

# 大线性动态范围、宽带晶体三极管混频器

## ——“变频导纳——线性放大”变频模式讨论

官 学 智

**提 要** 我们研制了一种宽带(100~300MHz)晶体三极管混频器。它既有晶体三极管混频器的变频增益特性,又接近于二极管混频器的线性动态范围,因而较好地解决了变频增益与线性动态范围的矛盾。但是,若利用“变频跨导理论”解释这些特性,会遇到许多困难;为此,试用“变频导纳——线性放大”变频模式,较容易地分析了晶体三极管混频器的测试曲线和数据,从而证明了“模式”分析与实际测试基本吻合。

### 一、简 介

我们研制的晶体三极管混频器线路如图1所示。

图1晶体三极管混频器的主要技术指标如表1所示。

表 1

指 标 \ 分 类	三极管混频器 (单平衡)	二极管混频器 (双平衡)
频率复盖 (MHz)	100~300MHz	130~210MHz
变频增益 (dB)	>9dB	-7dB
最大输入线性动态范围 (mV)	174mV	200mV

表一是两种混频器(自制)的实测值,从比较中,可初步获得如下结论:

- (1) 晶体三极管混频器属于宽带的。实际的频率复盖值比表1的数值还要宽一些,特别是低频端。其中,关键部件是合理设计与调试“扭绞线变换器”[8]、[9]。
- (2) 晶体三极管混频器具有变频增益(>9dB),这符合于三极管混频器的特点[1]。
- (3) 晶体三极管混频器与二极管混频器的线性动态范围非常接近,比较其输入线性动态范围就更明显了。



## 二、扩大晶体三极管混频器动态范围的技术措施

为便于比较，分别测试晶体三极管混频器与晶体二极管混频器的线性动态范围，其测试方框图如图 2。

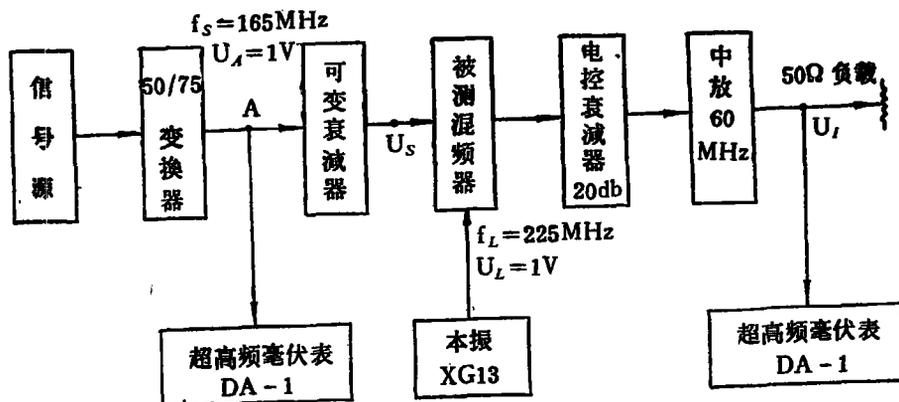


图 2 混频器动态范围测试方框图

(图 2 註：中频放大器线性动态范围  $\geq 20\text{dB}$ ；电控衰减器是步进衰减器，每步  $20\text{dB}$ )

测试结果（数据和曲线）：

实测二极管混频器线性动态范围值

表 2

输入信号电压 $U_s$ (mV)	63 89 100 126 200 224 251 286 316 140
二极管混频器 输出中频电压 $U_I$ (mV)	25 33 37 46 78 86 97 105 118 52

实测三极管混频器线性动态范围值

表 3

输入信号电压 $U_s$ (mV)	67 23.8 75 95 119 140 168 189 238
三极管混频器 输出中频电压 $U_I$ (mV)	310 140 355 445 550 610 750 810 930

(註：二极管混频器具有变频衰耗，而三极管混频器具有变频增益，为保证中放工作于线性区域，电控衰减器进行控制，因此表 2 及表 3 能够充分反映混频器的线性动态范围的。)

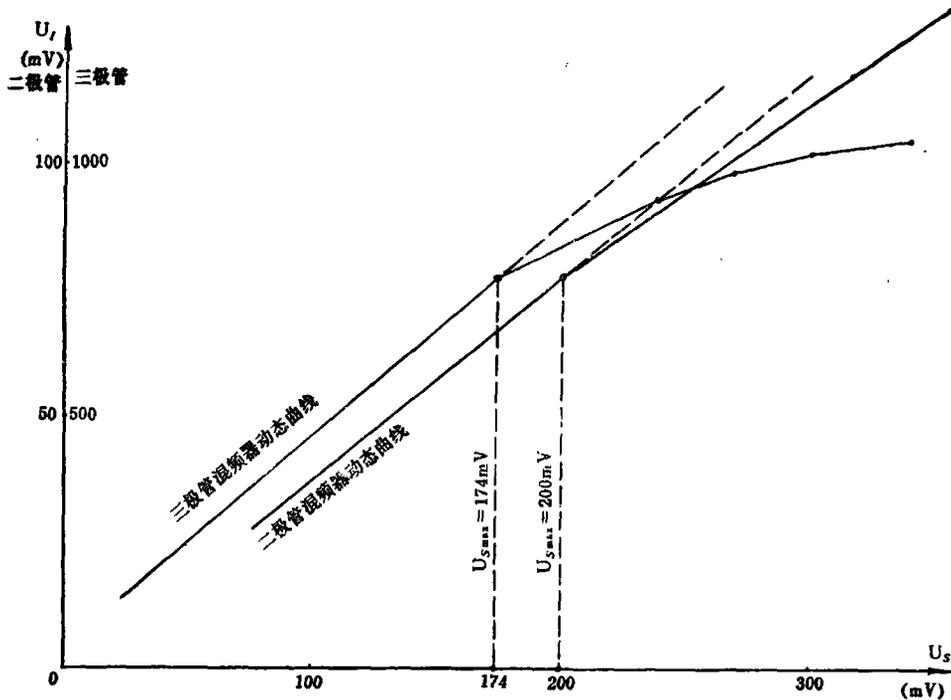


图 3 晶体二极管与三极管线性动态范围曲线

据实测数值(表 1, 表 2 及图 3), 三极管混频器输入线性动态范围  $U_{Smax} = 174mV$ , 与二极管混频器输入线性动态范围  $U_{Smax} = 200mV$ , 非常接近。

但是据理论分析——“变频跨导”的原理——此三极管混频器的输入线性动态范围应小于  $80mV$ , 即  $U_{Smax} < 80mV$ 。

以上就晶体三极管混频器线性动态范围总的测试结果, 发现了第一个矛盾: “变频跨导”理论分析值与实测值相差太大。

为扩大晶体三极管混频器线性动态范围, 我们采取如下措施:

### 1. 选用功耗大的晶体管

我们做了一项实验: 在图 1 的电路里, 分别采用 3DG30G 小功率低噪声 ( $P_c = 100mW$ ) 及 3DA37D 中功率管 ( $P_c \geq 500mW$ ), 并测量其线性动态范围, 获得测试结果如表 4 及图 4 所示。

表 4

项 目	晶 体 管	
	3DG30G	3DA37D
输入线性动态范围 $U_{Smax}(mV)$	66	166
输出线性动态范围 $U_{I max}(mV)$	105	618

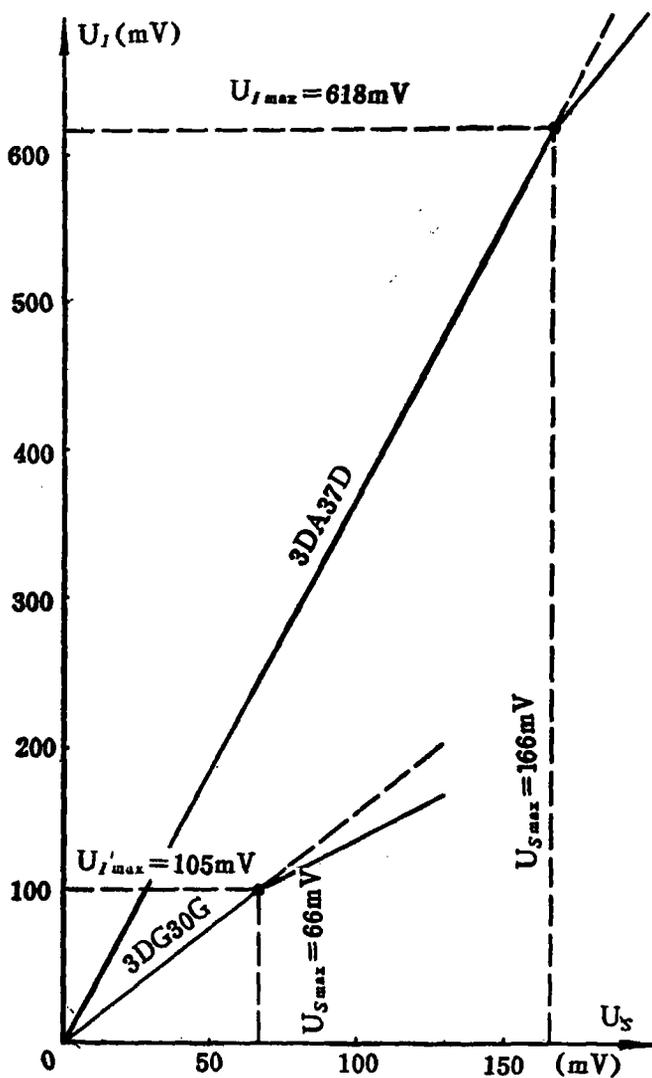


图4 3DG30G、3DA37D线性动态范围曲线

由于3DA37D远大于3DG30G的线性动态范围，所以我们采用了中功率管 ( $P_c \geq 500\text{mW}$ ) 3DA37D作为此混频器的晶体管。这是根据实测值得出的结论。

但是据理论分析——“变频跨导”的原理——就会得出相反的结论。如图5所示，3DG30G的非线性区域宽，即它的变频跨导  $S_c$  动态范围大，因而其混频线性动态范围必然大，由此就应该选用小功率管3DG30G作为混频器的晶体管了。

总之在我们选择晶体管过程中，据“变频跨导”理论分析与实际测试，会得出两种相反的结论，这是我们发现的第二个矛盾。

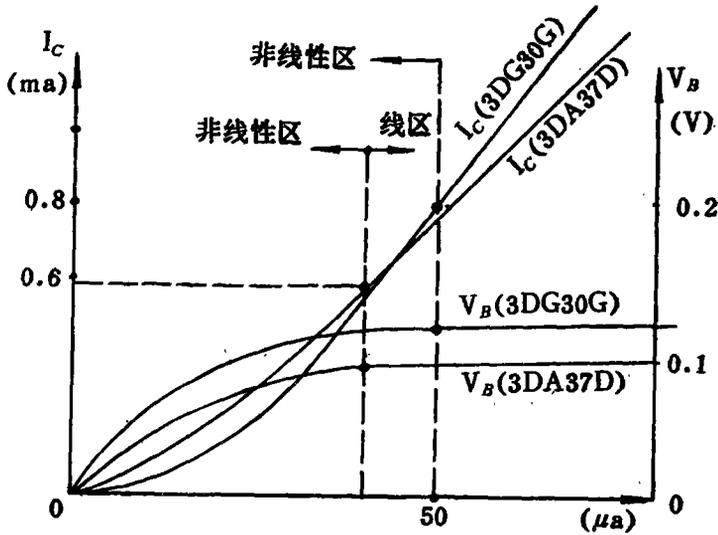


图 5 3DG30G 与 3DA37D 静态特性曲线

## 2. 适当地提高直流工作点 ( $V_{CQ}$ 及 $I_{CQ}$ )

选定晶体管 3DA37D 之后, 适当地增大晶体管工作点的电流  $I_{CQ}$  也能扩大其线性动态范围。如表 5 及图 6 所示。

表 5

项 目	工 作 点	
	$I_{CQ}=0.16\text{ma}$	$I_{CQ}=1\text{ma}$
输入线性动态范围 $U_{S\text{max}}$ (mV)	150mV	180mV
输出线性动态范围 $U_{I\text{max}}$ (mV)	330mV	460mV

由实验 (表 5、图 6) 选取晶体三极管 (3DA37D) 混频器的工作点  $I_{CQ}=1\text{ma}$ , 能扩大其线性动态范围。

但是据理论分析——“变频跨导”原理——三极管混频器的工作点 ( $I_{CQ}$ 、 $V_{CQ}$ ), 应选在非线性区域里, 如图 5 所示, 工作点  $I_{CQ}$  应小于  $0.6\text{ma}$ , 即  $I_{CQ} < 0.6\text{ma}$ ,  $I_{BQ} < 40\mu\text{a}$ 。若选取  $I_{CQ}=1\text{ma}$ , 那么工作点已进入线性区里了, 这是违反“变频跨导”的基本原则的。这是调试工作点过程中, 遇到的第三个矛盾。

总之, 涉及扩大晶体三极管混频器 (双极性晶体管) 的线性动态范围的问题, 往往与“变频跨导”理论分析相矛盾, 为此我们试用“变频导纳——线性放大”的变频模式, 分析晶体三极管混频器的线性动态范围, 与实测值 (或技术措施) 比较吻合。

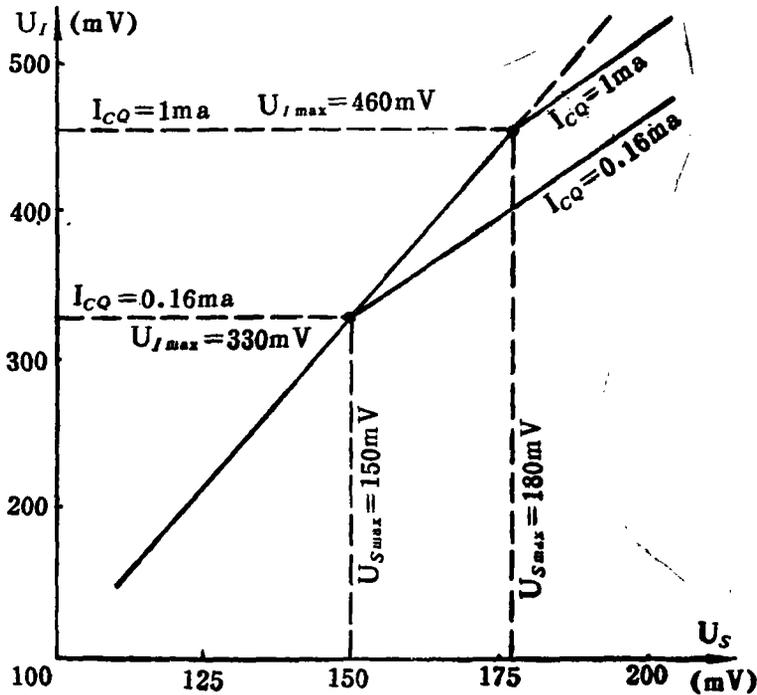


图 6 线性动态范围~工作点关系曲线

### 三、扩大晶体三极管混频器线性动态范围的理论分析， 即“变频导纳—线性放大”变频模式分析

#### 1. 高频三极管的等效电路[1]、[5]、[6]

设  $C_c$  较小可忽略，则高频三极管的等效电路可由图 7 (a) 简化为图 7 (b)。

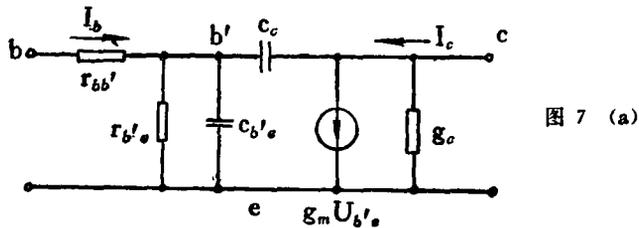


图 7 (a)

#### 2. 据图 7(b), 求其输入电路的传输损耗为:

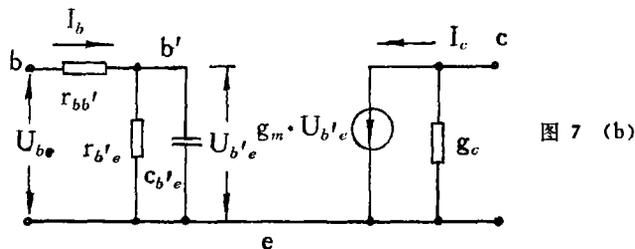


图 7 (b)

$$\begin{aligned}
 L &= \frac{U_{be}}{U_{b'e}} \\
 &= \left[ r_{bb'} + \frac{r_{b'e}}{1 + j\omega C_{b'e} r_{b'e}} \right] \bigg/ \frac{r_{b'e}}{1 + j\omega C_{b'e} r_{b'e}} \\
 &= \frac{r_{bb'}(1 + j\omega C_{b'e} r_{b'e})}{r_{b'e}} + 1 = \frac{r_{bb'}}{r_{b'e}} + j\omega C_{b'e} r_{b'e} + 1 \quad (1)
 \end{aligned}$$

其中, 
$$r_{b'e} = \frac{26}{I_e} \cdot \beta \quad (2) [1]$$

$$C_{b'e} = \frac{1}{\omega_T r_{b'e}} = \frac{I_e}{26\omega_T \beta} \quad (3) [1]$$

将(2)及(3)式代入(1)式中, 得:

$$\begin{aligned}
 L &= 1 + \frac{r_{bb'} \cdot I_e}{26\beta} + j\omega \frac{I_e}{26\omega_T \beta} = 1 + \left( \frac{r_{bb'}}{26} + j\omega \frac{1}{26\omega_T} \right) \cdot I_e / \beta \\
 &= 1 + \frac{K \cdot I_e}{\beta} \doteq 1 + \frac{K I_e}{\beta} \quad (4)
 \end{aligned}$$

式中 
$$K = \frac{r_{bb'}}{26} + j\omega \frac{1}{26\omega_T}$$

由 
$$I_e \doteq I_c = \beta \cdot I_b = \beta \cdot (a_0 + a_1 U_{be} + a_2 U_{be}^2 + \dots) \quad (5) [1]$$

(5)式代入(4)式中, 得:

$$\begin{aligned}
 L &\doteq 1 + K [a_0 + a_1 U_{be} + a_2 U_{be}^2 + \dots] \\
 &= 1 + K [a_0 + a_1 (U_L + U_S) + a_2 (U_L + U_S)^2 + \dots] \\
 &= 1 + K [a_0 + a_1 U_L + a_2 U_L^2 + \dots] \quad (6)
 \end{aligned}$$

式中  $\dot{U}_{be} = \dot{U}_L + \dot{U}_S =$  本振电压 + 信号电压  

$$U_L \gg U_S$$

由于(1)式等于(6)式, 所以

$$j\omega C_{b'e} + \frac{r_{bb'}}{r_{b'e}} \doteq K [a_0 + a_1 U_L + a_2 U_L^2 + \dots] \quad (7)$$

式中  $r_{bb'}$  是基极体电阻, 可视为常数。

由(7)式可获得如下结论: 由  $C_{b'e}$  及  $r_{b'e}$  所组成的晶体管输入导纳是本振电压  $U_L$  的非线性函数。这一点与二极管混频器的非线性导纳完全相同。也就是说, 由晶体三极管输入导纳非线性 ( $C_{b'e}$  及  $r_{b'e}$  的非线性), 而完成信号电压  $\dot{U}_S$  与本振电压  $\dot{U}_L$  的混频作用, 使晶体管  $b'$  点上, 形成中频信号  $\dot{U}_I$ 。

### 3. 输入电路的变频损耗与动态范围分析

将信号电压  $U_S = U_{mS} \cos \omega_S t$  及本振电压  $U_L = U_{mL} \cos \omega_L t$  代入(5)式,

$$\begin{aligned}
 I_b &= a_0 + a_1(U_L + U_S) + a_2(U_L + U_S)^2 + \dots \\
 &= a_0 + a_1(U_{mL}\cos\omega_L t + U_{mS}\cos\omega_S t) + a_2(U_{mL}\cos\omega_L t \\
 &\quad + U_{mS}\cos\omega_S t)^2 + \dots \\
 &\dots + 2a_2 U_{mL}\cos\omega_L t \cdot U_{mS}\cos\omega_S t + \dots \\
 &= \dots + 2a_2 \left[ \frac{U_{mL} \cdot U_{mS}}{2} \cos(\omega_L - \omega_S)t + \frac{U_{mL} U_{mS}}{2} \cdot \cos(\omega_L + \omega_S)t \right] + \dots \\
 &= \dots + a_2 U_{mL} U_{mS} \cos\omega_I t + a_2 U_{mL} U_{mS} \cos(\omega_L + \omega_S)t + \dots
 \end{aligned}$$

式中  $\omega_I = \omega_L - \omega_S$ 。

此时基极电流  $I_b$  包含很复杂频率成分，当然也含有中频信号成分，即

$$I_{bI} = a_2 U_{mL} U_{mS} \cos\omega_I t \quad (7)$$

中频电流  $I_{bI}$  在晶体管内部点  $b'$  上的中频信号压降  $U_{b'e}$  是

$$U_{b'e} = I_{bI} \cdot (r_{b'e} // x_{c_b'e}) = a_2 U_{mL} U_{mS} \cos\omega_I t \cdot \frac{r_{b'e}}{1 + j\omega C_{b'e} r_{b'e}}$$

或

$$U_{b'em} = a_2 U_{mL} U_{mS} \cdot \frac{r_{b'e}}{1 + j\omega C_{b'e} r_{b'e}} \quad (8)$$

那么输入电路的变频损耗  $L_C$ ：

$$\begin{aligned}
 L_C &= \frac{U_{mS}}{U_{b'em}} = \frac{1}{a_2 U_{mL}} \cdot \frac{1 + j\omega C_{b'e} r_{b'e}}{r_{b'e}} \\
 &= \frac{1}{a_2 U_{mL}} \cdot \left( \frac{1}{r_{b'e}} + j\omega C_{b'e} \right) = \frac{1}{a_2 U_{mL}} \cdot y_{b'e} \quad (9)
 \end{aligned}$$

在(9)与(8)式中， $a_2$ 是由材料所确定的， $U_{mL}$ 是外加固定的本振电压。从中可获得两条结论：

(A) 晶体三极管基极输入电路的混频作用，(如式(9)所示)。是由本振电压  $U_{mL}$  作用于非线性的  $r_{b'e}$  及  $C_{b'e}$  上所完成的。这点与二极管混频器是相同的。

(B) 其线性动态范围，如(8)和(9)式所示，也就必然与二极管混频器相同，即具有较大的线性动态范围。决定其线性动态范围的工作条件是  $U_{mL} \gg U_{mS}$  及  $\left( \frac{1}{r_{b'e}} + j\omega C_{b'e} \right)$  的线性范围。

#### 4. 晶体三极管混频器的线性放大特性分析

以上就晶体三极管混频器基极电路的混频原理——“变频导纳”的原理，做了定性分析。下面研究其线性放大特性。

由图 7(b)，可获得：

$$\text{输出导纳} \quad y_{0e} = y_c - \frac{y_r y_f}{y_i + y_c} \doteq y_c \quad (\text{设 } y_r = 0) \quad (10)$$

$$y_c = g_c + jb_c \quad (11)$$

$$\text{输出电压} \quad U_0 = K_V U_{b'e} = \frac{g_m U_{b'e}}{y_c + y_L} \quad (12)$$

式中, 电压增益 
$$K_V = \frac{g_m}{y_o + y_L} \tag{13}$$

负载导纳 
$$y_L = g_L + jb_L \tag{14}$$

功率增益 
$$K_P = \frac{P_o}{P_{b'e}} = K_V^2 \cdot \frac{y_L}{y_i} = \left( \frac{g_m}{y_c + y_L} \right)^2 \frac{y_L}{y_i} \tag{15}$$

在  $U_{b'e}$  到  $U_0$  的传输过程中, 就是典型的线性放大过程, 因而具备了放大器的全部特点:

(A) 具有增益, 如(13)与(15)式。其增益值约 10dB~25dB 之间;

(B) 其线性动态范围特性取决于  $g_m$  (跨导)。如式(12)及(13)所示。而  $g_m$  的特性如图 8 所示。图 8 的弯曲点 A 确定放大特性的线性动态范围; 图 8 的 B 点 (饱和点) 确定放大特性的动态范围。

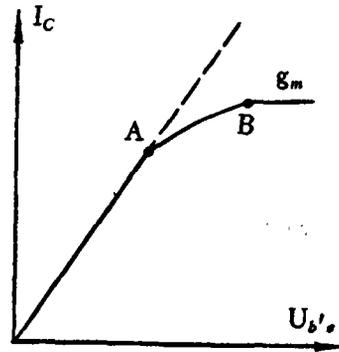


图 8  $g_m$  特性曲线

### 5. 晶体管混频器总特性分析

总合晶体管基极输入电路的变频导纳和集电极电路的线性放大, 可着手分析晶体管混频器的总特性了。

据以上分析, 可获得其“变频导纳——线性放大”混频模式的等效电路如图 9 所示。

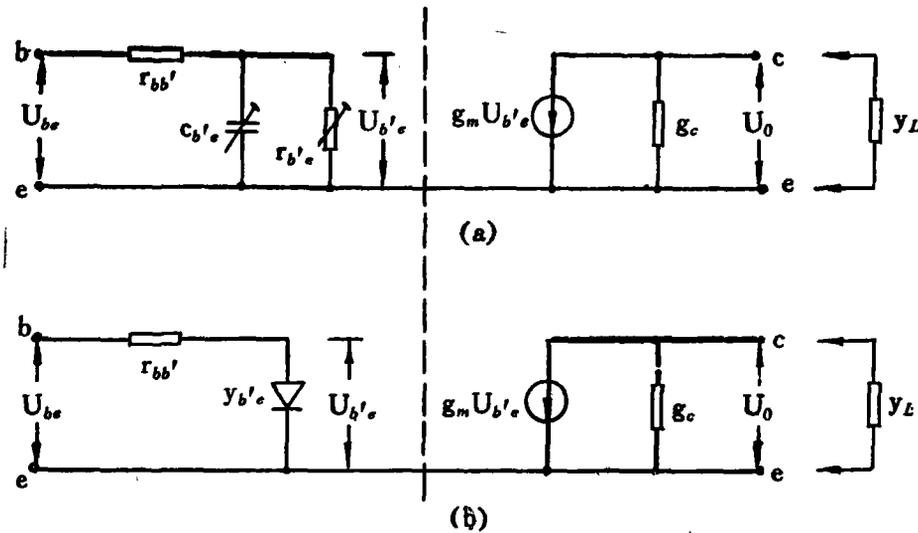


图 9

晶体管混频器的电压传输系数  $K_V$ :

$$K_{V0} = \frac{U_0}{U_{be}} = \frac{U_{b'e}}{U_{be}} \cdot \frac{U_0}{U_{b'e}} = \frac{U_{b'em}}{U_{mS}} \cdot \frac{U_{0m}}{U_{b'em}} = \frac{1}{L_C} \cdot K_V = \frac{a_2 U_{mL}}{y_{b'e}} \cdot \frac{g_m}{y_c + y_L} \tag{16a}$$

$$\text{其中} \quad y_{b'e} = \frac{1}{r_{b'e}} + j\omega C_{b'e} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \text{输出电压} \quad U_0 &= K_{V0} \cdot U_{be} = K_{V0} \cdot U_{mS} \\ &= \frac{a_2 U_{mL}}{y_{b'e}} \cdot \frac{g_m}{y_c + y_L} \cdot U_{mS} \end{aligned} \quad (16b)$$

其功率传输系数  $K_{P0}$ : (功率增益)

$$K_{P0} = K_{V0}^2 \cdot \frac{y_L}{y_i} = \left[ \frac{a_2 U_{mL}}{y_{b'e}} \cdot \frac{g_m}{y_c + y_L} \right]^2 \cdot \frac{y_L}{y_i} \quad (18a)$$

$$\text{当 } y_L = y_i \text{ 时, } K_{P0} = K_V^2 \quad (18b)$$

$$\text{其输出导纳} \quad y_{0e} = y_c \quad (10)$$

据“变频导纳——线性放大”混频模式分析, 就比较容易解释晶体三极管混频器(图1)的特性了:

(A) 图1的混频器具有变频增益  $> 9\text{dB}$ 。因为, 在(16a)及(18a)式中,  $K_V \gg L_C$ 。

(B) 图1混频器具有较宽的波段复盖(100~300MHz)。

图1, 利用BG1的初步隔离作用, 由  $R_1 = 75\Omega$  实现了输入端的匹配; 级间耦合电路, 采用扭绞线变换器  $T_1$  及  $T_2$ , 这些对展宽通带都是很有有效的<sup>[8]、[9]</sup>。

(C) 图1混频器具有较大的线性动态范围。

在(16a)及(16b)式中,  $L_C$  是晶体管基极变频损耗, 它与二极管混频器相同。目前, 它的线性动态范围仍然是最大的, 对于接收机的高频部分是足够用的。

但是三极管混频器  $K_V$  的线性动态范围却小于  $L_C$  的线性动态范围, 因此尽力扩大  $K_V$  的线性动态范围也就成为扩大三极管混频线性动态范围的主要矛盾了。图1晶体三极管混频器就是按此原则扩大了线性动态范围, 使其接近于二极管混频器的线性动态范围(如图3)。

比如采用中功率晶体管3DA37D, 它的集电极耗散功率  $P_C = 500\text{mW}$  比较大, 明显地提高了图8中的直线段A点的位置, 即明显扩大了跨导  $g_m$  线性范围, 所以三极管混频器线性动态范围也就扩大了许多(如图4及式(16b)所示)。

再比如, 适当提高工作点  $I_{CQ}$ (或  $V_{CQ}$ ), 结合调整晶体管的负载大小及其性质, 也能有效地扩大混频管的  $K_V$  线性动态范围如图6所示。此办法就是扩大一般放大器动态范围的有效技术措施, (详见“扩大高频放大器线性动态范围”一文)。

总之据“变频导纳——线性放大”混频模式的分析, 扩大晶体三极管混频器线性动态范围的主要途径, 就是使其集电极的“线性放大  $K_V$ ”的线性动态范围接近或等于其基极“变频损耗  $L_C$ ”(即变频导纳)的线性动态范围。(但决不能大于。)实际测试的数据(表1、表2、表3、表4、表5)曲线(图3、图4、图6)及其线路(图1)与此混频模式的分析完全吻合。

## 参 考 文 献

- [1] “雷达接收设备”上册。 P186~P220. 西北电讯工程学院
- [2] “微波部件设计”上册。 P190~P200. 北京邮电学院微波专业
- [3] “A study of broadband hot-carrier diode mixers” AD 721244.
- [4] “100~400MHz 宽带接收机前端电路设计”  
广兴技术通讯 1976-1 湖北恩施, 159 信箱技术情报室。
- [5] “Теория и расчёт основных радиотехнических схем на транзисторах” И.И.Акулов. P303~P310.
- [6] “雷达接收机——高频部分” 雷达技术编写组。
- [7] “Practical design information for broadband transmission line transformers” Proc. IEEE April 1968 P738~P739.
- [8] “Broadband transformer design for RF. transistor power amplifiers” AD 676816 July 1968.

## The Transistor Mixer with Broadband and Great Linear Dynamic Range

### Discussion on the “Mixing Admittance—Linear Gain” Model

Guan Xue-Zhi

#### Abstract

We developed a transistor mixer with broadband(100~300MHz). It has not only a mixing gain characteristic of transistor mixer, but also a linear dynamic range approximated to that of the diode. Therefore, it is better solved that the contradiction between the mixing gain and the linear dynamic range. However, it is often difficult to explain these characteristics by “The Mixing Transconductance Theory”. To overcome these difficulties we try to use “The Mixing Admittance—Linear Gain” Model to explain these ones so that we easily analyse the testing curve and data of transistor mixers, and proved fundamental agreement of both the model analysis and the practice test.