

目录

物理层算法汇总.....2

1. Overview4

2. 主要技术概述.....5

2.1 跳频扩频.....5

2.2 无线波形.....7

2.2.1 Tips:8

2.3 同步技术.....10

2.4 调制技术.....11

3. 主要算法对比.....12

3.1 信道估计.....12

3.1.1 LS 信道估计12

3.1.2 MMSE(Minimum mean square error:最小均方误差)算法13

3.1.3 LMMSE(Linear Minimum mean square error:线性最小均方误差)算法: ...13

3.1.4 DFT 方法:14

3.1.5 信道估计中的插值算法.....14

3.1.6 部分仿真结果:14

3.2 信道均衡.....16

3.2.1 线性均衡.....16

3.2.2 OSIC 算法: 排序串行干扰消除16

3.2.3 最大似然 (ML) 均衡.....17

3.2.4 球形译码算法(SD).....17

3.2.5 基于 QR 分解和 M 算法的最大似然检测 (QRM-MLD)17

3.2.6 格缩减辅助均衡 (LRAD)18

3.3 合并.....18

物理层算法汇总

| | |
|---------|-----------|
| Created | 唐群元 |
| Version | 1.0 |
| Data | 2018.6.13 |

1. Overview

以 OFDM 系统为例，无线通信系统发送接收总体框图如下：

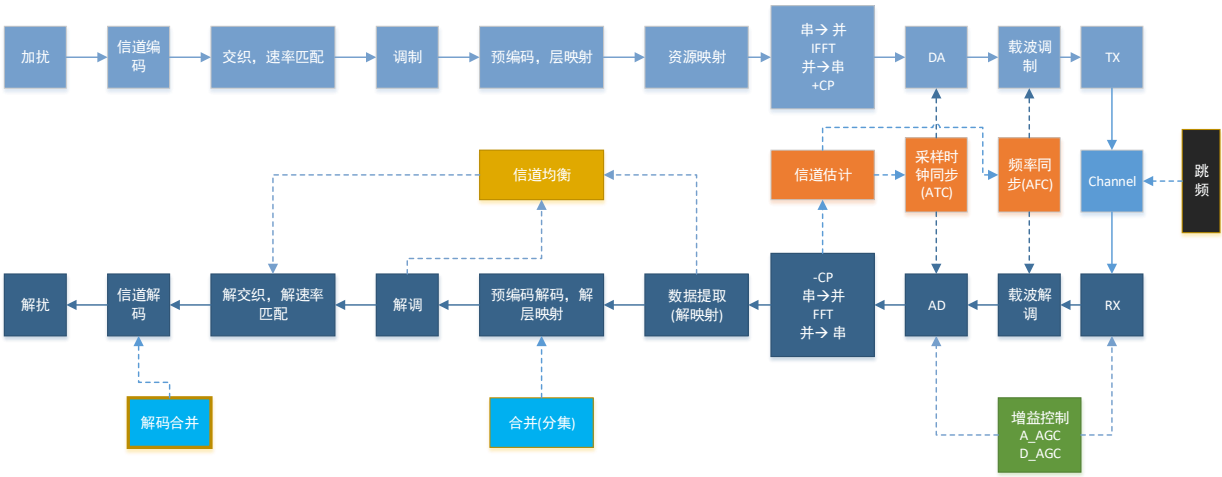


Figure 1 无线通信系统收发框图

对于不同的波形技术，Tx/Rx 对应的具体过程细节会有所差异。

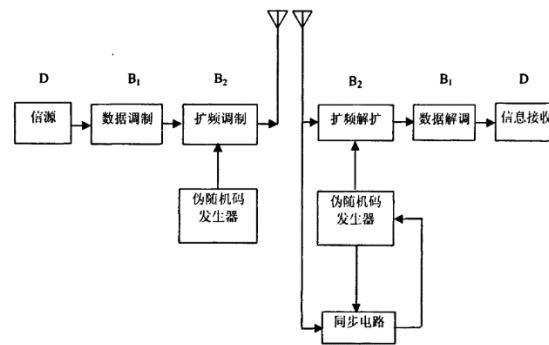
Figure-1 以 OFDM 波形技术为基础描述了整个过程，可以看到其中信道估计，信道均衡占据的重要地位。

后续描述，会以基于 OFDM 为基础的相关算法或技术做为默认背景，对非 OFDM 相关技术会显式指出。

2. 主要技术概述

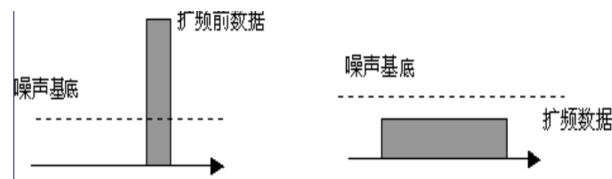
2.1 跳频扩频

扩频通信基本框架如下图示：



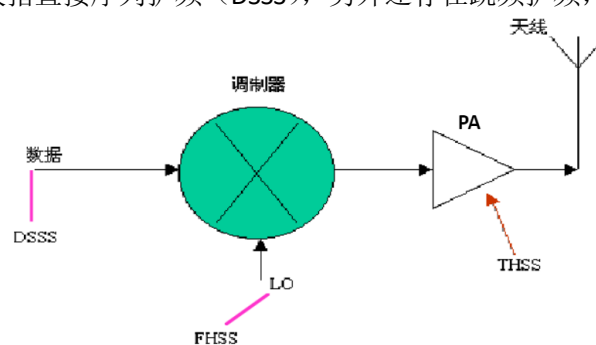
扩频通信

由于传输数据的信道带宽变宽，相对传统无线通信，信号能量变得非常低，“不可检测”。



扩频前后信号能量频谱关系

通常说的扩频一般指直接序列扩频（DSSS），另外还存在跳频扩频，跳时扩频：



扩频的三种方式

DSSS：直序扩频

FHSS：跳频扩频

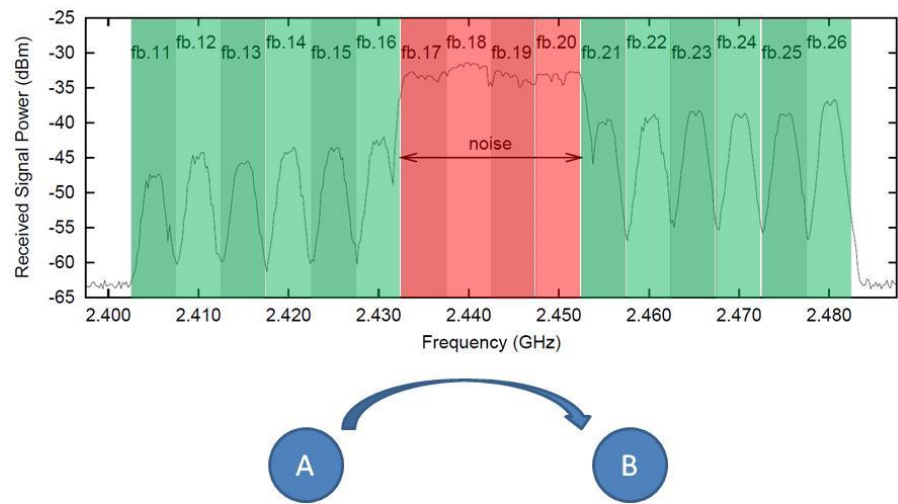
THSS：跳时扩频

跳频扩频：

收发双方传输信号的载波频率按照预定规律进行离散变化的通信方式，也就是说，通信中使用的载波频率受伪随机变化码的控制而随机跳变。从通信技术的实现方式来说，“跳频”

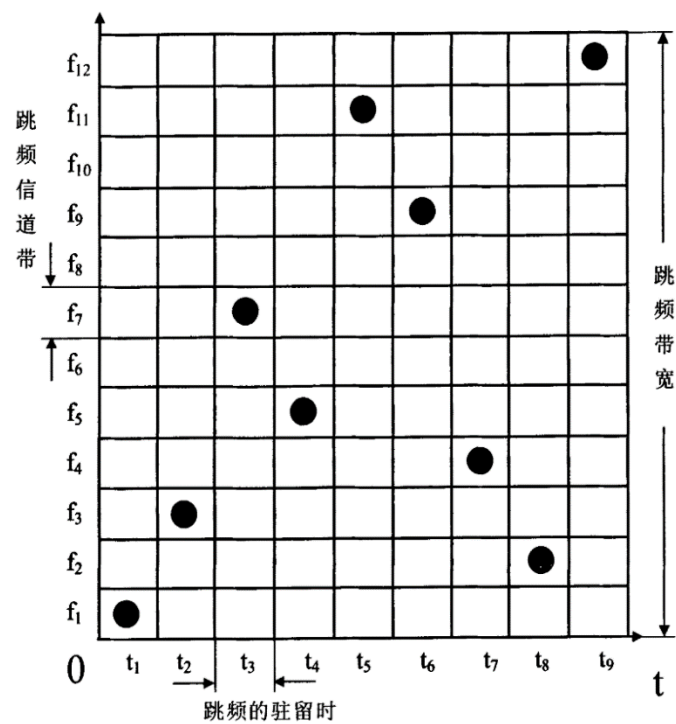
是一种用码序列进行多频频移键控的通信方式，也是一种码控载频跳变的通信系统。

每次通信都更换频率。如下图所示，在 fb.17~fb.20 有噪声干扰，因为使用跳频技术，可以避开干扰信道继续通信。



图示跳频，跳过强干扰频段

跳频系统要求实现载波同步、位同步、帧同步。此外跳频系统还要求实现跳频图案同步。跳频图案示意如下：



跳频图案示意图

跳频图案除具有很好的伪随机性、长周期外，各频率出现次数在长时间内应具有很好的均匀性。

几个相关概念：

快跳频：一个信息符号占据多个跳频时隙。

慢跳频：一个跳频时隙可以传输多个信息符号。

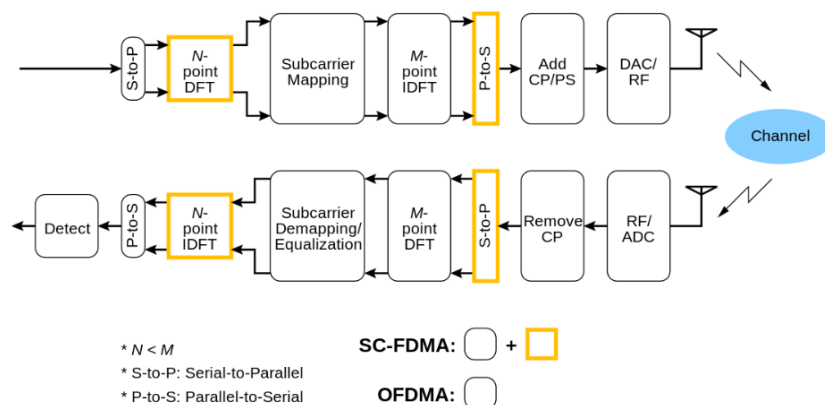
跳频周期：每一跳占据的时间（跳频驻留时间+信道切换时间）

跳频驻留时间：在各个信道上发送或接收信息的时间

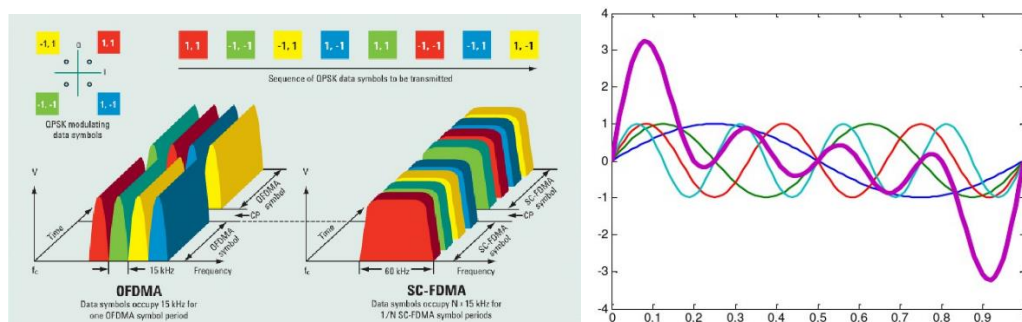
2.2 无线波形

先介绍 4G 中最常见的 OFDMA 下行接入技术和 SC-FDMA 上行接入技术。

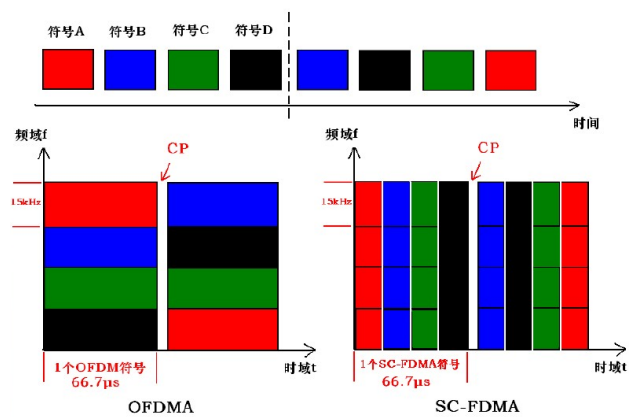
基于 OFDMA 信号处理的基础上，在 FFT 之前/后，增加一级 DFT 的处理，得到 SC-FDMA



波形上看：



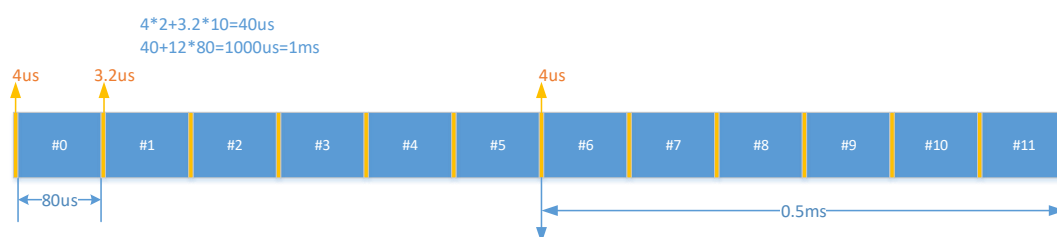
用户数 $Q=1$ ，子载波数 $M=4$ ，FFT 点数 $N=4$ ，两个符号周期



2.2.1 Tips:

根据仿真/实验结果表明：在高速移动（350km/h）情况下，只要子载波间隔大于 11kHz，多普勒频移就不会造成严重的性能下降。因此，将子载波间隔设置在 11~15kHz 对 LTE/4G 系统是比较合适的。由于 15kHz 可以使 E-UTRA 系统和 UTRA 系统具有相同的码片速率，从而从某种程度上降低开发成本。

在自定义系统中，我们可以定义像 12.5K 子载波宽度的 OFDM/SC-OFDM 波形，这样将得到 $1/12.5K=80\mu s$ 的符号长度。在增加 CP 的操作下，可以定义如下结构的 OFDM/SC-OFDM 波形：



在 12.5K 子载波情形下一种可能的 OFDMA/SC-OFDMA 帧结构

上述帧结构相对传统 LTE 的 CP 开销更少，频谱利用率可以做到更高。

传统 CP 开销： $1/15=6.7\%$

上述结构 CP 开销为： $1/25=4\%$

下面介绍目前基于 OFDM 的思想上构建的比较热门的几种波形：

OFDM: Orthogonal Frequency Division multiplexing 正交频分复用

FBMC: Filter Bank Multi Carrier 基于滤波器组的多载波技术

UFMC: Universal Filter Multi Carrier 通用滤波多载波

GFDM: Generalized Frequency Division Multiplexing 广义频分复用

F-OFDM: Filtered/Flexible OFDM, 滤波/灵活的 OFDM

对于 OFDM 系统而言，系统带宽内只有一个滤波器，所有的子载波都在这个滤波器内，而且需要子载波完全正交来保证子载波之间没有干扰。

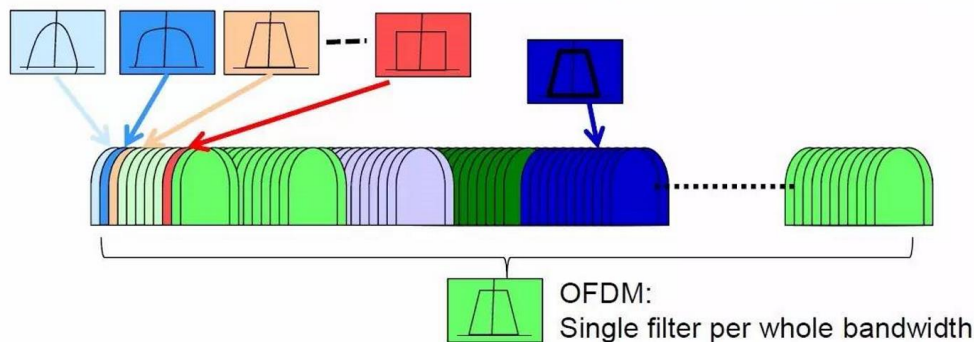
FBMC 是给每个子载波都根据需要加了一个单独的滤波器来消除子载波之间的干扰。在 FBMC 系统中，只要滤波器足够好，根本也不需要所谓的 CP 来对抗载波干扰，所以大大提高了频谱效率。

UFMC 是对一组连续的子载波进行滤波处理。当每组子载波的数目变成 1 时，对应的就是 FBMC。

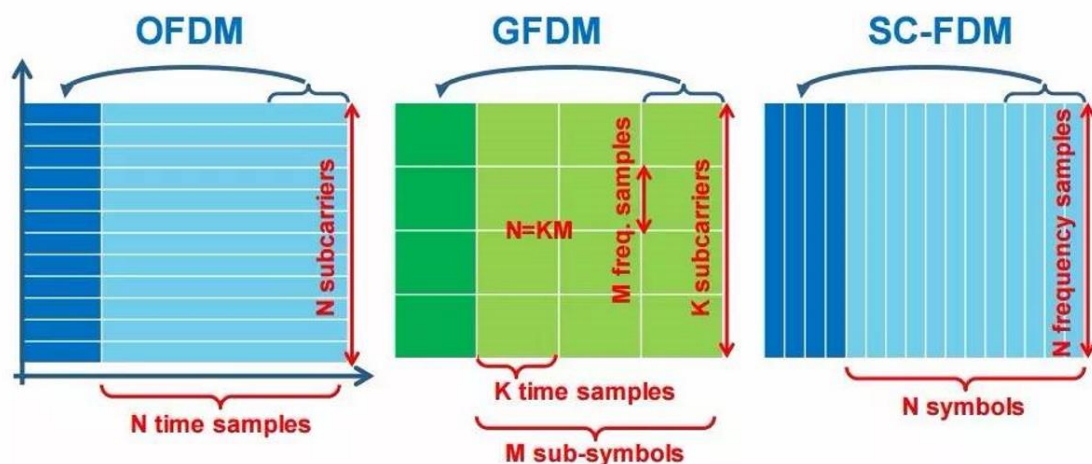
FBMC/UFMC/OFDM 三种波形示意如下：

FBMC: Individual filter per subcarrier

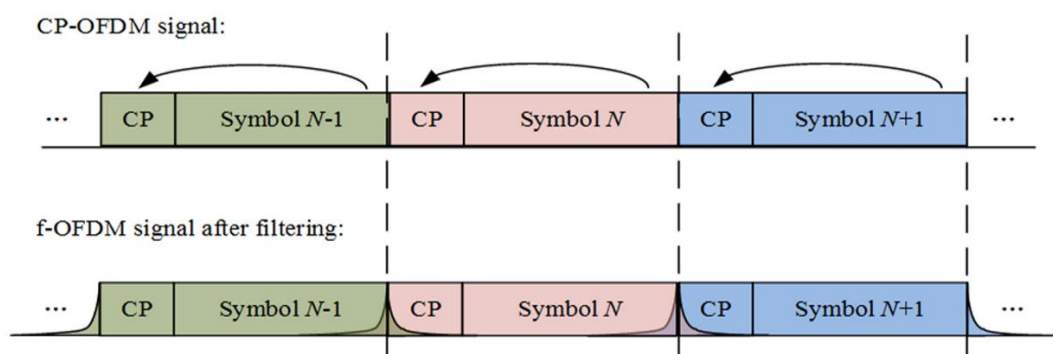
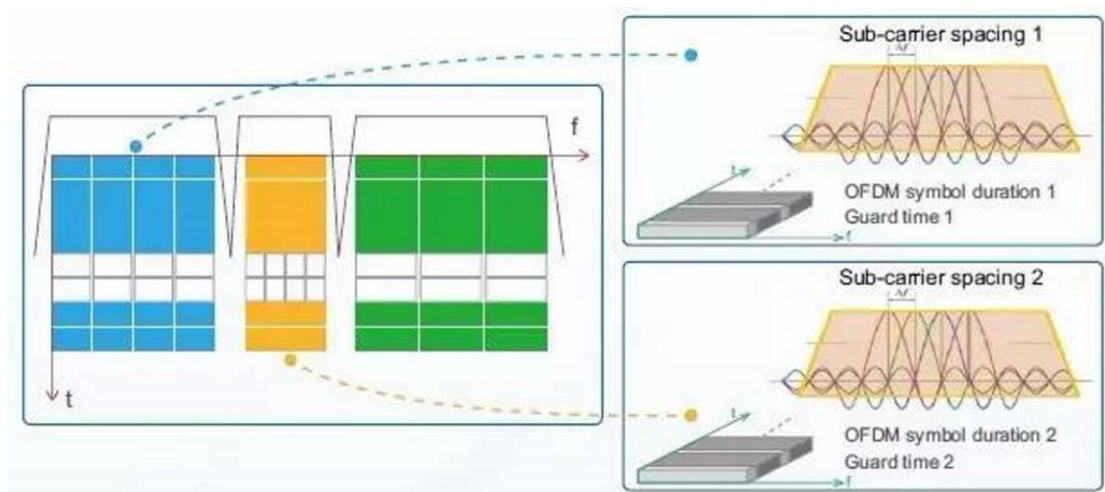
UFMC: Individual filter per sub-band



GFDM: 输入数据在变成时域信号后，插入 CP，然后再通过发射机发出。根据滤波，信号和业务的变化要求，理论上 GFDM 可以插入不同类型的 CP，允许低复杂度的均衡，因而具有 CP-OFDM 的简单性。同时，GFDM 将若干个时隙和若干个子载波上的统一的处理对象，也是基于多个子载波和符号来实现调制，因而具有 UFMC 的灵活性。另外 GFDM 通过尾比特操作将调制过程由线性卷积转化为循环卷积，增加了带外抑制能力，因而具备 FBMC 的抗子载波干扰能力。而且，GFDM 的每一个或每一组子载波处理都可以当成是单载波的频域均衡，所以在减少信号的峰均比上有明显优势。



F-OFDM: 灵活的配置各种参数（子载波带宽，符号长度，CP 和 GP 长度...），所以把它成为滤波或者灵活的 OFDM。而其他所有的处理流程，OFDM 里该有的，F-OFDM 里也都有。所以 OFDM 就是 F-OFDM 的一种特定形式而已。由于带宽都不固定，那所谓的正交子载波理论上就无法成立了，载波干扰必然产生。此时需要通过滤波器和子载波间的保护间隔来实现。



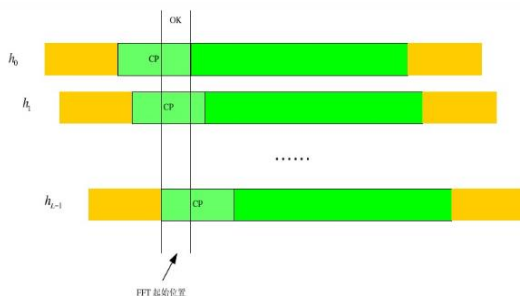
f-OFDM filtering illustration

从上述基于 OFDM 基础上修正的波形技术描述来看，GFDM 和 F-OFDM 将作为传统 CP-OFDM 技术的补充，将在很多行业应用的舞台上绽放耀眼的光芒。

2.3 同步技术

主要解决的问题：符号间干扰(ISI)，子载波间干扰(ICI)。

符号间干扰通过 CP 和帧定时同步解决，OFDM 系统对符号定时偏差不敏感。



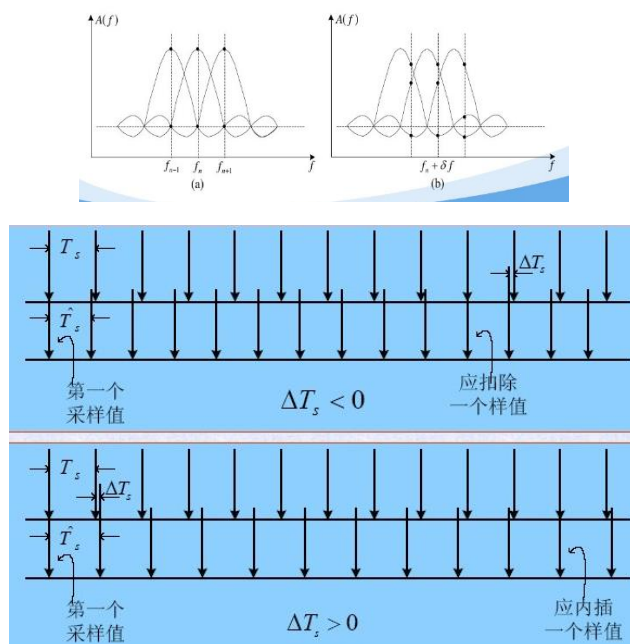
方法：初始同步通过预定义 ‘同步信号’ 互相关找到主径位置，后续利用预定义 ‘导频’ 进行信道估计，计算信道冲击响应分布进行定时跟踪。

频偏：

整数倍基本不会发生（晶振稳定度保证），如果发生则会产生“张冠李戴”的结果，导

致严重的误码率。

小数倍频偏，导致采样子载波信号能量减小，同时引入相邻子载波干扰。

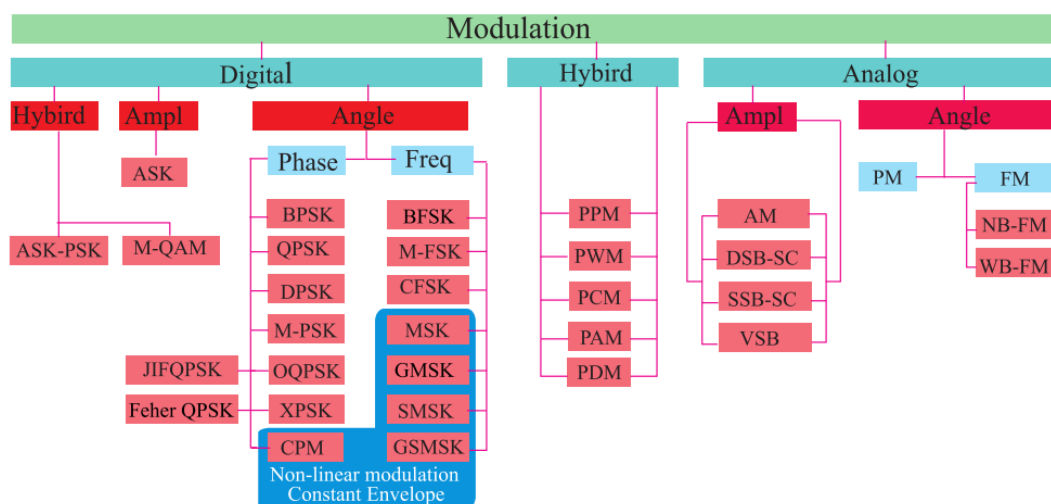


导致 ICI，且随时间的累积时间会多出或漏掉样值。

方法：初始搜索(利用预定义的‘同步信号’)完成粗频偏估计和补偿，后续根据导频信息做信道估计并估计频偏，进行频偏跟踪。

2.4 调制技术

调制技术分类：



调制技术总览

如上图，分模拟调制，数字调制，混合调制技术。

后续我们主要关注的是数字调制技术中的相位调制技术簇和数字域上的角度幅度混合调制技术 M-QAM。

3. 主要算法对比

3.1 信道估计

回顾一下无线通信的信道特点

1) 信号经过多条小径到达, 每条径幅度和相位随机, 我们得知其幅度是服从瑞利分布, 相位是均匀分布, 有经典的 Jakes 模型以及各种改进算法来仿真 (其中是考虑了多普勒频移)。

2) 无线环境中的信道模型经常是多径 (大径) 的 (直射径和反射、散射等), 由于多径带来了频率选择性, 所谓频率选择性, 就是信道对不同频率的信号成分施加不同的影响。

3) 另外, 如果又外加移动的条件, 那么我们的信道就是时变的了, 时变就会带来频域弥散, 也就是俗称的多普勒频移

4) 所以, 我们总会把无线信道建模为线性时变信道

假设系统模型为:

$$Y_p = X_p H + W_p \quad (1)$$

H 为信道响应, X_p 为已知的导频发送信号, Y_p 为接收到的导频信号, W_p 为信道上叠加的 AWGN 噪声矢量。

这里列出几种常见的信道估计方法:

3.1.1 LS 信道估计

LS 为最小二乘 (Least-Square) 信道估计, 即求 H 使得式的偏导为 0:

$$J = (Y_p - \hat{Y}_p)^H (Y_p - \hat{Y}_p) = (Y_p - X_p \hat{H})^H (Y_p - X_p \hat{H})$$

$$\frac{\partial \left\{ (Y_p - X_p \hat{H})^H (Y_p - X_p \hat{H}) \right\}}{\partial \hat{H}} = 0$$

$$\frac{\partial \left\{ Y_p^H Y_p - Y_p^H X_p \hat{H} - (X_p \hat{H})^H Y_p + (X_p \hat{H})^H (X_p \hat{H}) \right\}}{\partial \hat{H}} = 0$$

$$\left((X_p \hat{H})^H X_p \right)^T = (Y_p^H X_p)^T$$

$$X_p^H X_p \hat{H} = X_p^H Y_p$$

上式中 Y_p 是接收端导频子载波处的接收信号向量, $\hat{Y}_p = X_p \hat{H}$ 是经过信道估计后得到的导频输出信号, \hat{H} 是信道响应的估计值。

得到 LS 估计结果:

$$\hat{H}_{p,LS} = (X_p^H X_p)^{-1} X_p^H Y_p = X_p^{-1} Y_p$$

LS 估计只需要知道发送信号 X_p 和接收的 Y_p 即可。结构简单, 计算量小。不过由于在估计是忽略了噪声的影响, 估计值对于噪声干扰以及 ICI 的影响比较敏感。在低信噪比时, 估计

的准确性会大大降低。

3.1.2 MMSE(Minimum mean square error:最小均方误差)算法

$$\hat{X}_p = G^H Y_p$$

G 为待求量 (\hat{H} , 或者表示为 $H_{p,mmse}$)。

$$e = X - \hat{X}$$

$$J = E(e^H e) = tr\{E(e^H e)\} = tr\{E[(X - \hat{X})^H (X - \hat{X})]\}$$

$$= tr\{E[(X - G^H Y)^H (X - G^H Y)]\}$$

$$= tr\{E[(X - G^H Y)(X^H - (G^H Y)^H)]\}$$

$$= tr\{E[XX^H - G^H YX^H - X(G^H Y)^H + (G^H Y)(G^H Y)^H]\}$$

$$= tr\{E[XX^H - G^H YX^H - XY^H G + (G^H Y)(G^H Y)^H]\}$$

对上式的 G 求偏导, 使偏导为 0, 得到:

$$\frac{\partial G^H Y X^H}{\partial G} = 0$$

$$E \frac{\partial (G^H Y)(G^H Y)^H}{\partial G} = E \frac{\partial X Y^H G}{\partial G}$$

$$E(X Y^H)^T = E(G^H Y Y^H)^T$$

$$G^H R_{yy} = R_{xy}$$

$$R_{yy} = E\{Y Y^H\} = E\{(HX + W)(HX + W)^H\} = E\{H X X^H H^H + W W^H\}$$

$$R_{xy} = E\{X Y^H\} = E\{X(HX + W)^H\} = E\{X X^H H^H\}$$

得到

$$H_{mmse} = \left(H H^H + \frac{1}{SNR} I \right)^{-1} H$$

3.1.3 LMMSE(Linear Minimum mean square error:线性最小均方误差)算

法:

在 MMSE 中最大的运算在求逆部分, 随着阶数的增加, 求逆运算复杂度太高, LMMSE 则是对 MMSE 的简化

$$\hat{H}_{Lmmse} = R_{HH_p} * \left(R_{H_p H_p} + \frac{\beta}{SNR} I \right)^{-1} \hat{H}_{LS}$$

β 与采用的调制方式有关: 16QAM 为 17/9, QPSK 为 1。SNR 为每个符号的信噪比。

针对 MMSE 还有一些提出块分解的 LMMSE 简化算法来降低运算复杂度。在实现考虑中, 我们可以有针对性的做更细化的调研和仿真来确定以达到性能和运算复杂度的均衡。

3.1.4 DFT 方法:

根据 OFDM 符号中导频结构以及 LS 估计的 H 在时域上只在循环前缀长度为有值，其后位置都为零的性质，DFT 方法采用将 LS 估计通过快速 IDFT，将 H_{LS} 进行 IDFT 变换到时域，降循环前缀之后的位置置 0 来抑制噪声的影响，然后再进行 DFT 变换回频域。

改进：上述方法为传统做法，在进行 IDFT 之后时域 h 上可以进行再次去除噪声，通过功率门限以及滤波的方法都可以进行，以此可以获得更高精度的估计。

3.1.5 信道估计中的插值算法

由于导频可能是稀疏分布的，最后我们一般要进行估计 \hat{H} 的插值以此分布到整个频域范围的子载波上。通常采用：常数填充，线性插值，FFT 插值，二次多项式插值，三次样条插值，低通滤波等。

根据普遍仿真结果，常数填充性能最差，线性插值稍好，低通滤波和 FFT 插值非常接近仅次于最好的三次样条插值。

3.1.6 部分仿真结果:

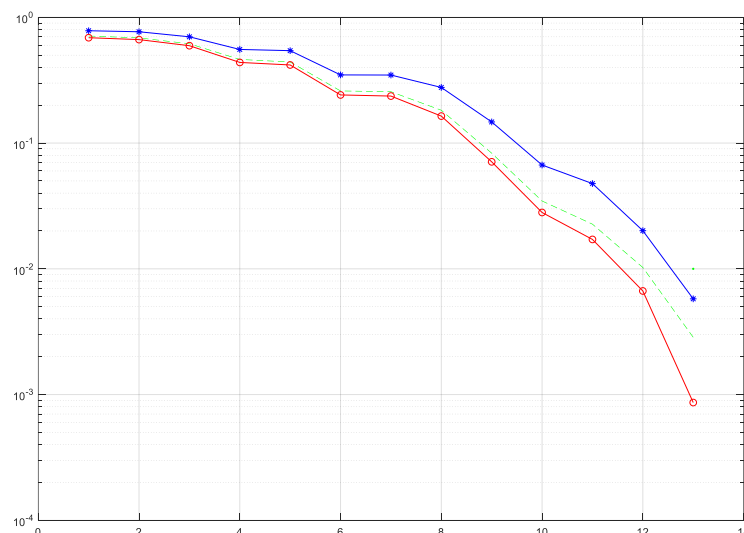
16QAM

蓝色：简单 LS

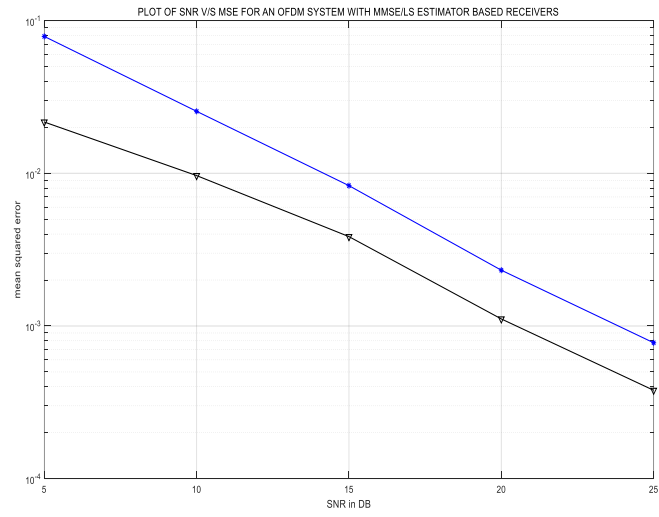
绿色：目前 102 所用改进版 LS

红色：LMMSE

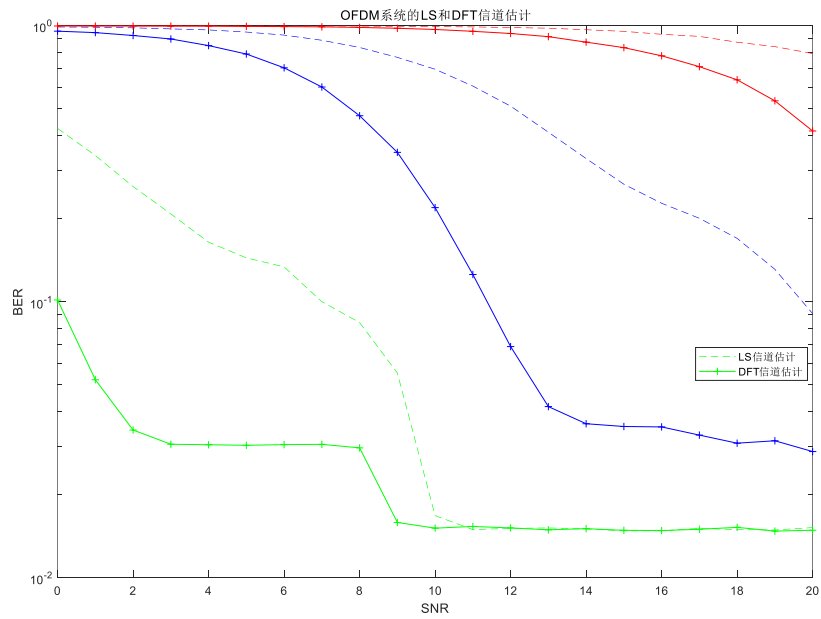
都没有考虑滤波，仿真未加入信道稳定时间滤波信息（自仿结果）：



LS/MMSE@OFDM 波形 信道估计（来自网络仿真结果）



绿色为 QPSK
蓝色为 16QAM
红色为 64QAM
波形为非正常 LTE.OFDM(导频间隔较大)



3.2 信道均衡

3.2.1 线性均衡

线性均衡包括迫零均衡（ZF）和最小二乘均衡（MMSE）。

MIMO 系统的接收信号定义为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{Z}$$

可以通过设计加权矩阵 \mathbf{W} ，使其满足

$$\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{W}\mathbf{Y} = \mathbf{X} + \mathbf{W}\mathbf{Z} = \mathbf{X} + \hat{\mathbf{Z}}$$

即可估算出发射信号 \mathbf{X} 。

ZF 均衡的加权矩阵为:

$$\mathbf{W}_{\text{zf}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$$

复杂度约为 $O(N_T^3)$ 这个复杂度是相当低的。但是它获得的分集度也仅为 $N_R - N_T + 1$ ，而且 ZF 均衡在设计加权矩阵时没有考虑噪声因素，所以它在完全抑制干扰的同时，也带来了噪声增强问题，这极大地影响了均衡的性能。另外，由于我们假设接收端已知所有的信道状态信息，即我们通过 ZF 均衡完全可以消除信道的作用，所以天线数目对其性能影响不大。

MMSE 均衡的加权矩阵为

$$\mathbf{W}_{\text{mmse}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_z^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H$$

它的设计兼顾考虑了干扰与噪声的抑制，相对只考虑发送符号间干扰消除的 ZF 检测，可以有效地克服噪声增强的问题，获得更好的系统误码性能，而且更重要的是 MMSE 均衡的误码性能随着系统天线数的增加也在增加。MMSE 均衡的难点也集中在计算广义逆上，其均衡的复杂度也为 $O(N_T^3)$ ，可以获得的分集度为 $N_R - N_T + 1$ 。

3.2.2 OSIC 算法：排序串行干扰消除

将每条接收天线上的数据按一定标准进行排序，然后执行多级的“分层剥离”，即在均衡过程中发送数据流被一层一层串行地均衡和消除。OSIC 算法可以跟 ZF 或者 MMSE 结合形成 ZF-OSIC 和 MMSE-OSIC 均衡。由于引入了干扰消除，在均衡后一层的接收数据的时候，会将前一层带来的干扰抵消，所以，相对于经典的线性均衡，其系统误码性能有大幅度的提高。而且当系统的天线数增多的时候，ZF-OSIC 系统的误码性能会有更进一步的提高。

接收天线上数据的重新排序主要有以下四种标准：

1. 基于信号与干扰加噪声比（SINR）的排序
2. 基于信噪比（SNR）的排序
3. 基于列准则的排序
4. 基于接收信号的排序

3.2.3 最大似然（ML）均衡

ML 均衡通过计算接收信号与 H 乘上所有可能发射信号之间的欧氏距离，取最小时的 X 值作为发射信号。即将每个可能的 X 值代入 ML 矩阵 $\|Y - HX\|^2$ 计算得最小值时的 X 值作为发射信号估计值。当发射信号是等概时，ML 均衡通过最大后验判决实现最优性能，但其复杂度也随着调制顺序和天线数的增加而大大增加。

3.2.4 球形译码算法(SD)

由于 ML 算法要求扫描所有星座点，在所有可能向量中寻找合适的信号向量，系统过于复杂，所以引入 SD 算法，以 Y 为圆心，只在给定半径的球形范围内寻找合适向量，通过修改球形半径直到给定范围内只存在一个向量，即为所求。

相比 ML 算法，SD 算法大大缩小了每次判决所需要扫描的星座点数，使其系统复杂度有了很大的改进。

3.2.5 基于 QR 分解和 M 算法的最大似然检测（QRM-MLD）

由于 SD 算法的性能取决于 SNR、信道条件数和初始半径的取法等，这使硬件的实现难度较大，为降低硬件难度，引进了 QRM-MLD 算法。

先将信道矩阵进行 QR 分解，即

$$Y - HX = Y - QRX$$

乘以酉矩阵 Q^H ：

$$Q^H(Y - QRX) = \hat{Y} - RX$$

则 ML 矩阵变形为：

$$\begin{aligned}\|\hat{Y} - RX\|^2 &= \left\| \begin{bmatrix} \hat{Y}_1 \\ \hat{Y}_2 \\ \hat{Y}_3 \\ \hat{Y}_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} & R_{14} \\ 0 & R_{22} & R_{23} & R_{24} \\ 0 & 0 & R_{33} & R_{34} \\ 0 & 0 & 0 & R_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \end{bmatrix} \right\|^2 \\ &= |\hat{Y}_4 - R_{44}X_4|^2 \\ &\quad + |\hat{Y}_3 - R_{33}X_3 - R_{34}X_4|^2 \\ &\quad + |\hat{Y}_2 - R_{22}X_2 - R_{23}X_3 - R_{24}X_4|^2 \\ &\quad + |\hat{Y}_1 - R_{11}X_1 - R_{12}X_2 - R_{13}X_3 - R_{14}X_4|^2\end{aligned}$$

在星座点集合中选择 M 个向量，在这 M 个向量中依次找出使 $\|Y - HX\|^2$ 达到最小的 X_4, X_3, X_2, X_1 即为发射信号的估计值。

3.2.6 格缩减辅助均衡（LRAD）

一般而言线性均衡和 OSIC 算法都会增加噪声成分，进而减小了误码性能，尤其是当信道的条件数增大时，对噪声的增大作用将非常明显。为减小信道矩阵的条件数，可以引进 LRAD 算法，通过 LLL（Lenstra-Lenstra-Lovasz）算法改变信道矩阵的基向量以减小 H 的条件数。

LRAD 可以跟不同的均衡方式结合。若跟线性均衡或 OSIC 结合，当条件数比较大时，噪声的增强将被明显减小；跟 SD 结合时，初始猜测值跟 ML 很接近，半径较小。

3.3 合并

对于 MIMO 系统而言，接收端的合并能更好的抵抗干扰，提高系统吞吐量和覆盖。对于具体的合并技术来说，通常可以分为选择式合并、最大比合并、等增益合并和开关式合并以及干扰抑制合并。

3.3.1 选择合并（SC）。

它选择瞬时 SNR 最高的支路信号。

3.3.2 等增益合并（EGC）。

它是把各支路信号进行同相后再合并，各路的加权权重相等，其性能只比最大比合并稍差一些，但比选择合并要好很多，是一种次最优的合并方案。

3.3.3 最大比合并（MRC）。

它对多路信号进行同相加权合并，权重是由各支路信号所对应的信号功率与噪声功率的比值所决定的，最大比合并的输出 SNR 等于各路 SNR 之和。所以，即使当各路信号都很差使得没有一路信号可以被单独解调出时，最大比算法仍有可能合成出一个达到 SNR 要求的可被解调的信号，它是最佳的抗衰落线性分集合并技术。

3.3.4 开关式合并。

与选择合并相似，但它不是总采用信号最好的支路，而是以一个固定顺序扫描多个支路直到发现某一支路的信号超过了预置的阈值，选中这路信号并送至接收机，一旦这路信号降低至阈值之下，扫描过程将重新开始。与选择合并相比，它的抗衰落统计特性稍差一些，但这种方法的优点是易于实现，仅需一个接收机。

上述 4 种方法，等增益合并的优点是实现比较简单；选择合并的缺点是未被选择的径被弃之不用；最大比合并的性能最好。

公开研究表明，当分集数较大时，选择合并的改善效果比较差，而等增益合并和最大比

合并的效果相差不大，一般在 1dB 左右。

除上述常见的 4 种合并方式外，还有一种复杂点的抑制干扰的合并方式

3.3.5 干扰抑制合并(Interference Rejection Combining:IRC):

基于等增益和最大比合并的基础上，将干扰信号估计出来，在接收信号上进行剪除。

$$r = \hat{H}_D S_D + \hat{H}_I S_I + n$$

其中 D 代表有效信号/数据, I 代表干扰, H 为信道响应, n 为白噪声。

$$W = (\hat{H}_D \hat{H}_D^H + R_n)^{-1} \hat{H}_D$$

$$\hat{S}_D = W^H r$$

对于 IRC 而言

$$R_n = E\{\hat{H}_I \hat{H}_I^H\} + \sigma_0^2 I$$

对于 MRC 而言

$$R_n = \text{diag}([m_1 \dots \dots m_N])$$

$$m_z = E\{H_D H_D^H\} + \frac{1}{SNR} I$$

对比可以发现，IRC 方法充分考虑了信道估计和小区间干扰的关联性，在对接收信号进行加权合并时能够抑制小区间干扰，从而能够改善系统性能，尤其时在小区干扰很强的条件下。MRC 检测则只是把小区间干扰当成不相关的高斯白噪声进行处理，并不能很好的抑制干扰。

3.3.6 性能仿真比较

选择分集，等增益合并，最大比合并三种合并方式性能比较：

仿真中，M 为天线数，可以看到，在多天线时，MRC 的性能最好。

