

不同PWM模式下 交流电机单电阻三相电流采样的研究

王 帆, 陈阳生*

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要: 为解决交流电机相电流采样的问题,将母线单电阻采样三相电流重构技术应用到交流电机系统中。对母线单电阻采样三相电流重构技术的原理进行了研究,定义了由低压调制区与扇区过渡区构成的非观测区的概念。开展了对母线单电阻采样三相电流重构技术在SVPWM与BCPWM两种PWM调制方式下非观测区问题的分析,建立了PWM移相时间与最小采样时间的关系,提出了使用PWM非对称输出方式解决母线单电阻采样三相电流重构技术非观测区问题的方法。在BCPWM与SVPWM两种调制模式下,对PWM移相输出的各种状态波形进行了分析,最后,进行了永磁同步电机全区域母线采样三相电流重构试验。研究结果表明:该母线采样三相电流重构技术在两种PWM调制方式下都具备可行性和使用价值。

关键词: 交流电机; 单电阻采样; 电流重构; BCPWM; 非对称PWM输出

中图分类号: TM34;TP24;TH39

文献标识码: A

文章编号: 1001-4551(2013)05-0585-06

Research on phase current reconstruction for AC motor based on different PWM mode

WANG Fan, CHEN Yang-sheng

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

Abstract: Aiming at phase current sampling of AC motors, the three-phase current reconstruction for AC motor drives using a DC-link single current sensor was investigated. After the research of principle of this method, the definition of unobserved region composed by low-voltage modulation region and transition region was proposed. After the analysis of unobserved region of three-phase current of this method based on SVPWM and BCPWM, the relationship of PWM shift time and minimum sampling time was established. A method was presented to solve the problem of unobserved region by using asymmetric PWM output. After the analysis of status and waveform of PWM shifting output based on both SVPWM and BCPWM, the method of three-phase current reconstruction using DC bus current of PMSM on whole region was tested. The results indicate that the three-phase current reconstruction has feasibility and practical value on both SVPWM and BCPWM.

Key words: AC motor; single current sensor; phase current reconstruction; bus-clamped PWM; asymmetric PWM output

0 引 言

在交流电机矢量控制策略中,相电流采样性能是一个重要的指标。在对成本要求高的应用场合,如何低成本地获得好的电流采样性能成为关键问题。

目前,较为常见的电流采样方式有两种:使用霍尔传感器对三相电流进行采样^[1]和母线电流单电阻采样

相电流重构^[2]。霍尔传感器具有使用简单、隔离性好等优点,但是霍尔传感器也有体积大、价格比较昂贵等缺点,不适用于对成本要求较高的应用场合。母线电流单电阻采样相电流重构方法是指在直流母线上串联一个电流采样电阻,通过对母线电流瞬时值与开关状态的分析,重构出电机三相电流。单电流采样相电流重构方法结构简单,成本低廉,十分适用于对于成本要

收稿日期: 2012-12-28

作者简介: 王 帆(1987-),男,北京人,主要从事电机控制方面的研究. E-mail: 06dqgwf@zju.edu.cn

通信联系人: 陈阳生,男,教授,博士生导师. E-mail: yschen@zju.edu.cn

求较高的应用场合。

在SVPWM调制方式中,每个PWM载波周期所有开关都需要动作,开关损耗较大。与之相比,母线箝位PWM(BCPWM)调制方式把一相电平箝位,开关器件不动作,每个载波周期只有两组开关需要动作,降低了开关损耗。

本研究探讨单电流采样相电流重构的实现方法;针对SVPWM和BCPWM两种PWM调制方式下实现单电阻采样相电流重构的方法进行分析,最后通过实验对电流重构结果进行比较,以验证算法可行性。

1 单电阻采样三相电流重构

在三相全桥逆变电路中,本研究定义三组桥臂的开关状态为 S_a, S_b, S_c ,当上桥臂导通时开关状态为“1”,关闭时开关状态为“0”。空间电压矢量调制的基本原理是:通过调节6个非零基本电压矢量 $U_0(V_{100}), U_{60}(V_{110}), U_{120}(V_{010}), U_{180}(V_{011}), U_{240}(V_{001}), U_{300}(V_{101})$ 和两个零矢量 V_{000}, V_{111} 的作用时间,实现交流机电压波形控制。

以第一扇区为例,当两个零矢量 V_{000} 与 V_{111} 作用时,电机处于续流状态,母线电流与相电流之间没有特定关系;当非零基本电压矢量 $U_0(V_{100})$ 作用时,母线电流瞬时值与A相电流 i_a 相同,A相电流关系图如图1(a)所示;当非零基本电压矢量 $U_{60}(V_{110})$ 作用时,母线电流瞬时值与C相电流 i_c 相反,C相电流关系图如图1(b)所示。

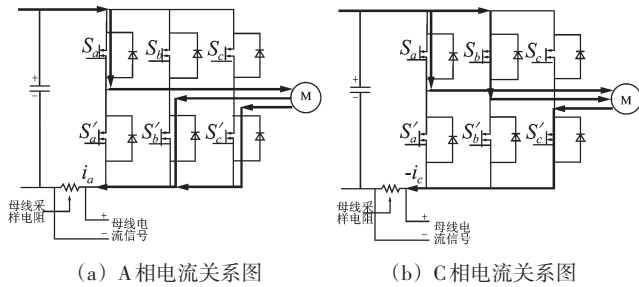


图1 第一扇区母线电流与相电流关系图

其他扇区分析方法与第一扇区相似,在不同基本电压矢量作用时,母线电流与三相电流之间的对应关系如表1所示^[3-5]。

表1 基本电压矢量作用下母线电流与三相电流的关系

基本电压矢量	母线电流对应的相电流
$U_0(V_{100})$	$+i_a$
$U_{60}(V_{110})$	$-i_c$
$U_{120}(V_{010})$	$+i_b$
$U_{180}(V_{011})$	$-i_a$
$U_{240}(V_{001})$	$+i_c$
$U_{300}(V_{101})$	$-i_b$

根据表1的对应关系,每个PWM周期内,可以在构成扇区边界的两个非零基本电压矢量作用时得到两

相电流的瞬时值,再通过相电流关系 $i_a + i_b + i_c = 0$ 得到第三相电流,从而完成重构^[6-8]。

2 单电阻采样相电流重构非观测区

2.1 最小采样时间

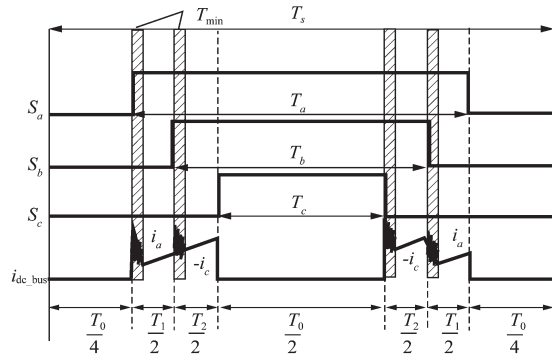
在前面的分析中,所有情况都是基于理想状态讨论的。

实际情况中最短采样时间示意图如图2所示。由于死区延迟、母线电流信号建立延迟、A/D转换延迟等原因,系统需要一个最短采样时间 $T_{\min}$ 作为最小采样窗口,才可以得到准确的母线电流信息。最短采样时间 $T_{\min}$ 一般为 $3\mu\text{s} \sim 5\mu\text{s}$,由3部分组成:死区时间 T_d 、母线电流建立时间 T_{set} 与AD转换时间 T_{conv} ,其关系如下:

$$T_{\min} = T_d + T_{\text{set}} + T_{\text{conv}} \quad (1)$$

采样延迟最小时间为 T_{sample} ,可以得到:

$$T_{\text{sample}} \geq T_{\min} \quad (2)$$



$T_1/2 < T_{\min}$ 并且 $T_2/2 < T_{\min}$, 导致无法准确对电流进行采样, 低压调制区如图3(b)所示。

3 非观测区的解决方法

使用非对称PWM输出, 将PWM波形前移或者后移, 在PWM载波前半周期内预留足够的采样时间 T_{sample} , 满足 $T_{\text{sample}} \geq T_{\min}$ 的条件, 就可以解决非观测区的问题。以第一扇区为例:

$$\begin{aligned} U_{\text{set}} \times T_s = & U_0 \times T_1 + U_{60} \times T_2 + V_{000} \times T_{000} + V_{111} \times T_{111} = \\ & U_a \times T_a + U_b \times T_b + U_c \times T_c \end{aligned} \quad (3)$$

其中:

$$U_a = U_0, \quad U_b = U_{120}, \quad U_c = U_{240}$$

式中: T_1, T_2 —第一扇区非零基本电压矢量 U_0, U_{60} 的作用时间; T_{000}, T_{111} —零矢量 V_{000}, V_{111} 的作用时间; T_a, T_b, T_c —逆变电路三相PWM作用时间; U_a, U_b, U_c —逆变电路三相PWM单独作用时等效电压矢量。

可见, 只要保持 T_a, T_b, T_c 不变, 即保持占空比不变, 就可保证目标电压矢量 U_{set} 不变^[10]。

3.1 SVPWM扇区过渡区移相分析

以第一扇区为例, 若需要增加 U_{60} 在PWM前半周期的作用时间, 只需将C相PWM波向后移动即可。

状态1-1波形如图4(a)所示, 此时, C相PWM波下降沿还未超越B相PWM波下降沿, 矢量变化如图4(b)所示, T_2', T_2'' 分别为前半周期与后半周期中 U_{60} 作用时间, $T_2 = T_2' + T_2''$, U_{60} 作用时间不变, 此外并无额外的补偿电压矢量生成, 目标电压矢量 U_{set} 不变。

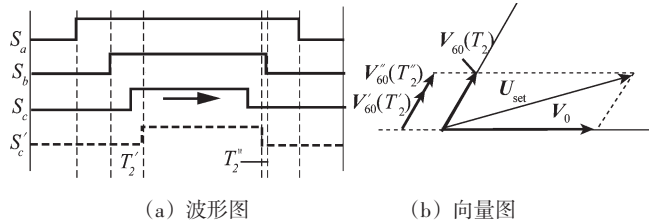


图4 状态1-1波形与向量图

状态1-2波形如图5(a)所示。其中, 波形 S_c 为原始波形, S_c' 为状态1-2波形。

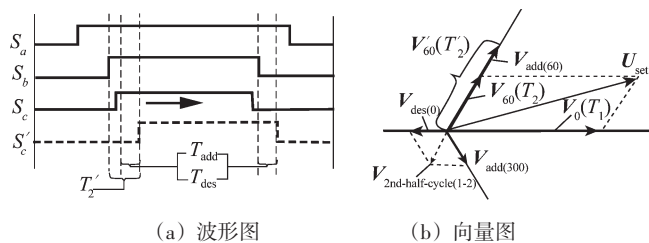


图5 状态1-2波形与向量图

此时, C相PWM波下降沿处于A, B两相PWM波下降沿之间, 矢量变化如图5(b)所示, 非零基本电压矢

量 U_{60} 在PWM前半周期作用时间 T_2' 增加, 零矢量 U_{000} 作用时间 T_{000} 与非零基本电压矢量 U_0 作用时间 T_1 减小, 此外还插入补偿矢量 $U_{300}(V_{101})$ 。状态1-2波形 S_c' 增加的电压矢量为 U_{add} , 作用时间为 T_{add} ; 减少的电压矢量为 $-U_{\text{des}}$, 作用时间为 T_{des} 。由于 T_c 不变, 则:

$$T_{\text{add}} = T_{\text{des}} \quad (4)$$

$$U_{\text{add}} \times T_{\text{add}} = U_{60} \times T_{\text{add}} + U_{300} \times T_{\text{add}} = U_0 \times T_{\text{add}} \quad (5)$$

$$-(U_{\text{des}} \times T_{\text{des}}) = V_{111} \times T_{\text{des}} + U_0 \times T_{\text{des}} = U_0 \times T_{\text{des}} \quad (6)$$

$$U_{\text{add}} \times T_{\text{add}} + U_{\text{des}} \times T_{\text{des}} = 0 \quad (7)$$

在一个PWM周期里, 目标电压矢量 U_{set} 不变。

状态1-3波形如图6(a)所示, 波形 S_c 为原始波形, S_c' 为状态1-3波形。

此时, C相PWM波下降沿处于A相PWM波下降沿之后, 矢量变化如图6(b)所示, 非零基本电压矢量 U_{60} 在PWM前半周期作用时间 T_2' 增加, 零矢量 V_{000} 作用时间 T_{000} 减小, 此外还插入补偿矢量 $U_{240}(V_{001})$ 。

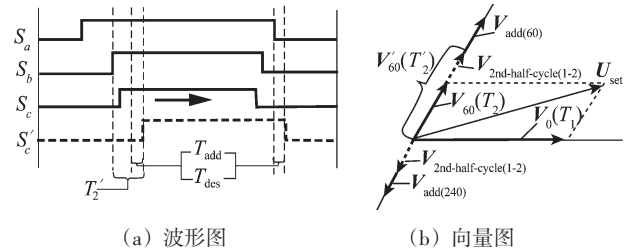


图6 状态1-3波形与向量图

则可得:

$$U_{\text{add}} \times T_{\text{add}} = U_{240} \times T_{\text{add}} + U_{60} \times T_{\text{add}} = 0 \quad (8)$$

$$-(U_{\text{des}} \times T_{\text{des}}) = V_{000} \times T_{\text{des}} = 0 \quad (9)$$

以式(4)作为条件同样可以得到式(7), 在一个PWM载波周期里, 目标电压矢量 U_{set} 不变。

若需要增加 U_0 在PWM载波前半周期的作用时间, 只需将A相PWM波形向前移动即可, 波形会出现3种状态(编号1-4至1-6), 分析方法与移动C相PWM波时相似, 不再累述。

3.2 SVPWM低压调制区移相分析

在低压调制区进行移相时, 需要同时移动A, C两相PWM波, 状态1-7波形如图7(a)所示。

S_a, S_b, S_c 为原始波形, 首先扩大 U_{60} 在PWM前半周期作用时间, 三相PWM波形为 S_a, S_b, S_c' , 即状态1-3波形, 输出电压矢量 U_{set} 不变。在此基础上, 扩大 U_0 在PWM前半周期作用时间, 向前移动A相PWM波形, 三相波形为 S_a', S_b, S_c' , 即状态1-7波形。矢量变化如图7(b)所示。显然, 由于三相PWM作用时间不变, $T_{\text{insert}} = T_{\text{insert1}} + T_{\text{insert2}}$ 。可以看出, 前半周期除零矢量 V_{000} 外无减少电压矢量, 即 $U_{\text{des1}} \times T_{\text{insert}} = 0$ 。

PWM载波前半周期增加的电压矢量:

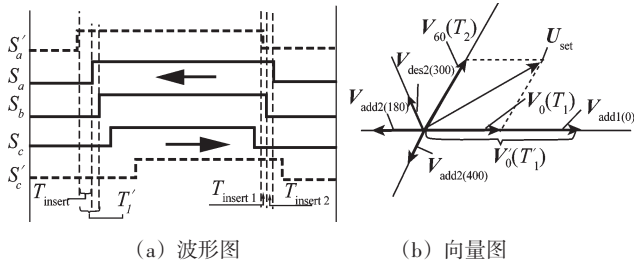


图7 状态1-7波形与向量图

$$U_{add1} \times T_{insert} = U_0 \times T_{insert} \quad (10)$$

后半周期增加、减少的电压矢量:

$$U_{add2} \times T_{insert} = U_{180} \times T_{insert1} + U_{240} \times T_{insert2} \quad (11)$$

$$-(U_{des} \times T_{insert}) = -(U_{des2} \times T_{insert}) = U_{300} \times T_{insert2} \quad (12)$$

$$U_{add} \times T_{insert} = U_{add1} \times T_{insert} + U_{add2} \times T_{insert} = U_{300} \times T_{insert2} \quad (13)$$

$$U_{add} \times T_{insert} + U_{des} \times T_{insert} = 0 \quad (14)$$

由式(14)可得,输出电压矢量 U_{set} 不变。

其他扇区分析方法相似,在SVPWM调制下,保持占空比不变,移动占空比最大与最小的PWM波形不会改变PWM载波周期内的目标电压矢量。

3.3 BCPWM移相分析

BCPWM与SVPWM相比,零矢量都以 V_{000} 形式等分插入PWM载波周期两端,使得一个载波周期内只有两相开关动作,在SVPWM中占空比最小的相PWM波在PWM载波周期内开关不动作。

以第一扇区为例,若要增加 U_0 在PWM载波前半周期作用时间 T_1' ,则将A相波形向前移动。

状态2-1波形如图8(a)所示, S'_a 为状态1-1波形,矢量变化如图8(b)所示。 T_1' 、 T_1'' 分别为 U_0 在前后半周期的作用时间, $T_1 = T_1' + T_1''$, U_0 、 U_{60} 作用时间不变,此时并无额外的补偿电压矢量生成,目标电压矢量 U_{set} 不变。

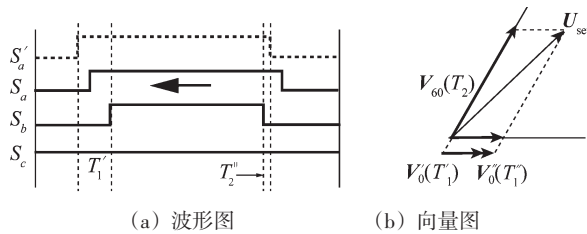


图8 状态2-1波形与向量图

状态2-2如图9(a)所示,其中 S_a 为原始波形, S'_a 为状态2-2波形,矢量变化图如图9(b)所示。此时非零电压矢量 U_0 在PWM前半周期作用时间 T_1' 增加, U_{60} 与零矢量 V_{000} 作用时间 T_2 、 T_{000} 减小,插入补偿矢量 $U_{120}(V_{010})$,则:

$$U_{add} \times T_{add} = U_{120} \times T_{add} + U_0 \times T_{des} = U_{60} \times T_{add} \quad (15)$$

$$-(U_{des} \times T_{des}) = U_{60} \times T_{des} + V_{000} \times T_{des} \quad (16)$$

与SVPWM类似,由于 T_a 不变,得到式(4),以式

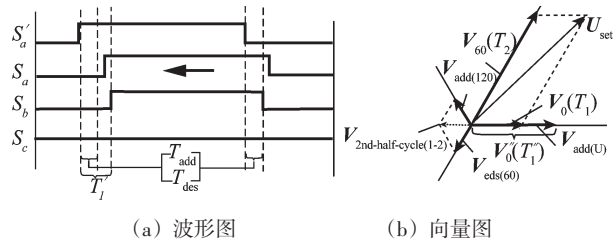


图9 状态2-2波形示意图

(4)为条件可以推导出式(7),目标电压矢量 U_{set} 不变。

若增加 U_{60} 在PWM载波前半周期作用时间 T_2 ,将b相PWM波形向前移动。具体分析方法与状态2-1、状态2-2相似。

其他扇区分析方法相似,在BCPWM调制下,保持占空比不变,移动PWM波形不会改变PWM载波周期内的目标电压矢量。

3.4 BCPWM不可观测区及处理方法

对于BCPWM,本研究采用非对称PWM调制方法可以在非观测区的一部分对电流进行观测,但观测范围并非全区域。

以第一扇区为例,BCPWM模式移相过程中,由于零矢量全部以 V_{000} 形式作用于PWM载波周期两端,在低压调制区,如果有效电压矢量过小,即 $T_b < T_{min}$ 并且 $T_a < 2T_{min}$,即移相前 $T_1/2 < T_{min}/2$ 并且 $T_2/2 < T_{min}/2$,则即使进行移相依然不能保证基本非零电压矢量 U_0 、 U_{60} 作用时间 T_1 、 T_2 大于 T_{min} ,故无法进行电流的采样与重构。波形图与扇区图如图10所示。

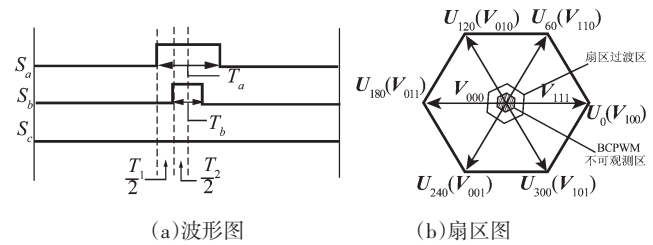


图10 低压调制切换区

扇区过渡切换区中,靠近 $U_{60}(V_{110})$ 的区域,由于较小的基本电压矢量过小,即 $T_b < T_{min}$,即移相前 $T_2/2 < T_{min}/2$,则在有效电压矢量作用时间里无法完成采样,此时移相无法在PWM前半周期预留出足够的采样时间,故无法完成电流的采样与重构。波形图与扇区图如图11所示。

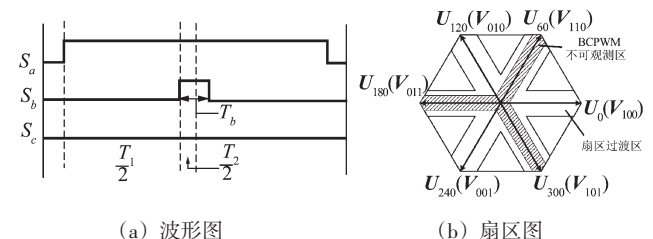


图11 扇区过渡切换区

由于BCPWM调制方式中有一相不动作,导致

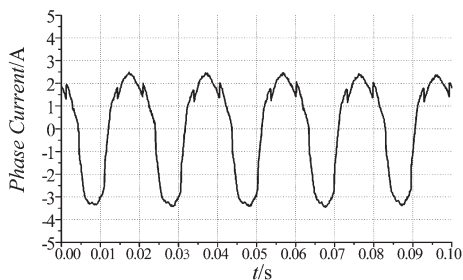
BCPWM移相输出只能解决部分非观测区的电流观测问题,不能解决全区域非观测区的问题,如图10(b)、图11(b)的阴影部分所示。

在本研究中,笔者提出了一种解决BCPWM特有不可观测区的方法。在SVPWM调制方式下,单电阻采样三相电流重构通过移相可以实现全区域电流观测,所以在BCPWM模式下,当动作的两相PWM占空比过小,不能通过移相进行单电阻采样时,系统切换至SVPWM模式输出,并通过非对称PWM输出预留足够的采样时间,进行单电阻采样相电流重构。此外,本研究在其他区域仍使用BCPWM模式。这样既可以在大部分区域使用BCPWM模式,减少开关损耗,也可以实现单电阻采样相电流重构的全区域观测。

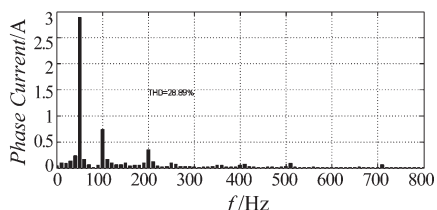
4 实验

该实验用于验证在SVPWM和BCPWM两种PWM调制方式下,单电阻采样三相相电流重构方法的可行性。电机驱动系统内核选用TI公司TMS320F28035数字信号处理器,交流电机选用4对极三相永磁同步电机,PWM模块采用非对称模式输出,PWM输出频率10 kHz,死区时间3 μs ,电机转速750 r/min,在SVPWM与BCPWM两种调制模式下,使用不同的移相时间 $T_{\min}$,三相重构电流波形与FFT谐波分析结果如下:

$T_{\min} = 5 \mu\text{s}$ 、 $T_{\min} = 7 \mu\text{s}$ 、 $T_{\min} = 9 \mu\text{s}$ 时重构相电流波形图与FFT分析如图12~14所示。在 $T_{\min} = 5 \mu\text{s}$ 时,由于母线电流还没有建立就进行采样,重构出的相电流波形谐波幅值较大 $THD=28.89\%$;在 $T_{\min} = 7 \mu\text{s}$ 时,相电流波形谐波幅值最低, $THD=5.22\%$;在 $T_{\min} = 9 \mu\text{s}$ 时,由于移相时间较大,与 $T_{\min} = 7 \mu\text{s}$ 时相比,相电流波形谐波幅值略有上升, $THD=5.65\%$ 。

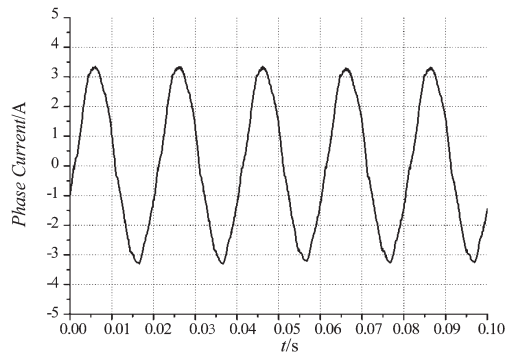


(a) 重构的相电流波形

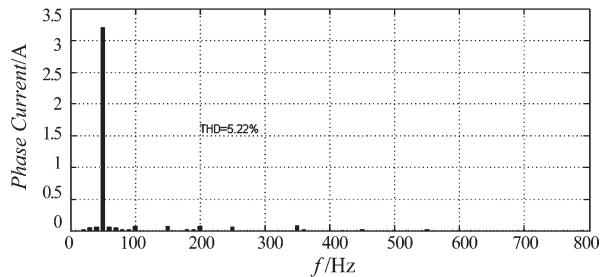


(b) 重构的相电流FFT分析

图12 $T_{\min} = 5 \mu\text{s}$ 时,SVPWM重构相电流与FFT

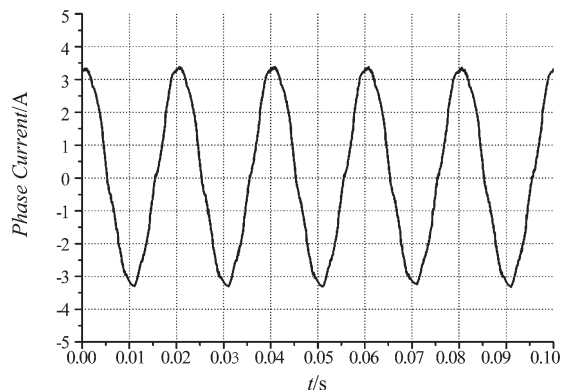


(a) 重构的相电流波形

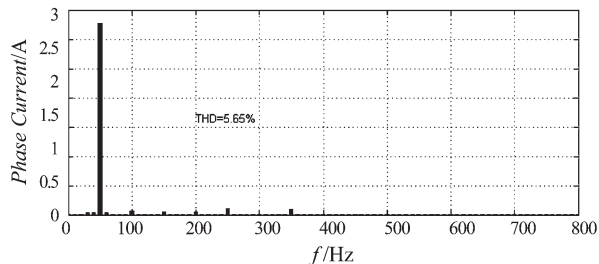


(b) 重构的相电流FFT分析

图13 $T_{\min} = 7 \mu\text{s}$ 时,SVPWM重构相电流与FFT



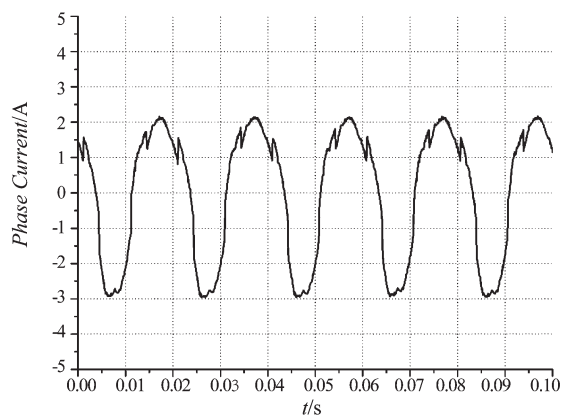
(a) 重构的相电流波形



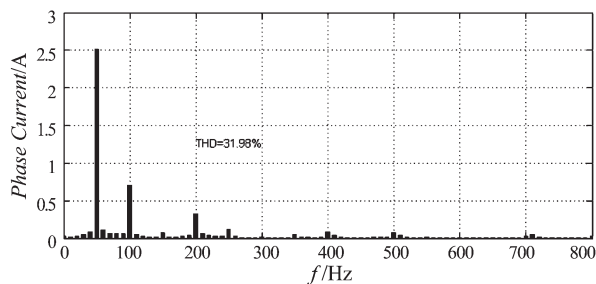
(b) 重构的相电流FFT分析

图14 $T_{\min} = 9 \mu\text{s}$ 时,SVPWM重构相电流与FFT

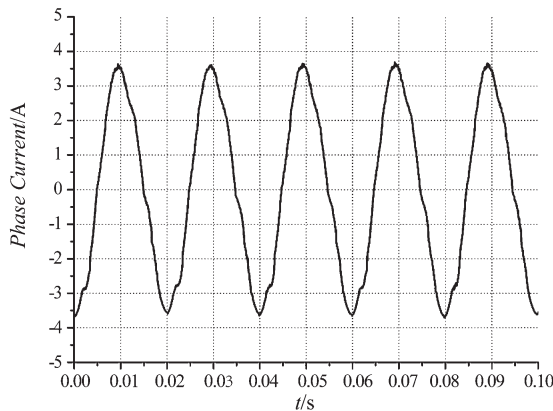
$T_{\min} = 5 \mu\text{s}$ 、 $T_{\min} = 7 \mu\text{s}$ 、 $T_{\min} = 9 \mu\text{s}$ 时重构相电流波形图与FFT分析如图15~17所示。在 $T_{\min} = 5 \mu\text{s}$ 时,由于母线电流还没有建立就进行采样,重构出的相电流波形谐波幅值较大, $THD=31.98\%$;在 $T_{\min} = 7 \mu\text{s}$ 时,相电流波形谐波幅值最低, $THD=8.07\%$;在 $T_{\min} = 9 \mu\text{s}$ 时,由于移相时间较大,与 $T_{\min} = 7 \mu\text{s}$ 时相比,相电流波形谐波幅值略有上升, $THD=8.82\%$ 。



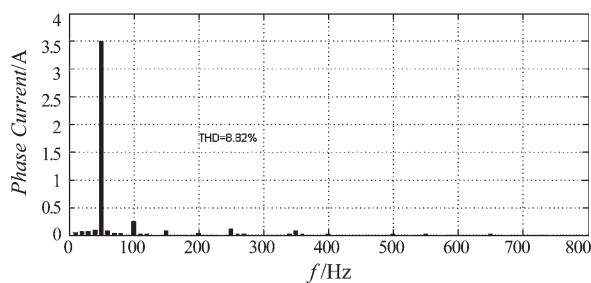
(a) 重构的相电流波形



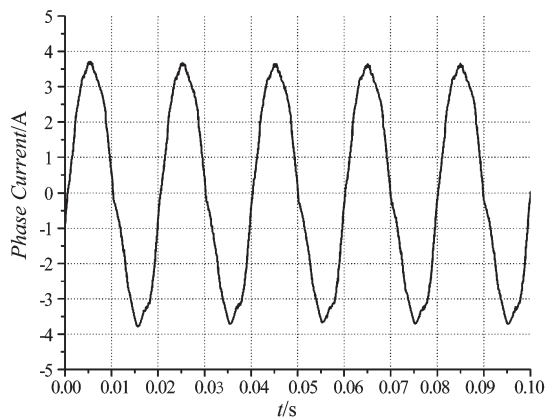
(b) 重构的相电流 FFT 分析

图 15 $T_{\min} = 5 \mu\text{s}$ 时, BCPWM 重构相电流与 FFT

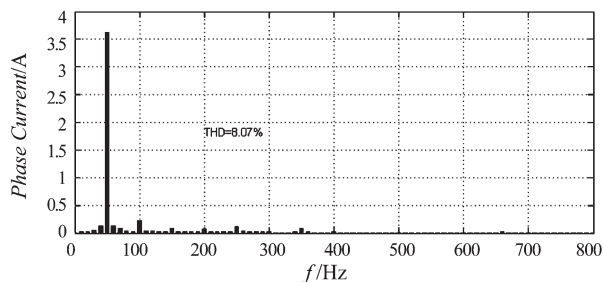
(a) 重构的相电流波形



(b) 重构的相电流 FFT 分析

图 17 $T_{\min} = 9 \mu\text{s}$ 时, BCPWM 重构相电流与 FFT

(a) 重构的相电流波形



(b) 重构的相电流 FFT 分析

图 16 $T_{\min} = 7 \mu\text{s}$ 时, BCPWM 重构相电流与 FFT

通过实验得知,如果 $T_{\min}$ 过小,采样母线电流信号尚未建立,重构相电流波形畸变严重;如果 $T_{\min}$ 过大, PWM 不对称输出产生谐波,重构出的相电流波形稍有畸变。两种 PWM 输出模式都需要合适的 $T_{\min}$ 才可达到的最好的相电流重构效果。

BCPWM 与 SVPWM 相比,由于各个扇区都有一相电压箝位,开关损耗降低,但输出电压的谐波更大,在同样的移相时间 $T_{\min}$ 下,重构出的波形畸变较大。

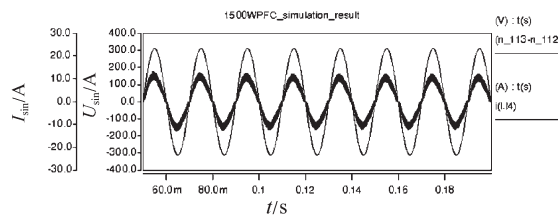
5 结束语

本研究针对 SVPWM 与 bus-clamped PWM 两种 PWM 调制方式下单电阻采样三相电流重构的原理进行了研究分析,并论述了通过非对称 PWM 输出解决非观测区问题的可行性,同时,针对 BCPWM 特有的不可观测区,提出了一种 PWM 调制模式切换的方法,实现了 BCPWM 方式下单电阻采样相电流重构的全区域观测。最后通过实验验证了算法的可行性,实验结果表明,在合适的采样时间 $T_{\min}$ 下,该方法可以实现相电流的准确重构。

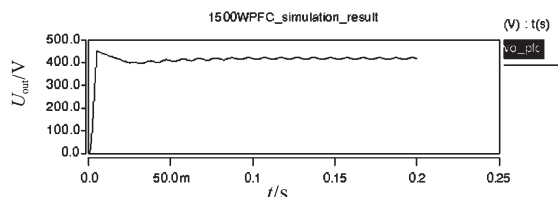
该技术在保持低成本的前提下,在两种 PWM 调制方式下都具备可行性,具有重要的实际意义与较高的应用价值。

(下转第 631 页)

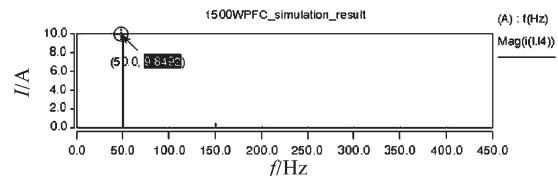
分析方法,有利于PFC技术的推广应用,例如,风电在照明中的应用、可调光电子镇流器等科研设计研究。



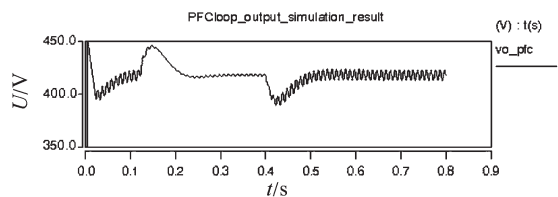
(a) 输入电源电压 V_{in} 与电流 I_{in} 波形



(b) 输出电压波形



(c) PFC电路的FFT频谱分析图



(d) PFC系统负载的动态特性波形

图6 仿真结果

参考文献(References):

- [1] RAYW F, DAV IS R M. The Definition and Importance of Power Factor for Power Electronics Converters[C]// European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 1988: 799-805.
- [2] 张卫平. 开关变换器的建模与控制[M]. 北京: 中国电力出版社, 2005: 24-27.
- [3] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [4] SKVARENINA T L. The Power Electronics Handbook[M]. CRC Press LLC, 2001.
- [5] RIDLEY R B. Average small-signal analysis of the boost power factor correction circuit [C]// VPEC Seminar Proceedings, 1990: 108-120.
- [6] 夏德铃, 翁贻方. 自动控制理论[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007.
- [7] 刘豹, 唐万生. 现代控制理论[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [8] SUNTIO T. Unified average and small-signal modeling of direct-on-time control[J]. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2006, 53(1): 287-295.
- [9] 余佳鑫, 彭达洲, 胥布工. 一种基于DSP的数字功率因数校正设计[J]. 机电工程技术, 2007, 37(11): 62-65.
- [10] 李晓明, 吕征宇. 基于DSP的单相Boost型数字PFC控制技术[J]. 机电工程, 2008, 25(1): 108-110.

[编辑: 李 辉]

(上接第590页)

参考文献(References):

- [1] 储剑波, 胡育文, 黄文新, 等. 一种变频器相电流采样重构技术[J]. 电工技术学报, 2010, 25(1): 111-117.
- [2] 高 强, 王 卫. 永磁同步电机单电阻无传感器控制研究[J]. 电工技术学报, 2007, 22(1): 149-152.
- [3] LI Ying, ERTUGRUL N. An observer-based three-phase current reconstruction using DC link measurement in PMAC motors[C]// IEEE 5th international Power Electronics and motion Control Conference. Shanghai: IEEE Press, 2006: 1-5.
- [4] LEE W C, HYUN D S, LEE T K. A novel control method for three-phase PWM rectifiers using a single current sensor[J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2000, 15(5): 861-870.
- [5] KIM H, JAHNS T M. Phase current reconstruction for AC motor drives using a DC link single current sensor and

measurement voltage vectors[J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2006, 21(5): 1413-1419.

- [6] 卜树坡. 基于电流重构技术的直接功率控制并网逆变器[J]. 电力电子技术, 2009, 43(4): 15-17.
- [7] 高 强, 刘桂花, 王 卫, 等. 一种永磁同步压缩机三相电流重构方法[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(2): 267-271.
- [8] 陈小波, 胡育文, 黄文新, 等. 基于单电阻电流采样的矢量控制算法研究[J]. 电气传动, 2011, 41(5): 15-19.
- [9] BLAABJERG F, PEDERSEN J K, JAEGER U, et al. Single current sensor technique in the dc link of three-phase PWM-VS inverters: a review and a novel solution [J]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1997, 33(5): 1241-1253.
- [10] 顾义坤, 倪风雷, 杨大鹏, 等. 基于母线电流传感器的相电流重构方法[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(6): 811-816.

[编辑: 李 辉]