

近地表电磁探测发射系统控制技术*

周逢道^{1,2}, 连士博^{1,2}, 徐飞^{1,2}, 黄维宁^{1,2}, 孙彩堂^{1,2†}

(1. 吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 吉林 长春 130061;
2. 国家地球物理探测仪器工程技术研究中心, 吉林 长春 130061)

摘要:结合近地表频率域电磁探测发射系统特点,引入均值电流和电压双环反馈.设计以DSP(Digital Signal Processor, DSP)为平台的数字双环反馈控制系统.构建电路z域反馈补偿模型,使系统稳定运行.实现低频频时稳流、高频时稳压,减小了发射天线负载电流幅值的变化范围,降低了对发射天线参数设计的要求,避免天线高频时电流大幅度衰减引起的发射功率不足,以及低频频时电流过大导致的发射功率不稳定的问题,同时对电路起保护作用.通过仿真对比引入并联双环反馈后高低频输出电流变化量为开环时输出电流变化量的8.5%.实测结果达到了设计目的,为近地表电磁探测发射系统的改进提供参考.

关键词:频率域电磁探测;闭环控制系统;数字补偿;数字调制

中图分类号:TH762

文献标志码:A

Control Technology of Near-surface Electromagnetic Detection Transmitting System

ZHOU Fengdao^{1,2}, LIAN Shibo^{1,2}, XU Fei^{1,2}, HUANG Weining^{1,2}, SUN Caitang^{1,2†}

(1. College of Instrumentation & Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130061, China;
2. National Geophysical Exploration Equipment Engineering Research Center, Jilin University, Changchun 130061, China)

Abstract: Combined with the feature of near-surface electromagnetic emission signals in the frequency domain, an average current and a voltage feedback control were introduced. A digital dual-loop feedback control system was built based on DSP (Digital Signal Processor). A feedback model was also built in z domain to make the system stable. The steady voltage in low frequency and steady current in high frequency were realized. The amplitude of the load-current range of transmitting antennas was reduced, while the requirements of antenna design were decreased. The problems that the broadband detection transmitter is not enough to cause the antenna current damping in the high frequency and the broadband detection transmitting is not stable to the large current in low frequency were avoided. Further, a protection of circuit was provided. Through comparing the simulation after the introduction of dual-loop feedback and open-loop, the parallel dual-loop feedback output current variation was 8.5% of that for open-loop with low to high frequency. The measured results achieve the purpose of design and provide references for the improvement of near-surface electromagnetic launch system.

Key words: electromagnetic detection; closed loop control systems; digital compensation; digital modulation

* 收稿日期:2017-01-22

基金项目:吉林省科技发展计划重点项目(20100349), Key Projects of Science and Technology Development Plan of Jilin Province (20100349)

作者简介:周逢道(1970—),男,吉林长春人,吉林大学教授,博士

† 通信作者, E-mail: sunct@jlu.edu.cn.

目前,频率域电磁探测技术被广泛应用于浅层地质调查^[1],工程地质调查^[2],土壤调查^[3],地下设施勘查及地下埋藏金属物、未爆炸物探测等^[4].其探测原理是通过发射线圈向地下发射不同频率的电磁波,检测异常体被激发产生的二次场,来对埋藏的物体进行定位及成像.

不同频率反映不同深度的地层信息,在近地表探测中采用的频带范围通常为 300 Hz~96 kHz.对于呈感性的发射天线负载,由 $I = U / \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ 可知,随着频率的提升负载阻抗不断增加,高频时负载电流下降,无法保证发射矩.而低频时又由于负载较小,系统难以稳定运行,不必要的大电流对天线的设计也会带来一定的难度.同时,多频发射时,不同频率间的快速切换,引起负载剧烈变化^[5],需要有较快的响应速度才能保证系统快速达到稳定工作状态.为克服负载不稳定的问题,本文引入并联双环反馈控制,在 z 域构建电路反馈模型,采用 bode 图法设计反馈补偿.利用 SIMULINK 平台进行计算及仿真.通过 DSP 搭建硬件平台^[6],实现发射系统的双环控制.保证低频稳流、高频稳压,缩小了发射天线负载电流幅值的变化范围,避免宽频发射带来的问题,提高了设备的响应速度并提供了短路保护功能.

1 双环反馈结构的建立

基于近地表电磁探测发射系统需求,系统选用 buck+全桥拓扑结构.总体框图如图 1 所示,直流电源通过斩波稳流电路和逆变桥路输送到发射天线(其中: I_L 为 buck 回路中电感电流, i_0 为流过负载天线的电流).针对发射矩波动大的问题,在电路中引入并联双环反馈^[7],其中内环电流环检测点选取 buck 电感电流 I_L ,根据基尔霍夫电流定律, I_L 可以时时反映负载电流值 I_0 的变化,克服了直接测量天线电流时,由于非线性负载引起的不规则电流波形,平均值计算困难的问题^[8],同时, I_L 为标准的锯齿波,便于均值的计算.外环电压环通过时时检测输出电压 v_0 .构成电压反馈,防止电路出现过压,并提供短路保护.

系统采用电压电流并联反馈结构,其参数整定更容易,响应速度更快.如图 2 所示为反馈系统结构示意图,内环电流环稳流,外环电压环稳压,并对电路进行保护^[9].当逆变桥路工作在低频时,由于负载阻抗小,负载电流大,系统工作在稳流模式下,稳流

环工作保证系统输出电流不至过大,烧毁天线;高频时,系统工作在稳压模式.由于天线阻抗增加,若保持原有的输入电流必须提高输入电压,但对于高频探测,其响应多为地表物体,一味提高发射电压不仅会带来元器件选型问题,还会造成由于高压引起的发射波动较大的问题,故高频稳压、低频稳流是十分必要的.

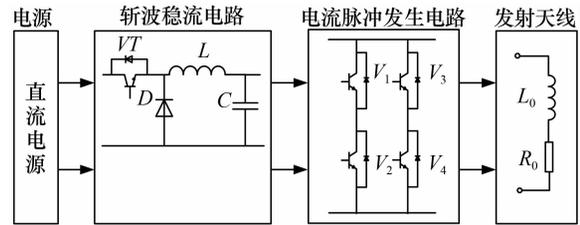


图 1 系统总体设计框图

Fig.1 Diagram of the system overall design

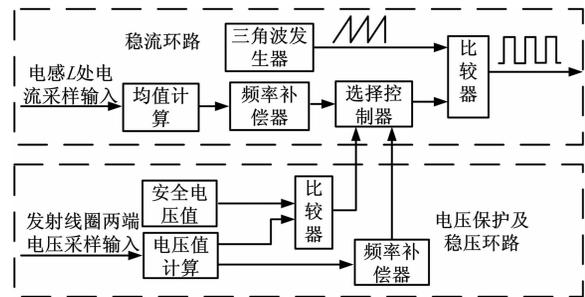


图 2 反馈系统结构示意图

Fig.2 Diagram of feedback system structure

2 双环反馈电路建模

2.1 电流环模型建立

对于内环电流环在考虑电容 ESR 时,由小信号模型分析法可得到其输出电流与输入电压的传递函数为式(1)^[10-12].随着频率的变化,负载阻抗不断变化,传递函数模型也随之变化.图 3 所示为 G_{id} 在线圈 $L_0 = 54 \mu\text{H}$, $R_0 = 0.5 \Omega$ 时的传递函数 bode 图,负载只对低频增益有一定影响,当 f 大于 1 000 rad/s 时,负载对于传递函数基本没有影响.

$$G_{id}(s) = \frac{i_{L0}}{V_d} = \frac{[1 + s(R + R_c)C] / [LC(R + R_c)]}{s^2 + s(RR_cC + L) / LC(R + R_c) + R / LC(R + R_c)} \quad (1)$$

式中: i_{L0} 为输出电流; V_d 为输入电压; C 为输出滤波电容; R_c 为电容 C 的等效电阻; L 为电感; $R = \sqrt{(\omega L_0)^2 + R_0^2}$ 为等效负载阻抗,其中, L_0 为线圈等

效电感, R_0 为线圈内阻.

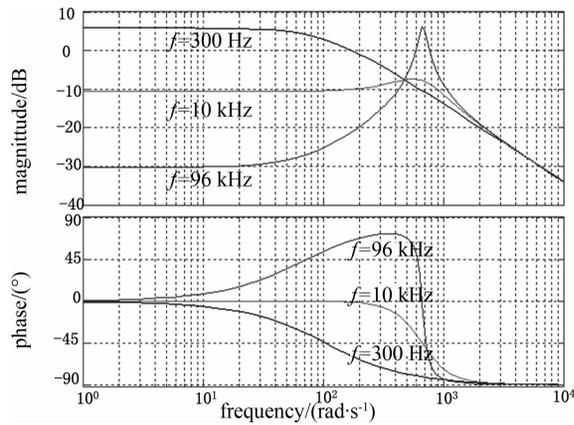


图3 电流环不同负载下开环传递函数 bode 图
Fig.3 The diagram of current open-loop transfer bode on different load

在图3所示的开环 bode 图中, f 在 1 000 rad/s 时, 系统 bode 图幅值有明显的过零尖峰, 可见系统的开环传递函数并不稳定, 需要进行频率补偿才能保证系统的稳定运行, 对于电流环反馈其斩波稳流系统框图如图4所示. F_m 为调制比较器; G_{vin} 为 buck 拓扑模型; V_n 为外部噪声; V_d 为 buck 输出电压; 通过逆变系统 $G(z)$, 得到输出电流 i_o , 经补偿电路 F_c , 对电流进行补偿运算, 补偿方法如下.

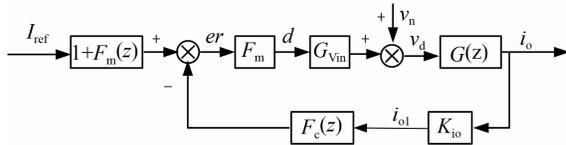


图4 斩波稳流系统反馈控制框图
Fig.4 The diagram of chopper steady flow feedback control system

对于数字控制的离散系统, 将系统 $G_{vin}(s)$ 采用零极点匹配等效法进行离散化, 得到图4中 $G_{vin}(z)$. 零极点匹配法能够保证系统的零极点在转化过程中一一对应, 故经过补偿后, 系统稳定性能够得到保证. 利用双线性变换 $z^{-1} = (2 - \omega T) / (2 + \omega T)$ 将系统转换到 ω' 平面, 对其进行 bode 图补偿法设计.

为保证系统稳定, 进行补偿时, 需满足以下条件: 采样频率选择闭环系统带宽的 10 倍, 穿越频率选取为开关频率的 1/4~1/5; 确保开环增益在穿越频率处的斜率为 -20 dB; 要保证穿越频率小于右半平面的零点 (RHP 零点). 引入调节器 $F_c(z)$, $F_c(z)$ 为具有两个极点, 一个零点的 PID 控制^[13], 其传递函数如式(2)所示

$$F(z) = \frac{K_c(1 + z/\omega_{z1})}{(1 + z/\omega_{p1})(1 + z/\omega_{p2})} \quad (2)$$

式中: ω_{z1} 和 ω_{p1}, ω_{p2} 分别为理想补偿系统的零、极点; K_c 为常数.

利用 bode 图法进行数字反馈控制的直接设计, 在 $f = 96$ kHz 时, 使低频段高增益, 以减少静态误差; 中频段保证响应速度; 高频段满足抑制高频噪声的要求. 得到加入控制函数 $D(z)$ 后的系统闭环传递函数 bode 图, 如图5所示, 补偿后其相位域度约为 50° .

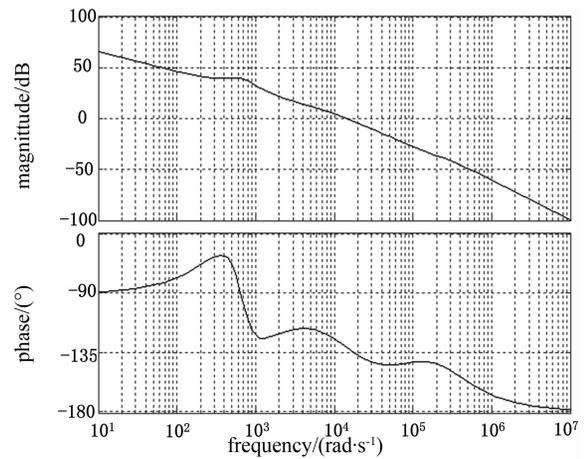


图5 电流环补偿后的传递函数 bode 图
Fig.5 The diagram of current loop transfer bode after compensation

2.2 电压环模型建立

对于电压环路, 其开环传递函数表达式如下:

$$G_{vd}(s) = \frac{R(R_c C s + 1)}{s^2 LC(R + R_c) + s(L + RR_c C) + R_c} \quad (3)$$

式中: $R = \sqrt{(\omega L_0)^2 + R_0^2}$. 在线圈 $L_0 = 54 \mu\text{H}$, $R_0 = 0.5 \Omega$ 时的开环传递函数 bode 图如图6所示. 该传递函数不稳定, 需进行补偿, 对于电压环路其稳定的补偿原则与电流环路类似, 利用双线性离散化将系统转换到 ω' 域, 在 ω' 域进行补偿, 当 $f = 300$ Hz 时, 得到的系统传递函数 bode 图如图7所示, 可见系统鲁棒性明显提高.

2.3 仿真模型的搭建

根据电压电流反馈参数, 利用 SIMULINK 搭建了如图8所示的电路结构进行仿真分析, 通过控制电流环和电压环, 实现低频稳流高频稳压控制.

其中, 电源电压为 24 V, 负载为 $0.5 \Omega / 54 \mu\text{H}$, 开关管 Q_5 的开关频率为 50 kHz, 开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 是通过改变脉冲触发器进行调节, 开关频率为 300 Hz ~ 96 kHz 中的固定频点.

对于低频段, $f = 300$ Hz 时无 buck 斩波稳流和双环反馈时稳态发射电流波形如图9所示, 开环

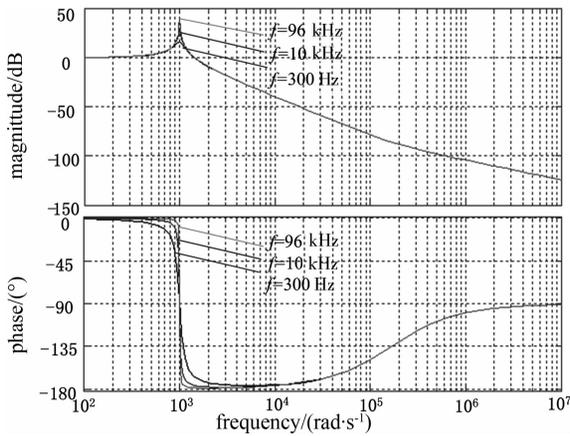


图 6 电压环不同负载下开环传递函数 bode 图
Fig.6 The diagram of voltage open-loop transfer bode on different load

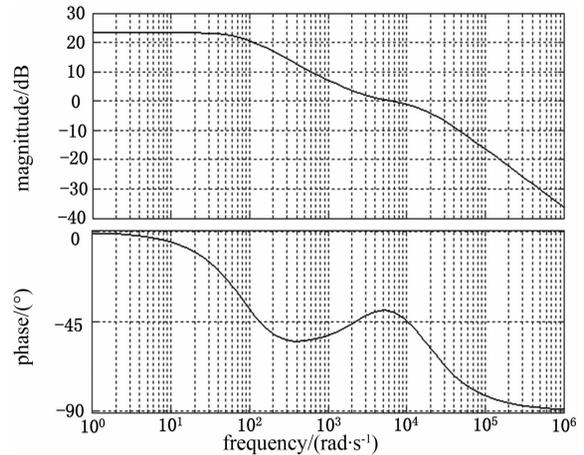


图 7 电压环补偿后传递函数 bode 图
Fig.7 The diagram of voltage loop transfer bode aftercompensation

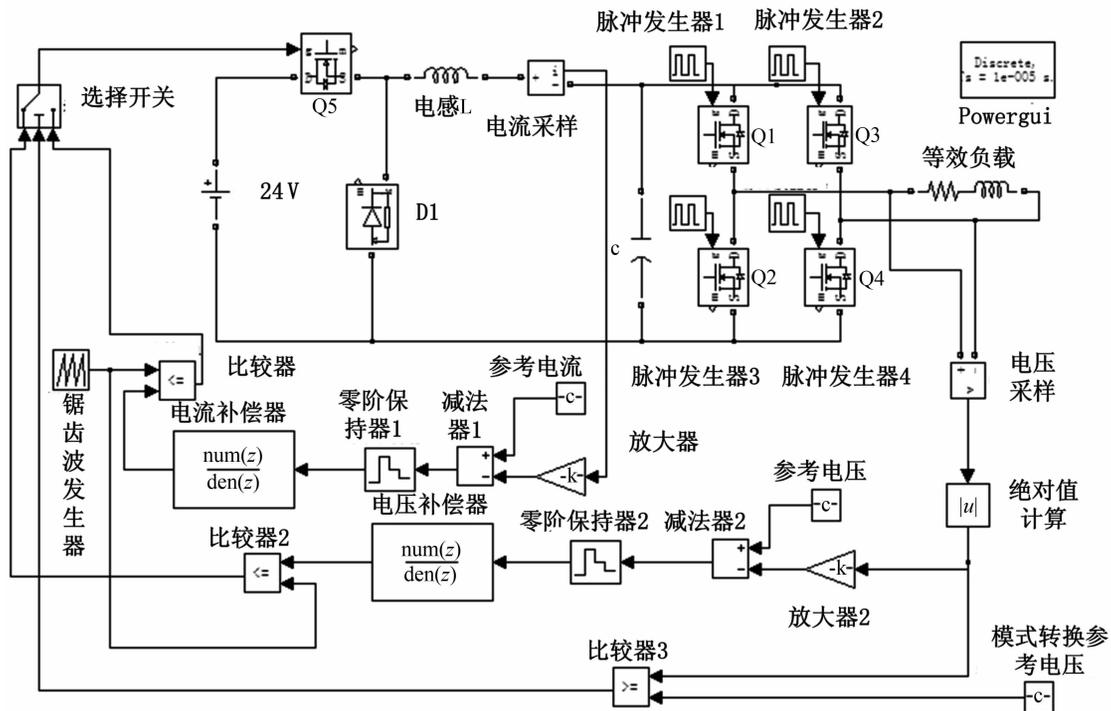


图 8 SIMULINK 仿真图
Fig.8 The diagram of SIMULINK

和闭环发射电流峰峰值分别为 66 A 和 7 A.由仿真结果能够得到,改进后的输出电流变化范围仅为改变前的 10.6%,达到预期效果.

对于高频段,96 kHz 时线圈两端电压波形如图 10 所示.由图 10 可知,高频段系统工作在稳压模式,输出电压峰峰值稳定在 22 V.

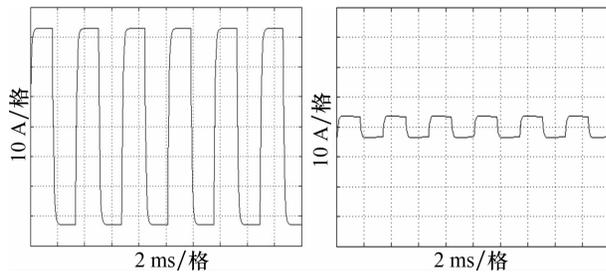
3 数字控制器设计

利用 TMS320F2812 控制器进行稳压稳流控制,系统时钟 150 MHz,12 位 AD 转换.数字控制器

部分主要实现:数据采集控制、数字补偿、数字脉宽调制,为减轻 DSP 控制器的计算压力,利用 FPGA 产生逆变桥路的驱动信号.

3.1 电流均值检测

对于电流均值的计算,若采用传统的均值计算方法,对每个周期进行取平均,则需要大量的存储空间及计算时间,对于系统调节会带来一定的延迟,本设计将四点采样法用于均值计算^[14],即判断每个周期的起始点、峰值点、谷值点和结束点,进行均值计算,实现降采样,保证运算速度,又能控制平均值的精度.其表达式(4)如下:



(a)无反馈发射电流波形 (b)双环反馈发射电流波形

图9 300 Hz时稳态发射电流波形图

Fig.9 The current waveform figure of 300 Hz steady transmission

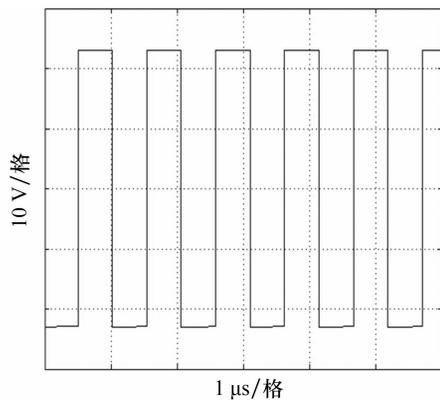


图10 96 kHz时稳态发射电压波形图

Fig.10 The voltage waveform figure of 96 kHz steady transmission

$$i_{\text{avg}}(n) = \frac{i_s(n-1) + i_p(n-1) + i_1(n-1) + i_s(n)}{4} \quad (4)$$

式中: $i_{\text{avg}}(n)$ 为第 n 个周期平均值; i_s 为第 n 个周期的起始点值; i_p 为第 n 个周期峰值; i_1 为第 n 个周期谷值.每次采样得到一个新的有效点后重新计算平均值,控制算法最多只有半个周期的延迟时间,能够满足系统的需要.

3.2 控制器补偿算法实现

根据闭环传递函数表达式(5),将其转换为差分序列(6),即可得到控制器的控制算法.

$$\frac{C(z)}{R(z)} = \frac{D(z)G(z)}{1 + D(z)G(z)} = \frac{az^{-1} + bz^{-2} + cz^{-3} + \dots}{1 + a'z^{-1} + b'z^{-2} + c'z^{-3} + \dots} = \frac{M}{1 + N} \quad (5)$$

式中: $a, b, c, \dots, a', b', c', \dots$ 为常数

$$C(z)(1 + N) = R(z)M$$

$$C(z) = R(z)M - C(z)N$$

求其反变换得:

$$C(k) = -a'C(k-1) - b'C(k-2) - c'C(k-3) - \dots + ar(k-1) + br(k-2) + cr(k-3) + \dots \quad (6)$$

利用 DSP 内部的存储器和乘法器,实现式(6)的离散表达式.由于 2812 型 DSP 为定点 DSP,在计算中需要进行浮点数的转换,实际计算进行一次乘法运算的时间为一个指令周期,远远低于系统的控制工作频率.

3.3 数字调制器设计

对于调制波的产生,相对于电流峰值/谷值检测,电流的均值检测无需斜坡补偿,但需引入大幅值的三角波调制信号,来满足误差信号的下降斜率小于三角波电压的上升斜率,两者比较后产生开关控制信号.由于误差信号的斜率远远小于三角波信号的斜率,所以,平均值电流控制法具有良好的抗干扰能力.

锯齿波的产生利用自增、自减计数器实现,将每个周期的锯齿波均匀分成若干个点,通过一个时钟计数器,在上升时间段执行加计算.其数学表达式为:

$$V_{\text{saw}} = \frac{Bf_c}{f} \left(t - \frac{f}{f_c} n \right), \frac{f}{f_c} n \leq t \leq \frac{f}{f_c} (n+1) \quad (7)$$

式中: B 为三角波幅值; f 为系统时钟; f_c 为三角载波频率, $n=0,1,2,3,\dots$.

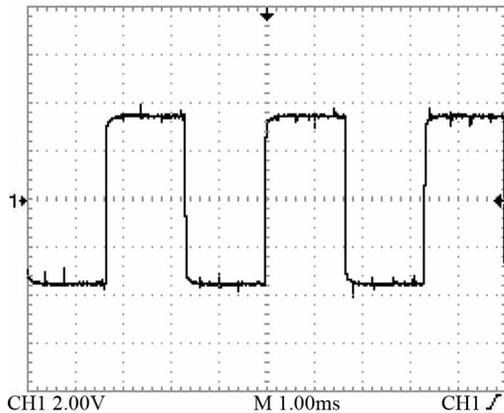
4 测试结果与分析

在实验室环境下,利用 DSP 作为控制器,供电电源为 24 V,负载为 20 匝,直径为 30 cm 的圆形印制 PCB 线圈,参数为 $0.5 \Omega/54 \mu\text{H}$,同时,引入 RC 匹配电路,其中 $R=12.8 \Omega, C=0.1 \mu\text{F}$.线圈处串入 $R=0.1 \Omega$ 采样电阻,电阻两端电压经放大 10 倍后测得稳态时输出波形如图 11 所示.

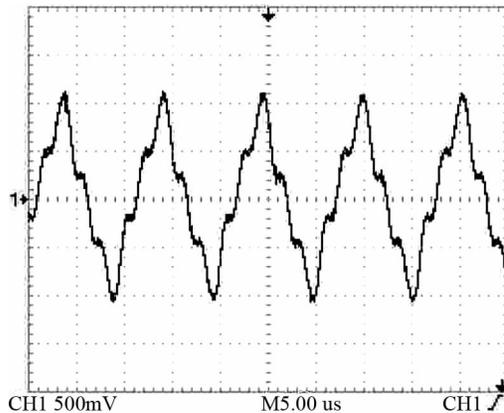
图 11(a)为 $f=300 \text{ Hz}$ 时流过负载线圈的电流波形,输出电流峰值为 7.2 A;图 11(b)为 $f=96 \text{ kHz}$ 时流过负载线圈的电流波形,由于匹配电路谐振的影响,输出电流峰值为 2.2 A.同时,测试电阻寄生电感的影响,输出电流波形中引入部分干扰,实测结果与仿真结果相仿,单频发射时满足电流要求,高频保证发射矩,低频保证系统稳定工作.

5 结语

采用双环反馈控制原理,实现了低频稳流,高频稳压控制,通过仿真对比引入双环反馈后输出电流变化量为开环时输出电流变化量的 8.5%,实测



(a) 300 Hz 时波形



(b) 96 kHz 时波形

图 11 实测稳态波形

Fig.11 The measured steady waveform

结果与仿真结果相符,低频时保持输出电流峰值恒定在 7.2 A.高频时保持桥路母线电压稳定电流峰值为 2.2 A.

基于 DSP 平台,将四点采样法应用于均值计算,设计并实现了浅地表电磁探测系统,在满足系统工作要求的同时,提供电路保护,避免了现有系统由于频带变宽后负载电流变化大而引起的一系列问题.通过软件仿真和实验验证了该方法的可行性.

参考文献

- [1] 谢维,王京彬,朱谷昌,等.线圈中心测量垂直磁场虚分量频域电磁法数值模拟[J].中南大学学报:自然科学版,2013,44(4):1444-1452.
XIE Wei, WANG Jingbin, ZHU Guchang, *et al.* Numerical simulation on frequency domain electromagnetism sounding method of measuring magnetic field vertical imaginary component in center of loop [J]. Journal of Central South University: Science and Technology, 2013, 44(4): 1444-1452. (In Chinese)
- [2] SHI Xianxin. Research and application of comprehensive electromagnetic detection technique in spontaneous combustion

area of coalfields[J]. Safety Science, 2012, 50: 655-659.

- [3] DOOLITTLE J A, BREVIK E C. The use of electromagnetic induction techniques in soils studies[J]. Geoderma, 2014, 223: 33-45.
- [4] HUANG Haoping, WON I J. Automated identification of buried landmines using normalized electromagnetic induction spectroscopy[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2003, 41(3): 640-651.
- [5] 吴松荣,许建平,何圣仲,等.开关变换器多频率控制方法研究[J].电子科技大学学报,2014,43(6):857-862.
WU Songrong, XU Jianping, HE Shengzhong, *et al.* Investigation of multifrequency control method for switching converters [J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2014, 43(6): 857-862. (In Chinese)
- [6] 王彬.基于 DSP 多频电磁感应探测原理样机的研制[D].长春:吉林大学仪器科学与电气工程学院,2010:23-46.
WANG Bin. The prototype development based on DSP multi-frequency electromagnetic induction detector[D]. Changchun: College of Instrumentation Science and Electrical Engineering, Jilin University, 2010: 23-46. (In Chinese)
- [7] 来新泉,李祖贺,袁冰.基于自适应斜坡补偿的双环电流模 DC/DC 混沌控制[J].物理学报,2010,59(4):2256-2264.
LAI Xinquan, LI Zuhe, YUAN Bing. Control of chaos in double-loop current-mode DC/DC based on adaptive slope compensation[J]. Acta Physica Sinica, 2010, 59(4): 2256-2264. (In Chinese)
- [8] 周逢道,王金玉,唐红忠,等.近地表电磁探测多频数字驱动信号产生技术[J].吉林大学学报:工学版,2013,43(3):682-687.
ZHOU Fengdao, WANG Jinyu, TANG Hongzhong, *et al.* Multi-frequency digital drive signal generation technology in near surface detection domain[J]. Journal of Jilin University: Engineering and Technology Edition, 2013, 43(3): 682-687. (In Chinese)
- [9] TSAI C T, SHEN C L. High-efficiency current-doubler rectifier with low output current ripple and high step-down voltage ratio[J]. IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2013, 8(2): 182-189.
- [10] XUE K C, ZHOU F D. Constant current control method of multi-function electro magnetic transmitter[J]. Review of Scientific Instruments, 2015, 86(2): 024501.
- [11] YAN Y, LEE F C, MATTAVELLI P. Comparison of small signal characteristics in current mode control schemes for point-of-load buck converter applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(7): 3405-3414.
- [12] LIU J F, JIANG S, CAO D. A digital current control of quasi-z-source inverter with battery [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 928-937.
- [13] SHEN Z H, YAN N, MIN H. A multimode digitally controlled boost converter with PID autotuning and constant frequency / constant off-time hybrid PWM control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(9): 2588-2598.
- [14] 周国华,许建平.开关变换器调制与控制技术综述[J].中国电机工程学报,2014,34(6):815-830.
ZHOU Guohua, XU Jianping. A review of modulation and control techniques for switching converters [J]. Proceeding of the CSEE, 2014, 34(6): 815-830. (In Chinese)