

信道互耦和不平衡度对综合孔径微波辐射计复相关干涉测量的影响分析及其校准

董晓龙, 吴季, 姜景山

(中国科学院空间科学与应用研究中心, 北京 100080)

摘要: 本文分析了信道互耦和不平衡度对干涉式综合孔径微波辐射计复相关干涉测量的影响. 分析表明干涉测量误差的主要来源是信道的相位不平衡度. 实现信道中心频率的相位精度就可以保证干涉相位的精度, 而通道内的残余相位差只会引起干涉相关度的降低. 通过相干/不相干噪声校准, 就可以对信道不平衡引起的干涉相关测量误差进行修正.

关键词: 微波辐射计; 干涉测量; 综合孔径; 互耦; 不平衡

中图分类号: TP722.6 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2001)07-0947-03

Analysis and Calibration of Effects on Complex Correlations from Mutual Coupling and Imbalance between Channels

DONG Xiaolong, WU Ji, JIANG Jing-shan

(Center for Space Science and Applied Research, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)

Abstract: In this paper, the effects from mutual coupling and imbalance between channels on the interferometric correlation are analyzed. It is shown that the correlation error is mainly introduced by the phase imbalance. The phase balance of the central frequency can ensure the accuracy of the correlation phase, and the residual phase error will only reduce the coherence. Coherent/Incoherent noise calibration can correct the channel imbalance related interferometric correlation errors.

Key words: microwave radiometer; interferometry; synthetic aperture; mutual coupling; imbalance

1 引言

干涉式综合孔径微波辐射计是近年来微波遥感器技术研究和发展的一个重要方向. 干涉式综合孔径微波辐射计最早在射电天文观测技术中产生、发展和应用, 它通过采用两个或多个小天线组成多条干涉基线进行测量, 并通过对干涉结果的处理模拟一个大口径天线的观测效果. 从 80 年代后期, 这种技术应用于对地观测, 并得到重视和发展. 同射电天文观测相比, 对地观测的最大特点是所观测的目标通常是连续分布的辐射源, 干涉观测中长基线和短基线分别对应了目标的小尺度细节和大尺度的趋势, 所以对地观测综合孔径微波辐射计的最小基线通常都很短, 一般满足口径理想离散条件. 另外, 连续分布的面目标的反演, 也比离散点源的反演要复杂得多. 上述两个方面的特点, 使干涉式综合孔径微波辐射计干涉单元信道的互耦和不平衡度对成像产生很大影响.

综合孔径微波辐射计的基本构成单元是二元干涉仪, 综合孔径微波辐射计就是通过不同长度基线的干涉测量结果进行处理从而反演被观测区域的亮度温度. 干涉测量的精度, 直

接决定了综合孔径成像的质量. 在 ESTAR 的研制和测试中, 美国马萨诸塞大学的 Swift 等人提出了整体定标的方法处理信道互耦和不平衡度的影响. 但他们的方法要求复杂的测量和处理. 本文通过分析信道互耦和不平衡对干涉测量的影响, 提出一种采用相干/不相干校准的处理方法, 有效克服信道互耦, 特别是信道不平衡度对干涉测量和反演成像的影响.

2 宽带噪声信号的干涉测量

微波辐射测量的信号是物体与分子热运动有关的热电磁辐射, 这种信号是一种随机噪声. 干涉测量是通过采用两个相干接收机对同一个信号进行测量, 并对这两个接收机的测量结果进行相关处理, 从而得到所测量的信号源相对接收天线的位置. 相关干涉测量的两个基本参数是相关度和干涉相位. 对于两个信号 $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$, 如果它们的频谱分别为

$$S_1(\omega) = A_1(\omega) \exp(j\phi_1(\omega)) \quad (1)$$

$$S_2(\omega) = A_2(\omega) \exp(j\phi_2(\omega)) \quad (2)$$

那么它们的复相关为

$$\begin{aligned}\langle s_1(t), s_2(t) \rangle &= \langle S_1(\omega), S_2(\omega) \rangle = \int_B S_1(\omega) S_2^*(\omega) d\omega \\ &= \int_B A_1(\omega) A_2(\omega) \exp(j\Delta\Phi(\omega)) d\omega \quad (3)\end{aligned}$$

式中 $\Delta\Phi = \phi_1 - \phi_2$ 是两个信号的相位差, B 是信号的频谱交集:

$$B = [\omega_0 - \Delta\omega, \omega_0 + \Delta\omega]$$

干涉测量的相关度为

$$\begin{aligned}r &= \frac{|\langle S_1(\omega), S_2(\omega) \rangle|}{\sqrt{\langle S_1(\omega), S_1(\omega) \rangle \langle S_2(\omega), S_2(\omega) \rangle}} \\ &= \frac{|\int_B A_1(\omega) A_2(\omega) \exp(j\Delta\Phi(\omega)) d\omega|}{\sqrt{(\int_B A_1^2(\omega) d\omega) \cdot (\int_B A_2^2(\omega) d\omega)}} \quad (4)\end{aligned}$$

干涉相位为

$$\Delta\Phi = \tan^{-1} \left[\frac{\text{Im} \{ \langle S_1(\omega), S_2(\omega) \rangle \}}{\text{Re} \{ \langle S_1(\omega), S_2(\omega) \rangle \}} \right] \quad (5)$$

显然如果两个信号为频率为 ω_0 , 幅度为 A_1 和 A_2 , 相位为 ϕ_1 和 ϕ_2 的正弦信号, 即

$$s_1(t) = A_1 \exp(j\omega_0 t + j\phi_1)$$

$$s_2(t) = A_2 \exp(j\omega_0 t + j\phi_2)$$

那么

$$r = 1, \Delta\Phi = \Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$$

即单频信号具有完全的相干性, 相关度为 1, 干涉相位就是两个信号的相位差. 对于随机噪声信号, 如果两个信号是完全不相干的, 则 $r = 0$.

如果两个随机信号是信号 $s_1(t) = s(t)$ 及其时延 $s_2(t) = s(t - \tau)$, 即有

$$S_1(\omega) = A(\omega) \exp(j\phi(\omega))$$

$$S_2(\omega) = A(\omega) \exp(j\phi(\omega) - j\omega\tau)$$

那么

$$\begin{aligned}\langle s_1(t), s_2(t) \rangle &= \langle S_1(\omega), S_2(\omega) \rangle = \int_B S_1(\omega) S_2^*(\omega) d\omega \\ &= \int_B A^2(\omega) \exp(j\omega\tau) d\omega \\ &= \exp(j\omega_0\tau) \int_{-\Delta\omega}^{+\Delta\omega} A^2(\omega + \omega_0) \exp(j\omega\tau) d\omega \\ &= \exp(j\omega_0\tau) C(\tau)\end{aligned}$$

其中: $C(t)$ 是信号 $s(t)$ 包络的自相关信号, 即基带信号的自相关函数. 可以得到

$$r = C(\tau), \Delta\Phi = \omega_0\tau$$

即两个信号的相关度为信号实自相关函数的包络, 干涉相位为中心频率的相位差.

设两个接收信道的频响为

$$H_1(\omega) = G_1(\omega) \exp(j\varphi_1(\omega)) \quad (6)$$

$$H_2(\omega) = G_2(\omega) \exp(j\varphi_2(\omega)) \quad (7)$$

则经过信道后的干涉测量结果为

$$\begin{aligned}\langle s'_1(t), s'_2(t) \rangle &= \langle S'_1(\omega), S'_2(\omega) \rangle = \int_B S'_1(\omega) S'^*_2(\omega) d\omega \\ &= \int_B A_1(\omega) A_2(\omega) G_1(\omega) G_2(\omega) \exp(j\Delta\Phi(\omega) + j\Delta\varphi(\omega)) d\omega \quad (8)\end{aligned}$$

式中: $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ 是两个接收信道的相位差.

3 信道互耦对相关测量的影响

信道互耦的作用表现为两个通道的串扰, 即

$$S'_1(\omega) = S_1(\omega) + A_{12}(\omega) \exp(j\phi_{12}(\omega)) \cdot S_2(\omega) \quad (9)$$

$$S'_2(\omega) = S_2(\omega) + A_{21}(\omega) \exp(j\phi_{21}(\omega)) \cdot S_1(\omega) \quad (10)$$

根据互易原理, 有 $A_{12} = A_{21} = A$, $\phi_{12} = \phi_{21} = \phi$. 并设互耦幅度和相位在通带内不变, 则

$$\begin{aligned}\langle S'_1, S'_2 \rangle &= \int_B S'_1(\omega) \cdot S'^*_2(\omega) d\omega \\ &= \int_B \left\{ S_1(\omega) S_2^*(\omega) + A^2(\omega) S_1^*(\omega) S_2(\omega) + A(\omega) \exp \right. \\ &\quad \left. \cdot (-j\phi(\omega)) |S_1(\omega)|^2 + A(\omega) \exp(j\phi(\omega)) |S_2(\omega)|^2 \right\} d\omega \\ &= \langle S_1, S_2 \rangle + A^2 \langle S_2, S_1 \rangle + A \exp(-j\phi) C_1(0) \\ &\quad + A \exp(j\phi) C_2(0)\end{aligned}$$

式中: C_1, C_2 分别为 S_1, S_2 自相关函数的包络.

如果两个随机信号是信号 $s_1(t) = s(t)$ 及其时延 $s_2(t) = s(t - \tau)$, 则

$$\begin{aligned}\langle S'_1, S'_2 \rangle &= \exp(j\omega_0\tau) C(\tau) (1 + A^2 \exp(-j2\omega_0\tau)) \\ &\quad + 2A \cos\phi C(0)\end{aligned} \quad (11)$$

即互耦同时引起相关度和干涉相关的测量误差.

4 信道不平衡度对相关测量的影响

对于式(8)所给的一般形式, 设信号本身的相位差是由于路径差引起的, 即

$\Delta\Phi = \omega\tau$, 且 $A_1 = A_2 = A$, 则

$$\begin{aligned}\langle S'_1(\omega), S'_2(\omega) \rangle &= \int_B S'_1(\omega) S'^*_2(\omega) d\omega = \int_B A^2(\omega) \exp(j\omega\tau) \\ &\quad \cdot G_1(\omega) G_2(\omega) \exp(j\Delta\Phi(\omega)) d\omega \quad (12)\end{aligned}$$

显然, 信道幅度起作用的是两个信道的幅度的乘积 $G_1 G_2$, 所以幅度不平衡度并不对干涉相位和相关度结果产生影响, 只是影响相关量的幅度. 对于综合孔径微波辐射计测量的宽带噪声信号, 两个信道单元的接收的频谱幅度决定于信道, 不失一般性, 可以设在通带 B 范围内 $G(\omega) \equiv 1$, 则有

$$\begin{aligned}\langle S'_1(\omega), S'_2(\omega) \rangle &= \exp(j\omega_0\tau) \int_{-\Delta\omega}^{+\Delta\omega} (\exp(j\omega\tau) \cdot A^2(\omega + \omega_0) \\ &\quad \cdot \exp(j\Delta\Phi(\omega + \omega_0))) d\omega \quad (13)\end{aligned}$$

对干涉测量结果产生影响的主要是信道的相位不平衡度 $\Delta\varphi$, 下面讨论几种不同形式的相位不平衡度对干涉结果的影响.

(1) 固定相位差, 即 $\Delta\varphi(\omega) \equiv \Delta\varphi_0, \omega \in B$

$$\begin{aligned}\langle S'_1(\omega), S'_2(\omega) \rangle &= \exp(j(\omega_0\tau + \varphi_0)) \int_{-\Delta\omega}^{+\Delta\omega} \exp(j\omega\tau) \cdot A^2(\omega + \omega_0) d\omega \\ &= \exp(j(\omega_0\tau + \varphi_0)) C(\tau)\end{aligned} \quad (14)$$

即这种形式的信道相位不平衡给干涉相位引入一个固定偏差, 而不影响干涉的相关度.

(2) 线性相位差, 即 $\Delta\varphi(\omega) = k(\omega - \omega_d)$

$$\begin{aligned}\langle S'_1(\omega), S'_2(\omega) \rangle &= \exp(j(\omega_0 - (\omega_d - \omega_0))\tau) \\ &\quad \cdot \int_{-\Delta\omega}^{+\Delta\omega} \exp(j(\omega(\tau + k))) \cdot A^2(\omega + \omega_0) d\omega \\ &= \exp(j(\omega_0 - (\omega_d - \omega_0))\tau) C(\tau + k)\end{aligned} \quad (15)$$

当线性相位差的零点在中心频率, 即 $\omega_d = \omega_0$ 时, 这种形式的相位差并不影响干涉相位, 而造成相关度的降低; 当线性相位差的零点不在中心频率时, 这种形式的相位差会引入干涉相位的偏差, 同时造成相关度的降低.

(3) 均匀分布的随机相位误差, 即相位误差的概率密度为

$$p(\Delta\varphi(\omega)) = \begin{cases} \frac{1}{2\Delta\Psi(\omega)}, & |\omega| \leq \Delta\psi(\omega) \\ 0, & |\omega| > \Delta\psi(\omega) \end{cases}$$

式中: $\Delta\psi(\omega)$ 是在频率 ω 处相位误差的分布范围.

$$\begin{aligned} \langle S'_1(\omega), S'_2(\omega) \rangle &= \exp(j\omega_0\tau) \int_{-\Delta\omega}^{+\Delta\omega} \exp(j\omega\tau) \cdot A^2(\omega + \omega_0) \\ &\quad \cdot E\{\exp(j\Delta\varphi(\omega))\} d\omega \\ &= \exp(j\omega_0\tau) \int_{-\Delta\omega}^{+\Delta\omega} \exp(j\omega\tau) \cdot A^2(\omega + \omega_0) \\ &\quad \cdot \left\{ \frac{1}{2\Delta\Psi(\omega)} \int_{-\Delta\psi(\omega)}^{+\Delta\psi(\omega)} \exp(j\Delta\varphi) d\Delta\varphi \right\} d\omega \\ &= \exp(j\omega_0\tau) \int_{-\Delta\omega}^{+\Delta\omega} \exp(j\omega\tau) \cdot A^2(\omega + \omega_0) \\ &\quad \cdot \left\{ \frac{\sin(\Delta\psi(\omega))}{\Delta\psi(\omega)} \right\} d\omega \quad (16) \end{aligned}$$

显然这种形式的相位差只会引起干涉相关度的降低, 而不影响干涉相位. 如果相位误差在整个通带范围内一致均匀分布, 即

$$\Delta\psi(\omega) \equiv \Delta\psi, \omega \in B, \text{ 则}$$

$$\langle S'_1(\omega), S'_2(\omega) \rangle = \exp(j\omega_0\tau) \left\{ \frac{\sin(\Delta\psi)}{\Delta\psi} \right\} \int_{-\Delta\omega}^{+\Delta\omega} \exp(j\omega\tau) \cdot A^2(\omega + \omega_0) d\omega$$

(4) 正态分布的随机相位误差, 相位误差的概率密度函数

$$\text{为 } p(\Delta\varphi(\omega)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\Delta\varphi}(\omega)} \exp\left[-\frac{(\Delta\varphi - \Delta\psi(\omega))^2}{2\sigma_{\Delta\varphi}^2(\omega)}\right]$$

其中 $\Delta\psi(\omega)$, $\sigma_{\Delta\varphi}^2(\omega)$ 为频率为 ω 时相位差的均值和方差.

$$\begin{aligned} \langle S'_1(\omega), S'_2(\omega) \rangle &= \exp(j\omega_0\tau) \int_{-\Delta\omega}^{+\Delta\omega} \exp(j\omega\tau) \cdot A^2(\omega + \omega_0) \\ &\quad \cdot E\{\exp(j\Delta\varphi(\omega))\} d\omega \\ &= \exp(j\omega_0\tau) \int_{-\Delta\omega}^{+\Delta\omega} \exp(j\omega\tau) \cdot A^2(\omega + \omega_0) \\ &\quad \cdot \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\Delta\varphi}(\omega)} \exp\left[-\frac{(\Delta\varphi - \Delta\psi(\omega))^2}{2\sigma_{\Delta\varphi}^2(\omega)}\right] \right. \\ &\quad \cdot \exp(j\Delta\varphi) d\Delta\varphi \left. \right\} d\omega \\ &= \exp(j\omega_0\tau) \int_{-\Delta\omega}^{+\Delta\omega} \exp(j\omega\tau) \cdot A^2(\omega + \omega_0) \\ &\quad \cdot \exp(j\Delta\psi(\omega)) \exp(-2\sigma_{\Delta\varphi}^2(\omega)) d\omega \quad (17) \end{aligned}$$

这种形式的随机相位误差, 相位差的均值影响干涉相位的测量结果, 而相位差的方差影响相关度的测量结果.

如果在通带内各个频率相位差的均值和方差相同, 即

$$\Delta\psi(\omega) \equiv \Delta\psi_0, \sigma_{\Delta\varphi}^2(\omega) \equiv \sigma_{\Delta\varphi_0}^2, \omega \in B, \text{ 则}$$

$$\langle S'_1(\omega), S'_2(\omega) \rangle = \exp(j\omega_0\tau + j\Delta\psi_0) \exp(-2\sigma_{\Delta\varphi_0}^2) C(\tau)$$

5 信道不平衡度的校准

为了校准由于信道不平衡引起的干涉测量结果的误差,

我们在综合孔径微波辐射计系统中设计了相关/不相关噪声校准单元. 相关噪声源单元是对一个噪声源的输出噪声信号通过功分器分配给进行干涉的各个信道. 该噪声源通过功分器和馈线到各个信道输入端的幅度和相位都是经过严格测定的, 即信号的幅度和相位 A, ϕ 是已知的, 相应的干涉测量的相关度和干涉相位也是确定的. 在系统的校准状态, 通过测量各个信道真实的干涉相位和相关度, 就可以得到由于信道不平衡引起的误差. 将该误差项可以用于系统观测真实目标时干涉相位和相关度的校准和修正.

不相关噪声源是在各个接收通道前端分别切换到独立的匹配负载, 可以通过测量各个接收信道接收这些不相关热噪声的幅度, 确定各个信道的幅度不平衡度, 并利用这一结果对干涉测量结果进行幅度修正.

6 结论

本文分析了综合孔径微波辐射计中信道不平衡度对干涉测量结果的影响, 并给出了对这种影响进行修正的方法. 主要有以下几点结论:

(1) 产生干涉测量结果误差的主要是信道相位的不平衡度, 幅度不平衡度则只影响干涉测量结果的绝对幅度, 并不影响干涉相位和相关度; (2) 除了信道通带内的固定相位差和相对中心频率的不对称相位差, 其它形式的相位差都只影响干涉的相关度, 而不会对干涉相位产生影响. 所以在系统调试中, 只需对中心频率保证相位一致性就可以保证干涉相位的精度, 剩余的通带相差只影响干涉相关度; (3) 信道相位差引起的干涉测量误差, 可以通过相干校准予以修正; 信道幅度不平衡度可以通过不相干校准予以修正.

参考文献:

- [1] Ruf, C S, C T Swift, A B Tanner, D M LeVine. Interferometric synthetic aperture microwave radiometry for the remote sensing of the earth [J]. IEEE Trans. on Geosci. and Remote Sens., 1988, 26 (5): 598- 611.
- [2] Pechl, M, H Suess, M Suess. Microwave imaging of the brightness temperature distribution of extended areas in the near and far field using two dimensional aperture synthesis with high spatial resolution [J]. Radio Science, 1998, 33(3): 781- 801.
- [3] Thompson, A R, J M Moran, G W Swenson, Jr. Interferometry and synthesis in radio astronomy [M]. John Wiley & Sons, 1986.
- [4] Tanner, A B, C T Swift. Calibration of a synthetic aperture radiometer [J]. IEEE trans. on Geosci. and Remote Sens., 1993, 31 (1): 257- 267.
- [5] Torres, F, A Camps, J Bara, I Corbella, R Ferrero. On board phase and modulus calibration of large aperture synthesis radiometers: study applied to MIRAS. IEEE trans. on Geosci. and Remote Sens., 1996, 34(4): 1000- 1009.