

三相半桥型电机驱动器电容电流应力最小策略

仝昊, 危波, 姚文熙*, 李武华

(浙江大学电气工程学院, 浙江省 杭州市 310027)

DC-link Capacitor Current Stress Minimization Strategy for Three-phase Half-bridge Motor Drives

TONG Hao, WEI Bo, YAO Wenxi*, LI Wuhua

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, Zhejiang Province, China)

ABSTRACT: DC-link capacitors are one of the components with the largest physical volume and highest failure rate in motor drives, and current ripple is an important factor limiting its performance. This paper establishes an optimization model based on time domain analysis, which transforms the capacitor current stress reduction into a linear programming (LP) problem. Then a capacitor current stress minimization strategy based on extended out-of-sector vectors is proposed for three-phase half-bridge motor drives. First, an optimization model in the time domain is established according to the switching state, DC-link current, optimization objective function, and constraint conditions, revealing that the vectors outside the sector containing the reference voltage vector help reduce capacitor current stress. Next, the model is solved by the graphical method of LP to obtain the optimal vector time allocation for capacitor current stress reduction. Further, vector sequences with the non-action characteristics of single-phase switching devices are designed for three modes: leading vector, lagging vector, and conventional vector modulation. Finally, the analysis and experiments show that the proposed method can achieve the theoretical minimum capacitor current stress for three-phase half-bridge motor drives. Compared with the conventional method, this method can reduce the capacitor current stress by about 30% at a high power factor.

KEY WORDS: motor drive; DC-link capacitor; current stress reduction; modulation strategy

摘要: 直流母线电容是电机驱动器中体积占用率和失效率最高的元器件之一, 而电流纹波是限制其性能的重要因素。文中建立一种基于时域分析的优化模型, 把电容电流应力抑制

转化为线性规划模型的求解, 进而针对三相半桥型电机驱动器提出基于扩展扇区外矢量的电容电流应力最小策略。首先, 按照开关状态、直流母线电流、优化目标函数、约束条件等步骤在时域建立优化模型, 揭示出参考电压矢量所在扇区外的矢量有助于电容电流应力抑制; 接下来, 通过线性规划的图解法求解模型进而获得电容电流应力抑制的最优矢量时间分配; 进一步, 针对超前矢量、滞后矢量、和传统矢量调制 3 种情况分别设计具有单相开关器件不动作特性的矢量序列; 最后, 分析和实验表明: 所提方法可实现三相半桥型电机驱动器理论上的最小电容电流应力, 与传统方法相比在高功率因数工况下可减小约 30% 的电容电流应力。

关键词: 电机驱动器; 直流母线电容; 电流应力抑制; 调制策略

0 引言

实现高效电能变换的电机驱动器在新能源汽车、多电飞机等领域广泛应用^[1-2], 是支撑国家“双碳”和制造强国战略的关键装备。目前, 电机驱动器正逐步向更高功率密度方向发展, 以满足高精尖领域的电能变换需求^[3-5]。

直流母线电容是电机驱动器的核心元部件, 具有平衡瞬时功率、吸收谐波电流、稳定母线电压、抑制电压尖峰等作用^[6-8]。然而, 直流母线电容是电机驱动器中体积占用率和失效率最高的元器件之一^[9-11], 严重制约了驱动器功率密度和运行寿命的提升。

一般而言, 电机驱动器的直流母线电容选型主要依据电流纹波要求和电压纹波要求两个指标。其中, 电压纹波要求与调制比、输出负载功率因数、交流输出电流及开关频率有关。而电流纹波只与前三者有关, 与开关频率无关^[12]。由于高功率密度场景中有限空间带来的散热限制和宽禁带器件广泛

基金项目: 国家重点研发计划项目(2024YFF0619900); 国家自然科学基金项目(52077197)。

National Key R&D Program of China (2024YFF0619900); Project Supported by National Natural Science Foundation of China (52077197)。

应用带来的开关频率提高,直流母线电容的电流纹波越来越成为限制性能提升的首要因素^[13-14]。电流纹波的有效值决定了电容内部的热损耗,从而决定了电容的运行寿命,因此可称为直流母线电容的电流应力。

目前,国内外学者已针对电机驱动器中直流母线电容的电流应力抑制技术展开了一系列研究。文献[15]推导了三相电压源型脉宽调制(pulse width modulation, PWM)变流器中直流母线电容的电流纹波有效值表达式,研究表明,采用传统空间矢量调制方法的电容电流应力仅与运行工况有关,并不存在自由度进行电流应力的抑制;文献[16]通过对直流母线电流波形进行研究发现:零矢量的使用加剧了直流母线电流的波动,因此,该文献提出了双载波 PWM 调制方法,从而将参考电压矢量分解为 3 个连续的有效矢量来避免零矢量的使用;文献[17]同样对双载波调制方法做了理论分析和实验验证,结果表明:在高功率因数高调制比工况下该调制方法可以有效地抑制直流母线电容的电流应力。

为了克服上述方法在低调制比工况下难以发挥作用的缺点,文献[18]在文献[16]的研究基础上,提出了一种扩展双载波 PWM 调制方法,该方法在高调制比工况下与前述相同,而在低调制比工况下,通过使用不相邻的两个有效矢量来部分代替零矢量。

文献[19]提出了一种适用于宽功率因数工况下的直流母线电容电流应力抑制方法,该文献提出了一种依据三相输出电流正负划分的扇区定义方式,并在每个开关周期内根据当前所处的传统电压扇区和新定义扇区查找表格来得到此时应采用的矢量序列;文献[20-21]将宽功率因数下的直流母线电容电流应力抑制方法从空间矢量调制拓展到了基于载波的 PWM 调制中,该调制方法依据所设计的流程图在半个开关周期内移动参考电压以实现调整三相 PWM 序列的效果。

本文建立一种基于时域分析的优化模型,进而提出三相半桥型驱动器中基于扩展扇区外矢量的电容电流应力最小策略(half-bridge capacitor current minimization, HBCCM)。相比现有电容电流抑制方法,本文方法通过数学优化模型的方式定量推导三相半桥型驱动器中的电容电流应力最小值,其算法思路可应用于所有运行工况。该方法通过极小的计算量获得最优矢量时间分配且具有简单易行的矢

量序列,因此可有效应用于实时控制器中。本文首先通过开关状态、直流母线电流、优化目标函数、约束条件等分析步骤建立电容电流应力优化模型;接下来,求解优化模型进而获得电容电流应力抑制的最优矢量时间分配;在所设计的矢量序列中按照最优解进行矢量时间分配可以在理论上获得最小的电容电流应力;最后,通过分析实验结果验证所提方法的有效性。

1 电容电流应力时域优化模型

1.1 模型基础

本文考虑三相负载电流平衡且为纯正弦信号。由于研究对象是理想三相系统且具有上下桥臂对称结构,分析可仅关注于输出电压基波周期的 1/6,即空间矢量图中的一个扇区。

1.1.1 直流母线电流与电容电流应力的关系

图 1 为三相半桥型电机驱动器的拓扑结构,其中直流母线电流频谱主要由直流分量、开关频率族和开关频率倍数族频率分量组成,不含有低频分量。在电感和电容的滤波作用下可近似认为电源流出的电流 I_{dc} 为直流,即所有高频纹波均流入直流母线电容中。在此前提下,直流母线电容的电流有效值 $i_{cap,rms}$ 可表示为

$$i_{cap,rms} = \sqrt{i_{dc,rms}^2 - I_{dc}^2} \quad (1)$$

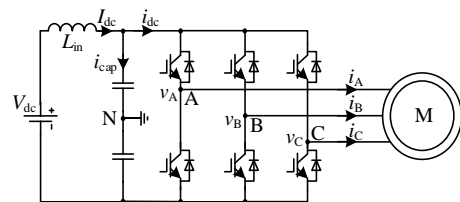


图 1 三相半桥型电机驱动器

Fig. 1 Three-phase half-bridge motor drives

基于功率守恒原理,驱动器的输入功率等于输出功率。因此,供电电源的电流 I_{dc} 仅与运行工况有关,其表达式为

$$I_{dc} = \frac{3}{4} m I_N \cos \varphi \quad (2)$$

式中: m 为调制比; I_N 为交流输出相电流的峰值; $\cos \varphi$ 为输出负载功率因数。

因此,直流母线电容的电流应力 $i_{C,rms}$ 与直流母线电流有效值 $i_{dc,rms}$ 直接相关。相同负载工况下,当直流母线电流有效值减小到最小值时,电容的电流应力也随之减小到最小。

1.1.2 直流母线电流与开关状态序列的关系

图2为一个开关周期内直流母线电流和开关状态的波形。 u_{gA} 、 u_{gB} 、 u_{gC} 分别为驱动器三相上管的驱动波形，下管的驱动波形与之互补。考虑非低载波比情况，一个开关周期内交流输出电流可近似视为不变，即用图中的水平虚线来代替实线，则直流母线电流的有效值计算可由积分简化为乘积的累加形式。

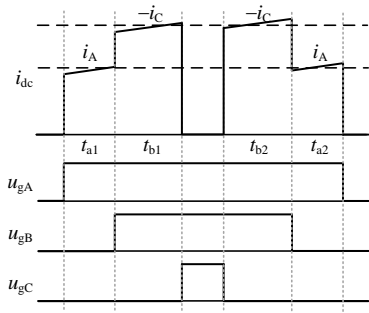


图2 一个开关周期内直流母线电流波形

Fig. 2 DC-link current waveforms in a switching period

因此，直流母线电流应力与开关状态顺序无关，而仅与每种开关状态的持续时间有关。根据该结论，直流母线电流应力的研究步骤可分解为开关状态作用时间求解和开关状态序列设计两步。

1.2 模型建立

1.2.1 开关状态和空间矢量

电机驱动器中每种开关状态对应于一种电压空间矢量。图3为三相半桥变流拓扑的空间矢量图。图中共有8个基本空间矢量，其中包括6个有效矢量 U_1 、 U_2 、 U_3 、 U_4 、 U_5 、 U_6 ，和2个零矢量 U_0 、 U_7 。

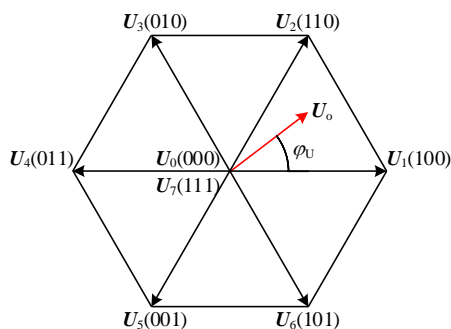


图3 三相半桥型电机驱动器的空间矢量图

Fig. 3 Space vector diagram of three-phase half-bridge motor drives

为了引导负载电机定子磁链的轨迹近似为圆形，驱动器应该输出以基波频率绕中心点旋转的电压矢量。驱动器需要利用空间矢量合成原理来合成

所需要的参考电压矢量。以第1扇区为例，使用有效矢量 U_1 和 U_2 来合成参考电压矢量 U_o ，开关周期的剩余时间利用零矢量进行填充，可用(3)表示。

$$U_1 t_a T_s + U_2 t_b T_s = U_o T_s \quad (3)$$

式中 t_a 、 t_b 分别为矢量 U_1 和 U_2 作用时间与开关周期的比值。第1扇区内表达式为

$$\begin{cases} t_a = \frac{\sqrt{3}}{2} m \sin(\frac{\pi}{3} - \varphi_U) \\ t_b = \frac{\sqrt{3}}{2} m \sin \varphi_U \\ t_c = 1 - t_a - t_b \end{cases} \quad (4)$$

式中： t_c 为零矢量作用时间与开关周期的比值； φ_U 为参考电压矢量的相位角。

1.2.2 直流母线电流分析

由基尔霍夫电流定律可知，直流母线电流等于各桥臂流入的电流之和：

$$i_{dc} = S_A i_A + S_B i_B + S_C i_C \quad (5)$$

将负载电流近似为纯正弦信号，表1总结了基本空间矢量所对应的直流母线电流。

表1 空间矢量与其直流母线电流

空间矢量	U_0	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_7
直流母线电流	0	i_A	$-i_C$	i_B	$-i_A$	i_C	$-i_B$	0

1.2.3 优化目标函数

根据图2中传统空间矢量调制(conventional space vector modulation, CSVM)的一个开关周期内直流母线电流波形，在开关周期内输出电流视为不变时，直流母线电流有效值可简化：

$$i_{dc,rms1}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{dc}^2 dt = t_a i_A^2 + t_b i_C^2 \quad (6)$$

式中 $i_{dc,rms1}$ 为一个开关周期内CSVM下直流母线电流的有效值。

在计算出每个开关周期内的电流有效值后，对扇区内所有开关周期进行累加就可以获得整体的电流有效值。

由式(4)、(6)可知，当运行工况确定时，传统空间矢量调制中每个开关周期内直流母线电流的有效值是确定的。这种现象根本原因是：最近矢量分配方式下，采用扇区内相邻的两个有效矢量合成参考电压矢量并不存在可调的自由度。

如果在矢量合成中不仅考虑参考电压矢量所在扇区的有效矢量，而且考虑扇区外的矢量，则存

在自由度进行直流母线电流有效值的优化。考虑最一般的情况,即所有有效矢量均参与矢量合成。该情况下直流母线电流的有效值等于各个有效矢量作用时间乘以该矢量下直流母线电流平方的叠加。以第1扇区为例,表达式为

$$i_{dc,rms2}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{dc}^2 dt = t_1 i_A^2 + t_2 i_C^2 + t_3 i_B^2 + t_4 i_A^2 + t_5 i_C^2 + t_6 i_B^2 \quad (7)$$

式中: $i_{dc,rms2}$ 为一个开关周期内新策略中直流母线电流的有效值; t_1 — t_6 分别为新策略中矢量 U_1 — U_6 的作用时间与开关周期的比值。

新策略期望在每一个开关周期内实现直流母线电流有效值的最小。因此,将式(6)、(7)两式相减的结果定义为 z_1 ,如式(8)所示。 z_1 衡量了新策略对电容电流应力的减小量,实现 z_1 取值最大化是最终的优化目标。

$$z_1 = i_{dc,rms1}^2 - i_{dc,rms2}^2 = (t_a - t_1) i_A^2 + (t_b - t_2) i_C^2 - t_3 i_B^2 - t_4 i_A^2 - t_5 i_C^2 - t_6 i_B^2 \quad (8)$$

为保证合成的参考电压矢量相同,矢量作用时间需满足:

$$\begin{cases} t_a = t_1 - t_3 - t_4 + t_6 \\ t_b = t_2 + t_3 - t_5 - t_6 \end{cases} \quad (9)$$

将式(9)代入式(8)并根据 $i_A + i_B + i_C = 0$ 进行化简可得:

$$z_1 = 0t_1 + 0t_2 + 2i_A i_B t_3 + (-2i_A^2) t_4 + (-2i_C^2) t_5 + 2i_B i_C t_6 = c_1 t_1 + c_2 t_2 + c_3 t_3 + c_4 t_4 + c_5 t_5 + c_6 t_6 \quad (10)$$

式中 c_1 — c_6 分别为矢量 U_1 — U_6 作用时间的系数,称为价值系数,表达式为

$$c_i = x i_A^2 + y i_C^2 - i_{dci}^2 \quad (11)$$

式中: c_i 为矢量 U_i 的价值系数,其中 $U_i = x U_1 + y U_2$; i_{dci} 为矢量 U_i 的直流母线电流。

价值系数决定了矢量对直流母线电流抑制的作用程度,根据价值系数可将有效矢量分为3类:

1) 矢量 U_1 和 U_2 是该扇区中传统空间矢量调制采用的有效矢量,其对直流母线电流抑制无作用,因此这两种有效矢量的价值系数为0。

2) 矢量 U_4 和 U_5 的价值系数恒为负数或0,这说明两种矢量的引入只会造成直流母线电流有效值的增加。因此, $t_4 = t_5 = 0$ 。

3) 矢量 U_3 和 U_6 的价值系数存在为正的可能性,这说明两种矢量的引入可能会减小直流母线电流有效值,需要根据运行工况进行判断。因此, t_3

和 t_6 是优化目标函数的优化变量。

1.2.4 约束条件

优化变量不能无限增加或减小,会受到许多约束条件的限制。优化变量的约束条件可分为3类:物理约束、交流输出约束、开关周期约束。

1) 物理约束:优化变量 t_3 和 t_6 的物理意义是矢量作用时间,因此具有非负性,需满足:

$$\begin{cases} t_3 \geq 0 \\ t_6 \geq 0 \end{cases} \quad (12)$$

2) 交流输出约束:为保持合成的参考电压矢量不变,在优化变量变化的过程中有效矢量的作用时间需要始终满足式(9)。在此等式中, t_1 和 t_2 需要满足非负性,因此可得:

$$\begin{cases} t_1 = t_a + t_3 - t_6 \geq 0 \\ t_2 = t_b - t_3 + t_6 \geq 0 \end{cases} \quad (13)$$

3) 开关周期约束:有效矢量作用时间之和需要不大于开关周期,并结合(9)消除 t_1 和 t_2 得到:

$$t_3 + t_6 \leq 1 - t_a - t_b = t_c \quad (14)$$

综上所述,上述过程基于时域分析建立了电容电流应力优化模型,电容电流应力抑制问题转化为求解附有若干约束条件的目标函数最大值的问题。

2 电容电流应力最小策略

基于建立的电容电流应力时域优化模型,本节通过对优化模型的求解和矢量序列的设计提出了电容电流应力最小策略(HBCCM)。

2.1 基于图解法的线性规划模型求解

根据1节所建立的优化模型,将三相半桥变流拓扑中电容电流应力优化问题总结为

$$\begin{cases} \max & z_1 = c_3 t_3 + c_6 t_6 \\ \text{s.t.} & t_6 - t_3 \leq t_a \\ & t_3 - t_6 \leq t_b \\ & t_3 + t_6 \leq t_c \\ & t_3, t_6 \geq 0 \end{cases} \quad (15)$$

式中: t_3 、 t_6 为电容电流应力优化模型的决策变量; c_3 、 c_6 为决策变量的价值系数; t_a 、 t_b 、 t_c 为约束条件的限额系数。在每个开关周期内价值系数和限额系数均为恒定的常数,在不同开关周期这些系数会发生变化。

电容电流应力优化模型满足线性规划(linear programming, LP)模型的所有特征:具有一组连续且非负的决策变量、具有一个由线性方程描述的目

标函数来求取最大值、具有一组由互不矛盾的线性不等式组成的约束条件。

二维 LP 模型可采用简单直观的图解法进行求解。图 4 为三相半桥变流拓扑中电容电流应力优化模型的图解法过程。以 t_3 为横轴、 t_6 为纵轴建立直角坐标系，根据约束条件画出式(15)中优化问题的可行域如图中阴影部分所示。根据限额系数值的不同情况可分为 4 种不同的可行域：1) $t_c \leq t_a$ && $t_c \leq t_b$; 2) $t_c > t_a$ && $t_c \leq t_b$; 3) $t_c \leq t_a$ && $t_c > t_b$; 4) $t_c > t_a$ && $t_c > t_b$ 。

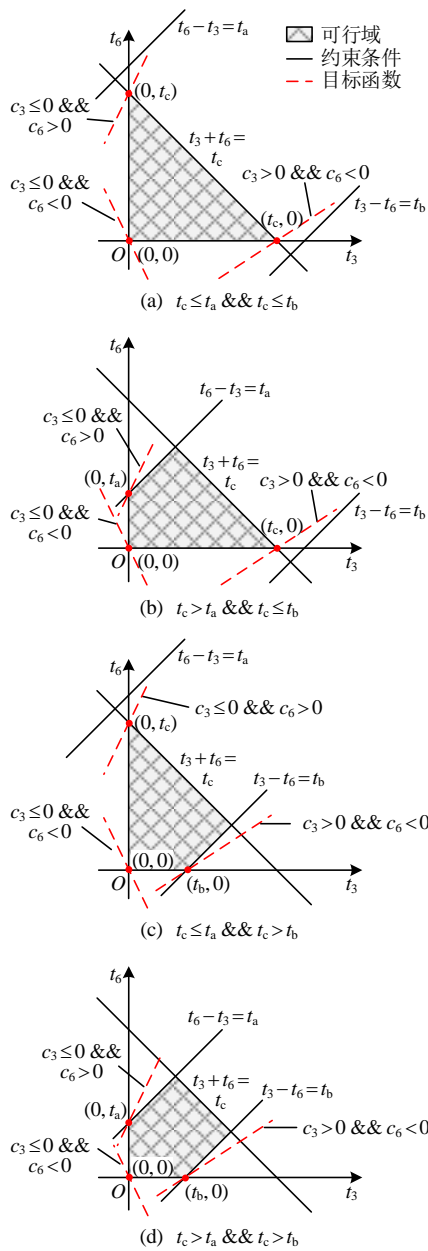


图 4 电容电流应力优化模型的图解法

Fig. 4 Graphical method of the capacitor current stress optimization model

先考虑 $c_6 \neq 0$ 的情况，在此坐标平面上，目标

函数可以表示为以 z_1 为参数、 $-c_3/c_6$ 为斜率的一族直线，如式(16)所示。图中利用红色虚线来表示目标函数转化的直线。

$$t_6 = -\frac{c_3}{c_6}t_3 + \frac{1}{c_6}z_1 \quad (16)$$

当价值系数 c_6 为正时，寻找目标函数直线族中与可行域相交且具有最大截距的直线，此时该直线与可行域边界的交点就是最优解。反之价值系数 c_6 为负时，寻找最小截距的直线。价值系数 c_3 和 c_6 的正负共同决定了目标函数直线的斜率。由于三相负载电流不可能同时为正或同时为负，从表达式可知，价值系数 c_3 和 c_6 不可能同时为正。因此，根据价值系数的不同，可以将目标函数直线的斜率分为 3 种情况：

- 1) $c_3 \leq 0$ && $c_6 < 0$ ，斜率 $-c_3/c_6 < 0$ 。
- 2) $c_3 > 0$ && $c_6 < 0$ ，根据三相对称负载电流特性，必定有斜率 $0 < -c_3/c_6 < 1$ 。
- 3) $c_3 \leq 0$ && $c_6 > 0$ ，根据三相对称负载电流特性，必定有斜率 $-c_3/c_6 > 1$ 。

图 4 为不同限额系数和价值系数情况下求解得到的最优解。将相同最优解的情况进行合并，最终可以总结出三相半桥变流拓扑中电容电流应力优化模型的最优解，如表 2 所示。 $c_6 = 0$ 的情况同样适用该最优解结果，因此统一在结果中。

表 2 优化模型的最优解

Table 2 Optimal solutions of the optimization model

电流条件	时间条件	最优解(t_3, t_6)	其他时间(t_0, t_1, t_2)
$c_3 \leq 0$ && $c_6 \leq 0$	—	$(0, 0)$	(t_c, t_a, t_b)
$c_3 > 0$	$t_c \leq t_b$	$(t_c, 0)$	$(0, t_a + t_c, t_b - t_c)$
	$t_c > t_b$	$(t_b, 0)$	$(t_c - t_b, t_a + t_b, 0)$
$c_6 > 0$	$t_c \leq t_a$	$(0, t_c)$	$(0, t_a - t_c, t_b + t_c)$
	$t_c > t_a$	$(0, t_a)$	$(t_c - t_a, 0, t_a + t_b)$

由表 2 中的最优解，可得到三相半桥变流拓扑中实现电容电流应力最小的矢量时间分配，即当 $c_3 \leq 0$ 、 $c_6 \leq 0$ 时，采用传统矢量调制，仅使用本扇区的有效矢量；当 $c_3 > 0$ 时，引入本扇区逆时针方向的下一个有效矢量(如第 1 扇区是矢量 U_3)，可将该矢量称为超前矢量。引入超前矢量可减小矢量 U_2 时间但增加矢量 U_1 时间，综合而言在 $c_3 > 0$ 时电容电流有效值可变得更小。超前矢量的作用时间为 t_b 和 t_c 中较小的一个；当 $c_6 > 0$ 时，引入本扇区顺时针方向的下一个有效矢量(如第 1 扇区是矢量 U_6)，可将该矢量称为滞后矢量，滞后矢量的作用时间为

t_a 和 t_c 中较小的一个。如果在每个开关周期按照此方法实时调整各矢量的作用时间,则在理论上可将电容电流有效值减到最小值。

根据最优解的电流条件和负载电流波形,画出第1扇区中所提策略的分区域图,如图5所示。该图根据参考电压矢量相位角和功率因数角之差 $\varphi_U - \varphi$ 的值进行区域的划分。当 $\varphi_U - \varphi$ 在区间 $[\pi/6, \pi/2]$ 和 $[-5\pi/6, -\pi/2]$ 时, $c_3 > 0$ 则引入矢量 U_3 , 对应于图中蓝色区域; 当 $\varphi_U - \varphi$ 在区间 $[-\pi/6, \pi/6]$ 和 $[5\pi/6, 7\pi/6]$ 时, $c_6 > 0$ 则引入矢量 U_6 , 对应于图中灰色区域; 当 $\varphi_U - \varphi$ 在区间 $[-\pi/2, -\pi/6]$ 和 $[\pi/2, 5\pi/6]$ 时, $c_3 < 0$ 和 $c_6 < 0$ 则采用 CSVM, 对应于图中白色区域。

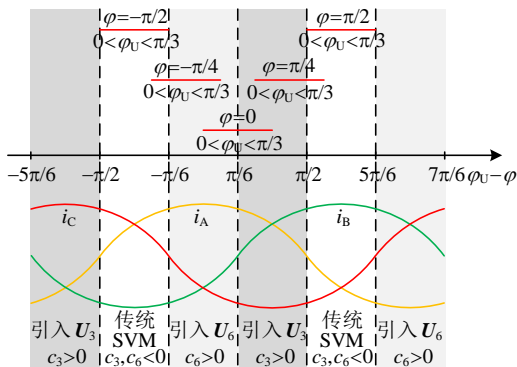


图5 第1扇区中策略的分区域图

Fig. 5 Partition map of the strategy in the first sector

图5中,红色横线代表固定功率因数角 φ 的情况下第1扇区内参考电压矢量的相位角 φ_U 由0变化到 $\pi/6$ 的过程,红线落入的区域即代表了这种功率因数角下电容电流应力最小策略会出现的情况。例如,在 $\varphi=0$ 时,第1扇区内 HBCCM 方法首先引入 U_6 后引入 U_3 ; 在 $\varphi=\pi/4$ 时,第1扇区内 HBCCM 方法首先引入 U_3 后转为采用 CSVM。

2.2 矢量序列设计

在获得矢量作用时间后需要对矢量序列进行设计。下文仍以第1扇区为例进行说明。

2.2.1 引入超前矢量

根据表2中各矢量的作用时间,绘制出引入矢量 U_3 后的矢量合成图,如图6所示。当 $t_c \leq t_b$ 时,使用矢量 U_1, U_2, U_3 来合成参考电压矢量,此时将不再使用零矢量,这对应着调制比较高的运行工况。当 $t_c > t_b$ 时,使用矢量 U_0, U_1, U_3 来合成参考电压矢量,这对应着调制比较低的运行工况。从所使用的矢量可知,当采用电容电流应力最小策略时驱动器具有一相开关器件不动作的特性,这会显著降低电机驱动器的开关损耗。

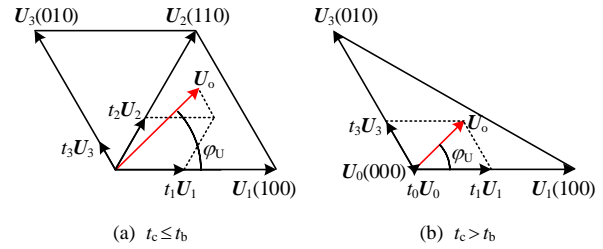


图6 引入矢量 U_3 后的矢量合成图

Fig. 6 Vector composition graph with vector U_3

图7为引入矢量 U_3 后的矢量序列。为实现单相开关器件不动作特性,将矢量序列设计为五段式形式,且在前半开关周期和后半周期内平均分配相同矢量的作用时间以提高输出电压质量。

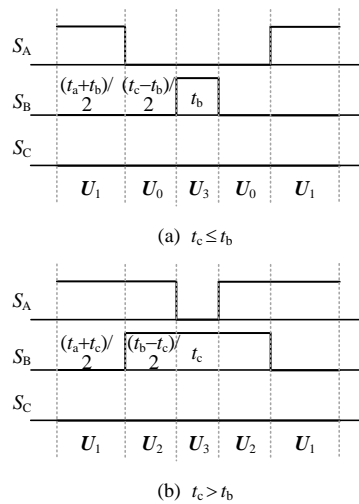


图7 引入矢量 U_3 后的矢量序列

Fig. 7 Vector sequence with vector U_3

虽然高和低调制比工况的矢量序列不同,但在实时控制器中可以统一为相同的情况进行处理。以电机驱动器中常用的数字信号处理器为例,EPWM模块的配置如图8所示,上述两种情况的比较值和达到比较值时的开关动作是相同的,利于电容电流应力最小策略的实际应用。在 EPWM 模块的计数器设置为上下计数模式且周期值为 T_{PRD} 时, A 相的比较值可以统一为 $(t_a + t_b) \cdot T_{PRD}$, B 相的比较值可以统一为 $(t_a + t_c) \cdot T_{PRD}$ 。

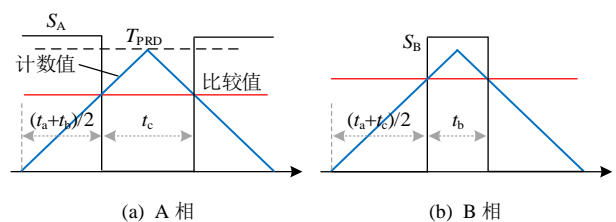


图8 引入矢量 U_3 后 EPWM 模块的统一配置

Fig. 8 Unified configuration of EPWM module with vector U_3

2.2.2 引入滞后矢量

图9为引入矢量 U_6 后的矢量合成图。当 $t_c \leq t_a$ 时，使用矢量 U_1 、 U_2 、 U_6 来合成参考电压矢量，此时对应着高调制比运行工况。当 $t_c > t_a$ 时，使用矢量 U_0 、 U_2 、 U_6 来合成参考电压矢量，此时对应着低调制比运行工况。引入矢量 U_6 的矢量序列同样具有单相开关器件不动作的特性。

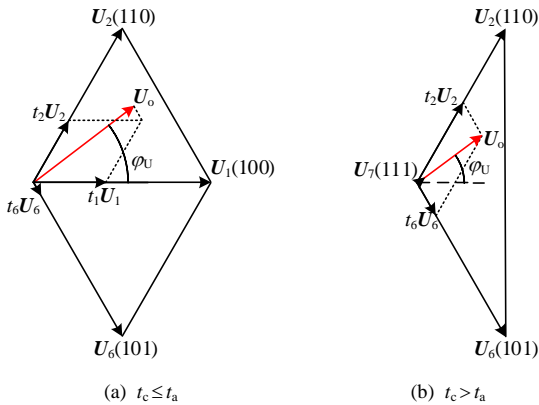


图9 引入矢量 U_6 后的矢量合成图

Fig. 9 Vector composition graph with vector U_6

图10为引入矢量 U_6 后的矢量序列。同样地，两种矢量序列为五段式序列且具有半周期对称性。两种矢量序列在实时控制器中也可统一为相同的情况处理。

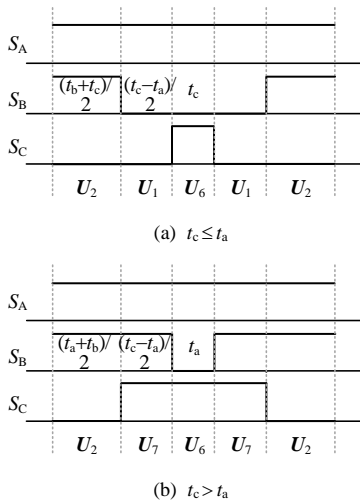


图10 引入矢量 U_6 后的矢量序列

Fig. 10 Vector sequence with vector U_6

2.2.3 传统矢量调制

当 $c_3 < 0$ 和 $c_6 < 0$ 时，使用传统矢量调制。为与前两种情况具有统一的单相开关器件不动作特性，可采用五段式矢量序列。

电机驱动系统中负载一般呈现感性，功率因数角 $\varphi > 0$ 。由图5可知，在 $\varphi > \pi/6$ 时第1扇区内电

容电流应力最小策略首先引入 U_3 后转为采用CSVM，此时采用以矢量 U_1 为起始的矢量序列可以避免矢量序列之间切换的额外开关动作。图11为传统矢量调制下采用的五段式矢量序列。

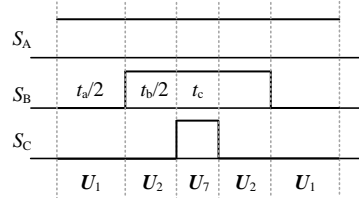


图11 传统矢量调制的矢量序列

Fig. 11 Vector sequence of traditional vector modulation

根据扇区之间的对称性，可以设计出其他扇区的矢量序列。采用提出的HBCCM方法可以实现开关器件在6个扇区轮流不动作，从而有助于开关器件之间的热均衡。

2.3 所提方法的控制框图

图12为采用HBCCM方法下的控制框图。控制框图中电流控制环与常规驱动器中相同，所提方法应用于调制策略来代替传统空间矢量调制。电流控制环的输出 u_α 和 u_β 可用于获得 t_a 、 t_b 和 t_c 。三相电流可用于计算价值系数 c_3 和 c_6 ，两个价值系数的正负决定了算法执行的3条分支，分别对应于3种不同的矢量作用时间和矢量序列，最终基于算法执行结果来输出开关器件的驱动信号。

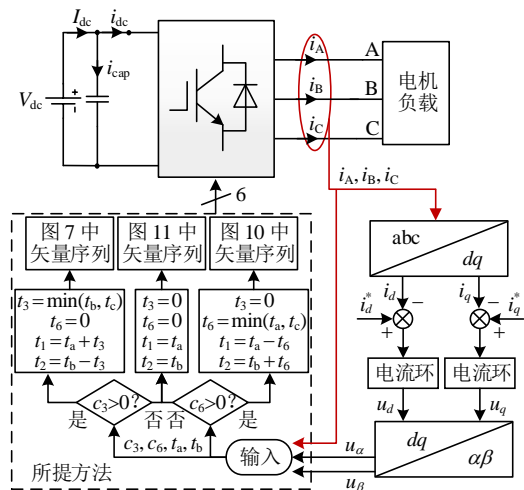


图12 采用所提方法下控制框图

Fig. 12 Control block diagram with the proposed method

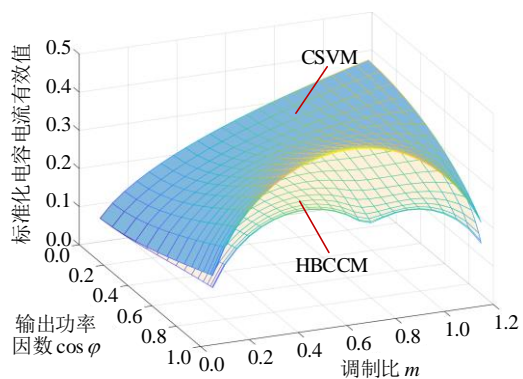
由图12可知，相比于控制环路中的坐标变换和电流环运算，所提方法仅需要少量的加减法运算进行分支的选择和矢量作用时间计算，因此可有效应用于实时控制器中。另一方面，所提方法会在每个开关周期内执行一次，即使在工况切换的动态过

程中仍可以很好地抑制电容电流应力。

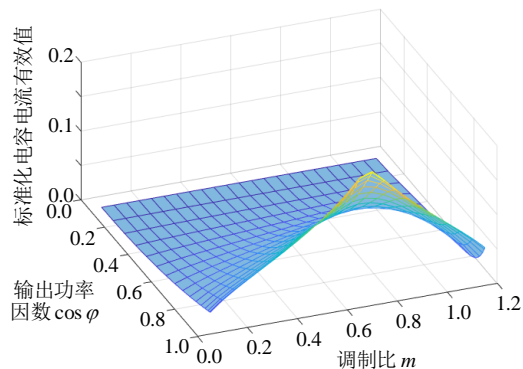
2.4 电容电流应力分析

本节对 HBCCM 方法下的直流母线电容电流应力进行数值计算分析，并与传统空间矢量调制 (CSVM) 进行对比来说明所提方法的性能优势。

图 13 为 HBCCM 和 CSVM 下调制比 m 和输出功率因数 $\cos \varphi$ 对直流母线电容电流有效值的影响，图中数据为 MATLAB 软件中数值计算出的理论值。图中的纵坐标为标准化后的电容电流有效值，标准化的参考值选择输出相电流峰值来排除输出负载的影响。由图可知，所提方法的曲面始终在 CSVM 的曲面之下，这说明所提方法在所有工况下均具有更小或相等的电容电流应力。所提方法在高功率因数下对电容电流应力具有明显抑制效果，特别是在 CSVM 方法下的电流应力峰值处。随着功率因数的不断降低，所提方法相比 CSVM 的电容电流应力抑制效果逐渐变小。直至功率因数为 0 时，两个方法下的电容电流有效值完全相同。



(a) CSVM 和 HBCCM 方法



(b) 两种方法下电容电流有效值的差值

图 13 调制比和功率因数对电容电流有效值的影响

Fig. 13 Influence of modulation index and power factor on capacitor current RMS

直流母线电容电流应力的数值分析结果与上文中理论分析相一致。由图 5 可知，在功率因数角

φ 在 $[-\pi/6, \pi/6]$ 时，即高功率因数工况，所提方法在所有参考电压矢量相位角 φ_U 下均会引入新的有效矢量对电容电流应力进行抑制，此时相比传统方法抑制效果最为明显。而随着功率因数的降低，所提方法会在部分参考电压矢量相位角下采用 CSVM，电容电流应力抑制效果逐渐减小。

3 实验验证

为了验证提出的方法，本文搭建了实验样机如图 14 所示。在实验样机中，开关器件采用开关频率 20 kHz 的 SiC MOSFET，控制器采用德州仪器 C2000 系列的 DSP，直流母线电容采用型号为 C4AQIBW5300 的薄膜电容，输出负载采用电阻和电感。七段式和五段式矢量调制具有近似相同的电容电流应力。在本的实验中，同样具有单相开关器件不动作特性的五段式空间矢量调制 (CSVM5) 作为所提方法的对比对象进行实验。

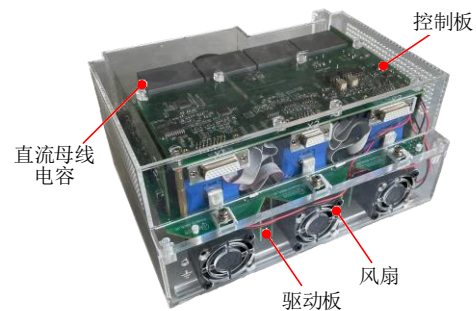


图 14 本文的实验样机

Fig. 14 Experimental prototype in this paper

3.1 直流母线电流

表 3 总结了实验中不同运行工况的具体参数。由于直流母线电压和输出基波频率不会影响电容电流应力，在实验中调整这两个参数来改变调制比和功率因数。

表 3 运行工况的具体参数

Table 3 Specific parameters of operation conditions

运行工况	调制比	功率因数	直流母线电压/V	输出基波频率/Hz
OC1	0.5	0.98	270	100
OC2	0.8	0.98	190	100
OC3	0.5	0.00	130	200
OC4	0.8	0.00	80	200

3.1.1 电流波形与电容电流应力

图 15 为 OC1 ($m=0.5, \cos \varphi=0.98$) 工况下采用 CSVM5 和 HBCCM 的电流波形。图中由上向下依次为交流输出电流 i_A 、直流母线电流 i_{dc} 、电源输入电流 I_{dc} 。由图可知，两种方法的交流输出电流均保

持了良好的正弦性，电源输入电流近似为直流电流，可以忽略其纹波成分。直流母线电流纹波波形的频率为 6 倍基波频率，因此验证了以一个扇区进行分析的合理性。相比 CSVM5 方法，所提方法对电流纹波幅值减小的程度在不同区域有所不同，这是由表 2 中优化模型最优解特性决定的。例如，在交流输出电流 i_A 峰值处，此时参考电压矢量的相位角 φ_U 约为 0， (t_a, t_b, t_c) 分别为(0.375, 0, 0.625)，通过引入矢量 U_6 而完全不使用矢量 U_1 ，因此电流纹波幅值减小十分显著。而对于参考电压矢量的相位角 φ_U 约为 $\pi/6$ 时， (t_a, t_b, t_c) 分别为(0.433, 0.433, 0.134)，此时由于零矢量时间不足导致仅有部分矢量 U_1 被替代，因此电流纹波幅值的最大值仍为矢量 U_1 所对应的电流 i_A 。综合来看，采用所提方法下的直流母线电流纹波有效值 4.06 A 相比 CSVM5 的 5.73 A 有明显减小，因此直流母线电容的电流应力也同样减小。

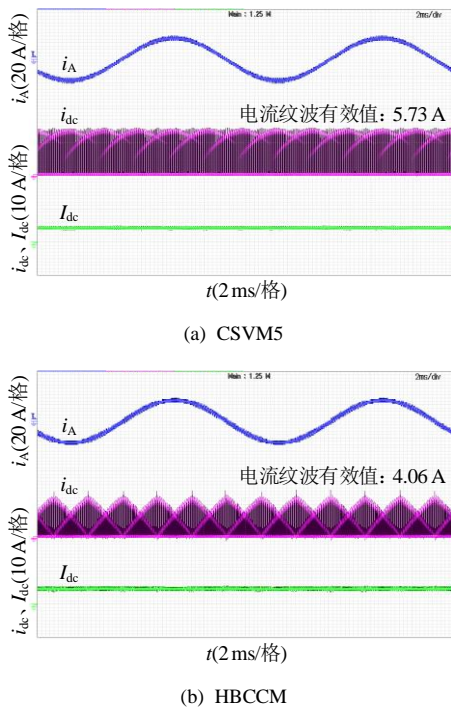


图 15 OC1 工况下的电流波形

Fig. 15 Current waveforms under OC1

图 16 为 OC2($m=0.8, \cos \varphi=0.98$)工况下采用 CSVM5 和 HBCCM 的电流波形。在此工况下，所提方法对直流母线电流纹波有效值的减小程度相比工况 OC1 更大，由 6.32 A 减小到 3.99 A。

图 17 为 OC3($m=0.5, \cos \varphi=0$)工况下的电流波形。如上文所述，在零功率因数工况下所提方法将在所有开关周期内均采用 CSVM5，并具有与 CSVM5 相同的电容电流应力。因此，实验结果中

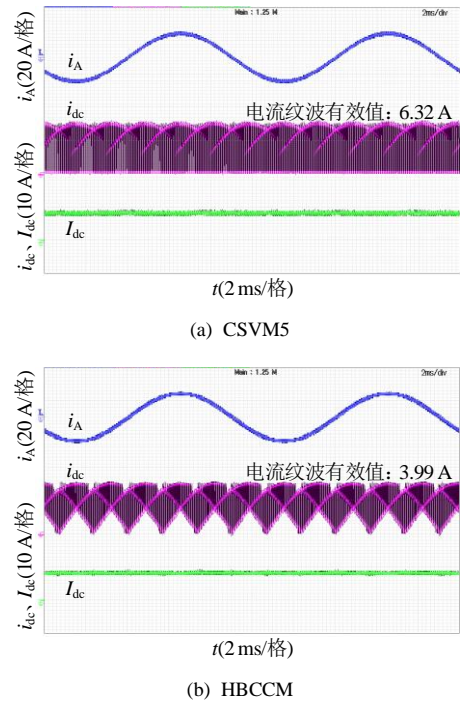


图 16 OC2 工况下的电流波形

Fig. 16 Current waveforms under OC2

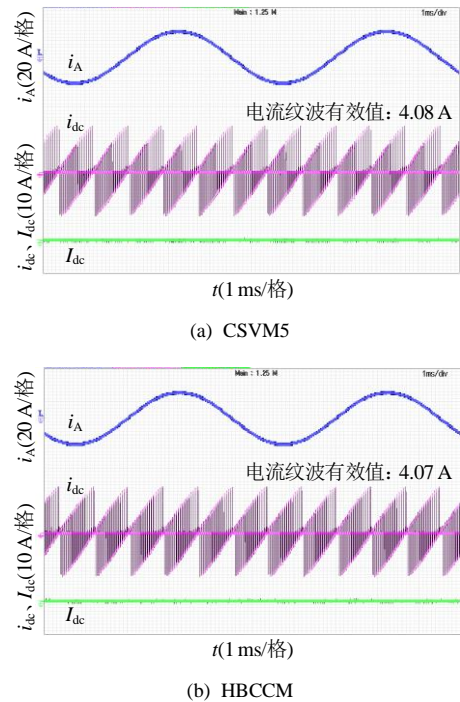


图 17 OC3 工况下的电流波形

Fig. 17 Current waveforms under OC3

采用 HBCCM 与采用 CSVM5 的电流波形完全相同，两者的直流母线电流纹波有效值几乎相同。OC4 工况具有相似的实验结果。

表 4 总结了实验结果中采用 CSVM5 和 HBCCM 下的直流母线电容电流有效值。实验结果表明：在高功率因数下所提方法可以减小电容电流

应力约 30%，在低功率因数下所提方法将实现与 CSVM5 相接近的电容电流应力。实验结果在各个工况下与图 13 中分析结果相一致。

表 4 电容电流有效值实验结果

Table 4 Experimental results of capacitor current RMS

方法	直流母线电容电流有效值/A			
	OC1	OC2	OC3	OC4
CSVM5	5.73(100%)	6.32(100%)	4.08(100%)	5.11(100%)
HBCCM	4.06(70.8%)	3.99(63.1%)	4.07(99.8%)	5.11(100%)

3.1.2 电流波形与电容电流应力

图 18 为 OC1、OC2 工况下所提方法在 $\varphi_U=0.084\pi$ (第 1 扇区)时一个开关周期内的直流母线电流细节波形。

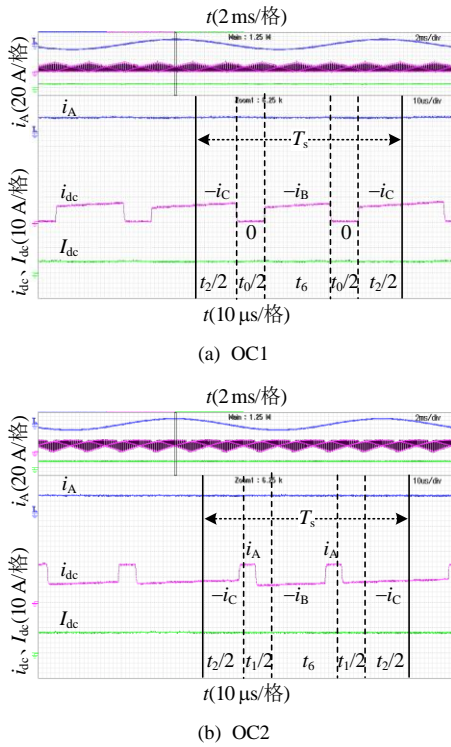


图 18 OC1 和 OC2 工况下直流母线电流细节波形
Fig. 18 Detailed waveforms of DC-link current under OC1 and OC2

OC1 和 OC2 工况属于高功率因数场合，功率因数角 $\varphi=0.064\pi$ 。此时满足电流条件 $c_6>0$ ，因此在此开关周期中引入滞后矢量。OC1 工况中 $m=0.5$ ，可以计算出此时 $t_a=0.306$ 、 $t_b=0.113$ 、 $t_c=0.581$ ，满足时间条件 $t_c>t_a$ 。通过电流条件和时间条件查找表 2 可得最优解 $(t_3, t_6)=(0, t_a)=(0, 0.306)$ 、 $t_1=0$ 、 $t_2=0.419$ 及 $t_0=0.275$ 。OC2 工况中 $m=0.8$ ，可以计算出此时 $t_a=0.490$ 、 $t_b=0.181$ 、 $t_c=0.329$ ，满足时间条件 $t_c<t_a$ 。通过电流条件和时间条件可得最优解 $(t_3, t_6)=(0, t_c)=(0, 0.329)$ 、 $t_1=0.161$ 、 $t_2=0.510$ 及 $t_0=$

0。最后，通过将各矢量的作用时间代入到图 10 中的矢量序列中，可得直流母线电流理论的波形。将理论波形与实验波形相对比，两者完全一致，因此可以验证所提方法的有效性。

3.1.3 电容电流频谱分析

图 19 为 OC2 工况下采用 CSVM5 和 HBCCM 的直流母线电容电流谐波频谱。图中数据通过对实验波形进行 FFT 获得。实验结果表明：所提方法对开关频率族的谐波影响最为明显，开关频率以上的谐波幅度相对变化较小。开关频率 20kHz 处的电流谐波幅值从 8A 以上减小到 3A 以下，这种特性可以显著减小电流的有效值。

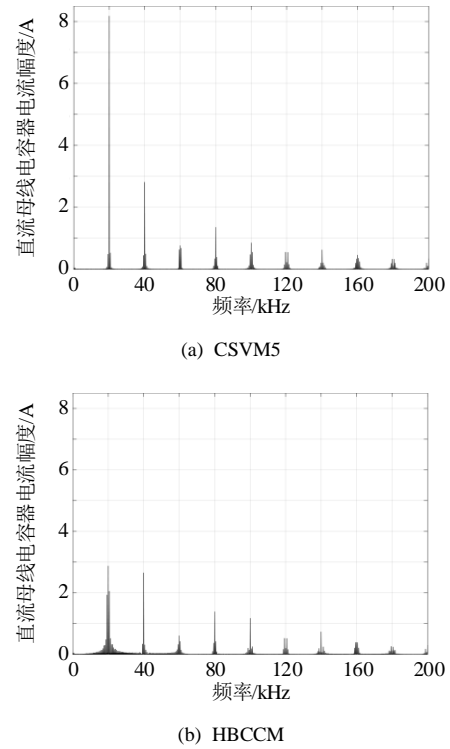


图 19 OC2 工况下的电容电流谐波频谱
Fig. 19 Capacitor current harmonic spectrum under OC2

3.2 交流侧输出谐波

本节对所提方法的交流侧输出谐波特性进行探究，CSVM5 同样作为对比对象。由于所提方法在高功率因数下对电容电流应力抑制作用更大，本节针对高功率因数工况 ($\cos \varphi=0.98$) 进行研究。

交流输出电流波形决定于负载的阻抗特性，因此输出电流的总谐波失真度 (total harmonic distortion, THD) 会受到负载的影响。文献[22]提出了一种交流输出电流 THD 的近似计算公式，如式(17)所示，这个表达式按照纯电感负载的情况进行考虑。

$$\text{THD} = \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n}\right)^2} \quad (17)$$

式中： I_n 为交流输出电流的第 n 次谐波的幅度； V_n 是交流输出电压的第 n 次谐波的幅度。

通过将交流输出电压的实验波形进行快速傅里叶分析可以获得电压频谱，并代入式(20)中可计算出采用两种方法的交流输出电流 THD。图 20 绘制了 $\cos \varphi=0.98$ 时交流输出电流 THD 随调制比变化的曲线。图中选择了 CSVM5 下电流 THD 作为参考值进行标准化。实验结果表明：所提方法下相比 CSVM5 具有更高的输出 THD，随着调制比的增加，两种方法的输出电流 THD 逐渐接近。这个结果是可以预见的，所提方法中使用超前矢量或滞后矢量参与矢量合成，这些矢量距离参考电压矢量更远，从而造成了输出谐波的增加。

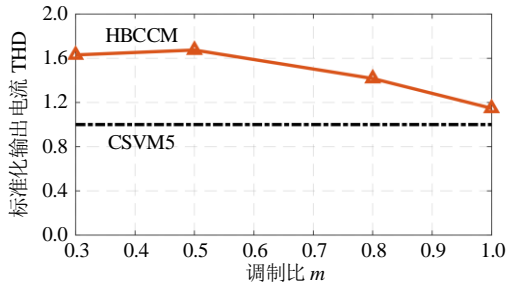


图 20 交流侧电流 THD 随调制比变化曲线

Fig. 20 Curve of AC current THD with modulation index

综上所述，提出的 HBCCM 方法在实现电容电流应力最小的同时不能同时改善交流侧输出波形质量。但是宽禁带器件的应用显著提高了驱动器的开关频率，从而降低了输出电流纹波。因此，在这种背景下交流侧输出 THD 的少量增加不会对系统造成明显影响，而电容电流应力抑制更为关键。

3.3 驱动器效率

图 21 为功率因数 $\cos \varphi=0.98$ 时采用 CSVM5 和 HBCCM 方法下的驱动器效率，该图中数据通过通用型功率分析仪 PM6000 测试得到，其中未考虑实验平台中辅助电源的功率消耗。所提方法与 CSVM5 均具有单相开关器件不动作的特性。在每个开关周期内两种方法的开关动作次数相同，所提方法可能在超前矢量和滞后矢量序列切换时额外动作一次，但这个额外动作的频率是输出基波频率，相比开关频率而言可以忽略，因此两种方法具有几乎相同的开关损耗。实验结果表明：两种方法具有较为接近的效率曲线，且都实现了较高的驱动器效率，效率的最高点约为 99.4%。

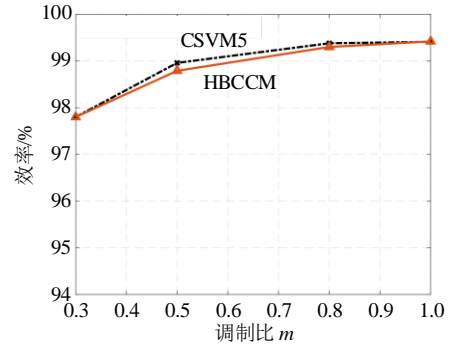


图 21 驱动器效率图

Fig. 21 System efficiency diagram

4 结论

针对三相半桥型电机驱动器，本文提出了一种基于扩展扇区外矢量的电容电流应力最小策略。该策略主要包含电容电流应力抑制的矢量时间分配与矢量序列两部分。其中矢量时间分配基于时域优化模型并由线性规划的图解法求解导出。矢量序列分为超前矢量、滞后矢量、和传统矢量调制 3 种情况并具有单相开关器件不动作特性。经过本文的分析与实验可得到以下结论：

1) 本文方法通过使用参考电压矢量所在扇区外的矢量可实现三相半桥型电机驱动器理论上的最小电容电流应力。

2) 本文方法在电机驱动器处于高功率因数工况下效果显著，与传统空间矢量调制相比，可以减小约 30% 的电容电流应力。

参考文献

- [1] HUSAIN I, OZPINECI B, ISLAM M S, et al. Electric drive technology trends, challenges, and opportunities for future electric vehicles[J]. Proceedings of the IEEE, 2021, 109(6): 1039-1059.
- [2] NAWAWIA, TONG C F, YIN Shan, et al. Design and demonstration of high power density inverter for aircraft applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(2): 1168-1176.
- [3] 彭飞, 董影, 周佳新, 等. 双频永磁电机驱动器的共模环流抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(1): 309-318.
PENG Fei, DONG Ying, ZHOU Jiaxin, et al. Common mode circulation current suppression method for dual frequency permanent magnet motor driver[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(1): 309-318(in Chinese).
- [4] 李政, 汪凤翔, 张品佳. 基于图像融合与迁移学习的永磁同步电机驱动器强泛化性故障诊断研究[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(12): 4933-4944.

- LI Zheng, WANG Fengxiang, ZHANG Pinjia. A strong generalized fault diagnosis method for PMSM drives with image fusion and transfer learning[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(12): 4933-4944(in Chinese).
- [5] 张栋, 范涛, 温旭辉, 等. 电动汽车用高功率密度碳化硅电机控制器研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(19): 5624-5634.
- ZHANG Dong, FAN Tao, WEN Xuhui, et al. Research on high power density SiC motor drive controller[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(19): 5624-5634(in Chinese).
- [6] WEN Huiqing, XIAO Weidong, WEN Xuhui, et al. Analysis and evaluation of DC-link capacitors for high-power-density electric vehicle drive systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(7): 2950-2964.
- [7] ZHAO Zhaoyang, DAVARI P, LU Weiguo, et al. An overview of condition monitoring techniques for capacitors in DC-link applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 3692-3716.
- [8] WANG Haoran, WANG Huai, ZHU Guorong, et al. An overview of capacitive dc-links-topology derivation and scalability analysis[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(2): 1805-1829.
- [9] ZHANG Chi, SRDIC S, LUKIC S, et al. A sic-based liquid-cooled electric vehicle traction inverter operating at high ambient temperature[J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2022, 7(2): 160-175.
- [10] YANG Shaoyong, XIANG Dawei, BRYANT A, et al. Condition monitoring for device reliability in power electronic converters: a review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(11): 2734-2752.
- [11] 刘懿. 电力电子变换器直流母线电容可靠性分析与设计[D]. 武汉: 武汉大学, 2019.
- [12] DAHONO P A, SATO Y, KATAOKA T. Analysis and minimization of ripple components of input current and voltage of PWM inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(4): 945-950.
- [13] SAFAYET A, ISLAM M, SEBASTIAN T. Comprehensive analysis for DC-link capacitor sizing for a three-phase current-controlled voltage-source inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(4): 4248-4260.
- [14] 李晔, 范涛, 李琦, 等. 车用 SiC 电机驱动控制器用金属化膜电容研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(6): 1801-1807.
- LI Ye, FAN Tao, LI Qi, et al. Research on metallized film capacitor of SiC motor control unit for electric vehicle[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(6): 1801-1807(in Chinese).
- [15] KOLAR J W, WOLBANK T M, SCHRODL M. Analytical calculation of the RMS current stress on the DC link capacitor of voltage DC link PWM converter systems[C]//1999. Ninth International Conference on Electrical Machines and Drives (Conf. Publ. No. 468). Canterbury: IET, 1999: 81-89.
- [16] HOBRAICHE J, VILAIN J P, MACRET P, et al. A new PWM strategy to reduce the inverter input current ripples[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(1): 172-180.
- [17] TCAI A, ALSOFYANI I M, SEO I Y, et al. DC-Link ripple reduction in a DPWM-based two-level VSI[J]. Energies, 2018, 11(11): 3008.
- [18] NGUYEN T D, PATIN N, FRIEDRICH G. Extended double carrier PWM strategy dedicated to RMS current reduction in DC link capacitors of three-phase inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(1): 396-406.
- [19] NISHIZAWA K, ITOH J I, ODAKA A, et al. Current harmonic reduction based on space vector PWM for DC-link capacitors in three-phase VSIs operating over a wide range of power factor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5): 4853-4867.
- [20] NISHIZAWA K, ITOH J, ODAKA A, et al. Current stress reduction for DC-link capacitors of three-phase VSI with carrier-based continuous PWM[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(6): 6061-6072.
- [21] NISHIZAWA K, ITOH J I, ODAKA A, et al. Reduction of DC-link current harmonics for three-phase VSI over wide power factor range using single-carrier-comparison discontinuous PWM[C]//2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe). Warsaw: IEEE, 2017: P.1-P.10.
- [22] HOLMES D G, LIPO T A. Pulse width modulation for power converters: principles and practice[M]. Piscataway: IEEE Press, 2003.



全昊

在线出版日期: 2025-07-30.

收稿日期: 2025-02-24.

作者简介:

全昊(1996), 男, 博士, 研究方向为电力电子变换器的高功率密度设计和数字控制技术, eetonghao@zju.edu.cn;

危波(2001), 男, 硕士研究生, 研究方向为感应电机高性能控制技术, 22310057@zju.edu.cn;

*通信作者: 姚文熙(1977), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子变换器的数字控制技术、电机驱动技术等, ywxi@zju.edu.cn;

李武华(1979), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为大功率电力变流技术等, woohualee@zju.edu.cn.

(责任编辑 吕鲜艳)