

用复系数数字 FIR 滤波器实现超宽带正交解调接收系统的幅相误差校正

陆必应,周智敏,宋 千,梁甸农

(国防科技大学电子科学与工程学院,长沙 410073)

摘要: 本文首先对影响正交解调结构超宽带接收系统性能的幅相误差作了简要分析,随后提出了用复系数 FIR 滤波器实现整个系统幅相误差校正的方案,并推导出一种设计幅相校正 FIR 滤波器的算法,最后给出了一个用此方案实现超宽带系统幅相误差校正的实例。

关键词: 超宽带;幅相校正;FIR 滤波器

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2000) 09-0059-03

Correcting the Amplitude and Phase Errors of UWB Quadrature Demodulation Receivers Using Complex Coefficients Digital FIR Filters

LU Bi-ying, ZHOU Zhi-min, SONG Qian, LIANG Dian-nong

(School of Electronic Science and Technology, NUDT, Changsha 410073, China)

Abstract: This paper first points out which is the main error affecting the performance of ultra wide band quadrature demodulation receiver. Then a method correcting the amplitude and phase errors of UWB quadrature demodulation receiver using complex coefficients digital FIR filters and an algorithm designing the complex coefficients FIR filters is presented, followed by a practical example.

Key words: UWB; amplitude and phase correction; FIR filter

1 引言

近年来,超宽带技术受到人们越来越多的重视。实现超宽带接收系统的一个常用方案是正交接收机,即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。这种接收方案的优点是在相同的采样频率下使系统带宽增加一倍。其最大难点是要实现超宽带信号的正交解调;且要在宽带情况下保证前置放大具有严格的线性相位和平坦的幅度特性也很困难;另外,系统还不可避免地存在直流偏置误差。直流偏置误差的校正比较简单,本文不作考虑。前置放大部分幅相误差直接表现为系统相对于理想带通系统存在幅度和相位误差,称之为系统畸变误差;正交解调 I、Q 两路信号幅度不一致性和相位非正交性不但产生系统畸变,还产生镜频分量。本文先对正交解调幅相误差作一个简要分析,然后针对超宽带系统的特性,给出适合于超宽带接收系统的幅相误差校正方法。

2 正交解调幅相误差分析

设输入信号是载频为 ω_c 的任意调制信号:

$$x(t) = r(t) \cos[\omega_c t + \phi(t)] \quad (1)$$

可重写如下:

$$x(t) = \text{Re}\{\tilde{x}(t)e^{j\omega_c t}\} = \frac{\tilde{x}(t)}{2}e^{j\omega_c t} + \frac{\tilde{x}^*(t)}{2}e^{-j\omega_c t} \quad (2)$$

$\tilde{x}(t) = r(t)e^{j\phi(t)}$ 是实信号 $x(t)$ 的复包络,包含了 $x(t)$ 的所有调制信息, $\tilde{x}^*(t)$ 是其复共轭。不妨设本振信号频率也为 ω_c 。在理想正交解调情况下,同相分量由下式经过低通滤波得到:

$$y_i(t) = x(t) * 2\cos(\omega_c t) = \text{Re}\{\tilde{x}(t)\} + \text{Re}\{\tilde{x}(t)e^{j2\omega_c t}\} \quad (3)$$

正交分量由下式经过低通滤波得到:

$$y_q(t) = x(t) * (-2\sin(\omega_c t)) = \text{Im}\{\tilde{x}(t)\} - \text{Im}\{\tilde{x}(t)e^{j2\omega_c t}\} \quad (4)$$

I、Q 两路信号合成后形成的信号正好是输入信号的复包络 $\tilde{x}(t)$ 。当 I、Q 两路存在幅相误差时,如以 I 路为标准,则 Q 路信号可认为由下式经过低通滤波得到:

$$y_{qe}(t) = x(t) * (-2(1 + \epsilon)\sin(\omega_c t + \phi_e)) = (1 + \epsilon) \cdot (\text{Im}\{\tilde{x}(t)\} - \text{Im}\{\tilde{x}(t)e^{j2\omega_c t}\})e^{-j\phi_e} \quad (5)$$

I、Q 两路信号合成后形成的信号与理想合成信号(复包络)之间的误差为:

$$\begin{aligned} y_e(t) &= y_i(t) + jy_{qe}(t) - \tilde{x}(t) = (1 - j\epsilon)e^{j\phi_e} \\ &\quad \cdot y(t) - (1 + j\epsilon)e^{j\phi_e} y^*(t) \\ &= j \text{Im}\{[(1 + \epsilon)e^{-j\phi_e} - 1]\tilde{x}(t)\} \end{aligned} \quad (6)$$

当幅度误差和相位误差均很小且相位误差用弧度表示时,有如下近似: $(1 + \epsilon) e^{-j\phi} \approx 1 - j\epsilon$ (7)

再令理想输出信号 $\tilde{x}(t) = y(t)$ 则误差信号化为:

$$y_e(t) = j \operatorname{Im}\{(-j\epsilon)y(t)\}$$

$$= (-j\epsilon)y(t)/2 - (+j\epsilon)y^*(t)/2$$
 (8) (9)

式(9)表明正交解调误差对整个接收系统的影响分成两部分. 第一部分是对接收信号本身附加了一个幅度和相位误差,即产生系统畸变;第二部分则产生了接收信号的镜像分量. 主信号是附加了幅相误差的理想接收信号:

$$y(t) = (1 + \frac{\epsilon}{2} - j\frac{\epsilon}{2})y(t)$$
 (10)

由式(9)、(10)得主信号和镜像信号功率比为:

$$R = 10(\log(4 + 4\epsilon^2 + \phi_e^2) - \log(\epsilon^2 + \phi_e^2))$$
 (11)

其具体数值关系如表 1 所示:

表 1 镜像抑制比与幅度相位关系表

= 0	ϵ (rad)	0.001	0.005	0.01	0.05	0.1
	R (dB)	66.02	52.04	46.02	32.04	26.03
$\epsilon = 0$	ϕ_e (rad)	0.001	0.005	0.01	0.05	0.1
	R (dB)	66.02	52.06	46.06	32.25	26.44
$\epsilon = \phi_e$	ϵ (rad)	0.001	0.005	0.01	0.05	0.1
	R (dB)	63.01	49.05	43.05	29.25	23.44

3 校正方法

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],但用这种方法进行校正仅在测试信号的频率上是准确的,故只适用于窄带系统,而不能简单地延拓到宽带系统,因为宽带系统在整个接收频带内幅相失真随频率变化而改变.

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 $H_q(\omega) = |H(\omega)| e^{j(\phi(\omega) + \pi/2)}$, 实际带有正交失调误差的传递函数分别为:

$$H_{ei}(\omega) = (1 + \epsilon_i(\omega)) |H(\omega)| e^{j(\phi(\omega) + \epsilon_i(\omega))}$$
 (12)

$$H_{eq}(\omega) = (1 + \epsilon_q(\omega)) |H(\omega)| e^{j(\phi(\omega) + \pi/2 + \epsilon_q(\omega))}$$
 (13)

可给 I、Q 两支路分别加如下的校正系统来校正正交解调误差:

$$H_{i'}(\omega) = 1/(1 + \epsilon_i(\omega)) e^{-j\epsilon_i(\omega)}$$
 (14)

$$H_{q'}(\omega) = 1/(1 + \epsilon_q(\omega)) e^{-j\epsilon_q(\omega)}$$
 (15)

也可由式(13) * $e^{-j(\pi/2)}$ / 式(12), 得正交解调幅相不一致误差为:

$$H_e(\omega) = \frac{1 + \epsilon_q(\omega)}{1 + \epsilon_i(\omega)} e^{j(\epsilon_q(\omega) - \epsilon_i(\omega))}$$
 (16)

再在 I 路加传递函数为式(16)的校正系统或在 Q 路加逆校

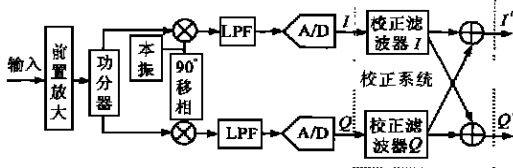


图 1 系统校正框图

正系统.

整个接收系统的幅相误差,既包括 I、Q 正交失调误差,又包括系统畸变. 上述第二种方法以一个支路传递函数为基准,只能校正 I、Q 两路正交失调误差. 整个系统幅相误差的校正只能采用第一种方法在 I、Q 两路同时进行,其原理框图如图 1 所示:

校正系统传递函数不存在共轭对称性,需采用复系数数字 FIR 滤波器进行. 这种方法具有如下优点:数字滤波器总是可实现的,不存在因果性限制;直接型 FIR 滤波器总是稳定的;非递归的 FIR 滤波器适合于超宽带系统高速处理的要求.

4 幅相校正滤波器的设计

设计对称实系数 FIR 滤波器的方法在设计任意频域响应特性的复系数 FIR 滤波器时并不适用,必须寻求新的方法. 设幅相校正 FIR 滤波器的理想频率响应为 $D(\omega)$, 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:

$$E(\omega) = W(\omega) [D(\omega) - H(\omega)], \quad (-\pi, \pi]$$
 (17)

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

求 \min

$$\rho \quad \text{满足} \quad |D(\omega) - H(\omega)| \leq \rho / W(\omega), \quad (-\pi, \pi]$$
 (18)

对复数 z , 通过加旋转因子 ω , 有

$$|z| = \max_{\theta} \operatorname{Re}\{z e^{j\theta}\}$$
 (19)

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

$$H(\omega) = \sum_{k=0}^{2n-1} h_k b_k(\omega)$$
 (20)

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

令 $h = [h_0, \dots, h_{2N-1}]^T, b = [0, 0, \dots, 0, 1]^T$, 把式(19)、(20)分别代入式(18), 则设计滤波器的复逼近问题可描述为:

求 \min hb (21)

满足

$$h [\operatorname{Re}\{ [1, e^{-j\omega}, \dots, e^{-j\omega(N-1)}, j, j e^{-j\omega}, \dots, j e^{-j\omega(N-1)}] e^{-j\omega} \}, 1/W(\omega)]^T \geq \operatorname{Re}\{ D(\omega) e^{-j\omega} \}$$
 (22)

其中 $(-\pi, \pi], (-\pi, \pi]$. 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, 式(21)为目标函数, 式(22)为约束条件. 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. 令 $x = [0, 1]^T$ 为 ρ 的正实值函数, 则上述问题的对偶形式为:

求 $\max_x \iint_{\omega} (\rho, \omega) \operatorname{Re}\{ D(\omega) e^{j\omega} \} d\omega = 0$ (23)

满足

$$\iint_{\omega} (\rho, \omega) / \operatorname{Re}\{ [1, e^{-j\omega}, \dots, e^{-j\omega(N-1)}, j, j e^{-j\omega}, \dots, j e^{-j\omega(N-1)}] e^{-j\omega} \}, \frac{1}{W(\omega)} \}^T = b$$
 (24)

这是一个约束条件为 $2N+1$ 、变量为连续变量的半无限线性规划问题. 有限维线性规划问题与其对偶是等价的. 无限线性

规划问题并不一般地具有此特性,但一个描述连续均匀逼近的线性规划问题,如果其对偶规划存在有限解,则原问题和其对偶是等价的.再把 Caratheodry 定理运用在上述对偶规划上^[4],得:

定理 1 如果对偶规划存在最优解,则最多存在 $2N + 1$ 个不同的频率点 $\omega_1, \dots, \omega_{N+1}$ ($\omega_i \in [-0.25, 0.25]$) 和 $2N + 1$ 个角度 $\theta_1, \dots, \theta_{N+1}$ ($\theta_i \in [-\pi, \pi]$) 所对应的 $2N + 1$ 维向量 x 满足约束条件式 (24).

由定理 1,对偶规划的求解实际上就是要找出由这 $2N + 1$ 点构成的三个特定矢量

$$= [1, \dots, 2N+1], \theta_i \in [-\pi, \pi]$$

$$= [1, \dots, 2N+1], \theta_i \in [-\pi, \pi]$$

$$x = [x_1, \dots, x_{2N+1}], x_i \geq 0$$

使线性规划问题得到最优解.为此,把它离散化,定义 $2N + 1$ 维矢量 $[0, 2]^{2N+1}, [0, 2]^{2N+1}, x \in [0, 1]^{2N+1}$, 则得如下的对偶形式:

$$\text{求 } \max p = cx \tag{25}$$

$$\text{满足 } Ax = b \tag{26}$$

$$\text{其中 } c = \text{Re}[D(\omega_1)e^{j\theta_1}, \dots, D(\omega_{2N+1})e^{j\theta_{2N+1}}] \tag{27}$$

A 是 $(2N + 1) * M$ 维矩阵,第 k 列为:

$$[\text{Re}\{[1, e^{-j\theta_k}, \dots, e^{-j\theta_k(N-1)}, j, je^{-j\theta_k}, \dots, je^{-j\theta_k(N-1)}] e^{-j\omega_k}, 1/W(\omega_k)\}^T \tag{28}$$

M 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 $32N$.

由式 (25) ~ (28) 表示的对偶问题可用改进的单纯形法求解^[4],单纯形法的基本步骤请参考一般的线性规划文献.结合滤波器设计的实际情况,可对算法作较大的改进,其实现的细节细节参看文献^[4].

5 仿真结果

在大量仿真的基础上,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.例中幅度误差为两路增益之比的对数,相位误差单位是度.对频率作归一化处理,通带为 $f_p = [-0.2143, 0.2143]$,阻带为 $f_s = [-0.25, 0.5]$;图 2 和图 3 分别给出测量出的系统幅度不一致误差和相位正交偏差.

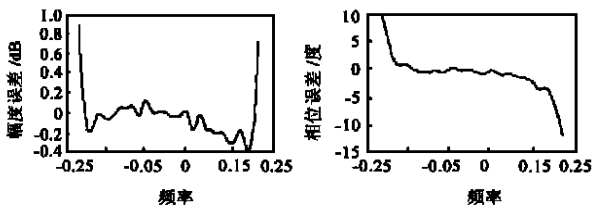


图 2 I, Q 幅度不一致误差 图 3 I, Q 相位正交偏差

仿真采用一个 64 阶复系数 FIR 滤波器在单路校正其正交解调误差,根据整个系统的需要考虑了两种情况,第一种情况要求校正滤波器阻带有 40dB 的噪声抑制比,图 4 和图 5 分别给出了这种情况下的幅度和相位残留误差.第二种情况只要求阻带增益小于 0dB 即可,以获得最大幅相误差校正效果.

为与第 2 节中理论推导统一,表 2 中给出用校正前后 I, Q 两路幅相误差的最大值.不难看出在两种情况下 I, Q 两路幅相误差均得到了较好的校正.在实际系统校正时可根据系统性能的需要确定复系数滤波器的阶数,以降低硬件消耗.

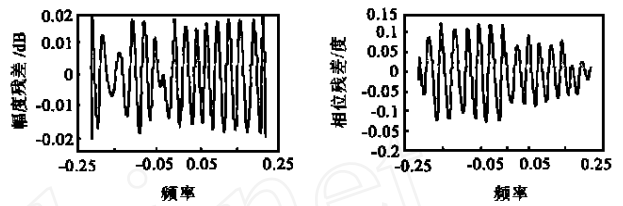


图 4 幅度残差

图 5 相位残差

表 2 校正前后幅相误差比较

	校正前	校正后	
		阻带 < -40dB	阻带 < 0dB
ϵ (幅度)	0.043	0.0024	0.0014
θ (弧度)	0.21	0.0024	0.0013

6 结束语

本文首先对正交解调接收系统误差作了简单分析,然后根据超宽带系统的特性,提出用复系数 FIR 滤波器实现整个超宽带接收系统幅相误差的校正方案,并给出了设计复系数 FIR 滤波器的算法,由仿真结果可以看出幅相误差得到有效的校正.该方案还可根据需要保证一定的阻带抑制比,既能提高整个系统的接收性能,又可以降低接收机前端的设计要求,具有很大的实际应用价值.

参考文献:

[1] S. J. Roome. Analysis of quadrature detectors using complex envelop notation [J]. IEE Proceedings, Apr. 1989, Pt. F 136(2): 95 - 100.
 [2] F. E. Churchill, G. W. Ogar, B. J. Thompson. The correction of I and Q errors in a coherent processor [J]. IEEE. Trans. Aerosp. & Electron. Syst. Janu. 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] 陆必应, 宋干, 周智敏. 一种在复频域设计 FIR 滤波器的算法 [J]. 信号处理, 2000, 2: 131 - 136.

作者简介:



陆必应 1976 年出生, 硕士研究生, 主要从事超宽带系统误差校正、数字滤波器设计和超高速数字采集系统的研究, 已发表论文 3 篇.

周智敏 1957 年出生, 教授, 硕士生导师, 电子学会高级会员, 电子学会空间电子学分会会员, 现任国防科技大学综合电子信息系统研究所所长. 1992 年 ~ 1993 年曾以访问学者身份赴德国进修, 目前主要从事超宽带合成孔径雷达技术和高速实时信号处理研究, 已发表学术论文 50 余篇, 获部委级科技进步二等奖四项、三等奖两项.