高频链矩阵变换器空间矢量对称调制策略

刘俊杰， 金平， 郭玉敬
（河海大学 电气与动力工程学院，江苏 南京 211100）

摘 要：高频链矩阵变换器（high-frequency link matrix converters，HFLMC）只需一个功率转换级，即可实现直流到交流的转换，具有高功率密度、高效率等优点。然而传统的空间矢量调制策略（space vector modulation，SVM）会在HFT一二次侧产生较大的电压差，增加高频变压器（high-frequency transformer，HFT）上的电流应力，并在三相输出电流中产生过多的电流谐波。为了抑制HFT上的电流应力，提出一种对称式SVM策略，通过设计有效矢量的切换顺序和零失量的分布，降低了电流应力。对比传统的和所提出的SVM调制策略，分析不同移相角下HFT的电流应力，确定最优移相角范围。仿真和实验结果表明，与现有的调制策略相比，所提出对称式SVM策略HFT的电流应力降低了12.03%。

关键词：高频链矩阵变换器；空间矢量调制；电流应力；高频变压器；三相输出电流总谐波
DOI：10.15938/j.emc.2026.03.006
中图分类号：TM921.2 **文献标志码**：A **文章编号**：1007-449X(2026)03-0058-12

Space vector symmetrical modulation strategy in HFLMC

LIU Junjie， JIN Pin， GUO Yujing
（College of Energy and Electrical Engineering， Hohai University， Nanjing 211100， China）

Abstract：A high-frequency link matrix converter （HFLMC） can realize DC/AC conversion with only one power conversion stage， which has high efficiency and power density. However， the conventional strategy produces a large voltage difference between the primary and secondary sides of the high-frequency transformer （HFT）， increasing the current stress on the switches and generating excessive total harmonic distortion in the three-phase output current. To suppress the HFT current stress， an symmetrical strategy was proposed to reduce the current stress by optimizing the active vector and the distribution of the zero vector. The proposed symmetrical SVM strategy was compared with the conventional one， and the optimal range of the phase shift angle was determined by analyzing the current stress. Compared with the conventional strategy， the simulation and experimental results show that the proposed strategy significantly reduces the HFT's current stress by 12.03%.

Keywords：high-frequency link matrix converter； space vector modulation； current stress； high-frequency transformer；total harmonic distortion of three-phase output current

收稿日期：2025-09-29
基金项目：国家自然科学基金面上项目（52577048）
作者简介：刘俊杰（1999—），男，硕士研究生，研究方向为DC/AC变换器控制；
金 平（1981—），男，博士，副教授，硕士生导师，研究方向为电力需求侧协调控制、磁耦合无线电功率传输技术；
郭玉敬（1984—），女，博士，副教授，研究方向为电机及其控制、电机优化设计。
通信作者：金 平

0　引　言

近年来,隔离式高频 DC/AC 变换器凭借体积小、重量轻、转换效率高的优势在新能源技术、电动汽车和储能系统等诸多领域受到了广泛的关注[1-3]。相对于存在尺寸大、寿命短等问题的两级隔离型高频 DC/AC 变换器,不需要中间直流链路的高频链矩阵变换器(high-frequency link matrix converters,HFLMC)可以直接实现 DC/AC 转换,提高系统的功率密度和可靠性[4-6]。

现有的 HFLMC 的研究主要集中在控制方法和调制策略两方面[7-8]。在控制方法方面,文献[9]提出一种基于傅里叶变换的功率模型,通过计算调制系数和相移角的最优组合,将三相输出电流总谐波失真(total harmonic distortion,THD)限制在 5% 的范围内。文献[10]通过有限集模型预测控制(finite control set model predictive control,FCS-MPC)预测调制系数,获得了良好的动态响应,三相输出电流的 THD 降低至 3.9%。文献[11]通过旋转其中一个 HFLMC 的空间电流矢量以改变输入电压与电流的相位,使 2 个 HFLMC 的无功功率相互抵消或按需调节,进而实现电网侧单位功率因数和灵活的无功功率补偿。文献[12]采用带相位补偿的模型预测功率控制策略,通过离散时间模型、成本函数和在线调制比调整,无需额外控制器即可实现单位功率因数,提升动态响应和鲁棒性。文献[13]采用 FCS-MPC 策略,引入虚拟空间矢量并按三相电压幅值划分扇区预选择矢量,减少计算负担,提升动态响应性能。文献[14]提出一种协调低压穿越控制策略,通过电网故障时向电网注入无功功率提供电压支持,并协调控制增加高频变压器(high-frequency transformer,HFT)一次侧与二次侧相移角以最小化其电流均方根值,降低导通损耗。

在调制策略方面,主要有对称调制和非对称调制两类。文献[15]提出一种非对称方波式空间矢量调制策略(space vector modulation,SVM),通过改变 H 桥占空比,降低电感电流的下降速率,减小 HFT 一次侧无功电流分量。文献[16]提出一种嵌入优化零矢量的 SVM 策略,降低了 HFT 电流的有效值。文献[17]提出一种基于梯形近似的正弦脉宽调制(sinusoidal pulse width modulation,SPWM)策略,获得了 1-3 矩阵变换器(1-3MC)的精确占空比,提高了 HFLMC 效率,减小了 HFT 交流侧电流应力。文献[18]针对三次和五次谐波过大,重新分布了有效矢量,并将 HFT 二次侧电压定义为奇函数,实现了低开关动作下的低 THD。文献[19]提出一种改变零矢量的作用时间和有效矢量顺序的 SVM 策略,降低了 HFT 的电流畸变,效率达 95%。文献[20]进一步交换了 2 个相邻有效矢量的顺序,减少了输出电流低阶谐波。文献[21]提出一种对称式分布的 SVM 策略,减小了开关管的电流应力,提高交流输出的电能质量。

在文献[21]基础上本文提出一种 HFT 二次侧电压对称式的改进 SVM 策略。通过优化零矢量配置方案,按扇区电流方向选择开关状态重叠度高的零矢量,降低电流变化率;同时由“大-小-大”有效矢量对称嵌套实现电压完全正负对称,延长低变化率电流持续时间,降低 HFLMC 的电流应力,效率达到 96.89%。通过建立电流应力的数学模型,分析在不同移相角下 2 种策略的电流应力,证明所提出调制策略的优势。

1　高频链矩阵变换器及 SVM 策略

1.1　主电路拓扑

图 1 给出了高频链 DC/AC 矩阵变换器的拓扑结构,包含 H 桥、HFT、1-3MC 以及三相 LC 滤波器。H 桥由开关管 $S_1 \sim S_4$ 组成;HFT 匝数比为 1:k,L_d 为等效电感(变压器漏感和辅助电感之和);1-3MC由六组双向开关管 S_{xy} 构成,每组双向开关管由一对反向串联的开关管组成。

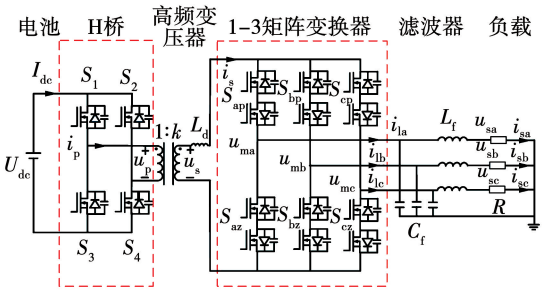


图 1　高频链 DC/AC 矩阵变换器

Fig. 1　High frequency link DC/AC matrix converter

直流电压 U_{dc} 和直流电流 I_{dc} 通过 H 桥转换为高频交流电压 u_p 和电流 i_p,再通过 HFT 转换为高频交流电压 u_s 和电流 i_s。1-3MC 将 u_s 和 i_s 转换为低频交流电压(u_{ma}、u_{mb}、u_{mc})和交流电流(i_{la}、i_{lb}、i_{lc})供给负载。

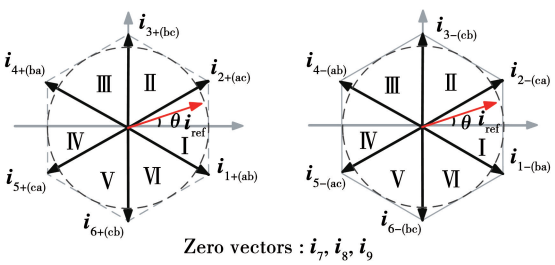
为了保障 HFLMC 功率传输的连续性,在 1-3MC 的上下桥臂中都必须有一组开关管处于导通状态。1-3MC 的约束条件为:

$$\left.\begin{aligned} S_{ap}+S_{bp}+S_{cp}&=1;\\ S_{az}+S_{bz}+S_{cz}&=1。\end{aligned}\right\} \tag{1}$$

其中：

$$S_{xy}=\begin{cases}1,\text{ON}\\0,\text{OFF}\end{cases};x=\text{a,b,c};y=\text{p,z}。 \tag{2}$$

图 2 给出了 1－3MC 的电流空间矢量六边形。在正负矢量六边形中，均有 6 个扇区（扇区 Ⅰ～Ⅵ）。具体扇区中的电流矢量划分为 6 个有效矢量（正矢量六边形中为 $\boldsymbol{i}_{1+}$ 到 $\boldsymbol{i}_{6+}$，负矢量六边形中为 $\boldsymbol{i}_{1-}$ 到 $\boldsymbol{i}_{6-}$）和 3 个零矢量（$\boldsymbol{i}_7$、$\boldsymbol{i}_8$ 和 $\boldsymbol{i}_9$）。当变压器二次侧电流为正时，采用图 2（a）来生成切换矢量；当变压器二次侧电流为负时，采用图 2（b）来生成切换矢量。例如 $\boldsymbol{i}_{1+}$ 和 $\boldsymbol{i}_{1-}$ 为一对正负矢量，其中 $\boldsymbol{i}_{1+}$ 产生电压 u_{ab}，$\boldsymbol{i}_{1-}$ 产生电压 u_{ba}。图 2（a）中的参考电流矢量 $\boldsymbol{i}_{ref}$ 是由 2 个相邻的有效矢量（$\boldsymbol{i}_{1+}$、$\boldsymbol{i}_{2+}$）和 1 个零矢量（$\boldsymbol{i}_7$）合成。各电流空间矢量对应的开关状态和输出电压如表 1 所示。



(a) 正空间矢量六边形　　(b) 负空间矢量六边形

图 2　1－3MC 的电流空间矢量六边形

Fig. 2　Current space vector hexagons for 1－3MC

H 桥中开关管导通信号占空比为 50%，每个上下半桥的开关信号互补。H 桥和 1－3MC 之间存在相移角，以控制功率双向传输。负载的三相输出电压表示为

$$\boldsymbol{u}=\begin{bmatrix}u_{sa}\\u_{sb}\\u_{sc}\end{bmatrix}=U_m\begin{bmatrix}\sin(\omega t+\psi)\\\sin(\omega t-2\pi/3+\psi)\\\sin(\omega t+2\pi/3+\psi)\end{bmatrix}。 \tag{3}$$

其中：ω 是角频率；ψ 是功率因数角；U_m 是相电压的幅值。扇区 Ⅰ 中的线间电压 u_{ab} 和 u_{ac} 可以表示为

$$\begin{bmatrix}u_{ab}\\u_{ac}\end{bmatrix}=\sqrt{3}U_m\begin{bmatrix}\sin(\theta+\frac{2\pi}{3}+\psi)\\\sin(\theta+\frac{\pi}{3}+\psi)\end{bmatrix}。 \tag{4}$$

其中 $\theta\in[-\pi/6,\pi/6]$ 是参考电流与 α 轴之间的角位移。

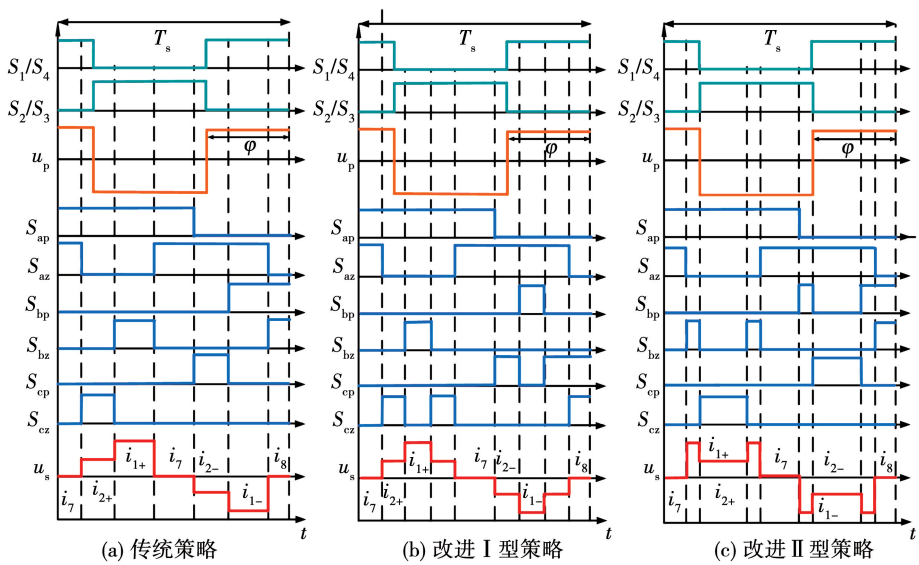
表 1　高频矩阵变换器的空间矢量控制

Table 1　Space vector control of HFLMC

空间矢量	开关信号						输出电压
	S_{ap}	S_{bp}	S_{cp}	S_{az}	S_{bz}	S_{cz}	
$\boldsymbol{i}_{1+}/\boldsymbol{i}_{4-}$	1	0	0	0	1	0	u_{ab}
$\boldsymbol{i}_{2+}/\boldsymbol{i}_{5-}$	1	0	0	0	0	1	u_{ac}
$\boldsymbol{i}_{3+}/\boldsymbol{i}_{6-}$	0	1	0	0	0	1	u_{bc}
$\boldsymbol{i}_{4+}/\boldsymbol{i}_{1-}$	0	1	0	1	0	0	u_{ba}
$\boldsymbol{i}_{5+}/\boldsymbol{i}_{2-}$	0	0	1	1	0	0	u_{ca}
$\boldsymbol{i}_{6+}/\boldsymbol{i}_{3-}$	0	0	1	0	1	0	u_{cb}
$\boldsymbol{i}_7$	1	0	0	1	0	0	u_{aa}
$\boldsymbol{i}_8$	0	0	1	0	0	1	u_{cc}
$\boldsymbol{i}_9$	0	1	0	1	0	0	u_{bb}

1.2　提出的 SVM 策略

以扇区 Ⅰ 为例，图 3 给出了传统、改进 Ⅰ 型和所提出改进 Ⅱ 型 SVM 策略的工作原理。从上到下，分别为 H 桥开关驱动信号、HFT 一次侧电压 u_p、1－3MC开关驱动信号和 HFT 二次电压 u_s。



(a) 传统策略　　(b) 改进 Ⅰ 型策略　　(c) 改进 Ⅱ 型策略

图 3　不同调制策略在第一扇区内的运行原理

Fig. 3　Operation principle of different SVM strategies in sector Ⅰ

所提出改进Ⅱ型 SVM 策略处于第一扇区进行矢量切换时,a 相的 2 个双向开关管至少有 1 个处于开通状态,所以零矢量选择 $\boldsymbol{i}_7$, 可以减少开关动作次数。各矢量切换顺序为 $\boldsymbol{i}_7 \rightarrow \boldsymbol{i}_{1+} \rightarrow \boldsymbol{i}_{2+} \rightarrow \boldsymbol{i}_{1+} \rightarrow \boldsymbol{i}_7 \rightarrow \boldsymbol{i}_{1-} \rightarrow \boldsymbol{i}_{2-} \rightarrow \boldsymbol{i}_{1-} \rightarrow \boldsymbol{i}_8$。图 3 中是电流矢量的数值表示,对应的矢量作用时间为 $T_{0/4}$、$T_{1/4}$、$T_{2/2}$、$T_{1/4}$、$T_{0/2}$、$T_{1/4}$、$T_{2/2}$、$T_{1/4}$、$T_{0/4}$,HFT 二次侧电压呈现完全对称的波形。

3 种策略 H 桥的开关动作次数均为 4 次,传统策略 1 – 3MC 的开关动作次数为 6 次,改进 I 型和所提出改进 II 型的 1 – 3MC 的开关动作次数为 8 次。有效矢量和零矢量作用时间为:

$$\left.\begin{aligned} T_0 &= T_s - T_1 - T_2; \\ T_1 &= mT_s\sin(\pi/6 - \theta); \\ T_2 &= mT_s\sin(\pi/6 + \theta)。 \end{aligned}\right\} \tag{5}$$

$$m = \frac{\sqrt{3}\,|\,\boldsymbol{i}_{ref}\,|}{I_{dc}}。 \tag{6}$$

其中:T_s是开关周期;T_1和 T_2分别是有效矢量 $\boldsymbol{i}_1$ 和 $\boldsymbol{i}_2$ 在 1 个开关周期内的作用时间;m 是 HFLMC 的调制系数;$\boldsymbol{i}_{ref}$ 和 I_{dc} 分别是参考电流和有效矢量的幅值。

1.3　换流方式

本文采用四步换流策略,以减小开关损耗。图 4给出了以 u_{ab} 切换至 u_{ac} 为例的四步换流策略。图 4(a)给出了 $u_{ab} > u_{ac}$ 时的四步换流过程。在初始状态下,开关 S_{bz+} 和 S_{bz-} 导通,允许电流通过。在 t_{01} 时刻,打开 S_{cz-},此时双向开关管 S_{cz} 只有 1 个开关管导通,且并联二极管是反向的,电流无法流经 S_{cz};在 t_{02}时刻,关闭 S_{bz-},电流继续通过 S_{bz+} 和 S_{cz-} 流通;在 t_{03}时刻,打开 S_{cz+},电流流过 S_{cz};在 t_{04}时刻,关闭 S_{bz+},换相过程完成。在此过程中,始终保证电流通路的完整性,避免了相间短路。

在 $t_{03} \sim t_{04}$中,若 $u_{ac} > u_{ab}$,在 t_{04}时刻可以实现自然换相。否则,在 t_{04}时刻会关闭 S_{bz+},完成强制换相。当 $u_{ac} > u_{ab}$时的换相过程如图 4(b)所示。

1.4　不同移相角下 HFT 电流应力比较分析

现有文献将电流应力定义为 HFT 上的电流峰值,并由此判断相关的性能。不同的二次侧电压 u_s 会使 HFT 两侧的电流变化率不同,导致不同的电流应力。下面对改进 I 型和所提出改进Ⅱ型的对称式 SVM 策略 HFT 两侧的电流应力进行比较。

直流侧电压 U_{dc}、HFT 一次侧电压 u_p、移相角 φ 和有效矢量作用时间 T_1 和 T_2 都会影响变换器的电流应力。为了避免重复,下面仅分析第一扇区 $U_{dc} > u_{ab}$且 $T_1 < T_2$的情况。

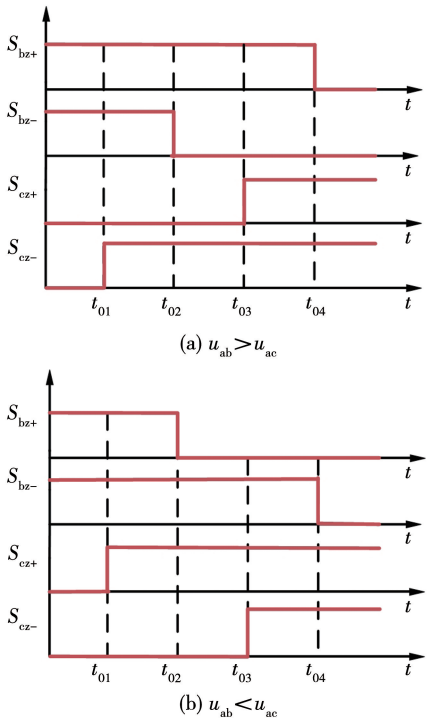


图 4　四步换流策略

Fig. 4　Four-step commutation strategy

在扇区 I 时,假设有效电压矢量不随时间变化,u_{ab}为较大有效矢量对应的固定电压值,作用时间用 T_1表示;u_{ac}为较小有效矢量对应固定的电压值,作用时间用 T_2表示。定义 $T_\varphi = \varphi/(\pi/2)$,忽略直流电压偏置的影响,电流应力的峰峰值主要分为以下 7 种情况。

情况 1:$T_\varphi < T_0/4$。

改进 I 型和所提出改进Ⅱ型调制策略的次级侧峰峰值电流应力分别为 i_{s-1}和 i_{s-2},可以表示为

$$i_{s-1} = i_{s-2} = \frac{kU_{dc}}{L_d}\frac{T_0}{2} + \frac{kU_{dc} - u_{ab}}{L_d}\frac{T_1}{2} + \frac{kU_{dc} - u_{ac}}{L_d}\frac{T_2}{2}。 \tag{7}$$

情况 2:$T_0/4 < T_\varphi < T_0/4 + T_1/4$。

改进 I 型调制策略的次级侧峰峰值电流应力为

$$i_{s-1} = \frac{kU_{dc}}{L_d}\frac{T_0}{2} + \frac{kU_{dc} - u_{ab}}{L_d}\frac{T_1}{2} + \frac{kU_{dc} + u_{ac}}{L_d}\left(T_\varphi - \frac{T_0}{4}\right) + \frac{kU_{dc} - u_{ac}}{L_d}\left(1 - T_\varphi - \frac{T_0}{4} - \frac{T_1}{2}\right)。 \tag{8}$$

所提出的改进Ⅱ型调制策略的次级侧峰峰值电流应力为

$$i_{s-2}=\frac{kU_{dc}}{L_d}\frac{T_0}{2}+\frac{kU_{dc}+u_{ab}}{L_d}\left(T_\varphi-\frac{T_0}{4}\right)+\frac{kU_{dc}-u_{ac}}{L_d}\frac{T_2}{2}+\frac{kU_{dc}-u_{ab}}{L_d}\left(1-T_\varphi-\frac{T_0}{4}-\frac{T_2}{2}\right)。\tag{9}$$

根据式(8)和式(9),2种策略的次级侧峰峰值电流应力之差为

$$\Delta i_{s-1}-i_{s-2}=\frac{u_{ac}-u_{ab}}{L_d}\left(2T_\varphi-\frac{T_0}{2}\right)<0。\tag{10}$$

在情况2下,所提出的改进II型调制策略的次级侧电流略大于改进I型调制策略。

情况3:$T_0/4+T_1/4<T_\varphi<T_0/4+T_2/4$。

改进I型调制策略的次级侧峰峰值电流应力为

$$i_{s-1}=\frac{kU_{dc}}{L_d}\frac{T_0}{2}+\frac{kU_{dc}-u_{ab}}{L_d}\frac{T_1}{2}+\frac{kU_{dc}-u_{ac}}{L_d}\left(T_\varphi-\frac{T_0}{4}-\frac{T_1}{2}\right)+\frac{kU_{dc}+u_{ac}}{L_d}\left(1-T_\varphi-\frac{T_0}{4}\right)。\tag{11}$$

所提出改进II型调制策略的次级侧峰峰值电流应力为

$$i_{s-2}=\frac{kU_{dc}}{L_d}\frac{T_0}{2}+\frac{kU_{dc}+u_{ab}}{L_d}\frac{T_1}{4}+\frac{kU_{dc}+u_{ac}}{L_d}\left(T_\varphi-\frac{T_0}{4}-\frac{T_1}{4}\right)+\frac{kU_{dc}-u_{ab}}{L_d}\frac{T_1}{4}+\frac{kU_{dc}-u_{ac}}{L_d}\left(1-T_\varphi-\frac{T_0}{4}-\frac{T_1}{4}\right)。\tag{12}$$

根据式(11)和式(12),2种策略的次级侧峰峰值电流应力之差为

$$\Delta i_{s-1}-i_{s-2}=\frac{2u_{ac}}{L_d}\left(1-2T_\varphi+\frac{T_1}{4}\right)-\frac{u_{ab}}{L_d}\frac{T_1}{2}>0。\tag{13}$$

在情况3下,所提出改进II型调制策略的次级侧电流应力小于改进I型的次级侧电流应力。

情况4:$T_0/4+T_2/4<T_\varphi<T_0/4+T_1/2+T_2/4$。

改进I型调制策略的次级侧峰峰值电流应力为

$$i_{s-1}=\frac{kU_{dc}}{L_d}\frac{T_0}{2}+\frac{kU_{dc}+u_{ac}}{L_d}\frac{T_2}{4}+\frac{kU_{dc}+u_{ab}}{L_d}\left(T_\varphi-\frac{T_0}{4}-\frac{T_2}{4}\right)+\frac{kU_{dc}-u_{ab}}{L_d}\left(1-T_\varphi-\frac{T_0}{4}-\frac{T_2}{4}\right)+\frac{kU_{dc}-u_{ac}}{L_d}\frac{T_2}{4}。\tag{14}$$

所提出改进Ⅱ型调制策略的次级侧峰峰值电流应力为

$$i_{s-2}=\frac{kU_{dc}}{L_d}\frac{T_0}{2}+\frac{kU_{dc}+u_{ab}}{L_d}\frac{T_1}{4}+\frac{kU_{dc}+u_{ac}}{L_d}\left(T_\varphi-\frac{T_0}{4}-\frac{T_1}{4}\right)+\frac{kU_{dc}-u_{ab}}{L_d}\frac{T_1}{4}+\frac{kU_{dc}-u_{ac}}{L_d}\left(1-T_\varphi-\frac{T_0}{4}-\frac{T_1}{4}\right)。\tag{15}$$

根据式(14)和式(15),2种策略的次级侧峰峰值电流应力之差为

$$\Delta i_{s-1}-i_{s-2}=\frac{2(u_s-u_p)}{L_d}\left(T_\varphi-\frac{T_0}{4}-\frac{T_1}{4}-\frac{T_2}{4}\right)。\tag{16}$$

由式(16)可知,当相移角小于$T_0/4+T_1/4+T_2/4$时,改进I型策略的电流应力更大;当相移角大于$T_0/4+T_1/4+T_2/4$时,改进II型策略的电流应力略大。

情况5:$T_0/4+T_1/2+T_2/4<T_\varphi<T_0/4+3T_2/4$。

改进I型调制策略的次级侧峰峰值电流应力为

$$i_{s-1}=\frac{kU_{dc}}{L_d}\frac{T_0}{2}+\frac{kU_{dc}-u_{ac}}{L_d}\left(1-T_\varphi-\frac{T_0}{4}\right)+\frac{kU_{dc}+u_{ac}}{L_d}\left(T_\varphi-\frac{T_0}{4}-\frac{T_1}{2}\right)+\frac{kU_{dc}+u_{ab}}{L_d}\frac{T_1}{2}。\tag{17}$$

所提出的改进II型调制策略的次级侧峰峰值电流应力为

$$i_{s-2}=\frac{kU_{dc}-u_{ab}}{L_d}\frac{T_1}{4}+\frac{kU_{dc}-u_{ac}}{L_d}\left(1-T_\varphi-\frac{T_0}{4}-\frac{T_1}{4}\right)+\frac{kU_{dc}+u_{ac}}{L_d}\left(T_\varphi-\frac{T_0}{4}-\frac{T_1}{4}\right)+\frac{kU_{dc}+u_{ab}}{L_d}\frac{T_1}{4}+\frac{kU_{dc}}{L_d}\frac{T_0}{2}。\tag{18}$$

根据式(17)和式(18),2种策略的次级侧峰峰值电流应力之差为

$$\Delta i_{s-1}-i_{s-2}=\frac{u_{ab}-u_{ac}}{L_d}\frac{T_1}{2}>0。\tag{19}$$

所提出改进 II 型调制策略的次级侧电流应力总是小于改进 I 型调制策略。

情况 6:$T_0/4+3T_2/4<T_\varphi<T_0/4+T_1/2+T_2/2$。

改进 I 型调制策略的次级侧峰峰值电流应力为

$$i_{s-1}=\frac{kU_{dc}}{L_d}\frac{T_0}{2}+\frac{kU_{dc}-u_{ac}}{L_d}\left(1-T_\varphi-\frac{T_0}{4}\right)+\frac{kU_{dc}+u_{ac}}{L_d}\left(T_\varphi-\frac{T_0}{4}-\frac{T_1}{2}\right)+\frac{kU_{dc}+u_{ab}}{L_d}\frac{T_1}{2}。\tag{20}$$

所提出改进 II 型调制策略的次级侧峰峰值电流应力为

$$i_{s-2}=\frac{kU_{dc}}{L_d}\frac{T_0}{2}+\frac{kU_{dc}-u_{ab}}{L_d}\left(1-T_\varphi-\frac{T_0}{4}\right)+\frac{kU_{dc}+u_{ab}}{L_d}\left(T_\varphi-\frac{T_0}{4}-\frac{T_1}{2}\right)+\frac{kU_{dc}+u_{ac}}{L_d}\frac{T_2}{2}。\tag{21}$$

根据式(20)和式(21),2 种策略的次级侧峰峰值电流应力之差可以得到

$$\Delta i_{s-1}-i_{s-2}=\frac{-u_{ab}-u_{ac}}{L_d}\left(1-T_\varphi-\frac{T_0}{4}\right)+\frac{2kU_{dc}+u_{ab}-u_{ac}}{L_d}\left(\frac{T_1}{2}+\frac{T_2}{2}+\frac{T_0}{4}-T_\varphi\right)>0。\tag{22}$$

所提出改进Ⅱ型调制策略的次级侧电流应力总是小于改进Ⅰ型调制策略。

情况 7:$T_0/4+T_1/2+T_2/2<T_\varphi$。

2 种调制策略的次级侧峰峰值电流应力仍然相等,都可以表示为

$$i_{s-1}=i_{s-2}=\frac{kU_{dc}}{L_d}\frac{T_0}{2}+\frac{kU_{dc}-u_{ab}}{L_d}\frac{T_1}{2}+\frac{kU_{dc}-u_{ac}}{L_d}\frac{T_2}{2}。\tag{23}$$

在上述 7 种情况下,所提出改进Ⅱ型 SVM 策略表现出更低的电流应力。情况 5 在 2 种策略之间的电流应力差异最大。图 5 给出了情况 5 下两者电感电流的差异与移相角的位置。相比于改进Ⅰ型策略的电感电流 I_{L1},所提出改进Ⅱ型策略的电感电流 I_{L2},通过改变有效矢量分布,增加 u_{ac} 对应的低下降速率的电流时间,避免了较大的电流变化,减小了电感电流峰值。

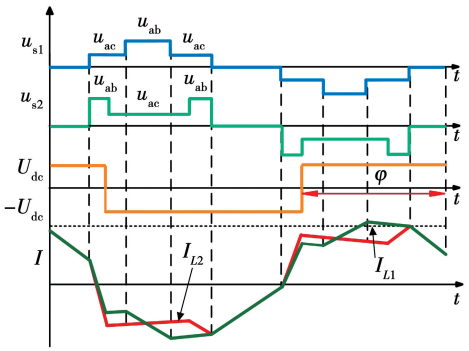


图 5　情况 5 下的相移角和电感电流波形

Fig. 5　Phase angle and inductor current in case 5

1.5　HFT 电流应力有效值计算分析

二次侧电压 u_s 的幅值和占空比随着 θ 而变化,很难直接精确的计算 u_s 的表达式,本文采用傅里叶变换,将 u_p、u_s 等效为一系列正弦和余弦函数的形式。改进Ⅰ型策略和所提出改进Ⅱ型策略 HFT 的一次侧电压 u_p 的表达式均为:

$$u_p=\sum_{n=1,3,\cdots}^{\infty}a_n\sin(n\omega_s t-n\varphi);\tag{24}$$

$$a_n=4U_m/(n\pi)。\tag{25}$$

根据傅里叶级数,u_s 表示为:

$$u_s=\sum_{n=1}^{\infty}b_n\sin(n\omega_s t);\tag{26}$$

$$b_n=\frac{2}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}}f(t)\sin(n\omega_s t)\,\mathrm{d}t=\frac{2\sqrt{3}U_m\cos(n\pi)}{n\pi}\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)A;\tag{27}$$

$$A=\sin(\theta+\varphi)B-\sqrt{3}\cos(\theta+\varphi)\sin\frac{mn\pi\cos\theta}{2};\tag{28}$$

$$B=\sin\frac{mn\pi\cos\theta}{2}-2\sin\frac{mn\pi\cos\theta}{4}\cos\frac{\sqrt{3}mn\pi\sin\theta}{4}-2\sin\frac{\sqrt{3}mn\pi\sin\theta}{4}\cos\frac{mn\pi\cos\theta}{4}。\tag{29}$$

HFT 的初级和次级侧电压可以写成相量表达式:

$$\boldsymbol{U}_p=\sum_{n=1,3,\cdots}^{\infty}\frac{2\sqrt{2}}{n\pi}\boldsymbol{U}_{dc};\tag{30}$$

$$\boldsymbol{U}_s=\sum_{n=1,3,\cdots}^{\infty}\frac{b_n}{\sqrt{2}}[\cos(n\varphi)-\mathrm{j}\sin(n\varphi)]。\tag{31}$$

此外,HFT 的一、二次侧电压通过漏感 L_d 耦合,由于一次侧电流在 1 个开关周期内的平均值为 0,所以一次侧电流的瞬时值可通过下式计算得出:

$$\boldsymbol{i}_1 = \sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty} \frac{\boldsymbol{U}_s - k\boldsymbol{U}_p}{\mathrm{j}n\omega_s L_d}。 \tag{32}$$

所提出改进 II 型策略的一次侧有效值电流为式(32)的虚部部分,计算如下:

$$I_{s-2peak} = \sqrt{\left[\frac{kb_n\sin(n\varphi)}{\sqrt{2}n\omega_s L_d}\right]^2 + \left[\frac{kb_n\cos(n\varphi) - b_n}{\sqrt{2}n\omega_s L_d}\right]^2}。 \tag{33}$$

将 b_n 代入上式,则变换器有效值电流平方为

$$I_{s-2peak}^2 = \frac{2U_m^2}{\pi^2\omega_s^2 L_d^2} \times \left(\frac{4U_{dc}^2}{U_m^2} + 9k^2\sin^2\frac{m\pi}{2} + \frac{12kU_{dc}}{U_m}\cos\varphi\sin\frac{m\pi}{2}\right)。 \tag{34}$$

图 6 给出了 2 种 SVM 策略在不同调制系数和相移角下的有效值电流的平方值。在所提出的改进 Ⅱ 型策略下,有效值电流平方值总是小于改进 Ⅰ 型策略。

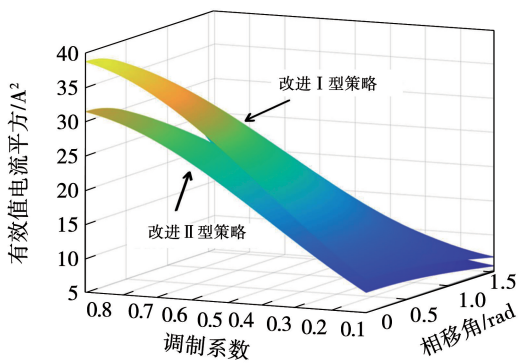


图 6 在不同调制系数和相移角下电流应力有效值平方

Fig. 6 RMS square of current stress with different m and φ

2 仿真与分析

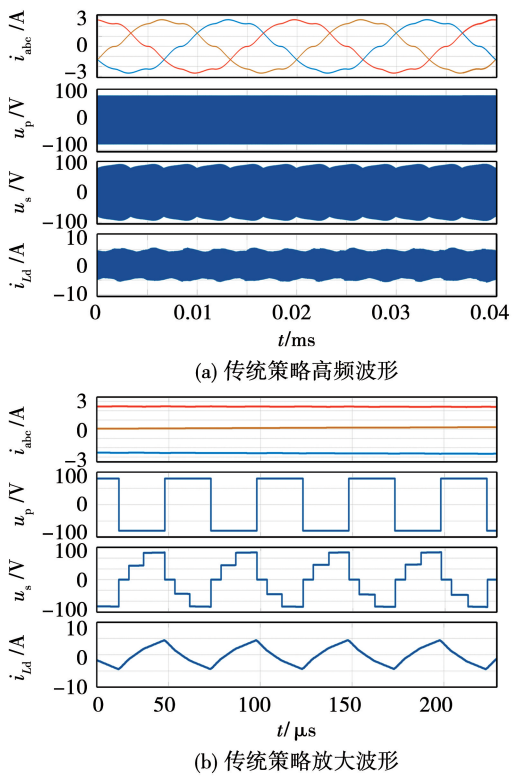
通过在 MATLAB/Simulink 中进行仿真,对传统、改进 Ⅰ 型和改进 Ⅱ 型 SVM 策略进行比较,以验证后者的优势。仿真参数如表 2 所示。

表 2 仿真参数

Table 2 Simulation parameters

参数	数值
直流电源 U_{dc}/V	80
等效电感 L_d/mH	0.1
变比 k	1
滤波电感 L_f/mH	0.2
滤波电容 C_f/μF	50
开关频率 f_s/kHz	20

图 7(a)、图 8(a)和图 9(a)分别为调制系数为 0.8、负载为 300 W 时,传统、改进 Ⅰ 型和所提出改进 Ⅱ 型 SVM 策略的三相电流、二次电压、一次电压和二次侧电流的仿真结果。图 7(b)、图 8(b)和图 9(b)给出了它们的高频波形。在传统调制策略下,二次侧电流峰峰值为 13.01 A,效率为 95.51%,二次侧电流有较大的周期性波动。在改进 Ⅰ 型调制策略下,二次侧电流峰峰值为 12.15 A,效率为 96.01%。通过使用所提出改进 Ⅱ 型的调制策略,二次侧电流峰峰值为 9.68 A,效率为 96.68%,二次侧电流的周期性波动有所减小。



(a) 传统策略高频波形

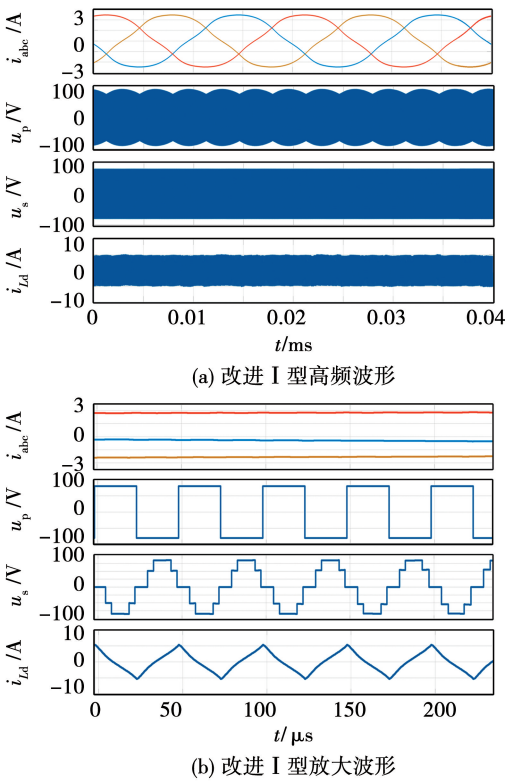
(b) 传统策略放大波形

图 7 负载为 300 W 时,采用传统策略的 HFLMC 的三相电流、一次侧电压、二次侧电压和二次侧电流波形

Fig. 7 Waveforms of phase current, primary voltage, secondary voltage, and secondary current when the load is 300 W for HFLMC with the conventional strategy

为了更全面地比较 3 种 SVM 策略的性能,图 10 给出了调制系数为 0.8 时,300 W 负载下的输出三相电流的 FFT 分析。可以看出,3 种 SVM 策略的谐波主要集中在五次和七次谐波上。所提出改进 Ⅱ 型

策略的输出三相电流的低次谐波明显小于传统 SVM 策略。负载 300 W 时所提出改进Ⅱ型策略的 THD 为 2.33%,改进Ⅰ型策略的 THD 为 3.76%,而传统策略的 THD 相对较高,为 7.66%。相较于传统 SVM 策略,所提出改进Ⅱ型的对称式 SVM 应用于 HFLMC 时,变换器有着更小的电流应力、更低的谐波含量。



(a) 改进Ⅰ型高频波形

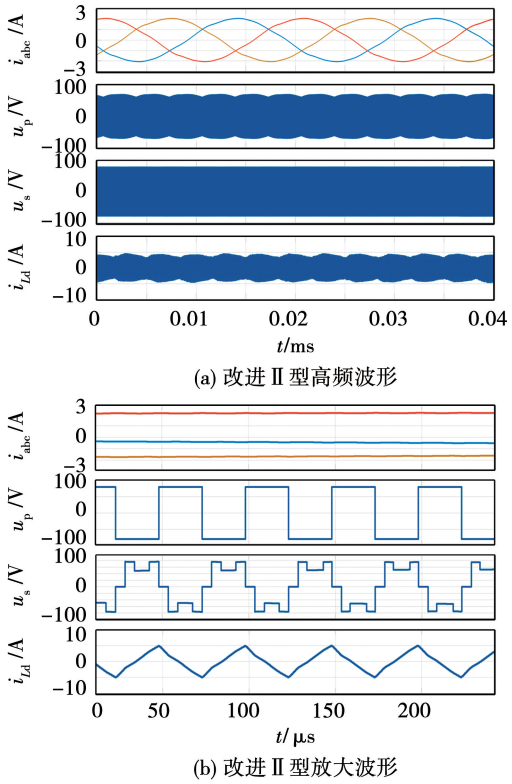
(b) 改进Ⅰ型放大波形

图 8　负载为 300 W 时,采用改进Ⅰ型策略的 HFLMC 的三相电流、一次侧电压、二次侧电压和二次侧电流波形

Fig. 8　Waveforms of phase current, primary voltage, secondary voltage, and secondary current when the load is 300 W for HFLMC with the improved – Ⅰ strategy

图 11 给出了 HFLMC 在不同调制系数下,改进Ⅰ型和所提出改进Ⅱ型 SVM 策略的电流峰值和 THD。当负载为 300 W 时,在调制系数为 0.9 时,2 种策略的电流峰峰值相差最大,当负载为 100 W 时,在调制系数为 0.4 时相差最大。

为了验证 HFLMC 不同参数下的电流应力,图 12给出了不同负载和调制系数下的 HFT 二次侧的电流峰值。可以看出,最小电流峰值在调制系数为 0.81 处取得,峰值为 4.46 A。波形趋势与公式分析一致。电流峰值随着电阻的增加,整体上呈现出波动变化。所以合理的设置 HFLMC 的参数,可以进一步减小 HFT 一次侧的电流应力。



(a) 改进Ⅱ型高频波形

(b) 改进Ⅱ型放大波形

图 9　负载为 300 W 时,采用改进Ⅱ型策略的 HFLMC 的三相电流、一次侧电压、二次侧电压和二次侧电流波形

Fig. 9　Waveforms of phase current, primary voltage, secondary voltage, and secondary current when the load is 300 W for HFLMC with the improved – Ⅱ strategy

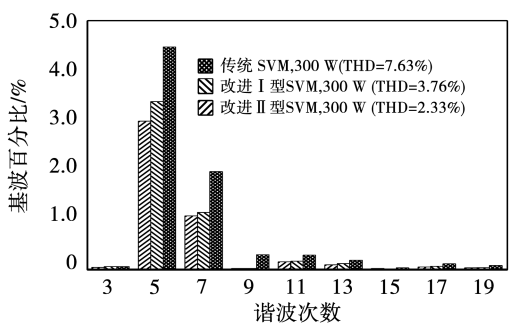
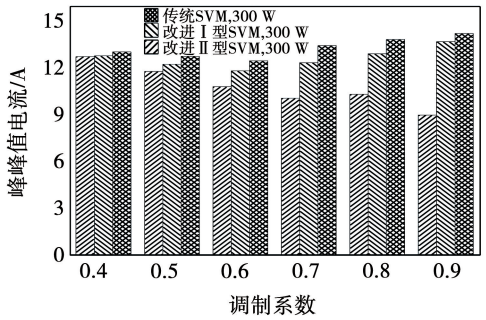
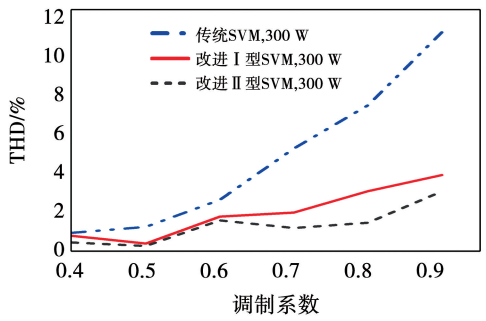


图 10　使用 2 种 SVM 策略和负载下的相电流 FFT 分析

Fig. 10　FFT analysis of phase current with two SVM strategies and two loads



(a) 不同调制系数下的电流应力峰峰值



(b) 不同调制系数下的THD

图 11 不同调制系数下的性能分析

Fig. 11 Performance analysis with different *m*

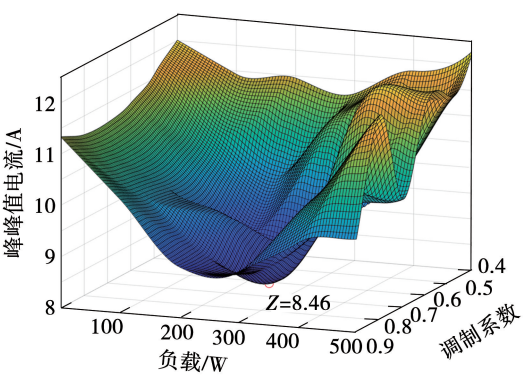


图 12 调制系数和负载不同情况下的电流峰峰值

Fig. 12 Peak value of current with different *m* and *R*

3 实验验证与分析

图 13 显示了 HFLMC 的 300 W 实验样机。该转换器有 16 个开关管,型号为 IRFP4227PbF MOSFET。DSP28379 和 FPGA 生成驱动信号以完成 SVM 策略。表 3 列出了实验参数。

图 14(a)和图 15(a)分别为调制系数为 0.8、负载为 300 W 时,改进Ⅰ型和所提出改进Ⅱ型 SVM 策略下三相电流、一次侧电压、二次侧电压和二次侧电流的实验结果。图 14(b)和图 15(b)给出了高频波形,实验波形与理论仿真基本一致。尖峰和振荡主要是开关管导通、关断和功率器件的寄生参数导致的。在改进Ⅰ型 SVM 策略下,二次侧电流峰峰值为 12.15 A。在所提出改进Ⅱ型 SVM 策略下,二次侧电流峰峰值为 10.78 A。

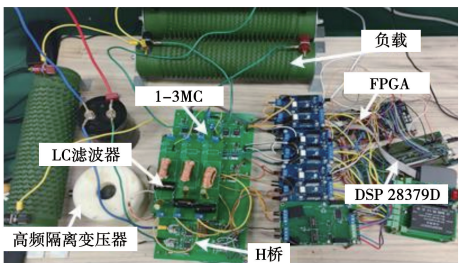


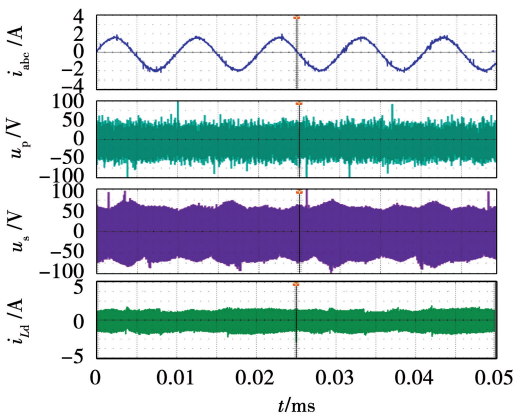
图 13 HFLMC 的实验平台

Fig. 13 Experiment platform of HFLMC

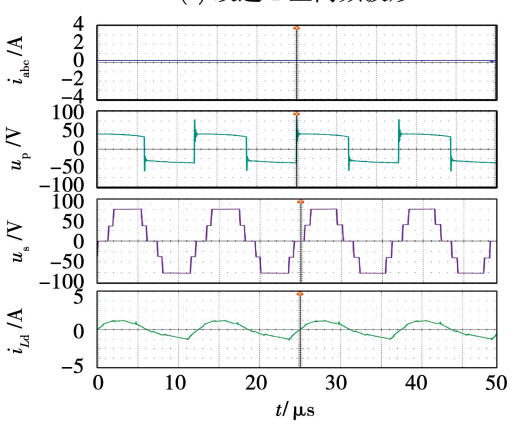
表 3 实验参数

Table 3 Experimental parameters

参数	数值
直流电源 U_{dc}/V	80
等效电感 L_d/mH	0.1
变比 k	1
滤波电感 L_f/mH	0.2
滤波电容 C_f/μF	50
开关频率 f_s/kHz	20



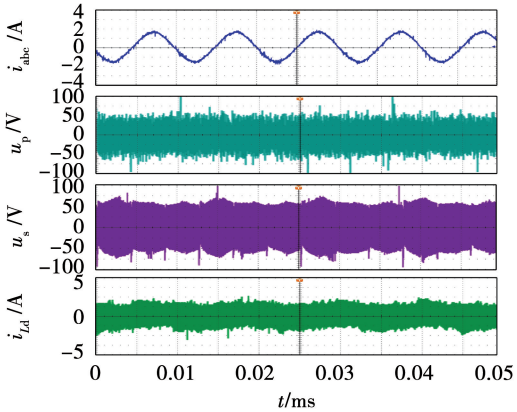
(a) 改进Ⅰ型高频波形



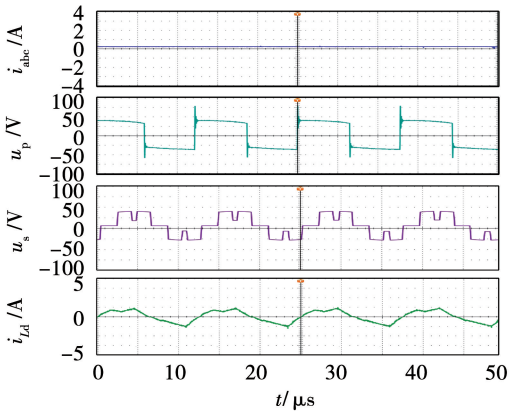
(b) 改进Ⅰ型放大波形

图 14 负载为 300 W 时,改进Ⅰ型策略中的三相电流、一次侧电压、二次侧电压和二次侧电流的波形

Fig. 14 Waveforms of phase current, primary voltage, secondary voltage, and secondary current in the improved – Ⅰ strategy when the load is 300 W



(a) 改进Ⅱ型高频波形



(b) 改进Ⅱ型放大波形

图 15　负载为 300 W 时改进Ⅱ型策略中的三相电流、一次侧电压、二次侧电压和二次侧电流波形

Fig. 15　Waveforms of phase current, primary voltage, secondary voltage, and secondary current in the improved – Ⅱ strategy when the load is 300 W

图 16 给出了不同负载下二次侧电流峰峰值。HFT 二次侧电流峰峰值随着负载的增加而增加。相较于改进Ⅰ型策略,在不同功率下,所提出改进Ⅱ型策略电流峰峰值下降了 1.8% ~8.01%,有效地抑制了 HFT 二次侧电流应力。

图 17 给出了传统、改进Ⅰ型和改进Ⅱ型调制策略在 300 W 和不同调制系数下的 THD 值。与上文仿真结果相符。改进Ⅱ型的 THD 显著低于传统策略。在轻载下,改进策略能有效降低谐波失真,提升电能质量。

图 18 给出了调制系数为 0.8 时,HFLMC 在不同负载下的效率。当调制系数为 0.8 时,改进Ⅰ型和所提出改进Ⅱ型的 SVM 策略在 300 W 时达到最高效率分别为 96.68%、96.01%,在 250 ~400 W 的范围内,两者 SVM 策略的效率差异较小。

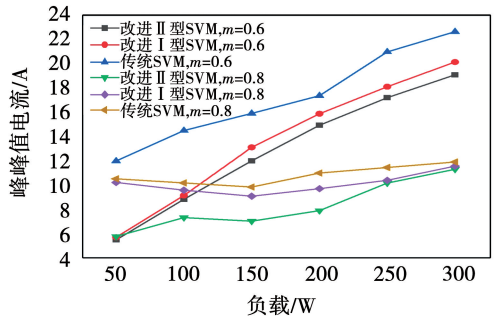


图 16　不同负载下的峰峰值电感电流

Fig. 16　Peak-to-peak inductor current at different loads

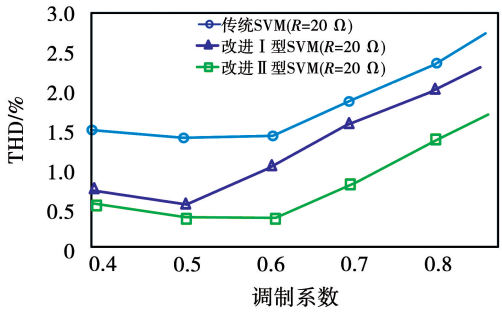


图 17　传统、改进Ⅰ型和改进Ⅱ型调制策略在不同调制系数下的 THD

Fig. 17　THD of the traditional, improved – Ⅰ and improved – Ⅱ modulation strategies under different modulation coefficients

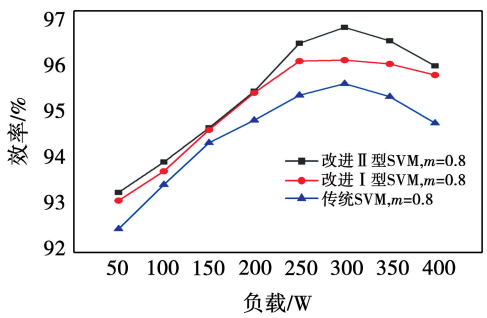


图 18　2 种策略在不同负载下的效率

Fig. 18　Efficiency of two strategies under different loads

图 19 给出了 HFLMC 在所提出改进Ⅱ型 SVM 策略下,在 100、200 和 300 W 下的损耗分布情况。在 100、200 和 300 W 的总损耗分别为 8.61、10.81 和 14.36 W 高频变压器和矩阵变换器的损耗是该变换器中最为显著的功率损耗,约占总损耗的 61%。随着功率等级的升高,变压器的铜损、铁损、MOSFET 的导通损耗和开关损耗逐渐增加。

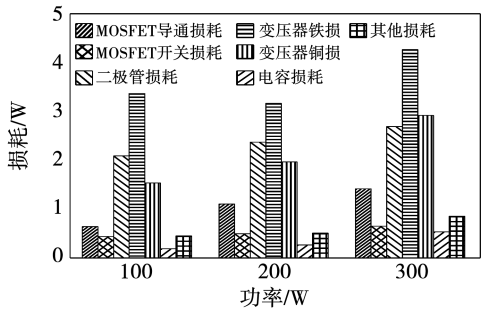


图19 HFLMC改进Ⅱ型策略的损耗分析

Fig. 19 HFLMC's loss breakdown with the improved-Ⅱ strategy

4 结 论

本文提出一种HFT二次侧电压对称的改进SVM策略,通过优化有效矢量的分布和延长其作用时间,可以在较低切换次数下降低HFLMC的电流应力。分析了电流应力模型和传输功率的表达式,理论比较了2种对称式SVM策略的电流应力。与传统的调制策略相比,该策略在低开关动作条件下有效抑制HFT二次侧电流应力,并降低三相输出电流的总谐波失真(THD)。理论分析、仿真和实验结果验证了所提策略的优越性。

参 考 文 献:

[1] 何必, 林桦, 佘宏武, 等. 矩阵变换器在窄脉冲作用下 的性能改善[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(27): 42.
HE Bi, LIN Hua, SHE Hongwu, et al. Improvement in output voltage for matrix converter under narrow pulses[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(27): 42.

[2] 王辉, 粟梅, 孙尧, 等. 应用于V2G的AC/DC矩阵变换器[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(9): 34.
WANG Hui, SU Mei, SUN Yao, et al. AC/DC matrix converters for V2G applications[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(9): 34.

[3] 张绍, 周波. 非对称输入下矩阵变换器新型电流控制策略[J]. 电工技术学报, 2009, 24(3): 47.
ZHANG Shao, ZHOU Bo. Improved current control strategy of matrix converter under unbalanced inputs[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(3): 47.

[4] 徐壮, 殷冠贤, 徐殿国. 车用新型AC-DC矩阵式变换器[J]. 电工技术学报, 2011, 26(8): 64.
XU Zhuang, YIN Guanxian, XU Dianguo. A new bidirectional AC-DC converter using a matrix converter topology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(8): 64.

[5] 孙志峰, 肖岚, 王勤. 输出并联型双有源全桥变换器控 制技术研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(5): 1811.
SUN Zhifeng, XIAO Lan, WANG Qin. Review research on control technology of output parallel dual-active bridge-converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(5): 1811.

[6] 涂春鸣, 管亮, 肖凡, 等. 双有源桥DC-DC变换器的 模态分析方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(18): 5468.
TU Chunming, GUAN Liang, XIAO Fan, et al. Modal analysis method of dual active bridge DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(18): 5468.

[7] 索之闻, 李庚银, 迟永宁, 等. 一种基于子模块混合型 模块化多电平换流器的高压大功率DC/DC变换器[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(14): 3577.
SUO Zhiwen, LI Gengyin, CHI Yongning, et al. A cell-hybrid modular multilevel converter based high-voltage high-power DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(14): 3577.

[8] 陈玉东, 刘玉兵, 朱武标, 等. 一种矩阵变换器空间矢 量调制改进方法[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(18): 21.
CHEN Yudong, LIU Yubing, ZHU Wubiao, et al. An improvement method for space vector modulation of matrix converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(18): 21.

[9] FANG F, TIAN H, LI Y. Coordination control of modulation index and phase shift angle for current stress reduction in isolated AC-DC matrix converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 4585.

[10] JIN Pin, XIA Zhipeng, CHANG Ling, et al. Model predictive current control for high-frequency link matrix DC/AC converter with loosely coupled transformer[J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2025, 11(5): 2273.

[11] WU Gaotong, SONG Jinqiu, DUAN Bin, et al. A flexible and efficient reactive power compensation method for modular high frequency link matrix converter in battery charging[C]//2022 6th CAA International Conference on Vehicular Control and Intelligence, October 28 - 30, 2022, Nanjing, China. 2022: 1 - 6.

[12] XU Baolu, SONG Jinqiu, DUAN Bin, et al. Model predictive power control for high-frequency link matrix converter with phase compensation method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(9): 13659.

[13] XU Baolu, LI Fei, SONG Jinqiu, et al. Fast response finite control set model predictive control for high-frequency link matrix converter with virtual space vectors[C]//2023 7th CAA International Conference on Vehicular Control and Intelligence, October 27 - 29, 2023, Changsha, China. 2023: 1 - 6.

[14] HU Yunqing, DENG Fujin. A coordinate LVRT control for high-frequency link matrix converters with enhanced efficiency[C]// IECON 2025 - 51st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, October 14 - 17, 2025, Madrid, Spain.

2025: 1 – 6.

[15] GUO Xiaoqiang, ZHANG Lige, WEI Yupeng, et al. A coordination control method for current stress reduction in high-frequency link matrix converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(9): 9972.

[16] XU Yang, WANG Zheng, SHEN Yinzhen, et al. An improved modulation scheme of isolated matrix converter for common-mode voltage reduction and DC-bias current mitigation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(12): 12278.

[17] SAYED M A, SUZUKI K, TAKESHITA Takaharu, et al. Grid-tie isolated bidirectional DC-AC-AC converter based on high-frequency transformer with high efficiency and low THD[C]//2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications, September 11 – 14, 2017, Warsaw, Poland. 2017: 1 – 10.

[18] HU Yunqing, JIN Pin, GUO Yujing, et al. A new SVM strategy to suppress total harmonic distortion and current stress in HFLMCs [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(9): 10512.

[19] FANG Fanxiu, TIAN Hao, LI Yunwei. An SVM strategy with two-step commutation for isolated AC-DC matrix converter[C]// 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, March 15 – 19, 2020, New Orleans, LA, USA. 2020: 3413 – 3418.

[20] FANG Fanxiu, TIAN Hao, LI Yunwei. SVM strategy for mitigating low-order harmonics in isolated AC-DC matrix converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 583.

[21] JIN Pin, HU Yunqing, GUO Lei, et al. A novel SVM strategy to reduce current stress of high-frequency link matrix converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 1(5): 4652.

(编辑:刘琳琳)