两电平与三电平逆变器驱动下的车用永磁电机高频噪声对比研究

林福　陈益辉

（联合汽车电子有限公司，上海 201206）

【摘要】针对两电平和三电平逆变器驱动下永磁电机的高频噪声问题，开展了系统性对比研究。首先，通过理论推导分析空间矢量脉宽调制下的电压谐波，明确主要电压谐波成分及其幅值随调制比的变化规律。其次，基于电流谐波的频率与相序，推导由此产生的空间0阶和空间2p阶径向力。最后，开展电流与噪声的同步台架试验，分析宽转速范围内两种逆变器驱动下脉宽调制（PWM）电流谐波及其边频带噪声的差异。研究结果表明：对于1倍载波频率附近的噪声，三电平逆变器并非在全转速范围内均具有优势，在调制比低于0.5的区域，其噪声表现劣于两电平逆变器；对于2倍载波频率附近的噪声，三电平逆变器在所有转速范围内的噪声均低于两电平逆变器。

主题词：永磁同步电机　两电平　三电平　脉宽调制　电流谐波　噪声

中图分类号：TM341　　**文献标志码：**A　　**DOI:** 10.19620/j.cnki.1000-3703.20260293

Comparative Study on High-Frequency Noise of Permanent Magnet Motors for Vehicles Driven by Two-Level and Three-Level Inverters

Lin Fu, Chen Yihui

（United Automotive Electronic Systems, Shanghai 201206）

【**Abstract**】This paper presents a systematic comparative study on the high-frequency noise of permanent magnet motors driven by two-level and three-level inverters. First, the voltage harmonics under space vector pulse width modulation (SVPWM) are analyzed through theoretical derivation, identifying the dominant voltage harmonic components and their variation with the modulation index. Second, based on the frequency and phase sequence of current harmonics, the resulting radial forces of spatial order 0 and spatial order 2p are derived. Finally, simultaneous current and noise measurements are conducted on a test bench to compare the PWM current harmonics and sideband noise of the two inverter types over a wide speed range. The results indicate that for noise near the first carrier frequency, the three-level inverter does not provide advantages across the entire speed range. When the modulation index falls below 0.5, its noise performance is worse than that of the two-level inverter. For noise near the second carrier frequency, the three-level inverter consistently exhibits lower noise than the two-level inverter across all speed ranges.

Key words: Permanent magnet synchronous motor, Two level inverter, Three level inverter, Pulse width modulation, Current harmonics, Noise

【引用格式】林福, 陈益辉. 两电平与三电平逆变器驱动下的车用永磁电机高频噪声对比研究[J]. 汽车技术, 2026(10): 46-53.

LIN F, CHEN Y H. Comparative Study on High-Frequency Noise of Permanent Magnet Motors for Vehicles Driven by Two-Level and Three-Level Inverters[J]. Automobile Technology, 2026(10): 46-53.

1　前言

永磁电机因具有高功率密度和高效率的优点，在新能源汽车领域得到广泛应用。然而，电机运行过程中存在波动的电磁激励，会引起电机振动，从而产生电磁噪声[1-2]。此外，逆变器在脉宽调制过程中会产生大量高频电流谐波，进一步恶化电机高频段的噪声。目前，电机的噪声水平已成为评价其性能的重要指标之一，改善逆变器供电下的电磁噪声水平对提高整车舒适性具有重要意义[3-4]。

通信作者：林福（1989—），男，博士学位，研究方向为驱动电机设计和NVH控制，linfu9.11@163.com。

从逆变器拓扑结构来看,两电平逆变器因结构简单、成本可控,仍是当前主流的驱动方案。然而,其输出电压跳变幅度大,电流谐波含量较高,产生显著的边频带电磁力与噪声[5-6]。针对两电平逆变器驱动下高频噪声的抑制,现有研究主要集中于变开关频率策略与随机开关频率策略。Ji等[7]通过调整开关频率,使脉宽调制(Pulse Width Modulation,PWM)电流谐波产生的电磁力避开结构的固有频率,从而降低高频噪声峰值,但会导致开关损耗增加。刘和平等[8-10]采用不同形式的随机开关频率策略,将PWM电流谐波能量分布在更宽的频带范围内,以削弱离散噪声峰值,然而该策略难以降低全频带内的总噪声水平。

相较于两电平逆变器,三电平逆变器(以二极管中点钳位型(Neutral Point Clamped,NPC)拓扑为代表)每个桥臂可输出3个电平,电压跳变幅度减半,输出电流波形更接近正弦。Baidoo等[11]通过理论推导与仿真分析表明,三电平逆变器可显著降低输出电压的谐波畸变率。Grandi等[12]建立了两电平和三电平逆变器的电流纹波峰峰值模型,指出高频电流谐波的分布与电压相关,并且在大部分工作区域内,三电平逆变器的电流谐波显著低于两电平逆变器。Masisi等[13-14]对比了两电平与三电平逆变器驱动下高频谐波产生的损耗,指出三电平逆变器有助于降低电机的高频铁耗。现有研究表明,三电平逆变器能够有效降低电压与电流谐波含量,从而提高电机及逆变器的效率。然而,鲜有研究针对三电平逆变器驱动下的电机噪声特性进行系统性分析。此外,PWM电流谐波包含多种频率成分,单一的总谐波畸变率指标难以准确表征电机的噪声辐射水平,因此有必要针对关键的PWM噪声阶次进行详细分析。

针对上述问题,本文旨在对比两电平与三电平逆变器驱动下车用永磁电机的高频噪声。首先通过理论推导,揭示2种拓扑下的电压谐波分布特征,进而分析高频谐波产生的边频带电磁力,最后通过台架试验对比不同工况下的电流谐波与边频带噪声,以系统评估2种逆变器方案在高频噪声表现上的差异。

2 PWM电压谐波理论分析

2.1 电压理论推导

空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation,SVPWM)是车用永磁同步电机最常用的控制方式,在脉宽调制过程中,通过载波和调制波比较来生成开关信号,常见的调制波波形为马鞍形。针对SVPWM调制下两电平和三电平逆变器输出线电压开展分析。假设直流母线电压恒定、不考虑死区时间、调制波连续且三相完全对称,则三相调制波可表示为:

$$\begin{cases} U_a = M\sin(\omega_1 t + \varphi_a) + U_{offset} \\ U_b = M\sin(\omega_1 t + \varphi_a - 120) + U_{offset} \\ U_c = M\sin(\omega_1 t + \varphi_a + 120) + U_{offset} \end{cases} \tag{1}$$

式中:U_a、U_b和U_c分别为A相、B相和C相的调制波,φ_a为A相电压矢量相位角,$\omega_1 = 2\pi f_1$为基波角频率,f_1为基波频率,t为时间,M为调制比,U_{offset}为零序分量。

U_{offset}的计算公式为:

$$U_{offset} = -[\max(U_a,U_b,U_c) + \min(U_a,U_b,U_c)]/2 \tag{2}$$

通过调制波与三角载波比较可以生成开关函数:

$$S_x(t) = \begin{cases} 1, & U_x(t) > C(t) \\ 0, & U_x(t) < C(t) \end{cases} \tag{3}$$

式中:$S_x(t)$为开关函数,取1时对应上桥臂导通,取0时对应下桥臂导通;$U_x(t)$为调制波,其中$x \in \{a,b,c\}$,分别代表A相、B相和C相;$C(t)$为三角载波函数。

A相和B相桥臂中点对直流负母线的电压$U_{aN}(t)$和$U_{bN}(t)$分别为:

$$U_{aN}(t) = [S_a(t) - 1/2]U_{dc} \tag{4}$$

$$U_{bN}(t) = [S_b(t) - 1/2]U_{dc} \tag{5}$$

式中:U_{dc}为直流母线电压。

A相、B相之间的线电压$U_{ab}(t)$为:

$$U_{ab}(t) = U_{aN}(t) - U_{bN}(t) = [S_a(t) - S_b(t)]U_{dc} \tag{6}$$

在三电平中点钳位型逆变器中,每相桥臂有4个开关管和2个钳位二极管,可输出3种电平:$+U_{dc}/2$、0和$-U_{dc}/2$。定义三态开关函数$S'_x(t) \in \{-1,0,1\}$,通过调制波与2个层叠三角载波比较生成:

$$S'_x(t) = \begin{cases} 1, & U_x(t) > C_{upper}(t) \\ 0, & C_{lower}(t) < U_x(t) < C_{upper}(t) \\ -1, & U_x(t) < C_{lower}(t) \end{cases} \tag{7}$$

式中:$C_{upper}(t) \in [0,1]$为上载波,$C_{lower}(t) = C_{upper}(t) - 1$为下载波,两者相位相同。

A相和B相桥臂中点对直流母线的电压$U'_{aN}(t)$和$U'_{bN}(t)$分别为:

$$U'_{aN}(t) = S'_a(t)U_{dc}/2 \tag{8}$$

$$U'_{bN}(t) = S'_b(t)U_{dc}/2 \tag{9}$$

根据式(8)和式(9)可以得到A、B相之间的线电压$U'_{ab}(t)$:

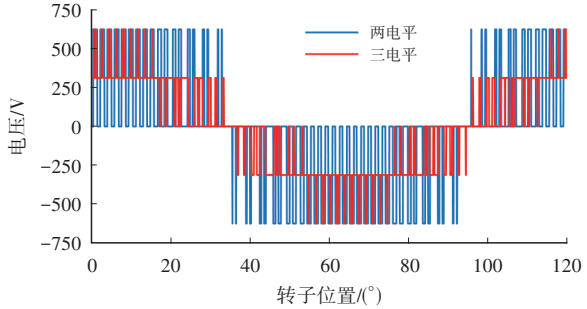
$$U'_{ab}(t) = U'_{aN}(t) - U'_{bN}(t) = [S'_a(t) - S'_b(t)]U_{dc}/2 \tag{10}$$

由上述推导可知,两电平与三电平的线电压均正比

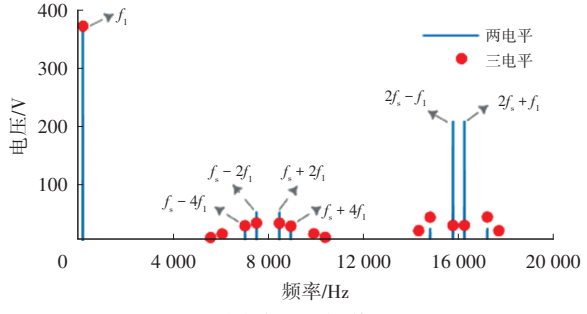
于开关函数之差，表达形式对称。两者的差异在于：两电平输出线电压仅有3种电平，即$+U_{dc}$、0和$-U_{dc}$，而三电平输出线电压有5种电平，分别为$+U_{dc}$、$+U_{dc}/2$、0、$-U_{dc}/2$和$-U_{dc}$，输出波形阶梯更多，谐波特性与两电平有较大差异，下面进一步对谐波电压进行对比。

2.2 电压谐波分析

本文以某电动汽车常用的6极54槽电机来对比两电平和三电平的电压谐波差异。计算条件为：直流母线电压625 V，调制比0.6，载波频率8 000 Hz。图1a所示为根据理论计算得到的一个电周期内的线电压波形对比结果。与理论分析一致，三电平的线电压波形电平状态有5种，而两电平仅有3种。对电压波形进行傅里叶分解，可以得到其频谱，见图1b。可以看到主要的电压谐波集中在载波频率的整数倍附近，呈现对称的边带谐波特征，谐波频率$f_h = k_1 f_s \pm k_2 f_1$，其中$f_s$为载波频率，$k_1$和$k_2$为整数，而且奇偶性相反。对于电机噪声而言，只关注20 000 Hz以内的谐波成分，该频带内幅值较大的电压谐波包括：$f_s \pm 2f_1$、$f_s \pm 4f_1$和$2f_s \pm f_1$。



(a)线电压波形



(b)线电压频谱

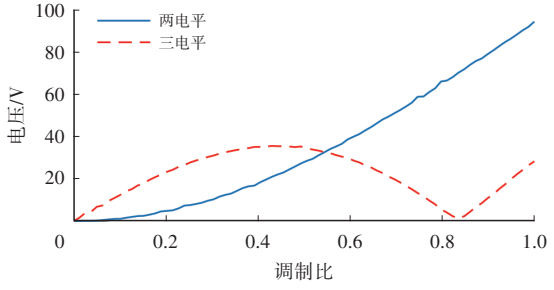
图1 线电压波形和频谱(调制比为0.6)

由于车用驱动电机转速范围宽、调制比变化范围大，为了研究宽转速范围内的电压谐波变化，有必要分析不同调制比下的谐波规律。图2所示为调制比从0到1的过程中主要的电压谐波变化趋势。

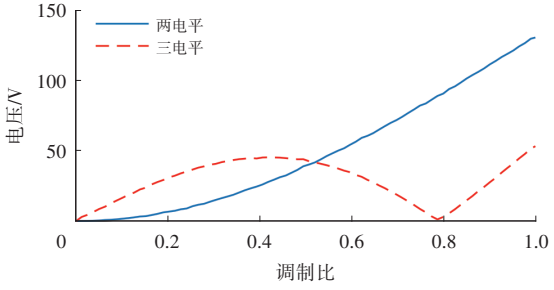
两电平和三电平的主要边带谐波对比如下：

a. 频率为$f_s \pm 4f_1$和$f_s \pm 2f_1$的电压谐波。在两电平驱动下，该谐波随着调制比的增加而增大，而在三电平驱动下，谐波呈现先增加后降低再增加的趋势。其中三电平的$f_s \pm 4f_1$谐波在调制比小于0.54的范围内大于两电平。相似地，三电平的$f_s \pm 2f_1$谐波在调制比小于0.52的范围内大于两电平。说明对于1倍载波频率附近的电压谐波，三电平驱动只有在调制比较大的区域才具有削弱电压谐波的效果。

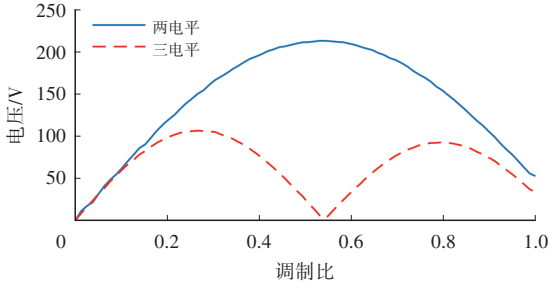
b. 频率为$2f_s \pm f_1$的电压谐波。在三电平驱动下，该谐波在整个调制比范围内都小于两电平驱动。此外在调制比达到0.54时，电压谐波达到极小值，在该调制比附近，其电压谐波相对于两电平逆变器得到大幅削弱。



(a)$f_s \pm 4f_1$



(b)$f_s \pm 2f_1$



(c)$2f_s \pm f_1$

图2 不同调制比下的电压谐波对比

3 PWM谐波产生的电磁力分析

PWM电压谐波作用下，会在电机的相电流中产生相同频率的电流谐波，从而产生高频电枢磁场和电磁力。根据麦克斯韦应力方程，可以得到径向力密度：

$$P_r \approx \frac{b_r^2}{2\mu_0} \tag{11}$$

式中：b_r为径向气隙磁场，μ_0为真空磁导率。

在永磁同步电机中，气隙磁场包含转子永磁体产生的磁场以及定子电流产生的电枢磁场。其中，PWM电

流谐波产生的电枢空间基波磁场和转子空间基波磁场相互作用产生的径向力幅值最大。因此，为了简化分析，仅考虑电枢基波磁场b_{arm}和转子基波磁场b_{mag}相互作用产生的径向力，这两部分磁场分别为：

$$b_{arm} = B_{s1}\cos(p\theta - 2\pi s_h f_h t) \tag{12}$$

$$b_{mag} = B_{r1}\cos(p\theta - 2\pi f_1 t) \tag{13}$$

式中：p为电机极对数；θ为空间角度；B_{s1}为频率等于f_h的电流谐波产生电枢基波磁场幅值；B_{r1}为转子基波磁场幅值；s_h取决于电流谐波的相序，当为正相序时取1，当为逆相序时取-1。

忽略齿槽谐波，合成气隙磁场为：

$$b_r = (b_{arm} + b_{mag})\lambda_0 \tag{14}$$

式中：λ_0为气隙比磁导的均值。

将式(12)~式(14)带入式(11)中，可以得到电枢基波磁场和转子基波磁场相互作用产生的径向力：

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{\lambda_0^2}{\mu_0} B_{r1} B_{s1}\cos(p\theta - 2\pi f_1 t)\cos(p\theta - 2\pi s_h f_h t) \\ &= \frac{\lambda_0^2}{2\mu_0} B_{r1} B_{s1}\left\{\begin{array}{l}\cos[2\pi(s_h f_h - f_1)t] + \\ \cos[2p\theta - 2\pi(s_h f_h + f_1)t]\end{array}\right\} \end{aligned} \tag{15}$$

由式(15)可知，对于频率为f_h的电流谐波，会产生频率为$s_h f_h - f_1$和$s_h f_h + f_1$的径向力，前者的空间阶次等于0，后者的空间阶次等于$2p$。

根据第2章节的理论分析和计算，可以得到主要的PWM谐波及其相序，从而推导这些谐波产生的径向力频率，如表1所示。这些径向力的频率特征也决定了其产生的高频噪声的频率特征。

表1　主要的PWM电流谐波产生的径向力

PWM谐波频率	相序	径向力频率（空间0阶）	径向力频率（空间$2p$阶）
$f_s - 4f_1$	-	$f_s - 3f_1$	$f_s - 5f_1$
$f_s - 2f_1$	+	$f_s - 3f_1$	$f_s - f_1$
$f_s + 2f_1$	-	$f_s + 3f_1$	$f_s + f_1$
$f_s + 4f_1$	+	$f_s + 3f_1$	$f_s + 5f_1$
$2f_s - f_1$	-	$2f_s$	$2f_s - 2f_1$
$2f_s + f_1$	+	$2f_s$	$2f_s + 2f_1$

4　PWM电流谐波和噪声对比测试研究

4.1　测试现场布置

为了研究两电平和三电平逆变器在高频电流谐波和噪声方面的差异，进行了电流和噪声的对比测试。测试现场布置如图3所示，测试环境为消声室，麦克风按照标准ISO 3744: 2025《Acoustics-Determination of Sound Power Levels of Noise Sources Using Sound Pressure-Engineering Methods for An Essentially Free Field Over A Reflecting Plane》[15]进行布置，共计6个麦克风，测试不同位置处的声压，由6个声压的能量平均值来评价电机的整体噪声水平。在电机三相交流线束上布置电流钳，用于测试线电流，通过LMS Test.lab软件同步采集声压和电流信号。测功机和电机控制器布置在消声室外，对同一台电机，分别通过两电平逆变器和三电平逆变器进行驱动，对比两者的PWM电流谐波和噪声差异。两电平与三电平逆变器采用同一套电机控制器硬件平台和同一版控制软件，仅功率拓扑不同。两者均采用基于载波比较的SVPWM等效实现，死区时间、器件压降补偿策略、电流环参数、采样频率均保持一致，以确保对比结果仅反映拓扑差异。此外，三电平逆变器采用基于冗余小矢量调节的中点电压控制策略，通过动态调整冗余小矢量的作用时间抑制中点电压波动，但不改变等效调制逻辑。

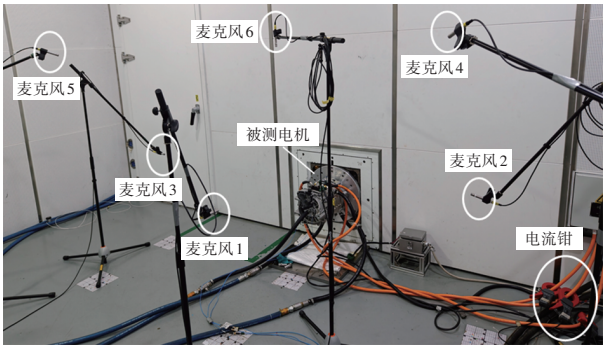
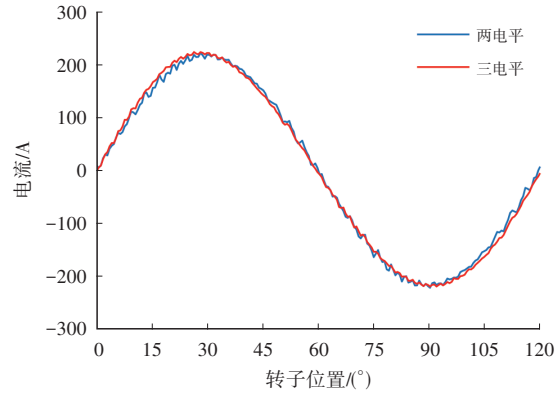


图3　测试现场布置

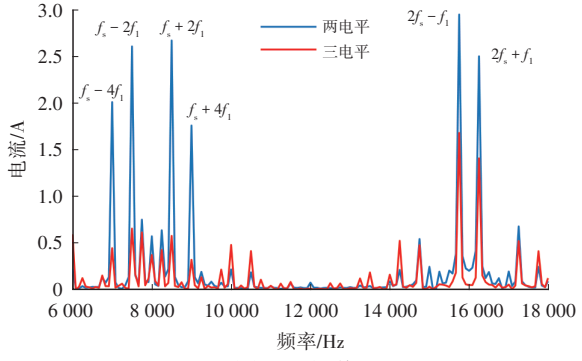
4.2　电流谐波对比

首先对比稳态工况下的电流谐波，测试工况为电机转速5 000 r/min，负载150 N·m，载波频率为8 000 Hz，采样频率为51 200 Hz。图4a所示为工况下的A相电流波形对比，明显看出相比于三电平，两电平的测试结果存在更多的毛刺。进一步对电流波形进行傅里叶分解，得到其频谱，见图4b。与第二章节的电压谐波相同，高频电流谐波集中在载波频率及其倍频附近，主要的电流谐波频率为$f_s \pm 2f_1$、$f_s \pm 4f_1$和$2f_s \pm f_1$。在该工况下，三电平的电流谐波幅值明显小于二电平。

进一步开展不同转速下的对比测试，以分析宽转速范围内的电流谐波和噪声变化规律。因此，进行了升速工况下的电流测试，通过测功机将电机转速从1 000 r/min匀速拉升至8 000 r/min，负载扭矩150 N·m，载波频率固定在8 000 Hz。根据台架记录的线电压，可以计算得到该升速工况下的调制比，如图5所示。在转速达到7 000 r/min以后，电机进入弱磁区，调制比稳定在1附近。



(a)电流波形



(b)电流频谱

图4　5 000 r/min下的电流对比

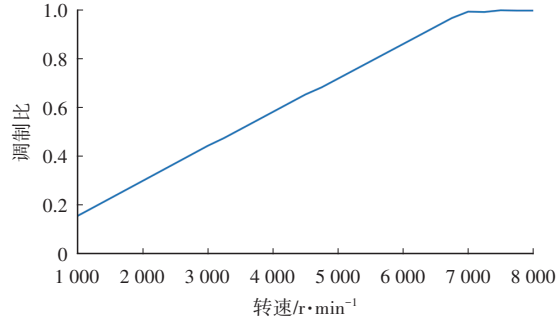
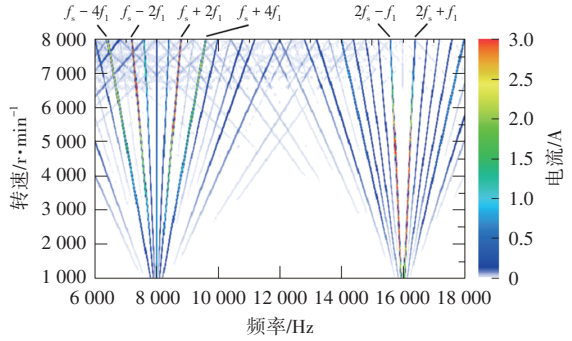


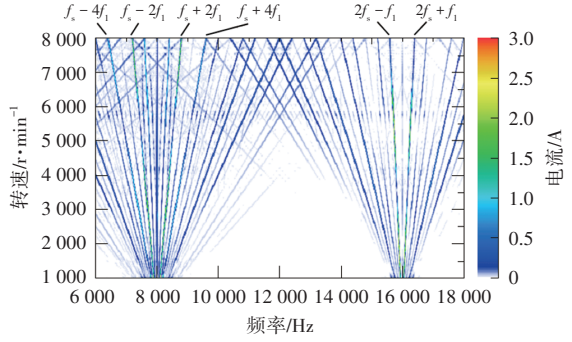
图5　升速工况下的调制比

对升速工况下的电流信号进行短时傅里叶变换分析,可以得到电流的瀑布图,如图6所示。从图6中可以明显看到呈现“伞状”的以载波频率及其倍频为中心的边频带谐波特征。

进一步对比两电平和三电平的主要电流谐波。通过切片分析可以得到升速下的谐波幅值变化,如图7所示。与电压谐波不同的是,$k_1 f_s + k_2 f_1$和$k_1 f_s - k_2 f_1$的幅值不再完全相等。这主要是因为电压谐波的推导基于理想条件,且两者频率不同导致电抗存在差异。但两者随转速的变化趋势相同,且与对应频率的电压谐波变化趋势一致,但电压和电流的极小值点对应的调制比略有差异,具体如表2所示。虽然电压谐波的推导是在理想条件下进行,但跟实测电流的极小值点的偏差都在6%以内,说明理论推导可以预测谐波随调制比的变化规律。

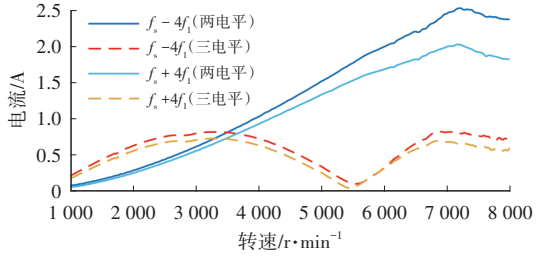


(a)两电平

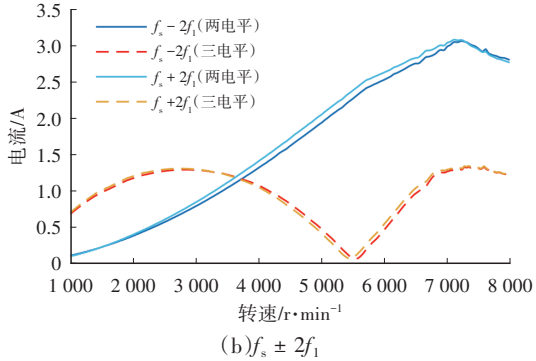


(b)三电平

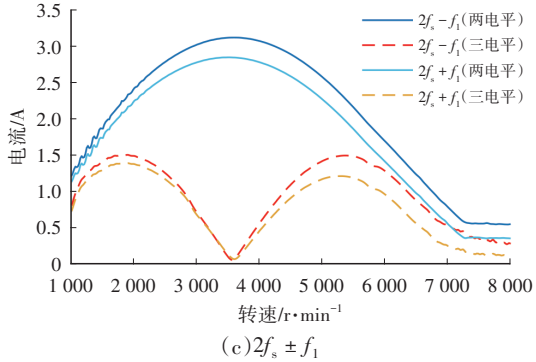
图6　升速工况下的电流瀑布图



(a)$f_s \pm 4f_1$



(b)$f_s \pm 2f_1$



(c)$2f_s \pm f_1$

图7　升速工况下的电流谐波对比

表2　三电平驱动下电压和电流极小值点对应的调制比

PWM谐波频率	调制比		偏差/%
	理论电压极小值点	实测电流极小值点	
f_s-4f_1	0.83	0.8	−3.6
f_s-2f_1	0.78	0.8	2.6
f_s+2f_1	0.78	0.78	0.0
f_s+4f_1	0.83	0.78	−6.0
$2f_s-f_1$	0.54	0.53	−1.9
$2f_s+f_1$	0.54	0.52	−3.7

两电平和三电平的主要电流谐波幅值对比如下:

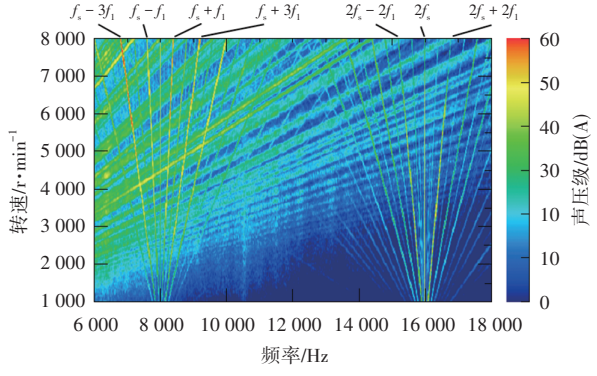
a. 对于频率为$f_s\pm4f_1$和$f_s\pm2f_1$的电流谐波,在小于3 500 r/min的区域,三电平的谐波幅值大于两电平。而在3 500 r/min以上的转速区域,三电平的谐波幅值明显小于两电平,且在5 500 r/min附近,三电平的谐波幅值达到极小值。

b. 对于频率为$2f_s\pm f_1$的电流谐波,在整个升速工况下,三电平的谐波幅值都小于两电平,而且在3 500 r/min附近,两电平的谐波幅值达到极大值,而三电平的谐波幅值接近0,两者存在巨大差异。

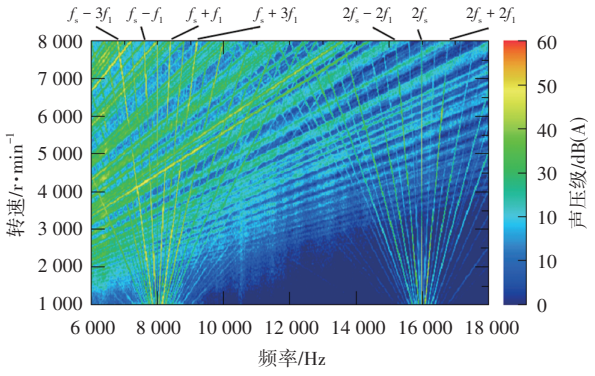
4.3　边频带噪声对比

在采集电流信号的同时,同步记录了6个麦克风的声压信号,得到升速工况下的平均声压级。对声压信号进行短时傅里叶变换,采样频率51 200 Hz,选用汉宁窗,重叠率50%,频率分辨率5 Hz,转速间隔20 r/min。变换后得到两电平和三电平的声压级瀑布图,如图8所示。与电流瀑布图相似,在载波频率及其倍频附近,声压级呈现明显的边频阶次特征,比较明显的噪声阶次包括:$f_s\pm3f_1$、$f_s\pm f_1$、$2f_s$和$2f_s\pm f_1$。

从图8可以看出,两电平和三电平的边频噪声差异很大。由于采用的是同一台电机,因此针对相同频率的噪声,结构的影响是一致的,两电平和三电平的噪声差异来源于对应的电流谐波。通过切片分析,提取主要的噪声阶次进行详细对比,如图9所示。

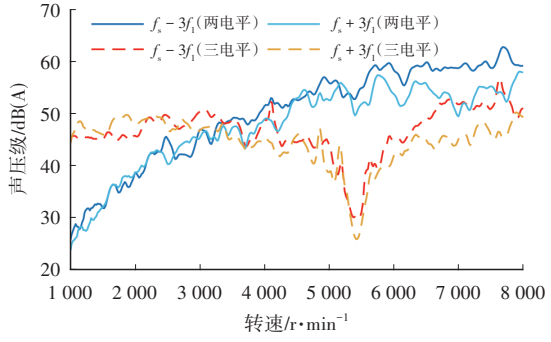


(a)两电平

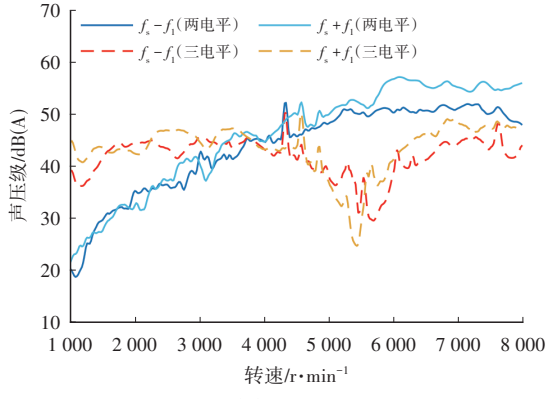


(b)三电平

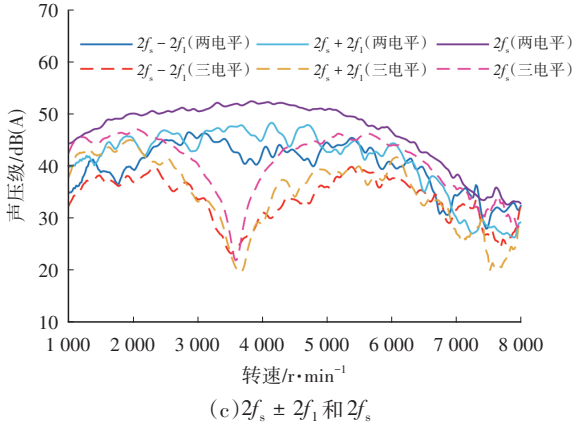
图8　升速工况下的噪声瀑布图



(a)$f_s\pm3f_1$



(b)$f_s\pm f_1$



(c)$2f_s\pm2f_1$和$2f_s$

图9　升速工况下的边频带噪声对比

对比结果如下:

a. 对于频率为$f_s\pm3f_1$的噪声,根据表1可知,其对应的径向力的空间阶次为0阶,其中频率为f_s-3f_1的噪声

来源于$f_s - 2f_1$和$f_s - 4f_1$的电流谐波，而频率为$f_s + 3f_1$的噪声来源于$f_s + 2f_1$和$f_s + 4f_1$的电流谐波。从图9a中可以看到，在3 500 r/min以下的转速段，三电平的噪声高于两电平，而在3 500 r/min以上的转速段，三电平的噪声比两电平更低，这与图7中对应的电流谐波随转速的变化趋势一致。

b. 对于频率为$f_s \pm f_1$的噪声，对应的径向力的空间阶次为$2p$阶，其中频率为$f_s - f_1$的噪声来源于$f_s - 2f_1$的电流谐波，而频率为$f_s + f_1$的噪声来源于$f_s + 2f_1$的电流谐波，两者随转速的变化趋势与对应的电流谐波变化趋势一致。同样地，在3 500 r/min以下的转速段，三电平的噪声高于两电平，而在3 500 r/min以上的转速段，三电平的噪声比两电平小。

c. 对于频率为$2f_s - 2f_1$和$2f_s + 2f_1$的噪声，由表1可知其来源于空间$2p$阶的径向力，分别由频率为$2f_s - f_1$和$2f_s + f_1$的电流谐波产生。而对于频率为$2f_s$的噪声，其来源于空间0阶的径向力，由$2f_s \pm f_1$电流谐波共同作用产生。因此，频率为$2f_s \pm 2f_1$和$2f_s$的噪声随转速的变化趋势与$2f_s \pm f_1$的电流谐波完全相同。相比于两电平，三电平在整个转速段的噪声都更小，而且在3 500 r/min附近，三电平的噪声达到最小值。

5 结束语

本文通过理论推导和试验测试对两电平和三电平逆变器的PWM电压谐波、电流谐波、径向力和边频带噪声进行了系统性的对比，得到如下结论：

a. 两电平和三电平逆变器主要的电压和电流谐波频率包括$f_s \pm 2f_1$、$f_s \pm 4f_1$和$2f_s \pm f_1$，这些谐波产生的径向力包括：空间0阶，频率为$f_s \pm 3f_1$和$2f_s$；空间$2p$阶，频率为$f_s \pm 5f_1$、$f_s \pm f_1$和$2f_s \pm 2f_1$。

b. 对于1倍载波频率附近的电流谐波和噪声，三电平逆变器并非在所有工况下均优于两电平逆变器，其表现与调制比相关。在调制比低于0.5的区域内，三电平逆变器的电流谐波和噪声劣于两电平逆变器。

c. 对于2倍载波频率附近的电流谐波和噪声，三电平逆变器全面优于两电平逆变器。特别是调制比在0.5附近时，三电平逆变器的电流谐波和噪声达到极小值，显著低于两电平逆变器。

参 考 文 献

[1] DENG W Z, ZUO S G. Electromagnetic Vibration and Noise of The Permanent-Magnet Synchronous Motors for Electric Vehicles: An Overview[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2019, 5(1): 59-70.

[2] 毛彦欣，赵文祥. 径向磁通永磁同步电机电磁振噪综述[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(9): 3667-3685.
MAO Y X, ZHAO W X. Overview of Electromagnetic Vibration and Noise in Radial-Flux Permanent Magnet Synchronous Machine[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(9): 3667-3685.

[3] 赵磊，陈勇，邱子桢，等. 电动汽车驱动电机高频边带噪声客观评价研究[J]. 声学技术, 2023, 42(6): 811-818.
ZHAO L, CHEN Y, QIU Z Z, et al. Study on Objective Evaluation of High-Frequency Sideband Noise of Electric Vehicle Drive Motor[J]. Technical Acoustics, 2023, 42(6): 811-818.

[4] 李晓华，赵容健，田晓彤，等. 逆变器供电对电动汽车内置式永磁同步电机振动噪声特性影响研究[J]. 电工技术学报, 2020, 35(21): 4455-4464.
LI X H, ZHAO R J, TIAN X T, et al. Study on Vibration and Noise Characteristics of Interior Permanent Magnet Synchronous Machine for Electric Vehicles by Inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(21): 4455-4464.

[5] 林福，陈益辉. 逆变器供电下的车用永磁同步电机噪声研究[J]. 汽车工程, 2026, 48(4): 877-885+911.
LIN F, CHEN Y H. Acoustic Noise Investigation of Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicles by Inverter[J]. Automotive Engineering, 2026, 48(4): 877-885+911.

[6] 肖阳，宋金元，屈仁浩，等. 变频谐波对电机振动噪声特性的影响规律[J]. 电工技术学报, 2021, 36(12): 2607-2615.
XIAO Y, SONG J Y, QU R H, et al. The Effect of Harmonics on Electromagnetic Vibration and Noise Characteristic in Inverter-Duty Motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(12): 2607-2615.

[7] JI Z K, CHENG S W, LI X H, et al. An Optimal Periodic Carrier Frequency PWM Scheme for Suppressing High-Frequency Vibrations of Permanent Magnet Synchronous Motors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(10): 13008-13018.

[8] 刘和平，刘庆，张威，等. 电动汽车用感应电机削弱振动和噪声的随机PWM控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(7): 1488-1495.
LIU H P, LIU Q, ZHANG W, et al. Random PWM Technique for Acoustic Noise and Vibration Reduction in Induction Motors Used by Electric Vehicles[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(7): 1488-1495.

[9] AYANO H, NAKAGAKI T, IGUCHI Y, et al. Theoretical Study of Rampwise DPWM Technique to Reduce Motor Acoustic Noise[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(7): 8102-8114.

[10] 洪剑锋，曹君慈，刘亚静. 永磁电机电磁振动及变开关频

率振动抑制技术试验探究[J]. 电机与控制学报，2023, 27(12): 52-61.
HONG J F, CAO J, LIU Y J. Experimental Research on PWM Technique for Vibration Reduction in PM Motor[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(12): 52-61.

[11] BAIDOO A M, 汪志成, 胡耀东, 等. 两电平与三电平单相逆变器并联系统性能研究[J]. 计量与测试技术, 2026, 52(3): 25-30.
BAIDOO A M, WANG Z C, HU Y D, et al. Study on The Performance of Two-Level and Three-Level Single-Phase Inverters in A Parallel System[J]. Metrology & Measurement Technique, 2026, 52(3): 25-30.

[12] GRANDI G, LONCARSKI J, DORDEVIC O. Analysis and Comparison of Peak-to-Peak Current Ripple in Two-Level and Multilevel PWM Inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5): 2721-2730.

[13] MASISI L, IBRAHIM M, WANJIKU J, et al. The Effect of Two- and Three-Level Inverters on the Core Loss of a Synchronous Reluctance Machine (SynRM) [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(5): 3805-3813.

[14] WANG J, RASEKH N, YUAN X, et al. An Analytical Method for Fast Calculation of Inductor Operating Space for High-Frequency Core Loss Estimation in Two-Level and Three-Level PWM Converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(1): 650-663.

[15] International Organization for Standardization. Acoustics-Determination of Sound Power Levels of Noise Sources Using Sound Pressure-Engineering Methods for An Essentially Free Field Over A Reflecting Plane: ISO 3744: 2025[S]. Geneva: ISO, 2025.

（责任编辑　天下溪）

《汽车工艺与材料》投稿须知

《汽车工艺与材料》于1986年创刊，是由中国第一汽车集团有限公司主办的国内外公开发行的汽车材料与制造技术类月刊，目前已入选《中文核心期刊要目总览》（第二版）、RCCSE中国准核心学术期刊（B+）、中国核心期刊（遴选）数据库、中国学术期刊综合评价数据库、欧洲学术出版中心数据库（EuroPub）、哥白尼精选期刊数据库（ICI Journals Master List）、EBSCO International数据库、J-Gate数据库。

《汽车工艺与材料》以“为中国报道汽车制造，为汽车引领工艺材料”为办刊宗旨，致力于报道以汽车轻量化技术和智能制造技术为核心的先进制造技术与材料应用技术，重点关注电动汽车蓄电池、电机、电控关键材料技术，燃料电池材料技术，高强度钢、铝镁合金、非金属材料及其成形技术，连接技术，智能装备与绿色制造等，以期通过高质量学术内容的出版和传播助推行业创新技术的交流与发展。

《汽车工艺与材料》杂志关注领先的整车及零部件企业和材料、装备等供应商，及时报道汽车行业最新的产品设计、制造、材料、加工技术、生产装备、检测技术等方面的成功案例。

主要栏目：

AT&M视界、生产现场、材料应用、生产装备、检测技术、数字化园地、行业动态等。

投稿要求：

（1）来稿须具有独创性并与实践相结合，文章字数最好控制在5 000～8 000字。

（2）来稿不能在国内、外公开杂志上发表过，请勿一稿多投。

（3）来稿的试验方法、试验数据、试验结论必须准确、可靠。

（4）来稿须包括以下项目：题名、作者姓名、作者单位、摘要（200字左右）、参考文献等。来稿采用word文档的格式。

（5）来稿文章格式应符合一般科技论文格式，或参考近期本刊所刊登文章格式。

（6）文章必须附有公开发表的、体现本领域最新研究成果的参考文献，且在文中应标注文献引用处。

（7）本刊使用网站投稿，投稿网址：http://qcgyycl.cbpt.cnki.net，咨询电话：0431-82026054。

竭诚欢迎汽车行业及相关各界的专家学者积极向本刊投稿。