

一种准确地预测由泄漏电流引起的PLL基准杂散噪声之简单方法

A Simple Method to Accurately Predict PLL Reference Spur Levels Due To Leakage Current

□ Michel Azarian 凌力尔特公司 混合信号产品高级应用工程师
Will Ezell 凌力尔特公司 混合信号产品设计部负责人

本文给出了一种简单的模型，可用在PLL系统中准确地预测由于充电泵和/或运算放大器泄漏电流引起的基准杂散噪声的大小。知道如何预测这类噪声有助于在PLL系统设计的早期明智地选择环路参数。

PLL快速回顾

锁相环（PLL）是一种负反馈系统，将一个相位和频率随温度和时间变化不够稳定的较高频电路（通常是一个压控振荡器VCO）的相位和频率锁定到一个比较稳定和频率较低的电路（通常是一个温度补偿或恒温晶体振荡器，即TCXO或OCXO）上。作为一个黑盒子，PLL可以看作是一个频率倍增器。

当需要高频本机振荡（LO）源时，会使用PLL。应用实例有很多，包

括无线通信、医疗设备和仪表。

图1显示了一个用来产生LO信号的PLL系统基本构件。该PLL集成电路（IC）通常包含所有时钟分频器（R和N）、相位/频率检测器（PFD）和充电泵（用两个电流源ICP_UP和ICP_DN表示）。

VCO输出和基准时钟（图中是OCXO输出）经过各自的整数分频器（分别为N和R）分频后，相互加以比较。PFD构件以 f_{PFD} 速率控制充电泵，从而向环路滤波器吸收或提供电流脉冲，以调节VCO微调端口（V_Tune）的电压，直至两个时钟分频器输出的频率和相位都相等为止。二者的频率和相位相等时，就称为PLL锁定了。LO频率与基准频率 f_{REF} 的关系由以下等式确定：

$$f_{LO} = \frac{N}{R} \cdot f_{REF}$$

在图1中，因为反馈分频器（N分频

器）只能接受整数值，所以该PLL称为整数N PLL。如果这个分频器既可以接受整数值又可以接受非整数值，那么该环路就称为分数N PLL。本文仅讨论整数N PLL，分数N PLL采用不同的工作机制。

整数N PLL的非理想性

PLL IC会给系统带来非理想性，主要是相位噪声和杂散。

相位噪声

图1所示PLL系统用作基准时钟相位噪声的低通滤波器和VCO相位噪声的高通滤波器。低通和高通滤波器的截止频率由该PLL的环路带宽（LBW）决定。理想的情况是，LO相位噪声跟随被转换为LO频率（即：乘以N/R）的基准时钟的相位噪声一直到LBW，并随后跟随VCO的相位噪声。PLL IC所产生

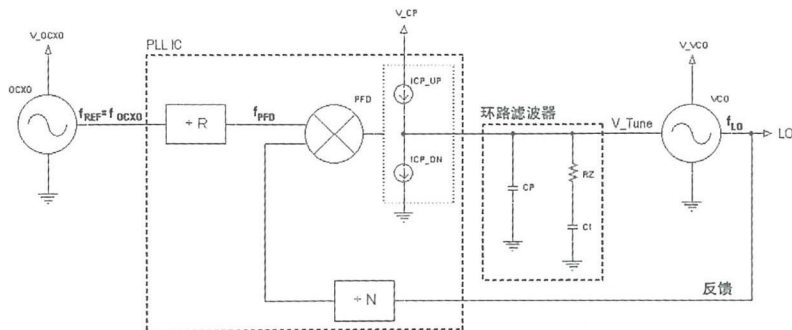


图1 PLL基本构件

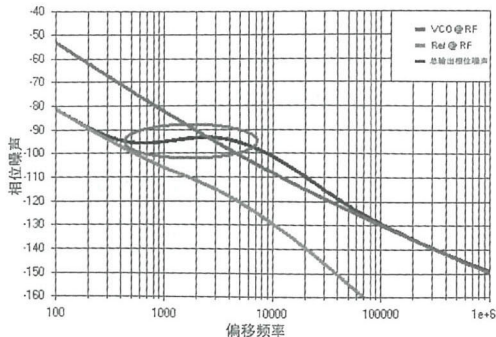


图2 红色椭圆圈标出的区域是PLL IC相位噪声区

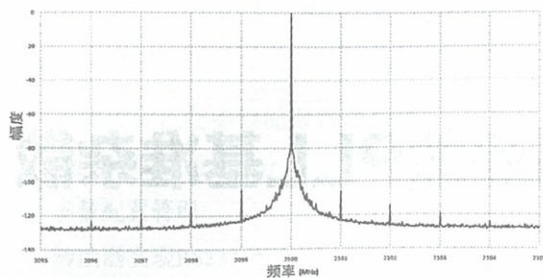


图3 采用凌力尔特公司的LTC6945 PLL IC和RFMD公司的UMX-586-D16-G VCO，于2100MHz LO信号和1MHz f_{PFD} 时产生的基准杂散

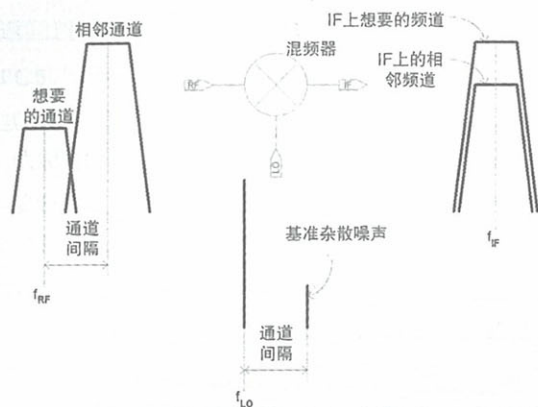


图4 由基准杂散噪声导致的相邻通道干扰的噪声将使转换区中的相位噪声升高。

图2是PLLWizard产生的相位噪声曲线，PLLWizard是凌力尔特公司免费提供的PLL设计和仿真工具。该图显示了由基准（“Ref @ RF”）和VCO（“VCO @ RF”）在输出端导致的总输出相位噪声（“Total”）和单独的噪声。在红色椭圆圈标出的区域，可以非常容易地看到该IC的噪声。

杂散噪声

图1所示电源（ V_{OCXO} 、 V_{CP} 和 V_{VCO} ）上任何不想要的信号都可能转换成LO信号上的杂散噪声。仔细设计这些电源可极大地降低甚至消除这些杂散。然而，与充电泵有关的杂散噪声是不可避免的。但是，仔细设计PLL系统也可以降低这类噪声。这类杂散噪声常称为基准杂散噪声，但此处的基准并不意味着基准时钟频率，而是指的 f_{PFD} 。整数N PLL产生的LO信号在 f_{PFD} 及其谐波处有双边带杂散噪声。

图3显示了2.1GHz LO信号的频谱。 f_{PFD} 为1MHz（ $N=2100$ ），基准时钟频率为10MHz（ $R=10$ ）。环路带宽为40kHz。值得一提的是，由于采用了凌力尔特公司超低噪声和杂散的PLL IC LTC6945，所以这里测得了世界级的杂散噪声电平。

产生基准杂散的原因

在稳态操作中PLL被锁定，而且从理论上讲，在每个PFD周期中不再需要占用图1示出的ICP_UP和ICP_DN电流源。然而，这么做将在环路响应中产生一个“死区”，因为在小信号环路增益（实际上是一个开环）中存在显著的下降。该死区通过强制ICP_UP和ICP_DN在每个PFD周期中产生极窄的脉冲来消除。此类脉冲通常被称为防反冲脉冲。这会在 f_{PFD} 及其谐波处的VCO调谐电压上产生能量分量。因为这些频率在正确设计的PLL环路带宽之外，所以负反馈无法抵消这些脉冲。然后，VCO受到这些能量分量的频率调制（FM），相关的杂散噪声出现在 f_{PFD} 及其谐波上，所有噪声都以LO为中心。

在防反冲脉冲之间，充电泵电流源关断（三态）。当处于三态时，充电泵有一定的固有泄漏电流。在有源环路滤波器中会采用一个运算放大器（如图7所示），该运算放大器的输入偏置和失调电流会引入另一个泄漏电流源。这些不想要的电流合起来，无论是提供还是吸收，都会在环路滤波器两端引起电压漂移，从而在VCO调谐电压中引起漂移。负反馈环路在每个PFD周期中从充电泵引入一个单极性电流脉冲，这样平均调谐电压就能使VCO产生正确频率，

从而可以矫正这种异常情况。这些脉冲在 f_{PFD} 上产生能量，如前所述，这也会引起以LO为中心的杂散以及 f_{PFD} 和其谐波的频率偏移。

在整数N PLL中，由于系统频率步进大小的要求，常常选择相对较小的 f_{PFD} 。这意味着，与PFD周期相比，防反冲脉冲宽度极小，尤其是采用目前的高速IC技术时。因此，大的泄漏电流使得总的充电泵脉冲变成单极性，而且往往是基准杂散噪声的主要原因。这种现象后面将进行更深入的讨论。

基准杂散噪声对系统性能的影响

在特定通信频带中，有多个占用相等带宽的通道。在所有通道中，两个相邻通道中心频率之间的间隔是相等的，而且以通道间隔表示。由于一些原因，任何两个相邻通道信号强度之间常常有较大变化。

在多通道无线通信系统中，一种典型情况是，较强的通道与所需要但较弱的通道相邻，如图4所示。图中仅显示了其中一个所关注的LO基准杂散噪声。

在整数N PLL中，通常选择等于通道间隔的 f_{PFD} ，这意味着基准杂散噪声的位置与LO的距离等于通道间隔。这些杂散噪声将所有相邻和附近的通道转换到中频（ f_{IF} ）以及LO的中心，将所需要的通道混频到同一频率上。这些不想要的通道，与想要通道中的信号是不相关的，成为叠加到想要信号上的升高噪声层，限制了信噪比。

泄漏电流与基准杂散噪声之间的关系

以数学方法预测PLL IC的相位噪声大小相对简单，可以通过计算准确地确定。然而，基准杂散噪声大小的预测一直以来都被认为是复杂的。本节利用简单的计算，得出一种准确预测泄漏电流导致的基准杂散噪声大小的方法。

（未完待续）

无源环路滤波器举例

一个采用典型无源环路滤波器的PLL系统如图5所示,其中包括以 I_{Leakage} 表示的电流源,代表充电泵的泄漏电流。假定PLL是锁定的,那么 I_{Leakage} 在充电泵关断时,减少了CP保持的电量。当充电泵每PFD周期接通一次时,ICP_UP通过加上一个短的电脉冲,补充CP损失的电量。反馈强制

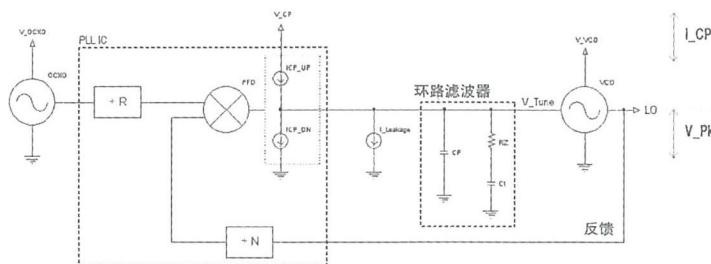


图5 采用无源环路滤波器的PLL系统, I_{Leakage} 代表充电泵泄漏电流

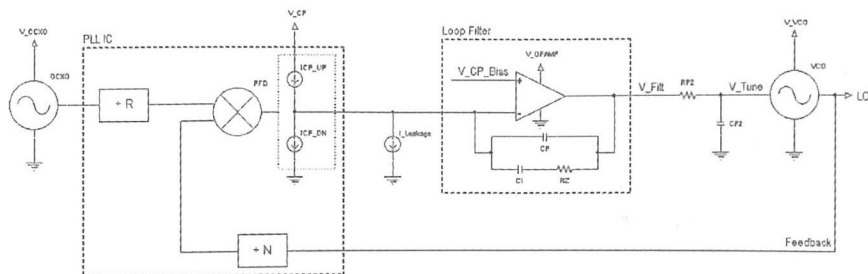


图7 采用有源环路滤波器的PLL系统, I_{Leakage} 代表充电泵和运算放大器的泄漏电流

V_{Tune} ($V_{\text{Tune_Avg}}$) 端的平均电压恒定,从而保持正确的LO频率。图6以图形说明了这个过程。

要推导所得杂散噪声,需要对环路稳定性的要求有所了解,首先是LBW限制。PLL系统的LBW设计为至少比 f_{PFD} 少10倍:

$$LBW \leq \frac{f_{\text{PFD}}}{10}$$

这意味着, PFD周期为:

$$T_{\text{PFD}} = \frac{1}{f_{\text{PFD}}} \text{ and, hence, } LBW \leq \frac{1}{10 \cdot T_{\text{PFD}}}$$

为了建立具有大量相位裕度的稳定环路,在环路中插入一个由图5中 R_z 和 C_1 组成的零点,位置大约在1/3 LBW处。

$$\text{Zero Location} \approx \frac{LBW}{3} = \frac{1}{2\pi\tau_z} \Rightarrow LBW \approx \frac{3}{2\pi\tau_z}, \text{ where } \tau_z = R_z \cdot C_1$$

在最后一个等式中用 T_{PFD} 替代LBW,产生

$$\frac{3}{2\pi\tau_z} \leq \frac{1}{10 \cdot T_{\text{PFD}}}, \text{ or } T_{\text{PFD}} \leq \frac{2\pi}{30} \tau_z$$

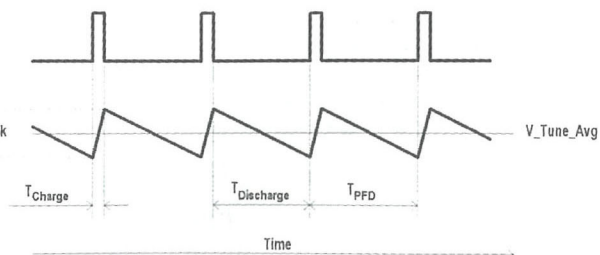


图6 CP通过 I_{Leakage} 放电, 每PFD周期再通过ICP_UP充电

这意味着, PFD周期几乎是比零点 τ_z 时间常数短5倍。这表明, 在一个 T_{PFD} 周期中 C_p 两端产生的纹波大多不会被 C_1 看到。闭环带宽LBW近似等于开环增益的单位增益交叉点 (unity crossing)。既然该零点位于环路带宽

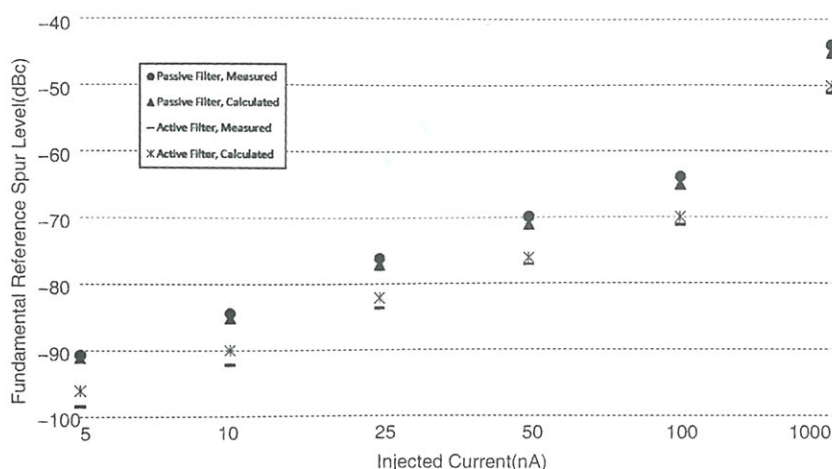


图8 采用有源和无源环路滤波器时, 所测得和所计算的基频基准杂散噪声比较

表1 用来产生图8比较数据的PLL系统之细节

无源滤波器		有源滤波器
PLL IC	凌力尔特的 LTC6945, 6GHz整数N合成器	凌力尔特的 LTC6945, 6GHz整数N合成器
运算放大器	无	凌力尔特公司的 LT1678, 低噪声、轨至轨 精确运算放大器
VCO	Crystek的 CVC055CL- 0902-0928, 902MHz至 928MHz VCO	RFMD的 UMS-1400- A16-G, 700MHz~ 1400MHz VCO
C_p (nF)	8.2	22
f_{PFD} (kHz)	250	250
K_{VCO} (MHz/V)	18	63
LBW (kHz)	7	7.6
R_{p2} (Ω)	无	100
C_{p2} (nF)	无	13.3

之内(位于开环增益单位增益交叉点的1/3处), 那么 C_1 两端的电压由负反馈决定, 而且在大多数情况下等于DC值。

实事求是地讲, 在图6所示的PFD周期中, 仅 C_p 在放电和充电。

如果用一个恒定电流源 I 给电容器 C 充电和放电, 那么经过一段给定的时间 ΔT , 该电容器两端的电压由以下等式给出:

$$\Delta V = I \frac{\Delta T}{C}.$$

为了在LO端保持固定输出频率,

图6中放电周期发生的电压下降等于充电周期的电压上升。也就是:

$$V_{Pk-Pk} = \frac{I_{Leakage} \cdot T_{Discharge}}{C_p} = \frac{I_{CP} \cdot T_{Charge}}{C_p},$$

其中, T_{Charge} 是充电泵电流在每个PFD周期工作的时间。

充电泵电流 I_{CP} 的大小通常在mA范围, $I_{Leakage}$ 的大小通常在nA范围, 这意味着:

$$T_{Charge} \ll T_{PFD} \text{ and } T_{Discharge} \approx T_{PFD}.$$

这表明, C_p 两端的纹波电压可以用锯齿波表示。

为了研究这种锯齿波对LO信号频谱的影响, 而且既然该波形是一种周期函数, 那么该锯齿波可以用傅立叶级数分析分解成其频率分量:

$$\text{Sawtooth Fourier Series} = \text{DC Value} - \frac{V_{Pk-Pk}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2\pi n f t)}{n},$$

其中:

$$V_{Pk-Pk} = \frac{I_{Leakage} \cdot T_{PFD}}{C_p} = \frac{I_{Leakage}}{C_p \cdot f_{PFD}}.$$

其中 $n=1$, 基频峰值为:

$$V_{Pk-Fund} = \frac{I_{Leakage}}{\pi C_p \cdot f_{PFD}},$$

二阶谐波峰值为:

$$V_{Pk-2ndHar} = \frac{I_{Leakage}}{2\pi C_p \cdot f_{PFD}}$$

等等。

在图6中等于 V_{Tune_Avg} 的DC值按照所要求的LO频率由负反馈设定。然而, AC组件通过VCO的调谐引脚对VCO进行频率调制, 调谐灵敏度为 K_{VCO} , 结果产生了以 f_{PFD} 为基频的双边带杂散噪声。附录导出了以下等式, 稍后会用到这个等式。

$$\frac{\text{Sideband}}{\text{Carrier}} = 20 \log_{10} \left(\frac{K_{VCO} \cdot E_m}{2f_m} \right).$$

因为 f_{PFD} 是基频和最低频率分量, 按照设计, 至少比开环增益的0dB交叉点高10倍。在这些AC分量的负反馈影响是微不足道。

为了算出基频基准杂散噪声与载波的功率比, 设 $f_m = f_{PFD}$ 、 $E_m = V_{Pk-Fund}$ 和

$$\frac{\text{Ref_Spur_Fund}}{\text{Carrier}} = 20 \log_{10} \left(\frac{K_{VCO} \cdot I_{Leakage}}{2\pi C_p \cdot f_{PFD}^2} \right), \text{dBc}.$$

就二阶谐波基准杂散噪声而言,

$$f_m = 2f_{PFD}, E_m = V_{Pk-2ndHar} \text{ 且}$$

$$\frac{\text{Ref_Spur_2ndHar}}{\text{Carrier}} = 20 \log_{10} \left(\frac{K_{VCO} \cdot I_{leakage}}{8\pi C_p \cdot f_{PFD}^2} \right), \text{dBc}.$$

用类似方法可以算出针对较高阶谐波的比值。

有源环路滤波器举例

图7显示了一个围绕运放建立的有源环路滤波器例子。 $I_{Leakage}$ 表示充电泵和运放的泄露电流之和。既然环路滤波器具有类似的结构, 所以这里运用了与无源滤波器例子中相同的方法。在运放的输出端增加由 R_{p2} 和 C_{p2} 组成的极点, 以将该器件的噪声贡献限制在LBW的15或20倍以外, 这可降低VCO调谐节点处的锯齿波信号幅度。应该提到的是, C_{p2} 包括VCO调谐端口的输入电容。

锯齿波信号经过低通滤波, 低通滤波的等式可以用拉普拉斯变换域(Laplace Transform domain)的基本分压等式得出, 并可表示为:

表2 预测直至三阶谐波的基准杂散噪声的公式

环路滤波器类型	无源	有源
参考	图 5	图 7
$\frac{Ref_Spur_Fund}{Carrier} (dBc)$	$20 \log_{10} \left(\frac{K_{VCO} \cdot I_{Leakage} \cdot \left \frac{V_{Tune}}{V_{Filt}} \right _1}{2\pi C_P \cdot f_{PFD}^2} \right)$	
$\left \frac{V_{Tune}}{V_{Filt}} \right _1$	1	$\left \frac{1}{1 + j2\pi \cdot f_{PFD} \cdot R_{P2} \cdot C_{P2}} \right $
$\frac{Ref_Spur_2ndHar}{Carrier} (dBc)$	$20 \log_{10} \left(\frac{K_{VCO} \cdot I_{Leakage} \cdot \left \frac{V_{Tune}}{V_{Filt}} \right _2}{8\pi C_P \cdot f_{PFD}^2} \right)$	
$\left \frac{V_{Tune}}{V_{Filt}} \right _2$	1	$\left \frac{1}{1 + j4\pi \cdot f_{PFD} \cdot R_{P2} \cdot C_{P2}} \right $
$\frac{Ref_Spur_3rdHar}{Carrier} (dBc)$	$20 \log_{10} \left(\frac{K_{VCO} \cdot I_{Leakage} \cdot \left \frac{V_{Tune}}{V_{Filt}} \right _3}{18\pi C_P \cdot f_{PFD}^2} \right)$	
$\left \frac{V_{Tune}}{V_{Filt}} \right _3$	1	$\left \frac{1}{1 + j6\pi \cdot f_{PFD} \cdot R_{P2} \cdot C_{P2}} \right $

$$\left| \frac{V_{Tune}}{V_{Filt}} \right| = \left| \frac{1}{1 + j2\pi f \cdot R_{P2} \cdot C_{P2}} \right|,$$

其中 f 代表频率, 单位为Hz。

锯齿波信号的傅立叶级数分量自然会根据其频率不同而受到不同的影响。基准杂散噪声与载波之比变为:

$$\frac{Ref_Spur_Fund}{Carrier} = 20 \log_{10} \left(\frac{K_{VCO} \cdot I_{Leakage} \cdot \left| \frac{V_{Tune}}{V_{Filt}} \right|_1}{2\pi C_P \cdot f_{PFD}^2} \right), dBc, \text{ where}$$

$$\left| \frac{V_{Tune}}{V_{Filt}} \right|_1 = \left| \frac{1}{1 + j2\pi \cdot f_{PFD} \cdot R_{P2} \cdot C_{P2}} \right|,$$

$$\frac{Ref_Spur_2ndHar}{Carrier} = 20 \log_{10} \left(\frac{K_{VCO} \cdot I_{Leakage} \cdot \left| \frac{V_{Tune}}{V_{Filt}} \right|_2}{8\pi C_P \cdot f_{PFD}^2} \right), dBc, \text{ where}$$

$$\left| \frac{V_{Tune}}{V_{Filt}} \right|_2 = \left| \frac{1}{1 + j4\pi \cdot f_{PFD} \cdot R_{P2} \cdot C_{P2}} \right|, \text{ and so on.}$$

该理论的实验室验证

我们在实验室中再现了图5和图7所示的PLL系统。用一个精确的电源仪表在充电泵节点处引入外部电流, 以清除由系统固有泄漏引起的内在基频基准杂散噪声。然后, 额外给环路注入特定大小的电流, 同时测量基频基准杂散噪声的大小。图8比较了对两种类型的滤波器所测得和所计算的。在仪器准

确度和组件容限范围内, 所测得和所计算的数字是一致的。

表1给出了用来产生图8测量结果的PLL系统的更多细节。

结果汇总

表2汇总了本文得出的等式。

结论

在RF系统设计中, 整数N PLL的工作原理和非理想性是重要课题。基准杂散噪声可能对系统总体性能造成显著的负面影响。一种简单但准确的、预测PLL泄漏电流引起的基准杂散噪声的模型可能成为有用的工具, 可以节省时间, 并减少电路板修改次数。运用本文列举的电路得到的测量值验证了推导出的模型的准确性。

附录: 用窄带FM等式推导出的杂散噪声与载波之比

考虑以LO频率 f_c (单位: Hz) 为中心的FM信号。该信号可以表示为:

$$e(t) = E_c \cos(2\pi f_c t + \theta(t)),$$

其中 E_c 是 $e(t)$ (单位: V) 的峰值幅度。

$e(t)$ 的瞬时频率为:

$$\omega_{inst} = \frac{d}{dt}(2\pi f_c t + \theta(t)) = 2\pi f_c + \theta'(t), \text{ rad/sec.}$$

既然 $e(t)$ 是一个FM信号, 那么调制信号 $e_m(t)$ 按照以下等式调制 $e(t)$ 的瞬时频率:

$$\theta'(t) = K e_m(t), \text{ rad/sec,}$$

其中 K 是频率灵敏度偏移, 单位为

rad/(sec·V)。

$\theta(t) = \int_0^t \theta'(t) dt = \int_0^t K e_m(t) dt = K \int_0^t e_m(t) dt$ 。
就本文而言, 调制信号是一个音调——锯齿波傅立叶级数的分量之一, 由以下等式给出:

$$e_m(t) = E_m \cos(2\pi f_m t),$$

其中 E_m 是 $e_m(t)$ 的峰值幅度, 单位为V, f_m 是其频率, 单位为Hz。

这意味着, $e(t)$ 相位随时间变化的分量是:

$$\theta(t) = K \int_0^t E_m \cos(2\pi f_m t) dt = \frac{K \cdot E_m}{2\pi f_m} \sin(2\pi f_m t) = \frac{2\pi K_{VCO} \cdot E_m}{2\pi f_m} \sin(2\pi f_m t),$$

其中 K_{VCO} 的单位为Hz/V, 是用来产生 $e(t)$ 的VCO之调谐灵敏度。

定义 m 为调制指数,

$$\theta(t) = \frac{K_{VCO} \cdot E_m}{f_m} \sin(2\pi f_m t) = m \cdot \sin(2\pi f_m t), \text{ where } m = \frac{K_{VCO} \cdot E_m}{f_m}.$$

然后, $e(t)$ 可以表示为:

$$e(t) = E_c \cos(2\pi f_c t + m \cdot \sin(2\pi f_m t)).$$

用一些基本的三角恒等式进行扩展, 得出:

$$e(t) = E_c \cos(2\pi f_c t) \cdot \cos(m \cdot \sin(2\pi f_m t)) - E_c \sin(2\pi f_c t) \cdot \sin(m \cdot \sin(2\pi f_m t)).$$

就产生基准杂散噪声而言, m 远小于1。这意味着:

$$\cos(m \cdot \sin(2\pi f_m t)) \approx 1$$

$$\text{and } \sin(m \cdot \sin(2\pi f_m t)) \approx m \cdot \sin(2\pi f_m t).$$

然后

$$e(t) \approx E_c \cos(2\pi f_c t) - m \cdot E_c \sin(2\pi f_c t) \cdot \sin(2\pi f_m t),$$

或者

$$e(t) = E_c \cos(2\pi f_c t) + \frac{1}{2} m \cdot E_c (\cos(2\pi(f_c + f_m)t) - \cos(2\pi(f_c - f_m)t)),$$

这是一个窄带FM信号, 由频率为 f_c 的载波和两个以载波为中心并位于 $\pm f_m$ 的边带组成。

根据最后的 $e(t)$ 表达式, 以dBc为单位的边带与载波功率之比由如下等式给出:

$$\frac{Sideband}{Carrier} = 20 \log_{10} \left(\frac{m}{2} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{K_{VCO} \cdot E_m}{2 f_m} \right).$$

REVIEW