

· 通信与信息工程 ·

## 基于相位匹配原理的宽带信号接收方法

龙柯宇<sup>1,2</sup>, 唐 斌<sup>1</sup>

(1. 电子科技大学电子工程学院 成都 611731; 2. 中国民航局第二研究所 成都 610043)

**【摘要】**针对传统数字信道化侦察接收结构难以采用简单方法对宽带跨信道信号进行无失真重构, 以及存在兔耳效应的问题, 提出了一种基于相位匹配原理的宽带信号接收方法。该方法采用改进的相位匹配算法对多通道延迟欠采样信号解频域模糊进而获取子信道信号。由于其任意相邻子频带可无缝拼接, 所以该宽带信号接收方法能无失真重构宽带跨信道信号, 同时避免了兔耳效应问题。仿真结果证明了该方法的有效性。

**关键词** 跨信道信号重构; 数字信道化; 相位匹配原理; wiener滤波器

**中图分类号** TN971.1

**文献标志码** A

**doi:**10.3969/j.issn.1001-0548.2013.05.003

## Wideband Signal Interception Method Based on Principle of Signal Matched-Phase

LONG Ke-yu<sup>1,2</sup> and TANG Bin<sup>1</sup>

(1. School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731;

2. The Second Research Institute of CAAC Chengdu 610043)

**Abstract** In conventional digital channelized structure, aside from rabbit-ear effect, there is no simple way to reconstruct the wideband cross-channel signal without distortion. Based on the improved algorithm of signal matched-phase, a wideband signal interception method is presented, where the sub-channels can be seamlessly combined. The method uses signal matched-phase to solve frequency ambiguity in the case of multi-channel undersampled signals. It can reconstruct the wideband cross-channel signal with neither distortion nor rabbit-ear effect. The simulation results show the effectiveness of the presented method.

**Key words** cross-channel signal reconstruction; digital channelization; signal matched-phase principle; Wiener filter binary

宽带多信号接收技术是电子对抗领域中的关键技术。以数字信道化为代表的宽带多信号接收方法是近年来该领域的研究热点。文献[1]研究了数字信道化接收机在雷达侦察中的应用。文献[2-4]研究了数字信道化的高效实现结构。由于传统数字信道化侦察接收机不能自适应匹配未知信号的带宽, 当信号带宽大于子带带宽时, 需要采用复杂的综合滤波器组重构输入信号。基于分析/综合滤波器组的信道化结构<sup>[5-6]</sup>能在一定约束条件下实现子信道的准确重构(PR), 但滤波器参数优化困难, 频率分辨率和子带重构性能无法同时兼顾。此外, 这种重构方式只针对全部子信道重构, 不能有选择地无失真重构部分子信道。同时, 传统信道化结构在强信号时还存在兔耳效应问题<sup>[3]</sup>, 增加了侦察接收机的虚警概

率。文献[7-9]从信道化结构入手, 提出了可变量子带带宽、位置的信道化结构。但在电子侦察应用中, 信号带宽和频率未知, 可重构参数获取困难。文献[10]提出了跨信道信号参数估计方法, 该方法适用于线性调频信号, 但对宽带跨信道相位调制信号参数估计仍然存在困难。

相位匹配原理(SPMP)<sup>[11-12]</sup>是近年来出现的宽带、低信噪比条件下信号估计方法。本文针对传统数字信道化接收机在电子侦察领域中遇到的问题, 提出了一种基于相位匹配的宽带信号接收方法。该宽带信号接收方法的相邻子信道间不存在过渡带, 任意相邻子信道能无缝拼接, 可直接无失真重构宽带跨信道信号。同时该方法还避免了兔耳效应。

本文提出的宽带信号接收方法采用多延迟通道

收稿日期: 2011-11-24; 修回日期: 2012-03-26

基金项目: 国家自然科学基金(61172116)

作者简介: 龙柯宇(1981-), 男, 博士, 主要从事非合作信号处理方面的研究。

对宽带信号进行欠采样, 再通过相位校正网络对通道间相位差进行校正, 使子频带内各频率分量的相位相互对准, 最后通过相位匹配算法从欠采样混叠的多路信号中提取子频带信号。同时, 针对传统相位匹配算法对接收通道间噪声功率谱起伏敏感的问题<sup>[9]</sup>, 本文采用后验wiener滤波器对相位匹配算法进行改进, 提高了算法的稳定性。

## 1 基于相位匹配的宽带信号接收方法

### 1.1 信号模型

基于相位匹配的宽带信号接收方法原理框图如图1所示。

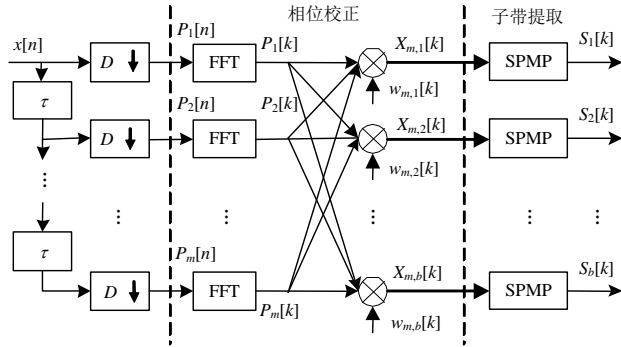


图1 基于相位匹配的宽带信号接收方法原理框图

设输入信号为来自模数转换器(ADC)的采样序列  $x[n]$ , 经多级延迟得到  $M$  路延迟信号  $x[n-(m-1)\tau]$ ,  $m=1,2,\dots,M$ , 延迟单元  $\tau$  为  $D/M$  倍采样时钟周期。对  $M$  路信号进行  $D$  倍抽取, 得到抽取序列  $p_m[n]$ ,  $m=1,2,\dots,M$ , 再对  $p_m[n]$  进行  $N$  点FFT变换, 得到变换序列  $P_m[k]$ ,  $k=1,2,\dots,N$ 。由奈奎斯特采样定理可知, 当输入信号带宽大于两倍抽取后采样频率时, 每个抽取支路的频谱是混叠的。为了从混叠的信号中恢复子频带的信息, 需要研究并利用子频带之间的特征差异, 进而采取一定的方法将它们分离开来。在延迟抽取序列中, 不同子频带信号的相移特性是不一致的, 但各子频带信号的相移固定可补偿, 于是可将移相特性作为提取不同子频带的特征。相位匹配原理的核心思路是利用多通道采样数据中, 拟提取信号的相位具有匹配特性, 而噪声及非感兴趣信号相位不匹配的特性抑制噪声及非感兴趣信号。本文提出的宽带信号接收结构正是利用子频带之间的相移特性差异, 采用相位匹配原理进行子频带分离。提取子频带信息时, 先根据待提取子频带的移相特性通过相位校正网络对各欠采样支路进行相位校正, 使每个延迟抽样序列中对应子频带信号成分的相位相互对齐。相位

校正网络中, 根据子频带的位置  $b=1,2,\dots,B$ , 在频域上对延迟抽样序列  $P_m[k]$  进行相位调整, 得到:

$$X_{m,b}[k] = P_m[k]w_{m,b}[k] \quad (1)$$

$$m=1,2,\dots,M, \quad k=1,2,\dots,N$$

根据上述相位补偿原则, 相位校正参数为:

$$w_{m,b}[k] = \exp\left[-j2\pi\left(\frac{f_s}{D}(b-1) + \frac{f_s}{DN}k\right)\frac{m-1}{f_s} \frac{D}{M}\right] = \exp\left[-j2\pi\left((b-1) + \frac{k}{N}\right)\frac{m-1}{M}\right] \quad (2)$$

式中,  $D$  为抽取倍数;  $f_s$  为采样频率;  $N$  为FFT点数;  $b$  为子频带位置序号;  $m$  为抽取通道序号;  $k$  为频率;  $M$  为抽取通道数。最后, 采用相位匹配原理对相位校正后的  $M$  路欠采样信号  $X_{m,b}[k]$  进行处理, 提取得到第  $b$  子频带信号  $S_b[k]$ 。

该宽带信号接收方法中, 每个子频带对应一个欠采样折叠带, 带宽为  $f_s/D$ 。欠采样通道数  $M$  影响SPMP的子带提取性能, 其取值范围为小于或等于  $D$ 。这里只考虑  $M=D$  的情况, 将接收机监视带宽  $f_s/2$  划分为  $B=D/2$  个子频带, 子频带幅频特性如图2所示。

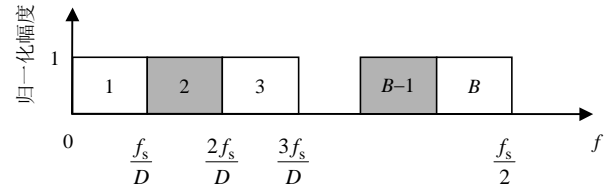


图2 宽带信号接收方法的子频带幅频特性

### 1.2 子带重构的相位匹配算法

该宽带信号接收方法采用基于最小二乘的多通道相位匹配算法<sup>[9]</sup>。对第  $b$  子频带进行提取时, 经相位校正后的  $M$  路信号的离散傅里叶变换可以写为:

$$X_{m,b}[k] = S_b[k] + \bar{N}_m[k] \quad m=1,2,\dots,M \quad (3)$$

式中,  $S_b[k]$  为相位校正后待提取的子频带信号分量;  $\bar{N}_m[k]$  为其他子频带的信号分量及噪声。利用相位匹配原理, 将式(3)中  $S_b[k]$  项左移并两边取模平方, 将  $X_{m,b}[k]$ 、 $S_b[k]$  和  $\bar{N}_m[k]$  分别简写为  $X_m$ 、 $S$  和  $\bar{N}_m$ , 得:

$$|X_m|^2 + |S|^2 - 2\text{Re}(X_m)\text{Re}(S) - 2\text{Im}(X_m)\text{Im}(S) = |\bar{N}_m|^2 \quad (4)$$

$$m=1,2,\dots,M$$

将式(4)对应的  $M$  个方程依次相减, 得:

$$2\text{Re}(X_m - X_{m-1})\text{Re}(S) + 2\text{Im}(X_m - X_{m-1})\text{Im}(S) = (|X_m|^2 - |X_{m-1}|^2) - (|\bar{N}_m|^2 - |\bar{N}_{m-1}|^2) \quad (5)$$

$$m=2,3,\dots,M$$

将式(5)方程组表示为矩阵形式:

$$A \cdot S = X \quad (6)$$

式中,

$$A = 2 \times \begin{bmatrix} \text{Re}(X_2 - X_1) & \text{Im}(X_2 - X_1) \\ \text{Re}(X_3 - X_2) & \text{Im}(X_3 - X_2) \\ \vdots & \vdots \\ \text{Re}(X_M - X_{M-1}) & \text{Im}(X_M - X_{M-1}) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$S = \begin{bmatrix} \text{Re}(S) \\ \text{Im}(S) \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$X = \begin{bmatrix} |X_2|^2 - |X_1|^2 - |\bar{N}_2|^2 + |\bar{N}_1|^2 \\ |X_3|^2 - |X_2|^2 - |\bar{N}_3|^2 + |\bar{N}_2|^2 \\ \vdots \\ |X_M|^2 - |X_{M-1}|^2 - |\bar{N}_M|^2 + |\bar{N}_{M-1}|^2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

相位匹配原理假设各通道噪声功率谱起伏是一致的, 即  $|\bar{N}_1|^2 \approx |\bar{N}_2|^2 \approx \dots \approx |\bar{N}_M|^2$ , 解方程组可得信号的最小二乘解为:

$$S = A^+ X \quad (10)$$

式中,  $A^+$  表示 Moore-Penrose 广义逆。最后提取得到第  $b$  子频带信号  $S_b = \{S_b[k]\}_{k=1}^N$ ,  $b=1, 2, \dots, B$ 。

由于相位匹配基本原理<sup>[9]</sup>假设各通道噪声功率谱是一致的, 这使相位匹配算法对各通道噪声功率谱的不一致性极其敏感。实际条件下, 噪声一致性很难保证, 将导致相位匹配处理增益严重下降。为了改善该问题, 考虑通过获得各通道噪声功率谱  $|\bar{N}_m|^2$  的估计以代替  $|\bar{N}_1|^2 \approx |\bar{N}_2|^2 \approx \dots \approx |\bar{N}_M|^2$  假设。

本文采用后验 wiener 滤波器<sup>[13]</sup>对  $|\bar{N}_m|^2$  进行估计。假设噪声是高斯白噪声, 估计  $\bar{N}_m$  的后验 Wiener 滤波器定义为:

$$H(\omega) = \frac{\hat{N}(\omega)}{\hat{S}(\omega) + \hat{N}(\omega)} \quad (11)$$

式中,  $\hat{N}(\omega)$  和  $\hat{S}(\omega)$  分别为  $x(t)$  中噪声和信号的功率谱估计。平均过程  $\bar{x}(t)$  的功率谱有两种表示方法: 1) 先求每个通道的功率谱, 然后将  $M$  组功率谱平均得到  $\bar{P}_x(\omega)$ , 可以证明:

$$E\{\bar{P}_x(\omega)\} = E\left\{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M P_i(\omega)\right\} = E\left\{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \left| \int_{-\infty}^{\infty} x_i(t) e^{-j2\pi\omega t} dt \right|^2\right\} \quad (12)$$

即  $E\{\bar{P}_x(\omega)\} = S(\omega) + N(\omega)$ 。2) 先求  $\bar{x}(t)$ , 再求  $\bar{x}(t)$  的功率谱, 可以证明:

$$E\{P_x(\omega)\} = E\left\{\left| \int_{-\infty}^{\infty} \bar{x}_i(t) e^{-j2\pi\omega t} dt \right|^2\right\} = S(\omega) + \frac{N(\omega)}{M} \quad (13)$$

如果  $M$  足够大, 由式(12)和式(13)组成方程组:

$$\begin{cases} \bar{P}_x(\omega) = \hat{S}(\omega) + \hat{N}(\omega) \\ P_x(\omega) = \hat{S}(\omega) + \hat{N}(\omega)/M \end{cases} \quad (14)$$

可以得到估计  $\hat{S}(\omega)$  和  $\hat{N}(\omega)$ , 再代入式(11)可以得到后验 wiener 滤波器的参数  $H(\omega)$ 。用后验 wiener 滤波器对各子输入通道数据进行处理, 得到  $X_m(\omega)$  中噪声的功率谱估计:

$$|\hat{N}_m|^2 = X_m(\omega) H(\omega) (X_m(\omega) H(\omega))^* \quad (15)$$

将  $|\hat{N}_m|^2$  代入式(9)中, 得到改进的相位匹配算法。该算法可以明显改善相位匹配对通道间噪声功率谱起伏不一致敏感的问题。

### 1.3 宽带信号重构

当输入信号带宽大于子频带带宽时, 信号分量将分布到相邻几个子频带内。在基于相位匹配的宽带信号接收结构中, 由于每个子频带对应的欠采样频率折叠带在频域上是无缝拼接的, 不存在过渡带的问题。因此, 若宽带信号覆盖从  $i$  开始的  $j$  个子频带, 只需在频域上直接将宽带信号所在的相邻几个子频带按式(16)依次拼接, 即可得到无失真的宽带信号频域重构。

$$S_{\text{rec}} = [S_i^T \quad S_{i+1}^T \quad \dots \quad S_{i+j-1}^T]^T \quad (16)$$

## 2 性能分析

### 2.1 仿真结果

仿真中, 设 ADC 采样频率为 500 MHz, 欠采样支路数为 32, 同时各支路抽取比为 32, 输出子频带通道数为 16, 则每个子频带通道对应采样率为 15.625 MHz。输入载频为 100 MHz、码速率为 20 MHz 的四相编码信号。图 3a 所示为输入信号的功率谱密度。将信道化输出子频带全部拼接重构信号, 其功率谱密度如图 3b 所示。可以看到, 基于相位匹配的宽带信号接收方法完全恢复了信号的频谱特征。根据子带位置, 信号主瓣分量将出现在 5 至 7 子带中。图 4 所示为 4 至 7 子带的功率谱密度, 说明该信道化结构能正确分割信道, 且子带间具有较好的隔离度。

为了分析该宽带信号接收方法对信号时域特征的重构性能, 采用本文方法和参考方法对上述宽带四相编码信号进行时域重建。其中, 参考方法为目前雷达侦察接收机常用的基于多相滤波器组(PFB)

的信道化结构, 信道化通道数为64, 每个子通道对应采样率为15.625 MHz, 子信道采用50%频率交叠的排列方式。图5a为输入信号时域波形, 图5b为本文宽带信号接收方法的重建信号时域波形, 图5c为参考方法的重建信号时域波形。可以看到, 本文方法重建的时域波形与输入信号一致, 相位跳变点得以准确恢复。而参考方法重建时域波形在多个位置丢失了相位跳变特征。

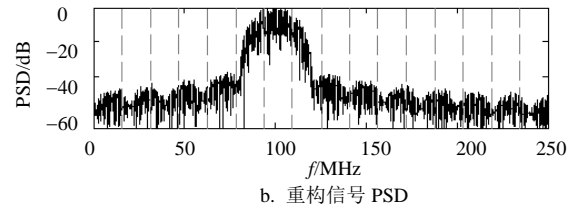
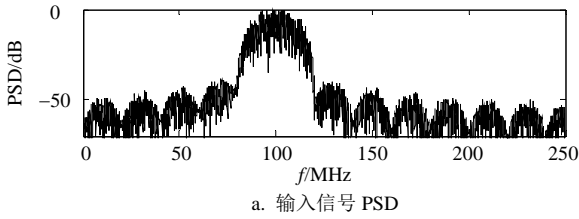


图3 输入及重建信号功率谱密度

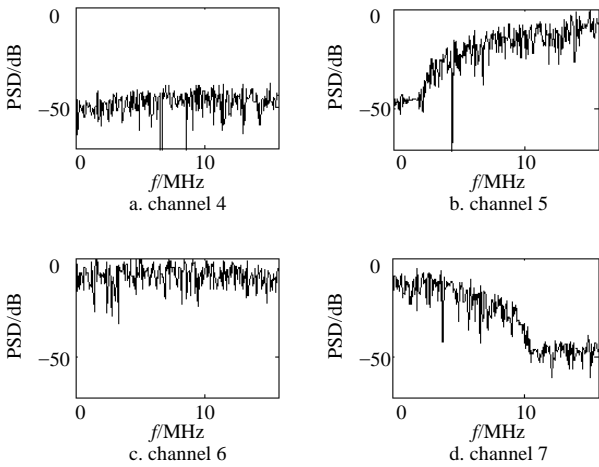


图4 ch4-ch7通道的功率谱密度

从参数估计角度说明该宽带信号接收方法对跨道相位调制信号的重建能力。采用文献[14]的方法对信道化前后以及参考方法重建的信号进参数估计, 估计相位编码信号的载频和码速率。重建信号为图3b中第4至7子带信号的重构。在不同信噪比条件下, 做1 000次蒙特卡洛仿真, 仿真结果如图6和图7所示。可以看到, 原始信号与本文方法重建信号的性能曲线完全重合。同时, 参考方法重建信号的载频估计性能与原始信号基本相同, 但码速率估计性能相比原始信号劣化3 dB左右, 这是由于重

建信号中相位跳变特征存在失真所致。实验证明本文方法能无失真地重建相位调制信号。

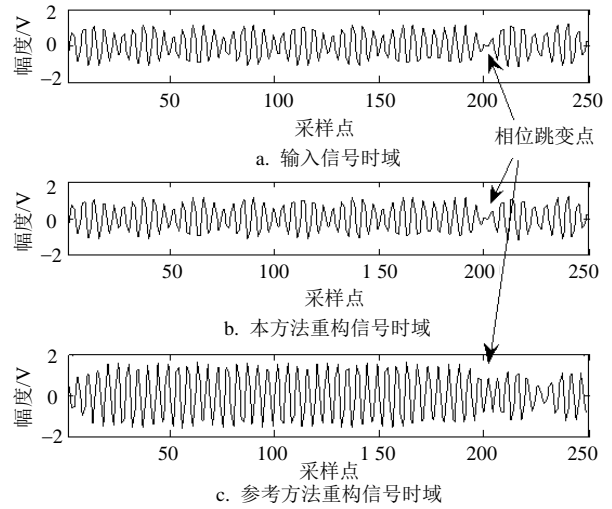


图5 输入信号与重构信号的时域波形

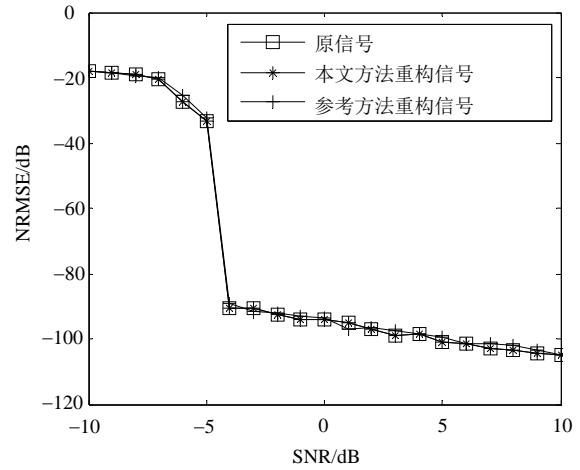


图6 归一化载频估计误差

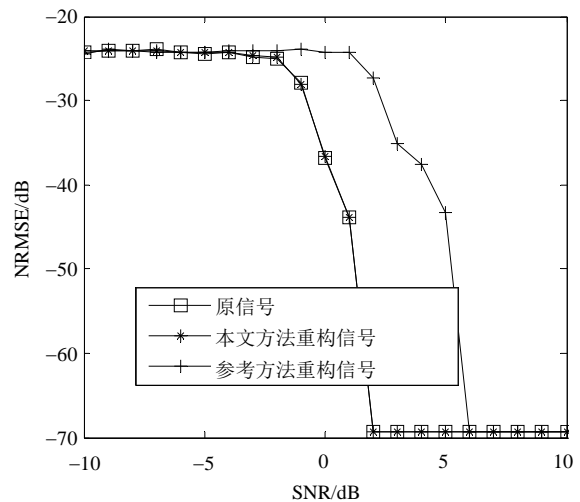


图7 归一化码速率估计误差

## 2.2 计算复杂度分析

由于复数乘法较加法更耗费计算资源, 计算量

分析时仅考虑复数乘法的消耗。

本文接收结构中, 延迟抽取通道数为  $M$ , FFT 计算点数为  $N$ , 则各抽取通道中FFT计算量为  $N(2 + \log_2 N)$ , 相位校正计算量为  $N$ 。同时, SPMP 算法中, 主要计算量是求取  $M \times 2$  矩阵的 Moore-Penrose 广义逆, 由于  $M \times k$  矩阵求广义逆的计算量为  $O(6M^2K)$ , 则提取一个子频带的计算量为  $M(N(2 + \log_2 N) + N) + NO(6M^2K)$  次复数乘法。

### 3 结束语

本文提出了一种基于相位匹配原理的宽带信号接收方法, 并对相位匹配算法进行了改进, 提高了算法在子频带提取应用中的稳定性。仿真结果证明, 该宽带信号接收方法具有子频带无缝拼接的特点, 采用部分子频带重构即能无失真恢复宽带跨信道信号。另外, 接收结构中, 延迟抽样通道由ADC实现时, 该方法具有一定的工程应用价值。可以采用多片廉价的低速率ADC实现宽带信号的采样及信道化, 而其他形式的信道化结构不具有该特性。然而, 本方法在具有以上优点的同时, 也存在计算复杂度较高的问题, 其高效实现形式还有待深入研究。该宽带信号接收方法适用于电子对抗领域中的全景监视和信号带宽准匹配截获。

### 参 考 文 献

[1] TSUI J. Digital techniques for wideband receivers[M]. Boston: Artech House, 2001.

[2] CHAN S C, YEUNG K S. On the design and multiplier-less realization of digital IF for software radio receivers with prescribed output accuracy[C]//2002 14th International Conference on Digital Signal Processing Proceedings. Greece: IEEE, 2002.

[3] ZAHIRNIAK D R, SHARPIN D L, FIELDS T W. A hardware-efficient, multirate, digital channelized receiver architecture[J]. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 1998, 34(1): 137-152.

[4] 王洪, 吕幼新, 汪学刚. WOLA滤波器组信道化接收机技术[J]. 电子科技大学学报, 2008, 37(1): 43-46.

WANG Hong, LÜ You-xin, WANG Xue-gang. Channelized receiver with WOLA filterbanks[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2008, 37(1): 43-46.

[5] KARP T, FLIEGE N J. Modified DFT filter banks with perfect reconstruction[J]. Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on, 1999, 46(11): 1404-1414.

[6] JIANG J Z, SHUI P L, ZHANG Z J. Design of oversampled DFT-modulated filter banks via modified Newton's method[J]. Signal Processing, IET, 2011, 5(3): 271-280.

[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]. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 2011, 47(2): 1241-1255.

[8] ZHAO Y, LUO S, WAN J. An adaptive broadband channelization scheme using nonuniform subband decomposition[C]//2010 6th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing(WiCOM). Chengdu: IEEE, 2010.

[9] ZHAO Y, LUO S, WAN J. Performance analysis of channelization architecture based on subband filterbanks [C]//2010 IEEE 10th International Conference on Signal Processing(ICSP). Beijing: IEEE, 2010.

[10] 董晖, 姜秋喜. 数字信道化接收机信号处理技术[J]. 电子信息对抗技术, 2007, 22(2): 3-6.

DONG Hui, JIANG Qiu-xi. Signal processing technology in channelized digital receiver[J]. Electronic Information Warfare Technology, 2007, 22(2): 3-6.

[11] ZHU W, SUN J. Parameter estimation of sinusoidal signals by using principle of signal matched-phase[J]. Progress in Natural Science, 2002(4): 301-304.

[12] ORRIS G J. Matched-phase noise reduction[J]. JASA, 1994, 96(6): 3499-3503.

[13] LANDER P, BERBARI E J. Time-frequency plane Wiener filtering of the high-resolution ECG: Development and application[J]. Biomedical Engineering, IEEE Transactions on, 1997, 44(4): 256-265.

[14] 曾德国, 熊辉, 唐斌. 基于相位差分的脉内调制信号类型识别[J]. 电子测量与仪器学报, 2009(10): 85-90.

ZENG De-guo, XIONG Hui, TANG Bin. Recognition of intra-pulse modulation signal types based on phase difference[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2009(10): 85-90.

编辑 税红