

卫星导航抗干扰接收机 AGC 电路模型分析与优化设计方法*

李柏渝,唐小妹,聂俊伟,刘哲

(国防科技大学电子科学学院,湖南长沙 410073)

摘要:为适应“导航战”下的强干扰输入,导航接收机对模拟信道的动态范围提出了更高的要求。在给定的信噪比恶化容限约束下,原有的分析方法给出了二维曲线分析模型,得到了动态范围的优化设计及各级增益划分方法,但仅适用于输出功率基本不变的自动增益控制电路。基于增加的自动增益控制输出回退功率这一参数,提出了一种三维曲面求解模型,揭示了各电路参量与模拟信道动态范围的约束关系,可适用于输出功率变化的自动增益控制电路,以实现更高的动态范围。针对三维模型中参数求解复杂的问题,利用纯衰减网络的特性,将复杂的数值求解简化为直线求解,大幅降低了设计复杂度。在给出的设计实例中,动态范围测试结果与设计预期吻合较好,验证了方法的正确性。

关键词:导航接收机;抗干扰;大动态范围;通用设计方法

中图分类号:TN914.42 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2017)06-025-06

Model analysis and design optimization for automatic gain control circuits in satellite navigation anti-jamming receivers

LI Baiyu, TANG Xiaomei, NIE Junwei, LIU Zhe

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

Abstract: To support strong interference signal input under “navigation warfare” scenarios, navigation receivers are requested for increasing dynamic range in analog channels. Under the given constraint condition of signal to noise ratio deterioration, a two-dimensional curve model to offer a method for dynamic range optimizing and stage gain design was put forward by the legacy analysis method. However, this method was only applicable for the AGC (automatic gain control) circuits that the output power was basically stable. A solving model involving the three-dimensional curve based on the extra parameter called the rollback value of the AGC output power was put forward. The model revealed the relationship between the circuit parameters and the dynamic range of analog channel and it is suitable for the AGC circuits with variable output power, which can achieve a larger dynamic range. To reduce the complexity of the parameter calculation in the three-dimensional model, the complex numerical solution to linear equation solution according to the features of pure attenuation network was simplified. This simplification can substantially reduce the design complexity. Test results of dynamic range are in good consistence with the expectation in practical designs, which proves the accuracy of the analysis model.

Key words: navigation receiver; anti-jamming; large dynamic range; general design method

在“导航战”的强干扰背景下,接收机模拟信道入口处电平的波动可能达到几十分贝。为保证数字采样量化环节不因信号幅度过大而产生限幅失真,通常在模拟信道中配置自动增益控制(Automatic Gain Control, AGC)电路,以扩展接收机动态范围。对AGC电路通常的要求包括:保护接收机不饱和或过载;保证接收机具有足够的输入动态范围;在调节增益的过程中不显著恶化信噪比等^[1]。

信道是影响导航接收机动态范围的重要因素,有文献分析了信道增益、噪声系数和接收机动

态范围之间的关系^[2],并给出了具体的设计方法^[3],文献[4-6]采用AGC电路,在接收机中实现了80 dB以上的动态范围。但上述分析基于强信号场景,没有约束噪声系数的变化,不适用于接收弱信号的导航接收机。文献[7]对导航接收机增益调整过程中噪声系数的变化进行了约束,并给出了一个设计实例,但没有给出通用的设计方法。文献[8]与文献[9]针对具体选用的器件,兼顾噪声系数与接收机线性度,给出了AGC电路的优化设计实例,但没有形成通用的分析方法。文献[10]与文献[11]对弱信号条件下的抗干扰接

* 收稿日期:2016-11-04

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61601485)

作者简介:李柏渝(1982—),男,重庆人,讲师,博士,E-mail:Leecheny0505@126.com

收机的动态范围进行了研究,建立了一般性的模型,但仅适用于中频输出功率基本不变的 AGC 调整策略。

基于上述研究,本文对文献[10]与文献[11]中的分析模型进行了优化,增加了设计自由度;给出了在不同调整策略的 AGC 电路下,导航接收机模拟信道动态范围的优化设计及各级增益划分方法;针对一类特殊的纯衰减网络 AGC 电路,对模型进行了简化;给出了不同 AGC 实现策略的对比,并给出了选择策略的建议;最后,通过实例对设计进行了验证。

1 通用 AGC 电路分析

1.1 分析模型

模拟信道中常见的 AGC 电路调整策略有三类:一是 AGC 电路始终起控,输出功率始终在期望功率 P_0 附近变化(如文献[10]与文献[11]中的 AGC 电路);二是当输入功率小于某个值时,AGC 电路不起控,输出功率随输入功率变化而变化,而当输入功率超过某个值时,AGC 电路起控,输出功率在 P_0 附近变化;三是完全没有 AGC 电路(可认为 AGC 始终不起控)。

本文采用如图 1 所示的含 AGC 的信道简化模型^[10-11],其中模块 2 为 AGC;模块 1 包含 AGC 之前的所有固定增益器件;模块 3 包含 AGC 之后的所有固定增益器件。

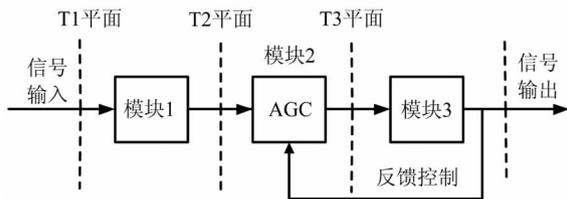


图 1 含 AGC 的信道简化模型

Fig. 1 A simplified model of analog channel with AGC

本文重点分析采用第二类调整策略的 AGC 电路,无干扰时 T4 平面的输出功率为 $P_0 - k$ (无干扰时输出功率比期望功率回退 k)。当 $k = 0$ 时,第二类 AGC 电路退化为第一类 AGC 电路;当图 1 中的模块 2 变为直通网络时,第二类 AGC 电路退化为第三类 AGC 电路。如无特别说明,本文中所有参量的单位均为 dB。

在有干扰情况下,为达到一定测距精度指标,要求信噪比高于某一个固定的门限。在整个抗干扰的过程中,一共有四个环节会导致信噪比的损耗:其一是 AGC 增益调整使得信道噪声系数恶化;其二是强干扰下由于增益调整,模拟数字转换

器(Analog-to-Digital Converter, ADC)入口处的信号和热噪声被压缩,使得 ADC 量化噪声与热噪声功率可比拟而导致信噪比损耗;其三是由于强干扰条件下,信道中各级放大器的三阶交调产物使得干扰带宽扩宽,抗干扰算法“挖谱”较多导致接收机信噪比损耗;最后则是抗干扰算法本身所导致的信噪比损耗。由于前三个环节与电路设计相关,而最后一个环节仅与算法设计性能相关,因此在设计时重点关注前三个环节,为最后一个环节留出一定的损耗余量 $\Delta SNR_{(AJ)}$ 即可。前三个环节的影响可分别用 ΔSNR_{NF} (信道噪声系数恶化导致的信噪比损耗)、 ΔSNR_{ADC} (ADC 量化噪声导致的信噪比损耗)与 ΔSNR_{IMD3} (信道输出三阶交调产物导致的信噪比损耗)进行约束,其中 ΔSNR_{ADC} 与 ADC 动态有效位相关, ΔSNR_{IMD3} 与信道的三阶交调抑制指标 $IMD_{3(CH)}$ 相关。

针对导航接收机弱信号接收的特点,本文的设计思路是:在接收最弱信号电平 $P_{\text{signal(weak)}}$ (该参数通常由导航系统给定)下,给定 ΔSNR_{NF} 、 ΔSNR_{ADC} 与 ΔSNR_{IMD3} ,要求在此约束下,允许输入的干扰干信比 J 最大, J 定义为:

$$J = P_{\text{jam}} - P_{\text{signal(weak)}} \quad (1)$$

其中, P_{jam} 为弱信号场景下导航接收机入口处的干扰功率。优化目标是使 P_{jam} 最大,即 J 最大。 ΔSNR_{NF} 、 ΔSNR_{IMD3} 与 ΔSNR_{ADC} 这 3 个约束条件相对独立,最终能实现的最大干信比 J_{max} 必须同时满足上述 3 个约束条件。 ΔSNR_{NF} 与 ΔSNR_{IMD3} 主要与信道设计相关,定义由这两个条件约束的最大动态范围为 $J_{\text{max(CH)}}$,由 ΔSNR_{ADC} 约束的最大动态范围为 $J_{\text{max(ADC)}}$,显然,最终能实现的最大动态范围 J_{max} 满足:

$$J_{\text{max}} = \min [J_{\text{max(CH)}}, J_{\text{max(ADC)}}] \quad (2)$$

1.2 理论推导

1.2.1 有 AGC 时的分析

1) 由 ΔSNR_{NF} 定义的约束条件(约束 1)。参照文献[11]的分析,强干扰条件下,约束 1 转化为隐函数 $G_1(J, k)$,因输出功率回退 k , $G_1(J, k)$ 表达式为:

$$10^{-G_1/10} (10^{NF_2(J-Y-k)/10} - 10^{NF_2(0)/10}) + 10^{-(G_1+G_2)/10} \cdot (10^{(J-Y-k)/10} - 1) \cdot (10^{NF_3/10} - 1) - A_0 = 0 \quad (3)$$

其中: G_1 为模块 1 增益, G_2 为模块 2 增益最大值; $NF_2(X)$ 表示模块 2 增益起控 X 时(比最大增益减小 X 时)的噪声系数($NF_2(0)$ 即为模块 2 增益最大时的噪声系数), NF_3 为模块 3 噪声系数; Y

是以对数形式表示的模拟信道输入端口等效噪声功率 $P_{\text{noise(in)}}$ 与最弱信号功率 $P_{\text{signal(weak)}}$ 的比值,有:

$$Y = P_{\text{noise(in)}} - P_{\text{signal(weak)}} \quad (4)$$

其中, $P_{\text{noise(in)}}$ 与无干扰时模拟信道的噪声系数 NF_{CH} 及噪声带宽 B 有关。 A_0 满足:

$$A_0 = 10^{(NF_{\text{CH}} + \Delta SNR_{\text{NF}})/10} - 10^{NF_{\text{CH}}/10} \quad (5)$$

上述分析假定无干扰时模块 2 工作在最大增益 G_2 , 这可以通过调整 G_1 与模块 3 增益 G_3 的值来实现。

为了保证式(3)在物理意义上成立,有:

$$J \geq Y + k \quad (6)$$

因此,在约束 1 下, G_1 与 J 由式(3)与式(6)共同约束, G_1 与 J 的取值在曲线 $G_1(J, k)$ 的上方及 $J = Y + k$ 的右方。

2) 由 ΔSNR_{IMD3} 定义的约束条件(约束 2)。参照文献[11]中推导,在有强干扰情况下,使得模块 1 和模块 2 输出交调产物满足要求的条件转化为隐函数 $G_1^{(1)}(J, k)$, 其表达式满足:

$$G_1^{(1)}(J, k) = \min [P_{1-\text{out(max)}} - P_{2-\text{in(max)}}(J - Y - k)] - P_{\text{noise(in)}} - (J - Y) \quad (7)$$

其中: $P_{1-\text{out(max)}}$ 为模块 1 的三阶交调输出产物满足要求时的最大输出功率; $P_{2-\text{in(max)}}(X)$ 为模块 2 在增益比 G_2 减小 X 时,三阶交调输出产物满足要求时的最大输入功率。

在强干扰下,如要 ΔSNR_{IMD3} 受控,则要对 $IMD_{3(\text{CH})}$ 进行约束。模块 1 实际最大输出功率为 $P_{1-\text{out(max)}}$,按指标定义,有:

$$P_{1-\text{out(max)}} = \frac{2P_{\text{OIP}_3(1)} - IMD_{3(\text{CH})}}{2} \quad (8)$$

其中, $P_{\text{OIP}_3(1)}$ 是模块 1 的输出三阶交截点。

模块 3 的实际最大输出功率为期望功率 P_0 , 为保证三阶交调抑制指标,有:

$$P_0 \leq \frac{(2P_{\text{OIP}_3(3)} - IMD_{3(\text{CH})})}{2} \quad (9)$$

其中, $P_{\text{OIP}_3(3)}$ 是模块 3 的输出三阶交截点。

减小 P_0 虽可进一步改善三阶交调产物抑制,但也会增大 ADC 动态有效位损耗,故取

$$P_0 = \frac{(2P_{\text{OIP}_3(3)} - IMD_{3(\text{CH})})}{2} \quad (10)$$

这样既能保证式(9)得到满足,也能减少 ADC 动态有效位损耗。

因此,在约束 2 下, G_1 与 J 由式(7)约束, G_1 与 J 的取值在曲线 $G_1^{(1)}(J, k)$ 的下方。

3) 由 ΔSNR_{ADC} 定义的约束条件(约束 3)。令 K 为无干扰时,ADC 允许的最大输入功率回退值

(从期望功率 P_0 回退),也即此时 ADC 采样后的总噪声 P_{noise} 比信道输出热噪声 $P_{\text{noise(out)}}$ 大 ΔSNR_{ADC} 。

在强干扰条件下,假定干扰被数字处理完全抑制,只保留信号和噪声。无干扰时,选定 ADC 入口处功率回退值 $k = k_0 (0 \leq k_0 \leq K)$, ADC 输入的噪声功率为 $P_0 - k_0$ 。当干扰存在时,由于 AGC 的作用,相比无干扰时,信道增益减小,输出的噪声功率被压缩。当 $J = Y + K$ 时,输出噪声功率被压缩为 $P_0 - K$,信噪比恶化 ΔSNR_{ADC} 。因此,若要满足 ΔSNR_{ADC} 的约束, J 应满足:

$$J \leq Y + K \quad (11)$$

也就是说

$$J_{\text{max(ADC)}} = Y + K \quad (12)$$

因此,约束 3 转化为式(11),满足条件的 J 在 $J = Y + K$ 的左侧。

综合考虑上述 3 个约束条件可知,通用 AGC 电路下, G_1 、 J 与 k 应满足的约束条件如图 2 中各曲线所围成的区域所示。

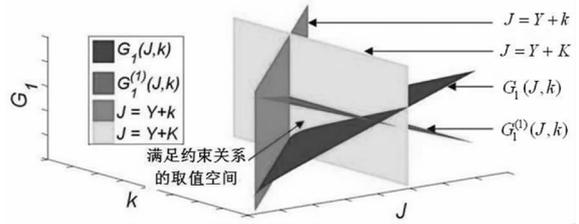


图 2 通用 AGC 下, G_1 、 J 与 k 的约束关系

Fig. 2 Constraints of G_1 、 J and k in the analog channel which used general AGC

本文将动态范围分析模型由文献[11]中的二维曲线推广到三维曲面。若 k 取 0, 本文模型退化为文献[11]中二维模型。因本模型在更大范围内进行优化,故可实现更高的动态范围。

为更直观地理解,对图 2 中的三维曲面选取 $k = k_0$ 的剖面,如图 3 所示。

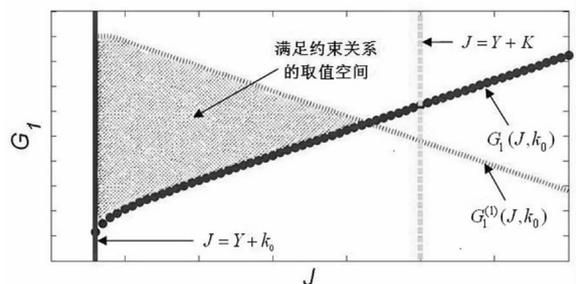


图 3 通用 AGC 下,在 $k = k_0$ 时, G_1 与 J 的约束关系

Fig. 3 Constraints of G_1 and J in the general AGC with the condition $k = k_0$

易证,对于 $k = k_0$, 只要 $G_1^{(1)}(0, k_0) > G_1(0, k_0)$, 则 $G_1^{(1)}(J, k_0)$ 与 $G_1(J, k_0)$ 必有唯一交点, 将该交点记为 $[J_{\max(\text{CH})}(k_0), G_{1-\text{opt}}(k_0)]$ 。证明过程可参见文献[10]。当 $k = k_0$ 时, 最大动态范围为:

$$J_{\max} \Big|_{k=k_0} = \min[J_{\max(\text{CH})}(k_0), Y + K] \quad (13)$$

在 $0 \leq k \leq K$ 范围内, 最大动态范围 J_{\max} 为:

$$J_{\max} = \min[\max_{0 \leq k \leq K} [J_{\max(\text{CH})}(k)], Y + K] \quad (14)$$

1.2.2 无 AGC 时的分析

此时模块 2 为直通, 假定无干扰时 ADC 输入功率比 P_0 回退 k 。

1) 由 $\Delta\text{SNR}_{\text{NF}}$ 定义的约束条件(约束 1)。因信道中无 AGC, 故无对应的约束曲线。

2) 由 $\Delta\text{SNR}_{\text{IMD3}}$ 定义的约束条件(约束 2)。此时信号链路中无增益调整环节(无模块 2), 信号经模块 1 和模块 3 依次放大。在通常设计下, 只需保证模块 3 的三阶交调抑制满足要求即可。为保证该条件满足, 有:

$$J \leq Y + k \quad (15)$$

满足约束 2 的 G_1 与 J 在 $J = Y + k$ 的右侧。

3) 由 $\Delta\text{SNR}_{\text{ADC}}$ 定义的约束条件(约束 3)。由于信道中无 AGC 调整增益, 故输出功率不会压缩。只要 $k \leq K$, 约束 3 都能得到满足, 故对应的约束曲线为:

$$J \leq Y + K \quad (16)$$

综上所述, 在无 AGC 电路时, G_1 、 J 与 k 应满足的约束条件如图 4 所示。

显然, 对于任意的 $k = k_0$ ($0 \leq k_0 \leq K$), 无 AGC 时模拟信道能取得的最大动态范围如下:

$$J_{\max} \Big|_{k=k_0} = Y + k_0 \quad (17)$$

在 $0 \leq k < K$ 的范围内, 能实现的 J_{\max} 满足:

$$J_{\max} = Y + K \quad (18)$$

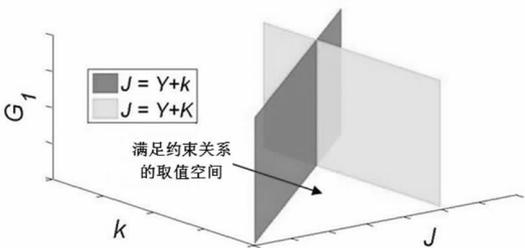


图 4 无 AGC 下, G_1 、 J 与 k 的约束关系

Fig. 4 Constraints of G_1 , J and k in the analog channel which AGC not be used

上述分析的意义如下:

1) 深度揭示了各电路参量与模拟信道动态范围之间的解析关系, 给定各电路参量和电路形式后, 可以得到 J_{\max} 以及各级增益划分。

2) 根据分析, 可以找到制约指标的瓶颈, 规避不合理设计, 并进行针对性的优化提升。

3) 若要求 $J \geq J_0$, 则可根据要求合理选择最简单的电路实现, 避免不必要的过度设计。

2 纯衰减网络 AGC 电路分析

2.1 简化分析

1.2.1 节虽然给出了通用的求解方法, 但过程较为复杂。本节针对一类由纯衰减网络构成的特殊 AGC(如数控衰减器和电调衰减器)进行简化分析。

因模块 2 是纯衰减网络, $P_{2-\text{in}(\text{max})}(X)$ 较高, 可认为: $P_{2-\text{in}(\text{max})}(X) > P_{1-\text{out}(\text{max})}$ (如数控衰减器 SKY12355 - 337LF 的输入三阶交截点为 47 dBm^[12])。又 $NF_2(0) = -G_2$, $NF_2(J - Y - k) = -G_2 + (J - Y - k)$ 。参照文献[11]中分析, 有:

$$G_1(J, k) \approx -10\lg A_0 + NF_3 + (J - Y - k) - G_2 \quad (19)$$

$$G_1^{(1)}(J) = P_{1-\text{out}(\text{max})} - P_{\text{noise}(\text{in})} - (J - Y) \quad (20)$$

式(19)与式(20)退化为两条相互垂直的直线, 易得:

$$J_{\max(\text{CH})}(k) = \frac{1}{2} [P_{1-\text{out}(\text{max})} - P_{\text{noise}(\text{in})} + 10\lg A_0 - NF_3 + G_2 + 2Y + k] \quad (21)$$

$$G_{1-\text{opt}}(k) = \frac{1}{2} [P_{1-\text{out}(\text{max})} - P_{\text{noise}(\text{in})} - 10\lg A_0 - G_2 - k + NF_3] \quad (22)$$

由式(21)与式(22)知: 回退功率增加 k , $J_{\max(\text{CH})}(k)$ 增加 $k/2$, $G_{1-\text{opt}}(k)$ 减小 $k/2$, 即动态范围可能增加, 而电路实现更简单。这也从另一个侧面说明三维模型比二维模型更有优势。

显然, 对于任意的 $k = k_0$ ($0 \leq k \leq K$), J_{\max} 满足:

$$J_{\max} \Big|_{k=k_0} = \min[J_{\max(\text{CH})}(k_0), Y + K] \quad (23)$$

由于 $J_{\max(\text{CH})}(k)$ 是 k 的增函数, 故在 $0 \leq k \leq K$ 条件下, 能实现的最大动态范围 J_{\max} 满足:

$$J_{\max} = \min[J_{\max(\text{CH})}(K), Y + K] \quad (24)$$

采用纯衰减网络 AGC 时, 分析由数值求解退化为线性求解, 计算量大为降低。

2.2 误差分析

参照文献[11], 对式(19)中的近似进行误差分析, 只要 $(J - Y - k) \geq 10$, 最终导致的误差 e_j 满足:

$$e_j \leq [10 - 10\lg(10^{(10)/10} - 1)]/2 = 2.29 \times 10^{-1} \quad (25)$$

显然,该误差在工程上完全可以忽略。

2.3 有无 AGC 下的 J_{\max} 对比

由于采用纯衰减网络 AGC 求解相对简单,且实现也比较容易,故本节只对采用纯衰减网络 AGC 与无 AGC 这两种情况进行对比。

2.3.1 形式上的对比

1) 对比式(18)与式(24),无 AGC 时的 J_{\max} 不差于纯衰减网络 AGC 下的情况。

2) 采用纯衰减网络 AGC,虽大幅简化了求解难度,但无 AGC 条件下的求解更加容易。

因此,从形式上看,无 AGC 时更优。

2.3.2 基于实际情况的对比

在现有器件水平下,若设计时选取的回退功率 k_0 合适(如 3.1 节中设计),通常可以满足:

$$J_{\max(\text{CH})}(k_0) \geq Y + K \quad (26)$$

故式(18)与式(24)中 J_{\max} 的取值均为 $Y + K$ 。当 $NF_{(\text{CH})}$ 一定时, $P_{\text{noise}(\text{in})}$ 是定值, $P_{\text{signal}(\text{weak})}$ 通常由系统给定,由式(4)知 Y 为定值,故 J_{\max} 的取值由 K (与 ADC 的动态有效位相关)决定。

在实际批量产品设计中,由于模拟器件的离散性,不同的信道增益会略有差别;即使不考虑信道本身的差别,应用场景也可能会造成差别。如装于全国各地多个地面站的某高精度接收设备,其天线和主机分别安装于室外和室内,通过线缆进行连接。由于场地建设等各方面的差别,各地面站对于线缆的长度要求不同,导致的增益差别至少在 5 dB 以上。因此,即使是采用同样的设计,也不可能保证每个信道输出给 ADC 的功率都能恰好回退 K 。

2.3.3 实际的效果及建议策略

考虑上述因素后,取 ADC 入口功率回退值 $k = k_0$ ($0 \leq k_0 \leq K$),有无 AGC 条件下,能实现的最大动态范围 $J_{\max} |_{k=k_0}$ 分别为 $Y + K$ 与 $Y + k_0$,显然,有 AGC 时能实现的动态范围更大。

实际使用中的推荐策略如下:

1) 预留足够余量后,选定功率回退值 k_0 。

2) 配置 AGC 电路,其调整范围为 $K - k_0$ 。

采取上述策略,既可以简化电路设计,还能保证 J_{\max} 取到最大 ($Y + K$)。

2.3.4 提升 J_{\max} 的途径

1) 在当前器件水平下,提升 J_{\max} 最主要的途径是选用动态有效位更高的 ADC。

2) 随着今后技术的发展,若 ADC 不再是制约 J_{\max} 的主要因素,由式(24)可知, A_0 是给定值,要进一步提升 J_{\max} ,应从提升 $P_{1-\text{out}(\text{max})}$ 、减小 $-G_2$

与 NF_3 等方面入手。

3 设计实例分析

3.1 设计过程

在某抗干扰导航应用中,接收的导航信号为 L 频段,采用纯衰减网络 AGC 的设计过程如下(为分析简便,所有数据都精确到个位):

1) 室温条件下,接收机信道入口噪声电平为: $P_{\text{noise}(\text{in})} = M \cdot T_s \cdot B = -93$ dBm,其中 M 为玻尔兹曼常数, T_s 为室温条件下的等效噪声温度, B 设计为 120 MHz;要求的最弱信号电平 $P_{\text{signal}(\text{weak})}$ 为 -130 dBm,由式(4)得 $Y = 37$ dB。

2) 要求 $NF_{(\text{CH})}$ 不超过 2 dB, ΔSNR_{NF} 不超过 1 dB,由式(5)得 $10 \lg A_0 = -4$ dB;选取 $NF_1 = 1.5$ dB, $G_2 = -4$ dB, $NF_3 = 9$ dB。

3) 如要求 $IMD_{3(\text{CH})} \geq 60$ dBc;选取器件使得 $P_{1-\text{out}(\text{max})} = 0$ dBm, $P_0 = 0$ dBm。

4) 约束 ΔSNR_{ADC} 为 1 dB,测得 $K = 49$ dB; $J_{\max(\text{ADC})} = J + K = 86$ dB;选择功率回退值 $k_0 = 36$ dB,由式(21)可得 $J_{\max(\text{CH})} = 93$ dB,因此 $J_{\max} = 86$ dB;由式(22)得 $G_{1-\text{opt}}(k_0) = 37$ dB。

3.2 验证步骤及结果

按照 3.1 节中结果设计模拟信道,在某导航接收机中进行抗干扰测试。测试步骤如下:

1) 对导航信号功率进行标定,使得导航接收机入口处的信号功率为 -130 dBm。

2) 关闭干扰源输出,待导航接收机稳定工作后,保存 5 min 数据,并统计载噪比。

3) 打开干扰源输出,在不同的干扰强度 J 下,待导航接收机稳定工作后,保存 5 min 数据,并统计载噪比。

4) 不断提升 J ,直到载噪比损耗达到 4 dB(相比于无干扰情况下),停止试验。

5) 认为此时对应的 J ,即为实际测得的 J_{\max} (为 $\Delta SNR_{(\text{CH})}$ 、 $\Delta SNR_{(\text{IMD}3)}$ 、 $\Delta SNR_{(\text{ADC})}$ 和 $\Delta SNR_{(\text{AJ})}$ 各预算 1 dB 损耗)。

不同干扰强度下测得的信噪比损耗如表 1 所示。由表 1 可知:当干扰强度达到 81 dBc 时,接收机载噪比相比无干扰时降低 4 dB 左右,认为 J_{\max} 为 81 dBc。

3.1 节中理论分析得到的 J_{\max} 为 86 dBc,而实际测得的 J_{\max} 为 81 dBc,虽然有 5 dB 的偏差,但考虑到接收机在干扰场景下的载噪比估计不是太准确,电路各参量的实际值与计算值不可能完全一致,且随着干扰的不断增强, $\Delta SNR_{(\text{AJ})}$ 可能超过

1 dB, 可认为测试与理论分析吻合较好, 这证明了分析模型的正确性。

表 1 不同干扰强度下的抗干扰损耗

Tab.1 The anti-jamming loss with different J

| 序号 | 干扰强度/ dBc | 载噪比均值/ dB-Hz | 载噪比损耗/ dB |
|----|--------------|-----------------|--------------|
| 1 | 无干扰 | 41.66 | — |
| 2 | 60 | 41.46 | 0.20 |
| 3 | 70 | 40.13 | 1.53 |
| 4 | 72 | 39.80 | 1.86 |
| 5 | 74 | 39.51 | 2.15 |
| 6 | 76 | 39.05 | 2.61 |
| 7 | 78 | 38.67 | 2.99 |
| 8 | 80 | 37.85 | 3.81 |
| 9 | 81 | 37.46 | 4.20 |

4 结论

本文将原有的模拟信道动态范围分析模型由二维曲线推广到三维曲面, 可实现更大的动态范围, 也可适应不同调整策略的 AGC 电路。在纯衰减网络 AGC 下, 文中的模型大幅简化为直线求解模型。本文对比了不同 AGC 实现策略, 并给出了选择建议; 最后, 通过设计实例对分析的正确性进行了验证。本文的分析方法可适用于各类大动态范围导航接收机的设计, 也可推广应用于大动态范围通信接收机的设计。

参考文献 (References)

- [1] 袁孝康. 自动增益控制与对数放大器[M]. 北京: 国防工业出版社, 1987: 1-6.
YUAN Xiaokang. Automatic gain control and logarithmic amplifier[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 1987: 1-6. (in Chinese)
- [2] 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. (in Chinese)
- [3] 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]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2004, 24(4): 353-356. (in Chinese)
- [4] 徐江海. 大动态射频直接采样接收机的研究与实现[J]. 舰船电子对抗, 2016, 39(2): 46-48, 98.
XU Jianghai. Study and implementation of RF direct-sampling receiver with large dynamic range[J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2016, 39(2): 46-48, 98. (in Chinese)
- [5] 左盼盼, 赛景波. 一种零中频通用射频前端的设计及实现[J]. 电子器件, 2016, 39(1): 132-139.
ZUO Panpan, SAI Jingbo. Design and Implementation of a general zero-IF RF front-end[J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2016, 39(1): 132-139. (in Chinese)
- [6] 张波, 张翼, 李兵, 等. 抗干扰动态射频接收技术研究[J]. 空间电子技术, 2015, 12(4): 70-74.
ZHANG Bo, ZHANG Yi, LI Bing, et al. Research of receiving technology for anti-jamming and large dynamic range[J]. Space Electronic Technology, 2015, 12(4): 70-74. (in Chinese)
- [7] 陈建军. 抗干扰接收机自动增益控制技术研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2006: 8-13.
CHEN Jianjun. Study on automatic control technology in anti-jamming receiver[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2006: 8-13. (in Chinese)
- [8] 李宗强, 兰设勇, 董小丽. 短波宽带接收信道的优化设计[J]. 电讯技术, 2013, 53(6): 791-794.
LI Zongqiang, LAN Sheyong, DONG Xiaoli. Optimized design of HF wideband receiver channel[J]. Telecommunication Engineering, 2013, 53(6): 791-794. (in Chinese)
- [9] 梁大恒, 董国华. 一种宽带接收机的 AGC 设计[J]. 移动通信, 2014(12): 51-54.
LIANG Daheng, DONG Guohua. AGC design of a broadband receiver[J]. Mobile Communication, 2014(12): 51-54. (in Chinese)
- [10] 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[J]. 微波学报, 2010, 26(s1): 659-665.
LI Baiyu, WU Jun, LI Pengpeng, et al. Analysis and optimal design of AGC circuit in high dynamic range anti-jamming receivers in GNSS system[J]. Journal of Microwave, 2010, 26(s1): 659-665. (in Chinese)
- [11] 李柏渝. 高性能卫星导航接收机模拟信道关键技术研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2011: 99-106.
LI Baiyu. Study on key techniques of the analog signal channel in high performance satellite navigation receiver[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2011: 99-106. (in Chinese)
- [12] Skyworks Solutions, Inc. SKY12355-337LF: 0.35 to 4.0 GHz two-bit digital attenuator[EB/OL]. (2016-04-26) [2016-10-15]. <http://www.skyworksinc.com>.