

# 天线组阵全频谱合成效率分析

周三文<sup>1,2</sup>, 卢满宏<sup>1,2</sup>, 黄建国<sup>1</sup>

(1 西北工业大学 西安 710072)

2 北京遥测技术研究所 北京 100076)

**摘 要:** 天线组阵是一种提高天线等效增益的有效方法, 而全频谱合成在信号解调前进行信号合成, 提高解调时的信噪比, 具有最佳的系统性能, 是一种最优的天线组阵信号合成方案。为了给全频谱合成的系统设计提供指导, 对其合成效率进行详细的理论分析与计算。结果表明, 当采用 SUMPLE 相关算法进行天线组阵全频谱合成时, 如果天线数量越多, 单个天线接收信号的信噪比越强, 互相关带宽越窄, 相位差闭环带宽越窄, 那么合成效率就越高, 反之, 合成效率就越低。

**关键词:** 天线组阵; 全频谱合成; 合成效率

**中图分类号:**      **文献标识码:** A      **文章编号:** CN11-1780(2009)02-0046-07

## 引 言

随着深空航天器离地面越来越远, 其送回地面的信号变得越来越弱, 这使得单个天线接收信号的信噪比 (SNR) 也就越来越低。为了能可靠地解调出航天器送回的信息, 需要能补偿 SNR 降低的方法。由于最大天线口径和最低接收机噪声温度已达到极限, 一种能有效提高 SNR 的方法就是对来自几个天线的信号进行合成, 即天线组阵<sup>[1,2]</sup>。

深空测控通信信号一般采用含副载波调制的 PM 调制方式<sup>[3]</sup>, 对其进行组阵信号合成时, 基本的合成方案有: ①符号流合成 (SSC); ②基带合成 (BC); ③复符号合成 (CSC); ④载波组阵 (CA); ⑤全频谱合成 (FSC) 等<sup>[1,2]</sup>。当各个天线接收系统都能完成载波、副载波、符号流同步时 (通常对应信号较强情况), 可以采用 SSC; 当各个天线接收系统能完成载波同步, 但不能完成副载波和符号流同步时 (通常对应调制度较低情况), 可以采用 BC; 当各个天线接收系统能完成副载波、符号流同步, 但不能完成载波同步时 (通常对应调制度较高情况), 可以采用 CSC; 当一个天线接收系统能完成载波锁定, 而其他天线接收系统不能完成载波锁定时 (通常对应一个大天线与其他小天线组阵情况), 可以采用 CA; 当各个天线均不能完成载波、副载波和符号流同步时 (通常对应信号较弱情况), 可以采用 FSC。需要说明的是, 不管在什么情况下, 都可以采用 FSC, 而且 FSC 由于在信号解调前就进行信号合成, 提高了解调时的信噪比, 因此具有最佳的系统性能, 是人们研究的重点, 也是美国航空航天局 (NASA) 的深空网 (DSN) 中普遍采用的天线组阵信号合成方式<sup>[1]</sup>。

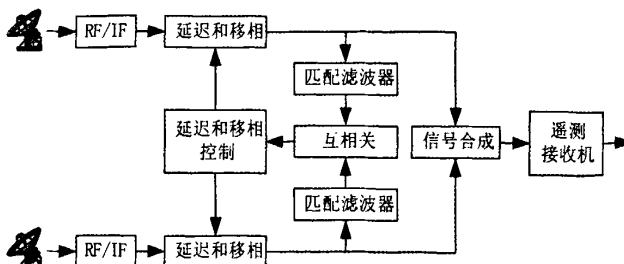


图 1 FSC 基本原理框图

本文的主要目的就是分析 FSC 的合成效率, 找出影响系统性能的主要因素, 为系统设计提供有效的指导。

## 1 FSC基本原理

FSC 是一种在中频进行信号合成的组阵技术, 其基本原理框图如图 1 所示。天线接收射频信号首先下变频到中频, 然后通过互相关来检测中频信号的延迟和相位差并进行调整, 使其完全对齐, 最后进行最大比合成, 送给遥测接收机进行解调等处理。通常, 各个天线接收系统的噪声不相关, 当  $L$  个性能相同的天线信号进行完全相干(同步)合成时, 信号功率增加  $L^2$  倍, 而噪声功率只增加  $L$  倍。因此, 合成信号的信噪比提高了  $L$  倍。

## 2 FSC合成效率分析

设相位补偿后的中频信号为

$$Y_i(t_k) = \sqrt{P_i} e^{j[2\pi f_i t_k + \theta(t_k) + \Delta\phi_{\text{iref}}(t_k)]} + n_i(t_k) e^{j[2\pi f_i t_k + \theta(t_k) - \hat{\phi}_{\text{iref}}(t_k)]} \quad (1)$$

式中,  $i$  表示天线  $i$ ,  $\text{ref}$  表示参考天线,  $P_i$  表示天线  $i$  的信号功率,  $t_k$  表示第  $k$  个采样时刻,  $f_i$  表示中频信号频率,  $\theta(t_k)$  表示 PM 调制信号,  $\Delta\phi_{\text{iref}} = \phi_{\text{iref}} - \hat{\phi}_{\text{iref}}$  表示相位补偿后天线  $i$  与天线  $\text{ref}$  信号之间的残留相位误差,  $\phi_{\text{iref}}$  是天线  $i$  与天线  $\text{ref}$  信号之间的相位差,  $\hat{\phi}_{\text{iref}}$  是天线  $i$  与天线  $\text{ref}$  信号之间的相位差的估计值,  $n_i(t_k)$  为单边噪声功率谱密度为  $n_{0i}$  的热噪声的复包络。

则  $L$  个天线合成信号可以表示为

$$Y(t_k) = \sum_{i=1}^L \beta_i \left\{ \sqrt{P_i} e^{j[2\pi f_i t_k + \theta(t_k) + \Delta\phi_{\text{iref}}(t_k)]} + n_i(t_k) e^{j[2\pi f_i t_k + \theta(t_k) - \hat{\phi}_{\text{iref}}(t_k)]} \right\} \quad (2)$$

其中,  $\beta_i$  为加权系数。令参考天线加权系数  $\beta_{\text{ref}} = 1$ , 并将  $\beta_i$  最优化, 使得合成输出信噪比最大, 则有

$$\beta_i = \frac{\sqrt{P_i}}{\sqrt{P_{\text{ref}}}} \cdot \frac{n_{0\text{ref}}}{n_{0i}} \quad (3)$$

其中,  $n_{0\text{ref}}$  为参考天线的噪声功率谱密度,  $n_{0i}$  为天线  $i$  的噪声功率谱密度。

合成后的噪声功率谱密度为

$$n_{0Y} = \sum_{i=1}^L \beta_i^2 n_{0i} \quad (4)$$

合成后的信号功率为

$$P_Y = \overline{|Y(t_k)|^2} = \sum_{i=1}^L \sum_{j=1}^L \beta_i \beta_j \sqrt{P_i P_j} C_{\text{IFI}} C_{\text{IFI}}^* \quad (5)$$

其中,  $C_{\text{IFI}} = e^{j\Delta\phi_{\text{iref}}(t_k)}$

设  $\Delta\phi_{\text{iref}}(t_k)$  服从均值为 0, 方差为  $\sigma_{\text{iref}}^2$  的高斯分布, 则有

$$E[C_{\text{IFI}}] = C_i = E e^{j\Delta\phi_{\text{iref}}(t_k)} = \int_{-\infty}^{\infty} e^{jx} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\text{iref}}^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_{\text{iref}}^2}} dx = e^{-\sigma_{\text{iref}}^2/2} \quad (6)$$

其中,  $C_i$  表示  $C_{\text{IFI}}$  的数学期望。

设  $\Delta\phi_{\text{iref}}$  与  $\Delta\phi_{\text{jref}}$  相互独立, 则有

$$E[C_{\text{Ifi}} C_{\text{Ifj}}^*] = C_{ij} = E[e^{j[\Delta\phi_{\text{ref}}(t_k) - \Delta\phi_{\text{ref}}(t_k)]}] = e^{-(\sigma_{\text{ref}}^2 + \sigma_{\text{ref}}^2)/2} \quad (7)$$

其中,  $C_{ij}$  表示  $C_{\text{Ifi}} C_{\text{Ifj}}^*$  的数学期望。上式中  $i \neq j$ , 而当  $i = j$  时有  $C_{ij} = E[e^{j0}] = 1$ 。

$$\text{令 } \gamma_i = \frac{P_i/n_{0i}}{P_{\text{ref}}/n_{0\text{ref}}} = \frac{P_i}{P_{\text{ref}}} \cdot \frac{n_{0\text{ref}}}{n_{0i}}, \quad \sum_{i=1}^L \gamma_i = \Gamma, \quad \text{则有}$$

$$P_Y = P_{\text{ref}} \left( \sum_{i=1}^L \gamma_i^2 + \sum_{i=1}^L \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^L \gamma_i \gamma_j C_{ij} \right) \quad (8)$$

$$n_{0Y} = n_{0\text{ref}} \Gamma \quad (9)$$

因此合成后信号信噪比为

$$\frac{P_Y}{n_{0Y}} = \frac{P_{\text{ref}}}{n_{0\text{ref}}} \cdot \frac{\sum_{i=1}^L \gamma_i^2 + \sum_{i=1}^L \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^L \gamma_i \gamma_j C_{ij}}{\Gamma} \quad (10)$$

在理想情况下, 天线相位差估计没有误差, 则有  $C_{ij} = 1$ , 因此

$$\sum_{i=1}^L \gamma_i^2 + \sum_{i=1}^L \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^L \gamma_i \gamma_j C_{ij} = \Gamma^2 \quad (11)$$

$$\frac{P_Y}{n_{0Y}(\text{ideal})} = \frac{P_{\text{ref}}}{n_{0\text{ref}}} \Gamma \quad (12)$$

因此, 全频谱合成的合成效率为

$$\eta_{\text{FSC}} = \frac{\sum_{i=1}^L \gamma_i^2 + \sum_{i=1}^L \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^L \gamma_i \gamma_j C_{ij}}{\Gamma^2} \quad (13)$$

FSC 的恶化为

$$D_{\text{FSC}} = 10 \lg \eta_{\text{FSC}} = 10 \lg \left( \frac{\sum_{i=1}^L \gamma_i^2 + \sum_{i=1}^L \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^L \gamma_i \gamma_j C_{ij}}{\Gamma^2} \right) \quad (14)$$

当所有天线相同时, 即当  $P_i = P_1$ ,  $n_{0i} = n_{01}$  时, 有  $\gamma_i = \gamma_1$ , 其中  $i = 2, \dots, L$ , 则有

$$\eta_{\text{FSC}} = \frac{L + \sum_{i=1}^L \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^L C_{ij}}{L^2} \quad (15)$$

$$D_{\text{FSC}} = 10 \lg \eta_{\text{FSC}} = 10 \lg \left( \frac{L + \sum_{i=1}^L \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^L C_{ij}}{L^2} \right) \quad (16)$$

由此可见, 当所有天线性能相同时, 其性能主要由  $C_{ij}$  决定, 即由相位差估计的准确度决定。

### 3 相位差估计准确度分析

设天线 a 接收中频信号功率为  $P_a$ , 噪声功率谱密度为  $n_{0a}$ , 天线 b 接收中频信号功率为  $P_b$ , 噪声功率谱密度为  $n_{0b}$ , 考虑天线 a 和天线 b 进行相关, 当相关带宽为  $B$  时, 则可以证明, 当相位差小于  $13^\circ$  (约  $0.227\text{rad}$ ) 时, 天线 a 和天线 b 的互相关得到的相位差方差<sup>[4]</sup>为

$$\sigma_{\Delta\phi_{abi}}^2 = \frac{1}{2} \left[ \frac{P_a n_{0b} B + P_b n_{0a} B + n_{0a} B n_{0b} B}{P_a P_b} \right] \quad (17)$$

设两天线相关差闭环环路带宽为  $B_L$ , 则输出相位差方差为

$$\sigma_{\Delta\phi_{abo}}^2 = \sigma_{\Delta\phi_{abi}}^2 \frac{B_L}{B/2} \quad (18)$$

即有

$$\sigma_{\Delta\phi_{abo}}^2 = B_L \left[ \frac{n_{0a}}{P_a} + \frac{n_{0b}}{P_b} + \frac{n_{0a} n_{0b} B}{P_a P_b} \right] \quad (20)$$

因此, 闭环相位估计误差的方差由闭环环路带宽  $B_L$ , 两天线的信噪比  $P_a/n_{0a}$ 、 $P_b/n_{0b}$  和相关带宽  $B$  决定。

### 4 相关算法对合成效率的影响分析

天线组阵信号合成的相关算法主要有 SIMPLE 算法、SUMPLE 算法、Eigen 算法和最小二乘算法等<sup>[1]</sup>, 考虑到对资源的需求和实现的难易度, 只考虑 SIMPLE 与 SUMPLE 算法。

#### 4.1 SIMPLE 算法

SIMPLE 算法以天线 1 为参考, 其他天线均与其进行相关得到相位差估计<sup>[1]</sup>。

假设各天线性能相同, 接收中频信号信噪比均为  $P/n_0$ , 则相位差估计方差为

$$\sigma_{\Delta\phi_{i1}}^2 = B_L \left[ \frac{n_0}{P} + \frac{n_0}{P} + \frac{n_0 n_0 B}{PP} \right] \quad (21)$$

$L$  个天线的合成效率为

$$\eta = \frac{L + 2(L-1)e^{-\sigma_{\Delta\phi_{i1}}^2/2} + (L-1)(L-2)e^{-\sigma_{\Delta\phi_{i1}}^2}}{L^2} \quad (22)$$

#### 4.2 SUMPLE 算法

SUMPLE 算法通过每个天线与由其他天线的加权和组成的参考“天线”进行互相关来得到相位差估计<sup>[1]</sup>。

假设各天线性能相同, 接收中频信号信噪比均为  $P/n_0$ , 则  $L$  个天线组阵时, 相位差估计方差为

$$\sigma_{\Delta\phi_{\text{ref}}}^2 = B_L \left[ \frac{n_0}{P} + \frac{n_0}{(L-1)P} + \frac{n_0 n_0 B}{(L-1)PP} \right] \quad (23)$$

如果以相关运算参考“天线”作为参考天线进行相位调整, 则  $L$  个天线的合成效率为

$$\eta = \frac{L + L(L-1)e^{-\sigma_{\Delta\phi_{\text{ref}}}^2/2}}{L^2} \quad (24)$$

如果以某一个天线 (如天线 1) 作为参考天线进行相位调整, 则  $L$  个天线的合成效率为

$$\eta = \frac{L+2(L-1)e^{-\sigma_{\Delta\phi_{ref}}^2/2} + (L-1)(L-2)e^{-\sigma_{\Delta\phi_{ref}}^2}}{L^2} \quad (25)$$

需要说明的是,以相关运算参考“天线”作为参考天线进行相位调整时,由于噪声的存在,参考“天线”会出现漂移,使得输出信号出现相位漂移,这对遥测系统影响不大,但会影响测量系统的测量精度,因此,为了消除参考“天线”漂移的影响,通常以某一个天线作为参考天线进行相位调整,其合成效率以式(25)进行计算,其形式与 SIMPLE 算法的 FSC 合成效率一致,只是相位差估计不同。

另外,由于式(17)是建立在相位差较小的情况下得到的,因此,在进行系统设计时,应根据单个天线接收信号信噪比和天线个数选择合适的互相关带宽  $B$  和相位差闭环带宽  $B_L$ ,使得相位差估计方差较小,如小于  $0.1\text{rad}$ 。

#### 4.3 SIMPLE算法与SUMPLE算法性能比较

比较式(21)和式(23),当天线数为 2 时, SIMPLE 算法与 SUMPLE 算法的相位误差估计性能一致,而当天线数大于 2 时, SUMPLE 算法的相位差误差估计精度提高,而 SIMPLE 算法的相位差估计精度不变。

由式(22)可知,当天线数量增加时, SIMPLE 算法的 FSC 合成效率由于相位差估计精度不变而有所下降,但其极限为  $\eta_{\text{SIMPLE}} = e^{-\sigma_{\Delta\phi_{11}}^2}$ , 其中  $\sigma_{\Delta\phi_{11}}^2 = B_L \left[ \frac{n_0}{P} + \frac{n_0}{P} + \frac{n_0 n_0 B}{PP} \right]$ 。

由式(25)可知,当天线数量增加时, SUMPLE 算法的 FSC 合成效率由于相位差估计精度的提高而有所提高,但其极限为  $\eta_{\text{SUMPLE}} = e^{-\sigma_{\Delta\phi_{ref}}^2}$ , 其中  $\sigma_{\Delta\phi_{ref}}^2 = B_L \frac{n_0}{P}$ 。

另外,不管是 SIMPLE 算法,还是 SUMPLE 算法,输入信噪比  $P/n_0$  越高,相关带宽  $B$  越小,相关闭环带宽  $B_L$  越小时,相位估计精度都会越高,反之,相位估计精度都会越低。

#### 4.4 合成效率计算与比较

当各个天线接收信号信噪比为  $20\text{dBHz}$ ,相关带宽为  $10\text{kHz}$ ,相位差环路带宽为  $0.1\text{Hz}$  时, SIMPLE 算法和 SUMPLE 算法的 FSC 合成效率与天线数的关系如图 2 所示。

由图 2 可以看出①SIMPLE 算法合成效率随天线个数增加而降低;②SUMPLE 算法合成效率随天线个数增加而提高;③当天线数量等于 2 时, SUMPLE 算法和 SIMPLE 算法的性能相当,而当天线数量大于 2 时, SUMPLE 算法优于 SIMPLE 算法。

当天线数量为 4,相关带宽为  $10\text{kHz}$ ,相位差环路带宽为  $0.1\text{Hz}$  时, SIMPLE 算法和 SUMPLE 算法的 FSC 合成效率与单个天线接收信号信噪比的关系如图 3 所示。

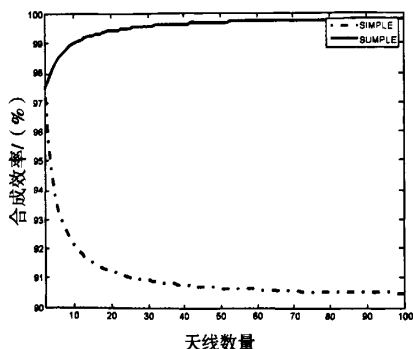


图 2 SIMPLE 与 SUMPLE 算法的 FSC 合成效率与天线数量的关系

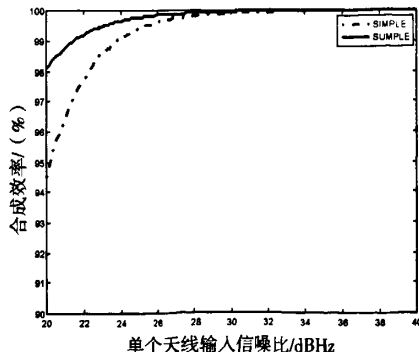


图 3 SIMPLE 与 SUMPLE 算法的 FSC 合成效率与单个天线接收信噪比的关系

由图 3 可以看出①SIMPLE 算法和 SUMPLE 算法的 FSC 合成效率均随单个天线接收信噪比  $P/n_0$  的增加而提高; ②当单个天线接收信噪比  $P/n_0$  比较低时, SUMPLE 算法的优势比较明显, 随着单个天线接收信噪比  $P/n_0$  的提高, SIMPLE 算法与 SUMPLE 算法的性能趋向一致, 即均趋向于 100%。

当天线数量为 4, 各个天线接收信号信噪比为 20dBHz, 相位差环路带宽为 0.1Hz 时, SIMPLE 算法和 SUMPLE 算法的 FSC 合成效率与相关带宽的关系如图 4 所示。

由图 4 可以看出①相关带宽越窄, SIMPLE 算法和 SUMPLE 算法的 FSC 合成效率均越高; ②SUMPLE 算法性能优于 SIMPLE 算法, 但当相关带宽比较窄时, SIMPLE 算法性能接近于 SUMPLE 算法。

当天线数量为 4, 各个天线接收信号信噪比为 20dBHz, 相关带宽为 10kHz 时, SIMPLE 算法和 SUMPLE 算法的 FSC 合成效率与相位差环路带宽的关系如图 5 所示。

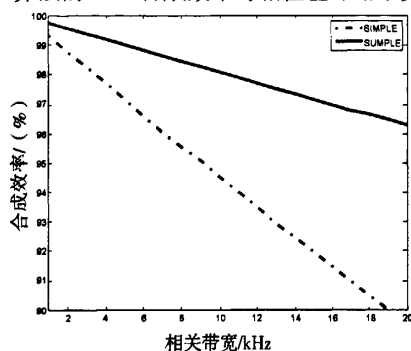


图 4 SIMPLE 与 SUMPLE 算法的 FSC 合成效率与相关带宽的关系

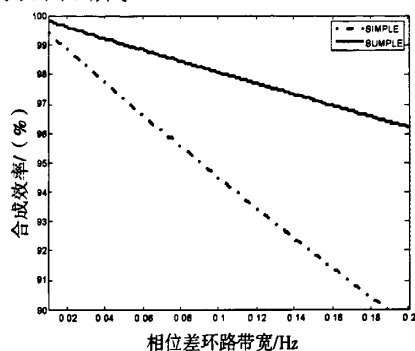


图 5 SIMPLE 与 SUMPLE 算法的 FSC 合成效率与相位差环路带宽的关系

由图 5 可以看出①相位差环路带宽越窄, SIMPLE 算法和 SUMPLE 算法的 FSC 合成效率均越高; ②SUMPLE 算法性能优于 SIMPLE 算法, 但当相位差环路带宽比较窄时, SIMPLE 算法性能接近于 SUMPLE 算法。

## 5 小 结

天线组阵全频谱合成的合成效率主要由天线间的相位差估计精度决定, 相位差估计精度越高, 合成效率越高。而天线间的相位差估计精度与相关算法、天线数量、单个天线接收信噪比、互相关带宽和相位差闭环带宽等因素有关。

由于不管在何种情况下, SUMPLE 算法的性能均优于 SIMPLE 算法, 因此, 进行全频谱合成时, 应首先考虑采用 SUMPLE 算法。采用 SUMPLE 算法时, 天线数量越多, 单个天线接收信噪比越高, 互相关带宽越窄, 相位差闭环带宽越窄, 全频谱合成的合成效率越高, 反之, 合成效率越低。

## 参考文献

- [1] Rogstad D H, Mileant A, and Pham T T. Antenna Arraying Techniques in the Deep Space Network[M]. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [2] Mileant A and Hinedi S. Overview of Arraying Techniques in the Deep space Network[OL]. The Telecommunications and Data Acquisition Progress Report 42-104, October-December 1990, Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, California, pp.109-139, February 15, 1991. [http://ipnpr.jpl.nasa.gov/progress\\_report/](http://ipnpr.jpl.nasa.gov/progress_report/).
- [3] Shihabi M M, Nguyen T, and Hinedi S M. A Comparison of Telemetry Signals in the Presence and Absence of Subcarrier[J]. IEEE Transactions on EMC, vol.76, no.1, 60-73, February 1994.
- [4] 陈世伟. 锁相环路原理与应用[M]. 北京: 兵器工业出版社, 1990.

## Analysis on Combining Efficiency of Full-Spectrum Combining

Zhou Sanwen, Lu Manhong, Huang Jianguo

**Abstract:** Antenna arraying is an effective way to increase the antenna gain and Full-Spectrum Combining (FSC) is an optimum scheme whose combining is completed before demodulation. In order to provide some propositions for FSC, theoretical analysis and computation are carried out in detail. The results show that combining efficiency of FSC is determined by the antenna numbers, input SNR, cross-correlation bandwidth, PLL bandwidth and correlation algorithms.

**Key words:** Antenna arraying; Full-Spectrum Combining; Combining efficiency

### [作者简介]

周三文 1977 年生, 工程师, 主要研究方向为测控通信信号处理。

卢满宏 1968 年生, 研究员, 主要研究方向为测控通信、卫星导航等。

黄建国 1945 年生, 博士生导师, 主要研究方向为现代信号处理、阵列信号处理和无线通信与水声通信等。

---

### (上接第 33 页)

database. The results of target detections using the average roughness feature are compared with those using the method of CFAR for SAR images in different backgrounds. Simulation results indicate that the method using the average roughness feature can not only detect size-fixed targets but also have lower false alarm rates, its spatial resolutions of the detected targets are higher and the locations of the detected targets are more accurate in different backgrounds, but the false alarm rates in complex background are worse than those in the simple background using the average roughness feature.

**Key words:** Synthetic Aperture Radar(SAR); Target detection; Exponential wavelet transform; Average roughness feature; CFAR

### [作者简介]

胡风明 1978 年生, 博士生, 研究方向为合成孔径雷达图像目标检测及模式识别。

杨汝良 1943 年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向为微波成像新体制新技术及信息处理。

商建 1983 年生, 硕博连读生, 研究方向为雷达数据处理, 雷达系统等。

## 如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



### HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

### CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



### 13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>





## 关于易迪拓培训:

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网([www.mweda.com](http://www.mweda.com)),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

## 我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

## 联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>