DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2514695

桥式自激型低功耗磁通门大电流传感器

杨孝慧,冯卓明,易鑫春,赵建安,杨国梁
(华中科技大学集成电路学院 武汉 430074)

摘 要:针对目前高压电池管理系统应用领域下磁通门电流传感器存在的电路结构复杂、测量范围有限、功耗高,以及量程扩展与功耗控制间难以兼顾等问题,基于开环原理,提出了一种新型全桥式自激磁通门大电流传感器设计方案。将桥式自激结构和施密特触发机制相结合,有效消除了传统方案中的死区限制,降低了电路的复杂度。深入分析该全桥激励电路的工作机理,通过理论推导建立了平均激励电流、激励电压占空比与被测电流间的精确数学模型,为全桥式激励电路的电流检测提供了理论依据。在此基础上,明确了影响传感器量程、功耗的关键参数。仿真结果表明,所设计的电流传感器在实现宽量程的同时能有效控制功耗,并具有良好的稳定性和线性度,在不同测量范围内,其理论非线性误差均低于 0.06%。最后进行实验对比测试,结果表明,所设计的传感器能够实现高达±1 500 A 的宽范围电流测量。在功耗测试时,满量程范围内的最大功耗仅为 5.4 W,有效解决了大电流检测场景下量程扩展和功耗控制之间的矛盾,实现了二者间的协同优化。与现有同类型主流商用传感器及传统激励方案相比,所提出的设计方案在量程、功耗及线性度等方面均展现出显著优势。本研究为高压电池管理系统下大电流检测提供了一种有效的解决方案,具有较高的实用价值。

关键词:全桥拓扑;自激磁通门;高压电池管理系统;开环;大电流传感器
中图分类号:TM933.12 TM89 TH89 **文献标识码**:A **国家标准学科分类代码**:510.10

The high-current sensor based on self-excited low-power bridge-type fluxgate

Yang Xiaohui, Feng Zhuoming, Yi Xinchun, Zhao Jian'an, Yang Guoliang
(*School of Integrated Circuits, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China*)

Abstract: The current fluxgate typed current sensors for the high-voltage battery management systems face the several challenges including the complex circuit structures, limited measurement ranges, high power consumption, and difficulty of balancing range expansion with power control. Accordingly, this study proposes a novel full-bridge self-excited fluxgate high-current sensor design based on open-loop principles. By integrating a self-excitation bridge structure based on the Schmitt trigger mechanism, the dead zone limitations of traditional designs are effectively eliminated and the corresponding circuit complexity is reduced. The in-depth analysis of the full-bridge excitation circuit's operational mechanism establishes the precise mathematical models as function of average excitation current, excitation voltage duty cycle, and measured current. This provides a theoretical foundation for the current detection with the full-bridge excitation circuit, which also identifies the key parameters influencing the sensor's measurement range and power consumption. Simulation results demonstrate that the designed current sensor achieves wide-range measurement with the excellent stability and linearity while effectively controlling power consumption. The theoretical nonlinearity error remains below 0.06% across all measurement ranges, and the experimental comparison tests confirm the sensor's capability of measuring currents up to ±1 500 A. The maximum power consumption within the full-scale range was only 5.4 W during the power consumption testing, which provides the synergistic optimization and effectively resolves the trade-off between range expansion and power consumption control of high-current detection scenarios. Compared to the mainstream commercial fluxgate sensors and the traditional excitation schemes, the proposed design demonstrates significant advantages in range, power consumption, and linearity. In conclusion, this research provides an effective solution for the high-current detection in the high-voltage battery management systems, demonstrating the important application value.

Keywords: full-bridge topology; self-excited fluxgate; high-voltage battery management system; open-loop; high-current sensor

收稿日期:2025-11-19 Received Date: 2025-11-19

0 引 言

在“双碳”战略推动下,新能源汽车迅速发展[1-3],其对大功率电机的需求使得高压电池管理系统(battery management system,BMS)成为主流[4-6]。

电流传感器作为 BMS 中保障电池安全、延长寿命的核心部件,其性能面临更高挑战,需具备大量程、高精度、快速响应及小尺寸等特性[7-9]。目前电流检测方法众多,如霍尔效应、磁阻、磁通门等,文献[10-13]对这些方法进行了详细的分析。相比较而言磁通门电流传感器具有测量范围大、精度高、功耗低、温度特性优异等优点,是目前高压 BMS 直流大电流测量的重点研究方向[14]。尽管磁通门电流传感器在理论上表现出卓越优势,但在实际应用中仍面临一些挑战。其中量程扩展和功耗控制间的矛盾尤为突出。通常情况下,为提高量程往往要求激励电路具备较大的驱动能力,但这直接导致激励电路与磁芯损耗增大,系统整体功耗上升,从而影响测量精度及电池状态估算的可靠性[15];相反,若因降低功耗而减小激励,则容易使磁芯工作在非充分饱和区,不仅限制了传感器量程,还可能影响其线性度和精度。因此,如何在有限空间设计具有大量程、低功耗的磁通门电流传感器成为当前高压 BMS 下的研究难点。

近年来国内外在磁通门直流大电流测量方面展开了一系列研究。文献[16]采用 RL 多谐振荡电路作为激励电路,结构简单,但驱动能力不足,功耗大,使得大电流测量难以实现。为解决此问题,文献[17]采用半桥逆变器作为激励电路,虽显著降低了功耗,但激励电压也随之降低,同样限制了量程扩展。文献[18]采用全桥逆变器作为激励电路,虽提高了驱动能力,但引入了悬浮驱动,同时还需设置死区,不仅结构复杂,增加了电路损耗,更影响了测量精度。文献[19]采用 4 个金属氧化物半导体场效应晶体管(metal-oxide-semiconductor field-effect transistor,MOSFET)组成的桥式逆变电路进行磁芯激励,需依赖 MOSFET 管的阈值电压来控制电路的翻转,量程有限。文献[20]提出了基于 5 个 MOSFET 管的全桥自激振荡电路,虽消除了死区和悬浮驱动,但仍需对 MOSFET 管进行反向驱动,电路结构仍较为复杂,且实测量程仅有 100 A。可见,现有研究虽通过改进激励电路提高驱动能力或减小电路损耗,但仍未能实现量程和功耗的协同优化。

针对上述问题,提出了一种新型全桥式开环自激振荡拓扑结构。通过深入分析该电路的工作机理,在扩展量程的同时,还有效降低了功耗。并在此基础上建立平均激励电流、激励电压占空比与被测电流间的精确理论模型,具有较好的线性度,为解决高压 BMS 领域大电流传感难题提供了一种简单、高效且可靠的解决方案。

1 理论分析

1.1 系统结构与振荡机理

自激式磁通门电流传感器结构如图 1 所示,包括传感器探头和激励电路两个部分。其中激励电路包括全桥逆变电路和比较电路,全桥逆变电路由 5 个开关管(Q_1~Q_5)组成,Q_1 和 Q_2 是 P 沟道 MOSFET 管(P-channel MOSFET,PMOS),栅极电压为低电平时导通;Q_3、Q_4 和 Q_5 是 N 沟道 MOSFET 管(N-channel MOSFET,NMOS),栅极电压为高电平时导通;比较电路采用施密特触发结构,实现双限电压比较。该激励电路振荡核心是利用限流电阻两端的电压控制比较器的翻转,从而控制 Q_5 的开断,进而改变电流的流向,实现 MOSFET 管的翻转,最终使得磁芯双向饱和。

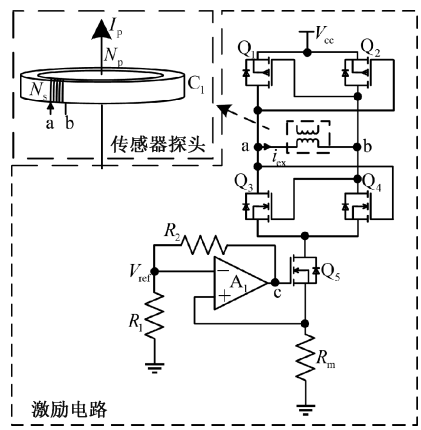
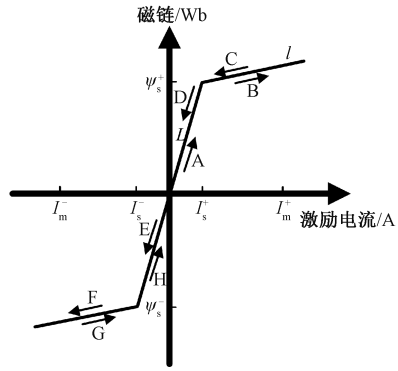


图 1 自激式磁通门电流传感器结构

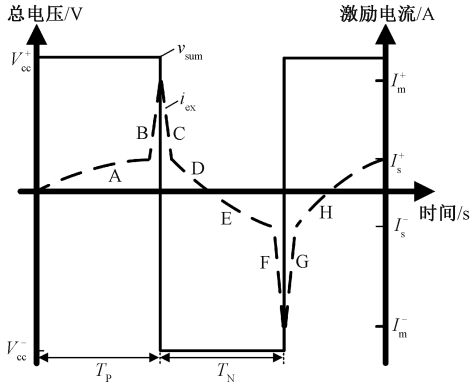
Fig. 1 Block diagram of the self-excited fluxgate current sensor

当被测电流为 0 时,激励磁芯的磁化曲线、回路总电压和激励电流的波形如图 2 所示。



(a) 磁化曲线

(a) Magnetization curve



(b) 回路总电压和激励电流波形
(b) Waveforms of the main loop voltage and excitation current

图 2　被测电流为 0 A 时,激励磁芯的磁化曲线、回路总电压和激励电流波形

Fig. 2　Waveforms of magnetization curve, main loop voltage, and excitation current of the magnetic core when the measured current is 0 A

图 2(a)为磁芯的磁化曲线波形,图 2(b)为回路总电压和激励电流波形。本全桥逆变电路的振荡过程可分为 4 个阶段:

1)假设刚上电时 Q_1 和 Q_4 先导通,Q_2 和 Q_3 断开,且比较器输出高电平,则 a 为高电平,b 为低电平,c 为高电平,Q_5 导通,此时磁芯 C_1 工作在线性区 A,电流通路为 $Q_1\rightarrow Q_4\rightarrow Q_5$。由于激励绕组的存在,激励电流不能突变,激励电流 i_{ex} 从 0 逐渐增大,限流电阻电压也逐渐增大。当达到正向饱和 I_s^+ 时,磁芯 C_1 进入正向饱和区 B,激励电流 i_{ex} 迅速增大,限流电阻电压也迅速上升,直至限流电阻电压达到阈值电压 V_{ref}。

2)此时比较器翻转输出低电平,Q_5 断开。由于磁芯上的电流不能突变,电流仍然从 a 流向 b,电流通路为 $Q_5\rightarrow Q_3\rightarrow Q_2$,此时 b 为高电平,a 为低电平,$Q_1$ 和 Q_4 断开,Q_2 和 Q_3 导通;由于限流电阻上的电流反向,比较器再次翻转,c 为高电平,Q_5 导通。此时磁芯工作在正向恢复区 C 和 D,激励电流 i_{ex} 减小,直至为 0。

3)此时磁芯进入线性区 E,电流通路为 $Q_2\rightarrow Q_3\rightarrow Q_5$,激励电流 i_{ex} 反向缓慢增大,限流电阻电压也缓慢增大。当达到反向饱和时,磁芯工作在负向饱和区 F,激励电流 i_{ex} 迅速上升,限流电阻电压也迅速上升,直至限流电阻电压再次达到阈值电压 V_{ref}。

4)此时比较器翻转,c 为低电平,Q_5 断开,电流通路为 $Q_5\rightarrow Q_4\rightarrow Q_1$,此时 a 为高电平,b 为低电平,$Q_1$ 和 Q_4 导通,Q_2 和 Q_3 断开;同时由于限流电阻上的电流反向,比较器再次翻转,c 为高电平,Q_5 导通。磁芯进入反向恢复区 G 和 H,激励电流 i_{ex} 减小直至为 0。

此后激励磁芯重新进入线性区 A,并重复上述过程。

1.2　传感器检测模型

目前磁通门电流传感器典型的检测模型有平均电流法[19]、占空比法[16,21]和时间差法[22-24],其中平均电流模型和占空比模型均是基于传统 RL 多谐振荡电路建立的,其是否同样适用于全桥拓扑结构则缺乏相关文献分析。针对此问题,基于所提出的桥式激励电路对这两种模型进行进一步分析和验证,以完善全桥自激电路的检测方案。

假设 $t=0$ 时刻,回路总电压 v_{sum} 刚好由负向峰值 V_{cc}^- 变为正向峰值 V_{cc}^+,此时激励电流 i_{ex} 刚好达到负向峰值 I_m^-,如图 3 所示。

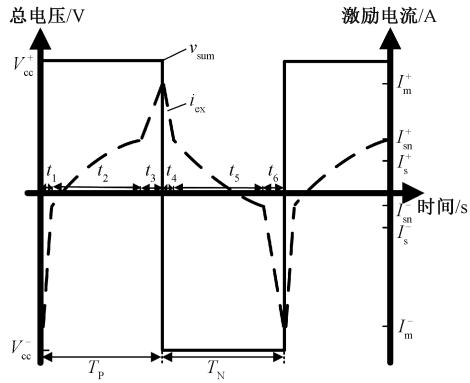


图 3　激励磁芯回路总电压和激励电流波形

Fig. 3　Waveforms of the main loop voltage, and excitation current for the magnetic core

于是有 $t=0$ 时刻的激励电流为:

$$i_{ex}(0)=I_m^-=-I_m \tag{1}$$

在 $0\leqslant t\leqslant t_1$ 时间间隔内,磁芯工作在磁化曲线的负向饱和区,激励绕组自感为 l,于是得到该时间间隔内激励电流的微分方程为:

$$V_{cc}=i_{ex}(t)R+l\frac{di_{ex}(t)}{dt} \tag{2}$$

由式(1)和(2)可得该时间间隔内的电流方程为:

$$i_{ex}(t)=I_c-(I_c+I_m)e^{-\frac{t}{\tau_1}} \tag{3}$$

式中:$\tau_1=\dfrac{l}{R}$。

在 $t=t_1$ 时刻,激励电流正好达到负向饱和值 I_{sn}^-。此后($t_1\leqslant t\leqslant t_1+t_2$)磁芯工作在线性区,激励电流缓慢增大,激励绕组自感为 L,直到磁芯达到正向饱和。激励电流方程为:

$$i_{ex}(t)=I_c-(I_c+I_s-I_{p1})e^{\frac{t_1-t}{\tau_2}} \tag{4}$$

式中:$\tau_2=\dfrac{L}{R}$。

在 $t_1+t_2\leqslant t\leqslant t_1+t_2+t_3=T_p$ 时间间隔内,磁芯

工作在正向饱和区,激励绕组的自感为 l,激励电流迅速增大,直到达到激励电流峰值。此时段内激励电流方程为:

$$i_{ex}(t) = I_c - (I_c - I_s - I_{p1})\mathrm{e}^{\frac{t_1+t_2-t}{\tau_1}} \tag{5}$$

同理可得到整个振荡周期内激励电流的表达式为:

$$i_{ex}(t) = \begin{cases} I_c-(I_c+I_m)\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau_1}}, & 0\leqslant t\leqslant t_1 \\ I_c-(I_c+I_s-I_{p1})\mathrm{e}^{\frac{t_1-t}{\tau_2}}, & t_1\leqslant t\leqslant t_1+t_2 \\ I_c-(I_c-I_s-I_{p1})\mathrm{e}^{\frac{t_1+t_2-t}{\tau_1}}, & t_1+t_2\leqslant t\leqslant T_P \\ -I_c+(I_c+I_m)\mathrm{e}^{\frac{T_P-t}{\tau_1}}, & T_P\leqslant t\leqslant T_P+t_4 \\ -I_c+(I_c+I_s+I_{p1})\mathrm{e}^{\frac{T_P+t_4-t}{\tau_2}}, & T_P+t_4\leqslant t\leqslant T_P+t_4+t_5 \\ -I_c+(I_c-I_s+I_{p1})\mathrm{e}^{\frac{T_P+t_4+t_5-t}{\tau_1}}, & T_P+t_4+t_5\leqslant t\leqslant T_P+T_N \end{cases} \tag{6}$$

假设实际电路中磁芯具有高度非线性,即 $L \gg l$,且 $I_c \gg I_m \gg I_{p1}$,根据文献[16]的简化方法,可得到平均激励电流与被测电流间的理论方程为:

$$I_{ex} = \frac{V_c}{R} = -\frac{I_p N_p}{N_s} \tag{7}$$

激励电压占空比与被测电流间的理论方程为:

$$D = \frac{1}{2} - \frac{RN_p}{2V_{cc}N_s}I_p \tag{8}$$

振荡周期为:

$$T = \frac{4N_s B_s A_e}{V_{cc}} \tag{9}$$

式中:B_s 为饱和磁感应强度;A_e 为有效横截面积。

1.3 传感器量程

根据自激式磁通门电流传感器的振荡原理,可推导量程的影响因素。设 PMOS 管的导通电阻为 R_{pmos},阈值电压为 $V_{P_gs(th)}$;NMOS 管的导通电阻为 R_{nmos},阈值电压为 $V_{N_gs(th)}$。

为保证自激电路在同一阶段只有一对 MOSFET 管导通,形成单向激励电流,其栅源电压间的关系应满足:

$$\begin{cases} V_{cc} - V_a < |V_{P_gs(th)}| \\ V_a > V_{N_gs(th)} \end{cases} \tag{10}$$

式中:V_{cc} 为电源电压;V_a 为 a 点电压。

为确保在最大被测电流 I_{pn} 下,磁芯仍能进入饱和状态,激励电流峰值需满足:

$$I_m = \frac{V_{ref}}{R_m} > \frac{I_{pn}N_p}{N_s} \tag{11}$$

式中:I_m 为激励电流峰值;R_m 为限流电阻;N_p 为原边绕组匝数;N_s 为激励绕组匝数。式(11)直接决定了传感器的理论量程上限。

然而,I_m 的实际值受限于自激振荡的建立与维持条件。

1)自激振荡的启动依赖于比较器的翻转,这就要求限流电阻上的电压能达到阈值电压,即:

$$I_m < I_c = \frac{V_{cc}}{R} \tag{12}$$

式中:I_c 为理论上回路可达到的最大电流;$R = R_c + R_m + R_{mos}$,$R_{mos} = 2R_{nmos} + R_{pmos}$,$R_c$ 为激励绕组内阻。

2)为避免电流上升期间 PMOS 管因栅极电压升高而提前关断,其栅源电压必须始终高于阈值,即:

$$V_{cc} - V_b > |V_{P_gs(th)}| \tag{13}$$

式中:V_b 为 b 点电压。

根据式(10)可计算得到 MOSFET 管参数的约束条件,即:

$$\begin{cases} R_{pmos} < \dfrac{|V_{P_gs(th)}|(R_c + R_m + R_{nmos})}{V_{cc} - |V_{P_gs(th)}|} \\ R_{pmos} < \dfrac{(V_{cc} - V_{N_gs(th)})(R_c + R_m + R_{nmos})}{V_{N_gs(th)}} \end{cases} \tag{14}$$

根据式(11)~(13)可计算出阈值电压 V_{ref} 和限流电阻 R_m 的取值范围为:

$$\begin{cases} \dfrac{I_{pn}N_p}{N_s}R_m < V_{ref} < \dfrac{V_{cc}}{R}R_m \\ R_m < \dfrac{V_{cc}(R_c + R_{pmos}) - |V_{P_gs(th)}|(R_c + R_{mos})}{|V_{P_gs(th)}|} \end{cases} \tag{15}$$

此外,为保证式(15)成立,需满足:

$$\frac{I_{pn}N_p}{N_s}R_m < \frac{V_{cc}}{R}R_m \tag{16}$$

即:

$$R_m < \frac{V_{cc}N_s}{I_{pn}N_p} - R_c - R_{mos} \tag{17}$$

结合式(15)和(17)可简化阈值电压 V_{ref} 和限流电阻 R_m 取值范围为:

$$\begin{cases} R_m < \dfrac{V_{cc}N_s}{I_{pn}N_p} - R_c - R_{mos} \\ R_m < \dfrac{V_{cc}(R_c + R_{pmos}) - |V_{P_gs(th)}|(R_c + R_{mos})}{|V_{P_gs(th)}|} \\ \dfrac{I_{pn}N_p}{N_s}R_m < V_{ref} < \dfrac{V_{cc}}{R}R_m \end{cases} \tag{18}$$

根据式(11)和(18)可知,要想提高传感器量程,阈值电压 V_{ref} 应尽可能大,限流电阻 R_m 应可能小,但同时也受电源电压 V_{cc}、原边绕组匝数 N_p、激励绕组匝数 N_s、内阻 R_c 以及 MOSFET 管等参数的限制,实际设计中需结合传感器性能综合考虑。

1.4　传感器功耗

不同被测电流下流经限流电阻的电流波形如图 4 所示。

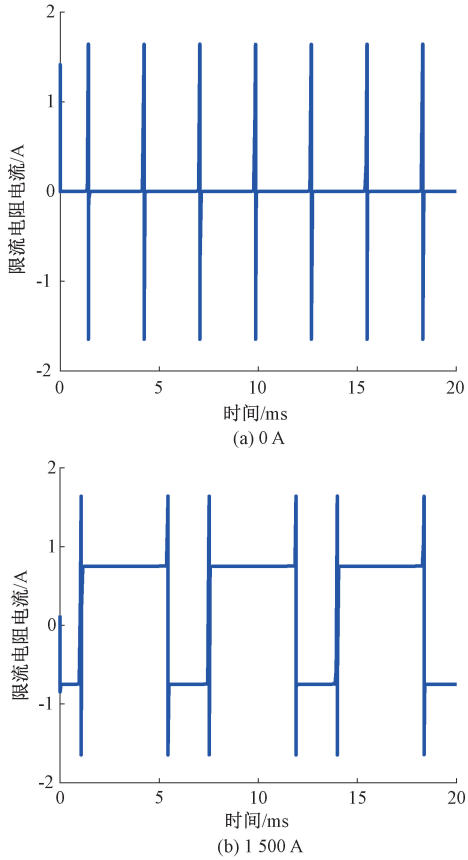


图 4　不同被测电流下流经限流电阻的电流波形

Fig. 4　Waveforms of the different measured currents through the current-limiting resistor

图 4(a)和(b)分别是被测电流为 0 和 1 500 A 时流经限流电阻的电流波形,正半周期内其方向与激励电流方向相同,负半周期相反,且宽度与激励电压占空比保持一致。因此其平均值等于平均激励电流与对应占空比的乘积,根据式(7)和(8)可计算得到限流电阻平均电流的计算公式为:

$$I_{R_m} = \frac{RN_p^2}{V_{cc}N_s^2}I_p^2 \tag{19}$$

在本传感器中,流经限流电阻的电流等同为电源电流,相应地式(19)也可以表示为流经电源的平均电流值。由此可计算传感器功耗为:

$$P = V_{cc}I_{R_m} = \frac{RN_p^2}{N_s^2}I_p^2 \tag{20}$$

根据式(20)可知,传感器功耗与回路总电阻 R、原边绕组匝数 N_p 成正比,与激励线圈匝数 N_s 成反比,且随着电流的增大,功耗也呈平方倍增加。而传感器量程刚好与功耗相互矛盾,在结构确定后,需要设计合适的参数,在保证系统功耗较低的同时,提高传感器量程。

2　仿真验证

为验证上述理论分析的可靠性并评估所提方案的性能,基于图 1 所示的传感器电路结构利用 PSpice 建立了仿真模型。根据式(14)、(18)和(20)对关键器件参数的限制,激励磁芯 C_1 采用高磁导率、低矫顽力和低磁滞损耗的铁基纳米晶带材 1K107B 加工而成,具体参数如表 1 所示,为保证仿真结果更贴合实际,将磁芯的实际参数代入仿真模型中;原边与激励绕组匝数比设置为 1∶2 000,内阻为 6.8 Ω;全桥逆变电路选用 SI2319DS(PMOS)和 SI2308DS(NMOS)作为开关管,具有低损耗、快速响应等特点;比较电路选用 LM393 放大器,具有良好的温度稳定性;电源电压设置为 15 V,限流电阻为 0.1 Ω,阈值电压为 163 mV。实际设计中会在磁芯旁串联一个采样电阻 R_s,其值为 0.1 Ω。

表 1　磁芯参数

Table 1　Magnetic core parameters

有效横截面积/cm^2	有效磁路长度/cm	饱和磁感应强度/T	有效相对磁导率
0.1	24.34	1.25	80 000

1)量程仿真分析

对不同被测电流下的传感器工作情况进行仿真,具体结果如图 5 所示。图 5(a)、(b)分别是被测电流为 0 和 1 500 A 时激励电压和激励电流的仿真波形。当被测电流为 0 A 时,激励电压和激励电流波形对称,一个周期内回路总电压的占空比为 50%,平均激励电流为 0;当被测电流为 1 500 A 时,其所产生的直流偏置磁场会引发磁芯非对称饱和,磁芯在正半周期内提前饱和,负半周期内滞后饱和,由此造成磁芯正向饱和时间小于负向饱和时间,回路总电压的占空比小于 50%,周期平均电流为负。这一结果直观验证了前文所建立的平均电流模型和占空比模型与被测电流间的线性关系。

2)功耗仿真分析

图 6 为±1 500 A 范围的功耗仿真结果。由图 6 可知,随着被测电流的增大,功耗呈平方倍增长,与式(20)揭示的规律一致。满量程下传感器的最大功耗为 4.07 W,与式(20)计算的理论值 4.05 W 相符。仿真结果表明:全桥结构在实现宽量程的同时能有效控制功耗,实现了量程与功耗间的协同优化。

3)线性度仿真分析

如图 7 所示,分别是对±1 500 A 全量程及±200 A 小

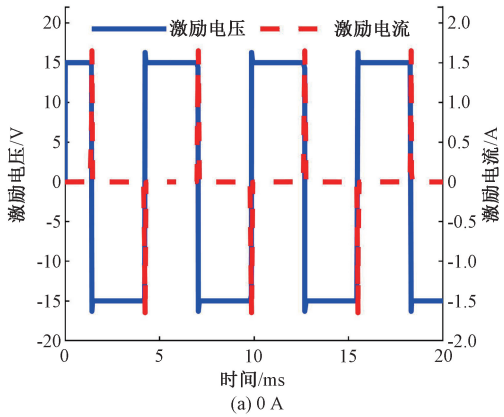


图 5 不同被测电流下激励电压和激励电流波形

Fig. 5 The excitation voltage and current Waveforms under different measured currents

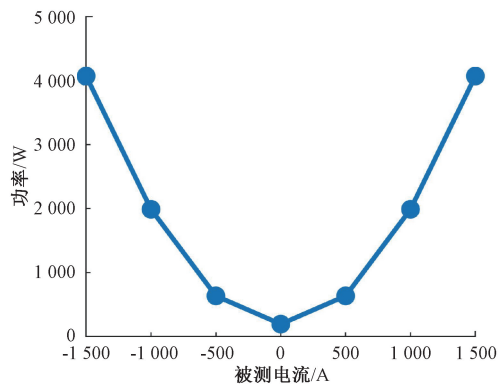


图 6 满量程范围内功耗测试结果

Fig. 6 The power consumption test results across the full-scale range

电流段下的仿真结果。其中,图 7(a)、(b)分别为基于平均电流模型和占空比模型的线性拟合结果。测得两种电流范围内,平均电流模型的灵敏度均为 0.049 mΩ,与式(7)计算的理论值 0.05 mΩ 一致,仅相差 2%,非线性误差分别为 0.05% 和 0.004%;占空比模型的灵敏度均为 0.011 8 %/A,与式(8)计算的理论值 0.012 %/A 仅相差 1.67%,非线性误差分别为 0.06% 和 0.018%;振荡频率为 177.6 Hz,接近式(9)的理论结果 179.9 Hz。仿真结果表明:所提出的新型全桥自激磁通门传感器将桥式自激结构和施密特触发机制相结合,能够在±1 500 A 范围稳定工作,具有较高的线性度,其灵敏度与理论模型高度一致。

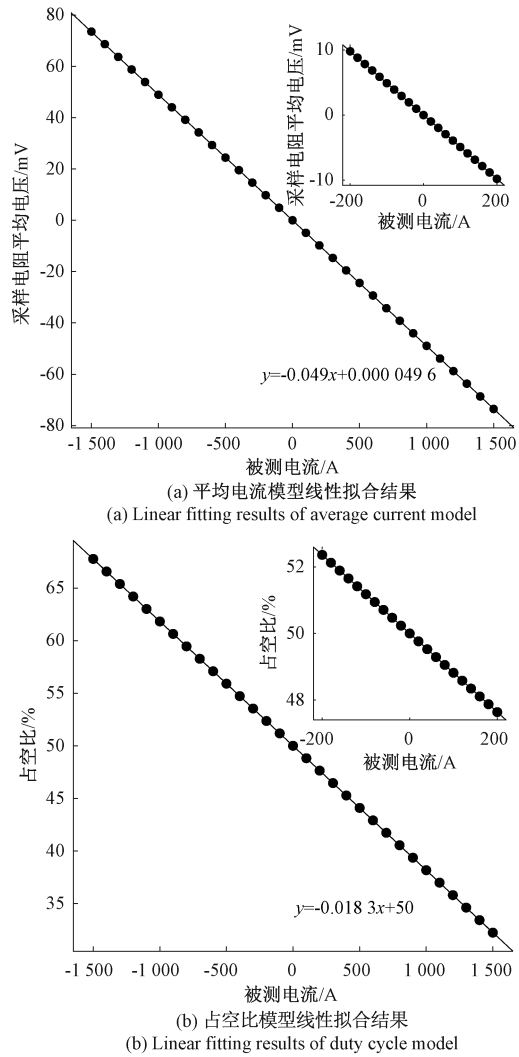


图 7 整个测量范围内被测电流线性拟合结果

Fig. 7 The linear fitting results of measured current across the full-range

3 实验测试

为全面评估新型全桥式磁通门电流传感器在实际环境下的性能,搭建了如图 8 所示的实验测试平台。该平台主要由直流电压源、大功率直流电源、SIGLENT SDS5034X 数字示波器、Agilent 34401A 六位半数字万用表及电流传感器样机组成。由于现有直流电源的最大电流为 160 A,为验证传感器在±1 500 A 满量程下的性能,采用等安匝法,将传感器原边绕组匝数设置为 10 匝。测

试时,通过大功率直流电源向传感器原边绕组施加 150 A 的标准电流。采用 Agilent 34401A 六位半数字万用表测量采样电阻两端电压,电流传感器输出信号接入示波器以监测激励电压波形,并测量其占空比,同时通过直流电压源测量流经电源的电流值以计算系统实时功耗。

图 8　系统测试平台

Fig. 8　System test platform

为客观评估所设计磁通门电流传感器的性能优势,选取目前同类型主流商用传感器 CAB-SF 1500 作为基准,对比验证了电流传感器的量程扩展和功耗控制的能力。图 9 为功耗对比测试结果,本传感器在满量程下的最大功耗仅为 5.4 W,显著低于该商用传感器。

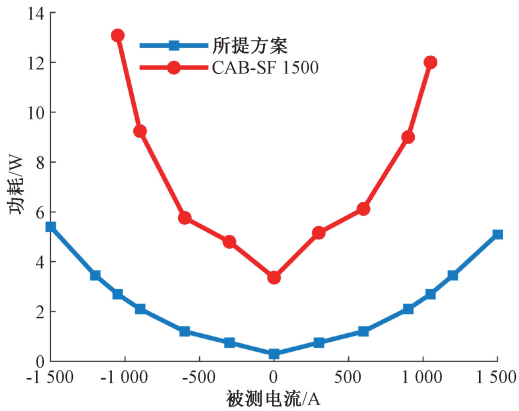


图 9　与同类型主流商用传感器功耗对比

Fig. 9　Power consumption comparison results between the mainstream commercial sensors and proposed sensors

与现有研究方案在量程和功耗上的性能对比如表 2 所示。结果表明,所提全桥开环自激结构能够在保证磁芯充分饱和所需的最大驱动能力的前提下,不仅大幅提升了电流测量范围,还有效降低了系统功耗。这是因为该全桥结构消除了传统方案中的死区限制,在提升电路驱动能力的同时有效降低了额外损耗。

表 2　与传统方案在量程和功耗上的对比

Table 2　The measurement range and powerconsumption comparison with the traditional solutions

参考文献	激励电路	量程/A	功耗/W
[16]	开环,RL 多谐振荡器激励	±750	
[17]	闭环,半桥激励	±700	约 10
[18]	开环,全桥激励	0~50	<1.6
[19]	开环,基于 4-MOSFET 的全桥激励	±500	
[20]	开环,基于 5-MOSFET 的全桥激励	0~100	
所提方案	开环,新型全桥激励	±1 500	5.4

与 CAB-SF 1500 的线性度对比测试结果如图 10 所示。在整个测量范围内,本传感器的模拟(平均电流检测)非线性误差和数字(占空比检测)非线性误差分别为 0.35% 和 0.63%,CAB-SF 1500 的非线性误差分别为 2.4% 和 2.2%。结果表明,本传感器将桥式自激结构和施密特触发机制相结合,消除了死区限制,具有较强的抗干扰能力,无论是模拟检测还是数字检测其线性度均优于 CAB-SF 1500 商用传感器。

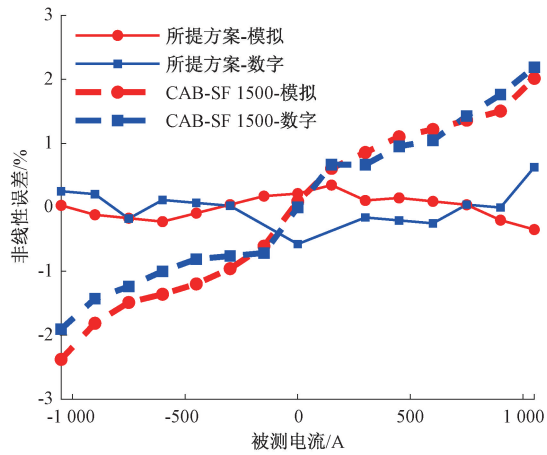


图 10　与同类型主流商用传感器精度对比结果

Fig. 10　Accuracy comparison results with the mainstream commercial sensors

4　结　　论

基于开环原理,提出了一种新型全桥式自激磁通门大电流传感器设计方案,通过理论分析、仿真验证和性能对比测试,得出结论为:

1)本激励电路采用全桥拓扑结构,通过对其工作原理进行深入分析,将测量量程扩大至±1 500 A,最大功耗降低至 5.4 W。

2)建立了平均电流和占空比两种电流检测模型,由

于本研究将桥式自激结构和施密特触发机制相结合,消除了死区限制,降低了电路的复杂度,本传感器在整个量程范围内均能稳定工作,其仿真非线性误差均低于0.06%,具有良好的线性度。

3)与同类型主流商用传感器及传统激励方案相比,本传感器在量程、功耗、线性度上均具有显著优势,为高压 BMS 下的电流传感器设计提供了可靠的解决方案。

参考文献

[1] 康重庆, 杜尔顺, 郭鸿业, 等. 新型电力系统的六要素分析[J]. 电网技术, 2023, 47(5):1741-1750.
KANG CH Q, DU ER SH, GUO H Y, et al. Primary exploration of six essential factors in new power system[J]. Power System Technology, 2023, 47(5): 1741-1750.

[2] 李宁一. 中国新能源汽车高质量发展研究[J]. 领导科学论坛, 2023(11):86-88.
LI N Y. Research on high-quality development of China's new energy vehicles[J]. The Forum of Leadership Science, 2023(11): 86-88.

[3] 李振华, 崔九喜, 卢和平, 等. 电力系统宽频宽动态电流量测技术研究综述[J]. 高电压技术, 2024, 50(8):3421-3439.
LI ZH H, CUI J X, LU H P, et al. Review of wideband and wide-dynamic-range current measurement techniques in power systems[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(8): 3421-3439.

[4] 刘金平. 电动汽车电源管理系统的设计与应用[J]. 电池, 2024, 54(1):141-142.
LIU J P. Design and application of power management systems for electric vehicles[J]. Battery Bimonthly, 2024, 54(1): 141-142.

[5] 刘超, 周明珠, 陈孝莺, 等. 适用400 V或800 V电池的电动汽车无线充电系统的可重构拓扑[J]. 仪器仪表学报, 2025, 46(3): 242-249.
LIU CH, ZHOU M ZH, CHEN X Y, et al. Reconfigurable topology for electric vehicle wireless charging systems tolerating with 400 V or 800 V battery[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2025, 46(3): 242-249.

[6] 苏新玲. 新能源汽车高压电池管理系统安全性与故障诊断策略研究[J]. 汽车测试报告, 2023(23):73-75.
SU X L. Research on safety and fault diagnosis strategies for high-voltage battery management systems in new energy vehicles[J]. Car Test Report, 2023(23): 73-75.

[7] 金帅, 董静. 基于数据驱动的锂离子电池健康状态估计研究进展综述[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(3): 45-59.
JIN SH, DONG J. Review on progress of data-driven based health stateestimation for lithium-ion batteries[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(3): 45-59.

[8] 朱永康, 王彦钦, 任言政, 等. 传感器技术在BMS中的应用与问题对策[J]. 汽车维修, 2022(1):18-21.
ZHU Y K, WANG Y Q, REN Y ZH, et al. Application of sensor technology in BMS and countermeasures for issues[J]. Automobile Maintenance, 2022 (1): 18-21.

[9] 陈靖, 张逸天, 黄斯远, 等. 面向新能源快充应用的千安级MEMS磁通门电流传感器制作与性能[J]. 磁性材料及器件, 2025, 56(5):35-42.
CHEN J, ZHANG Y T, HUANG S Y, et al. Fabrication and performance of akiloampere MEMS fluxgate current sensor fornew energy fast charge applications[J]. Journal of Magnetic Materials and Devices, 2025, 56(5): 35-42.

[10] 周峰, 李鹤, 李文婷, 等. 大电流测量传感技术综述[J]. 高电压技术, 2021, 47(6):1905-1920.
ZHOU F, LI H, LI W T, et al. Review of high current measurement and sensing technology[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(6): 1905-1920.

[11] RIPKA P. Contactless measurement of electric current using magnetic sensors[J]. Technisches Messen: Sensoren, Gerate, Systeme, 2019, 86(10):586-598.

[12] SUN H Y, HUANG S L, PENG L SH. High-current sensing technology for transparent power grids: A review[J]. IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, 2024, 5: 326-358.

[13] YANG Z C, JIANG Y F. Prospective review of magnetoresistive current sensors with high sensitivity and wide temperature range[J]. Journal of Low Power Electronics and Applications, 2024, 14(3): 43.

[14] 辛明勇, 谭则杰, 徐长宝, 等. 基于双磁芯检测技术的自激振荡磁通门电流传感器研究[J]. 传感器与微系统, 2026, 45(1):72-77.
XIN M Y, TAN Z J, XU CH B, et al. Research on self-oscillating fluxgate current sensor based on dual-core detection technology[J]. Transducer and Microsystem Technologies, 2026, 45(1): 72-77.

[15] 王恒, 曹鹏飞, 陈国文, 等. 相变材料与风冷耦合的电池热管理优化策略[J/OL]. 郑州大学学报(工学版), 1-8[2026-02-08].
WANG H, CAO P F, CHEN G W, et al. Optimization strategy of thermal management of batteries coupled withphase change materials and air cooling[J/OL].

Journal of Zhengzhou University(Engineering Science), 1-8[2026-02-08].

[16] WANG N, ZHANG ZH H, LI ZH K, et al. Self-oscillating fluxgate-based quasi-digital sensor for DC high-current measurement[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2015, 64(12):3555-3563.

[17] VELASCO-QUESADA G, ROMÁN-LUMBRERAS M, CONESA-ROCA A, et al. Design of a low-consumption fluxgate transducer for high-current measurement applications[J]. IEEE Sensors Journal, 2011, 11(2): 280-287.

[18] YANG X G, WEN J, CHEN M Q, et al. Analysis and design of a self-oscillating bidirectionally saturated fluxgate current sensor[J]. Measurement, 2020, 157: 107687.

[19] TIAN X L, QIAN Q Y, FU W. Fluxgate current sensor based on H-bridge[C]. 2023 6th International Conference on Electronics Technology, 2023: 371-376.

[20] 杨晓光, 陈玫琪, 贾哲, 等. 一种开环自激振荡磁通门电流传感器[J]. 传感技术学报, 2021, 34(4):434-438.
YANG X G, CHEN M Q, JIA ZH, et al. An open-loop self-excited oscillating fluxgate current sensor[J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2021, 34(4): 434-438.

[21] 夏瑞泽, 冯卓明, 王永康, 等. 基于数字检测的磁通门电流传感器[J]. 仪表技术与传感器, 2024 (9):1-4,12.
XIA R Z, FENG ZH M, WANG Y K, et al. Fluxgate current sensor based on digital detection[J]. Instrument Technique and Sensor, 2024(9): 1-4,12.

[22] CHEN S Y, WANG Y ZH, LI J J, et al. Sensitivity model for residence times difference fluxgate magnetometers near zero magnetic field[J]. IEEE Sensors Journal, 2020, 20(2):868-875.

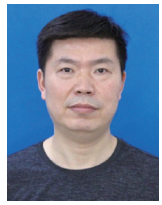
[23] 李菊萍, 叶明盛, 任浩, 等. 基于时间差型磁通门的电流传感器抗干扰研究[J]. 传感器世界, 2024, 30(2):5-10.
LI J P, YE M SH, REN H, et al. Research on antiinterference of the times difference fluxgate current sensor[J]. Sensor World, 2024, 30(2): 5-10.

[24] 杨晓光, 高丽敬, 李丛丛, 等. 宽范围双向饱和磁通门电流传感器[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(7): 2104-2111,2225.
YANG X G, GAO L J, LI C C, et al. A wide-range bidirectionally saturated fluxgate current sensor[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(7): 2104-2111, 2225.

作者简介

杨孝慧,2023 年于三峡大学获得学士学位,现为华中科技大学硕士研究生,主要研究方向为磁通门电流传感器。
E-mail:m202371632@hust.edu.cn

Yang Xiaohui received her B.Sc. degree from China Three Gorges University in 2023. She is currently a master's candidate at Huazhong University of Science and Technology. Her main research interest includes fluxgate current sensors.



冯卓明(通信作者),分别在 1992 年和 1997 年于华中理工大学获得学士学位和硕士学位,2012 年于华中科技大学获得博士学位,现为华中科技大学副研究员,主要研究方向为电磁测量与传感器、磁通门传感器、电力设备状态监测技术。
E-mail:feng_zm@hust.edu.cn

Feng Zhuoming (Corresponding author) received his B.Sc. and M.Sc. degrees both from Huazhong University of Science and Technology (formerly Huazhong University of Technology) in 1992 and 1997, respectively, and his Ph.D. degree from Huazhong University of Technology in 2012. He is currently an associate research fellow at Huazhong University of Science and Technology. His main research interests include electromagnetic measurement and sensors, fluxgate sensors, and condition monitoring technology for power equipment.