

②  
8-13

# 一种新的频率合成方法

## A NEW FREQUENCY SYNTHESIS METHOD

TN742.1

宋俊寿 黄仁源 曹锐 顾凤琴 吴永祥  
Song Junshou Huang Renyan Cao Rui Yan Fengqin Wu Yongxiang  
(电气工程系)

**摘要** 提出了一种新的频率合成方法。该方法的基本思想是,按照一种特定算法,对于每一个所需的输出频率,对数字锁相环的可程控反馈分频器设置一组不同的分频系数,以使环路鉴相器输出端干扰的频率与频率分辨率相互独立,从而便可同时获得高的频率分辨率和较大的环路带宽。

**关键词** 频率分辨率; 锁相技术; 频率合成器  
中国图书资料分类法分类号 TN742.1

**ABSTRACT** A new frequency synthesis method is presented in this paper. Its fundamental ideology is that for any frequency needed to be output, the controller sends a different group of dividing numbers to the feedback programmable divider of PLL by means of a special algorithm so as to make the interference frequency at the output of the phase detector and the frequency resolution independent from each other. Therefore, high resolution and wide bandwidth are achieved simultaneously.

**KEY WORDS** frequency resolution; phase-lock technique; frequency synthesizer

## 0 引 言

在现代的频率合成技术中,由于数字锁相合成法具有结构简单、性能优良等特点,因此具有十分重要的地位。数字合成锁相法的基本原理如图1所示。显然,环路锁定时有 $f_0 = Nf_r$ 。改变分频器的分频系数 $N$ ,就可得到不同的频率输出 $f_0$ 。由于其可变分频器的分频系数 $N$ 为整数,故称之为整数分频锁相环。可见,整数环的步进频率 $\Delta f_0 = f_r$ 。所以为了减少 $\Delta f_0$ ,就需要减小 $f_r$ 。由于在这里参考频率 $f_r$ 就是鉴相器的比相频率,因此,泄漏到鉴相器输出端干扰分量的频率等于 $f_r$ 。从而为了滤除鉴相器输出端的干扰,环路低通滤波器的截止频率也须相应地降低。显然,这将对环路锁定捕获、响应速度及稳定性等产生一系列的影响。

可见, $f_r$ 是不能任意减小的(通常要求 $f_r \geq 10$  kHz)。也就是说,整数分频式数字频率合成器的频率分辨率不能太高。

\* 收文日期 1992-10-04  
国家自然科学基金资助课题

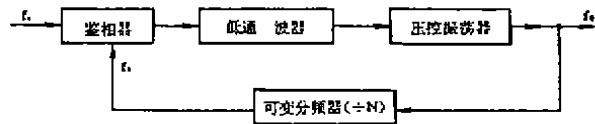


图1 数字锁相合成法示意图

由此看出,为了提高频率分辨率,就必须解决小的频率步进与高的比相频率之间的矛盾。目前解决这一问题的方法基本上可归为两类,即采用多环结构或采用小数分频锁相环。但前者由于所用环路较多,因而整体结构比较复杂;而后者存在的主要问题是其模拟相位内插器对鉴相器输出端的三角波干扰分量的补偿准确度还不够高。

近几年来,经过我们反复研究和论证,提出了一种新的频率合成方法及与此相适应的锁相环结构,如图2所示。利用这种新型环路构成的合成器,在保证具有良好的动、静态性能及噪声抑制性能条件下,可以方便地使频率分辨率高于1 Hz。同时输出频率可高达数百甚至上千兆赫,而且具有可编程、结构简单及成本低等优点。

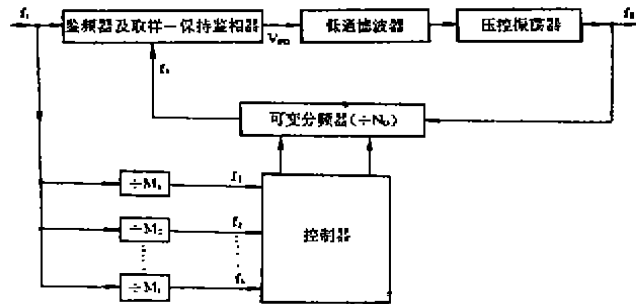


图2 新型锁相环路的结构原理图

## 1 新的频率合成方法的基本理论

对于图2所示的锁相环路,首先通过环路鉴频器,使得频率为 $f_i$ 的脉冲与 $f_o$ 脉冲相隔出现,并通过微处理器使可变分频器的分频系数 $N_o$ 按以下规则设置:

(1) 若只有 $f_i$ 脉冲出现,则当下一个 $f_o$ 脉冲出现时,通过微处理器将分频系数 $N_o$ 置为 $N$ 。

(2) 若 $f_{i_1}, f_{i_2}, \dots, f_{i_n}$ 脉冲同时出现,则当下一个 $f_o$ 脉冲出现时,分频系数 $N_o$ 置为 $N + \sum_{j=1}^n N_{i_j}$ 。

设 $M_1, M_2, \dots, M_n$ 的最小公倍数为 $M$ ,则经过 $M$ 个 $f_i$ 周期后,分频器的分频系数重复设置。假定按这种分频方式环路能够锁定,并设其锁定输出频率为 $f_{L0}$ 。下面,我们来分析 $f_i$ 与 $f_{L0}$ 的关系。

由于 $f_o = f_{L0} / N_o$ ,式中 $f_{L0}$ 不变(锁定),而 $N_o$ 变化,因此 $f_o$ 是变化的,所以鉴相器输出 $V_m$ 也是变化的。由于环路是锁定的,并且分频系数 $N_o$ 以周期 $MT_i$ 变化,因此 $V_m$ 变化应是周期性的,且其周期应为 $MT_i$ 。所以应有

$$MT_i = MNT_{L0} + \sum_{j=1}^n \frac{M}{M_j} N_j T_{L0}$$



$$k_n + \sum_{i=1}^k k_{ni} = K_n \frac{2\pi}{T_r} (T_r - NT_0) - \sum_{i=1}^k K_n \frac{2\pi}{T_r} \frac{N_i}{M_i} T_0 = K_n \frac{2\pi}{T_r} \left( T_r - NT_0 - \sum_{i=1}^k \frac{N_i}{M_i} T_0 \right)$$

将此式与新型环路锁定时的输出输入关系

$$f_0 = \left( N + \sum_{i=1}^k \frac{N_i}{M_i} \right) f_r$$

比较可知

$$k_n - \sum_{i=1}^k k_{ni} = 0$$

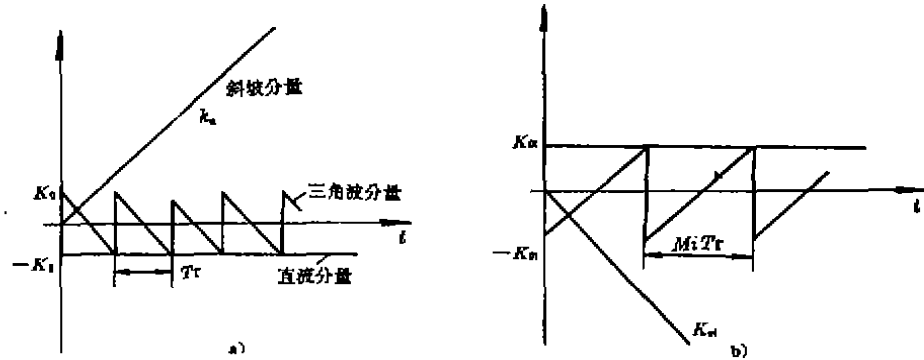


图4  $u$  及  $u_n$  的分解波形图.  $k_n = K_n \frac{N}{T_r} (T_r - NT_0)$ ,  $K_n = K_n \frac{N}{T_r} NT_0$

因此,  $V_{PD}$  是由直流分量与三角波分量组成的. 其中三角波分量的频率为  $f_r/M_i$  ( $i=1, 2, \dots, k$ ) 及  $f_r$ . 所以, 最低频三角波分量的频率为  $f_r/M_{max}$  (其中,  $M_{max} = \max\{M_1, M_2, \dots, M_k\}$ ). 显然, 频率为  $f_r/M_{max}$  的三角波的基波分量频率仍为  $f_r/M_{max}$ . 因此, 鉴相器输出电压  $V_{PD}$  的最低频谐波分量的频率为  $f_r/M_{max}$ . 从图3中  $V_{PD}$  的波形及其分解波形图也可看出, 分解波形中不含有频率为  $f_r/6$  的三角波分量.

正是由于鉴相器输出电压  $V_{PD}$  最低频谐波分量的频率为  $f_r/M_{max}$ , 而不含有基波分量  $f_r/M$ , 使得环路频率分辨率  $\Delta f_0 = f_r/M$  与鉴相器输出端最低频干扰的频率相互独立, 从而能够通过选择  $M_1, M_2, \dots, M_k$ , 使鉴相器输出端最低频干扰的频率足够高, 而环路频率分辨率  $f_r/M$  的值足够小. 进而通过合理的环路设计便可在环路带宽远大于环路频率分辨率的情况下, 由环路低通滤波器将干扰分量抑制在给定的指标内. 从而使快速的动态性能、良好的频谱纯度和高的频率分辨率得以同时实现, 解决了环路带宽与频率分辨率之间的矛盾. 另外, 由于不再需要像小数分频那样加一个模拟相位内插器, 从而简化了结构.

## 2 分频参数的确定

为了产生所需求的输出频率  $f_0$ , 必须正确地选择出分频参数  $N$  及  $N_i$  ( $i=1, 2, \dots, k$ ). 方法如下:

设

$$f_0 / f_r = x = x_i + x_p$$

式中,  $x_i$  及  $x_p$  分别为  $x$  的整数及小数部分. 若选  $M_1, M_2, \dots, M_k$  互质, 则对于其最小公倍数  $M$ , 必然有

$$\frac{1}{M} = -A_0 + \sum_{i=1}^k \frac{A_i}{M_i}$$

式中  $A_0, A_1, A_2, \dots, A_k$  皆为正整数, 且  $A_0 \leq K - 1, A_i \leq M_i - 1 (i = 1, 2, \dots, k)$ . (上式的证明见文献 4)

现令

$$Y = Q(x_r \cdot M)$$

则有 
$$X_r = \frac{Y}{M} + \Delta X = -A_0 Y + \sum_{i=1}^k \frac{A_i Y}{M_i} + \Delta x = -A_0 + \sum_{i=1}^k \frac{Y_i}{M_i} + \Delta x$$

式中

$$A_0 = A_0 Y - \sum_{i=1}^k Q(A_i Y / M_i);$$

$$Y_i = A_i Y - Q(A_i Y / M_i) M_i.$$

所以 
$$f_0 = x \cdot f_r = (x_r + X_r) f_r = \left( x_r - A_0 + \sum_{i=1}^k \frac{Y_i}{M_i} \right) f_r + \Delta x'$$

式中

$$|\Delta x'| < f_r / M$$

此式证明了输出频率  $f_0$  的分辨率为  $f_r / M$ .

因此有

$$\begin{cases} N = X_r - A_0 \\ N_i = Y_i \quad (i = 1, 2, 3, \dots, k) \end{cases}$$

上式中的  $N$  与  $N_i$  等变量的求值过程, 均由合成器中内附的微处理器完成。

我们选择  $f_r = 625 \text{ kHz}, k = 5, M_1 = 16, M_2 = 13, M_3 = 11, M_4 = 9$  和  $M_5 = 7$ , 则  $M = M_1 \cdot M_2 \cdot M_3 \cdot M_4 \cdot M_5 = 144144$ . 环路输出频率分辨率为  $\Delta f = 625 \text{ KHz} / 144144 = 4.3 \text{ Hz}$ . 对此, 我们在输出频率为  $90 \sim 94 \text{ MHz}$  的频段上对输出频率进行了测试, 其部分测试结果数据如表所示. 从表上看出, 所有误差  $\Delta f'$  均小于频率分辨率  $\Delta f = 4.3 \text{ Hz}$ . 该结果与理论分析完全一致, 从而进一步说明了这种多参数频率合成方法的可行性。

频率输出的测试结果

键输入频率 $f_r$	输出频率 $f_0$	$f_r - f_0$
92500079	9250078	1
92500080	9250078	2
92500081	9250078	3
92500082	9250078	4
92500083	9250082	1
92500084	9250082	2
92500085	9250082	3
92500086	9250082	4
92500087	9250087	0
92500088	9250087	1
92500089	9250087	2
92500090	9250087	3
92500091	9250087	4
92500092	9250091	1
92500093	9250091	2
92500094	9250091	3
92500095	9250091	4
92500096	9250095	1
92500097	9250095	2
92500098	9250095	3
92500099	9250095	4
92500100	9250100	0

### 4 新型锁相环的控制器

吞脉冲可变程序分频器、控制器及其控制软件构成了新型锁相环路的反馈分频环节, 也是我们研究的新的频率合成方法的核心部分. 控制器如图 5 所示, 它由微处理器、个位、十位和百位分频参数存贮器以及地址形成电路等三部分组成. 其功能是根据键入频率  $f$ , 计算分频参数, 然后按照前述的两个规则向吞脉冲程序分频器发送分频参数, 以实现多参数分频。

若将  $f_i (i = 1, 2, \dots, k)$  的出现与否用 0 与 1 状态表示, 则每组  $f_1, f_2, \dots, f_k$  的出现状态便对应于一组 1 与 0 的状态. 而由于一组  $f_1, f_2, \dots, f_k$  的出现状态对应于一个分频系数, 因此一组 1 与 0 的状态也相应是对应于一个分频系数. 如  $f_1, f_2, f_3$  出现, 其余  $f_i (i = 4, 5, \dots, k)$  不出现; 以及  $f_1, f_2, f_3, f_4$  不出现, 其余  $f_i (i = 4, 5, \dots, k - 1)$  出现, 则可表示为

$f_1, f_2, f_3, f_4, \dots, f_{k-1}, f_k$	分频参数
0, 0, 0, 1, ..., 1, 1	对应于 $N_1 + N_2 + N_3 + N$
1, 1, 1, 0, ..., 0, 1	$\sum_{i=1}^{k-1} N_i + N$

若将每一与  $f_1, f_2, \dots, f_k$  的出现状态相对应的 1 与 0 状态作为存储器中的一个地址，而将与之对应的那个分频系数作为内容放在由这一地址所决定的单元中，那么对于某个  $f_1, f_2, \dots, f_k$  的出现状态，首先将其变换为与之对应的一组 1, 0 的状态，然后以这组 1 与 0 的状态作为查找存储器单元的地址，查出此单元的内容，便可得到与这一组  $f_1, f_2, \dots, f_k$  出现状态对应的分频系数。

图 5 中的地址形成电路，便是实现将  $f_1, f_2, \dots, f_k$  的出现状态表示为对应的 1 与 0 的状态的功能。而微处理机则首先根据键入的  $f_i$  计算参数  $N$  及  $N_i (i = 1, 2, \dots, k)$ 。而后计算出与  $f_1, f_2, \dots, f_k$  出现状态相对应的每组 1 与 0 的状态所对应的分频系数。最后，将每一分频系数放入与之相对应的那组 1 与 0 状态为地址的存储器单元中去。

在完成以上全部过程后，控制器将根据  $f_1, f_2, \dots, f_k$  的不同出现情况，按照前述的两个规则，向吞脉冲程序分频器发送不同的分频参数，从而实现了多参数分频的频率合成方法。

### 5 结束语

本文详细地介绍了由我们提出并经深入研究的参数分频的频率合成理论及方法。这一方法有效地解决了数字式频率合成方法中，高比相频率与高频率分辨率之间的矛盾，从而在保证锁相环具有良好的动、静态特性及噪声抑制特性的前提下，使频率分辨率大大提高。该方法与美国 HP 公司提出的小数分频数字式频率合成方法相比，它不需要附加的模拟相位内插器，从而使由该方法制成的频率合成器具有结构简单、性能优良、可控性和成本较低等优点。

### 参 考 文 献

- 1 仇善忠, 张冠百. 锁相与频率合成技术. 北京: 电子工业出版社, 1986
- 2 Witsch V M. Frequency Synthesizer Theory and Design. New York, John Wiley, 1983
- 3 宋俊寿, 黄仁源, 曹锐, 殷华山. 一种新型频率合成器的研制. 仪器仪表学报, 1989, 10(4): 357~364
- 4 曹锐, 宋俊寿, 颜凤琴. 一种新型锁相环的鉴相器输出谐波分析及参数  $A_0$  和  $A_j$  的求值. 仪器仪表学报, 1991, 12(4): 427~432
- 5 Song J S, Huang R Y, Cao R, Wu Y X. A New Phase-Locked Loop Used in a Frequency Synthesizer. IEEE Trans Instrum Meas, 1992, 41(3): 432~437

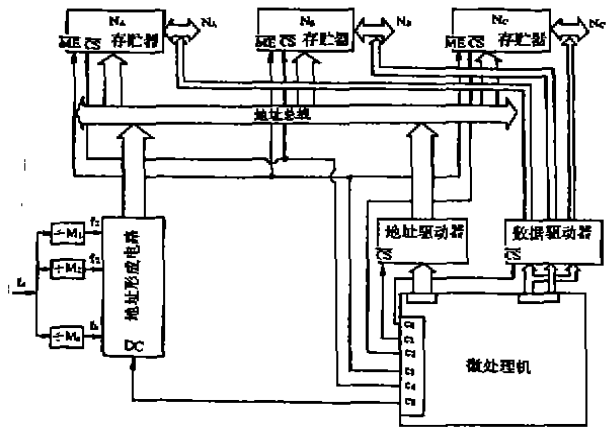


图 5 环路控制器原理图