

MF RC500

匹配电路和天线的设计

2005 年 2 月
深圳吉盛科技有限公司

目 录

应用笔记 MF RC500 匹配电路和天线的设计	4
1. 简介	4
2. 系统基本原理	4
2.1 框图	4
2.2 系统配置	4
2.3 MIFARE 射频接口	5
2.3.1 能量发送	5
2.3.2 RWD 到 CARD 的数据传送	6
2.3.3 Card 到 RWD 的数据传送	7
3 MF RC500 匹配电路和天线的设计	10
3.1 基本设计规则	10
3.2 优化天线尺寸评价	12
3.3 直接匹配天线	13
3.3.1 EMC 电路	13
3.3.2 接收电路	13
3.3.3 直接匹配天线的天线匹配电路	14
3.4 50Ω 匹配天线	18
3.4.1 EMC 电路	18
3.4.2 接收电路	18
3.4.3 50Ω full range solution	18
3.4.4 50Ω 小范围解决方法	19
3.4.5 50Ω 天线的天线匹配电路	20
4 环境影响	22
4.1 金属天线环境	22
4.2 多种天线	23
4.3 温度	23
5 天线防护，补偿	23
5.1.1 电气防护	23
5.1.2 补偿	24
5.1.3 导磁防护	25
6.1 通用布线提示	28
6.1.1 EMC 过滤和接收电路	28
6.2 天线布线和匹配电路	28
6.3 直接匹配天线例子	28
6.3.1 防护和补偿矩形天线	28
6.3.2 矩形天线	30
6.3.3 防护矩形天线	30
6.4 50Ω 匹配天线的例子	31
6.4.2 补偿环形天线	32
6.4.3 防护环形天线	33

7 天线调整	35
7.1 最好操作距离的调整方法	35
7.1.1 直接匹配天线的调整	35
7.1.2 调试 50Ω 匹配天线	36
7.2 品质因素 checking	41
8 references	43
9 附录 A	43
9.1 缩写	43
9.2 电线线圈感应系数的计算	44
9.3 天线电阻的计算	45

应用笔记 MF RC500 匹配电路和天线的设计

1. 简介

这是支持 MF RC500 MIFARE 读写集成电路 IC 的有关射频设计的应用笔记。意在提供对 MIFARE 射频接口 (ISO 14443A) 所需的理解来设计具体天线应用和匹配电路, 为了使无接触 MIFARE 卡通信有最优表现。本文给出了系统的 RF 部分背景, 以及如何为标准应用设计和调试天线的过程概述。详细说明了两种不同的天线和匹配概念以及它们的设计实例。还描述了完整的调试天线的步骤。作为附件的一部分, 有兴趣的读者会发现 RF 接口的详细理论描述。

2. 系统基本原理

2.1 框图

MF RC500 是高度集成的非接触集成电路系列的成员之一。它工作在 13.56MHz。MF RC500 支持 ISO 14443 的所有层。图 2-1 显示了简单的方框图。

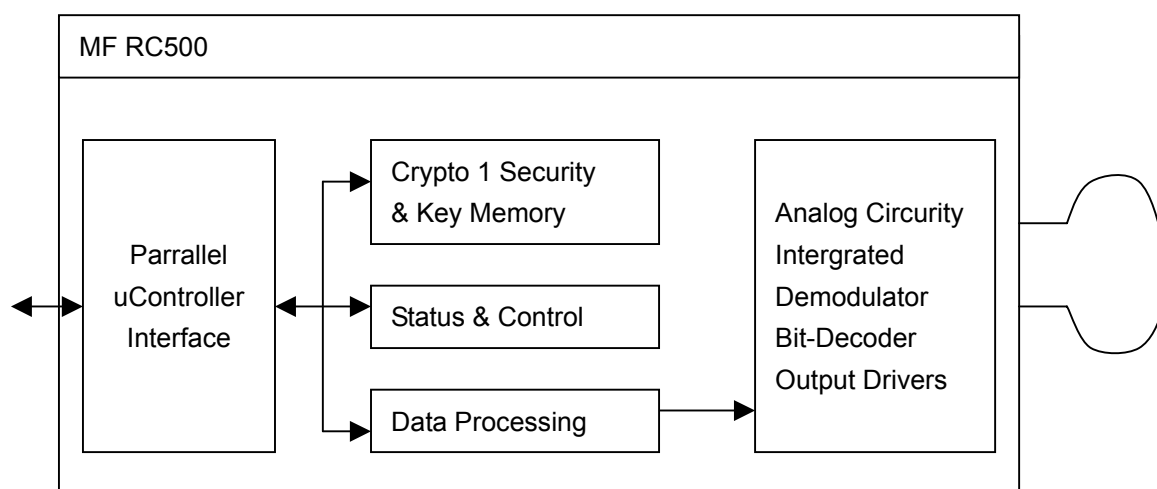


图 2-1 MF RC500 简单方框图

MF RC500 完成如下功能：

- ☐ 并行 u-Controller 接口自动侦测连接的 8 位并行口。
- ☐ 数据处理单元完成并行数据到串行数据的转换。它支持帧生成校验、CRC/奇偶生成和校验以及位编码和处理。当 MF RC500 工作在全透明方式, 支持 ISO 14443 的所有层。
- ☐ 状态和控制单元允许根据环境影响配置设备, 使每个应用都有最好的表现。
- ☐ Crypto1 流密码单元支持和 MIFARE 传统产品的通讯。
- ☐ 安全非可变的密码记忆用来存储 Crypto1 key-sets。
- ☐ 模拟单元包含两个内部桥驱动输出, 来取得操作距离到 100mm, 取决于天线线圈和环境影响。而且, 内部接收单元无需外部过滤就可接收和解码数据。

2.2 系统配置

基于 MIFARE RC500 的 MIFARE reader 的系统配置如图 2-2 所示。为了将天线连接到 reader IC, 用户可以在两种概念之间选择。根据应用, 是

- ☐ 50 欧姆匹配天线, 或是
- ☐ 使用直接匹配天线配置

一般，两种概念的系统组件都是可比较的。三个单元是必须的：

- ☐ 必须设计 1 个接收电路来接收卡发送的数据。
- ☐ 1 个过滤器和迅变电路 来抑止高阶谐波，最优化到读卡天线的电能传输。
- ☐ 1 个匹配电路 为了天线线圈取得最优表现。需要自行设计天线线圈。无论是直接或是在天线和读卡器之间使用线缆都需要建立 1 个连接。

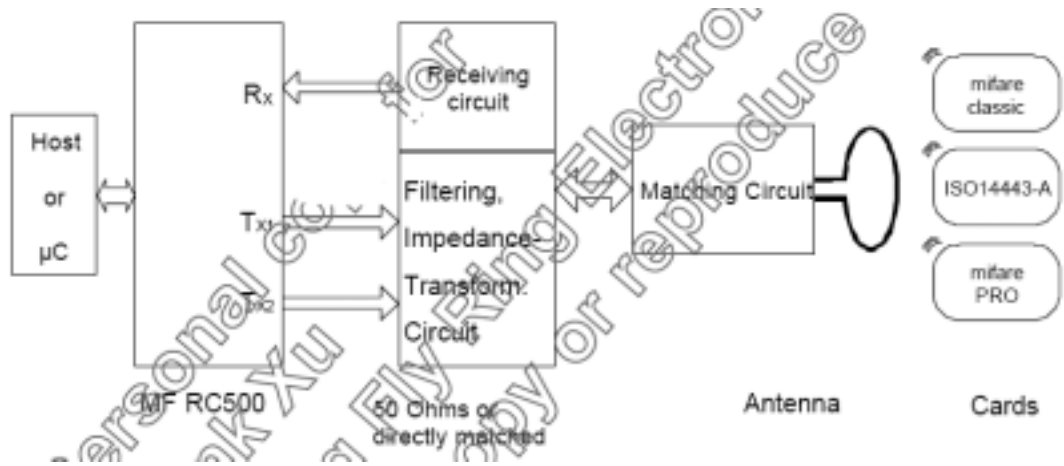


图 2-2 系统配置

两种概念都要完成不同的要求，来取得性能最优化。下面章节讲述这些组件的设计。

2.3 MIFARE 射频接口

MIFARE 技术描述了基于 ISO 14443-Type A 射频接口（为读卡器和非接触卡之间通信用）。

表 1 给出了 MIFARE 射频接口的简介。基本上，MIFARE 射频接口遵循变压器原则（transformer principle）。MIFARE 卡无片上电池，被动接收。因此，为了读卡模块和卡片之间的通信，以及双向数据传送的可能，需要能量的发送。

表 1 overview MIFARE RF Interface

Energy transmission	Transformer pricipile; MIFARE card passive
Operating frequency	13.56MHz
Communication structure	Half duplex, reader talks first
Data rate	105.9 kHz
Data transmission	Both directions
RWD Card	100% ASK, Miller Coded
Card RWD	subcarrier load modulation, subcarrier frequency 847.5kHz, Manchester Coded

接下来的部分描述以基本能量发送开始的 MIFARE 射频接口基本原理。最后，显示了数据发送和习惯用的两个方向的数据编码。

2.3.1 能量发送

读卡器天线和被动 MIFARE 卡之间的能量传送是以变压器原理为基础的。读卡器需要天线线圈，

并且卡内部需要安置卡线圈。图 2-3 显示了基本原理和等效电路图。图的左边部分描述了天线以及基本的能量传送。

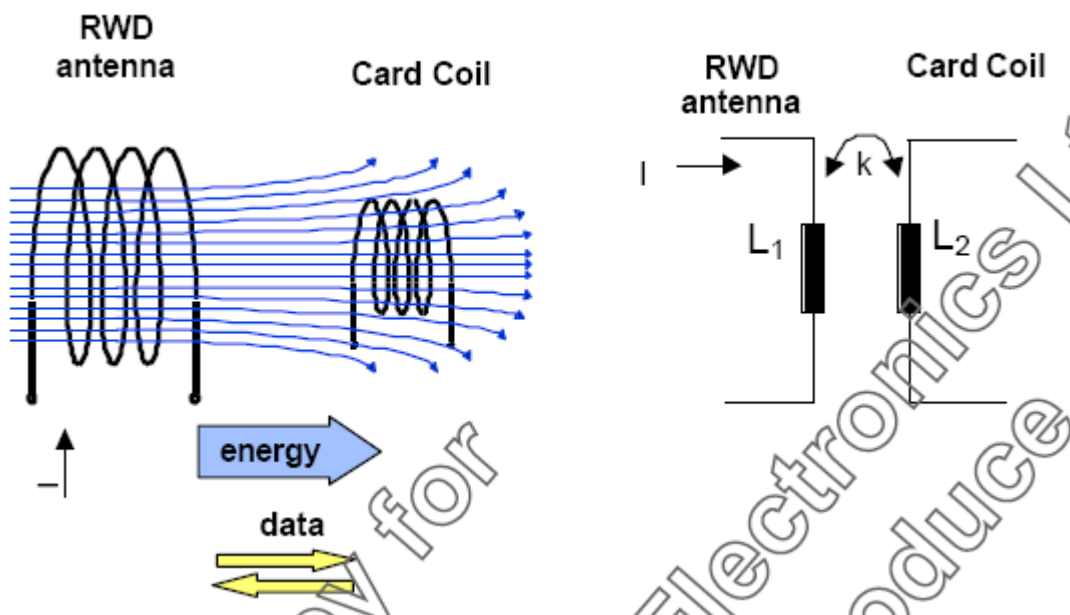


图 2-3 变压器模型

RWD 天线线圈的电流 I 产生磁通量。部分磁通量穿过卡线圈，在卡线圈上产生感应电压。该电压经过校正，当达到操作电压的时候，卡集成电路就激活。在读卡天线和 MIFARE 卡之间的距离内，感应电压会变化。由于电压的变化，可以达到的操作距离就受到传送能量的限制。右半部分显示了等效电路，为变压器模型。有关能量传送的详细描述见本文的附件 A。

2.3.2 RWD到CARD的数据传送

为了从读卡器到卡发送数据，MIFARE 使用半双工通讯结构。读卡器首先 talk 并开始通信。从读卡器到卡的数据发送采用 100% ASK pulse pause 调制（依据 ISO 14443 Type A）。图 2-4 显示了典型的信号形状。

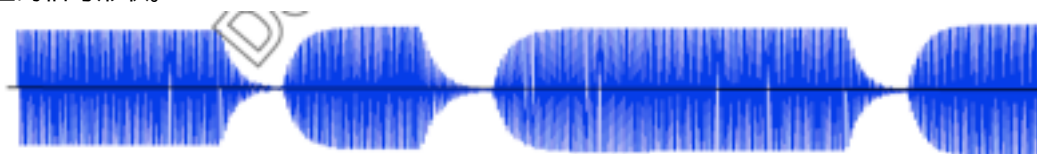


图 2-4 Data Transmission RWD to CARD typical signal shape

由于天线的品质因素 Q ，发送的信号变成图 2-5 所示。该形状可用开测量天线的调谐。计算天线品质因素 Q 的理论背景和计算匹配电路组件的过程见第三章节。

前面提到，MIFARE 卡是被动的。为了读卡器和卡之间的通信，能量传送到卡上。因此，MIFARE 采用优化的编码，提供恒量的能量级（独立于数据发送到卡）。使用修改了的 Miller Code 传送数据。图 2-6 详细描述了 Miller Code。

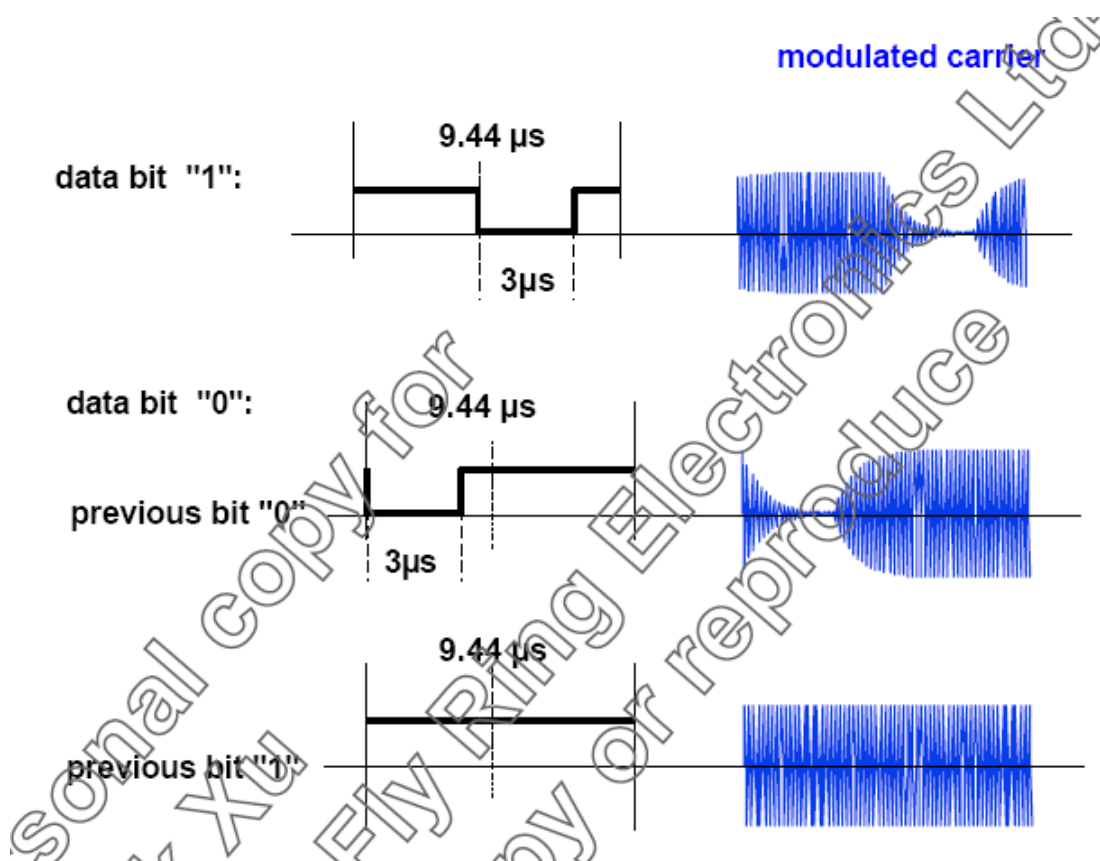


图 2-4 Data Transmission RWD to CARD , Miller Coding

MIFARE 数据率是 105.9KHz，因此 1 个位帧的长度是 9.44μs。米勒编码的 1 个脉冲宽度是 3μs。

位帧中间的脉冲表示逻辑‘1’，

两种可能性表示逻辑‘0’。该编码取决于前 1 位：

如果前 1 位是‘0’，下一个位帧的前半部分的 3μs 脉冲表示 后面紧跟的是‘0’。

如果前 1 位是‘1’，下一个位帧没有脉冲表示后面紧跟的是‘0’。

2.3.3 Card 到 RWD 的数据传送

2.3.3.1 Subcarrier Load Modulation Principle

卡到 RWD 的数据传送使用 load modulation 原理，如图 2-7 所示。卡设计成共振电路，消耗读卡器生成的能量。能量的消耗在 RWD 端反应为电压的下降效果。通过改变卡集成电路的 load or resistance，使用压降效果从卡端传送数据到读卡器端。

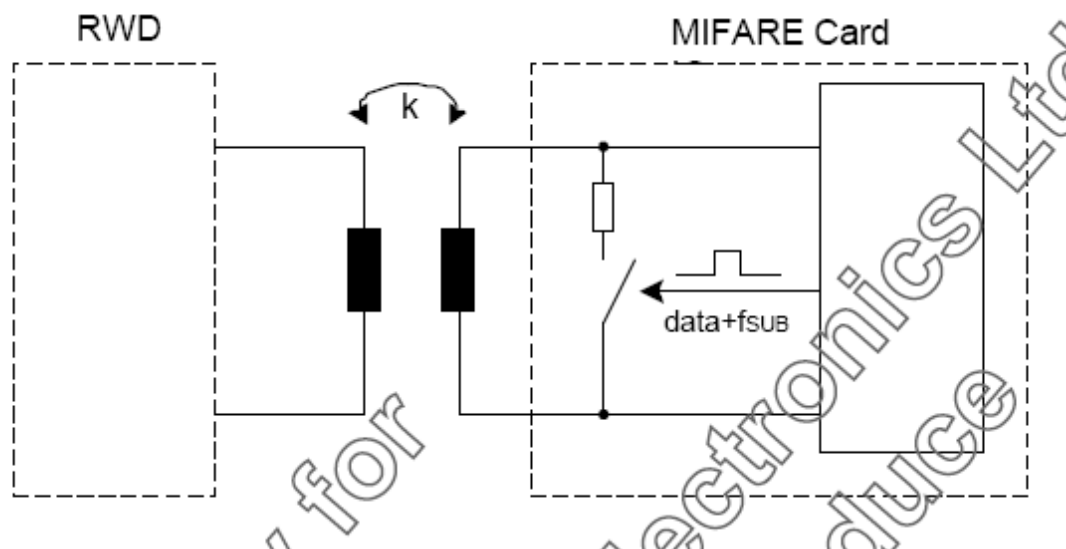


图 2-7 Subcarrier Load Modulation Principle

MIFARE 读卡天线应当调谐到 13.56MHz 的共振频率 f_R 。实际上读卡天线共振电路产生的电压有时候比电源电压高。由于 RWD 和卡天线间微弱的连接因素，卡回应大约要比读卡填充产生的电压低 60dB。为了检测该微弱信号，需要一个设计很好的接收电路。MIFARE 采用 sub-carrier 频率 f_{SUB} 来调制数据而不是采用 direct load modulation。子载波调制的结果是在 13.56MHz 的载波频率附近产生了 $\pm f_{SUB}$ 的 side-bands。子载波引导调制实现了对接收信号的简单、健壮的检测。

在子载波调制前，对基带中的数据，MIFARE 射频接口使用 Manchester 编码。图 2-8 显示了典型的数据编码以及时域中的子载波引导调制。首先，数据在内部编码成曼彻斯特编码。MIFARE 中读卡器和 card 间通信的数据率是 105.9kHz，因此位帧宽度是 9.44 μ s。曼彻斯特编码采用上升沿和下降沿来编码数据。

位帧中间的下降沿 表示 逻辑 ‘ 1 ’；
位帧中间的上升沿 表示 逻辑 ‘ 0 ’。

MIFARE 卡集成电路产生的子载波频率 $f_{SUB} = f_R/16 = 847.5 \text{ kHz}$ 。 T_o 表示操作频率的脉冲宽度， $T_o = 1/f_R = 74\text{ns}$ 。曼彻斯特编码数据调制成子载波频率。最后，进行子载波引导调制。

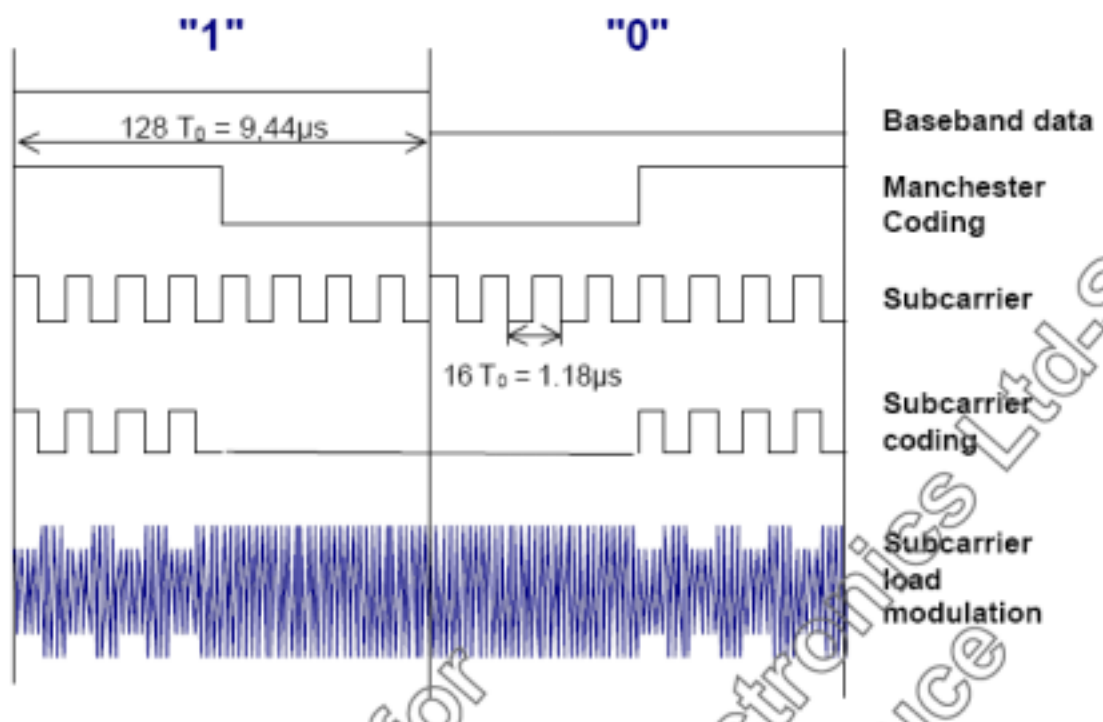


图 2-8 Principle Data Coding card to RWD time domain

因此，子载波引导调制在频域产生了 2 个附带宽；频率较高的那个在 14.41MHz，频率较低的那个在 12.74MHz。图 2-9 显示了该信号的光谱域。一方面，显示了数据编码的附带宽，另一方面显示了操作频率的载波频率的附带宽。

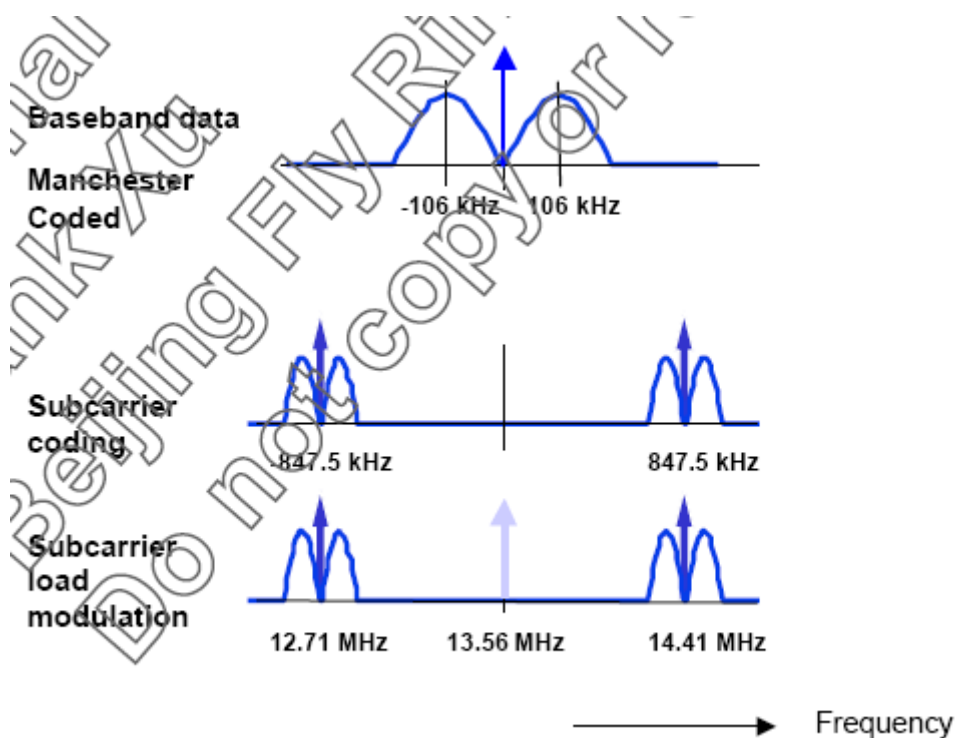


图 2-9 Data Coding card to RWD Frequency domain

3 MF RC500 匹配电路和天线的设计

3.1 基本设计规则

MF RC500 是单一读卡基础电路。它设计来在无外部放大器的条件下操作距离高达 100mm。余下的被动的 RF 部分的设计是直截了当 坦率的 简单的 straightforward。首先要决定，那一个可能的基本概念最符合应用要求。图 3-1 显示的设计帮助，帮助你决定。设计天线和匹配电路有两种不同的概念。

- ☐ **直接匹配天线**用来建立小型、完整、读卡器和卡之间距离小的终端。控制读卡器在一间小屋子或者用手提读卡器就可以做此应用。
- ☐ **50Ω 匹配天线** 用来轻松解决读卡器和天线间使用同轴电缆的长距离情况。在读卡匹配电路和天线之间使用同轴电缆，距离可达 10m。

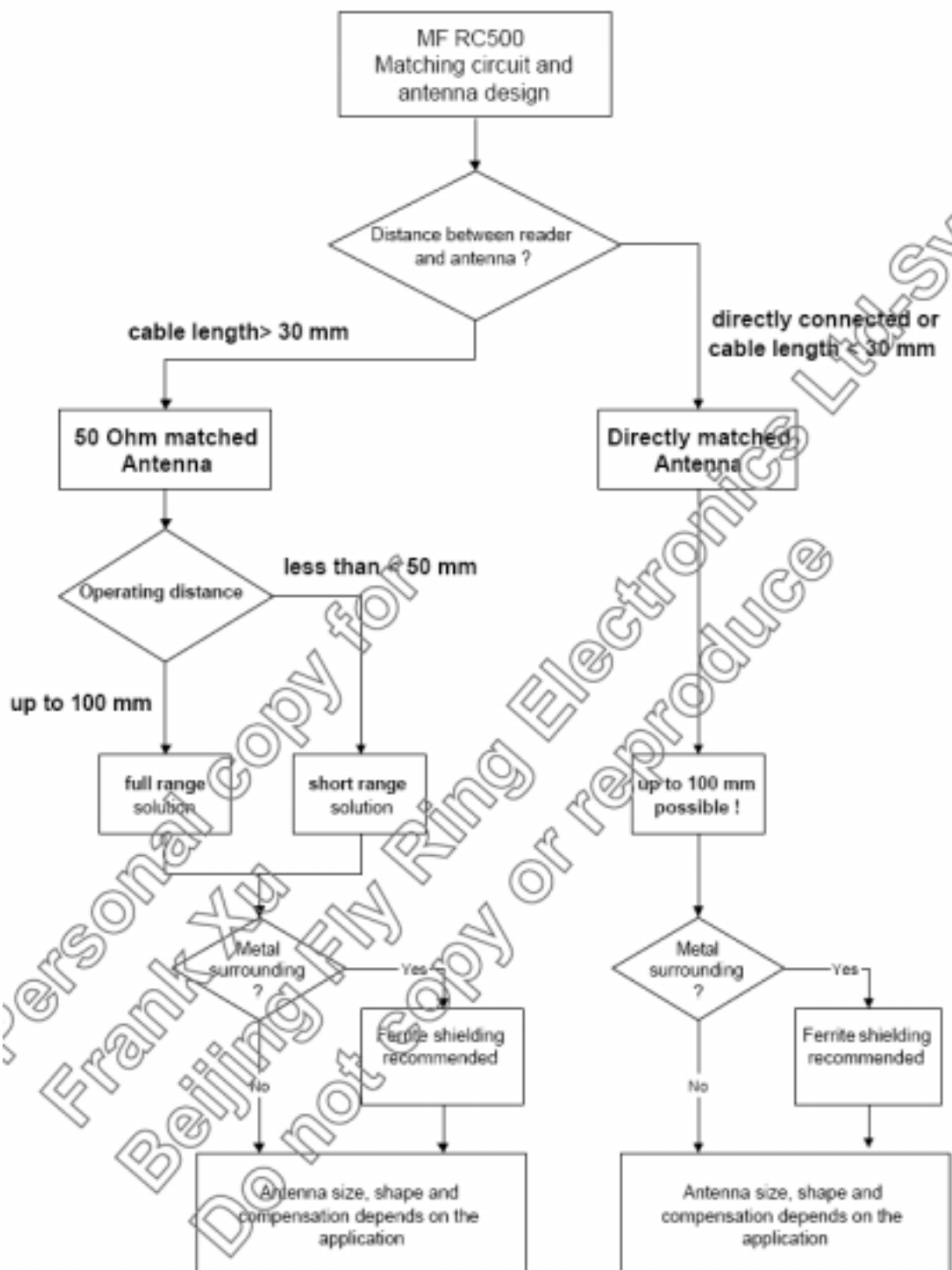


图 3-1 Design Help

注意：该设计帮助是第一步。为了取得所追求的操作距离，还必须考虑天线本身的实际和环境的影响。

表 2 比较了不同的概念，更为详细地显示了必要组件。基本上采用 50Ω 匹配或者直接匹配天线概念。对于 50Ω 匹配概念，一个高端方案来取得操作距离高达 100mm，以及低花费方案解决操作距离在 50mm 以内有效。

表 2 Comparison of antenna concepts

Concept		50Ω matedched		Directly matched
		Full range	Short range	
Reader	MF RC500			
	EMC-Circuit	Same circuitry and values		
	Receiving circuit	Same circuit and values		
	Impedance Transformation	Using TX1 and TX2	Using only TX1	
Antenna	Cable	50Ω coaxial		Short wire or directly connected
	Antenna matching circuitry	Same circuit, but different values depending on the antenna size		Same circuit, but different values depending on the antenna size
	Antenna coil	Operating distance depends on the antenna size and environmental influence		Oprating distance depends on the antenna size and environmental influences
	Antenna shielding	Shielding depends on the application, e.g. the housing and environmental influences		

推荐使用所示的概念。接下来的部分开始评价由需求电路设计的天线形状可取得的操作距离。

3.2 优化天线尺寸评价

MIFARE 系统可取得的操作距离取决于一些因素：

- ☐ 读卡天线尺寸
- ☐ 针对给出天线的匹配电路的品质
- ☐ 环境影响

下一设计步骤是根据天线尺寸评价操作距离。完整的计算见附录 A。

MIFARE 卡由读卡器产生的磁通量供电。卡集成电路的可得能量随着读卡天线和卡之间的距离变化。第 2、3 章节中提到，MIFARE 系统是基于变压器原理的。1 个描述变压器的重要参数是耦合系数（coupling coefficient） k 。它定义为依赖读卡天线和卡线圈之间距离、两者尺寸的几何参数。假设 MIFARE 卡的标准应用有片卡的三维尺寸，卡线圈的尺寸就是固定的。

在附件 A 中显示了能够对于读卡天线和卡线圈之间固定距离上，能达到的最大耦合系数 k ，当读卡天线的半径（范围）和距离相等的时候。对电路天线做计算。如果用到了长方形或正方形的天线，可使用有着等效范围的电路来评估。

可把结果作为设计给定应用的最优天线的 rule of thumb。

应当注意：

- ☐ 读卡天线的半径应当等效可操作距离的评估只是成功的天线设计的第一步。对完整的设计来说，还要考虑环境影响以及由于应用相关限制导致的天线尺寸限制。
- ☐ 该评估显示，增加天线的半径会自动增加操作距离。读卡器到卡的能量传送是限制因素，可以

表达为最小耦合系数 $k_{\min} = 0.3$ 。

计算耦合系数的公式不依赖于读卡天线的谐次（频率）。

图 3-2 给出了不同天线尺寸的读/写距离的大概值。它反映了最佳读写距离在天线直径尺寸大约为 20cm（ $R = 10\text{cm}$ ）时取得。并不是天线越大，操作距离越远。

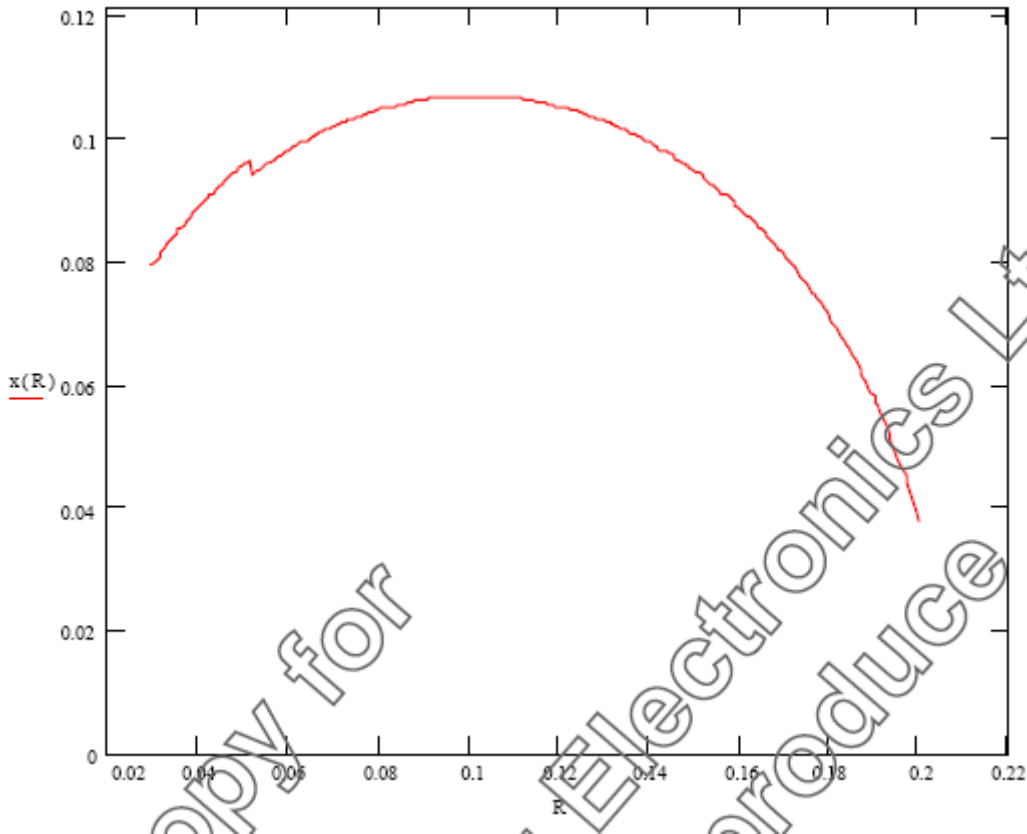


图 3-2 Antenna Radius versus operating distance

3.3 直接匹配天线

表 2 的一个提议就是直接匹配天线。推荐的电路可时操作距离高达 100mm。操作距离主要取决于天线尺寸以及天线匹配电路的正确值。将要描述必要的组件（EMC 过滤器、接收电路以及天线匹配电路）和它们对 MIFARE 系统的功能性必要。图 3-3 显示了直接匹配天线的推荐电路。

3.3.1 EMC 电路

MIFARE 系统是以 13.56MHz 的操作频率为基础。该频率由石英晶振产生。与此同时还会产生高阶谐波。为了符合内部电磁兼容性规则，13.56MHz 的三次、五次及五次以上的高阶谐波必须适当的抑止。在 multi-layer layout，强烈建议配置一低通滤波器，如图 3-3 所示。低通滤波器包含元件 L_0 和 C_0 。它们的值在表 3 中给出。

3.3.2 接收电路

MF RC500 的内部接收单元采用新的接收概念。它使用卡回应的子载波引导调制生成的 both side-bands。建议使用使用内部产生的 V_{MID} 电位作为 R_x 管脚的输入电位。为减少扰动，需用电容将 V_{MID} 接地。读卡器的输入单元需要在 R_x 和 V_{MID} 管脚间增加电压驱动。此外，建议在天线线圈

和电压驱动之间使用串联电容。图 3-3 显示了推荐的接收电路。该接收电路包含元件 R_1 , R_2 , C_3 和 C_4 , 其值由表 3 给出。

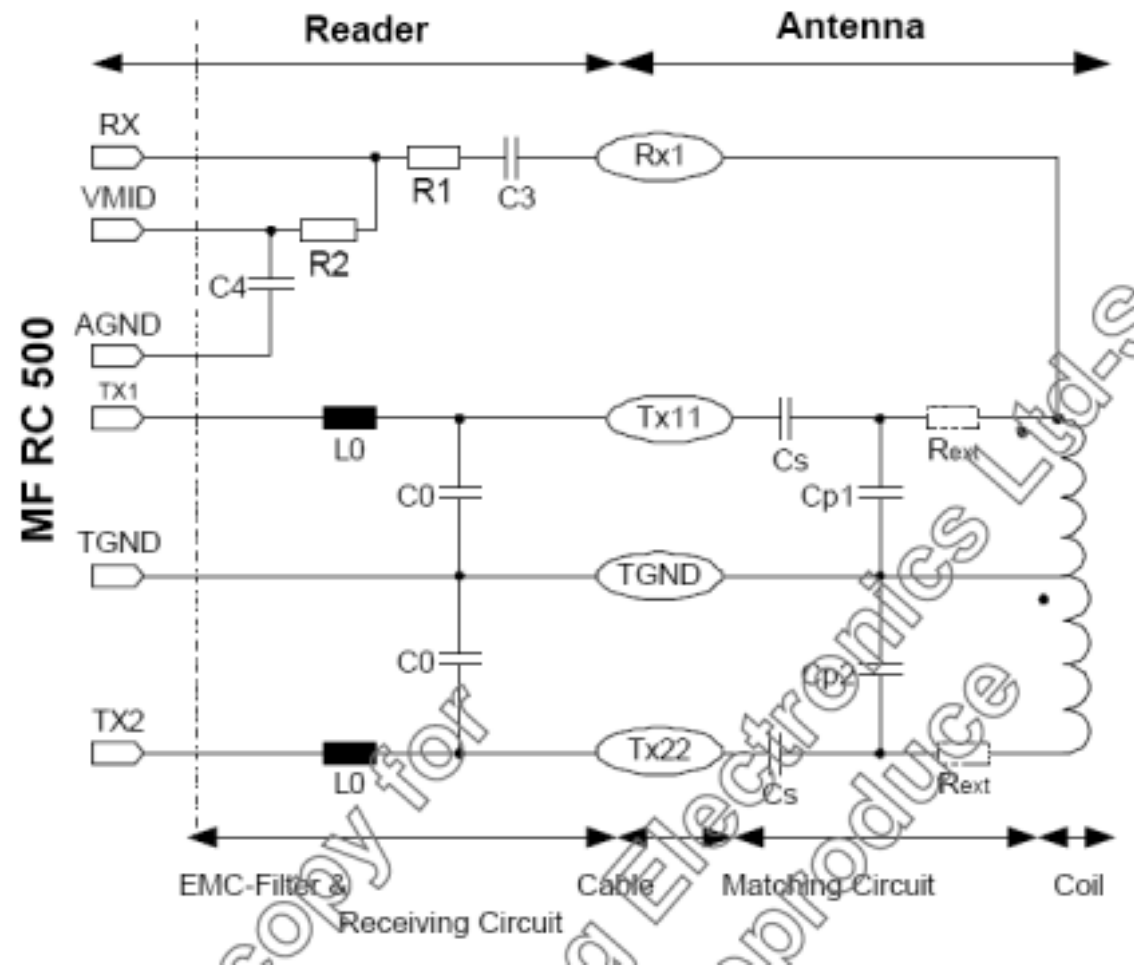


图 3-3 complete direct matched antenna configuration

表 3 value of the EMI Filter and Receiving Circuit

Components	Value	Remark
L_0	$2.2 \Omega\mu H \pm 10\%$	Magmetic shielded e.g. TDK ACL3225S-T
C_0	$47pF \pm 2\%$	NP0 material
R_1	$820\Omega \pm 5\%$	
R_2	$2.7k\Omega \pm 5\%$	
C_3	$15pF \pm 2\%$	NP0 material
C_4	$100nF \pm 2\%$	NP0 material

注意：为取得最好功能，使用到的电容和电感至少应当具备推荐的表现和公差。

3.3.3 直接匹配天线的天线匹配电路

建议一步一步地设计直接匹配天线。首先设计天线线圈。天线本身是个低阻值的设备。为将天线线圈连接到 MF RC500，需要一个匹配电路。以天线等效电路评价和品质因素的计算为开始，最终得到匹配电路电容的推荐值。

3.3.3.1 天线等效电路的决定

读卡天线线圈可描述为图 3-4 左半部分的等效电路。建议设计直接匹配天线时，将天线线圈中央抽头接地。该中央抽头使用来提高天线的电磁兼容性。天线本身可用电感 L_a 、 L_b ， R_a 、 R_b ，并联电容 C_a 、 C_b 。无论如何，最好不要计算等效电路的元件，因为 L_a 和 L_b 之间的耦合效应。

建议使用图 3-4 右半部分所示的等效电路模型，而不是完整的模型。在 Tx11 和 Tx12 之间完整的天线线圈的感抗表示为 L_{ant} ，阻抗表示为 R_{ant} 。天线容抗 C_{ant} 表示绕组和接线柱之间的容抗。

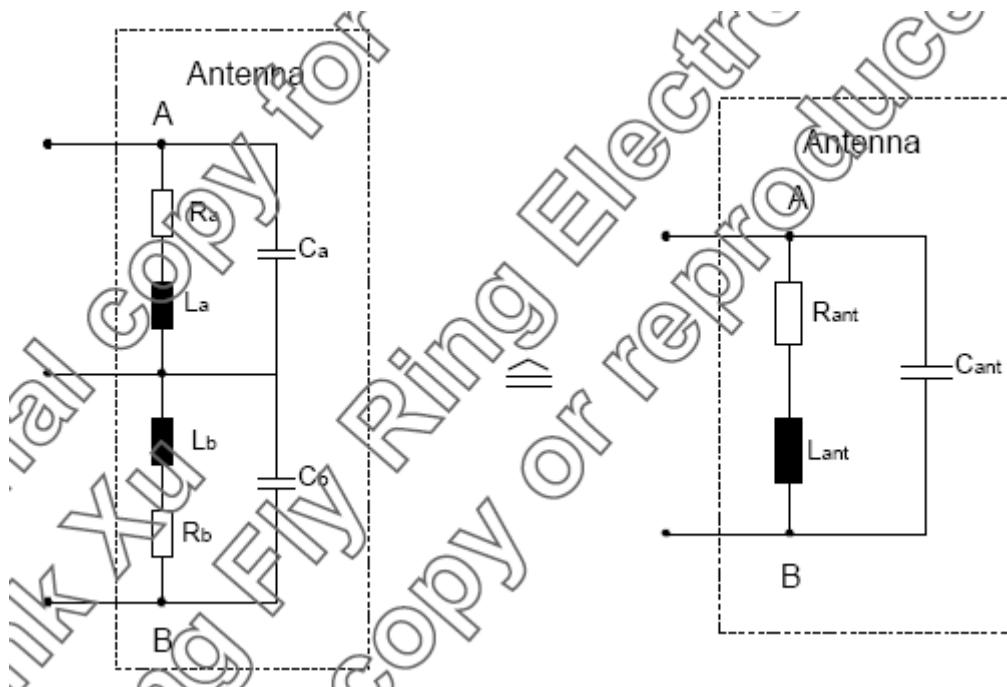


图 3-4 Equivalent circuit of an antenna coil for a directly matched antenna

建议使用阻抗分析仪测量天线等效电路。连接到天线环路（当使用保护层时，将保护层接地），并测量等效电路。对计算品质因素 Q 和天线调谐时，容抗 C_{ant} 可忽略。

注意：如果没有阻抗分析仪，将计算出来的感抗和阻抗作为初始值。为评估这些值，附录 A 中给出了公式。MIFARE 的操作频率是 13.56MHz。该频率下，欧姆表面效应损失不可忽略。这就是仅仅使用线圈直流阻抗是错误的原因。

请使用附录 A 中的评估来求出阻抗 R_{ant} 的初始值。建议在次之后测量品质因素来检验完整的设计。必要的话，改变初始值，然后重新进行调谐过程。

3.3.3.2 品质因素

接下来的部分假定天线容抗 L_{ant} 和阻抗 R_{ant} 已知。建议使用阻抗分析仪测量 L_{ant} 和 R_{ant} 。如果该评估值是使用公式计算的，谨记这些值只是初始值，在品质因素验证后可能需要更改。

对天线的正确调谐和可行表现来说，天线的品质因素是重要的特性。天线的品质因素定义为：

$$Q = \omega_R \times L_{ant} / R_{ant} \quad , \quad \omega_R = 2\pi f_R$$

受地理条件影响，天线 Q 的值通常在 50 到 100。为了合适的的数据发送，该值不得不减小。章节 2.3.2 中提到，MIFARE 的波特率是 105.9kHz/sec，从 RWD 到卡的数据发送采用米勒编码，脉冲

宽度 $T = 3\mu s$ 。

带宽 B 定义为

$$B = f_R / Q$$

定义要求 时间-带宽乘积

$$B \times T \geq 1$$

品质因素 Q 可计算为

$$Q = f_R \times T$$

$$13.56\text{MHz} \times 3\mu s$$

$$40.68$$

由于公差和元件的温漂，建议 $Q = 35$ 。

为减小最初的 Q ，需要放置附加外部电阻 R_{EXT} ，如图 3-5 所示。 R_{EXT} 的计算公式为

$$R_{EXT} = \omega_R \times L_{ant} / Q - R_{ant}$$

$$= \omega_R \times L_{ant} / 35 - R_{ant}$$

正如上面提到的，建议使用 centre tap 对直接匹配天线设计天线线圈。因此，外部电阻的值必须分成两个相等的部分。减小天线品质因素的完整电路如图 3-5 所示。

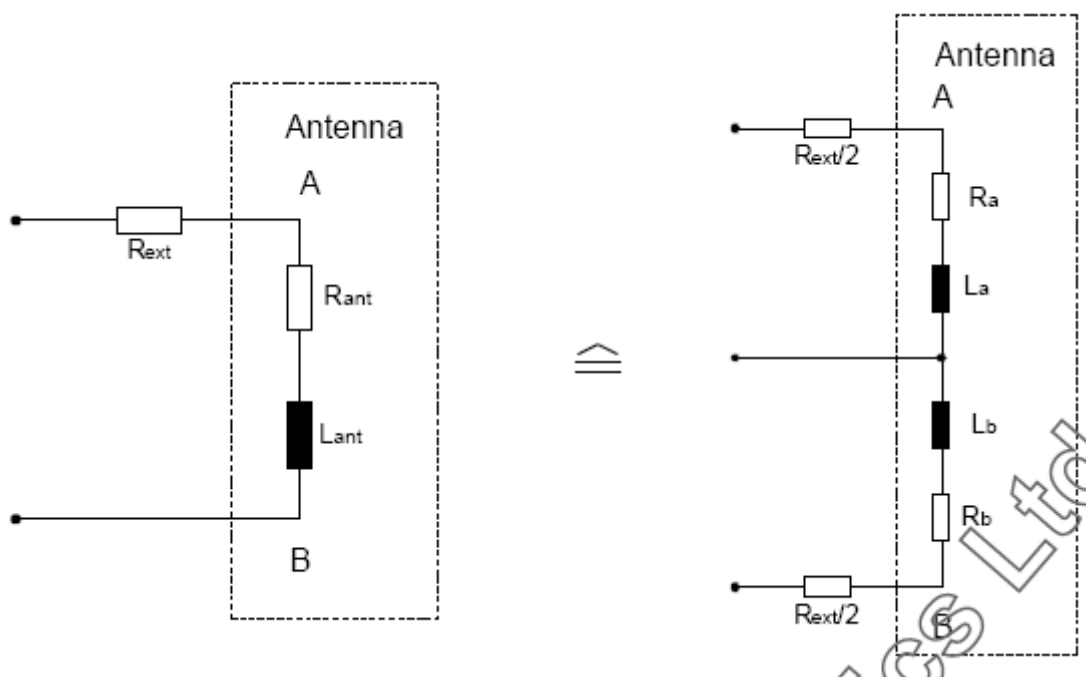


图 3-5 External resistance to reduce the antenna's quality factor

3.3.3.3 直接匹配电路的阻抗匹配

为设计直接匹配电路，建议使用图 3-6 所示的匹配电路。电容 C_s 和 C_p 的值取决于天线本身和环境影响。

建议使用表 4 中的电容值，作为调谐过程的初始值。为了将天线调谐到最优，必须遵循第七章描述的对直接匹配天线的调谐过程。初始值取决于天线的自感系数。

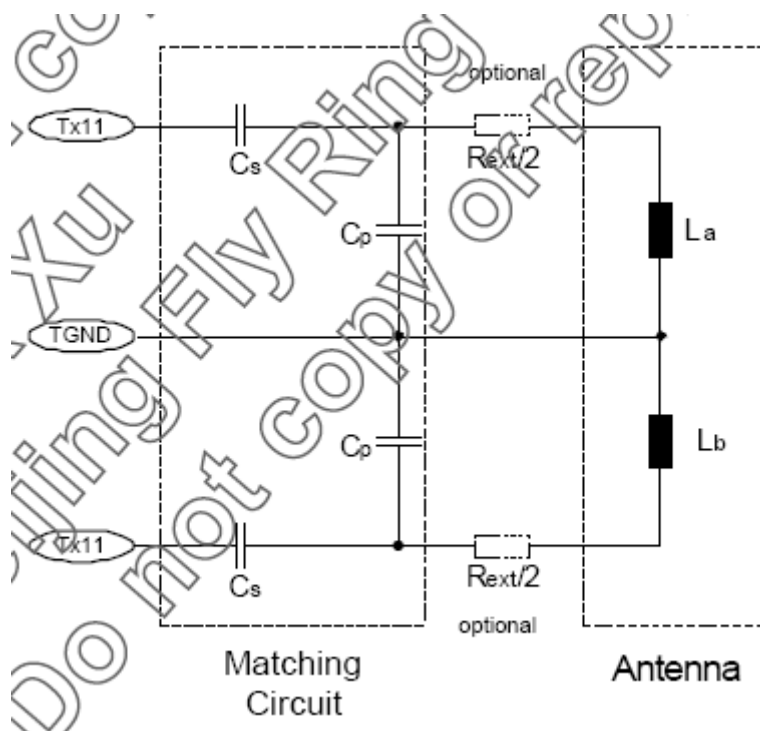


图 3-6 complete matching circuit

表 4 Starting Values for the antenna matching circuit

L_{ant} [μH]	C_s [pF]	C_{p1} [pF]	C_{p2} [pF]
0.8	27	270	330
0.9	27	270	270
1.0	27	220	270
1.1	27	180 22	220
1.2	27	180	180 22
1.3	27	180	180
1.4	27	150	180
1.5	27	150	150
1.6	27	120 10	150
1.7	27	120	150
1.8	27	120	120

该表架设天线线圈带 15pF 的偏置电容。电容 C_s 和 C_p 应当具备一个 NP0 的电介质 ,容差为 $\pm 2\%$ 。天线自感系数的实际值取决于以下不同的参数。

- ☐ 天线构造 (PCB 类型)
- ☐ 导体厚度
- ☐ distance between the turns
- ☐ 保护层 shield layer
- ☐ 附近环境中的金属或铁制

由于这些影响 , 实际设计中 C_p 的值必须优化。合理的过程间章节 7.1.1。

3.4 50Ω 匹配天线

在表 2 中提出了 2 个设计 50Ω 天线的概念。两种概念的 EMC 电路和接收电路都是一样的。首先，这些单元将描述为 long-and the short-range impedance transformation 电路。最后一部分将介绍 50Ω 匹配天线的匹配电路设计。

3.4.1 EMC电路

MIFARE 系统是以 13.56MHz 的操作频率为基础。该频率由石英晶振产生。与此同时还会产生高阶谐波。为了符合内部电磁兼容性规则，13.56MHz 的三次、五次及五次以上的高阶谐波必须适当的抑止。在 multi-layer layout，强烈建议配置一低通滤波器，如图 3-7 所示。低通滤波器包含元件 L_0 和 C_0 。它们的值在表 5 中给出。

3.4.2 接收电路

MF RC500 的内部接收单元采用新的接收概念。它使用卡回应的子载波引导调制生成的 both side-bands。建议使用使用内部产生的 V_{MID} 电位作为 R_X 管脚的输入电位。为减少干扰，需用电容将 V_{MID} 接地。读卡器的输入单元需要在 R_X 和 V_{MID} 管脚间增加电压驱动。此外，建议在天线线圈和电压驱动之间使用串联电容。图 3-7 显示了推荐的接收电路。该接收电路包含元件 R_1 ， R_2 ， C_3 和 C_4 ，其值由表 5 给出。

表 5 value of the EMI Filter and Receiving Circuit

Components	Value	Remark
L_0	$1.0\mu H \pm 10\%$	Magmetic shielded e.g. TDK ACL3225S-T
C_0	$47pF \pm 2\%$	NP0 material
R_1	$820\Omega \pm 5\%$	
R_2	$2.7k\Omega \pm 5\%$	
C_3	$15pF \pm 2\%$	NP0 material
C_4	$100nF \pm 2\%$	NP0 material

注意：为取得最好功能，使用到的电容和电感至少应当具备推荐的表现和公差。

3.4.3 50Ω full range solution

为了能够把 50Ω 同轴电缆连接到 MF RC500，必须做一个阻抗转换。该阻抗转换需达到三个要求：

- ☐ EMC 滤波器的执行
- ☐ MF RC500 的低输出阻抗与 50Ω 之间的阻抗转换
- ☐ 导致 MF RC500 的对称输出驱动 T_{X1} 和 T_{X2} 将同轴电缆的非对称电压接地

设计达到这些要求的电路的方法是使用变压器或是不平衡变压器产生地非对称电压（ground unsymmetrical potential），图 3-7 显示了使用不平衡变压器的典型实现。以 L_0 和 C_0 为基础的 EMC 过滤器具有相同的结构，正如直接匹配天线设计提示中提到的。元件 L_0 、 C_0 和 C_1 组成了 T-Filter 结构。该过滤器将输出驱动电阻转化为同轴电缆的 50Ω 电阻。不平衡变压器 B1 变压比应当是 1:1，且应当匹配到 50Ω。电容 C_2b 正好可选。不平衡变压器的非对称行为可以减轻，that tuning capacitance to the maximum output voltage at the antenna.

值得注意：MF RC500 的桥输出驱动是个低阻值的设备。为取得最好效果，需要在 T_{X1} 和 T_{X2} 之间

匹配 30Ω。
计算所需的阻抗转换最简单的方法是使用 smith 图表。

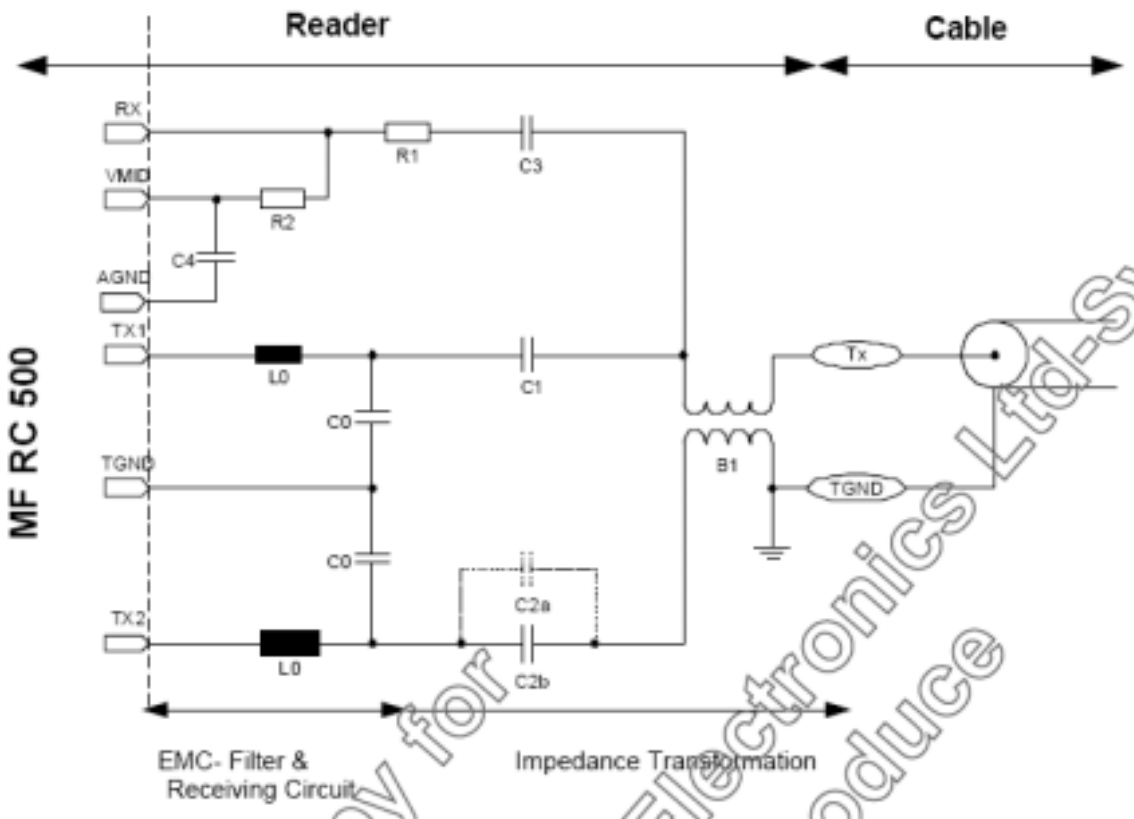


图 3-7 Full Range Solution 50Ω impedance transformation

使用变压器或是不平衡变压器是产生对地非对称电压的一种方法。不平衡变压器概念演示了如何用外部元件以及 50Ω 匹配达到全操作距离。不平衡变压器的基本功能和阻抗网络的计算可在标准文献中找到。计算结果将给出调谐过程的初始值，来找到最好的解决方法。为了提供 EMC 过滤器的功能，要找到匹配到 50Ω 和过滤器之间的折中办法。表 6 显示了调谐过程的结果。可选的调谐电容应当用来在实际设计中找到最好的结果。

表 6 Type50-1 Value for the impedance transformation

Components	Value	Remark
C ₁	82pF ± 2%	NP0 material
C _{2a}	69pF ± 2%	NP0 material
C _{2b}	0~30pF	
B ₁	1:1 Transformer	e.g. Coilcraft 1812WBT-3

注意：为取得最好的功能，用到的电容和电感至少应当具备推荐电容、电感的表现和容差。

3.4.4 50Ω 小范围解决方法

建立 50Ω 天线的第二种提议是仅仅使用 1 个驱动 stage，T_{x1} 或 T_{x2}。图 3-8 中显示了完整的阻抗转换和接收单元。以 L₀ 和 C₀ 为基础的 EMC 过滤器具有相同的结构，正如直接匹配天线设计提示中提到的。元件 L₀、C₀ 和 C₁ 组成了 T-Filter 结构。该过滤器将输出驱动电阻转化为同轴电缆的 50Ω

电阻。电容 C_{1b} 可选。推荐在第一次测试中使用这个调谐可能性来找出 C_1 的最优值。

为了提供 EMC 过滤器的功能，要找到匹配到 50Ω 和过滤器之间的折中办法。表 7 显示了调谐过程的结果。

表 7 Values for the impedance transformation

Components	Value	Remark
C_{1a}	$69\text{pF} \pm 2\%$	NP0 material
C_{1b}	$0\sim 30\text{pF}$	NP0 material

注意：为取得最好的功能，用到的电容和电感至少应当具备推荐电容、电感的表现和容差。

3.4.5 50Ω天线的天线匹配电路

匹配 50Ω 电缆的天线设计必须符合一些要求。首先，天线线圈本身必须构建，其感抗必须测量或评估。使用附件 A 中的公式计算天线感抗。如此的天线是低阻设备。为连接线圈到 50Ω 电缆，必须完成阻抗转换。此外，需要一个共振电路来产生操作频率 13.56MHz 下的最高电压。

3.4.5.1 天线等效电路的确定

读卡天线可用图 3-9 中的等效电路来表示。天线就是绕组本身。绕组感抗用 L_{ANT} 表示，另外绕组还有串联电阻 R_{ANT} （电阻损失），和并联电容 C_{ANT} （绕组和接线柱间的电容损失）。

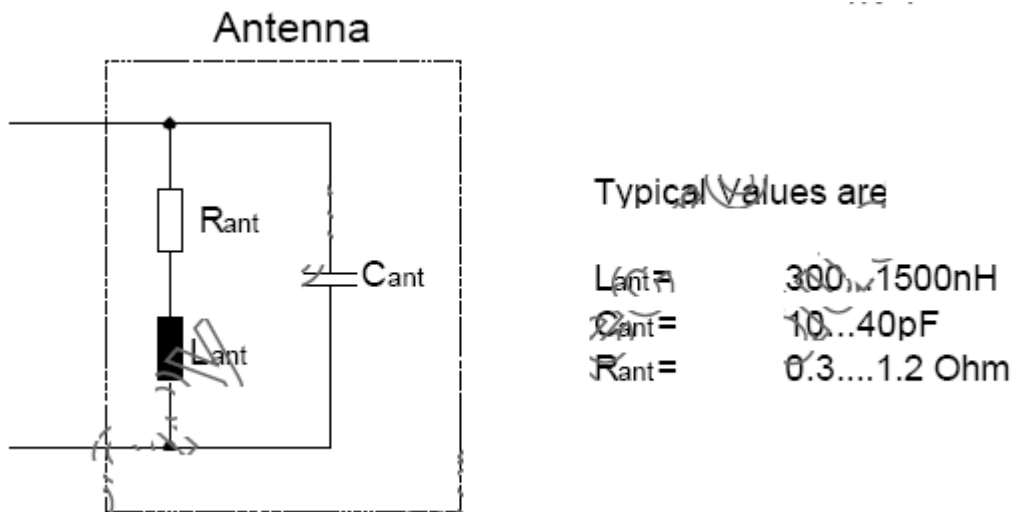


图 3-9 Equivalent circuit of an antenna coil

建议使用阻抗分析仪测量天线等效电路。连接到天线环路（当使用保护层时，将保护层接地），并测量图示的等效电路。对计算品质因素 Q 和天线调谐时，线圈容抗 C_{ant} 可忽略。

注意：如果没有阻抗分析仪，将计算出来的感抗和阻抗作为初始值。为评估这些值，附录 A 中给出了公式。MIFARE 的操作频率是 13.56MHz 。该频率下，欧姆表面效应损失不可忽略。这就是仅仅使用线圈直流阻抗是错误的原因。请使用附录 A 中的评估来求出阻抗 R_{ant} 的初始值。建议之后通过测量品质因素来检验完整的设计。必要的话，改变初始值，然后重新进行调谐过程。

3.4.5.2 品质因素

接下来的部分假定天线容抗 L_{ant} 和阻抗 R_{ant} 已知。建议使用阻抗分析仪测量 L_{ant} 和 R_{ant} 。如果评估通过使用公式计算值来完成，谨记这些值只是计算品质因素的初始值。

对天线的正确调谐和可行表现来说，天线的品质因素是重要的特性。天线的品质因素定义为：

$$Q = \omega_R \times L_{ant} / R_{ant} , \omega_R = 2\pi f_R$$

受地理条件影响，天线 Q 的值通常在 50 到 100。为了合适的的数据发送，该值不得不减小。章节 2.3.2 中提到，MIFARE 的波特率是 105.9kHz/sec，从 RWD 到卡的数据发送采用米勒编码，脉冲宽度 $T = 3\mu s$ 。

带宽 B 定义为

$$B = f_R / Q$$

定义要求 时间-带宽乘积

$$B \times T \geq 1$$

品质因素 Q 可计算为

$$Q = f_R \times T$$

$$13.56\text{MHz} \times 3\mu s$$

$$40.68$$

由于容差，建议 $Q = 35$ 。为减小最初的 Q ，需要放置附加外部电阻 R_{EXT} 。图 3-10 显示了如何连接外部电阻 R_{EXT} 。

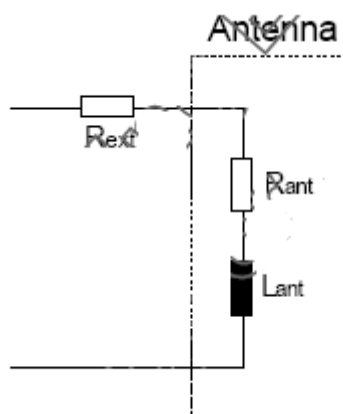


图 3-10 External resistance

R_{EXT} 的计算公式为

$$R_{EXT} = \omega_R \times L_{ant} / Q - R_{ant}$$

$$= \omega_R \times L_{ant} / 35 - R_{ant}$$

图 3-11 显示了匹配天线线圈到 50Ω 的推荐电路。匹配使用了串联电阻和并联电容。输入阻抗应当匹配到 50Ω。

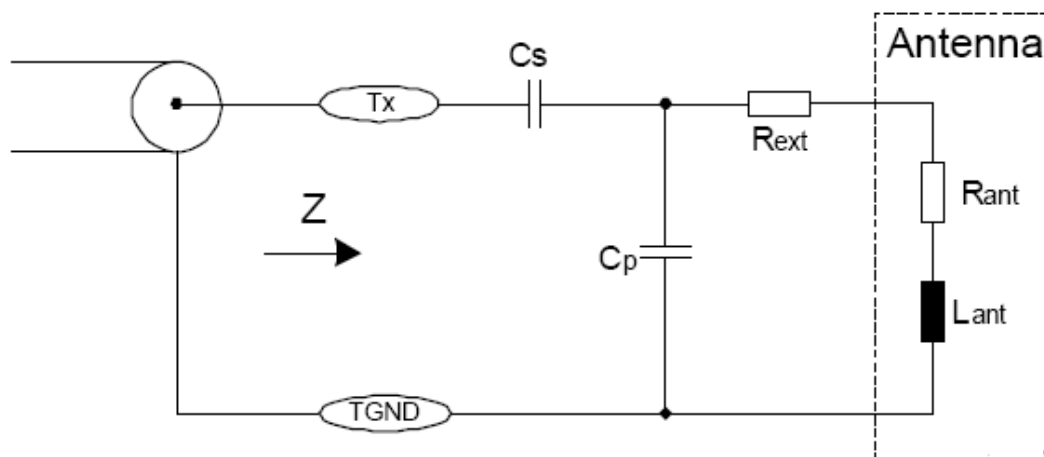


图 3-11 天线匹配电路

为计算 C_s 和 C_p ，下列等式求得

$$C_s = \frac{1}{\omega^2 L_{ant}} \cdot \sqrt{\frac{R_{ext} + R_{ant}}{Z}}$$

$$C_p = \frac{1}{\omega^2 L_{ant}} \cdot \left(1 - \frac{R_{ext} + R_{ant}}{Z} \right)$$

C_s 和 C_p 应当是 SMD 类型 with NP0 dielectrcum for 最高的温度稳定性。建议将 C_p 分为固定值和动态分量 C_p' ，最大值在 10~20pF 之间。

4 环境影响

4.1 金属天线环境

任何金属组件靠近读卡天线的交替磁性区域都引起电压。这个感应电压在当前的金属平面产生涡流。这些涡流引发天线失谐和磁性区域的减少。这些影响的结果是操作距离减少，也可能传输错误。

推荐在天线和金属组件的距离至少要和操作距离一样大。

为了消除金属环境的负面影响使用导磁层。

对于完全读写，从大块金属到天线的距离至少 10CM。3 厘米减少 R/W 距离和接近的金属防护层

是必要的 (3cm for reduced R/W distance and for close metal ferrite shielding is a must)

4.2 多种天线

天线是具备高品质因素的共振电路,并且调谐到操作频率。根据相互作用的规则好的发射天线也是一个好的接收,反之亦然。这个意思是天线位置靠近读卡机天线,并且调谐到相同的频率,就会引起区域的能量减少。这引起天线的失谐和操作距离较少。如果两个工作天线在 MIFARE 应用距离内,卡会干扰。

如果有磁性防护,多个 MIFARE R/W 天线相互间隔应该在 30 厘米以上。如果没有保护,那么距离至少是天线半径的 10 倍。

4.3 温度

因为天线和匹配电路的电气参数的逻辑的温漂,R/W 天线可能失谐。这导致天线有效传输电源的减少,结果就是操作距离减少。

测量展示,当匹配电路使用合适的低温系数元件,这些影响能够忽略。(SMD 电容用 NPO 电介质)。

5 天线防护,补偿

论述三个不同的概念

- ⇒ 电气防护 电气防护吸收被天线线圈产生的电场和读卡器 PCB 的电场。
- ⇒ 补偿 必须使用补偿减少共模接地电流。
- ⇒ 导铁防护 如果金属不得不放置在天线很近,应该使用导铁防护。金属,例如当前的终端供给金属产生涡流。涡流的显而易见的结果是减少了的操作距离。应该用导铁防护来减少产生的涡流。

? 注:导铁不增加操作距离,非金属环境可以得到的值的操作距离。(ferrite shielding will not increase oprating distance above values available in non-metalic environment)

5.1.1 电气防护

5.1.1.1 直接匹配天线

电气防护应该被用来减少天线线圈本身产生的电场。在 PCB 建立防护天线至少需要 4 层中的一层用来防护,防护回路在顶层和底层。这些回路不能闭合。回路提供电气防护和改善 EMC 特性。防护必须有一点接到系统地。线圈布在第一个内部层。线圈中间的分接头接地。线圈终点到匹配电路的线路将布的靠近点,降低附加的自感应。

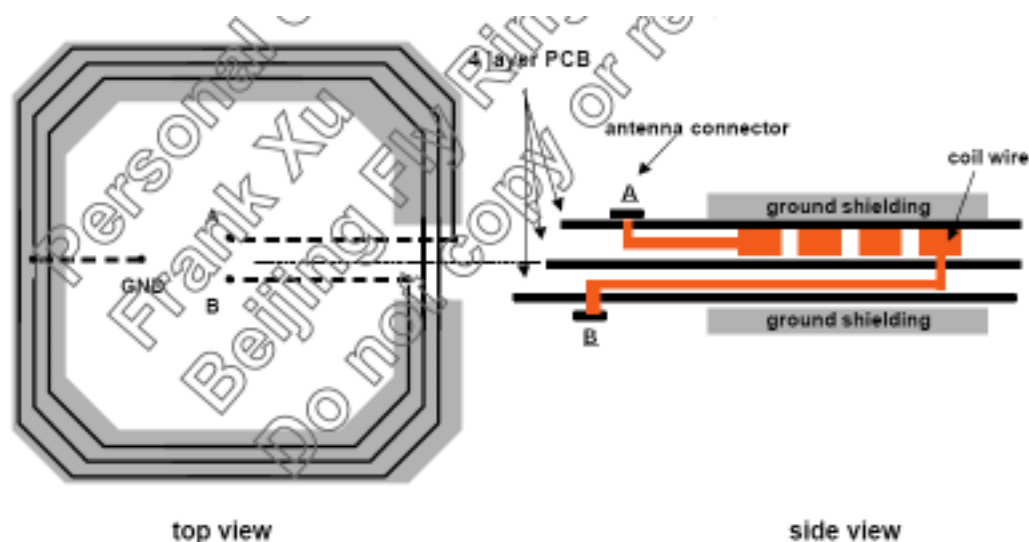


Figure 5-1. Electrical shielding for a directly matched antenna

5.1.1.2 50 欧姆匹配天线

电气防护应该被用来减少天线线圈本身产生的电场。在 PCB 上建立防护天线至少需要 4 层中的一层用来防护，防护回路在顶层和底层。这些回路不能闭合。回路提供电气防护和改善 EMC 特性。防护必须有一点接到系统地。线圈布在第一个内部层。线圈中间的分接头接地。

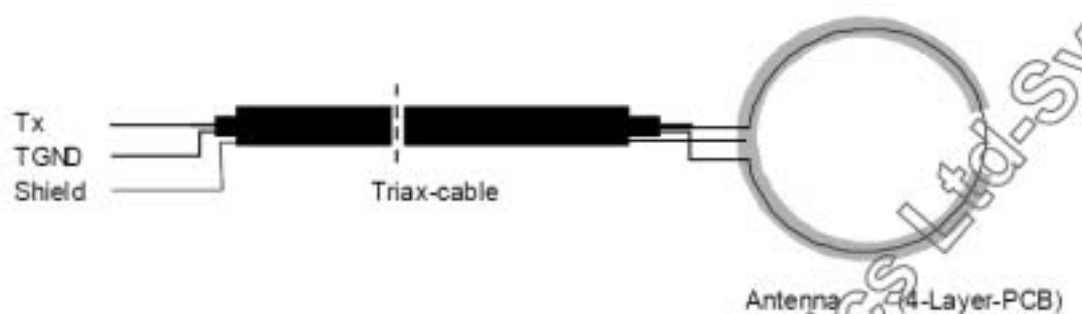


Figure 5-2. Electrical shielding for a 50 Ω matched antenna using a triax-cable.

在 PCB 板的顶层和底层上的防护面直接放置在现行的天线回路上边，天线回路在 PCB 的内部层。这些防护层不能够闭合。防护层应该和双重屏蔽导线连接。

5.1.2 补偿

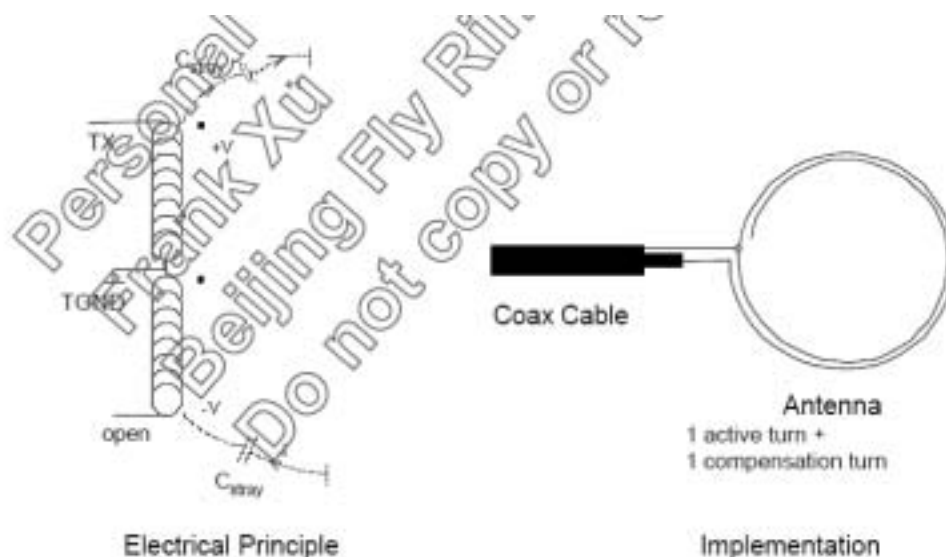


Figure 5-3. Compensated 50Ω antenna

为了补偿天线偏移电容，需要另加一匝线圈（一端开路）。因为变压器的原理引起电压在开环路里反转。偏移电容电流和补偿环路几乎有相同的值。结果是流过电容的电流产生的磁场几乎相等，但是方向相反。通过这种方法，达到电流补偿。电流在 13.56MHz 下能够到达的 mA 级。所以对于避免接地电流问题，补偿是必要的。

5.1.3 导磁防护

导磁的优点是防护天线消除对金属的影响。金属面可以是读卡器机架或读卡机 PCB 自己的地面的部分，必须和天线连的特别近。如果金属和天线放置的非常近，那交替磁场在金属中引起涡流。这些涡流电流吸收电源，并且由于自感系数和品质因素的降低导致天线失谐。因此对于在金属环境中天线的操作。必须加铁质材料防护。

以下的例子给我们关于铁质对于磁场散播影响的印象。

为了容易的模拟，在所有情况下必须使用圆形天线。圆形天线以 X 轴对称。所以模拟能够简化为两个空间数学问题。模拟一方面展示非干扰天线的发射区域，一般的例子：读写天线的半径 7.5 厘米，1 匝，1 毫米宽的铜线。

图形 5-4 显示了环形天线的两个空间区域，右边部分显示了发射区域。最高场强的区域产生在线圈里边。左边的区域显示了磁场强度 H 覆盖的距离 d。根据 ISO 14443，标记线是最小磁场强度 $H_{min}=1.5A/m$ 最小区域的线。

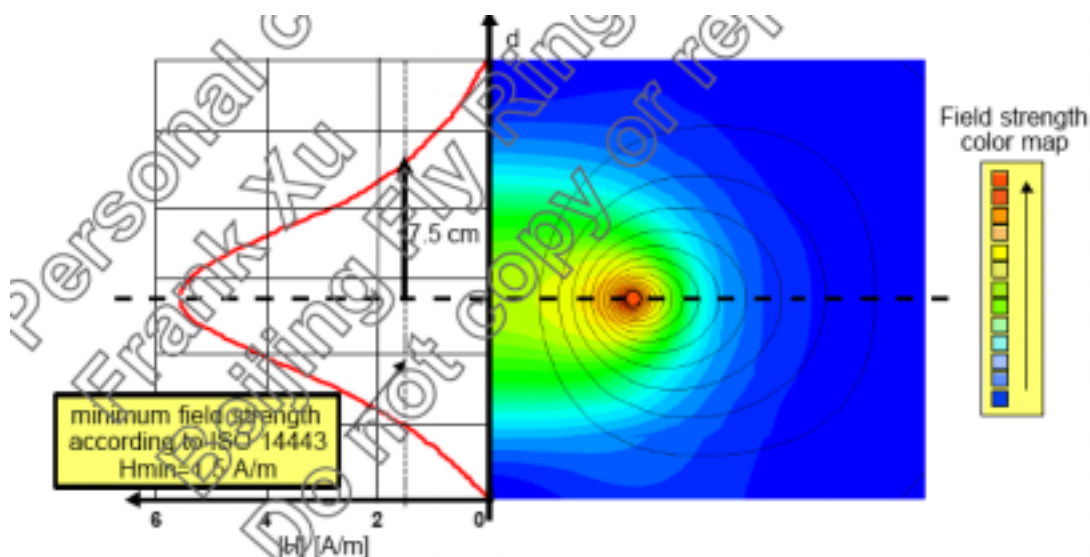


Figure 5-4. Non disturbed field distribution of a circular antenna

图 5-5 显示了用金属面接近到天线的同一天线的发射区域。比较发射区域，很明显磁场强度的减小导致操作距离减小。

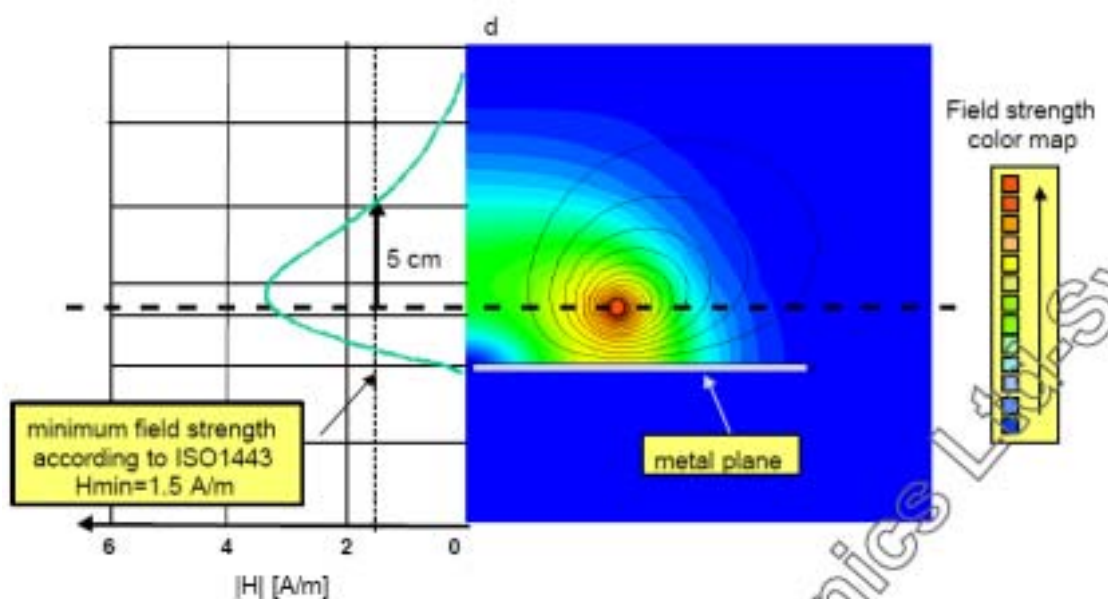


Figure 5-5. Field distribution of a circular antenna with a metal plane

如图 5-6 所示，中导磁面($\mu_R=40$)放置在金属面和天线线圈之间。这个非常接近导铁的磁场强度增加，但是这个磁场的增强和操作距离的没有关联。根据 ISO14443，再次用 Hmin 值标记。

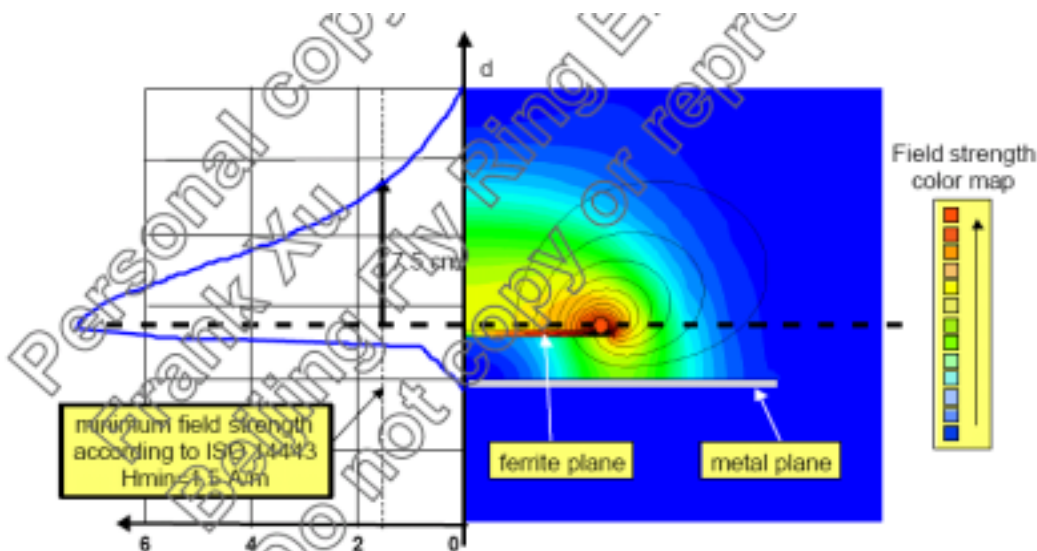


Figure 5-6. Ferrite shielded field distribution of a circular antenna

这些模拟显示导磁是如何减少在金属面里产生的涡流电流的。这些导铁产生附加区域元件。天线设计的效果就是天线固定失谐。

图 5-7 推荐如何确定导铁的尺寸来发现导铁面和金属面之间最合适的尺寸。计算最合适的导铁尺寸和距离以及重叠非常困难故而不推荐。应用特殊的测试必须确定最好的导铁尺寸。

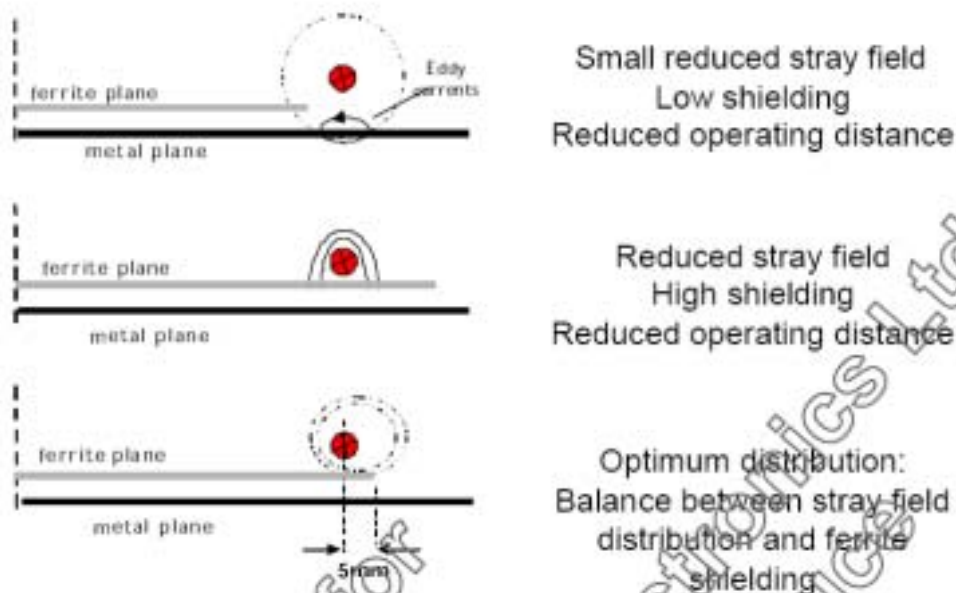


Figure 5-7. Estimation of the optimum ferrite dimensions

当天线线圈和导铁重叠在 5 毫米的范围内，测试显示达到最好性能。使卡片通信的必要偏离区域和导铁防护区之间平衡。

具体应用计算距离时，推荐做测试找到最好的解决方案。必须再一次提醒，和一个非干扰区域比导铁不增加操作距离。

MF RC500 天线的设计例子

下边的例子是 PCB 天线没有导铁防护层,如果使用导铁,由于导铁效果的失谐,电容将改变数值。推荐在导铁后边放置金属面。连接金属板到地,并且调整天线(放置金属层在适当的位置并连接)。在这种情况下,无论天线是放置在非金属或金属环境中都没有区别。如果使用同轴电缆金属层应该连接到双重屏蔽层电缆的防护或者地防护

必须在装配整个天线之后或者安装天线到严格位置之后做调谐。

6.1 通用布线提示

6.1.1 EMC过滤和接收电路

L_0 和 C_0 用来过滤 MF RC500 的输出信号,并且必须紧靠 MF RC500 的 T_{X1} 和 T_{X2} 管脚。为了取得满意的 EMC 结果,这两个元件布线是必须的。 C_0 的接地连接线应该非常短并且到 MF RC500 的 TGND 管脚 (ground plane with multiple vias for connection) 的阻值应该非常小。为了抑制载频的高次谐波,这些元件的紧密布局是必要的。

接收电路的布线较少是必要的,特殊要求是不需要的。

图形 6-1 显示了步有必要元件 MF RC500 的一部分

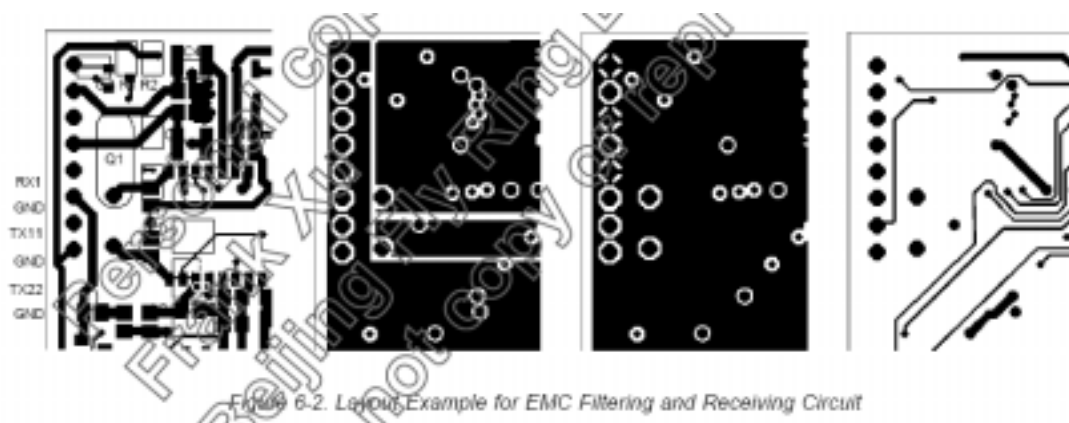


Figure 6-2. Layout Example for EMC Filtering and Receiving Circuit

6.2 天线布线和匹配电路

天线布线依赖使用防护和自身匹配

直接匹配电路推荐用一个中心抽头达到最好的 EMC 性能。

6.3 直接匹配天线例子

6.3.1 防护和补偿矩形天线

每圈的尺寸=115*115mm,未按比例画

元件值:需要计算

天线	外部元件
$L_{ant} =$ t.b.d.	$C_s =$ t.b.d.
$C_{ant} =$.b.d.	$C_p =$ t.b.d.
$R_{ant} =$ t.b.d.	$R_{ext} =$ t.b.d.

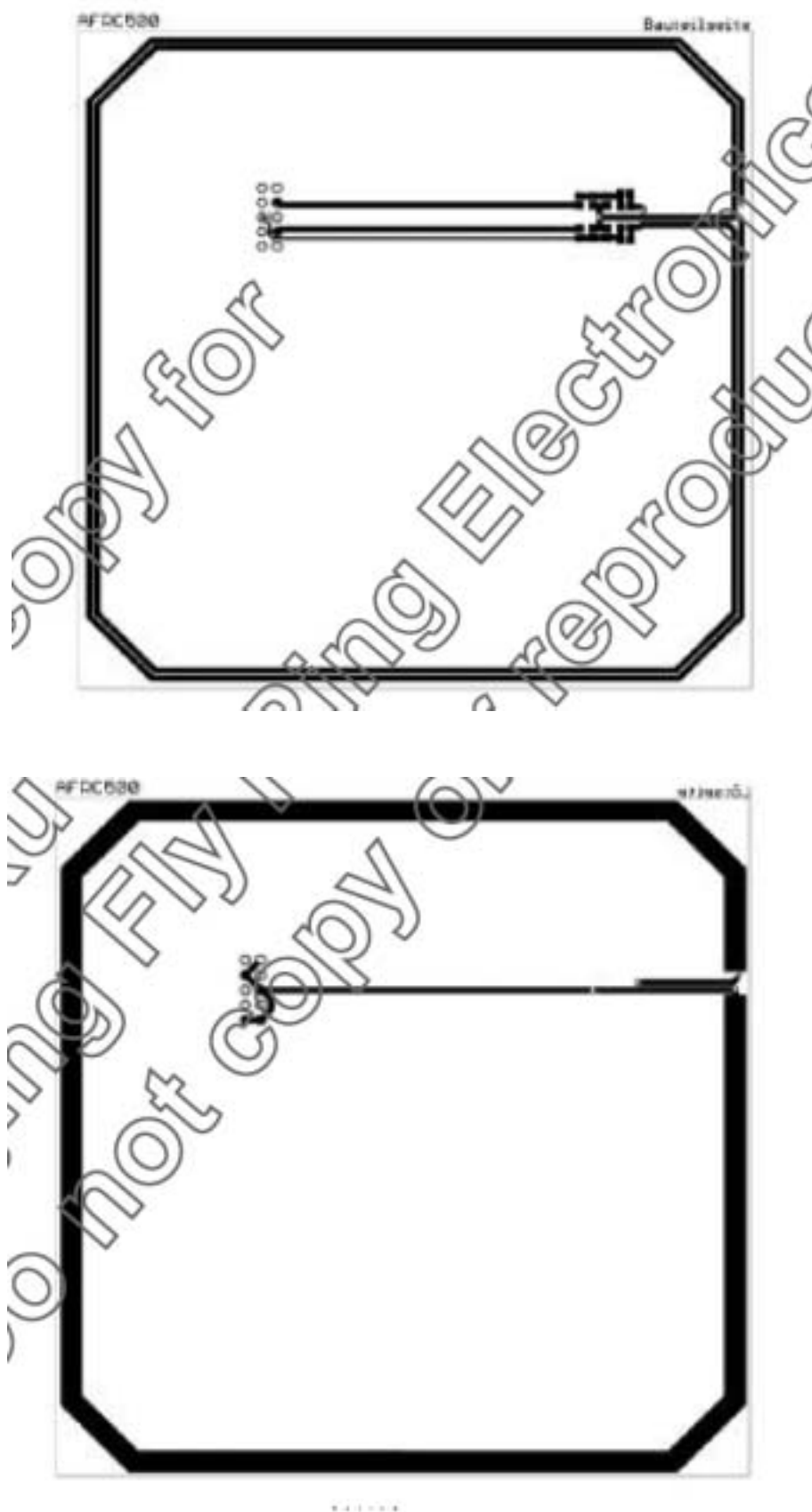


Figure 6-3. Example of rectangular antenna

6.3.2 矩形天线

圈尺寸 = 78.5X67mm , 未按比例画

元件值：已经计算

天线	外部元件
Lant = t.b.d.	Cs = t.b.d.
Cant = .b.d.	Cp = t.b.d.
Rant = t.b.d.	Rext = t.b.d.

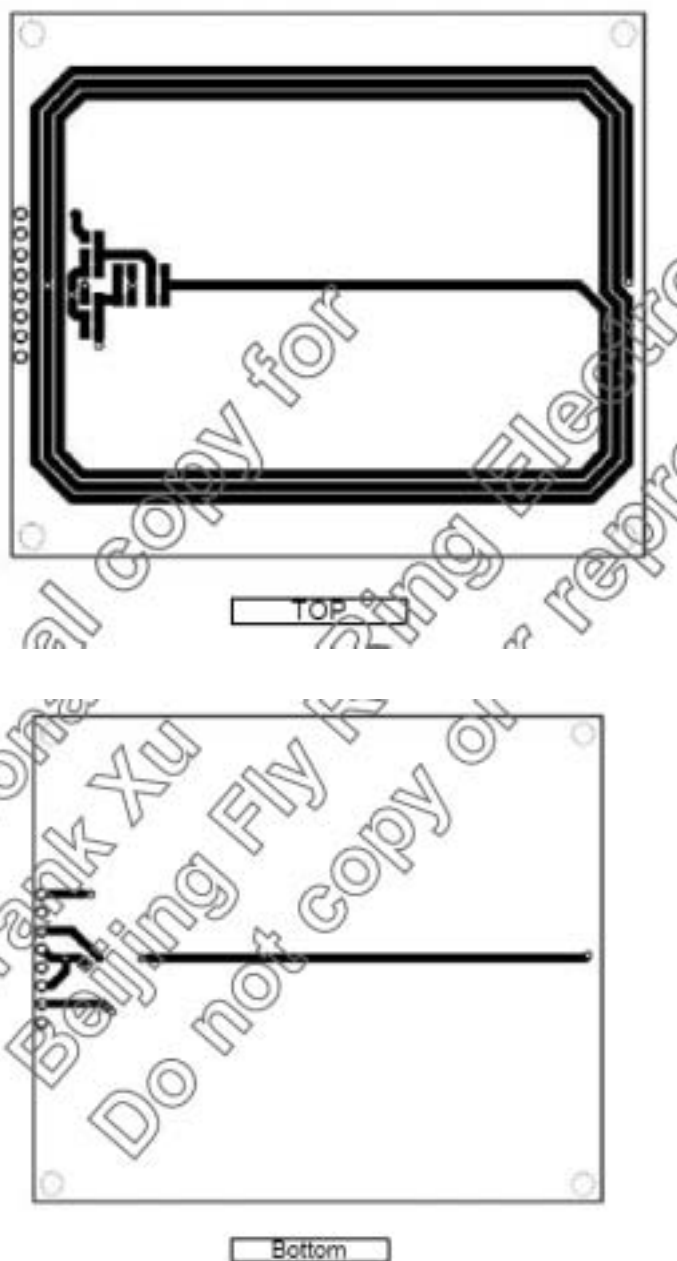


Figure 6-4. Example for rectangular antenna

6.3.3 防护矩形天线

图形 6-5 布线例子

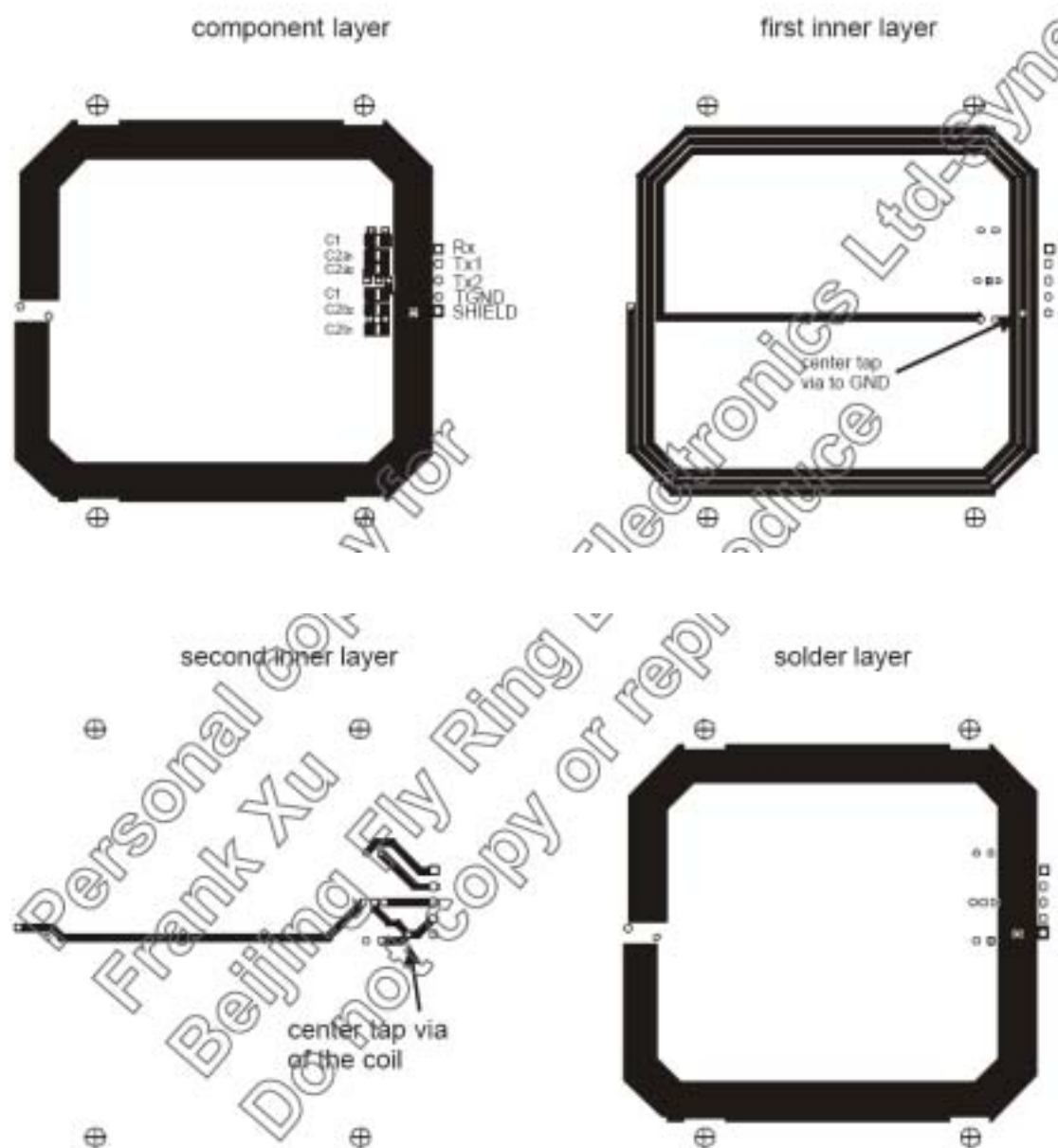


Figure 6-5. Shielded rectangular antenna

6.4 50 匹配天线的例子

圈尺寸=115*75mm，未按比例画。

元件值：

天线

$L_{ant}=330nH$

$C_{ant}=20.2pF$

$R_{ant}=0.25$

外部元件

$C_s=47pF \parallel 3.3pF$

$C_p=270pF \parallel 68pF$

$R_{ext}=0.5$

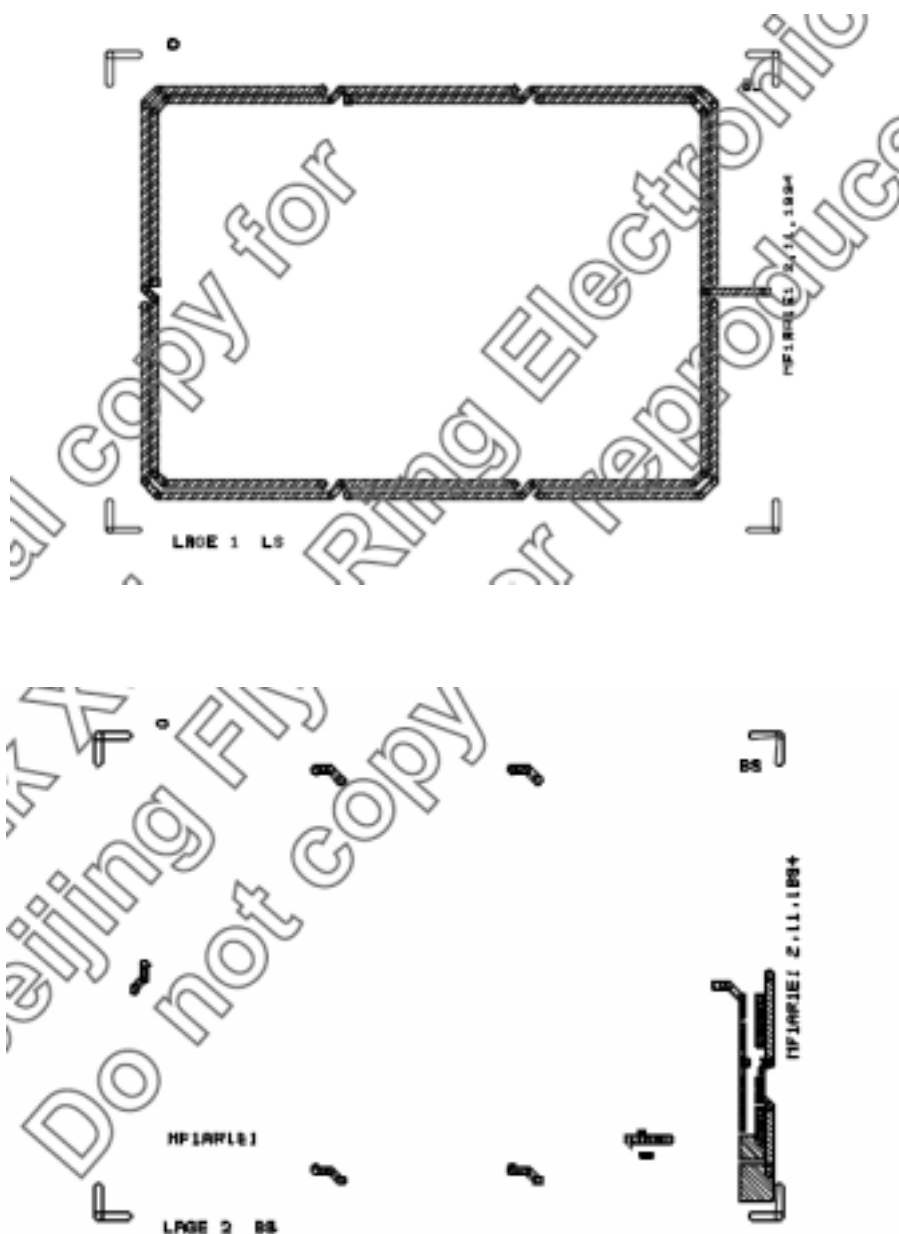


Figure 6-6. Example of compensated rectangular antenna

6.4.2 补偿环形天线

直径=15cm 未按比例画

元件值：

天线	外部元件
Lant=545nH	Cs=33 4.7pF
Cant=25.4pF	Cp=220 8.2pF
Rant=0.32	Rext=1.0



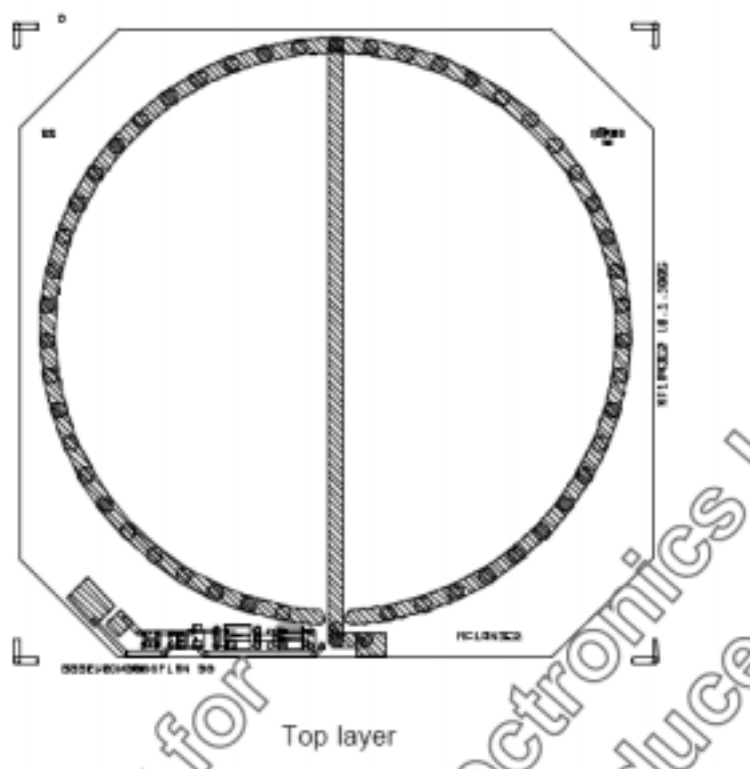
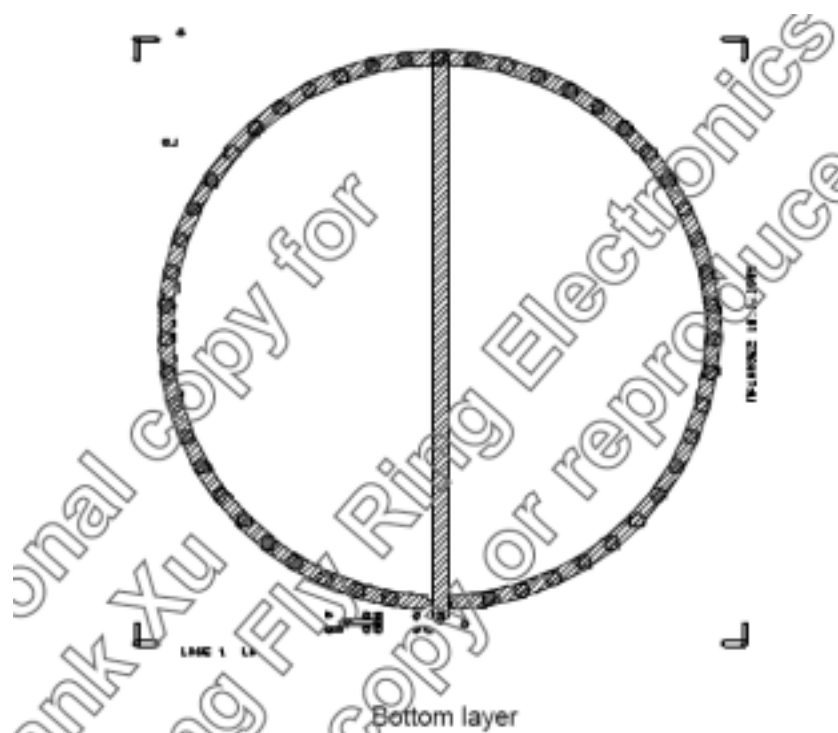
Figure 6-7. Compensated circular antenna

6.4.3 防护环形天线

直径=15cm;3 层 PCB。未按比例画

元件值：

天线	外部元件
$L_{ant}=460nH$	$C_s=39 \parallel 3.3pF$
$C_{ant}=38.7pF$	$C_p=180 \parallel 15pF$
$R_{ant}=0.53$	$R_{ext}=0.5$





7 天线调整

天线的正确调整对达到最佳性能是必要的。推荐在完成终端线后做天线调整。包括终端的所有部分应该连接到电源和并且调整天线和读卡机 PCB 等到最终位置。

调整过程的说明可分为两部分。第一部分展示了调整以能量传输为基础达到最好的操作距离。第二部分展示如何检测天线品质因素，保证数据的正确性。

天线调试过程首先分为在开发期间的调整测试和生产期间的调整测试。推荐首先既要调整又要使用阻抗分析得到线圈的尺寸相等的参数。如果设备不允许生产调整也可以使用。然而通过这种方法更多复杂的迭代过程是必要的。

最重要的事是为了成功调试天线等值的电气参数，为了调试发现最好的起始值。测量天线的等值参数最简单的方法是阻抗分析。

7.1 最好操作距离的调整方法

7.1.1 直接匹配天线的调整

直接匹配天线的调整应该随着迭代处理，在图 7-1 中展示。为了调试电容的的起始值，依靠线圈的归总显示在表 4。

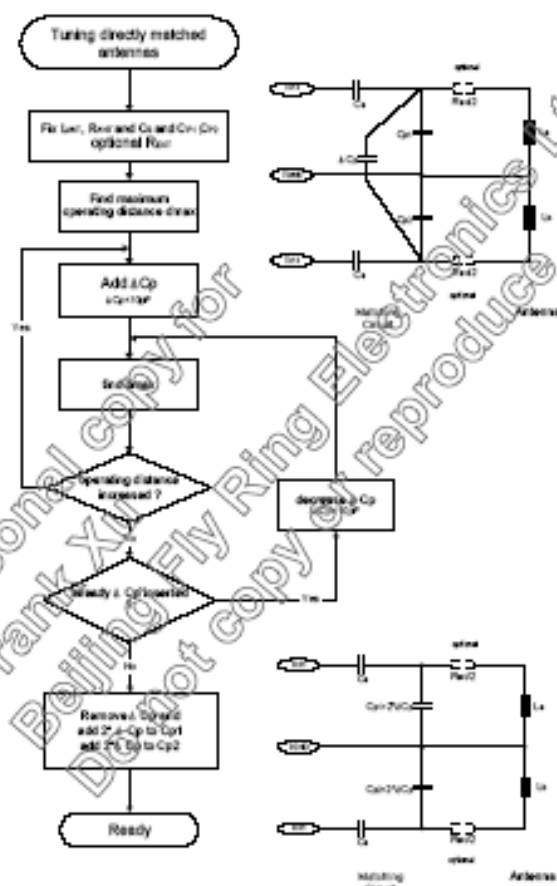


Figure 7-1. Tuning of direct matched antennas

7.1.2 调试50 匹配天线

50 匹配天线能够调试用多种方法和不同的测量设备。

- ☐ 用阻抗分析器调整 这种方法是最精确和最简单的一种方法，它需要阻抗分析，这是相对昂贵的。
- ☐ 用示波器调整

7.1.2.1 阻抗分析器调整

最精确并且最简单的方法调整天线使用电阻分析器(如：HP4195)采用 50 的信号发生器。把天线直接连接到校准分析器并且用图 7-2 的迭代处理描述调整天线。

注：重要的是分析器要预热，校准（范围如：1-30MHz）和适当的补偿，采用测量电缆为了精确测量。

迭代处理：

因为 C_s 和 C_p 的值只能计算所以最后的电路必须通过以下迭代处理确定：

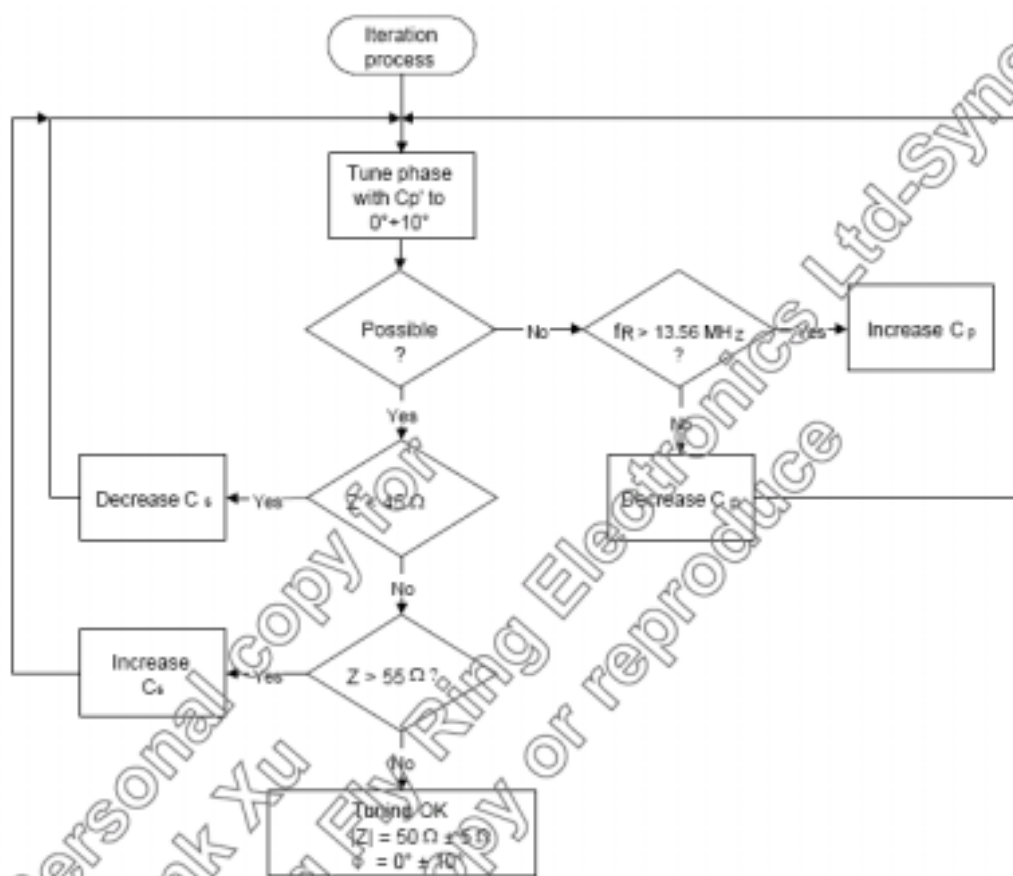


Figure 7-2. Tuning 50 Ω antennas using an impedance analyser

在 13.56MHz 天线的输入电阻容差：

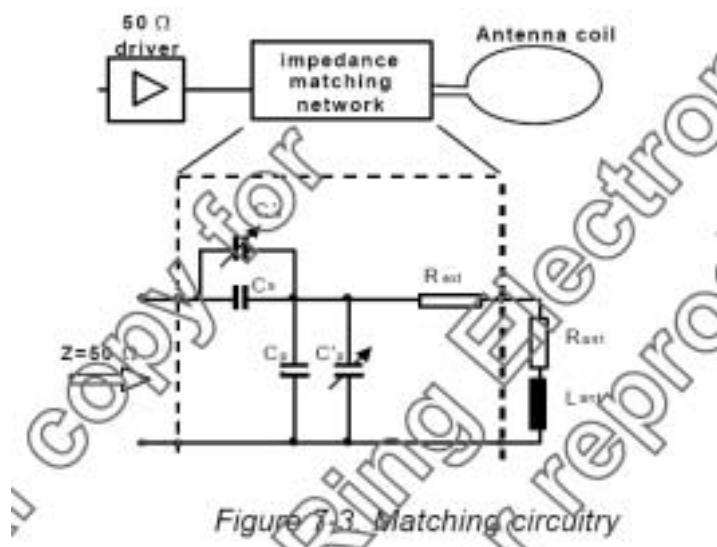
$$\begin{aligned} |Z| &= 50\Omega \pm 5\Omega \\ \varphi &= 0^\circ \pm 10^\circ \end{aligned}$$

7.1.2.2 示波器调整过程

注释：50 天线的全部调整只使用示波器没有用电阻分析器精确。推荐调整天线首先采用电阻分析器而不用示波器。当仅并联一个 Cp 电容必须调整时，示波器调可以用作生产调整。

在没有分析器的条件下，天线设计和调整过程中计算 Lant 和 Rant 的值是最重要的部分。在检测品质因素以后，依据这个值调整必须重做。根据 Lant 和 Rant 这些值，串联和并联电容的值必须计算描述在 3. 4. 5 章节。

为了调整天线，电容计算值减小 40%作为 Cs 和 Cp 插入到电阻匹配网络。增加并联参数电容 Cs' 和 Cp' 允许计算值校准 ± 20%。



最后调整的必要装置显示在图 7-4。50 $\pm 2\%$ 的参考电阻（如：50 BNC 终止电阻）插入在信号发生器输出和并联参考电阻之间的地线。示波器的两个探针连接到信号发生器输出和并联参考电阻中。元件 Cy-probe 和 Cx-probe 输入电容存在的示波器探针。示波器显示 Lissajous 图，允许来自于绝对大小和相位。Lissajous 图给出了角度和图下方区域给出的相位。

调整过程必须做两步骤：

第一步：校准

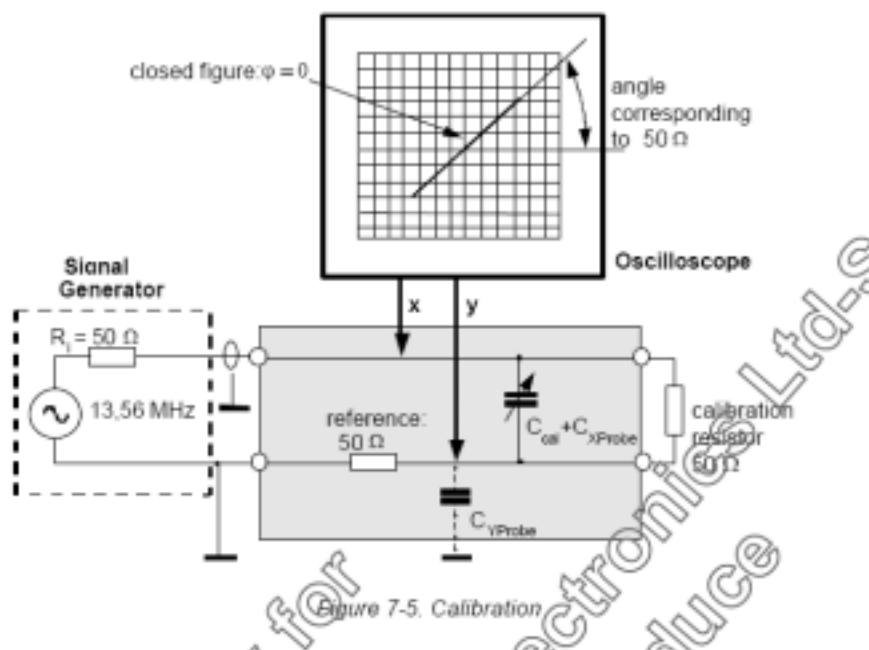
为了校准 50 的校准阻抗必须插入替代天线。

校准过程描述在下个图。信号发生器应该设置：

Wave form : Sinusoidal

Frequency : 13.56MHz

Amplitude : 2V-5V

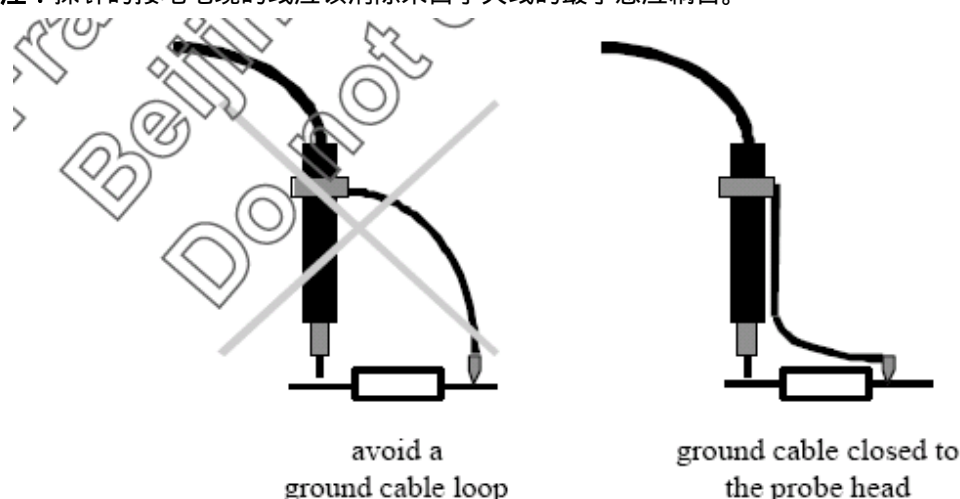


x-probe 电容 C_{xprobe} 只减少信号发生器的输出振幅。这不影响调整的结果。

y-probe 电容 C_{yprobe} 影响相位变化, 那个改变 Lissajous 图的区域。对于补偿的作用电容 C_{cal} 并联到匹配网络。通过相位刻度, 匹配网络用 50 的另一个电阻 (如: 50 BNC 终结电阻) 替换。校准电容必须调节到 Lissajous 图完全闭合。然后校准电容 C_{cal} 等于电容 C_{yprobe} 。Y-probe 电压是同相的, 并且幅值正好是信号发生器电压 (x-probe) 的一半。

注: 如果 x-probe 的刻度接近两倍的 y-probe (如: x-scale: 2V/DIV, y-scale: 1V/DIV) 的刻度, Lissajous 图的角应该是 45 度。

注: 探针的接地电缆的线应该消除来自于天线的最小感应耦合。



Step 2 : 调谐过程

在校准之后, 校准电阻必须用天线代替。匹配网络必须通过可变电容 C_s 和 C_p 调谐, 直到 Lissajous 图完全闭合。Lissajous 图角必须和可校准电阻的 Lissajous 图角比较。如果等于校准电阻的 Lissajous 图角, 则匹配电路的阻抗是 50Ω。

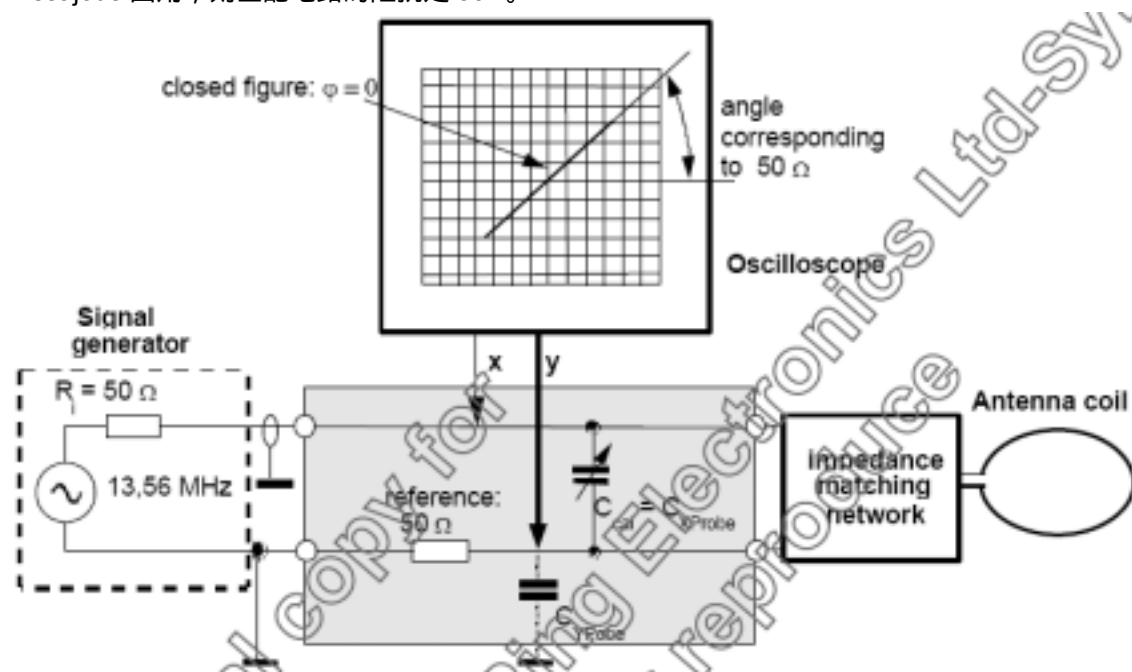


图 7-6 50Ω 天线的调谐

对 Lissajous figure 的解释：

- ⇒ 若 figure 不闭合，则 X 和 Y 之间的相位不等与零。
- ⇒ 若角度大于 45° ，则 Z 大于 50Ω 。
- ⇒ 若角度小于 45° ，则 Z 小于 50Ω 。

天线的共振曲线在相位有两个零点，如图 7-7 所示。只可能调谐低频 f_{Low} 到 $Z = 50\Omega$ ， $\varphi = 0^\circ$ 。更高频率的零点不能调谐到 $Z = 50\Omega$ 。

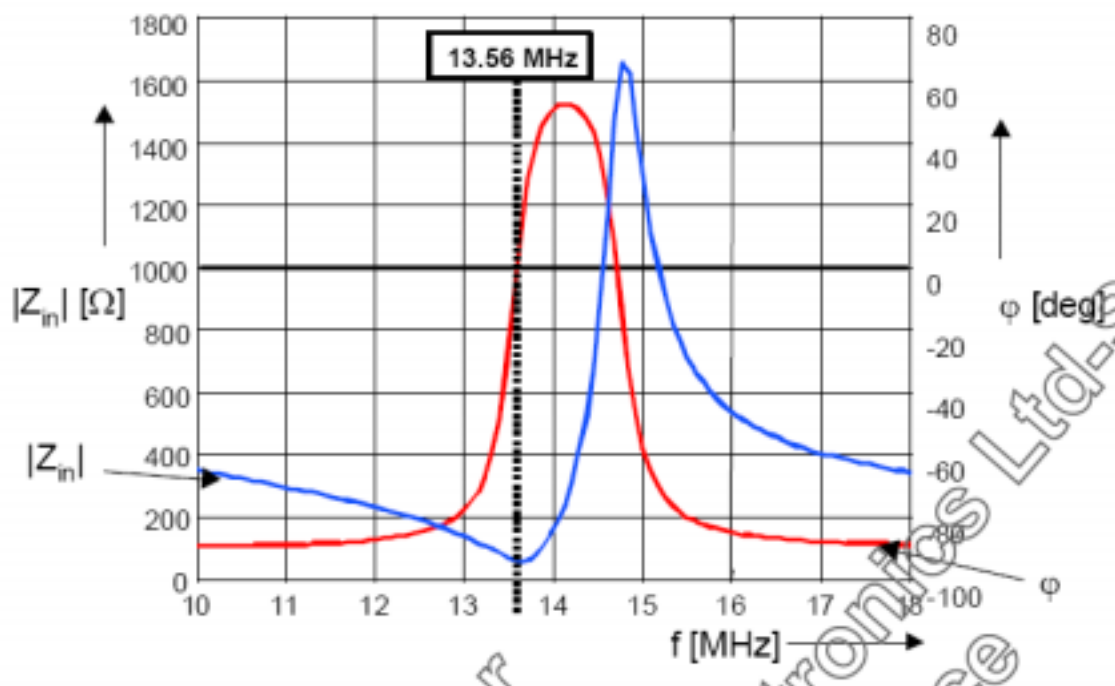


图 7-7 调谐完毕的电路的输入阻抗和相位

为确保调谐到低频，建议电容 C_s 和 C_p 减小 40%，并在那个范围内增加调谐电容。用最低值开始调谐电容。

完整的调谐过程见流程图 7-8。

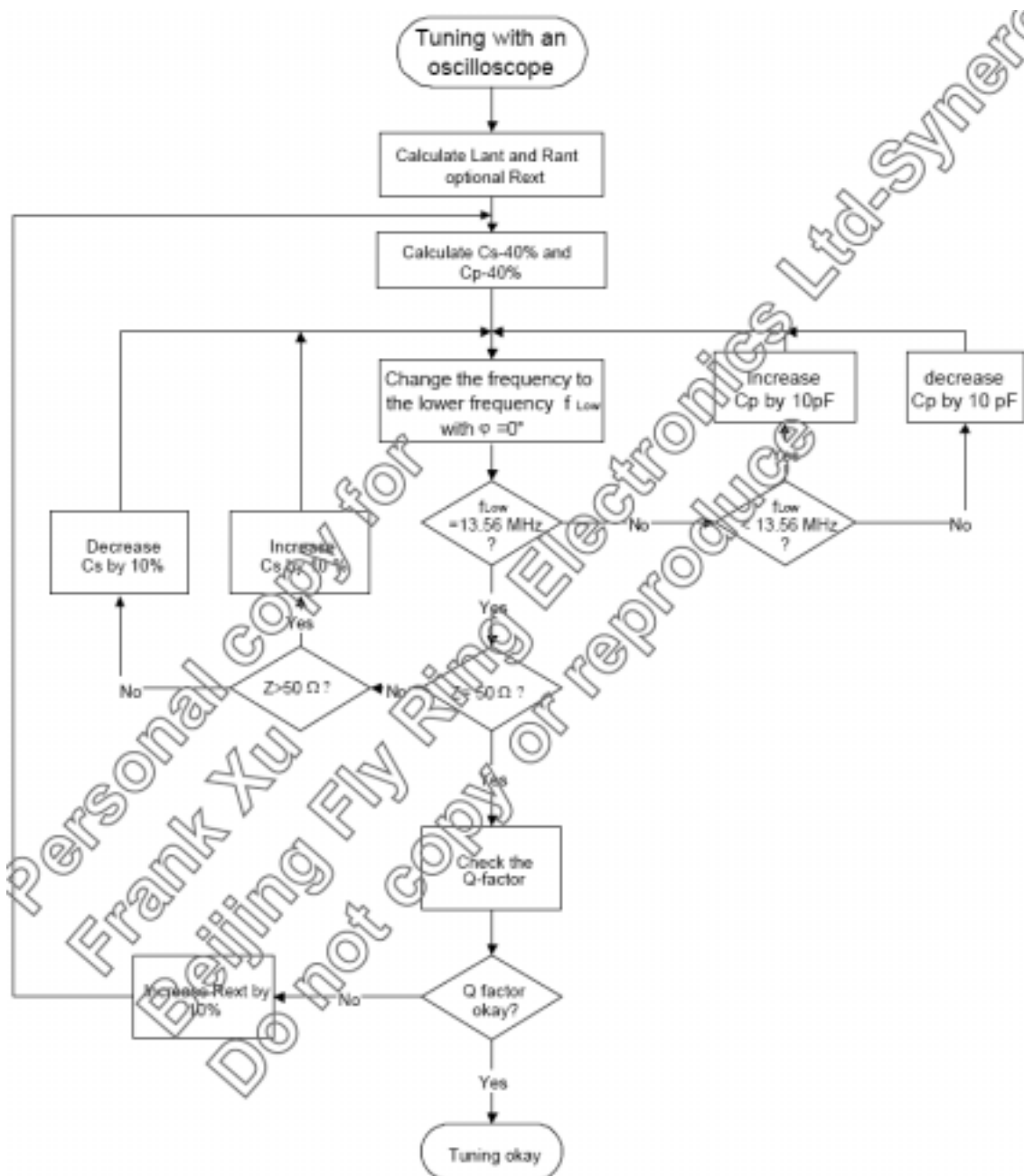


图 7-8 用示波器调谐 50Ω 天线

7.2 品质因素 checking

为了 check 调好的天线的品质因素，可以使用非常简单的测量设备。必须使用带宽 50MHz 以上的示波器，它的两个探针必须如图 7-9 所示连接。

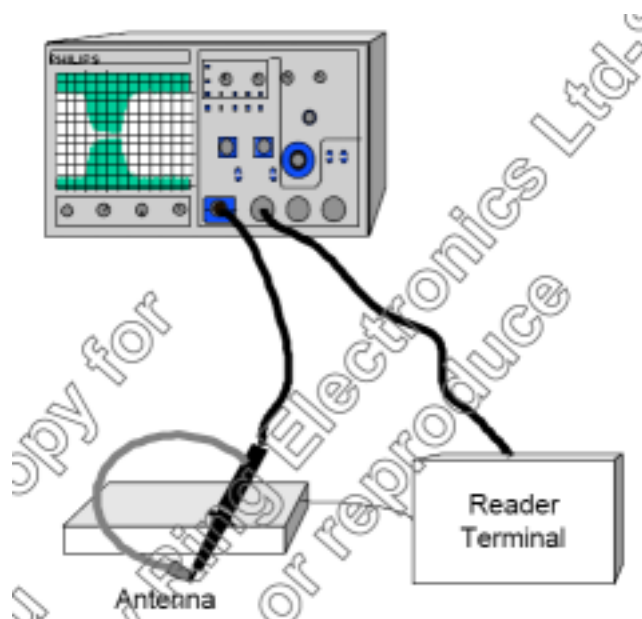


图 7-9 品质因素检测装置

探针必须按下列方式连接

CH1：用探针的接地形成回路，来使感应信号耦合有效。保持探针回路紧靠天线的上方。

CH2：连接探针到 MIFARE 读卡器的 NPAUSE0 信号，(用作简单的触发)触发源是 CH2。

为检测脉冲形状，推荐将示波器的图像和图 7-10 比较。值在表 8 中。检测调谐时间 t_2 有 special interest，是个时间范围。该时间是信号振幅从 90%下降了 5%的时间。对于天线的正确调谐，尤其是外部电阻 R_{EXT} 的正确值，必须达到下列指标：

- ⇒ 信号必须下降到 5%。
- ⇒ t_2 不得超过 $1.4\mu s$ 。如果超过 $1.4\mu s$ ，品质因素 Q 就大于 35，并且就不能保证正确的数据发送了。增加了 R_{EXT} 。
- ⇒ t_2 如果小于 $0.7\mu s$ ，品质因素 Q 就会过高，操作距离将不能令人满意。减小了 R_{EXT} 。

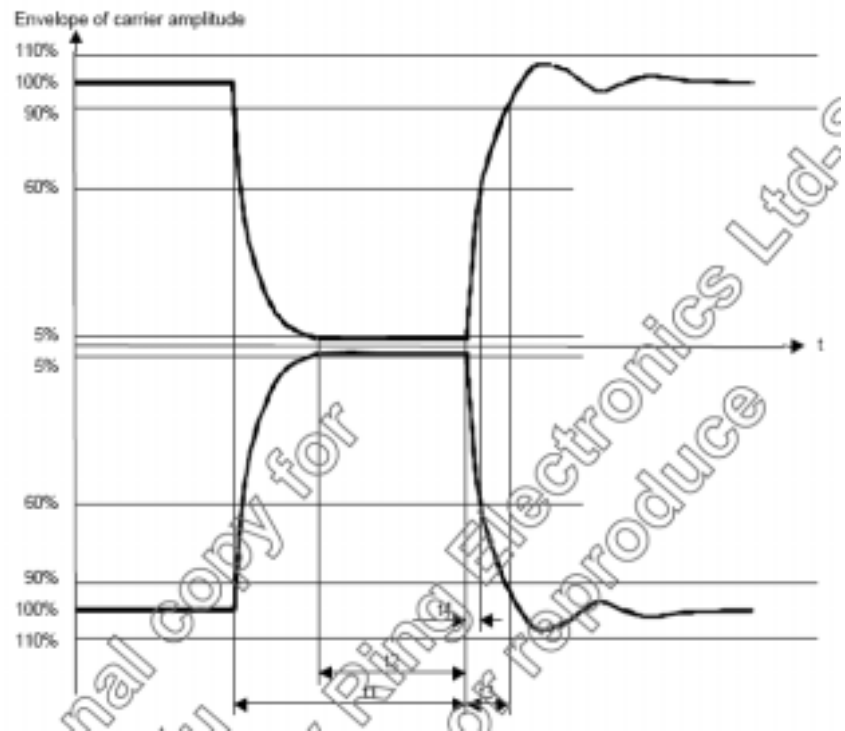


图 7-10 脉冲形状（根据 ISO 14443）

表 8 脉冲持续时间（根据 ISO 14443）

Pulse length	t1 [μs]	t2 [μs]	t3 [μs]	t4 [μs]
T1 MAX	3.0	1.4	1.0	0.4
T1 MIN	2.0	0.7	1.0	0.4

8 references

- [1] Data Sheet MIFARE MF RC500 Highly Intergrated ISO 14443A Reader IC
- [2] ISO 14443 Identification cards-Contactless integrated circuit cards-Proximity cards,part 1-4

9 附录A

9.1 缩写

用到下列缩写：

ASK	Amplitude shift keying
EMC	电磁兼容性
ISO 14443	国标：识别卡 - 非接触式集成电路卡 - 接近卡（Proximity Card）
MIFARE Classic	MIFARE 系列硬件卡集成电路
MIFARE Pro	MIFARE 双重接口卡集成电路
RWD	读/写设备 MIFARE 读卡器

9.2 电线线圈感应系数的计算

天线线圈感应系数的精确计算并不实用。实际应用中不推荐使用。我们建议要么使用电路图 shape 来设计天线。该方法中，感应系数初值计算的公式为：

$$L_1 [nH] = 2 \cdot l_1 [cm] \cdot \left(\ln \frac{l_1}{D_1} - K \right) N_1^2$$

l_1	length of the conductor loop of one turn
D_1	Diameter of the wire or width of the PCB conductor respectively
K	=1.07 对圆形天线 =1.47 对方形天线
N_1	线圈匝数
\ln	Natural logarithm function

天线感应系数的实际值依赖于不同的参数。

- ☐ 天线构造 (PCB 类型)
- ☐ 导体厚度
- ☐ 线圈匝之间的距离
- ☐ 防护层
- ☐ 周围环境的金属或铁制

此外，线圈有特定的尺寸和给定的感应系数，其匝数 N 可计算而得。图 9-1 显示了圆形天线中天线圈匝数和天线半径的对应关系。在半径为 5cm 时，线圈匝数改变。

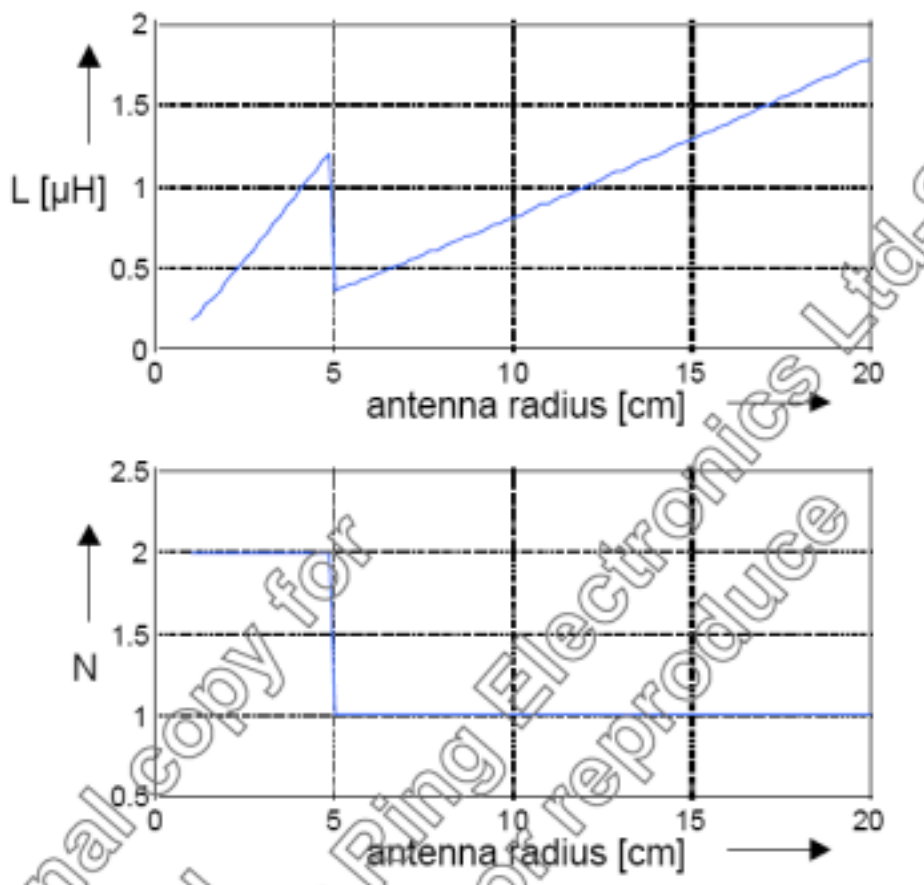


图 9-1 天线半径与感应系数和匝数对应图

9.3 天线电阻的计算

在 MIFARE 的操作频率 13.56MHz 下, 仅仅用直流电阻 R_{DC} 描述天线电阻是不够的。The skin effect 无法忽略。The relevant depth 可以计算出来, copper material to 18 微米。

一般来说, 计算完整的天线线圈的交流电阻 R_{ANT} 是不切实际的。天线电阻取决于很多因素 (前面已讲)。

在没有阻抗分析仪时, 作为天线调谐的初值估算, 必须用到以下公式。

$$R_{ANT} = 5 \times R_{DC}$$

注意: 该公式是用设计好的天线所作的测试的结果。建议用阻抗分析仪得到 R_{ANT} 的精确值。