

星载柔性转发技术综述

余 强¹, 左 鹏², 边东明¹

(1. 解放军理工大学 通信工程学院, 江苏 南京 210007;

2. 总参信息化部驻 714 军代室, 江苏 南京 210016)

摘 要 将卫星通信中 2 种传统转发方式进行了比较, 介绍了柔性转发技术产生的背景, 总结了国内外在星载柔性转发器方面的研究现状, 并简要介绍了目前应用该技术的最典型系统——WGS, 然后重点结合基于调制滤波器组的非均匀带宽数字信道化方法, 详细分析了柔性转发的基本原理和关键技术, 最后指出了在未来移动卫星通信复杂的应用条件下星载柔性转发器实现的一些技术难点。

关键词 柔性转发; 数字信道化; 调制滤波器组; 分析合成法

0 引言

通信卫星以其通信距离远、覆盖范围广和无国界等特点, 得到了各国政府的大力发展, 目前, 卫星通信系统已经从传统的单频点、单业务和单星单波束, 发展成为多频段、多业务以及多星多波束。随着星上载荷技术的发展, 星上交换技术已成为大容量、高性能的卫星通信系统的关键技术之一^[1,2]。

目前, 根据所采用的交换技术的不同, 多波束通信卫星主要采用弯管式有效载荷(透明转发)与处理式有效载荷2种转发器, 分别对应为微波/中频信号交换(RF/IF交换)与基带信号交换。在弯管式有效载荷中, 卫星不对用户信号进行处理, 只完成信号的放大并通过微波开关矩阵进行微波频率切换, 实现不同波束间信号的交链; 在这种转发方式下, 信号体制与转发器无关, 使用灵活且适应性较强; 但是, 由于星上微波交换矩阵都是硬连接, 其路由选择方式是固定的, 无法适应业务量的变化。再生式有效载荷中, 卫星转发器通过下变频、解调和译码接收信号为基带信号, 利用其中的信息通过ATM交换或IP路由等方式进行交换后, 再编码、调制并上变频发射出去; 该方式支持单跳连接, 传输时延相应减少; 星上信号再生处理, 可获得链路信号传输改善, 提高了传输质量; 通过多波束/点波束混合技术, 可实现不相邻点波束之间的频率复用; 与透明转发相比, 再生转发具有较高的通信质量和频谱利用率。然而, 这种有效载荷对物理层具有内在的和固有的依赖关系, 随着地面技术标准或者通信协议的更新, 有可能使得星载处理器不能正确接收数据, 灵活性不高。

为了同时兼具以上2种转发器的优点, 提高卫星通信的灵活性和多样性, 基于数字信道化技术^[3,4]的柔性转发器应运而生。它能很好地解决弯管式和再生式有效载荷存在的问题, 规避卫星通信体制的约束, 系统具有灵活选择合适的通信体制、划分最佳信道、临时组网的能力, 提高了通信的灵活性与可靠性, 实现卫星信号和资源的灵活交换。由此可见, 基于数字信道化技术的柔性转发有效载荷将成为下一代通信卫星有效载荷发展的一个重要方向。

1 研究现状^[5,6]

1.1 国外研究现状

目前, 基于数字信道化技术的柔性转发有效载荷在一些商用和军用卫星通信系统中都得到应用, 并且成为这些卫星有效载荷的关键和核心技术。采用数字信道化技术的卫星通信系统有: ACeS (Garuda-1)、Thuraya、Inmarsat-4、WGS、MUOS、SkyTerra和Spaceway。上述卫星通信系统中除WGS和Spaceway外都是服务于窄带应用, 并且除WGS系统外采用该技术的卫星通信系统都只能实现均匀带宽的信号交换, 难以满足未来移动卫星通信系统演进的要求。针对该问题, 美军设计研制了基于非均匀滤波器组的星载柔性转发器, 并将其搭载在宽带全球卫星(Wideband Global Satellite, WGS)上, 该转发器主要利用灵活的星上信道化滤波技术, 借助非均匀滤波器组实现对星上信号进行分析和综合, 支持星上任意频段之间信息交互及灵活的跨波束交互。

WGS 卫星使用X频段和军用Ka波段频率资源, 它有19个独立的波束, 分别为9个X频段波束, 10个Ka频段波束, 其中X频段主要支持军用固定业务, Ka频段主要支持GBS业务, 它们可以业务互用。WGS 卫星总的交换容

量为4.875 GHz，分为39个信道，每一个信道带宽为125 MHz。每一个信道又分为48个基本子带信道，带宽为2.6 MHz。每路信号可以占用一个或多个相邻的2.6 MHz基本子带信道。它的交换功能很强大，能够实现波段间的连通，即系统提供“any-coverage-to any - coverage”实现X频段和Ka频段的互通，各路信号可以在各信道间（内）进行交换。星上柔性数字信道化器起着群交换的作用，被普遍认为是WGS星上关键技术。

另外，欧洲航天局也提出了2种可变带宽信号信道间（内）重构技术（Flexible Frequency Bandwidth Reallocation, FFBR）可能被柔性数字信道化器所采用，即树形结构（MIMO-FIR滤波器组）和基于可变过采样复数滤波器组结构。前者对可变带宽信号进行信道间（内）交换的核心思想是通过级联多路信号频分器（FDMUX）和多路信号合成器（FDFMUX）来完成可变带宽信号信道间（内）交换。后者对可变带宽信号进行信道间（内）交换的核心思想是通过级联多路信号频分器（FDMUX）和多路信号合成器（FDFMUX）来完成可变带宽信号信道间（内）交换。相比之下，后者具有处理速率始终在低速，对信号带宽约束小，在星上容易实现的优势。

目前关于柔性转发器的研究主要集中在对可变带宽的非均匀划分的滤波器组技术以及动态的信道化滤波技术。

1.2 国内研究现状

我国目前还没有具有星载柔性转发方式的卫星通信系统，但是国内的研究机构对此一直非常关注并取得了一定的研究成果。例如，在信道交换方面，中国空间技术研究院西安分院已经实现了2种低速信道信息的交换。在链路增益控制方面，西安分院通过采用复系数对每路信道的I、Q信号进行增益调整，其增益调节技术也已得到验证。总参第63所与清华大学对WGS卫星的技术体制进行了较为深入的分析研究，提出了一种基于调制滤波器组的数字信道化转发方法，该方法能够逐用户对不同用户信号进行分离与合成，打破了“均匀带宽”的约束，实现了星载“可变带宽”信号交换。清华大学阳志明等对基于数字信道化的柔性转发卫星通信系统的信道增益进行了建模优化，提出了一种数字信道化转发卫星通信系统的链路可支持性分析方法，有效地降低了多载波卫星通信系统转发器非线性的影响，较大程度地提高了数字信道化转发卫星通信系统的容量。

2 柔性转发工作原理

2.1 核心思想

本节以一种星上可变带宽信号重构结构（分析合成法）实现的星载柔性转发有效载荷为例进行说明。该方法的核心思想是使用一组分析滤波器组和一组合成滤波器组完成信号的分析、交换与合成，即先把信道划分为多个均匀带宽的子带，这些子带能够完全表示各路信号，再根据先验条件进行合成。调制滤波器组的各个子带滤波器通过对一个原型低通滤波器调制得到，因此其中心频率和带宽可以动态改变。同时这种滤波器组可以有效的采用多相分解技术，降低设计与实现的复杂度，其结构框图如图1所示。

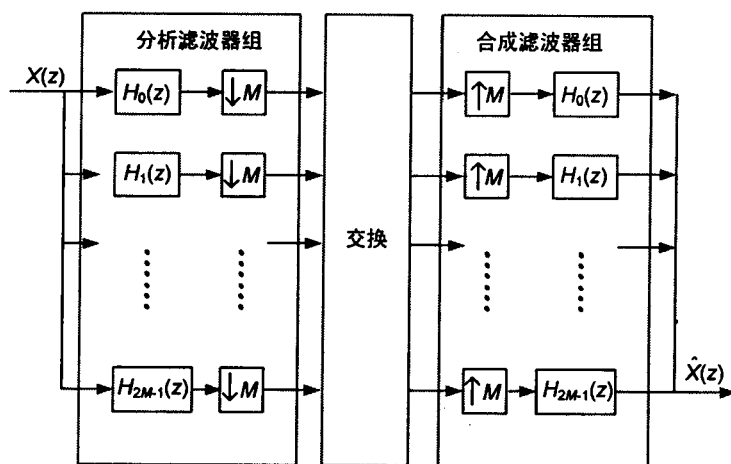


图1 柔性转发有效载荷结构框图

2.2 基本理论

2.2.1 抽取和内插^[7]

整数倍抽取是指从输入序列 $x(n)$ 中每隔 $M-1$ 个点提取一个点的处理过程， M 为抽取因子。对于一个信号的抽取，在时间域上可以表示为：

$$y(n) = x(Mn) \quad (1)$$

在频域上表示为频谱扩展 M 倍后, 周期性延展 M 个单位。表达式为:

$$Y(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X(e^{j(\omega - 2\pi k/M)}) \quad (2)$$

整数倍内插是指在输入序列 $x(n)$ 中每 2 个相邻样点之间插入 $M-1$ 个点的处理过程, M 为内插因子。对于一个插值 M 倍的信号, 在时间域上可以表示为:

$$z(n) = \begin{cases} y(n/M) & n=0, \pm M, \pm 2M, \dots \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (3)$$

在频域上可以表示为:

$$Z(e^{j\omega}) = Y(e^{j\omega/M}) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X(e^{j(\omega - 2\pi k/M)}) \quad (4)$$

可以看出, 经过抽取和内插实现了信号以 $2\pi/M$ 进行频谱搬移。

2.2.2 多相分解^[7]

使用多相滤波结构可以将滤波器转移到低采样率一端, 从而在实现内插抽取时提高计算效率。设 FIR 滤波器的冲击响应为 $h(n)$, 则其 z 变换 $H(z)$ 为:

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)z^{-n} \quad (5)$$

式中, N 为滤波器长度。如果将冲击响应 $h(n)$ 分成 M 个组, 并设 N 为 M 的整数倍, 即 $N/M=Q$, Q 为整数, 则:

$$\begin{aligned} H(z) &= h(0)z^0 + h(M)z^{-M} + \dots + h((Q-1)M)z^{-(Q-1)M} \\ &\quad + h(1)z^1 + h(M+1)z^{-(M+1)} + \dots + h((Q-1)M+1)z^{-(Q-1)M-1} \\ &\quad \vdots \\ &\quad + h(M-1)z^{-(M-1)} + h(2M-1)z^{-(2M-1)} + \dots + h((Q-1)M+M-1)z^{-(Q-1)M-(M-1)} \\ &= \sum_{n=0}^{Q-1} h(nM)(z^M)^{-n} + z^{-1} \sum_{n=0}^{Q-1} h(nM+1)(z^M)^{-n} + \dots + z^{-(M-1)} \sum_{n=0}^{Q-1} h(nM+M-1)(z^M)^{-n} \end{aligned}$$

令:

$$E_k(z^M) = \sum_{n=0}^{Q-1} h(nM+k)(z^M)^{-n}, \quad k=0,1,\dots,M-1,$$

则:

$$H(z) = \sum_{k=0}^{M-1} z^{-k} E_k(z^M), \quad (6)$$

其中, $E_k(z^M)$ 为 $H(z)$ 的多相分量, 式 (6) 为数字滤波器 $H(z)$ 的 I 型多相分解表示, 其网络结构如图 2 所示。

2.2.3 调制滤波器组

根据调制的函数是指数函数或者是正余弦函数, 可以将调制滤波器组分为复指数调制滤波器组 (Complex Exponentially Modulated Filter Banks, CEMFB) 和余弦调制滤波器组 (Cosine Modulated Filter Banks, CMFB)。下面以 CMFB 为例简要说明, 文献[8~10]给出了关于调制滤波器组更详细的介绍。

余弦调制滤波器组 (CMFB) 是指各子带滤波器通过对一个实的、具有线性相位的原型低通滤波器进行余弦调制而得, 原型滤波器 $H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)z^{-n}$, 阻带截止频率为 π/M 。该方法下其分析和合成滤波器 0 可分别表示为^[8]:

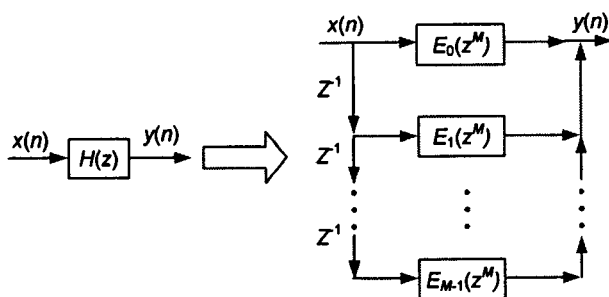


图2 多相分解

$$\begin{aligned} h_k(n) &= 2h(n)\cos\left(\frac{\pi}{M}\left(k+\frac{1}{2}\right)\left(n-\frac{2mM-1}{2}\right)+(-1)^k\frac{\pi}{4}\right), \\ f_k(n) &= 2h(n)\cos\left(\frac{\pi}{M}\left(k+\frac{1}{2}\right)\left(n-\frac{2mM-1}{2}\right)-(-1)^k\frac{\pi}{4}\right), \end{aligned} \quad (7)$$

其中, m 为任意正整数, M 为余弦调制滤波器组通道数, $h(n)$ 是实的、且具有线性相位原型滤波器, 长度为 $2mM$ 。 $n=0, 1, \dots, 2mM$, $k=0, 1, \dots, M-1$ 。

2.3 实现原理^[11]

假设卫星接收端, 一个信道接收的信号经过低噪放, 模拟降频到中频, 带通滤波, 带通采样, 信号频谱已经到达基带, 可以表示为:

$$y(n) = \sum_{r=0}^{P-1} \{x_r(n)e^{j2\pi f_r n}\} \quad (8)$$

式中, $x_r(n)$ 为第 r 路信号的基带信号, 占有一个或多个基本子带信道带宽, f_r 为第 r 路信号的数字载频, P 为信号路数。

图 3 是标准的分析合成法的信号流程图。

信号经过一组分析滤波器后进行抽取和插值, 再经过一组合成滤波器重构信号。

图 4(a) 是信道基本子带信道分布示意图, 这里假设共有 Q 个基本子带信道, 则每个基本子带信道带宽为 $\frac{2\pi}{Q}$, 各基本子带信道中心载频为

$\frac{2\pi}{Q}k + \frac{\pi}{Q} (k=0, 1, \dots, Q-1)$, Δ 是各基本子带信道间的间隔。

图 4(b) 是各路信号的频谱示意图, 分别占有一个或几个基本子带信道带宽。

图 4(c) 是分析滤波器组的频谱示意图, 分析滤波器能够完全表示各路信号, 这里基本子带信道用 2 个最小子带信道来表示, 则最小子带信道带宽为 $\frac{2\pi}{N}$, 各最小子带信道的中心频率为

$\frac{2\pi}{N}k + \frac{\pi}{N} (k=0, 1, \dots, N-1)$ 。

这里需要说明的几个问题是, 为了实现 FFBR 对信号重构的要求, 即信号能够实现基本带宽最

小 $\frac{2\pi}{Q}$ 的位移。就需要抽取和插值 M 满足 $M=BQ$, 其中 $B \geq 1$ 且为整数。为了在抽取过程中避免混叠, 要求:

$$\begin{aligned} & \left(\frac{2\pi}{N} + 2\Delta\right)M \leq 2\pi \\ \Rightarrow & M \leq \frac{N}{1+N\Delta/\pi} \\ \Rightarrow & M \leq \frac{N}{1+N\Delta/\pi} < N. \end{aligned} \quad (9)$$

设 $N=AQ$, 则 $N=AQ=\frac{AM}{B}$, 其中 $A > B$, $B \geq 1$ 。

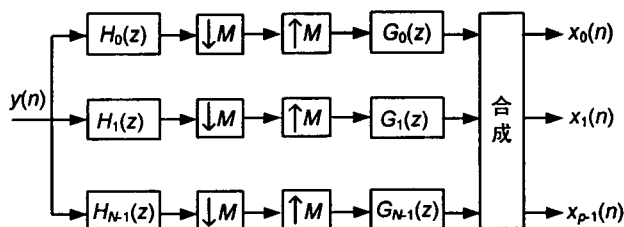


图 3 分析合成法信号重构图

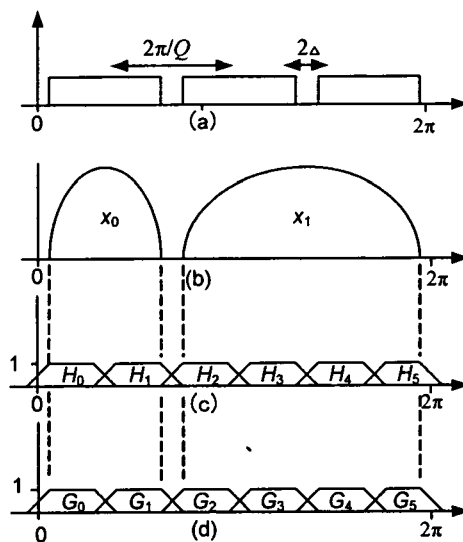


图 4 分析合成法信号重构频谱图

2.4 技术难点^[5]

2.4.1 精确重构原型滤波器的设计

柔性转发有效载荷作为未来通信卫星发展的重要方向,精确重构原型滤波器设计技术是其中一项基础性的工作,其性能的好坏直接影响调制滤波器组的重构特性,进而影响信号的低损伤重构、卫星业务的高效交换和通信质量。对于采用柔性转发有效载荷的卫星通信,考虑卫星链路低信噪比条件,为了实现信号的灵活交换和精确完美重构,必须采用多参数优化算法设计具有较小的通带波纹,较高阻带衰减的精确重构原型滤波器。

2.4.2 对非均匀信道增益的研究

随着卫星通信业务的不断增加,对功率和带宽受限的卫星通信提出了更高的要求。采用非均匀信道增益思想可以提高卫星容量,但是对于不同信道增益如何设置一直是个难点问题。文献[5]给出了一种求解信道增益的方法,获得了较好的系统容量和功率利用率,但要求地面站使用可提供的最大 EIRP 值,而且所得结果并不是全局最优。为此,同样需要研究全局优化算法,找出一种更适合改善柔性转发卫星通信系统容量和功率利用率的信道增益求解算法。

3 结束语

在分析比较了卫星通信中 2 种传统星上交换方式各自优缺点的基础上,介绍了柔性转发器的产生背景,并阐述了柔性转发器以其高可靠性和灵活性的优势将成为下一代通信卫星转发器的主要发展方向之一。但是从目前国内外的研究现状来看,我国在该技术领域与国外尚存在较大差距。文章以一种星上可变带宽信号重构结构(分析合成法)实现的星载柔性转发有效载荷为例,详细介绍了星载柔性转发技术的基本理论和过程,并且总结了一些柔性转发器在实现过程中尚待解决的技术难点。鉴于柔性转发技术在几种星上交换方式中的巨大优势,开展对该项技术的研究,为发展我国下一代大容量、多波束通信卫星具有重要的工程应用价值。

参考文献

- [1] 范继,王宇.星上交换技术分析[D].2010全国计算机网络通信学术会议,2010.
- [2] 张飞,张更新,王可青,等.卫星通信中柔性转发技术研究[J].空间电子技术,2012,3(9):9-13.
- [3] Pucker L. Channelization Techniques for Software Defined Radio[J].Technical Report, Spectrum Signal Lab,September 07,2009.
- [4] Hong Wang,Youxin Lu, Xuegang Wang.Tree Structure for Channelized Digital Receivers. CIE,2006.
- [5] 张飞.柔性转发有效载荷关键技术研究及验证[D].解放军理工大学硕士论文,2013.
- [6] 王守东,张更新.美军宽带卫星通信系统发展概况[J].数字通信世界,2009(11):78-83.
- [7] 徐以涛.现代数字信号处理[M].西安:西安电子科技大学出版社,2009.
- [8] Abu-Al-Saud W A, Stuber G L. Efficient Wideband Channelizer for Software Radio Systems Using Modulated PR filterbanks[J].IEEE Transactions on Signal Processing,2004,52(10):2807-2820.
- [9] Koilpillai R D,Vaidyanathan P P.Cosine-modulated FIR Filter Banks Satisfying Perfect Reconstruction[J].IEEE Transactions on Signal Processing,1992,40(4):770-783.
- [10] 张飞,边东明,张更新.星载柔性转发器中一种近似精确重构原型滤波器的设计[J].电子与信息学报,2013,35(3):671-674.
- [11] 徐健.星载可变带宽群处理技术研究[D].解放军理工大学硕士论文,2010.

作者简介

余强 男,硕士,解放军理工大学通信工程学院卫星重点实验室,信息与通信工程专业。主要研究方向:卫星通信。
边东明 男,(1975—),博士,解放军理工大学通信工程学院副教授。主要研究方向:卫星通信、卫星测控。