

频率合成技术

中国人民解放军总参谋部通信部

一九七九年四月

频率合成技术

中国人民解放军总参谋部通信部

*

中国人民解放军战士出版社出版发行

中国人民解放军第一二〇二工厂印刷

*

开本：787×1092毫米 1/16·印张 $32\frac{1}{2}$ ·插页2·字数 851,000

1979年4月第1版（北京）

1979年4月第1次印刷

前 言

频率合成技术已被广泛地应用在各种无线电通信设备中,并且还在不断地发展和扩大。因此有必要为我军维修技术人员提供一本较系统地介绍频率合成技术的参考书。本书对频率合成技术的一些基本问题,如直接式和非直接式频率合成器的基本原理、性能分析、方案举例和指标测量等都作了较详细的讨论。限于篇幅,本书没有讨论微波波段工作的频率合成器。

本书主要是根据目前我军已装备的单边带电台上所采用的频率合成器方案,按照频率合成器的基本组成部分的体系编写而成。〔即按照频率标准、谐波发生器和选频系统(直接式)或锁相环(非直接式)的体系编写。〕在每一章的内容中,除了着重阐明基本原理外,为了和现装备电台密切联系,在每一种类型的频率合成器中,都列举了实际频率合成器的方案。此外,为了适应部队技术革新和自制频率合成器的需要,本书也介绍了有关频率合成器的性能分析和方案设计的内容,以供参考。

本书可供我军从事无线电通信设备维修工作的科技人员和有关院校的师生参考。在本书的附录中,介绍了“信号分析”、“信号通过线性系统”以及“集成数字电路”的基本知识,以帮助读者阅读本书。

本书由沈琪琪同志编写。在本书审校中万心平、钟福元、沈祖伟、王友村、秦家钗、巫之鹤、吴林如等同志以及无锡无线电厂的同志对本书提出了宝贵的意见,对我们帮助很大。

由于本书编写时间紧迫,编者学识水平较低,又缺乏设计和制作频率合成器的实际经验,不妥和错误之处,在所难免,我们迫切希望读者能提出本书存在的问题或其它有益意见,寄交总参通信部,供今后再版修改时参考。

编 者

1979.2.

目 录

第一章 概 论	(1)
第一节 频率合成的概念	(1)
第二节 频率合成的分类	(2)
§ 2-1 直接式合成	(5)
§ 2-2 非直接式合成	(7)
§ 2-3 锁相环在频率合成器中的其它应用	(8)
第三节 频率合成器的主要电指标	(11)
第二章 频率标准	(23)
第一节 5MHz 高稳定石英晶体振荡器	(23)
§ 1-1 奇次机械谐波晶体振荡器	(24)
§ 1-2 恒温槽采用的连续式温度控制系统	(30)
§ 1-3 自动电平控制系统	(32)
§ 1-4 隔离放大器	(32)
§ 1-5 频率校准电路	(34)
§ 1-6 多重稳压供电电路	(36)
第二节 200KHz 桥式石英晶体振荡器	(37)
§ 2-1 桥式晶振的物理过程	(37)
§ 2-2 桥式晶振的稳频原理	(38)
§ 2-3 桥式晶振的线路举例	(42)
第三节 温度补偿式石英晶体振荡器	(44)
第四节 带晶体滤波器的高稳定晶振	(45)
第三章 谐波发生器	(48)
第一节 谐波发生器的基本原理	(48)
第二节 谐波发生器基本部件的工作原理	(53)
§ 2-1 正弦分频部件	(53)
(一) 同步正弦分频器	(53)
(二) 再生式正弦分频器	(65)
§ 2-2 脉冲分频部件	(75)
(一) RS 触发器	(75)
(二) 脉冲分频部件线路举例	(76)
§ 2-3 脉冲产生(或脉冲形成)部件	(80)
(一) 由参考电压形成冲击激励振荡序列	(81)
(二) 由参考电压形成窄脉冲序列	(88)

第四章 选频式频率合成器	(95)
第一节 单个选频系统的选频式频率合成器方案设计中应注意的问题	(96)
第二节 多个选频系统的选频式频率合成器	(101)
§ 2-1 当要求频率间隔很小时, 单个选频系统存在的矛盾	(101)
§ 2-2 多个选频系统缩小频率间隔的方法	(102)
§ 2-3 多个选频系统的频率合成器扩展波段和插入单边带信号的方法	(108)
§ 2-4 MC 稳频单元方案介绍	(111)
§ 2-5 MC 稳频单元的改进	(119)
§ 2-6 多个选频系统频率合成器度盘读数刻制的方法	(124)
§ 2-7 多个选频系统频率合成器的优缺点	(127)
第五章 模拟锁相环的基本电路	(128)
第一节 压控振荡器	(129)
§ 1-1 压控振荡器的基本类型	(129)
§ 1-2 频率合成器中对压控振荡器的要求	(130)
§ 1-3 VCO 的相位噪声	(131)
§ 1-4 由调谐电路引入的 VCO 输出相位噪声	(138)
第二节 鉴相器(相位检波器)	(145)
§ 2-1 开关型鉴相器的工作原理	(146)
§ 2-2 鉴相器的增益系数	(148)
第三节 环路滤波器	(149)
§ 3-1 RC 积分滤波器	(150)
§ 3-2 无源比例积分滤波器(超前滞后网络)	(151)
§ 3-3 有源比例积分滤波器(有源超前滞后网络)	(154)
第六章 模拟锁相环的性能分析	(157)
第一节 锁相环的数学模型	(157)
§ 1-1 鉴相器的数学模型	(157)
§ 1-2 环路滤波器的数学模型	(158)
§ 1-3 压控振荡器的数学模型	(158)
§ 1-4 模拟锁相环的数学模型	(159)
第二节 锁相环的传递函数	(161)
§ 2-1 传递函数一般式的推导	(161)
§ 2-2 采用不同型式环路滤波器时的传递函数	(162)
§ 2-3 锁相环的 -3dB 带宽	(165)
第三节 锁相环中的同步和跟踪	(166)
§ 3-1 同步	(167)
§ 3-2 跟踪	(175)
§ 3-3 同步频带和跟踪范围的测量	(177)
§ 3-4 同步频带在频率合成器中的实际意义	(179)
第四节 锁相环的暂态特性	(180)

§ 4—1	环路暂态特性的主要指标	(180)
§ 4—2	环路在频率阶跃信号作用下的输出响应	(181)
§ 4—3	超调量	(184)
§ 4—4	环路的调整时间 T_s	(185)
第五节	锁相环的捕捉过程	(187)
§ 5—1	什么叫捕捉过程	(187)
§ 5—2	捕捉过程发生的时机	(188)
§ 5—3	快捕的粗略分析	(188)
§ 5—4	快捕带	(190)
§ 5—5	慢捕(频率牵引)	(194)
§ 5—6	捕捉频带的测量	(198)
§ 5—7	锁相环中常用的扩捕方法	(199)
第六节	锁相环的滤波性能	(205)
§ 6—1	环路对输入端噪声的滤波性能	(205)
§ 6—2	环路对压控振荡器内部噪声的滤波性能	(215)
§ 6—3	锁相环对杂散干扰的滤除能力	(221)
第七节	锁相环同步过程稳定性的分析	(222)
§ 7—1	反馈系统稳定性分析的方法	(222)
§ 7—2	判别环路稳定性的波特图	(224)
§ 7—3	二阶环路稳定性的讨论	(227)
§ 7—4	波特图的近似绘制方法	(229)
附录一	付氏变换和拉氏变换	(235)
附录二	信号通过线性系统	(248)
第七章	混频锁相式频率合成器	(254)
第一节	并联插入法	(254)
第二节	串联插入法	(259)
第八章	脉冲锁相式频率合成器	(264)
第一节	脉冲锁相环的基本原理	(264)
§ 1—1	脉冲锁相环的特征	(264)
§ 1—2	脉冲鉴相器的工作原理	(265)
§ 1—3	脉冲鉴相器取样脉冲宽度 τ 和被取样电压的周期 T_v 的比值 m 的选择	(271)
§ 1—4	脉冲锁相环的捕捉过程	(275)
第二节	脉冲锁相环线路举例	(282)
§ 2—1	某单边带接收机所用脉冲锁相环的方框图	(282)
§ 2—2	某单边带接收机所用脉冲锁相环的线路举例	(283)
第三节	具有搜索振荡器的脉冲锁相环, 换频时间、快捕带、 同步带的估算和测量	(307)
§ 3—1	换频时间的估算	(307)
§ 3—2	快捕带和同步带的计算	(309)

§ 3—3 快捕带和同步带的测量	(309)
第四节 具有搜索振荡器的脉冲锁相环 VCO 起始偏压的确定和频率调整	(311)
第五节 脉冲锁相环输出频谱中最小频率间隔确定的原则	(314)
§ 5—1 引起错捕的原因	(314)
§ 5—2 不发生错捕的条件	(315)
§ 5—3 多个脉冲锁相环组成的频率合成器方案介绍	(315)
第九章 数字锁相环的基本电路	(322)
第一节 基本数字锁相环的方框图	(322)
第二节 数字鉴相器	(324)
§ 2—1 取样鉴相器	(324)
§ 2—2 电流型鉴相器	(340)
第三节 可变分频器	(352)
§ 3—1 集成电路固定分频器	(353)
§ 3—2 单位可变分频器	(361)
§ 3—3 多位可变分频器	(370)
§ 3—4 脉冲吞除技术	(389)
附 录 集成电路简介	(407)
第十章 数字锁相环的性能分析	(427)
第一节 数字环的稳频原理	(427)
§ 1—1 取样数字环的稳频原理	(427)
§ 1—2 电流型数字环的稳频原理	(430)
§ 1—3 数字环的同步带	(433)
第二节 数字环的换频原理	(435)
§ 2—1 数字环的换频原理	(435)
§ 2—2 数字环的捕捉带	(438)
第三节 数字环的数学模型和传递函数	(440)
第四节 数字环的相位噪声	(445)
§ 4—1 数字环输出相位噪声计算式的推导	(445)
§ 4—2 数字环各部件相位噪声的分析	(447)
§ 4—3 数字环相位噪声的计算	(458)
第五节 数字环的寄生输出	(464)
§ 5—1 鉴相频率泄漏所引起的寄生输出	(464)
§ 5—2 电源频率对 VCO 寄生调制所造成的寄生输出	(470)
§ 5—3 辅助环输出信号的泄漏	(471)
第六节 数字环的设计步骤	(472)
第十一章 数字式频率合成器方案介绍	(478)
第一节 2~29.9999MHz 数字式频率合成器方案介绍	(478)
§ 1—1 主要技术指标	(478)
§ 1—2 方案介绍	(478)

第二节	2.0001~3.0000MHz (或 2.1001~3.1000)数字式频率合成器	
	方案介绍	(483)
§ 2—1	主要技术要求.....	(483)
§ 2—2	方案介绍	(483)
第三节	73~101.1MHz双环数字式频率合成器方案介绍	(487)
第四节	73.2~101.6MHz三环数字式频率合成器方案介绍	(488)
第十二章	频率合成器主要电指标的测量方法	(492)
第一节	频率准确度的测量和校频	(492)
§ 1—1	频率准确度的测量	(492)
§ 1—2	利用B P V时号测量频率准确度和校频	(494)
第二节	长期稳定性和短期稳定度的测量	(499)
第三节	瞬时稳定度的测量	(500)
§ 3—1	差拍周期法测频	(500)
§ 3—2	误差倍增技术	(501)
§ 3—3	瞬稳测试仪的原理方框图	(502)
第四节	频谱纯度的测量	(508)
§ 4—1	相位噪声的测量.....	(508)
§ 4—2	寄生输出的测量.....	(510)

第一章 概 论

第一节 频率合成的概念

在现代通信系统中，为了保证通信的高度稳定和可靠，对于通信设备的频率稳定性和准确度提出了极高的要求，特别是军用通信设备，其频率稳定性和准确度应该保证在任何实际可能的野战条件下，在沟通联络时不需寻找，在通信过程中不需微调。要满足上述要求，在短波波段范围内，频率稳定性和准确度至少应该不劣于 10^{-5} ，对于单边带通信系统，频率稳定性要求更为严格，因为除了满足不寻找不微调的要求外，还必须要使信号在传输过程中所产生的失真尽可能的小。对于载波全抑制式的短波单边带收发信机，当传输模拟语言信息时，欲能较好地反映出自然度，通常要求通信系统的频率偏差在 $\pm 20\text{Hz}$ 范围内，那末收发信机的频率稳定性就要求达到 10^{-7} 数量级。若考虑到在单边带通信线路需要传送快速数据信号，就要求系统的频差缩小到 $1\sim 2\text{Hz}$ ，也就是说要求收发信机的频率稳定性达 10^{-8} 数量级。显然这样高的频率稳定性，只有采用晶体稳频才能达到。

我们知道，采用古老的晶体稳频，一块晶体只能稳定一个频率，而在短波波段，又要求收发信机的波道数目尽可能多一些，以便充分利用狭窄的短波波段。近年来对于军用单边带通信设备，通常要求在 $2\sim 30\text{MHz}$ 的波段范围内，每间隔 100Hz 有一稳定频率点，共有 $280,000$ 个波道。显然利用单晶体稳频实际上无法满足上述要求，因此必须采用新的技术来完成现代通信系统迫切需要解决的波段晶体稳频。这种完成波段晶体稳频的技术，就是本书要讨论的“频率合成技术”。

所谓“频率合成技术”就是利用一块晶体或少量晶体，采用综合或合成的手段，以获得大量的工作频率，在这些工作频率上，收发信机的频率稳定性和准确度等于或接近晶体振荡器的稳定性和准确度。简言之，利用少量晶体或一块晶体稳定大量工作频率的技术，称之“频率合成技术”；而利用频率合成技术所制作成的收发信机的激励器，统称为“频率合成器”，也称之为“不连续频谱激励器”。

毛主席教导我们：“在生产斗争和科学实验范围内，人类总是不断发展的，自然界也总是不断发展的，永远不会停止在一个水平上。因此，人类总得不断地总结经验，有所发现，有所发明，有所创造，有所前进。”频率合成技术的产生和发展也是这样，最早的频率合成方法是十分简单的，以后在实践中，根据现代通信系统不断提出的新的要求，以及总结已往的经验，这种技术获得了迅速的发展，特别是近十年来，集成电路的出现和应用于频率合成器的制作，以及计算技术被应用到频率合成技术中来，出现了不同类型的新型频率合成器，完全改变了早些时候具有频率合成器的电台设备笨重的现象，从而为在战术便携式电台中采用单边带通信体制创造了先决条件。

图1-1-1和图1-1-2分别为频率合成器在单边带收发信机中的应用。它在发射机中是作为高频激励信号源，而在接收机中作为本机振荡信号源。此外，在收发信机内所需要的一些辅助频率，也将由频率合成器供给，如单边带发射机中调制器所需要的低载频，以及单边带接收机中解调器所需要的恢复载频等。

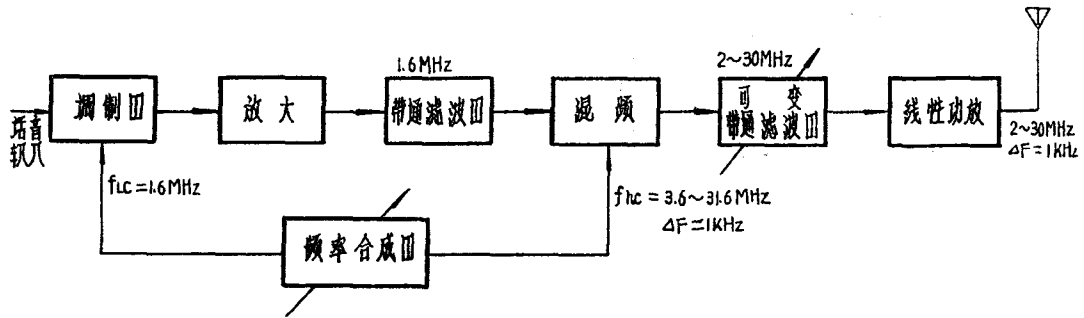


图 1-1-1 单边带发射机的原理方框图

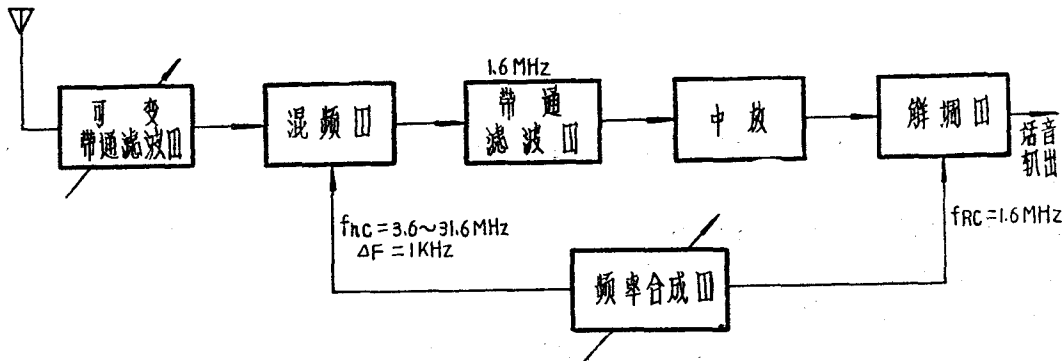


图 1-1-2 单边带接收机的原理方框图

频率合成器已被广泛地应用于各个波段的通信设备中，以及应用于遥控、遥测、仪表之中，而本书则着重于短波和超短波波带各种类型频率合成器基本原理和典型电路的分析和讨论。

第二节 频率合成器的分类

频率合成器若按照频率产生过程中所采用晶体振荡器(也称参考频率源)的数目，可以分成非相干合成和相干合成两种，前者是采用了许多晶振来获得所需要的大量工作频率，而后者只采用了一个晶振作为参考源。

图1-2-1为一非相干合成的数字例子，它说明了这种方法在实际中是如何工作的。

从图1-2-1中可以看出，输出频率 f_o 是由三个晶体振荡器所产生的频率 f_{osc1} 、 f_{osc2} 和 f_{osc3} 通过混频的方法组合而成，图1-2-1中是采用了“和混频”，即混频器输出为两输入频率之和。现假定每一个晶体振荡器各有10块晶体，能产生10个稳定频率，这样利用三个晶体振荡器的组合，在合成器输出端就可以得到1000个稳定频率点。也就是说用30块晶体稳定了波段内1000个频率点。合成器输出频率的一般表示式为

$$f_o = f_{osc1} + f_{osc2} + f_{osc3} \\ = f_1 + N_1\Delta F_1 + f_2 + N_2\Delta F_2 + f_3 + N_3\Delta F_3 \quad (1-1)$$

式中 $f_{osc1} = f_1 + N_1\Delta F_1$ 为第一晶振产生的10个稳定频率，

其中 ΔF_1 为频率间隔， $N_1 = 0, 1, 2, \dots, 9$ ；

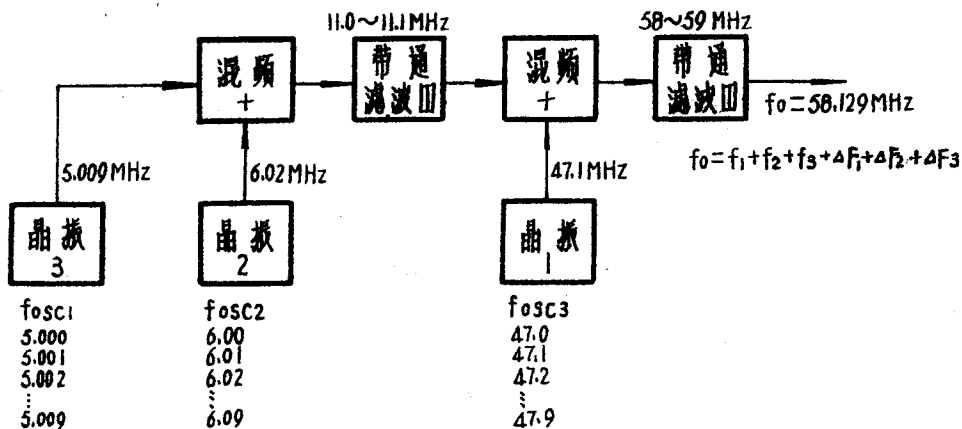


图 1-2-1 非相干合成器举例

$f_{osc2} = f_2 + N_2 \Delta F_2$ 为第二晶振产生的 10 个稳定频率，

其中 ΔF_2 为频率间隔， $N_2 = 0, 1, 2, \dots, 9$ ；

$f_{osc3} = f_3 + N_3 \Delta F_3$ 为第三晶振产生的 10 个稳定频率，

其中 ΔF_3 为频率间隔， $N_3 = 0, 1, 2, \dots, 9$ 。

而且 ΔF_1 、 ΔF_2 和 ΔF_3 间，具有下列关系

$$\Delta F_1 = 10 \Delta F_2 = 100 \Delta F_3 \quad (1-2)$$

若要求输出频率范围为 58 ~ 58.999 MHz 和最小频率间隔为 1 KHz，通常可以根据对寄生输出电平的要求，选择 f_1 、 f_2 和 f_3 ，为简单起见，我们忽略了这一要求，假设

$$f_1 = 47.0 \text{ MHz}$$

$$f_2 = 6.0 \text{ MHz}$$

$$f_3 = 5.0 \text{ MHz}$$

为了产生 1 KHz 的最小频率间隔，由 (1-1) 式和 (1-2) 式可以看出

$$\Delta F_3 = 1 \text{ KHz}$$

$$\Delta F_2 = 10 \text{ KHz}$$

$$\Delta F_1 = 100 \text{ KHz}$$

这样就可以求得各晶振频率的具体数字，如图 1-2-1 中所示。

当各晶振频率置于最低时，即 $N_1 = N_2 = N_3 = 0$ 时，合成器输出为最低频率

$$\begin{aligned} f_{\text{omin}} &= f_{osc1} + f_{osc2} + f_{osc3} \\ &= f_1 + f_2 + f_3 \\ &= 47 + 6 + 5 \\ &= 58 \text{ MHz} \end{aligned}$$

当各晶振频率置于最高时，即 $N_1 = N_2 = N_3 = 9$ 时，合成器输出为最高频率

$$\begin{aligned} f_{\text{omax}} &= f_1 + N_1 \Delta F_1 + f_2 + N_2 \Delta F_2 + f_3 + N_3 \Delta F_3 \\ &= 47 + 9 \times 0.1 + 6 + 9 \times 0.01 + 5 + 9 \times 0.001 \\ &= 47.9 + 6.09 + 5.009 \\ &= 58.999 \text{ MHz} \end{aligned}$$

若要求工作频率为58.129MHz, N_1 、 N_2 、 N_3 应分别取1, 2, 9, 代入式(1-1), 就可算出输出正是我们所需要的工作频率。即

$$\begin{aligned} f_o &= 47 + 1 \times 0.1 + 6 + 2 \times 0.01 + 5 + 9 \times 0.001 \\ &= 47.1 + 6.02 + 5.009 \\ &= 58.129\text{MHz} \end{aligned}$$

若需要更宽的频率范围, 就需要更多的晶体振荡器和混频器。

这种合成方案的优点是电路简单, 价格便宜, 但是其主要缺点是无法获得很高的频率稳定度和准确度。从图 1-2-1 所示的方案中, 可以清楚看出, 输出频率的稳定度和准确度是单个晶体振荡器稳定度和准确度之和, 因此要获得输出频率的高稳定度和准确度, 就要求每一个晶振都采用高质量的晶体, 由于需要晶体数目太多, 价格高昂, 实际上是无法满足的。因此这种非相干合成

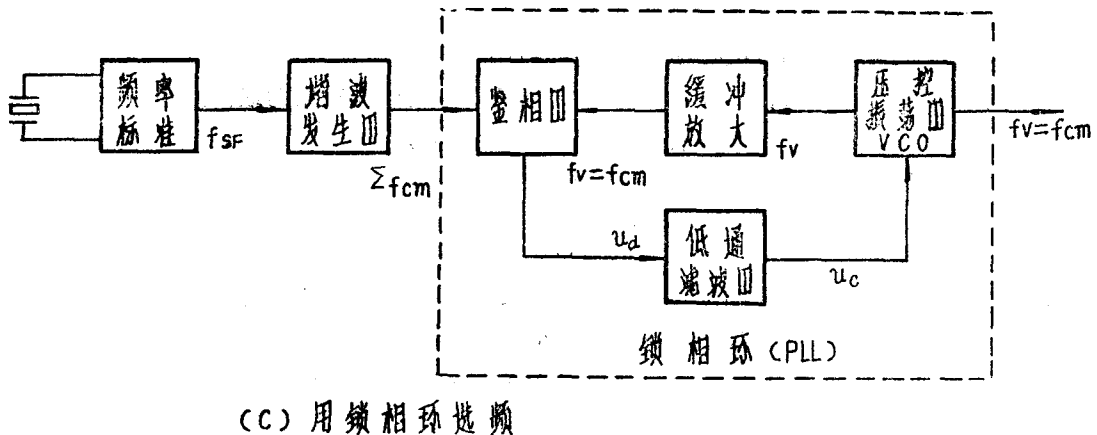
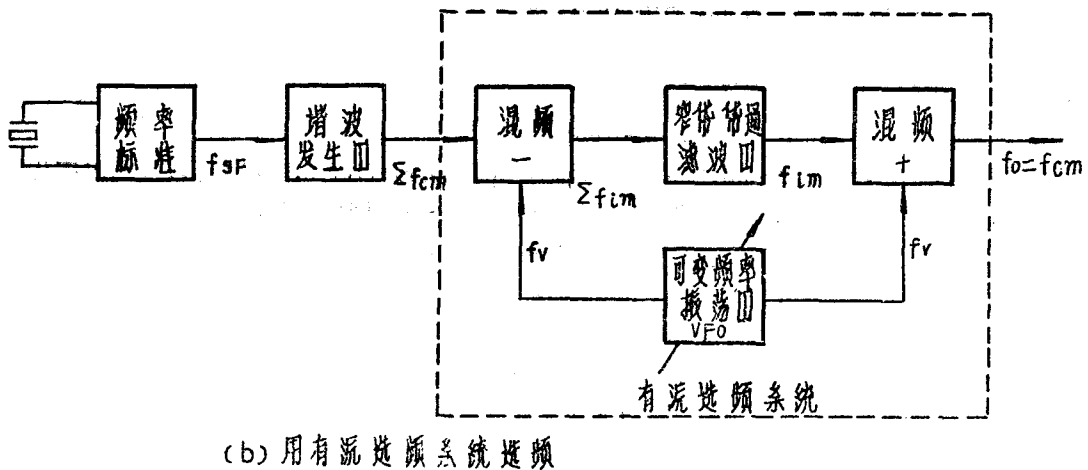
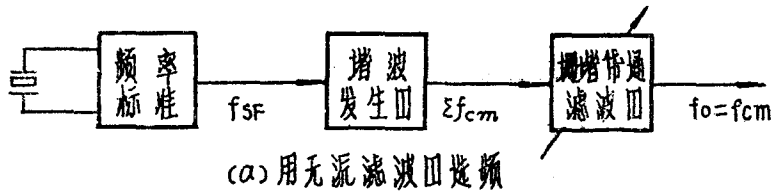


图 1-2-2 相干合成

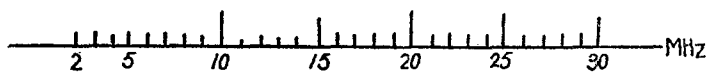


图 1-2-3 谐波发生器输出的固定频率网

只能用于要求频率数目较少，而且对频率稳定性和准确度要求不高的通信设备中。对于用于干线通信的单边带通信设备，其频率合成器可以说无例外地都采用相干合成，即用一块晶体稳定大量工作频率的方法。

图1-2-2为常见的三种相干合成的方案，图中(a)和(b)称之相干直接式合成，而(c)称之相干非直接式合成。不论是直接式合成还是非直接式合成，有两个部件是共同的。即图中的频率标准和谐波发生器，用它来产生一系列的具有高稳定度的固定频率，称之“固定频率网”。固定频率网的频率范围和频率间隔应满足一定的技术要求，例如要求频率范围为2~30MHz，频率间隔为1MHz，则谐波发生器产生的固定频率网应具有如图1-2-3所示的频谱。

频率标准为整个频率合成器的参考源，它的主要部分为一具有高稳定度的晶体振荡器，它的稳定度决定了合成器输出频率的稳定度，因此，称之频率合成器的“心脏”。谐波发生器实际上为一它激式脉冲产生器，由频率标准输出的电压作为它的触发电压，从而使谐波发生器输出的固定频率网为频率标准所同步，因此固定频率网中的每一个频率的稳定度和频率标准相同。这样，我们就用一块晶体稳定了一系列的固定频率。但是频率合成器的任务并未完成，因为谐波发生器所产生的一系列固定频率，在其输出端是同时存在的，因此还必须完成选频的任务，就是把需要的任意一个频率从固定频率网中选出来，而把除工作频率以外的其它频率抑制掉，这一任务完成的方法就区分为直接式或非直接式，下面分别说明它们的基本原理。

§ 2—1 直接式合成

直接式合成器就是利用一个选频系统，直接从固定频率网中把需要的频率选出来，而抑制其它的。图1-2-2(a)是用一个无源滤波器来选择所需要的谐波。这种方案只能用于固定频率网内相邻谐波的间隔和输出频率之比较大的情况下，因为此时可以用很少节数的滤波器，即可满足对无用谐波抑制的要求。显然，这种方案当频率间隔逐渐缩小时，就要求增加无源滤波器的节数。我们知道，具有很多节数的窄带调谐滤波器在实际中是很难实现的，所以当间隔较小时，就需要采用如图1-2-2(b)中所示的有源选频系统，由于在选频系统中采用两个混频器，所以也称“双混频法”。

选频系统的基本设计思想可归纳如下：

“借助于一个可变频率振荡器(VFO)，通过第一次下变频把处于高频范围的固定频率网搬到比较低的固定中频上，这样就使相对间隔扩大了许多倍，对于无用谐波的滤除就成为实际可行，然后通过第二次上变频，把由中频窄带滤波器滤出的有用谐波恢复到第一次变频前的原来数值。通过这样变低又变高的过程完成了选频任务”。

下面根据图1-2-4(a)所示的方框图来说明有源选频系统选频的物理过程。

设可变频率振荡器的频率为 f_v ，谐波发生器输出固定频率网中的有用频率用符号 $\Sigma f_{c,m}$ 表示， $\Sigma f_{c,m}$ 中的 $m = 1, 2, 3, \dots$ 。说明固定频率网中有用频率有 m 个，这 m 个频率在谐波发生器的输出端将同时存在。从图1-2-4(b)中可以看出，经第一次下变频后，在第一混频器输出端就得到了降为中频的固定频率网，用 $\Sigma f_{i,m}$ 表示， $m = 1, 2, 3, \dots$ 。 $\Sigma f_{i,m}$ 的含意和 $\Sigma f_{c,m}$ 相同。图1-2-4(a)

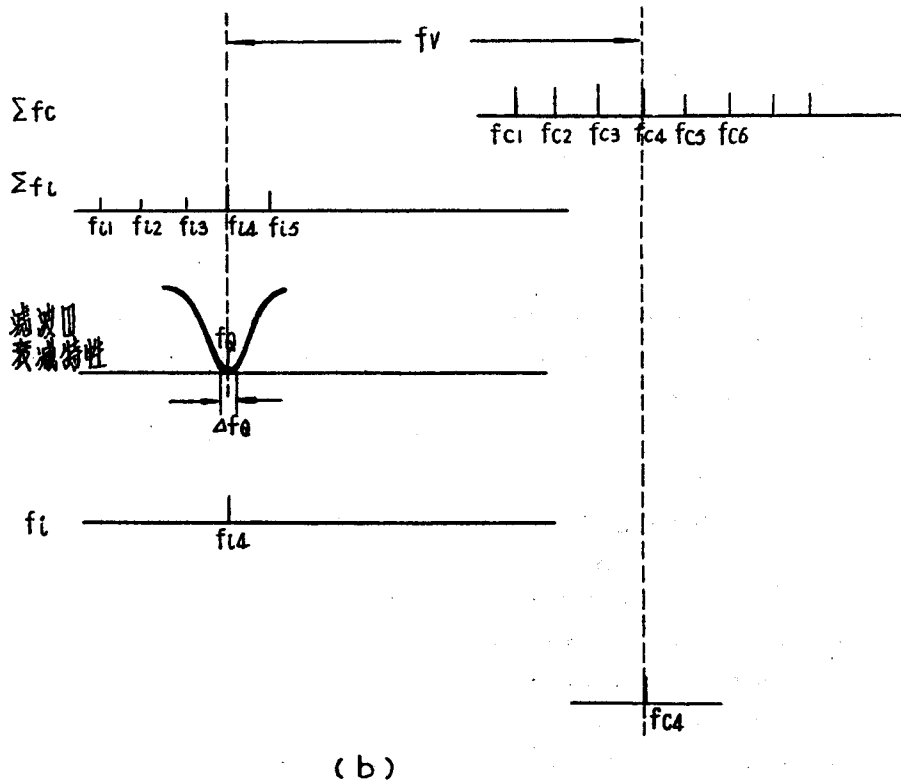
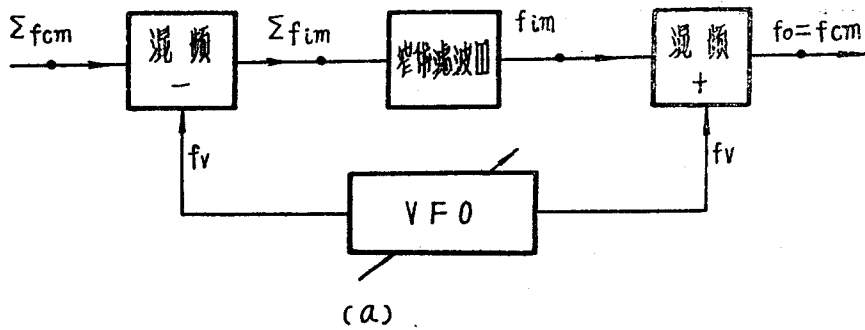


图 1-2-4 有源选频系统在频率网内选频的示意图

中窄带滤波器的中心频率是固定的，用 f_Q 表示，其通带 Δf_Q 应远小于固定频率网内相邻谐波的间隔 ΔF ，这样当 Σf_{im} 加到滤波器输入端时，只能有一个频率能通过窄带滤波器，而对网内的其它无用频率则予以很大的衰减，因此，在理想情况下，滤波器输出端只有一个有用频率。譬如说我们选网内的第四个频率 f_{c4} 作为工作频率输出，只需要调整VFO的频率，使得中频频率网中的第四个频率 f_{L4} 落在滤波器的通带内而通过滤波器。同理，若要选 f_{c3} ，只要调整VFO的频率使 f_{L3} 落在滤波器的通带内就行了。由此可见，VFO在这儿起到了挑选频率的作用。

由于挑选出来的频率，已经降低了一个 f_v ，所以还需要通过上变频，使之恢复原来值。例如挑选 f_{c4} ，则经下变频后

$$f_{L4} = f_{c4} - f_v = f_Q$$

再经上变频后就得到了所要挑选的频率 f_{c4} ，即

$$\begin{aligned} f_o &= f_{i4} + f_v \\ &= f_{c4} - f_v + f_v \\ &= f_{c4} \end{aligned} \quad (1-3) \text{ (见图1-2-4(b))}$$

从(1-3)式中可以清楚看出，输出频率的稳定度只取决于参考频率源(这是因为 f_{c4} 是参考频率源的某次谐波)，而和VFO的稳定度无关，从物理意义上也可作如下解释：

若VFO有一正的频移 $+\Delta f_v$ ，在第一次下变频时，使中频有一个负的频移 $(-\Delta f_v)$ ，只要频移值不很大，使所得中频仍落在滤波器的通带内，则中频电压仍然能通过滤波器，不过请注意，此时中频值不再等于 f_Q ，而等于

$$f_{c4} - (f_v + \Delta f_v) = f_Q - \Delta f_v$$

由于在第二次上变频中，该中频和同一个VFO进行“和混频”，所以在所得的输出频率中又引入了一个 $+\Delta f_v$ ，由此可见，当VFO产生频移时，在输出频率中将引入两个 Δf_v ，但由于这两个频移大小相等，方向相反而互相抵消了，从而使输出频率的稳定度和VFO的稳定度无关。即

$$\begin{aligned} f_o &= (f_Q - \Delta f_v) + (f_v + \Delta f_v) \\ &= f_{c4} - f_v - \Delta f_v + f_v + \Delta f_v \\ &= f_{c4} \end{aligned}$$

因此这种双混频的选频技术，也称之“漂移补偿法”。

直接式合成的主要问题，是寄生输出电平较高，因此当要求合成器输出端寄生信号电平很低时，就要改用非直接式的合成方法。

§ 2-2 非直接式合成

前已指出，直接式合成法的特征是由选频系统直接从固定频率网中滤出所需要的频率，换言之，网内谐波直接作为合成器的输出频率。而非直接式和直接式的差别就在于网内谐波不直接参与输出，而仅仅作参考频率，而输出频率由另一个压控振荡器(VCO)供给。由LC元件组成的VCO，其频率稳定度是很低的，为了提高其稳定度采用了锁相环路(简称锁相环)进行稳频，谐波发生器输出的固定频率网加到锁相环的输入端，作为环路的输入参考信号。见图1-2-2(c)。

从图1-2-2(c)中可以看出，锁相环是由VCO、缓冲放大、鉴相器和低通滤波器组成。VCO的输出和谐波发生器输出的固定频率网 Σf_{cm} 同时加到鉴相器的输入端。若需要挑选网内频率 f_{c4} (即 $m=4$)，则微调VCO的频率 f_v 使之逐渐接近 f_{c4} ，当 f_v 和 f_{c4} 非常接近时，鉴相器将输出一变化缓慢的交流电压(因鉴相器通常为一平混或环混组成)，此电压经过低通滤波器后加到VCO的输入端，使VCO频率拉向参考频率 f_{c4} ，最终将使 $f_v = f_{c4}$ ，此时我们称“VCO已被锁定在参考频率上”。尔后，由于不稳定因素的影响，VCO的频率将作缓慢的随机摆动，但由于环路的作用，鉴相器将输出相应极性和大小的误差电压，始终使VCO的频率锁定在参考频率 f_{c4} 上，因此就使VCO在 $f_v = f_{c4}$ 的频率点上具有和参考信号相同的频率稳定度。

从以上简单的讨论中可以看出：

1. 频率合成器的输出频率是被锁定在参考信号上的VCO频率，而不是参考信号本身。非直接式合成之名即由此而来。发生锁定的条件是输入鉴相器的两比较频率应接近相等。即

$$f_v \doteq f_{cm} \quad (1-4)$$

2. 在图1-2-2中锁相环实际上是起着有源滤波器的作用。需要挑选网内那一次谐波，只需

要改变VCO的频率，使之接近该次谐波，当 $f_v \approx f_{c.m}$ 时，环路开始动作，最终 f_v 将被锁定在 $f_{c.m}$ 上。当 f_v 偏离 $f_{c.m}$ 较远时，由于鉴相器输出一个变化较快的交流电压，此电压将通不过低通滤波器，从而使环路不能进入锁定。所以环路内的VCO在这儿起着挑选频率的作用，从这一点看，它的作用和双混频法中VFO的作用是相同的。

3. 由以上选频的原理可以看出，VCO虽然是一个由LC组成的连续波段的压控振荡器，但在波段内并不是每一个频率点都可以获得高的稳定度，而只是在 $f_v \approx f_{c.m}$ 的频率点才具有和参考频率相同的高稳定度。

4. 从图1-2-2中可以看出，在这种方案中所采用的锁相环，在环路中没有混频器，倍频器和分频器，因此就不存在由这些部件所产生的寄生输出问题。但是存在着泄漏问题。固定频率网中的无用谐波将通过鉴相器、缓冲放大器和VCO而泄漏到合成器的输出端。在环路内设置缓冲放大器的目的，就是为了提高隔离的作用以减小泄漏电平。因此缓冲放大器应具有很小的反向增益。

§ 2-3 锁相环在频率合成器中的其它应用

必须指出在频率合成器中，锁相环并不是只能用来作为有源滤波器，也就是说，锁相环在合成器中的应用并不是只有图1-2-2(c)一种方案，而是存在着多种应用。它可以实现频率的加、减和分频、倍频等，下面就分别说明它们的基本原理。

(一) 实现频率加减的锁相环

图1-2-5所示的混频式锁相环(简称混频环)，就不是用来作为有源滤波器用，而是作为频率

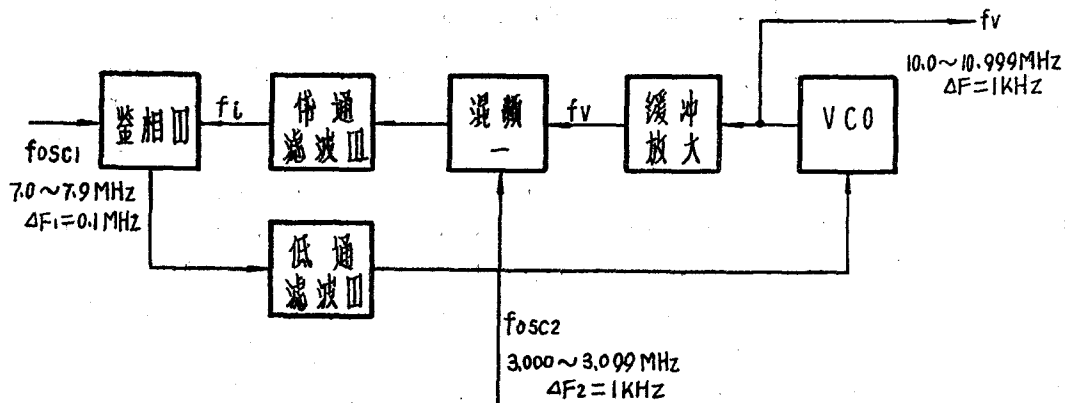


图 1-2-5 混频式锁相环路 (混频环)

相加器，以形成合成器所需要的输出频谱。

从图1-2-5中可以看出，被相加的频率 f_{osc1} 和 f_{osc2} 分别送入环路的输入端和环路内“差混频”的输入端。根据前面我们指出的环路进入锁定的条件(即加到鉴相器去的两个比较频率应接近相等)，环路进入锁定的条件可用下式表示

$$f_v - f_{osc2} = f_{osc1} \quad (\text{设 } f_v > f_{osc2})$$

上式移项后即可求得合成器输出频率的一般表示式

$$f_v = f_{osc1} + f_{osc2} \quad (1-5)$$

由此可见环路完成了相加器的任务。

若设

$$f_{osc1} = f_1 + N_1 \Delta F_1$$

$$f_{osc2} = f_2 + N_2 \Delta F_2$$

在图 1-2-5 所示的数字例子中，设

$f_1 = 7\text{MHz}$, $\Delta F_1 = 0.1\text{MHz}$, $N_1 = 0, 1, 2, \dots, 9$, 在 $7 \sim 7.9\text{MHz}$ 范围内共有 10 个稳定频率。

$f_2 = 3\text{MHz}$, $\Delta F_2 = 1\text{KHz}$, $N_2 = 0, 1, 2, \dots, 9$, 在 $3 \sim 3.099\text{MHz}$ 范围内共有 100 个稳定频率。

代入(1-5)式得

$$\begin{aligned} f_v &= f_{osc1} + f_{osc2} \\ &= f_1 + N_1 \Delta F_1 + f_2 + N_2 \Delta F_2 \\ &= 7 + (0.0 \sim 0.9) + 3 + (0.000 \sim 0.099) \\ &= (7.0 \sim 7.9) + (3.000 \sim 3.099) \\ &= 10.0 \sim 10.999 \text{ MHz} \end{aligned}$$

也就是说，利用混频环把 100 个 $\Delta F_2 = 1\text{KHz}$ 的小间隔插入到 10 个 $\Delta F_1 = 0.1\text{MHz}$ 的大间隔中去，从而在合成器输出端得到 1000 个稳定频率点。

大家一定会提出，为什么不利用混频器直接把 f_{osc1} 和 f_{osc2} 加起来呢？这是因为利用混频环相加，虽然仍然要用混频器，但是在环路内进行混频和直接混频，对于合成器输出端所呈现的寄生信号电平来讲，就大不相同了。后者在混频过程中所产生的各种寄生产物是直接参于输出，而前者由于混频器输出端和合成器输出端没有直接的联系，因此，寄生输出电平有可能大大下降。但必须指出，这不是说环路内混频器输出端的寄生产物电平不会影响合成器的寄生输出指标，而可以放松在混频器设计时对其输入频率的严格选择，以获得尽可能小的寄生输出。从图 1-2-5 中可以清楚看出，环路内混频器的寄生输出将和有用信号一起加到鉴相器的一个输入端，对于有用信号来讲，环路进入锁定后将和参考信号进行比相，鉴相器起着相位比较器的作用。但对于寄生信号来讲，由于和参考信号频率不相等，鉴相器仍然起着混频器的作用，寄生信号和参考信号在鉴相器内混频后，一般来说，在其输出的寄生频谱中，总有些频率分量能通过低通滤波器而加到 VCO 输入端对 VCO 进行调频，从而在合成器输出端还是能造成寄生输出。

若要实现频率的相减，只要把图 1-2-5 中的“差混频”换成“和混频”就行了，此时输出频率即为两输入频率之差。

(二) 实现分频和倍频的锁相环

锁相环在频率合成器中的应用，除了频率相加和相减外，还可以进行倍频和分频，目前在军

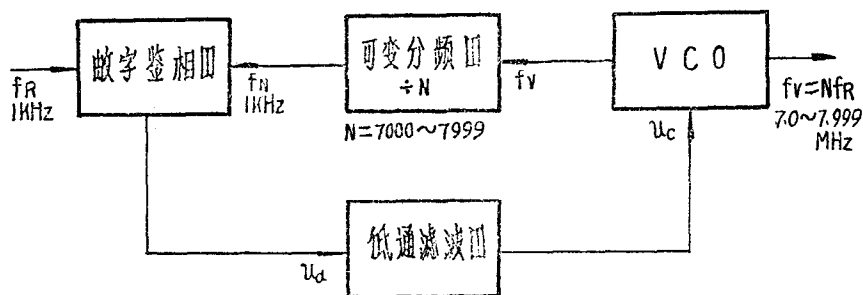


图 1-2-6 实现倍频的锁相环