

图示浅析正交上下变频

2012 年 8 月 29 日 版本 1.0

首先回忆发射机的上变频过程。设 $I(t)$ 和 $Q(t)$ 分别为基带信号的同相分量和正交分量，载频 ω_c ，那么正交上变频的信号（带通信号） $S(t)$ 产生方法如图 1-1 所示。

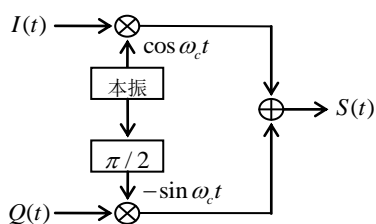


图 1-1. 正交上变频

上变频的数学表达为

$$S(t) = I(t)\cos\omega_c t - Q(t)\sin\omega_c t$$

为了解释方便，假设信道为冲击响应且加性高斯白噪声可忽略，即 $r(t) = S(t)$ ，接收机的下变频过程是从 $r(t)$ 中恢复出 $I(t), Q(t)$ 的估计值 $\hat{I}(t), \hat{Q}(t)$ 的过程。如图 1-2 所示。下文推导 $\hat{I}(t), \hat{Q}(t)$ 与 $I(t), Q(t)$ 的关系。

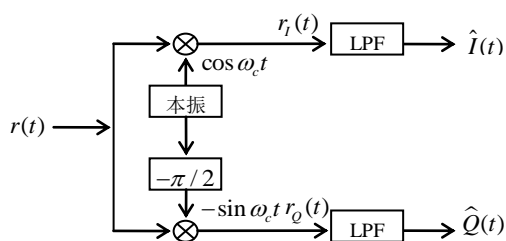


图 1-2. 下变频过程

$$\begin{aligned} r_I(t) &= [I(t)\cos\omega_c t - Q(t)\sin\omega_c t]\cos\omega_c t \\ &= \frac{1}{2}I(t)[\cos 2\omega_c t + 1] - \frac{1}{2}Q(t)\sin 2\omega_c t \\ &= \frac{1}{2}I(t) + \frac{1}{2}I(t)\cos 2\omega_c t - \frac{1}{2}Q(t)\sin 2\omega_c t \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
r_Q(t) &= [I(t) \cos \omega_c t - Q(t) \sin \omega_c t] [-\sin \omega_c t] \\
&= \frac{1}{2} I(t) \sin 2\omega_c t - \frac{1}{2} Q(t) (\cos 2\omega_c t - 1) \\
&= \frac{1}{2} Q(t) + \frac{1}{2} I(t) \sin 2\omega_c t - \frac{1}{2} Q(t) \cos 2\omega_c t
\end{aligned}$$

由于 $r_I(t)$, $r_Q(t)$ 在含有 $I(t), Q(t)$ 成分的同时, 还含有高频分量, 因此利用低通滤波器 (LPF) 滤除这些高频分量, 在不考虑噪声的情况下, 只需要带宽为 $|\omega| < \omega_c$ 的理想低通滤波器即可。

$$H(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| < \omega_c \\ 0, & |\omega| \geq \omega_c \end{cases}$$

实际上, 由于信号的最高频率远小于载频, 因此为了滤除信号频带外的高斯白噪声的影响, 需要尽量降低通带的带宽。设信号最高频率为 ω_h , 则:

$$H(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| < \omega_h \\ 0, & |\omega| \geq \omega_h \end{cases}$$

从而得到:

$$\begin{aligned}
\hat{I}(t) &= [r_I(t)]_{LPF} = \frac{1}{2} I(t) \\
\hat{Q}(t) &= [r_Q(t)]_{LPF} = \frac{1}{2} Q(t)
\end{aligned}$$

只要能够获得理想的低通滤波器, 那么在接收端可以获得 $I(t), Q(t)$ 的原始信息。

图 1-1 和图 1-2 只是简明的原理图, 由于理想低通滤波器无法实现, 且高阶滤波器运算量过大, 在实际的软件无线电中, 一般多级抽取、滤波实现下变频, 多级内插、滤波的方法实现上变频, 并考虑采用低复杂度的滤波器, 如 CIC 滤波器。另外, 理想滤波器被脉冲成型和匹配滤波所代替, 在发射端, 用升根余弦等旁瓣较小的波形代替矩形成型, 在接收端, 用同样的波形进行相关操作, 收集能量。在最佳采样处, 可以获得与矩形成型一致的最大信噪比。(高斯信道下)。

此种模型下的收发机结构叫最佳接收机或者相关-仿形接收机。如图 1-3。

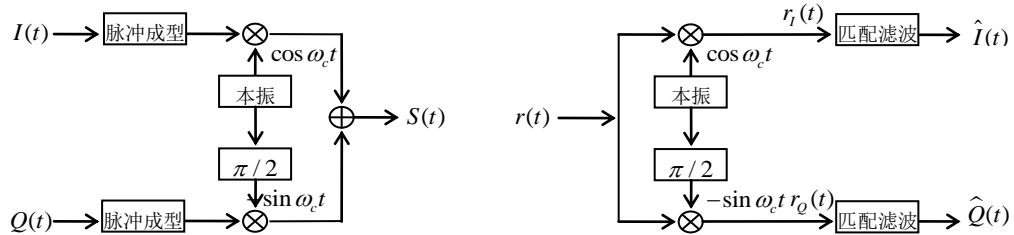


图 1-3.相关——仿形接收机