

一种基于电平作用时间的DC-DC变换器调制策略

马俊扬¹, 胡文涛², 罗登³, 朱磊磊⁴

(1. 西南交通大学 电气工程学院, 四川 成都 610031; 2. 中铁第六勘察设计院集团有限公司电气化设计院分公司, 天津 300250;
3. 成都运达科技股份有限公司, 四川 成都 610097; 4. 国家轨道交通电气化与自动化工程技术研究中心, 四川 成都 610031)

摘要:针对双向隔离DC-DC变换器在传统基于SPWM的占空比—移相角调制策略下, 移相能力受占空比大小约束问题, 借鉴电压空间矢量调制原理, 提出一种基于电平作用时间计算的占空比—移相角调制策略, 将桥臂电压按电平值进行状态划分, 然后确定电平状态作用顺序和作用时间以输出相应的开关器件驱动信号。基于FPGA设计并搭建了实验平台, 实验结果表明所提调制策略克服了移相能力受占空比大小约束的缺陷, 并提高了调制精度, 验证了该调制策略的正确性与可行性。

关键词:调制策略; 移相角; 占空比; DC-DC变换器; 移相能力

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed19720

A Modulation Strategy for DC/DC Converter Based on Voltage Level Dwell Time Calculation

MA Junyang¹, HU Wentao², LUO Deng³, ZHU Leilei⁴

(1. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, Sichuan, China;
2. Electrification Branch, China Railway Liuyuan Group Co., Ltd., Tianjin 300250, China;
3. Chengdu Yun Technology Co., Ltd., Chengdu 610097, Sichuan, China; 4. National Rail Transportation Electrification and Automation Engineering Technology Research Center, Chengdu 610031, Sichuan, China)

Abstract: In order to solve the problem that the phase-shifting capability of DC-DC converter is restricted by duty-ratio, based on the modulation strategy of voltage space vector, a duty-ratio phase-shift angle modulation strategy based on the calculation of voltage level dwell time was proposed. The output voltage of the bridge arm was divided according to the level value in the modulation strategy, then the action order and the dwell time of the level state were determined. Finally, the corresponding driving signal was output. The core of modulation algorithm based on FPGA were designed, and the experiment of duty ratio and phase-shift angle were carried on, the experimental results show that the modulation strategy proposed overcomes the defect that the phase shifting ability is constrained by the duty ratio, improves the modulation precision of phase-shift angle, The correctness and feasibility of the modulation strategy were verified.

Key words: modulation strategy; phase-shift angle; duty ratio; DC-DC converter; phase-shifting capability

移相控制是双向隔离DC-DC变换器的一种最典型控制策略^[1-2], 但轻载时漏感电流较大, 增加了功率开关器件和变压器损耗, 降低了变换器的传输效率。针对该问题, 文献[3-4]分别从减小回流功率和变压器漏感电流有效值的角度降低损耗来提升传输效率。其控制策略优化的思路

均是引入隔离变压器原、副边电压的占空比作为新增控制量, 通过不同的控制算法推导出原、副边电压占空比与移相角的函数关系, 通过执行对应移相角下的占空比来实现优化控制目标。

这就带来了一个新的问题: 在实现移相角调制时依然是根据优化控制函数输出原、副边电压

基金项目: 国家轨道交通电气化与自动化工程技术研究中心资助项目(NEEC-2019-A04)

作者简介: 马俊扬(1995—), 男, 硕士, Email: 740097059@qq.com

通讯作者: 胡文涛(1990—), 男, 硕士, 工程师, Email: 18228306778@163.com

占空比以实现指定占空比调制。但目前采用的调制策略都是借鉴“交-直”变换器调制策略中的正弦脉宽调制原理^[5-6],这种调制策略存在的问题是移相能力随着占空比的减小而降低。此外,由于该调制策略借助于锯齿波实现,其调制输出精度也受锯齿波精度影响,调制输出频率仅为锯齿波频率的1/2,提高了对调制电路输入时钟频率的要求。

本文借鉴“交-直”变换器调制中的电压空间矢量调制原理,提出了一种基于电平作用时间计算的占空比-移相角调制策略,首先将桥臂输出电压按电平值进行状态划分,然后根据占空比与移相角参数确定电平状态作用顺序和作用时间,最后结合变换器电路结构类型的开关器件驱动信号与电平状态的关系输出相应的驱动信号。与传统调制策略相比,本文提出的调制策略其移相能力不受占空比大小约束,移相角调制精度不受中间信号精度的影响,提高了移相角的调制精度。

1 主电路拓扑及工作原理

双向隔离DC-DC变换器的一种典型拓扑为图1所示的双边三电平半桥结构。

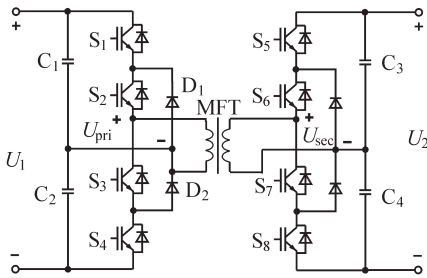


图1 双向隔离DC-DC变换器拓扑

Fig.1 Topology of bidirectional isolated DC-DC converter

文献[4]推导了其漏感电流有效值最小条件如下:

$$D_1 = \begin{cases} \frac{2k}{1-k} D_\phi & 0 < D_\phi \leq \frac{1-k}{2} \\ \frac{2D_\phi + k - 1 + M}{k} & \frac{1-k}{2} < D_\phi \leq \frac{1}{2} - \frac{1 - \sqrt{1-k^2}}{2k} \\ 1 & \frac{1}{2} - \frac{1 - \sqrt{1-k^2}}{2k} < D_\phi \leq \frac{1}{2} \end{cases}$$

$$D_2 = \begin{cases} \frac{2}{1-k} D_\phi & 0 < D_\phi \leq \frac{1-k}{2} \\ 1 & \frac{1-k}{2} < D_\phi \leq \frac{1}{2} \end{cases}$$

(1)

其中

$$M = \sqrt{4(k^2 + 1)D_\phi^2 - 4(k^2 - k + 1)D_\phi + 2k^2 - 2k + 1}$$

$$k = NU_2/U_1$$

式中: D_1, D_2, D_ϕ 分别为原、副边电压占空比与移相比, $0 \leq D_1, D_2 \leq 1$; D_ϕ 为移相角与 π 的比值, $-0.5 \leq D_\phi \leq 0.5$; N 为隔离变压器原、副边变比, U_1, U_2 为变换器输入、输出电压。

根据式(1)绘制出 $k=0.7$ 与 $k=0.2$ 时, D_1, D_2 关于 D_ϕ 的曲线如图2所示。图2a所示 k 值较大的情况多应用在需要电气隔离的直流网络中,如动车组辅助供电系统;图2b所示 k 值较小的情况多应用在输入、输出电压变比大且需要电气隔离的应用场合,如蓄电池充电机等。

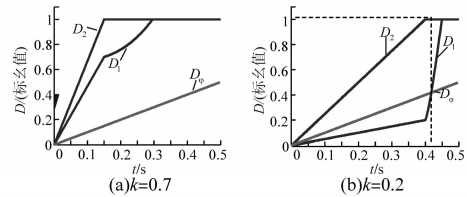


图2 电流有效值最小控制策略的占空比曲线

Fig.2 Curves of duty under the control current

RMS minimum control

2 传统调制策略

图3为传统占空比调制和移相角调制策略。

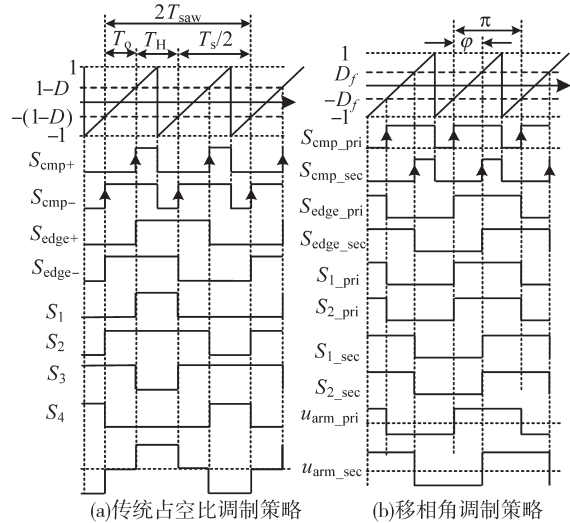


图3 传统占空比调制和移相角调制策略

Fig.3 Modulation strategy of the traditional duty-ratio and the phase-shift angle

2.1 占空比调制

传统的调制策略思路是:通过占空比控制线与锯齿波比较,实现对占空比的控制。图3a中桥臂输出电压的占空比 D 为:在半周期内,桥臂电

压为非零电压的时间与电压半周期的比值。占空比正向、负向控制线分别为“1-D”与“-(1-D)”。

由图3a及前述占空比定义可知,桥臂电压的零电压持续时间 T_o 与非零电压持续时间 T_H 满足下式:

$$\text{桥臂电压占空比} = \frac{T_H}{T_o + T_H} = \frac{DT_s/2}{T_s/2} = D \quad (2)$$

即通过调节占空比控制线“1-D”与“-(1-D)”即可调节桥臂输出电压的占空比。

2.2 移相角调制

移相角调制解决的是DC-DC变换器原、副边电压之间的相位控制问题。传统移相角调制策略的基本原理是通过调节原、副边正、负占空比控制线的中心线来实现原、副边电压相位控制。图3b给出了传统移相角调制原理的详细过程。其中将原边和副边正、负占空比控制线的中心线分别设置为 $-D_\phi$ 和 D_ϕ ,在此基础上按照第1节描述的占空比调制算法进行原、副边控制比调制,图3b中原边调制输出的桥臂电压波形 u_{arm_pri} 超前副边 u_{arm_sec} 相位 ϕ 。由图3b可知,相位 ϕ 与 D_ϕ 满足如下关系:

$$\phi = \pi D_\phi \quad (3)$$

由式(3)可知,可以通过调节原、副边的正、负占空比控制线的中心线实现原、副边桥臂电压的移相角的控制。

2.3 约束条件

在同时执行占空比与移相角调制时,为了保证调制过程的正确执行,原边的正、负占空比控制线 $L_{CMP+_pri}, L_{CMP-_pri}$,副边的正、负占空比控制线 $L_{CMP+_sec}, L_{CMP-_sec}$ 均不能超过锯齿波的幅值,即传统调制策略的约束条件为

$$\begin{cases} -1 \leq L_{CMP+_pri} = 1 - D - D_\phi \leq 1 \\ -1 \leq L_{CMP-_pri} = -1 + D - D_\phi \leq 1 \\ -1 \leq L_{CMP+_sec} = 1 - D + D_\phi \leq 1 \\ -1 \leq L_{CMP-_sec} = -1 + D + D_\phi \leq 1 \end{cases} \quad (4)$$

由式(4)可得:

$$-D \leq D_\phi \leq D \quad (5)$$

从式(5)可知,占空比小于移相角时,传统调制策略无法实现。如图2b所示的占空比-移相角曲线,其阴影区域范围内的原边占空比 D_1 小于移相角 D_ϕ ,此时传统调制策略无法实现。

3 基于电平作用时间计算的调制策略

基于电平作用时间计算的占空比与移相角

调制策略借鉴“交-直”流调制中电压空间矢量调制原理,通过计算每个电平状态的作用时间执行相应驱动信号的输出。

3.1 占空比调制

首先命名桥臂输出电压的电平状态如表1所示。设桥臂输出电压周期为 T_s ,将1个周期按电平状态划分为 st_0, st_1, st_2, st_3 4个状态,如图4所示,将H或L电平的作用时间记为 T_H ,将O电平的作用时间记为 T_o ,令占空比为 D ,则由图4可得:

$$\begin{cases} T_H = DT_s/2 \\ T_o = (1 - D)T_s/2 \end{cases} \quad (6)$$

$st_0 \sim st_3$ 各个电平状态的作用时间与对应的输出电平(括号内为对应输出电平状态)为

$$\begin{cases} T_{st_0} = T_o \text{ (O)} \\ T_{st_1} = T_H \text{ (H)} \\ T_{st_2} = T_o \text{ (O)} \\ T_{st_3} = T_H \text{ (L)} \end{cases} \quad (7)$$

表1 电平状态定义

Tab.1 Definition of level state

结构类型	桥臂电压	$S_1 S_2 S_3 S_4$	电平状态
H桥结构	U_1	1001	H
	0	1010/0101	O
	$-U_1$	0110	L
NPC结构	$U_1/2$	1100	H
	0	0110	O
	$-U_1/2$	0011	L

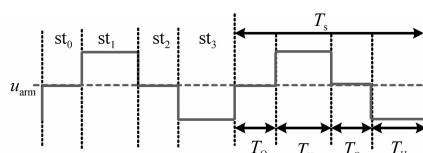


图4 基于电平作用时间的占空比调制原理

Fig.4 Duty cycle modulation principle based on level action time

根据式(6),可由占空比 D 与开关周期 T_s 计算出O电平作用时间 T_o 与H/L电平作用时间 T_H ,再根据式(7)所示的各个电平状态作用时间依次作保持对应的电平状态,最后根据表1所示的每个电平状态,结合相应结构主电路的开关器件驱动信号组合输出驱动信号,即可得到对应占空比的桥臂电压。

3.2 移相角调制

在图4所示的占空比调制的基础上,将其进行 $0^\circ \sim 360^\circ$ 移相后,有1个电平状态将被分割成2个时间段作用,因此移相后将出现5个电平状态: $st_0 \sim st_4$ 。这5个电平状态一共有8种可能的情况,

如图 5 所示。

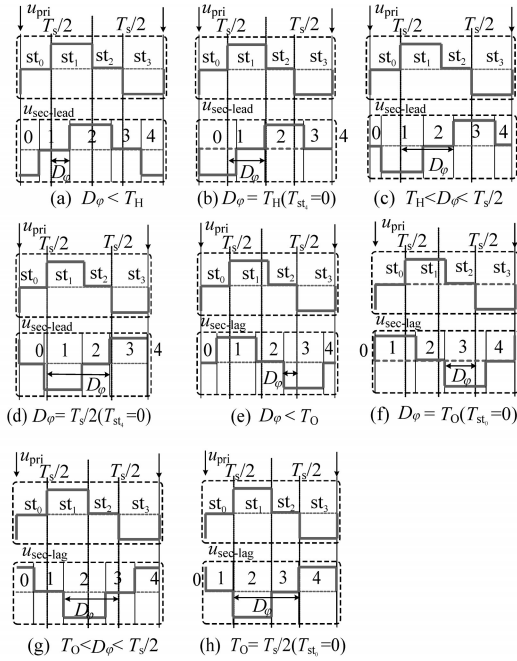


图 5 基于电平作用时间计算的移相调制原理

Fig.5 Phase shift angle modulation based on calculating level action time

以图 5a 为例进行分析,在占空比调制的基础上,进行右移相 D_ϕ ,当移相角 $D_\phi < T_H$ 时移相后电压的电平状态由 O 到 H 的上升沿在移相前电压的 O 到 H 的上升沿与 H 到 O 的下降沿之间,此时移相后电压电平状态 st_0 到 st_4 依次为: $L \rightarrow O \rightarrow H \rightarrow O \rightarrow L$,同时可以计算出每个电平状态的作用时间如下式所示:

$$\begin{cases} T_{st_0} = D_\phi & (L) \\ T_{st_1} = T_O & (O) \\ T_{st_2} = T_H & (H) \\ T_{st_3} = T_O & (O) \\ T_{st_4} = T_H - D_\phi & (L) \end{cases} \quad (8)$$

其他 7 种情况中出现的条件、相应的电平状态作用次序与对应电平状态的作用时间,如表 2 所示。首先,根据式(8),由占空比 D 与输出的开关周期 T_s 计算出零电平作用时间 T_O 与高电平作用时间 T_H ;再根据表 2,判断移相角 D_ϕ 与 T_O 、 T_H 的大小关系,定位出输入占空比 D 与移相角 D_ϕ 对应的移相情况,根据具体移相情况中的电平状态及其次序依次作用对应的时间,最后根据表 1 所示的每个电平状态对应相应结构主电路的开关器件驱动信号组合输出驱动信号,即可得到相应输入占空比下经过移相 D_ϕ 的桥臂电压。

表 2 电平作用时间

Tab.2 Action time of level state

情况	条件	状态次序	作用电平状态	电平作用时间
a	$0 < D_\phi < T_H$	st_0	L	D_ϕ
		st_1	O	T_O
		st_2	H	T_H
		st_3	O	T_O
		st_4	L	$T_H - D_\phi$
b	$D_\phi = T_H$	st_0	L	T_H
		st_1	O	T_O
		st_2	H	T_H
		st_3	O	T_O
		st_4	无	0
c	$T_H < D_\phi < T_s/2$	st_0	O	$D_\phi - T_H$
		st_1	L	T_H
		st_2	O	T_O
		st_3	H	T_H
		st_4	O	$T_s/2 - D_\phi$
d	$D_\phi = T_s/2$	st_0	O	T_O
		st_1	L	T_H
		st_2	O	T_O
		st_3	H	T_H
		st_4	无	
e	$-T_O < D_\phi < 0$	st_0	O	$T_O + D_\phi$
		st_1	H	T_H
		st_2	O	T_O
		st_3	L	T_H
		st_4	O	$-D_\phi$
f	$D_\phi = -T_O$	st_0	无	0
		st_1	H	T_H
		st_2	O	T_O
		st_3	L	T_H
		st_4	O	T_O
g	$-T_s/2 < D_\phi < -T_O$	st_0	H	$T_s/2 + D_\phi$
		st_1	O	T_O
		st_2	L	T_H
		st_3	O	T_O
		st_4	H	$-D_\phi - T_O$
h	$D_\phi = -T_s/2$	st_0	无	0
		st_1	O	T_O
		st_2	L	T_H
		st_3	O	T_O
		st_4	H	T_H

4 实验验证

为验证本文提出的调制策略的有效性,选用 Altera 公司第 3 代 FPGA 芯片 EP3C55F48417,用 Verilog 硬件电路设计语言,根据第 3 节所述的调制原理设计了调制策略算法核心,同时为了验证该调制策略的通用性,本文设计了基于 H 桥结构与三电平半桥结构的调制算法核心,实验系统参

数为:FPGA晶振频率15 MHz,开关频率3.66 kHz,占空比定点12 bits/Q11,移相角定点12 bits/Q11。该控制核心根据表1中开关状态对应的输出驱动信号合成桥臂电平信号,合成的逻辑如下式所示:

$$u_{\text{arm}} = \begin{cases} (S_1 \& S_4) - (S_2 \& S_3) & (\text{H桥结构}) \\ (S_1 \& S_2) - (S_3 \& S_4) & (\text{NPC结构}) \end{cases} \quad (9)$$

占空比的范围为0~1,移相角的范围为-1~1,即-180°~180°,占空比与移相角均采用12位数据宽度的Q11定点表示设计。即:占空比“1”的Q11定点数为2 047,移相角“1”的Q11定点数为2 047。

移相角采用12位Q11定点表示,其精度为 $1/2^{12}$,为了不降低移相精度,本文设计输出开关周期为 2^{12} 个时钟周期,由此可计算出本文调制策略下调制输出开关频率 f_s 与输入时钟频率 f_{clk} 的关系如下式:

$$f_s = f_{\text{clk}} / 4\,096 \quad (10)$$

在相同占空比与移相角数据宽度条件下,传统调制策略输出的开关频率与输出时钟频率关系为

$$f_s = (f_{\text{clk}} / 4\,096) / 2 \quad (11)$$

由式(10)与式(11)可知,在调制输出相同的开关频率时,本文调制策略所需的输入时钟频率仅为传统调制策略的1/2。

同时由于传统调制策略是首先根据系统时钟频率生成相应频率的锯齿波,锯齿波再与占空比正负控制线比较后,通过逻辑运算输出驱动信号,因此传统调制策略的移相精度除了受移相角量化表示精度影响外,还受中间锯齿信号量化表示波精度的影响,而本文调制策略的移相精度仅由移相角量化表示精度决定,因此相对于传统调制策略,本文调制策略提高了移相角的调制精度。

图6给出了本文提出的调制策略算法核心占空比调制的输出结果。图6中 $H_1, H_2, D, D_\phi, NPC_1, NPC_2$ 依次表示:调制输出的H桥结构原、副边桥臂电压、占空比、移相角、NPC结构原、副边桥臂电压。为了验证调制算法核心的占空比调制可行性,图6中的移相角均输入为0,图6a~图6d依次为占空比输入为2 047,1 023,767,1时的算法核心输出的占空比调制结果,因为占空比采用12位Q11定点表示,因此图6a~图6d的输入占空比即为:1,0.5,0.37,1/2 047。图6a~图6d所示的结果表明调制算法核心均能输出指定占

空比的桥臂电压波形。

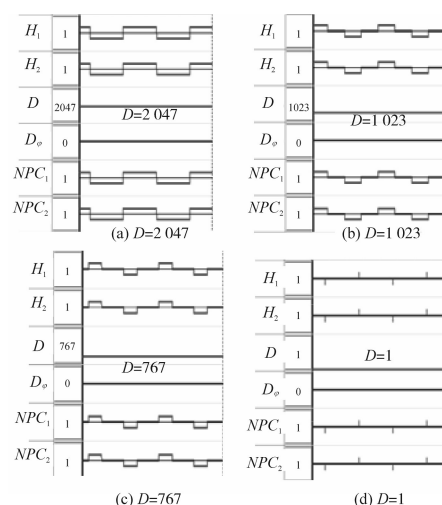


图6 算法核心输出占空比调制结果

Fig.6 Duty cycle modulation results of algorithm core output

图7a~图7f依次为移相角 D_ϕ 为0,1 023,2 047,-512,-1 024,-2 048的调制算法核心在占空比为0.05时的移相角调制结果,对应移相角依次为:0°,90°,180°,-45°,-90°,-180°。调制结果表明调制算法核心具有0°~360°的移相能力。

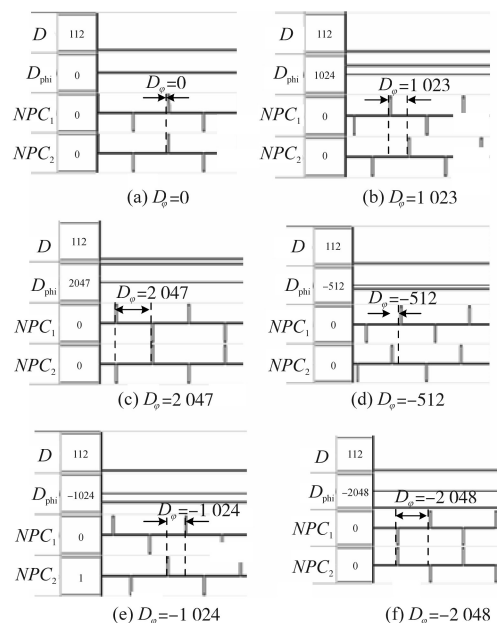


图7 算法核心输出移相角调制结果($D=0.05$)

Fig.7 Phase shift angle modulation results of algorithm core output ($D=0.05$)

图7f所示的极小占空比条件下的移相角调制结果是传统调制策略不能实现的,表明本文提出的基于电平作用时间计算的调制策略的移相能力不受占空比大小的约束,克服了传统调制策略移相能力随占空比减小而降低的缺陷。

为了进一步验证本文调制算法核心的正确

性与可行性,搭建了图1所示的NPC结构DC-DC变换器实验平台,将调制算法核心输出的驱动信号驱动DC-DC变换器,通过检测隔离变压器原副边电压的波形检验调试算法核心的正确性与可行性,实验结果如图8所示。

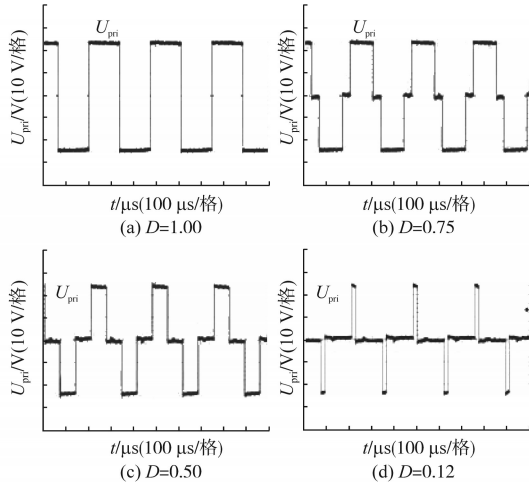


图8 占空比调制实验结果

Fig.8 Experimental results of duty cycle modulation

图9为占空比为0.12时本文提出调制策略算法的移相角调制实验结果。

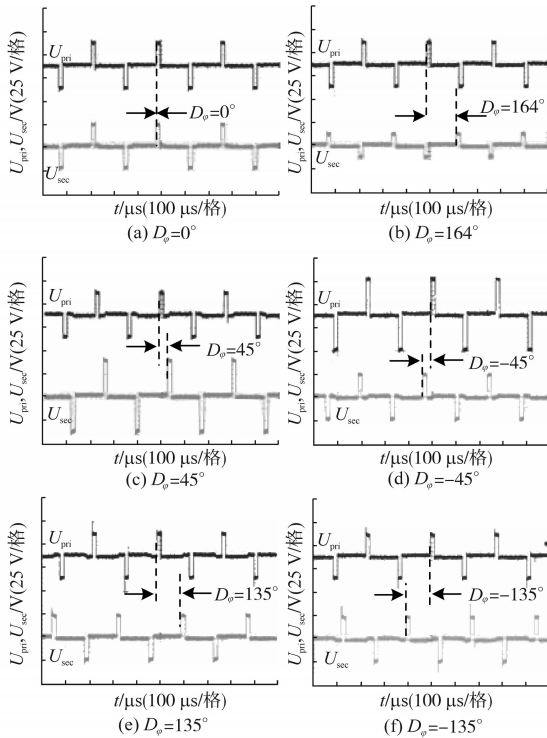


图9 移相角调制实验结果(D=0.12)

Fig.9 Experimental results of phase shift angle modulation

图9中 U_{pri} , U_{sec} 为图1中隔离变压器原、副边电压。图9a~图9f依次为在占空比为0.12时移

相角为 $0^\circ, 164^\circ, 45^\circ, -45^\circ, 135^\circ, -135^\circ$ 的移相角调制实验结果,是在极低占空比下的移相角调制实验结果,与图7所示的调制算法核心输出移相角调制结果类似,再次验证了本文提出的基于电平作用时间的调制策略其移相能力不受占空比大小的约束,克服了传统调制策略移相能力随占空比减小而降低的缺陷。

5 结论

本文提出了一种基于电平作用时间计算的DC-DC变换器占空比与移相角调制策略。该策略借鉴交-直流调制中的SVPWM调制实现的原理,通过直接计算DC-DC变换器中桥臂电压的每个电平状态的作用时间来实现占空比;通过分析在占空比实现的基础上实现移相角可能出现的8种情况,推导出了每种情况下的电平作用次序以及对应电平的作用时间,最后结合电路结构与电平状态确定每个电平状态下对应结构电路中开关器件的驱动信号输出逻辑。通过实验验证本文调制策略的正确性与可行性,验证了其在任意占空比下都具有全角度范围的移相能力,克服了传统调制算法移相能力受占空比约束的不足,相比于传统调制策略,提高了调制输出移相角的精度。

参考文献

- [1] 郑连清, 朱军, 姜洪立, 等. 新型零电流转移移相全桥DC/DC变换器[J]. 电力自动化设备, 2008, 28(6): 22-26.
- [2] KIM E H, KWON B H. Zero-voltage and Zero-current Switching Full-bridge Converter with Secondary Resonance [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(3): 1017-1025.
- [3] 程红, 高巧梅, 朱锦标, 等. 基于双重移相控制的双向全桥DC-DC变换器动态建模与最小回流功率控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(3): 245-253.
- [4] 杨敏. PWM加移相控制双有源全桥双向DC-DC变换器的研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2013.
- [5] IYER V M, GULUR S, BHATTACHARYA S. Optimal Design Methodology for Dual Active Bridge Converter Under Wide Voltage Variation[C]//Proceedings of the 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2017: 22-24.
- [6] 王聪, 沙广林, 王俊, 等. 基于双重移相控制的双有源桥DC-DC变换器的软开关[J]. 电工技术学报, 2015, 30(12): 106-113.

收稿日期: 2018-11-24

修改稿日期: 2019-02-28