

用蒙特卡罗计算机模拟法估算振荡源 不稳定对信号处理的影响*

郭衍莹

(北京无线电计量测试研究所)

1. 引言 一般文献在讨论如脉冲压缩、合成孔径等数字信号处理技术时,都假定系统中的振荡源是理想的,即认为它不存在相位噪声,因此不会对信号处理产生不良影响。这个假定当然与实际情况有出入,因此有必要加以研究和修正。但振荡起伏对信号处理的影响相当复杂,很多情况难以利用经典理论来解决。本文提出用蒙特卡罗计算机模拟法来估算这种影响,并以脉冲压缩为例来阐述这一思想。振荡源的相位噪声谱密度则以常用的傅氏频率幂级数关系

$$S_{\phi}(\omega) = (h_{-2}\omega^{-4} + h_{-1}\omega^{-3} + h_0\omega^{-2} + h_1\omega^{-1} + h_2) \cdot \omega_0^2 \quad (1)$$

来表示。

2. 蒙特卡罗计算机模拟法的应用 蒙特卡罗法的基本思路是在计算机上产生随机数列来模拟各种类型的相位噪声,再将其作为系统(数学模型)的输入量,经大样本量运算,得出所需统计估值。在实践中应特别注意。

(1) 随机数列的质量是整个模拟成败的关键。因此应精心并通过反复试验来选择混合同余法的参数,以保证数列高质量。

(2) 运算时,样本数 N 往往要很大才能得到比较符合实际情况的结果。本文取 $N = 10000$ 。

(3) 产生均匀分布随机数列后,需经变换或滤波使随机数列具有特定的相位噪声谱密度:

(a) $S_{\phi}(\omega)$ 中的 h_2 项为白噪声性质,可直接由均匀随机数 $\{x_i\}$ 来模拟。

(b) 将 $\{x_i\}$ 在计算机上累加(相当于“积分”),即得 h_0f^{-2} 项;同理可由 h_0f^{-2} 得 $h_{-2}f^{-4}$ 项,等等。

(c) 将 $\{x_i\}$ 通过一传递函数 $G(S)$ 近似于 $|S^{-1/2}|$ 的滤波器,即可得 $h_{-1}f^{-1}$ 等项。这里

$$G(S) = \{0.0066625509(S^4 + 14642.857S^3 + 21415178S^2 + 3.403941 \times 10^9S + 5.403846 \times 10^{10}) / (S^4 + 4880.9524S^3 + 2379464.3S^2 + 1.2607052 \times 10^8S + 6.6714147 \times 10^8)\} \quad (2)$$

将上式变换成离散差分方程形式,即可进行运算。

* 1984年12月30日收到,1986年1月16日修改定稿。

3. 振荡源相位噪声对脉冲压缩信号处理的影响 大多数脉冲压缩雷达采用相干体制。图 1 为原理框图。本文以线性调频脉冲压缩为例, 来阐明相位噪声对信号处理的影响。

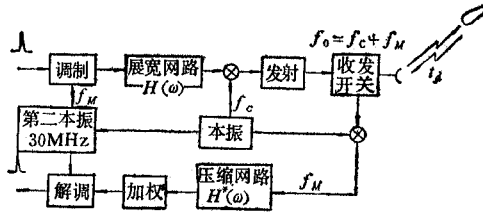


图 1 相干体制脉冲压缩雷达的原理框图

雷达理论证明当脉冲压缩比 $M = \tau_0 B$ (τ_0 为展宽脉宽, B 为频带) 足够大时, 展宽信号的幅频特性 $A(\omega)$ 和相频特性 $\Phi(\omega)$ 呈图 2 形状^[1]。由图见, 频域中展宽信号幅度、相位与频率的关系是和时域中幅度、相位与时间的关系一致的。

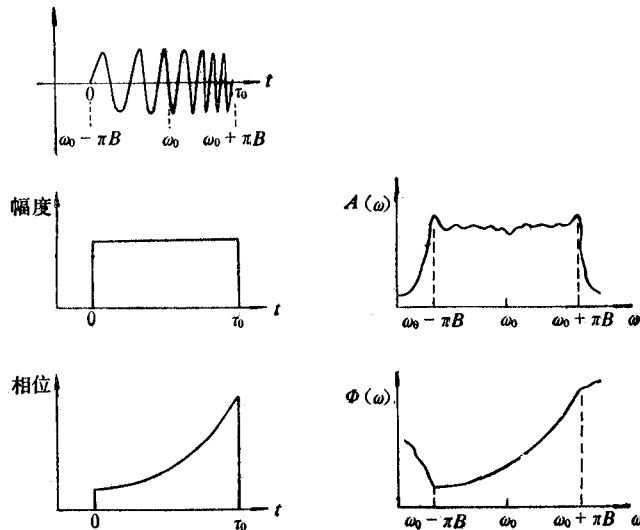


图 2 展宽信号的幅频和相频特性

假定展宽脉冲为正弦波(频率为 F)所调相, 则相当于 $\Phi(f)$ 变成 $\Phi(f) e^{j b_p [\sin(2\pi F \tau_0 / B) f + \theta_0]}$; 此处 b_p 为调相指数, θ_0 为固定相位。根据成对回波理论^[2]知在脉冲压缩后信号 $g(t)$ 中, 除了主回波外, 还在相隔 $\Delta f = \pm F \tau / B$ 处出现两个幅度为 $b_p / 2$ 的旁瓣。旁瓣功率一般要求小于 -40dB , 即 $(b_p / 2)^2 < 10^{-4}$ 。实际上展宽信号是被均方值为 θ_{eff}^2 的随机噪声所调制, 则同样要求旁瓣功率 $\theta_{\text{eff}}^2 / 2 < 10^{-4}$ 。

对于因振荡源不稳而引起的脉冲内部相位起伏不仅考虑其瞬时相位 $\Delta\phi(t)$ 与脉宽 τ_0 内平均相位之差

$$\Delta\phi(t) - \frac{1}{\tau_0} \int_{t-\tau_0/2}^{t+\tau_0/2} \Delta\phi(\lambda) d\lambda. \quad (3)$$

假定雷达为相干体制, 则此处的 $\Delta\phi$ 应为振荡源相位起伏 $\phi(t)$ 经相位差频后所得。二者间的拉氏变换关系式为

$$\Delta\phi(S) = \phi(S)(1 - e^{-St_d}), \tag{4}$$

式中 t_d 为电波往返时间。由(3)和(4)式可得雷达对相位噪声而言的等效电路(图3)和传递函数:

$$G(S) = (1 - e^{-St_d}) \left[1 - \frac{1}{S} (1 - e^{-S\tau_0}) \frac{1}{\tau_0} \right]. \tag{5}$$

经 Z 变换,得

$$G(Z) = (1 - Z^{-M}) \left[1 - \frac{Z}{Z-1} (1 - Z^{-N}) \frac{1}{\tau_0} \right], \tag{6}$$

式中 $M = t_d/T$, $N = \tau_0/T$, T 为采样周期。由此得

$$\begin{aligned} \overline{\theta_{\text{eff}}^2} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty S_\phi(\omega) |G(j\omega)|^2 d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty S_\phi(\omega) \cdot 2(1 - \cos\omega t_d) \left[1 - \left(\frac{\sin \frac{\omega\tau_0}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}} \right)^2 \right] d\omega. \end{aligned} \tag{7}$$

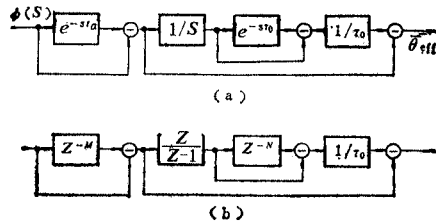


图3 雷达对相位噪声而言的等效电路

4. 用蒙特卡罗法估算振荡源相位噪声影响 将(6)式写成差分方程式形式,并以模拟相位噪声的 $\{\phi(i)\}$ 作输入数列,经大样本量运算,即得 θ 的统计估值。下面举几个例子。令 $T = 4\mu\text{s}$, $\tau_0 = 40\mu\text{s}$ ($M = 100$), $t_d = 0.4\text{ms}$ ($N = 10$); 并假定 $f_0 = 10^9\text{Hz}$ 。

例1 假定相位噪声仅含 $h_{-1}f^{-3}$ 项(闪烁噪声调频),则阿仑方差 $\sigma_y^2(\tau) = 2h_{-1}\ln 2$ 。给定 $\sigma_y(\tau)$, 算出 h_{-1} , 即可产生 $\{\phi(i)\}$ 数列,经运算得估值 $\hat{\theta}_{\text{eff}}$ 如图4所示。

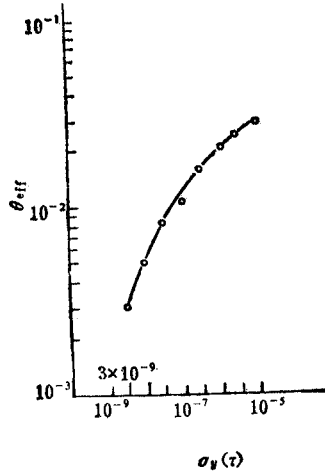


图4 $\hat{\theta}_{\text{eff}} - \sigma_y(\tau)$ 曲线
($S_\phi(f) = h_{-1}f^{-3}$)

例 2 令 $S_\phi(f) = h_0 f^{-2}$ (白噪声调频), 则 $\sigma_y^2(\tau) = h_0/2\tau$. 取 τ 为 4、20、100ms, 给定 $\sigma_y(\tau)$ 算出 h_0 , 就可产生 $\{\phi(i)\}$ 数列, 通过运算得估值 $\hat{\theta}_{\text{eff}}$ 如图 5 所示.

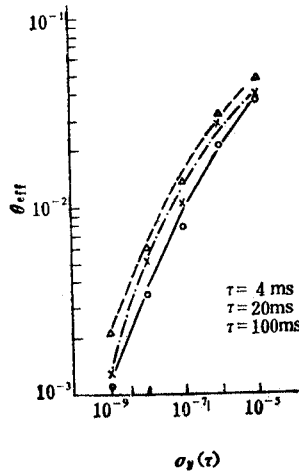


图 5 $\hat{\theta}_{\text{eff}} - \sigma_y(\tau)$ 曲线

○— $\tau = 4\text{ms}$; ×— $\tau = 20\text{ms}$; △— $\tau = 100\text{ms}$ ($S_\phi(f) = h_0 f^{-2}$)

例 3 已知一实际 L 波段晶体管振荡器的 $S_\phi(f) = f_0^2 (3.6 \times 10^{-15} f^{-3} + 1.6 \times 10^{-16} f^{-2})$. 当 $\tau = 10\text{ms}$ 时 $\sigma_y(\tau) \approx 10^{-7}$. 运算结果得 $\hat{\theta}_{\text{eff}} - t_d$ 曲线如图 6 所示.

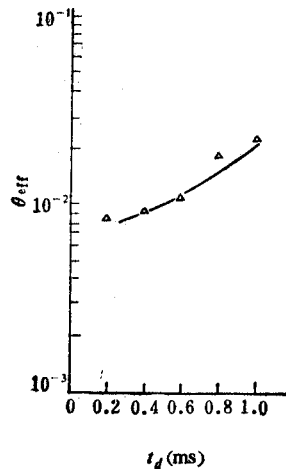


图 6 $\hat{\theta}_{\text{eff}} - t_d$ 曲线

($S_\phi(f) = f_0^2 (3.6 \times 10^{-15} f^{-3} + 1.6 \times 10^{-16} f^{-2})$)

由图 4、5、6 可见, 振荡源不稳定对脉冲压缩影响因相位噪声类型而异. 对相同阿仑方差, h_0 的影响大于 h_{-1} 的影响. 同是 h_0 项则 τ 大时影响更大.

上述两点不难从物理概念加以阐述. 众所周知, 在频谱上, h_{-1} 项主要处于低频甚至极低频部分, h_0 项则处在低、中频部分. 当 $\tau \gg t_d$ 时, 低频分量对阿仑方差起主导作用. 因此对于相同的阿仑方差, h_0 项的影响要大于 h_{-1} 项的影响. 至于 τ 对 h_0 项的影响不难由公式 $\sigma_y = \frac{h_0}{2\tau}$ 来解释.

由图 4、5、6 还可看出, 为保证旁瓣不大于 -40 dB, 要求相干雷达振荡源频率稳定度大致在 10^{-6} — 10^{-9} 之间。若非相干体制, 则对稳定度要求将更苛刻。

参 考 文 献

- [1] F. E. Nathanson, Radar Design Principle, McGraw-Hill Book Co., 1969, p. 495.
[2] M. L. Skolnik 著, 谢卓等译, 雷达手册, 第七分册, 国防工业出版社, 1974 年, 第 7—120 页。

ESTIMATION OF THE EFFECT OF OSCILLATOR INSTABILITIES ON SIGNAL PROCESSING BY MEANS OF MONTE CARLO COMPUTER SIMULATION

Guo Yanying

(Beijing Institute of Radio Metrology and Measurement)

The majority of literatures dealing with digital signal processing ignore the effect of oscillator instabilities. This will in some cases lead to an inadmissible design mistake.

In this paper, Monte Carlo computer simulation is used to estimate the effect of oscillator instabilities on signal processing. The key link of this method is generating high quality random number sequence simulating the phase noise of oscillator. The case of pulse compression performance is discussed as an example in order to clarify: (1) the effect of oscillator instabilities on pulse compression performance, and (2) the requirement of oscillator frequency stability when the tolerance of the system performance is known. Finally, some computer simulation examples are given which will provide as reference data for engineering designers.