

文章编号: 1001-2486 (2000) 01-0047-05

一种正交解调超宽带接收系统幅相误差实时校正方法*

陆必应, 周智敏, 宋 千

(国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘 要: 在分析了影响正交解调结构超宽带接收系统性能的幅相误差来源的基础上, 针对超宽带系统的特点, 提出了用 2PFIR 滤波器对整个系统幅相误差进行实时校正的方案, 随后推导出设计复系数 2PFIR 滤波器的算法, 并给出仿真结果。

关键词: 超宽带; 正交解调; 幅相校正; 2PFIR 滤波器

中图分类号: TN76 **文献标识码:** A

A Method for Real Time Correcting the Amplitude and Phase Errors of UWB Quadrature Demodulation Receivers

LU Bi-ying ZHOU Zhi-min SONG Qian

(College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: This paper first points out the errors affecting the performance of ultra wide band quadrature demodulation receiver. Then a method for real time correcting the amplitude and phase errors of UWB quadrature demodulation receiver using 2PFIR filters is presented, according to the high speed, large data quantity of UWB. An algorithm designing the complex coefficients 2PFIR filters is also offered, followed by a practical example.

Key words: UWB quadrature demodulation; amplitude and phase correction; 2PFIR filter

超宽带接收系统的正交接收机方案是信号经前置低噪声放大后直接送入正交解调器, 然后对 I 、 Q 两路信号进行高速 A/D 变换。这种方案在相同的采样频率下使接收系统带宽增加一倍, 因而被广泛采用。影响这种接收机性能的一是直流偏置误差, 二是幅相误差。直流偏置误差的校正方法简单, 本文不作考虑。幅相失真的主要来源一是超宽带信号无法在相对带宽接近 100% 的条件下保证 I 、 Q 两路信号幅度的一致性和相位的正交性, 即正交解调误差; 二是前置放大部分很难在宽带范围内保持严格的线性相位和平坦的幅度特性而带来的幅相误差。

宽带系统幅相失真不能如同常规窄带系统一样将其近似为载频的相位和增益的失真, 而在整个接收频带内幅相失真随频率而改变; 另外, 超宽带系统本身具有高速、大数据量的特点。针对上述情况, 本文首先分析了正交解调幅相误差对系统性能的影响, 随后提出了用 2PFIR 滤波器实现超宽带系统幅相误差实时校正的方案, 接着推导出设计幅相校正 2PFIR 滤波器的算法, 最后给出系统校正的仿真结果。

1 正交解调幅相误差分析

前置放大部分幅相误差直接表现为系统幅度和相位误差, 而正交解调 I 、 Q 两路信号幅度的不一致性和相位非正交性不但产生系统的幅相误差, 而且产生镜频分量, 对整个系统性能产生更大影响, 故对其作一个简要分析。设输入信号是载频为 ω_c 的任意调制信号:

$$x(t) = A(t) \cos(\omega_c t + \phi(t)) \quad (1)$$

不妨设本振信号频率也为 ω_c , 在理想正交解调情况下, I 、 Q 分量可用下式表示:

* 收稿日期: 1999-06-05

基金项目: 国家部委基金资助项目 (7.5.3.2)

作者简介: 陆必应 (1976-), 男, 硕士生。

$$I(t) = A(t) \cos \phi(t) \tag{2}$$

$$Q(t) = A(t) \sin \phi(t) \tag{3}$$

当 I, Q 两路不完全正交时可表示如下：

$$I_1(t) = A(t) \cos \phi(t) \tag{4}$$

$$Q_1(t) = kA(t) \sin(\phi(t) + \theta) \tag{5}$$

合成的信号为

$$y_1(t) = I_1(t) + jQ_1(t) = \frac{A(t)}{2} [e^{j\phi(t)}(1 + ke^{j\theta}) + e^{-j\phi(t)}(1 - ke^{-j\theta})] \tag{6}$$

(6)式表明合成后的信号分成两部分,第一部分是对接理想信号附加了一个幅度和相位误差的主信号,第二部分是接收信号的镜像分量。和附加的幅相误差相比,镜像误差对系统性能产生更大的影响,因此对整个接收系统而言,正交失调误差是影响系统性能的主要因素。由(6)式得主信号和镜像信号功率比为

$$R = 20 \log \left| \frac{1 + ke^{j\theta}}{1 - ke^{-j\theta}} \right| = 10 \log \frac{1 + 2k \cos \theta + k^2}{1 - 2k \cos \theta + k^2} \tag{7}$$

由上式不难看出要使镜像抑制比达到 40 dB,则要求 k 小于 0.1 dB, θ 小于 1° ,而超宽带正交解调系统要达到这个精度是非常困难的。

2 系统校正方案

F. E. Churchill等提出了一种用从测试信号推导的系数进行正交解调 I, Q 两路信号幅相误差校正的方法^[2,3],但这种方法进行校正仅在测试信号的频率上是正确的,故只适用于窄带系统,而不能简单地延拓引入到宽带系统中。在下面的分析中,我们把整个接收系统的幅相误差综合起来进行讨论。正交接收机系统由 I, Q 两路组成,如果将 I, Q 两路子系统的传递函数分别逼近理想传递函数,则整个系统传递函数也同时逼近理想传递函数。假设理想系统 I 支路传递函数为 $H_I(\omega) = |H(\omega)| e^{j\phi(\omega)}$,则 Q 支路理想传递函数为 $H_Q(\omega) = |H(\omega)| e^{j(\phi(\omega) + \frac{\pi}{2})}$,实际带有幅相误差的传递函数分别为

$$H_{ei}(\omega) = k_i(\omega) |H(\omega)| e^{j(\phi(\omega) + \delta_i(\omega))} \tag{8}$$

$$H_{eq}(\omega) = k_q(\omega) |H(\omega)| e^{j(\phi(\omega) + \frac{\pi}{2} + \delta_q(\omega))} \tag{9}$$

可给 I, Q 两支路分别加如下的校正系统来校正：

$$H'_i(\omega) = 1/(1 + \alpha_i(\omega)) e^{-j\delta_i(\omega)} \tag{10}$$

$$H'_q(\omega) = 1/(1 + \alpha_q(\omega)) e^{-j\delta_q(\omega)} \tag{11}$$

这两个校正系统可用滤波器来逼近,得如图 1 所示的校正原理框图。如果 I, Q 两路接近理想正交,则校正系统两个滤波器可合为一个滤波器。

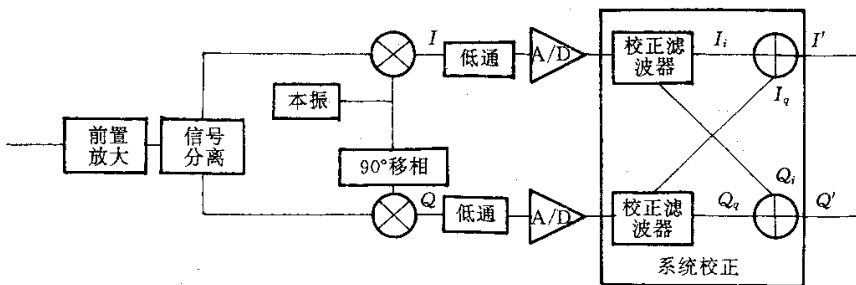


图 1 系统校正框图

Fig.1 Framework of Correction System

超宽带系统固有的高速的特点要求校正的滤波器具有很高的处理速度,直接型 FIR 滤波器没有反馈回路,有利于提高处理速度,因此选 FIR 滤波器作为校正滤波器的基本结构。为进一步提高处理速度和降低资源消耗,采用离散系数 2PFIR 滤波器来实现系统的校正。所谓 2PFIR 滤波器,即滤波器系数用

若若干个 2 的整数次幂相加或相减来表示：

$$x = \sum_{k=1}^L s_k 2^{-p_k} \tag{12}$$

其中 $s_k = 1, 0, -1, p_k = 0, \dots, M$ ，一般 L 在 2 到 5 之间， M 取值在 8 到 15 之间。上述表示方法实际上是基 2 的带符号码表示，一般来说，一个给定数的带符号码表示不唯一，对一个数唯一的且具有最少非零位表示是正则带符号码(CSD)，所谓 CSD 码就是指在(12)式的表示中任意两个非零的 s_k 不相邻，系数以这种方式表示实现乘法运算时就可以通过最少的加法或减法加上移位(通过硬连线方式，不消耗资源)来实现，既提高了处理速度，又大大降低了资源消耗量。用 CSD 码表示的另一个优点是从一个数的 2 进制表示到 CSD 表示有简单可行的算法^[5]。

需要指出的是，由于校正滤波器传递函数不具有共厄对称性或共厄反对称性，故为复系数滤波器。

3 2PFIR 滤波器的设计

由于固定字长 CSD 码表示的数集是非均匀分布，因此不能通过先设计连续系数幅相校正滤波器，再简单将其系数舍入到 CSD 码表示来设计 2PFIR 滤波器。设计 2PFIR 滤波器的一种优化方法是混合整数线性规划法(MILP)^[4]，但这种方法计算量大，收敛速度慢，只适用于设计低阶滤波器，设计高阶滤波器一般用在性能上接近 MILP 法而计算量小得多的区域查找法^[5-7]。区域查找法的基本思想是先设计出普通系数 FIR 滤波器，再通过对系数乘刻度因子和区域穷举替换来最大限度地减小量化误差，提高滤波器性能。

正如前文指出，校正滤波器的系数是复数，故其设计问题实际上是一个复逼近问题。设幅相校正 FIR 滤波器的期望频率响应为 $D(\omega)$ ，用 N 阶频率响应为 $H(\omega)$ 的 FIR 滤波器去逼近，定义复值误差函数 $E(\omega)$ 为

$$E(\omega) = W(\omega) [D(\omega) - H(\omega)] \quad \omega \in (-\pi, \pi] \tag{13}$$

$W(\omega)$ 为实的权值函数。令 $\delta = \max\{|E(\omega)|\}$ ，则幅相校正滤波器的设计问题就是寻找使 δ 达到最小的系统函数 $H(\omega)$ ，其数学描述如下：

求 $\min \delta$

满足

$$|D(\omega) - H(\omega)| \leq \delta / W(\omega) \quad \omega \in (-\pi, \pi] \tag{14}$$

我们知道对复数 z ，通过加旋转因子 θ ，有

$$|z| = \max_{\theta \in (-\pi, \pi]} \text{Re}\{z e^{j\theta}\} \tag{15}$$

假设滤波器系数 $h_{kc} = h_k + j h_{N+k}$ ， $k = 0, \dots, N-1$ ，有

$$H(\omega) = \sum_{k=0}^{2N-1} h_k b_k(\omega) \tag{16}$$

其中 $b_k(\omega) = e^{-j\omega}$ ， $b_{k+n}(\omega) = j e^{-j\omega}$ ， $k = 0, 1, \dots, N-1$

令 $h = [h_0 \dots h_{2N-1} \delta]$ ， $b = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1]^T$ ，把(15)、(16)分别代入(14)，则设计滤波器的复逼近问题又可描述为

求 $\min h b$

满足

$$h [\text{Re}\{1 e^{-j\omega} \dots e^{-j\omega(N-1)}\} \ j \ \text{Re}\{j e^{-j\omega} \dots j e^{-j\omega(N-1)}\} e^{-j\theta}]^T \geq \frac{1}{W(\omega)} \tag{17}$$

其中 $\omega \in (-\pi, \pi]$ ， $\theta \in (-\pi, \pi]$ ，这正是具有有限变量、无限约束的半无限线性规划(SIP)问题的标准形式。直接求解此问题计算量大，收敛速度慢，较好的方法是将其转化为对偶问题来求解。定义 $2N+1$ 维矢量 $\omega \in [0, 2\pi]^{N+1}$ ， $\theta \in [0, 2\pi]^{N+1}$ ， $x \in [0, 1]^{N+1}$ ，则得如下的对偶形式：

求 $\max p = cx$

满足

$$Ax = b \tag{18}$$

其中

$$c = \text{Re}\{D(\omega_1)e^{j\theta_1}, \dots, D(\omega_{2N+1})e^{j\theta_{(2N+1)}}\} \tag{19}$$

A 是 $(2N + 1) \times K$ 维矩阵,第 k 列为

$$[\text{Re}\{e^{-j\theta} [1 e^{-j\omega_k} \dots e^{-j\omega_k(N-1)}] ; j e^{j\omega_k} \dots j e^{-j\omega_k(N-1)}\}] \frac{1}{W(\omega_k)} \tag{20}$$

K 是频率响应的采样点数,具体值根据精度要求而定,一般不小于 $32N$ 。这类问题可用改进的对偶单纯形法求解。接着要把滤波器系数离散化成 CSD 码表示,基本步骤为

(1) 确定 L 和 M , 求出相应的 CSD 码空间。

(2) 确定滤波器系数的刻度因子。在 $[0.5, 1]$ 之间按一定的步长搜索所有的刻度因子 b , 并把所有滤波器系数舍入到与其最近的 CSD 表示,使频域响应最大权值纹波 $\delta = \max\{\delta_p/W, \delta_s\} / b$, 最小的 b 即为所求。其中 δ_p, δ_s 分别为通带和阻带纹波, W 为通带权值函数,频域响应由补零 FFT 求得。

(3) 以 n 个系数 h_0, h_1, \dots, h_{n-1} 为一组,每个系数分别由其前后相邻的 t 个数代替,总共有 5^t 种组合,求出使最大权值纹波最小的组合作为新的系数,然后以 h_1, h_2, \dots, h_n 为一组再求使最大纹波最小的组合。如此递归,搜索完所有的组合,再以已求得的系数作相同的组合递归运算,直到最大纹波不再减小为止,即达到了准最优解。其中 n 和 t 的选择要综合考虑计算量和滤波器性能的提高程度。一般来说, $n \leq 5, t \leq 5$, 再提高 n 和 t , 计算量增大而滤波器性能并无多大改善。

4 性能分析与仿真结果

本文提出的校正方案是在数字域进行的,在推导过程中没有对信号带宽作任何假定,故从理论上来说,带宽的大小对校正系统的性能没有影响,在实际工程应用中只要随着信号带宽的增加相应增大 K 值以保证频域采样精度,而校正滤波器的精度对 K 值并不敏感。就该校正方案本身而言,影响校正系统性能的主要因素有两个方面:

其一是逼近校正系统的连续系数 FIR 滤波器的逼近误差,由于这一逼近过程在理论上是一个最优逼近,因此产生的误差是由滤波器阶数决定的,随着滤波器阶数的增大,校正效果越明显。例如对一个幅度相位误差为 1.73 dB/11.4° 的系统分别用 32 阶、48 阶、64 阶复连续滤波器校正后的残留幅度相位误差分别为: 1.1 dB/6.5°, 0.23 dB/1.4°, 0.114 dB/0.74°。

其二是从连续系数滤波器到离散系数滤波器的转换带来的误差,这种误差和离散系数的表示方法即 L 和 M 的取值以及离散化算法本身密切相关。本文采用的离散化方法是区域查找法,这种算法性能非常接近于最优化方法,文献 [7] 对这种算法的性能作了详细分析。CSD 码的参数 M 相当于定点二进制码的字长,取值一般在 8 到 15 之间,对系统性能影响较小, L 表示 CSD 码中非零位的个数,取值一般在 2 到 5 之间,它是离散化误差的主导因素,也是决定硬件消耗的主要因素,因此其取值必须根据整个系统的性能综合考虑,仿真结果表明 L 取 3 时离散化误差比 L 取 2 时有明显改善,当 L 取 4 和 5 时离散性能已非常接近定点二进制表示时的系统性能,且仅对系统性能要求较高、滤波器阶数大于 64 阶时才有必要。对上例 64 阶滤波器系数作离散处理, M 取 12, L 分别取 2、3、4, 得到的幅相残差分别为 0.14dB/1.1°, 0.123dB/0.85° 和 0.119dB/0.79°。

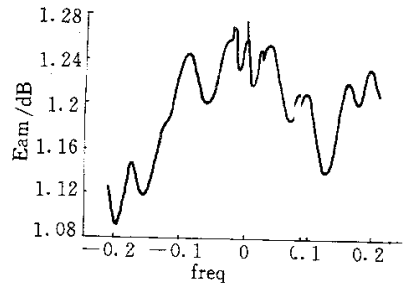


图 2 幅度误差
Fig.2 Amplitude error

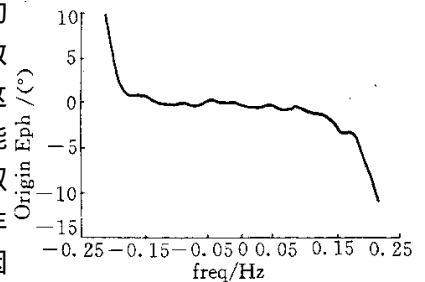


图 3 相位误差
Fig.3 Phase error

下面给出一个实际超宽带正交解调接收系统 I 、 Q 两路幅相不一致误差特性及校正后残留误差的仿真结果。该系统带宽为 300 MHz, 通带幅度误差和相位误差分别如图 2 和图 3 所示, 幅度误差为两路增益之比的对数, 相位误差单位是($^{\circ}$)。

采用一个 64 阶复系数 2PFIR 滤波器在 I 路进行误差校正。在系数离散化时, L 取 3, M 取 12, 图 4 和图 5 给出了校正后的幅度、相位残留误差。

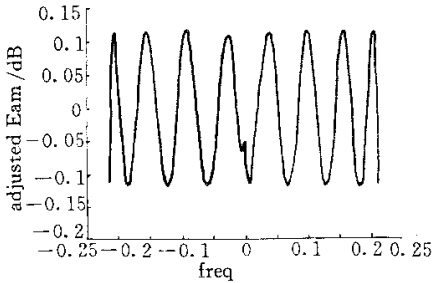


图 4 幅度残差

Fig.4 Residual amplitude error

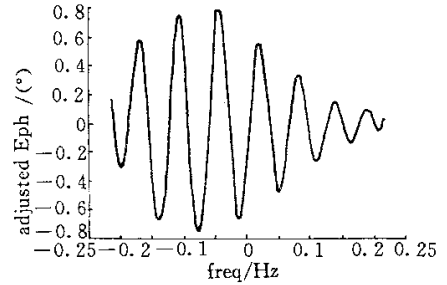


图 5 相位残差

Fig.5 Residual phase error

不难看出整个系统的幅度和相位误差均得到了较好的校正。在滤波器的具体实现方式上, 由于宽带系统固有的高速、大数据量特点, 需要高并行度和可扩展性强的 DSP 体系结构, 传统的基于串行结构的通用 DSP 芯片不能满足要求, 考虑到现场可编程门阵列 (FPGA) 结构上特别适合于并行处理, 具有较强的扩展性, 又具有较高的处理速度 (现有的可重配置 FPGA 的时钟频率最高可达到 160 MHz), 因此, FPGA 是实现 2PFIR 滤波器的较好选择。

5 结束语

本文首先通过对正交解调系统误差分析, 指出 I 、 Q 两路信号的幅相误差是影响系统性能的主要因素, 然后根据超宽带系统的特性和实时处理的需要, 提出用离散复系数 2PFIR 滤波器实现整个超宽带接收系统幅相误差的校正方案, 给出了设计 2PFIR 滤波器的算法, 分析了影响校正系统的性能的主要因素和各参数的选取原则, 最后给出仿真结果说明了这种方案的校正具有良好的效果, 指出了适合实时处理的硬件实现结构。

参考文献:

- [1] Roome S.J. Analysis of quadrature detectors using complex envelop notator[J]. IEE Proceedings, 1989, 136(2):95-100.
- [2] Churchill F.E., Ogar G.W., Thompson B.J. The correction of I and Q errors in a coherent processor[J]. IEEE. Trans. Aerosp. & Electron. Syst. 1981, AES-17(1):131-136.
- [3] 陆中行. 正交解调误差的校正[J]. 现代雷达, 1994(4):24-29.
- [4] Lim Y.C., Parker S.R. FIR filter design over a discrete power of two coefficients spac[J]. IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Process, 1983, 31(3):583-591.
- [5] Zhao Q., Tadokoro Y. A simple design of FIR filters with powers of two coefficient[J]. IEEE. Trans. Circuits Syst, 1988, 35:566-570.
- [6] Samuelli H. An improved algorithm of multiplierless FIR filters with powers of two coefficient[J]. IEEE Trans. Circuits Syst. 1989, 36(7):1044-1047.
- [7] Kodek D., Steiglitz K. Comparison of optimal and local search method for designing finite wordlength FIR digital filters[J]. IEEE, Trans. Circuits Syst, 1981, 28:28-32.

