

乘法器与调制器

作者: James Bryant

虽然许多有关调制的描述都将其描绘成一种乘法过程,但实际情况更为复杂。

首先,为清晰起见,若信号 $A_s \cos(\omega_s t)$ 和未调制的载波 $\cos(\omega_c t)$ 施加于理想乘法器的两路输入,则我们将得到一个调制器。这是因为两个周期波形 $A_s \cos(\omega_s t)$ 和 $A_c \cos(\omega_c t)$ 施加于乘法器(为便于分析,假定比例因子为 1 V)输入端,产生的输出为:

$$V_o(t) = \frac{1}{2} A_s A_c [\cos((\omega_s + \omega_c)t) + \cos((\omega_s - \omega_c)t)]$$

若载波 $A_c \cos(\omega_c t)$ 幅度为 1 V ($A_c = 1$), 则该式进一步简化为:

$$V_o(t) = \frac{1}{2} A_s [\cos((\omega_s + \omega_c)t) + \cos((\omega_s - \omega_c)t)]$$

但在大多数情况下,调制器是执行此功能更好的电路。调制器(用来改变频率的时候也称为混频器)与乘法器密切相关。乘法器的输出是其输入的瞬时积。调制器的输出是该调制器其中一路输入的信号(称为信号输入)和另一路输入的信号符号(称为载波输入)的瞬时积。图 1 显示了调制函数的两种建模方法:作为放大器使用,通过载波输入上的比较器输出切换正增益和负增益;或者作为乘法器使用,并在其载波输入和其中一个端口之间放置一个高增益限幅放大器。两种架构都可用来形成调制器,但开关放大器架构(用于 AD630 平衡调制器中)运行较慢。大多数高速 IC 调制器含有一个跨导线性乘法器(基于吉尔伯特单元),并在载波路径上有一个限幅放大器,用来过驱其中一路输入。该限幅放大器可能具有高增益,允许低电平载波输入——或者具有低增益和干净的限幅特性,从而要求相对较大的载波输入以正常工作。详细信息请参考数据手册。

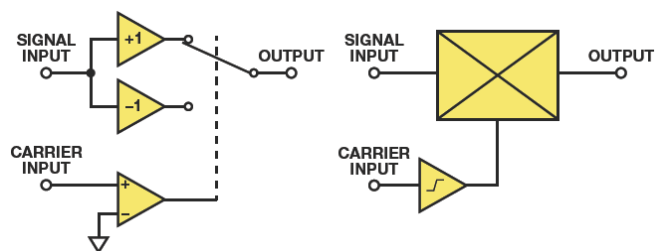


图 1. 调制函数的两种建模方法

出于某些原因,我们使用调制器而非乘法器。乘法器的两个端口均为线性,因此载波输入的任何噪声或调制信号都会与信号输入相乘,降低输出;同时,大多数情况下可忽略调制器载波输入的幅度变动。二阶特性会导致载波输入的幅度噪声影响输出,但最好的调制器都会尽可能减少这种影响,因此不纳入本文的讨论范围。简单的调制器模型使用由载波驱动的开关。(理想)开路开关具有无限大的电阻和零热噪声电流,且(理想)闭合开关具有零电阻和零热噪声电压;因此,虽然调制器的开关并非理想,但相比乘法器而言,调制器依然具有较低的内部

噪声。另外,比起乘法器,设计与制造类似的高性能、高频率调制器也更为简便。

与模拟乘法器相同,调制器将两路信号相乘;但与模拟乘法器不同的是,调制器的乘法运算是非线性的。当载波输入的极性为正时,信号输入乘以+1;而当极性为负时,则乘以-1。换言之,信号乘以载波频率下的方波。

频率为 $\omega_c t$ 的方波可使用傅里叶序列的奇次谐波表示:

$$K[\cos(\omega_c t) - 1/3\cos(3\omega_c t) + 1/5\cos(5\omega_c t) - 1/7\cos(7\omega_c t) + \dots]$$

对该序列求和: $[+1, -1/3, +1/5, -1/7 + \dots]$ 其值为 $\pi/4$ 。因此, K 数值为 $4/\pi$, 这样当正直流信号施加到载波输入时,平衡调制器可作为单位增益放大器使用。

载波幅度并不重要,只要它足够大,可驱动限幅放大器即可;因此,由信号 $A_s \cos(\omega_s t)$ 和载波 $\cos(\omega_c t)$ 驱动的调制器产生的输出即为信号与载波平方的乘积:

$$\begin{aligned} & 2A_s/\pi [\cos(\omega_s + \omega_c)t + \cos(\omega_s - \omega_c)t - \\ & 1/3\{\cos(\omega_s + 3\omega_c)t + \cos(\omega_s - 3\omega_c)t\} + \\ & 1/5\{\cos(\omega_s + 5\omega_c)t + \cos(\omega_s - 5\omega_c)t\} - \\ & 1/7\{\cos(\omega_s + 7\omega_c)t + \cos(\omega_s - 7\omega_c)t\} + \dots] \end{aligned}$$

该输出包含下列项的频率之和与频率之差:信号与载波、信号与载波的所有奇次谐波。理想的完美平衡调制器中不存在偶次谐波乘积。然而在真实调制器中,载波端口的残余失调会导致低电平偶次谐波乘积。在许多应用中,低通滤波器(LPF)可滤除高次谐波乘积项。请记住, $\cos(A) = \cos(-A)$, 因此 $\cos(\omega_m - N\omega_c)t = \cos(N\omega_c - \omega_m)t$, 并且无需担心“负”频率。滤波处理后,调制器输出可计算如下:

$$2A_s/\pi [\cos(\omega_s + \omega_c)t + \cos(\omega_s - \omega_c)t]$$

它和乘法器输出的表达式一致,只是增益稍有不同。在实际系统中,增益采用放大器或衰减器进行归一化,因此此处无需考虑不同系统的理论增益。

在简单的应用中,显然使用调制器优于使用乘法器,但如何定义“简单”?调制器用作混频器时,信号与载波分别为频率等于 f_i 和 f_c 的简单正弦波,未经滤波处理的输出包含频率和 $(f_i + f_c)$ 与频率差 $(f_i - f_c)$, 以及信号与载波奇次谐波的频率和与频率差 $(f_i + 3f_c)$ 、 $(f_i - 3f_c)$ 、 $(f_i + 5f_c)$ 、 $(f_i - 5f_c)$ 、 $(f_i + 7f_c)$ 、 $(f_i - 7f_c)$...。经 LPF 滤波之后,预计仅得到基波项 $(f_i + f_c)$ 和 $(f_i - f_c)$ 。

然而,若 $(f_i + f_c) > (f_i - 3f_c)$, 将无法使用简单的 LPF 区分基波与谐波项,因为某个谐波项的频率低于某个基波项。这并非属于简单的情况,因此需进一步分析。

如果假设信号包含单一频率 f_i , 或假设信号更复杂,分布在频段 f_1 至 f_2 中,则我们便可分析调制器的输出频谱,如下图所示。假设完美平衡的调制器不存在信号泄漏、载波泄漏或失真,则输出不含输入项、载波项和杂散项。输入以黑色表示(或在输出图中以浅灰色表示,哪怕实际上并不存在)。

图 2 显示输入——位于 f_1 至 f_2 频段内的信号，以及频率为 f_c 的载波。乘法器不含下列奇次载波谐波： $1/3(3f_c)$ 、 $1/5(5f_c)$ 、 $1/7(7f_c)$...，以虚线表示。请注意，小数 $1/3$ 、 $1/5$ 和 $1/7$ 表示幅度，而非频率。

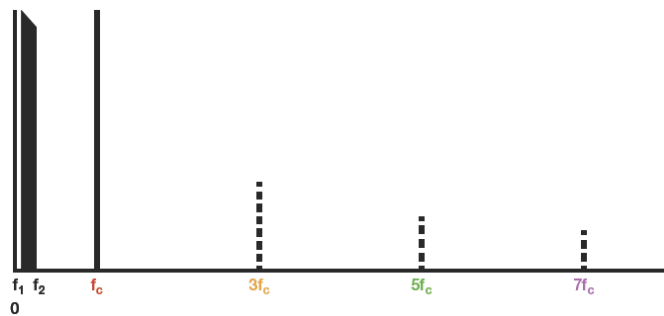


图 2. 输入频谱，显示信号输入、载波和奇次载波谐波

图 3 显示乘法器或调制器的输出，以及截止频率为 $2f_c$ 的 LPF。

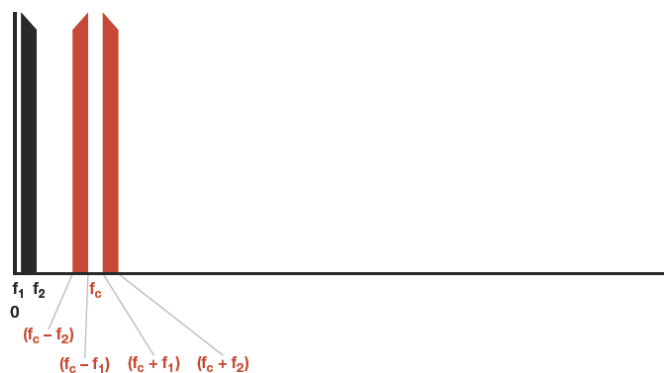


图 3. 使用 LPF 的乘法器或调制器输出频谱

图 4 显示未经滤波处理的调制器输出（但不含 $7f_c$ 以上的谐波项）。

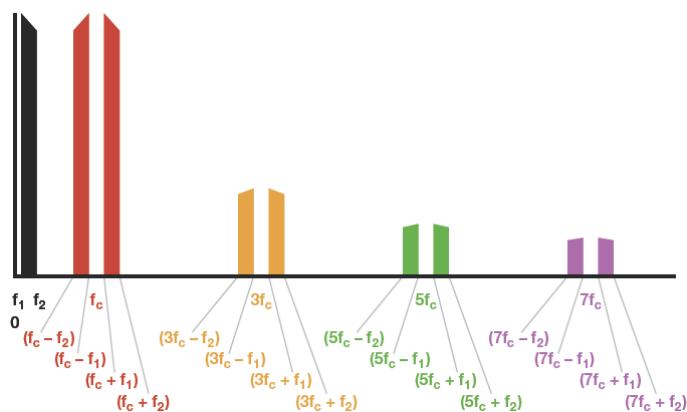


图 4. 未经滤波处理的调制器输出频谱。

若信号频带 (f_1 至 f_2) 位于奈奎斯特频带（直流至 $f_c/2$ ）内，则截止频率高于 $2f_c$ 的 LPF 将使调制器具有与乘法器相同的输出频谱。若信号频率高于奈奎斯特频率，则情况更复杂。

图 5 显示信号频带正好低于 f_c 时将发生的情况。依然有可能分离谐波项和基波项，但此时需使用具有陡峭滚降特性的 LPF。

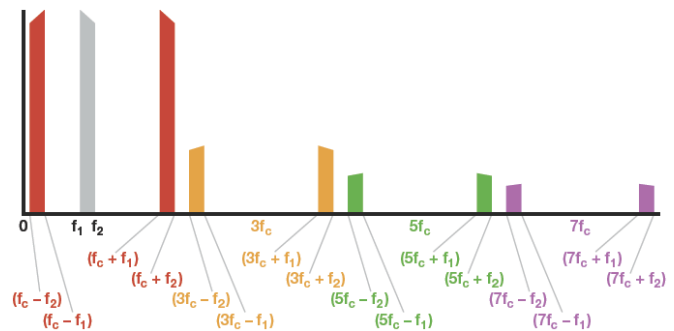


图 5. 信号大于 $f_c/2$ 时的输出频谱

图 6 显示由于 f_c 位于信号通带内，谐波项叠加 ($3f_c - f_1$) < ($f_c + f_1$)，因此基波项不再能够通过 LPF 与谐波项分离。所需信号此时必须通过带通滤波器(BPF)进行选择。

所以，虽然调制器在大部分变频应用中优于线性乘法器，但设计实际系统时必须考虑到它们的谐波项。

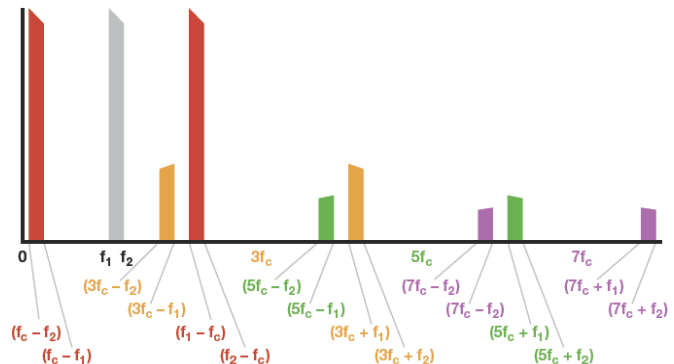


图 6. 信号超过 f_c 时的输出频谱。

参考文献

Analog Dialogue

Brandon, David. “[Multichannel DDS Enables Phase-Coherent FSK Modulation](#).” *Analog Dialogue*, Volume 44, Number 4, 2010.

Gilbert, Barrie. “[Considering Multipliers \(Part 1\)](#).” *Analog Dialogue*, Volume 42, Number 4, 2008.

Product Pages

[Mixers/Multipliers](#)

[Multipliers/Dividers](#)

[Modulators/Demodulators](#)

FAQs

[Multipliers and Modulators](#)

[Caveat Emptor](#)

Tutorials

[MT-079: Analog Multipliers](#)

[MT-080: Mixers and Modulators](#)

作者简介

James Bryant [james@jbryant.eu] 从 1982 年起担任 ADI 欧洲地区的应用经理，拥有利兹大学物理与哲学学位。他还是注册工程师(C.Eng.)、欧洲注册工程师(Eur.Eng.)、电机工程师协会会员(MIEE)以及对外广播新闻处(FBIS)会员。除了热情钻研工程学外，他还是一名无线电爱好者，他的呼叫代号是 G4CLF。

