

高等院校信息与通信工程系列教材

通信中的同步技术及应用

季仲梅 杨洪生 王大鸣 刘正军 编著

清华大学出版社





TN91/107

2008

高等院校信息与通信工程系列教材

通信中的同步技术及应用

季仲梅 杨洪生 王大鸣 刘正军 编著

清华大学出版社
北 京

内 容 简 介

本书在讲述锁相技术的基础上,根据通信领域的新发展,结合作者的教学和科研实践经验,介绍了一些新的同步技术和方法。前4章是有关同步技术的核心部件锁相环,讲述锁相环的工作原理、数学模型以及跟踪、捕获、噪声性能。后4章取材新颖,讲述了当前通信工程中新的同步技术和方法。其中,第5章讲述了当前通信工程中实用的两类典型数字锁相环,用实例讲述了奈奎斯特型全数字锁相环的设计方法。第6章讲述了抑制载波信号和突发信号中的载波同步方法。第7章讲述了用全数字算法实现定时同步的新方法。第8章介绍了面向工程实现的带序贯滤波的全数字码跟踪环以及适用于WCDMA基站的基于内插的全数字PN码跟踪环。

全书由浅入深,分析细致,条理清楚。

本书可作为高等学校工科通信专业的高年级本科教材,也可供通信工程技术人员和相关专业研究生参考。

本书封面贴有清华大学出版社防伪标签,无标签者不得销售。

版权所有,侵权必究。侵权举报电话:010-62782989 13501256678 13801310933

图书在版编目(CIP)数据

通信中的同步技术及应用/季仲梅,杨洪生,王大鸣,刘正军编著. —北京:清华大学出版社, 2008.2

(高等院校信息与通信工程系列教材)

ISBN 978-7-302-15360-3

I. 通… II. ①季… ②杨… ③王… ④刘… III. 通信工程—高等学校—教材 IV. TN91

中国版本图书馆CIP数据核字(2007)第079947号

责任编辑:刘 彤

责任校对:李建庄

责任印制:王秀菊

出版发行:清华大学出版社 地 址:北京清华大学学研大厦A座

<http://www.tup.com.cn> 邮 编:100084

c-service@tup.tsinghua.edu.cn

社总机:010-62770175 邮购热线:010-62786544

投稿咨询:010-62772015 客户服务:010-62776969

印装者:北京嘉实印刷有限公司

经 销:全国新华书店

开 本:185×260 印 张:11.25 字 数:251千字

版 次:2008年2月第1版 印 次:2008年2月第1次印刷

印 数:1~3000

定 价:19.00元

本书如存在文字不清、漏印、缺页、倒页、脱页等印装质量问题,请与清华大学出版社出版部联系调换。联系电话:(010)62770177 转 3103 产品编号:019482-01

出版说明

信息与通信工程学科是信息科学与技术的重要组成部分。改革开放以来,我国在发展通信系统与信息系统方面取得了长足的进步,形成了巨大的产业与市场,如我国的电话网络规模已占世界首位,同时该领域的一些分支学科出现了为国际认可的技术创新,得到了迅猛的发展。为满足国家对高层次人才的迫切需求,当前国内大量高等学校设有信息与通信工程学科的院系或专业,培养大量的本科生与研究生。为适应学科知识不断更新的发展态势,他们迫切需要内容新颖又符合教改要求的教材和教学参考书。此外,大量的科研人员与工程技术人员也迫切需要学习、了解、掌握信息与通信工程学科领域的基础理论与较为系统的前沿专业知识。为了满足这些读者对高质量图书的渴求,清华大学出版社组织国内信息与通信工程国家级重点学科的教学与科研骨干以及本领域的一些知名学者、学术带头人编写了这套高等院校信息与通信工程系列教材。

该套教材以本科电子信息工程、通信工程专业的专业必修课程教材为主,同时包含一些反映学科发展前沿的本科选修课程教材和研究生教学用书。为了保证教材的出版质量,清华大学出版社不仅邀请国内一流专家参与了丛书的选题规划,而且每本书在出版前都组织全国重点高校的骨干教师对作者的编写大纲和书稿进行了认真审核。

祝愿《高等院校信息与通信工程系列教材》为我国培养与造就信息与通信工程领域的高素质科技人才,推动信息科学的发展与进步做出贡献。

北京邮电大学

陈俊亮

2004年9月

前 言

本教材由信息工程学院同步控制课程组编写。本课程组长期承担通信中同步技术类课程教学工作,针对通信领域的新技术,为适应新的教学计划,在总结教学实践经验的基础上,结合科研中一些新的同步技术和方法,编写了本教材。

现代通信系统中的同步问题,是决定通信系统性能和应用的根本问题。本教材主要介绍了锁相技术基本原理与应用、数字锁相环的设计与应用、自动频率控制环路、载频频偏估计以及全数字算法实现定时同步等内容。全书共 8 章,前 4 章介绍了模拟锁相环基本工作原理、环路线性跟踪性能和高阶环路稳定性分析、非线性性能和环路噪声性能。第 5 章数字锁相环,介绍了当前通信工程中实用的两类典型数字锁相环,详细分析了 NCO 采用直接数字相位综合技术实现的奈奎斯特型全数字锁相环的设计方法。第 6 章载波同步和载波频偏估计,讲述了常用科斯塔斯环、判决反馈环等闭环载波同步方法和两种自动频率控制系统的原理,针对当今通信系统中突发分组方式,采用开环频率同步思想,介绍了基于离散傅里叶变换和最大似然的频偏估计方法及用频偏估计法解调突发 MPSK 信号的方法,并简要介绍了 Kay、Fitz 和 L&R 三种频率估计子。第 7 章定时同步和定时估计,重点分析了早-迟积分符号同步环路以及适合全数字处理的最大平均功率率定时同步法和基于数字内插算法的符号同步法,并介绍了用载波和定时联合估计解调 MPSK 信号的方法。第 8 章扩频通信中的同步,主要介绍扩频码的捕获与跟踪,重点介绍一种面向工程实现带序贯滤波的全数字扩频码跟踪环以及适用于 WCDMA 基站的基于内插的全数字 PN 码跟踪环,并给出一个应用于高动态扩频卫星数字接收机的载波同步环路设计实例。

本课程参考学时数为 40~60;目录中带“*”的章节为选修,前 4 章环路基本原理分析细致,便于自学;重点、难点篇章均有仿真结果,辅助教学。

本书前 4 章由季仲梅编写,后 4 章由杨洪生、王大鸣、刘正军编写,季仲梅对全书进行统稿。在编写过程中得到学院各单位,特别是教研室各位老师的热心支持和帮助,胡赞鹏、杨建祖、张丽霞对本书的校对、绘图等做了大量的工作,深表谢意。

鉴于作者水平所限,难免有错误与不足之处,真诚欢迎各位读者给予批评指正。

作 者

2007 年 01 月

目 录

第 1 章 锁相环的基本工作原理	1
1.1 基本概念与锁相环的组成	1
1.2 环路工作原理与相位模型	3
1.2.1 环路各部件作用和功能模型	3
1.2.2 环路的相位模型	6
1.3 环路动态方程	6
1.3.1 动态方程	6
1.3.2 动态方程的物理意义	7
1.4 锁相环的工作过程	8
1.4.1 环路入锁过程	8
1.4.2 环路跟踪过程	11
1.5 环路基本部件	13
1.5.1 鉴相器(PD)	13
1.5.2 环路滤波器(LF)	16
1.5.3 压控振荡器(VCO)	19
参考文献	19
习题	19
第 2 章 环路线性跟踪性能	21
2.1 环路线性化的相位模型与传递函数	21
2.1.1 环路线性化的相位模型	21
2.1.2 线性反馈控制系统的传递函数	23
2.1.3 环路的传递函数	23
2.2 环路线性跟踪的时域分析	25
2.2.1 典型输入信号	25
2.2.2 环路暂态响应	27
2.2.3 环路稳态相位误差	32
2.2.4 小结	34
2.3 环路对输入相位谱的响应	34
2.3.1 环路频率响应	34

2.3.2 环路两种跟踪状态	39
2.3.3 环路两种跟踪状态的应用	41
2.4 环路稳定性	45
2.4.1 环路稳定性的特点	45
2.4.2 伯德(Bode)准则	45
2.4.3 二阶环路稳定性分析	47
2.4.4* 高阶环路的稳定性分析与设计	51
参考文献	56
习题	56
第3章 环路非线性性能	58
3.1 非线性跟踪性能	58
3.1.1 稳态相位误差	58
3.1.2 最大频率阶跃量	59
3.1.3 最大同步扫描速率	60
3.1.4 同步带	60
3.2 环路捕获性能和捕获过程	60
3.2.1 环路快捕性能	61
3.2.2 环路捕获过程和捕获带	64
3.2.3 小结	69
3.3 环路辅助捕获	69
3.3.1 减小初始频差法	69
3.3.2 变带宽和变增益法	70
3.3.3 辅助鉴频法	70
3.3.4 频差估计法	71
参考文献	71
习题	71
第4章 环路噪声性能分析	73
4.1 输入加性噪声的环路相位模型	73
4.1.1 输入加性噪声的特性	73
4.1.2 输入加性噪声的环路相位模型	74
4.2 环路对加性高斯白噪声的线性过滤	76
4.2.1 环路等效输入相位噪声	76
4.2.2 环路输出相位噪声方差	77
4.2.3 环路等效噪声带宽	78
4.2.4 环路信噪比	80
4.3 环路对 VCO 相位噪声的线性过滤	82

4.4 环路对各种噪声的线性过滤.....	83
4.5 环路跳周和失锁门限.....	84
4.5.1 环路跳周和失锁门限的概念	84
4.5.2 平均跳周时间和跳周概率	86
参考文献	87
习题	87
第5章 数字锁相环	89
5.1 奈奎斯特型全数字锁相环(NR-DPLL)	89
5.1.1 NR-DPLL 的典型结构	89
5.1.2 NR-DPLL 的性能分析	94
5.1.3 NR-DPLL 的设计方法	97
5.2 插/扣脉冲型 DPLL	99
5.2.1 典型结构和工作原理.....	100
5.2.2 插/扣脉冲型 DPLL 的跟踪性能	102
5.2.3 插/扣脉冲型 DPLL 芯片	104
参考文献.....	106
习题.....	107
第6章 载波同步和载波频偏估计.....	108
6.1 同步参数估计	108
6.2 载波恢复锁相环	111
6.2.1 平方环.....	111
6.2.2 同相-正交环	114
6.2.3 判决反馈环.....	116
6.2.4 多元数字调制判决反馈环.....	117
6.3 自动频率控制	120
6.3.1 相乘微分型 AFC 环路	121
6.3.2* 延迟叉积型 AFC 环路	121
6.4* 突发通信中载波频偏估计	123
6.4.1 基于 FFT 的载波频偏估计	124
6.4.2 基于最大似然开环载波频偏估计	125
6.4.3 开环载波同步 ML 估计在 M-PSK 解调中的应用	129
6.4.4 频率估计和相位递推联合估计解调 MPSK 信号	130
6.4.5 Kay、Fitz 和 L&R 三种频率估计子.....	131
参考文献.....	135
习题.....	135

第 7 章 定时同步和定时估计	137
7.1 非线性变换——滤波法	137
7.1.1 平方运算法	137
7.1.2 延迟相乘法	139
7.1.3 微分全波整流变换	139
7.2 早-迟积分同步法	139
7.2.1 早-迟积分比相原理	140
7.2.2 绝对值型早-迟积分同步环	140
7.3* 基于数字插值算法的符号同步	143
7.3.1 内插算法符号同步的结构	143
7.3.2 插值滤波器的实现原理	144
7.4 最大平均功率定时估计	146
7.5* 定时和载频联合估计	147
参考文献	149
习题	149
第 8 章 扩频通信中的同步	150
8.1 扩频系统同步概述	150
8.1.1 直扩系统的同步	150
8.1.2 跳频系统的同步	150
8.2 PN 码同步	151
8.2.1 PN 码捕获	151
8.2.2 PN 码跟踪	152
8.3 带序贯滤波的全数字非相干延迟 PN 码跟踪环	154
8.3.1 NC-DLL 环路的结构	154
8.3.2 NC-DLL 环路的原理	155
8.4 WCDMA 系统中的同步	155
8.4.1 WCDMA 系统中同步信号的特点	156
8.4.2 适用于基站的基于内插的全数字 PN 码跟踪环	157
8.5 卫星信号数字接收机同步系统实例	158
8.5.1 环路结构和原理	158
8.5.2 环路主要部件	159
参考文献	161
附录 常用环路的重要参数	162

第 1 章 锁相环的基本工作原理

本章内容是分析锁相环的基础,具体包括锁相的基本概念、锁相环的组成和各部件的功能、环路的工作原理、无噪声时环路的相位模型和动态方程、环路的工作过程和基本部件。

1.1 基本概念与锁相环的组成

锁相是相位锁定的简称,其含义是表示两个信号之间的相位同步。如两个正弦信号

$$u_i(t) = U_i \sin(\omega_i t + \theta_i) = U_i \sin \theta(t)$$

$$u_o(t) = U_o \sin[\omega_o t + \theta_o] = U_o \sin \hat{\theta}(t)$$

式中, ω_i 和 θ_i 是 $u_i(t)$ 的瞬时角频率和初始相位, $\theta(t) = \omega_i t + \theta_i$ 是 $u_i(t)$ 的瞬时相位; ω_o 和 θ_o 是 $u_o(t)$ 的瞬时角频率和初始相位, $\hat{\theta}(t) = \omega_o t + \theta_o$ 是 $u_o(t)$ 的瞬时相位。

当 $\omega_i = \omega_o$ 时,两个信号的相位差 $\theta(t) - \hat{\theta}(t) = \theta_i - \theta_o$ 为一固定值,不随时间的变化而变化,称这两个信号相位同步。

当 $\omega_i \neq \omega_o$ 时,两个信号的相位差 $\theta(t) - \hat{\theta}(t) = (\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \theta_o$,不论 θ_i 是否等于 θ_o ,只要有时间的变化,相位差就不可能为一固定值,而是随着时间的变化而变化,称这两个信号相位不同步。

所谓相位同步,是指两个信号的频率相等,相位差为一个固定值。对于两个毫不相干的信号,通常相位是不同步的。

锁相环(PLL)是实现两个信号相位同步的自动控制系统。

组成锁相环的基本部件有鉴相器(PD)、环路滤波器(LF)、压控振荡器(VCO),其结构如图 1-1-1 所示。

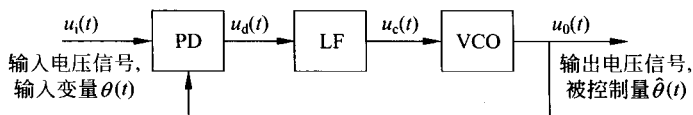


图 1-1-1 锁相环结构图

图 1-1-1 中 $u_i(t)$ 为环路的输入信号, $u_o(t)$ 为输出信号, $u_d(t)$ 为误差电压, $u_c(t)$ 为控制电压。

设输入信号为

$$u_i(t) = U_i \sin(\omega_i t + \theta_i) = U_i \sin \theta(t) \quad (1-1-1)$$

输出信号为

$$u_o(t) = U_o \cos(\omega_o t + \theta_o(t)) = U_o \cos \hat{\theta}(t) \quad (1-1-2)$$

式中, U_i 、 ω_i 和 θ_i 分别是输入信号 $u_i(t)$ 的幅度、角频率和初始相位, $\theta(t) = \omega_i t + \theta_i$ 是 $u_i(t)$ 的瞬时相位; U_o 是输出信号的幅度, ω_o 是控制电压 $u_c(t) = 0$ 时 VCO 的自由振荡角频率, 该值是环路的一个重要参数; $\theta_o(t)$ 是以自由振荡载波相位 $\omega_o t$ 为参考的瞬时相位, 在未受控制之前它为常数, 是 $u_o(t)$ 的初始相位, 在输入信号作用下, 它是时间的函数; $\hat{\theta}(t) = \omega_o t + \theta_o(t)$ 是 $u_o(t)$ 的瞬时相位。

当环路未闭合时, 设加到 VCO 上的控制电压 $u_c(t) = 0$, VCO 处于自由振荡状态, 输入信号 $u_i(t)$ 与输出信号 $u_o(t)$ 是两个毫不相干的信号, $u_i(t)$ 的瞬时相位 $\theta(t) = \omega_i t + \theta_i$ 与 $u_o(t)$ 的瞬时相位 $\hat{\theta}(t) = \omega_o t + \theta_o(t)$ 不同步, 即 $\omega_i \neq \omega_o$ 。瞬时相位差 $\theta(t) - \hat{\theta}(t) = (\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \theta_o(t)$ 随着时间的增加而增大, 环路此时的状态称为失锁状态。

当环路正常工作时, 若输入信号角频率 ω_i 在一个合适的范围内, 环路通过自动控制过程, 使输出信号 $u_o(t)$ 的振荡角频率 $\omega_v(t)$ 由 ω_o 向输入信号角频率 ω_i 方向靠拢, 直到 $\omega_v(t) = \omega_i$ 。 $\theta(t)$ 与 $\hat{\theta}(t)$ 的差等于零或等于一个小常数, 即输入信号 $u_i(t)$ 与输出信号 $u_o(t)$ 实现了相位同步。当输入信号频率固定不变时, 输出信号频率等于输入信号频率, 其值也固定不变。输入信号相位 $\theta(t)$ 与输出信号相位 $\hat{\theta}(t)$ 随着时间的变化, 其差始终等于零或等于一个小常数, 输出信号相位 $\hat{\theta}(t)$ 好像锁在输入信号相位 $\theta(t)$ 上, 故称为相位锁定, 简称锁相, 此时环路的状态称为锁定状态。

环路锁定时, 输入信号与输出信号的频差为 0, 相位误差为 0 或为一个小的常数:

$$\begin{cases} \dot{\theta}(t) - \dot{\hat{\theta}}(t) = 0 \\ \theta(t) - \hat{\theta}(t) = \begin{cases} 0 \\ \epsilon_{\theta_e} \end{cases} \end{cases} \quad (1-1-3)$$

式中 $\dot{\theta}(t)$ 和 $\dot{\hat{\theta}}(t)$ 分别为输入信号和输出信号的瞬时角频率, ϵ_{θ_e} 为一个小常数。当环路锁定后, 若输入信号频率或相位发生变化, 环路便自动调节, 使输出信号频率或相位随之而发生变化。环路调节过程实际是输出信号频率变化的过程, 但在整过变化过程中, 一直保持与输入信号的频率差极小及相位差在一个固定的常数之内, 环路此时的状态称为跟踪状态。

在跟踪状态下, 虽然输入和输出两个信号频率没有严格相等, 但其频差极小, 且两个信号相位差在一个固定的常数之内, 在实际工程中也认为相位是同步的。

锁定状态可认为是静态的相位同步, 而跟踪状态可认为是动态的相位同步, 所以, 锁定和跟踪状态都属于相位同步。

这样, 环路同步状态可定义为: 环路状态稳定在输入信号与输出信号频差为 0 或接近于 0, 相位差为一个常数, 即

$$\begin{aligned} |\dot{\theta}(t) - \dot{\hat{\theta}}(t)| &\leq \epsilon_{\Delta\omega} \\ |\theta(t) - \hat{\theta}(t)| &\leq \epsilon_{\theta_e} \end{aligned} \quad (1-1-4)$$

式中 $\epsilon_{\Delta\omega}$ 为一小常数, 此时称输入信号与输出信号获得相位同步, 环路这种状态称为同步状态。

环路从失锁进入到锁定的中间状态称为捕获状态。

1.2 环路工作原理与相位模型

环路能实现相位锁定,主要是利用负反馈控制系统原理。负反馈控制系统的功能是检测误差和修正误差,最后使得被控制变量与输入变量一致或基本一致,其基本结构如图 1-2-1 所示。

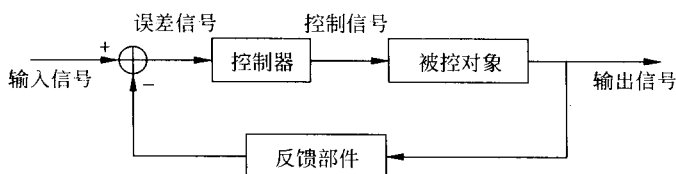


图 1-2-1 负反馈系统框图

反馈部件反馈被控制变量,输入变量与反馈变量比较得到误差信号,误差信号经控制器输出与误差成比例的控制信号,来修正被控制变量,以减少误差,最终使输入变量与反馈变量的误差趋于 0。

1.2.1 环路各部件作用和功能模型

1. 鉴相器(PD)

鉴相器是用来检测环路输入信号相位 $\theta(t)$ 与输出信号相位 $\hat{\theta}(t)$ 之间的相位误差 $\theta_e(t)$,并将相位误差转换为误差电压 $u_d(t)$,即鉴相器输出

$$u_d(t) = f[\theta_e(t)] \quad (1-2-1)$$

函数关系 $f[\cdot]$ 取决于鉴相器的电路类型,反映鉴相特性。鉴相器的电路多种多样,鉴相特性也是多种多样,常用的有正弦形、三角形、锯齿形和鉴频-鉴相形等。

正弦形鉴相特性的鉴相器可由模拟乘法器后接低通滤波器构成,其结构如图 1-2-2 所示。

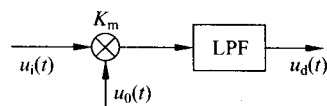


图 1-2-2 正弦形鉴相器的结构图

设乘法器的相乘系数为 K_m ,单位为 V^{-1} 。为分

析方便,将式(1-1-1)输入信号 $u_i(t)$ 的瞬时相位 $\theta(t) = \omega_i t + \theta_i$ 改写为 $\theta(t) = \omega_0 t + (\omega_i - \omega_0)t + \theta_i$,令

$$\Delta\omega_0 = \omega_i - \omega_0 \quad (1-2-2)$$

为输入信号频率与 VCO 自由振荡频率的差,并称为环路的固有频差。再令

$$\theta_1(t) = \Delta\omega_0 t + \theta_i \quad (1-2-3)$$

为输入信号以 $\omega_0 t$ 为参考的瞬时相位。这样 $u_i(t)$ 的瞬时相位

$$\theta(t) = \omega_i t + \theta_i = \omega_0 t + \theta_1(t) \quad (1-2-4)$$

同理,将式(1-1-2)输出信号 $u_o(t)$ 的瞬时相位 $\hat{\theta}(t) = \omega_0 t + \theta_0(t)$ 改写为

$$\hat{\theta}(t) = \omega_0 t + \theta_2(t) \quad (1-2-5)$$

式中, $\theta_2(t) = \theta_0(t)$ 也是以 $\omega_0 t$ 为参考的瞬时相位。这样, 乘法器的输出

$$K_m u_i(t) u_0(t) = \frac{1}{2} K_m U_i U_0 \{ \sin[\theta_1(t) - \theta_2(t)] + \sin[2\omega_0 t + \theta_1(t) + \theta_2(t)] \}$$

通过低通滤波器(LPF)后, 输出误差电压

$$\begin{aligned} u_d(t) &= \frac{1}{2} K_m U_i U_0 \sin[\theta_1(t) - \theta_2(t)] \\ &= U_d \sin\theta_e(t) \end{aligned} \quad (1-2-6)$$

式中, $U_d = \frac{1}{2} K_m U_i U_0$ 是误差电压的振幅, 与输入信号幅度成正比, $\theta_e(t) = \theta_1(t) - \theta_2(t)$ 是环路的相位误差。

式(1-2-6)称为鉴相器的数学模型, $u_d(t)$ 与 $\theta_e(t)$ 之间为正弦关系, 即为正弦鉴相特性, 特性曲线如图 1-2-3 所示。

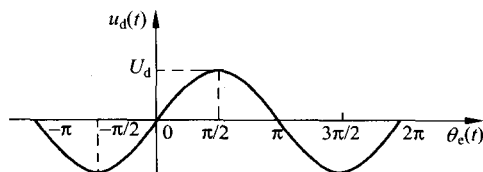


图 1-2-3 正弦鉴相特性曲线

数学模型可表示为图 1-2-4 所示的功能模型, 也称为相位模型, 它体现了鉴相器的两个功能:

- (1) 检测出的相位误差要反映相差的大小和极性, 尤其是要反映相差的极性。
- (2) 把相位误差 $\theta_e(t)$ 转换为一定函数关系的误差电压 $u_d(t)$ (也可以是误差电流, 由鉴相电路而定)。

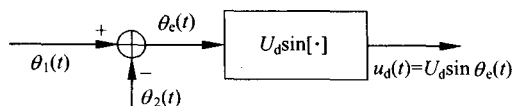


图 1-2-4 正弦鉴相器的功能模型

由图 1-2-3 可见, 鉴相特性曲线在一个周期内, “0 点”和“ π 点”都能体现鉴相器的两个功能。但在“0 点”和“ π 点”的斜率却相反, 若“0 点”是环路的稳定工作点, 则“ π 点”一定是不稳定工作点, 反之亦然。当“0 点”是稳定工作点时, $\left[-\frac{\pi}{2} \sim \frac{\pi}{2}\right]$ 就是正弦鉴相器的工作范围。

对于正弦鉴相器, 我们假设了输入信号与输出信号分别为正弦信号和余弦信号, 所以实际相位误差

$$\theta'_e(t) = -\frac{\pi}{2} + \theta_e(t)$$

如果环路锁定, 且 $\theta_e(t) = 0$ 时, 实际上输出信号与输入信号的相位误差为 $\pi/2$, 两者正交。若所设输入、输出信号同为正弦或同为余弦, 得到鉴相误差电压 $u_d(t) =$

$U_d \cos \theta_c(t)$ 为余弦特性, 显然“0 点”或“ π 点”都不可能是鉴相器的工作点, 但在“ $-\pi/2$ ”处的特性与正弦特性曲线在“0 点”处的特性一致。若用正弦鉴相特性, 环路工作在“0 点”处, 则用余弦鉴相特性, 环路就工作在“ $-\pi/2$ ”处, 输入与输出信号仍是正交的, 两种表示只是形式上的区别。

2. 环路滤波器(LF)

环路滤波器是由线性电路组成的低通滤波器, 在环路中是为了抑制噪声和高频成分, 并决定环路的动态性能。在集成锁相环芯片中, 除了专用芯片外, 都不含有环路滤波器, 滤波器的类型和参数要根据环路的具体应用和性能要求选择和设计。

滤波器在时域分析中可用一个传输算子 $F(p)$ 表示, 这里 $p = \frac{d}{dt}$ 为微分算子。在复频域分析中可用传递函数 $F(s)$ 表示, $F(s) = F(p) \big|_{p=s}$, 其中 $s = \alpha + j\Omega$ 是复频率; 若用 $s = j\Omega$ 带入 $F(s)$ 中可得到滤波器的频率特性 $F(j\Omega)$ 。

滤波器的描述方程, 用时域和复频域表示分别为式(1-2-7)和式(1-2-8), 模型如图 1-2-5 所示。

$$u_c(t) = F(p)u_d(t) \quad (1-2-7)$$

$$U_c(s) = F(s)U_d(s) \quad (1-2-8)$$



图 1-2-5 环路滤波器的模型

3. 压控振荡器(VCO)

VCO 是电压-频率变换器, 应是具有线性控制特性的调频振荡器, 其瞬时频率 $\omega_v(t)$ 随控制电压 $u_c(t)$ 而线性变化:

$$\omega_v(t) = f[u_c(t)] = \omega_0 + K_0 u_c(t) \quad (1-2-9)$$

式中, K_0 是 VCO 的控制灵敏度或增益系数, 即

$$K_0 = \left. \frac{d\omega_v}{du_c} \right|_{u_c \approx 0}$$

单位为 $\text{rad}/(\text{sV})$ 或 Hz/V 。

$$u_c(t) = 0 \text{ 时, } \omega_v(t) = \omega_0$$

为 VCO 的自由振荡角频率。

实际应用中 VCO 控制特性的线性范围是有限的, 超过某个范围之后, 控制灵敏度会下降。应选择线性段工作, 在环路分析中, 用式(1-2-9)作为压控振荡器的控制特性。

环路的被控变量是 VCO 输出信号的相位, 鉴相器比较的也是输入信号相位与 VCO 输出信号的相位, 所

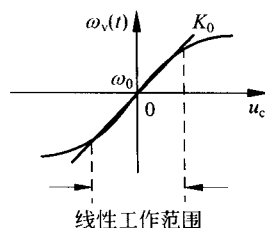


图 1-2-6 压控振荡器的控制特性

以要将 VCO 输出信号的瞬时角频率 $\omega_v(t)$ 转换为瞬时相位,即

$$\hat{\theta}(t) = \int_0^t \omega_v(t') dt' = \omega_0 t + K_0 \int_0^t u_c(t') dt' \quad (1-2-10)$$

对照式(1-2-5),得到压控振荡器的描述方程

$$\theta_2(t) = K_0 \int_0^t u_c(t') dt'$$

写成算子形式

$$\theta_2(t) = \frac{K_0}{p} u_c(t) \quad (1-2-11)$$

VCO 就相位而言,是一个积分环节,这是由相位与频率之间的积分关系而形成,为压控振荡器所固有,其模型如图 1-2-7 所示。

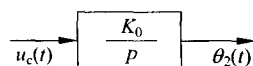


图 1-2-7 压控振荡器的相位模型

1.2.2 环路的相位模型

将环路 3 个部件的模型按照环路的结构图连接起来,得到环路的相位模型,如图 1-2-8 所示。

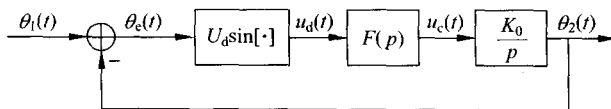


图 1-2-8 正弦鉴相特性环路的相位模型

由相位模型可见,环路是一个相位负反馈控制系统,输入信号相位 $\theta_1(t)$ 与输出信号相位 $\theta_2(t)$ 进行比较,得到相位误差 $\theta_e(t)$,由反映相位差 $\theta_e(t)$ 的误差电压 $u_d(t)$ 经过环路滤波器过滤后得到控制电压 $u_c(t)$, $u_c(t)$ 加到压控振荡器的控制端,使其振荡角频率 $\omega_v(t)$ 向着输入信号角频率 ω_i 的方向牵引。若 $\Delta\omega_0$ 满足入锁条件,环路就能使 $\omega_i - \omega_v(t)$ 的差越来越小,直到 $\omega_i - \omega_v(t) = 0$,最后相位误差 $\theta_e(t) = 0$ 或为一个小常数,环路锁定。

相位模型也是环路的功功能模型,它反映了输入信号相位 $\theta_1(t)$ 与输出信号相位 $\theta_2(t)$ 之间的关系,是进一步分析环路的基础。

由环路相位模型和各部件的描述方程,很容易得到描述输入相位 $\theta_1(t)$ 和输出相位 $\theta_2(t)$ 之间的数学方程。

1.3 环路动态方程

本节主要讲述根据环路的相位模型写出动态方程,分析方程所描述的物理含义。

1.3.1 动态方程

环路动态方程也称为环路方程,它描述了环路输入相位 $\theta_1(t)$ 和输出相位 $\theta_2(t)$ 之间的关系,或者说描述了环路工作时各个频率之间的关系。对于正弦鉴相特性的环路方程,由图 1-2-8 所示的相位模型,很容易得到

$$\begin{aligned}\theta_e(t) &= \theta_1(t) - \theta_2(t) \\ &= \theta_1(t) - K_0 U_d \frac{1}{p} F(p) \sin \theta_e(t)\end{aligned}\quad (1-3-1)$$

或

$$p\theta_e(t) = p\theta_1(t) - KF(p) \sin \theta_e(t) \quad (1-3-2)$$

这是环路在无噪声时的动态方程,适用于环路的各种状态:捕获状态、锁定状态或失锁状态。其中

$$K = K_0 U_d = \frac{1}{2} K_0 K_m U_i U_0 \quad (1-3-3)$$

称为环路增益,是环路性能的一个重要因子。

由式(1-3-2)可以看出,环路动态方程是一个非线性微分方程,非线性主要来自于鉴相器;因压控振荡器有一个固有积分环节,所以方程的阶数等于环路滤波器的阶数加1。

环路动态方程是几阶就称为是几阶环路,鉴相特性决定环路的非线性特性,环路滤波器的阶数决定环路的阶数。

当环路中无环路滤波器时,环路动态方程

$$p\theta_e(t) = p\theta_1(t) - K \sin \theta_e(t) \quad (1-3-4)$$

是一阶微分方程,此环路称为一阶环。一阶环路在工程中很少使用,它是一个最简单的环路。

加入环路滤波器后,环路至少是二阶或二阶以上的高阶环,若再考虑噪声的影响,描述环路的动态方程就是高阶非线性随机微分方程,要解这种方程很困难。在工程应用中,根据实际情况,对方程作合理的近似,以便求出环路的性能指标。

1.3.2 动态方程的物理意义

设输入信号为固定频率

$$\theta_1(t) = \Delta\omega_0 t + \theta_i \quad (1-3-5)$$

则动态方程式(1-3-2)右边的第一项 $p\theta_1(t) = \Delta\omega_0$ 是固有频差;第二项

$$KF(p) \sin \theta_e(t) = K_0 u_c(t) = p\theta_2(t) = \omega_v(t) - \omega_0 \quad (1-3-6)$$

是控制电压 $u_c(t)$ 引起的频率变化量,称为控制频差。

$$p\theta_e(t) = p\theta_1(t) - p\theta_2(t) = \omega_i - \omega_v(t) \quad (1-3-7)$$

称为瞬时频差。故环路动态方程表明:

$$\text{瞬时频差} = \text{固有频差} - \text{控制频差}$$

其频率关系如图 1-3-1 所示。

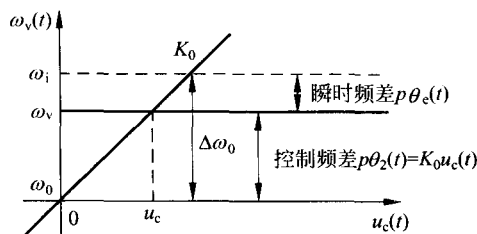


图 1-3-1 环路动态方程所描述的频率关系

在 $t=0$ 的初始时刻, 环路处于失锁状态, 控制频差等于 0, 即

$$\text{瞬时频差} = \text{固有频差}$$

当环路工作时, 首先进入捕获状态, 输出频率向输入频率靠近, 有

$$\text{瞬时频差} = \text{固有频差} - \text{控制频差}$$

当环路进入锁定时, $\omega_v(t) = \omega_i$, 瞬时频差 $p\theta_c(t) = 0$, 则控制频差 = 固有频差, 维持环路锁定的控制电压 $u_c(t)$ 为一直流电压, 所对应的相位误差为固定值, 称为稳态相位误差, 用 $\theta_c(\infty)$ 表示, 即

$$\Delta\omega_0 = KF(j0) \sin\theta_c(\infty) \quad (1-3-8)$$

$$\theta_c(\infty) = \arcsin \frac{\Delta\omega_0}{KF(j0)} \quad (1-3-9)$$

例 1 已知正弦鉴相特性的一阶环, 鉴相器输出的最大电压 $U_d = 2\text{V}$, VCO 的控制灵敏度 $K_0 = 10^4 \text{ Hz/V}$, 自由振荡角频率 $\omega_0 = 2\pi \times 10^6 \text{ rad/s}$ 。问: 当 $\omega_i = 2\pi \times 1010 \times 10^3 \text{ rad/s}$ 时, 环路锁定所需的控制电压 $u_c(t)$ 和 $\theta_c(\infty)$ 是多少?

解 环路增益

$$K = U_d K_0 = 4\pi \times 10^4 \text{ rad/s}$$

固有频差

$$\Delta\omega_0 = \omega_i - \omega_0 = 2\pi \times 1010 \times 10^3 - 2\pi \times 10^6 = 2\pi \times 10^4 \text{ rad/s}$$

环路锁定时, 瞬时频差为 0,

$$\Delta\omega_0 = K_0 u_c(t)$$

控制电压

$$u_c(t) = \frac{\Delta\omega_0}{K_0} = \frac{2\pi \times 10^4}{2\pi \times 10^4} = 1\text{V}$$

一阶环

$$u_c(t) = u_d(t), \quad \Delta\omega_0 = K \sin\theta_c(\infty)$$

$$\theta_c(\infty) = \arcsin \frac{\Delta\omega_0}{K} = \arcsin \frac{2\pi \times 10^4}{4\pi \times 10^4} = \arcsin \frac{1}{2} = \frac{\pi}{6} \text{ rad}$$

1.4 锁相环的工作过程

本节进一步对环路的入锁过程和跟踪过程作定性描述, 同时介绍一些有用的概念。

设输入信号

$$u_i(t) = U_i \sin(\omega_i t + \theta_i)$$

式中, ω_i 和 θ_i 均为常数, 即 $\theta_i(t) = \Delta\omega_0 t + \theta_i$, 并设 $\Delta\omega_0 = \omega_i - \omega_0 > 0$; PD 是正弦特性, 有 $u_d(t) = U_d \sin\theta_c(t)$, VCO 的控制灵敏度 $K_0 > 0$ 。

1.4.1 环路入锁过程

为分析方便, 假设在 LF 和 VCO 之间加一个开关, 如图 1-4-1 所示。

当开关打开时, 环路无调节功能, 瞬时频差 = 固有频差, 即 $p\theta_c(t) = \Delta\omega_0$; 相位误差