

文章编号: 1001- 2486(2010) 06- 0048- 05

大动态范围星载导航接收机 AGC 电路性能分析与优化设计*

李柏渝, 孙莉, 伍俊, 周力, 欧钢
(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073)

摘要:“导航战”条件下要求接收机具有较强的抗干扰性能, 射频电路是制约接收机抗干扰性能的瓶颈之一。针对星载导航接收机的特点, 同时兼顾弱信号接收与强信号接收的情况, 以接收机在整个信号范围内工作时能够抑制的干信比 J 最大为优化目标, 分析了电路允许实现的最大干信比 J_{\max} 及射频电路各级增益的求解方法; 进而针对纯电阻网络组成的特殊 AGC 电路, 简化了求解方法; 给出了该类 AGC 电路的设计实例, 测试结果满足 35dB 的干信比指标要求。分析方法不仅适用于导航接收机设计, 还可推广应用用于指导各类接收机的设计。

关键词: 自动增益控制; 噪声系数; 动态范围; 抗干扰; 干信比

中图分类号: TN914.42 文献标识码: A

Performance Analysis and Optimal Design of AGC Circuit for Large dynamic range GNSS Receivers on Satellite

LI Bai yu, SUN Li, WU Jun, ZHOU Li, OU Gang

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

Abstract: Good anti jamming ability is required under “Navigation Warfare”. However, radio frequency circuit is one of the key parts affecting the anti jamming performance of GNSS receivers. According to features of the GNSS receiver on satellite, and considering both weak signal receiving and strong signal receiving, this paper analyzed the method of calculating maximum Jammer to Signal Ratio (JSR) J_{\max} which the circuit can realize the gain of each circuit part, aiming at maximize JSR in the whole signal band. Further, the calculation method was simplified for a particular AGC circuit made of resistance network. Lastly, measured results were given for this kind of AGC circuit, which agrees well with the JSR target requirement 35dB. The analytical method can direct the design of not only GNSS receiver, but also various kinds of other receivers.

Key words: automatic gain control (AGC); noise figure; dynamic range; anti jam; jammer to signal ratio (JSR)

AGC 系统是一种自动幅度调节系统^[1], 其作用是在输入电平存在波动时, 保证输出功率恒定或在小范围(如 ± 1 dB)内波动。常用的 AGC 为全模拟或模拟与数字相结合的反馈环调节^[2-5]。可变增益放大器(VGA)是一种通过外部模拟或数字信号控制其增益的放大器, 被广泛应用于超声波、雷达、激光雷达、无线通信、语音分析等系统中, 实现 AGC 功能^[6]。文献[1]提出了对 AGC 电路的若干要求, 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。

动态范围是接收机设计的难点之一, 常用的动态范围为 1dB 增益压缩点动态范围和无杂散动态范围^[7], 受射频电路和模数转换器(ADC)动态有效位两方面的制约, 本文着重研究射频电路对于动态范围的影响。大部分研究动态范围的文献都没有考虑在整个动态范围中, 随着 AGC 电路增益的调整, 接收机噪声系数这一基本物理量会如何变化。文献[8]分析了强信号接收情况下射频电路的增益与数字中频接收机噪声系数之间的关系, 并在文献[9]中给出了各部分具体的增益分配计算。文献[10]在给定噪声系数恶化容限的约束条件下, 分析了弱信号导航接收机射频电路最大动态范围与各级增益的求解方法。然而, 并非所有的应用场合都是强信号或弱信号接收, 如星载导航接收机, 就需要同时兼顾弱信号

* 收稿日期: 2010- 01- 21

基金项目: 新世纪优秀人才支持计划资助项目

作者简介: 李柏渝(1982-), 男, 博士生。

与强信号的接收。这里需要说明一点:本文中的弱信号,是指信号功率大大低于(至少低 10dB)接收机入口处等效噪声功率;本文中的强信号,是指信号功率大大高于(至少高 10dB)接收机入口处等效噪声功率。某星载导航接收机的应用背景是:地面站注入的功率存在一个较大的范围。在接收机入口干扰功率较低时,以较弱的功率注入;若接收机入口干扰功率较高,则以强功率注入。希望在整个信号功率范围内,接收机都能在不小于一个固定干信比 $J_0=35\text{dB}$ 的条件下工作。本文在保证接收机正常工作的条件下,以干信比 J 最大为优化目标,分析了最大干信比 J_{\max} 与各级电路增益的求解方法;进一步,针对特殊的纯电阻网络 AGC 电路,得到了更为简洁的求解方法;最后,给出了该类 AGC 电路动态范围的设计实例,并在整机上进行了实际测试,测试结果满足 35dB 的干信比指标要求。由于本文的分析方法同时考虑了弱信号与强信号的接收场景,因此可以直接应用到仅接收弱信号或仅接收强信号的接收机设计中。

1 采用通用 AGC 的射频电路动态范围指标分析

1.1 AGC 简单建模

文献[6]指出了只有增益内插型的 VGA 才适用于大动态范围的应用。文献[10]为含 AGC 系统的射频电路建立一个如图 1 所示的简单模型,并指出:只要在无干扰情况下,模块 3 不饱和,那么在 AGC 的动态范围内,无论 T_1 平面功率如何变化,模块 3 都不会饱和。接下来,将以该模型为基础,从保护各级电路不要饱和以及射频电路噪声系数不显著恶化两个方面来共同约束射频电路的动态范围。

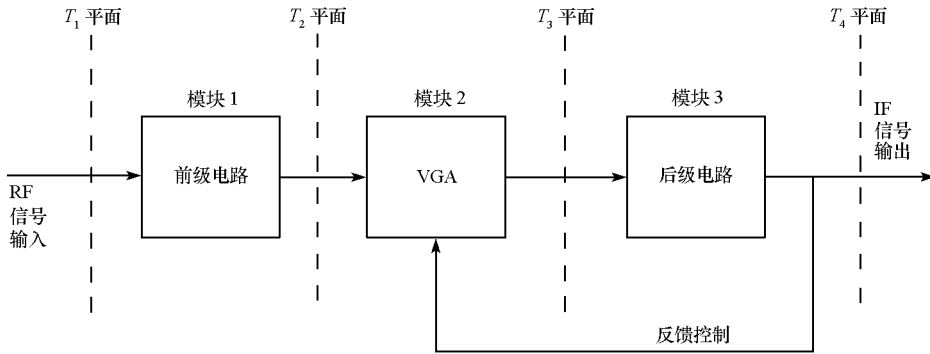


图 1 含 AGC 的射频模块模型

Fig. 1 A model of the RF Module with AGC

1.2 采用通用 AGC 的射频电路动态范围最大值分析

在分析之前,先做一点说明:如无特别说明,本文中所有描述噪声系数与增益的符号量单位取 dB,描述干信比的符号量单位取 dBc,描述功率的符号量单位取 dBm。假定 $P_{\text{in(weak)}}$ 为接收机接收到的最弱信号电平, $P_{\text{in(strong)}}$ 为接收机接收到的最强信号电平。若接收机接收到的干扰与信号功率之比固定为 J ,定义接收 $P_{\text{in(weak)}}$ 时对应的干扰功率为 $P_{\text{jam-(weak)}}$,接收 $P_{\text{in(strong)}}$ 时对应的干扰功率为 $P_{\text{jam-(strong)}}$,则 J 满足:

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

又假定 $P_{\text{in(noise)}}$ 为接收 $P_{\text{in(weak)}}$ 情况下,无干扰存在时,接收机入口处的等效噪声电平; $P'_{\text{in(noise)}}$ 为接收 $P_{\text{in(weak)}}$ 情况下,干扰功率为 $P_{\text{jam-(weak)}}$ 时,接收机入口处的等效噪声电平; $P''_{\text{in(noise)}}$ 为接收 $P_{\text{in(strong)}}$ 情况下,无干扰存在时,接收机入口处的等效噪声电平; $P'''_{\text{in(noise)}}$ 为接收 $P_{\text{in(strong)}}$ 情况下,干扰功率为 $P_{\text{jam-(strong)}}$ 时,接收机入口处的等效噪声电平。于是,接收最弱信号 $P_{\text{in(weak)}}$ 时,无干扰与有干扰情况下, T_1 平面的电平分别为 $[P_{\text{in(weak)}}(\text{dBm}) + P_{\text{in(noise)}}(\text{dBm})]$ 与 $[P_{\text{in(weak)}}(\text{dBm}) + P'_{\text{in(noise)}}(\text{dBm}) + P_{\text{jam-(weak)}}(\text{dBm})]$; 接收最强信号 $P_{\text{in(strong)}}$ 时,无干扰与有干扰情况下, T_1 平面的电平分别为 $[P_{\text{in(strong)}}(\text{dBm}) + P''_{\text{in(noise)}}(\text{dBm})]$ 与 $[P_{\text{in(strong)}}(\text{dBm}) + P'''_{\text{in(noise)}}(\text{dBm}) + P_{\text{jam-(strong)}}(\text{dBm})]$ 。通常情况下, $P_{\text{in(weak)}}$ 淹没在 $P_{\text{in(noise)}}$ 以下,而在干信比 J 较大时, $P_{\text{jam-(weak)}}$ 又会比 $P'_{\text{in(noise)}}$ 高 10dB 以上(如本文第 4 部分的设计实例中, $P_{\text{in(weak)}}$ 为 -120dBm,

$P_{in(noise)}$ 为 -100dBm , $P_{in(weak)}$ 比 $P_{in(noise)}$ 低 20dB 。又 $P_{jam-(weak)}$ 为 -85dBm , 而在接收最弱信号情况下, 允许噪声系数恶化容限 ΔNF 为 3dB , 故 $P'_{in(noise)}$ 为 -97dBm , $P_{jam-(weak)}$ 比 $P'_{in(noise)}$ 高 12dB , 因此, 工程上可以近似认为:

$$P_{in(weak)}(\text{dBm}) + P_{in(noise)}(\text{dBm}) \approx P_{in(noise)}(\text{dBm}) \quad (2)$$

$$P_{in(weak)}(\text{dBm}) + P'_{in(noise)}(\text{dBm}) + P_{jam-(weak)}(\text{dBm}) \approx P_{jam-(weak)}(\text{dBm}) \quad (3)$$

由文献[10]知, 在射频电路接收最弱信号 $P_{in(weak)}$ 且存在干信比为 J 的干扰情况下, 为保证射频电路噪声系数恶化不超过给定门限, 则模块 1 的增益 G_1 与 J 满足的约束条件可用隐函数 $G_1(J)$ 表示为:

$$10^{-G_1/10} (10^{NF_2(J-Y)/10} - 10^{NF_2(0)/10}) + 10^{-(G_1+G_2)/10} (10^{(J-Y)/10} - 1) (10^{NF_3/10} - 1) - A = 0 \quad (4)$$

其中: NF_1 为模块 1 噪声系数, $NF_2(X)$ 为模块 2 增益起控 $X\text{dB}$ 时(比最大增益减小 $X\text{dB}$ 时)的噪声系数 ($NF_2(0)$ 就是模块 2 增益最大时的噪声系数), NF_3 为模块 3 噪声系数, G_2 为模块 2 增益最大值。 A 与 Y 分别满足:

$$A = 10^{(NF+\Delta NF)/10} - 10^{NF/10} \quad (5)$$

$$Y = P_{in(noise)} - P_{in(weak)} \quad (6)$$

其中, NF 为无干扰情况下射频模块的噪声系数, ΔNF 为信号电平为 $P_{in(weak)}$ 时, 射频电路噪声系数显著恶化的判决门限(即是要求噪声系数的恶化不能超过 $\Delta NF(\text{dB})$)。

考虑接收机接收最强信号情况下, 当存在干信比为 J 的干扰(干扰功率为 $P_{jam-(strong)}$) 时, 只要 J 足够大, 则射频输入端口的功率可近似为:

$$P_{in(strong)}(\text{dBm}) + P'''_{in(noise)}(\text{dBm}) + P_{jam-(strong)}(\text{dBm}) \approx P_{jam-(strong)}(\text{dBm}) \quad (7)$$

此时的射频模块输入端口的功率 $P_{jam-(strong)}$ 比 $P_{in-(noise)}$ 高 $(J + DR_0 - Y)\text{dB}$, 其中信号动态范围 DR_0 (dB) 的定义满足:

$$DR_0 = P_{in(strong)} - P_{in(weak)} \quad (8)$$

参照文献[10]中的分析, 易知: 要模块 1 和模块 2 不饱和, 则 G_1 与 J 满足的约束条件可用隐函数 $G'_1(J)$ 表示为:

$$G'_1(J) = \min[P_{1-out(max)}, P_{2-in(max)}(J + DR_0 - Y)] - P_{in(strong)} - J \quad (9)$$

其中: $P_{1-out(max)}$ 为模块 1 输出 1dB 压缩点功率减去 6dB , 通常认为达到该指标前, 模块 1 位于线性区。模块 2 由于增益可调, 因此在不同的增益情况下, 其输入饱和功率是不一致的。定义 $P_{2-in(max)}(X)$ 为模块 2 增益比最大增益减小 $X\text{dB}$ 时的输入 1dB 压缩点功率减去 6dB , 通常认为达到该指标前, 模块 2 位于线性区。易证, 只要满足 $G'_1(Y) > G_1(Y)$, 则 $G'_1(J)$ 与 $G_1(J)$ 两个函数必有唯一交点, 证明过程可参考文献[10]附录。(4)式是保证调整 AGC 增益过程中, 噪声系数不显著恶化的约束条件, 显然, 满足其条件的点在曲线 $G_1(J)$ 上方; (9)式是保证射频电路不饱和的约束条件, 满足其条件的点在曲线 $G'_1(J)$ 下方。因此, 最大的干信比 J 的取值在两条曲线的交点上, 如图 2 所示, 交点坐标记为 $(J_{max}, G_{1(opt)})$ 。

在有干扰情况下, 为保证接收机正常工作, 且满足一定的精度指标, 要求解调解扩后的信噪比高于某一个固定的门限。在整个抗干扰的过程中, 一共有三个环节会导致信噪比的损耗: 其一是 AGC 增益调整使得射频模块噪声系数恶化, 其二是 ADC 采样位数压缩导致的信噪比损耗, 最后则是抗干扰算法本身所导致的信噪比损耗。干扰越强, 第二部分和第三部分所导致的信噪比损耗越高。由于本文只关注于分析第一部分对信噪比的影响, 因此只需在设计时, 为第二个部分与第三部分的影响留出一定的损耗余量即可。

只要模块 1 的增益取为 $G_{1(opt)}$, 则对于任意的输入信号功率 $P_{in(signal)}$, 只要满足: $P_{in(strong)} \geq P_{in(signal)} \geq P_{in(weak)}$, 可以证明: 射频电路都能保证接收机在存在干信比为 J_{max} 的干扰下正常工作。(这里需要说明一点: 射频电路本身是不能抑制干扰的, 所谓的射频电路能保证接收机在存在干信比为 J_{max} 的干扰下正常工作, 是指可以通过调整 AGC 的增益, 使得射频电路不发生饱和, 而且中频输出的载噪比高于某一个固定的门限, 使得接收机在抗干扰后仍能有足够的信噪比, 以实现测距精度指标)。本文不给出其详细

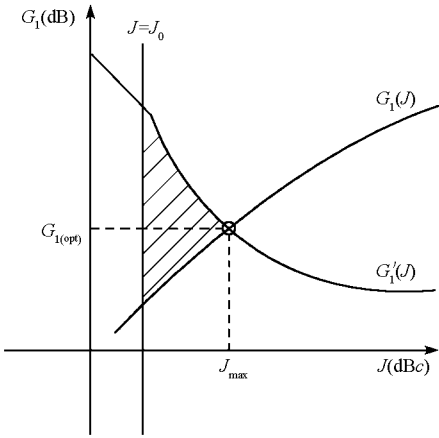
图2 采用通用AGC情况下, G_1 与 J 约束关系图

Fig. 2 The restriction between G_1 and J when used general AGC

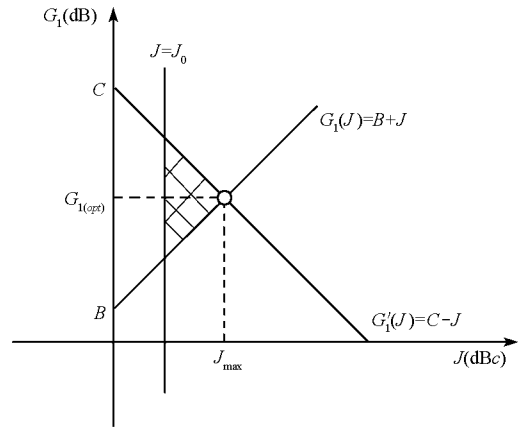
图3 采用纯衰减网络情况下, G_1 与 J 约束关系图

Fig. 3 The restriction between G_1 and J when used pure attenuator network

证明过程, 只从物理概念上给出直观理解: 首先, 在固定干信比为 J (dBc) 的情况下, 若功率比 $P_{in(\text{signal})}$ 强 J (dBc) 的干扰不能使射频电路饱和, 那么对于任意的 $P_{in(\text{signal})} \ll P_{in(\text{strong})}$, 功率比 $P_{in(\text{signal})}$ 强 J (dBc) 的干扰也不会使射频电路饱和; 其次, 接收机入口处的电平波动虽然由干扰所引起, 但在固定干信比为 J (dBc) 的情况下, 信号功率与干扰功率同步增强, AGC 增益调整所造成的噪声系数恶化的趋势低于信号功率增强的趋势, 故总能保证中频输出的信噪比高于所需的门限值。因此, 图2实际给出的是模块1增益 G_1 与接收机在整个强弱信号范围内能够抑制的干信比指标 J 的约束关系。在系统设计中要求干信比 J 大于某一常数 J_0 情况下, 满足要求的 G_1 与 J 的取值就如图2中阴影部分所示。而只要 AGC 芯片的增益调整范围足够大, 则一定可以取到最大干信比 J_{\max} , J_{\max} 与相应的 $G_{1(\text{opt})}$ 的位置对应于图2中的空心点。上述分析的意义在于能够快速指导方案设计, 避免出现设计失误。具体的设计步骤和推广分析与文献[10]类似, 此处不再赘述。

1.3 采用纯衰减网络 AGC 情况下的推广

针对纯衰减网络 AGC, 一般有: $P_{2-\text{in}(\text{max})}(J + DR_0 - Y) > P_{1-\text{out}(\text{max})}$, 如 Hittite 公司的数控衰减器 HMC472LP4 的 0.1dB 压缩点为 20dBm^[11], 其 $P_{2-\text{in}(\text{max})}(J + DR_0 - Y)$ 指标在 14dBm 以上。又 $NF_2(0) = -G_2, NF_2(J - Y) = -G_2 + J - Y$ 。化简(4)式与(9)式, 有:

$$G_1(J) = -10\lg A + NF_3 + 10\lg(10^{(J-Y)/10} - 1) - G_2 \quad (10)$$

$$G'_1(J) = P_{1-\text{out}(\text{max})} - P_{in(\text{strong})} - J \quad (11)$$

若能满足: $10^{(J-Y)/10} \gg 1$, 则(10)式近似为:

$$G_1(J) = -10\lg A + NF_3 + J - Y - G_2 \quad (12)$$

令

$$B = -10\lg A + NF_3 - G_2 - Y \quad (13)$$

$$C = P_{1-\text{out}(\text{max})} - P_{in(\text{strong})} \quad (14)$$

G_1 与 J 的约束关系简化如图3所示。采用纯衰减网络 AGC 时, 用求解两条直线的交点代替了解两条曲线的交点, 大大减少了工作量。有

$$J_{\max} = [P_{1-\text{out}(\text{max})} - P_{in(\text{strong})} + 10\lg A - NF_3 + G_2 + Y]/2 = (C - B)/2 \quad (15)$$

$$G_{1(\text{opt})} = J_{\max} + NF_3 - 10\lg A - G_2 - Y = (C + B)/2 \quad (16)$$

(15)式得出了采用纯衰减器 AGC 的情况下, 提高射频电路抗干扰动态范围的方法。一旦系统给定, 则 A 、 $P_{in(\text{strong})}$ 和 Y 等电路参量均为定值, 要提高 J_{\max} , 应从提高 $P_{1-\text{out}(\text{max})}$ 、降低 NF_3 以及增大 G_2 等三个方面入手。若上述参数已选定, 由(15)和(16)式则可快速得到 J_{\max} 与 $G_{1(\text{opt})}$ 。

值得特别注意的是: 本文的图 2 和图 3 与文献[10]中的图 2 与图 3 在形式上一致, 但其物理含义是不一样的, 函数 $G'_1(J)$ 的定义也是不同的。下面以图 3 为例予以说明。文献[10]中的图 3 是输入信号功率不变, 给定噪声系数恶化门限, 要求能够尽可能大的抑制干扰功率; 而本文中图 3 描述的则是随着干扰功率的增大, AGC 电路的噪声系数逐渐增大, 但同时信号功率也在增大, 对接收机噪声系数的恶化起到了一定的补偿作用。显然, 后者能够抑制的干扰功率更大。从(15)式中也可以看出, 假如将最强信号 $P_{in(strong)}$ 增加 Z dB, 则 J_{max} 会减少 $Z/2$ dB, 但能抑制的最大干扰电平会提高 $Z/2$ dB。这也就是说, 提高最强信号功率, 能够提高接收机的抗干扰性能, 这与直观的理解也是一致的。如果令 $P_{in(strong)} = P_{in(weak)}$, 则本文的分析退化为文献[10]中仅考虑弱信号接收场景下的分析。因此可以说, 文献[10]仅是本文分析的一个特例而已。同理, 本文的分析也可以直接应用到仅考虑强信号接收场景下的抗干扰接收机的分析, 此处不再赘述。

按文献[10]中的分析方法易知: 只要 $(J - Y) > 13$ dB, 那么(12)式近似产生的误差在 1.2×10^{-1} dB 以内, 这在工程上是完全可以忽略不计的。

2 设计实例分析

在某项目中, 接收信号带宽 $B_n = 20$ MHz, 室温条件下 (20°C), 要求无干扰时接收机 NF 为 2dB, 用 dB 表示的接收机入口处噪声电平为: $P_{in} = (KT_s B_n = -100\text{dBm})$ 。其中: K 为波尔兹曼常数, T_s 为室温条件下接收机的等效噪声温度, B_n 为接收频段带宽。要求最弱信号为 -120 dBm, 最强信号为 -84 dBm, 则 $Y = 20$ dB。要求在整个信号动态范围内, 接收机能够抑制干扰的干信比 $J \geq 35$ dB。接收最弱信号情况下, 后端载噪比为 53 dBHz, 假如要求抗干扰后解调的载噪比门限高于 42 dBHz, 为 ADC 动态有效位压缩及抗干扰算法留出 8 dBHz 的载噪比损耗余量, 则 AGC 调整过程中允许的载噪比损耗为 $53 - 42 - 8 = 3$ dBHz, 对应的最大噪声系数恶化量 ΔNF 为 3 dB。此时, $A = 1.6$ 。选定器件 $P_{out(max)}$ 为 0 dBm, 有: $C = 84$ dB。选定衰减器 $G_2 = -2$ dB, $NF_3 = 7$ dB, 有: $B = -13$ dB。代入(15)式和(16)式, 有: $J_{max} = 48.5$ dB, $G_{1-out} = 35.5$ dB。这说明只要设计合理, 完全能够在整个信号动态范围内实现 35 dB 的干信比指标。考虑留有一定的设计余量, 且设计方便, 实际按照 $J = 40$ dB, $G_1 = 36$ dB 进行设计。将按该方案设计的电路在整机中实际测试, 测试结果表明, 接收机能够在整个信号动态范围内, 实现对干信比为 35 dB 的干扰进行有效抑制。

3 结束语

本文针对强弱信号同时接收的应用背景, 在给定后端载噪比解调门限的条件下, 给出了求解最大干信比及对应增益划分的设计方法, 该设计方法不仅适用于大动态范围接收机, 也同样适用于通用接收机设计。

参考文献:

- [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.
- [2] Choong Y, Seung K D, Ku W S, et al. An AGC Design of Mobile Cellular System[C]//IEEE Proceeding of Vehicular Technology Conference. Los Angeles, 2004, 3: 2134-2137.
- [3] He F Y, Duan X Z, Su S, et al. Research on AGC Robust Control Over Communication Network[C]//IEEE Proceeding of Industry Application Conference, Wuhan, China, 2005, 3: 2068-2074.
- [4] Vanderperren Y, Leus G, Dehaene W. An Approach for Specifying the ADC an AGC Requirements for UWB Digital Receivers[C]//IET Seminar on Ultra Wideband Systems, Technologies and Applications, London, 2006: 196-200.
- [5] Chen X T, Zhao G D, Jin P, et al. QPSK/OQPSK Signal Detection With IF AGC on LEO Satellite[C]//Proceeding of International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies for Wireless Communications, Hangzhou, China, 2007: 1179-1182.
- [6] 曹鹏, 费元春. 大动态宽带数字中频 AGC 系统的设计[J]. 北京理工大学学报, 2003, 23(5): 613-616.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [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 增刊, 26: 659-665.
- [11] Hittite Microwave Corporation. HMC472LP4/HMC472LP4E: 0.5dB LSB GaAs MMIC 6-Bit Digital Positive Control Attenuator, DC-3GHz[EB/OL]. http://www.Hittite.com, 2002.