

基于 NPR 调制滤波器组的动态信道化滤波

李 冰^{1,2}, 郑 瑾³, 葛临东¹

(1. 信息工程大学信息工程学院, 河南郑州 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: 针对接收带宽内存在多个非均匀分布的、不同带宽的子带信号, 其个数、带宽和位置分布未知且具有时变性的情况, 本文提出一种动态信道化滤波的方法: 首先由给定的信号间的最小保护间隔确定滤波器组的子信道数目并设计满足几乎完全重构条件的原型滤波器以构成分析滤波器组; 其次, 通过计算每个子信道的能量确定信号的位置, 并设计相应的综合滤波器组提取子带信号; 当信号动态变化时, 无需改变分析滤波器组, 只要更新能量检测以获取新信号的位置信息就能得到相应的综合滤波器组从而完成信号的信道化处理. 理论分析和仿真结果验证了该方法的可行性.

关键词: 调制滤波器组; 几乎完全重构; 多相分解; 信道化; 宽带接收机

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 06-1178-05

Dynamic Channelization Based on NPR Modulated Filter Banks

LI Bing^{1,2}, ZHENG Jin³, GE Lin dong¹

(1. College of Information Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou, Henan 450002, China;

2. Spectrum Management Center of PLA General Staff Headquarters, Beijing 100078, China;

3. Space Information Countermessure Center of the 54th Research Institute of PLA General Staff Headquarters, Beijing 100083, China)

Abstract: In the received bandwidth, there exist several subband signals with nonuniform distributions and different bandwidths, whose number, bandwidths and locations are unknown and time variant. A method of dynamic channelization is proposed. Channel number of modulated filter bank is determined by the minimal guard bandwidth among the signals, and then a prototype filter that meet the need of Near-Perfect Reconstruction (NPR) is designed to construct an analysis filter bank. Second, location of signal is attained by the use of energy detection of every channel, and the corresponding synthesis filter bank is designed to extract desired signal. When dynamic channelization takes place, location of new signal is attained through updating energy detection, and then the corresponding synthesis filter bank can be derived to channelize new signal without changing analysis filter bank. Theory analysis and computer simulation verify the feasibility of the new method.

Key words: modulated filter banks; Near Perfect Reconstruction (NPR); polyphase decomposition; channelization; wideband receiver

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, 它分离出宽带中频信号中的多个相互独立的子带信号以便于后端的基带处理^[1-3]. 如何高效地实现信道化滤波一直以来都是通信等领域研究的热点和难点. 现有的信道化滤波技术主要包括: 基于多相分解的 DFT 滤波器组的方法和基于数字下变频的方法. 文献[4, 5]给出了利用 DFT 滤波器组实现信道化接收的方法, 其多相结构的形式可以极大地减少运算量, 同时它也存在不足^[6]: 所有的子信道带宽必须相等以及相对固定的子信道排列位置等等. 而对于数字下变频的方法, 由于其

对子带信号的约束条件较少, 应用范围相对较广. 但是, 当提取的子带信号的数目较大时, 它通常要耗费巨大的硬件资源, 且运算量很大^[4, 7].

为满足多标准、多模式的通信要求, 软件无线电和宽带数字接收机的中频带宽内通常含有多个不同带宽的、非均匀分布的子带信号, 当对这些信号进行信道化接收时, 通常只能采用数字下变频的方法, 尽管它存在上述的缺点. 为了解决这一矛盾, 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. 当子带信号的状态事先确定时, 即信号的带宽和位置分布事先已知, 其基本思想为: 用均匀滤波器组来实现非均匀信道化滤波, 其实现过程需要两步处理 (如图 1 所示): 先分

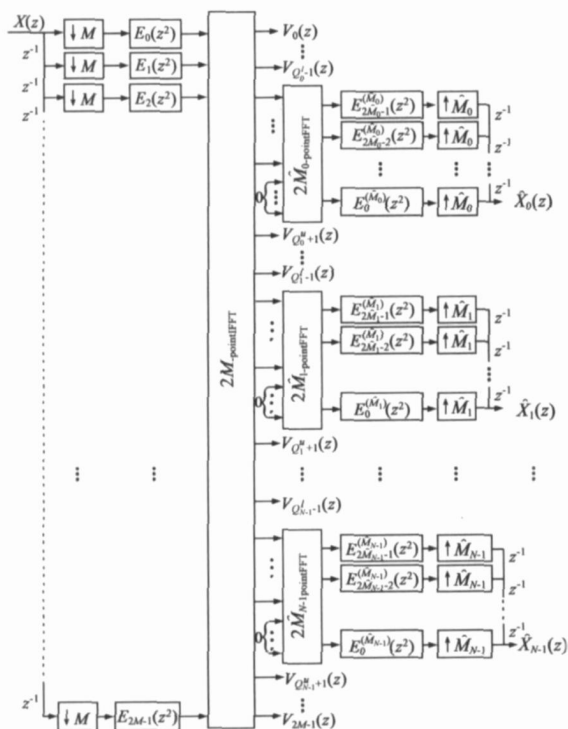


图 1 非均匀信道化滤波的实现结构框图

解后综合,即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,并根据每个子带信号的位置分布在分析滤波器组的输出中确定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,最后重构出所需的子带信号。就运算量和硬件耗费而言,与数字下变频的方法相比,它可以高效地实现此类信号的信道化接收^[2]。然而,在多标准的通信系统中,如多标准的卫星链路,中频带宽内的各个子带信号在接收过程中有时会发生动态变化^[3],即信号的个数、带宽和位置分布会随着状态的改变而变化。甚至在一些特殊的场合,接收方很可能无法事先知道信号的状态,此时文献[2]的方法不能直接应用到此类特殊情况。在设计原型滤波器时,文献[2]以文献[8]的方法为基础,采用格型功率互补结构,尽管它可以将文献[8]中的参数优化次数和数目从优化1次共 $\frac{mM}{2\pi}$ 个角参数 θ 转化为优化 $(1+\frac{L}{M/2})$ 次,每次优化 m 个角参数 θ ,在一定程度上降低了非线性优化的难度,但由于采用了与文献[8,9]相类似的格型优化结构,其优化的目标函数对格型系数的变化非常敏感,且优化过程对滤波器系数的初始值敏感^[10,11]。同时,为满足完全重构和高阻带衰减的要求,原型滤波器的系数长度通常会很大,如文献[2]中,阻带衰减为-98.04dB的、满足完全重构条件的原型滤波器的长度达到了13312,而原型滤波器系数长度的增加不仅增加了优化参数的个数和加大了非线性优化的难度,同时也增加了运算量和

硬件资源的耗费。针对以上问题,本文讨论了当子带信号的状态事先未知时,多标准的宽带卫星链路的动态接收问题;另一方面,本文尝试设计几乎完全重构滤波器组,其原型滤波器的系数相对较短时,就能满足高阻带衰减的要求,且参数优化过程相对简单、不受滤波器系数初值的影响。

本文以文献[2]的方法为基础:首先由信号间的最小保护间隔确定滤波器组的子信道数目并设计满足几乎完全重构条件的原型滤波器以构成分析滤波器组;其次,通过计算每个子信道的能量确定信号的位置,并设计相应的综合滤波器组提取子带信号;当信号动态变化时,无需改变分析滤波器组,只要更新能量检测以获取新信号的位置信息就能得到相应的综合滤波器组从而完成信号的信道化处理。文中的第二部分给出了动态信道化滤波的原理和实现框图,第三部分给出理论分析和仿真实例验证该方法的可行性,最后是结束语。

2 基于 NPR 调制滤波器组的动态信道化滤波

首先,进一步明确讨论的前提条件:在多标准的卫星链路中,宽带中频复信号含有多个非均匀分布的、不同带宽的子带信号,子带信号间存在保护间隔,保护间隔与子带信号的带宽相比较小。在接收过程中子带信号的状态事先未知并且动态变化,唯一事先确定的是子带信号间的最小保护间隔 G_{\min} 。同时,假定中频信号的动态范围较大,但在整个接收过程中相对稳定。

2.1 原型滤波器的设计

由于接收到的是复中频信号,本文采用复指数调制滤波器组。由文献[2]知:余弦调制滤波器组可以转化为复指数调制滤波器组的形式,若一个原型滤波器可以使得其对应的余弦调制滤波器组满足(几乎)完全重构条件,则它同样可以作为一个复指数调制滤波器组的原型滤波器,使之满足(几乎)完全重构条件。因此,本文在设计原型滤波器时,只要保证其对应的余弦调制滤波器组满足(几乎)完全重构条件。文中,复指数调制滤波器组的表达式为:

$$\begin{aligned} h_k(n) &= f_k(n) = h(n) e^{j\frac{k\pi}{M}\left(n - \frac{2mM-1}{2}\right)} \\ &= h(n) W_{2M}^{-k}\left(n - \frac{2mM-1}{2}\right) \end{aligned} \quad (1)$$

其中: $W_M = e^{-j2\pi/M}$, $n = 0, \dots, 2mM-1$, $k = 0, \dots, 2M-1$, $h(n)$ 为原型滤波器,系数长度为 $2mM$ (m 为正整数),滤波器组的子信道数为 $2M$ 。图1中, $E_k(Z^2)$ 为 $h(n)$ 的多相成分。

由于事先给定子带信号间的最小保护间隔 G_{\min} ,则滤波器组的子信道数目可由下式来确定^[2]:

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

符号 $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整. 由于中频信号具有较大的动态范围, 所以原型滤波器必须要有高的阻带衰减, 通常在 -100dB 左右^[2]. 然而这类原型滤波器的优化设计绝非易事, 传统的设计方法^[8,9]很难满足要求. 尽管文献^[2]在一定程度上降低了滤波器系数非线性优化的难度, 然而其采用的格型优化结构存在一些上述的固有缺

点. 此外, 要满足完全重构条件和高阻带衰减要求, 设计的原型滤波器的阶数通常很大, 如文献^[2]中, 阻带衰减为 -98.04dB 的、满足完全重构条件的原型滤波器的长度达到了13312, 而原型滤波器系数长度的增加直接导致需要优化的参数个数和优化难度的增加, 同时也在一定程度上增加了运算量和硬件资源的耗费.

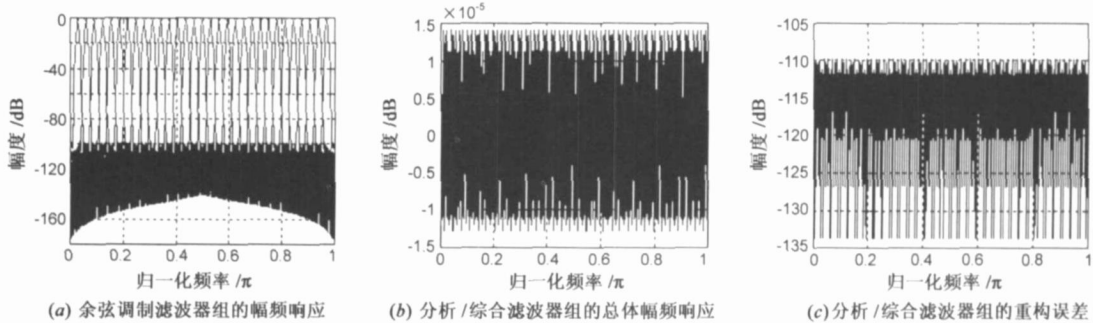


图2 相应的滤波器组的幅频响应图

本文的思路是: 适当放宽完全重构的条件, 则较短长度的原型滤波器即可获得高的阻带衰减, 同时采用迭代优化技术克服格型优化结构中的一些固有缺点. 放松了精确完全重构的条件将会导致混迭误差和幅度失真, 但是由文献^[12~14]知: 通过设计高效的原型滤波器, 误差可以控制在很小的范围内. 本文采用了文献^[14]的无约束有效迭代算法设计原型滤波器, 该方法对初始值不敏感, 能获得高阻带衰减, 其分析和综合滤波器组的总体幅度失真可以控制在很小的范围. 当 $m=32$, 原型滤波器的长度为 $2mM=512$, 通带边缘 $\omega_p=\pi/2M$, 阻带边缘 $\omega_s=\pi/M$ 时, 图2给出了所得到的滤波器组的幅频响应等图. 从图中不难看出: 对于满足几乎完全重构条件的原型滤波器, 当系数长度为512时即可获得 -100dB 左右的阻带衰减. 得到原型滤波器后, 利用式(1)可以求得相应的分析滤波器组.

2.2 能量检测环节

分析滤波器组将归一化频率 $[0 \sim 2\pi]$ 等分成 $2M$ 个子信道, 所有的子带信号都包含在这些子信道中. 由于子带信号的状态未知, 从而无法确定信号的带宽和位置分布, 也就无法有效获取下一步重构处理的输入. 因此, 需要额外的环节来确定信号的状态. 观察式(2), 不难得到:

$$\frac{2\pi}{M} \leq G_{\min} \quad (3)$$

则任意状态下, 子带信号间至少相隔两个子信道带宽 π/M , 即子带信号间至少存在一个空的子信道. 正是这些空的子信道的存在使得我们能够检测出信号的带宽和位置. 具体方法为: 设定判决门限 α , 计算 $2M$ 个子信道的能量; 若子信道中存在子带信号或部分子带信号, 其能量大于门限 α ; 若能量小于门限 α , 则判定无信号

存在. 判决门限 α 的取值通常为经验值, 文中的取值为: 无信号输出的子信道中, 最大输出能量的1.25倍. 这样, 通过计算子信道的能量容易确定子带信号所占据的子信道位置, 其带宽的大小可粗略地用其占据的子信道数目来表示.

确定了信号的状态后, 可以按照文献^[2]的方法来完成子带信号的提取. 假定任意第 i 个子带信号 x_i , 已经通过能量检测判定其占据 M_i 个子信道, 定义:

$$M_i = 2^{\lceil \log_2 M_i \rceil - 1} \quad (4)$$

则子带信号 x_i 的重构滤波器可表示为^[2]:

$$E_q^{(M_i)}(z) = E_{q, M_i}(z) = \sum_{r=0}^{m-1} h(q \frac{M}{M_i} + 2Mr) z^r \quad (5)$$

这里, $E_q^{(M_i)}$ 是重构滤波器的多相成分, $q=0, 1, \dots, 2M_i-1$. 由式(5)不难看出: $E_q^{(M_i)}$ 也是原型滤波器 $h(n)$ 的多相成分. 因此, 只要获取子带信号 x_i 占据的子信道数目 M_i 就能从原型滤波器中求得对应的重构滤波器, 从而提取出该信号.

2.3 动态滤波过程

下面讨论动态滤波过程. 由于唯一确定的是子带信号间的最小保护间隔 G_{\min} , 从式(2)不难发现: 若给定 G_{\min} , 则调制滤波器组的子信道数目 $2M$ 在动态接收过程中恒定不变. 由假设前提知: 尽管复中频信号的动态范围较大, 但在接收过程中相对稳定, 这意味着原型滤波器的阻带衰减要求相对稳定. 因此, 不难理解: 满足几乎完全重构和高阻带衰减要求的原型滤波器只需要设计一次. 此时, 对照图1不难发现: 从信号输入到分析滤波器组的输出, 即 $2M$ 点IFFT的输出, 在整个动态变化过程中是固定不变的. 然而, 当子带信号发生动态变化时, 需要更新能量检测以判定出子带信号所占据的

子信道的位置, 从而构成重构滤波器组的输入用于提取信号. 当通过能量检测确定了每个子带信号所占据的子信道数 M_i 后, 由式(4)求出对应的 M_i , 再由式(5)求得对应的重构滤波器. 图 3 给出了动态滤波的实现结构框图.

值得一提的是: 实际应用中, 可以预存重构滤波器的系数. 当原型滤波器的长度一定时, m 由 G_{\min} 间接确定后, 从式(5)可以发现: 只要确定 M_i 就能得到重构滤波器, 并且重构滤波器的系数是原型滤波器的多相分量. 结合式(2)和式(4), 不难理解: M 和 M_i 都是 2 的幂次数, 由于同时含有多个子带信号, $M_i < 2M$. 当 G_{\min} 给定时, 可以事先求得 $2M$. 对于 M_i , 可以在 $[1, 2M]$ 范围内以 2 的幂次进行取值, 每一个 M_i 对应一组原型滤波器的多相分量. 因此, 当 M 确定后, 可以以 M_i 的取值形式预存原型滤波器的多相分量. 当用能量检测确定子带信号的 M_i 后, 就可以调用相应的原型滤波器的多相分量以构成综合滤波器组完成信号的重构处理.

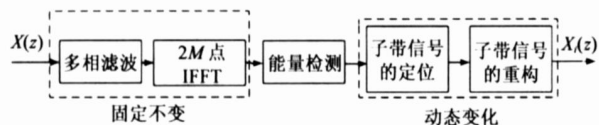


图 3 动态滤波的实现结构框图

3 理论分析和仿真实例

为了从理论上验证该方法的可行性, 有必要对提取的子带信号的误差进行分析. 误差分析主要从两方面考虑: 混迭误差和幅度失真. 混迭误差来自于三方面: 其一, 信道化过程中的抽取操作导致的混迭误差, 对于子带信号 x_i 来说, 这部分的误差表达式为^[2]:

$$\zeta_{x_i}(e^{j\omega}) = \frac{M_i}{M^2} \left[\sum_{q=0}^{M_i} \sum_{p=0}^{M-1} H_k(z^{M_i/M} W_M^{qM_i}) H_k(z^{M_i/M} W_M^{p+qM_i} \frac{Q_i - \eta}{2}) \right]^2 \Big|^{1/2} \quad (6)$$

其中, Q_i^l 和 Q_i^u 分别表示子带信号 x_i 在分析滤波器组中所占据的子信道数目的上下边界, $\eta = Q_i^l \bmod 2$. 若原型滤波器的阻带衰减为 A_s dB, 则该误差的取值 $-(A_s - 2)$ dB 左右^[2]. 其二, 从图 1 可以发现: 由于输出端同时提取多个子带信号, 尽管子信道的衰减很大, 但总是有限的, 因此, 子带信号 x_i 会受到其余子带信号的滤波响应干扰, 这部分的误差大约为 $-2A_s$ dB^[2]. 其三, 由于本文采用的是几乎完全重构滤波器组, 所以分析/综合滤波器组的总体响应会有一定的混迭误差. 由文献[12~14]知: 设计高效的原型滤波器可以使得该误差保持在 $-A_s$ 左右, 参见图 2(c). 总之, 若设计的满足几乎完全重构条件的原型滤波器具有很高的阻带衰减 A_s .

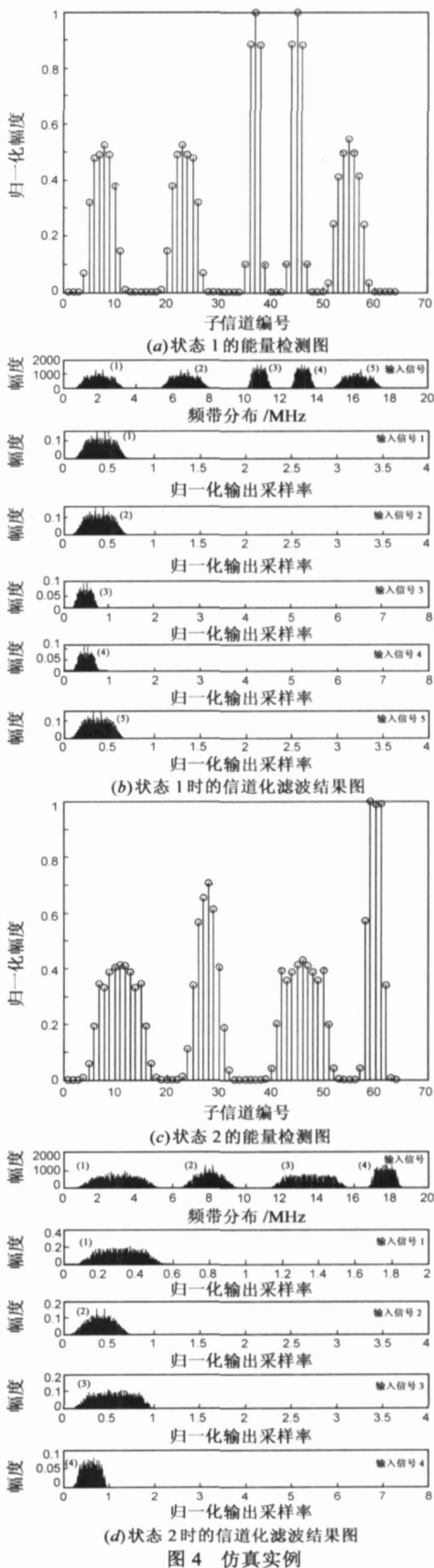


图 4 仿真实例

(-100dB 以上), 整个系统的混迭误差可以控制在很小的范围.

至于幅度失真, 其表达式为^[8]:

$$E_r = |MT_i(e^{j\omega}) - 1| \quad (7)$$

其中, $T_i(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} \sum_{k=\eta}^{Q-k-\eta} H_k^2(e^{j\omega})$ (8)

当采用文献[14]的方法设计原型滤波器时, 整个分析/综合滤波器组的幅度失真可以控制在 10^{-5} dB 左右, 参见图 2(b).

下面给出仿真实例来验证新方法的有效性. 假设在多标准卫星链路中(只考虑加性白噪声), 接收到的复中频信号的带宽为 19.2MHz, 且已搬至频带 $[0 \sim 19.2\text{MHz}]$ 范围内, 带通采样率 f_s 为 19.2MHz, 子带信号间的最小保护间隔 $G_{\min} = 0.75\text{MHz}$. 原型滤波器的阻带衰减要求 -100dB 左右. 状态 1 时, 有 5 个子带信号, 其分布为: (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 表示带宽大小, 单位 MHz; 状态 2 时, 有 4 个子带信号, 其分布为 (3, 5)、(8, 3.5)、(13, 5, 4, 6)、(17, 65, 2), 值得注意的是: 子带信号的个数及其频带分布事先未知. 首先, 由 G_{\min} 确定滤波器组的子信道数 $2M = 64$; 其次, 原型滤波器的设计采用文献[14]的方法, 其长度为 512, 由图 2 可知: 它满足阻带衰减为 -100dB 的要求, 此时, $m = 8$. 图 4 给出状态 1 和状态 2 时仿真结果. 从图 4 不难发现新方法是有效的. 应该指出的是: 由于缺乏实际数据, 文中的复中频信号是由 Matlab Simulink 产生.

4 结束语

本文讨论了多标准卫星链路中信号动态的接收问题, 给出一种基于 NPR 调制滤波器组的结构, 它无需事先知道子带信号的个数、带宽和位置分布情况. 只要给定子带信号间的最小保护间隔 G_{\min} , 就能高效地实现信号的信道化接收; 当信号的状态发生变化时, 本文的方法体现出较强的可重置性: 分析滤波器组无需改变, 只要更新能量检测以判定新信号的位置就能获得相应的重构滤波器从而有效地提取出信号. 通过误差分析可以发现: 设计高效的原型滤波器可以使得重构信号的误差控制在很小的范围. 仿真实例验证了该方法的可行性.

参考文献:

- [1] Hentschel T, Henker M, Fettweis G. The digital front end of software radio terminals[J]. IEEE Personal Communications, 1999, 6(4): 40-46.
- [2] Abur Al Saud W A, Studer G L. Efficient wideband channelizer for software radio systems using modulated pr filterbanks[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2004, 52(10): 2807-2820.
- [3] Pucker L. Channelization Techniques for software defined radio

[EB/OL]. http://www.spectrumsignal.com/channel_techniques/channelization_paper_SDR_forum.pdf, 2003.

- [4] 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.
- [5] Zahirniak D R, Sharpin D L, Fields T W. A hardware efficient, multirate, digital channelized receiver architecture[J]. IEEE Trans Aerospace and Electronic Systems, 1998, 34(1): 137-152.
- [6] Hentschel T. Channelization for software defined basestations[J]. Annales des Telecommunications, 2002, 57(5-6): 386-420.
- [7] Harris F J, Dick C, Rice M. Digital receivers and transmitters using polyphase filter banks for wireless communications[J]. IEEE Trans Microwave Theory and Techniques, 2003, 51(4): 1395-1412.
- [8] Koilpillai R D, Vaidyanathan P P. Cosine modulated fir filterbanks satisfying perfect reconstruction[J]. IEEE Trans Signal Processing, 1992, 40(4): 770-783.
- [9] Begovic R, Saramaki T. A systematic technique for designing prototype filters for perfect reconstruction cosine modulated and modified dft filterbanks[A]. IEEE ISCAS[C]. Sydney: IEEE Press, 2001. 33-36.
- [10] 谭莹, 高西奇, 何振亚. 一种余弦调制正交镜像滤波器组的设计方法[J]. 电子学报, 1999, 27(1): 58-61.
Tan Ying, Gao Xiqi, He Zhenya. A design method for cosine modulated quadrature mirror filter bank[J]. Acta Electronica Sinica, 1999, 27(1): 58-61. (in Chinese)
- [11] 张子敬, 焦李成. M 带余弦调制滤波器组的设计[J]. 电子学报, 2001, 29(1): 84-86.
Zhang Zi jing, Jiao Li cheng. Design of M-band cosine modulated filter banks[J]. Acta Electronica Sinica, 2001, 29(1): 84-86. (in Chinese)
- [12] Nguyen T Q. Near perfect reconstruction pseudomqmf banks[J]. IEEE Trans Signal Processing, 1994, 42(1): 65-76.
- [13] Nguyen T Q. Digital filter bank design quadratic constrained formulation[J]. IEEE Trans Signal processing, 1995, 43(9): 2103-2108.
- [14] Hua Xu, Wu Sheng Lu, Antoniou A. Efficient iterative design method for cosine modulated qmf banks[J]. IEEE Trans Signal Processing, 1996, 44(7): 1657-1668.

作者简介:

李冰男, 1977 年 7 月生于江苏省扬州市, 总参电磁频谱管理中心工作, 现为解放军信息工程大学信息工程学院博士生, 主要研究方向: 通信信号处理和软件无线电关键技术、多抽样率信号处理. E-mail: lb7728@163.com

郑瑾女, 1982 年 8 月生于安徽省全椒县, 2006 年在解放军信息工程大学信息工程学院获信号与信息处理专业硕士学位, 现在总参 54 所航天信息对抗中心工作, 主要研究方向: 卫星通信、FPGA 设计等. E-mail: sophia824@yahoo.com.cn

葛临东男, 解放军信息工程大学信息工程学院教授、博士生导师, 主要从事通信信号处理与软件无线电理论和系统研究.