OFDM 中发送端采用 IDFT+DA 的方法只是对期望发送信号 S(t)=$\sum_{n=0}^{N-1} B[n] e^{i\frac{2\pi nt}{T}}$ 的一种近似而已，尽管可以通过过采样技术使得近似误差任意小；

为了简化描述，我们做如下假定：

a.发送端精确产生了期望发送的信号 S(t);

b.信道噪声是复基带高斯白噪声,其双边谱密度为 N_0;

c.无线信道冲击响应为 h(t)，其傅里叶变换为 H(f);

则发送信号 S(t)通过信道 h(t)后，加入噪声 w(t)后，在接收端去掉循环前缀部分后的连续信号为

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N-1} B[n] e^{i\frac{2\pi nt}{T}} H\left(\frac{n}{T}\right) + w(t), 0 \le t \le T \tag{1}$$

其中 T 为 OFDM 的符号周期（不包括循环前缀的长度），B[n]为发送端的发送数据，N 为子载波数。考虑到 w(t)为高斯白噪声，按照 AWGN 信道下的最佳接收理论，N 元复指数信号集 $\left\{e^{i\frac{2\pi nt}{T}}, n = 0,1,\cdots,N-1; 0 \le t \le T\right\}$ 是一个正交函数集，其正好张成信号空间，故依据信号空间理论可得最佳接收机如图 1 所示：

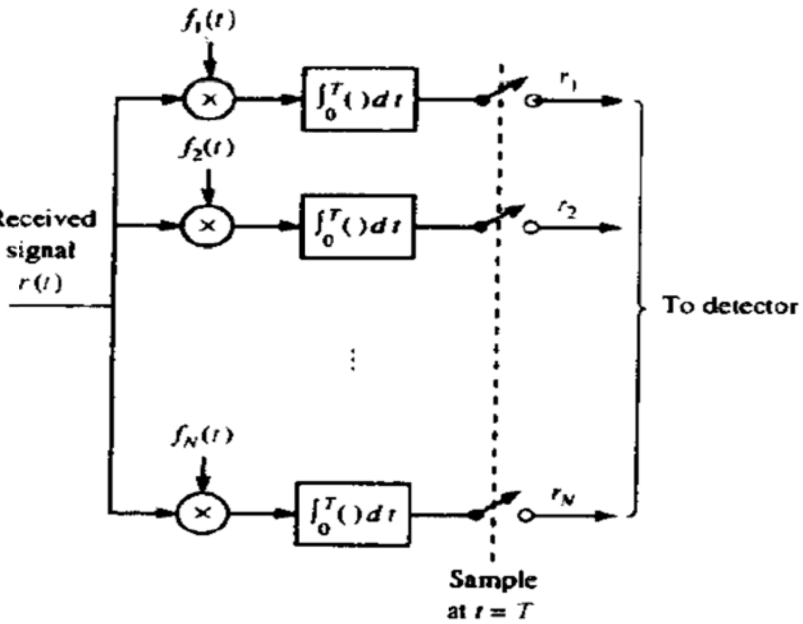

图 1

图 1 中的 N 个函数 $f_k(t)$ 正好是区间 [0,T] 内的复指数正交信号集

$\left\{e^{i\frac{2\pi kt}{T}}, k=0,1,\cdots,N-1; 0\le t\le T\right\}$，N 个相关积分后才能得到 N 个相关值 r_1，….，r_N 为充分统计量，可以得到离散模型为

$$r_k = B[k]H\left(\frac{k}{T}\right) + w[k], k=0,1,\cdots,N-1 \tag{2}$$

通过信道估计可得 N 个信道频域增益值 $H\left(\frac{k}{T}\right)$，N 个 i.i.d 高斯噪声 $w[k]$ 服从均值为 0，方差为 N_0T 的复高斯分布。故(2)式可以解耦为 N 个独立的检测问题。

图 1 的检测算法和惯常基于 DFT 的接收方法不同，按照我本人的理解，采用 DFT 做 OFDM 的接收机时，其做法是对[0, T]区间的内的连续接收信号 r(t)以采样间隔 T/N 采得 N 个点后，对这 N 点采样值做 N 点 DFT，DFT 的结果就是图 1 中的 N 个相关值 r_1，….，r_N 的***近似值***，这正好可以解释为将图 1 中的各个相关积分以步长 T/N 在区间[0, T]内进行矩形积分近似的结果。

我的疑问在于上述将相关积分近似为求和这一做法会产生性能损失吗？也就是说，**采用 DFT 方式实现 OFDM 的接收机还能从理论上保证 DFT 接收机的最佳性吗？**

个人认为基于 DFT 的接收方法从理论上是次优的，因为用求和代替积分本身是一种近似，可以通过过采样的方法来降低误差，假定过采样因子为 Q，对[0,T]内的接收信号 r(t)，以间隔 $\frac{T}{NQ}$ 采样可得 NQ 个点，对这 NQ 个点做 NQ 点 DFT 后截取 DFT 结果之前 N 个点作为图 1 中 N 个相关值 r1---rN 的近似值，相比 N 点 DFT 接收机，过采样因子 Q 越大，对图 1 中 N 个相关值的近似也越精确。

在我看来，只要过采样因子 Q 为有限值，则基于 DFT 的接收方法从理论上讲是次优的，故 OFDM 本与 DFT 和 IDFT 毫无关系，只不过考虑到实现代价，所以发送端采用 IDFT 来简化发送信号的产生，接收端采用 DFT 来简化接收，但发送 IDFT+接收 DFT 方法相比最佳发送和接收的误差可通过提高过采样因子 Q 来降低，但**只要 Q 有限，那 IDFT 和 DFT 的实现方法永远和最佳发送接收间存在误差，我的理解对吗？**