

第 1 章

深空通信：简介

约瑟夫·H. 袁 (Joseph H. Yuen)

1.1 引言和概述

通信系统对空间飞行任务的成功而言是必不可少的,也是至关重要的。从航天器发射时刻开始,通信系统就是航天器和地面之间联系的唯一手段。该系统将航天器数据回传地面,跟踪航天器并控制它完成其无法自动执行的所有操作。

从 1957 年的人造地球卫星和 1958 年的“探索者 1 号”开始,为了实现更远的科学目标,空间任务在越来越远的地方开展,对返回数据量的要求越来越高,尤其对深空-月球或更远的探测器需求更为强烈。20 世纪 60—70 年代的行星飞越任务,通常仅有短暂的观测期。20 世纪 80—90 年代,发展到行星轨道器,科学观测时间通常可持续数年。进入 21 世纪,发展到能够在行星表面移动并开展科学探测的着陆巡视器。2012 年,MSL 在火星着陆,将持续开展数年的科学探测。

喷气推进实验室(JPL)为美国国家航空航天局(NASA)和 NASA 深空网(DSN)^①开发了很多深空通信技术,用于 JPL 曾执行过的深空任务,为克服通信距离遥远、航天器质量和空间可利用能源有限的困难做出了重要贡献。图 1-1 总结了自 1958 年 NASA 发射第一颗航天器以来深空通信能力和性能的演变过程,以及未来希望实现的目标。人们从中可以看到多年来取得的巨大进步。为了满足对深空通信系统性能日益增长的需求,JPL 未来每 10 年需要将系统能力提升 10 倍。

本书汇集了不同类型的一些能够代表典型设计的 JPL 空间任务;即 20 世纪 70 年代的“旅行者号”飞越任务、20 世纪 80 年代的“伽利略”轨道器、20 世纪 90 年

^① NASA 通过近地网络(NEN)或空间网络(SN)完成地球低轨卫星任务通信,两者均由 NASA 戈达德空间飞行中心(GSFC)管理。SN 拥有多颗地球静止轨道上的跟踪与数据中继卫星(TDRS)。除此之外,欧洲航天局(ESA)管理着许多地面站,用于在卫星发射后数小时内跟踪 NASA 深空任务。而且,一些商业公司也管理着多个能够与 NASA 任务通信的地面站。本书其余章节主要介绍了由 JPL 为 NASA 管理的深空网的通信性能(由于其特定位置,其他网络有时在 NASA 深空任务的发射和早期段提供关键时刻的跟踪支持)。

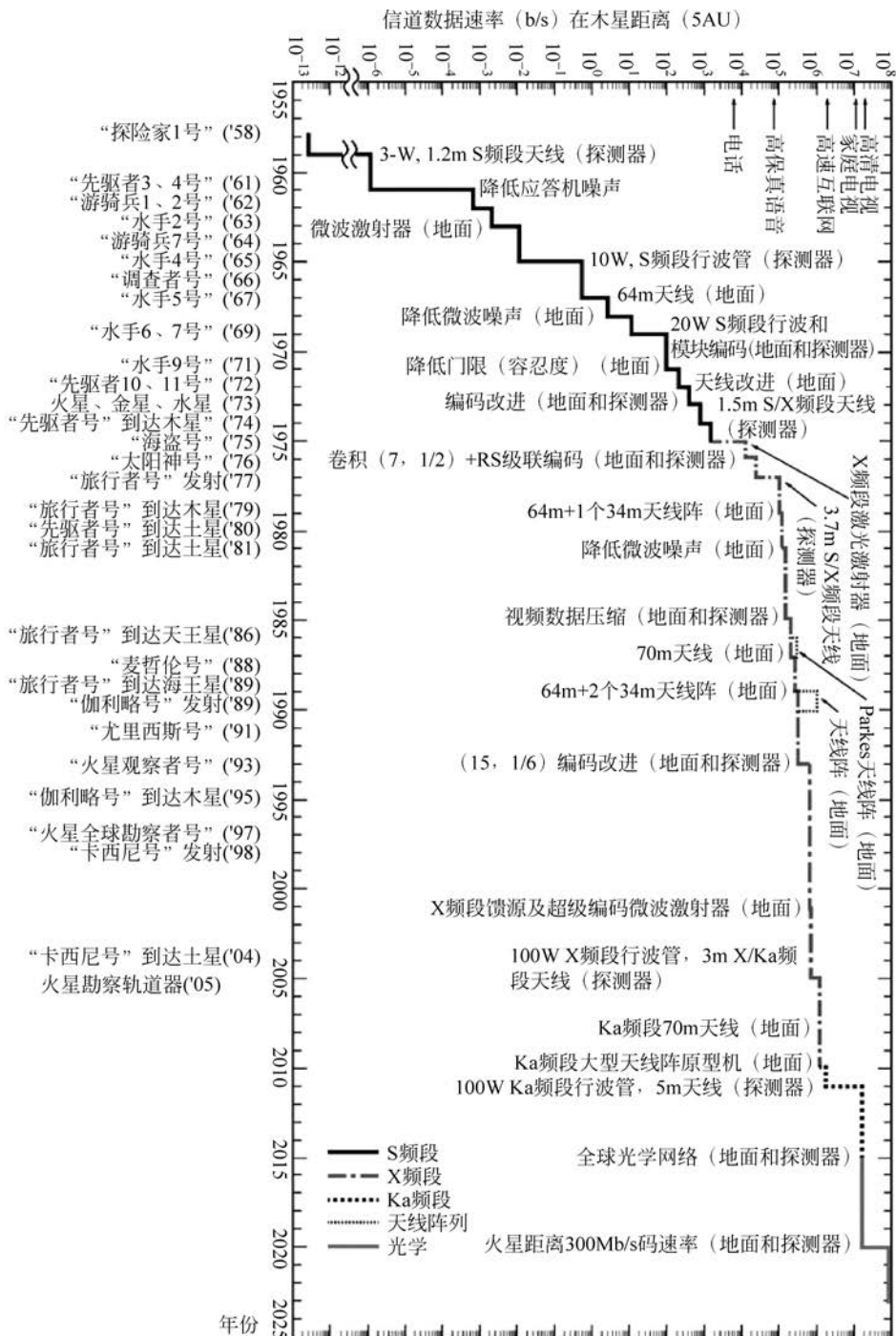


图 1-1 深空通信下行链路数据速率演化

代的“深空1号”、21世纪的行星际轨道火星勘察轨道器(MRO)和行星际火星探测巡视器(MER),以及2010年的MSL巡视器。我们所选案例都来自《JPL设计与性能总结系列丛书》,该丛书由深空通信与导航系统卓越中心(DESCANSO)^[1]出版。正如该系列丛书推出时DESCANSO负责人Joseph H. Yuen在序言中所提到的那样,本书的案例展示了每个任务中的系统设计和性能发展。案例为读者提供了大量任务系统概要描述。除了系统设计之外,案例中还给出了各系统实际飞行任务性能的详细资料。

我们仅对部分内容进行了必要的修订,并更新了任务的最新进展。在书中我们尽可能不做大的改动以保留原作者的内容。

本章分别总结了通信链路分析和通信设计控制的理论背景^[2],更多详细内容请参见参考文献的相关章节。

1.2 通信链路分析

通信系统性能由众多链路参数决定。调制技术、编码方式、新型天线、发射机和其他先进技术都能通过各种途径提高通信效率。通信工程师将所有部件和子系统组合并确定其性能,以形成一个完整的通信系统。本节中给出了描述信号性能的指标,如信噪谱密度比。此外,还定义了增强或削弱链路性能的部分链路参数。

1.2.1 接收功率

链路性能的计算一般是从发射和接收系统间传输介质的基本方程得到的^[3]。链路分析的第一步是计算接收信号功率。接收功率 P_R 由以下方程计算得到。

$$P_R = P_T L_T G_T L_{TP} L_S L_A L_P L_{RP} G_R L_R \quad (1.2-1)$$

其中: P_R 为接收机或前置放大器输入端的接收信号功率, P_T 为发射天线终端的总发射功率, L_T 为发射天线终端与无线电机箱之间由于布线引起的发射环路损耗, G_T 为发射天线增益, L_{TP} 为发射天线指向损耗, L_S 为空间损耗, L_A 为大气损耗, L_P 为发射与接收天线之间由于极化失配造成的极化损耗, L_{RP} 为接收天线指向损耗, G_R 为接收天线增益, L_R 为接收天线和接收机之间由于布线引起的接收馈线损耗。方程(1.2-1)以乘积形式包含了大量参数。不同类型的通信链路有不同的参数,但方程(1.2-1)的形式保持不变。

空间损耗,或两副天线之间接收功率与发射功率的数值比由下式给出:

$$L_S = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad (1.2-2)$$

其中: λ 为无线电信号波长, r 为航天器与地面天线之间的距离。

发射天线增益 G_T 与天线的有效口径 A_T 有关:

$$G_T = \frac{4\pi A_T}{\lambda^2} \quad (1.2-3)$$

其中： λ 为无线电信号波长。天线有效口径 A_T 与真实口径 A_t 有关，两者之间关系如下：

$$A_T = \mu A_t \quad (1.2-4)$$

其中： μ 为天线效率因子。接收天线增益的定义与发射天线增益类似(详见参考文献[2]第8章)。

方程(1.2-1)中的一些参数并非在所有工程中都有着相同的定义。如发射馈线损耗 L_T 有时通过减少发射天线有效增益和/或减少有效发射功率来计算，从而避免使用 L_T 。另外，大气损耗(对于晴天，干燥天气)通常在地面天线增益中统一考虑。无论具体的定义是什么，通信链路都需要考虑影响链路性能的全部参数。

接收功率以接收环路中某个点为参考。当然，参考点的选择会对 L_R 产生影响。上行链路(从地面到航天器)的参考点通常为航天器应答机输入端，下行链路(从航天器到地面)的参考点为脉泽放大器输入端。无论参考点在哪里，为了正确计算信噪比(SNR)，接收系统等效噪声温度必须折算到所选择的参考点上。

1.2.2 噪声谱密度

上行链路的噪声主要是热噪声，来自航天器接收机前端放大器内部。对于下行链路，通过氨基冷却低噪声放大器(LNA)，使 LNA 的热噪声最小。整个接收系统的大部分噪声来自 LNA 外部，尤其是大气、天线视场内的热天体、2.7K 的宇宙背景辐射和天线旁瓣朝向地面部分所产生的噪声。

假设接收系统噪声在包含信号的频带内具有均匀的谱密度，单边噪声谱密度 N_0 (单位为 W/Hz) 定义为

$$N_0 = kT \quad (1.2-5)$$

其中： k 为玻尔兹曼常数，值为 1.380×10^{-23} J/K， $\tilde{k} = 10 \lg k = -198.6$ ，分贝数以 dBm/(Hz · K) 表示， T 为系统等效噪声温度。假定均匀谱密度和方程(1.2-5)适用于目前深空通信使用的微波频率信号。对于其他频段内的信号，如可见光频率，则使用其他不同的表达式^[3]。

1.2.3 载波性能余量

载波相位跟踪性能由载波跟踪环的 SNR 决定。对于上行或下行链路，带宽 $2B_{LO}$ 内载波 SNR 表示为 M_c ：

$$M_c = \frac{P_c}{2B_{LO}N_0} \quad (1.2-6)$$

其中： P_c 为接收功率中残留载波所占的部分功率， B_{LO} 为单边门限环路噪声带宽。此处， P_c 通过链路调制度由 P_R 计算得到，并且由使用的调制类型决定（见参考文献[2]第5章）。

之所以采用上式定义载波余量，是由于当 P_c 小于 $2B_{LO}N_0$ 瓦特(W)时，锁相环接收机将失锁（见参考文献[2]第3章）。因此， $P_c = 2B_{LO}N_0$ 定义为载波门限。

$\tilde{M}_c$ 由下式计算得到：

$$\tilde{M}_c = \tilde{P}_c - 2\tilde{B}_{LO} - \tilde{N}_0 \quad (1.2-7)$$

以分贝数表示的接收残留载波功率就是上述载波门限。 M_c 的另一个常用名称是 $2B_{LO}$ 带宽内的载波 SNR。然而，由于 $B_{LO}N_0$ 才是门限环路中的噪声功率，而不是 $2B_{LO}N_0$ 。因此 $2B_{LO}$ 带宽内的 SNR 等于门限环路内载波 SNR 的一半。

一般来说，最小可接受的载波余量并不是 0dB。为了上行链路的扫描捕获，最小的可用 P_c 在 $2B_{LO}N_0$ (W) 附近，也就是说，最小的可用载波余量约为 10dB。对于下行链路，DSN 建议的载波余量至少为 10dB，而对于双向多普勒测量，载波余量要大于 10dB，具体数值由所要求的测量精度决定。

1.2.4 遥测和遥控性能余量

对于遥测和遥控链路：

$$\text{接收机的 } ST/N_0 = \frac{S}{RN_0} \quad (1.2-8)$$

其中： S 为接收功率中数据调制边带的功率部分， R 为数据速率。 S 利用链路调制度由 P_R 计算得到。接收机 ST/N_0 参数有时通过 E_b/N_0 来表示， E_b/N_0 为比特信号能量与噪声谱密度比，且

$$\text{输出的 } ST/N_0 = [\text{接收机的 } ST/N_0] L_{\text{system}} \quad (1.2-9)$$

其中： L_{system} 为系统损耗。门限 ST/N_0 定义为链路要求的误比特率。遥测或遥控链路分析的底线是性能余量，以分贝数(dB)表示。

$$\text{性能余量} = \text{输出的 } ST/N_0 - \text{门限 } ST/N_0 \quad (1.2-10)$$

1.2.5 测距性能余量

测距通道包括 DSN 向航天器发送的测距调制音或编码信号，调制的测距信号与接收机噪声信号共同调制下行信号，并向 DSN 发送（参考文献[2]第4章）。航天器测距 SNR 为

$$\text{测距输入 SNR} = \frac{P_{R(u/l)}}{B_R N_{0(u/l)}} \quad (1.2-11)$$

其中： $P_{R(u/l)}$ 为接收上行功率中测距调制边带所占的功率部分， $N_{0(u/l)}$ 为上行链路

噪声(航天器接收机的单边噪声谱密度), B_R 为应答机测距通道的单边噪声带宽。此处, $P_{R(u/l)}$ 利用上行链路 P_R 由上行调制度计算得到。转发至 DSN 的测距信噪谱密度比为

$$\text{接收 SNR} = \frac{P_{R(d/l)}}{N_{0(d/l)}} \quad (1.2-12)$$

其中: $P_{R(d/l)}$ 为接收下行链路功率中测距调制边带所占功率, $N_{0(d/l)}$ 为下行链路单边噪声谱密度。此处, $P_{R(d/l)}$ 不仅与下行链路的 P_R 和下行调制度有关, 而且与测距输入 SNR 有关。这是因为测距是一个转发通道, 有些下行链路的调制边带中包含了转发噪声边带。

$$\text{输出 SNR} = [\text{接收 SNR}] L_{\text{radio}} \quad (1.2-13)$$

其中: L_{radio} 为测距系统的无线电损耗。要求的 SNR 值由所需测量精度和积分时间决定(详见参考文献[2]第 4 章)。

测距链路分析的底线是性能余量, 以 dB 表示。

$$\text{测距性能余量} = \text{输出 SNR} - \text{要求 SNR} \quad (1.2-14)$$

1.3 通信系统设计控制

一个好的链路设计与不好的链路设计之间的区别通常仅有少量的分贝数差别。为此, 必须高度重视深空通信系统的系统性能预测。

若所有链路参数均为常数, 并且通信工程师对其精确已知, 只需对链路参数进行简单的核算就能够预测性能。然而, 现实世界并非一成不变。一些链路参数会随航天器所处环境、地面站参数和通信信道条件发生变化。有些参数与链路器件的自身特性有关, 在一定的区间内变化。

空间探测初期, 工程师们获取的数据很少, 同时在深空通信系统设计方面相对缺乏经验。因此, 他们往往非常保守, 使用确定性最差条件, 即采用最恶劣参数进行计算^[4-6], 以此来确保有足够的链路余量, 防范不确定性。多次月球和行星际飞行任务的经验表明, 从工程和管理的角度看, 该方法是切实可行的^[6-8]。但确定性最差条件准则的主要缺点是它无法提供关于相关参数的详细信息及分布。因此, 也就不能定量地进行成本核算和风险评估。

多年来, 设计者们在深空通信系统设计中积累了大量经验。他们研发了用于通信性能统计分析的新技术^[8-9], 在保留其优势的同时消除了确定性方法的主要缺点。自 1975 年以来, 这种统计方法一直用在深空通信系统设计中, 本章将对其进行描述。

1.3.1 设计控制表

通信链路余量使用以下方程进行计算:

$$y = y_1 y_2 \cdots y_k \quad (1.3-1)$$

其中： $y_i (i=1, 2, \cdots, k)$ 为通信链路参数，如等式(1.2-1)和等式(1.2-6)所示。该等式以通用形式表示，没有细节部分。不同类型的通信链路具有不同的组成部分，但该等式的形式保持不变。

完整的通信系统包括大量参数，它们以乘积形式表示。因此，以 dB 形式可将这些参数表示为和的形式。

$$x = x_1 + x_2 + \cdots + x_k \quad (1.3-2)$$

其中：

$$x = 10 \lg y \quad (1.3-3)$$

以及

$$x_i = 10 \lg y_i, \quad i = 1, 2, \cdots, k \quad (1.3-4)$$

在系统设计中，最便捷的方法是将这些参数和条目以表格的形式表示，该表称为“设计控制表”或 DCT。所有影响系统链路性能的因素都按信号在系统中的流向顺序排列于表中。遥测、遥控和测距链路的 DCT 示例都可以在第 2~7 章中找到，用于对 6 个案例的研究。

DCT 中的每个参数都有设计值，以及有利容差和不利容差（参数的最小值和最大值）。这些容差不作为每个参数隐含的安全余量，而是反映了参数的不确定性，包括测量容差、制造容差、环境容差、器件漂移、器件老化、参数建模误差和其他误差。控制表很容易表示具有最大容差的参数，它的最大好处就是能够体现更多认知和进行硬件的改进。

以下小节介绍了深空通信链路的设计过程和性能准则的选择。

1.3.2 设计过程和性能准则选择

深空通信系统设计和性能估计采用趋于保守的准则。地面站天线与航天器之间信号变化主要是由天气状况决定的。“天气”既是指地球的大气状况（湿度、降雨和风），也指从大气顶部到航天器的空间路径中存在的带电粒子。

1.3.2.1 天气影响

天气影响需要特别考虑。对于 X 频段或高于 X 频段的载波频率，天气引起的链路随机变化是产生影响的主要因素。有两种技术将天气影响纳入通信设计中。在此将介绍其中一种较为简单的百分比气象技术，它是气象对链路性能影响的一种合理估计，一般情况下该估计能够满足系统的初步设计和性能评估要求。百分比气象技术因其简单而备受关注。反之，详细设计和链路性能监测就需要开展更精确的评估。

百分比气象技术应用于通信设计控制时，需要准备两个设计控制表。第一个

设计控制表中,假定深空站(DSS)处于干燥大气和晴朗天空条件下;第二个设计控制表中,假定处于“ $x\%$ ”恶劣气象条件下。所谓“ $x\%$ ”气象是指,在 $x\%$ 概率条件下,人们对天气影响做出了最悲观的假设;同时,最乐观的假设发生的概率为 $(100-x)\%$ 。如百分之九十五表示在95%的时间内由于天气影响造成的衰减量小于预测值,同时5%的时间内天气衰减量大于预测值。

1.3.2.2 设计过程

本节介绍链路的设计过程。该过程按顺序分为6个步骤,设计过程体现了通信设计控制的基本理念。以下内容详见参考文献[8]和文献[9]。

第1步,为大多数链路参数指定三个值:设计值、有利容差和不利容差。三个值均以分贝数表示。对于不用指定有利容差和不利容差的参数,给出设计值(分贝)。数据速率、空间损耗和信噪比门限(或要求)作为确定值且只有设计值。与天气相关的参数包括大气衰减和下行链路上由于云引起的噪声温度增量,仅指定设计值(噪声温度以开尔文表示,不以分贝数表示)。实际上,与天气相关参数的设计值应基于晴朗、干燥天气的假设。随后,如前所述,根据天气情况的概率分布,对不同天气情况下的相关参数进行再次设计,它们是基于百分比为 x 的恶劣天气指定的设计值。以下定义可作为将值指定给链路参数的指南:

- 设计值=一种先验的参数估计值;
- 有利容差=最优参数值与设计值之差;
- 不利容差=最差参数值与设计值之差。

噪声温度、噪声谱密度和噪声带宽的有利容差为负值,不利容差为正值;对于有些其他链路参数则相反,不利容差为负值,有利容差为正值。容差反映以下多种情况之一:极限环,与链路硬件相关的制造容差,对航天器所处环境的依赖性和其他不确定因素。

第2步,以垂直列表形式编排链路参数,并确定其中的独立分组。

第3步,在每个独立分组中,添加设计值、有利容差和不利容差,使每个分组仅有一个设计值及与其相关的有利容差和不利容差。

第4步,为每个独立分组合配一个概率密度函数(pdf)。通常使用的概率密度函数有均匀分布、三角分布、高斯分布和狄拉克 δ 分布(对于那些无容差的分组)。参考文献[2]第10章中给出了由通信预测和分析程序(TPAP)所给出的分布。若概率密度函数在整个实数轴上非零,如高斯密度函数,则使用 6σ (6倍标准差)作为有利容差和不利容差的值。

第5步,计算每个独立分组(随机变量)的均值和方差。当然,根据设计值和容差(均以分贝数表示)计算得到的平均值也以分贝为单位。

第6步,通过代数求和计算平均值,并将步骤5中获得的方差相加,计算所需性能或载波余量的均值和方差。所谓“代数求和”的意思是:有些计算意味着减去

噪声谱密度、噪声带宽、数据速率和门限(或要求)SNR,而非相加。

当然,通过对 K 个独立随机变量的 pdf 求卷积,可以得到整个链路余量的精确 pdf。然而,整个链路由上述步骤 2 中形成的 K 个独立随机变量组成,因此利用中心极限定理,链路余量的分布能够利用高斯分布进行很好地近似。这简化了计算的复杂度,使得更加便于进行手工计算。此外, K 个独立随机变量的 pdf 仅为估计量,尽管这种近似令人满意,但使用烦琐的卷积来获得基于不精确信息的精确解也是很困难的。一个更值得努力的方向是获得 K 个独立随机变量 pdf 的更精确估计。

重复以上过程,并根据 x 百分比恶劣天气为相关参数指定设计值。天气百分比不仅因地点而异,还可按月或季度确定。最终考虑利用以下 4 种规则来预测性能或载波余量:

- (1) 晴朗、干燥天气时的平均余量;
- (2) $x\%$ 天气时的平均余量;
- (3) 晴朗、干燥天气时的 $n\text{-}\sigma$ 余量;
- (4) $x\%$ 天气时的 $n\text{-}\sigma$ 余量。

这里“ $n\text{-}\sigma$ 余量”等于平均余量减去 n 倍标准方差。对于遥控链路, n 通常取 3;对于传输遥测或提供辐射数据的链路, n 通常取 2。

1.3.2.3 性能标准选择

为了确保航天器操作和预防链路不足情况,我们必须提供足够的链路余量。基于前面所述设计过程,可选择 3σ (3 倍标准差),概率为 0.99 作为链路性能指标。 3σ 值包含了链路的不确定性。根据可接受的风险,我们可以选择任意数量的 σ 值。因此,一个实用的链路设计准则是:链路 SNR 平均值必须在数值上大于或等于 $n\text{-}\sigma$ 所需的 SNR。或者,可以选择一个可接受的任务成功的概率标准,然后使用所需的 SNR。

参考文献

- [1] DESCANSO: *Deep Space Communications and Navigation Systems*, [http://descanso.jpl.nasa.gov/\(website\)](http://descanso.jpl.nasa.gov/(website)), Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology, Pasadena, California, includes *Design and Performance Summary Series*. <http://descanso.jpl.nasa.gov/DPSummary/summary.html> (accessed October 30, 2014).
- [2] J. H. Yuen, editor, *Deep Space Telecommunications System Engineering*, National Aeronautics and Space Administration, Washington, District of Columbia, July 1982. (Also reprinted by Plenum Press, New York, 1983.)
- [3] J. R. Pierce and E. C. Posner, *Introduction to Communication Science and Systems*, Plenum Press, New York, 1980.

-
- [4] R. E. Edelson, B. D. Madsen, E. K. Davis, and G. W. Garrison, "Voyager Telecommunications : The Broadcast from Jupiter", *Science*, vol. 204, no. 4396, pp. 913-921, June 1, 1979.
 - [5] R. E. Edelson, editor, *Telecommunications Systems Design Techniques Handbook*, Technical Memorandum 33-571, Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, California, July 15, 1972.
 - [6] M. F. Easterling, "From 8-1/3 Bits per Second to 100000 Bits per Second in Ten Years", *Conference Proceedings*, ITC'74, Los Angeles, California, 1974.
 - [7] V. L. Evanchuk, "117. 6kb/s Telemetry from Mercury In-Flight System Analysis", *Conference Proceedings*, ITC'74, Los Angeles, California, 1974.
 - [8] J. H. Yuen, *A Practical Statistical Model for Telecommunications Performance Uncertainty*, Technical Memorandum 33-732, Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology, Pasadena, California, June 15, 1975.
 - [9] J. H. Yuen, "A Statistical Model for Telecommunication Link Design", *Proceedings, National Telecommunications Conference*, New Orleans, Louisiana, A77-15115 04-32, Institute of Electrical and Electronics Engineers, New York, pp. 25-17 to 25-21, December 1976.