

基带采样率内任意带通信号的正交采样¹

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 提出了一种在基带采样率内对任意带通信号的正交采样技术, 载频位于 ADC (模 / 数转换器) 基带采样率内的任意带通信号, 经 $1/2$ 抽取和 $(-1)^n$ 调制, 再由全通线性多相滤波器内插后, 得到其复包络的调制输出 $X_I(n)$ 和 $X_Q(n)$ 。

关键词 带通信号, 正交采样, 复包络, 多相滤波器组

中图分类号 TN911.7

1 引 言

带通信号采样技术广泛应用于雷达、通信、光学及测量技术等方面, 在雷达和电子对抗领域, 往往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), I 、 Q 分量中有关幅度和相位之间的关系正是所需要的信息, 必须精确保留带通信号的幅度和相位关系。因此, 以下带通信号复表达形式在其应用中较为方便:

$$\begin{aligned} x(t) &= x_I(t) + jx_Q(t) = [I(t) + jQ(t)]e^{j2\pi(f_c - f_0)t} \\ &= m(t)e^{j2\pi(f_c - f_0)t}, \end{aligned} \quad (1)$$

其中 $m(t)$ 为复低通信号, 其频谱 $M(f) = 0, |f| > B/2$, B 为其双边带带宽。数字技术可实现比模拟技术好得多的 I 、 Q 通道间匹配, 已提出了一些直接数字正交采样方法^[1-4], 但这些正交采样技术均要求带通信号的载频与其带宽或 ADC 采样率间满足特定的位置比例关系, 而没有考虑对载频变化的带通信号的处理要求。

在雷达和电子战应用中, 宽带数字接收机检测在一定频段范围内的雷达带通信号, 其载频通常是随机变化的, 仅能得到载频的估计值。采用本文提出的基于带通信号复表达形式的正交采样方法, 可以对位于 ADC 基带采样率内的任意带通信号得到其复包络的调制输出 $X_I(n)$ 和 $X_Q(n)$ 。当雷达信号的载频等于 $1/4$ ADC 采样率时, I 、 Q 通道的输出正好是带通信号的低频正交分量 $I(n)$ 和 $Q(n)$ ^[4]。

2 复形式正交采样方案

基于带通信号复表达式 (1) 式的正交采样方案如图 1。处理过程如下:

(1) 任意载频的输入 RF 带通信号 $r(t) = a(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_1(t))$, 经混频和低通滤波得到合适的 IF 输出带通信号:

$$x(t) = \text{LPF}\{r(t)2 \cos(2\pi f'_0 t + \phi)\} = a(t) \cos(2\pi f_i t + \theta(t)),$$

LPF $\{\cdot\}$ 表示理想低通滤波运算, 经低通滤波后的带通信号 $x(t)$ 的频谱应位于后续 ADC 基带采样率 (即 $1/2f_{s1}$) 内。

¹ 1997-10-24 收到, 1998-07-22 定稿
电子部预研资助项目

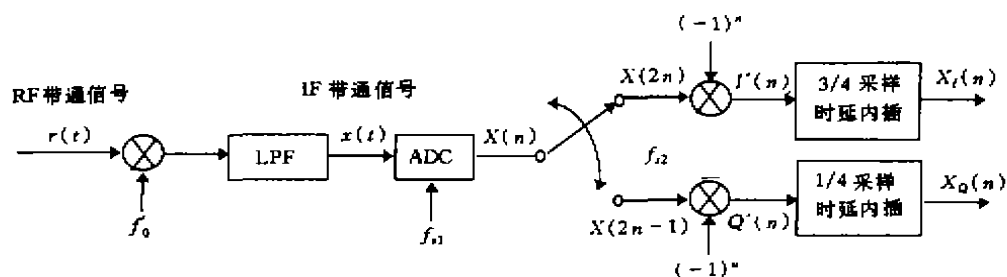


图1 带通信号复表达式的正交采样方案

(2)ADC 采样后得到离散时间带通信号 $X(n)$, 其表达式如下:

$$X(n) = \text{Re}\{[I(n) + jQ(n)] \exp(j\omega_i n)\}, \quad (2)$$

其中 $\omega_i = 2\pi f_i / f_{s1}$ 是归一化离散频率.

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 $Q'(n)$

$$\left. \begin{aligned} I'(n) &= X(2n)(-1)^n, \\ Q'(n) &= X(2n-1)(-1)^n. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

以下推导过程中当 $f = f_{s1}$ 时, 归一化数字频率 $\omega = 2\pi$.

将 (2) 式代入 (3) 式可得 I' 、 Q' 通道信号分别为

$$I'(n) = \{I(2n) \cos[\omega_i(2n)] - Q(2n) \sin[\omega_i(2n)]\}(-1)^n, \quad (4)$$

$$Q'(n) = \{I(2n-1) \cos[\omega_i(2n-1)] - Q(2n-1) \sin[\omega_i(2n-1)]\}(-1)^n. \quad (5)$$

令 $\omega_o = \pi/2$, 有 $(-1)^n = \cos(n\pi) = \cos(2n\omega_o)$. 代入 (4) 和 (5) 式经推导得

$$I'(n) = I(2n) \cos[(\omega_i - \omega_o)(2n)] - Q(2n) \sin[(\omega_i - \omega_o)(2n)], \quad (6)$$

$$Q'(n) = I(2n-1) \sin[(\omega_i - \omega_o)(2n-1)] + Q(2n-1) \cos[(\omega_i - \omega_o)(2n-1)]. \quad (7)$$

而对于一些特定载频的带通信号, 可得到更为简洁的 $I'(n)$ 和 $Q'(n)$. 例如, 当带通信号的载频 $\omega_i = \omega_o$ 时 (即信号载频为四分之一 ADC 采样率时):

$$\left. \begin{aligned} I'(n) &= I(2n), \\ Q'(n) &= Q(2n-1). \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

当输入信号是单频正弦波 $X(n) = A \cos(\omega_i n + \theta)$ 时:

$$\left. \begin{aligned} I'(n) &= A \cos[(\omega_i - \omega_o)(2n) + \theta], \\ Q'(n) &= A \sin[(\omega_i - \omega_o)(2n-1) + \theta]. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

从 (6) ~ (9) 式可发现, I' 和 Q' 通道的数据间对于 f_{s1} 有一个采样周期的延时. 当带通信号的载频为四分之一 ADC 采样率 ($\omega_i = \omega_o$) 时, I' 和 Q' 的输出数据即为输入带通信号的低频正交分量; 而当信号载频 $\omega_i \neq \omega_o$ 时, 如果把 ω_o 看作本振频率 (1/4ADC 采样率), 则 I' 和 Q' 通道的输出数据是经混频后的 X_I 和 X_Q 分量.

由以上分析得到, ADC 采样率 f_{s1} 和抽取后 I' 、 Q' 通道采样率 f_{s2} 以及等效的本振率 f_o 之间满足:

$$f_{s1} = 2f_{s2} = 4f_o. \quad (10)$$

3 I' 、 Q' 通道频域分析

带通信号的频谱变换过程如图 2。IF 带通信号 $x(t)$ 位于 ADC 基带采样率内 (图 2(a))。ADC 输出序列经抽取后分别形成 $X(2n)$ 和 $X(2n-1)$ 序列。原带通信号频谱位移 $+f_{s1}/2$ 和 $-f_{s1}/2$ 后得到 I' 通道中 $X(2n)$ 的频谱 (图 2(b))。再经符号开关赋值 (等效于 $f_{s2}/2$ 调制), 得到 $I'(n)$ 的频谱 (图 2(c))。类似地, Q' 通道中由于有 1 个采样周期的延时, 原带通信号频谱反相位移 $+f_{s1}/2$ 和 $-f_{s1}/2$ 后得到 I' 通道中 $X(2n-1)$ 的频谱 (图 2(d))。再经符号开关赋值, 得到 $Q'(n)$ 的频谱 (图 2(e))。

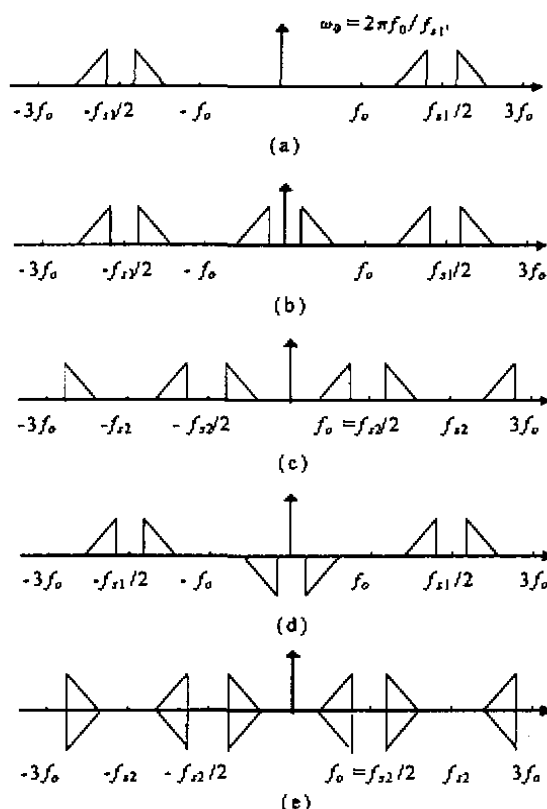


图 2

对于整数倍 M 的抽取, 如下定义可方便推导过程:

$$\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} e^{j(2\pi mn/M)} = \begin{cases} 1, & n = 0, \pm M, \pm 2M \cdots; \\ 0, & \text{其它.} \end{cases} \quad (11)$$

令 $M = 2$, 把 (11) 式代入 (6) 式中, 并作离散傅氏变换:

$$I'(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{I(2n) \cos[(\omega_i - \omega_o)(2n)] - Q(2n) \sin[(\omega_i - \omega_o)(2n)]\} e^{-j\omega n}. \quad (12)$$

现讨论上式中含 $I(2n)$ 的项:

$$\begin{aligned} & \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^1 \{I(2n) \cos[(\omega_i - \omega_o)(2n)]\} e^{j\pi mn} e^{-j\omega n} \\ &= \frac{1}{2} \left[I\left(\frac{\omega}{2} - (\omega_i - \omega_o)\right) + I\left(\frac{\omega}{2} + (\omega_i - \omega_o)\right) \right] \\ &+ \frac{1}{2} \left[I\left(\left(\frac{\omega}{2} + \pi\right) - (\omega_i - \omega_o)\right) + I\left(\left(\frac{\omega}{2} + \pi\right) + (\omega_i - \omega_o)\right) \right]. \end{aligned} \quad (13)$$

当带通信号的低频分量 $I(\omega)$ 满足

$$I(\omega) = 0, \quad \text{对于 } \pi/2 \leq |\omega| \leq \pi, \quad (14)$$

(13) 式中方括号之间的频谱不会混淆。即当带通信号低频分量的频谱限制在 $\pm f_{s1}/4$ 内, 频谱不会混淆。对 (12) 式中含 $Q(2n)$ 的项可得到同样的结论。因此, 由 (12)、(13) 和 (14) 式得

$$\begin{aligned} I'(\omega) &= \frac{1}{2} \left[I\left(\frac{\omega}{2} - (\omega_i - \omega_o)\right) + I\left(\frac{\omega}{2} + (\omega_i - \omega_o)\right) \right] \\ &- \frac{1}{2j} \left[Q\left(\frac{\omega}{2} - (\omega_i - \omega_o)\right) - Q\left(\frac{\omega}{2} + (\omega_i - \omega_o)\right) \right]. \end{aligned} \quad (15)$$

类似地, 可以得到 $Q'(\omega)$ 的频域表示:

$$\begin{aligned} Q'(\omega) &= \left\{ \frac{1}{2j} \left[I\left(\frac{\omega}{2} - (\omega_i - \omega_o)\right) - I\left(\frac{\omega}{2} + (\omega_i - \omega_o)\right) \right] \right. \\ &\left. + \frac{1}{2} \left[Q\left(\frac{\omega}{2} - (\omega_i - \omega_o)\right) + Q\left(\frac{\omega}{2} + (\omega_i - \omega_o)\right) \right] \right\} e^{-j\omega/2}. \end{aligned} \quad (16)$$

Q' 通道较 I' 经二抽取后有 $1/2$ 采样周期的时延, 因此, (16) 式较 (15) 式多了一个相位因子 $e^{-j\omega/2}$ 。由于带通信号低频同相和正交分量的频谱对称性, 可得出结论: 当带通信号位于 ADC 基带采样率内, 可得到形如 (15) 和 (16) 式的 I' 、 Q' 通道频谱。

I' 和 Q' 通道之间的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。可看出, 内插滤波器 $H_I(\omega)$ 和 $H_Q(\omega)$ 须具有线性相位和全通的频率特性。例如, 设内插滤波器的频率特性为: $H_I(\omega) = e^{-j\omega 3/4}$ 和 $H_Q(\omega) = e^{-j\omega/4}$, 那么, 最后输出的复带通信号 $X_I(n)$ 和 $X_Q(n)$ 的时序由内插滤波器 $H_I(\omega)$ 和 $H_Q(\omega)$ 调整匹配, 且其频谱为

$$X_I(\omega) + jX_Q(\omega) = \frac{1}{2} \left\{ I\left(\frac{\omega}{2} - (\omega_i - \omega_o)\right) + jQ\left(\frac{\omega}{2} - (\omega_i - \omega_o)\right) \right\} e^{-j\omega 3/4}. \quad (17)$$

4 计算机模拟结果

I' 和 Q' 通道的内插时延滤波器之间的匹配在很大程度上决定了系统的性能。采用多速率处理技术中的多相滤波器组, 可以实现匹配良好的线性相位全通滤波器 (见文献 [5])。设 $h(n)$ 是归一化截止频率 $\omega_c = \pi/L$ 的 FIR 低通滤波器, 多相滤波器的冲激响应 $p_\rho(n)$ 由对 $h(n)$ 作 L 抽取得到:

$$p_\rho(n) = h(nL + \rho), \quad \rho = 0, 1, \dots, L-1. \quad (18)$$

于是, 得到如下多相滤波器的频率特性^[5]:

$$P_{\rho}(\omega) = e^{-j\omega\rho/L}. \quad (19)$$

上式说明, 多相滤波器组由具有部分相移 (ρ/L) 的全通线性相位滤波器组成, I' 和 Q' 通道的时序对准只需要多相滤波器组中时延差为 $1/2$ 采样周期的两个子滤波器即可.

设内插因子 $L = 4$, 原 FIR 低通滤波器 $h(n)$ 长度 $N = 48$, 归一化截止频率 $\omega_c = \pi/4$, 加 Kaiser 窗且阻带衰减 80dB, 可分别选择 $p_2(n)$ 和 $p_0(n)$ 或 $p_3(n)$ 和 $p_1(n)$ 作 I' 和 Q' 通道的内插时延滤波器. ADC 采样率 $f_{s1} = 100\text{MHz}$. 图 3(a) 为带通信号载频 $f_i = 1/4 f_{s1} = 25\text{MHz}$ 的频谱, 图 3(b) 是其 I' 和 Q' 通道输出的低通分量. 图 4(a) 是带通信号载频 $f_i = 35.2\text{MHz}$ 位于 ADC 基带采样率内的频谱, 图 4(b) 是其 I' 和 Q' 通道输出的复带通信号频谱. 图 5 为正弦信号的 I' 和 Q' 通道输出的时域采样数据, 图 5(a) 中 $f_i = 1/4 f_{s1} = 25\text{MHz}$, $\theta = 0$; 图 5(b) 中 $f_i = 22.5\text{MHz}$, $\theta = 0.01$.

5 结束语

采用文中讨论的正交采样技术, 可对基带采样率内的任意带通信号得到其调制复包络输出, 在雷达和电子对抗信号处理中具有实际的应用价值. 另外, 在处理宽频段内的窄带信号时, 可选取抽取因子 $M = 2^n (n > 1)$, 从而大大减少处理的数据量. 这时, 需附加一个并行通道来消除由欠采样导致的一些可能的频谱混叠区域.

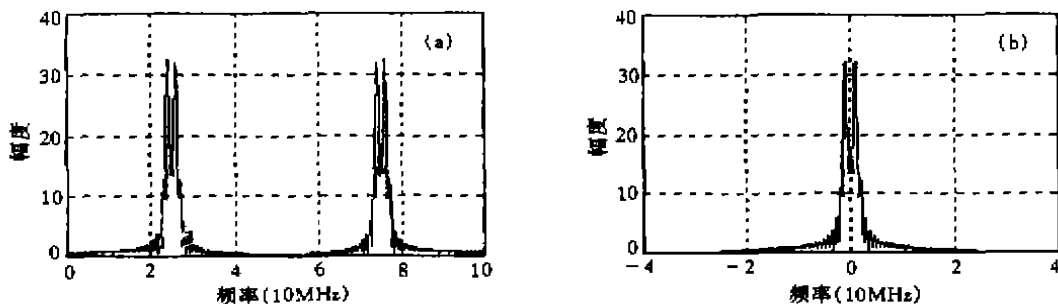


图 3

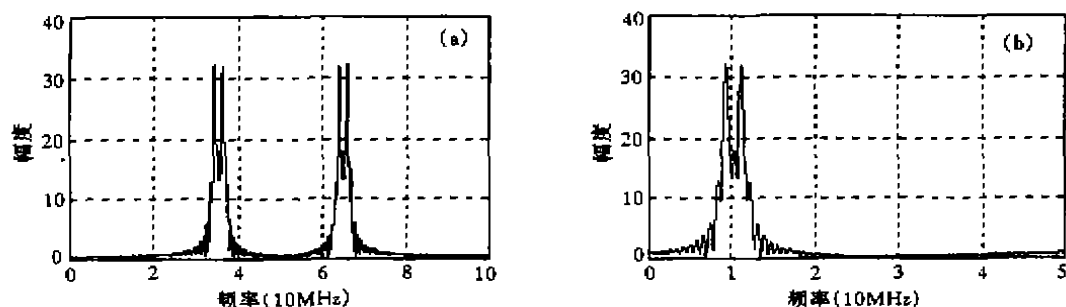


图 4

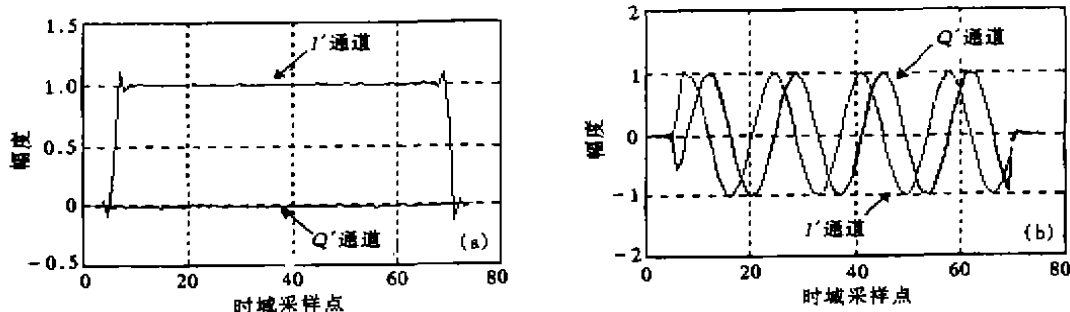


图 5

参 考 文 献

- [1] Rice D W, Wu K H. Bandpass signal sampling and coherent detection. IEEE Trans. on AES, 1982, AES-18(4): 731-739.
- [2] Rader C M. A simple method for sampling in-phase and quadrature component. IEEE Trans. on AES, 1984, AES-20(6): 821-824.
- [3] Liu H L, Ghafoor A, et al. A new quadrature sampling and processing approach. IEEE Trans. on AES, 1989, AES-25(5): 733-747.
- [4] Pellon L E. A double Nyquist digital product detector for quadrature sampling. IEEE Trans. on Signal Processing, 1992, SP-40(7): 1670-1681.
- [5] Pyfer M F, Ansari R. The design and application of optimal FIR fractional phase filters. Proc of ICASSP, Dallas, Texas, USA. 1987: 896-899.

A NEW QUADRATURE SAMPLING APPROACH FOR ARBITRARY BANDPASS SIGNAL WITHIN BASEBAND SAMPLING RATE

Lin Yunsong Huang Yong Xiao Xianci

(Colle. of Electronic Engineering, UEST of China, Chengdu 610054)

Abstract A new quadrature sampling technique for arbitrary bandpass signal within baseband sampling rate is presented. The input bandpass signal whose carrier frequency lies in the A/D baseband sampling rate is first decimated by factor 2 and modulated by $(-1)^n$, and then is interpolated by a linear phase FIR all-pass filter, finally the modulated complex envelope of bandpass signal can be produced.

Key words Bandpass signal, Quadrature sampling, Complex envelope, Polyphase filter bank

林云松: 男, 1969 年生, 博士生, 现主要从事信号处理, 电子对抗理论和电路与系统 CAD 的研究。

黄勇: 男, 1964 年生, 博士生, 现主要从事电子对抗中的信号处理和采样理论的研究。

肖先赐: 男, 1933 年生, 教授, 博士生导师, 现主要从事电子对抗理论与系统, 信号处理及其在雷达、通信等方面应用, 人工神经网络和混沌理论的研究。