

E 类功率放大器瞬态响应的仿真与研究

曹韬, 何松柏, 游飞

电子科技大学电子工程学院, 成都, 610054

摘要: E 类功率放大器因其理想效率为 100% 成为功放研究的热点之一。其时变特性给理论分析带来困难, 通常对其分析都是建立在稳态响应的基础上, 瞬态响应过程则很少被研究。本文主要分析 E 类功率放大器瞬态响应过程, 对其瞬态响应过程进行仿真, 推导出瞬态响应调整时间的表达式, 得出此调整时间的最小值。
关键词: E 类功率放大器 瞬态响应 仿真 调整时间

一、引言

1975 年, Sokal 提出一种开关功率放大器模型—E 类功率放大器, 其理想效率为 100%, 使它成为当今功率放大器研究的一个热点。然而 E 类放大器的时变特性, 造成理论推导和数学建模仿真困难, 为使理论分析变得简单, 通常研究者们直接考虑 E 类放大器的稳态响应: 假设输出端串联电路的品质因数 Q 很大, 输出为理想正弦波信号。这样做简化了理论分析, 但是忽略了 E 类功率放大器的瞬态响应。本文通过建立微分方程, 实现对 E 类功率放大器瞬态响应的仿真, 并对其瞬态响应进行理论分析, 求得瞬态响应调整时间的最小值, 这些工作对 E 类功率放大器调幅失真的研究有一定的参考价值并对 E 类功率放大器的元件参数设计提供了依据。

二、E 类功率放大器模型结构及工作原理

理想 E 类功率放大器的模型结构和工作原理已有充分的研究^[1-3]。E 类功放使用的放大器件仍是晶体管, 晶体管工作在开关状态, 由输入信号来控制此开关, 并使用合理的负载网络使其集电极电压与电流不同时出现, 从而使其集电极耗散功率为零。理想 E 类功放模型可直接表示为如下形式:

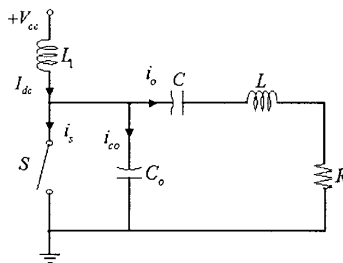


图 1 理想 E 类功率放大器模型

图 1 中, L_1 为高频扼流圈, LC 构成串联谐振回路, 也即为滤波电路, C_0 为晶体管输入电容, 是分布电容和外接电容的总和, R 为负载。

开关 S 受输入信号的控制, 开关频率即基波频率。 LC 回路让基频信号通过, 滤除其它频率, 使得负载端的信号为频率是基频的正弦信号。由此可见开关上并不会功率损耗, 电源的直流能量直接转变为交流能量, 即放大器的理想效率达到 100%。输入信号的参与只是将频率带入这个系统, 整个系统不是对输入信号的线性放大, 而是产生了一个与输入信号具有相同频率的正弦信号, 其幅度直接与电源电压联系在一起。

三、E 类功率放大器瞬态响应的仿真

通常对 E 类功放的理论分析都是建立在稳态响应的基础上: 假设输出端串联回路品质因

数 Q 非常大, 可以滤除所有谐波, 使得输出为具有基频的正弦波, 并且认为高频扼流圈 L_1 直流阻抗为零, 交流阻抗无穷大, 使得 I_{dc} 为恒定常数。这样分析可以很容易推出模型中各元件参数^[1-6], 但是却并不能对 E 类功放模型的输出结果做仿真验证, 因为所要验证的结果都是被作为假设提出。更为重要的是, 这种分析方法无法展示 E 类功放的瞬态响应过程。要得到 E 类功放的瞬态响应过程, 需要建立相应的数学模型。

根据图 1, 由 KCL, KVL 方程可知:

S 闭合时:

$$V_{cc} - L_1 \frac{dI_{dc}}{dt} = 0 \quad (1)$$

$$L \frac{di_o}{dt} + \frac{1}{C} \int i_o dt + Ri_o = 0 \quad (2)$$

S 断开时:

$$V_{cc} - L_1 \frac{dI_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_o} \int i_{co} dt = \frac{1}{C_o} \int (I_{dc} - i_o) dt \quad (3)$$

$$V_{cc} - L_1 \frac{dI_{dc}}{dt} = L \frac{di_o}{dt} + \frac{1}{C} \int i_o dt + Ri_o \quad (4)$$

由 (3) 可得:

$$\int i_o dt = \int I_{dc} dt + L_1 C_o \frac{dI_{dc}}{dt} - V_{cc} C_o \quad (5)$$

$$i_o = I_{dc} + C_o L_1 \frac{d^2 I_{dc}}{dt^2} \quad (6)$$

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{dI_{dc}}{dt} + C_o L_1 \frac{d^3 I_{dc}}{dt^3} \quad (7)$$

将 (5) (6) (7) 代入 (4) 可得:

$$\frac{d^3 I_{dc}}{dt^3} + \frac{R}{L} \frac{d^2 I_{dc}}{dt^2} + \left(\frac{CL_1 + CL + C_o L_1}{CC_o LL_1} \right) \frac{dI_{dc}}{dt} + \left(\frac{R}{LL_1 C_o} \right) I_{dc} + \frac{\int I_{dc} dt}{CC_o LL_1} - \frac{V_{cc} - (C + C_o)}{CC_o LL_1} = 0$$

此式即为 I_{dc} 在开关断开时的微分方程。

(3) (4) 联立还可得到:

$$\int I_{dc} dt = \int i_o dt + \frac{C_o}{C} \int i_o dt + C_o Ri_o + C_o L \frac{di_o}{dt} \quad (8)$$

$$I_{dc} = \left(\frac{C + C_o}{C} \right) i_o + C_o R \frac{di_o}{dt} + C_o L_1 \frac{d^2 i_o}{dt^2} \quad (9)$$

$$\frac{dI_{dc}}{dt} = \left(\frac{C + C_o}{C} \right) \frac{di_o}{dt} + C_o R \frac{d^2 i_o}{dt^2} + C_o L_1 \frac{d^3 i_o}{dt^3} \quad (10)$$

将以上三式带入 (4) 得:

$$\frac{d^3 i_o}{dt^3} + \frac{R}{L} \frac{d^2 i_o}{dt^2} + \left(\frac{CL_1 + CL + C_o L_1}{CC_o LL_1} \right) \frac{di_o}{dt} + \left(\frac{R}{LL_1 C_o} \right) i_o + \frac{\int i_o dt}{CC_o LL_1} - \frac{V_{cc}}{CC_o LL_1} = 0 \quad (11)$$

即为 i_o 在开关断开时的微分方程。

为了便于建立仿真模型来得到 I_{dc} , i_o 及开关两端电压 V_s 电流 i_s 的波形, 现将它们在开关闭合与断开时的关系方程总结如下:

开关闭合时:

$$I_{dc}: V_{cc} - L_1 \frac{dI_{dc}}{dt} = 0 \quad i_o: L \frac{di_o}{dt} + \frac{1}{C} \int i_o dt + Ri_o = 0$$

$$V_s: V_s = 0 \quad i_s: i_s = I_{dc} - i_o$$

开关断开时:

$$I_{dc}: \frac{d^3 I_{dc}}{dt^3} + \frac{R}{L} \frac{d^2 I_{dc}}{dt^2} + \left(\frac{CL_1 + CL + C_o L_1}{CC_o LL_1} \right) \frac{dI_{dc}}{dt} + \left(\frac{R}{LL_1 C_o} \right) I_{dc} + \frac{\int I_{dc} dt}{CC_o LL_1} - \frac{V_{cc} - (C + C_o)}{CC_o LL_1} = 0$$

$$i_o: i_o = I_{dc} + C_o L_1 \frac{d^2 I_{dc}}{dt^2} \quad V_s: V_s = \frac{1}{C} \int (I_{dc} - i_o) dt \quad i_s: i_s = 0$$

显然, E 类功放的时变特性使得求解微分方程变得非常困难, 但是可以利用 Matlab 软件强大的数值分析功能进行数值求解, 来展现 E 类功放瞬态响应过程。令放大器时域周期为 T (取 $T = 10^{-6} s$), 开关每隔 $T/2$ 改变一次状态, 初始状态定为零状态, 将开关闭合 (断开) 时的末状态值作为开关转为断开 (闭合) 时的初值条件, 使用龙格-库塔法求解各状态下的微分方程, 通过编写 Matlab 程序建立数学模型进行仿真, 便可得到 E 类功率放大器由初态到进入稳态后 I_{dc} , i_o 及开关两端电压 V_s 电流 i_s 在时域下的波形图。仿真结果如下:

(1) I_{dc} 波形:

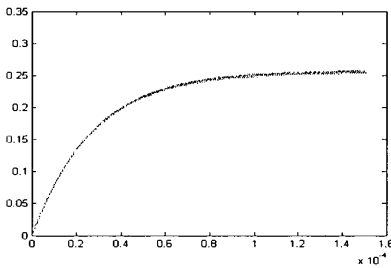


图 2 I_{dc} 瞬态响应过程

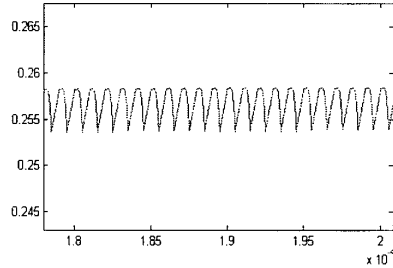


图 3 稳态 I_{dc} 波形图

图 2 展现了 I_{dc} 由初态到稳态的过程。稳定后, 因为扼流圈的取值不可能为无穷大, 故 I_{dc} 电流会有小幅振荡 (图 3)

(2) V_s 波形:

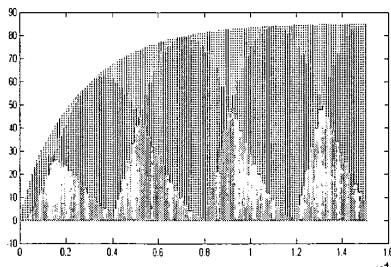


图 4 V_s 瞬态响应过程

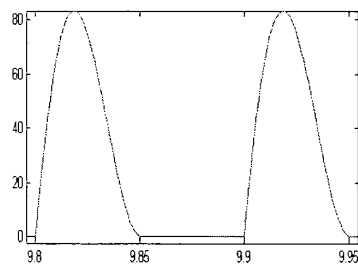


图 5 稳态 V_s 波形图

图 4 展现了开关端电压 V_s 由初态进入稳态的过程, 从图中也可看出 V_s 不仅包含基频, 而

且存在着其它谐波成分。取出时域中 $t = 9.8 \times 10^{-5} \sim 9.95 \times 10^{-5} s$ 这段波形 (即一个半周期), 此时放大器已经进入稳态, V_s 的值随着开关周期不断重复变化。(图 5)

(3) i_s 波形:

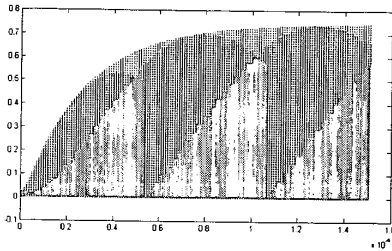


图 6 i_s 瞬态响应过程

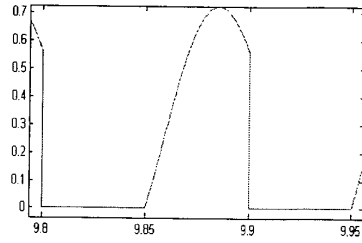


图 7 稳态 i_s 波形图

图 6 展现了开关端电流 i_s 由初态进入稳态的过程, 同样具有多种频率成分。取出时域中 $t = 9.8 \times 10^{-5} \sim 9.95 \times 10^{-5} s$ 这段波形 (即一个半周期), 与相同时间段内开关端电压 V_s (图 5) 相比较: 开关闭合时, 开关上会出现电流而无电压, 开关断开时, 开关上有电压而无电流, 开关上的信号已经随着输入信号的周期而进行周期变化。

(4) i_o 波形:

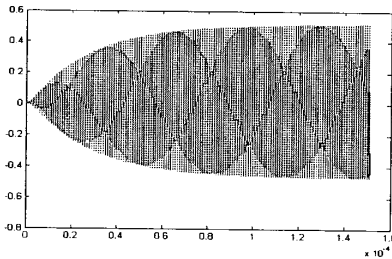


图 8 i_o 瞬态响应过程

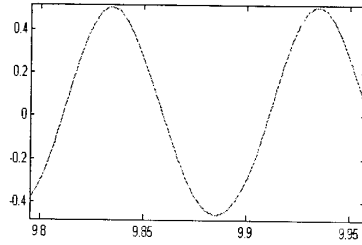


图 9 稳态 i_o 波形图

图 8 展现了输出电流 i_o 由初态进入稳态的过程, 负载已经很明显获得了基频成分。同样取出时域中 $t = 9.8 \times 10^{-5} \sim 9.95 \times 10^{-5} s$ 这段波形 (即一个半周期), 此时输出电流 i_o 波形已经稳定, 若完全抑制谐波, 则输出为频率是基频的正弦电流, 但是会有一相移存在 (见图 9)。

仿真展现了 E 类放大器瞬态响应的过程, 并且达到稳态后的结果均与理想 E 类放大器模型所作的设想吻合, 集电极电压电流不会同时出现, 使放大器理想效率达到 100%。

四、E 类功率放大器瞬态响应调整时间

通过对 E 类放大器瞬态响应的仿真, 可看到各节点波形在放大器由初始状态到稳态的调整时间内产生的失真, 同时, 也可很清楚的看到 I_{dc} 的瞬态响应同步于整个瞬态响应过程。为了方便分析, 将 I_{dc} 作为瞬态响应的研究对象。一些理想 E 类放大器模型中相关元件的取值参考如下^[4]:

$$C_o = \frac{P_o}{\pi \omega V_{cc}^2} \quad (12)$$

$$R = \frac{8V_{cc}^2}{P_o(\pi^2 + 4)} \quad (13)$$

理想的 E 类放大器效率为 100%，即

$$P_o/P_{dc} = 1 \quad (14)$$

由 (13) 式可知：

$$P_o = \frac{8V_{cc}^2}{(\pi^2 + 4)R} \quad (15)$$

$$\text{而 } P_{dc} = V_{cc}I_{dc} = \frac{V_{cc}^2}{R_{dc}} \quad (16)$$

其中 R_{dc} 为等效直流负载。

$$\text{由 (14) (15) (16) 三式可得：} \quad R_{dc} = \frac{(\pi^2 + 4)R}{8} \quad (17)$$

$$\text{对于 } I_{dc}, \text{ 建立微分方程：} \quad L_1 \frac{dI_{dc}}{dt} + I_{dc}R_{dc} = V_{cc} \quad (18)$$

$$\text{由拉普拉斯变换可得传递函数：} \quad G(s) = \frac{V_{dc}}{(L_1s + R_{dc})s} = \frac{V_{dc}/R_{dc}}{(L_1s/R_{dc} + 1)s} \quad (19)$$

显然，这是一个一阶单位阶跃响应，由拉普拉斯反变换很容易得到：

$$I_{dc}(t) = \frac{V_{dc}}{R_{dc}} (1 - e^{-(R_{dc}/L_1)t}) \quad (20)$$

$$\text{令 } 1 - e^{-(R_{dc}/L_1)t} \geq 0.98, \text{ 可得 } t \geq \frac{3.91L_1}{R_{dc}} = \frac{31.28L_1}{R(\pi^2 + 4)}.$$

令 $t_m = 31.28L_1/R(\pi^2 + 4)$ ，即 E 类功放至少需要 $t = t_m$ 的调整时间才能达到稳态。显然调整时间由负载 R 和扼流圈电感 L_1 决定。然而在设计 E 类放大器时， R 与输出功率密切相关，一般希望采用较小的负载来获得较大的输出功率，而对 L_1 的取值也有限定。

因 L_1 的恒流作用，其值应该越大越好^[6]，来减小 I_{dc} 上小幅振荡的幅度（图 3），一般取：

$$L_1 \geq \frac{10}{\omega^2 C_o} \quad (21)$$

将 (21) 式代入 $t_m = \frac{31.28L_1}{R(\pi^2 + 4)}$ ，得：

$$t_m \geq \frac{312.8}{\omega^2 C_o R(\pi^2 + 4)}$$

再与 (12) (13) 两式联立得：

$$t_m \geq \frac{19.55 \times 2\pi}{\omega} = \frac{19.55}{f} = 19.55T, \quad f \text{ 为放大器工作频率, } T \text{ 即为放大器时域周期。}$$

由此可知理想的 E 类放大器至少需要 $19.55T$ 的调整时间来达到稳定工作状态。

五、结论

通过以上对 E 类功率放大器瞬态响应的分析可知，E 类功率放大器由初态到稳态的调整时间存在一最小值，在调整时间内输出波形出现相应的失真，同时由于瞬态响应的存在，必然会给 E 类放大器的幅度调制引入误差，这有必要进行进一步研究。另外，瞬态响应的调整时

间给设计 E 类放大器增添了新的考虑因素, 负载取值并不是越小越好, 当确定负载电阻取值后, 扼流圈电感的取值也不可过大, 否则会使调整时间变长, 这在低频时显得更加明显。总之, 通信行业的不断发展, 使得对功率放大器的要求越来越高, E 类开关功率放大器作为一种非线性功放, 为了适应更为复杂的通信信号, 需要更精确的模型, 同时应当注意到其瞬态响应对复杂信号产生的影响, 这些都要进行更深入的探讨。

参考文献

- [1] Sokal.N.O and Sokal.A.D. Class E-A new class of high efficiency tuned single-ended switching power amplifiers, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-10, pp. 168-176, June 1975.
- [2] Sokal N. O. User Manual Class E RF Power Amplifier Demonstrator Model. design Automation INC.1980,E10-3.
- [3] Raab.F.H. Idealized Operation of the Class E Tuned Power Amplifier. IEEE Trans. Circuits and Systems,vol.CAS-24,pp.725-735,Dec.1977
- [4] David. K. Choi, A Physically Based Analytic Model of FET Class-E Power Amplifiers Designing for Maximum PAE. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.47, no. 9, pp.1712-1720, Sep. 1999.
- [5] Avratoglou. C.P, Vourlgaris. N.C and Ioannidou. F.I. Analysis and Design of a Generalized Class E Tuned Power Amplifier. IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. Cas-36, pp. 1068-1087, Sept. 1987
- [6] 胡长阳. D 类和 E 类开关模式功率放大器. 北京:高等教育出版社, 1985.