

基于非均匀滤波器组的动态信道化滤波

李冰^{①②} 郑瑾^③ 葛临东^①

^①(解放军信息工程大学信息工程学院 郑州 450002)

^②(总参电磁频谱管理中心 北京 100078)

^③(总参54所航天信息对抗中心 北京 100083)

摘要: 针对中频带宽内存在多个子带信号, 其个数、位置和带宽具有时变性的情况, 该文提出一种基于非均匀滤波器组的动态信道化滤波的方法: 由事先给定的子带信号间的最小保护间隔确定均匀滤波器组的子信道数目并设计相应的余弦调制滤波器组; 由子带信号的位置分布求得非均匀处理矩阵, 并由此直接合并余弦调制滤波器组的对应的相邻子信道以构成非均匀滤波器组; 当信号动态变化时, 只要根据新状态下的子带信号位置分布更新非均匀处理矩阵, 就能完成新信号的信道化接收; 利用不同子带信号的抽取因子之间的大小关系提前部分抽取因子以降低实现过程的运算量。仿真实例验证了新方法的有效性。

关键词: 非均匀滤波器组; 多抽样率信号处理; 多相分解; 信道化

中图分类号: TN850

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)10-2396-05

Dynamic Channelization Based on Nonuniform Filterbanks

Li Bing^{①②} Zheng Jin^③ Ge Lin-dong^①

^①(Institute of Information Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

^②(Spectrum Management Center of PLA General Staff Headquarters, Beijing 100078, China)

^③(Space Information Countermeasure Center of the 54th Research Institute of PLA General Staff Headquarters, Beijing 100083, China)

Abstract: Based on the fact that there exist several subband signals in the received bandwidth, whose number, band location and bandwidth are time-variant, this paper presents an efficient method of dynamic channelization based on nonuniform filterbanks. The number of subchannels of the uniform filterbank is firstly determined by the given minimal guard bandwidth, and then a corresponding cosine-based filterbank is designed. A nonuniform matrix is derived in terms of band location of every subband signal, and then a nonuniform filterbank can be constructed through directly merging the adjacent subchannels of the uniform filterbank according to the nonuniform matrix. When subband signals dynamically change, channelization can be implemented as long as updating the nonuniform matrix in terms of band location of new subband signal. The computational complexity of implementation architecture can be reduced by the use of relationships between decimation factors of different subband signals. Computer simulations illustrate new method validity.

Key words: Nonuniform filterbanks; Multirate signal processing; Polyphase decomposition; Channelization

1 引言

信道化滤波是软件无线电和宽带数字接收机的关键技术^[1,2], 如何高效地实现信道化滤波则是研究的热点。当宽带中频信号中含有多个子带信号时, 可根据子带信号的带宽和频带位置分布的不同, 采用不同的信道化技术对中频信号进行接收处理。若子带信号的带宽相等且子带信号的位置等间隔排列, 则通常采用基于多相分解的DFT滤波器组进行信道化处理, 其基本原理和实现框图详见文献[3-5]; 若子带信号的带宽相等, 但子带信号的位置具有任意性, 则可采用基于

Goertzel算法的滤波器组高效结构进行信道化滤波^[6]; 若子带信号的带宽不等且子带信号的位置具有任意性, 则通常采用基于数字下变频的信道化滤波技术。

本文讨论的是中频带宽内含有多个不同带宽的、非均匀分布的子带信号的情况, 则上述的三类方法只有基于数字下变频的方法可以使用。然而, 该方法需要对每一个子带信号都采用相对独立的下变频技术进行接收处理^[3,6], 因而存在运算量大、硬件耗费大等缺点, 并不是一个好的解决途径。为解决这一矛盾, 文献[2]提出了一种基于调制滤波器组的非均匀信道化滤波的方法。当子带信号带宽和频带位置分布事先给定时, 文献[2]的基本思路是先采用均匀分析滤波器组对宽

带中频信号进行滤波分解处理，再根据已知的每个子带信号的频带分布情况，在分析滤波器组的输出中提取对应位置的子信道信号作为下一步重构处理的输入，同时设计相应的综合滤波器组，最后以对应的子信道分解信号为输入利用相应的综合滤波器组重构每一个子带信号。与传统的数字下变频的方法相比，文献[2]中的方法具有运算量小、硬件复杂度低等优点。然而，由于文献[2]的出发点是用均匀滤波器组来实现非均匀信道化处理，因此整个处理过程需要两步：先分解后重构，需要设计分析和综合两个滤波器组。此外，文献[2]只考虑了某一确定状态下子带信号的信道化接收问题，而在一些特殊的应用场合，子带信号的个数、带宽和频带位置分布在整个接收过程中具有“时变性”，即子带信号的个数、位置和带宽在整个接收过程中会发生变化。此时，文献[2]的方法并不能直接应用于这类特殊情况。针对以上问题，本文的出发点是：一方面以简化实现过程和尽可能的降低硬件复杂度为目的，尝试通过直接设计非均匀滤波器组来完成非均匀信道化处理，与文献[2]相比，新方法只需分解一步处理且只需要设计分析滤波器组，从而进一步降低了硬件复杂度；另一方面本文讨论了子带信号的动态信道化接收问题，提出的非均匀信道化滤波的实现结构具有较强的可重置性。

本文的结构如下：第 2 节给出基于非均匀滤波器组的动态信道化滤波的基本原理和实现框图；第 3 节优化实现结构以降低运算量；第 4 节给出仿真实例验证新方法的有效性；最后是结束语。

2 基于非均匀滤波器组的动态信道化滤波

首先明确讨论的前提条件：宽带复中频信号含有多个非均匀分布的不同带宽的子带信号，子带信号间有保护间隔，其大小与子带信号带宽相比较小，子带信号的个数、位置和带宽具有时变性，但任一状态下子带信号的频带位置分布已知；中频带通采样率至少两倍过采样，中频信号的动态范围较大但动态范围在接收过程中相对稳定；事先给定整个接收过程中可能出现的最小的子带信号间的保护间隔 G_{\min} 和最大的子带信号带宽。

假定一均匀滤波器组，现通过合并其相邻子信道来获得非均匀滤波器组。若要使所得的非均匀滤波器组有意义，首先应保证其通带选择特性，即通带平坦特性。由文献[7]知：对于一个余弦调制滤波器组

$$h_k(n) = 2h_0(n) \cos[\pi \cdot (k + 1/2) / M \times (n - (2N - 1) / 2) + (-1)^k \cdot \pi / 4] \quad (1)$$

其中 h_0 为长度 $N = 2mM$ 的原型滤波器， M 为子信道数， $0 \leq k \leq M - 1$ ，若原型滤波器 h_0 满足条件

$$1 - \delta \leq |h_0(e^{j\omega})|^2 + |h_0(e^{j(\omega - \pi/M)})|^2 \leq 1 + \delta \quad (2)$$

(其中 $0 \leq \omega \leq \pi / M$ ， δ 为给定的波动界限)，则合并该均匀滤波器组的任意相邻子信道都能保证所得的非均匀滤波器组的各个子信道都具有通带平坦特性。因此，原始的均匀滤

波器组的原型滤波器 h_0 应满足约束条件式(2)。

其次，应保证其阻带衰减特性。考虑到中频信号具有大的动态范围，所以非均匀滤波器组的各个子信道应具有高的阻带衰减^[2]。由于非均匀滤波器组是通过合并均匀滤波器组相邻子信道而得，所以其阻带衰减取决于均匀滤波器组的子信道间的阻带衰减。由式(1)知：均匀滤波器组中的每一个子信道是由原型滤波器经余弦调制而得。因此，原型滤波器 h_0 必须有高的阻带衰减。

由式(1)知：设计一个均匀滤波器组需要事先确定子信道数目 M 。 M 由式(3)来确定：

$$M = 2^{\lceil \log_2(\frac{\pi}{G_{\min}}) \rceil} \quad (3)$$

其中 G_{\min} 为可能出现的最小的子带信号间的保护间隔，符号 $\lceil \bullet \rceil$ 表示向上取整。综上所述，整个非均匀滤波器组的设计可归结为：设计一个满足约束条件式(2)且具有高阻带衰减的原型滤波器 h_0 ，其子信道数目由式(3)确定。

基于直接合并相邻子信道的思想设计非均匀滤波器组，其实现结构包括 3 部分：多相滤波 E_ρ ，余弦调制模块 \hat{C} ，非均匀处理模块 \hat{S} ^[7]，如图 1 所示。 $E_\rho(-z^{2M})$ 为原型滤波器 h_0 的多相成分，其表达式为

$$E_\rho(-z^{2M}) = \sum_{p=0}^{m-1} (-1)^p h_0(\rho + 2pM) z^{-2pM} \quad (4)$$

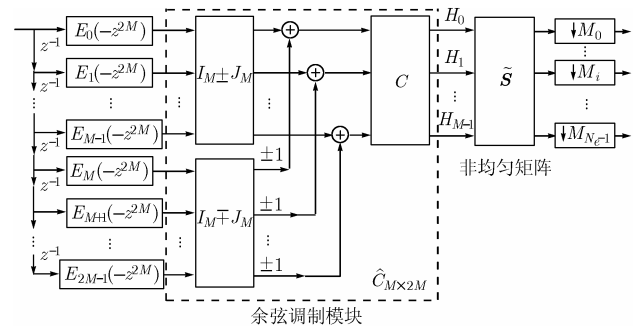


图 1 非均匀滤波器组的实现结构

\hat{C} 为余弦调制模块，表达式为

$$\hat{C} = \begin{cases} \sqrt{M}(-1)^m C[(I_M - J_M) - (I_M + J_M)], & m \in \text{even}(m = 2m_1) \\ \sqrt{M}(-1)^m C[(I_M + J_M) (I_M - J_M)], & m \in \text{odd}(m = 2m_1 + 1) \end{cases} \quad (5)$$

其中 I_M 和 J_M 分别为 $M \times M$ 维单位阵和 $M \times M$ 维反单位阵， C 为 $M \times M$ 维的第四类 DCT 变换矩阵

$$[C]_{k,l} = C(k,l) = \sqrt{2/M} \cdot \cos[\pi / M \cdot (k + 1/2)(l + 1/2)], \quad 0 \leq k, l \leq M - 1 \quad (6)$$

\hat{S} 为非均匀处理矩阵，直接决定了均匀滤波器组中对应的相邻子信道的合并。 \hat{S} 可由矩阵 S 获得， S 为 $M \times M$ 维的对角阵，对角线上的取值为 ± 1 交替出现^[7]。 \hat{S} 的确定取决于

各个子带信号在接收带宽内的位置分布以及原始的均匀滤波器组的子信道间隔。均匀滤波器组的子信道间隔取决于子信道数目 M ，当 M 由式(3)确定后，子信道间隔为 π/M 。由假设前提知：任一状态下，子带信号在接收带宽内的位置分布是事先已知的，不妨假定某一状态下，第 i 个子带信号带宽位置为 $[\omega_i^l, \omega_i^u]$ ， ω_i^l 和 ω_i^u 分别表示第 i 个子带信号频带位置的上下边界，则可计算出第 i 个子带信号在 M 个子信道中所占据的子信道编号 $Q_i^l \sim Q_i^u$

$$Q_i^l = \left\lfloor \frac{M}{\pi} \omega_i^l \right\rfloor, \quad Q_i^u = \left\lceil \frac{M}{\pi} \omega_i^u \right\rceil \quad (7)$$

按照此方法可确定每一个子带信号在余弦调制滤波器组中所占据的子信道编号，再由文献[7]中的方法生成对应的非均匀处理矩阵 \tilde{S} 。

现在讨论子带信号发生动态变化的情况。首先，在滤波器设计的过程中，余弦调制滤波器组的子信道数目 M 由式(3)来确定，由于事先已经给定可能接收到的子带信号间最小保护间隔 G_{\min} ，所以 M 在动态接收过程中是恒定不变的。其次，由于事先假定中频信号的动态范围在整个接收过程中相对稳定，即原型滤波器的阻带衰减要求相对固定，而式(2)中波动界限 δ 事先给定，所以整个信号接收过程中原型滤波器只要设计一次。最后，从图 2 的实现结构不难看出：唯一需要重新确定的是非均匀处理矩阵 \tilde{S} 。通过前面的分析可知：只要根据新状态下子带信号的位置分布情况，通过式(7)确定每个子带信号所占据的子信道编号，从而生成相应的非均匀处理矩阵 \tilde{S} ，就能完成新信号的接收。

3 优化实现结构

从图 1 不难发现：由于子信道合并并在抽取之前，整个实现过程的运算复杂度比较高。尤其是当输入为宽带中频信号时，其采样率通常在几十兆赫兹以上，而满足设计要求的原型滤波器的长度通常在几百阶甚至上千阶，整个滤波过程的计算压力将会很大。因此，有必要对现有结构进行优化处理。

事实上，图 1 中的非均匀处理矩阵 \tilde{S} 输出的子带信号在基带处理之前需要进行抽样率转换。通常，抽样率转换因子为分数，有时甚至是无理数^[1,8]，而其实现过程可分解为整数倍和分数倍(无理数倍)抽取两个步骤。图 1 中给出的 M_i 是整数倍抽取过程，后端的分数倍(无理数)抽取图中省略。假定某一状态下第 i 个子带信号占据的均匀滤波器组的编号为 Q_i^l 和 Q_i^u ，共 L_i 个子信道

$$L_i = Q_i^u - Q_i^l + 1 \quad (8)$$

不难理解：第 i 个子带信号的抽取因子 M_i 直接取决于其占据的子信道数目 L_i ， L_i 的值越大抽取因子 M_i 越小。由于事先给定可能出现的最大的子信道带宽，令其占据的子信道数目为 L_{\max} ，则不难理解其对应的抽取因子应为最小，设为 M_{\min} 。现假想一子带信号，其占据的子信道数目 L_C 定义为

$$L_C = 2^{\lceil \log_2 L_{\max} \rceil} \quad (9)$$

则 $L_C \geq L_{\max}$ ，该信号对应的抽取因子为

$$M_C = M/L_C \quad (10)$$

则 $M_C \leq M_{\min}$ ，也就是说，如果以 M_C 为抽取因子，则在整个接收过程的任意状态下，每一个子带信号都不会因抽取而产生混迭。事实上，由于接收带宽内含有多个子带信号 ($L_{\max} \ll M$)，所以由式(3)，式(9)，式(10)可以得到 M_C 为整数。每个子带信号的整数倍抽取因子 M_i 可级联表示为

$$M_i = M_C \cdot A_i \quad (11)$$

A_i 为比例系数， $A_i \geq 1$ 。利用电路的等价性， M_i 整数倍抽取的单级实现形式可改由两级级联来实现(图 2)。

此外，由于本文使用了至少是两倍的过采样，其输出的每个子带信号的采样率都可以再降低两倍。结合图 2 不难得到：输出的子带信号的采样率可降低 $2M_C$ 倍并且能确保无混迭。由式(10)知： $2M$ 和 $2M_C$ 满足整数倍关系，利用电路的等价交换性，可提前部分抽取因子 $2M_C$ ，从而得到图 3 的结构。综合图 2 和图 3，不难得到图 4 所示的优化结构，该结构使得整个信道化处理过程的运算量降低了几近 $2M_C$ 倍。事实上， A_i 倍的抽取过程(通常 A_i 为分数倍)可与后端的分数倍(无理数倍)抽取过程相结合，本文在此不进一步展开讨论。由于可能出现的子带信号的最大带宽事先给定，则参数 L_C 和 M_C 的取值都可以事先确定，所以当子带信号发生动态变化时，图 4 所示的优化结构中只需要更新非均匀处理矩阵 \tilde{S} 就能完成新信号的接收。

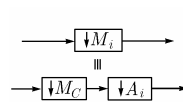


图 2 M_i 倍抽取的两种等价形式

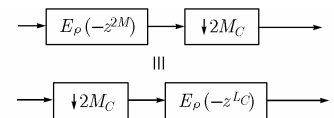


图 3 提前抽取因子的优化结构

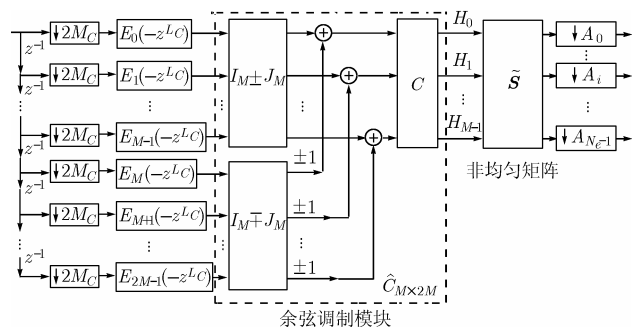


图 4 图 1 的优化结构

4 计算机仿真和性能分析

本节将给出计算机仿真来验证该方法的有效性。在此之前，有必要对新方法的特点进行简单总结。(1)输入信号为复中频信号，考虑到滤波器组设计时使用的是余弦调制滤波器组，应保证至少两倍的过采样；(2)滤波器设计简单：可归

结为设计一个满足一定条件的原型滤波器 h_0 ；(3)运算量小：充分利用不同子带信号的抽取因子之间的大小关系提前部分抽取因子 $2M_c$ ，使得新结构的运算量仅为传统结构的 $1/(2M_c)$ ；(4)可重置性强：当事先给定子带信号间的最小保护间隔和可能出现的最大的子带信号带宽，在子带信号发生动态变化时，只要对实现结构中的非均匀处理模块进行更新即可完成新信号的接收；(5)实现过程简单，硬件复杂度低：考虑到子带信号的非均匀分布且带宽不相等的特性，本文尝试直接设计非均匀滤波器组，简化了实现步骤，只需要分解一步处理；同时也简化了硬件，只要一个分析滤波器组。而文献[2]的思路是用均匀滤波器组来解决非均匀的问题，所以它先需要均匀分析滤波器组来分解中频信号，再设计综合滤波器组重构分解的信号，从而提取所需的子带信号，其实现过程需要分解和重构两步处理，而在硬件上也需要分析和综合两个滤波器组。通过相比不难发现：新方法具有实现过程简单，硬件复杂度低的优点。

下面给出计算机仿真。首先明确仿真条件：中频复信号的带宽为 19.2MHz 且已搬至 $[0 \sim 19.2\text{MHz}]$ 范围内，采样率为 $f_s = 38.4\text{MHz}$ ，信号的动态范围 100dB。接收带宽内含有多个子带信号，状态 1 时，有 5 个信号分别为 (2,3), (6,9,3), (10.8,1.5), (13.2,1.5), (16.2,3)，在表达式 (f_0, f_d) 中， f_0 表示子带信号的带宽的中心位置， f_d 表示带宽，单位 MHz；状态 2 时，有 4 个子带信号，其分布为 (2,9,4), (8,3,5), (13,1.5), (17.7,2)。两种状态下，子带信号间的最小保护间隔 $G_{\min} = 0.75\text{MHz}$ ，最大的子带信号带宽为 4MHz。图 5 给出利用文献[9]的方法得到的余弦调制滤波器组的幅频响应，原型滤波器阻带衰减满足大于 -100dB 的要求。图 6 是余弦调制滤波器组幅度失真响应图，从图中不难发现：约束条件式(2)中 δ 的 dB 值小于 5×10^{-3} 。图 7 给出状态 1 时利用优化结构进行信道化处理后的各个子带信号的频谱示意图，而图 8 则给出状态 2 时利用优化结构进行信道化处理后的各个子带信号的频谱示意图，需要强调的是：在对状态 2 时的信号进行处理时，只对图 4 中的非均匀处理矩阵进行更新，其它的结构设置与状态 1 时相同。结合图 7 和图 8，不难发现本文提出的动态滤波的方法是有效的。

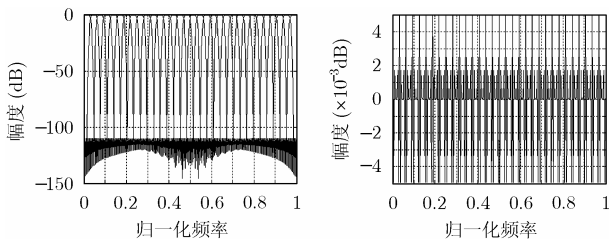


图 5 原始的余弦调制滤波器组的幅频响应图

图 6 余弦调制滤波器组的幅度失真响应图

5 结束语

本文讨论了对多个不同带宽的、非均匀分布的子带信号

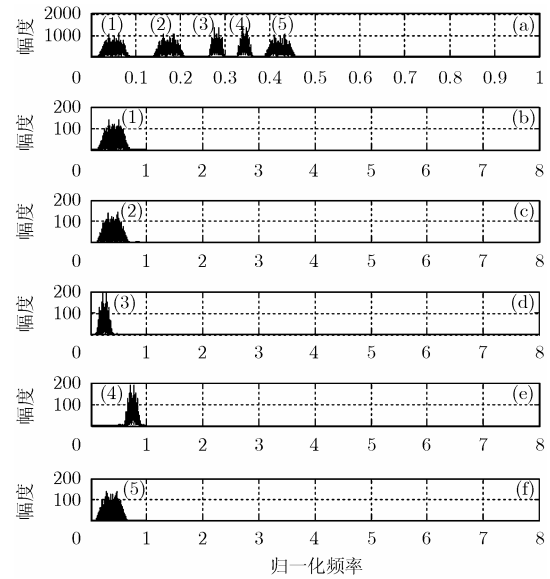


图 7 状态 1 时，(a)中频输入信号，(b)子带信号 11，(c)子带信号 2，(d)子带信号 3，(e)子带信号 4，(f)子带信号 5

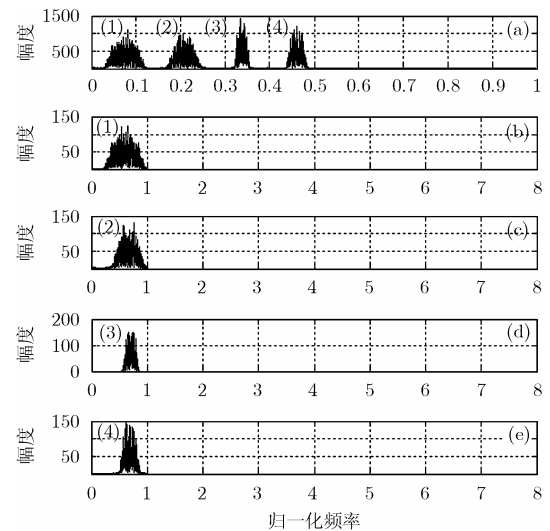


图 8 状态 2 时，(a)中频输入信号，(b)子带信号 1，(c)子带信号 2，(d)子带信号 3，(e)子带信号 4

进行动态信道化接收的问题，提出一种基于非均匀滤波器组的动态信道化滤波方法：通过直接设计非均匀滤波器组使得信道化处理过程，与文献[2]相比，变得相对简单；而整个滤波器组的设计又可归结为设计一个满足一定条件的原型滤波器，根据子带信号频带位置分布求得非均匀处理矩阵，并由此直接合并余弦调制滤波器组的对应的相邻子信道以构成非均匀滤波器组；当子带信号发生动态变化时，只要根据新状态下的子带信号的位置分布更新非均匀处理矩阵，就能完成新信号的接收，体现了新结构具有较强的可重置性；此外，利用了不同子带信号的抽取因子之间的大小关系，结合电路的等价性优化了实现结构，降低了实现过程的运算量。仿真实例则验证了新方法的有效性。

参 考 文 献

- [1] Hentschel T, Henker M, and Fettweis G. The digital front-end of software radio terminals [J]. *IEEE Pers. Commun.*, 1999, 6(4): 40-46.
- [2] Wajih A Abu-Al-Saud and Gordon L Studer. Efficient wideband channelizer for software radio systems using modulated pr filterbanks[J]. *IEEE Trans.on Signal Processing*, 2004, 52(10): 2807-2820.
- [3] Zangi K C and Koilpillai R D. Software radio issues in cellular base stations [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1999, 17(4): 561-573.
- [4] Zahirniak D R, Sharpin D L, and Fields T W. A hardware efficient, multirate, digital channelized receiver architecture [J]. *IEEE Trans.on Aerospace and Electronic Systems*, 1998, 34(1): 137-152.
- [5] Harris F J, Dick C, and Rice M. Digital receivers and Transmitters using polyphase filter banks for wireless communicatiums[J]. *IEEE Trans.on Microwave Theory and Techniques*, 2003, 51(4): 1395-1412.
- [6] Hentschel T. Channelization for software defined basestations[J]. *Annales des Telecommunications*, 2002, 57(5-6): 386-420.
- [7] Lee Jeong Jin and Lee Byeong Gi. A design of nonuniform cosine modulated filter banks [J]. *IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Proc.*, 1995, 42(11): 732-737.
- [8] Hentschel T and Fettweis G. Sample rate conversion for software radio[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2000, 38(8): 142-150.
- [9] Charles D C and Sanjit K M. A simple method for designing high-quality prototype filters for m-band pseudo qmf banks [J]. *IEEE Trans.on Signal Processing*, 1995, 43(4): 1005-1007.
- 李 冰: 男, 1977 年生, 博士生, 研究方向为通信信号处理和软件无线电关键技术。
- 郑 瑾: 女, 1982 年生, 助理工程师, 研究方向为通信信号处理、卫星通信等关键技术。
- 葛临东: 男, 1946 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为调制识别、盲均衡等软件无线电关键技术。