

# 单端口天线散射理论研究

姜 文, 龚书喜

(西安电子科技大学天线与微波技术重点实验室, 陕西西安 710071)

**摘 要:** 本文给出单端口天线的频域和时域散射理论分析, 通过时域和频域分析清晰地说明了天线散射的机理. 分析过程中包含了探测天线和接收天线对被测天线散射的影响. 天线的时域散射特性直观地区分了结构模式项散射场和天线模式项散射场. 以该分析过程和结论为基础, 讨论了天线散射控制的指导思想.

**关键词:** 天线; 散射; 结构模式项; 天线模式项

**中图分类号:** O441 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 09-2004-04

## Theoretic Study of Single-Port Antenna Scattering

JIANG Wen, GONG Shu-xi

(Science and Technology on Antenna and Microwave Laboratory, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

**Abstract:** The basic scattering theory of single-port antenna is illustrated in both the frequency-domain and time-domain clearly, in this paper. The polarizations of detecting antenna, detected antenna, and receiver antenna are included in the analytical course. The structural mode scattering and the antenna mode scattering are separated in the time-domain intuitively. Based on the analysis procedure above, some basic approaches of controlling antenna scattering are given. This work will serve as a good candidate for the future design of antennas with a requirement of scattering control.

**Key words:** antennas; scattering; structural mode; antenna mode

## 1 引言

天线的散射场包含天线结构模式项散射和天线模式项散射两部分. 天线结构模式项散射场与散射天线的负载情况无关, 与普通散射体的散射机理相同, 它可认为是天线接匹配负载时的散射场; 天线模式项散射场则随天线负载情况而变化, 它是由于天线失配而反射的功率经天线再辐射而产生的散射场, 这是天线与其他普通散射场不同而特有的. 本文通过频率和时域两种电磁分析角度分析了天线散射的原理, 并给出天线散射控制技术的一些方向<sup>[1~6]</sup>.

## 2 单端口天线散射理论

天线散射的物理模型如图 1 所示, 该模型包含: 探测天线、被测天线和接收天线. 探测天线、被测天线和接收天线的单位极化矢量分别为:  $\mathbf{u}$ ,  $\mathbf{v}$ ,  $\mathbf{U}$ .

如图 2 所示, 在单端口天线的单模传输区取参考面, 在距离天线  $r = r_0$  处取封闭面  $S_2$ .

令  $(a_i, b_i)$  分别为封闭面  $S_2$  处入射和出射场的球面波幅度矢量. 令  $(a_0, b_0)$  为馈电传输线中参考面处入射

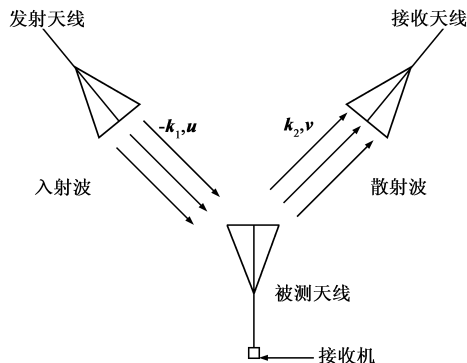


图1 天线散射的物理模型

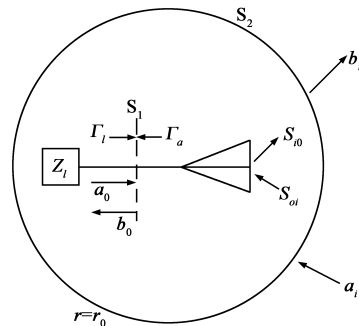


图2 天线的散射矩阵表示

和出射的幅度. 则被测天线的特征可用散射矩阵完整地加以表征:

$$\begin{bmatrix} b_0 \\ [b_i] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{00} & [S_{0j}] \\ [S_{i0}] & [S_{ij}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ [a_j] \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中,

$$b_0 = S_{00}a_0 + [S_{0j}][a_j] \quad (2)$$

$$[b_i] = [S_{i0}]a_0 + [S_{ij}][a_j] \quad (3)$$

由式(1)有

$$b_0 = \sum_{j=0}^{\infty} S_{0j}a_j = S_{00}a_0 + \sum_{j=1}^{\infty} S_{0j}a_j \quad (4)$$

$$b_i = \sum_{j=0}^{\infty} S_{ij}a_j = S_{i0}a_0 + \sum_{j=1}^{\infty} S_{ij}a_j \quad (5)$$

在图 1 所示的模型中,  $b_0$  表示被测天线在参考面  $S_1$  处, 由入射波  $a_0$  产生的反射幅度.  $b_i$  表示由入射球面波  $a_i$  在封闭面  $S_2$  外产生的散射场幅度.

如果只考虑天线的辐射问题, 则表征入射球面波的  $a_i = 0$ . 此时有:

$$b_0 = S_{00}a_0 \quad (6)$$

$$b_i = S_{i0}a_0 \quad (7)$$

$$S_{00} = \Gamma_a = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \quad (8)$$

其中,  $b_0$  为反射幅度,  $b_i$  为辐射幅度,  $S_{00}$  为天线的反射系数. 如果考虑被测天线处于接收, 散射状态, 则有:

$$a_0 = \Gamma_l b_0 \quad (9)$$

$$\Gamma_l = \frac{Z_l - Z_c}{Z_l + Z_c} \quad (10)$$

$$b_0 = \frac{1}{1 - \Gamma_l \Gamma_a} \sum_{j=1}^{\infty} S_{0j}a_j = \frac{1}{1 - \Gamma_l \Gamma_a} b_0^m \quad (11)$$

$$b_0^m = \sum_{j=1}^{\infty} S_{0j}a_j \quad (12)$$

$$b_i = \sum_{j=0}^{\infty} S_{ij}a_j = S_{i0}\Gamma_l b_0 + \sum_{j=1}^{\infty} S_{ij}a_j \quad (13)$$

$$b_i^m = \sum_{j=1}^{\infty} S_{ij}a_j \quad (14)$$

$$b_i = b_i^m + \frac{\Gamma_l}{1 - \Gamma_l \Gamma_a} b_0^m S_{i0} \quad (15)$$

其中,  $\Gamma_l$  为接收机负载反射系数,  $b_0^m$  为天线匹配接收幅度,  $b_i^m$  为天线匹配散射幅度,  $b_i$  为天线散射幅度. 将散射幅度转换为散射场即可以得到天线散射场基础理论公式:

$$\mathbf{E}^s(Z_l) = \mathbf{E}^s(Z_c) + \frac{\Gamma_l}{1 - \Gamma_l \Gamma_a} b_0^m \mathbf{E}_1^t(Z_c) \quad (16)$$

式中,  $\mathbf{E}^s(Z_l)$  表示被测天线接收机接任意负载情形的散射场;  $\mathbf{E}^s(Z_c)$  为结构模式散射场, 它对应接收机端接匹配负载  $Z_c$  情形的散射场;  $\frac{\Gamma_l}{1 - \Gamma_l \Gamma_a} b_0^m \mathbf{E}_1^t(Z_c)$  称为天

线模式散射场,  $\mathbf{E}_1^t(Z_c)$  表示单位幅度源激励情形的辐射电场. 于是将天线散射场简记为:

$$\mathbf{E}^s(Z_l) = \mathbf{E}^s(Z_c) + \mathbf{E}^a(Z_l) \quad (17)$$

结合天线辐射、接收理论有:

$$b_0^m = -j\lambda C[\mathbf{A}(\mathbf{k}) \cdot \mathbf{u}^*] \quad (18)$$

$$\mathbf{E}_1^t = \sqrt{Z_c} \mathbf{A}(\mathbf{k}) \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (19)$$

$$\mathbf{A}(\mathbf{k}) = |\mathbf{A}(\mathbf{k})| \mathbf{U} \quad (20)$$

其中,  $b_0^m$  为天线匹配接收幅度,  $\mathbf{E}_1^t$  为单位幅度源激励时天线的辐射场,  $\mathbf{A}(\mathbf{k})$  为被测天线的幅度矢量. 于是:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}^s(Z_l) &= \mathbf{E}^s(Z_c) + \frac{-j\lambda\Gamma_l}{1 - \Gamma_l \Gamma_a} C[\mathbf{A}(\mathbf{k}_1) \cdot \mathbf{u}^*] \\ &\quad \cdot \sqrt{Z}[\mathbf{A}(\mathbf{k}_2)] \frac{e^{-jkr}}{r} \end{aligned} \quad (21)$$

考虑到接收天线的极化方式为  $\mathbf{v}$ , 于是将散射场作如下处理, 式(21)化为:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}^s &= \mathbf{E}^s(Z_l) \cdot \mathbf{v}^* \\ &= \mathbf{E}^s(Z_c) \cdot \mathbf{v}^* + \frac{-j\lambda\Gamma_l}{1 - \Gamma_l \Gamma_a} C[\mathbf{A}(\mathbf{k}_1) \cdot \mathbf{u}^*] \\ &\quad \cdot \sqrt{Z}[\mathbf{A}(\mathbf{k}_2) \cdot \mathbf{v}^*] \frac{e^{-jkr}}{r} \\ &= \mathbf{E}^s(Z_c) \cdot \mathbf{v}^* + \frac{-j\lambda\Gamma_l}{1 - \Gamma_l \Gamma_a} C[|\mathbf{A}(\mathbf{k}_1)| \mathbf{U} \cdot \mathbf{u}^*] \\ &\quad \cdot \sqrt{Z}[|\mathbf{A}(\mathbf{k}_2)| \mathbf{U} \cdot \mathbf{v}^*] \frac{e^{-jkr}}{r} \end{aligned} \quad (22)$$

式(22)同时将探测天线(入射平面波), 被探测天线和接收天线(散射场)的极化方式考虑进天线散射理论中. 进一步, 通常情况下雷达探测方式为单站. 于是:

$$\mathbf{k}_2 = \mathbf{k}_1 \equiv \mathbf{k} \quad (23)$$

$$\mathbf{u} = \mathbf{v} \quad (24)$$

作如下定义:

$$p = |\mathbf{U} \cdot \mathbf{u}^*|^2 \quad (25)$$

$$G_1(\mathbf{k}) = (1 - |\Gamma_a|^2) G_2(\mathbf{k}) \quad (26)$$

其中,  $p$  为天线极化效率,  $G_1(\mathbf{k})$  为天馈系统的增益,  $G_2(\mathbf{k})$  为天线增益. 则式(27)进一步可化为:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}^s &= \mathbf{E}^s(Z_l) \cdot \mathbf{u}^* \\ &= \mathbf{E}^s(Z_c) \cdot \mathbf{u}^* + \frac{\Gamma_l}{1 - \Gamma_l \Gamma_a} b_0^m \mathbf{E}_1^t(Z_c) \cdot \mathbf{u}^* \\ &= \mathbf{E}^s(Z_c) \cdot \mathbf{u}^* + \frac{-j\lambda\Gamma_l}{1 - \Gamma_l \Gamma_a} C[\mathbf{A}(\mathbf{k}) \cdot \mathbf{u}^*] \\ &\quad \cdot \sqrt{Z}[\mathbf{A}(\mathbf{k}) \cdot \mathbf{u}^*] \frac{e^{-jkr}}{r} \\ &= \mathbf{E}^s(Z_c) \cdot \mathbf{u}^* + \frac{-j\Gamma_l}{1 - \Gamma_l \Gamma_a} \frac{\lambda}{4\pi} 4\pi [\mathbf{A}(\mathbf{k}) \cdot \mathbf{u}^*]^2 \frac{e^{-jkr}}{r} \\ &= \mathbf{E}^s(Z_c) \cdot \mathbf{u}^* + \frac{-j\Gamma_l}{1 - \Gamma_l \Gamma_a} \frac{\lambda}{4\pi} p G_1(\mathbf{k}) \frac{e^{-jkr}}{r} \end{aligned}$$

$$= \mathbf{E}^s(Z_c) \cdot \mathbf{u}^* + \frac{-j\Gamma_l \lambda}{1 - \Gamma_l \Gamma_a 4\pi} p(1 - |\Gamma_a|^2) G_2(\mathbf{k}) \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (27)$$

### 3 天线模式项散射控制

分析式(27),通过以下思路可对结构模式散射场和天线模式项散射场进行控制<sup>[7-9]</sup>:

(1)通过天线外形结构控制结构模式项散射场  $\mathbf{E}^s(Z_c)$ ;

(2)通过天线阻抗匹配技术令  $\Gamma_l = 0$  或  $\Gamma_a = 1$  可消除天线模式项散射场,令  $\Gamma_a = 0$  且  $\Gamma_l = 1$  可使天线模式项散射场最大;

(3)通过控制极化效率因子  $p$  控制天线模式项散射场,当探测雷达一定时,通过控制被测天线的极化方式调节天线模式项散射场,电调极化选择表面是一种很好的解决方案;

(4)分析式(22)可知,如果  $\mathbf{A}(\mathbf{k}_1)$  或  $\mathbf{A}(\mathbf{k}_2)$  有一个为零,则天线模式项可消除.具体的方法是:通过调整  $G_2(\mathbf{k})$ ,控制被测天线的方向图,使被测天线的方向图零点对准发射天线或接收天线则可消除天线模式项散射场,相控阵是一种很好的解决方案.

通常情况下,天线的结构往往与天线的辐射特性的关系密切,且结构模式散射场与天线模式项散射场之间存在着相位关系,所以需要综合考虑以上方法才能达到令人满意的散射控制效果.

进一步考虑结构模式散射场与天线模式项散射场之间的相位关系.如式(28)所示,天线的总 RCS( $\sigma$ )可由结构模式项 RCS( $\sigma_s$ )、天线模式项 RCS( $\sigma_a$ )以及它们之间的相位关系  $\phi$  决定.

$$\sigma = |\sqrt{\sigma_s} + \sqrt{\sigma_a} e^{j\phi}|^2 \quad (28)$$

令

$$R = \frac{\sigma_{\max}}{\sigma_{\min}} = \left| \frac{\sqrt{\sigma_s} + \sqrt{\sigma_a}}{\sqrt{\sigma_s} - \sqrt{\sigma_a}} \right|^2 = \left| \frac{\sqrt{\sigma_s/\sigma_a} + 1}{\sqrt{\sigma_s/\sigma_a} - 1} \right|^2 \quad (29)$$

由式(29)可以发现,当  $\sigma_s/\sigma_a > 10\text{dB}$  时,天线 RCS 最大值和最小值之比将小于 5.69dB,当  $\sigma_s/\sigma_a > 20\text{dB}$  时,天线 RCS 最大和最小值之比将小于 1.74dB.理论上,当  $\sigma_s/\sigma_a$  足够大时,天线 RCS 最大值和最小值相等,天线接收机负载的阻抗对于天线的散射不起作用.这一点对于射频识别 RFID 天线是相当重要的<sup>[10]</sup>.通过控制相位因子  $\phi$  可控制天线 RCS 在最大最小值之间变化,可以达到天线 RCS 理论上的最大值或最小值,但如何控制相位因子  $\phi$  是一个复杂而困难的工作.

### 4 时域方法分析天线散射

时域分析方法可以从另一个角度给出天线散射两个模式的产生原理.以普通的矩形微带天线(工作频率

为 2.0GHz)为例,天线尺寸为  $72\text{mm} \times 72\text{mm} \times 1.6\text{mm}$ ,采用时域分析方法,分析天线的散射特性.在离天线最大辐射方向 0.4m 处(远场区),设置理想探针探测接收到的散射信号.采用归一化的高斯脉冲信号作为入射波,入射方向为  $-z$  方向.探针探测到的信号如图 3 所示.

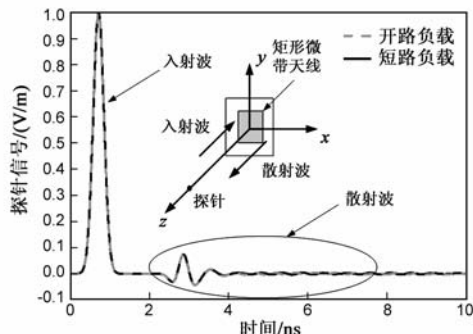


图3 探针信号

如图 3 和图 4 所示,当天线馈电线分别端接短路负载和开路负载时,探针信号首先出现入射波波形,紧接着是散射波波形.入射波波形重合,散射波波形首先重合,接着分开.分析散射波形,可以发现,前半部分的波形不随负载情况的变化而变化,这是因为它是由天线的结构模式项散射造成的,天线的结构模式项散射只有天线本身的物理结构决定.紧接着的波形,由于天线的开路和短路负载的区别,信号会有 1/2 周期的反转,这一点更证明了此部分是由于天线模式项散射造成的.由以上分析可以得到如下结论:结构模式项散射场和天线模式项散射场对于入射波的响应时间不同,可以通过时域分离的方法区分这两个模式.利用该观点,可以对天线散射控制提出如下建议:如果天线的馈电线足够长,结构模式项和天线模式项将足够分离;通过控制天线馈电线,两模式之间的相位差  $\phi$  将得到控制.

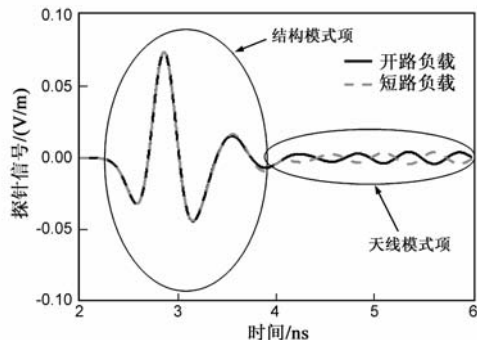


图4 天线散射波信号

### 5 结束语

笔者利用时域和频域两种分析方法给出单端口天线散射理论.该理论清晰地确定了天线散射的两个模式.分析过程中同时考虑了探测天线、接收天线和被测天线.通过本文的理论分析给出了多种切实可行的对

天线散射控制的指导方向.本文工作对于射频识别技术、隐身技术等对天线散射特性有特定要求的问题具有重要的指导意义.

#### 参考文献

- [1] Knott E F, Shaeffer J F. Radar Cross Section [M]. 2nd Edition. Raleigh, NC: SCITECH, 2004.
- [2] Lo Y T, Lee S W, et al. Antenna Handbook [M]. New York: Chapman & Hall, 1993.
- [3] 龚书喜, 刘英, 张鹏飞, 徐云学, 姜文. 天线雷达截面预估与减缩[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2010.
- [4] Jiang W, Liu Y, Gong S X, Hong T. Application of bionics in antenna radar cross section reduction [J]. IEEE Antennas Wireless Propagation Letter, 2009, 8(1): 1275 – 1278.
- [5] Hu S, Chen H, Law C L, et al. Backscattering cross section of ultrawideband antennas [J]. IEEE Antennas Wireless Propagation Letter, 2007, 6(1): 70 – 73.
- [6] 刘英, 龚书喜, 傅德民. 天线散射理论研究[J]. 电子学报, 2005, 33(9): 1611 – 1613.  
Liu Ying, Gong Shu-xi, Fu De-min. Theoretic study of antenna scattering [J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(9): 1611 – 1613. (in Chinese)
- [7] 姜文, 龚书喜, 洪涛, 王兴. 低雷达截面的超宽带扇形天线[J]. 电子学报, 2010, 38(9): 2162 – 2165.  
Jiang Wen, Gong Shu-xi, Hong Tao, Wang Xing. Fan-shaped antenna with low RCS for ultra-wideband application [J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 39(9): 1611 – 1613. (in Chinese)
- [8] 程永强, 秦玉亮, 李彦鹏, 王宏强, 黎湘. 平面缝隙阵列天线的宽带电磁散射特性分析[J]. 电子学报, 2010, 38(9): 2046 – 2051.

Cheng Y Q, Qin Y L, Li Y P, Wang H Q, Li X. Analysis of wide-band EM scattering characteristics of planar slotted array antenna [J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 39(9): 2046 – 2051. (in Chinese)

- [9] Hong T, Gong S X, Jiang W, et al. A novel ultra-wide band antenna with reduced radar cross section [J]. Progress in Electromagnetics Research, 2009, 96(1): 299 – 308.
- [10] Hu S, Law C L, et al. Backscattering cross section of ultrawideband antennas [A]. Proceedings of IEEE International Conference on Ultra-wideband ICUWB [C]. Singapore: ICUWB, 2007. 94 – 99.

#### 作者简介



姜 文 男, 1985 年 11 月出生, 山东烟台人. 2008 年毕业于西安电子科技大学电子工程学院, 2009 年进入西安电子科技大学天线与微波技术重点实验室. 现为硕博连读生, 从事天线工程与电磁隐身技术研究.

E-mail: jw13@vip.qq.com



龚书喜 男, 1957 年 3 月出生, 河北人. 教授、博士生导师. 现为西安电子科技大学天线与电磁散射研究所所长、天线与微波技术重点实验室西安分部主任, 已发表论文 100 余篇, 出版学术专著 2 部, 主要从事电磁理论、电磁辐射、散射与隐身技术等方面的研究工作.