



[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 97126410.4

[45] 授权公告日 2003 年 11 月 26 日

[11] 授权公告号 CN 1129239C

[22] 申请日 1997. 12. 30 [21] 申请号 97126410.4

[30] 优先权

[32] 1996. 12. 30 [33] FR [31] 9616195

[71] 专利权人 阿尔卡塔尔公司

地址 法国巴黎

[72] 发明人 克里斯汀·圭勒曼

波德克里姆·费拉德

审查员 袁红霞

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利
商标事务所

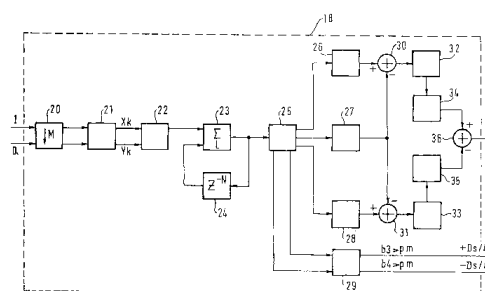
代理人 罗亚川

权利要求书 1 页 说明书 6 页 附图 3 页

[54] 发明名称 测定数字信号频率偏差的装置及接收机

[57] 摘要

估计存在于被接收数字信号的载频与接收该被接收信号的接收机的本机振荡器信号的频率之间的频率偏差的装置。接收机确保被接收信号的正交解调, 该装置包含: 检测在接收滤波器的频带中接收的噪声电平的设备; 对转换到基带的被接收信号计算离散傅立叶变换的设备; 把接收滤波器的中央频率的两侧检测的能量累加的设备。从上述能带减去上噪声电平的设备。比较所得能量的设备, 该比较设备提供频率偏带的估计。



1. 用于测定存在于被接收数字信号的载频与接收上述被接收信号的接收机的本机振荡器信号的频率之间的频率偏差的装置。上述接收机能确保被接收信号的正交解调，上述装置包含有：

- 检测在接收滤波器(16、17)的频带中被接收的噪音电平的设备(27)；
- 根据在基带转移(I, Q)的被接收信号(SR)计算离散傅立叶变换的设备(21)；
- 把上述接收滤波器(16、17)的中央频率的两部分检测的能量累加的设备(23)；
- 两个减法器(30、31)；
- 比较所得能量的设备(32至36)，上述比较设备(32至36)提供一个上述频率偏差的测定(ϵ)。

2. 根据权利要求1的装置特征在于上述比较设备(32至36)是计算所得能量比值的装置。

3. 根据权利要求1和2中之一的装置特征在于该装置此外包括检测超过 $D_s/4$ 的频率偏移的设备(29)，此中 D_s 为符号速率。

4. 根据权利要求3的装置特征在于上述检测超过 $D_s/4$ 的频率偏差的设备(29)将用上述计算设备(21)得到的频谱中点(p m)的能量水平与位于紧接-3 dB处能量水平之上述的两个点(b3, b4)的能量水平进行比较，特征也在于当上述两个能量水平(b3, b4)超过上述中点(p m)的上述能量水平时，上述检测设备(29)使上述本机振荡器(12)的频率偏移 $\pm D_s/4$ 。

5. 数字信号接收机，特征在于它包含一个根据权利要求1到4中之一的装置。

估计数字信号频率偏差的装置及接收机

本发明的领域是数字信号发送，更明确地说是涉及一种用于估计存在于被接收数字信号的载频与接收该被接收信号的接收机的本机振荡器输出信号的频率之间的频率偏差，以及把被接收的信号解调或至少把它向中频转换的装置。

本发明特别适用于用卫星发送信号。这时特别是多卜勒效应，卫星的偏移和频率转换设备的不稳定导致被接收信号的频率偏移。在接收卫星信号的地面站的信号电平上，在被接收信号被转换到基带之后可观察到星座的旋转，这样就不允许在眼图最张开时对被接收信号取样。

图1是一个数字信号接收机的简图，接收机包含一个估计存在于数字信号的载频与接收机中的本机振荡器频率之间的频率偏差的估计器。

图1的接收机包含一个直接变换的正交解调器，接收的信号（记为SR）就加到这个解调器上。更明确的说，信号SR加到两个混频器10、11上，混频器还另外接收本机振荡器12的两个解调信号，其中一个（10）借助于一个标号13的 90° 移相器。混频器10和11把基带信号送到其后接有接收滤波器16、17的两个模-数变换器（ADC）14、15。这些滤波器通常是奈奎斯特（Nyquist）根带通滤波器（奈奎斯特复滤波器）。滤波器16和17能确保滤去调制信号SR的频带以外相邻的信道并提供分别表示调制信号SR的同相和正交分量的符号串I和Q。每个被接收的符号按照K个取样编码（例如取K等于4）。符号串I和Q被送到估计器18以确定信号SR和本机振荡器12输出信号之间的频率偏差。这个频率偏差记作 ϵ ，被送到本机振荡器12以便自动控制频率。

估计器 18 通常按阿尔伯特 (A l b e r t y) 算法运行。这种算法的不便之处是, 若符号速率为 D_s , 当存在干扰源时不能在频率偏差大于 $D_s/4$ 处运行。这些干扰源是在卫星传输时由解调信道的相邻信道造成的。当这些相邻信道之一在 $\pm D_s/2$ 处进入接收滤波器的频带中时, 估计器 18 就被锁定在这个邻近频道而不能估计频率偏差。结果予期信号就会丢失。

本发明的目的特别是为补救这样的不便。

更明确地说, 本发明的一个目的是提供一个估计存在于被接收数字信号的载频与接收该被接收信号的接收机的本机振荡器信号的频率之间的频率偏差的装置, 这个估计频率的装置在一个比阿尔伯特算法更宽的频带上运行, 并且比这种算法对存在的干扰更不敏感。

这个目的和其他在以后出现的目的一样, 有赖于一个估计存在于被接收数字信号的载频与接收该被接收信号的接收机的本机振荡器信号频率之间的频率偏差的装置而被达到, 此接收机能确保被接收信号的正交解调, 该装置包含:

- 检测在接收滤波器频带中接收的噪声电平的设备;
- 对转换到基带的被接收信号计算离散傅立叶变换的设备;
- 把接收滤波器的中央频率的两侧检测的能量累加的累加设备;
- 从所述能带上减去噪声电平的设备;
- 比较所得能量水平的设备, 这些设备对频率偏差提供一次估计。

一个这样的估计器具有在无干扰源时在频率偏移低于 $D_s/2$ 的情况下运行的优点。

这些比较设备可以很方便地作为计算所得能量水平比例的设备。

本发明的装置最好包括检测偏移超过 $D_s/4$ 的频率的检测设备, D_s 是符号速率。

这些检测超过 $D_s/4$ 的频率偏移的设备能将依赖计算设备获得

的该频谱中点 (p_m) 的能量水平和刚刚低于此频谱的 -3 dB 处的能量水平的两个点的能量水平进行比较。当两个能量水平中的一个超过中心点的能量水平时, 就使本机振荡器频率有 $D_s/4$ 的频率偏移。

本发明同样涉及一个包含这样的估计装置的数字信号接收机。

本发明其他的特性和优点在以下的说明书用一个推荐的实施例给予说明; 但不是限制, 并附以下各图:

- 图 1 是一个已知的数字信号接收机的简图, 接收机包含一个估计存在于被接收数字信号的载频与接收机的本机振荡器频率之间的频率偏差的估计器;

- 图 2 是根据本发明的估计这样的频率偏差的估计器的简图;

- 图 3 表示一个由 $N = 16$ 个 FFT (快速傅立叶变换) 点组成的频谱, 它是对被接收信号连续作出的 $L = 1000$ 个 FFT 矢量进行平滑后得到的;

- 图 4 说明没有干扰源时, 对于 $N = 16$ 点和 $L = 1000$, 估计 ϵ 随对于符号时间归一化的频率偏差 $\Delta F * T_s$ 变化的情况;

- 图 5 说明位于这个解调信道的电平以外 13 dB 两边的两个相邻信道构成的干扰源存在时, 此估计 ϵ 随 $\Delta F * T_s$ 而变化的情况。

图 1 已参照该技术的现状在前面加以说明。

图 2 是根据本发明的频率偏差估计器的简图。

基带符号串 I 和 Q 被送到一个可选的抽取器 20, 以对接收到的比特按照比例 M 作抽取。这个抽取器 20 的运用是依赖于接收机是否有多速率的功能。每个符号有至少四个取样可以在抽取器 20 的输出端给出。这些被抽取的符号串被送到在 N 个快速傅立叶变换点上计算离散傅立叶变换的设备 21 (FFT 表示快速傅立叶变换), 提供表示这些被计算的 FFT 点的幅度的信号 X_K 和 Y_K 。这些信号被

送到一个计算幅度 X_K 和 Y_K 的模数的平方的单元 2 2。单元 2 2 于是在输出端提供数值 $X_K^2 + Y_K^2$ 的矢量。每个这样的矢量都是由 N 个 FFT 的点组成。 L 个连续矢量在一个累加器 2 3 中, 在一个位移单元 2 4 的协助下被累加。这样累加的的目的是为了使频谱光滑因而减轻 FFT 的分别取的 N 个点的离散度。

图 3 表示由 FFT 的 $N = 16$ 个点经过用 $L = 1000$ 个傅立叶矢量平滑后得到的频谱。比值 E_b/N_0 等于 3 而频率偏移等于 $D_s/2$ (这是最不利情况, 因为相邻信道频带的一半进入到接收滤波器的频带内)。检测到的能量记为 E 。由于这种频率偏差, 可以看到频谱是不对称的。

为了精密估计频率偏差, 本发明提出, 在这个被接收频谱中按照以后所述的方法减去存在于其中的噪声电平之后, 将接收滤波器 1 6 和 1 7 (图 1) 的中心频率两边检测出的能量进行比较。

这 L 个累积矢量被送到一个分用器 2 5, 能确保频谱各点指向 2 6 到 2 9 的四个模块。

模块 2 6 计算图 3 中的频谱的低段频带内包含的能量, 例如包含在 0 到 $b_1 - 1$ 点之间的能量, 这里 b_1 是位于离频谱中心有一给定距离处的一点。更明确地说, 模块 2 6 计算以下值:

$$\frac{1}{b_1} * \sum_{i=0}^{b_1-1} E_i$$

其中 E_i 是包含在 0 到 $b_1 - 1$ 点之间的能量。

模块 2 8 计算图 3 中的频谱的高段频带内包含的能量, 例如包含在点 $b_2 + 1$ 到 $N - 1$ 之间的能量, 这里 b_2 是位于离频谱中心与 b_1 点同样距离处的一点。更明确地说, 模块 2 8 计算以下的值:

$$\frac{1}{N - b_1 - 1} * \sum_{i=b_2+1}^{N-1} E_i$$

其中 E_i 是包含在 $b_2 + 1$ 和 $N - 1$ 点之间的能量。

模块 2 7 计算 b_1 和 b_2 点的最小值, 以便提供噪声电平的信息。图 3 中这个噪声电平由 b_1 点给出, 而 b_2 点位于一个更高的能量水平处。通常, 是用比较频谱上位于距中心频率约 $\pm D_s/5$ 处的两点来估计噪声的。 b_1 和 b_2 点可以由以下关系得到:

$$b_1 = [(2.N.M/n.K)] \text{ 和 } b = N - b_1$$

n 值取决于接收用的奈奎斯特滤波器的频率滚降。通常这个频率滚降约为 0.3 或 0.4, n 的值是 5。

减法设备 30、31 是用于从模块 26 和 28 输出的能量水平减去从模块 27 给出的噪声电平。在这些减法设备 30、31 的输出端分别给出图 3 中打斜线区的所得能量水平。因此摆脱了在接收滤波器的频带中恢复可变的噪声电平的问题。

本发明提出接着对这些所得能量水平进行比较。它们的差值与待确定的频率偏差成比例。作为例子, 这种比较可按如下所述进行:

从减法设备 30、31 送出的所得能量被施加到绝对值电路 32、33, 其后接有对数变换器 34、35。对数电路 34、35 的输出送到一个提供估计 ϵ 的减法器 36。

然后估计 ϵ 被送到一个译码表, 为每个估计 ϵ 提供一个在接收机本机振荡器 12 上要实现的频率偏移 (图 1)。可能有的剩余的频率偏移以后用另一种可提供精细修改的算法进行校正。

图 4 说明没有干扰源时, 对于 $N = 16$ 和 $L = 1000$, 估计 ϵ 随按符号时间归一化的频率偏差 (设为 $\Delta F * T_s$) 的变化。

可以看到这个特性曲线 40 在 -0.5 到 $+0.5$ 之间的一个区段不随比值 E_b/N_0 而变。此区段相应于区间 $[-D_s/2, +D_s/2]$ 。

因此, 本发明至此所述装置可以在 $\pm D_s/2$ 之间包含的频率偏移工作, 是阿尔伯特算法的区段的两倍。

图 5 说明在这个解调信道的电平以外 13 dB 处 (强干扰源) 两边的两个相邻信道存在时, 这一估计 ϵ 的变化。为了比较, 相应图 4 的那种 (无相邻信道的) 特性曲线 40 也同时表示出来。特性曲线 50、51 和 52 是在上述相邻的信道存在时, 对于比值 E_b/N_0 分别为 3、5 和 10 得到的。所有这些特性都是对于 $N = 16$ 和 $L = 1000$ 得到的。

可以看到, 不管干扰源电平如何, 当频移小于 $D_s/4$ ($\Delta F * T_s$)

T_s 在 ± 0.25 之间) 时估计 ϵ 是可靠的。反之, 当频率偏移 $\Delta F * T_s$ 超出这个界限范围时, 估计值 ϵ 有很明显的发散 (斜率的符号突然改变)。结果在要进行的频率校正上有含糊。

为了弥补这一不足, 本发明同样提出检测对符号时间 $\Delta F * T_s$ 规一化的频率偏差何时变得大于 $D_s / 4$ 。为此, 模块 29 将图 3 中的能量水平 b_3 与 b_4 与在被考虑的频带中接收的频谱的中心点 p_m 相比较。此中心点 p_m 是对零级 FFT 得到的。对于 $D_s / 2$ 的频率偏移它位于最高水平以下 3 dB 处。 b_3 和 b_4 点通常位于 $N / 2 \pm 2$ 处。实际上 b_3 和 b_4 点是频谱上对应于 $\pm D_s / 2$ 的点, 并且是位于 -3 dB 处的能量水平以下的最初的点。

如果 b_3 点的能量水平高于 p_m 点的能量水平, 模块 29 就为接收机的本机振荡器实施一个频率偏移 $+ D_s / 4$, 如果 b_4 点的能量水平高于 p_m 点的能量水平, 就实施频率偏移 $- D_s / 4$ 。事实上, 如果这两点中的一点拥有大于 p_m 点的能量, 就意味着有一个相邻的干扰的一部分能量处在奈奎斯特滤波器的频带中, 而此分析偏移了一个大于或等于 $D_s / 4$ 的值。因此, 这个 $\pm D_s / 4$ 的偏移可以使频谱在频带中重新调到中央, 使此频带的一个估计 ϵ 只对应要实行的一个频率偏移 $\Delta F * T_s$ (单值特性)。因而模块 29 成了检测大于 $D_s / 4$ 的频率偏差的设备。

由于存在于被接收信号的载频与本机振荡器信号频率之间的频率偏差的作用, 一次或多次 L 个矢量的连续累加因此必须如下实现:

- 在没有干扰源或对于偏移小于 $\pm D_s / 4$ 的情况, 在 L 个矢量累加之后立即可以达到收敛;
- 在偏移大于 $\pm D_s / 4$ 而且有干扰源存在时, 需要 L 个矢量的两次连续的累加, 第一次是为了按照偏移 $\pm D_s / 4$ 重新把频谱定位, 第二次是为了得到一个可靠的估计 ϵ 。

本发明的估计装置适用于每个符号进行至少四次取样的调制工作的传输系统。它主要供接收由卫星传送的数据和使用 ASIC 进行实施。

图 1

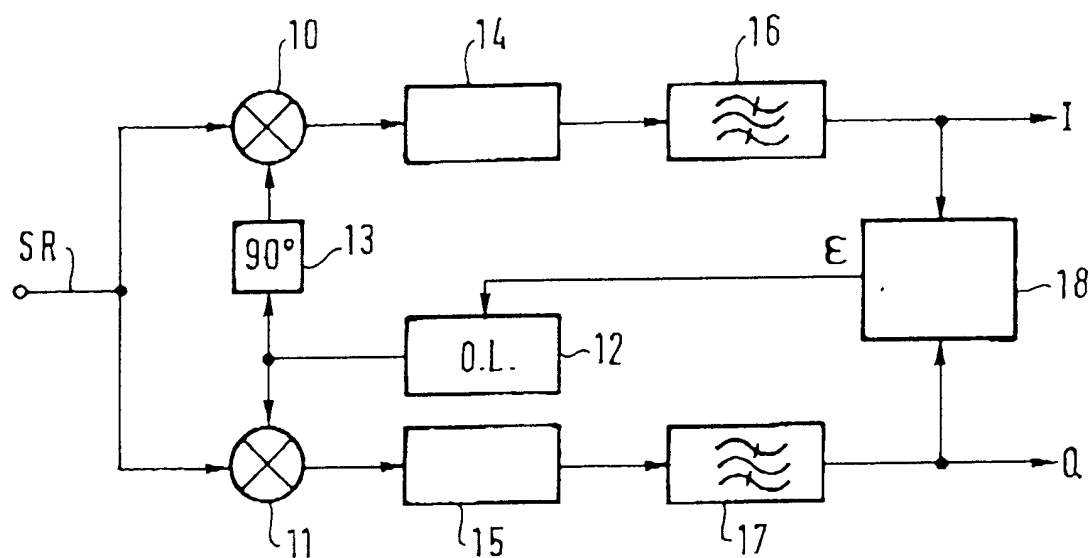


图 3

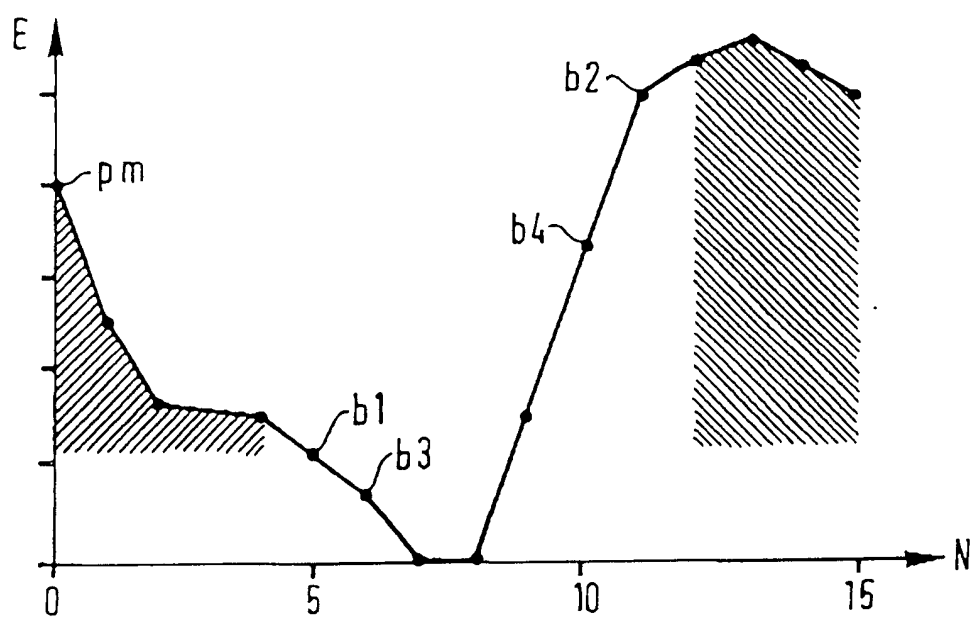


图 2

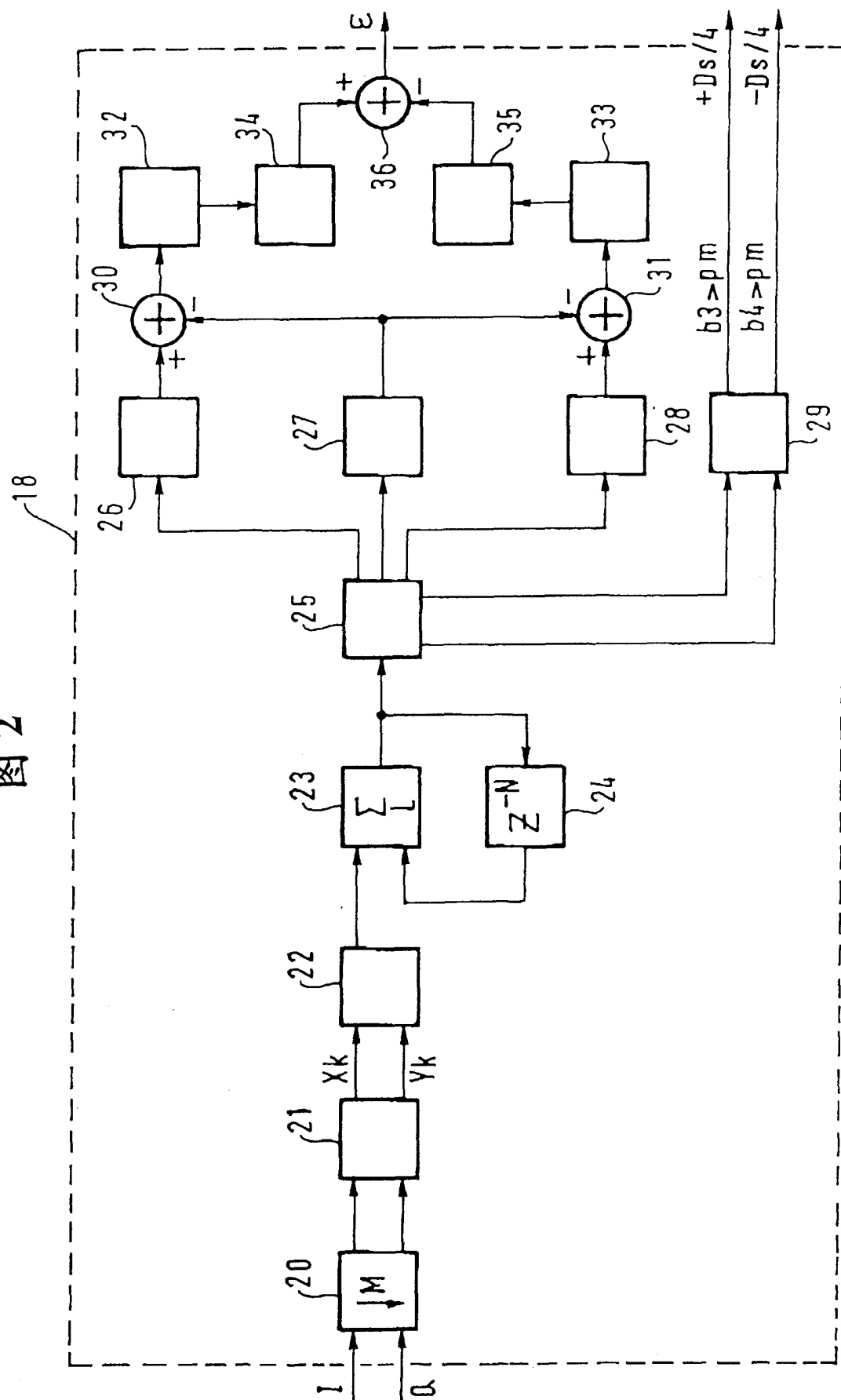


图 4

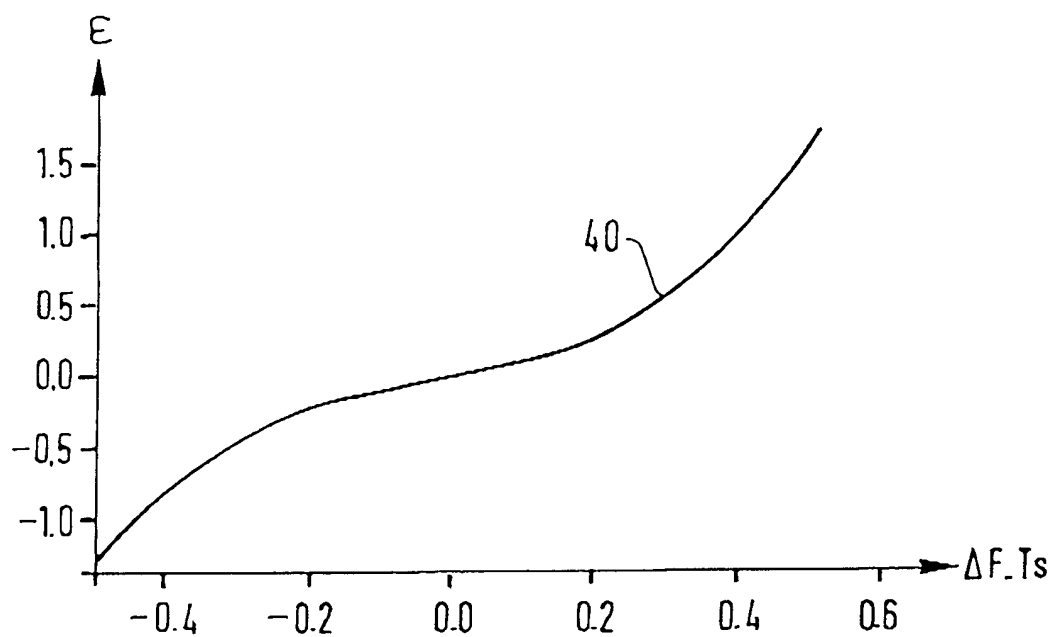


图 5

