

# 一种基于复指数调制精确重构滤波的宽带星载数字信道化器

阳志明 周坡 曹志刚

(清华大学电子工程系微波与数字通信国家重点实验室 北京 100084)

**摘要:** 信道化技术是下一代宽带卫星通信系统中星载交换的关键技术之一。运用该技术,提取宽带卫星上行信号中的各窄带信号,然后经过变频、基带信号处理、交换等处理,最后综合成宽带下行信号,进入卫星下行链路。该文针对宽带卫星通信系统,提出一种基于复指数调制精确重构滤波器组的新型宽带星载数字信道化器。该信道化器既适合均匀带宽交换、又适合非均匀带宽交换的星载信道化器。数值实验表明,该新型信道化器具有较强的灵活性和可扩展性,克服了已有信道化技术只适合均匀带宽星载交换的局限,同时对信噪比和数据存储量有较大的改进和提高。

**关键词:** 卫星通信; 非均匀带宽星载交换; 数字信道化器; 复指数调制; 精确重构滤波器组

**中图分类号:** TN927

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2010)11-2554-06

**DOI:** 10.3724/SP.J.1146.2009.01427

## CEM PRFB-based Digital Channelizer for Broadband Satellite Communications

Yang Zhi-ming Zhou Po Cao Zhi-gang

(State Key Laboratory on Microwave and Digital Communications, Electrical Engineering Department,  
Tsinghua University, Beijing 100084, China)

**Abstract:** The channelization technique is a key element of onboard switching in the next generation broadband satellite communication systems. With this technique, the independent communication signals can be extracted from the wideband uplink signal. And having experienced frequency down-conversion, baseband processing and switching, they are synthesized together to enter the downlink. This paper proposes a Complex-Exponential Modulation Perfect Reconstruction Filter Bank (CEM PRFB) based channelizer for broadband satellite communications, which is fit for not only homogeneous onboard switching, but also non-homogeneous onboard switching. Both floating point and fixed point simulations are carried out in detail to explicitly verify the flexibility and scalability of the proposed channelizer. With this channelizer, the limitation in existing channelization techniques is overcome. Furthermore, significant performance improvement and reduction in memory size have been demonstrated.

**Key words:** Satellite communications; Non-homogeneous bandwidth onboard switching; Digital channelizer; Complex-Exponential Modulation (CEM); Perfect Reconstruction Filter Bank (PRFB)

### 1 引言

新一代通信卫星日益复杂,呈现多任务、多波束、多频段和多信道规划的特点,同时要求卫星有效载荷具有高灵活性:在轨可重构性、柔性和可响应性<sup>[1]</sup>,尽量减少卫星系统的应用限制,充分发挥卫星的价值。

卫星有效载荷主要分为透明转发和再生转发两种。随着人们对卫星有效载荷灵活性需求的与日俱增,具有星上处理能力的透明转发卫星有效载荷的

研发受到青睐<sup>[1]</sup>,主要原因是,再生转发模式对物理层(调制方式、编码方式等)具有固有依赖性,灵活性不高,应用受限;而透明转发相对简单,且与各种通信协议的兼容性好。然而为了支持灵活路由以及跨频段、跨波束交换,传统透明转发不能满足要求,尤其对下一代全球宽带多媒体卫星通信系统来说,开发具有较强星上处理能力的透明转发有效载荷迫在眉睫,数字信道化技术正好适应该发展形势。

数字信道化技术基于 FDMA(Frequency-Division Multiple Access)或 MF-TDMA(Multi-frequency, Time-Division Multiple Access)通信体制。在该体制中,上行信道划分成若干子信道,各

2009-11-06 收到, 2010-03-02 改回

国家 863 计划项目(2008AA01110)资助课题

通信作者: 阳志明 yangzm06@mails.tsinghua.edu.cn

用户占用一定带宽的子信道，用户子信道在星上经带通滤波、电路交换后，重新组成完整的下行信道。宽带卫星通信中，该处理过程在数字域完成，对应的有效载荷部件称为数字信道化器<sup>[2]</sup>，该技术称为数字信道化技术，主要实现灵活的信道化、频率转换、路由以及信道均衡等功能。

数字信道化技术在一些商用卫星通信系统中得到了应用，如 ACeS 等窄带卫星通信系统等<sup>[3]</sup>，但在这些系统中，各用户信号带宽相同；在美军正在研制和即将部署的卫星通信系统中，如宽带全球卫星通信(WGS)系统<sup>[4-6]</sup>，移动用户目标系统(MUOS)<sup>[7]</sup>等，该技术将被用于实现非均匀带宽交换，即各用户信号带宽可以不同(如图 1 所示，不同形状代表不同的用户信号)。其技术实现方法并未透露。

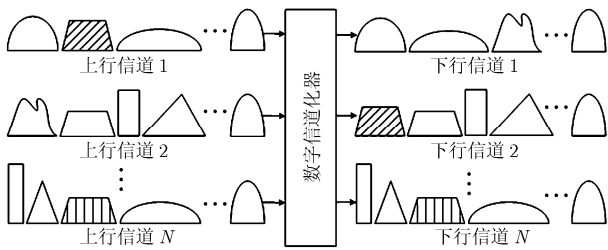


图 1 数字信道化器实现非均匀带宽交换示意图

数字信道化技术是一种面向物理连接的电路交换技术。其核心作用是从 FDMA 上行信道中提取所希望的用户信号，并交换到预期的某下行信道。目前，常用数字信道化方法有数字下变频法、解析信号法、多相离散傅里叶变换法、频域滤波法和多级法等<sup>[8,9]</sup>。这些方法几乎都假设信道被均匀划分成若干用户子信道，因此，上述方法均不能满足非均匀子信道划分需求。

离散滤波器组(DFB)法可以实现非均匀子信道划分场景。它针对特定的信道划分方案设计一组滤波器，完成子信道分离和合成等过程。当子信道数较少(4-8)时，它简单、经济、可靠，但当一个信道包含几十个甚至成百上千个子信道时，从滤波器组系数以及交换模式等数据存储量(3.3 节表 2)来看，该方法无实用价值。

针对非均匀子信道划分需求和已有数字信道化方法的局限性，本文提出一种基于复指数调制精确重构滤波的新型信道化器结构，适合子信道均匀或非均匀划分、子信道数达几十个或上百个的应用场景。

## 2 新型信道化器结构

假设一个 FDMA 上行信道被均匀分为  $V$  个基

本子信道，任一用户可占用一个或相邻数个基本子信道，因而用户信号带宽可以不相同，如：窄带用户占用一个基本子信道，宽带用户占用相邻多个基本子信道。不同用户间存在保护带  $G$ ，所有的保护带宽相同。

为实现用户信号交换，数字信道化器应该具有以下主要功能：(1)子信道分离，上行信号按用户分离成各用户子信道；(2)子信道交换，对各用户子信道进行频谱搬移，根据交换控制参数，将频谱搬移后的用户信号排放在预期的位置上；(3)子信道合成，将重新排序的各用户子信道综合形成完整的下行信号。

本文提出的数字信道化器原理结构如图 2 所示，由速率变换、分析滤波、交换、和综合滤波 4 部分组成。上行信号  $X(z)$  经速率变换，使上行基本子信道数由  $V$  扩展到  $V' = 2^{\lceil \log_2 V \rceil}$  ( $\lceil \cdot \rceil$  为上取整操作)；接着，信号经  $2M$  相分析滤波器组  $H_k(z)$ ， $k = 0, 1, \dots, 2M - 1$  均分  $2M$  路，每路信号经  $M$  倍降采样后进入交换模块；在交换模块中，根据交换控制参数，将该  $2M$  路信号数据重新排序，使得待交换的用户子信道位于预期位置上；然后，每路信号进行  $M$  倍内插以匹配速率；最后经综合滤波形成下行信号  $\hat{X}(z)$ 。

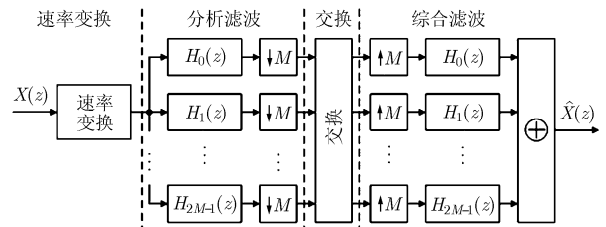


图 2 新型数字信道化器原理结构

参数  $2M$  表征信号交换粒度大小，其值越大，则信号交换粒度越小，精度越高。根据用户信号频带信息，用户信号与交换模块中  $2M$  路数据之间便建立一一映射。如某用户占 5 个基本子信道，它映射到交换模块中的数据则为  $2M$  路数据中的某连续几路或十几路，而如果某用户占 3 个基本子信道，则它映射到交换模块中的数据路数少于前者的数据路数；如果各用户带宽均相同，则它们映射到交换模块中的数据路数也都相同。因此，该信道化器不但适应信号带宽非均匀的应用场景，也适应均匀的应用场景。

速率变换模块将子信道划分数目统一为 2 的整数次幂(如子信道划分数目为 48，经速率变换，扩展到 64)，主要原因是考虑到后续分析滤波和综合滤波

的实现,采用快速算法 IFFT 和 FFT(见图 3),其基为 2 或 4,这样,因子信道划分带来的载波偏差能够得到有效消除。3.1 节中的实验证实了该结论。

**复指数调制精确重构滤波信道化算法** 本信道化器中分析滤波部分采用复指数调制精确重构滤波核心算法<sup>[10-14]</sup>。常用调制滤波器有余弦调制滤波器,它应用于精确重构滤波时,需分别设计分析滤波器和综合滤波器,设计过程比较复杂;而复指数调制滤波器应用于精确重构滤波时,分析滤波器和综合滤波器相同,设计过程相对简单。其原理如下所述。

假设卫星天线接收到的实模拟信号被转换成复数字信号  $X(z)$ (即  $I + jQ$  的形式,其中:  $I$  表示同相部分;  $Q$  表示正交部分;  $j$  为虚数单位)。运用复指数调制的精确重构滤波器组进行信号的分离与重构。设上行信道被  $U$  个用户占用,第  $i$  个用户信号  $X_i(z)$ ,  $i = 0, 1, \dots, U-1$  频谱满足关系:

$$X_i(e^{j\omega}) = \begin{cases} X(e^{j\omega}), & \omega_i^l \leq \omega \leq \omega_i^u \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (1)$$

其中  $\omega_i^l$  和  $\omega_i^u$  分别表示该用户信号所占频带的下界和上界。不同用户子信道间的保护带  $G$  定义为

$$G = \omega_{i+1}^l - \omega_i^u, \quad i = 0, 1, 2, \dots, U-1 \quad (2)$$

所有保护带均相等,且  $\omega_U^l = \omega_0^l + 2\pi$ 。

由保护带  $G$ , 得到  $M$  为

$$M = 2^{\lceil \log_2(2\pi/G) \rceil} \quad (3)$$

对于交换模块中的  $2M$  路数据,该用户信号对应的数据起始位置和终止位置分别为

$$Q_i^l = \lfloor M\omega_i^l / \pi \rfloor, \quad Q_i^u = \lfloor M\omega_i^u / \pi \rfloor \quad (4)$$

基于二通道无损格型原型滤波器的设计方法<sup>[10]</sup>,可构造出原型滤波器  $H(z)$  的多相分量对  $B_k(z)$  和  $B_{M+k}(z)$ ,

$$\begin{bmatrix} B_k(z) \\ B_{M+k}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{k,p} & \sin \theta_{k,p} \\ \sin \theta_{k,p} & -\cos \theta_{k,p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_k^{(p-1)}(z) \\ z^{-1} B_{M+k}^{(p-1)}(z) \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中  $p \geq 1$ ,  $0 \leq k \leq \lfloor M/2 \rfloor - 1$ 。

由  $H(z)$  的对称性,可得到它的另外  $M$  个多相分量为

$$\begin{cases} B_{M-k-1}(z) = z^{-(m-1)} B_{M+k}(z^{-1}) \\ B_{2M-k-1}(z) = z^{-(m-1)} B_k(z^{-1}) \end{cases} \quad (6)$$

其中  $0 \leq k \leq \lfloor M/2 \rfloor - 1$ ,  $m$  为任意正整数,其值由所述原型滤波器的阻带衰减决定<sup>[10]</sup>。因此  $H(z)$  表述为

$$H(z) = \sum_{q=0}^{2M-1} z^{-q} B_q(z^{2M}) \quad (7)$$

给定初值

$$\theta_{k,p} = \begin{cases} \pi/4, & p = 0, 0 \leq k \leq \lfloor M/2 \rfloor - 1 \\ \pi/2, & 1 \leq p \leq m-1, 0 \leq k \leq \lfloor M/2 \rfloor - 1 \end{cases} \quad (8)$$

分别进行如下优化  $\Phi_1$  和  $\Phi_2$

$$\Phi_1 = \int_{\pi/(2M)+\alpha}^{\pi} |H(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (9)$$

$$\Phi_2 = \max_{\omega \in [\pi/(2M)+\alpha, \pi]} |H(e^{j\omega})| \quad (10)$$

其中  $0 \leq \alpha \leq \pi/(2M)$ ,  $H(e^{j\omega})$  为滤波器  $h(n)$  的频率响应。

由此得到精确重构原型滤波器  $h(n)$ , 其阻带边缘为  $\omega_s = \pi/M$ , 阻带衰减为  $A_s$ 。则复指数调制的精确重构滤波器组为

$$h_p(n) = h(n) W_{2M}^{-p(n-(2mM-1)/2)} \quad (11)$$

其中  $W_M = e^{-j2\pi/M}$ ,  $n = 0, 1, \dots, 2mM-1$ ,  $p = 0, 1, \dots, 2M-1$ 。

完整的算法归纳如下:

步骤 1 根据卫星上行 FDMA 信道规划,用户数  $U$  和各用户之间的保护带宽  $G$ ;

步骤 2 根据参数  $G$ , 由式(3)得到参数  $M$ ;

步骤 3 根据信道化隔离度指标要求,确定参数  $m$ 。当  $M$  确定时,该参数越大,信道化器的隔离度越高,但随之计算量越大,因此要折衷考虑,一般选取  $m \in [7, 21]$ ;

步骤 4 根据  $R_s \geq R_{\text{ori}} V'/V$  的原则确定二次采样率  $R_s$ ;  $R_{\text{ori}}$  表示信号的原始采样率;

步骤 5 根据式(4),计算得到各用户信号对于的数据位置;

步骤 6 根据式(5)-式(11),得到精确重构滤波器的各多相分量  $B_k(z)$ 、 $B_{M+k}(z)$ ,  $0 \leq k \leq \lfloor M/2 \rfloor - 1$ 。

根据多速率信号处理原理<sup>[11]</sup>,先滤波后抽取的处理结构可转化为先抽取后滤波结构,同理,先内插后滤波结构可转化为先滤波后内插结构。因此,信道化器原理结构(图2)可转化为如图3所示的工程实现形式。

### 3 数值实验

本节给出子信道的精确提取和子信道交换功能

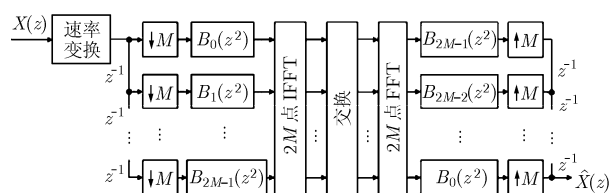


图3 新型信道化器的工程实现形式

支持两个数值实验。采用如图 5(a)所示输入复信号。实验参数配置(参考 WGS 系统)如表 1 所示。

表 1 参数配置

上行信道带宽	125 MHz	每个用户占用基本子信道数	1-8
基本子信道数 $V$	48	基本子信道带宽	2.6 MHz
用户数 $U$	22	保护带宽	340 kHz

由  $G = 340$  kHz, 根据式(3)得  $M = 512$ 。令  $m = 13$ , 由式(9)和式(10)得到长度为 13312 ( $2mM = 2 \times 13 \times 512$ ) 的原型滤波器  $h(n)$ 。其阻带边缘为  $\pi/512$ , 阻带衰减为 -96 dB。由式(11), 得到复指数调制精确重构滤波器组。图 4 给出了复指数调制精确重构滤波器的幅频响应。从该图可见, 滤波器组中各滤波器的阻带衰减为 -96 dB。

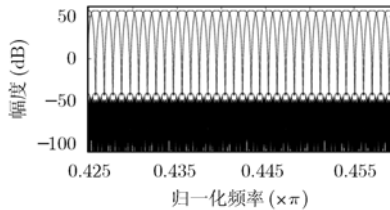


图 4 复指数精确重构滤波器的幅频响应

### 3.1 子信道精确提取

要求提取占有 4 个基本子信道的用户子信道 1。采用文献[12]方法, 结果如图 5(c)所示。从该图看出, 被提取的信号中残留一定的载波信息, 且实验证实, 采用该方法提取的不同用户信号具有不同的载波残留量。若将该信号直接提供给诸如 Gen\*Star 系统中后续的解调和译码等基带信号处理单元, 则误码性能很差。

然而, 采用本文提出的方法进行子信道提取, 效果非常好。首先进行采样率变换, 通过“速率变换”模块将采样率由 125 Msps 转换为 170 Msps。该过程等效于将原有 48 个基本子信道扩展到 64 个基本子信道。然后, 由上述方法进行子信道提取, 得到的信号能够被准确搬移到零频, 如图 5(d)所示。

从图 5(c)与图 5(d)的对比可以看出, 本文所提出的信道化器具有明显的优势。

### 3.2 子信道交换

要求将用户子信道 7 与用户子信道 15 交换。交换后输出的下行信号如图 5(b)所示。从图 5(b)看出, 下行信道中, 用户子信道 7 与用户子信道 15 互换了位置, 其它各用户子信道保持不变。该交换过程的实现非常简单方便, 根据待交换用户的频带信息,

确定该用户信号对应于交换模块中的数据块, 然后根据交换控制参数, 在交换模块中把待交换用户信号对应的数据块进行交换即可, 而不需重新设计滤波器或者进行其它的操作。

### 3.3 基于复指数调制精确重构滤波信道化器的复杂度

关于复杂度, 通过将本文方法、DFB 方法以及文献[12]方法(文献[12]方法只能实现子信道提取功能, 而不能实现包括交换在内的信道化功能)对比来进行说明。参考 WGS 系统, 一个 125 MHz 的上行信道被均匀化分成 48 个基本子信道, 每个基本子信道的带宽为 2.6 MHz。如果应用 DFB 方法, 为遍历子信道所有可能组合, 需设计  $2^{47}$  个滤波器。设每个滤波器的长度为 10, 系数位宽为 16 bit。事实上, 长度为 10 的滤波器根本不能满足精确重构需求, 也就是说, 使用长度为 10 的滤波器对输入信号进行子信道分离, 然后合成, 得到输出信号的混迭失真非常大<sup>[12]</sup>。详细的数据对比如表 2 所示。

表 2 3 种方法的复杂度比较

	滤波器数目	每个滤波器的长度	总的长度	存储量 (byte)
DFB 方法	$2^{47}$	10	$10 \times 2^{47}$	$10^{10} \times 2^{32}$ k
文献[12]方法	1	13	$\alpha \times 13312$	$\alpha \times 26$ k*
本文方法	1**	13	13312	26 k

注: \*  $\alpha \in (1, 2]$ ; \*\* 原型滤波器分解成 1024 项, 每项滤波器的长度为 13, 并内插成长度为 26 的滤波器。

从表 2 看出, 在宽带应用情况下, DFB 方法无实用价值。文献[12]方法的复杂度比本文方法高。在合理选取现有的普通现场可编程逻辑门阵列 (FPGA) 即可实现本文方法。

## 4 硬件实现

### 4.1 定点仿真

定点仿真结果直接关系到器件的选型。输入信号谱如图 5(a)所示。表 3 给出了上述信道化算法在不同运算精度下的性能指标。

从表 3 看出: 随着运算精度的提高, 信道化器的技术指标得到改进; 当运算精度提高到一定程度后, 信道化器技术指标的改进不是那么明显了, 所以在后续的硬件实现中, 要求对系统指标折中考虑, 综合权衡。

### 4.2 硬件实现

基于上述定点仿真结果, 选用如下主要器件:

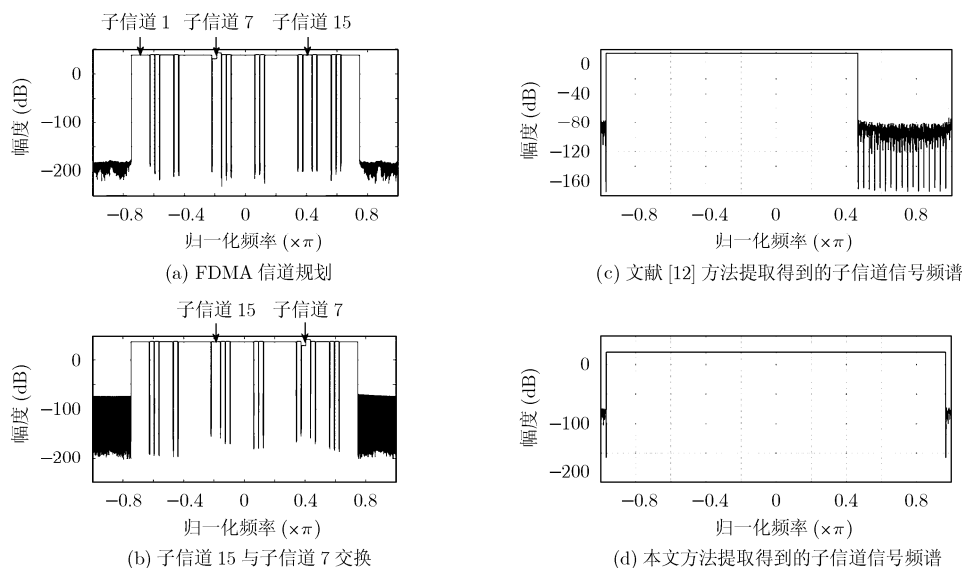


图 5 数值实验结果

表 3 不同运算精度下信道化性能

	运算精度(bit)				
	16	17	18	19	20
带内波动(dB)	0.87	0.55	0.32	0.26	0.22
隔离度(dB)	42	48	54	58	60

ADC 为 TI 的 ADS5474, 采样率为 400 Msps, 分辨率为 14 bit; FPGA 为 Altera 的 Stratix II 系列 EP2S180, 运算精度 18 bit。限于篇幅, 此处不再给出详细的硬件测试结果。

## 5 结论

本文针对宽带卫星通信系统, 提出了一种基于复指数精确重构滤波器组的新型星载数字信道化器。数值实验表明, 基于该算法的信道化器具有较强的灵活性和可扩展性, 克服了已有信道化技术只适合均匀带宽星载交换的局限, 同时, 从信噪比和数据存储量等性能来看, 该信道化器具有较大的改进和提高, 非常适合宽带卫星通信。

## 参考文献

- [1] Angeletti P and Gaudenzi R D. From “bent pipe” to “software defined payloads”: Evolution and trends of satellite communications systems [C]. Proc. Of 26th International Communications Satellite Systems Conference, San Diego, CA, June 10–12, 2008: 1–10.
- [2] Verma S and Wiswell E. Next generation broadband satellite communication systems [C]. Proc. of 20th AIAA International Communication Satellite Systems Conference and Exhibit, Montreal, Quebec, Canada, May 12–15, 2002: 1–7.
- [3] Karabins P D and Cary N C. Satellite system utilizing a plurality of air interface standards and method employing SAME [P]. United States Patent, US006052560A, Apr. 18, 2000.
- [4] Wang Lu-dong and Ferguson D. WGS air-interface for AISR missions [C]. Proc. of IEEE 2007 Military Communications Conference, Orlando, Florida, Oct. 29–31, 2007: 1–7.
- [5] Axford R, Short S, and Shehupak P, *et al.* Wideband Global SATCOM (WGS) earth terminal interoperability demonstrations [C]. Proc. Of IEEE MILCOM 2008, San Diego, CA, Nov. 16–19, 2008: 1–6.
- [6] Boeing Integrated Defense Systems. Transformational wideband communication capabilities for the warfighter. [http://www.boeing.com/defense-space/space/bss/factsheets/702/wgs/wgs\\_factsheet.html](http://www.boeing.com/defense-space/space/bss/factsheets/702/wgs/wgs_factsheet.html), September 2009.
- [7] Boeing News. Boeing delivers 1st communications payload to MUOS prime contractor. <http://boeing.mediaroom.com/index.php>, September 2009.
- [8] Pucker L. Channelization techniques for software defined radio. [http://www.spectrumsignal.com/channel\\_techniques/default.asp](http://www.spectrumsignal.com/channel_techniques/default.asp), September 2009.
- [9] Kumar R, Nguyen T M, and Wang C C, *et al.* Signal processing techniques for wideband communication systems [C]. Proc. of IEEE 1999 Military Communications Conference, Atlantic City, NJ, USA, Oct. 31–Nov. 3, 1999, Vol. 1: 452–457.
- [10] Koilpillai R D and Vaidyanathan P P. Cosine-modulated FIR filter banks satisfying perfect reconstruction [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1992, 40(4): 770–783.
- [11] Vaidyanathan P P. Multirate Systems and Filter Banks [M].

- Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993: 145-168.
- [12] Abu-Al-Saud W A and Stüber G L. Efficient wideband channelizer for software radio systems using modulated PR filter banks [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(10): 2807-2820.
- [13] Lin Yuan-Pei and Vaidyanathan P P. Linear phase cosine modulated maximally decimated filter banks with perfect reconstruction [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1995, 42(11): 2525-2539.
- [14] Nguyen T Q and Koilpillai R D. The theory and design of arbitrary-length cosine-modulated filter banks and wavelets, satisfying perfect reconstruction [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1996, 44(3): 473-483.
- 阳志明: 男, 1970 年生, 博士生, 研究方向为数字信号处理、卫星通信.
- 周 坡: 男, 1979 年生, 博士生, 研究方向为卫星通信、移动通信.
- 曹志刚: 男, 1939 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为卫星通信、信号与信息处理、移动通信.