中国空间科学技术

Chinese Space Science and Technology

Jun. 25 2020 Vol. 40 No. 3 83-92 ISSN 1000-758X CN 11-1859/V

http://zgkj.cast.cn

DOI: 10. 16708/j. cnki. 1000-758X. 2020. 0035

静止轨道卫星通信链路的预算与分析

徐挺^{1,*},兰海²,张宏江³

1. 老挝亚太卫星有限公司,万象 999012

2. 重庆两江卫星移动通信有限公司,重庆 401135

3. 中国运载火箭技术研究院,北京 100076

摘 要:星地链路计算作为卫星通信的重要技术,是卫星通信系统设计的基础和理论依据,直接决定 了卫星通信系统的链路通信质量。由于影响卫星链路的因素很多,设计中存在一处不合理即使得整 条星地链路不可用,造成巨大的损失。而且在实际设计中无法做到最理想的链路状态,往往需要在某 方面有所取舍,这也是链路计算中的一大难点。基于目前国际通用的链路计算方法,将星地链路上下 行拆分,独立计算,综合分析,再结合实际工程经验,分析和计算实际工程案例,针对不同的链路配置 给出相应合理的设计方法,可作为静止轨道通信卫星星地链路计算分析的参考。

关键词:链路计算;卫星通信;工程案例;静止轨道

中图分类号:TN927.2 文献标识码:A

GEO satellite communication link budgets calculation and analysis

XU Ting^{1, *}, LAN Hai², ZHANG Hongjiang³

1. Lao Asia Pacific Satellite Co., Ltd., Vientiane 999012, Laos

2. Chongqing Liangjiang Satellite Mobile Communication Co., Ltd., Chongqing 401135, China

3. China Academy of Launch Vehicle Technology, Beijing 100076, China

Abstract: As an important technology, satellite-ground link budget calculation is the theoretical basis of satellite communication system designing which directly decides the link availability. As there are many factors which may affect the satellite link, any unreasonable factor in the design would make the whole satellite-ground link unavailable and leads to a big loss. Moreover, there is no ideal satellite link situation unless overlooking some factors, which is also a difficulty during the link budget calculation. Based on the international common calculating method, GEO satellite link was analyzed thoroughly, separating the whole link into uplink and downlink. Then a practical example was analyzed and calculated according to the project experience in LAOSAT Company. At last, different reasonable designing methods in terms of different link configurations were obtained, which could be the references to link calculation and analysis of GEO satellite communication.

Keywords: link budget calculation; satellite communication; practical example; GEO

卫星通信作为无线通信的一种,广泛应用于 广电、电信等领域,链路计算作为卫星通信的基 础,保证了链路的可靠性和通信质量的稳定性。 当前对于卫星通信链路的计算分析已有较多的 研究,但大多都局限于理论,无法合理有效地应 用于工程。在实际项目中,往往存在卫星公司和

收稿日期:2019-10-25;**修回日期:**2019-11-30;**录用日期:**2020-01-20;**网络出版时间:**2020-01-20 13:10 * 通信作者.Tel.: 13051324665 E-mail: txu@laosatellite.com

引用格式:徐挺,兰海,张宏江. 静止轨道卫星通信链路的预算与分析[J].中国空间科学技术, 2020,40(3):83-92.XU T,LAN H, ZHANG H J. GEO satellite communication link budgets calculation and analysis[J].Chinese Space Science and Technology, 2020, 40(3):83-92 (in Chinese). 地面系统设计单位对卫星和地面设备的性能参数理解不到位的问题,产生较大误差的链路计算结果,造成巨大的地面设备投入成本,却无法保证可靠的链路质量。

因此,为了避免这种不必要的损失,需要使 用一种合理有效并能结合实际的链路计算方法。 本文对整条星地链路中存在的因素进行详细分 析,根据不同的项目场景,对各类参数做出相应 的配置,给出最合理的链路计算结果,从而选择 最适合的设备和参数配置,降低成本投入并保证 可靠的链路质量。

1 星地链路组成

1.1 链路组成

1条星地链路由 3 部分组成:上行发射站、 通信卫星和下行接收站。上行发射站负责将信 源信号以足够大的功率发射上星,通信卫星负责 接收上行信号、功率放大、变频和下行转发;下行 接收站负责接收下行信源信号并输出给信宿。 星地通信链路分为 2条:上行接收站与卫星间称 为上行链路,卫星与下行接收站间称为下行链路,每条链路独立计算再综合分析,得出总的链 路可用度^[1]。星地链路组成如图 1 所示。



图 1 星地链路组成 Fig. 1 Satellite-ground link composition

1.2 上行发射站性能参数

上行发射站由 2 部分组成:射频和基带。射频部分包括收发天线、高功率放大器 HPA、低噪 声放大器 LNB。基带部分包括卫星调制器或 Modem^[2]。上行发射站设备组成如图 2 所示。

上行发射站发射能力用等效全向辐射功率 EIRP_{es}表示:



图 2 上行发射站设备组成 Fig 2 Uplink transmitting station composition

$\mathrm{EIRP}_{\mathrm{es}} = G_{\mathrm{t}} + P_{\mathrm{t}} - L_{\mathrm{wg}}$

式中: G_t 为收发天线的发射增益值。 P_t 为功率 放大器 HPA 的法兰口输出功率值,单载波时为 避免 HPA 饱和工作,通常考虑 0.5~1 dB 功率 回退,多载波时为避免载波间交调干扰和非线性 失真,通常考虑 3~6 dB 功率回退。 L_{wg} 为 HPA 与天线馈源连接波导的损耗,包括插入损耗和传 播损耗,通常插入损耗为 0.1~0.2 dB,传播损耗 为直波导 0.05~0.15 dB/m,软波导 C 频段为 0.2~0.3 dB/m,Ku 频段为 0.65~0.75 dB/m。

通常抛物面天线的增益值计算公式为:

$$G_{t} = \left(\frac{4\pi A}{\lambda^{2}}\right) \times \eta = \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^{2} \times \eta$$

式中: A 为天线口径面积; D 为天线主面直径; λ 为信号波长, $\lambda = c/f = (3 \times 10^8)/f$, c 为电磁波 空间传播速度, f 为信号频率; η 为天线效率, 通 常按 C 频段发射为 65%, 接收为 70%, Ku 频段 发射为 60%, 接收为 65%估算。

1.3 下行接收站性能参数

下行接收站由 2 部分组成:射频和基带。射 频部分包括接收天线和低噪声放大器 LNB。基 带部分通常为卫星接收机或 Modem^[3]。下行接 收站设备组成如图 3 所示。

下行接收站接收能力用接收质量因数 (G/T_{es}) 表示:

$(G/T_{\rm es}) = G_{\rm r} - [T_{\rm s}]$

式中: G_r 为接收天线的接收增益,增益值计算公式同发射增益 G_r 。 T_s 为接收机输入口的系统等效噪声温度:

$T_{\rm s} = T_{\rm in} + T_{\rm lnb} + T_{\rm line}/G_{\rm lnb}$

式中: T_{in} 为 LNB 输入端等效噪声温度。 T_{lnb} 为 LNB 自身噪声温度。 T_{line}/G_{lnb} 为 LNB 与接收



图 3 下行接收站设备组成 Fig 3 Downlink receiving station composition

机间线路等效噪声温度,其中 *T*_{line}为线路各级噪 声之和,*G*_{lnb}为 LNB 增益。由于 LNB 增益可达 60 dB,因此后端各级噪声对整个系统的噪声温 度影响很小,可忽略不计。

$$T_{\rm in} = \frac{T_{\rm a}}{L_{\rm a}} + T_{\rm e} \left(1 - \frac{1}{L_{\rm a}} \right)$$

式中: T_a 为天线噪声温度,包括空间和地面的热 噪声,通常在俯仰角不低于 15°的情况下,晴空天 线噪声温度 $T_a < 50 \text{ K}_a$ 力天线馈源与 LNB 连 接损耗, T_c 为环境温度,通常取值 290 K。连接 损耗每增加 0.1 dB,LNB 等效噪声温度约提高 7 K,通常将 LNB 与馈源口直接相连以减少 损耗。

1.4 通信卫星性能参数

通信卫星通常由 2 部分组成:卫星平台和有 效载荷。其中后者决定星地链路质量,其由通信 天线和转发器组成。通信天线负责收发信号,转 发器负责功率放大、变频和透明转发,转发器的 数量直接决定了该卫星的最大通信容量。以目 前主流的 C 频段和 Ku 频段转发器为例,其带宽 通常为 36 MHz 或 54 MHz,转发器间存在 4 MHz或 6 MHz 的保护带宽以防止相邻信道 干扰^[4]。

通信卫星最重要的参数有 3 个:等效全向辐射功率 EIRP_{sat}、接收质量因数(*G*/*T*)_{sat}以及饱和通量密度 SFD,3 个参数在卫星设计阶段就已确定^[5]。

1. 4. 1 等效全向辐射功率 EIRP_{sat}

EIRP_{sat}代表卫星的下行发射能力,其值越 大越有利于地球站下行接收,但随覆盖区域往外 而递减。通常频段越高,信号场强越大,但覆盖 越小。图 4 为老挝一号卫星 C 频段 EIRP_{sat} 覆 盖图。



图 4 老挝一号卫星 C 频段 EIRP_{sat} 覆盖图 Fig 4 LAOSAT-1 C band EIRP_{sat} coverage

1.4.2 接收质量因数(G/T)_{sat}

(G/T)_{sat}代表卫星的上行接收能力,其值越 大越有利于地球站上行发射,但随覆盖区域往外 等高递减。通常频段越高,信号场强越大,但覆 盖越小。图 5 为老挝一号卫星 C 频段(G/T)_{sat} 覆盖图。



图 5 老挝一号卫星 C 频段(G/T)sat 覆盖图 Fig. 5 LAOSAT-1 C band (G/T)sat coverage

1.4.3 饱和通量密度 SFD

SFD 表示上行信号将转发器输出功率推至 饱和时,卫星天线口面所达到的通量密度。不同 于 EIRP_{sat}和(G/T)_{sat},SFD 值可通过调节转发 器内部的可调衰减器的衰减档而改变。

SFD = $-(C + G_{tpe} + (G/T)_{sat})$ 式中:C 为计算常数, 与 $(G/T)_{sat}$ 值在卫星设计 阶段确定; G_{tpe} 为转发器增益档,由衰减器 决定^[6]。

这里以老挝一号卫星为例,计算常数设计为 70 dB,每个转发器的衰减档设计为 0~31 档,其 中有效可调档位为 0~23 档,每档对应 1 dB。因 此,其 SFD 值的范围是 - $(70 + (G/T)_{sat})$ ~- $(93 + (G/T)_{sat})$ 。

以老挝首都万象为例,根据 C 频段 $(G/T)_{sat}$ 场强图可得其 $(G/T)_{sat}$ 值为 1. 5 dB/K,假设某 转发器当前增益档为 19 dB,此时该转发器的 SFD 值为:

$$SFD = -(70 + 19 + 1, 5) dBW/m^2 =$$

-90, 5 dBW/m²

增益档越高,SFD 值越小,天线口面接收灵 敏度越高,地球站所需上行功率越低,但上行链 路质量也随之恶化,因此需要综合考虑选择合适 档位。

2 信号处理过程

基带数字信号转换成射频载波信号需经过 格式封装、信道编码、射频调制、载波成型4个 步骤^[7]。

2.1 格式封装

IP 包封装成帧需要一部分封装开销,通常 占比为 2%~5%。此外,不同厂家设备型号、不 同通信体制,所需要的信令额外开销也不同,通 常其占比为:单向广播<频分通信<时分通信。

2.2 信道编码

卫星通信通常采用前向纠错编码,其在数据 包中附加纠错码,收端检测到误码会根据能力自 动纠错,其占比越高则纠错能力越强,但频谱利 用率越低。通常 DVB-S 体制采用 RS 码+卷积 码,DVB-S2 体制采用 LDPC 码+BCH 码或 Turbo 码^[8]。数据包的比特信息速率经信道编 码成传输速率,即:

 $R_t = R_b \times (1 + OH) / FEC$ 式中: R_t 为数据传输速率; R_b 为数据信息速率; OH 为封装开销;FEC 为前向纠错编码率。

2.3 射频调制

为保证远距离稳定传输,基带信号需要通过 载波调制将频谱迁移至高频段,同时将多个比特 码映射到一个符号码中以提高频谱利用率。卫 星通信通常采用相移键控调制 PSK,通过相位 改变来区分不同码元。不同调制方式和对应调 制因子 MI 如下: BPSK 为 1, QPSK 为 2,8PSK 为 3,16APSK 为 4,32APSK 为 5。传输速率调 制后求得符号码速率 R_s :

$R_{\rm s}=R_{\rm t}/{ m MI}$

2.4 载波成型

符号码经过低通滤波器载波成型,由于实际 不存在理想基带传输系统,为保证无码间串扰, 对滤波器边沿缓慢下降为滚降。不同通信体制 对应滚降系数 α 分别为:DVB-S 对应 0.35, DVB-S2 可选 0.2, 0.25 或 0.35。经低通滤波 后,其载波占用带宽 BW_{eep}为:

$$BW_{ocn} = R_s \times (1 + \alpha)$$

通常卫星公司会要求加一部分保护带宽,因 此其分配带宽 BW_a为:

 $BW_{al} = R_s \times (1 + \alpha + 0.05)$

通常国际规定以误码率作为传输质量可靠 性的链路标准。误码率达 10^{-5} 以上可满足系统 正常通信,达 10^{-7} 以上可保证系统高质量通信, 而影响误码率最重要的因素是载噪比。对于不 同的通信体制,为保证误码率指标,载波解调所 需载噪比门限值也不同。因此,星地链路计算的 实质就是链路总载噪比[C/(N+I)]。与载波解 调门限值 E_s/N_0 的比较,两者之差即为系统的 门限余量,余量越高系统可用度越大,通信链路 越稳定^[9]。

目前主流 DVB-S2 通信体制下常用的编码 调制方式所需解调门限值如表 1 所示。

表 1 DVB-S2 体制 Table 1 Threshold of DVB-S2 MODCOD

Table 1 Threshold of DVD-S2 MODCOD				
	编码调制	$(E_{\rm s}/N_{\rm 0})/{\rm dB}$	编码调制	$(E_{\rm s}/N_{\rm 0})/{ m dB}$
	QPSK 3/5	2. 23	8PSK 3/5	5.5
	QPSK 2/3	3. 1	8PSK 2/3	6.62
	QPSK 3/4	4.03	8PSK 3/4	7.91
	QPSK $4/5$	4.68	8PSK 5/6	9.35

此外,对于 VSAT 通信,不同厂家有各自的 技术体制,尚无国际统一的标准,其编码调制所 对应的 E_s/N_o 门限值和频谱效率也不同,需要 根据具体产品确定。

3 链路计算过程

3.1 载波功率与回退

常规弯管式透明转发器通常采用行波管放 大器 TWTA 作为功率放大模块,它是非线性 器件,存在功率转移特性。当 TWTA 在线性 区工作时,其输出功率随输入功率增大而线性 增大;当功率上升至一定值后,进入非线性区, 此时输出功率不再随输入功率增大而线性增 大;当达到过饱和状态,输出功率随输入功率 增大反而减少。

当一个转发器存在多个载波,若在非线性区 工作,会导致载波间交调干扰,因此需将 TWTA 回退至线性区。传统 TWTA 从饱和点回退至 线性区,通常需要输入功率回退 $IBO = 8 \sim$ $10 dB,输出功率回退 OBO = 4 \sim 6 dB$ 。目前主流 转发器都装有线性化器,仅需输入功率回退 $5 \sim$ $6 dB,输出功率回退 2 \sim 3 dB$ 即进入线性区^[10]。 图 6 为功率转移特性曲线。



Fig. 6 Power transfer characteristic curves

以老挝一号卫星为例,一个 C 频段转发器总 带宽 36 MHz,总输出功率 75 W。当一个 36 MHz 载波占满整转发器时,理论可占用其全部功率。 通常会考虑输入功率回退 1 dB,输出功率回退 0.5 dB 以避免长期饱和工作。而当存在多载波 时,通常会考虑将输入功率回退 5 dB,输出功率 回退 3dB 以使在线性区工作,即相当于总有效 输出功率为 37.5 W。

3.2 上行链路计算

在多载波存在的情况下,根据功带平衡要

求,上行一个带宽为 BW。的载波至总带宽为 BW_{tpe}、总功率为 *P*_{tpe}的转发器,载波输入功率回 退 IBO。为:

 $IBO_{c} = IBO_{tpe} + [BW_{tpe}/BW_{c}]$

载波输出功率回退 OBO。为:

 $OBO_{c} = OBO_{tpe} + [BW_{tpe}/BW_{c}]$

该载波占用的转发器输出功率 P_{e} 为:

$$P_{\rm c} = P_{\rm tpe} - OBO$$

该载波所需功率通量密度 PFD 为:

 $PFD = SFD - IBO_{c}$

PFD 决定了发射站上行所需 $EIRP_{es}$,即:

$$\mathrm{EIRP}_{\mathrm{es}} = \mathrm{PFD} + \lfloor 4\pi d^2 \rfloor$$

式中: d 为空间传播距离。

确定 EIRP_{es}后,根据 EIRP_{es} = $G_t + P_t - L_{wg}$,就可以选择合适的天线尺寸和功放规格。

此时,卫星天线口面接收的上行功率 *C*_u为:

 $C_u = \text{EIRP}_{es} + G_{sat} - L_{ul} - L_{ua} - L_{up} - L_{us}$ 式中: G_{sat} 为卫星通信天线增益; L_u 为电磁波上 行空间传播损耗, $L_{ul} = [(4\pi d/\lambda)^2]$,通常 C 频 段约 200 dB,Ku 频段约 207 dB; L_{ua} 为空间传播 大气损耗,包括大气吸收、对流层闪烁、云雨雾损 耗等,晴天时通常不超过 0.2 dB^[11]; L_{up} 为发射 天线对星指向误差,频率越高天线口径越大, L_{up} 就越大,通常为 0.3~1 dB; L_{us} 为其他不确定因 素损耗,通常为 0.2 dB。

同时引入的上行链路热噪声功率 N_u为:

 $N_{\mathrm{u}} = \mathrm{K} + [T_{\mathrm{sat}}] + [B_{\mathrm{n}}]$

式中:K 为玻尔兹曼常数, $K \approx -228.6 \text{ dBW/K}$; T_{sat} 为卫星系统等效噪声温度; B_n 为等效噪声 带宽,对于 PSK 调制的载波,通常 $B_n = R_s$ 。

因此,上行链路的载噪比 $[C/N]_{u}$ 为:

 $\begin{bmatrix} C/N \end{bmatrix}_{u} = C_{u} - N_{u} = \text{EIRP}_{es} + (G/T)_{sat} - L_{ul} - L_{ua} - L_{up} - L_{us} - K - \begin{bmatrix} B_{n} \end{bmatrix} = \text{PFD} + \begin{bmatrix} 4\pi d^{2} \end{bmatrix} + (G/T)_{sat} - L_{ul} - L_{ua} - L_{up} - L_{us} - K - \begin{bmatrix} B_{n} \end{bmatrix} = \text{SFD} - \text{IBO}_{c} + (G/T)_{sat} - \begin{bmatrix} 4\pi/\lambda^{2} \end{bmatrix} - L_{ua} - L_{up} - L_{us} - K - \begin{bmatrix} B_{n} \end{bmatrix}$

同时,上行链路还存在一些干扰^[12]。通常 有以下几类:

1)相邻信道干扰 ACI_u:当载波间间距足够 时,则可忽略此干扰,按[C/ACI]_u>35 dB 考虑; 2)邻星干扰 ASI_u:若相邻轨位存在同频段 卫星,本星可能会受到来自邻星地面发射站的上 行信号干扰。若无同频邻星,则可忽略此干扰, 按[*C*/ASI]_u>40 dB 考虑;

3)交叉极化干扰 XPI_u:若上行站收发天线
 极化角调整到位,按[C/XPI]_u>27 dB 考虑;

4) 交调干扰 IM_{es} : 若上行站功放工作在线 性区,则可忽略此干扰, 按 $[C/IM]_{es}$ > 40 dB 考虑。

因此,总的上行干扰载噪比 $[C/I]_{u}$ 为:

$$\begin{bmatrix} \frac{C}{I} \end{bmatrix}_{u}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{C}{\text{ACI}} \end{bmatrix}_{u}^{-1} + \begin{bmatrix} \frac{C}{\text{ASI}} \end{bmatrix}_{u}^{-1} + \begin{bmatrix} \frac{C}{\text{ASI}} \end{bmatrix}_{u}^{-1} + \begin{bmatrix} \frac{C}{\text{XPI}} \end{bmatrix}_{u}^{-1} + \begin{bmatrix} \frac{C}{\text{IM}} \end{bmatrix}_{es}^{-1}$$

加上各类上行干扰,求得上行链路总载噪比 $[C/(N+I)]_u$ 为:

 $\left[\frac{C}{N+I}\right]_{\mathbf{u}}^{-1} = \left[\frac{C}{N}\right]_{\mathbf{u}}^{-1} + \left[\frac{C}{I}\right]_{\mathbf{u}}^{-1}$

3.3 下行链路计算

由于转发器饱和下行 EIRP_{sat}设计阶段已确 定,而且下行链路的计算结果受上行链路的影 响,因此根据上行链路计算,载波下行 EIRP_c为:

 $EIRP_{c} = EIRP_{sat} - OBO_{c}$

此 时, 地 面 天 线 口 面 接 收 的 下 行 功 率 *C*_a 为:

 $C_{\mathrm{d}} = \mathrm{EIRP}_{\mathrm{c}} + G_{\mathrm{es}} - L_{\mathrm{dl}} - L_{\mathrm{da}} - L_{\mathrm{dp}} - L_{\mathrm{ds}}$

式中: G_{es} 为下行站接收天线增益; L_{dl} 为电磁波 下行空间传播损耗,通常 C 频段 195 dB、Ku 频 段 205 dB; L_{da} 为空间传播大气损耗,晴天时通常 不超过 0. 2 dB; L_{dp} 为考虑接收天线的对星指向 误差,频率越高天线口径越大, L_{dp} 也越大,通常 为 0. 3~1 dB; L_{ds} 为其他不确定因素损耗,通常 为 0. 2 dB。

同时引入的热噪声功率 $N_{\rm d}$ 为:

 $N_{\rm d} = \mathrm{K} + [T_{\rm es}] + [B_{\rm n}]$

式中:*T*_{es}为下行站接收等效噪声温度。 因此,下行链路的载噪比为:

 $\begin{bmatrix} C/N \end{bmatrix}_{d} = C_{d} - N_{d} = \text{EIRP}_{c} + (G/T)_{es} - L_{dl} - L_{da} - L_{dp} - L_{ds} - \text{K} - \begin{bmatrix} B_{n} \end{bmatrix} = \text{EIRP}_{sat} - \text{OBO}_{c} + (G/T)_{es} - \text{OBO}_{c}$

 $L_{\rm dl} - L_{\rm da} - L_{\rm dp} - L_{\rm ds} - K - [B_{\rm n}]$

同样,下行链路也存在一些干扰。通常有以 下几类:

1)相邻信道干扰 ACI_d:当载波间间距足够
 时,则可忽略此干扰,按[C/ACI]_d > 35 dB
 考虑;

2)邻星干扰 ASI_d:若相邻轨位存在同频卫 星,接收站可能受到邻星下行干扰。若无同频邻 星,则可忽略此干扰,按[C/ASI]_d>40 dB 考虑;

3)交叉极化干扰 XPI_d:若下行站接收天线 极化角调整到位,按 $[C/XPI]_d > 27$ dB 考虑;

4)交调干扰 IM_{sat} :通常若转发器存在唯一 载波,则按 $[C/IM]_{sat} = 21 dB$ 考虑;若转发器存 在多个载波,则按 $[C/IM]_{sat} = 19 dB$ 考虑。

因此,总的下行干扰载噪比 $[C/I]_a$ 为:

$\left[\frac{C}{I}\right]_{d}^{-1} = \left[\frac{C}{\text{ACI}}\right]_{d}^{-1} + \left[\frac{C}{\text{ASI}}\right]_{d}^{-1}$	+
$\left[\frac{C}{\mathrm{XPI}}\right]_{\mathrm{d}}^{-1} + \left[\frac{C}{\mathrm{IM}}\right]_{\mathrm{sat}}^{-1}$	

加上各类下行干扰,求得下行链路总载噪比 $[C/(N+I)]_{d}$ 为:

$\begin{bmatrix} C \end{bmatrix}^{-1}$	$[C]^{-1}$	$ [C]^{-1}$
$\overline{N+I}$	$= \lfloor \overline{N} \rfloor_{d}$	$+ \left\lfloor \overline{I} \right\rfloor_{d}$

3.4 星地链路综合计算

通过上行链路和下行链路的独立计算,综合 得出 星 地 链 路 的 理 论 总 载 噪 比 [*C*/(*N* + *I*)],为:

 $\left[\frac{C}{N+I}\right]_{s}^{-1} = \left[\frac{C}{N+I}\right]_{u}^{-1} + \left[\frac{C}{N+I}\right]_{d}^{-1}$

此外,考虑系统不确定因素造成的载噪比恶 化 L_m ,其值通常为 0. 5~1. 5 dB;以及一些如载 波叠加等技术带来的载噪比恶化 L_t ,其值通常 低于 0. 5 dB。得出星地链路的净载噪比 $[C/(N + I)]_{s,net}$ 为:

 $[C/(N+I)]_{s,net} = [C/(N+I)]_s - L_m - L_t$

星地链路的净载噪比体现为下行接收频谱 中载波与噪声底的功率谱密度之比^[13]。以老挝 卫星地球站 13 m 天线接收的当地电视台 4.5 m 天线上行的 C 频段电视节目载波信号为例,如 图 7 所示。

由图 7 可知,载波功率电平约为-63 dBm,



图 / 联ル州 信包 Fig. 7 Carrier spectrum

噪声功率电平约为-78 dBm,两者之差可认为 是载波的实际净载噪比,即: $[C/(N+I)]_{s,net} =$ 15.03 dB。

再将净载噪比 $[C/(N+I)]_{s,net}$ 与载波解调 门限值 E_s/N_0 比较,两者之差即为解调门限余 量 M_s :

 $M_{\rm s} = [C/(N+I)]_{\rm s,net} - E_{\rm s}/N_0$

以图7为例,若载波采用 DVB-S2体制, 8PSK调制,3/4 FEC 编码率,所需解调门限值 为7.91 dB,则可求得载波的解调门限余量为 7.12 dB。

最后,整条星地链路的最终计算结果体现在 系统的总可用度上,不同频段和业务对可用度要 求不同。通常广播业务要求 C 频段 99. 99%,Ku 频段 99. 5%,通信业务要求 C 频段 99. 999%,Ku 频段 99. 9%。

载波的解调门限余量与总可用度直接相关, 通常采用 ITU-R 雨衰模型作为评估标准,以超 过 40 年的全球降雨采集数据为基础,估算出地 球站所在位置及信号频段对应的雨衰情况,从而 估算出解调门限余量对应的总可用度,作为整条 星地链路计算结果的最终体现^[14]。

3.5 链路优化技术

根据以往项目经验,用户总希望以较低地面 设备投入和转发器带宽实现较高频谱效率和系 统总可用度,然而两者无法同时兼顾。高频谱利 用率意味着需要更高的信道编码和调制方式,对 应的解调门限更高,星地链路总载噪比要求也更 高。因此,为提高链路频谱效率,用户需要在选 择维持现有设备配置而牺牲系统总可用度和投 入更高预算以提高地面设备配置间做出选择。 然而由于工期与预算等原因,很多情况下老用户 不愿意轻易更换通信天线和功放等设备。因此, 可以从信号处理的角度考虑,通过一些新的卫星 通信技术以优化整条星地链路。

目前已有不少厂家的基带设备可通过授权 激活一些新功能以优化链路,包括上行功率控制 UPC、自适应编码调制 ACM、载波叠加对消 CnC等。

1) UPC: Modem 间通信, 己方不间断监测 对方持续反馈过来的链路情况, 当接收值发生变 化, 己方 Modem 也相应的调整输出载波的电平 值使上行功率增加以补偿变化量, 使对方接收的 系统门限余量保持不变。

2)ACM: Modem 间通信, 己方不间断监测 对方持续反馈过来的链路情况, 当接收值发生变 化, 己方 Modem 也相应地调整输出载波的编码 调制方式和频谱效率, 使对方接收的系统门限余 量保持不变^[15]。

3)CnC:Modem 间通信,两个载波原本需要 占用两段频率带宽,通过 CnC 技术可使其叠加 在一起而节省一个载波的带宽。在接收端仅需 牺牲约0.5dB的链路损耗即可通过对消技术将 载波分离解调。

3.6 CnC 链路分析

由于载波叠加对消需要的 Modem 授权费 非常高,因此目前该技术在国内使用较少,尚未 有通用的链路计算方法。下面将以老挝卫星公 司的项目经验为例对 CnC 链路做出分析,给出 合理的计算方法。

通常,卫星公司会对每个转发器做出功率标 定,以转发器线性回退 3 dB 后的功率谱密度线 作为标定线。根据功带平衡,针对租赁带宽分配 相应比例的转发器功率,超出部分则按照比例计 算所对应的带宽进行收费。以一个 36 MHz 的 转发器为例,若此时有载波 A 带宽 12 MHz,载 波 B 带宽 6 MHz,共占用转发器带宽 18 MHz, 则其分配的总输出功率应在转发器线性回退 3 dB基础上再回退 3 dB,即共占整个转发器 25% 的总输出功率。

通常通信链路有 2 种场景,即:1)场景 1, 两载波都位于标定线处,常出现于上下行配置 相似的两站点间通信的场景;2)场景2,一个载 波位于或高于标定线处,另一载波低于标定线 处,常出现于中大型关口站与远端小型站通信 的场景。

(1)场景1

对于场景 1,采用 CnC 技术前,载波 A 需要 的功率回退量为 7.8 dB,功率占比为 16.66%; 载波 B 需要的功率回退量为 10.8 dB,功率占比 为 8.33%;功率总回退量为 6 dB,功率总占比为 25%。采用 CnC 技术后,带宽节省6 MHz,但两 个载波合成为一个载波,功率占比还是 25%,相 当于等效带宽还是 18 MHz,显然是不合理的。 场景 1 的载波图样如图 8 所示。





因此,为满足功带平衡要求,需要控制两载 波总功率占比在 16.66%以内。按带宽比例计 算,载波 A 功率占比为 11.11%,对应的功率回 退量为 9.55 dB;载波 B 功率占比为 5.55%,对 应的功率回退量为 12.55 dB。此场景中,采用 CnC 技术,节省了 6 MHz 带宽,但需要的功率回 退量多了 1.75 dB,加上 0.5 dB 载波对消损耗, 共造成 2.25 dB 接收余量损失。回退后载波图 样如图 9 所示。



图 9 回退后场景 1 载波图样 Fig. 9 Scenario 1 carrier after backoff

(2)场景2

对于场景 2,有两种情况:

1)场景 2-1,两载波总功率占比≤16.66%;

2)场景 2-2,两载波总功率占比为 16.66% ~25%。

场景 2-1 中,采用 CnC 技术后,两个载波 合成为一个载波,总功率占比 $\leq 16.66\%$,相当于 等效带宽 ≤ 12 MHz,符合功带平衡要求,无需再 进行功率回退。场景 2-1 的载波图样如图 10 所示。



图 10 场景 2-1 载波图样 Fig. 10 Scenario 2-1 carrier pattern

场景 2-2 中,采用 CnC 技术后,两个载波 合成为一个载波,两载波总功率占比为 16.66% $\sim 25\%$,相当于等效带宽为 $12 \sim 18$ MHz,不符合 功带平衡要求。场景 2-2 的载波图样如图 11 所示。



图 11 场景 2-2 载波图样 Fig. 11 Scenario 2-2 carrier pattern

此时,为满足功带平衡要求,需要计算载波 A 和载波 B 各自的功率占比,根据实际的业务 情况按相应比例将超出部分进行各自的功率回 退,控制两载波总功率占比在 16.66%以内。此 场景中,采用 CnC 技术,节省了 6 MHz 带宽,但 同样需要功率回退,加上 0.5 dB 载波对消损耗, 造成一定的接收余量损失。回退后载波图样如 图 12 所示。



图 12 回退后场景 2-2 载波图样 Fig. 12 Scenario 2-2 carrier after backoff

对于造成的接收余量损失,需要两方采用更 大的口径天线或调整编码调制方式以降低解调 门限,频谱效率也随之降低。因此,从实际应用 角度考虑,CnC技术并非完美的,它所能带来成 本效益是有限的,也非常考验星地链路计算。同 时,CnC技术的使用需要结合实际业务情况进 行取舍,而非随意进行功率回退,影响通信链路 质量^[16]。

4 工程案例

假设,位于老挝首都万象的上行站需要发射 一个 3.5 Mbit/s 的节目给位于北京的下行站接 收,通过老挝一号卫星转发。其中,载波为 C 频 段,上行 6.65 GHz,下行 3.55 GHz,采用 DVB-S2 通信体制,8PSK 调制方式,3/4 FEC 编码 率。此外,转发器当前增益档为 19 档,上行站天 线口径 1.8 m,功放规格 20 W,下行站天线口径 3.2 m,求系统可达的总余量和总可用度。

解析:首先,根据载波速率和调制编码方式 可求得载波分配带宽,即:

符号速率 R_s=3 5×(1+2%)/[3×(3/4)]≈ 1. 6 Msym/s

分配带宽 BW_{al} = 1. 6×(1+0. 2+0. 05) = 2 MHz

根据功带平衡,载波需要的功率回退为:

 $OBO_{c} = 10lg(36/2) + 3 = 15.55 dB$

 $IBO_{c} = 10lg(36/2) + 6 = 18.55 dB$

卫星在万象的 G/T 值为 1. 5 dB/K,当前对 应的 SFD 值为 — 90. 5 dBW/m²,载波对应的 PFD 值为—109. 05 dBW/m²。求得地面站上行 所需 EIRP_{es}为:

 $\text{EIRP}_{\text{es}} = \text{PFD} + \left\lceil 4\pi d^2 \right\rceil \approx 54 \text{ dBW}$

根据上行站天线口径,预估天线效率为60%,波 导损耗为0.5dB,功放回退暂定1dB,求得实际 上行 EIRP'_{es}为:

 $\operatorname{EIRP'}_{es} = G_{t} + P_{t} - L_{wg} - OBO_{c}$

= 39.75 + 13 - 0.5 - 1 = 51.25 dBW

实际上行 EIRP'。在允许最大上行 EIRP。 范围内,符合功带平衡要求。

预估天线对星误差 0. 3 dB,其他不确定损耗 0. 2 dB,因此可求得上行[*C*/*N*]。为:

 $[C/N]_{u} = \text{EIRP'}_{es} + (G/T)_{sat} - L_{ul} - L_{ua} - L_{up} - L_{us} - K - [B_{n}] = 51.25 + 1.5 - 200.23 - 0.2 - 0.3 - 0.2 - (-228.6)$

 $-10lg(1.6 \times 10^6) \approx 18.3 dB$

理论预估总的上行[C/I]。为 22.8 dB, 根据:

 $\left[\frac{C}{N+I}\right]_{u}^{-1} = \left[\frac{C}{N}\right]_{u}^{-1} + \left[\frac{C}{I}\right]_{u}^{-1}$

求得 $[C/(N+I)]_u = 17 \text{ dB}_o$

由于上行实际 EIRP 比理论低了 2.75 dB, 载波输出回退也相应低 2.75 dB,即: OBO_c = 18.3 dB。

卫星在北京的 EIRP 场强为 40 dBW,功率 回退后可得载波 EIRP。为: $EIRP_{c} = EIRP_{sat} - OBO_{c} = 40 - 18, 3 = 21, 7 dBW$

预估系统总噪声为 75 K,接收天线效率为 65%,则可求得下行接收 $(G/T)_{\text{s}}$ 值为:

 $(G/T)_{\rm es} = G_{\rm r} - [T_{\rm s}] =$

39. $6 - 10 \lg 75 = 21 \, \mathrm{dB/K}$

预估天线对星误差 0. 5 dB,其他不确定损耗 0. 2 dB,因此可求得下行 $[C/N]_a$ 为:

 $[C/N]_{d} = \text{EIRP}_{c} + (G/T)_{es} - L_{dl} - L_{da} - L_{dp} - L_{ds} - \text{K} - [B_{n}] = 21, 7 + 21 - 195 - 0, 2 - 0, 5 - 0, 2 - (-228, 6) - 10 \log(1, 6 \times 10^{6}) \approx 13, 4 \text{ dB}$

按照设计指标,多载波下转发器预估 $[C/IM]_{sat} = 19 \text{ dB}$,理论预估总的下行 $[C/I]_{d}$ 为 17.5 dB,根据:

$$\left[\frac{C}{N+I}\right]_{d}^{-1} = \left[\frac{C}{N}\right]_{d}^{-1} + \left[\frac{C}{I}\right]_{d}^{-1}$$
$$\mathbf{\ddot{x}} \mathbf{\ddot{a}} \left[\frac{C}{N+I}\right]_{d} = 12 \text{ dB}_{\circ}$$

再根据: $\left[\frac{C}{N+I}\right]^{-1}$ = $\left[\frac{C}{N+I}\right]^{-1}$ +

 $\left[\frac{C}{N+I}\right]_{\rm d}^{-}$

求得星地链路总 $[C/(N+I)]_s = 10.81 \, dB_s$

DVB-S2 通信体制,8PSK 调制方式,3/4 FEC 编码率对应的解调门限值为 7.91 dB,另考 虑 0.5 dB 的不可预见性损耗,因此可求得系统 门限余量为:

 $M_{\rm s} = [C/(N+I)]_{\rm s,net} - E_{\rm s}/N_0 = 10.81 - 0.5 - 7.91 = 2.4 \, \mathrm{dB}$

根据 ITU-R 雨衰模型,得出万象与北京间 星地链路的2.4 dB 系统门限余量对应的系统总 可用度为 99.99%,即为一条星地链路的最终结 果体现。

需要注意的是,该链路条件下载波尚有 2.75 dB的转发器应分配的输出功率未利用, 若通过增大天线口径或更换更大功率功放的 方式提高上行能力,充分利用转发器分配的输 出功率,可更有利于下行接收及提高频谱利 用率。

5 结束语

对于卫星通信链路,需要考虑以合理的成

本投入实现高效稳定的通信质量,而星地链路 计算结果虽然与实际情况存在一定误差,但可 以作为一个有效参考。保守的计算结果虽能 保证足够的系统余量,但会增加成本投入;而 开放的计算结果虽能节省成本投入,但可能造 成系统余量不及预期。同时,链路计算还需要 考虑很多技术外的因素,还要根据用户的实际 情况和应用场景综合分析,给用户提供最合理 的设计方式。总的来说,链路计算没有最完美 的,只有最合适的。

在链路计算过程中,有很多处斗涉及到幅值 与真值之间的数值转换,例如在计算C/(N+I)时需要先将C/N 和C/I 的幅值转换成真值,数 学运算后得出的真值结果再转换为幅值,从而得 出C/(N+I) 的 dB 值。通常遵守的规律是涉 及乘除的都用真值运算。

本文通过理论和实际相结合,既解释了星地 链路的原理,又以工程案例给出了计算方法,还 对国内使用较少的 CnC 特殊链路进行了分析, 具有一定行业参考价值。需要注意的是,本文是 针对静止轨道透明转发通信卫星的链路计算,如 果是再生式或带有星上处理能力的转发器,则需 进行不同的分析。此外,随着卫星通信技术的快 速发展,不断涌现出如高通量卫星、中低轨通信 卫星、星座组网、波束复用等新技术,星地链路的 计算与分析也需要根据不同场景和技术作相应 的调整和优化。

参考文献(References)

- [1] 郭庆,王振永,顾学迈.卫星通信系统[M].北京:电子工 业出版社,2010:129-131.
- [2] 顾中舜,童咏章.卫星通信地球站实用规程[M].北京:国 防工业出版社,2016:5-7.
- [3] 吕海寰,甘仲民.卫星通信系统[M].北京:人民邮电出版 社,2010:17-18.
- [4] 吕智勇,汪宏武,张健. 卫星转发器资源的选择[J]. 卫星 与网络,2007(4):36-41.
- [5] 吴波洋. 通信卫星转发器的主要性能参数[J]. 中国无线 电,2005(5):52-55.
- [6] GERARD M. VSAT Networks. British: Wiley&Sons, 2003: 180-181.

- [7] 周珊,沈永言. 卫星通信中的信道编码与调制技术[J]. 数
 字通信世界,2016(5):1-4.
 ZHOU S, SHEN Y Y. Channel coding and modulation technology for satellite communication[J]. Digital Communication World,2016 (5): 1-4 (in Chinese).
- [8] 杨宏铭,曹志刚. Ka 波段卫星 ATM 系统差错控制编码方案[J]. 中国空间科学技术,2003,23(6):34-40.
 YANG H M, CAO Z G. Error-control coding schemes for Ka-band satellite ATM systems[J]. Chinese Space Science and Technology, 2003,23(6): 34-40 (in Chinese).
- [9] 季青云、江宏勇、数字电视中载噪比和调制误码率对 BER 的影响[J].中国有线电视,2007 (Z3):1792-1794.
 JI Q Y, JIANG H Y. Influences to BER brought by carrier-to-noise ratio (C/N) and modulation error rate (MER) in digital TV[J]. Chinese Digital Cable TV, 2007 (Z3): 1792-1794 (in Chinese).
- [10] LOUIS J. Satellite communication system engineering[M]. British: Wiley&Sons, 2008: 46-48.
- [11] YD/T 984-1998 卫星通信链路大气和降雨衰减计算方法[S].北京:邮电部电信传输研究所,1998.
 YD/T 984-1998 Methods for calculating attenuations by atmospheric gases and rain in satellite communication link [S]. Beijing: Research Institute of Telecommunications Transmission, 1998 (in Chinese).
- [12] 李文光,韩亚峰,王雷等.卫星通信系统中的干扰分析及 解决措施[J].石油知识,2019(4):32-33.
- [13] BRUCE R. The satellite communication applications handbook[M].London: Artech House, 2004: 296-300.
- [14] 翟政安,唐朝京.Ka 频段卫星通信链路雨衰对策[J].中国空间科学技术,2010,30(4):55-62.
 ZHAI Z A, TANG C J. Fadecountermeasure techniques for Ka-band satellite communication links [J]. Chinese Space Science and Technology, 2010,30(4): 55-62 (in Chinese).
- [15] 张佳鹏,黄普明,陈泓.基于 DVB-S2 的遥感卫星自适应 编码调制分析与仿真[J].中国空间科学技术,2010,30 (5):74-82.

ZHANG J P, HUANG P M, CHENG H. Analysis and simulation of adaptive coding and modulation for remote sensing satellite based on DVB-S2[J]. Chinese Space Science and Technology, 2010,30(5): 74-82 (in Chinese).

[16] 刘军. MODEM 载波叠加技术的另一个角度分析[J]. 卫 星与网络, 2010(5):76-79.

作者简介:

徐挺(1992一),男,助理工程师,研究方向为静止轨道通信卫星 地面应用系统,txu@laosatellite.com。

(编辑:梁雨薇)