

文章编号 1005-0388(2005)04-0418-06

电磁波激励下天线的响应特性分析^{*}

赵振江 杜正伟 龚 克

(清华大学微波与数字通信技术国家重点实验室,
zhaozj02@mails.tsinghua.edu.cn 北京 100084)

摘 要 应用互易定理推导出了电磁波激励下天线的耦合长度和耦合面积的表达式,这两个物理量可以表征天线的响应特性。针对对称振子天线,在不同来波照射方向和端接不同带宽的接收机这两种情况下,计算获得了耦合长度和耦合面积。计算结果表明,工作频率为2GHz的对称振子天线的耦合长度随着接收机带宽的变化在频率 $f = 2 + 4n$ (GHz) ($n = 0, 1, 2, \dots$)或 $f = 4n$ (GHz) ($n = 1, 2, \dots$)附近出现谐振峰,而耦合面积随来波入射角度的增大而增大,随接收机带宽的减小而减小。

关键词 互易定理 耦合长度 耦合面积 对称振子天线

中图分类号 TN82;TN97

文献标识码 A

Analysis of response of antennas to electromagnetic waves excitation

ZHAO Zhen-jiang DU Zheng-wei GONG Ke

(State Key Lab on Microwave and Digital Communications, Tsinghua
University, zhaozj02@mails.tsinghua.edu.cn, Beijing 100084, China)

Abstract Expressions of the coupling length and the coupling area of an antenna to electromagnetic waves excitation are deduced with the reciprocity theorem. These two variables can be used to describe the response of antennas. As an example, a centre-fed dipole is analyzed using the obtained expressions. The coupling length and the coupling area of a centre-fed dipole are obtained and analyzed under the conditions that it is illuminated by waves with different arrival angle and connected to a receiver with different operating bandwidth. The results show that, for the dipole operating at 2GHz, the coupling length has a set of resonance points at the frequency $f = 2 + 4n$ (GHz) ($n = 0, 1, 2, \dots$) or $f = 4n$ (GHz) ($n = 1, 2, \dots$) responding to the various bandwidth of a receiver; the coupling area increases with the increasing of the arrival angle of a wave and decreases with the decreasing of the bandwidth of a receiver.

Key words reciprocity theorem, coupling length, coupling area, centre-fed dipole

1 引 言

在电子系统的设计中,必须确保在有带外强干扰信号的环境下,设备仍能正常工作或不被损坏。天线

作为电子系统中的信号的发射和接收装置,在保证带内信号的良好通信的同时,也会将电磁环境中带外的干扰信号引入接收机,从而干扰系统工作或使接收机阻塞甚至损坏接收设备的敏感元件。一般的天线设计

通常只是为了满足工作频带内的性能要求^[1],而对其带外特性的研究不够充分。研究天线响应就是要分析包括天线工作频带内外的电磁波照射下天线的响应,从而对在系统设计中减少或消除强干扰对系统工作的影响提供参考。Schmitt等^[2]计算了同轴馈电的单极子天线在脉冲电磁场激励下接收电压的时域响应,其方法是利用频域内已知的单极子天线的特性,Fourier变换得到时域波形;K. M. Lee^[3]采用二维的有限差分法计算了耦合线天线的时域脉冲接收响应。D. Poljak和V. Roje^[4]通过直接在时域解Hallen积分方程,分析了埋地的理想导体细线在电磁脉冲激励下的线上电流的时域变化。然而,给出一种能够有效表征天线带内外响应特性的物理量是必要的。Duley和Casey^[5]根据互易定理给出了表征天线耦合信号能力的物理量,即耦合效率,但其分析仅限于馈线为双导体的情况,同时对对称振子的计算仅限于垂直入射情形,本文利用互易定理,用耦合长度和耦合面积描述天线对电磁波的耦合能力,并对对称振子天线的响应特性进行了定量分析。

2 理论分析

根据互易定理推导出一般天线的耦合长度公式,然后给出对称振子天线耦合长度和耦合面积的计算公式。

2.1 接收天线响应耦合长度的推导

2.1.1 一般天线的耦合长度公式推导

考虑由同轴线、矩形波导、平行双线或圆形波导等传输线馈电的接收机,传输线端接天线,如图1所示。

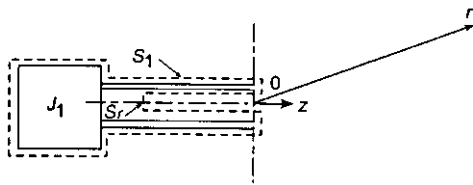


图1 接收机模型

由互易定理,有^[6]

$$\oint_S (\mathbf{E}_1 \times \mathbf{H}_2 - \mathbf{E}_2 \times \mathbf{H}_1) \cdot \mathbf{n} dS' = \int_V (\mathbf{J}_1 \cdot \mathbf{E}_2 - \mathbf{J}_2 \cdot \mathbf{E}_1) dV' \quad (1)$$

式中 S 由 S_1 和无穷远处球面组成, V 是由 S 包围的体积, \mathbf{n} 是 S 的外表面法向单位矢量。假设源 \mathbf{J}_1 在 V 内产生的电磁场为 \mathbf{E}_1 和 \mathbf{H}_1 ,距天线较远的源 \mathbf{J}_2 在 V 内

产生的电磁场为 \mathbf{E}_2 和 \mathbf{H}_2 。考虑理想情况,导体表面 S_1 上有 $\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E} = 0$,同时根据远区辐射条件,式(1)左侧积分除了在 S_r 上外处处为0。令 \mathbf{J}_1 不在以 S 为边界的 V 内,这样在 V 内 $\mathbf{J}_1 = 0$ 。同时,在 S_r 参考面上,仅场量的横向分量影响式(1),可得到

$$\begin{aligned} & \oint_{S_r} (\mathbf{E}_{T1} \times \mathbf{H}_{T2} - \mathbf{E}_{T2} \times \mathbf{H}_{T1}) \cdot (-\mathbf{z}) dS' \\ &= - \int_V \mathbf{J}_2 \cdot \mathbf{E}_1 dV' \end{aligned} \quad (2)$$

应用分离变量法, $\mathbf{E}_T = \sum_i V_i(z) \mathbf{e}_i(x, y) \mathbf{H}_T = \sum_i I_i(z) \mathbf{h}_i(x, y)^{[7]}$,式中 V_i 和 I_i 为广义传输线理论中第 i 个模式的等效电压和等效电流, $\mathbf{e}_i(x, y) \mathbf{h}_i(x, y)$ 分别满足各模式下电场和磁场的横向边界条件,且各模式满足正交性原则,即 $\int_S [\mathbf{e}_i(x, y) \times \mathbf{h}_j(x, y)] \cdot (-\mathbf{z}) dS = \begin{cases} 1 & i=j \\ 0 & i \neq j \end{cases}$ 。根据叠加原理,任何电流源均可视为电偶极子的叠加,假定 \mathbf{J}_2 为电偶极子, $\mathbf{J}_2 = \mathbf{p} l_0 \delta(\mathbf{r} - \mathbf{r}')$, I_0 为线上电流, h 为其长度, \mathbf{p} 为单位极化矢量,则式(2)变为

$$\sum_i (V_{i1} I_{i2} - V_{i2} I_{i1}) = - \sum_i I_0 [\mathbf{p} \cdot \mathbf{E}_{i1}(\mathbf{r}')] \quad (3)$$

电偶极子在 $\mathbf{r} = 0$ 点产生的远区电场^[8]

$$\mathbf{E}_{inc}(\mathbf{r} = 0) = j \frac{\eta I_0 h}{2\lambda r'} \sin(\xi) \exp(-jkr') \mathbf{i} \quad (4)$$

ξ 为 $-\mathbf{r}'$ 与 \mathbf{p} 所成角度, η 、 λ 、 k 分别为自由空间的波阻抗、波长和波数。

式(3)中 $I_0 h$ 由式(4)相应项代替,同时由于各模式正交性,可得到第 i 模式下接收电压

$$V_{i2} = \frac{2\lambda r' \mathbf{E}_{i1}(\mathbf{r}') \cdot \mathbf{E}_{inc}(\mathbf{r} = 0)}{j\eta \exp(-jkr') V_{i1} [Y_{rec(i)} + Y_{a(i)}]} \quad (5)$$

式中 $Y_{rec(i)}$ 为在第 i 模式下从观察点看去的接收机导纳, $Y_{a(i)}$ 为在第 i 模式下从观察点看去的天线导纳。定义接收天线在第 i 模式下的耦合长度为

$$l_i = \frac{2\lambda r' \mathbf{E}_{i1}(\mathbf{r}')}{j\eta \exp(-jkr') V_{i1} [Y_{rec(i)} + Y_{a(i)}]} \quad (6)$$

因 \mathbf{E}_{i1} 正比于 $\exp(-jkr')/r'$,故接收天线耦合长度与 \mathbf{J}_2 位置 \mathbf{r}' 无关,仅与关心频率、接收机输入导纳、天线特性、来波方向有关。耦合长度 l_i 可以描述接收机上耦合到的第 i 模式电压与入射电场之间的关系。

2.1.2 对称振子天线耦合长度分析

考虑一臂长为 L 的对称振子,振子导体半径为 a 。传输线终端连接接收机,如图2所示。入射电场与振

子臂成 θ 角入射。

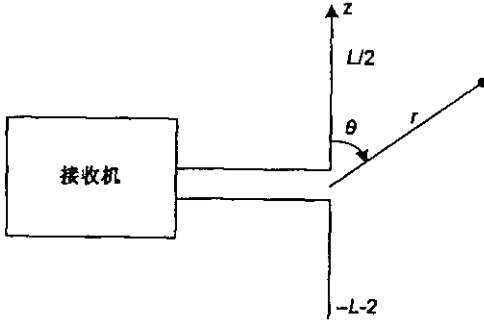


图 2 对称振子天线模型

将以上公式应用于此天线。对称振子馈电电缆为平行双线,主要传输 TEM 模,仅考虑此模式,省略下标 i ,则式(6)变为

$$I = \frac{2\lambda r' E_i(r')}{j\eta \exp(-jkr') V_1 [Y_{rec} + Y_a]} \quad (7)$$

线电流源在 r' 处产生的电场为^[8]

$$E_i(r') = \theta \frac{j\eta e^{-jkr'}}{2\lambda r'} \sin\theta \int_{-L/2}^{L/2} \tilde{I}(z, \omega) e^{ikz \cos\theta} dz \quad (8)$$

$\tilde{I}(z, \omega)$ 是在激励电压 V_1 下导体上的线电流分布。式(8)代入式(7)得

$$I = \frac{1}{Y_{rec} + Y_a} \theta \frac{\sin\theta}{V_1} \int_{-L/2}^{L/2} \tilde{I}(z, \omega) e^{ikz \cos\theta} dz \quad (9)$$

而 $Y_a = I_a/V_1$, I_a 是在激励电压 V_1 下,对称振子端口输入电流。

式(9)中 $\theta \frac{\sin\theta}{V_1} \int_{-L/2}^{L/2} \tilde{I}(z, \omega) e^{ikz \cos\theta} dz$ 仅与作为发射天线时对称振子天线上电流分布和辐射方向有关;

而 $\frac{1}{Y_{rec} + Y_a}$ 可表征接收机的导纳变化对耦合长度的影响。可令

$$A_\theta = \left| \theta \frac{\sin\theta}{V_1} \int_{-L/2}^{L/2} \tilde{I}(z, \omega) e^{ikz \cos\theta} dz \right| \quad (10a)$$

$$A_Y = \left| \frac{1}{Y_{rec} + Y_a} \right| \quad (10b)$$

$$|I| = A_\theta A_Y \quad (10c)$$

A_θ 、 A_Y 分别为耦合长度的角度因子和负载因子,以分别表征来波角度和接收机的导纳变化对耦合长度的影响。

在振子天线输入端口加 $V_1(t) = V_0 \delta(t)$ 的电压激励,采用与文献[5]相同的方法可求得式(9)中 V_1 、 I_a 、 $\int_{-L/2}^{L/2} \tilde{I}(z, \omega) e^{ikz \cos\theta} dz$ 的表达式。

2.2 接收天线耦合面积

当具有宽频谱的电磁脉冲入射时,耦合长度已不能够清楚地描述耦合到的能量与入射场之间的关系,所以定义一个新的物理量,即耦合面积

$$A_c = \frac{\text{负载接收到的能量}}{\text{入射波单位面积照射能量}} \quad (11)$$

对于对称振子天线

$$\begin{aligned} A_c &= \frac{\int_0^\infty [V_L^2(t) G_L] dt}{[\int_0^\infty |E_i(t)|^2 dt] \eta} \\ &= \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} [|V_L(\omega)|^2 G_L] d\omega}{[\int_{-\infty}^{+\infty} |E_i(\omega)|^2 d\omega] \eta} \end{aligned} \quad (12)$$

式中 G_L 为接收机导纳 Y_L 的实部, η 为空气的波阻抗, E_i 为入射波电场强度, V_L 为接收机端的耦合电压。

当入射场不再是单频信号时,耦合面积可以描述接收机上的耦合能量与入射场能量密度之间的关系,能量的量纲为“焦耳”,单位面积的能量照射密度的量纲为“焦耳/米²”,所以耦合面积的量纲为“米²”。对于包含有丰富的频谱分量的窄脉冲的入射,可用耦合面积来描述系统的耦合强度。

3 对称振子天线分析

以振子臂长 $L = 75 \text{ mm}$,即工作频率 $f_0 = 2 \text{ GHz}$ 的半波对称振子天线为例进行分析,振子的半径 $a = 41.5 \mu\text{m}$ 。

假定作为接收天线负载的接收机是由简单的 RLC 串联电路组成,即^[9]

$$Y_{rec} = \frac{1}{R} \left(\frac{j \frac{R}{L} \omega}{j \omega \frac{R}{L} + \left(\frac{1}{LC} \right)^2 - \omega^2} \right) \quad (13)$$

具有一阶的 Butterworth 带通特性。对称振子天线在 2GHz 时输入阻抗实部近似为 75Ω ,虚部约为 0。由于接收机往往在工作频率附近匹配良好,则对接收机的

阻抗取定实部 $R = 75 \Omega$,同时应有 $\omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}$ B

$= \frac{R}{L}$ 为接收机的 3dB 带宽。归一化 3dB 带宽为 $B_0 =$

B/ω_0 。

3.1 对称振子天线的耦合长度

由式(9),耦合长度关于 $\theta = 90^\circ$ 对称,故只考虑 $\theta \leq 90^\circ$ 情形。

根据 $|I| = A_\theta A_Y$,分别分析来波角度和接收机导纳

对耦合长度的频率特性的影响。

不同入射角度下角度因子 A_θ 随频率变化情况如图 3 所示 ,总结规律如下

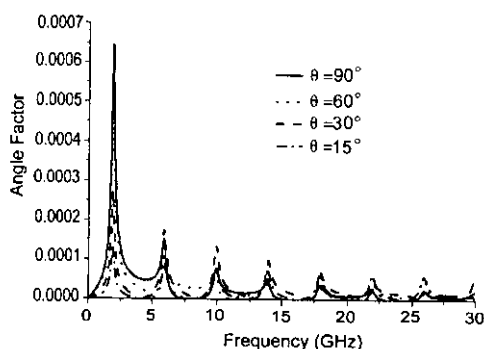


图 3 对称振子天线的角度因子

a) 各角度下 ,角度因子在频率为 $f = 2 + 4n$ (GHz) ($n = 0, 1, 2, \dots$) 处均出现谐振峰 ,且以 $f = 2$ GHz 时为最大。各谐振峰的幅度随频率增高而降低 ;

b) 在 0 到 4GHz 的频段内 ,来波角度越大 ,角度因子幅度也越大 ;但当频率大于 4GHz 时 ,无此规律 ,对应各来波角度的角度因子的相差不大。

当接收机的相对带宽分别为无穷大、1、0.1 和 0.01 时 ,负载因子 A_Y 的计算结果如图 4 所示 ,可总结如下规律

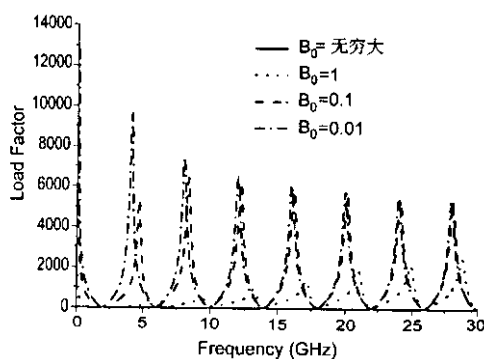


图 4 对称振子天线的负载因子

a) 负载因子在频率为 $f = 4n$ (GHz) ($n = 0, 1, 2, \dots$) 附近出现谐振峰 ,但随相对带宽的减小 ,各谐振频率向低频端漂移 ;

b) 接收机相对带宽越小 ,其谐振峰越大。

综合角度因子和负载因子 ,可获得耦合长度在不同来波角度和不同的接收机带宽下的幅频特性。

观察图 5(a)、(b)、(c)、(d) ,可发现 ,在接收机相对带宽从无穷变到 1 时 ,耦合长度在 $f = 2 + 4n$ (GHz) ($n = 0, 1, 2, \dots$) 附近出现谐振峰 ,而随着相对带宽的继续

减小 ,谐振峰则出现在 $f = 4n$ (GHz) ($n = 1, 2, \dots$) 附近。这是因为相对带宽较大时 ,负载因子的谐振峰较小 ,耦合长度的谐振峰表现为角度因子的谐振特性 ,而当相对带宽较小时 ,负载因子谐振峰变大 ,使得负载因子对耦合长度的影响大于角度因子的影响 ,从而使得耦合长度的谐振峰表现为负载因子的谐振特性。

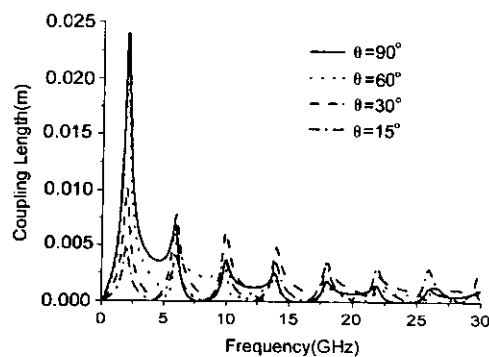
耦合长度谐振峰在各来波角度下 ,接收机相对带宽从无穷大变到 1 时 ,约为毫米到厘米量级 ;当相对带宽为 0.1 或更小时 ,入射角度为 15° 和 30° 的耦合长度谐振峰仍然维持在毫米到厘米量级 ,而入射角度为 60° 和 90° 的耦合长度谐振峰可能达到分米量级。

3.2 对称振子天线的耦合面积

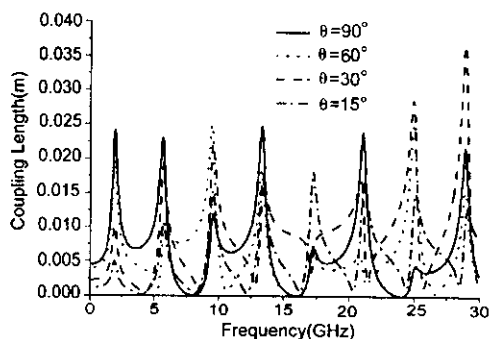
假设照射对称振子天线的窄脉冲信号为单周期正弦信号 ,时域表达式为

$$E(t) = \begin{cases} \sin\left(\frac{2\pi t}{\tau}\right) & -\tau/2 \leq t \leq \tau/2 \\ 0 & t \text{ 为其它值时} \end{cases} \quad (14)$$

实际应用中的单周期正弦脉冲 ,脉宽 τ 在 0.1 ns ~ 5 ns 范围内。由式 (12) ,计算可得在不同的接收机导纳归一化带宽下 ,电磁波从不同角度照射天线时 ,耦合面积随脉宽 τ 的变化曲线。计算实例中假定来波与天线极化匹配。



(a) $B_0 = \infty$



(b) $B_0 = 1$

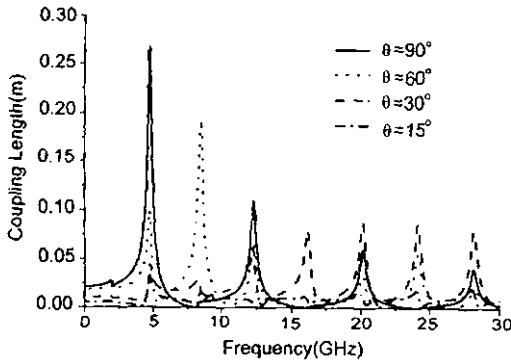
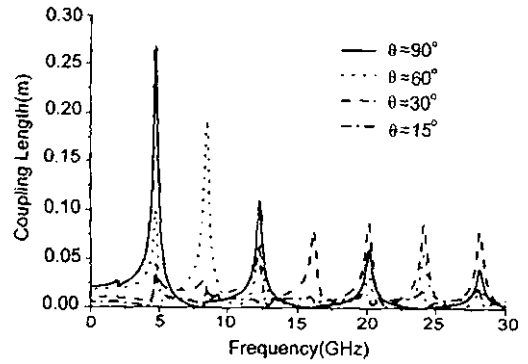
(c) $B_0 = 0.1$ (d) $B_0 = 0.01$

图5 对称振子天线在不同来波角度照射和端接不同相对带宽的接收机时耦合长度的幅频特性
由图6(a)、(b)、(c)和(d),可知

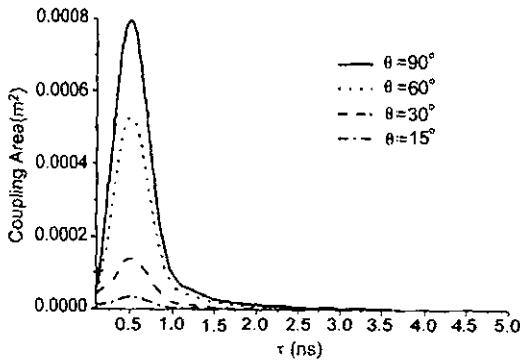
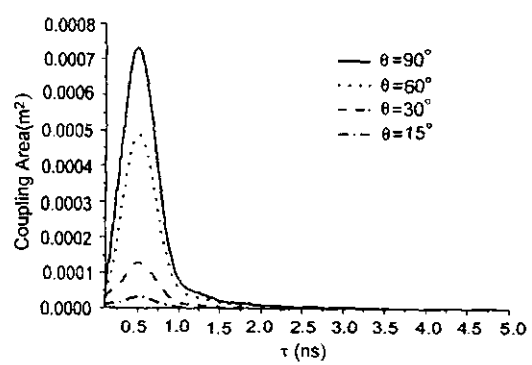
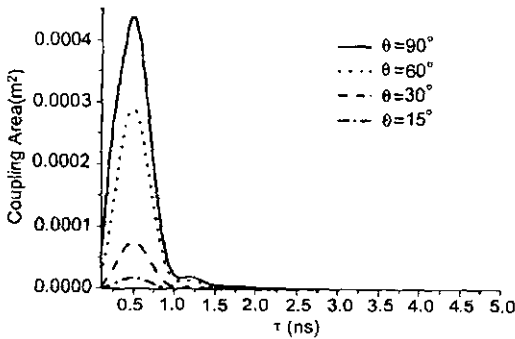
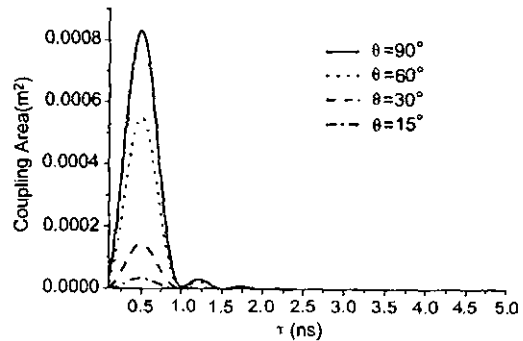
(a) $B_0 = \infty$ (b) $B_0 = 1$ (c) $B_0 = 0.1$ (d) $B_0 = 0.01$

图6 对称振子天线在不同来波角度照射和端接不同相对带宽的接收机时耦合面积随脉宽 τ 的变化

(a) 各入射角度下,耦合面积均在单周期正弦脉冲的脉宽为 0.5ns 时有最大值。

(b) 同一相对带宽,入射角度越大,耦合面积越大。

(c) 同一入射角度,相对带宽越小,耦合面积越小。以 90° 入射为例,当 $B_0 = \infty$ 时,最大耦合面积为 8cm^2 ;当 $B_0 = 1$ 时,为 7.35cm^2 ; $B_0 = 0.1$ 时,为 4.3cm^2 ; $B_0 = 0.01$

时,为 0.83cm^2 。

(d) 各入射角度下,来波脉宽由 0.05ns 增大到 0.5ns 时,耦合面积单调增加;脉宽由 0.5ns 继续增大到 1ns 时,耦合面积单调减小;脉宽大于 1ns 时,在其他条件相同的情况下,耦合面积的值相对于最大值已经很小了。

4 结论

本文应用互易定理,通过理论推导,给出了衡量天线在电磁波激励下响应的物理量,即耦合长度和耦合面积的计算式。耦合长度表征了天线对窄带空间来波的响应,耦合面积则表征了天线对宽频谱空间来波的响应。将它们应用于对称振子天线响应的分析中,计算获得了工作频率为2GHz、端接不同相对带宽接收机的对称振子天线在不同来波照射角度下耦合长度的幅频特性,结果表明耦合长度随接收机带宽的变化在 $f = 2 + 4n(\text{GHz})$ ($n = 0, 1, 2, \dots$)或 $f = 4n(\text{GHz})$ ($n = 1, 2, \dots$)附近出现谐振峰;同时计算得到单周期正弦脉冲照射此对称振子天线时,在不同接收机带宽和来波入射角度下,耦合面积随来波波形的变化的曲线,可见耦合面积随入射角度的增大而增大,随接收机带宽的减小而减小,同时在脉宽为0.5ns时,有最大值。

参考文献

- [1] 张雪芹,宋立军. 闪电电磁脉冲卫星接收天线设计初步探索[J]. 电波科学学报, 2003, 18(6): 691~697.
X Q Zhang, L J Song. Design of LEMP receiving antennas on satellite[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2003, 18(6): 691~697.
- [2] H J Schmitt, C W Harrison, C S Williams. Calculated and experimental response of thin cylindrical antennas to pulse excitation[J]. IEEE Trans. Antenna and Propagat, 1966, 14(2): 120~127.
- [3] K M Lee. A Numerical method of transient analysis of coupled antenna[J]. IEEE trans. Antenna and Propagat, 1980, 28(3): 388~393.
- [4] D Poljak, V Roje. Transient response of a thin wire buried in a real ground[C]. IEEE AP-S, 2001(2): 396~399.

- [5] D G Duley, K F Casey. A measure of Coupling efficiency for antenna penetrations[J]. IEEE Trans. EMC, 1991, 33(1): 1~9.
- [6] R E Collin. Antennas and radiowave propagation[M]. New York: McGraw hill, 1985.
- [7] 李宗谦,余京兆. 微波工程基础[M]. 南京:东南大学出版社, 1996.
- [8] 魏文元,宫德明,陈毕森. 天线原理[M]. 北京:国防工业出版社, 1985.
- [9] A D Poularikas and S Seeley. Signals and Systems[M]. Boston: PWS Engineering, 1990.



赵振江 (1975 -),男,山西人,清华大学电磁场与微波技术专业硕士生,主要从事天线的电磁场数值仿真方面的研究。Email: zhaozj02@mails.tsinghua.edu.cn。



杜正伟 (1971 -),男,四川人,博士后,清华大学电子工程系副教授,对超宽带/短脉冲电磁学、电波传播、微波传输线等感兴趣。Email: zwdy@mail.tsinghua.edu.cn。



龚克 (1955 -),男,北京人,博士,清华大学电子工程系教授、博士生导师,中国电子学会副理事长。长期从事微波、毫米波技术、电波传播、无线与个人通信方面的研究工作。Email: gongk@ieee.org。

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)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)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),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>