

# 通道失配和天线互耦对 GPS 抗干扰天线的影响

卢艳娥

谈展中

丁子明

(空军工程大学 电讯工程学院, 西安 710077) (北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100083)

**摘要:** 通道失配和天线互耦对 GPS (Global Positioning System) 自适应抗干扰天线性能的影响, 是细化 GPS 系统指标的基础, 常被用来确定其技术实现方案。根据 GPS 的信号特点, 利用加权矢量和干扰空间之间的正交性, 分析了高频通道幅相偏差和幅相扰动、I/Q (In-phase/Quadrature) 通道的幅位偏差以及天线互耦对 ICR (Interference Cancellation Ratio) 和 SINR (Signal Interference Noise Ratio) 的影响。从理论上证明了 ICR 主要取决于高频通道的幅相扰动和 I/Q 通道的幅相偏差, 而与高频通道的幅相偏差和天线互耦无关, 修正偏差不一定能够提高 SINR, 修正互耦得到的 SINR 的改善仅正比于天线阵 S 矩阵 (scattering matrix) 的最大奇异值。仿真实验结果验证了上述结论。

**关键词:** GPS; 天线互耦; 通道失配; 自适应天线; 数字波束形成; 抗干扰

**中图分类号:** TN 967.1; TN 973.3

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1001-5965(2005)10-1110-06

## Effect of channel mismatch and mutual coupling on GPS adaptive array

Lu Yan'e

(The College of Telecommunication Engineering, The Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Tan Zhanzhong Ding Ziming

(School of Electronics and Information Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

**Abstract:** In order to ascertain the specification of the main modules of an anti-jamming GPS receivers, it is necessary to analyze the effect of channel mismatch and antenna mutual coupling on SINR (signal interference noise ratio) and ICR (interference cancellation ratio). In term of the signal environment of GPS, the expressions of SINR and ICR are conducted in existence of the deviation and the perturbation of the HF channel amplitude/phase (A/P), I/Q imbalance and the antenna mutual coupling by using the orthogonality of weight vector and the jammer space. It is proved that ICR is mainly determined by the HF channel A/P perturbation and the I/Q imbalance, but almost independent of the HF channel A/P deviation and the mutual coupling, and the calibrations for the deviation aren't always increase the SINR and the correction for mutual coupling can get the benefit of SINR just proportional to the maximal singular value of Scattering matrix. The simulation results on the aspect of the above are given.

**Key words:** GPS; mutual coupling; channel mismatch; adaptive antenna; digital beam forming; anti-interference

GPS (Global Positioning System) 正在成为国内外军事平台取得位置和时统数据的主要手段, 采用自适应抗干扰天线可以保证其用户接收机在复杂电磁环境下能够正常工作。考虑到在解扩之前,

卫星信号淹没在接收机热噪声下, 同时用户视界内 5~9 颗 GPS 卫星, 超过定位所需要的 4 颗卫星, 故 GPS 接收机, 特别是民用 GPS 接收机的自适应抗干扰天线, 一般都采用功率反演算法。其主

要的性能指标是干扰抑制比(输入输出干扰功率之比).理论上,功率反演法的干扰抑制比反比于输入干扰比(干扰噪声功率之比),实际上,干扰抑制比受到通道失配和天线互耦的限制.因此,研究通道失配和天线互耦对输出信噪比,特别是对干扰抑制比的影响,是进行 GPS 自适应天线阵电路设计和算法设计的基础.

$N$  元自适应天线阵包含  $N$  路数据接收通道.通道中的各个模块的特性可用幅度特性和相位特性来描述.事实上,器件发热和老化、天线阵周围环境的变化、阵元天线安装误差等,都会引起通道幅相特性的变化(称这些变化为通道失配),这些变化有两种表现形式:一种变化是慢变化,它使幅相特性偏离理想值,但在一次权值更新时间内保持不变,在本文中被称为通道的幅相偏差;一种变化是快变化,虽然它使幅相特性在一次取样时间内能够保持不变,但在不同的取样时间会发生变化,相应的称之为幅相扰动.

众多文献分析了通道失配和天线互耦对自适应天线阵列性能的影响,主要是对输出信噪比的影响.

文献 1]在假设通道模型为一加权系数随机扰动的 FIR 滤波器的前提下,证明 SINR(Singal Interference Noise Ratio)降低与干扰源的角度无关,仅仅取决于不一致性的方差和总输入干扰功率之积,但这种建模方式忽略了 I/Q( In-phase/Quadrature)通道不一致性的影响.

文献 2]用微波网络中的阻抗变换矩阵  $Z$  矩阵表示天线互耦,并用 LMS 算法进行了仿真,证明了天线互耦将导致数据相关矩阵中非单位特征值得减小,造成下限收敛时间延长,暂态反应速度减慢,这种效应在天线间距小,天线互耦严重时表现明显.但算法的收敛性是迭代类自适应算法特有的.事实上,民用 GPS 信号为窄带信号( $B = \pm 1.023 \text{ MHz}$ ),自适应算法可以采用基于特征空间分解的 MUSIC 算法<sup>[3]</sup>,该算法的收敛性与互耦无关,文献 4]证明在采用 NAMI 算法时,最优自适应处理器对通道幅相不一致性、互耦两种误差不敏感,两者将造成自适应零点深度的变化,且零点不会发生漂移,但使用 SPNMI 算法时,最优处理器对两者都敏感.此外众多进行 DOA 估计的文献也介绍了修正通道失配和天线互耦的方法,但其目的是精确估计来波方向,而不是提高输出信噪比<sup>[5]</sup>.

下面将结合 GPS 的信号特点,分析通道失配

对输出信噪比和干扰抑制比的影响.

## 1 理想情况

图 1 给出了基于 DBF(Digital Beam Forming)自适应天线的数据接收通道的原理框图.输入给数字波束形成电路的信号为  $X(m) = [x_1(m) \ x_2(m) \ \dots \ x_N(m)]^T$ ,  $x_i(m) = x_{i\parallel}(m) + jx_{iQ}(m)$ , 其中  $x_{i\parallel}(m)$ ,  $x_{iQ}(m)$  为第  $i$  路数据接收通道的同相和正交支路的采样输出.为简单起见,仍然表示为时间  $t$  的函数.

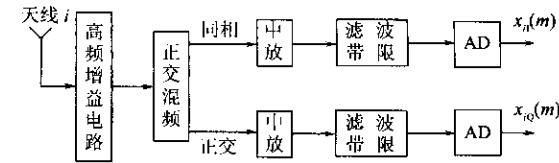


图 1 数据接收通道的原理框图

设有  $K$  个独立干扰  $J_k(t) = A_k(t)e^{j\omega_0 t}$ , 其方向矢量为  $a_k$  ( $k = 1 \sim K$ ), 有用信号为  $S(t) = A_s(t)e^{j\omega_0 t}$ , 其方向矢量为  $a_s$ . 理想情况下, 输入到数字波束形成电路信号为<sup>[6]</sup>

$$X(t) = \sqrt{NG} \left[ \sum_{k=1}^K J_k(t) a_k + S(t) a_s \right] + G\mathcal{N}(t) \quad (1)$$

其中  $G$  为通道复增益,  $\mathcal{N}(t) = [n_1(t) \ n_2(t) \ \dots \ n_N(t)]^T$ ,  $n_i(t) \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$  ( $i = 1 \sim N$ ) 为各通道输入端的热噪声.

民用 GPS 信号为窄带信号, 加权矢量为  $W$  时, 输出信噪比  $r_{\text{SINR/pf}}$ (输出信号中所含有用信号功率与干扰信号功率和接收机热噪声功率之比)为

$$r_{\text{SINR/pf}} = \frac{NP_s \| W^H a_s \|^2}{N \sum_{k=1}^K P_k \| W^H a_k \|^2 + \sigma^2 \| W \|^2} \quad (2)$$

其中  $P_s = E\{S(t)S^*(t)\}$  为有用信号的输入功率,  $P_k = E\{J_k(t)J_k^*(t)\}$  为干扰信号的输入功率.

由于卫星信号具备一定的抗干扰能力,GPS 自适应抗干扰天线主要对消的干扰是阻塞式干扰,卫星信号、接收机热噪声和干扰信号之间满足  $P_s \ll \sigma^2$ ,  $P_k \gg \sigma^2$  ( $k = 1, 2, \dots, K$ ), 为了抑制干扰,应选择加权矢量  $W_{\text{opt}} \perp \mathcal{T}_{\text{pf}} = \text{span}\{\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_K\}$ <sup>[3]</sup> ( $\mathcal{T}_{\text{pf}}$  为干扰空间), 当干扰为阻塞式干扰时, 在最大信噪比意义下的最佳加权矢量与卫星信号的方向矢量在噪声空间的正交补空间的投影共

线<sup>[3]</sup>即  $\mathbf{W}_{\text{opt}} = \mathbf{Q}_{\text{pf}} \mathbf{a}_s$ ,  $\mathbf{Q}_{\text{p}} = \mathbf{I} - \mathbf{A}_{\text{p}} (\mathbf{A}_{\text{p}}^H \mathbf{A}_{\text{p}})^{-1} \mathbf{A}_{\text{p}}^H$ <sup>[7]</sup>为从权空间  $C^N$  到干扰正交空间  $\mathcal{T}_{\text{pf}}^\perp$  的投影矩阵  $\mathbf{A}_{\text{p}} = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_K]$ 。输出的最大信干噪比为

$$r_{\text{SINR/pf}} = N \frac{P_s + \mathbf{W}_{\text{opt}}^H \mathbf{a}_s|^2}{\sigma^2 \| \mathbf{W}_{\text{opt}} \|^2} = N \frac{P_s}{\sigma^2} \| \mathbf{Q}_{\text{p}} \mathbf{a}_s \|^2 \quad (3)$$

从式(3)可以看出,输出信干噪比主要取决于有用信号的入射方向与干扰信号的入射方向之间的夹角。干扰抑制比  $r_{\text{ICR/pf}}$  为

$$r_{\text{ICR/pf}} = 10 \log \frac{\text{输出干扰功率}}{\text{输入干扰功率}} \rightarrow \infty \quad (4)$$

在实际应用中,干扰信号的正交补空间  $\mathcal{T}_{\text{pf}}^\perp$  可以通过对数据相关矩阵  $\mathbf{R}_0 = E\{\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^H(t)\}$  进行特征空间分解得到<sup>[3,8]</sup>。输出信干噪比  $r_{\text{SINR/pf}}$  为<sup>[3]</sup>

$$r_{\text{SINR/pf}} = N \frac{P_s}{\sigma^2} \sum_{k=K+1}^N \| \mathbf{q}_k^H \mathbf{a}_s \|^2 \quad (5)$$

其中  $\mathbf{q}_{K+1}, \mathbf{q}_{K+2}, \dots, \mathbf{q}_N$  为  $\mathcal{T}_{\text{pf}}^\perp$  的一组标准正交基底。

## 2 通道幅相特性的影响

### 2.1 高频通道幅相偏差的影响及修正

由于通道参数是根据有用信号设计的,民用GPS信号为窄带信号,通道中的高频增益电路可以用一复增益  $G_n$ ( $n = 1 \sim N$ )来表示。记  $\mathbf{G} = \text{diag}\{G_1, G_2, \dots, G_N\}$ ,  $\mathbf{b}_k = \mathbf{G}\mathbf{a}_k$ ,  $\mathbf{b}_s = \mathbf{G}\mathbf{a}_s$ , 有

$$\mathbf{X}(t) = \sqrt{N} \left[ \sum_{k=1}^K J_k(t) \mathbf{b}_k + S(t) \mathbf{b}_s \right] + \mathbf{GN}(t) \quad (6)$$

同理想情况,为得到最大的输出信干噪比 取

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{Q}_b \mathbf{G} \mathbf{a}_s}{\| \mathbf{Q}_b \mathbf{G} \mathbf{a}_s \|}, \text{ 其中 } \mathbf{Q}_b = \mathbf{I} - \mathbf{A}_b (\mathbf{A}_b^H \mathbf{A}_b)^{-1}$$

$\mathbf{A}_b^H$  为从权空间  $C^N$  到  $\mathcal{T}_{\text{ch}}^\perp$  的投影矩阵,  $\mathbf{A}_b = [\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots, \mathbf{b}_K]$ , 有

$$r_{\text{SINR/ch}} = N \frac{P_s}{\sigma^2} \frac{\| \mathbf{Q}_b \mathbf{G} \mathbf{a}_s \|^4}{\| \mathbf{G}^H \mathbf{Q}_b \mathbf{G} \mathbf{a}_s \|^2} \quad (7)$$

实际应用中,取  $\mathbf{W}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{Q}_b \mathbf{a}_s}{\| \mathbf{Q}_b \mathbf{a}_s \|}$ , 有

$$r_{\text{SINR/ch}} = N \frac{P_s}{\sigma^2} \frac{\| \mathbf{a}_s^H \mathbf{G}^H \mathbf{Q}_b \mathbf{a}_s \|^2}{\| \mathbf{G}^H \mathbf{Q}_b \mathbf{a}_s \|^2} \quad (8)$$

在实际应用中,通过测量高频复增益,可以修正高频通道的幅相偏差。修正之后的输出信干噪比同理想情况,为  $r_{\text{SINR/pf}} = N \| \mathbf{Q}_{\text{p}} \mathbf{a}_s \|^2 P_s / \sigma^2$ , 由于修正前后具有不同的投影矩阵,故针对高频增益不

一致性进行的修正,不一定能够保证提高信干噪比。

### 2.2 I/Q 支路幅相偏差的影响

为简单起见,先假设只有一个干扰信号,用  $\Delta G_i$ ,  $\Delta \varphi_i$  表示 I 和 Q 通道之间的增益和相位的偏差,有

$$x_i(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \alpha_i) \cdot$$

$$[\cos(\omega_1 t + (1 + \Delta G_i) \sin(\omega_1 t - \Delta \varphi_i))]$$

其中  $\omega_1$  为本振角频率, 经过差频滤波器后, 输出的信号为

$$x_i(t) = A(t) \cos(\omega_{\text{IF}} t + \alpha_i) +$$

$$[(1 + \Delta G_i) \sin(\omega_{\text{IF}} t + \alpha_i + \Delta \varphi_i)]$$

其中  $\omega_{\text{IF}}$  为中频频率。记  $K_i = 1 + (1 + \Delta G_i) e^{j\Delta \varphi_i}$ ,  $H_i = 1 - (1 + \Delta G_i) e^{-j\Delta \varphi_i}$ , 一般情况下可以认为  $\Delta G_i$  和  $\Delta \varphi_i$  的变化为慢变化,  $K_i$  和  $H_i$  为一复常数, 上式可表示为

$$x_i(t) = \frac{1}{2} A(t) K_i e^{j(\omega_{\text{IF}} t + \alpha_i)} + \frac{1}{2} A(t) H_i e^{-j(\omega_{\text{IF}} t + \alpha_i)} \quad (9)$$

记  $\Lambda_1 = \text{diag}\{K_1, K_2, \dots, K_N\}$ ,  $\Lambda_2 = \text{diag}\{H_1, H_2, \dots, H_N\}$ ,  $\mathbf{d} = \Lambda_1 \mathbf{a} / \| \Lambda_1 \mathbf{a} \|$ ,  $\mathbf{c} = \Lambda_2 \mathbf{a}^* / \| \Lambda_2 \mathbf{a}^* \|$ , 则数字波束形成的输入信号为

$$\mathbf{X}(t) = N A(t) \| \Lambda_1 \mathbf{a} \| \| \mathbf{e}^{j\omega_{\text{IF}} t} \mathbf{d} + N \| \Lambda_2 \mathbf{a}^* \| A(t) e^{-j\omega_{\text{IF}} t} \mathbf{c} \quad (10)$$

其中  $\| \Lambda_1 \mathbf{a} \|^2 = N^{-1} \sum_{i=1}^N |K_i|^2 = N^{-1} \sum_{i=1}^N \{1 + 2(1 + \Delta G_i) \cos \Delta \varphi_i + (1 + \Delta G_i)^2\}$ ; 当  $\Delta G_i$ ,  $\Delta \varphi_i$  较

小时,  $\| \Lambda_1 \mathbf{a} \|^2 \approx 4N^{-1} \sum_{i=1}^N (1 + \Delta G_i) \approx 4$ ;

$$\| \Lambda_2 \mathbf{a}^* \|^2 = \sum_{i=1}^N |H_i|^2 / N = \sum_{i=1}^N \{1 - 2(1 +$$

$\Delta G_i) \cos \Delta \varphi_i + (1 + \Delta G_i)^2\} / N$ ;  $h = \| \Lambda_2 \mathbf{a}^* \|^2 \approx N^{-1} \sum_{i=1}^N (\Delta G_i^2 + \Delta \varphi_i^2)$ .

多个干扰, 并考虑通道噪声时, 有

$$\mathbf{X}(t) = \sum_{k=1}^K [N A_k(t) e^{j\omega_{\text{IF}} t} \mathbf{d}_k + N \sqrt{h} A_k(t) e^{-j\omega_{\text{IF}} t} \mathbf{c}_k] + N A_s(t) e^{j\omega_{\text{IF}} t} \mathbf{d}_s + N \sqrt{h} A_s(t) e^{-j\omega_{\text{IF}} t} \mathbf{c}_s + \mathbf{N}(t) \quad (11)$$

式(11)相对式(1)而言, 对各个信号源(包括干扰源)增加了一个频率分量和一个方向矢量, 该结论也可通过数据相关矩阵来证明。不难求得其数据相关矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\text{ch}} = & \sum_{k=1}^K [P_k \mathbf{d}_k \mathbf{d}_k^H + h P_k \mathbf{c}_k \mathbf{c}_k^H] + \\ & P_s \mathbf{d}_s \mathbf{d}_s^H + h P_s \mathbf{c}_s \mathbf{c}_s^H + \sigma^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (12)$$

式(12)说明,由于 I/Q 不一致性所附加的干扰功率与  $h$  成正比。同时,由于  $\mathbf{d}_k, \mathbf{c}_k$  互不相关,故要完全对消一个干扰需要两个自由度。此时的干扰空间为  $\mathcal{T}_{\text{IQ}} = \text{span}\{\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2, \dots, \mathbf{d}_K, \mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \dots, \mathbf{c}_K\}$ , 若取  $\mathbf{A}_{\text{IQ}} = [\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2, \dots, \mathbf{d}_K, \mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \dots, \mathbf{c}_K]$ ,  $\mathbf{Q}_{\text{IQ}} =$

$$\mathbf{I} - \mathbf{A}_{\text{IQ}} (\mathbf{A}_{\text{IQ}}^H \mathbf{A}_{\text{IQ}})^{-1} \mathbf{A}_{\text{IQ}}^H, \mathbf{W}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{Q}_{\text{IQ}} \mathbf{d}_s}{\|\mathbf{Q}_{\text{IQ}} \mathbf{d}_s\|}, \text{输出信}$$

干噪比和干扰抑制比为

$$\begin{aligned} r_{\text{SINR/IQ}} = & N \frac{\|\mathbf{Q}_{\text{IQ}} \mathbf{d}_s\|^2 P_s}{\sigma^2 + h \sum_k P_k (\|\mathbf{d}_s^H \mathbf{Q}_{\text{IQ}} \mathbf{c}_k\|^2 / \|\mathbf{Q}_{\text{IQ}} \mathbf{d}_s\|^2)} \\ r_{\text{ICR/IQ}} \propto & \frac{\sum_k P_k}{h \sum_k P_k (\|\mathbf{d}_s^H \mathbf{Q}_{\text{IQ}} \mathbf{c}_k\|^2 / \|\mathbf{Q}_{\text{IQ}} \mathbf{d}_s\|^2)} \end{aligned} \quad (13)$$

所以,为了提高干扰抑制能力,应尽量保持 I/Q 通道的一致性,较好的解决方法是采用数字 I/Q。

### 2.3 通道幅相扰动的影响

前述通道幅相偏差、天线互耦、I/Q 电路的幅相偏差分析的都是时域内不一致性的影响,而频域特性的不一致性(如通带纹波)本地时钟的抖动都会使通道增益在时域内变化,简单起见,用增益电路的幅相扰动来近似这些变化。

设各个数据接收通道具有相同的不稳定性,通道复增益可表示为  $G_i = g_i e^{j\varphi_i}$ , 其中,  $g_i \sim \mathcal{N}(g_0, \sigma_g^2)$  为复增益的幅值,  $\varphi_i \sim \mathcal{N}(\varphi, \sigma_\varphi^2)$  为复增益的相位,  $g_i, \varphi_i$  之间相互独立, 则数字波束形成电路的输入信号为

$$\mathbf{X}(t) = \sqrt{N} \left[ \sum_{k=1}^K J_k(t) \mathbf{G} \mathbf{a}_k + \mathbf{S}(t) \mathbf{G} \mathbf{a}_s \right] + \mathbf{N}(t) \quad (14)$$

数据相关矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\text{per}} = & E\{\mathbf{X}(t) \mathbf{X}(t)^H\} = \\ & \sum_{k=1}^K P_k E\{\mathbf{G} \mathbf{a}_k \mathbf{a}_k^H \mathbf{G}^H\} + \sigma^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (15)$$

记  $\mathbf{R}_k = E\{\mathbf{G} \mathbf{a}_k \mathbf{a}_k^H \mathbf{G}^H\}$ ,  $r_{ij}$  为  $\mathbf{R}_k$  的第  $i$  行和第  $j$  列个元素, 设  $\mathbf{a}_k = \sqrt{N^{-1}} [e^{j\alpha_1}, e^{j\alpha_2}, \dots, e^{j\alpha_N}]^T$ , 有

$$r_{ij} = E\{g_i e^{j\varphi_i} g_j^* e^{-j\varphi_j}\} e^{j(\alpha_i - \alpha_j)} / N = \begin{cases} (g_0^2 + \sigma_g^2) N & i = j \\ g_0^2 e^{-\sigma_\varphi^2} e^{j(\alpha_i - \alpha_j)} / N & i \neq j \end{cases} \quad (16)$$

$\sigma_g, \sigma_\varphi$  较小时, 有

$$\mathbf{R}_k = g_0^2 e^{-\sigma_\varphi^2} \mathbf{a}_k \mathbf{a}_k^H + \frac{g_0^2}{N} \left[ \frac{\sigma_g^2}{g_0^2} + \sigma_\varphi^2 \right] \mathbf{I} \quad (17)$$

代入式(15)中, 得

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\text{per}} \approx & g_0^2 e^{-\sigma_\varphi^2} \cdot \\ & \left( \sum_{k=1}^K P_k \mathbf{a}_k \mathbf{a}_k^H + P_s \mathbf{a}_s \mathbf{a}_s^H \right) + \tilde{\sigma}^2 \mathbf{I} \end{aligned}$$

其中  $\tilde{\sigma}^2 \approx \frac{g_0^2}{N} \left( \frac{\sigma_g^2}{g_0^2} + \sigma_\varphi^2 \right) + \sigma^2$ .

同理想通道相同, 最佳加权矢量为  $\mathbf{W}_{\text{opt}} = \mathbf{Q}_p \mathbf{a}_s / \|\mathbf{Q}_p \mathbf{a}_s\|$ , 输出信噪比为

$$\begin{aligned} r_{\text{SINR/per}} = & \frac{e^{-\sigma_\varphi^2} P_s \|\mathbf{Q}_p \mathbf{a}_s\|^2}{\sigma^2 + \frac{g_0^2}{N} \left( \frac{\sigma_g^2}{g_0^2} + \sigma_\varphi^2 \right) \left( \sum_{k=1}^K P_k + P_s \right)} \end{aligned} \quad (18)$$

从式(18)可以看出, 在输出的噪声中, 除了输出热噪声之外, 还包含有干扰和有用信号成分, 这些成分是由于复增益的随机扰动, 使干扰信号和有用信号白化, 其结果一方面降低了信号能量, 另一方面, 限制了干扰抑制能力, 此时的干扰抑制比为

$$r_{\text{ICR/per}} = \frac{N}{(\sigma_g/g_0)^2 + \sigma_\varphi^2} \quad (19)$$

式(19)说明, 干扰抑制比正比于阵元数目, 而反比于通道增益和相位扰动, 为了提高干扰抑制比, 一方面应尽量降低通道的不稳定性, 另一方面, 采用时空联合滤波也可以提高自适应阵列的干扰抑制能力。

### 3 天线互耦的影响及修正

同高频通道的幅相偏差, 天线互耦属于慢变化, 天线间的互耦可以用微波网络中的散射参量矩阵  $S$  参数矩阵表示<sup>[9]</sup>。记  $\mathbf{Z} = \mathbf{I} + \mathbf{S}$ , 有  $\mathbf{Z}$  为一满秩矩阵, 天线阵接收信号为

$$\mathbf{X}(t) = \sqrt{N} \left[ \sum_{k=1}^K J_k(t) \mathbf{Z} \mathbf{a}_k + \mathbf{S}(t) \mathbf{Z} \mathbf{a}_s \right] + \mathbf{N}(t) \quad (20)$$

比较式(1)和式(20), 可以看出两者有相同的表现形式, 所不同的是方向矢量发生了偏转, 偏转后的方向矢量为  $\mathbf{z} = \mathbf{Z} \mathbf{a}$ 。同 2.1, 记  $\mathbf{A}_z = [\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2, \dots, \mathbf{z}_K]$ ,  $\mathbf{Q}_z = \mathbf{I} - \mathbf{A}_z (\mathbf{A}_z^H \mathbf{A}_z)^{-1} \mathbf{A}_z^H$ , 取  $\mathbf{W}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{Q}_z \mathbf{Z} \mathbf{a}_s}{\|\mathbf{Q}_z \mathbf{Z} \mathbf{a}_s\|}$ , 输出的信噪比为

$$r_{\text{SINR/z}} = N \frac{P_s}{\sigma^2} \|\mathbf{Q}_z \mathbf{Z} \mathbf{a}_s\|^2 \quad (21)$$

实际计算时,可忽略天线互耦,取  $W_{\text{opt}} =$

$\frac{\mathbf{Q}_z \mathbf{a}_s}{\|\mathbf{Q}_z \mathbf{a}_s\|}$  输出信干噪比为

$$r_{\text{SINR/z}} = N \frac{P_s}{\sigma^2} \frac{\|\mathbf{a}_s^H \mathbf{Q}_z \mathbf{Z} \mathbf{a}_s\|^2}{\|\mathbf{Q}_z \mathbf{a}_s\|^2} \quad (22)$$

修正前后信干噪比之差为

$$r_{\text{SINR/z}} - r_{\text{SINR/zn}} = N \frac{P_s}{\sigma^2} (\mathbf{Q}_z \mathbf{Z} \mathbf{a}_s)^H \cdot$$

$$\left[ \mathbf{I} - \frac{\mathbf{Q}_z \mathbf{a}_s}{\|\mathbf{Q}_z \mathbf{a}_s\|} \left( \frac{\mathbf{Q}_z \mathbf{a}_s}{\|\mathbf{Q}_z \mathbf{a}_s\|} \right)^H \right] (\mathbf{Q}_z \mathbf{Z} \mathbf{a}_s)$$

设  $\frac{\mathbf{Q}_z \mathbf{a}_s}{\|\mathbf{Q}_z \mathbf{a}_s\|}, \mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_{N-1}$  为  $C^N$  中的一组标准正交基底,有

$$r_{\text{SINR/z}} - r_{\text{SINR/zn}} = N \frac{P_s}{\sigma^2} \sum_{i=1}^{N-1} \|(\mathbf{Q}_z \mathbf{Z} \mathbf{a}_s)^H \mathbf{h}_i\|^2 \quad (23)$$

代入  $\mathbf{Z} = \mathbf{I} + \mathbf{S}$ ,并利用  $\mathbf{h}_i$  与  $\mathbf{Q}_z \mathbf{a}_s$  之间的正交性,得

$$0 \leq (r_{\text{SINR/z}} - r_{\text{SINR/zn}}) \leq N \frac{P_s}{\sigma^2} \cdot$$

$$\|\mathbf{Q}_z \mathbf{S} \mathbf{a}_s\|^2 \leq N \frac{P_s}{\sigma^2} \xi_{\max} \quad (24)$$

其中  $\xi_{\max}$  为  $\mathbf{S}^H \mathbf{S}$  的最大特征值。根据盖氏圆盘定理不难证明:

$$0 \leq (r_{\text{SINR/z}} - r_{\text{SINR/zn}}) \leq N \sum_{k=1}^N |S_{ik}|^2 \quad (25)$$

由式(25)知互耦修正的收益正比于  $\mathbf{S}$  矩阵的二次方,当互耦较小时,没有必要进行互耦修正。

## 4 计算机仿真实验

设信号为扩频信号,扩频处理增益为 24 dB,入射方向为(245°, 40°),入射功率为 -110 dBm,干扰为扫频干扰,入射方向为(245°, 10°)。

$$S = \begin{bmatrix} 0.04 \angle -111 & 0.10 \angle -140 & 0.02 \angle 42 \\ 0.10 \angle -140 & 0.01 \angle -94 & 0.12 \angle -140 \\ 0.03 \angle 42 & 0.12 \angle -140 & 0.08 \angle -105 \\ 0.01 \angle 260 & 0.03 \angle 50 & 0.12 \angle -130 \\ 0.02 \angle -135 & 0.01 \angle 44 & 0.03 \angle 26 \\ 0.13 \angle 48 & 0.03 \angle 29 & 0.01 \angle 50 \end{bmatrix}$$

图 2 说明:理想情况下,随着干扰功率的增加,输出  $r_{\text{SINR}}$  基本保持不变,说明  $r_{\text{SINR}}$  主要取决于卫星入射方向和干扰信号之间的夹角,而与入射干扰功率无关;存在天线互耦时,输出  $r_{\text{SINR}}$  略有下降;

仿真实验用的数据接收通道如图 1 所示,通道等效噪声温度为 200 K(等效噪声功率为 -105 dBm),在扩频接收机的相关器积分输出端观察输出信干噪比。

图 2 给出了采用 Moto-Carlo 方法在理想通道、仅存在天线互耦、仅存在通道幅相扰动、仅存在通道高频增益幅相偏差、仅存在 I/Q 通道幅相偏差 5 种情况下,输出信干噪比随干扰功率的实验结果。

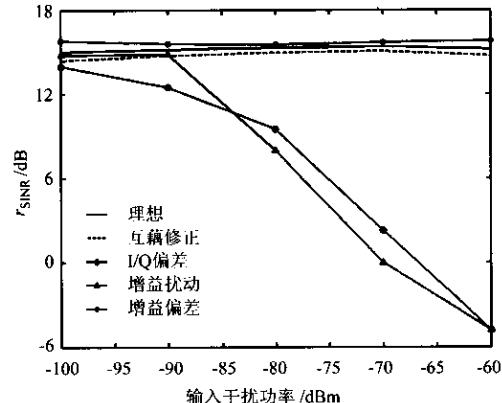


图 2 通道失配和天线互耦对  $r_{\text{SINR}}$  的影响仿真

具体参数如表 1、表 2 和  $S$  矩阵。

表 1 通道幅相偏差

通道号	1	2	3	4	5	6
高频增益/dB	30	29.8	30.2	29.6	30.4	30.1
相位(°)	0	0	15	0	5	0

表 2 I/Q 通道偏差

通道号	1	2	3	4	5	6
中频增益/dB	25	25	25	25	25	25
Q 相位偏差(°)	5	15	5	10	0	8

仿真实验所用的天线阵为 6 阵元均匀圆环阵,阵元天线为微带圆极化接收天线,天线阵半径为半波长,采用 Ansoft HFSS 对天线阵进行仿真,得到互耦时的  $S$  参量矩阵为

$$\begin{bmatrix} 0.01 \angle 260 & 0.02 \angle -135 & 0.13 \angle 48 \\ 0.03 \angle 50 & 0.01 \angle 44 & 0.03 \angle 29 \\ 0.12 \angle -130 & 0.03 \angle 26 & 0.01 \angle 50 \\ 0.11 \angle -102 & 0.12 \angle 55 & 0.03 \angle -128 \\ 0.12 \angle 55 & 0.02 \angle -90 & 0.12 \angle -124 \\ 0.03 \angle -128 & 0.12 \angle -124 & 0.14 \angle -102 \end{bmatrix}$$

降;当 I/Q 通道增益不一致或者存在通道复增益地扰动时,随着干扰功率的增加,输出  $r_{\text{SINR}}$  下降很快,而高频通道的复增益偏差不降低  $r_{\text{SINR}}$ 。以上结论符合理论分析结果。

## 5 结 论

理论分析和计算机仿真结果都证明, GPS 接收机自适应抗干扰天线的输出信干噪比主要取决于干扰抑制能力和卫星干扰源之间的相对位置。通道高频增益电路的幅相偏差和天线互耦都使入射波的方向矢量发生偏转, 但对零点位置和零点深度的影响可以忽略, 因此带来的信干噪比的影响也可以忽略; 通道的 I/Q 幅相偏差不带来零点位置的变化, 但会增加干扰空间的维数, 使输出  $r_{\text{SINR}}$  随干扰功率的增加而降低; 而通道的幅相扰动将使干扰和信号白化, 不影响零点位置, 但会限制零点深度, 使输出信干噪比随干扰功率的增加而降低。

### 参考文献 (References)

- [1] 倪晋麟, 李振, 张光义. 通道失配对自适应阵列性能的影响 [J]. 现代雷达, 1994, 16(3): 53~59  
Ni Jinlin, Li Zhen, Zhang Guangyi. The effect of channel mismatch on the performance of adaptive array [J]. Modern Radar, 1994, 16(3): 53~59 (in Chinese)
- [2] 高雪, 胡鸿飞, 傅德民. 自适应天线阵中单元互耦对系统性能的影响 [J]. 西安电子科技大学学报, 2001, 28(5): 573~579  
Gao Xue, Hu Hongfei, Fu Demin. The effect of element mutual coupling on the performance of adaptive arrays [J]. Journal of Xidian University, 2001, 28(5): 573~579 (in Chinese)
- [3] Lu Yan'e, Yang Jun, Ding Ziming, et al. The orthogonal weighted algorithm for GPS receiver anti-jamming [A]. 2001 CIE International Conference on Radar Proceedings [C]. 2001: 1190~1194
- [4] 王永良, 吴仁彪. 通道不一致性、互耦对最优阵列处理器的影响 [J]. 系统工程与电子技术, 1993, 13(2): 49~55  
Wang Yongliang, Wu Renbiao. Effect of channel to-channel mismatch and mutual-coupling on the performance of optimum array processor [J]. System Engineering and electronic technology, 1993, 13(2): 49~55 (in Chinese)
- [5] Segovia D, Martin R, Sierra-Perez M. Mutual coupling effect correction in microstrip arrays for direction-of-arrival estimation [J]. IEEE Trans on AP, 2002, 50(2): 113~118
- [6] 刘德树. 空间谱估计及其应用 [M]. 合肥: 中国科技大学出版社, 1998  
Liu Deshu. The estimation of spatial spectrum and applications [M]. Hefei: Chinese Technology University Press, 1998 (in Chinese)
- [7] 陈祖明. 矩阵论引论 [M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 1998  
Chen Zuming. Matrix theory [M]. Beijing: Beijing University of Aeronautics and Astronautics Press, 1998 (in Chinese)
- [8] Schmidt R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation [J]. IEEE Trans on AP, 1986, 34(3): 276~280
- [9] 杨超. 自适应圆阵中干扰抑制和互耦补偿 [J]. 中国空间科学技术, 1998, 19(4): 31~34  
Yang Chao. Coherent interference suppression and mutual coupling compensation in adaptive circular array [J]. Chinese Space Science and Technology, 1998, 19(4): 31~34 (in Chinese)
- [10] Adve R S, Sarkar T K. Elimination of effect of mutual coupling in an adaptive nulling system with a look direction constraint [J]. IEEE Trans on AP, 1996, 44(2): 1164~1166
- [11] Gupta I J, Ksienki A A. Effect of mutual coupling on the performance of adaptive array [J]. IEEE Trans on AP, 1983, 31(5): 785~791
- [12] 王忠, 黄顺吉. GPS 抗干扰自适应圆阵性能的研究 [J]. 电波科学学报, 1997, 12(4): 448~452  
Wang Zhong, Huang Shunji. Characteristics study of GPS anti-interference adaptive circular array [J]. Chinese Journal of Radio Science, 1997, 12(4): 448~452 (in Chinese)
- [13] 闫润卿, 李英惠. 微波技术基础 [M]. 北京: 北京理工大学出版社, 1997  
Yan Runqing, Li Yinghui. The microwave technology basis [M]. Beijing: Beijing Institute of Technology Press, 1997 (in Chinese)

## 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，一直致力于专注于微波、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>