



[12]发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 90104984.0

[51] Int.Cl⁵

H04L 27/02

[43] 公开日 1991年1月23日

[22] 申请日 86.5.19

[30] 优先权

[32] 85.5.20 [33] US [31] 06 / 736,200

[71] 申请人 泰利比特公司

地址 美国加利福尼亚州

[72] 发明人 迪克·胡斯·哈托格斯

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利代理部

代理人 邹光新

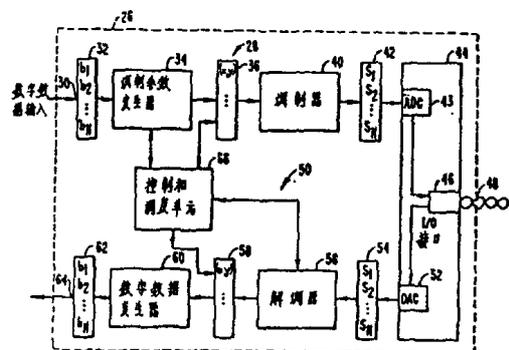
H04J 4/00

说明书页数: 25 附图页数: 6

[54] 发明名称 用于不良传输媒介的调制解调器结构

[57] 摘要

一种高速调制解调器,它通过电话线发送和接收一载频集的数字数据。该调制解调器包括在载波之间可变地分配数据和功率,以便补偿等效噪声和使数据速率最大的系统。此外,也介绍不需要一个均衡网络、可自适应地分配信道的控制和可跟踪线上参数变化的系统。



<45>

权 利 要 求 书

1. 一种高速调制解调器，它用来以Q A M的载波集在V F线上传输数据，这种调制解调器在传送前测量一个系统的数值，其中用来跟踪在接收数据期间系统参数数值偏差的方法，包括以下步骤：

给多个载频产生Q A M构象；

为上述若干载频中的一个构建一个解调模板，它包括若干第一区域，此区域包含位于上述第一区域内的上述构象的诸点中的一个；

组成一组跟踪区域，其中每一第一区域有落在其间的的第一和第二跟踪区域；

计算落在上述一组第一跟踪区域内的点数和落在第二跟踪区域内的点数差，以便构建一个误差特征，和

在数据接收期间，利用上述误差特征去调整上述信号参数的数值。

2. 根据权利要求1的发明，其中用于构建一解调模板的装置包括：

用于把上述第一区域构建为方格，此方格内具有上述构象点。

3. 根据权利要求2的发明，其中用于组成上述跟踪区域的装置包括：

用来把上述方格分成为象限的装置；

用来把上述跟踪区域选择为对称配置的象限。

4. 一个高速调制解调器，它用来以Q A M载波集的形式在一条V F电话线上传送数据，它在传输前测量系统参数的数值，其中一个用于在数据接收期间跟踪系统参数的数值偏移的系统包括，

用来为若干载频产生Q A M构象的装置；

用来为上述若干载频之一构建一个解调模板的装置，此模板包括若干第一区域，上述诸构象点之一则位于该每个上述第一区域；

用来组成一组跟踪区域的装置，每一个第一区域有一配置在该区域内的第一和第二跟踪区域；

用来解调上述载波集以获得位于上述一组第一和第二跟踪区域的调制点的装置；

用来计算落在上述一组第一跟踪区域的点数和落在上述一组第二跟踪区域的点数的装置；

用于确定在上述一组第一跟踪区域的计数和在上述跟踪区域的计数之差以构建一个误差特征的装置；和

在接收数据期间利用上述误差特征去调整上述信号参量数值的装置。

5. 根据权利要求4的发明，其中用于构建一解调模板的装置包括：

用于把上述第一区域构建为方格，此方格内具有上述构象点。

6. 根据权利要求5的发明，其中用于组成上述跟踪区域的装置包括：

用来把上述方格分成为象限的装置；

用来把上述跟踪区域选择为对称配置的象限。

用于不良传输媒介 的调制解调器结构

本发明一般涉及数据通讯领域，更具体涉及到高速调制解调器。

最近出现了专门为用于直接数字数据的传输而设计的电话线，然而，绝大多电话线是为输送模拟语音频率（V F）信号而设计的。调制解调器用于对载波信号进行调制以使其具有数字编码信息，和用于对调制的载波信号进行解调以便对其携带的数字信息进行译码。

现有的V F电话线有若干缺点，这些缺点降低了解调制解调器的性能，和限制了可以以低于要求的误差速率传输数据的速率。这些缺点包括在V F电话线上存在频率相关噪声，存在由V F电话线引入的频率相关相位延迟，和存在频率相关信号损耗。

一般地说，一个V F电话线的可用频带是从略为高于零赫兹到4千赫兹左右。电话线噪声的功率频谱并不是均布的，通常也是不确定的，因而，也没有一种先有的方法能求知在V F线上的在有用带宽上的噪声频谱的分布。

此外，由于频率相关传播延迟是由V F线引起的，因而对一个复多频信号，V F电话线会引起在信号的各种成份之间的相位延迟。而且这种相位延迟是不能推断的，而必须对各条电话线单独在传输数据的特定时刻予以测量。

另外，在V F电话线上的信号损耗是随频率而变的。等效噪声是每个载频的信号损耗分量加噪声频谱分量，此两个分量是用分贝（dB）测量的。

一般说来，现有技术的调制解调器用换挡将速率降到可以获得满意的误差速率来补偿等效线噪声和信号损耗。例如，在发明人为巴伦 (Baran) 的美国专利 4, 438, 511 中，介绍了一种由甘道夫数据公司制造的称之为 SM 9600 超级调制解调器。当线路中因存在噪声而使传输质量降低时，SM 9600 就“换挡”或将其传输速率降至 4 8 0 0 比特/每秒或 2 4 0 0 比特/每秒。上述专利中描述的系统以 6 4 个正交调制载波传送数据，为了补偿 V F 线上的噪声的频率相关性质，上述系统采用停止传送那些与线上具有最大噪声分量的频率相同的载频。于是，此系统是用中断在 V F 线上噪声频谱最高的那些点的载频上的传输从而显著降低了它们容量。此系统实质上是根据 V F 线的噪声频谱的分布作了发一不发判决。本发明则是对巴伦 (Baran) 专利的方法的改进。

大多数采用现有技术的系统采用一个均衡系统补偿由 V F 线带来的频率相关相位延迟。在接近有用频带的边缘频率分量处引入了最大相移。因而，接近频带中心的频率分量被延迟，以便使得在频带外边的频率份量赶上。为了完成上述延迟均衡需要附加的电话。

在 V F 电话线上与双向传输有关的另外一个问题是在出入信号之间可能存在干扰。一般地，用下列三种方法的其中一种可以达到将上述两种信号分开和隔离：

(1) 频率多路传输。以不同的频率用来传输不同的信号。这是一种在以解制解调器为基础的长途通讯系统中普遍采用的方法。

(2) 时间多路传输，即不同的时间段用于给不同的信号进行传输。这种方法常用于半双工系统，在这种半双工系统中，发信机在发完它所有的数据之后才发弃一个信道。

(3) 编码多路传输，用正交码传送信号。

所有上述系统都是根据系统最初设计阶段规定好的固定比例分割可利用的空间。然而，这些固定不变的比例可能不适合于呈现于每个调制解调器的实际的通讯负荷问题。例如，与一个远距离主机相连的个人计算机工作站的一个工作人员可能要打 10 或 20 字符并且收到一整幅屏幕的回答。在这种情况下，在发和收调制解调器之间相等分配信道的固定比例可能给个人计算机工作站分配过过多的信道。这样一个按实际通讯负荷情况需要分配信道容量的调制解调器将会大大增加信道容量的利用效率。

本发明是一个用于拨号 V F 电话线的高速调制解调器。本调制器采用一个多载波调制方式和向各载波可变地分配数据和功率，以便使整个数据传输速率达到最大，而载波间的功率分配则受到这样一种限制，所分配的总功率必不能超过规定的极限。

在最佳实施中，调制解调器还包括一个分配系统，用来根据实际用户的要求共同控制在两个调制解调器（A 和 B）之间的通讯链路。

本发明的另一方面是提供了一种用于补偿频率相关相位延迟和防止符号间干扰而无需均衡网络的系统。

按照本发明，在每个载频上对不同复杂程度编码数据元采用正交振幅调制（QAM）。在每个载频上的等效噪声分量则通过在两个调制解调器（A 和 B）之间的通讯链路进行测量。

由现有技术可知，如果比特差错率（BER）要维持在规定的水平以下，那么在给定的载频上传输一定复杂程度的数据元所需的功率必须增加（如果在上述那个给定频率上的等效噪声分量增加的话）。同样，要增加数据的复杂程度，则信噪比 S/N 就必须增加。

在本发明的一个实施例中，数据和功率被分配，使得在外部比特误差速率和总的可用功率限制的范围内总的的数据速率最大。功率分配

系统计算临界所需的功率，以增加来自 n 至 $n + 1$ 信息单位的每个载波上的符号速率。该系统于是把信息单位分配给要求最小附加功率的载波，以使用一个信息单位增加其符号速率。因为临界功率取决于实际建立的传输链路的等效噪声谱的值，所以功率和数据的分配是满足对这个具体链路的噪声的补偿要求的。

另一方面，根据本发明，对在每个载波上的头一段符号给予重新传输以形成一个持续为 $T_E + T_{PH}$ 的安全保护时间波形，其中 T_E 是符号的持续时间， T_{PH} 为首段持续时间。 T_{PH} 的数值是大于或等于波形的任何频率分量的最大估测的相位延迟。例如，用时间序列 $x_0 \dots x_{n-1}$ 表示 T_E 时间内发送的符号，则用时间序列 $x_0 \dots x_{n-1}$ ， $x_0 \dots x_{m-1}$ 表示在 $T_E + T_{PH}$ 时间内发送的时间保护波形。 m 与 n 之比是等于 T_{PH} 与 T_E 之比。

在接收调制解调器中确定时间保护波形的第一频率分量的到达时间。为 T_0 在时间 $T_0 + T_{PH}$ 时开始取样周期，其持续时间为 T_E 。

这样，在每个载波频率上整个符号被取样，从而消除了符号间的干扰。

又根据本发明，对调制解调器 A 与 B 之间的传输链路的分配控制是通过设定在一个传输周期内每个调制解调器可以发送的限额分组数完成的。一个分组（包）的信息包括载波集上的编码数据，这些载波构成一个波形。每个调制解调器也被限制于发送最小分组数，以维持在调制解调器之间的通讯链路。于是，即使一个调制解调器没有数据可传输，上述最小分组仍维持定时，而让其他参数予以传输。另一方面，如果对一个调制解调器的数据量是比较大的话，则在把控制让给其他调制解调器以前，限制它只传输最大的限定的分组数目 N 。

实际上，如果调制解调器 A 有小量数据而调制解调器 B 具有大数

据量，则调制解调器 B 将在大部份时间内获得对传输链路的控制。如果控制首先分配给调制解调器 A，则它将只传输最小分组数 I。于是，调制解调器 A 只能短时间有控制权。然后将控制分配给传输 N 系列的 B 调制解调器，其中 N 可以是很大的。然后控制又被分配给调制解调器 A，而调制解调器 A 在将控制交还给 B 以前发送 I 系列。

因而，控制的配给是正比于 I 与 N 之比的。如果在调制解调器 A 上的数据传输要求 L 系列，其中 L 是在 I 和 N 之间，则分配是正比于 L 与 N 之比。这样一来，传输链路的分配是根据用户的实际需要而变化的。

于是，对每个调制解调器不需要相同的最大分组数 N，而是可以改变的，使之适应由调制解调器 A 和 B 已知要传输数据的不均衡情况。

另一方面，根据本发明，信号损耗和频率偏移在数据确定以前进行测量。跟踪系统根据测量值确定变化并补偿这些变化。

根据本发明，又包括一个用确定 T_0 的精确值的系统。这个系统利用了两个定时信号，这两个定时信号在 f_1 和 f_2 时插入到由调制解调器在时间 T_A 时发送的波形中。第一和第二定时信号在时间 T_A 时的相对相位差为零。

在调制解调器 B 接收到上述波形后，通过检测 f_1 上的能量，可以粗略估测到其接收时间 T_{EST} 。利用在时间 T_{EST} 时的两个定时信号之间的相对相位差可获得精确的定时基准 T_0 。

图 1 给示出了在本发明中利用的一载波集。

图 2 是表示每个载波的 QAM 的构象图。

图 3 是本发明实施例的方框图。

图 4 是表示本发明的同步过程的流程图。

图 5 是一系列表示对 0, 2, 4, 5, 6 比特数据元素的构象图并给出了对于每个构象的示例性的信号噪声比和功率电平。

图 6 是一个说明充水 (waterfilling) 算法的图形。

图 7 是表示在本发明中采用的充水算法的直方图。

图 8 是说明在上述载波集中的频率分量上的频率相关的相位延迟效应的图形。

图 9 是一个说明在本发明中使用的用以防止符号间干扰的图形。

图 10 为说明接收发送的载波集的方法的图形。

图 11 为说明调制模板的示意图。

图 12 为说明上述调制模板中一个方块中的象限的示意图。

图 13 为本发明的硬件实施例的示意图。

本发明是提供一个这样的调制解调器：它可自适应地分配在一频率集中的各种载波频率之间的功率以补偿频率相关的线路噪声；省去了用以补偿频率相关的相位延迟的均衡电路；提供一种双工机构，这种双工机构根据变化的信道负载条件分配在发和收的调制解调器之间的信道。下面要介绍本发明的其他特点。

为了使读者容易理解本发明首先根据图 1 和图 2 对本发明中的频率集和调制方案予以简要的介绍。然后根据图 3 介绍本发明的具体的实施例。最后，结合图 4 至图 13 介绍本发明的各种特点的工作原理。

调制和载波集结构

现在参见图 1。图 1 示出了本发明的发送集 10 的一个概要的表示。此集包括 512 个载波频率，这 512 个载波频率在可 4 千赫的 V F 频带内均匀排列。本发明采用正交幅度调制 (QAM)，其中在每个载波频率上的相位独立的正余弦予以发送。在给定的载波频率

上发送的数字信息则通过在那个频率上振幅调制上述独立的正弦和余弦信号进行编码。

QAM系统以一个总比特速率 R_B 发送数据。然而，每个载波上的传输速率（以符号或比特速率 R_s 表示）只是 R_B 的一个小部份。例如，如果在两个载波之间相等地分配数据，则 $R_s = R_B / 2$ 。在最佳实施例中，在每个载波上对0, 2, 4, 5, 或6比特数据进行编码，每个载波的调制每136毫秒改变一次。假设对每个载波为6比特 R_s ，则理论上的最大的 R_B 可获得22,580 比特/秒 (bps)。假设在75%的载波为4比特 R_s ，则典型的可实现的 R_s 约为11,300bps。达到这么极其高的 R_s 的比特误差速率小于1个误差/100,000 比特。

在图1中，许多垂线14把每个集分成为以后称之为“时片” (“epochs”)的时间增量，“时片”(epoch)的持续时间为 T_E ，其中 T_E 的数值是如下所述的方法确定的。

现在参考图2，介绍用于把数字数据编码到各种载波频率上的QAM系统。图2表示了第 n 个载波的四比特“构象”20。一个四比特数可以假设为16个离散值。在构象中的每个点代表一个矢量 (x_n, y_n) ， x_n 和 y_n 分别为在上述QAM系统中的正弦信号和余弦信号的振幅。下标 n 表示被调制的载波。相应地，四个比特构象需要4个离散的 y_n 和四个离散的 x_n 值。如下面要详述的，为了增加在给定载波频率上发送的比特数，考虑到在该频率上的等效噪声分量，就需要增加功率。在四比特发送的情况下，接收调制解调器必须能对 x_n 和 y_n 的振幅系数的四个可能的值进行鉴别。此鉴别力取决于对于一个给定的载波频率的信号噪声比。

在最佳实施例中，分组技术用来减少误差速率。一分组包括调制

的一“时片”载波和误差检测数据。重发每个有误差的分组，直至到纠正为止。在不要求重发数据的那些系统中，具有前向误差纠正码的那些“时片”可以予以利用。

图 3 为本发明的一个实施例的方框图。下面介绍一个始发调制解调器 26，它连接到一个在一个公共交换电话线上的一段通讯链路的起端。我们知道，一个通讯系统也包括一个连接到通讯链路的应答端的应答调制解调器。在下面的讨论中，用最初的始发调制解调器的参考号指定在应答调制解调器中相应于与在始发调制解调器中的相同的或相似的那些部份。

现在再参阅图 3。由调制解调器 26 的发送系统 28 在数据输入端 30 接收输入的数据流。将该数据作为一个序列数据贮存在一个缓冲存储器 32 中。缓冲存储器 32 的输出送到调制参数发生器 34 的输入端。调制参数发生器 34 的输出送到一个矢量表格缓冲存储器 36，而此存储 36 又与调制器 40 的输入端相连。调制器 40 的输出送至时间序列缓冲器 42，而此时间序列缓冲器 42 又与包括在一个模拟 I/O 接口 44 中的数一模变换器 43 的输入端。接口 44 将调制解调器的输出送至共公交换电话线 48。

一个接收系统 50 包括一个模一数变换器 (ADC) 52，此变换器则与公共交换电话线 48 相连，它包含在接口 44 中。来自 ADC 52 的输出送至接收时间系列缓冲器 54，缓冲器 54 也与解调器 56 的输入端相连。解调器 56 的输出被送至接收矢量表格缓冲器 58，缓冲器 58 也与数字数据发生器 60 的输入端相连。数字数据发生器 60 的输出送至接收数据比特缓冲器 62，缓冲器 62 也与输出端 64 相连。

控制与调度单元 66 与调制参数发生器 34，矢量表格缓冲器

3 6, 解调器 5 6, 及 矢量表格缓冲器 5 8 相连。

现在对图 3 中的实施例的功能予以概要的说明。在传输数据以前始发调制解调器 2 6 与应答调制解调器 2 6 一起测量在每个载波频率上的等效噪声电平, 确定在每个载频上要发送的每一“时片”的比特数, 及给每个载频分配功率, 对此下面要详细加以说明。

来到的数据在输入端被接收, 格式化成为比特序列后贮存在输入缓冲器 3 2 中。

调制器 3 4 用上述 Q A M 系统的每个载频, 把给定的比特数编码成为一个 (X_n, Y_n) 矢量。例如, 如果确定要将四比特以频率 f_n 发送, 则就要将来自比特流的四比特转换成在图 2 的四比特构象中的 1 6 个点中的一个。上述每个构象点相应于四比特的十六种可能的组合中的一个。对频率 n 的正弦和余弦信号的振幅则相应于四比特编码位序列的构象中的点。然后将 (X_n, Y_n) 矢量贮存在矢量表格缓冲器 3 6 中。调制器接收频率集中的载波矢量 (X_n, Y_n) 表格, 并产生代表包括 Q A M 载频的波形的数字编码时间系列。

在最佳实施例中, 调制器 4 0 包括一个快速富利哀变换 (F F T) 和实行采用 (X, Y) 矢量作为 F F T 系数的反 F F T 运算。矢量表格包括代表 5 1 2 频率构象的 1, 0 2 4 个 F F T 独立的各点 0 反 F F T 运算产生在代表 Q A M 集的时间系列中的 1, 0 2 4 个点。这个数字编码的时间系列的 1, 0 2 4 个元素被贮存在数字时间系列缓冲器 4 2 中。该数字时间序列由模一数变换器 4 3 变换成为模拟波形而接口 4 6 使该信号适应传输的要求。

现在再说接收系统 5 0, 由接口 4 6 改善从共公交换电话线 4 8 来的被接收的模拟波形并送到模一数变换器 5 2 中。模一数变换器 5 2 将模拟波形变换成数字的 1, 0 2 4 个入口时间列表格, 此入

口时间系列表格贮存在接收时间系统缓冲器54中。解调器56把1, 0 2 4个入口时间系列表格转换成5 1 2入口(X_n, Y_n)矢量表并贮存在接收矢量表格缓冲器58中。这个变换是通过时间系列实行FFT完成的。注意有关对每个频率的载波编码的比特数的信息已经预先贮存在解调器和数字数据产生器60中, 这样, 贮存在接收矢量表格缓冲器58中的(X_1, Y)表格可以被数字数据发生器60变换成输出数据比特序列。例如, 如果(X_n, Y_n)矢量代表一个四比特序列, 则此矢量可以被数字数据发生器60变换成一个四比特序列和贮存在接收数据比特缓冲器62中。接收数据序列然后作为输出数据流送至输出端64。

在本发明中采用的FFT技术在由Rabiner等L著的“数字信号处理的理论和应用”—1975书中作了详细的介绍但是前面所述的FFT调制技术并不是本发明的一个组成部份。或者, 也可如用在前面引用的巴伦(Baran)专利中介绍的载波单音(carrier tones)直接相乘法完成调制, 此专利通过引用结合到本专利中, 在那个专利的第10篇13—70行, 和第11篇1—30行对这种技术作了介绍。此外, 解调系统也可用巴伦(Baran)专利中第12篇, 35—70行, 第13篇, 1—70行, 和第14篇, 1—13行中描述的来代替。

控制和调度单元66维持对操作序列, 对控制输入和输出功能的全部监控。

等效噪声的确定

如前所述, 编码在每个载频率波上的数据元素的信息内容和分配给该载频率波上的功率由取决于在该载频上的信道的噪声分量的数值。在频率 f_n 上的发送的等效噪声份量 $N(f_n)$ 是在频率 f_n 上

测得的（接收到的）噪声功率乘以在频率 f_n 上测得的信号损耗。这些等效噪声阻不同的电话线和在同一条线上的不同时刻而变。因此，在本系统中， $N(f)$ 是在数据发送以前进行测量的。

图 4 示出了在本系统中采用的同步技术步骤，它用来测量了 $N(f)$ 和在应答和始发解制解调器 26 和 26' 之间建立一条传送链路。由图 4 可见，在步骤 1，起点调制解调器按应答调制解调器的号码，而应答调制解调器脱机。在步骤 2 中，应答调制解调器以下述功率电平上发送二个频率的“时片”：

(a) 1437.5 赫，-3 分贝 R

(b) 1687.5 赫，-3 分贝 R。

上述功率是相对于基准 R 而测量的，在最佳实施例中，零分贝 R = -9 分贝 m，此处 m 为毫伏。这些单音被用来确定定时和频率偏移，

应答调制解调器然后以 -27 分贝 R 发送一个包含全部 512 个频率的应答信号组合（应答梳，answer comb）始发调制解调器接收应答信号组合，并在该信号组合上进行 FFT。因为 512 个频率的功率是调定在规定的电平上的，所以调制解调器 26 的控制和调度单元 66 对接收到的码的每个频率的 (X_n, Y_n) 值进行比较，并将这些值与表示被发送的应答码的功率电平的一个表格的 (X_n, Y_n) 值进行比较。由这些比较获得了由于在 VF 电话线上传送引起的在每个频率上的信号损耗。

在步骤 3 中，始发和应答调制解调器 26 和 26' 都积累调制解调器不发送时存在电话线上的噪声数据，两个调制解调器然后都对所积累的噪声信号进行 FFT，以确定在每个载频上的测得的（接收到的）噪声频谱分量的数值。可对几个“时片”的噪声进行平均，以便提高测量的精确度。

在步骤4中，始发调制解调器发送一“时片”的两个频率，随之像以上述步骤2中所叙那样，发送具有相同的功率电平的512个频率的始发信号组合。(始发梳; originate comb) 如在步骤2中的发送调制解调器所述的，应答调制解调器接收该“时片”始发和发送信号组合，并计算其在每个载频上的定时，频率偏移及信号损耗值。此时始发调制解调器26已经积累了应答始发方向上传送的噪声和信号损耗数据，而同时应答调制解调器则已积累了有关在始发一应答方向上传输的同样的数据。每个调制解调器要求有关在起始发点一应答和应答始发方向的传输损耗和接收到噪声的数据。因此，根据同步过程的其余的步骤，这个数据在两个调制解调器中进行交换。

在步骤5中，始发调制解调器产生和发送第一相位编码的信号，此信号以指示哪些载频将在应答一始发方向上以标准功率电平承担两比特传输。在应答一始发方向上以标准功率电平将承担两比特的每个分量产生一个-28分贝R信号，它们的相对相位为180度。在应答一始发方向以标准功率电平上不承担两比特传输的每个分量则被编码成一个-28分贝R的信号，其相对相位为零。应答调制解调器接收这个信号并确定哪些载频将承担在应答一始发方向上的两比特传输。

在步骤6中，应答调制解调器产生和发送一第二相位编码信号，此信号用以指示哪些载波将在始发一应答方向和应答一始发方向上将承担两比特的传输。因为应答调制解调器已积累了在始发一应答方向上的噪声和信号损耗，和接收了由始发调制解调器中在步骤5中产生的信号中的同样的数据，所以是能产生这个信号的。由始发调制解调器产生的信号，在两个上述方向将承担两比特的传输的每个载频分量被编码，相对相位为180°，而所有其它的分量则以相对相差为

0° 被编码。

这样，在两个调制解调器中现在已形成了一条传输链路。通常，300至400个频率分量将在标准的功率电平上承担两比特的传输。从而在两个调制解调器中建立了约一个600比特/“时片”的速率。在步骤7中，始发调制解调器以0至15的比特数，0至63分贝的功率电平发送数据，这个比特数和功率电平在应答—始发方向上，在这个现存的数据链中形成的集分组中的每个频率所承担。于是，始发和应答调制解调器就有了有关在应答—始发方向上的传输的数据。下面将要阐述用来计算在每个频率份量上能够承担的比特数和功率电平。

在步骤8中，应答调制解调器以利用现存的数据链，在始发—应答方向上每个频率可承担的比特数和功率电平上发送数据。于是，两个调制解调器均被告知在应答—始发方向和始发—应答方向上在每个频率分量上要承担的比特数和功率电平。

上面对确定每个载频上的等效噪声电平分量的说明建立了一个在给定序列中所需的步骤。然而，步骤顺序并不是严格要求的，其中许多步骤可以同时进行或以不同的顺序进行。例如，对始发码的FFT操作，和噪声数据的累积可以同时进行。在同步过程期间也可以对精确的定时基准进行计算。这个定时基准的计算在阐述了用于计算分配给每个频率分量的比特数和功率电平的方法后予以更详细的介绍。

在发送和接收信号间存在高达7 Hz的频频偏差就导致普通的VF电话线的损害。

这种偏差必须校正，以使FFT功能可靠。在一个最佳实施例中，这种校正通过用接收信号的真实和希尔伯特(Hilbert)镜象在偏离频率上进行正交单音单边带调制获得的。同步和跟踪算法则可估算到必要的频率偏差量。

用解调器 56 将每个载频信号上的编码信息在接收机信道上解码。信道噪声使传输的信号失真和降低了解调器的精度。现在对具有一个规定的复杂性的数据元的传输，即以等效噪声电平分量 N_0 为特征的 V F 电话线上的、以在规定的频率 f_0 上的 B 比特的数据元的传输加以分析。一般说来，外部系统规格确定了能允许的最大比特差错率 (BER)。对于以噪声电平 N_0 和频率 f_0 的 b_0 比特的传输，其信号——噪声比必须超过 E_b/N_0 ，以维持比特差错率 (BER) 低于给定的值 (BEP)，其中 E_b 为每比特的信号功率。

图 5 用来说明对各种复杂程度 B 信号的 QAM 构象。每个构象图同时给出了不超 (BER) 的示例性的信号——噪声比 E_b/N_0 ，要求传送的比特数和要求的功率。

一个调制解调器的工作要受这样的限制：进入公共交换电话线的总的可用功率可不能超一个值 P_0 。这个 P_0 值则由电话公司和政府有关当局规定的。于是，信号功率不能为了补偿线路噪声而无限制的增加。这样当噪声增加时，所传输的信号的复杂程度必须减少，以便保持要求的 BER。

大多数现存的调制解调器当线路噪声功率增加时随意换挡降低信号的复杂程度。例如，一个采用现有技术的调制解调器将其传输数据的速率从最大的 9,600 比特/每秒降到 7,200 比特/每秒，4,800 比特/每秒，1,200 比特/每秒，等等，直至使比特误差速率减少到规定的最大值以下。相应地，为补偿噪声而将信号速率大幅度减少。在巴伦 (Baran) 专利中，用于减少传输速率的方法考虑了噪声频谱的频率相关性。在那里，每个信道在一个规定功率电平上传送一预定数目的比特。在每个频率上对噪声

分量进行测量，并决定是否每个载频上进行发送。于是，在巴伦专利中，数据速率减少的方法补偿了在有用频带上的实际的噪声分布。

在本发明中，在每个载频上的信号的复杂程度和分配给每个载频的可用功率的数量是根据线路的噪声频谱的频率相关性而变的。

用于向集的频率分量信号规定各种码的复杂性程度和功率电平的本系统是基于充水算法的。充水算法提供了一种用以达到由信息理论所指出向信道分配功率的途径，目的在于使通过信道的信息量最大。所述信道具有非平坦分布型噪声，和发送的功率受到限制。现在参见图6。图6形象地表示了充水算法，垂直轴表示功率，水平轴表示频率。实线70代表等效噪声。阴影区72的面积代表可用功率。这里把等效噪声模拟为一连串的山谷，其间充以水，而此水量则代表分配的功率。所谓充水算法的名字就是这样来的。水充满山谷，并假设充在同一水平上。有关充水算法的理论阐述，可见“信息理论和可靠通讯”一书，由J. Wiley和 Sons著，纽约出版社，1968年出版。

应该强调指出，充水理论涉及到使一个信道的理论容量最大。这里的容量是定义为利用不同的码可达到的所有数据速率为最大。其中所有的码都纠错，而码长趋向于无限。

利用本发明的方法并不能达到最大的理论上的信道容量。但利用图1中所描述的QAM集及在可用功率受限制的条件下，可使传输的信息量最大。

采用充水概念的设计是要给具有最低等效噪声的载波规定一个可用功率的增量，直至所配置的功率电平达到第二最低载频的等效噪声电平为止。这样一种配置要求对512频率进行收寻。

增量功率于是在最低的两个载波间进行分配，直至达到第三个最

低信道的等效噪声电平。这种配置电平法需要对频率表进行多次寻找，和进行复杂的计算。

用在本发明实施例的功率配置法如下：

(1)通过测量在接收机中的等效噪声和乘以传输损耗，计算出在发送时的系统噪声。用于测量这些量的过程已根据同步过程和图4作了介绍。对每个载波进行系统噪声分量的计算。

(2)对每个载频，计算传输不同复杂程度（在现时的情况，为0,2,4、5、6 比特）的数据元所需要的功率电平。这是通过用为传输具有要求的BER（例如每100,000比特一个误差）的各数据元所必需的信噪比乘以等效噪声获得的。总的BER为每个调制载频的单个差错率的和。这些信号—噪声比可从标准参考书中获得，是众所周知的。

(3)根据计算要求的传输功率电平，可以确定为增加数据元复杂程度所要求的临界功率电平。这些所需的临界功率电平是传输功率差，除以两个复杂程度最接近的数据元的数量差。

(4)对每个信道，产生两列的要求的临界功率电平和量化偏额，其中单位是分别用瓦特和比特。

(5)根据增加的临界功率，通过制作步骤4的表格，构建一个直方图。

(6)在增加临界功率过程中分配可用的发送功率，直至可用的功率用完为止。

通过一个简单的例子，可能有助于更好的理解功率分配的方法。在例子中所列举的数并不打算去代表在一个工作的系统遇到的参数。

表1列出了给频率为 f_A 和 f_B 的两个载波A和B为传输一选定数目的比特的数据元 N_1 ，所需的功率。

表 1

载 波 A

N_1	$N_2 - N_1$	P	MP (N_1 至 N_2)
0	—	0	—
2	2	4	MP (0 至 2) = 2 / 比特
4	2	12	MP (2 至 4) = 4 / 比特
5	1	19	MP (4 至 5) = 7 / 比特
6	1	29	MP (5 至 6) = 10 / 比特

载 波 B

N_1	$N_2 - N_1$	P	MP (N_1 至 N_2)
0	—	0	—
2	2	6	MP (0 至 2) = 3 / 比特
4	2	1	MP (2 至 4) = 6 / 比特
5	1	8	MP (4 至 5) = 11 / 比特
6	1	44	MP (5 至 6) = 15 / 比特

从第一比特数 N_1 至第二比特数 N_2 的复杂程度的增加所需的临界功率由如下确定:

$$MP (N_1 \text{ 至 } N_2) = \frac{P_2 - P_1}{N_2 - N_1}$$

其中 P_2 和 P_1 为传输复杂程度 N_2 和 N_1 的数据所需的功率。 $N_2 - N_1$ 为数据元复杂程度的量化差。可以理解，BER 是被限制在预定值之下的。

因为在 f_B 上的等效噪声 $N(f_B)$ 比 f_A 的等效噪声 $N(f_A)$ 大，所以 f_A 的临界功率比 f_B 的小。

现在叙述实行对载波 A 和 B 的分配。假设总比特数 N_T 被编码到集上，但是还没有分配比特给载波 A 或 B。例如， $N(f_A)$ 和 $N(f_B)$ 可能比那些已经携带数据的载波的功率大。

在这个例子中，系统准备分配在载波 A 和 B 之间的 10 个留下的可用功率单元以便是大数量地增加总的数据元的复杂度。

为了使 N_T 增加二比特，则如果采用信道 A，就要求对四个功率单元进行配置，如果采用信道 B，则要求对六个功率单元进行分配。上述结果是因为对两个信道都是 $N_1 = 0$ 和 $N_2 = 2$ ，则对信道 A， $MP(0 \text{ 至 } 2) = 2$ / 比特，对信道 B， $MP(0 \text{ 至 } 2) = 3$ / 比特。因此，系统给载波 A 分配 4 功率单元，在载波 A 上编码两比特数据单元，系统使总的信道的复杂程度从 M_T 增至 $N_T + 2$ ，系统有六个个备用的可用功率单元。

因为对载波 A， $MP(2 \text{ 至 } 4) = 4$ / 比特，对载波 B， $MP(0 \text{ 至 } 2) = 3$ / 比特，所以再增加两比特要求六个功率单元。因此，系统向载波 B 分配六个功率单元，在载波 B 上编码一个两比特的数据元，系统使整个信号的复杂度从 $N_T + 2$ 增至 $N_T + 4$ 比特，系统就没有备用的可用的功率单元了。

现在我们明白到了：为了增加整个集的数据元的复杂性而代价最小，系统从各种载波频率中进行“采购”。

通过在第一次频率搜寻期间对每个载频的首次产生表 1 的各项目，将分配扩展到全部 512 个载波集。

按照增加的功率，对所有载波计算得到的所需的临界功率电平的直方图。图 7 是一个根据本发明的一个示例性的直方图。

在图 7 中，并没有列出全部临界功率。而只示出了 64 分贝的范围，以 0.5 分贝步长为间隔进行计数。当计数时只采用在两个步长

之间的量化差。虽然这种方法有一些量化误差，但因此工作量却大大减少了。用于构建直方图的方法对实现本发明并不是严格要求的。

直方图的每一计数得一个整数值，它代表载波的号数，此载波的临界功率值等于计数的功率值。对直方图从最低功率电平起进行扫描。每个计数的整数值被乘以计数号，并被减去可用功率。扫描一直进行可用功率用完为止。

当扫描结束时，已确定了所有低于一给定电平的临界功率 $M P$ ($m a x$) 都适合于功率和数据分配。此外，如果可用功率通过临界功率电平 $M P$ ($m a x$) 只用掉一部份，则其它载波 K 将分别等键 $M P$ ($m a x + 1$) 的功率。

于是系统再次对集进行扫描，以便向各载波分配功率和数据。分给每个载波的功率的数量是给少于或等于 $M P$ ($m a x$) 的那个载波的临界功率值之和。此外，如果 $K M P$ ($m a x + 1$) 值前面已经分配过，则对数量为 $M P$ ($m a x + 1$) 的功进行分配。

定时和相位延迟补偿

用接收系统重建 (x 、 y) 矢量表格要对接收波形进行 1024 次取样。因为带宽是约为 4 千赫，所以奈魁斯特取样速率约为 8000/秒，而取样间的时间间隔为 125 微秒，于是总的取样时间为 128 毫秒。相似地，发送的 FFT 产生一具有 1024 个入口的时间序列，而符号时间为 128 毫秒。

取样过程需要一个触发取样的定时参考。此定时是用下述方法在同步过程中建立的：

在由图 4 规定的同步步骤中，始发调制解调器检测在时间 T_{EST} 时的应答组合信号中的 1437.5 赫兹的频率分量（第一定时信号）的能量。这个时间是一个第一定时频率分量到达接收机的精确时

间的粗测，精确到约 2 毫秒。

用下面的步骤对此粗测予以改进。第一定时信号和第二定时信号（在 1687.5 赫兹）以零相对相位在“时”表志时被传输。

始发调制解调器在时 T_{EST} 时对第一和第二定时信号的相位进行比较。在第一和第二定时信号之间的 250 赫兹的频差对每 125 微秒时间的取样间隔会造成在两个信号之间的 11° 的相位偏移。第一和第二定时信号由于靠近频带的中心位置，所以相对相位失真较低。于是，通过比较两个定时取样的相位和通过用由相位差表示的取样时间间隔的数目校正 T_{EST} ，可以精确确定的定时参考 T_0 。

有关定时抽样过程的另外的困难涉及由 V_F 线引入的频率相关的相位延迟。这个相位延迟对 V_F 电话线典型的是在 2 毫秒的数量级或更多。另外，这种相位延迟在靠近 4 千赫兹有用频带的边缘明显地变坏。图 8 用以说明在经受了频率相关相位延迟之后，载波集的频率分布。在图 8 中，示出了在频率 $f_{0.1}$ 、 $f_{0.2}$ 和 $f_{0.4}$ 上信号 90、94 和 92。两个长度为 T_S 的符号 x_1 和 y_1 在每个频率上进行传输。注意，每个符号的持续时间是不变的。然而，靠近频带 90 和 92 边缘的信号的前沿相对于靠近频带 94 的中心的那些信号被延迟。

这样，对相继两个发送的时 x_1 和 y_1 ，在信号 90 和 92 上靠近频带外边缘的第一个符号 x_1 的尾段将与在信号 94 上靠近频带中心的第二符号的前沿重迭。这种重迭造成了符号间的干扰。

如果取样间隔是安排去对一给定的时间间隔 T_S 进行取样，则不可能得到在集里的每个载波的完整的取样。而来自其他“时”的信号也将被取样。

现有系统利用相位校正（均衡）网络去校正相位失真，和防止符

号间的干扰。

本发明采用一种独特的时间防护格式 (guard-time format) 免除了对均衡网络的需要。图 9 示出了这种格式。

图 9 示出了分别用时间系列 x_1 、 y_1 和 z_1 代表的第一、第二和第三传输符号。图 9 的波形被调制到一个载频 f 上。在本例中，假设一个符时间 T_S 为 128 毫秒，最大的相应延迟时间 T_{PH} 为 8 毫秒。用重复该符号的头 8 毫秒来形成一个时间防护波形。该时间防护波形规定 136 毫秒的时片。例如，在第一波形 110 中的 (x_1) 符号的时间系列 $x_0 - x_{10}$ ，先被传送，然后重复头 8 毫秒的符号系列 $x_0 - x_8$ 。

“时片”的取样是与最后 128 毫秒的时间防护波形 (相对于由这些首先到达的频率成份规定的时间防护波形时片的开始) 相一致的。

图 10 示出了这个检测过程。由图中可看到在靠近频带中心的 f_1 和边缘的 f_2 上的第一和第二时间防护波形。 f_1 的频率分量是首先到达接收机的集的分量，而 f_2 则是最后到达的分量。在图 10 中，在 f_2 上第二波形在 $T_0 + T_{PH}$ 时到达接收机，即在 T_0 (在 f_1 上的第一波形 110 到达接收机的时间) 之后 8 毫秒才到达接收机取样周期为 128 毫秒，它在时间 $T_0 + T_{PH}$ 时开始，这样在 f_2 上的全部符号系列 $x_0 - x_{10}$ ，都被取样。因为符号的最初的 8 毫秒已被传送，所以在 f_1 上的全部符号也被取样。

另外，符号间的干扰也被消除了。在 f_1 上的第二符号 (y_1) 的到达则通过重复传输头 8 毫秒也被延迟了 8 毫秒。于是，在 f_1 上的第二符号并不会与在 f_2 上头一符号的尾部相重叠。

上述 8 毫秒的防护时间只减少了系统的可用时间带宽积约 6%。

只减少了这么一点是由于每个符号的持续时间与上述必要的防护时间相比是非常长的缘故。

跟 踪

实际上，对一个给定的载波，由于噪声和其他一些因素在解调过程中提取的矢量（ x 、 y ）的幅度并不正好落在构象点上，而是分布在各点周围的一片区域里。于是，信号利用图 1 1 中示出的调制样板进行译码的。

从图 1 1 我们可以看到，样板是由方格 1 1 3 形成，比方格 1 1 3 的中心处有构象点 1 1 4。

在图 1 1 中，矢量 $w = (x_n, y_n)$ 代表频率为 f_n 的解调后的正弦和余弦信号的幅度。 w 是在方格 1 1 3 中，1 1 3 方格中心有一个构象点（3，3）。于是， w 被译码成为（3，3）。

本发明包括一个用于跟踪的系统，用以根据同步过程中求得的值确定传输损耗，频偏和定时的变化。

该跟踪系统利用图 1 1 中的解调样板方格中的接收到的矢量的位置进行跟踪。在图 1 2 中，将一方格分成为 4 个象限，即左上，右下，右上，右下，用 1 1 5，1 1 6，1 1 7 和 1 1 8 表示，分别以太快，太慢、太大和太小表征。如果用频率对时间，或者某时间对频率，在所有四有象限的中心的计数是相同或几乎相等，则系统是对准的。也就是说，如果噪声是唯一的损害的原因，则译码的矢量 w 的误差方向应是 机的。

然而，如果传输损耗只变化 0.1 分贝，“太小”计数的数目将与“太大”计数的数目有明显的变化。相似地，在“太快”和“太慢”计数之间的数目的有较大的差别，则表明了由于频率偏移引起了一个相位转动。于是，在“太快”，“太慢”和“太大”，“太小”

计数之间的差别是一个跟踪在信号损耗和频率偏移变化的误差特征。

本发明利用这个误差特征去调节在同步过程中求出的信号损耗和频率偏移。根据误差特征对每个频率调整 ± 0.1 分贝或 $\pm 1.0^\circ$ 。其他的把译码区分成为以太快、太慢、太大和太小为特征的相异的或重迭的子区。在某些实施例子中是较好的。

此外，对定时信号的相应进行跟踪，以校正 T_0 。

信道分配控制

本发明还包括一个用于对始发和应答调制解调器之间的通讯链路进行分配控制的独特的系统（此后用A和B代表始发和应答调制解调器）。每个包括编码频率集的波形组成一分组信息。

对传输链路的控制首先分配给调制解调器A。调制解调器A然后决定在其输入缓冲器中的数据量并适当地确定在I（最小值）和N之间的（事先确定的最大值）数据分组（包）数。分组数预确定的数N用作为一个极限，而被传输最后分组的比特数比要求的少得多，以使输入缓冲器腾空。另一方面，如果调制解调器A在其输入缓冲器中没有或只有一点数据，则它将继续发送I分组（包）信息，以与调制解调器B维持通讯。例如，I包可能包括由图4规定的始发或应答频率组合信号和同步过程。

然后将通讯链路的控制分配给调制解调器B。此调制解调器重复调制解调器A的作用。当然，如果调制解调器B发送最小数I包，则就向调制解调器A确认调制解调器B的活力。

为了获得快速的字符回答或其他用户面向的目的，不要求对两个调制解调器限制N，或限制它们在调制解调器的控制下的使用。

硬件实现

图13为本发明实施例的硬件的方框图。由图13可见，一个电

子数字处理器120, 一个模拟I/O接口44, 及一个数字I/O接口122与一个公共数据总线124相连。模拟I/O接口44将公用数据总线124与公共交换电话线48相接。数字接口122则将公用数据总线124与数字终端设备126相接。

在本发明的最佳实施例中利用了下列部件。模拟I/O接口44是一个高性能的12位编码—译码器和电话线接口。该接口有通向RAM132的入口, 它受监控微处理器128控制。编—译码器是一个模—数变换器, 数—模变换器, 和几个带滤波器的单片组合。

数第I/O接口122是一个标准的RS-232串行接口(对标准25脚RS-232型连接器)或是一个并行接口(对个人计算机总线)。

电子数字处理器120包括一个监控处理机128, 一个通用数学处理器130, 一个3K×16位共享RAM子系统132, 和一个与地址总线135相连的只读存储器(ROM)单元133。

监控微处理机128是一个68000数据处理机子系统, 它包括一个10兆赫兹68000处理机和68000程序存储器。32K×16位程序存储器有几个低功率, 高密度和包括ROM单元133中的ROM片组成。

数学处理器130是一个320数字信号微处理器子系统(D外)。它包括一个20兆赫兹320处理器, 320程序存储器, 及一个共享RAM系统的接口。两个包括在ROM单元133中的高速ROM片包括8192×16位程序存储器。

320系统程序存储器包括用于完成调制表格查阅, FFT, 解调, 及其他上述操作的程序。68000处理器处理在输入输出端的数字数据流, 完成向320信号处理器和相关的模拟I/O分配任务

和对它进行监控，以及作自检和系统测试。

上面已经根据具体的实施例对本发明作了解释说明。其他的实施例现在对熟悉本领域技术的人们是显而易见的。

实际上，载波集用不着如上面介绍那样加以限制。载波数可以是2的任意次幂，例如1024个，或其他任意数。此外，也用不着将载波频率在整个V F频带内均匀分隔。还有，Q A M系统对实现本发明也并不苛求的。例如，也可以采用调幅(A M)制，但是数据速率 R_B 则将会降低。

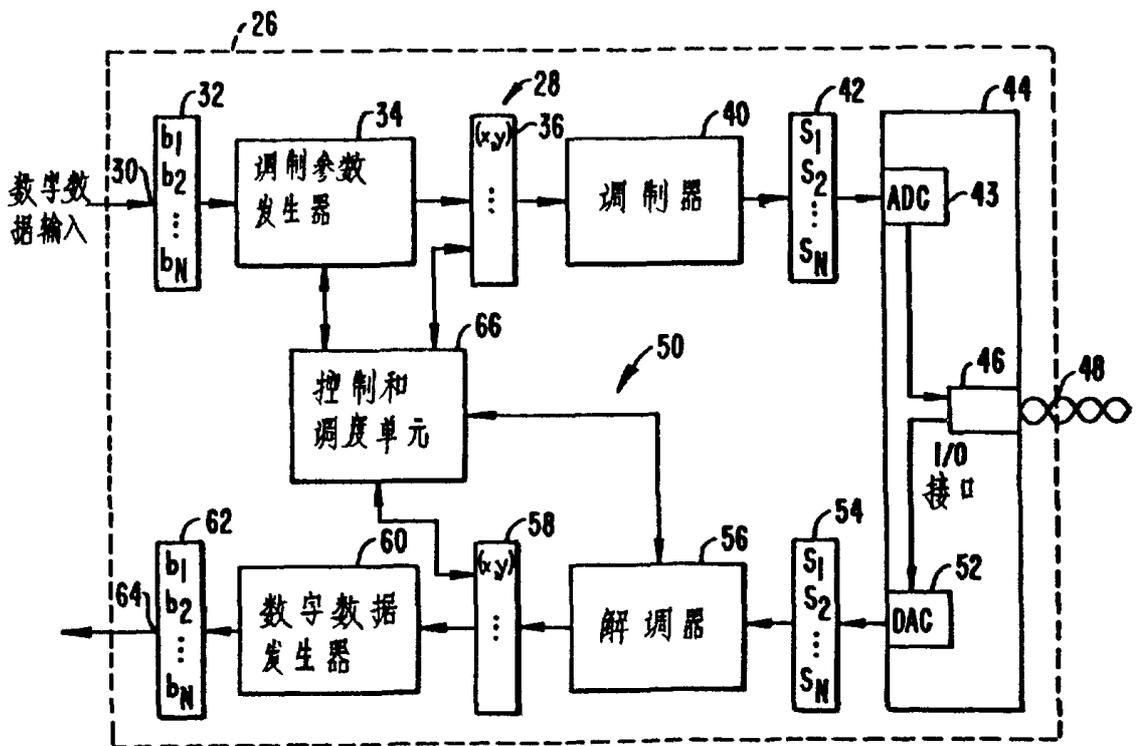
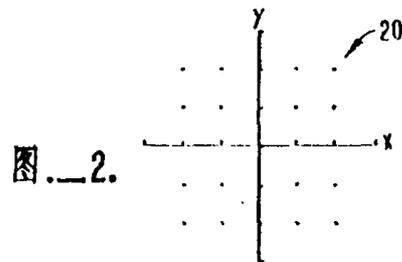
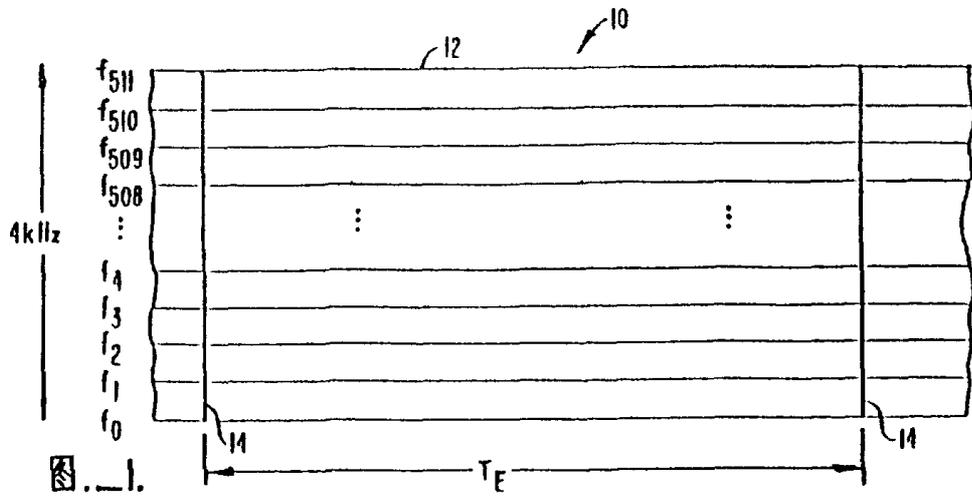
再则，调制样板并非要由方格组成的。围绕构象点的任意形状的区域也行。在所介绍的跟踪系统中的调制样板的方格被分成为4个象限。然而，通过跟踪规定在构象点周围的任意区域中的计数的差，也可对给定的参数进行跟踪。

再则，上面已介绍了包括一监控微处理机和一个通用数学处理机的硬件实施例。然而，也可以采用不同集成电路片的组合。例如，前述的F F T片也可以用来实现调制和解调操作。

再有，在上述采用的信息单位是比特。然而本发明并不局限于二进制系统。

因此，我们的意图是：本发明只受由权利要求所述的限制。

说明书附图



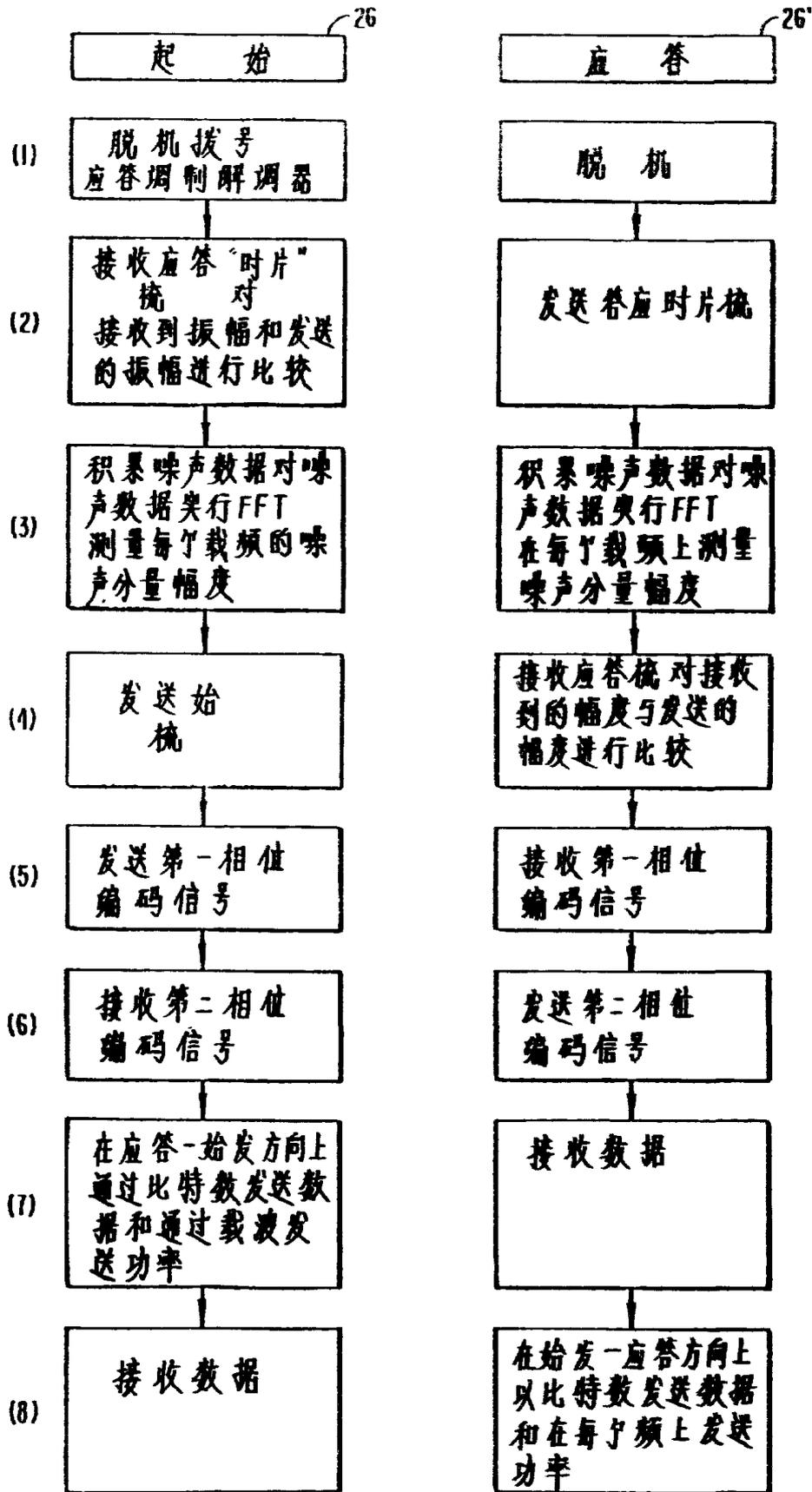


图. 4.

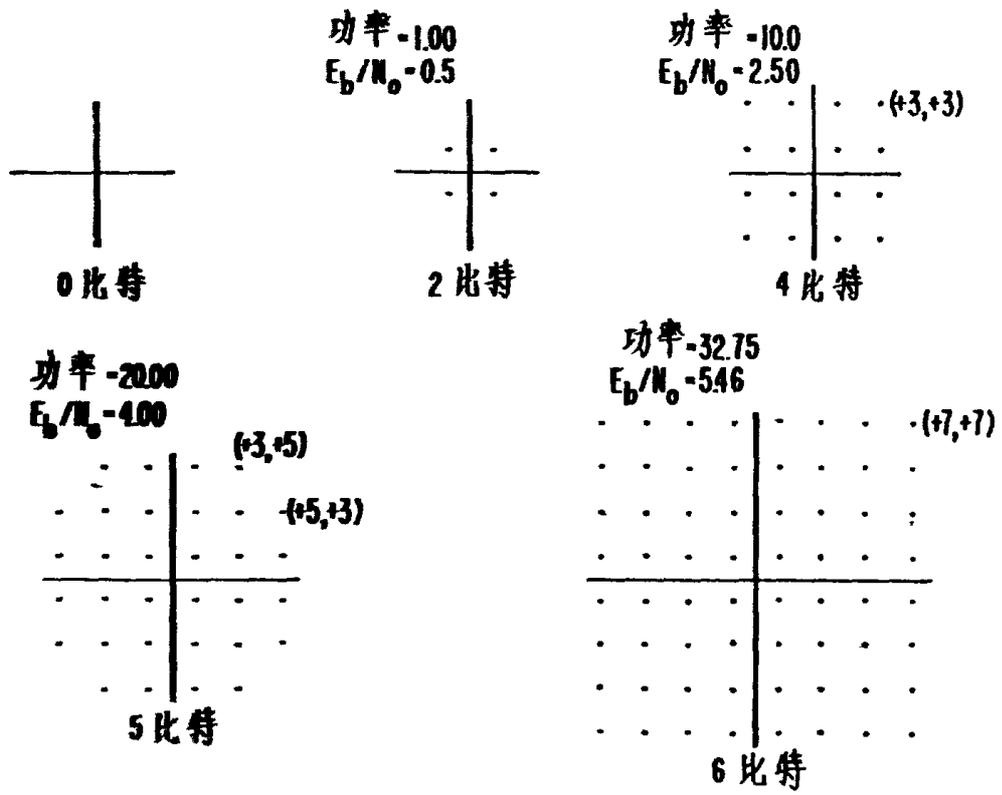


图 5.

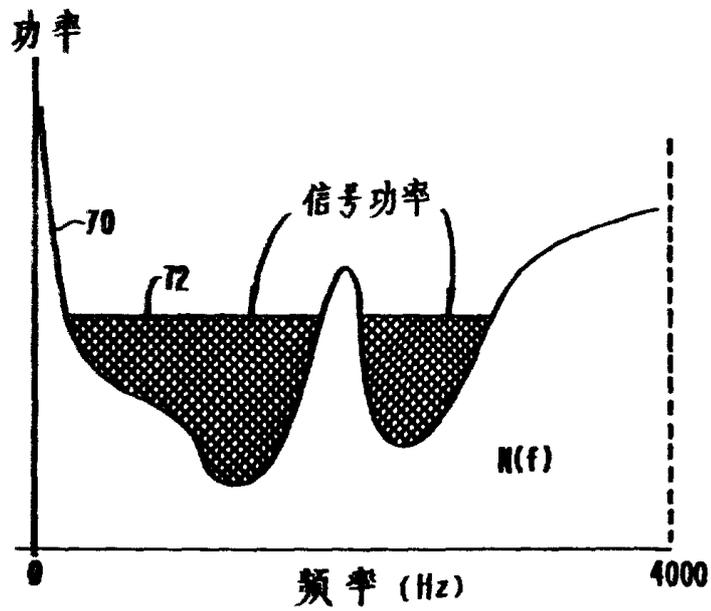


图 6.

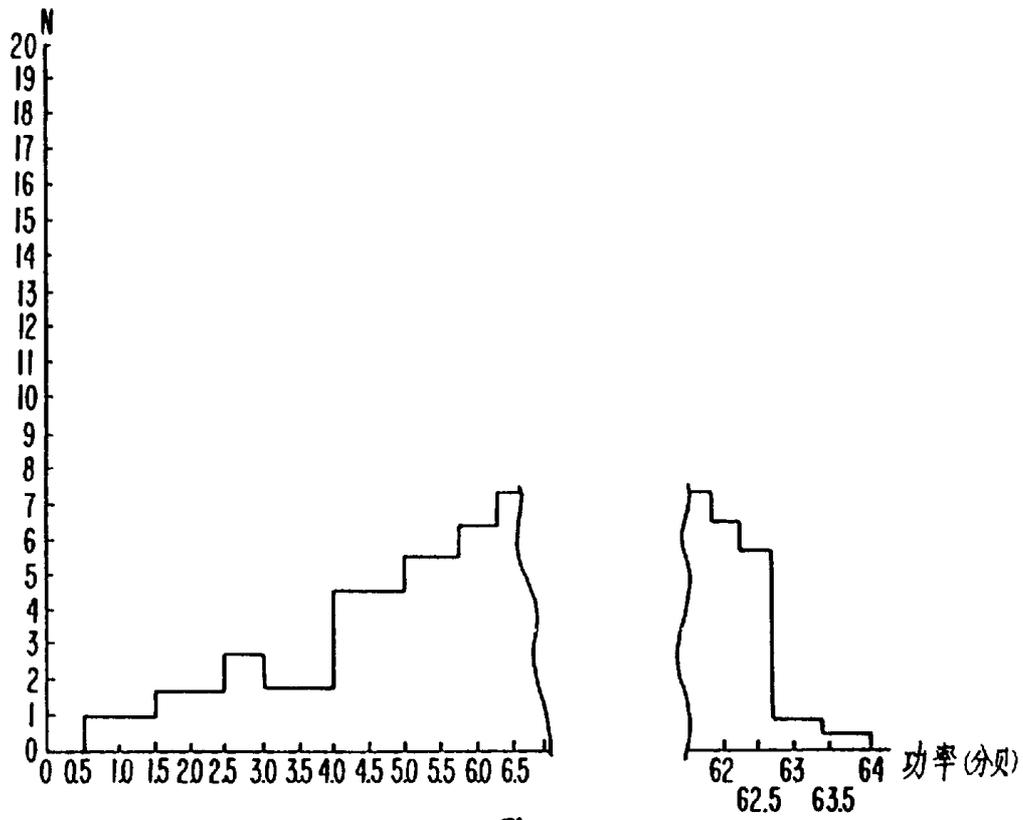


图. 7.

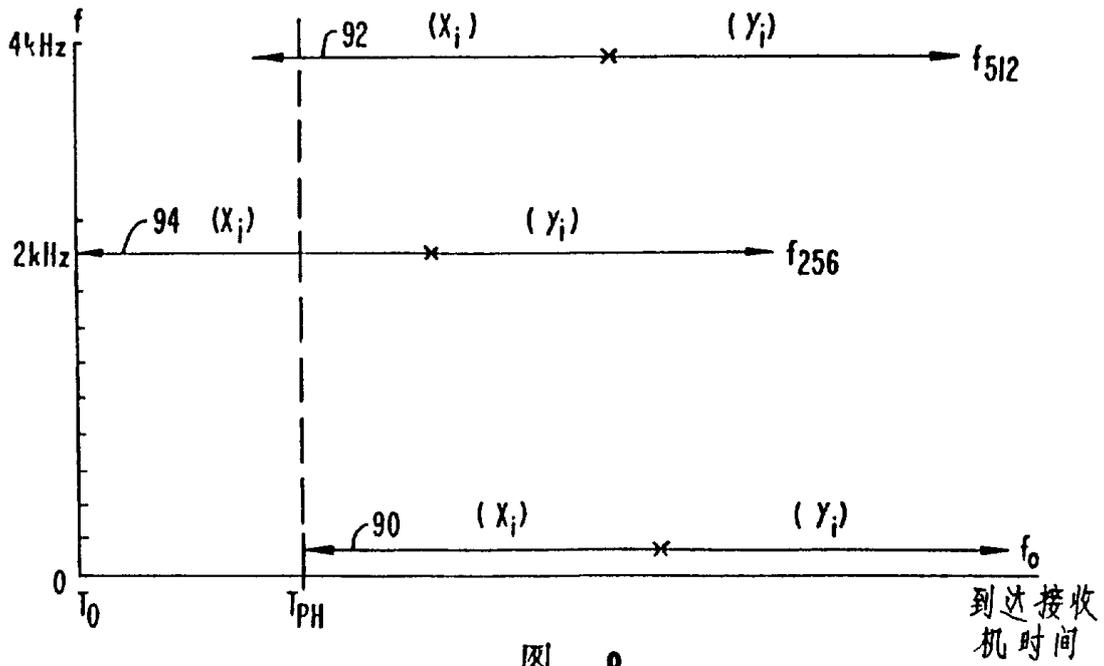


图. 8.

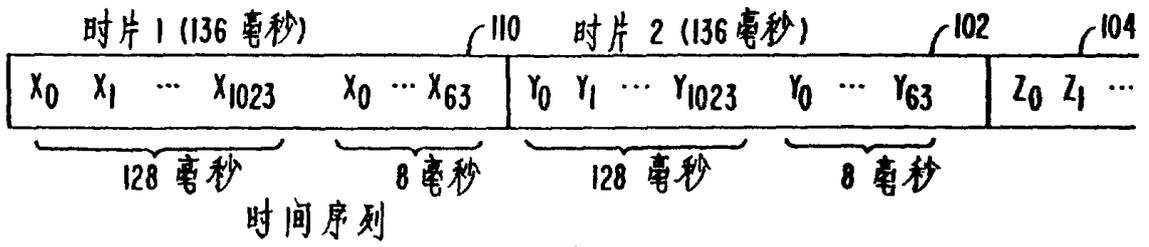


图 .__ 9.

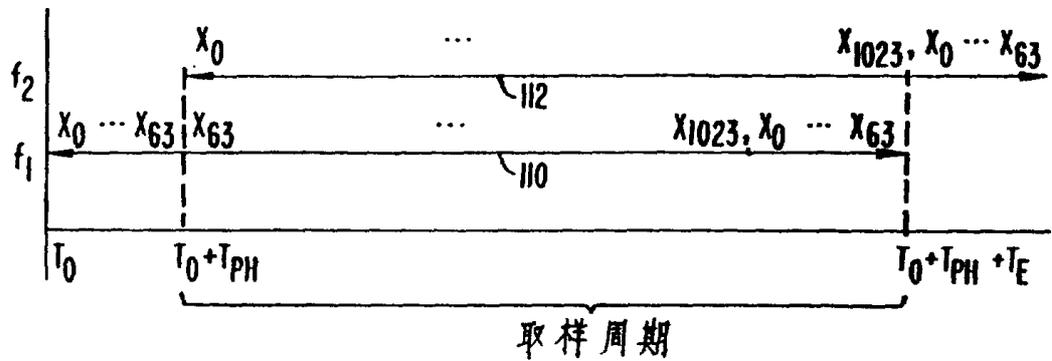


图 .__ 10.

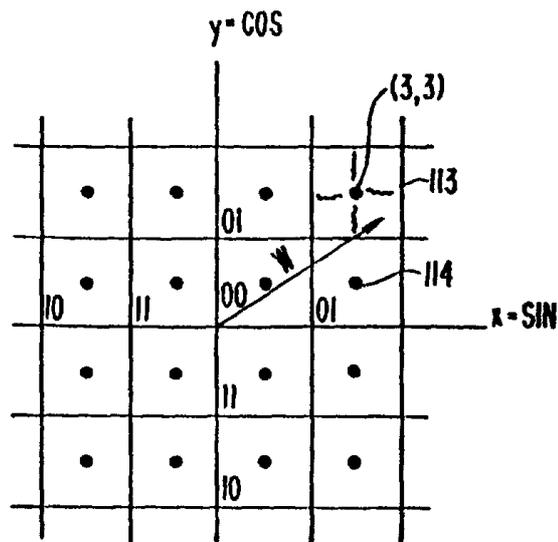


图 .__ 11.

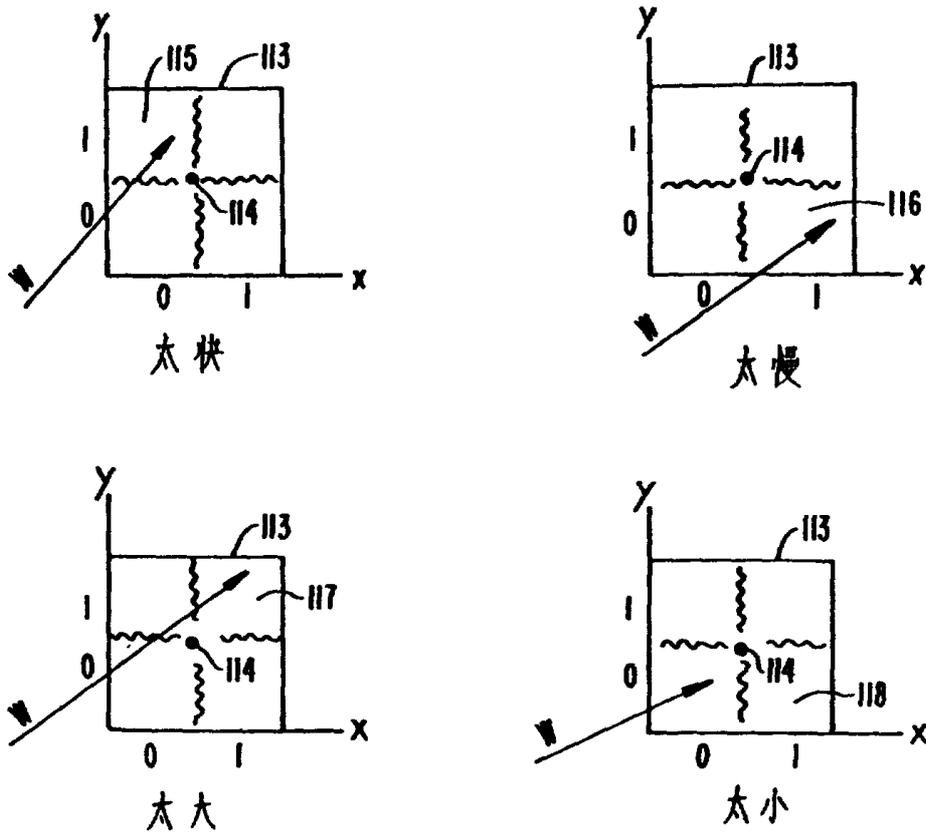


图. 12.

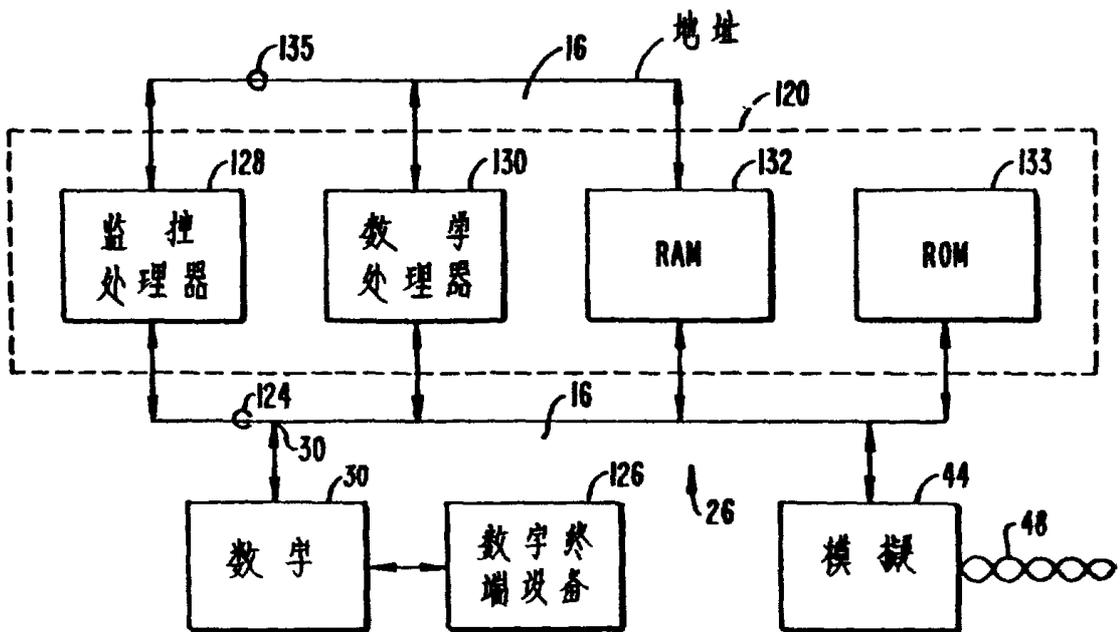


图. 13.