

一种自动天线阻抗匹配 CMOS 电路的设计

张力[†], 徐兴

(湖南大学 物理与微电子科学学院, 湖南长沙 410082)

摘要:为了解决小型化天线阻抗匹配时由于电感的精度不足导致阻抗匹配效果变差的问题,提出一种自动天线阻抗匹配的 CMOS 电路.首先,提出了一种新型阻抗匹配方法,该方法通过在天线的输入端与末端添加电容的方式来实现阻抗匹配.然后,通过将匹配的电容进行集成,提出一种片上自动阻抗匹配电路,通过功率检测电路和峰值检测电路来判断天线的输入功率的大小,通过电容扫描电路和程控电容来改变天线的输入阻抗.通过该电路,天线可以自动调节输入阻抗来匹配源端的输出阻抗,以获得最大的输入功率.该电路省去了使用网络分析仪调节阻抗匹配的步骤,从而可以降低测试环境的变化对阻抗匹配的影响,降低了射频功率放大器输出阻抗的设计要求,可以通过设计匹配电容的精度来改变阻抗匹配的精度.

关键词:微带天线;阻抗匹配(电气);互补金属氧化物半导体集成电路

中图分类号:TN492

文献标志码:A

Design of an Automatic Antenna Impedance Matching CMOS Circuit

ZHANG Li[†], XU Xing

(School of Physics & Electronics, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: In order to solve the problem that the performance of impedance matching deteriorates due to the insufficient precision of the inductor in miniaturized antenna impedance matching, a complementary metal-oxide-semiconductor (CMOS) circuit for automatic antenna impedance matching is proposed. Firstly, a new impedance-matching method is proposed, which realizes impedance matching by adding capacitors to the input and end of the antenna. Then by integrating the matched capacitors, an automatic impedance matching circuit is proposed. The main principle is to judge the input power of the antenna through the power detection circuit and the peak detection circuit and to change the input impedance of the antenna through the capacitor scanning circuit and the capacitor controlled by the program. The innovation of the circuit is also reflected in removing the step of adjusting impedance matching using a network analyzer, so as to reduce the influence of test environment change on impedance matching. The design requirements of the output impedance of the RF power amplifier are reduced. The precision of impedance matching can be changed by designing the precision of matching capacitors.

Key words: microstrip antennas; impedance matching (electric); complementary metal-oxide-semiconductor (CMOS) integrated circuits

* 收稿日期:2022-01-10

基金项目:湖南省自然科学基金青年基金资助项目(2019JJ50073), Natural Science Foundation of Hunan Province (2019JJ50073); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(531118010110), Fundamental Research Funds for the Central Universities (531118010110)

作者简介:张力(1988—),男,湖南株洲人,湖南大学助理教授

[†] 通信联系人, E-mail: li_zhang@hnu.edu.cn

随着无线设备的小型化,小型化天线受到越来越广泛的关注.印刷天线由于其便利性也受到广泛关注,设计出了倒“L”天线、倒“F”天线、蛇形天线等^[1].在小型化天线设计中,由于天线区域较小,需要将天线反复弯折来达到一定的谐振长度,比如四分之一波长,这将导致天线有效长度变短,天线的谐振频率远高于实际工作频率,并且导致天线的阻抗较差,可能与 50 Ω 相差甚远,所以往往需要添加 LC 匹配网络,来实现天线与源端的阻抗匹配^[2].然而,用于阻抗匹配的电感的值可能较大,在实际使用中由于电感精度的问题容易导致阻抗匹配的效果不佳^[3-4].实际上,进行阻抗匹配时需要使用网络分析仪,而馈线的加载以及测试环境的变动都能导致天线阻抗的变动,从而导致正常工作状态下阻抗匹配效果变差.如果无线设备能够自动阻抗匹配以适应环境的改变,将是十分有利的^[5].

本文首先提出了一种仅使用电容的阻抗匹配方式,给出了该种阻抗匹配方式的理论推导证明,并且通过了软件仿真和实际网络分析仪的验证.因为在片上集成电容是很简单的,所以提出了一种片上自动阻抗匹配的电路,其原理为通过改变电路内部的程控电容来实现阻抗匹配,以及通过输入天线的功率大小来判断阻抗匹配的好坏,最终得到最佳的阻抗匹配.

1 仅用电容的阻抗匹配方式

1.1 天线阻抗模型

小型化单极子印刷天线等效阻抗模型如图 1 所示.图 1 中, R_0 为天线的等效辐射电阻和损耗电阻的总和, L_0 为等效电感, G_0 为等效电导, C_0 为等效电容.由于 G_0 一般很小,则可忽略 G_0 的影响.

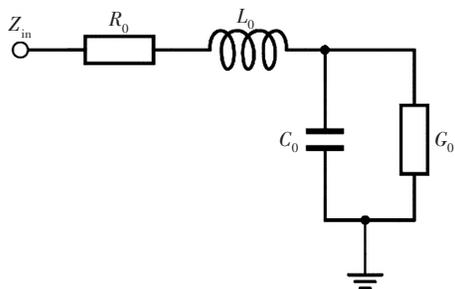


图 1 小型化单极子印刷天线等效阻抗模型
Fig.1 Equivalent impedance model of miniaturized monopole printed antenna

当源阻抗为 50 Ω、天线的电抗为 0 时,天线的谐振频率 f_0 为:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}} \quad (1)$$

1.2 降低小型化天线谐振频率

对于小型化天线,由于天线尺寸小,天线的谐振频率一般远高于目标频率,所以在天线末端添加一电容 C_1 ,则可以大大降低天线的谐振频率,如图 2 所示.

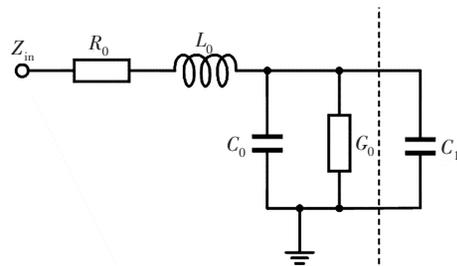


图 2 天线末端匹配电容

Fig.2 Matching capacitance at the ends of the antenna

天线的等效输入阻抗 Z_{in} 为:

$$Z_{in} = R_0 + jX = R_0 + j\left(\omega L_0 - \frac{1}{\omega(C_0 + C_1)}\right) = R_0 + j\sqrt{\frac{L_0}{C_0 + C_1}}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \quad (2)$$

其中天线的等效电抗 X 为:

$$X = \omega L_0 - \frac{1}{\omega(C_0 + C_1)} \quad (3)$$

谐振角频率 ω_0 为:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0(C_0 + C_1)}} \quad (4)$$

谐振频率 f_0 为:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0(C_0 + C_1)}} \quad (5)$$

虽然添加末端电容 C_1 ,降低了天线的谐振频率,但是由于小型化天线的 R_0 较小,一般只有几欧姆甚至更小,与源阻抗 50 Ω 相差较大,所以天线并不能得到源端最大的输出功率.为了使得天线得到源端最大的输出功率,还须将天线的阻抗匹配至 50 Ω^[6].

1.3 调节天线阻抗

在天线的输入端匹配电容 C_2 ,在适当的 C_1 、 C_2 下可调节天线的阻抗至 50 Ω,如图 3 所示.由式(2)可知,A 点处天线的输入阻抗 Z_a 为:

$$Z_a = R_0 + jX = \frac{(R_0 + jX)(R_0 - jX)}{(R_0 - jX)} = \frac{1}{\frac{R_0}{R_0^2 + X^2} - j\frac{X}{R_0^2 + X^2}} = \frac{1}{R_c + X_c} \quad (6)$$

式中: R_c 为等效电导; X_c 为等效电纳.

$$R_c = \frac{R_0}{R_0^2 + X^2}, X_c = -j\frac{X}{R_0^2 + X^2} \quad (7)$$

式(6)是将天线的阻抗进行了如图4所示的等效变换^[7].

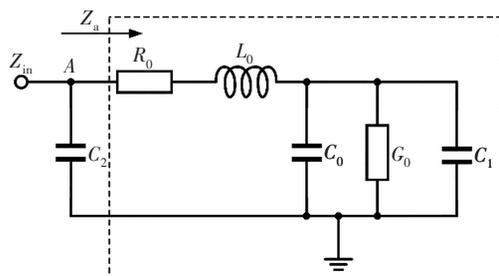


图3 天线输入端匹配电容

Fig.3 Matching capacitance at the input of the antenna

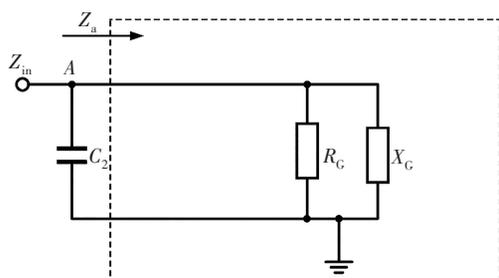


图4 天线阻抗诺顿等效模型

Fig.4 Norton equivalent model of antenna impedance

欲将天线阻抗匹配至 50Ω , 只需满足:

$$R_c = \frac{R_0}{R_0^2 + X^2} = \frac{1}{50} \quad (8)$$

$$X_c = -j\frac{X}{R_0^2 + X^2} = j\frac{1}{\omega C_2} \quad (9)$$

式中: ω 为天线工作角频率.

联立式(3)和式(8)可以计算出 C_1 的值, 联立式(3)和式(9)可以计算出 C_2 的值. 这里不作过多的计算, 因为只需证明, 在给定一小型化天线(天线谐振频率远大于工作频率)的前提下, 通过调节输入端和末端匹配电容的方式, 能够调节天线的输入阻抗, 来实现阻抗匹配(并没有要求源端阻抗一定要为 50Ω . 如果源端阻抗非 50Ω , 只需将式(5)的 Z_{in} 设置为与当前源端阻抗对应的共轭值^[8], 再求解 C_1 、 C_2 即可). 该结论已经得到了 HFSS 软件和实际网络分析仪测试的验证, 这里不再赘述.

1.4 新型匹配对天线带宽的影响

在源阻抗、工作频率、天线阻抗和阻抗匹配方式已经确定的条件下, 用于阻抗匹配元件的值可以通过计算得到. 同样, 天线的带宽也可以通过计算得到^[9].

一般地, 天线的带宽指的是 $S_{11} \leq -10 \text{ dB}$ 的带宽. 当 $S_{11} = -10 \text{ dB}$ 时, 电压反射系数 $\Gamma = 0.32$, 即

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_s}{Z_L + Z_s} = 0.32 \quad (10)$$

将匹配后的天线阻抗 Z_L 和源阻抗 Z_s 代入式(10), 可以计算出 $S_{11} = -10 \text{ dB}$ 时的频率 f_H 、 f_L . 天线的带宽 B 为:

$$B = f_H - f_L \quad (11)$$

这样虽然可以求解出天线带宽与源阻抗、工作频率和天线阻抗的关系, 但是求解出来的公式比较复杂, 且无法直观地分析匹配方式对带宽的影响. 拟用软件仿真的方法来对比“L”型匹配与新型匹配下天线带宽的差异, 软件仿真典型个例虽然无法证明一般性规律, 但是由于本文具体研究小型化天线, 小型化天线的阻抗是呈现出一定的特性的, 均位于 Smith 图中的右下部分位置, 于是可以由典型的个例仿真中总结出一般的规律.

设定源阻抗为 50Ω , 工作频率为 433 MHz , 天线等效阻抗 $R_0 = 10 \Omega$ 、 $L_0 = 80 \text{ nH}$ 、 $C_0 = 1 \text{ pF}$, 忽略 G_0 . “L”型匹配电路如图5所示, 仿真得到的天线带宽为 7.4 MHz . 新型匹配电路如图6所示, 仿真得到的天线带宽为 13.7 MHz .

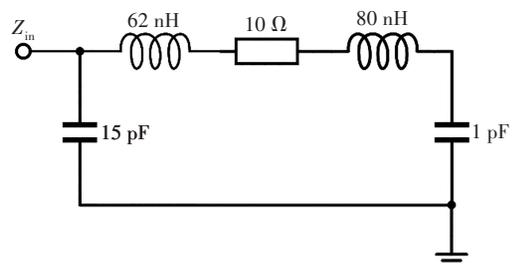


图5 “L”型匹配电路

Fig.5 “L” type matching circuit

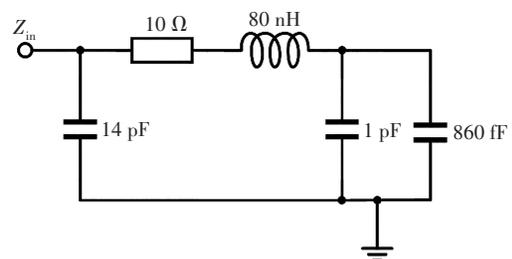


图6 新型匹配电路

Fig.6 New matching circuit

采用同样的方法,当天线等效阻抗为 $R_0=10\ \Omega$ 、 $L_0=20\ \text{nH}$ 和 $C_0=3\ \text{pF}$ 时,“L”型匹配的天线带宽为 20.5 MHz,新型匹配的天线带宽为 55.2 MHz. 由此可知,新型匹配的天线带宽比“L”型匹配下的带宽要宽,天线等效阻抗中的等效电感越大,天线带宽越窄. 这是因为对于一个谐振电路来说,电感值越大,电路的谐振电路的品质因数越高,带宽也越窄,而“L”型匹配增加了电感,所以天线的带宽更窄.

1.5 实际匹配示意图

实际匹配示意图如图 7 所示. 天线的输入端与末端均要接到芯片的引脚上,芯片内部使用片上电容来进行匹配.

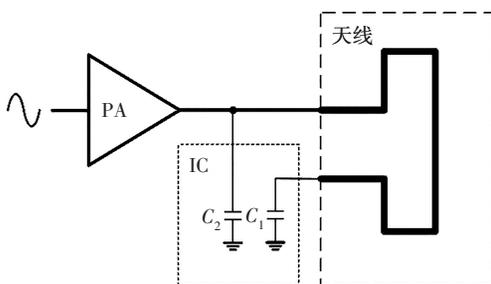


图 7 实际匹配示意图

Fig.7 Actual matching diagram

因为在片上集成电容是很简单的,而新型匹配方法仅使用电容就完成了天线与源端的阻抗匹配,这就为片上的自动调节阻抗匹配奠定了基础. 因此,本文提出了一种功率放大器 PA (Power Amplifier) 到天线之间的片上自动阻抗匹配电路设计.

2 片上自动阻抗匹配电路的设计

2.1 电路架构

图 8 为自动阻抗匹配电路架构图. 该电路架构主要包括功率检测电路、峰值检测电路、电容扫描电路、程控电容、偏置电路以及逻辑电路. 其基本工作原理为: 电容扫描电路通过改变程控电容的值,来调节 PA 与天线之间的阻抗匹配,通过输入天线的功率大小来反映阻抗匹配的好坏. 天线功率检测电路产生与天线的输入功率大小呈正相关的电压,峰值检测电路通过判断天线功率检测电路产生的电压的峰值,从而帮助电容扫描电路判断得到阻抗匹配最佳时程控电容的值.

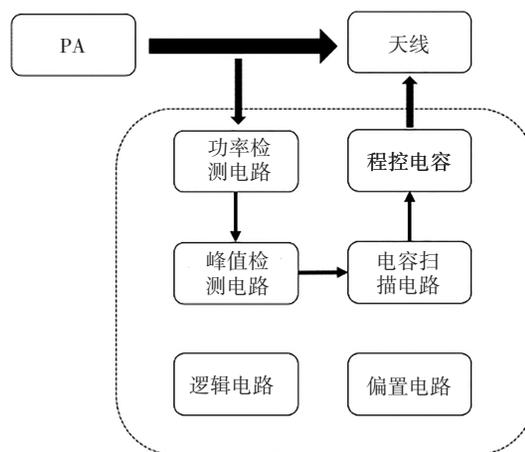


图 8 自动阻抗匹配电路架构图

Fig.8 Schematic diagram of automatic impedance matching circuit

2.2 天线功率检测电路

图 9 为天线功率检测电路,该电路通过 CH 充电、SH 采样、DCH 放电逻辑控制对电容充放电. V_i 经过电容 C_0 耦合至 P_0 的栅极,此时 P_0 等效为一个受控电流源,其电流大小为 I_1 ,调整 P_0 栅极直流偏压使得 P_0 的导通角 θ 小于等于 180° ,单个周期内的部分电压、电流波形如图 10 所示. 图 10 中,在 CH 为高的充电阶段, V_1 为电容 C_1 两端的电压,在 I_1 的充电作用下, V_1 呈阶梯式上升. 在 SH 为高的采样阶段,电容 C_1 逐渐对 C_2 充电. 最终 C_2 两端的电压 V_0 逐渐接近 V_1 的最高电压. 容易证明,若 CH 充电脉冲为高的时间固定,则 V_0 最后稳定的电压与 V_1 的振幅呈正相关. 图 11 为 CH、SH、DCH、 V_1 以及 V_0 的波形^[10].

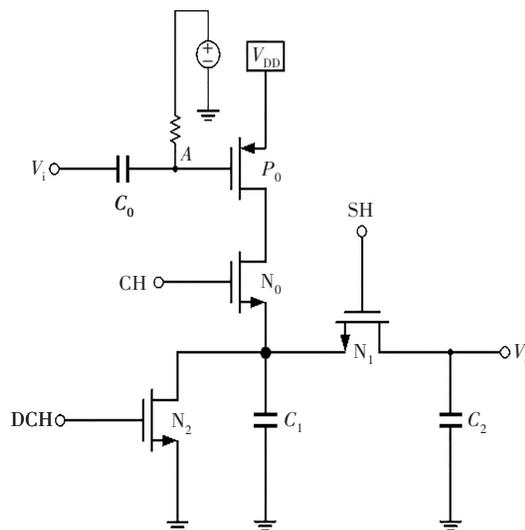


图 9 天线功率检测电路

Fig.9 Antenna power detection circuit

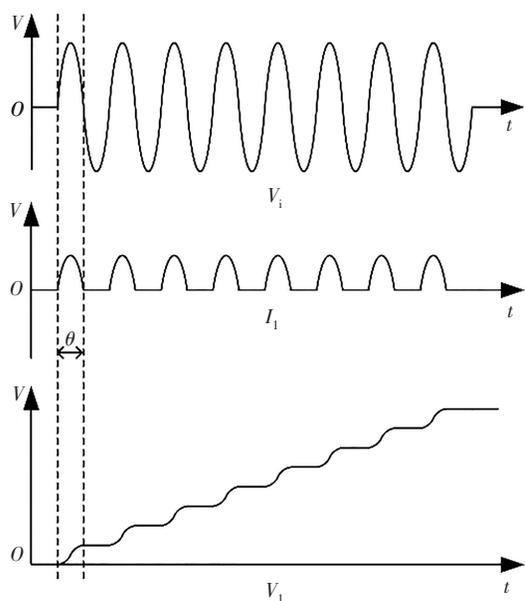


图 10 单个周期内的部分电压、电流波形

Fig.10 Partial voltage and current waveform in a single period

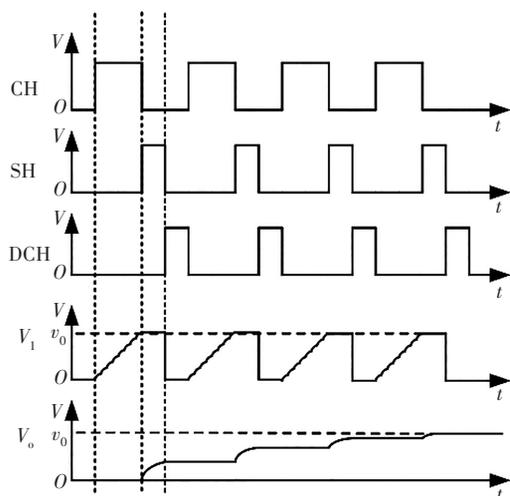


图 11 CH、SH、DCH、 V_1 以及 V_o 的波形图

Fig.11 Waveform of CH, SH, DCH, V_1 and V_o .

2.3 峰值检测电路

峰值检测电路的目的是判断并维持功率检测电路输出的最高电压. 峰值检测电路如图 12 所示, 运放的正输入端连接功率检测电路的输出 V_o . 电路的工作原理为: 当 V_o 高于 V_B 时, 运放输出 V_A 为高, NMOS 管导通, V_B 电压在恒流源的充电作用下升高至与 V_o 相等. 当 V_o 低于 V_B 时, 运放输出 V_A 为低, NMOS 管截止, 电容两端的电压 V_B 维持. 电路输出波形如图 13 所示^[11].

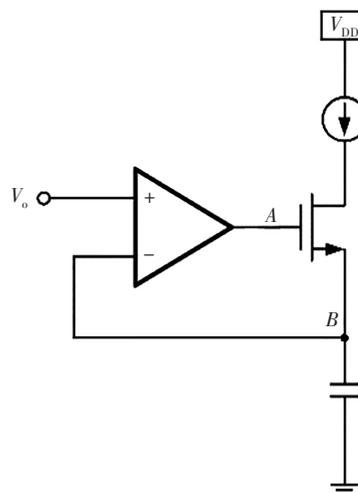


图 12 峰值检测电路

Fig.12 Peak detection circuit

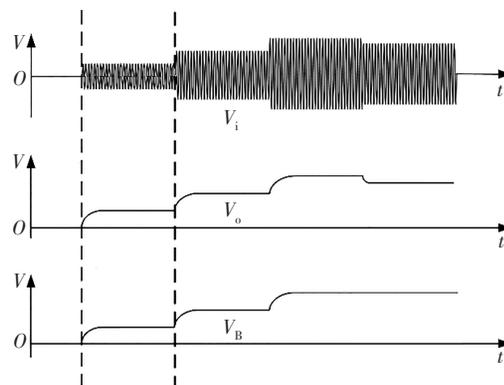


图 13 电路输出波形

Fig.13 Waveform of voltage output

2.4 电容扫描电路

电容扫描电路的原理类似于计数器, 通过对时钟的计数得到一组从全 0 到全 1 的依次增大的 code 编码, 再用该 code 编码对应的不同权重的位数去控制对应权重的程控电容. 这样就能够扫描到所有的电容取值. 程控电容变化导致 PA 与天线之间的阻抗变化, 反映到天线输入的信号幅值变化, 通过天线功率检测电路和峰值检测电路判断并保存峰值所对应的电容 code 编码. 当 code 编码全为 1 时, 意味着扫描结束, 程控电容的值返回为峰值时对应的值^[12].

2.5 程控电容

如图 14 所示, 主要结构为电容加上 NMOS 开关, 当 Sel 信号为低时, NMOS 截止, C 端到地的电容不加载; 当 Sel 信号为高时, NMOS 导通, C 端到地的电容便会加载.

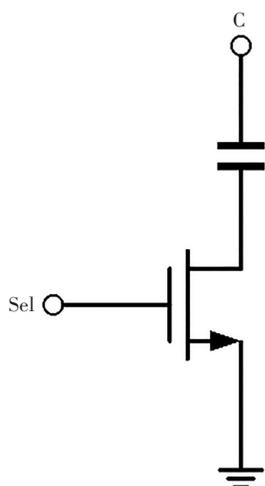


图 14 程控电容

Fig.14 Capacitor controlled by program

2.6 电容开关的影响

由于晶体管寄生效应的存在,程控电容电路中的晶体管开关会对阻抗匹配产生影响,工作频率越高,该影响越明显.仿真晶体管寄生效应对阻抗匹配影响的最简单直观的方法是:将理想的 $50\ \Omega$ 负载通过晶体管接地,通过仿真 S_{11} 参数和负载的输入功率来表征晶体管寄生效应对阻抗匹配的影响.其他仿真设置:源阻抗为 $50\ \Omega$,输出功率为 $10\ \text{dBm}$,工作频率选择 $2.4\ \text{GHz}$,工艺选用 SiTerra $0.18\ \mu\text{m}$ CMOS 工艺,晶体管尺寸为 $10\ \mu\text{m}/0.18\ \mu\text{m}$,晶体管并联数量 $m=M0$.仿真负载的输入功率随 $M0$ 变化如表 1 所示, S_{11} 参数随 $M0$ 变化如图 15 所示.仿真结果表明,开关管尺寸越大,对阻抗匹配的影响越小,所以在电路设计时应该进行面积与性能的折中.

表 1 负载的输入功率

Tab.1 Load circuit power input

M0	1	2	3	4	5	6
输入功率/dBm	8.73	9.52	9.76	9.85	9.90	9.93

2.7 电容精度的影响

电路设计中应当关注匹配电容的精度,以 1.4 节中的例子进行仿真.仿真电容 C_1 变化的结果分别如表 2、图 16 所示.仿真电容 C_2 变化的结果分别如表 3、图 17 所示.

可以看出, C_1 精度主要对天线谐振频率造成影响, C_1 精度越高,匹配后天线谐振频率越接近工作频率, C_1 精度不能太低,需要保证工作频率在天线带宽内. C_2 精度主要对回波损耗造成影响, C_2 精度越高,

回波损耗越低.匹配电容精度越高,扫描电路的面积便越大,设计时需要面积与精度进行折中.

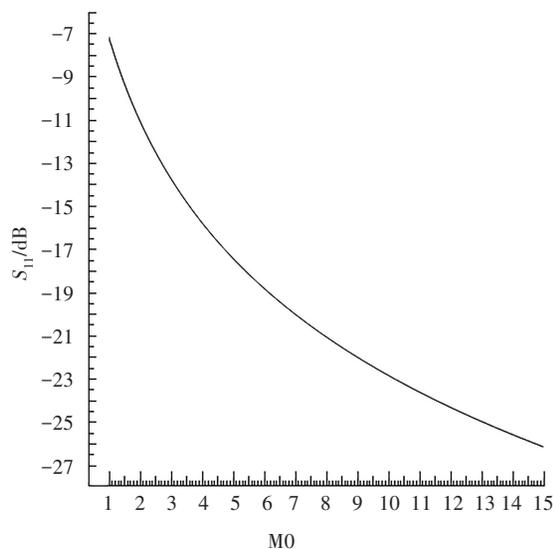


图 15 S_{11} 随 $M0$ 变化的曲线

Fig.15 S_{11} as a function of $M0$

表 2 不同 C_1 下天线的谐振频率

Tab.2 The resonant frequency of the antenna for different C_1

C_1/fF	840	850	860	870	880	890
谐振频率/MHz	434.9	433.8	432.7	431.6	430.6	429.5

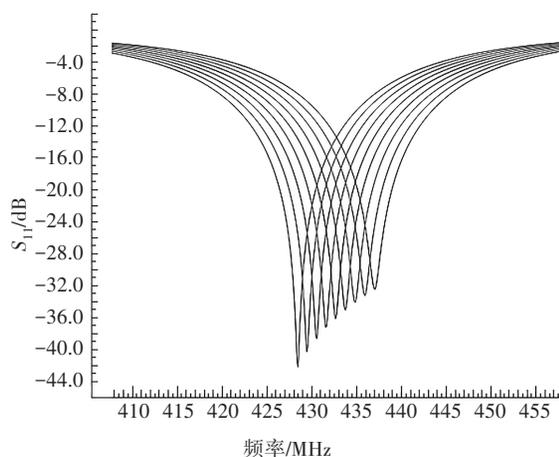


图 16 不同 C_1 下 S_{11} 随频率变化曲线

Fig.16 Variation curve of S_{11} with frequency for different C_1

表 3 不同 C_2 下的 $433\ \text{MHz}$ 处的 S_{11}

Tab.3 S_{11} at $433\ \text{MHz}$ for different C_2

C_2/pF	12	13	14	15	16	17	18
S_{11}/dB	14.9	18.8	26.6	33.4	21.0	16.1	13.1

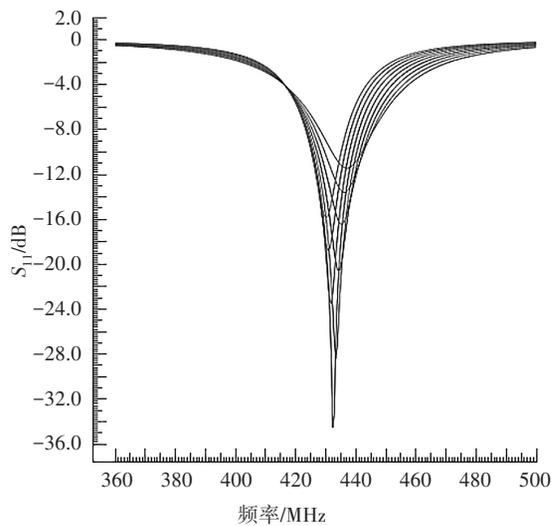


图17 不同 C_2 下 S_{11} 随频率变化曲线

Fig.17 Variation curve of S_{11} with frequency for different C_2

3 总结与讨论

本文通过新型阻抗匹配的方式,将天线的自动阻抗匹配电路进行了片上集成,该系统的优势在于:免去了使用网络分析仪进行阻抗匹配的环节;阻抗匹配的精度由电路精度决定;对于PA的输出阻抗不要求为 $50\ \Omega$,降低了PA的设计要求;产品外壳及周围环境会对天线的阻抗造成较大影响,网络分析仪调试环境与产品实际使用环境的差距,造成匹配效果不理想,而自动阻抗匹配则可以避免这些问题。

本论文可以改进的方面:由于阻抗调节范围的限制,该系统只有对阻抗适当的天线才能实现较好的匹配。天线功率检测电路中,来自电源的干扰可能影响采样电压的精度。晶体管的寄生效应导致实际天线获得的功率出现损耗。对PA的要求,回波不能对PA造成损坏。

参考文献

- [1] 郭蓉,曹祥玉,袁子东,等. 一种新型宽带定向性贴片天线设计[J]. 物理学报,2014,63(24):196-201.
GUO R, CAO X Y, YUAN Z D, *et al.* Design of a novel wideband directivity patch antenna[J]. Acta Physica Sinica, 2014, 63(24): 196-201. (In Chinese)
- [2] 武军伟,龚子平,万显荣,等. 基于简化实频方法的宽带天线阻抗匹配网络设计[J]. 电波科学学报,2011,26(2):382-387.
WU J W, GONG Z P, WAN X R, *et al.* Design of broadband antenna impedance matching network based on simplified real frequency technique[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2011, 26(2):382-387. (In Chinese)
- [3] 严冬,王鹏飞,李帅永,等. 一种433 MHz小型化螺旋形印刷天线的设计[J]. 电子技术应用,2017,43(2):92-94.
YAN D, WANG P F, LI S Y, *et al.* Design of a 433 MHz miniaturized spiral printed antenna [J]. Application of Electronic Technique, 2017, 43(2):92-94. (In Chinese)
- [4] 杨辉,涂玲英,丰励,等. 一种433.92 MHz印刷天线的设计[J]. 现代电子技术,2020,43(13):6-10.
YANG H, TU L Y, FENG L, *et al.* Design of a 433.92 MHz printed antenna [J]. Modern Electronics Technique, 2020, 43(13):6-10. (In Chinese)
- [5] MALIK P K. Planar antenna: design, fabrication, testing, and application [M]. New York: Nova Science Publishers, 2021: 156-179.
- [6] MALIK P K. Planar antennas: design and applications [M]. Boca Raton: CRC Press, 2021: 23-32.
- [7] WEINBERG L. Network analysis and synthesis [M]. New York: McGraw-Hill Book Company, 1962: 33-46.
- [8] MALIK P K, PADMANABAN S, HOLM-NIELSEN J B. Microstrip antenna design for wireless applications [M]. New York: CRC Press, 2021: 5-18.
- [9] CARLIN H, YARMAN B. The double matching problem: analytic and real frequency solutions [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 1983, 30(1): 15-28.
- [10] 安文星,佟玲,刘亚轩,等. 基于55 nm CMOS工艺的可变增益放大器[J]. 湖南大学学报(自然科学版), 2020, 47(6): 103-108.
AN W X, TONG L, LIU Y X, *et al.* A variable gain amplifier based on 55 nm CMOS process [J]. Journal of Hunan University (Natural Sciences), 2020, 47(6): 103-108. (In Chinese)
- [11] 曾健平,樊明,陈铖颖,等. 应用于眼压信号检测的低噪声前置放大器设计[J]. 湖南大学学报(自然科学版), 2017, 44(8): 112-116.
ZENG J P, FAN M, CHEN C Y, *et al.* Design of low-noise preamplifier for application of intraocular pressure signal-detection [J]. Journal of Hunan University (Natural Sciences), 2017, 44(8): 112-116. (In Chinese)
- [12] 陈迪平,杨翠灵,董刚,等. 一种用于无源RFID的新型低压低功耗振荡器[J]. 湖南大学学报(自然科学版), 2019, 46(4): 110-114.
CHEN D P, YANG C L, DONG G, *et al.* A novel low-voltage low-power oscillator used for passive RFID [J]. Journal of Hunan University (Natural Sciences), 2019, 46(4): 110-114. (In Chinese)