

[19] 中华人民共和国国家知识产权局



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200910145457.0

[51] Int. Cl.

H04W 52/24 (2006.01)

H04W 52/26 (2009.01)

H04B 1/16 (2006.01)

H04B 1/38 (2006.01)

[43] 公开日 2010年3月10日

[11] 公开号 CN 101668330A

[22] 申请日 2009.6.1

[21] 申请号 200910145457.0

[30] 优先权

[32] 2008.6.4 [33] US [31] 61/058,905

[32] 2008.8.26 [33] US [31] 12/198,702

[71] 申请人 联发科技股份有限公司

地址 台湾省新竹科学工业园区

[72] 发明人 纳维迪·法特米-戈米

卡斯汀·阿嘉得·派得森

贾森·泰勒 严爱国

[74] 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司

代理人 任默闻

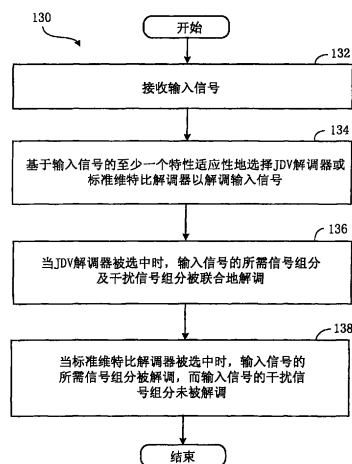
权利要求书4页 说明书23页 附图10页

[54] 发明名称

信号接收装置、信号接收方法及全球移动通信系统电话

[57] 摘要

一种信号接收装置、信号接收方法及全球移动通信系统电话，所述信号接收装置包含接收机，所述接收机基于接收的信号的至少一个特性适应性地选择联合检测维特比解调器或第二维特比解调器，以解调所述接收的信号。所述联合检测维特比解调器联合地解调接收的信号的所需信号组分及干扰信号组分；所述第二维特比解调器解调所需信号组分而不解调干扰信号组分。上述信号接收装置、信号接收方法及全球移动通信系统电话能够获得较佳接收信号质量并减少干扰。



1. 一种信号接收装置，其特征在于，所述信号接收装置包括：

接收机，基于接收的信号的至少一个特性适应性地选择联合检测维特比解调器或第二维特比解调器，以解调所述接收的信号；

其中所述联合检测维特比解调器联合地解调所述接收的信号的所需信号组分及干扰信号组分，所述第二维特比解调器解调所述所需信号组分而不解调所述干扰信号组分。

2. 如权利要求 1 所述的信号接收装置，其特征在于，所述接收的信号的所述至少一个特性包括下述至少一个：接收信号强度指示、干扰消除单元的滤波器选择、与所述接收的信号相关的传播信道长度以及所述接收的信号的干扰信号组分的线性预测系数的幅值。

3. 如权利要求 1 所述的信号接收装置，其特征在于，所述接收机包括预处理单元以估测所述接收的信号的接收信号强度指示，且如果所述接收信号强度指示超过阈值，所述接收机选择所述联合检测维特比解调器。

4. 如权利要求 1 所述的信号接收装置，其特征在于，所述接收机包括干扰消除单元，所述干扰消除单元将至少两个候选滤波器应用于所述接收的信号，并选择所述至少两个候选滤波器其中之一以最小化误差度量。

5. 如权利要求 4 所述的信号接收装置，其特征在于，所述至少两个候选滤波器包括加性白高斯噪声滤波器、同信道干扰滤波器以及邻信道干扰滤波器中至少一个。

6. 如权利要求 1 所述的信号接收装置，其特征在于，所述接收机包括长信道检测单元以确定与所述接收的信号相关的传播信道长度，且如果所述传播信道长度超过阈值，所述接收机选择所述第二维特比解调器。

7. 如权利要求 1 所述的信号接收装置，其特征在于，所述接收机包括频谱分析单元以确定所述接收的信号的所述干扰信号组分的一阶线性预测系

数，且如果所述一阶线性预测系数的幅值超过阈值，所述接收机选择所述联合检测维特比解调器。

8. 如权利要求 1 所述的信号接收装置，其特征在于：所述所需信号组分符合全球移动通信系统标准。

9. 一种信号接收装置，其特征在于，所述信号接收装置包括：

接收机，所述接收机包括：

输入单元，接收具有已调制的组分的输入信号；

第一解调器，依据第一程序解调所述输入信号的所述已调制的组分；

第二解调器，依据第二程序解调所述输入信号的所述已调制的组分；

决定单元，依据所述输入信号的至少一个特性自动选择所述第一解调器或所述第二解调器以解调所述输入信号；以及

信道解码器，解码由选择的所述第一解调器或所述第二解调器产生的解调信号。

10. 如权利要求 9 所述的信号接收装置，其特征在于，所述第一解调器联合地解调所述接收的信号所需信号组分及干扰信号组分。

11. 如权利要求 10 所述的信号接收装置，其特征在于，所述第一解调器包括联合检测维特比解调器。

12. 如权利要求 10 所述的信号接收装置，其特征在于，所述第二解调器解调所述所需信号组分而不解调所述干扰信号组分。

13. 如权利要求 10 所述的信号接收装置，其特征在于，所述第二解调器包括标准维特比解调器。

14. 如权利要求 9 所述的信号接收装置，其特征在于，所述接收的信号的所述至少一个特性包括下述至少一个：所述输入信号的接收信号强度指示、干扰消除单元的滤波器选择、与所述输入信号相关的传播信道长度以及所述输入信号的干扰信号组分的线性预测系数的幅值。

15. 如权利要求 9 所述的信号接收装置，其特征在于，所述输入信号包括

依据全球移动通信系统标准而调制的信号组分。

16. 一种信号接收方法，其特征在于，所述信号接收方法包括：

接收输入信号；

基于所述输入信号的至少一个特性适应性地选择联合检测维特比解调器或第二维特比解调器，以解调所述输入信号；

当选择所述联合检测维特比解调器时，联合地解调所述输入信号的所需信号组分及干扰信号组分；以及

当选择所述第二维特比解调器时，解调所述输入信号的所述所需信号组分而不解调所述输入信号的所述干扰信号组分。

17. 如权利要求 16 所述的信号接收方法，其特征在于，所述输入信号的所述至少一个特性包括下述至少一个：所述输入信号的接收信号强度指示、干扰消除单元的滤波器选择、与所述输入信号相关的传播信道长度以及所述输入信号的干扰信号组分的线性预测系数的幅值。

18. 如权利要求 16 所述的信号接收方法，其特征在于，所述信号接收方法还包括预处理所述输入信号以估测所述输入信号的接收信号强度指示，其中如果所述接收信号强度指示超过阈值，所述适应性地选择步骤包括选择所述联合检测维特比解调器。

19. 如权利要求 16 所述的信号接收方法，其特征在于，所述信号接收方法还包括利用干扰消除单元以将至少两个候选滤波器应用于所述输入信号，并选择所述至少两个候选滤波器其中之一以最小化误差度量。

20. 如权利要求 19 所述的信号接收方法，其特征在于，所述至少两个候选滤波器包括加性白高斯噪声滤波器、同信道干扰滤波器以及邻信道干扰滤波器中至少一个。

21. 如权利要求 16 所述的信号接收方法，其特征在于，所述信号接收方法还包括确定与所述输入信号相关的传播信道长度，其中如果所述传播信道长度超过阈值，所述适应性地选择步骤包括选择所述第二维特比解调器。

22. 如权利要求 16 所述的信号接收方法，其特征在于，所述信号接收方法还包括确定所述输入信号的所述干扰信号组分的一阶线性预测系数，其中如果所述一阶线性预测系数的幅值超过阈值，所述适应性地选择步骤包括选择所述联合检测维特比解调器。

23. 如权利要求 16 所述的信号接收方法，其特征在于，所述输入信号符合全球移动通信系统标准。

24. 一种全球移动通信系统电话，其特征在于，所述全球移动通信系统电话包括：

天线，接收符合全球移动通信系统标准的输入信号；

增强干扰消除滤波器模块；

联合检测维特比解调器，联合地解调所述输入信号的所需信号组分及干扰信号组分；

第二维特比解调器，解调所述输入信号的所述所需信号组分而不解调所述输入信号的所述干扰信号组分；以及

决定装置，基于所述输入信号的接收信号强度指示、所述增强干扰消除滤波器模块的滤波器选择、与所述输入信号相关的传播信道长度以及所述输入信号的干扰信号组分的线性预测系数的幅值中至少一个，适应性地选择所述联合检测维特比解调器或所述第二维特比解调器以解调所述输入信号。

25. 一种信号接收装置，其特征在于，所述信号接收装置包括：

输入模块，接收输入信号；以及

选择模块，基于所述输入信号的至少一个特性适应性地选择联合检测维特比解调器或第二维特比解调器，以解调所述输入信号，其中所述联合检测维特比解调器联合地解调所述输入信号的所需信号组分及干扰信号组分，所述第二维特比解调器解调所述输入信号的所述所需信号组分而不解调所述输入信号的所述干扰信号组分。

信号接收装置、信号接收方法及全球移动通信系统电话

技术领域

本发明有關於一種接收機架構，且特別有關於一種信號接收裝置、信號接收方法及全球移动通信系統電話。

背景技術

當網絡中有多个手机（cell phone）同時使用時，與不同手机相關的信號之間可能會相互干擾，從而導致信號質量退化甚至掉話（dropped call）。在某些狀況下，聯合檢測維特比（Joint Detection Viterbi, JDV）算法可被用於聯合地解調（或解碼）所需信號及干擾信號，從而得到較佳接收信號質量並減少干擾。

發明內容

為了得到較佳接收信號質量並減少干擾，特提供以下技術方案：

本發明實施例提供一種信號接收裝置，包含接收機，所述接收機基於接收的信號的至少一個特性適應性地選擇聯合檢測維特比解調器或第二維特比解調器，以解調所述接收的信號，其中所述聯合檢測維特比解調器聯合地解調所述接收的信號的所需信號組分及干擾信號組分，所述第二維特比解調器解調所述所需信號組分而不解調所述干擾信號組分。

本發明實施例另提供一種信號接收裝置，包含接收機，所述接收機包含輸入單元、第一解調器、第二解調器、決定單元以及信道解碼器。輸入單元接收具有已調制的組分的輸入信號；第一解調器依據第一程序解調所述輸入信號的所述已調制的組分；第二解調器依據第二程序解調所述輸入信號的所述已調制的組分；決定單元依據所述輸入信號的至少一個特性自動選擇所述

第一解调器或所述第二解调器以解调所述输入信号；以及信道解码器解码由选择的所述第一解调器或所述第二解调器产生的解调信号。

本发明实施例另提供一种信号接收方法，包含接收输入信号；基于所述输入信号的至少一个特性适应性地选择联合检测维特比解调器或第二维特比解调器，以解调所述输入信号；当选择所述联合检测维特比解调器时，联合地解调所述输入信号的所需信号组分及干扰信号组分；以及当选择所述第二维特比解调器时，解调所述输入信号的所述所需信号组分而不解调所述输入信号的所述干扰信号组分。

本发明实施例另提供一种全球移动通信系统电话，包含天线、增强干扰消除滤波器模块、联合检测维特比解调器、第二维特比解调器以及决定装置。天线接收符合全球移动通信系统标准的输入信号；联合检测维特比解调器联合地解调所述输入信号的所需信号组分及干扰信号组分；第二维特比解调器解调所述输入信号的所述所需信号组分而不解调所述输入信号的所述干扰信号组分；以及决定装置基于所述输入信号的接收信号强度指示、所述增强干扰消除滤波器模块的滤波器选择、与所述输入信号相关的传播信道长度以及所述输入信号的干扰信号组分的线性预测系数的幅值中至少一个，适应性地选择所述联合检测维特比解调器或所述第二维特比解调器以解调所述输入信号。

本发明实施例另提供一种信号接收装置，包含输入模块以及选择模块。输入模块接收输入信号；以及选择模块基于所述输入信号的至少一个特性适应性地选择联合检测维特比解调器或第二维特比解调器，以解调所述输入信号，其中所述联合检测维特比解调器联合地解调所述输入信号的所需信号组分及干扰信号组分，所述第二维特比解调器解调所述输入信号的所述所需信号组分而不解调所述输入信号的所述干扰信号组分。

以上所述的信号接收装置、信号接收方法及全球移动通信系统电话能够利用联合检测维特比算法来得到较佳接收信号质量并减少干扰。

附图说明

图 1 是接收机的信号流示意图；

图 2 是选择解调器的决定逻辑表格的示意图；

图 3 是描述两个起始状态及两个最终状态的蝶型的示意图；

图 4 是描述 16 个状态的 8 个蝶型的示意图；

图 5 是描述四个起始状态及四个最终状态的蝶型的示意图；

图 6 是解码脉冲信号的方法的示意图；

图 7 是存在异步干扰时分割 TS 分析的效果的示意图；

图 8 是无线网络的范例的示意图；

图 9 是例示利用标准维特比解调器及 JDV 解调器的信号解调程序的流程图；

图 10 是例示利用 JDV 算法的 TS 及数据段解调程序的示意图。

具体实施方式

在说明书及权利要求书当中使用了某些词汇来指称特定的元件。所属技术领域的技术人员应可理解，硬件制造商可能会用不同的名词来称呼同一个元件。本说明书及权利要求书并不以名称的差异作为区分元件的方式，而是以元件在功能上的差异作为区分的准则。在通篇说明书及权利要求项中所提及的“包括”为一开放式的用语，故应解释成“包括但不限于”。此外，“耦接”一词在此包括任何直接及间接的电气连接手段。因此，如果文中描述第一装置耦接于第二装置，则代表第一装置可直接电气连接于第二装置，或通过其它装置或连接手段间接地电气连接至第二装置。

概述：

在一些实施例中，下行链路高级接收机性能 (Downlink Advanced Receiver Performance, DARP) 接收机的设计需符合第三代合作伙伴计划 (The Third Generation Partnership Project, 3GPP) DARP 第一章的要求，其目的是利用比较智能的接收机的实施来减少干扰信号的不利影响，例如，利用单天线干扰

消除 (Single Antenna Interference Cancellation, SAIC)。符合 SAIC 的接收机有几种形式, 其中, 基于 JDV 算法的一种接收机被选中作为 DARP 接收机, 在联合检测维特比算法中, 想要 (wanted) 信号或所需 (desired) 信号与主要干扰信号联合地被解调。

在一些示例中, 实施 JDV 解调器的复杂度可随用于想要信号及干扰信号的传播信道 (propagation channel) 长度估测而呈指数增加。在另一些示例中, 为估测想要信号及干扰信号, 基于软件实施的 JDV 解调器被限定为 3 抽头, 因此, 上述 JDV 解调器可能无法很好地适应由长传播信道分布 (例如, HT100 型) 而占据的信道的解调。此外, 如果没有主要干扰时 (即, 所述接收仅受限于射频电路引入的热噪声), JDV 解调器的性能也可能不如标准维特比解调器好。

在本发明中, “标准维特比解调器” 是指利用维特比算法来解调已调制的所需信号而不解调已调制的干扰信号的解调器。“JDV 解调器” 是指利用 JDV 算法来联合地解调已调制的所需信号及已调制的干扰信号的解调器。在下面描述中, “解调所需信号” 是指解调已调制的所需信号, “解调干扰信号” 是指解调已调制的干扰信号。

在一些实施例中, 当 JDV 解调器的运作比标准维特比解调器差时, 接收机预定为标准维特比解调器。本发明将描述接收机如何决定使用哪一种解调器, 以及一般接收机任务 (例如, 时间估测) 如何执行。

接收机架构:

图 1 是 DARP 接收机 10 的信号流示意图。信号由天线 12 接收, 所述信号可例如依据全球移动通信系统 (Global System for Mobile communications, GSM) 标准调制的信号。接收的信号可包含所需信号组分及同信道 (co-channel) 干扰信号组分。接收的信号通过预处理区块 14 进行处理, 其执行的程序例如偏移 (直流) 估测及校正、频率校正与时序偏移估测以及接收信号强度指示 (Received Signal Strength Indicator, RSSI) 估测。接着, 分析接

收的信号并应用增强干扰消除 (Enhanced Interference Cancellation, EIC) 滤波区块 16 中的适合的接收滤波器, 包含检测长传播信道。基于某些参数, 例如 RSSI 及 EIC 决定, JDV 决定装置 18 控制 JDV 转换器 20 以选择标准维特比解调器 22 或 JDV 解调器 24。

举例来说, 标准维特比解调器 22 利用维特比算法解调所需信号, 但并不基于维特比算法解调干扰信号。应注意, 信号传送至标准维特比解调器 22 之前, 也可以先通过匹配滤波器 22' 进行匹配滤波处理。与之相比, JDV 解调器 24 基于维特比算法解调所需信号及干扰信号。在特定环境下, 标准维特比解调器 22 可能运作较佳, 而在另一些环境下, JDV 解调器 24 可能运作较佳。应用于 JDV 决定装置 18 以选择解调器 (22 或 24) 的标准将于下文描述。

频率偏移估测单元 26 利用标准维特比解调器 22 或 JDV 解调器 24 的输出来估测频率偏移。标准维特比解调器 22 或 JDV 解调器 24 的输出也传送到定标及量化 (scaling and quantization) 区块 28, 而定标及量化区块 28 产生传送到信道解码器的软性值。

预处理区块:

预处理区块 14 所执行的操作独立于 JDV 解调器或标准维特比解调器的选择。以下列示是预处理区块 14 执行的操作的范例:

RSSI 测量;

直流偏移估测及校正;

增强型通用分组无线服务 (Enhanced General Packet Radio Service, EGPRS) 的调制检测, 假定为高斯最小频移键控 (Gaussian minimum shift keying, GMSK) 调制;

同相及正交分量 (IQ) 的预定标;

已知偏移的频率校正;

想要信号的初始信道冲激响应 (Channel Impulse Response, CIR) 估测。

RSSI 及 CIR 估测可用于 JDV 的选择程序。RSSI 定义为接收的信号的功效

率，其估测是通过首先估测接收的数据的平均功率，随后基于射频增益设定进行归一化来达成，因此其结果是以 dBm（功率与 1 毫瓦之比的 dB 值）表示的接收功率。CIR 可由接收的信号与已知训练序列（training sequence, TS）的交叉相关（cross correlation）得出。

EIC 滤波：

下面描述 EIC 滤波区块 16。EIC 滤波区块 16 的原理是从一组预设候选滤波器中选择滤波器，选中的滤波器可最小化滤波器输出与通过调整的传播信道模型的 TS 间的平方误差（squared error）。这种暴力（brute-force）方法可以以良好精确度来分辨灵敏度、同信道干扰（Co-Channel Interference, CCI）、较高及较低邻信道干扰（Adjacent Channel Interference, ACI），且可选择滤波器以最小化定义为残余干扰及噪声的功率的均方误差（Mean Squared Error, MSE）。

在一些实施例中，灵敏度受限信道可导致贯通（pass-through）状态，该状态下不会进行任何滤波。较高及较低邻信道干扰会导致以特定 ACI 干扰为目标的陷波滤波器（notch filter），而同信道干扰则会导致滤波器通过增加的高频组分而展宽接收的信号带宽。因此，EIC 在理想状况下不会影响灵敏度性能，但却可以极大地提高 ACI 性能。虽然 CCI 性能也可得到提高，但在大多数状况下其效果有限，且仍不足以单独满足 DARP 的要求。

在一些实施例中，以低于阈值（例如，-105dBm）的 RSSI 接收的脉冲可被解调而无需执行 EIC 分类及滤波。其原因是具有如此低幅值的信号可能由于热噪声而严重退化，从而可导致 EIC 中分类误差。运行 EIC 的危险在于，即使实际上干扰并不存在，EIC 也可能会认定脉冲具有同信道干扰（由于信号质量差以及随之而来的 EIC 性能差），并随后利用 JDV 来进行解调。

JDV 决定装置：

下面描述 JDV 决定装置 18。在一些实施例中，基于检测适于 DARP 的 CCI 状况中的 EIC 有效性（也可结合 RSSI 阈值），JDV 解调器的选择可与 EIC

的 CCI 滤波器分支相联系，从而只有被认定 CCI 为主的传播状况是利用 JDV 解调器 24 来进行解调，其它状况则利用标准维特比解调器 22 来进行解调。

在某些状况下，即使已检测到所述状况是 CCI 为主，限制 JDV 解调器 24 的运用也可带来好处，例如，当多径时延 (multipath delay) 超过 JDV 解调器 24 支持的信道长度时。这种状况是通过被称作长信道检测 (Long Channel Detection, LCD) 的操作来检测，其是基于时间平均的 CIR 幅值。实施的 LCD 可在几个脉冲上对想要信号的 7 抽头 CIR 的幅值的平方作平均处理，并应用阈值以限定被 JDV 解调器 24 覆盖的 3 抽头之外所允许的能量多少。如果超出所述阈值，则使用标准维特比解调器 22。

在一些实施例中，可使用另一转换标准，其是对 EIC 滤波的无滤波信道残余信号的频谱分析。如果所述残余信号的一阶线性预测系数 (Linear Prediction Coefficient, LPC) 的幅值超过预定阈值，其表示噪声与干扰是带限的 (band limited)，因此不太可能是热噪声为主。基于复系数落入的象限，干扰被划分为 CCI 或 ACI。如果为 CCI 时，使用 JDV 解调器 24，而其它状况则利用标准维特比解调器 22。

请参考图 2，图 2 是用来决定是否使用标准维特比解调器 22 或 JDV 解调器 24 的决定逻辑表格 30。符号“CV”是指标准或传统维特比解调器 22，而符号“JDV”则是指 JDV 解调器 24。决定逻辑表格 30 中列举了 4 种测试，而所述 4 种测试可单独应用或联合应用。

第一测试 32 是比较接收的信号的估测的 RSSI 与预设标准 ($T_{\text{sensitivity}}$)，例如，-105dBm。其假定不超过-105dBm 的信号可导致选择错误，而所述选择错误则导致 JDV 解调器 24 被意外地选中，尽管在该标准下标准维特比解调器 22 (CV) 是最佳接收机。如果其不超过-105dBm，则标准维特比解调器 22 被使用，如果超过-105dBm，则会引发额外的几种测试。

第二测试 34 是频谱分析，其是利用从 TS 中减去理论贡献，并从接收的脉冲的一部分减去 TS 时残余噪声的一阶 LPC 的功率，所述接收的脉冲对应

于所述 TS。其决定值 (LPC coef) 越大, 噪声越“多彩”, 因此, 决定值大表示可能出现 CCI。阈值 (T_{LPC}) 的设置较为保守, 其可以以很高的可信度来判断 CCI 状况。因此, 当决定值超过阈值时, 选择标准会选中 JDV 解调器 24, 而当决定值较低时 (例如, 不超过阈值), 则需要更多测试以进行决定。

第三测试 36 是 LCD, 其试图确定与接收的信号相关的传播信道长度已超过 LCD 的能力范围。阈值 (T_{LCD}) 的设置较为保守, 其可使长信道的检测更准确, 以使标准维特比解调器 22 可被选中。如果 LCD 检测未达成 (例如, 传播信道长度未超过阈值), 则需执行第四测试, 其描述如下。

第四测试 38 是 EIC 分类。EIC 滤波区块 16 将至少两个不同滤波器应用于接收的信号, 并选择可最小化误差值的滤波器。例如, EIC 滤波区块 16 可应用四个滤波器, 所述四个滤波器可包含加性白高斯噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN) 滤波器、CCI 滤波器、第一 ACI 滤波器 ACI 1 及第二 ACI 滤波器 ACI 2 中的至少一个。ACI 1 及 ACI 2 是用于较高及较低频率邻信道的干扰的滤波器。如果 CCI 滤波器被选中, 则表明存在同信道干扰信号, 从而使 JDV 解调器 24 被选中, 而其它滤波器的选择则会导致标准维特比解调器 22 被选中。

均衡:

均衡程序描述如下。基于前一步骤的决定, 均衡程序通过标准维特比解调器 22 或 JDV 解调器 24 来执行。所述两种状况下, 其结果都是一系列软性值, 而所述软性值需要在可被应用至信道解码前被定标及量化。对每一信号路径来说, 实际执行以获取所述软性值的程序各不相同。

一般对于标准维特比解调器 22 及 JDV 解调器 24 来说, 其传送用于后续处理的软性值以及描述被执行的解调质量的软性定标矩阵。所述定标矩阵可用于后续软性值定标及量化。

频率偏移估测:

基于接收的信号、解调器的输出以及想要信号的 CIR 估测, 频率偏移被

估测并传送至较高层 (higher layers), 以更新保持移动台 (Mobile station, MS) 与网络同步的控制回路。此程序可独立于选定的解调方法。

软性值定标及量化:

从解调器计算软性定标矩阵开始, 信号链的最后阶段为计算量化步长 (step size), 均衡器输出的软性值的量化是基于所述量化步长。4 位 (4-bit) 的量化软性值被打包为 16 位的字 (word), 并传送至解码链的剩余区块。

联合检测维特比算法:

以下将描述用于 JDV 的算法的范例, 所述 JDV 实施于 SAIC 接收机。同时也会描述 SAIC 解调器如何连接至既有的 GSM 接收机。所述方案包含两个组件: SAIC CIR 估测器以及 SAIC JDV 解调器。

基于 JDV 的 SAIC 接收机:

在某些实施例中, 基于 JDV 的 SAIC 方案包含嵌入 GSM 解调器及均衡器的几个组件。最重要的两个组件为特定干扰感知 (interference-aware) CIR 估测器以及 JDV 本身。JDV 可进一步划分为训练部分及实际解调部分, 其中所述训练部分负责估测干扰 CIR。

SAIC CIR 估测:

请再次参考图 1, SAIC CIR 估测模块 40 是基于被称为恒模 (constant modulus) 或恒包络 (constant envelope) 的原理。这是在 CCI 下估测用户 (user) CIR 的一种方法, 其将干扰看作具有固定功率的信号。此模型对于静态传播条件下的 GMSK 调制干扰是正确的, 而实际上, 其对于 8 相移键控 (Eight Phase Shift Keying, 8-PSK) 调制信号及经受衰落信道 (fading channel) 条件的信号来说, 都是有用的模型。

信号模型:

所使用的信号模型包含想要信号、具有恒模及代表干扰的随机变量 (random argument) 的信号组分以及 AWGN:

$$r(n) = \sum_k h(k)d(n-k) + \lambda e^{j\varphi(n)} + w(n) \quad (1)$$

其中， $r(n)$ 为接收的信号， $d(n)$ 为传送的信号， $h(k)$ 为用户 CIR， λ 与 $\varphi(n)$ 为模数及代表干扰的变量，以及 $w(n)$ 为 AWGN。

我们的目的是确定 $h(k)$ ，但如果直接利用方程(1)，我们会发现需要对 $\varphi(n)$ 进行良好估测，这是很难实现的。因此，重排方程(1)，并考虑电源域（power domain）表示的信号模型：

$$\left\| r(n) - \sum_k h(k)d(n-k) \right\|^2 - \lambda^2 = \sigma_w^2 \quad (2)$$

其中 σ_w 表示 AWGN 的方差。方程(2)中以电源域表示的信号模型可引出下述代价函数（cost function）：

$$J = \sum_n \left(\left\| r(n) - \sum_k h(k)d(n-k) \right\|^2 - \lambda^2 \right)^2 \quad (3)$$

最速下降（steepest descent）法被用于逐步更新信道估测，其是基于代价函数的梯度：

$$h_{(i+1)}(m) = h_{(i)}(m) - \mu \frac{dJ}{dh(m)}$$

其中， $h_{(i)}(m)$ 为用户传播信道的第 m 个 CIR 抽头的第 i 个迭代， μ 为任意步长， $dJ/dh(m)$ 为关于用户 CIR 估测的代价函数的梯度。CIR 的初始估测可利用相关（correlation）或类似方法得出，而无需参考干扰。

所述梯度可通过将 J 对 CIR 求微分得出：

$$\frac{dJ}{dh(m)} = - \sum_n \left(4 \left(\left\| r(n) - \sum_k h(k)d(n-k) \right\|^2 - \lambda^2 \right) \left(r(n) - \sum_k h(k)d(n-k) \right) d(n-m) \right) \quad (4)$$

这意味着 CIR 将会被下述迭代式所更新：

$$h_{(i+1)}(m) = h_{(i)}(m) - \mu \sum_n \left(\|e(n)\|^2 - \lambda^2 \right) e(n) d(n-m) \quad (5)$$

其中， $e(n)$ 为实际与期望接收的符号 n 之差。传送的数据 $d(n)$ 通常是未知的，除了在 TS 的传送中之外，因此，JDV CIR 算法仅对与接收的 TS 对应的 26 个 IQ 符号进行操作。除了对整个 TS 做平均之外，可替代地，也可以利用一般的最小均方（Least Mean Squares, LMS）方程，其中，可在其上进行梯度估测的区块仅为一个符号。LMS 方法较快，因为对于每一符号来说，其都符合 CIR，而一般基于区块的最速下降方法则更准确，因为其可以有效滤除信道估测程序中许多短期波动。

干扰功率的估测：

由于干扰功率 λ^2 是未知的，其可与 CIR 联合估测。其可以通过 λ^2 向 $\|e(n)\|^2$ 的长期平均值的控制收敛来达成：

1. 将 λ_1^2 初始化为 0
2. 计算：

$$e(n) = r(n) - \sum_k h(k) d(n-k)$$

3. 迭代式：

$$\lambda_{(i+1)}^2 = \alpha \lambda_{(i)}^2 + (1-\alpha) \|e(n)\|^2, \quad i=1, 2, 3, \dots$$

其中， α 被适当地选择，且其值每次迭代都会增加。

由于异步干扰在 TS 中间附近开始传送时将会出现最差状况，因此，干扰功率估测可被划分为两部分：一部分对应于 TS 的左半部，另一部分对应于 TS 的右半部。所述方法不仅仅适用于干扰开始于 TS 正中间的状况，通过对应于干扰功率的变化来降低整体灵敏度，其可以在干扰对应的所有位置提高性能。应注意，所述特征仅为干扰功率估测所具有，而并非 CIR 估测。

完整的 JDV CIR 算法：

以上所述的步骤可整合于单一 JDV CIR 算法。在一些实施例中，所述算法可反复多次用于 TS。其可使 CIR 及干扰功率收敛。

在一些实施例中，完整的算法可如下所述：

1. 将 $\lambda_{(1)}^2$ 初始化为 0
2. 利用 IQ 与 TS 的相关结果计算初始 CIR($h_{(1)}$)
3. 对于每一迭代 ($i=1, \dots, N_i$):

a. 计算：

$$e(n) = r(n) - \sum_k h_{(i)}(k)d(n-k)$$

b. $\lambda_{(i+1)}^2 = \alpha_{(i)} \lambda_{(i)}^2 + (1 - \alpha_{(i)}) \|e(n)\|^2$

c. $h_{(i+1)}(m) = h_{(i)}(m) - \mu \sum_n \left(\|e(n)\|^2 - \lambda_{(i)}^2 \right) e(n) d(n-m)$

d. 降低收敛速度： $\alpha_{(i+1)} = 0.75\alpha_{(i)} + 0.25$

JDV：

首先，我们将介绍标准维特比解调器，其会有助于更好地理解 JDV。

维特比均衡：

在 GSM 中，不管利用 Ungerboeck 逼近或是 Forney 逼近，均衡（或解调）都可以通过维特比算法达成。由于 Forney 逼近为下一部分介绍的 JDV 的基础，此处我们将对其进行简要介绍。

维特比算法力求通过分析合成（analysis-by-synthesis）方法从接收的序列中去卷积（de-convolve）传送的序列，其中，所有可能的传送的序列都与 CIR 进行卷积，以找出与接收的信号匹配最佳者。所述匹配是通过在欲解调的序列的持续时间内最小化代价函数来确定，例如，欧几里得距离（Euclidian distance）矩阵。

由于传播信道的记忆（其通过 CIR 长度来表征），逐符号

(symbol-by-symbol)的操作无法完成,其需要对至少一序列的数据进行求值。欲最小化的矩阵为:

$$J = \sum_n \left\| r(n) - \sum_k h(k) \hat{d}(n-k) \right\|^2 \quad (6)$$

其中, $r(n)$ 为接收的序列, $\hat{d}(n)$ 为集合 $\{-1, +1\}$ 假定的传送的符号, 以及 $h(k)$ 为 CIR 估测。变量 n 表示序列长度, k 表示传播信道的记忆。

传播信道范围内通过的传送的符号的每一可能组合都被称为一个状态, 而与所述状态相关的符号则被称为状态向量 (state vector)。维特比算法最有效的实施方式是通过被称作“蝶型 (butterfly)”的方法来达成, 所述蝶型方法是通过从一个符号至下一符号的转换而导致的状态向量的变化来表征。由于系统的因果关系 (causality), 仅有一定数量的可能的转换存在, 因此, 在符号转换之前及之后, 表示状态向量间关系的 $s(n)$ 表示为:

$$\mathbf{s}(n) = \begin{bmatrix} s_0(n) \\ s_1(n) \\ \vdots \\ s_{L-1}(n) \end{bmatrix} \rightarrow \mathbf{s}(n+1) \begin{bmatrix} \hat{d}(n) \\ s_0(n) \\ \vdots \\ s_{L-2}(n) \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中, $s_k(n)$ 为通过 $\{-1, +1\}$ 表示的第 n 个符号的第 k 个状态, $\hat{d}(n)$ 为假定的传送的符号, 以及 L 为信道阶数 (CIR 抽头数减去 1)。由于 $s_{L-1}(n)$ 及 $\hat{d}(n)$ 被限定为-1 或+1, 因此所述转换可通过四个状态来描述。所述状态包含两个起始状态 (源状态) 及两个最终状态 (目的状态)。所述状态间的关系图可由图 3 中的蝶型 50 来表示。

如图 3 所示, 源状态及目的状态的数量是利用蝶型编号 (number) k 来计算, k 的数值为 $0 \sim (2^L - 1)$ 。因此, 举例来说, 在一个实施例中, CIR 抽头数为 5 ($L = 4$), 则蝶型会有 8 个 (例如, 图 4 中的 60a - 60h), 16 种状态如图

4 所示。

对于每一目的状态来说，其具有两个可能的源状态，每一源状态都具有各自的累积路径矩阵（Accumulated Path Metric, APM），所述 APM 是由相关分支矩阵（Branch Metric, BM）及与所述起始状态关联的路径矩阵（path metric）的和确定的。对于每一蝶型来说，有四个 APM 需要计算：

$$\begin{aligned}
 \text{APM00} &= \text{PM0} + \text{BM00} \\
 \text{APM01} &= \text{PM0} + \text{BM01} \\
 \text{APM10} &= \text{PM1} + \text{BM10} \\
 \text{APM11} &= \text{PM1} + \text{BM11}
 \end{aligned}
 \tag{8}$$

PM0 及 PM1 是源状态为 k 及 $k+2^{L-1}$ 的幸存路径矩阵（surviving path metric），其将于稍后定义。所述 BM 可表示如下：

$$\begin{aligned}
 \text{BM} &= \left| r(n) - \left(\hat{d}(n)h(0) + \sum_{k=0}^{k=L-1} s_k h(k+1) \right) \right|^2 \\
 &= \left| r(n) - T_{d(n),s} \right|^2
 \end{aligned}
 \tag{9}$$

其中，如果 CIR 估测为常数时，即，在非自适应实施例中，后面表示卷积的记法可被存储于表（table）中。

接下来则要判定每一状态的最佳（最小）APM。最佳 APM 被称作幸存路径矩阵，而最佳 APM 的索引 j 将描述本状态下的决定，并被存储于决定历史中。

$$\text{PM}_i = \min(\text{APM}_{j i}), \quad i \in \{0,1\}, \quad j \in \{0,1\} \tag{10}$$

以上所述的程序即为通常所讲的相加-比较-选择（Add-Compare-Select, ACS）程序。相加是描述路径矩阵与分支矩阵的和；比较是描述 APM 对的比较，其产生决定位（decision bit, 其值为 0 或 1）；选择是指成为幸存路径矩阵的最小 APM 的选择。

为获得每一解码位 (decoded bit) 的可信度 (confidence level), 可利用一种基于最可能 0 转换 (APM0x) 与最可能 1 转换 (APM1x) 间差异的方法:

$$SP0 = \min(APM0i_k), \quad SP1 = \min(APM1i_k), \text{ 适用于所有状态 } k$$

$$SV(n) \quad SP0 \quad SP1$$

其中, 正值的 SV 表示传送的+1 (1 位), 负值的 SV 表示传送的-1 (0 位), 而软性值的幅值将与解调位 (demodulated bit) 的可信度对应。因此, 举例来说, 大的正值表明 1 位 (1-bit) 被接收, 且误比特概率 (bit-error-probability) 低, 而小的负值则表明 0 位 (0-bit) 被接收, 但解调误差机率较高。

在任意给定的时间, 解调的序列都可以由已执行维特比算法的时间点找到。在一些实施例中, GSM 中的序列很短, 以至于在解调序列被确定之前, 整个序列通常已被处理。找出此序列的程序被称为回溯 (Trace Back, TB), 且其可判定通过状态交织 (state trellis) 的最佳幸存路径。首先, 作出与最佳幸存路径矩阵相关的决定, 所述决定可描述从允许 TB 算法回溯至前一决定的前一符号开始的转换等等。

JDV 解调:

在 JDV 解调中, 状态向量被扩展为联合描述两个独立序列: 用户序列 (有兴趣信号—signal of interest) 及干扰序列。

$$\mathbf{s}(n) = \begin{bmatrix} s_{u,0}(n) \\ s_{u,1}(n) \\ \vdots \\ s_{u,L-1}(n) \\ \text{---} \\ s_{i,0}(n) \\ s_{i,1}(n) \\ \vdots \\ s_{i,L-1}(n) \end{bmatrix} \rightarrow \mathbf{s}(n+1) \begin{bmatrix} \hat{d}_u(n) \\ s_{u,0}(n) \\ \vdots \\ s_{u,L-2}(n) \\ \text{---} \\ \hat{d}_i(n) \\ s_{i,0}(n) \\ \vdots \\ s_{i,L-2}(n) \end{bmatrix} \tag{11}$$

其中，分指数（sub-indices） u 与 i 用来区分用户及干扰序列。用来划分状态向量的线表明在时间上，跨越实际中间（middle-in fact）处是无联系的，每一半（half）都表示重叠时间（overlapping time），其意味着 $\hat{d}_i(n)$ 及 $\hat{d}_u(n)$ 是相同时刻传送的用户符号及干扰符号的估测。为简便起见，3 抽头的 CIR 的状态向量也可以表示为：

$$[s_{u,0}(n) \ s_{u,1}(n) \ | \ s_{i,0}(n) \ s_{i,1}(n)]$$

由状态向量长度加倍（doubling）直接导致的复杂度（complexity）可能会被平方（squared），但实际只是变成原来的两倍，这是由于用户部分与干扰部分间的独立使得每一状态的可能转换的数量变为原来的两倍。所述情形如图 5 中蝶型 70 所示，其中每一目的状态具有四个可能的源状态（为简便起见，一些转换以虚线来表示）。

与 JDV 相关的分支矩阵可表示为：

$$\begin{aligned} BM &= \left| r(n) - \left(\hat{d}_u(n)h_u(0) + \sum_{k=0}^{k=L-1} s_{u,k}h_u(k+1) \right) + \left(\hat{d}_i(n)h_i(0) + \sum_{k=0}^{k=L-1} s_{i,k}h_i(k+1) \right) \right|^2 \\ &= \left| r(n) - \left(T_{u,\hat{d}_u(n),s_u} + T_{i,\hat{d}_i(n),s_i} \right) \right|^2 \end{aligned} \quad (12)$$

为提高性能，每一符号的 $h_u(k)$ 及 $h_i(k)$ 都利用基于传送的用户序列及干扰序列的估测的 LMS 算法来更新。这表明所述算法需要在常规时间间隔重新计算表 T_u 及 T_i ，最多每一符号一次。

接着是 ACS 部分，由于每一目的状态都具有四个可能的源状态，因此需要利用两位来描述每一决定。对于每一状态转换来说，所述回溯需要处理两位。一位描述用户序列，一位描述干扰序列。尽管干扰序列可能不需要进一步处理，但对其保持追踪以正确回溯是必要的。

$$PM_i = \min(APM_j | i), i \in \{00,01,10,11\}, j \in \{00,01,10,11\} \quad (13)$$

每一接收的信号具有两个软性值，一个软性值用于用户序列，另一个软性值用于干扰序列：

$$\begin{aligned} \text{SP0}_u &= \min(\text{APM0xxx}_k), \quad \text{SP1}_u = \min(\text{APM1xxx}_k), \quad \forall k, x \\ \text{SV}_u(n) &= \text{SP0}_u - \text{SP1}_u \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{SP0}_i &= \min(\text{APMx0xx}_k), \quad \text{SP1}_i = \min(\text{APMx1xx}_k), \quad \forall k, x \\ \text{SV}_i(n) &= \text{SP0}_i - \text{SP1}_i \end{aligned}$$

用于干扰序列的软性值仅被用于获取传送的干扰序列的估测，其中所述干扰序列是用于 CIR 更新，因此，如果干扰序列的估测是用其它方式完成，其可以忽略不计。举例来说，所述干扰序列可通过分段回溯来估测。

LMS 是用于更新 CIR 估测。估测误差可从用户及干扰序列的估测与用于计算分支矩阵的表的组合中获取：

$$\begin{aligned} e &= r(n) - \left(\left(\sum_{k=0}^{k=L} \hat{d}_u(n-k) h_u(k) \right) + \left(\sum_{k=0}^{k=L} \hat{d}_i(n-k) h_i(k) \right) \right) \\ &= r(n) - \left(T_{u,\hat{d}_u} + T_{i,\hat{d}_i} \right) \end{aligned} \quad (14)$$

估测误差 e 被用于标准 LMS 算法：

$$\begin{aligned} h_u^{(n+1)}(k) &= h_u^{(n)}(k) + \gamma_u \cdot e \cdot \hat{d}_u(n-k), \quad \forall k \\ h_i^{(n+1)}(k) &= h_i^{(n)}(k) + \gamma_i \cdot e \cdot \hat{d}_i(n-k), \quad \forall k \end{aligned} \quad (15)$$

其中 γ_u 及 γ_i 是确定 LMS 适应性速度的步长参数。

为了获得更佳 CIR 估测，JDV 的特定实施例可从反复迭代运行中获益，例如，当 JDV 利用 Dirach 脉冲作为干扰信道的初始估测而启动时。利用联合获取用户序列及干扰序列的 CIR 估测的方法（将于下一部分描述），运行一次 JDV 算法之后，CIR 估测的质量即可很高。

干扰 CIR 估测：

即使 JDV 可以以 Dirach 脉冲开始，开拓 TS 以训练 JDV 均衡器仍会带来好处。举例来说，其可以通过用于资料解调的 JDV 来达成，或可作为单独的任务来实施。原因之一是因为在指导模型中，复杂度可被降低，其将导致每一符号的相对复杂度只有 3 抽头 CIR 的全 JDV 复杂度的四分之一。

由于 TS 期间 $d_u(n)$ 为可知的, JDV 可被引导进入用户序列的正确状态。干扰的解调变得更准确。所述状况也适用于从方程 12 得出的分支矩阵以及从方程 14 得出的 LMS。

JDV 分支矩阵:

$$\begin{aligned}
 BM &= \left| r(n) - \left(\left(\sum_{k=0}^{k=L} d_u(n-k) h_u(k) \right) + \left(\hat{d}_i(n) h_i(0) + \sum_{k=0}^{k=L-1} s_{i,k} h_i(k+1) \right) \right) \right|^2 \\
 &= \left| r(n) - \left(T_{u,d_u} + T_{i,\hat{d}_i(n),s_i} \right) \right|^2
 \end{aligned}
 \tag{16}$$

LMS 估测误差:

$$\begin{aligned}
 e &= r(n) - \left(\left(\sum_{k=0}^{k=L} d_u(n-k) h_u(k) \right) + \left(\sum_{k=0}^{k=L} \hat{d}_i(n-k) h_i(k) \right) \right) \\
 &= r(n) - \left(T_{u,d_u} + T_{i,\hat{d}_i} \right)
 \end{aligned}
 \tag{17}$$

用户及干扰 CIR 都如同在主 JDV 中一样适合, 但为了加速收敛, 最初干扰 CIR 的适合更主动些。通过多次传递 TS, 几次迭代被执行, 且每次传递的 LMS 步长参数都被减小, 以在降低收敛速度的代价下提高收敛误差质量。

图 6 是解码脉冲信号 80 的方法的示意图。脉冲信号 80 包含第一数据段 82、TS 84 以及第二数据段 86。在发送中, TS 84 对于脉冲信号 80 的发送机及接收机来说都是可知的 (即使由于干扰或信号退化, 接收机实际接收到的 TS 与发送机发送的 TS 有所不同)。CIR 估测模块 40 (图 1) 可提供信道系数的初始估测, 以作为所需信号的基础, 举例来说, 接收的信号与已知 TS 的互相关 (cross correlation)。如图 6 所示, 利用 CIR 估测模块 40 为所需信号提供的初始信道估测, JDV 算法可在 TS (88a) 之上迭代。JDV 算法在 TS 之上反复迭代几次 (88), 且在上述过程中, 所需信号及干扰信号的信道估测也可以被获得。

在一些实施例中, JDV 算法在 TS 之上迭代可包含建立树状或交织数据结

构以评估可能的传送的 TS，以及基于已知传送的 TS 的信息计算分支矩阵与估测误差。以上所述可由方程 16 及 17 看出，其中传送的符号 $d_u(n)$ 为已知符号。由于实际传送的 TS 为已知的，JDV 算法可选择与已知传送的 TS 一致的可能的传送的 TS，而剔除那些不一致的。上述做法将会增加 JDV 在 TS 之上迭代的速度。

如上所述，在 TS 之上迭代几次 JDV 算法可产生关于所需信号及干扰信号的信道估测的信息。所述信道估测（由 JDV 算法在 TS 之上迭代获得）可作为初始信道估测以用于第一数据段 82 之上的 JDV 算法迭代（90）。通过利用关于所需信号及干扰信号的信道估测的信息，在第一数据段 82 之上迭代 JDV 算法一次即可获得足够准确的软性值。在一些实施例中，在第一数据段 82 之上多次迭代 JDV 算法是不必要的。JDV 算法可在第二数据段 86 之上迭代（92）以获取第二数据段 86 的软性值。

在 TS 之上迭代 JDV 算法以获取干扰信号的信道估测的优点之一为，通过剔除与已知 TS 不一致的可能的传送的 TS，JDV 算法的执行可以更快速。在 TS 之上迭代 JDV 算法几次之后，所需信号及干扰信号的信道估测可以足够准确，因此，如果初始信道估测不够准确，对于数据段 82 及 86 中任意一个来说，JDV 算法仅应用一次即可，而无须多次应用。

在一些实施例中，由于异步干扰在 TS 中间出现的可能性，所述处理可划分为两部分：一部分对应于 TS 的左半部，另一部分对应于 TS 的右半部。所述用户 CIR 不会受到影响，但如果 TS 的左半部及右半部具有明显不同的干扰功率，左半部及右半部的干扰 CIR 的估测是单独进行的。进一步的描述如下所述。

JDV 处理方案：

由于用户及干扰的 CIR 是由 TS 导出的，其对于接近 TS 的接收的信号的描述是较佳的，且随接收的信号与 TS 的距离的增加而逐步变差。所述状况是由两种物理现象所导致：实际 CIR 在时间上的变化以及较大范围的频率偏移，

所述频率偏移可导致朝向脉冲末端 (ends of the burst) 的逐步增加的相位偏移。在一些实施例中, 为得到良好的性能, JDV 工作于远离 TS 且朝向脉冲末端的状态下。所述状况下, JDV 可以从 TS 得出的高质量 CIR 开始工作, 并在朝向脉冲末端移动时逐步适应处于变化中的条件。这表明回溯是开始于脉冲末端并朝向中间。所述过程如图 6 所示。

对于 JDV 及回溯程序来说, 用户的起始状态为已知的, 而干扰的起始状态为未知的。对于 JDV 来说, 用户的起始状态是通过 TS 符号得出, 其可用于偏移初始路径矩阵。所有干扰状态都被初始化为中立值 (neutral values)。在回溯中, 用户的起始状态是通过尾位 (tail bits) 来确定, 即, 所有 0, 而干扰的起始状态则通过在干扰状态中选择最小路径矩阵来确定。

异步干扰的分割 TS 分析效果:

图 7 是存在异步干扰时 CIR 与 JDV 区块 (其可分别例如图 1 中的 40 及 24) 中分割 (splitting) TS 分析的效果的范例的示意图 100。横轴代表干扰的起始位置 (例如, 图 6 所示脉冲信号中干扰信号的起始位置)。纵轴代表误帧率 (Frame Error Rate, FER)。而两虚线 102a 及 102b 是用来标识用户信号的 TS 的边界。

在一些实施例中, 当 TS 分析被分割为两部分时, 干扰的效果可被极大地减小, 所述干扰可在想要信号的任意位置开始传送。当干扰为同步干扰时, 可在复杂度及性能方面以不牺牲或牺牲很少为代价来执行。对于 CIR 及 JDV 来说, 分割 TS 分析都是有用的。

曲线 104 代表 JDV 算法应用于整个 TS 时的误帧率, 且整个 TS 的干扰信号功率的单一估测被确定。曲线 104 并未使用所述分割方法。

曲线 106 代表干扰信号功率的估测于 TS 上分割时的误帧率。举例来说, CIR 估测模块 40 (如图 1 所示) 估测 TS 第一半部的第一干扰信号功率, 并估测 TS 第二半部的第二干扰信号功率。在用于例示的曲线 106 中, JDV 算法应用于整个 TS。曲线 106 的误帧率通常比曲线 104 的误帧率低。

曲线 108 代表 JDV 算法反复应用于 TS 的每一半部时的误帧率。举例来说, JDV 算法反复地应用于 TS 的第一半部, 以获取用户信号及干扰信号的信道估测, 且将 JDV 算法应用于第一数据段(例如, 图 6 中的 82)时, 所述信道估测可被使用以作为初始信道估测。JDV 算法反复地应用于 TS 的第二半部, 以获取用户信号及干扰信号的信道估测, 且将 JDV 算法应用于第二数据段(例如, 图 6 中的 86)时, 所述信道估测可被使用以作为初始信道估测。

如果干扰信号起始于脉冲的中间, 则第一数据段 TS 的第一半部中不存在干扰信号, 因此用户及干扰信号的初始信道估测(通过将 JDV 算法应用于 TS 的第一半部而获得)对于第一数据段来说是准确的。TS 的第二半部及第二数据段中存在干扰信号, 因此用户及干扰信号的初始信道估测(通过将 JDV 算法应用于 TS 的第二半部而获得)对于第二数据段来说是准确的。曲线 108 的误帧率一般比曲线 106 的误帧率低。

曲线 110 表示当干扰信号功率估测分别对 TS 的每一半部执行, 且 JDV 算法反复地应用于 TS 的每一半部时的误帧率。在 CIR 及 JDV 区块中分割 TS 分析可进一步降低误帧率。曲线 110 的误帧率一般比曲线 108 的误帧率低。

外部干扰:

在一些实施例中, JDC CIR 估测及均衡器的外部输入除了 IQ、TS 以及脉冲类型(NB/SB)之外为检测指示符, 其用来指示 TS 中心附近出现的异步干扰。除非被处理, 否则对于 TS 引导 SAIC 来说, 所述情形为最差的状态, 因为其可使 TS 无法很好地表示脉冲的任意半部(burst half)中接收的信号。在 TS 之前或之后立即出现的干扰仅影响脉冲的一个半部, 且可在一定范围内被接受。

通过将 TS 划分为两个独立的半部, 不管干扰在何处出现, 至少脉冲的一半可较佳地被最近的 TS 的半部描述。所述特性可被广泛应用, 且在一定程度上可通过参数 PowerRatio 来控制。

对应于 TS 的接收的信号与传送的 TS 做相关运算, 以得到用户的基本 CIR

估测。所述 CIR 与 TS 进行卷积运算，以得到不含干扰及噪声的接收的 TS 的估测，并从接收的信号中减去所述估测。残余信号为干扰及噪声的估测，其划分为两半部。参数 PowerRatio (R_p) 为 TS 左右两半部中干扰功率之差的绝对值除以 TS 左右两半部中干扰功率之和：

$$R_p = \frac{|P_{left} - P_{right}|}{P_{left} + P_{right}} \quad (18)$$

作为 SAIC 均衡器之外计算所述参数的替代方案，其也可以通过再使用已于均衡_高斯最小频移键控_信道冲激响应_估测_联合检测维特比 (EQ_GMSK_CIR_Estimation_JDV) 方案中计算出的参数 InterferencePowerL 及 InterferencePowerR 来达成。所述参数 InterferencePowerL 及 InterferencePowerR 分别对应于 JDV CIR 算法中 TS 的左右半部的功率估测。

图 8 是无线网络 120 的范例的示意图，其中无线装置或移动台 122 (在一些通信标准中也称为用户设备) 包含图 1 所示的接收机 10 以解调信号，以及用来使能至所述蜂窝网络 (cellular network) 的上行链路传送的发送机，其中所述信号接收自以蜂窝塔 (cellular tower) 124 为代表的蜂窝网络。所述接收机 10 可制作成集成电路的一部分，例如无线芯片组，且可安装在移动台 122 的电路板上。所述蜂窝网络可将移动台 122 连接至其它装置，例如另一移动台 126。

图 9 是例示利用标准维特比解调器及 JDV 解调器的信号解调程序 130 的流程图。所述程序包含接收输入信号 (步骤 132)，例如 GSM 脉冲信号；以及基于所述输入信号的至少一个特性适应性地选择 JDV 解调器或标准维特比解调器，以解调所述输入信号 (步骤 134)。所述输入信号的特性可包含 RSSI、干扰消除单元的滤波器选择、与输入信号相关的传播信道长度以及输入信号的干扰信号组分的 LPC 幅值。

当 JDV 解调器被选中时，输入信号的所需信号组分及干扰信号组分被联

合地解调（步骤 136）。当标准维特比解调器被选中时，输入信号的所需信号组分被解调，而输入信号的干扰信号组分未被解调（步骤 138）。

图 10 是例示利用 JDV 算法的 TS 及数据段解调程序 140 的示意图。所述程序 140 包含接收包含所需信号组分及干扰信号组分的信号，所需信号组分包含一个 TS 及两个数据段（步骤 142）。举例来说，信号可具有类似于图 6 所示的格式。

利用 JDV 算法解调 TS 及干扰信号组分的对应部分以估测可能的传送的 TS 及干扰信号序列（步骤 144）。而所述所需信号组分及干扰信号组分的信道估测也被产生（步骤 146）。

依据 JDV 算法，并利用所述信道估测作为 JDV 算法的初始信道估测来解调第一数据段（步骤 148）。依据 JDV 算法，并利用所述信道估测作为 JDV 算法的初始信道估测来解调第二数据段（步骤 150）。其中，所述信道估测产生于步骤 146。

尽管以上仅描述了一些实施例，但其它实施方式或应用也可落入本发明专利权利要求所限定的范围。举例来说，所述标准维特比解调器 22 及 JDV 解调器 24 可由其它类型的解调器替代。而在两解调器中选择的标准也可以不同于以上所述在标准维特比解调器 22 及 JDV 解调器 24 间选择的标准。

以上所述的系统或装置也可以包含未描述或未示于图中的其它组件。图 1 中的一些区块可被实施为数字电路、集成电路、特别设计的专用集成电路（Application Specific Integrated Circuit, ASIC）、计算机硬件、固件、软件及/或以上所述的任意组合。所述软件可由微处理器或数字信号处理器执行。图 1 中的区块的操作可被控制，例如，其可被数字处理器执行的软件控制。

示于图中的逻辑流程并不需要以所示的特定次序或顺序执行来获取所需结果。其它步骤也可以被提供，所述流程中的步骤也可以被删除。

以上所述仅为本发明的较佳实施例，凡依本发明权利要求所做的均等变化与修饰，皆应属本发明的涵盖范围。

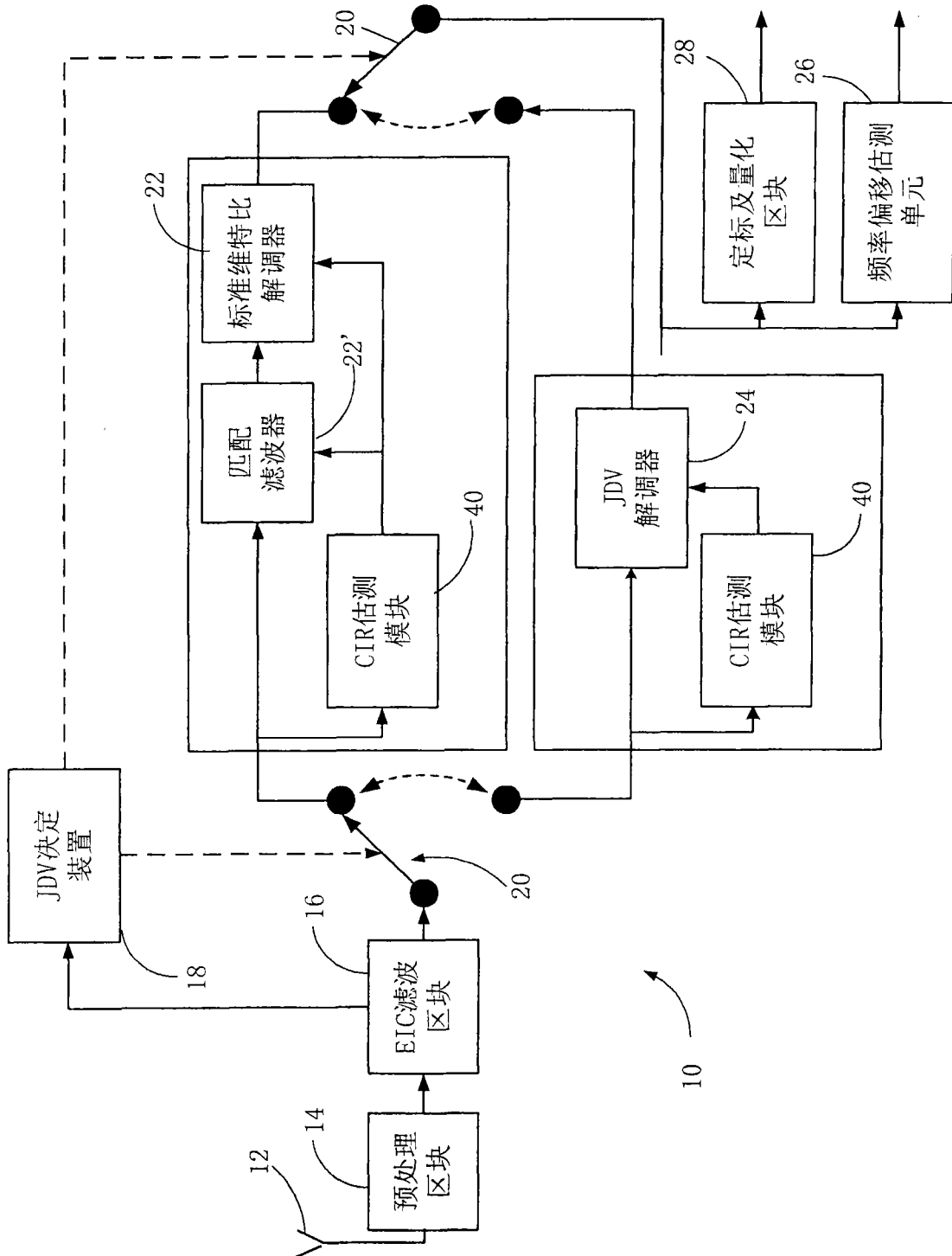


图 1

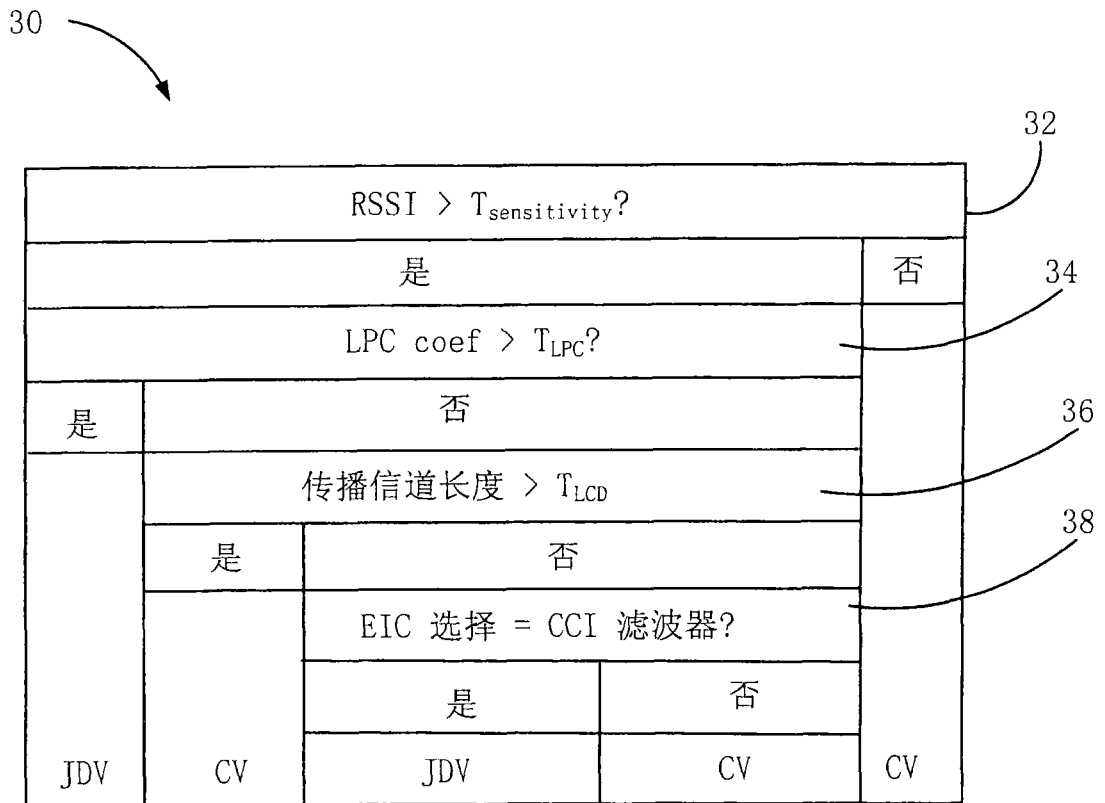


图 2

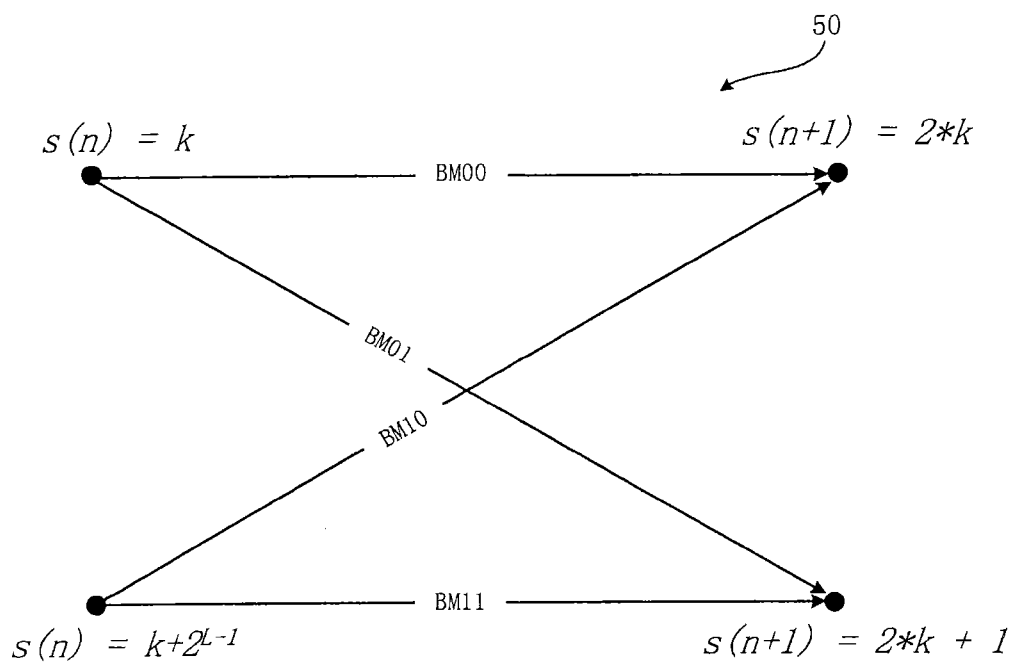


图 3

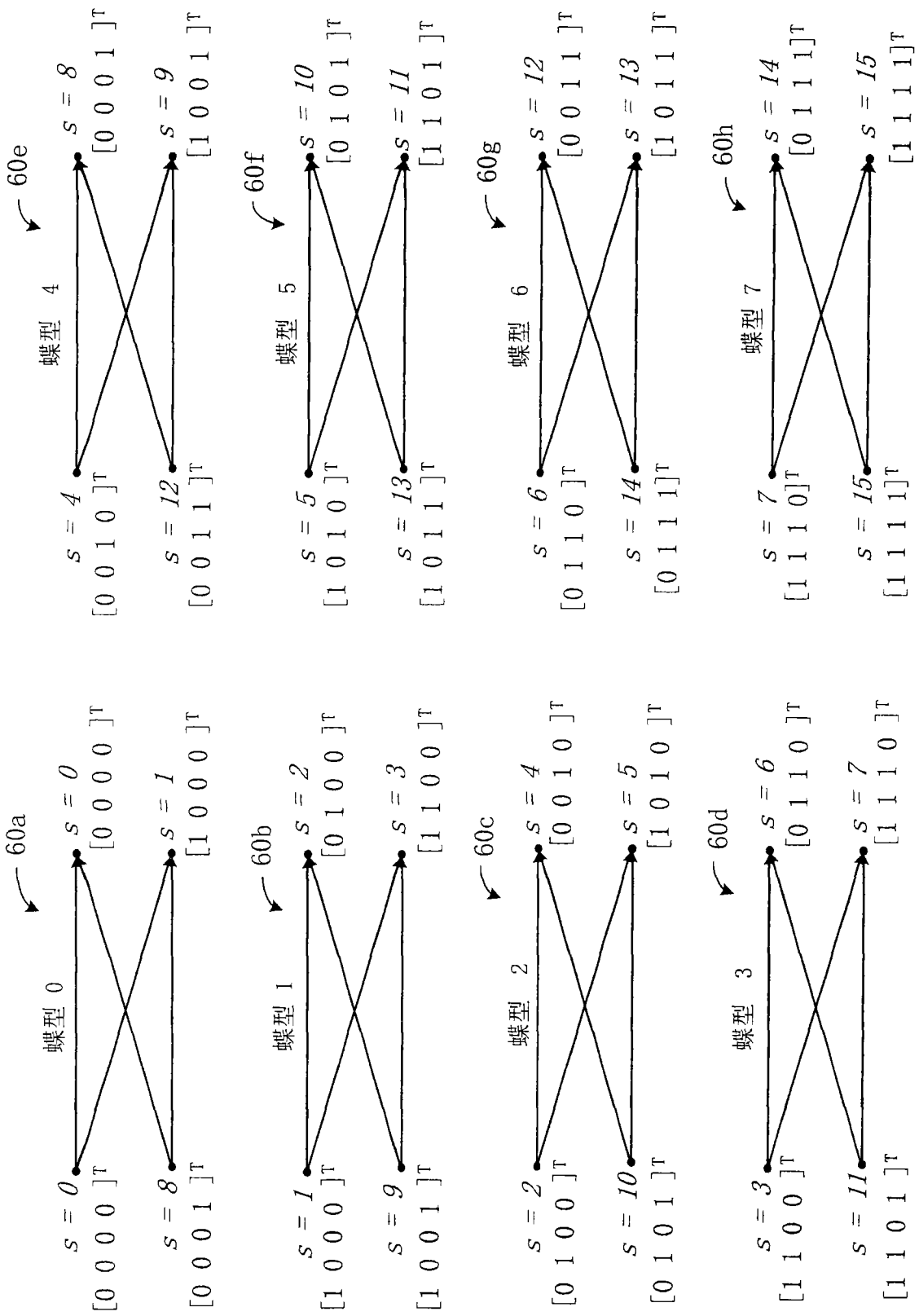


图 4

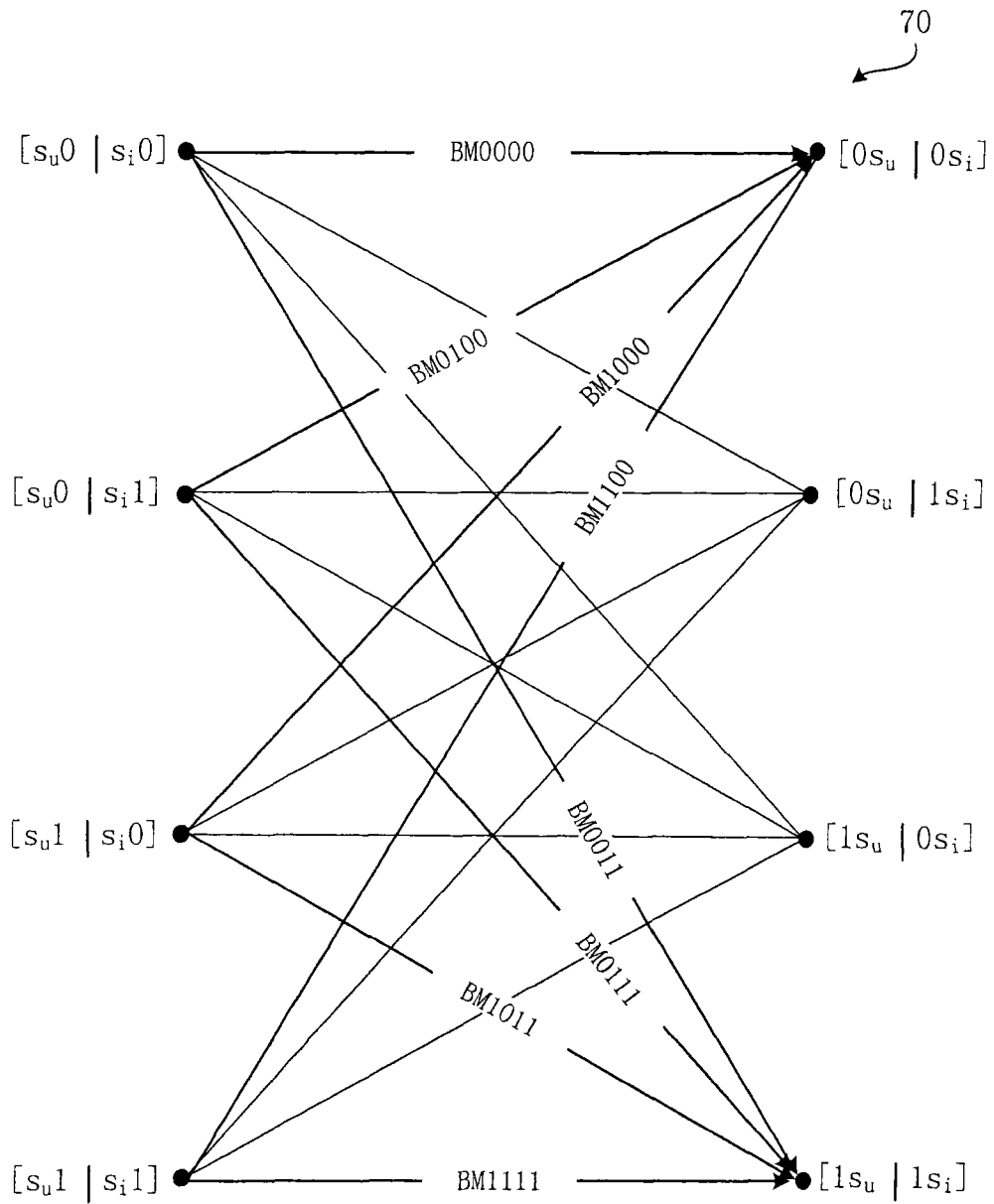


图 5

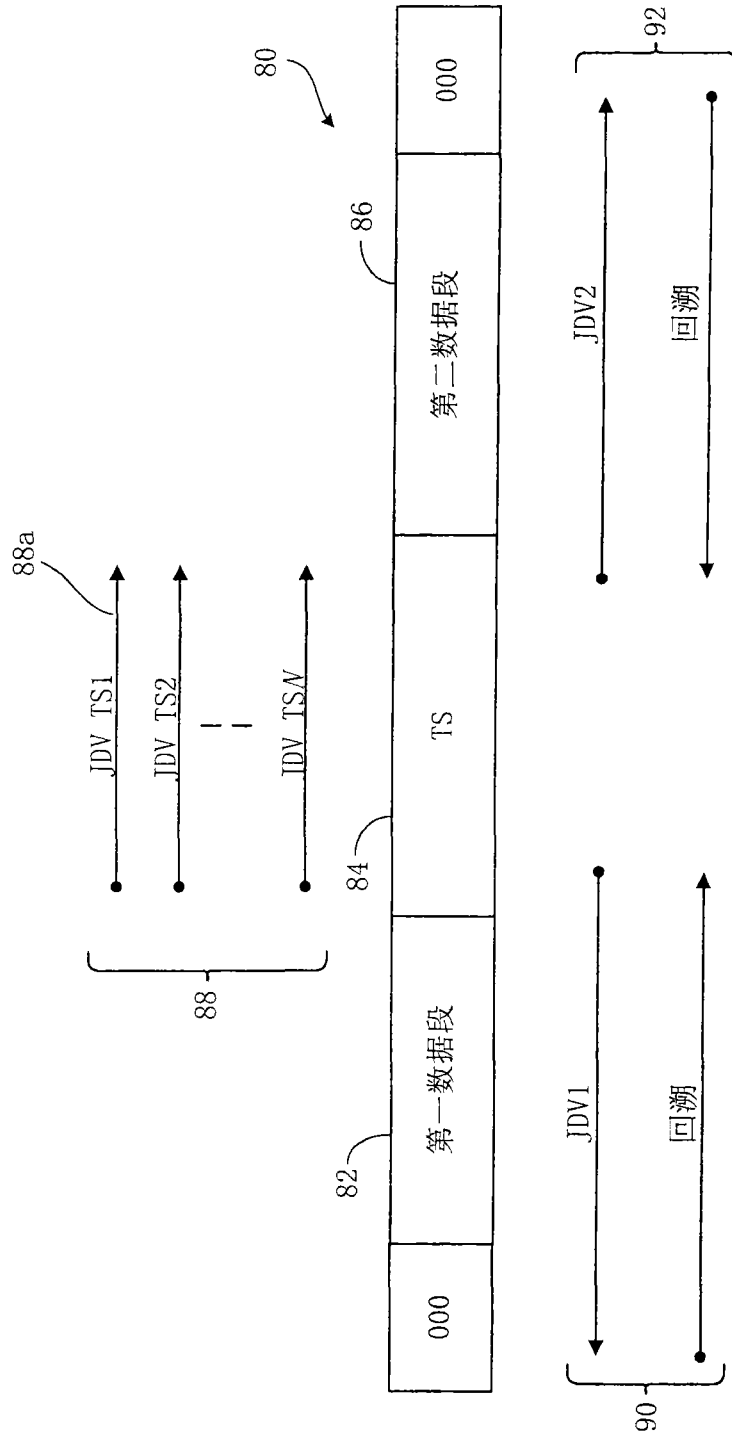


图 6

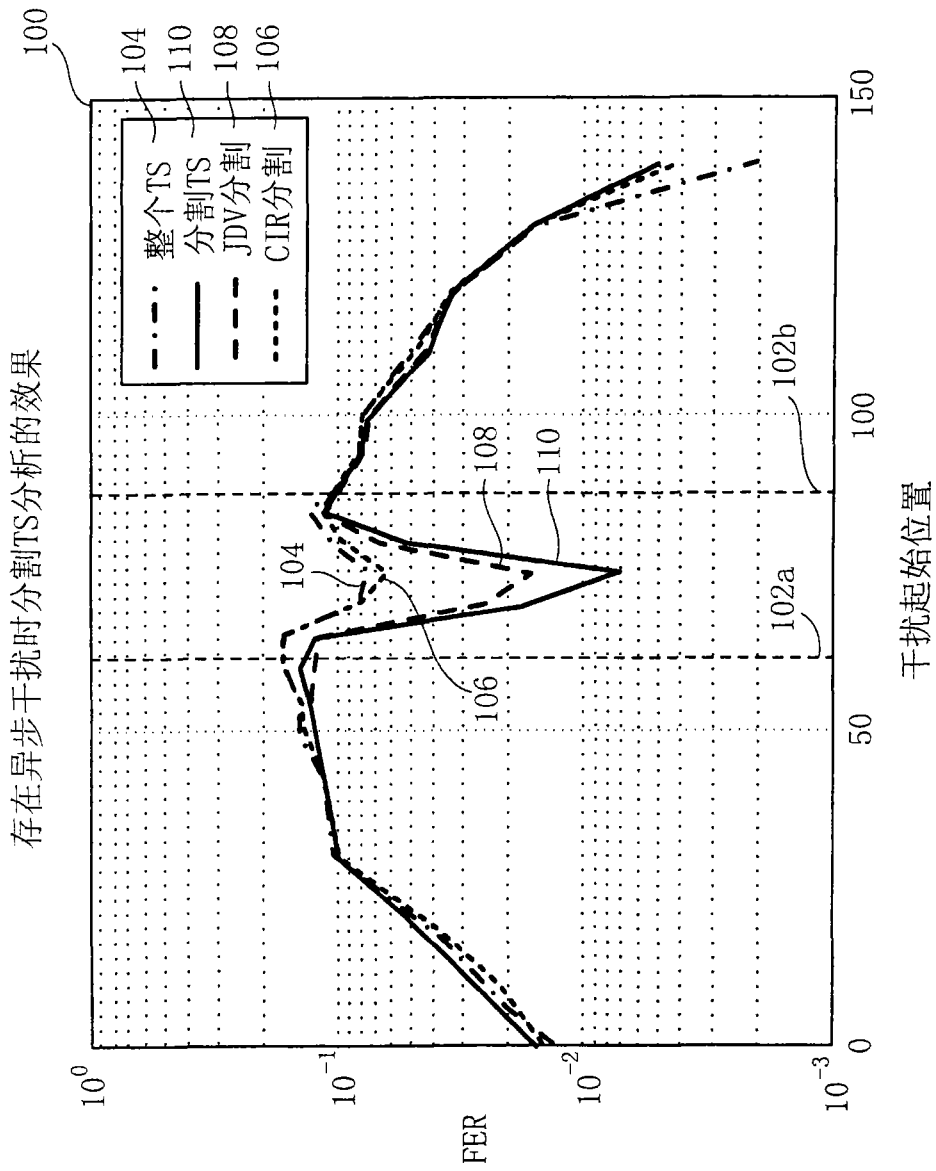


图 7

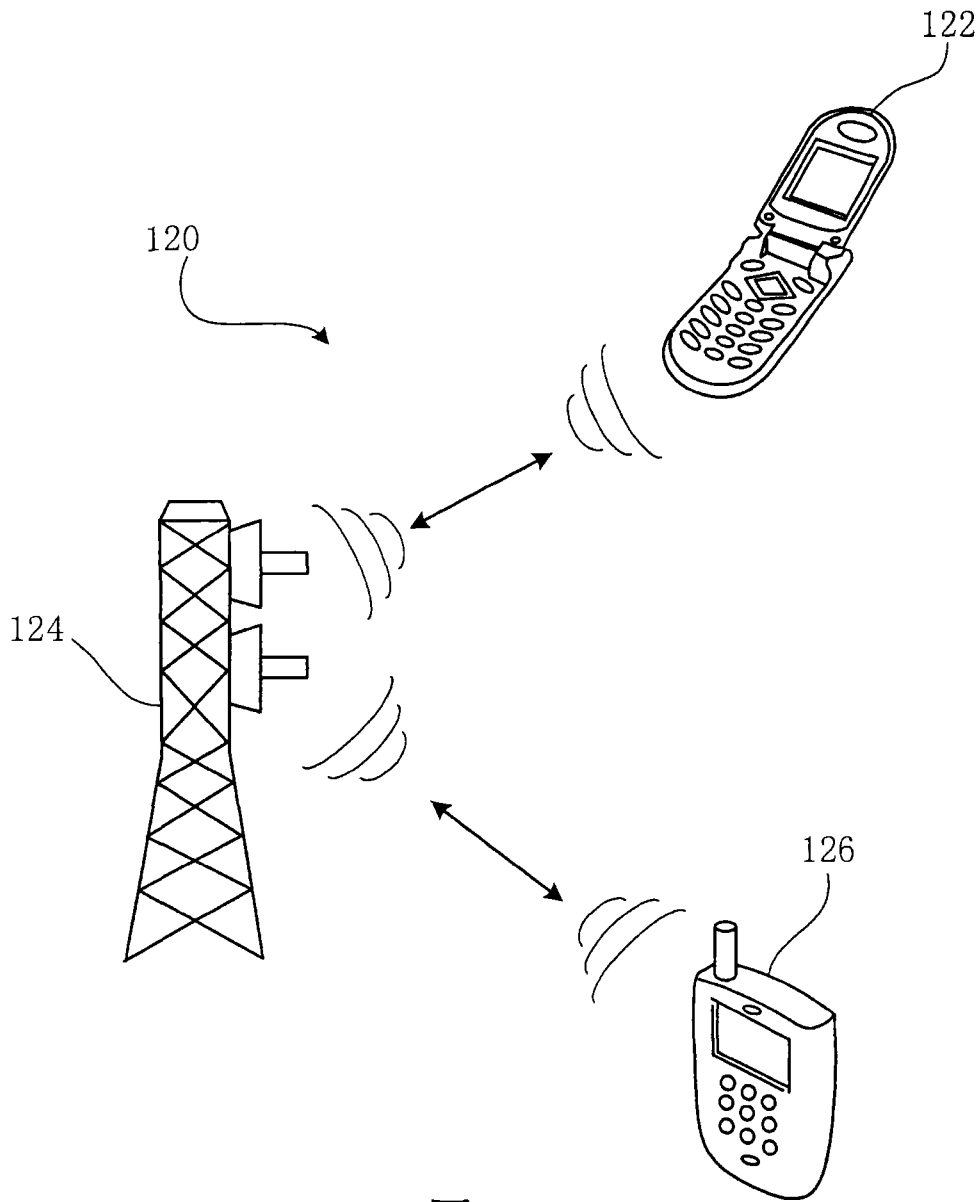


图 8

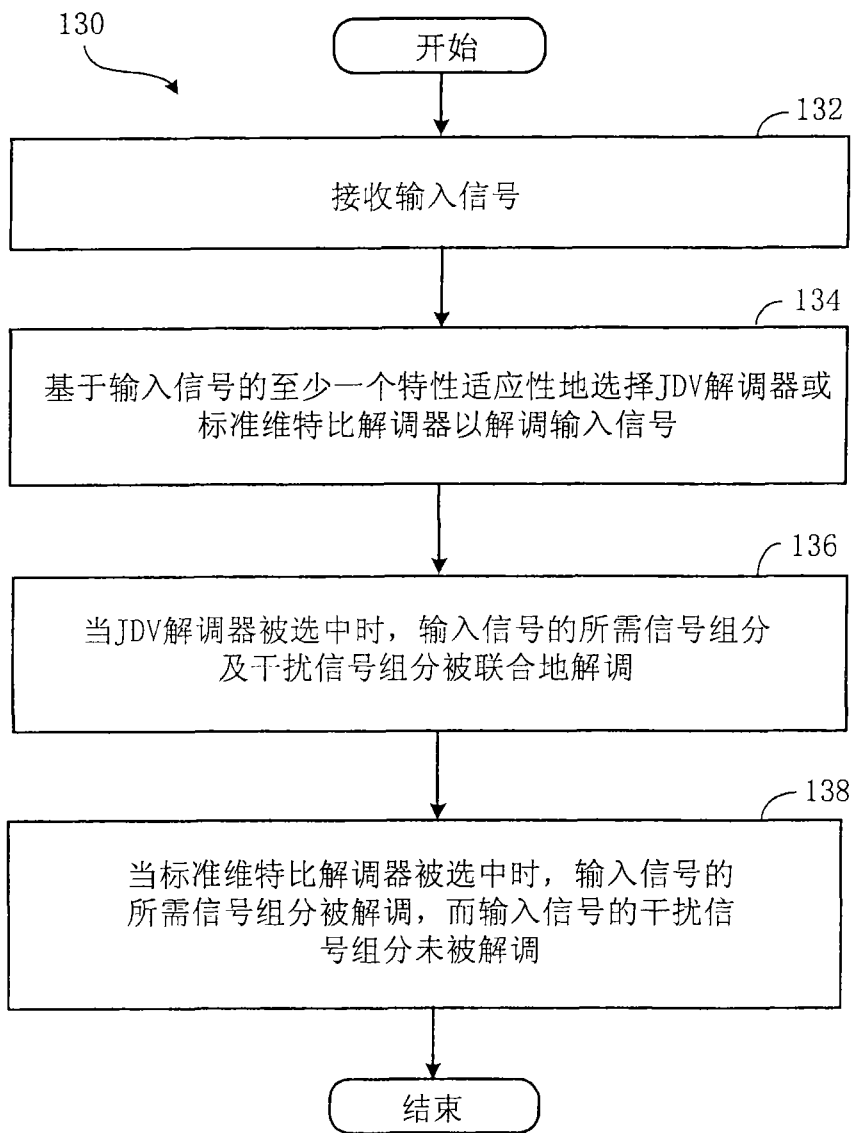


图 9

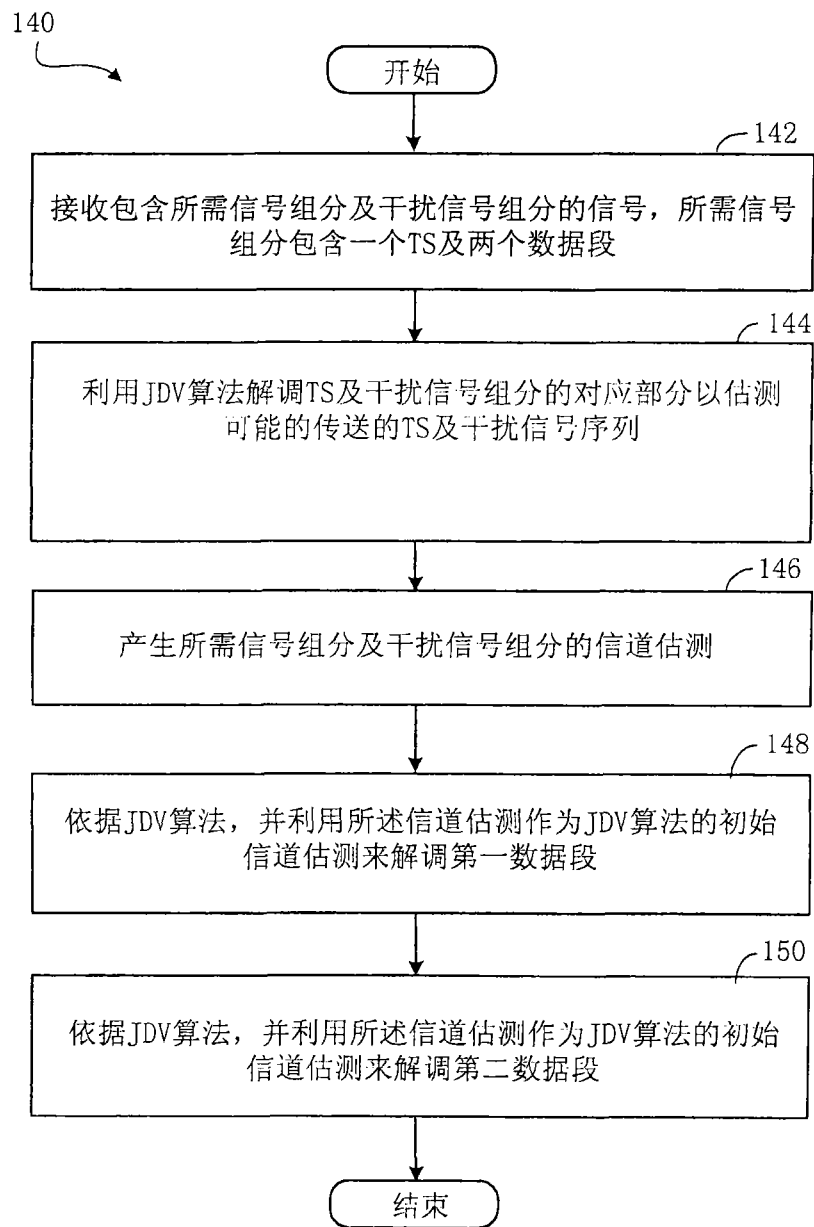


图 10