

# 一种新的动态信道化接收机设计方法\*

唐鹏飞, 林钱强, 袁 斌, 陈曾平

(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

**摘要:**针对复杂电磁环境中存在多个非均匀分布的、不同带宽的信号的情况,提出一种新的动态信道化接收机设计方法。设计一个半带滤波器,并通过内插运算压缩它的频率响应,形成周期频谱;对输入信号进行滤波,同时使原信号经过一定延迟后减去滤波后的信号,形成两路在频谱上互补的信号;用均匀分析滤波器组对得到的两路信号分别进行滤波分解处理,实现监视频段的均匀信道化;根据能量检测结果将属于同一信号的相邻子信道信号作为下一步重构处理的输入,并设计出相应的综合滤波器组提取信号。理论分析和仿真结果验证了新方法的有效性。

**关键词:**宽带接收机;信道化;调制滤波器组;多相分解

**中图分类号:**TN911 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2013)03-0164-06

## A new design of dynamic channelized receiver

TANG Pengfei, LIN Qianqiang, YUAN Bin, CHEN Zengping

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract:** Considering that there exist many signals with nonuniform distributions and different bandwidths in the complicated electromagnetic environment, a new method is proposed for designing a dynamic channelized receiver. Firstly, a halfband filter was designed and its frequency response was compressed by zero-value interpolation to form periodic spectra. Secondly, the input signal was filtered with the interpolated halfband filter, and then the output of the interpolated halfband filter was subtracted from a suitably delayed version of the input signal. In this way, two channel signals whose spectra are complementary were obtained. Thirdly, the two channel signals were filtered respectively with the analysis filter bank to realize the uniform channelization. Finally, according to the energy detection of sub-channels, the outputs from adjacent sub-channels, which belong to the same signal, were treated as the input of the synthesis section, and the corresponding synthesis filter bank was designed to extract the desired signal. Theory analysis and simulation results verify the validity of the new method.

**Key words:** wideband receiver; channelization; modulated filter bank; polyphase decomposition

信道化接收机具有大瞬时带宽、高灵敏度、大动态范围、多信号实时处理能力,可实现监视频段内信号的全概率接收,因此在电子侦察等领域得到了广泛应用<sup>[1]</sup>。如何高效地实现信道化接收机一直以来都是研究的热点和难点。现有的信道化技术主要有:基于数字下变频的方法和基于多相分解的DFT滤波器组的方法。当信道数目较少时,基于数字下变频的信道化方法很有效,但是当信道数目较多时,它需要耗费较多的硬件资源<sup>[2]</sup>。基于多相分解的DFT滤波器组的信道化方法由于采用多相滤波结构和FFT快速算法可以极大地减少计算量,但它的缺点是要求信道为等间隔均匀分布,且信道数目为2的整数次幂,缺乏灵活性,当接收宽带信号时存在跨信道问题<sup>[3]</sup>。

在宽带数字侦察接收机设计中,由于接收的是非合作信号,其中信号个数、信号带宽、信号位置都是未知且时变的,因此不能采用均匀信道化的方法<sup>[3]</sup>。采用基于数字下变频的信道化方法,构造多个信道,需要耗费巨大的硬件资源,而且当信号随时间变化时,信道不能随之改变<sup>[4]</sup>。因此,必须采用新的信道化方法,能够动态地进行信道划分。对此,文献[5]提出了一种基于调制滤波器组的非均匀信道化方法,与基于数字下变频的信道化方法相比,该方法虽然具有运算量小、硬件复杂度低等优点,但它需要设计原型滤波器。而为了满足精确重构和高阻带衰减的要求,原型滤波器的阶数通常很大,这不仅增加了滤波器系数优化设计的难度,还增加了运算量和硬件资源耗费。对此,文献[6]通过适当放宽完全重构条

\* 收稿日期:2012-07-05

基金项目:新世纪优秀人才支持计划资助项目(NCET-06-0921)

作者简介:唐鹏飞(1984—),男,山西晋城人,博士研究生,E-mail:tangpengfei@nudt.edu.cn;

陈曾平(通信作者),男,教授,博士,博士生导师,E-mail:atrchen@sina.cn

件,设计几乎完全重构滤波器组来减小原型滤波器系数的长度,虽然在一定程度上降低了滤波器系数优化设计的难度,但放宽完全重构条件增加了混叠误差和幅度失真。文献[7]提出了一种基于频率响应屏蔽技术的非均匀信道化方法,这种方法虽然可以实现真正意义上的非均匀信道化,但其前端滤波与 ADC 采样速率相同,当侦察频带较宽时,实时处理难度很大,而且当划分的信道数目较多时,硬件复杂度也较高。

针对现有信道化方法存在的问题,本文提出了一种新的动态信道化接收机设计方法。新方法大大降低了动态信道化接收机设计的难度,具有运算量小,易于硬件实时实现等优点。

### 1 动态信道化接收机设计方法

在信道化接收机设计中,可以根据接收信号的最小带宽确定子信道宽度,然后确定划分的信道数目。常用的信道划分方法有:无混叠信道划分和有混叠信道划分<sup>[8]</sup>,如图1和图2所示。无混叠信道划分会形成接收盲区,当信号处于两信道之间时,无法有效接收信号,对于跨信道宽带信号则会误判为多个窄带信号。有混叠信道划分方法使不同信道之间产生了一定程度的交叠,虽然能够全概率接收监视频带内的信号,但要精确重

构出跨多个信道的宽带信号,需要在一定的最优准则下设计出相应的分析滤波器组和综合滤波器组,其设计过程往往很复杂<sup>[5]</sup>。

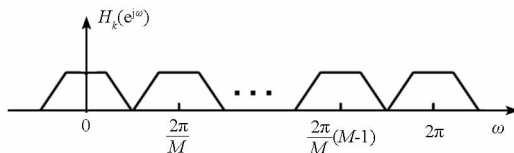


图1 无混叠信道划分

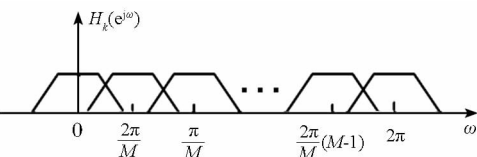


图2 有混叠信道划分

Fig. 2 Channel division of spectrum aliasing

如果输入信号经过分析滤波器组后得到的各子信道信号的频谱相互之间是互补关系,那么通过能量检测,把属于同一信号的相邻子信道输出结果相加在一起,就能重构出原信号。基于这种考虑,本文提出了如图3所示的动态信道化接收机设计方法。图中, $H_a(z^M)$ 为经过  $M$  倍插值的半带滤波器, $H(z)$ 为用于信道分解的原型低通滤波器, $F(z)$ 为用于信道综合的原型低通滤波器, $z^{-M(N-1)/2}$ 表示将输入信号  $x(n)$  延迟  $M(N-1)/2$  个采样周期。新方法将整个处理过程分为三步:整带分解、分析滤波、综合滤波。下面具体分析这三个步骤的实现过程。

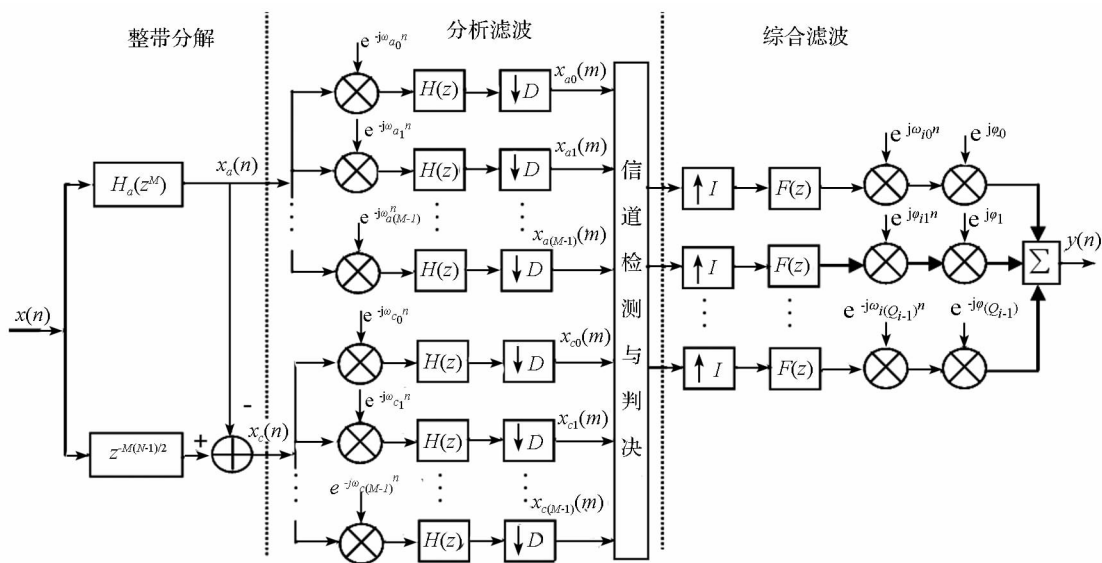


图3 动态信道化接收机原理框图

Fig. 3 Block diagram for dynamic channelized receiver

#### 1.1 整带分解

整带分解的目的是把整个监视频带分成相互

互补,且无交叠的多个子带。受频率响应屏蔽技术<sup>[9]</sup>的启发,设计一个长度为  $N$  的半带滤波器

$H_a(z)$ , 并进行  $M$  倍插值得到  $H_a(z^M)$ 。由多速率信号处理理论可知,  $H_a(z^M)$  的带宽较  $H_a(z)$  压缩了  $M$  倍, 同时产生了  $M$  个映像, 其频率响应由  $M$  个相互无交叠的子带组成。将  $x(n)$  延迟  $M(N-1)/2$  后减去  $H_a(z^M)$  的输出, 得到其互补滤波器  $H_c(z^M)$  的输出,  $H_c(z^M)$  的频率响应也由  $M$  个相互无交叠的子带组成, 这  $M$  个子带与  $H_a(z^M)$  频率响应的  $M$  个子带在频谱上互补, 设计分析滤波器组滤出这  $2M$  个子带信号, 就实现了均匀信道化。

由半带滤波器的特点可知,  $H_a(z)$  的通带波纹  $\delta_{ap}$  与阻带波纹  $\delta_{as}$  相等, 通带截止频率  $\omega_{ap}$  和阻带截止频率  $\omega_{as}$  相对  $\pi/2$  等距, 其冲激响应  $h_a(n)$  的长度总是奇数, 除  $n=0$  外, 在其余偶数点全为零<sup>[10]</sup>。本文采用窗函数法来设计满足要求的半带滤波器, 对半带滤波器  $H_a(z)$  进行  $M$  倍插值可以通过替换  $H_a(z)$  的单位延迟为  $M$  倍延迟得到<sup>[9]</sup>。当前端 ADC 的采样速率很高时, 为了使滤波器的工作速率与输入数据速率相匹配, 可以采用并行结构和流水线操作来提高滤波器的处理速度<sup>[11]</sup>。由于半带滤波器  $h_a(n)$  有近一半的系数值为零, 所以在实现过程中可以有效地减少计算量。

### 1.2 分析滤波

分析滤波的目的是设计分析滤波器组对整带分解后的两路信号进行滤波, 得到带宽相等的  $2M$  个子带信号, 实现监视频带的均匀信道化。

设输入信号  $x(n)$  为复信号, 它经过  $H_a(z^M)$  滤波后得到  $x_a(n)$ ,  $x(n)$  延迟  $M(N-1)/2$  后减去  $x_a(n)$  得到  $x_c(n)$ 。  $x_a(n)$  与  $x_c(n)$  的信道划分如图 4 所示, 其中, 实线为  $x_a(n)$  的信道划分, 虚线为  $x_c(n)$  的信道划分, 可见, 相邻信道的间隔为  $\pi/M$ , 且相邻信道间无频谱交叠。由图 4 可知, 第  $k$  个子信道的中心频率为

$$\omega_k = k\pi/M, k=0, 1, \dots, 2M-1 \quad (1)$$

对应图 3 中的频移因子  $\omega_{ak}, \omega_{ck}$  分别为

$$\omega_{ak} = \frac{2k\pi}{M}, k=0, 1, \dots, M-1 \quad (2)$$

$$\omega_{ck} = \frac{2k\pi}{M} + \frac{\pi}{M}, k=0, 1, \dots, M-1 \quad (3)$$

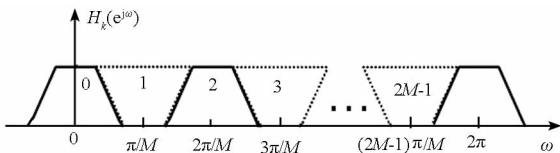


图 4 信道划分方法

Fig. 4 Channel division for complex signals

由于信号  $x_a(n)$  由信道  $0, 2, \dots, 2M-2$  内的子带信号组成, 信号  $x_c(n)$  由信道  $1, 3, \dots, 2M-1$

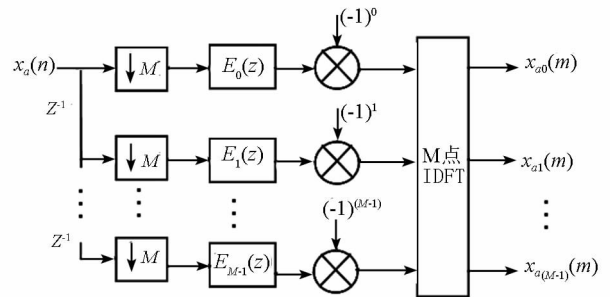
内的子带信号组成, 所有子信道带宽都相等, 所以只需设计一个原型滤波器  $h(n)$  就可以实现对两路信号的均匀信道化。值得注意的是, 为了消除频谱混叠, 并尽可能减少计算量,  $h(n)$  的通带截止频率  $\omega_p$ , 阻带截止频率  $\omega_s$  需满足(4)式和(5)式所示的条件,  $h(n)$  的阻带衰减  $A_s$ , 通带波纹、阻带波纹只需与半带滤波器对应的参数相等。

$$\frac{\omega_{ap}}{M} \leq \omega_p \leq \frac{\pi}{2M}, \quad (4)$$

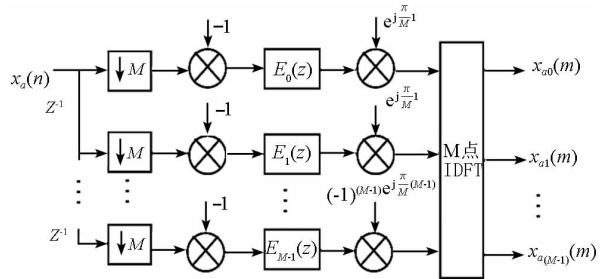
$$\frac{\omega_{as}}{M} \leq \omega_s \leq \frac{\pi}{M} \quad (5)$$

由于原型滤波器的阶数与过渡带宽成反比, 当过渡带很宽时, 滤波器的阶数变得很小, 所以, 为了减少计算量, 通常可取  $\omega_p = \frac{\omega_{ap}}{M}, \omega_s = \frac{\pi}{M}$ 。相应地, 滤波后数据进行  $M$  抽取不会出现频谱混叠。

直接实现图 3 中的分析滤波过程, 计算量很大, 不利于工程实现, 基于多相滤波的方法可以大大降低实现难度, 得到了广泛应用<sup>[4]</sup>。在此不再推导基于多相滤波的分析滤波高效结构, 直接给出其结果如图 5 所示。图中,  $E_k(z)$  为原型滤波器的多相成分。



(a) 偶数子信道信道化实现高效结构



(b) 奇数子信道信道化实现高效结构

图 5 分析滤波过程高效实现结构

Fig. 5 Efficient structure of analysis filtering section

### 1.3 综合滤波

分析滤波过程将归一化频率区间  $[0, 2\pi]$  均匀分成了  $2M$  个子信道, 对于某一时刻的输入信号  $x(n)$ , 其中可能含有多个带宽不等的子信号, 通过能量检测就能确定子信号所占据的子信道位

置<sup>[6]</sup>。假定第  $i$  个子信号  $x_i$ , 通过能量检测判定其占据编号从  $k_L$  到  $k_p$  的  $N_i$  个子信道, 为了能够适用信道综合的高效结构, 要求输入综合滤波器组的子信道个数  $Q_i$  为 2 的正整数次幂:

$$Q_i = 2^{\lceil \log_2 N_i \rceil} \quad (6)$$

其中,  $\lceil \cdot \rceil$  表示向上取整操作。对应图 3 中的插值因子、频移因子分别为

$$I = 2^{\lceil \log_2 N_i \rceil - 1} = \frac{Q_i}{2} \quad (7)$$

$$\omega_{ik} = \frac{2k\pi}{Q_i} + \frac{\pi}{Q_i} - \pi, k=0, 1, \dots, Q_i - 1 \quad (8)$$

另外, 为了补偿不同子信道间由于下变频所带来的相位差, 每个子信道还必须进行如下频移:

$$\varphi_k = -2 \frac{\pi k}{Q_i}, k=0, 1, \dots, Q_i - 1 \quad (9)$$

通过对原型滤波器  $h(n)$  进行抽取, 可以得到对应不同个子信道的综合滤波器<sup>[12]</sup>。当  $Q_i$  个

子信道作为综合滤波器的输入时, 对原型滤波器  $h(n)$  进行  $\frac{2M}{Q_i}$  倍抽取, 可得到对应的综合滤波器, 表示为

$$f(n) = h\left(\frac{2Mn}{Q_i}\right) \quad (10)$$

当信号发生动态变化时, 只需根据能量检测结果判定出子信号所占据的子信道位置, 再由 (7) 式、(8) 式求出对应的插值因子和频移因子, 由 (10) 式求出对应的综合滤波器, 就能完成子信号的重构处理。

直接实现图 3 中的综合滤波过程, 计算量很大, 基于多相滤波的方法可以大大降低实现难度<sup>[13]</sup>。在此省略推导过程, 直接给出基于多相滤波的信道综合高效结构, 如图 6 所示。图中,  $R_k(z)$  为综合滤波器的多相成分。

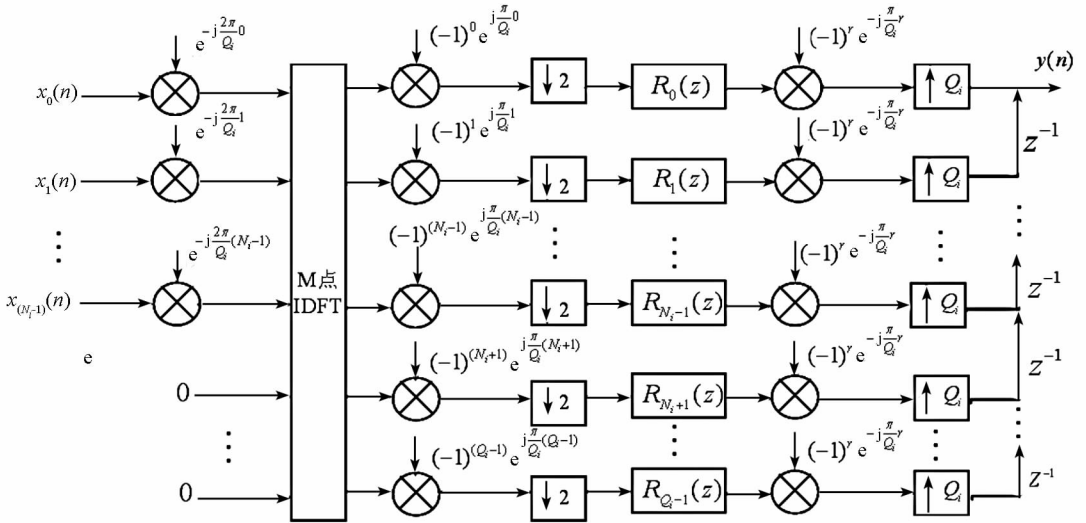


图 6 综合滤波器过程高效实现结构

Fig. 6 Efficient structure of synthesis filtering section

## 2 性能分析和仿真实例

本文提出的信道化接收机设计方法具有以下特点: (1) 滤波器设计简单。只需设计一个半带滤波器和一个低通原型滤波器; (2) 计算量小。半带滤波器有近一半的系数值为零, 分析滤波器组和综合滤波器组采用多相分解结构实现, 使得新方法的计算量大大减小; (3) 可重置性强。当信号带宽、位置变化时, 无需改变分析滤波过程, 只需根据子信道能量检测结果, 调整综合滤波器系数, 就能实现跨信道信号的精确重建。与文献 [5] 提出的方法相比, 新方法省去了精确重建原型滤波器设计的复杂过程, 只是增加了一个整带分解过程。由 1.1 节的分析可知, 整带分解过程

较易实现, 故新方法在实际应用中更简便易行。

由于实际滤波器的非理想特性, 其阻带衰减不能无限大, 所以信道化输出的信号频谱较原始输入信号频谱不可避免地存在着误差。该误差主要来自于两个方面: 一是分析滤波环节的抽取操作导致的混迭误差, 若原型滤波器的阻带衰减为  $A_s$  dB, 则该误差大约为  $-(A_s - 2)$  dB<sup>[6]</sup>; 二是在综合滤波环节, 虽然各子信道的阻带衰减很大, 但总是有限的, 因而在求和时会受到其他子信道信号的干扰, 这部分误差大约为  $-(A_s - 2)$  dB。若设计原型滤波器的阻带衰减足够大, 信道化输出的信号的频谱误差就能够控制在很小的范围内。应该注意的是, 原型滤波器的阻带衰减越大, 其阶数通常就越大, 所需的计算量和硬件资源耗费就

越大。在实际应用中,应根据需要适当选择原型滤波器的阻带衰减值。

下面给出仿真实例来验证本文方法的有效性。取系统带宽为 600MHz,均匀划分成 32 个信道。输入 2 个复线性调频信号作为测试信号,信号 1 的起始频率为 40MHz,带宽为 50MHz,信号 2 的起始频率为 170MHz,带宽为 90MHz,样本点数为 2048。采用窗函数法设计的半带滤波器阻带衰减为 -100dB,长度为 33,其幅频响应如图 7 所示。该半带滤波器 16 倍插值后的幅频响应如图 8 所示。原型低通滤波器用 matlab 中的 firpmord 和 firpm 函数来设计,阻带衰减为 -100dB,长度为 256,其幅频响应如图 9 所示。由图 4 所示的信道划分方法可知,信号 1 覆盖子信道 2~5,共 4 个子信道,信号 2 覆盖子信道 9~14,共 6 个子信道。输入信号频谱如图 10 所示。

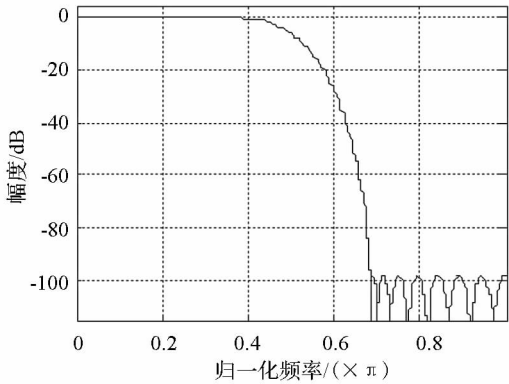


图 7 半带滤波器幅频响应

Fig. 7 Frequency response of the halfband filter

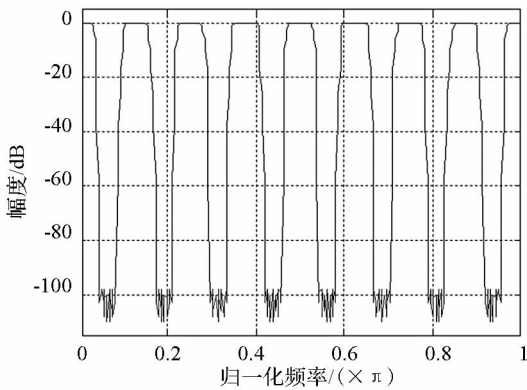


图 8 半带滤波器 16 倍插值后幅频响应

Fig. 8 Frequency response of interpolated halfband filter

首先将时域完全重合的测试信号 1 和测试信号 2 输入如图 2 所示的信道化接收机,然后对分析滤波环节输出的子信道信号进行能量检测,将属于同一信号子信道 2~5 输入对应的综合滤波器组,输出即为信号 1,其时域图、频谱图如图 11 所示。同理,将属于同一信号子信道 9~14

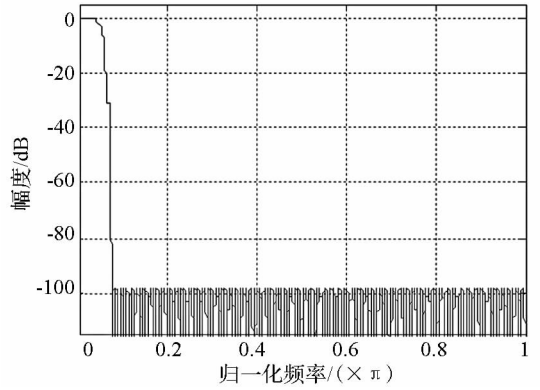


图 9 原型低通滤波器幅频响应

Fig. 9 Frequency response of the lowpass filter

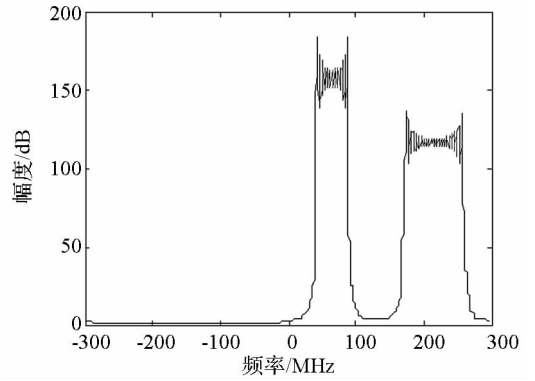
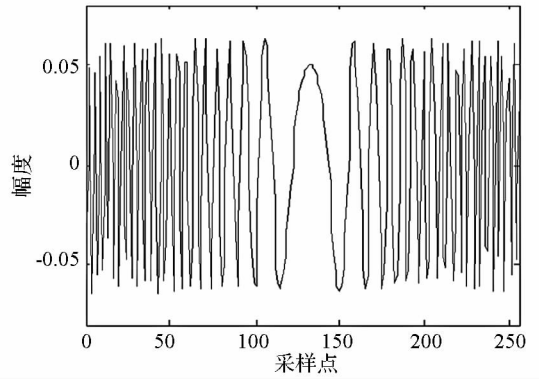
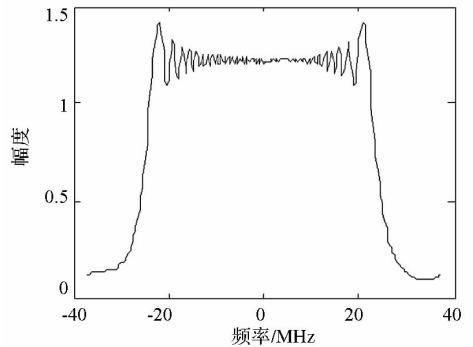


图 10 输入信号频谱

Fig. 10 The spectrum of input signals



(a) 信号 1 的信道化输出时域图(实部)

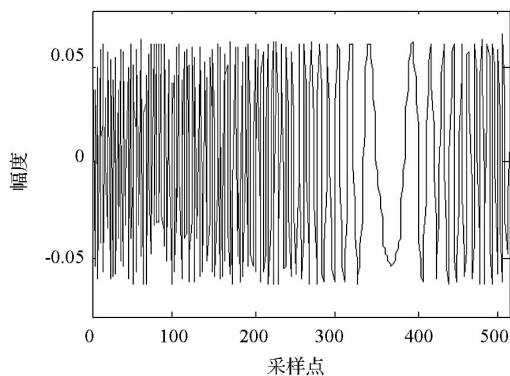


(b) 信号 1 的信道化输出频谱

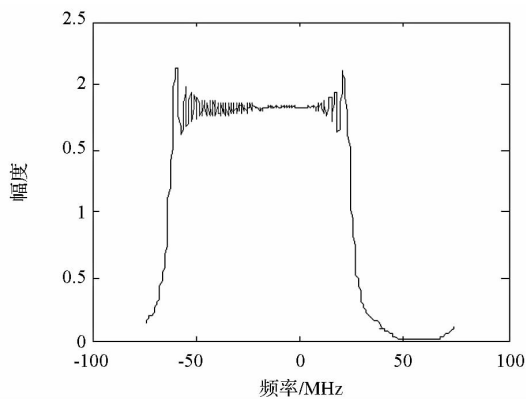
图 11 信号 1 的信道化输出结果

Fig. 11 Channelized output result of signal 1

输入对应的综合滤波器组,此时,信号只覆盖了6个子信道,为了能够适用信道综合的高效结构,需要8个子信道,因此将第7、8个子信道用零输入代替,经信道综合后的输出即为信号2,其时域图、频谱图如图12所示。由1.3节的分析可知,用于信号1的综合滤波器可由原型低通滤波器经8倍抽取得到,用于信号2的综合滤波器可由原型低通滤波器经4倍抽取得到。从仿真结果可以看到,本文提出的动态信道化设计方法是有效的。



(a) 信号2的信道化输出时域图(实部)



(b) 信号2的信道化输出频谱

图12 信号2的信道化输出结果

Fig. 12 Channelized output result of signal 2

### 3 结束语

本文针对复杂电磁环境中存在多个非均匀分布的、不同带宽的信号的情况,提出了一种新的动态信道化接收机设计方法。与已有的动态信道化接收机设计方法相比,新方法省去了精确重建原型滤波器设计的复杂过程,只是增加了一个整带分解过程,从而大大降低了动态信道化接收机设计的难度。新方法具有很强的可重置性:当信号动态变化时,无需改变分析滤波过程,只需根据能量检测结果判定出新信号所占据的子信道位置,就能得到相应的综合滤波器组,从而提取出信号。此外,新方法结合原型滤波器的多相分解优化了设计结构,降低了运算量,从而使本文提出的方法具有很高的运算效率,易于硬件实时实现。

### 参考文献(References)

- [1] Zahiriak D R, Sharpin D L, Fields T W. A hardware-efficient, multirate, digital channelized receiver architecture [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1998, 34(1): 137-152.
- [2] Harris F J, Dick C, Rice M. Digital receivers and transmitters using polyphase filter banks for wireless communications [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2003, 51(4): 1395-1412.
- [3] Zangi K C, Koilpillai R D. Software radio issues in cellular base stations [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, 17(4): 561-573.
- [4] Hentschel T. Channelization for software defined base-stations [J]. Annales des Telecommunications, 2002, 57(5-6): 386-420.
- [5] Abu-Al-Saud W A, Studer G L. Efficient wideband channelizer for software radio systems using modulated PR filterbanks [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(10): 2807-2820.
- [6] 李冰, 郑瑾, 葛临东. 基于 NPR 调制滤波器组的动态信道化滤波[J]. 电子学报, 2007, 35(6): 1178-1182. LI Bing, ZHENG Jin, GE Lindong. Dynamic channelization based on NPR modulated filter banks [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(6): 1178-1182. (in Chinese)
- [7] Mahesh R, Vinod A P. Reconfigurable low area complexity filter bank architecture based on frequency response masking for nonuniform channelization in software radio receivers [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2011, 47(2): 1241-1255.
- [8] Navin M, Vinod A P, Christophe M, et al. Design of multistandard channelization accelerators for software defined radio handsets [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(10): 4767-4780.
- [9] Sheikh Z U, Johansson H. A class of wide-band linear-phase FIR differentiators using a two-rate approach and the frequency-response masking technique [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2011, 58(8): 1827-1839.
- [10] Tay D B H. Design of halfband filters for orthonormal wavelets using ripple-pinning [J]. IET Signal Processing, 2011, 5(1): 40-48.
- [11] Mahesh R, Vinod A P. A new common subexpression elimination algorithm for realizing low complexity higher order digital filters [J]. IEEE Transactions on Computer Aided Design of Integrated Circuits and Systems, 2008, 27(2): 217-219.
- [12] 李冰, 郑瑾, 葛临东. 基于非均匀滤波器组的动态信道化滤波[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(10): 2396-2400. LI Bing, ZHENG Jin, GE Lindong. Dynamic channelization based on nonuniform filterbanks [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2007, 29(10): 2396-2400. (in Chinese)
- [13] 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, 3(11): 2554-2559. YANG Zhiming, ZHOU Po, CAO Zhigang. CEM PRFB-based digital channelizer for broadband satellite communications [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2010, 3(11): 2554-2559. (in Chinese)