

宽带数字正交技术及性能分析*

林云松** 黄勇 肖先赐

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

【摘要】 讨论了几种宽带数字基于傅里叶变换和离散滤波器的 Hilbert 变换以及对基带内任意带通信号特殊的正交变换技术, 并利用 Gram-Schmidt 正交化校准原理分析了这几种数字正交技术的性能以及 I、Q 通道间的幅度和相位不平衡误差。计算机模拟结果表明, 除了 Hilbert 滤波器的不平衡度较大外, 其余两种数字正交技术在较宽的频率范围内都能保持很高的镜像抑制, 这为实现宽带实时的数字 I、Q 通道提供了工程保证。

关键词 带通信号; 正交采样; 幅度误差; 相位误差

中图分类号 TN911.5; TN971.1

在雷达和电子对抗领域中, 雷达信号载频的实时估计是一个基本要求。近年来提出的宽带数字微波接收机概念把高速 ADC 推向了射频端, 通常认为全概率数字接收机的瞬时带宽为 1GHz, 在此带宽内的所有未知信号都将被截获, 为了能实时地得到雷达信号载频的估计, 基于相位差分原理的短数据测频技术受到普遍的重视^[1]。而相位差分测频技术需要复解析信号, 即需要把接收到的输入带通信号变换为同相和正交分量 (I、Q 分量), 因此必须实现宽带的 I、Q 通道。我们采用模拟方法可实现宽带 I、Q 通道, 但通道间的平衡不理想, 而数字正交技术可实现比模拟技术好得多的 I、Q 通道间匹配。数字方法的实现速度会对带宽有所限制, 但由于短数据测频技术仅需处理相当少量的数据点, 这时, I、Q 通道间幅度和相位匹配便成为真正限制系统性能的关键因素之一。

正交采样技术中, 一般采用信号的复数表示形式有 Hilbert 表示法和指数表示法。对窄带雷达脉冲信号来说, 两种表示法近似相同。现将窄带实信号和复信号的关系定义如下:

实信号为

$$x(t) = a(t)\cos[2\pi f_c t + \theta(t)]\text{Re}[s(t)] \quad (1)$$

1) 复信号 Hilbert 表示法为

$$s(t) = x(t) + j\hat{x}(t) \approx s_c(t) \quad (2)$$

式中 $\hat{x}(t)$ 为 $x(t)$ 的 Hilbert 变换。

2) 复信号指数表示法为

$$s_c(t) = a(t)\exp[j(2\pi f_c t + \theta(t))] = r(t)\exp(j2\pi f_c t) \quad (3)$$

式中 $r(t)$ 是 $s_c(t)$ 的复包络。

频谱为

$$S(f) = R(f - f_c) = \begin{cases} 2X(f) & f > 0 \\ 0 & f < 0 \end{cases} \quad (4)$$

通常, 可以对采样数据进行 Hilbert 变换获得 I、Q 通道数据, 常用的数字方法是通过傅里叶变换或离散 Hilbert 滤波器。基于 Hilbert 变换的数字正交技术受“窗口效应”的影响较严重, 对应在频域内等效为与一辛格函数($\sin x/x$)卷积, 这将破坏 I、Q 通道数据间的相位关系。另外, 采用一些特殊的数字采样方法也能形成 I、Q 通道数据^[2]。

本文讨论了几种宽带数字 I、Q 正交变换技术, 并利用 Gram-Schmidt 正交化数字校准原理分析了这几种数字正交变换技术的性能及 I、Q 通道间幅度和相位不平衡误差。

1998年5月21日收稿, 1998年6月5日修改定稿

* 电子部预研基金资助项目

** 男 29岁 博士生

1 Hilbert 变换的数字正交技术

1.1 傅里叶变换的数字正交化

由式(4)可看出, 复信号的实、虚二分量相加的结果使原实信号负频率轴上的频谱相抵消, 而正频率轴上的频谱则加倍。因此, 傅里叶变换的数字正交化方法为: 1) 对采样数据 $x(n)$ 作 FFT 后, 令其负频率分量为 0, 正频率分量乘 2 得到 $S(f)$; 2) 对 $S(f)$ 作 IFFT, 得到复信号 $s(n)$ 。 $s(n)$ 的实部和虚部分别对应 I 、 Q 通道数据。此方法仅需作两次傅里叶变换便可形成 I 、 Q 通道, 可得到较理想的镜像抑制。

1.2 离散 Hilbert 滤波器^[3]

1) $h(nt_s)$ 的 Z 变换。令 $Z = \exp(j2\pi ft_s)$, 有

$$\begin{aligned} H(\exp j2\pi ft_s) &= H_r(\exp j2\pi ft_s) + jH_i(\exp 2\pi ft_s) \\ H_r(\exp j2\pi ft_s) &= h(0) + \sum_{n=1}^{\infty} [h(-nt_s) + h(nt_s)] \cos(2\pi nft_s) \end{aligned} \quad (5)$$

其中

$$H_i(\exp j2\pi ft_s) = \sum_{n=1}^{\infty} [h(-nt_s) - h(nt_s)] \sin(2\pi nft_s)$$

2) Hilbert 变换的传递函数是奇函数, 由傅里叶级数表示为

$$H_i(\exp j2\pi ft_s) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(2\pi nft_s) \quad (6)$$

其中

$$b_n = \begin{cases} 0 & n \text{ 为偶数} \\ -\frac{4}{n\pi} & n \text{ 为奇数} \end{cases}$$

比较式(5)和式(6)得到

$$h(nt_s) = \begin{cases} 0 & n \text{ 为偶数} \\ \frac{2}{n\pi} & n \text{ 为奇数} \end{cases} \quad h(-nt_s) = \begin{cases} 0 & n \text{ 为偶数} \\ -\frac{2}{n\pi} & n \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (7)$$

3) 采用加余弦窗等特殊窗口来减少频域内辛格函数的影响。

2 基带内对任意带通信号特殊的数字正交技术

带通信号特殊的数字正交技术通常是基于式(3)的复信号的指数表达形式。设 ADC 采样率为 f_s , 采样输出的数据为 $x(n)$, 对 $x(n)$ 分两路交替抽取。两路抽取后的离散数据经符号开关赋值得 $I'(n)$ 和 $Q'(n)$ 。离散时间带通信号表达式为

$$x(n) = \text{Re}\{[I(n) + jQ(n)]\exp(j\omega_0 n)\} \quad (8)$$

式中 $\omega_0 = 2\pi f_s / f_c$ 是归一化离散频率。符号开关赋值后的 $I'(n)$ 和 $Q'(n)$ 数据流为

$$I'(n) = x(2n)(-1)^n \quad Q'(n) = x(2n-1)(-1)^n \quad (9)$$

当 $f = f_s$ 时, $\omega = 2\pi$ 。将式(8)代入式(9), 令 $\omega_0 = \pi/2$, 有 $(-1)^n = \cos(n\pi) = \cos(2n\omega_0)$ 。采用多速率分析方法可以得到 $I'(n)$ 和 $Q'(n)$ 的频域表示为

$$I'(\omega) = \frac{1}{2} [I(\frac{\omega}{2} - (\omega_1 - \omega_0)) + I(\frac{\omega}{2} + (\omega_1 - \omega_0))] - \frac{1}{2j} [Q(\frac{\omega}{2} - (\omega_1 - \omega_0)) - Q(\frac{\omega}{2} + (\omega_1 - \omega_0))] \quad (10)$$

$$Q'(\omega) = \left\{ \frac{1}{2j} [I(\frac{\omega}{2} - (\omega_1 - \omega_0)) - I(\frac{\omega}{2} + (\omega_1 - \omega_0))] + \frac{1}{2} [Q(\frac{\omega}{2} - (\omega_1 - \omega_0)) + Q(\frac{\omega}{2} + (\omega_1 - \omega_0))] \right\} \exp(-j\omega/2) \quad (11)$$

二抽取后 Q' 通道较 I' 有 $1/2$ 采样周期的时延, 故式(11)比式(10)多了一个相位因子 $\exp(-j\omega/2)$ 。当模拟带通信号低频分量的频谱能量限制在 $\pm(f_s/4)$ 内时, 不会发生频谱混淆。由于带通信号低频同相和正交分量的频谱对称性, 当带通信号位于 ADC 基带采样率内, 可得到形如式(10)和式(11)的 I' 、 Q' 通道频谱。 I' 与 Q' 通道间时序失配可通过内插滤波器 $H_I(\omega)$ 和 $H_Q(\omega)$ 来分别进行调整。例如, 设内插滤波器 $H_I(\omega)$ 和 $H_Q(\omega)$ 频率特性为

$$H_I(\omega) = \exp(-j\omega 3/4) \quad H_Q(\omega) = \exp(-j\omega /4)$$

最后输出信号 $x_I(n)$ 和 $x_Q(n)$ 的频谱为

$$X_I(\omega) + jX_Q(\omega) = \frac{1}{2} \left\{ \left(\frac{\omega}{2} - (\omega - \omega_0) \right) + jQ \left(\frac{\omega}{2} - (\omega - \omega_0) \right) \right\} \exp(-j\omega 3/4)$$

3 I、Q 通道的不平衡校正问题

由于有限数据点的窗口效应和 FIR 滤波器的有限精度, 上述几种数字正交技术的 I、Q 通道之间都不可能实现理想的匹配。可利用 Gram-Schmidt 正交化数字校准原理分析 I、Q 通道间的幅度和相位误差。设输入为正弦信号, 幅度误差包含在 I 通道内, 而相位误差包含在 Q 通道内。有

$$I = (1 + \alpha)A \cos(2\pi f t) \quad Q = A \sin(2\pi f t + \varepsilon) \quad (12)$$

式中 α 表示幅度不平衡度; ε 表示相位不平衡度。经校正的输出信号可表示为

$$\begin{bmatrix} I_a \\ Q_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E+1 & 0 \\ P & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中 $E = \frac{\cos \varepsilon}{1 + \alpha} - 1$, $P = \frac{-\sin \varepsilon}{1 + \alpha}$ 。经校正后的 I_a 和 Q_a 是正交和平衡的。

校正系数 E 和 P 反映了 I、Q 通道间的不平衡度。用一正弦测试信号可计算出 E 和 P , I、Q 通道的复数形式为

$$s_i = (1 + \alpha)A \cos(2\pi f t + \theta) + jA \sin(2\pi f t + \varepsilon + \theta) \quad (14)$$

式中 θ 为输入信号的初始相位, 它不会影响后续计算。以 4 倍于输入信号频率的采样率进行采样 ($f_s = 4f$), 只需时域内的 4 个采样数据 $s_i(n)$, $n=0,1,2,3$ 。对 $s_i(n)$ 作 FFT 得到其离散频谱 $S_i(k)$, $k=0,1,2,3$, 可求得如下结果^[4]

$$E = -\operatorname{Re} \left[\frac{2S_i(3)}{S_i^*(1) + S_i(3)} \right] \quad P = -\operatorname{Im} \left[\frac{2S_i(3)}{S_i^*(1) + S_i(3)} \right] \quad (15)$$

式(15)表明不平衡度是频率的函数, 要对 I、Q 通道进行校正将是非常繁琐的。

4 宽带数字 I、Q 通道不平衡度的计算机模拟结果

对于实时性的宽带数字 I、Q 通道, 目前还缺少简便有效的校正技术。对上述的几种数字正交技术可按本文讨论的校正方法, 计算其输出带宽内的不平衡度。计算机模拟结果表明, 除 Hilbert 滤波器的不平衡度较大外, 其余两种数字正交技术在较宽的频带内都能保持很小的不平衡度。校正系数 P 、 E 随频率变化的曲线如图 1 所示, 图 2 为其相对于初始响应的镜像功率 P_i , 其中数字归一化频率 f 为 0~0.5。

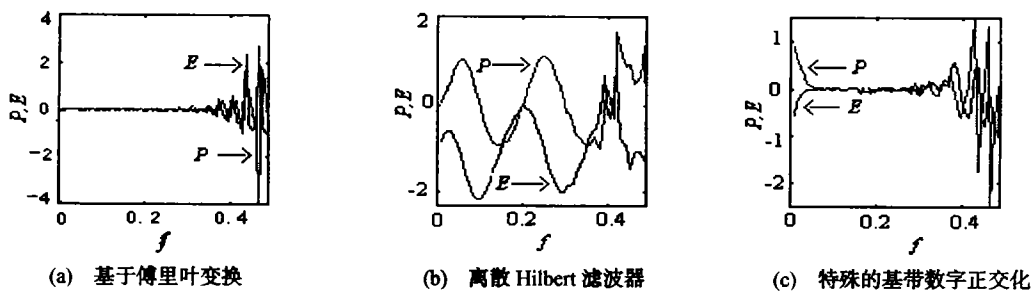


图 1 校正系数 P 、 E 随输入频率的变化曲线

由图 1 和图 2 可看出, 采用离散 Hilbert 滤波器实现的 I、Q 通道的校正系数随输入频率呈现周期性的变化, 且幅度较大, 在某些频段内其镜像功率几乎没有得到抑制。而基于傅里叶变换和基带数字正交技术实现的 I、Q 通道的校正系数在相当宽的频率范围内保持很小, 其镜像功率也能在 0.05~0.35 的频率范围内保持在 -50 dB 以下。

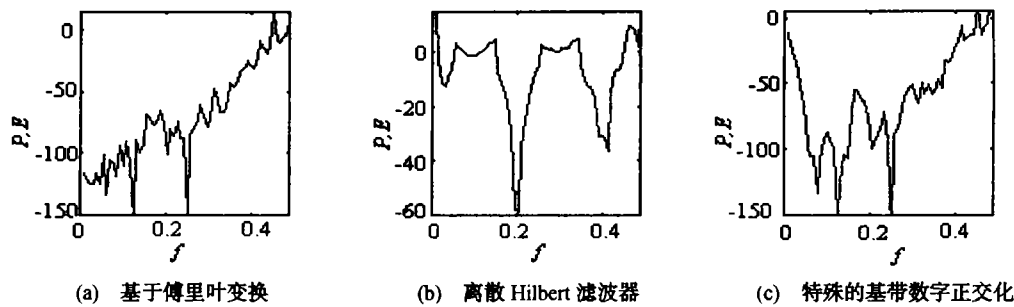


图 2 相对于初始响应的镜像功率

5 结束语

本文讨论了几种宽带数字 I 、 Q 正交变换技术, 分析了这几种数字正交变换技术的性能以及 I 、 Q 通道间的幅度和相位不平衡误差。计算机模拟结果表明, 除了 Hilbert 滤波器的不平衡度较大外, 其余两种数字正交技术在较宽的频率范围内都能保持很高的镜像抑制, 这为实现宽带实时的数字 I 、 Q 通道提供了工程保证。

参 考 文 献

- 1 Kay Steven. Statistically/computationally efficient frequency estimation. Proceedings of IEEE International Conference in Acoustic Speech and Signal Processing, 1988: 2 292~2 295
- 2 Pellon L E. A double Nyquist digital product detector for quadrature sampling. IEEE Transactions on Signal Processing 1992,40(7):1 670~1 681
- 3 Urkowitz H. Hilbert transforms of bandpass function. Proc IRE, 1962, 50: 2 143
- 4 Churchill F E. The correction of I and Q errors in a coherent processor. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1981, AES-17(1):131~137

Wideband Digital Quadrature Techniques and Analysis of Their Performances

Lin Yunsong Huan Yong Xiao Xianci

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

Abstract In the is paper, several wideband digital quadrature technique are discussed, including FFT transforming and discrete filter based on Hilbert transforming. A special quadrature sampling technique for arbitrary bandpass signal within bassband sample rate is also presented. Their performances with the quadrature principles of Gram-Schmidt are analyzed, and the errors of I and Q correction are given. The computer stimulations show that in wide range of input frequency expect for discrete filter, the other methods can obtain very low image power relative to the primary response.

Key words bandpass signal; quadrature sampling; amplitude imbalance; phase imbalance