

射频与微波晶体管 振荡器设计

RF and Microwave Transistor Oscillator Design

(俄) Andrei Grebennikov 著
许立群 李哲英 钮文良 等译

RF and Microwave
Transistor Oscillator Design

ANDREI GREBENNIKOV

WILEY



电子与电气工程丛书

射频与微波晶体管 振荡器设计

RF and Microwave
Transistor Oscillator Design

(俄) Andrei Grebennikov 著

许立群 李哲英 钮文良 等译



机械工业出版社
China Machine Press

本书系统论述了射频和微波晶体管振荡器设计的理论、方法和实践。全书共分9章，内容包括非线性电路设计方法、振荡器工作与设计原理、自激振荡的稳定性、最佳设计与电路技术、振荡器中的噪声、变容二极管与振荡器频率调谐、CMOS压控振荡器、宽带压控振荡器、噪声降低技术等。

本书体系完整、内容精炼、理论与实践结合。适合作为微电子学、集成电路设计与集成系统相关专业的教学用书，也可供相关领域工程技术人员学习参考。

[Andrei Grebennikov]: [RF and Microwave Transistor Oscillator Design]

ISBN: 978-0-470-02535-2

Authorized translation from the English language edition published by John Wiley & Sons, Inc.

Copyright © 2007 by John Wiley & Sons, Ltd.

All rights reserved.

本书中文简体字版由约翰·威利父子公司授权机械工业出版社独家出版。未经出版者书面许可，不得以任何方式复制或抄袭本书内容。

版权所有，侵权必究。

本书法律顾问 北京市展达律师事务所

本书版权登记号：图字：01-2008-1758

图书在版编目（CIP）数据

射频与微波晶体管振荡器设计/（俄罗斯）格勒本尼科夫著；许立群等译.—北京：机械工业出版社，2009.7

（电子与电气工程丛书）

书名原文：RF and Microwave Transistor Oscillator Design

ISBN 978-7-111-26939-7

I. 射… II. ①格… ②许… III. ①高频振荡器—设计 ②微波晶体管—振荡器—设计
IV. TN752

中国版本图书馆CIP数据核字（2009）第062533号

机械工业出版社（北京市西城区百万庄大街22号 邮政编码 100037）

责任编辑：盛东亮

北京京北印刷有限公司印刷

2009年7月第1版第1次印刷

184mm×260mm·20印张

标准书号：ISBN 978-7-111-26939-7

定价：49元

凡购本书，如有倒页、脱页、缺页，由本社发行部调换

本社购书热线：（010）68326294

译者序

射频 (RF) 和微波通信技术是现代通信工程中的重要技术,也是相关集成电路设计的重要领域。在 RF 和微波通信技术中,振荡器设计是核心技术之一。安德烈·格勒本尼科夫博士根据多年的理论研究成果和工程设计经验,在总结了大量工程实例和经验的基础上,结合理论分析方法写成了这本振荡器设计的专著。可以毫不夸张地说,这是一本不可多得的重要学术和技术专著。

IEEE 高级会员安德烈·格勒本尼科夫博士具有长期从事学术与工业研究的经验,是 60 多篇学术论文的作者,著有 3 本书,拥有多项美国专利。他曾在俄罗斯莫斯科电信与信息工业大学、新加坡微电子研究院、爱尔兰 M/A-COM、德国英飞凌技术公司作为工程师、研究员、讲师和教育工作者。作为特约报告人,多次在国际微波研讨会、欧洲微波会议和马来西亚摩托罗拉设计中心讲授相应的短期课程。可以说,本书是安德烈·格勒本尼科夫博士多年潜心研究和工程实践经验的重要总结。

本书全面系统地介绍和讨论了 RF 和微波范围内晶体管振荡器设计的理论、方法和技术。从振荡器基本非线性电路分析与设计开始,深入细致地讨论了振荡器的工作原理、电路结构设计、参数分析与选择、半导体元器件的选择与应用分析方法、专用集成振荡器电路结构设计和噪声分析与消除方法。

本书的特点如下:

1) 在提供大量实际应用电路结构与参数分析计算与仿真的基础上,通过对经典和新理论方法的介绍、讨论与应用,系统地总结和介绍了相关振荡器的分析理论及其应用方法,使读者全面了解和掌握振荡器设计理论分析方法和工程设计技术。

2) 提供了优化设计方法的一些重要建议,这些建议能有效地把解析计算和计算机辅助设计结合在一起,是工程设计和理论研究的实践经验总结。

3) 在理论分析特别是实际电路的分析研究上“喜新不厌旧”,书中不仅介绍了新技术或电路原理图,也包含了某些较为古老的设计思想、电路原理或方法,这对现代工程实践是十分有用的,同时,也是对新思想和新技术发展的有益启迪,具有“温故而知新”的良好效果。

作为一本研究 RF 和微波段的振荡器理论与技术著作,本书不仅对工程电路设计分析与仿真具有十分重要的指导意义,同时还可以作为相关工程专业硕士和博士课程的教学参考,有助于提升解析思路,并有效地把 RF 和微波工程的理论与实际结合在一起。

本书的翻译工作得到了北京联合大学信息学院和北京联合大学微电子应用技术研究所各位老师的大力支持,同时也得到了机械工业出版社华章分社的大力支持。作者在此一并感谢。

本书前言和第 1 章由李哲英翻译,第 2~5 章由许立群翻译,第 6~8 章由王淑英翻译,第 9 章由钮文良翻译。申功迈副教授和吕彩霞助教参与了部分内容的翻译校对工作。全书由李哲英教授统稿。

由于译者水平有限,翻译中肯定存在一些错误,恳请读者批评指正。

译者

2009 年 6 月

前 言

本书的主要目的，是提供 RF 和微波晶体管振荡器设计所必需的全部相应信息，包括众所周知的和新的理论方法及实际电路图与设计，并提供了优化设计方法建议，这些建议有效地把解析计算和计算机辅助设计结合在一起。本书对教学十分有用，可以提升解析思路，并有效地把 RF 和微波工程的理论和实际结合在一起。一般情况下总是会喜新厌旧，因此，本书不仅给出了基于新技术或电路原理图的新成果，也包含了某些较老的思想、电路原理或方法，这会对现代实践十分有用，或者对新思想和技术的发展有所贡献。

据此，本书的读者对象以及对读者的建议如下：

1) 对于大学水平的教授和研究人员，可作为创新研究和教学活动的参考和良好材料，会为研究生和博士生提供强有力的知识背景。

2) 对于研发团队，可结合理论分析和实践，包括计算机辅助设计 (CAD)，为理论和实际电路技术的新思想提供了充分的基础。

3) 对于实际 RF 设计师和工程师，可作为许多已知的和新的实际晶体管振荡器电路的汇编资料，具有详细的工作原理与应用的描述，以及理论结果清楚的实践证明。

第 1 章提供了使用最广泛的解析非线性电路设计技术，特别是晶体管振荡器。依赖于主要的设计规范，有几种非线性电路分析与设计方法。当必须消除或最小化诸如非稳定性和虚假发射等寄生效应时，这意味着时域分析（以确定瞬态电路行为）和频域分析（以改善功率和频谱特性）。使用时域分析技术，易于使用微分方程描述非线性电路，在某些简单情况下，可以解析地以清晰的方式求解微分方程。在缓慢改变幅度和相位的假设下，对振荡过程的幅度和相位，完全可能从原始二阶非线性微分方程得到分离截短的一阶微分方程。然而，一般必须使用数值计算方法。时域分析受限于其自身没有能力处理电路导抗（阻抗或导纳）参数，以及这样一个事实，即时域分析只能用于集总参数或理想传输线的电路。频域分析则较少含混，这是因为对每一个谐波分量而言，相对复杂的电路经常能够降低至一个或几个导抗组。例如，使用准线性方法，被基波分量平均化的非线性电路参数可用于线性电路分析。先进的现代 CAD 仿真器集时域分析和频域分析方法及优化技术于一身，提供了所有必需的设计环节。

第 2 章介绍振荡器设计原理，包括启动和稳态工作条件，使用集总参数和传输线元件的基本振荡器结构，以及简化等效振荡器的分析和设计技术。介绍了导抗设计方法并将其用于串联和并联反馈振荡器，包括电路设计和仿真两个方面。给出了大量使用 MOSFET、MESFET 和双极器件的 RF 和微波振荡器实例，包括这些振荡器电路实现方法的描述。

对有源器件使用直流偏置一般不会导致负电阻条件。在这些器件中，必须引入负电阻条件，同时，负电阻条件由器件物理机制和所选择的电路拓扑结构来确定。振荡器电路中的晶体管常表示为有源二端口网络，其工作原理通过等效电路来表示。在实际设计中，电路和晶体管参数的影响能够引起滞后效应或振荡的不稳定性。在高频实际实现中，寄生器件和电路元件的存在能够提供多谐振电路。具有不同自然频率的工作模式，与谐振电路之间耦合系数的数值有关。因此一般情况下，解析地推导了多谐振电路稳态单频工作的稳定条件，同时也

特别地解析推导了双耦合谐振电路的稳定条件。第3章中,针对不同的单谐振和双谐振振荡器电路,描述和分析了稳定判别准则的几个例子。此外还通过几个振荡器电路实例,展示和阐述了作为振荡系统动态分析定性方法的相平面法和奈奎斯特稳定性判据,这些电路由二阶微分方程来描述。

一般地,RF和微波晶体管振荡器设计是一个复杂问题。根据具体的技术要求,有必要定义振荡器电路的结构,选择适当的晶体管类型,在小信号和大信号条件下评估和测量晶体管非线性模型参数。最后,必须使用适当的非线性仿真器在时域和频域中对振荡器特性进行仿真。振荡器分析可基于二端口网络法,以描述有源器件和反馈电路。这种情况下,晶体管等效电路基本参数可直接测量得到,或者在宽频率范围内足够准确的前提下,在实验数据的基础上近似求得。不过,开始并不知道外部反馈元件的数值。确定反馈和负载参数优化值的过程需要花费时间,在特殊情况下要求多次仿真。由此可知,使用最佳振荡器设计的解析方法是十分方便的。这种方法会合并晶体管等效电路元件及其静态伏安特性、电压-电容特性所表示的反馈元件和负载阻抗的确切表达式。第4章提供了经验的和解析的优化设计方法,这些方法应用于串联和并联反馈振荡器,包括电路设计和仿真两个方面以及高效率设计技术。还给出了使用MOSFET、MESFET、HEMT和双极器件的RF和微波振荡器典型实例,包括对这些电路结构的描述。

第5章描述不同的振荡器噪声模型,以清楚地表达谐振电路和有源器件噪声模型参数之间的关系。根据经验导出的简单的反馈振荡器里森(Leeson)线性模型是基于这样一种期望,即真实振荡器输出频谱是由两个基本作用提供的。第一个作用是频率偏移接近载波时附加白噪声导致相位波动的结果。第二个作用是低频波动,或者有源器件非线性作用引起的闪烁噪声对载波区域的上变频。基于负电阻振荡器中电流的正弦表示的非线性库洛卡瓦(Kurokawa)分析,通过引入噪声功率、稳定条件和幅度-相位转换之间的关系,扩展了振荡器的噪声模型。然而,当电流在有源器件输出中必须用傅里叶级数展开式表示时,这种噪声形成机制没有考虑来自有源器件固有非线性行为的混合作用。因此,产生于振荡基波频率附近的相位噪声一般等同于两个同时发生的相关现象的作用:由相位调制作用产生的附加相位噪声,由一个边带转换到另一个边带引起的转换相位噪声。

在许多应用中,特别是在无线通信系统、测量设备或者军事应用中,电压控制振荡器是关键部件。无线应用市场的增长要求高度集成的集成电路解决方案,在这里,高性能晶体管和高品质因数无源元件都得到了应用。第6章讨论变容二极管建模问题、变容二极管非线性及其对频率调制的作用,以及为改善VCO调谐线性度而使用的集总传输线元件谐振电路技术。给出并描述了VCO实现技术的各种实例,这些实例都基于不同类型的有源器件、电路图解法、混合或单频集成电路技术。

新一代无线通信系统的迅速增长,为设计单片无线发送-接收器创造了强大的需求,这种发送和接收器使用了具有较好集成度、低造价和低工作电压的超小尺寸完全单片CMOS制造技术。为提升集成水平,所有无源部件必须集成在单一的芯片中。这种情况下,电压控制振荡器的谐振LC电路的元件作为综合器的核心部分,必须在频率调谐范围内具有高品质因数的特征。第7章讨论MOS变容二极管和螺旋电感器的实现技术、电路设计和实现问题的基本概念问题,以及振荡器相位噪声和低频闪烁噪声的影响。此外,还包含各种不同的微分、互补和积分CMOSVCO的实例,这些电路使用了不同的制造技术。

宽带电压控制振荡器应用在不同的RF和微波系统中,包括宽带测量设备、无线和TV

应用，以及军事电子对抗系统中。在宽带可调信号源中，例如 YIG 调制振荡器，首选的是宽带 VCO，这是因为宽带 VCO 的小尺寸、低重量、高建立时间速度和全单片集成能力。因此，现代雷达和通信应用需要 VCO，在扫过贯穿所有频率的宽范围电压上，具有远超过 YIG 调谐振荡器的速度和建立时间。第 8 章讨论宽带 VCO 电路设计的基本概念，给出详尽的电路解决方案，这些电路使用了集总元件和传输线以改善其频率调谐特性。分析了双极、MOSFET、MESFET 器件的 RF 和微波 VCO 电路结构的不同例子，计算了这些电路的参数或对其进行优化以改善最大调谐带宽或最小调谐线性度。此外还包含有大量雷达或电信系统中 RF 和微波宽带 VCO 应用的实际例子。

第 9 章讨论相位噪声降低技术，给出了详尽的谐振电路解决方案，为频率稳定性和相位噪声降低，这些电路使用的是集总和分布参数。通过相应的低频负载和反馈电路优化，也可以达到改善相位噪声的目的。反馈系统并入振荡器偏置电路，可以在从高频到微波的宽频带范围内使相位噪声显著减少。特别描述了具有集电极和发射极噪声反馈电路的双极振荡器离散化实现。此外还提供了基于无源 LC 滤波器的滤波技术，用来削弱微分振荡器中的相位噪声。展示并讨论了使用滤波技术的全集成 CMOS 电压控制振荡器的不同拓扑结构。利用适当的电路，一种新的、基于经典的共基极单端三点式电路结构的噪声移位微分 VCO，能够改善相位噪声特性。提供了一个具有有源器件与谐振电路优化耦合的、使用一个有源元件的优化设计技术，这个有源器件由共源极 FET 器件和共基极双极晶体管顺序连接而成。微波振荡器中的相位噪声也可以通过使用负电阻补偿、增加振荡器谐振电路负载品质因数来降低。最后，讨论了一个使用非线性反馈环的新方法，这个方法用来抑制微波振荡器中的相位噪声。

致谢

Vladimir Nikiforov 博士，是一名耐心的助教和博学的教师，我们在莫斯科通信与信息工业大学的研究工作中有着长期的合作，他以无可估量的人类和科学特征对作者的研究和出版这些创造性的活动作出了贡献。

Bill Chen 博士，新加坡微电子研究所第一任所长，他提供了使研究得以进行的良好设备与环境，没有这些设备和环境就不可能实现本书的写作。

Alex Teo 和他的同事，提供了来自安软（Ansoft）公司优秀的专业软件产品和有价值的技术帮助。

Ravinder Walia，参与了有关 CMOS 振荡器设计问题的有益和有用的讨论。

给予作者帮助的还有，俄罗斯莫斯科通信与信息工业大学的 Grigory Aristarkhov 教授、Vladimir Chernyshev 博士、Pavel Miknevich 博士、Vladimir Pashnin 博士、Nikolai Paushkin 博士和 Elena Stroganova，澳大利亚林茨大学的 Herbert Jaeger 博士，意大利波罗格纳大学的 Aoberto Costantini 博士，新加坡微电子研究所的 Rajinder Singh 博士和 Lin Fujiang 博士，感谢他们的鼓励和支持。

特别要感谢作者的夫人，Galina Grebennikova，感谢她完成了重要的数字计算和计算机艺术设计，以及她长期的鼓励、启示、支持和帮助。

最后，我向 John Wiley & Sons 全体与本书出版计划有关的工作人员表达我诚挚的谢意，感谢他们的敬业和杰出的努力。

目 录

译者序
前言

第 1 章 非线性电路设计方法	1
1.1 谱域分析	1
1.1.1 三角恒等式	2
1.1.2 分段线性近似	3
1.1.3 贝塞尔函数	6
1.2 时域分析	7
1.3 牛顿-拉普逊算法	9
1.4 准线性方法	11
1.5 范·德波尔方法	14
1.6 计算机辅助分析与设计	17
参考文献	20
第 2 章 振荡器工作与设计原理	21
2.1 稳态工作模式	21
2.2 起振条件	22
2.3 振荡器结构与发展史	26
2.4 自偏压条件	31
2.5 振荡器矩阵分析法	37
2.5.1 并联反馈振荡器	37
2.5.2 串联反馈振荡器	39
2.6 双晶体三极管振荡器	40
2.7 传输线振荡器	44
2.8 双推振荡器	48
2.9 三推振荡器	52
2.10 延迟线振荡器	55
参考文献	58
第 3 章 自激振荡的稳定性	61
3.1 负电阻振荡器电路	61
3.2 常规单频稳定性条件	63
3.3 单谐振电路振荡器	64
3.3.1 恒定负载的串联谐振电路 振荡器	64
3.3.2 非线性负载的并联谐振电路 振荡器	65

3.4 双谐振电路振荡器	65
3.5 多谐电路的稳定性	67
3.5.1 一般复频稳定性判据	67
3.5.2 双频振荡模式及其稳定性	69
3.5.3 双谐振耦合电路振荡器的单频 稳定性	69
3.5.4 具有双谐振耦合电路的三极管 振荡器	70
3.6 相平面法	77
3.6.1 无损谐振 LC 电路中的空转 振荡	78
3.6.2 有损谐振 LC 电路中的振荡	79
3.6.3 有损谐振 LC 电路中的非周期 过程	81
3.6.4 变压器耦合 MOSFET 振荡器	82
3.7 奈奎斯特稳定性判据	83
3.8 起振和稳定	87
参考文献	92
第 4 章 最佳设计与电路技术	93
4.1 经验优化设计方法	93
4.2 解析最佳设计法	99
4.3 并联反馈振荡器	101
4.3.1 最佳振荡条件	101
4.3.2 最佳 MOSFET 振荡器	102
4.4 串联反馈双极三极管振荡器	104
4.4.1 最佳振荡条件	104
4.4.2 最佳共基极振荡器	104
4.4.3 准线性方法	106
4.4.4 计算机辅助设计	109
4.5 串联反馈 MESFET 振荡器	111
4.5.1 最佳共栅极振荡器	111
4.5.2 准线性方法	112
4.5.3 计算机辅助设计	114
4.6 高频设计技术	118
4.6.1 C 类工作模式	118
4.6.2 E 类功率振荡器	120
4.6.3 DE 类功率振荡器	125

4.6.4 F类模式和谐波调谐	125	7.5 电路设计概念与技术	230
4.7 实际振荡器电路	129	7.5.1 器件操作模式	230
参考文献	133	7.5.2 起振条件和稳态条件	233
第5章 振荡器中的噪声	136	7.5.3 差分交叉耦合振荡器	235
5.1 噪声特征	136	7.5.4 宽带调谐技术	237
5.2 闪烁噪声	142	7.5.5 方波VCO	240
5.3 有源器件噪声建模	143	7.6 阻抗技术问题	242
5.3.1 MOSFET器件	143	7.7 CMOS VCO部分电路图	244
5.3.2 MESFET器件	145	参考文献	248
5.3.3 双极三极管	147	第8章 宽带压控振荡器	252
5.4 振荡噪声频谱:线性模型	149	8.1 主要要求	252
5.4.1 并联反馈振荡器	149	8.2 无源元件的单谐振电路	255
5.4.2 负电阻振荡器	155	8.2.1 串联谐振电路	255
5.4.3 科耳波兹振荡器	156	8.2.2 并联谐振电路	257
5.5 振荡器噪声频谱:非线性模型	159	8.3 集总元件的双谐振电路	259
5.5.1 库罗卡瓦逼近	159	8.4 传输线电路的实现	261
5.5.2 冲激响应模型	162	8.4.1 带有均衡传输线的振荡器系统	261
5.6 带载品质因数	170	8.4.2 带多节传输线的振荡系统	264
5.7 幅度-相位转换	174	8.5 VCO电路设计概述	266
5.8 振荡器频率牵引数	175	8.5.1 共栅MOSFET和MESFET的	
参考文献	178	VCO	266
第6章 变容二极管与振荡器频率调谐	183	8.5.2 共集电极双极型VCO	269
6.1 变容二极管建模	183	8.5.3 共基双极型VCO	271
6.2 变容二极管非线性	185	8.6 宽带非线性设计	272
6.3 频率调制	188	8.7 双模式变容二极管调谐	274
6.4 反串联变容二极管对	191	8.8 实用RF和微波宽带VCO	279
6.5 调谐线性度	194	8.8.1 无线和卫星电视应用	279
6.5.1 带集总元件的VCO	194	8.8.2 微波单片集成VCO设计	282
6.5.2 带传输线的VCO	200	8.8.3 推-推振荡器和振荡倍频器	284
6.6 电抗补偿技术	202	参考文献	285
6.7 实用VCO电路图	204	第9章 噪声降低技术	288
6.7.1 VCO实现技术	204	9.1 振荡电路设计技术	288
6.7.2 差动VCO	208	9.1.1 集总元件振荡系统	288
6.7.3 双推VCO	212	9.1.2 传输线振荡系统	290
参考文献	215	9.2 低频加载和反馈的优化	295
第7章 CMOS压控振荡器	218	9.3 滤波技术	299
7.1 MOS变容二极管	218	9.4 噪声-转移技术	303
7.2 相位噪声	222	9.5 阻抗噪声匹配	306
7.3 闪烁噪声	225	9.6 非线性反馈环路噪声的抑制	308
7.4 振荡回路电感	227	参考文献	311

第1章 非线性电路设计方法

本章论述分析非线性电路最常用的设计技术，特别是晶体管振荡器电路。分析和设计非线性电路的方法有很多，方法的选择取决于这些电路的主要规范。这意味着，当必须消除或者最小化诸如不稳定性及假发射等寄生影响的时候，则非线性电路的分析包括时域和频域两个方面，在时域中考察电路的瞬态响应，在频域中改善电路的功耗特性和频谱特性。应用时域分析技术，以微分方程来描述非线性电路是一种相对容易的方法，但这种方法仅在一些简单的情形下能够得到显性解析解。假设信号的幅度和相位变化缓慢，那么就on能从原二阶非线性微分方程中，得到分离化简后的一阶微分方程来描述振荡过程的幅度和相位。但一般来讲，这种方法需要使用数值方法。时域分析受限于无法对电路的导抗参数(导纳或阻抗)进行分析，并且只能应用于集总参数电路或理想传输线电路。相比较而言，频域分析要明确一些，这主要是因为一个相对复杂的电路，在频域中一般能在每个谐波分量上化成一组或几组导抗。举例来说，使用准线性方法，非线性电路参数被基波分量均分，以使其可应用于线性电路分析。先进的现代 CAD 仿真器结合了时域和频域方法以及优化技术，以提供所有必需的设计环节。

本章还给出了基于 Ansoft Serenade 电路仿真器的仿真工具简介。此外，也给出了一些实用的等式，比如泰勒级数展开式和傅里叶级数展开式、贝塞尔函数、三角恒等式以及传导角的概念等，这些等式都能简化电路设计过程。

1.1 谱域分析

理解振荡器电气行为的最好方法，以及计算振荡器输出功率、效率、相位噪声或抑制谐波等基本电气特性的最快方法，是使用谱分析。一般说来，当加入到输入端的是多谐波信号时，这种分析是基于非线性有源器件输出响应的确定性，输出可写成如下解析表达式：

$$i(t) = f[v(t)] \quad (1-1)$$

式中， $i(t)$ 为输出电流， $v(t)$ 为输入电压， $f(v)$ 为电路的非线性传输函数。与谱域分析不同，使用基尔霍夫定律得到电路的非线性微积分方程系统时，时域分析是在时域中建立每个电路元件的电压与电流之间的关系。

在频域中，输入电压 $v(t)$ 一般代表多个频率分量，形式如下

$$v(t) = V_0 + \sum_{k=1}^N V_k \cos(\omega_k t + \phi_k) \quad (1-2)$$

式中， V_0 为恒定电压(基波电压)， V_k 是 k 次谐波分量 $\omega_k (k=1, 2, \dots, N, N$ 是谐波次数)的电压幅度， ϕ_k 是 k 次谐波分量的相位。

将式(1-2)代入式(1-1)后，谱域分析所得的等式表示一种特殊的有源器件非线性传输函数，确定了基波分量和高次谐波分量之和表示的输出谱，同时，输出谱幅度和相位决定了输出信号谱。一般来说，这是一个复杂的过程，要求使用谐波平衡技术在数值上计算出准确的非线性电路响应。然而，当仅需要以输出功率和效率的形式估计出振荡器基本性能时，频域分析能以一种简单的解析方式得到解。在这种情形下，一种基于设备传输函数分段线性近

似法的技术,能够清晰地反映出振荡器的基本性能以及工作模式,也能够作为最终计算机辅助设计和优化进程的一个很好的起点。

谱域分析的结果以谐波分量的总和表示,其中各分量的幅度和相位决定了输出信号谱。这个问题可以通过使用三角恒等式、分段线性近似或贝塞尔函数得到解析解。

1.1.1 三角恒等式

当非线性元件的传输特性可表示为以下的幂级数时,使用三角恒等式会非常简便:

$$i = a_0 + a_1 v + a_2 v^2 + \cdots + a_n v^n \quad (1-3)$$

如果输入信号等效为以下的单频振荡

$$v = V \cos(\omega t + \phi) \quad (1-4)$$

则将式(1-4)代入式(1-3)后可得幂级数

$$i = a_0 + a_1 V \cos(\omega t + \phi) + a_2 V^2 \cos^2(\omega t + \phi) + \cdots + a_n V^n \cos^n(\omega t + \phi) \quad (1-5)$$

要将式(1-5)右侧表示为一阶余弦分量之和的形式,可使用下面的三角恒等式来取代式中的 n 阶余弦分量:

$$\cos^2 \psi = \frac{1}{2}(1 + \cos 2\psi) \quad (1-6)$$

$$\cos^3 \psi = \frac{1}{4}(3 \cos \psi + \cos 3\psi) \quad (1-7)$$

$$\cos^4 \psi = \frac{1}{8}(3 + 4 \cos 2\psi + \cos 4\psi) \quad (1-8)$$

$$\cos^5 \psi = \frac{1}{16}(10 \cos \psi + 5 \cos 3\psi + \cos 5\psi) \quad (1-9)$$

式中, $\psi = \omega t + \phi$ 。

适当地引用式(1-6)~式(1-9),且合并信号频率分量的同类项,式(1-5)可写为

$$i = I_0 + I_1 \cos(\omega t + \phi) + I_2 \cos 2(\omega t + \phi) + I_3 \cos 3(\omega t + \phi) + \cdots + I_n \cos n(\omega t + \phi) \quad (1-10)$$

式中,

$$I_0 = a_0 + \frac{1}{2}a_2 V^2 + \frac{3}{8}a_4 V^4 + \cdots$$

$$I_1 = a_1 V + \frac{3}{4}a_3 V^3 + \frac{5}{8}a_5 V^5 + \cdots$$

$$I_2 = \frac{1}{2}a_2 V^2 + \frac{1}{2}a_4 V^4 + \cdots$$

$$I_3 = \frac{1}{4}a_3 V^3 + \frac{5}{16}a_5 V^5 + \cdots$$

比较式(1-3)和式(1-10)可以发现:

1) 对于非线性元件来说,输出谱包括了输入信号频率若干倍的频率分量。最高频率分量的频率倍数等于幂级数的最大次数。因此,需要知道 n 次谐波响应的幅度时,非线性元件的伏安特性至少需要使用 n 阶幂级数来近似。

2) 直流输出和偶次谐波分量,仅决定于式(1-3)中给出的系统传输特性的偶次电压次数。奇次谐波分量仅决定于式(1-4)给出的单频输入信号奇次电压次数。

3) k 次谐波分量 $\omega_k = k\omega$ 的电流相位 ψ_k 是输入信号电流相位 ψ 的 k 倍:

$$\psi_k = \omega_k t + \phi_k = k(\omega t + \phi) \tag{1-11}$$

这也同样适用于其初始相位

$$\phi_k = k\phi \tag{1-12}$$

1.1.2 分段线性近似

有源器件电流-电压传输特性的分段线性近似法，是用包含若干条在某些指定点与实际曲线相切的直线组成的直线段来近似实际非线性关系式 $i = f(v_{in})$ (v_{in} 是器件的输入电压)。用两段直线分段线性近似的情形如图 1-1a 所示。

实际电流-电压关系(虚线)和用两段直线分段线性近似(实线)的输出电流波形如图 1-1b 所示。大信号工作模式下，这两种关系的波形在大部分区域几乎完全相同，在器件工作的夹断区附近，输出电流有很小的、可以忽略的偏差，在器件工作的饱和区附近却有重大偏差。后者导致严重的非线性失真，仅能用于器件工作有效周期最小化时的高效工作方式。所以，至少前两个输出电流分量，也就是直流分量和基波分量，能够使用足够精确的傅里叶级数展开式来计算。因此，对振荡器输出功率和效率的快速估计来说，这种用两段直线的分段线性近似是有效的。

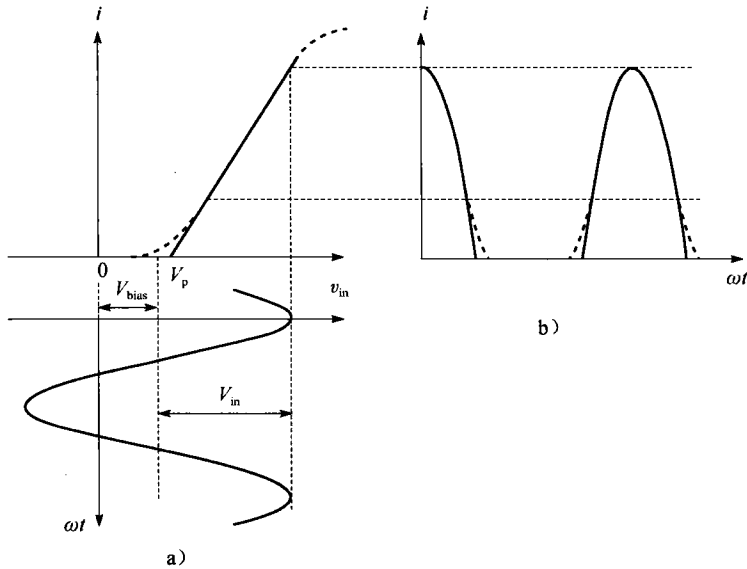


图 1-1 分段线性近似技术

在这种情况下，分段线性有源器件的电流-电压传输特性定义为

$$i = \begin{cases} 0 & v_{in} \leq V_p \\ g_m(v_{in} - V_p) & v_{in} \geq V_p \end{cases} \tag{1-13}$$

式中， g_m 为器件跨导， V_p 为夹断电压。

假设输入信号为余弦形式

$$v_{in} = V_{bias} + V_{in} \cos \omega t \tag{1-14}$$

式中， V_{bias} 为输入直流偏压。

当输入电压 $v_{in}(\omega t)$ 开始等于夹断电压 V_p ，这里 $\omega t = \theta$ ，输出电流 $i(\theta)$ 为零时，有

$$V_p = V_{bias} + V_{in} \cos \theta \tag{1-15}$$

θ 可以从下式中计算得到

$$\cos \theta = -\frac{V_{\text{bias}} - V_p}{V_{\text{in}}} \quad (1-16)$$

作为结果, 输出电流表示为由最大幅度 I_{max} 、宽度 2θ 的余弦脉冲描绘的周期脉冲波形

$$i = \begin{cases} I_q + I \cos \omega t & -\theta \leq \omega t < \theta \\ 0 & \theta \leq \omega t < 2\pi - \theta \end{cases} \quad (1-17)$$

其中, 导通角 2θ 显示了器件导通期间射频电流周期的部分, 如图 1-2 所示。输出电流 $i(\omega t)$ 为零时, 可写为

$$i = I_q + I \cos \theta = 0 \quad (1-18)$$

重新考虑以上各式, 对于分段线性近似来说, $I = g_m V_{\text{in}}$, 式(1-17)可重写为

$$i = g_m V_{\text{in}} (\cos \omega t - \cos \theta) \quad (1-19)$$

当 $\omega t = 0$ 时, $i = I_{\text{max}}$, 并且

$$I_{\text{max}} = I(1 - \cos \theta) \quad (1-20)$$

角 θ 描绘了有源器件工作分类的特征。如果 $\theta = \pi$ 或 180° , 器件在整个周期内工作在导通区(A类工作模式); 当 $\theta = \pi/2$ 或 90° 时, 器件半周期工作在导通区, 半周期工作在夹断区(B类工作模式)。 $\theta > 90^\circ$ 对应于带有一定静态输出电流值的 AB 类工作模式。因此, 二倍角 2θ 叫做导通角, 其数值直接表示了有源器件的工作分类。

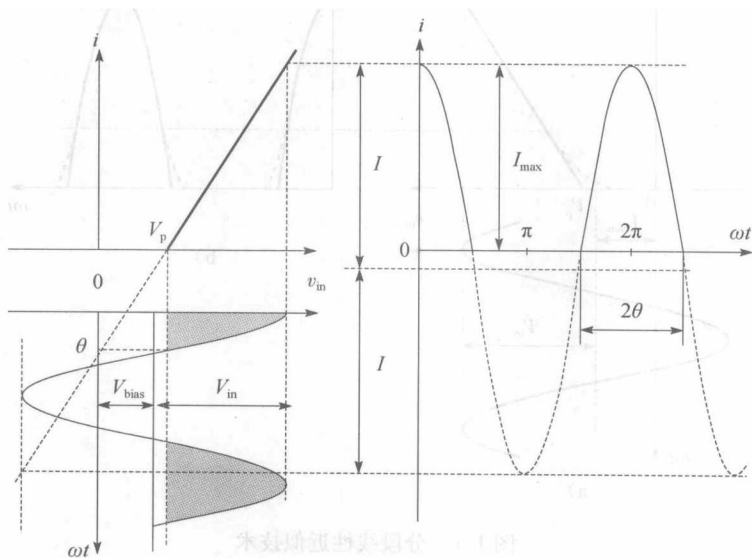


图 1-2 导通角的定义示意图

偶函数($i(t) = i(-t)$)的傅里叶级数展开式仅包含偶次分量, 可写为

$$i(t) = I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t + I_3 \cos 3\omega t + \dots \quad (1-21)$$

式中, 直流分量、基频分量和高次谐波分量可用下式计算

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} g_m V_{\text{in}} (\cos \omega t - \cos \theta) d(\omega t) = \gamma_0(\theta) I \quad (1-22)$$

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} g_m V_{\text{in}} (\cos \omega t - \cos \theta) \cos \omega t d(\omega t) = \gamma_1(\theta) I \quad (1-23)$$

$$I_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} g_m V_{in} (\cos \omega t - \cos \theta) \cos(n\omega t) d(\omega t) = \gamma_n(\theta) I \quad (1-24)$$

式中, $\gamma_n(\theta)$ 叫做输出电流余弦脉冲展开系数或电流系数^[1], 可解析地定义如下:

$$\gamma_0(\theta) = \frac{1}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \quad (1-25)$$

$$\gamma_1(\theta) = \frac{1}{\pi} \left(\theta - \frac{\sin 2\theta}{2} \right) \quad (1-26)$$

$$\gamma_n(\theta) = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\sin(n-1)\theta}{n(n-1)} - \frac{\sin(n+1)\theta}{n(n+1)} \right] \quad (1-27)$$

式中, $n=2, 3, \dots$ 。

直流电流分量、基波电流分量、二次谐波电流分量和更高次的谐波电流分量的 $\gamma_n(\theta)$ 的关系如图 1-3 所示。当 $\theta=180^\circ/n$ 时, $\gamma_n(\theta)$ 达到最大值。一种特殊情形是 $\theta=90^\circ$, 此时奇次电流系数等于 0, 即 $\gamma_3(\theta)=\gamma_5(\theta)=\dots=0$ 。对于任意的导通角, 基波分量和直流分量的比值 $\gamma_1(\theta)/\gamma_0(\theta)$ 在 1~2 之间变化, 在 $\theta=180^\circ$ 时取最小值 1, 在 $\theta=0^\circ$ 时取最大值 2。必须注意这样一个事实, 举例来说, 电流系数 $\gamma_3(\theta)$ 在 $90^\circ < \theta < 180^\circ$ 区间内成为负值。这意味着当 $\gamma_3(\theta)$ 的值为负时, 三次电流谐波分量的相位会发生相应的改变。因此, 如果 $\gamma_n(\theta) > 0$ 的谐波分量有时在电流波形中点取得正的最大值, 那么 $\gamma_n(\theta) < 0$ 的谐波分量在相应的时刻点取得负的最大值。结果, 带有合适负载的不同谐波分量的组合, 将使得电流或电压的波形变得平滑, 并因此而改善振荡器的效率。可得相应电流谐波分量的幅度为

$$I_n = \gamma_n(\theta) g_m V_{in} = \gamma_n(\theta) I \quad (1-28)$$

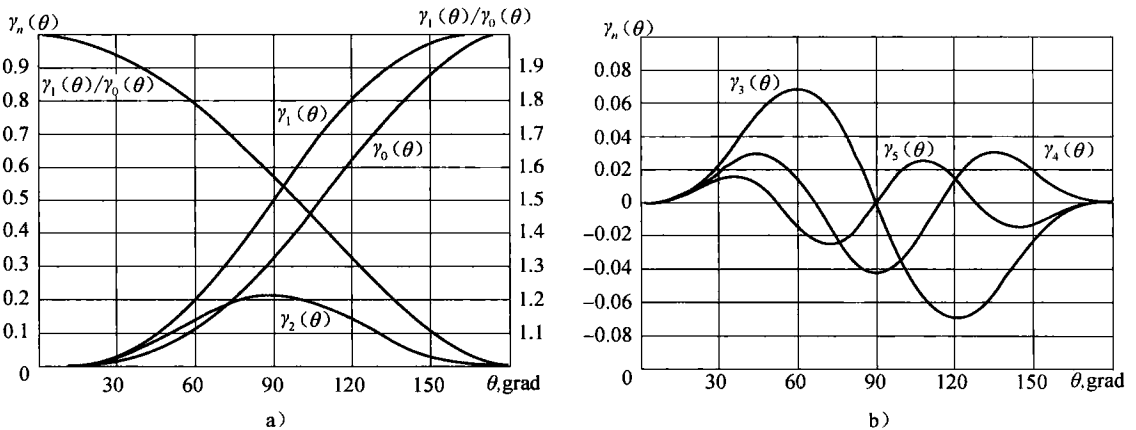


图 1-3 直流电流分量、基波电流分量和更高次谐波电流分量的 $\gamma_n(\theta)$ 的关系图

在任意 θ 上, 有些时候有源器件必须提供一个常数值 I_{\max} , 这要求输入电压幅度 V_{in} 要适当变化。这种情况下, 当第 n 阶谐波电流幅度 I_n 与最大电流波形的幅度 I_{\max} 相关时, 使用其他系数是比较方便的, 即

$$\alpha_n = \frac{I_n}{I_{\max}} \quad (1-29)$$

由式(1-20)、式(1-28)和式(1-29), 得到

$$\alpha_n = \frac{\gamma_n(\theta)}{1 - \cos \theta} \quad (1-30)$$

当 $\theta = 120^\circ/n$ 时, $\alpha_n(\theta)$ 达到最大值。

1.1.3 贝塞尔函数

当有源器件的非线性行为能用指数函数描述时, 可用贝塞尔函数来分析振荡器的运行模式。忽略基-射反向电流得到简化指数关系后, 双极晶体管(BJT)的伏安传输特性可以近似为

$$i(v_{in}) = I_{sat} \left[\exp\left(\frac{v_{in}}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (1-31)$$

式中, I_{sat} 是少数载流子饱和电流, V_T 是温度电压。如果考虑到由式(1-14)给出的输入信号的作用, 式(1-31)可改写为

$$i(\omega t) = I_{sat} \left[\exp\left(\frac{V_{bias}}{V_T}\right) \exp\left(\frac{V_{in} \cos \omega t}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (1-32)$$

式(1-32)中的电流 $i(\omega t)$ 是 ωt 的偶函数, 因此, 可以用式(1-21)给出的傅里叶级数展开来表示。为确定傅里叶分量, 可用下面的表达式:

$$\exp\left(\frac{V_{in} \cos \omega t}{V_T}\right) = I_0\left(\frac{V_{in}}{V_T}\right) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} I_k\left(\frac{V_{in}}{V_T}\right) \cos(k\omega t) \quad (1-33)$$

式中, $I_k(V_{in}/V_T)$ 是关于变量 V_{in}/V_T 的 k 阶第一类修正贝塞尔函数, 0 阶和 1 阶分量如图 1-4 所示。应当注意, $I_0(0) = 1$ 和 $I_1(0) = I_2(0) = \dots = 0$, 且随分量阶次的增加, 其幅值会适当地减少。

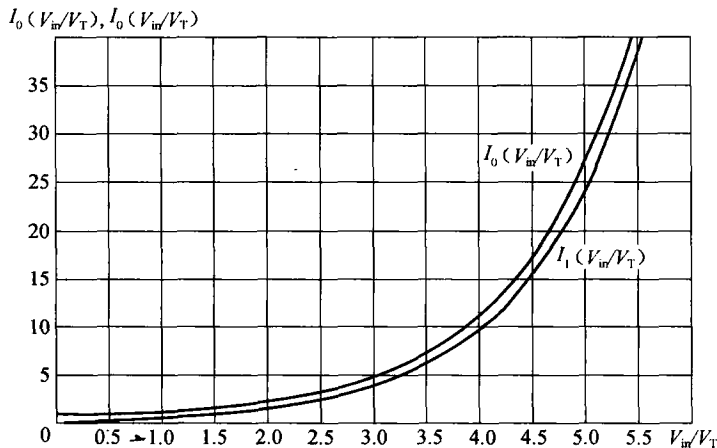


图 1-4 0 阶和 1 阶第一类修正贝塞尔函数

根据式(1-33), 式(1-31)定义的电流 $i(\omega t)$ 可改写为

$$\begin{aligned} i(\omega t) = & I_{sat} \left[\exp\left(\frac{V_{bias}}{V_T}\right) I_0\left(\frac{V_{in}}{V_T}\right) - 1 \right] + 2I_{sat} \exp\left(\frac{V_{bias}}{V_T}\right) I_1\left(\frac{V_{in}}{V_T}\right) \cos(\omega t) \\ & + 2I_{sat} \exp\left(\frac{V_{bias}}{V_T}\right) I_2\left(\frac{V_{in}}{V_T}\right) \cos(2\omega t) + 2I_{sat} \exp\left(\frac{V_{bias}}{V_T}\right) I_3\left(\frac{V_{in}}{V_T}\right) \cos(3\omega t) + \dots \end{aligned} \quad (1-34)$$

作为结果, 比较式(1-34)和(1-21)后可知, 直流、基波和 n 次傅里叶电流分量分别确定如下:

$$I_0 = I_{sat} \left[\exp\left(\frac{V_{bias}}{V_T}\right) I_0\left(\frac{V_{in}}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (1-35)$$

$$I_1 = 2I_{\text{sat}} \exp\left(\frac{V_{\text{bias}}}{V_T}\right) I_1 \left(\frac{V_{\text{in}}}{V_T}\right) \quad (1-36)$$

$$I_n = 2I_{\text{sat}} \exp\left(\frac{V_{\text{bias}}}{V_T}\right) I_n \left(\frac{V_{\text{in}}}{V_T}\right) \quad (1-37)$$

式中, $n=2, 3, \dots$ 。

下列关系式会有助于使用贝塞尔函数:

$$2 \frac{dI_n(V_{\text{in}}/V_T)}{d(V_{\text{in}}/V_T)} = I_{n+1} \left(\frac{V_{\text{in}}}{V_T}\right) + I_{n-1} \left(\frac{V_{\text{in}}}{V_T}\right) \quad (1-38)$$

$$\frac{dI_0(V_{\text{in}}/V_T)}{d(V_{\text{in}}/V_T)} = I_1 \left(\frac{V_{\text{in}}}{V_T}\right) \quad (1-39)$$

$$\frac{2n}{(V_{\text{in}}/V_T)} I_n \left(\frac{V_{\text{in}}}{V_T}\right) = I_{n-1} \left(\frac{V_{\text{in}}}{V_T}\right) - I_{n+1} \left(\frac{V_{\text{in}}}{V_T}\right) \quad (1-40)$$

$$I_n \left(-\frac{V_{\text{in}}}{V_T}\right) = (-1)^n I_n \left(\frac{V_{\text{in}}}{V_T}\right) \quad (1-41)$$

1.2 时域分析

当获得方程系统并对所分析电路应用基尔霍夫定律时, 时域分析可建立时域中每个电路元件的电压和电流关系。通常在非线性电路中, 这样的系统将由非线性微积分方程构成。这个系统的解答可以用数值积分方法找出。因此, 时间间隔和初始点的选择对提供计算速度和精度之间的折中是非常重要的; 时间间隔越小则误差就越小, 但每周期内计算点的数目会较大, 这会使计算速度降低。

要在时域中分析非线性系统, 就必须知道所有电路元件的电压-电流关系。例如, 对于线性电阻 R , 当加上正弦电压且有电流流过时, 时域的电压-电流关系由下式给出:

$$V = RI \quad (1-42)$$

式中, V 是电压幅度, I 是电流幅度。

对于线性电容 C

$$i(t) = \frac{dq(t)}{dt} = \frac{dq}{dv} \frac{dv}{dt} = C \frac{dv}{dt} \quad (1-43)$$

对于线性电感 L

$$v(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{d\varphi}{di} \frac{di}{dt} = L \frac{di}{dt} \quad (1-44)$$

式中, φ 是电感上的磁通量。

应把相关的非线性量, 如 $q(v)$ 或 $\varphi(i)$, 逐一展开成泰勒级数, 减去直流分量后代入式(1-43)和式(1-44), 可获得适当的电容和电感的增量表达式。于是, 对于准线性情况, 电容和电感可以定义为

$$C(V_0) = \left. \frac{dq(v)}{dv} \right|_{v=V_0} \quad (1-45)$$

和

$$L(I_0) = \left. \frac{d\varphi(i)}{di} \right|_{i=I_0} \quad (1-46)$$

式中, V_0 是电容上的直流偏置电压, I_0 是流过电感的直流电流。

图 1-5 是一个振荡器的简化(没有偏置电路)电路,这是一个带有并联谐振回路的变压器耦合 MOSFET 振荡器。要得到这个振荡器的微分方程,漏极电流 i 、变压器次级线圈上的栅极电压 v ,及变压器初级线圈上的负载电压 v_R 可以定义为

$$i = i_L + i_C + i_R \quad (1-47)$$

$$v_R = L \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{C} \int i_C dt = i_R R \quad (1-48)$$

$$v = M \frac{di_L}{dt} = \frac{M}{L} v_R \quad (1-49)$$

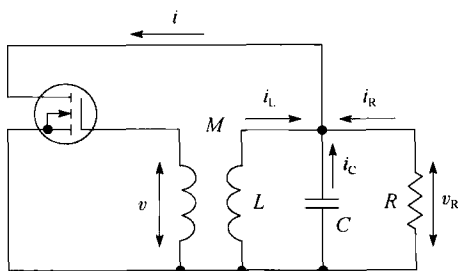


图 1-5 变压器耦合的 MOSFET 振荡器电路

其中, M 是变压器耦合系数。

为简化计算,可使用两个基本假设:

- 忽略流入有源器件的栅极电流,使得其输入阻抗无限大;
- 忽略输出电压 v_R 对漏极电流 i 的影响,即

$$i = f(v)。 \quad (1-50)$$

在这种情况下,电流 $i(v)$ 对时间的导数写成

$$\frac{di}{dt} = \frac{di}{dv} \frac{dv}{dt} = g_m(v) \frac{dv}{dt} \quad (1-51)$$

式中, $g_m = di/dv$ 是由式(1-50)给出的器件传输特性中的小信号跨导。

将式(1-48)和式(1-50)代入式(1-47),则有

$$\frac{1}{L} \int v_R dt + C \frac{dv_R}{dt} + \frac{v_R}{R} = f(v) \quad (1-52)$$

于是,通过对式(1-52)求导并使用式(1-49)和式(1-51),这个振荡器的二阶微分方程可以表示为如下形式:

$$\frac{d^2 v}{dt^2} + \frac{1}{C} \left[\frac{1}{R} - \frac{M g_m(v)}{L} \right] \frac{dv}{dt} + \omega_0^2 v = 0 \quad (1-53)$$

式中, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 是振荡器谐振频率。

由于式(1-53)中第二项依赖于未知变量 v ,所以式(1-53)是非线性方程。这个非线性是有源器件非线性的结果。根据式(1-53),可以确定振荡器的起振条件和稳定条件,以及稳定振荡特性和振荡器瞬态响应。为了确定起振条件,必须在偏置工作点的线性小信号跨导 g_m 条件下,用适当的线性方程替代非线性方程(1-53)。在这种情况下,感兴趣的仅仅是平衡点小偏离的结果,而不管振荡增长还是耗散。

这样一个二阶线性微分方程的解是

$$v = V \exp(-\delta t) \sin(\omega_1 t + \phi) \quad (1-54)$$

式中, V 和 ϕ 分别是与初始条件有关的电压幅度和相位,且有

$$\delta = \frac{1}{2C} \left(\frac{1}{R} - \frac{M g_m}{L} \right) \quad (1-55)$$

式中, δ 是耗散因子,自由振荡频率为

$$\omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} \quad (1-56)$$

根据式(1-54),由反馈电路提供的器件输入端电压 v ,产生了器件输出端电流 i ,由此