

庄 卉 黄苏华 袁国春 编著

锁相与频率合成技术

SUOXIANGYUPINLU
HECHENGJISHU

气象出版社

593883

锁相与频率合成技术

庄 卉 黄苏华 袁国春 编著



气象出版社

图书在版编目(CIP)数据

锁相与频率合成技术/庄卉等编著. -北京:气象出版社,1996.9
ISBN 7-5029-2130-3

EA13/05

I. 锁… I. 庄… III. ①锁相技术②频率合成技术 N. TK911.8

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (96) 第 08834 号

内 容 简 介

本书讲述模拟和数字锁相环及频率合成器的理论、组成、性能、测试和设计。对单环数字式频率合成器,集成电路频率合成器,微计算机控制的频率合成器等作了详细的阐述。

本书供各类高校本科、大专电子类专业师生作专业课教材用,也可供从事通信、广播、电视、测量、遥控、卫星、雷达导航等方面的工程技术人员参考。



锁相与频率合成技术

庄 卉 黄苏华 袁国春 编著

责任编辑:陆同文 终审:周诗健

封面设计:田春耕 责任技编:刘祥玉 责任校对:徐 明

气象出版社出版发行

(北京西郊白石桥路 46 号 邮编 100081)

北京怀柔王史山胶印厂印刷

开本:787×1092 1/16 印张:11.375 字数:291 千字

1996 年 11 月第一版 1996 年 11 月第一次印刷

印数:1-3000 定价:16.50 元

ISBN 7-5029-2130-3/TN·0017

前 言

本教材是无线电技术专业的专业教材。其主要内容为锁相技术与频率合成的基本原理、电路和应用,本书是按总学时数 54—72 学时编写的。

全书除绪论外共八章。第一章叙述了锁相环的工作原理,介绍了锁相环路组成部件。第二章分析了锁相环路性能、相位模型和环路基本方程以及同步跟踪等问题。第三章介绍了数字锁相环原理和取样锁相环。第四章介绍了频率合成技术,讨论了可变程序分频器和变模分频频率合成器。对单环和多环数字式频率合成器进行了分析比较,同时对小数分频频率合成器进行了较详细的阐述。第五章重点介绍了各种常用的单片大规模频率合成器,讨论了微机控制频率合成器的控制原理与实例。第六章介绍了数字式频率合成方案和单片微机控制的跳频频率合成器方案。第七章叙述了频率合成器的相位噪声。第八章介绍了频率合成技术的发展与应用。本书各章配有习题,以利于补充和巩固教学内容。学习本课程的学生需要具备“电子线路”、“信号与系统”、“脉冲数学电路”等技术基础课的知识,这会对本书内容理解得更深一些。

本书由庄卉、黄苏华、袁国春编写,孔毅审阅。本书的顺利出版,特别应感谢空军气象学院院长唐万年同志,他在编写过程中给予了充分的肯定和支持,同时也要感谢总参气象局、空司气象局、海航气象处、二炮气象处、国防科工委气象处以及兄弟院校的大力支持,其中邢笃美、除庆、张手承、张开斗、张敏、孙德诚、胡广隆、宗帆、张云生等同志提出了许多宝贵意见,在此一并表示衷心感谢。

由于编者水平有限,书中难免存在缺点和错误,殷切希望广大读者批评指正。

编者

1996年3月于南京

绪 论

锁相技术和频率合成技术从 30 年代发展开始,至今已有半个世纪。它随着电子器件的发展,从电子管、晶体管,小规模集成电路至大规模集成电路,逐步发展成集成锁相环和集成频率合成器。同时随着数字技术的发展,锁相与频率合成技术也从模拟逐步发展到数字乃至全数字的锁相与频率合成。

《锁相与频率合成技术》是无线电电子学各专业的重要理论基础。锁相技术是利用相位反馈实现自动控制的一门学科,是专门研究系统相位关系的新技术。频率合成是对高稳定度的频率进行加、减、乘、除基本运算,以产生一系列离散频率的技术。产生的离散频率与主晶振频率成严格的比例关系。产生这种离散频率的设备称为频率合成器。

一、锁相技术的由来和发展

有关锁相的概念来源很早,早在 17 世纪人们就注意到两个钟摆可以长期保持同步的现象,但是在电技术方面研究与应用锁相原理则要晚得多,大约在本世纪 20 年代,人们才开始研究同步理论。

现在锁相理论界公认,1932 年,贝尔赛什(Bellectze)最先发表了相位锁定的理论文章。他的文章论述了无线电信号的同步接收问题,这是在无线电技术发展初期,人们为了寻找一种有效地接收调幅信号的新方法而提出来的。其基本原理是在接收机中用一个与输入信号载波频率相等,相位基本一致的本地振荡器和输入信号混频,以恢复原来的调制信号,再经过音频放大器放大,去掉高频成分和噪声干扰就可以得到质量较好的音频信号,因此,同步接收机仅由本地振荡器、混频器和音频放大器三部分组成。显然,问题的关键是如何使本振频率与输入信号载波频率完全一致而没有任何频差。因此本振必须与输入信号相位锁定。这就提出来必须发展锁相技术的问题。由于种种原因,这种简单的同步接收机从来没有广泛应用过,获得广泛应用的却是更早提出来的超外差接收机,为了接收外层空间航天器上传回的深埋在噪声中的微弱信号,今天的锁相接收机已将同步接收原理与超外差接收原理结合起来,而且结构十分复杂。另一方面同步接收原理则以新的形式用于许多通信系统中,叫做相位相干解调。锁相原理的第一次广泛应用是 40 年代开始在电视接收机中解决水平扫描和垂直扫描的同步问题,从而避免了由于噪声干扰引起的扫描随机触发而使画面抖动的现象。随后,在彩色电视接收机中也用锁相环路来同步彩色脉冲串。从此,锁相技术引起了广泛重视,发展速度也加快了。

从 50 年代开始,因航天技术方面的要求,极大地推动了锁相理论技术的发展,在初期的人造卫星上只有低功率(约 10mW)无线电发射机,接收距离却达到几千公里乃至上万公里,因而地面收到的信号相当微弱,由于有多普勒频移和发射机振荡器本身的频率漂移,收到信号的确切频率是很难预料的。例如在 108MHz 频率,多普勒频移通常可达到 $\pm 3\text{kHz}$,因此使用普通固定调谐的接收机,带宽至少应为 6kHz,但是信号本身却只占据很窄的频谱,比如 6kHz 带宽就够了,由于噪声功率与带宽成正比增加,如果使用普通接收方法,所接收的电信号中噪声就相对提高了 1000 倍(30dB),因此信噪比就相当低。如果采用更高的信号频率,问题还要严重,所以必须使用窄带滤波器。但是如果滤波器是固定的,信号又很难落入通带范围,这就要求这个窄带滤波器最好是能够跟踪输入信号的变化。锁相环路既能跟踪输入信号频率的变化,又具有

窄带滤波性能,所以用锁相环路做成的锁相跟踪接收机能够把深埋在噪声中的信号提取出来;此外,由于锁相以后无频差,还可以用它来决定多普勒频移的数量,从而测出运载器的速度,所以由于航天技术的推动,锁相技术的理论研究和实际应用出现了蓬勃发展的局面。

到目前为止,锁相技术不仅在航天领域,而且已在许多领域内得到广泛的应用。从雷达、通信、雷达对抗、通信对抗、制导、导航、遥控、遥测、激光、仪器、测量、计算机,乃至一些工业生产部门,如冶金、水文地质、电力、机械加工、生产自动化方面都广泛地应用锁相技术。所要完成的技术功能概括起来有以下十个方面:即频率合成与频率转移;自动频率调谐跟踪;模拟和数字信号的相干解调;AM 波的同步检波;数字通信中的位同步提取;锁相稳频、倍频和分频;锁相测速与测距;锁相 FM(PM)调制与解调;微波锁相频率源;微波锁相功率放大等。锁相技术与功能相似的其它电路技术相比,有性能好,成本低的优点。此外,组成环路的基本部件易于集成化与数字化,环路集成化与数字化为减少体积、降低成本、增加可靠性、扩大应用面提供了有利的条件。随着体积小、成本低、多功能的单片集成锁相环路的发展,锁相技术的应用就会更加广泛。

二、锁相技术的研究对象和内容

锁相技术研究的对象是锁相环路,研究的内容是各种锁相环路的组成、性能特点、分析方法、设计和应用。

这里先介绍什么是锁相和锁相环路。锁相是相位锁定的简称。其具体含义是相位同步的自动控制,或者说是利用相位自动调节的方法实现两个信号的相位同步。相位同步是指两个或多个信号相位变化速率是一致的情况。对于正弦信号而言,首先是频率必须严格相等,至于初始相位与幅值,可以相等也可以不相等,但相位的相对关系要保持固定。若频率不相等,即使初相位相同,也谈不上相位同步。

相位同步的例子并不多见,例如发电厂发出的三相交流电,其频率相同且各相之间相差严格保持 120° ,所以相位是同步的,又如放大器的输入和输出信号相位也是同步的。日常生活中也可以找到例子,例如一队士兵齐步行进时,是相位同步的,便步行进时就不同步了。这里所说的相位同步就是相位锁定,那么,在无线电技术中利用什么手段实现相位同步呢,通常是利用锁相环路实现的。

锁相环路是由鉴相器、环路滤波器和压控振荡器三个基本部分组成的一个反馈环路。在锁相环路输入端无信号输入时,压控振荡器按固有频率运行,当环路输入端有信号输入时,鉴相器对输入信号的相位和压控振荡器输出信号(对基本锁相环路而言也叫反馈信号)的相位比较,然后输出一个代表两信号相位差的误差信号。此误差信号经环路滤波器并放大后加至压控振荡器的控制端,能迫使压控振荡器的频率恰好等于输入信号频率,只有一个很小的稳定相位误差时,环路就实现了输入和输出信号的相位同步。这时环路就进入了相位锁定状态,意思是说,好象是把环路输出信号的相位锁定到输入信号的相位上了。在锁定状态,对于输入信号的每一个周期来说,都有一个而且只有一个压控振荡器输出信号的周期与之对应。

从锁相环路的基本组成看,其结构比较简单,但由于锁相环路具有某些突出的优点,在无线电电子学领域得到广泛的应用,且派生出各种性能迥异、结构复杂的特殊电路,所以锁相技术的研究内容是相当丰富的,做为一个自动调节系统,锁相环路检测的是两信号的相位误差,要控制的是信号的相位不是电压幅值。对于相位误差而言,锁相环路通常是一个非线性系统,只有当相位误差足够小时才能近似作为线性系统处理;加之锁相环在实际工作时,不可避免地总是存在噪声和干扰,这就使锁相环路的分析变得相当复杂,某些问题不仅复杂,还相当困难,

对此必须给予足够的重视。

三、锁相环路的基本特点

锁相技术的特点概括起来是“稳”“窄”“抗”和“同步”。

“稳”指的是锁相环的基本性能是输出信号频率稳定地跟踪输入信号频率，它们不存在频率差而只有很小的稳态相位差。因此可以用锁相环做成稳频系统，例如微波稳频信号源，原子频率标准等。

“窄”指的是锁相环具有窄带跟踪性能。正是因为它的窄带特性，可以做成窄带跟踪滤波器。从输入的已调信号中提取基准的载波信号，实现相干性。因此在相干通信中得到广泛应用。

“抗”指的是锁相环的抗干扰性能、抑制噪声性能。理论分析表明，锁相环的环路信噪比比输入信噪比小很多，所以它可以广泛用于抗噪声干扰的装置。同时，锁相环又可以将深埋于噪声中的信息提取出来，因此它在弱信号提取方面发挥了很大的作用。

“同步”指的是锁相环的同步跟踪性能。如果数字信号本身含有位同步信息，利用锁相环可以从数字信号本身来提取位同步信号，所以锁相环在数字通信等系统中广泛地用作位同步装置。

目前，频率合成技术正在向两个方向发展，一是以提高跳频速度为目标的跳频频率合成器的研究，另一是以提高频率分辨力为目标的小数分频频率合成技术的研究。两者在军事上具有重要的意义。在我国目前都还处于研究开发阶段。

《锁相与频率合成技术》是一本适合于高等院校工科类专业课教材，通过本课程的学习，使得读者初步掌握锁相与频率合成技术的基本原理，熟悉锁相环路的分析方法，了解锁相和频率合成技术在无线电领域中的应用，为今后进一步学习其它有关锁相与频率合成技术方面的理论打下基础。

目 录

绪论

第一章 锁相环的工作原理	(1)
第一节 锁相环基本原理	(1)
第二节 鉴相器	(2)
第三节 环路滤波器	(9)
第四节 压控振荡器	(13)
第二章 锁相环性能分析	(20)
第一节 锁相环相位模型和环路基本方程	(20)
第二节 线性性能	(21)
第三节 锁相环中的同步与跟踪	(28)
第四节 锁相环的捕捉过程	(31)
第三章 数字锁相环及取样锁相环	(39)
第一节 数字锁相环原理	(39)
第二节 正向过零检测数字锁相环	(46)
第三节 取样锁相环	(57)
第四章 频率合成技术	(65)
第一节 概述	(65)
第二节 频率合成器的主要性能指标	(68)
第三节 可变程序分频器	(70)
第四节 变模分频频率合成器	(73)
第五节 多环路频率合成器	(76)
第六节 小数分频频率合成器	(79)
第七节 频率合成器设计	(84)
第五章 集成频率合成器及其微机控制	(92)
第一节 概述	(92)
第二节 中规模集成频率合成器	(93)
第三节 大规模集成频率合成器	(96)
第四节 单片微机控制的频率合成器	(105)
第六章 数字式频率合成器方案介绍	(114)
第一节 70.6~100.59999MHz 数字频率合成器方案介绍	(114)
第二节 100~200MHz 集成频率合成器实例介绍	(117)
第三节 8031 单片微机控制 MC145152 跳频频率合成器方案介绍	(119)
第七章 频率合成器的相位噪声	(125)
第一节 相位噪声的基本概念	(125)
第二节 频率合成器的寄生输出	(129)

第三节	频率合成器的输出相位噪声·····	(136)
第四节	频率合成器的短期频率稳定度·····	(146)
第五节	频率合成器的相位噪声测量·····	(150)
第八章	频率合成技术的发展与应用·····	(155)
第一节	全数字频率合成技术·····	(155)
第二节	频率合成技术在通信中的应用·····	(162)
第三节	锁相频率合成在矢量电压表中的应用·····	(163)
第四节	全数字频率合成技术在数字扫频信号源中的应用·····	(165)
附表 1	国外集成鉴相器·····	(168)
附表 2	国外集成压控振荡器·····	(168)
附表 3	国外集成合成器与部件·····	(168)
附表 4	国外通用单片锁相环·····	(169)
附表 5	国外专用单片集成锁相环·····	(170)
附表 6	国外锁相环集成电路部分产品·····	(171)
附表 7	国内锁相集成电路部分产品·····	(171)
附表 8	国外高速双模前置分频器部分产品·····	(172)
参考文献	·····	(173)

第一章 锁相环的工作原理

第一节 锁相环基本原理

锁相就是自动完成相位同步。能够实现两个电信号相位同步的自动控制系统叫做锁相环路,简称锁相环。锁相环是一个系统跟踪另一个系统的装置,更精确地说,就是一个系统中由振荡器产生的输出信号在频率和相位上与参考信号或输入信号同步。

锁相环路实质是一个相位差自动调节系统。为了掌握环路的工作原理,理解环路工作过程中发生的物理现象,首先给出图 1-1 所示的最基本的锁相环方框图。它包括三个基本部件:压控振荡器(VCO)、鉴相器(PD)和环路滤波器(LF)。

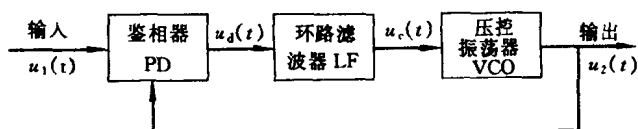


图 1-1 基本锁相环方框图

在某些锁相环中,压控振荡器被电流控制振荡器(CCO)代替。此时,鉴相器输出信号是控制电流,其工作原理与压控振荡器一样。

下面我们简要地分析图 1-1 中三个部件的工作原理。鉴相器是相位比较装置,所以有时也叫做相位比较器或相敏检波器。它把输出信号 $u_2(t)$ 和参考信号 $u_1(t)$ 的相位进行比较,产生对应于两个信号相位差 θ_e 的误差电压 $u_d(t)$ 。

环路滤波器的作用是滤除误差电压 $u_d(t)$ 中的高频成分和噪声,以保证环路所要求的性能,增加系统的稳定性。

压控振荡器受控制电压 $u_c(t)$ 的控制,使压控振荡器的频率向参考信号的频率接近,也就是使差拍频率越来越低,直到消除频率差而锁定。

现在我们简要介绍整个锁相环的工作原理。首先假设输入信号 $u_1(t)$ 的角频率 ω_1 等于 ω_0 , 而 ω_0 为 VCO 的中心频率,也即控制电压 $u_c(t) = 0$ 时的频率。此时,相位差 θ_e 为零,那么,鉴相器输出也为零,环路滤波器输出也必为零,因此,VCO 输出频率必然为其中心频率 ω_0 。

如果输入信号 $u_1(t)$ 的角频率不等于 ω_0 ,那么鉴相器会产生非零输出 u_d ,环路滤波器也将产生输出信号 $u_c(t)$,这将使 VCO 的中心频率朝着相差 θ_e 消失的方向变化。

现在假设输入信号频率在 t_0 时刻突变 $\Delta\omega$,如图 1-2 所示,输入信号的相位则开始偏离输出信号相位,两者之间产生相位差,并随时间而增大。这时,鉴相器产生输出信号 $u_d(t)$ 也随时间而增大,经环路滤波延迟后, $u_c(t)$ 也增大,这就是使得 VCO 的频率提高,相位差减小,经一段

时间之后, VCO 的频率将精确地等于输入信号的频率。其最终相位差将根据所使用的环路滤波器类型可能减小到零或很小的有限值。

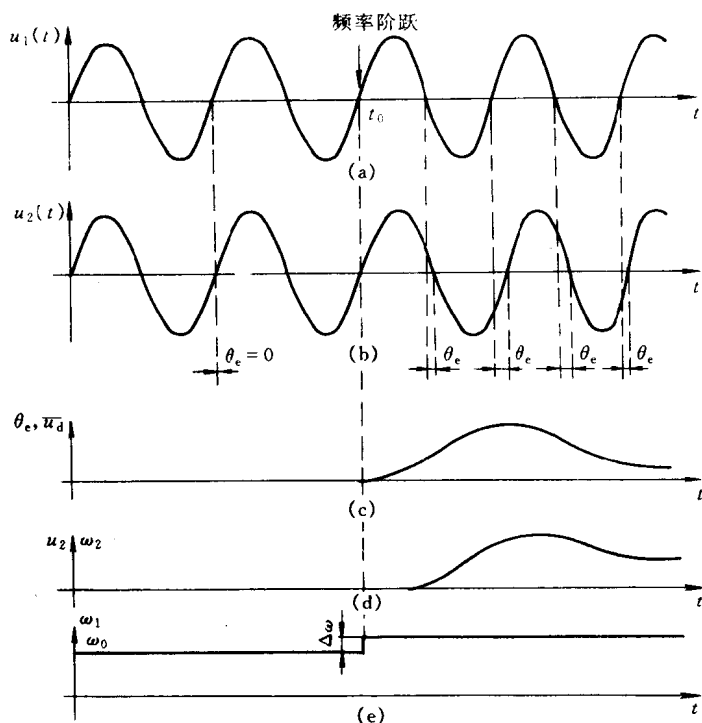


图 1-2 输入信号频率阶跃时锁相环呈现暂态响应

- (a) 输入信号 $u_1(t)$; (b) VCO 的输出信号 $u_2(t)$;
- (c) 鉴相器输出的平均值 $u_d(t)$ 和相位差 $\theta_e(t)$;
- (d) VCO 输出的角频率 ω_2 ; (e) 输入信号 $u_1(t)$ 的角频率 ω_1 。

显然,此时 VCO 的工作频率 ω_2 比其中心频率 ω_0 高 $\Delta\omega$ 。那么,环路滤波器输出 $u_c(t)$ 最终应为 $u_c(t) = \Delta\omega/K_0$, K_0 是 VCO 的压控增益。

如果输入信号是一个低频调制的调频信号,则环路滤波器输出就是解调出来的低频信号,因此锁相环可用作调频信号解调器。

锁相环的一种奇特功能是可以抑制叠加在输入端的噪声,把深埋于噪声中的有用信号检测出来。

锁相环的这些功能,就在于它是控制输出信号 $u_2(t)$ 相位的伺服系统。

由图 1-2 所示,似乎锁相环总是能使输出依赖跟踪输入信号相位的,环路总是锁定的。其实不然,当一个较大的频率阶跃加到输入信号是会引起环路失锁。当然,锁相环本身的控制机构会努力去再次锁定,但是该环路是不是一定会再锁定?在下章将详细讨论这个问题。

第二节 鉴相器

鉴相器(PD) 又称相位检波器或相敏检波器,它是用来鉴别两个信号相位差的。

鉴相器是锁相环中很关键的一个部件,因此对鉴相器需提出一些技术要求。其主要指标有:(1) 鉴相特性形状;(2) 鉴相增益 K_d ;(3) 输入信号的漏泄;(4) 工作频率及输入、输出阻抗;

(5) 对频率的鉴别能力。这是为了使锁相环快速锁定所提出的要求。鉴相器的鉴相特性有正弦形、三角形和锯齿形三种。

鉴相增益 K_d 是衡量鉴相器的主要指标。为了定义鉴相增益我们以线性型鉴相器为例。线性型鉴相器可以看作一个乘法器。

假定鉴相器的输入信号和输出信号的瞬时值互为正弦波信号,并具有相同的频率 ω_1 。

$$u_1(t) = U_1 \sin(\omega_1 t + \theta_1) \quad (1-1)$$

$$u_2(t) = U_2 \cos(\omega_1 t + \theta_2) \quad (1-2)$$

若鉴相器是一理想乘法器,鉴相器的输出信号 $u_d(t)$ 定义为两信号之乘积,即

$$\begin{aligned} U_d(t) &= K_m u_1(t) \cdot u_2(t) \\ &= K_m U_1 \sin(\omega_1 t + \theta_1) \cdot U_2 \cos(\omega_1 t + \theta_2) \\ &= \frac{K_m U_1 U_2}{2} [\sin(\theta_1 - \theta_2) + \sin(2\omega_1 t + \theta_1 + \theta_2)] \end{aligned} \quad (1-3)$$

式中 U_1, U_2 分别为 $u_1(t), u_2(t)$ 的振幅;

θ_1, θ_2 分别为 $u_1(t), u_2(t)$ 的初相位;

K_m 为鉴相器本身的增益系数。

(1-3) 式揭示了 $u_d(t)$ 是直流和交流成份的叠加,交流成份几乎完全被环路滤波器滤除,因此,只考虑直流或 u_d 的平均成份。那么,(1-3) 式变为

$$u_d = \frac{K_m U_1 U_2}{2} \sin(\theta_1 - \theta_2) \quad (1-4)$$

令 $K_d = \frac{K_m U_1 U_2}{2}$ 表示鉴相器的鉴相增益,其单位为 V/rad。 $\theta_e = \theta_1 - \theta_2$ 表示两个信号的相位差,因此,(1-4) 式变为

$$\bar{u}_d = K_d \sin \theta_e \quad (1-5)$$

因此,理想乘法器作为锁相环路的鉴相器时,输出的误差信号 $u_d(t)$ 与环路相位误差 $\theta_e(t)$ 的正弦成正比。也就是说,模拟乘法器的鉴相特性是正弦特性(图略)。

从以上分析可以看出,如果鉴相器不平衡,例如二极管环形鉴相器不对称,或耦合变压器中心抽头两边的线圈匝数有微小变化,都可以引起鉴相器输出中漏入输入信号。对于在鉴相器中输出信号漏入输入信号的现象称作漏泄现象。漏泄增加了环路滤波器负担,同时,因为环路滤波器滤除能力的限制,使得 VCO 输出信号变成被输入信号调制的信号,降低了输出信号的频谱纯度以及增大了输出信号的相位抖动。

一、二极管平衡鉴相器

二极管鉴相器原理如图 1-3 所示。从图 1-3 上可以看出它是由两个平衡的峰值检波器构成的。参考电压 $u_2(t)$ 同相地加到两个二极管上,而信号电压 $u_1(t)$ 是相反地加到两个二极管上,设:

$$u_1(t) = U_1 \sin[\omega t + \theta_e(t)] \quad (1-6)$$

$$u_2(t) = U_2 \cos \omega t \quad (1-7)$$

式中 $\theta_e(t)$ 为 $u_1(t)$ 与 $u_2(t)$ 两个输入信号的相位差。

由于负载电容 C 对高频信号视为短路,因此,实际加到两个二极管的电压是 $u_1(t)$ 和 $u_2(t)$ 的代数和为

$$u_{D1}(t) = u_2(t) + u_1(t)$$

$$u_{D2}(t) = u_2(t) - u_1(t)$$

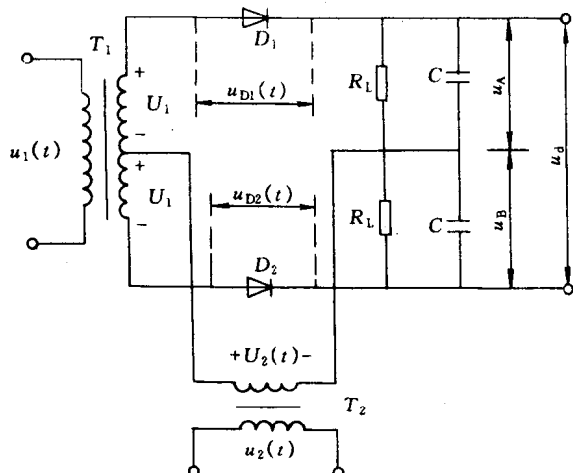


图 1-3 二极管平衡鉴相器原理图

根据电压矢量关系,利用余弦定理可求得 $u_{D1}(t)$ 和 $u_{D2}(t)$ 的振幅 U_{D1} 和 U_{D2} 与相差 $\theta_e(t)$ 的关系

$$U_{D1} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2\sin\theta_e(t)} \quad (1-8)$$

$$U_{D2} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1U_2\sin\theta_e(t)} \quad (1-9)$$

为计算方便,假定检波器的检波效率为 1,则鉴相器输出误差振荡电压为

$$\begin{aligned} u_d(t) &= U_A - U_B \approx U_{D1} - U_{D2} \\ &= \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2\sin\theta_e(t)} - \sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1U_2\sin\theta_e(t)} \end{aligned} \quad (1-10)$$

若令 $X = U_1/U_2$,则(1-10)式可写成

$$u_d(t) = U_2 \{ [1 + X^2 + 2X\sin\theta_e(t)]^{1/2} - [1 + X^2 - 2X\sin\theta_e(t)]^{1/2} \} \quad (1-11)$$

假定 $X \leq 1$ 时,(1-11)式又可写成

$$\begin{aligned} u_d(t) &= U_2(1 + X^2)^{1/2} \left\{ \left[1 + \frac{2X}{1 + X^2} 2X\sin\theta_e(t) \right]^{1/2} \right. \\ &\quad \left. - \left[1 - \frac{2X}{1 + X^2} 2X\sin\theta_e(t) \right]^{1/2} \right\} \end{aligned} \quad (1-12)$$

利用幂级数对(1-12)式展开为

$$\begin{aligned} u_d(t) &= U_2(1 + X^2)^{1/2} \left\{ \left[1 + \frac{X}{1 + X^2} \sin\theta_e(t) + \frac{1}{2} \left(-\frac{1}{2} \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left(\frac{2X}{1 + X^2} \sin\theta_e(t) \right)^2 + \dots \right] - \left[1 - \frac{X}{1 + X^2} \sin\theta_e(t) + \frac{1}{2} \left(-\frac{1}{2} \right) \right. \\ &\quad \left. \left(\frac{2X}{1 + X^2} \sin\theta_e(t) \right)^2 - \dots \right] \right\} \end{aligned} \quad (1-13)$$

由(1-13)式中可以看出,直流项和 $\sin\theta_e(t)$ 的偶次项都互相抵消,只存在奇次项,如果忽略三次项以上各项,则可得到简化表达式为

$$\begin{aligned}
 u_d(t) &= \frac{2X}{\sqrt{1+X^2}} U_2 \sin\theta_e(t) \\
 &= K_d \sin\theta_e(t)
 \end{aligned}
 \tag{1-14}$$

式中 $K_d = \frac{2X}{\sqrt{1+X^2}} U_2$ 。(1-14) 式就表示平衡鉴相器输出的相位误差电压。由此可见鉴相特性是正弦形的(图略)。

由上述分析可知:

1. 鉴相特性曲线的形状与两个输入信号电平的比值有关,如果加到鉴相器上的两个电压 $u_1(t)$ 和 $u_2(t)$ 的振幅相差很大时,则振幅大的信号电压对鉴相器输出没有什么影响。当维持振幅小的信号电压不变时,鉴相器的输出电平与输入信号相位差的正弦成正比。在实用中通常取 $X = (3 \sim 5)$,即 $U_2 = (3 \sim 5)U_1$,得到正弦的鉴相特性,且能基本保证鉴相器输出取决于输入信号振幅 U_1 ,而与参考信号振幅 U_2 的关系不大。

2. 当 $X = 1$ 时,即 $U_1 = U_2$,鉴相特性在 $\pm \frac{\pi}{2}$ 之间是三角形。线性范围得到扩展,但这种工作状态只有在较高的输入信噪比时才能得到保持,又要求有较大的 U_1 信号电平,故一般较少使用这种工作状态。

二极管平衡鉴相器的优点是线路简单,易于调整,适合于输入信噪比较低的场合。但其缺点是纹波输出较大,不宜用于数字式锁相环。若采用集中参数的变压器时,这种鉴相器的工作频率一般不超过几十兆赫,若采用微带线路式传导平衡变压器时,则可用于微波波段。如同混频器一样(鉴相器可看作中频为零的混频器)二极管平衡鉴相器电路形式很多,有对称输入的,还有二极管桥式鉴相器或双平衡鉴相等,这里就不详细分析了。

二、异或门鉴相器

异或门电路符号及真值表如图 1-4。在 $0 < \theta_e < \pi$ 时,鉴相器输出电压的平均值

$$\bar{u}_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta_e} U_{dm} d(\omega t) = \frac{U_{dm} \theta_e}{\pi}$$

在 $\pi < \theta_e < 2\pi$ 时,同理可求得输出平均电压

$$\bar{u}_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta_e} U_{dm} d(\omega t) = U_{dm} \left(2 - \frac{\theta_e}{\pi}\right)$$

因此

$$\bar{u}_d = \begin{cases} U_{dm} \frac{\theta_e}{\pi} & 0 < \theta_e < \pi \\ U_{dm} \left(2 - \frac{\theta_e}{\pi}\right) & \pi < \theta_e < 2\pi \end{cases}
 \tag{1-15}$$

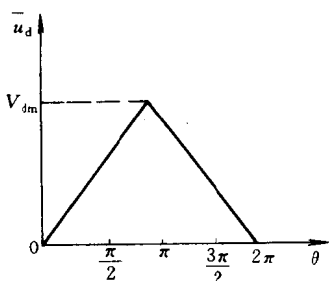


图 1-5 异或门电路的鉴相特性

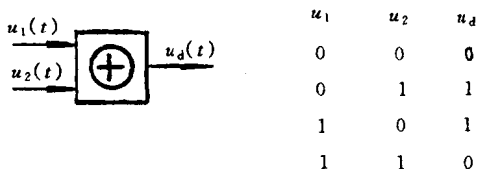


图 1-4 异或门电路及真值表

(1-15) 式示于图 1-5。故异或门电路具有三角形鉴相特性,其鉴相增益为

$$K_d = \pm U_{dm} / \pi$$

与门(或与或非门)、或门(或或非门)同样具有三角形鉴相特性,其鉴相增益为 $K_d = \pm U_{dm} / 2\pi$,比异或门的鉴相增益低一倍。另外异或门输出信号频率是输入信号频率的两倍,这有利于环路滤波器对纹波的滤除,使用鉴相器输出纹波引起的环路输出相位抖动少。

三、电压开关式鉴频鉴相器

所谓鉴频鉴相器就是它不仅具有鉴相作用,而且具有鉴频作用,这有利于环路锁定。

电压开关式鉴频鉴相器如图 1-6 所示。它是由比相器、泵电路和积分器三部分组成,并集成于一硅片上。比相器由两个 RS 触发器和一些与非门组成。它的功能可分为几种情况来讨论。

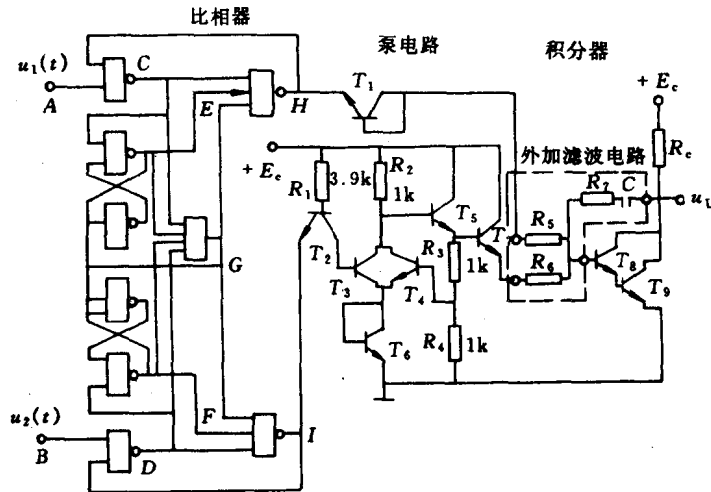


图 1-6 电压开关式鉴频鉴相器

由图 1-7(a) 看到, 当 $f_1 = f_2$ 时, 相差是由两路输入信号的后沿决定的, 而与输入信号的空比无关。当 $\theta_e = 0$, 两路输入脉冲信号同时加到触发器, H 、 I 无输出; 当 $u_1(t)$ 超前 $u_2(t)$ 时, 先触发的那一路就有输出, 因此, H 有输出, 而 I 呈高电平状态; 当 $u_1(t)$ 滞后 $u_2(t)$ 时, 情形正好与超前相反。随着 θ_e 的增大, H (或 I) 输出也增大, 它们以 4π 为一周期, 所以可得图 1-7(b) 的鉴相特性, 其鉴相增益为

$$K_d = \frac{2U_{dm}}{4\pi} = \frac{U_{dm}}{2\pi}$$

式中 U_{dm} 为 $2U_{BE} \approx 1.4U$, U_{BE} 为晶体发射结电压。

当输入频率不同时, 如图 1-7(b) 所示, 不管哪路脉冲先出现, 频率低的那路所对应的输出始终保持高电平, 而频率高的那路则输出一脉冲序列。

泵电路, 就功能来说, 实质上起到数 - 模转换的作用, 转换方式有恒压型和恒流型两种。但其结果都是把鉴相输出电压升高 (或降低) 到某一个电平。也就是说通过鉴相器的输出电压来控制一个恒压源, 以给积分电路加入一个正的或负的阶跃电压。或者控制一个恒流源, 使积分电路充电或放电。从而获得较大的直流控制电压范围, 得以加宽锁相环的捕捉范围。

图 1-6 中的泵电路相当于一个充放电电流开关。用差动放大器能起到这种作用。例如当 $f_1 < f_2$ 时, H 呈高电平, 二极管 T_1 截止; I 呈低电平时, T_2 导通, T_3 截止。但电源电压 E_c 通过 R_2 给 T_6 基极注入电流, T_6 导通。使跟随器 T_7 为 T_8 、 T_9 达林顿电路提供足够的导通电流, 迫使积分器放电, 因而输出 u_d 减小, 加到压控振荡器振荡回路变容管上的控制电压降低, 振荡回路电容加大, 使压控振荡器输出频率减小。此过程一直继续到频率相同, 环路锁定为止。这时电路维持一定的相位差, 产生一个极窄的脉冲, 通过泵电路泵入积分器, 用以补充电路的漏电以及频率变化造成的微小的相位变化, 从而控制环路稳定锁定。

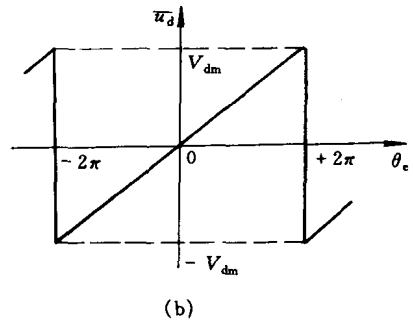
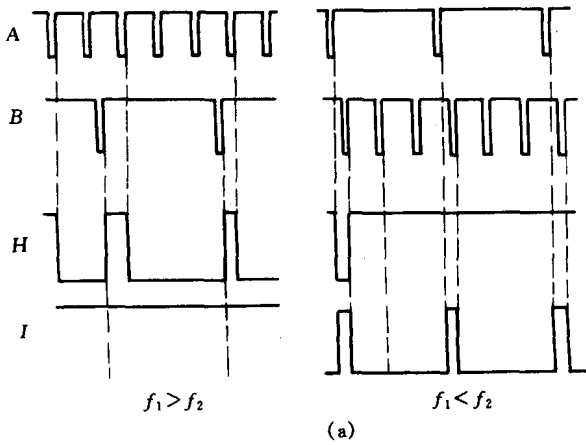
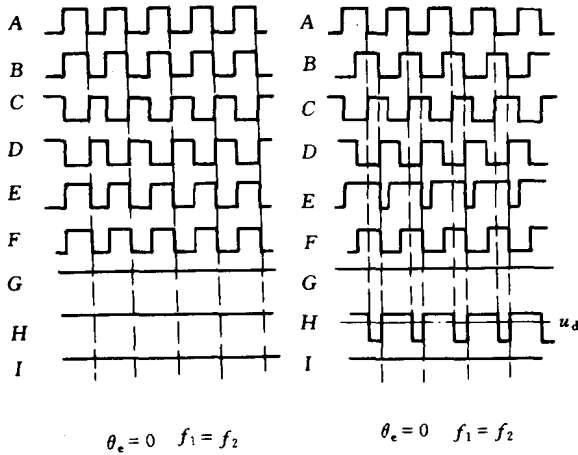


图 1-7 电压开关式鉴频鉴相器
(a) 波形 (b) 鉴相特性

四、模拟乘法鉴相器

目前,国内外生产的单片集成锁相环路中大都采用双平衡乘法鉴相器,它的电路原理如图 1-8 所示。这种鉴相器便于大规模集成,适合于多种输入信号波形的鉴相。下面我们将讨论这种鉴相器的工作原理。

电路由两个差分对 T_1 、 T_2 和 T_3 、 T_4 及恒流源 I_0 组成。 R_c 为差分对负载电阻。 $u_1(t)$ 、 $u_2(t)$ 为输入电压, $u_d(t)$ 为鉴相器输出电压。

我们假设 $T_1 \sim T_4$ 完全一致,且电流放大系数均为 $\alpha = 1$,那么,此时 $I_c = I_{c0}$ 。

根据晶体管非线性方程,则有

$$I_c = I_{c0} e^{V_{BE}/V_T}$$

式中 $V_T = \frac{KT}{g}$; V_{BE} 为晶体管基-发射极电压; K 为玻耳兹曼常数; T 为绝对温度; g 为电子电荷量。

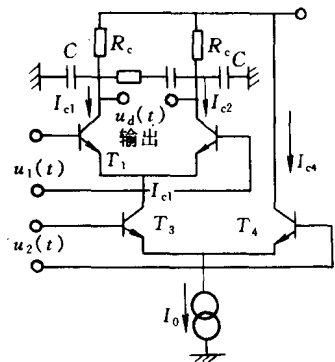


图 1-8 模拟乘法鉴相器电路

因为图 1-8 中 T_1, T_2 及 T_3, T_4 为两个差分对, 它们应符合放大器的一些重要特性:

(1) 当 $u(t) = 0$ 时, 差分放大器处于平衡状态, 此时两晶体管电流相等。即 $u(t) = 0$ 也即

$$I_{c3} = I_{c4} = \frac{I_o}{2}$$

或

$$I_{c1} = I_{c2} = \frac{I_{c3}}{2}$$

(2) 当 $|u(t)| < 2V_T$ 时, $U(t) \approx 1$, 此时电路呈现良好的限幅特性, 是一性能优良的双向限幅器, 所以称该电路为电流开关电路。

该电路的差分放大器的传输特性是一根双曲正切曲线(图略)。

$$U(t) = \text{th}[u(t)/V_T] \quad (1-16)$$

现在求 \bar{U}_d , 首先写出 I_{c1}, I_{c2} 及 I_{c3} 表达式

$$\left. \begin{aligned} I_{c1} &= \frac{I_{c3}}{2}[1 + U_1(t)] \\ I_{c2} &= \frac{I_{c3}}{2}[1 - U_1(t)] \\ I_{c3} &= \frac{I_o}{2}[1 + U_2(t)] \end{aligned} \right\} \quad (1-17)$$

差分放大器输出差动电流

$$\Delta I_c = I_{c1} - I_{c2} = \frac{I_o}{2}[U_1(t)U_2(t) + U_1(t)]$$

鉴相器输出电压的平均值为

$$\bar{U}_d = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} R_c \Delta I_c dt = \frac{I_o R_c}{2T_0} \left[\int_0^{T_0} U_1(t)u_2(t) dt + \int_0^{T_0} U_1(t) dt \right] \quad (1-18)$$

式中 T_0 为输出信号周期。

因为 $U_1(t)$ 为奇函数, 上式括号内第二项积分为零, 所以

$$\bar{U}_d = \frac{I_o R_c}{2T_0} \int_0^{T_0} U_1(t)U_2(t) dt = \frac{U_R}{T_0} \int_0^{T_0} U_1(t)U_2(t) dt \quad (1-19)$$

式中 $U_R = \frac{I_o}{2} R_c$ 。

假设输入信号为两个频率相同, 相位差为 θ_c 输入信号 $u_1(t), u_2(t)$ 电平大小, 通常电路有三种不同的工作方式时, 则根据输入信号

$$\left. \begin{aligned} u_1(t) &= U_1 \sin(\omega t + \theta_c) \\ u_2(t) &= U_2 \cos \omega t \end{aligned} \right\} \quad (1-20)$$

① $u_1(t)$ 和 $u_2(t)$ 均为小信号时,

$$\left. \begin{aligned} u_1(t) &= u_1(t)/2V_T \\ u_2(t) &= u_2(t)/2V_T \end{aligned} \right\} \quad (1-21)$$

将(1-21)式代入(1-19)式有

$$\bar{U}_d = \frac{U_R}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{u_1(t)u_2(t)}{4V_T^2} dt = \frac{U_R}{4T_0 V_T^2} \int_0^{T_0} [U_1 \sin(\omega t + \theta_c) \cdot U_2 \cos \omega t] dt \quad (1-22)$$

经低通滤波器滤除 2ω 的和频分量后得

$$\bar{U}_d = \frac{U_R U_1 U_2}{8V_T} \sin \theta_c \quad (1-23)$$

(1-23) 式说明, 模拟鉴相器输出和两输入信号相位差的正弦成正比, 因此该鉴相器在小信号