

高灵敏度自动增益控制接收机群时延波动畸变的预判分析

李 斌^{1,2}, 苏嘉琪², 陈国伟², 朱渝萍², 李 韵²

(1. 西北工业大学电子信息学院, 陕西西安 710129; 2. 西安空间无线电技术研究所, 陕西西安 710100)

摘 要: 随着高性能卫星测控技术、导航技术、深空探测技术的发展以及宽带扩频等技术的大量应用, 对星载高灵敏度自动增益控制接收机群时延波动指标的要求也越来越严格. 而在工程实践中, 高灵敏度接收机的某些微波特性会导致群时延波动的畸变. 本文通过分析微波高灵敏度接收机自动增益控制环路的变化及干扰、反射、微波泄露等实际的工况, 对群时延波动进行了估算, 推导出了其畸变的预判公式, 得出了自动增益控制接收机群时延波动畸变的预判依据. 最终, 本文通过对星载 L 频段高灵敏度导航接收机实例分析和设计, 将其自动增益控制环路中可调衰减器群时延调整为 8.7 ps, 小于 18.6 ps 的指标; 内部电磁泄露空间隔离度为 -60 dB, 优于 -46 dB 的指标; 驻波比为 1.5, 优于 2.2 的指标; 镜频抑制为 25 dBc, 大于所需的 20.8 dBc 的指标. 经系统联试验证, 群时延波动畸变小于 1 ns, 说明针对高灵敏度自动增益控制接收机群时延波动畸变的预判分析方法及结果正确, 对其工程设计、器件选取具有重要的指导意义.

关键词: 卫星; 高灵敏度; 自动增益控制; 接收机; 群时延波动畸变

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(No.12175176); 国家级重点实验室基金(No.6142411205202)

中图分类号: TN850.3

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2023)08-2011-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20211606

Prejudgment and Analysis of the Distortion of Group Delay Ripple for High-Sensitivity Automatic Gain Control Receiver

LI Bin^{1,2}, SU Jia-qi², CHEN Guo-wei², ZHU Yu-ping², LI Yun²

(1. Electronic Information College, Northwestern Polytechnical University, Xi'an, Shaanxi 710129, China;

2. Xi'an Institute of Space Radio Technology, Xi'an, Shaanxi 710100, China)

Abstract: With the development of high-performance satellite measurement and control technology, navigation technology, deep space exploration and wide applications of broadband spread-spectrum technology, strict requirements are put forward for the distortion of group delay ripple for the spaceborne high-sensitivity automatic gain control receiver. But in engineering practice, due to some microwave characteristics of the high-sensitivity receiver, there may be distortion in group delay ripple. By analyzing the distortion caused by the variation of automatic gain control loop and its microwave leakage, reflection and mirror frequency interference, the approximate analysis formula in the worst case is deduced, and the prediction basis of group delay distortion is given. Through the analysis and design of spaceborne L-band high-sensitivity navigation receiver, the group delay change of adjustable attenuator in the automatic gain control loop is 8.7 ps, less than the index 18.6 ps; the spatial isolation of internal electromagnetic leakage -60 dB is better than the index -46 dB; the standing wave ratio of 1.5 is better than the index 2.2, and the mirror frequency suppression of 25 dBc is greater than the required 20.8 dBc. Finally, the system test shows that the group delay ripple distortion is less than 1 ns, which proves that the prejudgment method and results for the group delay ripple distortion of high-sensitivity automatic gain control receiver are correct, which has important guiding significance for its engineering design and device selection.

Key words: satellite; high sensitivity; automatic gain control; receiver; distortion of the group delay ripple

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.12175176); State Key Laboratory Fund (No.6142411205202)

1 引言

在卫星测控、导航定位、深空探测中,均采用了各种频段的微波高灵敏度接收机接收测控、导航信号. 由于卫星距离远,微波信号动态范围大,接收机灵敏度高,通常采用自动增益控制(Automatic Gain Control, AGC)接收机,其除了能实现对微波信号的放大、变频和高灵敏接收外,也能够实现对接收信号进行自动增益补偿^[1-5]. 随着卫星测控技术对灵敏度要求的提升、高精度导航技术和深空探测技术的发展以及宽带扩频等技术的大量应用,对星载高灵敏度自动增益控制接收机群时延波动指标提出了严格要求^[6-8]. 群时延反映了卫星接收链路传输卫星信号的时间延迟及信号失真^[9-12]. 群时延在工作频段内随频率的波动是测控、导航、探测等星载微波系统中的重要指标,在传统接收机的数学理论模型中取决于链路中的滤波器,但在工程实践中接收机的某些微波特性会导致群时延波动存在畸变,影响着信号的传输质量^[12-16]. 针对群时延波动畸变等的分析经历了从单向时延到组合时延的变化. 这些分析及测定技术利用 1 PPS 作为测量起始点,然后对接收机收到的信号进行解调处理,产生周期信号,其时延就可由系统接收信号到 1 PPS 信号触发的时延来确定和校准. 这些技术和分析使用了编码校对等结合基带处理的方法^[17-21],并未针对高灵敏度接收机自身特性进行理论分析,这也是现有方法的不足之处. 随着微波技术的发展,人们逐渐对接收设备自身的群时延特性开始了探索分析,但仍然局限在通过对电路时延响应随温度漂移等经验值来进行估算的方法上^[17,18].

本文通过分析由微波接收机自动增益控制部件调节变化及其微波泄露、反射、干扰等造成的群时延波动畸变,分别推导出了 AGC 环路变化、AGC 放大器电磁泄露、AGC 链路射频驻波、接收机镜频干扰等在最差情况下的群时延波动近似公式,给出了微波自动增益控制接收机群时延波动畸变的预判依据. 最终本文通过对某高灵敏度导航接收机进行群时延波动畸变的预判分析,得出了可调增益器件群时延变化、电磁泄露隔离度、驻波、镜频抑制等设计依据.

2 理论分析

星载接收机在微波信号接收的过程中,由于距离远,灵敏度要求高,因此微波信号动态范围通常较大,造成接收信号的功率变化常常较大. 为了保证接收机能够正常工作,首先需要对微波测控、导航等信号进行放大和变频,然后需要对接收链路进行自动增益控制. 通常采用检波器提取微波信号大小,然后反馈给微波链路中的可调衰减器,从而实现中频输出信号功率的

稳定,如图 1 所示.

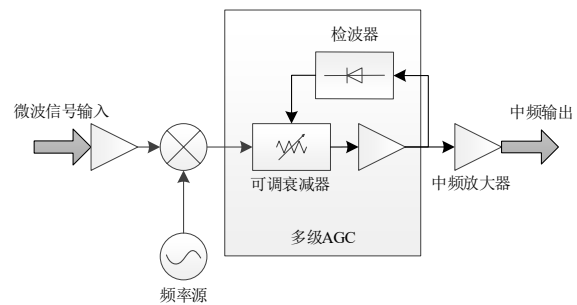


图1 微波自动增益控制接收机原理框图

群时延是该接收机的重要指标,其定义为群信号通过线性网络时信号整体产生的时延,它是接收机二端口网络传输函数的重要参数,可以由相位对频率的导数计算得出:

$$\tau_g = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} \quad (1)$$

其中, τ_g 为接收机的群时延; ω 表示接收机的工作频率; $\varphi(\omega)$ 表示该通道相位随频率变化的特性,即相频特性. 群时延对于宽带信号而言,并不是其中某一个频率分量的时延,而指的是整个带内信号;群时延波动即群时延在工作带宽内随频率的波动,表征了卫星接收链路相位的线性失真程度. 在高精度、高性能的卫星测控、导航定位、深空探测的应用中,对于采用自动增益控制的微波接收机,由微波接收机自动增益控制部件调节变化及其微波泄露、反射、干扰等造成的群时延波动畸变问题更为突出,非理想群时延波动对高精度测距、卫星导航等系统的影响要大于非理想的幅频特性,其影响因素包含 AGC 环路变化、AGC 电磁泄露、AGC 链路驻波、AGC 镜像频率干扰、AGC 链路温度变化等. 其中 AGC 链路随温度而发生的变化主要是由于其中的最窄带滤波器随温度而特性变化,导致窄带滤波器的群时延波动发生了畸变,因此 AGC 链路的中频卡带滤波器需要选用群时延特性相对稳定的滤波器,例如在后文实例中选用了空芯电感制备的 LC 滤波器,其群时延波动特性在卫星工作温度下的变化就可以忽略不计了. 下面将针对其他不能忽略的影响因素进行理论分析,并推导出以上各因素带来的畸变近似公式.

2.1 AGC 环路变化的影响

当输入接收机的微波信号幅度有较大变化时,需要自动检测信号功率,通过不断调整放大的幅度以确保稳定的输出信号. 在 AGC 控制环路中,通常利用功率检波后的电平生成负反馈信号,调节可变增益放大器或可调衰减器,从而使瞬时变化相对于输入信号强度的对应增益或衰减,达到输出功率稳定. 这样就使原

传输信号内需要叠加一份有可变增益器件带来的波动影响,如图2所示.

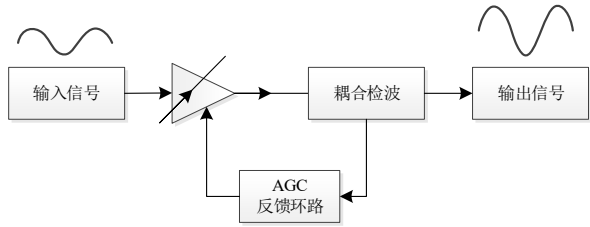


图2 AGC 环路变化的影响

AGC 开环时传输路径的系统响应为线性相位,假设此时其群时延为常数 τ_0 ,接收机开环增益为 G ,工作频率为 ω . 则该接收机 AGC 放大链路开环时的系统响应可表示为

$$S_{open}(j\omega) = Ge^{-j\omega\tau_0} \quad (2)$$

那么反馈环路带来变化的响应可表示为

$$S_{back} = \alpha Ge^{-j[\omega\tau_0 + \Delta\phi(\omega)]} \quad (3)$$

其中, α 为 AGC 增益变化比,即增益调整变化值与原增益的比值; $\Delta\phi(\omega)$ 为可变增益器件调节后的相位变化情况,其导数 $\Delta\phi'(\omega)$ 为可变增益器件变化后的群时延变化情况.

由式(2)和式(3)可以得出最终接收机的瞬时响应为

$$S_{out} = G(1 - \alpha e^{-j\Delta\phi(\omega)})e^{-j\omega\tau_0} \quad (4)$$

那么其群时延 τ_g 可由式(4)得到:

$$\tau_g = -\frac{d\phi(S_{out})}{d\omega} \quad (5)$$

因此其群时延畸变恶化的变化量为

$$\begin{aligned} \Delta\tau &= \left| -\frac{d\phi(S_{out})}{d\omega} - \tau_0 \right| \\ &= \left| \frac{\alpha^2 \Delta\phi'(\omega) - \alpha \Delta\phi'(\omega) \cos(\Delta\phi(\omega))}{1 + \alpha^2 - 2\alpha \cos(\Delta\phi(\omega))} \right| \end{aligned} \quad (6)$$

此外,AGC 增益变化比 α 对应了微波接收机增益变化值,又因实际工程实践中通常微波 AGC 采用在放大器基础上调节可控衰减器的方式,其实际变化值最大不超过接收机实际工作的动态范围要求 ΔG ,故其值为

$$\alpha_{max} = \frac{G_{max} - G_{min}}{G} \quad (7)$$

其中, G_{max} 为 AGC 最大增益; G_{min} 为 AGC 最小增益. 通常工程实践中采用 dB 作为增益和动态范围的单位,因此可得

$$\alpha_{max} = \frac{10^{\frac{G[\text{dB}]}{10}} - 10^{\frac{G[\text{dB}] - \Delta G[\text{dB}]}{10}}}{10^{\frac{G[\text{dB}]}{10}}} \quad (8)$$

由于实际电路实现中增益可变器件调节后的相位变化较小且随频率变化量级不大,且 $\alpha^2 >$

$[\alpha \cos(\Delta\phi(\omega))]^2$, 因此群时延波动畸变值随着增益变化比调整的过程中最差情况下近似为

$$\Delta\tau < \Delta\tau_{max} \approx \frac{\alpha_{max} \cos(\Delta\phi(\omega))}{1 - \alpha_{max} \cos(\Delta\phi(\omega))} \Delta\phi'(\omega) \quad (9)$$

若系统期望的接收机群时延波动畸变指标为小于 τ_{obj} , 则由式(9)可得,当 AGC 设计满足式(10)时,群时延波动畸变的指标就一定能够满足目标值 τ_{obj} .

$$\Delta\phi'(\omega) < \left[\frac{1}{\alpha_{max} \cos(\Delta\phi(\omega))} - 1 \right] \times \tau_{obj} \quad (10)$$

更进一步地,通常微波接收机增益变化时其相位变化通常不会大于 20° . 可调衰减器通常提供某频率处附加相移均方根指标 $\Delta\phi_{RMS}$ [degree] (单位为 $^\circ$), 因此最终可由式(10)得出微波接收机设计时选择的可调衰减器附加相移指标需满足式(11), 以此作为接收机群时延波动畸变的预判分析.

$$\Delta\phi_{RMS} [\text{degree}] < \frac{\sec(20^\circ) - 1 + 10^{\frac{-\Delta G[\text{dB}]}{10}}}{1 - 10^{\frac{-\Delta G[\text{dB}]}{10}}} \times \frac{180\omega\tau_{obj}}{\pi} \quad (11)$$

2.2 AGC 电磁泄漏带来的影响

微波接收机内部通常难以做到完全隔离,在集成度越来越高的星载接收机产品中,电磁信号因电磁场传输的不连续性充斥在接收机内部空间之中,例如某些微带结构与芯片电路互联的不匹配部位会成为电磁泄漏的激励源,其泄露的电磁信号在接收机内部经过腔体的传输耦合,沿着寄生的泄露路径重新进入高灵敏度接收机工作路径中,与沿着正常直通路路径的电磁信号相叠加,导致该信号在泄露频率处的群时延发生变化,造成群时延波动指标产生畸变,如图3所示. 将接收机内沿着直通路正常传输的信号响应表示为 $S(j\omega)$, 沿泄露路径叠加进来的电磁泄露表示为 $S_m(j\omega)$, 该泄露耦合进入工作路径后,使叠加产生的信号响应 S_{out} 群时延波动指标发生畸变.

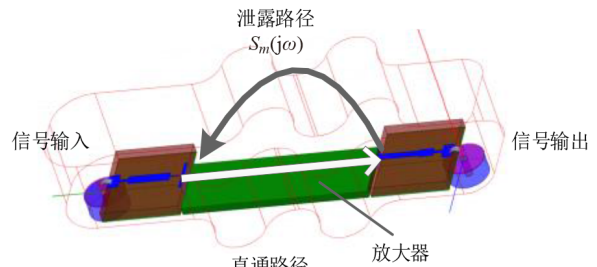


图3 微波 AGC 接收机内部电磁泄漏信号示意图

$S(j\omega)$ 如式(2)所示. 若信号泄露处到输出端口处的隔离度为 β , 则泄露信号的传输可表示为

$$S_m(j\omega) = \beta G e^{-j\varphi_m(\omega)} \quad (12)$$

泄露的电磁信号叠加进电路后的最终输出信号响应为

$$S_{out} = G e^{-j\omega\tau_0} + \beta G^2 e^{-j\varphi_m(\omega)} \quad (13)$$

那么其群时延可由式(1)计算得出:

$$\tau_g = -\frac{d\varphi(S_{out})}{d\omega} \quad (14)$$

故由内部电磁泄露信号带来的群时延波动指标畸变为

$$\Delta\tau = \left| \frac{\beta^2(\varphi'_m - \tau_0)G^2 + \beta(\varphi'_m - \tau_0)\cos(\omega\tau_0 - \varphi_m)G}{1 + \beta^2G^2 + 2\beta\cos(\omega\tau_0 - \varphi_m)G} \right| \quad (15)$$

其中, φ'_m 是泄露路径的群时延, 其绝对值实际上与具体泄露路径相关. 当泄露路径导致 $\omega\tau_0$ 与 φ_m 相差 180° 时, $\Delta\tau$ 最大, 另外因为信号经空间泄露后, 其响应常与链路中放大器增益相差数量级, 所以可以将 β^2 近似为零, 因此群时延波动畸变的最大值近似为

$$\Delta\tau_{max} \approx \left| \beta \frac{G}{1 - \beta G} (\varphi'_m - \tau_0) \right| \quad (16)$$

在微波电路设计中, 需要 AGC 放大电路保证不能自激, 因此要至少保障电磁泄露信号造成的反馈必须是负反馈. 如图 4 所示, 例如一个增益 40 dB 的微波放大器, 其隔离度至少要高于 -40 dB 才能保证反射泄露信号的幅度再次经过放大器放大后满足

$$\left| \beta G^2 e^{-j\varphi_m(\omega)} \right| < \left| G e^{-j\omega\tau_0} \right| \quad (17)$$

即

$$\beta G < 1 \quad (18)$$

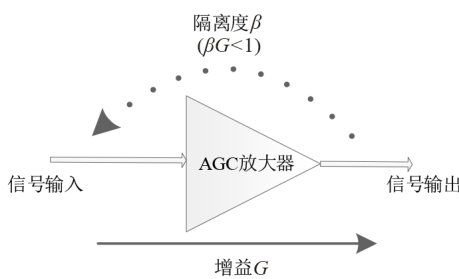


图4 AGC放大电路负反馈示意图

此外, 在实际电路设计中, AGC 放大电路内存在多个泄露点, 在其隔离度相当的情况下, 群时延波动畸变的最大值为

$$\Delta\tau_{max} \approx \beta \frac{G}{1 - \beta G} \left| \varphi'_m - \tau_0 \right|_{max} \quad (19)$$

若我们期望的群时延波动畸变小于目标值 τ_{obj} , 则当

$$\Delta\tau_{max} < \tau_{obj} \quad (20)$$

时, 由 AGC 内部电磁泄露带来的群时延波动畸变必定

能够满足系统需求; 由式(19)和式(20)可得到对接收机内部隔离度的指标要求如下:

$$\beta[\text{dB}] < -G[\text{dB}] + 20\lg \frac{\tau_{obj}}{\left| \varphi'_m - \tau_0 \right| + \tau_{obj}} \quad (21)$$

2.3 链路驻波带来的影响

AGC 链路驻波反映了输入信号和输出信号的比值. 输入 AGC 接收机的信号和反射出来的信号相叠加, 会在工作带宽内形成随频率变化的波动, 使原群时延波动产生与链路驻波相关的畸变, 如图 5 所示. 当 AGC 接收机工作频率、灵敏度较高时, 便不能忽略链路驻波的影响.

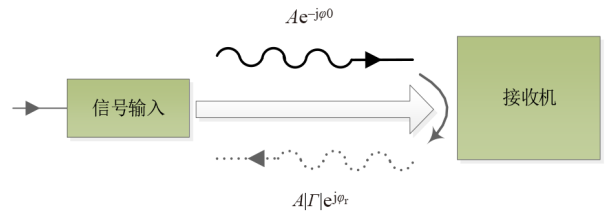


图5 驻波对群时延波动的影响

考虑链路驻波后的输入信号如式(22)所示:

$$S_{in} = A e^{-j\omega\tau_0} + A |\Gamma| e^{j\varphi_r(\omega)} \quad (22)$$

其中, A 表示信号的幅度; τ_0 表示群时延常数; Γ 表示反射损耗.

由式(1)和式(22)可以得出该信号的群时延如下:

$$\tau_g = -\frac{d\varphi(A e^{-j\omega\tau_0} + A |\Gamma| e^{j\varphi_r(\omega)})}{d\omega} \quad (23)$$

可通过对其工作带宽内最大与最小值作差求出其群时延波动, 此时的波动会因为叠加反射信号而产生畸变, 所以 AGC 链路的驻波大小反映了群时延波动的畸变大小.

正常的微波电路设计中反射损耗 Γ 很小, 因此其二次幂 Γ^2 约等于零, 可得出其畸变的预判公式如下:

$$\Delta\tau_{max} \approx \frac{|\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \left| \varphi'_r - \tau_0 \right| \quad (24)$$

其中, φ'_r 为反射路径的群时延. 可以看出, 当驻波越差反射越大时, 群时延的畸变越剧烈. 进一步可得接收机 AGC 链路的输入反射损耗的指标要求为

$$|\Gamma| < \frac{\tau_{obj}}{\left| \varphi'_r - \tau_0 \right| + \tau_{obj}} \quad (25)$$

可得驻波为

$$\text{SWR} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (26)$$

故 AGC 链路驻波需满足

$$\text{SWR} < 1 + \frac{2\tau_{obj}}{\left| \varphi'_r - \tau_0 \right|} \quad (27)$$

在去嵌后的理想放大器模型下,假设反射信号与入射信号相位差大约为 180° ,可进一步得到不考虑 AGC 输入输出互联传输线的群时延波动畸变最大值如式(28)所示,供工程设计预判分析使用.

$$\Delta\tau_{\max} \approx \frac{\pi(\text{SWR} - 1)}{2\omega} \quad (28)$$

2.4 镜频干扰信号对群时延波动的影响

高灵敏度星载微波接收机通常采用变频的方式接收处理卫星收到的微波信号,因此当接收机的本振与干扰信号的频率差等于工作频率与本振的频率差时,该镜像频率干扰信号会被接收机内部混频器搬移至中频信号的工作带宽内,对中频信号群时延波动带来畸变,如图6所示,可用与上述章节相同的方法分析其叠加后的畸变.

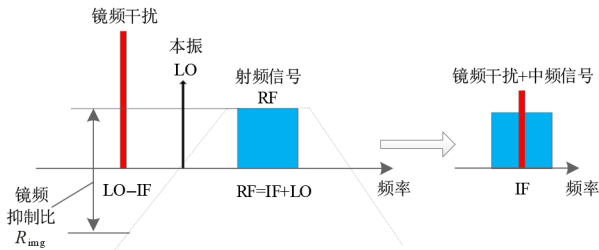


图6 镜频干扰信号的影响

接收机前端一般都会对镜像频率进行滤除,如图6虚线所示,但被抑制后仍剩余小幅镜频信号通过混频器搬移到中频,导致中频信号群时延波动发生畸变.下面给出了最差情况下群时延波动的畸变情况:

$$\Delta\tau_{\max} \approx \frac{R_{\text{img}}}{1 - R_{\text{img}}} \tau_d \quad (29)$$

其中, τ_d 为有用信号与镜频干扰信号的时延差; R_{img} 表示混频前滤波器对干扰信号的抑制值. 因此,对高灵敏度接收机镜频抑制的要求为

$$R_{\text{img}}[\text{dB}] < 20\lg \frac{\tau_{\text{obj}}}{\tau_d + \tau_{\text{obj}}} \quad (30)$$

3 实例分析与验证

以 L 频段星载高灵敏度自动增益控制导航接收机为例进行实例分析和验证:该接收机工作于 1.6 GHz,采用自动增益控制链路提高灵敏度和动态范围,导航系统分析后要求群时延波动畸变小于 1 ns,此时对系统性能无影响.下面使用本文针对群时延波动畸变的预判方法和公式估算该接收机 AGC 环路中可调衰减器的参数要求、AGC 内部电磁泄漏隔离度、链路驻波和镜频干扰抑制的设计指标,指导其工程设计.

3.1 AGC 环路中可调衰减器的参数设计

该接收机开环增益 40 dB,该接收链路要求 AGC 可

控动态范围 22 dB,同时星载接收机在工作温度变化时的增益变化约 3 dB,按照系统需求实际工作中该接收机增益的最大变化约为 25 dB.在工程设计中采用可调衰减器完成增益控制,根据式(10)的计算结果,可以得出该可调衰减器在各频率处时延变化的极限要求,如图7所示,该 AGC 链路中所用的可调衰减器在衰减值变化时的时延变化要小于 18.6 ps.

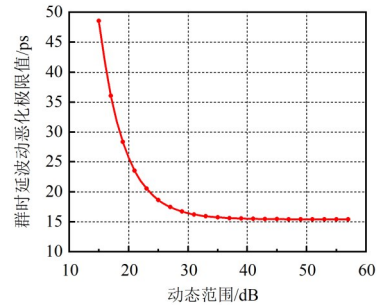


图7 可调衰减器时延变化的极限要求

同理,由式(11)可得出对该可调衰减器在 1.6 GHz 处附加相移指标的要求为小于 10.7° ,经评估可选用中国电子科技集团第 13 研究所的多款国产可调衰减器,其衰减变化时的附加相移约为 5° 以内,因此选用该可调衰减器可满足此项要求.

3.2 AGC 内部电磁泄漏隔离度设计指标

该接收机外形尺寸约为 100 mm × 100 mm,电磁波在该尺寸的空间内反射传输,箱体中泄露信号与工作信号的群时延差约为 0.1~1 ns,根据式(21)可计算出其内部电磁泄露的空间隔离度极限要求,AGC 内部电磁泄漏隔离度应在极限值曲线之下,其设计指标不能差于 -46 dB,如图8所示.

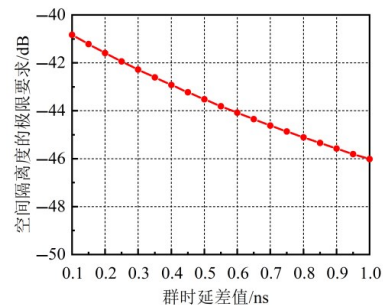


图8 接收机内部空间隔离度

AGC 内部电磁泄漏隔离度与腔体设计高度相关,因此建立三维实物模型,利用电磁场仿真分析计算该 AGC 导航接收机腔体内的电磁场隔离度,如图9和图10所示.

由图8至图10可得,在 1.6 GHz 工作频率处,该接

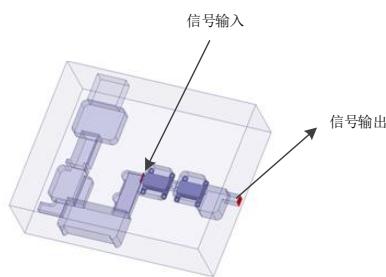


图9 隔离度电磁仿真模型

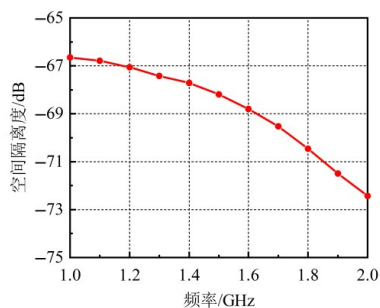


图10 隔离度电磁仿真结果

收机空间隔离度约为 -67.9 dB, 满足空间隔离度的极限值, 因此腔体内部泄露的电磁信号沿空间耦合叠加造成的畸变满足系统所提的 1 ns 指标要求。

3.3 AGC 链路驻波设计指标

该接收机端口处采用同轴接头与微带过渡线进行微波信号传输与互联过渡, 反射信号时延差包括互联过渡时延和发射自身带来的相位翻转, 当设计需满足 1 ns 畸变指标时, 由式(27)可得, 驻波应位于图11所示互联过渡时延曲线的下方。

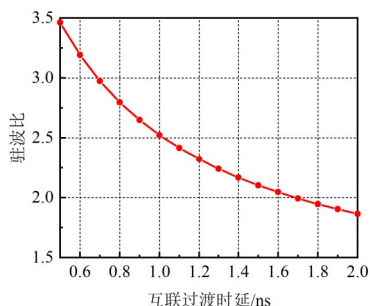


图11 驻波比与互联过渡时延

该接收机同轴接头选用富士达厂生产的SMA-KFD9同轴接头, 其搭接后实测时延约 0.5 ns; 微带过渡线为介电常数为 9.9 的 Al_2O_3 陶瓷基板, 尺寸为 $19\text{ mm} \times 5\text{ mm} \times 1\text{ mm}$, 微带线宽度为 0.98 mm , 通过三维电磁场仿真可计算出其在 1.6 GHz 处的入射传输时延约为 0.16 ns , 如图12所示。因此入射后再反射的双程总时延约为 1.32 ns , 由图11可知其驻波比需小于 2.2 。

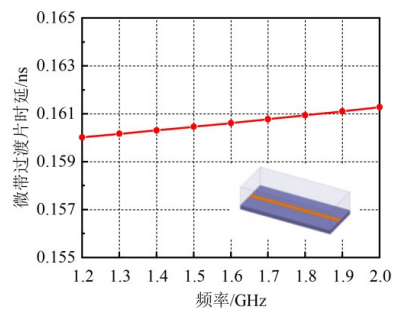


图12 微带过渡片时延

3.4 高灵敏度接收机镜频抑制设计指标

最后, 在该自动增益控制接收机镜频频段范围内, 卫星有效载荷其他分系统中存在一个发射功率与地面上行信号相当的干扰源, 根据该发射机在卫星载荷舱的布局距离可评估其时延量级约为 10 ns , 接收机前端通过滤波器实现对干扰的抑制; 则由式(30)可预估出接收机需要对镜频频率的抑制 $R_{\text{img}} < -20.8\text{ dBc}$, 即接收机的镜频抑制指标不能差于 20.8 dBc 。接收机为了实现较高的灵敏度, 同时需要在混频前滤除自身低噪声放大器产生的镜频底噪, 避免噪声系数因混叠恶化, 该接收机镜频抑制能够满足大于 25 dB 以上, 所以镜频抑制滤波器对镜频信号的抑制已经达到了群时延波动畸变的指标要求。

3.5 实物研制验证

依据所述针对该接收机群时延波动的分析和预判要求研制了实物, 如图13所示。其AGC环路中可调衰减器选用中国电子科技集团第13研究所的 $1\sim 2\text{ GHz}$ 国产可调衰减器, 调节时附加相移小于 5° , 群时延变化小于 8.7 ps 。该衰减器通过金丝键合的方式级联在电路之中, 其实物如图14所示。



图13 高灵敏度AGC产品实物照片

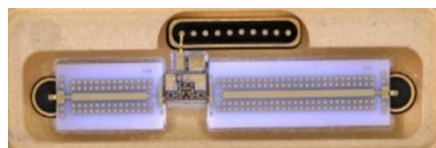


图14 可调衰减器实物图

该接收机内部电磁泄露空间隔离最大处小于 -60 dB , 腔体顶部有小盖板由边沿处螺钉紧固, 其实物

如图 15 所示,按照图 9 所示的位置,对其隔离度的探测结果如图 16 所示,小于 -67 dB.

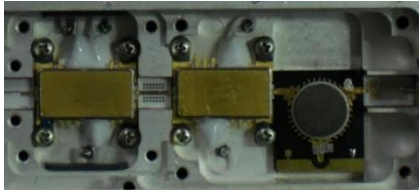


图 15 内部腔体设计

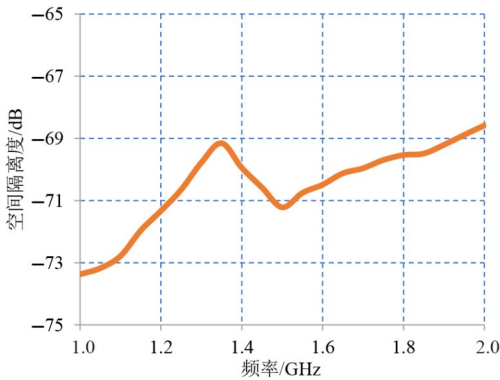


图 16 腔体隔离度探测结果

通过增加调试小岛进行金丝键合调试后,使输入输出驻波比优于 1.5,调试小岛靠近互连带接处,最终调试后如图 17 所示.



图 17 调试小岛压接实物图

链路中选取的镜频抑制滤波器曲线如图 18 所示,其镜像频率输入处的抑制值约为 25.2 dBc.

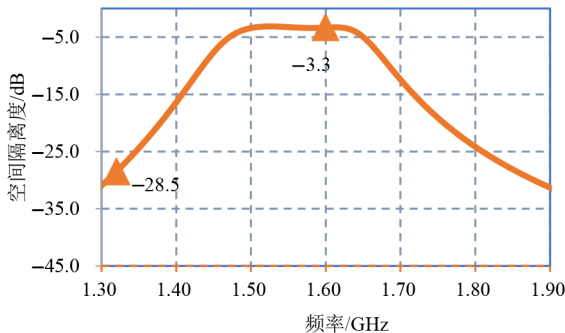


图 18 镜频抑制滤波器抑制曲线

中频卡带滤波器则选择温度特性较为稳定的 LC 滤波器,其实物如图 19 所示.

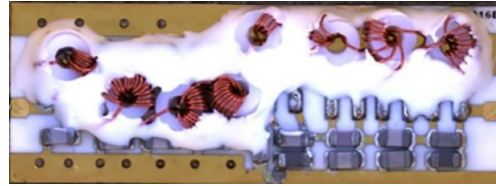


图 19 中频卡带 LC 滤波器

该自动增益控制接收机经导航分系统联试评估,接收机群时延波动畸变如图 20 所示,约为 0.3 ns,满足指标要求的 1 ns.

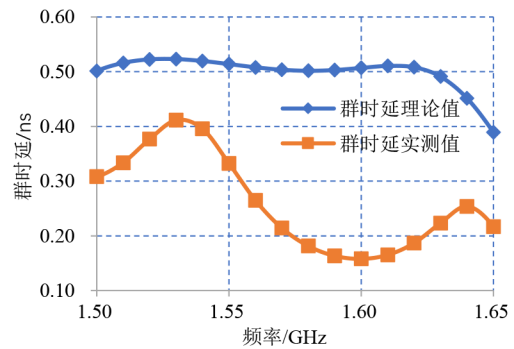


图 20 接收机群时延波动畸变结果

如果接收机不进行本文所述的群时延波动畸变分析,未对以上关键部位进行控制,在实物上松动内部腔体盖板的紧钢螺钉(存在腔体缝隙增大了电磁泄露)、去除输入驻波位置的调试金丝、短接镜频抑制滤波器各耦合线后,测试得到未受本文分析指导的原有模型下的群时延畸变结果如图 21 所示,其畸变恶化值约为 1.52 ns,与图 20 中对预判位置进行了指标调试、器件控制的性能相比恶化较为明显.

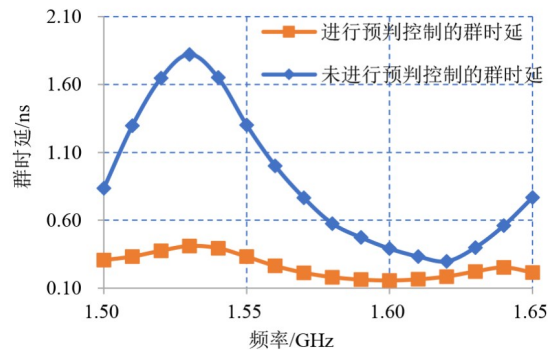


图 21 未进行预判控制的接收机群时延波动畸变结果

3.6 实测性能分析比对

在群时延波动的性能方面,之前的研究通常仅考虑滤波器的相位频率响应给传输信号等引入的相位时

延变化,从而分析造成的系统误差,此外由非线性等其他因素引入的时延波动偶尔会被提到.在时延波动上的分析方法主要还是通过对电路时延响应随温度的漂移等经验值来估算,其中温度变化导致的时延波动仅通过百分比经验值估算,非线性等引入的时延波动通常选用更高线性度指标的器件来忽略该问题,关于接收机微波泄露、反射、干扰等造成的群时延波动问题均未能开展有效的分析或改进工作^[17-19].而本文工作是在传统经验值估算方法之外引入了对 AGC 环路变化、AGC 放大器电磁泄漏、AGC 链路射频驻波、接收机镜频干扰等因素的全面理论分析,覆盖更加全面,分析更加精准.

以某高精度接收机为例^[17],其通过产品温度稳定系数这一经验值乘以实际产品时延来估计了滤波器等电路的时延变化,例如其 LC 滤波器的时延变化为时延值 20 ns 乘以温度稳定性 0.000 3,再乘以温度变化 65 °C,这种经验估值缺乏针对具体接收机理论的时延计算,因此其未考虑各种泄露、匹配、干扰等其他因素,预估时延性能优于 0.64 ns,而本文通过分析推导出了 AGC 环路变化、AGC 放大器电磁泄漏、AGC 链路射频驻波、接收机镜频干扰等在最差情况下的群时延波动近似公式,指导实际产品最终在时延波动控制性能达到了 0.3 ns,有效验证了本文关于群时延的分析、近似推导,对指导工程设计具有重要意义.

4 结论

本文通过研究与分析星载微波高灵敏度自动增益控制接收机 AGC 环路变化、AGC 电磁泄漏、AGC 链路驻波、镜像频率干扰等实际工况,针对群时延波动进行了分析,得出了其畸变的预判方法和公式.以某 L 频段星载导航高灵敏度自动增益控制接收机的研制为实例,根据群时延波动畸变不超过 1 ns 的要求,基于对 AGC 环路器件、镜频抑制滤波器的参数分析、电磁泄漏和微带过渡线的电磁场仿真给出了该接收机的工程设计依据,并针对这些指标进行了相应的微波电路设计:其 AGC 环路中可调衰减器群时延变化为 8.7 ps,小于 18.6 ps 的指标;内部电磁泄露空间隔离度为 -60 dB,优于 -46 dB 的指标;驻波比为 1.5,优于 2.2 的指标;镜频抑制为 25 dBc,大于所需的 20.8 dBc.最终经系统联试验证接收机的群时延波动畸变小于 1 ns,通过实例验证了本文预判分析方法的有效性.这对指导微波自动增益控制接收机的工程设计及指标控制有重要意义.

本文的分析方法均基于微波电路理论,因此凡是对群时延波动变化要求严格的微波射频系统,均可应用本论文的研究成果进行分析,例如某些高精度雷达发射机、星载测控系统接收发射组件、高速率的通信系

统透明转发通道等,其群时延波动变化畸变的预判可以通过本文的方法进行估算,从而指导这些微波射频通道的工程设计与器件选取.此外本文的预判分析方法是通过对微波射频理论进行的推导,可扩展至 S 和 C 甚至更高的频率,可以适应卫星导航系统、测控系统等后续长远发展.

参考文献

- [1] KIM M S, SEONG J S. Design and analysis of an automatic gain control scheme for high-speed satellite communications[J]. IEICE Transactions on Communications, 2000, E83B(1): 99-102.
- [2] 李伟. 卫星导航接收机数控 AGC 算法研究与电路设计[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2015.
LI W. The algorithm research and circuit design on digital controlled AGC for GNSS receiver[D]. Xi'an: Xidian University, 2015. (in Chinese)
- [3] 谢超, 沙海, 白文乾. 一种卫星导航接收机 AGC 动态范围测试方法[C]//第十二届中国卫星导航年会论文集——S07 卫星导航增强技术. 南昌: 中国卫星导航系统管理办公室, 2021: 15-19.
- [4] 胡敏, 冯全源. 一种带有外部噪声识别功能的 AGC 电路的设计[J]. 电子元件与材料, 2020, 39(4): 84-89.
HU M, FENG Q Y. Design of an AGC circuit with external noise identification function[J]. Electronic Components and Materials, 2020, 39(4): 84-89. (in Chinese)
- [5] DZIALLAS G, FATEMI A, MALIGNAGGI A, et al. A monolithic-integrated broadband low-noise optical receiver with automatic gain control in 0.25 μm SiGe BiCMOS[C]//2021 IEEE 20th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF). San Diego: IEEE, 2021: 1-3.
- [6] 刘曦, 冯全全, 李春升, 等. 卫星测控接收机相干自动增益控制设计与仿真[J]. 信息与电子工程, 2012, 10(6): 654-658.
LIU X, FENG W Q, LI C S, et al. Design and simulation of coherent Automatic Gain Control for TT & C receivers[J]. Information and Electronic Engineering, 2012, 10(6): 654-658. (in Chinese)
- [7] 刘涛, 蒙艳松, 张立新. 强干扰下群时延失真对伪码测距性能的影响研究[J]. 电子设计工程, 2015, 23(4): 108-110, 113.
LIU T, MENG Y S, ZHANG L X. Effect of group delay on PN ranging performance in the existence of strong interference[J]. Electronic Design Engineering, 2015, 23(4): 108-110, 113. (in Chinese)

- [8] 姜坤, 王元钦, 马宏, 等. 甚长基线干涉测量数字基带转换器子通道时延影响分析[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(6): 1509-1514.
JIANG K, WANG Y Q, MA H, et al. Impact analysis of the sub-channel delay in very long baseline interferometry digital baseband converter[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 36(6): 1509-1514. (in Chinese)
- [9] BOYD R W, GAUTHIER D J, GAETA A L, et al. Maximum time delay achievable on propagation through a slow-light medium[J]. Physical Review A, 2005, 71(2): 023801-023804.
- [10] 朱祥维, 李垣陵, 雍少为, 等. 群时延的新概念、测量方法及其应用[J]. 电子学报, 2008, 36(9): 1819-1823.
ZHU X W, LI Y L, YONG S W, et al. A new definition, measurement method of group delay and its application [J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(9): 1819-1823. (in Chinese)
- [11] ZHANG T D, YANG T, CHI P L. Novel reconfigurable negative group delay circuits with independent group delay and transmission loss/gain control[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2020, 68(4): 1293-1303.
- [12] KAPLAN E D, HEGARTY C. Understanding GPS/GNSS: Principles and Applications[M]. Third Edition. Boston: Artech, 2017.
- [13] ZHU M N, WU C T M. Distributed amplifier-based negative group delay circuit and its application[C]//2020 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS). Shanghai: IEEE, 2021: 1-3.
- [14] 陈玲玲, 赵雯雯, 徐启炳, 等. 滤波器群时延对 QMBOC 信号相关峰的影响分析[C]//第十一届中国卫星导航年会论文集——S03 导航信号与信号处理. 成都: 中国卫星导航系统管理办公室, 2020: 39-43.
- [15] GRELIER T, DANTEPAL J, DELATOUR A, et al. Initial observations and analysis of compass MEO satellite signals[J]. Neuroscience, 2001, 104(2): 359-369.
- [16] SIMON H, BARRY V V. Signal and Systems[M]. 2nd Edition. New York: John Wiley&Sons, 2003.
- [17] 杨照慧. 高精度仿真测试仪接收机设计[D]. 成都: 电子科技大学, 2011.
YANG Z H. Design of Receiver for High-precision Simulation Tester[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2011. (in Chinese)
- [18] KHAN R, KHAN S U, ZAHEER R, et al. Acquisition strategies of GNSS receiver[C]//International Conference on Computer Networks and Information Technology. Piscataway: IEEE, 2011: 119-124.
- [19] DEFRAIGNE P, PETIT G, UHRICH P, et al. Requirements on GNSS receivers from the perspective of timing applications[C]//EFTF-2010 24th European Frequency and Time Forum. Piscataway: IEEE, 2013: 1-6.
- [20] 王然, 杨旭海, 孙保琪, 等. 守时实验室 iGMAS 站接收机钟差分析与时延相对校准[J]. 时间频率学报, 2020, 43(2): 121-129.
WANG R, YANG X H, SUN B Q, et al. Clock analysis and delay calibration of iGMAS receivers at time-keeping laboratory[J]. Journal of Time and Frequency, 2020, 43(2): 121-129. (in Chinese)
- [21] 朱江, 李振华. 卫星导航接收机时延测定技术研究[J]. 计量学报, 2019, 40(5): 910-913.
ZHU J, LI Z H. Research on time delay measurement technology for satellite navigation receivers[J]. Acta Metrologica Sinica, 2019, 40(5): 910-913. (in Chinese)

作者简介



李 斌 男, 1986 年出生, 陕西西安人. 分别于 2008 年和 2011 年在浙江大学获得工学学士和工学硕士学位. 现为西安空间无线电技术研究所高级工程师、硕士生导师. 主要研究方向为卫星微波收发链路和空间微波毫米波有源部组件设计.
E-mail: lblblb_999@126.com



苏嘉琪 女, 1999 年 10 月出生, 陕西咸阳人. 2021 年在西安电子科技大学获得工学学士学位. 现为西安空间无线电技术研究所微波所硕士研究生. 主要研究方向为空间微波技术.
E-mail: Su_Sookie@163.com