

公告本

申請日期	91 1 8
案 號	91100138
類 別	H03K 9/00

A4
C4

521502

(以上各欄由本局填註)

發明專利說明書

一、發明名稱	中 文	具有一可變臨界限幅器級之接收器及更新該限幅器級之臨界位準之方法
	英 文	RECEIVER HAVING A VARIABLE THRESHOLD SLICER STAGE AND A METHOD OF UPDATING THE THRESHOLD LEVELS OF THE SLICER STAGE
二、發明人	姓 名	1. 艾德利安 偉斯頓 培恩 ADRIAN WESTON PAYNE 2. 保羅 安東尼 摩爾 PAUL ANTHONY MOORE 3. 布萊恩 約翰 明尼斯 BRIAN JOHN MINNIS
	國 籍	均英國 BRITISH
三、申請人	住、居所	1. 英國蘇瑞郡荷麗市葛洛福路8號 8 GROVE ROAD, HORLEY, SURREY RH6 8EL, ENGLAND 2. 英國東蘇些斯郡西佛市克雷蒙汀大道79號 79 CLEMENTINE AVENUE, SEAFORD, EAST SUSSEX BN25 2UU, ENGLAND 3. 英國西蘇些斯郡克勞利市龐德希爾區丁泰路16號 16 DENE TYE, POUND HILL, CRAWLEY, WEST SUSSEX RH10 7TS, ENGLAND
	姓 名 (名 稱)	荷蘭商皇家飛利浦電子股份有限公司 KONINKLIJKE PHILIPS ELECTRONICS N. V.
	國 籍	荷蘭 THE NETHERLANDS
	住、居所 (事務所)	荷蘭愛因和文市格羅尼渥街1號 GROENEWOUDSEWEG 1, NL 5621 BA EINDHOVEN, THE NETHERLANDS
	代 表 人 姓 名	J. L. 凡 德 渥 J. L. VAN DER VEER

(由本局填寫)

承辦人代碼：
大類：
I P C 分類：

A6
B6

本案已向：

國（地區） 申請專利，申請日期： 案號： ，☐有 ☐無主張優先權

英國 2001年01月04日 0100202.1 ☐有☒無 主張優先權

有關微生物已寄存於： 寄存日期： ，寄存號碼：

裝
訂
線

五、發明說明 (1)

技術範圍

本發明關於一種具有一可變臨界限幅器級之接收器及一種更新該限幅器級之臨界位準之方法。本發明特別具有，但是並非限制，多階段調變FSK配置例如在DECT及藍芽傳送中使用GFSK之應用。

背景技藝

美國專利說明書No. 5, 670, 951揭示一四階段頻率調變接收器，具有包含用於轉換信號電壓到數位數值之一類比對數位轉換器及用於追蹤數位數值決定有關信號之高及低電壓之波峰及波谷數值之波峰及波谷計數器之符號偵測器。計算電路根據波峰及波谷數值計算上方、下方及中間臨界。一解碼器產生有關上方、下方及中間臨界之資料符號。

美國專利說明書No. 5, 825, 243揭示一用於解調一多階段信號之方法及裝置，其中使用一類比對數位轉換器(ADC)轉換一輸入多階段振幅調變類比信號成為一數位信號。一臨界產生器計算有關數位信號之複數臨界位準。一解調器根據數位信號之一階段解調有關複數臨界位準之數位信號為一信號。尤其儲存8最大數值及8最小數值及決定每個之平均及使用平均最大及最小數值，藉由包含區別、分割及減去之程序操作決定3臨界數值。

這些先前專利說明書揭示根據追蹤一接收信號之高及低(或波峰及波谷)數值及運算處理這些數值來決定高、低及中間臨界數值調整符號偵測器之臨界位準之方法。然而在本方法中有一些其中沒有給定最佳符號偵測決定這些臨

五、發明說明(2)

界數值之情形。這可以在解調藉由一低調變索引之過度過濾已經危害其之波峰誤差之GFSK(高斯頻率移動鍵控)解調資料時產生。藉由ISI(符號內干擾)影響一環圖形之解調資料導致環關閉。一低調變索引也反向影響環圖形。如環圖形縮小,在任何給定SNR(信號對雜訊比率)之BER(位元誤差速率)將上升。此結果係因為臨界數值不係最佳可以在符號偵測時產生誤差。

發明之揭露

本發明之一目的在打開關於信號調變特性之一環圖形之環開口。

根據本發明之一觀念而提供一種決定一信號之數值之方法,其中一解調位元流之N先前偵測位元(其中N係至少2)係使用於選擇複數臨界位準中之一對抗在一位元限幅器中比較之目前解調位元及係使用目前解調位元更新。

根據本發明之另一觀念而提供一種具有一可變臨界限幅器之接收器,包含用於取得一解調位元速率信號之裝置、用於儲存複數臨界數值之裝置,每個臨界數值係可以選擇性調整、用於選擇臨界數值用於備有反應於在目前位元之前接收之N位元(其中N係至少2)之一排序之目前位元信號之比較之裝置及用於使用目前位元來更新選擇臨界數值之裝置。

藉由本發明之方法,在可變臨界限幅器中使用之每個臨界數值係獨立選擇。而且藉由可以備有複數臨界比較一解調信號用於補償ISI。

五、發明說明(3)

根據本發明之一進一步觀念而提供一種具有一可變臨界限幅器之一接收器中產生dc偏差補償之方法，包含選擇複數有關藉由如藉由位元限幅器決定之最後及(n-1)較早位元數值格式化之一位元排序之預設內定n位元數值中之一，取得在至少2位元週期上整合之一解調信號，減去選擇預設內定數值之解調信號來產生一dc偏差評估，從目前dc偏差評估及複數前面dc偏差評估取得一平均dc偏差評估，及使用平均dc偏差評估去除在決定一解調信號之數值方面之dc偏差效應。

圖式簡單說明

現在將藉由舉例及參考附圖以說明本發明，其中：

圖1係具有依本發明產生之一可變臨界限幅器之一GFSK接收器之一簡化方塊圖，

圖2係一解調GMSK信號之一模擬環圖，

圖3係依本發明產生之可變臨界限幅器之一整合器之模擬輸出，

圖4係具有其中藉由4平均評估器之平均決定4臨界位準中之每個之一可變臨界限幅器之一接收器之一方塊圖，

圖5係揭示模擬可變臨界限幅器臨界做為調變指數m之函數之圖表，

圖6A、6B及6C係揭示一解調信號輸入到一可變臨界限幅器，一連續整合器輸出及一間歇整合器輸出之圖形，及

圖7係具有適用於快速評估在解調信號輸出上重疊之DC偏差之一可變臨界限幅器之一接收之方塊圖。

五、發明說明(4)

在圖式中係使用相同參考號碼來表示相關元件。

實施本發明之模式

在圖1中所示之GFSK接收器包含具有一輸入耦合於一天線12及一輸出耦合於其根據接收器之配置可以係數位或類比之一解調器14之一rf前端10。具有用於DECT(如圖所示)之576 kHz及用於藍芽之500 kHz之一頻帶寬度之一高斯資料過濾器16係耦合於解調器14之一輸出。一整合及洩出級18係耦合於資料過濾器16之一輸出及其具有用於偵測位元之一輸出34之一可變臨界限幅器20之一輸入

可變臨界限幅器20包含具有用於來自級18之一信號 S_n 之一第一輸入24，及用於執行四個臨界位準中如藉由一臨界位準選擇器28選擇一如具有 P_1 到 P_4 之位置之四個位置開關之一第二輸入26之一限幅器或比較器22。限幅器22之一輸出係耦合於二個串列連接之一位元延遲級30、32，後者之一輸出33係連接於輸出終端34。在限幅器22之輸出上之位元 B_n 代表目前位元，在輸出31、33上之位元 B_{n-1} 及 B_{n-2} 分別係分別藉由一位元及二個位元週期延遲之二個即時前面位元。這些二個即時前面位元 B_{n-1} 及 B_{n-2} 係使用於選擇特定臨界位準 T_n 施加於限幅器22之輸入26。下面真值表指示 B_{n-1} 、 B_{n-2} 之二進位數值如何決定階段選擇器28之位置。

B_{n-2}	B_{n-1}	開關位置
1	1	P_1
0	1	P_2
1	0	P_3

五、發明說明 5)

0	0	P_4
---	---	-------

因此二個位元之數值在目前位元 B_n 之前決定出現之臨界位準。

藉由一臨界評估級 36 提供臨界位準之數值。級 36 包含，用於參考之便利，由其關於選擇器 28 之臨界位置之位置 P_1 到 P_4 組成之一四個位置臨界選擇器開關 38。至開關 38 之輸入信號包含來自整合及洩出級 18 之信號 S_n 。分別連接具有一千個位元，或較大之排序之一時脈常數來減少雜訊之效應之長時脈常數整合器 40 到 43 於級 36 及 28 之位置 P_1 - P_1 、 P_2 - P_2 、 P_3 - P_3 、 P_4 - P_4 之間來分別提供四個平均臨界位準 L_{11} 、 L_{01} 、 L_{10} 、 L_{00} 。也藉由 B_{n-1} 及 B_{n-2} 之數值選擇藉由開關 38 決定之位置。因此施加於限幅器 22 之輸入 26 之臨界數值也係藉由信號 S_n 更新之階段。

可變臨界限幅器 20 係試圖於反制數位調變技術，例如 GFSK 之一特性，其中輸出功率頻譜係集中限於維持在鄰近頻道中之輻射。起因於一低調變索引及狹窄頻帶寬度前調變過濾之使用之頻率取得之必然限制可以產生純粹 ISI，對非連續解調技術，例如識別器偵測，係特別不能忍受。在具有一 BT (頻帶寬度一位元週期) = 0.5 及藍芽在 0.28 之最低特定調變索引， m ，之 DECT 及藍芽二者之情形中，將具有最純粹 ISI。

ISI 產生藉由鄰近位元影響之目前位元 B_n 。對於備有一 0.5 BT 之 GMSK 調變，先前位元 B_{n-1} 係主要者， B_{n-2} 具有一些效應及 B_{n-3} 具有非常少之效應。對於每個位元決定，一限幅器

五、發明說明(6)

臨界係經選擇如果藉由位元之先前排序產生之ISI之網路效應產生一正偏壓選擇則其為正及如果有一負偏壓選擇則其為負。在圖1中，僅需要選擇最後二個位元 B_{n-1} 及 B_{n-2} 來選擇備有足夠解析度之臨界。限幅器20根據是否最後二個偵測位元係11、01、10或00選擇一臨界。因此每個位元決定需要一僅四個臨界之選擇。

數位解調器14之輸出係備有一反應GFSK調變資料之振幅之一時脈分離波形。實際上以假設20倍資料速率之速率取樣解調信號，及每個位元起因於ISI將擴張到鄰近位元。為解析本資訊，使用其產生在相位中藉由最後位元產生之控制所控制之改變之一評估之一整合功能。整合及洩出級18具有一維持功能，藉由在二個位元之一週期之終端維持一整合器之輸出及然後係重設。圖2揭示一解調GMSK信號之環圖及圖3揭示其整合本信號及係每2位元(40取樣)重設之一整合器之輸出。

已經藉由使用一備有 $m=0.35$ 之藍芽接收器模型之一理想無雜訊模擬產生在圖2中揭示之環類型。其可以看出在圖3中所示之整合波形採用一根據標示空間排序限制數量之路徑。對一第一排序，有藉由目前位元 B_n 及，藉由至此減少先前三個位元 B_{n-1} 、 B_{n-2} 、 B_{n-3} 之總數定義之16曲線。16階段之少量模糊係靜止早期位元之結果。藉由參考1111、0111、1110及0110之虛線揭示在先前二個位元 B_{n-1} 及 B_{n-2} 二者係1時採用之路徑。為執行一位元決定及推論目前位元 B_n ，整合及維持數值係比較於一根據先前二個偵測位元選擇臨界

五、發明說明()

。用於在位元 B_{n-1} 及 B_{n-2} 二者係 1 時之最佳決定臨界係四個其可以產生用於特定位元排序之整合及維持數值之中間(平均)。這係因為在本臨界，在標示及空間之間之信號路徑距離係相等及沒有偏壓前向或者標示或空間。實際上，本技術等於藉由一其係對稱來通過在圖 2 中之劃線區域 A、B、C 域之總數增加雜訊臨界。同樣係可以藉由平均四個適當階段推論另外三個決定臨界。因為在每位元需要一位元決定，在一實際實施例中係需要二個 2 位元整合及維持過濾功能，係各在交替位元後重設。

可變臨界限幅器 20 係以一長時脈常數過濾器(整合器)處理信號。這有助於使用一種其係較佳於更多以資料速率簡單取樣信號之習知方法之方法集中信號。整合器也採用一純粹雜訊衰減裝置。如藉由在頻率中藉由最後二個位元產生之改變指示整合器之輸出，整合器存有藉由符號內干擾擴大之效應。因此，如果整合及維持之輸出係比較於一趨近零臨界(如在一零臨界限幅器中)之信號，將有更多位元誤差。然而，由於整合及維持之輸出實際係以其用於補償 ISI 之方法比較於倍數非零臨界，整體上即有一性能改進。

圖 4 說明具有其使用目前位元 B_n 及三個前面位元 B_{n-1} 、 B_{n-2} 及 B_{n-3} 來選擇評估之臨界數值決定臨界數值 L_{11} 、 L_{01} 、 L_{10} 、 L_{00} 之一可變臨界限幅器 20 之一接收器之一更詳細版本。

比較於圖 1，整合及洩出級 18 包含可以每位元週期提供一信號之二個另外重設整合及洩出級 18A 及 18B，其中信號係根據超過二個前面位元週期之數位信號數值。每位元週

五、發明說明(8)

期重複一開關40來另外連接級18A及18B之輸出到限幅器22之輸入24。

一主時脈42提供具有其係位元速率之一倍之一頻率之一時脈信號。在一同步級44中影響備有解調器14之輸出之時脈信號之時脈同步。級44係耦合於具有耦合於開關40之一第一輸出48及耦合於一重設每2位元級52之一第二輸出50之一重複每位元級46。級52係先耦合於整合及洩出級18A之一重設輸入，及其次耦合於其之輸出耦合於整合及洩出級18B之一重設輸入之一一位元延遲級54。提供延遲級54可致能級18A及18B在每位元週期做交替重設。

可變臨界限幅器20一定係關於類似在圖1中所示之限幅器。然而為根據大部分最後及先前三個位元數值 B_n 、 B_{n-1} 、 B_{n-2} 及 B_{n-3} 之裝置評估一選擇臨界數值，三個一位元延遲級30、32、56係以串聯方式連接於限幅器之輸出23。延遲級30、32、56分別具有輸出31、33及57。

如在圖1中，二個在目前位元之前之位元 B_{n-1} 、 B_{n-2} 之數值係使用於選擇備有施加於限幅器22之輸入24之整合及維持信號比較之臨界數值。

在每位元決定之後，饋送最後整合及維持信號到十六個中間評估器中之一，藉由參考數字60集中指示，及更新其之中間數值。藉由一決定級58根據最後位元決定 B_n 及三個前面位元 B_{n-1} 、 B_{n-2} 及 B_{n-3} 決定之數值選擇有關中間評估器。在時脈之一週期上，中間評估器60產生十六個4位元排序之整合及維持輸出之一平均。這些十六個滑動中間評估器60

五、發明說明(9)

之時脈常數係1500之排序之長度，選擇其來給定在雜訊之存在中及僅適用於在載波頻率中之任何慢速漂移之一穩定數值。

四個限幅器臨界數值 L_{11} 、 L_{01} 、 L_{10} 及 L_{00} 每個係十六個平均階段中之適當四個階段之平均值。在圖4之實施例中，在十六個4位元排序之分別一中之位元 B_{n-1} 及 B_{n-2} 之數值決定平均那個4位元數值。藉由檢查圖4將注意到一第一總和級62從*11*平均值評估器取得其之四個輸入，一第二總和級64利用*01*平均值評估器及同樣第三及第四總和級66、68分別利用*10*及*00*平均值評估器。藉由4分割級72、74、76及78分別取得第一到第四總和級62到68之平均及施加它們於長時脈常數整合級40到43。在備有內定臨界數值施加於一輸入80之前載入有關起動整合級40到43。

圖5揭示十六平均階段1111到0000及從平均階段計算四個決定階段11、01、10及00之一模擬。如一實例臨界 $11 = (1111 + 1110 + 0110 + 0111) / 4$ 。本圖揭示備有調變索引線性改變臨界。

藉由級44(圖4)建立之時脈同步係重要，因為其致能選擇精確整合開始及終止點來與在圖2所示為最小化BER之環類型之開始及終止一致。使用在前面之第一位元上操作之一習知資料限幅器及一數位鎖相迴路技術完成有關實際同步。

為了利用圖1及4中之可變臨界限幅器改進共同頻道干擾器性能，整合器需要間歇運轉，僅在二個位元之每個之

五、發明說明 (10)

中間整合信號。用於其它取樣，固定維持整合器之輸出。在一20之過度取樣比率之情形中，經驗測試已經揭示在僅整合之取樣係在一2位元週期中之40取樣之第10、第30及第31取樣時完成最佳共同頻道排斥性能。從最後接收之位元中選擇二取樣係提供一有助於關於較早位元之位元偏壓。

在選擇取樣之一改變中，在0%及100%之間加權取樣如此可以使用加權之取樣之不同組合。

參考圖6A、6B及6C，說明可以離開比例差異，整合器之間歇操作概略產生相同整合及維持波形(圖6C)如備有一連續整合(圖6B)產生。尤其，圖6A揭示一解調信號輸入到可變臨界限幅器。在圖6B及6C中實線波形係來自整合器之輸出及連續虛線揭示來自在每個二位元週期之終端維持整合器之輸出。圖6B關於2位元過取樣波形之所有40取樣之連續整合及圖6C關於取樣10、30及31之連續整合。

在過取樣比率(OSR)及可變臨界限幅器之功能之間有一交換。在沒有出現一共同頻道干擾期間，在OSR=20，不藉由僅整合取樣之一選擇降低可變臨界限幅器之功能，但是在一較低OSR則相反。相信本限制係起因於想要及共同頻道信號一起衝撞及產生其可以變成交換回到進一步備有想要信號干擾之諧波。藉由實例之方式，發現OSR從10增加到20來改進用於藍芽藉由大約2dB之共同頻道干擾。可以選擇用於整合之取樣之選擇用於根據本類型之OSR之任何數值。

在真實解調信號上之一改變及不想要之dc重疊不利影響一可變臨界限幅器之功能。可以把不想要之dc視為相等

五、發明說明 (11)

於在選擇限幅器臨界中之一誤差。這可以係一實際問題，如果在傳送之資料之封包之開始有一大載波補償，因為最佳臨界數值可以不同於在任何封包之開始選擇內定數值及可以產生一較高BER直到已經建立一最佳數值，較高BER可以產生遺失一全部封包。

圖7說明其係可以在僅2接收位元之後提供一精確DC評估之一接收器之一實施例。可以藉由最小過濾去除任何雜訊藉此致能dc偏差評估來採用一快速漂移載波。

為簡潔之目的，已經參考過圖4說明之圖7部分將不再說明。

施加於16中間評估器60之4位元排序係也施加於其在一條線101上提供16內定數值之一唯讀記憶體(ROM)100來初始中間評估器於開始。提供在一2位元週期上整合之解調信號到減去級102、104。從在減去級104中之最後整合及維持數值減去藉由ROM提供之4位元數值識別之用於特定排序之內定數值。來自減去級之輸出包含其包含dc偏差加上雜訊之一數值。因此已經使用單一整合及維持數值來提供其係完全獨立於位元排序及僅藉由雜訊影響之一dc偏差評估。第一dc偏差數值係僅可以使用在第一接收資料位元之後之2位元及僅需要有限過濾來去除雜訊之效應。因為在每個位元決定之後，產生一新4位元排序，然後由來自在減去級104中之ROM100之適當內定數值減去最後整合及維持數值來產生dc偏差之最後評估。dc偏差評估之位元速率位元流係施加於其在最後25位元上取得中間dc偏差評估之一平均級

五、發明說明 (12)

106。在一單一極50 kHz頻帶寬度低通濾波器108中過濾中間dc偏差評估來提供一備有去除雜訊之dc偏差評估。在一儲存110中維持dc偏差及係提供於一總和級114之一輸入112。總和級114之一第二輸入116係耦合於臨界位準選擇器28。備有選擇臨界數值組合dc偏差及結果係施加於限幅器22之臨界輸入26。

來自儲存110之dc偏差評估係施加於減去級102，其中由整合及維持數值減去dc偏差評估饋送到16中間評估器60。執行本減法之實際效應係使用其不係藉由改變dc偏差影響之整合及維持數值評估選擇四個臨界數值及因此以一穩定數值確定。四個臨界數值將獨立於dc偏差及係相等配置於零週圍。

可以另外使用用於在儲存110中維持之dc偏差之完整之目的來控制一AFC迴路。為執行本目的提供一轉換級118用於轉換dc偏差評估為其可以使用於調諧一頻率合成器(未揭示)之一頻率補償評估。

可以使用dc偏差評估用於更快速於通過接收器及AFC迴路之延遲之對dc偏差評估之dc偏差取消及AFC目標藉此避免導致一些格式之振盪。

在一未說明之變化中，由整合及維持信號 S_n 減去來自儲存110之dc偏差評估及結果施加於位元限幅器22之輸入24，來備有直接施加於位元限幅器22之輸入26之一選擇臨界數值比較。如一不需要總和級114之結果。如果可以使用備有減去dc偏差評估之解調信號 S_n 用於更新中間評估器60然

五、發明說明 (13)

後係不需要減去級102。

在圖7中所示之dc偏差評估電路之一改良中，使用漂移之速率之一評估來改變從200到25位元之一可變長度限幅裝置功能之響應。提供來自減去級104之輸出到其在200位元上取得中間dc評估之另外平均級120。此平均值dc評估係在一單極、50 kHz頻帶寬度低通濾波器122中過濾。

濾波器108、122之輸出係施加於其之輸出係耦合於儲存110之一切換開關124之個別極。

藉由通過來自濾波器108之平均dc偏差評估進入一遲緩1 kHz頻帶寬度低通濾波器126建立漂移速率之評估，及藉由減去來自在一減去級128中dc偏差評估之過濾輸出計算一漂移速率評估。藉由耦合於減去級128之一級130提供快速、低速或零漂移之一指示。來自級130之一輸出132提供一低速／快速漂移信號到切換開關124。而且一輸出134提供一漂移／非漂移信號到儲存110。

在漂移速率係非常低或固定及漂移速率係低於一些選擇雜訊臨界時之操作中，增加於四個臨界之dc偏差評估係維持常數。這確保一無雜訊信號係增加於臨界。然而如果認為漂移係快速，藉由使用平均級25在25位元上平均來決定dc偏差評估。另外如果認為漂移係慢速，藉由使用平均級120在200位元上平均來決定dc偏差評估。藉由級130完成之決定控制切換開關124之操作。

在圖7中所示之配置方式確保dc偏差評估係反應於快速漂移但是在漂移係低速時精確及無雜訊。

五、發明說明 (14)

在本說明書及申請專利範圍中，在一元件前面之“a”或“an”等字不排除複數這種元件之出現。再者，“包含”不排除在列表以外之其它元件或步驟中出現。

由閱讀本文可知，習於此技者可瞭解其它變更型式，諸此變更型式可以關於具有可變臨界限幅器及元件部分之接收器之設計、製造及使用，且可用於代替或增加於本文內已經說明之特性等其它特性。

裝

訂

線

四、中文發明摘要(發明之名稱：具有一可變臨界限幅器級之接收器及更新該限幅器級之臨界位準之方法)

一種接收器具有一可變臨界限幅器級，以用於偵測在一解調信號中之位元，其包含用於取得一解調位元速率信號之一解調器(14)、用於儲存複數臨界數值之裝置(36)，且每個臨界數值係可以選擇性調整、反應於在目前位元(B_n)之前接收之一排序N位元(其中N係至少2)(B_{n-1} 、 B_{n-2})而選擇臨界數值以比較於目前位元信號(S_n)之裝置(28、38)、及使用目前位元來更新選擇臨界數值之裝置(38、40)。

亦揭露一種dc偏差校正之方法(未揭示於圖7)。

英文發明摘要(發明之名稱：RECEIVER HAVING A VARIABLE THRESHOLD SLICER STAGE AND A METHOD OF UPDATING THE THRESHOLD LEVELS OF THE SLICER STAGE)

A receiver having a variable bit slicer for detecting bits in a demodulated signal, comprises a demodulator (14) for deriving a demodulated bit rate signal, means (36) for storing a plurality of threshold values, each of the threshold values being selectively adjustable, means (28, 38) for selecting the threshold value for comparison with the current bit signal (S_n) in response to a sequence of N bits (where N is at least 2) (B_{n-1} , B_{n-2}) received prior to the current bit (B_n) and means (38, 40) for using the current bit to update the selected threshold value.

Also disclosed is a method of dc offset correction (Figure 7 - not shown).

六、申請專利範圍

1. 一種決定一信號之數值之方法，其中使用一解調信號位元流之N個先前偵測位元(其中N係至少2)以選擇複數臨界位準中之一，其相對該目前解調位元在一位元限幅器中加以比較及使用該目前解調位元加以更新。
2. 如申請專利範圍第1項之方法，其特徵在於具有複數臨界位準及具有相關於每個該臨界位準之P(其中P係至少2)平均值評估器，及用於一選擇之該臨界位準取得有關該P平均值評估器之平均數值及使用該結果做為該目前選擇之一臨界值。
3. 如申請專利範圍第1或2項之方法，其特徵在於至少2位元週期上間歇整合該解調位元位元流及比較結果於該選擇臨界數值及使用該結果來更新。
4. 如申請專利範圍第3項之方法，其特徵在於利用一係數M於過取樣該解調位元位元流，其中M係該20之排序之一整數，及間歇整合在每個該至少2位元週期之該鄰近之M/2取樣中之至少一取樣，來產生備有該選擇一臨界數值比較之該解調信號。
5. 如申請專利範圍第3項之方法，其特徵在於從該更多最近之位元週期選擇至少2取樣及來自該前面位元週期之一取樣。
6. 如申請專利範圍第3項之方法，其特徵在於過取樣該解調位元位元流、加權該取樣、及整合該加權取樣，來產生與所選擇之該臨界數值之一比較之該解調信號。
7. 如申請專利範圍第1項之方法，其特徵在於根據藉由該N

六、申請專利範圍

先前偵測位元及如藉由該位元限幅器決定之該最後偵測位元格式化之一位元排序選擇複數重設內定臨界數值中之一者，取得在該至少2位元週期上整合之一解調信號，從該選擇重設內定數值減去該解調信號，來產生一dc偏差評估，從該目前dc偏差評估及複數前面dc偏差評估取得一平均值dc偏差評估，備有一選擇臨界數值組合該平均值dc偏差評估及施加該組合信號到該位元限幅器之一臨界輸入。

8. 如申請專利範圍第7項之方法，其特徵在於更新該選擇臨界數值之前，從該解調信號減去該dc偏差評估。
9. 如申請專利範圍第7或8項之方法，其特徵在調整有關漂移之該平均值dc偏差評估之響應。
10. 一種影響在具有一可變臨界位元限幅器之一接收器中之dc偏差補整之方法，包含根據由該位元限幅器決定之該最後及(n-1)較早位元數值構成之一位元排序選擇複數重設內定n位元數值，取得在該至少2位元週期上整合之一解調信號，從該選擇重設內定數值減去該解調信號來產生一dc偏差評估，從該目前dc偏差評估及複數前面dc偏差評估取得一平均值dc偏差評估，及使用該平均值dc偏差評估去除關於決定一解調信號之數值之該dc偏差效應。
11. 如申請專利範圍第10項之方法，其特徵在於一選擇臨界數值組合該平均值dc偏差評估及其中該組合信號係施加於該位元限幅器之一臨界輸入。

六、申請專利範圍

12. 如申請專利範圍第10或11項之方法，其特徵在於調整有關漂移之該平均值dc偏差評估之響應。
13. 一種具有一可變臨界限幅器級之接收器，包含用於取得一解調位元速率信號之裝置、用於儲存複數臨界數值之裝置且各臨界數值係選擇性調整、用於選擇臨界數值用於備有目前位元之組合及反應於在目前位元之前接收之一排序N位元（其中N係至少2）之目前位元信號調整之裝置、及用於使用目前位元更新選擇臨界數值之裝置。
14. 如申請專利範圍第13項之接收器，其特徵在於用於取得一解調位元速率信號之裝置包含一非連續整合及洩出級用於在一預先決定數量之位元速率週期上整合該解調信號及提供該結果到該位元限幅器及用於更新該選擇臨界數值之裝置。
15. 如申請專利範圍第13項之接收器，其特徵在於利用一係數M於過取樣該解調位元位元流之裝置，其中M係該20之排序之一整數，及用於在間歇整合在每個該至少2位元週期之該預先決定數量之位元速率週期之該鄰近之M/2取樣中之至少一取樣之裝置，來產生備有該選擇一臨界數值比較之該解調信號。
16. 如申請專利範圍第13項之接收器，其特徵在於用於過取樣該解調位元位元流之裝置、用於加權該取得之取樣之裝置、及用於整合該加權取樣之整合裝置以產生該解調信號而比較於該選擇之一臨界數值。
17. 如申請專利範圍第13項之接收器，其特徵在於根據藉由

六、申請專利範圍

該N先前偵測位元及由該位元限幅器決定之該最後偵測位元構成之一位元排序選擇複數重設內定臨界數值中之一者之裝置、用於取得在該至少2位元週期上整合之一解調信號之裝置、用於從該選擇重設內定數值減去該解調信號來產生一dc偏差評估之裝置、用於從該目前dc偏差評估及複數前面dc偏差評估取得一平均值dc偏差評估之裝置、及用於備有一選擇臨界數值組合該平均值dc偏差評估及施加該組合信號到該位元限幅器之一臨界輸入之裝置。

18. 如申請專利範圍第17項之接收器，其特徵在於用於調整有關漂移之該平均值dc偏差評估之響應之裝置。

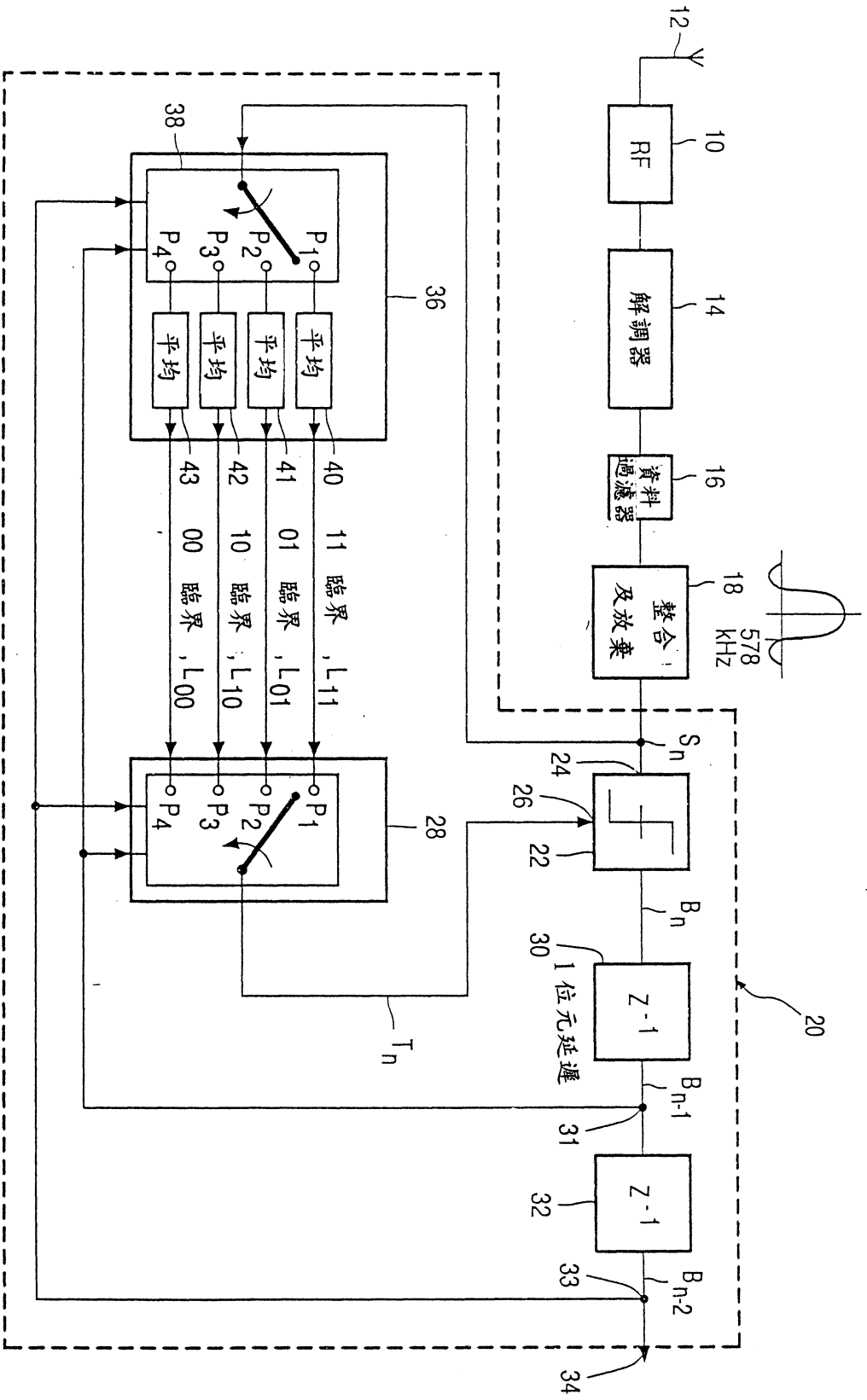


圖 1

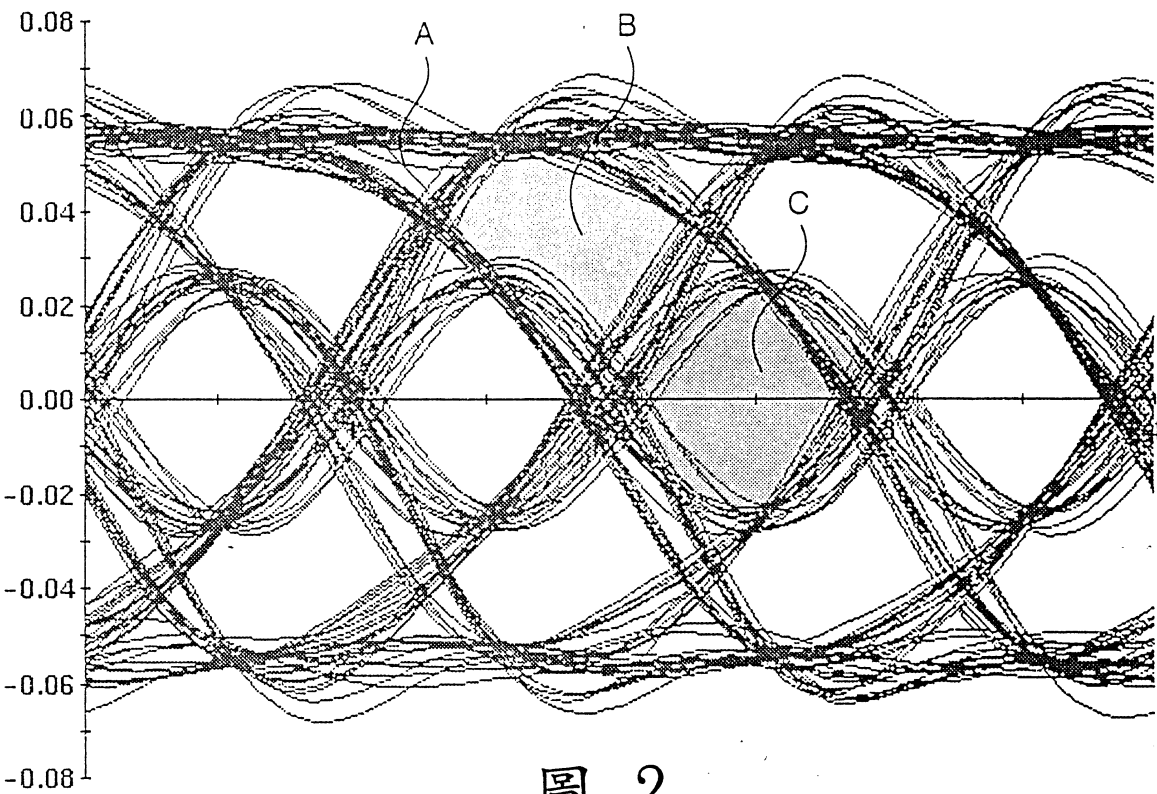


圖 2

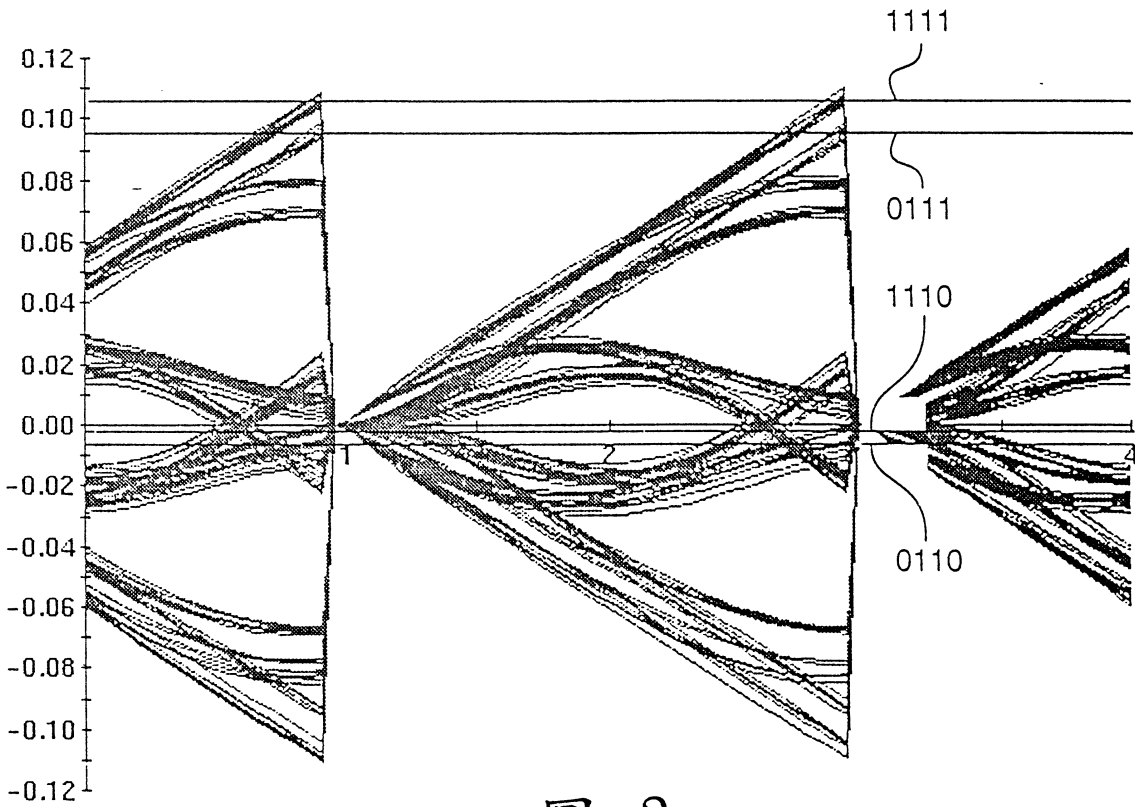


圖 3

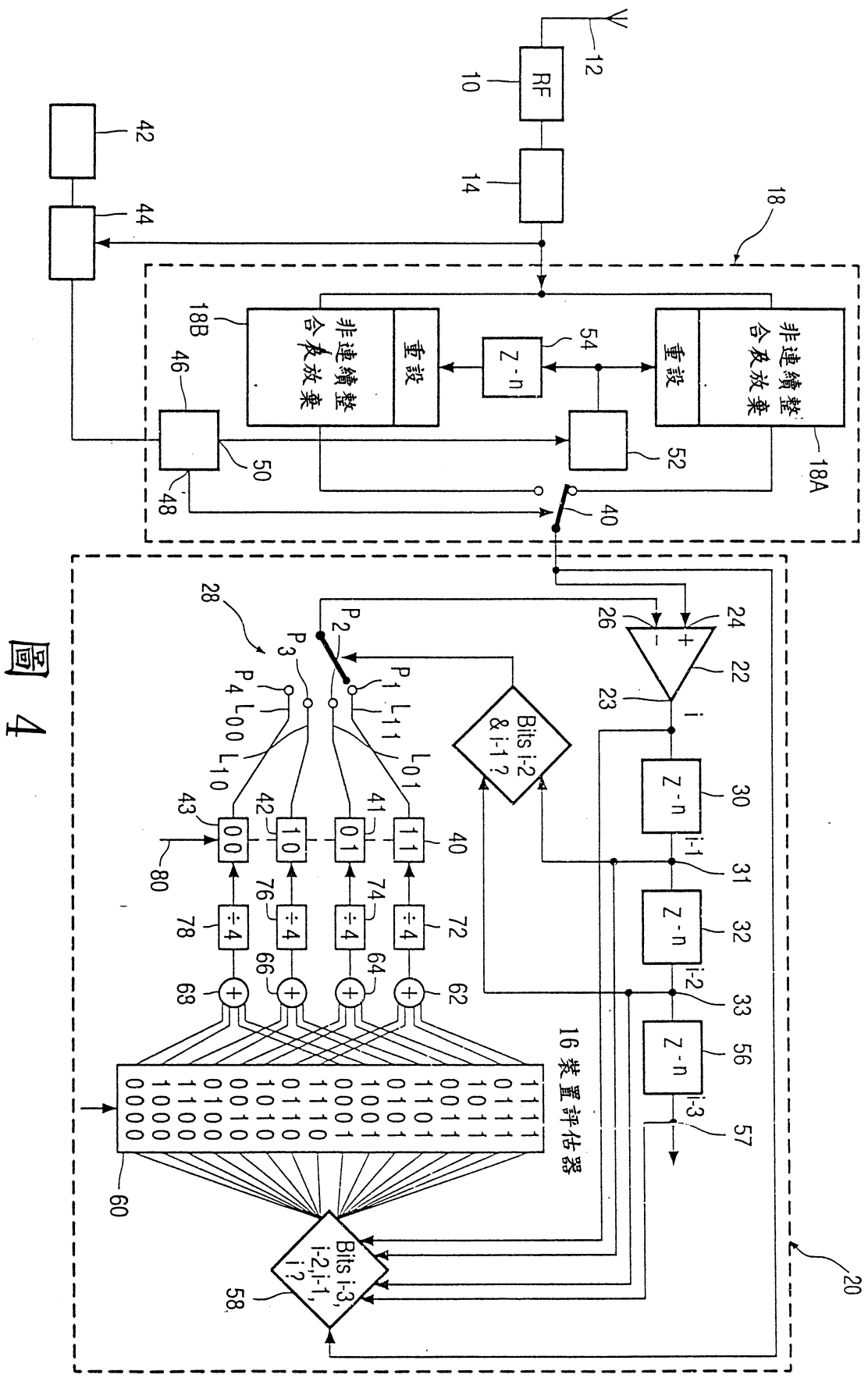


圖 4

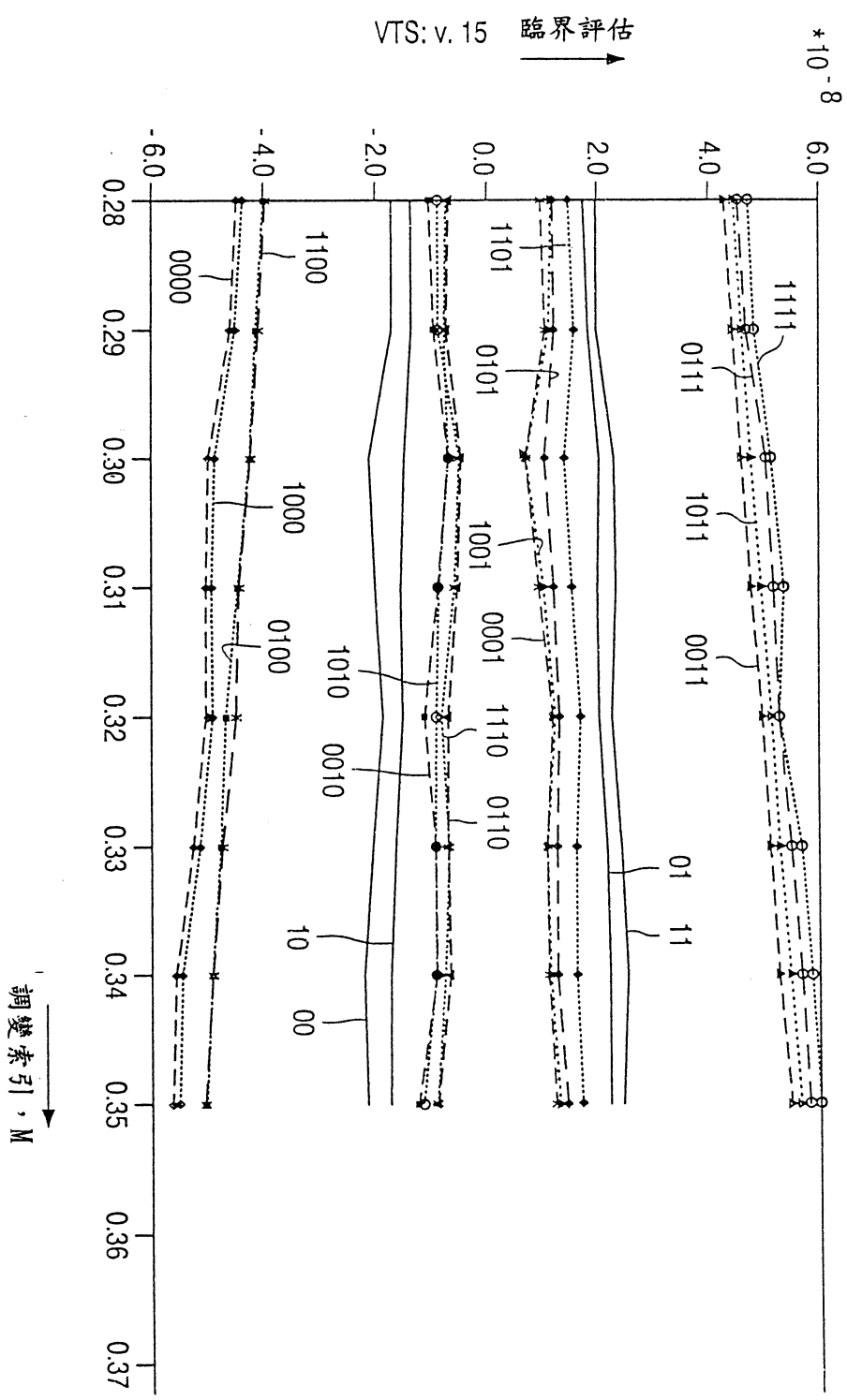


圖 5

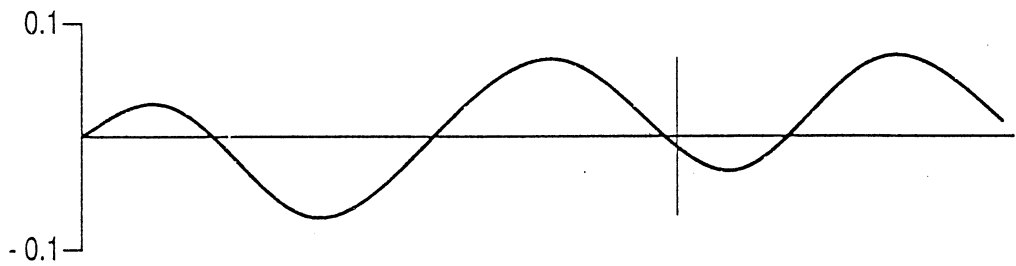


圖 6A

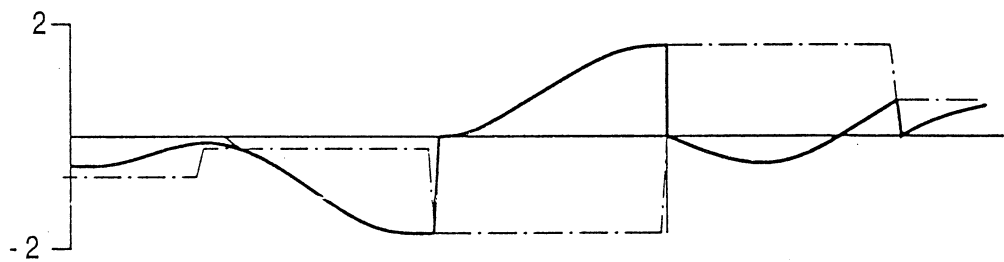


圖 6B

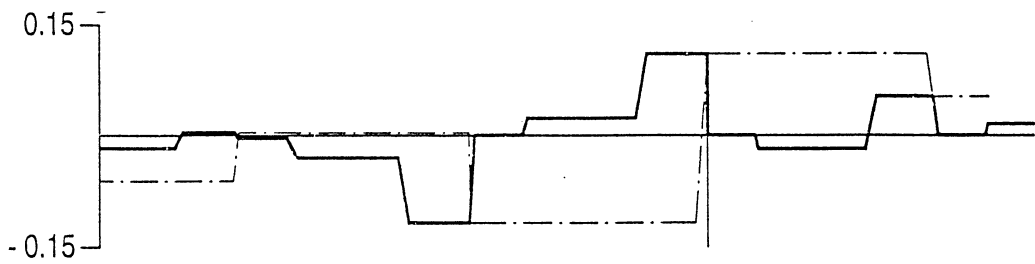


圖 6C

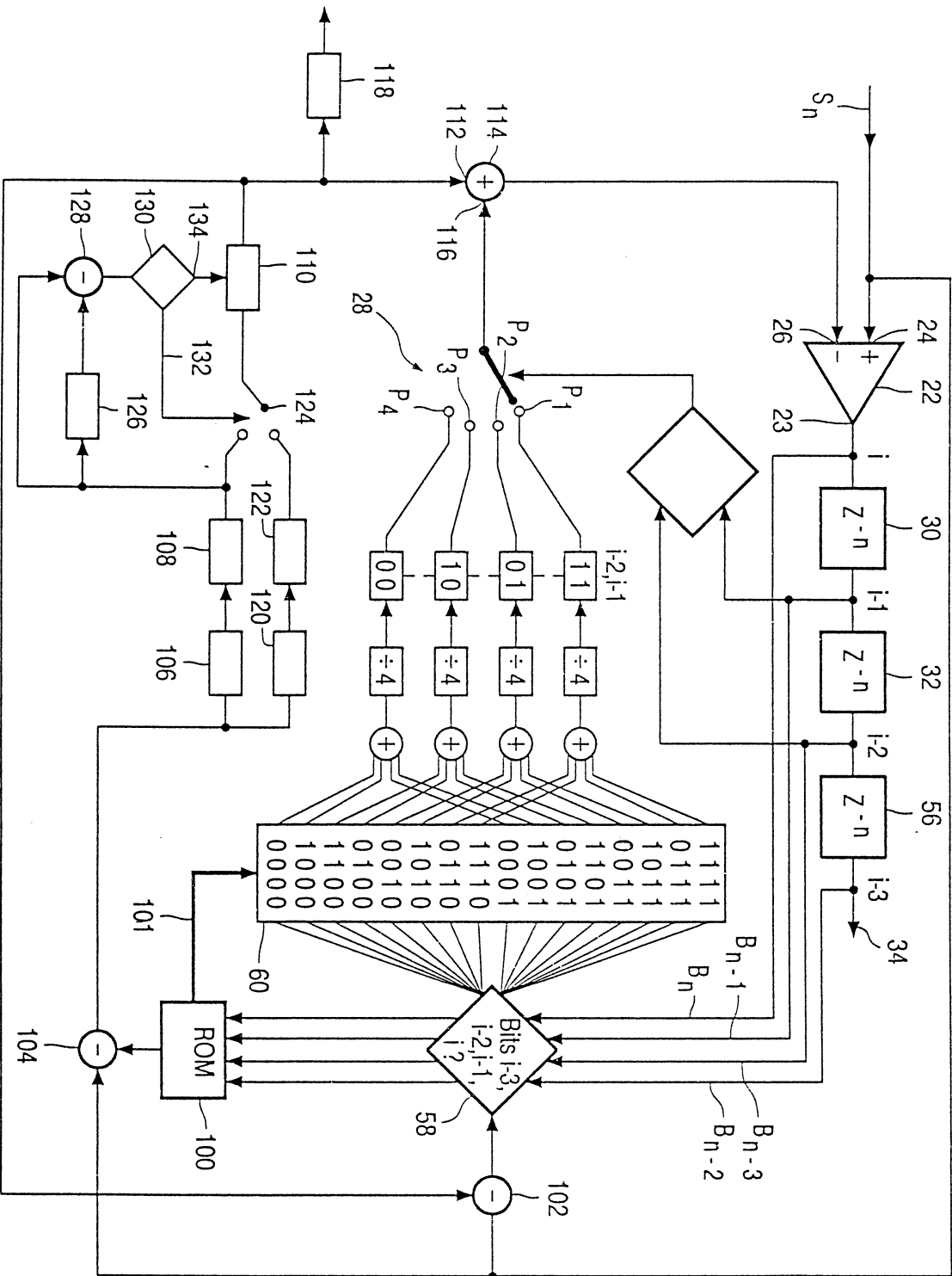


圖 7