

WOLA滤波器组信道化接收机技术

王 洪, 吕幼新, 汪学刚

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

【摘要】多相DFT滤波器组是实现信道化接收机的一种高效结构,但是该结构要求信道数目与抽取倍数必须相等,限制了接收机参数设计的灵活性。该文将WOLA滤波器组引入信道化接收机,以信号的平移代替窗函数的平移,对加权、叠接、相加后的信号进行DFT变换,实现了多相DFT滤波器组的相同功能,又解除了抽取倍数与信道数目的约束关系,是多相DFT滤波器组的一种推广形式。仿真结果验证了WOLA滤波器组在实现信道化接收机时的有效性。

关键词 信道化接收机; 多相DFT滤波器组; 短时傅里叶变换; WOLA滤波器组

中图分类号 TN 971.1

文献标识码 A

Channelized Receiver with WOLA Filterbanks

WANG Hong, LÜ You-xin, WANG Xue-gang

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract Polyphase discrete Fourier transform (PDFT) filterbank is an efficient structure for channelized receiver, but its flexibility is limited by the fixed relationship between decimating factor and channel number. In this paper, a flexible and efficient channelized receiver structure is proposed with weighted overlap-add filterbanks. The shift of window is replaced by the shift of input signals. DFT is employed after weighting, overlapping, and adding. The structure gets rid of the fixed relationship in PDFT structure, but realizes same functions. So the proposed structure is a generalized form of PDFT structures. The simulation results show the effectiveness of the new structures.

Key words channelized receiver; polyphase DFT filterbanks; short-time Fourier transform; weighted overlap-add filterbanks

带通和低通滤波器组是实现信道化接收机的传统结构,由于其计算量大、硬件实现效率低,已逐渐被高效的多相DFT滤波器组结构代替^[1]。在多相DFT滤波器组结构中,要求抽取倍数与信道数目必须相等,即各信道的输出数据率与信道带宽之间存在严格的约束关系,限制了接收机参数设计的灵活性。加权叠接相加(weighted overlap-add, WOLA)结构是一种高效率、低功耗且设计灵活的滤波器组,最初应用于短时傅里叶变换,近年来在子带编码(subband coding)、OFDM和语音信号处理等领域得到应用^[2-5]。本文将WOLA滤波器组应用于信道化接收机中,分析了WOLA滤波器组和多相离散傅里叶变换(discrete fourier transform, DFT)滤波器组在数学上的等价性,证明WOLA滤波器组实质上是多相DFT滤波器组的一种推广形式,而DFT滤波器组也可以作为短时傅里叶变换的一种实现结构。

1 多相DFT滤波器组结构

信道化接收机的作用是将宽带信号分解为多个

窄带信号进行处理,在电子战中实现宽带监视和窄带接收;在通信中用以实现多个信号的并行处理等^[6-8]。信道化接收机常采用滤波器组来分选不同频率的信号,传统的低通滤波器组结构如图1所示。各支路的输出为:

$$X_k(m) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(mD-n)x(n)e^{-jw_k n} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(mD-n)x(n)W_K^{-kn} \quad k=0,1,\dots,K-1 \quad (1)$$

式中 $w_k = 2\pi k / K$; $W_K = e^{j2\pi / K}$; K 为信道数目; D 为抽取倍数。对低通滤波器组,各支路的滤波器完全相同,硬件上需要实现 K 组,效率低。式(1)与DFT变换相似,对其加以改进,可得到信道化接收机的多相DFT滤波器组结构^[1]。令:

$$p_i(n) = h(nK-i) \quad x_i(n) = x(nK+i) \quad i=0,1,\dots,K-1 \quad (2)$$

式中 $p_i(n)$ 是滤波器 $h(n)$ 的多相形式。若 $D = K$,

由式(1)有:

$$\begin{aligned}
 X_k(m) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(mD-n)x(n)e^{-j2\pi\frac{k}{K}n} = \\
 &= \sum_{i=0}^{K-1} \sum_{r=-\infty}^{\infty} h(rK-i)x(mK-rK+i)e^{j2\pi\frac{k}{K}(rK-i)} = \\
 &= \sum_{i=0}^{K-1} \sum_{r=-\infty}^{\infty} p_i(r)x_i(m-r)e^{-j2\pi\frac{k}{K}i} = \\
 &= \text{DFT}[p_i(m) * x_i(m)]
 \end{aligned} \tag{3}$$

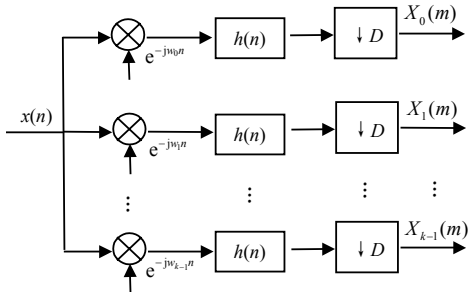


图1 低通滤波器组结构

由式(3)可得到多相DFT滤波器组结构的信道化接收机如图2所示。相对于低通滤波器组结构而言,该结构的优点是:抽取转移到滤波器前面,效率提高了K倍;各支路滤波器共享,效率又提高K倍;调制以DFT方式实现,若采用FFT计算方法,效率还可以提高 $K \log_2 K$ 倍。但是,式(3)的结论建立在抽取倍数D与信道数目K相等的基础上。设输入信号的采样率为 f_s , 输出数据率 $f_{out} = f_s / D$, 信道带宽 $B = f_s / K$, $D=K$ 时,输出数据率与信道带宽相等,即各信道的输出只能是临界采样,这一要求使信道化接收机的参数设计灵活性受到很大限制。

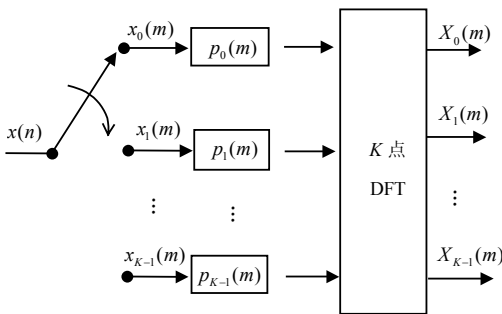


图2 多相DFT结构

2 WOLA滤波器组结构

WOLA结构最初应用于短时傅里叶变换,短时傅里叶变换也称为加窗傅里叶变换。即对信号在时域加窗后再作傅里叶变换,可以求出信号的局部谱,离散短时傅里叶变换的定义为^[2]:

$$\text{STFT}_x(m) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} w^*(m-n)x(n)e^{-j\omega n} \tag{4}$$

式中 $w^*(m-n)$ 为时间窗; m 为时间窗的延迟参数;“*”表示共轭。在式(1)中,输出序列 $X_k(m)$ 是 $h(mD-n)x(n)$ 的离散傅里叶变换,或者说是 $x(n)$ 的加窗傅里叶变换, $h(mD-n)$ 即为时间窗,其延迟参数为 mD 。式(1)和式(4)的区别在于延迟参数不同(实窗函数等于其共轭),式(1)的延迟参数只能取 D 的整数倍,当 $D=1$ 时,两者完全相同。所以,式(1)是一种特殊的短时傅里叶变换,从低通滤波器组得到的序列 $X_k(m)$ 是输入序列 $x(n)$ 在 $n = mD$ 时刻的短时谱,滤波器 $h(n)$ 用作一个滑动分析窗,这个分析窗选出被分析信号 $x(n)$ 的短时片断并进行加权。分析窗的大小以及傅里叶变换的信道数 K 决定了所得短时谱的时间和频率分辨率。

由于短时傅里叶变换和式(1)的相似性,因此用于短时傅里叶变换的WOLA结构也能应用于信道化接收机。式(1)中延迟参数的变化导致时间窗的平移,进行变量替换后,可以将时间窗的平移转换为输入信号的平移。式(1)中令 $r = n - mD$, 有:

$$\begin{aligned}
 X_k(m) &= \sum_{r=-\infty}^{\infty} h(-r)x(r+mD)W_K^{-k(r+mD)} = \\
 &= W_K^{-kmD} \sum_{r=-\infty}^{\infty} h(-r)x(r+mD)W_K^{-kr} = \\
 &= W_K^{-kmD} \tilde{X}_k(m)
 \end{aligned} \tag{5}$$

式(5)中令:

$$\tilde{y}_m(r) = h(-r)x(r+mD) \tag{6}$$

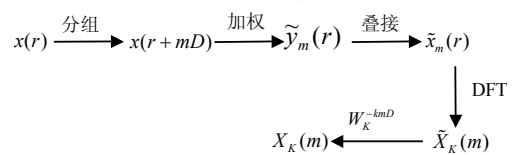
则 $\tilde{X}_k(m)$ 即为 $\tilde{y}_m(r)$ 的离散傅里叶变换。上式中 m 变化时,窗不变而输入信号变化。为了采用FFT算法进行计算,将 $\tilde{y}_m(r)$ 折叠成为 K 点序列,把 $\tilde{y}_m(r)$ 每 K 点分成一组,然后累加到一起^[2],即:

$$\begin{aligned}
 \tilde{x}_m(r) &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} \tilde{y}_m(r+lK) = \\
 &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} h(-r-lK)x(r+lK+mD) \\
 & \quad r = 0, 1, \dots, K-1
 \end{aligned} \tag{7}$$

由此得到:

$$\tilde{X}_k(m) = \sum_{r=0}^{K-1} \tilde{x}_m(r)W_K^{-kr} \tag{8}$$

根据式(5)~(8),得到序列 $X_k(m)$ 的计算过程为^[6]:



由以上过程得到的滤波器组结构称为WOLA结构, 如图3所示。

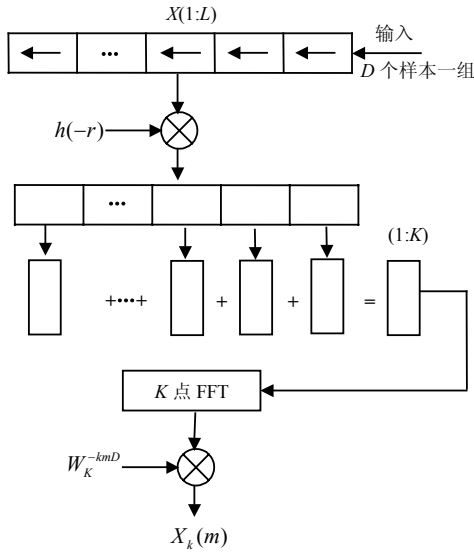


图3 信道化接收机的WOLA结构

其步骤为:

- (1) 输入序列 $x(n)$, 由式(5)和式(6)知道, 每次应输入 D 个样本;
- (2) 加权, 用滤波器 $h(-r)$ 对序列加权;
- (3) 叠接、相加(Overlap-Add), 将加权后的序列分成若干组, 每组长度为 K , 然后将各组序列累加, 如式(7)所示;
- (4) 用FFT算法计算累加后序列的DFT变换, 如式(8)所示;
- (5) 按式(4)对变换后的序列乘上 W_K^{-kmD} , 得到输出 $X_k(m)$ 。

图3中 L 为滤波器阶数, 也是输入样本寄存器的长度, 加权后的样本分组, 再叠接相加后输出到FFT模块, $x(n)$ 的每 D 个抽样信号输入, 产生一组并行输出序列, 分别为 K 个信道的一个输出信号。

从以上步骤可以看出, WOLA结构具有以下优点:

- (1) 若输入序列 $x(n)$ 的抽样率为 f_s , 每 D 个输入作一次处理, 整个结构的工作速率降为 f_s / D ;
- (2) 滤波器只采用一组, 相对于低通结构效率提高了 K 倍, 并且滤波器系数仅用于加权, 计算量比卷积运算小;
- (3) 采用FFT计算DFT变换, 效率提高 $K \log_2 K$ 倍;
- (4) 参数 D 和 K 之间没有严格的约束关系。

可见, WOLA滤波器组是一种灵活而高效的信道化接收机实现结构。当 $D = K$ 时, 式(1)、式(3)和式(5)在数学上完全等价, 图3所示的WOLA结构和图2的多相DFT结构等效。当 $D \neq K$ 时, 多相DFT结构不再适用, 而WOLA结构没有变化。所以, 可以

把WOLA结构看作是多相DFT滤波器组的一种推广。反过来, 由于多相DFT滤波器组和王OLA结构在数学上的等效性, 多相DFT滤波器组结构也能应用于短时傅里叶变换, 但要求时间窗的延迟参数为 D 的整数倍。

3 设计实例

为了验证WOLA结构的有效性, 设计了一个16通道的仿真系统。输入为两路叠加的复信号, 一路是60 MHz的单频信号, 另一路是中频150 MHz, 带宽20 MHz的线性调频信号。设采样率 f_s 为800 MHz, 将 $-f_s/2 \sim f_s/2$ 频段的信号划分为16个信道, 每个信道带宽50 MHz, 采用偶型排列方式, 输入信号的频谱和信道的划分结果如图4所示。从左到右将各信道标记为 $-7 \sim 8$, 则两路信号分别处于信道2和信道4。采用WOLA结构的接收机对输入信号作调制、滤波和抽取处理, 滤波器阶数 $L=128$, 抽取倍数 $D=8$, FFT点数等于信道数目, 即 $K=16$, 输入样本2048点。这样, 输出为16路256点的基带信号, 信号速率为100 MHz。计算信道2、3和4的信号频谱如图5所示, 相应的时域波形(实部)如图6所示。调制使各信道中心频率被搬移到零频, 所以信道2输出的单频信号为10 MHz, 而信道4输出的线性调频信号则以零频为对称中心。信道3中没有输入信号, 输出信号幅度为零。从仿真结果可以看出, 输入信号和输出信号的频谱基本吻合, 验证了WOLA结构的正确性。

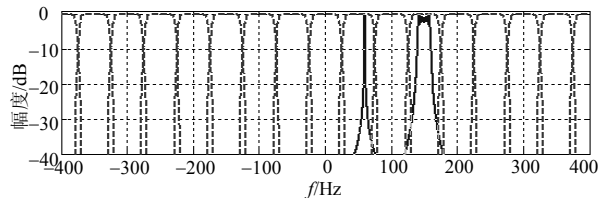


图4 信道划分及输入信号频谱

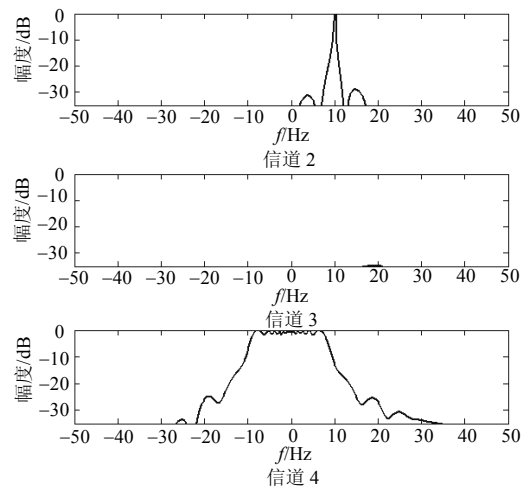


图5 输出信号频谱

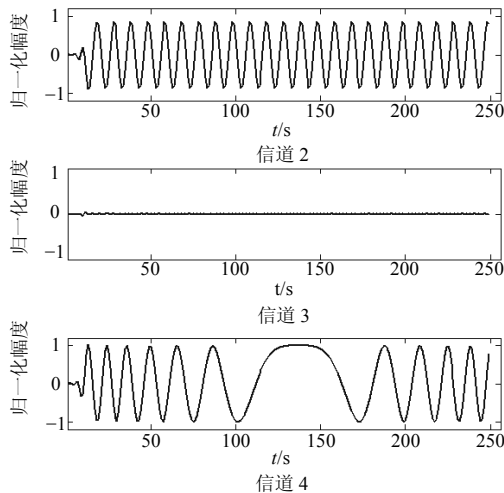


图6 输出信号波形

4 结束语

本文将WOLA滤波器组引入信道化接收机,分析了多相DFT滤波器组与WOLA滤波器组的内在联系,证明WOLA滤波器组是多相DFT滤波器组的一种推广形式,应用于信道化接收机时,具有参数设计灵活、计算复杂度低、硬件实现效率高等优点。WOLA滤波器组结构和多相DFT滤波器组结构一样高效,但没有后者的严格约束条件,是多相DFT滤波器组结构的一种推广形式,多相DFT滤波器组同

样也可应用于短时傅里叶变换。

参 考 文 献

- [1] HARRIS F, 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.
- [2] CROCHIERE R E, RABINER L R. Multirate digital signal processing[M]. [S.l.]: Prentice-Hall Inc, 1983.
- [3] BRENNAN R, SCHNEIDER T. An ultra low-power DSP system with a flexible filterbank[C]//The Thirty-Fifth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, CA: IEEE, 2001: 809-813.
- [4] BRENNAN R, SCHNEIDER T. A flexible filterbank structure for extensive signal manipulations in digital hearing aids[C]//Proc of International Symposium on Circuits and Systems. Monterey, CA: IEEE, 1998: 569-572.
- [5] NIELS, P TANJA K, TRUONG Q. A general formulation of modulated filter banks[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 47(4): 986-1002.
- [6] 刘开文. 基于短时综合相加法的语音盲信号分离的研究及其DSP实现[D]. 成都: 四川大学, 2004.
- [7] 周良臣, 吕幼新. 基于DFT滤波器组的宽带信号谱分析方法[J]. 信号处理, 2004, 20(4): 217-220.
- [8] 蒋宗明, 唐 斌, 吴 伟. 基于DFT滤波器组的多信号高效数字下变频[J]. 电子科技大学学报, 2005, 34(6): 743-746.

编辑 税 红

(上接第26页)

参 考 文 献

- [1] FRANKLIN M, REITHER M. The design and implementation of a secure auction service[J]. IEEE Trans on Software Engineering, 1996, 22(5): 302-312.
- [2] MU Y, VARADHARAJAN V. An internet anonymous auction scheme[C]// Lecture Notes in Computer Science. Berlin: Springer-Verlag, 2001: 171-182.
- [3] 黄秀姐, 林 群, 王燕鸣. 基于短群签名的安全电子拍卖方案[J]. 中山大学学报(自然科学版), 2006, 45(6): 21-25.
- [4] SCHNOORR C C, CHANG Y F. Enhance anonymous auction protocols with freewheeling bids[C]//Proceedings of the 20th International Conference on Advanced Information Networking and Application. Austria:Vienna, 2006: 353-358.
- [5] LIAW H T, JUANG W S, LIN C K. An electronic online bidding auction protocol with both security and efficiency[J]. Applied Mathematics and Computation, 2006, 174(2): 1487-1497.
- [6] FUJISAKI E, OKAMOTO T. Statistical zero knowledge protocols to prove modular polynomial relations[C]// Proceedings of Cryptology-CRYPTO'97. Berlin: Springer-Verlag, 1997: 16-30.
- [7] SCHNORR C. Efficient signature generation by smart cards[J]. Journal of Cryptology, 1991, 4(3): 161-174.
- [8] CHAUM D, PEDEERSEN T R. Wallet databases with observers [C]// Advances in Cryptology-CRYPTO'92. Berlin: Springer-Verlag, 1993:89-105.
- [9] WU Q, ZHANG J, WANG Y. Practical t-out-n oblivious transfer and its application[C]// ICICS'03. Berlin: Springer-Verlag, 2003.: 226-237.
- [10] 伍前红, 张键红, 王育民. 一个高效的匹配协议[J]. 通信学报, 2004, 25(8): 139-145.
- [11] BRANDIT F. Secure and private auctions without auctioneers [R]. Technical Report FKI-245-02. Institute für Informatik, Technische University Muhen, 2002.

编辑 张 俊