

基于拍频坐标系的轨道交通牵引系统拍频抑制策略研究

章勇高, 邓兆飞, 刘鹏

(华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要: 在轨道交通牵引系统中, 四象限脉冲整流器运行时, 会在直流母线电压中引入二倍频的脉动。这些脉动电压与逆变器的基频电压相互作用, 导致电机定子电压和电流出现拍频现象。特别是在电机运行频率接近二倍频时, 拍频现象变得尤为显著。本文详细阐述了拍频现象的原因, 分析了电机定子电流中各谐波分量的旋转方向和频率。针对拍频现象, 提出了一种拍频旋转坐标系, 提取产生拍频现象的谐波电流, 在拍频坐标系中转换为直流量, 并通过比例积分控制器生成抑制拍频现象的补偿电压。在 Matlab/simulink 中搭建电机仿真模型, 并在三种不同的电机工况下进行仿真验证, 仿真结果表明, 本文所提方法在电机频率接近二倍频的宽频率范围内均能有效抑制拍频现象。

关键词: 牵引传动系统; 直流母线电压波动; 拍频现象; 旋转坐标系; 永磁同步电机

中图分类号: TM351

文献标志码: A

Research on Beat Frequency Suppression Strategy of Rail Transit Traction System Based on Beat Frequency Coordinate System

Zhang Yonggao, Deng Zhaofei, Liu Peng

(College of Electrical Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: In the railway traction system, the operation of a four-quadrant pulse rectifier introduces double-frequency ripple into the DC bus voltage. These ripple voltages interact with the fundamental frequency voltage of the inverter, leading to the occurrence of beat-frequency phenomena in the motor stator voltage and current. This beat-frequency phenomenon becomes particularly pronounced when the motor operating frequency is close to the double frequency. This paper provides a detailed explanation of the causes of the beat-frequency phenomenon and analyzes the rotational direction and frequency of the harmonic components in the motor stator current. To address the beat-frequency phenomenon, a rotating beat-frequency coordinate system is proposed, which extracts the harmonic currents responsible for the beat-frequency phenomenon. These harmonic currents are transformed into DC components in the beat-frequency coordinate system, and a compensating voltage to suppress the beat-frequency phenomenon is generated using a proportional-integral controller. A motor simulation model is constructed in MATLAB/Simulink, and simulations are performed under three different motor operating conditions for verification. The simulation results show that the proposed method effectively suppresses the beat-frequency phenomenon across a wide frequency range, particularly when the motor frequency is close to the double frequency.

Key words: traction drive system; DC bus voltage fluctuation; Beat frequency phenomenon; rotational coordinate system; Permanent magnet synchronous motor

在轨道交通牵引系统中, 牵引变流器是重要组成部分, 其核心构造由四象限脉冲整流器、直流母线电容以及三相脉宽调制逆变器三大关键部分组成。在四象限脉冲整流器的运行过程中, 其输入输出功率均含有二倍频脉动分量, 这一特性直接导致了牵引变流器直流侧电压出现 100Hz 的脉动现象。这种脉动电压会直接导致电机定子电压和电流中出现明显的拍频现象, 特别是当电机运行在接近二倍电网频率时, 这种脉动的影响变得尤为明显和突出, 此时电机功率损耗增加, 温度急剧升高, 产生严重的机械抖动及难以忍受的噪音污染等, 严重影响列车运行稳定性和旅客乘坐的舒适度^[1], 甚至造成列车故障。

为了解决由直流母线电压脉动引起的拍频问题, 目前主要采用了两大类方法: 硬件方法和软件方法。硬

件方法主要是通过特定的硬件电路设计, 直接对直流侧的脉动电压进行抑制, 在轨道交通牵引系统中一种常见措施是在四象限脉冲整流器直流侧并联 LC 谐振电路, 此种方案的缺点是增加额外的硬件成本, 且系统体积庞大, 系统的功率密度大幅下降。其他硬件解决方案包括在增大直流母线电容值或采用电路拓扑结构, 文献[2]提出了一种带直流分相电容的有源功率解耦电路, 由两个变换器组成, 其中升压变换器称为主变换器, 降压-升压变换器称为辅助变换器, 当主变换器的电容电压发生波动时, 辅助变换器将在另一个电容上产生互补电压。文献[3]提出一种适用于小直流侧电容系统的直流侧并联补偿器, 但是增加了开关管以及电容, 控制复杂, 并且不具有通用性。硬件方法需要增加额外的元器件, 不仅增加了成本, 而且需要控制新增的元器件, 导致系统控制也更加复杂。

相比之下, 软件方法更侧重于采用先进的控制算法优化手段, 以有效抑制电机侧定子电流中的谐波分量。目前, 已经有一些成熟的软件方法被广泛应用, 如前馈补偿^[4-5]、反馈补偿^[6-7]、单周期控制^[8-9]和频率补偿^[10-11]等。文献[4-5]通过测量实时的直流母线电压, 通过修正调制比, 通过前馈补偿的方法对拍频现象进行抑制。文献[6-7]通过实时采集电机电流和指令电流作为反馈来修正调制比, 其原理是系统的输出值送回到输入端, 与输入端的参考值进行比较, 并利用其偏差进行控制, 最终实现输出值与参考值相同的目的。文献[8-9]将单周期控制算法作为逆变器的调制方案, 但是这种方法需要考虑母线电压波动分量的频率、幅值和初始相位等信息, 在实际系统中, 直流母线电压的波动量并不是恒定值, 而是随着电机转速和负载的变化而变化, 其初始相位角也不是固定的。文献[10]通过对系统进行建模, 得到了转子磁场定向条件下的电机电流和转矩关于直流母线电压的传递函数, 并在此基础上提出通过对电机转差频率进行修正的拍频抑制策略, 但对于同步电机并不适用。文献[11]提出通过改进的闭环频率补偿策略消除磁场定向控制系统中的 q 轴电流脉动分量, 从而抑制转矩脉动分量, 但该方法也只适用于异步电机。

除了从电机电压、电流、转矩角度进行分析, 文献[12-13]从阻抗的角度分析了拍频电流中的谐波, 并通过重塑永磁同步电机驱动系统在主次谐波下的阻抗, 提出了一种拍频抑制策略。文献[14]从数学上推导了定子电流的包络特征, 提出一种电压重构策略, 通过利用重建的直流母线电压计算 PWM 占空比, 可以显著减弱拍频现象。

在上述方法中, 所有分析均基于电机基频旋转坐标系, 文献[15-19]引入了一种创新的多参考坐标系设计, 旨在有效提取和控制电机定子电流中非基频的 5 次和 7 次谐波, 文献[20]指出发生拍频现象时, 电机定子电流中会含有非基频的角频率为 $2\omega_s - \omega_e$ 、 $2\omega_s + \omega_e$ 的谐波电流。故可采用相似的多参考坐标系来抑制拍频现象。

首先分析拍频现象产生的原因, 详细探讨轨道交通牵引传动系统的电机定子电流中各谐波分量的旋转方向和频率。然后提出一种基于拍频坐标系的电压补偿策略, 通过提取定子电流中的谐波电流, 在拍频坐标系中控制, 以消除谐波电流为目标, 通过电压反馈环来得到补偿电压。最后搭建仿真模型, 验证所提方法的有效性。

1 轨道交通牵引系统的拍频现象

轨道交通牵引变流器一般由四象限脉冲整流器、直流母线电容和三相逆变器三个部分组成, 其拓扑结构如图 1 所示。

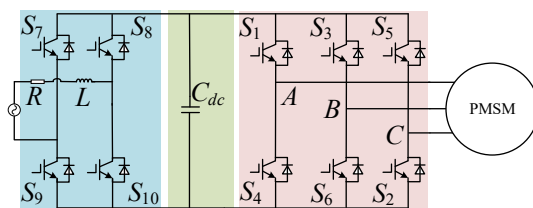


图 1 轨道交通牵引变流器

Fig.1. Traction converter for rail transit

以 A 相电流为例, 当电机运行频率为 99Hz 时, 电机定子电流波形如图 2 所示。

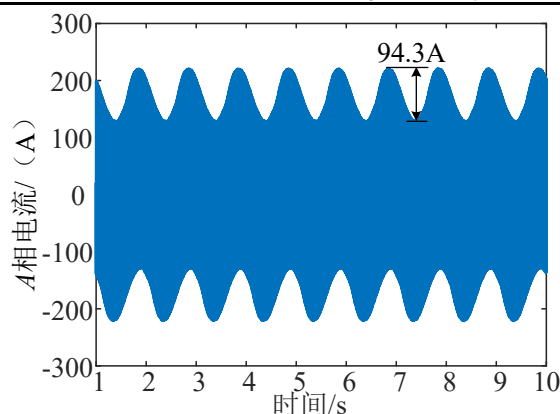


图2 电机 A 相电流波形

Fig.2. Waveform of phase A current of the motor

从图 2 可以看出：定子电流中会产生非常明显的 1Hz 的谐波分量，电流的波动达到 94.3A，为了更直观的观察其中各频率的谐波含量，对 A 相电流进行傅里叶变换分析，结果如图 3。

如图 3 所示，A 相电流中，1Hz 的谐波含量为 15.85%，199Hz 谐波含量为 3.58%，A 相电流的 THD 值为 15.9%。

假设电网电压和电流为正弦信号、四象限脉冲整流桥前后功率守恒。

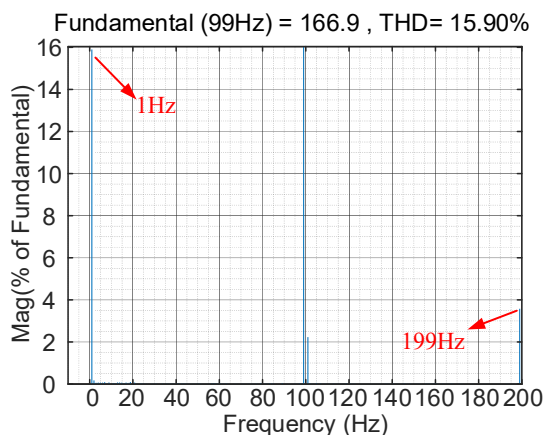


图3 A相电流傅里叶分析

Fig.3 Fourier analysis of phase A current

四象限脉冲整流器在工作时，其输入功率与输出功率均会表现出二倍频的脉动特性，这种脉动进而传播至直流母线电压上，导致直流母线电压中也含有二倍频脉动电压，可表示为式 (1)

$$u_{dc}(t) = U_{dc} + \Delta U_{dc} \sin(2\omega_s t + \varphi) \quad (1)$$

其中： U_{dc} 为直流母线电压的直流分量； ΔU_{dc} 为直流母线电压脉动分量的幅值； ω_s 为电网电压角频率； φ 为电网功率因数角。

其中： $\Delta U_{dc} = \frac{I_{dc}}{2\omega_s C \cos \varphi}$ ， I_{dc} 为母线电流平均值； C 为母线电容值；

理想状态下，母线直流电压为恒压源提供的，即 U_{dc} 为定值，则逆变器基频开关函数为

$$\begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} m \sin \omega_e t \\ m \sin(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) \\ m \sin(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (2)$$

其中 m 为正弦脉宽调制度, $m=U_m/U_{dc}$, U_m 为逆变器输出电压的有效值, ω_e 为逆变器的工作频率, 即永磁同步电机运行频率。

将 U_{dc} 用实际值代入, 以 A 相为例^[20]

$$\begin{aligned} u_a(t) &= m \sin \omega_e t [U_{dc} + \Delta U_{dc} \sin(2\omega_s t + \varphi)] \\ &= U_m \sin \omega_e t + \frac{1}{2} m \Delta U_{dc} \cos[(2\omega_s - \omega_e)t + \varphi] \\ &\quad - \frac{1}{2} m \Delta U_{dc} \cos[(2\omega_s + \omega_e)t + \varphi] \end{aligned} \quad (3)$$

由式(3)可知, 当直流侧电压发生脉动时, 逆变器的输出电压中会含有 $u_{a1}(t)$ 和 $u_{a2}(t)$ 谐波分量, 且 $u_{a1}(t)$ 和 $u_{a2}(t)$ 的幅值随着直流侧脉动电压分量增大而增大。当电机运行频率越来越接近两倍电网频率时, 电机的相电压与相电流中会产生频率越来越低的谐波分量。

$$\begin{cases} u_{a0}(t) = U_m \sin \omega_e t \\ u_{a1}(t) = \frac{1}{2} m \Delta U_{dc} \cos[(2\omega_s - \omega_e)t + \varphi] \\ u_{a2}(t) = \frac{1}{2} m \Delta U_{dc} \cos[(\omega_e + 2\omega_s)t + \varphi] \end{cases}$$

令式(3)中,

由式(2)和(3)可得

$$\begin{aligned} u_b(t) &= U_m \sin(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) \\ &\quad + \frac{1}{2} m \Delta U_{dc} \cos[(2\omega_s - \omega_e)t + \frac{2\pi}{3} + \varphi] \\ &\quad - \frac{1}{2} m \Delta U_{dc} \cos[(2\omega_s + \omega_e)t - \frac{2\pi}{3} + \varphi] \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} u_c(t) &= U_m \sin(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \\ &\quad + \frac{1}{2} m \Delta U_{dc} \cos[(2\omega_s - \omega_e)t - \frac{2\pi}{3} + \varphi] \\ &\quad - \frac{1}{2} m \Delta U_{dc} \cos[(2\omega_s + \omega_e)t + \frac{2\pi}{3} + \varphi] \end{aligned} \quad (5)$$

三相电压可表示为

$$\begin{cases} u_a(t) = u_{a0}(t) + u_{a1}(t) + u_{a2}(t) \\ u_b(t) = u_{b0}(t) + u_{b1}(t) + u_{b2}(t) \\ u_c(t) = u_{c0}(t) + u_{c1}(t) + u_{c2}(t) \end{cases} \quad (6)$$

$$\text{其中, } \begin{cases} u_{b0}(t) = U_m \sin(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) \\ u_{b1}(t) = \frac{1}{2} m \Delta U_{dc} \cos[(2\omega_s - \omega_e)t + \frac{2\pi}{3} + \varphi] \\ u_{b2}(t) = \frac{1}{2} m \Delta U_{dc} \cos[(2\omega_s + \omega_e)t - \frac{2\pi}{3} + \varphi] \\ u_{c0}(t) = U_m \sin(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \\ u_{c1}(t) = \frac{1}{2} m \Delta U_{dc} \cos[(2\omega_s - \omega_e)t - \frac{2\pi}{3} + \varphi] \\ u_{c2}(t) = \frac{1}{2} m \Delta U_{dc} \cos[(2\omega_s + \omega_e)t + \frac{2\pi}{3} + \varphi] \end{cases}$$

将三相电压 $u_a(t)$, $u_b(t)$, $u_c(t)$ 经 *park* 变换到两相同步旋转坐标系, 结果为式 (7)。

上述分析中, 在以角频率为 ω_e 旋转的坐标系下, 无法用比例积分控制器对轨道交通牵引系统中造成拍频现象的低频谐波分量进行控制, 文献[20]用准谐振控制器对交流信号无静差控制, 但在不同的运行频率下, 需要重新设置准谐振控制器参数, 不具有通用性

$$\begin{cases} u_d = U_m + \frac{1}{2} m \Delta U_{dc} \cos(2\omega_s t + \varphi) \\ \quad + \frac{1}{2} m \Delta U_{dc} \sin(2\omega_s t + \varphi) \\ u_q = U_m - \frac{1}{2} m \Delta U_{dc} \sin(2\omega_s t + \varphi) \\ \quad - \frac{1}{2} m \Delta U_{dc} \cos(2\omega_s t + \varphi) \end{cases} \quad (7)$$

2 基于拍频坐标系电压补偿

基于上述分析, 针对轨道交通牵引传动系统中出现的拍频现象, 为了解决比例积分控制器在应对拍频问题时的局限性以及准谐振控制器的通用性不足的问题。本文提出一种拍频旋转坐标系的设计, 并基于拍频坐标系计算抑制拍频现象所需的补偿电压, 有效抑制轨道交通牵引系统中的拍频现象。

永磁同步电机定子侧三相电压为式 (6), 定子侧三相电流也将产生相应频率的分量, 即

$$\begin{cases} i_a = i_{a1} \sin \omega_e t + i_{a2} \cos[(2\omega_s - \omega_e)t + \varphi_1] \\ \quad + i_{a3} \cos[(2\omega_s + \omega_e)t + \varphi_2] \\ i_b = i_{b1} \sin(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) + i_{b2} \cos[(2\omega_s - \omega_e)t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_1] \\ \quad + i_{b3} \cos[(2\omega_s + \omega_e)t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_2] \\ i_c = i_{c1} \sin(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) + i_{c2} \cos[(2\omega_s - \omega_e)t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_1] \\ \quad + i_{c3} \cos[(2\omega_s + \omega_e)t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_2] \end{cases} \quad (8)$$

其中: i_{a1} 、 i_{b1} 、 i_{c1} 分别为三相静止坐标系下三相定子电流中角频率为 ω_e 分量的幅值; i_{a2} 、 i_{b2} 、 i_{c2} 分别为三相电流中角频率为 $2\omega_s - \omega_e$ 分量的幅值; i_{a3} 、 i_{b3} 、 i_{c3} 分别为三相电流中角频率为 $2\omega_s + \omega_e$ 分量的幅值; φ_1 、 φ_2 分别为角频率为 $2\omega_s - \omega_e$ 、 $2\omega_s + \omega_e$ 分量的相位角。

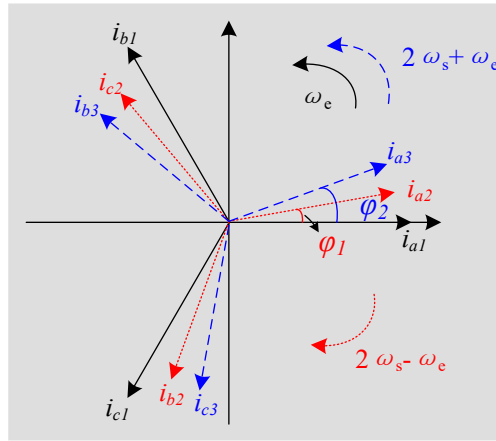


图4 各频率电流分量及相序

Fig.4. Current components and phase sequences at each frequency

将 i_a 、 i_b 、 i_c 的各频率分量及相序表示在平面坐标系中，如图 4 所示。电流 i_a 、 i_b 、 i_c 中，角频率为 ω_e 和 $2\omega_s + \omega_e$ 的分量为正序，角频率为 $2\omega_s - \omega_e$ 的分量为负序。

因此，为将角频率为 $2\omega_s - \omega_e$ 的负序低频谐波分量变换成直流，不仅需要重新设计旋转坐标系的旋转频率，而且需要用负序 *park* 变换矩阵将三相静止坐标系下的三相电流变换到新的两相旋转坐标系下。

上述设计的新坐标系称为拍频坐标系，三相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 经过负序 *park* 变换得到 i_d' 、 i_q'

$$\begin{cases} i_d' = -i_{a1} \cos(2\omega_s t) - i_{a2} \sin\varphi_1 + i_{a3} \sin(4\omega_s t + \varphi_2) \\ i_q' = i_{a1} \sin(2\omega_s t) + i_{a2} \cos\varphi_1 + i_{a3} \cos(4\omega_s t + \varphi_2) \end{cases} \quad (9)$$

由式 (9) 可得，在拍频坐标系中，角频率为 $2\omega_s - \omega_e$ 的电流分量变换为直流分量；角频率为 ω_e 变换成角频率为 $2\omega_s$ ；角频率为 $2\omega_s + \omega_e$ 变换成角频率为 $4\omega_s$ 。

通过对电机的阻抗特性分析^[15]，频率为 $2\omega_s - \omega_e$ 谐波对应阻抗值远小于频率为 $2\omega_s + \omega_e$ 的谐波对应的阻抗值。因此，频率为 $2\omega_s - \omega_e$ 的谐波电流是造成电机拍频现象最主要的因素，对于 $2\omega_s + \omega_e$ 的分量一般将其忽略^[16]。

将 $2\omega_s - \omega_e$ 记为 ω_b ，为拍频坐标系的旋转角度，本文提出的基于拍频坐标系的电压补偿控制框图如图 5 所示。

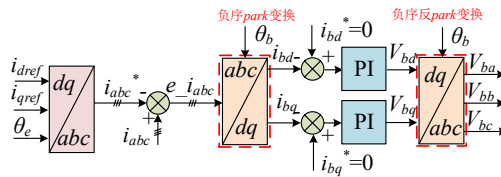


图5 拍频抑制控制框图

Fig.5. Block diagram of beat suppression

图 5 中， θ_b 为拍频坐标系的旋转角度，将电机实际三相电流 i_{abc} 减去电机参考三相电流 i_{abc}^* 得到三相谐波电流 $e_{i_{abc}}$ ，其中包括角频率为 $2\omega_s - \omega_e$ 的低频谐波分量和 $2\omega_s + \omega_e$ 的高频分量，忽略角频率为 $2\omega_s + \omega_e$ 谐波分量的影响，在拍频坐标系中，为了实现对电流中 i_{bd} 和 i_{bq} 分量的无静差控制，将 *PI* 控制器的参考值设定为零值。通过这种方式，当 i_{bd} 和 i_{bq} 分量成功被调节至零时，能够抑制由直流母线电压二次脉动所引发的拍频现象。*PI* 控制器输出值为在拍频坐标系下的 V_{bd} 、 V_{bq} ，通过负序反 *park* 变换将其变换成在三相静止坐标系下的三相补偿电压 V_{ba} 、 V_{bb} 、 V_{bc} 。

本文中提出的基于拍频坐标系电压补偿控制，其系统整体控制框图如图 6 所示。

图 6 中，左半部分为永磁同步电机矢量控制系统，采用 $i_d=0$ 的控制方法，由于并未对网侧进行控制，

将四象限脉冲整流器用单相全桥不可控整流器代替；右半部分为拍频抑制模块，由锁相环（PLL）模块与电机角频率来构造旋转坐标系的旋转角度， q 轴参考电流 i_{qref} 经过低通滤波器，以保证 i_{qref}^* 中只含有基频分量，经上述设计的拍频抑制控制算法，得到抑制拍频电流的补偿电压 V_{ba} 、 V_{bb} 、 V_{bc} ，注入至调制波 V_a 、 V_b 、 V_c 中，正好可以抵消由直流母线的脉动电压，通过反馈回路，能够实现调制波移动值的精确控制。

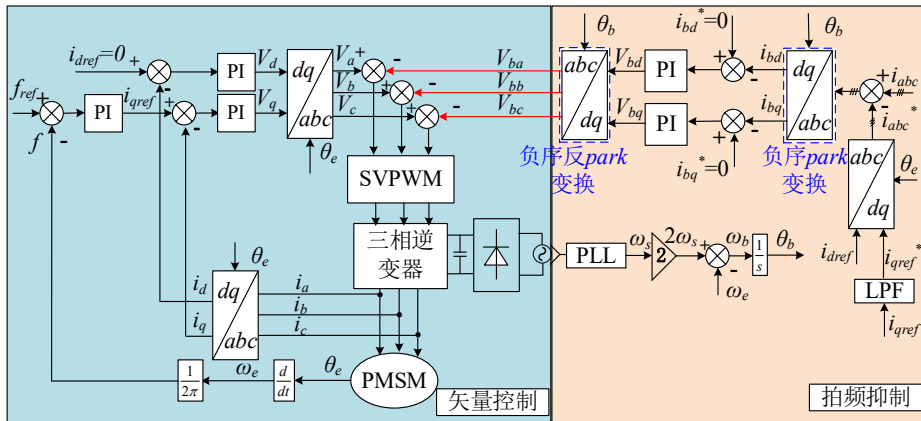


图 6 基于拍频坐标系电压补偿控制框图

Fig.6 Block diagram of voltage compensation based on beat frequency coordinate system

3 仿真实验

本文仿真采用电机参数如表 1 所示，当电机运行频率接近二倍频时，拍频现象最为严重，因此本文选取的仿真工况为：电机运行频率为 99Hz，电机负载转矩为 100 N·m，通过观察电机电流波形及谐波含量、电机转矩及电机运行频率波形来验证所提控制算法的有效性。

表 1 仿真所用电机参数

Tab.1 Motor parameters used in the simulation

PMSM 参数	数值	PMSM 参数	值
定子电阻/ Ω	0.0485	永磁体磁链/Wb	0.4
d 轴电感/mH	8.5	q 轴电感/mH	8.5
极对数	1	额定转矩/(N·m)	100

当电机运行频率为 99Hz 时，负载转矩为 100 N·m， $t=5s$ 时加入拍频抑制算法，以 A 相为例，A 相电流波形如图 7 所示：

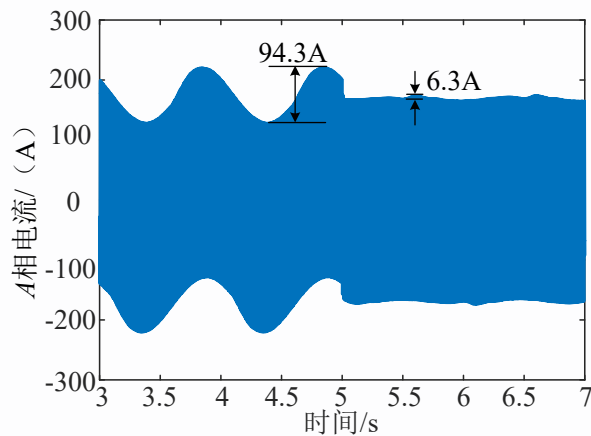


图 7 A 相电流变化波形（工况 1）

Fig.7 Waveform of phase A current (case 1)

当未加入拍频抑制算法时，会有十分明显的 1Hz 波动，电流最大波动值达到 94.3A，加入拍频抑制算法后，电流的最大波动值减少至 6.3A，抑制率为 93.3%。为分析加入算法前后 A 相电流中 1Hz 和 199Hz 分量的含量，对 A 相电流进行傅里叶变换分析，加入拍频抑制算法前的 A 相电流傅里叶分析如图 3，加入

拍频抑制算法后的 A 相电流傅里叶分析如图 8。

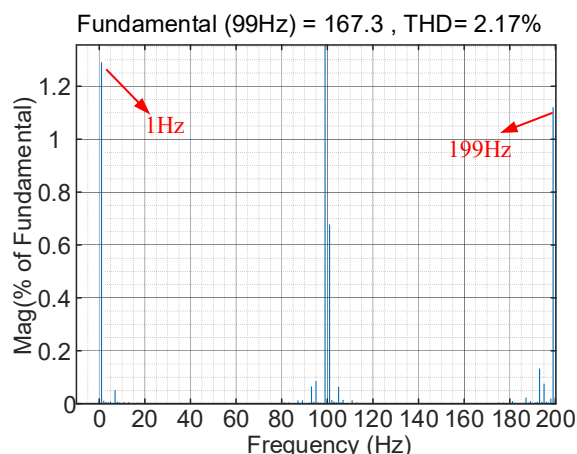


图 8 补偿后各频率电流含量 (工况 1)

Fig.8 Current content of each frequency after compensation (case 1)

由图 3 和图 8 可知, 在加入拍频抑制算法前, A 相电流中的 1Hz 的谐波含量为 15.85%, 199Hz 谐波含量为 3.58%, A 相电流的 THD 值为 15.9%; 加入拍频抑制算法后, A 相电流中的 1Hz 的谐波含量减少为 1.96%, 199Hz 谐波含量为 1.12%, A 相电流的 THD 值降低至 2.17%, 大幅度抑制了产生拍频现象的低频谐波电流。

电机转矩波形如图 9 所示, 当未加入拍频抑制算法时, 电机的转矩波动达到 $57.7\text{N}\cdot\text{m}$, 加入拍频抑制算法后, 转矩波动减少至 $7.6\text{N}\cdot\text{m}$, 大幅度减小了电机转矩的波动。

电机运行频率波形如图 10 所示, 当未加入拍频抑制算法时, 电机的转速频率波动为 5.25Hz , 加入拍频抑制算法后, 电机的转速频率波动减小至 0.41Hz 。

在上述仿真中, 电机运行频率设定为 99Hz 。通过观察电机电流波形及其谐波含量、补偿电压波形、转矩波形和电机运行频率波形, 验证了所提出的拍频抑制算法的有效性。从电机电流的角度分析, 该算法的抑制率达到了 93.3%。为了进一步验证该算法在不同电机转速频率下的高适用性, 在 95Hz 的转速频率条件下进行算法验证。

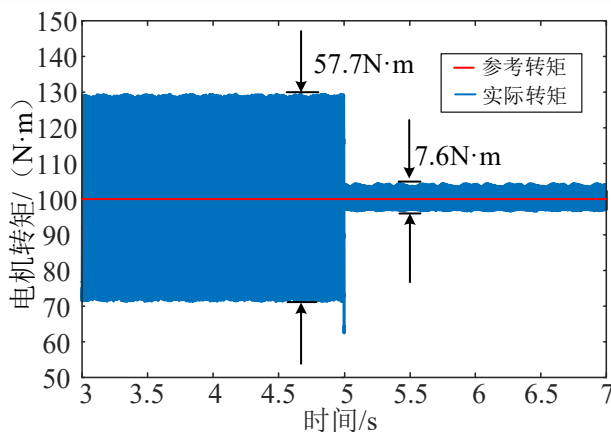


图 9 电机转矩变化波形 (工况 1)

Fig.9 Motor torque change waveform (case 1)

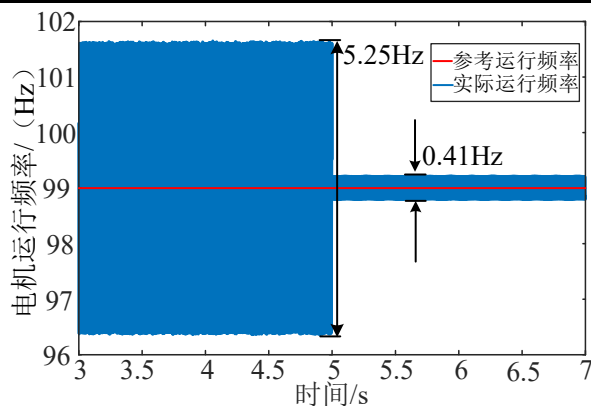


图 10 运行频率变化波形 (工况 1)

Fig.10. Frequency change waveform of operation (case 1)

工况 2: 电机运行频率为 95Hz, 负载转矩为 100N·m, $t=5s$ 时加入拍频抑制算法。以 A 相为例, A 相电流波形如图 11 所示。

图 11 中, 当未加入拍频抑制算法时, 会有十分明显的 5Hz 波动, 电流最大波动值达到 90.9A, 加入拍频抑制算法后, 电流的最大波动值减少至 3.9A.抑制率为 95.7%。

为分析加入算法前后 A 相电流中 5Hz 和 195Hz 分量的含量, 对 A 相电流进行傅里叶变换分析, 加入拍频抑制算法前的 A 相电流傅里叶变换分析如图 12, 加入拍频抑制算法后的 A 相电流傅里叶变换分析如图 13。

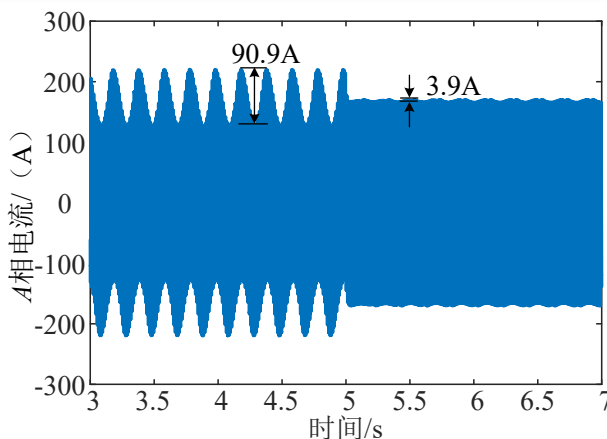


图 11 A 相电流变化波形 (工况 2)

Fig.11. Waveform of phase A current (case 2)

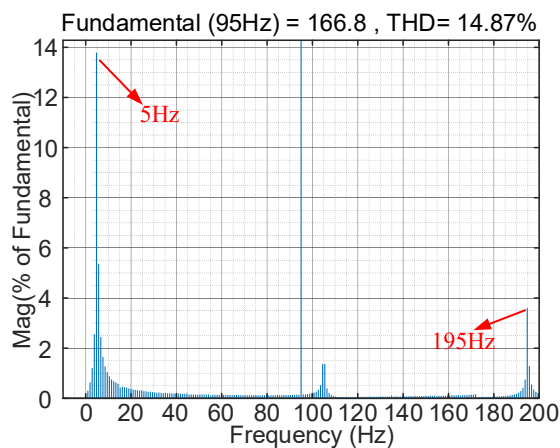


图 12 补偿前 A 相电流傅里叶变换分析 (工况 2)

Fig.12. Fourier transform analysis of phase A current before compensation (case 2)

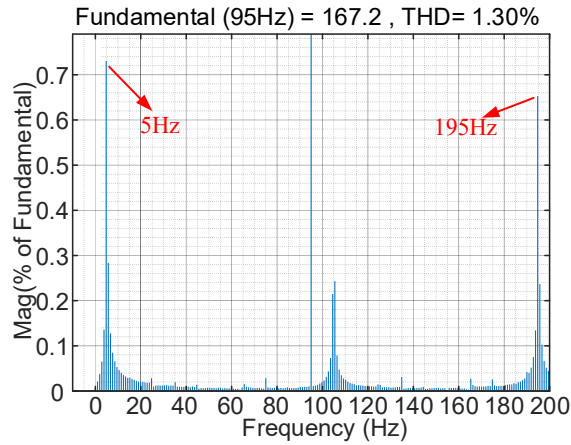


图 13 补偿后 A 相电流傅里叶变换分析 (工况 2)

Fig.13. Fourier transform analysis of phase A current after compensation (case 2)

由图 12 和图 13 可知, 在加入拍频抑制算法前, A 相电流中, 5Hz 的谐波电流含量为 13.55%, 195Hz 的谐波含量为 3.52%, A 相电流的 THD 值为 14.87%, 加入拍频抑制算法后, 5Hz 的谐波电流含量减少至 0.725%。

工况 2 下电机转矩波形如图 14 所示, 当未加入拍频抑制算法时, 电机的转矩波动达到 $57.8\text{N}\cdot\text{m}$, 加入拍频抑制算法后, 转矩波动减少至 $5.4\text{N}\cdot\text{m}$ 。

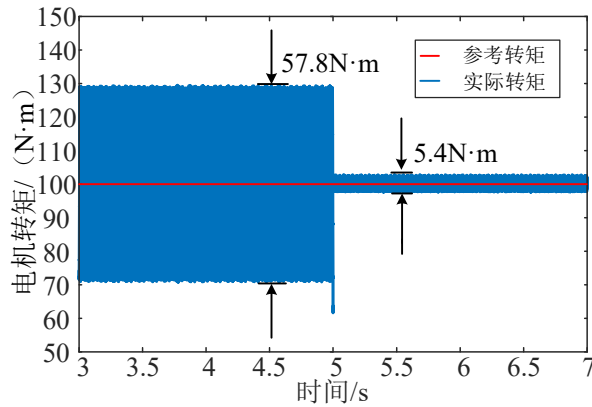


图 14 电机转矩变化波形 (工况 2)

Fig.14. Motor torque change waveform (case 2)

工况 2 下电机运行频率波形如图 15 所示, 当未加入拍频抑制算法时, 电机的运行频率波动为 5.25Hz, 加入拍频抑制算法后, 电机的运行频率波动减少至 0.24Hz。

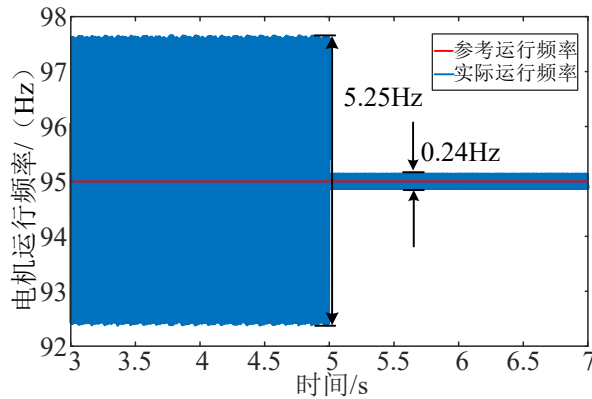


图 15 运行频率变化波形 (工况 2)

Fig.15. Frequency change waveform of operation (case 2)

上述工况 1 与工况 2 只分析了电机稳定频率下的拍频抑制分析,为进一步证明所设计算法在电机制动工况下的有效性,设计的工况 3 的仿真分析。工况 3:在 4-6s 时电机运行频率为 101Hz 且未加入拍频抑制算法运行,在 6s 时加入拍频抑制算法,并令电机运行频率分阶段下降至 99Hz、97Hz 和 95Hz。观察 A 相电流、电机转矩波形和电机运行频率波形用于评估谐波抑制效果和动态响应性能。

图 16 为电机 A 相电流在制动工况下的动态变化波形,首先在电机运行频率为 101Hz 下启动电机,此时未加入拍频抑制算法,电流波形中存在明显的 1Hz 低频谐波分量;当在 $t=6s$ 时加入拍频抑制算法后,该 1Hz 谐波很快的被抑制,展现出优异的初始响应特性;当 $t=7s$ 时,电机运行频率阶梯式下降至 99Hz;当 $t=8s$ 时,电机运行频率降至 97Hz;最后当 $t=9s$ 时,电机运行频率降至 95Hz,在制动工况下依然具有良好的抑制效果。

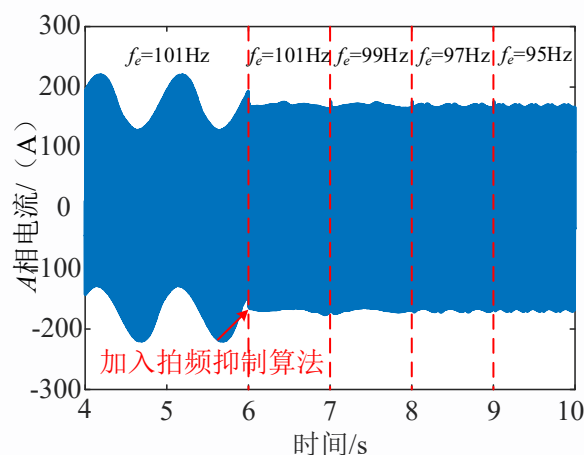


图 16 A 相电流变化波形 (工况 3)

Fig.16. Waveform of phase A current (case 3)

图 17 为电机转矩在制动工况下的变化。当系统在 101Hz 初始频率运行时,未加入拍频抑制算法,电机转矩有 $57.8N\cdot m$ 的波动;在 $t=6s$ 加入拍频抑制算法后,转矩波动迅速减小至 $12.7N\cdot m$ 。随着电机频率按阶梯式下降至 95Hz 时,电机转矩波动均很好的被抑制。

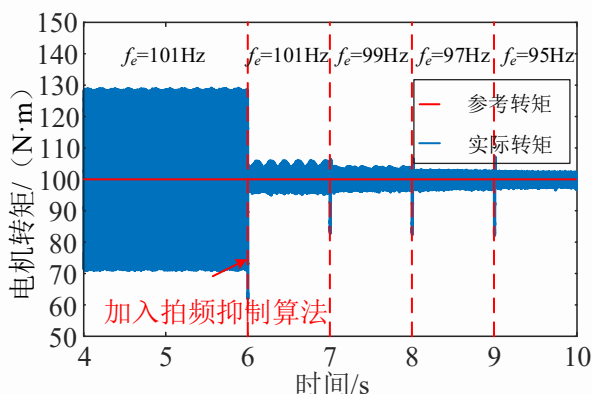


图 17 电机转矩变化波形 (工况 3)

Fig.17 Motor torque change waveform (case 3)

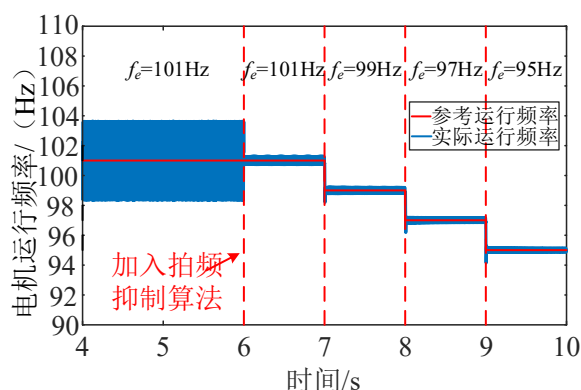


图 18 运行频率变化波形 (工况 3)

Fig.18 Frequency change waveform of operation (case 3)

图 18 为制动工况下电机运行频率的动态响应特性。在 6s 后加入本文提出的拍频抑制策略, 可以观察到显著的频率稳定性改善效果, 当电机运行频率从初始值逐步递减排至 95Hz, 在此过程中, 控制系统展现出优异的动态性能, 不仅频率波动幅度得到显著抑制, 而且在全程制动过程中, 频率稳定性指标维持在较高水平。

通过对三种工况下的仿真验证, 本文提出的基于拍频坐标系的电压补偿方法能够显著减弱由直流母线电压二次波动引起的拍频现象。由于该方法无需调整逆变器的运行频率, 因此在宽频率范围内均能有效抑制拍频现象。

4 结论

本文针对轨道交通牵引系统中直流侧母线电压脉动所造成的拍频现象, 通过分析电机电流中各频率的谐波含量, 设计了基于拍频坐标系的电压补偿方法, 可以大幅度抑制产生拍频现象的谐波电流, 得到结论如下。

1) 当轨道交通牵引系统发生拍频现象时, 电机定子电流中含有角速度为 ω_e 、 $2\omega_s + \omega_e$ 、 $2\omega_s - \omega_e$ 的三种不同频率的分量, 其中角频率为 ω_e 和 $2\omega_s + \omega_e$ 的分量为正序, 角频率为 $2\omega_s - \omega_e$ 的分量为负序。

2) 通过建立仿真模型, 对本文提出的补偿方法进行了系统验证。在三种不同电机运行工况下的仿真结果表明, 该方法对轨道交通牵引系统引起拍频现象的低频谐波电流的抑制效果显著, 抑制率均达到 93% 以上, 充分证明了所提方法的高效性和可靠性。

3) 本文所提方法无需改变逆变器的工作频率, 在电机频率接近二倍频的宽频率范围内, 均有良好的抑制效果, 同其他需要改变逆变器工作频率的方法相比, 增强了适用性。

参考文献:

- [1] 张佳聶, 孙文静, 王嘉豪, 等. 牵引传动系统对地铁车辆车内噪声影响研究[J]. 华东交通大学学报, 2024, 41(05): 84-93.
Zhang Jiayi, Sun Wenjing, Wang Jiahao, et al. Research on the influence of traction transmission system on interior noise of metro vehicles[J]. Journal of East China Jiaotong University, 2024, 41(05): 84-93.
- [2] C. Zhang, L. Xu, X. Zhu, Y. Du and L. Quan, "Elimination of DC-Link Voltage Ripple in PMSM Drives With a DC-Split-Capacitor Converter," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 7, pp. 8141-8154, July 2021
- [3] H. Shin, Y. -H. Chae, Y. Son and J. -I. Ha, "Single-Phase Grid-Connected Motor Drive System With DC-Link Shunt Compensator and Small DC-Link Capacitor," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 2, pp. 1268-1278, Feb. 2017
- [4] 欧阳晖, 张凯, 张鹏举, 等. 牵引变流器直流母线电压脉动下的无拍频电流控制方法[J]. 电工技术学报, 2011, 26(8): 14-23.
Ouyang Hui, Zhang Kai, ZHANG Pengju, et al. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(8): 14-23.
- [5] S. Kouro, P. Lezana, M. Angulo and J. Rodriguez, "Multicarrier PWM With DC-Link Ripple Feedforward Compensation for Multilevel Inverters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 1, pp. 52-59, Jan. 2008,

- [6] Filho M, Gazoli J R, Filho A, et al. A control method for voltage source inverter without dc link capacitor[J]. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008:4432-4437.
- [7] Wang G, Yu C, Zhao N, et al. Beat-less control of electrolytic capacitor-less air conditioning motor drive system[C]. 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific). IEEE, 2017.
- [8] 宋文胜,孙晓,江才.单周期控制在牵引传动系统拍频抑制中的应用[J].电机与控制学报,2017,21(03):10-16.
Song Wensheng, Sun Xiao, Jiang Cai. Application of single-cycle control in beat frequency suppression of traction transmission system[J].Journal of Electrical Machines and Control,2017,21(03):10-16.
- [9] 宋玉明,宋文胜,余彬.基于单周期控制的牵引电机拍频抑制算法数字化实现[J].中国电机工程学报,2019,39(10):3007-3016.
Song Yuming, Song Wensheng et al. Digital implementation of beat frequency suppression algorithm for traction motor based on single-cycle control[J].Proceedings of the CSEE,2019,39(10):3007-3016.
- [10] 董侃,刁利军,陈奕舟,等.基于频域分析的无拍频控制策略研究[J].铁道学报,2015,37(4):7-23.
Dong Kan, Diao Lijun, Chen Yizhou, et al. Research on Beatless Control Strategy Based on Frequency Domain Analysis[J]. Journal of the China Railway Society, 2015, 37(4): 7-23.
- [11] Y. Lei, K. Wang, L. Zhao, Q. Ge, Z. Li and Y. Li, "An Improved Torque and Current Pulsation Suppression Method for Railway Traction Drives Under Fluctuating DC-Link Voltage," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 10, pp. 8565-8577, Oct. 2018.
- [12] D. Ding et al., "Beatless Control Strategy Based on Impedance Reshaping for PMSM Drives with Small DC-Link Capacitors", in IEEE Transactions on Industrial Electronics.2024.
- [13] Z. Ren et al., "Adaptive Virtual Admittance Reshaping-Based Resonance Suppression Strategy for PMSM Drives With Small DC-Link Capacitor," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 39, no. 3, pp. 3109-3121, March 2024
- [14] D. Ding et al., "Suppression of Beat Phenomenon for Electrolytic Capacitorless Motor Drives Accounting for Sampling Delay of DC-Link Voltage," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 69, no. 2, pp. 1167-1176, Feb. 2022.
- [15] L. Wu and Z. Lyu, "Harmonic Injection-Based Torque Ripple Reduction of PMSM With Improved DC-Link Voltage Utilization," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 38, no. 7, pp. 7976-7981, July 2023.
- [16] Z. Lyu, L. Wu and P. Song, "A Novel Harmonic Current Control Method for Torque Ripple Reduction of SPMSM Considering DC-Link Voltage Limit," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 39, no. 2, pp. 2558-2568, Feb. 2024.
- [17] 苟斌,冯晓云,宋文胜,等.牵引变流器-电机拍频现象及其抑制方法[J].中国电机工程学报,2013,33(09):55-63.
Gou Bin, Feng Xiaoyun, Song Wensheng, et al. Proceedings of the CSEE,2013,33(09):55-63.
- [18] J. Yang, J. Zhou, H. Zhou, F. Yi, D. Song and M. Dong, "High-Precision Harmonic Current Extraction for PMSM Based on Multiple Reference Frames Considering Speed Harmonics," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 70, no. 10, pp. 9764-9776, Oct. 2023
- [19] X. Wang, C. Jiang, F. Zhuang, C. H. T. Lee and C. C. Chan, "A Harmonic Injection Method Equivalent to the Resonant Controller for Speed Ripple Reduction of PMSM," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 69, no. 10, pp. 9793-9803, Oct. 2022,
- [20] 周明磊,王震,董士帆,等.牵引逆变器直流电压二次脉动导致的永磁电机输出转矩脉动的抑制策略[J].中国电机工程学报,2023,43(21):8468-8478.
Zhou Minglei, Wang Zhen, Dong Shifan, et al. Proceedings of the CSEE,2023,43(21):8468-8478.



第一作者: 章勇高 (1975—), 男, 教授, 博士, 硕士生导师, 研究方向为分布式发电系统、光伏微逆变器、电力电子技术在电力系统中的应用。E-mail: z.y.gao_1@163.com。



通信作者: 刘鹏 (1984—), 男, 讲师, 博士, 研究方向为新能源发电、电机控制。E-mail: qtc521@163.com。