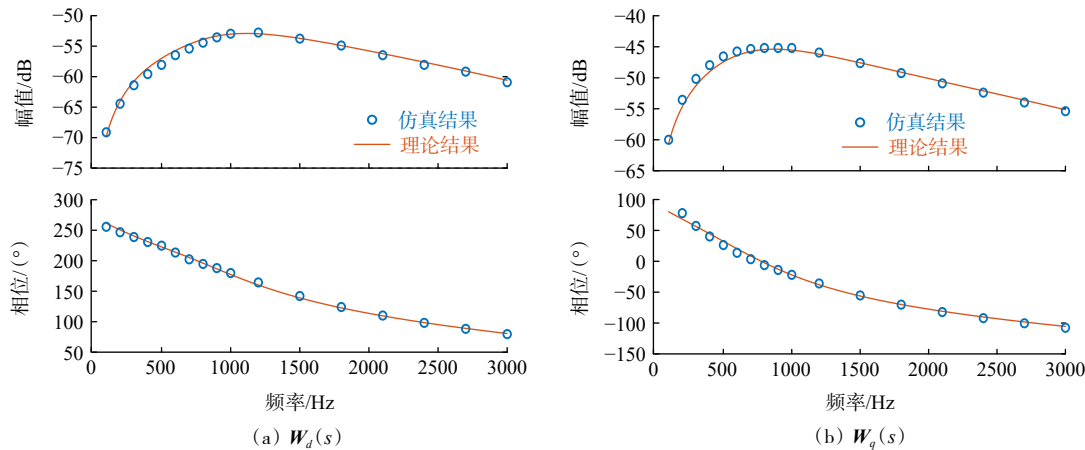


图 7 机侧导纳的 Bode 图

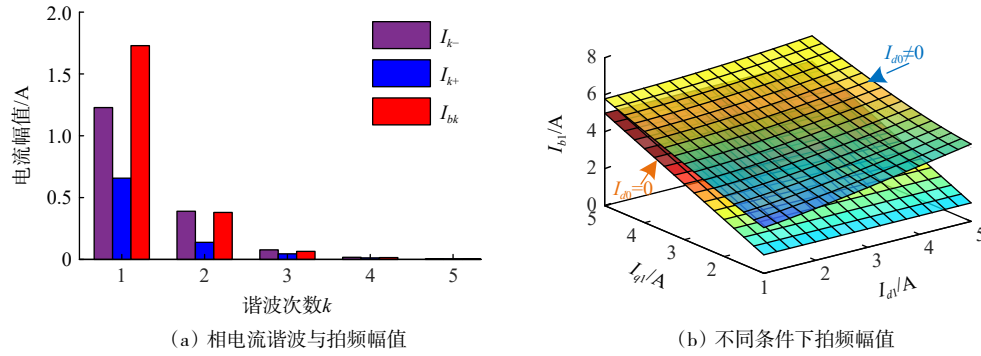


图8 电机电流中谐波的振幅

矩电流比控制,此时 I_{d0} 为负。从图 8(b) 上方的平面可以看出,拍频现象随着 d 轴电流幅值的增加而恶化。只对 q 轴电流波动进行抑制可能会因为增加 d 轴电流波动导致拍频幅值增加,而同时对 $d-q$ 轴电流进行控制会增加算法的复杂性。因此,研究对拍频包络幅值的直接抑制策略是必要的。

2 基于拍频幅值重构的机侧电流谐波抑制策略

根据以上分析,拍频包络的幅值中存在 $d-q$ 轴电流谐波的耦合,这增加了拍频电流成分的复杂性。通过 $d-q$ 轴机侧电压的谐波和 $d-q$ 轴电流的直流量可以重构出幅值与拍频电流主要成分成正比的高频正弦信号。通过构建拍频幅值的闭环,实现对低频拍频包络的直接抑制。该策略可以在谐波耦合的条件下保持效果,并且对转速和负载转矩的变化具备适应性。

2.1 拍频幅值重构方法

基于拍频幅值重构的机侧性能提升策略的控制框图如图 9 所示。通过母线电压采样值 u_{dc_s} 、占空比 D_{abc} 和电机估计位置 $\hat{\theta}_e$ 重构 $d-q$ 轴电压 u_{d,q_r} 。通过带

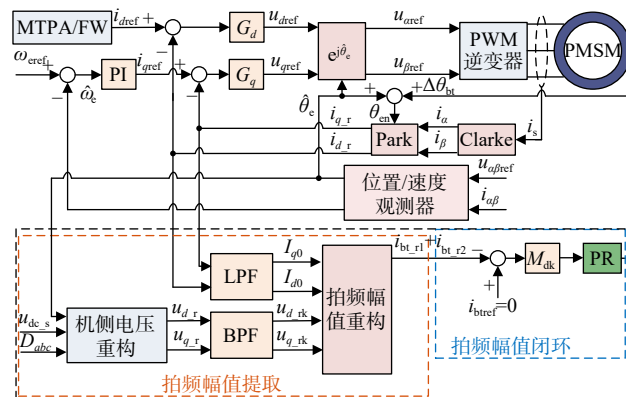


图9 基于拍频幅值重构的机侧电流谐波抑制控制框图

通滤波器(BPF)和低通滤波器(LPF)分别提取 $d-q$ 轴电压的主导谐波和电流的直流量(u_{d,q_r1} 、 u_{d,q_r2} 、 I_{d0} 和 I_{q0}),并生成频率为 $6\omega_g$ 和 $12\omega_g$ 的补偿后高频正弦信号 i_{bt_r1} 和 i_{bt_r2} 。对信号 $\Delta i_{bt} = i_{bt_r1} + i_{bt_r2}$ 进行闭环控制,控制回路的输出为电流调节角度 $\Delta\theta_{bt}$,叠加在电机估计位置 $\hat{\theta}_e$ 上。调节后的电压角为 θ_{em} ,通过机侧电流的 Park 变换进行控制。拍频包络幅值闭环的优点是通过消除拍频包络中 $d-q$ 轴电流谐波的耦合来实现对拍频现象的直接控制。

根据 PMSM 的线性模型,可以得到 $d-q$ 轴电流和电压的关系

$$\begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{G_{iu}} \begin{bmatrix} R_s + sL_q & \omega_e L_q \\ -\omega_e L_d & R_s + sL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_d \\ \Delta u_q \end{bmatrix} \quad (25)$$

其中

$$G_{iu} = L_d L_q (\omega_e^2 + s^2) + sR_s (L_d + L_q) + R_s^2$$

根据式(25), $d-q$ 轴电流谐波矢量为 $I_{d,qk} e^{j\varphi_{d,qk}}$ 可以表示为

$$\begin{bmatrix} I_{dk} e^{j\varphi_{dk}} \\ I_{qk} e^{j\varphi_{qk}} \end{bmatrix} = \frac{1}{G_{iuk}} \begin{bmatrix} (R_s + j6kL_q \omega_g) U_{dk} e^{j\varphi_{duk}} + \omega_e L_q U_{qk} e^{j\varphi_{quk}} \\ (R_s + j6kL_d \omega_g) U_{qk} e^{j\varphi_{quk}} - \omega_e L_d U_{dk} e^{j\varphi_{duk}} \end{bmatrix} \quad (26)$$

式中, G_{iuk} 为 $G_{iu}(j6k\omega_g)$, $U_{d,qk}$ 、 $\varphi_{d,quk}$ 分别为 $d-q$ 轴电压 $6k\omega_g$ 的谐波幅值和相位。

G_{iu} 的频率特性不受电流、电压影响,其幅度可以通过电机参数和观测转速 $\hat{\omega}_e$ 求得。根据式(26), I_{bk} 和 $d-q$ 轴电压谐波的关系可表示为

$$\begin{aligned} I_{bk} \sin(6k\omega_g t + \varphi_{bk} + \angle G_{iuk}) = & \{ U_{dk} [(R_s I_{d0} - \omega_e L_d I_{q0}) \sin(6k\omega_g t + \varphi_{duk}) + \\ & 6kL_q I_{d0} \omega_g \cos(6k\omega_g t + \varphi_{duk})] + \\ & U_{qk} [(R_s I_{q0} + \omega_e L_q I_{d0}) \sin(6k\omega_g t + \varphi_{quk}) + \\ & 6kL_d I_{q0} \omega_g \cos(6k\omega_g t + \varphi_{quk})] \} / (|G_{iuk}| I_0) \end{aligned} \quad (27)$$

因此,可以通过 $d-q$ 轴电流的直流量和电压的谐波提取幅值为拍频电流幅值的高频正弦信号 i_{bt} :

$$i_{bt_k} = [(R_s I_{d0} - \omega_e L_d I_{q0}) u_{dk} + L_q I_{d0} (du_{dk}/dt) + (R_s I_{q0} + \omega_e L_q I_{d0}) u_{qk} + L_d I_{q0} (du_{qk}/dt)] / (|\mathbf{G}_{iuk}| I_0) \quad (28)$$

拍频电流与重构的高频正弦信号的对比图如图10所示。高频正弦信号的频率与母线电压纹波相等,其幅值与电机电流的低频包络幅值相等。因此,重构的高频正弦信号在 I_{d0} 不为0的条件下实现拍频包络的表征,可以实现有效的拍频抑制。

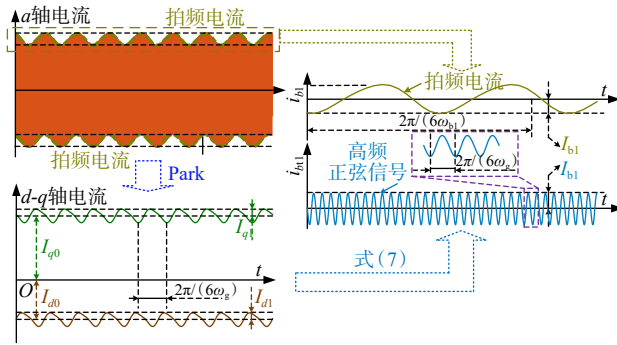


图10 拍频电流与重构的高频正弦信号的对比

2.2 拍频幅值闭环策略

拍频电流幅值的重构框图如图11所示。当位置/转速观测器收敛时,电机估计位置 $\hat{\theta}_e$ 与采样位置的等效值 $\theta_e - 0.5\omega_e T_s$ 相等 (θ_e 为电机实际位置),电机估计转速 $\hat{\omega}_e$ 与实际转速 ω_e 相等。为增加拍频幅值的重构精度,使用变量的相位延迟 (u_{dc_s} 、 D_{abc} 和 $\hat{\theta}_e$) 应保持一致,设置为 T_s :

$$\begin{aligned} u_{dc_r} &= 0.5(1 + e^{-sT_s}) u_{dc_s} \approx e^{-sT_s} u_{dc_s} \\ \theta_{e_r} &= \hat{\theta}_e - 0.5\omega_e T_s = \theta_e - \omega_e T_s \end{aligned} \quad (29)$$

式中, u_{dc_r} 、 θ_{e_r} 分别为调节后的母线电压和转子位置。

矢量控制中生成的占空比在下一个开关周期应用。因此,重构过程中的占空比应延迟2个开关周期^[13]。重构的 d - q 轴电压 u_{d,q_r} 可以表示为

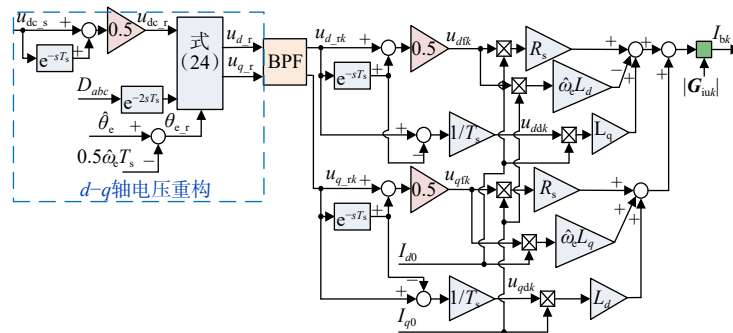


图11 拍频电流幅值的重构框图

$$\begin{bmatrix} u_{d_r} \\ u_{q_r} \end{bmatrix} = \frac{u_{dc_r}}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_{e_r} & \sin \theta_{e_r} \\ -\sin \theta_{e_r} & \cos \theta_{e_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2D_{a_r} - D_{b_r} - D_{c_r} \\ \sqrt{3}D_{b_r} - \sqrt{3}D_{c_r} \end{bmatrix} \quad (30)$$

式中, $D_{(abc)_r}$ 为延时2个开关周期的占空比信号。

根据式(29)和式(30),重构过程可以保持 d - q 轴电压的幅值相等,相位延迟了一个开关周期。根据式(28),幅值提取需要 d - q 轴电压 $6k\omega_g$ 谐波的微分信号。控制算法中,微分信号的 $u_{d,qdk}$ 可以通过重构 d - q 轴电压的谐波 u_{d,q_rk} 得到。为保证拍频幅值重构的精度,使用的 d - q 轴电压谐波延时需要保持一致,因此 u_{d,q_rk} 进一步调节为 u_{d,q_rk} :

$$\begin{aligned} u_{d,qdk} &= L^{-1}[(1 - e^{-sT_s}) u_{d,q_rk} / T_s] \\ u_{d,qfk} &= L^{-1}[0.5(1 + e^{-sT_s}) u_{d,q_rk}] \end{aligned} \quad (31)$$

根据式(31), $u_{d,qfk}$ 和 $u_{d,qdk}$ 相较于实际 d - q 轴电压和实际微分信号延时 $1.5T_s$ 。结合 d - q 轴电流的直流分量 I_{d0} 和 I_{q0} ,补偿后的高频脉动信号 i_{bt_r1} 和 i_{bt_r2} 可以表示为

$$\begin{aligned} i_{bt_rk} &= L^{-1}[e^{-1.5sT_s} i_{bt_k}] \\ &= I_{bk} \sin[6k\omega_g(t - 1.5T_s) + \varphi_{bk} + \angle \mathbf{G}_{iuk}] \\ &= [(R_s I_{d0} - \omega_e L_d I_{q0}) u_{dk} + L_q I_{d0} u_{dk} + (R_s I_{q0} + \omega_e L_q I_{d0}) u_{qk} + L_d I_{q0} u_{qdk}] / (|\mathbf{G}_{iuk}| \sqrt{I_{d0}^2 + I_{q0}^2}) \end{aligned} \quad (32)$$

与理想高频脉动信号 i_{bt_k} 相比,补偿后高频脉动信号 i_{bt_rk} 幅值相等,相位延时 $1.5T_s$ 。根据图7,拍频幅值的控制环路的反馈 Δi_{bt} 包括 i_{bt_r1} 和 i_{bt_r2} ,为周期性正弦信号。因此在 Δi_{bt} 的闭环中,使用比例谐振 (proportional resonant, PR) 控制可以获得比使用比例积分 (proportional integral, PI) 控制更好的性能。谐振频率由正弦信号的内模确定,设置为 $6\omega_g$ 和 $12\omega_g$ 。因此,其传递函数 G_{PR} 为

$$\begin{aligned} G_{PR} &= K_p + 6K_{r1} \xi_{r1} \omega_g s / (s^2 + 6\xi_{r1} \omega_g s + 36\omega_g^2) + \\ &12K_{r2} \xi_{r1} \omega_g s / (s^2 + 12\xi_{r1} \omega_g s + 144\omega_g^2) \end{aligned} \quad (33)$$

式中, K_p 、 K_{r1} 和 K_{r2} 分别为比例增益以及 $6\omega_g$ 和 $12\omega_g$ 有关的谐振增益, ζ_{r1} 、 ζ_{r2} 分别为与 $6\omega_g$ 和 $12\omega_g$ 有关的带宽。

比例谐振控制器的 Bode 图如图 12 所示, 可见比例谐振控制器在谐振频率具有较高的增益, 可以有效提高拍频抑制效果。当比例谐振控制器带宽 ω_c 较低时, 可以取得较高的增益, 但此时频率偏差对控制器的性能影响较大。因此, ω_c 的选值需要采取一定的折中。

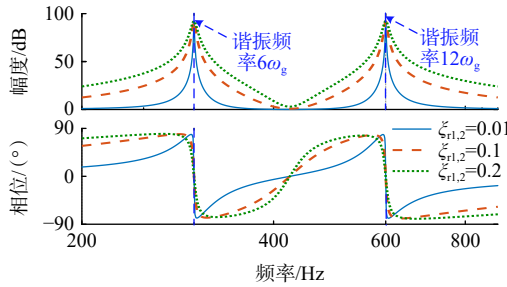


图 12 比例谐振控制器的 Bode 图

为了增强阻抗重塑的效果, 需要对高频正弦的幅值和相位进一步调节, 控制环节 M_{dk} 的传递函数可以表示为

$$M_{dk} = K_{rek} [\cos \varphi_{d,k} + \sin \varphi_{d,k} \cdot s / (6k\omega_g)] \quad (34)$$

式中, K_{rek} 、 $\varphi_{d,k}$ 分别为调节增益和相位。

根据式(32)和式(34), $\Delta\theta_{bt}$ 和 d - q 轴电压的关系式为

$$\begin{cases} \Delta\theta_{bt} = G_{PR} [i_{btref} - (i_{bt,r1} + i_{bt,r2})] \\ = G_{md} e^{-1.5sT_s} \Delta u_d + G_{mq} e^{-1.5sT_s} \Delta u_q \\ G_{md} = -(R_s I_{d0} - \omega_e L_d I_{q0} + sL_d I_{d0}) \times \\ G_{PR} (M_{d1} B_1 + M_{d2} B_2) / (|G_{iuk}| I_0) \\ G_{mq} = -(R_s I_{q0} + \omega_e L_q I_{d0} + sL_d I_{q0}) \times \\ G_{PR} (M_{d1} B_1 + M_{d2} B_2) / (|G_{iuk}| I_0) \end{cases} \quad (35)$$

式中, B_1 、 B_2 分别为中心频率为 $6\omega_g$ 和 $12\omega_g$ 的带通滤波器。

如式(35)所示, PR 控制器的输出取决于 i_{btref} 和 $i_{bt,r1} + i_{bt,r2}$ 的差值。补偿后的电机位置 θ_{en} 参与矢量控制中的 Park 变换环节, 进而生成补偿后的 d - q 轴实际电流 $i_{d,q,r}$ 。提出的控制策略本质上是反向调制电流矢量 i_s 的角度 φ_s , 其示意图如图 13 所示。补偿后的 d - q 轴电流与实际 d - q 轴电流的关系式为

$$\begin{bmatrix} I_{d,r0} + \Delta i_{d,r} \\ I_{q,r0} + \Delta i_{q,r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{d0} + e^{-0.5sT_s} \Delta i_d + I_{q0} \Delta \theta_{bt} \\ I_{q0} + e^{-0.5sT_s} \Delta i_q - I_{d0} \Delta \theta_{bt} \end{bmatrix} \quad (36)$$

式中, $I_{d,r0}$ 、 $I_{q,r0}$ 、 $\Delta i_{d,r}$ 和 $\Delta i_{q,r}$ 分别为补偿后的 d - q 轴电流的平均值和小信号。

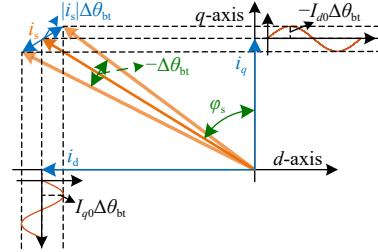


图 13 角度注入后电流矢量示意

根据式(36), 调节电流矢量角度等同于向电流角度中注入额外的小信号 $I_{q0} \Delta \theta_{bt}$ 和 $-I_{d0} \Delta \theta_{bt}$, 用以重塑拍频电流幅值和整流电压的阻抗关系。

2.3 拍频抑制的适应性分析

为准确分析控制策略对拍频幅值的影响, 需要对控制后的阻抗模型进行分析。将式(36)代入式(12), 施加控制后 d - q 轴电压小信号可以表示为

$$\begin{bmatrix} \Delta u_d \\ \Delta u_q \end{bmatrix} = \frac{(1 - e^{-1.5sT_s}) \Delta u_{dc}}{U_{dc0}} \begin{bmatrix} U_{dref0} \\ U_{qref0} \end{bmatrix} + e^{-sT_s} \begin{bmatrix} \Delta u_{dref} - I_{q0} e^{-1.5sT_s} G_d (G_{md} \Delta u_d + G_{mq} \Delta u_q) \\ \Delta u_{qref} + I_{d0} e^{-1.5sT_s} G_q (G_{md} \Delta u_d + G_{mq} \Delta u_q) \end{bmatrix} \quad (37)$$

W_{dbt} 和 W_{qbt} 定义为控制后从母线电压到定子电流的传递函数, 表示为

$$\begin{bmatrix} W_{dbt} \\ W_{qbt} \end{bmatrix} = \frac{1}{A_{2qbt} A_{1dbt} - A_{2dbt} A_{1qbt}} \times \left\{ 2K_{dc} U_{dc0} e^{-1.5sT_s} \begin{bmatrix} G_{dc} A_{2qbt} \\ -G_{dc} A_{2qbt} \end{bmatrix} + \frac{1 - e^{-1.5sT_s}}{U_{dc0}} \begin{bmatrix} U_{dref0} A_{2qbt} - U_{qref0} A_{1qbt} \\ U_{qref0} A_{1dbt} - U_{dref0} A_{2dbt} \end{bmatrix} \right\} \quad (38)$$

其中

$$\begin{bmatrix} A_{1dbt} & A_{1qbt} \\ A_{2dbt} & A_{2qbt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{1d} & A_{1q} \\ A_{2d} & A_{2q} \end{bmatrix} + e^{-2.5sT_s} \begin{bmatrix} I_{q0} G_d G_{md} & I_{q0} G_d G_{mq} \\ -I_{d0} G_q G_{md} & -I_{d0} G_q G_{mq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + L_q s \end{bmatrix} \quad (39)$$

式(38)中传递函数 G_{md} 和 G_{mq} 可以重塑 I_{bk} 和 Δu_{grec} 的阻抗关系。 K_{mbt} 定义为施加控制后整流电压和母线电压的传递函数。因此, 拍频电流幅值 I_{bk} 和整流电压谐波 U_{grec} 的比值为

$$I_{bk} / U_{grec} = |K_{mbtk} (\sin \varphi_e W_{dtk} - \cos \varphi_e W_{qtk})| \quad (40)$$

式中, $W_{d,qtk}$ 、 K_{mbtk} 分别为 $W_{d,qbt}(j6k\omega_g)$ 和 $K_{mbt}(j6k\omega_g)$ 。

根据式(40), 调节增益 K_{rek} 和相位 $\varphi_{d,k}$ 可以通过

分析比值 I_{bk}/U_{greck} 进行理论设计。不同 K_{re1} 和 φ_{d1} 下 I_{b1}/U_{greck1} 如图 14(a) 所示。当 K_{re1} 和 φ_{d1} 分别设置为 1.5×10^{-3} 和 135° 时, I_{b1}/U_{greck1} 由 3.5×10^{-2} S 下降到 $1 \times$

10^{-2} S。不同 K_{re2} 和 φ_{d2} 下 I_{b2}/U_{greck2} 如图 14(b) 所示。当 K_{re2} 和 φ_{d2} 分别设置为 1.2×10^{-3} 和 90° 时, I_{b2}/U_{greck2} 由 2.2×10^{-1} S 下降到 0.8×10^{-1} S。

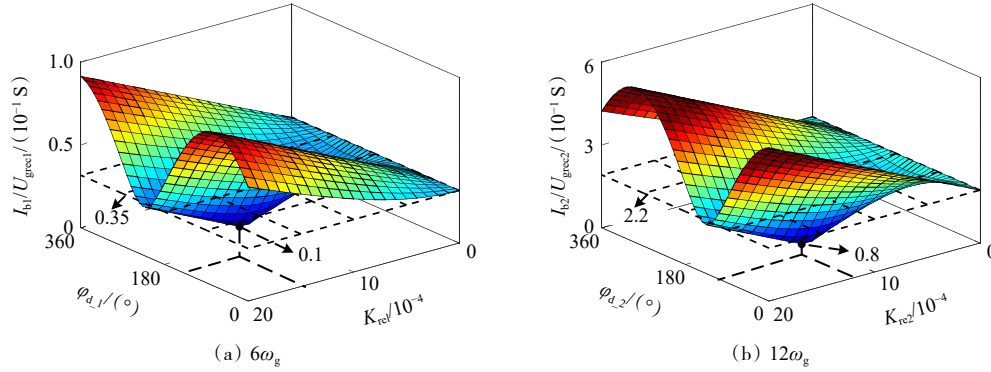


图 14 不同调节增益和相位下拍频幅值与整流电压谐波的比值

为进一步研究控制策略对机侧性能的影响,机侧电流谐波与整流电压谐波的比值为

$$I_{k\pm}/U_{greck} = |K_{mbtk}(W_{abtk} \pm jW_{qbt})| \quad (41)$$

图 15(a) 所示为没有和有拍频抑制策略的 I_{bk}/U_{greck} 。通过比较图 15(a) 中的实线和点线,采用最佳传统方法后,在 $6\omega_g$ 和 $12\omega_g$ 处的比值分别从 0.035 S 和 0.22 S 增加到 0.05 S 和 0.26 S。从图 15(b) 和 (c) 可以看出, $I_{1\pm}/U_{greck1}$ 和 $I_{2\pm}/U_{greck2}$ 的比值则可以增加近

0.15 S, 说明传统策略无法同时完全抑制拍频包络和电流谐波。虚线显示了所提出策略的 I_{bk}/U_{greck} 和 $I_{k\pm}/U_{greck}$ 的比值。可以看出, $6\omega_g$ 和 $12\omega_g$ 下 I_{bk}/U_{greck} 比值分别降低到 0.01 S 和 0.08 S。通过调节负序和正序谐波的幅度, $I_{1\pm}/U_{greck1}$ 和 $I_{2\pm}/U_{greck2}$ 分别被抑制到 0.01 S 和 0.05 S 附近,这意味着所提出的方法可以实现拍频现象和相电流谐波在耦合下的协同抑制。

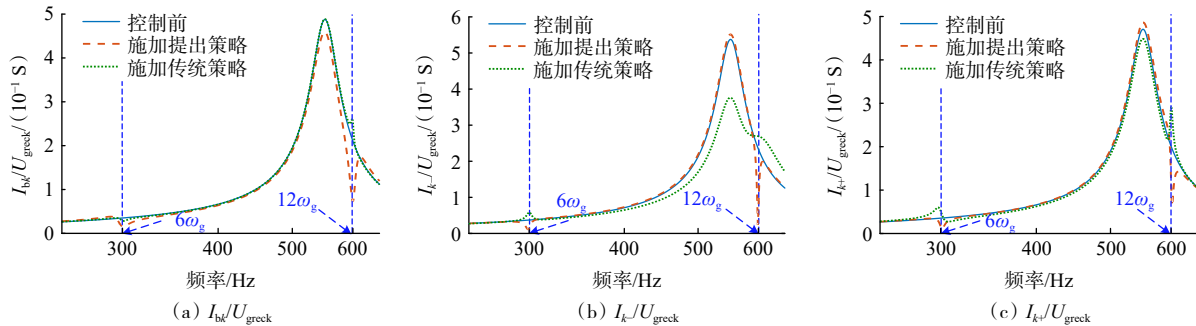


图 15 施加策略前后机侧电流谐波与整流电压谐波的比值

闭环控制具有反馈调节的能力,增强了驱动系统的适应性。 W_{abtk} 、 W_{qbt} 和 K_{mbtk} 包含系统参数和操作变量。操作条件对控制策略的影响可以根据式(40)进行验证。不同 T_e 和 ω_e 值下的 I_{bk}/U_{greck} 比值如图 16 所示。由于 T_e 和 ω_e 的变化分别在 $5 \sim 40$ N·m 和 $30 \sim 100$ Hz 范围内,在 $6\omega_g$ 和 $12\omega_g$ 下保持比值的变化量不超过 10^{-3} S。该策略在轻满载和不同运行频率下均保持有效性。

根据逆变器的功率平衡, K_{mbt} 可以表示为

$$K_{mbt} = \Delta u_{dc} / \Delta u_{greck} = 1 / [1 + (L_{dc}s + R_g)(Y_{mbt} + C_{dc}s)] \quad (42)$$

其中

$$Y_{mbt} = [-2I_{inv0} + 3W_{abt}(U_{d0} + \omega_e L_d I_{q0} + L_d I_{d0}s + I_{d0}R_s) + 3W_{qbt}(U_{q0} - \omega_e L_q I_{d0} + L_q I_{q0}s + I_{q0}R_s)] / (2U_{dc0}) \quad (43)$$

式中, Y_{mbt} 为施加控制后逆变器输入导纳的传递函数。

施加控制后母线电压波动引起的拍频电流可以表示为

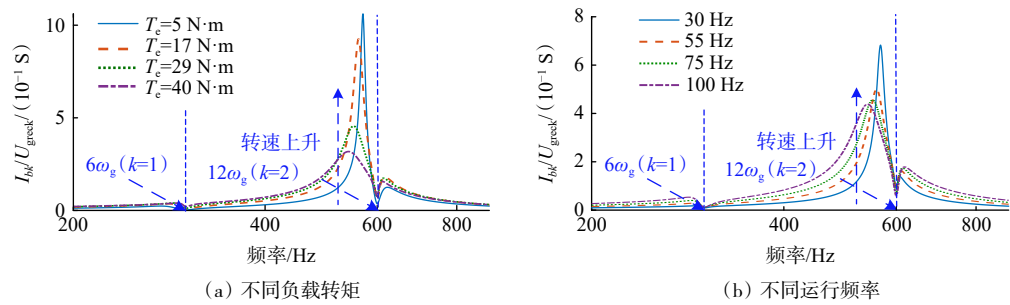


图 16 不同运行条件下拍频电流幅值与整流电压谐波的比值

$$\begin{cases} I_{k\mp} = 3U_g |K_{mbtk} (W_{dbtk} \mp jW_{qbt k})| / [\pi(36k^2 - 1)] \\ I_{bk} = 6U_g |K_{mbtk} (\sin \varphi_e W_{dbtk} - \cos \varphi_e W_{qbt k})| / [\pi(36k^2 - 1)] \end{cases} \quad (44)$$

图 17 所示为由母线电压谐波引起的不同运行条件下拍频包络的幅值。通过比较图 17(a)所示的 2 个表面,控制策略可以有效降低 I_{b1} 。当电机运行频率和

负载转矩分别在 25~100 Hz 和 10~40 N·m 的范围内变化时,拍频包络幅值的变化小于 0.05 A。控制策略也能有效降低与 $12\omega_g$ 相关的拍频包络幅值,如图 17(b)所示。因此,所提出的控制策略可以在较宽的速度和转矩范围内保持有效性。

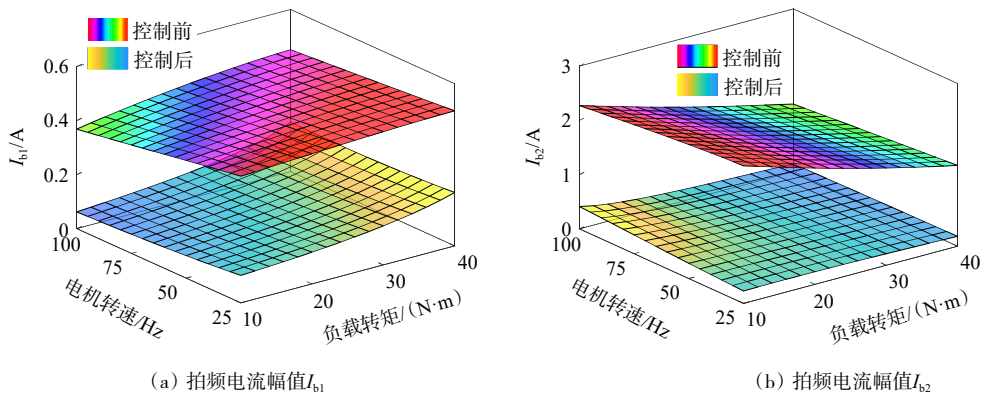


图 17 不同运行条件下拍频电流谐波

3 实验验证

在 5.5 kW 的无电解电容 PMSM 驱动器上对拍频抑制策略进行验证,驱动器的实验平台如图 18 所示。实验平台的参数见表 2,逆变器的交流输入为 380 V(50 Hz), d 轴电感、 q 轴电感和定子电阻分别为 7.5 mH、17.2 mH 和 0.265 Ω 。电流环带宽设计为

300 Hz。控制算法在 DSP28075 芯片上实现。逆变器开关频率固定在 8 kHz,与采样频率相同。

表 2 实验平台参数

参数	数值	参数	数值
网侧电压/V	380(有限值)	定子磁链/Wb	0.5
网侧频率/Hz	50	极对数	3
母线电容/ μ F	30	额定转速 (电机运行频率)/Hz	75
直流侧电感/mH	2.5	额定功率/kW	4.7
d 轴电感/mH	7.5	定子电阻/ Ω	0.265
q 轴电感/mH	17.2	采样和开关频率/kHz	8

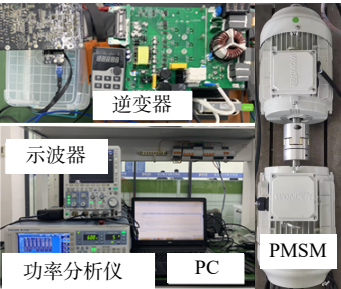


图 18 无电解电容 PMSM 驱动系统平台

图 19 所示为电机频率为 99 Hz 时的实验结果。从上到下的波形是母线电压、 a 相电流、高频脉动信号和 d 轴参考电流。拍频频率为 3 Hz,电流低频包络

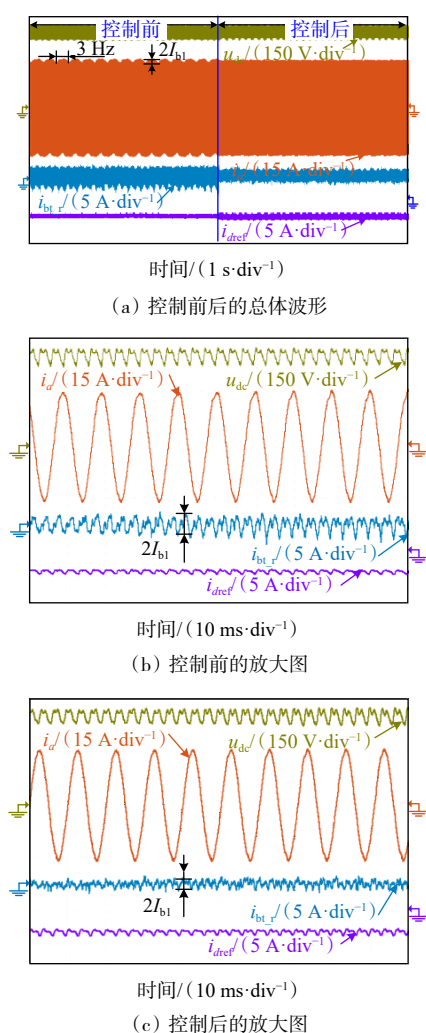


图 19 电机频率为 99 Hz 时拍频抑制前后实验结果

的幅度可以从 2.00 A 抑制到 0.32 A。图 19(b)和(c)为施加阻抗重塑前后的实验结果的放大视图。其中 d 轴电流给定 i_{dref} 的平均值为 -3 A, 说明系统在弱磁区域运行。高频正弦信号的频率与母线脉动的频率相同, 幅值与拍频包络的幅值成正比, 此时 $|G_{u1}|$ 约为 20。

图 20 所示为电机频率为 99 Hz 时 a 相电流和高频正弦信号的 FFT 分析。如图 20(a)所示, a 相电流中包含母线电压纹波引起的谐波, 频率为 201 Hz、399 Hz、501 Hz 和 699 Hz, 以及逆变器开关过程产生的谐波, 频率为 297 Hz、495 Hz 和 697 Hz, 频率耦合在 195 Hz、397 Hz、597 Hz 和 795 Hz 处产生谐波。通过比较图 20(a)、(b), 控制策略可以有效抑制以上 3 种谐波, 201 Hz 和 399 Hz 的谐波分别从 0.62 A 和 0.42 A 降低到 0.18 A 和 0.15 A; 501 Hz 和 699 Hz 的谐波分别从 0.38 A 和 0.18 A 降低到 0.12 A 和 0.11 A; 495 Hz 和 697 Hz 的谐波分别减少了 0.28 A 和 0.15 A;

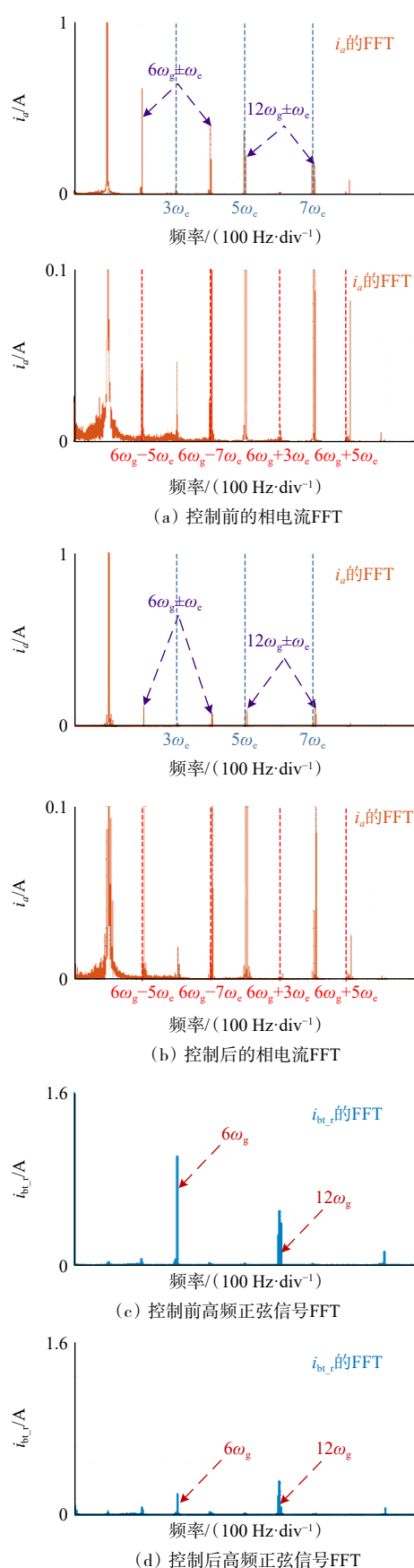


图 20 谐波分析的实验结果

195 Hz 和 795 Hz 的谐波分别减少了 0.21 A 和 0.09 A。图 20(c)、(d)所示为施加控制策略前后的高频正弦信号的 FFT, 其中 300 Hz 和 600 Hz 的谐波可以从 1.0 A 和 0.50 A 分别降低到 0.16 A 和 0.20 A。

为了验证 $i_d=0$ 控制下策略的有效性, 图 21 所示为电机频率为 85 Hz 时的实验结果。由 300 Hz 和 600 Hz 的母线电谐波压引起的拍频电流的频率分别为 40 Hz 和 5 Hz。低频包络主要由 600 Hz 的谐波产生, 幅值可以从 1.25 A 抑制到 0.15 A。

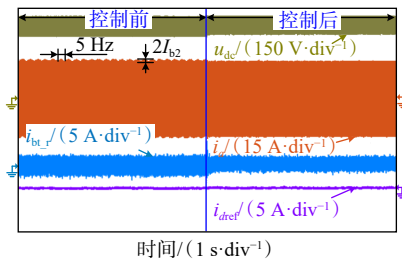


图 21 电机频率为 85 Hz 时的拍频抑制前后实验结果

为验证所提出策略较传统策略的先进性, 图 22 所示为施加不同控制策略的实验结果, 波形从上到下分别为拍频特征信号 $i_{bt,r}$ 、机侧电流 i_a 、 d 轴电流 i_d 和 q 轴电流波动 Δi_q 。图 22(a)和(c)所示为文献[21]中提出的传统方法的有效性。如图 22(a)所示, 在

$i_d=0$ 控制下, 通过抑制 q 轴电流谐波, 拍频电流幅值可以从 1.25 A 降低到 0.46 A。然而, 在图 22(c)中, 传统策略使 d 轴电流波动的幅值从 1.50 A 增加到 2.70 A, 导致拍频包络增加到 2.40 A。因此, 在 $d-q$ 轴电流耦合的情况下, 单独抑制 q 轴或 d 轴中的电流谐波无法实现有效的拍频抑制。图 22(b)、(d)所示为基于拍频幅值重构的策略对电流谐波的影响。通过直接控制高频正弦信号, 在 $i_d=0$ 控制和弱磁控制下, 拍频包络的幅度可以分别抑制到 0.15 A 和 0.32 A。即使 $d-q$ 轴电流谐波耦合, 所提出的策略仍然有效。

为了验证该策略在其他操作条件下的有效性, 图 23(a)所示为弱磁控制下 99 Hz 和 40 N·m 的实验结果, d 轴电机电流的平均值为 -10.2 A。图 23(b)所示为 $i_d=0$ 控制下 31 Hz 和 5 N·m 的实验结果。拍频幅度可以被抑制到低于 0.02 A, i_q 和 i_d 的峰值分别降低到低于 0.04 A 和 0.02 A。

转速变化的实验波形如图 24(a)所示, 运行频率从 85 Hz 变化到 99 Hz, 再回到 85 Hz。图 24(b)所示为负载转矩在 38~45 N·m 之间变化时的实验波形。电机速度保持稳定, 在负载转矩和运行频率变化期间, 低频包络的幅值保持在 0.40 A 以下。因此, 所提出的方法对转矩和速度脉动具有适应性。

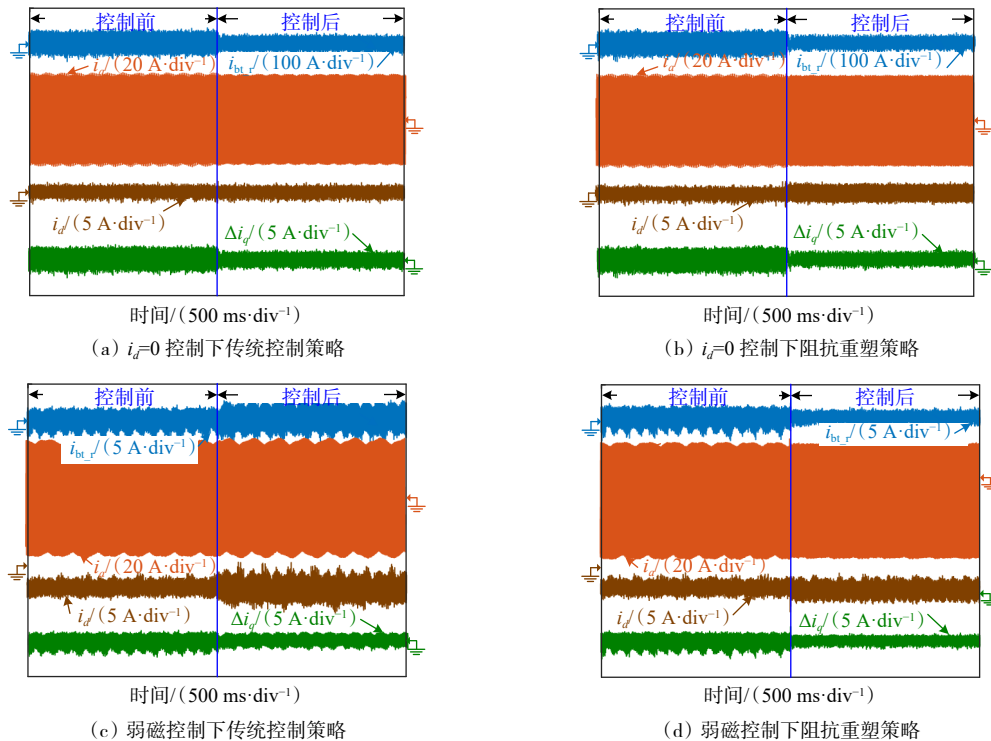


图 22 施加不同控制策略的实验结果

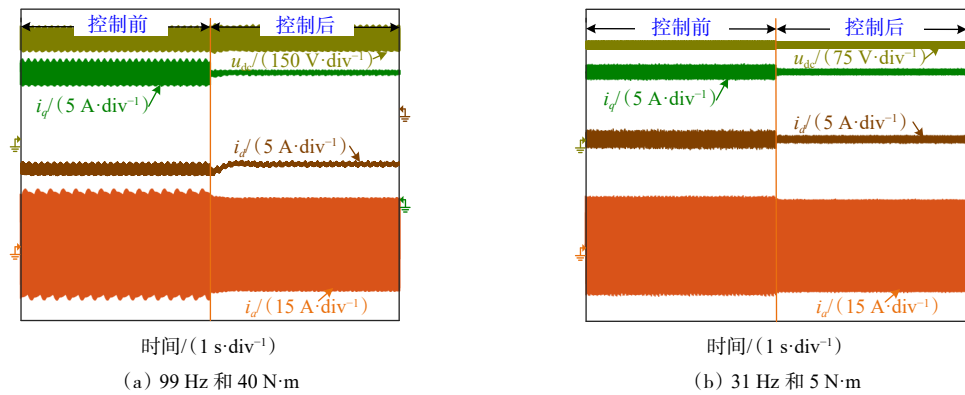


图 23 不同运行条件下的实验结果

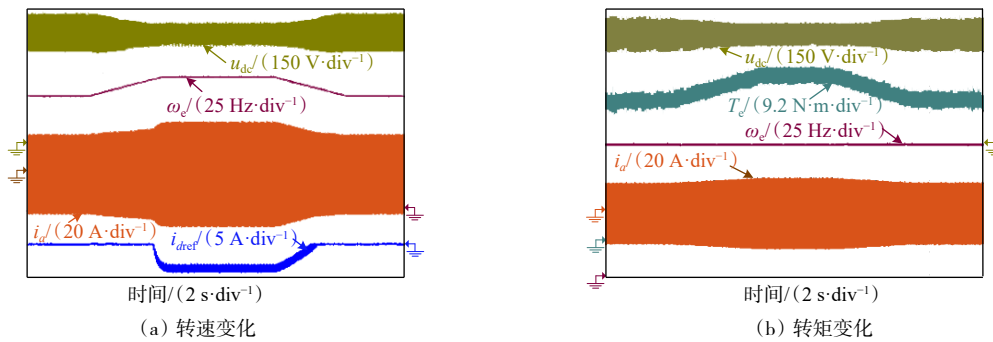


图 24 控制策略的动态实验波形

图 25 所示为不同输出功率条件下拍频电流的幅值。在弱磁区域之外,传统方法可以将振幅降低约 60%。然而,当 d 轴电流直流量为负时,传统方法的控制效果显著降低。通过施加基于拍频幅值重构的拍频抑制策略,无论 d - q 轴电流谐波耦合是否存在,拍频包络的幅度都降低到 20% 以下。

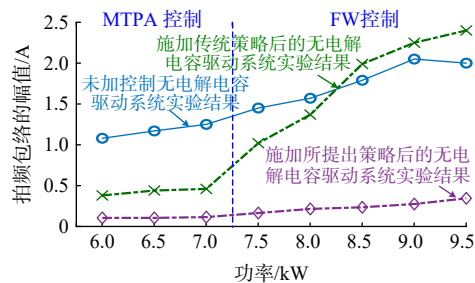


图 25 不同输出功率条件下拍频包络的幅值

4 结论

1) 构建了弱磁条件下电流谐波的矢量模型,分析了拍频包络中 d - q 轴电流谐波之间的耦合。根据阻抗模型分析了拍频电流幅值和 d - q 轴电流电压的关系,在此基础上确定了通过 d - q 轴电压谐波和电流直

流量来提取拍频幅值的方法。

2) 提出了一种基于拍频特征信号闭环的阻抗重塑策略,闭环输出为调节角度,通过调节电压给定矢量的角度来适应运行条件的变化。与现有的基于调制的方法相比,所提出的拍频抑制策略可以在弱磁控制和 $i_d=0$ 控制下,将拍频幅度降低高达 80%。同时,电机电流谐波可以抑制高达 50%。

3) 所提出的策略可以实现拍频幅值中 d - q 轴电流谐波的解耦,在更宽的电机运行范围内抑制这种现象,但拍频抑制效果与给定之间存在静差。后续将就无静差策略的实现进行进一步研究。

参考文献(References)

- [1] Wu G P, Huang S, Wu Q W, et al. Robust predictive torque control of N*3-phase PMSM for high-power traction application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 10799-10809.
- [2] 罗慧,陈威龙,尹泉,等. 无电解电容永磁同步电机驱动系统控制策略综述[J]. 电气传动, 2019, 49(4): 11-18.
- [3] 李中奇,郭明乾,朱晓楠,等. 一种能量分配与能量回馈型的单级式无电解电容LED驱动器[J]. 中国电机工程学报,

- 2021, 41(24): 8600–8610.
- [4] Yu K L, Wang Z. Improved deadbeat predictive current control of dual three-phase variable-flux PMSM drives with composite disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(7): 8310–8321.
- [5] 匡斯建, 张小平, 刘苹, 等. 基于相电感非饱和区定位的开关磁阻电机无位置传感器控制方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(20): 4296–4305.
- [6] 姜燕, 李博文, 吴轩, 等. 基于比例谐振滤波的改进永磁同步电机转子位置观测器[J]. 电工技术学报, 2020, 35(17): 3619–3630.
- [7] Shin H, Son Y, Ha J I. Grid current shaping method with DC-link shunt compensator for three-phase diode rectifier-fed motor drive system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(2): 1279–1288.
- [8] 蒲雄, 王杰, 王中林. 摩擦纳米发电机基础研究和科技创新进展[J]. 科技导报, 2023, 41(19): 29–42.
- [9] 耿明昕, 马建刚, 白晓春, 等. 基于综合优化方法的电力设备动力吸振技术研究[J]. 科技导报, 2024, 42(20): 48–54.
- [10] Ouyang H, Zhang K, Zhang P J, et al. Repetitive compensation of fluctuating DC link voltage for railway traction drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(8): 2160–2171.
- [11] Enjeti P N, Shireen W. A new technique to reject DC-link voltage ripple for inverters operating on programmed PWM waveforms[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1992, 7(1): 171–180.
- [12] Yue X L, Zhuo F, Yang S H, et al. A matrix-based multifrequency output impedance model for beat frequency oscillation analysis in distributed power systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(1): 80–92.
- [13] 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.
- [14] 丁大尉, 王高林, 张国强, 等. 三相供电交流电机驱动系统无电解电容控制技术综述[J]. 电气工程学报, 2021, 16(4): 2–11.
- [15] 张国强, 李润东, 黄圆明, 等. 基于自适应零电压矢量双脉冲法的永磁同步电机带速重投策略[J]. 电气传动, 2023, 53(12): 10–15.
- [16] Iwaji Y, Sukegawa T, Okuyama T, et al. A new PWM method to reduce beat phenomenon in large-capacity inverters with low switching frequency[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35(3): 606–612.
- [17] Ding D W, Zhao N N, Wang G L, et al. Suppression of beat phenomenon for electrolytic capacitorless motor drives accounting for sampling delay of DC-link voltage[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(2): 1167–1176.
- [18] Zhao N N, Gao R F, Ren Z K, et al. A beat phenomenon suppression method in the reduced DC-link capacitance IPMSM drives[C]//Proceedings of IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020–ECCE Asia). Piscataway, NJ: IEEE, 2021: 1789–1794.
- [19] 徐晨栋, 尹泉, 黄凯, 等. 无电解电容永磁同步电机驱动系统网侧电流谐波抑制策略[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(12): 1–7.
- [20] Yue X L, Boroyevich D, Lee F C, et al. Beat frequency oscillation analysis for power electronic converters in DC nanogrid based on crossed frequency output impedance matrix model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 3052–3064.
- [21] Ding D W, Gao R F, Wang Q W, et al. Beatless control strategy based on impedance reshaping for PMSM drives with small DC-link capacitors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(7): 6829–6840.
- [22] 张贝贝, 何维祥, 张恒伟, 等. 无电解电容三相永磁同步电机驱动系统控制策略研究[J]. 微电机, 2023, 56(11): 55–59.
- [23] 杨逸帆, 尹晗, 陆治治, 等. 无电解电容变频器的母线电压振荡抑制研究[J]. 电气传动, 2023, 53(12): 40–46.
- [24] Jing R Z, Wang G L, Zhang G Q, et al. Current-voltage angle feedback linearization based field weakening control strategy for suppressing current harmonics of high-speed SPMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(7): 7242–7253.

Motor harmonic suppression based on beat amplitude reconstruction for electrolytic capacitorless motor drives

GAO Runfeng, DING Dawei*, WANG Gaolin, ZHANG Guoqiang, XU Dianguo

School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China

Abstract The permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive with small direct-current link (DC-link) capacitors has significant advantages of high power density and high reliability, and has been widely used in the industrial applications such as transportation and home appliances. It also has broad application prospects in high-end equipment fields such as aerospace. However, due to the reduction of DC-link capacitance, there exists the harmonics coupling between dq -axis current, which increase the difficulty of extracting the beat amplitude directly and the performance reduction of traditional method, which only suppressing current harmonics in single axis. To realize the direct regulation of the beat phenomenon, this paper proposes an impedance reshaping strategy based on the reconstruction of the beat envelope, which can eliminate the coupling of beat amplitude from dq -axis harmonics. The relationship among the current harmonics, the voltage harmonics in dq -axes, and the beat envelope amplitude is analyzed through the impedance model in the field weakening region. On this basis, the motor voltage harmonics in dq -axes are applied to extract the beat amplitude with the mean values of the motor currents in dq -axes, whose accuracy can be maintained under the current coupling. The closed loop of the beat amplitude is built to improve the adaptability to the motor speed and torque, and the output is the adjusting angle for the voltage reference vector, which is used to reshape the impedance relationship between the beat amplitude and rectifier voltage. Experimental results show that the strategy can suppress the beat phenomenon of the motor current effectively and solve the scientific problem of motor oscillation.

Keywords permanent magnet synchronous motor (PMSM); electrolytic capacitorless; beat envelope amplitude; harmonic suppression; impedance reshaping ●



(责任编辑 魏来)