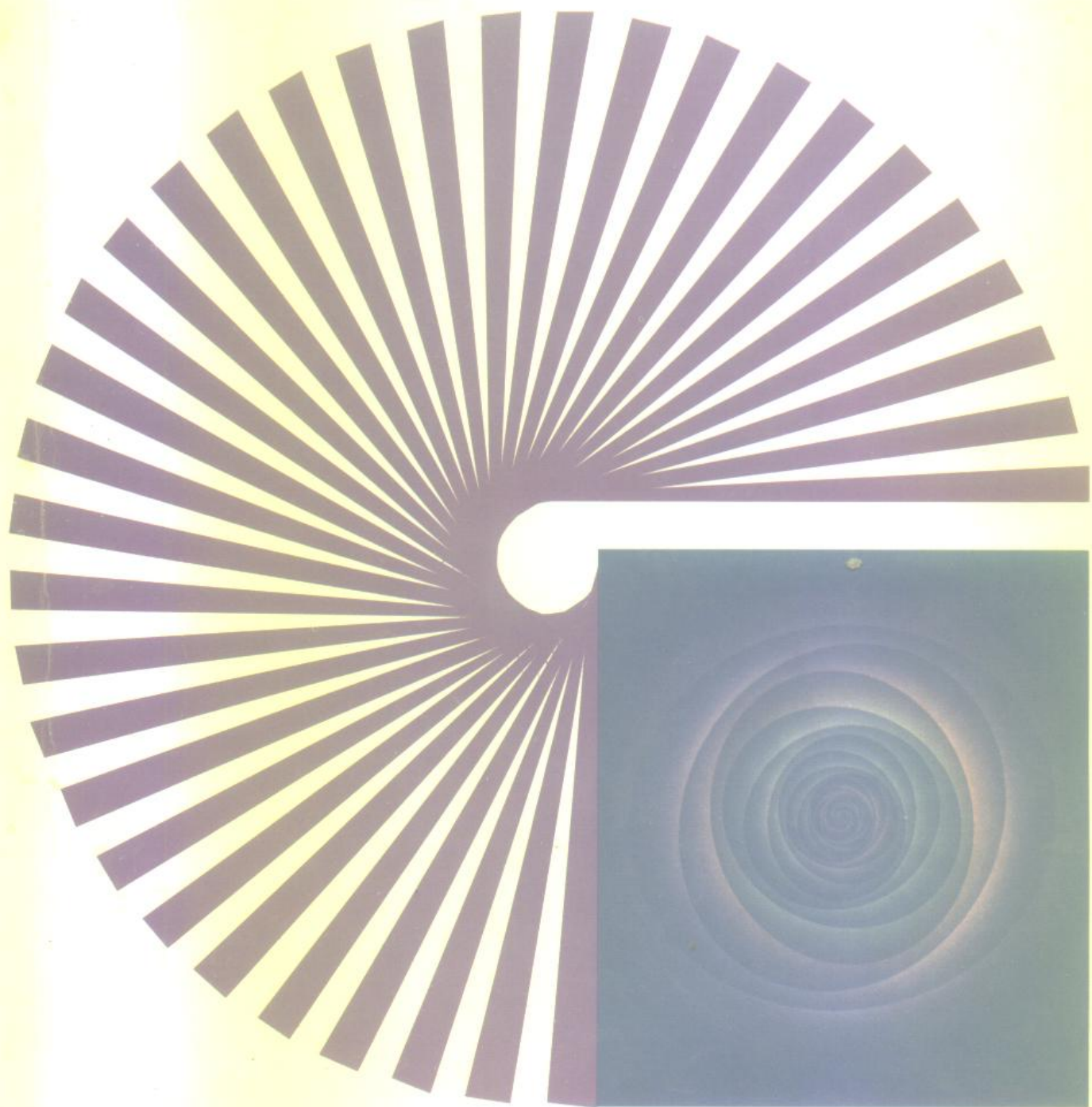


Motorola 集成电路应用丛书



张厥胜 张会宁 邢静 编

锁相环频率合成器



电子工业出版社

PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

URL: <http://www.phei.co.cn>

Motorola 集成电路应用技术丛书

锁相环频率合成器

张厥盛 张会宁 刑 静 编
赖金福 审校

电子工业出版社

内 容 简 介

本书汇集了 Motorola 公司的锁相频率合成器产品。前七章先讲述锁相环路的设计基础,后分章介绍鉴相器、压控振荡器、分频器(单模和双模)等环路部件以及单片集成锁相环路产品。后六章专门介绍各种中、大规模单片集成锁相频率合成器产品,有 4 位数据总线输入、并行码输入和串行码输入编程的各种通用产品,同时也介绍了一些专用产品。

本书资料全,内容新,介绍详实。每一个产品都介绍了它的组成、性能、各类数据以及使用方法,有的还有应用举例,可供工程实用。

Motorola 集成电路应用技术丛书

锁相环频率合成器

张厥盛 张会宁 邢 静 编

特约编辑: 齐 敏 马继红

责任编辑: 周晓燕

*

电子工业出版社出版(北京市万寿路)

电子工业出版社总发行 各地新华书店经售

北京市顺义县天竺颖华印刷厂印刷

开本: 787 × 1092 毫米 1/16 印张: 16.5 字数: 389 千字

1997 年 2 月第 1 版 1997 年 2 月第 1 次印刷

印数: 4000 册 定价: 28.00 元

ISBN 7-5053-3892-7/TN·1024

《Motorola 集成电路应用技术丛书》

编 委 会

主 任:陈怀琛

副主任:赖金福 龚兰方

委 员:孙肖子 张厥盛 张义门 沈耀忠

杨新辉 高有行 高 平

前 言

频率源是任何电子系统必不可少的,并且在很大程度上决定了系统的性能,可称之为电子系统的核心。频率合成器就是一个高性能的频率源,它可使得从大量频率中选择某一工作频率变得极其精确、迅速和方便。

频率合成技术从早期的直接合成发展到锁相合成是一次技术上的飞跃。近期出现的直接数字合成有可能酝酿一次新的技术飞跃。但在目前,应用最为广泛的仍然是锁相频率合成。

锁相频率合成技术是基于锁相环路的同步原理,从一个高准确度、高稳定度的参考晶体振荡器,综合出大量离散频率的一种技术。锁相频率合成器技术性能优越,且集成度高,可靠性好,成本低廉,是目前工程应用中最为普遍的。Motorola公司的锁相频率合成器产品系列,在诸多同类产品中最具代表性,历来也是国内工程界优先选用的产品。

本书根据 Motorola 公司出版的《MECL 数据手册》(MECL Data, Rev. 5, 1993)、《通信器件数据手册》(Communications Device Data, Rev. 3, 1993)和《无线电射频和视频器件应用手册》(Radio, RF and Video Applications, 1991)等手册,汇集了 Motorola 公司有关锁相频率合成器的集成电路产品,详细介绍了每一个产品的组成、性能和应用方法。全书分为前后两大部分。前一部分共七章,介绍锁相环路产品,第一章专门介绍锁相环路的设计基础,再分章介绍锁相环路部件的产品,包括鉴相器、振荡器、压控振荡器、单片锁相环路以及锁相频率合成器中必不可少的各种单模分频器和双模分频器。后一部分共六章,专门介绍单片集成锁相频率合成器产品,先有一章讲述此类合成器的设计方法,并有结合产品的设计举例,再分章介绍 4 位数据输入编程、并行码输入编程和串行码输入编程的各种中、大规模单片集成锁相频率合成器产品。这些都是通用产品,可适合各类应用。最后还介绍了一些专用产品,如无绳电话用的双频率合成器。

编译本书的目的是向国内读者全面介绍 Motorola 公司的锁相频率合成器产品,资料新,内容详实,可供工程实用。

本书由张厥盛主编,赖金福审校,邢静和张会宁担任书稿的翻译,宁新炎完成了部分书稿的初校。受编译水平所限,难免有不妥甚至谬误之处,欢迎读者指正。

编者 一九九六年三月

目 录

第一部分 锁相环路

第一章 设计基础	1
1.1 引言	1
1.2 参量定义	1
1.3 型一阶	2
1.4 稳态误差	2
1.5 稳定性	4
1.6 带宽	7
1.7 锁相环设计举例	7
1.8 实验结果	11
1.9 总结	12
第二章 鉴相器	11
2.1 MC12002 模拟混频器	13
2.2 MC12040 鉴相鉴频器	17
2.3 MC4344/4044 鉴相鉴频器	20
第三章 压控振荡器	27
3.1 MC4324/4024 双压控多谐振荡器	27
3.2 MC12101(130MHz)/12100(200MHz)压控多谐振荡器	32
3.3 MC12061 晶体振荡器	38
3.4 MC12148 低功率压控振荡器	44
第四章 程序分频器	46
4.1 MC4316/4016/4018 可编程模 N 计数器概述	46
4.2 MC4316/4016/4018 工作性能	46
4.3 应用指南	52
第五章 前置分频器	57
5.1 225MHz 前置分频器	57
5.2 520MHz 前置分频器	60
5.3 1.1GHz 单模前置分频器	72
5.4 1.1GHz 双模前置分频器	75
5.5 1.3GHz 单模前置分频器	84
5.6 2.0GHz 双模前置分频器	87
第六章 MC12014 模式控制逻辑	97
6.1 概述	97
6.2 应用指南	100
第七章 单片集成锁相环路	111

7.1	MC54/74HC4046A CMOS 锁相环	111
7.2	MC14046B 锁相环	122

第二部分 频率合成器

第八章	设计基础	128
8.1	采用双模前置分频器的直接编程技术	128
8.2	采用模拟鉴相器的 MC145159 PLL 频率合成器的使用	132
第九章	并行码输入编程集成锁相环频率合成器	146
9.1	中规模集成前置单模分频器	146
9.2	大规模集成前置单模分频器	154
9.3	大规模集成前置双模分频器	157
第十章	4 位数据总线输入编程大规模集成锁相环频率合成器	160
10.1	前置单模分频器	160
10.2	MC145146-2 前置双模分频器	170
第十一章	串行码输入编程大规模集成锁相环频率合成器	175
11.1	前置单模分频器	175
11.2	前置双模分频器	180
11.3	应用模拟鉴相器的 MC145159-1 PLL 频率合成器	190
11.4	MC145149 双 PLL 频率合成器	196
第十二章	串行接口、内部带有前置分频器的大规模集成锁相环频率合成器	202
12.1	带有单模分频器的 MC145170 PLL 频率合成器	202
12.2	带有双模分频器的 MC145190/91、MC145192 和 MC145200/01 PLL 频率合成器	214
第十三章	专用集成锁相环频率合成器	229
13.1	MC145173 广播用双波段锁相环频率合成器	229
13.2	无绳电话用双锁相环频率合成器	230

第一部分 锁相环路

第一章 设计基础

1.1 引言

本章的目的是给电子系统设计者提供一些必须的工具。应用这些工具,可以设计和计算由集成电路构成的锁相环路。大多数锁相环路的设计问题可以应用拉普拉斯变换技术来实现,所以,本章同时简要介绍拉普拉斯变换技术,以供读者参考。由于本章的内容实质上是应用性的,所以所有理论推导均省略,以期望内容简单清晰。愿意从事理论研究的读者可参阅所附的参考文献。

1.2 参量定义

使用拉普拉斯变换可以将一个系统的时间响应 $f(t)$ 表示成复频域响应 $F(s)$ 。这个响应本质上是双重的,它包括瞬态响应和稳态响应,所以,所有工作状态都要考虑并进行计算。由于拉普拉斯变换只对正的实时线性参量有效,所以,对于同时包含有线性及非线性函数的锁相环路,使用拉普拉斯变换时必须对其进行证明。有关证明见 Gardner 所著的《锁相技术》第三章^[1]。

图 1-1 中定义的参量将在全章中通用。

应用伺服理论,可得下述关系^[2]:

$$\theta_e(s) = \frac{1}{1 + G(s)H(s)}\theta_i(s) \quad (1-1)$$

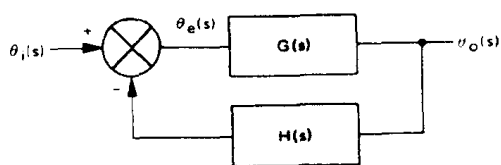
$$\theta_o(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}\theta_i(s) \quad (1-2)$$

这些与锁相环路函数有关的参数如图 1-2 所示。

鉴相器输出一个与信号 θ_i 及 θ_o/N 之间的相位差成比例的电压。这个电压加到滤波器上,用作 VCO/VCM(压控多谐振荡器)的控制信号。

由于 VCO/VCM 输出一个与其输入电压成比例的频率,所以在控制信号端出现的任何时变信号都将对 VCO/VCM 进行频率调制。在相位锁定期间,输出频率是:

$$f_o = Nf_i \quad (1-3)$$



$\theta_i(s)$ 输入相位 $G(s)$ 前向传递函数
 $\theta_e(s)$ 相位误差 $H(s)$ 反馈传递函数
 $\theta_o(s)$ 输出相位

图 1-1 反馈系统

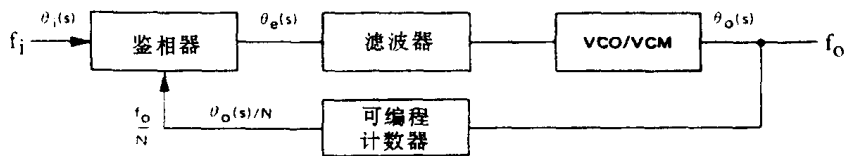


图 1-2 锁相环路框图

鉴相器、滤波器和 VCO/VCM 构成前向支路,反馈支路中含有可编程分频器。去掉可编程计数器后在反馈支路中产生的增益为 $1(N=1)$ 。结果是输出频率等于输入频率。

根据环路传递函数的不同,可以构成不同型和不同阶的环路。下面两节将介绍各种环路的示例及其区别。

1.3 型一阶

在已发表的文献中,这两个术语没有什么明显差别,至今也没有建立什么标准。然而,本节将采用这两个常用术语并加以区别。

一个系统的型是指其环路传递函数 $G(s)H(s)$ 处于原点的极点的个数。例如,令

$$G(s)H(s) = \frac{10}{s(s+10)} \quad (1-4)$$

因为它只有一个极点处于原点,所以此系统是一个一型系统。

一个系统的阶指的是其特征方程(C. E.)

$$1 + G(s)H(s) = 0 \triangleq \text{C. E.} \quad (1-5)$$

的最高阶次。特征方程的根就是整个传递函数的闭环极点。例如:

$$G(s)H(s) = \frac{10}{s(s+10)} \quad (1-6)$$

$$\text{则} \quad 1 + G(s)H(s) = 1 + \frac{10}{s(s+10)} = 0 \quad (1-7)$$

所以,

$$\text{C. E.} = s(s+10) + 10 \quad (1-8)$$

$$\text{C. E.} = s^2 + 10s + 10 \quad (1-9)$$

其特征方程是一个二阶多项式,所以,对于给定的 $G(s)H(s)$,我们得到了一个一型二阶系统。

1.4 稳态误差

一个系统可能有多种输入情况,其中典型的输入类型包括位移、速度和加速度^①。下面将验证在多种输入情况下,1型、2型和3型系统的响应。

$\theta_e(s)$ 表示相位差,它是鉴相器中输入参考信号 $\theta_i(s)$ 和反馈信号 $\theta_o(s)/N$ 之间的相位差。计算一个系统时,为了确认稳态和瞬态响应的特征是否最佳或满足要求,必须检验 $\theta_e(s)$ 。瞬

① 对应于锁相环中的相位、频率和频率变化。

态响应对环路的稳定性起作用,在下一节中再作介绍。稳态响应的计算可通过应用拉普拉斯变换的终值定理来加以简化,这个定理使得计算由输入 $\theta_i(s)$ 产生的系统稳态相差 $\theta_e(s)$ 时不再变换回时域^[3]。

简单定义

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [\theta(t)] = \lim_{s \rightarrow 0} [s\theta_e(s)] \quad (1-10)$$

其中

$$\theta_e(s) = \frac{1}{1 + G(s)H(s)} \theta_i(s) \quad (1-11)$$

输入信号 $\theta_i(s)$ 具有如下特征:

位移阶跃: $\theta_i(t) = C_p \quad t \geq 0 \quad (1-12)$

或拉普拉斯形式:

$$\theta_i(s) = \frac{C_p}{s} \quad (1-13)$$

其中, C_p 是相位阶跃的大小,用弧度表示,即输入参考信号的相移为 C_p 弧度。

速度阶跃: $\theta_i(t) = C_v t \quad t \geq 0 \quad (1-14)$

或拉普拉斯形式:

$$\theta_i(s) = \frac{C_v}{s^2} \quad (1-15)$$

其中 C_v 是相位改变率的大小,用 rad/s 表示,这相当于输入一个频率,这个频率与反馈部分的 VCO 频率不同。所以,在鉴相器看到的 C_v 是每秒钟频差的弧度大小。

加速度阶跃: $\theta_i(t) = C_a t^2 \quad t \geq 0 \quad (1-16)$

或拉普拉斯形式:

$$\theta_i(s) = \frac{2C_a}{s^3} \quad (1-17)$$

C_a 是频率变化率的大小,用 rad/s² 表示,它可由一个时变输入频率来表示。

典型的 1 型、2 型和 3 型系统的环路传递函数 $G(s)H(s)$ 分别是:

1 型: $G(s)H(s) = \frac{K}{s(s+a)} \quad (1-18)$

2 型: $G(s)H(s) = \frac{K(s+a)}{s^2} \quad (1-19)$

3 型: $G(s)H(s) = \frac{K(s+a)(s+b)}{s^3} \quad (1-20)$

通过方程(1-11)和(1-13),可以得到相移输入情况下 1 型系统的相差终值:

$$\theta_e(s) = \left[\frac{1}{1 + \frac{K}{s(s+a)}} \right] \left(\frac{C_p}{s} \right) = \frac{(s+a)C_p}{(s^2 + as + K)} \quad (1-21)$$

$$\theta_e(t = \infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \left[s \left(\frac{s+a}{s^2 + as + K} \right) C_p \right] = 0 \quad (1-22)$$

所以当有位移时,相差终值为零。

同理,应用终值定理,对于 1 型、2 型和 3 型系统的三种不同输入情况,可用表 1-1 来表示其各自的稳态相差。

零相差说明鉴相器的两个输入信号是相干的。

表 1-1 各种系统的稳态相差

类型	1 型	2 型	3 型
位 移	0	0	0
速 度	常数	0	0
加速度	连续增长	常数	0

常数相差说明鉴相器的两个输入信号存在相位差,这个相位差的大小与环路增益和输入阶跃的大小成比例。

连续增长的相差说明相位是时变的,对于锁相环而言,即为失锁状态。

应用表 1-1,系统的型可由特定的输入来确定。例如,如果要求一个锁相环以零相差跟踪一参考频率,就必须使用 2 型系统,因为 2 型系统的相差最小。

1.5 稳 定 性

应用在 s 平面中求系统零、极点的根轨迹技术,可以以图解形式来观察系统的稳定性。这些图可说明闭环系统的极点(特征方程的根)如何随环路增益而改变。如果要求系统稳定,则所有极点必须位于 s 平面左半部分,那么,由系统的零、极点之间的关系就可确定系统的稳定性。用下述定理,可求得根轨迹轮廓。

定理 1 根轨迹开始于 $G(s)H(s)(K=0)$ 的极点,结束于 $G(s)H(s)(K=\infty)$ 的零点。其中, K 是环路增益。

定理 2 根轨迹分支数等于系统零点数与极点数之中较大者。在无穷远处的零点数目等于 $G(s)H(s)$ 的有限个零点数与极点数之差。

定理 3 根轨迹轮廓的边界为渐近线,其角位置由下式给出:

$$\frac{(2n+1)}{\#P - \#Z}\pi; n = 0, 1, 2, \dots \quad (1-23)$$

其中 $\#P(\#Z)$ 是极点(零点)数。

定理 4 渐近线交点位于重心(C.G.):

$$C.G. = \frac{\Sigma P - \Sigma Z}{\#P - \#Z} \quad (1-24)$$

其中 $\Sigma P(\Sigma Z)$ 是极点(零点)总和。

定理 5 如果已知实轴的一部分,则只有当其右边 $\#P + \#Z$ 是奇数时,才在此部分中存在根轨迹。

定理 6 与负实轴的分离点由下式给出:

$$\frac{dK}{ds} = 0 \quad (1-25)$$

其中, K 是由特征方程分解因子而得到的环路增益变量。

例:一个典型的环路传输函数的根轨迹可按如下方法求得:

$$G(s)H(s) = \frac{K}{s(s+4)} \quad (1-26)$$

由定理 2 可得其根轨迹有 2 个分支,由定理 1 可知它开始于 $s=0$ 和 $s=-4$,结束于无

穷远处的两个零点。根据定理 3 可求得其渐近线。因为有两个极点而没有零点,故方程变为:

$$\frac{2n+1}{2}\pi = \begin{cases} \frac{\pi}{2} & n=0 \\ \frac{3}{2}\pi & n=1 \end{cases} \quad (1-27)$$

根据定理 4,可以得到交点的位置是:

$$s = \frac{\sum P - \sum Z}{\#P - \#Z} = \frac{(-4-0) - (0)}{2 - 0} = -2 \quad (1-28)$$

根据定理 6 定义的分离点可由前面提到的特征方程来确定。

$$\begin{aligned} \text{C. E.} &= 1 + G(s)H(s) = 0 = 1 + \frac{K}{s(s+4)} \\ &= s^2 + 4s + K = 0 \end{aligned} \quad (1-29)$$

$$\text{解得 } K = -s^2 - 4s \quad (1-30)$$

对 s 求导,然后令其为零,则可求得分离点。

$$\frac{dK}{ds} = \frac{d}{ds}(-s^2 - 4s) \quad (1-31)$$

$$\frac{dK}{ds} = -2s - 4 = 0 \quad (1-32)$$

$$\text{即得 } s = -2 \quad (1-33)$$

所以分离点为 $s = -2$ 。

应用这些定理,即可得到如图 1-3 所示的根轨迹图。

把由(1-29)式所确定的二阶特征方程化成标准形式:

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (1-34)$$

其中阻尼系数 $\xi = \cos\phi$ ($0^\circ \leq \phi \leq 90^\circ$), ω_n 是图 1-3 中所示的自然频率。

这个 1 型二阶系统的阶跃输入响应如图 1-4 所示。这些曲线表示在不同阻尼系数情况下阶跃输入时的相位响应。输出频率对速度(频率)输入时的时间响应函数也可由同一组数据来表示。

过调量和稳定性都是阻尼系数 ξ 的函数,可由不同的图形来表示,把每个响应画成时间 $\omega_n t$ 的函数。如果给定 ξ 和锁定时间 t ,就可确定出获得所要求结果而需要的 ω_n 。例如:

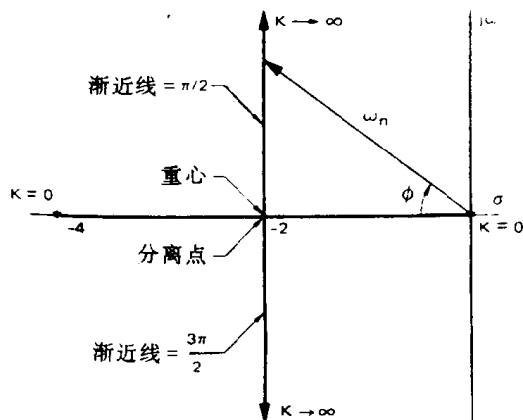


图 1-3 1 型二阶根轨迹轮廓

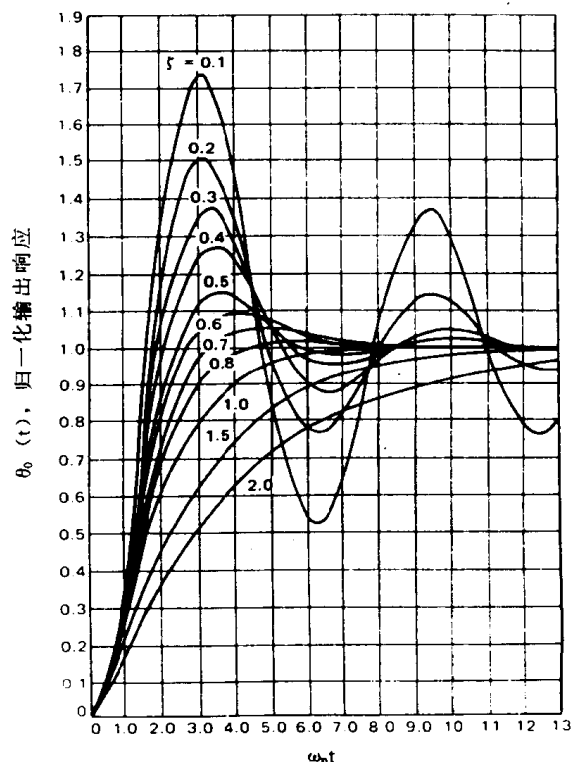


图 1-4 1 型二阶系统阶跃响应

假定 $\xi=0.5$ 对于 $t>1\text{ms}$, 误差 $<10\%$

由 $\xi=0.5$ 时的曲线, 可得 $\omega_n t=4.5$ 时, 误差小于终值的 10% , 于是得所需 ω_n 为:

$$\omega_n t = 4.5 \quad (1-35)$$

$$\omega_n = \frac{4.5}{t} = \frac{4.5}{0.001} = 4.5\text{k rad/s} \quad (1-36)$$

通常, ξ 选在 0.5 和 1 之间, 以得到最适当的过调量和噪声特性。

例: 另一个常用环路传递函数的形式为:

$$G(s)H(s) = \frac{(s+a)k}{s^2} \quad (1-37)$$

这是一个 2 型二阶系统, 加了一个零点以保证其稳定性(如果没有此零点, 则极点作为增益的函数, 将会沿 $j\omega$ 轴移动, 并且系统将会在所有时间内自由振荡)。图 1-5 为该系统的根轨迹轮廓。可看到它有两个分支, 开始于原点, 一条渐近线位于 180 度处, 重心是 $s=a$ 。然而, 由于只有一条渐近线, 所以在该点处没有交点。根轨迹位于以 $s=-a$ 为圆心的圆上, 并且在负实轴从零点一直向左边无穷远处延续, 分离点是 $s=-2a$ 。

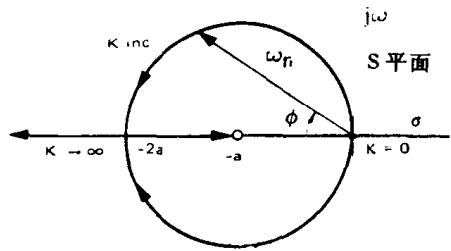


图 1-5 2 型二阶系统根轨迹轮廓

这个 2 型二阶系统的位移(相位)对速度(频率)的响应或对输出频率的响应如图 1-6 所示。如前例所示, 当 ξ 和锁定时间给定时, 应用此图, 也可求得所需的 ω_n 。

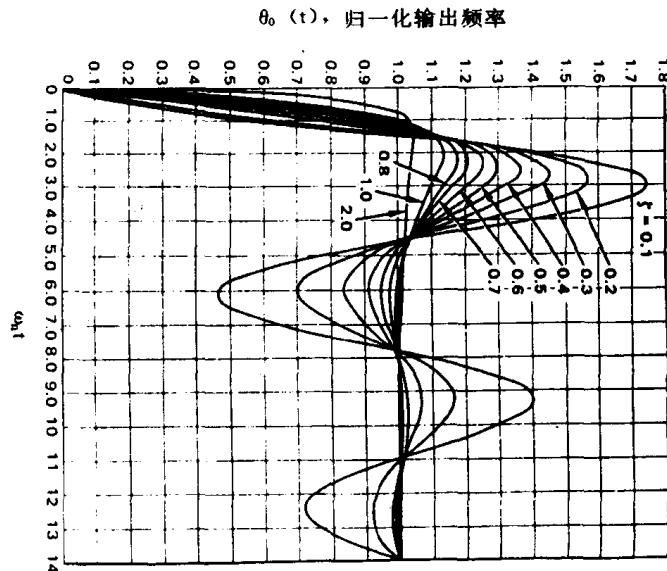


图 1-6 2 型二阶系统响应

1.6 带 宽

对于 1 型二阶系统^[4], 锁相环的 -3dB 带宽可由下式求得:

$$\omega_{-3dB} = \omega_n(1 - 2\xi^2 + \sqrt{2 - 4\xi^2 + 4\xi^4})^{1/2} \quad (1-38)$$

对于 2 型二阶系统^[1], 锁相环的 -3dB 带宽可由下式求得:

$$\omega_{-3dB} = \omega_n(1 + 2\xi^2 + \sqrt{2 + 4\xi^2 + 4\xi^4})^{1/2} \quad (1-39)$$

1.7 锁相环设计举例

锁相环设计主要包括: 确定所需环的类型, 选择适当的带宽, 指出所希望的稳定度。下面, 将举例说明要满足这些设计要求而常用的基本方法。如果要求某系统具有以下特性:

输出频率	2.2~3.0MHz
频率间隔	100kHz
相位相干频率输出	—
信道间锁定时间	1ms
过调量	<20%

注: 这些特性表明系统函数类似于时变基带发生器或频率合成器。

从以上给定的系统特性, 可求得如图 1-7 所示的环路参量

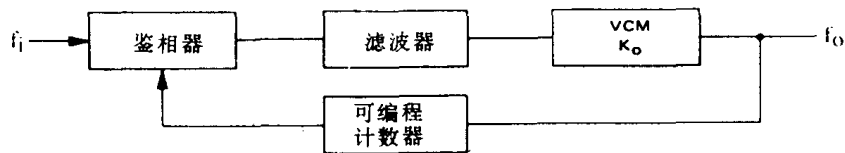


图 1-7 锁相环路参量

构成该锁相环的器件是:

鉴相器	MC4044/4344
压控多谐振荡器(VCM)	MC4024/4324
可编程计数器	MC4016/4316

前向和反馈传递函数是:

$$G(s) = K_p K_f K_o, \quad H(s) = K_n \quad (1-40)$$

其中 $K_n = 1/N$ (1-41)

由方程(1-3)可求出可编程计数器的分频比:

$$N_{\min} = \frac{f_{o\min}}{f_i} = \frac{f_{o\min}}{f_{\text{step}}} = \frac{2\text{MHz}}{100\text{kHz}} = 20 \quad (1-42)$$

$$N_{\max} = \frac{f_{o\max}}{f_i} = \frac{3\text{MHz}}{100\text{kHz}} = 30 \quad (1-43)$$

$$K_n = \frac{1}{20} \sim \frac{1}{30} \quad (1-44)$$

由表 1-1 可知, 如果要产生与输入相关的相位相干输出, 则需要一个 2 型系统。根轨迹

轮廓如图 1-5 所示,系统阶跃响应如图 1-6 所示。

MC4024/4324 VCM 的工作范围必须在 2MHz 到 3MHz 之间。根据数据表中所述的定理,如果把 VCM 控制电容选为 $C = 100\text{pF}$,则这种器件就能工作于所要求的范围之内。输入电压随输出频率变化的曲线如图 1-8 所示。

VCM 的传递函数是:

$$K_o = \frac{K_v}{s} \quad (1-45)$$

其中 K_v 是灵敏度,其单位是 rad/s/V 。由图 1-8 所示曲线, K_v 可由曲线斜率的倒数求得:

$$K_v = \frac{4\text{MHz} - 1.5\text{MHz}}{5\text{V} - 3.6\text{V}} 2\pi \text{ rad/s/V}$$

$$K_v = 11.2 \times 10^6 \text{ rad/s/V} \quad (1-46)$$

所以

$$K_o = \frac{11.2 \times 10^6}{s} \text{ rad/s/V} \quad (1-47)$$

分母中的 s 把 VCM 的频率特性转换为相位,即相位是频率的积分。

MC4044/4344 鉴相器的增益常数^[5]是:

$$K_p = \frac{DF_{\text{high}} - UF_{\text{low}}}{2(2\pi)} = \frac{2.3\text{V} - 0.9\text{V}}{4\pi} = 0.111\text{V/rad} \quad (1-48)$$

由于需要一个 2 型系统(相位相干输出),所以环路传递函数必须变形为方程(1-19)的形式,于是所要确定的参量包括 K_p, K_o, K_n ,只有 K_f 作为设计时的变量。写出环路传递函数并与方程(1-19)相联系,可得:

$$G(s)H(s) = \frac{K_p K_v K_n K_f}{s} = \frac{K(s+a)}{s^2} \quad (1-49)$$

所以, K_f 的形式必为:

$$K_f = \frac{s+a}{s} \quad (1-50)$$

以便保证 $G(s)H(s)$ 所必要的全部零、极点。用图 1-9 所示电路,即可得到所要求的结果。

对于较大的 A, K_f 表示为:

$$K_f = \frac{R_2 C s + 1}{R_1 C s} \quad (1-51)$$

其中 A 是放大器电压增益, R_1, R_2 和 C 是可变的,用于确定整个环路的特性。

MC4044/4344 中含有构成滤波器 K_f 所必需的有源电路。附加一个低电流高 β 的缓冲器或 FET,就能够增大输入阻抗,从而可减小取样周期之间的电容 C 的漏电流,结果可达到更长的取样周

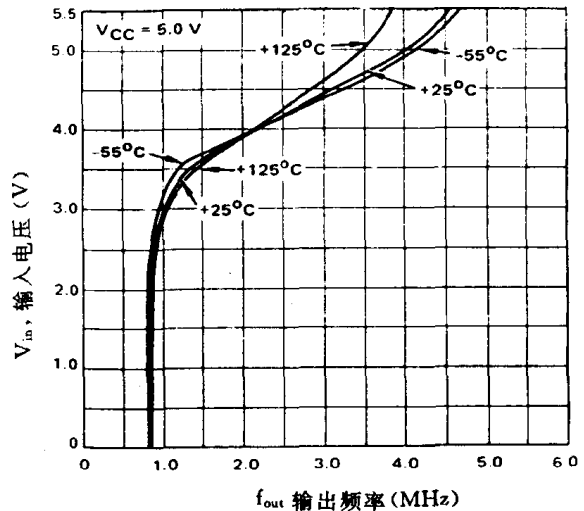


图 1-8 MC4324 输入电压与输出频率的关系(100pF 反馈电容)

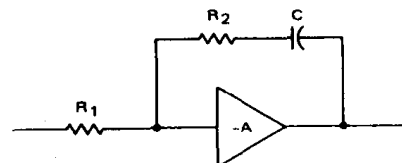


图 1-9 有源滤波器设计

期。

由于 MC4044/4344 中的有源滤波器电路的增益不是无穷大,所以 K_f 必须采用增益调整因子 K_c , 以便能正确地表示函数的特征。实际求出 $K_c = 0.5$ 。

$$K_{fc} = K_f K_c = 0.5 \left(\frac{R_2 C s + 1}{R_1 C s} \right) \quad (1-52)$$

[对于大增益,用等式(1-51)]。

锁相环电路如图 1-10 所示,其拉普拉斯表示式如图 1-11 所示。

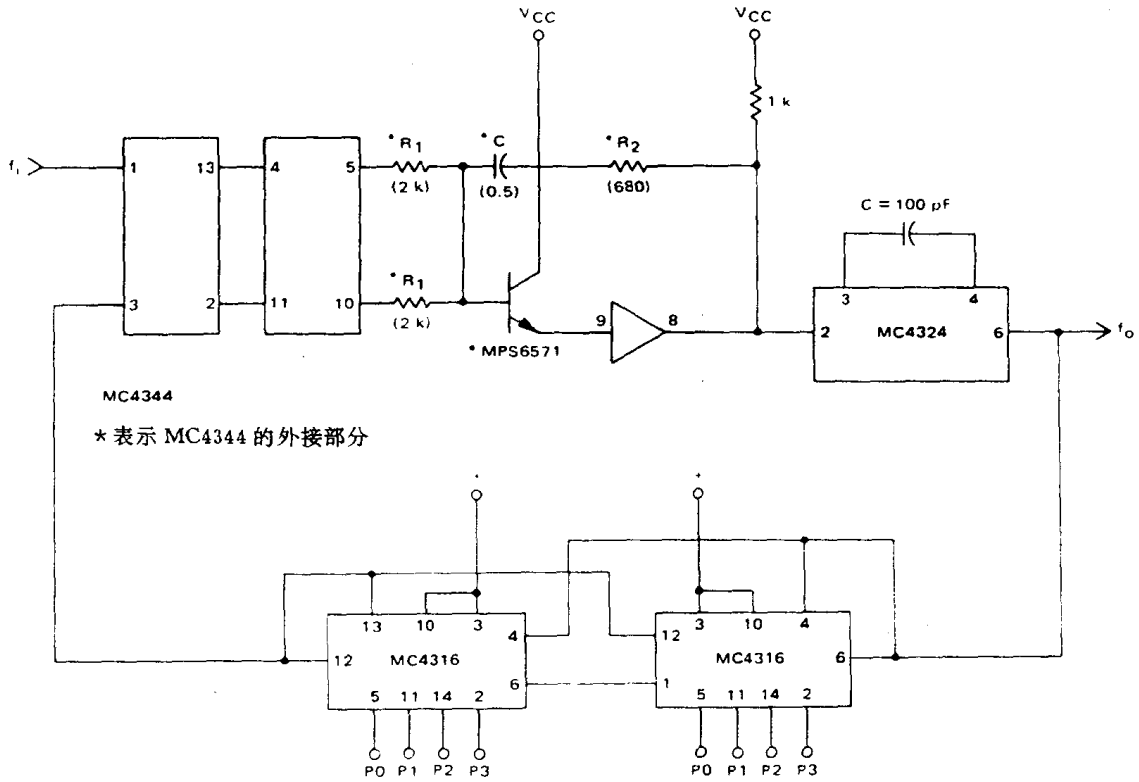


图 1-10 2 型锁相环电路图

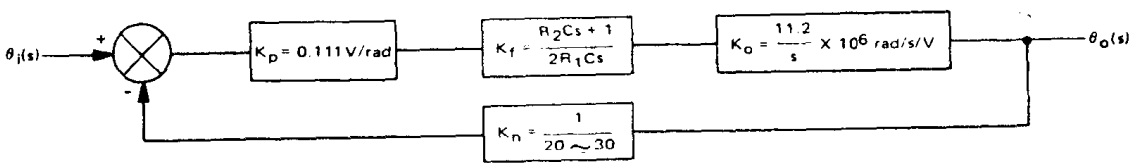


图 1-11 图 1-10 的拉普拉斯形式图

环路传递函数是:

$$G(s)H(s) = K_p K_{fc} K_o K_n \quad (1-53)$$

$$G(s)H(s) = K_p (0.5) \left(\frac{R_2 C s + 1}{R_1 C s} \right) \left(\frac{K_v}{s} \right) \left(\frac{1}{N} \right) \quad (1-54)$$

特征方程形式为:

$$C. E. = 1 + G(s)H(s) = 0 = s^2 + \frac{0.5 K_p K_v R_2}{R_1 N} s + \frac{0.5 K_p K_v}{R_1 C N} \quad (1-55)$$

把式(1-55)与由式(1-34)给出的标准形式联系起来得:

$$s^2 + \frac{0.5K_pK_vR_2}{R_1N}s + \frac{0.5K_pK_v}{R_1CN} = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (1-56)$$

使方程两边同次幂系数相等,得:

$$\frac{0.5K_pK_v}{R_1CN} = \omega_n^2 \quad (1-57)$$

$$\frac{0.5K_pK_vR_2}{R_1N} = 2\xi\omega_n \quad (1-58)$$

由于使用了开环增益(A)大的有源滤波器($K_c=1$),所以(1-57)式和(1-58)式变为:

$$\frac{K_pK_v}{R_1CN} = \omega_n^2 \quad (1-59)$$

$$\frac{K_pK_vR_2}{R_1N} = 2\xi\omega_n \quad (1-60)$$

现在,用过调量的百分数和响应稳定时间来计算 ω_n 。从图 1-6 可看到,阻尼系数 $\xi=0.8$ 产生的峰值过调量小于 20%,且当 $\omega_n t=4.5$ 时稳定在 5%之内。所要求的锁定时间为 1ms。

$$\omega_n = \frac{4.5}{t} = \frac{4.5}{0.001} = 4.5 \text{krad/s} \quad (1-61)$$

重写式(1-57)得:

$$R_1C = \frac{0.5K_pK_v}{\omega_n^2 N} = \frac{(0.5)(0.111)(11.2 \times 10^6)}{(4500)^2(30)} \quad (1-62)$$

$$R_1C = 0.00102$$

(最大过调量出现在环路增益最小的 N_{\max} 时)。

设 $C=0.5\mu\text{F}$

则 $R_1 = \frac{0.00102}{0.5 \times 10^{-6}} = 2.04 \text{k}\Omega$

取 $R_1 = 2 \text{k}\Omega$

通常选择 R_1 大于 $1 \text{k}\Omega$ 。

用式(1-58)可解得 R_2 :

$$R_2 = \frac{2\xi\omega_n R_1 N}{K_p K_v (0.5)} = \frac{2\xi}{C\omega_n} = \frac{2(0.8)}{(0.5 \times 10^{-6})(4.5 \text{k})} = 711 \Omega \quad (1-63)$$

取 $R_2 = 680 \Omega$

现在,所有电路参数都已确定,就可正确组成锁相环。

由于环路增益是分频比 K_n 的函数,所以闭环极点的位置会随 K_n 而变化。图 1-12 的根轨迹说明了闭环极点的变化情况。

把环路的可编程计数器设计成 $N=30$ 。 $N=20$ 时的系统响应呈现出更宽的带宽和更大的阻尼因子,所以要减少锁定时间和过调量的百分比(见图 1-14)。

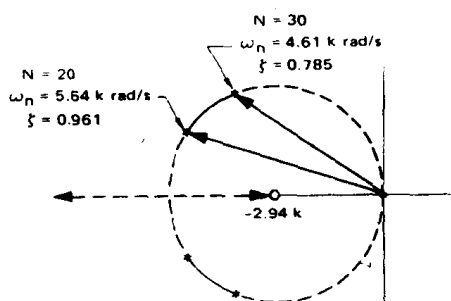


图 1-12 根轨迹变化情况

注:作为一个设计例子,我们对 2 型二阶环进行了说明,因为它具有的优良性能完全适