

一种低复杂度的基站信道处理器实现方法

张玉良, 吴伟陵, 田宝玉

(北京邮电大学 181 信箱, 北京 100876)

摘要: 本文提出了一种降低基站信道处理器计算复杂度的方法. 通过利用插值二阶多项式滤波器对 IDFT 滤波器组进行整形处理, IDFT 滤波器组可以直接用作基站信道处理器. 实现此信道处理器的复杂度更低, 因此适合在以软件无线电技术实现的基站中采用. 理论分析和仿真结果表明, 在保持系统性能基本不变的条件下, 该方法在实现信道滤波器方面比 K. C. Zangi 等^[1]提出的开放滤波器组 (OFB) 信道处理器提高效率 17%.

关键词: 软件无线电; 采样率变换; IDFT 滤波器组; 插值二阶多项式

中图分类号: TN914. 3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 07-1101-03

A Method of Implementing a Base-Station Channelizer with Low Complexity

ZHANG Yu-liang, WU Wei-ling, TIAN Bao-yu

(Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: A method of reducing the computation complexity of a base-stations channelizer is presented in this paper. Through using a interpolated second-order polynomials (ISOP) filter to shape the Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT) filter bank, the IDFT filter bank can be used as a base stations channelizer directly. The complexity of implementing this channelizer is lower, so it is suitable to be used in base stations implemented with software radio technique. Theoretical analysis and simulation result show that with the system performance remains almost fixed this method is 17% more efficient than the Open Filter-Bank (OFB) channelizer proposed by K. C. Zangi^[1] in implementing the channel filter.

Key words: software radio; sample rate conversion; IDFT filter banks; interpolated second-order polynomials (ISOP)

1 引言

从宽带 A/D 变换器输出中高效提取特定的信道是实现软件无线电系统的关键问题之一^[1,2], 基本过程包括: 窄带滤波、变频、降采样和采样速率变换等. 由于 A/D 输出信号带宽很宽, 信道选择滤波器的过渡带宽又很窄, 因此信道选择滤波器长度 P 一般很大, 实现 P 点 FIR (Finite Impulse Response) 滤波器的计算复杂度 (与 P 相应地也很大, 直接提取单一信道至少需要 GIPS (Giga Instructions Per Second) 量级的运算量^[3]. 对于基站这样的无线电系统, 宽带、数字式接收机需要同时处理很多窄带信道, 因此信道处理器的处理能力要成倍提高. 这使得信道处理器成为实现软件无线电系统的瓶颈^[3-4]. 解决这个问题需要从硬件平台设计和研究信道处理器算法两方面入手. 在硬件平台设计方面主要采用多处理器的并行结构, 并用 ASIC 芯片或 FPGA 形成的加速处理器实现部分高复杂度的处理算法^[5], 这样不仅加大了系统复杂度, 同时降低了软件无线电的灵活性; 信道处理器算法的研究主要集中在利用多速率信号处理技术实现信道处理器^[1,6], 和利用先进的滤波器设计技术降低信道选择滤波器的长度^[7]等. 对于基站来说, 改进信道处理器算法能明显地节省硬件资源. 文献^[6]介绍了一种

利用 FIR 滤波器的多相分解和快速 IDFT 实现基站信道处理器的高效算法; 文献^[1]在多速率数字信号处理的基础上, 提出了称为开放滤波器组 (OFB) 的信道处理器算法 (见文献^[1] 中图 7~8). 这两种方法的特点是, 所有信道的传输特性由一个实系数的低通道选择滤波器 $h(n)$ 决定. 本文直接利用 IDFT 的滤波器组特性实现基站信道处理器, 从而避免 OFB 信道处理器中信道选择滤波器 $h(n)$ 很长带来的计算复杂度.

2 基于 IDFT 滤波器组和滤波器整形技术的基站信道处理器

2.1 原理

基于 IDFT 是一个频率响应由窗函数决定的滤波器组, 如果对其中的每个滤波器进行整形处理, 便可改善它们的通带、阻带特性. 这种改进后的 IDFT 滤波器组可以在基站中用来提取等带宽、等频率间隔的信道组. 通过对整形滤波器与基带处理滤波器进行联合优化设计, 可消除因引入整形滤波器而增加的计算复杂度, 最终降低整个信道处理器计算复杂度的.

在下面的讨论中, IDFT 采用切比雪夫窗函数, 相应的滤波器整形算法采用插值二阶多项式方法^[2]:

$$P(z) = \frac{1}{c+2} (1 + cz^{-1} + z^{-2}) \quad (1)$$

收稿日期: 2001-12-24; 修回日期: 2002-08-26

基金项目: 国家 863 项目 (No. 2001AA123016)

其中 $c < -2$ 是实数, l 是正整数.

2.2 信道处理器的结构与计算复杂度

根据上述原理,图 1 中给出了此信道处理器的基本结构(不包括基带处理部分).根据图 2 中给出的多速率恒等关系式,图 1 中的降低采样率操作可提前到加窗运算之前,这使得加窗、IDFT 及下变频等操作在较低的速率下实现,从而降低整个信道处理算法的计算复杂度.最终的接收机结构如图 3 所示,虚线内的部分是基于整形 IDFT 滤波器组的低计算复杂度信道处理器.

下面给出此信道处理器的计算复杂度.设采样频率为 F_s ,在 $(-F_s/2, F_s/2)$ 内共有 M 路信道,于是 IDFT 点数与窗

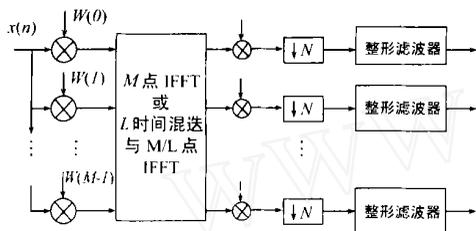


图 1 信道处理器基本结构

长均为 M ;降采样因子为 N ;滤波器整形采用 ISOP.用 $\phi(M)$ 表示 M 点 IDFT 的计算量, (M) 表示 M 点加窗的计算量,而 (M) 表示对 M 个信道利用 ISOP 进行滤波器整形的计算量.为了便于与文[1]中 OFB 信道处理器进行对比,统计计算量时只考虑实数乘法的次数.据图 3,总计算复杂度 $C(*)$ 为:

$$\begin{cases}
 C(M, N, F_s) = \{ \phi(M) + (M) + (M) \} * \frac{F_s}{N} & \text{无频率复用时} \\
 C(M, N, L, F_s) = \{ \phi(M/L) + (M) + (M/L) \} * \frac{F_s}{N} & \text{频率复用因子为 } L \text{ 时}
 \end{cases} \quad (2)$$

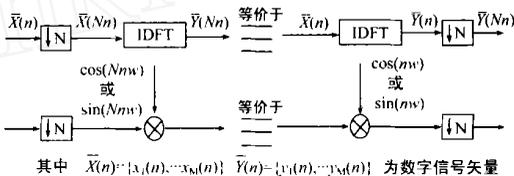


图 2 几个多速率信号处理恒等式

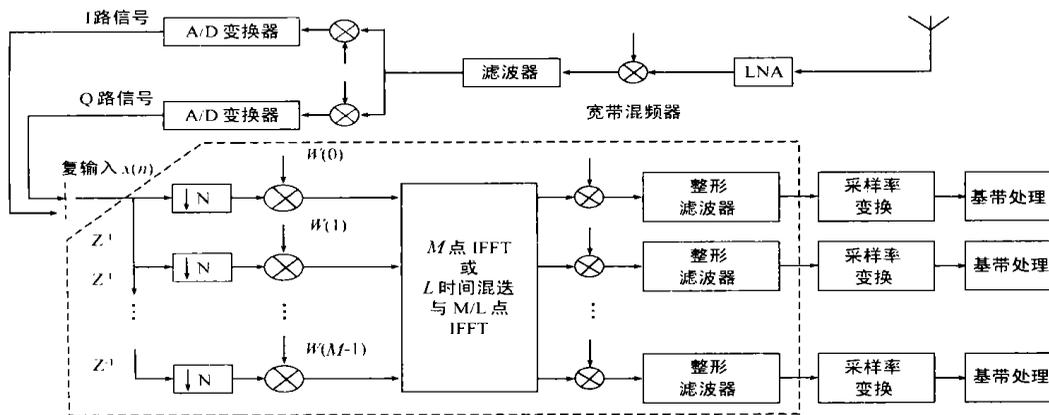


图 3 软件无线电基站接收机结构

当不考虑实现 ISOP 滤波器整形的计算复杂度时(见 2.3 节中的实例),式(2)变为:

$$\begin{cases}
 C(M, N, F_s) = \{ \phi(M) + (M) \} * \frac{F_s}{N} & \text{无频率复用时} \\
 C(M, N, L, F_s) = \{ \phi(M/L) + (M) \} * \frac{F_s}{N} & \text{频率复用因子为 } L \text{ 时}
 \end{cases} \quad (3)$$

相比之下,OFB 信道处理器在信道选择滤波器长度为 P (用 (P) 表示其计算量)时总的计算复杂度 $C(*)$ 为^[1]:

$$\begin{cases}
 C(M, P, N, F_s) = \{ (P) + \phi(M) \} * \frac{F_s}{N} & \text{无频率复用时} \\
 C(M, P, N, L, F_s) = \{ \phi(P) + \phi(M/L) \} * \frac{F_s}{N} & \text{频率复用因子为 } L \text{ 时}
 \end{cases} \quad (4)$$

比较式(3)与式(4)发现,只要实现加窗的计算量 (M) 小于实现信道选择滤波器的计算量 (P) ,本文研究的信道

处理器的计算复杂度就更低.

2.3 与 OFB 信道处理器的对比实例

为了便于对比,采用与文献[1]相近的参数:A/D 采样率为 $F_s = 34.02\text{MHz}$ 、信道宽度为 $f_{cs} = 30\text{kHz}$ (信道数 $M = 1134$)、波特率为 $f_b = 24.3\text{ksp/s}$ 、降采样因子为 $N = 280$.经过降采样后采样率变为 $f_s = 121.5\text{kHz}$ (即 F_s/N),它即是波特率的整数倍(5倍),又能保证降采样引起的频率混叠对有用信息的干扰足够小.同时,假设基带处理部分滤波器通带边为 $f_{cs}/2$,阻带边为 f_{cs} .而滤波器的长度由式(5)确定^[1]:

$$P = \frac{2 \log(\frac{1}{10 \cdot 1 \cdot 2})}{3 \cdot f} \quad (5)$$

其中: 1 为通带中起伏最大值; 2 为阻带中衰落最小值; f 为相对过渡带宽值.

(1) 计算复杂度对比 首先确定基带滤波器的长度 $L = 29$.利用计算机程序联合优化 ISOP 滤波器与基带滤波器,

使 IDFT 滤波器组与基带滤波器级联后的通带和阻带特性接近最优。优化结果见表 1。根据此时得到的 β_1 与 β_2 , 确定达到同样性能时 OFB 信道处理器所需的 P 和 L , 再计算比较两种信道处理算法的计算复杂度。

表 1 优化结果及采用的 ISOP 参数

参数	C	β_1	β_2
参数值	- 5.9638	6.465E- 3	1.2009E- 4

对于 OFB 信道处理器, 为了能达到同样的总信道性能, 信道选择滤波器与基带滤波器的最大通带波动都应取为 $\beta_1/2$, 最大阻带波动仍为 β_2 。根据式(5)得到的计算结果为: 信道选择滤波器的长度 $P = 1367$, 基带滤波器的长度最短 $L = 30$ 。通常滤波器长度取为奇数, 所以取 $L = 31$ 。可见, 与 OFB 信道处理器相比, 在基于整形 IDFT 滤波器组的信道处理器中, 基带滤波器长度缩短抵消了引入 ISOP 滤波器而增加的计算量。因此, 比较两种信道处理器的计算复杂度时, 可以不考虑 ISOP 滤波器及基带滤波器。同时, 由于两种信道处理器在实现快速 IDFT 时需要相同的计算复杂度, 所以, 这里只把 (P) 和 (M) 做比较。因为输入信号为复信号, 所以 $(M) = 2 \cdot M$ 而 $(P) = 2 \cdot P$ 。根据上述参数与公式得到的计算结果是: 基于整形 IDFT 滤波器组的信道处理算法的复杂度为 $275.6E + 6$ (乘法/秒); OFB 信道处理方法的计算复杂度为 $332.2E + 6$ (乘法/秒)。可见, 在实现基带信道选择滤波器这一环节上, 本文研究的信道处理器算法比 OFB 信道处理器提高效率 17%。所节省的计算复杂度为 $56.6E + 6$ (乘法/秒), 用较高性能的 TMS32054X 系列 DSP 处理器实现至少需要 2 - 3 片。

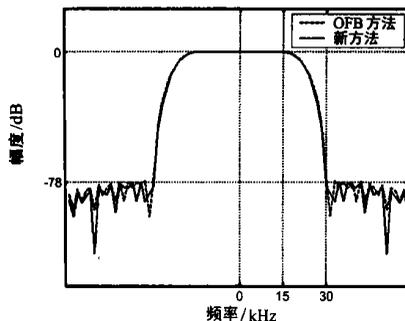


图 4 两种信道处理器的传递函数比较

(2) 性能对比 信道处理器的性能由信道传递函数性能决定, 包括信道的通带、阻带及过渡带的特性等。为此测量了两种信道处理器的总的滤波器传递函数, 结果由图 4 给出。可见, 两者在通带、阻带及过渡带中具有相近的幅频特性。所以, 本文研究的信道处理器实现算法在降低计算复杂度的同时保持信道处理器的性能基本不变。

3 仿真结果与讨论

用 MATLAB 程序实现了 OFB 信道处理器和文中给出的信道处理器, 测量每种信道处理器处理相同量信号所用的时间(仅统计快速 IDFT 之前的处理时间), 两者之比反映了两种算法的计算复杂度关系。仿真表明文中给出的信道处理器比 OFB 信道处理器提高效率 19%, 与理论值 17% 基本吻合。

与 OFB 信道处理器相比, 新的信道处理器利用 ISOP 滤波器对窗函数和基带部分的滤波器同时进行优化整形, 相当于对从中频一直到基带处理部分的整个滤波过程的近似最优化, 而 OFB 信道处理器虽然可以在中频滤波器和基带处理部分分别做到最优, 但没有实现级联滤波器在总体上的优化, 所以在实现相同信道处理性能时, 前者复杂度更低。

4 结论

本文提出了利用快速 IDFT 和滤波器整形技术来降低信道处理器复杂度的方法。该方法以级联滤波器的联合优化为基础, 在保持了 OFB 信道处理器的优点的同时(如, 信道数 M 和降采样率 N 可以独立选择等), 具有更低的计算复杂度, 在实现基带信道选择滤波器这一环节上可以提高效率 17%。仿真结果证实了理论分析的正确性。

参考文献:

- [1] K C Zangi, R D Koilphillai. Software radio issues in cellular base stations [J]. IEEE JSAC, 1999, 17(4): 561 - 573.
- [2] Hyuk J Oh, Sunbin Kim, Gnkchu Choi, Yong H Lee. On the use of interpolated second-order polynomials for efficient filter design in programmable downconversion [J]. IEEE JSAC, 1999, 17(4): 551 - 560.
- [3] A K Salkintzis, H Nie, P T Mathiopoulos. ADC and DSP challenges in the development of software radio base stations [J]. IEEE Personal Communications, 1999, 6(4): 47 - 55.
- [4] R Baines. The DSP bottleneck [J]. IEEE communications Magazine, 1995, 33(5): 46 - 54.
- [5] T Hentschel, G Fettweis. Sample rate conversion for software radio [J]. IEEE Communications Magazine, 2000, 38(8): 142 - 150.
- [6] P P Vaidyanathan. Multirate digital filters, filter banks, polyphase networks, and applications: A tutorial [J]. Proc. IEEE, 1990, 78(1): 56 - 93.
- [7] Y C Lim, Rui Yang. The synthesis of linear-phase multirate frequency response masking filters [A]. ISCAS 97 [C]. Hong Kong: ISCAS, 1997.
- [8] A Y Kventus, Jiang Zhongnong, A N Willson, Jr. Application of filter sharpening to cascaded integrator-comb decimation filters [J]. IEEE Trans On Signal Processing, 1997, 45(2): 457 - 467.

作者简介:



张玉良 男, 1970 年生于黑龙江省海林县, 博士生, 主要研究方向为数字信号处理、软件无线电技术。

吴伟陵 男, 1938 年生于安徽安庆, 北京邮电大学信息工程系教授、博士生导师, 国家自然科学基金委学科评审组成员、中国电子学会信息论分会主任委员, 主要从事信息论、信息处理与移动通信方面的教学和科研工作。

田宝玉 男, 1946 年生于天津, 北京邮电大学信息工程系教授, 主要从事信息处理、移动通信方面研究。