

# 近似完美重构的数字信道化实现方法 及 FPGA 资源对比<sup>①</sup>

张 鹏,张 宁,张映南,孙垂强,马 楠

(中国空间技术研究院西安分院,西安 710000)

**摘 要:**宽带柔性转发器具有多体制支持能力强、链路连接灵活可变、频率规划在轨按需可变的突出特点,是满足未来宽带卫星发展需求的一类核心载荷,其核心部分采用了近似完美重构的数字信道化技术。对两种主流的数字信道化算法进行了仿真比较,并针对一种子带滤波器的要求,提出了两种实现方法:子带拼接法和直接信道化法,并以 Xilinx 公司 Virtex-4 系列的 V4SX55 型 FPGA 为例,对两种方法的 FPGA 资源占用情况进行了对比,给出了两种方法各自适合的应用场景。结果表明,当信道化路数 $\leq 256$ 时,应使用子带拼接法;当信道化路数 $\geq 512$ ,且 $< 2048$ 时,两种方法均可应用;当信道化路数 $\geq 2048$ 时,则只能应用直接信道化法。

**关键词:**宽带柔性转发器;数字信道化;子带滤波器;FPGA 资源

中图分类号: V474 文献标识码: A 文章编号: 1674-7135(2018)01-0048-06

D O I: 10.3969/j.issn.1674-7135.2018.01.009

## Comparisons of Two Methods of Near-Perfect Reconstruction Based Digital Channelizer Realizations and FPGA Resources Consumptions

ZHANG Peng, ZHANG Ning, ZHANG Yingnan, SUN Chuiqiang, MA Nan

(China Academy of Space Technology(Xi'an), Xi'an 710000, China)

**Abstract:** Wideband flexible transponder has some obvious features such as supporting a variety of satellite communications air interfaces and constructing flexible satellite-terrestrial link connections. Furthermore, it could change frequency planning on-orbit based on different requirements. Hence it is a type of key payload which satisfies the requirements of future Wideband communications satellites. The key technology of wideband flexible transponder is the digital channelizer, which is based on the algorithm of near-perfect reconstruction. In this paper, to meet with the sub-band filter requirement, two implementation methods, named sub-band concatenating and direct channelization, were designed based on two common methods and their performance comparison was provided via simulations. The FPGA resources consumptions of the two methods were further proposed, in which the Xilinx Virtex-4 V4SX55 FPGA were assumed to be adopted. Based on the comparison results, the suitable application scenarios for the two methods were suggested respectively. Simulation results confirm that when the number of sub-channels is less than or equal to 256, those filters with sub-band concatenating could be used, and when the number is greater than or equal to 512 and less than 2048, both types of filters could be adopted, and particularly, when the number is greater than or equal to 2048, those filters with direct channelization should be employed.

**Key words:** Wideband flexible transponder; Digital channelization; Sub-band filter; FPGA resources

<sup>①</sup> 收稿日期:2017-10-18;修回日期:2018-01-16。

作者简介:张鹏(1986—),硕士,研究方向为卫星通信技术。

## 0 引言

目前,通信卫星主要有弯管式和再生式两种转发器,弯管式转发器与信号体制无关,使用灵活,但交换颗粒度较粗,交换能力有限;再生式转发器中,卫星对下变频后的基带信号进行处理,由于对物理层有固有的依赖关系,使其灵活性差<sup>[1]</sup>。

为提高通信卫星的灵活性和多样性,基于完美重构的数字信道化技术应运而生,该技术既规避了卫星通信体制的约束,又能够实现卫星信号和资源的灵活交换,是目前卫星载荷新技术的一个研究热点<sup>[2]</sup>。国外最新的 WGS 卫星、INMARSAT XL 卫星、Intelsat 卫星、GisAT 卫星等多颗卫星均在轨应用了该技术。法国 ThalesAlenia 公司、欧洲 ASRTIUM 公司、美国 BOEING 公司、美国 Lockheed Martin 公司以及日本、印度的一些研究机构,都正在对该技术进行深入的研究,分别提出了多种完美重构理论算法、工程实现结构,并研制了高性能的样机,研究成果非常丰富。

国内对完美重构数字信道化技术进行了多年的跟踪和研究,目前对该技术的研究进入到进一步优化阶段,一个重要的方面就是新的完美重构算法的研究以及多种算法的比较工作。

本文对目前两种主流的数字信道化算法以及工程实现中 FPGA 资源占用情况进行了对比,给出了两种方法各自适合的应用场景。

## 1 宽带柔性转发器的功能及特点

### 1.1 主要功能

宽带柔性转发器属于“灵活载荷”、“柔性载荷”的范畴,是满足未来宽带卫星发展需求的一类核心载荷,此类转发器的核心部分采用近似完美重构的数字信道化技术实现,具有多体制支持能力强、链路连接灵活可变、频率规划在轨按需可变的突出特点。数字信道化技术的基本功能是用数字带通滤波器组对输入的数字信号进行滤波,并提取传输频带内的单个或多个子带信号,用于后续的基带处理。

宽带柔性转发器的功能示意图如图 1 所示。

由图 1 可知,各通道被滤波器组划分成若干子带,每个信号可只占用一个子带,也可占用多个子带,通道内和通道间的子带可实现灵活交换,支持组播、广播和宽带信号交换功能<sup>[3]</sup>,每个子带增益可独立进行调节,并支持子带导通、关闭两种方式。

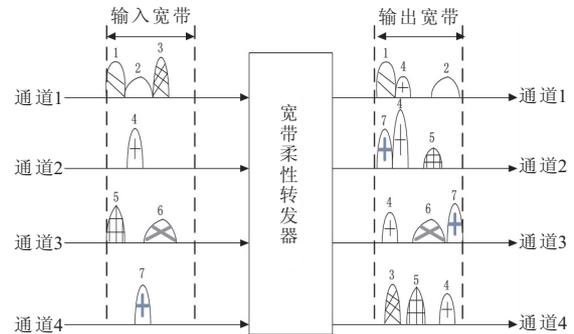


图 1 宽带柔性转发器原理图

Fig.1 Principle of wideband flexible transponder

以图 1 为例,信号 1、6 为直通传输;信号 2 进行了通道内的子带交换;信号 3 进行了通道 1 到通道 4 的通道间子带交换;信号 4 进行了广播和增益调整;信号 5 进行了组播和增益控制;信号 7 进行了组播。

### 1.2 技术特点

由于采用数字完美重构技术实现,宽带柔性转发器具有如下技术特点:

#### (1) 连接方式在轨灵活可变

允许卫星在发射升空后,还能根据地面应用情况的变化,灵活调整波束到波束、上/下行链路之间的连接方式。

#### (2) 支持数字弯管数量大

1) 每个子带均可建立起一条完全独立的数字弯管,以  $16 \times 16$  端口的柔性转发器为例,假设每通道划分为 48 个 2.6 MHz 带宽的子带,则整个转发器总共可支持  $48 \times 16 = 768$  条数字弯管同时工作。

2) 透明转发器使用模拟滤波器和微波交换矩阵进行通道交换,受模拟器件性能的限制,交换颗粒度较粗,支持的弯管数量有限<sup>[4]</sup>。

#### (3) 转发器通信容量提升

每个子带的增益可独立调整,使转发器可同时支持大、中、小等多个能力不同的终端;同时,可使有限的卫星功率资源以最优方案在大、中、小不同类型终端之间进行分配,使转发器功率效率最大化,从而提高系统的通信容量。

#### (4) 面向多种终端类型

宽带柔性转发器为数字透明转发器,卫星不对信号进行解调,与通信体制无关,使得转发器可支持多种终端,支持多种通信体制和业务;相比数字再生式转发器,既保留了使用的灵活性,又避免了在轨寿命周期内通信体制无法升级的困扰。

## 2 数字信道化子带滤波器设计

完美重构数字信道化技术主要采用带通滤波器组实现信号的滤波,核心思想是使用分析滤波器组和合成滤波器组完成信号的分析、交换和合成。而调制滤波器组作为一类特殊的滤波器组,将整个滤波器组的设计转化为设计一个子带滤波器,分析和合成滤波器组通过对子带滤波器调制得到,大大降低了整个滤波器组的设计复杂度<sup>[5]</sup>,得到了广泛应用。因此,调制滤波器组中子带滤波器的设计成为了完美重构数字信道化技术的核心。

### 2.1 复调制滤波器组的多相结构

调制滤波器组中的调制函数可是指数函数,也可是余弦函数,分别称为复指数调制滤波器组和余弦调制滤波器组。本质上,余弦调制方式和复调制方式是完全等价的<sup>[6-9]</sup>,而复调制滤波器组抗混叠干扰性能优于余弦调制,且实现方法简单,它的分析滤波器  $\mathbf{h}_k = [h_k(0), h_k(1), \dots, h_k(N-1)]$  和合成滤波器  $\mathbf{f}_k = [f_k(0), f_k(1), \dots, f_k(N-1)]$  是完全相同的,其中  $N$  为滤波器阶数。当信道化路数为 2 的整数次幂时,利用 FFT 算法更能提高运算效率,更适合工程实现。因此,本文基于复调制滤波器组进行设计实现<sup>[9]</sup>。

设  $\mathbf{h} = [h_k(0), h_k(1), \dots, h_k(N-1)]$  为长度  $N = 2mM$  的子带滤波器,则相应的复调制滤波器组为

$$h_k(n) = f_k(n) = h(n) W_{2M}^{-k(n - \frac{2mM-1}{2})} \quad (1)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, 2M - 1$$

其中,  $W_M = e^{-j2\pi/M}$ ,  $n = 0, 1, \dots, 2mM-1$ ,  $2M$  为信道化路数,  $m$  取决于阻带抑制。为减小计算复杂度,式(1)可表示为  $H(z)$  的多相结构如下:

$$H_k(z) = F_k(z) = \sum_{n=0}^{2mM-1} h(n) W_{2M}^{-k(n - \frac{2mM-1}{2})} z^{-n}$$

$$= \sum_{q=0}^{2M-1} \sum_{r=0}^{m-1} h(q + 2Mr) W_{2M}^{-k(q + 2Mr - \frac{2mM-1}{2})} z^{-q-2Mr}$$

$$= \sum_{q=0}^{2M-1} W_{2M}^{-k(q - \frac{2mM-1}{2})} z^{-q} \underbrace{\sum_{r=0}^{m-1} h(q + 2Mr) z^{-2Mr}}_{E_q(z^{2M})} \quad (2)$$

其中,  $E_q(z^{2M})$  为  $H(z)$  的第  $q$  个多相分量,则

$$H_k(z) = F_k(z) = W_{2M}^{\frac{2mM-1}{2}k} \sum_{q=0}^{2M-1} E_q(z^{2M}) W_{2M}^{-kq} z^{-q} \quad (3)$$

由以上公式推导可知,多相结构的分析和综合滤波器可分别用 IDFT 和 DFT 实现,如果信道化路数  $2M$  为 2 的整数次幂,则可用 IFFT 和 FFT 快速实

现<sup>[10]</sup>。

图 2 是基于多相 FFT 结构的完美重构数字信道化实现框图。

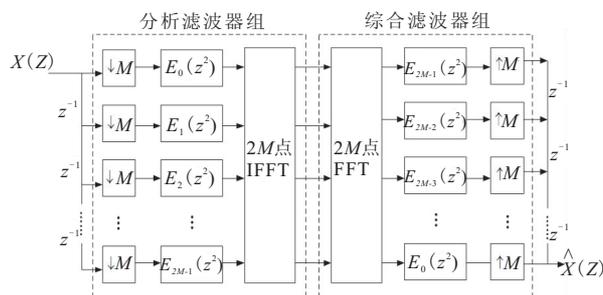


图 2 基于多相 FFT 结构的完美重构信道化实现框图

Fig.2 Block diagram of perfect reconstruction channelization based on polyphase FFT

### 2.2 子带滤波器的设计及存在问题

文献[9]提出了一种基于格型参数优化的子带滤波器设计方法,对其算法进行仿真建模,假定信道化路数  $2M = 16$ ,阻带抑制  $> 60$  dB,则参数设置为  $M = 8, m = 8$ ,所生成的子带滤波器及调制滤波器组的幅频响应如图 3 所示。

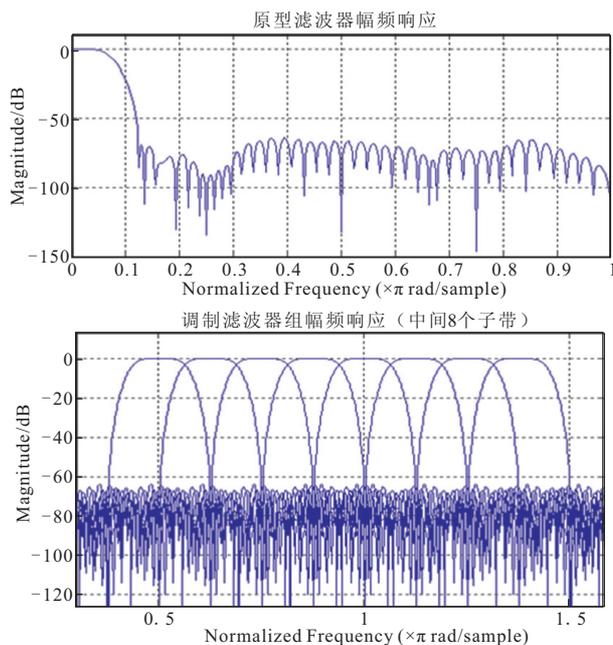


图 3 子带滤波器及调制滤波器组幅频响应

Fig.3 Magnitude responses of sub-band filter and modulated filterbanks

图 3 中,相邻子带滤波器的交叠点的衰减值为 3 dB,满足完美重构条件,但相邻子带在频域有 50%

交叠,相邻子带隔离度较差,每个子带通带带宽(幅度平坦部分)较窄,约仅占子带间隔的 1/2,频谱利用率低,往往不能满足应用需求。

图 4 为某商用卫星柔性转发器子带滤波器的幅频响应要求。

图 4 中,子带间隔为 Bandwidth,子带  $N+1$  的中心频率为  $f_c$ ,则子带的通带(带内波动为  $\pm 0.25$  dB)带宽为  $0.8 \times \text{Bandwidth}$ ,  $-6$  dB 带宽为 Bandwidth,相邻子带的交叠点的衰减值为  $(-6 \pm 0.25)$  dB,是因为经过信道化和合成两次滤波器后,相邻子带的交叠点理论衰减就变为  $-6$  dB。

对照图 3 中的子带滤波器,假定 Bandwidth = 2 MHz,则 A、B、C 三个点对应的幅度衰减值分别为  $-1.021$ 、 $-3.01$ 、 $-8.377$  dB,经过信道化和合成两个步骤后,A、B、C 对应的幅度衰减值将分别为  $-2.042$ 、 $-6.02$ 、 $-16.754$  dB,显然无法满足图 4 的要求。

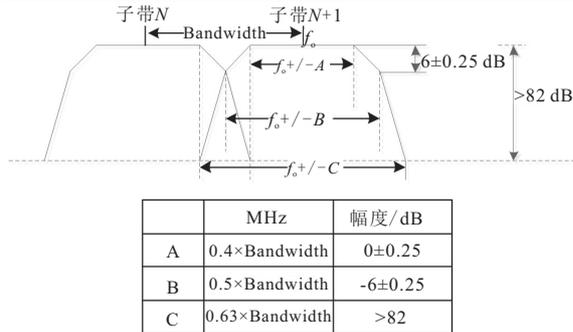


图 4 子带滤波器幅频响应  
Fig.4 Magnitude responses of sub-band filter

### 2.3 两种实现方法对比

为了满足图 4 的要求,本文给出了两种实现方法,并以 16 路信道化为例,对其进行了仿真对比。

#### 2.3.1 子带拼接法

根据文献[9]生成的 16 路信道化的子带滤波器无法满足图 4 的要求。

本文提出了子带拼接法,将信道化路数扩大 4 倍,变为 64 路,即子带颗粒度细化为原来的 1/4;然后,将 4 个子带拼接起来作为一个新的子带。图 5 给出了子带拼接示意图,以及拼接后的子带经过信道化和合成后幅频响应。

图 5 中,信道化路数变为 64 后,每个子带间隔变为 0.05 MHz,将中间虚线所示的 4 个子带拼接后组成一个新的子带。通过仿真,拼接后的子带滤波器经过信道化和合成后,A、B、C 三个点对应的幅度

衰减值分别为  $-0.00278$ 、 $-6.021$ 、 $-134.8$  dB,能够满足图 4 的要求。

如果子带滤波器通带要求更宽,可将子带颗粒度划分的更细。比如,将 6 个、8 个或者更多个子带拼接组成一个新的子带。

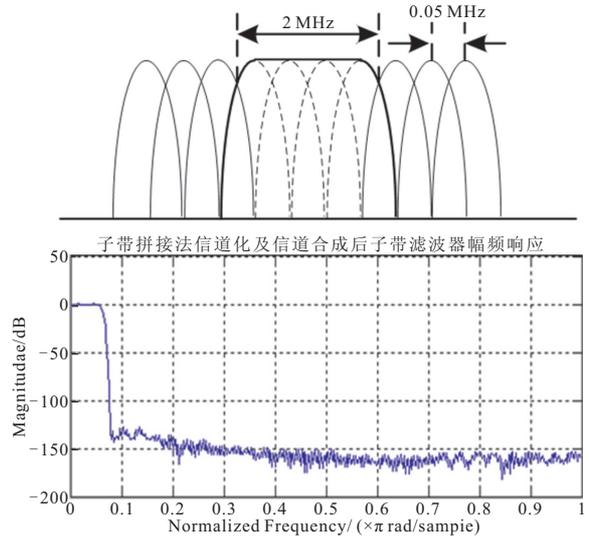


图 5 子带拼接示意图以及拼接后的子带经过信道化和合成后的幅频响应

Fig.5 Schematic diagram of sub-band concatenating, magnitude responses of sub-band after analysis and synthesis

#### 2.3.2 直接信道化法

除了上述的子带拼接法,根据文献[11]提出的算法,可直接产生满足图 4 要求的子带滤波器,当采用直接信道化法时,参数设置为  $M=8$ ,  $m=32$ ,即信道化路数为 16 路,但每个支路的滤波器阶数增加了 4 倍,所生成的子带滤波器及调制滤波器组的频响如图 6 所示。图 6 中的子带滤波器,经过信道化及合路后,A、B、C 三个点对应的幅度衰减值分别为  $-0.00295$ 、 $-6.021$ 、 $-142.52$  dB,同样满足图 4 要求。同时,图 6 中相邻子带的交叠点衰减值为  $-3$  dB,满足完美重构的条件。

综上所述,为实现较宽的子带通带带宽和较高的子带隔离度,本文提出了两种实现方法,两种方法均能够满足图 4 子带滤波器的性能要求。区别在于:

- (1)子带拼接法。将子带颗粒度划分得更细,信道化路数会增加,这样设计会导致 FFT 点数的提升。
- (2)直接信道化法。直接设计能满足要求,虽

然信道化路数没有增加,但会导致多相滤波器每条支路的滤波器阶数增加。

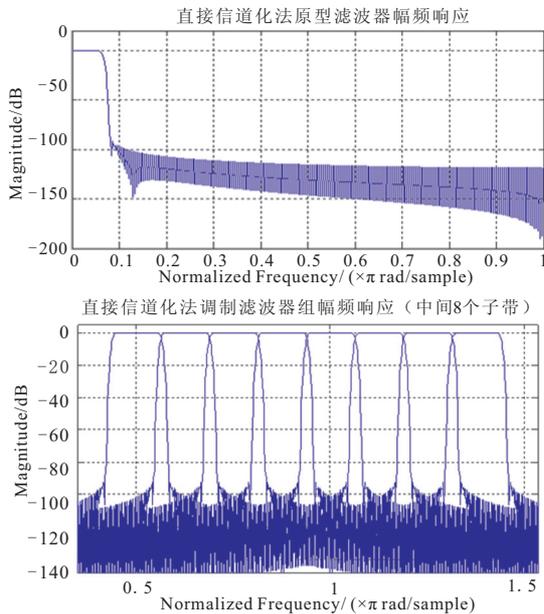


图 6 直接信道化法生成的原型滤波器及调制滤波器组幅频响应

Fig.6 Magnitude responses of sub-band filter and modulated filterbanks based on direct channelization

### 3 数字信道化的实现方法

目前,数字处理主要是基于 FPGA 或者 ASIC 实现,本文以 V4SX55 芯片为例,对子带拼接法和直接信道化法在工程实现中 FPGA 资源占用情况进行对比,并给出建议。

按照复调制滤波器组 FFT 多相结构进行数字信道化 FPGA 设计,实现结构如图 7 所示。

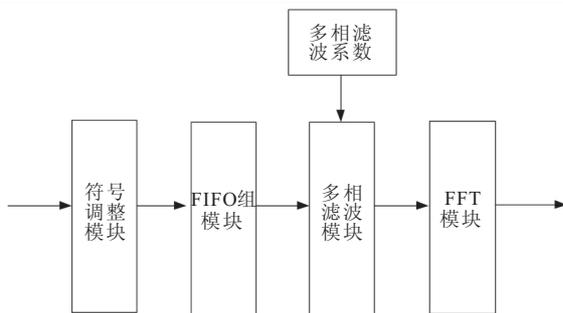


图 7 基于多相结构的数字信道化 FPGA 实现框图  
Fig.7 Schematic diagram of channelization FPGA based on polyphase decomposition

在实际应用中,每个系统对子带的带宽要求都有

所不同,当信号总带宽一定时,信道化路数越多,则子带被划分得越细,但带来的资源消耗也随之上升。

按照图 4 子带滤波器指标要求,根据图 7 的 FPGA 实现结构,在不同信道化路数情况下,对两种实现方法占用的 FPGA 的 DSP48 和 BRAM 资源进行了对比,结果如图 8 所示。

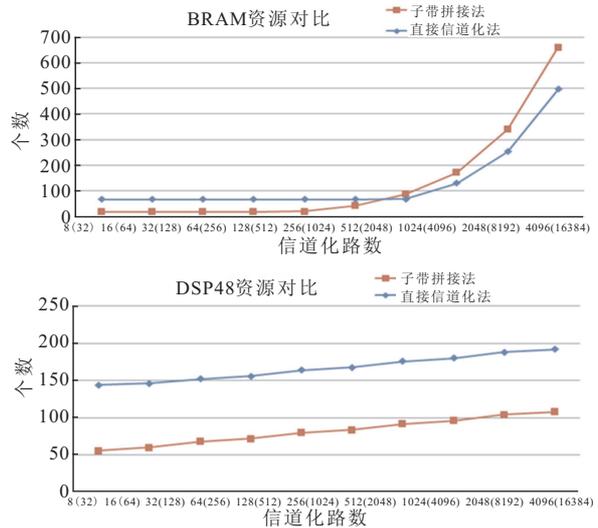


图 8 两种方法的 FPGA 资源对比  
Fig.8 Comparison of FPGA resources consumptions

图 8 中,横坐标表示信道化路数,括号外表示直接信道化法的信道化路数,括号内则为子带拼接法的信道化路数。可看出,要达到图 4 的性能要求,子带拼接法的信道化路数是直接信道化法的 4 倍。为便于理解,以下描述中信道化路数指的是直接信道化法的路数。

由图 8 可知,当信道化路数较小时,即  $\leq 256$  路时,子带拼接法占用的 BRAM 和 DSP48 个数均小于直接信道化法;而当信道化路数  $\geq 512$  时,子带拼接法占用的 BRAM 个数大于直接信道化法,且随着路数的继续增加,子带拼接法占用的 BRAM 个数上升得更快。

随着信道化路数的增加,两者占用的 DSP48 个数均缓慢增加,但需求量都较少。

当路数为 2048 时,子带拼接法需要的 BRAM 个数为 340,DSP48 个数为 104,直接信道化法需要的 BRAM 个数为 254,DSP48 个数为 188,而 V4SX55 型 FPGA 中,BRAM 总共只有 320 个,DSP48 则有 512 个。此时,子带拼接法已无法在一片 FPGA 中实现。

## 4 结论

(1) 本文对两种主流的数字信道化算法进行了仿真比较,并针对一种子带滤波器的性能要求,给出了子带拼接法和直接信道化法两种实现方法。

(2) 以 Xilinx 公司 virtex-4 系列 FPGA 芯片 V4SX55 为例,对子带拼接法和直接信道化法在工程实现中 FPGA 资源占用情况进行了对比,并给出了两者适合的应用场景:当信道化路数  $\leq 256$  时,应使用子带拼接法;当信道化路数  $\geq 512$ ,且  $< 2048$  时,两种方法均可应用;当信道化路数  $\geq 2048$  时,则只能用直接信道化法。

## 参考文献:

- [1] 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,2012,9(3):9-13.
- [2] 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.
- [3] 阳志明,周坡,曹志刚.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[J].电子与信息学报,2010,32(11):2554-2559.
- [4] 余强,左鹏,边东明.星载柔性转发技术综述[C]//第二十八届全国通信与信息技术学术年会,2013:260-264.
- [5] 牛菀露.基于精确重构的数字信道化技术与子带再生处理研究[D].西安电子科技大学,2014.
- [6] Koilpillai R D and Vaidyanathan P P. Cosine-modulated FIR filterbanks satisfying perfect reconstruction[J]. IEEE Trans, Signal Processing, 1992, 40(4): 770-783.
- [7] Nguyen T Q and Koilpillai R D. The theory and design of arbitrary-length cosine-modulated filterbanks and wavelets, satisfying perfect re-construction[J]. IEEE Trans, Signal Processing, 1996, 44(3): 473-483.
- [8] Boleskei H and Hlawatsch F. Oversampled cosine modulated filter banks with perfect reconstruction [J]. IEEE Trans, Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, 1998, 45(8): 1057-1071.
- [9] Abu-Al-Saud W A and 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.
- [10] Yung W H, Jian M and Ho Y W. Polyphase decomposition channelizers for software radios [C] // in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst, 2000, 353-356.
- [11] Xu H, Lu W and Antoniou A. Efficient iterative design method for cosine-modulated QMF banks [J]. IEEE Trans, Signal Processing, 1996, 44(7): 1657-1668.
- [5] Chen Qi, Zhang Dechen, Zhu Dandi, et al. Design and experiment for realization of wireless power transmission for small unmanned aerial vehicles [D]. Proc. of SPIE, 2015: 9671, 9671N.
- [6] 石德乐,李振宇,吴世臣,等.模块航天器间激光无线能量传输系统方案设想[J].航天器工程,2013,22(5):67-73.
- [7] Anand P, Pandiarajan R, Raju P. Wireless power transmission to UAV using laser beaming [J]. International Journal of Mechanical Engineering and research, 2015, 5(1): 137-142.
- [8] Liu Xiaoguang, Hua Wenshen, Liu Xun. Factors influencing efficiency of laser wireless power transmission system for micro unmanned aerial vehicles [D]. Proc. of SPIE, 2014, 9294, 929403.
- [9] 张以谟.应用光学(第3版)[M].北京:电子工业出版社,2008.
- [10] 潘君骅.大口径红外成像系统的光学设计[J].光学学报,2003,23(12):1475-1478.

(上接第36页)