

# 一种减小转矩脉动的混合型扩频调制策略

杨影, 徐烈豪, 马鹏程, 王宇涵, 洪江林  
(上海大学机电工程与自动化学院, 上海 200072)

**摘要:** GaN 器件具备更快的开关速度,可以降低噪音,显著减小伺服驱动器体积,但电磁干扰(EMI)问题更加突出。采用随机载波频率调制策略(RCFPWM)可有效抑制 EMI,但载波频率随机化后使转矩脉动更为剧烈。因此,提出一种基于 Markov 链的混合载波频率调制策略(Markov-HCFPWM),采用混合载波频率调制减小相邻开关周期的载波频率差值,采用 Markov 链使局部平均载波频率接近期望值。仿真和试验结果表明,所提策略相较 RCFPWM 策略在有效抑制 EMI 的前提下也可减小转矩脉动。

**关键词:** 永磁同步电机; 氮化镓; 扩频调制策略; 电磁干扰; 转矩脉动; Markov 链

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)08-0009-09

doi: 10.12177/emca.2023.094

## A Hybrid Spread Spectrum Modulation Strategy for Reducing Torque Ripple

YANG Ying, XU Liehao, MA Pengcheng, WANG Yuhan, HONG Jianglin

(School of Electrical and Mechanical Engineering and Automation, Shanghai University,  
Shanghai 200072, China)

**Abstract:** GaN devices have faster switching speeds that reduce noise and significantly reduce servo-driver size, but electromagnetic interference (EMI) issues are more pronounced. The random carrier frequency modulation strategy (RCFPWM) can effectively suppress EMI, but the torque ripple is more severe after the carrier frequency is randomized. Therefore, a hybrid carrier frequency modulation strategy based on Markov chain (Markov-HCFPWM) is proposed. This strategy uses mixed carrier frequency modulation to reduce carrier frequency difference between adjacent switching cycles, and uses Markov chain to make local average carrier frequency close to the expected value. The simulation and test results show that compared with RCFPWM strategy, the proposed strategy can reduce torque ripple on the premise of effectively suppressing EMI.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor; gallium nitride; spread spectrum modulation strategy; electromagnetic interference; torque ripple; Markov chain

## 0 引言

高精度、高控制性能的伺服系统广泛应用于航空航天、多轴控制、运动机器人等领域。受制于 Si 器件性能已接近理论极限,其向更大功率密度、更小体积尺寸的发展遇到了瓶颈<sup>[1-2]</sup>。基于宽禁带材料的 GaN 功率器件具有耐压和耐流更大、开关速度快,导通电阻小等优点,可使伺服系统工作

在更高开关频率具有更低功率损耗,提高系统效率,降低噪音,显著减小驱动器体积<sup>[3]</sup>。2017 年安川电机发布了基于 GaN HEMT 的伺服驱动一体化产品,驱动器集成于电机内部,体积仅为传统伺服产品的一半。

但是 GaN 的快速通断能力会产生更高的  $dv/dt$  和  $di/dt$  问题,相较 Si 基电力传动系统产生更强的电磁干扰(EMI),因此基于 GaN 器件

收稿日期: 2023-04-26; 收到修改稿日期: 2023-05-06

作者简介: 杨影(1979—),女,博士,副教授,研究方向为交流伺服、宽禁带功率半导体器件的应用、电动汽车防滑控制。

徐烈豪(1998—),男,硕士研究生,研究方向为交流伺服、宽禁带功率半导体器件的应用。

的伺服系统电磁干扰问题更加突出<sup>[4-5]</sup>。其中传导干扰比辐射干扰更容易产生并且危害更大,传导干扰的主要来源是当逆变器采用固定开关频率的调制策略(CSFSVPWM)时,输出的线电压和相电流信号中会产生开关频率以及其倍数次的高幅值谐波分量,造成更强的EMI。一种常见有效的解决方案是采用扩频调制策略<sup>[6]</sup>。扩频调制策略起源于通信领域,20世纪90年代开始逐渐应用于电力电子变流器领域解决EMI问题。其原理是动态调整PWM信号中的一个或多个参数,将原本集中在开关频率以及倍次处附近的噪声能量分布在更宽的频段内,从而有效降低噪声能量的幅值以满足电磁兼容标准。

目前扩频调制策略主要分为:程控PWM、模型预测VSFPWM、周期PWM和随机PWM。程控PWM技术<sup>[7-8]</sup>多用于开关频率较低的场合,实现对低次谐波的抑制,很少用于150kHz以上的电磁干扰频段。模型预测VSFPWM策略<sup>[9-11]</sup>通过建立电流纹波的预测模型来调整开关频率,但是实际应用中逆变器的滤波电感的时变特性会对电流纹波预测计算产生影响。周期PWM策略<sup>[12-13]</sup>通过对PWM开关频率的控制,使原本集中在开关频率处的谐波能量扩展到更宽的频率范围内,但是周期扩频调制策略无法实现谐波能量在整个频段内的均匀分布,有些频段内谐波能量较高,而有些频段则较小。随机PWM策略分为随机脉冲位置PWM、随机零矢量PWM和随机载波频率PWM,经过大量的研究与分析发现随机载波频率PWM(RCFPWM)实现简单且性能最优<sup>[14-15]</sup>,可以在不同电机基频下使谐波能量在整个频域范围内分布均匀。

应用传统随机载波频率PWM策略,因其采用线性同余法<sup>[16]</sup>生成服从均匀分布的随机数会导致相邻开关周期的载波频率差值大,且局部平均载波频率偏离期望值,恶化伺服系统的转矩脉动,破坏系统的稳定性。基于此,本文在转矩脉动原理分析基础上,提出一种基于Markov链的混合载波频率PWM策略(Markov-HCFPWM),将随机PWM调制与周期PWM调制结合,在保证有效抑制电磁干扰的前提下,减小转矩脉动。

## 1 SVPWM调制对电机转矩脉动影响分析

随机载波频率调制基于对称SVPWM策略得来,SVPWM策略基于磁链增量等效原则,通过交替使用不同的空间电压矢量实现接近圆形的磁链跟踪控制。空间电压矢量合成示意图如图1所示, $V_{ref}$ 为参考电压矢量, $T_s$ 为开关周期, $T_1$ 、 $T_2$ 和 $T_z$ 分别为 $V_1$ 与 $V_2$ 和零矢量的作用时间, $\theta$ 是参考电压矢量与第一扇区起始边的夹角。

由图1可以看出,当前作用电压矢量和期望合成的输出电压矢量之间总是存在一个误差电压矢量,使电流偏离给定值,引起转矩脉动。

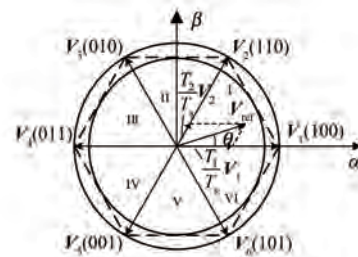


图1 空间电压矢量图

本文以第一扇区、开关序列采用 $V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0$ 为例分析SVPWM调制对转矩脉动的影响,各电压矢量均以 $2V_{dc}/3$ 为基准进行标幺化处理,用上角标\*表示。在一个开关周期中:

$$T_1 = V_{ref}^* T_s \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(60^\circ - \theta) \quad (1)$$

$$T_2 = V_{ref}^* T_s \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\theta) \quad (2)$$

$$T_z = T_s - T_1 - T_2 \quad (3)$$

式中: $V_{ref}^*$ 为标幺化后的参考电压矢量。

在按照转子磁链定向的 $d-q$ 坐标系下,永磁同步电机的电压方程与转矩方程如式(4)与式(5)所示:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + \frac{d}{dt}\psi_d - \omega_e \psi_q \\ u_q = Ri_q + \frac{d}{dt}\psi_q + \omega_e(L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (4)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P_n i_q [i_d(L_d - L_q) + \psi_f] \quad (5)$$

式中: $u_d$ 、 $u_q$ 为 $d$ 轴电压和 $q$ 轴电压; $i_d$ 、 $i_q$ 为 $d$ 轴

电流和  $q$  轴电流;  $R$  为定子电阻;  $\omega_e$  为电角速度;  $\psi_f$  为永磁体磁链;  $P_n$  为电机极对数;  $L_d$  和  $L_q$  为  $d$  轴电感和  $q$  轴电感;  $\psi_d$  和  $\psi_q$  为  $d$  轴磁链和  $q$  轴磁链;  $T_e$  为电磁转矩。

考虑伺服系统主要采用隐极式永磁同步电机, 下面以隐极式永磁同步电机为分析对象。  $L_d$  和  $L_q$  相等, 又因采用  $i_d=0$  的控制方式, 故电压方程和电机转矩方程可近似简化为

$$\begin{cases} u_d = -\omega_e \psi_q \\ u_q = Ri_q + \frac{d}{dt}\psi_q + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (6)$$

$$T_e = \frac{3}{2}P_n i_q \psi_f = K_T i_q \quad (7)$$

式中:  $K_T$  为转矩系数。

式(7)表明转矩脉动  $\Delta T_e$  可以用  $q$  轴电流波动  $\Delta i_q$  表示。因  $\Delta \psi_q = \Delta i_q \cdot L_q$ , 转矩脉动也可用定子  $q$  轴磁链脉动表示。在一个开关周期内,  $\omega_e$  为常量, 当转速不是很低时, 忽略定子电阻压降, 由式(6)可得  $q$  轴电压偏差  $u_{q\_erro}$  与  $q$  轴磁链的关系如式(8)所示:

$$u_{q\_erro} \approx \frac{\Delta \psi_q}{\Delta t} = \frac{\Delta i_q}{\Delta t} L_q \quad (8)$$

由式(8)可得误差电压矢量使  $q$  轴电流和  $q$  轴磁链产生波动, 导致电磁转矩脉动。

为定量分析误差电压矢量对转矩脉动影响, 以参考电压矢量的方向作为  $q'$  轴建立  $d'-q'$  坐标系, 如图2所示。在该坐标系下零矢量作用时产生的定子磁链波动在  $d'$  轴的分量为零, 有效电压矢量作用时产生的  $d'$  轴的分量大小相等, 方向相反。

图2中  $V_{ERR,1}$ 、 $V_{ERR,2}$  和  $V_{ERR,Z}$  表示参考电压矢量与有效矢量  $V_1$ 、有效矢量  $V_2$  和零矢量  $V_0$  或

$V_7$  的电压差矢量。忽略定子电阻压降,  $\delta$  为功率角, 当电机处于稳态时,  $\delta$  不变<sup>[17]</sup>。

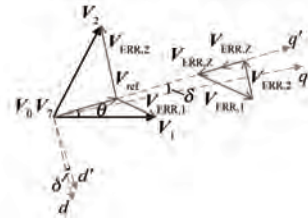


图2 前半个开关周期的误差电压矢量

利用图2中的矢量三角形分析可以得到:

$$V_{ERR,1}^* = \sin\theta + j(\cos\theta - V_{ref}^*) \quad (9)$$

$$V_{ERR,2}^* = -\sin(60^\circ - \theta) + j[\cos(60^\circ - \theta) - V_{ref}^*] \quad (10)$$

$$V_{ERR,Z}^* = -jV_{ref}^* \quad (11)$$

在  $d'-q'$  坐标系下, 一个开关周期内定子磁链的波动如式(12)~(14)所示:

$$V_{ERR,1}^* T_1 = \sin\theta T_1 + j(\cos\theta - V_{ref}^*) T_1 \triangleq D' + jQ'_1 \quad (12)$$

$$V_{ERR,2}^* T_2 = -\sin(60^\circ - \theta) T_2 + j[\cos(60^\circ - \theta) - V_{ref}^*] T_2 \triangleq -D' + jQ'_2 \quad (13)$$

$$V_{ERR,Z}^* T_Z = -jV_{ref}^* T_Z \triangleq jQ'_Z \quad (14)$$

随即可以知道:

$$Q'_1 = (\cos\theta - V_{ref}^*) T_1 \quad (15)$$

$$Q'_2 = [\cos(60^\circ - \theta) - V_{ref}^*] T_2 \quad (16)$$

$$Q'_Z = -V_{ref}^* T_Z \quad (17)$$

$$D' = T_1 \sin\theta = \sin(60^\circ - \theta) T_2 \quad (18)$$

任一开关周期内电压矢量均对称, 以前半周期为例分析即可。将式(12)~(14)中  $d'-q'$  坐标系下的定子磁链波动折算至  $d-q$  坐标系下, 具体如式(19)所示。其中,  $t_a$ 、 $t_b$  和  $t_c$  如式(20)~(22)所示:

$$\Delta \psi_q = \begin{cases} \frac{Q'_Z \cos\delta}{T_Z} t, & 0 \leq t \leq 0.25T_Z \\ 0.25Q'_Z \cos\delta + \frac{Q'_1 t_a}{T_1} \cos\delta + \frac{D' t_a}{T_1} \sin\delta, & 0.25T_Z \leq t \leq 0.25T_Z + 0.5T_1 \\ 0.25Q'_Z \cos\delta + \frac{Q'_1}{2} \cos\delta + \frac{D'}{2} \sin\delta + \frac{Q'_2 t_b}{T_2} \cos\delta - \frac{D'}{T_2} t_b \sin\delta, & 0.25T_Z + 0.5T_1 \leq t \leq 0.5T_s - 0.25T_Z \\ -0.25Q'_Z \cos\delta + \frac{Q'_2 t_c}{T_Z} \cos\delta, & 0.5T_s - 0.25T_Z \leq t \leq 0.5T_s \end{cases} \quad (19)$$

$$t_a = t - 0.25T_z \quad (20)$$

$$t_b = t - 0.25T_z - 0.5T_1 \quad (21)$$

$$t_c = t - 0.25T_z - 0.5T_1 - 0.5T_2 \quad (22)$$

前半开关周期  $q$  轴磁链波动均方根值

$$\begin{aligned} \Delta\psi_{q\_RMS} = & \left\{ \frac{2}{3}(0.25Q'_z \cos\delta)^2 \frac{T_z}{2T_s} + \frac{1}{3} [ (0.25Q'_z)^2 + 0.25Q'_z(0.25Q'_z + 0.5Q'_1) + \right. \\ & (0.25Q'_z + 0.5Q'_1)^2 ] \frac{T_1}{T_s} \cos^2\delta + \frac{1}{3} [ (0.25Q'_z)^2 - 0.25Q'_z(0.25Q'_z + 0.5Q'_1) + \\ & \left. (0.25Q'_z + 0.5Q'_1)^2 ] \frac{T_2}{T_s} \cos^2\delta + \frac{1}{3} \left( \frac{D'}{2} \right)^2 \frac{T_1 + T_2}{T_s} \sin^2\delta \right\}^{1/2} \quad (23) \end{aligned}$$

$$\Delta\psi_{q\_RMS} = \frac{T_s}{2} V_{ref}^* \sqrt{\frac{1}{12} + C_1 V_{ref}^* + C_2 V_{ref}^{*2}} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} C_1 = \frac{2}{3\sqrt{3}} \cos(30^\circ - \theta) \left[ \frac{-1}{2} \cos^2\delta + \frac{1}{3} \sin^2(30^\circ - \theta) \cos^2\delta - \frac{4}{3} \sin^4(30^\circ - \theta) \cos^2\delta + \right. \\ \left. \frac{4}{3} \sin^2(60^\circ - \theta) \sin^2(\theta) \sin^2\delta \right] \quad (25) \end{aligned}$$

$$C_2 = \frac{1}{3} \cos^2\delta \left[ \frac{1}{3} + \frac{2}{3} \sin^2(30^\circ - \theta) - \frac{4}{3} \sin^2(30^\circ - \theta) \cos^2(30^\circ - \theta) \right] \quad (26)$$

式(24)表明  $q$  轴磁链波动和  $V_{ref}$ 、 $T_s$ 、 $\theta$  和功率角  $\delta$  均有关,故调制深度、载波频率、转子位置角和负载角的变化均会影响转矩脉动。

从式(24)中看到,当调制深度增大,也即  $V_{ref}^*$  增大时,转矩脉动增大;当载波频率减小,则  $T_s$  增大,转矩脉动增大,反之减小;在第一扇区中, $\theta$  在  $(0, \pi/3)$  区间内变化,当负载不变,即  $\delta$  不变,在扇区切换处转矩波动较大; $\delta$  在  $(0, \pi/2)$  区间内变化,当负载增大时, $\delta$  增大,转矩脉动增大。式(24)表明调制深度和载波频率与  $\Delta\psi_{q\_RMS}$  成正比例关系,这两者相较于负载变化和转子位置角的变化对  $\Delta\psi_{q\_RMS}$  的影响更大。若采用随机载波频率调制,载波频率在随机变化,随机数变化的不可控会造成相邻两个开关周期的载波频率相差巨大,以及连续多个开关周期的载波频率大于或小于期望值,导致局部平均开关频率偏离期望值,所以转矩脉动会更加剧烈。为此考虑引入开关频率连续变化的周期 PWM 调制,并采用 Markov 链生成随机数,在有效抑制电磁干扰的前提下减小转矩脉动。

## 2 基于 Markov 链的混合载波 PWM 调制策略

### 2.1 混合载波 PWM 调制策略

常规 RCFPWM 的载波频率调制表达式<sup>[18]</sup>如

$\Delta\psi_{q\_RMS}$  如式(23)所示。结合式(1)~式(3)与式(12)~式(14)对式(23)化简可得  $q$  轴磁链波动的表达式为式(24),式中  $C_1$  和  $C_2$  是变量  $\theta$  和  $\delta$  的函数,可以用式(25)和(26)表示。

式(27)所示:

$$f_c(t) = f_s + R' \Delta f \quad (27)$$

式中: $f_s$  为中心频率,也即期望载波频率; $R'$  为线性同余法生成的随机数,在  $[-1, 1]$  之间变化; $\Delta f$  为最大扩频宽度。

为避免相邻开关周期频率差值过大,考虑将周期调制函数引入 RCFPWM 的随机数生成中,混合载波频率调制表达式如式(28)所示:

$$f_c(t) = f_s + [(1 - k_0)f(t) + k_0R] \Delta f \quad (28)$$

式中: $k_0$  为权重因子,取值范围为  $(0, 1)$ ;  $f(t)$  为电机基波频率的正弦波函数,幅值为 1,频率为 20 倍<sup>[19]</sup>;  $R$  为由两状态 Markov 链生成的随机数,在  $[-1, 1]$  之间服从均匀分布。

当  $k_0$  趋近 1 时,混合载波频率调制接近随机载波频率 PWM 调制,随机载波频率调制虽可有效降低载波频率及其倍数次处的谐波峰值,但转矩脉动更剧烈;当  $k_0$  趋近 0 时,混合载波频率调制接近周期频率调制,现有研究表明周期频率调制虽可以降低载波频率及其倍数次处的谐波峰值,但频谱中仍存在离散成分,扩频效果不及随机频率调制,故为了兼顾 EMI 抑制效果与转矩脉动抑制效果, $k_0$  设置为 0.5。

### 2.2 Markov 链优化随机数生成

线性同余法生成的随机数会导致连续多个

开关周期的频率大于或小于期望值,导致局部平均开关频率偏移期望值,造成转矩脉动变大,故用两状态 Markov 链优化随机数,最大限度地使实际载波频率的平均值近似等于期望均值的目的。

两状态 Markov 链算法生成随机数具体方法<sup>[20]</sup>可描述为:将开关频率的变化区间分为两个部分,此处两个区间如下式所示:

$$\begin{cases} [f_s + [(1 - k_0)f(t) - k_0 | R | ] \Delta f, \\ f_s + (1 - k_0)f(t) \Delta f] \\ [f_s + (1 - k_0)f(t) \Delta f, \\ f_s + [(1 - k_0)f(t) + k_0 | R | ] \Delta f] \end{cases} \quad (29)$$

当随机数落在上述两个区间时分别记为状态 1 和状态 2,如图 3 所示。

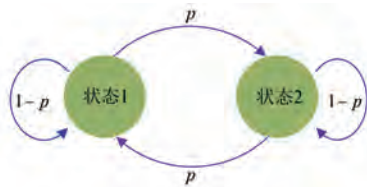


图 3 两状态 Markov 链状态转换图

从图 3 可以看到,若当前时刻  $n$  系统的载波频率处于状态 1 中,在  $n+1$  时刻,载波频率仍处于状态 1 的转移概率为  $1-p$ ,转移到状态 2 的概率为  $p$ ,反之亦然。因此,该算法的转移矩阵  $P$  为

$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-p & p \\ p & 1-p \end{bmatrix} \quad (30)$$

图 4(a) 所示为线性同余法生成的随机数数值,图 4(b) 所示为 Markov 链生成的随机数数值,其中  $p=0.8$ 。从图中可以发现采用 Markov 链生成的随机数更加均匀地分布在期望值两侧,避免连续多个随机数的数值大于或小于期望值。

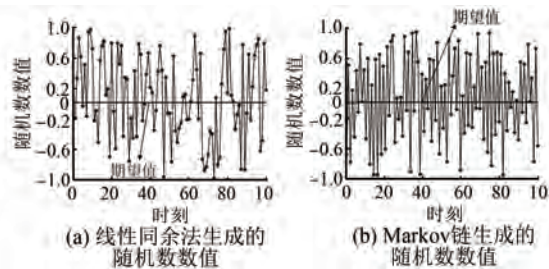


图 4 随机数数值

PWM 信号经过随机频率调制后为随机信号,随机信号的傅里叶变换自身也是随机的,所以随机载波频率调制的电压频谱表达式仍然含有随机变量。随机信号的功率谱可以有确定的表达式,因此研究随机 PWM 的代数表达式需要研究其功率谱,也即自相关函数的傅里叶变换,而不是谐波频谱,即信号自身的傅里叶变换<sup>[21]</sup>。为评估扩频效果定义扩频因子(SSF),SSF 的本质为标准差,数学上表示数据点的离散程度,文中表示各个频率点处谐波分散效果,该值越小,表明扩频效果越好,功率谱越是平滑,计算式见式(31);为评估转矩脉动抑制效果定义转矩脉动率  $\eta$ ,见式(32):

$$\begin{cases} SSF = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N (S_k - \bar{S})^2} \\ \bar{S} = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N S_k \end{cases} \quad (31)$$

$$\eta = \frac{\Delta T_{e\_max}}{T_{e\_ref}} \quad (32)$$

式中: $S_k$  为第  $k$  倍开关频率频带内对应的功率谱峰值; $\bar{S}$  为 MHz 以下,各倍开关频率频带内功率谱峰值的平均值; $T_{e\_ref}$  为给定转矩; $\Delta T_{e\_max}$  为转矩的峰峰值。

### 3 仿真分析

#### 3.1 载波频率的仿真结果

在 Simulink 环境下进行 PMSM 伺服系统仿真,电机定子每相电阻为  $1.6 \Omega$ ,相电感值为  $4 \text{ mH}$ ,转矩系数为  $0.4 \text{ N} \cdot \text{m/A}$ ,额定转速为  $3000 \text{ r/min}$ ,额定输出功率为  $750 \text{ W}$ ,电机极对数为 4,直流母线电压为  $200 \text{ V}$ ,给定转矩为  $0.5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。CSFSVPWM 的开关频率设置为  $100 \text{ kHz}$ ;常规 RCFPWM 策略的中心频率设置为  $100 \text{ kHz}$ ,考虑到谐波抑制效果与避免扩频宽度过大导致谐波过度向低频方向扩散,以及功率器件的损耗与散热问题,扩频宽度设置为 25% 中心频率<sup>[22]</sup>;基于 Markov 链的 HCFPWM 策略中心频率为  $100 \text{ kHz}$ ,扩频宽度也为 25% 中心频率,权重因子  $k_0=0.5$ , $f(t)$  为幅值等于 1,频率设置为 20 倍电机基波频率的正弦函数。

用线性同余法的常规 RCFPWM 策略的载波频率如图 5 所示,图 5(a) 显示载波频率整体分布

在 75~125 kHz,图 5(b) 显示存在相邻开关周期的载波频率变化巨大,差值约为 40 kHz,此外还出现连续多个开关周期的载波频率大于与小于期望值,导致平均载波频率偏离期望值,且此类情况频繁出现。图 6 所示为图 5(b) 载波频率变化时对应的转矩波形,此时电机基频为 50 Hz。从图 6 中可见当连续多个开关周期的载波频率值大于或小于期望值时转矩波动变大。图 5(b) 中的最右侧圈中载波频率均匀分布在期望值两侧,对应图 6 中的输出转矩平稳。上述结果符合式(24),当局部平均载波频率小于期望值,  $T_s$  减小,  $\Delta\psi_{q\_RMS}$  减小;当局部平均载波频率大于期望值,  $T_s$  增大,  $\Delta\psi_{q\_RMS}$  增大,从转矩的峰峰值来看转矩波动更加剧烈。

应用 Markov 链的 HCFPWM 的载波频率如图 7 所示。图 7(a) 显示由于周期频率调制函数使用为正弦调制函数,故载波频率整体趋势为正弦波函数,图 7(b) 的局部图表明相邻开关周期的载波频率差值减小,最大约为 20 kHz,相对 RCFPWM 的载波频率差值显著减小,且更加均匀地分布在期望频率两侧。

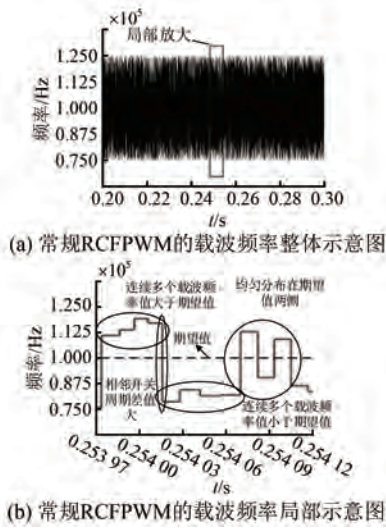


图 5 常规 RCFPWM 的载波频率

### 3.2 线电压功率谱仿真结果

图 8~图 10 为 CSFSVPWM、常规 RCFPWM 和 Markov-HCFPWM 在不同电机基频下的线电压功率谱。RCFPWM 和 Markov-HCFPWM 两种策略都可减小传统 CSFSVPWM 策略中聚集在开关频率处的谐波峰值,有效抑制电磁干扰。

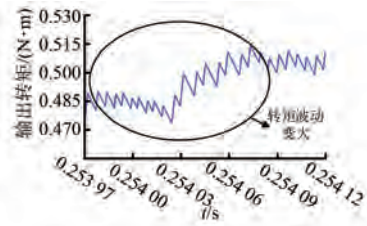


图 6 常规 RCFPWM 载波频率变化时的输出转矩波形

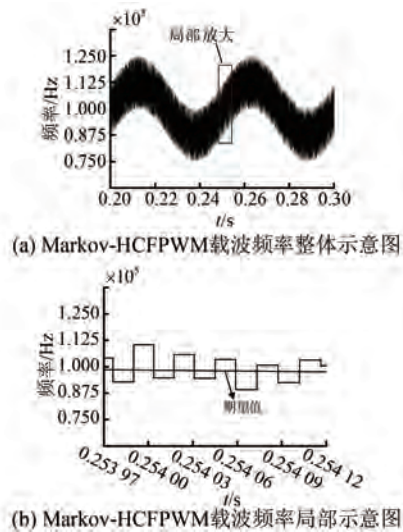


图 7 Markov-HCFPWM 载波频率

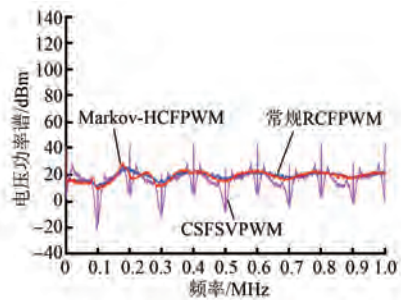


图 8 电机基频为 5 Hz 时线电压仿真功率谱

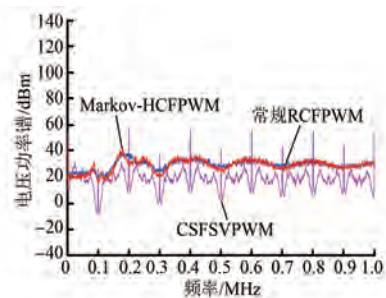


图 9 电机基频为 20 Hz 时线电压仿真功率谱

结合式(31)计算得到 CSFSVPWM 在 5、20、

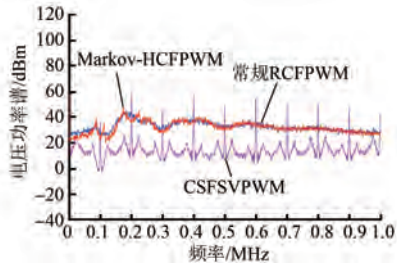


图 10 电机基频为 50 Hz 时线电压仿真功率谱

50 Hz 电机基频下对应的 SSF 为 17.91、15.90 和 15.08, 常规 RCFPWM 为 6.56、5.68 和 5.63, 基于 Markov 链的 HCFPWM 为 8.85、8.43 和 6.87。从 SSF 来看相较于 CSFSVPWM, RCFPWM 和 Markov-HCFPWM 均可有效平滑功率谱, 且二者 SSF 值相差不大, 并且在各倍开关频率频带内的电压功率谱峰值均相差不多, 所以本文提出的基于 Markov 的 HCFPWM 策略可以保证有效抑制电磁干扰。

### 3.3 转矩脉动仿真结果

图 11~图 13 为常规 RCFPWM 和基于 Markov 链的 HCFPWM 在不同电机基频下的稳态转矩波形, 可见这两种调制策略随着电机基频的增大, 转矩波动也逐渐增大, RCFPWM 的转矩脉动率在 5 Hz 时为 4.0%, 20 Hz 时为 8.4%, 50 Hz 时为 14.8%; 基于 Markov 链的 HCFPWM 的转矩脉动率在 5 Hz 时为 3.2%, 20 Hz 时为 5.2%, 50 Hz 时为 9.6%。

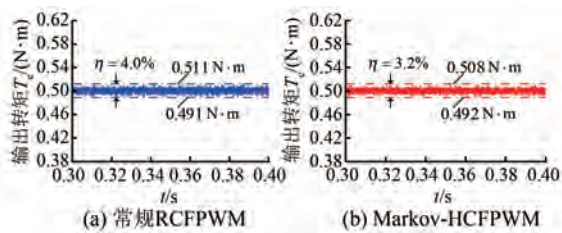


图 11 电机基频为 5-Hz 时输出转矩波形

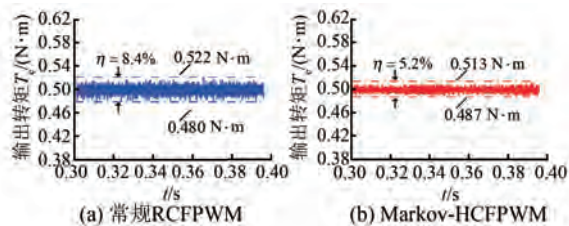


图 12 电机基频为 20 Hz 时输出转矩波形

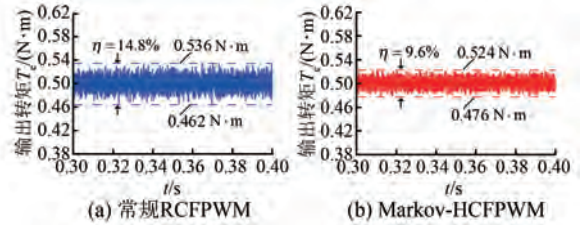


图 13 电机基频为 50 Hz 时输出转矩波形

上述数据表明在不同电机基频下, 提出的 Markov-HCFPWM 策略相较于常规 RCFPWM 可以有效降低稳态时的转矩脉动。也表明本文所提策略在保证有效抑制 EMI 的前提下, 也可以有效抑制转矩脉动。

## 4 试验验证

为验证本文所提策略的有效性, 在图 14 所示的平台上开展试验。所用 GaN 功率器件为 GaN Systems 公司生产的 GS66508B 芯片。试验中母线电压为 100 V, 给定转矩 0.5 N·m, 试验中常规 RCFPWM 策略和基于 Markov 链的 HCFPWM 策略的中心频率均设置为 100 kHz, 扩频宽度均为 25% 中心频率, 其他条件与前述仿真条件相同。采用数字示波器采集线电压和转矩数据上传至 MATLAB, 通过频谱分析仪工具得到不同调制策略下的线电压功率谱。

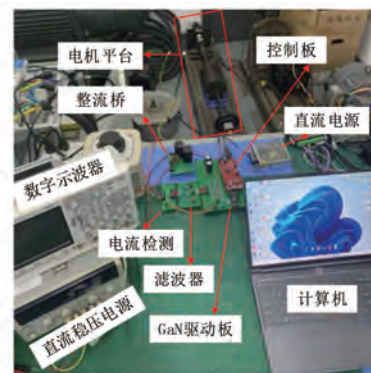


图 14 试验平台示意图

### 4.1 电压功率谱试验结果

图 15~图 17 为 CSFSVPWM、常规 RCFPWM 和 Markov-HCFPWM 在不同电机基频下的线电压功率谱。

从图 15~图 17 中可以看到, 两种频率调制策略都可以减小聚集在开关频率处的电压谐波峰

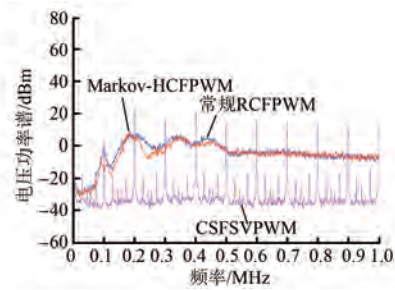


图 15 电机基频为 5 Hz 时线电压试验功率谱

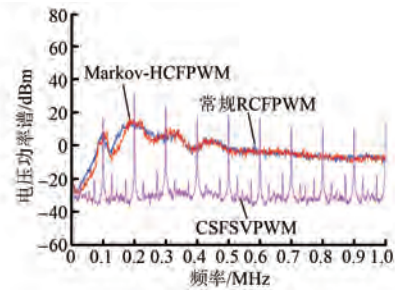


图 16 电机基频为 20 Hz 时线电压试验功率谱

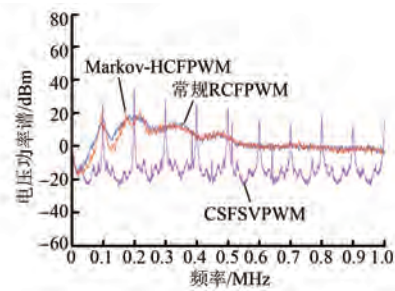


图 17 电机基频为 50 Hz 时线电压试验功率谱

值。由于驱动板布线以及实际试验中其他干扰的原因,试验得到的功率谱在各倍开关频率频带内存在许多边频噪声。

结合式(31)计算得到 CSFSVPWM 在 5、20、50 Hz 电机基频下对应的 SSF 为 17.89、16.02 和 15.55。常规 RCFPWM 为 6.49、6.13 和 5.19; Markov-HCFPWM 为 8.34、7.59 和 6.89,从 SSF 来看相较于 CSFSVPWM, RCFPWM 和 Markov-HCFPWM 均可有效平滑功率谱,且二者 SSF 值相差不多,并且在各倍开关频率频带内的电压功率谱峰值均相差不多,所以本文提出的基于 Markov 的 HCFPWM 策略可以保证有效抑制电磁干扰。

#### 4.2 转矩脉动试验结果

图 18~图 20 为常规 RCFPWM 和 Markov-HCFPWM 在不同电机基频下的稳态转矩试验波

形,常规 RCFPWM 在 5 Hz 时转矩脉动率为 7.8%,20 Hz 时为 12.0%,50 Hz 时为 18.4%; Markov-HCFPWM 在 5 Hz 时转矩脉动率为 6.4%,20 Hz 时为 8.8%,50 Hz 时为 13.0%。结合试验数据表明本文所提策略相较于常规 RCFPWM 不仅有效抑制 EMI,还可减小转矩脉动。

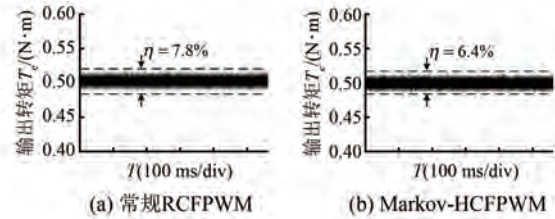


图 18 电机基频为 5 Hz 时转矩波形

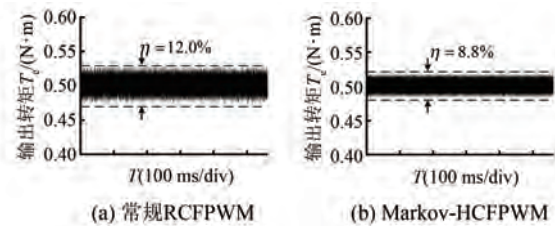


图 19 电机基频为 20 Hz 时转矩波形

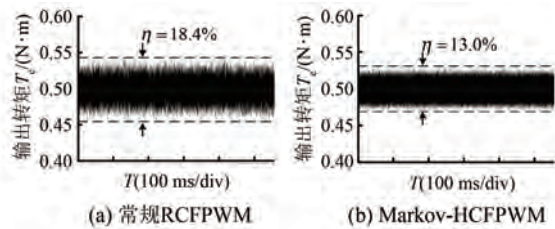


图 20 电机基频为 50 Hz 时转矩波形

## 5 结 语

在 GaN 基高频永磁同步电机伺服系统中,电磁干扰问题更加突出。常规基于线性同余法生成随机数的 RCFPWM 策略虽可抑制 EMI,但会使得转矩脉动恶化。本文提出了一种基于 Markov 链的混合载波频率调制策略,将周期频率策略与随机载波频率调制结合以减小相邻开关周期的载波频率差值,并采用 Markov 链避免连续多个开关周期的载波频率大于或小于期望值,使局部平均开关频率接近期望值。仿真结果和试验结果表明,所提出的策略不仅可以达到与常规 RCFPWM 策略相近的 EMI 抑制效果,还可以有效抑制转矩脉动,满足伺服系统的稳态运行指标。



## 【参考文献】

- [ 1 ] CHOWDHURY S, STUM Z, LI Z D, et al. Comparison of 600V Si, SiC and GaN Power Devices [C]//Materials Science Forum 2014, 2014.
- [ 2 ] 朱梓悦, 秦海鸿, 董耀文, 等. 宽禁带半导体器件研究现状与展望[J]. 电气工程学报, 2016, 11(1): 1.
- [ 3 ] ODERA F, IMAMOTO K, YOSHIMI D, et al. Realization of high power density AC servo drive system using GaN power device [C] //2020 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2020.
- [ 4 ] CHEN Y, YANG M, LONG J, et al. A DDS-Based wait-free phase-continuous carrier frequency modulation strategy for EMI reduction in FPGA-based motor drive [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 9619.
- [ 5 ] 王品贺, 杨明, 商书宇, 等. 基于 GaN 功率器件伺服驱动系统的设计与研究[J]. 电气传动, 2019, 49(10): 65.
- [ 6 ] 何杰, 刘钰山, 毕大强, 等. 开关变换器传导干扰抑制策略综述[J]. 电工技术学报, 2022, 37(6): 1455.
- [ 7 ] DAHIDAH M S A, KONSTANTINOOU G, AGELIDIS V G. A review of multilevel selective harmonic elimination PWM: formulations, solving algorithms, implementation and applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(8): 4091.
- [ 8 ] ZHOU H, LI Y W, NAVID R, et al. Selective harmonic compensation (SHC) PWM for grid-Interfacing high-power converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1118.
- [ 9 ] JIANG D, WANG F. A general current ripple prediction method for the multiphase voltage source converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 2643.
- [ 10 ] YANG F, TAYLOR A, BAI H, et al. Using  $d-q$  transformation to vary the switching frequency for interior permanent magnet synchronous motor drive systems [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2015, 1(3): 277.
- [ 11 ] WEI Q K, LIU B Y, DUAN S X. Current ripple analysis and controller design for grid-connected converters considering the soft-saturation nature of the powder cores [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8827.
- [ 12 ] 商书宇. 基于 GaN 的高频伺服驱动系统硬件设计及其电磁干扰抑制[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2019.
- [ 13 ] 郭海燕. 集成电路 EMI 的数字电流扩频模型与技术[D]. 成都: 电子科技大学, 2011.
- [ 14 ] XU D L, YANG M, CHEN Y Y, et al. EMI-regulated SiC-based motor drives with Markov chain Pseudo-random frequency space vector pulse width modulation strategy [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022, 37(4): 2348.
- [ 15 ] 颜心. 基于随机扩频的永磁同步电机控制系统设计与实现[D]. 南京: 东南大学, 2020.
- [ 16 ] 单庆晓, 潘孟春, 李圣怡, 等. 一种新型的级联型逆变器 PWM 信号随机分配方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(2): 157.
- [ 17 ] 汤蕴璆. 电机学[M]. 第 5 版. 北京: 机械工业出版社, 2014.
- [ 18 ] 马丰民, 吴正国, 侯新国. 基于统一 PWM 调制器的随机空间矢量调制[J]. 中国电机工程学报, 2007(7): 98.
- [ 19 ] 李亚伟, 顾汝彬, 张琳, 等. 永磁同步电机周期载波调制技术研究[J]. 计算机与数字工程, 2022, 50(12): 2791.
- [ 20 ] STANKOVIC A M, VERGHESE G C, PERREAULT D J. Randomized modulation of power converters via Markov chains [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 1996, 5(1): 61.
- [ 21 ] STANKOVIC A M, VERGHESE G C, PERREAULT D J. Analysis and synthesis of randomized modulation schemes for power converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(6): 680.
- [ 22 ] LEE K, SHEN G T, YAO W X, et al. Performance characterization of random pulse width modulation algorithms in industrial and commercial adjustable-speed drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(2): 1078.