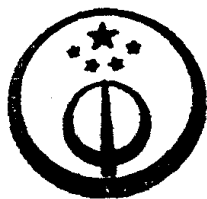


[19]中华人民共和国专利局

[11]授权公告号

CN 1020531C



[12] 发明专利说明书

[21] 专利号 ZL 90100492

[51]Int.Cl⁵

H04L 7/02

[45]授权公告日 1993年5月5日

[24]颁证日 93.2.14

[21]申请号 90100492.8

[22]申请日 90.1.25

[30]优先权

[32]89.1.26[33]SE[31]8900281

[73]专利权人 艾利森电话股份有限公司

地 址 瑞典斯德哥尔摩

[72]发明人 保罗·威尔金森·登特

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 马铁良 李先春

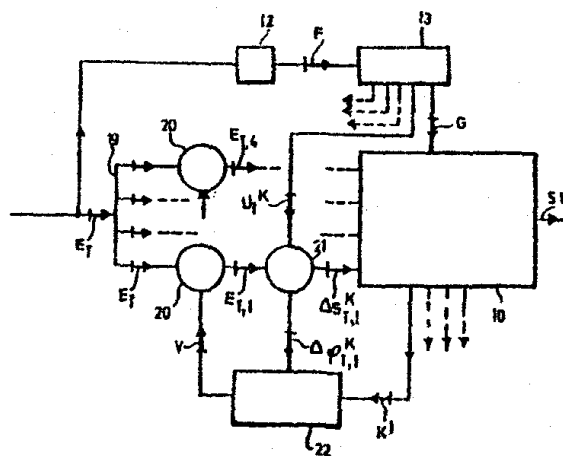
H04L 5/22

说明书页数: 附图页数:

[54]发明名称 迅速控制相干无线电接收机频率的生产及其设备

[57]摘要

迅速控制无线电接收机频率的一种方法和结构。这种接收机接收受到干扰包括同步序列和数据蓄序列的信号序列，信号点 E_T 分为分支信号点 $E_{T,i}$ ，其个数等于 Viterbi 算法中的状态数。移相 20 到校正信号点 $E_{T,i}$ ，与其自适应信号 U_i^K 比较，计算其距离 $\Delta S_{T,i}^K$ 和角偏差 $\Delta \Phi_{T,i}^K$ 。通过 10，用 $\Delta S_{T,i}^K$ 选择过渡 K^1 ，相应的 $\Delta \Phi_{T,i}^K$ 也被选择 22。将 E_T 选择的 $\Delta \Phi_{T,i}^K$ 进行低通滤波和积分 22，形成相位校正信号 V ，使 E_T 移相 20。对其余状态计算相应的相位校正信号。



<45>

1、用来迅速控制相干无线电接收机频率的一种方法，这种接收机通过受到干扰的通道来接收信号序列，这种信号序列包括至少一个同步序列和至少一个数据序列，所述方法包括下列信号处理步骤：

- 一把所接收的信号序列变换成为基带信号；

- 一把基带信号模/数变换成为信号平面上打算分析的信号点；

- 一借助于从同步序更中所获得的自适应信号，使具有所需状态数的维特比算法自适应于通道占优势的干扰，所述自适应信号的个数等于维特比算法中的状态数；以及

- 一通过相当大量的计算步骤，对于数据序列中打算分析的信号点进行维特比分析，以最终确定数据序列的比特序列；

其特征在于，这种方法包括进一步的信号处理步骤：

- 一在时间点(T)上、把打算分析的信号点(E_T)分离成为分支信号点($E_{T,i}$)，该分支信号点的个数等于维特比算法中状态的个数；

- 一对各状态的分支信号点($E_{T,i}$)进行移相一个与相应状态相关的角度($V_{T,i}$)，从而得到已校正的信号点($E_{T,i}^*$)；

- 一把相应状态的已校正信号点($E_{T,i}^*$)与该状态的自适应信号(U_i^k)相比较，由此，该自适应信号具有信号点(U_i^0, U_i^1)，该自适应信号点的个数等于维特比算法中可能的、状态过渡的个数；

- 一对于每一个状态，计算在已校正信号点($E_{T,i}^*$)与自适应信号的信号点(U_i^0, U_i^1)之间的角偏差($\Delta\Phi_{T,i}^k$)；

- 一对于每一个状态，根据维特比算法来计算距离($\Delta S_{T,i}^k$)；

- 一根据这些计算，对于每一个状态，选择一个过渡(K^1)；

- 一对于每一个状态，分开计算在信号点($E_{T,i}$)与自适应信号

(U^{k_1}) 之间所选择的过渡 (K^1) 的角偏差 ($\Delta \Phi^{k_1, 1}$);

—使角偏差 ($\Delta \Phi^{k_1, 1}$) 遵循控制环滤波器算法, 对于每一个状态来计算相位校正信号 (V);

—利用这样计算出来的相位校正信号 (V), 对于每一个状态, 分开使数据序列 ($D0$) 中下一个输入分支信号点 (E_i) 或者自适应信号 (U^k) 移相。

2、根据权利要求1的那种方法, 其特征在于, 对于Viterbi算法的每一个状态, 利用由所选择的过渡 (K^1) 指示的、控制环滤波器算法 (22) 以前的内部状态, 重新建立控制环滤波器算法 的内部状态, 该控制环滤波器算法包括低通滤波、积分或微分, 以产生所需的信号跟踪特性。

3、根据权利要求1或2的那种方法, 其特征在于, 为了在开始处理下一个信号序列时确定相位校正信号 (V) 和控制环滤波器算法的适当起始状态, 利用了在处理信号序列 ($S0$ 、 $D0$) 结束时相位校正信号 (V) 的终值和控制环滤波器算法 的内部状态。

4、根据权利要求1、2或3的那种方法, 其中, 信号序列以时间为序包括数据序列、同步序列和另一个数据序列, 并且在进行Viterbi分析以前, 至少把第一数据序列存储起来, 这种方法的特点在于, 为了确定相位校正信号 (V) 和控制环滤波器算法的适当的起始状态、以便开始处理第二数据序列, 利用了在处理第一数据序列以后的、相位校正信号 (V) 和控制环滤波器算法的最终状态。

5、与相干无线电接收机在一起的、用来执行根据权利要求1那种方法的一种设备, 这种相干无线电接收机通过受到干扰的通道来接收信号序列, 这种信号序列包括至少一个同步序列和至少一个数据

序列，所述结构包括：

—用来接收信号并把所接收的信号序列变换成为基带信号的接收机级；

—连接到接收机级上的模/数变换器，使用该模/数变换器把基带信号变换成打算分析的信号点；

—连接到模/数变换器上的自适应维特比分析器，该自适应维特比分析器包括自适应电路，该自适应维特比分析器具有所需的状态数，并且借助于自适应信号而自适应于通道中占优势的干扰，自适应信号的个数等于状态的个数，利用自适应电路从同步序列中得出自适应信号，自适应维特比分析器在相当大量的计算级中来处理数据序列中打算分析的信号点，由此，最终确定数据序列的比特序列，其特征在于，这种结构进一步包括：

—信号分离电路(19)，使用该信号分离电路(19)在时间点(T)上，把一个打算分析的信号点(E_r)分离成分支信号点，该分支信号点的个数等于维特比分析器(10)的状态数(M)；

—连接到信号分离电路(19)上的移相器(20)，使用该移相器(20)使分支信号点对于相应的状态移相，移动属于所述状态的一个角度值($V_{r,i}$)，同时，形成已校正的信号点($E_{r,i}$)；

—各比较电路(21)。把每一个比较电路(21)连接到相应的移相器(20)和自适应电路(13)上，使用所述比较电路(21)把对于每一个状态的已校正信号点($E_{r,i}$)与对于该状态的自适应信号(U_i^k)相比较，该自适应信号具有信号点(U_i^0, U_i^1)，自适应信号点的个数相应于维特比分析器(10)中每一种可能的状态过渡的个数($K=0, K=1$)，其中，比较电路(21)对于相应的状态计算已校正信号点($E_{r,i}$)与

自适应信号的信号点 (U_1^0, U_1^1) 之间的距离 ($\Delta S_{r,1}^k$) 和角偏差 ($\Delta \Phi_{r,1}^k$), 并且把距离 ($\Delta S_{r,1}^k$) 送到维特比分析器 (10) 中相应的状态上; 以及

- 各控制环滤波器电路 (22), 其中每一个都连接到相应的比较电路 (21) 和维特比分析器中相应的状态上, 其中, 维特比分析器 (10) 根据其算法对于每一个状态 (M) 计算距离 ($\Delta S_{r,1}^k$), 并且根据这些计算把选择的过渡 (K^1) 送到相应的控制环滤波器电路 (22) 上, 控制环滤波器电路 (22) 从其相应的比较电路 (21) 中获得角偏差 ($\Delta \Phi_{r,1}^k$), 并且处理相应于所选择的过渡 (K^1) 的角偏差 ($\Delta \Phi_{r,1}^0$ 或 $\Delta \Phi_{r,1}^1$), 这种信号处理构成了控制环滤波器算法, 根据已知的控制理论, 这种控制环滤波器算法可以包括积分、微分或其它形式的滤波, 达到对于每一个状态分开计算相位校正信号 (V) 的估计值。

迅速控制相干无线电接收机频率的
方法及其设备

本发明包括用来迅速控制相干无线电接收机频率的一种方法，这种接收机通过受到干扰的通道来接收信号序列，这种信号序列包括至少一个同步序列和至少一个数据序列，所述方法包括下列信号处理步骤：

- 把所接收的信号序列变换成为基带信号；
- 把基带信号模/数变换成为打算分析的平面上的点；
- 借助于从同步序列中所获得的自适应信号，使具有所需状态数的 维特比 (Viterbi) 算法自适应于通道中占优势的干扰，所述自适应信号的个数等于维特比 算法中的状态数；以及
- 对于信号分析平面上点的序列进行维特比 分析，达到最终确定数据比特序列的程度，

本发明还包括用来实现这种方法的设备。

在很多无线电传输系统(例如，称为TDMA的时分多址系统)中，使发射机和接收机良好地同步是非常重要的。把接收机的本地频率振荡器很精确地锁定于发射机的频率上也是非常重要的，特别是在相干传输系统的情况下。在Sjenvall(杰瓦尔)、Hedberg(赫德伯格)和Ekemark(埃克马克)等人所写，题为“Radio Test Performance of a Narrowband System”(窄带系统的无线电测试性能)的论文(发表于IEEE Vehicular Tech. Tampa, Florida, USA, June 1987.)

中，描述了用于这种无线电传输系统的设备结构。

接收机频率至少已经粗略调整好了的接收机的频率误差在频率误差计算装置中来估计；控制处理器根据在前一个信号序列期间内所获得的校正的大小、并根据估算出来的频率误差，对于每一个新发射的信号序列产生一个校正信号。该校正信号被送到可控本地振荡器（根据上述论文，即所谓频率合成器）上，构成这种可控本地振荡器是为了产生混频信号，这种混频信号的频率按照控制处理器的信号而进行校正。这种校正信号是数字式的；实际上，先在数模变换器中把它变换成模拟形式，然后把它送到本地振荡器。因此，其输出频率可以调整的振荡器的级数，取决于该数模变换器所能变换的二进制比特数。当采用比较小和比较简单的变换器时，其结果是要么本地振荡器的最大频率摆动较小，要么是频率的阶变较大。

在上述那种类型的系统中，所发射的信号可能受到干扰。这种干扰例如可能是附加噪声信号的形式或者可能是由于建筑物、山等把信号重复反射而产生多径传播的形式。在移动式无线电传输中，经常就是这种情况，正如发表于挪威的技术期刊Telektronikk（《电视接收机》）1987年第1期上，Torleiv Maseng（托列夫·马森）和Odd Trandem（奥德·德兰德姆）所写，题为“Adaptive digital phase modulation”（自适应数字式相位调制）的论文中所描述的那样。这篇论文描述了一种相干接收机，这种接收机包含自适应Viterbi分析器形式的均衡器。所发射的信号包括周期性循环信号序列，正如上述中所述提到的那样，这种周期性循环信号序列包括同步序列和数据序列。对这种信号进行混频，以上述方法在模数变换器中进行变换，并且将其储存到储存器中。借助于同步序列，这种

维特比分析器自适应于通道中占优势的传输特性，这种特性主要由所述多径传播确定的。为了提取原始发射信号的内容，在维特比分析器中，对于数据序列进行分析。

发表于1987年11月15日至18日在Tokyo(东京)举行的IEEE/IEICE世界通信会议上，Franz Edbauer(弗朗兹·埃德鲍尔)所写，题为“Coded 8—DPSK Modulation with Differentially coherent Detection—A Efficient Modulation Scheme for Fading Channels”(利用微分相干检波的编码8路微分相移键控调制——一种用于衰落通道的、有效的调制线路)的一篇论文，描述了备有Viterbi分析器的无线电接收机。这种分析器参与对于所接收信号的频率控制。根据这篇论文，Viterbi分析器的调整是不变的，它不能例如，自适应于通道状态的变化而进行控制。

在1983年Addison—Wesley(艾迪生—韦斯利)书店出版的，Richard E. Blahut(理查德·E·布莱哈特)所写，“Theory and Practice of Error Control Codes”(《错误控制码的理论和实践》)一书的第12章中，对于应用于维特比分析器的算法给出了较为详细的描述。

在发表于期刊Telektronikk上的上述论文中提到，在信号传输期间内，频率可能出现少量偏移，这种偏移以接收机各比特接连发生相移的形式表现出来。当这种相移很小时，不需要进行补偿。但是，当这种相移达到某一给定值时，在分析数据序列时，在维特比分析器中有出现判定错误的危险。本发明基于这一概念，利用在维特比分析中出现的状态，对于打算在维特比分析器中进行分析的信号相位进行调整。为了实现上述那种相位调整，在这一方面，利

用了全部 维特比 分析的状态， 并且把为每一个状态所提取的值与要分析的信号进行了比较。

具体来说，本发明方法的特征在于：(其中的符号说明见下文实施例)

—在时间点(T)上，把打算分析的信号点(E_T) 分离成为分支信号点(E_T)，该分支信号点的个数等于 维特比 算法中状态的个数；

—对各状态的分支信号点(E_T) 进行移相一个与相应状态相关的角度($V_{T,1}$)，从而得到已校正的信号点($E_{T,1}$)；

—把相应状态的已校正信号点($E_{T,1}$) 与该状态的自适应信号(U^k)相比较，由此，该自适应信号具有信号点(U_1^0, U_1^1)，该自适应信号点的个数等于 维特比 算法中可能的、状态过渡的个数；

—对于每一个状态，计算在已校正信号点($E_{T,1}$) 与自适应信号的信号点(U_1^0, U_1^1) 之间的角偏差($\Delta \Phi_{T,1}^k$)；

—对于每一个状态，根据 维特比 算法来计算距离($\Delta S_{T,1}^k$)；

—根据这些计算，对于每一个状态，选择一个过渡(K^1)；

—对于每一个状态，分开计算在信号点($E_{T,1}$) 与自适应信号(U^k) 之间所选择的过渡(K^1) 的角偏差($\Delta \Phi_{T,1}^{K^1}$)；

—使角偏差($\Delta \Phi_{T,1}^{K^1}$) 遵循控制环滤波器算法(22)，对于每一个状态来计算相位校正信号(V)；

—利用这样计算出来的相位校正信号(V)，对于每一个状态，分开使数据序列(D0)中下一个输入分支信号点(E_T) 或者自适应信号(U^k) 移相。

实现上述方法的结构特征在于：(其中的符号说明见下文实施例)

—信号分离电路(19)，使用该信号分离电路(19)在时间点(T)

上，把一个打算分析的信号点 (R_i) 分离成分支信号点，该分支信号点的个数等于 维特比 分析器 (10) 的状态数 (M)；

— 一连接到信号分离电路 (19) 上的移相器 (20)，使用该移相器 (20) 使分支信号点对于相应的状态移相，移动属于所述状态的一个角度值 ($V_{r,i}$)，同时，形成已校正的信号点 ($E_{r,i}$)；

— 各比较电路 (21)，把每一个比较电路 (21) 连接到相应的移相器 (20) 和自适应电路 (13) 上，使用所述比较电路 (21) 把对于每一个状态的已校正信号点 ($E_{r,i}$) 与对于该状态的自适应信号 (U_i^k) 相比较，该自适应信号具有信号点 (U_i^0, U_i^1)，自适应信号点的个数相应于 维特比 分析器 (10) 中每一种可能的状态过渡的个数 ($K=0, K=1$)，其中，比较电路 (21) 对于相应的状态计算已校正信号点 ($E_{r,i}$) 与自适应信号的信号点 (U_i^0, U_i^1) 之间的距离 ($\Delta S_{r,i}^k$) 和角偏差 ($\Delta \Phi_{r,i}^k$)，并且把距离 ($\Delta S_{r,i}^k$) 送到 维特比 分析器 (10) 中相应的状态上，以及

— 各控制环滤波器电路 (22)，其中每一个都连接到相应的比较电路 (21) 和 维特比 分析器中相应的状态上，其中，维特比 分析器 (10) 根据其算法对于每一个状态 (M) 计算距离 ($\Delta S_{r,i}^k$)，并且根据这些计算把选择的过渡 (K^1) 送到相应的控制环滤波器电路 (22) 上，控制环滤波器电路 (22) 从其相应的比较电路 (21) 中获得角偏差 ($\Delta \Phi_{r,i}^k$)，并且处理相应于所选择的过渡 (K^1) 的角偏差 ($\Delta \Phi_{r,i}^0$ 或 $\Delta \Phi_{r,i}^1$)，这种信号处理构成了控制环滤波器算法，根据已知的控制理论，这种控制环滤波器算法可以包括积分、微分或其它形式的滤波，达到对于每一个状态分开计算相位校正信号 (V) 的估计值。

下面将参考附图 1—9，来描述本发明的一个示范性实施例，附

图中，

图1为说明已知无线电接收机的方框图；

图2为说明在时分传输系统中信号序列的图；

图3说明具有信号调制的复数坐标系；

图4为说明已时间移动(时移)的比特序列的图；

图5为已知自适应 维特比 分析器的方框图；

图6说明具有信号点的复数坐标系统；

图7为包含本发明频率控制设备的 维特比 均衡器的方框图；

图8说明在信号点之间具有距离和角度偏差的复数坐标系； 以

及

图9为说明另一种信号序列格式的图。

图1示意地说明一种打算用于包含时分传输系统的无线电接收机，这种时分传输系统传输数字形式的信息。在接收机第一级中，以已知的方法对于所接收的信号S进行下混频，该第一级包括一低频级和一中频级。该接收机第一级接收来自本地振荡器2(例如，频率合成器)的高频信号和中频信号。已下混频的信号(即基带信号)在模数变换器中进行变换，并且被存储到缓冲器3的存储器中。从缓冲器来的信号送到方框4，方框4包括均衡器和用来计算频率误差的装置。这种频率误差计算装置可以包括计算单元，在这种计算单元中，根据所接收信号的相位位置相对于所述信号的预期相位位置而接连变动，来计算频率误差。把关于频率误差的数据提供给控制处理器5，计算校正本地振荡器频率的控制信号。这种控制信号是数字式的，先在数模变换器6中对它进行变换，然后把它送到本地振荡器2。由于实际上数/模变换器6只变换有限的比特数，所以，

振荡器所产生的混频信号也只以一个很小的增量变动。这形成了残余的频率误差，这种残余的频率误差可能使所传输的信号发生误差。在更为精确地控制频率的接收机中，这种频率误差也可能出现。

方框4产生相应于所接收信号S的输出信号S1。该信号S1送到方框7，方框7包括通道解码器、语言解码器以及把已解码的信号S1变换成为模拟语言信号的装置。该语言信号然后送到扬声器8上。

在包含时分信号传输的系统中，可以包括上述简短描述的那种无线电接收机。这种系统具有N个时分通道，如图2所示。给每一个用户指配一个时隙n，在该时隙n期间内，发射某一信号频率。每一个信号序列包括同步序列S0和数据序列D0，数据序列D0包括要传递的信息。与本发明情况相关的信号序列中的信号是相干的，图3说明了一个这类相干信号的实例。在复数坐标系中，以矢量V0来表示该信号，该复数坐标系实轴为I，虚轴为Q。发射的“1”相应于点A、B、C、D之间相位沿正方向转动一周的四分之一，相反，发射的“0”相应于点A、B、C、D之间相位沿负方向转动一周的四分之一。矢量V0可以以传统方法来陈述，即通过其实部和虚部，或者在极坐标中，通过其长度和相对于正I轴的角度来陈述。

每次发射的“1”和“0”都要在信号序列中占用一给定的时间间隔(即所谓比特时间)。图4示意地说明了一信号图，其中，T表示时间， t_0 为比特时间。正如以前所提到的那样，所发射的信号可以通过发射机与接收机之间的直接路径、还可以通过一条或一条以上的路径(建筑物、山等反射信号，使之沿着这种路径来传播)而到达接收机。反射信号的传播路径长于直接信号的路径，这在直接信号与反射信号之间形成了时移 t_1 。时移 t_1 可能延长到几个比特时间，

并使所接收的信号S产生码间干扰。比特时间越短，则在时移范围内所容纳的比特越多，这种码间干扰也越严重。

正如在上述中所提到的那样，图1实施例的接收机包括一均衡器。为了能够提取原始发射信号的内容，在均衡器中，对于输入的、已混频并已数字化的信号进行处理。在根据图5构成的本发明接收机的情况下，均衡器以已知的方法包括自适应维特比分析器10；根据本发明，利用自适应维特比分析器10来控制进入该维特比分析器的信号的频率。在发表于期刊Telektronikk上的前述论文中，维特比分析器用为自适应均衡器进行描述，下面将结合图5简单概述这种应用。把维特比分析器10连接到图1所示的缓冲器3上。该缓冲器还连接到相关器电路12上，该相关器电路12本身又连接到滤波器电路13上。滤波器电路的输出13连接到维特比分析器10上。该维特比分析器10备有所需的状态数($M=2^m$ ，此处 $m=2, 3, \dots$)。

维特比分析器10以下列方法自适应于在信号序列期间内占优势的通道状态。正如图2所说明的那样，所接收的信号序列包括同步序列S0，相关器12接收从缓冲器3来的同步序列S0。已知的同步序列存储到相关器12中，相关器12对已知的同步序列的比特结构与所接收同步序列的波形相比较。相关器12把信号F送到滤波器电路13上，为了在所接收信号序列的持续期间内相应于通道的传输特性(即所谓通道估计)，在滤波器电路13中，设置了滤波器。维特比分析器10接收来自缓冲器3的数据序列D0，并且借助于来自滤波器电路13的信号G、通过进行大量的传统维特比计算，能够确定数据序列D0的内容。例如，假定维特比分析器10所接收的D0中有一个信号点位于点E1，如图6所示。这个点的位置特别是由发射机与接收的同

步精度决定。在维特比分析器10中经过充分分析之后，确定出最终的比特序列，把最终的比特序列与信号S1一起传输出去，用来按照图1变换成为语音信号。

如前所述，所接收的比特可能受到接连的相移，在不利的情况下，这种相移可能大到几乎不可能使这些比特能够以图3中A、B、C或D点中的任何一点为基准。根据本发明，是通过利用维特比分析器10中的各个状态和各个过渡来控制所接收信号序列的频率而解决这一问题的。对于每一个状态进行频率控制，这种频率控制相应于所接收信号点相位位置的接连移动。

应该指出，在上述实施例中，已在坐标轴为I、Q的复数坐标系中给出了这些信号点。这在图5中已经用双信号通路示出，每一个坐标轴使用一条信号通路。信号点，例如图6中的信号点E，可以通过向径R和角度 Φ 给定。

根据本发明的、下面参考图7和图8来描述的一个实施例，上述自适应维特比分析器可用于迅速的频率控制用途。图7说明与相关器电路12、滤波器电路13在一起的维特比分析器10。维特比分析器借助于同步序列，以上面参考图5所描述的方法来实现自适应。正如以前所提到的那样，维特比分析器利用 $M=2^m$, $m=2, 3, \dots$ (根据本实施例, $m=2$) 个独立的状态而起作用；输入信号利用分支19为每一个状态进行分支。输入信号点用 E_T 来表示，此处角标T表示信号点在时间点T。信号处理步骤只就第一状态来描述，其余状态的信号通路，图7中已用虚线表示出来了。把信号点 E_T (图8中也示出了 E_T) 加到移相器20上。在第一状态的情况下，移相器20把 E_T 移动到 $E_{T,1}$ 点上，此处指标号表示状态号。 $E_{T,1}$ 移一个角度 $V_{T,1}$, $V_{T,1}$

是在时间 T 时对于第一状态预测的校正值。信号点 $E_{T,1}$ 被送到比较电路21上，比较电路21还从滤波器电路13接收一个预测信号点的值 U_1^k 。参考号 U_1^k 的角标 1 表示第一状态，字母 k 表示各状态之间的相关过渡，在所说明的实施例的情况下，可以假定 k 为 $k=0$ 和 $k=1$ 这两个值中的任何一个值。图8示出信号点 U_1^0 和 U_1^1 ，这两个信号点相对于 $E_{T,1}$ 分别具有标为 $\Delta\Phi_{T,1}^0$ 和 $\Delta\Phi_{T,1}^1$ 的角偏差。信号点 $E_{T,1}$ 与 U_1^0 及 U_1^1 之间的距离分别标为 $\Delta S_{T,1}^0$ 和 $\Delta S_{T,1}^1$ 。使用比较电路21，可比较信号点 $E_{T,1}$ 与 U_1^0 和相应的 U_1^1 的位置，并且，还计算上述角偏差 $\Delta\Phi_{T,1}^k$ 和距离 $\Delta S_{T,1}^k$ 。该比较电路21把信号 $\Delta\Phi_{T,1}^k$ 送到控制环滤波器电路22上，并且把信号 $\Delta S_{T,1}^k$ 送到维特比分析器中的第一状态上。维特比分析器选择分析器的路径存储器中的最好路径，由此，确定 $k=0$ 或 $k=1$ 中哪一个过渡是这个实例中最好的过渡。把由此获得的值标为 K^1 ，利用 K^1 来确定在控制环滤波器电路22的内部变量中选择哪一个变量残存下来，作为与后继第一状态有联系的控制电路的内部状态。在这一实例中，根据维特比的状态过滤原理，状态 1 或状态 $M/2+1$ 的控制电路变量将根据 $k=0$ 或 $k=1$ 而变成对于状态 1 的、新的控制变量。在维特比结构中的一种类似计算判定是使状态 1 还是使状态 $M/2+1$ 的维特比状态内容(包括控制环滤波器电路22的内容)残存下来，变成状态 2 的新内容。同样，在这个二进制实例中，利用维特比状态过渡原理来判定是使状态 i 还是使状态 $M/2+i$ 的内容残存下来，变成状态 $2i-1$ 和状态 $2i$ 的新内容。

在更为一般的维特比算法(或许这种算法是为非二进制信号设想的，或者这种算法具有两个以上的原有状态、且这些原有状态

竞争于残存下来作为后继的状态)中，残存着原有状态的控制环滤波器电路22的值变成后继状态的控制电路值。

控制环滤波器的电路值，例如可能包括过去角偏差 $\Delta\Phi_{T,1}^{K1}$ ；的积分 $I_{T,K}$ ，设计 $I_{T,K}$ 把噪声引起的迅速变化的波动滤除；还包括残存过渡 K^1 的 $\Delta\Phi_{T,1}^{K1}$ ；以及频率误差(相位的时间微分)的估计值 $F_{T,1}$ ，设估计值 $F_{T,1}$ 可以利用残存 $\Delta\Phi_{T,1}^{K1}$ ，

值、根据已知的伺服控制理论来修正。这样，获得了相应于信号 $V_{T,1}$ 的相位校正信号 V ，该相位校正信号 V 接连移动第一状态输入信号点的相位。当利用 $I_{T,K}$ 、 $\Delta\Phi_{T,1}$ 、和 $F_{T,1}$ 来预测第一状态在时间 $T+\Delta T$ 时的下一个相位值时，可以构成例如所谓的PID(比例积分微分)控制器。可以指出，取决于观察到的、接收信号的特性，对于控制环滤波器电路22中控制算法的参数进行编程，甚至进行选择。

正如以前所提到的那样，把输入信号点 E_T 分支，以便对每一个状态提供一个分支。在具有相位校正信号的移相器20中，把每个分支本身移相了，这种相位校正信号是以上面关于第一状态所描述的方法，对每一个状态本身进行计算的。也是以上述方法，对每一个状态本身来计算通常称为“量度”的距离差。在维特比分析器10中，以已知的方法来处理这种距离差，这种分析形成了比特序列，把这种比特序列以上面参考图1所描述的方法变换成为例如语言信号。

根据所描述的示范性实施例1本发明可用于能够利用维特比分析器的任何信号传输系统中。可以应用的调制方式的实例有QAM(正交调幅)和GMSK(高斯最小移频键控)调制。

发表于1988年10月12日至14日在西德Hagen Westphalia(哈根威斯特伐利亚)举行的数字无线电会议会议记录上,Ulrich Langewellpott(乌尔里希·朗格韦尔波特)所写,题为“Modulation, Coding and Performance”(调制、编码和性能)的一篇论文中,较为详细地描述了高斯最小移频键控调制方式。

上文中已经描述了用来测试到达维特比分析器的信号相位的结构。本发明还涉及一个能够借助于上述结构而应用的频率控制方法。一种优选的方法包括下列已知的步骤:

把所接收的信号序列S与已知的频率下混频,产生基带信号。在模/数变换器中,对于基带信号进行变换,形成信号点(I、Q),然后,将其存储起来。所接收的信号在信号传输过程中受到例如由于多径传播所引起的干扰,且数据速率较高,因此,可能出现码间干扰。因此,对于所接收的信号进行均衡,在本发明方法的情况下,均衡是借助于已知的维特比算法来进行的。这种算法借助于同步序列S0,以已知的方法自适应于占优势的通道情况。在维特比分析器中,通过相当大量的计算步骤对于所发射的数据序列D0进行分析,以便提取该数据序列的比特序列。本发明方法包括下列附加步骤:

输入信号点 E_i 在相同的信号点上进行分支,分支的个数等于所选择的维特比算法中的状态数。对于第一状态,把信号点的相位移动一个角度 $V_{T,1}$, $V_{T,1}$ 是第一状态在时间T时估计的相位校正值。相移以下列方法变动。把已移相的信号点 $E_{T,1}$ 与信号点 U_i^* 相比较。当维特比算法自适应于通道时,这些信号点以已知的方法从信号序列的同步序列S0中获得。当进行这种比较时,对于维特比

算法中的每一个过渡，在复数坐标系I、Q中计算角偏差 $\Delta\Phi_{r,1}^k$ ，和距离 $\Delta S_{r,1}^k$ 。通过在每种情况下，借助于距离 $\Delta S_{r,1}^k$ ，以已知的方法进行维特比分析，来确定 $K=0$ 或 $K=1$ 这两种过渡中哪一种过渡是最好的过渡。根据所选择的K值，与控制环滤波器电路22的一个内部值一道，选择一个已计算出来的角偏差 $\Delta\Phi_{r,1}^k$ 。利用所选择的 $\Delta\Phi_{r,1}^k$ 值，根据已知的控制理论来修正所选择的控制电路值，修正后的值变成新的、后继状态的控制电路值。这样，获得了相位校正信号V，该相位校正信号V是用于第一状态的 $V_{r,1}$ 的新值。相应地，对其余状态计算角移信号，通过这种计算，使其余的分支信号点 E_r 在根据维特比算法进行分析以前，产生相移。以类似的方法，接连计算其后各输入信号点的相位校正值。

发射信号序列(包括同步序列S0和其后的数据序列D0)的格式，已参考图2作了描述。图9说明另一种信号序列格式，其中，同步序列S0放在信号序列的中心，在其每一侧以数据序列D1和D2包围起来。可以构成这样一种本发明的接收机，使得当解调这后一种信号序列时，能够以下述方法来控制该接收机的频率。

正如上文中所描述的那样，通过同步序列S0使维特比分析器自适应。D1的解调从点D11开始，到点D12结束。然后，继续解调D2，从点D21开始，到点D22结束，或者相反。同时，对于数据序列D1接连计算相应于 $\Delta\Phi_{r,1}^k$ 的角度，并以前述方法，对于这种角度进行滤波和积分。此后，对于数据序列D2执行相应的计算，其中，可以利用在控制环滤波器电路22中从D1残存下来最好状态的终值得出用来解调D2的控制电路的起始值。应该看到，当发射信号序列具有图9所说明的格式时，最好是在模/数变换之后，必须把所接收的信

号存储到存储器中。在例如图2所说明信号格式的情况下，不需要这种存储。

在上述实施例的情况下，所发射的信号序列S0和D0是以参考图3所描述的方法来调制的二进制码。用来解调信号序列的维特比分析器10，在各状态间具有两种可能的过渡，这两种可能的过渡相应于二进制码中的两个电平。在如下的情况下也可以采用本发明：即当所发射的信号序列具有几个调制电平时，根据上述正交调幅的原理调制信号时就经常是这种情况。在这种情况下，用来解调和用来实现本发明频率控制的维特比分析器在各状态间有几种可能的过渡。更准确地说，过渡的个数等于所选择的调制方式中调制电平的个数。在来自滤波器电路的自适应信号中，信号点 U_i^k 的个数也将增加。在参考图7和图8所描述的实例中，信号点的个数为2，即 $k=0$ 和 $k=1$ 。在更为一般的调制方式的情况下，信号点的个数等于调制电平的个数，角偏差 $\Delta\Phi_{r,i}^k$ 的个数和距离 $\Delta S_{r,i}^k$ 的个数也都等于调制电平的个数。

上文中已参考图7描述了一种方法和一种结构，在这种方法和结构中，信号点 E_i 利用分支19为每一个状态进行分支。全部分支信号点同时在互相并行的分支中进行处理，每一个分支都包括移相器20、比较电路21和控制环滤波器电路22。但是，根据本发明，在时间T对于各个状态可以顺序地处理分支信号点 E_i ，而不采用上述并行信号处理的方法。在这另一种情况下，把信号点 E_i 存储到存储器中，再顺序地把分支信号点送出。对于每一个状态的分支信号点，以参考图7对于第一状态所描述的方法进行处理。把对于各个状态的相位校正信号存储到存储器中，并且以上述方法，利用相位校正

信号V接连移动顺序输入的信号点。

应该提到，通过把对于每一个状态的相位校正信号V加到自适应 U_n (作为把相位校正信号V加到输入信号点 E_n 上的一种替代)，也能够很好地实现本发明。

专利号 90 1 00492
 Int. Cl.⁵ H04L 7/02
 授权公告日 1993 年 5 月 5 日

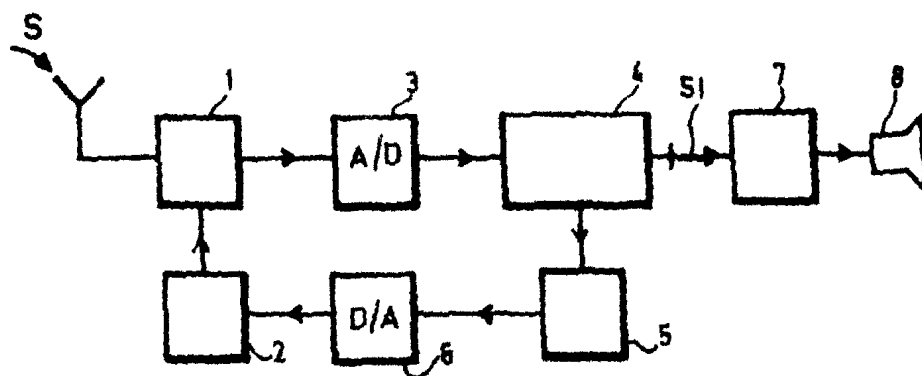


图 1

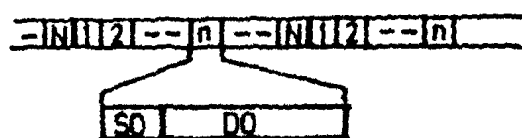


图 2

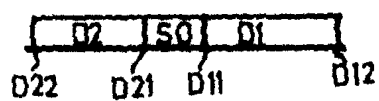


图 9

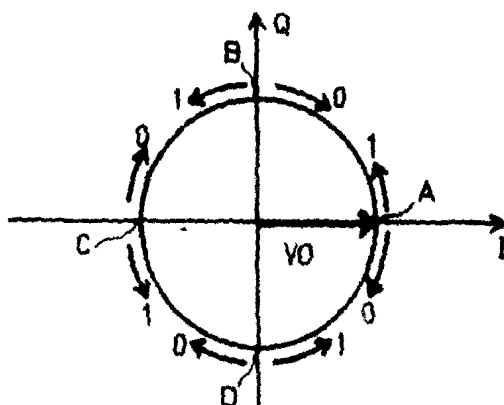


图 3

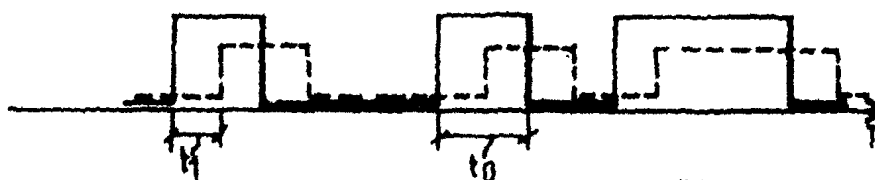


图 4

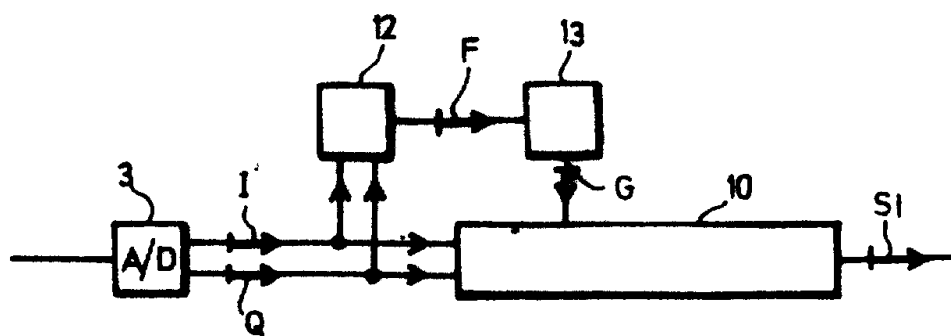


图 5

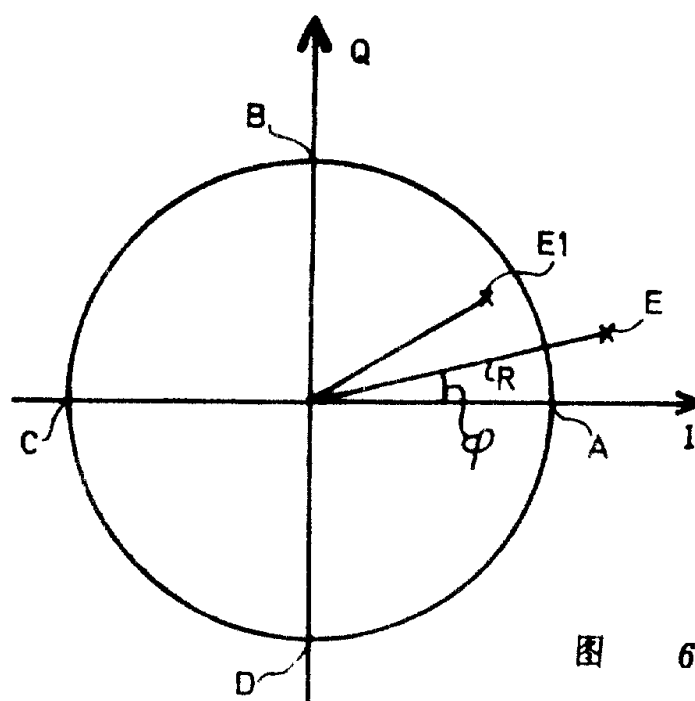


图 6

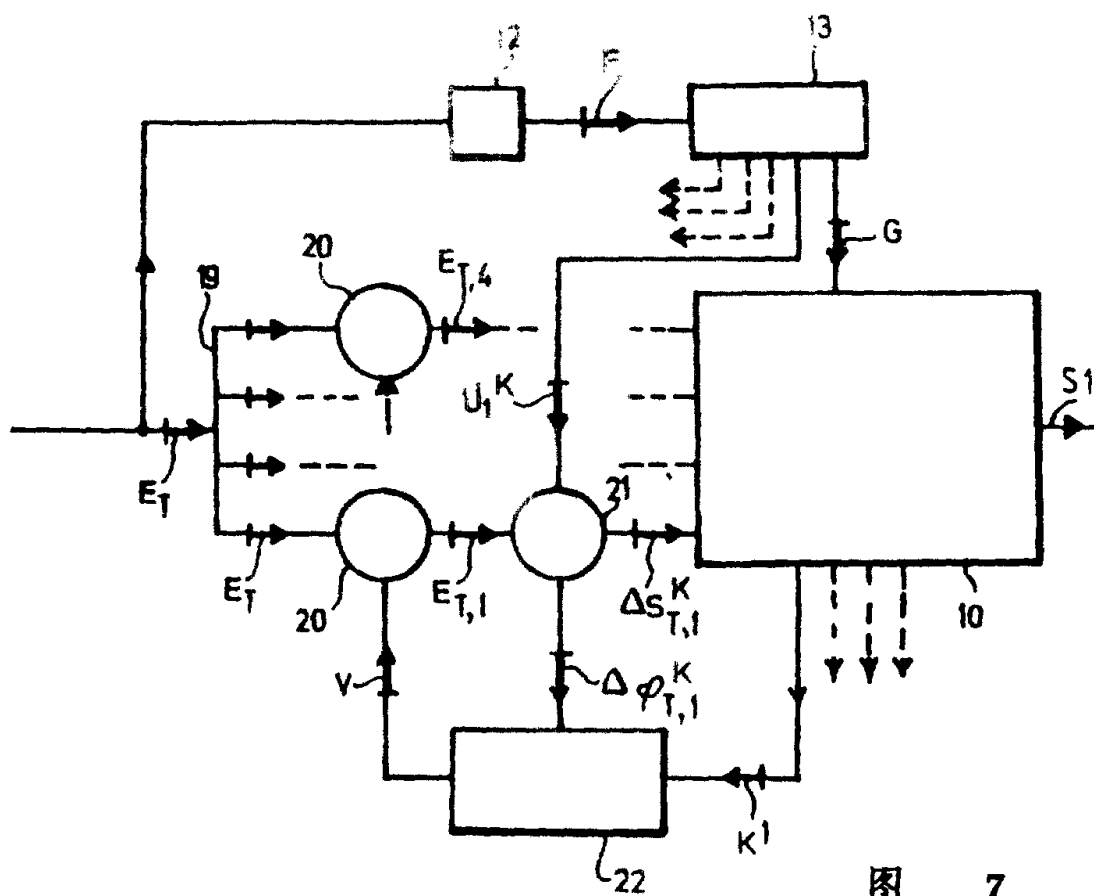


图 7

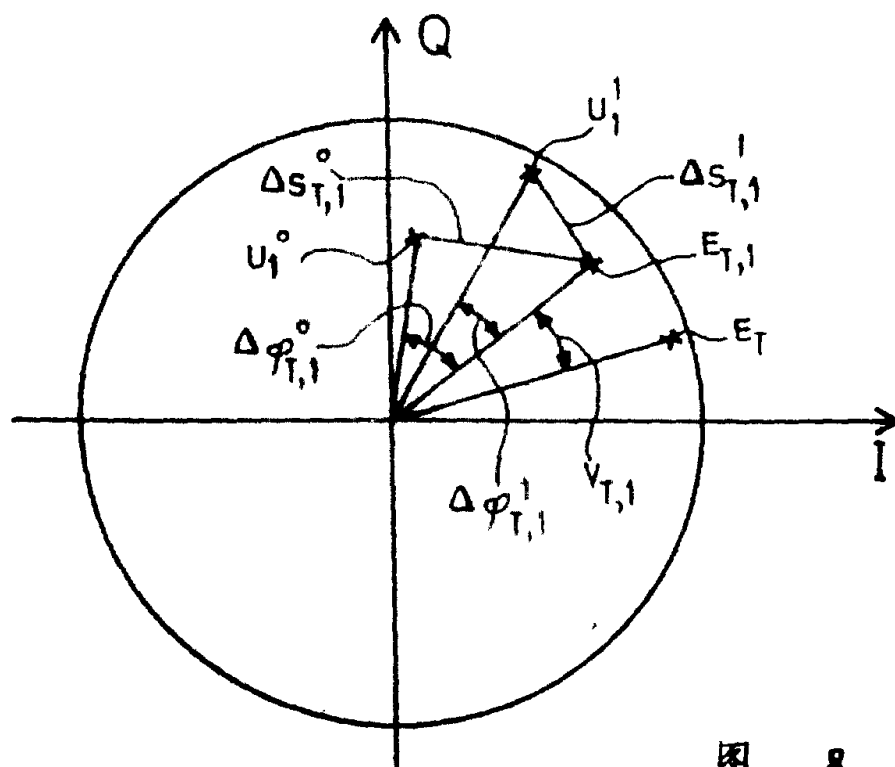


图 8