

使用指南(第1版)

贴片天线

—关于影响天线特性的原因—

三菱综合材料株式会社
电子部件事业部

使用指南(第1版)

序言

贴片天线的特性因为依存于贴装的基板形状等因素, 为了实现希望的天线特性, 正确的PCB设计模式和电路部品配置是不可缺的。

因此, 本书的目的就是要展示AM11DG-ST01(旧品名:AMD1103-ST01)在各种条件下的天线特性。从结果中提出实现天线特性最佳化的PCB设计方案。

目录

页面

1. 天线基本特性(AM11DG-ST01).....	3
2. 天线特性之贴片天线—GND间间距依存性.....	4
3. 天性特性之GND尺寸依存性.....	5
4. 人体的影響.....	6
5. 针对贴片电感种类, 天线特性的不同.....	7
6. 馈线位置不同的差异.....	8
7. 金属板附近的特性.....	9
8. 反射特性的贴片电感依存性.....	10
9. 调整用贴片电感的选定方法.....	11
10. 通信距离的报价方法.....	12
11. PCB设计上的注意点.....	14

1. 天线基本特性(AM11DG-ST01 :430MHz)

首先用信用卡大小的地板作为标准样品, 评测天线的基本特性。试验用样品如图Fig.1-1图所示、1mm厚的FR4基板上贴装AM11DG-ST01、只利用贴片电感(绕线型)来调整。基板尺寸是信用卡86×54mm的尺寸。另外、贴装天线的区域, 除去GND位置, 把贴片天线与GND间的横竖距离都设定为10mm。Fig.1-2和Fig.1-3中、分别显示了VSWR特性和电波暗室中测定的放射模式的特点。VSWR特性评测的带宽是VSWR2.5的地方, 约16MHz。另外、根据放射模式特性评测结果、XY面的垂直偏波无指向性、平均增益是-11.72dBd。而且、如果评测天线增益的频率特性、变动范围是在430±5MHz及430±10MHz的带宽之间、各自0.7~0.8dB和约2.8dB、在实用范围内呈扁平特征。

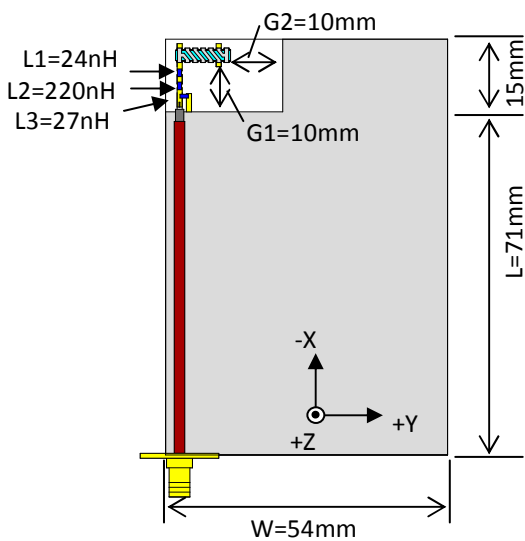


Fig.1-1. 基本样品基板的形状

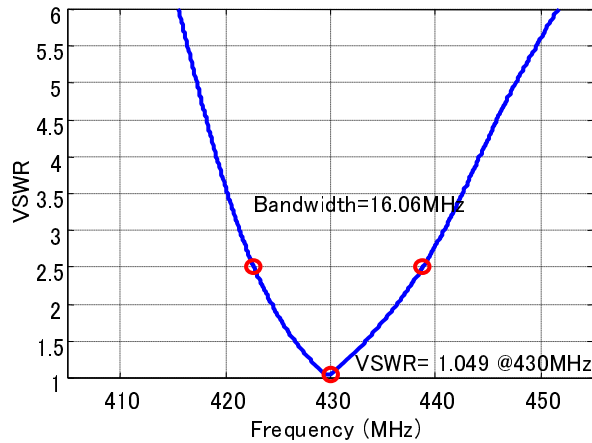


Fig.1-2. 基本样品基板的VSWR特性

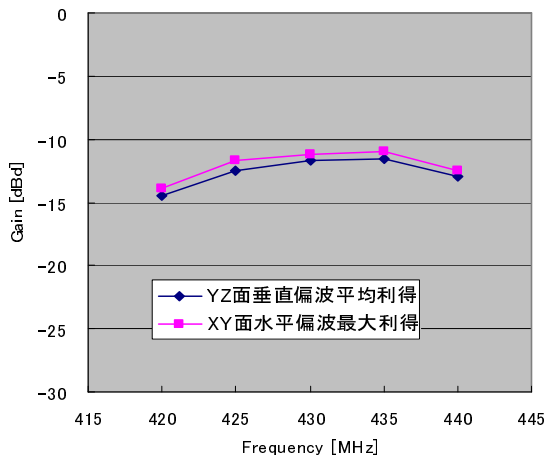
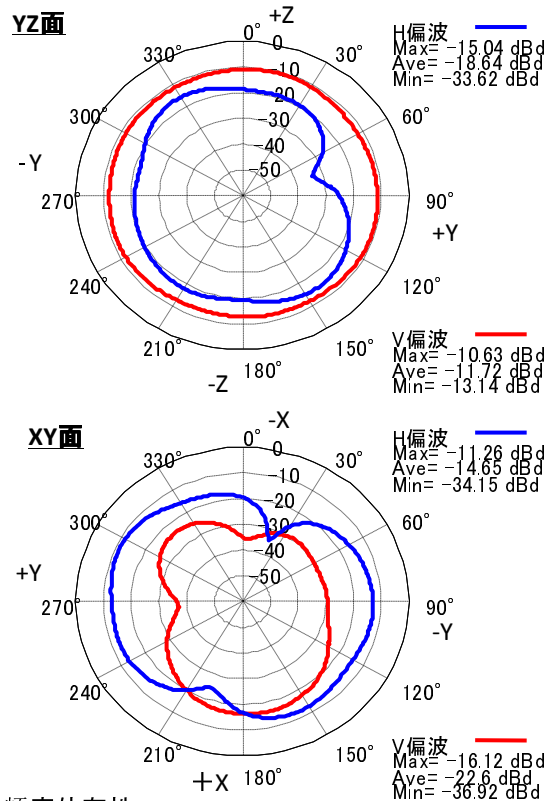


Fig.1-3. 基本样品基板的放射模式和增益的频率依存性



2. 天线特性之贴片天线—GND间距依存性

本试验中, 将调查贴片天线与GND部分的距离给天性特性带来的影响。试验用的基板外形尺寸是 $86 \times 54\text{mm}$ 。和基本样品一样Fig.1-1.のX方向的天线与GND间距离为 G_1 、Y方向天线与GND间距离为 G_2 。

- 如Fig.2-1及Fig.2-2所示, 带宽和平均增益随着 G_1 的扩大有改善倾向、把 $G_1=2.5\text{mm}$ 扩大到 15mm 、各自改善了 2.49MHz 、 2.53dB 。

- 如Fig.2-3及Fig.2-4所示, 带宽和平均增益随着 G_2 的扩大有改善倾向。把 $G_2=2.5\text{mm}$ 扩大到 15mm 、各自改善量为 2.59MHz 和 2.62dB 。

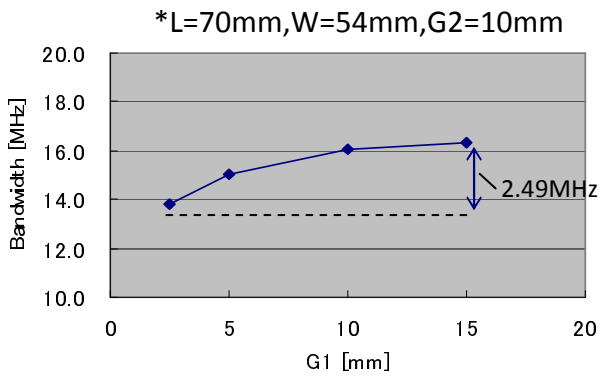
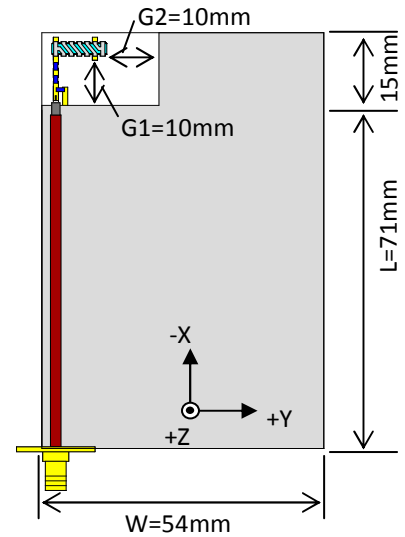


Fig.2-1.贴片天线—GND间距离 G_1 和带宽的相关关系

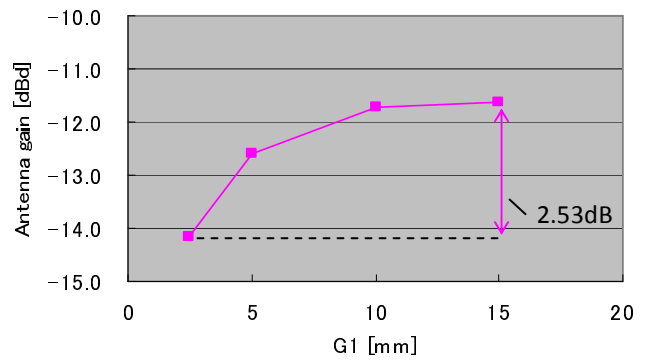


Fig.2-2. 贴片天线—GND间距离 G_1 和平均增益(YZ面V偏波)的相关关系

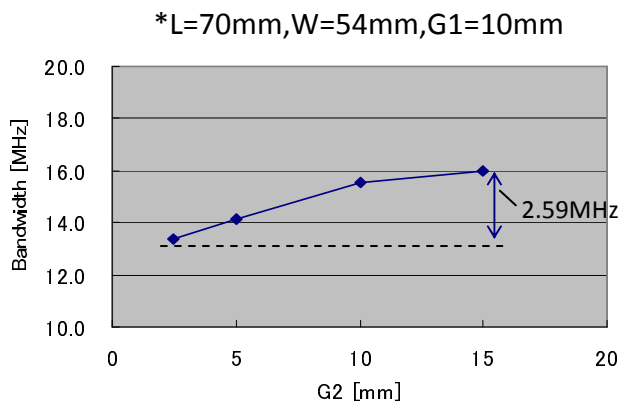


Fig.2-3.贴片天线—GND间距离 G_2 和带宽的相关关系

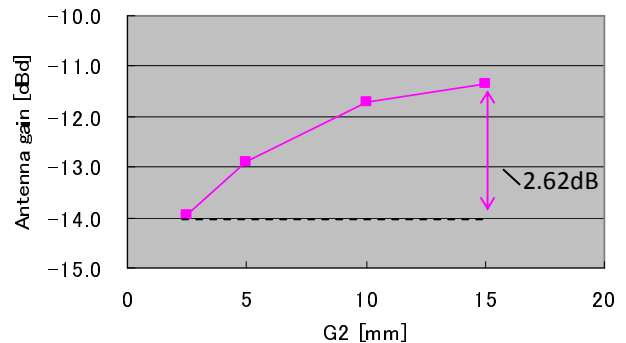


Fig.2-4. 贴片天线—GND间距离 G_2 和平均增益(YZ面V偏波)的相关关系

3. 天线特性之GND尺寸依存性

本实验中将调查GND尺寸给天线特性带来的影响。基板的Y方向的W设置为34mm、54mm、74mm、Z方向的L设置为30mm、50mm、70mm、90mm、110mm，合計15种基板尺寸，调整贴片电感、测定VSWR特性后、在电波暗室内测定YZ面V偏波的放射模式。

- Fig.3-2的带宽和Fig.3-3的YZ面V偏波平均增益、随着L变大得到改善。带宽在9~17MHz、增益约改善6dB。
- 在L同样长时、带宽、YZ面V偏波的增益，在W越小时特性越好。从这可以看出、电路基板的贴装面积相同条件下，更加细长的基板对天线特性越有利。

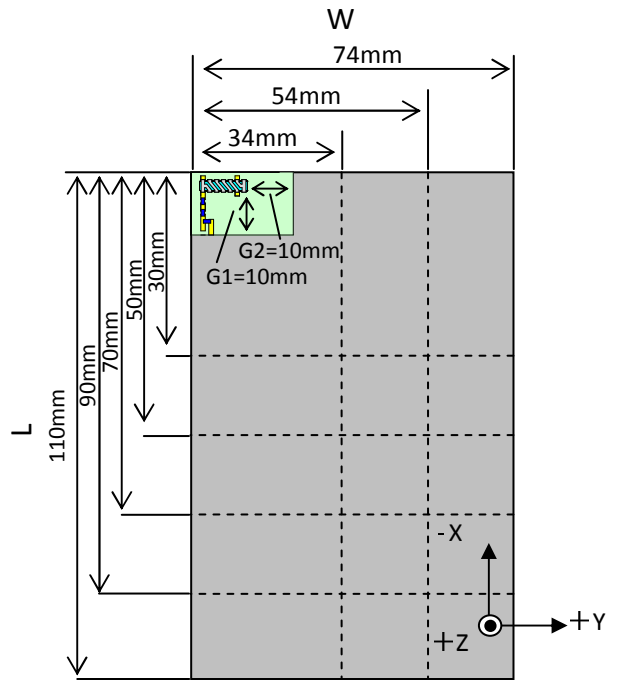


Fig.3-1.天线特性之GND尺寸依存性实验用基板形状

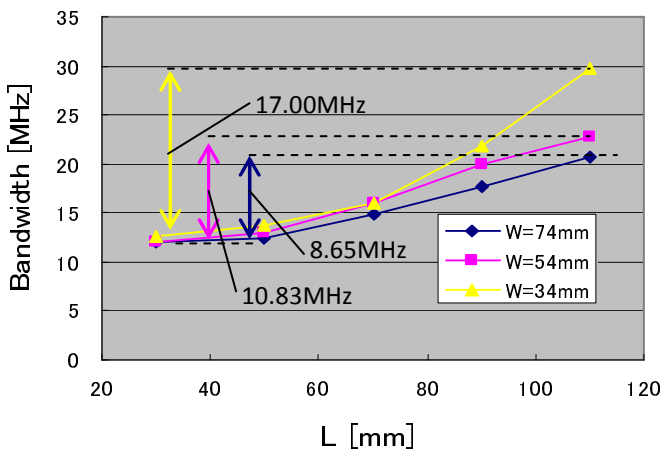


Fig.3-2.带宽的GND尺寸依存性

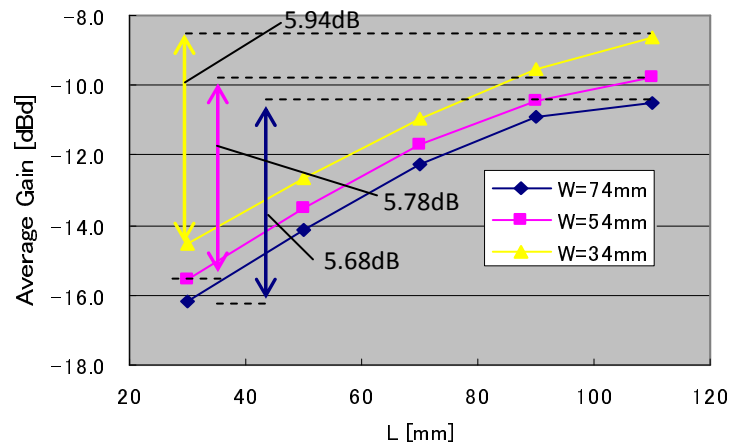


Fig.3-3. YZ面V偏波平均带宽的GND尺寸依存性

4. 人体的影响

本实验中, 安装天线的无线终端用手持使用, 假定天线是装在人体胸部, 测试此时天线特性的劣化。实验中使用的基板是section 1中的样品基板。

·手持基板时的VSWR特性和放射模式特性分别在图Fig.4-1和Fig.4-2中表示。手持样品时, 手接触GND部分, 不直接接触贴片天线。正如Fig.4-1 所显示的VSWR特性、频率变化基本没有、在430MHz时, VSWR值为1.41。另外、观察Fig.4-2的放射模式特性、天线特性劣化也可以说几乎没有。

·调查人体胸部中安装天线基板时的VSWR特性和放射模式特性。考虑到实际情况下无线终端在回路基板中有护套套住, 所以在样品基板本面贴上了10mm厚的聚苯乙烯泡沫板。如Fig.4-3所示, VSWR特性往低频率方向偏移了大概5MHz, 430MHz时VSWR值为1.77。另外、从Fig.4-4的放射模式特性来看、由于人体的影响, 天线对在贴装的330° 方向上具有指向性。

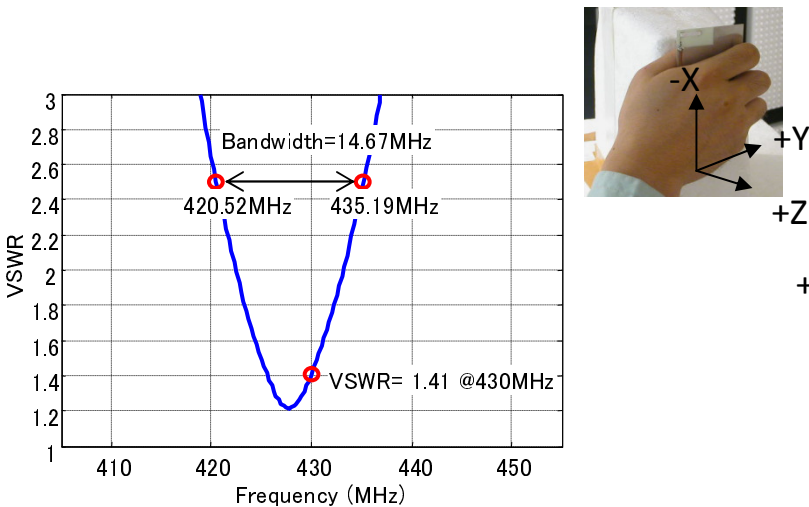


Fig.4-1. 基板在手持状态下的VSWR特性。

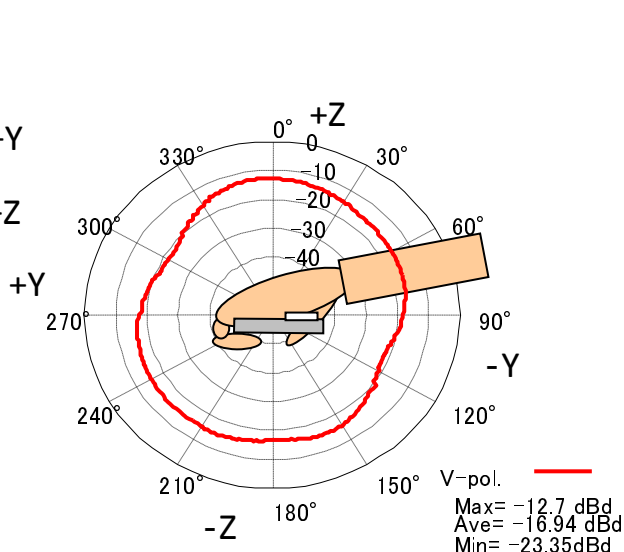


Fig.4-2. 基板在手持状态下的放射模式。

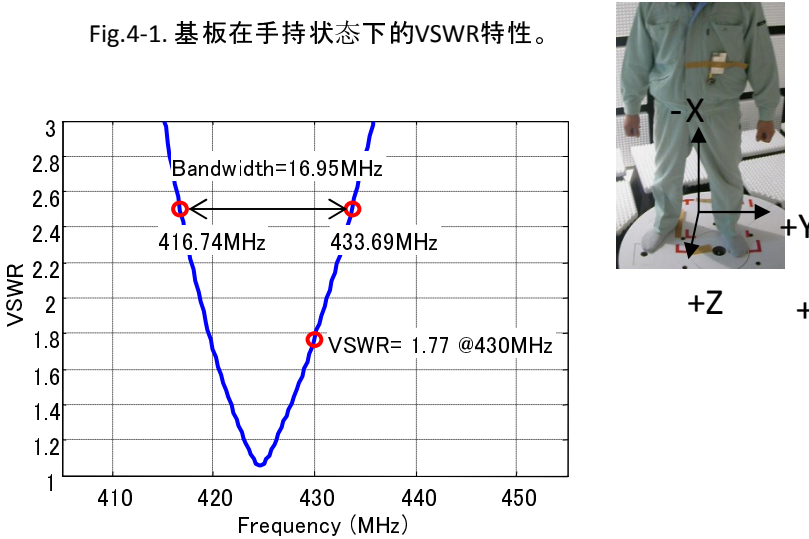


Fig.4-3. 基板安装在人体状态下的VSWR特性

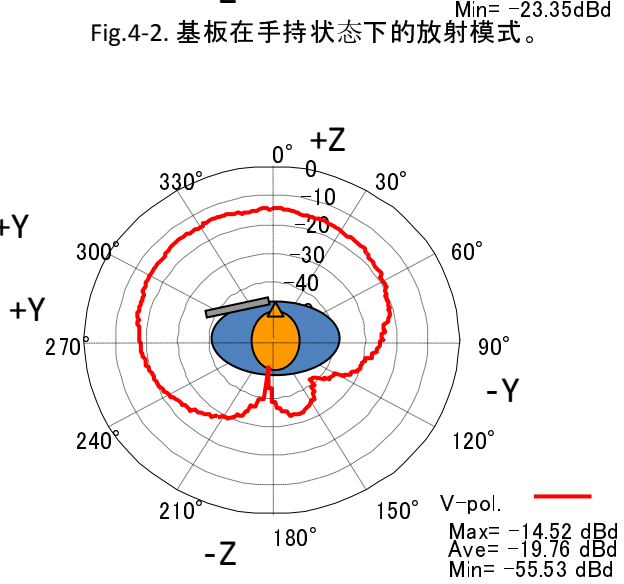


Fig.4-4. 基板安装在人体状态下的放射模式特性。

5. 针对贴片电感种类，天线特性的不同。

本实验中，调查用于起调整作用的贴片电感种类不同引起的天线特性差异。贴片电感使用所示4种 Table5-1。贴片尺寸4种都是1608封装4。东光制的LL1608是积层式，其他3种都是卷性型。基板形状跟 section 1的基本样品基板一致。结果、如Fig.5-1所示，用卷性型的3种调整的话，特性基本没有差异。以此相比，用积层式的电感的情况下，增益劣化了约2.4dB。在Table5-2显示了本实验中的贴片电感的Q值(目录值)、因为积层式的东光LL1608Q值比卷线型Q值低，天线共振的Q值也低，使增益变低。

Table 5-1.天线特性的贴片电感依存性

贴片电感		L1	L2	L1+L2	L3	VSWR	BW	Gave
品种	生产厂家	[nH]	[nH]	[nH]	[nH]	at 430MHz	[MHz]	[dBd]
LQW18	村田制作所	24	220	244	27	1.05	16.06	-11.72
LLQ1608	东光	1.8	220	221.8	26	1.18	17.64	-11.99
C1608	SAGAMI ELEC	0	220	220	36	1.18	16.85	-11.88
LL1608	东光	33	150	183	47	1.25	15.21	-14.31

Table 5-2.各贴片电感的Q值(目录值)

Manufacture	Type	L[nH]	Q	Test freq. [MHz]	Note
Murata	LQW18	220	40	250	Wound type
Toko	LLQ1608	220	25	100	Wound type
Sagami elec	C1608	220	25	100	Wound type
Toko	LL1608	150	20	100	Multilayer type

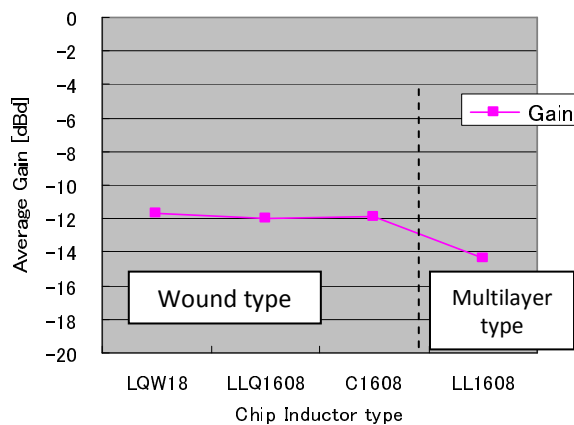


Fig.5-1.天线特性的贴片电感依存性

6. 馈线位置不同的差异

如Fig.6-1所示、本实验确认了天线开放端放在基板外侧及内侧时的特性差异。结果如Table6-1所示。两者，没有显著的差别。

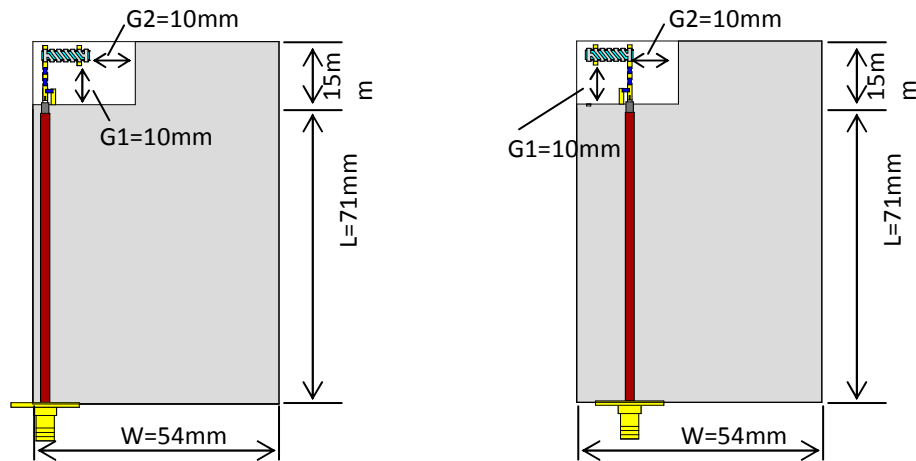


Fig.6-1. 馈线位置不同的基板

Table 6-1. 馈线位置不同的基板特性比较

样本	VSWR	BW	Gave
	at 430MHz	[MHz]	[dBd]
基本样本	1.05	16.06	-11.72
馈线位置内侧	1.06	15.73	-12.17

7. 金属板附近的特性

本实验中、测算天线基板附近有配置金属板时的天线特性劣化情况。实验基板采用section 1的基本样品基板。另外、金属板采用500×300mm的铜板，按照图Fig.7-1所示安装在电波暗室内的转盘上，在转盘中心贴装天线基板。铜板和天线基板间，泡沫塑料上分别设置10mm,20mm,30mm,50mm,100mm的间隙、测定各自情况下的VSWR特性和YZ面V偏波的放射模式特性。

• Fig.7-2中、显示了各金属板一天线基板间的距离相对的VSWR特性。另外、金属板一天线基板间距离相对的430MHz时的VSWR值和最大增益绘制成了图Fig.7-3。天线基板和金属板相距只有10mm时，最大增益是-30.07dBd，和Fig.1-3的特性相比约劣化了18dB。此外，共振频率向低频率方向约偏移了13MHz。而且、离金属板远点，增益就急剧恢复，50mm时约劣化了3dB，100mm时大概和50mm差不多水平。。

• 在Fig.7-2中、天线基板离金属板上10mm时、共振频率向低频方向偏移了10MHz以上，在430MHz的VSWR值约劣化了5.5。并且、保持与金属板距离10mm的状态、为使得430MHz的VSWR特性最小，再调整时，得到了图Fig.7-4的特性。但是，测算了此状态下的天线增益，绘制成了图Fig.7-3的红线、如图所示最多改善了1.3dB。

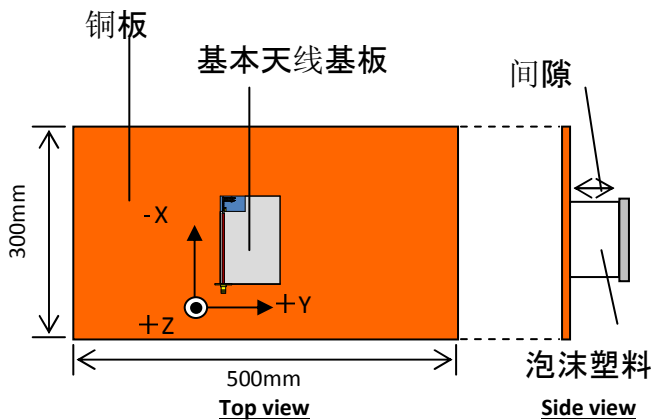


Fig.7-1. 铜板与天线基板的距离

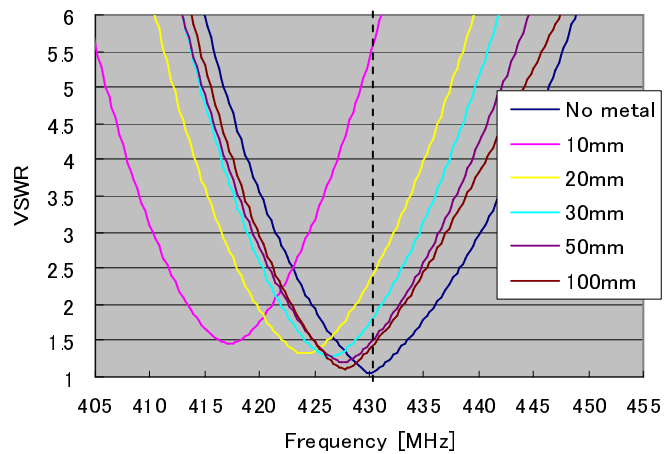


Fig.7-2. 金属板一天线基板间的距离和VSWR特性的关系

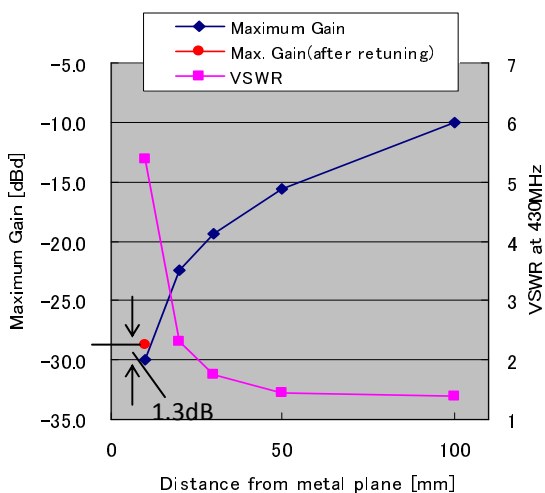


Fig.7-3. 金属板和天线基板距离相对的最大增益与430MHz对应的VSWR

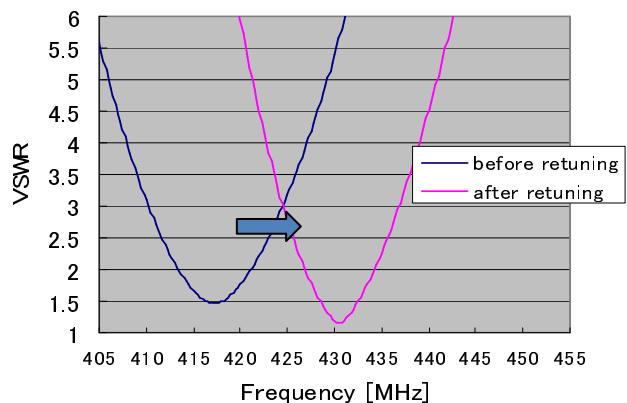


Fig.7-4. 与金属板距离10mm时，天线最优化调整时的VSWR特性

8. 反射特性的贴片电感依存性

AM11DG-ST01根据贴片电感的选择,可以在比较大范围的频率适用。通常3个贴片电感是用来调整用的,馈点和天线间级联的L1、L2是用来调整频率用的。另外,对地并联的L3是用来调整电阻的。

·利用section1的基准基板,固定住L1和L2,通过只变化L3得到的VSWR特性如图Fig.8-1所示。VSWR的最小值基本在430MHz附近,基本没有变化,但是把L值从27nH左右变化时,如图Fig.8-2所示、VSWR值变大

·固定住L1和L3,只变化L2,如图Fig.8-3所示,VSWR的最小值没有劣化,只有频率有变化。以L1+L2为横轴、共振频率为纵轴,可以得到图Fig.8-4。根据此图,基准基板在L1+L2的值每增加约1nH时,共振频率往低频方向约偏移了0.76MHz。

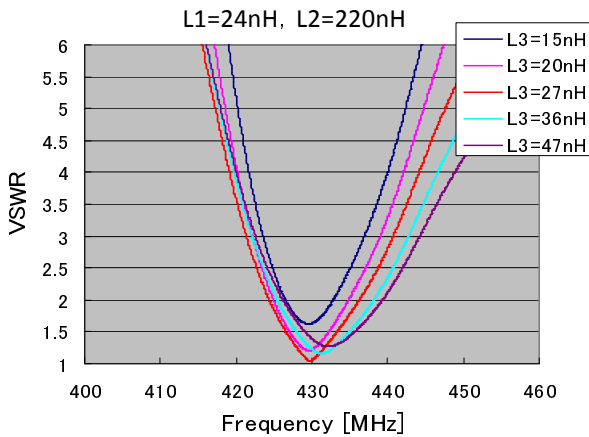
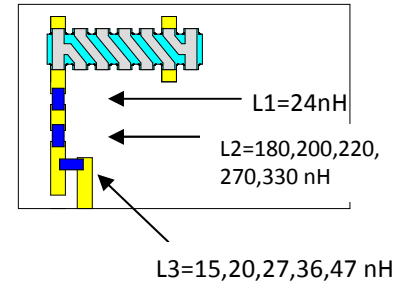


Fig.8-1.改变L3时的VSWR特性变化

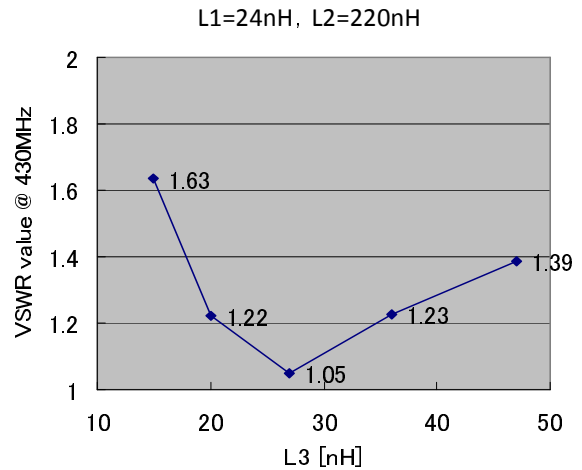


Fig.8-2.改变L3时的430MHz上的VSWR值变化

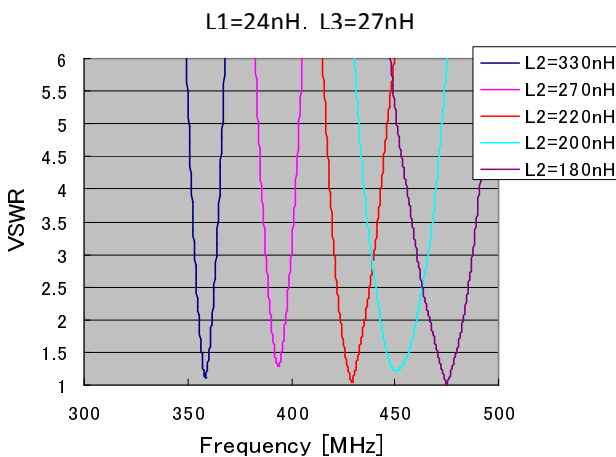


Fig.8-3.改变L2时的VSWR特性(共振频率)变化

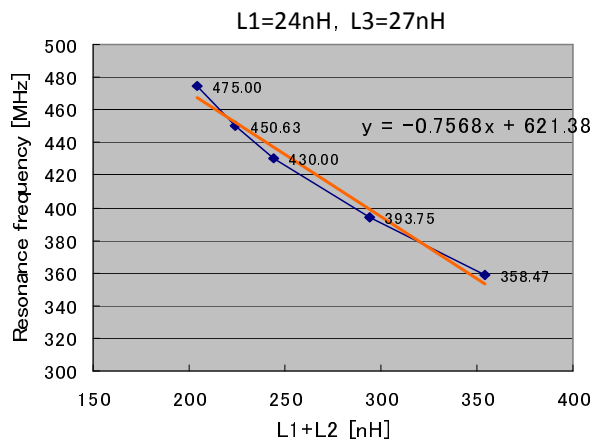


Fig.8-4.改变L2时的共振频率变化

9. 调整用电感的选择方法

1) 贴装初始值的电感L1, L2, L3

贴装初始值的电感, 确认天线的共振频率和电阻特性 (最小VSWR) 进行。

- 与section 1的基本样本同样, 贴装L1=24nH, L2=220nH, L3=27nH。
以为基板尺寸的条件不同, 有可能与所需的在430MHz附近不会出现共振时, 确认初期特性。

2) 使用电感L1, L2调整频率

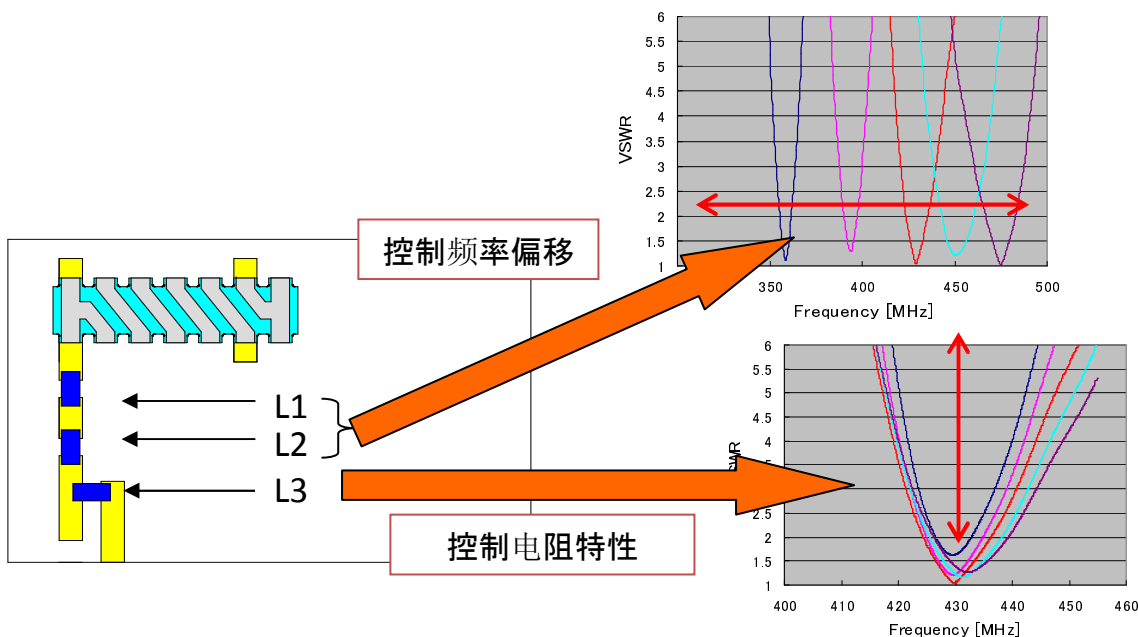
调整电感L1和L2最优化。因为对L3的频率偏移没有影响固定L3的初始值。

- 贴装初始值的贴片电感时测试VSWR特性, 比目的为共振频率高的频率出现时, 增大L1或L2的数值。比目的为共振频率低的频率出现时, 减低L1或L2的数值。L1+ L2的值对于共振频率的依存性, 请参考图8- 4, 决定的最佳的L1和L2组合。

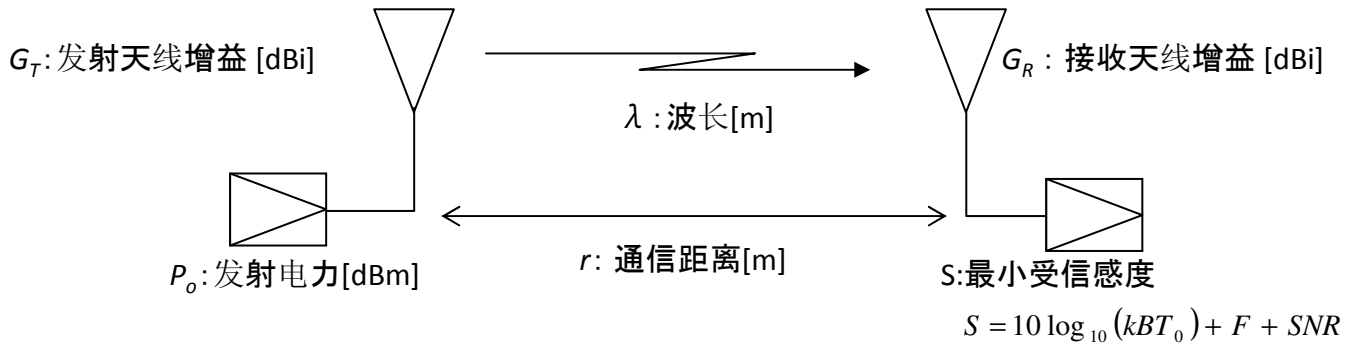
3) 利用L3调整电阻

通过L3完成贴片电感的最优化调整。由L1、L2的最优化调整, 使得VSWR特性在目标频率上最小化。但是, VSWR的最小值不够小的情况下(1.2以下程度、通过改换L3, 使得电阻特性达到最优化。

- L3对VSWR特性的影响, 请参照图Fig.8-2。在大部分场合, 选定最适合的L3, 可以使VSWR的最小值达到1.2以下。



10. 通信距离的计算方法



① L_{pass} : 传播损耗 [dB]

$$L_{pass} = 10 \log_{10} \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2$$

② L_{fade} : 衰减值 [dB]

预期通信 $\div 10$ (莱斯衰减)

预期外通信 $\div 20$ (瑞利衰减)

k : 波尔兹曼常数

T_0 : 温度 [K]

B : IF带域 [Hz]

F : 接收机噪声系数 [dB]

SNR : 基带信号的SN比 [dB]

通信距离的估算公式

电路设计的基本公式(自由空间)

$$S = P_o + G_T + G_R - L_{pass} - L_{fade}$$

容许传播损失如下计算公式。

$$L_{pass} = P_o + G_T + G_R - L_{fade} - S$$

$$= 10 \log_{10} \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2$$

$$= 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi fr}{c} \right)$$

$$= 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi \cdot 10^6}{c} \right) + 20 \log_{10}(f) + 20 \log_{10}(r)$$

$$= -27.6 + 20 \log_{10}(f) + 20 \log_{10}(r) \quad , f [MHz]$$

据此

$$L_{pass} \geq -27.6 + 20 \log_{10}(f) + 20 \log_{10}(r)$$

满足此公司的最大 r 为传播距离。

实际传播时比在自由空间的通信距离更低, 以以下公式估算。

$$L_{pass} \geq -27.6 + 20 \log_{10}(f) + N \cdot 10 \log_{10}(r)$$

N : パスゲインイクスポーネント (path gain exponent)

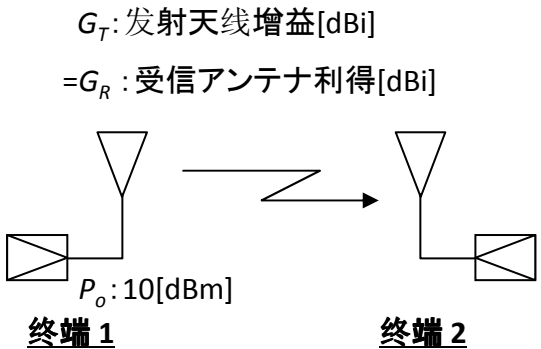
2=自由空間, 2.5=高1.5m时的UHF伝搬, 3=宽处

据此、通信距离为

$$r = 10^{\frac{L_{pass} + 27.6 - 20 \log_{10}(f)}{10 \cdot N}}$$

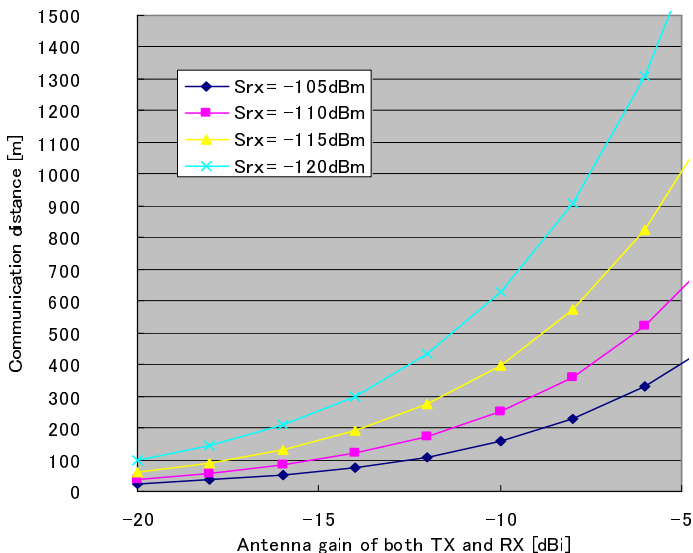
(通信距离的计算例)

1) 两个天线增益相同的终端间的通信距离

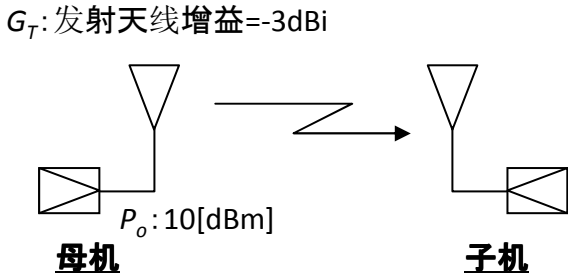


计算条件

- 衰减余量: 15dB
- 路径增益指数: 2.5
- 载波频率: 430MHz

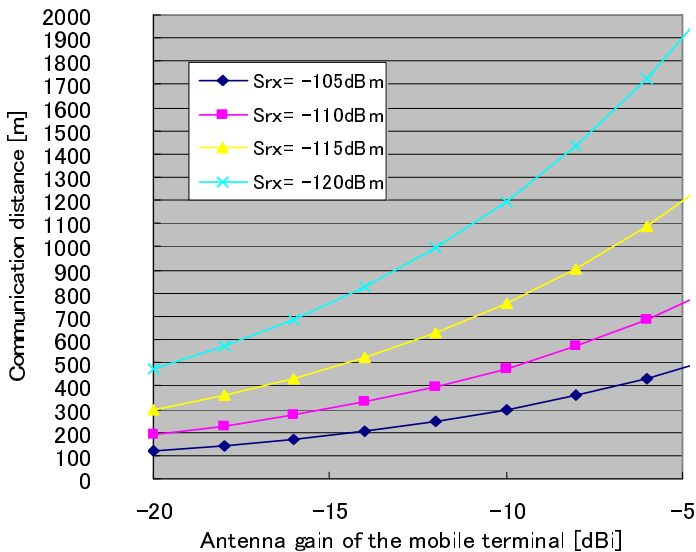


2) 母机和子机的通信距离

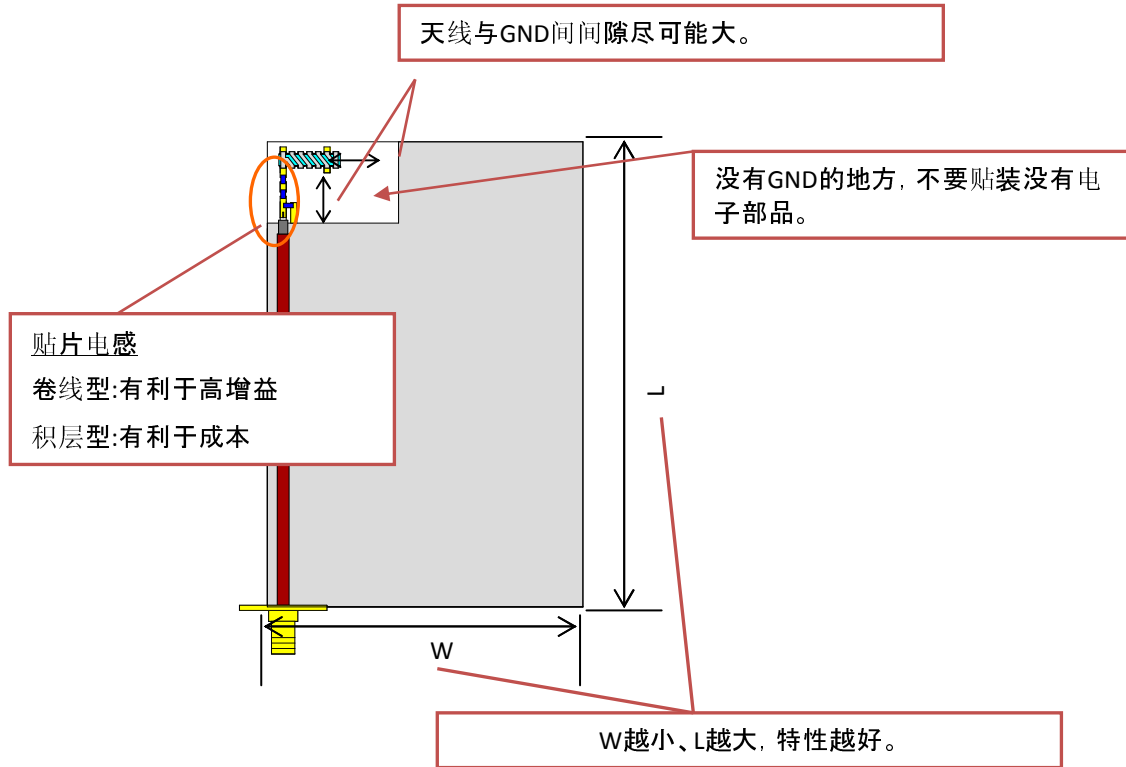


计算条件

- 衰减余量: 15dB
- 路径增益指数: 2.5
- 载波频率: 430MHz



11. PCB设计上的注意点



其他注意事项

- 天线谐振频率由于人体影响会往低频偏移, 因此像用在遥控等和人体有接触的场所, 请调整至人体接触时的最优特性。
- 安装在金属壁时, 天线增益会显著劣化, 所以尽可能设置成远离金属金属。
- 实际的无线设备中电路板是安装在塑料外壳内的。天线的谐振频率在外壳影响下会往低频方向偏移, 所以要把天线调整到安装在外壳内的状态。
- 无线设备的PCB板如果是2层或者3层构造时, 天线要避开贴装的直上(直下)基板。