

射频低噪声放大器的ADS设计

Designing RF Low Noise Amplifier with ADS

孟 林,

杨 勇, 牛 磊, 邓龙江

(电子科技大学 电子薄膜与集成器
件国家重点实验室 成都 610054)

Meng Lin, Yang Yong,

Niu Lei, Deng Long-jiang

(State Key Laboratory of Electronic
Thin Films and Integrated Devices,
UEST of china, Chengdu 610054)

摘 要: 本文首先简要介绍了低噪声放大器设计的理论基础,并以2.1 - 2.4Ghz低噪声放大器为例,详细阐述了如何利用Agilent公司的ADS软件进行分析和优化设计该电路的过程,仿真结果完全满足设计指标,最后对微波电路的容差特性进行了模拟分析,对于S波段低噪声放大器的设计研究有着重要的参考价值。

关键词: 低噪声放大器;匹配;仿真;优化

中图分类号:TN850.8 文献标识码:A 文章编号:1003-0107(2007)03-0042-07

Abstract: The paper first describes the theory of designing a low noise amplifier, then introduce the process of how to simulate, design and optimize the 2.1-2.4Ghz low noise amplifier with ADS in detail, and the perfect result is gotten, finally analyze the tolerance character of the microwave circuit, which is useful to the study of C-band low noise amplifier.

Keywords: Low noise amplifier; Match; Simulation; Optimization

CLC number: TN850.8 Document code: A Article ID: 1003-0107(2007)03-0042-07

低噪声微波放大器(LNA)已广泛应用于微波通信、GPS接收机、遥感遥控、雷达、电子对抗、射电天文、大地测绘、电视及各种高精度的微波测量系统中,是必不可少的重要电路。低噪声放大器位于射频接收系统的前端,其主要功能是将来自天线的低电压信号进行小信号放大。前级放大器的噪声系数

对整个微波系统的噪声影响最大,它的增益将决定对后级电路的噪声抑制程度,它的线性度将对整个系统的线性度和共模噪声抑制比产生重要影响。对低噪声放大器的基本要求是:噪声系数低、足够的功率增益、工作稳定性好、足够的带宽和大的动态范围。

Advanced Design System

(ADS)软件是Agilent公司在HP EESOF系列EDA软件基础上发展完善的大型综合设计软件,它功能强大,能够提供各种射频微波电路的仿真和优化设计,广泛应用于通信、航天等领域,是射频工程师的得力助手。本文着重介绍如何使用ADS进行低噪声放大器的仿真与优化设计。

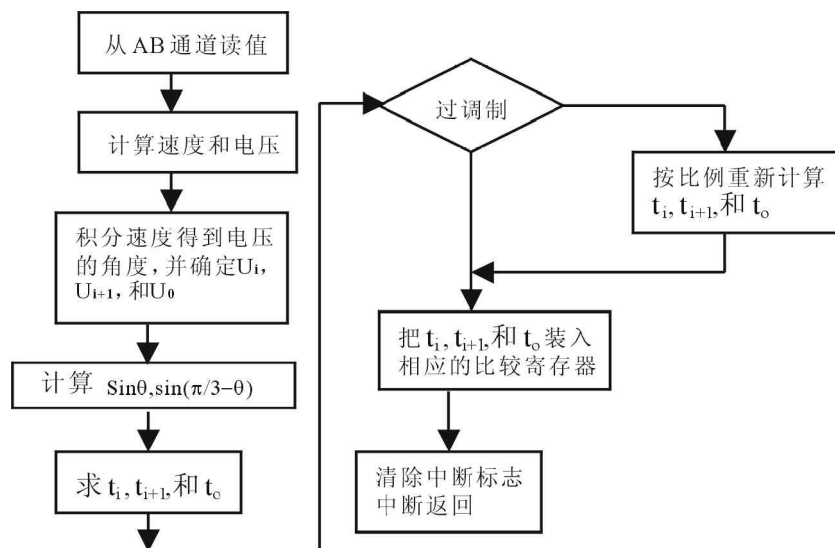


图6 子程序流程图

功补偿、轻型直流输电等大容量高电压领域,在大容量、高电压领域的应用迫切需要减小开关损耗并尽可能降低对开关器件容量的要求。

参考文献:

- [1] 陈国呈. PWM变频调速技术[M]. 北京:机械工业出版社,1998
- [2] 吴茂,刘铁湘. 空间矢量脉宽调制技术研究[J]. 现代电子技术,2006.
- [3] 周有为,刘和平,杨利辉. 基于TMS320F2812的SVPWM的研究[J]. 电气应用,2005.

1 低噪声放大器特点及指标

LNA是射频接收机前端的主要部分,它主要有四个特点:第一,它位于接收机的最前端,这就要求它的噪声系数越小越好。为了抑制后面各级噪声对系统的影响,还要求有一定的增益,但为了不使后面的混频器过载,产生非线性失真,它的增益又不宜过大。放大器在工作频段内应该是稳定的;第二,它所接受的信号是很微弱的,所以低噪声放大器必定是一个小信号放大器。而且由于受传输路径的影响,信号的强弱又是变化的,在接受信号的同时又可能伴随许多强干扰信号输入,因此要求放大器有足够的线型范围,而且增益最好是可调节的;第三,低噪声放大器一般通过传输线直接和天线或者天线滤波器相连,放大器的输入端必须和他们很好的匹配,以达到功率最大传输或者最小的噪声系数,并保证滤波器的性能。第四,应具有一定的选频功能,抑制带外和镜像频率干扰,因此它一般是频带放大器^[1]。

低噪声放大器的主要指标是:低的噪声系数(NF)、合适的增益与增益平坦度、工作频率与带宽、驻波比、1dB压缩点输出功率、足够的线型范围、输入输出阻抗的匹配、输入输出间良好的隔离。

1.1 工作频率与带宽

放大器所能允许的工作频率与晶体管的特征频率 f_T 有关,由晶体管小信号模型可知,减小偏置电流的结果是晶体管的特征频率降低。在集成电路中,增大晶体管的面积使极间电容增加也降低了特性频率。

LNA的带宽不仅是指功率增益满足平坦度要求的频带范围,而且还要求全频带内噪声要满足要求,并给出各频点的噪声系数。动态范围的上限是受非线性指标限制,有时候要求更加严格些,则定义为放

大器非线性特性达到指定三阶交调系数时的输入功率值。

1.2 噪声系数

在电路某一特定上的信号功率与噪声功率之比,称为信号噪声比,简称信噪比,用符号 P_s/P_n (或 S/N)表示。放大器噪声系数是指放大器输入端信号噪声功率比 P_{si}/P_{ni} 与输出端信号噪声功率比 P_{so}/P_{no} 得比值。

噪声系数的物理含义是:信号通过放大器之后,由于放大器产生噪声,使信噪比变坏;信噪比下降的倍数就是噪声系数。影响放大器噪声系数的因素有很多,除了选用性能优良的元器件外,电路的拓扑结构是否合理也是非常重要的。放大器的噪声系数和信号源的阻抗有关,而与负载阻抗无关。当一个晶体管的源端所接的信号源的阻抗等于它所要求的最佳信号源阻抗时,由该晶体管构成的放大器的噪声系数最小。实际应用中放大器的噪声系数可以表示为

$$F = F_{\min} + \frac{4R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)(1 + |\Gamma_{opt}|^2)}$$

F_{\min} 是当源端为最佳源阻抗时放大器的最小噪声系数, R_n 是噪声阻抗, Γ_{opt} 是放大器按最小噪声系数匹配时的最佳源反射系数^[2]。由此可见放大器的输入匹配电路应该按照噪声最佳来进行设计,也就是根据所选晶体管的 Γ_{opt} 来进行设计。设计输出匹配电路时采用共轭匹配,以获得放大器较高的功率增益和较好的输出驻波比。

1.3 增益

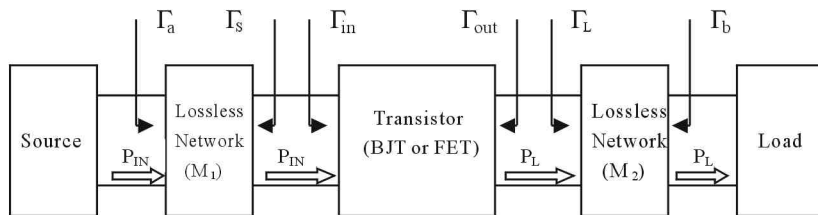


图1 晶体管放大器电路原理框图

根据线型网络输入、输出端阻抗的匹配情况,有三种放大器增益:工作功率增益 G_p (operating power gain)、转换功率增益 G_T (transducer power gain)、资用功率增益 G_A (available power gain)。

低噪声放大器的增益要适中,太大会使下级混频器输入太大,产生失真。但为了抑制后面各级的噪声对系统的影响,其增益又不能太小。放大器的增益首先与管子跨导有关,跨导直接由工作点的电流决定。其次放大器的增益还与负载有关。低噪声放大器大都是按照噪声最佳匹配进行设计的。噪声最佳匹配点并非最大增益点,以此增益 G 要下降。噪声最佳匹配情况下的增益成为相关增益。通常,相关增益比最大增益大约低2-4dB。增益平坦度是指功率最大增益与最小增益之差,它用来描述工作频带内功率增益的起伏,常用最高增益与最小增益之差,即 $G(\text{dB})$ 表示。

1.4 放大器的稳定性

放大器必须满足的首要条件之一是其在工作频段内的稳定性。这一点对于射频电路是非常重要的,因为射频电路在某些工作频率和终端条件下有产生振荡的趋势。考察电压波沿传输线的传输,可以理解这种振荡现象。若传输线终端反射系数 $\Gamma_0 > 1$,则反射电压的幅度变大(正反馈)并导致不稳定的现象。反之,若 $\Gamma_0 > 1$,将导致反射电压波的幅度变小(负反馈)。

当放大器的输入和输出端的反射系数的模都小于1,即 $\Gamma_{in} < 1$,

$\rho_{out} < 1$ 时, 不管源阻抗和负载阻抗如何, 网络都是稳定的, 称为绝对稳定; 当输入端或输出端的反射系数的模大于 1 时, 网络是不稳定的, 称为条件稳定。对条件稳定的放大器, 其负载阻抗和源阻抗不能任意选择, 而是有一定的范围, 否则放大器不能稳定工作^[3]。

1.5 输入阻抗匹配

低噪声放大器与其信号源的匹配是很重要的。放大器与源的匹配有两种方式: 一是以获得噪声系数最小为目的的噪声匹配, 二是以获得最大功率传输和最小反射损耗为目的的共扼匹配。一般来说, 现在绝大多数的 LNA 均采用后一种匹配方法, 这样可以避免不匹配而引起 LNA 向天线的能量反射, 同时, 力求两种匹配接近。

1.6 端口驻波比和反射损耗

低噪声放大器主要指标是噪声系数, 所以输入匹配电路是按照噪声最佳来设计的, 其结果会偏离驻波比最佳的共扼匹配状态, 因此驻波比不会很好。此外, 由于微波场效应晶体或双极性晶体管, 其增益特性大体上都是按每倍频程以 6dB 规律随频率升高而下降, 为了获得工作频带内平坦增益特性, 在输入匹配电路和输出匹配电路都是无耗电抗性电路情况下, 只能采用低频段失配的方法来压低增益, 以保持带内增益平坦, 因此端口驻波比必然是随着频率降低而升高。

2 低噪声放大器设计仿真及优化

2.1 设计目标

本文低噪声放大器的设计目标是:

频率: 2.1GHz ~ 2.4GHz
噪声系数: 小于 0.5dB (纯电路噪声系数不考虑连接损耗)

增益: 大于 15dB

增益平坦度: 每 10MHz 带内小于 0.1 dB

输入输出驻波比: 小于 2.0

输入输出阻抗: 50

2.2 仿真设计

在较高的频段设计低噪声放大器, 通常选用场效应管 FET 和高电子迁移率晶体管 (HEMT)。影响放大器噪声系数的因素有很多, 除了选用性能优良的元器件外, 电路的拓扑结构是否合理也是非常重要的。放大器的噪声系数和信号源的阻抗有关, 放大器存在着最佳的信号源阻抗 Z_{so} , 如果所示, 此时, 放大器的噪声系数应该是最小的, 所

以放大器的输入匹配电路应该按照噪声最佳来进行设计, 也就是根据所选晶体管的 ρ_{opt} 来进行设计。为了得到较高的功率增益和较好的输出驻波比, 输出匹配电路则采用共扼匹配。输入匹配电路在达到最佳噪声时, 放大器的输入阻抗未必恰好与信号源阻抗匹配, 因而功率放大倍数不是最大。设计放大器时, 首先考虑的是噪声尽可能低, 其次才考虑增益的问题。因此, 牺牲一点增益来换取噪声系数的降低是必要的, 两者之间应该取一个合适的折中。LNA 采用两级放大的方式来实现, 为使放大器具有更低的噪声, 第一级的工作点应根据最小噪声系数来选取最佳的工作电流。为

VDS=2V, ID=10Ma

FREQUENCY MHZ	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
2000.0000	0.973	-21.2	4.450	154.2	0.022	75.9	0.550	-15.2
2500.0000	0.951	-27.7	4.453	147.1	0.028	71.2	0.538	-19.9
3000.0000	0.935	-34.3	4.439	140.3	0.033	66.7	0.523	-25.2
3500.0000	0.914	-40.6	4.389	133.5	0.038	63.5	0.511	-30.3
4000.0000	0.893	-46.3	4.314	127.3	0.042	57.7	0.500	-34.9
4500.0000	0.872	-51.4	4.230	121.1	0.045	54.5	0.495	-39.1
5000.0000	0.848	-55.9	4.158	115.3	0.048	49.7	0.492	-42.9
5500.0000	0.892	-60.0	4.118	109.9	0.050	48.2	0.484	-45.8
6000.0000	0.814	-64.8	4.130	104.3	0.053	46.1	0.482	-48.8
6500.0000	0.781	-70.1	4.149	98.3	0.058	42.8	0.472	-52.6
7000.0000	0.745	-76.3	4.180	91.8	0.063	40.4	0.450	-56.3
7500.0000	0.699	-82.7	4.170	85.3	0.065	36.6	0.423	-59.2
8000.0000	0.660	-90.3	4.184	78.7	0.070	33.7	0.393	-62.6
8500.0000	0.635	-99.8	4.197	71.7	0.074	29.4	0.360	-67.3
9000.0000	0.602	-109.5	4.171	64.7	0.077	25.4	0.327	-72.4
9500.0000	0.578	-118.3	4.109	57.9	0.081	22.3	0.290	-78.8
10000.0000	0.554	-127.2	4.063	51.3	0.086	18.9	0.268	-86.8
10500.0000	0.537	-135.2	4.030	44.6	0.092	15.3	0.251	-96.2
11000.0000	0.507	-144.1	3.978	37.6	0.095	10.8	0.233	-105.3
11500.0000	0.477	-154.0	3.950	30.8	0.099	5.9	0.224	-114.3
12000.0000	0.445	-166.2	3.906	23.5	0.103	2.0	0.211	-123.1
12500.0000	0.428	-179.6	3.851	16.0	0.108	-2.2	0.187	-132.5
13000.0000	0.418	165.3	3.762	8.5	0.110	-606	0.157	-146.2
13500.0000	0.430	150.6	3.642	1.1	0.111	-10.3	0.123	-164.0
14000.0000	0.453	137.9	3.517	-6.1	0.110	-14.8	0.110	169.0
14500.0000	0.486	126.7	3.395	-13.0	0.112	-19.6	0.125	141.4
15000.0000	0.486	116.7	3.295	-19.9	0.111	-22.0	0.161	121.7
15500.0000	0.513	108.4	3.150	-26.4	0.113	-25.6	0.207	113.4
16000.0000	0.526	100.4	3.046	-33.3	0.110	-29.3	0.255	109.0
16500.0000	0.531	91.1	2.911	-40.7	0.112	-32.1	0.299	105.4
17000.0000	0.533	82.1	2.739	-48.0	0.111	-36.1	0.329	101.5
17500.0000	0.537	72.2	2.573	-54.3	0.110	-40.1	0.343	95.9
18000.0000	0.546	64.7	2.400	-59.4	0.106	-41.6	0.347	90.6

(a)

图2 NE3210S01 的 S 参数以及增益、噪声特性

保证有足够的增益,第二级应从最佳增益条件来考虑,同时兼顾噪声。具体的设计流程:

(1) 首先选择合适的器件。选择适用于工作频率且具有可接受的增益和噪声系数的BJT、JEFT和MESFET。工作频率在6GHz以下时,大多使用双极晶体管;工作频率在6GHz以上时,大多选用场效应晶体管。而且,通常要求晶体管的截至频率大于或等于2-3倍的工作频率。低噪声放大器则要求截至频率更高一些。本文选取NEC公司低噪声产品系列的NE3210S01 N沟道HJ-FET,其性能如图2a,b所示,它在2-4GHz的频宽内增益在18dB以上,噪声系数在0.5dB以下,符合设计指标。上网下载并安装NEC公司提供的ADS Design Kit for NEC Electronics,该工具包集成了NEC系列低噪声放大器的FET、JBJT、HJ-FET,安装在ADS中后可以从元件库面板中选择所需的管子。由于Design Kit中的元器件是已经封装好的晶体管,所以无需再在ADS中建立其Spice模型,直接从手册中查到所选取管子在特定偏置下的各个工作点的S参数,从中选择恰当的工作点,使得以此为依据在电路原理图中设计偏置电路。合适且稳定的工

作点决定了管子的动态范围,是保证放大器不出现平顶失真的前提,而且直接影响放大器的高频稳定性,本文选择典型的静态工作点 $V_{DS}=2.0V$, $I_D=10mA$ ^[4]。

(2) 晶体管S参数的测量并确定工作点。利用ADS的S参数仿真在所需要的频带内求出低噪声管的S参数,并与手册所提供的S参数对比,通过调整栅源电压 V_{GS} 不断修正S参数最终得到合适的偏置电路。由于外界因素中温度对回路的Q值影响最大,故偏置电路在S参数仿真时应注意按照提示窗口所给出的信息修改模型的温度,本文管子的仿真环境温度温度为16.85。加好偏置电路之后测试结果如图3所示

$$V_{GS} = -0.526V, I_D = 9.87mA, V_D = 2.0V.$$

(3) 低噪声管稳定性的判断。稳定性的判断可以通过K-公式或源端和负载端稳定系数圆来判断,前者通常用来判断放大器是否处于绝对稳定的情况。对于低噪声放大器的第一级,主要性能是以降低噪声系数为目标的,故常处于条件稳定的情形,而设计最大增益放大器时采用双端共轭匹配,这时候射频电路必须处于绝对稳定才能保证复数共轭同时成立。

在S参数仿真中添加源稳定判别圆和负载稳定判别圆,等增益圆和噪声系数圆等控件,并分别设置好参数大小,本文选取增益分别为

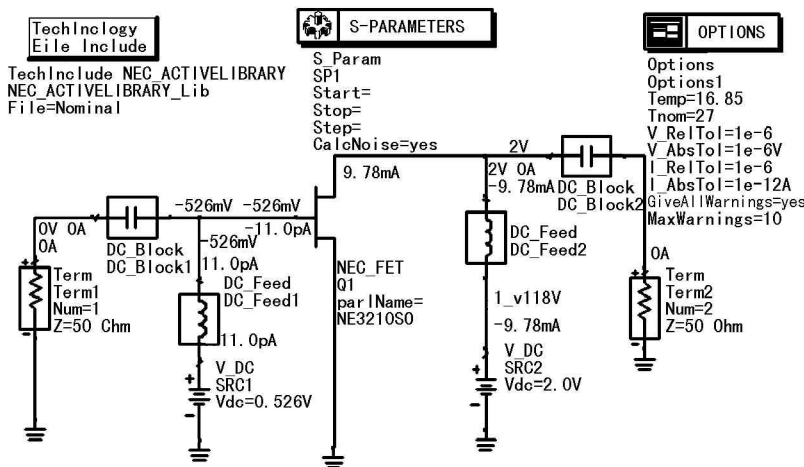


图3 低噪声管的I-V特性

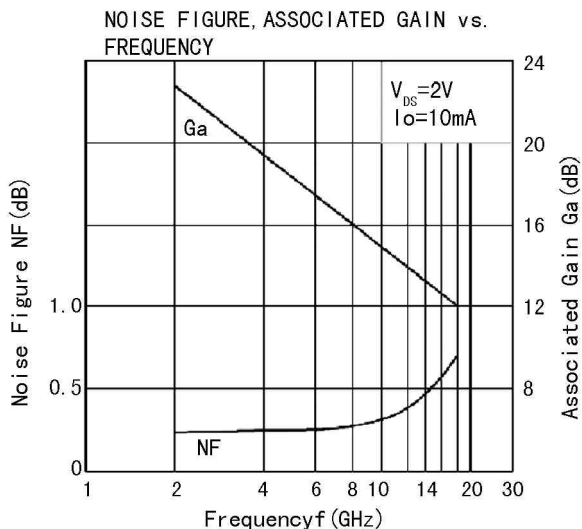


图2

(b)

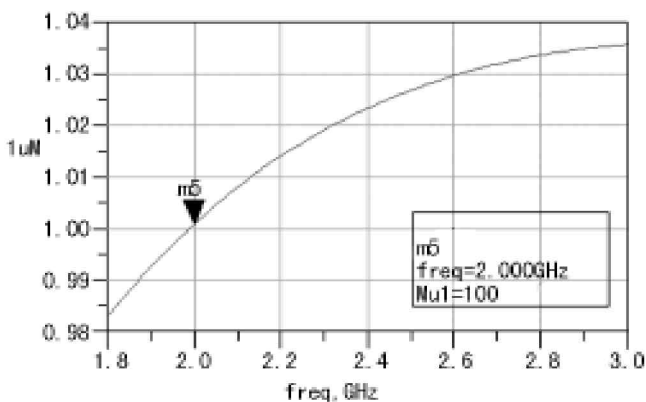


图4 稳定判据 μ 参数的频率响应曲线

8 dB、15 dB、20 dB, 噪声系数 $NF=0.5$ dB, 在仿真后的smith圆图显示系列圆图, 如图5所示。找到稳定区域, 由于 S_{11} 的绝对值小于1, 故smith圆图内处于源稳定判别圆外的 s_s 都是稳定的。但是由输出稳定判别圆可以看出该低噪声管在工作频率下输出并非绝对稳定, 为了避免自激的发生, 实现全频带的稳定性, 可以通过负反馈手段使晶体管进入稳定状态。常用的手段是在场管源极串接一电感或者传输线, 这样可以改变放大器的输入阻抗, 从而通过调整源极影响 S_{11} , 使之靠近 s_{opt} , 有利于噪声匹配和输入端功率匹配的同时实现, 而且实际上源极反馈对放大器噪声的影响很小。本文在低噪声源端串联一个1.0nH的电感, 使晶体管处于绝对稳定状态, 由 μ 判据可以看出在3-6GHz频段内放大器都

处于绝对稳定状态, 如图4所示。另外在输出串联一个150hm电阻, 用来改善放大器的增益平坦度和输出驻波比。

(4) 匹配网络的设计。在增益15dB的圆上选取尽量靠近最小噪声点的源反射系数作为输入匹配点, 如图5中 m_1 所示, 本文取 $s_{opt}=0.768 - 9.872j$, 这样就获得了最佳噪声系数匹配条件, 使放大器满足低噪声的要求的同时又能实现足够的增益。图6显示出了源稳定系数圆图和负载稳定系数圆图, 从标记 m_3 、 m_4 可以看出两者均与smith圆图相离, 又由于 S_{11} 、 S_{22} 均小于1, 故输入输出都满足绝对稳定条件。

输出匹配点 s_{out} 按照下面公

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \text{ 求出。}$$

经过简单计算得到 $s_{out}=0$ 。

4973 - 20.2254, 输出端取共轭匹配, 即 $\Gamma_{out}^* = 0.4973 - 20.2254j$, 接下来开始进行输入输出匹配网络的设计。

设计匹配网络的方法很多, 有图解法, 计算机辅助设计法等。ADS提供了多种方便快捷的匹配网络设计工具, 如无源电路的集总参数元件、微带单枝节、微带双枝节等多种智能元件, 本文利用ADS的smith圆图综合工具很清晰方便的实现自动匹配网络设计。其方法是在元件面板列表选择实用Smith圆图工具 Smith Chart Matching, 然后在工具菜单栏中选择Smith Chart Utility工具, 输入负载反射系数后, 就可以利用ADS所提供的这种智能元件进行阻抗匹配设计, 最后自动生成子网络。由于匹配电路的拓扑结构多样, 应选择一种简单且便于实际工

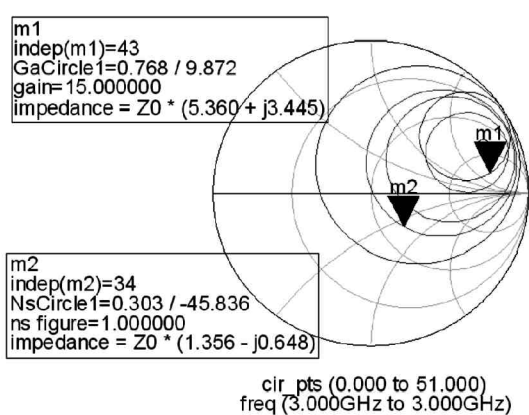


图5 噪声系数圆、等增益圆和输入匹配点的确定

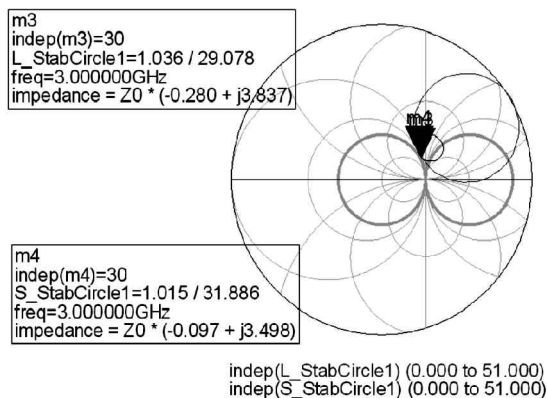


图6 源稳定系数圆图和负载稳定系数圆图

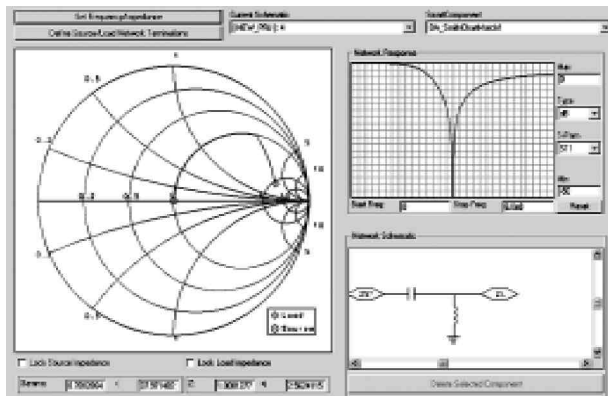


图7 实用史密斯圆图工具

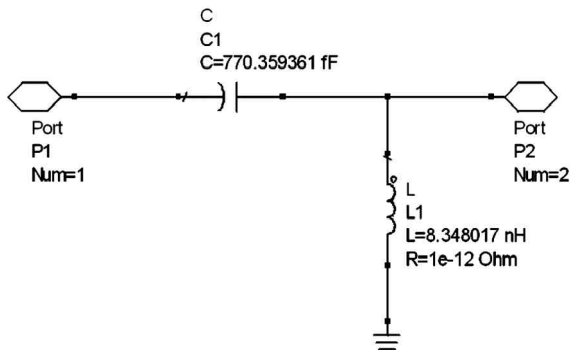


图8 输出匹配子网络

程设计的网络结构,本文采用由集总元件构成的无耗L型网络,如图7所示为实用Smith工具自动生成的一种匹配电路拓扑结构,从中可以观察其反射系数在工作频带的频率响应曲线。图8为圆图综合工具所生成的放大器输出子网络,可以直接添加或复制到原理图中。

输出匹配网络的设计采用S参数优化方法,S参数设计法是将晶体管看做是一个黑盒子,只知道它的端口参数,是从系统或者网络的角度出发来设计放大器。首先设定

匹配网络的集总器件为优化变量,优化的目标为噪声系数、增益、输入驻波比、输出驻波比等,给上述原理图增加优化仿真器OPTIM和优化目标控件GOAL。注意在OPTIM中设定仿真变量,并将设计目标值作为仿真目标,优化仿真变量设计参数,然后选择适合的优化方式,常用的主要是Random(随机法)和Gradient(梯度法),随机法通常用于大范围搜索时使用,梯度法则用于局域收敛,不同方法有不同的元件变量渐进方式,应根

据收敛速度和误差函数公式进行选择。最后选择迭代次数后进行优化仿真,通过不断对优化变量的调整,得到满足稳定性、噪声系数和增益等目标的电路,实际在进行分析的时候,还需要根据具体情况及有关理论加入一些有助于提高电路性能的细节。匹配后仿真原理图如图9所示,优化结果显示如图10所示。

(5)为了进一步改善低噪声放大器的增益、增益平坦度及稳定性,可以采用多级放大器级联的形式满足需求。本文所选择的低噪声管具有很低的噪声系数和较高的1dB压缩点,在仿真中直接将两级相同的单级放大器通过耦合电容进行耦合,前级采用最佳噪声输入匹配,

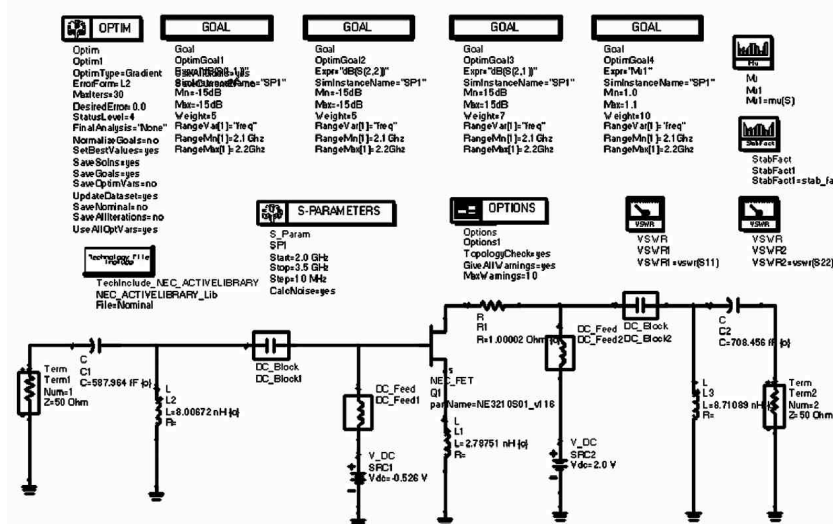


图9 匹配后单级放大器电路仿真原理图

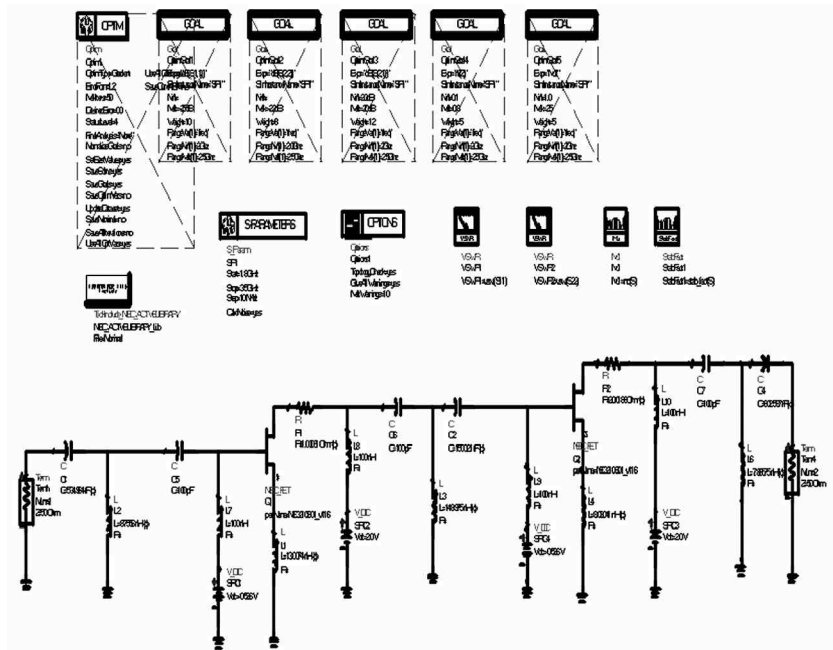
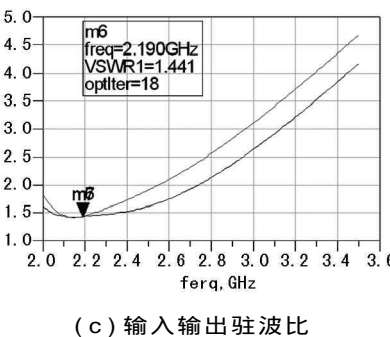
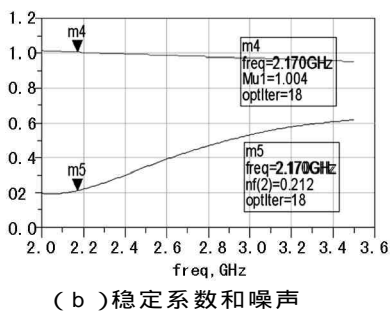
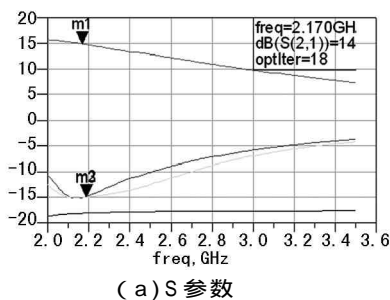


图11 两级级联放大器电路仿真原理图

图10 匹配后单级放大器电路仿真结果

后级采用双共轭匹配,经过匹配网络调谐和进一步优化后,得到性能更加良好的电路。需要注意的是,在进行电路优化时可以直接选用集总参数元件电阻、电容、电感等参数连续变化的模型,在系统设计最后,需要把这些优化过的元件替换为器件库中的元件才是可以制作电路、生成版图的。替换时选择与优化结果相近的数值,替换后要重新仿真一次,检验电路性能是否因此出现恶化。最终的仿真原理图和仿真结果如图11和图12所示。

48

2.3 电路容差分析

YIELD分析能够按照变量元件的离散分布分析出产品达到性能目标的合格率,通常我们能够给出我们所采用的器件的连续或离散变化特性,它们符合电子产品的分布

特性正态分布、高斯分布或其他分布。YIELD分析基于Monte Carlo方法,需要建立一定数量的随机试验。设计变量在容差范围内变化,随机试验中符合设计目标需要的试验次数(PASS NUMBER)和失败的实验次数将会得到,从而估算出产品的试验合格率。

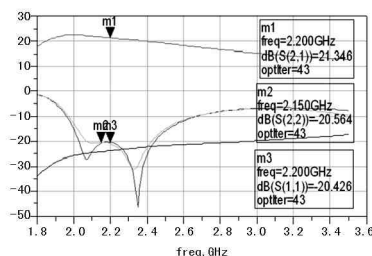
首先给电路原理图增加YIELD仿真器及YIELD参数,对放大器在所设定目标下的合格率进行分析。设置元件参量变化符合正态分布, $\pm 5\%$,设定设计目标YIELD SPEC,这里取S参数、噪声系数和稳定系数为设计目标,YIELD试验次数设置为250次。仿真结果如图13a所示,合格率为71%。为了设计出的产品既要保证合格的指标又要满足较高的合格率,我们必须进行优化合格率设计。YIELD仿真器

及优化控制器如图14所示。

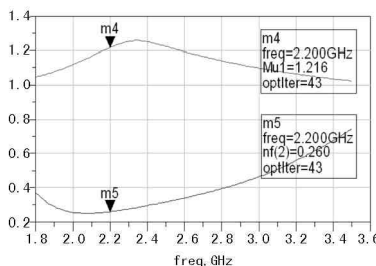
从图13b的表格可以看出,优化设计给出的参数在容差变化范围内对应的产品合格率影响明显,优化后的合格率上升为84%。优化YIELD仿真分析后得到最大合格率下的电路参数优化值,但最大合格率下的电路参数与最佳性能优化后的电路参数值稍微有些变动。经过对S参数的再次分析可以看出,最大合格率优化后的电路性能不如最佳参数优化的性能好。这表明最佳性能设计不一定达到最大合格率产品,最大合格率设计也不一定输出最佳性能的产品。作为投入批量生产的产品,我们必须选择最大合格率设计。

3 结论

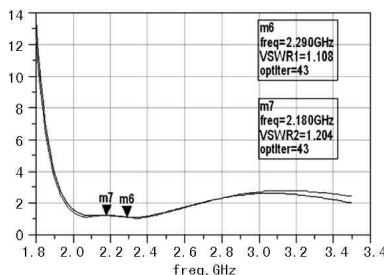
从以上的仿真设计分析过程中,我们首先应用了ADS的S参数仿真分析,设计出满足稳定性要求的低噪声放大器的初始电原理图并进行最佳性能仿真分析。由仿真结果可以看到,工作频带2.1-2.4GHz,平均增益20dB, S_{11} 和 S_{22} 均在-20dB以下,噪声系数在0.35dB以下,输入输出驻波比在1.2左右,带内无条件稳定,均满足设计指标。最后采用ADS的合格率仿真器分析最佳性能



(a) S参数



(b) 稳定系数和噪声



(c) 输入输出驻波比

图12 两级级联放大器电路仿真结果

NumFail	NumPass	Yield	mcTrial
71.000	179.000	71.600	0
			250

图13a 合格率仿真分析结果

NumFail	NumPass	Yield	mcTrial
39.000	211.000	84.400	0
			250

图13b 优化后的合格率仿真结果

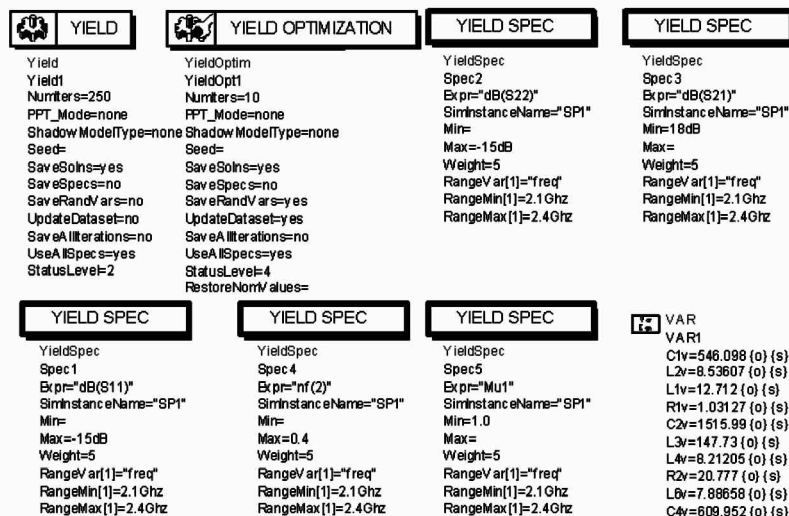


图14 YIELD优化控制器

测量数据的正确处理

Right Data Processing for Measure

刘宏

(中国电子科技集团公司第41
研究所 山东青岛 266555)

Liu Hong

(The 41st Research Institute, CETC
QingDao, ShanDong Province
266555)

摘要: 本文重点介绍如何正确处理测量数据, 以确保测量结果的准确性。

关键词: 测量数据; 处理

中图分类号: TP114 文献标识码: A 文章编号: 1003-0107(2007)03-0049-03

Abstract: This paper mainly introduces how to right put up data processing for measure, in order to insure veracity of measure result.

Key words: Measure data; Processing

CLC number: TP114 Document code: A Article ID: 1003-0107(2007)03-0049-03

测量数据的处理是测量中的一个基本问题, 在实际工作中, 通常会遇到各种各样的数据处理问题, 不同的数据需要应用不同的处理方法。由于测量过程中各种因素的影响, 任何一种测量都不可避免的存在着误差; 正确理解测量误差和正确处理测量数据, 关系到测量结果的正确性, 是保证产品质量的一个方面。

1 测量误差的基本概念

1.1 测量误差的定义

测量误差, 简称误差, 是指由测量赋予的被测量之值与被测量的真值之差。测量的目的是为了确定被测量的量值, 这个量值与测量程序、测量环境、测量设备以及测量人员等有关, 因此测量结果与被测量的真值之间就会有所不同, 产生一定的误差。

所谓真值就是与被测量的定义

一致的某个值, 这是一个理想的概念, 只有通过完美无缺的测量才能获得, 所以从本质上说真值是不能确定的。在实践中, 对于给定的目的, 并不一定需要获得特定值的“真值”, 而只需要与“真值”足够接近的值, 即约定真值代替这个量的真值。约定真值可以通过校准或检定得出的某特定量的值, 可以是更高准确度等级的测量设备测得的值, 也可以是多次测量结果的平均值。

1.2 误差的分类

测量误差往往由若干分量组成, 这些分量按其特性可分为随机误差和系统误差两大类。

随机误差是指在重复性测量条件下, 测量结果与对同一被测量进行无限多次测量所得结果的平均值之差。随机误差大抵来源于影响量的变化, 而这种变化在时间和空间

上都是随机的, 所以会引起测量重复观测值的变化, 也可以认为正是这种变化导致了重复观测中的分散性。引起随机误差的影响量是无法控制的, 因此, 随机误差是不能修正的。随机误差具有统计规律, 可以应用统计技术进行估计, 也可以通过增加测量次数的办法减小随机误差。

系统误差是指在重复性测量条件下, 对同一被测量进行无限多次测量所得结果的平均值与被测量的真值之差。由于实际测量的次数只能进行有限次数的重复测量, 真值也就只能用约定真值来代替。系统误差大抵来源于影响量的稳定变化, 可以定量表述, 也可以通过估计修正值予以修正。

1.3 测量结果的修正

对系统误差尚未进行修正的测量结果, 称为未修正结果。对系统

参数下产品的合格率, 并采用了优化合格率分析使产品最终达到高性能与高合格率。

参考文献:

[1] 陈邦媛. 射频通信电路[M]. 科学

出版社, 2004

[2] Reinhold Luding, Pavel Bretchko. 射频电路设计—理论及应用[M]. 电子工业出版社, 2002

[3] Matthew M. Radmanesh. Radio Frequency and Microwave Electronics Illustrated[M]. 电子工业出版社, 2002

[4] NEC Data Sheet NE3210S01 X to Ku Band Super Low Noise Amplifier N-channel HJ-FET, 1998.