

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101553028 B

(45) 授权公告日 2011.06.15

(21) 申请号 200910059162.1

(22) 申请日 2009.04.30

(73) 专利权人 西南交通大学

地址 610031 四川省成都市二环路北一段
111 号

(72) 发明人 陈庆春 周明 刘恒 马征 郝莉
范平志

(74) 专利代理机构 成都博通专利事务所 51208
代理人 陈树明

(51) Int. Cl.

H04W 56/00 (2006.01)

H04B 7/26 (2006.01)

(56) 对比文件

US 6104767 A, 2000.08.15, 全文.

CN 1270724 A, 2000.10.18, 全文.

CN 1342004 A, 2002.03.27, 全文.

曾嵘

赵春明. OFDM 系统中基于符号间相位差分调

制的频偏估计模糊度校正算法. 《电子与信息学报》. 2005, 第 27 卷 (第 3 期), 364-368.

审查员 孙洁

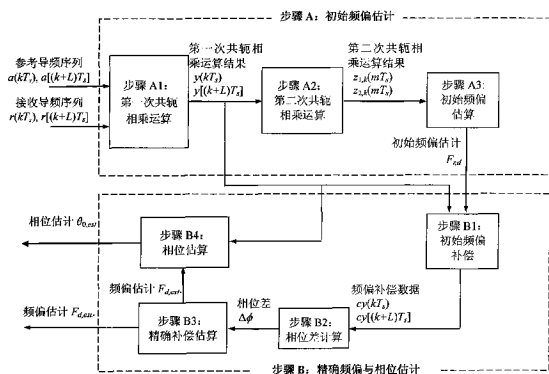
权利要求书 2 页 说明书 12 页 附图 4 页

(54) 发明名称

TD-SCDMA 通信系统接收同步中基于差分相位的频偏与相位估计方法

(57) 摘要

本发明公开了一种 TD-SCDMA 通信系统的接收同步中基于差分相位计算的频偏与相位估计方法, 它采用初始频偏估计和精确频偏与相位估计两个阶段的分步估计策略, 将具有相关频偏的当前相邻两个子帧中两组导频符号序列联合使用, 通过差分相位计算, 实现 TD-SCDMA 通信系统频偏与相位估计。该方法在中高信噪比条件下频偏和相位估计精确, 估值波动范围小。



1. 一种 TD-SCDMA 通信系统的接收同步中基于差分相位计算的频偏与相位估计方法, 其步骤依次是:

A、初始频偏估计:

A1、第一次共轭相乘运算:

将由帧同步定位确定的当前相邻两个子帧中 P 位导频符号 $r(kT_s)$ 和 $r[(L+k)T_s]$, 其中 $k_0 \leq k \leq k_0+P-1$, 分别与对应的 P 位已知参考导频符号 $a(kT_s)$ 和 $a[(L+k)T_s]$ 逐位执行共轭相乘后得到两组 P 位导频符号的共轭相乘运算结果 $y(kT_s)$ 和 $y[(L+k)T_s]$, 即:

$$y(kT_s) = r(kT_s)a^*(kT_s)$$

$$y[(L+k)T_s] = r[(L+k)T_s]a^*[(L+k)T_s]$$

其中 T_s 代表采样符号时间间隔, k 为由帧同步确定的当前子帧中导频序列序号, k_0 为 P 位导频符号在接收数据子帧中出现的初始位置, L 为子帧数据长度, $a^*(kT_s)$ 和 $a^*[(L+k)T_s]$ 分别为导频符号 $a(kT_s)$ 和 $a[(L+k)T_s]$ 的共轭符号;

A2、第二次共轭相乘运算: 将 A1 步骤计算得到的两组共轭运算结果中间隔为 m ($P > m \geq 1$) 的结果 $y(kT_s)$ 和 $y[(k+m)T_s]$, 以及 $y[(L+k)T_s]$ 和 $y[(L+k+m)T_s]$ 执行第二次共轭相乘运算, 得到第二次共轭运算结果 $z_{1,k}(mT_s)$ 和 $z_{2,k}(mT_s)$, 即

$$z_{1,k}(mT_s) = y^*(kT_s)y[(k+m)T_s]$$

$$z_{2,k}(mT_s) = y^*[(L+k)T_s]y[(L+k+m)T_s]$$

A3、初始频偏估算: 将 A2 步骤计算得到的两组共轭相乘运算结果 $z_{1,k}(mT_s)$ 和 $z_{2,k}(mT_s)$

分别计算出其平均值 $z_1(mT_s) = \frac{1}{P-m} \sum_{k=k_0}^{k_0+P-m-1} z_{1,k}(mT_s)$ 和 $z_2(mT_s) = \frac{1}{P-m} \sum_{k=k_0}^{k_0+P-m-1} z_{2,k}(mT_s)$, 然后根据平均值估算初始频偏估计值 $F_{r,d}$:

$$F_{r,d} = \frac{1}{2\pi T_s(P-1)} \left[\sum_{m=1}^{P-1} \frac{1}{2m} (\arg\{z_1(mT_s)\} + \arg\{z_2(mT_s)\}) \right]$$

其中 $\arg\{x\}$ 表示计算复数 x 的相位;

B、精确频偏与相位估计:

B1、初始频偏补偿

根据 A3 步骤得到的初始频偏估计结果 $F_{r,d}$, 对 A1 步骤得到的第一次共轭相乘运算结果 $y(kT_s)$ 和 $y[(L+k)T_s]$ 执行初始频偏补偿运算, 得到两组频偏补偿数据 $cy(kT_s)$ 和 $cy[(L+k)T_s]$, 即:

$$cy(kT_s) = y(kT_s)e^{-j2\pi kF_{r,d}T_s}$$

$$cy[(L+k)T_s] = y[(L+k)T_s]e^{-j2\pi kF_{r,d}T_s}$$

B2、相位差计算

根据 B1 步骤计算得到的两组频偏补偿数据 $cy(kT_s)$ 和 $cy[(L+k)T_s]$ 计算出相位差值

$$\Delta\phi = \frac{1}{P} \sum_{k=k_0}^{k_0+P-1} (\arg\{cy[(L+k)T_s]\} - \arg\{cy(kT_s)\});$$

B3、精确频偏估算

根据 B2 步骤计算得到的相位差值 $\Delta\phi$ 计算偏移值 $F_{d,offset} = \frac{\Delta\phi}{2\pi LT_s}$; 根据 A3 步骤估算的初

始频偏估计值 $F_{r,d}$, 计算出两个候选精确频偏估计值 $F_{d,1}$ 和 $F_{d,2}$, 即:

$$F_{d,1} = \frac{\text{floor}(F_{r,d}LT_s)}{LT_s} + F_{d,offset}$$

$$F_{d,2} = \frac{\text{floor}(F_{r,d}LT_s) + 1}{LT_s} + F_{d,offset}$$

其中 $\text{floor}(\cdot)$ 代表向下取整函数, 然后计算两个候选精确频偏估计值与初始频偏估计值的绝对差值 $\Delta F_{d,1} = \text{abs}(F_{d,1} - F_{r,d})$, $\Delta F_{d,2} = \text{abs}(F_{d,2} - F_{r,d})$, 对应绝对差值最小的候选频偏估计值即作为精确的频偏估计值 $F_{d,est}$;

B4、精确相位估算

根据 B3 步骤确定的精确频偏估计值 $F_{d,est}$, 对 A1 步骤计算得到的第一次共轭运算结果 $y(kT_s)$ 和 $y[(L+k)T_s]$ 进行精确频偏补偿, 得到两组精确频偏补偿信号 $zy(kT_s) = y(kT_s)e^{-j2\pi F_{d,est}kT_s}$ 和 $zy[(L+k)T_s] = y[(L+k)T_s]e^{-j2\pi F_{d,est}(L+k)T_s}$; 根据精确频偏补偿信号

$zy(kT_s)$ 与 $zy[(L+k)T_s]$, 计算相位估计 $\theta_{0,est} = \frac{1}{2P} \left(\sum_{k=k_0}^{k_0+P-1} \arg\{zy(kT_s)\} + \sum_{k=k_0}^{k_0+P-1} \arg\{zy[(L+k)T_s]\} \right)$ 。

TD-SCDMA 通信系统接收同步中基于差分相位的频偏与相位估计方法

技术领域

[0001] 本发明涉及时分同步码分多址无线通信系统（简称为 TD-SCDMA 系统）中的频偏和相位估计方法。

背景技术

[0002] 同步技术是通信系统中必不可少的关键技术，在 TD-SCDMA 移动通信系统中，要求基站与移动终端之间建立收发同步，以便传输和接收信号。由于 TD-SCDMA 系统中采用了时分双工（TDD）技术，同步的好坏不仅仅直接影响到网络运行和通信连接的基本要求，而且还关系到系统容量及服务质量（QoS）。但在无线通信系统中，由于发送端设备和接收端设备间的频差，以及用户端设备移动所带来的多谱勒频移等影响，使得载波频率与本地晶振的频率之间存在着频偏。为了保证数据的可靠传输，必须对信号的频偏进行准确估计并加以补偿。在 TD-SCDMA 系统中，要求移动设备和基站的频率偏差不超过 0.1ppm (parts per million, 百万分率)。而第三代移动通信合作伙伴计划 3GPP 允许移动用户设备使用较低廉的频率振荡器，频率偏差可以达到 10ppm。这就要求必须采用优异的频偏估计技术，在准确估计频偏的基础上，对可能出现的频偏进行补偿，以实现频率同步。

[0003] 在 TD-SCDMA 系统下行链路中，移动用户设备通常可以采用帧同步技术定位和确定位于下行导频时隙 DwPTS 的下行导频序列的准确位置，以及对应的下行导频序列序号，或者定位和确定位于数据时隙中的中间训练序列 Midamble 及对应的中间训练序列序号，并在此基础上进行频偏估计和相位估计。

[0004] 从已有的文献和专利检索结果来看，围绕频偏估计问题已经取得了研究成果，有大量可以采用的实用算法，这些算法和研究成果成为了提升和改进频偏估计性能的重要保障。归纳起来，频偏估计方法大致可以分为两大类，即频域估计方法和时域估计方法。

[0005] 在频域估计算法中，通过对接收信号执行傅里叶变换方法，然后在频域搜索和定位频域中的峰值点，其对应的频点值即为对应的频偏估计结果。比较有代表性的频域估计算法为 David C. Rife 和 Robert R. Boorstyn 在论文“Single-Tone Parameter Estimation from Discrete-Time Observations,” IEEE Transactions on Information Theory, vol. IT-20, no. 5, 1974, pp. 591-598 (基于离散时间观测样本的单音参数估计方法, IEEE 信息论学报, 第 20 卷 5 期, 1974 年, 第 591-598 页) 中所提出的基于快速傅里叶变换的频偏估计算法。但在实际应用中, 频域估计算法存在两个问题: 首先, 频域估计算法实现较为复杂; 其次, 为了提高频域估计算法的频率分辨率, 需要在接收信号中填充零符号, 这会增加频域估计算法的实现复杂度。尽管可以采用诸如迭代线性预测算法等方法降低频域估计算法的实现复杂度, 但与时域估计算法相比, 频域估计算法的实现复杂度还是偏高。

[0006] 中国发明专利 200410041833 (“一种码分多址系统上行专用信道频偏估计方法”, 中兴通讯股份有限公司, 2004.08.23) 提出了一种适用于码分多址系统上行专用信道的频

偏估计方法,其基本方法是:先进行大尺度的频偏估计,按照大尺度频偏估计值进行校正后,然后进行小尺度的频偏估计。由于使用了大尺度频偏估计和小尺度频偏估计相结合的方法,可以有效降低算法的运算量。中国发明专利 200610113795(“一种快速、高精度的多普勒频偏估计方法”,北京邮电大学,2006. 10. 17) 提出了一种用于移动通信系统的快速、高精度的多普勒频偏估计方法,其基本方法是利用未经调制的导频与其他副载波频率相比较,然后采用两次线性调频 Z 变换(CZT) 变换,先进行频偏粗估计,再进行频偏精估计,并通过粗、细两次频偏估计的有机结合,在求得的粗估计导频值的基础上,缩小频偏精估计的搜索范围,提高频率分辨率,以便在不增加运算量的前提下,获得更高的估计精度,实现精度高、效率高、估计范围大的频偏估计。

[0007] 时域估计算法大致可以分为两类,即基于相位的估计方法和基于最大似然准则的估计方法。

[0008] 基于相位的估计方法通过计算接收训练序列与已知训练序列的相位差来估计频偏,其优点是运算复杂度较低。比较有代表性算法包括 Steven A. Tretter 在论文“Estimating the Frequency of a Noisy Sinusoid by Linear Regression,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-31, no. 6, 1985, pp. 832-835(基于线性回归的有扰正弦信号的频率估计方法, *IEEE 信息论学报*, 第 31 卷 6 期, 1985 年, 第 832-835 页) 中所提出的线性回归算法(也称 Tretter 算法), 以及 Steven Kay 在论文“A Fast and Accurate Single Frequency Estimator,” *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 37, no. 12, 1989, pp. 1987-1990(一种快速和准确的单频估计器, *IEEE 声学、语言和信号处理学报*, 第 37 卷 12 期, 1989 年, 第 1987-1990 页) 中所提出的相位加权平均算法(也称 Kay 算法)。基于相位的估计方法由于仅仅利用了观测信号样本的相位信息,计算精度受噪声影响较大,通常只适用于高信噪比条件下的频偏估计问题。此外,基于相位的频偏估计性能与待估计的频偏值有关,存在信噪比门限效应,即只有在信噪比足够高时,才能获得逼近 Cramer-Rao 理论下界的估计性能。为了改进基于相位的频偏估计算法性能,通常还需要采用诸如平滑、异常处理等策略,以满足实际应用中的频偏估计要求。

[0009] 美国发明专利 6104767(“Method and Apparatus for Estimating a Frequency Offset(估计频偏的方法和设备)”, Telefonaktiebolaget LM Ericsson(爱立信公司), 1997. 12. 17) 提出了一类基于相位差的频偏估计方法。中国发明专利 00125036(“一种适用于码分多址接入系统的频偏估计方法”, 华为技术有限公司, 2000. 09. 05) 针对 CDMA 系统,提出了一种合并多径差分频偏估计的频偏估计方法。中国发明专利 200410093554. 7(“一种 TD-SCDMA 中精频偏估计方法”, 展讯通信(上海)有限公司, 2004. 12. 24) 提出了一种基于相位差的频偏估计方法,通过估计出的下行导频训练序列 SYNC_DL 的相位,减去发射时下行导频训练序列 SYNC_DL 的调制相位,得到频偏带来的相差,从而估计出频偏的方法。美国发明专利 US7349483B2(“Communications Device with Doppler Frequency Estimation Functions(具有多普勒频率估计功能的通信设备)”, Fujitsu Limited(富士有限公司), 2004. 02. 20) 也提出了一类基于相位差的频偏估计方法:接收机选择相邻帧中具有最大幅值的采样点,通过确定相邻采样点相位差和时间间隔,可以计算得出多普勒频偏,而基于多个多普勒频偏估计值的平均计算可以得到最终的多普

勒频偏估计。

[0010] 在基于最大似然准则的估计算法中,根据似然函数最大化原则确定频偏和相位值。Marco Luise 和 Ruggero Reggiannini 在论文“Carrier Frequency Recovery in All-Digital Modems for Burst-Mode Transmissions,”IEEE Transactions on Communications, vol. 43, no. 2/3/4, 1995, pp. 1169-1178(在全数字调制解调器中基于突发数据传输模式的载波频率恢复方法, IEEE 通信学报, 第 43 卷 2/3/4 期, 1995 年, 第 1169-11785 页) 中采用周期图 (periodogram) 函数作为似然函数。基于周期图 (periodogram) 似然函数和高信噪比条件下近似关系, Marco Luise 和 Ruggero Reggiannini 推导出了基于接收观测信号样本自相关函数的频偏估计算法, 相关估计算法具有算法实现简单的优点。Hua Fu 和 Pooi Yuen Kam 在论文“MAP/ML Estimation of the Frequency and Phase of a Single Sinusoid in Noise,”IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 55, no. 3, 2007, pp. 834-845(噪声条件下单一正弦信号的最大后验概率与最大似然频率和相位估计方法, IEEE 信号处理学报, 第 55 卷 3 期, 2007 年, 第 834-845 页) 采用基于条件概率密度函数的似然函数, 基于最大似然估计理论, 系统地提出了能够逼近 Cramer-Rao 理论下界的最大似然频偏和相位估计算法。

[0011] 中国发明专利 200410009133.1 (“基于训练序列的 TD-SCDMA 系统频偏补偿方法及装置”, 中兴通讯股份有限公司, 2004.05.25) 提出了一种基于训练序列的 TD-SCDMA 系统频偏补偿方法: 首先从接收数据序列中截取训练序列, 并在不同频差点对训练序列进行相位补偿; 然后进行信道估计以确定训练序列的扩频因子, 在对训练序列进行解扩的基础上, 得到每个频差点的训练序列解扩后的符号; 在排除异常解扩符号后, 计算每个频点、每个用户的代价函数, 并通过计算最小代价函数值确定最佳频点, 得到当前时隙的频偏估计值; 最后在对当前时隙的频偏估计值进行平滑修正的基础上进行频偏补偿。中国发明专利 200510057108 (“移动通信系统中的频偏估计方法及装置”, 重庆重邮信科股份有限公司, 2005.06.08) 公开了一种移动通信系统中的频偏估计方法及装置, 其特征在于: 通过接收一个时隙的中间训练序列 Midamble 数据, 并在其基础上进行信道估计, 得到原始的受频偏影响的信道冲激响应; 然后检测发送 Midamble 的数据成分以估计不受频偏影响的信道冲激响应, 在估计不受频偏影响的接收 Midamble 数据的基础上进行最大似然估计, 得出频偏估计结果。

[0012] 此外, 美国发明专利 7075948B2 (“Frequency Offset Estimator (频偏估计器)”, ST Microelectronics, Inc. (ST 微电子有限公司), 2002.05.22) 提出了一类基于累加接收信号相位的频偏估计方法: 通过统计给定时间间隔内顺时针方向或逆时针方向相限切换次数和接收信号穿越零电平的次数估计频偏值。中国发明专利 03149619.9 (“获取时分同步 CDMA (TD-SCDMA) 用户终端的载波频偏的方法和装置”, 大唐移动通信设备有限公司, 2003.08.04) 提出了一种通过合并多个基站信号的方法估计载波频偏的方法。中国发明专利 200480035014.1 (“一种用于对 TD-SCDMA 系统下行链路进行频率估测的装置和方法”, 皇家飞利浦电子股份有限公司, 2004.11.29) 提出了一种根据确定的训练序列相移和下行同步码的相移以及预期的训练序列与下行同步码之间的关系估测频率偏移的方法。中国专利 200410009175.5 (“一种 TD-SCDMA 系统中的频偏估计与校正方法”, 中兴通讯股份有限公司, 2004.06.04) 提出了一种通过信道估计和联合检测来获得相位差进而估计频偏的方法。中

国发明专利 200410041650.7 (“码分多址系统接入信道频偏估计方法”,中兴通讯股份有限公司,2004.08.04)提出了一种用预设的不同频偏补偿值进行前导解调,然后根据前导解调幅度比和预设频偏差计算得出频率偏差值。

[0013] 分析和归纳已有的相关文献和发明专利,围绕频偏估计问题已经取得了大量的研究成果。这些算法和专利为 TD-SCDMA 系统中的频偏和相位估计提供的有效的解决方法。但分析相关文献和发明专利,可以发现,已有的频偏和相位估计方案中均未从合理地使用观测信号样本的角度来有效改善频偏和相位估计性能,在中低信噪比条件下,由于导频符号数有限,频偏估计均方误差大,难以满足实际通信系统接收同步的要求。

发明内容

[0014] 本发明的目的就是提供一种 TD-SCDMA 通信系统接收同步中基于差分相位计算的频偏与相位估计方法,该方法在中高信噪比条件下频偏和相位估计精确,估值波动范围小。

[0015] 本发明实现其发明目的所采用的技术方案是,一种 TD-SCDMA 通信系统的接收同步中基于差分相位计算的频偏与相位估计方法,其步骤依次是:

[0016] A、初始频偏估计:

[0017] A1、第一次共轭相乘运算:

[0018] 将由帧同步定位确定的当前相邻两个子帧中 P 位导频符号 $r(kT_s)$ 和 $r[(L+k)T_s]$, 其中 $k_0 \leq k \leq k_0+P-1$, 分别与对应的 P 位已知参考导频符号 $a(kT_s)$ 和 $a[(L+k)T_s]$ 逐位执行共轭相乘后得到两组 P 位导频符号的共轭相乘运算结果 $y(kT_s)$ 和 $y[(L+k)T_s]$, 即:

$$[0019] \quad y(kT_s) = r(kT_s)a^*(kT_s)$$

$$[0020] \quad y[(L+k)T_s] = r[(L+k)T_s]a^*[(L+k)T_s]$$

[0021] 其中 T_s 代表采样符号时间间隔, k 为由帧同步确定的当前子帧中导频序列序号, k_0 为 P 位导频符号在接收数据子帧中出现的初始位置, L 为子帧数据长度, $a^*(kT_s)$ 和 $a^*[(L+k)T_s]$ 分别为导频符号 $a(kT_s)$ 和 $a[(L+k)T_s]$ 的共轭符号。

[0022] A2、第二次共轭相乘运算:将 A1 步骤计算得到的两组共轭运算结果中间隔为 m ($P > m \geq 1$) 的结果 $y(kT_s)$ 和 $y[(k+m)T_s]$, 以及 $y[(L+k)T_s]$ 和 $y[(L+k+m)T_s]$ 执行第二次共轭相乘运算, 得到第二次共轭运算结果 $z_{1,k}(mT_s)$ 和 $z_{2,k}(mT_s)$, 即

$$[0023] \quad z_{1,k}(mT_s) = y^*(kT_s)y[(k+m)T_s]$$

$$[0024] \quad z_{2,k}(mT_s) = y^*[(L+k)T_s]y[(L+k+m)T_s]$$

[0025] A3、初始频偏估算:将 A2 步骤计算得到的两组共轭相乘运算结果 $z_{1,k}(mT_s)$ 和 $z_{2,k}(mT_s)$ 分别计算出其平均值 $z_1(mT_s) = \frac{1}{P-m} \sum_{k=k_0}^{k_0+P-m-1} z_{1,k}(mT_s)$ 和 $z_2(mT_s) = \frac{1}{P-m} \sum_{k=k_0}^{k_0+P-m-1} z_{2,k}(mT_s)$, 然后根据平均值估算初始频偏估计值 $F_{r,d}$:

$$[0026] \quad F_{r,d} = \frac{1}{2\pi T_s (P-1)} \left[\sum_{m=1}^{P-1} \frac{1}{2m} (\arg\{z_1(mT_s)\} + \arg\{z_2(mT_s)\}) \right]$$

[0027] 其中 $\arg\{x\}$ 表示计算复数 x 的相位。

[0028] B、精确频偏与相位估计:

[0029] B1、初始频偏补偿

[0030] 根据 A3 步骤得到的初始频偏估计结果 $F_{r,d}$, 对 A1 步骤得到的第一次共轭相乘运

算结果 $y(kT_s)$ 和 $y[(L+k)T_s]$ 执行初始频偏补偿运算, 得到两组频偏补偿数据 $cy(kT_s)$ 和 $cy[(L+k)T_s]$, 即:

$$[0031] \quad cy(kT_s) = y(kT_s) e^{-j2\pi k F_{r,d} T_s}$$

$$[0032] \quad cy[(L+k)T_s] = y[(L+k)T_s] e^{-j2\pi k F_{r,d} T_s}$$

[0033] B2、相位差计算

[0034] 根据 B1 步骤计算得到的两组频偏补偿数据 $cy(kT_s)$ 和 $cy[(L+k)T_s]$ 计算出相位差

$$\text{值 } \Delta\phi = \frac{1}{P} \sum_{k=k_0}^{k_0+P-1} (\arg\{cy[(L+k)T_s]\} - \arg\{cy(kT_s)\})$$

[0035] B3、精确频偏估算

[0036] 根据 B2 步骤计算得到的相位差值 $\Delta\phi$ 计算偏移值 $F_{d,offset} = \frac{\Delta\phi}{2\pi LT_s}$; 根据 A3 步骤估算的初始频偏估计值 $F_{r,d}$, 计算出两个候选精确频偏估计值 $F_{d,1}$ 和 $F_{d,2}$, 即:

$$[0037] \quad F_{d,1} = \frac{\text{floor}(F_{r,d} LT_s)}{LT_s} + F_{d,offset}$$

$$[0038] \quad F_{d,2} = \frac{\text{floor}(F_{r,d} LT_s) + 1}{LT_s} + F_{d,offset}$$

[0039] 其中 $\text{floor}(\cdot)$ 代表向下取整函数, 然后计算两个候选精确频偏估计值与初始频偏估计值的绝对差值 $\Delta F_{d,1} = \text{abs}(F_{d,1} - F_{r,d})$, $\Delta F_{d,2} = \text{abs}(F_{d,2} - F_{r,d})$, 对应绝对差值最小的候选频偏估计值即作为精确的频偏估计值 $F_{d,est}$ 。

[0040] B4、精确相位估算

[0041] 根据 B3 步骤确定的精确频偏估计值 $F_{d,est}$, 对 A1 步骤计算得到的第一次共轭运算结果 $y(kT_s)$ 和 $y[(L+k)T_s]$ 进行精确频偏补偿, 得到两组精确频偏补偿信号 $zy(kT_s) = y(kT_s) e^{-j2\pi F_{d,est} k T_s}$ 和 $zy[(L+k)T_s] = y[(L+k)T_s] e^{-j2\pi F_{d,est} (L+k) T_s}$; 根据精确频偏补偿信

号 $zy(kT_s)$ 与 $zy[(L+k)T_s]$, 计算相位估计 $\theta_{0,est} = \frac{1}{2P} \left(\sum_{k=k_0}^{k_0+P-1} \arg\{zy(kT_s)\} + \sum_{k=k_0}^{k_0+P-1} \arg\{zy[(L+k)T_s]\} \right)$ 。

[0042] 与现有技术相比, 本发明的有益效果是:

[0043] 一、将具有相关频偏的当前相邻两个子帧中两组导频符号序列联合使用, 通过差分相位计算, 实现 TD-SCDMA 通信系统频偏与相位估计, 从而本发明可以从更多的导频信号中获得更好的估计性能; 仿真结果也表明, 在中高信噪比条件下, 本发明所提出的频偏和相位估计方法, 不仅能获得优于现有技术的实际估计性能, 而且其估计均方误差性能优于使用一个子帧导频符号的频偏和相位估计的 Cramer-Rao 理论界性能。

[0044] 二、采用初始频偏估计和精确频偏与相位估计两个阶段的分步估计策略, 使得整个估计算法计算简单、便于实现。在初始频偏估计的基础上, 根据两帧导频符号间的相位关系, 可以获得简单的精确频偏与相位估计方法。

[0045] 三、基于差分相位计算的频偏估计方法可以估计的频偏值范围大, 而且可以根据实际系统的需要, 通过调整第二次共轭相乘运算中导频符号间隔 m 的大小, 以满足大频偏条件下的频偏估计要求。

[0046] 下面结合附图和实施例对本发明作详细说明。

附图说明：

[0047] 图 1 为本发明的接收同步中频偏与相位估计与符号同步和子帧同步的关系示意图。

[0048] 图 2 为基于差分相位的频偏和相位估计流程示意图。

[0049] 图 3 为本发明频偏估计方法与文献“MAP/ML Estimation of the Frequency and Phase of a Single Sinusoid in Noise,” IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 55, no. 3, 2007, pp. 834-845 (以下简称文献 1) 中所提出的最大似然频偏估计方法的均方误差性能图。

[0050] 图 4 为本发明频偏估计方法与文献 1 的最大似然频偏估计方法的绝对均差性能图。

[0051] 图 5 为本发明相位估计方法与文献 1 的最大似然相位估计方法的均方误差性能图。

[0052] 图 6 为本发明相位估计方法与文献 1 的最大似然相位估计方法的绝对均差性能图。

具体实施方式

[0053] 实施例

[0054] 图 1 示出本发明所提出的频偏与相位估计方法,属于 TD-SCDMA 通信系统的接收滤波、重采样、符号同步和子帧同步之后的同步处理,其输入信号包括子帧同步定位确定的当前相邻两个子帧中 P 位导频符号 $r(kT_s)$ 和 $r[(L+k)T_s]$,以及相应的参考导频符号 $a(kT_s)$ 和 $a[(L+k)T_s]$,且

$$[0055] \quad r(kT_s) = a(kT_s)e^{j(2\pi F_d kT_s + \theta_0)} + n(kT_s)$$

$$[0056] \quad (1)$$

$$[0057] \quad r[(L+k)T_s] = a[(L+k)T_s]e^{j[2\pi F_d (L+k)T_s + \theta_0]} + n[(L+k)T_s]$$

[0058] 其中 F_d 和 θ_0 为待估计的频偏和相位; $k \in \{k_0, k_0+1, \dots, k_0+P-1\}$ 为接收导频符号在当前子帧中的取值序号, k_0 为导频符号的开始序号,P 为导频符号的位数。若下行导频符号用于频偏和相位估计,则 $k_0 = 864, P = 64$ 。

[0059] 图 2 示出了本发明的一种具体实施方式是,一种 TD-SCDMA 通信系统的接收同步中基于差分相位计算的频偏与相位估计方法,其步骤依次是:

[0060] A、初始频偏估计:

[0061] A1、第一次共轭相乘运算:

[0062] 将由帧同步定位确定的当前相邻两个子帧中 P 位导频符号 $r(kT_s)$ 和 $r[(L+k)T_s]$,其中 $k_0 \leq k \leq (k_0+P-1)$,分别与对应的 P 位已知参考导频符号 $a(kT_s)$ 和 $a[(L+k)T_s]$ 逐位执行共轭相乘后得到两组 P 位导频符号的共轭相乘运算结果 $y(kT_s)$ 和 $y[(L+k)T_s]$,即:

$$[0063] \quad y(kT_s) = r(kT_s)a^*(kT_s)$$

$$[0064] \quad y[(L+k)T_s] = r[(L+k)T_s]a^*[(L+k)T_s] \quad (2)$$

[0065] 其中 T_s 代表采样符号时间间隔,k 为由帧同步确定的当前子帧中导频序列序号, k_0

为 P 位导频符号在接收数据子帧中出现的初始位置, L 为子帧数据长度, $a^*(kT_s)$ 和 $a^*[(L+k)T_s]$ 分别为导频符号 $a(kT_s)$ 和 $a[(L+k)T_s]$ 的共轭符号。

[0066] 根据式 (1) 中的接收导频符号 $r(kT_s)$ 与 $r[(L+k)T_s]$, 第一次共轭相乘运算结果 $y(kT_s)$ 与 $y[(L+k)T_s]$ 可以进一步写为:

$$[0067] \quad y(kT_s) = r(kT_s)a^*(kT_s) = |a(kT_s)|^2 e^{j(2\pi F_d kT_s + \theta_0)} + a^*(kT_s)n(kT_s) = P_s e^{j(2\pi F_d kT_s + \theta_0)} + \hat{n}(kT_s)$$

[0068]

$$y[(L+k)T_s] = r[(L+k)T_s]a^*[(L+k)T_s] = |a[(L+k)T_s]|^2 e^{j[2\pi F_d(L+k)T_s + \theta_0]} + a^*[(L+k)T_s]n[(L+k)T_s] \quad (3)$$

$$[0069] \quad = P_s e^{j[2\pi F_d(L+k)T_s + \theta_0]} + \hat{n}[(L+k)T_s]$$

[0070] 其中 P_s 代表导频符号功率。由 (3) 式可知, 通过第一次共轭相乘运算可以在接收导频符号中有效补偿已知导频符号 $a(kT_s)$ 和 $a[(L+k)T_s]$ 对频偏和相位估计的影响。

[0071] A2、第二次共轭相乘运算: 将 A1 步骤计算得到的两组共轭运算结果中间隔为 m ($P > m \geq 1$) 的结果 $y(kT_s)$ 和 $y[(k+m)T_s]$, 以及 $y[(L+k)T_s]$ 和 $y[(L+k+m)T_s]$ 执行第二次共轭相乘运算, 得到第二次共轭运算结果 $z_{1,k}(mT_s)$ 和 $z_{2,k}(mT_s)$, 即

$$[0072] \quad z_{1,k}(mT_s) = y^*(kT_s)y[(k+m)T_s]$$

$$[0073] \quad z_{2,k}(mT_s) = y^*[(L+k)T_s]y[(L+k+m)T_s] \quad (4)$$

[0074] 由 (3) 式可知, 第二次共轭相乘运算结果 $z_{1,k}(mT_s)$ 和 $z_{2,k}(mT_s)$ 可以进一步写为

$$[0075] \quad z_{1,k}(mT_s) = y^*(kT_s)y[(k+m)T_s] = P_s^2 e^{j2\pi F_d mT_s} + \tilde{n}_{1,k}(mT_s)$$

$$[0076] \quad (5)$$

$$[0077] \quad z_{2,k}(mT_s) = y^*[(L+k)T_s]y[(L+k+m)T_s] = P_s^2 e^{j2\pi F_d mT_s} + \tilde{n}_{2,k}(mT_s)$$

[0078] 其中

$$[0079] \quad \tilde{n}_{1,k}(mT_s) = P_s e^{-j(2\pi F_d kT_s + \theta_0)} \hat{n}[(k+m)T_s]$$

$$[0080] \quad + P_s e^{j[2\pi F_d(k+m)T_s + \theta_0]} \hat{n}^*(kT_s) + \hat{n}^*(kT_s) \hat{n}[(k+m)T_s]$$

$$[0081] \quad (6)$$

$$[0082] \quad \tilde{n}_{2,k}(mT_s) = P_s e^{-j[2\pi F_d(L+k)T_s + \theta_0]} \hat{n}[(L+k+m)T_s]$$

$$[0083] \quad + P_s e^{j[2\pi F_d(L+k+m)T_s + \theta_0]} \hat{n}^*[(L+k)T_s] + \hat{n}^*[(L+k)T_s] \hat{n}[(L+k+m)T_s]$$

[0084] 显然, 第二次共轭相乘运算结果的信号分量具有相同的相位 $2\pi F_d mT_s$ 。

[0085] A3、初始频偏估算: 将 A2 步骤计算得到的两组共轭相乘运算结果 $z_{1,k}(mT_s)$ 和 $z_{2,k}(mT_s)$ 分别计算出其平均值 $z_1(mT_s) = \frac{1}{P-m} \sum_{k=k_0}^{k_0+P-m-1} z_{1,k}(mT_s)$ 和 $z_2(mT_s) = \frac{1}{P-m} \sum_{k=k_0}^{k_0+P-m-1} z_{2,k}(mT_s)$, 然后

根据平均值估算初始频偏估计值 $F_{r,d}$:

$$[0086] \quad F_{r,d} = \frac{1}{2\pi T_s (P-1)} \left[\sum_{m=1}^{P-1} \frac{1}{2m} (\arg\{z_1(mT_s)\} + \arg\{z_2(mT_s)\}) \right] \quad (7)$$

[0087] 其中 $\arg\{x\}$ 表示计算复数 x 的相位。

[0088] 公式 (7) 的推导过程如下:

[0089] 由 (5) 式可知, 第二次共轭相乘运算结果 $z_{1,k}(mT_s)$ 和 $z_{2,k}(mT_s)$ 的信号分量具有相

同的相位 $2\pi F_d m T_s$ 。为了进一步降低噪声对第二次共轭相乘运算结果 $z_{1,k}(mT_s)$, $z_{2,k}(mT_s)$ 的影响,对所有具有相同相位的 $z_{1,k}(mT_s)$ 和 $z_{2,k}(mT_s)$ 执行下述平均计算

$$[0090] \quad z_1(mT_s) = \frac{1}{P-m} \sum_{k=k_0}^{k_0+P-m-1} z_{1,k}(mT_s) = P_s^2 e^{j2\pi F_d m T_s} + \frac{1}{P-m} \sum_{k=k_0}^{k_0+P-m-1} \tilde{n}_{1,k}(mT_s)$$

$$[0091] \quad (8)$$

$$[0092] \quad z_2(mT_s) = \frac{1}{P-m} \sum_{k=k_0}^{k_0+P-m-1} z_{2,k}(mT_s) = P_s^2 e^{j2\pi F_d m T_s} + \frac{1}{P-m} \sum_{k=k_0}^{k_0+P-m-1} \tilde{n}_{2,k}(mT_s)$$

[0093] 上述平均计算可以有效提高期望信号的平均信噪比。在中高信噪比条件下二次共轭相乘运算结果均值 $z_1(mT_s)$ 和 $z_2(mT_s)$ 的相位有以下近似关系

$$[0094] \quad \arg\{z_1(mT_s)\} \approx (2\pi F_d m T_s)_{\text{mod } 2\pi}, \arg\{z_2(mT_s)\} \approx (2\pi F_d m T_s)_{\text{mod } 2\pi}$$

[0095] 其中 $(x)_{\text{mod } 2\pi}$ 代表对变量 x 进行模 2π 运算。对于 TD-SCDMA 系统,符号周期 $T_s = 1/1.28$ 微秒,在频偏 F_d 和间隔值 m 足够小时, $z_1(mT_s)$ 和 $z_2(mT_s)$ 的相位计算不存在相位模糊问题,即 $\arg\{z_1(mT_s)\} \approx 2\pi F_d m T_s$, $\arg\{z_2(mT_s)\} \approx 2\pi F_d m T_s$ 。由此可以根据 $z_1(mT_s)$ 和 $z_2(mT_s)$ 的相位估算出初始频偏估计值 $F_{r,d}$,即

$$F_{r,d} = \frac{1}{2\pi T_s (P-1)} \left[\sum_{m=1}^{P-1} \frac{1}{2m} (\arg\{z_1(mT_s)\} + \arg\{z_2(mT_s)\}) \right]$$

[0096] 由 (7) 式可知,初始频偏估计所能处理的频偏范围满足以下关系

$$[0097] \quad 2\pi F_d m T_s < 2\pi \Rightarrow F_d < \frac{1}{m T_s} \quad (10)$$

[0098] 显然,调整参数 m 可以在一定范围内调整初始频偏估计适用的频偏范围。

[0099] B、精确频偏与相位估计:

[0100] B1、初始频偏补偿

[0101] 根据 A3 步骤得到的初始频偏估计结果 $F_{r,d}$,对 A1 步骤得到的第一次共轭相乘运算结果 $y(kT_s)$ 和 $y[(L+k)T_s]$ 执行初始频偏补偿运算,得到两组频偏补偿数据 $cy(kT_s)$ 和 $cy[(L+k)T_s]$,即:

[0102] $cy(kT_s) = y(kT_s) e^{-j2\pi k F_{r,d} T_s}$

$$[0103] \quad cy[(L+k)T_s] = y[(L+k)T_s] e^{-j2\pi k F_{r,d} T_s} \quad (11)$$

$$[0104] \quad cy[(L+k)T_s] = y[(L+k)T_s] e^{-j2\pi k F_{r,d} T_s}$$

[0105] 由 (3) 式可知,经过频偏补偿的接收导频信号 $cy(kT_s)$ 和 $cy[(L+k)T_s]$ 可以进一步写为

$$[0106] \quad cy(kT_s) = y(kT_s) e^{-j2\pi F_{r,d} k T_s} = P_s e^{j[2\pi(F_d - F_{r,d})k T_s + \theta_0]} + \hat{n}(kT_s) e^{-j2\pi F_{r,d} k T_s}$$

$$[0107] \quad (12)$$

$$[0108] \quad cy[(L+k)T_s] = y[(L+k)T_s] e^{-j2\pi F_{r,d} k T_s} = P_s e^{j[2\pi(F_d - F_{r,d})k T_s + \theta_0]} e^{-j[2\pi F_d T_s]} + \hat{n}[(L+k)T_s] e^{-j2\pi F_{r,d} k T_s}$$

[0109] 在中高信噪比条件下, $cy(kT_s)$ 与 $cy[(L+k)T_s]$ 的相位有以下近似关系

[0110]

$$\arg\{cy(kT_s)\} \approx [2\pi(F_d - F_{r,d})k T_s + \theta_0]_{\text{mod } 2\pi}$$

$$[0111] \quad (13)$$

$$[0112] \quad \arg\{cy[(L+k)T_s]\} \approx [2\pi(F_d - F_{r,d})kT_s + \theta_0 + 2\pi LF_d T_s]_{\text{mod}2\pi}$$

[0113] B2、相位差计算

[0114] 根据B1步骤计算得到的两组频偏补偿数据 $cy(kT_s)$ 和 $cy[(L+k)T_s]$ 计算出相位差

$$\text{值} \Delta\phi = \frac{1}{P} \sum_{k=k_0}^{k_0+P-1} (\arg\{cy[(L+k)T_s]\} - \arg\{cy(kT_s)\})$$

[0115] 推导过程如下：

[0116] 由(13)式可知， $cy(kT_s)$ 与 $cy[(L+k)T_s]$ 的相位与待估计的频偏 F_d 有直接对应的关系。不失一般性，假设

$$[0117] \quad 2\pi(F_d - F_{r,d})kT_s + \theta_0 = 2\pi s_1 + t_1, 2\pi LF_d T_s = 2\pi s_2 + t_2 \quad (14)$$

[0118] 其中 s_1 和 s_2 取值为零或整数， t_1 和 t_2 为大于等于零小于 2π 的正实数。显然，只要能精确估计出 s_2 和 t_2 就能实现精确的频偏估计，即

$$[0119] \quad F_d = \frac{s_2}{LT_s} + \frac{t_2}{2\pi LT_s} \quad (15)$$

(15)

[0120] 如果在A3步骤估算的初始频偏估计 $F_{r,d}$ 足够准确，则有以下关系

$$[0121] \quad s_2 = \text{floor}(F_d LT_s) = \text{floor}(F_{r,d} LT_s) \quad (16)$$

[0122] 其中 $\text{floor}(x)$ 表示对数值 x 向下取整。由(14)式可知，相邻两组频偏补偿信号 $cy(kT_s)$ 和 $cy[(L+k)T_s]$ 的相位差值 $\Delta\phi_k$ 满足以下关系

$$[0123] \quad \Delta\phi_k = \arg\{cy[(L+k)T_s]\} - \arg\{cy(kT_s)\} \approx [t_1 + t_2]_{\text{mod}2\pi} - t_1 \quad (17)$$

[0124] 由于 $0 \leq t_1 < 2\pi$, $0 \leq t_2 < 2\pi$ ，所以相位差值 $\Delta\phi_k$ 只有以下两种可能的取值 $\Delta\phi_{k,1}$ 和 $\Delta\phi_{k,2}$ ：

[0125] ●如果 $t_1 + t_2 < 2\pi$ ，对应的相位差值 $\Delta\phi_{k,1}$ 取值等于 t_2 ，即

$$[0126] \quad \Delta\phi_k = [t_1 + t_2]_{\text{mod}2\pi} - t_1 = t_2 = \Delta\phi_{k,1} \quad (18)$$

[0127] ●如果 $t_1 + t_2 > 2\pi$ 且 $t_1 + t_2 = 2\pi + t_3$, $0 \leq t_3 < 2\pi$ ，对应的相位差值 $\Delta\phi_{k,2}$ 取值等于 $t_2 - 2\pi$

$$[0128] \quad \Delta\phi_k = [t_1 + t_2]_{\text{mod}2\pi} - t_1 = t_3 - t_1 = t_2 - 2\pi = \Delta\phi_{k,2} \quad (19)$$

[0129] 为了进一步降低噪声对(17)式中的相位差值 $\Delta\phi_k$ 的影响，可以执行相位差值 $\Delta\phi_k$ 的均值 $\Delta\phi$ 。

$$[0130] \quad \Delta\phi = \frac{1}{P} \sum_{k=k_0}^{k_0+P-1} (\arg\{cy[(L+k)T_s]\} - \arg\{cy(kT_s)\}) \quad (20)$$

(20)

[0131] 显然，平均相位差 $\Delta\phi$ 仍然具有如(18)和(19)式所示的两种可能取值。

[0132] B3、精确频偏估算

[0133] 根据B2步骤计算得到的相位差值 $\Delta\phi$ 计算偏移值 $F_{d,offset} = \frac{\Delta\phi}{2\pi LT_s}$ ；根据A3步骤估算的初始频偏估计值 $F_{r,d}$ ，计算出两个候选精确频偏估计值 $F_{d,1}$ 和 $F_{d,2}$ ，即：

$$[0134] \quad F_{d,1} = \frac{\text{floor}(F_{r,d} LT_s)}{LT_s} + F_{d,offset}$$

[0135] (21)

$$[0136] \quad F_{d,2} = \frac{\text{floor}(F_{r,d}LT_s) + 1}{LT_s} + F_{d,\text{offset}}$$

[0137] 其中 $\text{floor}(\cdot)$ 代表向下取整函数, 然后计算两个候选精确频偏估计值与初始频偏估计值的绝对差值 $\Delta F_{d,1} = \text{abs}(F_{d,1} - F_{r,d})$, $\Delta F_{d,2} = \text{abs}(F_{d,2} - F_{r,d})$, 对应绝对差值最小的候选频偏估计值即作为精确的频偏估计值 $F_{d,\text{est}}$ 。

[0138] 推导过程如下:

[0139] 由 (18) 和 (19) 式可见, 根据相位差值 $\Delta\phi$ 估计 t_2 时存在着不确定性, 这需要在精确频偏估算中加以排除。为此, 引入如下偏移估值 $F_{d,\text{offset}}$

$$[0140] \quad F_{d,\text{offset}} = \frac{\Delta\phi}{2\pi LT_s} \quad (22)$$

(22)

[0141] 显然偏移估值 $F_{d,\text{offset}}$ 有两种可能的取值 $F_{d,\text{offset}}^1$ 和 $F_{d,\text{offset}}^2$, 即

$$[0142] \quad F_{d,\text{offset}}^1 = \frac{\Delta\phi_k}{2\pi LT_s} = \frac{t_2}{2\pi LT_s}, \quad F_{d,\text{offset}}^2 = \frac{\Delta\phi_k}{2\pi LT_s} = \frac{t_2 - 2\pi}{2\pi LT_s} = \frac{t_2}{2\pi LT_s} - \frac{1}{LT_s} \quad (23)$$

(23)

[0143] 根据 (15)、(16) 和 (23) 式, 可以计算以下两个候选的精确频偏估计值

$$F_{d,1} = \frac{\text{floor}(F_{r,d}LT_s)}{LT_s} + F_{d,\text{offset}}^1 \text{ 和 } F_{d,2} = \frac{\text{floor}(F_{r,d}LT_s) + 1}{LT_s} + F_{d,\text{offset}}^2$$

。为了在这两个候选的精确频偏估计值 $F_{d,1}$ 和 $F_{d,2}$ 中选择和确定出最终的精确频偏估计值, 计算两个候选精确频偏估计值 $F_{d,1}$ 和 $F_{d,2}$ 与初始频偏估计值 $F_{r,d}$ 的绝对差值

$$[0144] \quad \Delta F_{d,1} = \text{abs}(F_{d,1} - F_{r,d}), \quad \Delta F_{d,2} = \text{abs}(F_{d,2} - F_{r,d}) \quad (24)$$

[0145] 对应绝对差值最小的候选精确频偏估计值即作为精确的频偏估计值 $F_{d,\text{est}}$ 。

[0146] B4、精确相位估算

[0147] 根据 B3 步骤确定的精确频偏估计值 $F_{d,\text{est}}$, 对 A1 步骤计算得到的第一次共轭运算结果 $y(kT_s)$ 和 $y[(L+k)T_s]$ 进行精确频偏补偿, 得到两组精确频偏补偿信号 $zy(kT_s) = y(kT_s)e^{j2\pi F_{d,\text{est}}kT_s}$ 和 $zy[(L+k)T_s] = y[(L+k)T_s]e^{j2\pi F_{d,\text{est}}(L+k)T_s}$; 根据精确频偏补偿信号

$$zy(kT_s) \text{ 与 } zy[(L+k)T_s], \text{ 计算相位估计 } \theta_{0,\text{est}} = \frac{1}{2P} \left(\sum_{k=k_0}^{k_0+P-1} \arg\{zy(kT_s)\} + \sum_{k=k_0}^{k_0+P-1} \arg\{zy[(L+k)T_s]\} \right)$$

[0148] 推导过程如下:

[0149] 根据 (3) 式中第一次共轭相乘运算得到的接收导频符号 $y(kT_s)$ 与 $y[(L+k)T_s]$, 经过精确频偏补偿后的接收导频符号 $zy(kT_s)$ 与 $zy[(L+k)T_s]$ 可以进一步写为

$$[0150] \quad zy(kT_s) = y(kT_s)e^{-j2\pi F_{d,\text{est}}kT_s} = P_s e^{j[2\pi(F_d - F_{d,\text{est}})kT_s + \theta_0]} + \hat{n}(kT_s)e^{-j2\pi F_{d,\text{est}}kT_s}$$

$$[0151] \quad (25)$$

$$[0152] \quad zy[(L+k)T_s] = y[(L+k)T_s]e^{-j2\pi F_{d,\text{est}}(L+k)T_s} = P_s e^{j[2\pi(F_d - F_{d,\text{est}})(L+k)T_s + \theta_0]} + \hat{n}[(L+k)T_s]e^{-j2\pi F_{d,\text{est}}(L+k)T_s}$$

[0153] 在中高信噪比条件下, 由于精确频偏估计足够准确, 可以近似认为 $F_d - F_{d,\text{est}} \approx 0$, 则 $zy(kT_s)$ 与 $zy[(L+k)T_s]$ 可以近似为

$$[0154] \quad zy(kT_s) \approx P_s e^{j\theta_0} + \hat{n}(kT_s)e^{-j2\pi F_{d,\text{est}}kT_s}$$

[0155] (26)

$$[0156] \quad zy[(L+k)T_s] \approx P_s e^{j\theta_0} + \hat{n}[(L+k)T_s] e^{-j2\pi f_{d,est}(L+k)T_s}$$

[0157] 显然在中高信噪比条件下, $zy(kT_s)$ 与 $zy[(L+k)T_s]$ 的相位只与待估计的相位 θ_0 有关,即

$$[0158] \quad \arg\{zy(kT_s)\} \approx \theta_0$$

[0159] (27)

$$[0160] \quad \arg\{zy[(L+k)T_s]\} \approx \theta_0$$

[0161] 为了进一步降低噪声对 $zy(kT_s)$ 与 $zy[(L+k)T_s]$ 相位计算的影响,可以计算相位均值

值 $\frac{1}{P} \sum_{k=k_0}^{k_0+P-1} \arg\{zy(kT_s)\}$ 和 $\frac{1}{P} \sum_{k=k_0}^{k_0+P-1} \arg\{zy[(L+k)T_s]\}$, 并根据均值得到相位估计值 $\theta_{0,est}$, 即

$$[0162] \quad \theta_{0,est} = \frac{1}{2P} \left(\sum_{k=k_0}^{k_0+P-1} \arg\{zy(kT_s)\} + \sum_{k=k_0}^{k_0+P-1} \arg\{zy[(L+k)T_s]\} \right) \quad (28)$$

(28)

[0163] 图 3 示出了在固定频偏 ($F_d = 5\text{KHz}$) 和相位 ($\theta_0 = 0.4$) 条件下, 本发明所提出的频偏估计方法 (图 3 中五角星对应的曲线 1) 与现有的最大似然频偏估计方法 (图 3 中圆形对应的曲线 2) 的均方误差估计性能, 为了比较, 图 3 中包括了对应频偏估计均方误差的 Cramer-Rao 理论下界 (图 3 中点形对应的曲线 3)。相关的频偏估计的均方误差性能结果表明, 在中高信噪比条件下 (信噪比 SNR 大于 22 分贝), 本发明所提出的频偏估计方法, 不仅能获得优于最大似然频偏估计算法的实际估计性能, 而且其估计均方误差性能优于使用一个子帧导频符号的频偏估计的 Cramer-Rao 理论界性能。这表明, 本发明应用于 TD-SCDMA 系统接收同步中的频偏估计时, 估计结果偏离估值均值的波动范围小, 即估计性能稳定。

[0164] 图 4 示出了在固定频偏 ($F_d = 5\text{KHz}$) 和相位 ($\theta_0 = 0.4$) 条件下, 本发明所提出的频偏估计方法 (图 4 中五角星对应的曲线 1) 与最大似然频偏估计方法 (图 4 中圆形对应的曲线 2) 的绝对均差估计性能。相关的频偏估计的绝对均差性能结果表明, 在中高信噪比条件下, 本发明所提出的频偏估计方法能获得优于最大似然频偏估计算法的绝对均差性能。这表明, 本发明应用于 TD-SCDMA 系统接收同步中的频偏估计时, 可以提供满意的估计精度。

[0165] 图 5 示出了在固定频偏 ($F_d = 5\text{KHz}$) 和相位 ($\theta_0 = 0.4$) 条件下, 本发明所提出的相位估计方法 (图 5 中五角星对应的曲线 1) 与最大似然相位估计方法 (图 5 中圆形对应的曲线 2) 的均方误差估计性能, 为了比较, 图 5 中包括了对应相位估计的 Cramer-Rao 理论下界 (图 5 中点形对应的曲线 3)。相关的相位估计的均方误差性能结果表明, 在高信噪比条件下 (信噪比 SNR 大于约 30 分贝), 本发明所提出的相位估计方法, 不仅能获得优于最大似然相位估计算法的实际估计性能, 而且其估计均方误差性能优于使用一个子帧导频符号的相位估计的 Cramer-Rao 理论界性能。这表明, 本发明应用于 TD-SCDMA 系统接收同步中的相位估计时, 估计结果偏离估值均值的波动范围小, 即估计性能稳定。

[0166] 图 6 示出了在固定频偏 ($F_d = 5\text{KHz}$) 和相位 ($\theta_0 = 0.4$) 条件下, 本发明所提出的相位估计方法 (图 6 中五角星对应的曲线 1) 与最大似然相位估计方法 (图 6 中圆形对应的曲线 2) 的绝对均差估计性能。相关的相位估计的绝对均差性能结果表明, 在高信噪比条

件下（信噪比 SNR 大于约 30 分贝），本发明所提出的相位估计方法能获得与最大似然相位估计算法相当的绝对均差性能。这表明，本发明应用于 TD-SCDMA 系统接收同步中的频偏估计时，可以提供满意的估计精度。

[0167] 本领域的普通技术人员显然清楚并且理解，本发明方法所举的以上实施例仅用于说明本发明方法，而并不用于限制本发明方法。虽然通过实施例有效描述了本发明，本发明存在许多变化而不脱离本发明的精神。在不背离本发明方法的精神及其实质的情况下，本领域技术人员当可根据本发明方法做出各种相应的改变或变形，但这些相应的改变或变形均属于本发明方法要求的保护范围。

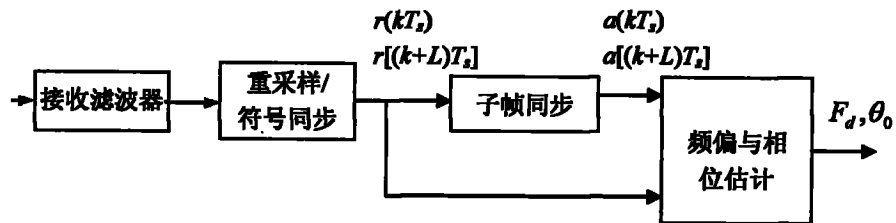


图 1

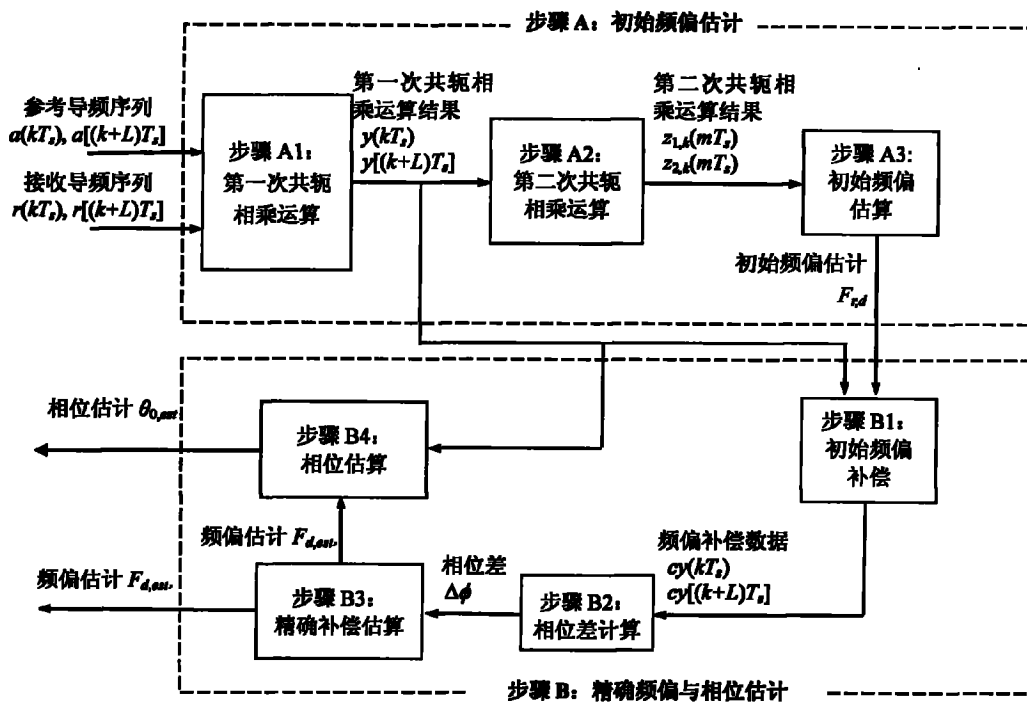


图 2

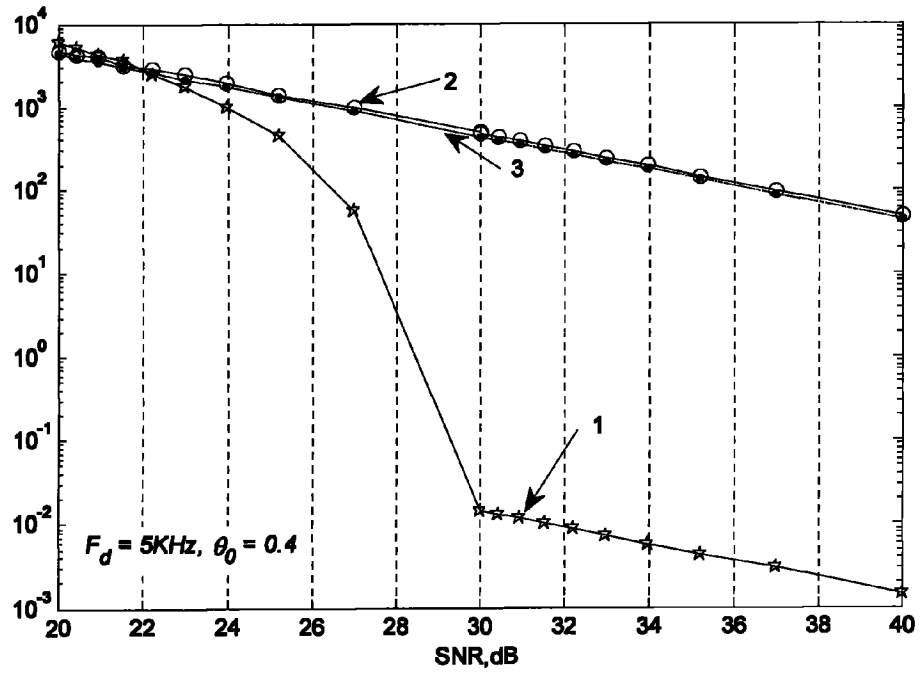


图 3

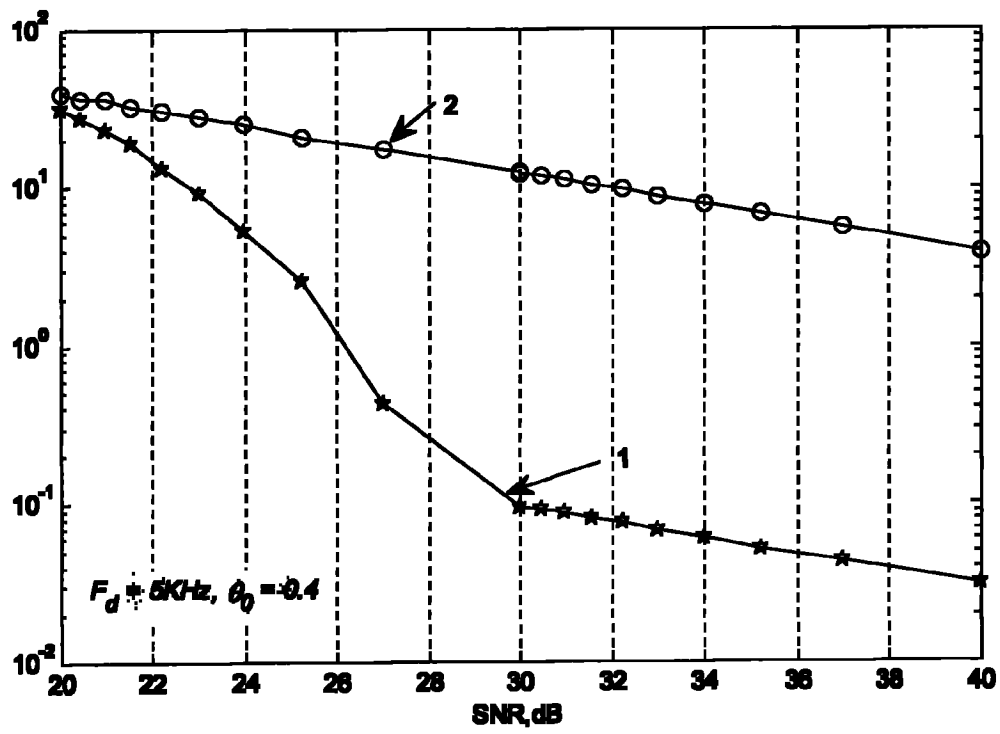


图 4

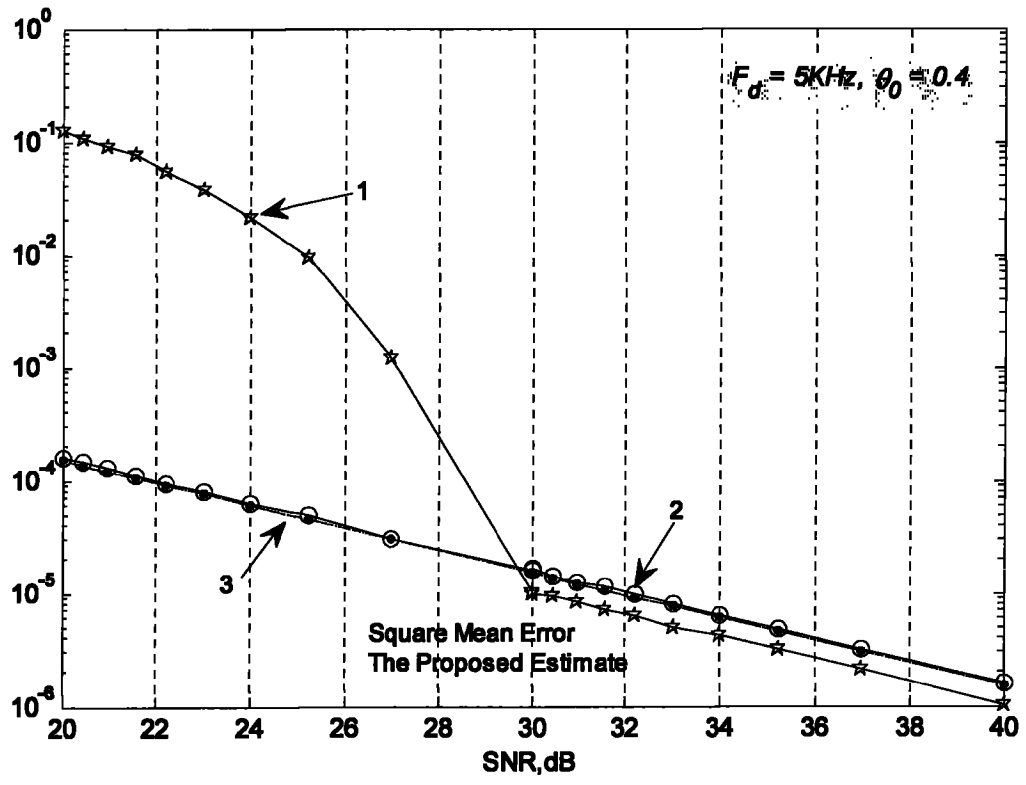


图 5

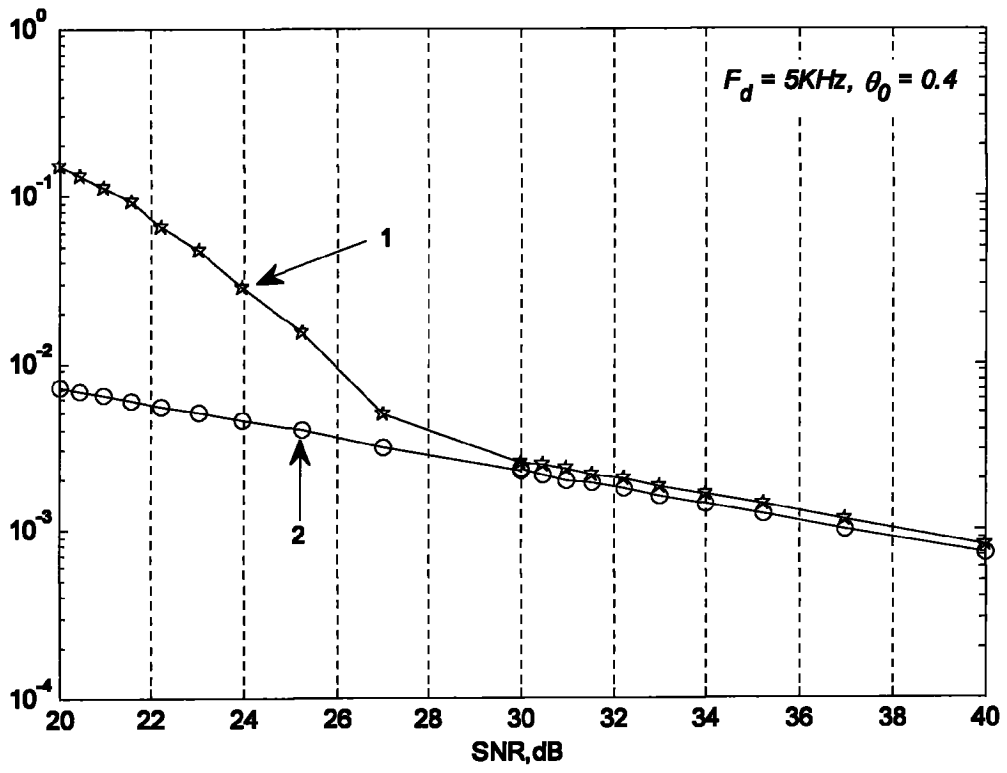


图 6