

接收机下变频器级联噪声系数研究

张广显

(中国电子科技集团公司第十三研究所,河北 石家庄 050051)

摘要: 依据噪声系数定义,推导出了包含混频器接收机的级联噪声系数公式,根据公式很容易计算和分析器件噪声、增益及镜频抑制制度对整机噪声系数的影响。镜频抑制滤波器位置要在低噪声放大器后尽量靠近混频器,滤波器前的增益以及滤波器镜频抑制制度要足够大,至少大于 20 dB。通过合理的结构设计以及镜频抑制后,二次、三次下变频接收机噪声系数分别比镜频噪声完全不抑制时降低接近 6 dB、9 dB。

关键词: 接收机;级联;噪声系数;混频器;镜像抑制

中图分类号: TN85

文献标识码: A

DOI:10.16157/j.issn.0258-7998.201068

中文引用格式: 张广显. 接收机下变频器级联噪声系数研究[J]. 电子技术应用, 2021, 47(1): 7-10.

英文引用格式: Zhang Guangxian. Study on cascade noise figure of receivers with down converter[J]. Application of Electronic Technique, 2021, 47(1): 7-10.

Study on cascade noise figure of receivers with down converter

Zhang Guangxian

(The 13th Research Institute, CETC, Shijiazhuang 050051, China)

Abstract: According to the definition of noise figure, this paper deduces the cascade noise figure formula of receivers with mixers. By using this formula, it is easy to calculate and analysis the system noise figure affected by the device noise figure, gain and filter image rejection. The position of image rejection filter behind the low noise amplifier needs place as close as to the mixer. The gain before the filter and filter image rejection needs high enough, at least greater than 20 dB. Through the proper design and image rejection, the noise figure of the receiver which has two-stages, three-stages frequency conversion will decrease close to 6 dB and 9 dB, than when the image noise do not be rejected at all.

Key words: receiver; cascade; noise figure; mixer; image rejection

0 引言

接收机广泛应用于广播、电视、雷达等系统中^[1-2],随着通信频率的提高,为了便于滤除杂波,一般需要多次下变频才能得到可以解调的中频频率。单边带接收机需要将射频 F_{RF} 本振 F_{LO} 进行混频输出中频 F_{IF} , 射频频率 $(F_{LO} \pm F_{IF})$ 两个频率都会混频成中频,其中含有有用信号的只有一个边带,另一个边带为无用杂波信号被称作镜像频率。镜像频率会增大系统噪声系数约 3 dB,在下变频前加入镜像频率抑制滤波器可以有效抑制镜像噪声,提高系统灵敏度,文献[3]-[6]中对此皆有论述,但是没有给出简单实用的计算公式。本文分析带有镜像抑制滤波器的接收系统级联噪声系数计算公式以及噪声系数受镜像频率抑制制度的影响情况。

1 噪声系数定义

噪声系数定义如下^[3,7-8]:

在输出端得到的单位带宽总噪声功率与由输入端产生的那部分噪声功率之比,输入端的噪声温度是标准温度 290 K。

根据噪声系数定义可得到噪声系数公式如下:

$$F = \frac{N_{OUT}}{KT_0G} \quad (1)$$

输出噪声为输入噪声和系统内部产生噪声之和:

$$N_{OUT} = (N_{IN} + N_A)G = (KT_0 + N_A)G \quad (2)$$

其中, K 为玻尔兹曼常数, $T_0 = 290$ K, G 为系统增益, N_{OUT} 为输出单位带宽噪声功率, N_{IN} 为输入端单位带宽噪声功率, N_A 为系统内部产生的附加单位带宽噪声功率。

由式(1)和式(2)可得到系统附加单位带宽噪声功率:

$$N_{OUT} = KT_0(F-1) \quad (3)$$

2 接收机级联噪声系数

2.1 级联噪声系数

接收机为二次下变频结构,框图如图 1 所示。射频放大器、一混频器、一中放大、二混频、二中放等增益分别为 G_1, G_2, G_3, G_4, G_5 , 噪声分别为 F_1, F_2, F_3, F_4, F_5 , 第一级滤波器镜频抑制制度为 α_1 , 第二级滤波器镜频抑制制度为 $\alpha_2, \alpha_1 = 10^{-\alpha_1(\text{dB})/10}, \alpha_2 = 10^{-\alpha_2(\text{dB})/10}$, 镜频完全抑制时其值为 0, 镜频没有抑制时其值为 1。

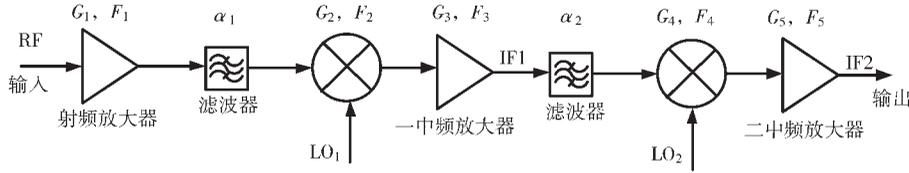


图1 二次变频接收机框图

第一级混频器有一个镜频频率，第二个混频器反映到输入端有2个镜频频率，即单边带接收机输入频率 $LO_1 \pm LO_2 \pm IF_2$ 4个频率中有1个有用信号、3个镜频信号。

两个混频器有不同的镜像频率，每个器件根据通过的不同镜像频率产生不同的附加镜频噪声，假设滤波器插损较小可以忽略，器件都为宽带器件镜频和信号处增益相同。根据镜频频率传输过程中被镜频滤波器抑制情况，电路的输出噪声功率为输入端噪声和各个器件附加噪声的总和，由式(3)得到各个部分噪声分别为：

(1)输入单位带宽噪声功率 $N_{in} = KT_o$ ，输入一混频单位带宽镜频噪声功率 $N_{inex1} = \alpha_1 KT_o$ ，输入二混频单位带宽镜频噪声功率 $N_{inex2} = 2\alpha_2 KT_o$ ；

(2)射频放大器附加单位带宽噪声功率 $N_{A1} = KT_o(F_1 - 1)$ ，镜频附加单位带宽噪声功率 $N_{A1ex1} = \alpha_1 KT_o(F_1 - 1)$ 和 $N_{A1ex2} = 2\alpha_2 KT_o(F_1 - 1)$ ；

(3)第一级混频器附加单位带宽噪声功率 $N_{A2} = KT_o(F_2 - 1)$ ，镜频附加单位带宽噪声功率 $N_{A2ex1} = KT_o(F_2 - 1)$ 和 $N_{A2ex2} = 2\alpha_2 KT_o(F_2 - 1)$ ；

(4)一中频放大器附加单位带宽噪声功率 $N_{A3} = KT_o(F_3 - 1)$ ，镜频附加单位带宽噪声功率 $N_{A3ex2} = \alpha_2 KT_o(F_3 - 1)$ ；

(5)第二级混频器附加单位带宽噪声功率 $N_{A4} = KT_o(F_4 - 1)$ ，镜频附加单位带宽噪声功率 $N_{A4ex2} = KT_o(F_4 - 1)$ ；

(6)二中频放大器附加单位带宽噪声功率 $N_{A5} = KT_o(F_5 - 1)$ ，二中频放大器在混频器后没有镜频噪声。

系统总单位带宽噪声功率为：

$$N_{out} = (N_{in} + N_{inex1} + N_{inex2})G_1G_2G_3G_4G_5 + (N_{A1} + N_{A1ex1} + N_{A1ex2})G_1G_2G_3G_4G_5 + (N_{A2} + N_{A2ex1} + N_{A2ex2})G_2G_3G_4G_5 + (N_{A3} + N_{A3ex2})G_3G_4G_5 + (N_{A4} + N_{A4ex2})G_4G_5 + N_{A5}G_5 \quad (4)$$

根据噪声系数定义，系统级联噪声系数为：

$$F = N_{out} / (KT_oG_1G_2G_3G_4G_5) \quad (5)$$

分别代入 N_{out} 、 N_{in} 、 N_{inex1} 、 N_{inex2} 、 N_{A1} 、 N_{A1ex1} 、 N_{A1ex2} 、 N_{A2} 、 N_{A2ex1} 、

N_{A2ex2} 、 N_{A3} 、 N_{A3ex2} 、 N_{A4} 、 N_{A4ex2} 、 N_{A5} ，得到噪声计算公式如下：

$$F = (1 + \alpha_1 + 2\alpha_2)F_1 + \frac{(2 + 2\alpha_2)(F_2 - 1)}{G_1} + \frac{(1 + \alpha_2)(F_3 - 1)}{G_1G_2} + \frac{2(F_4 - 1)}{G_1G_2G_3} + \frac{F_5 - 1}{G_1G_2G_3G_4} \quad (6)$$

2.2 结果讨论

式(6)为二次变频接收机的系统噪声计算公式，如果系统只含有一次变频时，可令 $\alpha_2 = 0$ ， $G_4 = G_5 = F_4 = F_5 = 1$ ，得到一次变频接收机的系统噪声计算公式：

$$F_{一次变频} = (1 + \alpha_1)F_1 + \frac{2(F_2 - 1)}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1G_2} \quad (7)$$

由式(7)可以计算一次变频接收机不同镜频抑制度下的噪声，如果对镜频抑制度 10 dB，则 $\alpha_1 = 10^{-\alpha_1(\text{dB})/10} = 10^{-10/10} = 0.1$ ，把 $\alpha_1 = 0.1$ 代入式(7)得到这时的噪声系数。

以下分两种特殊情况进行分析：

(1)镜频抑制度很大时，例如大于 20 dB 时， $\alpha_1 < 0.01$ ， $\alpha_1 \approx 0$ ，式(7)简化为^[9]：

$$F = F_1 + \frac{2(F_2 - 1)}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1G_2} \quad (8)$$

(2)当镜频完全没有抑制时， $\alpha_1 = 1$ ，式(7)简化为^[9]：

$$F = 2F_1 + \frac{2(F_2 - 1)}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1G_2} \quad (9)$$

比较式(8)、式(9)可以看到，通过镜像噪声的抑制系统噪声系数减小约 3 dB，但是小于 3 dB，当第一级增益 G_1 越大，混频器噪声影响越小，越接近 3 dB，镜频抑制效果越好，因此接收机设计时镜频抑制滤波器尽量靠近混频器，提高滤波器前增益，这样才能降低整机噪声系数，提高灵敏度。

2.3 举例说明

图2为接收机的实例框图，输入频率1 000 MHz，一本振频率1 100 MHz，二本振频率110 MHz，输出频率10 MHz，输入端镜频频率共有3个：1 200 MHz、1 220 MHz和980 MHz。第一级滤波器通带频率950 MHz~1 050 MHz，只能抑制两个镜频频率（1 200 MHz和1 220 MHz）且抑制度大于

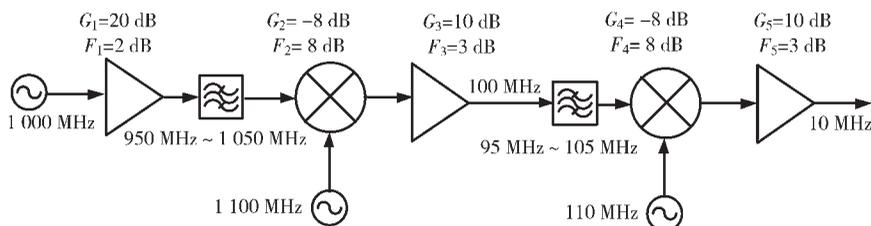


图2 接收机实例框图

20 dB; 第二级滤波器通带频率 95 MHz~105 MHz, 能抑制两个镜频频率(980 MHz 和 1 220 MHz)且抑制制度大于 20 dB。以下分 4 种情况计算系统噪声系数。

(1) 两级滤波器都没有使用。镜像频率都没有抑制, $\alpha_1=1, \alpha_2=1$, 代入式(6)得到系统噪声系数为 8.32 dB。

(2) 两级滤波器都使用。镜像频率都被抑制且抑制制度很大(>20 dB), $\alpha_1 \approx 0, \alpha_2 \approx 0$, 代入式(6)得到系统噪声系数为 2.70 dB。

(3) 只使用第一级滤波器, 没有使用第二级滤波器。由于第一级滤波器抑制第一个混频器镜频频率 1 200 MHz, 同时抑制第二个混频器两个镜频频率中的一个 1 220 MHz, 因此 $\alpha_1 \approx 0, \alpha_2=1$ (只是 α_2 前面的系数 2 应为 1), 这时的噪声计算公式如下:

$$F=(1+\alpha_1+\alpha_2)F_1+\frac{(2+\alpha_2)(F_2-1)}{G_1}+\frac{(1+\alpha_2)(F_3-1)}{G_1G_2}+\frac{2(F_4-1)}{G_1G_2G_3}+\frac{F_5-1}{G_1G_2G_3G_4} \quad (10)$$

将 $\alpha_1=0, \alpha_2=1$ 代入式(10), 得到噪声系数为 5.52 dB。

(4) 只使用第二级滤波器, 不使用第一级滤波器。由于第二级滤波器抑制第二个混频器两个镜频频率 980 MHz 和 1 220 MHz, 因此 $\alpha_1=1, \alpha_2 \approx 0$, 由式(6)得到噪声系数 5.37 dB。

由情况(1)~(4)比较可以看到, 只使用一个镜频抑制滤波器时系统噪声系数减小约 3 dB, 但是小于 3 dB, 当第一级增益 G_1 越大, 混频器噪声影响越小, 越接近 3 dB, 镜频抑制效果越好。因此接收机设计时镜频抑制滤波器尽量靠近混频器, 提高滤波器前增益, 这样才能降低整机噪声系数, 提高灵敏度。

同时由情况(1)、(2)可以看到, 在使用二次变频进行下变频时, 完全不使用镜频滤波器比使用两级滤波器会使噪声增大 5.62 dB。实际上由于前级低噪放增益 G_1 (本例中 20 dB) 较高, 噪声系数主要由式(6)中的第一项 $(1+\alpha_1+2\alpha_2)F_1$ 决定, 镜频全部抑制时第一项为 F_1 , 完全没有使用镜频滤波器时第一项变为 $4F_1$, 表示噪声系数增大 6 dB, 但是由于镜频抑制滤波器只能抑制滤波器前面的镜频噪声, 混频器本身镜频噪声不能得到抑制, 因此噪声系数增大值要小于 6 dB, 本例中只有 5.62 dB。

2.4 验证结果

依照图 2 电路参数制作二次下变频模块, 参考变频电路的测试方法^[10-15], 使用噪声仪测试不同条件下的噪声系数, 实际测试结果和公式计算结果对比如表 1 所示, 测试结果和计算值非常接近, 可以验证文中计算噪声系数公式的正确性。

3 三次变频接收机级联噪声系数

三次变频接收机框图如图 3 所示, 输入端的 8 个频率 $LO_1 \pm LO_2 \pm IF_3$ 中有一个有用信号, 7 个镜频信号, 根据镜频频率传输过程中被镜频滤波器抑制情况, 按照一次变频接收机的噪声计算方法可得出三次变频的噪声计算公式如下:

$$F=(1+\alpha_1+2\alpha_2+4\alpha_3)F_1+\frac{(2+2\alpha_2+4\alpha_3)(F_2-1)}{G_1}+\frac{(1+\alpha_2+2\alpha_3)(F_3-1)}{G_1G_2}+\frac{(2+2\alpha_3)(F_4-1)}{G_1G_2G_3}+\frac{(1+\alpha_3)(F_5-1)}{G_1G_2G_3G_4}+\frac{2(F_6-1)}{G_1G_2G_3G_4G_5}+\frac{F_7-1}{G_1G_2G_3G_4G_5G_6} \quad (11)$$

其中, α_1, α_2 和 α_3 分别为 3 个滤波器的镜频抑制制度。

由式(11)看到, 当第一级放大器增益 G_1 较大(>20 dB)时, 噪声系数主要由第一项 $(1+\alpha_1+2\alpha_2+4\alpha_3)F_1$ 决定, 镜频全部抑制时第一项为 F_1 , 完全没有使用镜频滤波器时第一项变为 $8F_1$, 表示噪声系数增大 9 dB。

4 结论

由于受滤波器镜频抑制制度的影响, 接收机中各个器件有不同的镜频噪声, 把所有噪声进行叠加, 根据噪声系数的定义, 本文得出了带有镜频抑制滤波器的变频接收机噪声通用计算公式, 可以计算不同镜频抑制制度、不同器件参数下的整机噪声系数, 对实际设计工作有一定指导意义。

参考文献

- [1] 黄世锋, 陈章友, 张兰, 等. 多通道雷达数字接收机数字下变频设计[J]. 电子技术应用, 2016, 42(6): 46-48.
- [2] 舒鹏云. 机载侦察设备中超外差接收机带宽选择[J]. 雷达与对抗, 2015(3): 46-49.
- [3] 黄川东. 超外差接收机的噪声系数[J]. 现代雷达, 1999(2): 99-104.

表 1 实际测试和公式计算噪声系数结果比较

	两级滤波器都没有使用	两级滤波器都使用	只使用第一级滤波器	只使用第二级滤波器
公式计算	8.32	2.70	5.52	5.37
实际测试	8.45	2.78	5.65	5.51

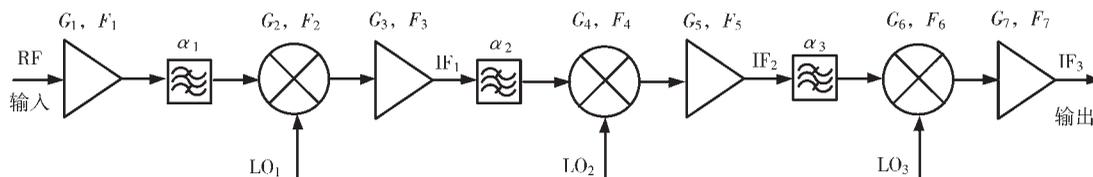


图 3 三次变频接收机框图

[4] 袁国靖, 马美霞, 郑飞腾. 二次变频系统噪声系数研究[J]. 空间电子技术, 2015(5): 63-66.

[5] 徐辉, 李兵, 李栓涛. 镜像频率抑制度对射频前端噪声系数的影响分析[J]. 微波学报, 2018(2): 70-74.

[6] 高葆新, 胡南山, 洪兴楠, 等. 微波集成电路[M]. 北京: 国防工业出版社, 1995.

[7] IRE Standards Committee. IRE standards on electron tubes: definitions of terms, 1957[J]. Proceedings of the IRE, 1957, 45(7): 983-1010.

[8] 顾其铮, 项家桢, 彭孝康. 微波集成电路设计[M]. 北京: 人民邮电出版社, 1978.

[9] RAZZELL C. System noise-figure analysis for modern radio receivers[Z]. Maxim, 2014.

[10] 邢燕, 赵爱萍, 陈颖鸣. 接收机下变频器噪声系数测试方法研究[J]. 时间频率学报, 2016(2): 104-110.

[11] 曹芸, 邱新宇, 鲁芳丽, 等. 正确测量混频器的噪声系数[J]. 中国仪器仪表, 2013(8): 64-66.

[12] KEYSIGHT TECHNOLOGY. Noise figure measurement accuracy: the Y-factor method(AN 57-2), literature number 5952-3706E[EB/OL].[2020-11-03]. https://www.keysight.com/find/nf.

[13] KEYSIGHT TECHNOLOGY. Noise figure measurements of frequency converting devices(AN 1487), literature number 5989-0400E[EB/OL].[2020-11-03]. https://www.keysight.com/find/nf.

[14] 黄成, 蒲璞, 文忠锋. 噪声系数测试方法研究[J]. 微电子学, 2013, 43(6): 113-117.

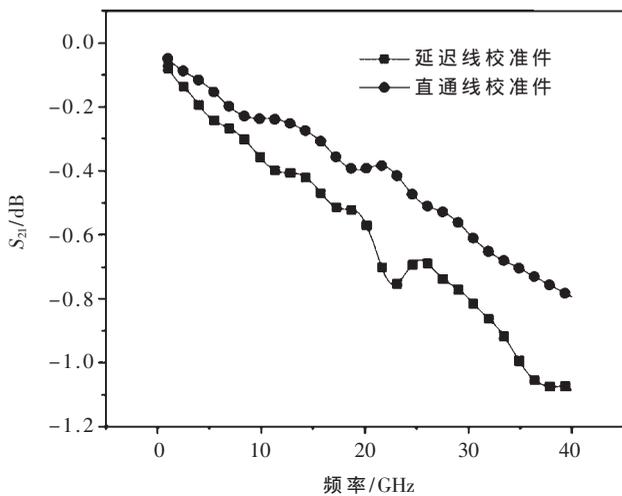
[15] 王瑛, 朱祥维, 王飞雪. 一种新的噪声系数测量方法[J]. 电子学报, 2005, 33(6): 1132-1135.

(收稿日期: 2020-11-03)

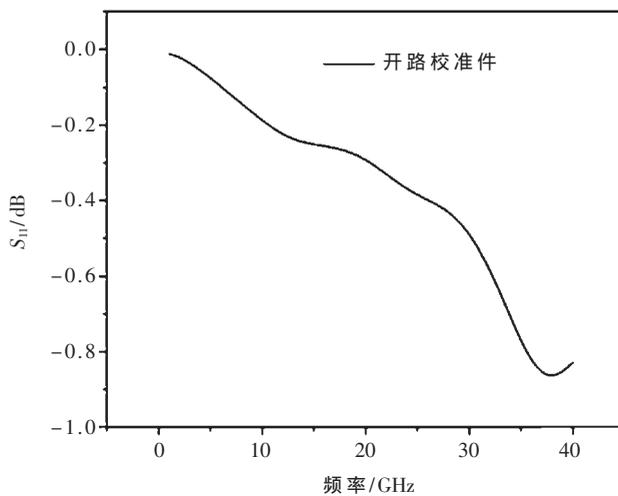
作者简介:

张广显(1967-), 男, 高级工程师, 主要研究方向: 电路设计。

(上接第 6 页)



(a) 校准件 S_{21} 仿真结果



(b) 夹具 S_{11} 仿真结果

图 12 测试夹具及其校准件的仿真结果

08-09.

[5] 谭士海. 无铅焊点热疲劳再结晶微观机理研究[D]. 北京: 北京工业大学, 2018.

[6] 李渭荣, 薛雅明. 高可靠性计算机中 BGA 芯片的可制造性设计[J]. 电子技术与软件工程, 2013(12): 109-110.

[7] 杨涛, 宋庆辉, 杜江坤. 45°准同轴微波多层过孔 TDR 仿真技术[J]. 无线电工程, 2016, 46(5): 56-59.

[8] 刘宏. 矢量网络分析仪的校准方法[J]. 电子质量, 2011(7): 71-72.

[9] 芮金城, 曹锐, 陶晓辉. 微波测试夹具及其 TRL 校准件的设计与制作[J]. 电子科技, 2017(11): 97-99, 103.

[10] POZAR D M. 微波工程(第三版)[M]. 张肇仪, 周乐柱, 吴德明, 等, 译. 北京: 电子工业出版社, 2015.

(收稿日期: 2020-09-14)

作者简介:

张晓庆(1998-), 女, 硕士研究生, 主要研究方向: 微波毫米波电路设计。

刘德喜(1973-), 男, 硕士, 研究员, 主要研究方向: 微波毫米波电路设计。

祝大龙(1980-), 男, 博士, 研究员, 主要研究方向: 微波毫米波电路设计。

版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所