

海洋可控源电磁发射机建模与控制方法

丁建智, 张一鸣, 张加林, 高俊侠
(北京工业大学信息学部, 北京 100124)

摘要: 海洋可控源电磁发射机是瞬变电磁勘探法的重要设备, 针对一种以全桥直流变换器为拓扑结构的电磁发射机进行研究. 为了设计这种电磁发射机, 基于元件平均模型和能量守恒平均法, 提出了非理想电磁发射机的大信号平均模型和交流小信号模型, 同时, 给出其峰值电流控制器的设计方法. 通过对所提出的非理想模型的等效功率级传递函数和闭环输出阻抗进行详细的理论分析, 完善了非理想模型, 并说明了非理想模型的必要性和合理性. 最后, 实验结果验证了所提出的非理想模型的正确性和优越性.

关键词: 电磁发射机; 非理想模型; 小信号模型; 峰值电流控制

中图分类号: TM 76

文献标志码: A

文章编号: 0254-0037(2018)08-1090-09

doi: 10.11936/bjtxb2017070015

Modeling and A Control Method of Marine Controlled Source Electromagnetic Transmitter

DING Jianzhi, ZHANG Yiming, ZHANG Jialin, GAO Junxia

(Faculty of Information Technology, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China)

Abstract: Marine controlled source electromagnetic transmitter is a central device for transient electromagnetic method. An electromagnetic transmitter with topology of full-bridge DC converter is designed in this paper. Based on the switching element average model and the law of energy conservation, an averaging large signal non-ideal model and an AC small signal non-ideal model were proposed in order to design a marine controlled source electromagnetic transmitter with full-bridge DC converter as topology. Simultaneously, the design method of peak current control for the transmitter was obtained. The detailed theoretical analysis for equivalent power level transfer function and closed-loop output impedance of the proposed non-ideal model was presented. Finally, the correctness and superiority of the proposed model were further verified by the experimental results.

Key words: electromagnetic transmitter; non-ideal model; small signal model; peak-current control

瞬变电磁勘探法是重要的地球物理地质勘探法之一, 它利用发射机输出的双极性人工脉冲电流在海底地层中产生一个瞬变二次电磁场, 依据电磁场响应来辨识海底油气构造^[1-2]. 因此, 在电磁勘探法中, 发射脉冲的瞬态和稳态性能及其电流强度, 对于勘探结果具有决定性作用, 产生脉冲电流的激励源

的海洋可控源电磁发射机是其核心装置^[3]. 目前, 电磁发射机多以谐振结构为基础, 开关频率偏低, 发射电流瞬态和稳态性能差^[3-4]. 设计一种效率高、发射电流稳定性能和瞬态性能好的发射机, 来满足海洋油气的高精度勘探要求, 成为一个亟待解决的难题^[2].

收稿日期: 2017-07-12

基金项目: 中国科学院战略先导科技专项(B类)资助项目(XDB06030204)

作者简介: 丁建智(1987—), 男, 博士研究生, 主要从事开关电源设计、组合电源设计、分布式电源设计、智能微电网方面的研究, E-mail: djzh5@163.com

在实际电路中,元器件具有极其复杂的寄生参数,完整地对其进行分析建模非常困难.在以往变换器建模的文献[5-11]中,往往只考虑变压器变比、滤波器电感电容及其等效串联电阻来构建理想模型,这种模型不能全面地反映实际电路,仅仅以这种模型为基础,不能保证设计控制器的控制精度和瞬态响应.在建模过程中,充分考虑各寄生参数对模型的影响,构建一个非理想电磁发射机模型.构建模型的前提如下:

- 1) 所有功率开关管完全一致,整流二极管和功率开关管截止二极管完全一致;
- 2) 只考虑功率开关管导通串联等效电阻,其他寄生参数忽略不计;
- 3) 只考虑二极管正向导通电压和正向串联等效电阻,其他寄生参数忽略不计;
- 4) 只考虑高频变压器漏感和铜损.

如图2所示,考虑各个元件的寄生参数的非理想电磁发射机模型.

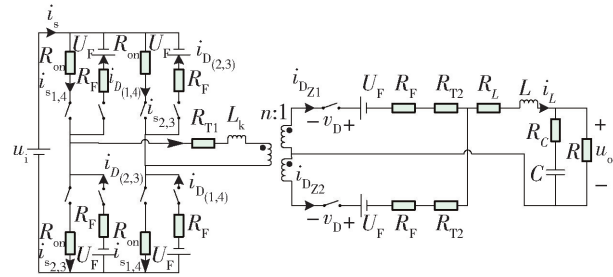


图2 电磁发射机非理想模型

Fig.2 Non-ideal model of electromagnetic transmitter

其中, u_i 为输入电压; u_o 为输出电压; R_{on} 为功率开关管的导通电阻; R_{T1} 、 R_{T2} 分别为变压器原边和副边绕组等效串联电阻; L_k 为变压器漏感; $n = n_p : n_s$ 为变压器变比; U_F 为二极管正向压降; R_F 为二极管正向电阻; R_L 为电感 L 等效串联电阻; R_C 为滤波电容 C 等效串联电阻; R 为负载电阻.

由于变压器漏感的存在,功率开关管关断时,图1中 M 和 N 两点间会产生反向电压,并引起占空比丢失^[8-9].设发射机的控制占空比为 D ,占空比瞬时值为 d ;有效占空比瞬时值 $d_e = D_e + \hat{d}_e$,其中 \hat{d}_e 为 D_e 的扰动量.变压器副边绕组丢失占空比 d_1 与有效占空比 d_e 分别定义为

$$\left. \begin{aligned} d_1 &= \frac{L_k i_L f_s}{n U_i} \\ d_e &= d - d_1 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

依据全桥直流电路工作原理,图2中各部分电

流直流分量之间的关系公式为

$$\frac{1}{D_e} n I_s = \frac{1}{D_1} n I_{D(1,4)} = 2 I_{Dz1} = I_L \quad (2)$$

根据式(2)中电流关系,运用开关元件平均模型和能量守恒平均法,可以得到非理想海洋可控源电磁发射机大信号平均模型.

如图3所示,等效到变压器副边的所有寄生电阻总和 R_E 和等效到变压器副边的二极管总正向导通电压 U_{FE} 表达式分别为

$$R_E = 4 \frac{(D_e + D_1/3)}{n^2} R_{on} + \frac{(2D_e + 4D_1/3)}{n^2} R_{T1} + \frac{4}{3} \frac{D_1}{n^2} R_F + \left(D_e + \frac{1}{2} + \frac{2}{3} D_1 \right) (R_F + R_{T2}) + R_L \quad (3)$$

$$U_{FE} = (1 + 2D_1/n) U_F \quad (4)$$

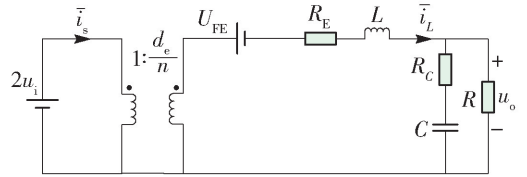


图3 电磁发射机非理想大信号平均模型

Fig.3 Large signal average non-ideal model of electromagnetic transmitter

在大信号电路中,对各个参量进行交流小信号的扰动分离,使其瞬时量等于对应的直流分量与交流小信号分量之和,即 $u_i = U_i + \hat{u}_i$, $u_o = U_o + \hat{u}_o$, $i_s = I_s + \hat{i}_s$, $d = D + \hat{d}$, $d_e = D_e + \hat{d}_e$, $i_L = I_L + \hat{i}_L$.如果在海洋可控源电磁发射机中,各变量满足小信号假设,即 $|U_i| \gg |\hat{u}_i|$, $|U_o| \gg |\hat{u}_o|$, $|I_s| \gg |\hat{i}_s|$, $|D| \gg |\hat{d}|$, $|D_e| \gg |\hat{d}_e|$, $|I_L| \gg |\hat{i}_L|$.将交流小信号的二次项忽略不计,去除各式中的直流分量,交流小信号表达式为

$$\left. \begin{aligned} \hat{d}_e &= \hat{d} - \frac{D_1}{I_L} \hat{i}_L + \frac{D_1}{U_i} \hat{u}_i \\ \hat{i}_s &= \frac{I_L}{n} \hat{d} + \frac{D_e}{n} \hat{i}_L - \frac{D_1}{n} \hat{i}_L + \frac{D_1 I_L}{n U_i} \hat{u}_i \\ 2 \frac{U_i}{n} \hat{d}_e + 2 \frac{D_e}{n} \hat{u}_i &= 2 \frac{U_i}{n} \hat{d} - 2 \frac{D_1 U_i}{n I_L} \hat{i}_L + 2 \frac{D_1}{n} \hat{u}_i + 2 \frac{D_e}{n} \hat{u}_i \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

结合式(5)和发射机大信号模型,如图4所示,获得非理想电磁发射机主回路的线性化交流小信号等效电路.根据基尔霍夫定律,电磁发射机非理想模型各传递函数表达式如式(6)~(11)所示.

输出电压到输入电压传递函数为

$$G_{u_o u_i}(s) = \left. \frac{\hat{u}_o}{\hat{u}_i} \right|_{\hat{d}(s)=0} =$$

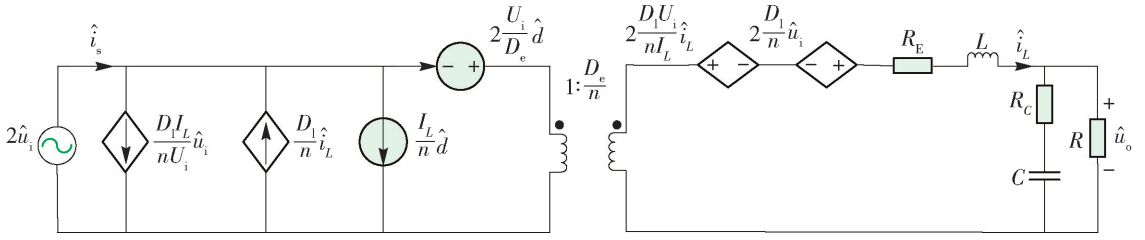


图 4 电磁发射机非理想线性化交流小信号等效电路

Fig. 4 Non-ideal linear AC small signal equivalent circuit for electromagnetic transmitter

$$\frac{2DR}{n(R + R_E + 2D_1U_i/(nI_L))} \frac{1 + s/\omega_{Z1}}{1 + s/(Q\omega_o) + (s/\omega_o)^2} \quad (6)$$

输出电压到占空比传递函数为

$$G_{u,od}(s) = \frac{\hat{u}_o}{\hat{d}} \Big|_{\hat{u}_i(s)=0} = \frac{2U_iR}{n(R + R_E + 2D_1U_i/(nI_L))} \frac{1 + s/\omega_{Z1}}{1 + s/(Q\omega_o) + (s/\omega_o)^2} \quad (7)$$

滤波电感电流到输入电压传递函数为

$$G_{i_L u_i}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{u}_i} \Big|_{d(s)=0} = \frac{2D}{n(R + R_E + 2D_1U_i/(nI_L))} \frac{1 + s/\omega_{Z2}}{1 + s/(Q\omega_o) + (s/\omega_o)^2} \quad (8)$$

滤波电感电流到占空比传递函数为

$$G_{i_L d}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{u}} \Big|_{u_i(s)=0} = \frac{2U_i}{n(R + R_E + 2D_1U_i/(nI_L))} \frac{1 + s/\omega_{Z2}}{1 + s/(Q\omega_o) + (s/\omega_o)^2} \quad (9)$$

输出阻抗为

$$Z_o(s) = \frac{\hat{u}_o}{\hat{i}_o} \Big|_{v_i(s)=0, \hat{d}(s)=0} = \frac{R(R_E + 2D_1U_i/(nI_L))}{R + R_E + 2D_1U_i/(nI_L)} \frac{(1 + s/\omega_{Z1})(1 + s/\omega_{Z3})}{1 + s/(Q\omega_o) + (s/\omega_o)^2} \quad (10)$$

滤波电感电流到输出电流传递函数为

$$G_{i_L i_o}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{i}_o} \Big|_{u_i(s)=0, d(s)=0} = \frac{R}{R + R_E + 2D_1U_i/(nI_L)} \frac{1 + s/\omega_{Z1}}{1 + s/(Q\omega_o) + (s/\omega_o)^2} \quad (11)$$

式中: $\omega_o = \frac{R + R_E + 2D_1U_i/(nI_L)}{(R + R_C)LC}$ 为振荡频率; $Q =$

$\frac{\sqrt{(R + R_E + 2D_1U_i/(nI_L))(R + R_C)LC}}{RR_C C + L + (2D_1U_i/(nI_L) + R_E)(R + R_C)C}$, 为品质因数; 3 个零点分别为 $\omega_{Z1} = \frac{1}{R_C C}$, $\omega_{Z2} = 1/[C(R_C + R)]$, $\omega_{Z3} = (2D_1U_i/(nI_L) + R_E)/L$.

综合式(6) ~ (11), 发射机滤波电感电流的交流小信号扰动量与占空比、输入电压和输出电流之间的关系式为

$$\hat{i}_L(s) = G_{i_L d}(s)\hat{d}(s) + G_{i_L u_i}(s)\hat{u}_i(s) + G_{i_L i_o}(s)\hat{i}_o(s) \quad (12)$$

发射机输出电压小信号扰动量与占空比、输入电压和输出电流之间的关系式为

$$\hat{u}_o(s) = G_{u,od}(s)\hat{d}(s) + G_{u,ui}(s)\hat{u}_i(s) + Z_o(s)\hat{i}_o(s) \quad (13)$$

2 峰值电流控制方法的设计

根据全桥直流电路的特性, 其电感电流 i_L 的脉动频率是全桥变换器开关频率 f_s 的 2 倍。在图 5 中, 在 $1/2$ 个开关周期中, 滤波电感电流平均值与峰值电流控制量 $i_c(t)$ 之间关系式^[13-14] 为

$$\langle i_L(t) \rangle = \langle i_c(t) \rangle - m_a d T_s / 2 - m_1 d^2 T_s / 4 + m_2 (1 - d)^2 T_s / 4 \quad (14)$$

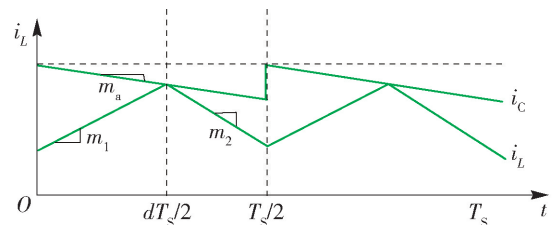


图 5 补偿斜率与滤波电感电流的关系

Fig. 5 Relationship between compensation slope and filter inductor current

式中: $\langle i_c(t) \rangle$ 为峰值电流控制器的控制信号平均值; m_a 为峰值电流控制器补偿斜率。

当占空比 $D > 0.5$ 时, 峰值电流控制器会产生次谐波振荡, 而这种次谐波振荡会造成发射机输出

在峰值电流控制下, 海洋可控源电磁发射机需满足 $Q_c \leq 0.5$, 其等效功率级的传递函数具有低频和高频 2 个实极点。

为了说明提出模型的优越性, 以只考虑 LC 滤波器和变压器变比所构建的电磁发射机模型为理想模型, 以所提出的发射机模型为非理想模型。图 7

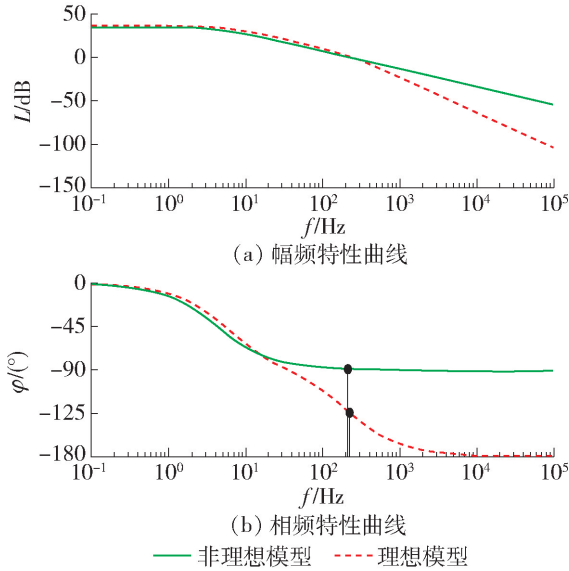


图 7 非理想模型和理想模型等效功率级传递函数伯德图比较

Fig. 7 Comparison of the equivalent power-stage transfer function Bode diagram of both ideal and non-ideal model

所示为在峰值电流控制下, 理想模型和非理想模型等效功率级传递函数的伯德图对比图。在低频段, 理想模型和非理想模型频域特性差异不大。随着频率的增加, 由于零点 ω_{z1} 的影响, 在该零点附近, 非理想模型与理想模型相比, 相位超前 90° , 幅频曲线斜率增加 20 dB/dec 。

3.2 输出阻抗传递函数

在前面提到, 在峰值电流控制下, 海洋可控源电磁发射机输出阻抗 $Z(s)$ 的表达式为

$$Z(s) = \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \Big|_{\hat{u}_i(s)=0, \hat{i}_c(s)=0} = \frac{[1 + F_m G_{i_{fd}}(s)] Z_o(s) - F_m G_{u_{od}}(s) G_{i_{i_o}}(s)}{1 + F_m [G_{i_{fd}}(s) + F_o G_{u_{od}}(s)]} \quad (26)$$

将式(7) (18) 和式(20) ~ (22) 代入式(26), 可以求出峰值电流控制的海洋可控源电磁发射机的输出阻抗^[13,20]的表达式为

$$Z(s) = \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \Big|_{\hat{u}_i(s)=0, \hat{i}_c(s)=0} = \frac{G_{z0}(s) (1 + s/\omega_{z1}) (1 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3)}{(1 + s/\omega_{p-L}) (1 + s/\omega_{p-H}) [1 + s/(Q\omega_0) + (s/\omega_0)^2]} \quad (27)$$

在式(27)中

$$\left. \begin{aligned} G_{z0}(s) &= R \frac{[n(R + R_E + 2D_1 U_i / (nL_L)) + 2U_i F_m] (R_E + 2D_1 U_i / (nL_L)) + 2U_i R F_m}{R + R_E + 2D_1 U_i / (nL_L)} \\ a_1 &= \frac{\frac{2U_i R F_m}{\omega_{z1}} + [n(R + R_E + 2D_1 U_i / (nL_L)) + 2U_i F_m] \frac{(R_E + 2D_1 U_i / (nL_L))}{\omega_{z3}} + \left[\frac{n(R + R_E + 2D_1 U_i / (nL_L))}{Q\omega_0} + \frac{2U_i F_m}{\omega_{z2}} \right] (R_E + 2D_1 U_i / (nL_L))}{[n(R + R_E + 2D_1 U_i / (nL_L)) + 2U_i F_m] (R_E + 2D_1 U_i / (nL_L)) + 2U_i R F_m} \\ a_2 &= \frac{\frac{n(R + R_E + 2D_1 U_i / (nL_L))}{\omega_0^2} (R_E + 2D_1 U_i / (nL_L)) + \left[\frac{n(R + R_E + 2D_1 U_i / (nL_L))}{Q\omega_0} + \frac{2U_i F_m}{\omega_{z2}} \right] \frac{(R_E + 2D_1 U_i / (nL_L))}{\omega_{z3}}}{[n(R + R_E + 2D_1 U_i / (nL_L)) + 2U_i F_m] (R_E + 2D_1 U_i / (nL_L)) + 2U_i R F_m} \\ a_3 &= \frac{\frac{n(R + R_E + 2D_1 U_i / (nL_L))}{\omega_0^2} (R_E + 2D_1 U_i / (nL_L))}{[n(R + R_E + 2D_1 U_i / (nL_L)) + 2U_i F_m] (R_E + 2D_1 U_i / (nL_L)) + 2U_i R F_m} \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

式(27)有多个零点、极点, 它们对系统的稳定性产生影响。因此, 在建立峰值电流控制电磁发射机交流小信号等效电路模型时, 需要考虑输出阻抗对系统的影响。

电流控制的发射机非理想模型和理想模型的输出阻抗 $Z(s)$ 的伯德图对比如图 8 所示。由于考虑

了诸多元件导通电阻和串联等效电阻等非理想因素, 非理想模型与理想模型相比, 闭环输出阻抗更大。值得注意的是, 理想模型幅频曲线的谐振峰值达到 34.6 dB , 而在非理想因素影响下, 非理想模型未见谐振。

综上所述, 非理想模型与理想模型相比, 与实际

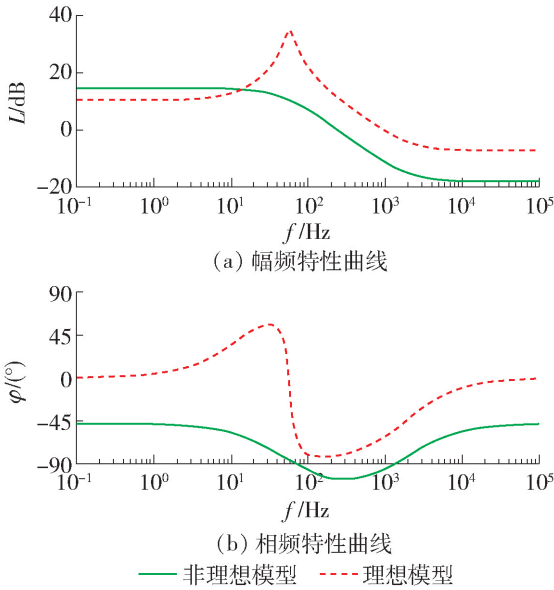


图8 非理想模型和理想模型输出阻抗伯德图比较

Fig. 8 Comparison of the output-impedance Bode diagram of both ideal and non-ideal model

电路更加接近,如果将模型理想化,用理想模型设计和分析电磁发射机,将削弱对发射机设计的指导意义,甚至使电路稳定性变差.因此,在设计电磁发射机时,全面分析系统所有非理想因素,确保模型的完整性是非常必要的.

4 实验验证

为了验证所提出模型的优越性和可行性,已完成整个实验平台的搭建,并成功研制出实验样机,如图9所示.其输出功率12 kW,发射电压75 V,发射电流150 A,电流纹波小于3%,样机在实验室中运行稳定,效果良好.样机具体参数如表1所示.

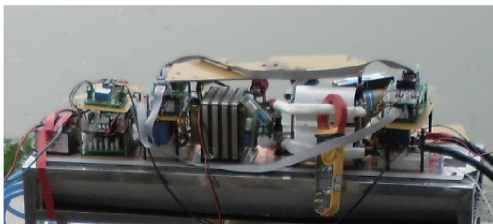


图9 实验样机照片

Fig. 9 Photo of the experimental prototype

依据表1中的仿真参数,通过前面的等式,可以计算出所建立电路模型的各个参数为:电感电流 $i_L = 150$ A; 占空比 $D_e = 0.77$; 总等效电阻 $R_E = 9.2877$ m Ω ; 电感电流上升斜率 $M_1 = 1.2078 \times 10^5$, 下降斜率 $M_2 = 3.0606 \times 10^6$; $F_m = 0.2484$, 输入电压相关系数 $F_i = 0.0737$, 输出电压相关系数 $F_o =$

0.6728 ; 取补偿斜率为 $M_a = 0.75M_1 = 2.2955 \times 10^6$; $Q_c = 0.4226$. 显然 $Q_c \leq 0.5$, 验证了所推导式(27)的准确性.

表1 仿真参数表

Table 1 Simulation parameters

仿真参数	数值	仿真参数	数值
u_i/V	311	$R_{on}/m\Omega$	2.8
$R/m\Omega$	500	f_s/kHz	20
n	4	$L_k/\mu H$	5.3
$R_{T1}/m\Omega$	6.3	$R_{T2}/m\Omega$	1.7
$L/\mu H$	20	$R_L/m\Omega$	3.4
$C/\mu F$	900	$R_C/m\Omega$	9.1
$R_F/m\Omega$	2	U_F/V	1.1

依据理想模型设计的发射机输出电压和输出电流实验波形如图10所示.电磁发射机初始输出电压和输出电流分别为0 V、0 A,在发射机开机调整3 ms后,发射机输出电压稳定在75 V,输出电流稳定在150 A.图11为依据非理想模型设计的发射机输出电压和输出电流实验波形.如图11所示,调整时间小于0.2 ms,发射机输出电压和输出电流分别由0 V、0 A到额定输出电压和输出电流.明显地,考虑非理想因素的非理想模型能够提高发射源输出响应速度,降低输出电压和输出电流的超调量和调整时间,增强电磁发射机输出瞬态性和稳态性.

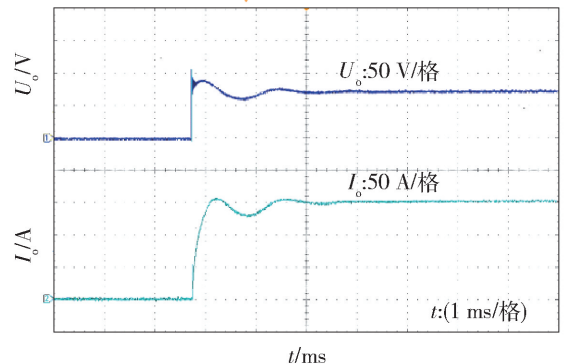


图10 理想模型设计发射机输出电压和输出电流

Fig. 10 Output voltage and output current waveform of transmitter designed with ideal model

图12为理想模型设计的发射机发射电压和发射电流波形图;图13为非理想模型设计的发射机发射电压和发射电流波形图.发射电压峰峰值为150 V,发射电流峰峰值为300 A,电流纹波小于2.2%,发射频率为0.8 Hz.对比图12与图13可

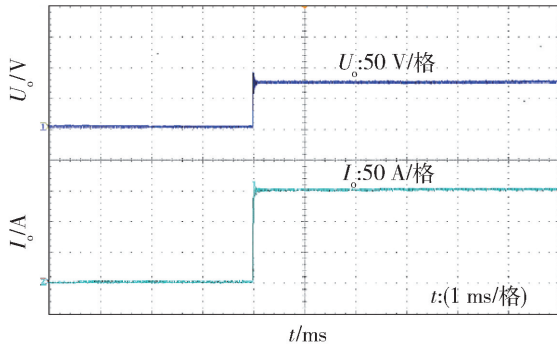


图 11 非理想模型设计发射机输出电压和输出电流
Fig. 11 Output voltage and output current waveform of transmitter designed with non-ideal model

知,发射机负载极性交变瞬间,与理想模型相比,非理想模型设计的发射机发射电压和发射电流超调量小,调整时间短,稳态性能和瞬态性能好,满足了发射机预期设计要求,说明了所建非理想模型优越性和合理性。

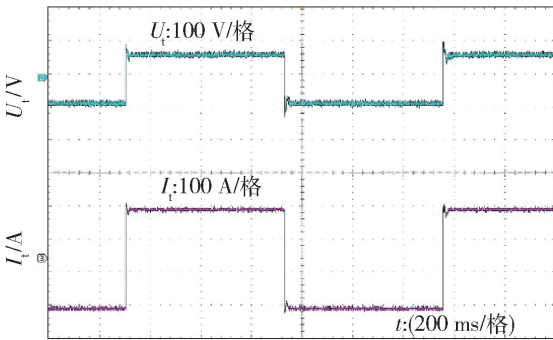


图 12 理想模型设计发射机发射电压和发射电流
Fig. 12 Emission voltage and emission current of transmitter designed with ideal model

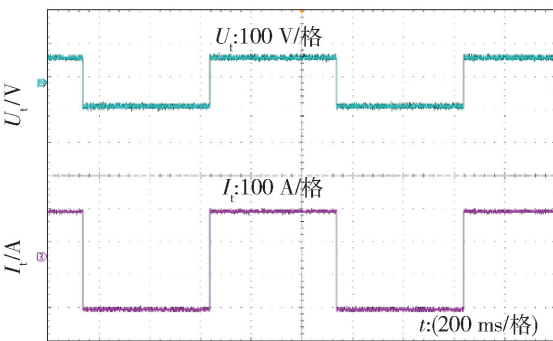


图 13 非理想模型设计发射机发射电压和发射电流
Fig. 13 Emission voltage and emission current of transmitter designed with non-ideal model

5 结论

1) 构建了一个工作在 CCM 条件下,非理想海

洋可控源电磁发射机完整的大信号模型和交流小信号模型,该模型充分考虑了各个元件等效寄生参数等非理想因素的影响。

2) 针对非理想电磁发射机模型,设计了峰值电流控制器,建立了包含等效功率级和闭环输出阻抗的完整模型。

3) 搭建了实验样机,通过实验波形的分析,非理想模型能够更准确、更完整地反映电磁发射机电路实际运行情况,能够为海洋可控源电磁发射机的设计提供理论基础和现实依据,从而提高我国海洋瞬变电磁勘探装备的研制水平。

参考文献:

- [1] 刘云鹤,殷长春,翁爱华,等. 海洋可控源电磁法发射机姿态影响研究[J]. 地球物理学报, 2012, 55(8): 2757-2768.
LIU Y H, YIN C C, WENG A H, et al. Attitude effect for marine CSEM system[J]. Chinese Journal of Geophysics, 2012, 55(8): 2757-2768. (in Chinese)
- [2] 李慧,林君,周逢道,等. 海洋可控源电磁探测技术海底工程勘探应用研究[J]. 上海交通大学学报, 2012, 46(7): 1153-1158.
LI H, LIN J, ZHOU F D, et al. Research about sea-floor engineering exploration of marine controlled source electromagnetic method[J]. Journal of Shanghai Jiaotong University, 2012, 46(7): 1153-1158. (in Chinese)
- [3] WANG M, DENG M, ZHAO Q X, et al. Two types of marine controlled source electromagnetic transmitters[J]. Geophysical Prospecting, 2015, 63(6): 1403-1419.
- [4] CONSABLE S. Review paper: instrumentation for marine magnetotelluric and controlled source electromagnetic sounding[J]. Geophysical Prospecting, 2013, 61(Suppl 1): 505-532.
- [5] ERICHSON R W, MAKSIMOVIC D. Fundamentals of power electronics[M]. New York: Springer Science & Business Media, 2007: 187-255.
- [6] RIDLEY R B. A new, continuous-time model for current-mode control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1991, 6(2): 271-280.
- [7] 张卫平. 开关变换器的建模与控制[M]. 北京: 中国电力出版社, 2008: 190-215.
- [8] RUAN X B, CHEN W, CHENG L L, et al. Control strategy for input-series-output-parallel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(4): 1174-1185.
- [9] VLATKOVIC V, SABATE J A, RIDLEY R B, et al. Small-signal analysis of the phase-shifted PWM converter

- [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1992, 7 (1): 128-135.
- [10] YU F, ZHANG Y M. Modeling and control method for high-power electromagnetic transmitter power supplies [J]. Journal of Power Electronics, 2013, 13(4): 679-691.
- [11] 欧阳长莲, 严仰光, 章国宝. 同步整流 Buck 变换器断续工作模式建模分析[J]. 电工技术学报, 2002, 17(6): 53-58.
OUYANG C L, YAN Y G, ZHANG G B, et al. Modeling analysis of synchronous rectifier Buck converter in discontinuous conduction mode[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2002, 17(6): 53-58. (in Chinese)
- [12] MAMMANO R. Switching power supply topology voltage mode vs. current mode [J]. Elektron Journal-South African Institute of Electrical Engineers, 2001, 18(6): 25-27.
- [13] 王建华, 张方华, 龚春英, 等. 电压控制型 Buck DC/DC 变换器输出阻抗优化设计[J]. 电工技术学报, 2007, 22(8): 18-23.
WANG J H, ZHANG F H, GONG C Y, et al. Study of output impedance optimization for voltage mode control Buck DC/DC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(8): 18-23. (in Chinese)
- [14] QIU Y, LIU H L, CHEN X Y. Digital average current-mode control of PWM DC-DC converters without current sensors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(5): 1670-1677.
- [15] KONDRATH N, KAZIMIERCZUK M K. Control current and relative stability of peak current-mode controlled pulse-width modulated dc-dc converters without slope compensation[J]. IET Power Electronics, 2010, 3(6): 936-946.
- [16] 解光军, 徐慧芳. 峰值电流模式控制非理想 Buck 变换器系统建模[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24): 52-58.
XIE G J, XU H F. Modeling of current programmed mode non-ideal buck converter systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(24): 52-58. (in Chinese)
- [17] 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): 815-831.
ZHOU G H, XU J P. A review of modulation and control techniques for switching converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(6): 815-831. (in Chinese)
- [18] 程红, 王聪, 王俊. 开关变换器建模、控制及其控制器的数字实现[M]. 北京: 清华大学出版社, 2013: 137-160.
- [19] AZCONDO F J, BRABAS C, CASANUEVA R, et al. Approaches to modeling converters with current programmed control [C] // IEEE Workshop Power Electronics Education. New York: IEEE, 2005: 98-104.
- [20] 姚雨迎, 张东来, 徐殿国. 级联式 DC/DC 变换器输出阻抗的优化设计与稳定性[J]. 电工技术学报, 2009, 24(3): 147-152.
YAO Y Y, ZHANG D L, XU D G. Output impedance optimization and stability for cascade DC/DC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(3): 147-152. (in Chinese)

(责任编辑 吕小红)