

一种差分放大电路线性范围展宽的方法

王佐臣 王晓静 欧阳金华 张明强

(曲阜师范大学物理工程学院 山东曲阜 273165)

摘 要 差分放大电路的线性范围比较小,在大信号工作时会产生非线性失真。针对这一问题,本文首先对差分放大电路的传输特性进行了分析,然后拟定出差分放大电路的模型,通过严格的理论推导和定量分析,很好地解决了差分放大电路线性范围小的问题。

关键词 差分放大电路 传输特性 线性范围

One way of spreading linear range of difference amplifier

Wang Zuochen Wang Xiaojing Ouyang Jinhua Zhang Mingqiang

(Physics Department of Qufu Normal University, Qufu, 273165, China)

Abstract The linear range of difference amplifier is smaller, and nonlinear distortion will be produced, when the large-signal is working. Against this problem, this paper analyses the transfer characteristic of difference amplifier at first, and then generates the model of difference amplifier. With strict theoretical derivation and quantitative analysis, the problem that the linear range of difference is smaller has been well solved.

Key words difference amplifier transfer characteristic linear range

1 引言

差分放大电路是一种抑制“零点漂移”能力很强的电路^[1]。它在线性电子线路和非线性电子线路中都得到了广泛的应用。通信系统的基本电路是调制解调电路和变频电路,调制解调电路和变频电路的核心器件是模拟乘法器,而模拟乘法器的基本电路则是差分放大电路。因此线性电子线路和非线性电子线路性能的优劣决定于差分放大电路。差分放大电路的性能指标很多,其中线性范围是一个非常重要的性能指标^[2-4]。所以探讨如何扩展差分放大电路的线性范围,对于在较大信号时有效地减小放大电路、调制解调电路、变频电路等功能电路的非线性失真,都具有重要的意义。

2 单差分对放大电路的传输特性

晶体管发射结的电流方程可表示为^[1]:

$$i_E = I_s (e^{u_{be}/U_T} - 1) \quad (1)$$

式中, $U_T = kT/q$, 称为温度电压当量,在常温下约为

26mV, I_s 为发射结的反向饱和电流。

单差分对晶体管放大电路,如图1所示。因为晶体管的发射结为正向偏置电压,满足 $u_{be} \gg U_T$ 条件即 $e^{u_{be}/U_T} \gg 1$, 则式(1)可近似表示为:

$$i_E \approx I_s e^{u_{be}/U_T} \quad (2)$$

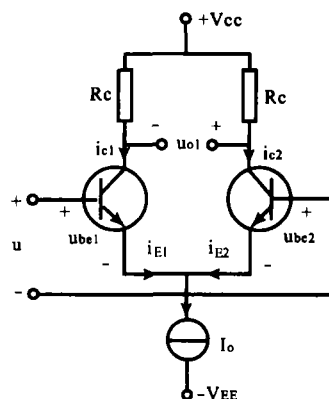


图1 单差分对放大电路

又因为 $i_E = \alpha i_C$, $\alpha \approx 1$, 所以由式(2)可得:

$$i_C \approx i_E \approx I_s e^{u_{be}/U_T} \quad (3)$$

由式(3)可得图1中的集电极电流分别为

$$i_{C1} \approx I_S e^{u_{BE1}/U_T}$$

$$i_{C2} \approx I_S e^{u_{BE2}/U_T}$$

由图1知

$$I_o = i_{E1} + i_{E2} = i_{E2} \left(1 + \frac{i_{E1}}{i_{E2}} \right) = i_{E2} (1 + e^{u/U_T}) \quad (4)$$

则由式(4)可得

$$i_{E2} = I_o/2 - I_o/2 \operatorname{th} u/2U_T \quad (5)$$

$$i_{E1} = I_o/2 + I_o/2 \operatorname{th} u/2U_T \quad (6)$$

差动电流为:

$$i_{o1} = i_{C1} - i_{C2} \approx i_{E1} - i_{E2} = I_o \operatorname{th} u/2U_T \quad (7)$$

输出电压为:

$$u_{o1} = -i_o R_c \approx I_o R_c \operatorname{th} u/2U_T \quad (8)$$

式中 $\operatorname{th} u/2U_T$ 为双曲正切函数, 故式(7)的泰勒级数的展开形式为:

$$i_{o1} = I_o \operatorname{th} \frac{u}{2U_T} = I_o \frac{u}{2U_T} - \frac{2}{3!} I_o \left(\frac{u}{2U_T} \right)^3 + \frac{16}{5!} I_o \left(\frac{u}{2U_T} \right)^5 + \dots \quad (9)$$

取式(9)的前两项可得:

$$i_{o1} \approx I_o \operatorname{th} \frac{u}{2U_T} = I_o \frac{u}{2U_T} - \frac{2}{3!} I_o \left(\frac{u}{2U_T} \right)^3 \quad (10)$$

由式(10)可以看出, 当 $u \ll 2U_T$ 时, 第二项可以略去, 则得:

$$i_{o1} \approx I_o \operatorname{th} u/2U_T \approx i_{oo} = u I_o / 2U_T \quad (11)$$

由式(11)可以看出, 差动输出电流 i_{o1} 与输入电压 u 成正比。因为 $2U_T \approx 2 \times 26 = 52 \text{mV}$, 在满足 $u \ll 2U_T$ 的条件下, 差动输入电压 u 是非常小的。换句话说, 就是满足线性条件下的差动输入电压的动态范围是非常小的。传输特性曲线如图2中的 i_{o1} 所示^[2-4]。

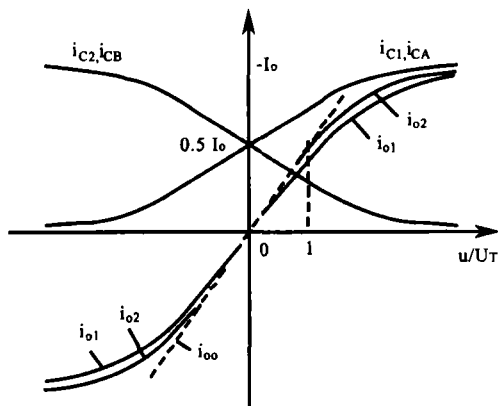


图2 差分对传输特性曲线对

3 线性范围拓展的分析与实现

现在来考察自变量 $x = u/2U_T$ 。可见为了更好地

满足 $x \ll 1$ 的条件, 可以保持自变量 x 的分子不变, 而增大其分母的方法来实现。拟定电路如图3所示。

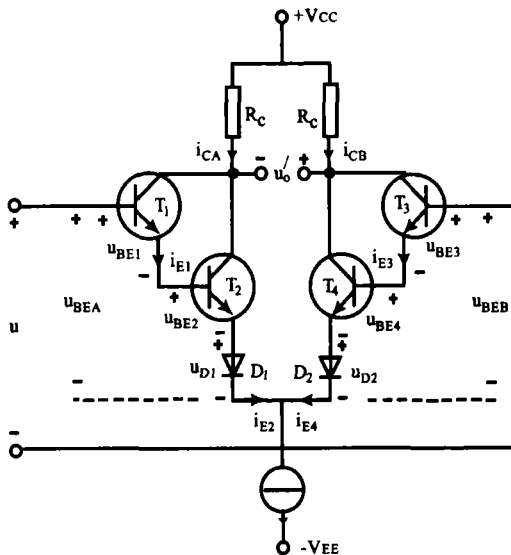


图3 复合管单差对放大电路

为了分析问题方便, 设晶体管 $T_1 \sim T_4$ 的基极-发射极电压和电流放大系数分别为:

$$u_{BE1} = u_{BE2} = u_{BE3} = u_{BE4} = u_{D1} = u_{D2} = u_{BE}$$

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = \beta_4 = \beta$$

则:

$$u_{BEA} = u_{BE1} + u_{BE2} + u_{D1} = 3u_{BE}$$

$$u_{BEA} = u_{BE3} + u_{BE4} + u_{D2} = 3u_{BE}$$

因为 $\beta \gg 1$, 故:

$$i_{E2} \approx \beta I_S e^{u_{BE1}/U_T} = \beta I_S e^{u_{BEA}/3U_T}$$

$$i_{E4} \approx \beta I_S e^{u_{BE1}/U_T} = \beta I_S e^{u_{BEA}/3U_T}$$

根据式(4)可得^[6]:

$$i_{E4} = \beta I_o/2 - \beta I_o/2 \operatorname{th} u/6U_T \quad (12)$$

$$i_{E2} = \beta I_o/2 + \beta I_o/2 \operatorname{th} u/6U_T \quad (13)$$

差动输出电流为:

$$i_{o2} = i_A - i_B \approx i_{E2} - i_{E4} = \beta I_o \operatorname{th} u/6U_T \quad (14)$$

输出电压为:

$$u_{o2} = \beta I_o R_c \operatorname{th} u/6U_T \quad (15)$$

差动输出电流的泰勒级数展开式为:

$$i_{o2} = \beta I_o \frac{u}{6U_T} - \frac{2}{3!} \beta I_o \left(\frac{u}{6U_T} \right)^3 + \frac{16}{5!} \beta I_o \left(\frac{u}{6U_T} \right)^5 + \dots \quad (16)$$

取式(16)的前两项得:

$$i_{o2} = \beta I_o \operatorname{th} \frac{u}{6U_T} = \beta I_o \frac{u}{6U_T} - \frac{2}{3!} \beta I_o \left(\frac{u}{6U_T} \right)^3 \quad (17)$$

且为了便于和式(10)中的前两项对比, 设 $\beta = \beta' = 12$, 并代入式(17)中, 可得:

$$i_{o2} = 12 I_o \operatorname{th} \frac{u}{6U_T} \approx I_o \frac{u}{2U_T} - \frac{2}{3!} I_o \left(\frac{\sqrt[3]{12} u}{6U_T} \right)^3 \quad (18)$$

同理,如图3所示,如果在晶体管 T_2 、 T_4 的发射极上各串联两只二极管,则可得差动输出电流的近似表达式为:

$$i_{o3} = \beta I_o \operatorname{th} \frac{u}{8U_T} \approx \beta I_o \left(\frac{u}{8U_T} - \frac{2}{3!} \beta I_o \left(\frac{u}{8U_T} \right)^3 \right) \quad (19)$$

为了便于对比,取 $\beta = \beta' = 16$,代入式(19)中可得:

$$i_{o3} = 16I_o \operatorname{th} \frac{u}{8U_T} \approx I_o \left(\frac{u}{2U_T} - \frac{2}{3!} I_o \left(\frac{\sqrt[3]{16}u}{8U_T} \right)^3 \right) \quad (20)$$

4 结果分析

为了分析方便,仍保持 $\beta' = 12$ 、 $\beta'' = 16$,且仅比较式(10)、式(18)和式(20)在 $u = U_T$ 时与式 $i_{\infty} = uI_o/2U_T$ 的近似程度。当 $u = U_T = 26\text{mV}$ 时, $i_{\infty} = uI_o/2U_T = 0.5I_o$ 。

4.1 基本差分放大电路,如图1所示。根据式(10)可得:

$$i_{o1} \approx I_o \operatorname{th} \frac{u}{2U_T} = I_o \left(\frac{u}{2U_T} - \frac{2}{3!} I_o \left(\frac{u}{2U_T} \right)^3 \right) = I_o \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{24} \right) \approx 0.4583I_o$$

其绝对误差和相对误差分别为:

$$\begin{cases} \Delta i_{o1} = 0.4583I_o - 0.5I_o \approx -0.0417 \\ \frac{\Delta i_{o1}}{i_{\infty}} = \frac{-0.0417I_o}{0.5I_o} = -8.33\% \end{cases} \quad (21)$$

4.2 复合管差分放大电路(T_2 、 T_4 的发射极各串连一只二极管),如图2所示。根据式(20)可得:

$$i_{o2} \approx 12I_o \operatorname{th} \frac{u}{6U_T} \approx I_o \left(\frac{u}{2U_T} - \frac{2}{3!} I_o \left(\frac{\sqrt[3]{12}u}{6U_T} \right)^3 \right) = I_o \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{54} \right) \approx 0.4815I_o$$

其绝对误差和相对误差分别为:

$$\begin{cases} \Delta i_{o2} = 0.4815I_o - 0.5I_o \approx -0.0186I_o \\ \frac{\Delta i_{o2}}{i_{\infty}} = \frac{-0.0186I_o}{0.5I_o} = -3.70\% \end{cases} \quad (22)$$

4.3 复合管差分放大电路(T_2 、 T_4 的发射极各串连两只二极管),参考图3所示电路。根据式(18)可得

$$i_{o3} \approx 16I_o \operatorname{th} \frac{u}{8U_T} \approx I_o \left(\frac{u}{2U_T} - \frac{2}{3!} I_o \left(\frac{\sqrt[3]{16}u}{8U_T} \right)^3 \right) =$$

$$I_o \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{96} \right) \approx 0.4896I_o$$

其绝对误差和相对误差分别为:

$$\begin{cases} \Delta i_{o3} = 0.4896I_o - 0.5I_o \approx -0.0104I_o \\ \frac{\Delta i_{o3}}{i_{\infty}} = \frac{-0.0104I_o}{0.5I_o} = -2.08\% \end{cases} \quad (23)$$

根据式(22)、(23)与(21)的绝对误差和相对误差的对比,可以发现复合管差分放大电路在输入信号 $u = U_T$ 点的误差,都较单差分放大电路的小。换句话说,就是复合管差分放大电路的线性范围得到了较大幅度的展宽。

展宽后的传输特性曲线,如图2中的 i_{o2} 曲线所示。尽管线性范围的展宽幅度不大,但相对于输入信号(小信号)来说已经是足够大了。

线性范围的展宽在减小差分放大电路的非线性失真方面具有非常重要的意义。差分放大电路可用来做模拟乘法器,而模拟乘法器是通信系统中的核心器件,因此差分放大电路线性范围的展宽,在通信技术中亦具有非常重要的意义。

参考文献

- [1] 童诗白、华成英. 模拟电子技术基础. 3版[M]. 北京:高等教育出版社, 2001:7.
- [2] 谢嘉奎. 电子线路(非线性部分). 4版[M]. 北京:高等教育出版社, 2000:188-198.
- [3] 李棠之, 杜国新. 通信电子线路[M]. 北京:电子工业出版社, 2001:142-144.
- [4] 曾兴雯. 高频电子线路[M]. 北京:高等教育出版社, 2004:173-180.
- [5] 胡宏平. ECL 电流开关在数字光发射机调制电路中的应用研究[J]. 电子技术应用, 2005, 31(4).
- [6] 四川大学数学系高等数学教研室编. 高等数学[M]第二版. 北京:高等教育出版社, 1990:97-99页.