



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 97121150.7

[43]公开日 1998年5月13日

[11] 公开号 CN 1181673A

[22]申请日 97.10.22

[30]优先权

[32]96.10.31 [33]GB [31]9622728.5

[71]申请人 迪维安公司

地址 美国加利福尼亚州

[72]发明人 戴维·H·戴维斯 乔纳森·帕克
安东尼·P·J·克莱登

[74]专利代理机构 柳沈知识产权律师事务所

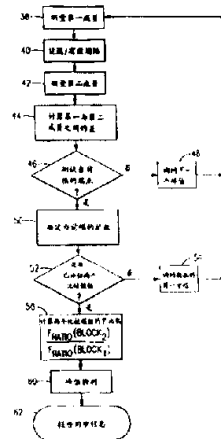
代理人 马莹

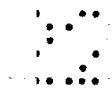
权利要求书 4 页 说明书 13 页 附图页数 9 页

[54]发明名称 在使用正交频分多路复用的接收机中的定时同步

[57]摘要

公开了用于确定在编码的正交频分多路复用信号中接收的数据码元的保护间隔边界的方法和装置。由数据码元的有效间隔的间隔分开的临时样值组合成对，并获得不同信号。确定不同信号的第一比较框的方差，并与不同信号的第二比较框的方差相比较，第二比较框相对第一比较框移动 n 个样值。计算两个框的方差的 F 比数。F 比数在随后的比较框中被迭代，表示 F 比数的信号要进行峰值检测，此信息利用在同步用于随后的信号重建的 FFT 窗口。





权 利 要 求 书

1. 用于确定在经信道发送并具有码元周期 T_s 的数据流中的码元边界的一种方法，其中码元包括一个有效间隔和一个保护间隔，所述保护间隔是所述有效间隔的部分重复，该方法包括步骤：
- 5 取样所述数据流的第一部分，其中所述第一部分被所述有效间隔隔开以便形成数据的第一比较框；
- 取样所述数据流的第二部分，其中所述第二部分被所述有效间隔隔开以便形成数据的第二比较框；和
- 10 计算所述第一比较框与所述第二比较框的统计量。
2. 根据权利要求 1 的方法，其中所述统计量包括一个 F 比较。
3. 解码具有码元周期 T_s 的数据码元序列的一种方法，其中码元包括一个有效间隔和一个保护间隔，所述保护间隔是所述有效间隔的部分重复，该方法包括步骤：
- 15 在所述码元周期 T_s 以一个评估间隔期间在一个取样间隔上取样所述序列；
- 将样值结合成多对，每个所述对具有一个第一成员和一个第二成员，每个所述第一成员在所述序列中被所述有效间隔与所述第二成员隔开，其中所述第一成员与所述第二成员分别位于一个第一框与一个第二框中，和所述第一框与所述第二框不比所述保护间隔大；
- 20 对于每个所述对，确定每个所述对的所述第一成员与所述第二成员的一个函数，并输出表示所述函数的一个第一输出信号；
- 测量所述第一输出信号的一个方差；
- 输出表示所述方差的一个第二输出信号；
- 25 相对所述序列移动所述第一框和所述第二框，并重复有关结合样值、确定函数、测量方差和输出第三输出信号的所述步骤；和
- 比较所述第二输出信号与所述第三输出信号，并且输出表示所述比较的一个第四输出信号；和
- 检测所述第四输出信号中的一个预定准则，从而所述准则表示所述保护
- 30 间隔与所述有效间隔的边界。



4. 解码具有码元周期 T_S 的数据码元序列的一种方法，其中码元包括一个有效间隔和一个保护间隔，所述保护间隔是所述有效间隔的部分循环扩展，该方法包括步骤：

5 在所述码元周期 T_S 以一个评估间隔期间在一个取样间隔上取样所述序列；

将样值结合成多对，每个所述对具有一个第一成员和一个第二成员，每个所述第一成员在所述序列中被所述有效间隔与所述第二成员隔开，其中所述第一成员与所述第二成员分别位于一个第一框与一个第二框中，和所述第一框与所述第二框不大于所述保护间隔；

10 对于所述每个对，确定所述每个对的所述第一成员与所述第二成员的一个函数，并输出表示所述函数的一个第一输出信号；

测量所述第一输出信号的方差；

输出表示所述方差的一个第二输出信号；

15 相对所述序列移动所述第一框和所述第二框，并重复结合样值、确定函数、测量方差以及输出一个第三输出信号的所述步骤；和

比较所述第二输出信号与所述第三输出信号并输出表示所述比较的一个第四输出信号；和

检测所述第四输出信号中的一个预定准则，从而所述准则表示所述保护间隔与所述有效间隔的边界。

20 5. 解码具有一个码元周期 T_S 的数据码元序列的一种方法，其中码元包括一个有效间隔和一个保护间隔，所述保护间隔是所述有效间隔的部分的循环扩展，该方法包括步骤：

在所述码元周期 T_S 以一个评估间隔期间在一个取样间隔上取样所述序列；

25 将样值结合成多对，每个所述对具有一个第一成员和一个第二成员，每个所述第一成员在所述序列中被所述有效间隔与所述第二成员隔开，其中所述第一成员与所述第二成员分别在一个第一框与一个第二框中，和所述第一框与所述第二框不大于所述保护间隔；

30 对于每个所述对，确定每个所述对的所述第一成员与所述第二成员的差异，并输出表示所述差异的一个第一输出信号；

测量所述第一输出信号大小的方差；



输出表示所述方差的一个第二输出信号;

相对所述序列移动所述第一框和所述第二框,并重复结合样值、确定差异、测量方差以及输出一个第三输出信号的所述步骤;和

5 确定所述第二输出信号的大小与所述第三输出信号大小的F比数并输出表示所述F比数的第四输出信号;和

检测所述第四输出信号中的一个预定大小,从而所述大小表示所述保护间隔与所述有效间隔的边界。

6. 用于解调根据频分多路复用调制的信号的定时同步方法,该信号包括具有码元周期 T_s 的数据码元序列,其中码元包括一个有效间隔和一个保护间隔,所述保护间隔是所述有效间隔的部分重复,该方法包括:

10 临时在至少所述码元周期 T_s 期间在一个取样间隔上取样所述序列;

将样值结合为多对,每个所述对具有一个第一成员和第二成员,每个所述第一成员在所述序列中被所述有效间隔与所述第二成员隔开,其中所述第一成员和所述第二成员分别位于一个第一框和一个第二框中,和所述第一框
15 与所述第二框不大于所述保护间隔;

对于每个所述对,确定每个所述对的所述第一成员与所述第二成员的差异,并输出表示所述差异的第一输出信号;

测量所述第一输出信号大小的方差;

输出表示所述方差的第二输出信号;

20 相对所述序列移动所述第一框和所述第二框,并重复结合样值、确定差异、测量方差以及输出一个第三输出信号的所述步骤;和

确定所述第二输出信号大小与所述第三输出信号大小的F比数,并输出表示所述F比数的第四输出信号;和

25 检测所述第四输出信号中的预定大小,从而所述大小表示所述保护间隔与所述有效间隔的边界。

7. 用于频分多路复用信号的一种解调器,该信号包括具有码元周期 T_s 的数据码元序列,其中码元包括一个有效间隔和一个保护间隔,所述保护间隔是所述有效间隔的部分重复,其中改善包括用于定位所述保护间隔边界的一个定时同步电路,该电路包括:

30 一个第一延迟电路,用于提供第一预定间隔的延迟和接受取样的输入信号;



一个第一减法器，用于从所述输入信号中减去所述第一延迟电路的输出；

连到所述第一减法器的一个第一电路，用于产生具有与其中输出成比例的单极性大小的信号；

5 一个第二延迟电路，连到所述第一电路的输出；

一个加法器 | 减法器电路，具有连接所述第一电路的所述输出的第一输入、连到所述第二延迟电路输出的第二输入以及一个第三输入；

一个寄存器，用于存储所述加法器 | 减法器电路的所述输出，其中所述寄存器连到所述第三输入；

10 一个查找存储器，根据所述加法器 | 减法器电路的所述输出寻址，用于存取所述加法器的所述输出的对数；

一个第三延迟电路，提供第二预定间隔的延迟，并具有连到所述查找存储器的输入；

15 一个第二减法器，具有连到所述查找存储器的第一输入和连到所述第三延迟电路的输出的第二输入； 和

一个比较电路，连到所述第二减法器的输出，用于将其与门限值进行比较。



说明书

在使用正交频分多路 复用的接收机中 的定时同步

5

本发明涉及采用多载波调制的电磁信号接收机。更特别地，本发明涉及在使用正交频分多路复用的接收机中快速付里叶变换的计算所要求的定时间隔的同步。

10 编码正交频分多路复用(“COFDM”)已建议用于都要求有限带宽的有效使用的数字音频与数字视频广播以及尽管有几个影响仍是可靠的传输方法。例如，一般信道的脉冲响应能作为具有不同延迟的多个 Dirac 脉冲和的模型。每个脉冲从属于一个乘法因子，其中幅度遵循瑞利定律。这样的—
15 个脉冲串可在几毫秒中扩充，使得高比特速的未编码传输不可靠。除了随机噪声、脉冲噪声和衰落之外，高数据速率的数字地面传输中的其他主要困难还包括多路径传播和相邻信道干扰，其中邻近频率具有高相关信号变化。COFDM 特别适于这些应用。在实际的 COFDM 设计中，相对小的数据量调制到频率相隔很近的许多载波的每一个载波上。数据码元的宽度以与载波或子信道数量一样的比例增加，使得码元间的干扰显著地减少。

20 根据 COFDM 的多路复用表示在图 1 与 2 中，其中单个 COFDM 载波或子信道的频率由线 2 表示。一组载波频率由图 2 中的重叠波形表示，其中满足正交性条件。总的来说，如果

$$\int_a^b \psi_p(t) \psi_q^*(t) dt = K \quad (1)$$

25 则两个真值函数正交，其中 K 是常数，如果 $p \neq q$ ，则 $K = 0$ ；如果 $p = q$ ，则 $K \neq 0$ 。根据 COFDM 实际的信号编码与解码很大程度上依赖快速付里叶变换(“FFT”)，如从下列方程中可知道的。

载波信号由下式给出：

$$s_c(t) = A_c(t) e^{j(\omega_c t + \Phi_c(t))} \quad (2)$$

30 其中 A_c 是在时间 t 时的数据， ω_c 是载波频率，和 Φ_c 是相位。COFDM 信号中的 N 载波由下式给出：

$$s_s(t) = (1/N) \sum_{n=0}^N A_n(t) e^{j(\omega_n t + \Phi_n(t))} \quad (3)$$

$$W_n = W_0 + n \Delta W \quad (4)$$

如果在一个码元周期中取样, 那么:

$$\Phi c(t) \rightarrow \Phi_n \quad (5)$$

$$Ac(t) \rightarrow A_n \quad (6)$$

5 如果取样频率为 $1/N$, 结果信号由下式表示:

$$s_s(t) = (1/N) \sum_{n=0}^N A_n(t) e^{j[(\omega_n + n\Delta\omega)kT + \phi_n]} \quad (7)$$

如果在 $W_0 = 0$ 的一个数据码元周期 $T = NT$,

$$s_s(kT) = (1/N) \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j\phi_n} e^{j(n\Delta\omega)kT} \quad (8)$$

这与反向离散付里叶变换的一般形式相比较:

$$10 \quad g(kT) = (1/N) \sum_{n=0}^{N-1} G(n/(kT)) e^{j\pi n(k/N)} \quad (9)$$

在上式中, $A_n e^{j\phi_n}$ 是取样频率范围(频域)中的输入信号, 和 $S_s(kT)$ 是时域表示式。众所周知, 增加 FFT 大小提供更长的码元宽度并在超过保护间隔长度的回波方面改善系统的稳定性。但是, 计算的复杂性随 $N \log_2 N$ 增加并且是实际受限制。

15 在有传输信道引起的码元间干扰的情况下, 信号之间的正交性不保持。这个问题的一个解决办法是通过使时域中的每个码元在超过信道存储(memory)的间隔之前来故意牺牲一些辐射能量和任何多路径延迟。这样选择的“保护间隔”足够大以致能吸收任何码元之间干扰, 并且通过使每个码元起前其自身的一部分复制建立此“保护间隔”。此复制一般是码元终端部分的循环扩充。参见图 3, 数据码元 4 具有包括在该码元中发送的所有数据的一个有效间隔 6。有效间隔 6 的终端部分 8 在作为保护间隔 10 的码元开头重复。COFDM 信号由实线 12 表示。有可能在码元最后循环重复有效间隔 6 的初始部分。

COFDM 的传输可根据图 4 所示的周知的一般方案完成。在串行 - 并行转换器 18 中将串行数据流 14 变换为一系列的并行数据流 16。每个并行数据流 16 组合为 X 比特, 每个比特形成一个复数, 其中 X 确定其有关的并行流的信号构象(constellation)。在方框 20 中进行外层编码与交错之后, 导频经过信号绘图仪 22 插入以便在接收机的同步与信道估算中使用。导频一般是两种类型。连续的导频在每个码元的相同位置中发送, 具有相同的相位与幅度。

30 在接收机中, 这些用于相位噪声消除、自动频率控制和时间/取样同步。分散



的导频分布在整個碼元中，並且它們的位置一般隨碼元不同而不同，它們在信道估算中很有用。接下來，在方框 24 中利用快速付里叶逆變換(“IFFT”) 在基帶上調制複數，然後在方框 26 中插入一個保護間隔。之後在方框 28 中離散碼元變換為模擬、一般低通濾波和隨後上變頻力射頻。然後該信號通過
5 信道 30 發送並在接收機 32 中接收。如本領域眾所周知的，接收機實施傳輸處理的逆處理以便獲得所發送的信號，特別是應用 FFT 來解調信號。

COFDM 的一個當前應用已在歐洲電信標準 DRAFT pr ETS 300744(1996 年 5 月)中建議，它規定用於數字地面電視的幀結構、信道編碼和調制。該規範設計在現有的模擬傳輸的頻譜分配中調節數字地面電視，還提供適當的保
10 護免受高水平的同信道干擾和相鄰信道的干擾。規定一個靈活的保護間隔，使得系統在保持高頻譜效率與足夠的保護免受來自現有的 PAL/SECAM 業務的同信道干擾與相鄰信道干擾的同時能支持各種網絡結構。所述的歐洲電信標準定義兩種操作模式。“2K 模式”適於單個發射機操作和在有限發射機距離內的小的單頻網絡。“8K 模式”能用於單個發射機操作或大的單頻網絡。
15 支持不同級別的正交調幅(“QAM”)，也支持不同的內部編碼速率以便平衡比特率防止穩定。該系統打算根據運動圖像專家組(“MPEG”)調節傳輸層並直接與 MPEG - 2 編碼的 TV 信號(ISO1/IEC/ 13818)兼容。

在上述的歐洲電信標準中，在 COFDM 幀中的數據載波能是正交相移鍵控(“QPSK”)、16QAM、64QAM、非均勻 16QAM 或非均勻 64QAM。

20 在 COFDM 傳輸接收中的一個重要問題是由於在傳輸之前的上變頻、接收機中的下變頻以及在調諧器中的一般是壓控振盪器的前端振盪器引起的相位噪聲與跳動很難保持同步。除了在解調期間提供載頻幫助同步之外，這些問題沒有特別在上述的歐洲電信標準中提出，但遺留給實施者去解決。

基本上相位干擾有兩類。首先；在多載波系統中干擾相鄰載波的噪聲成份稱為“外來噪聲成份”(“FNC”)。第二，干擾其自己的載波的噪聲成份稱為“自己噪聲成份”。

參見圖 5，理想的構象取樣位置由“X”碼元 3 表示。外來噪聲成份的影響是隨機的，導致類似高斯的噪聲。以這種方式干擾的取樣在圖 5 上表示為圓圈 36。自己噪聲成份的影響是所有構象點的共同旋轉，表示為每個
30 “X”碼元 34 與其有關的圓圈 36 之間的位移，這稱為“公共相位誤差”，這隨碼元不同而顯著變化，並且因此必須重新計算每個碼元周期 T_s 。公共相



位误差也可解决为码元周期 T_s 期间的平均相位偏差。

为了在实际系统中接收机 32 处理数据码元，对表示每个数据码元的复合信号进行数学运算，一般地，这是 FFT。为了获得有效结果，要求特别形式的定时同步以便 FFT 间隔与接收的数据码元一致。

5 本发明的主要目的是提供使接收的数据码元与根据 COFDM 发送的信号中的 FFT 窗口同步方法。

本发明的另一目的是改善 COFDM 信号的地面传输。

本发明还有一个目的是提供用于 COFDM 信号接收的改进设备。

10 利用解码具有码元周期 T_s 的数据码元流的方法达到本发明的这些和其他目的。码元定义有效间隔和保护间隔。其中保护间隔是在有效间隔的部分重复并且最好是其中终端部分的循环扩充。在码元周期 T_s 的评估间隔期间抽样数据流。样值成对产生，其中一对的成员在数据流中由有效间隔隔开。成对的数据分别位于第一与第二方框中，每个方框不大于保护间隔。为每个数据对确定一个功能，最好确定成对成员的差别并输出作为第一输出信号，然后测量第一输出信号的方差(dispersion)并输出作为第二输出信号。然后相对数据序列一起移位第一方框与第二方框，并且重复前面的产生样值、确定功能以及测量方差的步骤，此结果输出作为第三输入信号。第二输出信号与第三输出信号相比较，并且比较结果输出作为第四出信号。然后检测指示保护间隔与有效间隔边界的第四输出信号中的预定准则，此准则可以是一个预定的数量，最大值或最小值。

20 最好计算样值的模。但是，根据本发明的一个方面，只需取样数据流的实数或虚数部分。

F 比数用于比较两个比较方框的第二和第三输出信号。最好减去 F 比数的分子与分母的对数来评估 F 比数。为表示保护间隔边界的峰值评估随后的比较方框组的 F 比数，峰值的确定可以包括统计显著性的测试。

在第一操作模式中，评估间隔具有一个固定的第一值，而在第二操作模式中，评估间隔具有第二值，允许改变信号条件的调整。根据本发明的一个方面，在第二操作模式中，存储连续码元中的保护间隔位置方差，并且调整评估间隔的值以响应存储的方差。

30 根据本发明的另一方面，在保护间隔中的边界检测之后，在开始下一个码元的保护间隔边界检测之前，抽样一组新的样值并且迷一个有效间隔接受



这组新样值。

本发明提供一个用于频分多路复用信号的解调器，其中信号是具有码元周期 T_s 的数据码元序列，并且码元定义一个有效间隔和一个保护间隔。此保护间隔是在有效间隔的部分重复。最好是其中终端部分的循环扩充。在用于

5 定位保护间隔边界的解调器中提供一个定时同步电路。该电路具有一个连到输入信号 T_s 的第一延迟电路，最好以先入先出(“FIFO”)存储器实现此延迟电路，此延迟电路最好能存储 L 样值(其中 L 是 FFT 窗口大小)，用于将输入信号 S_i 延迟等于 FFT 窗口的间隔。然后，从输入信号中减去输入信号的这个延迟部分。计算输入信号或不同信号的模数。此电路具有第二延迟电路，

10 它延迟模数第一预定间隔。加法器/减法器的输出寻址的查找存储器保持由加法器/减法器从模数中减去所延迟的模数并加上从存储加法器/减法器结果的寄存器中提取的反馈信号。根据加法器/减法器产生的结果对数，第三延迟电路提供第二预定间隔的延迟，它具有连到查找存储器的一个输入。第二减法器具有连到查找存储器的第一输入和连到第二延迟电路输出的第二输入。比

15 较电路连到减法器的输出，用于与门限值的比较。

在本发明的一个方面中，此电路具有连到输入信号 S_i 的第四延迟电路，它在提供有效间隔的延迟的同时最好能存储少于 L 的样值。一个选择器选择第一延迟电路或第四延迟电路。

根据本发明的还一方面，有一个模运算用于计算连到第一延迟电路与加法器/减法器的输入信号的模。

20

根据本发明的另一方面，控制电路选择输入信号的预定样值用于可以供相对数据流中的码元的评估间隔选择之用的定时同步电路中的处理。

为了更好地理解本发明的这些和其他目的，参阅通过结合下列附图阅读的示例进行的本发明的详细描述，其中：

- 25 图 1 表示 COFDM 子信道的频谱；
图 2 表示 COFDM 信号中的多载波的频谱；
图 3 表示根据 COFDM 的信号图并表示一个数据码元格式；
图 4 是表示基于 COFDM 系统的 FFT 的方框图；
图 5 是表示 COFDM 信号构象中的某些干扰；
30 图 6 是根据本发明优选实施例的定时同步方法的流程图；
图 7 是在几个数据码元上执行的用于粗定时同步的 F 比数测试的图表；

图 8 是不同自由度的不完全 B(beta)函数的图表;

图 9 是有助于理解根据本发明的统计显著性测试的图表;

图 10 是根据本发明的一个可选实施例的同步电路的电示意图, 和

图 11 是根据本发明的另一可选实施例的同步电路的电示意图。

5 再参见图 3 和 4, 根据本发明一个统计应用于 COFDM 信号以便找到保护间隔 10 的端点。参考上述的欧洲电信标准解释此方法, 但此方法可应用于多种形式的具有前缀或后缀保护间隔的频分多路复用。它允许接收机 32 找到只有接收的取样复合信号(实线 12)给出的保护间隔的端点和有效间隔 6 的大小。此方法取决于保护间隔 10 是数据码元 4 的最后部分的复制的事实。在接收机 32 中, 由于来自信道的回声和噪声以及在本机振荡器中的差错, 保护间隔 10 和数据码元 4 的最后部分将不同。如果引入的差错是随机的, 那么能采用统计方法。根据本发明, 以差不多等于发射机中所用的速率的速率对接收的复合信号取样。为由尽可能靠近有效间隔 6 的时间周期隔开的一对接收样值找到一个差分信号。这个周期应等于所采用的快速付里叶变换(“FFT”)的大小(即 2048 或 8192 样值)。假定:

$$S_i = |s_i| - |s_{i-fftsize}| \quad (10)$$

其中 S_i 是差分信号, S_i 和 $S_{i-fftsize}$ 是模运算所取的当前的和以前的复合输入样值。即, 标记 “i” 表示输入值的线性时间序列。假定输入信号是随机的, 那么 S_i 也是随机的。在保护间隔内 S_i 和 $S_{i-fftsize}$ 将是类似的, 虽然由于信道的影响而不相等。因此 S_i 是具有小方差的随机信号。本文使用术语 “方差(dispersion)” 一般意思是值的扩展, 但不限于一个特殊的数学定义。总的来说, 一个码元的有效部分与下一个码元的有效部分没有关系。在保护间隔之外, S_i 将随机具有很大的方差。为了找到保护间隔的端点, 监视差分信号 S_i 的方差以查找将在保护间隔 10 和有效间隔 6 的边界上出现的显著增加。发明人也观察到在保护间隔 10 的开头看到方差中的大量减少。

25 根据本发明的优选实施例, 输入信号的样值在包含至少一个码元周期 T_s 的间隔期间进行存储。在样值方框中计算差分信号 S_i 的扩散。经过许多样值 n 之后此方框及时返回, 并重新计算扩散。这两个块在本文中称为 “比较框”。找到第一比较框中的当前方差与前一个比较框中的方差的比数。那么, F 比数显著性测试用于找到两个比较框的方差中的显著差异。F 比数定义为:

$$F = \frac{\text{VAR}(i)}{\text{VAR}(i-n)} \quad (11)$$

5 其中 n 是正整数, i 表示输入样值, 而 $\text{VAR}(i)$ 是长度 N 个样值的值方框的方差, 此方差定义为:

$$\text{VAR}(i) = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^N (S_{i-j})^2 - \left(\frac{1}{N} \sum_{j=0}^N S_{i-j} \right)^2 \quad (12)$$

10 在 F 比数显著性测试用在优选实施例中的同时, 能使用给出与方差中变化相关的一个信号的两个方差值的其他函数。 F 比数的优点是: 对于一个随输入信号, 它具有一个已知概念分布, 允许为了性能分析和系统设计的目的的方便的统计分析。 F 比数本质地使信号规范化, 使结果独立于信号电平。

此方法结合图 6 进行公开, 其中在步骤 38 上测量在当前评估方框中的一个样值对的第一成员。 在步骤 40 中, 实放一个有效间隔 6(图 3)的延迟。
15 这可以利用诸如 FIFO 的数字延迟来完成或等效地通过将有效间隔的样值存入存储器并访问存储的适当单元来完成。 在步骤 42 中测量样值对的第二成员, 并在步骤 44 中确定和存储第一与第二成员之间的差。 在判定步骤 46 上, 测试当前框的端点。 评估框的大小应不超过保护间隔的长度并且可以是相当小的。 在当前框的端点还未到达的事件中, 在步骤 48 上询问另一样值并且控制
20 返回到步骤 38。

如果已到达当前框的端点, 在步骤 50 中测量当前框的扩散并且当作数据的两个比较框之一进行处理。 在判定步骤 52 上进行测试以确定是否已评估两个比较框组。 如果这个测试是否定的, 那么在步骤 54 中询问数据的另一方框, 随后控制返回到步骤 38。 数据的另一方框不必是与刚完成的方框邻近的。
25 的。

在判定步骤 52 上的测试是肯定的情况中, 在步骤 56 上计算两个比较框组的 F 比数。 在步骤 60 中, 步骤 56 中获得的结果在步骤 60 中进行峰值检测。 峰值检测可选择地包括显著性的统计测试, 如下所解释的。

如果检测峰值, 那么为了对于进一步的信号重构是必需的 FFT 窗口同步, 在步骤 62 中建立保护间隔的边界。 如果不检测峰值, 利用从数据流的另一部分中提取的样值框重复上面过程。
30

示例 1:

现参见图 7，根据上述欧洲电信标准利用一个随机号码生成器生成一个复合信号并与附加的白高斯噪声(SNR = 3.7)一起通过 Ricean 信道模型发送。随后根据上述方法分析数据码元。结果 6 数据码元表示在图 7 中，其中为表示方便 F 比数表示在如线 64 一样的对数轴上，因为分别在保护间隔的开头与末尾上的尖峰信号非常大。

虽然从图 7 中非常明显：利用几个众所周知的峰值检测器的任一个很容易找到保护间隔的端点，但有可能应用统计测试来更准确地回答问题：两个样值方框具有同样的方差吗？这是零假设 H_0 ，即方差是相同的并且所观测到的 F 中的尖峰信号只是由于随机起伏。如果 H_0 具有非常低概率，则能否定它，这将对保护间隔的开始或结尾的检测。从构造 COFDM 码元的方式来看，如果比较框完全在保护间隔内或在有效间隔内，则 H_0 为 true(真)，但当比较框跨在保护间隔的开头或结尾上的边界上时， H_0 为假(false)。如果随机样值的比较框是从相同总体中提取的，那么 F 的概率由下式给出：

$$Q(F|v_1, v_2) = I_x\left(\frac{v_1}{2}, \frac{v_2}{2}\right) \quad (13)$$

其中 $I(x)$ 是不完全 β 函数，

$$x = \frac{v_2}{v_2 + v_1 F} \quad (14)$$

和 v_1 和 v_2 是用来估算第一与第二方差的自由度数量。在这个示例中，如果 $n \geq N$ ， $v_1 = v_2 = (N - 1)$ 。函数的形状示于图 8 中。从统计观点出发， n 应为足够大使得这两个框不重叠，即 $n \geq N$ 。如果方框重叠，那么第二方差的计算将使用第一方差计算所用的样值。这有效地减少了自由度数量和此后的结果的显著性。已确定设置 $N = n$ 工作很好。

式(13)中的函数 $Q(x)$ 实际给出单侧概率。如果 F 或是很大或很小，能否定 H_0 ，并因此要求双侧测试。实际上这两侧是相同的，所以双侧测试的概率是式(13)中给出的概率的两倍。但是，这导致 $F < 1$ 的概率值大于 1。因此，如下计算概率 P：

$$p = 2I_x\left(\frac{v_1}{2}, \frac{v_2}{2}\right) \quad (15)$$

和随后如果 $(P > 1)$ ， $P = 2 - P$ 。这个概率反映 H_0 的耐久性。因此，



如果 P 是小的, H_0 可以被否定并且具有指定的必然性程度开始比较方框来自具有不同扩散的样值总体。上述的欧洲电信标准规范规定框大小 N 对于相关算法应为 32。已成功地试过 $N = \{ 32, 64 \}$, 所获得的概率函数利用这些 N 值表示在图 9 中。在优选实施例中, 已为 H_0 的否定设置 $P \leq 0.05$ 。

- 5 一个准确地实施应计算 F 、然后 X 、然后不完全 β 函数、然后 P 和随后进行门限测试。这个算法将很难在硬件中实现, 因为 β 函数非常复杂。在选送实施例中, 非常简单, 给出同样结果来设置接受门限和 N 参数, 并且因此定义 F 的上限和下限。然后只需要计算 F 并将它与限值比较。为了简便地找到保护间隔的端点, 可以安全地假定 $F > 1$ 。只需要 F 上的上限。为了精确地计算 F 上的限值, 可以采用诸如 Newton - Raphson 的适当的根查找(root - finding)方法。在表 1 中给出典型值:

表 1

门限	$V1 = V2 = 31$		$V1 = V2 = 63$	
	F - lower	F - upper	F - lower	F - upper
0.2	0.627419	1.593832	0.722591	1.383909
0.1	0.548808	1.822132	0.658620	1.518326
0.05	0.488143	2.048582	0.607525	1.646022
0.01	0.386894	2.584689	0.518205	1.929738
0.005	0.354055	2.824422	0.487936	2.049448
0.001	0.293234	3.410251	0.429794	2.326695
10^{-4}		4.337235		
10^{-5}		5.393528		
10^{-6}		6.605896		
10^{-7}		8.002969		
10^{-8}		9.616664		

已成功地利用具有白高斯噪声($SNR = 3.7$)的特定信道模型测试此方法。

- 15 在式(12)中给出的分散公式将要求一个乘法器以便在硅中实施。 F 的计算是一个除法, 其中只有两个框具有相同大小, $(N - 1)$ 个规格常数就消去。



精确的乘法与除法在硅中是昂贵。在优选实施例中，已实施简化给定较少精确的，但仍可行的 F 值。可以假设 S_i 具有零均值，以致不必计算样值框的平均值。这也增加从 $(N - 1)$ 至 N 的自由度数量。不利用标准的平方和公式计算方差，而且是通过绝对偏差估算方差。VAR(i)公式变为：

5

$$\text{VAR}(i) = \frac{1}{N} \left(\sum_{j=0}^{N-1} |S_{i-j}| \right)^2 \quad (16)$$

如果两个框具有相同大小，则在 F 计算中除去 $(1/N)$ 系数。但仍保留所要求的两个方差和平方的除法。这些可用以 2 为底的对数进行处理。将式(16)代入式(11)，得到：

10

$$F = \left(\frac{\sum_{j=0}^{N-1} |S_{i-j}|}{\sum_{j=0}^{N-1} |S_{i-n-j}|} \right)^2 = \left(\frac{S_a}{S_b} \right)^2 \quad (17)$$

以 2 为底取对数得到：

15

$$\log F = (\log S_a - \log S_b) = y \quad (18)$$

然后只零计算 y 并将它与 F 上限以 2 为底的对数相比较。通过从 $2(\log 2 - \log 2S_b)$ 中减去限值的对数并与零比较来进行比较。2 的系数可中和在限值中。

以 2 为底的对数计算在硬件中是相当简单的，如果数量存储为固定的点
20 分数。分数能分裂为一个指数和一个分式尾数： $X = A2^B$ 。以 2 为底取对数得到 $\log x = \log A + B$ 。因为 A 是分数，利用查找表找到其对数是实用的。指数 B 能从 MSB 的位置中找到(因为 S_a 与 S_b 将都是正数)。

因此计算能减小到只要求加法与减法运算操作。如果使用此方法，应使
25 用 $V1 = V2 = N$ 重新计算限值。实际上，显著性级别可以凭经验设置于特别应用，最好 $P = 0.05$ 。

本领域的那些技术人员将意识到：可以利用各种方差的测量而不脱离本发明的精神，例如标准偏差、偏斜、各种时刻、直方图和本领域中已知的其他计算。

在本发明的第一可选实施例中，使用信号的实或虚部代替模运算来实施
30 上述方法。此实施例在硬件中经济。

在本发明的第二可选实施例中，已优化式(11)的 n 参数。在保护间隔端



点上，两个框跨立更多的到有效间隔的转移，给出方差中的定义好的增加。使用任何值 $n > 2$ 有缺点；几个连续点将在后一框到达边界时给出显著增加。这个小问题通过在边界检测之后引入一个死期容易地被克服。即，一旦已检测到尖峰信号，在进一步尝试定位另一尖峰信号之前接受等于 FFT 窗口大小的一组样值。此死期有不引入错的尖峰信号的附加优点。当使用较大的 n 值，尖峰信号 66、68(图 7)增加，同时 H_0 噪声信号保持大致相同。

示例 2:

作为 n 函数的最大 F 尖峰信号高度已与 F 中的背景偏差一起系统地进行测量，结果表示在表 2 中。

(1)	(2)	(3)	(4)	(5)
n	$\langle F \rangle$	$F_{s.d.}$	F_{max}	(4)/(3)
15	1.0014	0.17	16.7	98
20	1.0014	0.19	19.3	102
30	1.0012	0.23	20.9	91
40	0.9975	0.24	22.0	92
50	0.9926	0.25	20.4	81.6
(1)	(2)	(3)	(4)	(5)
n	$\langle F \rangle$	$F_{s.d.}$	F_{max}	(4)/(3)
3	1.0009	0.07	7.5	107
5	1.0012	0.10	10.7	107
10	1.0011	0.14	12.9	92

10 表 2 利用图 7 中分析的信号的第一 5 个框开发表 2。通过排除 $> = 3.0$ 的任何点进行表 2 的列(2)与(3)的统计以便从计算中排除尖峰信号，否则尖峰信号将影响均值和标准偏差，即使它们是来自不同的统计总体。

15 结果表示 F 、 $F_{s.d.}$ 中的背景偏差受 n 的影响，无症状地增加到近似 0.28 的值。很可能这是重叠的框效果。例如，对于 $N = 64$ 和 $n < 64$ ，其中计算方差的框将包含一些相同的值并因此是相关的。为了测试这个理论，评估 $n > N$ 的 $F_{s.d.}$ ，并且结果表示在表 3 中。



n	$F_{s,d}$
60	0.258
70	0.266
80	0.270
90	0.278
100	0.285
128	0.297
256	0.366

依赖关系在 $n \geq N/2$ 上变为线性。如果每 n 个样值计算 F 而不是每个样值计算 F ，那么可以减少依赖关系。但是，这增加不具有完全在保护间隔内的第一方框和完全相同在有效间隔内的第二方框的小保护间隔的风险。

结合图 10 公开本发明的第三可选实施例，图 10 示意地表示定时同步电
5 路 70。此电路接受一个复合输入号 72 并包括产生从节点 83 中提取的其输入的模数的电路模块 74。此电路模块 74 保证被连续处理的值是一个无符号数。到电路模块 74 的输入是由减法器 75 产生的一个不同信号，减法器 75 将输入信号 72 和已经过延迟电路 79 处理的输入信号 72 的延迟部分作为输入，延迟电路 79 最好以长度 L 的 FIFO 77 实施，其中 L 是 FFT 窗口的大小。如上所
10 述，也有可能操作其中输入信号 72 是实数、虚数或复数或甚至复数的模数的这个电路。在输入信号 72 是实数或虚数的情况中，能修改电路模块 74，并且电路模块 74 可以是除去减法器 75 输出符号或等效地设置符号使得输出单调地累加的任何已知电；即具有单极性输出的电路。电路模块 74 的输出最终记录为数字延迟，这最好用 FIFO 78 来实施。当 FIFO 78 满时，要求信号 SIG1
15 80，和 FIFO 78 的输出变为可用的，如 AND(与)门 82 所示。一个加法器 | 减法器电路 84 也连到节点 76 并且其输出存储在寄存器 86 中。延迟的加法器 | 减法器电路 84 输出从寄存器 86 中取出并作为第二输入反馈给线路 88 上的加法器 | 减法器电路 84。在已要求信号 SIG1 80 的情况中，延迟了第一预定间隔 N 的电路模块 74 的输出被从节点 76 上的信号中减去，其中 N 是比较框
20 中的样值数。

线路 88 上的信号是进入查找表的索引，最好以只读存储器(“ROM”)实施，如 ROM90 所示。ROM90 地址包含线路 88 上的信号幅度以 2 为底的对数，这随后出现在节点 92 上。节点 92 连到减法器 94 和 FIFO 98 所示的延



迟电路，用于产生式(17)中间项的分母。

减法器 94 产生与比较电路 106 中的预定门限值 F_{LIMIT} 的 \log_2 的信号，为简单起见表示为连到比较器 110 的加法器 108。当已定位到保护间隔的边界时，要求输出信号 SYNC112。

5 虽然未在现在的优选实施例中采用，但也有可能动态地配置 FIFO 77 的大小，以便能根据操作条件调整评估的间隔大小。这可以通过将节点 92 上的值存储在 RAM114 中以便它们的方差计算而方便地进行。

在本发明的第四可选实施例中，结合图 11 进行解释，类似于图 10 所示的实施例那些的部件具有相同标号。定时同步电路 116 类似于定期同步电路
10 70，除了现在的延迟 79 以 FIFO 77 和另一 FIFO 100 之外，FIFO 77 与 FIFO 100 之一是由乘法器 102 选择的。FIFO 77、100 都提供相同的延迟，但这两个容量能不同的。FIFO 100 用于在等于 FFT 窗口大小的间隔中提取的样值的存储，并且正常地在第一操作模式中选择 FIFO 100，例如在信道获取期间，当有必要为了定位保护间隔边界来评估一个完整信号时，在上述的欧洲
15 电信标准中，要求多达 8 听数据存储，具有相当的资源要求。在后续的操作期间，保护间隔边界的大致位置将从先前码元历史中知道。在第二操作模式，因此只需要为了验证保护间隔边界的精确位置评估相当小的间隔。在方差计算中所用的样值数量能保持到小数量，最好 32 或 64，以及相应选择用于保持计算值的相当小的 FIFO77。从而节约的资源能用于解调器中的其他功能，
20 和大 FIFO 100 所使用的存储器也可以为其他目的重新分配。

控制框 81 选择地使评估间隔相对随后码元的数据流中的码元边界前进并能用于延迟死期。最后移动的评估间隔跨立在当前码元的保护间隔边界上，并随后确定同步。选择评估间隔的大小来最小化存储器的使用，但仍足够以便获得评估间隔中的统计显著性。评估间隔的大小和 FIFO 77 可以统计
25 地或动态地进行配置。

虽然本发明已结合本文公开的结构进行解释，但不限制于所述的细节，并且本申请计算覆盖可能落入下列权利要求的范围中的任何修改与变化。



说明书附图

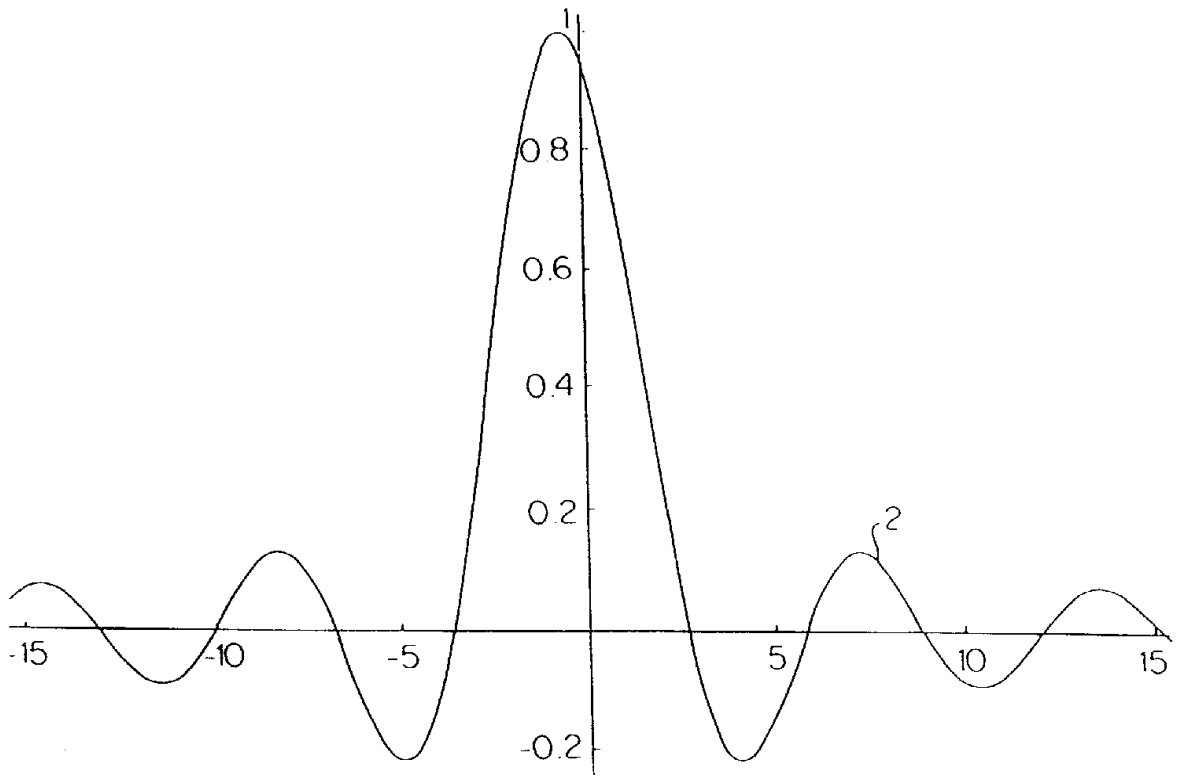


图 1

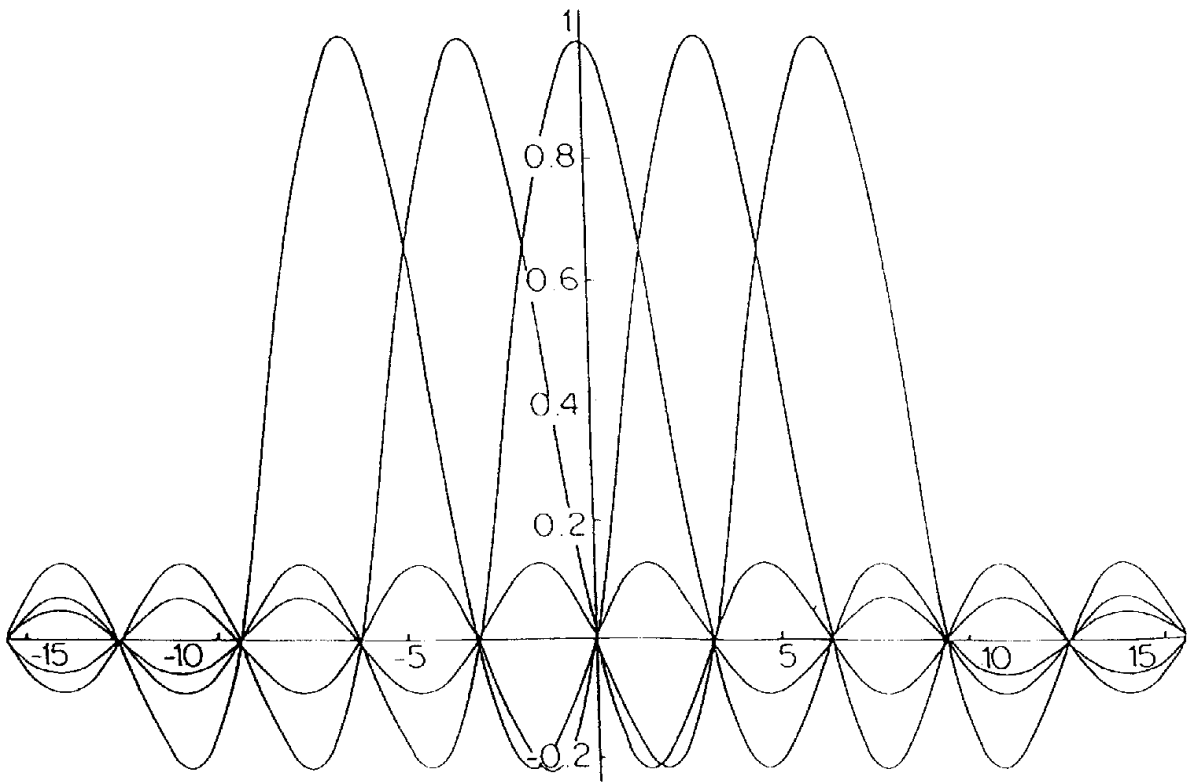


图 2

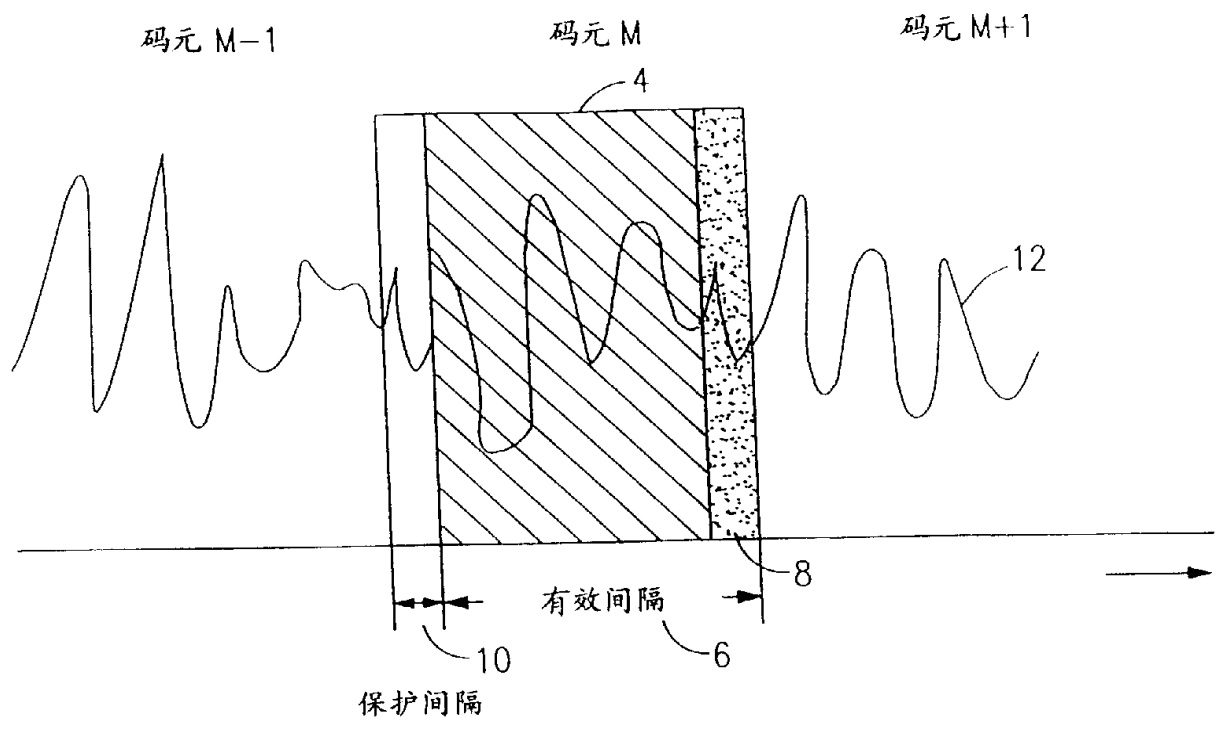
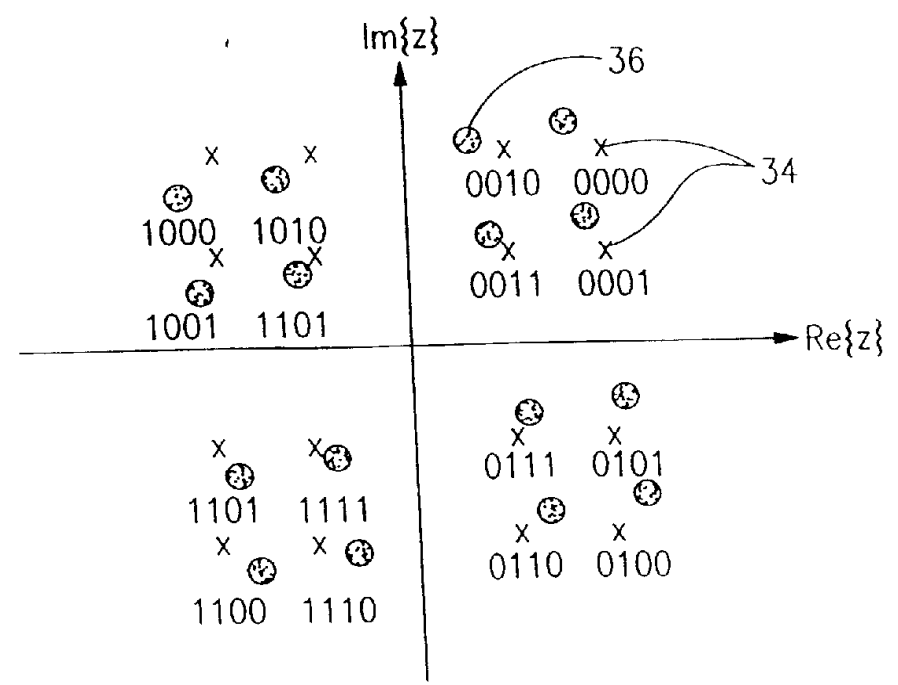


图 3



X 理想构象取样

⊗ 干扰取样

图 5

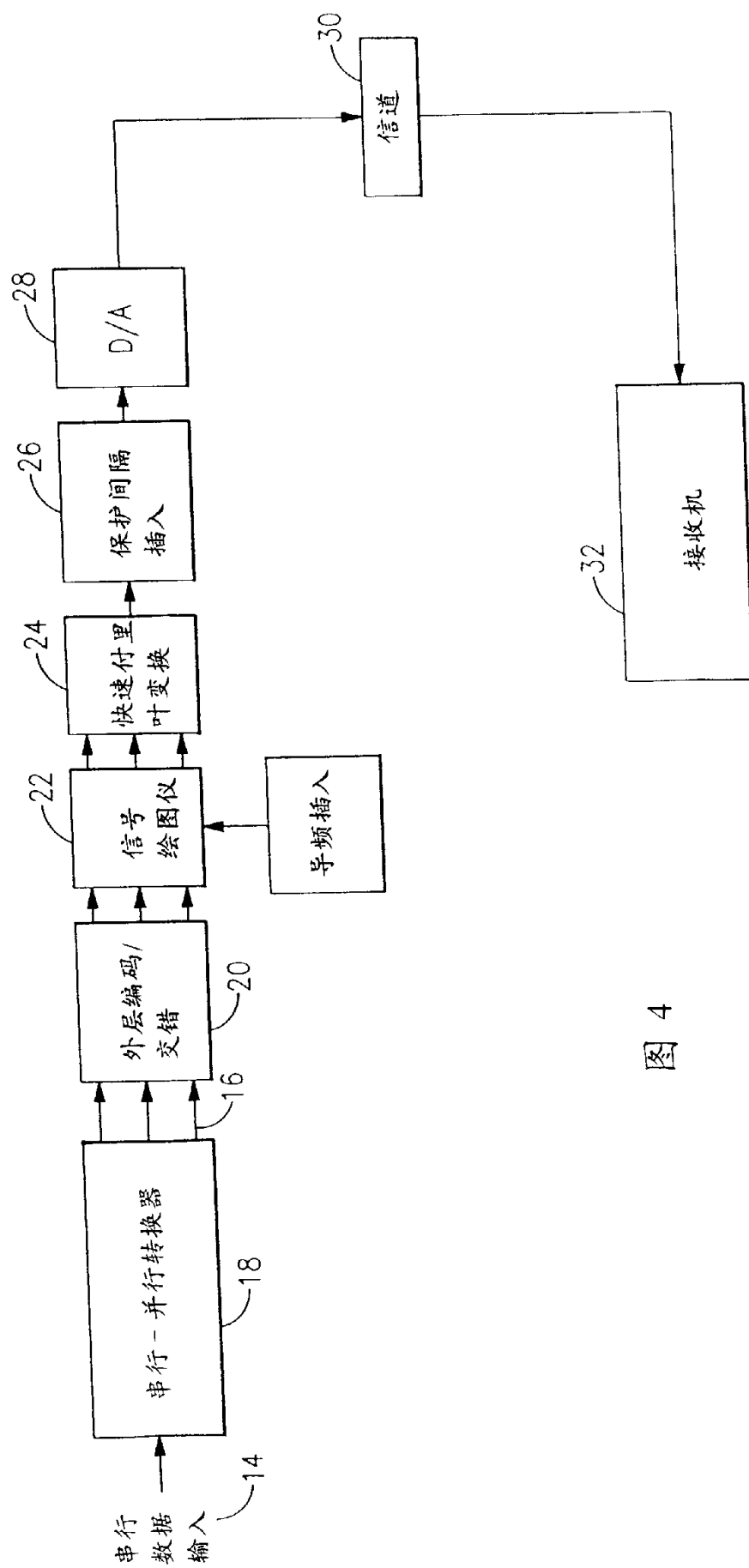


图 4

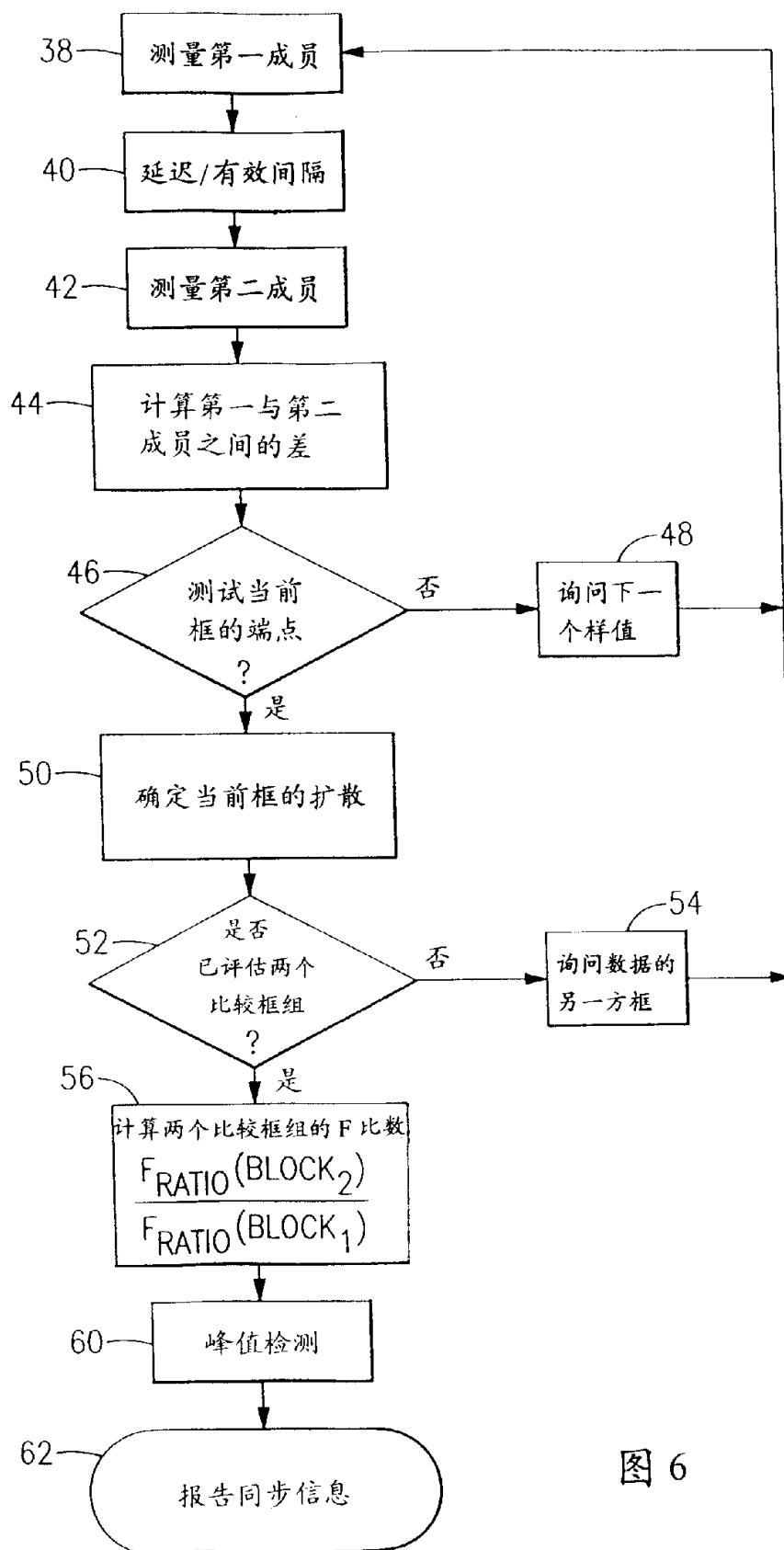
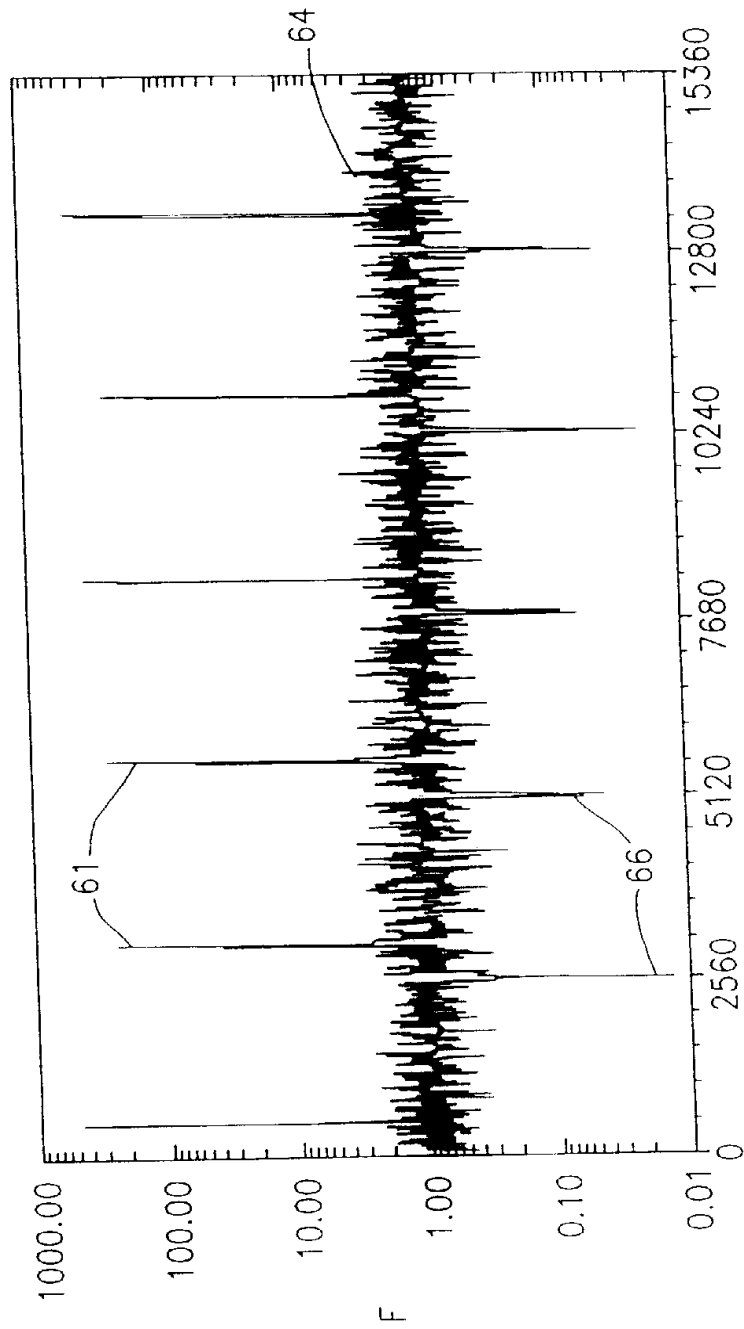


图 6

$n=N=32$; AWGN(3.7)



样值, i

图 7

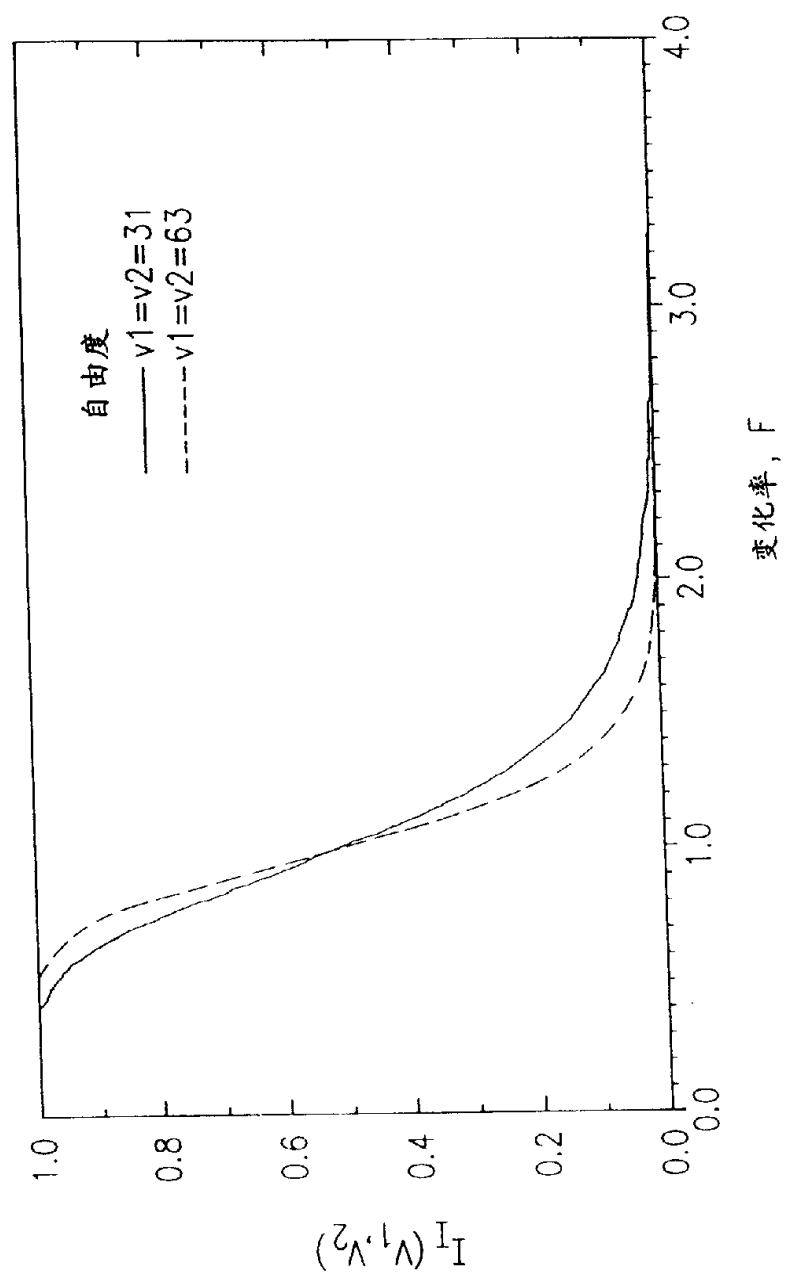


图 8

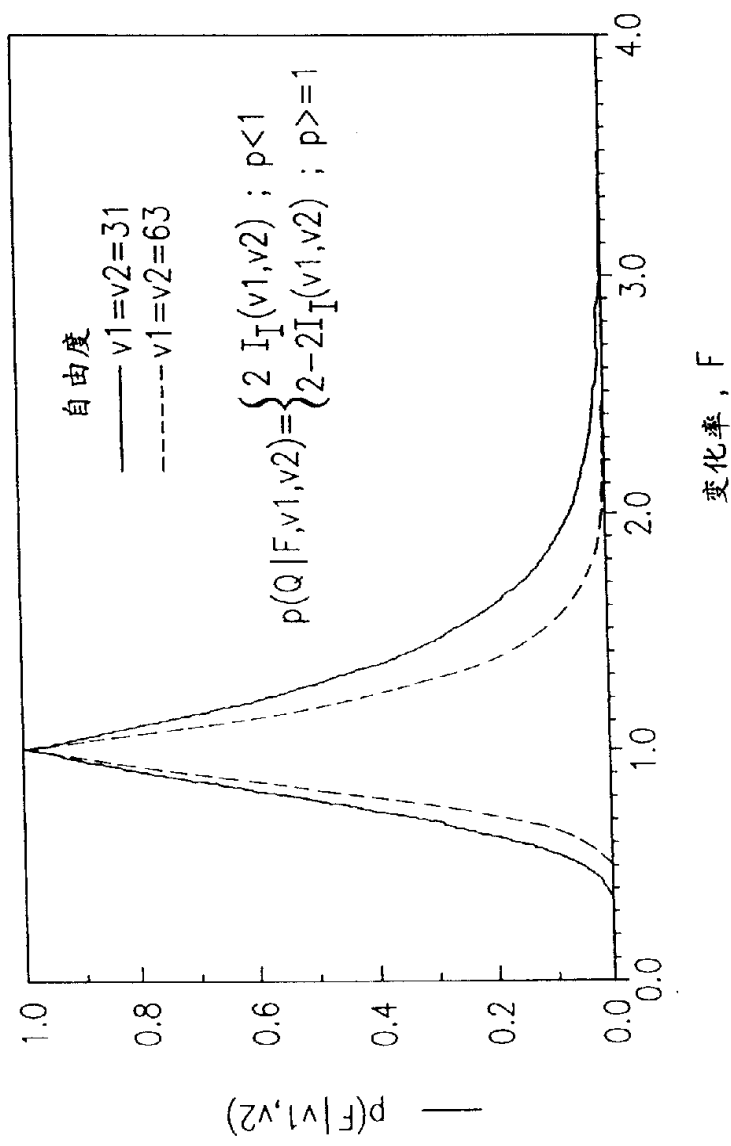


图 9

$$y/2 = \frac{\sum_{j=0}^{N-1} |S_{i-j}|}{\sum_{j=0}^{N-1} |S_{i-n-j}|}$$

70

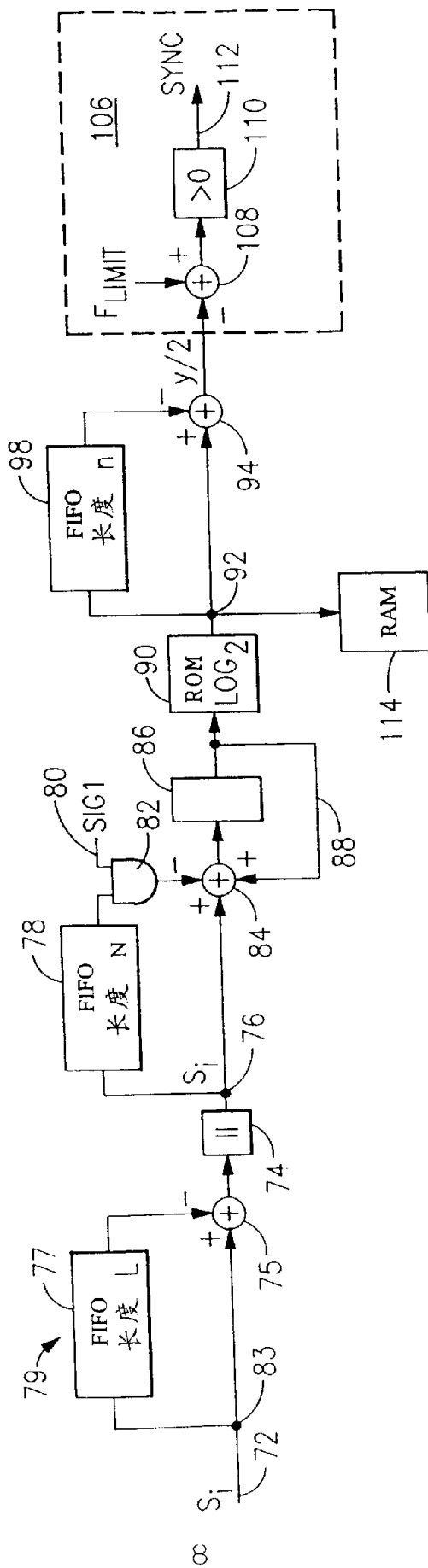


图 10

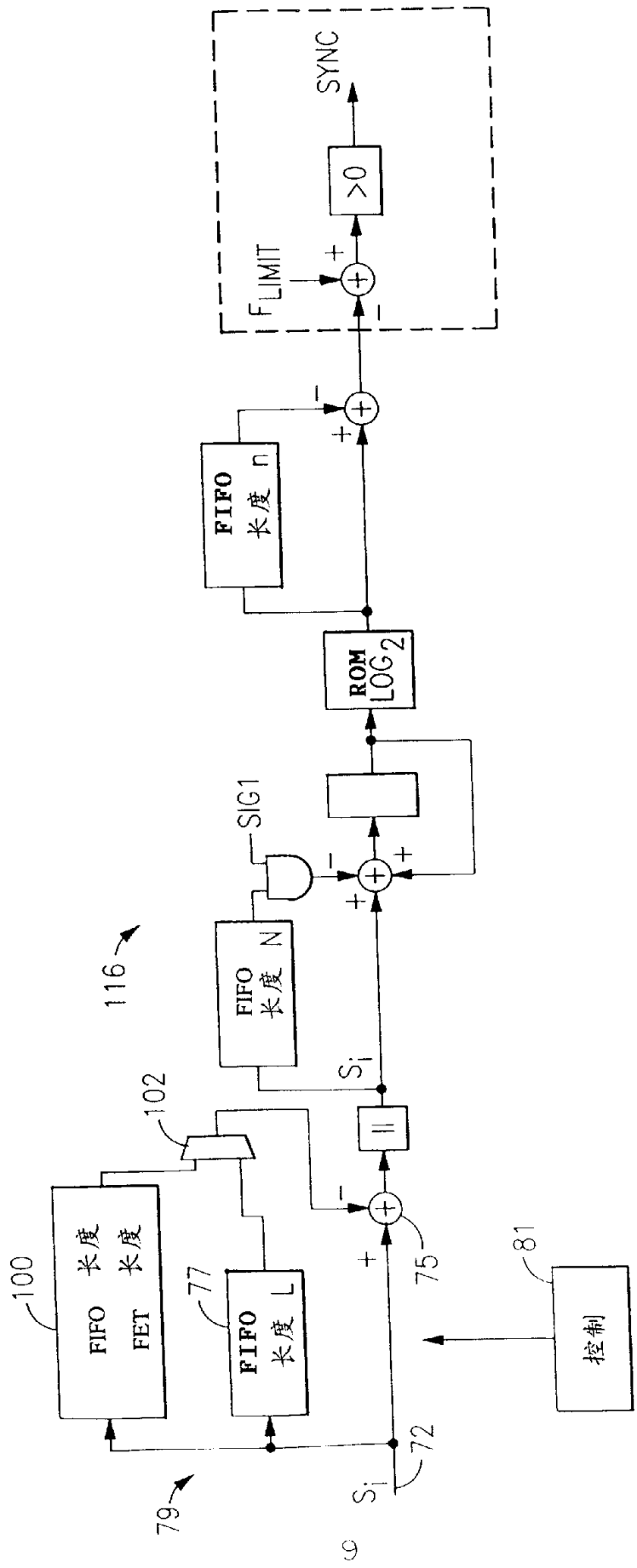


图 11