

引言

NFC技术面临的挑战之一是根据特定的13.56 MHz应用设计和匹配近距离天线。通常，天线所处的环境条件会降低系统性能。

本应用笔记是直接连接到ST25R3916设备的天线的设计指南。除了天线设计，本应用笔记还描述了天线参数测量和匹配，以及设计验证。

本文档所用示例基于 ST25R3916 设备，但所述的技术和工具可用于同一系列的其他产品。

ST25R3916是高性能NFC前端设备，它支持NFC发起设备、NFC目标、NFC读卡器和NFC卡模拟模式。

ST25R3916包括一个高级模拟前端（AFE）和一个高度集成的数据成帧系统，可用于

- ISO 18092（NFCIP-1）有源和无源发起方、ISO 18092（NFCIP-1）被动和主动接收方，
- NFC-A/B（ISO 14443A/B）读卡器（包括更高比特率）、NFC-F（FeliCa™）读卡器、以及NFC-A和NFC-F卡模拟。AFE和成帧系统的特殊特殊的码流和透传模式可在读卡器或卡模拟模式下实现其他自定义协议，如MIFARE® Classic。

本文档旨在与ST25R天线匹配工具软件（STSW-ST25R004）一起使用，该软件支持匹配元件的计算，并将调试工作量降至最低。除了该工具外，还提供了一个开源仿真工具，通过仿真进行基本系统验证。

下列文件作为参考：

- ST25R3916数据手册：请参看www.st.com
- AN4914：请参看www.st.com
- ISO/IEC 14443和ISO/IEC 10373-6:2011，可参看www.iso.org
- EMVCo，可参看www.emvco.com

目录

1	自谐振频率读卡器缩略语及符号约定列表	6
1.1	缩略语	6
1.2	数字表示	6
2	硬件和软件要求	7
3	天线接口	8
3.1	卡模拟模式	9
3.1.1	通过内部驱动器实现无源负载调制	9
3.1.2	通过外部晶体管实现无源负载调制	10
3.2	读卡器模式和输出功率	10
3.3	EMC滤波器	12
3.4	匹配网络	13
3.5	电容分压器	13
3.6	天线	13
4	天线参数	14
4.1	网络分析仪准备	14
4.2	参数测量	15
4.3	天线等效电路	16
5	天线设计	20
5.1	边界条件和仿真模型	20
5.2	仿真结果	21
6	天线匹配	26
6.1	匹配工具	26
6.2	仿真	28
6.2.1	模型	29
6.2.2	结果	33
6.3	匹配网络状态	34
7	设计验证	36

7.1	PCD RF模拟参数测量	36
7.2	时域中Q值的验证	38
7.3	频域中Q值的验证	38
7.4	目标匹配阻抗的测量	40
8	结论	41
9	版本历史	42

表格目录

表1.	106Kbit/s速率下A型卡的时序参数	18
表2.	天线尺寸与天线参数	24
表3.	文档版本历史	42
表4.	中文文档版本历史	42

图片目录

图1.	天线接口级（差分匹配网络）	8
图2.	天线电路（包括EMI滤波器、匹配和变容二极管）	9
图3.	外部负载调制电路	10
图4.	推荐的匹配阻抗	11
图5.	品质因子	12
图6.	在1 MHz和自谐振频率（62.67 MHz）时的天线参数测量	15
图7.	天线等效电路	16
图8.	天线等效电路（最终）	17
图9.	106kbit/s速率下 A型卡的时序参数定义	17
图10.	时序参数vs.Q值	18
图11.	106kbit/s数据速率下Type-A的t1定义	19
图12.	线圈天线的仿真模型	21
图13.	天线Q值vs.天线尺寸、走线和间隙宽度	22
图14.	电感vs.天线尺寸、走线和间隙宽度	22
图15.	串联直流电阻vs.天线尺寸、走线和间隙宽度	23
图16.	并联电阻vs.天线尺寸、走线和间隙宽度	23
图17.	谐振频率vs.天线尺寸、走线和间隙宽度	24
图18.	差分匹配拓扑	26
图19.	ST25R天线匹配工具 - 主窗口	27
图20.	ST25R天线匹配工具 - 计算得出的匹配参数	28
图21.	仿真参数	29
图22.	S参数模型	31
图23.	瞬态仿真	31
图24.	交流仿真	32
图25.	交流模式下的S参数仿真结果	33
图26.	交流模式下的瞬态仿真结果	34
图27.	匹配电路的微调	35
图28.	ISO 14443 A型卡波形测量	36
图29.	ISO 14443 B型卡波形测量	37
图30.	FeliCa™ 波形测量	37
图31.	使用网络分析仪测量Q值	39
图32.	使用网络分析仪测量匹配阻抗	40

1 自谐振频率读卡器缩略语及符号约定列表

1.1 缩略语

RFO1、2: ST25R3916 天线驱动器输出引脚
RFI1、2: ST25R3916 接收器输入引脚
Tx: 发送信号（从RFO至天线）
Rx: 接收信号（从天线至RFI）
 $L_{EMC1, 2}$: EMC滤波器的电感
 $C_{EMC1, 2}$: EMC滤波器的电容
 $C_{S1, 2}$: 匹配网络的串联电容
 C_P : 匹配网络的并联电容
 R_Q : 用于Q值调整的并联电阻器（计算结果）
 L_{ANT} : 天线电感（测量结果）
 C_{ANT} : 寄生天线并联电容（计算结果）
 R_{PANT} : 天线总并联电阻（计算结果）
 f_{work} : NFC工作频率（13.56 MHz）
 f_{res} : 天线自谐振频率（测量结果）
 R_{SDC} : 天线串联电阻（测量结果）
 $R_{P@fres}$: 自谐振时天线并联电阻（测量结果）
K: 趋肤效应校正因数（计算结果）
 $R_{P@work}$: 在工作频率下的天线并联电阻（计算结果）
 R_{PDC} : 从测量的串联电阻转换得到的天线并联电阻（计算结果）
 R_T : 用于目标Q值的并联电阻（计算结果）
Q: 天线Q值（计算结果）

1.2 数字表示

如未特别说明，下面的约定和符号适用于整个文档：

- **二进制数**由数字0和1组成的字符串表示，左侧为最高有效位（MSB），右侧为最低有效位（LSB），开头添加“0b”。示例：0b11110101。
- **十六进制数**以数字0到9、字母A到F表示，开头加“0x”。左侧为最高有效位（MSB），右侧为最低有效位（LSB）。示例：0xF5。
- **十进制数**直接使用数字表示，不加任何尾随字符。示例：245。

2 硬件和软件要求

如要使用ST25R天线匹配工具，执行天线测量，设计验证，需要以下硬件和软件资源：

- 网络分析仪
- 示波器（具有脉冲触发的功能）
- SMA线
- ISO10373-6校准线圈1
- ST25R3916-DISCO开发板
- Windows[®] 操作系统
- ST25R天线匹配工具

3 天线接口

图 1 显示了通过差分匹配网络驱动天线的最小配置和图 2 电路原理图。

从 ST25R3916 天线驱动器输出引脚RF01和RF02，发射信号通过EMC滤波器进入匹配网络和天线。来自天线的发射信号通过接收匹配网络回到ST25R3916接收器的输入引脚RFI1和RFI2。天线接口可以采用单端或差分拓扑；本文档重点介绍后一种配置。

图1. 天线接口级（差分匹配网络）

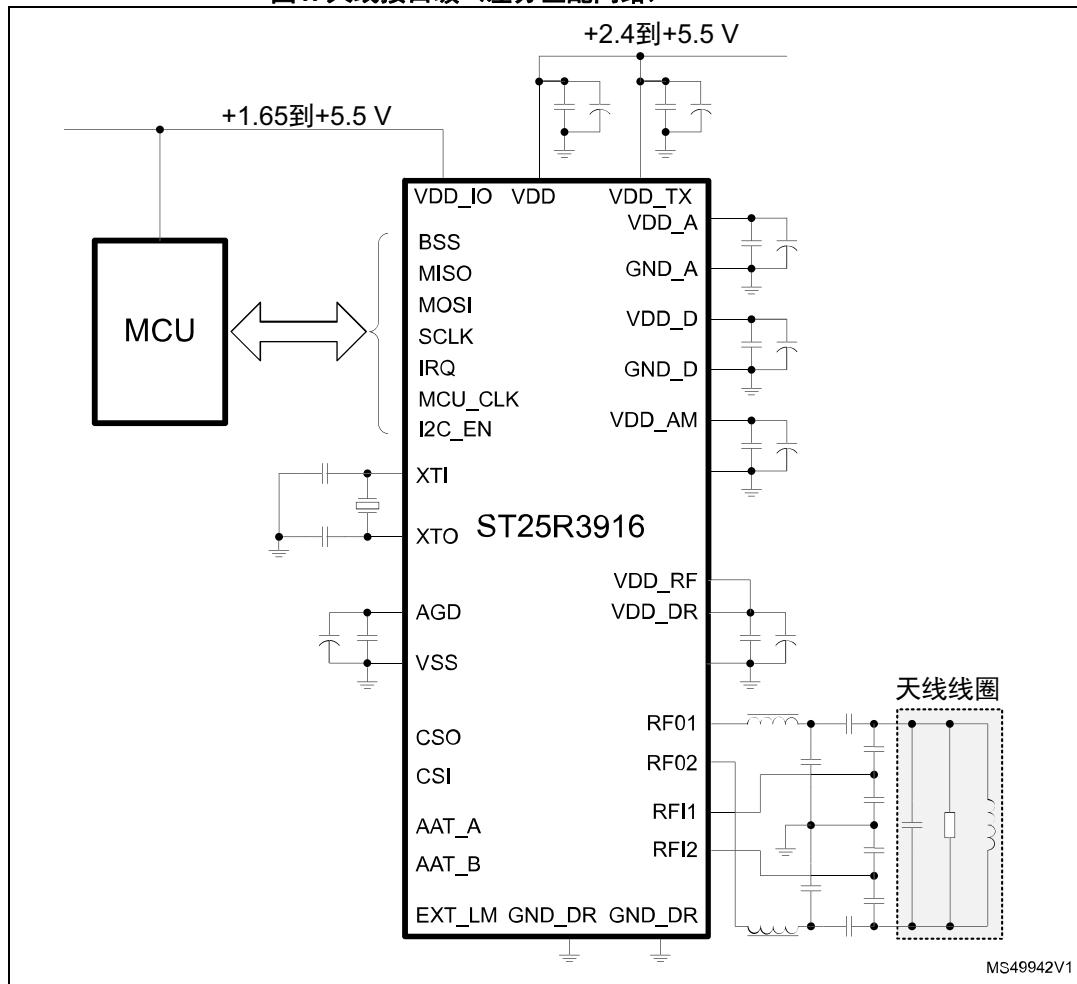
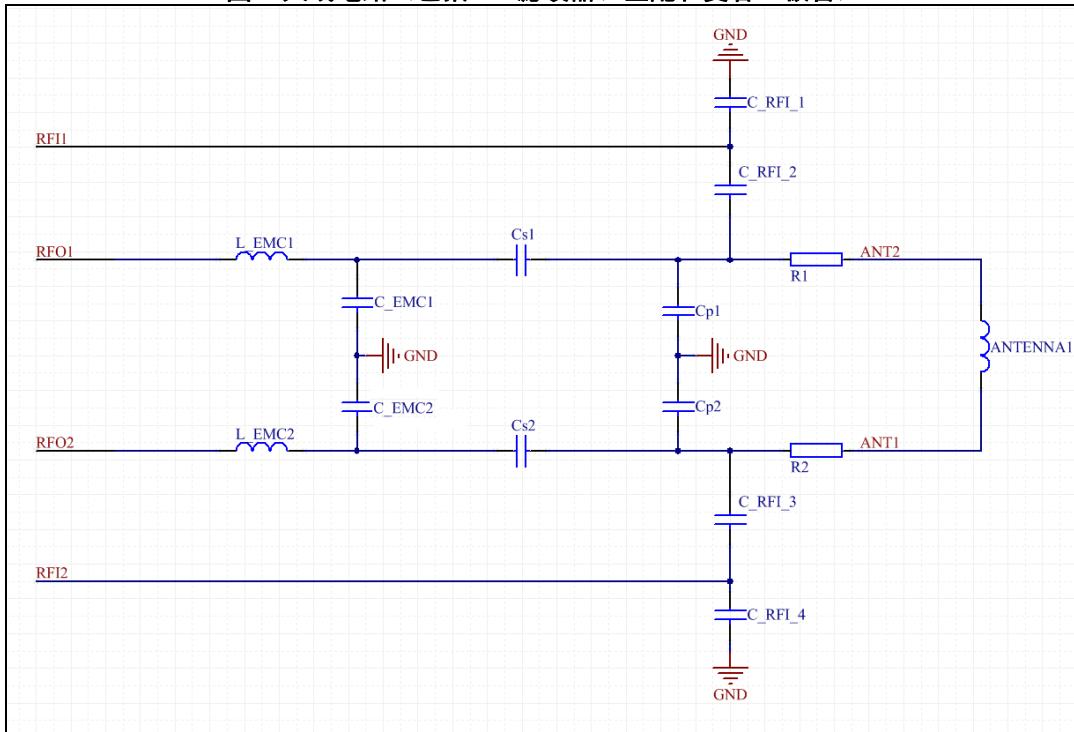


图2. 天线电路（包括EMI滤波器、匹配和变容二极管）



3.1 卡模拟模式

卡模拟模式将ST25R3916器件置于被动通信模式。在卡模拟模式下，发射机通过更改芯片内部连接到外部天线的端口RFO1和RFO2的驱动电阻，从而产生负载调制信号。因此可以使用处于读卡器模式下的天线和调谐电路。

此外，发送器还可以通过EXT_LM引脚驱动外部场效应晶体管，以产生调制信号。这种配置可以产生比“正常”模式更高的无源调制电平，但需要额外的组件和特定的天线。

3.1.1 通过内部驱动器实现无源负载调制

ST25R3916以通过内部驱动器实现无源负载调制，必须配置无源目标调制寄存器（地址29h，寄存器空间A）和辅助调制设置寄存器。在无源目标调制寄存器中，分别设置了已调制状态和(ptm_res)和未调制状态(pt_res)的驱动器电阻值。可以通过设置ptm_res<3:0>为Fh，pt_res<3:0>设为0h，来实现最大调制深度。也可以通过在非调制状态使用低阻抗，在调制状态使用高阻抗实现反极性驱动器负载调制。

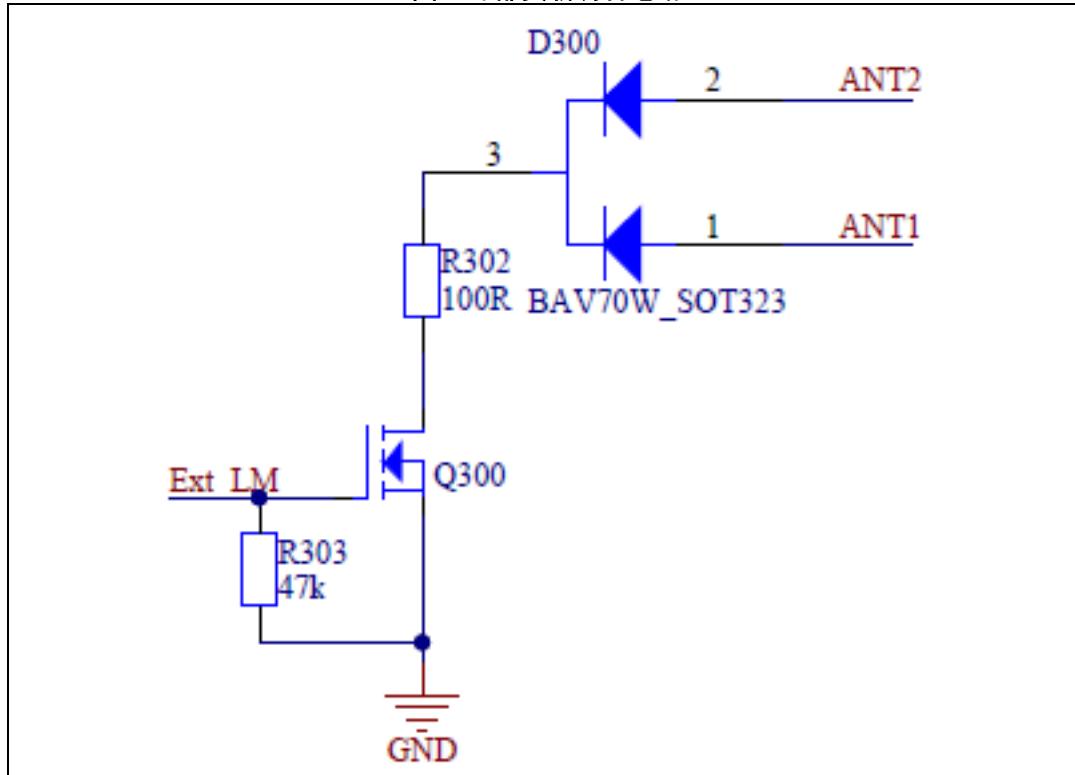
此外，需要通过设置辅助调制设置寄存器（地址29h，寄存器空间B）来启用驱动负载调制位(lm_dri)以及禁用外部负载调制位(lm_ext)。

3.1.2 通过外部晶体管实现无源负载调制

通过MOS晶体管进行的外部调制可以用于内部负载调制到达极限的高要求应用。图3描述了使用外部MOS晶体管的方法，其中ext_lm引脚用于驱动外部调制MOS的栅极。

外部调制的启用方法：在辅助调制设置寄存器中启用lm_ext位，然后禁用lm_dri位。在这种情况下，ext_lm引脚由负载调制信号（848 kHz子载波或424/212 kHz调制信号）的数字形式表示驱动。通过设置lm_ext pol可以反转调制的极性。

图3. 外部负载调制电路



3.2 读卡器模式和输出功率

在NFC/RFID读卡器设计过程中，必须考虑众多不同的要求，其中有一个关键点是输出功率。

可以使用若干种方法（其中包括电容或电感唤醒）来降低整个系统的功耗。除了使用这些省电功能或通过优化轮询周期来降低功耗之外，还有一个非常重要的指标，即上电时的功耗。

三个步骤可用于调整功耗：

1. 阻抗匹配
2. 天线驱动器输出电阻（寄存器0x28）
3. 芯片内部稳压器电压

阻抗的匹配是决定ST25R3916功耗的最重要标准。在设计匹配电路并定义目标匹配阻抗时，必须留意[图 4](#)所示，目标匹配阻抗越高，传输到天线的功率越少。因此整个读卡器单元的功耗将会降低。

调节输出功率的方法中，最后一点是调节芯片内部的驱动电压。 V_{DD_RF} 驱动器电源电压可自动设置为 V_{DD} 减去稳压器压降。该电压是确保运行和抑制噪声的最佳值。此外还可以手动配置寄存器将 VDD_TX 设置为规格书里规定的值。

以[图 4](#)中史密斯圆图显示的推荐值作为读卡器的阻抗匹配的起始值。通过保持较低的Q值（如[图 5](#)所示），天线系统支持不同检卡类型下的基本以及更高的速率，具体的匹配参数和Q值需要根据用户需求在接下来的一步中进行调整。

图4. 推荐的匹配阻抗

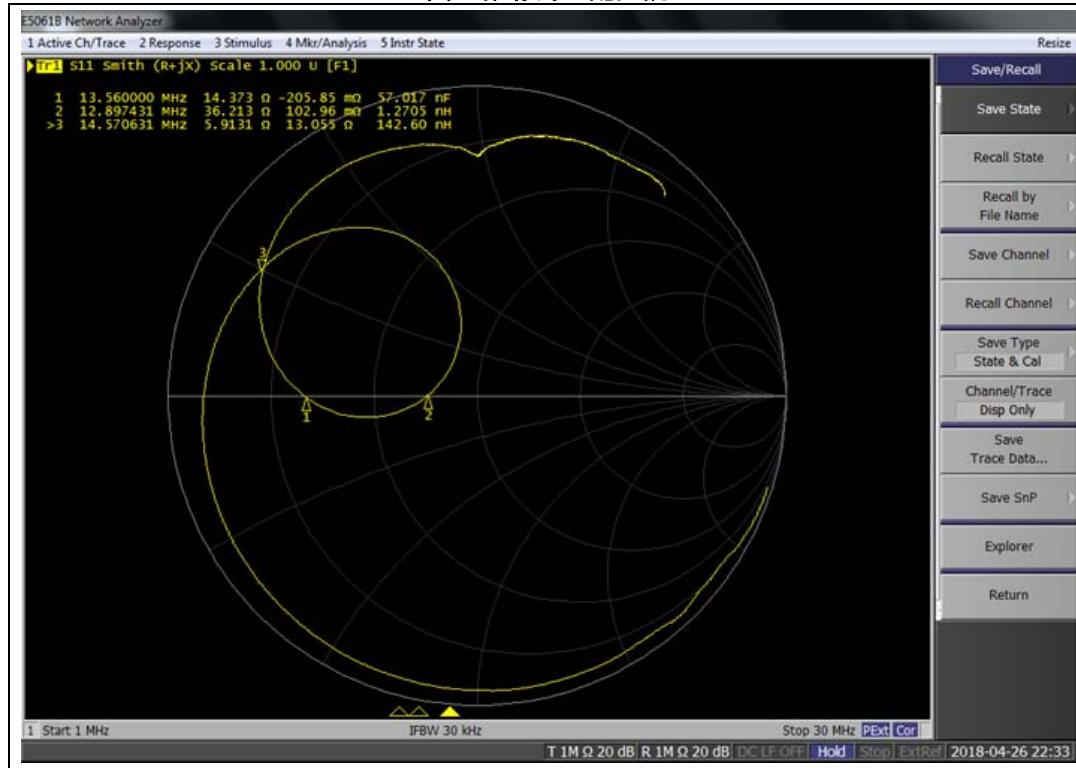
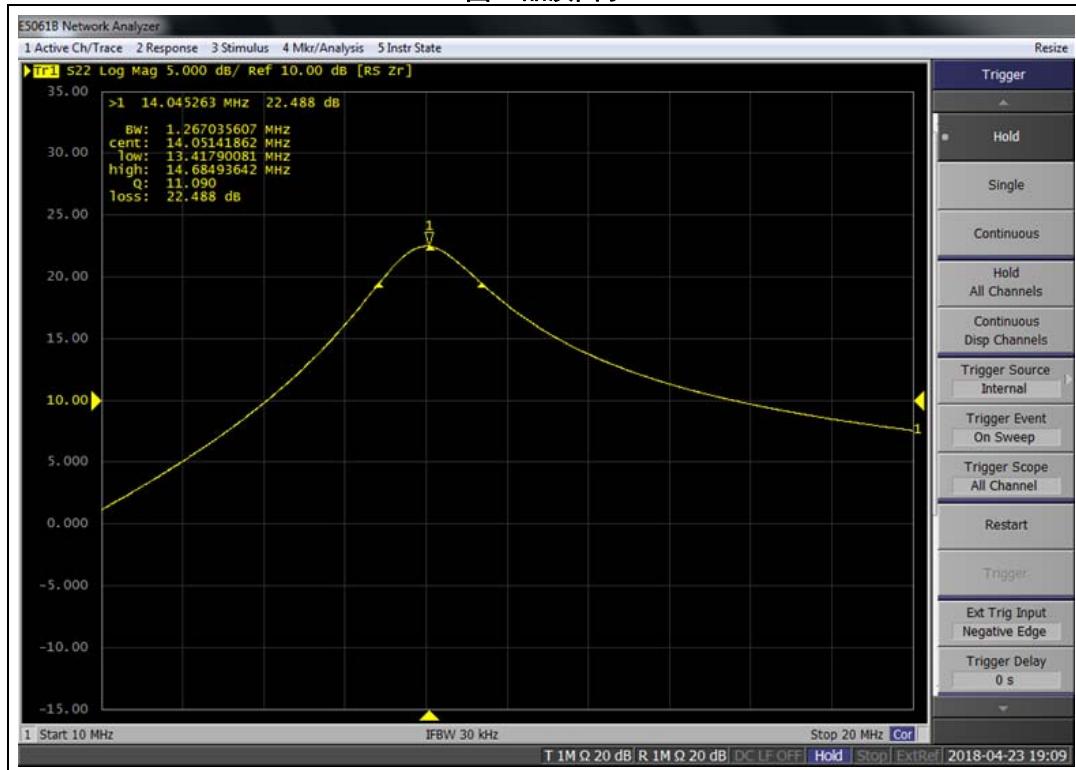


图5. 品质因子



3.3 EMC滤波器

EMC滤波器采用单级低通滤波器结构，由串联电感和并联电容组成。EMC滤波器的目的是滤除由推挽式驱动器的矩形输出信号引起的高次谐波。滤波器截止频率应在8到17 MHz之间，实际值取决于应用和需求。

要优化读卡器板的EMC表现，必须考虑以下因素：

- 滤波电感：
 - 电感的自谐振频率：它可以在工作的频率范围内附加不想要辐射。
 - 等效串联电阻：可以影响读卡器的系统Q值以及降低传导输出功率。带有高ESR ($>1\Omega$) 的EMC电感器只能用于中低功率匹配。ESR与RFO输出电阻串联。因此，更高的ESR会降低系统Q值，并且EMC电感器将损耗更多功率。
 - 所选滤波线圈的额定电流应高于匹配网络中的电流。
- 滤波器截止频率（滤波器谐振频率）：
 - 如果滤波器截止频率太接近载波频率（13.56 MHz），系统Q值将大大降低。这是由天线和滤波器Q值的共同作用造成的。因此，EMC截止频率不得介于13和14 MHz之间。

- 天线设计
 - 为了避免额外的自谐振，电长度必须足够短，以避免因额外的自谐振而增加无用的辐射。

3.4 匹配网络

匹配网络采用“L”形拓扑，其位于EMC 滤波器网络后面，采用一组串联电容和两组并联电容的差分结构。

匹配网络旨在将天线匹配到一个期望的阻抗值，从而可根据应用，实现从ST25R3916到天线的最大功率传输或特定的电流消耗值。

[图 2](#) 显示了天线接口级。

3.5 电容分压器

由于天线上的电压可能很高，因此在天线终端的接收路径中需要一个电容分压器，以限制返回RFI引脚的信号强度。该分压器连接到天线，由两个电容组成。

在[图 2](#)中，电容RFI_1/RFI_2和RFI_3/RFI_4构成电容分压器。

接收引脚处的电压不得超过 3 V_{pp} 。在高频读卡器模式和NFC传输模式下，建议信号电平为 $2.8 \text{ V}_{\text{pp}}$ 。

3.6 天线

高频读卡器的天线是磁环路天线，通常为印刷线圈、柔性PCB或绕线天线，或者也可以是金属外壳。

尺寸、线圈匝数、走线宽度和间隙宽度等因素决定了天线的电参数：电感、串联和并联电阻、自谐振频率，以及最重要的Q值。

天线的Q值必须高于目标系统Q值。因为天线Q值只能在后期通过阻尼电阻器来降低，而无法再增加。

4 天线参数

每个天线都由电感、电阻和电容组成。必须首先确定这些值和天线的自谐振频率，以计算天线等效电路及其Q值，然后确定匹配元件。

4.1 网络分析仪准备

为了测量天线参数，应使用网络或阻抗分析仪，并按照下面详述的步骤进行设置：

1. 将网络分析仪的测量模式设置为S11反射测量
2. 使用史密斯圆图格式 ($R + jX$) 显示阻抗曲线
3. 将启动频率设置为1 MHz，将停止频率设置为300 MHz

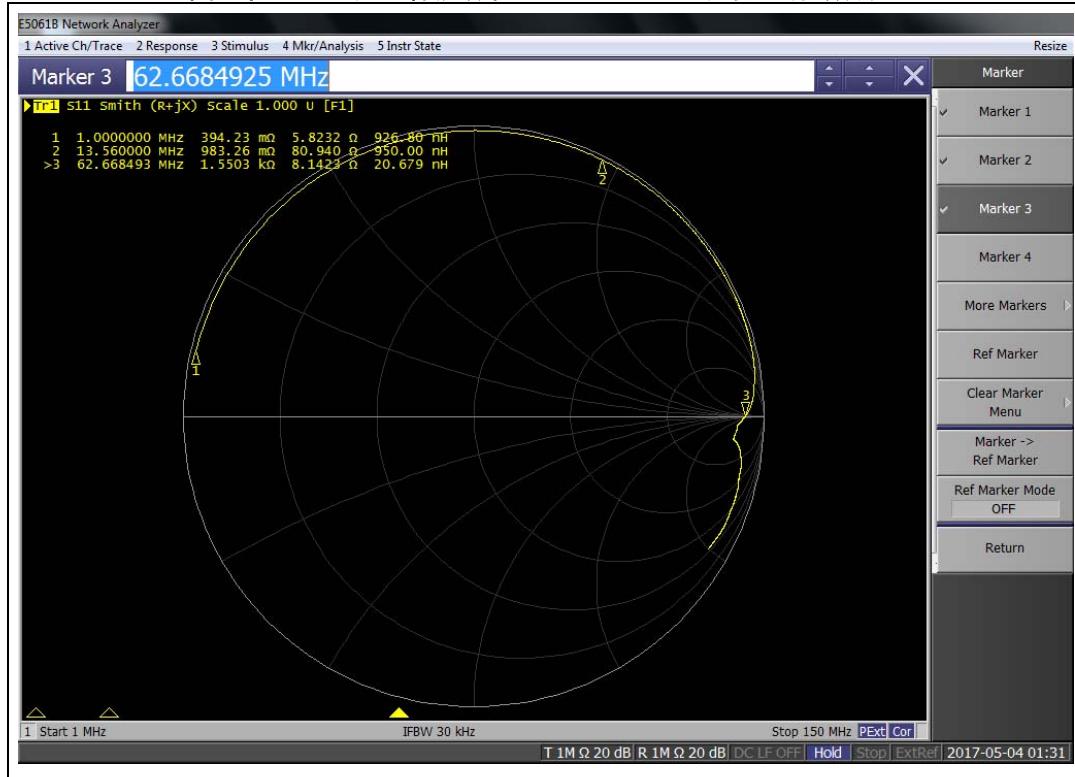
注：有些天线参数会在1 MHz时测量，这远远低于天线的自谐振频率，以减少在较高频率下测量的趋肤效应。终止频率应高于读卡器天线的第一个自谐振频率（通常在50和250 MHz之间）。

4. 将网络分析仪的分辨率（点数）设置为最大值，以确保测量结果的准确性
5. 将SMA线 (<50 cm) 连接到网络分析仪的RF端口，并使用校准套件中的开路 (OPEN)、短路 (SHORT) 和负载 (LOAD) 开始校准或进行自动校准。如果没有可用的校准套件，另一种变通方法是使用 50Ω 电阻作为负载，以及线路上的开路和短路连接。在校准过程中，SMA电缆长度也需要被计算在内。
6. 为了将SMA线连接到待测量的天线，应从引脚进行探针连接（一个引脚焊接到SMA连接器的信号端，另一个焊接到其中一个接地端）。
7. 增加的引脚可以用于通过VNA的自动端口延伸功能进行校准。

4.2 参数测量

1. 在天线端连接网络分析仪。并且天线必须跟读卡器/匹配网络断开。将已上电的读卡器连接到VNA可能会损坏矢量网络分析仪。
2. 史密斯圆图中将显示了从1至300 MHz的阻抗曲线，如图 6所示
3. 在1 MHz处设置标记，读取串联电感和DC串联电阻值（在图 6中，它们显示在网络分析仪屏幕的上部）：
 - $L_{ANT} = 926 \text{ nH}$
 - $R_{SDC} = 394 \text{ m}\Omega$
4. 在史密斯圆图的实轴设置另一个标记，使阻抗的电感和电容部分相互抵消。此时，测量天线的并联电阻和自谐振频率：
 - $R_{P@fres} = 1.55 \text{ k}\Omega$
 - $f_{res} = 62.67 \text{ MHz}$

图6. 在1 MHz和自谐振频率（62.67 MHz）时的天线参数测量



现在，天线参数已测量完毕，可以确定等效电路，详情参见第 4.3节描述。

4.3 天线等效电路

在1 MHz下测量的天线电感，则可以按照以下方法计算自谐振频率下的寄生电容：

$$C_{ANT} = 1 / (\omega^2 * L) = 1 / [(2\pi * f_{res})^2 * L_{ANT}] = 1 / [(2\pi * 62.7 \text{ MHz})^2 * 926 \text{ nH}] = 6.96 \text{ pF}$$

并联电阻的测量值必须从自谐振转换为工作频率 ($f_{work} = 13.56 \text{ MHz}$)。这种转换是对因趋肤效应引起的频率相关变化进行校正。如要在自谐振频率下转换并联电阻，必须计算校正因数：

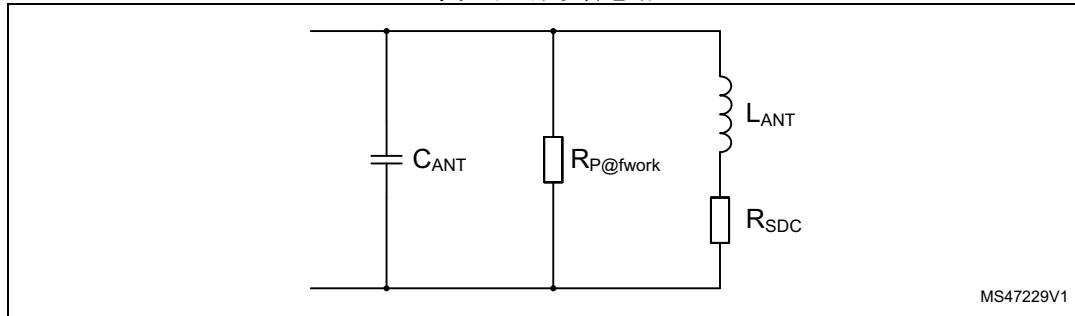
$$K = \sqrt{\frac{f_{res}}{f_{work}}} = \sqrt{\frac{62.7 \text{ MHz}}{13.56 \text{ MHz}}} = 2.15$$

工作频率下的并联电阻计算如下：

$$R_{P@fwork} = K * R_{P@fres} = 2.15 * 1.55 \text{ k}\Omega = 3.33 \text{ k}\Omega$$

现在，所有天线参数均为已知，因此可以确定等效电路（参见图 7）。

图7. 天线等效电路



通过使用公式将串联电阻重新计算为工作频率下的并联电阻（参见图 8），可以简化等效电路

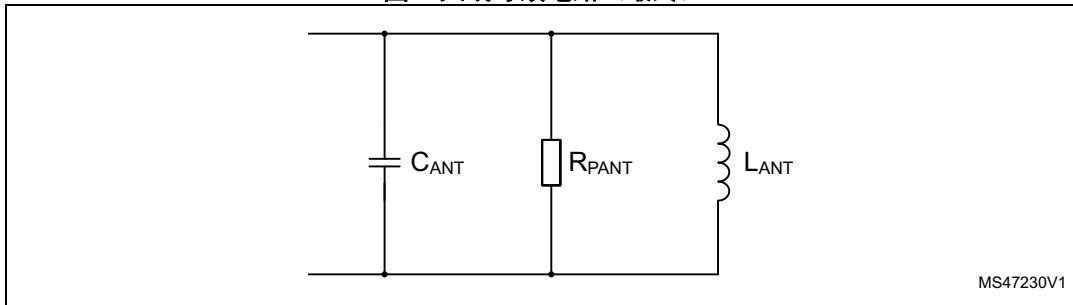
$$Q = \frac{\omega L_{ANT}}{R_{SDC}} \approx \frac{R_{PDC}}{\omega L_{ANT}} \Rightarrow R_{PDC} = \frac{(2 \cdot \pi \cdot f_{res} \cdot L_{ANT})^2}{R_{SDC}} = \frac{(2 \cdot \pi \cdot 13.56 \text{ MHz} \cdot 926 \text{ nH})^2}{394 \text{ m}\Omega} = 15.9 \text{ k}\Omega$$

因此，天线等效电路的总电阻将由仅并联电阻表示，此并联电阻仅由直流串联电阻组成（重新计算为并联电阻），且已转换为工作频率。

添加两个并联电阻会得到总并联电阻

$$R_{PANT} = \frac{R_{PDC} \cdot R_{P@fwork}}{R_{PDC} + R_{P@fwork}} = \frac{15.9 \text{ k}\Omega \cdot 3.33 \text{ k}\Omega}{15.9 \text{ k}\Omega + 3.33 \text{ k}\Omega} = 2.76 \text{ k}\Omega$$

图8. 天线等效电路（最终）



最终和简化的天线等效谐振电路值为：

- $R_{PANT} = 2.76 \text{ k}\Omega$
- $C_{ANT} = 6.96 \text{ pF}$
- $L_{ANT} = 926 \text{ nH}$

现在可以计算出该天线可达到的最大Q值：

$$Q = R_{PANT} / (\omega * L_{ANT}) = 2.76 \text{ k}\Omega / (2 \pi * 13.56 \text{ MHz} * 926 \text{ nH}) = 34.8$$

该Q值适用于自由振荡的未连接天线。

Q值直接影响调制信号的上升和下降时间。

图 9和**表 1**显示了在106 kbit/s ($f_{work} / 128$) 的数据速率下，100%幅移键控的A型卡调制信号定义的上升和下降时间，**图 10**举例说明了它们对Q值的依赖性。

图9. 106kbit/s速率下 A型卡的时序参数定义

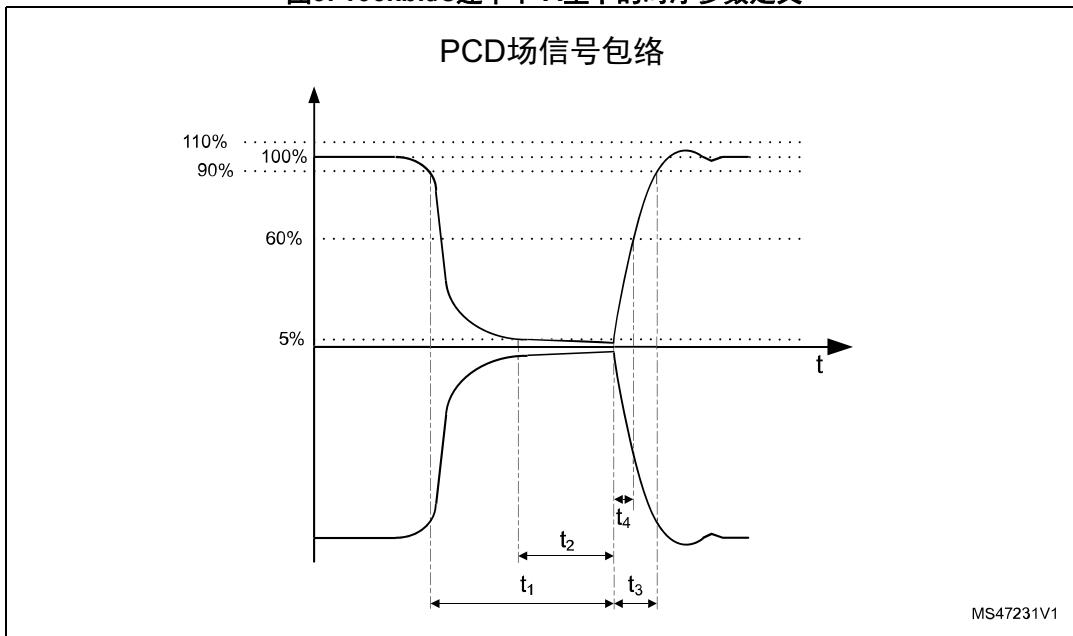
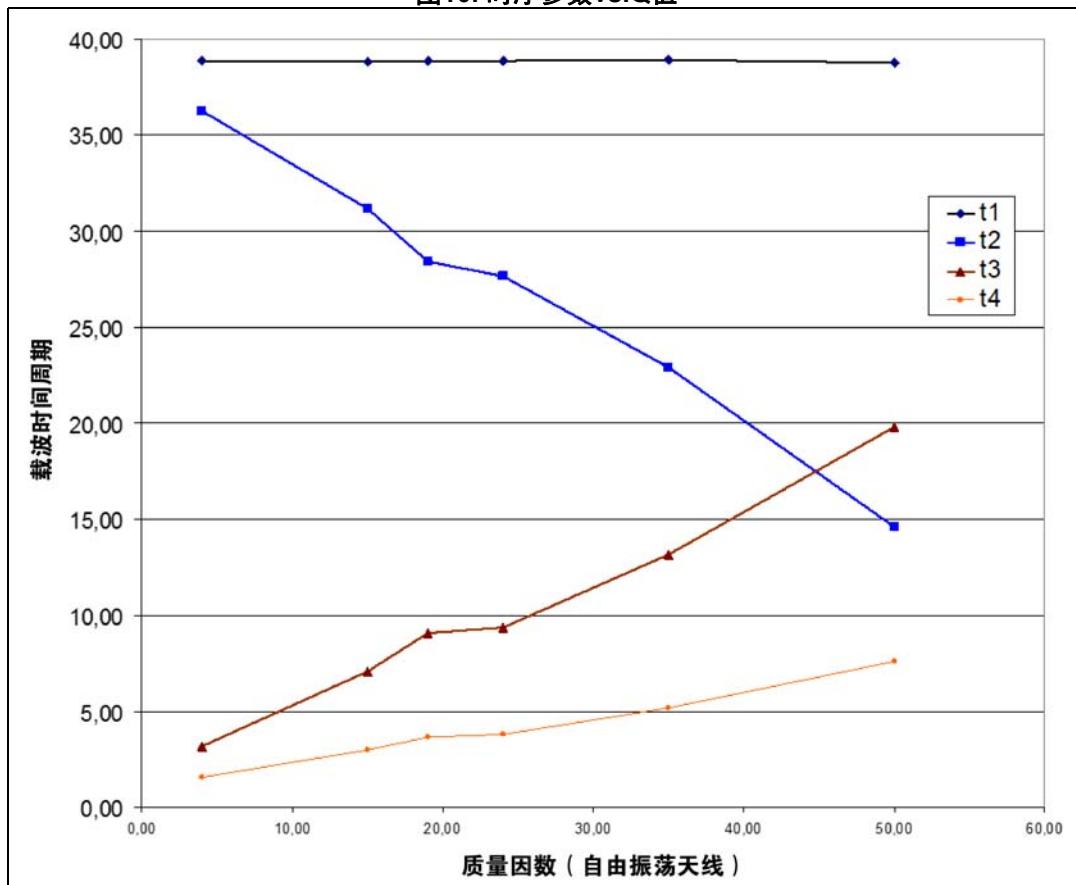


表1. 106Kbit/s速率下A型卡的时序参数

参数	条件	最小值	最大值
t_1	-	$6/f_c$	$40.5 / f_c$
t_2	$t_1 > 34/f_c$	$7/f_c$	t_1
	$t_1 \leq 34/f_c$	$10/f_c$	
t_3	-	$1.5 t_4$	$16/f_c$
t_4	-	0	$6/f_c$

图10. 时序参数vs.Q值

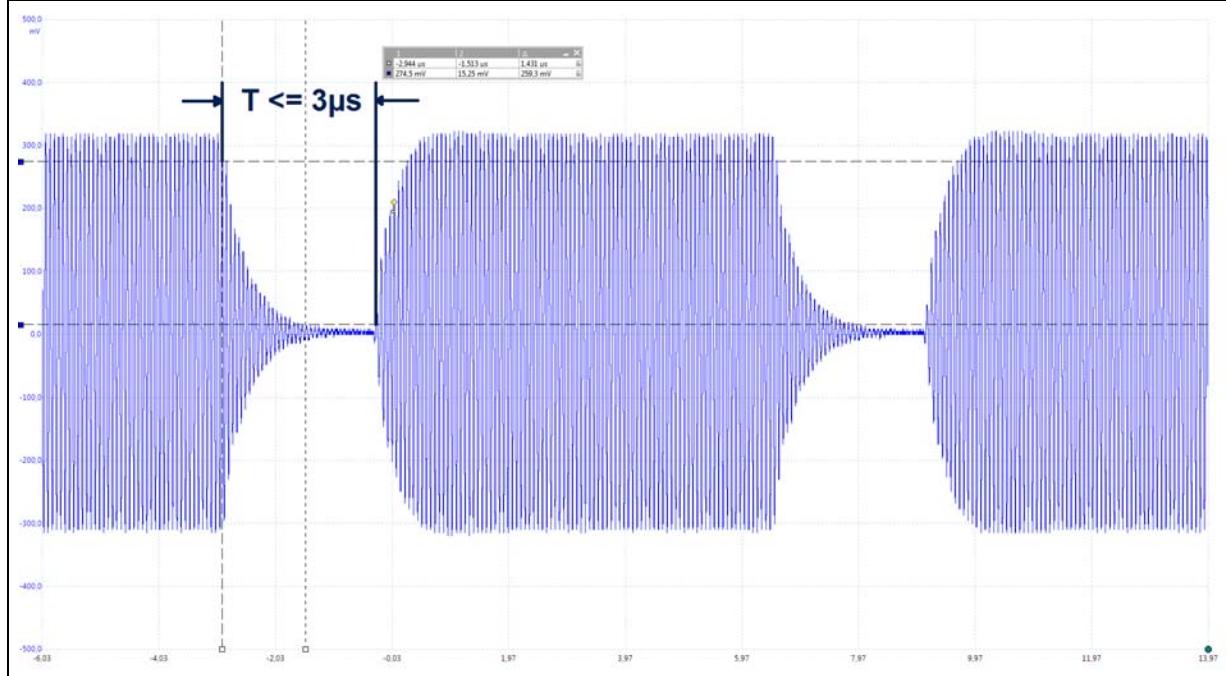


针对每个协议（A型卡、B型卡）和数据速率可以确定最大可允许的Q值，为了获得符合ISO波形的调制信号，Q值不得超过该最大值。

数据速率为106 kbit/s的A型卡最大可允许的Q值的计算是基于带宽 - 时间乘积和Q值的定义，得出以下等式：

$$B * T \geq 1; Q = f_{work} / B \rightarrow Q \leq f_{work} * T \rightarrow Q \leq 13.56 \text{ MHz} * 3 \mu\text{s} = 41$$

上述计算中的时间T，如图 11表示的是根据ISO14443标准确定的参数 t_1 的最大值。

图11. 106kbit/s数据速率下Type-A的t₁定义

应用时的Q值必须低于41（对于106 kbit/s的A型卡），才能实现符合标准的上升和下降时间。

因此，先前计算的Q值太高，必须降低。这可通过在天线引脚处连接外部并联电阻器（R_Q）来实现。电阻器的值取决于目标Q值（8），确定方法如下：

$$R_T = Q * \omega * L_{ANT} = 8 * 2 \pi * 13.56 \text{ MHz} * 926 \text{ nH} = 631 \Omega$$

考虑天线等效电路的寄生电阻R_{PANT}，将Q值调整为20的有效电阻器R_Q由以下公式计算

$$R_Q = (R_{PANT} * R_T) / (R_{PANT} - R_T) = (2.76 \text{ k}\Omega * 631 \Omega) / (2.76 \text{ k}\Omega - 631 \Omega) = 818 \Omega$$

最接近的可用元件值为820 Ω。

ST25R天线匹配工具所基于的理论背景是如何确定天线等效电路和用于Q值调整的电阻器。

5 天线设计

5.1 边界条件和仿真模型

近距离读卡器系统的设计需要了解最终用户的应用场景。包括放置读卡器时的环境条件或卡的类型。

需要事先考虑的基本边界条件：

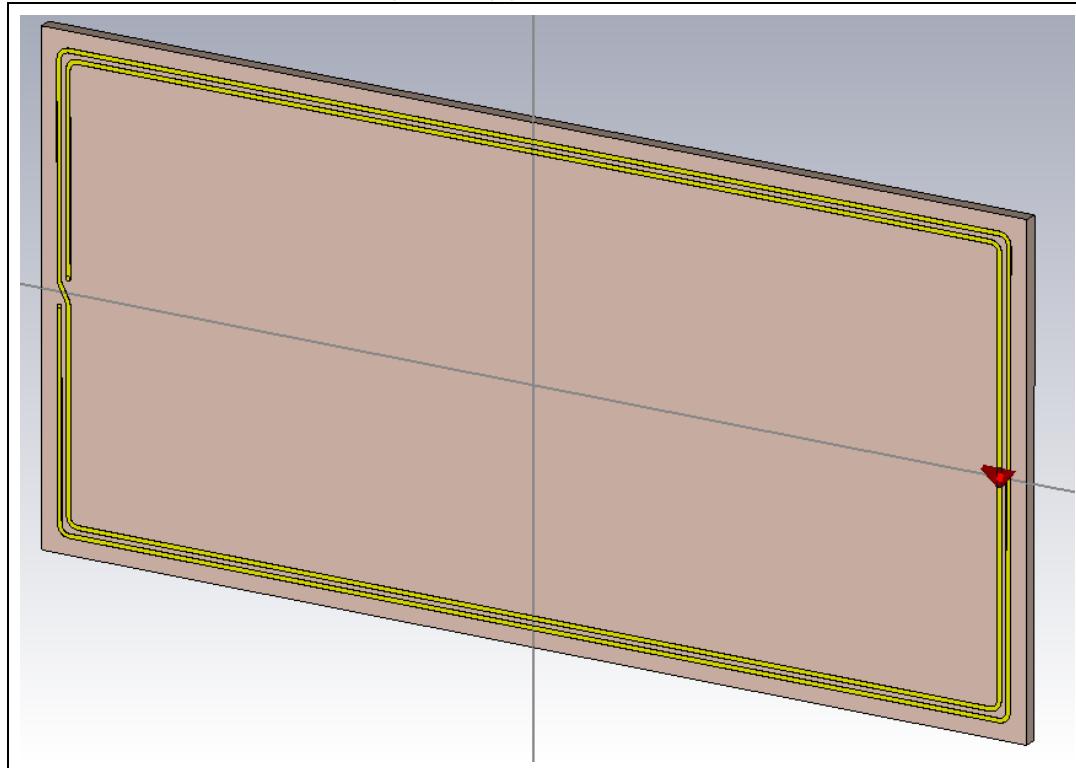
- 目标读取距离
- 标签/卡类型
- 输出功率
- EMC规范
- 工业设计
- 天线位置
- 环境影响
- 支持的NFC技术和标准，以及数据速率。

天线的设计必须符合应用的工业设计并且不能随意放置天线。放置天线时，最好是远离电子设备或其他组件，如电池、显示器或会损坏有效辐射射频场的大面积地平面。

作为天线设计指南，使用三种不同、但并非特定尺寸的天线进行仿真。这些天线具有相同的匝数（2圈）、 $35\mu\text{m}$ 的铜厚，以及1.5mm厚的FR4材质的基板。

[图 12](#) 显示了最大尺寸下的电磁仿真模型。仿真是在频域内进行的。

图12. 线圈天线的仿真模型



为了确定天线的Q值与天线的几何形状及其他参数之间的关系，在仿真中使用不同线宽、线间隙和尺寸的天线。

5.2 仿真结果

[图 14](#)、[图 15](#)、[图 17](#)和[图 16](#)显示了天线主要的电参数与天线尺寸、线宽和线间距成函数关系。[表 2](#)总结了上述关系。

Q值还取决于天线尺寸，但是他们之间的关系更复杂，需要更详细的分析。诸如电感、串联直流电阻、并联电阻和自谐振频率等其他天线参数也会影响Q值。

并联谐振电路的Q值为：

$$Q = R_{PANT} / (2 \pi f_{carrier} L)$$

其中

- R_{PANT} 是总并联电阻，详细信息，请参见 [第 4.3 节](#)
- L 是天线电感
- $f_{carrier}$ 是载波频率

谐振频率取决于天线的电长度。电长度越短，频率越高。

图13. 天线Q值vs.天线尺寸、走线和间隙宽度

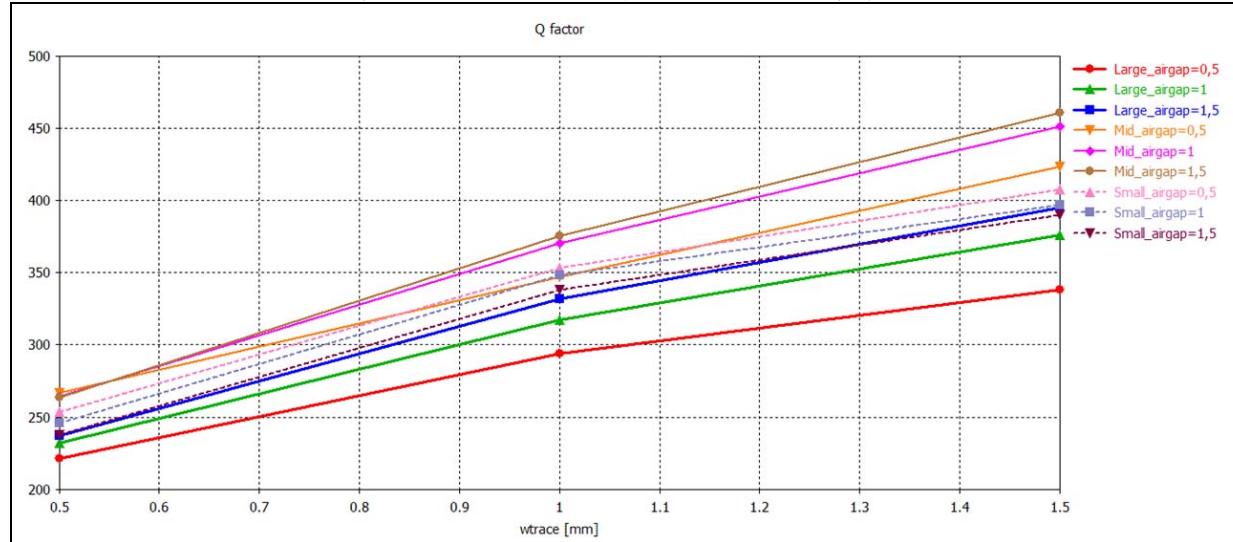


图14. 电感vs.天线尺寸、走线和间隙宽度

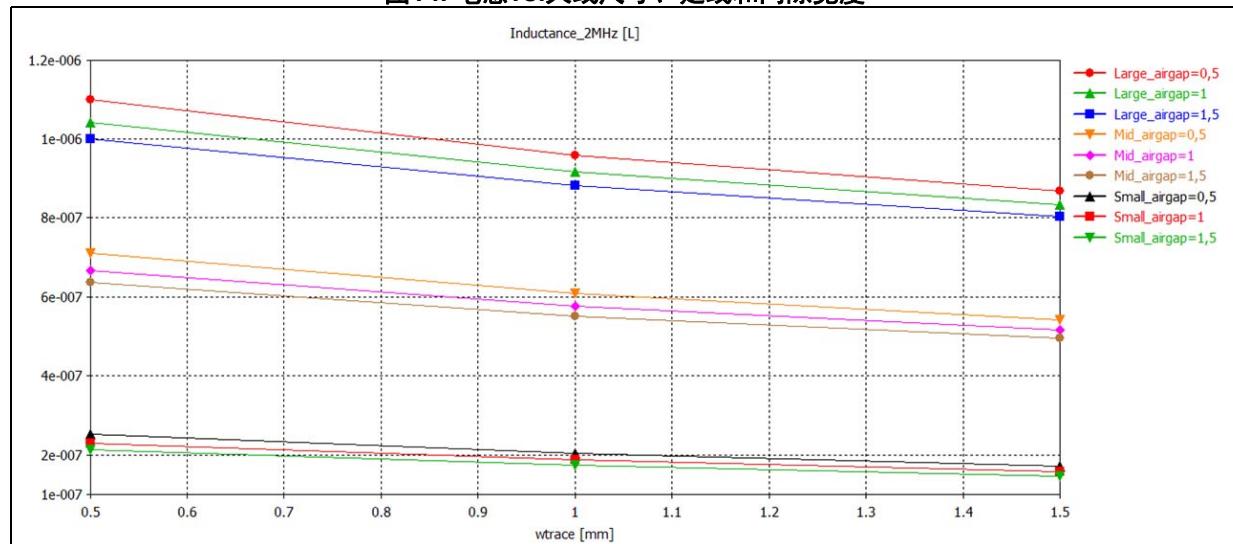


图15. 串联直流电阻vs.天线尺寸、走线和间隙宽度

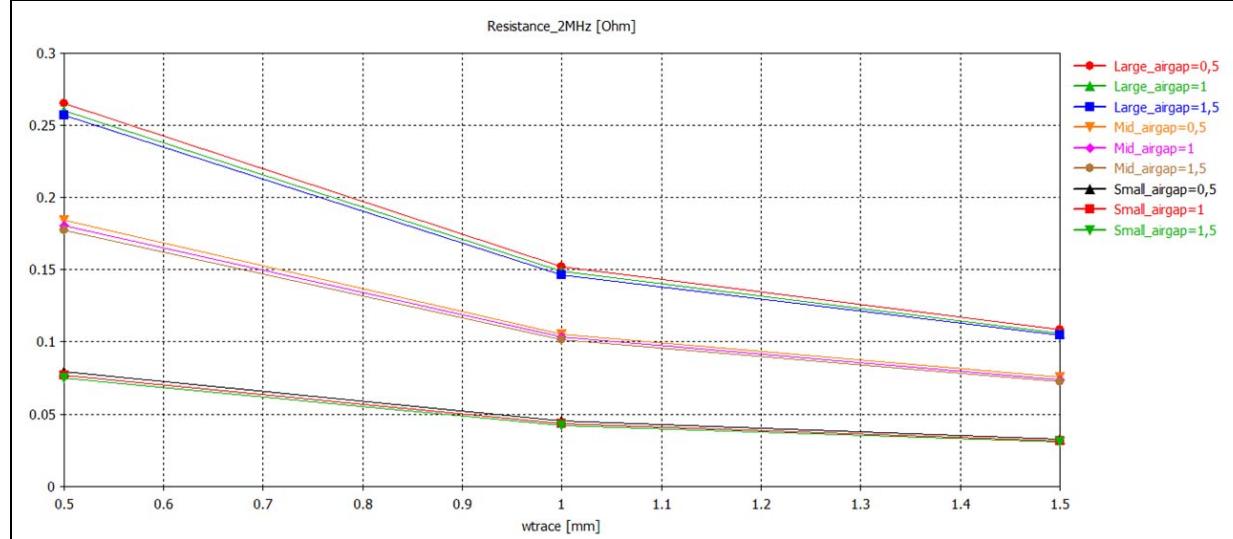


图16. 并联电阻vs.天线尺寸、走线和间隙宽度

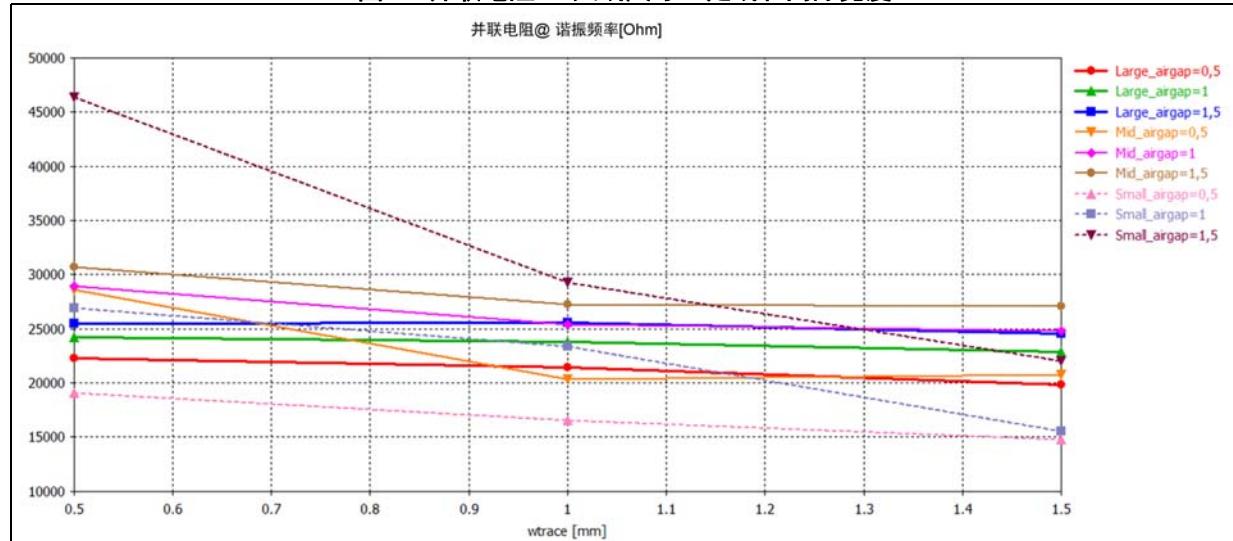


图17. 谐振频率vs.天线尺寸、走线和间隙宽度

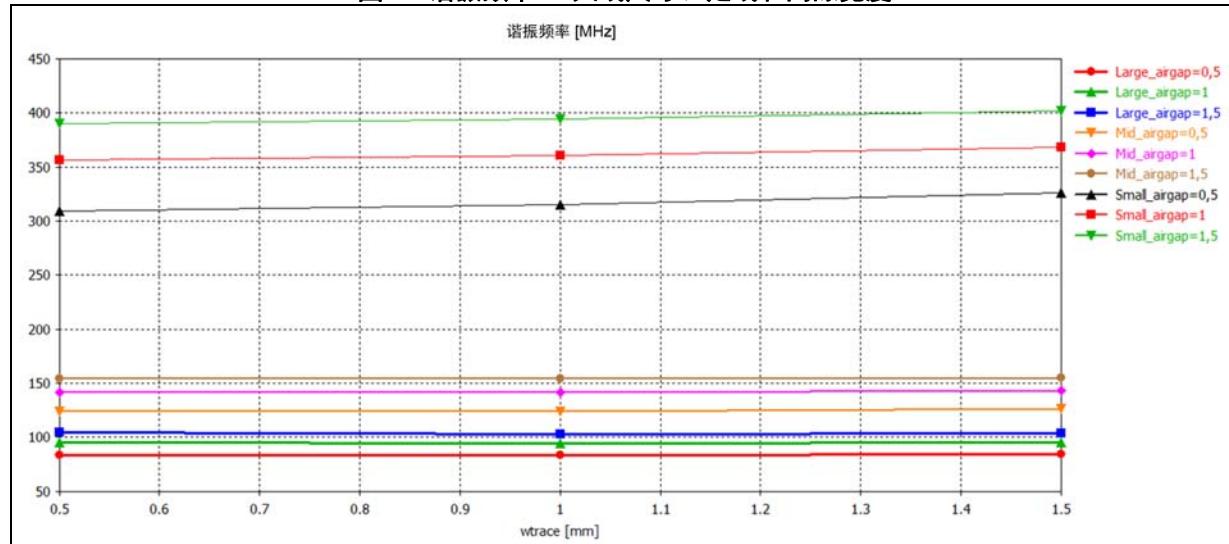


表2. 天线尺寸与天线参数

参数	条件	对参数的影响	Q值
Q值	走线宽度增加	-	增加
	间隙宽度增加		
电感	加大天线尺寸	增加	减少
	走线宽度减少		
	间隙宽度减少		
串联直流电阻	加大天线尺寸	增加	减少
	走线宽度减少		
	间隙宽度减少		
并联电阻	走线宽度减少	增加	增加
	间隙宽度增加		
谐振频率	减小天线尺寸	增加	增加
	间隙宽度增加		

注：

每个天线参数单独分析位天线设计提供了基本的理论基础。在实际应用中，所有参数互相关联，例如，如果通过加大天线尺寸（Q值减小）增加电感，则电气度增加，这反过来降低谐振频率（Q值增加），且串联直流电阻增加（降低Q值）。

磁环天线的电感由导线的电长度决定。信号传输的距离越长、越窄（电长度越长），则线圈的电感越高。另一方面，传输线越宽、越短，则其电容性越强。因此，可以通过改变走线宽度、间隙宽度或天线的尺寸来改变环形天线的电感。

在NFC读卡器应用中，环形天线设计的目标值应该介于200和1500nH之间。根据应用的不同，可以选择更高的电感值并且芯片也能够支持。

与电感变化直接相关的是环形天线的串联电阻，当走线越长、越窄时，串行电阻增加。天线自谐振频率表现出随着天线走线的间隙宽度增加而增加的趋势，以及随着天线尺寸的减小而增加的趋势。

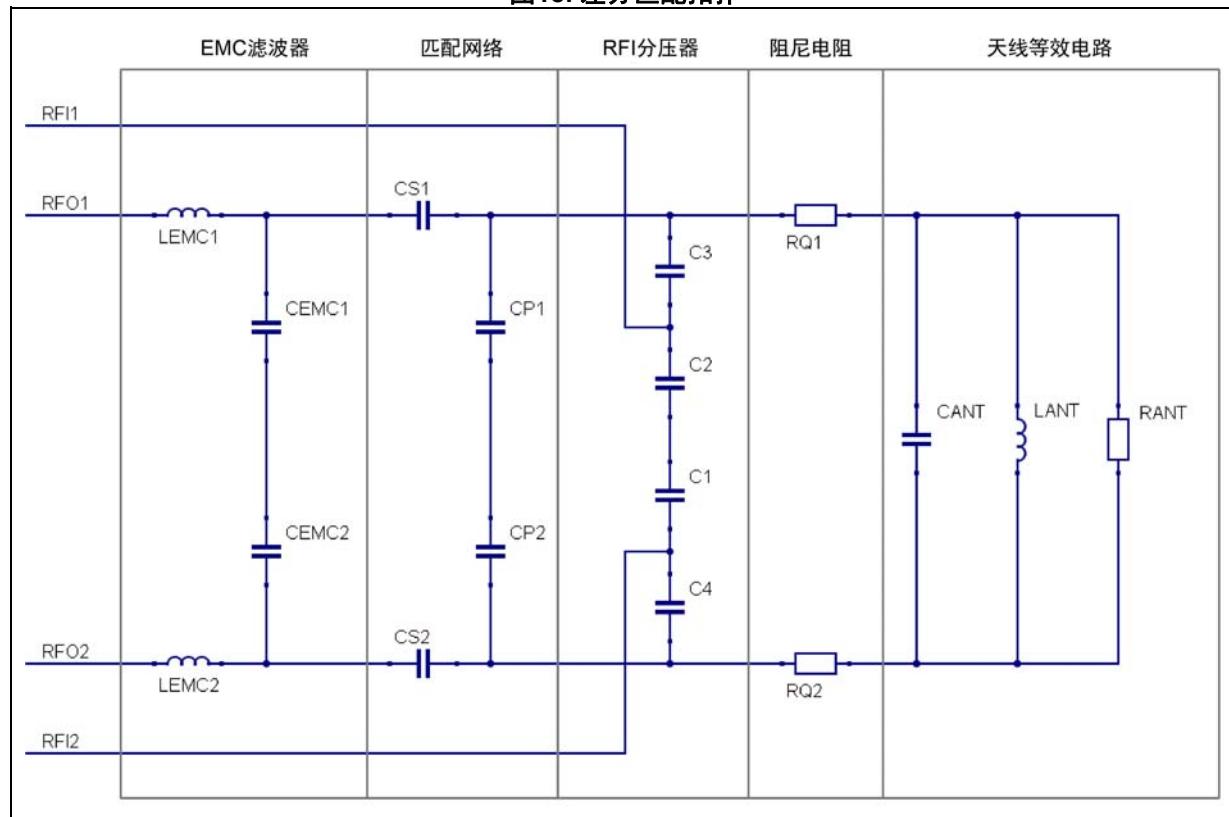
如 [第 5 节](#) 所述，天线设计的Q值必须高于应用所需的Q值。这是因为，可以在后期通过阻尼电阻器来降低Q值，但除非重新设计天线，否则无法再增加。

6 天线匹配

整个天线接口电路由EMC滤波器、匹配网络、接收电路和天线等效电路以及用于Q值调整的电阻器组成，在图 18 中采用了差分拓扑。

EMC滤波器是一个单级滤波器，由串联电感和并联接地电容组成。匹配网络由串联和并联电容组成，而在该匹配网络中仅使用了一个并联元件。后边的串联电阻用于Q值的调试。天线由并联电感、并联电阻器和并联电容组成的等效电路替代。接收匹配电路是电容式的，直接连接在天线引脚上。

图18. 差分匹配拓扑



6.1 匹配工具

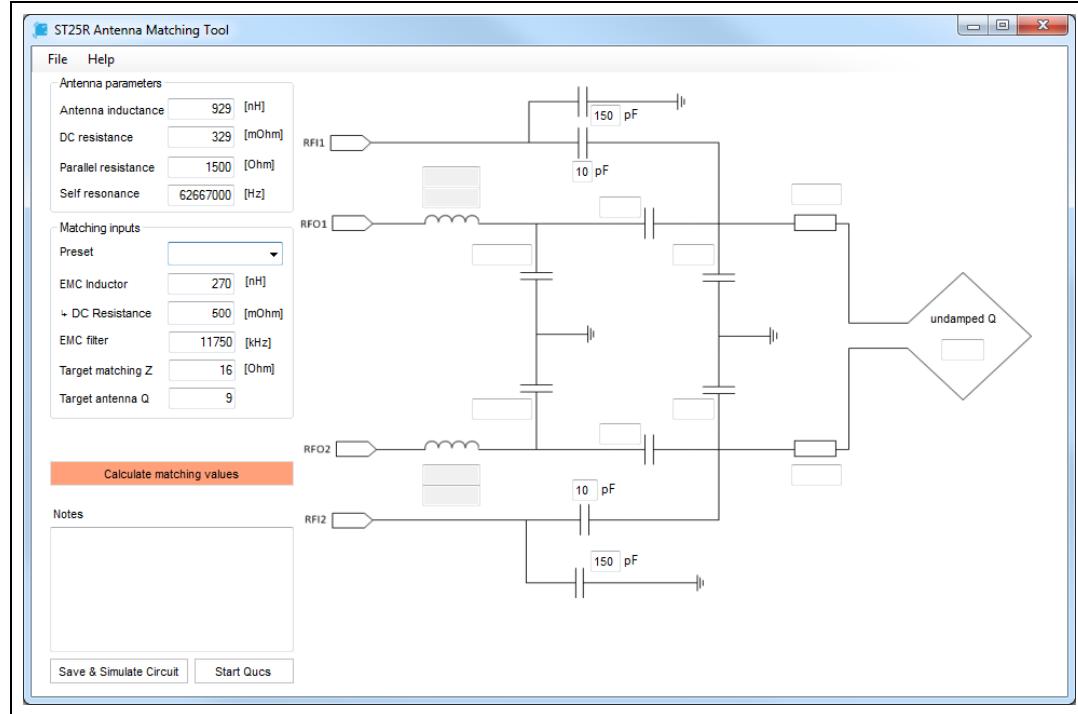
意法半导体的ST25R天线匹配工具简单易用，在测量天线的电气参数后直接进行天线匹配。该工具带有直观的用户界面，可引导用户完成对元件值查找。另外，可以直接从用户界面启动QUCS 电路仿真程序，通过对交流响应，S 参数和瞬态响应的仿真从而验证元件值。

QUCS已集成到ST25R天线匹配工具安装程序中，也可以在<http://sourceforge.net>免费下载（建议使用版本号0.0.18，即集成在ST25R天线匹配工具的版本号）。至于安装路径，请不要使用默认的Windows目录，而是使用C:\Tools\Qucs之类的路径。如要打开匹配工具，请从www.st.com下载可执行文件（STSW-ST25R004）。主窗口如图 19所示。

流程由五个基本步骤组成

1. 填入在1 MHz和自谐振频率下测量的天线参数
2. 选择先决条件，或者自定义条件
3. 定义EMC滤波器滤波线圈电感和直流电阻
4. 输入目标匹配阻抗和目标Q值
5. 计算并仿真运算值

图19. ST25R天线匹配工具 - 主窗口



第一步已经在图 19完成：如第 4.2节所述，已经在输入参数字段中输入了天线参数。

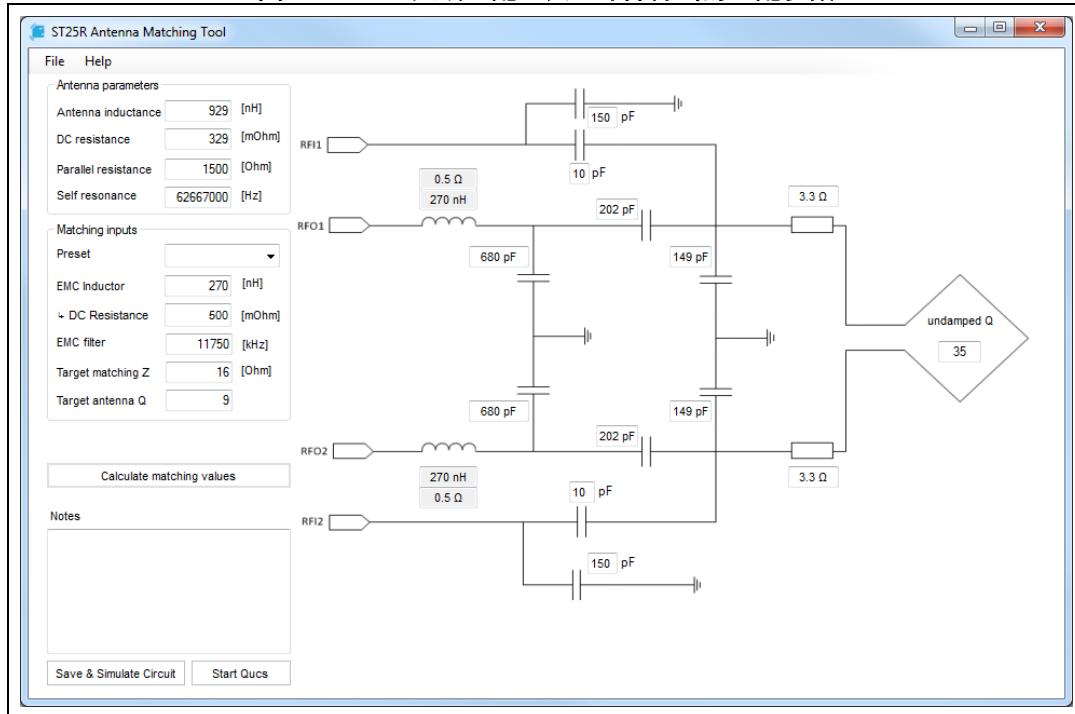
在“先决条件”选项卡中，输入所需的EMC滤波器截止频率、目标匹配阻抗和所需的天线Q值。程序事先定义了三个先决条件，您可以根据应用程序选择其中一个或自定义条件。

第三步是选择EMC滤波器的电感值。

所选的EMC滤波器频率和电感相互影响，可能需要进行调整。基于上述两个输入值，计算得出EMC滤波器电容值。应根据所选EMC电感的电感量，结合电感的直流电阻，可以在电感的数据表中查到这个器件。天线Q值在运算后将在原理图区域显示。如果所需的Q值高于计算的天线Q值，则将显示负阻尼电阻值。

点击“计算”按钮，将计算所有元件值并显示在原理图部分中（图 20）。

图20. ST25R天线匹配工具 - 计算得出的匹配参数



元件的寄生参数（如电容的ESR）和特殊参数不予考虑。

计算完所有值后可以开始结果仿真：点击“仿真电路”，将弹出一个保存对话框，询问是否保存原理图文件。谨慎选择保存路径（取决于读/写权限），建议的位置为：

`%userprofile%\qucs\PROJECT_prj` (PROJECT = 项目名称; _prj = QUCS后缀)

如果需要加载原理图文件以继续仿真，可以按“启动Qucs”按钮来启动QUCS。如果文件保存在上述位置，QUCS将自动在项目面板中查找并显示所需文件。

6.2 仿真

如果启动了QUCS，并且原理图文件已被相应的保存了，则QUCS将自动加载原理图。如果情况并非如此，请使用文件打开对话框加载原理图。

QUCS使用原理图文件建立仿真模型，并在文件中显示仿真结果。先前计算的值将在保存时自动显示在QUCS原理图模板中。

组件值和仿真参数列于表格的顶部，该表格还包含显示文件/视图所需的公式。强烈建议仅在“元件 - 值”部分中更改元件值，而不要更改仿真模型。[图 21](#) 显示天线参数，与先前计算的值非常相似。

图21. 仿真参数

Simulations				Antenna - Trim			
AC-Simulation				Gleichung			
AC1 Type=lin Start=1 MHz Stop=28 MHz Points=1001 Noise=no				Eqn10 trm3=56 p trm2=27 p trm1=12 p trm0=5.6 p			
TR1 Type=lin Start=0 Stop=4 us Points=1024				Eqn9 Ctrimpara3=1.5 p Ctrimpara2=1.5 p Ctrimpara1=1.5 p Ctrimpara0=1.5 p			
S-Parameter Simulation				Eqn8 Rtrim3=5e5 Rtrim2=5e5 Rtrim1=5e5 Rtrim0=5e5			
SP1 Type=lin Start=1 MHz Stop=30 MHz Points=1001				on = 14, off = 5e5 on = 25, off = 5e5 on = 50, off = 5e5 on = 100, off = 5e5			
Component- Values				Capacitive Voltage Divider			
Gleichung Eqn17 Zmatch=50 Zrf=1 AnalogSupplyVoltage=5 Zrf_diff=Zrf+Zrf Vsp_RF=AnalogSupplyVoltage-0.25				Gleichung Eqn2 V_rfIn=V_rf.Vt + 1.5			
AC Equations				Impedance Calculation			
Gleichung Eqn7 magZin=mag((V_in_ac.v)/Pr13.i)				Gleichung Eqn1 Ztzoz=value(rtoz(S[1,1].P1.Z),13560000)			
Gleichung Eqn3 mag_V_out=mag((V_out_ac.v))				Gleichung Eqn24 dBS11=dB(S[3,3]) dBS21=dB(S[4,3]) rmmag=mag((V_rf_ac.v))			
Gleichung Eqn5 phaseZin=phase((V_in_ac.v)/Pr9.i) phaseCapDiff=phase((V_rf_ac.v)/Pr13.i) phaseCapDiffPhaseCapDiff=phaseDiff - phaseZin+180 phaseZemc=phase((V_emc_ac.v)/Pr9.i) phaseZout=phase((V_out_ac.v)/Pr9.i)				Gleichung Eqn16 Q=xvalue(dBS21,max(dBS21))/abs(xvalue(dBS21,(max(dBS21-3))-xvalue(dBS21,max(dBS21))))^2			
S-Parameter Equations							

6.2.1 模型

使用三个模型来执行仿真：

1. S参数模型（[图 22](#)）用于在史密斯圆图中计算目标匹配阻抗。50Ω作为归一化阻抗，用作矢量网络分析仪中测量结果的比较。仿真结果如[图 25](#)所示。
2. 瞬态仿真（[图 23](#)）在OOK模式下检查波形，通过计算射频输入口的电压从而确定电容分压器的值。芯片输出驱动器预设输出阻抗为2Ω。测试结果如[图 27](#)所示。
3. 交流仿真（[图 24](#)）是在芯片输出级驱动器阻抗为2Ω的条件下，计算反射和传输系数（S11和S21）。用于计算Q值、RFO和RFI间的相位差，并监测天线和EMC滤波器级的谐振频率之间的关系。结果见于[图 25](#)和[图 27](#)中。

[图 22](#) 显示S参数模型，“元件 - 值”和“天线 - 参数”区域显示于[图 21](#)。此处的赋值自动链接到所有三个模型。

S参数和AC模型之间的差异在于电源的阻抗。

在测量阻抗（S参数测量）时，匹配网络和天线由此矢量网络分析仪供电。在大多数情况下，VNA的阻抗为50Ω，因此S参数模型的源阻抗必须为50Ω。

注： ST25R3916的AAT电路不适用于仿真工具。ST25R天线匹配工具是一种通用工具，可以与不同的高频读卡器芯片配合使用。

瞬态模型由两个周期性矩形电压脉冲源供电。每个源代表一个单端驱动级。可以通过设置 Z_{RFO} 来定义驱动级的输出电阻。

交流仿真模型用仿真匹配网络在正常操作期间的情况，因此交流电源的源阻抗必须与芯片阻抗相关。可以通过该仿真计算反射系数（S11）和正向传输系数（S21），以及相位和幅度特性。最后，结果显示在新选项卡中。还可以进行诸如参数扫描等更多仿真。

图22. S参数模型

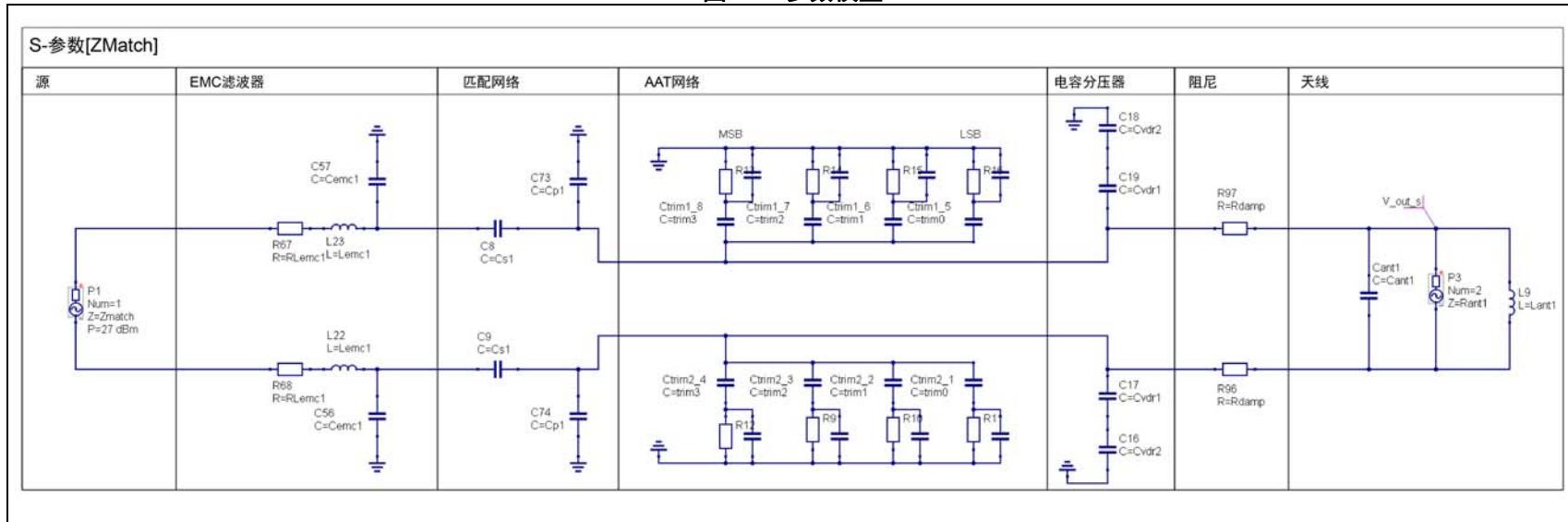


图23. 瞬态仿真

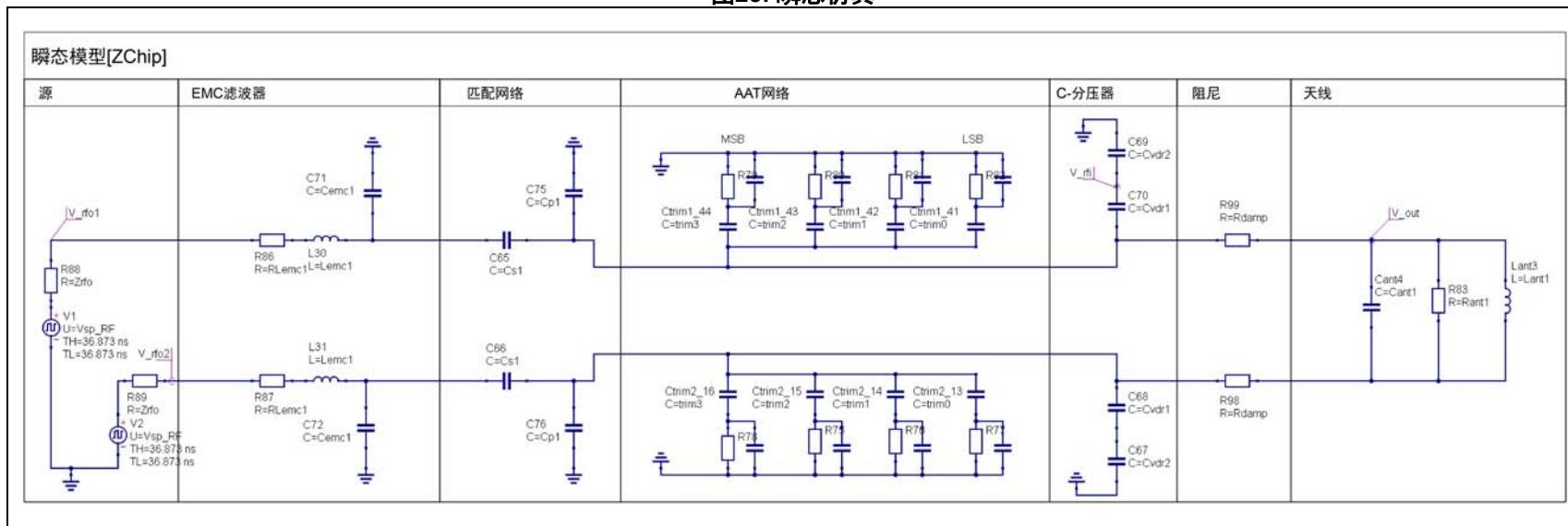
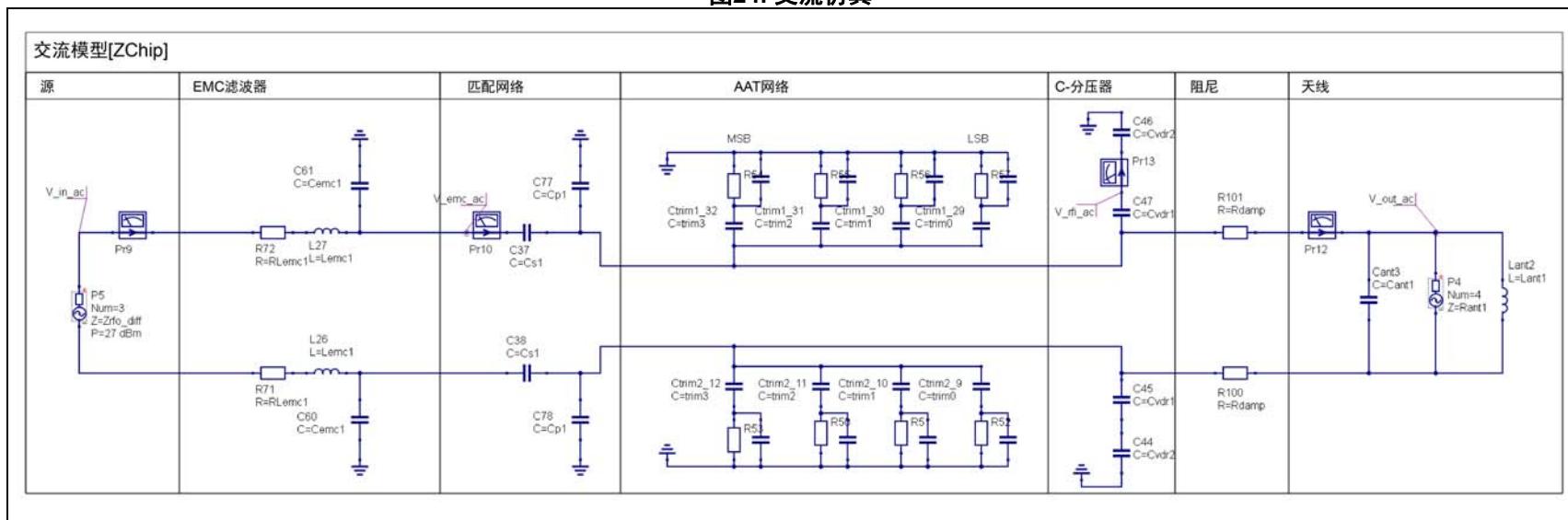


图24. 交流仿真

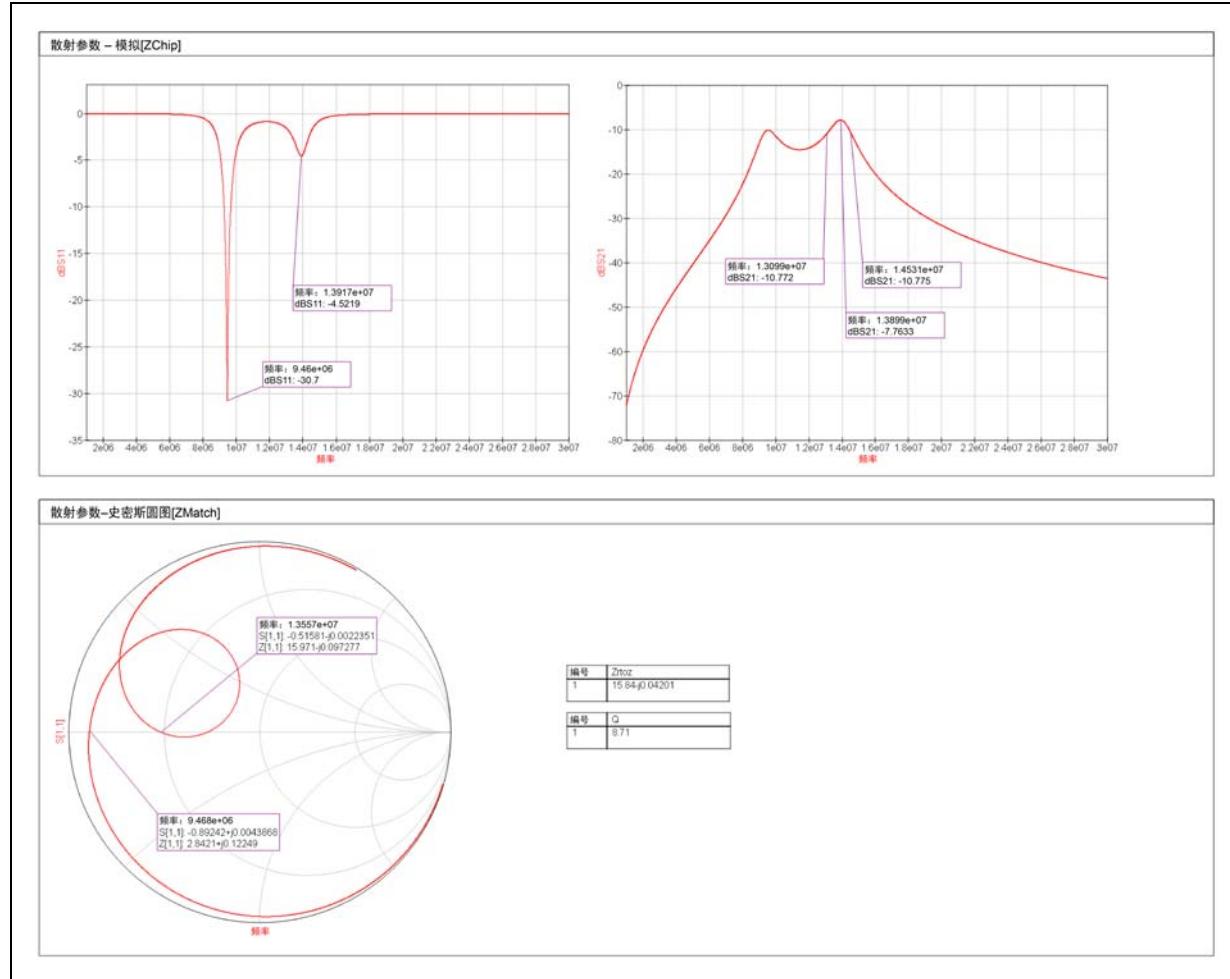


6.2.2 结果

在Eqn4（图21中的S参数等式框）中计算了传输函数dB [S11]和dB [S21]。该等式使用交流仿真模型的端口3和4，表示RFOx引脚上的反射功率dB [S11]。更好地匹配ST25R3916驱动级和匹配网络，可以减少反射的功率。在我们的例子中，输出电阻设置为 2Ω 差分，匹配网络调整为 $15.97 - j 0.042 \Omega$ 。

图25显示了正向传输功率在频率上的衰减。史密斯圆图显示不同频率下匹配网络加上天线的阻抗。如果曲线与实轴相交，则虚部为零，电路处于谐振状态。在当前的例子中，匹配网络的谐振频率为13.57MHz，该频率下电路的复阻抗为 $15.97 - j 0.042 \Omega$ 。通常VNA的阻抗都是 50Ω ，因此该图须与VNA的测量值匹配。

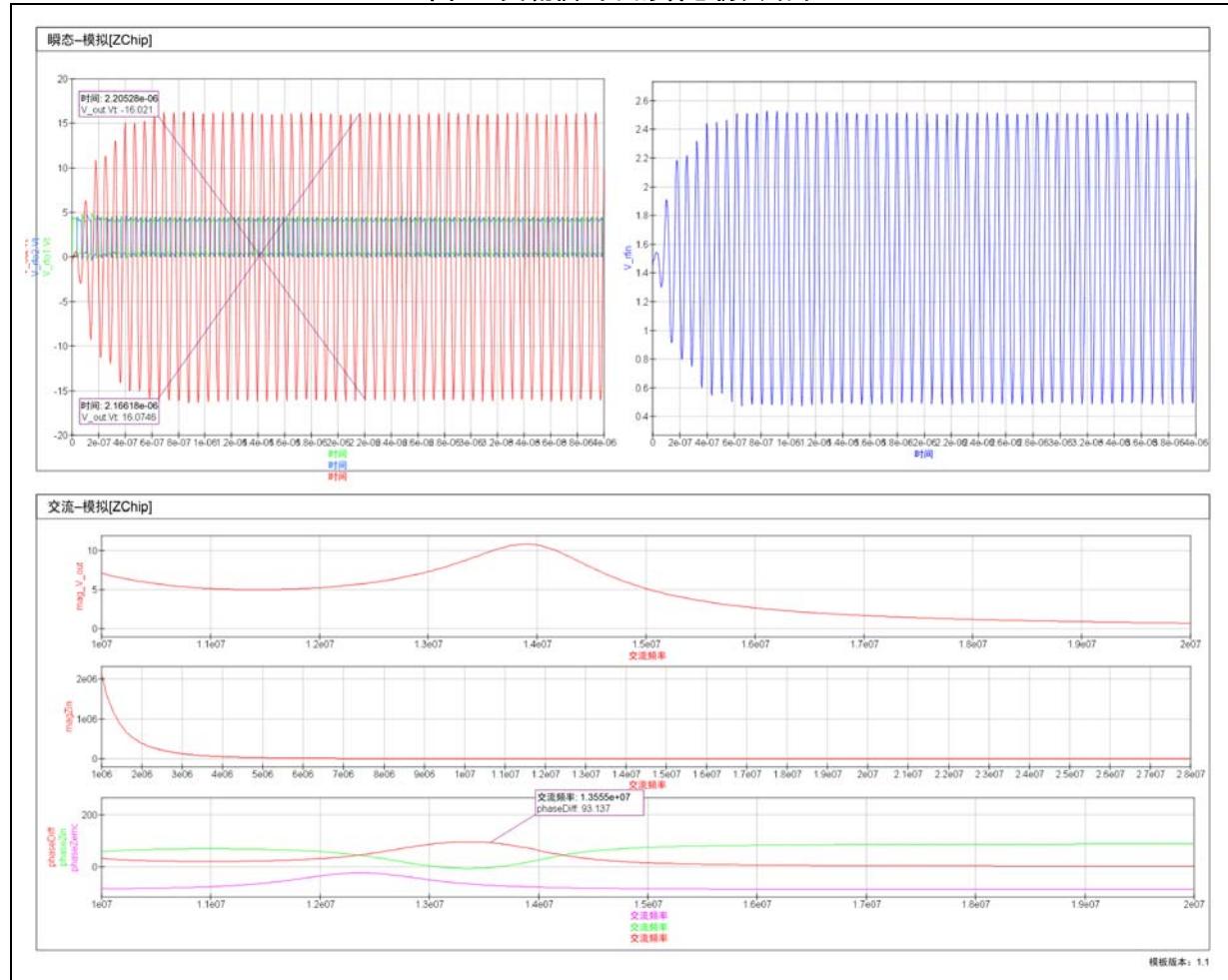
图25. 交流模式下的S参数仿真结果



Q值仿真的结果根据dB [S21]结果计算得出。

作为瞬态仿真的结果，我们可以看到天线电压和RFIx引脚电压的波形。Eqn2（图21中的电容分压器栏）描述了RFIx引脚的电压如何偏置到AGD电平（模拟参考电压）。输入电压不得超过3 V_{PP}。在图26的下部，显示了天线电压的幅度和匹配阻抗，以及RF0x和RFIx引脚之间的相位差（phasediff）。

图26. 交流模式下的瞬态仿真结果



6.3 匹配网络状态

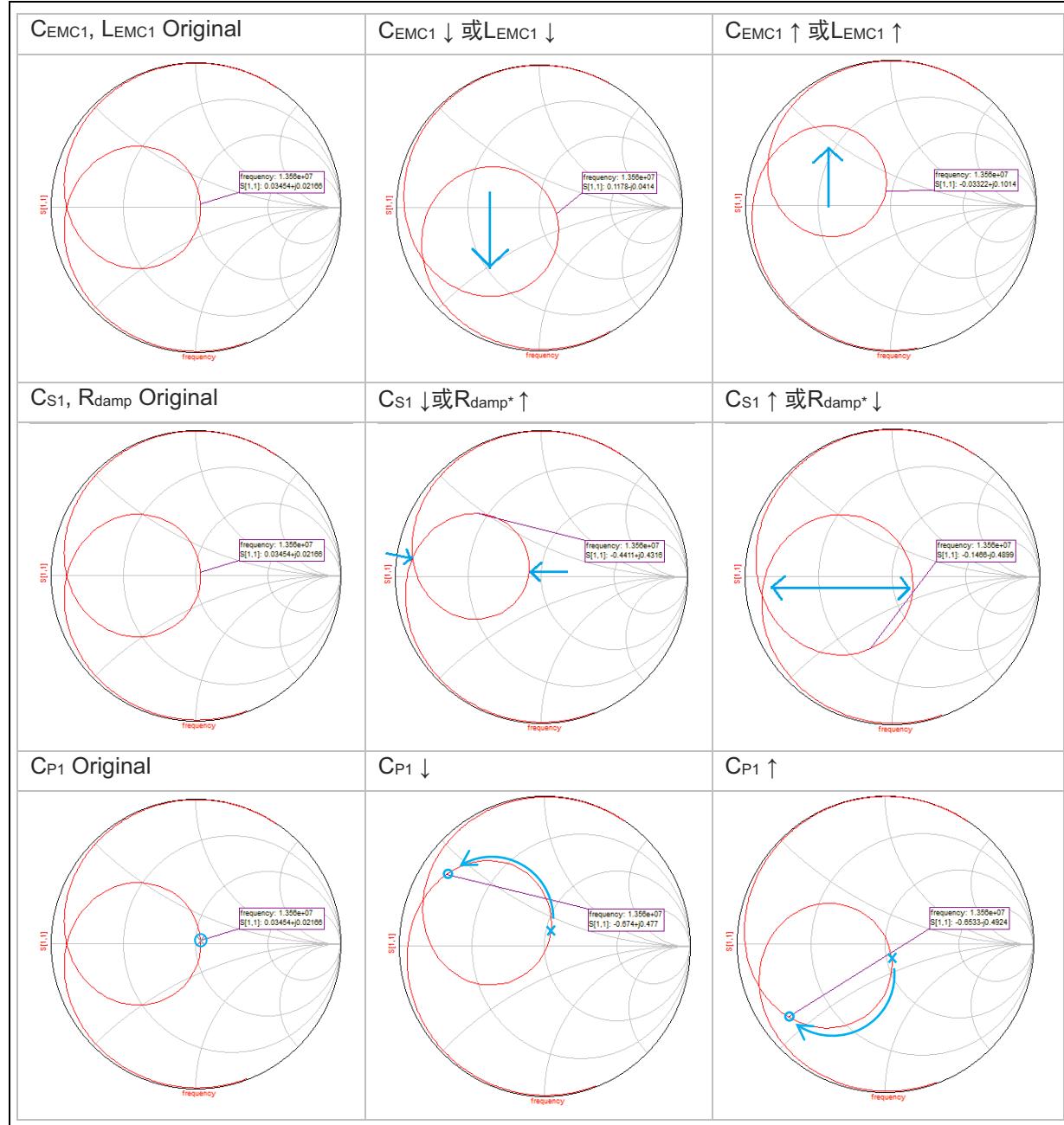
由于仿真并不总是与实际情况相匹配，因此可能需要进行一些微调。

图27显示了更改某些元件时匹配网络的状态。

请注意，R_{damp}仅对串联电阻有效；对于并联电阻，作用则相反。

更改元件时，可能会出现其他影响。例如，更改串联电容会改变谐振曲线的直径，但也会改变谐振频率，这与更改并联电容的情况相似。

图27. 匹配电路的微调



7 设计验证

本节介绍天线设计的验证，解释了时序参数、Q值和目标匹配阻抗的测量。

7.1 PCD RF模拟参数测量

为确保读卡器系统的正确操作和互操作性，必须根据所需标准（例如ISO 14443或EMV非接触式）执行所有测量。例如，要针对ISO 14443非接触式标准进行测试时，必须使用ISO/IEC 10373-6中定义的接近式卡的ISO做参考。

使用示波器环路验证RF信号参数仅提供信号形式的初步测量，不会产生任何有意义或可比较的测量结果。

[图 28](#)、[图 29](#)和[图 30](#)分别为参考接近式卡测量A型卡106 kbit/s、B型卡106 kbit/s和FeliCa™的截图。

图28. ISO 14443 A型卡波形测量

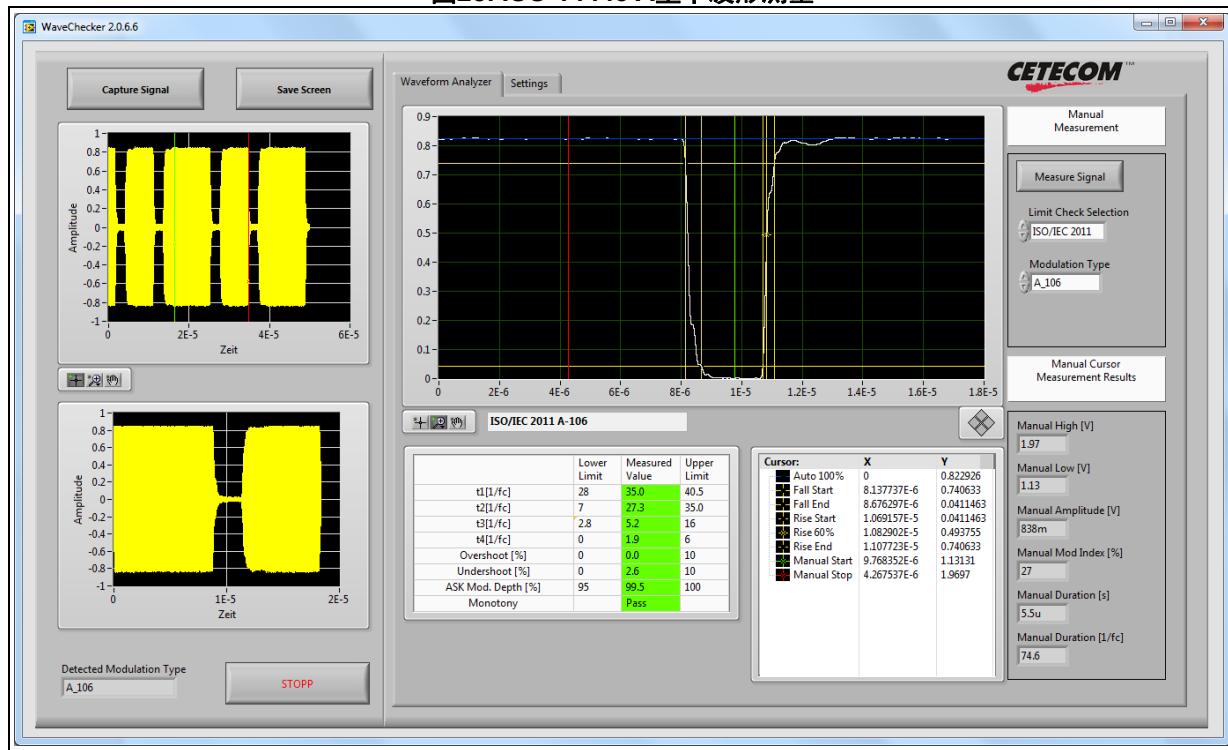


图29. ISO 14443 B型卡波形测量

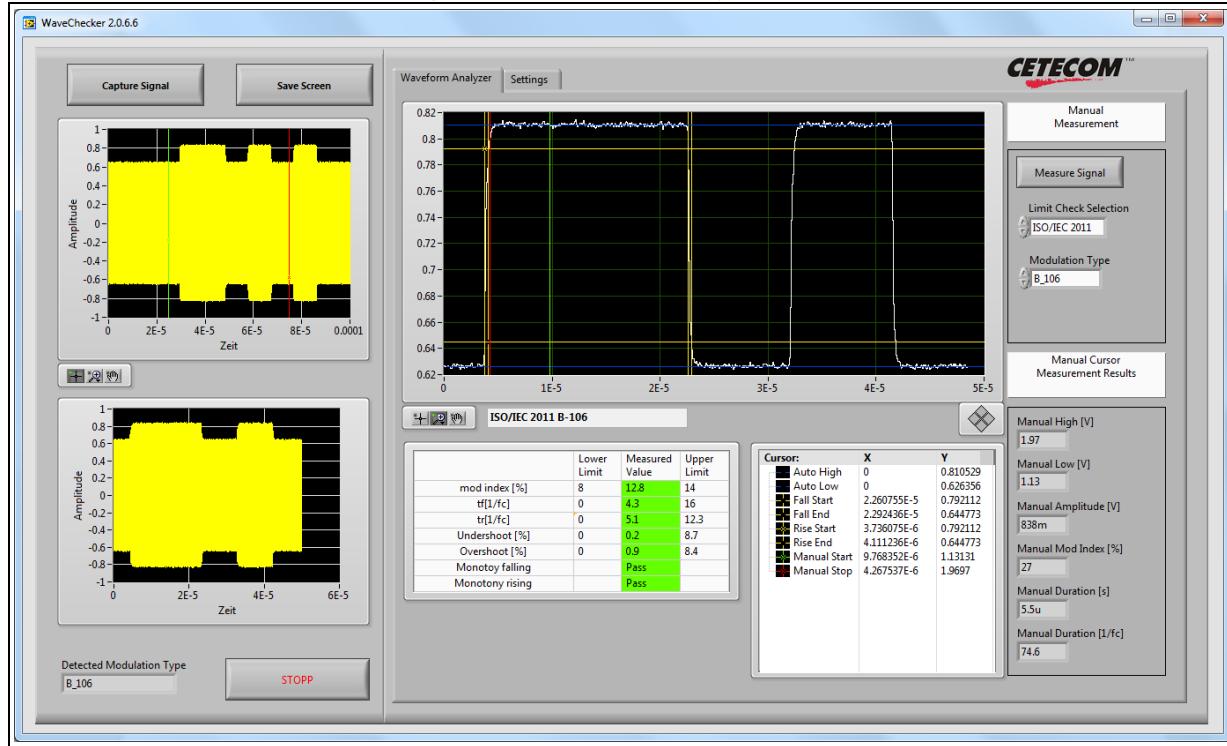
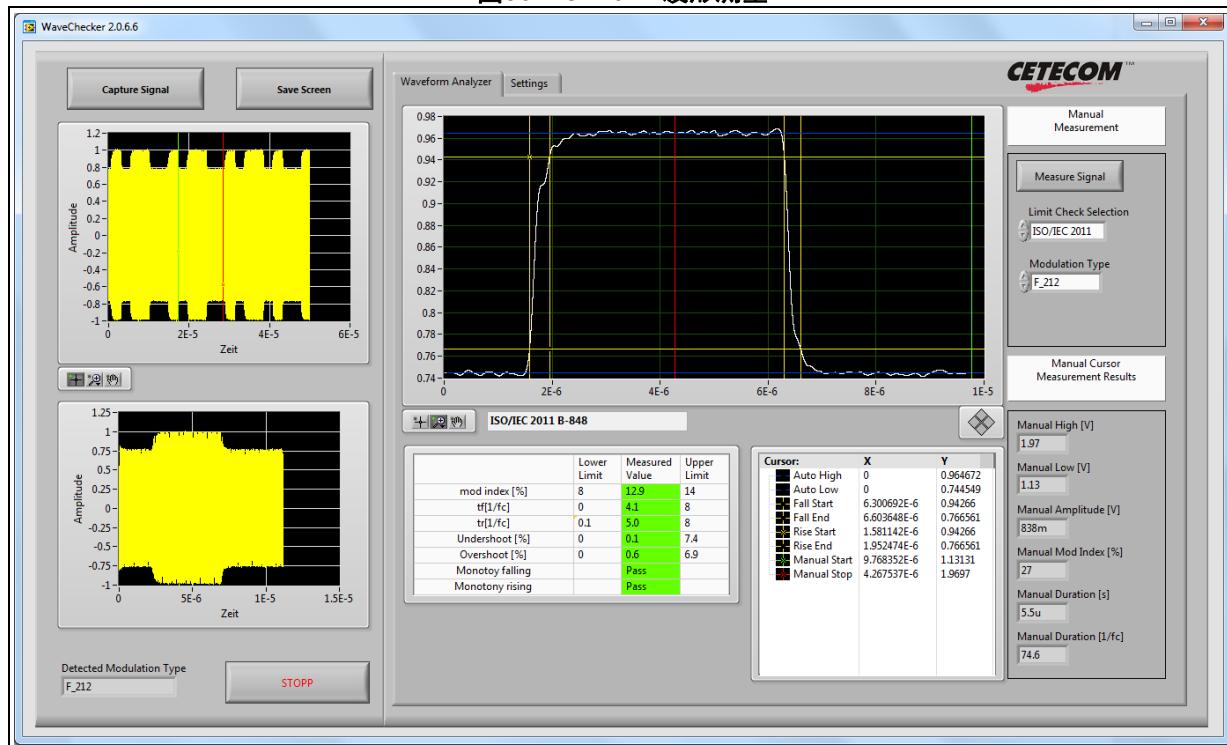


图30. FeliCa™ 波形测量



7.2 时域中Q值的验证

谐振波形包络线的下降沿和上升沿可以使用指数函数进行计算：

$$Q_f = 2 \pi f_{work} [(t_1 - t_2) / (\ln 0.9 - \ln 0.05)]$$

$$Q_r = 2 \pi f_{work} [t_3 / (\ln 0.9 - \ln 0.05)]$$

通过求 Q_f 和 Q_r 的平均值得出总Q值，即， $Q = (Q_f + Q_r) / 2$

7.3 频域中Q值的验证

可以使用矢量网络分析仪和ISO10373-6的1-3类校准线圈测量Q值。

根据以下步骤：

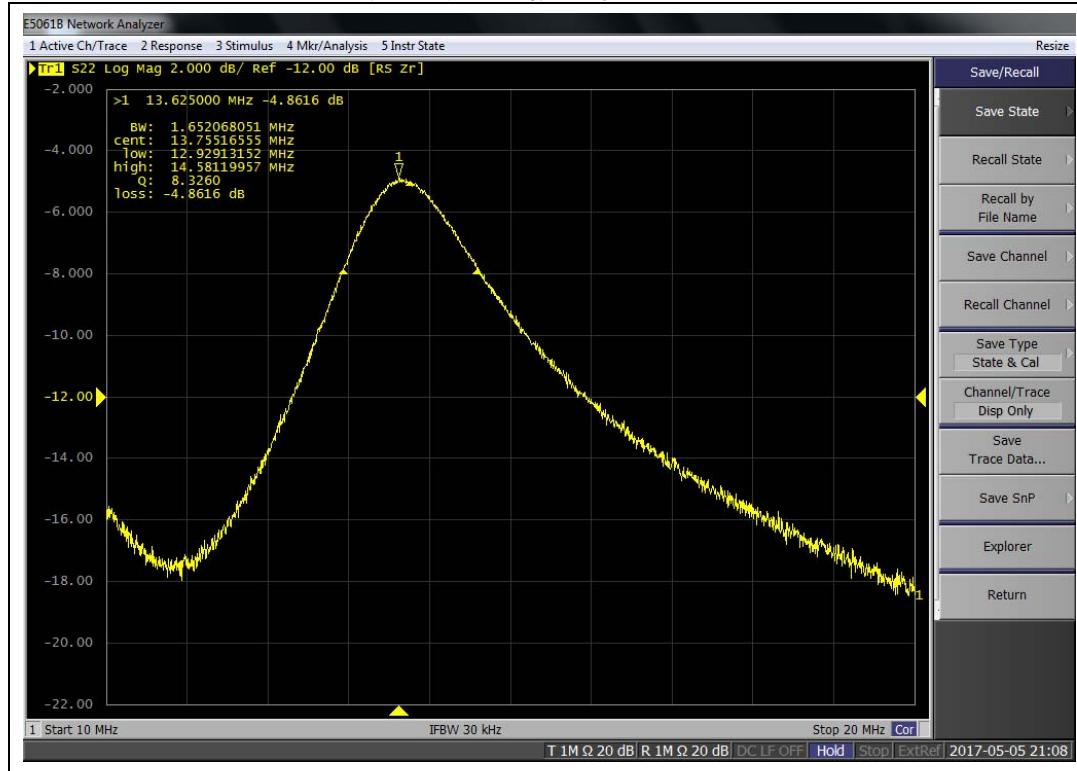
1. 在10到20 MHz的扫频范围内，对网络分析仪进行校准
2. 以幅度的形式显示S11的测量结果。
3. 校准线圈连接至矢量网络分析仪。
4. 线圈“短路”校准并转换为“反射形式的Z函数”。
5. 设置标记1，启用带宽/Q值测量。
6. 将接近式耦合设备天线放在测量线圈上。

注：如果读卡器已通电，请确保输出驱动器设置为高阻抗，以避免高功率传输到矢量网络分析仪端口，从而损坏VNA。

7. 在RFO引脚之间放置一个2Ω电阻器，以用来模拟工作期间的芯片电阻。
8. 按“最大搜索”，将标记对准接近式耦合设备天线的谐振频率峰值。

[图 31](#) 显示测量结果。

图31. 使用网络分析仪测量Q值



7.4 目标匹配阻抗的测量

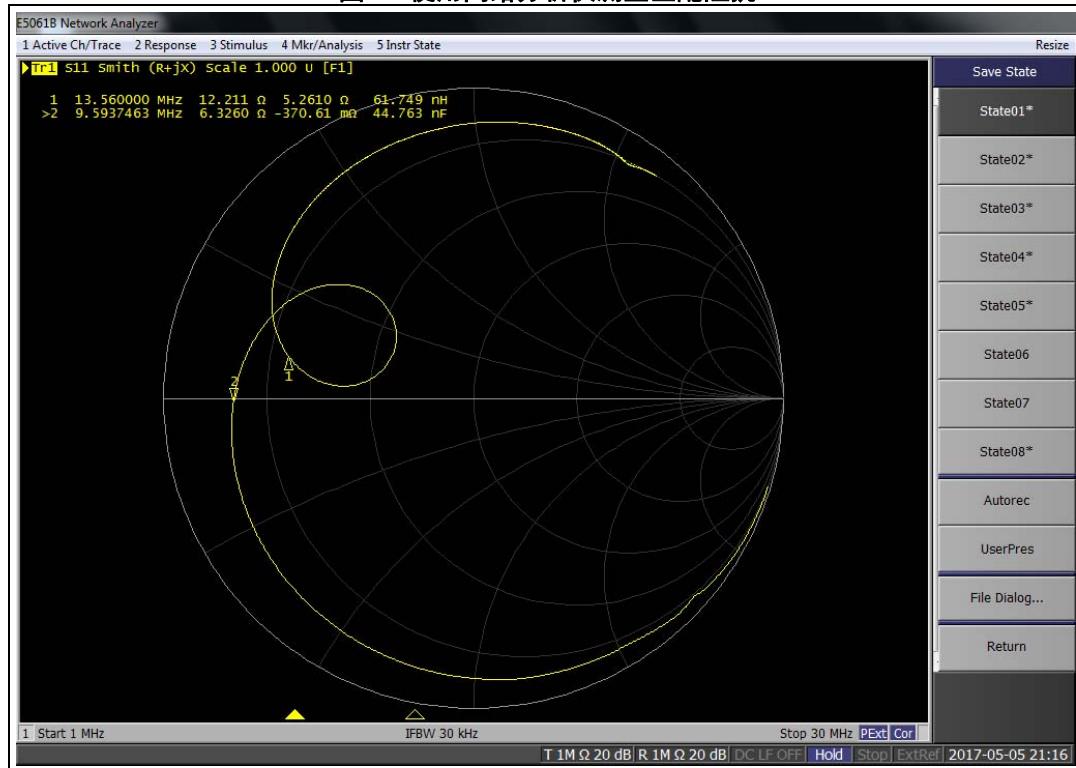
必须在天线置于其最终位置的情况下测量读卡器系统的匹配阻抗。需用到要网络分析仪，且必须按照第 4.1 节中所述进行配置。

注：如果读卡器已上电，请确保寄存器 0x28 设置为 0xF，以避免向 VNA 端口传输高功率。

以差分方法测量目标匹配阻抗。

与仿真结果相比，此测量结果（参见图 32）令人满意。

图32. 使用网络分析仪测量匹配阻抗



8 结论

本文档描述了ST25R3916天线的基本设计和调试过程。

本文有助于用户定义读卡器的输出功率，确定用于匹配网络的EMC电感等器件的规格。还指导天线参数的测量，以及匹配网络的计算和仿真。

最后一部分是专门介绍基本的设计验证的步骤，以确保匹配网络被正确的定义。

9 版本历史

表3. 文档版本历史

日期	版本	变更
2019年1月25日	1	初始版本。
2019年2月26日	2	文档发布范围由意法半导体机密信息更新为意法半导体公开展示。

表4. 中文文档版本历史

日期	版本	变更
2020年11月3日	1	中文初始版本。

重要通知 - 请仔细阅读

意法半导体公司及其子公司（“ST”）保留随时对 ST 产品和 / 或本文档进行变更、更正、增强、修改和改进的权利，恕不另行通知。买方在订货之前应获取关于 ST 产品的最新信息。ST 产品的销售依照订单确认时的相关 ST 销售条款。

买方自行负责对 ST 产品的选择和使用，ST 概不承担与应用协助或买方产品设计相关的任何责任。

ST 不对任何知识产权进行任何明示或默示的授权或许可。

转售的 ST 产品如有不同于此处提供的信息的规定，将导致 ST 针对该产品授予的任何保证失效。

ST 和 ST 徽标是 ST 的商标。若需 ST 商标的更多信息，请参考 www.st.com/trademarks。所有其他产品或服务名称均为其各自所有者的财产。

本文档中的信息取代本文档所有早期版本中提供的信息。

© 2020 STMicroelectronics - 保留所有权利