

一种改进的宽带数字下变频高效结构

李冰^{①②} 葛临东^① 郑瑾^③

^①(解放军信息工程大学信息工程学院 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: 该文首先分析了宽带数字下变频现有的高效结构能够实现高效性的根本原因及其存在的问题,接着通过公式推导出新的实现方法:先抽取后滤波再用 Goertzel 滤波器实现混频过程直接获得同步调谐。通过与宽带数字下变频的一般结构和现有高效结构的比较,给出新结构的性能:对混频序列频点位置无任何限制、计算高效性、硬件复杂度适中。计算机仿真验证了新结构的有效性。

关键词: 数字下变频; 多相滤波; 信道化; Goertzel 滤波器

中图分类号: TN919

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)07-1891-04

An Improved Efficient Architecture for Wideband Digital Down Conversion

Li Bing^{①②} Ge Lin-dong^① Zheng Jin^③

^①(Institute of Information Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

^②(Spectrum Management Center of PLA General Staff Headquarters, Beijing 100078, China)

^③(Space Information Countermeasure Center of the 54th Research Institute of PLA General Staff Headquarters, Beijing 100083, China)

Abstract: First, this paper analyzes the very reason of efficiency in the existing efficient architecture for wideband Digital Down Conversion (DDC) and points out some problems, and then deduces a novel method: decimation prior to filtering and synchro-tuning by the use of Goertzel filter. By comparing it with the typical architecture and the existing efficient architecture for wideband DDC, performance of new method is discussed to be flexible, efficient and finite cost. Computer simulation illustrates its feasibility.

Key words: Digital Down Conversion (DDC); Polyphase filter; Channelization; Goertzel filter

1 引言

数字下变频(DDC)是数字通信中常用的一种信道化接收技术。对于一个宽带中频信号,图1给出其典型的数字下变频信道化接收的结构框图。由文献[1,2]知:尽管可以采用带通抽样定理,但对于宽带中频信号,有时实际所需的采样率也要达到几百兆赫。如此高的中频采样速率,由图1不难发现,会给后面的混频 $e^{j\omega_0 n}$ 处理以及低通滤波造成很大的计算压力。

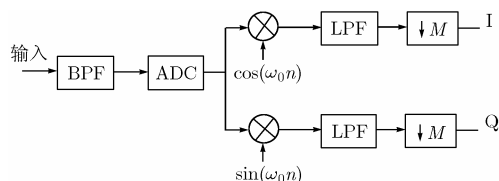


图1 典型的宽带中频信号数字下变频结构图

文献[3,4]将混频序列的调谐频率 f_0 ($\omega_0 = 2\pi f_0$)分解为周期分量和非周期分量,由周期分量完成粗调谐,非周期分

量完成精确调谐,从而得到一种高效结构:先抽取、再滤波,最后混频,使系统在较低的速率下并行处理数据,大大降低了整个过程的运算量。然而,这种高效结构也存在不足:虽然周期分量只完成粗调谐过程,却相对固定了待处理的信号的位置,非周期分量只能在其附近完成精确调谐的过程。因此,这种结构即使在子信道划分有50%重叠的情况下也会存在接收盲区,正如文献[5]所指出的。本文首先分析了宽带数字下变频现有高效结构能够实现高效性的根本原因及其存在的问题,并通过公式推导出新的实现方法。文中第2节是对现有高效结构的分析,第3节提出新方法及其实现结构,第4节评估新方法的性能,第5节给出计算机仿真验证新结构的可行性,最后是结束语。

2 现有的宽带数字下变频高效结构

设输入的中频实信号为 $x(n)$,采样率 f_s ,中心频率 f_0 ,对应的混频序列为 $e^{-j\omega_0 n}$,低通滤波器 $h(n)$ 的长度为 $K = M \cdot L$, L 为正整数, M 为抽取因子。图1所示结构可简化为图2的结构图。

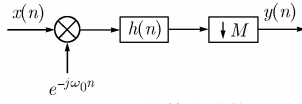


图2 图1的简化结构图

文献[3,4]将调谐频率 f_0 分解为周期分量 m/N 和非周期分量 f_d , 则

$$e^{-j\omega_0 n} = e^{-j2\pi f_0 n} = e^{-j\frac{2\pi}{N} mn} \cdot e^{-j2\pi f_d n} \quad (1)$$

调谐带宽 $[0 \sim f_s]$ 被等分成 N 个子信道, 其中 $N = 2M$, $m \in \{0, 1, \dots, 2M - 1\}$. 每个子信道的带宽为 f_s/M , 彼此间有 50% 的重叠, f_d 为子信道内的频率偏移. 为便于说明, 先令 $f_d = 0$, 只考虑周期分量 m/N . 由图 2 可写出表达式:

$$y(n) = [x(n)e^{-j\omega_0 n}] * h(n) \downarrow_M \quad (2)$$

$$= \sum_{v=0}^{K-1} x(n-v)e^{-j\omega_0(n-v)}h(v) \downarrow_M$$

其中 $*$ 表示卷积, $\downarrow M$ 表示 M 倍抽取. 令 $v = \rho + l \cdot M$, 其中 $\rho = 0, 1, \dots, M - 1$, $l = 0, 1, \dots, L - 1$, $L = K/M$, 则

$$y(n) = \sum_{\rho=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} x(n-\rho-lM)h(\rho+lM)e^{-j\omega_0(n-\rho-lM)} \downarrow_M \quad (3)$$

由于 $\omega_0 = 2\pi \cdot m/(2M)$, 当 m 为偶数时,

$$y(n) = \sum_{\rho=0}^{M-1} e^{j\frac{m}{M}\pi\rho} \sum_{l=0}^{L-1} x(nM-\rho-lM)h(\rho+lM) \quad (4)$$

当 m 为奇数时,

$$y(n) = \sum_{\rho=0}^{M-1} (-1)^\rho e^{j\frac{m}{M}\pi\rho} \sum_{l=0}^{L-1} (-1)^l x(nM-\rho-lM)h(\rho+lM) \quad (5)$$

由式(4), 式(5)可得到文献[4]中图 4, 图 5 所示的高效结构. 由于它对输入 $x(n)$ 按照先 M 倍抽取再多相滤波、最后混频的顺序进行处理, 极大地降低了整个处理过程的运算量, 并将所需的低通滤波器减少为一个, 节省了硬件耗费.

下面分析文献[3,4]的方法能够实现高效性的根本原因. 由于 $m \in \{0, 1, \dots, 2M - 1\}$, 当 m 为偶数时, $m/2 \in \{0, 1, \dots, M - 1\}$, 式(4)可写成

$$y(n) = \sum_{\rho=0}^{M-1} e^{j\frac{2\pi}{M}\rho} \sum_{l=0}^{L-1} x(nM-\rho-lM)h(\rho+lM) \quad (6)$$

整个过程可描述为: 先对 $x(n)$ 抽取后多相滤波, 再对 M 个多相输出求 M 点的 IDFT, 输出 y 对应于频点 $(m/2)/M$ 的 IDFT 值. 整个数字下变频信道化过程可理解为基于多相分解的 DFT 滤波器组信道化处理的一部分, 如图 3 所示, 其中 $h_\rho = h(\rho + lM)$.

同理, 当 m 为奇数时, 整个过程同样可理解为基于多相分解的 DFT 滤波器组信道化处理的一部分, 不同的是进行 $2M$ 点的 IDFT, 输出 y 对应于频点 $m/(2M)$ 的 IDFT 值. 表面上看, 由于整个数字下变频信道化过程可转化为基于多相分解的 DFT 滤波器组信道化处理的一部分, 所以可以实现高效性. 就其本质而言, 由于限制了混频序列的调谐频率 f_0 的取值 (只考虑周期分量), $f_0 = m/(2M), m \in \{0, 1, \dots, 2M - 1\}$, 当 m 为偶数或奇数时, 使其分别对应于 M 点

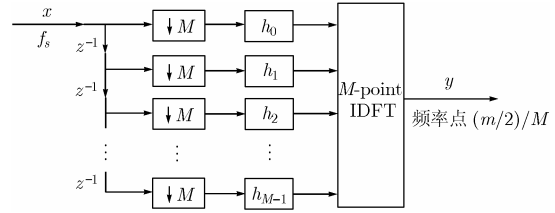


图3 m 为偶数时, 现有高效结构的等价实现过程

或 $2M$ 点 IDFT 的频点取值, 才可能得到式(4)、式(5), 从而获得高效结构. 简言之, 当限定调谐频率 f_0 的周期分量的取值对应于 M 点或 $2M$ 点 IDFT 的频点取值时, M 为抽取因子, 传统的数字下变频信道化过程可转化为基于多相分解的 DFT 滤波器组信道化处理的一部分, 从而得到高效结构.

限定 f_0 的周期分量的取值一方面可以获得高效的结构, 同时也会产生一些问题. 正如文献[5]所指出的, 当待处理的信号的频带分布如图 4 所示, 此时即使子带划分有 50% 的重叠, 也无法完成下变频的正确接收. 究其原因: 现有高效结构的获取牺牲了调谐频率频点位置的灵活性, 若要完成正确接收, 必须保证信号频带能落入到划分好的一个子带内, 即保证通过粗调谐使得信号频带包含在一个子带内, 否则无法正确接收(注: 文献[5]利用多相滤波器带宽加倍的方法解决了盲区内的信号接收问题). 本文从另一个角度出发: 试图解除对调谐频率频点位置的限制, 同时保证结构具有一定的高效性, 使其适用于更为普遍的一般情况.

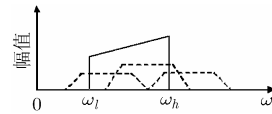


图4 信号未落入划分的子带内 ($\omega_h - \omega_l < B$)

3 基于改进的 Goertzel 算法的宽带数字下变频高效结构

当对含有多个子带信号的宽带中频信号进行信道化接收时, 如果子带信号的带宽相等及其频带位置分布相对固定时, 由文献[6,7]知: 可采用基于多相分解的 DFT 滤波器组进行信道化处理; 如果子带信号的带宽相等但其频带位置分布具有任意性, 由文献[8]知: 可采用基于改进的 Goertzel 算法的滤波器组进行信道化处理. 受此启发, 现对宽带数字下变频的现有高效结构进行改进.

先对式(2)进行改写

$$y(n) = \sum_{v=0}^{K-1} x(n-v)e^{-j\omega_0(n-v)}h(v) \downarrow_M$$

$$= \sum_{v=0}^{K-1} x(nM-v)e^{-j\omega_0(nM-v)}h(v)$$

$$= e^{-j\omega_0 nM} \sum_{v=0}^{K-1} x(nM-v)h(v)e^{j\omega_0 v} \quad (7)$$

可得到图 2 的等价结构图 5.

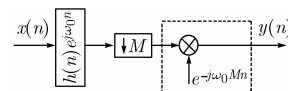


图5 图2的等价结构

先不考虑图 5 中的虚线部分，则式(7)为

$$y(n) = \sum_{v=0}^{K-1} x(nM - v)h(v) \cdot e^{j\omega_0 v} \quad (8)$$

对于 y 的某个时刻的输出，如 0 时刻

$$y(0) = \sum_{v=0}^{K-1} x(0 - v)h(v)e^{j2\pi f_0 v} \quad (9)$$

令 $\hat{x}(v) = x(-v)h(v)$ ，则式(9)为

$$y(0) = \sum_{v=0}^{K-1} \hat{x}(v)e^{j2\pi f_0 v} \quad (10)$$

定义

$$\hat{y}(k) = \sum_{v=0}^{K-1} \hat{x}(K-1-v)e^{j2\pi f_0 (k-v)} \quad (11)$$

令 $p = K-1-v$ ，则式(11)为

$$\hat{y}(k) = \sum_{p=K-1}^0 \hat{x}(p)e^{j2\pi f_0 (k-K+1+p)} \quad (12)$$

当 $k = K-1$ 时

$$\hat{y}(K-1) = \sum_{p=K-1}^0 \hat{x}(p)e^{j2\pi f_0 p} = y(0) \quad (13)$$

由式(13)知：输出 y 在某个时刻的取值(如 0 时刻)可由 \hat{y} 在某一特定时刻(如 $(K-1)$ 时刻)的值求得；而由式(11)知： $\hat{y}(k)$ 是 $\hat{x}(k)$ 的逆序形式与 $e^{j2\pi f_0 k}$ 的卷积，所以 y 的输出值可由 $\hat{x}(k)$ 的逆序形式与 $e^{j2\pi f_0 k}$ 的卷积求得。定义滤波器 g ，其冲激响应为 $g(k) = e^{j2\pi f_0 k}$ ，则 $\hat{y}(k)$ 可由 $\hat{x}(k)$ 的逆序形式通过滤波器 g 获得。习惯上，将滤波器 g 称为 Goertzel 滤波器^[8,9]，其结构框图如图 6 所示(这里采用其双极点形式)。

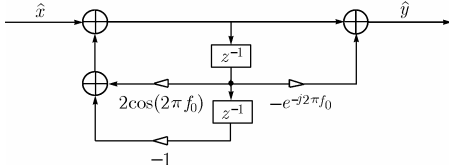


图 6 Goertzel 滤波器的结构(双极点形式)

值得一提的是：传统的 Goertzel 算法虽可实现 N 点 DFT/IDFT 过程，但其频率点只能为 $[0 \sim 2\pi]$ 内均匀分布的 N 个点；然而文献[9]通过引入 Goertzel 滤波器的概念得到改进的 Goertzel 算法，它可求得 $[0 \sim 2\pi]$ 内任意点的 DFT/IDFT 值。这是新方法的关键所在。由于采用了 Goertzel 滤波器，本文解除了对混频序列调谐频率 f_0 的限制，可获得 f_0 的精确调谐。结合式(7)~式(13)不难得到新结构(图(7))：

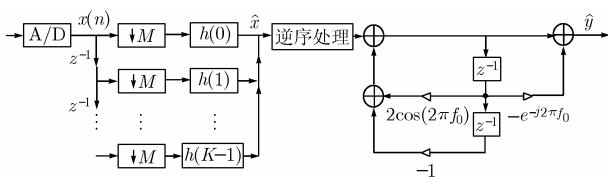


图 7 新方法的实现框图

总的工作流程为：

(1)中频输入信号 $x(n)$ 以数据块的形式发送，每块数据

的长度为 K (K 为低通滤波器 h 的长度)，每块数据的更新速率为 M (M 为抽取因子)；

(2) 数据块中的 K 个数据分别与低通滤波器 h 的对应系数相乘，其乘积 (x_1, x_2, \dots, x_K) 共 K 个值赋给 \hat{x} ；

(3) 对 \hat{x} 即 (x_1, x_2, \dots, x_K) 逆序处理；

(4) 逆序处理后数据输入到 Goertzel 滤波器，在 $(K-1)$ 时刻提取输出；

(5) 输入下一个数据块，重复步骤(2)~步骤(4)；

(6) 利用图 5 中的虚线部分对输出数据进行相移处理得到所需的信号。

4 性能分析

由上一节的分析可知：新方法对混频序列的调谐频率无限制。为更好地体现其性能，本节将新方法与传统 DDC 的传统结构(图 1)、现有高效结构(文献[5]，图 2)进行比较。

首先分析三者的运算量，只考虑实数乘法。为保证比较的公正性，给出前提假设：输入信号 x 的采样率为 f_s ，抽取因子为 M ，低通滤波器 h 的长度为 $K = ML$ 。对于宽带 DDC 的传统结构，其运算量为

$$C_1 = 2f_s + 2f_s \cdot K \quad (14)$$

对于现有高效结构，运算量为

$$C_2 = K \cdot f_s / M + 2 \cdot f_s / M \cdot M \quad (15)$$

而新结构(图 7)，运算量为(包括图 5 中的虚线部分相移处理单元)：

$$C_3 = K \cdot f_s / M + (K+2) \cdot f_s / M + f_s / M \cdot 4 \quad (16)$$

当 K 的取值较大时

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{2 + \frac{K}{M}}{2 + 2K} = \frac{\frac{2}{K} + \frac{1}{M}}{\frac{2}{K} + 2} \approx \frac{1}{2M} \quad (17)$$

$$\frac{C_3}{C_1} \approx \frac{1}{M} \quad (18)$$

通过比较发现：与宽带 DDC 的传统结构相比，新方法具有计算上的高效性；而与现有高效结构相比，新方法的运算量有所增加。结合第 3 节的分析，不难理解：正是以运算量为代价换取了混频序列频点位置的灵活性。

至于硬件复杂度，新方法与传统高效结构一样，由于是滤波在前，所需的低通滤波器的个数可减为一个。现有高效结构中，多相滤波的输出需要混频处理(文献[5]，图 2)，而新方法改用一个 Goertzel 滤波器实现。因此，新方法的硬件复杂度与现有高效结构的相当。

5 计算机仿真

本节给出计算机仿真验证新方法的有效性。为便于比较，仿真条件与文献[5]相类似：输入是线性调频信号，中频 88 MHz，带宽 8 MHz，采样率 200 MHz。此时，若按照文献[3,4]的方法，子带宽度为 10 MHz，信号落入子带

[80MHz, 90MHz] 以及子带 [85MHz, 95MHz] 交叉盲区内无法处理。现采用新方法, 仿真结果由图 8 给出, 不难发现新方法是有效的。

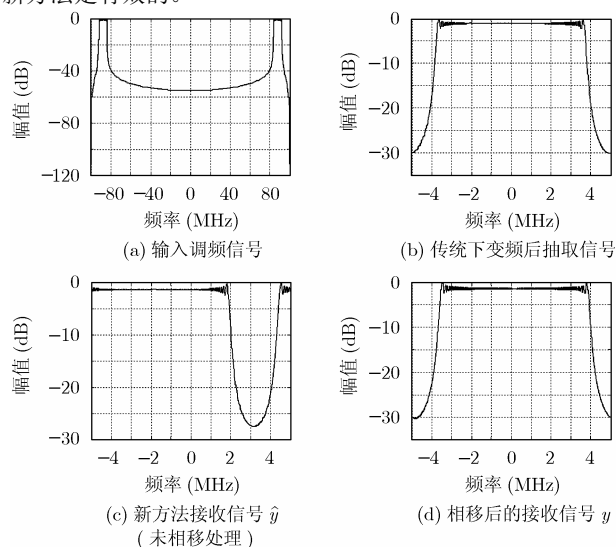


图 8

6 结束语

本文分析了宽带 DDC 的现有高效结构, 指出其实现高效性的根本原因, 并针对其存在的混频序列的调谐频率相对固定的问题, 通过公式推导得出新方法: 先抽取后滤波、再由 Goertzel 滤波器直接完成精确调谐。新方法对混频序列的调谐频率无任何限制, 与传统的一般结构相比, 运算量仅为 $1/M$, 是计算高效的; 但通过与现有高效结构比较发现: 混频序列频点位置灵活性的获取牺牲了运算量。最后的仿真验证了新方法的有效性。

参考文献

- [1] Walden R H. Analog-to-digital converter survey and analysis[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1999, 17(4): 539-550.
- [2] Lee Pucker. Channelization techniques for software defined radio[C]. Proceedings of SDR Forum Technical Conference, Orlando, 2003: http://www.spectrumsignal.com/channel_

techniques/channelization_paper_sdr_forum.pdf

- [3] Fudge J, Legako M, and Schreiner C. An approach to efficient wideband digital down conversion[C]. Proc ICSPAT, Toronto, 1998: 713-717.
- [4] 高志成, 肖先赐. 宽带数字下变频的一种高效实现结构[J]. 电子与信息学报, 2001, 23(3): 255-260.
Gao Zhi-cheng and Xiao Xian-ci. An efficient implementation architecture for wideband digital downconversion. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2001, 23(3): 255-260.
- [5] 张嵘, 肖先赐. 任意中频带信号多相数字下变频方法[J]. 电子与信息学报, 2003, 25(9): 1285-1289.
Zhang Rong and Xiao Xian-ci. Polyphase based digital downconversion of random if signals. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2003, 25(9): 1285-1289.
- [6] Zangi K C and Koilpillai R D. Software radio issues in cellular base stations [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1999, 17(4): 561-573.
- [7] Zahirniak D R, Sharpin D L, and Fields T W. A hardware efficient, multirate, digital channelized receiver architecture[J]. *IEEE Trans. on Aerospace & Electronic Systems*, 1998, 34(1): 137-152.
- [8] Hentschel T. Channelization for software defined basestations[J]. *Annales des Tele-communications*, 2002, 57(5-6): 386-420.
- [9] Jesus De M, Rodriguez Y, and Vicente L, et al. Non-uniform discrete short-time Fourier transform: A Goertzel filter bank approach[C]. Computing Research Conference '04, Puerto Rico, 2004: <http://www.ece.uprm.edu/rc/crc2004/papers/cMiguelDeJesus.pdf>

李冰: 男, 1977年生, 博士生, 研究方向为通信信号处理和软件无线电关键技术。

葛临东: 男, 1946年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为调制识别、盲均衡等软件无线电关键技术。

郑瑾: 女, 1982年生, 助理工程师, 研究方向为通信信号处理、卫星通信等关键技术。