

高效数字信道化IFM接收机的研究

杨 静, 吕幼新

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

【摘要】采用一种具有普遍性的推导方法得到基于DFT多相滤波器组的宽带数字信道化接收机高效结构, 并将瞬时测频技术应用于该结构中, 提出了一种数字信道化瞬时测频接收机方案。计算机仿真表明: 该方案提高了信道化接收机的频率分辨率, 能够分辨同时落入一个信道的两个信号, 而且运算复杂度低, 硬件实现效率高, 是能适应现代电子战中密集的信号环境的一种高效侦察接收机方案。

关键词 数字信道化; 接收机; DFT多相滤波器组; 瞬时测频

中图分类号 TN957.5 文献标识码 A

Efficient Digital Channelized IFM Receiver Research

YANG Jing, Lü You-xin

(School of Electronic Engineering, UEST of China Chengdu 610054)

Abstract In this paper, we use a common deducing method to acquire an efficient architecture based DFT polyphase filter banks to realize wideband digital channelized receiver. Furthermore, by applying instantaneous frequency measurement (IFM) technology to that architecture, an approach of digital channelized IFM receiver is proposed. The simulation in MATLAB software indicates that approach has increased frequency resolution of channelized receiver to distinguish simultaneous two signals in one channel. And it is an efficient approach of receiver for reconnaissance which can adapt to the insensitive signals environment of modern EW for its low computing complexity and high hardware realizing efficiency.

Key words digital channelized; receiver; DFT polyphase filter banks; IFM

理想的电子战(EW)接收机除了应具有宽输入带宽、高频率分辨率、大动态范围、多信号并行处理能力外, 还必须能对接收到的大量信息进行实时或准实时处理^[1]。信道化接收机就是可以实现以上大多数特征的一种接收机, 由于它能够处理同时到达的多个信号, 可以实现监视频带内信号的全概率截获, 常运用于宽带侦察接收中。近几年, 随着VLSI和DSP技术的飞速发展, 数字信道化技术得到了越来越广泛的应用。数字信道化接收机的优点在于设备体积小, 信道均衡性好, 缺点在于频率分辨率不高, 尤其是当总的频率覆盖范围很宽时^[2]。另一方面, 瞬时测频(IFM)接收机具有较高的频率分辨率, 但它不具有多信号并行处理能力而不适应现代EW中信号密集的环境。本文将结合两种方法的优点, 提出一种数字信道化IFM接收机的高效实现方案。

收稿日期: 2004-12-03

基金项目: 国防科技预研基金资助项目

作者简介: 杨 静(1980-), 女, 硕士生, 主要从事宽带数字接收方面的研究。

1 数字信道化接收机高效结构

1.1 滤波器组数字信道化接收机结构

数字信道化是将宽带数字信号送入一个网络, 在网络中完成频域均匀信道化和抽取操作, 最终输出若干个低速率的子频带信号。该网络的功能可等效为一个带抽取器的均匀数字滤波器组。设滤波器个数(即信道个数) K 与抽取倍数 D 满足 $K = FD$ (F 为正整数)的关系, 滤波器组信道化接收机结构如图1所示。其中 ω_k ($k=0, 1, \dots, K-1$) 是各信道的中心频率, 其值取决于信道的堆积排列形式。均匀信道常见的堆积排列形式有两类, 分别是偶型排列和奇型排列^[3], 如图2所示。可见在偶型排列中第 k 个带通滤波器中心频率为 $\omega_k = 2\pi k / K$; 在奇型排列中第 k 个带通滤波器中心频率为 $\omega_k = (2\pi k / K) + (\pi / K)$ 。

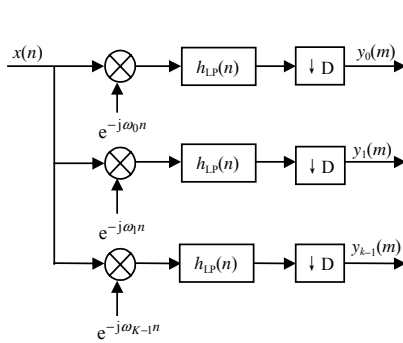


图1 滤波器组信道化接收机结构

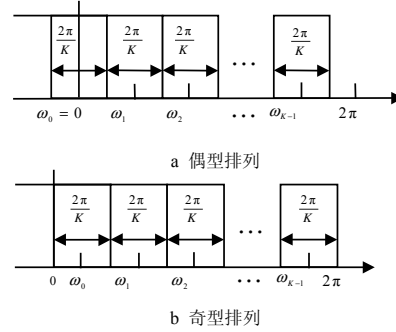


图2 均匀信道的堆积排列形式

1.2 基于DFT多相滤波组的信道化接收机高效结构

滤波器组数字信道化接收机结构的实现效率非常低, 所以需要寻找一种高效的实现方法。文献[2~4]中只推导了临界抽样条件 ($F=1, K=D$) 下信道偶型排列时的信道化接收机高效结构, 本文给出一种具有普遍性的方法来推导基于DFT多相滤波组的信道化高效结构。该方法的优点是: 只要相邻信道间隔为 $2\pi / K$, 无论是否满足临界抽样条件, 也无论信道采用怎样形式进行堆积排列, 都可以方便地得到数字信道化接收机的高效结构。下面介绍具体推导过程。

在图1所示的结构中, $h_{LP}(n)$ 为 N 阶低通FIR滤波器的冲激响应, 其第 k 个信道的输出为:

$$y_k(m) = [x(n)e^{-j\omega_k n}] * h_{LP}(n) \Big|_{n=mD} = \sum_{i=0}^{N-1} x(mD-i)e^{-j\omega_k(mD-i)} h_{LP}(i) = \sum_{p=0}^{K-1} \sum_{i=0}^{(N-K)/K} x(mD-iK-p)e^{-j\omega_k(mD-iK-p)} h_{LP}(iK+p)$$

令: $x_p(m) = x(mD-p)$; $h_p(m) = h_{LP}(mK+p)$; $p=0, 1, \dots, K-1$; $K=DF$; $L=N/K$ 。则有:

$$y_k(m) = \sum_{p=0}^{K-1} \left[\sum_{l=0}^{L-1} x_p(m-lF)e^{-j\omega_k(m-lF)D} h_p(l) \right] e^{j\omega_k p} = \sum_{p=0}^{K-1} \left[\sum_{l=0}^{(L-1)F} x_p(m-l)e^{-j\omega_k(m-l)D} h_p\left(\frac{l}{F}\right) \right] e^{j\omega_k p}$$

式中 设 $h'_p(l) = h_p(l/F)$, $h'_p(l)$ 是 $h_{LP}(n)$ 的多相分支 $h_p(l)$ 经 F 倍内插后的结果, 可得:

$$y_k(m) = \sum_{p=0}^{K-1} \{ [x_p(m)e^{-j\omega_k mD}] * h'_p(m) \} e^{j\omega_k p}, \quad k=0, 1, \dots, K-1$$

式中 设 $x'_p(m) = [x_p(m)e^{-j\omega_k mD}] * h'_p(m)$, 则:

$$y_k(m) = \sum_{p=0}^{K-1} x'_p(m) e^{j\omega_k p} \tag{1}$$

将 ω_k 代入式(1), 就可以得到数字信道化接收机的高效结构。例如, 当 $F=1$ 且滤波器堆积排列为奇型时, 有 $K=D$, $\omega_k = (2\pi k / D) + (\pi / D)$, $h'_p(l) = h_p(l)$, 则:

$$x'_p(m) = [x_p(m)e^{-j(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{D}mD}] * h_p(m) = [x_p(m)(-1)^m] * h_p(m) \tag{2}$$

$$y_k(m) = \sum_{p=0}^{D-1} x'_p(m) e^{j(k+\frac{1}{2})\frac{2\pi}{D}p} = \sum_{p=0}^{D-1} [x'_p(m) e^{j\frac{\pi}{D}p}] e^{j\frac{2\pi}{D}kp} = IDFT[x'_p(m) e^{j\frac{\pi}{D}p}]_k \quad (3)$$

由式(2)、(3)可得到临界抽样条件下信道奇型排列时的信道化接收机高效结构如图3所示。图3中 $m = n / D$ ；抽取操作转移到滤波之前，降低了滤波过程的运算量；滤波器 $h_p(m)$ ($p=0, 1, \dots, D-1$) 为原型低通滤波器 $h_{LP}(n)$ 的多相分量，阶数减小到原来的 $1/D$ ；IDFT可用IFFT快速算法来实现。可见在该结构中，系统的复杂度和数据速率大大降低，实时处理能力得到提高。

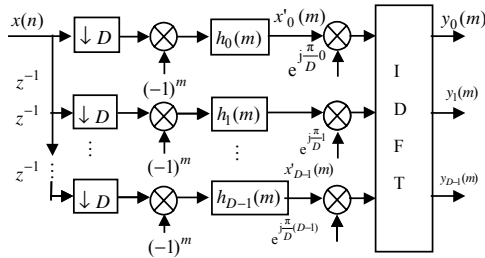


图3 数字信道化接收机高效结构(信道奇型排列, $F=1$)

2 高效的数字信道化IFM接收机

2.1 一种无盲区的数字信道化IFM接收机方案

将数字瞬时测频(DIFM)技术应用到数字信道化接收机高效结构中，提出一种能分辨落入同一信道的两个同时到达信号的无盲区数字信道化IFM接收机方案，如图4所示。

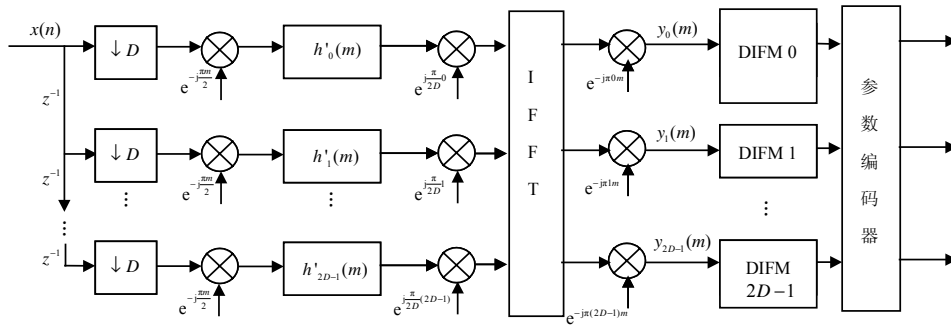


图4 数字信道化IFM接收机高效结构(信道奇型排列, $F=2$)

图4的方案中采用信道奇型排列条件下的数字信道化高效结构，其原因是在信道偶型排列的信道化结构中信道0可能输出实信号而不利于测量瞬时频率 $f_0(m)$ 。并且，相邻信道的频谱按50%重叠使各信道的通带拼接后覆盖整个监视带，不存在接收盲区，如图5所示。

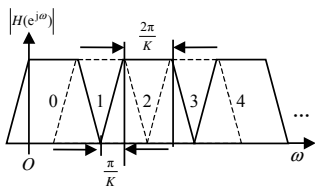


图5 方案中各信道的频响

DIFM k 模块用只需消耗很少的硬件资源的相位差分法来测量数字信道化结构的第 k 个输出 $y_k(m)$ 的瞬时频率 $f_k(m)$ [$f_k(m)$ 为归一化频率, $f_k(m) \in [-0.5, 0.5]$ ($k=0, 1, \dots, K-1$)]^[1]。

相邻信道频响50%重叠会使一个输入信号同时落在两个相邻信道上，而产生虚假信号。解决方法是通过参数编码器来判决输入信号所属的信道，并对信号进行频率估计，以得到信号的准确位置。本方案采用一种简单方法实现参数编码器的功能：使信道个数 K 与抽取因子 D 满足 $F = 2$, $K = 2D$ 的关系，则信道判决条件仅仅取决于 $f_k(m)$ 对样本点数 m 的多次随机实验均值 f^{avg}_k ，而不需要比较相邻信道的输出幅度^[5]。具体的过程如下：

1) 信道判决

当输入信号在信道 k 的DIFM值输出满足 $|f^{avg}_k| < 0.25$ 的条件，信道判决认为该信号属于信道 k 。否则，若 $f^{avg}_k < 0$ 判定该信号属于信道 $k-1$ ；若 $f^{avg}_k > 0$ 判定该信号属于信道 $k+1$ 。

2) 频率估计

一个输入信号在2个相邻信道上的DIFM输出满足 $f^{avg}_k - f^{avg}_{k+1} = 0.5$ 的关系，因此一个信号的瞬时频率值可以分别从相邻的2个信道中检测出。

本方案中当两个输入信号同时落在信道 k 上，若两信号幅度差大于3 dB，DIFM k 只能捕获幅度较大信

号的频率;若两信号的幅度相当,DIFM k 输出会产生误差。但是通过上述参数编码器,两信号准确的瞬时频率值仍可以在相邻的信道 $k-1$ 和 $k+1$ 中分别检测到。

2.2 计算机仿真

对图4中的结构进行MATLAB仿真。设 $D=5$, $K=10$; 原型低通FIR滤波器的通带截止频率为 $\pi/10$, 阻带起始频率为 $\pi/5$, 阶数为80阶; 两个同时输入且等幅的实单频信号 $x_1(n)$ 、 $x_2(n)$, 频率分别为32 MHz和38 MHz, 输入采样速率为100 MHz, 样本点数为500, 输入信噪比 $SNR \in [10 \text{ dB}, 30 \text{ dB}]$, 随机实验100次, 仿真结果如图6所示。

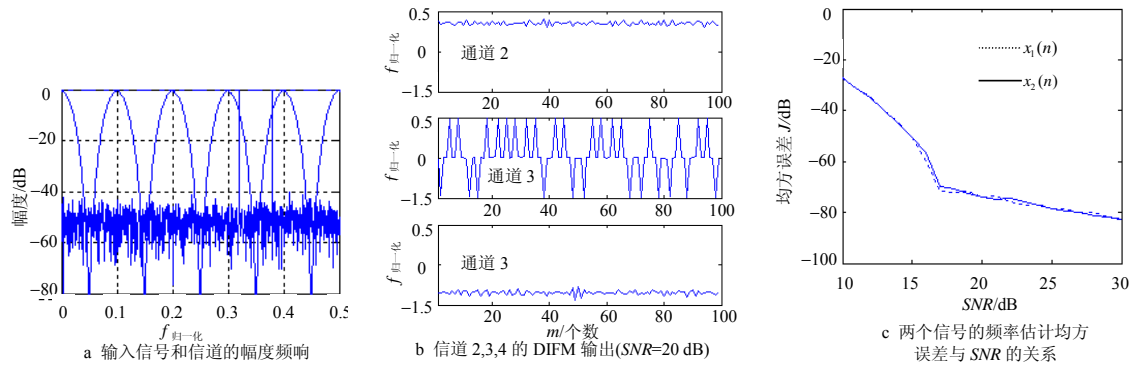


图6 仿真结果

由图6a可知2个信号同时落入信道3, 信号 $x_1(n)$ 靠近信道2, $x_2(n)$ 靠近信道4。由图6b可知 $SNR=20 \text{ dB}$ 条件下这3个信道的DIFM输出情况。信道2显示信号 $x_1(n)$ 的频率, 信道4显示信号 $x_2(n)$ 的频率。信道3的DIFM输出有较大波动, 说明该信道存在2个信号。对信道2和信道4的DIFM输出分别求均值并由此得到信道判决和频率估计的结果: 信号 $x_1(n)$ 、 $x_2(n)$ 都属于信道3; $x_1(n)$ 、 $x_2(n)$ 的估计频率分别为 -0.14998 、 0.14997 。由于数字信道化接收机各信道上的输出均是复基带信号, $x_1(n)$ 、 $x_2(n)$ 在信道3中的理论频率值分别为 -0.15 、 0.15 。将频率估计值与理论值比较可知此时的频率估计误差小于2%。并且, 由图6c可知, 随着 SNR 的提高, 频率估计值会逐渐逼近理论值, $SNR=30 \text{ dB}$ 条件下的频率估计均方误差约为 -80 dB , 可见本方案中频率估计的精度较高。

从上述仿真结果表明: 落入同一信道的2个同时到达信号可以被上述数字信道化IFM接收机分辨出, 本方案可行。

3 结论

本文提出的一种数字信道化IFM接收机方案结合了数字信道化接收机高效结构和相位差分瞬时测频方法, 从而降低了系统复杂度, 提高了实时处理能力, 仿真结果表明该方案具有较好的信号检测能力。用现代技术来实现宽带数字化EW接收机的唯一实用方法是通过信道化技术, 数字信道化IFM接收机是一种很有发展潜力的宽带侦察接收机。

参 考 文 献

- [1] Fields T W, Sharpin D L, Tsui J B. Digital channelized IFM receiver[J]. IEEE MTT-S International, 1994, 3: 1 667-1 670
- [2] 陈永其, 黄爱革, 严文忠. 一种宽带中频数字信道化侦察接收机方案[J]. 电子对抗技, 2003, 33(8): 34-35
- [3] Rabiner L R, Crochiere R E 著. 多抽样率数字信号处理[M]. 鄢广增 译. 北京: 人民邮电出版社, 1988. 322-344
- [4] 杨小牛, 楼才义, 徐建良. 软件无线电原理与应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2001. 69-74
- [5] 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): 137-147