

天线阻抗的实时检测及自动校正系统设计

张桂英, 戴宇杰, 张小兴, 吕英杰

(南开大学 微电子研究所, 天津, 300457)

摘要: 设计一个低成本、全集成的天线阻抗自动校正系统以实现最大的功率传输及最好的链路性能。该系统包含 2 个独立的环路: 第 1 个环路通过对并联 LC 调谐网络的控制实现对阻抗实部的实时检测与自动校正, 而第 2 个环路通过对串联 LC 调谐网络的控制实现对阻抗虚部的实时检测与自动校正。在这 2 个环路中, 调谐元件采用的是与标准 CMOS 工艺兼容的 MOS 可变电容, 以实现单片集成和连续调节。在第 1 个环路中, 除了检测阻抗的实部信息外, 还检测虚部的正负特性作为第 2 个控制准则来确保环路的稳定性。在不同的天线阻抗下, 对该系统的性能进行仿真验证。研究结果表明: 对于不同的天线阻抗, 都能快速地校正到目标阻抗 50 Ω ; 调谐网络的插入损耗低于 1.5 dB; 与固定阻抗匹配系统相比, 传输功率可高达 3.7 dB。

关键词: 天线; 阻抗匹配; 自动校正; 移动通信; LC 调谐网络

中图分类号: TN820.8⁺5; TN43 文献标志码: A 文章编号: 1672-7207(2013)01-0194-08

Real-time measurement and automatic correction for antenna impedance

ZHANG Guiying, DAI Yujie, ZHANG Xiaoxing, LÜ Yingjie

(Institute of Microelectronics, Nankai University, Tianjin 300457, China)

Abstract: A low cost and fully integrated automatic antenna impedance correction system was presented to realize the maximum power transfer and the best link quality, which consists of two independent loops. The first loop realizes real-time measurement and automatic correction of resistance by controlling a parallel LC tuning network, whereas the second loop achieves automatic reactance compensation by controlling a series LC tuning network. In both loops, MOS which are compatible with standard CMOS processing were applied as tunable elements to realize monolithic and sequential tuning. For the first loop, besides the intermediate resistance, the sign of the intermediate reactance was also detected as the second control criterion to enforce operation into a stable region. The performance of the proposed system was verified for different antenna impedances. The results show that all matched impedances are clustered around the target impedance 50 Ω quickly. The insertion loss of the tuning network is less than 1.5 dB. The power improvement can be up to 3.7 dB compared with the fixed impedance matching system.

Key words: antenna; impedance matching; automatic correction; mobile communication; LC tuning network

随着无线通信系统的飞速发展, 射频(RF)集成电路成为人们关注的焦点。为实现最大的功率传输和最好的链路性能, RF 前端电路通常需要通过一个阻抗变

换网络来实现与天线阻抗(典型值为 50 Ω)匹配。然而, 天线阻抗会随着工作环境或频率的变化而剧烈变化^[1-3], 这意味着一个固定的阻抗变换网络不足以实现

收稿日期: 2011-12-02; 修回日期: 2012-02-25

基金项目: 天津市科技支撑计划国际科技合作项目(09ZCGHHZ00200)

通信作者: 张桂英(1984-), 女, 湖南邵阳人, 博士研究生, 从事无线通信关键技术的研究; 电话: 15222195834; E-mail: netboyandgirl@yahoo.com.cn

良好的动态阻抗匹配,从而恶化无线传输的性能:因此,有必要提出天线阻抗的自动校正技术来实时补偿天线阻抗的变化,实现 RF 前端电路阻抗与天线阻抗的自动匹配。另外,对于多带移动通信终端,自动校正技术可以简单地实现较大频带范围的覆盖。一般来说,阻抗失配信息通过检测反射系数、电压驻波比或节点阻抗来获取^[4-10]。Moritz 等^[4]采用定向耦合器来检测输入和反射功率,从反射系数角度获取失配信息。该方法原理简单,但定向耦合器体积大且较难实现单片集成。通过检测传输线上 2 点的电压峰值可得出电压驻波比^[5],检测传输线上 3 点的电压峰值可提供复数阻抗^[6]。但这些方法需要在 RF 环路增加额外的检测元件(如电感),从而引入额外的插入损耗,且增加了芯片的面积。本文通过检测节点电压和支路电流来获取天线阻抗信息,其中支路电流通过检测电感两端间的电压来间接得到,而这个电感是串联 LC 调谐网络中的一部分,因此,不需要在 RF 环路增加额外的检测元件,从而降低了插入损耗并减小了面积和成本。调谐元件是自动校正系统中必不可少的,且关系到整个系统的性能。一个好的调协元件应该是低损耗、高线性、宽调协范围、低成本、低面积并且能够实现连续调节等。近年来,研究者提出了各种调协元件来实现自适应调谐^[11-16]。MEMS 电容因能提供高品质因数的中等电容而得到广泛应用^[11-12],但它不能与标准的 CMOS 工艺兼容,且封装技术成本较高。Sjoblom 等^[13]提出采用开关并联电容组来实现自动阻抗调谐,但其分辨率受到并联支路数目的限制。MOS 可变电容不但与 CMOS 工艺兼容,而且能实现电容的连续调节,是较优的调谐元件。宽调谐范围的 MOS 可变电容是当前的研究热点。本文作者采用宽调谐范围的三端口 MOS 可变电容,其调谐范围可达 $\pm 53\%$ ^[14],因此,该系统只需降低调谐速度,便能够实现单片集成且调谐精度提高,不会引起整个系统的复杂化。

1 阻抗匹配原理

阻抗匹配是指负载阻抗与激励源内部阻抗互相适配,得到最大功率输出的一种工作状态。对于不同特性的电路,匹配条件是不一样的。在纯电阻电路中,假设负载电阻为 R ,电源电动势为 V_S ,内阻为 r ,则电阻 R 消耗的功率为:

$$P_R = I^2 R = \left(\frac{V_S}{R+r} \right)^2 R = \frac{V_S^2}{(R-r)^2 / R + 4r} \quad (1)$$

当 $R=r$ 时, $(R-r)^2/R$ 可取得最小值 0,这时,负载电阻 R 上可获得最大输出功率 $P_{\max} = V_S^2 / (4r)$ 。即对于纯电阻电路,当负载电阻跟信号源内阻相等时,负载可获得最大输出功率。

当激励源内阻抗和负载阻抗含有电抗成分时,假设负载阻抗为 $Z_L = R_L + jX_L$,电源电动势为 V_S ,内阻抗为 $Z_S = R_S + jX_S$,由于电抗元件并不消耗功率,因此,传输到负载阻抗上的功率为:

$$P_{Z_L} = I^2 R_L = \left(\frac{V_S}{Z_L + Z_S} \right)^2 R_L = \frac{R_L \cdot V_S^2}{(R_L + R_S)^2 + (X_L + X_S)^2} = \frac{V_S^2}{(R_L - R_S)^2 / R_L + 4R_S + (X_L + X_S)^2 / R_L} \quad (2)$$

从式(2)可以看出:为使负载得到最大功率,负载阻抗与激励源内阻抗必须满足共轭关系,即电阻成分相等,电抗成分绝对值相等而符号相反,这种匹配条件称为共轭匹配。

若负载阻抗与激励源阻抗之间不满足匹配条件,则要在负载和信号源之间加一个阻抗变换网络来实现阻抗匹配。

2 自动校正系统的设计

在无线通信系统中,RF 前端电路的阻抗与发射天线的阻抗通常是不匹配的,需要通过一个阻抗变换网络来实现与天线阻抗匹配。假设 RF 前端已经包含一个固定的阻抗变换网络使得它的输出阻抗为理想的 50Ω ,而提出的自动校正系统只需要实现对天线阻抗变化自动补偿,使其保持为 50Ω ,从而保证 RF 前端与天线的阻抗匹配不受外界环境或频率变化的影响。天线阻抗自动校正系统结构如图 1 所示,它包含 2 个独立的环路:第 1 个环路由电阻(阻抗实部)检测器、并联电容控制单元和并联 LC 调谐网络组成;第 2 个环路由电抗(阻抗虚部)检测器、串联电容控制单元以及串联 LC 调谐网络组成。电阻检测器和电抗检测器分别检测电阻和电抗信息,一旦检测到失配,相应的控制单元就被触发调节调谐元件,校正失配。在串联和并联 LC 调谐网络中,调谐元件为三端口 MOS 可变电容,其电容随着控制电压的增大而增大。

2.1 阻抗检测

阻抗定义为节点电压 u 和支路电流 i 之比,即

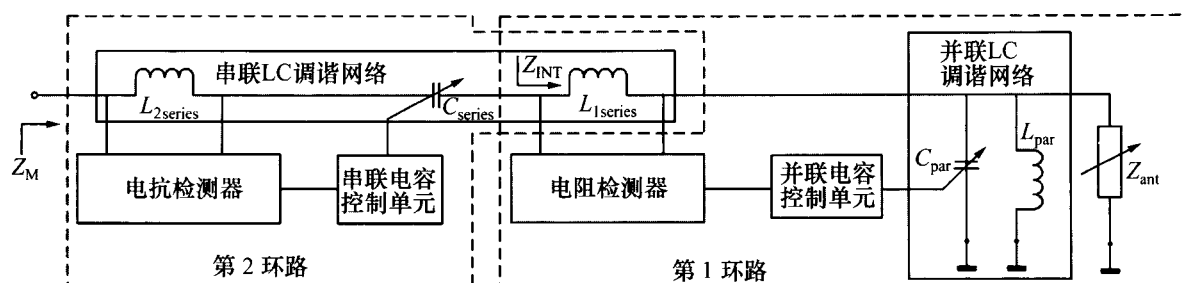


图1 天线阻抗自动校正系统结构图

Fig.1 Schematic of antenna impedance automatic correction system

$$Z = \frac{u}{i} = \frac{A_u}{A_i} e^{j(\varphi_u - \varphi_i)} = \frac{A_u}{A_i} [\cos \varphi + j \sin \varphi] \quad (3)$$

其中： A_u 和 A_i 分别为电压和电流的幅度； φ_u 和 φ_i 分别为电压和电流的相位； $\varphi = \varphi_u - \varphi_i$ ，为电压和电流之间的相位差。

节点电压与支路电流检测示意图如图2所示，电压可通过1个单端缓冲放大器获取，而电流则通过电感两端的电压间接得到。2个缓冲放大器的输出分别为

$$x = A_u \cos(\omega t + \varphi_u) = A_x \cos(\omega t + \varphi_x) \quad (4)$$

$$y = L \frac{\partial i}{\partial t} = L \frac{\partial (A_i \cos(\omega t + \varphi_i))}{\partial t} =$$

$$\omega L A_i \cos(\omega t + \varphi_i + \pi/2) = A_y \cos(\omega t + \varphi_y) \quad (5)$$

其中： $A_x = A_u$ ， $A_y = \omega L A_i$ ，分别为 x 和 y 的幅度； $\varphi_x = \varphi_u$ ， $\varphi_y = \pi/2 + \varphi_i$ ，分别为 x 和 y 的相位。根据式(3)~(5)得到：

$$Z = \frac{A_u}{A_i} [\cos \varphi + j \sin \varphi] = \frac{A_x \omega L}{A_y} [\cos \varphi + j \sin \varphi] = R + jX \quad (6)$$

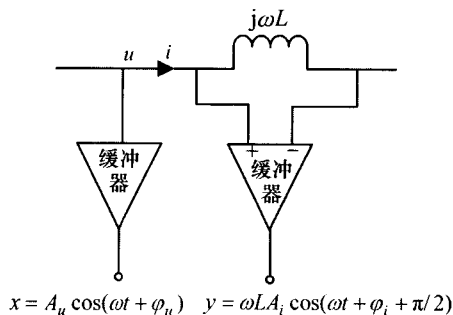


图2 节点电压与支路电流检测示意图

Fig.2 Sketch map for sensing nodal voltage and branch current

其中： $R = \omega L A_x \cos(\varphi) / A_y$ ， $X = \omega L A_x \sin(\varphi) / A_y$ ，分别为电阻和电抗。

2.1.1 电抗检测器

在无线通信器件中，RF前端电路通常是基于50Ω天线阻抗设计的，因此，在工作过程中，天线电抗 X 需要保持为0。若 $X > 0$ ，则为感性失配；反之，则为容性失配。由 $X = \omega L A_x \sin \varphi / A_y$ 可以得出：电压与电流之间的相位差 φ 的极性决定了电抗的极性：若 $-\pi < \varphi < 0$ ，则为容性失配($X < 0$)；若 $0 < \varphi < \pi$ ，则为感性失配($X > 0$)。

乘法器加1个低通滤波器可以用来检测相位差 φ 的极性。当 x 和 y 作为乘法器的2个输入时，其输出电压 V_m 为：

$$V_m = k [A_y \cos(\omega t + \varphi_i + \pi/2)] \cdot [A_x \cos(\omega t + \varphi_u)] =$$

$$\frac{k A_x A_y}{2} [\cos(2\omega t + \varphi_i + \varphi_u + \pi/2) + \cos(\varphi_i + \pi/2 - \varphi_u)] = \frac{k A_x A_y}{2} [-\sin(2\omega t + \varphi_i + \varphi_u) + \sin \varphi] \quad (7)$$

其中： k 为乘法器的增益常数。经过单位增益低通滤波器的滤波后，电抗检测器的输出电压 V_{XSEN} 为

$$V_{XSEN} = \frac{k A_x A_y}{2} \sin \varphi \quad (8)$$

式(8)表明：电抗检测器输出电压的极性与电抗失配极性相对应；当 V_{XSEN} 为负时，失配为容性，此时，需要增大串联电容以降低容抗；当 V_{XSEN} 为正时，失配为感性，此时，需要减小串联电容以增加容抗。

2.1.2 电阻检测器

电阻检测器如图3所示，由1个90°移相器、2个乘法器和低通滤波器、1个除法器组成。信号 x 经过90°移相器作用后与信号 y 一起作为乘法器M1的输入，经低通滤波器滤波，得到 φ 的余弦项，其幅值与

$A_x \cdot A_y$ 成正比。而乘法器 M2 的 2 个输入都为信号 y , 得到的是 A_y 的平方项。将 M2 和 M1 的输出相除, 得到电阻检测器的输出电压 V_{RSEN} 为

$$V_{\text{RSEN}} = k_2 \frac{k_1 A_x A_y \cos \varphi}{k_1 A_y^2} = \frac{k_2 A_x}{A_y} \cos \varphi = \frac{k_2 R}{\omega L} \quad (9)$$

其中: k_1 和 k_2 分别为乘法器和除法器的增益常数。式 (9) 表明电阻检测器的输出电压与电阻成正比, 因此, 将 V_{RSEN} 与参考电压 $k_2 R_{\text{target}} / (\omega L)$ 进行比较就可以得到电阻失配信息 (R_{target} 为需要匹配的目标电阻, 本文为 50Ω)。

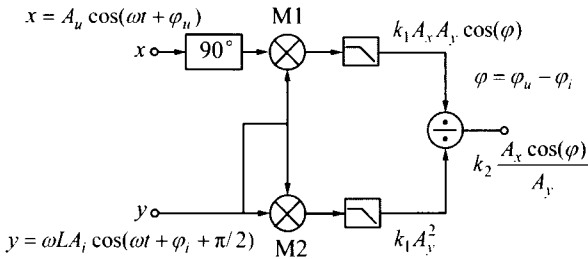


Fig.3 Schematic of resistance detector

2.2 控制单元

2.2.1 串联电容控制单元

通过串联 LC 调谐网络转换后的阻抗为:

$$Z_M = R_M + jX_M = R_{\text{INT}} + j(X_{L_series} + X_{C_series} + X_{\text{INT}}) \quad (10)$$

其中: R_{INT} 和 X_{INT} 分别为经过第 1 个环路变换后得到的电阻和电抗; X_{L_series} 为 $L_{1series}$ 和 $L_{2series}$ 的电抗之和; X_{C_series} 为 C_{series} 的电抗。式 (10) 表明: X_M 是可调电抗 X_{C_series} 的单调函数, 而 $R_M = R_{\text{INT}}$ 与 X_{C_series} 无关, 因此, 目标电抗可通过调节 X_{C_series} 得到而不会影响 R_M , 即第 2 个环路执行的是对天线电抗的调谐。

串联电容控制单元的电路结构如图 4 所示。若 V_{XSEN} 为负, 则晶体管 P1 打开而 N1 关闭, 电容 C 处于充电状态, 控制电压 V_{control} 会增大, 从而可变电容的电容增大, 容抗减小, V_{XSEN} 往 0 靠近; 若 V_{XSEN} 为正, 则晶体管 P1 关闭而 N1 打开, 电容 C 处于放电状态, 控制电压 V_{control} 减小, 可变电容的电容减小, 将产生更多的容抗以抵消感抗, 直至电抗调谐为 0。电阻 R 和电容 C 一起作为时间常数发生器, 控制电容 C 的充放电速度也就是校正系统的调谐速度。设计时, 将调谐速度与精度折中, 选取 1 个合适的时间常数是重要的。

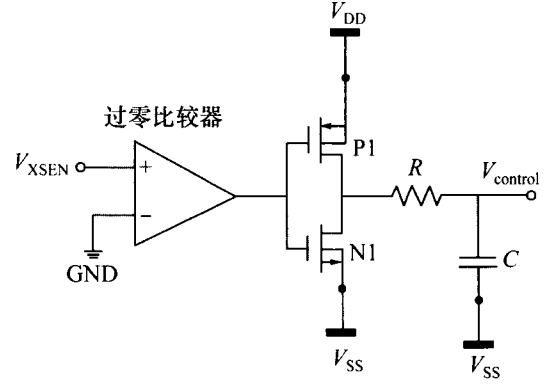


图 4 串联电容控制单元电路

Fig.4 Control circuit for series varactor

2.2.2 并联电容控制单元

定义并联 LC 调谐网络转换得到的导纳为中间导纳 Y_{INT} , 即

$$Y_{\text{INT}} = G_{\text{INT}} + jB_{\text{INT}} \quad (11)$$

B_{INT} 和 G_{INT} 分别为:

$$B_{\text{INT}} = B_{L_par} + B_{C_par} + B_{\text{ant}}$$

$$G_{\text{INT}} = G_{\text{ant}} \quad (12)$$

其中: B_{L_par} , B_{C_par} 和 B_{ant} 分别为 L_{par} , C_{par} 和天线的电纳; G_{ant} 为天线的电导。从式 (12) 可以看出: B_{INT} 是可调电纳 B_{C_par} 的单调函数, 而电导 G_{INT} 与电纳 B_{C_par} 无关。

中间导纳可改写为等效的中间阻抗形式:

$$Z_{\text{INT}} = 1/Y_{\text{INT}} = R_{\text{INT}} + jX_{\text{INT}} \quad (13)$$

其中:

$$X_{\text{INT}} = \frac{-B_{\text{INT}}}{(G_{\text{INT}})^2 + (B_{\text{INT}})^2}$$

$$R_{\text{INT}} = \frac{G_{\text{INT}}}{(G_{\text{INT}})^2 + (B_{\text{INT}})^2} \quad (14)$$

$$X_{\text{INT}} = \frac{-B_{\text{INT}}}{(G_{\text{INT}})^2 + (B_{\text{INT}})^2} \quad (15)$$

R_{INT} 和 X_{INT} 随 B_{INT} 的变化曲线如图 5 所示。很明显, R_{INT} 是 B_{INT} 的对称性函数, 最大值为 $1/G_{\text{INT}}$, 而 X_{INT} 为 B_{INT} 的反对称函数。理论上, 对于所有的 $R_{\text{target}} < 1/G_{\text{INT}}$, 存在 2 个解使 $R_{\text{INT}} = R_{\text{target}}$ (在图 5 中标记为 A 和 B), 因此, 对于 B_{INT} 的调谐方向是不确定的。为了解决这个问题, 需要增加 X_{INT} 的极性作为第 2 个控制准则, 即 B_{INT} 的调谐方向由 2 个控制条件 ($R_{\text{INT}} = R_{\text{target}}$, $X_{\text{INT}} = 0$) 决定, 将操作分成 4 个区域, 在

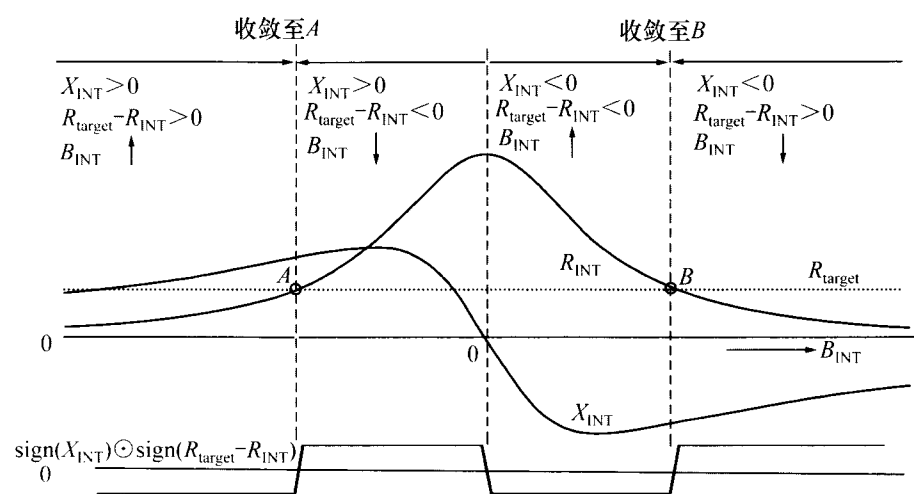


图 5 第 2 环路控制准则

Fig.5 Control criteria for the second loop

每个区域中对应的 B_{INT} 的调谐方向如图 5 中的箭头所示。 B_{INT} 的调谐方向可以通过 $\text{sign}(X_{INT})$ 和 $\text{sign}(R_{target}-R_{INT})$ 之间的异或逻辑操作来实现。图 6 所示为并联电容控制单元电路图,其中第 2 个控制准则在图中用虚线框标识。后续的控制算法与串联电容控制单元类似。

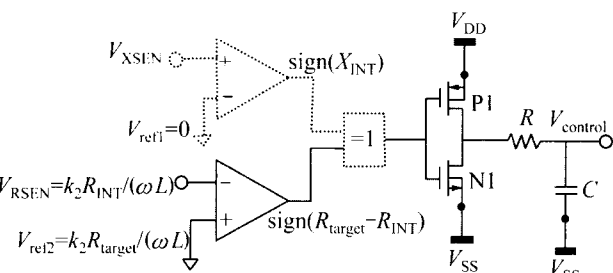


图 6 并联电容控制单元电路图

Fig.6 Control circuitry for parallel varactor

3 结果与讨论

3.1 结果验证

为验证自动校正系统的功能,在频率 900 MHz 下对不同的天线阻抗 $(25, 75)+j(-100, -50, 50, 100) \Omega$ 进行仿真验证,其他仿真参数如表 1 所示。

图 7 所示的是校正过程中 Z_M 的变化轨迹曲线,表明电阻失配首先得到校正,电抗失配也得到校正,最后目标阻抗达到 50Ω 。

图 8 所示为 4 种不同天线阻抗 $25+j(-100, -50, 50, 100) \Omega$ 时可变电容在校正过程中电容的变化曲线。

表 1 自动校正系统的仿真参数

Table 1 Simulation parameters for automatic correction system				
时间常数/ms				
第 1 环路	第 2 环路	$L_{1series}/nH$	$L_{2series}/nH$	L_{par}/nH
0.01	0.10	8	10	6

注: $L_{1series}$ 和 $L_{2series}$ 分别为第 1 个和第 2 个串联电感, L_{par} 为并联电感,见图 1。

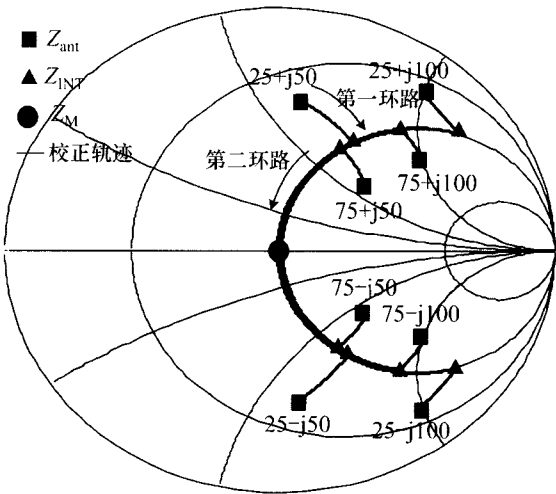
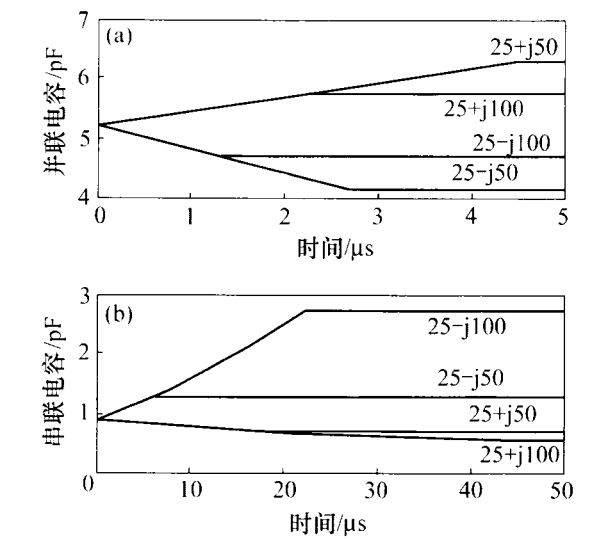


图 7 不同天线阻抗自动校正轨迹

Fig.7 Automatic correction trajectories for different antenna impedances

从图 8 可以看出:电容很快从初始值过渡到匹配阶段,然后,保持不变直至新的失配再次发生。并联电容先达到匹配状态,且并联电容和串联电容的调谐互不影响,即 2 个环路是相互独立的。



(a) 并联电容与时间的关系; (b) 串联电容与时间的关系

图 8 不同天线阻抗下可变电容的调谐过程

Fig.8 Tuning processing of varactors for different antenna impedances

3.2 讨论

3.2.1 可变电容调谐范围

由式(14)得到:

$$B_{INT} = \pm G_{INT} \sqrt{\frac{1 - R_{INT} G_{INT}}{R_{INT} G_{INT}}} = \pm G_{INT} \sqrt{\frac{1 - R_{target} G_{INT}}{R_{target} G_{INT}}} \tag{16}$$

其中: “±”代表存在 2 个 B_{INT} 使 $R_{INT}=R_{target}$, 具体选择哪个值需要根据图 5 中控制准则定义的区域选择。根据式(12), 得到并联电容为

$$C_{par} = \frac{1}{2\pi f} (B_{INT} - B_{ant} - B_{L_par}) \tag{17}$$

联合式(16)和(17)可计算出在给定频率和电感时, 将某一天线阻抗的实部校正为目标电阻 R_{target} 需要的电容。根据式(10), 得到串联电容为

$$C_{series} = \frac{1}{2\pi f (X_{target} - X_{INT} - X_{L_series})} \tag{18}$$

联合式(15)和(18), 可得到在给定频率和串联电感的情况下, 将天线阻抗的虚部校正为目标电抗 X_{target} 所需要的电容。

基于上述分析, 电容的调谐范围可以根据天线阻抗的变化范围进行计算: 因此, 在设计时, 需要先考

察天线阻抗的变化范围, 再根据具体情况选择合适的调谐元件。

3.2.2 理想特性分析

上述对 LC 调谐网络的分析是基于元件的理想特性进行的, 实际上, 集成电路中制造的电感、电容并不是理想的。其中 1 个主要因素为电感、电容的串联电阻引入的插入损耗(I_L)。插入损耗定义为

$$I_L = 10 \cdot \lg\left(\frac{P_T}{P_R}\right) = 10 \cdot \lg\left(1 + \frac{P_{diss}}{P_R}\right) \tag{19}$$

其中: P_T 和 P_R 分别为插入调谐网络前、后负载吸收的功率; P_{diss} 为调谐网络消耗的功率。对于文中提出的 LC 调谐网络, 插入损耗为

$$I_L = 10 \cdot \lg\left(1 + \frac{G_{c_par}}{G_{ant}} + \frac{G_{L_par}}{G_{ant}} + \frac{R_{c_series}}{R_M} + \frac{R_{L_series}}{R_M}\right) \tag{20}$$

若将并联元件的影响因子定义为电纳与电导之比, 串联元件的影响因子定义为电抗与电阻之比, 则式(20)可演变为

$$I_L = 10 \cdot \lg\left[1 + \frac{1}{G_{ant}} \left(\frac{|B_{C_par}|}{Q_{C_par}} + \frac{|B_{L_par}|}{Q_{L_par}} \right) + \frac{1}{R_M} \left(\frac{|X_{c_series}|}{Q_{c_series}} + \frac{|X_{L_series}|}{Q_{L_series}} \right) \right] \tag{21}$$

因此, 为降低插入损耗, 并联元件的电纳和串联元件电抗应该尽可能小; 另一方面, 当考虑电感、电容的串联电阻的影响后, 有

$$R_M = R_{INT} + R_{C_series} + R_{L_series} = R_{target} + R_{C_series} + R_{L_series} \tag{22}$$
$$G_{INT} = G_{ant} + G_{C_par} + G_{L_par}$$

从式(22)可以看出:

- (1) 校正后的电阻 R_M 将大于目标电阻, 这可以通过调整图 6 中的参考电压调整, 使 $V_{ref2}=[k_2(R_{target}-R_{C_series}-R_{L_series})]/(\omega L)$, 这样, $R_{INT}=R_{target}-R_{C_series}-R_{L_series}$, 从而实现 $R_M=R_{target}$ 。
- (2) 串联电容的改变在一定程度上会引起 R_{C_series} 变化, 使得 R_M 受到串联电容调谐的影响。但是, 电容的变化是通过改变控制电压来实现的, 串联电阻的变化非常小($m\Omega$ 级), 因此, 仍然可以认为 R_M 是只受并联电容的调谐控制。
- (3) 并联电容的改变在一定程度上会引起 G_{INT} 变化, 使得式(14)中 G_{INT} 和 B_{INT} 都为变量, 从而对 C_{par}

的调谐控制准则难以实现。但是, G_{C_par} 的改变量(约 0.000 5 S)远远小于 G_{INT} (约 0.025 0 S), 因此, G_{INT} 仍然可以认为是常数, 只是在数值上稍增大。

3.2.3 与固定匹配网络的比较

当 RF 前端电路与天线之间采用的是固定匹配网络(不是本文提出的自动校正系统)时, 天线从发射源获取的功率 P_c 为

$$P_c = P_a(1 - |\Gamma_{chip}|^2)$$
 (23)

其中: P_a 为发射源提供的功率; Γ_{chip} 为固定匹配网络情况下的反射系数。当增加天线阻抗自动校正系统时, 天线获取的功率 P_{c_adp} 为

$$P_{c_adp} = P_a(1 - |\Gamma_{adp}|^2) - IL_{adp}$$
 (24)

其中: Γ_{adp} 和 IL_{adp} 分别为加入自动校正系统后的反射系数和插入损耗。

将加入自动校正系统后传输能量的改善定义为系统的增益 G , 有

$$G = P_{c_adp} - P_c = 10 \cdot \lg\left(\frac{1 - |\Gamma_{adp}|^2}{1 - |\Gamma_{chip}|^2}\right) - IL_{adp}$$
 (25)

表 2 所示为不同天线阻抗情况下系统的插入损耗及增益。

表 2 自动校正系统的插入损耗及增益

Table 2 Insertion loss and gain of automatic correction system

Z_{ant}	I_L/dB	G/dB	Z_{ant}	I_L/dB	G/dB
25-j100	1.24	3.71	75-j100	0.84	1.51
25-j50	0.56	1.54	75-j50	0.53	0.31
25+j50	0.58	1.52	75+j50	0.52	0.32
25+j100	1.48	3.42	75+j100	0.76	1.59

3.2.4 电路设计考虑因素

功耗是移动器件的 1 个重要参数, 因此, 对于该系统中每个模块电路的设计都必须基于低功耗技术; 另外, 由于阻抗的校正时间远远小于天线阻抗变化的时间, 可以使自动校正系统间歇式工作, 从而大大降低平均功耗。

各器件的工作带宽也是电路设计中需要考虑的重要因素。为实现较大频带范围的覆盖, 应设计工作带宽尽可能大的缓冲放大器。由于受带宽限制, 对不同工作频率的通信设备, 缓冲放大器可能需要专门设计。

4 结论

(1) 阻抗自动校正系统能够实时检测到天线阻抗的波动, 并自适应地控制 LC 调谐网络对抗阻抗波动进行校正, 从而保持 RF 前端电路与天线的阻抗匹配状态, 改善能量传输。

(2) LC 调谐器件的非理想特性可能会对系统的性能产生一定影响, 但并不会影响系统的整体功能实现。

(3) 如何设计满足系统要求的高性能、低成本电路还有待进一步研究。该系统是基于无线通信发射天线应用提出, 但也可以应用于其他类似场合。

参考文献:

[1] Thompson M, Fidler J K. Determination of the impedance matching domain of impedance matching network[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems: I , 2004, 51(10): 2098-2106.

[2] Boyle K R, Yuan Y, Liqthart L. Analysis of mobile phone antenna impedance variations with user proximity[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2007, 55(2): 364-372.

[3] Carro P, De Minco J, Garcia-Ducar P, et al. Performance degradation due to antenna impedance variability in DVB-H consumer devices[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2010, 56(2): 1153-1159.

[4] Moritz J R, Sun Y. Frequency agile antenna tuning and matching[C]//Craig K.8th International conference on HF Radio Systems and Techniques. London: Institution of Electrical Engineers, 2000: 169-174.

[5] Ronde F C. A precise and sensitive X-band reflectometer providing automatic full-band display of reflection coefficient[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1965, MTT-13(4): 435-440.

[6] Firrao E L, Annema A J, Nauta B. An automatic antenna tuning system using only RF signal amplitudes[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems: II , 2008, 55(9): 833-837.

[7] 白兴文, 张亚君. 基于 RFID 天线阻抗自动匹配技术研究[J]. 电子器件, 2010, 33(2): 205-208.

BAI Xingwen, ZHANG Yajun. Research on automatic matching technology for antenna impedance based on RFID[J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2010, 33(2): 205-208.

[8] Na K, Deyerle T S, Dong S H. Universal power management IC for small-scale energy harvesting with adaptive impedance Matching[C]//Sankaran A. IEEE Energy Conversion Congress

- and Exposition. New Jersey, USA: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2011: 3859–3863.
- [9] Zolomy A, Mernyei R, Erdelyi J, et al. Automatic antenna tuning for RF transmitter IC applying high Q antenna[C]//Deval Y. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium. New Jersey, USA: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2004: 501–504.
- [10] El-Dahshan A, Ahmed H N, El-Tager A. An interactive approach to the design of adaptive impedance matching circuits[C]//Micheison D. 24th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. New Jersey, USA: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2011: 607–610.
- [11] Bhattacharya A, Chakraborty S, Bhattacharyya T K. A top-down design methodology of MEMS varactor for RF applications based on a substrate-induced capacitive model[J]. Microsystem Technologies, 2011, 17(10): 1589–1598.
- [12] Hsu H H, Peroulis D. A CAD model for creep behavior of RF-MEMS varactors and circuits[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2011, 59(7): 1761–1768.
- [13] Sjoblom P, Sjolund H. An adaptive impedance tuning CMOS circuit for ISM 2.4-GHz band[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems: I, Regular Papers, 2005, 52(6): 1115–1124.
- [14] Wong W M Y, Hui P S, Chen Z H, et al. A wide tuning range gated varactor[J]. IEEE Journal of Solid-state Circuits, 2000, 35(5): 773–779.
- [15] Liu Y D. Reliability analysis of MOS varactor in CMOS LC VCO[J]. Microelectronics Journal, 2011, 42(2): 330–333.
- [16] Shim D, Kenneth K O. Symmetric varactor in 130 nm CMOS for frequency multiplier applications[J]. IEEE Electron Device Letters, 2011, 32(4): 470–472.

(编辑 陈灿华)

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>