

基于 Sigma-Delta AD 采样的双向有源桥变换器中变压器的直流偏置抑制*

欧朱建¹, 袁建华¹, 姚文熙², 王庭康²

(1. 国网江苏省电力有限公司南通供电分公司, 江苏南通 226006;

2. 浙江大学电气工程学院, 浙江杭州 310027)

摘要: 双有源桥(DAB)变换器兼具高效和高功率密度,且其能量可双向流动,从而得到广泛应用。DAB变换器易因电路参数、驱动信号不对称等因素造成磁不平衡,进而影响电路正常稳定工作。因此,设计了一种变压器绕组的直流偏置电流检测控制策略。该策略通过采样电阻和 delta-sigma($\Delta-\Sigma$)调制将电流转换为1位数据流,采样电阻放置在H桥直流端,可分别获得绕组正半周和负半周中电流平均值,相减可得绕组电流直流分量。同时,设计了一种DAB的直流电流抑制方法,通过设计控制器以实现微调任一桥臂的占空比来调节H桥输出电压的直流分量。最后,通过Matlab仿真验证了直流偏置电流检测与控制策略的有效性。

关键词: sigma-delta 调制; 双有源桥; 双向变换器; 直流偏置; 三移相

中图分类号: TM46 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)10-0017-07

doi: 10.12177/emca.2023.111

DC Bias Suppression of Transformer in Dual Active Bridge Converter Based on Sigma-Delta AD Sampling*

OU Zhu Jian¹, YUAN Jianhua¹, YAO Wenxi², WANG Ting Kang²

(1. State Grid Nantong Power Supply Company, State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd., Nantong 226006, China;

2. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Dual active bridge (DAB) converters has been widely used because of its high efficiency, high power density and bidirectional energy flow. DAB converters are prone to cause magnetic imbalance due to factors such as circuit parameters and asymmetric driving signals, which would affect the normal and stable operation of the circuit. Therefore, a DC bias detection and control strategy for transformer windings is proposed. This strategy uses the sampling resistance and $\Delta-\Sigma$ modulation, which can convert the current into a 1-bit high-speed data stream, and a sampling resistor is placed at the H-bridge DC end. From this, the average value in the positive and negative half cycles of winding current can be obtained, and the DC component of winding current can be obtained by subtracting it. At the same time, a DC suppression method for DAB is designed, which adjusts the DC component of the H-bridge output voltage by designing a controller to tune the duty cycle of any bridge arm. Finally, the effectiveness of DC bias current detection and control strategies has been verified through Matlab simulation.

Key words: sigma-delta modulation; dual active bridge(DAB); bi-direction converter; DC bias; triple phase shift

收稿日期: 2023-05-15; 收到修改稿日期: 2023-06-07

* 基金项目: 国网江苏省电力有限公司重点科技项目(J2022019)

作者简介: 欧朱建(1989—),男,博士,高级工程师,研究方向为电力电子、配网保护运维、电网线损率管控。

姚文熙(1977—),男,博士,副教授,研究方向为电机驱动控制,电力电子建模与控制。(通信作者)

0 引言

以石油、煤炭等化石能源为基础的传统能源结构受到严峻挑战,而太阳能、风能等可再生能源得到越来越广泛的应用。然而这些能源通常不能持续稳定的提供能量,但储能可以为可再生能源削峰填谷和缓冲能量。目前,可再生能源发电配合电池储能成为实现新能源稳定供给的可行方式。电池储能需要采用双向直流变换器,以便在发电量富裕的时候给电池充电存储,而当用电量大于发电量时,电池可放电给负载供电。

双向 DC/DC 变换器可实现储能中电池的充放电,包括隔离型和非隔离型两大类,绝大部分储能用变换器需要采用隔离型拓扑,以确保用户安全。主流的隔离型 DC/DC 拓扑包括双有源桥(DAB)和 CLLC 谐振变换器^[1],其中 DAB 具有元件数量少、软开关实现范围宽及在特定电压变比条件下效率高等优点,但同时在宽电压变比范围时有较大环流,影响转换效率。而 CLLC 变换器能够适应更宽的调压范围,但其需使用更多的元件,而且由于工作频率会发生变化,影响滤波器的设计,也增加了控制算法的设计难度。因此,对于电池应用场合,其在较低电压情况下工作时间短,主要工作区间的变压范围不宽,因而 DAB 可作为首选的储能用双向 DC/DC 变换器。

DAB 常用的控制策略包括单移相控制(SPS)、双移相控制(DPS)和三移相控制(TPS)^[2]。虽然 SPS 控制就可以实现原副边功率双向传输的控制目标,但是当原副边电压不匹配时,SPS 控制会出现很大的环流,导致损耗大幅增加^[3]。采用 DPS 和 TPS 能够在实现功率控制目标的同时,降低环流并扩大软开关的实现范围。

DAB 变换器直接将方波电压加在变压器绕组上,如果方波电压正负不对称而包含直流偏置电压,则很容易在变压器绕组中产生直流偏置电流,导致变压器偏磁,严重时变压器饱和过流。去除偏磁的传统方法是串联隔直电容,可有效防止直流电流的产生,但是这种方法需要在变压器的原副边两侧均添加隔直电容,隔直电容容值较大,额外增加了体积和成本^[4]。因此,通过控制的方法来消除直流偏置也受到了较多关注^[5],通过检测绕组电流,调整两个桥臂的占空比,形成闭环控

制来确保直流电流为零^[6]。文献[7]设计了 DAB 在各种工作模式下的直流偏置电流控制方法。然而,直流电流控制虽然并不复杂,但是检测绕组中的直流电流却需要增加额外的电流传感器,以及额外的平均值计算电路^[8]或者周期积分电路^[9]。直接的数字采样则需要高速 AD 采样才能在一个开关周期内获得足够多的采样点来计算直流电流。因此,采用控制的方法来去除直流偏置实际也增加了系统复杂度和成本。

因此,本文提出了一种基于 delta-sigma ($\Delta-\Sigma$)调制的直流电流检测策略,这种低成本的采样方法可将模拟信号转换成高速 1 位数据流。将采样电阻放置在两个桥臂的公共直流端,采用 $\Delta-\Sigma$ AD 采样,将 $\Delta-\Sigma$ 的数字抽取滤波器的周期设置为半个开关周期,取周期的时间与桥臂的下管开通时间同步。由此可分别获得绕组正半周和负半周中主要部分电流的平均值,相减获得绕组电流的直流分量。相较于采样电阻位于变压器绕组上的情况,采样电阻放置在两个桥臂的公共直流端可与直流电压采样、直流电流采样等其他控制电路共地,桥臂电流采样也可以用于功率器件的过流保护。故以此为基础设计了一种 DAB 的直流电流抑制方法。

1 DAB 工作原理

典型的 DAB 主电路拓扑如图 1 所示,包括左右 2 个 H 桥,中间连接变压器和电感,两侧通过电容滤波后接直流电源或者负载。DAB 可以实现功率的双向传输,因此两侧端口实际是对等的,都可以作为输入或者输出。为了描述方便,本文将变压器左侧称为原边,右侧称为副边。

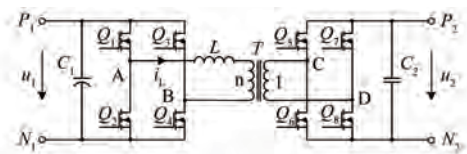


图 1 DAB 主电路

以原边为例,H 桥工作波形如图 2 所示,每个桥臂的上下开关管互补导通,占空比 50%,输出一个方波。两个桥臂输出的方波电压相位相反,相位上平移 t_1 ,两个方波相减得到 H 桥的输出电压,为正负对称的三电平脉冲波,如图 2 中的 u_{AB}

所示。其脉冲宽度由两个桥臂的相移时间 t_1 决定,用移相比 d_1 来表示,表达式为

$$d_1 = \frac{2t_1}{T_s} \quad (1)$$

式中: T_s 为开关周期。

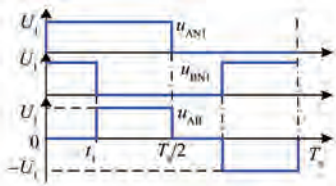


图2 H桥输出电压波形

同样,副边H桥也可输出类似的电压波形,定义其移相比为 d_2 。同时,原、副边H桥的输出电压之间也可进行移相,定义其移相比为 d_0 。可见,DAB一共包含3个控制量,分别是原副边H桥的内移相比和原副边之间的外移相比,其控制量的物理意义和典型的电压、电流波形如图3所示。图3中三个控制量将半个开关周期分成了4段,改变这些控制量可以对电感电流的大小和波形进行调节,以实现DAB的控制目标。DAB的控制目标包括3个:实现变换器传输功率的主控目标和两个提升变换器效率的优化目标。两个优化目标其一是实现开关管的零电压开通(ZVS),以降低变换器的开关损耗;其二是减小电感电流应力,以降低变换器的通态损耗。然而实现这三个控制目标并非易事,大量文献对此进行了研究,并给出了控制策略^[10-14]。本文直接采用了文献[14]的方法,总结控制系统结构如图4所示。

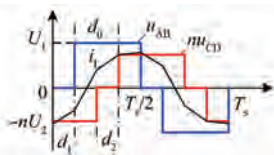


图3 DAB的工作波形

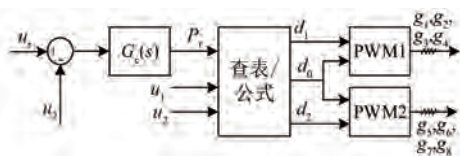


图4 DAB的控制框图

控制系统采用传输功率参考 P_r 作为中间控制量,通过调节传输功率来实现变换器的控制目

标。图4框图用于控制副边输出电压 u_2 , 其中的 $G_c(s)$ 是电压控制器,类似的方法也可以控制原边电压 u_1 , 或者控制原、副边的电流,也可以直接给定传输功率。控制量 P_r 产生三个移相比的理论计算比较复杂,需要兼顾实现软开关和最小化电感电流,可采用查表或者公式的方法来获取。

2 基于 Δ - Σ 调制的直流偏置抑制

H桥通常能产生正负对称的三电平方波电压,理想情况下不存在直流分量。然而,实际上由于受到元器件参数离散性等因素的影响,不可避免地存在直流偏置电压,而变压器绕组与电感串联支路的直流阻抗非常小,微小的直流电压都可能产生很大的直流电流。直流电流会使变压器偏磁,引起变压器磁路饱和,导致变压器过流故障。

2.1 Δ - Σ 调制原理

图5为使用 Σ - Δ 调制时的信号流。具体地,以5~20 MHz的速率对模拟信号进行采样,将其转换为1位数据流。然后,转换器对量化噪声进行整形,将其推到更高频率。转换器之后是通过滤波和抽取方式执行解调,滤波器将1位信号转换为多位信号,抽取过程将更新速率降低,使之与控制算法相匹配。

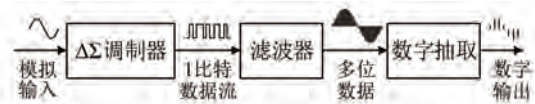


图5 Σ - Δ 调制时的信号流

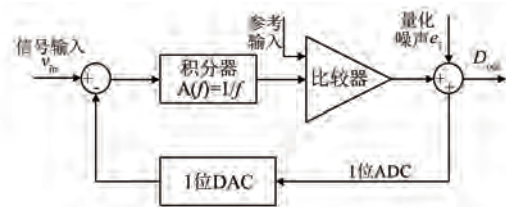


图6 Σ - Δ 调制器的框图

如图6所示为 Σ - Δ 调制器, Σ - Δ 系统量化当前 Σ 与先前插值 Σ (总和)之间的 Δ (差值),称为 Σ - Δ 调制。其是一个闭环反馈系统,目标是保持模拟输入和数字输出之间的误差尽可能小,由放大器、积分器、比较器和一个1位数模转换器(DAC)组成。其功能是将模拟信号转换成1位数据流,其原理是一个数模混合的负反馈系统,模拟

部分包含积分器和比较器,比较结果经时钟同步成 1 位数据流输出,同时通过 1 位 DA 转换成模拟信号负反馈到输入。由图 6 可知,Σ-Δ 调制器框图中各变量之间关系式为

$$D_{out} = (v_{in} - D_{out})A(f) + e(n) \quad (2)$$

式中: D_{out} 为 Σ-Δ 调制器输出的 1 位数据流; v_{in} 为输入 Σ-Δ 调制器的模拟信号; $A(f)$ 为积分器; $e(n)$ 为量化噪声。

根据式(2),输出信号可表示为

$$D_{out} = e(n) \underbrace{\left(\frac{f}{1+f}\right)}_{\text{HPF Noise transfer function}} + v_{in} \underbrace{\left(\frac{1}{1+f}\right)}_{\text{LPF Signal transfer function}} \quad (3)$$

由式(3)可知,Σ-Δ 调制器可分为高通部分和低通部分,显然频率越高噪声越大,且噪声功率不变使噪声大部分都被集中到了高频上。

滤波和抽取可以分两级完成,使用一个 sinc 滤波器可完成 1 比特数据流的高频滤波,其能在一级中完成这两个任务。sinc 滤波器表达式为

$$G_{av}(z) = \left(\frac{1}{DR} \frac{1-z^{-DR}}{1-z^{-1}}\right)^N \quad (4)$$

式中:DR 为抽取率;N 为滤波器阶数。

图 7 为 sinc 滤波器的抽取滤波频率响应示意图,由此可对 1 比特流信号中的高频谐波滤除,从而抽取得到实际低频信号。

2.2 基于 Δ-Σ AD 采样的直流电流偏置检测

本文基于 Δ-Σ 调制以 5~20 MHz 的速率对

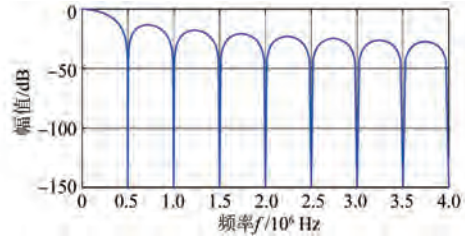


图 7 sinc 滤波器的抽取滤波频率响应

模拟信号进行采样的高带宽高信噪比特点,提出了一种基于 Δ-Σ ADC 的直流电流检测方法。其关键技术是通过 Δ-Σ 调制来获取直流偏置电流。Δ-Σ 调制是一种低成本的 AD 采样方法,其采样频率非常高,但原始采样数据只有 1 位分辨率,后续再通过数字积分器来还原信号。其可在采样速度和采样精度之间折中选择,是一种充分利用强大数字信号处理能力的采样方法,尤其适合周期平均值采样。其具体实现如图 8 所示,将采样电阻放置在两个桥臂的公共直流端,仍然采用 Δ-Σ AD 采样,将 Δ-Σ 的数字抽取滤波器的周期设置为半个开关周期,取周期的时间与桥臂的下管开通时间同步。由此可分别获得绕组正半周和负半周中主要部分电流的平均值,相减获得绕组电流的直流分量。由于 Q_2 开通时, Q_1 必然关断,因此 Q_2 开通时的电流 i_{Q_2} 就是绕组电流 i_p 的反数, $i_{Q_2} = -i_p$ 。同样, Q_4 开通时, $i_{Q_4} = -i_p$ 。

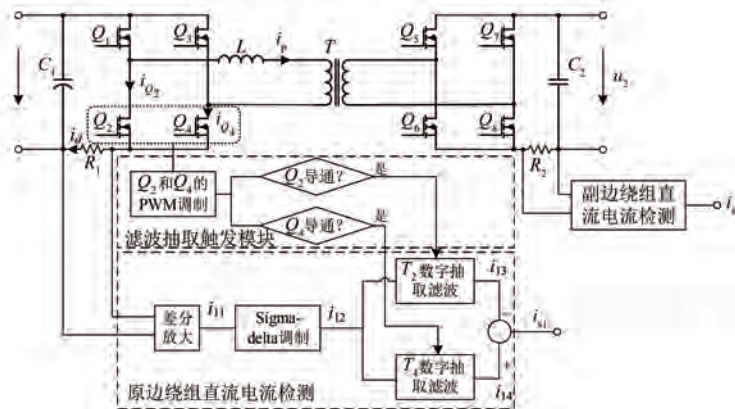


图 8 Δ-Σ AD 采样下直流电流偏置检测示意图

图 8 中各个模块具有如下特点:

(1) 滤波抽取触发模块是从开关管 Q_2 和 Q_4 的 PWM 调制中进行判断抽取周期。具体地,如果开关管 Q_2 导通,则触发 T2 数字滤波器进行抽

取滤波;如果开关管 Q_4 导通,则触发 T4 数字滤波器进行抽取滤波。

(2) 原边绕组直流检测模块是在滤波抽取触发模块的基础上,利用 Δ-Σ 调制产生的 1 位高速

数据流 i_{12} , 来获取直流偏置电流。具体地, 在 T2 数字滤波器获得滤波抽取触发模块信号后提取 Q_2 电流平均值, 即信号 i_{13} ; 在 T4 数字滤波器获得滤波抽取触发模块信号后提取 Q_4 电流平均值, 即信号 i_{14} 。两者相减即可获得变压器绕组直流偏置电流, 即 $i_{s1} = i_{14} - i_{13}$ 。

本文所提 DAB 变换器中绕组直流偏置电流的检测方法, 将采样位置换到直流侧可带来如下好处: 可减少采样干扰, 也能够与直流电压采样、直流电流采样等其他控制电路共地, 桥臂电流采样也可以用于功率器件的过流保护等。

2.3 基于 Δ - Σ 调制直流电流抑制的控制分析

在此基础上, 本文设计一种直流偏置电流数字化的控制调节机制。通过微调 H 桥其中一个桥臂的占空比就可以调节 H 桥输出电压的直流分量。因此, 设计控制框图如图 9 所示。

图 9 中, $G_{dc}(s)$ 为控制器; $G_{dp}(s)$ 为 H 桥输出电压与电流之间的传递函数; 控制信号 u_{dc} 为加在占空比上的直流偏置; u_{dd} 为系统中的直流电压干扰; u_{Abd} 为 H 桥输出电压的直流分量; i_{Ld} 为电感电流中的直流分量; $G_d(s)$ 为闭环系统引入的延迟。其中, 数字控制的计算更新将引入一个开关周期 (T_s) 的延迟, PWM 由于零阶保持器效应将近似等效为半个开关周期 ($T_s/2$) 的延时。计算周期平均值的延迟可近似为取平均值周期的一半, 设取平均的周期为开关周期的 m 倍, 则 $G_d(s)$ 的表达式如式(5)所示。

$$G_d(s) = e^{-\frac{(m+3)T_s}{2}s} \quad (5)$$

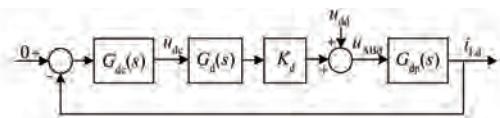


图 9 直流偏置的控制系统

由于只需考虑低频信号, 且信号较小, 忽略变压器原副边的耦合作用, 因而主电路的等效电路如图 10 所示, 其中 R_L 为支路电阻, L_T 为变压器的励磁电感。因此, $G_p(s)$ 的表达式如式(6)所示, 由于电感值相对很大, 而电阻值较小, 因此该系统为时间常数很大的一阶系统。

$$G_p(s) = \frac{1}{R_L + s(L + L_T)} \quad (6)$$

对于一阶系统, 可采用式(4)所示的 PI 控制器:

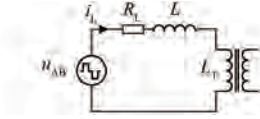


图 10 原边功率等效电路

$$G_{dc}(s) = k_p \frac{s + z}{s} \quad (7)$$

控制目标是抑制 u_{dd} 带来干扰的影响, 其传递函数如式(8)所示, 其抗干扰性能主要受控制器零点的影响, 可以依据对扰动抑制响应速度的要求来设计零点 z 。然后再设计不小于 40° 的相位稳定裕度来设计比例系数 k_p 。

$$\frac{i_{Ld}}{u_{dd}} = \frac{G_{dp}(s)}{1 + K_d G_{dc}(s) G_d(s) G_{dp}(s)} \quad (8)$$

设计完直流电流抑制的控制器后, 控制器将输出控制信号, 即可得到加在占空比上的直流偏置。基于 Δ - Σ AD 采样的直流偏置抑制实施框图如图 11 所示。具体地, 通过 Δ - Σ AD 采样的直流偏置检测模块, 可分别得到变压器绕组原边和副边上的直流电流偏置信号 i_{dc1} 和 i_{dc2} ; 设定直流偏置参考信号 i_{dref1} 和 i_{dref2} 为 0, 将其域实际偏置信号相减后可得直流偏置误差信号; 利用设计好的 PI 控制器实现跟踪控制; 控制器输出信号加在占空比上的直流偏置, 分别用于控制原边 H 桥第一桥臂开关管 Q_1 、 Q_2 , 副边 H 桥第一桥臂开关管 Q_5 、 Q_6 。因此, 可调节 H 桥输出电压实现直流电流的抑制。

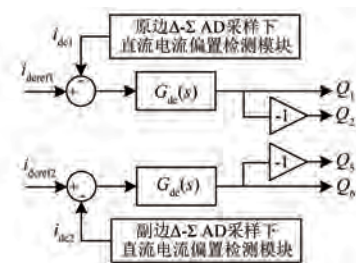


图 11 基于 Δ - Σ AD 采样的直流偏置抑制实施框图

3 仿真分析

为了验证本文所提方案的可行性, 利用 MATLAB/Simulink 软件建立仿真模型。 Δ - Σ AD 采样的仿真模型如图 12 所示, 包括两个部分: 第一部分是 Δ - Σ 调制, 如图 12(a) 所示; 第二部分是周期平均值滤波, 如图 12(b) 所示, 将 1 位数据

流恢复成实际信号。

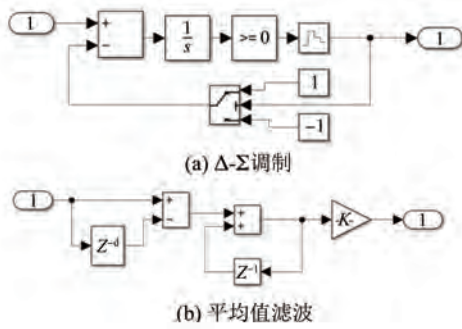


图 12 Δ - Σ AD 采样仿真模型

将 Δ - Σ AD 采样应用到 DAB 变换器的直流母线电阻两端电压的采样中, 分别获取两桥臂下管开通的分量, 相减后即可得变压器绕组直流分量。其中, 本文仿真中的 DAB 电路参数, 以及控制系统参数如表 1 所示。

表 1 DAB 电路参数与控制参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
输入电压/V	1000	电感/ μ H	105
输出电压/V	650	原边励磁电感/mH	1
功率/kW	10	原边电阻/ $m\Omega$	10
开关频率/kHz	50	变压器变比	5/3
Δ - Σ 调制频率/MHz	10	取平均值周期/ T_s	5
sinc 抽取率 DR	200	sinc 阶数 N	1
比例 k_p	0.001	相位裕度/ $^\circ$	70
零点 z	$2\pi 50$	穿越频率 ω_c /Hz	120

典型的工作波形如图 13(a) 所示, 其中上图波形为 DAB 原副边两个 H 桥的输出电压波形, 下图波形为变压器原边绕组的电流波形。在没有发生直流偏置时, DAB 运行下变压器绕组端口电压满足一个开关周期内伏秒平衡, 电感电流为 50 kHz 的周期分量且不存在直流分量。再对原边 H 桥第一桥臂中 Q_1 和 Q_2 开关管直接加入占空比偏移, 如图 13(b) 所示。由于没有直流偏置控制, PWM 输出总是不能完全对称, 使得 H 桥输出的方波电压存在一些直流偏置, 而变压器绕组对于直流信号呈现低阻抗, 微小的直流偏置电压都会形成很大的直流电流。当加入本文所提的直流偏置控制之后, DAB 的电压电流工作波形如图 13(c) 所示。由于加入了直流偏置控制策略, 电

流波形没有直流偏置, 这也证明了本文所提方法抑制变压器绕组直流偏置的有效性。

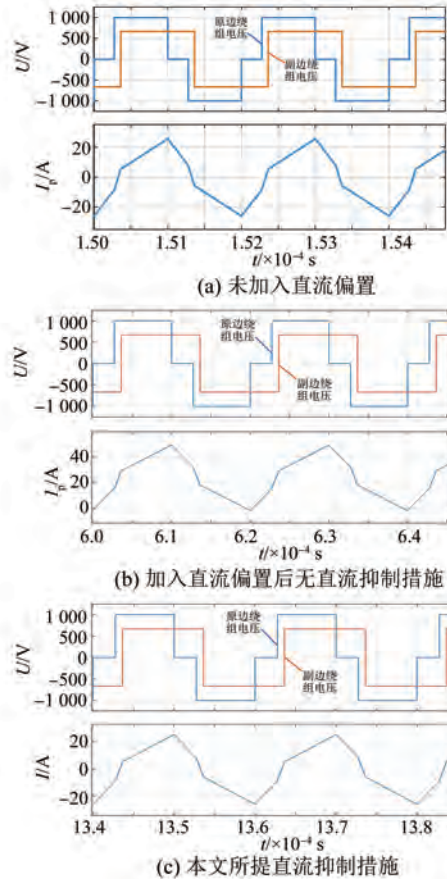


图 13 采样电阻端电压与 Δ - Σ AD 输出比特流

图 14 为直流侧采样电阻上电压与 Δ - Σ ADC 调制之后的 1 位高速数据流。通过 sinc 滤波器对 Δ - Σ ADC 调制输出的 1 位高速数据流滤波后即可得到对应的正负半周电流平均值。

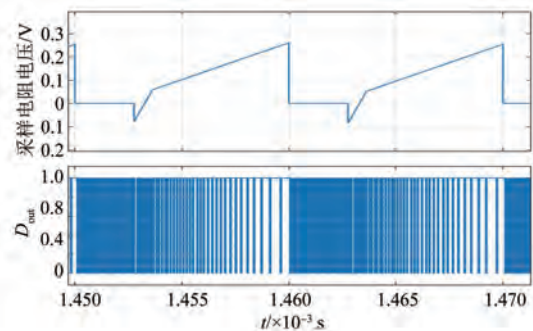


图 14 采样电阻端电压与 Δ - Σ AD 输出比特流

设置一个较长时间的仿真, 并在 0.002 5 s 时, 在 PWM 调制中加入 1% 的直流偏置, 在 0.005 s 时

加入 2% 的直流偏置, 仿真结果如图 15 所示, 从上至下分别为所提方法计算检测出的直流偏置、实际直流偏置和绕组电流波形。显然, 从图 15 可知, 在加入不同的直流偏置电流后, 检测出的直流电流偏置和实际的直流电流偏置近似相等, 说明了本文所提方法能够有效检测出该直流偏置。

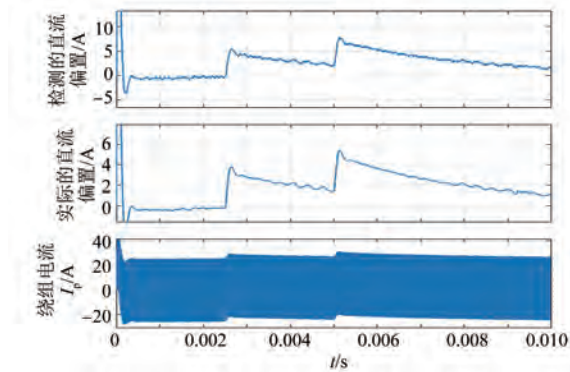


图 15 检测的与实际的直流偏置及 DAB 绕组电流

需要注意的是, 检测出的偏置和实际偏置依旧存在一定偏差, 这是因为 sinc 滤波器存在一定的延时, 此时 sinc 滤波器需要存储一定的数据。而触发后, sinc 滤波器会存储未触发之前的数据, 而该数据并非对应开关管导通情况下的数据, 因此总是存在一定的偏差。然而, 在没有直流偏置情况下, 检测偏差可忽略不计。尽管所提方法计算检测出的直流偏置和实际直流偏置存在一定的偏差, 但是在直流偏置情况下, 经过 PI 控制器的调节作用会对这部分偏差进行校正, 最终会抑制直流偏置。

图 16 给出了 1 位高速数据流、经过两路数字抽取滤波之后的 i_{13} 和 i_{14} 电流波形。由图 15 和图 16 可知, 显然, 基于 $\Delta-\Sigma$ AD 下, 采用本方法计算出的直流偏置可以比较真实的反应实际绕组中的直流偏置, 且发生直流偏置后经过直流偏置抑制控制器调节占空比后可有效抑制直流偏置, 取

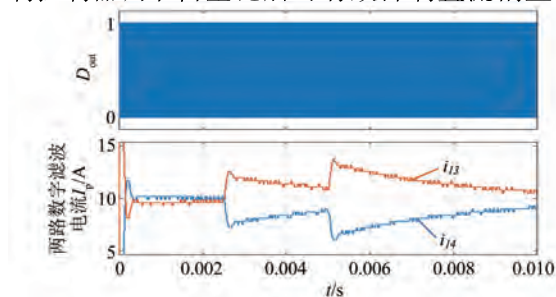


图 16 $\Delta-\Sigma$ AD 输出比特流与两路数字滤波电流波形

得了良好的直流偏置控制性能。

4 结 语

本文针对 DAB 中变压器绕组的直流偏置问题展开研究, 提出了一种基于 $\Delta-\Sigma$ AD 的直流电流采样方法。通过将采样电阻放置于公共直流端, 利用 H 桥臂两个下管开通期间内分别采样, 由此可获得绕组正半周和负半周电流平均值, 相减可得绕组直流电流分量。该方法可减少采样干扰, 也能够与直流电压采样、直流电流采样等其他控制电路共地, 桥臂电流采样也可以用于功率器件的过流保护等。进一步地, 对直流偏置的控制系统进行建模和控制参数设计, 根据对扰动抑制的响应速度设计了 PI 控制参数。最后, 仿真模型验证了所提变压器绕组直流偏置电流检测方法可有效检测偏置电流, 以及抑制控制策略能有效抑制直流偏置。

【参考文献】

- [1] 王攀攀, 徐泽涵, 王莉, 等. 基于三重移相的双有源桥 DC-DC 变换器效率与动态性能混合优化控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18): 4720-4731.
- [2] 邱响龙. 隔离型 DC/DC 变换器控制系统的研究[D]. 北方工业大学, 2022.
- [3] 孙路成, 刘春喜, 程福临, 等. 双有源全桥直流变换器脉宽加移相调制优化策略[J]. 电工电能新技术, 2022, 41(8): 20-32.
- [4] 何国锋, 李小敏, 董燕飞, 等. 基于宽禁带元件的电池储能用双向直流变换器[J]. 可再生能源, 2022, 40(3): 377-382.
- [5] 王君瑞, 郭腾, 吴新举, 等. 基于模糊补偿 DPS 控制蓄电池充电系统研究[J]. 电力电子技术, 2022, 56(8): 85-88.
- [6] 张心波, 张一鸣, 付强, 等. 一种新型宽范围 ZVS 三电平全桥 DC/DC 变换器[J]. 电气自动化, 2017, 39(5): 3-5.
- [7] 张泽. 宽范围 DAB 变换器优化与控制研究[D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2022.
- [8] ZHAO B, SONG Q, LIU W H, et al. Current-stress-optimized switching strategy of isolated bidirectional DC-DC converter with dual-phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(10): 4458-4467.

(下转第 38 页)