

接收天线等效电路的严格推导

伍裕江^{1,2}, 聂在平¹, 宗显政¹

(1. 电子科技大学电子工程学院 成都 610054; 2. 广东通宇通信设备有限公司 广东 中山 528437)

【摘要】从场的观点出发, 利用“反应”概念并结合互易定理严格证明了接收天线可以等效为传统基于开路电压的等效模型, 并指出了当电场分别与接收模式下和发射模式下的电流作反应时, 将得到不同的等效电路参数; 结合偶极子天线的数值例子, 说明了传统的开路电压模型在接收系统的分析中更为方便、合理。

关键词 等效电路; 反应; 互易原理; 接收天线
中图分类号 TN911 **文献标识码** A

Rigorous Derivation of the Equivalent Circuit for Receiving Antenna

WU Yu-jiang^{1,2}, NIE Zai-ping¹, and ZONG Xian-zheng¹

(1. School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054;
2. Tongyu Communication Equipment Co. Ltd. Zhongshan Guangdong 528437)

Abstract An equivalent circuit for receiving antennas, which is composed of open-circuit voltage source and radiation impedance, is derived rigorously from electromagnetic boundary conditions based both on reciprocity theorem and the concept of reaction. The parameters of the equivalent circuit are related to the selected current distribution reacted with the electric field. Illuminated by the numerical example of a dipole, it shows that the equivalent circuit with open-circuit voltage source has a clear physical meaning and it is more suitable in the analysis of receiving systems.

Key words equivalent circuit; reaction concept; reciprocity principle; receiving antenna

接收天线可视为空间的波阻抗与接收系统的传输线特征阻抗间的转换单元, 由于在系统的分析中往往只关心天线端口处的接收信号, 此时将天线用等效电路表示将带来很大的方便。与发射模式相比, 天线在接收模式下的电流分布将随入射角度的改变而变化, 使接收天线的等效较发射天线复杂^[1]。

当收发天线间距离相隔很远时, 接收天线的散射场对发射天线的作用可以忽略不计, 此时的等效问题主要是研究接收天线在平面波照射下的等效接收电路。现有的主流天线教材一般从电路网络理论出发, 指出接收天线可采用戴维南等效原理推导等效电路, 即以端口处的开路电压作为激励源, 以发射模式下的输入阻抗作为内阻(以下简称开路电压模型)^[1-5]; 文献[6]从复功率的定义出发, 指出由于天线与负载间存在耦合, 等效电路的等效源并不等于基于戴维南等效的开路电压, 其内阻也不同于发射模式下的输入阻抗, 并提出了一种新的等效电

源和内阻(以下简称Su模型)。

与传统基于路的方法不同, 本文从电磁场的观点出发, 引用“反应”概念并通过互易定理, 严格证明接收天线可以等效为开路电压模型; 并指出了接收天线的等效电路参数并非唯一的, 上述两种模型在“反应”的概念下, 可视作电场分别与不同电流作反应的结果; 最后通过数值例子说明了开路电压模型较Su模型在接收系统的分析中更为方便。

1 开路电压模型的严格推导

图1a为一个任意理想导体金属天线的示意图, 其中 V_s 为天线的源区, 当天线用作发射时, 其为馈电区, 当作接收时为负载区; S 为由源区的端口面 A 以及包围天线(含源区)并无限接近天线的虚拟面所组成的闭合面, 并假定端口面上存在可明确定义电压的两个极性端子(典型的例子是同轴线馈电的端口面), 两个端子的间距为 g 。当该天线被入射场

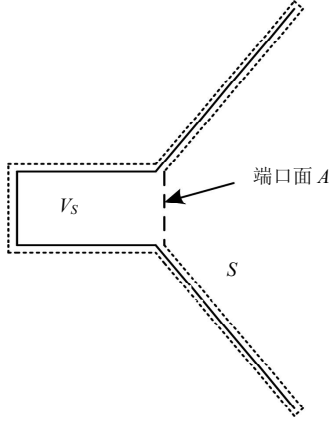
收稿日期: 2006-01-17; 修回日期: 2007-05-28

基金项目: 国家863计划项目(2002AA123032)

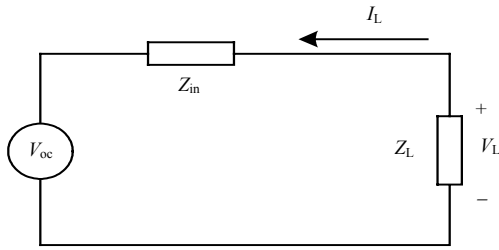
作者简介: 伍裕江(1971-), 男, 博士, 主要从事新一代无线通信技术及新型天线设计与天线分集技术等方面的研究。

$E^{inc}(\mathbf{r})$ 激励, 天线上将感应电流, 感应电流一方面通过天线负载区的负载产生压降; 另一方面作为二次源向空间辐射而产生散射电场 $E^{sca}(\mathbf{r})$, 并与总场 $E^{tot}(\mathbf{r})$ 间满足:

$$E^{inc}(\mathbf{r}) = E^{tot}(\mathbf{r}) - E^{sca}(\mathbf{r}) \quad (1)$$



a. 任意理想导体金属天线示意图



b. 等效电路模型

图1 接收天线的示意图及等效电路

为了刻画场与天线间的相互作用, 本文引用“反应”的概念^[7], 它是反映源间耦合的可观测的物理量, 具有清晰的物理含义。将式(1)中的电场分别与该天线发射模式下的电流密度分布 $J^t(\mathbf{r})$ 作反应, 有:

$$\frac{1}{I_{in}} \int_V E^{inc}(\mathbf{r}) \cdot J^t(\mathbf{r}) dv = \frac{1}{I_{in}} \int_V E^{tot}(\mathbf{r}) \cdot J^t(\mathbf{r}) dv - \frac{1}{I_{in}} \int_V E^{sca}(\mathbf{r}) \cdot J^t(\mathbf{r}) dv \quad (2)$$

式中 I_{in} 为天线在发射模式下端口处的电流; v 为闭合面 S 所包围的体积。文献[8]已证明了式(2)的左边表达式为天线在 $E^{inc}(\mathbf{r})$ 激励下的端口开路电压 V_{oc} , 即:

$$\frac{1}{I_{in}} \int_V E^{inc}(\mathbf{r}) \cdot J^t(\mathbf{r}) dv = -V_{oc} \quad (3)$$

与文献[8]相比, 式(3)中多了一个负号, 这是由于电压所取的参考方向不同。式(2)右边第一项中的

$E^{tot}(\mathbf{r})$ 除了天线端面 A 外, 在 S 上的切向分量处为零, 当天线端口尺寸与波长相比小得多时, 端口面 A 上的 $E^{tot}(\mathbf{r})$ 可表达为^[9]:

$$E^{tot}(\mathbf{r}) = -\mathbf{g} \frac{1}{g} Z_L I_L \quad (4)$$

式中 Z_L 为天线的负载阻抗; I_L 为负载上电流; g 为端口面内定义电动势的两个端子的距离; \mathbf{g} 为从低电动势指向高电动势的单位矢量。此时式(2)右边的第一项为:

$$\frac{1}{I_{in}} \int_V E^{tot}(\mathbf{r}) \cdot J^t(\mathbf{r}) dv = Z_L I_L \quad (5)$$

式(2)右边第二项中的 $E^{sca}(\mathbf{r})$ 是天线在接收模式下的电流分布所产生的散射场, 以下将利用互易定理证明, 该项与天线在发射模式下的输入阻抗相关。假定有两套同频率的激励电流, 一个是由天线端口激励的 $J^t(\mathbf{r})$; 另一个是由入射场激励的 $J^i(\mathbf{r})$, 它们将分别产生电场分布 $E^t(\mathbf{r})$ 和 $E^{sca}(\mathbf{r})$, 根据互易定理^[3], 有:

$$\int_V E^{sca}(\mathbf{r}) \cdot J^t(\mathbf{r}) dv = \int_V E^t(\mathbf{r}) \cdot J^i(\mathbf{r}) dv \quad (6)$$

由于除端口面 A 外, $E^t(\mathbf{r})$ 的切向分量在天线表面处处为零, 因此有:

$$\int_V E^t(\mathbf{r}) \cdot J^i(\mathbf{r}) dv = -V_{in} I_L \quad (7)$$

式中 $V_{in} = Z_{in} I_{in}$ 为端口处的输入电压; Z_{in} 为发射模式下的输入阻抗。结合式(6)和式(7), 可求得式(2)右边第二项为 $-Z_{in} I_L$ 。

通过上述分析, 式(2)可写为:

$$V_{oc} = -Z_L I_L - Z_{in} I_L \quad (8)$$

至此, 通过接收天线表面的电磁场边界条件便可得到图1b所示的等效电路模型, 从而严格证明了传统的开路等效模型。相比传统基于电路理论的推导, 本文的等效电路参数是从天线的边界条件出发并应用场的理论得出, 不仅推导更严谨, 而且每个等效参数都赋予了清晰的物理含义。

2 数值计算例子以及两种模型比较

Su模型的推导是基于功率的守恒, 若从“反应”的角度出发, 其实质是将场与入射场所激励的感应电流作反应, 故其结果不仅依赖于入射角度, 还与天线的负载有关, 这给接收系统的分析带来了很大的不便。

本节将采用文献[6]中的偶极子天线作为计算例子, 天线沿 z 轴放置, 半径为 0.005λ ; 采用分段正弦基函数和伽略金匹配的矩量法^[10]计算, 其中基函数

个数为21, 入射电场幅度为1 V/m, 极化方向位于入射方向与天线轴线所交的平面。图2给出了两种模型下平均接收功率与平均入射功率的比值随天线长度的变化, 俯仰面内的入射角 θ 为 90° , 接收负载为 100Ω , 其中入射功率由文献[6]中定义计算, 接收功率则分别采用两种模型下得到的端口电流求得, 从图2可看出, 两种模型下的结果是完全一致的, 当天线长度大于一个波长后, 散射的平均功率将大于接收平均功率。

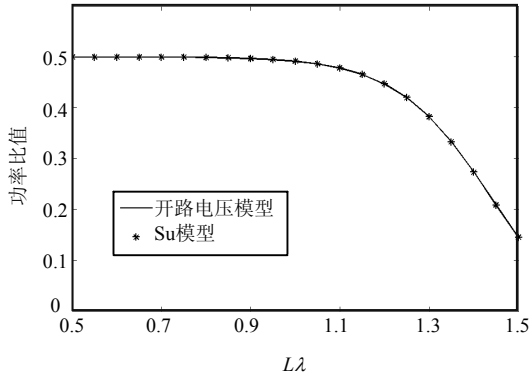


图2 两种模型下平均接收功率与平均入射功率之比随天线长度的变化($Z_L=100 \Omega$, $\theta=90^\circ$)

图3给出了当入射角改变时, 等效电路内阻的变化, 接收负载仍为 100Ω , 其中 Z_g 是Su模型中定义的等效内阻, 其表达为:

$$Z_g = \frac{-1}{|I_L|^2} \int_v \mathbf{E}^{sca}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{J}^*(\mathbf{r}) dv \quad (9)$$

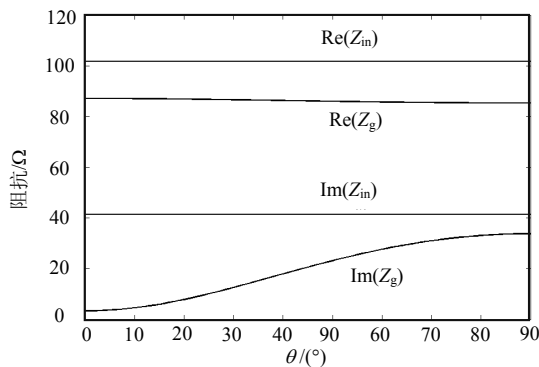


图3 两种模型下等效内阻的实部和虚部随入射角的变化($Z_L=100 \Omega$)

其中 $\mathbf{J}(\mathbf{r})$ 为接收天线上感应的电流密度分布, 由于 $\mathbf{J}(\mathbf{r})$ 随着入射角的变化而变化, 因此 Z_g 的计算也需要入射角信息; 相比之下, 开路电压模型的输入阻抗则与入射角无关, 因此采用开路电压模型在计算接收信号以及阻抗匹配上较Su模型方便。

图4给出了开路电压 V_{oc} 和Su模型的等效电压 V_g 随入射角的改变而变化的趋势, 接收负载为 100Ω , 其中 V_g 的定义为^[6]:

$$V_g = \frac{-1}{I_L^*} \int_v \mathbf{E}^{inc}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{J}^*(\mathbf{r}) dv \quad (10)$$

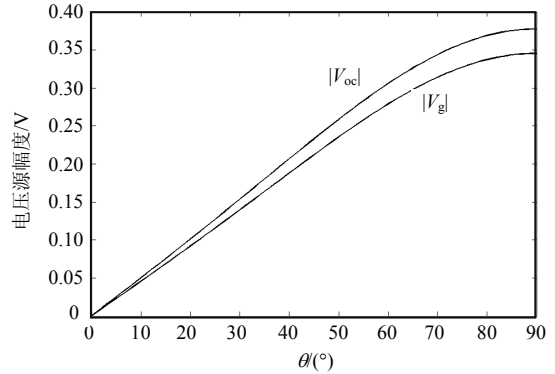


图4 两种模型下电压源的幅值随入射角的变化($Z_L=100$)

从图4看出, 两种电压的幅度都随入射角而改变, 这也是接收天线的特点; 当入射角渐偏向水平面, 即 θ 趋向 90° 时, 两者的幅度都单调增加, 这是由于入射波与天线间的极化失配得到改善从而增加了有效接收功率继而增大等效源的幅度。图5给出开路电压 V_{oc} 和等效电压 V_g 随着负载的改变而变化情况, 其中 θ 为 90° 。可以看出, V_{oc} 并不会随着负载的改变而变化, 而仅由天线结构与入射场决定, 相比 V_g 随负载变化的情况, 前者更符合真实的物理图像, 而且等效参数与负载无关也给天线端口处的信号分析提供了很大的方便。

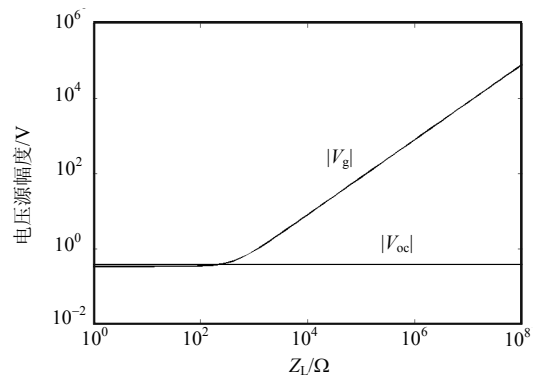


图5 两种模型下电压源的幅值随负载的变化($\theta=90^\circ$)

综上, 开路电压模型的开路电压随入射角的改变而变化而与具体的负载无关, 其内阻则仅与天线结构有关; 而Su模型中, 其等效源和等效内阻均与入射角以及负载相关, 这为接收系统的分析带来很大的不便。

(下转第514页)

法解决恒模算法存在的“误捕”问题。若引入恒模阵列对消器结构或者多端口恒模阵列算法,本文算法可以为其提供一种很好的单级恒模算法方案。

参 考 文 献

- [1] GODARD D N. Self recovering equalization and carrier tracking in two dimensional data communication system[J]. IEEE Trans, 1998, 27(1): 156-159.
- [2] AGEE B G. The least-squares CMA: A new technique for rapid correction of constant modulus signals[C]//Proc ICASSP. Tokyo, Japan: IEEE, 1986: 953-956.
- [3] LIBERTI J C Jr, RAPPAPORT T S. Smart antenna for wireless communication: IS-95 and third generation CDMA applications[M]. NJ: Prentice Hall PTR, 1999: 204-207.
- [4] 宋 涛, 李志强, 何家富, 等. 基于时域正交的TDO-LMS盲检测改进算法研究[J]. 解放军理工大学学报(自然科学版), 2006, 7(2): 103-106.
SONG Tao, LI Zhi-qiang, HE Jia-fu, et al. Blind interference suppression algorithm based on TDO-LMS[J]. Journal of PLA University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2006, 7(2): 103-106.
- [5] SHENG P, WILLSON A N. Analysis of conjugate Gradient algorithms for adaptive filtering[J]. IEEE Transactions on signal Processing, 2000, 48(2): 326-331.

- [6] MANDYAM G D, AHMED N, SRINATH M D. Adaptive beamforming based on the conjugate Gradient algorithm[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1997, 33(3): 114-118.
- [7] CHANG P S, WILLSON A N. Adaptive filtering using modified conjugate gradient[C]//In PROC.38th Midwest Symp Circuits Syst Rio de Janeiro. Brazil: [s.n.], 1995: 243-246.
- [8] BORAY G K, SRINATH M D. Conjugate gradient techniques for adaptive filtering[J]. IEEE Trans CS, 1992, 39(1): 1-10.
- [9] CHANG P S, WILLSON A N. Analysis of conjugate gradient algorithms for adaptive filtering[J]. IEEE Trans SP, 2000, 48(2): 409-418.
- [10] 张贤达, 保 铮. 通信信号处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2002: 387-389.
ZHANG Xian-da, BAO Zheng. Communications signal processing[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2002: 387-389.
- [11] ZANG Guo-zhen, LING Cong. Performance evaluation for bandlimited DS-CDMA systems based on simplified improved gaussian approximation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 24(7): 25-31.

编辑 漆 蓉

(上接第510页)

3 结 论

接收天线等效电路的传统推导一般基于电路理论,即以戴维南等效开路电压作为源,以天线在发射模式下的输入阻抗作为源的内阻;但最近有学者从场的功率角度出发,指出了由于负载与接收天线上的感应电流间存在耦合,故传统的戴维南等效方法并不适用,并定义了一种新的等效源和等效内阻。本文利用“反应”概念,结合严格的互易定理推导,从电磁场的角度严格证明了接收天线可以等效为基于开路电压的等效模型,并指出了当电场分别与接收模式下和发射模式下的电流作反应时,将产生不同的等效电路参数;最后结合偶极子天线的数值例子,说明了开路电压模型与Su模型等效电路都能给出正确的接收信号,但由于前者的等效参数不依赖负载的取值,故在接收系统分析中较Su模型更方便、合理。

参 考 文 献

- [1] SILVER S. Microwave antenna theory and design[M]. New York: Mc-Graw-Hill, 1949.
- [2] 张德齐. 微波天线基础[M]. 北京: 北京工业学院出版社,

1985.

ZHANG De-qi. Microwave antenna foundation[M]. Beijing: Beijing Industry College Press, 1985.

- [3] COLLIN R E. Antennas and radiowave propagation[M]. New York: Mc-Graw-Hill, 1985.
- [4] CHENG D K. Field and wave electromagnetics[M]. New York: Wesley, 1989.
- [5] RAMO S, WHINNERY J R, VAN D T. Fields and waves in communication electronics[M]. New York: Wiley, 1994.
- [6] SU C C. On the equivalent generator voltage and generator internal impedance for receiving antennas[J]. IEEE Trans Antennas Propagat, 2003, 51(2): 279-285.
- [7] RUMSEY V H. Reaction concept in electromagnetic theory[J]. Phys Rev 1954, 94(6): 1483-1491.
- [8] WEEKS W L. Antenna engineering[M]. New York: Mc-Graw-Hill, 1968.
- [9] SU C C. A rigorous derivation of the relation between the effective area and the directive gain and its extension to lossy antennas[J]. IEEE Trans Antennas Propagat, 2001, 49(3): 413-418.
- [10] HARRINGTON R F. Field computation by moment method[M]. New York: Macmillan Company, 1968.

编辑 税 红