

# 2cm 低噪声波导腔混频器\*

林 福 寅

(北京航空维修技术开发公司)

## 提 要

本文研究了影响混频噪声系数的诸因素,提出采用砷化镓肖特基势垒二极管、交叉场混频器和和频回收来实现低噪声混频器。实测的最小噪声系数为 5.8dB (包括前中噪声系数 1.5 dB),最大为 7dB。实验结果与理论计算相一致。

## 1. 前言

雷达的作用距离主要取决于天线增益、发射机功率和接收机灵敏度三个参数。但前两者要受到重量、体积和成本等多方限制,而提高接收机灵敏度往往是三者中较合理,较经济和较易实现的途径。混频器的噪声系数是接收机灵敏度的量度,因此讨论如何改善混频器低噪声性能是一个十分重要的问题。

本器件采用肖特基势垒二极管,交叉场混频腔结构,和频回收技术以及改善电路匹配等措施,已获单边带整机噪声系数  $NF = 5.8\text{dB}$  (包括前中噪声系数  $F_{if} \leq 1.5\text{dB}$ ),讯号输入端的电压驻波比小于 1.5。本器件还配备检测电路,具有结构紧凑,工作稳定可靠等优点,适合于空载设备上使用。

## 2. 变频的物理过程

混频器是利用二极管的非线性电导特性,把两个不同频率的讯号(一个是讯号频率  $f_s$ ,另一个是本振频率  $f_L$ )变换成频率为它们的“和频”和“差频”,输出新频率的一种微波器件。混频过程中产生的主要频率成分为:

$$\text{中频讯号: } f_{if} = f_L - f_s,$$

$$\text{和频: } f_z = f_L + f_s,$$

$$\text{镜频: } f_l = 2f_L - f_s.$$

这里  $f_{if}$  是所需要的中频讯号;而  $f_z$  和  $f_l$  是不希望有的频率调制成分。

## 3. 影响混频器噪声系数的诸参数分析和解决办法

混频器后接前中的整机噪声系数  $NF$  表示为

$$NF = 10\log[L(N_r + F_{if} - 1)] \text{ (dB)} \quad (1)$$

式中  $L$  为变频损耗,  $N_r$  为混频器有效噪声温度比,  $F_{if}$  为前中噪声系数。通常  $F_{if} = 1.5\text{dB}$ 。用于计算整机噪声系数。

由(1)式可见,对整机噪声起主要作用的是  $L$  和  $N_r$ 。  $L$  实际上包含二极管的结损耗

\* 1986年2月6日收到,1987年2月9日定稿。

$L_{\text{结}}$ , 混频器的纯变频损耗  $L_{\text{纯}}$ , 电路失配损耗  $L_{\text{失}}$  和有功损耗  $L_{\text{功}}$ .

在适当的本振功率激励下,  $L_{\text{结}}(\text{min}) = 10 \log(1 + 2\omega_s C_j R_s)$ . 其中  $C_j$  为结电容,  $R_s$  为串联电阻,  $\omega_s$  为讯号角频率. 点接触二极管的结损耗比肖特基二极管几乎高一个数量级<sup>[6]</sup>. 通常用截止频率  $f_{co} = 1/(2\pi C_j R_s)$  来衡量混频管的质量. 砷化镓肖特基势垒二极管的  $f_{co}$  高达  $10^3$  GHz 数量级<sup>[3]</sup>.  $f_{co}$  越大, 变频损耗越低.

假设讯号电压为  $a \cos(\omega_s t)$ , 本振基波电压为  $b \cos(\omega_L t)$ , 本振二次谐波电压为  $c \cos(2\omega_L t)$ . 讯号与本振基波混频, 则有

$$a \cos(\omega_s t) \cdot b \cos(\omega_L t) = \frac{ab}{2} \cos(\omega_L - \omega_s)t + \frac{ab}{2} \cos(\omega_L + \omega_s)t. \quad (2)$$

由(2)式可见, 中频  $f_{if} = f_L - f_s$  与和频  $f_{\Sigma} = f_L + f_s$  是一对孪生兄弟, 其电压幅度都是  $ab/2$ .

讯号与本振二次谐波混频, 则有

$$a \cos(\omega_s t) \cdot c \cos(2\omega_L t) = \frac{ac}{2} \cos(2\omega_L - \omega_s)t + \frac{ac}{2} \cos(2\omega_L + \omega_s)t, \quad (3)$$

式中  $(2\omega_L - \omega_s)$  就是镜频.

可见, 高频讯号功率没有全部转换为有用的中频讯号功率, 其中有一部分在调制成分中白白地损耗掉, 造成纯变频损耗  $L_{\text{纯}}$ .

必须充分回收调制成分的能量, 才能有效地降低纯变频损耗. 设法把调制成分的能量反射回混频管, 使其与本振基波或谐波频率再次混频, 产生新的中频讯号, 并与第一次混频的中频讯号同相叠加, 即

$$2f_L - f_{\Sigma} = 2f_L - (f_L + f_s) = f_L - f_s = f_{if}, \quad (4)$$

$$f_I - f_L = (2f_L - f_s) - f_L = f_L - f_s = f_{if}, \quad (5)$$

多次再混频, 肖特基混频管的结损耗仍然很小. 所以只有肖特基势垒二极管问世后, 二次混频扣除变频损耗, 才有可能实现增大中频讯号输出<sup>[3,6]</sup>.

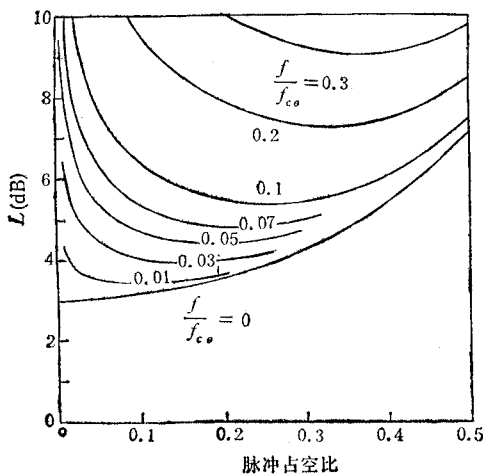


图 1

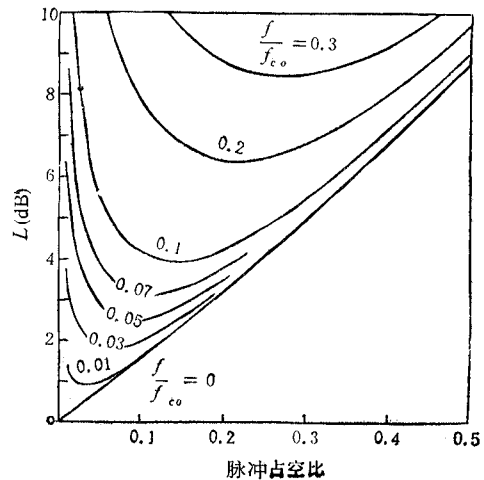


图 2

图 1 是宽带情况下混频器变频损耗的理论曲线。图 2 是镜像短路情况下混频器变频损耗的理论曲线<sup>[3]</sup>。

在单端混频器中,很难分离各调制成分;但在交叉场混频腔中,镜频出现在讯号输入端,和频出现在中频输出端<sup>[4]</sup>。对于宽频带低中频器件,讯号与镜频很接近,单混频腔难于用滤波器隔离,所以本器件未能进行镜频噪声抑制。在中频输出端用低通滤波器来抑制和频能量外泄。对于本振输入端,由于讯号与本振正交馈入,造成相互的隔离,一般隔离度为十几分贝。根据边界条件和激励条件,和频成分在混频腔中激励起  $TE_{12}$  和  $TM_{12}$  型波,在同轴波导转换与混频腔的交界面上的一部分受到反射,另一部分进入同轴波导转换,激励起  $TE_{02}$  型波。 $TE_{02}$  型波对中心激励的探针不起激励作用。所以同轴波导转换对和频而言是一段短路线;对本振而言相当于一带通滤波器。选择混频腔厚度和波导长度,使得反射回来的和频功率再次混频时所产生的中频相位与第一次混频所得的中频同相,以便增大中频输出。

实验表明,在增长波导长度时,测出相应的噪声系数,其变化规律如图 3(b) 所示。当波导垫片厚度  $\delta = \delta_0$  时,噪声系数约变劣 1.7dB;当  $\delta \approx 2\delta_0$  时,噪声系数复原。 $\delta_0$  约等于波导中  $TE_{02}$  型波的四分之一波导波长。

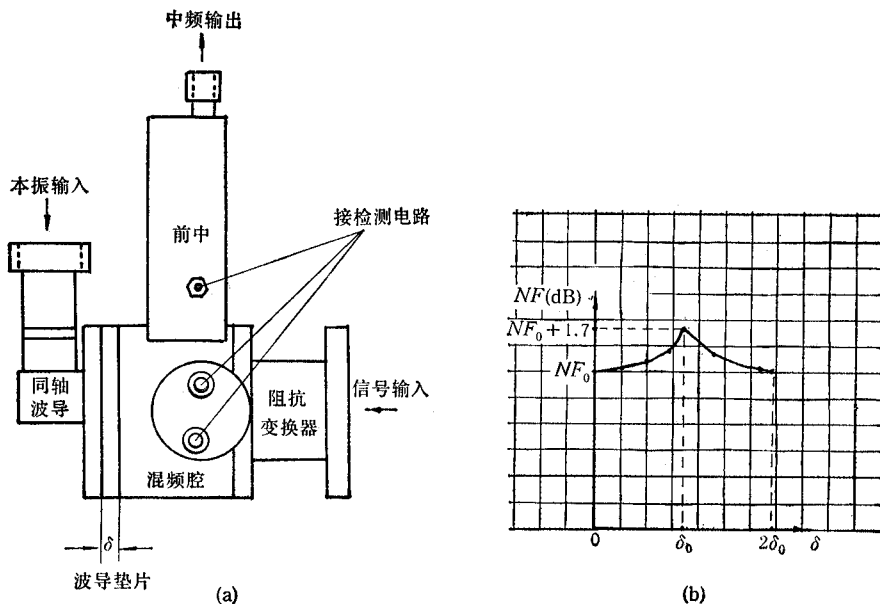


图 3

一般情况,砷化镓肖特基势垒二极管的中频阻抗偏高,约  $280-600\Omega$ 。对单管混频,在镜像短路情况下,混频器的中频阻抗与射频阻抗相同;在宽带情况下,中频阻抗约为射频阻抗的两倍<sup>[3]</sup>。对单端波导腔混频器,通常射频阻抗较高,而中频阻抗较低。这就给混频器的阻抗匹配带来很大的困难。

交叉场混频器主体部分的结构如图 4 所示。两只混频管对中频输出电路构成并联状

态,中频输出阻抗为单混频管中频阻抗的一半;对射频输入电路构成串联状态,射频阻抗为单管射频阻抗的两倍。因此本结构有利于二极管与波导腔的阻抗匹配。另外,交叉场混频器还具有抑制本振调幅噪声的功能<sup>[7]</sup>。同轴波导偏馈,有利于在腔中激励  $TE_{11}$  和  $TM_{11}$  型波,使得本振功率等幅反相施加给两个混频管。

在讯号馈入端装置阻抗变换器,使得矩形波导与方形腔匹配,可减少 0.5dB 的失配损失。另外,阻抗变换器还起到调整混频腔中各种型波的相位关系。不同的阻抗变换器对混频器的中心频率将产生影响。适当选用各联接元件尺寸,调整前中电路的输入阻抗,尽可能地减小失配损耗。至于有功损耗,可提高腔内的光洁度和镀银等措施加以解决。

关于混频器的有效噪声温度比  $N_r$ ,分四种情况推导结果如下<sup>[1]</sup>:

(1) 不回收和频,不抑制镜频噪声,

$$N_{r_1} = \frac{2}{L} \left[ \frac{T_D}{T_0} \left( \frac{L}{2} - 1 \right) + 1 \right]; \quad (6)$$

(2) 不回收和频,抑制镜频噪声,

$$N_{r_2} = \frac{1}{L} \left[ \frac{T_D}{T_0} (L - 2) + 1 \right]; \quad (7)$$

(3) 回收和频,不抑制镜频噪声,

$$N_{r_3} = \frac{1}{L} \left[ \frac{T_D}{T_0} (L - 1) + 2 \right]; \quad (8)$$

(4) 回收和频,抑制镜频噪声,

$$N_{r_4} = \frac{1}{L} \left[ \frac{T_D}{T_0} (L - 1) + 1 \right]; \quad (9)$$

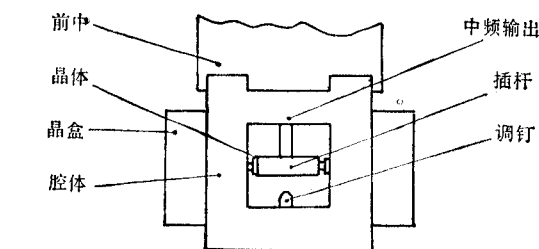


图 4

表 1

参数 \ 条件	不回收和频 不抑制镜频	不回收和频 抑制镜频	回收和频 不抑制镜频	回收和频 抑制镜频
$L(\text{dB})$	6	6	3	3
$N_r$	$\frac{2}{L} \left[ \frac{T_D}{T_0} \left( \frac{L}{2} - 1 \right) + 1 \right]$	$\frac{1}{L} \left[ \frac{T_D}{T_0} (L - 2) + 1 \right]$	$\frac{1}{L} \left[ \frac{T_D}{T_0} (L - 1) + 2 \right]$	$\frac{1}{L} \left[ \frac{T_D}{T_0} (L - 1) + 1 \right]$
	$\frac{T_D}{T_0} = 0.5$ $\frac{T_D}{T_0} = 1$	$\frac{T_D}{T_0} = 0.5$ $\frac{T_D}{T_0} = 1$	$\frac{T_D}{T_0} = 0.5$ $\frac{T_D}{T_0} = 1$	$\frac{T_D}{T_0} = 0.5$ $\frac{T_D}{T_0} = 1$
	0.75            1	0.5            0.75	1.25           1.5	0.75           1
$NF_{\text{dB}} = 10 \log \left[ \frac{L}{N_r + F_{ij} - 1} \right]$ ( $F_{ij} \leq 1.5 \text{dB}$ )	6.7            7.5	5.6            6.7	5.2            5.8	3.7            4.5
不同条件下 $NF$ 的改善 (dB)	0	0.8—1.1	1.5—1.7	3

式中  $T_D/T_0$  为二极管的本征噪声温度比,  $T_D/T_0 = [1 + I_s/(I + I_s)]/2$ ,  $I_s$  是二极管的反向饱和电流,  $I$  是二极管的工作电流. 对肖特基管,  $I \gg I_s$ , 所以  $T_D/T_0 \approx 0.5$ . 在直流正偏压下, 实验证实  $T_D/T_0 < 1$ <sup>[2]</sup>. 这就是说,  $T_D/T_0$  可在 0.5 与 1 之间选择.

充分回收和频能量使其转变为中频讯号, 则变频损耗可下降 3dB; 抑制镜频噪声可降低噪声系数<sup>[1]</sup>. 以下按四种情况粗略估计混频器的  $N_r$  和  $NF$  值, 结果列于表 1.

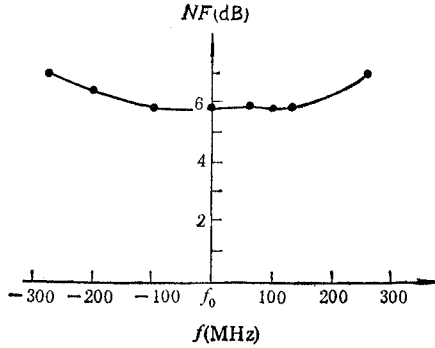


图 5

$T_0 = 290\text{K}$ ,  $T_1 = \text{室温}$ .

在等功率激励下, 测出  $NF-f$  特性, 如图 5 所示.

## 5. 结束语

本器件属低中频, 宽带器件, 用单腔难于抑制镜频噪声. 如果要提高性能, 可采用高中频体制或双腔正交中频电路. 因时间、条件和水平所限, 器件性能尚未达应有水平

郝建捷同志提供了前中电路, 费元春副教授、吕柏副研究员、姬国良、陆林根和李乘常高级工程师为本稿提出宝贵意见一并深表谢意.

## 参 考 文 献

- [1] J. Niederleithner and B. Tech, *Marconi Review*, **42**(1979), 153.
- [2] Y. Anand and J. Moroney, *Proc. IEEE*, **59**(1971), 1182.
- [3] L. Dickens, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-23**(1975), 276.
- [4] G. Stracca, F. Aspesi and T. Darcangelo, *ibid.*, **MTT-21**(1973), 544.
- [5] M. Barber, *ibid.*, **MTT-15**(1967), 629.
- [6] 顾其铮等编著, 微波集成电路设计, 人民邮电出版社, 1978, pp.384—447.
- [7] 雷达技术编写组, 雷达接收机——高频设备, 上海人民出版社, 1976, pp.91—155

## 2cm LOW NOISE FIGURE WAVEGUIDE MIXER

Lin Fuyin

(Beijing Aircraft Maintenance Engineering Development corporation)

The factors affecting the mixer noise figure are examined. A low noise figure mixer is achieved by means of GaAs Schottky barrier diode, the cross field mixer structure and recovering the sum frequency. The measured SSB overall noise figure (including IF amplifier noise figure 1.5 dB) is 5.8 dB. It is in agreement with the theoretical calculation.