

超宽带信号正交解调误差的分析及校正*

刘光平 黎向阳 梁甸农 周智敏

(国防科技大学电子技术系 长沙 410073)

摘要 在超宽带相参接收系统中,正交解调的 I、Q 两路输出的幅度和相位的不一致性以及直流偏置分量会严重影响系统的性能。本文就超宽带信号的正交解调误差对信号处理的影响进行了分析,提出了一种幅相特性不一致的校正方法,并给出了计算机仿真的结果。

关键词 超宽带, 信号处理, 正交解调, 误差校正

分类号 TN95

The Analysis and Correction of Quadrature Demodulation Errors of Ultra-Wide-Band Signal

Liu Guangping Li Xiangyang Liang Diannong Zhou Zhimin

(Department of Electronic Technology, NU DT, Changsha, 410073)

Abstract In the receiving system of Ultra-Wide Band (UWB) coherent receiver, the amplitude and phase unbalances and DC offsets of in-phase and quadrature channels might affect the performance of the system. In this paper, the affection of imbalances and DC offsets of I/Q demodulators to signal processing are analyzed. One method of calibrating of amplitude and phase imbalances is introduced and the result of computer simulation is given.

Key words ultra-wide band, signal processing, quadrature demodulation, error correction.

超宽带(UWB)雷达信号相对带宽很大(超过25%),接收信号处理机的设计变得困难,正交解调机是超宽带相参接收机的关键组成部分。目前,可以从中频对信号直接采样,然后在数字域对信号进行正交解调,这需要有极高的A/D采样率和非常高阶数的数字滤波器以满足系统对信号高选择性的要求。而采用模拟正交解调可以有效的降低对A/D采样率的要求,而且模拟滤波器的设计与实现技术也非常成熟,可以较容易的实现超宽带信号的实时接收。但由于模拟器件特性的不一致、环境温度的变化、电源电压的变化、信号功率的变化等因素,造成模拟正交解调存在直流偏置漂移以及I、Q两通路的幅度不一致和相位的不一致等问题,严重的影响了信号处理的质量,需要对其进行分析校正,以满足系统的要求。文献^[1]对窄带信号(单频信号)正交解调的误差的校正进行了分析并给出了计算机仿真的一些结果,但这种方法不适用于超宽带信号。本文对超宽带信号的正交解调的误差进行了分析,并提出了一种幅相特性不一致的校正方法。

1 宽带信号正交解调的误差分析

设输入正交解调器的宽带实信号为 $g(t)$, 其频谱为 $G(f)$, 所占频段为 $f_l \sim f_h$, 带宽 $B = f_h - f_l$, 中心频率为 $f_0 = (f_l + f_h)/2$; 则其频谱 $G(f)$ 可表示为 $G(f) = (S^*(f - f_0) + S(f + f_0))$, 其中 $S(f)$ 为信号 $G(f)$ 的基频频谱表达式, $S^*(f)$ 为 $S(f)$ 的镜频, $S(f) = S^*(-f)$; 本振信号的频率为 f_0 , 同相和正交两路的本振信号分别为 $\cos(2\pi f_0 t)$ 、 $\sin(2\pi f_0 t)$, 其频谱分别为:

$$L_I(f) = \frac{1}{2}(\delta(f - f_0) + \delta(f + f_0)); \quad L_Q(f) = \frac{1}{2j}(\delta(f - f_0) + \delta(f + f_0))$$

在理想的情况下,对信号进行正交解调,其I、Q两路的频谱表达式分别为

$$I(f) = L_I(f) \leftarrow G(f); \quad Q(f) = L_Q(f) \leftarrow G(f)$$

* 国家部委基金项目资助
1998年12月1日收稿
第一作者:刘光平,男,1966年生,硕士

其中“ \cdot ”为卷积符号

经过低通滤波后, I 、 Q 两路的输出信号分别为

$$I(f) = \frac{1}{2}(S(f) + S^*(f)); \quad Q(f) = \frac{1}{2j}(S(f) - S^*(f));$$

输出的基带信号为

$$S_{out}(f) = I(f) + j Q(f) = S(f)$$

这样就得到了所需的基带信号。

但在实际的实现过程中, 由于模拟器件的特性的不一致性以及环境温度的变化、电源电压的变化、信号功率的变化等原因引起的电路工作特性的变化从而引起 I 、 Q 两路的工作特性的不一致, 造成 I 、 Q 两路的直流偏置漂移、幅度和相位的不一致, 使得实际输出的信号不是原来的所需的信号 $S(f)$ 。在不影响分析结果的情况下, 为简化分析, 我们假设 I 路信号只有直流偏置漂移而没有幅度和相位失真, Q 路信号有直流偏置漂移且有幅度和相位失真, 即我们把 I 、 Q 两路信号的幅度和相位的不一致都归结到 Q 路信号的失真上。设 Q 路的幅度和相位失真是由于 $Q(f)$ 通过一频率响应为 $H(f)$ 的系统引起的, 如图 1, 从而有

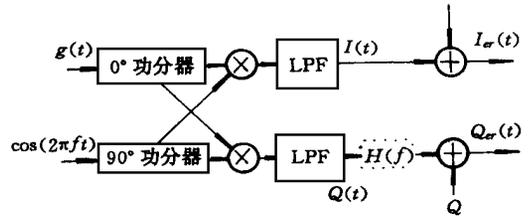


图1 正交解调框图

Fig. 1 Diagram of quadrature demodulation

$$I_{er}(f) = I(f) + d_1 \delta(f); \quad Q_{er}(f) = Q(f) H(f) + d_2 \delta(f)$$

对直流分量 d_1 、 d_2 可以简单的加减消除; 设 $H(f)$ 的表达式为

$$H(f) = A(f) e^{j\theta(f)}$$

展开成傅里叶级数

$$A(f) = a_0 + \sum_{n=1}^N a_n \cos(2\pi c f n); \quad \theta(f) = b_0 + 2\pi f + \sum_{n=1}^N b_n \sin(2\pi d f n)$$

其中 a_0, a_n, b_0, b_n, c, d 为常数; 为简化分析, 忽略傅里叶级数高次项, 则有

$$A(f) = a_0 + a_1 \cos(2\pi c f); \quad \theta(f) = b_0 + 2\pi f + b_1 \sin(2\pi d f)$$

$$S_{erout}(f) = I_{er}(f) + j Q_{er}(f) = \frac{1}{2}(1 + H(f))S(f) + \frac{1}{2}(1 - H(f))S^*(f) + (d_1 + j d_2)\delta(f)$$

(1)

其中 $\frac{1}{2}(1 + H(f)) \cdot S(f)$ 为主信号, $\frac{1}{2}(1 - H(f)) \cdot S^*(f)$ 为其镜频, $d_1 + j d_2$ 为直流偏置分量。

下面就各种情况分别进行分析。

(1) 直流分量的影响 不考虑幅度和相位的不一致性, 只考虑 I 、 Q 两路存在直流偏置漂移时对输出的影响。由 $H(f) = 1$, 则其镜频分量为零, 此时直流偏置分量与信号的零频分量的比为

$$R(\text{dB}) = 10 \log \frac{d_1^2 + d_2^2}{S^2(0)}$$

(2)

(2) 幅度不一致的影响 不考虑直流偏置和相位特性的不一致, 我们有

$$H_{ap}(f) = A(f) = a_0 + a_1 \cos(2\pi c f)$$

其中 c 为信号频谱幅度的变化率。

此时主信号与其镜频之比为

$$R(\text{dB}) = 20 \log \left| \frac{1 + H_{ap}(f)}{1 - H_{ap}(f)} \right| = 20 \log \left| \frac{1 + a_0 + a_1 \cos(2\pi c f)}{1 - a_0 - a_1 \cos(2\pi c f)} \right|$$

(3)

(3) 相位不一致的影响 只考虑相位不一致对输出信号的影响时, 我们有

$$H_{ph}(f) = e^{j\theta(f)} = e^{j b_0 2\pi f} e^{j b_1 \sin(2\pi d f)}$$

其中 b_0 为 $H(f)$ 的群延时, d 为信号频谱的相位的变化率, b_1 为其变化幅度。应用第一类 Bessel 函数有

$$e^{jb_1 \sin x} = J_0(b_1) + \sum_{n=1}^{\infty} J_n(b_1) [e^{jnx} + (-1)^n e^{-jnx}]$$

当 $b_1 < 0.5$ 弧度时: $J_0(b_1) \approx 1$, $J_1(b_1) \approx \frac{1}{2}b_1$, $J_2(b_1) \approx 0$, $n \geq 2$, 则

$$e^{jb_1 \sin x} \approx 1 + jb_1 \sin x$$

$$H_{ph}(f) = (1 + jb_1 \sin(2\pi df)) e^{jb_0 2\pi f}$$

此时主信号与其镜频之比为

$$R(\text{dB}) = 20 \log \left| \frac{1 + H_{ph}(f)}{1 - H_{ph}(f)} \right| = 20 \log \left| \frac{1 + (1 + jb_1 \sin(2\pi df)) e^{jb_0 2\pi f}}{1 - (1 + jb_1 \sin(2\pi df)) e^{jb_0 2\pi f}} \right| \quad (4)$$

(4) 幅度、相位都存在不一致时的影响 幅度和相位都存在不一致时, 有

$$H(f) = (a_0 + a_1 \cos(2\pi cf)) (1 + jb_1 \sin(2\pi df)) e^{jb_0 2\pi f}$$

主信号与其镜频之比为

$$R(\text{dB}) = 20 \log \left| \frac{1 + H(f)}{1 - H(f)} \right| = 20 \log \left| \frac{1 + H_{ap}(f) H_{ph}(f)}{1 - H_{ap}(f) H_{ph}(f)} \right| \quad (5)$$

2 宽带信号正交解调误差校正的方法

超宽带信号的正交解调既要输出很大带宽的信号, 又需要高选择性的滤波器以满足系统对信噪比的要求。用模拟电路校正幅度和相位的不一致性是非常困难的, 因而在一般情况下都采用数字校正的方法。目前大带宽信号的采样 A/D 都为 8 位, 信号输出动态范围约为 48dB。尽管在实际的超宽带正交解调电路中直流偏置分量是时间的函数, 但其随时间的变化是较小的, 因而可以把它看作为常量。只要 I/Q 两路的直流偏置分量小于最小采样位所对应的电平就能保证有效的 A/D 采样, 对信号零频分量的影响很小(约为 -45.15dB)。此时直流偏置是常量, 其校正影响相对容易, 只要通过简单的和加电路就能校正。对幅度和相位不一致, $H(f)$ 是 f 的非线性函数, 用普通的滤波器进行校正由于所需滤波器的阶数太高而无法实现。在实际工作中, 可以根据系统需要的频率分辨率合理选择点数用 FFT 的方法对其进行幅相校正。即对 I 路或 Q 路的信号先进行 FFT 运算, 然后利用获得的 $H(f)$ 对其进行幅度和相位校正, 具体的方法是对 FFT 运算得到的频谱 $S_I(f)$ 或 $S_Q(f)$ 乘 $1/H(f)$, 然后对其进行 IFFT 得到所需要的校正后的信号。超宽带正交解调器的 $1/H(f)$ 一般是物理不可实现的, 因而校正后的信号一般不是实信号, 在虚部会存在一个很小的分量, 通常可以忽略虚部或取模输出得到校正后得信号, 及用 $1/H(f)$ 的近似去代替 $1/H(f)$ 。

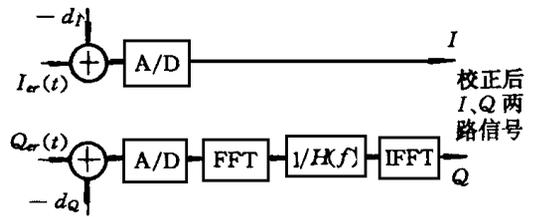


图2 超宽带正交解调误差的校正框图

Fig. 2 Diagram of correction of quadrature demodulation of UWB signal

3 宽带信号正交解调误差的校正函数的获得

实际工作中没有要求出 d_I, d_Q, c, d, a_n, b_n 等具体的参数, 只要得到能够满足系统频率特性要求的数字域的误差函数 $H(f)$ 则可。可用矢量网络分析仪测量得到正交解调器 I/Q 两路的传输函数, 通过简单的计算则可以得到 $H(f)$, 或用高采样率的数字示波器对 I、Q 通路进行采样, 用 Hilbert 变换的方法进行计算^[3] 同样可以得到 $H(f)$ 。当然, 为获得精确的频谱分析结果和校正函数, 以实现误差的精确校正, 两种方法都需要对测试信号的频率, 测试信号的带宽, 测试信号的时宽提出要求, 所有的这些问题都可以通过计算仿真来解决。

4 宽带信号正交解调误差的校正的仿真

用上述的方法, 我们对 -200 ~ 400MHz 的超宽带信号正交解调的 I、Q 两路幅度和相位的不一致

性进行了校正仿真,其内容包括:

- (1) 建立一包括正交解调器误差的测试信号;
- (2) 对测试信号进行频谱分析;
- (3) 显示信号波形和频谱分析结果;
- (4) 对有误差的信号进行校正;
- (5) 对校正后的信号进行频谱分析;
- (6) 显示校正后的频谱分析结果及校正后的信号波形。

对不同的 FFT 运算点数和不同的 A/D 采样位数所能达到的校正精度文献[1]中的表1已经列出,对超宽带正交解调器而言,FFT 运算点数和 A/D 采样位数对信号的检测指标的影响小于 I、Q 两路幅度和相位不一致造成的影响,因此我们仿真是对 FFT 运算点数和 A/D 采样位数没有作具体的限制。图3给出了 200~400MHz 线性调频信号正交解调后 I、Q 两路存在幅相不一致校正前后的两种脉冲压缩结果的波形,为提高信号分辨率对其进行了频率加窗。具体参数为 $T = 5\mu s$ (信号的时宽), $a_0 = 1.122018$, $a_1 = 0.292005$, $b_0 = 0.277778 \cdot 10^{-12}$, $b_1 = -0.026180$, $c = d = 5.0 \cdot 10^{-8}$, $d_I = 0$, $d_Q = 0$, 窗函数为 Hamming 窗, FFT 运算点数为 1024, 所给出的波形图为归一化后的波形。

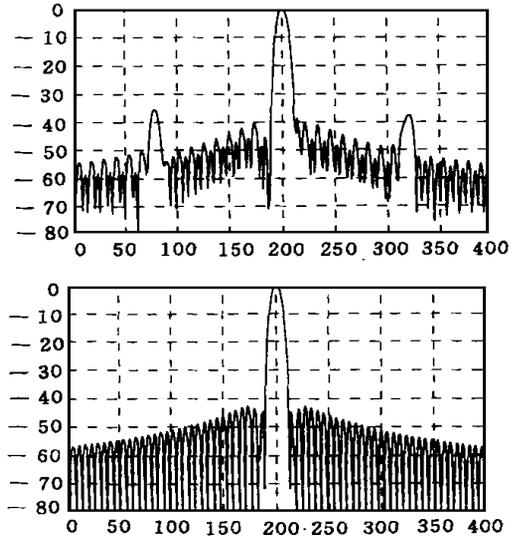


图3 I、Q 两路存在误差的线性调频信号脉冲压缩波形

(上) 未校正的波形 (下) 校正后的波形

Fig.3 The pulse compression waveform of LFM signal while I/Q channels existing errors

(up) uncorrection (down) correction

5 结束语

本文对超宽带信号正交解调器存在的幅相不一致性及直流偏置分量对信号处理的影响进行了分析并提出了一种校正算法,给出了计算机仿真结果。结果表明只要仔细测出 I、Q 两路存在的各种误差并结合系统的要求合理选择各项参数就可以得到预期的要求。当然由于超宽带信号的特点,校正的运算量是非常巨大的,既需要专用的 DSP 芯片,也需要合适的校正算法,以提高对校正处理的速度。

参考文献

- 1 陆中行. 正交解调误差的校正. 现代雷达, 1994, 14(2): 22
- 2 Owen J D. A Comparison of Wide Bandwidth Quadrature Demodulators Using Computer Modelling. Radar 97, 14-16, Oct, 1997
- 3 Lee J P Y. Wideband I/Q demodulators: measurement technique and matching characteristics IEE Proc-Radar, Sonar Naving, 1996, 143(5)
- 4 王竹溪, 郭敦仁. 特殊函数概论. 北京: 科学出版社, 1979