

## 基于可变带宽 EFT 滤波器的带宽匹配数字接收方法

吴伟 唐斌

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

**摘要:** 该文提出了一种新的基于可变带宽 EFT 滤波器的带宽匹配数字接收方法。文中利用线性准时不变(LQTI)系统在扩展傅里叶变换(EFT)域的可变带宽频率特性来构建可变带宽滤波器(VBF),并将可变带宽 EFT 滤波器引入数字下变频(DDC),实现对不同带宽信号的匹配接收。应用这种滤波器的优点在于只有一个直接决定带宽的可调谱参数,更新机制简单。文中还进一步给出带宽匹配接收数字下变频的多相高效结构,运算效率和工程可实现性大大提高。实验结果证明了该方法的正确性和有效性。

**关键词:** 扩展傅里叶变换; 线性准时不变系统; 可变带宽滤波器; 带宽匹配接收; 多相结构

中图分类号: TN957;TN911.72

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)11-2728-04

## Bandwidth-Matched Digital Receiving Method Based on Variable-Bandwidth EFT Filter

Wu Wei Tang Bin

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

**Abstract:** This paper proposes a novel bandwidth-matched digital receiving method based on the variable-bandwidth EFT filter. The variable-bandwidth frequency characteristics of the Linear Quasi-Time-Invariant (LQTI) system in Extended Fourier Transform (EFT) frequency domain are used for constructing the Variable-Bandwidth Filter (VBF). By using the variable-bandwidth EFT filter, the Digital DownConversion (DDC) can correctly receive the signals with different bandwidth. Based on a simple updating routine, the proposed variable-bandwidth filter can considerably reduce the complexity during normal operations. It is proposed that the efficient polyphase structure of bandwidth-matched digital downconversion and a significant improvement in efficiency and realizability can be achieved. Finally, the experimental results show the correctness and validity of the method.

**Key words:** Extended Fourier Transform (EFT); Linear Quasi-Time-Invariant (LQTI) system; Variable-Bandwidth Filter (VBF); Bandwidth-matched digital receiving; Polyphase structure

### 1 引言

目前,软件化雷达数字接收系统的研究主要集中在固定带宽的信号。这类接收机在接收多种带宽的信号时会产生如下弊端:当信号带宽大于接收机带宽时,仅有部分频谱成分进入接收机,引起信号畸变,损失信号细微特征;当信号带宽小于接收机带宽时,信号通过时将伴随通过额外噪声,造成信噪比或灵敏度损失。显然,单一带宽的接收机难以适应实际需求的需求。为了解决该问题,则要求数字接收机的带宽可变,实现对信号的带宽匹配接收。

带宽匹配接收技术很早就受到国内外的关注,但成果主要集中在互联网络领域<sup>[1]</sup>和光通信领域<sup>[2]</sup>,主要是针对传输中的数据流,要求系统的最高传输数据率可变,这与雷达领域有较大差别。数字下变频(DDC)的接收方法<sup>[3]</sup>对信号信噪比要求低,系统可变性较强,文献[4]中的方法只能实现对

最大带宽进行2的有限 $N$ 次幂划分。文献[5]中的方法在硬件实现方面有相当的难度。利用可变带宽滤波器是实现变带宽匹配接收的一种较好的思路。目前,模拟域的可变带宽滤波器指标差,实现难度大,主要应用于WDM系统<sup>[6]</sup>和低频自动化控制系统<sup>[7]</sup>。数字域的可变带宽滤波器<sup>[8]</sup>要么通过选择切换并联的多种带宽滤波器组来实现,要么利用ROM来存储多种带宽的滤波器系数,其弊端是资源耗费较大,且可选带宽有限。

线性准时不变系统<sup>[9]</sup>在扩展傅里叶变换<sup>[10]</sup>域上具有带宽可变的频率特性,因此,本文利用这种可变带宽频率特性来构建可变带宽 EFT 滤波器,该滤波器的瞬时截止频率是由核函数 $g(t)$ 所决定。显然,这种带宽控制方式带来了更为简单的更新机制。文中将可变带宽 EFT 滤波器应用于数字下变频中,实现对不同带宽信号的匹配接收。为了提高处理效率,本文从带宽匹配接收数字下变频的基本结构出发,推导出其多相 EFT 滤波高效结构,采用并行结构实现高速、高效滤波,只计算被抽取点数据,大大提高了运算效率及工程

可实现性。

## 2 可变带宽 EFT 滤波器

令  $g(t)$  为已知有界正实函数,对于傅里叶可积函数  $x(t)$ ,其扩展傅里叶变换(EFT)  $\hat{F}$  及反变换(IEFT)  $\hat{F}^{-1}$  定义如下:

$$\hat{F}[x(t),g(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \left( \frac{x(t)}{g(t)} \right) e^{-j\omega_g \int_0^t (1/g(\tau))d\tau} dt = X(\omega_g) \quad (1)$$

$$\hat{F}^{-1}[X(\omega_g),g(t)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(\omega_g) e^{j\omega_g \int_0^t (1/g(\tau))d\tau} d\omega_g = x(t) \quad (2)$$

当  $g(t) = 1$  时, EFT 即为传统的傅里叶变换。

定义差分算子  $D$ :  $Dx(t) \equiv g(t) \frac{dx(t)}{dt}$ , 将  $Dx(t)$  代入式

(1), 可得

$$\begin{aligned} \hat{F}[Dx(t),g(t)] &= j\omega_g \int_{-\infty}^{+\infty} \left( \frac{x(t)}{g(t)} \right) e^{-j\omega_g \int_0^t (1/g(\tau))d\tau} dt \\ &\quad + \left( x(t) e^{-j\omega_g \int_0^t (1/g(\tau))d\tau} \right) \Big|_{-\infty}^{+\infty} = j\omega_g X(\omega_g) \quad (3) \end{aligned}$$

式(3)中, 当  $t \rightarrow \pm\infty$  时,  $x(t)$  趋近于 0。

对于一个线性准时不变系统, 可以描述如下:

$$\begin{aligned} a_N D^N y(t) + a_{N-1} D^{N-1} y(t) + \dots + a_0 y(t) \\ = b_M D^M x(t) + b_{M-1} D^{M-1} x(t) + \dots + b_0 x(t) \quad (4) \end{aligned}$$

式(4)中,  $x(t)$  为系统输入,  $y(t)$  为系统输出,  $a_n$  和  $b_m$  为常数,  $n = 0, 1, \dots, N$ ,  $m = 0, 1, \dots, M$ 。LQTI 系统的实现结构如下图 1 所示。

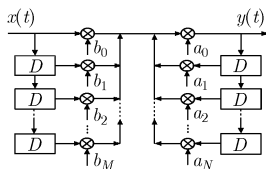


图 1 LQTI 系统的实现结构

因此, 可以利用式(3)在 EFT 域对式(4)的 LQTI 系统进行频域分析, 有

$$Y(\omega_g) = \left[ \frac{\sum_{m=0}^M b_m (j\omega_g)^m}{\sum_{n=0}^N a_n (j\omega_g)^n} \right] X(\omega_g) = H(\omega_g) X(\omega_g) \quad (5)$$

式中, 复函数  $H(\omega_g)$  是 LQTI 系统的 EFT 频率响应。系统输出  $y(t)$  可以通过 IEFT 得到。

将 LQTI 系统看作为一滤波器系统。显然, 除  $a_0 \neq 0$  外, 在  $a_n$  全为 0 和不全为 0 两种情况下, 这种滤波器对应着有限冲击响应(FIR)和无限冲击响应(IIR)两种结构。为了便于分析, 下面利用 Hamming 窗函数设计一组 FIR 滤波器的系数  $b_m$ , 其归一化截止频率为  $0.2\pi$ , 滤波器分别在  $g(t_1) = 0.93$ ,  $g(t_2) = 1$  和  $g(t_3) = 1.18$  时的 EFT 如图 2 所示。

由图 2 可见, 核函数  $g(t)$  取不同的值时, 滤波器在 EFT 域的截止频率也在相应地变化。显然, 核函数  $g(t)$  变化的

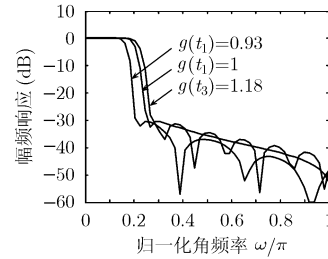


图 2 LQTI 系统在不同  $g(t)$  时的 EFT

LQTI 系统则是对应着截至频率可变的滤波器系统。常数  $a_n$  和  $b_m$  决定了滤波器的类型和在 EFT 域的基本截止频率  $\bar{\omega}_g$ 。由于核函数  $g(t)$  为一有界正实函数, 为保证截止频率的有效变化, 因此, 可变带宽 EFT 滤波器的基本类型只有低通和高通滤波器两种。滤波器在时频域的通带形状变化则是由核函数  $g(t)$  所决定的。理想可变带宽低通 EFT 滤波器的截止频率变化为

$$\omega_l(t) = \bar{\omega}_g / g_l(t) \quad (6)$$

带通和带阻 EFT 滤波器则可以分别通过一个低通和高通滤波器的串联来实现。

## 3 基于可变带宽 EFT 滤波器的带宽匹配数字接收方法

传统的 DDC 方法通常为固定带宽模式, 低通滤波器的系数和抽取比  $M$  均为固定值。为了在 A/D 后的基带信号处理部分实现对不同带宽信号的匹配接收, 低通滤波器可考虑采用 FIR 结构的可变带宽 EFT 滤波器来实现, 而抽取器则采用抽取比可编程的可变抽取器来实现。基于可变带宽 EFT 滤波器的带宽匹配接收数字下变频结构如图 3 所示。

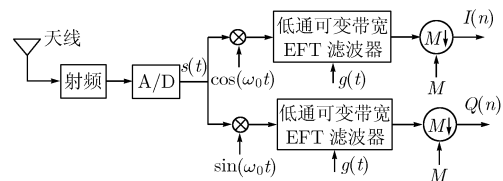


图 3 带宽匹配接收数字下变频结构

在图 3 中, 可变抽取器在工程上较易实现, 具体设计可参考相关文献, 在本文中不作研究重点。可变带宽 EFT 滤波器即为一个 FIR 结构的 LQTI 系统, 该系统中除  $a_0 \neq 0$  外, 其余  $a_n$  全为 0, 常数  $b_m$  决定了 EFT 滤波器的类型和基本截止频率, 核函数  $g(t)$  则控制着滤波器带宽的变化情况。

当信号带宽变化时, 可变带宽低通 EFT 滤波器相应根据信号带宽与  $1/2$  采样率的比例关系来改变核函数  $g(t)$ , 实现对滤波器带宽的调节, 而可变抽取器则是根据信号带宽与采样率的整数倍比例关系来改变抽取比  $M$ 。经参数调整更新后的系统则可实现对信号的带宽匹配接收, 输出数据率随着信号带宽的变化而变化。

#### 4 带宽匹配数字接收方法的高效实现结构

由图3可以看到,复下变频器 and 可变带宽 EFT 滤波器的工作速率与 A/D 的采样速率一致,当采样率较高时,该方法实现起来则有相当的难度。同时还可以看到,抽取在低通滤波后进行,这意味着大量经过下变频和滤波后的数据没有被利用,系统的运算效率很低。

令带宽匹配接收数字下变频后的输出信号为

$$Y(n) = \left\{ x(t) \exp(-j\omega_0 t) * h_g(t) \right\} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nM) \quad (7)$$

式中  $x(t)$  为输入信号,  $f_0$  为信号中心频率,对应的下变频序列为  $\exp(-j\omega_0 t)$ ,  $h_g(t)$  为  $K$  阶低通 EFT 滤波器冲击响应,  $t = 1, 2, \dots, K$ , 抽取比为  $M$ , “\*” 表示卷积。

设采样率为  $f_s$ , 覆盖带宽为  $f_s/2$ , 对覆盖带进行信道划分,子带带宽为  $B$ , 覆盖带分为  $2N$  份,  $m$  代表子带序号,相邻信道间重叠 50%。中心频率为  $B/2$  偶数倍的子带为偶数子带,反之则为奇数子带。

当抽取比  $M$  不变时,令  $K = Mm$ , 且当信号落入偶数子带内,下变频序列周期  $L = N$ , 且  $N = M$ , 可以得到如下基带信号  $Y(n)$  的表达式。

$$Y(n) = \sum_{k=1}^N \exp[-j\omega_0(M-k)] \cdot \left\{ \sum_{l=1}^m h[k + (l-1)M] y_0[nL - k - (l-1)M] \right\} \quad (8)$$

当信号落入奇数子带内,下变频序列周期  $L = 2N$ , 可得

$$Y(n) = (-1)^{n-1} \sum_{k=1}^N \exp[-j\omega_0(M-k)] \cdot \left\{ \sum_{l=1}^m (-1)^{l-1} h[k + (l-1)M] y_0[nL - k - (l-1)M] \right\} \quad (9)$$

式(8)和式(9)表明,当抽取比  $M$  不变时,在一定条件下,先抽取,再滤波,最后下变频,与原方法的先下变频,再滤波,最后抽取等价。带宽匹配接收数字下变频的多相高效结构如图4所示。

图中  $C_l^k = \text{Re}(W_l^k)$ ,  $S_l^k = \text{Im}(W_l^k)$ ,  $W_l^k$  为第  $l$  支路对应的混频序列。显然,多相高效结构为硬件实现带来很大的好处:避免使用复数滤波,滤波器数量减少一半;抽取在滤波和下变频之前,EFT 滤波器和下变频乘法器的输入信号及处理速率降低;下变频系数可唯一指定到各多相滤波器分支;整个运算量降低为原来的  $1/2M$ , 运算效率得到很大提

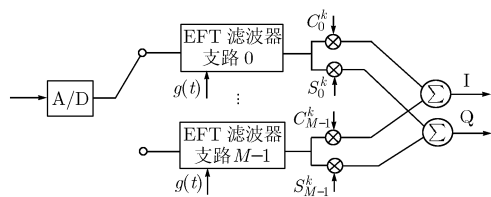


图4 带宽匹配接收数字下变频多相高效结构

高。

但是需要看到,高效结构导致系统的可变性变差,结构中的抽取比为固定值,对应的输出数据率也为固定值,只能在固定接收带宽范围内实现对不同带宽信号的匹配滤波。当需要改变抽取比时,则关闭对应的滤波器支路,同时更新多相 EFT 滤波器系数。

#### 5 实验结果

考虑 3 个线性调频信号  $x_1(t)$ 、 $x_2(t)$  和  $x_3(t)$ , 3 个信号先后到达,持续时间均为 5s。信号  $x_1(t)$  的初始频率为 11MHz, 带宽为 18MHz, 信号  $x_2(t)$  的初始频率为 7MHz, 带宽为 36MHz, 信号  $x_3(t)$  的初始频率为 15MHz, 带宽为 30MHz, 信噪比均为 5dB。采样频率为 120MHz。

为了实现 3 个信号的带宽匹配接收,除了下变频序列需要根据信号的中心频率相应变化外,可变带宽低通 EFT 滤波器和可变抽取器均需要根据所接收信号的带宽变化情况进行相应的调整。考虑到滤波器的截止特性,这里考虑 1MHz 左右的保护带宽。因此,接收信号  $x_1(t)$  时,设计一个 FIR 结构的低通 EFT 滤波器,其在 EFT 域的初始截止频率  $\bar{\omega}_{gl} = 0.167\pi$ , 对应的核函数  $g_l(t) = 1$ , 系统输出的匹配基带信号速率为 20MHz, 对应的抽取比为  $120/20=6$ 。接收信号  $x_2(t)$  时,可变带宽低通滤波器在 EFT 域的截止频率变为  $\bar{\omega}_{gl} = 0.317\pi$ , 对应的核函数  $g_l(t) = (9+1)/(18+1)$ 。同样可得信号  $x_2(t)$  的匹配基带信号速率应为 40MHz, 其抽取比为  $120/40=3$ 。接收信号  $x_3(t)$  时,抽取比和输出的匹配基带信号速率则保持不变,而可变带宽 EFT 滤波器的截止频率则变为  $\bar{\omega}_{gl} = 0.267\pi$ , 对应的核函数  $g_l(t) = (9+1)/(15+1)$ 。

可变带宽低通滤波器在 EFT 域的可变幅频响应如图 5 所示。可以看到,随着接收信号的带宽发生变化,EFT 滤波器的带宽也在核函数  $g_l(t)$  控制下进行调整,以便实现对不同带宽信号的匹配滤波。

利用图3中的带宽匹配接收数字下变频结构对上述信号进行带宽匹配接收,3 个 LFM 信号的 I 路基带信号波形和频谱如图 6(a)~6(f)所示。3 个信号的基带信号速率均得到有效的降低,下变频后的时域波形和频谱均无失真,正确实现其带宽匹配接收。接收信号  $x_2(t)$  时,如采用图4 高效结构,匹配滤波接收后的 I 路基带信号波形和频谱如图 6(g)~6(h)所

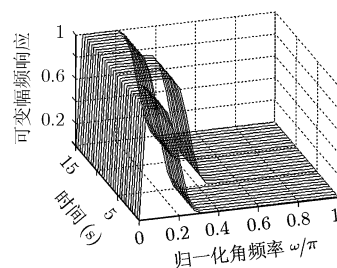


图5 可变带宽 EFT 低通滤波器的可变幅频响应

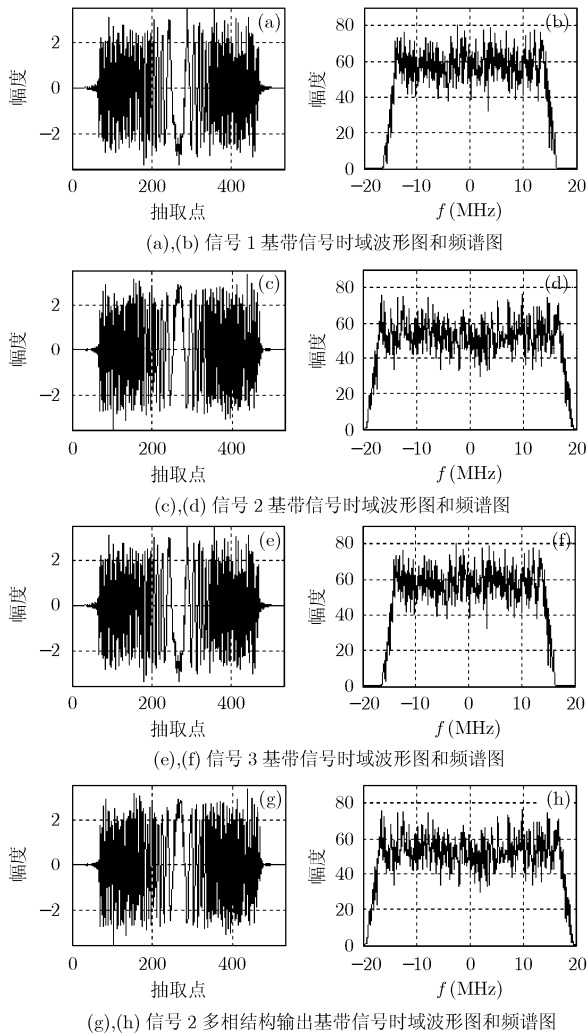


图 6 带宽匹配接收输出结果

示, 与图 6(c)~6(d)的下变频结果进行对比分析后可知, 二者的输出完全一致, 而高效结构的运算量却降低了 90%以上。利用文献[11]中的信噪比估计方法, 接收信号  $x_3(t)$  时, 调整 EFT 滤波器截止频率后的滤波输出结果相比不调整情况下的滤波输出结果, 信噪比有 3dB 以上的改善。

## 6 结束语

可变带宽 EFT 滤波器是利用 LQTI 系统在 EFT 域的可变带宽频率特性来构建的, 同样包括低通、高通、带通和带阻 4 种类型, 滤波器在时频域的通带形状是由核函数  $g(t)$  来决定的, 更新机制简单。基于可变带宽 EFT 滤波器的带宽匹配数字接收方法能够正确有效实现对不同带宽信号的下变频、匹配滤波和抽取, 输出 I/Q 两路基带信号的速率与信号带宽匹配, 在保证信号时频谱无失真的前提下, 最大限度地降低了信号的输出数据率, 有效降低了后继的信号处理压力。在抽取比不变的情况下, 多相高效结构能够有效实现匹配滤波, 提高运算效率和工程可实现性。

## 参考文献

- [1] Chiang T and Zhang Y Q. A new rate control scheme using quadratic rate distortion model [J]. *IEEE Trans. on Circuits and System for Video Technology*, 1997, 7(1): 246-250.
- [2] Saito H. Dynamic resource allocation in ATM networks [J]. *IEEE Communication Magazine*, 1997, 35(5): 146-153.
- [3] 吴伟, 唐斌, 张鹏. 基于多相滤波高效结构的宽带 DDC 及其 FPGA 实现[J]. *数据采集与处理*, 2004, 19(2): 210-214.  
Wu Wei, Tang Bin, and Zhang Peng. Wideband DDC based polyphase structure and its FPGA implementation [J]. *Journal of Data Acquisition & Processing*, 2004, 19(2): 210-214.
- [4] 吴伟, 唐斌. 数字信号高效带宽匹配接收技术[C]. 中国电子学会电子对抗分会第 14 届学术会议论文集, 威海, 2005: 389-394.  
Wu Wei and Tang Bin. Efficient bandwidth-matched receiving method for digital signals [C]. The 14th proceeding of Electronic Counter Branch of CIE, Weihai, China, 2005: 389-394.
- [5] Wu Wei, Tang Bin, and Zhang Chang-ju, et al. An efficient digital downconversion structure with bandwidth matched receiving [C]. Proceeding of ISCIT, Beijing, 2005, II: 131-134.
- [6] Pawlowski E, Takiguchi K, and Okumo M, et al. Variable bandwidth and tunable centre frequency filter using transversal-form programmable optical filter [J]. *Electronics Letters*, 1996, 32(2): 113-114.
- [7] Park M H and Kim K S. Chattering reduction in the position control of induction motor using the sliding mode [J]. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 1991, 6(3): 317-325.
- [8] Mazor E, Averbuch A, and Shalom Y B, et al. Interacting multiple model methods in target tracking: A survey [J]. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 1998, 34(1): 103-123.
- [9] Heyoung L and Zeungnam B. On the eigenstructure of linear quasi-time-invariant systems [J]. *International Journal of Systems Science*, 1998, 29(8): 873-887.
- [10] Heyoung L and Zeungnam B. Bandpass variable-bandwidth filter for reconstruction of signals with known boundary in time-frequency domain [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2004, 11(2): 160-163.
- [11] Nahi N E and Gagliardi R. Estimation of signal-to-noise [J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1969, 15(1): 166-167.

吴 伟: 男, 1979 年生, 博士生, 研究方向为雷达数字接收技术、超宽带雷达接收技术研究等。

唐 斌: 男, 1964 年生, 博士后, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达、通信和信息对抗等领域的技术与系统研究。