

晶体管宽频带放大器分析

赵诚钧 编

科学出版社

晶体管宽频带放大器分析

赵诚钧 编

科学出版社

内 容 简 介

本书是讨论晶体管负反馈放大器频率特性的电路基础理论。全书着重在分析反馈电路的基本概念和方法。通过分析,提供了在设计晶体管宽频带放大器中选择电路型式和管子参数的考虑原则。

全书共分五章。前四章介绍分析晶体管负反馈放大器的基础和工具:线性系统的频率响应、零点-极点模型、晶体管及其基本组态的频率特性、反馈网络的基本概念。第五章具体分析了各种类型的晶体管反馈电路的频率特性。

本书可供从事晶体管电路研制的技术人员、高等院校师生和其他有关同志参考。

晶体管宽频带放大器分析

赵 诚 钧 编

*

科 学 出 版 社 出 版

北京朝阳门内大街 137 号

中 国 科 学 院 印 刷 厂 印 刷

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

*

1975 年 6 月第 一 版 开本: 787×1092 1/32

1975 年 6 月第一次印刷 印张: 6 3/16

印数: 0001—37,250 字数: 140,000

统一书号: 15031·95

本社书号: 463·15—7

定 价: 0.52 元

序 言

伟大领袖毛主席在《实践论》中指出：“**我们的实践证明：感觉到了的东西，我们不能立刻理解它，只有理解了的东西才更深刻地感觉它。感觉只解决现象问题，理论才解决本质问题。**”我们在研制晶体管宽频带示波器的过程中，首先遇到这样的问题：对于具有一定指标的晶体管，如何设计最大频宽的宽频带放大器？要解决这一课题，必须借助于宽频带放大器的电路分析理论，弄清楚影响和限制放大级的频带宽度的主要因素。这样，才能比较各种类型电路的优劣和频宽潜力，并为选择电路型式和晶体管参数提供考虑的原则。工作实践需要我们去掌握理论，因此，我们搜集和查阅了一些有关的文献资料，并进行了一些理论分析，以及一些必要的推导、引伸和修正，然后，运用到具体电路上去。在此基础上，编写了这本小册子。也许这对从事晶体管放大器设计、制造和电路研究的同志有一定的帮助。

近年来晶体管宽频带放大器的频宽逐年提高，由几兆赫至几十兆赫，直至几百兆赫。宽频带放大器不仅在示波器中得到运用，在电视接收机等许多其它电子仪器中也有广泛应用。有关放大器高频特性的分析，对调谐放大器也是有用的。因此，这一分析理论在晶体管电路理论中具有一定的普遍意义和重要地位。

零点-极点模型是讨论线性系统频率响应的重要方法，在第一章中作了初步介绍。第二、三章介绍了晶体管及其基本组态的频率特性，特别是高频参数和高频等效电路。近代晶

体管宽频带放大器除了不断提高管子本身的高频特性以外,还须在电路上挖掘潜力,这就引进负反馈。因此本书所述晶体管宽频带放大器几乎就是晶体管负反馈放大器。为此第四章介绍一些反馈的基本概念和理论。实际上前四章是基础,第五章才是本题。为便于读者掌握分析方法和进一步阅读专题文献,写这些基础理论是必要的,但这些基础理论是服务于分析晶体管反馈放大器的,仅仅是最粗略的介绍。

宽频带放大器涉及的问题很多,有频率响应、温度影响、零点漂移、噪声等。本书仅就其主要矛盾,着重讨论了频率特性。对于一些共同性问题如直流工作点选择、偏置的稳定等,在不少书刊中已有论述,这里不再赘述。另外,负反馈电路型式五花八门,不可能全部包罗,但希望读者能从本书获得一些基本概念和分析方法,掌握分析的关键,以用于各种类型的经典反馈电路。

由于编者水平有限,书中缺点错误一定不少,恳切盼望得到广大读者的批评指正。本书在撰写过程中,傅继祖同志提供了不少参考资料;完稿后,曾请清华大学吴企渊、史美林等同志看过,并得到他们的宝贵意见。对以上同志的热情帮助,编者在此表示深切的谢意。

赵 诚 钧

一九七四年十一月

目 录

第一章 线性系统响应的一般分析方法	1
一、拉普拉斯变换理论	1
二、网络函数	5
三、线性系统的稳态频率响应	7
四、单极点系统	12
五、双极点系统	17
六、多极点系统	30
第二章 晶体管的高频特性	34
一、晶体管各种频率的定义和相互关系	34
二、晶体管的高频参数及影响频率的主要因素	42
三、晶体管的高频小信号等效电路	48
第三章 基本组态晶体管放大级的频率特性	60
一、表征放大级特性的传输函数	60
二、共基组态 ($C-B$)	65
三、共射组态 ($C-E$)	72
四、共集组态 ($C-C$)	77
五、集电结电容 C_c 对放大级频率的影响	84
六、考虑剩余相位时的修正	88
第四章 反馈的基本概念	91
一、无反馈共射放大级的局限性	91
二、反馈的经典分类	93
三、返回比和返回差	94

四、反馈系统的闭环函数·····	96
五、系统变化的灵敏度·····	97
六、局部反馈和多级反馈·····	98
七、单环反馈和多环反馈·····	99
八、经典反馈理论和一般反馈理论·····	99
九、反馈对输入、输出阻抗和频宽的影响·····	99
十、反馈系统的频率稳定性·····	103
 第五章 晶体管负反馈放大器·····	 106
一、共射级加射随器隔离·····	106
二、串联电流负反馈共射级·····	109
三、高频射随器·····	135
四、串联电流负反馈共射级加射随器·····	138
五、共射、共基·····	147
六、并联电压负反馈共射级·····	152
七、交替负反馈共射级·····	162
八、成对负反馈共射级(反馈对)·····	170
九、多级负反馈共射级·····	181
 附录 串联电流负反馈和高频补偿增加频宽的物理 本质——输入回路电流利用率作为频率的函 数·····	 184
 参考文献·····	 191

第一章 线性系统响应的一般分析方法

晶体管宽频带放大器在小信号运用时是一种线性放大器,它和其他各种电气的和机械的线性系统一样,可以用线性微分方程来描述. 而对于以时间 t 为自变数的常系数线性微分方程的求解,用拉普拉斯 (Laplace) 变换是方便和有效的方法,这一变换使分析过程的数学运算大为简化. 因此本章首先介绍拉普拉斯变换理论,叙述最基本的性质和电子电路里常用的一些特殊函数及其变换. 关于拉普拉斯变换,在很多著作中已进行过严谨的分析,本章的粗略介绍只是为了分析晶体管放大器的需要.

零点-极点模型是分析线性系统频率响应的有力工具. 在分析晶体管或电子管放大器的频率特性时经常用到,因此本章要对这一模型作较多的基本分析. 只要理解了双极系统的详尽分析,则后面具体电路的分析就比较容易理解. 只要求得了系统函数的初值和各个零点、极点,系统的整个频率特性就可展现. 电路元件的值决定了参变数的值,从而调节了系统频率响应曲线和复平面上轨迹图的形状.

一、拉普拉斯变换理论

1. 定义和性质

设有一时间 t 的函数 $\phi(t)$, 在 $t < 0$ 时, $\phi(t) = 0$. 则其拉普拉斯变换形式为:

$$\Phi(p) = \int_0^{\infty} \phi(t) e^{-pt} dt \quad (1.1)$$

其中 $p = \sigma + j\omega$ (σ 和 ω 皆为实数) 是频率的量纲, 称为复频率变量。(有时也用 s 来表示.)

我们称 $\Phi(p)$ 为 $\phi(t)$ 的象函数, 称 $\phi(t)$ 为 $\Phi(p)$ 的原函数. 并表示为: $\Phi(p) = \mathcal{L}\phi(t)$.

可以证明, 拉普拉斯变换具有如下性质:

(1) 线性:

$$\int_0^{\infty} [k_1\phi_1(t) + k_2\phi_2(t)] e^{-pt} dt = k_1\Phi_1(p) + k_2\Phi_2(p) \quad (1.2)$$

其中 k_1 和 k_2 为常数.

(2) 微分:

$$\begin{aligned} \int_0^{\infty} \left[\frac{d^n}{dt^n} \phi(t) \right] e^{-pt} dt &= p^n \Phi(p) - p^{n-1} \phi(0) - p^{n-2} \phi'(0) \\ &\quad - p \phi^{n-2}(0) - \phi^{n-1}(0) \end{aligned} \quad (1.3)$$

其中 $\phi^{n-1}(0) = \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} \phi(t)$ 在 $t = 0$ 时的值, 就是初始条件.

(3) 积分:

$$\int_0^{\infty} \left[\int_0^t \phi(t) dt \right] e^{-pt} dt = \frac{\Phi(p)}{p} + \frac{1}{p} \phi^{-1}(0) \quad (1.4)$$

其中 $\phi^{-1}(0)$ 是 $\int \phi(t) dt$ 的初始值, 仿此可算出重积分.

(4) 延迟定理:

$$\int_{\tau}^{\infty} \phi(t - \tau) e^{-pt} dt = e^{-p\tau} \Phi(p) \quad (1.5)$$

2. 几种特殊函数

(1) 单位阶跃函数[亥维赛 (Heaviside) 函数]:

$$\phi_{-1}(t) = \begin{cases} 0 & (t < 0) \\ 1 & (t \geq 0) \end{cases} \quad \text{如图 1.1(a) 所示.}$$

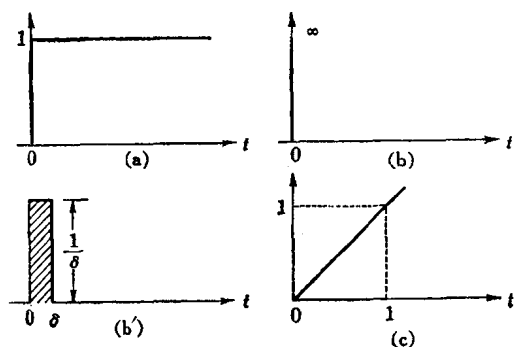


图 1.1 特殊函数

$$\mathcal{L} \phi_{-1}(t) = \frac{1}{p}$$

(2) 单位冲击函数(δ 函数):

$$\phi_o(t) = \begin{cases} 0(t \neq 0) \\ \infty(t = 0) \end{cases} \quad \text{如图 1.1 (b) 所示.}$$

$$\mathcal{L} \phi_o(t) = 1$$

它可看作一矩形脉冲,其周期为 δ ,幅度为 $1/\delta$,当 $\delta \rightarrow 0$ 时,其极限为 $\phi_o(t)$,故

$$\int_0^{\infty} \phi_o(t) e^{-pt} dt = \int_{0^-}^{0^+} \phi_o(t) dt = 1$$

即 δ 矩形脉冲的面积为 $\delta \cdot \frac{1}{\delta} = 1$

(3) 单位倾斜函数:

$$\phi_{-2}(t) = \begin{cases} 0(t \leq 0) \\ t(t > 0) \end{cases} \quad \text{如图 1.1(c) 所示.}$$

$$\mathcal{L} \phi_{-2}(t) = \frac{1}{p^2}$$

一般函数的拉普拉斯变换可从专门的手册中查阅,或运用一些定理间接进行变换,再查手册,求出其原函数.为方便

读者利用这一工具, 表 1 列出了若干常见函数的拉普拉斯变换形式。

表 1 拉普拉斯变换表

序 号	原 函 数 $\phi(t)$	象 函 数 $\Phi(p)$
1	$\phi_0(t)$	1
2	$\phi_{-1}(t)$	$\frac{1}{p}$
3	$\phi_{-2}(t)$	$\frac{1}{p^2}$
4	$t^n (n \text{ 是整数})$	$\frac{n!}{p^{n+1}}$
5	e^{-at}	$\frac{1}{p+a}$
6	te^{-at}	$\frac{1}{(p+a)^2}$
7	$\sin \omega t$	$\frac{\omega}{p^2 + \omega^2}$
8	$\cos \omega t$	$\frac{p}{p^2 + \omega^2}$
9	$e^{-at} \sin \omega t$	$\frac{\omega}{(p+a)^2 + \omega^2}$
10	$e^{-at} \cos \omega t$	$\frac{p+a}{(p+a)^2 + \omega^2}$
11	$t \sin \omega t$	$\frac{2\omega p}{(p^2 + \omega^2)^2}$
12	$t \cos \omega t$	$\frac{p^2 - \omega^2}{(p^2 + \omega^2)^2}$
13	$\sinh at$	$\frac{a}{p^2 - a^2}$
14	$\cosh at$	$\frac{p}{p^2 - a^2}$
15	$\frac{1}{2\omega}(\sin \omega t - \omega t \cos \omega t)$	$\frac{\omega^2}{(p^2 + \omega^2)^2}$

二、网络函数

线性网络的输出函数(或叫响应函数)相对于输入函数(或叫激发函数)的关系可以由线性微分方程来描述。

设输入函数为 $\phi_i(t)$, 输出函数为 $\phi_o(t)$; 则:

$$\begin{aligned} & a_n \frac{d^n}{dt^n} \phi_o(t) + a_{n-1} \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} \phi_o(t) + \cdots \\ & \quad + a_1 \frac{d}{dt} \phi_o(t) + a_0 \phi_o(t) \\ & = b_m \frac{d^m}{dt^m} \phi_i(t) + b_{m-1} \frac{d^{m-1}}{dt^{m-1}} \phi_i(t) + \cdots \\ & \quad + b_1 \frac{d}{dt} \phi_i(t) + b_0 \phi_i(t) \end{aligned} \quad (1.6)$$

经拉普拉斯变换得到代数方程:

$$\begin{aligned} & (a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \cdots + a_1 p + a_0) \Phi_o(p) \\ & = (b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \cdots + b_1 p + b_0) \Phi_i(p) \end{aligned} \quad (1.7)$$

因而有:

$$\Phi_o(p) = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \cdots + b_1 p + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \cdots + a_1 p + a_0} \Phi_i(p) \quad (1.8)$$

$$G(p) = \frac{\Phi_o(p)}{\Phi_i(p)} = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \cdots + b_1 p + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \cdots + a_1 p + a_0} \quad (1.9)$$

我们称 $G(p)$ 为网络或系统的传输函数, 简称为网络函数或系统函数。当 $p = j\omega$ 时, $G(j\omega)$ 就表征系统的稳态频率响应。

$G(p)$ 的分子等于 0 的特征方程的根 z_k ($k = 1-m$) 称为零点。分母等于 0 的特征方程的根 p_j ($j = 1-n$) 称为极点。运用零点、极点, 网络函数可表示为:

$$G(p) = H \frac{(p - z_1)(p - z_2) \cdots (p - z_m)}{(p - p_1)(p - p_2) \cdots (p - p_n)}$$

$$= H \frac{\prod_{k=1}^m (p - z_k)}{\prod_{i=1}^n (p - p_i)} \quad (1.10)$$

其中 $H = b_m/a_n$ 叫做标尺因子。若 $m = n$, 则其物理意义为幅频响应在最后平坦部分系统函数的绝对值。

式 (1.10) 也可以写为:

$$G(p) = H' \frac{\prod_{k=1}^m \left(1 - \frac{p}{z_k}\right)}{\prod_{i=1}^n \left(1 - \frac{p}{p_i}\right)} \quad (1.11)$$

式中

$$H' = H \frac{\prod_{k=1}^m (-z_k)}{\prod_{i=1}^n (-p_i)} \quad (1.12)$$

由式 (1.11), 令 $p = 0$, 则 $G(0) = H'$, 可见 H' 是低频时的网络函数值。

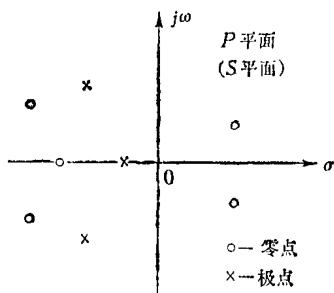


图 1.2 零点-极点模型

系统的零点-极点模型可表示在复平面上。该复平面即称为 P 平面, 或者叫 S 平面。(见图 1.2)

当输入函数为单位冲击函数 (δ 函数) 时, 输出函数即为系统函数:

$$\Phi_o(p) = G(p) \cdot \Phi_i(p) = G(p) \cdot 1 = G(p)$$

三、线性系统的稳态频率响应

对于系统的稳态响应, 设输入函数和输出函数为:

$$\left. \begin{aligned} \phi_i(t) &= \Phi_i(j\omega)e^{j\omega t} \\ \phi_o(t) &= \Phi_o(j\omega)e^{j\omega t} \end{aligned} \right\} \quad (1.13)$$

从方程 (1.13) 和 (1.6) 可得:

$$\begin{aligned} & [a_n(j\omega)^n + a_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \cdots + a_1(j\omega) + a_0]\Phi_o(j\omega) \\ &= [b_m(j\omega)^m + b_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \cdots + b_1(j\omega) + b_0]\Phi_i(j\omega) \end{aligned} \quad (1.14)$$

因此系统函数为:

$$\begin{aligned} G(j\omega) &= \frac{\Phi_o(j\omega)}{\Phi_i(j\omega)} \\ &= \frac{b_m(j\omega)^m + b_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \cdots + b_1(j\omega) + b_0}{a_n(j\omega)^n + a_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \cdots + a_1(j\omega) + a_0} \\ &= H \frac{(j\omega - z_1)(j\omega - z_2)\cdots(j\omega - z_m)}{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2)\cdots(j\omega - p_n)} \\ &= H \frac{\prod_{k=1}^m (j\omega - z_k)}{\prod_{j=1}^n (j\omega - p_j)} = H' \frac{\prod_{k=1}^m \left(1 - \frac{j\omega}{z_k}\right)}{\prod_{j=1}^n \left(1 - \frac{j\omega}{p_j}\right)} \\ &= G(0) \frac{\prod_{k=1}^m \left(1 - \frac{j\omega}{z_k}\right)}{\prod_{j=1}^n \left(1 - \frac{j\omega}{p_j}\right)} \end{aligned} \quad (1.15)$$

式中 标尺因子 $H = b_m/a_n$ 。

系统函数的低频值为:

$$G(0) = H' = H \frac{\prod_{k=1}^m (-z_k)}{\prod_{j=1}^n (-p_j)} \quad (1.16)$$

比较式 (1.15) 和 (1.11), 只要将系统瞬态响应的 p 换成 $j\omega$, 就相应于系统的稳态响应了. 它是系统函数当 p 为纯虚数时的特殊情况.

系统函数也可以表示为:

$$G(j\omega) = |G(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)} \quad (1.17)$$

绝对值

$$|G(j\omega)| = H \frac{M_1 M_2 \cdots M_m}{N_1 N_2 \cdots N_n} \quad (1.18)$$

式中

$$M_k = |j\omega - z_k|; N_j = |j\omega - p_j|$$

$$\varphi(\omega) = \prod_{k=1}^m \alpha_k - \prod_{j=1}^n \beta_j \quad (1.19)$$

α_k 为 $(j\omega - z_k)$ 的相角, β_j 为 $(j\omega - p_j)$ 的相角. 我们称 $|G(j\omega)|$ 和 ω 的关系为幅频特性, $\varphi(\omega)$ 和 ω 的关系为相频特性, 两者结合起来全面表示线性系统的频率特性. 最后可以在系统函数 $G(j\omega)$ 的复平面上作出当 ω 从 0 增加到 ∞ 时, $G(j\omega)$ 的运动轨迹图.

零点和极点的物理意义分述如下:

(1) 对幅频特性:

先考虑零点 z_k 和极点 p_j 为负实数的情况, z_k 和 p_j 为复数的情况在以后双极系统里叙述.

设用分贝 (db) 表示的 $|G(j\omega)|$ 为:

$$A(\omega) = 20 \log_{10} |G(j\omega)| \quad (1.20)$$

$$|G(j\omega)| = |G(0)| \frac{\prod_{k=1}^m \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_k}\right)^2}}{\prod_{j=1}^n \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_j}\right)^2}} \quad (1.21)$$

式中 ω_k 为第 k 个零点, ω_j 为第 j 个极点.

即 $z_k = -\omega_k (k = 1, 2, \dots, m)$

$p_j = -\omega_j (j = 1, 2, \dots, n)$

假定 ω_m 为最大的零点, ω_n 为最大的极点, 在 $\omega \gg \omega_m, \omega_n$ 时, 式 (1.21) 可简化为:

$$|G(j\omega)| = |G(0)| \frac{\prod_{k=1}^m \frac{\omega}{\omega_k}}{\prod_{j=1}^n \frac{\omega}{\omega_j}} \quad (1.22)$$

$$A(\omega) = 20 \log |G(0)| + \sum_{k=1}^m 20 \log \frac{\omega}{\omega_k} - \sum_{j=1}^n 20 \log \frac{\omega}{\omega_j} \quad (1.23)$$

当频率增加到 2ω 时,

$$A(2\omega) = 20 \log |G(0)| + \sum_{k=1}^m 20 \log \frac{2\omega}{\omega_k} - \sum_{j=1}^n 20 \log \frac{2\omega}{\omega_j}$$

$$A(2\omega) - A(\omega) = \sum_{k=1}^m 20 \log \frac{2\omega/\omega_k}{\omega/\omega_k} - \sum_{j=1}^n 20 \log \frac{2\omega/\omega_j}{\omega/\omega_j}$$

$$= \sum_{k=1}^m 20 \log 2 - \sum_{j=1}^n 20 \log 2 = 6m - 6n \text{ (分贝)}$$

$$= 6(m - n) \text{ (分贝)}$$

这在幅频特性的曲线上是折线近似表示, 折线斜率为 $6(m - n)$ 分贝/倍频程, 物理意义为频率每增加一倍, 幅度改变 $6(m - n)$ 分贝, 这是 m 个零点和 n 个极点的总贡献. 每个零点的贡献是 +6 分贝/倍频程, 每个极点的贡献是 -6 分

贝/倍频程,只要知道了各零点、极点的值,就可以知道幅度频率响应曲线的全貌。

试举例说明之。设某线性系统函数具有一个零点 ω_1 , 三个极点 $\omega_2, \omega_3, \omega_4$, 且有关系: $\omega_1 < \omega_2 < \omega_3 < \omega_4$, 则可先作出图 1.3(a) 各零点、极点对幅频响应的孤立贡献, 然后将这些贡献合成, 凡是经过相等数量的零点、极点的频段, 由于零

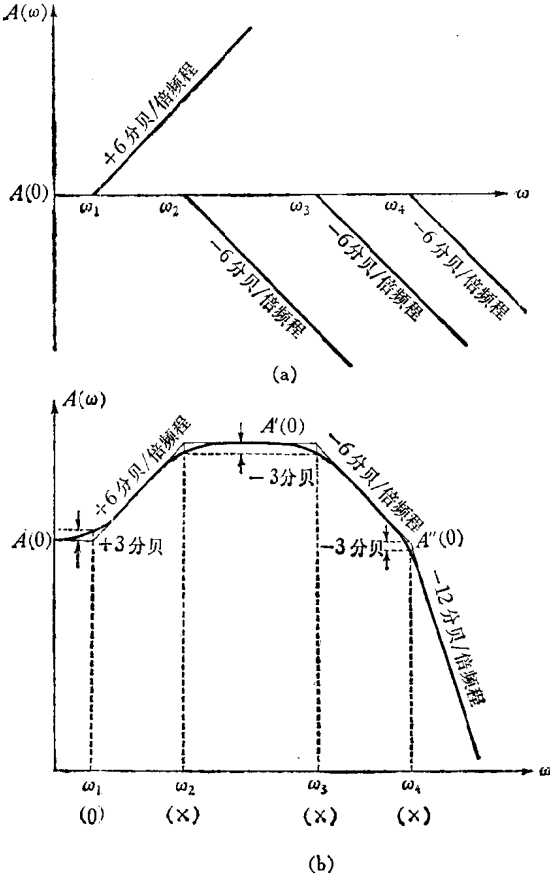


图 1.3 零点、极点对幅频特性的贡献