

# 抗干扰导航接收机射频前端线性度优化设计

汤先鹏,李柏渝,陈华明,欧 钢

(国防科学技术大学 电子科学与工程学院,湖南 长沙 410073)

**摘 要:**针对干扰条件下无自动增益控制(AGC)电路的卫星导航接收机射频前端的设计,在给定 A/D 采样芯片和混频器的条件下,根据抗干扰需求,提出了线性度指标的优化设计方法,得出了各级电路的增益、1 dB 压缩点、三阶交调截点和噪声系数的求解方法,以此指导器件选型。根据此优化设计方法,设计了某卫星导航系统的一种接收机射频前端,达到预期抗干扰效果,证明此方法有效可行。

**关键词:**抗干扰;导航接收机;射频前端;线性度;优化设计

**中图分类号:** TN911.4 **文献标识码:** A

## Linearity Optimization Design of RF Front-end for Anti-jamming GNSS Receivers

TANG Xianpeng, LI Baiyu, CHEN Huaming, OU Gang

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract:** For the design of the RF front-end without AGC circuit of GNSS receivers with the existence of jamming, when the A/D sampling chip and mixer are fixed, an optimal design method of the linearity is proposed in this paper. And a method to compute the gain, power 1 dB compression point, third-order intercept and noise figure of each class of circuits is proposed for the requirement of anti-jamming, which can be guidance for components selection. Based on this optimal design method, a RF front-end of a GNSS receiver is designed, which achieves the expected effect and demonstrates the effectiveness of the method.

**Key words:** anti-jamming; GNSS receivers; RF front-ends; linearity; optimal design

### 0 引言

射频前端的线性度在射频接收机的整体性能中扮演着极其重要的角色,是接收机动态范围的决定因素之一<sup>[1]</sup>。在不采用自动增益控制(AGC)电路的卫星导航接收机中,当存在大动态范围的干扰信号时,其线性度指标决定了射频前端的抗干扰性能。已有的对射频前端的研究中,多数研究主要是针对接收机的动态范围、噪声系数或增益进行优化设计<sup>[2-7]</sup>,未考虑射频前端的线性度问题。文献[8]对导航接收机射频链路增益、系统线性度等指标进行了分析;文献[9]阐述了影响射频前端线性度的主要因素,描述了器件、电路和系统3个层面的线性化技术和提高线性度的方法;文献[10]对包括宽带接收和窄带多模多带的接收机射频前端实现方案进行了

分析与比较,并分别对器件级、电路级和系统级线性化技术进行了总结与分析。但上述文献主要是研究射频前端的线性化技术,不能指导抗干扰条件下的卫星导航接收机射频前端的线性度优化设计。本文根据对卫星导航接收机射频前端建立的一个简单模型,针对预期的抗干扰需求,在给定 A/D 采样芯片和混频器的条件下,得出了各级电路的增益、1 dB 压缩点、三阶交调截点和噪声系数的求解方法,实现了线性度的优化设计,以此指导射频前端设计时的器件选型。最后,本文给出了该优化设计方法的设计实例,其测试结果与预期设计得到了较好的吻合。该优化设计方法也可推广应用于指导各类射频接收前端的设计。

收稿日期:2016-09-27

基金项目:青年科学基金资助项目(61403413)

作者简介:汤先鹏(1991-),男,重庆奉节人,硕士生,主要从事卫星导航射频技术的研究。通信作者:欧钢(1969-),男,教授,博士生导师,博士,主要从事高精度卫星导航定位与授时的研究。

## 1 射频前端建模

### 1.1 接收机结构

无线接收机一般有超外差、零中频和数字中频 3 种结构。考虑到数字电路和数字信号处理的优越性,接收机尽可能将对中频信号的处理安排到 A/D 转换后进行<sup>[1]</sup>。输入导航信号被射频前端下变频成模拟中频(IF)信号后经 A/D 转换器转变成数字中频信号,即导航接收机一般采用一次下变频的数字中频结构。

如引言所述,随着 A/D 转换芯片性能的不不断提高,AGC 电路已不再变得必要。因此,本文所建射频前端模型是基于无 AGC 电路的一次下变频结构。

### 1.2 射频前端模型

射频前端模型如图 1 所示。

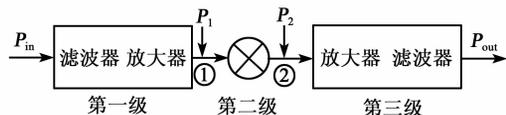


图 1 射频前端模型

射频前端模型分为三级,即

1) 第一级为天线输出到混频器入口。

2) 第二级为混频器。

3) 第三级为混频器输出到 A/D 采样前的中频输出。由于混频器是射频前端非线性的重要因素,故将混频器单独作为一级。

天线输出到射频前端的信号  $P_{in}$  主要由导航信号  $P_{in-1}$ 、热噪声  $P_{in-2}$ 、干扰信号  $P_{in-3}$  组成,  $B$  为输入信号带宽;对应输出中频信号  $P_{out}$  的成分为导航信号  $P_{out-1}$ 、热噪声  $P_{out-2}$ 、干扰信号  $P_{out-3}$  和干扰产生的三阶交调分量  $P_{IM3-out}$ ;①点处的信号成分为导航信号  $P_{1-1}$ 、热噪声  $P_{1-2}$ 、干扰信号  $P_{1-3}$ 、干扰产生的三阶交调分量  $P_{IM3-1}$ ;②点处的信号成分为导航信号  $P_{2-1}$ 、热噪声  $P_{2-2}$ 、干扰信号  $P_{2-3}$ 、干扰产生的三阶交调分量  $P_{IM3-2}$ 。

各级电路的线性度指标如表 1 所示。

表 1 各级电路线性度指标

	增益 $G$	输出 1 dB 压缩点 $P_{out,1\text{ dB}}$	输出三阶交调截点 $P_{OIP3}$	噪声系数 $NF$
第一级	$G_1$	$P_{out,1\text{ dB-1}}$	$P_{OIP3-1}$	$NF_1$
第二级	$G_2$	$P_{out,1\text{ dB-2}}$	$P_{OIP3-2}$	$NF_2$
第三级	$G_3$	$P_{out,1\text{ dB-3}}$	$P_{OIP3-3}$	$NF_3$

## 2 线性度指标优化设计

### 2.1 设计原则

导航接收机射频前端线性度指标的优化设计是基于一定的抗干扰需求的。假定干扰强度为  $m$  倍,即  $m = P_{in-3} / P_{in-1}$  (注:由于在设计中会涉及到功率的累加和噪声系数的计算,故本节各变量中,功率均以 mW 为单位,增益均以“倍”为单位),设计原则为:

1) 每一级的输出功率都要低于该级的输出 1 dB 压缩点  $1/s$ 。

2) 中频输出的干扰产生的三阶交调分量都要低于噪声功率  $1/n$ 。

3) 假定 A/D 转换器的满幅采样功率为  $P_{max}$ ,满足信噪比要求的最低采样功率为  $P_{min}$ ,则中频输出功率必须在  $P_{max}$  和  $P_{min}$  之间。

4) 前端的噪声系数不能高于规定值  $NF_0$ 。

在导航接收机射频链路中,由于带内的干扰和噪声被同等程度地放大或衰减,则干扰产生的三阶交调分量功率与噪声功率之间的关系与干扰的三阶交调抑制 ( $IMD_3$ ) 之间存在固定的对应关系,即  $n = IMD_3 \times c$ ,其中  $c$  为某一常数。众所周知,在射频链路中,越往后级,  $IMD_3$  越小,则对应的  $n$  越小。显然,模型中 3 个节点处的“ $n$ ”的关系为  $n(①) > n(②) > n(\text{out})$ ,令其分别为  $n_1$ 、 $n_2$  和  $n_3$ 。

### 2.2 设计方法

当混频器已选定,即第二级的  $G_2$ 、 $P_{out,1\text{ dB-2}}$ 、 $P_{OIP3-2}$  和  $NF_2$  已知,则基于本文模型的线性度指标优化设计方法为:

1) 每一级输出干扰信号功率低于输出 1 dB 压缩点  $1/s$  (由于干扰信号功率比噪声和导航信号功率高,故将干扰信号功率视为输出功率):

$$P_{l-3} \leq \frac{P_{out,1\text{ dB-l}}}{s} \quad (1)$$

式中  $l=1,2,3$ ,  $P_{l-3}$  为输入干扰信号功率  $P_{in-3}$  经过各级放大后在第  $l$  级的输出,  $P_{3-3} = P_{out-3}$ 。

2) 每一级输出干扰产生的三阶交调分量功率低于噪声功率  $1/n_1$ :

$$P_{IM3-l} \leq \frac{P_{l-2}}{n_1} \quad (2)$$

式中三阶交调分量  $P_{IM3-l}$  包括本级输入干扰信号产生的三阶交调分量和上一级产生的三阶交调分量经过本级放大后的输出。三阶交调分量功率与输出干扰信号功率之间的关系为

$$P_{IM3} = \frac{P_{out}^3}{P_{OIP3}^2} \quad (3)$$

因而有

$$P_{\text{IM}3-l} = \frac{P_{l3}^3}{P_{\text{OIP}3-l}^2} + P_{\text{IM}3-(l-1)} \times G_l \quad (4)$$

规定  $P_{\text{IM}3-0} = 0$ 。

3) 对中频输出功率的限制:

a. 存在  $m$  倍干扰时,中频输出功率低于  $P_{\text{max}}$  的  $1/j$  :

$$P_{\text{in}-3} \times G_1 \times G_2 \times G_3 \leq \frac{P_{\text{max}}}{j} \quad (5)$$

b. 无干扰信号时,中频输出功率高于  $P_{\text{min}}$  的  $i$  倍:

$$P_{\text{in}-2} \times G_1 \times G_2 \times G_3 \geq \frac{P_{\text{min}}}{i} \quad (6)$$

4) 对噪声系数的限制:

$$\begin{cases} NF = 10 \lg F \\ F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} \leq F_0 \end{cases} \quad (7)$$

式中  $F$  为噪声因子。

### 2.3 设计方法分析

式(1),(2),(5)~(7)即为导航接收机射频前端线性度指标的优化设计方法,各公式所表达的指标约束关系如表 2 所示。

表 2 各公式所表达的指标约束关系

	式(1)	式(2)	式(5),(6)	式(7)
约束关系	约束了各级电路增益和输出 1 dB 压缩点之间数量关系	约束了各级电路增益和输出三阶交调截点之间数量关系	约束了电路总增益的最大、最小值	约束了各级电路噪声系数和增益间的数量关系

由式(1),(2),(5)~(7)及表 2 可知,一旦混频器选定,各级电路的增益,输入、输出 1 dB 压缩点,输入、输出三阶交调截点和噪声系数的取值范围就可求出,每级电路内部的线性度指标设计同样遵照此方法进行,即可指导器件的选型。

## 3 设计实例分析

### 3.1 线性度指标设计

在某型卫星导航系统某款接收机射频前端的研制中,S 频点(2 491 MHz)接收信号带宽  $B = 40$  MHz,接收导航信号功率  $P_{\text{in}-1} = -130$  dBm =  $10^{-13}$  mW,要求能够抵抗  $m = 60$  dBc =  $10^6$  (倍)的干扰,且射频前端噪声系数低于 2 dB。室温条件下,接收机入口处的噪声功率  $P_{\text{in}-2} = 10 \lg(kTB) = -98$  dBm =  $10^{-9.8}$  mW。其中,  $k$  为波尔兹曼常数,  $T = 290$  K 为室温。设计中,所选混频器为 HMC422,

其主要性能参数如表 3 所示。

表 3 HMC422 主要性能参数

变频损耗/dB	输出 1 dB 压 缩点/dBm	输出三阶 交接点/dBm
8	0	7

$G_2 = 10^{-0.8}$ ,  $P_{\text{out},1 \text{ dB}2} = 1$  mW,  $P_{\text{OIP}3-2} = 10^{0.7}$  mW。A/D 端有  $P_{\text{max}} = 12$  dBm =  $10^{1.2}$  mW,  $P_{\text{min}} = -24$  dBm =  $10^{-2.4}$  mW,即 A/D 采样芯片的动态有效位  $N = \frac{12 - (-24)}{6} = 6$ 。对于  $m = 60$  dBc =  $10^6$

的干扰需求,由式(5)可得

$$G_1 \times G_3 \leq \frac{10^9}{j} \quad (8)$$

由式(6)可得

$$G_1 \times G_3 \geq 10^{8.2} \times i \quad (9)$$

由式(8)、(9)可得

$$i \times j \leq 10^{0.8} \quad (10)$$

即对于 60 dBc 的干扰和 6 位动态有效位的 A/D 采样芯片,给 A/D 端上、下限余量一共最多只能达到 8 dB。令  $i = j = 4$  dB =  $10^{0.4}$  (本文此处以下增益单位均用 dB,功率单位均用 dBm),得  $G_1 \times G_3 = 10^{8.6} = 86$  (dB)。令  $s = 10^{0.6} = 6$  dB,  $n_1 = 10^2 = 20$  dB,  $n_2 = 10^{1.5} = 15$  dB,  $n_3 = 10 = 10$  dB。因为已留有余量,对式(2)取等号,有  $G_1 = 10^{6.3} = 63$  dB,  $G_3 = 10^{2.3} = 23$  dB,  $P_{\text{OIP}3-1} = 10^{1.7}$  mW = 17 dBm,  $P_{\text{OIP}3-3} = 10^{2.9}$  mW = 29 dBm;对式(1)取等号,有  $P_{\text{out},1 \text{ dB}1} = 10^{-0.1}$  mW = -1 dBm,  $P_{\text{out},1 \text{ dB}3} = 10^{1.4}$  mW = 14 dBm。第一、三级电路内部各有多级放大器,其线性度指标分配方法同上。值得注意的是,在用本方法的设计和计算结果进行器件选型时,对器件噪声系数的要求遵照式(7),当噪声系数不满足要求时,应选择相近增益、噪声系数较低的放大器。

### 3.2 前端设计

按照本方案和上述计算结果进行合理的器件选型,研制得到某型卫星导航系统的一种接收机射频前端如图 2、3 所示。



图 2 某型卫星导航系统的一种接收机低噪放模块



图3 某型卫星导航系统的一种接收机射频模块测得前端中各级电路的线性参数如表4所示。

表4 某型卫星导航系统的一种接收机射频前端三级电路性能参数

	增益/ dB	输出 1 dB 压 缩点/dBm	输出三阶交 调截点/dBm	噪声系 数/dB
第一级	63	-2	18	1.7
第二级	-8	0	7	8
第三级	24	21	30	4.5

由表4可知,各级线性参数与理论设计基本相符。经计算,总的噪声系数小于 1.8 dB,满足预期要求。

### 3.3 测试验证

对射频前端进行测试,输入双音干扰信号  $P_{1-3} = -70$  dBm(已计算线损),测得①、②点和中频输出端的干扰信号和三阶交调分量如图4~9所示。

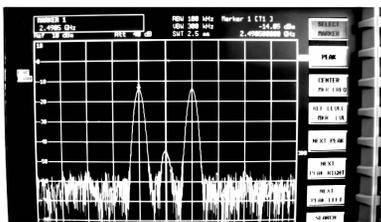


图4 ①点处输出双音信号频谱

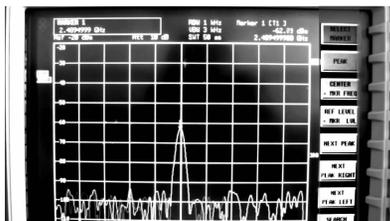


图5 ①点处输出三阶交调分量频谱

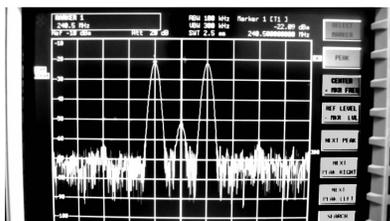


图6 ②点处输出双音信号频谱

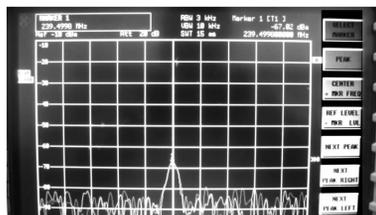


图7 ②点处输出三阶交调分量频谱

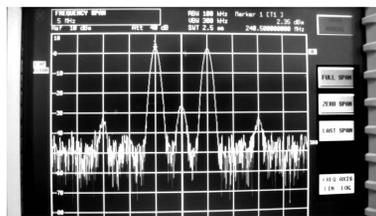


图8 中频输出端输出双音信号频谱

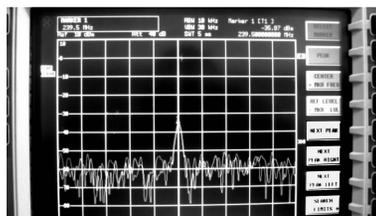


图9 中频输出端输出三阶交调分量频谱

除去测试过程中频谱仪误差和线损共 7 dB 的插损,由图4~9可得各级输出端的干扰信号功率、噪声功率、三阶交调分量功率和噪声功率与三阶交调分量功率之差如表5所示。

表5 各级输出功率

	干扰信 号功率/ dBm	噪声功率/ dBm	三阶交调 分量功率/ dBm	噪声与三阶交调 分量功率之差/ dB
第一级	-7	-35	-55	20
第二级	-15	-43	-60	17
第三级	9	-19	-35	16

### 3.4 结论

由表5可知,除第一级输出功率低于输出 1 dB 压缩点 5 dB 外,第二、三级的输出功率均低于该级输出 1 dB 压缩点超过 6 dB,第一级输出三阶交调分量功率低于噪声功率 20 dB,第二级输出三阶交调分量功率低于噪声功率 17 dB,第三级输出三阶交调分量功率低于噪声功率 16 dB,噪声系数小于预期 0.2 dB,较好地符合理论计算和满足预期设计,证明本方案有效可行。

值得注意的是,射频前端各有源、无源器件繁杂,非线性明显,并不能用一般的计算公式精确表示,且各器件性能参数并不能与预期设计完全相符,这也是按照本文方案设计出的前端与理论计算结果存在偏差的主要原因。

#### 4 结束语

本文针对干扰条件下无 AGC 电路的卫星导航接收机射频前端的设计,对一次下变频的数字中频接收机结构进行建模,提出了线性度指标的优化设计方法。根据抗干扰需求和选用的混频器,计算出各级电路的增益、输出 1 dB 压缩点和输出三阶交调截点,对总的噪声系数进行限制,以此指导器件选型。实测数据证明本方案有效可行。本方案也适用于其他类型的射频接收机设计。

#### 参考文献:

- [1] GHARPUREY R. Managing linearity in radio front-ends[C]//S. l. :Custom Integrated Circuits Conference (CICC),2011 IEEE,2011:1-8.
- [2] 李柏渝,伍俊,李蓬蓬,等. 大动态范围抗干扰导航接收机 AGC 电路性能分析与优化设计[C]//哈尔滨:全国军事微波会议,2010:659-665
- [3] 宋里瑾. 接收机线性动态范围的分析与设计[J]. 科学技术与工程,2009,9(6):1556-1559.  
SONG Lijin. Analysis and design of linear dynamic range for a receiver[J]. Science Technology & Engineering,2009,9(6):1556-1559.
- [4] 曹鹏,费元春. 射频模拟前端对数字中频接收机动态范围影响的研究[J]. 电子学报,2007,35(12):2312-2314.  
CAO Peng,FEI Yuanchun. The research on the effect of the rf analog front end to the large dynamic range and broadband digital intermediate frequency receivers [J]. Acta Electronica Sinica,2007,35(12):2312-2314.
- [5] 曹鹏,陈宁,齐伟,等. 大动态宽带数字中频接收机的优化设计[J]. 北京理工大学学报,2004,24(4):353-356.  
CAO Peng,CHEN Ning,QI Wei, et al. Optimization of a large dynamic range and broadband digital intermediate frequency receiver[J]. Journal of Beijing Institute of Technology,2004,24(4):353-356.
- [6] 陈建军. 抗干扰接收机自动增益控制技术[D]. 长沙:国防科技大学,2006.
- [7] 马经纬,王延东,江晟. 一种改进的 GPS 接收机弱信号捕获算法[J]. 四川兵工学报,2015(10):111-115.
- [8] 陈强. 北斗二号抗干扰接收机关键部件的设计与实现[D]. 西安:西安电子科技大学,2012.
- [9] GHARPUREY R. Linearity enhancement techniques in radio receiver front-ends[J]. Circuits & Systems I Regular Papers IEEE Transactions on,2012,59(8):1667-1679.
- [10] 胡嵩. 高线性无线通信接收机射频前端研究与设计[D]. 上海:复旦大学,2012.
- [11] 谢钢. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京:电子工业出版社,2009:237-238.  
XIAO Zonghu,ZHANG Meng. Structural defects and luminescence properties of ZnO thin films (a) [J]. Journal of Artificial Crystal,2006,35(6):1322-1327.
- [12] 陈建刚,郭常新,张琳丽,等. 一步溶液法制备 ZnO 亚微米晶体棒及其发光性能[J]. 发光学报,2006,27(1):59-65.  
CHEN Jiangang,GUO Changxin,ZHANG Linli, et al. Preparation and luminescence properties of ZnO sub-micron crystal rod by one step solution method[J]. Journal of Luminescence,2006,27(1):59-65.
- [13] 杨詹,施媛媛,孙喜莲,等. 化学浴沉积过程中的氧化锌微米棒和纳米棒研究[J]. 材料导报,2009,23(14):93-96.  
YANG Zhan,SHI Yuanyuan,SUN Xilian, et al. Study on the ZnO<sub>2</sub> micro rod and nanorods in the chemical bath deposit-ion process[J]. Materials Review,2009,23(14):93-96.
- [14] 肖宗湖,张萌. ZnO 薄膜结构缺陷与发光性能研究(一)[J]. 人工晶体学报,2006,35(6):1322-1327.
- [15] 姚树龙. ZnO 纳米线阵列的制备及 H<sup>+</sup> 掺杂的影响[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2013.
- [16] 兰伟,朋兴平,刘雪芹,等. 溶胶凝胶法制备 ZnO 薄膜及性质的研究[J]. 兰州大学学报(自然科学版),2006,42(1):67-71.  
LAN Wei,PENG Xingping,LIU Xueqin, et al. Preparation and properties of Sol-Gel ZnO thin films [J]. Journal of Lanzhou University (Natural Science Edition),2006,42(1):67-71.
- [17] 王然龙,阮海波. 柔性 ZnO 基透明导电薄膜的研究进展[J]. 重庆理工大学学报(自然科学),2015(5):33-40.  
WANG Ranlong,RUAN Haibo. Progress of ZnO-based transparent conductive films deposited on flexible substrate [J]. Journal of Chongqing University of Technology(Natural Science),2015(5):33-40.

(上接第 576 页)

[10] RAJA M, MUTHUKUMARASAMY N, VELAUTHAPILLAI D, et al. Studies on bundle like ZnO nanorods for solar cell applications[J]. Solar Energy,2014,106:129-135.

[11] 陈建刚,郭常新,张琳丽,等. 一步溶液法制备 ZnO 亚微米晶体棒及其发光性能[J]. 发光学报,2006,27(1):59-65.

[12] 杨詹,施媛媛,孙喜莲,等. 化学浴沉积过程中的氧化锌微米棒和纳米棒研究[J]. 材料导报,2009,23(14):93-96.

[13] 肖宗湖,张萌. ZnO 薄膜结构缺陷与发光性能研究(一)