

晶体管变频器分析*

成 众 志

(中国科学院物理研究所)

提 要

本文讨论面结型晶体管变频性能的分析, 提出新参数“有效变频跨导”来决定晶体管变频器的特性. 研究晶体管变频器在各种振荡状态下及不同讯号频率时对有效变频跨导的影响, 比较晶体管变频器与电子管变频器的主要区别.

§1. 引 言

晶体管已广泛地用在超外差式收音机内, 有效地被用为变频器, 然而在文献中尚缺少完善的晶体管变频器理论. 本文分析面接合型晶体管变频器的运用, 建立一种决定变频器性能的参数: “有效变频跨导”, 推算此参数与普通电子管变频器中所用“变频跨导”的区别, 求出这种参数与器件性能及振荡性能的关系, 给予一合金法制成的中频面接合型PNP晶体管的实例计算. 这种分析方法可以同样用在它种较高频率面接合型晶体管变频器中.

电子管变频器及二极管变频器的分析理论在文献中有相当丰富的资料^[1-8], 所用的分析方法也可用来分析晶体管变频器. 然而由于晶体管与电子管基本性能的不同, 晶体管变频器的运用情况也与电子管变频器相异. 本文将举出两种变频器的重要区别.

晶体管的基本线路可分为共基极、共发射极与共集电极三种, 而共发射极线路具有较大最大功率增益, 因此本文选共发射极线路为讨论对象. 用一合金法制成的面接合型PNP晶体管为实例.

图1表示共发射极变频器的方框示意图, 射频信号 $v_s(t)$ 及振荡信号 $v_o(t)$ 在基极 B 及发射极 E 间回路输入, 中频输出信号 $i_{i.f.}(t)$ 在集电极 C 及发射极 E 间回路取出, 而

$$v_o(t) = u + V_o \cos(\omega_o t), \quad (1)$$

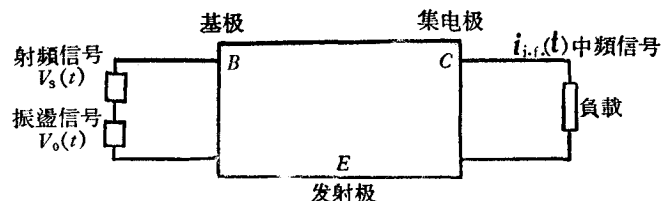


图1 共发射极变频器方框示意图

* 1959年5月16日收到.

$$v_s(t) = V_s \cos(\omega_s t - \varphi_s). \quad (2)$$

(1)式中 u 代表基极与发射极間在振盪情况下的偏压, V_o 为振盪信号的振幅,而 ω_o 代表振盪角频率,(2)式中 V_s 代表射頻信号的振幅, φ_s 为相角, ω_s 为射頻角频率,而

$$\omega_o - \omega_s = \omega_{i.r.},$$

上式中 $\omega_{i.r.}$ 代表中頻角频率。在下述分析中我們忽略由于影象频率信号 ω_i [$\omega_i = \omega_o + \omega_{i.r.} = \omega_s + 2\omega_{i.r.}$]及振盪信号的倍頻($n\omega_o$; $n=2,3,\dots$)所生变频的作用。假設在变频运用中,射頻信号的振幅較振盪信号小($V_s \ll V_o$),晶体管变频器的直流运用状况随振盪信号成週期性的变动。

晶体管的綫性运用可由各种小信号等效綫路来表示,本文采用其中一种,在图2中示出^[4]。等效綫路中各参数值($r_{bb'}$, $g_{b'e}$, $c_{b'e}$, $g_{b'c}$, $c_{b'c}$, g_{ce} , g_m)由晶体管的直流运用情况决定。

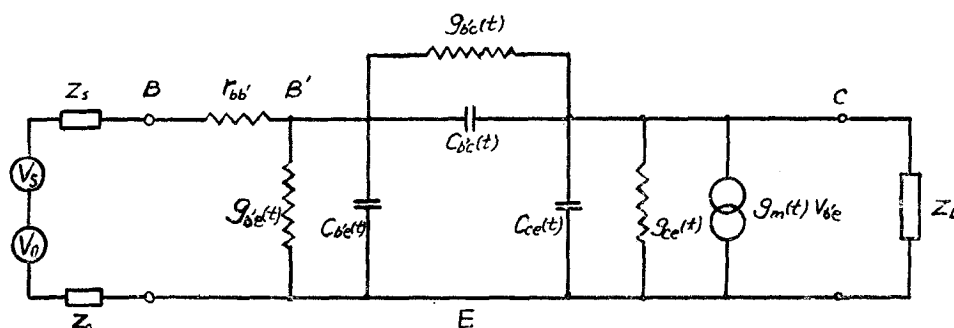


图2 用时变参数等效綫路代表变频器

由于晶体管变频器的直流状况随振盪信号交变,因此这些参数也随振盪信号交变成为时变函数,分別用 $r_{bb'}(t)$, $g_{b'e}(t)$, $c_{b'e}(t)$, $g_{b'c}(t)$, $c_{b'c}(t)$, $g_{ce}(t)$, $g_m(t)$ 表示。用图2所示具有时变函数的等效綫路代表晶体管变频器的运用,其中B点代表基极,E为发射极,C为集电极,而B'点代表基区中某一点。由B',C,E三极組成本征性晶体管,而由B,C,E三极組成真正晶体管, $r_{bb'}$ 代表基区扩展电阻。输出端的电流发生器 $g_m V_{b'e}$ 与B'点及E点間的信号成正比,这个重要特性使晶体管变频器与电子管变频器产生不同作用。图2的輸入端同一内阻为 Z_s 、振幅为 V_s 的射頻发生器及一内阻为 Z_o 、振幅为 V_o 的振盪信号发生器相連,輸出端与負載 Z_L 相連。

§2. 变频跨导“ g_{o1} ”

晶体管的“跨导” g_m 可由靜止轉移曲綫(当 V_o 为定值时, V_{BE} 与 I_c 的关系)的斜度求得:

$$g_m = \left. \frac{\partial I_c}{\partial V_{BE}} \right|_{V_o(\text{定值})}. \quad (3)$$

图3表示一典型中頻PNP鍺晶体管的轉移曲綫,图中并給出在 $V_o = -6$ 伏、 $I_c = -1$ 毫安运用下的一組小信号参数值。由图3中用图解法求出的各点的跨导及跨导与偏压的关系,在图4中表示。在变频应用时,晶体管的跨导随振盪作用交变成为

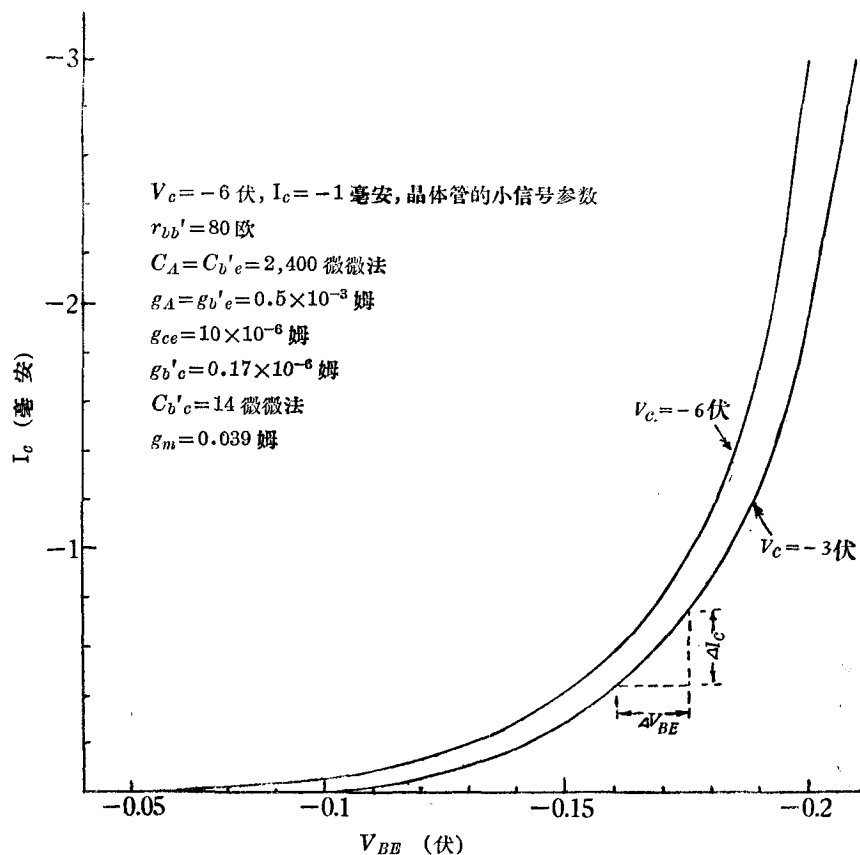


图3 典型PNP晶体管的静止转移曲线

$$g_m(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cos n\omega_o t. \quad (4)$$

假设输出电流 i 为

$$i(t) = g_m(t) v_s(t)^{1)}, \quad (5)$$

将(2),(4)代入(5),得

$$i(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cos n\omega_o t v_s \cos(\omega_s t - \varphi_o) = \frac{a_1}{2} v_s \cos[(\omega_o - \omega_s)t + \varphi_o] + \dots \quad (6)$$

取(6)式的第一项,得输出中频电流

$$i_{i.f.} = \frac{a_1}{2} V_s \cos(\omega_{i.f.} t + \varphi_o) = g_{c1} V_s \cos(\omega_{i.f.} t + \varphi_o) = I_{i.f.} \cos(\omega_{i.f.} t + \varphi_o). \quad (7)$$

在(7)式中 g_{c1} 称为“变频跨导”,而

$$g_{c1} = \frac{\partial I_{i.f.}}{\partial V_s} = \frac{a_1}{2}. \quad (8)$$

1(这个假设与晶体管的性能不符合. 由图2可见,在输出端的电流发生器与 $g_m(t)v_{b'e}(t)$ 相关,因此输出电流将与 $v_{b'e}(t)$ 相关.

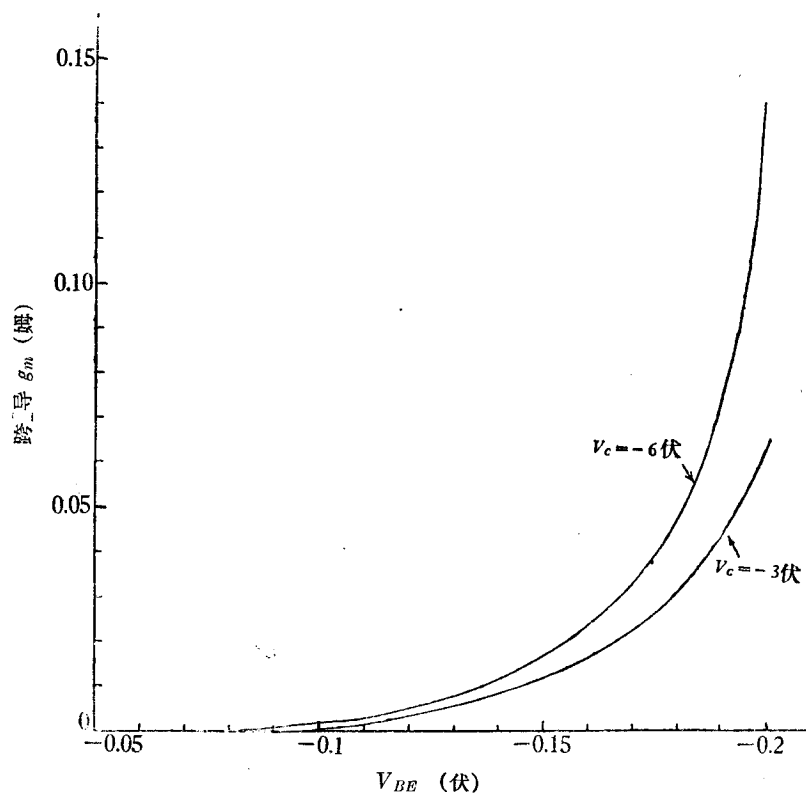
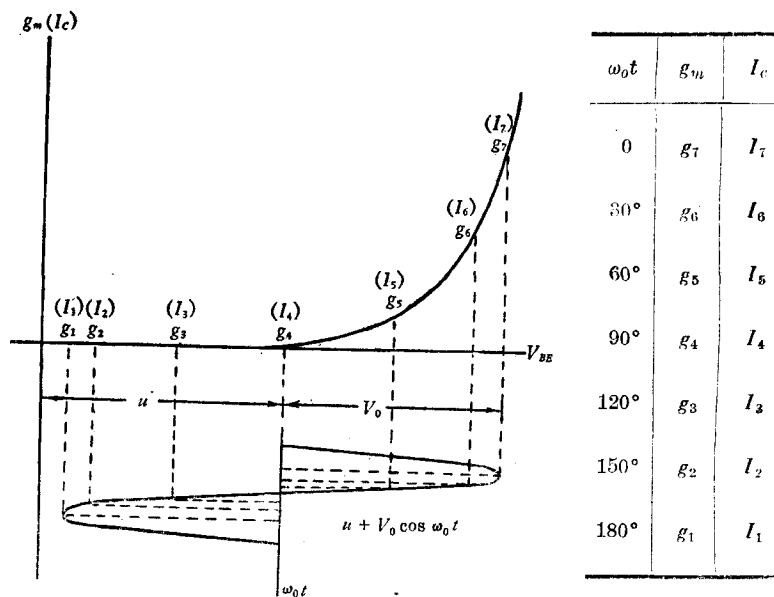


图 4 PNP 晶体管跨导与偏压的关系

图 5 用图解法定 g_{cl} 及 $\bar{I}_c$

可用各种不同方法求 g_{c1} 之值, 常用的一种为七点图解法^[1], 参考图 5, 得

$$g_{c1} = \frac{1}{12} [(g_7 - g_1) + (g_6 - g_8) + 1.73(g_6 - g_2)], \quad (9)$$

其中 $g_1, g_2, \dots, g_7$ 的定义见图 5 及参考文献[1].

上述方法[(5)式至(9)式]与电子管变频器中求“变频跨导”方法相同。在电子管变频器中用“变频跨导” g_{c1} 代表变频能力, 并常用此参数为选择电子管变频器的根据。而在晶体管变频器中不能只用 g_{c1} 来代表晶体管变频器的变频能力, 因为晶体管变频器的性能不合乎(5)式的假设, 它的输出电流与 $v_{b'e}(t)$ 相关:

$$i(t) = g_m(t) v_{b'e}(t). \quad (10)$$

因此我们必须寻找另一参数来代表晶体管变频能力, 研究结果, 求得新参数, 称为“有效变频跨导”, 用 g_{f1} 表示。

§3. “有效变频跨导” g_{f1}

将(10)式变为

$$i(t) = g_m(t) v_{b'e}(t) \frac{v_{be}(t)}{v_{be}(t)} \frac{v_s(t)}{v_s(t)} = g_m(t) \left[\frac{v_{b'e}(t)}{v_{be}(t)} \right] \left[\frac{v_{be}(t)}{v_s(t)} \right] v_s(t). \quad (11)$$

再将(2), (4)代入(11)式求输出中频电流, 得

$$i_{i.f.} = \left[\frac{a_1}{2} \frac{V_{b'e}(\omega_s)}{V_{be}} \frac{V_{be}}{V_s}(\omega_s) \right] V_s \cos(\omega_{i.f.}t - \varphi_0). \quad (12)$$

由(12)式求输出中频电流与输入射频信号的关系, 得

$$\frac{\partial I_{i.f.}}{\partial V_s} = \left[\frac{a_1}{2} \frac{V_{b'e}(\omega_s)}{V_{be}} \frac{V_{be}}{V_s}(\omega_s) \right] = \left[g_{c1} \frac{V_{b'e}(\omega_s)}{V_{be}} \frac{V_{be}}{V_s}(\omega_s) \right]. \quad (13)$$

令变频器的射频输入阻抗为 $Z_{in}(\omega_s)$, 振荡信号的射频阻抗 $Z_o(\omega_s) \rightarrow 0$; 则

$$\frac{V_{be}(\omega_s)}{V_s(\omega_s)} = \frac{1}{1 + \frac{Z_o}{Z_{in}}(\omega_s)}. \quad (14)$$

(14)式中示出 $\frac{V_{be}(\omega_s)}{V_s(\omega_s)}$ 与射频信号阻抗及变频器射频输入阻抗相关。在求一用为决定变频器变频能力的参数时, 该参数宜仅与变频器性能相关, 而不与射频信号器性能相关。因此使

$$\frac{Z_o(\omega_s)}{Z_{in}(\omega_s)} \ll 1, \quad \text{则} \quad \frac{V_{be}(\omega_s)}{V_s} \cong 1,$$

而(13)简化为

$$\frac{\partial I_{i.f.}}{\partial V_s} = g_{c1} \frac{V_{b'e}(\omega_s)}{V_{be}} \equiv g_{f1}. \quad (15)$$

由(15)式求得 g_{f1} , 定名为“有效变频跨导”, 用来代表晶体管的变频能力, 表示变频器输出中频电流与输入射频信号的关系。

§4. $\frac{V_{b'e}}{V_{be}}(\omega_s)$ 的计算

“有效变频跨导” g_{f1} 为“变频跨导” g_{c1} 与 $\frac{V_{b'e}}{V_{be}}(\omega_s)$ 的乘积, g_{c1} 的求法见(9)式, 而

$\frac{V_{b'e}}{V_{be}}(\omega_s)$ 的求法詳述如下: 当中頻負載阻抗 $Z_L(\omega_{i.f.})$ 与变频器中頻輸出阻抗 $Z_o(\omega_{i.f.})$ 共轭匹配耦合时 [$Z_L(\omega_{i.f.}) = Z_o^*(\omega_{i.f.})$], 輸出方面适合获得最大变频功率的条件。在狭頻調諧运用状态下, 負載阻抗在射頻及振盪頻率时可調节为极小, $Z_L(\omega_s) \rightarrow 0$, $Z_L(\omega_o) \rightarrow 0$ 。在这种运用状态下, 变频器的射頻輸入阻抗 $Z_{in}(\omega_s)$ 可由短路射頻輸入阻抗代表 [图 6(a)], 其中 $r_{bb'}(t)$, $g_{b'e}(t)$, $g_{b'e}(t)$, $c_{b'e}(t)$, $c_{b'e}(t)$ 为随振盪性能变化的时变函数。这些参数对射頻信号的作用, 可用每振盪週期的平均值 ($\overline{r_{bb'}}$, $\overline{g_{b'e}}$, $\overline{g_{b'e}}$, $\overline{c_{b'e}}$, $\overline{c_{b'e}}$) 近似代表。

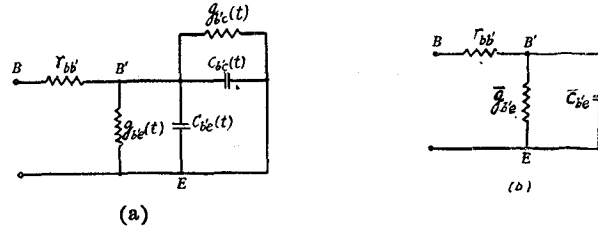


图 6 变频器射頻輸入阻抗(a)及其近似简化图(b)

由晶体管特性求得^[4]:

$$\overline{r_{bb'}(t)} = \overline{r_{bb'}} = r_{bb'}, \quad (16)$$

$$\overline{g_{b'e}} \gg \overline{g_{b'e}}, \quad (17)$$

$$\overline{c_{b'e}} \gg \overline{c_{b'e}}, \quad (18)$$

$$g_{b'e} \cong -\frac{q}{KT} I_B \cong -\frac{q}{KT \alpha_{ebo}} I_c, \quad (19)$$

$$c_{b'e} \cong \frac{q}{KT} \frac{W^2}{2D} I_E \cong -\frac{q}{KT} \frac{W^2}{2D} \left(\frac{\alpha_{ebo}}{1 + \alpha_{ebo}} \right) I_c, \quad (20)$$

其中 q 代表电子电荷; K 代表波茲曼常数; T 为绝对温度; W 为基层宽度; D 为扩散常数; 而 α_{ebo} 为共发射极綫路的低頻短路电流放大系数, 由 (19) 及 (20) 式中得知 $g_{b'e}$ 及 $c_{b'e}$ 与 I_c 成正比。

令 $I_c = -1$ ma 时的 $g_{b'e}$ 及 $c_{b'e}$ 值为 g_A 及 c_A , 則

$$g_{b'e} = -g_A I_c, \quad (21)$$

$$c_{b'e} = -c_A I_c, \quad (22)$$

而 $g_{b'e}$ 及 $c_{b'e}$ 在每振盪週期的平均值为

$$\overline{g_{b'e}} = -g_A \overline{I_c}, \quad (23)$$

$$\overline{c_{b'e}} = -c_A \overline{I_c}. \quad (24)$$

其中 $\overline{I_c}$ 为振盪状态下的集电极平均电流, 它的数值可用七点图解法求得为

$$\overline{I_c} = \frac{1}{12} [I_1 + I_7 + 2(I_2 + I_3 + I_4 + I_5 + I_6)]. \quad (25)$$

其中 I_1 至 I_7 的定义见图 5 及参考文献[1].

由 (23), (24), (25) 式及已知 g_A , c_A 值求出 $\overline{g_{b'e}}$ 及 $\overline{c_{b'e}}$ 后, 根据图 6(b) 演算求得:

$$\frac{V_{b'e}}{V_{be}}(\omega_s) \cong \frac{1}{1 + r_{bb'} \overline{g_{b'e}} + j\omega_s r_{bb'} \overline{c_{b'e}}}, \quad (26)$$

$\frac{V_{b'e}}{V_{be}}(\omega_s)$ 的绝对值为

$$\left| \frac{V_{b'e}}{V_{be}}(\omega_s) \right| \cong \frac{1}{\sqrt{(1+r_{bb'}g_{b'e})^2 + (r_{bb'}\omega_s c_{b'e})^2}}. \quad (27)$$

若 $r_{bb'}g_{b'e} \ll 1$, 则

$$\left| \frac{V_{b'e}}{V_{be}}(\omega_s) \right| \cong \frac{1}{\sqrt{1 + (r_{bb'}\omega_s c_{b'e})^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{Q_s}\right)^2}}. \quad (28)$$

(28)式中 $Q_s = \frac{1}{r_{bb'}\omega_s c_{b'e}}$ 代表在射頻時由 $r_{bb'}$ 及 $c_{b'e}$ 組成的 $R-C$ 網絡的 Q 值。

將(28)式代入(15)式, 得

$$|g_{e1}| \cong \frac{g_{e1}}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{Q_s}\right)^2}} \cong \frac{g_{e1}}{\sqrt{1 + (r_{bb'}\omega_s c_{b'e})^2}}. \quad (29)$$

由(29)式知道晶体管的“有效变频跨导”与晶体管的轉移靜止曲綫, 振盪性能及器件参数等相关, 更随射頻频率改变, 这个性能与广播系統中常用电子管变频器性能相異。

§5. 实 例

我們取一典型 PNP 面結合型中頻鍺晶体管做为研究变频能力的实例, 进一步求出变频能力与晶体管的运用状态, 振盪性能及射頻频率的关系。

由图 3 晶体管的靜止轉移曲綫取得跨导与偏压的关系(图 4)。由图 4 中的兩条曲綫得知, 当偏压相同时, $V_e = -6$ 伏所得跨导較 $V_e = -3$ 伏为高, 因此宜选用 $V_e = -6$ 伏为集电极直流运用电压。当 $V_e = -6$ 伏、 $I_e = -1$ 毫安时測得一組小信号参数在图 3 中列出。有了上述資料, 即可开始分析晶体管变频器的变频能力。

晶体管的偏压随振盪性能交变成

$$V_{BE} = u + V_0 \cos \omega_0 t. \quad (1)$$

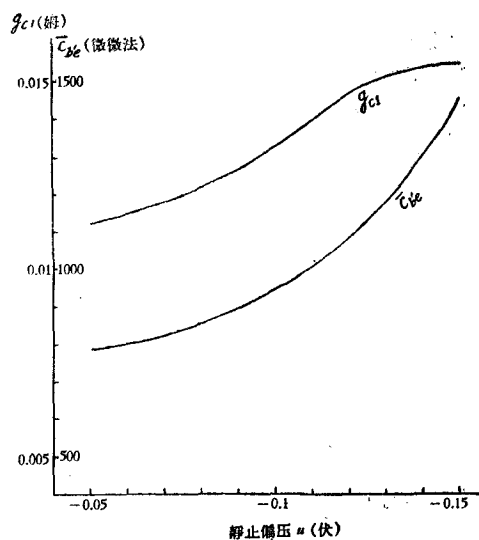
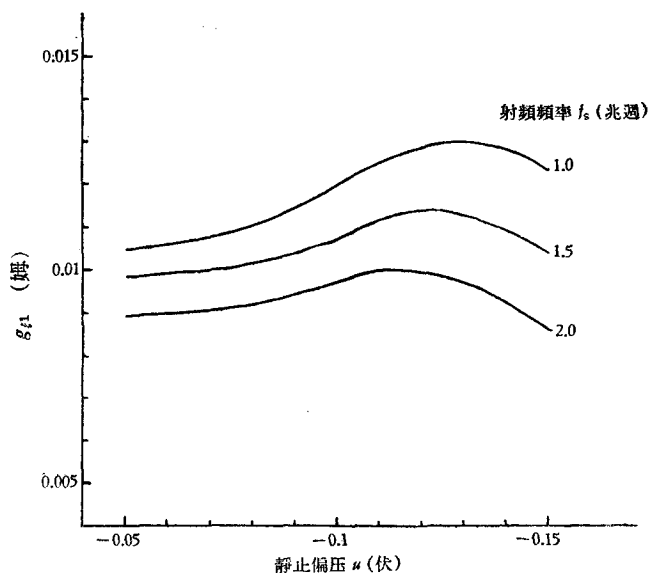
偏压在二极端間(V_7 及 V_1)相交变

$$V_7 = u + V_0, \quad V_1 = u - V_0.$$

晶体管的跨导也在最大值 g_7 及最小值 g_1 間交变(见图 5)。假如我們用綫路方法控制变频器的振盪性能, 同时改变振盪振幅 V_0 及偏压 u , 而使最大偏压 V_7 为固定值 ($u + V_0$ 为常数), 則在这一組变频器中跨导的最大值 g_7 將为一不变常数。我們研究一組具有这种振盪性能的变频器, 取 $V_7 = -0.19$ 伏, 变 u 及 V_0 , 使 $u + V_0 = -0.19$ 伏。

用上述分析法求得变频跨导 g_{e1} 及 $c_{b'e}$ 与振盪性能的关系(图 7), 更求出在射頻频率为 1, 1.5 及 2 兆週时变频器“有效变频跨导”与振盪性能的关系(图 8), 观察图 7 知: 当偏压 $|u|$ 值增加时(振幅 $|V_0|$ 减小), g_{e1} 增加。观察图 8 知: 当偏压 u 在 -0.11 及 -0.13 伏間, “有效变频跨导”最大, 变频能力最大。因此, 图 8 可决定振盪器的适宜运用状态。

在图 8 中更察觉变频能力与射頻频率的关系。为了要求收音机系統的增益不随射頻频率变化, 变频能力不应随射頻频率改变。图 9 表示变频能力与射頻频率的关系[用射頻频率为 f_s 的有效变频跨导 $g_{e1}(f_s)$ 及射頻频率为 1 兆週的有效变频跨导 $g_{e1}(1)$ 的比

图 7 振荡性能与 g_{e1} , c_{be} 的关系图 8 振荡性能与 g_{e1} 的关系

$\left(\frac{g_{e1}(f_s)}{g_{e1}(1)}\right)$ 来代表]。

由图 9 可见: 当偏压 $|u|$ 值小时, 变频能力随射频频率改变所生变化较小。

变频器中振荡器运用状态应由获得最大变频能力 (最大 g_{e1}) 及最小随射频频率改变所生变频能力的变化 $\left[\frac{g_{e1}(f_2) - g_{e1}(f_1)}{f_2 - f_1}\right]$, f_1 及 f_2 代表二不同的射频频率] 两个条件决定。上述二条件由振荡器的性能决定, 而振荡性能的改变不能同时满足上述二条件, 因此需要按实际要求, 折衷决定振荡性能。

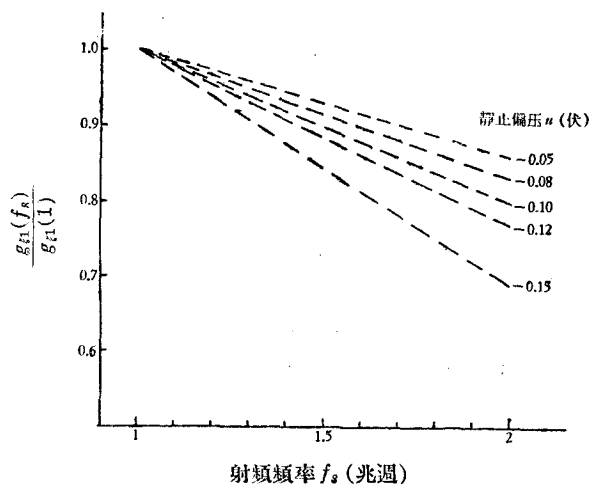


图9 变频能力与射频频率的关系

§6. 結 論

本文提出“有效变频跨导”代表晶体管变频器的变频能力,作为选用晶体管变频器的—种优值,建立了分析“有效变频跨导”的方法,推算出变频能力与振荡性能的关系,更由—实例表示出各种性能的演算法。所举实例用—中频 PNP 晶体管,由于所选晶体管频率效应的限制,在广播段中变频能力随射频频率改变而变化。若用频率效应较高的晶体管为此波段的变频器,可改善此项性能。

参 考 文 献

- [1] Herold, E. W., *P. I. R. E.* **30** (1942), 84—103; Herold, E. W., Malter, L., *P. I. R. E.* **31** (1943), 575—582.
- [2] Peterson, L. C., Llewellyn, F. B., *P. I. R. E.* **33**, (1945), 458—476.
- [3] Torrey, H. C. and Whitmer, C. A. “Crystal Rectifier”, McGraw Hill, 1948.
- [4] Giacoletto, L. J., *RCA Review*, **15** (1954), 506—562.

ANALYSIS OF JUNCTION TRANSISTOR CONVERTERS**CHENG CHUNG-CHIH***(Institute of Physics, Academia Sinica)***ABSTRACT**

This paper describes a detailed analysis of conversion properties of junction transistors. A new parameter "the effective conversion transconductance" is introduced for characterizing transistor converters. The effective conversion transconductance of transistor converters using a PNP transistor operated at different oscillatory conditions and at various signal frequencies are studied. Main differences between transistor converters and vacuum tube converters are compared.