

分频器中的相位噪声及抑制方法

59-63

刘洪坤 王蜀一

(空军电讯工程学院三系, 710077, 西安市沣镐路1号; 第一作者26岁, 男, 助教)

TN772

摘要 重点论述了分频器新增相位噪声和分频器内部噪声源对分频器输出相位的影响。认为在实际的分频器设计中, 可以利用门电路把输入脉冲选出, 以消除分频器各级的影响, 还可以利用锁相环电路来抑制分频器的相位噪声。这两种方法的实验结果表明, 对分频器的相位噪声有明显的抑制作用。

关键词 寄生调相; 频谱密度函数; 白噪声

分类号 O455.1

分频器, 相位噪声, 抑制

随着科学技术的飞速发展以及新材料大规模集成电路的开发应用, 分频器迅速地在通信、雷达、导航、频率时间标准等各种重要技术领域内广泛应用。由于分频器在对频率进行分频的过程中, 往往会产生一些新生频率成分, 这就可能对信号的正常处理过程形成干扰, 从而使输出信号中出现无用的寄生频率。这些离散的干扰信号对整个频率供给系统的信噪比、频率稳定度、纯洁度等指标产生极大的影响。例如, 在长途载波机的载供系统中, 分频器的性能对整个载供系统乃至整个通信系统的传输质量具有举足轻重的作用。

1 分频器的新增相位噪声

在一般情况下, 由于分频器的输入端信号 $V_i(t)$ 并不是纯洁的正弦波, 而是一种具有下列形式的信号。

$$V_i(t) = V_1[1 + \epsilon(t)]\sin[\mu_0 t + \varphi_0 + \varphi(t)].$$

$$\text{设 } \Phi(t) = \mu_0 t + \varphi_0 + \varphi(t),$$

式中, $\epsilon(t)$ 表示输入信号的寄生调幅, $\varphi(t)$ 是总相位函数 $\Phi(t)$ 中的交变成分, 又称为输入信号的寄生调相。

设 $V_i(t)$ 的寄生调幅由于整形电路的限幅作用而被消除, $V_i(t)$ 的总相位函数 $\Phi(t)$ 中的 $(\mu_0 t + \varphi_0)$ 经过分频器以后成为 $(\frac{\mu_0}{N}t + \frac{\varphi_0}{N})$, $V_i(t)$ 的寄生调相部分则作如下变化。

当含有寄生调相的信号通过整形—分频以后, 输出信号的相位可以认为是输入信号的相位被一个周期为 NT 的单位冲激序列 $i(t)$ 取样, 然后将其振幅值除以 N 所得到的结果。因而 $\varphi(t)$ 经整形—分频以后可表示为:

$$\varphi'(t) = \frac{1}{N}\varphi(t)i(t) \quad (1)$$

其中, $i(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(t - mNT)$, $\delta(t)$ 为发生于 $t=0$ 时的单位冲激函数。根据一般的取样

定理,输入电压信号 $V_s(t)$ 被一个周期为 T 的单位冲激序列取样以后成为 $V_s^*(t)$ 。设 $V_s(t)$ 的傅氏变换为 $V_s(\omega)$, 则 $V_s^*(t)$ 的傅氏变换为 $V_s^*(j\omega) = \frac{1}{T} V_s(j\omega + jm \frac{2\pi}{T})$, 即经过取样以后, 输出信号的傅氏变换应乘以 $\frac{1}{T}$ 倍, 同时增加许多高频成分。如果要在输出端恢复原信号的傅氏变换幅度时, 则可设想在取样以后接一个电压增益为 T 的放大器来实现。于是得到电压信号的取样模型如图 1 所示。

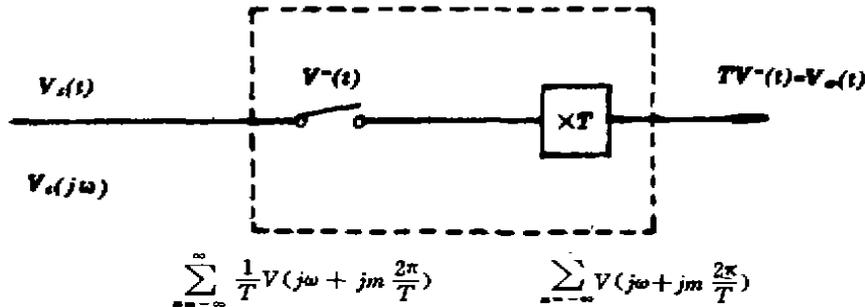


图 1 电压信号的取样模型

为了在输出端恢复原有寄生调相信号的傅氏变换幅度, 根据上述一般的取样原理, 应将式(1)的 $\varphi^*(t)$ 乘以取样周期 NT 。

$$\begin{aligned} \text{即 } \varphi^*(t) &= NT \cdot \frac{1}{N} \cdot \varphi(t) \cdot i(t) \\ &= T\varphi(t) \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(t - mNT), \end{aligned}$$

将 $\sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(t - mNT)$ 展成复数形式的傅氏级数 $\varphi^*(t) = T\varphi(t) \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{1}{NT} e^{-jm \frac{\mu_0}{N} t}$ 。

对上式两端进行傅氏变换, 可得到

$$\varphi_s^*(j\omega) = \frac{1}{N} \sum_{m=-\infty}^{\infty} (j\omega + jm \frac{\mu_0}{N}) \quad (2)$$

若寄生调相信号 $\varphi(t)$ 为相位噪声, 即 $\varphi(t) = \varphi_n(t)$ 。设 $\varphi_n(t)$ 的功率谱密度函数为 $S_n(\omega)$, 则 $S_n(\omega)$ 经分频后成为 $S_{pn}(\omega)$ 。

推广(2), 可得到

$$S_{pn}(\omega) = \frac{1}{N^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} S_n(\omega + m \frac{\mu_0}{N}) \quad (3)$$

此式说明, $S_{pn}(\omega)$ 可由原相位噪声功率频谱密度函数 $\frac{1}{N^2} S_n(\omega)$, 以及将 $\frac{1}{N^2} S_n(\omega)$ 频移 $m \frac{\mu_0}{N}$ 后相加得到。

1) 设 $S_n(\omega)$ 的频谱范围为 $\Delta\mu_n$, 若只考虑 $|\omega| \leq \frac{\mu_0}{2N}$ 的那部分输出相位噪声, 式(3)中的 m 为由下式计算的最大值 m_{\max} 。

$$|\Delta\mu_n - m_{\max} \frac{\mu_0}{N}| \approx \frac{\mu_0}{2N}, \quad \text{由于 } \Delta\mu_n \gg \frac{\mu_0}{N},$$

$$\text{故上式可简化为 } m_{\max} \approx \frac{\Delta\mu_n}{\frac{\mu_0}{N}}.$$

2) 当 $m_{\max} = 0$ 时, $S_{pn}(\omega) = \frac{1}{N^2} S_n(\omega)$, 此时分频器输出端只有原相位噪声而无新增相位噪声。这时, $S_{pn}(\omega)$ 的频谱范围 $\Delta\mu_n \leq \frac{\mu_0}{2N}$ 。

3) 当 $m_{\max} \neq 0$ 时, 这意味着 $S_{pn}(\omega)$ 的频谱范围延伸到 $\frac{\mu_0}{2N}$ 以外, 此时分频器将产生新增相位噪声。

$$S_{\varphi_n}(\omega) = \frac{1}{N^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} S_{\varphi}(\omega + m \frac{\mu_0}{N}).$$

显然, m_{\max} 愈大, 即 $S_{\varphi}(\omega)$ 的频谱范围 $\Delta\mu_m$ 愈宽, 或者分频比 N 愈大, $S_{\varphi_n}(\omega)$ 也愈大, 新增相位噪声愈大。

4) 若 $S_{\varphi}(\omega) = K_0$, K_0 为白相位噪声, $S_{\varphi}(\omega)$ 的频谱范围为 $\Delta\mu_m$, 根据式(3) 求得

$$S_{\varphi_n}(\omega) = \frac{k_0}{N} \cdot \frac{2\Delta\mu_m}{\mu}.$$

2 分频器内部产生的相位噪声

在分析分频器外来相位噪声 $S_{\varphi}(\omega)$ 对分频器输出相位的影响时, 假设了分频器内部无噪声源。实际上分频器内也存在着大量的噪声源。为了使分析具有一般性, 分频器内部各种噪声都可等效为在分频器的输入端输入一个噪声电压 $V_n(t)$, 这样分频器就可以看作一个内部无噪声源的理想分频器。

设一有用信号是上升时间为 t_r 幅度为 ΔV 的脉冲。由于 $V_n(t)$ 的作用引起分频器的触发转换时间产生抖动, 使分频器的触发转换时间随机性的超前或滞后于正常转换时间 t_s 。设时间抖动值为 Δt_m , 分

频器在第 m 次转换时的噪声电压值为 V_{nm} , 则 $\Delta t_m = \frac{v}{\Delta V} t_r$ 。

$$\begin{aligned} \Delta t_m \text{ 的方差 } \sigma_{\Delta t}^2 &= \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{1}{m} \sum_{n=0}^{\infty} \Delta t_m^2 \\ &= \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{1}{m} \sum_{n=0}^{\infty} (t_r \cdot \frac{V_{nm}}{\Delta V})^2 \\ &= (\lim_{m \rightarrow \infty} \frac{1}{m} \sum_{n=0}^{\infty} V_{nm}^2) \cdot (\frac{t_r}{\Delta V})^2 \\ &= (\frac{t_r}{\Delta V}) \overline{V_n^2(t)}. \end{aligned}$$

上式中 $\overline{V_n^2(t)}$ 是 $V_n^2(t)$ 的平均功率。设 $V_n(t)$ 的功率频谱密度函数为 $S_n(\omega)$, $S_n(\omega)$ 有很宽的频谱范围。 $V_n^2(t)$ 可用 $S_n(\omega)$ 表示为:

$$\overline{V_n^2(t)} = S_n(\omega) \cdot \Delta V'.$$

于是, $\sigma_{\Delta t}^2 = (\frac{t_r}{\Delta V}) \cdot S_n(\omega) \cdot \Delta V'$,

式中 $\Delta V'$ 为 $S_n(\omega)$ 的频谱宽度。

为了进一步分析 $V_n(t)$ 对分频器输出相位噪声的影响, 将触发时间抖动方差 $\sigma_{\Delta t}^2$ 转换为相位抖动方差, 即 $\overline{\varphi_n^2(t)} = \sigma_{\Delta t}^2 (\frac{2\pi}{T})^2$ 。由于已假设 $S_{\varphi}(\omega)$ 具有白噪声的性质。因而, $\varphi_n^2(t)$ 可进一步用功率谱密度函数

$S_{\varphi}(\omega)$ 表示为 $\varphi_n^2(t) = S_{\varphi}(\omega) \Delta V$ 。所以 $S_{\varphi}(\omega) = \sigma_{\Delta t}^2 (\frac{2\pi}{T})^2 \frac{1}{\Delta V}$ 中 ΔV 为 $S_{\varphi}(\omega)$ 的频谱密度。这说明分频器内部噪声可等效为在分频器输入作用着一个功率谱密度为 $S_{\varphi}(\omega)$ 的相位噪声。其功率谱密度函数为

$$\begin{aligned} S_{\varphi'}(\omega) &= \sigma_{\Delta t}^2 (\frac{2\pi}{T})^2 \cdot \frac{1}{\Delta V} \cdot \frac{1}{N} \cdot \frac{2\Delta\mu}{\mu_0} \\ &= \sigma_{\Delta t}^2 \mu_0^2 \cdot \frac{1}{\Delta V} \cdot \frac{1}{N} \cdot \frac{4\pi\Delta V}{\mu_0} \\ &= \sigma_{\Delta t}^2 4\pi \frac{\mu}{N}. \end{aligned}$$

3 减小分频器相位噪声的方法

减小相位噪声的方法主要是单元电路及系统的最佳设计, 以便在分频后噪声增加得最少。由以上分析可以看出, 分频器新增相位噪声与 μ_0 , $\sigma_{\Delta t}^2$ 这两个量成正比。显然, 降低分频器相位噪声的方法是设法

尽量减小这两个量。

3.1 用门电路选出输入脉冲

如图 2 所示。A 脉冲表示进入分频器的输入脉冲;B 脉冲表示 A 脉冲经 N 次分频后的输出脉冲;C

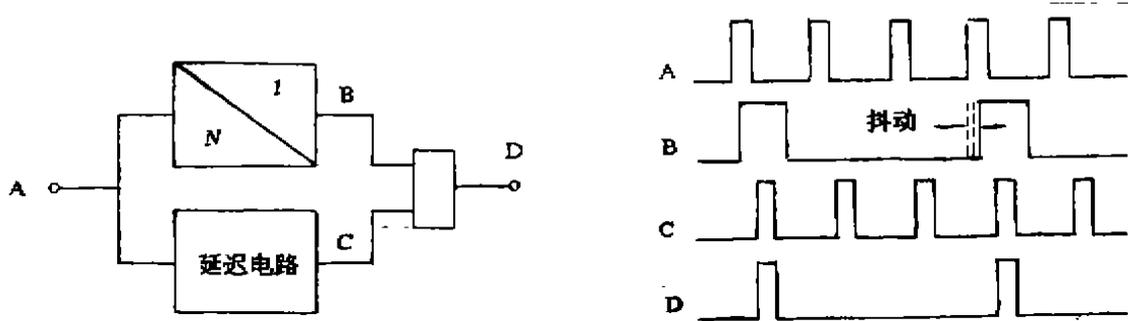


图 2 解决分频器前沿(相位)抖动的一种方法

脉冲表示 A 脉冲经延时后的脉冲。

输入脉冲经过 N 次分频后,其输出脉冲的相位噪声 t_B 边沿抖动很大。经选通后相位噪声大大减小,而且输出脉冲 D 较宽,便于传输。

另外,脉冲形成和延迟电路对可变分频器来说是一个很重要的部件。相位抖动(噪声)主要取决于这两个部件的好坏。虽然集成电路触发器用正弦信号也可触发,然而这样带来的相位抖动要大得多。因而在可变分频器要求较高时,输入端应加脉冲形成电路。实践证明,差分式脉冲电路形成的脉冲沿比较好,引起的相位抖动较小。目前常用的延迟电路是单稳延迟电路,在频率高、延迟时间要求小的地方,也可用门电路本身的延迟时间,或用一定长度的电缆来延迟。

3.2 使用锁相环电路

锁相环对输入频率本身不起抑制作用,它只对输入信号的旁频起抑制作用,从而对分频器输入信号中总相位函数 $\Phi(t)$ 中的 $(\mu_0 t + \varphi_0)$ 进行抑制,使其新增相位噪声 $S_{\mu}(\omega)$ 降低到允许值范围之内。

例如,用 CMOS 锁相环—CD4046 组成的分频器就具有良好的噪声抑制功能。断开 PLL 的反馈回路,在 VCO 和相位比较器之间串联 N 倍频器(即 $\times N$),如图 3 所示,就组成了锁相分频器。这时 VCO

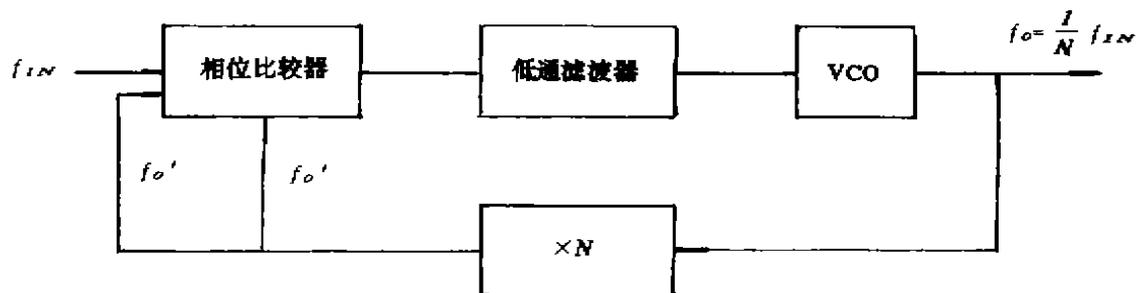


图 3 锁相环分频器

的振荡输出信号经 N 次倍频之后才和输入信号进行比较。当环锁定后 $f_{IN} = f_0'$, 而 $f_0' = Nf_0$, 即 $f_{IN} = Nf_0$, 故有 $f_0 = \frac{1}{N} f_{IN}$ 。采用这种分频方法可大大减小相位噪声,因而在许多分频器设计中可采用。

参 考 文 献

- 1 郑燕谔. 频率合成. 北京: 科学出版社, 1982
- 2 Robin N A. Phase-locked frequency multiplier cuts cost. Electronic Design News, 1969 (11), 73~75
- 3 Ondria J G. A microwave system for measuring of AM and FM noise spectra. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1988(9), 68~75
- 4 Gardner F M. Phase Lock Techniques. Sydney, Wiley, 1976

5 郑维禹. 锁相环路原理与应用. 北京,人民邮电出版社,1976

6 Renschler E L. A variable counter design technique. IEEE Trans, 1987, 16(10): 113~147

Frequency Demultiplier's Noise Suppression Ways

Liu Hongkun Wang Shuyi

(The Air Force Tele-Communication Engineering Institute, 710077, Xi'an)

Abstract The introduced phase noise of frequency demultiplier and the impacts of its inner noise source on its output phase are discussed. In designing frequency demultiplier, the input pulses can be sifted out by using the logic gate circuits to eliminate the inter effect among the cascaded circuits of the frequency demultipliers. The phase noise of frequency demultipliers can also be suppressed by using the phase-Lock circuits. The experimental results of these two methods illustrate that these methods can both remarkably cancel the frequency demultiplier's phase noise.

Key words spurious phase modulation; spectral density function; flat noise

13) · 研究简报 ·

无机硫和硫胺素对平菇生长发育的影响

63-64

殷红

(西北大学生物学系, 710069, 西安太白北路1号, 36岁, 女, 讲师)

摘要 研究了合成培养中无机硫源和硫胺素的有无对平菇 (*Pleurotus ostreatus* Jacq. ex Fr.) Quel.) 生长发育的影响, 结果表明, VB_1 对平菇菌丝生长的促进作用明显大于无机硫, 只有在富含无机硫和一定硫胺素的培养基中, 平菇才能正常形成子实体, 且菌丝的长势最佳。

关键词 硫; 硫胺素; 生长; 子实体; 平菇; 食用菌

分类号 Q945; S646.9

食用菌都需要硫, 一般以硫酸盐形式提供。含硫的硫胺素在食用菌的生命活动中也有重要意义。但关于它们对平菇生长发育的影响报道尚少, 且研究工作多是在天然培养料上进行的, 影响了其理论和应用价值。本文报道了合成培养基中无机硫和 VB_1 对平菇菌丝生长和子实体形成的影响, 旨在丰富对食用菌营养理论的研究, 并为生产中合理添加养分提供参考。

1 材料和方法

平菇“丰产一号”引自陕西省微生物研究所。

加硫胺素的全元素培养基(简称“Com B_1 ”); 按殷红(待发表)的合成培养基配方配制。每升培养基含下列成分: 葡萄糖 25.0 g, 天门冬酰胺 2.5 g, KH_2PO_4 2.0 g, $MgSO_4 \cdot 4H_2O$ 2.0 g, $FeSO_4 \cdot 7H_2O$ 50 mg, $ZnSO_4 \cdot 7H_2O$ 22 mg, $CuSO_4 \cdot 6H_2O$ 0.8 mg, $MnSO_4 \cdot 6H_2O$ 44 mg, $CaCl_2$ 27 mg, H_3BO_3 10 mg, $NaMoO_4 \cdot 2H_2O$ 0.05 mg, $CoCl_2 \cdot 6H_2O$ 0.08 mg, $NiCl_2 \cdot 6H_2O$ 0.08 mg, $SnCl_2 \cdot 2H_2O$ 0.038 mg, VB_1 1 mg, 琼脂粉 18 g, 用 10% KOH 调 pH 为 5.8~6.0。无硫胺素的基本培养基(Com): 除不加 VB_1 外, 同“Com B_1 ”。无硫培养基(S): “Com”中的硫酸盐全部以相应的盐酸盐代替。加硫胺素的无硫培养基(S B_1): 给“S”中加 1 mg/L VB_1 。

将各培养基分为两组: ①分装入 150 mL 三角瓶, 每瓶 45 mL 培养基, 用于观察子实体形成情况; ②倒平板, 培养皿直径 90 mm, 用于观察菌落生长状况。每种处理 3 个重复。硫胺素用 0.22 μm 滤膜过滤灭菌后再加入已常规灭菌的培养基中。