

73.45
TEJ

内部参考资料

无线电专题译丛

晶体管宽带功率放大器

天津市 216 信箱技术情报室

1971年1月

毛主席语录

中国人民有志气，有能力，一定要在不远的将来，赶上和超过世界先进水平。

我们不能走世界各国技术发展的老路，跟在别人后面一步一步地爬行。

我们必须打破常规，尽量采用先进技术，在一个不太长的历史时期内，把我国建设成为一个社会主义的现代化的强国。

自力更生，艰苦奋斗，破除迷信，解放思想。

說 明

从晶体管作为一种新电子器件进入无线电电子学领域以来，由于它具有体积小、重量轻、耗电少、寿命长、可靠性高等优点，因此，发展非常迅速，应用日益广泛，把无线电电子学推向了一个新的发展阶段。各种无线电通讯设备应用晶体管后，引起了设备的革新，使通讯设备提高到新的水平。随着半导体器件制造工艺和无线电通讯的发展，目前世界各国都积极地研制和生产晶体管化的大功率高频甚高频通讯设备。为了赶超世界先进水平，我们遵循毛主席“洋为中用”的伟大教导，搜集和翻译了部分国外关于高频甚高频晶体管功率放大器方面的资料，供同志们参考。

遵照毛主席关于“对于外国文化，……应当以中国人民的实际需要为基础，批判地吸收外国文化”的伟大教导，希望同志们在使用这些资料时能够从自己的经验中考证这些结论，吸收那些有用的东西，为在不远的将来赶上和超过世界先进水平而奋斗。

由于我们政治思想水平和业务水平所限，错误一定不少，请同志们批评指正。

目 录

晶体管高频等效电路.....	(1)
晶体管功率放大器的稳定性问题.....	(12)
甚高频固态功率放大器的设计.....	(30)
晶体管超高频数瓦单管功率放大器.....	(46)
用混合网络提高甚高频功率.....	(53)
宽带射频功率放大器的设计.....	(63)
移动电台的高频大功率输出电路.....	(73)
混合耦合的甚高频晶体管功率放大器.....	(83)
250 — 500MC可调晶体管功率振荡器.....	(92)
大功率高频技术.....	(95)
N 路混合功率分配器.....	(98)

晶体管高频等效电路

摘要：本文导出了一个平面或台面晶体管相当简单的高频等效电路。

由于输入端与输出端的分开，有助于直接确定前后级负载的高频影响。

引言

在现代晶体管制造中，二次扩散技术的出现使管子的频率性能远远地超过先前的管子。目前应用的平面或台面晶体管的 F_T 在几百Mc的范围内（有的高于1 KMc）。而老式合金管，一般小于几Mc。在合金管的很多应用中，需用共基极电路，因为它有较高的频率响应。在这些相同的应用中，平面或台面晶体管的共发射极电路能给出同样的或更高的频率响应，且具有高增益和高输入阻抗的优点。目前，大多数的高频等效电路是表示共基极合金管的。

本文的目的在于导出广泛使用共基极电路的平面或台面晶体管的有用的共发射极高频等效电路。由于新器件本身很复杂，因此，为了得到相当简单的等效电路型式，采用近似法。但当频率逼近 F_T 时，这种近似法就不适用了。

合金管在基（极）区有突变结，而无电场。较新的二次扩散器件的梯度结，有助于改善器件的频率特性。通过控制扩散过程，在基区产生了杂质的不均匀分布。因此电荷分布产生了一个内电场。这样，注入的少数载流子则被加速到集电极。〔1〕

由此可见，减小了基区的渡越时间效应，因而，器件可以有效地工作在较高的频率上。可是，内电场使复数共基极短路电流增益 α 产生一个相位滞后，这个相位滞后的影响，则可适当地在 α 的复数表达式中引入一个超相位系数（excess phase factor）来考虑，〔2〕即：

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{(1 + j\omega/\omega_a)} \exp(-jm\omega/\omega_a) \quad (1)$$

其中， α_0 是 α 的低频值；在 $\omega = \omega_a$ ，当 $|a|$ 从低频值 α_0 下降3分贝时， m 等于超过 $\pi/4$ 弧度的相位移。

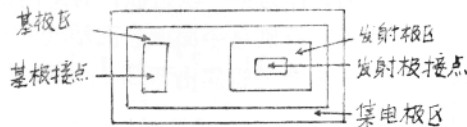


图1 二次扩散平面晶体管结构图

图1示出了现代二次扩散平面晶体管的结构图（顶视图）。图2给出了管子在共发射极电路〔3〕中的精确等效电路。

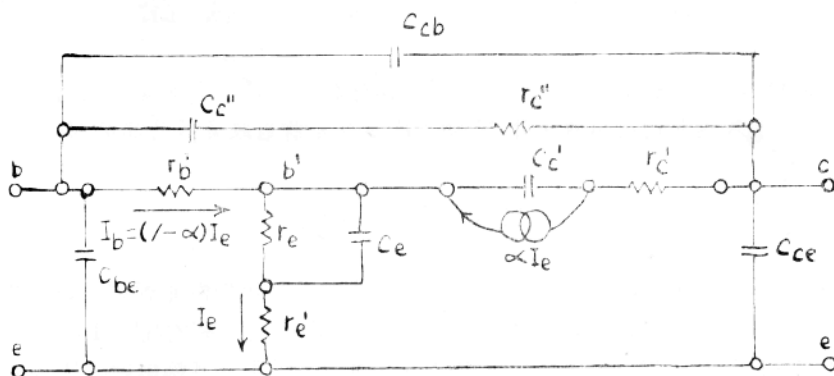


圖2 精确的二次扩散晶体管等效电路

与合金結型器件不同，与集电极有关的电容，不能把它当作在 b' 和 c 之间的单个集总元件。参看圖1和圖2，元件 C_c'' 和 r_c'' 分别表示除发射极区外的全部結电容分量和集电极体电阻分量。 C_c' 和 r_c' 表示在发射极区的結电容和体电阻分量，它們在很高频时导致有害的内反馈。 r_e' 表示发射极的接触和体电阻。电容 C_{be} 、 C_{ce} 和 C_{cb} 是晶体管外壳及底座的寄生电容。注意：对基极扩展电阻 r_b' ，不能象对大多数合金器件〔4〕要求那样分成两个部分。

在这个电路中考虑了上述的超相位系数的影响。忽略了产生内反馈的发射极注入与空间电荷扩散的影响和输出电导，因为它们在推导有用高频等效电路中是无关紧要的。有限的集电极内阻也被省略，因为在高频时，通常它远远大于所用的集电极外接负载电阻。

由于这个推导的目的是获得一个简单的实际电路，故忽略了串联引线电感的影响。在某些情况下，特别是在甚高频段，则必须考虑它们的影响。

电阻性元件 r_e' 的数量级通常约为 $1\ \Omega$ 。因此，除在特大电流工作状态外均可忽略不计。在频率低于管子的 F_T 时，象 C_c' 的电抗与 r_e' 比较一样， C_c'' 的电抗远远大于 r_c'' 。这样，省去 r_e' 、 r_c'' 、 r_c' ，等效电路的型式就大大简化了。

下一步来集总 C_{cb} 和 C_c'' 的影响。作为第一次近似，有源内部过渡层电容 C_c' 也将与 C_{cb} 合并。对大多数梯度基极晶体管，特别是平面或台面结构的晶体管，在晶体管资料卡片上通常给出的电容参数 C_{ob} 差不多全是管座电容 C_{cb} 。〔5〕这样：

$$C_{ob} \approx C_{cb} + C_c'' + C_c' \quad (2)$$

在需要精确说明器件性能的应用中， C_c' 可当做从内基极 b' 到地与 C_e 并联的米勒 (Miller) 电容来处理。Brunn 在研制合金器件的等效电路中已用过了这样的表示法。

内基极到发射极的电容 C_e ，表示发射极过渡电容 C_{Te} 和发射极扩散电容 C_{De} 的并

联。 C_{T_0} 很小而且不随发射极电流变化。但是， C_{D_0} 却直接随发射极电流变化而变化，并且，除在很小电流时，它比 C_{T_0} 大得多。因为晶体管的最佳频率响应是在比较大的电流工作时，故可以忽略 C_{T_0} 的影响。即，

$$C_e \simeq C_{D_e} \quad (3)$$

在推导中，如果把内基极和集电极之间的电流发生器分成两个等效发生器，一个在输入端，一个在输出端，这是很有帮助的。

上面的简化与变换示于图3中，其中只示出对频率特性有重大影响的元件。现在，希望把输入电路与输出电路分开。

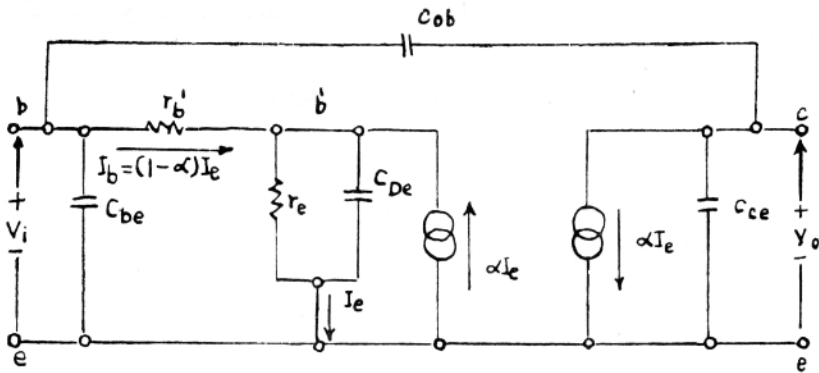


图3 只包括对频率特性有重大影响元件的等效电路

因此，利用附录 I 中所述的方法，将输入和输出间直接传输元件 C_{ob} 的影响与输入端和输出端阻抗集总起来。这样做之后，其等效输入与输出电容变为：

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= C_{be} + \left(1 - \frac{V_o}{V_i} \right) C_{ob} \\ C_2 &= C_{ce} + \left(1 - \frac{V_i}{V_o} \right) C_{ob} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式(4)中的比值 V_o/V_i 可认为输入到输出的交流电压增益。对于大的电压增益，即 $|V_o| \gg |V_i|$ ，和当寄生电容 C_{be} 和 C_{ce} 比 C_{ob} 小时，则：

$$\begin{aligned} C_1 &\simeq \left(1 + \left| \frac{V_o}{V_i} \right| \right) C_{ob} \\ C_2 &\simeq C_{ob} \end{aligned} \quad (5)$$

输入输出分离

图4. 示出了一个输入和输出电路完全分开的等效电路。图4中扩散电容的表达式由

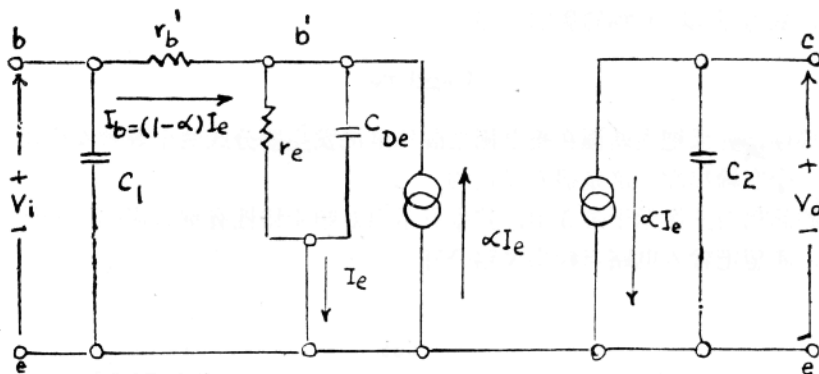


圖4 輸出和輸入完全分開的等效電路

下式給出：

$$C_{De} = \left[\frac{1}{\omega_{\alpha} r_e} \right] \quad (6)$$

利用(6)式， r_e 和 C_{De} 的并聯變為：

$$r_e \parallel C_{De} = \left[\frac{r_e}{(1 + j\omega/\omega_{\alpha})} \right] \quad (7)$$

根據圖4和(7)式， V'_{be} 的表達式為：

$$V_{b'e} = \left[(1 - \alpha) I_e + \alpha I_e \right] \frac{r_e}{(1 + j\omega/\omega_{\alpha})} \quad (8)$$

或者等效為：

$$V'_{be} = (1 - \alpha) I_e [Z_{b'e}] \quad (9)$$

其中，

$$Z_{b'e} = \frac{1}{(1 - \alpha)} \left[\frac{r_e}{(1 + j\omega/\omega_{\alpha})} \right] \quad (10)$$

根據附錄II中的(29)式， $\left[\frac{1}{1 - \alpha} \right]$ 可表達為：

$$\frac{1}{(1 - \alpha)} = \left[\frac{(1 + j\omega/\omega_{\alpha})}{(1 - \alpha_o) \left(1 + j \frac{\omega(1 + \alpha_o m)}{\omega_{\alpha}(1 - \alpha_o)} \right)} \right] \quad (29)$$

将(29)式代入(10)中, $Z_{b'e}$ 变为:

$$Z_{b'e} = \left[\frac{r_e / (1 - \alpha_o)}{\left(1 + j \frac{\omega(1 + \alpha_o m)}{\omega_\alpha (1 - \alpha_o)} \right)} \right] \quad (11)$$

或者:

$$Z_{b'e} = \left[\frac{r_e / (1 - \alpha_o)}{\left(1 + j \omega \left(\frac{r_e}{1 - \alpha_o} \right) C_{b'e} \right)} \right] \quad (12)$$

令(11)和(12)相等, 在去掉 αI_e 发生器的情况下, 从 b' 到 e 的等效并联电容为:

$$\begin{aligned} C_{b'e} &= \left[\frac{1}{\omega_\alpha r_e} (1 + \alpha_o m) \right] \\ &= C_{De} (1 + \alpha_o m) \end{aligned} \quad (13)$$

这样, 超相位滞后对等效电路的影响, 可表示为扩散电容的有效增加。从(13)和(32)可得 $C_{b'e}$ 的另一表达式:

$$C_{b'e} = \frac{1}{\omega_\alpha r_e} \quad (14)$$

幅 频 特 性

从频率的观点来看, 一个器件的少许相位滞后, 则 F_T 近似等于 f_α 。在这种情况下, 共发射极截止频率 f_β 大约等于 f_α 除以低频共发射极短路电流比 β_o 的最低值。由于超相位移的增加, F_T 变得小于 f_α , 因而导致 f_β 相应的减小。在图5中示出了这种影响, 画出了复杂共发射极短路电流比 h_{fe} 的幅频特性曲线。

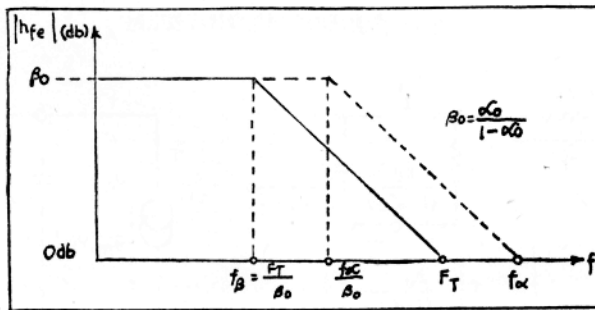


图5 超相位滞后引起的 f_β 的下降

将输出电路中的电流发生器表示为跨导 g_m , 通常是更为有用的。从而:

$$\alpha I_e = g_m V_{b'e} \quad (15)$$

和

$$g_m = \frac{\alpha I_e}{V_{b'e}} = \frac{\beta}{Z_{b'e}} \quad (16)$$

对内发射极电阻可很好地近似为：(8)

$$r_e = \frac{KT}{qI_E} \quad (17)$$

其中：K是波尔兹曼常数；T是K氏温度，q是电子电荷， I_E 是发射极直流电流。

如果 β 和 ω_T 是已知数，那么， $Z_{b'e}$ 的值可直接从(12)，(14)和(17)式计算出。

综合上述结果，就得出图6的有用的高频等效电路。如果附加外接发射极阻抗 Z_e ，则只需稍微改变这个电路，如图7所示。其跨导值按下式改变：

$$g'_m = \left[\frac{Z_{b'e}}{Z_{b'e} + \frac{Z_e}{1-\alpha}} \right] g_m \quad (18)$$

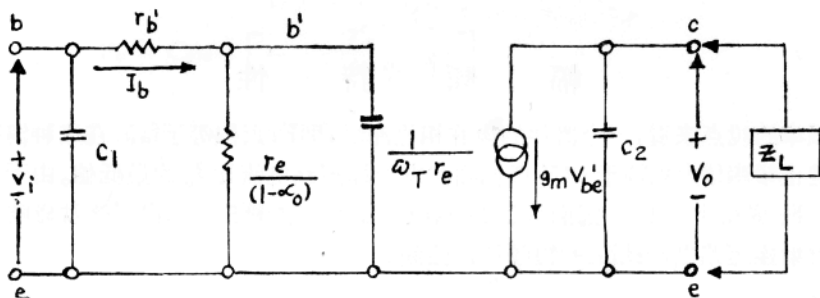


图6 一个有用的高频共发射极等效电路

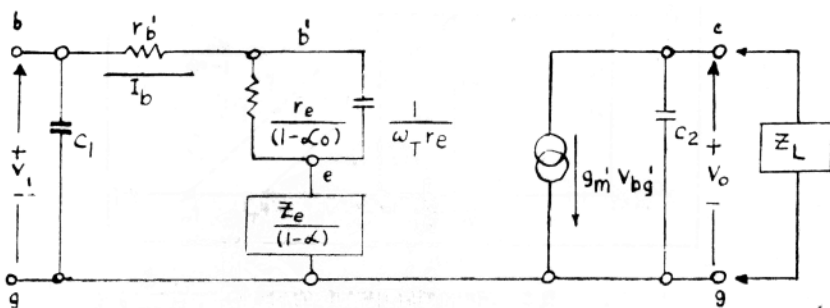


图7 在图6的高频等效电路中加 Z_e 的等效电路

另外，从中可看出：当 $Z_e = R_e$ 和 $\omega \ll \left(1 + \frac{r_e}{R_e}\right) \omega_\alpha$ 时， $Z_{b'g}$ 是 $\frac{R_e + r_e}{1 - \alpha_0}$ 与 $C_{b'g}$ 的

简单并联，其中：

$$C_{b'g} = \left(\frac{r_e}{R_e + r_e} \right) C_{b'e} \quad (19)$$

任何等效电路，不管它多么简单，总有一些随偏置条件变化的参数。如果一个工程师要设计一个最佳的电路，则必须知道这些参数如何变化。据此，对平面二次扩散晶体管 Sperry 2N2462 的 α ， F_T 和超相位移随各种偏置条件的变化进行了研究。这些结果是利用 General Radio 1607—A 型传输函数和幅射电桥而获得的。

图 8 示出了几个发射极电流值和 $V_{ce} = 5$ 伏时共基极短路电流增益 α 的频率函数关系。图 9 说明了在电流为 2.5ma 和 10ma 时， V_{ce} 变化对 α 的影响。在图 8 中，从 F_T 和 f_α 的轨迹可以决定超相位系数 m 。如图 10 所示，这个系数 m 是发射极电流的函数。附录 II 的 (32) 式中导出了 F_T 和 f_α 间的关系为：

$$f_\alpha = (1 + m) F_T \quad (20)$$

这个关系式如图 11 中的实线所示。该方程式与在不同发射极电流时所得的实际数据间的关系是非常适当的，如 A、B、C 和 D 四点所示。在 $V_{ce} = 10V$ 时，2N2462 的 F_T 随发射极电流变化的曲线示于图 12。该器件的技术资料给出了在 $V_{ce} = 10$ 伏和 $I_e = 10$ ma 时，最小 F_T 为 160MC。

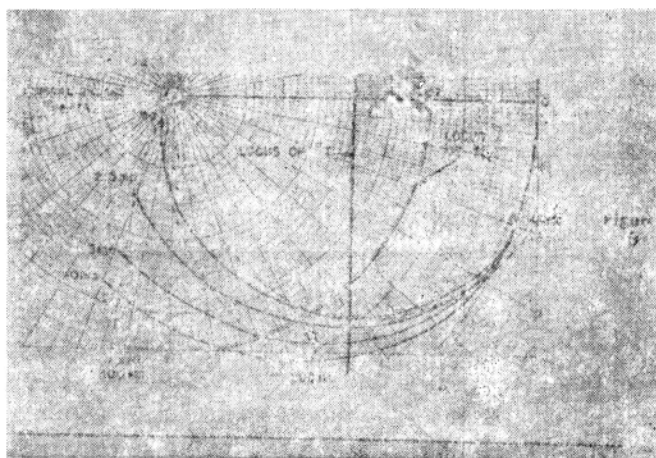


图 8 α 对 f 和 I_e 的关系

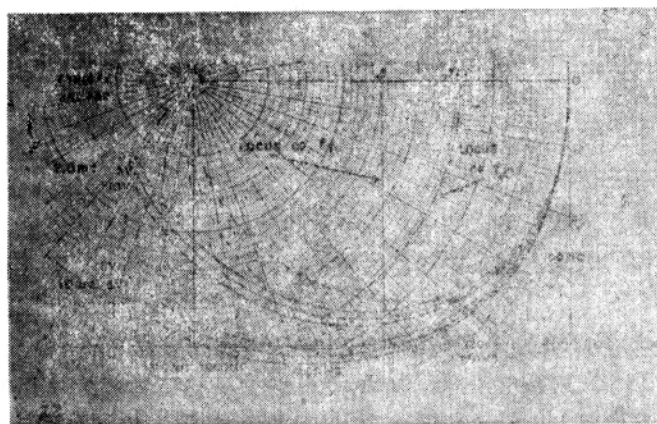


圖 9 α 对 f , V_{ce} 和 I_c 的关系

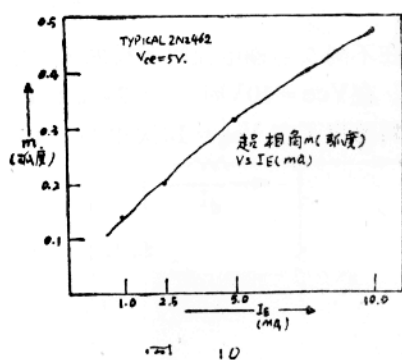


圖10

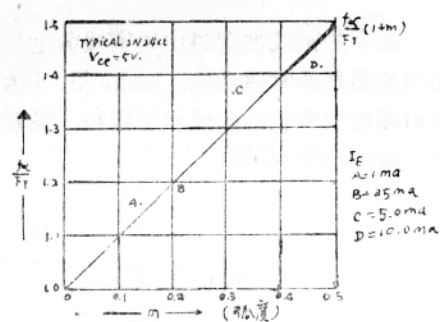


圖11

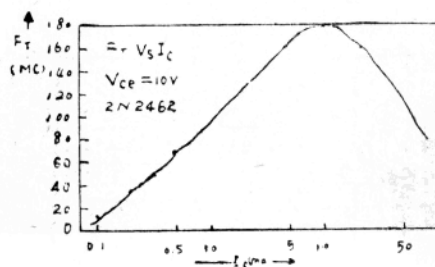


圖12

共发射极电路通常用在频率比 F_T 小几倍的情况下。这样，圖6和圖7的等效电路虽然相当简单，但仍然可以表示这个器件。这个等效电路之所以有用是由于輸入和輸出电路是分离的。这一特点特别有助于线路設計师直接决定前后級負載的高頻影响。而且，如果 F_T ， C_{ob} ， β_o 和 r'_b 的数值給定， V_i 和 V_o 之間所需的关系已知，則线路在高頻时的性能就完全确定了。

附 录 I

为了完全使輸入电路与輸出电路分开，需将直接传输耦合导納 y_{12} 的影响与端导納 y_{11} 和 y_{22} 集总，其做法如下：

考虑圖13的 π 型电路。直接传输电流为：

$$I_{12} = (V_i - V_o) y_{12} = y_{12} V_i \left(1 - \frac{V_o}{V_i} \right) \quad (21)$$

整理后得：

$$\frac{I_{12}}{V_i} = y_{12} \left(1 - \frac{V_o}{V_i} \right) \quad (22)$$

从(22)式中可看到：对輸入端呈現的有效导納为：

$$y_{11}' = y_{11} + y_{12} \left(1 - \frac{V_o}{V_i} \right) \quad (23)$$

同样，輸出端的有效导納为

$$y_{22}' = y_{22} + y_{12} \left(1 - \frac{V_i}{V_o} \right) \quad (24)$$

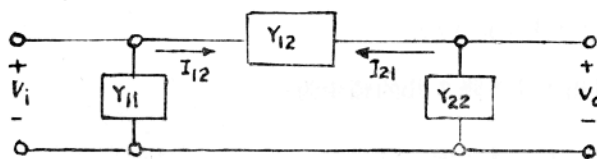


圖13 一个 π 型电路

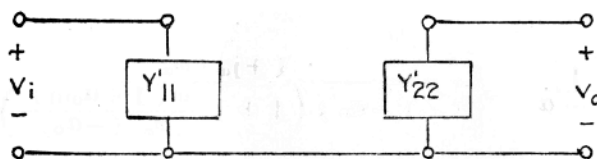


圖14 輸入和輸出分开的等效电路型式

現在可画出輸入和輸出完全分開的等效電路如圖14所示。

附 录 II

利用 (1) 式所示的變換後的共基極短路電流增益, ω_a , ω_T 和 ω_β 間的關係可推導如下:

$$\alpha = \frac{\alpha_o \varepsilon - jm\omega/\omega_a}{1 + j\omega/\omega_a}$$

共發射極短路電流增益為:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \left[\frac{\frac{\alpha_o \varepsilon - jm\omega/\omega_a}{(1 + j\omega/\omega_a)}}{1 - \frac{\alpha_o \varepsilon - jm\omega/\omega_a}{(1 + j\omega/\omega_a)}} \right] \quad (25)$$

或者,

$$\beta = \left[\frac{\alpha_o \varepsilon - jm\omega/\omega_a}{1 + j \frac{\omega}{\omega_a} - \alpha_o \varepsilon - jm\omega/\omega_a} \right] \quad (26)$$

對於 $m\omega \ll \omega_a$, (26) 式分母中的指數可以展開。
這樣

$$\begin{aligned} \beta &= \left[\frac{\alpha_o \varepsilon - jm\omega/\omega_a}{(1 - \alpha_o) \left(1 + j \frac{\omega (1 + \alpha_o m)}{\omega_a (1 - \alpha_o)} \right)} \right] \\ &= \frac{\beta_o \varepsilon - jm\omega/\omega_\beta}{(1 + j\omega/\omega_\beta)} \end{aligned} \quad (27)$$

從 (27) 式中可看出: β 下降 3 db 的頻率為:

$$\omega_\beta = \left[\frac{1 - \alpha_o}{1 + \alpha_o m} \right] \omega_a \quad (28)$$

同樣, 可寫成:

$$\frac{1}{1 - \alpha} = \left[\frac{1 + j\omega/\omega_a}{(1 - \alpha_o) \left(1 + j \frac{\omega (1 + \alpha_o m)}{\omega_a (-\alpha_o)} \right)} \right] \quad (29)$$

根據定義:

$$\omega_T = \beta_o \omega_\beta \quad (30)$$

或者
$$\omega_{\beta} = \left(\frac{1 - \alpha_o}{\alpha_o} \right) \omega_T \quad (31)$$

令 (28) 式和 (31) 式相等, 則:

$$\omega_u = \left(-\frac{1 + \alpha_{om}}{\alpha_o} \right) \omega_T \simeq (1 + m) \omega_T \quad (32)$$

参 考 文 献

1. Greiner, R.A., Semiconductor Devices and Applications, McGraw-Hill Book Co., Inc., New York, N.Y., 1961. P.350.
2. Hunter, L.P., Handbook of Semiconductor Electronics, McGraw-Hill Book Co., Inc., New York, N.Y., Second Edition 1962. P.12-3.
3. Ballantine and Blecher, "Broadband Transistor Video Amplifiers" Technical Digest Of Solid State Circuits Conference, 1959. P.39.
4. Ref. 2, P.12-9.
5. Ref 2. PP.12-12, 12-13.
6. Brunn, G., "Common-Emitter Transistor Video Amplifiers," Proc. IRE, Vol.44, PP, 1561-1572. November, 1956.
7. Ref. 2. P.12-11.
8. Ref. 2. P.12-12.,

譯自 S.S.D. 1964. Vol5, No.1.

P.19-23

晶体管功率放大器的稳定性問題

摘要：为使器件有用，則必須用在电路中。价格昂貴的晶体管可能会不被希望的振盪和不稳定性毀坏。而且也必須避免不希望的寄生頻率。稳定性問題的复杂化是由于直流一交流，一个C类放大器相当于一个綫性A类放大器和一个非綫性电路的疊加。因而，可能产生綫性不稳定性及非綫性不稳定性。

本文討論了引起这些不稳定的晶体管各种物理效应。闡明了射頻功率放大器稳定性問題的各个方面。业已証实，如果在临界頻率范围 $F_1 < F < F_2$ 内，提高假想疊加“A类”放大器的稳定性，則可解决这个問題，至少是解决到一定的程度。在这个頻域内，由于内回授，晶体管是潜在不稳定的。临界頻率范围的上限 F_2 大致为互导截止頻率的二分之一。 F_2 可能比工作載頻低得多。本文給出了設計稳定射頻功率放大器的方法。

I、前 言

高频大功率晶体管的应用越来越广，因此应充分地了解射頻功率放大器的不稳定性。本文将不稳定性定义为在放大器的輸出負載上出現了不希望的頻率，而这种頻率与輸入頻率不是諧波关系。但在这个定义中包括了分諧波。这些不希望頻率的范围为几百KC至几百MC。圖1示出的波形表示不同工作条件下30MC放大器輸出端出現的不稳定性。在高至470MC（圖2和圖3）得到了类似的現象。本文叙述的晶体管功率放大器不稳定性可能是自激也可能不是自激引起的。即，这种不稳定性由射頻激励功率引起，但当激励去掉后可以繼續存在。事实上，将器件正向偏置一定电流电平有时也足以产生不稳定性。

应当指出，准确地調諧放大器时很少出現不稳定性問題，而标准工作条件变化时易于出現不稳定性。出現不稳定性失諧度可在寬的極限范围内变化。最严重的情況之一是发生在負載阻抗变化的时候。在这些情況下，晶体管能被瞬吋毀坏。在放大器調諧期間也可能毀坏晶体管。

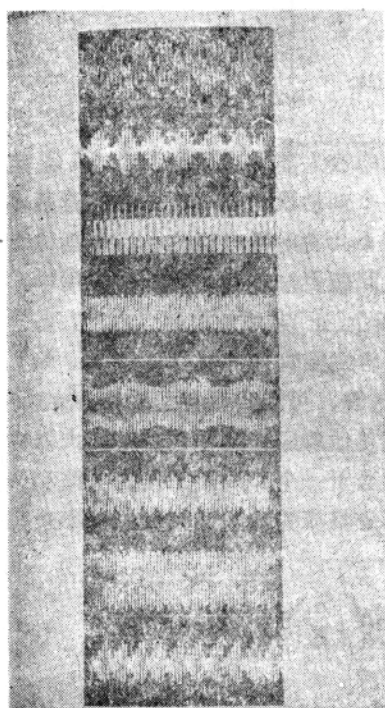


圖 1 30MC放大器的典型不稳定性

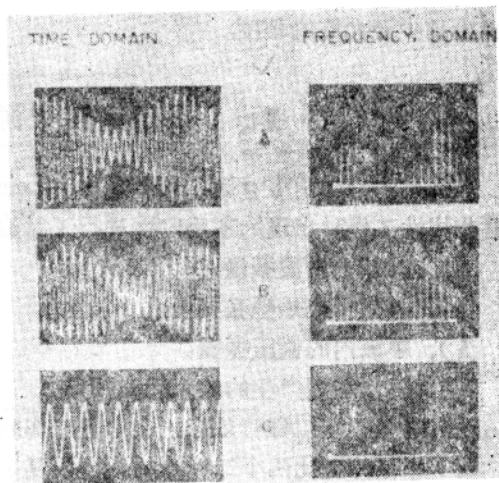


圖 2 265MC功率放大器的不稳定性

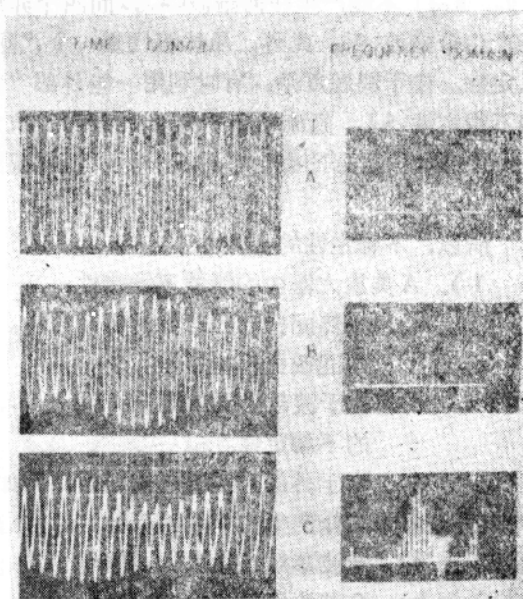


圖 3 175MC功率放大器的不稳定性