

# 现代通信与电子 系统实验

高泽溪等 编著

北京航空航天大学  
出版社

IN 914-33  
G 241

727416

# 现代通信与电子系统实验

高泽溪 斯德谊 苏翼凯 编著  
王诞燕 高 成

北京航空航天大学出版社

## 内 容 简 介

本教材是为了加强学生综合科学实验能力的培养,配合通信电子工程类硕士研究生学位课程实验教学环节而编写的。书中介绍的实验系统是从多年教学实践和科研课题中提炼得来的。全书共分八章,分别介绍八个实验内容。它们是:150MHz 无线发送与接收系统实验;扩频通信实验;光纤通信实验;锁相环路原理实验;锁相频率合成器的原理、设计与应用实验;AM、FM、FSK、PSK、PLL 相干解调实验;数字同步系统实验以及大规模数字逻辑系统时序与状态分析和故障诊断实验。教材编写由浅入深,简明扼要地叙述了实验原理和周边相关知识,内容安排上做到实验内容的完整性和系统性。

本书可作通信与电子系统专业硕士研究生进行实验教学环节的必修教材,也可作为电子工程类本科生毕业设计的参考教材,对于工科电子类专业大专院校的师生和从事这一领域科研技术人员也是一本很有用的参考书。

### 图书在版编目(CIP)数据

现代通信与电子系统实验/高泽溪等编著. —北京:北京航空航天大学出版社,1996.8  
ISBN 7-81012-662-8

I. 现… II. 高… III. 通信系统-实验 N. TN914-33

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (96) 第 15079 号

## 现代通信与电子系统实验 XIANDAI TONGXIN YU DIANZI XITONG SHIYAN

高泽溪等 编著

责任编辑 郭维烈

责任校对 李宝田

北京航空航天大学出版社出版

北京学院路 37 号(100083) 62015720(发行科电话)

新华书店总店北京发行所发行 各地书店经销

通县兔子店印刷厂印装

787×1092 1/16 印张:16.75 另附 8 开插页 5 个 字数:424 千字

1996 年 8 月第一版 1996 年 8 月 第一次印刷 印数:1200 册

ISBN 7-81012-662-8/TN·029 定价:16.50 元

## 前 言

本实验教材是根据加强工程型硕士研究生综合实验能力培养的要求,配合通信与电子工程类硕士研究生的学位课程实验教学要求而编写的。教材中的基本内容是从多年教学实践和科研课题中提炼出来的,其实验内容不仅满足了实验教学的基本要求,而且在一定程度上跟踪了当前技术发展的步伐,给出的实验电路在工程上也很有实用价值。

本教材由高泽溪担任主编、张鸣瑞教授担任主审。全书共八章,含八个实验内容,每个实验的学时数为 20 学时左右,根据不同的专业研究方向,可选择相关的实验内容。第一章,无线电发送与接收系统实验。内容以 150MHz 小功率窄带调频发送接收机为实验电路。第二章,扩频通信实验,主要讲述运用微机模拟与硬件实现相结合的方法,研究 MSK 直序扩频的原理和实现方法。第三章,光纤通信实验。介绍光通信的特点和基本概念以及光通信实验技能。第四章,锁相环路原理实验。在简述锁相环路基本工作原理的基础上,完成部件特性测试,建立系统数学模型及系统性能的测试方法。第五章,锁相频率合成器的原理、设计与应用实验。以大规模频率合成器芯片 MC145157 为核心构成的实验系统,讲述频率合成器的组成与工作原理,以及技术性能、工程设计、实验方法。第六章,FM、AM、FSK、PSK、PLL 相关解调实验。主要讲述利用 PLL 系统,实现几种典型通信调制信号的解调原理、设计思想和实验方法。第七章,数字同步系统实验。在概述了同步原理的基础上,着重介绍数字同步系统中的帧同步、位同步、实验电路、实验方法和设计思想。第八章,大规模数字逻辑系统时序和状态分析及故障诊断实验。叙述了分析和测量数字逻辑系统的关键智能仪器——逻辑分析仪的基本组成与工作原理,介绍了利用逻辑分析仪分析和测试一个大型逻辑系统的实验方法及系统故障诊断技能。

考虑到每个实验要求的预备知识较多,学生做实验时又不可能花很多的时间复习消化与实验相关的知识。所以选取教材内容时,强调基本概念和实际知识,前修课程中所涉及的理论知识不再重复。编写教材时对每个实验的原理部分,都通俗易懂地、简明扼要地阐述了与实验有关的周边知识,学生通过预习自学能很快地进入到实验中去。

本教材由高泽溪编写第四、五、六、七章,王诞燕编写第一章,斯德谊编写第二章、苏翼凯编写第三章,高成编写第八章并用微机完成书中的图、表。由高泽溪统编全稿。由于作者水平有限,书中难免存在一些缺点和错误,殷切希望广大读者批评指正。

编者 1996.4.

# 目 录

<b>第一章 无线发送与接收系统实验</b> .....	(1)
1.1 实验设置的意义 .....	(1)
1.2 实验目的 .....	(1)
1.3 实验原理 .....	(1)
1.3.1 发送系统工作原理 .....	(1)
1.3.2 无线接收系统实验原理 .....	(17)
1.4 实验内容与测试 .....	(23)
1.4.1 实验设备 .....	(23)
1.4.2 150MHz 发射机技术指标与测试 .....	(23)
1.4.3 150MHz 接收机技术指标与测试 .....	(34)
1.5 实验作业 .....	(43)
参考文献 .....	(44)
<b>第二章 扩频通信实验</b> .....	(45)
2.1 实验设置的意义 .....	(45)
2.2 实验目的 .....	(45)
2.3 实验原理 .....	(45)
2.3.1 扩频信号格式 .....	(45)
2.3.2 扩频信号同步和解调原理 .....	(47)
2.3.3 实验设备工作原理 .....	(51)
2.3.4 计算机模拟分析 .....	(58)
2.4 实验内容 .....	(63)
2.4.1 实验基本仪器 .....	(63)
2.4.2 实验要求和步骤 .....	(64)
2.5 实验报告 .....	(65)
参考文献 .....	(66)
<b>第三章 光纤通信实验</b> .....	(67)
3.1 实验设置的意义 .....	(67)
3.2 实验目的 .....	(68)
3.3 实验原理 .....	(68)
3.3.1 光纤 .....	(68)
3.3.2 光源 .....	(68)

3.3.3	光检测器	(73)
3.3.4	信噪比与误码率	(75)
3.4	实验内容	(77)
3.4.1	实验仪器	(77)
3.4.2	实验系统	(86)
3.4.3	实验步骤	(86)
3.5	实验报告和结果分析	(88)
	参考文献	(88)
<b>第四章</b>	<b>锁相环路原理实验</b>	<b>(89)</b>
4.1	实验设置的意义	(89)
4.2	实验目的	(89)
4.3	实验原理	(89)
4.3.1	锁相环路的基本组成	(89)
4.3.2	锁相环路工作原理	(108)
4.4	实验内容	(113)
4.4.1	实验设备	(113)
4.4.2	实验电路说明	(114)
4.4.3	测试内容与步骤	(114)
4.5	实验报告	(122)
	参考文献	(122)
<b>第五章</b>	<b>锁相频率合成器的原理、设计与应用实验</b>	<b>(123)</b>
5.1	实验设置的意义	(123)
5.2	实验目的	(123)
5.3	实验原理	(123)
5.3.1	频率合成器概述	(123)
5.3.2	频率合成器的主要技术指标	(126)
5.3.3	实现锁相频率合成器的几个技术问题	(127)
5.3.4	锁相频率合成器的设计	(131)
5.4	实验内容	(141)
5.4.1	实验电路组成与工作原理	(141)
5.4.2	实验内容与步骤	(145)
5.5	实验报告	(150)
	参考文献	(150)
<b>第六章</b>	<b>AM、FM、FSK、PSK、PLL 相干解调实验</b>	<b>(151)</b>
6.1	实验设置的意义	(151)
6.2	实验目的	(151)

6.3	实验原理 .....	(151)
6.3.1	AM 解调原理 .....	(151)
6.3.2	FM、PM、FSK 信号解调原理 .....	(156)
6.3.3	PSK 信号的解调原理 .....	(159)
6.4	实验内容 .....	(162)
6.4.1	实验设备 .....	(163)
6.4.2	测试内容与步骤 .....	(166)
6.5	实验报告 .....	(172)
	参考文献 .....	(173)
<b>第七章</b>	<b>数字同步系统实验 .....</b>	<b>(174)</b>
7.1	实验设置的意义 .....	(174)
7.2	实验目的 .....	(174)
7.3	实验原理 .....	(174)
7.3.1	载波同步 .....	(175)
7.3.2	位同步 .....	(177)
7.3.3	帧同步 .....	(180)
7.3.4	全数字锁相环的工作原理与组成 .....	(181)
7.4	实验内容 .....	(190)
7.4.1	实验仪器设备 .....	(190)
7.4.2	实验电路说明 .....	(190)
7.4.3	测试内容与步骤 .....	(198)
7.5	实验报告 .....	(201)
	参考文献 .....	(202)
<b>第八章</b>	<b>大规模数字逻辑系统时序与状态分析和故障诊断实验 .....</b>	<b>(203)</b>
8.1	实验设置的意义 .....	(203)
8.2	实验目的 .....	(203)
8.3	实验原理 .....	(203)
8.3.1	逻辑分析仪组成与工作原理 .....	(203)
8.3.2	智能逻辑分析仪简介 .....	(220)
8.4	实验内容 .....	(230)
8.4.1	Z-80CPU 时序关系 .....	(230)
8.4.2	单板机 TP801 使用简介 .....	(237)
8.4.3	逻辑状态分析应用实验 .....	(239)
8.4.4	逻辑定时分析应用实验 .....	(252)
	参考文献 .....	(258)



# 第一章 无线发送与接收系统实验

## 1.1 实验设置的意义

随着信息时代的到来,科学技术的发展,无线通信已成为国防现代化、国民经济建设以及人们日常生活中必不可少的通信手段,其应用极为广泛。在航空航天技术领域,无线通信是信息传递、控制指令、测试数据等各种重要信息的传输工具。加强现代通信系统硬件方面的科学实验能力的培养,巩固和加深对理论知识的理解,培养实验技能,这对于当前工程类硕士研究生缺乏硬件系统方面实践性教学环节的情况来说,无疑是十分必要和及时的。

## 1.2 实验目的

通过对一个典型 150MHz 小功率窄带调频发送和接收系统的研究测试,使学生掌握一个典型收发系统的组成、工作原理、电路设计思想,以及利用现代智能测试仪器检测收发系统主要技术指标的实际工作能力。

## 1.3 实验原理

这里主要叙述了在本科生阶段专业课中未能涉及到的内容,并侧重于实际应用的系统电路知识,以及有关无线通信系统的技术指标、所需仪器和测量方法,以便让学生从实验中学到书本以外的实际知识。

### 1.3.1 发送系统工作原理

无线发送设备的功能是将所要发送的信息(又称基带信号)经调制、倍频,将频谱搬移到射频频上,再经过高频放大,达到额定功率后,馈送到天线发送到空间去。常用的话音信号为 300Hz~3000Hz。用于频分制移动通信中的数字信号一般都是以中、低速传送,所占的频带限于话音频带,一般用 600bit/s~2.4kbit/s,因此大部分发信设备的电路是可以兼容的。信号调制方式有包络调制(AM——调制,SSB——单边调制,ACSB——振幅压扩单边带调制)、频率调制和相位调制、数字调制。

在移动通信中为了压缩频带,扩大通道容量并保证(邻道)辐射必须抑制在-70dB 以下。目前常采用的有最小移频键控(MSK)、预调制高斯滤波小移频键控(GMSK)、平滑调频(TFM)以及相关移相键控(CORPSK)和参差四相相移键控(OQPSK)四种方式。近 30 年在小范围内的计算机无线通信中用 FSK、PSK 等数字调制方式。在本实验中主要研究语音窄带调频制式的 150MHz 小功率发送、接收设备及其电路和性能指标的测量方法。

图 1-1 是一个话音通信发送设备的方框图。



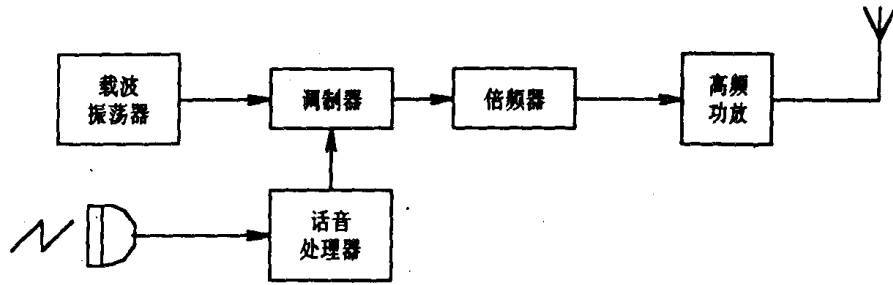


图 1-1 发送设备组成框图

图 1-1 中除了语音处理器,在前修的课中未加阐明外其他电路都有叙述,这里仅做必要的补充说明。

### 一、语言信号处理电路

为压低调频接收机解调后的噪声功率,提高通信质量,在发送设备中往往需要对话音信号进行预处理。不同的调制方式对话音信号的处理要求也不同。对于窄带调频制语音处理电路包括预加重、放大、限幅和滤波。典型电路如图 1-2 所示<sup>[注]</sup>。

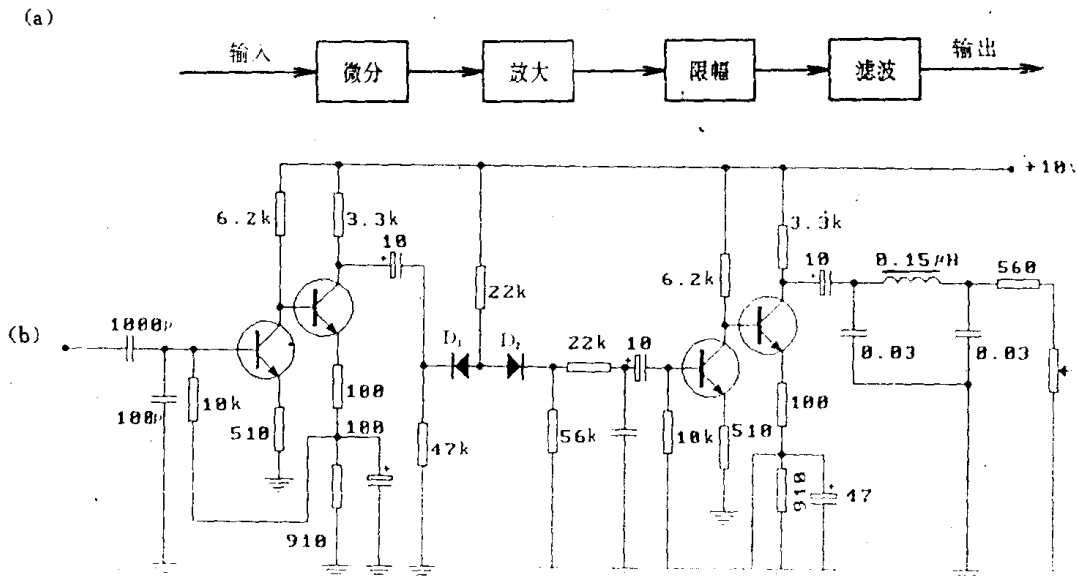


图 1-2 (a) 语言处理电路框图; (b) 语言处理电路

调频信号解调后的噪声功率谱呈抛物线分布,频率越高噪声越大。为了改善信噪比,接收机中通常设置有每倍频程 $-6\text{dB}$ 的去加重电路,在发送机中就需要相应地将语音信号每倍频程提高 $6\text{dB}$ 的预加重电路,从而保证整个传输过程不产生频率失真。图 1-2 所示是一个最简单的预加重电路,它是用 RC 微分电路来实现的。其时间常数应满足:

$$RC \ll 1/f_{\max} \quad (1-1)$$

式(1-1)中 $f_{\max}$ 是语音频带的上限频率,若 $f_{\max}=3000\text{Hz}$ 时 $RC=t \ll 0.3\text{ms}$ ,在 $300\text{Hz} \sim 3000\text{Hz}$ 语音范围内就可以得到每倍频程 $6\text{dB}$ 的预加重的特性,如图 1-3 所示。通常在语音放大器中,根据放大器的输入阻抗,按式(1-1)选取较小的耦合电容来满足预加重的要求。在图 1-2 中输入端耦合电容为 $1000\text{pF}$ ,放大器的输入阻抗接近 $10\text{k}\Omega$ ,时间常数 $t=RC=0.01\text{ms}$ 。

注:本书电路图中电阻单位 $\text{k}\Omega$ 用 $\text{k}$ 表出, $\Omega$ 不再表出;电容单位 $\text{pF}$ 用 $\text{p}$ 表出, $\mu\text{F}$ 不再表出。

用  $\Delta f_m$  表示最大调制频偏, 窄带调制规定最大频偏  $\Delta f_m = 5\text{kHz}$ 。频偏的大小正比于音频信号的电压。为了使频偏不超过规定的最大值, 必须对音频信号的幅度进行限幅。图中采用了简单的二极管限幅电路, 如图 1-4 所示。

平时  $I_c = 10 / (R_2 + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3})$ ,  $U_a = U_b = 5\text{V}$ ,  $D_1$ 、 $D_2$  处于正向导通状态。输入电压  $u_i$  和输出电压  $u_o$  几乎相等。当输入信号较小时, 二极管仍处于导通状态, 限幅器输出跟随输入信号的变化。如果输入信号的幅度足够大, 正半周使  $D_1$  截止,  $I_c$  经  $D_2$  流过  $R_3$ , 输出  $u_o$  为一恒定直流, 使  $u_o$  得不到输入的信号电压。负半周时  $D_1$  导通, 使 Q 点的电位此刻变为 0,  $D_2$  也同时截止, 限幅器输出的信号被限制在  $0\text{V} \sim I_c \cdot R_3$  之间。大信号通过限幅后, 波形呈方波, 会有丰富的高次谐波。调频信号的频带宽为  $2(\Delta f_m + F_{\max})$ , 其中  $F_{\max}$  为语言频率的上限,  $\Delta f_m$  为最大频偏。音频的高次谐波会展宽信号的频谱, 造成对临近频道的干扰。所以限幅后的音频方波信号需经低频滤波器, 以抑制  $3000\text{Hz}$  以上的谐波分量。对于频道间隔为  $25\text{kHz}$  的窄带调频通信系统, 在临道辐射小于  $-60\text{dB}$  时, 要求低通滤波器有  $40\log(f/3)$  ( $f$  为频率) 的衰减特性。可以用  $LC-\pi$  型低通滤波器或低通滤波器达到上述要求。图 1-4 中  $R_4$  和  $C_5$  组成的  $RC$  低通滤波器就是一个例子。

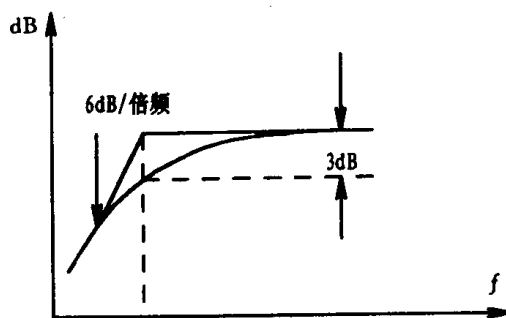


图 1-3 用 RC 实现微分线路的预加重

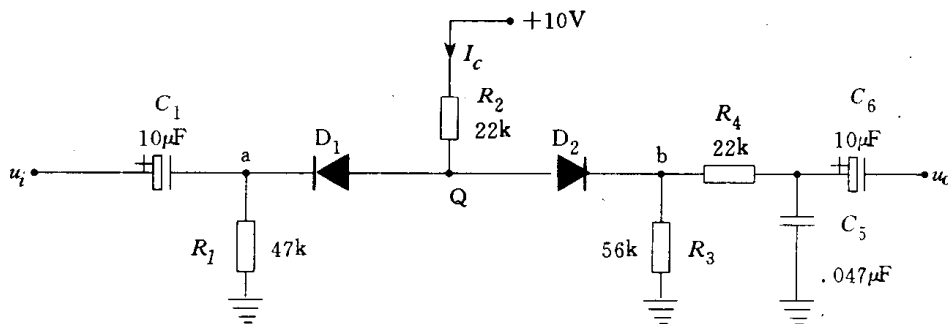


图 1-4 二极管限幅电路

用相位调制实现调频(即间接调频)的发送设备中, 调相前需将音频信号通过积分器, 最简单的积分器是  $RC$  积分电路。话音频率为  $300\text{Hz} \sim 3000\text{Hz}$  时, 积分电路的时间常数  $RC$  应满足

$$RC > 1/f_{\min} = 1/300 = 3\text{ms} \quad (1-2)$$

式中  $f_{\min}$  为音频带的下限频率。

通过话音处理电路后, 为了使话音送入调制器使载频得到足够的频偏值, 在话音处理电路中加入了瞬时频偏控制电路, 即 IDC 电路 (*instantaneous deviation control* 的缩写)。

IDC 电路的各部分的频率特性如图 1-5 所示。输入信号(1)经微分(2)后再由(3)放大, 经限幅(4)后, 进行积分(5), 最后得到输出(6)的频率特性。

## 二、频率调制器

实现频率调制的方法通常有直接调频、间接调频(调相), 以及利用锁相环路实现调频。

### 1. 直接调频

直接调频法是将受到调制信号控制的可变化电抗元件接入载波振荡回路直接改变载波频

率实现线性调频。最常用的可变电抗元件是变容二极管。反向偏置时变容二极管的结电容随外加反向电压而变化,接入振荡回路中,振荡器的频率稳定度将受到一定的影响。在直接调频的振荡器中多采用石英晶体作为等效电感元件参与到振荡回路中。石英晶体振荡器由于高Q值晶体的频率微调范围较小,用直接调频不能得到足够的频偏。利用特制的Q值较低的晶体,在振荡电路采用一定措施后,用直接调频也可得到足够的频偏。

高频电路课程中讨论晶体振荡器时已经提到,石英晶体等效电路的并联电容 $C_0$ 使晶体有一个并联振荡频率 $f_p$ ,如图1-6所示。

图中 $C_1$ 是动态电容,其值约为 $5 \times 0.001\text{pF} \sim 20 \times 0.001\text{pF}$ , $C_0$ 是石英片电极支架

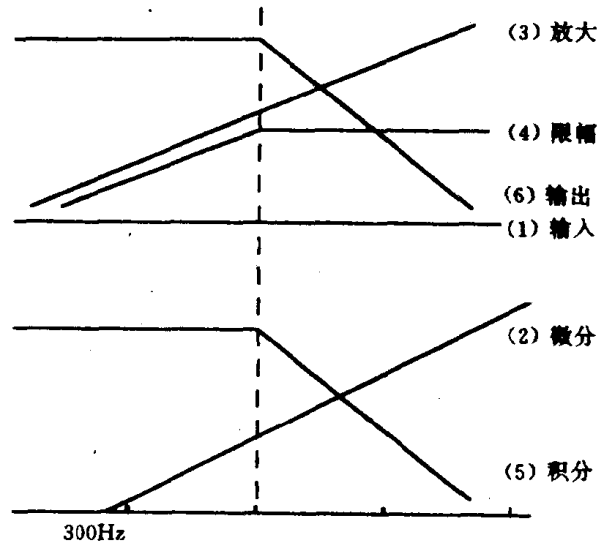


图1-5 IDC电路各部分频率特性

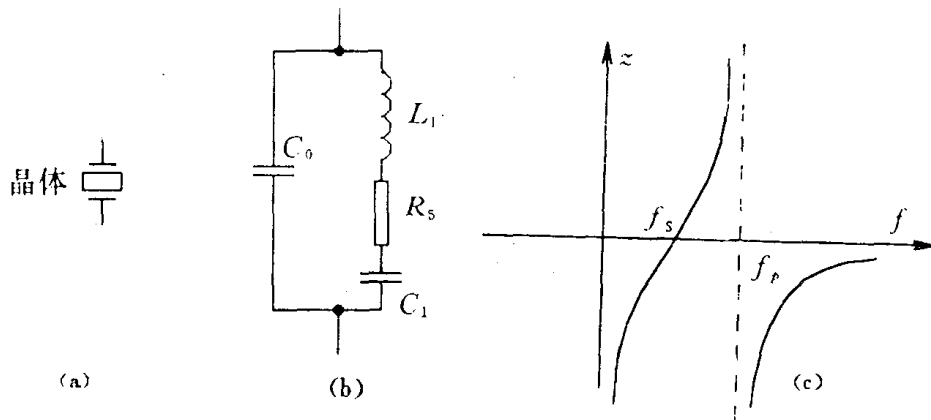


图1-6 石英晶体等效电路及谐振特性(注)

等引起的寄生电容,其电容量约为 $1\text{pF} \sim 30\text{pF}$ 。其等效串联谐振频率 $f_s$

$$f_s = 1/2\pi \sqrt{LC_1} \quad (1-3)$$

并联谐振频率为

$$f_p = f_s(1 + C_1/2C_0) \quad (1-4)$$

$C_0$ 越大,并联谐振频率和串联谐振频率就越接近。在串联谐振频率和并联谐振频率之间的晶体等效阻抗的变化也愈陡峭。接入振荡电路中的晶体往往是作为高Q值电感参与振荡,要展宽晶体振荡器的频率范围,就必须在电路中设法抵消 $C_0$ 的影响,图1-7所示的三种电路是表示减小 $C_0$ 作用的方法。

其中图(a)是利用外接电感 $L_p$ 和 $C_0$ 构成并联谐振,抵消 $C_0$ 的容抗,但 $L_s$ 的Q值不可能做得很高,造成振荡频率稳定度的降低。图(b)是在反相端加入平衡电容 $C_9$ ,使 $C_0$ 被抵消。图(c)是用 $\pi$ 型网络进行阻抗变换。网络等效为 $\lambda/4$ 传输线,从图1-8中可求得其特征阻抗为

$$Z_0 = \omega L_s = 1/\omega C_p \quad (1-5)$$

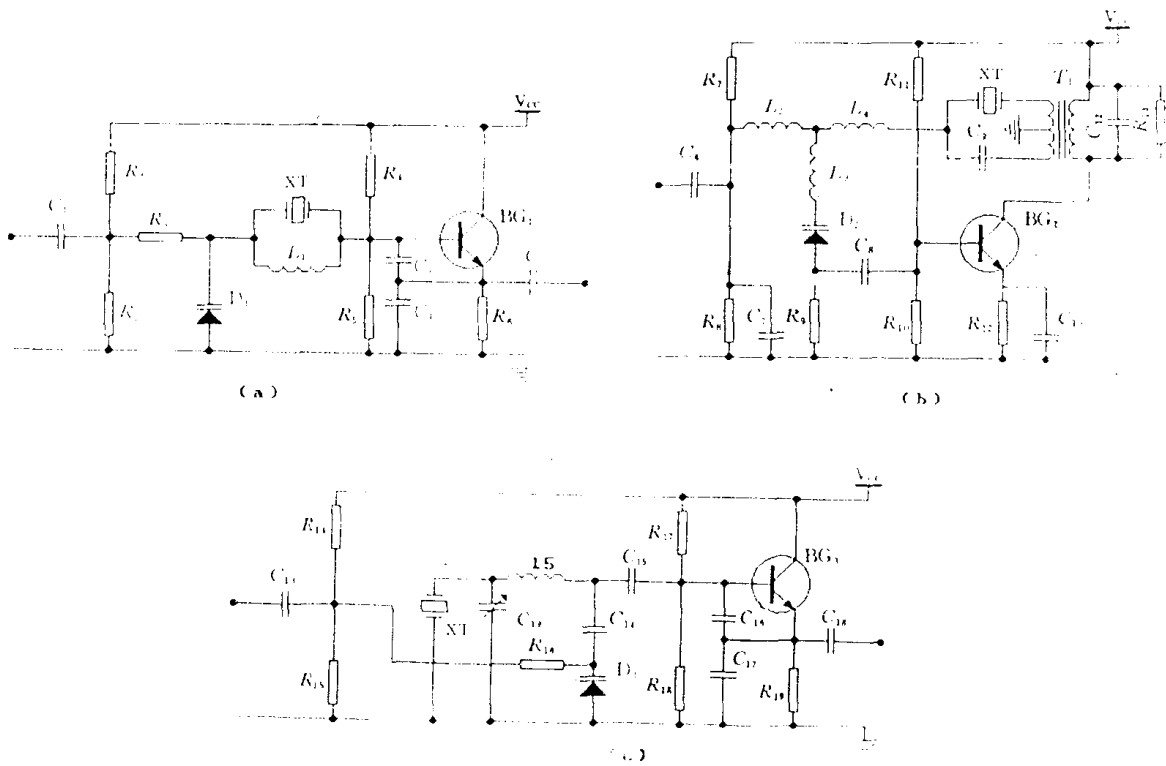


图 1-7 展宽频率的三种直接调频电路

式中： $L_s$  为串臂电感； $C_p$  为并臂电容。

$\lambda/4$  传输线能将晶体串联谐振频率处的低阻抗变为高阻抗。

从图中可求得

$$R_1 \cdot R_2 = (1/\omega C_{p1})^2 = (1/\omega C_{p2})^2 \quad (1-6)$$

晶体内部电容  $C_0$  可以看做并臂电容  $C_p = C_0 + C_1$  的一部分，变容二极管接在高阻抗端就能得到较大的频偏。网络的特性阻抗  $Z$  愈高，晶体经变换后的阻抗也愈大。变容二极管的电容变化对电路的影响也愈明显，频偏也愈大。选择特性阻抗  $Z$  就可以改变频偏范围，使电路对频偏控制有一定的灵敏性，但网络的损耗会影响晶体的  $Q$  值，使频率稳定度下降。

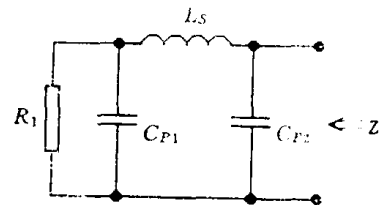


图 1-8  $\pi$ 型阻抗变换电路

## 2. 间接调频

间接调频是用音频信号改变载波的相位，即所谓的间接调频。显然间接调频不能直接改变载波的频率，因此不影响载波频率的稳定度。常用的调相电路有可调谐回路相移器和桥式相移器，典型电路如图 1-9 所示。

由  $L$  和  $C_0$  构成的三个单调谐回路级联起来如图 1-9 中的  $L_1C_{01}$ ,  $L_2C_{02}$ ,  $L_3C_{03}$ ，每级都采用一个变容二极管进行调相，每个回路都并联一个电阻  $R$  用来调整  $Q$  值，而且可以防止寄生振荡并保证三级相移一致。各回路间耦合电容很小只有  $0.5\text{pF}$ ，所以级间相互影响很弱。输出信号总相移是三级回路相移之和。若每级相移  $30^\circ$ ，则总和为  $90^\circ$ ，扩大了线性相位调制范围。这种电路调整比较麻烦，因为三个调谐回路很难把中心频率对正，如果中心频率偏离，调制线性

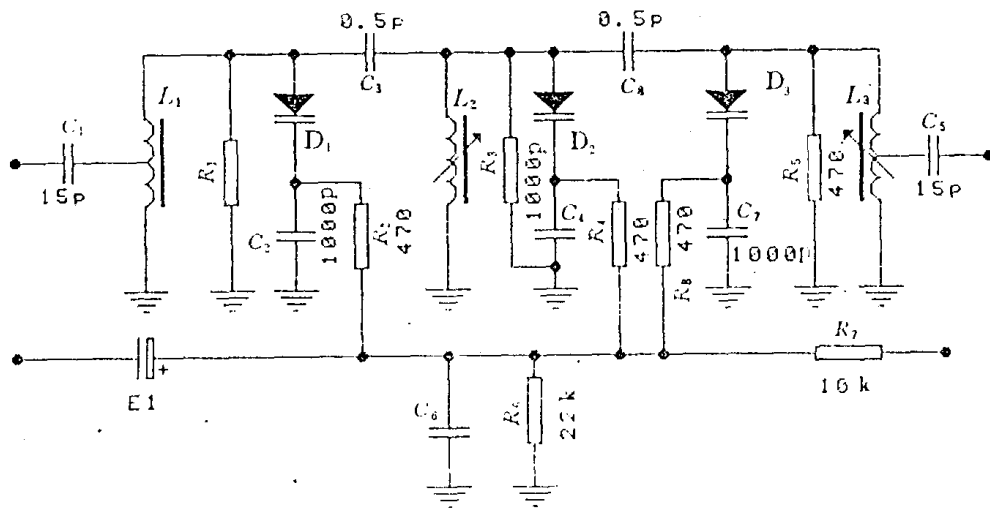


图 1-9 三级可变调谐移相电路

就要改变。为了解决上述矛盾,又出现了如图 1-10 所示的桥式调相电路。

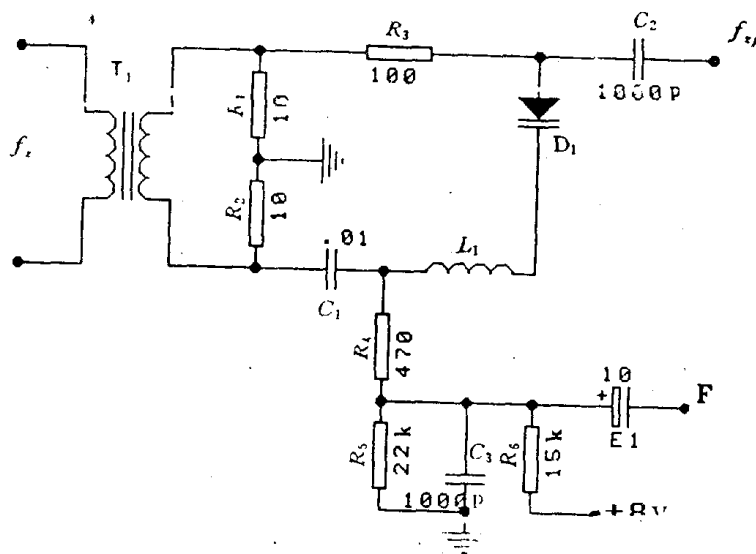


图 1-10 桥式移相电路

载频信号  $f_z$ , 通过变压器 B 把信号对地分成两个部分, 只采用一个调谐回路 C 和 L, 调整方便, 移相可扩到两倍。在简易对讲机中, 有时采用图 1-11 所示的移相电路。

图 11(a) 移相原理可以用 (b) 来说明。  $f_z$  信号从 BG 的发射结加入, 改变了 BG 的工作电流, 相应也改变了其等效电阻  $R_i$ , 输出相位也相应改变, 达到调相目的。

$$V_i = \left[ R_i \cdot V_i / \sqrt{R_i^2 + (1/\omega C)^2} \right] \left( -\arctan \frac{1}{R_i \omega C} \right) \quad (1-7)$$

该电路虽然简单, 但会产生寄生调幅现象, 所以只能用在简单的通信系统中。

### 3. 锁相调频

利用锁相环路实现调频, 具有失真小、噪声干扰小、调制度大及中心频率稳定等优点。目前不仅在调频通信系统中已有广泛应用, 而且还有锁相调频的集成芯片问世。

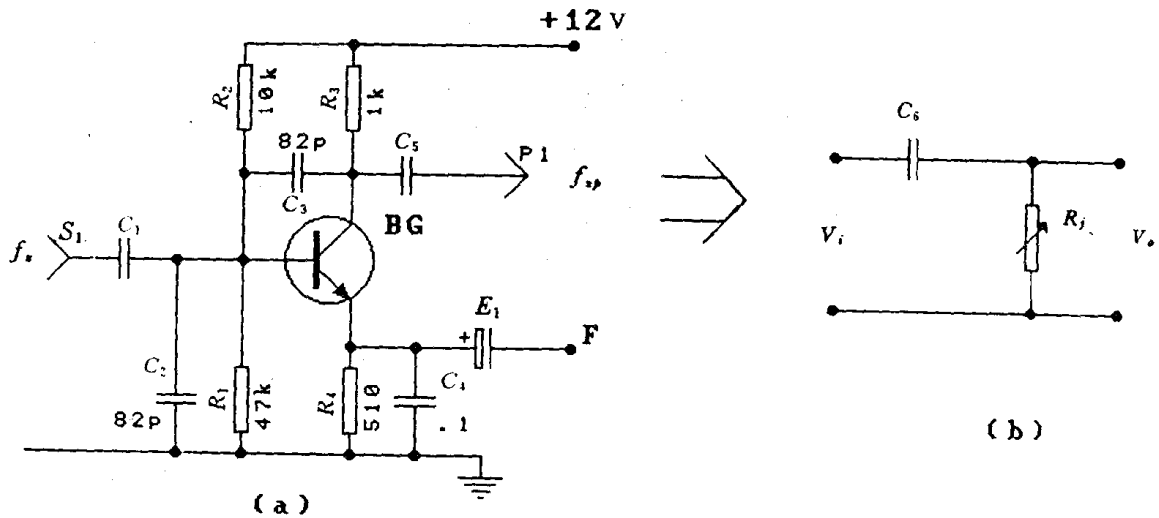


图 1-11 简单调相电路

(1) 直接锁相调频

在图 1-12 所示的方案中, 调制信号  $u_m(t)$  直接加到 VCO 的输入端上。只要将环路的闭环带宽  $\omega_c$  做得比调制信号的最低频率还小, 调制信号就不能通过环路, 参与负反馈调整。通常 VCO 的中心频率的漂移速率很低, 落在环路的带宽之内, 能通过环路参与负反馈的调整作用, 将 VCO 的中心频率锁定在参考频率上。由于参考频率源十分稳定, 使 VCO 输出的中心频率也十分稳定。

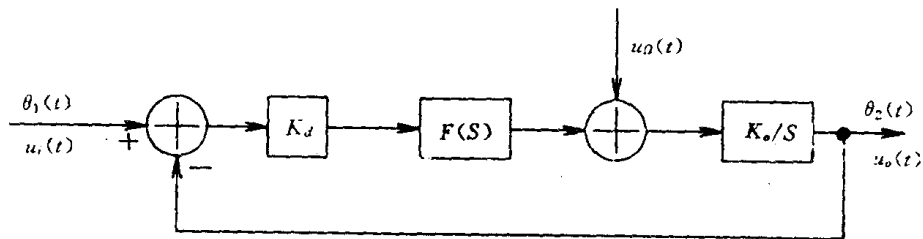


图 1-12 锁相直接调频方案

从直接调频的实现原理可知, 调制信号  $u_m(s)$  的最低频率应比环路带宽大。在实际应用的环路中, 若闭环带宽很小, 会影响环路的捕捉性能。若提高调制信号的频率  $\Omega$ , 又会影响到接收机的带宽和其他性能。实际的工程中有时传输的信息速率很低, 常采用调相或间接调频环路来完成调制功能。

(2) 调相方案

图 1-13 所示的用锁相环实现调相方案, 如果将环路的闭环带宽的  $\omega_c$  做得比调制信号的最高频率还大, 那么调制信号就可以通过低通滤波器去控制 VCO 的瞬时相位。这种相位的变化通过反馈加到 PD 上, 使 PD 输出的误差电压  $u_d$  也变化, 这种变化将抵消  $u_p$  的变化, 在锁定的情况下  $u_d = u_p$ 。又因为  $u_d \propto \theta_e(t) = \theta_1(t) - \theta_2(t)$ , 也就是说, 输出相位  $\theta_2(t)$  和调制信号电压成正比例关系 [ $\theta_1(t)$  为常数], 实现了调相功能。

(3) 间接调频方案

由于角频率  $\omega$  和相位  $\theta$  之间成积分关系, 即

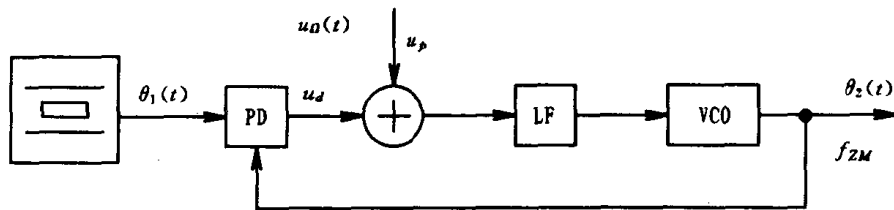
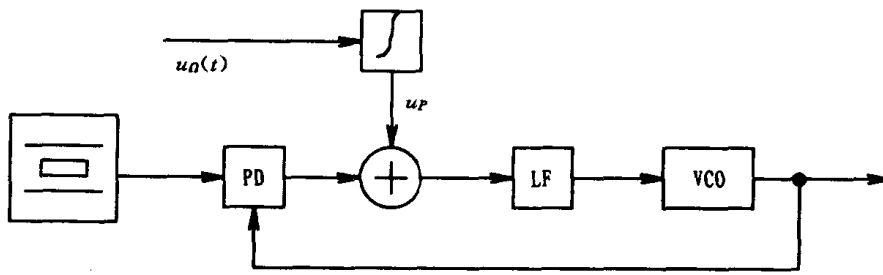


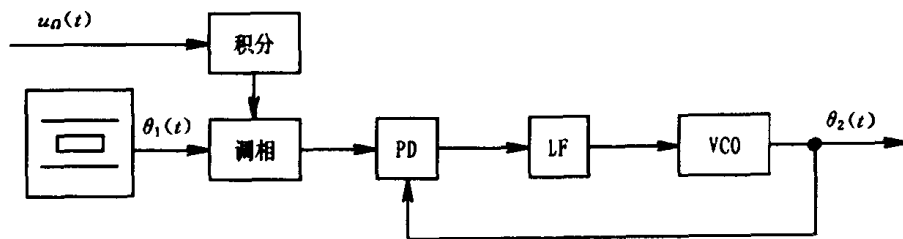
图 1-13 锁相环调相方案

$$\theta(t) = \int_0^t \omega dt$$

把调制信号经积分后, 加到 LF 上, 会得到间接调频。图 1-14(a)、(b) 是用锁相环实现间接调频的两种方案。



(a)



(b)

图 1-14 间接调频方案

在图(b)所示的方案中, 先对载波信号进行调相加到环路上。由于 PLL 是一个相位跟踪系统, 在同步状态下输出相位跟踪输入相位的变化, 对于  $u_n(t)$  而言, 输入是调频信号。实用中常在反馈支路上加分频器  $N$  (其分频系数记为  $N$ ), 输出经分频器后变为  $\theta_2(t)/N$ , 加到 PD 后, 实际相位变化量很小, 间接地扩大了鉴相器的线性范围。在鉴相器线性范围相同的情况下, 使得  $\theta_2(t)$  的相位变化扩大了  $N$  倍, 显然若  $N$  很大, PD 的线性范围也较大时, 这种调相方案也成了调频方案。

#### (4) 锁相调频原理

从图 1-15 所示锁相环的相位模型中, 可求出其闭环传递函数  $H(S)$  及闭环误差传递函数  $H_e(S)$ 。

$$H(S) = KF(S)/(S + KF(S)) \quad (1-8)$$

$$H_e(S) = S/(S + KF(S)) = 1 - H(S) \quad (1-9)$$



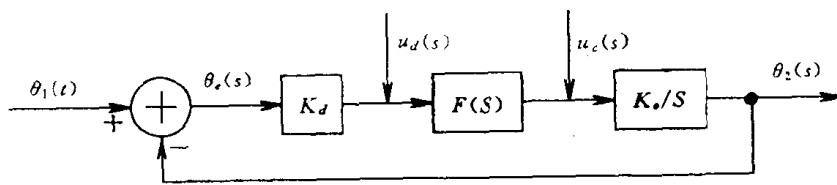


图 1-15 锁相环相位模型

从图 1-16 示出的  $H(S)$  和  $H_e(S)$  幅频特性可知, 环路输出闭环传递函数的幅频特性是低通的, 误差特性是高通的。输入相位  $\theta_1(S)$  的变化频率  $\Omega$  越高, 误差相位变化越大, 输出相位  $\theta_2(S)$  的变化越小, 不能线性地跟踪输入相位  $\theta_1(S)$  的变化。

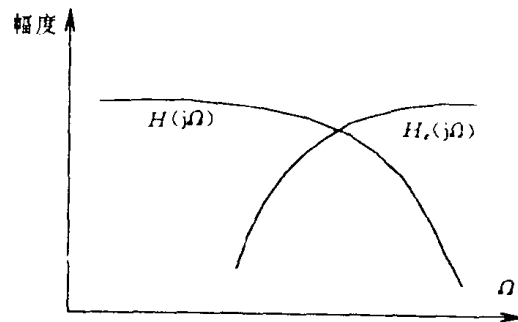


图 1-16 幅频特性

① 直接调频的传递函数

从图 1-17 所示的直接调频环的相位模型中, 可以导出直接调频的传递函数。

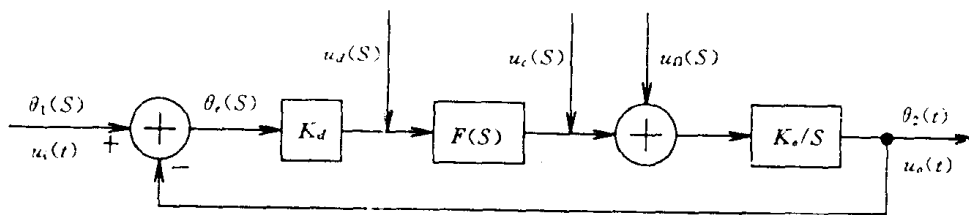


图 1-17 直接调频环的相位模型

设

$$\begin{aligned}
 u_i(t) &= U_i \sin(\omega_i t + \theta_i) \\
 &= U_i \sin(\omega_i t + \omega_0 t - \omega_0 t + \theta_i) \\
 &= U_i \sin(\omega_0 t + \Delta\omega_0 t + \theta_i)
 \end{aligned} \tag{1-10}$$

式中:  $\Delta\omega_0 t = (\omega_i - \omega_0)t$

令  $\theta_1(t) = \omega_0 t + \theta_i$  (以  $\omega t$  为参考相位时)

$$u_o(t) = U_o \sin(\omega_0 t + \theta_2)$$

再令  $\theta_1(t) = 0, \theta_1(s) = 0$ , 则  $-\theta_2(s) = \theta_e(s)$ , 于是将图 1-17 简化为图 1-18(a)、(b)。

又因:

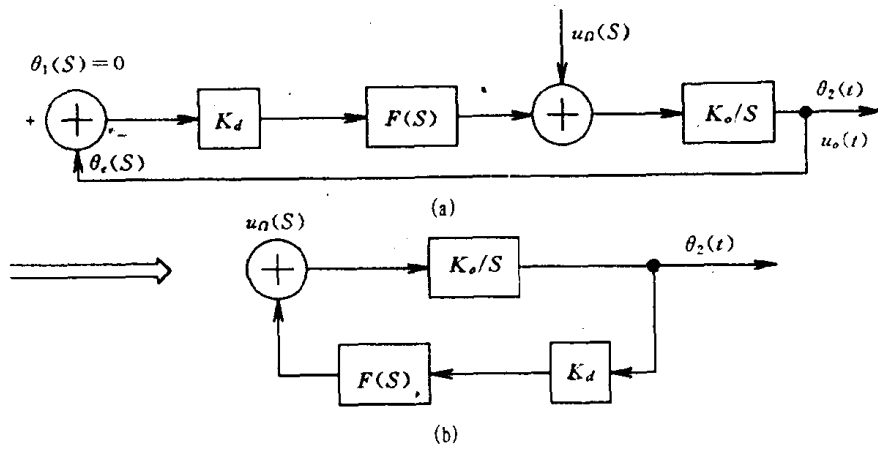


图 1-18  $\theta_1(t)=0$  时的相位模型

$$\frac{\theta_2(S)}{u_n(S)} = \frac{K_o/S}{1 + (K_o/S) \cdot K_d \cdot F(S)} = \frac{K_o}{S + F(S)} \quad (1-11)$$

输出频偏

$$\Omega_m(t) = \frac{d\theta_2(t)}{dt}, \quad \Omega_m(S) = S\theta_2(S) \quad (1-12)$$

并代入式(1-10)后有:

$$\frac{\Omega_m(S)}{u_n(S)} = \frac{SK_o}{S + KF(S)} = K_o \frac{S + KF(S) - KF(S)}{S + KF(S)} = K_o[1 - H(S)] \quad (1-13)$$

即

$$\Omega_m(S) = u_n(S) \cdot K_o[1 - H(S)] \quad (1-14)$$

式(1-14)说明了锁相直接调频方案,输出相位呈高通特性,与图 1-16 所示的结果一样。此时环路只允许高于环路带宽的频率分量对 VCO 进行调频。如果将环路的带宽  $\omega_c$  设计得比  $u_n(t)$  的最低频率分量还小,该方案就能实现直接调频。

### ② 调相的传递函数

图 1-19 所示的是锁相环调相系统相位模型。

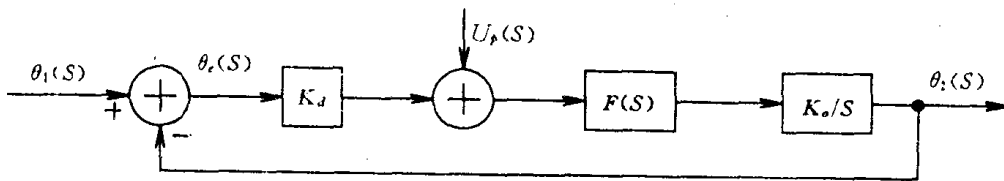


图 1-19 锁相环调相系统相位模型

设

$$\theta_1(S) = 0$$

则有

$$\theta_2(S)/U_p(S) = K_o F(S)/(S + KF(S))$$

$$H(S) = KF(S)/(S + KF(S)) \quad (K = K_o \cdot K_d)$$

$$\theta_2(S)/U_p(S) = H(S)/K_d$$

即

$$\theta_2(S) = U_p(S) \cdot H(S)/K_d \quad (1-15)$$