蓝牙微带天线的设计和仿真

陈 浩, 游佰强
(厦门大学信息科学与技术学院光波技术研究所, 福建 厦门 361005)

摘要: 讨论了微带天线基本工作原理、结构特性及其应用, 根据目前蓝牙无线通信的需求, 设计出一种可工作于2.4 G频段的蓝牙通讯微带天线. 利用仿真设计软件对天线进行了仿真和设计, 并对输入端进行了优化匹配, 达到设计的目标. 考虑到实际加工中可能遇到的问题, 详细分析了馈电、基片厚度和介电常数对微带天线的影响, 得出设计此类天线的基本方法和技巧.

关键词: 蓝牙; 微带天线; Microwave office
中图分类号: TN 820.11 文献标识码: A 文章编号: 0438-0479(2005)Sup-0307-05

近几年, 蓝牙和无线局域网这种能实现短距离无线通信的技术已经引起了大家的广泛关注, 目前这种技术已与越来越多地使用于手机、PDA、笔记本等通用设备中. 蓝牙目前使用的是2.4~2.483 GHz的工业、科研、医疗(ISM)全球通自由频段, 要有效的进行通信传输, 天线这个能量转换器件无疑扮演了重要的角色.

微带天线则是上世纪末发展起来的一种新型天线, 目前其理论分析无论是在深度和广度上都趋于成熟, 其应用范围也日趋广泛. 它具有结构简单、重量轻、剖面低、可共形、制造成本低、辐射效率高、容易实现双频、多频段工作等独特优点, 因此近十几年微带天线得到了广泛的研究和发展.

蓝牙微带天线的发展, 归功于个人无线技术的引入. 当今蓝牙微带天线发展很快, 已经出现了多种结构, 比如倒L型[1], 倒F型(PIFA)[2], 新兴的还有光子隙微带天线, 各种技术各有特色, 有着不同的应用范围. 其中L型的微带天线可以满足2.4~2.5 GHz和5.0~6.0 GHz两个频段上的蓝牙和LAN的基本需求, 在第1个频段上的带宽预计可达120 MHz, 而在第2个频段上可达1 GHz, 天线发射为全方向性; 倒F天线是为了满足便携式设备的需求设计的, 体积小是它的最大优点, 它的发射距离也相对较远, 可以达到52 m(G= 2.2 dB), 而一般片状天线只达到16 m(G= -3 dB).

作为天线开发的基础, 本文设计了一种矩形微带天线, 并利用专业软件Microwave Office对该天线进行全面仿真, 最后利用simth圆图对天线进行匹配, 达到了良好的效果, 并详细分析了各种天线设计中的关键参数.

1 蓝牙矩形微带天线的理论分析

矩形微带贴片可以看作宽为W, 长为L的一段微带低阻传输线, 一般取$L \approx \lambda/2$, $\lambda = \lambda_0/\sqrt{\varepsilon}$为微带波长. 介质基片厚度为$h$, $h \ll \lambda_0$, λ_0为自由空间波长. 对于天线工作频率为f_r, 其实用宽度为[3]:

$$W = \frac{C}{2f_r}\left(\frac{\varepsilon + 1}{2}\right)^{-1/2} \quad (1)$$

假定电场沿微带结构的宽度与厚度方向没有变化, 则电场仅沿约为半波长($\lambda/2$)的贴片长度方向变化. 辐射基本上是由贴片开路边沿的两对缝隙场引起的. 在两端的场量相对于接地板可以分解为法向分量和切向分量, 因为贴片长设计为$\lambda/2$, 所以每对缝隙场的激励源相位上刚好同相, 由它们产生的远区场在缝隙法线方向相对两个缝隙场源距基本相同, 方向相反相互抵消; 而平行于缝隙的切向分量由于两个到达远场区为同相相加, 因此合成场增强, 从而使垂直于天线结构表面的方向上辐射场最强. 另一方面, 电场的水平分量仅在辐射源的两个端部各向外延伸一个介质板厚度h的长度内存在. 这样就可以近似认为微带天线元的辐射等于两个长度为W、宽度为h、间距为L的缝隙对组成的二元阵的辐射[4].

1.1 蓝牙天线的设计

从上面的波长表示式可见, 微带天线的基底介质对天线性能影响较大, 介电常数高的介质有利于减小天线尺寸, 但过高的介电常数会限制缝隙电磁场的辐射发射, 在介质中极易激励起表面波, 从而导致天线效率降低、带宽变窄、方向图不理想等; 反之, 介电常数小

收稿日期: 2005-03-09
作者简介: 陈浩(1979-), 男, 硕士研究生.

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

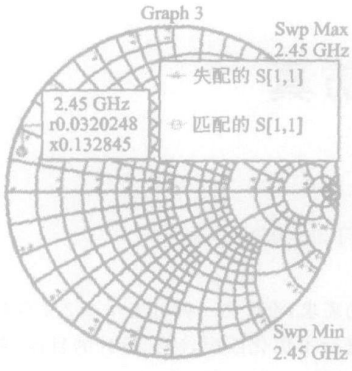

图 1 失配和匹配后的反射系数 smith 圆图

Fig. 1 Smith chart of scattering coefficients when matching and mismatching

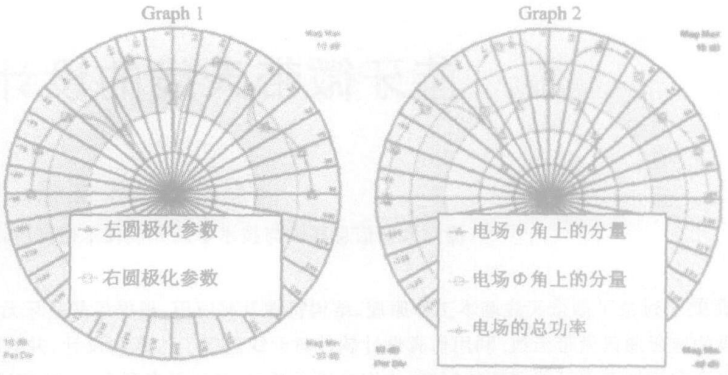

图 2 $\varepsilon_r = 2.55$ 时的各种参数图

Fig. 2 All kinds of the parameter graphs when $\varepsilon_r = 2.55$

的介质虽然制造出的天线尺寸较大, 却对效率、带宽等的增加有利. 增加微带天线的基片厚度、减小片底介质的介电常数都可以抑制表面波、增加天线效率、扩展带宽. 选定基板材料, 根据有效介电常数 ε 的公式[3]

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon + 1}{2} + \frac{\varepsilon - 1}{2}\left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} \qquad (2)$$

从实际出发, 可取基片的 $\varepsilon_r = 2.55$, 工作频率为蓝牙频段 $f_r = 2.45$ GHz, 根据公式(1), 则 $W = 4.60$ cm. 经过大量试验优化, 选择 $h = 5$ mm, 把 h 和 W 带入公式(2), 得到等效介电常数 $\varepsilon = 2.4622$. 利用谐振单元长度[3]:

$$L = \frac{c}{2f_r\sqrt{\varepsilon_e}} - 2\Delta l \qquad (3)$$

则求出天线的宽度为 $L = 3.413$ cm.

天线设计中, 馈电点由于激励相位的关系, 对天线的发射状况会有很大影响. 当馈线沿宽度移动时, 输入阻抗随之而变. 馈电位置的改变, 使得馈线和天线之间的耦合改变, 因而使谐振频率产生一个小的漂移, 而辐射方向图仍然保持不变.

1.2 蓝牙天线的匹配

上面设计的天线可以采用 AWR 公司的 Microwave Office 进行仿真设计. 首先设置好介质层和金属层. 选金属层的厚度 $T = 0.020$ mm, 按照上面所求出的参数, 在 EM 中画好矩形微带天线, 注意馈线的位置, 在馈线处设好输入端口. 图 1 为失配和匹配后的反射系数 smith 圆图. 图 2 的左图为 2.4 GHz 频段天线左、右圆极化参数图, 图 2 的右图为 2.4 GHz 频段天线电场 E_θ、E_φ 和功率图.

由图 1 中可见, 没有匹配的天线谐振频率 2.45 GHz 的位置(三角形) 并没有与 smith 圆图的中心重合, 说明匹配设计还不够理想. 天线在 2.45 GHz 的输入阻抗为 $50 \times (0.0313 - j0.133) = 1.565 - j6.65$, 可以看成是一个阻值为 1.565 Ω 的电阻与容值为 9.77 pF 的电容串联. 需要利用适当特性阻抗的传输线来设计分布参数匹配网络. 微带线可以作为分布参数器件的一个现成的选择, 为简便起见, 可选串联传输线. 利用 smith 圆图, 串联一根 50 Ω 的微带线, 即使得失配点旋转到 $r = 1$ 的匹配圆上, 然后再并联一根 50 Ω 的感性微带线, 来消除虚部, 即消除电抗性, 使得反射系数接近原点, 达到完全匹配. 利用圆图或开路线公式可方便地算得微带线的长度: 得出串联传输线的长度为 $L_1 = 1.57$ cm, 宽 $W_1 = 2.28$ cm; 并联传输线的长度为 $L_2 = 1.52$ cm, 宽为 $W_2 = 2$ cm. 加入串联或并联传输线. 再次仿真得到最终匹配的结果. 在图 1 中可以看出, 2.45 GHz 这个矩形点已经移到圆心上, 达到了匹配的效果, 得到了符合设计要求的结果. 从图 2 左图可以看出, 左、右圆极化参数并不完全相同, 也不完全对称, 这是因为介质基板的长和宽不相等、馈电联线等原因造成的. 如果介质基本是正方形, 馈电因素忽略不计, 则左、右极化参数会完全对称. 图 3 为微带贴片天线的结构图.

1.3 各种基本设计参数对微带天线性能的影响

1) 馈电点位置对微带天线的影响

这个因数应当是改变天线性能的首要参数. 改变

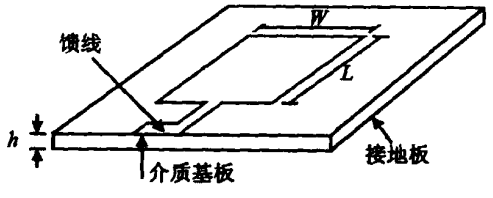

图 3 微带贴片天线结构图

Fig. 3 Layout of microstrip patch antenna

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

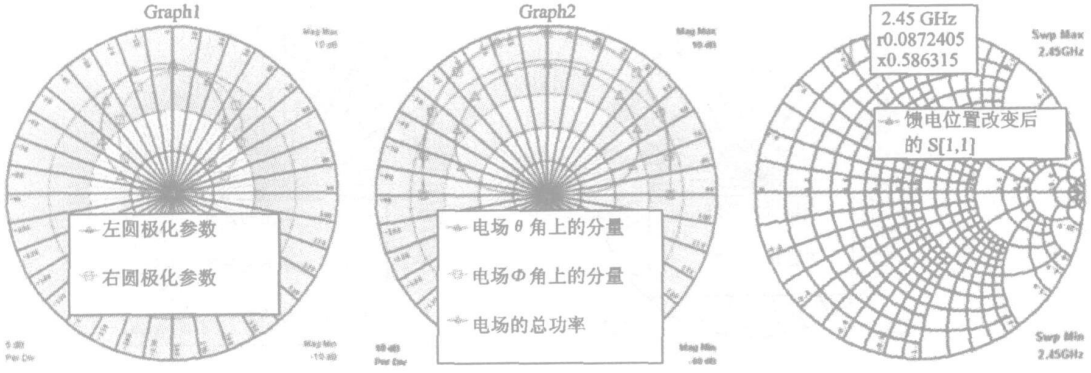

图 4　馈电位置改变后的各种参数图

Fig. 4　All kinds of the parameter graphes after the feeding location is changed

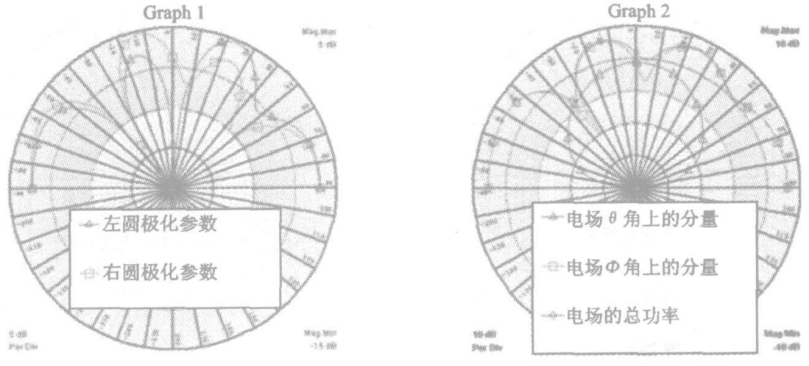

图 5　h = 1 cm 时的各种参数图

Fig. 5　All kinds of the parameter graphes when h = 1 cm

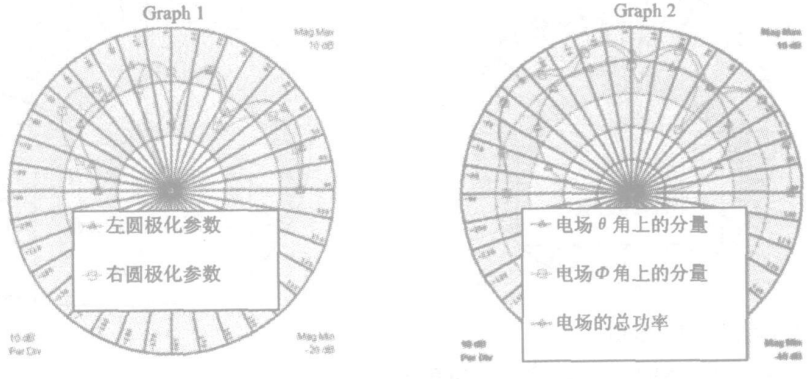

图 6　h = 3 cm 时的各种参数图

Fig. 6　All kinds of the parameter graphes when h = 3 cm

馈电点的位置, 相当于变化了缝隙元激励的相位. 如果把馈电点从 W 边的中心位置移动到 W 边的最左边, 结果如图 4 所示.

从图 4 可以看出, 馈电位置改变, 使得 $S11$ 的位置移动很大, 对输入阻抗[5] 影响很大. 左右极化也发生变化, 本来馈电在中间位置时, 左右极化基本上重合对称, 现在改变位置后, 使得左右极化各有一半相对突出, 很明显是馈电的影响造成的.

2) 基板厚度对微带天线的影响

当 h = 1、3、5 cm 时的天线特性如图 5、6、7 所示.

从图 5、6、7 可以看出, 若只改变介质厚度 h, $S11$ 的值只有稍微的变化, 对输入阻抗基本上没有什么影响, 但左、右极化圆参数则变化比较大, 而且随着 h 的增大, 左右极化越不一致. 当介质厚度变大时, 由于所

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

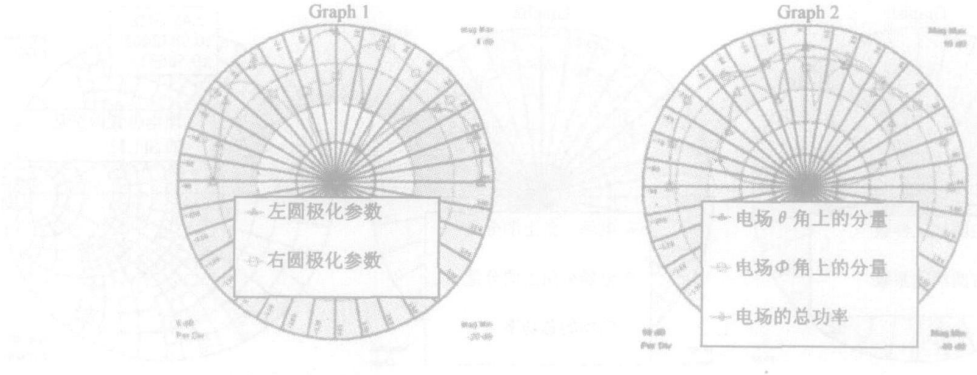

图 7 h = 5 cm 时的各种参数图

Fig. 7 All kinds of the parameter graphes when h = 5 cm

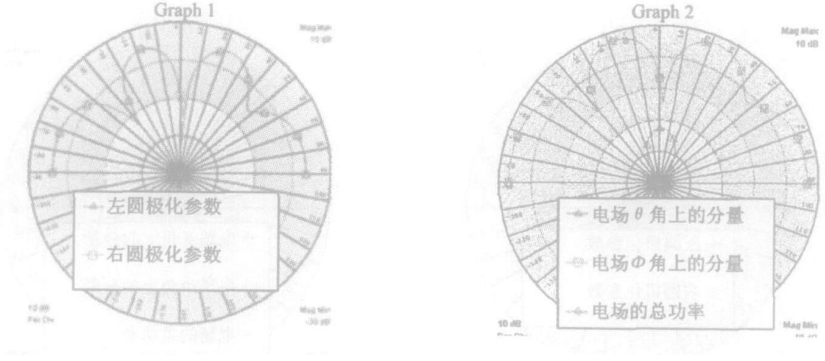

图 8 ε_r = 2.32 时的各种参数图

Fig. 8 All kinds of the parameter graphes when ε_r = 2.32

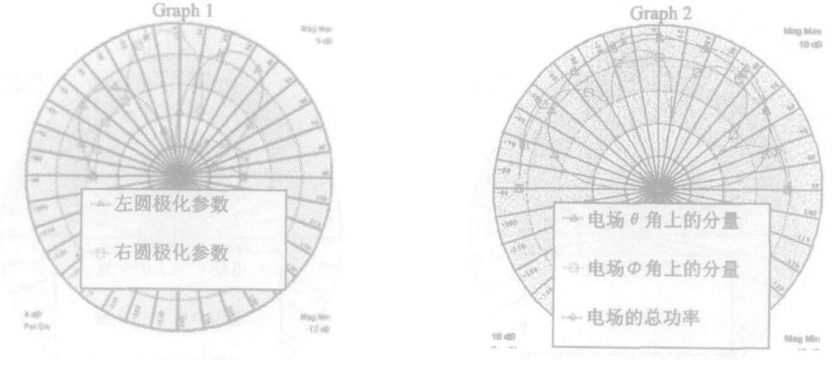

图 9 ε_r = 4.4 时的各种参数图

Fig. 9 All kinds of the parameter graphes when ε_r = 4.4

需的激励功率需要加大, 故辐射功率也会跟着变大, 但在 h = 5 cm 时, 功率在各个方向上已经有所不同. 非等量增加说明天线效率将随厚度的增加而下降.

3) 介电常数 ε 对微带天线的影响

(a) 当 ε = 2.32 时(见图 8)

(b) 当 ε = 4.4 时(见图 9)

从图 2、8、9 可以看出, 只改变介电常数 ε, $S11$ 的值会发生改变, 但改变的幅度不大. 左、右极化变化剧烈, 其各有一半面相对突出, 在 ε 比较小时, 则比较重合对称. 电场的 E_θ, E_φ 分量形状基本不变, 就是幅度有变化. 随着 ε 变大, 电场总功率也是不断变大的. 说明适当提高介电常数, 对电磁场起引导与"聚焦"的作用[6], 可以提高天线的增益, 但过高的介电常数则不利于发射.

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

2 结　论

本文根据微带天线的基本原理设计出了一种可用于蓝牙通讯的矩形微带天线, 通过软件仿真设计、阻抗匹配等手段达到了实际使用要求. 考虑到实际加工中可能遇到的问题, 详细分析了馈电、基片厚度和介电常数对微带天线的影响. 通过大量的仿真试验, 可以得出以下结论:

a) 适当提高介电常数 ε 或基板厚度, 可以有效地提高天线的辐射功率, 而且对输入阻抗基本没影响, 这意味着在实际设计中, 当频率一定时, 选用较厚的基片有望获得到较宽的带宽.

b) 馈电点沿传输线谐振器的宽度方向移动, 相当于两个缝隙源相位差的改变, 会影响到输入阻抗在大范围变化, 合理的应用此特性, 可保证所设计的天线对宽范围的实际阻抗值、发射激励系统均可达到自然匹配, 要注意的是这样做对天线的其它参数也会有较大的影响.

c) 介电常数为 2. 32 的基片材料是 duroid, 2. 55 的基片材料是聚四氟乙烯, 4. 4 的基片材料是 FR-4, 高频的时候一般采用 FR-4 或 duroid, 但成本高, 制造工艺难. 根据上面的讨论, 完全可以采用聚四氟乙烯, 功率比 FR-4 小很多, 但比 duroid 要高, 而且左右极化也基本相同, 利于接收天线的设计. 只是聚四氟乙烯的损耗角正切一般比较大, 天线的效率会下降, 但基本上满足实际生产的要求.

d) 采用高介电常数的基片还有利于器件的小型化, 如果能够通过增大辐缝隙的间距, 克服场的聚集效应, 适当优化有望得到新型高效的天线设计.

参考文献:

[1] Lan K, Chaudhuri S K, Safavi-Naeini S. A compact wide-dual-band antenna for bluetooth and wireless LAN applications[J]. Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003, 2: 926– 929.

[2] Salonen P, Keskilammi M, Rantanen J, et al. A novel Bluetooth antenna on flexible substrate for smart clothing[J]. Systems Man and Cybernetics, 2001, 2(2): 789– 794.

[3] 鲍尔 I J, 布哈蒂亚 P. 微带天线[M]. 梁联倬, 寇廷耀, 译. 北京: 电子工业出版社, 1985.

[4] 徐琰, 张立东. 矩形微带串馈线阵的设计和仿真[J]. 制导与引信, 2003, 24(4): 37– 41.

[5] Guillermo Gonzalez. 微波晶体管放大器分析与设计[M]. 白晓东, 译. 北京: 清华大学出版社, 2003.

[6] 杨卫英. 覆盖高 ε, 材料微带天线的研究[J]. 微波学报, 2000, 16(5): 610– 615.

A Design and Simulation of the Bluetooth Microstrip Antenna

CHEN Hao, YOU Bai-qiang

(Institute of Lightwave Technology, School of Information Science & Technology, Xiamen University, Xiamen 361005, China)

Abstract: The basic operating principle, structual characteristics and application of the microstrip antenna were discussed. According to the demands of Bluetooth wireless communication, a design example was given in which a kind of Bluetooth communication microstrip antenna worked at the frequency band of 2.4 G. Through software design and simulation of the antenna, the optimized matching to input end was done, which achieved the design goal. Considering the problems met in actual processing, the influence of feeding, thickness and dielectric constant on microstrip antenna were analyzed in detail. Basic methods and techniques designing this kind of antenna were deduced.

Key words: Bluetooth; microstrip antenna; microwave office

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net