

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2211739

无电解电容永磁电机高功率因数控制策略*

於 锋 邱梁刚 王 尧
(南通大学电气工程学院 南通 226019)

摘要: 无电解电容驱动系统常采用体积小,寿命长的薄膜电容贮存网侧输入能量,但该拓扑结构易引起网侧输入功率和逆变器侧输出功率耦合的问题。针对无电解电容驱动电路中由于功率耦合导致的网侧谐波含量多和功率因数降低的问题,提出了一种基于二阶广义积分锁相环和比例积分谐振控制器的带相位补偿的逆变器输出功率控制策略以改善网侧电流品质。首先,通过分析无电解电容驱动系统的电路拓扑结构,明确无电解电容驱动系统高功率因数条件;其次,利用二阶广义积分锁相环获取网侧电压的相位与幅值信息,并利用基尔霍夫电流定律计算逆变器输出功率相位补偿角;然后,建立了基于比例积分谐振控制器的逆变器输出功率控制回路,将逆变器输出功率调节接近理想值。最后,对比实验结果验证了所提方案的有效性。

关键词: 无电解电容;逆变器输出功率;相位补偿;永磁同步电机

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8010

High-power-factor control strategy of electrolytic capacitor-less permanent magnet synchronous motor

Yu Feng Qiu Lianggang Wang Yao
(School of Electrical Engineering, Nantong University, Nantong 226019, China)

Abstract: In the non-electrolytic capacitors drive system, the film capacitors with small volume and long life are often used to store the input energy at the grid side. However, this topology easily leads to the problem that the grid-side input power and the inverter side output power are prone to coupling. In order to upgrade current quality of the grid, this paper proposes an inverter output power control strategy with phase compensation based on second-order generalized integral phase-locked loop and proportional integral resonant controller to depress the grid-net set harmonic content and increase the power factor. First of all, by analyzing the topology of the drive system, the high-power factor condition without electrolytic capacitor is clarified. Secondly, the second order generalized integral phase-locked loop is used to obtain the phase and amplitude information of the grid side voltage, and the Kirchhoff current law is used to calculate the phase compensation angle of the inverter output power; And then, the inverter output power control loop based on the proportional integral resonance controller is established to adjust the output power of the inverter close to the ideal value. At last, the effectiveness of the control strategy is verified by the comparative experiments.

Keywords: non-electrolytic capacitor; inverter output power; phase compensation; permanent magnet synchronous motor

0 引 言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有功率密度高、效率高、结构简单等优点^[1-3],并且作为机电换能装置已广泛应用于航空航天、工业传动、家用电器等场合^[4-6]。传统永磁同步电机驱动系统采用了交流-直流-交流的变换方式^[7]。其中,交流-直流部

分由不控整流桥组成;直流部分则利用大容量值的电解电容以维持母线电压恒定,同时采用功率因数校正(power factor correction, PFC)电路以改善网侧电流质量;直流-交流转换由三相逆变电路实现,从而驱动电机运行。然而,由于电解电容使用寿命较短,且在高温情况下易挥发,电容故障已成为电机驱动系统故障的主要原因之一^[8-9]。

为此,无电解电容驱动系统得到国内外学者的广泛关

收稿日期:2022-10-18

* 基金项目:国家自然科学基金(52177051)、江苏省自然科学基金青年基金(BK2022044343)项目资助

注。相较于传统电机驱动系统,无电解电容电机驱动系统使用小容值的薄膜电容代替大电解电容,同时去除了 PFC 电路,旨在提高系统的可靠性和使用寿命。

值得注意的是,薄膜电容容值小,无法储存能量,易导致系统输入输出功率发生严重耦合,从而增加网侧谐波电流,降低系统功率因数^[10]。因此,为了适应拓扑结构的变化,研究新的电机控制策略势在必行。

直流侧电容显著减小虽然会导致直流侧电压波动,但同时也会增加整流桥二极管导通角,这为电机实现高功率因数控制创造了条件^[11]。文献[12]利用网侧输入和逆变器输出之间的功率关系构造功率环,并在 PI 控制器上串联重复控制器来跟踪逆变器输出功率,提高了功率因数;类似地,文献[13]利用比例积分谐振(proportional integral resonant, PIR)控制器来跟踪逆变器输出功率环和 dq 轴电流环,以提高功率因数,但该类控制策略的各个控制回路之间参数耦合程度大,使得参数整定变得复杂,难以在实际中应用。而在文献[14]中,为了减少网侧谐波含量,先对功率环中的母线电容功率进行修正,然后应用比例谐振(proportional resonant, PR)算法跟踪逆变器功率,且给出了较为明确的参数整定方法。文献[15-17]利用逆变器输出功率和电机输出转矩关系构造转矩环,虽进一步明确物理意义,但增加了电机在启动时失控的风险。此外,文献[18]考虑在速度环与功率环中串联逆变器输入电流跟踪环,但需要对逆变器输出电流进行采样并进行特定的滤波处理,增加了控制难度。文献[19]无需增加控制环路,直接计算出 q 轴电流的幅值与相位,但该控制策略需要额外增加一个电流传感器获取网侧电流幅值,不利于节省成本。

本文研究的控制策略是针对逆变器输出功率参考进行相位补偿,无需额外增加传感器,减少硬件成本和系统体积。首先对单相输入的无电解电容系统进行分析,阐明无电解电容获得高功率因数的条件,其次对传统逆变器输出功率控制回路存在的问题进行说明,进而研究一种基于逆变器输出功率相位补偿的永磁同步电机控制策略。该策略通过分析无电解电容系统中电流流动关系,从而提高逆变器输出功率与电机 q 轴电流的跟踪效果,进而达到减少网侧电流谐波含量的目的。最后在无电解电容永磁同步电机驱动系统实验平台上进行验证。

1 单相输入的无电解电容驱动系统分析

如图 1 所示,单相输入的无电解电容驱动系统主要包括 220 V/50 Hz 的单相交流电压源,线路阻抗,单相整流桥,薄膜电容,三相电压型逆变器和永磁同步电机。

在网侧呈单位功率因数的情况下,网侧单相电压源母线电压可表示为:

$$u_{grid} = u_{grid_max} \sin(\omega_{in}t + \varphi) \quad (1)$$

$$u_{dc}^* = u_{grid_max} |\sin(\omega_{in}t + \varphi)| \quad (2)$$

式中: u_{grid_max} 为网侧单相电压源幅值; ω_{in} 为网侧单相电压

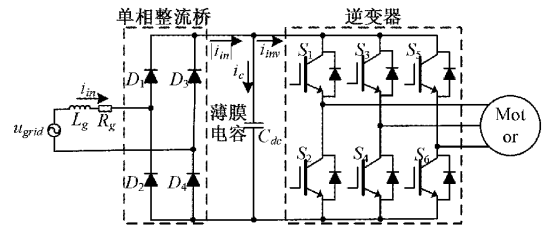


图 1 单相输入无电解电容驱动电路拓扑

源角频率, φ 为网侧单相电压源的初相。

则根据式(2),母线电容电流 i_c 可表示为:

$$i_c = C_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} = \omega_{in} C_{dc} u_{grid_max} \cos(\omega_{in}t + \varphi) \text{sgn}(\sin(\omega_{in}t + \varphi)) \quad (3)$$

式中: C_{dc} 为母线电容的容值; $\text{sgn}(x)$ 为符号函数。

考虑到网侧输入电流 i_{in} 与网侧单相电压源 u_{grid} 同相位,则理想情况下,网侧输入电流可表示为:

$$i_{in} = i_{in_max} \sin(\omega_{in}t + \varphi) \quad (4)$$

式中: i_{in_max} 为理想网侧输入电流幅值。

由此,经过整流器后的理想输入电流为:

$$|i_{in}| = |i_{in_max} \sin(\omega_{in}t + \varphi)| = i_{in_max} \sin(\omega_{in}t + \varphi) \times \text{sgn}(\sin(\omega_{in}t + \varphi)) \quad (5)$$

结合式(1)、(4),可以得到网侧输入参考功率为:

$$P_{in}^* = u_{grid_max} i_{in_max} \sin^2(\omega_{in}t + \varphi) \quad (6)$$

结合式(2)、(3),可以得到母线电容功率为:

$$P_c = 0.5 u_{grid_max}^2 C_{dc} \omega_{in} \sin(2(\omega_{in}t + \varphi)) \quad (7)$$

根据功率流动关系,可以得到逆变器输出参考功率为:

$$P_{inv}^* = P_{in}^* - P_c \quad (8)$$

从而,根据式(6)、(7)和(8)可以明确网侧输入参考功率、母线电容功率和逆变器输出参考功率关系,如图 2 所示。

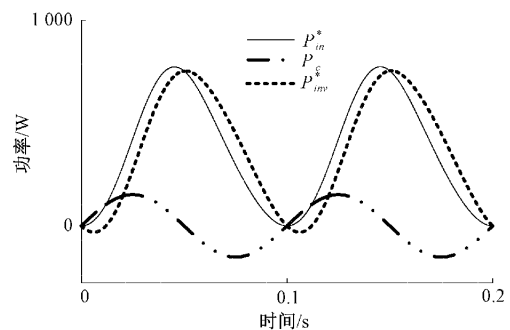


图 2 网侧输入功率、母线电容功率和逆变器输出功率关系图

可以看出,当逆变器输出功率调节至理想波形 P_{inv}^* 时,网侧输入功率为理想波形 P_{in}^* 。根据式(8),网侧电流波形也会接近理想值。这为提高功率因数提供了可能。

在 dq 旋转坐标系中,永磁同步电机的电压方程和电机电磁转矩方程为:

$$u_d = R i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_e L_q i_q \quad (9)$$

$$u_q = Ri_q + L_q \frac{d}{dt}i_q - \omega_e(L_d i_d + \psi_f) \quad (10)$$

$$T_e = 1.5 p_0 [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (11)$$

其中, u_d 、 u_q 为定子电压的 dq 轴分量; i_d 、 i_q 为定子电流的 dq 轴分量; R 为定子电阻; ψ_d 、 ψ_q 为定子磁链的 dq 轴分量; ω_e 是电角速度; L_d 、 L_q 是 dq 轴电感分量; ψ_f 表示永磁体磁链, p_0 是电机极对数。

进一步地, 永磁同步电机功率可计算为:

$$P_{motor} = T_e \omega_m = 1.5(\omega_e(\psi_f + L_d i_d) i_q - \omega_e L_q i_d i_q) \quad (12)$$

此外, 逆变器输出功率可表示为:

$$P_{inv} = 1.5(u_d i_d + u_q i_q) = 1.5[R(i_d^2 + i_q^2) + L_d \frac{di_d}{dt} i_d + L_q \frac{di_q}{dt} i_q + \omega_e \psi_f i_q + \omega_e(L_d - L_q) i_d i_q] = P_R + P_L + P_{motor} \quad (13)$$

式中: P_R 为定子三相电阻消耗的功率, 定子三相绕组电感充放电功率 P_L 以及电机功率 P_{motor} 。

忽略定子三相电阻消耗的功率和定子三相绕组电感充放电功率后永磁同步电机功率约等于逆变器输出功率。

$$P_{motor} \approx P_{inv} \quad (14)$$

由图 2 可知, 逆变器输出功率以二倍工频波动; 根据式(14)可得电机输出电磁转矩也以二倍工频波动。由于电机存在转动惯量, 电机转速不会发生突变, 这为电机调速创造了条件。根据式(13)可得, 通过合理地调节 i_d 和 i_q , 可控制逆变器输出功率为理想波形, 从而实现高功率因数。

2 逆变器输出功率控制策略

无电解电容驱动系统整体控制框图, 如图 3 所示。首先, 电机转速差分别经过速度环 PI 控制器和二阶广义积分锁相环获取网侧电流幅值与网侧电压的相位与幅值, 从而结合两者生成逆变器输出功率参考值。将输出功率生成值与实际值送入减法器, 其结果经过 PIR 控制器, 生成 q 轴电流参考。从而 dq 轴参考值与实际值的差值经过电流环 PI 控制器后生成电机 dq 轴参考电压; 最后, 将限幅后的 dq 轴参考电压进行坐标变换, 结合母线电压信息在 SVPWM 算法模块中计算 6 路 PWM 占空比以驱动逆变器, 进而实现对电机控制。

2.1 传统逆变器输出功率控制方法

传统逆变器输出功率控制原理如图 4 所示。其中, 电机速度差经过 PI 控制器生成平均功率; 同时电网电压经过锁相环获取电网电压相位信息; 然后将平均功率与电网电压相位正弦的平方相乘, 得到逆变器输出功率参考值; 随后将输出功率参考值与实际值送入减法器, 其结果经过比例谐振控制器即可得到电机 q 轴电流参考值。

在该方法中, 逆变器输出功率参考值计算公式为:

$$P_{inv}^* = \bar{P} \times \sin^2(\omega_e t + \varphi) \quad (15)$$

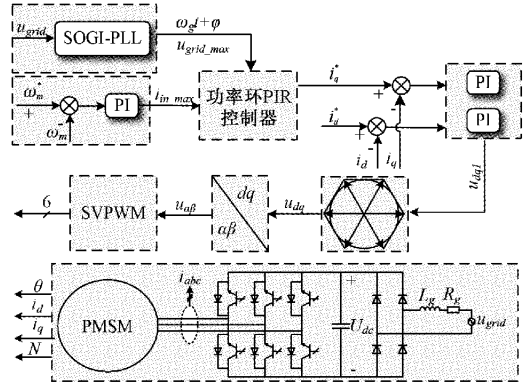


图 3 无电解电容驱动系统整体控制框图

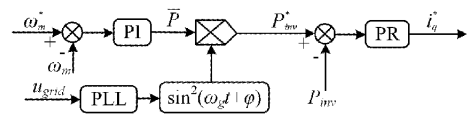


图 4 传统逆变器输出功率控制框图

式中: \bar{P} 为平均功率, ω_{in} 为网侧单相电压源角频率, φ 为网侧单相电压源的初相。

由上述分析可知, 逆变器输出功率的频率为 100 Hz, 在 100 Hz 处, PR 控制器比 PI 控制器的性能更好。

比例谐振控制器的传递函数如式(16)所示。

$$G_{PR}(S) = k_p + \frac{2k_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (16)$$

式中: k_p 为比例增益, k_r 为谐振增益, ω_0 为谐振频率, ω_c 为截止频率。

PR 控制器和 PI 控制器的伯德图, 如图 5 所示。

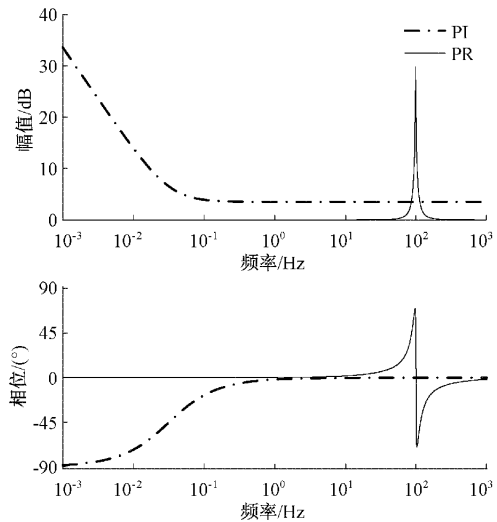


图 5 PI 和 PR 控制器伯德图对比

由图 5 可以看出, PI 控制器可以在低频处保持较高的增益, 而在高频处 PR 控制器可以保持较高的增益, 所以选择 PR 控制器作为逆变器输出功率环的控制器。

2.2 基于相位补偿的逆变器输出功率控制环

毋庸置疑,在无电解电容驱动系统中考虑逆变器输出功率控制能显著改善网侧电流质量。而传统的功率环忽略了母线电容带来的相位偏移,使逆变器输出功率和电机 q 轴电流跟踪性能下降。为了提高逆变器输出功率和电机 q 轴电流跟踪效果,进一步改善网侧电流品质,本文采用了一种基于相位补偿的逆变器输出功率控制环,控制框图如图 6 所示。

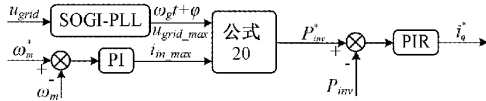


图 6 所提出的逆变器输出功率控制框图

从图 1 可以得到逆变器输入电流参考值的计算公式为：

$$i_{inv}^* = |i_m| - i_c = A \sin(\omega_m t + \varphi + \Delta\theta) \text{sgn}(\sin(\omega_m t + \varphi)) \quad (17)$$

$$A = \sqrt{i_{in_max}^2 + \omega_{in}^2 C_{dc}^2 u_{grid_max}^2} \quad (18)$$

$$\Delta\theta = \arctan\left(\frac{-\omega_{in} C_{dc} u_{grid_max}}{i_{in_max}}\right) \quad (19)$$

则逆变器输出功率参考计算公式为：

$$P_{inv}^* = i_{inv}^* u_{dc} = A u_{grid_max} \sin(\omega_m t + \varphi + \Delta\theta) \sin(\omega_m t + \varphi) \quad (20)$$

逆变器功率参考可进一步改写为：

$$P_{inv}^* = \underbrace{\frac{1}{2} A u_{grid_max} \cos(\Delta\theta)}_{\text{直流分量}} - \underbrace{\frac{1}{2} A u_{grid_max} \cos(2\omega_m t + 2\varphi + \Delta\theta)}_{\text{交流分量}} \quad (21)$$

从式(20)可以看出,相较于式(15),逆变器输出功率参考增加了一个相位补偿角,该相位补偿角可以改善逆变器输出功率跟踪效果。由式(21)可以发现逆变器输出功率既包含直流分量又包含交流分量,而 PR 控制器只在高频处有较高的增益,无法处理逆变器输出功率的直流分量。

而 PIR 控制器能够在低频和谐振频率处具有高增益,对直流分量和交流分量都有很好的调节效果。PIR 控制器的传递函数如式(22)所示。

$$G_{PIR}(S) = k_p + \frac{k_i}{s} + \frac{2k_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (22)$$

式中： k_p 为比例增益， k_i 为积分增益， k_r 为谐振增益， ω_c 为截止频率， ω_0 为谐振频率，在该控制策略中应该设置为电网电压两倍，即 $\omega_0 = 200\pi$ 。

不同截止频率 ω_c 下的 PIR 控制器的伯德图，如图 7 所示。

从图 7 可以看出随着截止频率 ω_c 的增加，相位角度增加速度变慢，频率带宽也在增加。虽然 ω_c 的值不同，但是 PIR 控制器在低频和谐振频率处都能有较高的增益。

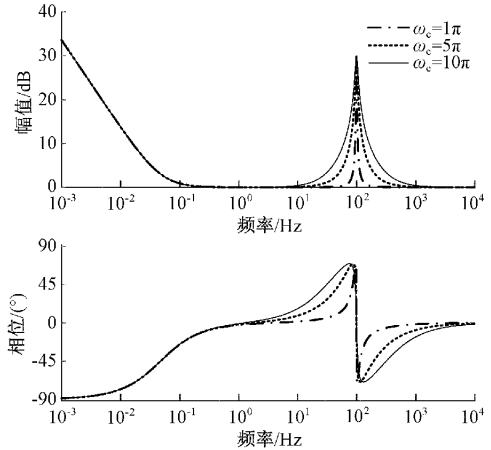


图 7 不同截止频率 ω_c 下的 PIR 伯德图

3 实 验

为了进一步验证所提出方法的有效性和优越性,搭建了无电解电容永磁电机驱动系统实验平台,如图 8 所示。其中,驱动电机为额定功率 2.3 kW 的 PMSM;逆变器由 3 个 FF300R12ME4(英飞凌)模块组成,且由无电解电容电路供电。定子电流由 3 个电流传感器 HAS 50-S/SP50 采集,直流母线电压和电网电压由两个电压传感器 LV25-P 采样。主控芯片采用 TI 公司的数字信号处理器(DSP) TMS320F28335;在 Code Composer Studio 7.4 中使用 C 语言完成无电解电容电机控制策略编程。此外,为了记录一些波形,如 dq 轴电流,逆变器输出功率,电机转速等采用 D/A 芯片 AD5344BRU。具体系统参数如表 1 所示。

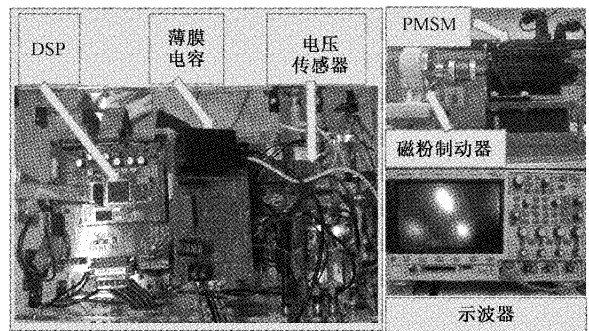


图 8 实验样机

为了验证基于相位补偿的逆变器输出功率环的稳态性能,本文在给定负载 $4 \text{ N}\cdot\text{m}$, 给定转速 1000 rpm 的工况下进行了一组对比试验。图 9 为文献[13]描述的基于 PI 控制器传统逆变器输出功率控制策略实验结果图。从实验结果图可以看出网侧电流畸变严重,经测量,网侧功率因数为 0.79,网侧谐波含量为 52.45%。同时,逆变器输出功率和电机 q 轴电流跟踪效果不理想,这会影响驱动系统稳定运行。同时该控制策略需在 d 轴加上 -2 A 的弱磁电流,才能保证电机在该工况下稳定运行,但常规的弱磁控制会导

表 1 电机主要参数

参数	数值
电网电压/ V_{rms}	220
电网频率/Hz	50
薄膜电容/ μF	20
网侧阻抗	0.2 mH/0.2 Ω
额定转速/($r \cdot \min^{-1}$)	1 500
定子电阻/ Ω	0.8
dq 轴电感/mH	3.465/3.93
定子磁链/Wb	0.272
极对数	4
PWM 频率/kHz	10

致弱磁环路失控,从而影响系统的稳定性。

图 10 为文献[20]的基于传统逆变器输出功率环的无电解电容电机驱动实验波形。从图 10 可以看出母线电压与网侧电流相位基本一致,满足高功率因素要求。具体地,网侧功率因数为 0.78,网侧电流谐波含量降为 46.91%。然而逆变器输出功率实际值和电机 q 轴电流与相应的参考值误差较大。类似地,该控制策略也需要在 d 轴加 -2 A 的弱磁电流。

图 11 为基于相位补偿的逆变器输出功率环的无电解电容电机驱动实验波形。相较图 10 实验结果,网侧电流质量进一步得到明显改善,网侧功率因数提高至 0.86,网侧电流谐波含量为 32.40%。逆变器输出功率和电机 q 轴电流的跟踪效果也明显得到改善。

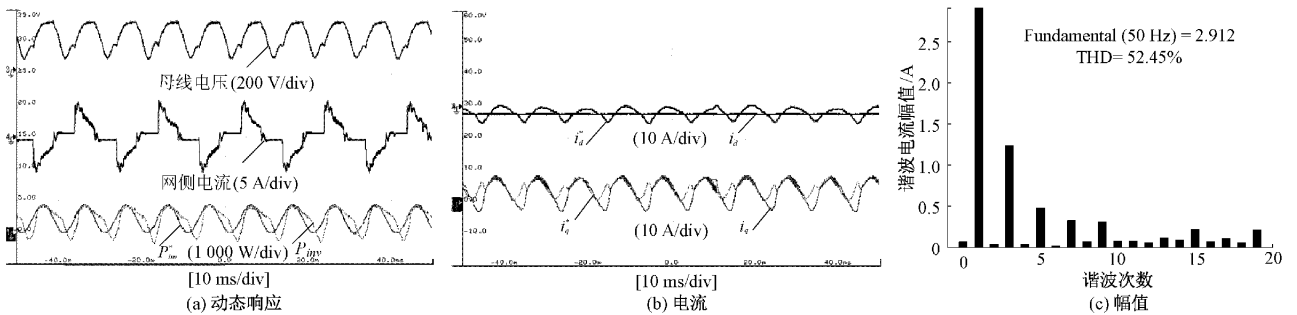


图 9 文献[13]实验结果图

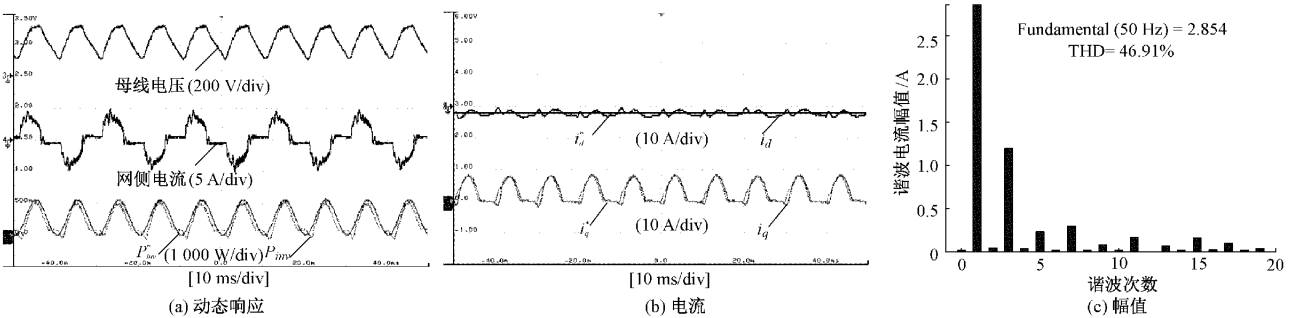


图 10 文献[20]实验结果图

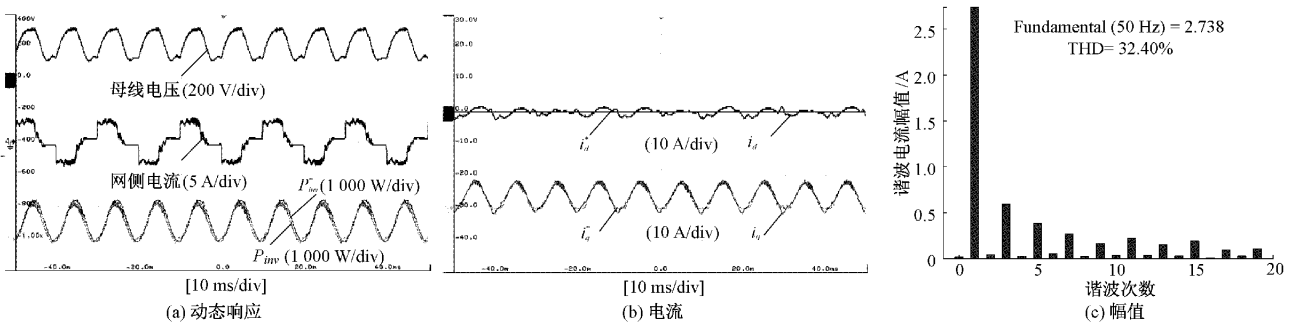


图 11 基于相位补偿的逆变器输出功率环实验结果图

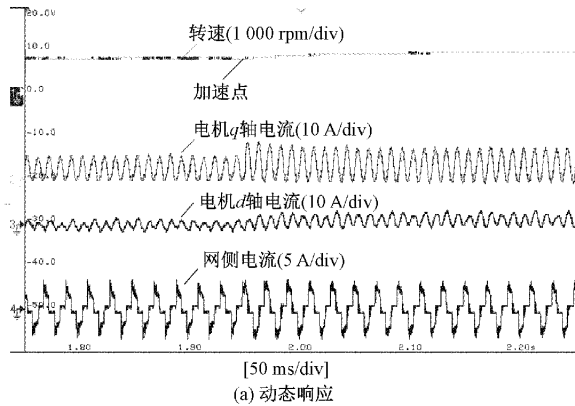
根据实验结果总结不同控制策略各参数对比表,如表 2 所示,本文所提的控制策略可以有效减少网侧电流谐

波含量和提高功率因数,进而节省电能和减少对电网污染。同时该控制策略提高了逆变器输出功率跟踪效果,提

表 2 不同控制策略下各参数对比表

参数	文献[13]	文献[20]	本文
网侧谐波含量/%	52.45	46.91	32.40
网侧功率因数	0.79	0.78	0.86
P_{inv} 跟踪效果	差	中	良好
弱磁电流/A	-2	-2	0

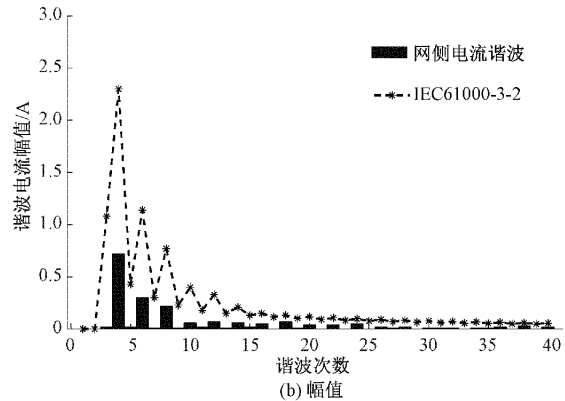
升了逆变器输出功率环稳定性。同时,该策略避免了弱磁



(a) 动态响应

电流的加入,简化了电机驱动控制策略,增强了系统稳定性。

另外,图 12 为电机速度指令从 800 rpm 突变为 1 000 rpm,负载转矩保持在 $3 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时的电机转速(N),电机 dq 轴电流和网侧电流的动态响应实验结果图。如图所示,电机速度响应无超调,响应过程大约为 0.2 s。在转速突变时,电机 dq 轴电流和网侧电流尖峰较小,可见系统动态性能良好。同时电机在 800 rpm 和 1 000 rpm 的情况下网侧电流各次谐波均低于 IEC61000-3-2 标准。



(b) 幅值

图 12 转速突变实验性能

4 结 论

本文研究了一种基于逆变器输出功率相位补偿的永磁同步电机高功率因数电机控制策略。基于无电解电容驱动电路的电流流动关系分析,计算出相位补偿角。在此基础上,建立了基于 PIR 控制器的逆变器输出功率控制回路,可以有效提高逆变器输出功率和电机 q 轴电流跟踪效果,从而达到降低网侧电流谐波含量和提高网侧功率因数的目的。该控制策略结构简单,电机调速性能良好,且网侧输入电流波形满足 IEC61000-3-2 标准。最后在 2.3 kW 的永磁同步电机上验证了该控制策略的有效性。

参考文献

- [1] 闫宏亮,张嘉楠,龙虎林. 基于改进滑模趋近律和非线性干扰观测器的 PMSM 位置跟踪[J]. 电子测量技术, 2022, 45(13): 104-108.
- [2] 张港,高文根,杭孟荀,等. 基于改进 SMO 的永磁同步电机全速段位置估算研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(7): 185-193.
- [3] 杨博伟,宋桂英,刘畅,等. 高频信号注入 PMSM 的无传感器自适应控制算法[J]. 国外电子测量技术, 2021, 40(10): 20-27.
- [4] 朱俊杰,黄海燕. 无位置传感器无刷直流电机换相误差校正系统研究[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(4): 41-49.
- [5] 付超超,李健. 飞行器永磁同步舵机控制系统研究与设计[J]. 中国测试, 2021, 47(S1): 232-239.

- [6] 赵楠楠,周峰,丁大尉,等. 永磁电机无电解电容驱动系统网侧电流谐波抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(3): 1145-1154.
- [7] 张国柱,徐殿国,朱良红,等. 高功率因数无电解电容电机驱动系统电流控制策略[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(1): 100-106.
- [8] 张超,胡鑫,朱孝勇,等. 基于预测控制的无电解电容功率变换器电机驱动系统[J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 5649-5658.
- [9] 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.
- [10] 赵楠楠,王高林,朱良红,等. 基于逆变器功率调节的永磁电机无电解电容控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(S1): 193-199.
- [11] 梁晨,章玮. 高功率因数无电解电容 IPMSM 驱动系统电流跟踪控制策略[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(10): 1-8.
- [12] INAZUMA K, UTSUGI H, OHISHI K, et al. High-power-factor single-phase diode rectifier driven by repetitively controlled IPM motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(10): 4427-4437.
- [13] BAO D Y, PAN X W, WANG Y. A novel hybrid control method for single-phase-input variable frequency speed control system with a small dc-link capacitor [J]. IEEE Transactions on Power

- Electronics, 2019, 34(9): 9016-9032.
- [14] ZHAO N N, WANG G L, XU D G, et al. Inverter power control based on dc-link voltage regulation for IPMSM drives without electrolytic capacitors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 558-571.
- [15] LI H C, YIN Q, WANG Q Y, et al. A torque control method based on I-MR controller for IPMSM drive with Small Dc-link capacitor[J]. IEEE Access, 2021, 9: 44558-44568, DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2986481.
- [16] ABE K, HAGA H, OHISHI K, et al. Direct dc-link current control considering voltage saturation for realization of sinusoidal source current waveform without passive components for IPMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(5): 3805-3814.
- [17] ABE K, HAGA H, OHISHI K, et al. Fine current harmonics reduction method for electrolytic capacitor-less and inductor-less inverter based on motor torque control and fast voltage feedforward control for IPMSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2): 1071-1080.
- [18] LU C H, ZHANG W. High-power-factor control of IPMSM drive system with small Dc-link capacitor[C]. 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems, IEEE, 2018: 1470-1475, DOI: 10.23919/ICEMS.2018.8549059.
- [19] KANG S W, KIM S I, KIM R Y, et al. High power factor control of an inverter-controlled synchronous motor drive system with small Dc-link capacitor[C]. IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IEEE, 2013: 7769-7774, DOI: 10.1109/IECON.2013.6700429.
- [20] LIU Z G, DING W, LI Y Y, et al. Input current harmonics suppression control for PMSM drive system without electrolytic capacitor [J]. 2021 IEEE 12th Energy Conversion Congress & Exposition-Asia, IEEE, 2021: 204-209, DOI: 10.1109/ECCE-Asia49820.2021.9479311.

作者简介

於锋, 博士, 副教授, 主要研究方向为新能源发电、永磁同步电机变频调速。

E-mail: yufeng628@ntu.edu.cn

邱梁刚, 硕士研究生, 主要研究方向为无电解电容永磁同步电机驱动控制策略。

E-mail: 18862985370@163.com

王尧(通信作者), 博士, 讲师, 主要研究方向为永磁同步电机驱动等。

E-mail: wy_ntu@ntu.edu.cn