

多态的大功率可控硅开关功率放大器的仿真*

熊宏锦¹, 饶喆¹, 熊鹏文², 苑秉成¹

(1. 海军工程大学兵器工程系, 湖北武汉 430033;

2. 东南大学仪器科学与工程学院, 江苏南京 210096)

摘要:为了满足远距离海底探测对发射信号大功率的需求,选用了一种大功率可控硅开关功率放大器。在临界换流、自然换流和强迫换流3种工作状态下,分析了该功率放大器的工作原理,并建立了等效电路模型。运用OrCAD仿真了临界换流状态时的等效电路模型;在自然换流状态和强迫换流状态下,为获得功放电流值和负载电流值,对其等效电路模型分别建立了非线性数学模型,并通过Matlab和VC++采用四阶Runge-Kutta法对非线性数学模型进行求解。以上方法能够求得该功率放大器电路在任意时刻、任意点处的电流电压值,能较客观、真实地反映电路的工作状况,对工程应用具有一定的参考价值。

关键词:开关功率放大器;换流状态;Runge-Kutta法;数值分析;OrCAD

中图分类号:TP391.9 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2014)05-136-07

Simulation and research of high-power silicon controlled rectifier switching power amplifier based on various working state

XIONG Hongjin¹, RAO Zhe¹, XIONG Pengwen², YUAN Bingcheng¹

(1. Department of Weapon Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China;

2. School of Instrument Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: For the requirement of high-power transmit signals in long-distance submarine detection, a high-power silicon controlled rectifier switching power amplifier (SPA) was used. The operating principle of this SPA was analyzed and the equivalent circuit models were established under different working states including critical commutating state, natural commutating state and compulsive commutating state. The equivalent circuit models were emulated in OrCAD when the SPA worked in critical commutating state. For the acquisition of power amplifier and load current value about SPA in natural and compulsive commutating state, the nonlinear mathematical models were established in the base of equivalent circuit models, then they were solved by fourth-order Runge-Kutta method under the platform of Matlab and VC++. The methods mentioned can calculate the voltage and current at any time any point of the SPA; it can reflect the working state of circuit objectively and factually; the research may be of certain reference for engineering application.

Key words: switching power amplifier; commutating state; Runge-Kutta method; numerical analysis; OrCAD

在强混响背景的水声通信中,信噪比显得尤其重要^[1]。提高信噪比的途径有很多,比如提高接收机的工作效率、改良信道等^[2-3]。在众多方法中,提高发射信号的能量,对信噪比的贡献无疑是非常大的^[4-5]。而提高信号的能量,至关重要的就是提高发射机中功率放大器的输出功率,以供给强度足够大的发射信号^[6]。

在某探测海底目标的工程实现中,应用了一种特殊的大功率可控硅(Silicon Controlled Rectifier, SCR)开关功率放大器(Switching Power

Amplifier, SPA),实现了远距离的海底目标探测。该开关功放可输出几百至上千kW,因而功放系统往往工作在高电压、大电流状态,其相关电流电压值通常难以采集和测量。为了掌握大功率开关功放的工作机理和电气特性,有必要对其电路进行仿真研究。

目前,在对小功率功放的研究中,已出现多种仿真方法^[7]。重庆大学王军在对开关功率放大器的一种新型控制方法仿真中采用了PSIM软件^[8],西安交通大学田拥胜在对高效率开关功放

* 收稿日期:2013-10-13

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61074191);国家部委资助项目(51303020308);海军工程大学自然科学基金资助项目(201300000151)

作者简介:熊宏锦(1987—),男,江西南昌人,博士研究生,E-mail:Andy_Sto@126.com;
苑秉成(通信作者),男,教授,博士生导师,E-mail:13807184797@163.com

的仿真研究中采用了 ADS 软件^[9],浙江大学朱丹在对声光 Q 驱动器高效 E 类功率放大器的仿真中采用了 Multisim 软件^[10]。借助这些软件对电路进行仿真,可结合实际电路有效地检验分析方法^[11-13]。

对于较大功率功放,目前,国内仅有对 300kW 中功率 SCR 开关功放进行了仿真研究的文献^[14],而对大功率开关功放的仿真研究尚没有文献报道。此外,从工作状态角度出发来研究 SPA,这是对功放的仿真研究的创新。

本文选择 OrCAD 软件对系统在临界换流状态的等效电路模型进行仿真,OrCAD 用于电路仿真时,具有丰富的元器件和信号源,可以对电子

电路进行各种功能分析,是目前流行的 EDA 软件之一。采用 Runge - Kutta 法对自然和强迫换流状态下的非线性数学模型进行数值分析。选择 Matlab 对系统在临界换流状态的等效电路模型进行仿真,Matlab 软件程序编写简单,调试方便,但计算速度相对较慢。为了提供一个快速求解功放系统的软件包,选择 VC++ 对系统在强迫换流状态的等效电路模型进行仿真。

1 大功率开关功放的基本原理

图 1 所示是一个大功率 SCR SPA 电路,它由 6 组并联的串联 SCR 逆变器和 1 个匹配网络构成。

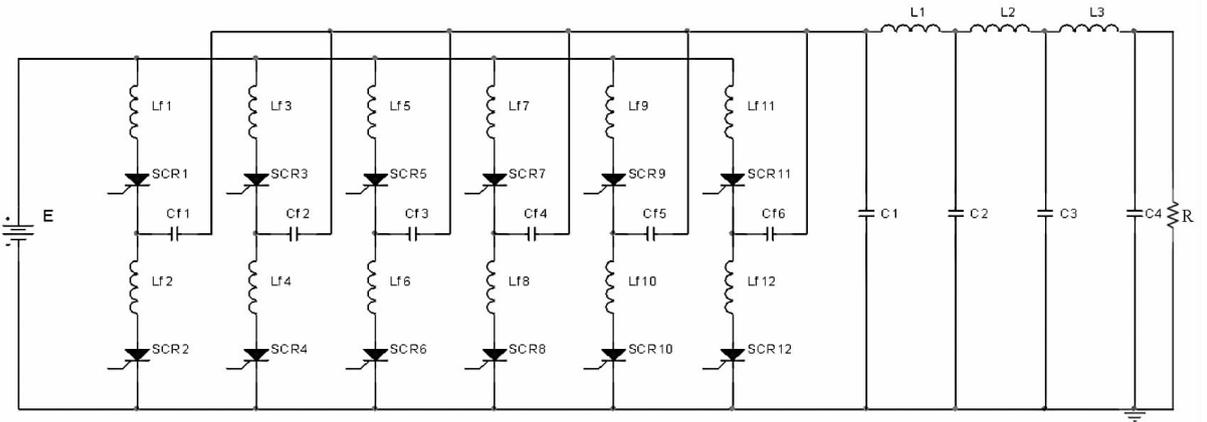


图 1 可控硅开关功率放大器的电路图

Fig. 1 Circuit graph of SCR switching power amplifier

SCR 是一种使用非常广泛的晶闸管^[15]。SCR 由截止状态转变为导通状态需满足两个条件:一是在阳极和阴极之间加正向电压;二是在栅极和阴极之间加正向的触发电压。若把阳极电压撤除或阴阳间电压极性反转,则 SCR 由低阻导通状态变为高阻阻断状态。

逆变器是把直流电能转变成交流电能供给负载的一种电能变换装置。SCR 功率放大器采用串联逆变器的形式把直流变为几十 kHz 的正弦波。

利用 SCR 轮流导通来控制 LCR 逆变器的振荡状态,在负载端就可得到近似于正弦波的电压电流波形。

图 2(a) 所示电路为一个串联 SCR 逆变器,其工作过程为:在 SCR1 的栅极加触发电压,SCR1 导通,则 E 经过 L_{f1} 、SCR1、Cf、R 向 Cf 充电,直到 Cf 上的电压达到某个值 E_0 时,SCR1 的电压反向,回路中的电流为 0,SCR1 关闭;此时,触发 SCR2 使其导通,Cf 上的电压 E_0 经过 L_{f2} 、SCR2、R 回路放电直到 Cf 上的电压为 0,此时 SCR2 关闭;然后再触

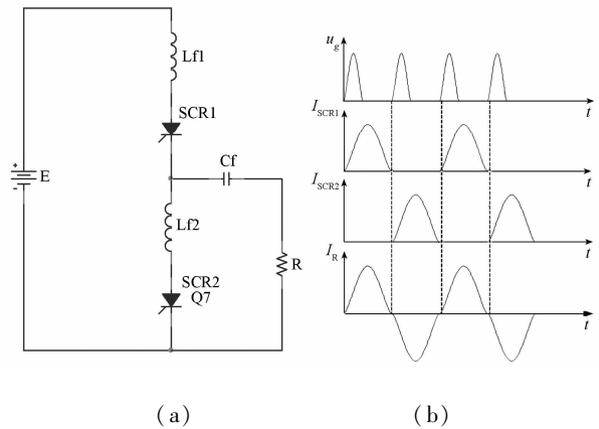


图 2 串联可控硅逆变器及其负载波形

Fig. 2 Circuit graph of the series SCR inverter and waveforms of the load

发 SCR1,使 SCR1、SCR2 循环工作。通过 SCR1、SCR2 和 R 上的电流波形如图 2(b) 所示。

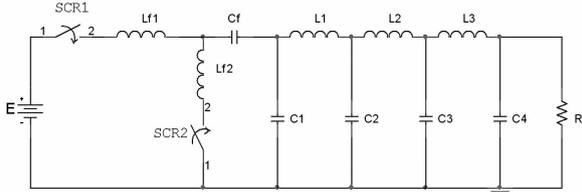
设此谐振电路的固有谐振频率为 f_0 ,SCR 的触发频率为 f 。当 $f < f_0$ 时,逆变器工作在自然换流状态;当 $f = f_0$ 时,逆变器工作在临界换流状态;当 $f > f_0$ 时,逆变器工作在强迫换流状态。

一般为了获得近似于正弦的波形,使逆变器工作在临界状态附近。但在开关功放的实际工作过程中, f 与 f_0 具体悬差在多少范围内得到的近似正弦波形才可接受,这不便控制。因此,往往在振荡器后面接一匹配网络,它起到低通滤波和调整放大器与负载匹配的作用。该功放用了个四阶低通滤波器,从而使电路可以工作在一定带宽的频率下。

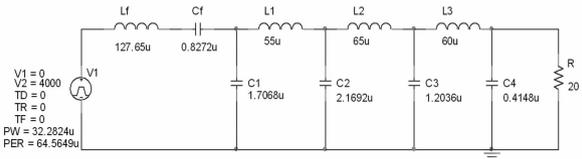
2 系统在临界换流状态的仿真

2.1 临界换流状态的等效电路模型

实际上,在功放的整个工作过程中,SCR 就相当于一个控制支路通断的开关。当 $f=f_0$ 时,系统工作在临界状态。由于图 1 中 6 组逆变器的参数值相同,只是在不同时间上相继触发,因此将图 1 电路等效为图 3(a)。



(a) 临界换流状态等效电路一



(b) 临界换流状态等效电路二

图 3 临界换流状态下的等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit models in critical state

图 3(a) 中, L_{f1} 和 L_{f2} 值相等,且 SCR1, SCR2 中一个截止后另一个紧接着被触发导通,为了便于仿真,进一步将 E 和 SCR 等效为周期性脉冲源,如图 3(b)。

2.2 OrCAD 环境下的仿真

在 OrCAD 中编辑图 3(b) 所示电路,进行仿真。仿真后的波形如图 4 所示。

如图 4 所示,负载电流 I_R (实线) 和 SCR 电流 I_{Cr} (虚线) 的波形为近似正弦波形。经过 3 个振荡周期后系统进入稳态,此时,负载电流的峰值为 185A,流过 SCR 的电流峰值为 275A。输出功率为 342.25kW, ($p = \left(\frac{I_f}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot R$)。

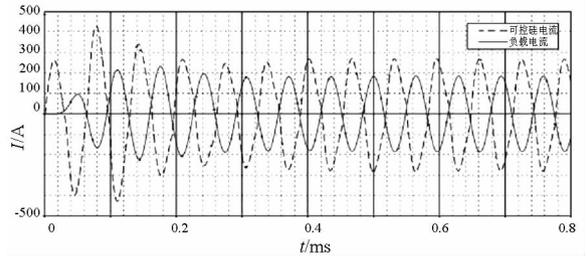


图 4 OrCAD 仿真的负载电流和可控硅电流波形

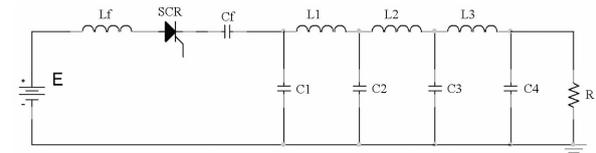
Fig. 4 Emulational waveforms of load current and SCR current in OrCAD

3 系统在自然换流状态的仿真

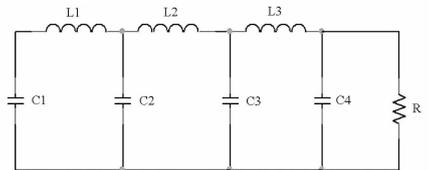
3.1 自然换流状态的等效电路模型

当 $f < f_0$ 时,开关功放工作在自然换流状态,这时,系统工作流程和临界换流状态下的相近,所不同的是 SCR 受触发的时间间隔要大,即当上一个 SCR 因回路电流降为 0 而自行关断后,需过一段时间才去触发下一个 SCR 使其导通工作,从而在两管交替阶段时,有一段时间没有 SCR 工作,而只有匹配网络和负载的自激振荡过程。

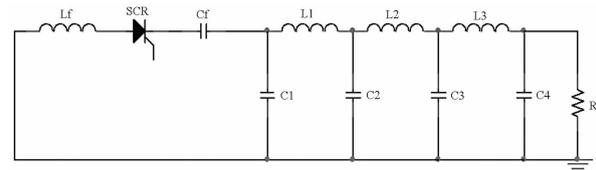
为了便于仿真和求解,图 1 电路的工作过程按时间顺序可等效为充电回路、自激振荡和放电回路 3 种子电路模型,如图 5 所示。



(a) 充电回路



(b) 自激振荡



(c) 放电回路

图 5 自然换流状态下的子电路模型

Fig. 5 Equivalent sub-circuit models in natural state

3.2 自然换流状态的数学模型

设 $u_{C1}, u_{C2}, u_{C3}, u_{C4}, u_{Cf}$ 分别为 C_1, C_2, C_3, C_4, C_f 两端的电压, $I_{Cf}, I_{L1}, I_{L2}, I_{L3}$ 分别为流经 C_f, L_1, L_2, L_3 的电流, E 为电压源, R 为负载。则充放电电子电路模型都满足式(1)。

$$\left\{ \begin{aligned} I_{Cf} &= C_1 \cdot \frac{du_{C1}}{dt} + I_{L1} = C_f \cdot \frac{du_{Cf}}{dt} \\ I_{L1} &= C_2 \cdot \frac{du_{C2}}{dt} + I_{L2} \\ I_{L2} &= C_3 \cdot \frac{du_{C3}}{dt} + I_{L3} \\ I_{L3} &= C_4 \cdot \frac{du_{C4}}{dt} + \frac{u_{C4}}{R} \\ E &= L_f \cdot \frac{dI_{Cf}}{dt} + u_{Cf} + u_{C1} \\ u_{C1} &= L_1 \cdot \frac{dI_{L1}}{dt} + u_{C2} \\ u_{C2} &= L_2 \cdot \frac{dI_{L2}}{dt} + u_{C3} \\ u_{C3} &= L_3 \cdot \frac{dI_{L3}}{dt} + u_{C4} \end{aligned} \right. \quad (1)$$

当 $E = \pm 4000V$ 时,式(1)描述的是正负电源充电子电路模型;当 $E = 0V$ 时,式(1)描述的是放电电子电路模型。

图 5(b)所示的自激振荡模型相当于是在两 SCR 工作的间隙,匹配网络中动态元件的电位变化过程。该子电路对应的数学模型如式(2)所示。

$$\left\{ \begin{aligned} I_{L1} &= C_1 \cdot \frac{du_{C1}}{dt} = C_2 \cdot \frac{du_{C2}}{dt} + I_{L2} \\ I_{L2} &= C_3 \cdot \frac{du_{C3}}{dt} + I_{L3} \\ I_{L3} &= C_4 \cdot \frac{du_{C4}}{dt} + \frac{u_{C4}}{R} \\ u_{C1} &= L_1 \cdot \frac{dI_{L1}}{dt} + u_{C2} \\ u_{C2} &= L_2 \cdot \frac{dI_{L2}}{dt} + u_{C3} \\ u_{C3} &= L_3 \cdot \frac{dI_{L3}}{dt} + u_{C4} \end{aligned} \right. \quad (2)$$

由于式(1)和(2)都是高阶线性微分方程组,通常的拉氏变换法和微分方程解析解法难以求解,这里采用古典 Runge - Kutta 法对式(1)和式(2)进行数值分析。

3.3 Matlab 平台下等效电路模型的数值分析

对一个复杂的函数,要在 Taylor 展开式求它的各阶导数总是令人望而却步,Runge - Kutta 法利用了 Taylor 级数法的思想,但避开对原来的函数进行解析求导的过程。

$$\left\{ \begin{aligned} y_{k+1} &= y_k + \frac{1}{6}(K_1 + 2K_2 + 2K_3 + K_4) \\ K_1 &= hf(x_k, y_k) \\ K_2 &= hf(x_k + \frac{h}{2}, y_k + \frac{h}{2}K_1) \\ K_3 &= hf(x_k + \frac{h}{2}, y_k + \frac{h}{2}K_2) \\ K_4 &= hf(x_k + h, y_k + hK_3) \end{aligned} \right. \quad (3)$$

式(3)是四阶 Runge - Kutta 法的递推公式,又称为古典 Runge - Kutta 法。

在 Matlab 中,系统提供了采用 Runge - Kutta 法来求解常微分方程数值解的函数 ode45()。将时间离散化成若干时间点,按时间顺序,依次对 SCR 开关功放的各子电路模型对应的常微分方程组进行求解,并循环迭代,便可以得到功率放大器在任意时间点的电流、电压数值解。

取 $f = 14kHz (f < f_0)$, $N = 80$,将计算得到的负载电流和功放电流波形描绘出来,如图 6 所示。负载电流 I_R (实线)和功放电流 I_{Cf} (虚线)的波形都为近似的正弦波形。经过 8 个振荡周期后电流值基本稳定,此时整个电路系统进入稳态,且稳态时,负载电流的峰值为 200A,流过 SCR SPA 的电流峰值为 355.5A,输出功率为 400kW。

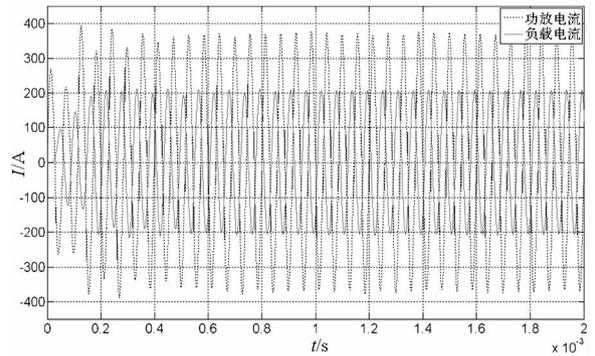


图 6 Matlab 下数值分析单管工作的电流波形
Fig. 6 Current waveforms of single tube by numerical analysis in Matlab

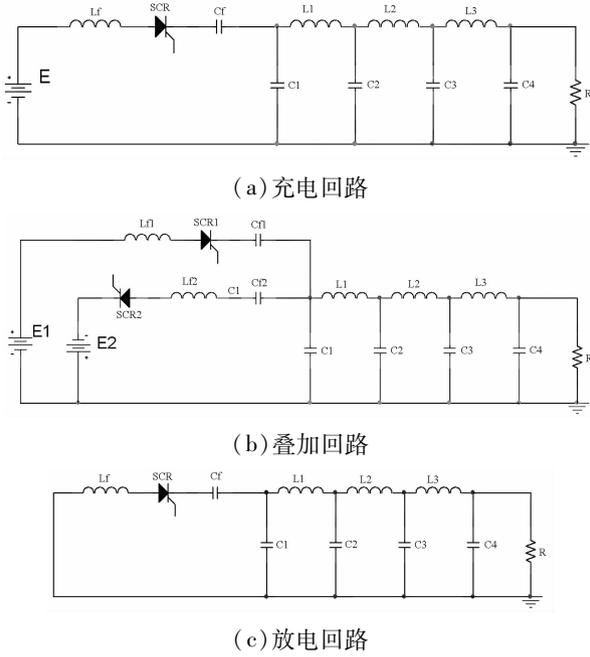
4 系统在强迫换流状态的仿真

4.1 强迫换流状态的等效电路模型

当 $f > f_0$ 时,开关功放工作在强迫换流状态,这时,系统工作流程和临界换流状态下的大不相同,在上一个 SCR 因回路电流降为 0 而自行关断之前,就开始触发下一个 SCR 使其导通工作,从而,在两管交替阶段,有一段时间是两个 SCR 同时工作。

图 1 所示开关功放工作在强迫换流状态下的电路可归纳为 3 种子电路模型:充电回路模型、叠

加回路模型和放电回路模型,如图 7 所示。



(a) 充电回路

(b) 叠加回路

(c) 放电回路

图 7 强迫换流状态下的子电路模型

Fig.7 Sub-circuit models in compulsive state

4.2 强迫换流状态的数学模型

图 7 中,对于充放电电子电路模型 (a) 和 (c), 设 u_{C1} 、 u_{C2} 、 u_{C3} 、 u_{C4} 、 u_{Cf} 分别为 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 、 C_f 两端的电压, I_b 、 I_{L1} 、 I_{L2} 、 I_{L3} 分别为流经 C_f 、 L_1 、 L_2 、 L_3 的电流, E 为电压源, R 为负载。则充放电的子电路模型均满足如下微分方程组:

$$\begin{cases} I_{Cf} = C_1 \cdot \frac{du_{C1}}{dt} + I_{L1} = C_f \cdot \frac{du_{Cf}}{dt} \\ I_{L1} = C_2 \cdot \frac{du_{C2}}{dt} + I_{L2} \\ I_{L2} = C_3 \cdot \frac{du_{C3}}{dt} + I_{L3} \\ I_{L3} = C_4 \cdot \frac{du_{C4}}{dt} + \frac{u_{C4}}{R} \\ E = L_f \cdot \frac{dI_{Cf}}{dt} + u_{Cf} + u_{C1} \\ u_{C1} = L_1 \cdot \frac{dI_{L1}}{dt} + u_{C2} \\ u_{C2} = L_2 \cdot \frac{dI_{L2}}{dt} + u_{C3} \\ u_{C3} = L_3 \cdot \frac{dI_{L3}}{dt} + u_{C4} \end{cases} \quad (4)$$

当 $E = \pm 4000V$ 时,式 (4) 描述的是正负电源充电子电路模型;当 $E = 0V$ 时,式 (4) 描述的是放电子电路模型。

图 7 中的叠加回路 (b) 相当于在两 SCR 更替工作时,有一段时间两支路同时工作。设 u_{C1} 、 u_{C2} 、 u_{C3} 、 u_{C4} 、 u_{Cn} 、 u_{Cn2} 分别为 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 、 C_n 、 C_{n2} 两端的电压, I_{b1} 、 I_{b2} 、 I_{L1} 、 I_{L2} 、 I_{L3} 分别为流经 C_n 、 C_{n2} 、 L_1 、 L_2 、 L_3 的电流, E 为电压源, R 为负载。则叠加子电路模型满足如下微分方程组:

$$\begin{cases} I_{b1} + I_{b2} = C_1 \cdot \frac{du_{C1}}{dt} + I_{L1} \\ I_{L1} = C_2 \cdot \frac{du_{C2}}{dt} + I_{L2} \\ I_{L2} = C_3 \cdot \frac{du_{C3}}{dt} + I_{L3} \\ I_{L3} = C_4 \cdot \frac{du_{C4}}{dt} + \frac{u_{C4}}{R} \\ I_{b1} = C_n \cdot \frac{du_{Cn}}{dt} \\ I_{b2} = C_{n2} \cdot \frac{du_{Cn2}}{dt} \\ E_1 = L_{n1} \cdot \frac{dI_{b1}}{dt} + u_{Cn} + u_{C1} \\ E_2 = L_{n2} \cdot \frac{dI_{b2}}{dt} + u_{Cn2} + u_{C2} \\ u_{C1} = L_1 \cdot \frac{dI_{L1}}{dt} + u_{C2} \\ u_{C2} = L_2 \cdot \frac{dI_{L2}}{dt} + u_{C3} \\ u_{C3} = L_3 \cdot \frac{dI_{L3}}{dt} + u_{C4} \end{cases} \quad (5)$$

当 $E_1 = 4000V$, $E_2 = -4000V$ 时,式 (5) 描述的是正负电源叠加充电电路模型;当 $E_1 = 4000V$, $E_2 = 0V$ 时,式 (5) 描述的是正电源充电和放电回路叠加电路模型;当 $E_1 = -4000V$, $E_2 = 0V$ 时,式 (5) 描述的是负电源充电和放电回路叠加电路模型;当 $E_1 = 0V$, $E_2 = 0V$ 时,式 (5) 描述的是两放电回路叠加电路模型。

同样,这里采用古典 Runge - Kutta 法对式 (4) 和式 (5) 进行数值分析。

4.3 VC++ 平台下等效电路模型的数值分析

在 VC++ 软件中,系统没有提供 Runge - Kutta 法的库函数,因此需要单独编辑一个函数来实现 Runge - Kutta 法。

由于 SPA 电路的数学模型是一个线性微分方程组,根据古典 Runge - Kutta 法 (求解单个常微分方程) 的递推公式 (3) 可推导出四阶 Runge - Kutta 方法求解常微分方程组的递推公式,见式 (6):

$$\begin{cases} K_1^i = hf_i(x_k, y_k^1, y_k^2, \dots, y_k^n) \\ K_2^i = hf_i(x_k + \frac{h}{2}, y_k^1 + \frac{1}{2}K_1^1, y_k^2 + \frac{1}{2}K_1^2, \dots, y_k^n + \frac{1}{2}K_1^n) \\ K_3^i = hf_i(x_k + \frac{h}{2}, y_k^1 + \frac{1}{2}K_2^1, y_k^2 + \frac{1}{2}K_2^2, \dots, y_k^n + \frac{1}{2}K_2^n) \\ K_4^i = hf_i(x_k + h, y_k^1 + K_3^1, y_k^2 + K_3^2, \dots, y_k^n + K_3^n) \\ y_{k+1}^i = y_k^i + \frac{1}{6}K_1^i + \frac{1}{3}K_2^i + \frac{1}{3}K_3^i + \frac{1}{6}K_4^i \end{cases} \quad (6)$$

令 N 表示每次 Runge - Kutta 算法的采样点数, M 表示微分方程组的方程个数, D 表示 Runge - Kutta 算法的运用次数。

取 $f = 17.5\text{kHz} (f < f_0)$, 令 $N = 150, D = 56$, 进行计算。将计算得到的负载电流和功放电流值描绘出来,如图8所示。负载电流 I_R (实线)和功放电流 I_{Cr} (虚线)的波形都为近似的正弦波形。经过13个振荡周期后电流值基本稳定,此时整个电路系统进入稳态,且稳态时,负载电流的峰值为207A,功放电流峰值为一正弦包络线,约为370A。输出功率为428.5kW。

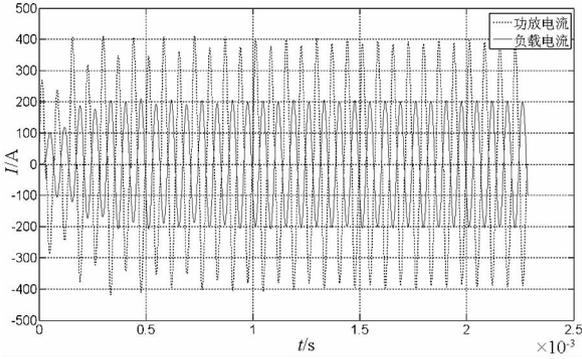


图8 VC++平台下数值分析多管工作的电流波形
Fig. 8 Current waveforms of multi-tubes by numerical analysis in VC++

5 仿真结果分析

通过3种不同的仿真方法分别仿真系统的3种工作状态,对比图4、图6和图8,可知3种方法得到的结果基本一致。且从各方法得到的波形可以看出,负载电流和功放电流的波形都为近似正弦波形,经过若干个振荡周期后电流值基本稳定,此时整个电路系统进入了稳态。这与图2(b)所示的波形示意图完全相符,进一步说明了各仿真方法的正确性。其运算速度对比如表1。

表1 Matlab和VC++的计算速度对比

Tab. 1 Comparison of the calculating speed of Matlab and VC++

	10000次	50000次
VC++数值解	约2s	约10s
Matlab数值解	约4s	约20s

将临界换流状态和自然换流状态下负载电流和功放电流的仿真波形进行对比,并将它们分别放大成图9和图10。可以看出:图9所示的临界换流状态下的功放电流波形连续,而在图10所示的自然换流状态下的功放电流波形中,上下半周波形有明显的停滞阶段,这正是SCR受触发的时间间隔大,即当上一个SCR关断后,下一个SCR需过一段时间才工作的结果。虽然自然换流状态

下功放电流波形不是标准的正弦波形,但经匹配网络滤波后,在负载处却可以得到较好的正弦波。

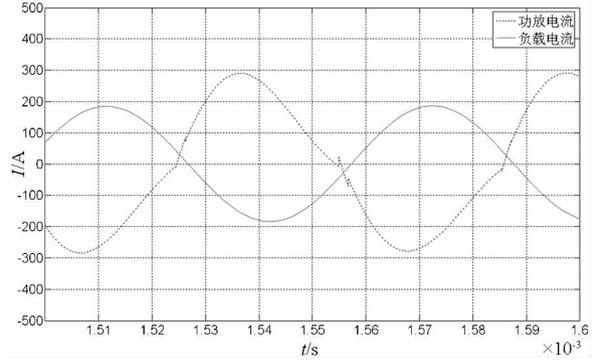


图9 仿真临界换流状态下的电流波形

Fig. 9 Simulating current waveforms in critical state

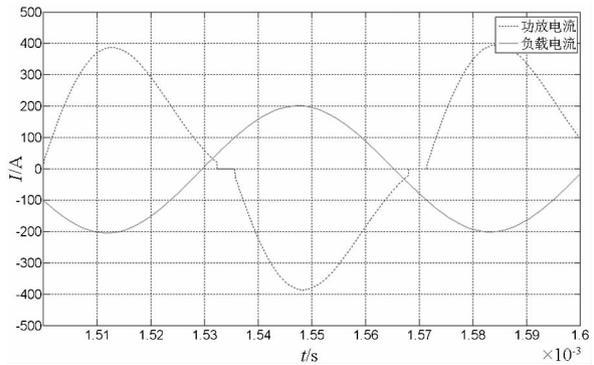


图10 仿真自然换流状态下的电流波形

Fig. 10 Simulating current waveforms in natural state

6 结论

针对大功率功放的相关电流电压值难以采集和测量的问题,本文就某典型功放电路分别建立了其在3种工作状态下的等效电路模型和相应的非线性数学模型,并采用四阶经典Runge-Kutta法数值求解了自然和强迫换流状态下的非线性数学模型。最后,基于OrCAD、Matlab和VC++平台下分别仿真求解了3种工作状态下的模型。

经过反复试验,上述3种仿真方法都能计算出功放系统在任意时刻、任意点的电流电压值,且仿真数据一致,能较真实地反映系统的工作状况。在今后的工程应用中,可以视试验环境采取不同的仿真途径对系统进行仿真计算,以供系统进行调试或改进。

参考文献 (References)

[1] Hayes M P, Gough P T. Synthetic aperture sonar: a review of current status [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2009, 34(3): 207-224.
[2] Kim H, Park H. Power control management for home appliance system[C]//Proceedings of IEEE International Conference on Consumer Electronics, Digest of Technical Papers, 2011: 823

- 824.
- [3] Wang Z Y, Wu, G Q. The design and research of switching power amplifier used on magnetic suspension support [C]//Proceedings of 4th Chinese Symposium on Magnetic Bearings, Applied Mechanics and Materials, 2012 : 194 - 198.
- [4] Kamada J, Funato H, Ogasawara S. Proposal of switching power amplifier using small-capacity linear amplifier and LC filter[J]. Electronics and Communications in Japan, 2008, 10 (91) : 1 - 10.
- [5] Paek J S, Lee H Y, Joo T H., et al. $\Delta\Sigma$ digitised polar transmitter with CMOS switching power amplifier [J]. Electronics Letters, 2010, 46 (23) : 1551 - 1553.
- [6] 邹腾安, 潘存云, 徐小军, 等. 双转子活塞发动机工作过程的数值模拟[J]. 国防科学技术大学学报, 2014, 36(1) : 110 - 115.
ZOU Tengan, PAN Cunyun, XU Xiaojun, et al. Numerical simulation for the performance of a new type dual-rotor piston engine [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2014, 36(1) : 110 - 115. (in Chinese)
- [7] Singhal N, Pamarti S. A digital envelope combiner for switching power amplifier linearization[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2010, 57(4) : 270 - 274.
- [8] 王军, 徐龙祥. 磁悬浮轴承开关功率放大器等效数学模型[J]. 电工技术学报, 2010, 25(4) : 53 - 58.
WANG Jun, XU Longxiang. Equivalent mathematical models of switching power amplifier for magnetic bearing [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(4) : 53 - 58. (in Chinese)
- [9] 田拥胜, 孙岩桦, 虞烈. 涡流对电磁轴承开关功放纹波电流的影响[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(24) : 110 - 114.
TIAN Yongsheng, SUN Yanhua, YU Lie. Equivalent mathematical models of switching power amplifier for magnetic bearing[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 29(24) : 110 - 114. (in Chinese)
- [10] 朱丹, 祝长生. 主动电磁轴承电流型开关功率放大器的调制技术[J]. 机械工程学报, 2010, 46(20) : 1 - 8.
ZHU Dan, ZHU Changsheng. Modulations of current-mode switching power amplifier for active magnetic bearings[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2010, 46(20) : 1 - 8. (in Chinese)
- [11] Massry A, Sichta P, Dong J. Application of ITER CODAC core system for NSTX SPA - 2 project [C]//Proceedings of IEEE/NPSS 24th Symposium on Fusion Engineering, Symposium on Fusion Engineering, 2011 : 94 - 98.
- [12] Hietakangas S, Rahkonen T. Input impedance of class E switching amplifiers [C]//Proceedings of Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits, 2011 : 83 - 84.
- [13] 李祥生, 邓智泉, 陈志达, 等. 电流型四桥臂开关功放控制方法[J]. 电工技术学报, 2011, 2(26) : 156 - 164.
LI Xiangsheng, DENG Zhiqun, CHEN Zhida, et al. A control method of current mode four-leg switching power amplifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 2(26) : 156 - 164. (in Chinese)
- [14] 熊宏锦, 柳超, 董颖辉. 甚低频可控硅开关功率放大器的仿真研究[J]. 舰船电子工程, 2009, 24(29) : 110 - 114.
XIONG Hongjin, LIU Chao, DONG Yinghui. Simulation and research of VLF SCR switching power amplifier [J]. Ship Electronic Engineering, 2011, 31(8) : 88 - 90. (in Chinese)
- [15] Yeh M L, Liou W R, Hsieh H P. An electromagnetic interference (EMI) reduced high-efficiency switching power amplifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 3(25) : 710 - 718.