

任意中频带通信号多相数字下变频方法¹

张 嵘 肖先赐

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

摘 要 基于多相结构的数字下变频方法由于其可实现性强, 抗干扰能力强等优点, 在电子系统软件化的趋势中得到越来越多的重视。其缺点是存在信号接收盲区。该文在多相滤波数字下变频方法的基础之上, 提出了一种改进方法。该方法在不改变原有下变频器结构的前提下, 实现监视带内任意中频位置带通信号接收, 消除接收盲区。

关键词 多相滤波, 下变频, 带宽, 盲区

中图分类号 TN713

1 引 言

电子系统软件化的特点是将 A/D, D/A 尽量靠近天线^[1,2]。这要求 A/D 有较高的工作速率以保证宽带覆盖, 以及足够的位宽以保证足够的精度。而 A/D 输出的高数据率数据与后端 DSP 的低处理速率的差异, 成为电子系统软件化发展的瓶颈。如何降低 A/D 输出数据速率的同时尽量保证信号不失真, 是软件化系统的关键技术。

降低数据率有两种基本实现方法, 一种为带通滤波后对信号进行抽取^[3]; 另一种是数字下变频方法^[4], 基本过程是对信号进行下变频, 经低通滤波后进行抽取。前者对信号抽取前的带通滤波器提出很高要求, 如工作速率以及带通滤波器中频可变性等等, 在软件化电子系统中的实际应用存在较大难度。数字下变频方法对下变频乘法器提出了很高要求(其工作速率与前端高速 A/D 工作速率相同), 现有 A/D 变换器采样率可高达 1GHz, 现有乘法器中, 无论是专用器件或是高速 FPGA 期间均无法实现这么高的速率。而基于多相结构的宽带数字下变频方法^[5,6]将多速率信号处理^[7]应用在其中, 成功实现了抽取后滤波、下变频, 结果与传统方法一致, 可使用低速率乘法器实现高速下变频, 从而满足前端高速 A/D 的要求。且该方法 I, Q 两路下变频器共用一个滤波器组, 具有很高的工程意义。但是该方法仍存在信号接收盲区。本文对此现象进行分析, 并提出一种在一定情况下消除接收盲区的方法。计算机仿真验证了方法的有效性。

2 多相滤波下变频方法及其缺点

多相下变频方法^[5,6]原理类似信道化接收机。该方法从传统数字下变频方法出发, 将监视带如图 1 划分, 利用下变频系数的周期性为信号抽取比一倍或两倍的关系, 只计算被抽取点数据, 不计算抽取点以外的数据, 极大地提高了运算效率以及硬件可实现性。其理论推导过程参见(1)~(4)式。结构框图如图 2 所示。图中各通带频域幅度相同, 为便于表达采用不同幅度显示。

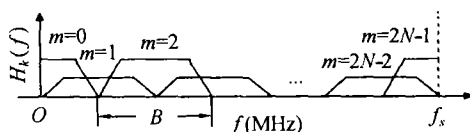


图 1 子带划分示意图 (B 为子带带宽)

当信号落入图 1 中各子带内时, 多相下变频方法可实现信号正确接收。为讨论方便, 称图 1 中子带中频为 $B/2$ 奇数倍子带为奇数子带, 反之则为偶数子带。但是相邻子带重叠 50% 的方法仍存在信号接收盲区。如图 3, 将信号划入奇数子带或偶数子带内, 均会导致信号在滤波器

¹ 2002-04-27 收到, 2002-10-08 改回

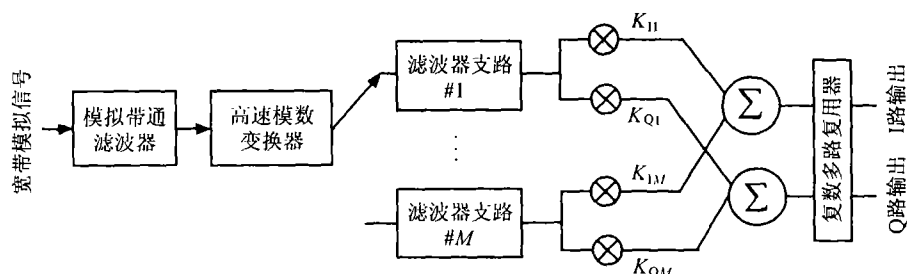
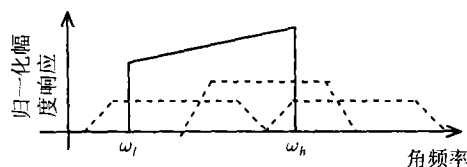


图2 多相滤波下变频器结构框图

图3 信号未落入奇偶子带内 ($\omega_h - \omega_l < B$)

带外存在分量而无法完成下变频正确接收。造成盲区的原因，是由于多相滤波器抽取比固定，导致下变频系数周期值有限，无法完成任意中频位置信号下变频。

设输入信号 $y_0(t)$ ，中心频率 f_0 ，对应下变频系数 $\exp(-j\omega_0 t)$ 。 K 阶低通滤波器冲击响应 $h(t)$ ，抽取比 M 。传统数字下变频处理过程如 (1) 式：

$$\begin{aligned}
 Y(n) &= \{ [y_0(t)e^{-j\omega_0 t}] \otimes h(t) \} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n \cdot M) \\
 &= \left\{ \sum_{k=1}^K h(k)y_0(t-k)e^{-j\omega_0(t-k)} \right\} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n \cdot M) \\
 &= \sum_{k=1}^K h(k)y_0(n \cdot M - k)e^{-j\omega_0(n \cdot M - k)} \quad (1)
 \end{aligned}$$

符号 \otimes 表示卷积。

令 $K = M \times m$ 。当信号落入第 l 个偶数子带内，下变频系数周期 $N_0 = 2\pi/\omega_0$ ， $\omega_0 = 2\pi \cdot B \cdot l$ ，且 $M = l \cdot N_0$ 。得到多相下变频表达式为

$$\begin{aligned}
 Y(n) &= \sum_{k=0}^{K-1} h(k)y_0(n \cdot M - k)e^{-j\omega_0(n \cdot M - k)} \\
 &= \sum_{k=0}^{N_0-1} h(k)y_0(n \cdot M - k)e^{-j\omega_0(n \cdot M - k)} + \dots \\
 &\quad + \sum_{k=0}^{N_0-1} h[k + (m-1)M]y_0[n \cdot M - k - (m-1)M]e^{-j\omega_0(n \cdot M - k)} \\
 &= \sum_{k=0}^{N_0-1} e^{-j\omega_0(M-k)} \left\{ \sum_{l=1}^m h[k + (l-1)M]y_0[n \cdot L - k - (l-1)M] \right\} \quad (2)
 \end{aligned}$$

信号落入第 l 个奇数子带内, 下变频系数周期 $N_1 = 2\pi/\omega_1$, $\omega_1 = 2\pi \cdot 2B \cdot l$, $2M = N_1 \cdot l$. 容易证明奇数子带下变频系数具有性质:

$$\exp(j\omega_1 n) = -\exp[j\omega_1(n + M)] \quad (3)$$

代入 (2) 式, 可得 (4) 式的多相表达式.

$$\begin{aligned} Y(n) &= \sum_{k=0}^{K-1} h(k)y_0(n \cdot M - k)e^{-j\omega_1(n \cdot M - k)} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} h(k)y_0(n \cdot M - k)e^{-j\omega_1(n \cdot M - k)} \\ &\quad + \sum_{k=0}^{N-1} h(k+M)y_0(n \cdot M - k - M)e^{-j\omega_1(n \cdot M - k - M)} + \dots \\ &\quad + \sum_{k=0}^{N-1} h[k + (m-1)M]y_0[(n-m+1)M - k]e^{-j\omega_1[n \cdot M - k - (m-1)M]} \\ &= (-1)^{n-1} \sum_{k=0}^{N-1} e^{-j\omega_1(M-k)} \sum_{l=1}^m (-1)^{l-1} h[k + (l-1)M]y_0[n \cdot L - k - (l-1)M] \quad (4) \end{aligned}$$

(2) 式与 (4) 式成立的条件是 $M = lN_0$ 或 $M = N_1 l/2$, 即下变频系数周期为多相滤波器抽取比的一倍或两倍. 当信号出现在图 3 所示接收盲区中时, 对应下变频系数周期不等于 M (或 $2M$), 无法导出类似 (4) 式的多相结构表达式, 同样无法得到图 2 所示多相下变频器结构. 这样, 图 2 所示多相下变频器结构限制了下变频系数只能是 $\exp(-j2\pi nB/2)$ ($n = 1, 2, \dots, M$).

3 多相滤波器带宽加倍

盲区内信号无法使用原有多相结构完成下变频的原因, 除下变频系数周期与抽取比之间不存在整数倍关系之外, 与抽取比相对应的滤波器带宽也限制了盲区信号接收. 盲区信号使用相邻频带对应的下变频系数下变频后, 信号在滤波器通带外也存在信号, 造成信号无法接收. 如图 4 所示. 在多相滤波器抽取比无法改变的前提下, 只有改变滤波器以实现盲区信号接收. 方法有二: 用带通滤波器替代低通滤波器; 增加滤波器带宽, 在加宽后的频带内通过带通采样方法接收盲区信号. 若用带通滤波器替代低通滤波器, 则随着信号中心频率位置变化, 带通滤波器也需随之而变化, 并且消除镜像要求两组滤波器组, 这与多相结构下变频方法的本意相违背. 从具体实现角度出发, 变系数乘法器消耗资源远大于定系数乘法器, 使用带通滤波器替代低通滤波器的方法可实现性差.

加宽接收盲区相邻子带对应滤波器带宽后, 盲区内信号被通带覆盖. 在加宽后的通带内进行带通采样, 即可接收盲区信号. 由于多相滤波器使用固定的抽取比, 输出信号信噪比相对精确滤波后抽取信号之信噪比有一定程度的恶化. 该过程可用图 4 说明.

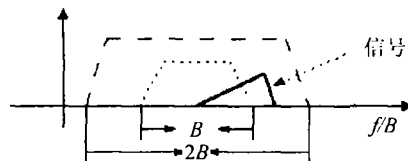


图 4 滤波器带宽加倍后可覆盖落入盲区内信号

考察如下两个线性相位 FIR 低通滤波器冲击响应^[4]:

$$h_1(n) = \frac{\sin\{\omega_c[n - (K-1)/2]\}}{\pi[n - (K-1)/2]} \varphi(n) \cdot [u(n) - u(n - K + 1)] \quad (5)$$

$$h_2(n) = \frac{\sin\{2\omega_c[n - (K-1)/2]\}}{\pi[n - (K-1)/2]} \varphi(n) \cdot [u(n) - u(n - K + 1)] \quad (6)$$

其中 K 代表滤波器阶数; $u(n)$ 为阶跃函数; $\varphi(n)$ 为窗函数.

由上两式可明显看出, (6) 式对应的滤波器带宽 $B_2 = 4\omega_c$, (5) 式所对应滤波器带宽 $B_1 = 2\omega_c$, 且有

$$h_2(n) = h_1(n) \cdot 2 \cos\{\omega_c[n - (K - 1)/2]\} \quad (7)$$

若将 $h_2(n)$ 作为多相滤波器系数, 尽管可以对盲区信号进行接收, 但是非盲区内信号接收受到影响. 在多相结构中, 用 $h_1(n)$ 作为多相滤波器冲击响应, 当信号在盲区内时, 滤波器冲击响应经某种处理, 变为 $h_2(n)$, 依照图 4, 盲区信号可完整接收.

考察序列 $2 \cos\{\omega_c[n - (K - 1)/2]\}$. 该序列具有多相下变频方法中奇数子带对应的下变频系数的所有特性. 因此, 用 $h_1(n)$ 作为多相滤波器冲击响应时, 若将多相滤波器组按接收奇数子带信号改变后, 多相滤波器输出结果乘以序列 $2 \cos\{\omega_c[n - (K - 1)/2]\}$ ($n = 1 \sim M$, M 为抽取比), 则滤波器冲击响应变为 $h_2(n)$.

滤波器带宽加倍后, 对于图 3 中落入盲区内的信号, 使用相邻偶数子带下变频系数进行下变频, 经加宽带宽后低通滤波器滤波, 滤波器自身不会造成信号失真, 不影响信号的接收. 虽然抽取数与带宽 B_1 相符, 设为 N . 当目标信号带宽小于 B_1 , 且目标信号邻近子带内没有其他信号存在时, N 倍抽取不会影响信号接收. 并且抽取结果为 I, Q 两路输出, 相当于复数抽取. 此时在通带内的信号不会因为中频位置变化而导致抽样结果混叠, 其输出结果通过相移即可得到基带信号. 由于相移过程是在抽取后的低速率信号上完成, 工程实现容易.

仿真结果如图 5(e), 5(f) 所示. 输入信号为线性调频信号, 中频 88MHz, 带宽 8MHz, 采样率 200MHz. 取子带宽度为 10MHz. 信号落入子带 [80MHz, 90MHz] 以及子带 [85MHz, 95MHz] 交叉盲区内. 图 5(c), 5(d) 为按照盲区相邻子带对信号进行接收所得信号频谱图. 输入信号的中频在 0~100MHz 内任意变化均可接收. 信号基带频谱图如图 5(a) 所示.

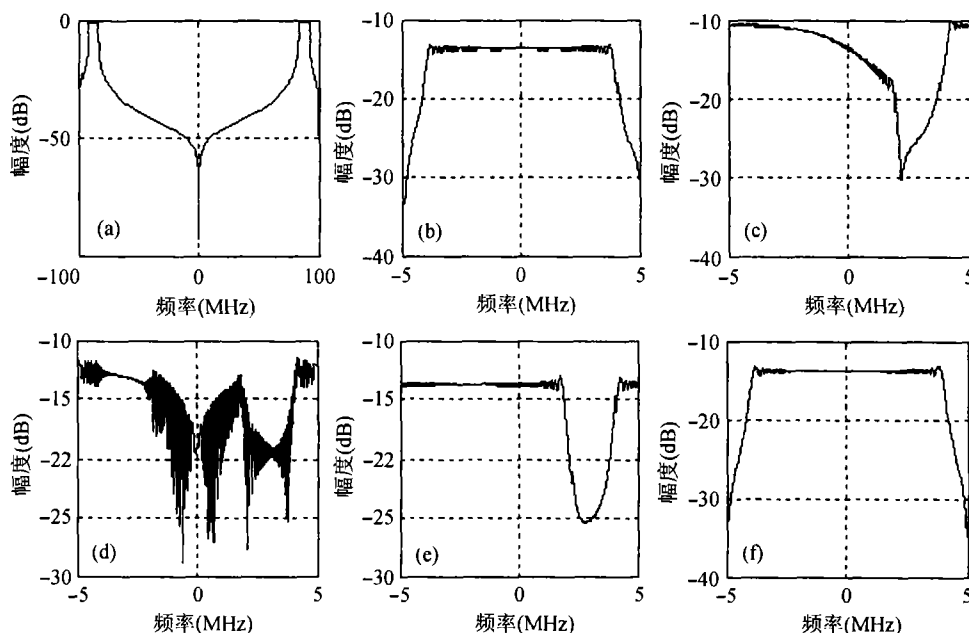


图 5 各信号频谱图

- (a) 输入调频信号 (b) 传统下变频后抽取信号 (c) 使用偶数子带下变频系数接收信号
(d) 使用奇数子带下变频系数接收信号 (e) 变带宽方法接收信号 (f) 变带宽接收信号相移

同理, 若滤波器系数按偶数子带信号不作变化, 则使用盲区内信号相邻奇数子带对应下变频系数也可完成变带宽接收任意中频带通信号。

由于变带宽系数 $2\cos\{\omega_c[n - (K - 1)/2]\}$ 可与下变频系数合并相乘后作为新的下变频系数, 在硬件实现中可预先计算并存储, 不需再次进行变带宽乘法处理, 下变频器乘法器数量未增加。对原有多相结构未做任何改变, 具有较高的实际应用意义。

4 结 束 语

本文提出一种不改变多相下变频器结构, 实现盲区覆盖的方法。该方法基本思路是通过改变下变频系数, 实现低通滤波器带宽加倍, 覆盖盲区。在加宽后的通带内实现带通采样, 完成盲区信号接收。由于变带宽下变频方法使滤波器带宽加倍, 而抽取比由于算法限制, 不能随滤波器带宽增加而降低, 因此, 若加宽后的通带内除目标信号外, 仍然存在其他信号, 带通采样会导致这些信号发生频谱混叠。所以, 变带宽方法要求加宽后的通带内除盲区内信号外没有其他信号。这一点可以通过灵活改变下变频系数来实现。

参 考 文 献

- [1] 杨小牛等, 软件无线电原理与应用, 北京, 电子工业出版社, 2001年, 4.2节, 5-7.
- [2] Joseph Mitola, III, Software radio architecture: A mathematical perspective, IEEE J. on Selected Areas in Communications, 1999, 17(4), 514-538.
- [3] R. G. Vaughan, The theory of bandpass sampling, IEEE Trans. on SP, 1991, 39(9), 1973-1984.
- [4] 胡广书, 数字信号处理, 北京, 清华大学出版社, 1998年4月, 290-293.
- [5] J. Fudge, M. Legako, C. Sehreiner, An approach to efficient wideband digital downconversion, Proc. ICSPAT, Toronto, Canada. 1998, 713-717.
- [6] 高志成, 肖先赐, 宽带数字下变频的一种高效实现结构, 电子与信息学报, 2001, 23(3), 255-260.
- [7] P. P. Vaidyanathan, Multirate digital filters, filter banks, polyphase networks, and applications: A tutorial, Proc IEEE, 1990, 78(1), 56-93.

POLYPHASE BASED DIGITAL DOWNCONVERSION OF RANDOM IF SIGNALS

Zhang Rong Xiao Xianci

(E.E. Dept., UEST of China, Chengdu 610054, China)

Abstract Polyphase based digital downconversion is widely used in software electronic system design because it is easy to be realized and also has anti-jamming ability. But this method has blind frequency zone. This paper proposes a new method based on polyphase digital downconversion which can eliminate the blind frequency zone and realize the receiving of any IF bandpass signal without changing the structure.

Key words Polyphase filtering, Downconversion, Band width, Blind frequency zone

张 嵘: 男, 1974年生, 博士生, 研究方向: 雷达宽带数字接收。

肖先赐: 男, 1933年生, 教授, 博士生导师, 主要研究领域有阵列信号处理、高阶谱估计、信号分类识别、雷达通信、电子对抗、地震勘探信号处理等。