



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 101848480 A

(43) 申请公布日 2010.09.29

(21) 申请号 201010167587.7

(22) 申请日 2010.05.06

(71) 申请人 上海大学

地址 200444 上海市宝山区上大路 99 号

(72) 发明人 彭章友 刘艳艳 张兴 谢和平

叶小乔

(74) 专利代理机构 上海上大专利事务所(普通

合伙) 31205

代理人 何文欣

(51) Int. Cl.

H04W 24/06 (2009.01)

H04W 52/24 (2009.01)

H04L 27/26 (2006.01)

H04B 1/707 (2006.01)

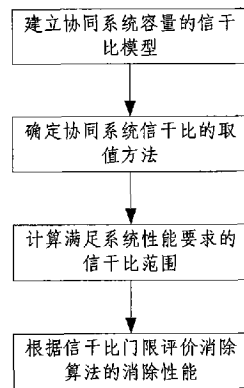
权利要求书 2 页 说明书 6 页 附图 4 页

(54) 发明名称

高速移动 OFDM 协同系统 ICI 实际消除中的信干比判断方法

(57) 摘要

本发明公开了一种高速移动 OFDM 协同系统 ICI 实际消除中的信干比判断方法,其步骤:(1) 建立协同系统容量的信干比模型,分析信干比对系统容量的影响程度;(2) 根据协同系统直接信道和协同系统的信道特性,确定协同系统信干比的取值方法;(3) 根据协同系统容量的信干比模型和信干比取值方法,计算满足系统性能要求的信干比范围;(4) 根据信干比的门限,确定消除算法的消除进程,并评价消除算法的消除性能。该方法采用信干比评价系统性能的方案,有效的解决了实际 ICI(Inter-Carrier Interference) 消除过程中消除效果的评价问题,而且该方法在与误码率指标衡量消除算法的效果等同的前提下大大简化了计算。



1. 一种高速移动 OFDM 协同系统 ICI 实际消除中的信干比判断方法,其特征在于操作步骤包括如下:

- (1) 建立协同系统容量的信干比模型,分析信干比对系统容量的影响程度;
- (2) 根据协同系统直接信道和协同系统的信道特性,确定协同系统信干比的取值方法;
- (3) 根据协同系统容量的信干比模型和信干比取值方法,计算满足系统性能要求的信干比门限;
- (4) 根据信干比的门限,确定消除算法的消除进程,并评价消除算法的消除性能。

2. 根据权利要求 1 所述的高速移动 OFDM 协同系统 ICI 实际消除中的信干比判断方法,其特征在于所述步骤 (1) 中的建立协同系统的信干比表示为:

$$SIR = \frac{E \left\{ \frac{\sin^2(\pi\varepsilon)}{\sin^2\left(\frac{\pi\varepsilon}{N}\right)} \right\}}{\sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} E \left\{ \frac{\sin^2 \pi(k-m+\varepsilon)}{\sin^2 \pi\left(\frac{k-m+\varepsilon}{N}\right)} \right\}}$$

其中  $N$  是子载波数,  $\varepsilon$  为相对子载波间隔的归一化频偏,  $k, m$  是子载波序号,  $k-m$  指的是第  $k$  条和第  $m$  条子载波的间距,  $E\{\cdot\}$  表示对括号内的内容取数学期望。

设系统带宽为  $B$ , 系统中不存在 ICI 干扰时的容量为  $C_0 = B \log_2\left(1 + \frac{S}{N_0}\right)$ , 其中  $S$  为信号功率,  $N_0$  为噪声功率, 而存在 ICI 干扰时, 信号写成  $S = S_0 + S_{ICI}$ , 其中  $S_0$  为有用信号部分,  $S_{ICI}$  为 ICI 干扰部分。此时系统信干比  $SIR$  为:  $SIR = \frac{S_0}{S_{ICI}}$ , 得到此时的信道容量为:

$$\begin{aligned} C_I &= B \log_2\left(1 + \frac{S_0}{S_{ICI} + N_0}\right) \\ &= B \log_2\left(1 + \frac{\frac{SIR}{SIR+1} SNR \cdot N_0}{\frac{1}{SIR+1} SNR \cdot N_0 + N_0}\right) \\ &= B \log_2\left(1 + SNR - \frac{SNR^2 + SNR}{SNR + SIR + 1}\right) \end{aligned}$$

因此得到系统容量的信干比模型为:

$$\frac{C_I}{C_0} = \frac{\log_2\left(1 + SNR - \frac{SNR^2 + SNR}{SNR + SIR + 1}\right)}{\log_2(1 + SNR)}$$

这里  $C_I/C_0$  为存在 ICI 干扰的容量和不存在 ICI 干扰的容量的比值。

3. 根据权利要求 2 所述的高速移动 OFDM 协同系统 ICI 实际消除中的信干比判断方法,其特征在于所述步骤 (2) 中子载波数较大时直接信道和协同信道的信干比  $SINR1$  和  $SINR2$  分别为:

$$SINR1 = \frac{\frac{\sin^2(\pi\varepsilon)}{N^2 \sin^2(\pi\varepsilon/N)}}{\left(1 - \frac{\sin^2(\pi\varepsilon)}{N^2 \sin^2(\pi\varepsilon/N)}\right) + \frac{1}{a_1} \cdot \frac{1}{SNR_1}}$$

$$SINR2 = \frac{\frac{\sin^2(\pi\varepsilon)}{N^2 \sin^2(\pi\varepsilon/N)}}{\left(1 - \frac{\sin^2(\pi\varepsilon)}{N^2 \sin^2(\pi\varepsilon/N)}\right) + \frac{1}{a_2} \cdot \frac{1}{SNR_2}}$$

其中 SNR1 和 SNR2 分别为直接信道和协同信道的信噪比,  $a_1$  和  $a_2$  分别为直接信道和协同信道的衰减值。通过仿真可以看出在相同信干比情况下, 协同通道的容量比直接通道的高得多。因此协同系统信干比取值可以从协同通道进行。

4. 根据权利要求 3 所述的高速移动 OFDM 协同系统 ICI 实际消除中的信干比判断方法, 其特征在于所述步骤 (3) 中的  $C_1/C_0$  随信干比 SIR 的增大而增大, 但是其变化率逐渐变小, 定义变化率为  $C_v$ , 则可由信干比模型推得:

$$C_v = \frac{SNR^2 + SNR}{\ln 2 \cdot \log_2(1 + SNR)} \cdot \frac{1}{\left(1 + SNR - \frac{SNR^2 + SNR}{SNR + SIR + 1}\right) \cdot (SNR + SIR + 1)^2}$$

对不同的信噪比,  $C_v$  的变化都随着信干比的增大逐渐变小, 也就是说  $C_1/C_0$  随信干比 SIR 的增大越来越少, 但信噪比不同  $C_v$  的变换速率不同, 因此可以根据不同的信噪比确定信干比的范围。

5. 根据权利要求 4 所述的高速移动 OFDM 协同系统 ICI 实际消除中的信干比判断方法, 其特征在于所述步骤 (4) 中的根据信干比的门限, 确定消除算法的消除进程, 并评价消除算法的消除性能。协同系统目的用户和协同点的信号可以表示为:

$$Y_{sd}(k) = H_{sd}(k)V(k)S(0) + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} H_{sd}(l)V(l)S(l-k) + n_{sd}(k)$$

其中  $H_{sd}(k)$  是源节点 S 和目的节点 D 的信道增益,  $n_{sd}$  是噪声。上式的第一项是有用信号, 第二项是因为多普勒频移产生的 ICI 的干扰项, 对于上式通过估计信号  $V(k)$ , 从而可以很容易的计算出系统的信干比。即通过判断系统的信干比就可以得到其系统的传输性能。

## 高速移动 OFDM 协同系统 ICI 实际消除中的信干比判断方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及无线通信中的信号处理方法,特别是涉及一种 OFDM 协同系统子载波间干扰消除的信干比判断方法。

### 背景技术

[0002] 根据中国铁路中长期发展规划,到 2020 年,中国 200 公里及以上时速的高速铁路建设里程将超过 1.8 万公里,将占世界高速总里程的一半以上。所以以高速铁路为代表的地面超高速移动性宽带无线通信系统的研究越来越受到人们的关注。由于 OFDM 系统具有频谱利用率高、能有效的抗码间干扰 (ISI) 等优点,使 OFDM 宽带系统可以作为高速移动通信系统的备选方案。对于 OFDM 系统而言,信道多普勒频移、收发载波频偏 (CFO)、振荡器相位噪声等时变因素的影响,会造成子载波间正交性遭到破坏,产生子载波间的干扰 (ICI),在高速移动环境下,多普勒频移与移动体的速度成正比,成为高速移动环境下影响系统性能的关键因素。并且高速列车为了适应高速运行的要求,在密封性和车厢材质方面都有很大的变化,增加了无线信号的损耗,为此构建协同通信系统,尽量减少车体对无线信号损耗的影响,同时又获得协同分集增益,而高速铁路移动 OFDM 系统 ICI 消除时有以下因素存在:(1) 多普勒频移随着列车的运行速度变化不断变化,所以 ICI 也是不断变化;(2) 信道估计、多普勒估计肯定是有误差;(3) ICI 的消除方法由于多径等因素也是不可能完全消除 ICI。目前研究的 ICI 消除算法很多, Kim Byung-Chul, Lu I-Tai 设计的利用多普勒分集的 ICI 消除算法,单频率补偿算法,联合估计方法,均衡技术算法,这些方法消除后误码性能得到了提高,但实际消除中误码率的计算难度大,并且很难知道消除程度。

### 发明内容

[0003] 鉴于以上现有技术存在的问题和不足,本发明的目的在于提供一种高速移动 OFDM 协同系统 ICI 实际消除中的信干比判断方法,该方法在与误码率指标衡量消除算法的效果等同的前提下大大简化了计算,解决了实际 ICI 消除过程中消除效果的评价问题。

[0004] 为了达到上述目的,本发明采用了以下述技术方案:

[0005] 一种 ICI 实际消除中的信干比判断方法,其步骤包括如下:

[0006] (1) 建立协同系统容量的信干比模型,分析信干比对系统容量的影响程度;

[0007] (2) 根据协同系统直接信道和协同系统的信道特性,确定协同系统信干比的取值方法;

[0008] (3) 根据协同系统容量的信干比模型和信干比取值方法,计算满足系统性能要求的信干比范围;

[0009] (4) 根据信干比的门限,确定消除算法的消除进程,并评价消除算法的消除性能。

[0010] 上述步骤 (1) 中所述的建立协同系统的信干比表示为:

$$[0011] \quad SIR = \frac{E \left\{ \frac{\sin^2(\pi\varepsilon)}{\sin^2(\frac{\pi\varepsilon}{N})} \right\}}{\sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} E \left\{ \frac{\sin^2 \pi(k-m+\varepsilon)}{\sin^2 \pi(\frac{k-m+\varepsilon}{N})} \right\}}$$

[0012] 其中 N 是子载波数,  $\varepsilon$  为相对子载波间隔的归一化频偏, k、m 是子载波序号, k-m 指的是第 k 条和第 m 条子载波的间距,  $E\{\cdot\}$  表示对括号内的内容取数学期望。

[0013] 设系统带宽为 B, 系统中不存在 ICI 干扰时的容量为  $C_0 = B \log_2(1 + \frac{S}{N_0})$ , 其中 S 为信号功率,  $N_0$  为噪声功率, 而存在 ICI 干扰时, 信号写成  $S = S_0 + S_{ICI}$ , 其中  $S_0$  为有用信号部分,  $S_{ICI}$  为 ICI 干扰部分。此时系统信干比 SIR 为:  $SIR = \frac{S_0}{S_{ICI}}$ , 得到此时的信道容量为:

$$[0014] \quad C_I = B \log_2(1 + \frac{S_0}{S_{ICI} + N_0})$$

$$[0015] \quad = B \log_2(1 + \frac{\frac{SIR}{SIR+1} SNR \cdot N_0}{\frac{1}{SIR+1} SNR \cdot N_0 + N_0})$$

$$[0016] \quad = B \log_2(1 + SNR - \frac{SNR^2 + SNR}{SNR + SIR + 1})$$

[0017] 因此得到系统容量的信干比模型为:

$$[0018] \quad \frac{C_I}{C_0} = \frac{\log_2(1 + SNR - \frac{SNR^2 + SNR}{SNR + SIR + 1})}{\log_2(1 + SNR)}$$

[0019] 这里  $C_I/C_0$  为存在 ICI 干扰的容量和不存在 ICI 干扰的容量的比值。

[0020] 上述步骤 (2) 中子载波数较大时直接信道和协同信道的信干比 SINR1 和 SINR2 分别为:

$$[0021] \quad SINR1 = \frac{\frac{\sin^2(\pi\varepsilon)}{N^2 \sin^2(\pi\varepsilon/N)}}{(1 - \frac{\sin^2(\pi\varepsilon)}{N^2 \sin^2(\pi\varepsilon/N)}) + \frac{1}{a_1} \cdot \frac{1}{SNR_1}}$$

$$[0022] \quad SINR2 = \frac{\frac{\sin^2(\pi\varepsilon)}{N^2 \sin^2(\pi\varepsilon/N)}}{(1 - \frac{\sin^2(\pi\varepsilon)}{N^2 \sin^2(\pi\varepsilon/N)}) + \frac{1}{a_2} \cdot \frac{1}{SNR_2}}$$

[0023] 其中 SNR1 和 SNR2 分别为直接信道和协同信道的信噪比,  $a_1$  和  $a_2$  分别为直接信道和协同信道的衰减值。通过仿真可以看出在相同信干比情况下, 协同通道的容量比直接通道的高得多。因此协同系统信干比取值可以从协同通道进行。

[0024] 上述步骤 (3) 中的  $C_T/C_0$  随信干比 SIR 的增大而增大, 但是其变化率逐渐变小, 定义变化率为  $C_v$ , 则可由信干比模型推得:

$$[0025] \quad C_v = \frac{SNR^2 + SNR}{\ln 2 \cdot \log_2(1 + SNR)} \cdot \frac{1}{(1 + SNR - \frac{SNR^2 + SNR}{SNR + SIR + 1}) \cdot (SNR + SIR + 1)^2}$$

[0026] 对不同的信噪比,  $C_v$  的变化都随着信干比的增大逐渐变小, 也就是说  $C_T/C_0$  随信干比 SIR 的增大越来越少, 但信噪比不同  $C_v$  的变换速率不同, 因此可以根据不同的信噪比确定信干比的范围。

[0027] 上述步骤 (4) 中根据信干比的门限, 确定消除算法的消除进程, 并评价消除算法的消除性能。协同系统目的用户和协同点的信号可以表示为:

$$[0028] \quad Y_{sd}(k) = H_{sd}(k)V(k)S(0) + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} H_{sd}(l)V(l)S(l-k) + n_{sd}(k)$$

[0029] 其中  $H_{sd}(k)$  是源节点 S 和目的节点 D 的信道增益,  $n_{sd}$  是噪声。上式的第一项是有用信号, 第二项是因为多普勒频移产生的 ICI 的干扰项, 对于上式通过估计信号  $V(k)$ , 从而可以很容易的计算出系统的信干比。即通过判断系统的信干比就可以得到其系统的传输性能。

[0030] 本发明的 ICI 实际消除中的信干比判断方法与现有技术相比较具有以下优点: 该方法在在研究信干比与多普勒频移的关系后, 建立了 ICI 对信道容量影响的信干比模型, 在此基础上, 结合高速移动 OFDM 协同系统模型和信道选择算法, 根据协同系统容量的信干比模型和信干比取值方法, 计算满足系统性能要求的信干比范围, 通过仿真表明, 该信干比判断方法与误码率指标衡量消除算法效果等同, 而且在实际消除过程中, 它更容易计算, 解决了实际 ICI 消除过程中消除效果的评价问题。

## 附图说明

[0031] 图 1 为本发明的 ICI 实际消除中的信干比评价方法的流程图;

[0032] 图 2 为子载波数为 1024 时信干比随相对频偏变化的仿真图;

[0033] 图 3 为信噪比分别为 10dB、20dB、30dB 时  $C_T/C_0$  与信干比 (dB) 关系的仿真图;

[0034] 图 4 为协同系统的传输模型图;

[0035] 图 5 为信噪比分别是 10dB、20dB、50dB、100dB 时协同系统直接通道和协同通道的容量对比仿真图;

[0036] 图 6 为信噪比分别为 10dB、20dB、30dB 时  $C_T/C_0$  的变化率  $C_v$  与信干比 (dB) 关系的仿真图;

[0037] 图 7 为信噪比分别为 10dB、20dB、30dB, 信干比从 40dB 到 50dB 变化时对应的  $C_v$  的仿真图;

[0038] 图 8 为信噪比分别为 10dB、20dB、30dB 时相对频偏与误码率关系的仿真图。

## 具体实施方式

[0039] 以下结合附图对本发明的实施例作进一步的详细描述。

[0040] 如图 1 所示, ICI 实际消除中的信干比评价方法, 其具体步骤如下:

[0041] (1) 建立协同系统容量的信干比模型, 分析信干比对系统容量的影响程度: 假设  $Y(m)$ 、 $X(m)$  是 OFDM 系统的输出和输入信号,  $H(m)$  是信道传输函数,  $W(m)$  是加性噪声, 则接收端的信号可以表示为:

$$[0042] \quad Y(m) = H(m)X(m)S(0) + \sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} H(k)X(k)S(k-m) + W(m)$$

[0043] 其中

$$[0044] \quad S(k-m) = \frac{\sin \pi(k-m+\varepsilon)}{N \sin \frac{\pi}{N}(k-m+\varepsilon)} \exp[j\pi(1-\frac{1}{N})(k-m+\varepsilon)]$$

$$[0045] \quad S(0) = \frac{\sin \pi\varepsilon}{N \sin \frac{\pi\varepsilon}{N}} \exp[j\pi(1-\frac{1}{N})\varepsilon]$$

[0046] 式子的第一项是有用信号项, 第二项是干扰信号项,  $N$  是子载波数,  $\varepsilon$  为相对子载波间隔的归一化频偏,  $k$ 、 $m$  是子载波序号,  $k-m$  指的是第  $k$  条和第  $m$  条子载波的间距。则当子载波数较大时, 信干比 SIR 可以表示为:

$$[0047] \quad SIR = \frac{E \left\{ \frac{\sin^2(\pi\varepsilon)}{\sin^2(\frac{\pi\varepsilon}{N})} \right\}}{\sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} E \left\{ \frac{\sin^2 \pi(k-m+\varepsilon)}{\sin^2 \pi(\frac{k-m+\varepsilon}{N})} \right\}}$$

[0048] 若 OFDM 符号周期以 802.11e 的  $4\mu s$ , 高速列车的最高运行速度以 500km/小时, 载波频率为 2.4GHz 为例, 其归一化多普勒频偏约为 0.004, 所以图 2 仿真了  $\varepsilon$  取 0.001 到 0.01 的变化曲线, 从图中可以看出, 随着  $\varepsilon$  的增大, 系统的信干比迅速下降, 信干比反应多普勒频偏的变化, 并且一一对应。

[0049] 假设信道容量:  $C_0 = B \log_2(1 + \frac{S}{N_0})$ , 此时系统中不存在 ICI 干扰, 信噪比为

$SNR = \frac{S}{N_0}$ 。则当系统中存在 ICI 干扰时, 信号可以写成  $S = S_0 + S_{ICI}$ , 其中  $S_0$  为有用信号部分,

$S_{ICI}$  为 ICI 干扰部分。此时系统信干比 SIR 为:  $SIR = \frac{S_0}{S_{ICI}}$ , 可以得到此时的信道容量为:

$$[0050] \quad C_I = B \log_2(1 + \frac{S_0}{S_{ICI} + N_0})$$

$$[0051] \quad = B \log_2(1 + \frac{\frac{SIR}{SIR+1} SNR \cdot N_0}{\frac{1}{SIR+1} SNR \cdot N_0 + N_0})$$

$$[0052] \quad = B \log_2(1 + SNR - \frac{SNR^2 + SNR}{SNR + SIR + 1})$$

[0053] 故存在 ICI 干扰的容量和不存在 ICI 干扰的容量的比值为:

$$C_I/C_0 = \frac{\log_2(1+SNR - \frac{SNR^2 + SNR}{SNR + SIR + 1})}{\log_2(1+SNR)}$$

定义  $C_I/C_0$  为信道容量的信干比模型,表示 ICI 对系统的影响程度,  $C_I/C_0$  为 1,表示对系统无影响,  $C_I/C_0$  越小影响越严重图 3 仿真出了信噪比分别为 10dB、20dB、30dB 时  $C_I/C_0$  与信干比的关系,从图 3 中可以看出 SIR 越小,  $C_I/C_0$  越小,相同 SIR 下, SNR 越大  $C_I/C_0$  越小,说明信道噪声干扰越小, ICI 影响就越大。例如从图 2 可以看出若  $\varepsilon = 0.004$ , SIR 也约为 43dB,根据图 3 当 SNR = 30dB 时,  $C_I/C_0 \approx 0.993$ ,即信道容量下降为原来的 99.3%,反映 ICI 干扰对宽带系统的影响程度。

[0054] (2) 根据协同系统直接信道和协同系统的信道特性,确定协同系统信干比的取值方法:本文建立的协同系统传输模型如图 4 所示。图中的用户是车厢内的移动终端,协同伙伴是设置的协同点。这样数据传输中,协同点和终端作高速移动,协同点与终端间无高速移动,相对静止。直接通道的信号在穿过车厢时会产生大的损耗,经计算得到子载波数较大时直接信道和协同信道的信干比 SINR1 和 SINR2 分别为:

$$[0055] \quad SINR1 = \frac{\frac{\sin^2(\pi\varepsilon)}{N^2 \sin^2(\pi\varepsilon/N)}}{(1 - \frac{\sin^2(\pi\varepsilon)}{N^2 \sin^2(\pi\varepsilon/N)}) + \frac{1}{a_1} \cdot \frac{1}{SNR_1}}$$

$$[0056] \quad SINR2 = \frac{\frac{\sin^2(\pi\varepsilon)}{N^2 \sin^2(\pi\varepsilon/N)}}{(1 - \frac{\sin^2(\pi\varepsilon)}{N^2 \sin^2(\pi\varepsilon/N)}) + \frac{1}{a_2} \cdot \frac{1}{SNR_2}}$$

[0057] 式中  $a_1$ 、 $a_2$  为直接信道和协同信道的传输因子,  $SNR_1$ 、 $SNR_2$  为直接信道和协同信道的信噪比,图 5 仿真出了不同信噪比下,采用协同通道和采用直接通道时信干比和信道容量的关系。由图 5 可以看出在相同信干比情况下,协同通道的容量比直接通道的高得多。因此协同系统信干比取值可以从协同通道进行。

[0058] (3) 根据协同系统容量的信干比模型和信干比取值方法,计算满足系统性能要求的信干比范围:  $C_I/C_0$  随信干比 SIR 的增大而增大,但是其变化率逐渐变小,定义变化率为  $C_v$ ,则可由信干比模型推得:

$$[0059] \quad C_v = \frac{SNR^2 + SNR}{\ln 2 \cdot \log_2(1+SNR)} \cdot \frac{1}{(1+SNR - \frac{SNR^2 + SNR}{SNR + SIR + 1}) \cdot (SNR + SIR + 1)^2}$$

[0060] 图 6 仿真出了  $C_v$  与信干比的关系,从图中可以看出,对不同的信噪比,  $C_v$  的变化都随着信干比的增大逐渐变小,也就是说  $C_I/C_0$  随信干比 SIR 的增大越来越少,但信噪比不同  $C_v$  的变换速率不同,因此可以根据不同的信噪比确定信干比的范围。将信干比从 40dB 到 50dB 放大后其对应的  $C_v$  如图 7 所示,可以看出若信噪比为 20dB,信干比大于 48dB 后,  $C_v$  的变化已非常小,即系统性能变化很小。因此我们可以根据系统具体要求,设置信干比取值,作为消除算法的收敛条件,同时可以评价判断消除算法的消除效果。

[0061] (4) 根据信干比的门限,确定消除算法的消除进程,并评价消除算法的消除性能:对于图 4 所示的系统,目的用户和协同点的信号可以表示为:



$$[0062] \quad Y_{sd}(k) = H_{sd}(k)V(k)S(0) + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} H_{sd}(l)V(l)S(l-k) + n_{sd}(k)$$

[0063] 其中  $H_{sd}(k)$  是源节点 S 和目的节点 D 的信道增益,  $n_{sd}$  是噪声。上式的第一项是有用信号, 第二项是因为多普勒频移产生的 ICI 的干扰项, 对于上式通过估计信号  $V(k)$ , 从而可以计算出系统的信干比。因此, 本文提出了系统 ICI 消除的信干比判断方法, 即通过判断系统的信干比就可以得到其系统的传输性能。图 8 仿真出了信噪比分别为 10dB、20dB、30dB 时误码率和频偏的关系曲线, 以信噪比为 20dB、误码率为  $10^{-4}$  为例, 此时的频偏约为 0.002, 根据图 1 频偏为 0.002 时, 其对应的信干比约为 48dB, 即信干比判断方法与误码率指标衡量消除算法效果等同。因此我们可以根据不同的信道特点确定信干比的取值来判断系统性能。

[0064] 综上所述, 本发明提供的高速移动 OFDM 协同系统 ICI 实际消除中的信干比判断方法与误码率指标衡量消除算法效果等同, 而且在实际消除过程中, 它更容易计算, 解决了实际 ICI 消除过程中消除效果的评价问题。

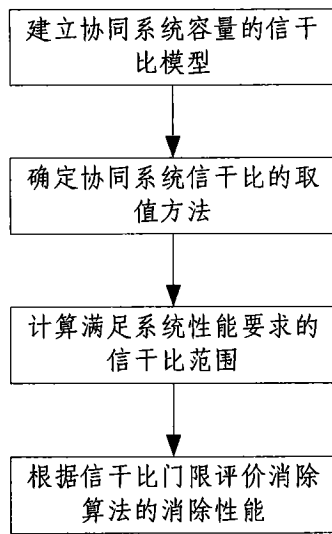


图 1

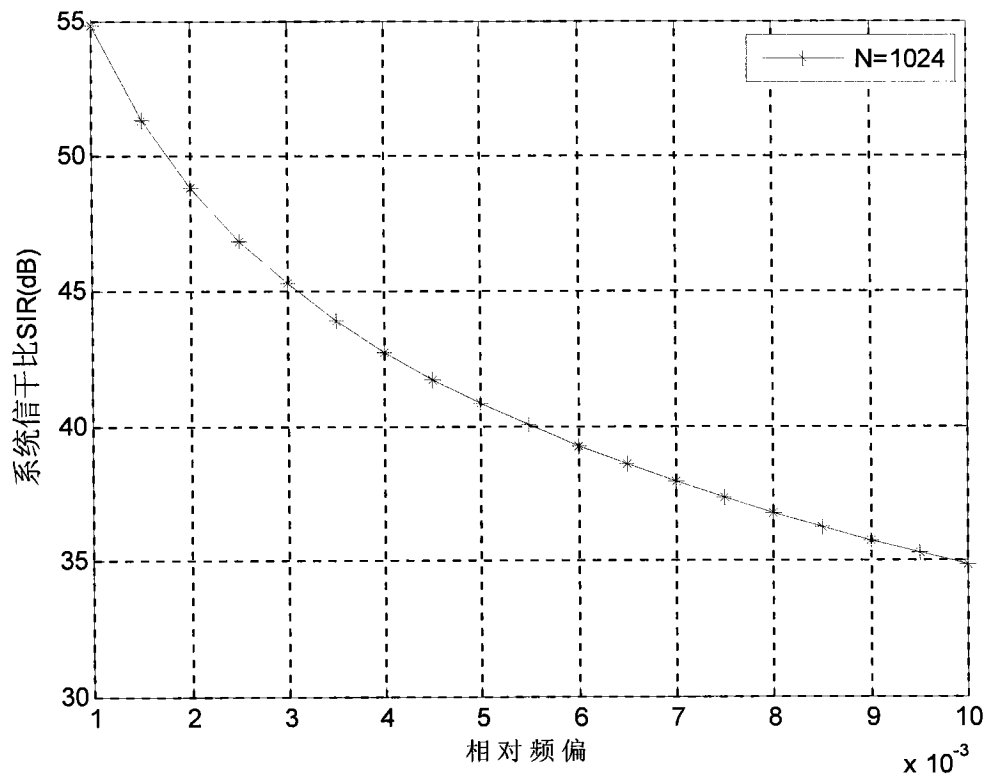


图 2

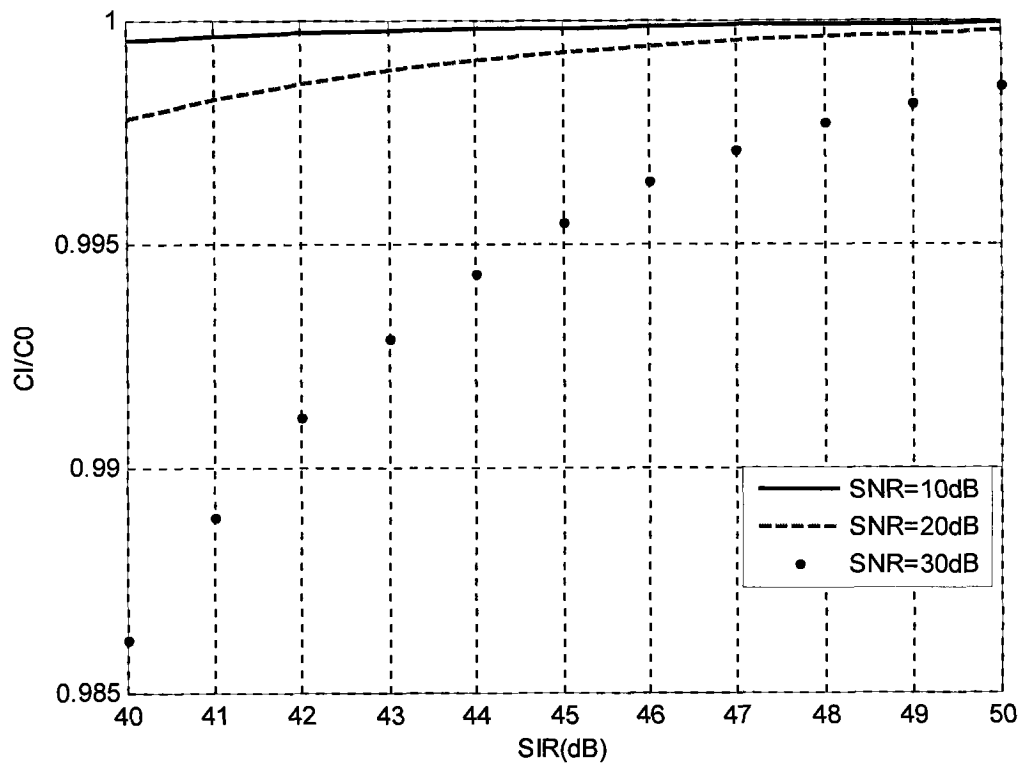


图 3

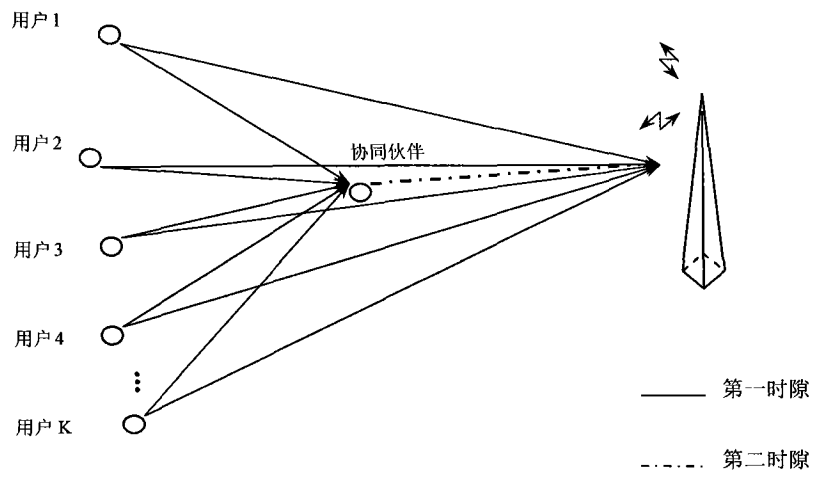


图 4

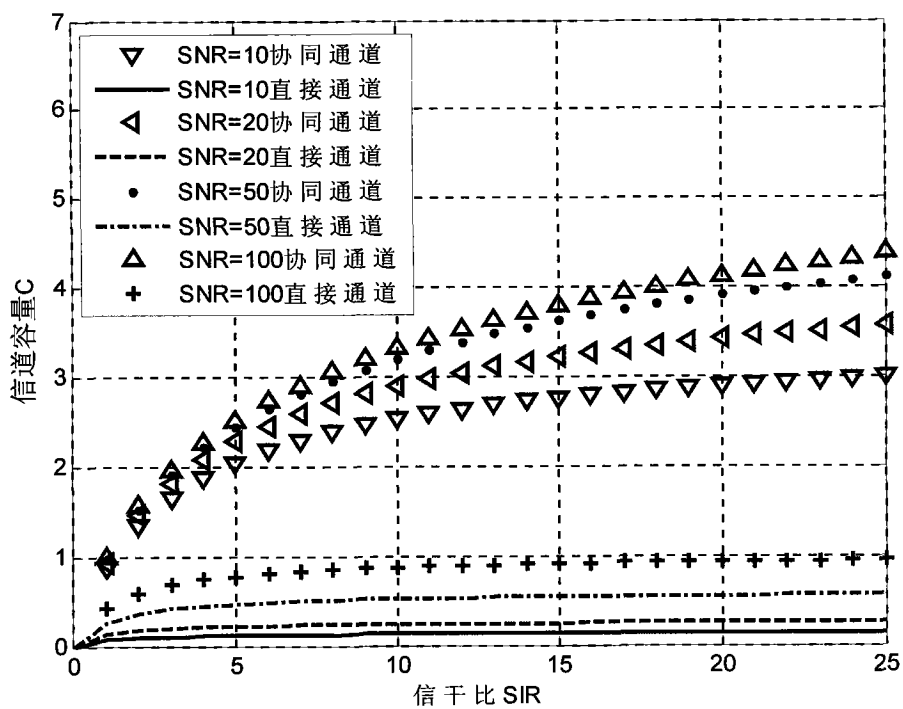


图 5

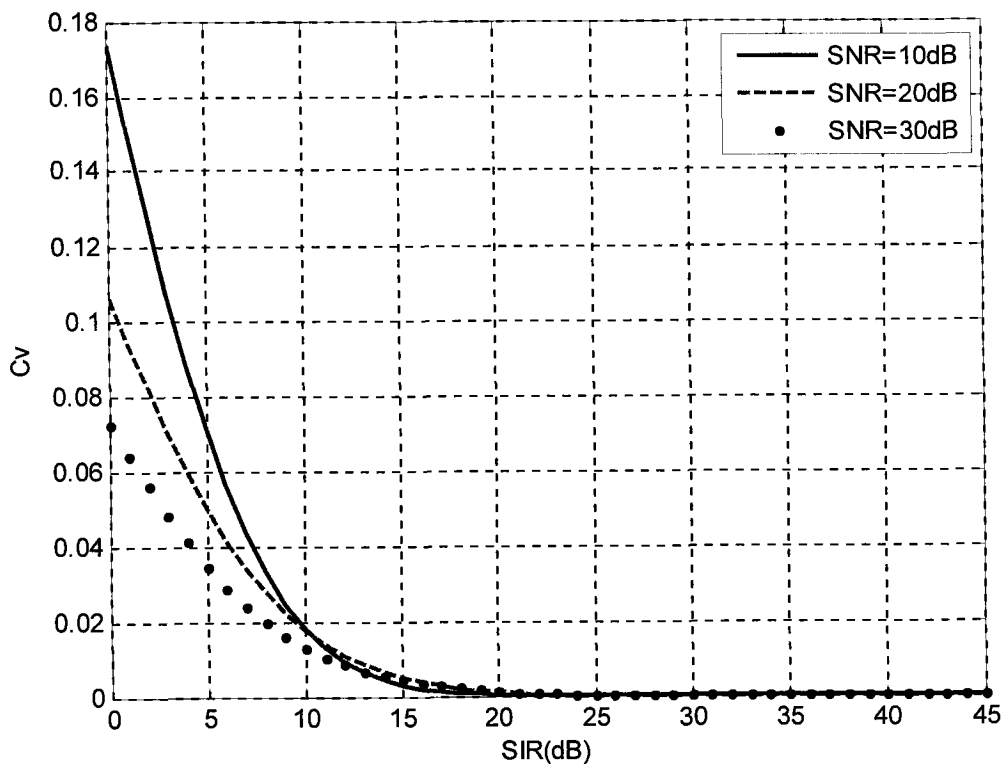


图 6

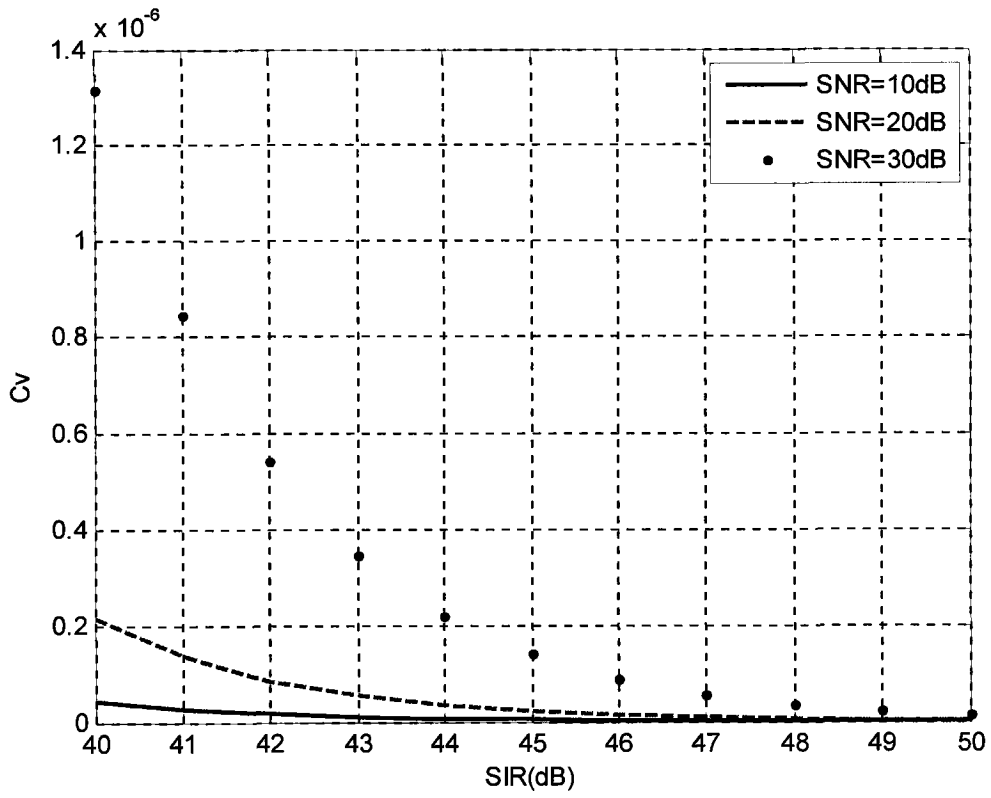


图 7

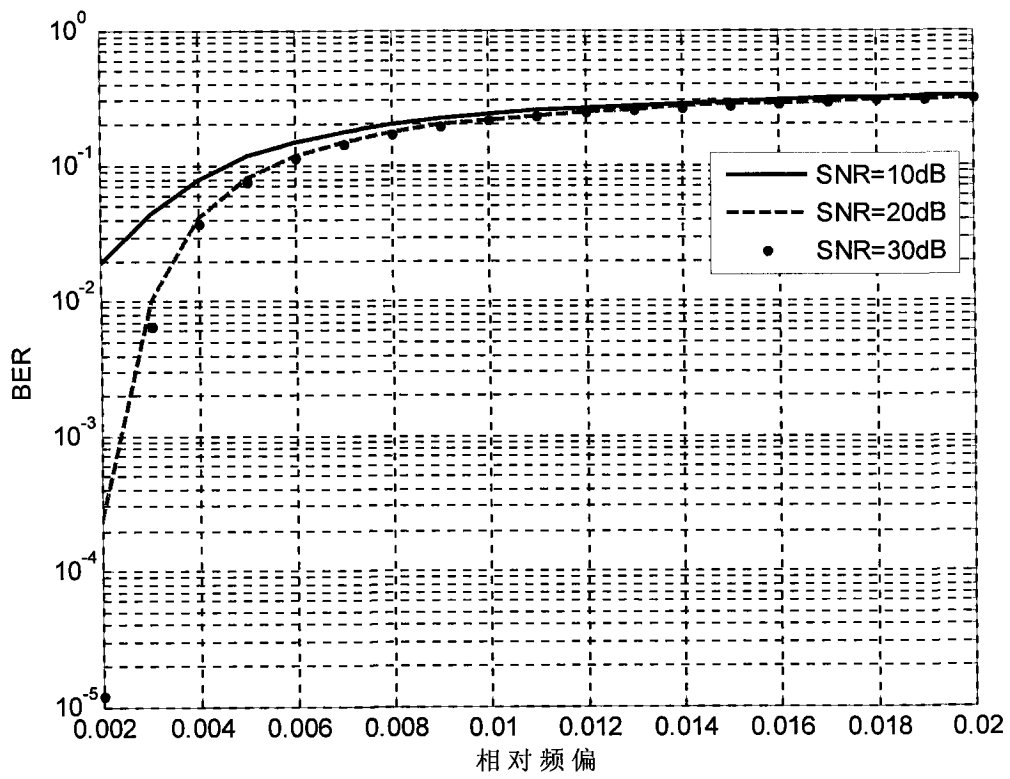


图 8