掩码键控正交频分复用调制技术文档

掩码键控的正交频分复用调制技术思路为由磁屏蔽模块产生 OFDM 信号，由机械天线产生低频载波信号，二者在空间中相乘实现上变频产生射频信号向外辐射。如图 1 所示的传统上变频方法由于 OFDM 信号占用带宽远大于机械天线载波频率，上变频将产生频谱混叠无法通过带通滤波器滤除下边带。由此，本项目采用和差化积算法实现上变频，如图 2 所示，该方法无需带通滤波即可仅产生上边带，无频谱混叠。

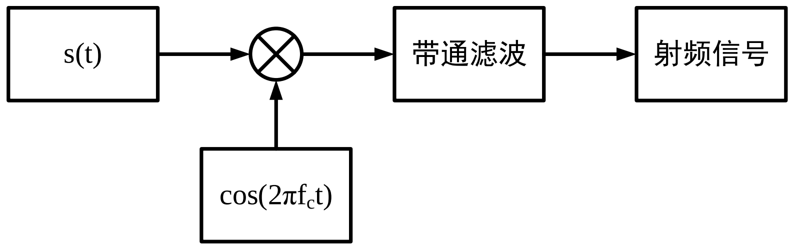

图 1 传统上变频方式

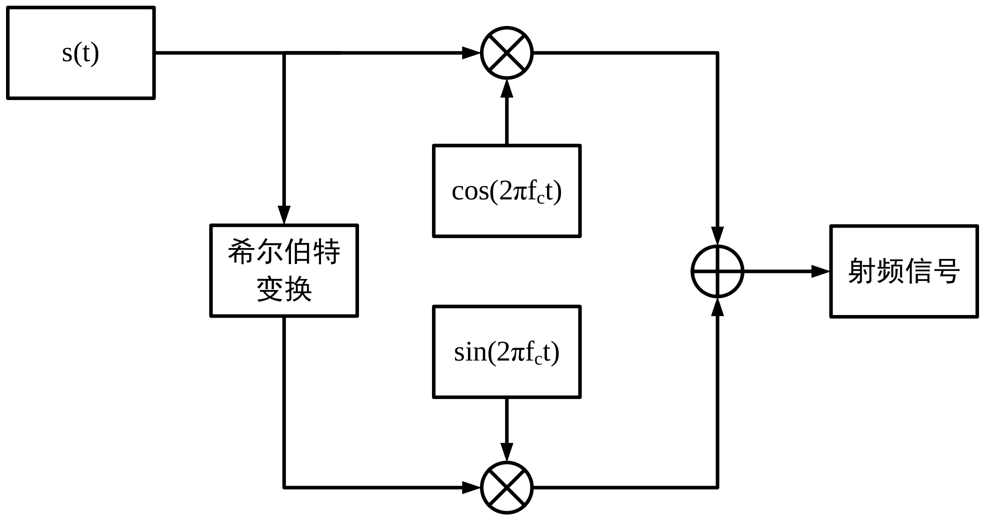

图 2 基于和差化积的上变频方式

1、机械天线实现 OFDM 的基本思想

对于一个持续时间为 T 的 OFDM 信号，其载波间隔为$\Delta f=1/T$。假设 OFDM 系统中有 N 个子信道，每个子信道采用的子载波$x_k(t)$为

$$x_k(t)=B_k\cos(2\pi f_k t+\varphi_k),k=0,1,\ldots,N-1$$

第k路子载波频率f_k满足$f_k=f_0+k\Delta f,k=0,1,\ldots,N-1$，其中$f_0$为载波频率。在此系统中 N 路子信号之和可表示为：

$$e(t)=\sum_{k=0}^{N-1}x_k(t)=\sum_{k=0}^{N-1}B_k\cos(2\pi f_k t+\varphi_k)$$

机械天线可以借助磁屏蔽层对磁场信号的衰减产生 OFDM 信号，由于磁屏蔽层无法对磁场信号实现反向，故要求 OFDM 信号应满足$e(t)\geq 0$。因此机械天线产生的 OFDM 信号应表示为：

$$e(t)=K+\sum_{k=0}^{N-1}x_k(t)=K+\sum_{k=0}^{N-1}B_k\cos(2\pi f_k t+\varphi_k)$$

机械天线在向外辐射电磁信号时，需要将高频基带信号 f_c 承载在低频载波信号上。假设低频载波信号$c(t)$频率为f_c、初始相位为φ_0，则机械天线的发送信号可以表示为：

$$s(t)=e(t)\cdot c(t)=\left[K+\sum_{k=0}^{N-1}B_k\cos(2\pi f_k t+\varphi_k)\right]\cdot\cos\,(2\pi f_c t+\varphi_0)$$

受到机械结构限制，旋转永磁体式机械天线可产生的载波信号频率通常在 200 Hz 以内。当机械天线在传输高速信号时，基带调制信号$e(t)$占用带宽将远大于机械天线载波频率f_c，因此在接收端直接采用相干解调时将会产生严重的频谱混叠，导致解调信号严重畸变。

为解决上述问题，避免频谱混叠，考虑引入两路正交信号，将低频载波分量f_c合并到子载波频率f_k中。假设机械天线阵由两路独立天线组成，两路天线发送相同的二进制序列，但产生的子载波和低频载波相互正交，即两路天线产生的信号可表示为：

$$\begin{cases}s_1(t)=\left[K+\sum_{k=0}^{N-1}B_k\cos(2\pi f_k t+\varphi_k)\right]\cdot\cos(2\pi f_c t+\varphi_0)\\ s_2(t)=\left[K+\sum_{k=0}^{N-1}B_k\sin(2\pi f_k t+\varphi_k)\right]\cdot\sin(2\pi f_c t+\varphi_0)\end{cases}$$

两路信号在空间中叠加，则二元机械天线阵列辐射出的发送信号可以表示为：

$$\tilde{s}(t)=s_1(t)+s_2(t)$$

$$=\left[K+\sum_{k=0}^{N-1}B_k\cos(2\pi f_k t+\varphi_k)\right]\cdot\cos(2\pi f_c t+\varphi_0)+\left[K+\sum_{k=0}^{N-1}B_k\sin(2\pi f_k t+\varphi_k)\right]\cdot\sin(2\pi f_c t+\varphi_0)$$

$$=\sum_{k=0}^{N-1}B_k\cos[2\pi(f_k-f_c)t+(\varphi_k-\varphi_0)]+K\left[\cos\left(2\pi f_c t+\varphi_0\right)+\sin\left(2\pi f_c t+\varphi_0\right)\right]$$

当 OFDM 载波频率f_0远大于f_c时，发送信号中的低频载波分量在接收端可以使用高通滤波器滤除，除去低频载波分量，令$\widetilde{f_k} = f_k - f_c = f_0 - f_c + k\Delta f = \widetilde{f_0} + k\Delta f$，$\widetilde{\varphi_k} = \varphi_k - \varphi_0$，则发送信号$\tilde{s}(t)$是一个含有 N 路子载波且持续时间为 T 的 OFDM 信号，可以表示为：

$$\tilde{s}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos\left(2\pi \widetilde{f_k} t + \widetilde{\varphi_k}\right) = Re\left\{\left[\sum_{k=0}^{N-1} B_k e^{j(2\pi k\Delta f t + \widetilde{\varphi_k})} g(t)\right] e^{j2\pi \widetilde{f_0} t}\right\}, t \in \left[0, T + T_g\right]$$

其中T_g为保护间隔长度，$g(t) = 1, t \in \left[0, T + T_g\right]$，其他区间为 0。

基于机械天线阵实现 OFDM 调制时，要求阵列数量必须是偶数，阵列以两个天线为基本单位，基本单位中的两天线由磁屏蔽层和旋转永磁体组成，磁屏蔽层负责产生 OFDM 信号，旋转永磁体负责产生低频载波信号，工作时要求两永磁体旋转相位相差$\pi/2$。磁屏蔽层上产生的信号决定了系统的子载波数量N和持续时间T，OFDM 信号的载波频率与相位由磁屏蔽层和旋转永磁体共同决定。从信号产生角度，旋转永磁体负责向外辐射低频电磁信号，从信号调制角度，旋转永磁体只对载波频率产生微小偏置，不改变 OFDM 信号解调方法。

2、载波相位偏移带来的影响

机械天线发送 OFDM 信号需要两路正交载波信号，做如下假设：

(1) OFDM 子载波信号初始相位$\varphi_k = 0$，且两路天线的子载波严格正交；

(2) 低频载波初始相位$\varphi_k = 0$，两路低频载波相位差为$\frac{\pi}{2} + \Delta\varphi$。

则两路天线产生的发送信号可表示为：

$$\begin{cases} s_1(t) = \left[K + \sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos(2\pi f_k t)\right] \cdot \cos(2\pi f_c t) \\ s_2(t) = \left[K + \sum_{k=0}^{N-1} B_k \sin(2\pi f_k t)\right] \cdot \sin(2\pi f_c t + \Delta\varphi) \end{cases}$$

机械天线发送的信号可表示为：

$$s(t) = s_1(t) + s_2(t)$$

$$= \left[K + \sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos(2\pi f_k t)\right] \cdot \cos(2\pi f_c t) + \left[K + \sum_{k=0}^{N-1} B_k \sin(2\pi f_k t)\right] \cdot \sin(2\pi f_c t + \Delta\varphi)$$

$$=\left[K+\sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos(2\pi f_k t)\right]\cdot\cos(2\pi f_c t)+\left[K+\sum_{k=0}^{N-1} B_k \sin(2\pi f_k t)\right]\cdot\sin(2\pi f_c t)\cdot\cos(\Delta\varphi)$$

$$+\left[K+\sum_{k=0}^{N-1} B_k \sin(2\pi f_k t)\right]\cdot\cos(2\pi f_c t)\cdot\sin(\Delta\varphi)$$

当$\Delta\varphi\to 0$时，$\cos(\Delta\varphi)\to 1$，$\sin(\Delta\varphi)$近似$\Delta\varphi$，则发送信号可近似表示为：

$$s(t)\approx\left[K+\sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos(2\pi f_k t)\right]\cdot\cos(2\pi f_c t)+\left[K+\sum_{k=0}^{N-1} B_k \sin(2\pi f_k t)\right]\cdot\sin(2\pi f_c t)$$

$$+\left[K+\sum_{k=0}^{N-1} B_k \sin(2\pi f_k t)\right]\cdot\cos(2\pi f_c t)\cdot\Delta\varphi$$

$$=\sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos[2\pi(f_k-f_c)t]+\sum_{k=0}^{N-1} B_k \sin(2\pi f_k t)\cdot\cos(2\pi f_c t)\cdot\Delta\varphi+K[(1+\Delta\varphi)\cos(2\pi f_c t)+\sin(2\pi f_c t)]$$

除去低频载波分量后，发送信号中还包含干扰信号，干扰信号频谱和 OFDM 信号频谱高度重叠，会严重破坏 OFDM 信号的正交性。

同理可得，假设两路天线的 OFDM 子载波相位差为$\frac{\pi}{2}+\Delta\theta$，当$\Delta\theta\to 0$，发送信号可表示为：

$$s(t)=s_1(t)+s_2(t)$$

$$=\left[K+\sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos(2\pi f_k t)\right]\cdot\cos(2\pi f_c t)+\left[K+\sum_{k=0}^{N-1} B_k \sin(2\pi f_k t+\Delta\theta)\right]\cdot\sin(2\pi f_c t)$$

$$=\left[K+\sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos(2\pi f_k t)\right]\cdot\cos(2\pi f_c t)+\left[K+\sum_{k=0}^{N-1} B_k \sin(2\pi f_k t)\right]\cdot\sin(2\pi f_c t)\cdot\cos(\Delta\theta)$$

$$+\sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos(2\pi f_k t)\cdot\sin(2\pi f_c t)\cdot\sin(\Delta\theta)$$

$$\approx\left[K+\sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos(2\pi f_k t)\right]\cdot\cos(2\pi f_c t)+\left[K+\sum_{k=0}^{N-1} B_k \sin(2\pi f_k t)\right]\cdot\sin(2\pi f_c t)$$

$$+\sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos(2\pi f_k t)\cdot\sin(2\pi f_c t)\cdot\Delta\theta$$

$$=\sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos[2\pi(f_k-f_c)t]+\sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos(2\pi f_k t)\cdot\sin(2\pi f_c t)\cdot\Delta\theta+K[\cos(2\pi f_c t)+\sin(2\pi f_c t)]$$

从公式中可得，子载波相差同样会引入干扰项，导致频谱混叠。

当 OFDM 子载波和低频载波同时存在相位差，且相位差趋于 0 时，发送信

号可表示为：

$$s(t) = s_1(t) + s_2(t)$$

$$= \left[K + \sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos(2\pi f_k t)\right] \cdot \cos(2\pi f_c t) + \left[K + \sum_{k=0}^{N-1} B_k \sin(2\pi f_k t + \Delta\theta)\right] \cdot \sin(2\pi f_c t + \Delta\varphi)$$

$$= \left[K + \sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos(2\pi f_k t)\right] \cdot \cos(2\pi f_c t) + \left[K + \sum_{k=0}^{N-1} B_k \sin(2\pi f_k t)\right] \cdot \sin(2\pi f_c t) \cdot \cos(\varDelta\varphi) \cdot \cos(\varDelta\theta)$$

$$+ \sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos(2\pi f_k t) \cdot \sin(2\pi f_c t) \cdot \sin(\varDelta\theta) + \left[K + \sum_{k=0}^{N-1} B_k \sin(2\pi f_k t)\right] \cdot \cos(2\pi f_c t) \cdot \sin(\varDelta\varphi) \cdot \cos(\varDelta\theta)$$

$$\approx \left[K + \sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos(2\pi f_k t)\right] \cdot \cos(2\pi f_c t) + \left[K + \sum_{k=0}^{N-1} B_k \sin(2\pi f_k t)\right] \cdot \sin(2\pi f_c t)$$

$$+ \sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos(2\pi f_k t) \cdot \sin(2\pi f_c t) \cdot \Delta\theta + \left[K + \sum_{k=0}^{N-1} B_k \sin(2\pi f_k t)\right] \cdot \cos(2\pi f_c t) \cdot \varDelta\varphi$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos[2\pi(f_k - f_c)t] + K[(1 + \Delta\varphi)\cos(2\pi f_c t) + \sin(2\pi f_c t)]$$

$$+ \sum_{k=0}^{N-1} B_k \sin(2\pi f_k t) \cdot \cos(2\pi f_c t) \cdot \Delta\varphi + \sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos(2\pi f_k t) \cdot \sin(2\pi f_c t) \cdot \Delta\theta$$

当$\Delta\varphi \approx -\Delta\theta$时有：

$$s(t) \approx \sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos[2\pi(f_k - f_c)t] + \sum_{k=0}^{N-1} B_k \sin[2\pi(f_k - f_c)t] \cdot \Delta\varphi + K[(1 + \Delta\varphi)\cos(2\pi f_c t) + \sin(2\pi f_c t)]$$

当$\Delta\varphi \approx \Delta\theta$时有：

$$s(t) \approx \sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos[2\pi(f_k - f_c)t] + \sum_{k=0}^{N-1} B_k \sin[2\pi(f_k + f_c)t] \cdot \Delta\varphi + K[(1 + \Delta\varphi)\cos(2\pi f_c t) + \sin(2\pi f_c t)]$$

在相差无法避免时，如果可以控制子载波相差和低频载波相差满足互为相反数关系，则可以极大减小相差对 OFDM 信号正交性的破坏。如果两相差相近，反而会加剧频谱混叠，增强破坏效果。