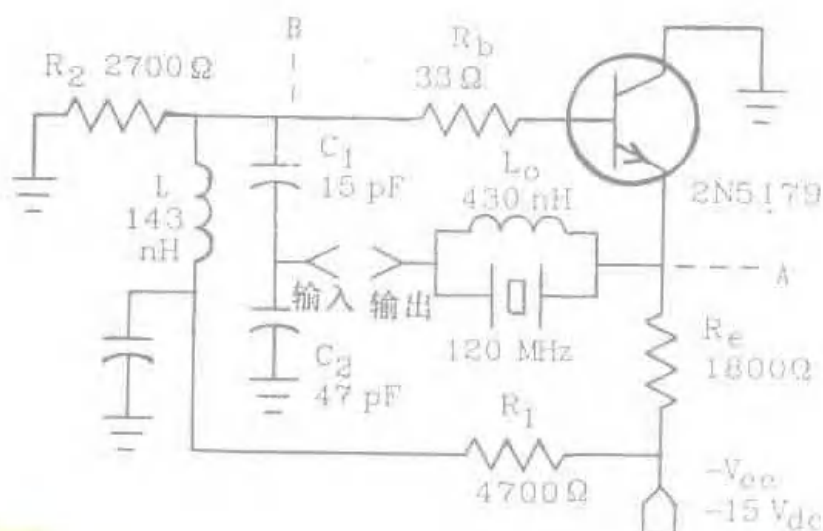


振荡器设计 与计算机模拟



华兴情报所电子情报室

367793

振荡器设计与计算机模拟



华兴情报研究所电子情报室

1992年1月

序 言

本书是一本关于射频和微波振荡器设计的简单而正确的参考资料，书中系统地介绍了各种振荡器的基本概念、统一的设计方法以及利用计算机模拟检验设计。在基本理解，决定元件值或预测性能参数时，给出了简单的方程式。

其设计是以伪线性法为基础的。一个有源放大器与一个无源选频谐振器级联。假定在线性工作的情下来研究这个电路的开环增益/相位伯德(Bode)曲线。为了构成振荡器必须使这个电路闭环，建立振荡直到出现极限，它使环路增益降到1。这种线性伯德曲线描述了振荡器性能的所有方面，独立地研究环路放大器的非线性特性，同时这些研究几乎预测振荡器性能的所有方面，例如增益/相位振荡值、振荡频率、噪声特征、起振时间、输出电平、谐波电平和产生寄生振荡的条件。采用这种振荡器设计方法的有：双极晶体管、JFET、MOSFET、混合/MMIC有源器件，可以带有电容、电感、传输线、SAW以及电谐振器。

如果这个放大器和谐振器是很简单，那么完整的线性解所涉及的数学运算也是很简单的。精确的射频和微波有源器件模型是复杂的，因此，解这个环路电路方程不是概念上的困难，而是典型烦琐处理。每一种振荡器的精确方程式和技术是不同的，不能获得统一的方法。那么为什么不能让一个通用电路模拟的计算机程序来负担开环伯德响应的计算工作呢？近几年这些方便的程序已经成熟。对于模拟程序来说，处理大量的实际问题（如元件寄生现象）非常简单。这样就

可以让设计师去仔细考虑概念和解法，而让计算机去处理单调的分析。统一的振荡器设计方法就是受到这样环境的鼓励和启发。

本书中的分析有的是利用模拟程序STAR2.0（在本书携带的软盘中），有的是利用功能更强的具有模拟、调谐以及优化的= SuperStar = 3.2程序。在平时的应用中可以用于这些分析的其它线性模拟程序有Touchstone（试金石）和Super Compact（超级匣子）。程序= Oscillator = 可以按照各种方法使用。这个程序是具有多种用处的振荡器综合程序。它被用于帮助设计，如计算任意选定的振荡器的谐波频率元件值，计算偏压网络的元件值，估算振荡器的相应噪声。对相位噪声积分，以便估算残留PM和FM并且写出= Super star = 电路文件，以用于快速而轻松的伯德响应分析。

目 录

序 言

第一章 分析的基础理论 (1)

1.1 S参数 (1)

1.2 史密斯圆图 (5)

1.3 匹配 (6)

1.4 无反馈宽带放大器 (8)

1.5 稳定性 (10)

1.6 双端口网络的互连 (12)

1.7 带反馈的宽带放大器 (13)

1.8 元件的寄生性 (16)

1.9 具有寄生参数的放大器 (17)

第二章 振荡器基本原理 (21)

2.1 实例 (22)

2.2 失配 (24)

2.3 相位 (25)

2.4 谐振频率 (27)

2.5 Q值 (28)

2.6 传输线谐振器 (31)

2.7 石英晶体谐振器 (33)

2.8 晶体损耗 (36)

2.9 牵引晶体振荡器 (37)

2.10 陶瓷压电谐振器 (41)

2.11	声表面波谐振器	(41)
2.12	多重谐振器	(43)
2.13	输出耦合	(46)
2.14	负阻分析	(48)
2.15	负阻抗振荡器噪声	(52)
2.16	电源稳定性	(53)
第三章	极限和起振	(56)
3.1	极限	(56)
3.2	振幅和频率稳定性	(56)
3.3	A类工作	(58)
3.4	近A类的一个例子	(59)
3.5	预测输出电平	(62)
3.6	输出谐波成份	(66)
3.7	C类功率振荡器	(69)
3.8	起振	(70)
3.9	起振时间	(70)
3.10	偏压时间常数	(73)
3.11	限幅的频率效应	(73)
第四章	噪声	(76)
4.1	单边带相位噪声	(76)
4.2	放大器噪声	(76)
4.3	放大器闪烁噪声	(77)
4.4	振荡器噪声	(78)
4.5	残留相位和频率调制	(80)
4.6	变容二极管调制相位噪声	(81)

4.7	缓冲放大器	(83)
4.8	倍频	(83)
4.9	离散边带	(84)
4.10	电源噪声	(85)
4.11	关于低噪声设计的建议	(86)
4.12	典型振荡器噪声特性	(88)
第五章 偏压		(92)
5.1	双极晶体管偏压	(92)
5.2	简单的反馈偏压	(93)
5.3	单电池偏置	(94)
5.4	CC负电源偏置	(95)
5.5	双电源偏置	(96)
5.6	JFET偏压	(97)
5.7	源极接地	(97)
5.8	自偏压	(97)
5.9	双栅 FET	(99)
5.10	有效双极晶体管偏压	(100)
5.11	混合偏压	(101)
第六章 计算机模拟		(103)
6.1	安装	(103)
6.2	软盘安装	(104)
6.3	硬盘安装	(105)
6.4	简单电路文件的例子	(106)
6.5	运行例子	(108)
6.6	振荡器例子	(111)

6.7	计算机执行时间	(113)
6.8	电路文件指导	(114)
6.9	STAR2.0 编辑程序	(116)
6.10	编辑	(117)
6.11	其它编辑特征	(119)
6.12	保留STAR 2.0	(119)
6.13	= SuperSuar = 振荡器例子	(119)
6.14	附加例子	(121)
第七章	电路	(123)
7.1	频率范围	(124)
7.2	稳定性	(125)
7.3	通用注释	(125)
7.4	输出耦合	(126)
第八章	L—C振荡器	(128)
8.1	电容器	(128)
8.2	电感器	(130)
8.3	L—C科尔皮兹振荡器	(132)
8.4	L—C克拉普振荡器	(135)
8.5	L—C双极晶体管振荡器	(139)
8.6	L—C混合残余振荡器	(144)
第九章	分布式振荡器	(149)
9.1	负阻UHF 振荡器	(150)
9.2	带变压器的负阻振荡器	(156)
9.3	双极晶体管空腔振荡器	(158)

9.4	混合空腔振荡器.....	(163)
第十章	SAW振荡器.....	(167)
10.1	SAW双极晶体管振荡器.....	(167)
10.2	SAW混合振荡器.....	(170)
10.3	SAW双栅FET振荡器.....	(174)
第十一章	石英晶体振荡器.....	(179)
11.1	皮尔斯晶体振荡器.....	(179)
11.2	科尔皮兹晶体振荡器.....	(183)
11.3	高性能晶体振荡器.....	(186)
11.4	布特拉泛音晶体振荡器.....	(193)
11.5	布特拉振荡倍频器.....	(197)
附录A	= SuperStar =	(202)
附录B	= OSCILLATOR =	(216)
附录C	调谐的线性特性	(220)
附录D	STAR 2.0错误信息.....	(226)
附录E	STAR 2.0编码.....	(232)

第一章 分析的基础理论

这一章的目的是概述网络的分析概念。业已成熟这些概念的读者可以有选择地浏览本章。

网络可以看作双端口“黑匣子”。因为假定网络是线性、时不变的，则网络的特性由一组与端口电压和电流关联的线性、时不变方程唯一地确定。为此，产生了一些双端口网络参数类型，如 H 、 Y 、 Z 、 S 、 $ABCD$ 等。参考文献〔1〕和〔2〕介绍了更多网络参数评论和其它的分析考虑。

1.1 S参数

S 参数在射频电路设计、分析和测量中具有十分重要的意义。在射频设计中，使用较早的参数，如 Y 参数，在测量时要求端口为开路或短路。对于高频宽带测量，这几乎是一个不可能实现的约束。散射参数〔3、4〕（ S 参数）是通过在端口端接一参考特性阻抗来测量和定义的。现代网络分析仪很适合测量 S 参数，因为被分析的网络总是插入到具有相同参考特性阻抗的传输介质中使用。 S 参数有一个额外的优点，那就是他直接与常用的性能参数，例如，插入增益和反射损耗相关联。

通过研究一组电压行波（见图1—1）来定义双端口 S 参数。当一个信号电源的电压波射入一个网络时，一部分电压通过网络传输，一部分被反射回信号源。入射和反射的电压波也可能出现在网络的输出端。新的变量被定义为电压除以参考阻抗的平方根。这些新变量幅度的平方可以看作是功率行波。

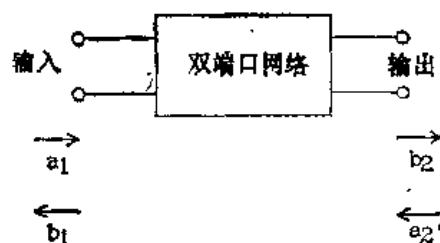


图1—1 双端口网络的行波分布参数

$|a_1|^2$ = 在网络输入端的入射功率波 1.1

$|a_1|^2$ = 在网络输入端的反射功率波 1.2

$|a_2|^2$ = 在网络输出端的入射功率波 1.3

$|a_2|^2$ = 在网络输出端的反射功率波 1.4

这些新变量和网络S参数的关系可以用以下表达式来描述：

$$b_1 = a_1 s_{11} + a_2 s_{21} \quad 1.5$$

$$b_2 = a_1 s_{12} + a_2 s_{22} \quad 1.6$$

$$s_{11} = \frac{b_1}{a_1}, \quad a_2 = 0 \quad 1.7$$

$$s_{12} = \frac{b_1}{a_2}, \quad a_1 = 0 \quad 1.8$$

$$s_{21} = \frac{b_2}{a_1}, \quad a_2 = 0 \quad 1.9$$

$$s_{22} = \frac{b_2}{a_2}, \quad a_1 = 0 \quad 1.10$$

以一个等于参考阻抗的负载端接这个网络就使得 $a_2 = 0$ 。在这样的条件下：

$$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad 1.11$$

$$s_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad 1.12$$

那么, s_{11} 是网络的输入反射系数, s_{21} 是网络的增益或损耗。

以一个等于参考阻抗的负载端接这个网络的输入, 以输出端口驱动这个网络就使得 $a_1 = 0$, 在这些条件下:

$$s_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad 1.13$$

$$s_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad 1.14$$

那么, s_{22} 是网络的输出反射系数, s_{12} 是网络的反向增益或损耗。

按一般规定, 线性S参数系数是S, 在本书后续部分, 线性系数记作C, 把 $20\log$ 记作 $|S|$ 。因此, 线性系数C是无单位的比, S参数的单位是dB。为了避免混乱, 把线性形式 C_{11} 和 C_{22} 叫做反射系数, 把分贝形式叫做反射损耗。

$$|S_{11}| = \text{输入反射增益 (dB)} = 20\log |C_{11}| \quad 1.15$$

$$|S_{22}| = \text{输出反射增益 (dB)} = 20\log |C_{22}| \quad 1.16$$

$$|S_{21}| = \text{正向增益 (dB)} = 20\log |C_{21}| \quad 1.17$$

$$|S_{12}| = \text{反向增益 (dB)} = 20\log |C_{12}| \quad 1.18$$

当网络插入具有参数阻抗的传输系统中时 S_{21} 和 S_{12} 分别是正向和反向增益 (或损耗)。在后面将介绍当在双端口的输入、输出或两者插入匹配网络时的增益。

对于具有正阻抗的无源网络, $|C_{11}|$ 和 $|C_{22}|$ 小于1。因此, 输入和输出反射增益 $|S_{11}|$ 和 $|S_{22}|$ 是负分贝值。本书把 S_{11} 和 S_{22} 叫做反射损耗, 与标准工业规定一致。因此, 严格的规约应该是反射增益。

输入VSWR和 C_{11} 具有以下的关系:

$$VSWR = \frac{1 + |C_{11}|}{1 - |C_{11}|} \quad 1.19$$

可以用一个类似的方程式来表示输出VSWR和 C_{22} 的关系。
表1列出了各种反射系数、反射损耗、VSWR的值。

复数输入阻抗和输入反射系数的关系如下：

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + C_{11}}{1 - C_{11}} \quad 1.20$$

可以用类似的方程式定义输出阻抗。

表1—1 径向标度的反射系数参数

S_{11} (dB)	C_{11}	VSWR	S_{11} (dB)	C_{11}	VSWR
40.0	0.010	1.020	6.02	0.500	3.000
30.0	0.032	1.065	5.00	0.562	3.570
25.0	0.056	1.119	4.44	0.600	3.997
20.0	0.100	1.222	4.00	0.631	4.419
18.0	0.126	1.288	3.01	0.707	5.329
16.0	0.158	1.377	2.92	0.714	6.005
15.0	0.178	1.433	2.00	0.794	8.724
14.0	0.200	1.499	1.94	0.800	8.992
13.0	0.224	1.577	1.74	0.818	1.002
12.0	0.251	1.671	1.00	0.891	17.39
10.5	0.299	1.851	0.915	0.900	19.00
10.0	0.316	1.925	0.869	0.905	20.00
9.54	0.333	2.000	0.446	0.950	39.00
9.00	0.355	2.100	0.175	0.980	99.00
8.60	0.398	2.323	0.0873	0.990	199.0
7.00	0.447	2.615			

1.2 史密斯圆图

1939年,史密斯(Philip H Smith)发表了用以描述和求解有关传输线系统问题的圆图,虽然传输系统特性是由简单的方程描述,但在计算机出现之前,最好的方法是用图解技术来求解这些方程式。在微波工业发展过程中,史密斯圆图被获得广泛的承认,它被用于求解各种传输系统问题〔6〕。在本书中也利用史密斯图来描述许多问题。图2为由 Super Star = 计算机程序显示的史密斯圆图。附加归一化实部和虚部标号。关于 Super Star 的更详细的内容请参考附录A。在使用史密斯圆图设计宽带传输系统时,为了在整个有关的范围内选择频率,必须反复在史密斯图上作图解曲线。虽然它比使用计算尺要进步许多,但仍然是使人厌烦的。现代的交互式计算机程序具有高速调整和最佳化功能,可以更有效地处理这个问题。但是史密斯圆图作为数学说明仍然是重要的工具,并且可以和计算机求出的数据重叠显示。史密斯图让我们更加深入地了解传输系统的性能。

史密斯圆图是个阻抗平面和反射系数图。因此,在史密斯圆图上作的极坐标式反射系数曲线图给出了相应的阻抗或导纳。反射系数的值为离开史密斯圆图的中心的距离。标准史密斯图的半径是1。在史密斯圆图上所作的精确匹配曲线是一个长度为零的矢量(反射系数为零),因此被置于图的中心。除了圆圈半径为1的史密斯图之外,也可以利用压缩的或扩展的史密斯图。

这个图的右边部分为高阻抗区,左边部分为低阻抗区,上半部分为感抗,下半部分为容抗。阻抗实部是在从左到右的一条线上,而阻抗虚部是在圆周上。反射系数角的测量以实轴为基准,从中心向右是零度,垂直向上是 90° ,垂直向

下是 -90° 。

从无损传输线角度来看，当传输线长或频率增加时，恒负载阻抗在史密斯圆图上以恒定半径沿顺时针方向旋转。传输线损耗导致反射系数向内螺旋。

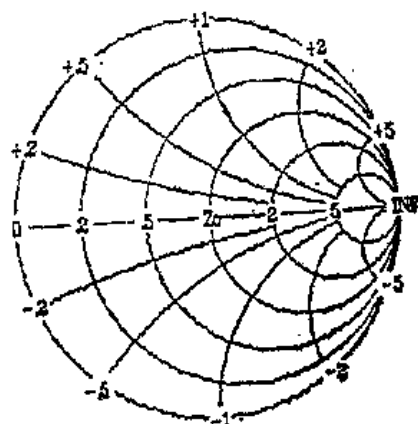


图1-2 有归一化实、虚部标记的史密斯图

1.3 匹配

很明显，增益（或损耗）是网络一个重要参数。将要采用的增益定义是转换功率增益。转换器功率增益定义为输送给负载的功率除以可从信号源获得的功率。

$$G_c = P_{d, L} / P_{a, s, \text{max}} \quad 1.21$$

网络S参数的测量是在信号源和负载阻抗为参考阻抗条件下进行的。当这个网络插入具有任意信号源和负载反射系统中时，转换功率增益为 [4]：

$$G_c = \frac{|C_{12}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - C_{11}\Gamma_s)(1 - C_{22}\Gamma_L) - C_{21}C_{12}|^2} \quad 1.22$$

式中 s = 信号源的反射系数 1.23

L = 负载的反射系数 1.14

假如 Γ_s 和 Γ_L 都等于零, 则

$$Gt \approx C_{21} \quad 1.25$$

或 $Gt(\text{dB}) = 20 \log |C_{21}| - |S_{21}| \quad 1.26$

因此, 当一个网络组装到一个具有等于参考阻抗的信号源和负载的系统中时, $|S_{21}|$ 就是网络的转换功率增益 (dB)。

因为网络的 C_{11} 和 C_{22} 一般不是零, 一部分源功率从网络输入端反射回来, 在源中耗散。在网络的输入(和/或输出)插入一个无损耗匹配网络可以增加这个网络的增益。图1—3为一双端口网络, 在这网络和具有参考信号源之间插入了无损耗匹配网络, 在网络和具有参考阻抗的载荷之间也插入了无损耗匹配网络。

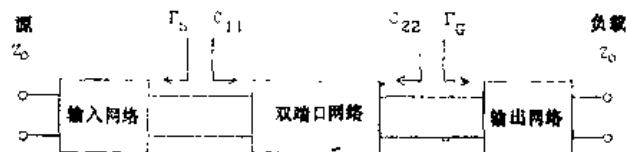


图1—3 S参数定义的输入和输出有无损耗匹配网络的双端网络

图1—3的网络增益由方程式1.22给出。为了简化方程式1.22, 可以假设 C_{12} 等于零。在有源器件中, 频率越高, 其 C_{12} 就越大, 这个假定就较不真实。在计算机辅助设计中这个假设是不必要的, 但它大大地简化了手工和作图设计过程。这个假设也允许对方程式1.22进行因式分解, 以便深入了解这个设计过程。设 $C_{22} = 0$, 那么

式中 G_{tr} = 单向转换功率增益 1.28

当网络的双端口为共轭匹配时: $C_{12} = 0$ 。则:

$$G_{tr, \max} = \frac{1}{1 - |C_{11}|^2} - |C_{22}|^2 = \frac{1}{1 - |C_{22}|^2} \quad 1.29$$

第一项和第三项分别表示通过匹配输入和输出可以达到增益目的。如果 C_{11} 或 C_{22} 比零大很多, 那么通过匹配可以明显地改进增益。匹配不只可以增加网络的增益, 还可降低这个网络的反射。

当在一个频带范围内的网络增益的平坦性比最小反射更重要时, 设计低损耗的匹配网络以提供一个对频率的最好匹配, 这时双端口网络更低。仔细设计放大器匹配网络, 往往可以达到在一倍频程以上的宽带范围内不超过几分之一分贝的增益响应平坦性。

1.4 无反馈宽带放大器

运用前述的基本原理, 下面举2~4GHz放大器设计的例子。Avantek AT60585双极晶体管, 具有表1-2所给出的S参数, 采用共发射极结构。图1-4画出了这些数据的曲线图。其中左图为晶体管的增益(dB) (S_{21}) 特性曲线, 在2GHz时增益为11.4dB, 在4GHz时增益为5.8dB。图1-4右边的史密斯圆图为晶体管的输入输出反射损耗。输入阻抗小于50Ω并且偏感性。输出阻抗大于50Ω就是容性。史密斯圆图上的 S_{11} 和 S_{22} 符号置于这个频率范围的最高频率。因此 S_{11} 轨迹上端在4GHz, 下端在2GHz。

一般来说, 晶体管的增益随频率的增加而减小。利用方程式1.9以及表1-2的 S_{11} 和 S_{22} , 通过匹配输入和输出可获得1.0 + 1.4 = 2.4dB的附加增益。假设 $C_{12} = 0$, 那么共