



(19) 中華民國智慧財產局

(12) 發明說明書公告本

(11) 證書號數：TW I467417 B

(45) 公告日：中華民國 104 (2015) 年 01 月 01 日

(21) 申請案號：099119142

(22) 申請日：中華民國 99 (2010) 年 06 月 11 日

(51) Int. Cl. : G06F3/03 (2006.01)

(30) 優先權：2009/06/18 日本 2009-145879

(71) 申請人：和冠股份有限公司 (日本) WACOM CO., LTD. (JP)

日本

(72) 發明人：小田康雄 ODA, YASUO (JP) ; 杉山義久 SUGIYAMA, YOSHIHISA (JP)

(74) 代理人：林志剛

(56) 參考文獻：

TW 200704944A

TW 200802058A

US 2007/0257890A1

US 2008/0048997A1

審查人員：陳泰龍

申請專利範圍項數：14 項 圖式數：62 共 180 頁

(54) 名稱

指示體檢測裝置

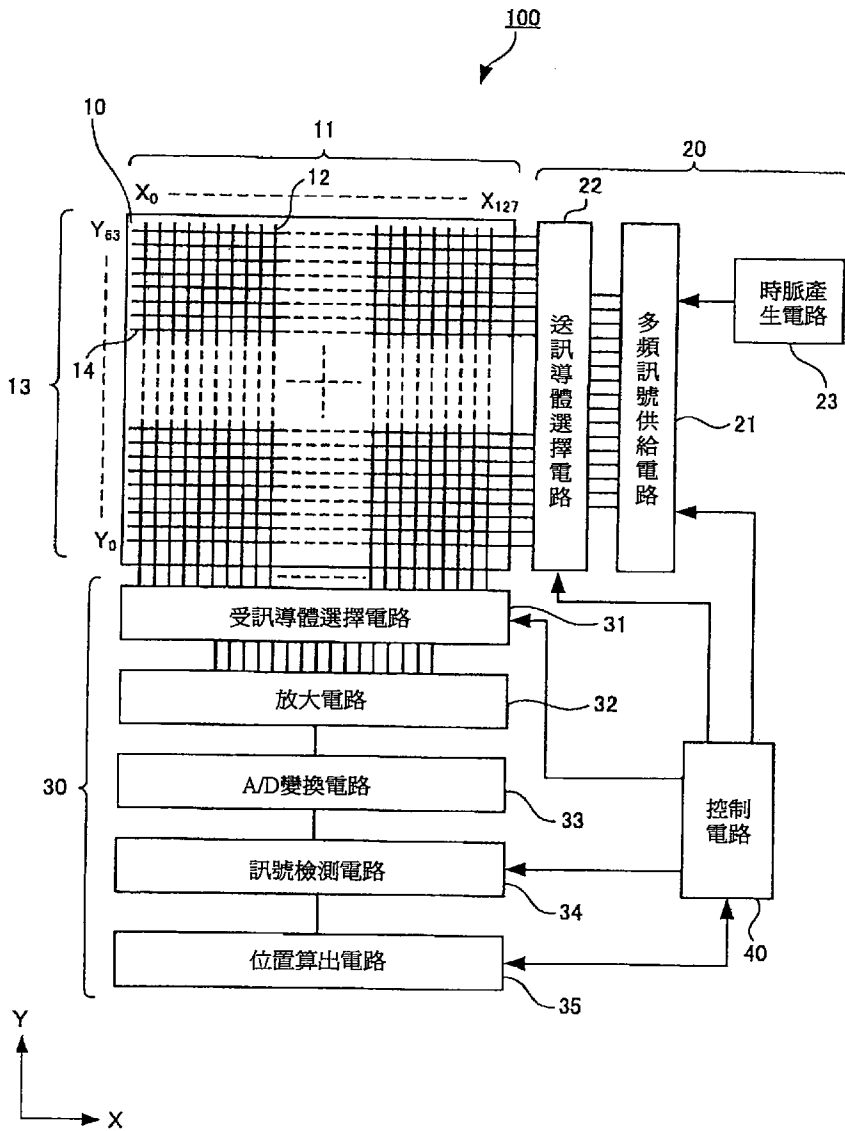
POINTER DETECTION APPARATUS

(57) 摘要

在藉由靜電耦合方式來檢測出指示體之位置時，成為能夠更高速地將位置檢測出來。對於使複數之訊號送訊用之導體與複數之訊號受訊用之導體作了交叉的導體圖案，而將頻率互為相異之訊號同時地供給至送訊側之複數的導體處，並在受訊側處，將與該複數之頻率相異之訊號相對應的了每一頻率之訊號檢測出來，而檢測出導體圖案上之指示體的位置。亦即是，在送訊側以及受訊側處，係分別在複數之導體間而平行地實行訊號處理。

Disclosed herein is a pointer detection apparatus, including: a conductor pattern including a plurality of first conductors disposed in a first direction and a plurality of second conductors disposed in a second direction; a multi-frequency signal production circuit configured to produce a plurality of signals of different frequencies; a first conductor selection circuit configured to selectively supply the signals of different frequencies to those first conductors, between which N ones of the first conductors are interposed, N being a predetermined integer equal to or greater than 0; a second conductor selection circuit configured to selectively receive detection signals from the second conductors; and a signal detection circuit configured to obtain signals of individual frequencies, corresponding to the signals of different frequencies produced by the multi-frequency signal production circuit, which are representative of coupling states at cross points between the first conductors and the second conductors and are received from said second conductor selection circuit.

圖 1



- 10 . . . 感測部
- 11 . . . 受訊導體群
- 12 . . . 受訊導體
- 13 . . . 送訊導體群
- 14 . . . 送訊導體
- 20 . . . 送訊部
- 21 . . . 多頻訊號供給電路
- 22 . . . 送訊導體選擇電路
- 23 . . . 時脈產生電路
- 30 . . . 受訊部
- 31 . . . 受訊導體選擇電路
- 32 . . . 放大電路
- 33 . . . A/D 變換電路
- 34 . . . 訊號檢測電路
- 35 . . . 位置算出電路
- 40 . . . 控制電路
- 100 . . . 指示體檢測裝置

## 發明專利說明書

(本申請書格式、順序，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：099119142

※申請日：99 年 06 月 11 日

※IPC 分類：G06F 3/03 (2006.01)

### 一、發明名稱：(中文/英文)

指示體檢測裝置

Pointer detection apparatus

### 二、中文發明摘要：

[課題]在藉由靜電耦合方式來檢測出指示體之位置時，成為能夠更高速地將位置檢測出來。

[解決手段]對於使複數之訊號送訊用之導體與複數之訊號受訊用之導體作了交叉的導體圖案，而將頻率互為相異之訊號同時地供給至送訊側之複數的導體處，並在受訊側處，將與該複數之頻率相異之訊號相對應的了每一頻率之訊號檢測出來，而檢測出導體圖案上之指示體的位置。亦即是，在送訊側以及受訊側處，係分別在複數之導體間而平行地實行訊號處理。

三、英文發明摘要：

Disclosed herein is a pointer detection apparatus, including: a conductor pattern including a plurality of first conductors disposed in a first direction and a plurality of second conductors disposed in a second direction; a multi-frequency signal production circuit configured to produce a plurality of signals of different frequencies; a first conductor selection circuit configured to selectively supply the signals of different frequencies to those first conductors, between which  $N$  ones of the first conductors are interposed,  $N$  being a predetermined integer equal to or greater than 0; a second conductor selection circuit configured to selectively receive detection signals from the second conductors; and a signal detection circuit configured to obtain signals of individual frequencies, corresponding to the signals of different frequencies produced by the multi-frequency signal production circuit, which are representative of coupling states at cross points between the first conductors and the second conductors and are received from said second conductor selection circuit.

四、指定代表圖：

(一) 本案指定代表圖為：第(1)圖。

(二) 本代表圖之元件符號簡單說明：

- 10：感測部
- 11：受訊導體群
- 12：受訊導體
- 13：送訊導體群
- 14：送訊導體
- 20：送訊部
- 21：多頻訊號供給電路
- 22：送訊導體選擇電路
- 23：時脈產生電路
- 30：受訊部
- 31：受訊導體選擇電路
- 32：放大電路
- 33：A/D變換電路
- 34：訊號檢測電路
- 35：位置算出電路
- 40：控制電路
- 100：指示體檢測裝置

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：無

## 六、發明說明：

### 【發明所屬之技術領域】

本發明，係有關於指示體檢測裝置以及指示體檢測方法，更詳細而言，係有關於藉由靜電耦合方式來檢測出指示體之位置的指示體檢測裝置以及指示體檢測方法。

### 【先前技術】

於先前技術中，作為在觸控面板等之中所使用的手指或者是專用之筆等的指示體之位置檢測的方式，例如，係提案有電阻膜方式、靜電耦合方式(靜電電容方式)等之各種的方式。其中，於近年，靜電耦合方式之指示體檢測裝置的開發係活躍地進行。

在靜電耦合方式中，若是大致作區分，則係存在有表面型(Surface Capacitive Type)與投影型(Projected Capacitive Type)之 2 種類的方式。表面型，例如係被適用在 ATM(Automated Teller Machine，現金自動提存機)等之中，投影型，例如係被適用在行動電話等之中。另外，此兩種方式，均係將導電膜與指示體(例如手指、靜電筆等)之間的靜電耦合狀態之變化檢測出來，而檢測出指示體之位置。

投影型靜電耦合方式之指示體檢測裝置，例如係在透明基板或是透明薄膜上，將電極以特定之圖案來形成並構成之，並將指示體作了接近時之指示體與電極間的靜電耦合狀態之變化檢測出來。於先前技術中，關於此種方式的指示體檢測裝置，係提案有用以將其之構成作最適化的各

種之技術(例如，參考專利文獻 1~11)。

於此，對於從投影型靜電耦合方式所發展出之交叉點型靜電耦合方式之指示體檢測裝置的動作，參考圖面而作簡單說明。圖 62A 以及 B 中，係分別展示有在交叉點型靜電耦合方式之指示體檢測裝置中的感測部之概略構成以及位置檢測原理。

一般而言，感測部 300，係具備有由複數之送訊導體 304 所成的送訊導體群 303、和由複數之受訊導體 302 所成的受訊導體群 301。另外，在送訊導體群 303 與受訊導體群 301 之間，係被形成有絕緣層。送訊導體 304，係為延伸存在於特定方向(圖 62A 中之 X 方向)上的導體，複數之送訊導體 304，係相互離開有特定之間隔地被作並列配置。又，受訊導體 302，係為延伸存在於與送訊導體 304 之延伸存在方向相交叉的方向(圖 62A 中之 Y 方向)上之線狀的導體，複數之受訊導體 302，係相互離開有特定之間隔地被作並列配置。

在此種構成之感測部 300 中，係對於特定之送訊導體 304 而供給特定之訊號，並將在該特定之送訊導體 304 與受訊導體 302 之間的交點(以下，稱作「交叉點」)處所流動之電流的變化，在各交叉點處而檢測出來。一般來說，係將此種檢測方式稱作交叉點型靜電耦合方式。於指示體 310(手指等)所被放置之位置上，電流係經由指示體 310 而被作分流，電流係改變。因此，藉由將電流作改變之交叉點檢測出來，能夠檢測出指示體 310 之位置。又，在交叉



點型靜電耦合方式之指示體檢測裝置中，由於係如圖 62A 以及 B 中所示一般，而在感測部 300 上被設置有複數之交叉點，因此，係成爲能夠進行多點檢測。

於此，對於交叉點型靜電耦合方式之位置檢測的原理作更具體之說明。例如，現在，考慮如同圖 62A 中所示一般，對於送訊導體  $Y_6$  而供給特定之訊號，並將在送訊導體  $Y_6$  上之指示體 310 的指示位置檢測出來之例子。在對於送訊導體  $Y_6$  而供給了訊號的狀態下，首先，係經由差動放大器 305 而將在受訊導體  $X_0$  以及  $X_1$  處所流動之電流的差檢測出來。接著，在經過了特定時間後，將受訊導體切換爲  $X_1$  以及  $X_2$ ，並將兩受訊導體間之電流差檢測出來。反覆進行此動作，直到到達受訊導體  $X_M$  處爲止。

此時，將在送訊導體  $Y_6$  上之各交叉點的位置處之差動放大器 305 的輸出訊號之準位變化求取出來。對於該特性作了展示者，係爲圖 62B。圖 62B 之特性的橫軸，係爲各受訊導體與受訊導體  $X_0$  之間的距離，亦即是，係代表受訊導體之位置，而縱軸，係代表差動放大器 305 之輸出訊號的準位(輸出值)。另外，圖 62B 中之以虛線所展示的特性，係爲實際上之差動放大器 305 的輸出訊號之準位變化，實線之特性，係爲差動放大器 305 之輸出訊號的積分值。

在圖 62A 以及 B 所示之例中，在送訊導體  $Y_6$  上，由於係在其與受訊導體  $X_4$  以及  $X_{M-5}$  之間的交叉點附近而被放置有指示體 310，因此，在此交叉點附近所流動之電流

係改變。因此，在圖 62B 所示之例中，在對應於送訊導體  $Y_6$  上之與受訊導體  $X_4$  以及  $X_{M-5}$  之間的交叉點附近之位置處，差動放大器 305 之輸出訊號係改變，而其之積分值係變低(成爲負值)。根據此積分值之改變，能夠檢測出指示體 310 之位置。在先前技術之指示體檢測裝置中，係將上述一般之檢測一面對於送訊導體一次一根地作切換一面進行。

[先前技術文獻]

[專利文獻]

[專利文獻 1]日本特開平 5-224818 號公報

[專利文獻 2]日本特開平 6-4213 號公報

[專利文獻 3]日本特開平 7-141088 號公報

[專利文獻 4]日本特開平 8-87369 號公報

[專利文獻 5]日本特開平 8-179871 號公報

[專利文獻 6]日本特開平 8-190453 號公報

[專利文獻 7]日本特開平 8-241161 號公報

[專利文獻 8]日本特開平 9-45184 號公報

[專利文獻 9]日本特開 2000-76014 號公報

[專利文獻 10]日本特開 2000-105645 號公報

[專利文獻 11]日本特開 2000-112642 號公報

[專利文獻 12]日本特開平 10-161795 號公報

## 【發明內容】

[發明所欲解決之課題]

在如同上述一般之先前技術的交叉點型靜電耦合方式的指示體檢測裝置中，由於係對於各交叉點而在每特定時間中一次一個地進行位置檢測處理，因此，係有著對於全交叉點之檢測時間變長的問題。例如，在具備有 64 根之送訊導體以及 128 根之受訊導體的感測部中，若是將在各交叉點處之檢測處理時間設為例如  $256 \mu \text{sec}$ ，則在全交叉點 (8192 個) 中，係成為會耗費約 2sec 的檢測時間，而並不實用。

有鑑於上述問題，本發明，其目的在於：在藉由靜電耦合方式來檢測出指示體之位置時，成為能夠更高速地將位置檢測出來。

[用以解決課題之手段]

為了解決上述課題，本發明之指示體檢測裝置，係設為下述之構成，亦即是，係具備有：導體圖案，係由被配置在第 1 方向上之複數的導體、和被配置在相對於前述第 1 方向而作交叉之第 2 方向上之複數的導體所成；和多頻訊號產生電路，係用以產生複數之頻率的訊號；和第 1 導體選擇電路，係對於被配置在前述第 1 方向上之複數的導體，而將藉由前述多頻訊號產生電路所產生了的特定之頻率的訊號，對於在相互之間而被中介配置有特定數量之導體  $N$  ( $N$  為  $\geq 0$  之整數) 的各個導體來選擇性地作供給；和第 2 導體選擇電路，係為用以對於被配置在相對於前述第 1 方向而作交叉之方向上之複數的導體選擇性地作切換；

和訊號檢測電路，係用以對於從前述第 2 導體選擇電路所供給之代表在前述導體圖案處之前述第 1 方向的導體與前述第 2 方向的導體間之交叉點處的耦合狀態之訊號，而得到與藉由前述多頻訊號產生電路所產生了的頻率之訊號相對應了的每一頻率處之訊號。

又，本發明之指示體檢側方法，係藉由下述一般之處理程序來進行。

首先，實行產生複數之頻率的訊號之第 1 步驟。

接著，實行第 2 步驟，亦即是，係對於由被配置在第 1 方向上之複數的導體和被配置在相對於前述第 1 方向而作交叉之第 2 方向上之複數的導體所成的導體圖案中之被配置在前述第 1 方向上的複數之導體，而從在前述第 1 步驟中所產生了的複數之頻率中，來將特定之頻率的訊號，對於在相互之間而被中介配置有特定數量  $N$  之導體 ( $N$  為  $\geq 0$  之整數) 的各個導體來選擇性地作供給。

接著，實行對於被配置在相對於前述第 1 方向而作交叉的方向上之複數的導體而選擇性地作切換之第 3 步驟。

而後，實行第 4 步驟，亦即是，係對於從經由前述第 3 步驟所選擇了的導體所供給之代表在前述導體圖案處之前述第 1 方向的導體與前述第 2 方向的導體間之交叉點處的耦合狀態之訊號，而得到與在前述第 1 步驟中所產生了的頻率之訊號相對應了的每一頻率處之訊號。

若依據如同上述一般所構成了的本發明，則係將頻率互為相異之訊號同時地供給至送訊側之複數的導體處，並

在受訊側處，將與該複數之頻率相異之訊號相對應的了每一頻率之訊號檢測出來，而檢測出導體圖案上之指示體的位置。亦即是，在送訊側以及受訊側處，係分別在複數之導體間而平行地實行訊號處理。

#### [發明之效果]

在本發明中，係將頻率互為相異之訊號同時地供給至送訊側之複數的導體處，並將導體圖案上之指示體的位置檢測出來。亦即是，係能夠對於複數之交叉點而同時地進行位置檢測處理。故而，若依據本發明，則係在靜電耦合方式之指示體檢測裝置中，係成為能夠更加高速地來進行位置檢測。

#### 【實施方式】

以下，參考所添附之圖面，對於用以實施本發明之型態作說明。說明，係依照下述項目之順序而進行。

- 1.第 1 實施形態(在多重頻率時之群組內掃描之例)
- 2.第 2 實施形態(在多重頻率時之群組單位切換掃描之例)
- 3.第 3 實施形態(在多重頻率時之全導體對象掃描之例)
- 4.第 4 實施形態(在多重頻率時而使多頻訊號之初期相位作分散之例)

#### 〈 1、第 1 實施形態 〉

在第 1 實施型態中，針對本發明之指示體檢測裝置以及指示體檢測方法的基本構成例作說明。

在本實施形態中，係將感測部之送訊導體群以及受訊導體群分別分割為複數之群組，並對於每一群組而分別同時供給(多重送訊)相異頻率之訊號(週期訊號)。以後，將本實施形態之訊號的供給形態稱為「頻率多重方式」，並將所供給之複數的頻率訊號總稱為「多頻訊號」。另外，本發明之位置檢測方式，係為根據感測部之送訊導體以及受訊導體間的靜電耦合狀態之變化而檢測出指示體之位置的靜電耦合方式。

#### [指示體檢測裝置之構成]

於圖 1 中，對於第 1 實施型態之指示體檢測裝置的概略構成圖作展示。

指示體檢測裝置 100，主要係藉由感測部 10、和送訊部 20、和受訊部 30、以及對於送訊部 20 以及受訊部 30 的動作作控制之控制電路 40 所構成。以下，針對各部之構成作說明。

首先，參考圖 1 以及圖 2，對於感測部 10 之構成作說明。另外，圖 2，係為感測部 10 之概略剖面圖，並為從圖 1 中之 X 方向來作了觀察的剖面圖。如此圖 2 中所示一般，感測部 10，係具備有：第 1 玻璃基板 15、和由複數之受訊導體 12 所成之受訊導體群 11、和間隔物 16、和由複數之送訊導體 14 所成的送訊導體群 13、以及第 2 玻璃基

板 17。而，送訊導體群 13、間隔物 16、受訊導體群 11 以及第 2 玻璃基板 17，係依此順序而被形成在第 1 玻璃基板 15 之上。

而，在此第 1 實施形態中，手指或是靜電筆等之指示體，係在第 2 玻璃基板 17 側(和該第 2 玻璃基板 17 之對向於第 1 玻璃基板 15 的面相反之側)處而被作使用。又，在此第 1 實施形態中，代替第 1 玻璃基板 15 以及第 2 玻璃基板 17，係亦可使用由合成樹脂等所成的薄片狀(薄膜狀)基材。

送訊導體 14 以及受訊導體 12，例如，係藉由由 ITO(Indium Tin Oxide)膜所成之透明電極膜或者是銅箔等所形成。送訊導體 14 之電極圖案，例如，係可如同下述一般地而形成。首先，將藉由上述之材料等所形成了的電極膜，例如藉由濺鍍法、蒸鍍法、塗布法等而形成在第 1 玻璃基板 15 上。接著，對於所形成了的電極膜進行蝕刻，並形成特定之電極圖案。受訊導體 12 之電極圖案，亦可同樣地而形成在第 2 玻璃基板 17 上。又，當將送訊導體 14 以及受訊導體 12 藉由銅箔來形成的情況時，亦可使用噴墨印表機，而將包含有銅粒子之墨水以特定之電極圖案來噴附至玻璃板等之上並而製作之。

間隔物 16，例如，係可藉由 PVB(PolyVinyl Butyral)、EVA(Ethylene Vinyl Acetate)、丙烯酸系樹脂等的合成樹脂來形成之。又，間隔物 16，係亦可藉由高折射率(高介電率)之矽橡膠來構成。

當藉由合成樹脂來形成間隔物 16 的情況時，例如係可如同下述一般地來形成。首先，將合成樹脂薄片挾持在送訊導體 14 以及受訊導體 12 之間。接著，一面對於導體間作真空抽氣，一面進行加壓以及加熱，而形成間隔物 16。又，例如，亦可使液體狀之合成樹脂流入至送訊導體 14 以及受訊導體 12 之間，之後，使合成樹脂固化，而形成間隔物 16。

如圖 1 中所示一般，送訊導體 13，係為由延伸存在於特定方向(圖 1 中之 X 方向)上的複數之送訊導體 14 所構成，複數之送訊導體 14，係相互離開有特定之間隔地被作並列配置。又，受訊導體群 11，係為由延伸存在於與送訊導體 14 之延伸存在方向相交叉的方向(圖 1 中之 Y 方向)上之複數的受訊導體 12 所構成，複數之受訊導體 12，係相互離開有特定之間隔地被作並列配置。送訊導體 14 以及受訊導體 12，係均可藉由直線狀(板狀)或者是特定形狀之導體來形成之。在此第 1 實施形態中，係展示有形成為直線狀之例子。另外，在此圖 1 中，雖係記載有使送訊導體 14 與受訊導體 12 相正交之例子，但是，亦可構成為正交以外之角度，例如採用使送訊導體 14 與受訊導體 12 傾斜地交叉之構成。又，在電性特性上，較理想，係將受訊導體之寬幅設為較送訊導體之寬幅更細。此係因為，藉由使浮游電容減少，能夠將混入至受訊導體中之雜訊降低之故。

另外，在此第 1 實施形態中，係將送訊導體 14 之根



數設為 64 根，並將受訊導體 12 之根數設為 128 根。又，在此第 1 實施形態中，送訊導體 14 以及受訊導體 12 之配置間隔(節距)，係均設為 3.2mm。但是，本發明，係並不被限定於此，送訊導體 14 以及受訊導體 12 之根數以及節距，係可因應於感測部 10 之尺寸或是所需要之檢測精確度等來適宜作設定。

又，在此第 1 實施形態中，於送訊導體群 13 處，係從接近受訊部 30 之側的送訊導體 14 起，而將其之索引標號  $n$  設為「0」～「63」，以下，係將與各索引標號  $n$  相對應的送訊導體 14，亦標記為送訊導體  $Y_n$ 。又，在本實施形態中，於受訊導體群 11 處，係從遠離送訊部 20 之側的受訊導體 12 起，而將其之索引標號  $m$  設為「0」～「127」，以下，係將與各索引標號  $m$  相對應的受訊導體 12，亦標記為送訊導體  $X_m$ 。

又，在此第 1 實施形態中，係將送訊導體群 13 以及受訊導體群 11 分別分割為 16 個的群組(區塊)。另外，在以下之說明中，係將送訊導體群 13 之群組記述為送訊區塊，並將受訊導體群 11 之群組記述為檢測區塊。

此送訊區塊，係藉由 4 根的送訊導體 14 而構成。各送訊區塊，係藉由相鄰接(索引標號  $n$  為連續)之 4 根的送訊導體 14 所構成。更具體而言，在本實施形態中，係將送訊導體群 13，分割為檢測區塊  $\{Y_0 \sim Y_3\}$ 、 $\{Y_4 \sim Y_7\}$ 、 $\dots$ 、 $\{Y_{56} \sim Y_{59}\}$  以及  $\{Y_{60} \sim Y_{63}\}$ 。

同樣的，檢測區塊，係藉由 8 根的受訊導體 12 而構

成。而，各檢測區塊，係藉由相鄰接(索引標號  $m$  為連續)之 8 根的受訊導體 12 所構成。更具體而言，在本實施形態中，係將受訊導體群 11，分割為檢測區塊  $\{X_0 \sim X_7\}$ 、 $\{X_8 \sim X_{15}\}$ 、 $\dots$ 、 $\{X_{112} \sim X_{119}\}$  以及  $\{X_{120} \sim X_{127}\}$ 。

但是，本發明，係並不被限定於此，在 1 個的群組內之導體的根數或者是群組數、群組之形態(隸屬於同一群組之導體的位置關係等)，係為因應於感測部 10 之尺寸或者是所需要之檢測速度等而適宜作設定者，其詳細內容，係於後述。

送訊部 20，係如圖 1 中所示一般，具備有：送訊導體選擇電路 22、和多頻訊號供給電路 21、和時脈產生電路 23。送訊導體選擇電路 22、多頻訊號供給電路 21 以及時脈產生電路 23，係依此順序而從感測部 10 側來作配置。多頻訊號供給電路 21，係被連接於時脈產生電路 23，並藉由從時脈產生電路 23 所輸出之時脈訊號而被作控制。

於圖 3 中，展示多頻訊號供給電路 21 的概略構成之其中一例。

在此第 1 實施形態中之多頻訊號供給電路 21，係藉由與送訊導體群 11 之送訊區塊的數量同數量(16 個)之週期訊號產生部 24 所構成。複數之週期訊號產生部 24，係根據控制電路 40 之控制，而各別產生一定週期之週期訊號。另外，在此第 1 實施形態中，針對複數之週期訊號產生部 24 所產生之週期訊號，係從由接近受訊部 30 之側的週期訊號產生部 24 所產生之週期訊號起，而依序將其之索

引標號  $i$  設為「0」~「15」。此 16 個的週期訊號，例如係為 100kHz~250kHz 之各間隔 10kHz 單位的 16 頻率之訊號。

於圖 4 中，展示週期訊號產生部 24 之概略構成。

週期訊號產生部 24，主要係藉由加算器 241、和選擇器 242、和 D 型正反器(以下，稱為「D-FF」)243、和矩形波 ROM244、以及 D-FF245 所構成。以下，針對各部之構成作說明。

加算器 241，係具備有 2 個輸入端子，並具備有將演算結果作輸出之 1 個的輸出端子。在加算器 241 之其中一方的輸入端子處，係從暫存器(省略圖示)而被輸入有頻率資料(讀取跳躍數指令訊號)。此頻率資料，例如係為在 100kHz~250kHz 之間而代表 1 個的頻率之數位訊號，並藉由控制電路 40，而在每一週期訊號產生部 24 中分別作設定。從此加算器 241 之輸出端子所輸出的演算結果，係經由選擇器 242 而被輸入至 D-FF243 處，D-FF243 之輸出，係被輸入至加算器 241 之另外一方的輸入端子處。

選擇器 242，係為具備有 2 個輸入端子，並具備有將演算結果作輸出之 1 個的輸出端子之選擇器。在此選擇器 242 之其中一方的輸入端子處，係被輸入有從上述加算器 241 而來之演算結果，在另外一方之輸入端子處，係從暫存器(省略圖示)而被輸入有初期相位資料。而，此選擇器 242，係對於被輸入了的演算結果或者是初期相位資料之其中一方作選擇並輸出。此初期相位資料，例如係為代表

22.5°、45°、90°等之數位訊號，並藉由控制電路 40，而在每一週期訊號產生部 24 中分別作設定。另外，在本實施形態中，初期相位係為 0°。

D-FF243，係為將從選擇器 242 所輸入之資料暫時作保持者。又，在此 D-FF243 處，係成為被輸入有時脈產生電路 23 所產生之時脈。而，D-FF243，係在從時脈產生電路 23 所輸入之時脈的邊緣之時序處，而將從選擇器 242 所輸入了的資料作記憶。D-FF243 之輸出，係被輸入至矩形波 ROM244 中，並且亦被輸入至加算器 241 中。

矩形波 ROM244，例如係為記憶有 8 位元×256 樣本之擬似矩形波的資料之 ROM(Read Only Memory)。週期訊號產生部 24，係根據從時脈產生電路 23 所供給而來之時脈，而使控制電路 40 或者是專用之讀出部因應於從 D-FF243 所輸入之訊號來對於此矩形波 ROM244 之位址作指定，並將資料讀出。若是對於從暫存器而來之頻率資料以及初期相位資料作改變，則被讀出之位址係被作變更，從矩形波 ROM244 所讀出之矩形波資料的頻率、初期相位之資料係改變。

另外，此週期訊號產生部 24，係為了成為能夠作成複數之頻率，而在從矩形波 ROM244 來指定位址並將資料讀出時，成為能夠指定對於位址而作跳躍讀取之跳躍數。當完全不進行位址之跳躍讀取，而例如經由 2.56MHz 之時脈來將矩形波 ROM244 之資料作讀出的情況時，被讀出之矩形波的頻率，係成為  $2.56\text{MHz} \div 256 = 10\text{kHz}$ 。另一方面，當

進行位址之 1 格跳躍讀取，而經由 2.56MHz 之時脈來將矩形波 ROM244 之資料作讀出的情況時，被讀出之矩形波的頻率，係成爲  $2.56\text{MHz} \div (256 \div 2) = 20\text{kHz}$ 。亦即是，若是將跳躍讀取之位址的數量增加，則頻率係上升。另外，此數值例，係僅爲用以說明之其中一例，而並不被限定於此。

D-FF245，係爲將從矩形波 ROM244 所輸入之矩形波資料暫時作保持者。此 D-FF245，係根據從時脈產生電路 23 所供給而來之時脈，而將暫時作了保持的矩形波資料輸出至送訊導體選擇電路 22 處。

以下，針對週期訊號產生部 24 之動作作說明。如同上述一般所構成之週期訊號產生部 24，首先，若是從控制電路 40 所輸出之重置訊號被輸入至選擇器 242 處，則係藉由選擇器 242 而選擇初期相位。接著，代表藉由選擇器 242 所選擇了的初期相位之訊號，係被輸入至 D-FF243 中，而初期相位係被設定。前者之處理，係在時脈之上揚前而被進行，後者之處理，係在時脈之上揚後而被進行。

接著，D-FF243，係根據時脈產生電路 23 所產生之時脈，而將代表初期相位之訊號輸入至加算器 241 處。加算器 241，係進行在從 D-FF243 所輸入了的代表初期相位之訊號上而將頻率資料(跳躍讀取數指定訊號)作加算之處理。接著，此加算器 241，係將該演算結果經由選擇器 242 而輸出至 D-FF243 處。在 D-FF243 處，係被設定有此演算結果(亦即是將初期相位之訊號與頻率資料作了加算之值(加算值))。此加算值，係從 D-FF243 而被供給至矩形波

ROM244 處。而後，根據時脈產生電路 23 所產生之時脈，與加算值相對應之該當位址係被作指定。因應於此被指定了的位址，資料係從矩形波 ROM244 而被讀出。此被讀出了的資料，係經由 D-FF245 而被輸出至送訊導體選擇電路 22 處。而後，反覆進行與頻率資料之數量相同次數的從 D-FF243 到加算器 241 之迴圈處理，而加算處理係被進行。藉由反覆進行此種一連串之動作，而得到目的之頻率、初期相位之矩形波資料。

另外，在此第 1 實施形態中，雖係對於供給至送訊導體處之週期訊號的波形為矩形波(在 0 伏特電位基準之上下方向作振動的脈衝)的情況而作了例示，但是，只要是具備有一定之週期的週期訊號，則並不被限定於此例。例如，亦可構成為：將矩形波 ROM244 置換為正弦波 ROM 或者是脈衝波 ROM，並產生正弦波或者是脈衝波(亦可為在  $0 \sim V_{cc}$  之間而振動之矩形波、將極性作了反轉的負訊號)。上述之矩形波，係亦可視為以脈衝波之電位  $V_{cc}$  的一半之電位作為基準並上下振動的矩形波。另外，當然的，週期訊號產生部 24，係亦可藉由並不使用有上述之各種 ROM 的構成而實現之。

又，在此第 1 實施形態中，係將週期訊號之初期相位設為  $0^\circ$ ，並將初期相位與頻率均設為一旦作了設定則不再作變更，但是，週期訊號產生部 24 所產生之週期訊號的頻率以及初期相位，係並不被限定於此例。進而，週期訊號產生部 24，雖係在某一時序處而將週期訊號作輸出，但

是，輸出週期訊號之週期訊號產生部 24，係並不被限定於此例。針對其他例子，係於後詳述。

被供給有週期訊號之送訊導體 14，係根據控制電路 40 之控制，來藉由送訊導體選擇電路 22 而被作切換。在此第 1 實施形態中之送訊導體選擇電路 22，係藉由與送訊導體群 13 之分割群組 (16 個) 相同數量之開關所構成。

於圖 5 中，展示送訊導體選擇電路 22 之內部構成。

送訊導體選擇電路 22，係由用以將從多頻訊號供給電路 21 所供給而來之週期訊號選擇性地作供給之複數的開關 22a 所成。此開關 22a，係在各送訊區塊 25 處而分別各被設置有 1 個。各開關 22a 之輸出側之 4 個的端子 22b，係分別被與相對應之送訊導體 14 相連接。又，各開關 22a 之輸入側之 1 個的端子 22c，係分別被與圖 3 中所示之多頻訊號供給電路 21 的相對應之週期訊號產生部 24 的輸出端子相連接。此開關 22a，係成爲以特定時間之間隔，而將所選擇了的送訊導體 14，與相對應之將特定頻率  $f_k$  ( $k=0 \sim 15$ ) 之週期訊號作輸出的週期訊號產生部 24 之端子相連接的構造。又，此開關 22a 之切換動作，係藉由控制電路 40 而被作控制。

於圖 6 中，展示第 1 實施形態之送訊導體 14 的切換動作之其中一例。

於此例中，首先，假設各送訊區塊 25，係設爲將最大之索引標號的送訊導體 14 (亦即是導體  $Y_3$ 、 $Y_7$ 、 $\dots$ 、 $Y_{59}$  以及  $Y_{63}$ ) 經由開關 22a 來分別與相對應之週期訊號產生部

24 的輸出端子作連接者(圖 5 之狀態)。

接著，從多頻訊號供給電路 21 之各週期訊號產生部 24 所輸出了的頻率互為相異之週期訊號，係被同時性地供給至藉由各送訊區塊 25 之開關 22a 所作了選擇的 16 根之送訊導體 14 處。於此狀態下，在特定時間之間，而進行指示體之位置檢測。接著，若是經過特定之時間，則開關 22a，係將送訊導體 14，切換為位置在使其索引標號  $n$  減少之方向的位置處之相鄰接的送訊導體 14，亦即是，切換為送訊導體  $Y_2$ 、 $Y_6$ 、 $\dots$ 、 $Y_{58}$  以及  $Y_{62}$ 。而，在切換後，對於該 16 根之送訊導體 14，而將從多頻訊號供給電路 21 之各週期訊號產生部 24 所輸出了的頻率互為相異之週期訊號同時性地作供給，並進行位置檢測。一面反覆進行此種動作，一面進行指示體之位置檢測。

而後，在各送訊區塊 25 內之最小索引標號的送訊導體 14(亦即是送訊導體  $Y_0$ 、 $Y_4$ 、 $\dots$ 、 $Y_{56}$  以及  $Y_{60}$ )藉由開關 22a 而被作了選擇，並進行了指示體之位置檢測後，再度藉由開關 22a 而對於各送訊區塊 25 內之最大索引標號的送訊導體 14 作選擇，並在各群組內而反覆進行上述動作。此時，較理想，係將並未被開關 22a 所選擇的送訊導體 14 與任意之基準電位或者是接地作連接。如此這般，藉由將並未被開關 22a 所選擇之送訊導體與任意之基準電位或者是接地相連接，由於係能夠使重疊在未被作選擇之送訊導體處的雜訊作迴避，因此，係能夠將雜訊耐性提升。另外，送訊導體 14 之切換動作的處理程序，係並不被



限定於圖 6 之例。針對其之變形例，係於後詳述。

如同上述一般，在送訊部 20 處，複數之送訊導體 14，係將各群組區分成由特定數量  $M$  ( $M$  為  $\geq 2$  之整數，在圖 5 之例中，係為  $M=4$ ) 之導體所成的複數之群組。而後，將經由多頻訊號供給電路 21 所產生了的各個的頻率之訊號(週期訊號)，供給至構成各群組之特定的送訊導體 14 處，並且在各群組內，對於供給該週期訊號之導體依序作切換。藉由如此這般地來構成，能夠將用以進行位置檢測之週期訊號同時性地供給至複數之送訊導體 14 處。於此例中，由於係同時地利用有 16 個頻率，因此，在用以進行位置檢測之訊號的送訊中所耗費的時間，係能夠縮短至先前技術之  $1/16$ 。

另外，在上述實施形態中，例如當頻率為涵蓋  $f_0 \sim f_{15}$  之大範圍的情況時，若是對於與受訊部 30 間之距離為遠的送訊導體供給低頻率(例如  $f_0$ )，並對於與受訊部 30 間之距離為近的送訊導體供給高頻率(例如  $f_{15}$ )，則受訊感度係變佳。

另一方面，受訊部 30，係如圖 1 中所示一般，由受訊導體選擇電路 31、和放大電路 32、和 A/D(Analog to Digital)變換電路 33、和訊號檢測電路 34、和位置算出電路 35 所構成。受訊導體選擇電路 31、放大電路 32、A/D 變換電路 33、訊號檢測電路 34、以及位置算出電路 35，係依此順序而從感測部 10 側來作配置。

在此第 1 實施形態中之受訊導體選擇電路 31，係藉由

與受訊導體群 11 之檢測區塊(16 個)相同數量之開關所構成。

於圖 7 中，展示受訊導體選擇電路 31 之概略構成。

受訊導體選擇電路 31，係由複數之開關 31a 所成。此開關 31a，係在各檢測區塊 36 處而分別各被設置有 1 個。各開關 31a 之輸入側之 8 個的端子 31b，係分別被與相對應之受訊導體 12 相連接。又，各開關 31a 之輸出側的端子 31c，係被與相對應之一個的後述之 I/V 變換電路 32a 之輸入端子相連接。進而，各開關 31a，係成爲以特定之時間間隔，來對於與 I/V 變換電路 32a 相連接之受訊導體 12 作切換的構造。而，I/V 變換電路 32a 之輸出，係被輸出至切換開關 32d 處。

切換開關 32d，係爲在每一特定時間中，而將與 A/D 變換電路 33 相連接之 I/V 變換電路 32a 依序作切換，並將電壓訊號以分時而輸出至 A/D 變換電路 33 處的電路。當設爲了此種構成的情況時，在受訊部 30 內，係只要設置 1 系統之 A/D 變換電路 33 以及被配置在較其更後段處之後述的電路群(同步檢波電路 37 等)即可，受訊部 30 之電路構成，係爲簡易。另外，此切換開關 32d，係亦可設置在放大電路 32 內或者是 A/D 變換電路 33 內之任一者處。

於圖 8 中，展示由開關 31a 所致之受訊導體 12 的切換動作。

各開關 31a 之切換動作，係藉由控制電路 40 而被作

控制。於圖 8 之例中，首先，各檢測區塊 36，假設係使開關 31a 與最小索引標號之受訊導體 12(亦即是受訊導體  $X_0$ 、 $X_8$ 、 $\dots$ 、 $X_{112}$  以及  $X_{120}$ )作連接(圖 7 之狀態)。在此狀態下，於特定時間之間，而在被選擇之複數的受訊導體 12 處同時地進行指示體之位置檢測，並得到各群組之輸出訊號  $S_0$ 、 $S_1$ 、 $\dots$ 、 $S_{15}$ 。

接著，若是經過特定之時間，則開關 31a，係將受訊導體 12，切換為位置在使其索引標號  $m$  增加之方向的位置處之相鄰接的受訊導體 12，亦即是，切換為受訊導體  $X_1$ 、 $X_9$ 、 $\dots$ 、 $X_{113}$  以及  $X_{121}$ 。而，在此切換後，係得到從被與開關 31a 作了連接的各受訊導體  $X_1$ 、 $X_9$ 、 $\dots$ 、 $X_{113}$  以及  $X_{121}$  所輸出了的輸出訊號、亦即是得到各群組之輸出訊號  $S_0$ 、 $S_1$ 、 $\dots$ 、 $S_{15}$ 。之後，開關 31a，係一面反覆進行此種動作，一面進行指示體之位置檢測。

而後，開關 31a 係與各檢測區塊 36 內的最大索引標號之受訊導體 12(亦即是受訊導體  $X_7$ 、 $X_{15}$ 、 $\dots$ 、 $X_{119}$  以及  $X_{127}$ )作連接，並在該複數之受訊導體 12 處，而同時進行指示體之位置檢測。之後，開關 31a 係再度被與各檢測區塊 36 內的最小索引標號之受訊導體 12 作連接，並在各區塊內反覆進行上述之動作。此時，較理想，係將並未被開關 31a 所選擇的受訊導體 12 與任意之基準電位或者是接地作連接。如此這般，藉由將並未被開關 31a 所選擇之受訊導體與任意之基準電位或者是接地相連接，由於係能夠使重疊在未被作選擇之受訊導體處的雜訊作迴避，因此，

係能夠將雜訊耐性提升。另外，受訊導體 12 之切換動作的處理程序，係並不被限定於圖 8 之例。針對其之變形例，係於後詳述。

如上述一般，在受訊部 30 處，係將複數之受訊導體 14，區分成各群組為由特定數量之導體所成的複數之群組，而對於構成各群組之至少 1 根的導體分別作選擇，並且，對於構成各群組之各導體依序作切換。藉由如此這般地來構成，能夠將用以進行位置檢測之輸出訊號同時性地從受訊導體群 11 處而檢測出來。於此第 1 實施形態中，由於係將受訊導體群 11 分割為 16 個群組，因此，在用以進行位置檢測之訊號的受訊中所耗費的時間，係能夠縮短至先前技術之  $1/16$ 。

放大電路 32，係取得從受訊導體 12 所輸出之電流訊號，並將該電流訊號變換為電壓訊號同時作放大。此放大電路 32，係如圖 7 中所示一般，藉由與受訊導體 11 之檢測群組數量(16 個)相同數量之 I/V 變換電路 32a 和切換開關 32d 所構成，對於 1 個的檢測區塊 36，係被連接有 1 個的 I/V 變換電路 32a。在本實施形態中，I/V 變換電路 32a，係藉由 1 輸入 1 輸出之放大器 32b(運算放大器：Operational Amplifier)、和被與其作連接之電容器 32c 所構成。

另外，實際上，係為了直流偏壓調整用而將電阻元件或是電晶體等與電容器 32c 並聯地作設置，但是，於此係省略其記載。

A/D 變換電路 33，係被連接於放大電路 32 處，並將

從放大電路 32 所輸出之類比訊號變換為數位訊號。另外，在 A/D 變換電路 33 處，係可使用週知之 A/D 變換器。

訊號檢測電路 34，係如圖 1 中所示一般，被連接於 A/D 變換電路 33 處，並由從 A/D 變換電路 33 而來之輸出訊號、和藉由多頻訊號供給電路 21 所產生之複數頻率的訊號，來檢測出目的之頻率的訊號。更具體而言，此訊號檢測電路 34，係根據從 A/D 變換電路 33 而來之輸出訊號，而求取出交叉點和在此交叉點處之檢測訊號的準位。而後，訊號檢測電路 34，係將此檢測訊號之準位在相鄰接之交叉點彼此間而作連接，並將在指示體作了接觸的交叉點  $[X_m, Y_n]$  上而成為頂點的(或者是頂部)之山形狀的準位曲面計算出來，再作為位元資料而輸出至位置算出電路 35 處。

此訊號檢測電路 34，係如圖 9 中所示一般，藉由具備有與週期訊號產生部 24 所相對應之頻率訊號的數量(16 個)相同數量之同步檢波電路 37 的訊號檢測部 34a 而構成之。訊號檢測部 34a 之輸入端子，係被連接於 A/D 變換電路 33 之輸出端子處。另外，在圖 7 中，係針對將作為分時選擇之電路而起作用的切換開關 32d 設置在 I/V 變換電路 32a 之輸出側處的例子而作了說明，但是，代替此切換開關 32d，亦可設為設置與檢測區塊 36 相同數量之 A/D 變換電路。

於圖 9 中，對於構成放大電路 32 之 I/V 變換電路 32a 與 A/D 變換電路 33 以及構成訊號檢測電路 34 之訊號檢測

10/年6月1日 修正頁(本)  
登錄

部 34a 間的連接關係，還有訊號檢測部 34a 之內部構成作展示。I/V 變換電路 32、A/D 變換電路 33 以及訊號檢測部 34a，係依此順序而從受訊導體 12 側來作串聯連接。

從受訊導體 12 所輸出了的電流訊號，係藉由 I/V 變換電路 32a 而被變換為電壓訊號並被作放大。接著，該放大訊號係被輸入至 A/D 變換電路 33 處，並藉由此 A/D 變換電路 33 而被變換為數位訊號。接著，此被變換後之數位訊號，係被輸入至訊號檢測部 34a 處。而後，此數位訊號，係在訊號檢測部 34a 處，將與從多頻訊號供給電路 21 內之相對應的週期訊號產生部 24 所輸出的週期訊號相同頻率之訊號檢測出來並作輸出。

訊號檢測部 34a，主要係藉由複數之同步檢波電路 37、和被與此同步檢波電路 37 相連接之複數的暫存器 38 所構成。暫存器 38，係被區分為 4 個的區域 38a~38d。暫存器 38，係與送訊導體選擇電路 22 之送訊區塊 25 相對應，或者是，暫存器 38 內之區域 38a~38d 之各個，係與送訊區塊 25 內之送訊導體相對應。例如，藉由  $DFT_{15}$  而對於與被供給至送訊導體  $Y_{63} \sim Y_{60}$  處之週期訊號相對應的從送訊導體 12 而來之輸出訊號作了檢波後之資料，係分別被儲存在與該  $DFT_{15}$  相連接的暫存器 38 之區域 38a~38d 處。另外，亦可並非如同上述例子一般地將暫存器 38 分割為 4 個的區域 38a~38d，而是對於 1 個的 DFT 而設置 4 個的相獨立之暫存器。

同步檢波電路 37，係從所輸入之訊號來檢測出目的之

頻率的訊號。此同步檢波電路 37，係被設置有與週期訊號相同之數量(16 個)，該些之複數的同步檢波電路 37，係被作並聯連接。關於要藉由複數之同步檢波電路 37 中的何者之同步檢波電路 37 來檢測出何一頻率之訊號一事，係藉由從控制電路 40 所輸入之時序訊號，來與多頻訊號供給電路 21 之週期訊號的產生以及送訊導體選擇電路 22 之送訊導體 14 的切換相互連動地被作控制。另外，在圖 9 之例中，於複數之同步檢波電路 37 處，係從相對於 A/D 變換電路 33a 而最遠之側的同步檢波電路 37 起，而將其之索引標號  $j$  設為「0」~「15」，以下，係將與各索引標號  $j$  相對應的同步檢波電路 37，亦標記為  $DCT_j$ 。而，第 1 段~第 15 段之同步檢波電路 37( $DCT_0 \sim DCT_{15}$ )的輸入端子，係被連接於 A/D 變換電路 33a 之輸出端子處。另外，DCT(Discrete Cosine Transform)，係代表離散餘弦變換。

於圖 10 中，展示同步檢波電路 37 之概略構成。

同步檢波電路 37，主要係藉由輸入端子 370、和產生檢測對象之頻率  $f_k$  的週期訊號之訊號源 371、和乘積器 373、和積分器 374 所構成。若是從受訊導體 12 而經由 A/D 變換電路 33 來使檢測訊號(輸出訊號)被輸入至同步檢波電路 37 處，則此檢測訊號係經由輸入端子 370 而被供給至同步檢波電路 37 之乘積器 373 處。於此，在乘積器 373 處，係從訊號源 371 而被輸入有頻率  $f_k$  之週期訊號，檢測訊號與頻率  $f_k$  之週期訊號係被作乘積，而目的之訊號

係被作檢波。而後，檢波訊號，係被輸入至積分器 374 處，並被作時間性積分而被輸出。

如此這般，藉由對於以訊號源 371 所產生之週期訊號的頻率  $f_k$  作適當的設定，能夠對於目的之頻率的訊號(訊號成分)作檢波。雜訊訊號，係有著若是對於一定時間之輸出作積分則與頻率  $f_k$  相異之成分係會顯著地被抑制之特性。因此，經由使用積分器 374 來對於在輸出訊號中所包含之訊號成分與雜訊成分作一定的時間積分，訊號成分係被放大，而雜訊成分係被相互作用抵消並被壓縮。

另外，藉由使用  $\pi/2$  移相器來從檢測訊號而使相位偏移  $\pi/2$  並進行檢波，亦能夠對於與在檢測訊號中所包含之訊號成分而相差了  $\pi/2$  之相位的頻率  $f_k$  之週期訊號作檢波。亦即是，係成為 DFT(Discrete Fourier Transform)之構成，但是，此一構成，在能夠將可檢測之相位範圍增廣的觀點上，係適合於使用有靜電筆之指示體檢測裝置。

回到圖 9 之說明。暫存器 38，係與同步檢波電路 37 相同的，而被設置有與送訊導體 14( $Y_0 \sim Y_{63}$ )相同數量個，並分別被與各同步檢波電路 37( $DCT_0 \sim DCT_{15}$ )相連接。各暫存器 38(暫存器 38a $\sim$ 38d)，係將藉由相對應之同步檢波電路 37 所檢測出了的訊號作保持，並根據從控制電路 40 而來之時序訊號，而將在此暫存器 38 中所保持了的訊號讀出至位置算出電路 35 處。

位置算出電路 35，係由從同步檢波電路 37 之各暫存器 38(暫存器 38a $\sim$ 38d)所送來之訊號，而將輸出訊號準位



有所減少的訊號之受訊導體 12 與其頻率檢測出來。而後，根據由從暫存器 38 所讀出之訊號而特定出來的受訊導體 12 之索引標號  $m(0 \sim 127)$  與供給了該週期訊號之送訊導體 14 的索引標號  $n(0 \sim 63)$ ，來算出指示體之位置。將上述之由同步檢波電路 37 所致的一連串之動作，與藉由多頻訊號供給電路 21 而產生週期訊號並且藉由送訊導體選擇電路 22 而進行送訊導體 14 之切換一事作連動，並針對受訊導體群 11 全體而進行。另外，位置算出電路 35，係並不僅是輸出指示體所被放置之交叉點的位置(座標)，而亦將指示體所被放置之感測部 10 表面的面積、從指示體所受到之壓力等的資訊作輸出。

#### [位置檢測之原理]

接著，對於本實施形態之指示體檢測裝置中的指示體之位置檢測的原理，參考圖面而作說明。如上述一般，本實施形態之檢測方式，係為交叉點型靜電耦合方式，並根據感測部之送訊導體以及受訊導體間的靜電耦合狀態之變化而檢測出指示體之位置。

首先，參考圖 11A 以及 B，對於在感測部 10 上存在有指示體的情況與不存在有指示體的情況下之送訊導體 14 以及受訊導體 12 間的靜電耦合狀態之變化作說明。另外，圖 11(A)，係為對於當在感測部 10 上並不存在有指示體的情況時之送訊導體 14 以及受訊導體 12 間的靜電耦合狀態作展示之圖，圖 11B，係為對於當在感測部 10 上存在

有指示體的情況時之送訊導體 14 以及受訊導體 12 間的靜電耦合狀態作展示之圖。

當在感測部 10 上並不存在有指示體的情況(圖 11A 之情況)時，送訊導體 14 以及受訊導體 12 間係隔著間隔物 16 而作電容耦合，從送訊導體 14 所發出之電場，係在受訊導體 12 處收斂。其結果，在送訊導體 14 以及受訊導體 12 間，係流動有特定之值的電流。

然而，當感測部 10 上存在有作為指示體之例如手指 19 的情況(圖 11B 之情況)時，受訊導體 12，係成為並非僅與送訊導體 14 相耦合，而亦經由手指 19 來與接地作了電容耦合的狀態。在此種狀態下，從送訊導體 14 所發出之電場的一部份，係在手指 19 處而收斂，在送訊導體 14 以及受訊導體 12 之間所流動之電流的一部份，係經由手指 19 而分流至接地處。其結果，流入至受訊導體 12 中之電流值係變小。在靜電耦合方式中，係藉由受訊部 30 來檢測出此由受訊導體 12 所輸出之電流值的變化，並檢測出指示體之位置。

接著，參考圖 12A~D，對於手指 19 同時地被放置在感測部 10 的複數之交叉點上的情況時之位置檢測作說明。

圖 12A，係對於手指 19 被放置在感測部 10 上之某一送訊導體與受訊導體之交叉點(網格)上的情況時之指示體檢測裝置 100 作展示。於此，作為其中一例，係對於送訊導體  $Y_6$  與受訊導體  $X_4$ 、以及送訊導體  $Y_6$  與受訊導體

$X_{122}$  間之交叉點作注目。於圖 12B 中，對於相對於送訊導體  $Y_6$  之受訊導體  $X_4$  以及受訊導體  $X_{122}$  的輸出訊號作展示。圖 12C，係為對於相對於送訊導體  $Y_{58}$  之受訊導體  $X_7$  的輸出訊號之檢波波形作展示的圖。圖 12D，係為對於相對於送訊導體  $Y_2$  之從受訊導體  $X_7$  而來的輸出訊號之檢波波形作展示的圖。

如同上述一般，當手指 19 並不存在於感測部 10 上的情況時，由受訊導體 12 而來的輸出電流係成為特定之值。然而，當在送訊導體  $Y_6$  與受訊導體  $X_4$ 、以及送訊導體  $Y_6$  與受訊導體  $X_{122}$  間之交叉點處而被放置有手指 19 的情況時，係如同參考圖 11A 以及 B 所作了說明一般，送訊導體  $Y_6$  與受訊導體  $X_4$ 、以及送訊導體  $Y_6$  與受訊導體  $X_{122}$  間之靜電耦合狀態係變化，在此交叉點處之流動至受訊導體  $X_4$  與受訊導體  $X_{122}$  中之電流係變化。此時，從受訊導體  $X_4$  以及受訊導體  $X_{122}$  所輸出之電流的頻率  $f_1$ ，係與被供給至送訊導體  $Y_6$  處之週期訊號的頻率  $f_1$  相對應。

受訊導體  $X_4$ ，在檢測區塊 36(參考圖 7)內，其檢測順序係為第 5 個，受訊導體  $X_{122}$ ，在檢測區塊 36 內，其檢測順序係為第 3 個。故而，在同步檢波電路 37 處，係在某一區塊中，藉由與被供給至送訊導體 14 處之週期訊號相同的頻率來對於受訊導體  $X_{122}$  之輸出訊號作檢波，並在 2 個時脈後，藉由該頻率來對於受訊導體  $X_4$  之輸出訊號作檢波。如此這般，如圖 12B 中所示一般，而檢測出受訊導體  $X_4$  以及受訊導體  $X_{122}$  的輸出訊號減少一事，而能夠特

10/年6月1日修正頁(本)  
登錄

定出手指之位置。

進而，當手指 19 沿著感測部 10 之任意一個的受訊導體 12 而被放置在複數之交叉點上的情況時，亦能夠同樣地檢測出來。以下，針對手指沿著同一之受訊導體 12 而被放置在複數之交叉點上的情況時之檢測動作作說明。

在本例中，想定下述之情況：亦即是，係沿著感測部 10 之受訊導體  $X_7$ ，而使手指 19 被放置在送訊導體  $Y_{58}$  與  $Y_2$  處(參考圖 12A)，在送訊導體  $Y_{58}$  處，係被供給有頻率  $f_{14}$  之週期訊號，在送訊導體  $Y_2$  處，係被供給有頻率  $f_0$  之週期訊號。於此，送訊導體  $Y_{58}$ ，在送訊區塊 25(參考圖 5)內之供給順序係為第 3 個，同樣的，送訊導體  $Y_2$ ，在送訊區塊 25 內之供給順序亦係為第 3 個。故而，在同步檢波電路 37 之  $DCT_{14}$  以及  $DCT_0$  處，受訊導體  $X_7$  之輸出訊號，係藉由被供給至送訊導體 14 處之週期訊號的頻率  $f_{14}$ 、 $f_0$  而被同時作檢波。如此這般，如圖 12C、D 中所示一般，而分別檢測出相對於送訊導體  $Y_{58}$  之受訊導體  $X_7$  以及相對於送訊導體  $Y_2$  之受訊導體  $X_7$  的輸出訊號之準位減少一事，而能夠特定出手指之位置。

在如同上述一般所構成之交叉點型靜電耦合方式中，藉由將供給了週期訊號的送訊導體 14 之索引標號  $n(0 \sim 63)$  和被檢測出輸出訊號之減少的受訊導體 12 之索引標號  $m(0 \sim 127)$  檢測出來，而能夠特定出手指 19 之位置。相對於此，在投影型靜電耦合方式中，當存在有手指之重疊的情況時，係無法進行手指之位置的特定。

另外，雖然亦會有因應於交叉點(送訊導體)之場所而使對於送訊導體 14 之週期訊號的供給順序成為相異的情況，但是，於該情況，能夠藉由同一之受訊導體 12 而將在各交叉點處所流動的電流之變化檢測出來之順序，係成為相異。亦即是，係並不一定會如同沿著受訊導體  $X_7$  而將手指 19 放置在送訊導體  $Y_{58}$  與  $Y_2$  處的情況一般地而為同時。

又，當手指 19 被放置在感測部 10 之連續的複數之交叉點上的情況時，亦能夠藉由與上述相同之原理而檢測出來。於此情況，所檢測出之交叉點的位置亦成為連續，而能夠將手指 19 所被放置之區域檢測出來。亦即是，係成為能夠將被放置在感測部 10 上之手指 19 的形狀推測出來。故而，在本實施形態中，不僅是能夠推測出被配置在感測部 10 上之指示體的位置，而亦能夠將指示體之與感測部 10 相對向的面之形狀推測出來。例如，當在感測部 10 上而放置了手掌的情況時，則係成為不僅是該手之位置且亦能夠將手掌的形狀推測出來。

#### [指示體檢測裝置之動作]

接著，對於本實施形態之指示體檢測裝置 100 的動作，參考圖面而作說明。於圖 13 中，展示用以對於在本實施形態中之指示體檢測裝置 100 中的作為被檢測物之指示體之檢測處理程序作說明的流程圖。

首先，多頻訊號供給電路 21 內之各週期訊號產生部

10年6月21日修正頁(本)  
對號

24，係對於藉由控制電路 40 所被作了分配的頻率之週期訊號作設定(步驟 S1)。

接著，受訊部 30 之受訊導體選擇電路 31，係藉由開關 31a 而在各檢測區塊 36 內對於特定之受訊導體 12 作選擇，並將該選擇了的受訊導體 12 與相對應之 I/V 變換電路 32a 相連接(步驟 S2)。

接著，送訊導體選擇電路 22，係在各送訊區塊 25 內而對於供給週期訊號之特定的送訊導體 14 作選擇(步驟 S3)。接著，多頻訊號供給電路 21，係對於在各送訊區塊 25 處而選擇了的特定之送訊導體 14 而將分別相對應之週期訊號同時性地作供給(步驟 S4)。另外，在位置檢測處理之開始時所被選擇的在各檢測區塊 36 內之特定的受訊導體 12，係以在週期訊號被供給至送訊導體群 13 處之前而預先作選擇為理想。

接著，受訊部 30，係對於由在步驟 S2 處而選擇了的各檢測區塊 36 之特定的送訊導體 12 而來之輸出電流同時性地檢測出來(步驟 S5)。具體而言，首先，放大電路 32，係將從所選擇了的特定之受訊導體 12(合計 16 根之受訊導體 12)而來之輸出電流變換為電壓並作放大，再將該放大訊號輸出至 A/D 變換電路 33 處。此時，藉由被連接於受訊導體 12 處之 I/V 變換電路 32a，而將輸出電流變換為電壓並作放大。接著，A/D 變換電路 33，係將被輸入了的電壓訊號作 A/D 變換，並將變換後的數位訊號輸出至訊號檢測電路 34 處。

接著，訊號檢測電路 34，係從被輸入了的數位訊號而對於各頻率成分作同步檢波(步驟 S6)。具體而言，藉由被連接於 A/D 變換電路 33 處之各訊號檢測部 34a，而對於在相對應之受訊導體 12 處所檢測出了的訊號，來檢波出與被供給至送訊導體 14 處之頻率相同頻率的訊號。而後，訊號檢測電路 34，係將對於特定之受訊導體 12 所算出了的訊號，儲存在各暫存器 38(區域 38a~38d)中(步驟 S7)。

接著，控制電路 40，係對於在藉由步驟 S2 所選擇了的受訊導體 12 處，是否對於全部的送訊導體 14 而結束了位置檢測一事作判定(步驟 S8)。當並未對於選擇了的受訊導體 12 而在全部的送訊導體 14 處結束位置檢測的情況時、亦即是當步驟 S8 係為 NO 的情況時，係回到步驟 S3，並對於送訊導體選擇電路 22 內之各送訊區塊 25 的開關 22a 作切換，而對於與前一次相異之送訊導體 14 作選擇。而後，藉由多頻訊號供給電路 21，來對於所選擇了的複數之送訊導體 14 而同時性地供給多頻訊號。之後，反覆進行步驟 S3~S7，直到對於所選擇了的受訊導體 12 而在全部的送訊導體 14 處之位置檢測均結束為止。之後，針對所選擇了的受訊導體 12，若是在全部送訊導體 14 處之位置檢測均結束，則係將被儲存在暫存器 38 中之該受訊導體 12 上的全部交叉點之訊號，讀出至位置算出電路 35 處。

亦即是，若是參考圖 1、圖 5 以及圖 7 來作說明，則

例如當受訊導體  $X_0$ 、 $X_8$ 、 $\dots$   $X_{120}$  被作了選擇時，係對於送訊導體  $Y_3$ 、 $Y_7$ 、 $\dots$ 、 $Y_{63}$  供給週期訊號，並進行位置檢測。在下一個區塊處，受訊導體係維持原樣，並對於送訊導體  $Y_2$ 、 $Y_6$ 、 $\dots$ 、 $Y_{62}$  供給週期訊號，而進行位置檢測。若是反覆進行此處理，並對於送訊導體  $Y_0$ 、 $Y_4$ 、 $\dots$ 、 $Y_{60}$  供給週期訊號，而進行位置檢測，則各群組內之送訊導體的切換係被作了一輪換，對於受訊導體  $X_0$ 、 $X_8$ 、 $\dots$   $X_{120}$  之全部送訊導體 14 的位置檢測係結束(步驟 S8 之 YES 狀態)。如此這般，若是在所選擇了的受訊導體處之全部送訊導體的檢測均結束，則係移行至步驟 S9。

另一方面，當對於在步驟 S4 中所選擇了的受訊導體 12 之全部送訊導體 14 處的位置檢測均結束的情況時，亦即是當步驟 S8 之判定結果係為 YES 的情況時，控制電路 40，係判定在全部受訊導體 12 處之位置檢測是否均結束(步驟 S9)。當在全部受訊導體 12 處之位置檢測尚未結束的情況時、亦即是當步驟 S9 之判定結果係為 NO 的情況時，係回到步驟 S2，並對於受訊導體選擇電路 31 內之各檢測區塊 36 的開關 31a 作切換，而對於與前一次相異之複數的受訊導體 12 作選擇(相當於步驟 S2 之處理)。又，與受訊側之切換並行地，而對於送訊導體選擇電路 22 內之各送訊區塊 25 的開關 22a 作切換，並對於與前一次相異(與在步驟 S3 中之最初所選擇者相同)之送訊導體 14 作選擇。而後，藉由多頻訊號供給電路 21，來對於所選擇了的複數之送訊導體 14 而同時性地供給多頻訊號。如此這般



，而對於受訊導體 12 以及送訊導體 14 作切換並繼續進行位置檢測。之後，反覆進行步驟 S2～S8，直到對於全部受訊導體 12 之在全部的送訊導體 14 處的位置檢測均結束為止。

亦即是，若是參考圖 1、圖 5 以及圖 7 來作說明，則係例如在受訊導體  $X_0$ 、 $X_8$ 、 $\dots$   $X_{120}$  被作了選擇的狀態下，而使各群組內之送訊導體 14 作輪換，並對於受訊導體  $X_0$ 、 $X_8$ 、 $\dots$   $X_{120}$  而進行在全部送訊導體處之位置檢測。接著，切換為受訊導體  $X_1$ 、 $X_9$ 、 $\dots$ 、 $X_{121}$ ，並使各群組內之送訊導體 14 作輪換。反覆進行此處理，並對於受訊導體 12 依序作切換。而後，若是對於輪換中之最後的受訊導體  $X_7$ 、 $X_{15}$ 、 $\dots$   $X_{127}$  而結束了在全部送訊導體處之位置檢測，則係移行至步驟 S10，若是尚未結束，則係回到步驟 S2。

位置算出電路 35，係由從同步檢波電路 37 所輸入之在受訊導體 12 的交叉點處之訊號，而將輸出了訊號準位有所減少的訊號之受訊導體 12 與其頻率檢測出來。而後，根據由訊號準位而特定出來的受訊導體 12 之索引標號  $m(0 \sim 127)$  與供給了該週期訊號之送訊導體 14 的索引標號  $n(0 \sim 63)$ ，來算出指示體之位置(步驟 S10)。在本實施形態中，係如此這般地而進行被配置在感測部 10 上之指示體的位置檢測。

如同上述一般，在此第 1 實施形態中，係對於各群組之特定的送訊導體 14 而將頻率互為相異之訊號同時作供

給(多重送訊)，並藉由特定之複數的受訊導體 12 而同時檢測出指示體之位置。亦即是，係對於送訊導體 14 以及受訊導體 12 間之複數的交叉點而同時地進行位置檢測處理。故而，若依據本實施形態，則係能夠將對於複數之交叉點的位置檢測中所耗費的時間縮短，而成爲能夠更高速地進行位置檢測。

若是更具體地作說明，則在第 1 實施形態中，係將送訊導體群 13 以及受訊導體群 11 分別分割爲 16 個的群組，並對於各群組作平行處理。故而，在本實施形態中，例如，相較於如同先前技術一般之對於所有交叉點而依序進行檢測處理的情況時之檢測時間，係能夠將其之檢測時間縮短爲  $1/(16 \times 16)$ 。另外，群組數係並非爲被限定於此例者，又，當然，就算是僅將送訊導體群 13 或者是受訊導體群 11 之其中一者作群組化，亦能夠得到檢測時間之縮短效果。

又，在此第 1 實施形態中，係以若是針對 1 個的受訊導體而結束了在全部送訊導體處之檢測，則切換至下一個的受訊導體並繼續進行位置檢測的情況而作了說明，但是，係並不被限定於此例。亦可設爲在對於 1 個的受訊導體之全部送訊導體處的檢測結束之前，便切換至其他之受訊導體並繼續進行位置檢測，只要在最終能夠使感測部 10 之全部交叉點處的位置檢測均被進行即可。

[變形例 1]

在上述第 1 實施形態中，係針對如圖 2 中所示一般的在第 1 玻璃基板 15 之其中一方的表面上而將受訊導體 12 與送訊導體 14 隔著間隔物 16 來形成之構成的感測部 10 而作了說明，但是，本發明係並不被限定於此。例如，亦可將受訊導體與送訊導體分別形成在一枚之玻璃基板的兩面處。於圖 14 中，展示其中一例。

圖 14，係為變形例 1 之感測部的概略剖面圖。

此例之感測部 50，係具備有玻璃基板 51、和被形成在玻璃基板 51 之其中一方的表面(於圖 14 中，係為下面)上之複數的送訊導體 52、和被形成在送訊導體 52 上之第 1 保護層 53。進而，感測部 50，係具備有被形成在玻璃基板 51 之另外一方的表面(於圖 14 中，係為上面)上之複數的受訊導體 54、和被形成在受訊導體 54 上之第 2 保護層 55、和被形成在第 2 保護層 55 上之保護薄片 56。另外，在此例中之指示體的檢測面，係為保護薄片 56 側之面。

在此變形例 1 中，玻璃基板 51、送訊導體 52 以及受訊導體 54，係可藉由與上述第 1 實施形態相同的形成材料而形成之。另外，在此變形例 1 中，與第 1 實施形態相同的，代替玻璃基板 51，亦可使用由合成樹脂等所成的薄片狀(薄膜狀)基材。進而，第 1 保護層 53 以及第 2 保護層 55，例如，係可藉由  $\text{SiO}_2$  膜或是合成樹脂膜等而形成之，作為保護薄片 56，例如，係可使用由合成樹脂等所成之薄片構件。

此變形例 1 之感測部 50，相較於上述第 1 實施形態(

圖 2)的感測部 10，由於係能夠將玻璃基板之枚數減少，因此，係能夠將感測部 50 之厚度設為更薄。又，在此例之感測部 50 中，由於係能夠將玻璃基板之枚數減少，因此，係能夠提供更為低價之感測部。

[變形例 2]

在變形例 2 中，係根據圖 15A 以及 B，而針對在玻璃基板之單側的表面上形成送訊導體以及受訊導體的情況時之感測部的構成例作說明。圖 15A，係為對於在變形例 2 之感測部的交叉點處之剖面圖作展示，圖 15B，係為對於變形例 2 之感測部的立體圖面作展示。

此例之感測部 60，係具備有玻璃基板 61、和以特定之圖案而被形成在此玻璃基板 61 之單側的表面上並具備有導電性之金屬部 62、和被形成在金屬部 62 上之絕緣部 63、和複數之送訊導體 64、以及複數之受訊導體 65。另外，保護層以及保護薄片之記載，係作省略。

金屬部 62，例如，係為朝向與受訊導體 65 所延伸之方向相交叉的方向而作延伸並形成之略線狀的金屬。絕緣部 63，係以將此金屬部 62 之一部分作覆蓋的方式而被形成。而，在金屬部 62 之延伸方向的兩端處，係被設置有送訊導體 64，被設置在此金屬部 62 之延伸方向的兩端處之各送訊導體 64 彼此，係藉由此金屬部 62 而被作電性連接。而，受訊導體 65，係以橫跨在絕緣部 63 上的方式而被形成，此受訊導體 65，係以與金屬部 62 以及送訊導體

64 相互電性絕緣的方式而被形成。

另外，在此圖 15A、B 中，雖係對於送訊導體 64 為以將金屬部 62 以及絕緣部 63 之上面(圖之上方)的一部份作覆蓋的方式而作了形成之情況作展示，但是，在本發明之實施中，係並不被限定於該種形態。只要被設置在金屬部 62 之延伸方向的兩端處之各送訊導體 64 彼此係藉由此金屬部 62 而被作電性連接，則便已達到設置該金屬部 62 之目的，因此，例如，係並不必要使送訊導體 64 將金屬部 62 之上面作覆蓋。又，同樣的，在同圖中，雖係以使送訊導體 64 將絕緣部 63 之上面的一部份作覆蓋的方式而作了記載，但是，係並不被限定於此例。只要是將受訊導體 65 與送訊導體 64 以及金屬部 62 作了電性絕緣即可，本發明，係並不被限定於此形態。

另外，在此例中，作為指示體之檢測面，係可使用玻璃基板 61 之被形成有導體之側的面以及與導體形成面相反側之面中的任一者。

在此變形例 2 中，受訊導體 65，係與上述第 1 實施形態相同的，藉由直線狀導體而形成之。另一方面，送訊導體 64，係以透過絕緣層 63 之開口部來與金屬部 62 作連接的方式而被形成。亦即是，被供給週期訊號之送訊導體 64，係以挾持著絕緣部 63 而通過受訊導體 65 之下方的方式而被立體性地作配線。

又，在此變形例 2 中，玻璃基板 61、送訊導體 64 以及受訊導體 65，係可藉由與上述第 1 實施形態相同的形成

材料而形成之。另外，在此例中，與第 1 實施形態相同的，代替玻璃基板 61，亦可使用由合成樹脂等所成的薄片狀(薄膜狀)基材。

金屬部 62，係可藉由具有高導電率之金屬材料、例如藉由 Mo(鉬)或是 Al(鋁)等來形成之。金屬部 62 與送訊導體 64 之間的接觸部分的尺寸，由於係為微小，因此，為了將此連接部分處的電阻縮小，係以在金屬部 62 中使用具有高導電率之金屬材料為理想。又，絕緣部 62，例如，係可藉由光阻劑等來形成之。

此變形例 2 之感測部 60，相較於上述第 1 實施形態(圖 2)之感測部 10，由於係能夠將玻璃基板之枚數減少，因此，係能夠將感測部 60 之厚度設為更薄。又，在此例之感測部 60 中，由於係能夠將玻璃基板之枚數減少，因此，係能夠提供更為低價之感測部。又，藉由將送訊導體與受訊導體之配線形成在同一層處，亦有著削減成本的效果。

進而，此變形例 2 之感測部 60，相較於變形例 1 之感測部 50，係可得到下述一般之優點。在此變形例 2 之感測部 60 處，當作為指示體之檢測面而使用了與導體形成面相反側之面的情況時，在指示體與導體之間，係成為中介存在有玻璃基板 61。於此情況，相較於變形例 1 之感測部 50 的情況，指示體以及導體間之距離係變廣，從指示體而來之雜訊的影響係變小。

## [變形例 3]

在上述第 1 實施形態以及變形例 1 還有變形例 2 之中，雖係針對能夠藉由在特定方向上而延伸存在之直線狀的一定寬幅之導體來形成送訊導體以及受訊導體而作了說明，但是，本發明中之此送訊導體以及受訊導體的形狀，係並不被限定為在特定方向上而延伸存在之一定寬幅的導體。於此，作為變形例 3，對於送訊導體之其他的構成例作說明。

於圖 16A 中，係為對於在變形例 3 之感測部處的送訊導體以及受訊導體間之交叉點的擴大圖作展示，於圖 16B 中，係為對於島狀導體部 73A 之擴大圖作展示。

在此變形例 3 之感測部 70A 中，如圖 16A 中所示一般，受訊導體 74 係藉由直線狀之一定寬幅的導體而被形成，但是，送訊導體 71A，係藉由線狀導體部 72、和寬幅為較此線狀導體部 72 之寬幅更廣的由 ITO 等所成之島狀導體部 73A 所構成。

如圖 16 中所示一般，島狀導體部 73A，係由被形成為略相同形狀之第 1 以及第 2 島部 73b、73c，和將此第 1 以及第 2 島部 73b、73c 彼此作電性連接之略直線狀的連接部 73d 所構成。第 1 及第 2 島部 73b、73c，係被形成為具備有頂部 73a 之略三角形狀，並在該頂部 73a 處而與線狀導體部 72 作電性連接。而，第 1 島部 73b 與第 2 島部 73c，係在與頂部 73a 相對向之底部 73e 處，藉由連接部 73d 而被作電性連接。

藉由將送訊導體 71A 之形狀設為如同上述一般之形狀，能夠將交叉點近旁之送訊導體的面積增大。其結果，當指示體接近感測部時，從送訊導體所發出之電場係會更多量地在指示體處收斂，因此，檢測感度係提升。又，島狀導體部 73A，係採用被設置有由於將第 1 島部 73b 與第 2 島部 73c 藉由連接部 73d 來作電性連接而形成的凹部 73f 之形狀(略 H 字狀)，藉由此，當採用經由將本發明所被適用之指示體檢測裝置與採用有電磁感應方式(EMR：Electro Magnetic Resonance)之指示體檢測裝置作重疊設置而使檢測出指示體之區域被作了共通化之輸入裝置的情況時，由從電磁感應方式之位置檢測裝置所發出之電場所導致的送訊導體上之渦電流的發生，係被作抑制。其結果，能夠防止電磁感應方式之指示體檢測裝置之由於上述渦電流所產生之損失(渦電流損失)而使得檢測感度降低的事態。

進而，於圖 17 中，展示變形例 3 之其他例子的感測部中之送訊導體以及受訊導體間的交叉點之擴大圖。

本例之感測部 70B，其送訊導體 71B，係由線狀導體部 72、和對於變形例 3 者而作了改善後之島狀導體部 73B 所構成。與變形例 3 間之相異點，係在於：變形例 3 中所示之島狀導體部 73A，係為將第 1 及第 2 島部 73b、73c 形成為略三角形狀，相對於此，在此變形例中，係將第 1 及第 2 島部 73g、73h 形成為略梯形狀。而，在本變形例中，係在身為與變形例 3 之第 1 及第 2 島部 73b、73c



的頂部 73a 相當之部分的上底部 73i 處，被與線狀導體部 72 作電性連接。關於其他部分，由於係與圖 16 中所示之變形例 3 共通，因此，在圖 17 中，於該共通部分處，係附加與圖 16 相同之號碼，並省略其說明。

若是將此島狀導體部 73B 與在變形例 3 中所說明了的島狀導體部 73A 作比較，則此島狀導體部 73B，由於係為並不具備有頂部 73a(不具備銳角部分)之形狀，因此，相較於島狀導體部 73A，電流之流路係變廣。其結果，在島狀導體部 73B 與線狀導體部 72 間之連接部分處，係不會發生電流之集中，而電流係擴散。亦即是，由於在成為島狀導體部 73B 之兩端的上底部 73i-73i 之間，電流係擴散流動，因此，此上底部 73i-73i 間之電阻值係不會變高。其結果，相較於變形例 3(圖 16)中所示之送訊導體之例，電傳導特性係更進一步提升。如此這般，藉由將感測部之交叉點周邊的送訊導體之形狀如同本變形例一般的來構成，能夠將電傳導特性更進一步的提升。另外，此上底部 73i 之形狀，係以並不存在有銳角之部分為理想，除了上述形狀之外，例如亦可形成為曲面狀。又，在本變形例之感測部 70B 處，雖係針對在島狀導體部 73A、73B 處為被形成有 2 個的凹部 73f 之情況而作了例示說明，但是，此凹部，係並不被限定於形成有 2 個，例如，亦可形成有 4 個以上。

進而，變形例 3 之 2 個例子(圖 16、17)，係並不被限定於交叉點型靜電耦合方式之指示體檢測裝置的感測部中

，而亦可適用在投影型靜電耦合方式的指示體檢測裝置之感測部等處。又，在此變形例 3 中，雖係針對對於送訊導體之島狀導體部的形狀作了特別設計的例子而作了說明，但是，亦可在交叉點周邊之受訊導體處設置島狀導體部，並設為相同之形狀。

又，島狀導體部，係亦可對於變形例 1(圖 14)之由 2 層所成的感測部 50 以及變形例 2(圖 15)之由 1 層所成的感測部 60 之任一者作適用。另外，當將指示體檢測裝置與液晶面板等之顯示裝置作了一體化構成的情況時，為了對於從液晶面板所受到的靜電雜訊之影響作抑制，較理想，係將受訊導體配置在與液晶面板之掃描方向相交叉的方向上。

#### [變形例 4]

在採用了交叉點靜電耦合方式的指示體檢測裝置中，當從對於指示體作操作之面側(亦即是上方)來對於感測部作了觀察的情況時，則複數之受訊導體與送訊導體係相交叉，並有著存在有導體圖案之區域與不存在有導體圖案之區域。各導體，係藉由 ITO 膜等之透明電極膜而被形成，但是，存在有導體圖案之區域的透過率，相較於不存在有導體圖案之區域的透過率，係會降低。其結果，在感測部上，係會產生透過率之不均。依存於使用者個人差，亦會有對於此透過率之不均有所在意的情况。因此，在變形例 4 中，係對於用以消除此種在感測部上之透過率的不均之構成作說明。

於圖 18 中，展示此例之感測部的概略構成。另外，於此，係針對將此例之構成適用在變形例 1(圖 14)之感測部 50 處的例子而作說明。於此例之感測部 70C 中，在不存在有送訊導體 52 以及受訊導體 54 的區域中，係設置例如由與導體相同之材料所成的第 1 透明電極膜 333 以及第 2 透明電極膜 334。除此之外的構成，係與變形例 1(圖 14)之感測部 50 為相同的構成。

於圖 19A 中，對於感測部 70C 之被形成在玻璃基板的其中一面(下面)處之送訊導體 52 以及第 1 透明電極膜 333 的構成作展示。於此例中，係在與送訊導體 52 相同之面上，而於相互被配置在近旁之 2 個的送訊導體 52 之間來配置矩形狀的第 1 透明電極膜 333。第 1 透明電極膜 333，係為了不會與送訊導體 52 相接觸，而具備有相較於送訊導體間之尺寸而若干小的尺寸，其與送訊導體 52 之間，係隔著若干的空隙而相互分離。另一方面，關於第 1 透明電極膜 333 之送訊導體 52 的長度方向之尺寸，係被設定為相較於在相互被配置在近旁之受訊導體 54 間之尺寸上而加算了 1 根的受訊導體 54 之導體寬幅之後的尺寸而更若干小，並具備有在相互位置在近旁之 2 根的受訊導體 54 之間而一直延伸至各個的受訊導體 54 之導體寬幅的略 1/2 之位置處的位置關係地而被作配置。

又，於圖 19B 中，對於感測部 70C 之被形成在玻璃基板的另外一面(上面)處之受訊導體 54 以及第 2 透明電極膜 334 的構成作展示。於此例中，第 2 透明電極膜 334，係

被配置在與受訊導體 54 所被配置之面相同的面上，關於其之尺寸，係可適用與對於第 1 透明電極膜 333 之尺寸作規定的情況時相同之途徑來決定之。亦即是，第 2 透明電極膜 334，係爲了不會與受訊導體 54 相接觸，而具備有相較於受訊導體間之尺寸而若干小的尺寸，其與受訊導體 54 之間，係隔著若干的空隙而相互分離。另一方面，關於第 2 透明電極膜 334 之受訊導體 54 的長度方向上之尺寸，係被設定爲將相互在近旁而被作配置之送訊導體 52 作部分性的覆蓋。總結而言，關於第 1 透明電極膜 333 以及第 2 透明電極膜 334 的尺寸以及配置，例如當從對於指示體作操作之面側(上方側)來觀察感測部 70C 時，只要以使送訊導體 52、受訊導體 54、第 1 透明電極膜 333、第 2 透明電極膜 334 的重疊關係，在維持電性絕緣的同時，亦能夠盡可能地成爲均質的方式來作構成，而成爲能夠藉由此來以對於感測部 70C 全體而將透過率之不均作抑制並保持均質的光學特性來作配置即可。

若是將感測部 70C 之被形成在玻璃基板的各面上之導體以及透明電極膜分別如同圖 19A、B 一般地來作配置，則當從上方來對於感測部 70C 作觀察時，如圖 18 中所示一般，在並不存在有導體圖案之區域處，亦係被形成有由與導體相同之材料所成的第 1 透明電極膜 333 以及第 2 透明電極膜 334。其結果，在感測部 70C 上之透過率的不均係被作抑制。

另外，用以對於透過率之不均作抑制的第 1 透明電極

膜 333 以及第 2 透明電極膜 334 的形狀，係並不被限定於矩形。只要在從上方而對於感測部 70C 作觀察時，由各透明電極膜所成之導體圖案與第 1 透明電極膜 333 以及第 2 透明電極膜 334 之間的重疊關係成為光學性均質即可，第 1 透明電極膜 333 以及第 2 透明電極膜 334 之形狀，係關連於由各透明電極膜所成之導體圖案的形狀而被適宜作決定。例如，在此例中，雖係設為將矩形狀之複數的透明電極膜沿著送訊導體或是受訊導體所延伸存在之方向而以特定間隔來作配置的例子，但是，亦可將該複數之透明電極膜作為 1 枚的電極膜而形成之。

[變形例 5]

在上述第 1 的實施形態中，雖係針對送訊導體以及受訊導體均為直線狀之導體，且兩者係相正交的例子而作了說明，但是，本發明係並不被限定於此。例如，亦可將送訊導體以及受訊導體之至少其中一方藉由曲線狀的導體來構成之。於圖 20 中，展示其中一例。

圖 20，係為對於在變形例 5 中之感測部 80 的送訊導體群 82 與受訊導體群 81 的配置圖案作展示之圖。在此變形例 5 中，送訊導體群 82，係藉由被形成為直徑相異之環狀的複數之送訊導體 82a 所構成，各環狀之送訊導體 82a，係被配置為同心圓狀，並以使在半徑方向上相鄰接之送訊導體 82a 之間の間隔成為等間隔的方式而構成之。

另一方面，受訊導體群 81，係藉由從送訊導體群 82

之中心起而以輻射狀來延伸存在所形成的複數之直線狀的受訊導體 81a 而構成之。而，複數之受訊導體 81a，係在藉由送訊導體群 82 所形成之同心圓的周方向上而以等間隔來作配置。另外，在此圖 20 所示之變形例 5 中，雖係針對將送訊導體 82a 以等間隔而作了配置的情況來作例示，但是，此送訊導體 82a 間之間隔，係並非一定需要為等間隔，而亦可因應於實施形態來設定為任意之間隔。

此例之感測部 80，例如，係適合於使用在將旋轉操作檢測出來的情況中。

#### [變形例 6]

在上述第 1 實施型態中，係如同圖 7 中所示一般，對於在放大電路 32 內的放大器 32b 處而使用 1 輸入 1 輸出之放大器的例子而作了說明，但是，本發明係並不被限定於此。例如，作為放大器，係亦可使用差動放大器。於圖 21 中，展示其中一例。另外，於以下之說明中，針對與圖 7 中所示之第 1 實施形態共通的構成，係附加與圖 7 相同之符號，並省略其說明。

於圖 21A 中，係為對於變形例 6 之放大器的概略構成作展示，於圖 21B 中，係為對於當在放大電路中使用有差動放大器的情況時之放大電路以及其周邊之概略構成作展示。

如圖 21A 中所示一般，此變形例 6 之差動放大器 85，係為 2 輸入 1 輸出之差動放大器。在此變形例 6 中，於

差動放大器 85 之各輸入端子處，係各被連接有 1 根的相鄰之受訊導體 12。又，在此變形例 6 中，受訊導體群 11，係由 129 根之受訊導體 12 所構成。受訊導體群 11，係被分割為 16 個的由受訊導體 12 所成之檢測區塊 36。此檢測區塊 36，係藉由相鄰接(索引標號  $m$  為連續)之 9 根的受訊導體 12 所構成。而，此構成各檢測區塊 36 之受訊導體 12 中的第 9 根之受訊導體(索引標號  $m$  為最大者)，係被與相鄰接之其他的檢測區塊 36 作共用。具體而言，在此變形例 6 中，係將受訊導體群 11，分割為檢測區塊  $\{X_0 \sim X_8\}$ 、 $\{X_8 \sim X_{15}\}$ 、 $\dots$ 、 $\{X_{114} \sim X_{121}\}$  以及  $\{X_{121} \sim X_{128}\}$ 。

而後，如同此圖 21B 中所示一般，受訊導體選擇電路 88，係將一對之開關 88a、88b 作複數設置而構成之。此一對之開關 88a、88b，係在各檢測區塊 36 處而分別被作設置。此一對之開關 88a、88b，係具備有 9 個的共通之輸入端子 31b。此共通之輸入端子 31b，係分別被與相對應之受訊導體 12 相連接。一對之開關 88a、88b 的各別之輸出側的端子 88c、88d，係分別被與 I/V 變換電路 32a 之輸入端子相連接。而，被與開關 88a 之輸出端子相連接了的 I/V 變換電路 32a，係被連接於差動放大器 85 之極性為「-」的輸入端子處，被與開關 88b 之輸出端子相連接了的 I/V 變換電路 32a，係被連接於差動放大器 85 之極性為「+」的輸入端子處。而後，一對之開關 88a、88b，係成為以特定之時間間隔，來對於與 I/V 變換電路 32a 相連接之受訊導體 12 依序作切換的構造。具體而言，最初，若是

假設開關 88a 係與受訊導體  $X_0$  相連接，而開關 88b 係與受訊導體  $X_1$  作連接，則在下一個的特定時間間隔中，係以使開關 88a 與受訊導體  $X_1$  相連接，並使開關 88b 與受訊導體  $X_2$  作連接的方式，來依序作切換並作連接。之後，係以特定之時間間隔來依序對於作連接的導體進行切換，並在開關 88a 係與受訊導體  $X_7$  相連接，而開關 88b 係與受訊導體  $X_9$  作連接之後，再度以使開關 88a 與受訊導體  $X_0$  相連接，並使開關 88b 與受訊導體  $X_1$  作連接的方式，來作切換並作連接。

當如此這般地而在受訊部處使用了差動放大器 85 的情況時，由於係能夠將被包含在從受訊導體 12 而來之輸出中的雜訊藉由差動放大器 85 來作相互抵消，因此，係能夠將雜訊耐性提升。

#### [變形例 7]

在上述變形例 6 中，雖係針對被連接於差動放大器處之受訊導體的根數為 2 根的情況而作了說明，但是，亦可將被連接於差動放大器處之受訊導體的根數更進一步作增加。於圖 22 中，展示其中一例。

圖 22，係為變形例 7 之差動放大器的概略構成。

在此例之差動放大器 86 中，係將被同時連接於差動放大器 86 處的受訊導體 12 設為 5 根。另外，在該些之受訊導體 12 處，係使用相互鄰接之 5 根的受訊導體 12。在圖 22 之例中，係將被連接於差動放大器 86 處的 5 根之受



訊導體 12，分別設為受訊導體  $X_{m-2} \sim X_{m+2}$ ，受訊導體  $X_{m-2}$  以及  $X_{m-1}$  係被連接於差動放大器 86 之極性為「-」的輸入端子處，而受訊導體  $X_{m+2}$  以及  $X_{m+1}$  係被連接於差動放大器 86 之極性為「+」的輸入端子處。而，中央之受訊導體  $X_m$ ，係被連接於特定之參考電壓準位的端子處。另外，當差動放大器 86 係為單電源的情況時，受訊導體  $X_m$  之電壓準位係被設定為特定之參考電壓準位，當差動放大器 86 係為雙電源的情況時，受訊導體  $X_m$  之電壓準位係成為 0。

若是設為此種構成，則對於差動放大器 86 之從複數之受訊導體 12 而來的輸出，係同時地被輸入。其結果，由於差分訊號之準位係增大，因此積分訊號亦係增大，而能夠使檢測感度提升。又，由於同時性地對於差動放大器 86 而將輸出訊號作輸入的受訊導體之根數係增加，因此，亦有著能夠將可進行檢測之範圍增廣的優點。又，於此變形例 7 中，由於係使用有差動放大器 86，因此，與變形例 6 相同的，係能夠將雜訊耐性提升。

另外，於圖 22 之例中，雖係將受訊導體選擇電路 31 之圖示作了省略，但是，在後續之圖面中，亦同樣的，僅當在本發明之說明中而特別有所需要的情況時才作記載。關於送訊導體選擇電路 22 之開關 22a 的記載，亦為相同。

於此，在此變形例 7 中，將被連接於差動放大器 86 處之中央的受訊導體  $X_m$  設定為特定之參考電壓準位的理

由，係如下所述。如同在上述第 1 實施型態中所說明了一般，在靜電耦合方式中，於指示體所接近之交叉點處，電流係經由指示體而被分流至接地處，並對於由於此分流所導致的交叉點處之電流變化檢測出來。然而，若是指示體並未被充分地作接地，則在交叉點處之電流的分流係成爲不充分。於此情況，在交叉點處之電流變化係變小，位置檢測之感度係降低。

但是，若是如同此變形例 7 一般，而以使連接於差動放大器 86 處之複數的受訊導體中之位置在中央的受訊導體  $X_m$  成爲參考電壓準位或者是 0 電壓的方式來作構成，則就算是在指示體並未被充分地作接地的情況下，當指示體接近受訊導體  $X_m$  的情況時，亦能夠將電流的一部份經由指示體以及受訊導體  $X_m$  來作分流。其結果，能夠對於上述之感度的降低作抑制。

#### [變形例 8]

在變形例 6 以及變形例 7 中，係針對利用差動放大器來使檢測感度作提升的例子而作了說明，但是，亦可藉由將供給至送訊導體處之週期訊號作相位反轉，而使檢測感度提升。

圖 23，係爲對於變形例 8 中之週期訊號的供給形態作展示之圖。

此變形例 8，係在圖 1 所示之送訊部 20 的多頻訊號供給電路 21 與送訊導體選擇電路 22 之間，設置將藉由週期

訊號產生部 24 所產生了的週期訊號之相位作反轉之相位反轉電路 87。而，此相位反轉電路 87，係將特定之頻率  $f_k$  的週期訊號供給至送訊導體  $Y_{n+1}$  處，並將藉由相位反轉電路 87 而作了相位反轉之頻率  $f_k$  的週期訊號供給至送訊導體  $Y_n$  處。而後，在受訊部 30(參考圖 1)處，從相鄰接之 2 個的受訊導體  $X_{n+1}$ 、 $X_n$  所輸出的電流，係被輸入至 2 個的輸入端子均為「+」端子之 2 輸入 1 輸出的放大器 90 處。

如此這般，當在送訊部 20 處使用有相位反轉電路 87 的情況時，當指示體並未接近時，由於在同時被檢測出之從 2 根的受訊導體  $X_{n+1}$ 、 $X_n$  而來的輸出中所包含的訊號係相互抵消，因此，能夠使檢測感度提升。

#### [變形例 9]

在上述變形例 8 中，係針對：爲了使檢測感度提升，而利用藉由送訊部所產生了的頻率訊號、和將此頻率訊號作了相位反轉之相位反轉訊號，並在受訊部處使用有 2 輸入 1 輸出之放大器的例子，而作了說明，但是，爲了並不利用相位反轉訊號地來將檢測感度提升並使能夠同時進行檢測之範圍變廣，係亦可將相同頻率之週期訊號對於複數之送訊導體作供給，並在受訊部處使用複數輸入 1 輸出之放大器。於圖 24 中，展示其中一例。

圖 24，係爲對於變形例 9 中之週期訊號的供給形態以及輸出訊號之檢測形態作展示者。

如同此變形例 9 一般，當在受訊部 30 處使用有 2 個的輸入端子均為「+」端子的 2 輸入 1 輸出之放大器 90 的情況時，係將相同頻率之週期訊號供給至 2 根的送訊導體 14 處。

在如此這般地對於複數根之送訊導體 14 供給相同頻率之週期訊號，並將從複數根之受訊導體 12 而來的輸出訊號作了加算的情況時，不僅是能夠將所檢測出之輸出訊號的準位增大，亦能夠將檢測範圍增廣。在將從複數根之受訊導體而來的輸出訊號作加算的情況時，由於係能夠將檢測範圍增廣，因此，在感測部 10 之位置檢測區域為大的情況時，係為特別合適。

另外，在此變形例 9 中，雖係針對將供給相同頻率之週期訊號的送訊導體 14 設為 2 根單位，而在受訊部處係將 2 根的受訊導體 12 之輸出訊號作加算的例子，而作了說明，但是，本發明係並不被限定於此。亦可將供給相同頻率之週期訊號的送訊導體 14 之單位設為 3 根以上，並配合於此，而將藉由受訊部之放大器所作加算之受訊導體 12 的根數亦設為 3 根以上。

進而，在此變形例 9 中，雖係針對：藉由放大器而作加算之受訊導體 12 的根數，係與供給相同頻率之週期訊號的送訊導體 14 之根數相同的情況，而作了說明，但是，本發明係並不被限定於此。亦可使供給相同頻率之週期訊號的送訊導體 14 之根數與藉由放大器來作加算之受訊導體 12 的根數成為相異。另外，當將供給相同頻率之週

期訊號的送訊導體 14 之根數與藉由放大器來作加算之受訊導體 12 的根數設為相同的情況時，係可得到下述一般之優點。

當送訊相同頻率之週期訊號的送訊導體之根數與在放大器處而作加算的受訊導體 12 之根數為相異的情況時，在感測部 10 上之最小的檢測區域，係成為長方形狀，並在感度分布上產生向異性。於此情況，例如，若是檢測出與感測部 10 相對向之面(以下，單純稱作「對向面」)為圓形狀的指示體，則該指示體之對向面，係會有並不被檢測為圓形狀而是被檢測為橢圓形狀等之變形了的形狀之情形。相對於此，當如同變形例 9 一般，送訊相同頻率之週期訊號的送訊導體之根數與在放大器處而作加算的受訊導體 12 之根數為相同的情況時，在感測部 10 上之最小的檢測區域  $S_{min}$ ，係成為正方形狀，並得到等向性之感度分布。於此情況，就算是在感測部 10 上被配置有對向面為圓形狀之指示體，亦能夠將該指示體之對向面檢測為圓形狀。

另外，在第 1 實施形態(圖 5)中，雖係針對使被供給至送訊區塊 25 內之送訊導體 14 處的週期訊號之頻率在每一根處而互為相異的例子中之頻率的輪換而作了說明，但是，本發明係並不被限定於此。例如，當如同變形例 9 中所示一般，對於每相鄰接之 2 根的送訊導體 14 而供給相同頻率之週期訊號的情況時，亦只要如同上述一般而將頻率在每特定時間處而作輪換(rotation)即可。於圖 25 以及圖 26 中，展示該例。

在圖 25A 以及 B 所示之輪換例中，首先，係在某一時刻處，將頻率  $f_0$ (同相位)之週期訊號供給至送訊導體  $Y_2$  以及  $Y_3$  處(圖 25A 之狀態)。接著，在特定時間後，將相位差  $f_0$ (同相位)之週期訊號供給至  $Y_0$  以及  $Y_1$  處(圖 25B 之狀態)。亦即是，圖 25A 以及 B 之例，係為於每特定時間處，而將供給相同頻率之週期訊號的送訊導體 14 以一次 2 根單位來作偏移之輪換例。

如此這般，若是在每特定時間處，進行將供給相同頻率之週期訊號的送訊導體 14 以 2 根單位來作偏移之輪換，則係能夠更高速地進行指示體之檢測。

又，在圖 26A~C 所示之輪換例中，首先，係在某一時刻處，將頻率  $f_0$ (同相位)之週期訊號供給至送訊導體  $Y_2$  以及  $Y_3$  處(圖 26A 之狀態)。接著，在特定時間後，將頻率  $f_0$ (同相位)之週期訊號供給至  $Y_1$  以及  $Y_2$  處(圖 26B 之狀態)。接著，在更進而經過特定時間後，將頻率  $f_0$ (同相位)之週期訊號供給至  $Y_0$  以及  $Y_1$  處(圖 26C 之狀態)。亦即是，圖 26A~C 之例，係為於每特定時間處，而將供給相同頻率之週期訊號的送訊導體 14 以一次 1 根單位來作偏移之輪換例。

如此這般，若是在每特定時間處，進行將供給相同頻率之週期訊號的送訊導體 14 以 1 根單位來作偏移之輪換，則由於係在複數根之送訊導體 14 處而被供給有相同頻率之週期訊號，因此，相較於在上述第 1 實施形態中所示之例(參考圖 5)，係能夠更加地將檢測精確度提升。

## [變形例 10]

在上述變形例 9 中，係針對藉由將在受訊側之放大器處所作加算的受訊導體 12 之根數增加為 2 根、3 根，而能夠使輸出訊號之準位曲線成為平緩(廣寬幅)，並使檢測範圍擴張一事，而作了說明。但是，在頻率多重方式(特別是，在並未使用差動放大器的情況)中，若是將受訊導體之根數增加，則由於週期訊號之合成，流入至受訊導體中之電流會大幅度地超過所欲檢測出之準位，而會有超越受訊部 30 之放大器等的動態範圍並成為飽和之虞。於圖 27 中，展示在變形例 9(圖 24)中所檢測出之準位曲線的例子。如圖 27 中所示一般，準位曲線 90X 之上揚、下挫係為尖銳，且準位係為大。若是將受訊導體 12 之根數增加為 3 根、4 根，則受訊準位係更加上升，經由週期訊號之合成，流入至受訊導體中的電流係變大。因此，在變形例 10 中，係為了將經由週期訊號之合成而流入至受訊導體中的電流作抑制，並使輸出訊號之準位曲線成為平緩，而設為在受訊導體間具備有被與接地作了連接之受訊導體的構成。於圖 28 中，展示其中一例。

圖 28，係為對於變形例 10 中之週期訊號的供給形態以及輸出訊號之檢測形態作展示者。在此變形例 10 中，係使用具備有 3 個的輸入端子之 3 輸入 1 輸出的放大器 91。此 3 個的輸入端子，係將兩側之輸入端子設為「+」端子，並將中央的輸入端子與接地相連接(以下，稱為「0」

端子)。而，受訊導體選擇電路 31(參考圖 1)，係將相鄰接的任意之 3 根的受訊導體  $X_m \sim X_{m+2}$  中之位置在兩側處的受訊導體  $X_m$  以及  $X_{m+2}$  分別連接於放大器 91 之兩側的「+」端子處，並將位置於中央之受訊導體  $X_{m+1}$  連接於「0」端子處。亦即是，係將由此中央之受訊導體  $X_{m+1}$  而來的輸出訊號之準位設為 0。

若是設為此種構成，則從在此變形例 10 中所示之放大器 91 所輸出的輸出訊號，係如同圖 28 中所示一般，代表該輸出訊號之準位的準位曲線 91X，係成為與由 2 根之受訊導體所致的“++”受訊之情況時而同等或者是其以下之大小，並且成為與由 3 根之受訊導體所致的“+++”受訊之情況時而同等之平緩的曲線形狀。亦即是，在此變形例 10 中，由於準位曲線 91X 之曲線形狀係成為平緩，因此，其之最大值，相較於受訊導體為 3 根的情況，當然係被抑制為更小，就算是相較於 2 根的情況，亦係被抑制為較小，並且，係能夠得到與受訊導體為 3 根的情況時同樣的檢測範圍。又，藉由將受訊導體的其中 1 個與接地作連接，亦能夠達成與將指示體和接地作了連接的情況時相同的效果。

另外，由於從與接地作了連接之受訊導體  $X_{m+1}$  而來的輸出訊號係為 0，因此，如圖 28 中所示一般，亦可與受訊導體之連接形態相對應地而將 3 根的送訊導體中之中央的送訊導體與接地相連接。當設為此種構成的情況時，不僅是能夠將檢測出之輸出訊號的準位曲線作改善，亦能夠



對於消耗電力之抑制有所助益。又，由於就算是差動放大器，亦仍會產生由於週期訊號之多重所導致的微小之起伏，因此，亦可設為能夠與受訊側之連接形態相對應地而在送訊側處亦成為相同之訊號準位一般的連接形態。

如上述一般，藉由在受訊導體間設置被與接地作連接的受訊導體，能夠在將準位曲線的起伏作了抑制的狀態下，而使準位曲線之形狀成為平緩。故而，能夠在對於準位曲線之準位作抑制的同時，亦藉由複數之受訊導體而同時地檢測出輸出訊號，而使座標辨識特性提升。又，能夠在對於準位曲線之準位作抑制的同時，亦將檢測範圍擴張為複數根之受訊導體。

圖 29，係為對於變形例 10 中之週期訊號的供給形態以及輸出訊號之檢測形態之其他例子作展示者。在此例中，係使用具備有 4 個的輸入端子之 4 輸入 1 輸出的放大器 92。此放大器 92 之 4 個的輸入端子，係為將「+」端子與和接地相連接之端子(以下，稱作「0」端子)交互配置所構成者。而，受訊導體選擇電路 31(參考圖 1)，係將相鄰接之任意的 4 根之受訊導體  $X_m \sim X_{m+3}$  交互地與此放大器 92 之「+」端子或者是「0」端子作連接。亦即是，係將相鄰接之 4 根的受訊導體  $X_m \sim X_{m+3}$  中的受訊導體  $X_{m+1}$ 、 $X_{m+3}$  與接地作連接，並將從受訊導體  $X_{m+1}$ 、 $X_{m+3}$  而來之輸出訊號的準位設為 0。另外，亦可如圖 29 中所示一般，與受訊導體之連接形態相對應地，而將 4 根的送訊導體中之中間跳過有 1 根導體的送訊導體  $Y_n$ 、 $Y_{n+2}$  與接地作連接。

又，本發明係並不被限定於此，亦可設為將受訊導體  $X_{m-1}$  以及  $X_{m+1}$  連接於「0」端子，並將受訊導體  $X_m$  以及  $X_{m+2}$  連接於「+」端子一般之構成。

於此，例如，當使用 4 輸入 1 輸出之放大器，並將其之全部的端子設為「+」端子的情況時，亦即是，當使用藉由受訊導體選擇電路 31 所選擇了的任意之 4 根的受訊導體並設為了”++++”受訊的情況時，由於由週期訊號之合成所導致的起伏等之影響，輸出訊號之準位曲線係會超過放大器 92 之動態範圍並飽和。但是，當如同圖 29 之例一般，而將受訊導體跳過有一根地來與接地相連接並設為了”+0+0”或者是”0+0+”受訊的情況時，就算是將相同根數之受訊導體作網羅，輸出訊號之準位曲線亦不會飽和。

若是依據於此圖 29 中所示之變形例 10 的其他例子，則與圖 28 之例相同的，係對於複數根之送訊導體 14 而供給相同頻率之週期訊號，並藉由放大器來將從相隔出了 1 根的複數根之受訊導體 12 而來的輸出訊號作加算。藉由設為此種構成，係能夠將流入至受訊導體處之電流適度地作抑制，並且能夠將檢測範圍擴張，並且，能夠將所檢測出之輸出訊號的準位增大，因此，能夠使檢測感度提升。又，在圖 29 所示之變形例的其他之例中，由於係與圖 28 之例相同的，而能夠將檢測範圍擴張並且使所檢測出之輸出訊號的準位增大，因此，當感測部 10 上之位置檢測區域為大的情況時，係特別合適。

又，在圖 28 以及圖 29 所示之變形例 10 中，係以使

對於送訊導體 14 而供給相同頻率之週期訊號時的送訊導體 14 之供給形態和藉由放大器而被作加算之受訊導體 12 之連接形態成爲相同的方式，而被構成。於此情況，在感測部 10 上之最小的檢測區域，係成爲正方形狀，並能夠得到等向性之感度分布。

[變形例 11]

作爲用以使藉由受訊部 30 所檢測出之輸出訊號的雜訊耐性提升之其中一例，係有著使用差動放大器並使其進行差動驅動之構成。於圖 30 中，作爲其之一例，對於在將 4 根之受訊導體作爲檢測範圍的情況時之週期訊號的供給形態以及輸出訊號之檢測形態之例作展示。

在圖 30 所示之變形例 11 中，係使用 4 輸入 1 輸出之差動放大器 93。此差動放大器 93 之 4 個的輸入端子，係爲將「+」端子與「-」端子以使相同極性相鄰接的方式來作配置所構成者。而，受訊導體選擇電路 31(參考圖 1)，係將相鄰接之任意的 4 根之受訊導體  $X_m \sim X_{m+3}$  中之受訊導體  $X_m$ 、 $X_{m+1}$  與此差動放大器 93 之「+」端子相連接，並將受訊導體  $X_{m+2}$ 、 $X_{m+3}$  與差動放大器 93 之「-」端子相連接。

另外，當如同此變形例 11 一般，而將受訊部之訊號檢測型態設爲「++--」的情況時，送訊部之訊號供給型態，亦係以與受訊部之訊號檢測型態相對應爲理想。具體而言，例如，係對於 4 根之相鄰接的送訊導體  $Y_n \sim Y_{n+3}$ ，而

從送訊導體 12 之索引標號為小者起，依序將週期訊號之相位設為「逆相、逆相、同相、同相」並作供給。為了實現此，係如圖 30 中所示一般，在送訊導體  $Y_{n+2}$  以及  $Y_{n+3}$  處，係並不將頻率  $f_k$  之週期訊號的相位作改變地而作供給。另一方面，在送訊導體  $Y_n$  以及  $Y_{n+1}$  處，係經由相位反轉器 87 而被供給有頻率  $f_k$  之週期訊號。

於此，圖 30 中所示之準位曲線 93X，係代表由 4 根的受訊導體 12 所致之輸出訊號的準位(輸出值)。當在受訊部處而使用了此種差動放大器 93 的情況時，由於係能夠將被包含在受訊導體  $X_m$ 、 $X_{m+1}$  之合成訊號與  $X_{m+2}$ 、 $X_{m+3}$  之合成訊號中的雜訊藉由差動放大器 93 來作相互抵消，因此，係能夠將雜訊耐性提升。

另外，在使用有差動放大器的情況時，實際之指示體與感測部相接觸所得到的輸出訊號之準位變化，係成為如同圖 30 之虛線所示一般之 S 字狀的特性。為了算出指示體之位置，係必須要成為如同準位曲線 93X 一般之具備有 1 個的峰值之輸出訊號。此係因為，顯示有此峰值之受訊導體，係成為指示體所實際作了接觸的位置之故。此具備有 1 個的峰值之輸出訊號，係能夠藉由對於以虛線所示之具備有 S 字狀之特性的輸出訊號作積分處理，而得到之。然而，積分處理，係會導致雜訊之積蓄，其結果，會產生位置檢測精確度變低之問題。

因此，在變形例 11 中，係將受訊部 30 之差動放大器的相異極性之輸入端子處在左右側而設為同數量，並設為

對於在等待指示體之檢測時所檢測出的左右之輸出訊號而取得平衡之構成。於圖 31 中，展示其中一例。

圖 31，係對於在將 4 根之受訊導體作為檢測範圍的情況時之週期訊號的供給形態以及輸出訊號之檢測形態之例作展示。

在圖 31 之例中，係使用 4 輸入 1 輸出之差動放大器 94。此差動放大器 94 之 4 個的輸入端子，係為將「+」端子與「-」端子以成為左右對稱的方式來作配置所構成者。而，受訊導體選擇電路 31(參考圖 1)，係將相鄰接之任意的 4 根之受訊導體  $X_m \sim X_{m+3}$  與此放大器 94 之 4 個的輸入端子作連接。亦即是，在相鄰接之 4 根的受訊導體  $X_m \sim X_{m+3}$  之中，將受訊導體  $X_{m+1}$  以及  $X_{m+2}$  連接於「+」端子處，並將受訊導體  $X_m$  以及  $X_{m+3}$  連接於「-」端子處。另一方面，以與受訊導體 12 所被連接之差動放大器 94 的輸入端子之極性相對應的方式，送訊部 20，係經由送訊導體選擇電路 22，而在藉由此送訊導體選擇電路 22 所選擇了的相鄰接之任意的 4 根之送訊導體  $Y_n \sim Y_{n+3}$  中，對於送訊導體  $Y_{n+1}$  以及  $Y_{n+2}$  供給頻率  $f_k$  之週期訊號，並對於送訊導體  $Y_n$ 、 $Y_{n+3}$  而經由相位反轉電路 87 來供給將頻率  $f_k$  之週期訊號的相位作了反轉之週期訊號。

藉由變形例 11 之差動放大器 94 所得的輸出訊號，係成為如同圖 31 中所示之準位曲線 94X 一般的具備有 1 個峰值之輸出訊號。其結果，由於係成為不需要對於差動放大器之輸出訊號作積分處理，因此，能夠將雜訊耐性提升

修正頁(本)  
登錄  
90年6月4日

。故而，能夠將當指示體對於感測部而作了指示時之訊號確實地檢測出來。

另外，在上述變形例 11 中，雖係針對將被連接於差動放大器處之受訊導體的根數設為 4 根的情況而作了說明，但是，此受訊導體之數量，係並不被限定為 4 根(偶數)，而亦能夠以 3 根或是 5 根(奇數)來作為單位。又，進行相位反轉者，係並不僅被限定於受訊導體側，而亦可設為送訊導體側，或者是受訊導體側以及送訊導體側之雙方。又，亦可如圖 28 之例一般，而將中央之受訊導體與接地或者是任意之基準電位作連接。

進而，在上述變形例 11 中，雖係針對將差動放大器之輸入端子的配置設為了“-++-”的情況而作了例示說明，但是，輸入端子之配置，係並不被限定於此例，只要是左右對稱即可。因此，在圖 32 中，係對於在將 4 根之受訊導體作為檢測範圍的情況時之週期訊號的供給形態以及輸出訊號之檢測形態之其他例作展示。

在圖 32 之例中，係使用 4 輸入 1 輸出之差動放大器 95，並將「+」端子與「-」端子構成為與圖 31 中所示之變形例 11 的情況作了交換的配置。而，受訊導體選擇電路 31(參考圖 1)，係將相鄰接之任意的 4 根之受訊導體  $X_m \sim X_{m+3}$  與此差動放大器 95 之 4 個的輸入端子作連接。亦即是，在相鄰接之 4 根的受訊導體  $X_m \sim X_{m+3}$  之中，將受訊導體  $X_m$  以及  $X_{m+3}$  連接於差動放大器 95 之「+」端子處，並將受訊導體  $X_{m+1}$  以及  $X_{m+2}$  連接於差動放大器 95 之

「-」端子處。另一方面，以與受訊導體 12 所被連接之差動放大器 95 的輸入端子之極性相對應的方式，送訊部 20，係經由送訊導體選擇電路 22，而在藉由此送訊導體選擇電路 22 所選擇了的相鄰接之任意的 4 根之送訊導體  $Y_n \sim Y_{n+3}$  中，對於送訊導體  $Y_n$  以及  $Y_{n+3}$  供給頻率  $f_k$  之週期訊號，並對於送訊導體  $Y_{n+1}$ 、 $Y_{n+2}$  而經由相位反轉電路 87 來供給將頻率  $f_k$  之週期訊號的相位作了反轉之週期訊號。亦即是，圖 32 之例，係為將差動放大器 95 之輸入端子的配置設為 "+-+" 之例。如此這般，由於就算是將差動放大器 95 之輸入端子的配置設為 "+-+"，亦會與圖 31 中所示之例相同的而成為不需要對於差動放大器之輸出訊號作積分處理，因此，係能夠使雜訊耐性提升。

#### [變形例 12]

在上述變形例 11 中，雖係針對將 4 根的受訊導體作為檢測範圍的例子而作了說明，但是，在變形例 12 中，係針對將 3 根的受訊導體作為檢測範圍之例而作說明。

在圖 33A 中，作為變形例 12，係對於在將 3 根之受訊導體作為檢測範圍的情況時之週期訊號的供給形態以及輸出訊號之檢測形態之例作展示，在圖 33B 中，係對於與圖 33A 之變形例 12 相異之例而作展示。

在圖 33A 之例中，係使用 3 輸入 1 輸出之差動放大器 96。此差動放大器 96 之 3 個的輸入端子，係為將「+」端子與「-」端子以成為左右對稱的方式來作配置所構成者

10年6月21日 修正 對線	頁(本)
----------------------	------

。而，受訊導體選擇電路 31(參考圖 1)，係將相鄰接之任意的 3 根之受訊導體  $X_m \sim X_{m+2}$  與此差動放大器 95 之 3 個的輸入端子作連接。亦即是，在相鄰接之 3 根的受訊導體  $X_m \sim X_{m+2}$  之中，將受訊導體  $X_{m+1}$  連接於「+」端子處，並將受訊導體  $X_m$  以及  $X_{m+2}$  連接於「-」端子處。另一方面，以與受訊導體 12 所被連接之差動放大器 96 的輸入端子之極性相對應的方式，送訊部 20，係經由送訊導體選擇電路 22，而在藉由此送訊導體選擇電路 22 所選擇了的相鄰接之任意的 3 根之送訊導體  $Y_n \sim Y_{n+2}$  中，對於送訊導體  $Y_{n+1}$  供給頻率  $f_k$  之週期訊號，並對於送訊導體  $Y_n$ 、 $Y_{n+2}$  而經由相位反轉電路 87 來供給將頻率  $f_k$  之週期訊號的相位作了反轉之週期訊號。

又，圖 33B 之例，係為將圖 33A 之差動放大器的輸入端子之極性作了反轉的例子。亦即是，在圖 33B 之例中，係使用 3 輸入 1 輸出之差動放大器 97，3 個的輸入端子，係為將「+」端子與「-」端子以成為左右對稱的方式來作配置所構成者。而，受訊導體選擇電路 31(參考圖 1)，係將相鄰接之任意的 3 根之受訊導體  $X_m \sim X_{m+2}$  與此差動放大器 95 之 3 個的輸入端子作連接。亦即是，在相鄰接之 3 根的受訊導體  $X_m \sim X_{m+2}$  之中，將受訊導體  $X_m$  以及  $X_{m+2}$  連接於差動放大器 97 之「+」端子處，並將受訊導體  $X_{m+1}$  連接於差動放大器 97 之「-」端子處。另一方面，以與受訊導體 12 所被連接之差動放大器 97 的輸入端子之極性相對應的方式，送訊部 20，係經由送訊導體選擇電路 22，



而在藉由此送訊導體選擇電路 22 所選擇了的相鄰接之任意的 3 根之送訊導體 14 中，對於送訊導體  $Y_n$  以及  $Y_{n+2}$  供給頻率  $f_k$  之週期訊號，並對於送訊導體  $Y_{n+1}$  而經由相位反轉電路 87 來供給將頻率  $f_k$  之週期訊號的相位作了反轉之週期訊號。

在此圖 33A 以及 B 所示之例中，爲了取得在相異極性之輸入端子處所得到之輸出訊號間的平衡，係使藉由所連接之受訊導體的數量爲少之極性的端子所得到之輸出訊號與藉由所連接之受訊導體的數量爲多之極性的端子所得到之輸出訊號的兩者間相平衡。亦即是，係將在差動放大器 96(97)之「+(-)」端子處所得到的輸出訊號之準位設爲 2 倍，並使用此成爲了 2 倍準位的輸出訊號、和藉由 2 個的「-(+)」端子所得到的輸出訊號。於此，要將藉由被設置之數量爲少的極性之輸入端子所得到的輸出訊號之準位設爲幾倍一事，係因應於所連接之受訊導體的數量爲少之極性的輸入端子數與所連接之受訊導體的數量爲多之極性的輸入端子數，來適宜作決定。

若依據變形例 12，則就算是將檢測對象之導體的根數設爲奇數根，亦能夠與變形例 11(圖 31 以及圖 32)相同的而對於在檢測待機時所檢測出之左右的輸入訊號之平衡。進而，若依據變形例 12，則除了與變形例 11 相同之使雜訊耐性提升的效果以外，相較於變形例 11，亦能夠將最小檢測區域  $S_{min}$  縮小。

## [變形例 13]

變形例 13，係為採用在第 1 實施形態中而對於當指示體實際與感測部作了接觸時所得到之輸出訊號的準位曲線(準位特性)進行非線性處理的構成之例。參考圖 34 以及圖 35，針對變形例 13 作說明。

圖 34，係為對於通常之手指檢測時的訊號準位作展示之圖。通常，當手指 19 等之指示體與感測部 10 之檢測面作了接觸時，藉由受訊部 30 所得到之輸出訊號的準位曲線 101，係成為圖 34 中所示一般之特性。藉由指示體之接觸所得到的輸出訊號之準位，於指示體與感測部 10 之接觸部分處，係成為極端的大，而於指示體從感測部 10 而浮起之處(非接觸部分)，係成為極端的小。故而，就算是想要亦包含有指示體為從感測部 10 而僅些許地浮起之狀態的來進行辨識處理，亦由於輸出訊號之準位係在上述之 2 個的情況中而極端的相異，因此正確的進行辨識一事係為困難。

因此，在變形例 13 中，係在對於藉由指示體之接觸所得到的輸出訊號藉由訊號檢測電路 34 來進行了檢波處理之後，再施加對數變換。藉由進行此種非線性變換(對數變換)，係能夠使輸出訊號中之較小的準位之訊號部分(非接觸部分)變得明顯，並且，亦能夠使準位為大之訊號部分(接觸部分)之訊號準位作抑制。

於圖 35 中，對於以圖 34 之例的準位曲線 101 來作表示之輸出訊號的非線性處理後之準位曲線的例子作展示。

圖 35 之例的準位曲線 102，其最大值係被作抑制，並且，係被平緩化。故而，在指示體與感測部 10 間之接觸以及浮起的邊界處之輸出訊號，係在相鄰之受訊導體處而連續性地相連接，而能夠容易地進行指示體之邊緣辨識處理。另外，只要是非線性處理，則係並不被限定於對數變換。

若依據此例，則係設為；先對於藉由指示體之接觸所得到的輸出訊號進行非線性變換，而使得在指示體與感測部間之接觸以及浮起的邊界處之輸出訊號在相鄰之受訊導體處而連續性地相連接，來成為能夠容易地進行指示體之邊緣辨識處理。故而，係能夠將對於指示體之辨識特性提升。如此這般，包含有指示體之邊界的接觸面積之抽出，在後述之指示體的座標、筆壓等的辨識中，係為重要。特別是，係能夠使當指示體在感測部上作移動並進行受訊導體間之移動時所產生的座標誤差(亦即是在受訊導體間作移動之前後的受訊導體之選擇錯誤等)降低。

#### [變形例 14]

變形例 14，係為適合於在第 1 實施形態中來良好地進行對於手指等之指示體從感測部之檢測面而浮起之狀態(以下，稱為懸浮)的辨識之例子。

至此為止之有關於指示體是否與感測部相接觸一事之辨識，係如同圖 35 中所示一般，僅根據從感測部之受訊導體所得到之輸出訊號的準位曲線之邊緣(上揚)的斜率 102A 來作辨識。例如，當此斜率 102A 為大時，係辨識為

10年6月21日修正頁(本)  
謝

手指 19 等之指示體系正與感測部相接觸，而當斜率 102A 為小時，則係辨識為指示體系從感測部而浮起。

但是，由於放大器之增益的設定之改變等，會使接觸狀態之正確的辨識成為困難。因此，根據圖 34~圖 36，對於不會受到所檢測出之輸出訊號的準位變化之影響而能夠對於懸浮狀態作辨識之方法作說明。

在此變形例 14 中，係設為藉由從感測部之受訊導體所得到之輸出訊號的準位曲線之最大值(以下，將此最大值稱為峰值)與其之形態來對於是否為懸浮狀態一事作辨識。因此，作為形態之其中一例，係設為下述之構成，亦即是，係具備有：將峰值(圖 35 之箭頭的長度)與邊緣之斜率 102A 分別檢測出來，並求取出將邊緣之斜率 102A 除以該峰值所得到之值(比)的比計算手段、和對於指示體是否為懸浮狀態一事作辨識之懸浮辨識手段。具體而言，雖然並未特別圖示，但是，係在訊號檢測電路 34 中設置比計算手段以及懸浮辨識手段之功能，並將訊號檢測電路 34 處之辨識結果送訊至位置算出電路 35 處。或者是，代替設置在訊號檢測電路 34 處，亦可將比計算手段以及懸浮辨識手段之功能設置在控制電路 40 處。

懸浮辨識手段，係記憶有用以對於指示體是否為懸浮狀態一事作判別的特定之臨限值，並具備有：將此特定之臨限值與藉由比計算手段所求取出之峰值和邊緣之比作比較之功能。而，此懸浮辨識手段，係當峰值與邊緣之斜率 102A 間的比為較特定之臨限值更大時，則辨識為非懸浮

狀態，亦即是辨識為指示體系為與感測部作了接觸之狀態。又，懸浮辨識手段，係當藉由比計算手段所得之峰值與邊緣之斜率 102A 間的比為較特定之臨限值更小時，則辨識為懸浮狀態，亦即是辨識為指示體系為並未與感測部相接觸之狀態(非接觸狀態)。進而，懸浮辨識手段，係亦可設置較先前之特定的臨限值更小之值的第 2 臨限值，並將此第 2 臨限值與藉由比計算電路所求取出之峰值與邊緣之斜率 102A 間的比作比較，並藉由此而對於懸浮狀況之程度作更詳細的辨識。

接下來，參考圖 36，對於峰值以及邊緣之斜率的求取方法之例子作說明。

圖 36，係展示有將藉由受訊部 30 所檢測出的輸出訊號的準位(輸出值)作了正規化的例子。此例，係表示有將藉由 3 根之送訊導體以及受訊導體所檢測出了的某一瞬間之輸出訊號的準位作了正規化之值。由於在中央處係檢測出有作為極大值之準位 100，並於其之左右(送訊導體之方向)處分別檢測出有準位 50，因此，此情況之邊緣的斜率，係成為  $100-50=50$ 。而，由於輸出訊號之準位曲線的極大值係為 100，因此，所應求取之比的值，係成為(邊緣之斜率/極大值) $= (50/100)=0.5$ 。另外，在此圖 36 所示之例中，係針對將輸出訊號之峰值與邊緣之斜率從作了非線性處理之準位曲線 102(圖 35)而求取出來之例子而作了說明，但是，亦可從進行非線性處理前之準位曲線 101 而求取出來。

若依據此圖 36 中所示之例，則由於係根據所檢測出之輸出訊號的準位曲線之極大值與其形態之比來對於懸浮狀況作辨識，因此，係能夠進行安定之懸浮狀況的辨識。故而，不會受到從感測部之受訊導體所得到之輸出訊號的準位變化之影響，而能夠進行懸浮狀況之辨識。

[變形例 15]

變形例 15，係為在第 1 實施形態中而適合於確實地來進行懸浮之檢測的例子。

當將在某一交叉點(或者是檢測區域)處之懸浮檢測出來的情況時，同時性地使其動作之送訊導體以及受訊導體的根數，若是一旦對於特定之根數作了選擇，則此後之被選擇的導體數係成為固定。但是，在此種構成中，當進行懸浮之檢測時，其檢測感度係為低，並會大幅受到雜訊之影響，而無法確實地進行懸浮之檢測。

因此，在變形例 15 中，係對於使同時動作之送訊導體以及受訊導體之根數作動態性變化的例子作說明。以下，參考圖 37 以及圖 38，對其動作作說明。

圖 37，係為對於當指示體位在感測部之近旁的情況時之週期訊號的供給形態以及輸出訊號之檢測形態作展示者。又，圖 38，係為對於當指示體並未位在感測部之近旁的情況時之週期訊號的供給形態以及輸出訊號之檢測形態作展示者。

在圖 37 以及 38 中所示之例，係為與圖 24 之變形例 9

類似的構成。在此變形例 9 中，在受訊部 30 處，係使用有 4 個的輸入端子之極性均為「+」端子的 4 輸入 1 輸出之放大器 98。

相對於此，在圖 37 之例中，係為對於相鄰接之 2 根的送訊導體 14 作選擇並對於 4 個的輸入端子中之 2 個作利用的構成。在送訊部 20 處，係以將相同頻率之週期訊號分別供給至相鄰接之 2 根的送訊導體 14 處為理想。如此這般，當指示體為位置在感測部之近旁的情況時，係對於送訊導體 14 以及受訊導體 12 分別各選擇 2 根並將電流變化檢測出來。關於指示體是否位於感測部之近旁一事，係可利用變形例 13(圖 34、圖 35)或者是變形例 14(圖 35、圖 36)等而檢測出來。

另一方面，圖 38 中所示之例，其構成，係在受訊部 30 處，使用 4 輸入 1 輸出之放大器 98，而送訊部 20，係對於相鄰接之 4 根的送訊導體 14 作選擇並供給週期訊號。於此，從送訊部 20 所供給之週期訊號，係以將相同頻率之週期訊號分別供給至相鄰接之 4 根的送訊導體 14 處為理想。如此這般，當指示體並未位置在感測部之近旁的情況時，係對於送訊導體 14 以及受訊導體 12 分別各選擇 4 根，而增加根數。

此些之受訊導體 12 以及送訊導體 14 之選擇，係由控制電路 40 來進行。控制電路 40，係受訊從位置算出電路 35 而來之輸出，並對於感測部與指示體間之距離作判定，再根據判定結果，來對於在送訊導體選擇電路 22 以及受

訊導體選擇電路 31 處所選擇之導體的位置與根數作指示。

於此，針對懸浮之動作，參考圖 1、圖 37 以及圖 38，來對具體例作說明。

假設：在某一時序處，而對於送訊導體 14 以及受訊導體 12 各選擇 2 根，並實行掃描的情況(圖 37)。另外，以下之說明，係作為從多頻訊號供給電路 21 來對於構成送訊導體群 13 之全部的送訊導體 14 而同時性地供給頻率相異之週期訊號者，而作說明。

於此情況，首先，控制電路 40，係對於受訊導體選擇電路 31 作控制，並例如使其選擇受訊導體  $X_{m+1}$ 、 $X_{m+2}$ 。於此狀態下，受訊部 40，係針對此被選擇了的受訊導體  $X_{m+1}$ 、 $X_{m+2}$  來進行指示體之檢測。在此由受訊部 30 所致之檢測處理結束後，控制電路 40，係對於受訊導體選擇電路 31 作控制，並對於受訊導體作 2 根的偏移而進行切換，而使其選擇受訊導體  $X_{m+3}$ 、 $X_{m+4}$ 。而後，受訊部 30，係藉由此新選擇了的受訊導體  $X_{m+3}$ 、 $X_{m+4}$  來進行檢測。之後，反覆進行此受訊導體 14 之選擇與指示體之檢測，並進行感測部 10 全體之掃描。於此，當受訊部 30 無法檢測出指示體時，亦即是，當無法檢測出從放大器 98 而來之輸出訊號時，控制電路 40，係對於受訊導體選擇電路 31 作控制，並將藉由受訊導體選擇電路 31 而被作選擇之受訊導體 12 的根數，例如增加為 4 根(圖 38)，並實行之後的掃描。



當如此這般地將藉由受訊導體選擇電路 31 所選擇之受訊導體 14 的根數從 2 根而變更爲 4 根的情況時，由於被輸入至放大器中之從受訊導體而來的輸出訊號，係成爲 4 根的量，因此，檢測感度係提升。又，由於被選擇之根數係從 2 根而增加爲 4 根，因此，係亦能夠將對於感測部全體作掃描之時間縮短。

另外，在此變形例 15 中，雖係將藉由受訊導體選擇電路 31 而作選擇之導體的根數設爲 2 根或者是 4 根，但是，導體之根數，係並不被限制爲 4 根，不論藉由幾根來構成均無妨。又，同時被作選擇之受訊導體 14 的根數，係並不被限定爲 4 根。亦即是，'只要是使控制電路 40 對於受訊導體選擇電路 31 作控制，並以隨著感測部與指示體間之距離的增大而將藉由受訊導體選擇電路 31 所選擇之根數逐漸作增加的方式來作設定即可。又，在圖 37 以及圖 38 之例中，雖係舉出單端動作之放大器作爲例子，但是，係亦可爲差動動作之放大器。另外，在此變形例 15 中，係作爲從多頻訊號供給電路 21 來對於構成送訊導體群 13 之全部的送訊導體 14 而同時性地供給頻率相異之週期訊號者，而作了說明，但是，頻率訊號之供給，係並不被限定於此例。例如，亦可設爲將從送訊部 20 所供給之週期訊號同樣地來作切換。

若依據本例，則當被判斷爲在感測部之近旁係並不存在有指示體的情況時，係以使送訊導體 12 或是受訊導體 14 之根數增加的方式來進行控制，以維持檢測感度或者是

使其提升，藉由此，而能夠確實地實現懸浮之檢測。

[變形例 16]

變形例 16，係為在第 1 實施形態中而能夠將可期望使感度提升並且高速地進行之全掃描良好地作實施之合適例。亦即是，係針對與經由感測部所檢測出之檢測訊號的訊號準位相對應地而對於指示體之檢測進行粗略的求取之動作作說明。

於此，所謂全掃描，係指為了檢測出指示體，而涵蓋感測部上之全交叉點地來隨時進行電流變化之檢測處理(掃描)一事。對於全掃描，係期望能夠將感度提升並高速地進行。然而，若是對於每一根或者是每少數根之送訊導體以及受訊導體而進行全掃描，則感度係為低，又，由於掃描點係變多，因此直到全掃描結束為止所需的時間亦會變長。

因此，於變形例 16 中，當並未從感測部而檢測出輸出訊號時，係藉由使一次之檢測處理中所使用之送訊導體以及受訊導體的根數增加，而使掃描點變得粗略(以下，稱作「跳躍掃描」)。在跳躍掃描中，係成為將最小檢測區域增大，並將此最小檢測區域作為移動之最小單位，而進行電流變化之檢測處理。

為了實現使跳躍掃描，係在訊號檢測電路 34 中，設置將輸出訊號之有無檢測出來的功能。此訊號檢測電路 34，係將檢測結果送訊至控制電路 40 處。此控制電路 40，

係從訊號檢測電路 34 而受訊檢測結果，並根據該檢測結果，而對於在送訊導體選擇電路 22 及受訊導體選擇電路 31 處所選擇之導體的根數作控制。於此，當並未被檢測出指示體時，亦即是當並未被檢測出輸出訊號時，控制電路 40，係對於送訊導體選擇電路 22 以及受訊導體選擇電路 31 作控制，並使在訊號之送受訊中所使用之送訊導體 14 以及受訊導體 12 的根數增加。又，當檢測出有指示體時，亦即是當檢測出有輸出訊號時，控制電路 40，係對於送訊導體選擇電路 22 以及受訊導體選擇電路 31 作控制，並使在送訊導體選擇電路 22 以及受訊導體選擇電路 31 中所被選擇之送訊導體 14 以及受訊導體 11 的根數減少。

於此，針對跳躍掃描，根據圖 1 以及圖 38 來對於具體例作說明。

當進行全掃描而並未被檢測出輸出訊號時，控制電路 40，係以使被選擇之送訊導體 14 以及受訊導體 12 之根數成爲各被選擇有 4 根(送訊導體  $Y_n \sim Y_{n+3}$ 、以及受訊導體  $X_m \sim X_{m+3}$ )的方式，來對於送訊導體選擇電路 22 以及受訊導體選擇電路 31 作控制，並開始跳躍掃描。而後，在藉由此被選擇了的 4 根之受訊導體  $X_m \sim X_{m+3}$  而進行了掃描之後，控制電路 40，係對於受訊導體選擇電路 31 作控制，並將被選擇之受訊導體作 4 根的偏移，而進行受訊導體  $X_{m+4} \sim X_{m+7}$ (未圖示)之掃描。之後，此控制電路 40，係反覆進行送訊導體 14 以及受訊導體 12 之選擇以及掃描、和藉由送訊導體選擇電路 22 以及受訊導體選擇電路 31 所選

10年6月21日修正頁(奉)  
錄

擇之送訊導體 14 以及受訊導體 12 的切換，並針對感測部 10 全體而反覆進行此動作。而後，若是在任一之步驟中而檢測出指示體，則控制電路 40，係中止跳躍掃描，並實行全掃描。

如同此例之跳躍掃描一般，當將一次所選擇之受訊導體的根數設爲了 4 根的情況時，由於感度係提升，並且檢測位置係作較大的偏移，因此，係能夠使感測部全體之檢測時間縮短。另外，在此例中，雖係將一次所選擇之導體的根數設爲了 4 根，但是，係並不被限定於此例，而可設爲任意之根數，例如，係可設爲 2 根、3 根、5 根之類，只要是設定爲較全掃描的情況時所選擇之根數更多即可。又，在此例中，雖係針對將受訊導體之切換根數設爲了 4 根的情況而作了說明，但是，作切換之根數，係並不被限定於此例，例如，當受訊導體之根數係爲 4 根的情況時，係可考慮有 2 根偏移、3 根偏移和 4 根偏移。亦即是，在此例所示之 4 根偏移中，係以最初係藉由受訊導體  $X_m \sim X_{m+3}$  而進行了受訊，之後則成爲受訊導體  $X_{m+4} \sim X_{m+7} \dots$  的方式而對於受訊導體作切換，但是，當 2 根偏移的情況時，係成爲以在藉由受訊導體  $X_m \sim X_{m+1}$  而進行了受訊後，成爲受訊導體  $X_{m+2} \sim X_{m+3} \dots$  的方式，來進行偏移。又，在此例中，雖係針對將送訊導體與受訊導體之根數均設爲各選擇 4 根的情況而作了例示，但是，所選擇之根數，係亦可在送訊導體與受訊導體之間而成爲相異。

又，雖係針對根據輸出訊號之準位來對於一次所選擇之送訊導體以及受訊導體之根數作增減的情況而作了說明，但是，係並不被限定於此例。例如，亦可採用僅對於送訊導體或者是受訊導體之其中一方的根數作增減等的方法，只要是實際地對於能夠將輸出訊號檢測之來之有效面積(最小檢測區域)作增減的方法，則係可適用各種之方法。

另外，不僅是根據檢測出之輸出訊號之有無，亦可根據該輸出訊號之準位，來對於所使用之送訊導體以及受訊導體之根數作變更。例如，當輸出訊號之準位係較預先所設定了的特定之臨限值更大時，係使根數減少，而當該輸出訊號之準位係較特定之臨限值更小時，則係使根數增加。又，此特定之臨限值，係亦可並非僅有 1 個，而設定 2 個以上。作為將輸出訊號之準位檢測出來的方法，係可列舉出變形例 13(圖 34 以及 35)或者是變形例 14(圖 35、圖 36)等。

若依據此例，則當並未檢測出指示體時，係藉由將一次所選擇之送訊導體以及受訊導體的根數增加，來使掃描點變得較粗略(跳躍掃描)。藉由設為此種構成，則係能夠使檢測感度提升，並且能夠實現高速之掃描。故而，當在第 1 實施形態(頻率多重方式)中適用了變形例 16 的情況時，藉由該變形例 16 與頻率多重之相輔相成的效果，相較於先前技術，能夠將在 1 次的全掃描中所耗費的時間大幅度的縮短。

## [變形例 17]

變形例 17，係為在第 1 實施形態中，適合於對於正與感測部相接觸之指示體的接觸部分或者是正接近感測部之指示體而更正確的檢測出來之例。

如同在第 1 實施形態(圖 2)、變形例 1(圖 14)以及變形例 2(圖 15)中所例示一般，在感測部之構造中，係存在著：將送訊導體與受訊導體隔著間隔物而作配置者、將各導體隔著玻璃基板而作 2 層配置者、將各導體配置在同一層處者等等之各種構成。一般而言，在使用有間隔物或者是玻璃基板之構造的情況(亦即是檢測面之與送訊導體間以及與受訊導體間之距離係為相異之構造的情況)中，由於在檢測面與送訊導體以及受訊導體之間所作用之電場的強度係為相異，因此，由正從感測部之檢測面而遠離的導體所致之輸出訊號的準位曲線，係成為平緩，而由接近感測部之檢測面的導體所致之輸出訊號的準位曲線，係成為尖銳。換言之，由從檢測面而遠離之導體所致之輸出訊號的準位曲線之邊緣的斜率係為小，而由接近檢測面之導體所致之輸出訊號的準位曲線之邊緣的斜率係為大。

於此，在圖 39 中，係對於在將送訊導體以及受訊導體設為 5 根的情況時之週期訊號的供給形態以及輸出訊號之檢測形態作展示。在此圖 39 之例中，係使用 5 輸入 1 輸出之差動放大器 99。此差動放大器 99 之 5 個的輸入端子，係為將中央設為「0」端子，並於其之兩側處而分別將「+」端子與「-」端子各配置有 2 個所構成者。而，在

此些之輸入端子處，係分別被連接有相鄰接之 5 根的受訊導體  $X_m \sim X_{m+4}$ 。亦即是，在相鄰接之 5 根的受訊導體  $X_m \sim X_{m+4}$  之中，將受訊導體  $X_m$ 、 $X_{m+1}$  連接於「-」端子處，並將受訊導體  $X_{m+2}$  連接於「0」端子處，且將受訊導體  $X_{m+3}$  以及  $X_{m+4}$  連接於「+」端子處。又，與受訊導體 12 所被作連接之差動放大器 99 之輸入端子的極性相對應地，5 根的送訊導體 14 中之中央的送訊導體  $Y_{n+2}$  係被作接地，被供給至 2 根的送訊導體  $Y_{n+3}$ 、 $Y_{n+4}$  處之週期訊號，係為將被供給至另外之 2 根的送訊導體  $Y_n$ 、 $Y_{n+1}$  處之週期訊號  $f_k$  經由相位反轉電路 87 而作相位反轉再作供給。

當圖 39 中所示之感測部的構造為與變形例 1(圖 14)之感測部 50 相同的情況時，由於受訊導體 12 係被配置在較送訊導體 14 而更接近檢測面的位置處，因此，由送訊導體 14 所致之輸出訊號的準位曲線係成為平緩，而由受訊導體 12 所致之輸出訊號的準位曲線係成為尖銳。當如此這般而在從受訊側所見之情況與從送訊側所見之情況下之準位曲線的形狀中產生有差異的情況時，其結果，會如同於圖 39 中以虛線所展示一般，就算是當指示體之形狀為圓形的情況時，亦會有被檢測成橢圓形狀的可能性。

因此，在變形例 17 中，係設為下述之構成：亦即是，將被配置在距離感測部之檢測面為遠的導體側之檢測寬幅縮窄，並將接近於感測部之檢測面的導體側之檢測寬幅增廣，而使其成為不會在受訊側與送訊側處而產生輸出訊號之準位曲線的形狀(檢測寬幅)上之差異。

10年6月2日	修正 對標	頁(本)
---------	----------	------

圖 40，係為對於變形例 17 中之週期訊號的供給形態以及輸出訊號之檢測形態作展示者。圖 40 之例中的感測部，係與圖 39 之例相同的，設為與變形例 1 之感測部 50 相同的構造，並使用相同之差動放大器 99。圖 40 之例與圖 39 之例之間的差異點，係在於：供給週期訊號之送訊導體 14，係被選擇有 3 根，以及，此被選擇了的 3 根之送訊導體 14 中的中央之送訊導體  $Y_{n+2}$  係被作接地，並且，對於送訊導體  $Y_{n+3}$  係供給經由相位反轉電路 87 而被作了相位反轉之週期訊號。

藉由設為此種構成，例如若是將輸出訊號之準位曲線以 3 維來作表現，並藉由某一臨限值來將其之形狀作切出，則由於在送訊側與受訊側處之輸出訊號的準位曲線之形狀(檢測寬幅)係成為略相同，因此，在檢測寬幅中係成為不會產生差異。其結果，如同在圖 40 中以虛線所展示一般，被檢測出之形狀係成為略圓形。亦即是，係能夠對於送訊側與受訊側之縱橫比作調整。

另外，在此變形例 17 中，雖係對於使用有將略直線狀之送訊導體以及受訊導體略平行地並排形成而形成的感測部之例而作了展示，但是，關於送訊導體以及受訊導體之形狀等，係並不被限定於此例中所示之內容。例如，送訊導體以及受訊導體之形狀，除了形成為直線狀的情況之外，亦可如同變形例 3 中所示一般，使用設置了具備有較導體部之寬幅而更廣的寬幅之島部的導體。進而，送訊導體以及受訊導體之寬幅，係亦可藉由任意之寬幅來形成，



其之配置形態，例如亦可如同在變形例 5 中所示一般而並排為同心圓狀地形成之，又，各導體間之節距，亦可變更為任意之節距。又，係並不被限定於差動放大器，而亦可為單端構成之放大器。

又，若依據本例，則由於係將被配置在距離感測部之檢測面為遠的導體側之檢測寬幅縮窄，並將接近於感測部之檢測面的導體側之檢測寬幅增廣，而使其成為不會在受訊側與送訊側處而產生輸出訊號之準位曲線的形狀(檢測寬幅)上之差異，因此，係能夠使縱橫比接近於 1。亦即是，係成為能夠將指示體之與檢測面相接觸的部分之形狀更正確地辨識出來。例如，能夠將圓形物檢測為圓形，而不會檢測為橢圓形。

#### [變形例 18]

變形例 18。係為在第 1 實施形態中，適合於根據從感測部所受訊了的輸出訊號全體之準位(輸出值)來對於所受訊之輸出訊號的增益(以下，稱作「受訊增益」)作適當的控制之例。

在第 1 實施形態中，受訊增益，係藉由訊號檢測電路 34 之同步檢波電路 37(圖 10)來從輸出訊號而對於特定之頻率成分的訊號作檢波，而自動增益控制電路(省略圖示)或者是控制電路 40，係參考該檢波了的特定之頻率成分的訊號(以下，稱作「檢波訊號」)之準位，來決定受訊增益，並對於放大電路 32 而設定受訊增益。但是，當在同步

檢波電路 37 中被輸入了特定之頻率成分以外之訊號(雜訊)的情況時、或者是受訊了複數頻率之訊號的情況時，會成爲無法容易地得到將該些作了合成之訊號的強度，並成爲無法對於放大電路 32 之受訊增益作適當的設定。其結果，會有由於放大電路 32 而使得輸出訊號被飽和的可能性。

因此，在變形例 18 中，係除了從受訊導體 12 之輸出訊號來對於特定之頻率成分作檢波的手段以外，亦設置有：得到該輸出訊號之全頻率成分的訊號準位之手段、和參考該全頻率成分的訊號準位並對於受訊增益作設定之手段。

於圖 41 中，展示變形例 18 中之指示體檢測裝置的受訊部之區塊構成圖。又，於圖 42 中，展示絕對值檢波電路之區塊構成圖。在此圖 41 之例中，作爲得到輸出訊號之全頻率成分的準位之手段的其中一例，係對於檢測出能量成分之絕對值檢波電路作展示，在圖 42 之例中，作爲參考全頻率成分之訊號的準位並對於受訊增益作設定的手段之其中一例，係對於設置有從絕對值檢波電路來取得全頻率成分之訊號的準位之自動增益控制電路 39B 的例子作展示。

如同此圖 41 以及圖 42 中所示一般，絕對值檢波電路 39A，係被設置在第 1 實施形態的訊號檢測部 34a(圖 9)處，自動增益控制電路 39B，係被設置在此絕對值檢波電路 39A 處。

如圖 42 中所示一般，絕對值檢波電路 39A，主要係藉由輸入端子 390、和進行將檢測訊號(輸出訊號)之準位作平方演算的乘積器 391、和將此乘積器 391 之輸出作積分的積分器 392 所構成。若是從受訊導體 12 而經由 A/D 變換電路 33 來使檢測訊號被輸入至各絕對值檢波電路 39A 處，則此檢測訊號係經由輸入端子 390 而被作分歧並被供給至乘積器 391 處。在乘積器 391 處，係被輸入有 2 個的檢測訊號，並被作平方演算。而後，藉由乘積器 391 而被作了平方演算之檢測訊號，係被輸入至積分器 392 處，並被作時間性積分而被輸出。

另外，絕對值檢波，係除了上述之對於將輸出訊號作了平方演算的能量成分作積分之方法以外，亦可採用將輸出訊號之準位的絕對值作積分之方法，只要是能夠將全頻率成分之訊號以及包含有雜訊之訊號的準位檢測出來之方法即可。又，絕對值檢波處理，係亦可為數位訊號處理手段與類比電路手段之任一者。

若依據本例，則由於係設為根據對於受訊導體 12 之輸出訊號而作了絕對值檢波之訊號(全頻率成分之訊號)的準位來設定受訊增益之構成，因此，能夠對於受訊了的複數頻率之訊號以及包含有雜訊之訊號的準位作掌握，並適當地設定受訊增益。

#### [變形例 19]

變形例 19，係為在第 1 實施形態中，適合於將由於身

修正頁(本)  
10年6月1日

為傳輸路徑之送訊導體以及受訊導體的浮游電容所導致之週期訊號的準位降低或者是相位延遲作改善的例子。以下，參考圖 43 以及圖 44，對於變形例 19 作說明。

在第 1 實施形態中，係將週期訊號從送訊導體 14 之單側來作供給。於圖 43A 中，對於單側供給時之週期訊號的供給形態作展示，於圖 43B 中，係展示對於將週期訊號供給至送訊導體  $Y_k$  處時的輸出訊號之準位作了表現的圖表。於此圖 43B 中，圖表之橫軸，係代表受訊導體 12 之位置，縱軸則係代表輸出訊號之準位。

隨著從週期訊號之供給側(在圖 43A 之例中，係為送訊導體 14 之右端)而遠離，亦即是，從接近週期訊號之供給側的受訊導體  $X_{m+8}$  起而朝向較遠之受訊導體  $X_m$ ，輸出訊號之準位係降低。同樣的，相位延遲，亦係在從受訊導體  $X_{m+8}$  而遠離之受訊導體  $X_m$  處而成為最大。如此這般，在接近週期訊號之供給側的受訊導體  $X_{m+8}$  與較遠之受訊導體  $X_m$  之間，係會產生準位差或者是相位差，並成為位置算出時之座標偏移的其中一個原因。特別是在使用有 ITO 的感測部中，ITO 之電阻值係為高，而會大幅受到此傳輸路徑之影響。

因此，在變形例 19 中，係在送訊導體 14 之兩端處，設置包含有多頻訊號供給電路 21 以及送訊導體選擇電路 22 之送訊部，並構成為對於送訊導體 14 而於左右同時地供給週期訊號。

於圖 44A 中，對於在變形例 19 中而於送訊導體 14 之

兩端處設置了送訊部的情況時之週期訊號的供給形態作展示，於圖 44B 中，係展示對於在變形例 19 中而將週期訊號供給至送訊導體  $Y_k$  處時的輸出訊號之準位作了表現的圖表。於此圖 44B 中，圖表之橫軸，係代表受訊導體 12 之位置，縱軸則係代表輸出訊號之準位。

如此圖 44B 中所示一般，隨著從接近週期訊號之供給部的受訊導體  $X_m$  以及  $X_{m+8}$  而遠離，輸出訊號之準位係降低。於此，從受訊導體 12 兩側之受訊導體  $X_m$  以及  $X_{m+8}$  起直到最為遠離之受訊導體  $X_{m+4}$  為止的距離，由於係為圖 44A 之例中的最為遠離之從受訊導體  $X_m$  起直到受訊導體  $X_{m+8}$  為止的距離之一半，因此，輸出訊號之準位降低係被減半。同時，相位延遲亦被減半。

另外，在本例中，雖係對於在送訊導體之兩端而分別設置了週期訊號之供給部的例子而作了展示，但是，亦可設為將圖 1 之送訊導體選擇電路 22 的輸出訊號作分歧並供給至送訊導體 14 之兩端處的構成。又，當然的被供給週期訊號之送訊導體 14，亦可並非為只有 1 根，而亦可為複數根。

如此這般，若依據本例，則藉由從被設置在送訊導體 14 之兩端處的送訊部來左右同時地供給週期訊號，相較於先前技術之單側供給，係能夠將週期訊號之準位降低或是相位延遲作改善。故而，受訊導體 12 間之準位差或是相位差係大幅度的減少，而能夠對於檢測感度之降低作抑制。

## [變形例 20]

變形例 20，係為適合於在第 1 實施形態中來將手指等之指示體與感測部之檢測面作了接觸時之壓力(以下，稱為指壓)檢測出來之例子。

至今為止，指壓，係藉由假設其與手指之和感測部的檢測面間之接觸面積係存在有比例關係一事，而作了計算。因此，例如當手指較細的人與手指較粗的人以相同之力量而推壓檢測面的情況時，相較於手指較粗的人之接觸面積，由於手指較細的人之接觸面積係變小，因此，就算是手指較細的人作強力的推壓，亦會被辨識為輕微的接觸。因此，在變形例 20 中，係設為根據當手指等之指示體與感測部之檢測面作了接觸時所檢測出來的輸出訊號之準位的空間分布(準位曲面)來檢測出指壓之構成。

於圖 45A 中，對於當指示體與感測部之檢測面作了接觸時所檢測出的輸出訊號之準位的空間分布(準位曲面)之例的模式圖作展示。

關於輸出訊號之準位曲面 110，係藉由在感測部之交叉點處的電流之變化而求取出來。此準位曲面 110，例如係為使位置算出電路 35(圖 1)對於訊號檢測電路 34 之輸出作解析並進行計算所得。於此，將會得到高的準位值之位置在接觸面的略中心處之送訊導體 14 的座標設為「0」，並將被配置在其之左右處的送訊導體 14 之座標表示為「... -3、-2、-1、1、2、3...」。關於受訊導體 12，亦為相

同。另外，在準位曲面 110 處之準位值，係被作了正規化。如同此圖 45A 中所示一般，準位曲面 110，係為將接觸面之略中心作為頂點(或者是頂部)之如同山一般的形狀，使用將此準位曲面 110 藉由特定之準位值而作了切出的部分之體積，來推測指壓。

作為對於將準位曲面 110 之在特定準位值以上處而被作了切出的空間之體積而簡易地作求取的方法，例如，係有著將準位曲面 110 分割為複數之平面並從其之各個的平面之面積(2 維準位值)之合計值來得到體積的方法。參考圖 45B，對於此體積之計算方法作說明。

於圖 45B 中，對於將準位曲面 110 分割為複數之平面的例子作展示。在圖 45B 之例中，係將準位曲面 111 沿著送訊導體(座標「-2」~「2」)而分割成複數之平面 111~115。首先，將平面 111~115 之面積分別求取出來，並對於平面 111~115 之面積作合計，而得到準位曲線 101 之體積。此時，較理想，係針對平面 111~115 中之頂點的準位成為特定準位值以上之平面來求取出該面積。

在上述之例中，雖係將把準位曲面分割為平面後的面積之合計值作為該準位曲面之體積，但是，亦可數值解析性地來對於準位值作權重加算。進而，體積之計算方法，係並不被限定於作了分割的平面之合計值，亦可設為適用多維曲面近似(例如梯形近似或是平方近似等)來對體積作計算。作為對於將準位曲面 111 之在特定準位值以上處而被作了切出的空間之體積而簡易地作求取的其他方法，參

考圖 46 來作說明。

圖 46，係為對於送訊導體之位置與分割後的平面之面積間的關係作展示之圖表。橫軸係代表送訊導體之位置，縱軸係代表平面之面積。

於此圖 46 中，曲線 120 上之資料點  $S_1 \sim S_5$ ，係分別代表針對圖 45B 之平面 111~115 而求取出之面積之值。又，係將送訊導體之各座標（「-2」~「2」）以及和其相對應之曲線 120 上的各資料點  $S_1 \sim S_5$ ，分別藉由線來作了連結。進而，針對各資料點  $S_1 \sim S_5$ ，而將相鄰接之資料點彼此間藉由線來作了連結。藉由此，在送訊導體之位置「-2」~「2」之間，係被形成有 4 個的梯形。

所欲求取之準位曲面 111 的體積，係相當於藉由圖 46 之橫軸、亦即是送訊導體之位置「-2」以及「2」的直線以及曲線 120 所包圍之部分的面積。但是，上述之將準位曲面分割為複數之平面並由各個的平面之面積（2 維準位值）的合計值來得出體積之方法，由於係為將資料點  $S_1 \sim S_5$  之值作加算而對於此作了簡易的求取者，因此誤差係為大。

因此，係針對圖 46 之例，而使用梯形近似來求取出 4 個梯形之面積的合計值（斜線部之面積），並藉由此而對於準位曲面 111 之體積作近似。

首先，依據梯形近似，而對於各資料點附加權重值。例如，係對於資料點  $S_1$  附加權重 1，並同樣的對於資料點  $S_2$  附加權重 2，對於資料點  $S_3$  附加權重 2，對於資料點  $S_4$



附加權重 2，對於資料點  $S_5$  附加權重 1。體積  $V_1$ ，係將「在各送訊導體(各資料點)處而附加了權重後的面積之合計值」，藉由「被包含於各梯形中之權重值的平均值」來作除算，而求取出來。亦即是，體積  $V_1$ ，係成爲

$$\text{體積 } V_1 = (1 \times S_1 + 2 \times S_2 + 2 \times S_3 + 2 \times S_4 + 1 \times S_5) / 2。$$

於此，權重值之平均值，係藉由將「各資料點之權重值的合計」以「梯形之數量」來作除算而求取出來。在此例中，係成爲  $(1+2+2+2+1)/4=2$ 。

又，作爲其他例子，亦可使用平方近似來作計算。於此情況，係對於賦予至各資料點處之權重值分別作平方，並與上述相同的而計算出體積  $V_2$ 。亦即是，體積  $V_2$ ，係成爲

$$\text{體積 } V_2 = (1 \times S_1 + 4 \times S_2 + 4 \times S_3 + 4 \times S_4 + 1 \times S_5) / 3.5。$$

於此，權重值之平均值，係藉由將「各資料點之權重值的平方之合計」以「梯形之數量」來作除算而求取出來。在此例中，係成爲  $(1+4+4+4+1)/4=3.5$ 。

如此圖 46 中所示一般，由於 4 個的梯形之斜邊與曲線 120 之間的誤差係爲小，因此，使用梯形近似所得到之計算結果(斜線部之面積)與實際的準位曲面 111 之體積，其兩者間的誤差係變小。其結果，使用此梯形近似所得到

10年6月1日修正頁(表)  
登錄

之計算結果，相較於將把準位曲面分割為平面後的面積作合計所得到之計算結果，係能夠得到正確之體積。又，當設為使用近似計算來求取出體積的情況時，相較於對於將準位曲線分割為平面後的面積作計算，由於計算係為簡易，因此，係能夠減輕對於位置算出電路 35 所施加的負荷。

另外，每單位面積之壓力的計算，係亦可設為藉由將準位曲面之體積以接觸面積來作除算一事，而計算出來。於此情況，係可藉由將如同上述一般所求取出來之體積以圖 45 中所示之接觸面積 110A 來作除算，而求取出每單位面積之壓力。

若依據本例，則由於係將指示體與感測部之檢測面作了接觸時的指壓，根據藉由將準位曲面分割為複數之平面並使用各個的平面之面積(2 維準位值)所求取出來的體積來作檢測，因此，藉由將該值作為指壓值，係成為能夠進行與接觸感相合致的指壓檢測。

上述之第 1 實施形態的各變形例，在沒有特別之限制的前提下，係亦可對於後述之第 2~第 4 實施形態作適用。

## 〈 2、第 2 實施形態 〉

### [指示體檢測裝置之構成]

如同藉由第 1 實施形態以及變形例 6~12、15~17 作了說明一般，本發明之指示體檢測裝置，係能夠將相異

頻率之週期訊號供給至複數根之送訊導體 14 處，並將從複數根之受訊導體 12 而來的輸出訊號整批地輸入至 1 個的放大器中。又，亦能夠將在上述變形例 6~12、15~17 中所說明了的構成，因應於用途或者是所需要之感度等，來在一台的指示體檢測裝置中適宜作切換並構成之。亦即是，亦可構成爲能夠將對於送訊導體群 13 之週期訊號的供給形態以及從受訊導體群 11 而來之輸出訊號的檢測形態，因應於用途或者是所需要之感度等，來在一台的指示體檢測裝置中適宜作切換。於圖 47 中，展示具備有上述一般之功能的指示體檢測裝置之構成例。另外，於圖 47 中，在與第 1 實施形態(圖 1)之相同的構成處，係以相同之符號來作表示，並省略詳細之說明。

第 2 實施形態之指示體檢測裝置 150，主要係藉由感測部 10、和送訊部 151、和受訊部 153、以及對於送訊部 151 以及受訊部 153 的動作作控制之控制電路 40 所構成。感測部 10 以及控制電路 40，係爲與第 1 實施型態相同之構成。

送訊部 151，係具備有：多頻訊號供給電路 21、和送訊導體連接形態切換電路 152、和送訊導體選擇電路 22、和時脈產生電路 23。另外，多頻訊號供給電路 21、送訊導體選擇電路 22 以及時脈產生電路 23，係爲與第 1 實施形態相同之構成。

送訊導體連接形態切換電路 152，例如，係爲對於供給至送訊導體 14 處之週期訊號的供給形態作選擇並作切

換者。具體而言，送訊導體連接形態切換電路 152，係對於供給週期訊號之送訊導體 14 的根數或是供給位置、所供給之週期訊號的頻率等，而因應於用途等來適宜作選擇之電路。例如，送訊導體連接形態切換電路 152，係針對對於在上述變形例 6~12、15~17 中所說明了的週期訊號之供給形態等的何者作選擇一事而作切換。而，送訊導體連接形態切換電路 152 之供給型態的選擇以及切換動作，係藉由控制電路 40 而被作控制。另外，此送訊導體連接形態切換電路 152 之構成，係於後再述。

送訊導體選擇電路 22，例如係藉由複數之開關等所構成。此送訊導體選擇電路 22，係因應於藉由送訊導體連接形態切換電路 152 所選擇了的週期訊號之供給形態，來將送訊導體連接形態切換電路 152 之輸出端子與相對應之送訊導體 14 作選擇連接。另外，在送訊導體選擇電路 22 處之送訊導體 14 的選擇以及切換動作，係藉由控制電路 40 而被作控制。

受訊部 153，係如圖 47 中所示一般，具備有：受訊導體選擇電路 31、和受訊導體連接形態切換電路 154、和放大電路 32、和 A/D 變換電路 33、和訊號檢測電路 34、以及位置算出電路 35。另外，受訊導體選擇電路 31、放大電路 32、A/D 變換電路 33、訊號檢測電路 34 以及位置算出電路 35，係為與第 1 實施形態相同之構成。

受訊導體連接形態切換電路 154，例如，係為因應於對於送訊導體 14 之週期訊號的供給型態，而對於從受訊

導體群 11 而來之輸出訊號的檢測型態作選擇並作切換之電路。具體而言，在受訊導體連接形態切換電路 154 處，係因應於週期訊號之供給型態、用途等，來對於被連接在 1 個的放大器處之受訊導體 12 的根數或是位置關係、在此放大器處之處理(加算或者是減算)等作適宜選擇。例如，受訊導體連接形態切換電路 154，係針對對於在上述變形例 6~12、15~17 中所說明了的輸出訊號之載測形態等的何者作選擇一事而作切換。另外，受訊導體連接形態切換電路 154 處之供給型態的選擇以及切換動作，係藉由控制電路 40 而被作控制。

受訊導體選擇電路 31，例如，係為由複數之開關等所構成，並因應於藉由受訊導體連接形態切換電路 154 所選擇了的輸出訊號之檢測形態，來將受訊導體連接形態切換電路 154 之輸入端子與相對應之受訊導體 12 作選擇連接的電路部。另外，在受訊導體選擇電路 31 處之受訊導體 12 的選擇以及切換動作，係藉由控制電路 40 而被作控制。

#### [送訊導體之切換]

藉由設為上述一般之構成，在 1 台的指示體檢測裝置中，係能夠因應於用途或者是所需要之感度等，來適宜地設定對於送訊導體群 13 之週期訊號的供給型態以及從受訊導體群 11 而來之輸出訊號的檢測型態等。

在上述第 1 實施形態中，雖係針對從送訊導體群 13

10年6月24日修正頁(本)  
對線

之各送訊區塊 36(參考圖 1 以及圖 5)而在每一特定時間中來選擇 1 根的送訊導體 14 之例而作了說明，但是，在本實施形態中，係對於構成送訊區塊之全部的送訊導體 14 而同時性地供給頻率互為相異之週期訊號，並進行位置檢測。而，在每一特定時間中，係對於被供給週期訊號之送訊區塊作切換，並進行相同的位置檢測。

以下，針對本實施形態之送訊導體的切換例，參考圖 48 和圖 49A 以及圖 49B 而作說明。在此例中，係針對將 1 個的檢測區塊 161 藉由相鄰接之 16 根的受訊導體 14 來構成的情況作例示並作說明。由於 1 個的送訊區塊 161 係藉由相鄰之 16 根的送訊導體 14 所構成，因此，供給至送訊區塊 161 處之週期訊號的頻率  $f_k$  之數量，係成為「16」。故而，在將此週期訊號作供給之多頻訊號供給電路 21(參考圖 47)內之週期訊號產生部 24 的數量，係成為 16 個。另外，圖 49B 之切換動作，由於僅係為將圖 49A 之送訊區塊 161 的切換動作之輪換方向設為相反者，因此，於此，係僅針對圖 49A 之例來作說明。

圖 48 中所示之送訊導體連接形態切換電路 152，係由 16 個的開關 152a 所構成。而，此送訊導體連接形態切換電路 152，係被設置在多頻訊號供給電路 21 與送訊導體選擇電路 22 之間，並從多頻訊號供給電路 21 而被供給有頻率訊號。

開關 152a，係為用以將從多頻訊號供給電路 21 所供給而來之週期訊號同時性地供給至構成各送訊區塊 161 之

送訊導體 14 處的開關。此開關 152a，係分別被與多頻訊號供給電路 21 之各頻率產生部 24(參考圖 4)相連接。而，此送訊導體連接形態切換電路 152，係藉由控制電路 40 而被作控制，並進行切換動作。

於圖 49A 以及 B 中，對於送訊導體之切換動作的其中一例作展示。

首先，對於在送訊區塊  $[Y_0 \sim Y_{15}]$  之送訊導體  $Y_0 \sim Y_{15}$  處而同時性地將頻率  $f_0 \sim f_{15}$  之週期訊號分別作供給的狀態(圖 49A 之狀態)作說明。

從多頻訊號供給電路 21 之各頻率訊號產生部 24(參考圖 3 以及圖 4.7)所輸出之頻率  $f_0 \sim f_{15}$  的週期訊號，係分別經由構成送訊導體連接形態切換電路 152 之各開關 152a，而被供給至送訊區塊  $[Y_0 \sim Y_{15}]$  之送訊導體  $Y_0 \sim Y_{15}$  處。在被供給有此頻率  $f_0 \sim f_{15}$  之週期訊號的狀態下，受訊部 153 係進行位置檢測。在此受訊部 153 進行了位置檢測之後，送訊導體連接形態切換電路 152，係藉由控制電路 40 之控制，而將供給週期訊號之送訊區塊切換為送訊區塊  $[Y_{16} \sim Y_{31}]$ ，並對於送訊導體  $Y_{16} \sim Y_{31}$  而分別同時性地將頻率  $f_0 \sim f_{15}$  之週期訊號作供給。而後，如同切換為送訊區塊  $[Y_{32} \sim Y_{47}]$ 、…一般地，而在每一特定時間處來對於供給週期訊號之送訊區塊 161 依序作切換，並反覆進行將週期訊號供給至各送訊區塊處的動作以及位置檢測。而後，若是對於送訊區塊  $[Y_{48} \sim Y_{63}]$  之週期訊號的供給與位置檢測係結束，則送訊導體連接形態切換電路 152，係藉由控制電路

10年6月/日 修正頁(本)  
錄

40 之控制，而將供給週期訊號之送訊區塊回復至送訊區塊  $[Y_0 \sim Y_{15}]$  處，並反覆進行上述切換動作。另外，於此例中，係成爲在第 4 次之切換處而回到原本的送訊區塊。

藉由將送訊導體 14 之切換動作和送訊導體選擇電路 22 以及送訊導體連接形態切換電路 152 如同上述一般地來構成，能夠得到下述一般之效果。例如，當如同第 1 實施形態一般，而從構成送訊導體群 13 之各送訊區塊來在每一特定時間  $\Delta T$  中而對於 1 根的送訊導體 14 作了選擇的情況時，在位置於送訊區塊 161 之邊界處的送訊導體 14 的各個之間，檢測時間之差係會變大。

以下，列舉出具體例來作說明。例如，在第 1 實施形態中，當指示體爲位置在送訊導體  $Y_{15}$  與  $Y_{16}$  之間的情況時，假設係將從多頻訊號供給電路 21 所供給而來之週期訊號，分別對於送訊區塊  $[Y_0 \sim Y_3]$ 、 $[Y_4 \sim Y_7]$ 、 $\dots$ 、 $[Y_{60} \sim Y_{63}]$  內之送訊導體  $Y_0$ 、 $Y_4$ 、 $\dots$ 、 $Y_{60}$  而作供給，並在受訊部 30 檢測出了指示體之後，藉由控制電路 40 之控制，而使送訊導體選擇電路 22 在每一特定時間  $\Delta T$  處而朝向使索引標號增加的方向來依序對於送訊導體 14 作切換並將指示體之位置檢測出來。於此情況，當從多頻訊號供給電路 21 所供給而來之週期訊號被供給至送訊導體  $Y_{15}$  以及  $Y_{16}$  處起，直到下一次之週期訊號被供給至送訊導體  $Y_{15}$  以及  $Y_{16}$  處爲止，此兩者間之時間差，係成爲檢測時間差  $16 \Delta T$ 。於此情況，例如，若是指示體在像是送訊導體  $Y_{15}$  以及  $Y_{16}$  之間一般的送訊區塊 161 之間的邊界附近



而作移動，則該指示體之檢測精確度係降低。

相對於此，在本實施形態中，由於以送訊區塊 161 之單位來對於送訊導體 14 作切換，因此，在位置於送訊區塊 161 間之邊界處的送訊導體 14 間之檢測時間的差係變短 ( $\Delta T$ )。其結果，於此例中，就算是指示體在送訊區塊 161 間之邊界附近而移動，亦能夠以更良好之精確度來將該指示體檢測出來。

#### [送訊導體之切換]

又，在上述第 1 實施形態中，雖係針對從受訊導體群 11 之各檢測區塊 3.6 來在每一特定時間中而對於 1 根的受訊導體 12 作選擇之例而作了說明，但是，在本實施形態中，係對於每一檢測區塊而同時地進行位置檢測，並在特定時間之後，對於其他的檢測區塊而進行位置檢測。

針對本實施形態之受訊導體的切換例，參考圖 50 以及圖 51 而作說明。在此例中，係針對將 1 個的檢測區塊 163 藉由相鄰接之 16 根的受訊導體 12 來構成的情況作例示並作說明。由於 1 個的檢測區塊 163 係藉由相鄰之 16 根的受訊導體 12 所構成，因此，放大電路內之 I/V 變換電路 32a(放大器)的數量，係成為與構成檢測區塊 163 之受訊導體 12 的根數相同數量。亦即是，放大電路 32 內之 I/V 變換電路 32a 的數量，係成為 16 個。

於圖 50 中，對於用以實現此例之切換動作的受訊導體連接形態切換電路之其中一構成例作展示。受訊導體連

10/年6月2日修正頁(本)  
錄

接形態切換電路 154，係由 16 個的開關 154a 所構成。此受訊導體連接形態切換電路 154，係被設置在受訊導體選擇電路 31 與放大電路 32 之間，並從受訊導體選擇電路 31 而被供給有受訊訊號。

開關 154a，係為用以將從受訊導體選擇電路 31 所供給而來之受訊訊號同時性地供給至構成後段之放大電路 32 的各 I/V 變換電路 32a 處之開關。此開關 154a，係分別被與放大電路 32 之各 I/V 變換電路 32a 相連接。而，此受訊導體連接形態切換電路 154，係藉由控制電路 40(參考圖 47)而被作控制，並進行切換動作。

於圖 51 中，展示該受訊導體 12 的切換動作之其中一例。

首先，受訊導體連接形態切換電路 154，係藉由控制電路 40 之控制，而對開關 154a 作切換，並將檢測區塊  $[X_0 \sim X_{15}]$  內之全部的受訊導體 12 與構成後段之放大電路 32 的 I/V 變換電路 32a 作連接。而後，受訊部 153，係針對所連接了的全部之受訊導體 12，而同時地進行指示體之位置檢測。

接著，若是受訊部 153 結束了位置檢測，則藉由控制電路 40 之控制，受訊導體連接形態切換電路 154，係將開關 154a 從檢測區塊  $[X_0 \sim X_{15}]$  來切換為檢測區塊  $[X_{16} \sim X_{31}]$ ，並將該檢測區塊 163 內之全部的受訊導體 12 與 I/V 變換電路 32a 作連接。而後，受訊部 153，係針對此連接了的全部之受訊導體 12，而同時地進行指示體之位置檢測

。之後，若是反覆進行此切換動作，並結束了在檢測區塊  $[X_{112} \sim X_{127}]$  處之位置檢測，則受訊導體連接形態切換電路 154，係藉由控制電路 40 之控制來對於開關 154a 作切換，並將被連接於 I/V 變換電路 32a 處之檢測區塊回復至檢測區塊  $[X_0 \sim X_{15}]$  處，而反覆進行上述之切換動作。另外，於此例中，係成爲在第 8 次之切換處而回到原本的受訊區塊處。

藉由將受訊導體 12 之切換動作和受訊導體選擇電路 31 以及受訊導體連接形態切換電路 154 如同上述一般地來構成，能夠得到下述一般之效果。例如，當如同第 1 實施形態一般，而從構成受訊導體群 11 之各檢測區塊來在每一特定時間  $\Delta t$  中而對於 1 根的受訊導體作了選擇的情況時，在位置於檢測區塊間之邊界處的受訊導體 12 的各個之間，檢測時間之差係會變大。若是更具體地作說明，則若是最初係藉由從送訊區塊  $[X_0 \sim X_{15}]$ 、 $[X_{16} \sim X_{31}]$ 、 $\dots$ 、 $[X_{112} \sim X_{127}]$  之各個而分別將受訊導體  $X_0$ 、 $X_{16}$ 、 $\dots$ 、 $X_{112}$  檢測出來，之後，在每一特定時間  $\Delta t$  處而朝向例如使索引標號增加的方向來依序將受訊導體 12 作切換並檢測出指示體之位置，則在受訊導體  $X_{15}$  以及  $X_{16}$  之間的檢測時間差，係成爲  $15 \Delta t$  而爲大。於此情況，例如，若是指示體在像是送訊導體  $X_{15}$  以及  $X_{16}$  之間一般的檢測區塊之間的邊界附近而作移動，則該指示體之檢測精確度係降低。

相對於此，在本實施形態中，由於係以檢測區塊 163 之單位來對於受訊導體 12 作切換，因此，在位置於檢測

修正頁(本)  
0年6月4日

區塊 163 間之邊界處的受訊導體 12 間之檢測時間的差係變短 ( $\Delta t$ )。其結果，於此例中，就算是指示體在檢測區塊間之邊界附近而移動，亦能夠以更良好之精確度來將該指示體檢測出來。

### 〈 3、第 3 實施形態 〉

在第 3 實施形態中，對於送訊導體 14 之切換動作的其他之輪換例作說明。另外，此第 3 實施形態，由於係具備有與第 1 實施形態中之指示體檢測裝置的構成相同之構成，因此，關於該構成，係省略其說明。

第 3 實施形態與第 1 實施形態間之差異點，係在於：在第 1 實施形態之輪換中，從多頻訊號供給電路 21 所供給而來之頻率訊號  $f_0 \sim f_{15}$ ，係在分別被作供給之送訊區塊 25 (參考圖 5) 處而為固定，相對於此，在第 3 實施形態之輪換中，係對於被供給至送訊區塊中之頻率訊號作切換。於圖 52A 以及 B 中，對於此第 3 實施形態中之送訊導體之切換動作的輪換例作展示。另外，圖 52B 之切換動作，由於僅係為將圖 52A 之切換動作的輪換方向設為相反者，因此，於此，係僅針對圖 52A 之例來作說明。

首先，從多頻訊號供給電路 21 所供給而來之頻率  $f_0 \sim f_{15}$  之週期訊號，係分別被同時性地供給至各送訊區塊 25 內之索引標號最大的送訊導體 14 (亦即是，送訊導體  $Y_3$ 、 $Y_7$ 、 $\dots$ 、 $Y_{55}$ 、 $Y_{59}$  以及  $Y_{63}$ ) 處。而後，在被供給有此頻率  $f_0 \sim f_{15}$  之週期訊號的狀態下，受訊部 30 係進行位置檢

測。

接著，在特定時間後，對於從前一次之被供給有週期訊號的送訊導體 14 而朝向使其之索引標號  $n$  減少的方向來切換 1 根的送訊導體。亦即是，將前一次所選擇了的送訊導體  $Y_3$ 、 $Y_7$ 、 $\dots$ 、 $Y_{55}$ 、 $Y_{59}$  以及  $Y_{63}$ ，分別切換為送訊導體  $Y_2$ 、 $Y_6$ 、 $\dots$ 、 $Y_{54}$ 、 $Y_{58}$  以及  $Y_{62}$ 。而後，對於送訊導體  $Y_2$ 、 $Y_6$ 、 $\dots$ 、 $Y_{54}$ 、 $Y_{58}$  以及  $Y_{62}$  而分別將頻率  $f_0$ 、 $f_1$ 、 $\dots$ 、 $f_{13}$ 、 $f_{14}$  以及  $f_{15}$  之週期訊號同時性地作供給。而後，在被供給有此頻率  $f_0 \sim f_{15}$  之週期訊號的狀態下，受訊部 30 係進行位置檢測。當反覆進行此種切換動作，而將頻率  $f_0$ 、 $f_1$ 、 $\dots$ 、 $f_{13}$ 、 $f_{14}$  以及  $f_{15}$  之週期訊號供給至送訊導體  $Y_0$ 、 $Y_4$ 、 $\dots$ 、 $Y_{52}$ 、 $Y_{56}$  以及  $Y_{60}$ ，並使受訊部 30 進行了位置檢測之後，控制電路 40，係對於多頻訊號供給電路 21 作控制，並對於由此多頻訊號供給電路 21 之各多頻訊號產生部 24 所供給至各送訊區塊 25 處之週期訊號的頻率作變更。具體而言，從各送訊區塊 25 所供給之頻率  $f_0$ 、 $f_1$ 、 $\dots$ 、 $f_{13}$ 、 $f_{14}$  以及  $f_{15}$ ，係分別被供給至送訊導體  $Y_{63}$ 、 $Y_3$ 、 $\dots$ 、 $Y_{51}$ 、 $Y_{55}$  以及  $Y_{59}$  處。而後，與上述相同的而進行位置檢測動作。在本實施形態中，係如此這般地而進行送訊導體之切換。

在如同此例一般之送訊導體 14 的切換動作之輪換中，係能夠得到下述一般之效果。在圖 48~圖 49 之例中，由於係將 16 個的頻率之週期訊號對於相鄰接的 16 根之送訊導體而同時作供給，因此，在某一瞬間時，係集中於特

10年6月1日修正頁(本)  
對號

定之部分處而進行位置檢測，但是，在此特定部分以外之部分處，係並無法進行位置檢測。相對於此，此例係對於送訊導體全部(於本例中，係為 64 根)而對於相隔了特定根數(於本例中，係為 3 根)之送訊導體供給週期訊號，係對於送訊導體全部而依序作橫移(輪換)。藉由此，由於係將相異頻率之週期訊號對於例如彼此各相隔了 3 根的各送訊導體而作供給，因此，係能夠在感測部全體處而平均地將指示體之位置檢測出來。

另外，亦可與送訊導體 14 之切換動作的輪換同樣的，而在受訊部處，亦對於受訊導體全部(例如 128 根)而將從相隔了特定根數(例如 7 根)之受訊導體而來的輸出檢測出來，並對於受訊導體全部而依序作橫移(輪換)。藉由設為此種構成，能夠得到與送訊部相同之作用效果。

#### [變形例 1]

在變形例 1 中，對於送訊導體 14 之切換動作的其他之輪換例作說明。另外，此變形例 1，由於係具備有與第 2 實施形態中之指示體檢測裝置的構成相同之構成，因此，關於該構成，係省略其說明。

此變形例 1 與第 2 實施形態間之相異點，係在於：在第 2 實施形態中之輪換，係使構成送訊導體連接形態切換電路 152 之 16 個的開關 152a 以送訊區塊 161 之單位來作切換，相對於此，在此變形例 1 中，係使 16 個的開關 152a 朝向使送訊導體 14 之索引標號增加的方向來依序一

次一根地作切換。於圖 53A 以及 B 中，對於此變形例 1 之送訊導體之切換動作的輪換例作展示。另外，圖 53B 之切換動作，由於僅係為將圖 53A 之切換動作的輪換方向設為相反者，因此，於此，係僅針對圖 53A 之例來作說明。

首先，從多頻訊號供給電路 21 所供給而來之頻率  $f_0 \sim f_{15}$  之週期訊號，係分別被同時性地供給至相鄰接(索引標號  $n$  為連續)之 16 根的送訊導體  $Y_{48}$ 、 $Y_{49}$ 、 $Y_{50} \cdots Y_{63}$  處。而後，在被供給有此頻率  $f_0 \sim f_{15}$  之週期訊號的狀態下，受訊部 30 係進行位置檢測。

接著，在特定時間後，控制電路 40 係對於送訊導體連接形態切換電路 152 作控制，並使構成此送訊導體連接形態切換電路 152 之開關 152a，從前一次而供給了週期訊號之送訊導體  $Y_{48} \sim Y_{63}$  起來朝向使其之索引標號  $n$  減少的方向而切換 1 根的送訊導體。亦即是，頻率  $f_0 \sim f_{15}$  之週期訊號，係同時性地分別被供給至送訊導體  $Y_{47} \sim Y_{62}$  處。而後，在被供給有此頻率  $f_0 \sim f_{15}$  之週期訊號的狀態下，受訊部 153 係進行位置檢測。當反覆進行此種切換動作，而將頻率  $f_0 \sim f_{15}$  之週期訊號同時性地分別供給至送訊導體  $Y_0 \sim Y_{15}$  處，並使受訊部 153 進行了位置檢測之後，控制電路 40，係對於送訊導體連接形態切換電路 152 作控制，並將藉由開關 152a 而作了連接的送訊導體  $Y_0$  以及  $Y_1 \sim Y_{15}$  分別切換為送訊導體  $Y_{63}$  以及  $Y_0 \sim Y_{14}$ 。而後，受訊部 153，係與上述相同的而進行位置檢測動作。在變形例 1 中，係如此這般地而進行送訊導體之切換。

在如同此例一般之送訊導體 14 的切換動作之輪換中，係能夠得到下述一般之效果。由於週期訊號係被供給至相鄰接之 16 根的送訊導體處，並且，藉由相鄰接之 16 根的送訊導體所形成之群組，係將送訊導體一次一根地作移動，並集中於特定之部分處而進行位置檢測，因此，係能夠使檢測精確度提升。

如同上述一般，在圖 52A 以及 B 和圖 53A 以及 B 之例中，係設為對於複數之送訊導體 14，而對於在彼此之間被中介配置有特定數量  $P$  ( $P$  為  $\geq 0$  之整數) 之送訊導體的特定之送訊導體來供給藉由多頻訊號產生電路所產生的各個頻率之訊號，並且對於特定之導體依序作切換。

又，係設為對於複數之受訊導體 12，而對於在彼此之間被中介配置有特定數量  $R$  ( $R$  為  $\geq 0$  之整數) 之受訊導體的特定之受訊導體作選擇，並且對於特定之導體依序作切換。

#### 〈 4、第 4 實施形態 〉

第 4 實施形態，係為在第 1~第 3 實施形態中，對於當複數之頻率的週期訊號被重疊並且被供給至訊號檢測電路處的情況時之合成振幅作抑制者。

在第 1~第 3 實施形態中，假設對於送訊導體而同時作供給之複數的相異頻率之週期訊號的初期相位，係均為 0 度。在受訊部 30 處，由於係作為複數之相異頻率的週期訊號之合成訊號來作受訊，因此，該複數之週期訊號的合



成振幅係變大，並會有超過受訊部 30 之動態範圍而飽和的可能性。又，當以使其不會飽和的方式而對於所檢測出之輸出訊號的準位作了調整的情況時，係會有無法得到所期望的檢測感度之虞。

因此，在此例中，係藉由設為下述構成，來對於合成振幅作抑制，亦即是：設置用以對於從多頻訊號產生部所輸出之週期訊號的相位作控制之相位控制手段，並使複數之週期訊號的送訊開始相位作分散。

於圖 54 中，對於第 4 實施型態之指示體檢測裝置的概略構成圖作展示。

指示體檢測裝置 200，主要係藉由感測部 10、和送訊部 210、和受訊部 30、和位置算出部 35、以及對於送訊部 210 和受訊部 30 的動作作控制之控制電路 40 所構成。另外，於圖 54 中，在與第 1 實施形態之指示體檢測裝置 100(圖 1)相同的構成處，係以相同之符號來作表示，並省略詳細之說明。

送訊部 210，係具備有：相位控制電路 211、和多頻訊號供給電路 21、和送訊導體選擇電路 22、以及時脈產生電路 23。另外，多頻訊號供給電路 21、送訊導體選擇電路 22 以及時脈產生電路 23，係為與第 1 實施形態相同之構成。

相位控制電路 211，係為用以對於藉由多頻訊號供給電路 21 所產生之週期訊號的相位作變更並供給至送訊導體 14 處者。例如，此相位控制電路 211，係能夠對應於圖

4 之多頻訊號供給電路 21 內的週期訊號產生部 24 而對於初期相位作設定。亦即是，係在圖 1 之指示體檢測裝置 100 的多頻訊號供給電路 21 中，藉由對於賦予至週期訊號產生部 24 處之初期相位的值作控制，而進行相位處理。另外，關於在相位控制電路 211 處而將何者之週期訊號的相位作何種程度之移動一事，係藉由控制電路 40 而被作控制。

以下，以 2 個頻率的情況為例，針對送訊開始相位之相位控制作說明。

於圖 55 中，係對於相對於頻率  $f_0$  之週期訊號而將頻率  $f_1$  之週期訊號的送訊開始相位作偏移並使其分散的情況時之各別的波形作展示。於此例中，相鄰之週期訊號，係分別被設為逆相位。若是如此這般地設為將頻率相異之週期訊號彼此的送訊開始相位作偏移，並進而將相鄰之週期訊號分別設為逆相位，則為理想。藉由此，在送訊開始時或是送訊結束時之波形的上揚或者是下挫處，週期訊號係彼此相互抵消，而能夠防止在受訊部 30 處流入過大的輸出訊號。

另外，在本例中，係為了方便說明，而對於 2 個頻率的情況作例示，但是，係並不被限定為 2 個頻率，而亦可為其以上之複數頻率。關於在複數頻率的情況中之送訊開始相位的分散之形態，係於後再述。在奇數頻率的情況時，若是將作組合後所剩餘之頻率設為 0 度或者是 180 度，則為理想。

另外，相位控制之方法，係並不被限定於此例。例如，亦可將相位控制電路 211，設為對應於圖 4 之多頻訊號供給電路 21 內的週期訊號產生部 24 而由 16 個的移相器(省略圖示)來構成。或者是，亦可設為：藉由使其具備有 45 度之相位橫移電路、訊號反轉電路、開關(均未圖示)，來對於相位橫移電路處之相位橫移次數或者是訊號反轉電路處之相位反轉作切換控制，並進行每 45 度或是每 90 度之相位控制。

以下，對於複數之週期訊號的送訊開始相位之形態作例示。

於圖 56~圖 61 中，對於當將複數之週期訊號的初期相位藉由複數之形態來作了改變的情況時之相位控制後的複數之週期訊號的合成波形作展示。於此例中，藉由多頻訊號供給電路 21 所產生之週期訊號，係與送訊區塊數(16 個)相對應地而設為 100kHz~250kHz 之 16 個頻率，而，在受訊部 30 處之受訊期間，係為 200  $\mu$ s。

圖 56，係為對於 16 個頻率之週期訊號而並不進行相位分散(參考表 1)之情況時的合成波形之例。亦即是，係為對於 100kHz~250kHz 之 16 個的週期訊號而並不進行任何的相位控制地來對於送訊導體 14 作供給的情況。

10年6月/日 修正頁(奉)  
 日期

[表 1]

相位分散：無

供給區塊 No.	頻率[kHz]	相位[度]
1	100	0
2	110	0
3	120	0
4	130	0
5	140	0
6	150	0
7	160	0
8	170	0
9	180	0
10	190	0
11	200	0
12	210	0
13	220	0
14	230	0
15	240	0
16	250	0

受訊期間：200  $\mu$  s

圖 57，係為對於 16 個頻率之週期訊號而作了每 90 度的相位分散之情況(形態 0：參考表 2)時的合成波形之例。

[表 2]

相位分散：形態 0(每 90 度)

供給區塊 No.	頻率[kHz]	相位[度]
1	100	0
2	110	90
3	120	180
4	130	270
5	140	0
6	150	90
7	160	180
8	170	270
9	180	0
10	190	90
11	200	180
12	210	270
13	220	0
14	230	90
15	240	180
16	250	270

受訊期間：200  $\mu$  s

圖 58，係為對於 16 個頻率之週期訊號而作了每  $\pm 90$  度的相位分散之情況(形態 1：參考表 3)時的合成波形之例。於此例中，係對於 90 度移相與反轉作切換，而進行相位分散。

[表 3]

相位分散：形態 1(每  $\pm 90$  度)

供給區塊 No.	頻率[kHz]	相位[度]
1	100	0
2	110	180
3	120	90
4	130	270
5	140	0
6	150	180
7	160	90
8	170	270
9	180	0
10	190	180
11	200	90
12	210	270
13	220	0
14	230	180
15	240	90
16	250	270

受訊期間：200  $\mu$  s

圖 59，係為對於 16 個頻率之週期訊號而作了每  $\pm 45$  度的相位分散之情況(形態 2-1：參考表 4)時的合成波形之例。於此例中，係對於 45 度移相與反轉作切換，而進行相位分散。

[表 4]

相位分散：形態 2-1(每  $\pm 45$  度)

供給區塊 No.	頻率[kHz]	相位[度]
1	100	0
2	110	180
3	120	45
4	130	315
5	140	90
6	150	270
7	160	135
8	170	225
9	180	0
10	190	180
11	200	45
12	210	315
13	220	90
14	230	270
15	240	135
16	250	225

受訊期間：200  $\mu$  s

圖 60，係為對於 16 個頻率之週期訊號而作了每  $\pm 45$  度的相位分散之情況(形態 2-2：參考表 5)時的合成波形之例。於此例中，對於供給至第 1~第 8 個的送訊區塊處之週期訊號，係進行 45 度移相與反轉之切換，對於供給至第 9~第 16 個的送訊區塊處之週期訊號，則係以將第 8 個與第 9 個作為分界線而使其成為上下對稱之關係的方式，來進行相位分散。

[表 5]

相位分散：形態 2-2(每  $\pm 45$  度，上下對稱)

供給區塊 No.	頻率[kHz]	相位[度]
1	100	0
2	110	180
3	120	45
4	130	315
5	140	90
6	150	270
7	160	135
8	170	225
9	180	225
10	190	135
11	200	270
12	210	90
13	220	315
14	230	45
15	240	180
16	250	0

受訊期間：200  $\mu$  s

圖 61，係為對於 16 個頻率之週期訊號而作了每  $\pm 22.5$  度的相位分散之情況(形態 3：參考表 6)時的合成波形之例。於此例中，係對於 22.5 度移相與反轉作切換，而進行相位分散。



[表 6]

相位分散：形態 3(每  $\pm 22.5$  度)

供給區塊 No.	頻率[kHz]	相位[度]
1	100	0
2	110	180
3	120	22.5
4	130	337.5
5	140	45
6	150	315
7	160	67.5
8	170	292.5
9	180	90
10	190	270
11	200	112.5
12	210	247.5
13	220	135
14	230	225
15	240	157.5
16	250	202.5

受訊期間：200  $\mu$  s

於圖 56~圖 61 中所展示了的各相位分散形態之合成波形的結果，係如同下述一般。

(形態)	(相位分散方法)	(效果)
相位分散(無)	相位分散：無	合成振幅大
相位分散(0)	相位分散：每 90 度	無效果
相位分散(1)	相位分散：每 $\pm 90$ 度	合成振幅：中

相位分散 (2-1)	相位分散：每 $\pm 45$ 度	合成振幅：中
相位分散 (2-2)	相位分散：每 $\pm 45$ 度	合成振幅：小
	(上下對稱)	
相位分散 (3)	相位分散：每 $\pm 22.5$ 度	合成振幅：中

若依據各相位分散形態之合成波形，則可以得知，如同形態 0 之例一般，就算是單純地作了每 90 度的相位分散，合成波形之合成振幅亦並不會變小。另一方面，如同形態 1~3 之合成波形一般，若是設為每 $\pm 90$ 度等等的形態，則合成振幅係變小。亦即是，可以得知，若是將移相與反轉作切換，而進行相位分散，則為理想。特別是，在所測定了的合成波形中，在形態 2-2 的情況時，合成振幅的抑制效果係為最大。形態 2-2，係在送訊導體之全部(於本例，係為 16 根)中，於前半(No.1~8)和後半(No.9~16)之送訊區塊處而使相位分散形態作了反轉，在前半與後半處，係並沒有相位分散形態之反覆出現。相對於此，形態 1 和 2-1，在送訊區塊之 No.1~16 之間，係分別能夠見到有 4 次與 2 次的反覆出現之形態。而形態 3，雖然並沒有反覆出現之形態，但是，係多所見到有在相連續之送訊區塊間的相位差為小的情況。由此，可以想見，被作合成之送訊導體間的相位差之偏差，係以盡可能的設為大為理想，並且，在送訊導體之全部(於本例，係為 16 根)中，係以不存在有初期相位之反覆出現或者是反覆出現數為少為理想。

若依據此例，則由於係設爲了使複數之相異頻率的週期訊號之送訊開始相位作了分散的構成，因此，在受訊側處，於送訊開始或是結束時，電流係不會過度的變大，而能夠使合成振幅縮小。藉由此，由於藉由受訊部 30 所檢測出之輸出訊號超過動態範圍並飽和一事係被作抑制，因此，放大電路之受訊增益的設定自由度係增加，並成爲能夠得到高檢測感度。

在上述第 1～第 4 實施形態中，雖係針對至少將受訊導體群分割爲複數之檢測區塊的例子而作了說明，但是，本發明係並不被限定於此。例如，亦可並不將受訊導體群作分割，而設爲對於被與全部的受訊導體作連接之檢測電路進行平行處理，並藉由全部之受訊導體而將輸出訊號同時檢測出來的構成。

以上所述之實施形態，由於係爲用以實施本發明之適當形態的具體例子，因此，係被附加有各種之在技術性上爲理想的限定。但是，只要在以上之實施形態的說明中並不特別存在有對於本發明作限定之含意的記載，則本發明係並不被此些之實施形態所限定。例如，在以上之說明中所列舉出之使用材料與其之使用量、處理時間、處理順序以及各參數之數值性條件等，係僅爲一合適例，又，在用以進行說明之各圖中的尺寸、形狀以及配置關係等，亦僅係爲對於實施形態之其中一例作展示之概略性展示。故而，本發明，係並不被上述之實施形態之例所限定，在不脫離本發明之要旨的範圍內，係可作各種之變形、變更。

例如，上述之藉由指示體檢測裝置所進行的一連串之處理，係可藉由硬體來實行之，亦可藉由軟體而實行之。又，當然的，對這些之處理作實行的功能，係亦可經由硬體與軟體之組合來實現之。當將一連串之處理藉由軟體來實行的情況時，係由程式記錄媒體，來將構成之軟體之程式，安裝至被組入有專用之硬體中之電腦、或者是安裝至藉由將各種之程式作了安裝而能夠實行各種之功能的例如汎用性之電腦等之中。

又，在本說明書中，對於被儲存在程式記錄媒體中的程式作記述之處理步驟，當然的，係包含有依循所記載之順序而時間系列性的進行之處理，並且，就算並不是被時間系列性的進行處理，而是被平行性或者是被個別性實行的處理(例如，平行處理或者是由物件所致之處理)，亦係被包含於其中。

#### 【圖式簡單說明】

[圖 1]第 1 實施型態之指示體檢測裝置的概略區塊構成圖。

[圖 2]第 1 實施型態之指示體檢測裝置的感測部之概略剖面圖。

[圖 3]第 1 實施型態之指示體檢測裝置的多頻訊號產生電路之區塊構成圖。

[圖 4]第 1 實施型態之指示體檢測裝置的頻率訊號產生部之區塊構成圖。

[圖 5]第 1 實施型態之指示體檢測裝置的送訊導體選擇電路之概略構成圖。

[圖 6]用以對於第 1 實施型態之指示體檢測裝置中的送訊導體之切換動作作說明的圖。

[圖 7]第 1 實施型態之指示體檢測裝置的受訊導體選擇電路以及放大電路之概略構成圖。

[圖 8]用以對於第 1 實施型態之指示體檢測裝置中的受訊導體之切換動作作說明的圖。

[圖 9]第 1 實施型態之指示體檢測裝置的受訊部之區塊構成圖。

[圖 10]第 1 實施型態之指示體檢測裝置的同步檢波電路之區塊構成圖。

[圖 11]圖 11A，係為對於當在感測部上並不存在有指示體的情況時之送訊導體以及受訊導體間的靜電耦合狀態作展示之圖，圖 11B，係為對於當在感測部上存在有指示體的情況時之送訊導體以及受訊導體間的靜電耦合狀態作展示之圖。

[圖 12]圖 12A，係為展示相對於第 1 實施形態之指示體檢測裝置的多點接觸之圖，圖 12B，係為展示對於送訊導體  $Y_6$  之受訊導體的輸出訊號之波形之圖，圖 12C，係為展示對於送訊導體  $Y_{58}$  之受訊導體的輸出訊號之檢波波形之圖，圖 12D，係為展示對於送訊導體  $Y_2$  之從受訊導體而來的輸出訊號之檢波波形之圖。

[圖 13]對於第 1 實施型態之指示體檢測裝置中的位置

10年6月21日修正頁(本)  
登錄

檢測之處理程序作展示的流程圖。

[圖 14]第 1 實施型態之變形例 1 的感測部之概略剖面圖。

[圖 15]圖 15A，係為第 1 實施型態之變形例 2 的感測部之概略剖面圖，圖 15B，係為變形例 2 之感測部的立體圖。

[圖 16]圖 16A，係為第 1 實施型態之變形例 3 的感測部(第 1 例)之交叉點的概略擴大圖，圖 16B，係為變形例 3 之感測部的島狀導體部之概略擴大圖。

[圖 17]變形例 3 的感測部(第 2 例)之概略擴大圖。

[圖 18]第 1 實施型態之變形例 4 的感測部之概略構成圖。

[圖 19]圖 19A，係為對於變形例 4 之感測部的上部導體圖案作展示之圖，圖 19B，係為對於變形例 4 之感測部的下部導體圖案作展示之圖。

[圖 20]第 1 實施型態之變形例 5 的感測部之概略構成圖。

[圖 21]圖 21A，係為第 1 實施型態之變形例 6 的放大器之概略剖面圖，圖 21B，係為當在放大電路中使用差動放大器的情況時之放大電路以及其週邊的概略構成圖。

[圖 22]第 1 實施型態之變形例 7 的放大器之概略構成圖。

[圖 23]對於第 1 實施型態之變形例 8 的週期訊號之供給形態作展示的圖。

[圖 24]對於第 1 實施型態之變形例 9 的週期訊號之供給形態以及輸出訊號之檢測形態作展示的圖。

[圖 25]圖 25A 以及 B，係為對於在變形例 9 中之週期訊號的頻率之輪換(rotation)的例子作展示之圖。

[圖 26]圖 26A~C，係為對於在變形例 9 中之週期訊號的頻率之輪換的其他例子作展示之圖。

[圖 27]供以對於第 1 實施型態之變形例 10 作說明之圖。

[圖 28]對於變形例 10 的週期訊號之供給形態以及輸出訊號之檢測形態作展示的圖。

[圖 29]對於變形例 10 的週期訊號之供給形態以及輸出訊號之檢測形態之其他例子作展示的圖。

[圖 30]供以對於第 1 實施型態之變形例 11 作說明之圖。

[圖 31]對於變形例 11 的週期訊號之供給形態以及輸出訊號之檢測形態作展示的圖。

[圖 32]對於變形例 11 的週期訊號之供給形態以及輸出訊號之檢測形態之其他例子作展示的圖。

[圖 33]圖 33A 以及 B，係為對於第 1 實施型態之變形例 12 的週期訊號之供給形態以及輸出訊號之檢測形態作展示的圖。

[圖 34]展示通常之手指檢測時的訊號準位之圖。

[圖 35]供以對於第 1 實施型態之變形例 13、14 作說明之圖。

10/年6月21日修正  
對策頁(本)

[圖 36]供以對於第 1 實施型態之變形例 14 作說明之圖。

[圖 37]對於第 1 實施型態之變形例 15 的週期訊號之供給形態以及輸出訊號之檢測形態作展示的圖(1)。

[圖 38]對於第 1 實施形態之變形例 15 的週期訊號之供給形態以及輸出訊號之檢測形態作展示的圖(2)。

[圖 39]供以對於第 1 實施型態之變形例 17 作說明之圖。

[圖 40]對於變形例 17 的週期訊號之供給形態以及輸出訊號之檢測形態作展示的圖。

[圖 41]第 1 實施型態之變形例 18 的指示體檢測裝置之受訊部的區塊構成圖。

[圖 42]變形例 18 之指示體檢測裝置的絕對值檢波電路之區塊構成圖。

[圖 43]圖 43A，係為對於單側送訊時之週期訊號的供給形態作展示之圖，圖 43B，係為對於輸出訊號之準位作展示之圖。

[圖 44]圖 44A，係為對於變形例 19 之兩側送訊時之週期訊號的供給形態作展示之圖，圖 44B，係為對於輸出訊號之準位作展示之圖。

[圖 45]圖 45A，係為對於輸出訊號之空間分布(準位曲面)例作展示之模式圖，圖 45B，係為將第 1 實施形態之變形例 19 的準位曲面分割成複數之平面後的圖。

[圖 46]用以對於在變形例 20 中之計算出準位曲面之



體積的方法之其中一例作說明之圖表。

[圖 47]第 2 實施型態之指示體檢測裝置的概略區塊構成圖。

[圖 48]第 2 實施型態之送訊導體選擇電路以及送訊導體連接形態切換電路之概略構成圖。

[圖 49]圖 49A 以及 B，係為用以對於第 2 實施型態之送訊導體的切換動作作說明之圖。

[圖 50]第 2 實施型態之受訊導體選擇電路以及受訊導體連接形態切換電路之概略構成圖。

[圖 51]用以對於第 2 實施型態之受訊導體之切換動作作說明的圖。

[圖 52]圖 52A 以及 B，係為用以對於第 3 實施型態之送訊導體的切換動作之例作說明之圖。

[圖 53]圖 53A 以及 B，係為用以對於第 3 實施型態之送訊導體的切換動作之其他例作說明之圖。

[圖 54]第 4 實施型態之指示體檢測裝置的概略區塊構成圖。

[圖 55]展示第 4 實施形態之週期訊號之初期相位的分散例之圖。

[圖 56]對於第 4 實施型態之送訊訊號的合成波形(無相位分散)作展示之圖表。

[圖 57]對於第 4 實施型態之送訊訊號的合成波形(相位分散：形態 0)作展示之圖表。

[圖 58]對於第 4 實施型態之送訊訊號的合成波形(相

10年6月1日修正頁(本)  
對線

位分散：形態 1)作展示之圖表。

[圖 59]對於第 4 實施型態之送訊訊號的合成波形(相位分散：形態 2-1)作展示之圖表。

[圖 60]對於第 4 實施型態之送訊訊號的合成波形(相位分散：形態 2-2)作展示之圖表。

[圖 61]對於第 4 實施型態之送訊訊號的合成波形(相位分散：形態 3)作展示之圖表。

[圖 62]圖 62A，係為先前技術之交叉點型靜電耦合方式之指示體檢測裝置的感測部之概略構成圖，圖 62B，係為用以對於在先前技術中之交叉點型指示體檢測裝置中的位置檢測之原理作說明的圖。

### 【主要元件符號說明】

- 10：感測部
- 11：受訊導體群
- 12：受訊導體
- 13：送訊導體群
- 14：送訊導體
- 20：送訊部
- 21：多頻訊號供給電路
- 22：送訊導體選擇電路
- 22a：開關
- 23：時脈產生電路
- 24：週期訊號產生部

- 25 : 送訊區塊
- 30 : 受訊部
- 31 : 受訊導體選擇電路
- 31a : 開關
- 32 : 放大電路
- 32a : I/V 變換電路
- 32b : 放大器
- 32c : 電容器
- 33 : A/D 變換電路
- 34 : 訊號檢測電路
- 34a : 訊號檢測部
- 35 : 位置算出電路
- 36 : 檢測區塊
- 37 : 同步檢波電路部
- 38 : 暫存器
- 40 : 控制電路
- 85、86、93、94、95、96、97、99 : 差動放大器
- 90、91、92、98 : 放大器
- 100 : 指示體檢測裝置
- 150 : 指示體檢測裝置
- 151 : 送訊部
- 152 : 送訊導體連接形態切換電路
- 152a : 開關
- 153 : 受訊部
- 154 : 受訊導體連接形態切換電路

10年6月2日修正頁(本)  
對線

- 154a : 開關
- 161 : 送訊區塊
- 163 : 檢測區塊
- 200 : 指示體檢測裝置
- 221 : 相位控制電路
- 241 : 加算器
- 242 : 選擇器
- 243 : D-FF
- 244 : 矩形波 ROM
- 245 : D-FF
- 370 : 輸入端子
- 371 : 訊號源
- 373 : 乘積器
- 374 : 積分器

## 七、申請專利範圍：

1. 一種指示體檢測裝置，其特徵為，具備有：

導體圖案，係由被配置在第 1 方向上之複數的導體、  
和被配置在相對於前述第 1 方向而作交叉之第 2 方向上之  
複數的導體所成；和

多頻訊號產生電路，係產生複數之頻率的訊號；和

第 1 導體選擇電路，係對於被配置在前述第 1 方向上  
之複數的導體，而將藉由前述多頻訊號產生電路所產生之  
的特定之頻率的訊號選擇性地作供給；和

訊號檢測電路，係檢測出對應於經由前述第 1 導體選  
擇電路而對於被配置在前述第 1 方向上之前述複數的導體  
所選擇性地作了供給的複數之頻率的訊號而從被配置在前  
述第 2 方向上的複數之導體所輸出的訊號，以進行前述導  
體圖案上之指示體檢測，

前述第 1 導體選擇電路，係將被配置在前述第 1 方向  
上之複數的導體，區分成各群組為由特定數量  $M$  ( $M$  為  $\geq 2$   
之整數)之導體所成的複數之群組，並將經由前述多頻訊  
號產生電路所產生之各個頻率之訊號，依序對於構成各  
群組之導體作供給。

2. 一種指示體檢測裝置，其特徵為，具備有：

導體圖案，係由被配置在第 1 方向上之複數的導體、  
和被配置在相對於前述第 1 方向而作交叉之第 2 方向上之  
複數的導體所成；和

多頻訊號產生電路，係產生複數之頻率的訊號；和

第 1 導體選擇電路，係對於被配置在前述第 1 方向上之複數的導體，而將藉由前述多頻訊號產生電路所產生了的特定之頻率的訊號選擇性地作供給；和

訊號檢測電路，係檢測出對應於經由前述第 1 導體選擇電路而對於被配置在前述第 1 方向上之前述複數的導體所選擇性地作了供給的複數之頻率的訊號而從被配置在前述第 2 方向上的複數之導體所輸出的訊號，以進行前述導體圖案上之指示體檢測，

前述第 1 導體選擇電路，係將被配置在前述第 1 方向上之複數的導體，區分成各群組為由特定數量  $M$  ( $M$  為  $\geq 2$  之整數) 之導體所成的複數之群組，並對於構成前述複數之群組中的 1 個群組之複數之導體，而將經由前述多頻訊號產生電路所產生了的各個頻率之訊號作供給，並且對於前述特定之群組依序作切換。

3. 如申請專利範圍第 1 項或第 2 項所記載之指示體檢測裝置，其中，前述第 1 導體選擇電路，係成為將被配置在被供給有經由前述多頻訊號產生電路所產生了的各個頻率之訊號的導體之近旁處的特定之導體，設定為特定之電位。

4. 如申請專利範圍第 1 項或第 2 項所記載之指示體檢測裝置，其中，係構成為相對於被供給至身為被配置在前述第 1 方向上之前述複數的導體中之被配置在從配置於前述第 2 方向上之複數的導體而來之訊號取出端側的導體處之訊號的頻率，而經由前述第 1 導體選擇電路來對於被

配置在相對於前述訊號取出端側而言為遠方處的導體供給更低頻率之訊號。

5.如申請專利範圍第 1 項或第 2 項所記載之指示體檢測裝置，其中，

前述多頻訊號產生電路，係產生相同頻率而相位為相異之訊號，

前述第 1 導體選擇電路，係對於被供給有經由前述多頻訊號產生電路所產生的同一頻率之訊號的至少由 3 根所成之複數的導體作選擇，並將與被供給至前述所選擇了的複數的導體中之被配置於端部的導體處之訊號相異相位的訊號，供給至被中介配置於前述端部之間的導體處。

6.如申請專利範圍第 5 項所記載之指示體檢測裝置，其中，

係具備有用以對於被配置在前述第 2 方向上之前述複數的導體選擇性地作切換之第 2 導體選擇電路，

經由前述第 2 導體選擇電路，而對於前述訊號檢測電路供給與對於被配置在前述第 1 方向上之前述複數的導體選擇性地作供給之複數之頻率的訊號相對應之訊號，並且，前述第 2 導體選擇電路，係對於包含有相位相異之訊號的由至少 3 根所成之複數的導體作選擇，

前述訊號檢測電路，係基於包含有相位相異之訊號的複數之訊號，而進行訊號檢測。

7.如申請專利範圍第 1 項或第 2 項所記載之指示體檢測裝置，其中，係具備有用以對於被配置在前述第 2 方向

上之前述複數的導體選擇性地作切換之第 2 導體選擇電路，

經由前述第 2 導體選擇電路，而對於前述訊號檢測電路供給與對於被配置在前述第 1 方向上之前述複數的導體選擇性地作供給之複數之頻率的訊號相對應之訊號。

8.如申請專利範圍第 1 項或第 2 項所記載之指示體檢測裝置，其中，前述第 2 導體選擇電路，係將被配置在前述第 2 方向上之前述複數的導體，區分成各群組為由特定數量  $P$  ( $P$  為  $\geq 2$  之整數) 之導體所成的複數之群組，而對於構成各群組之特定的導體依序作選擇。

9.如申請專利範圍第 1 項或第 2 項所記載之指示體檢測裝置，其中，前述第 2 導體選擇電路，係將被配置在前述第 2 方向上之前述複數的導體，區分成各群組為由特定數量  $S$  ( $S$  為  $\geq 2$  之整數) 之導體所成的複數之群組，而對於構成前述複數之群組中之 1 個群組的複數之導體作選擇，並且對於各群組以特定之程序來作切換。

10.如申請專利範圍第 1 項或第 2 項所記載之指示體檢測裝置，其中，

前述多頻訊號產生電路，係更進而產生同一頻率且作了相位反轉之訊號，

前述訊號檢測電路，係構成為基於包含有相位作了反轉的訊號之複數的訊號，而進行訊號檢測。

11.如申請專利範圍第 1 項或第 2 項所記載之指示體檢測裝置，其中，



前述多頻訊號產生電路，係具備有：相位控制電路，其係對於被供給至配置於前述第 1 方向上之前述複數之導體處的複數之頻率的訊號之相位作控制。

12.如申請專利範圍第 1 項或第 2 項所記載之指示體檢測裝置，其中，根據經由前述訊號檢測電路所檢測出之訊號的準位特性之最大值及其形態，來對於前述指示體從前述導體圖案而浮起的狀態作辨識。

13.如申請專利範圍第 1 項或第 2 項所記載之指示體檢測裝置，其中，根據經由前述訊號檢測電路所檢測出之訊號的準位之空間分布，來檢測出前述指示體之對於前述導體圖案的壓力。

14.如申請專利範圍第 13 項所記載之指示體檢測裝置，其中，根據經由前述訊號檢測電路所檢測出之訊號的準位之空間分布的體積、以及前述指示體與導體圖案間之接觸面積，來檢測出前述指示體之對於前述導體圖案的壓力。

圖 1

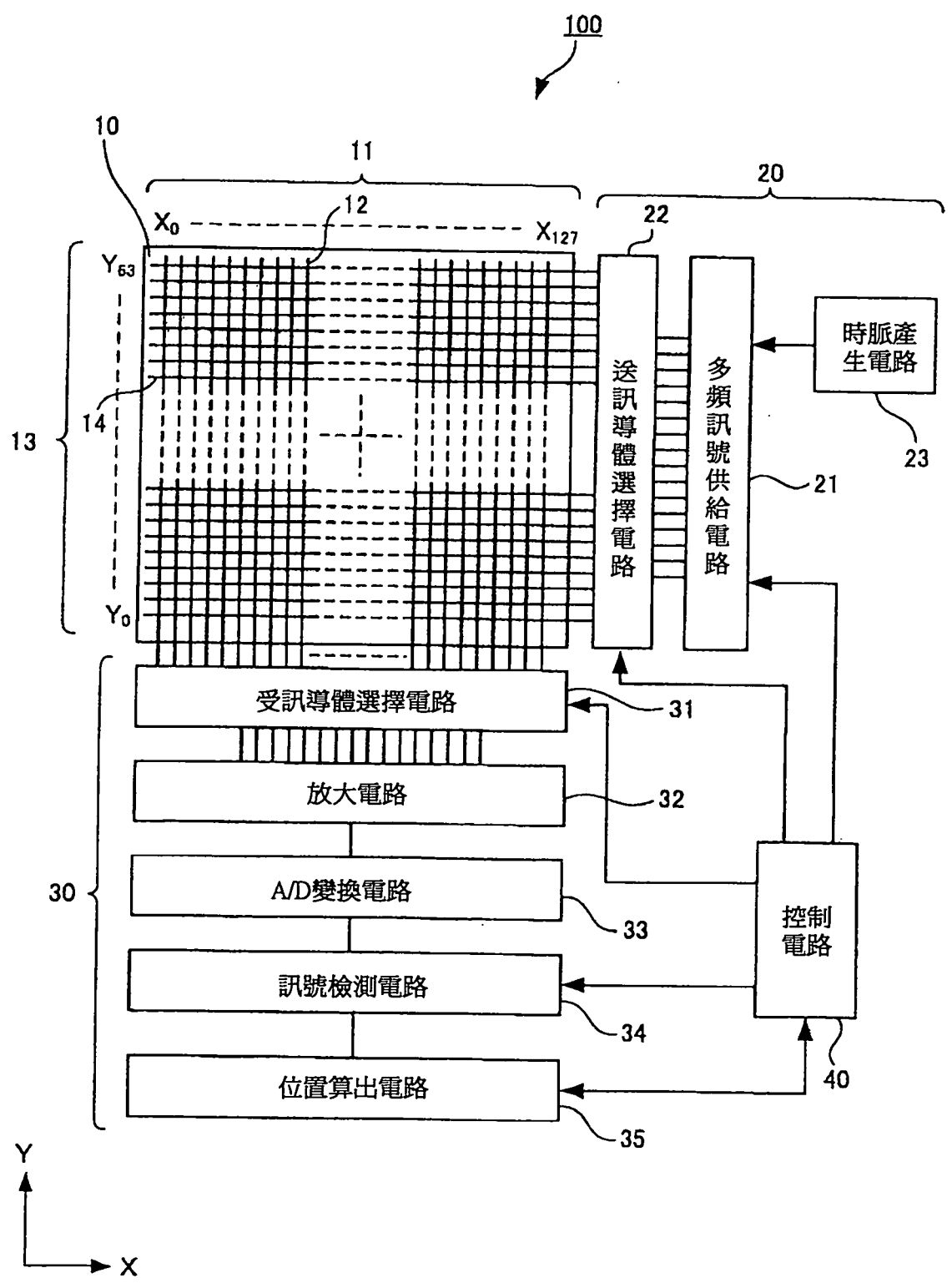


圖2

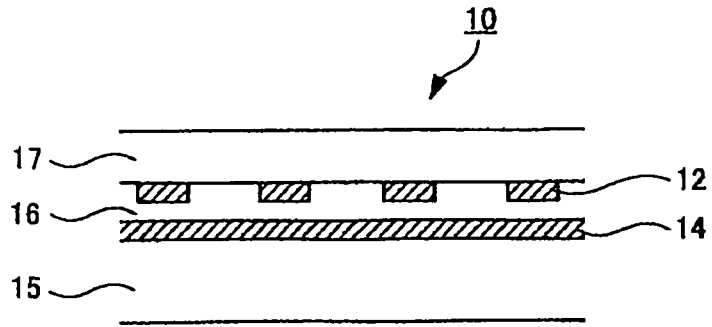


圖3

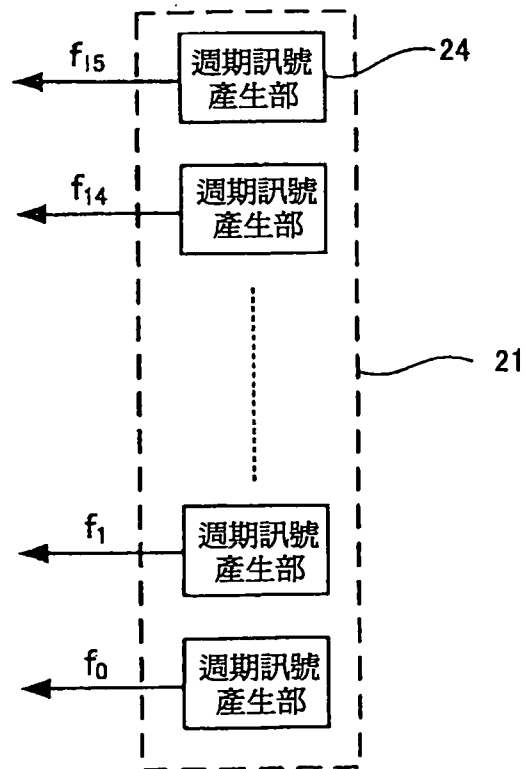


圖4

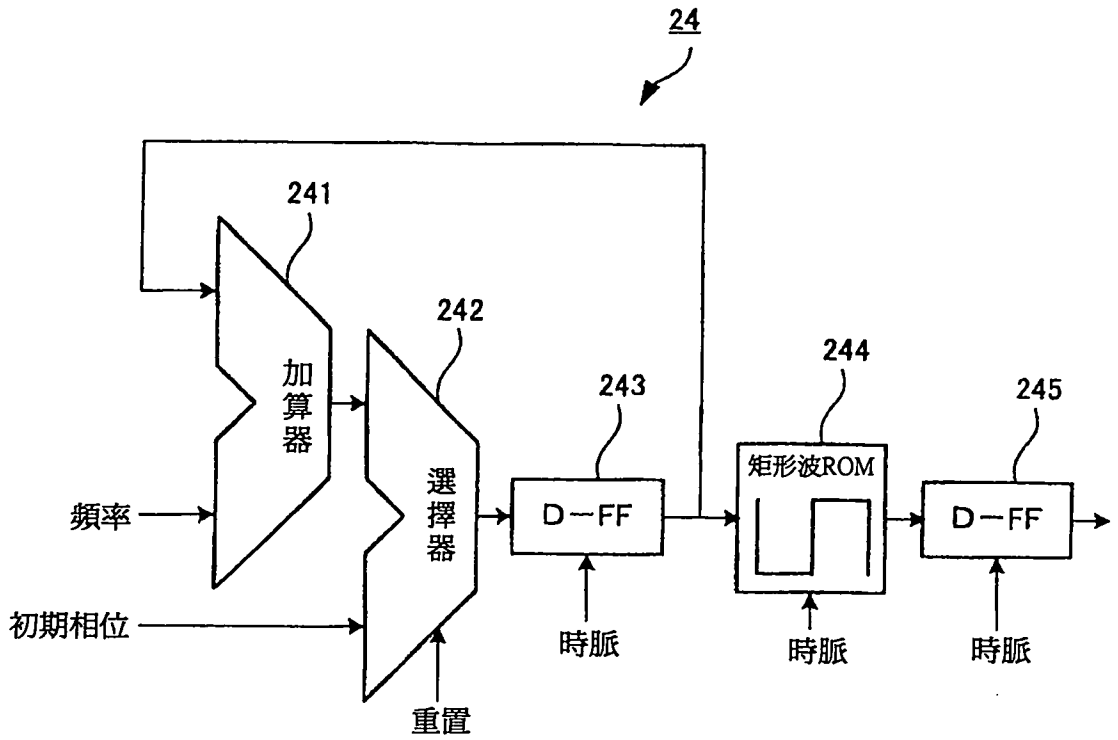


圖5

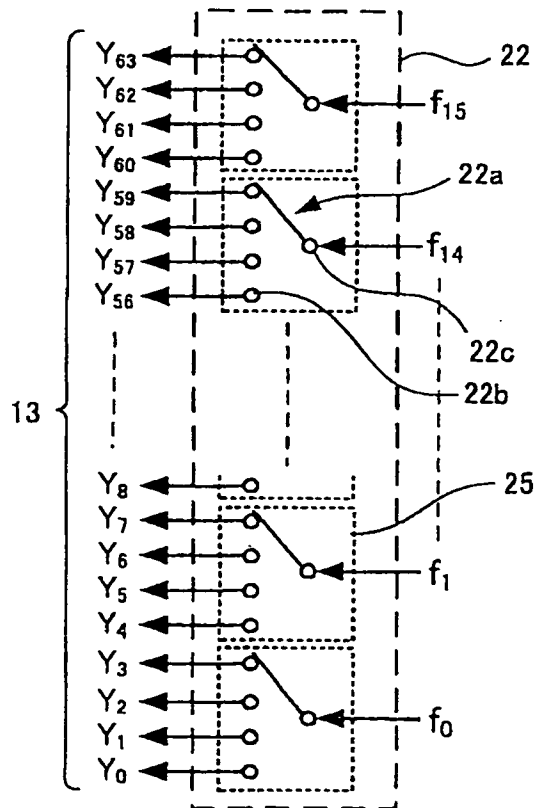


圖6

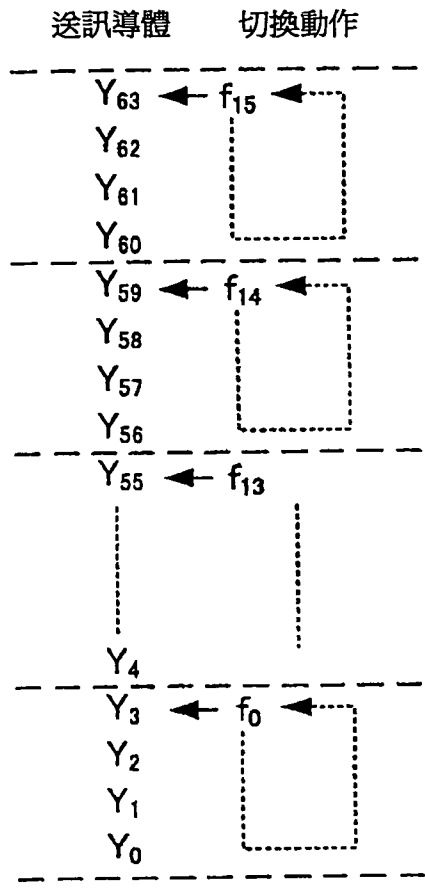


圖7

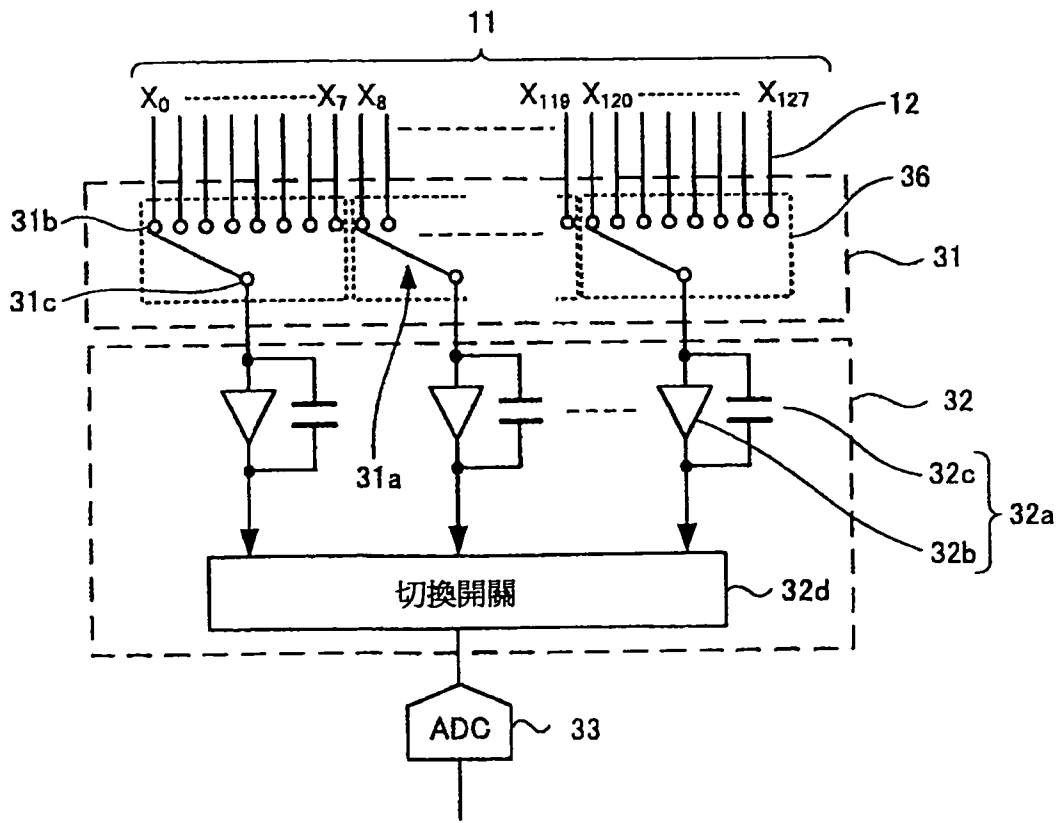




圖 10

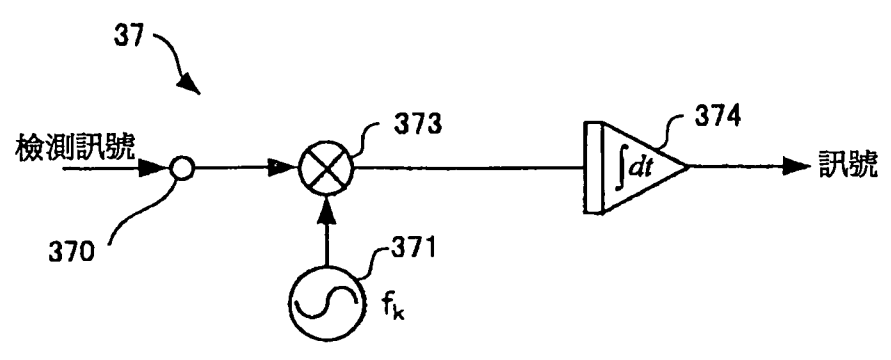
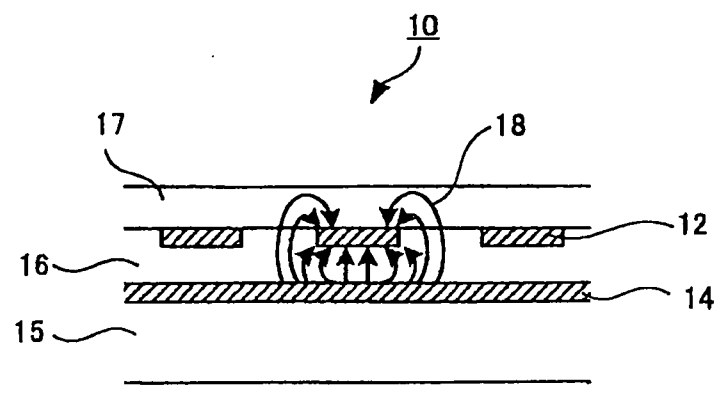


圖 11

A



B

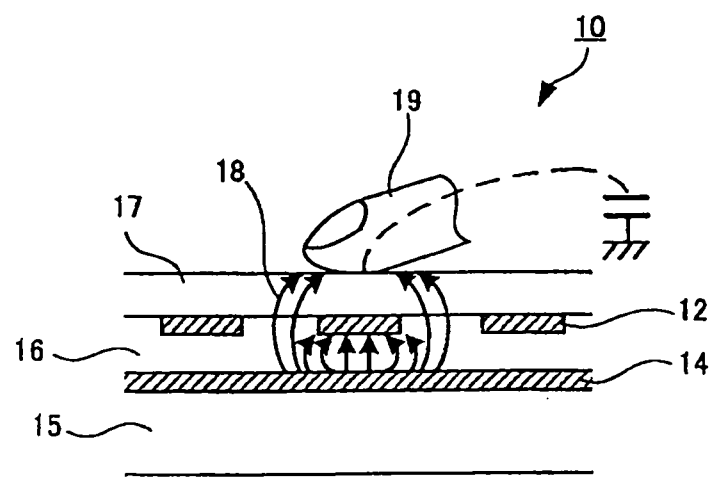


圖12

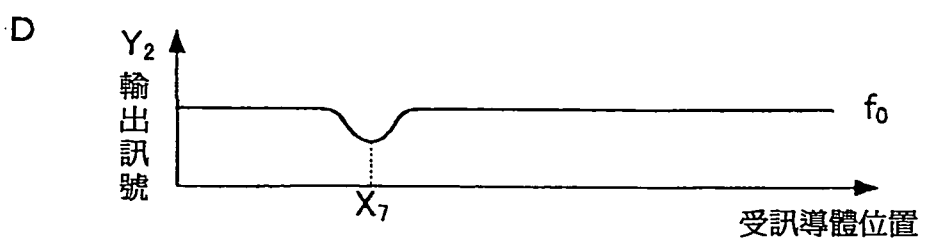
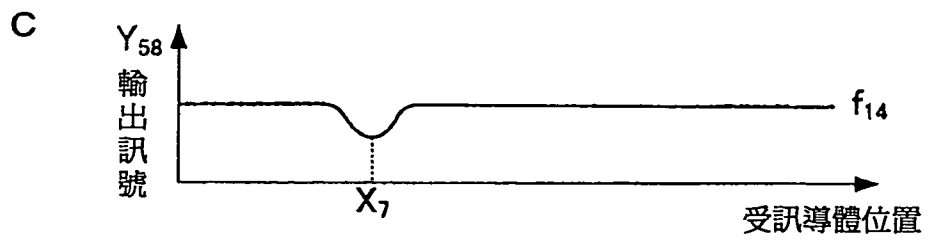
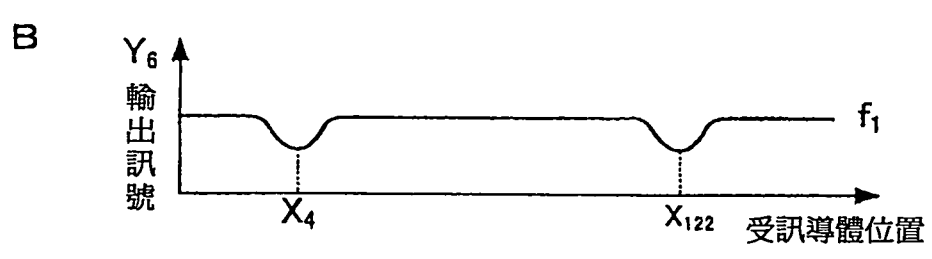
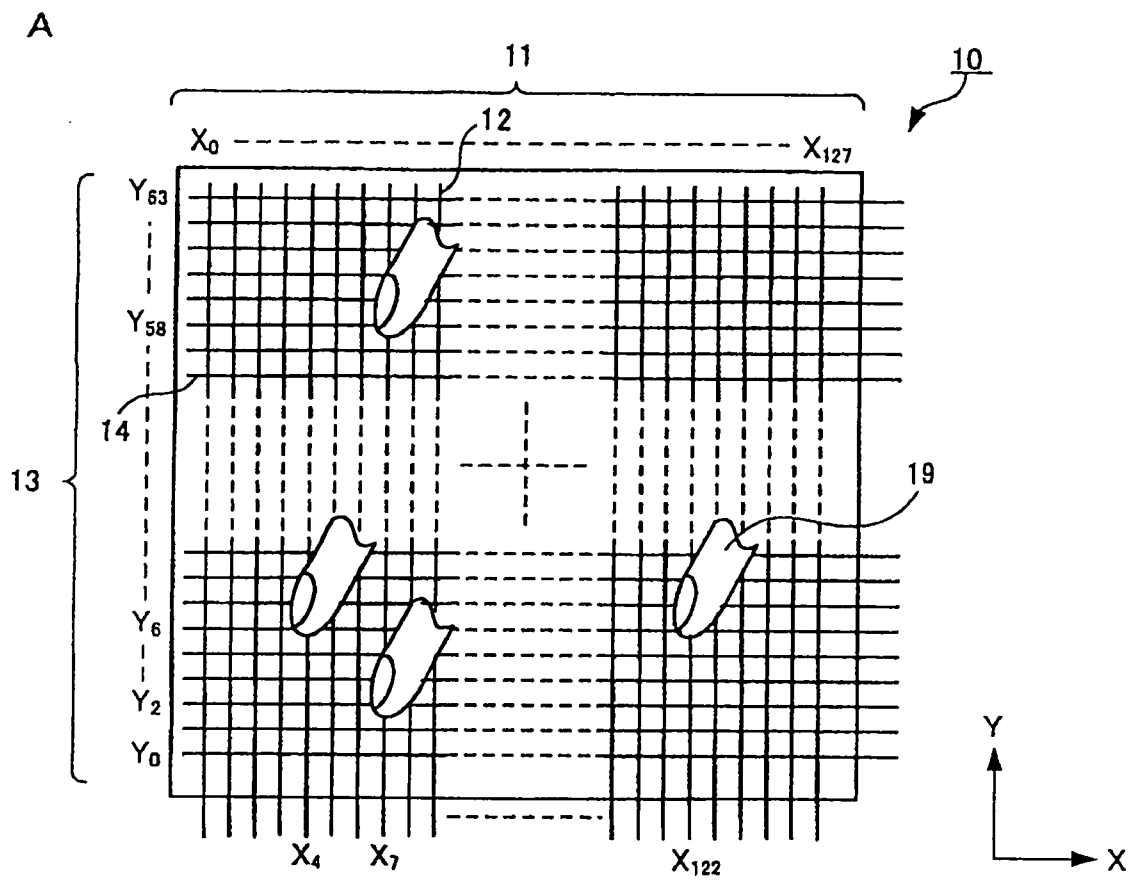




圖 13

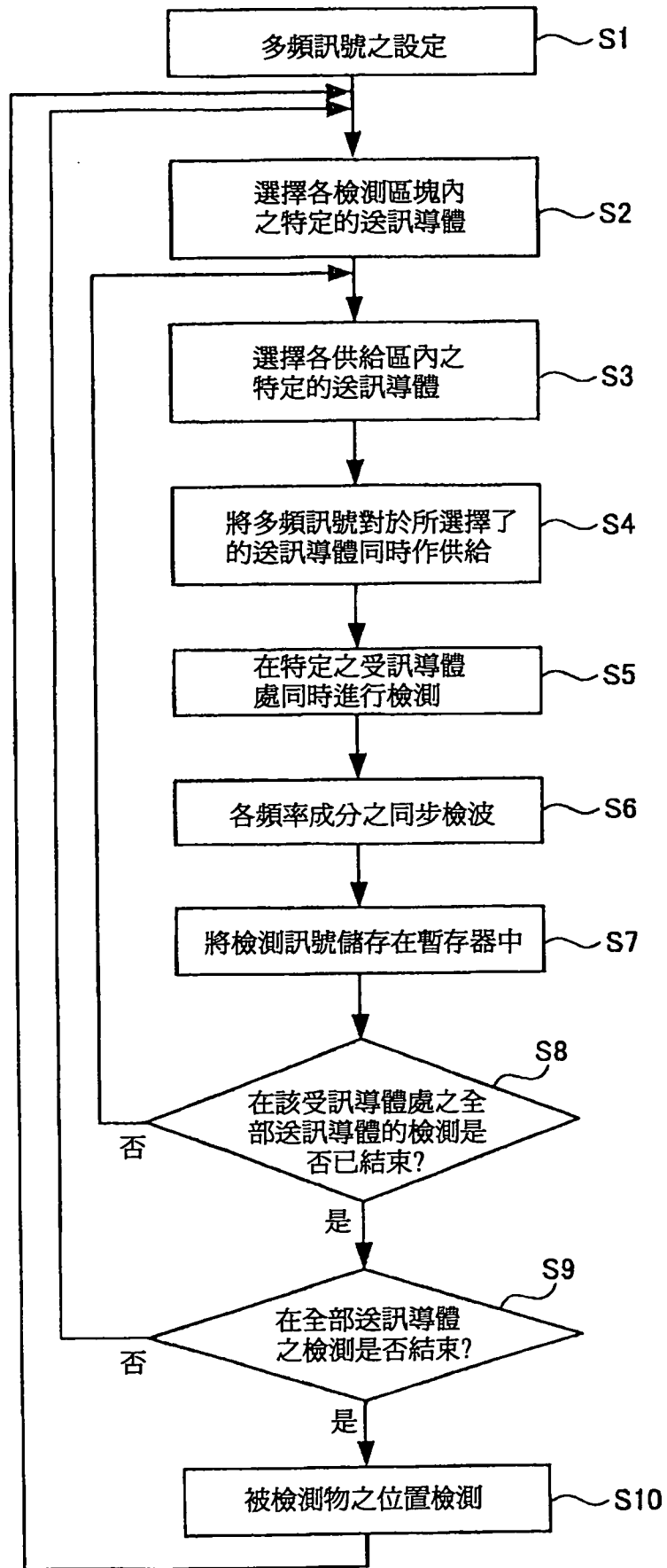


圖 14

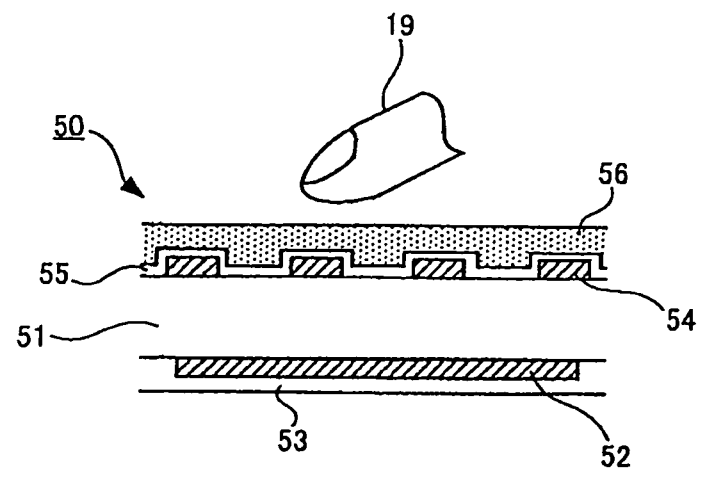


圖 15

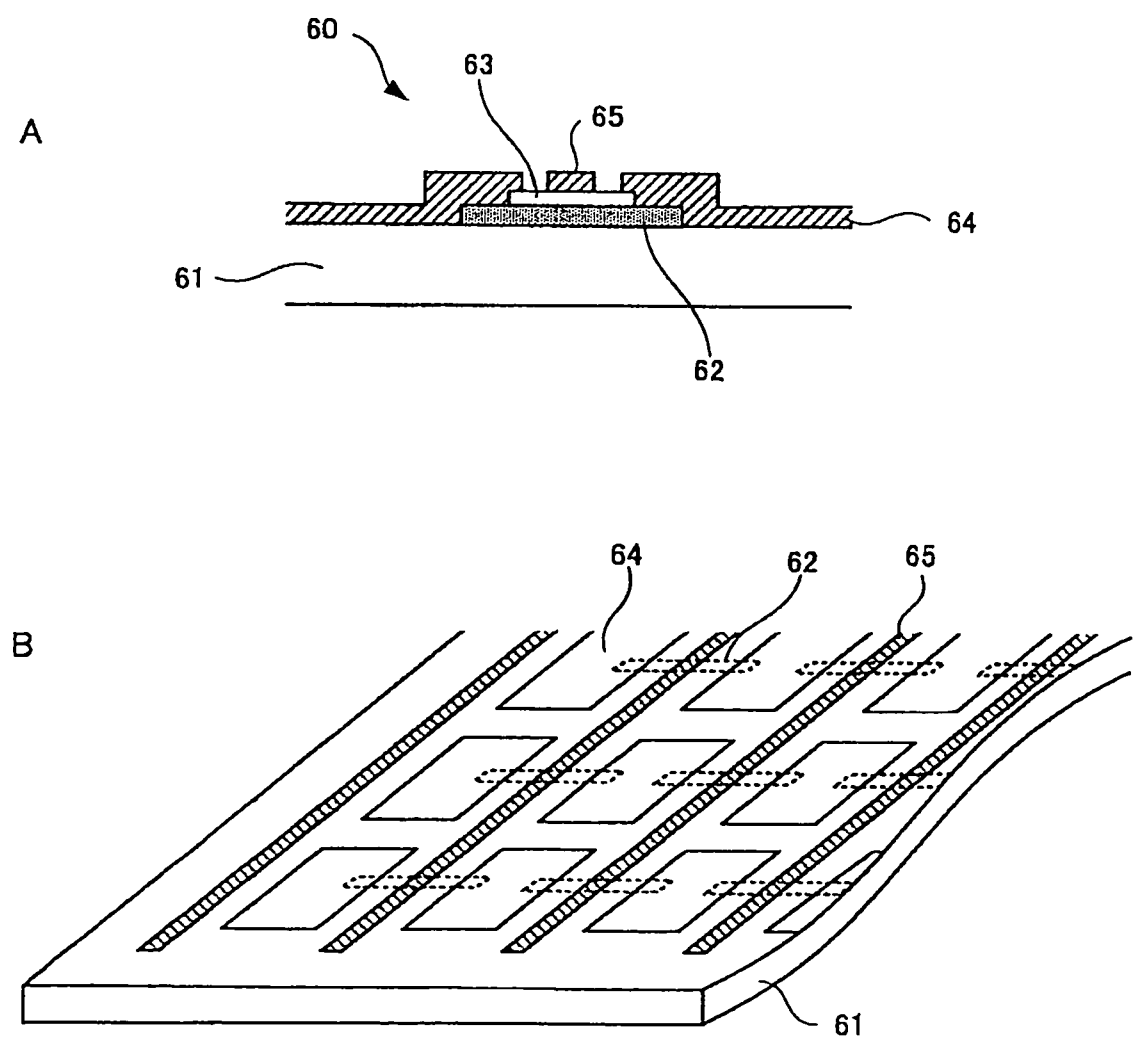


圖 16

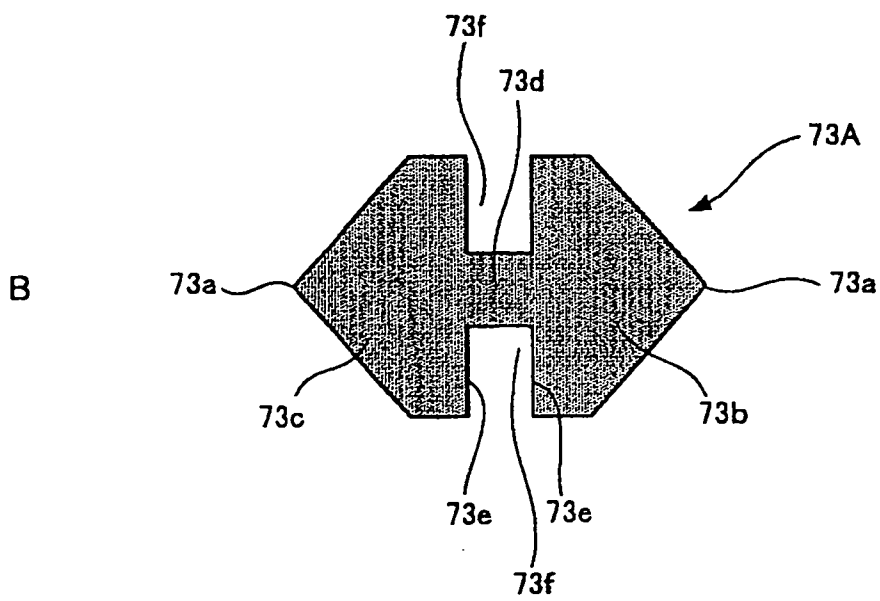
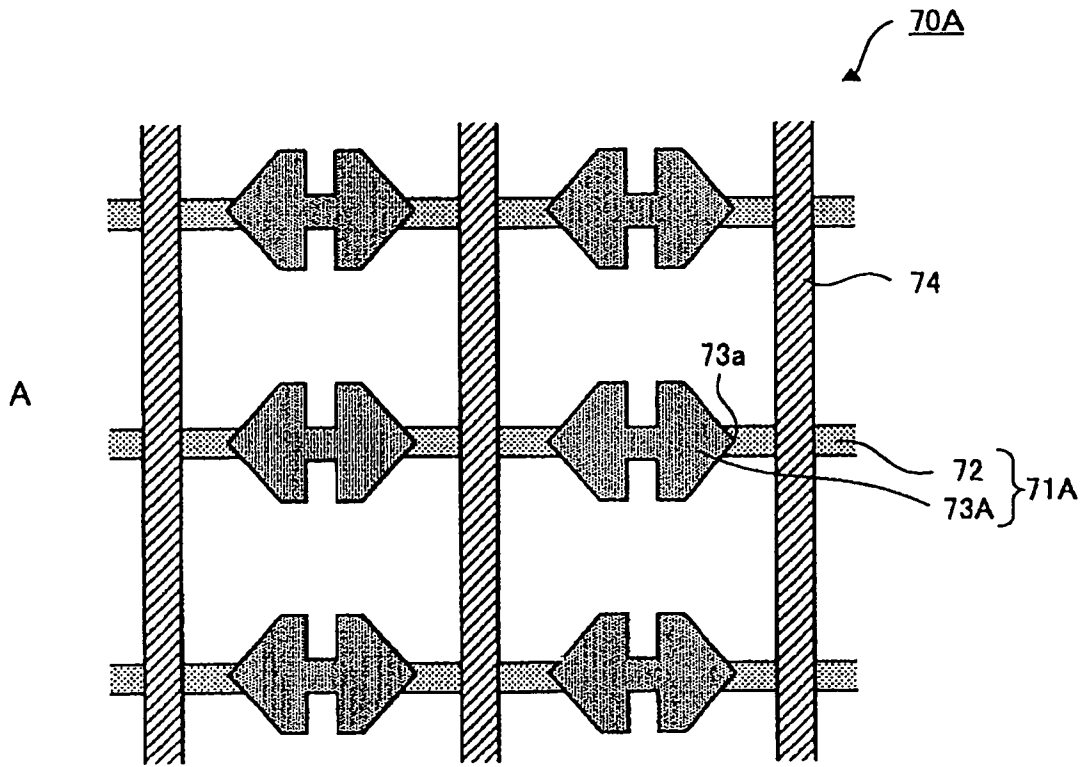


圖 17

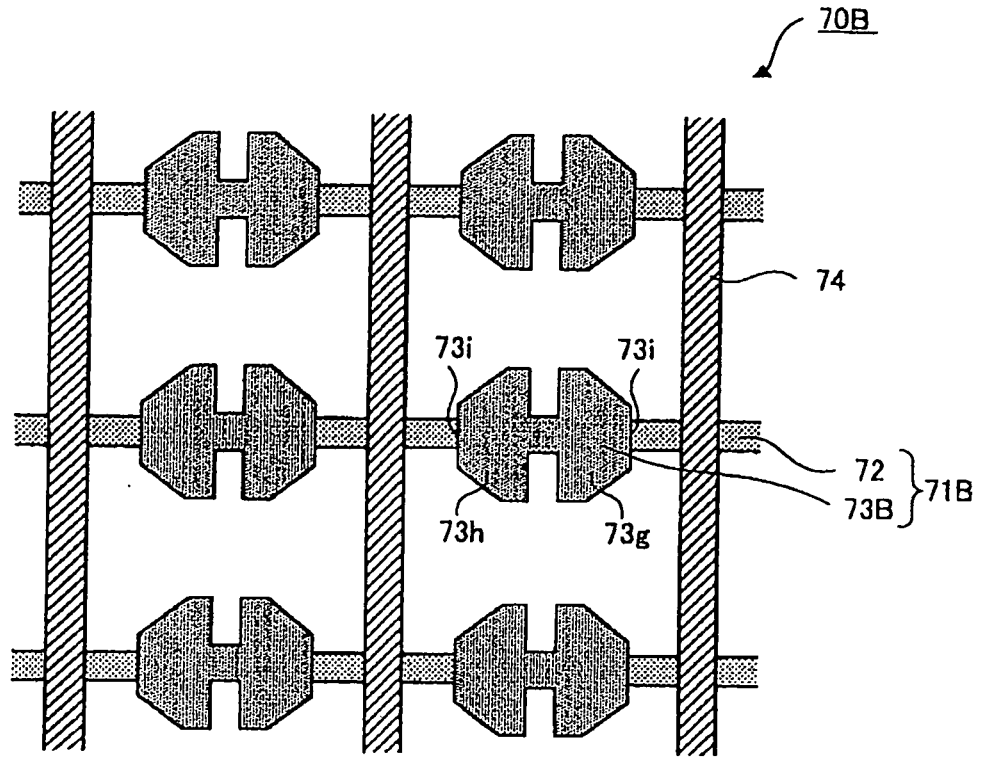


圖 18

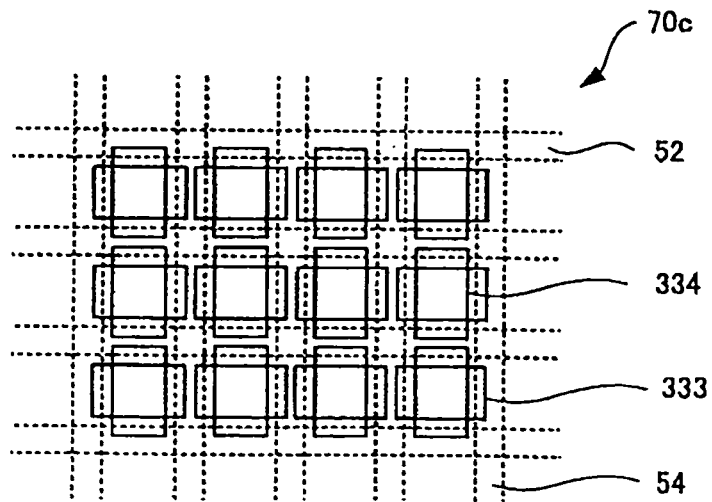


圖 19

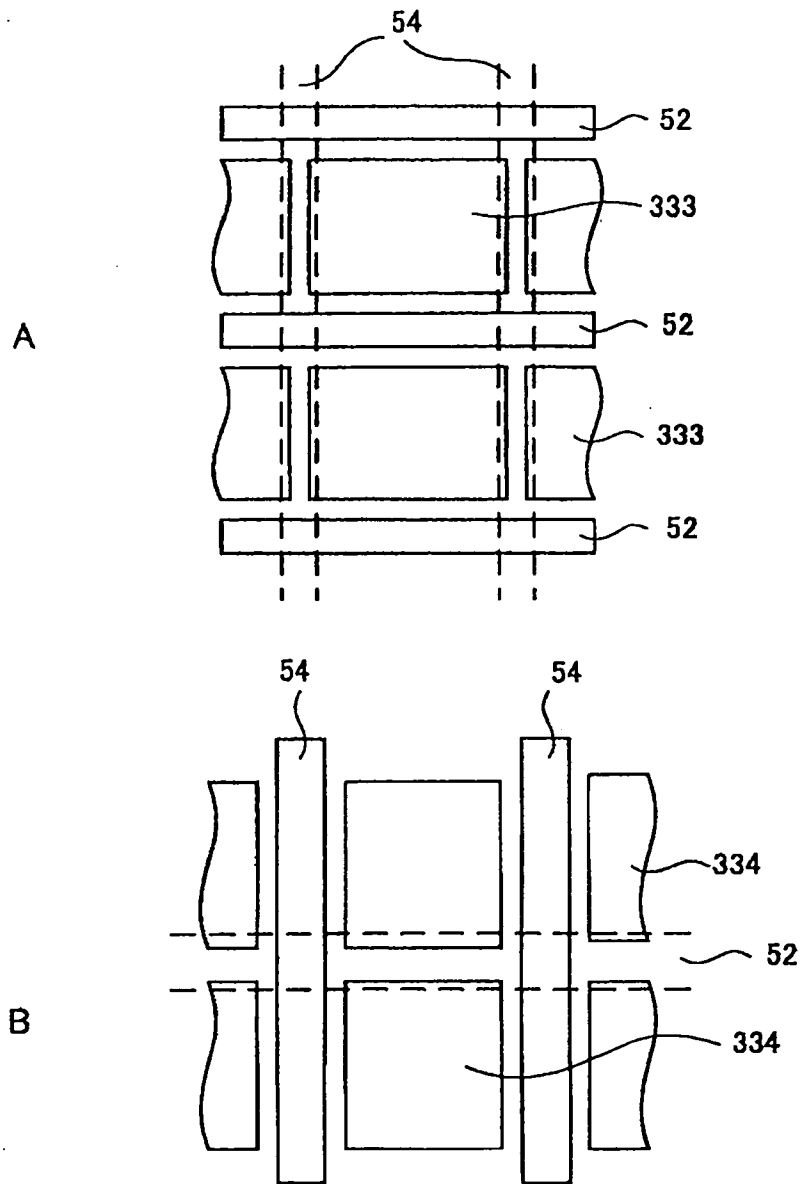


圖 20

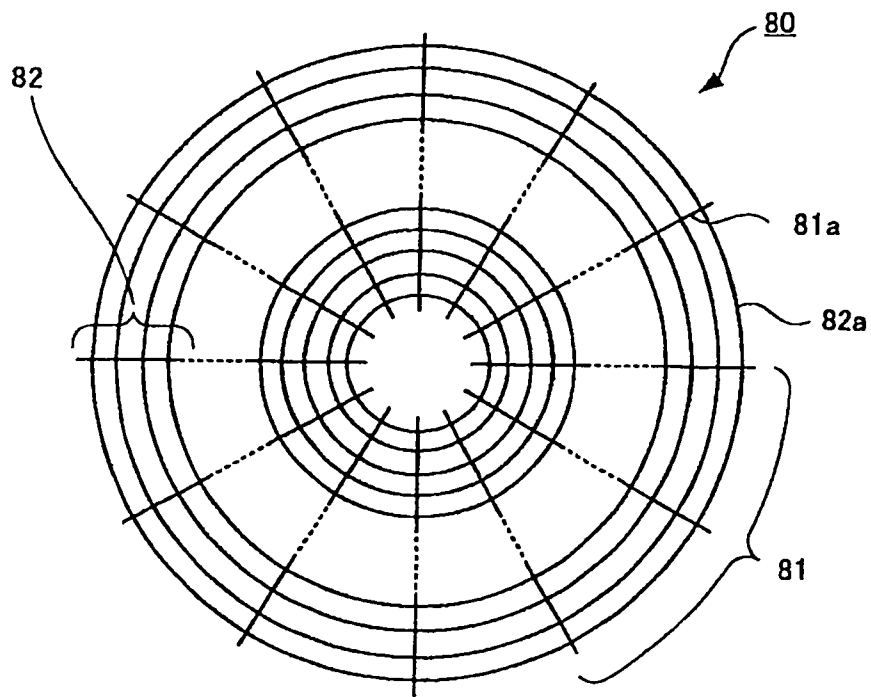


圖 21

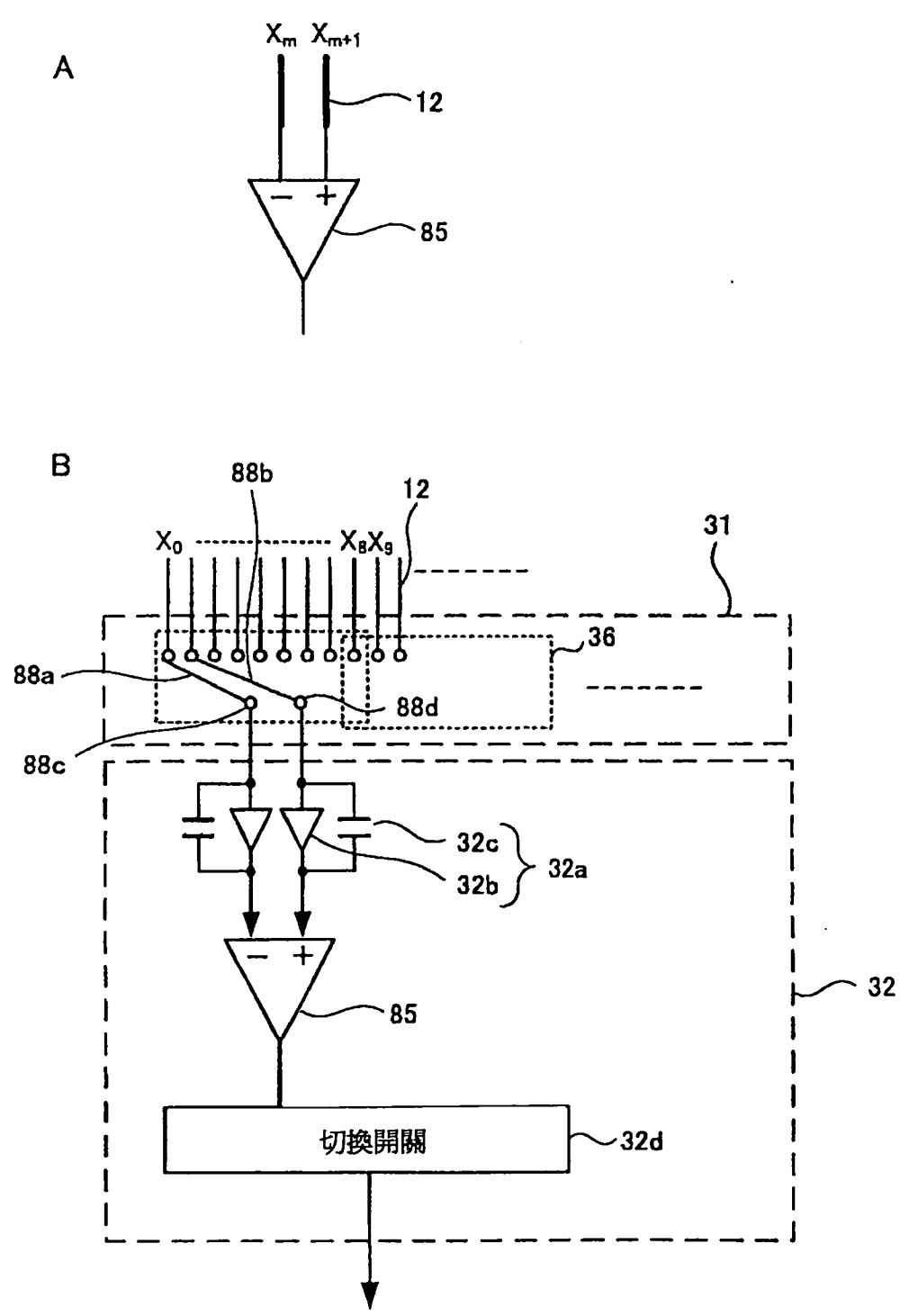


圖 22

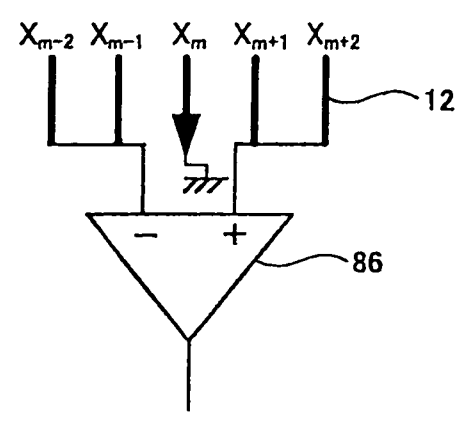


圖 23

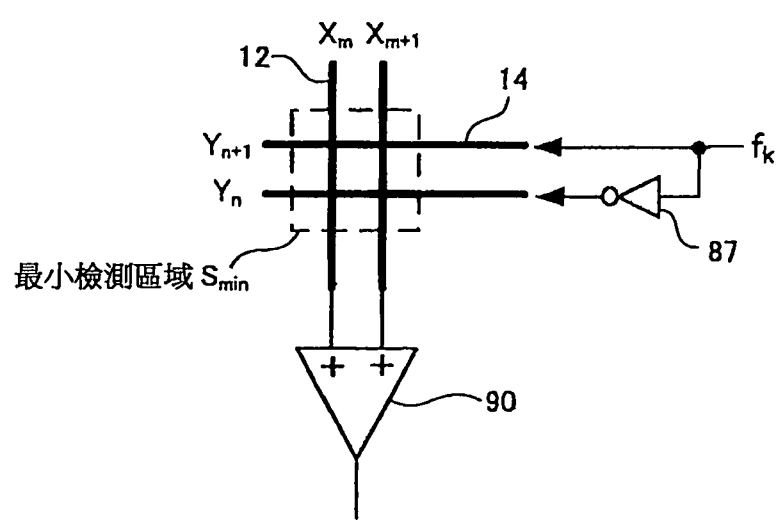


圖 24

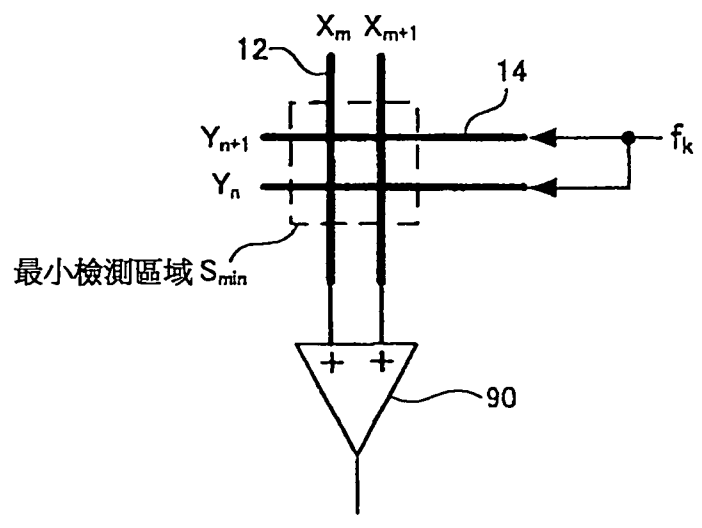




圖 25

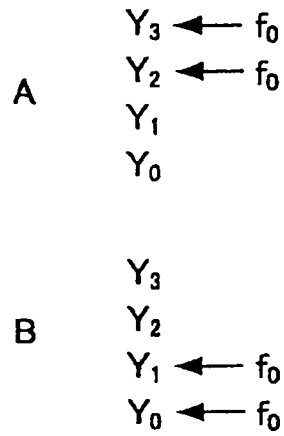


圖 26

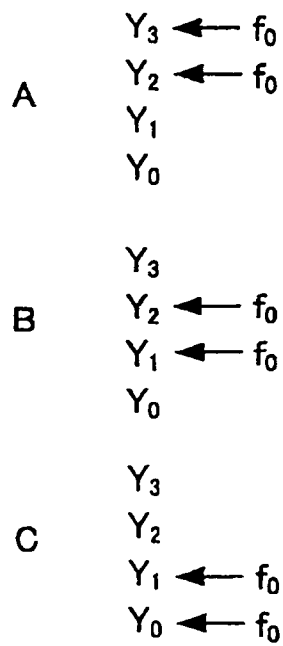


圖 27

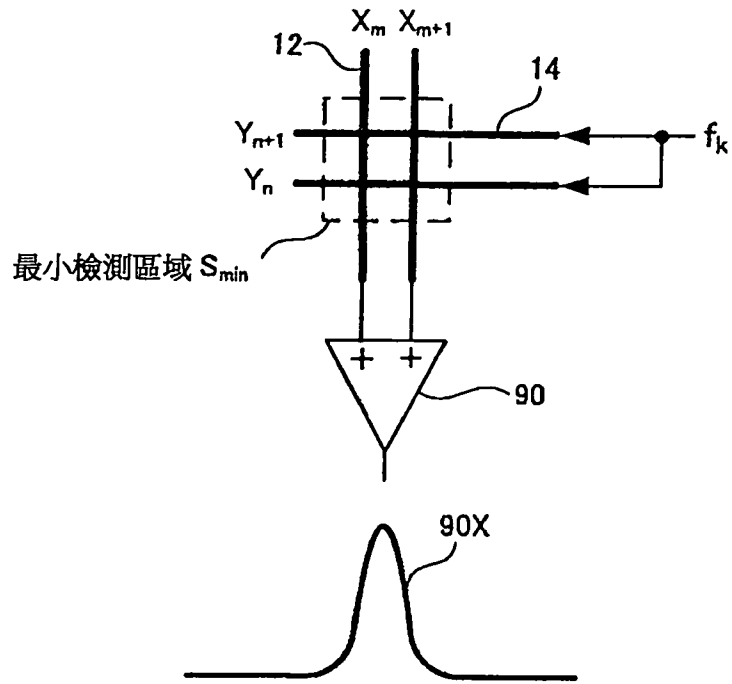


圖 28

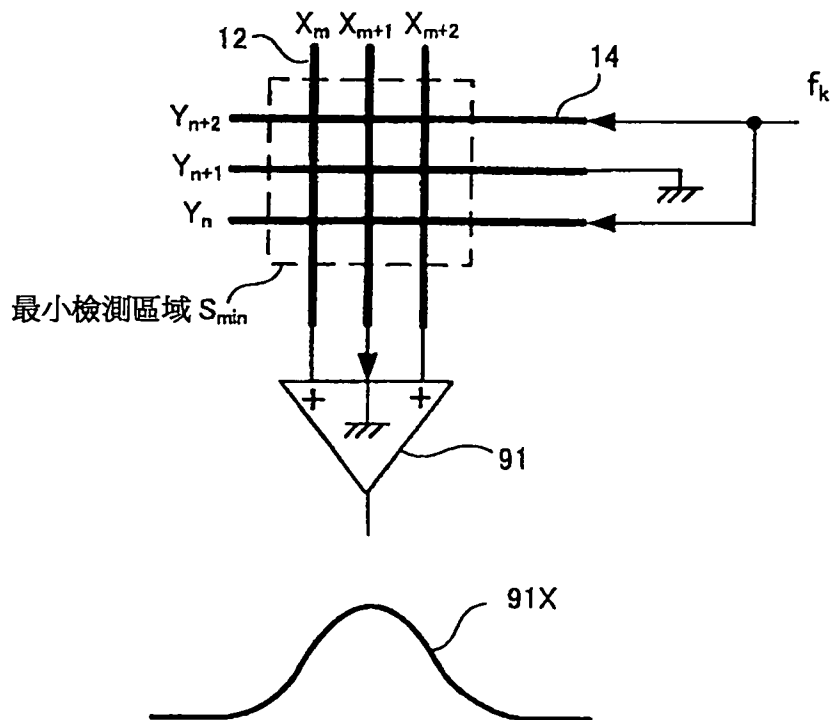


圖 29

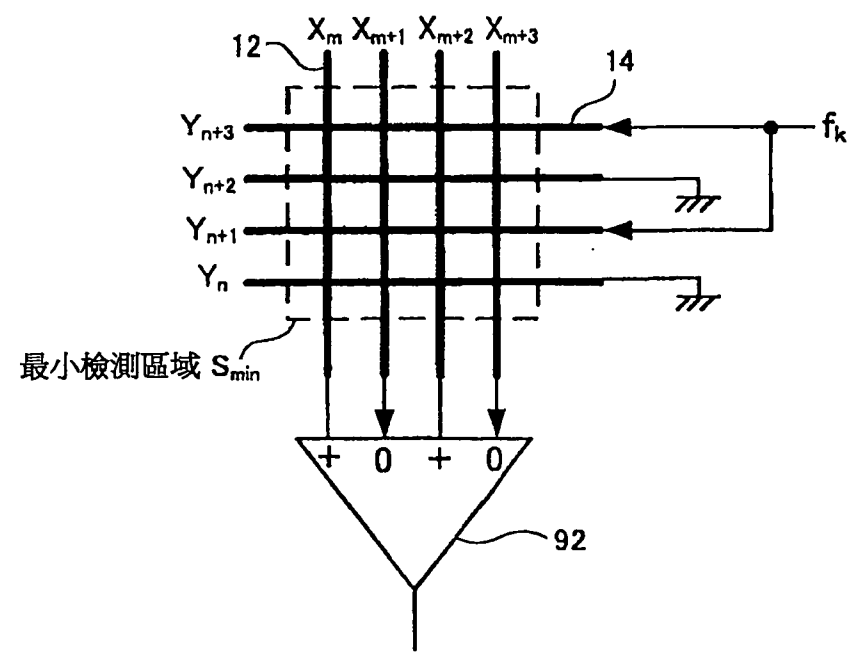


圖 30

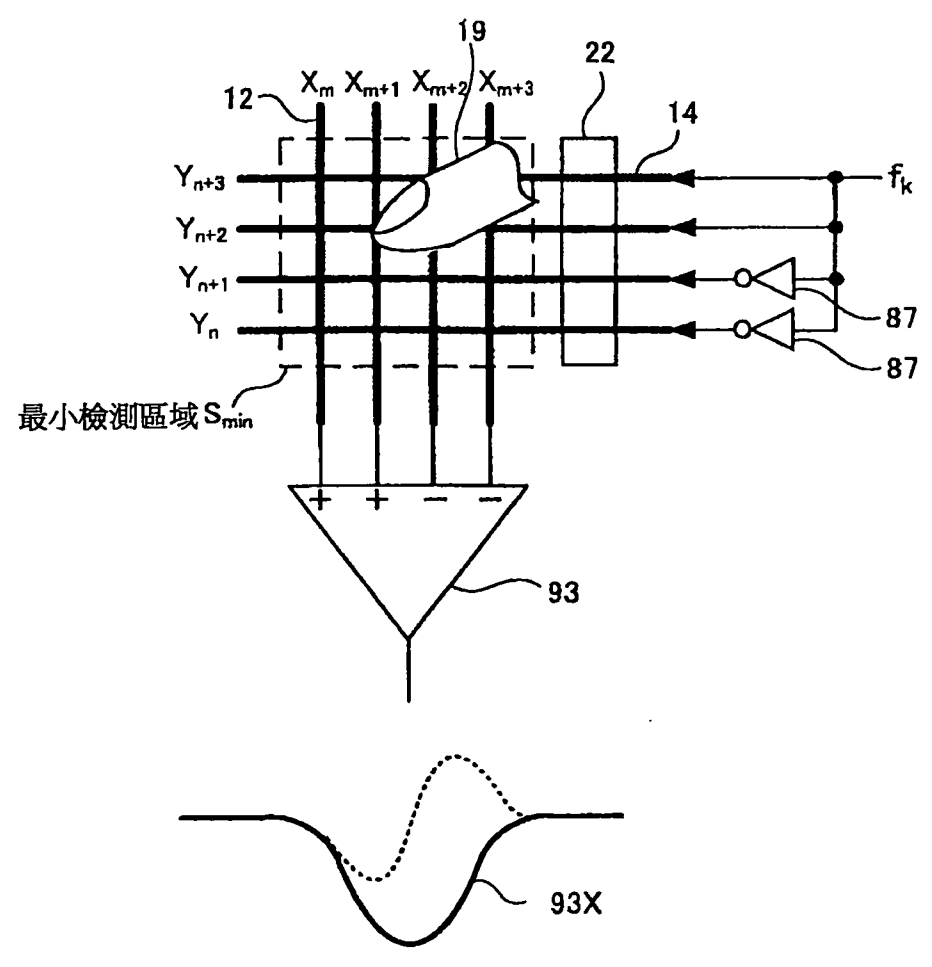


圖 31

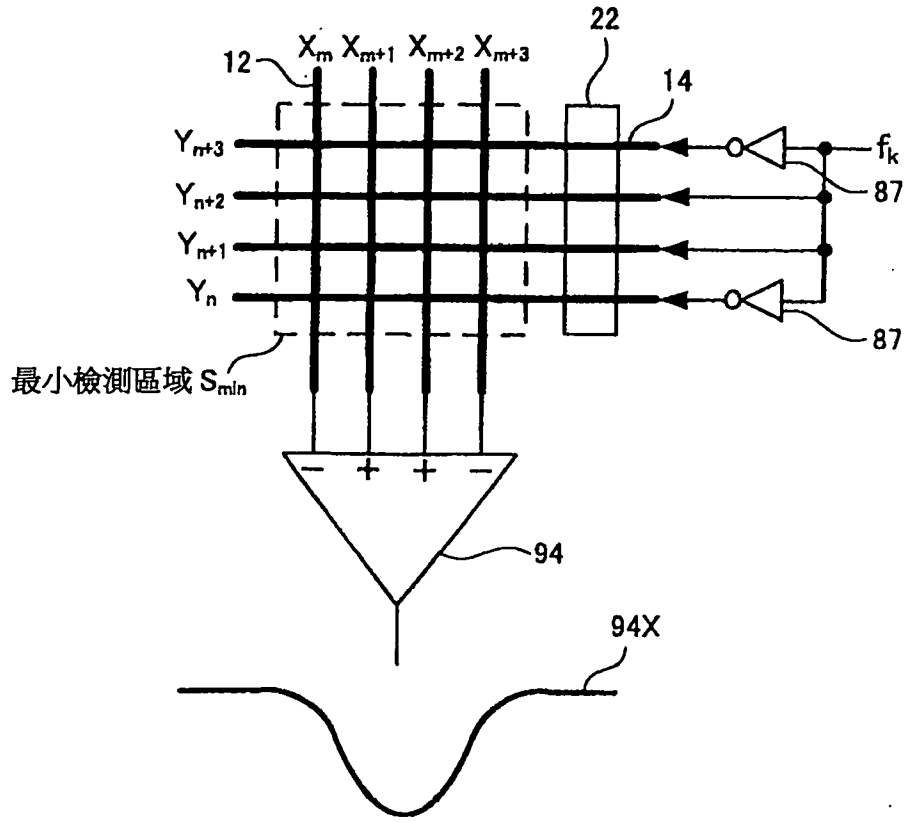


圖 32

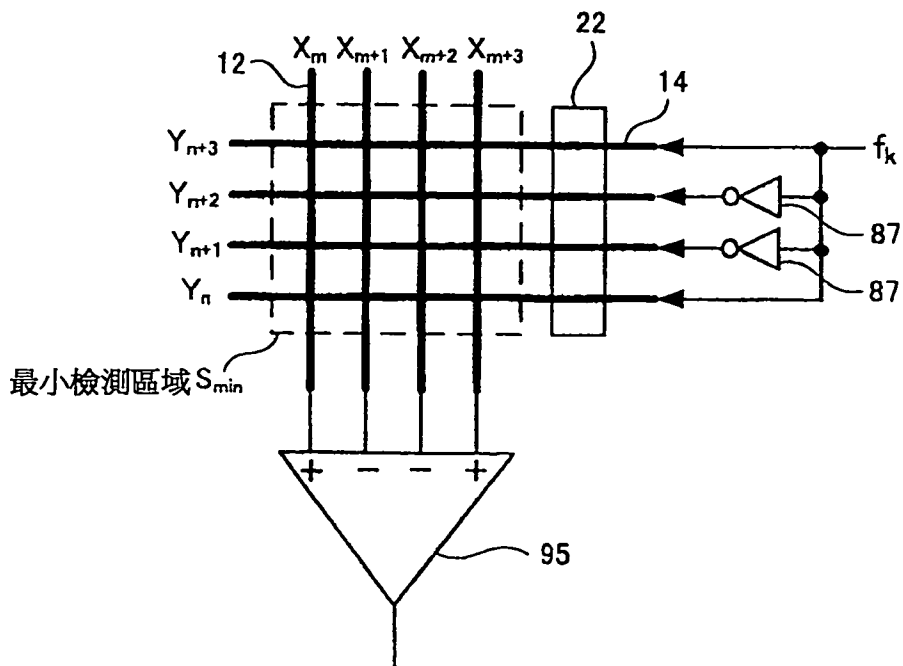


圖 33

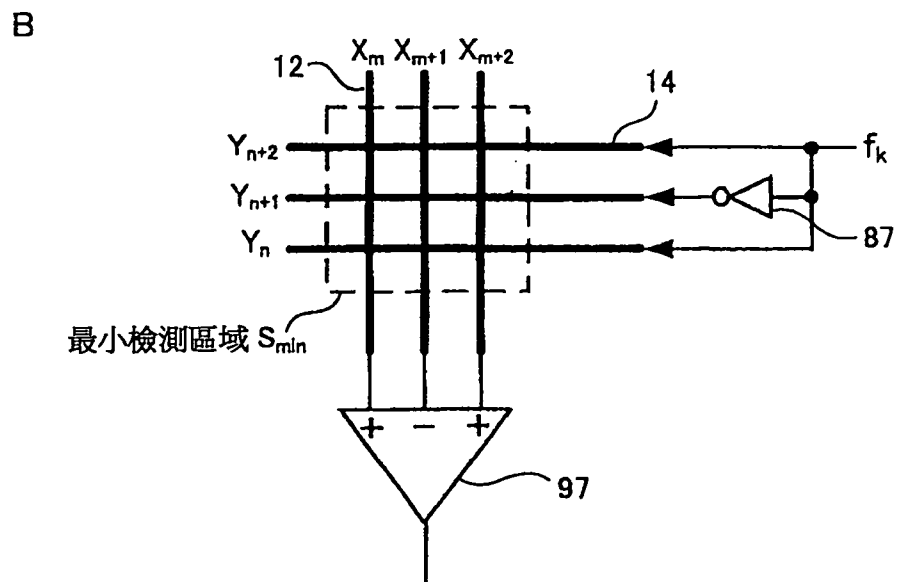
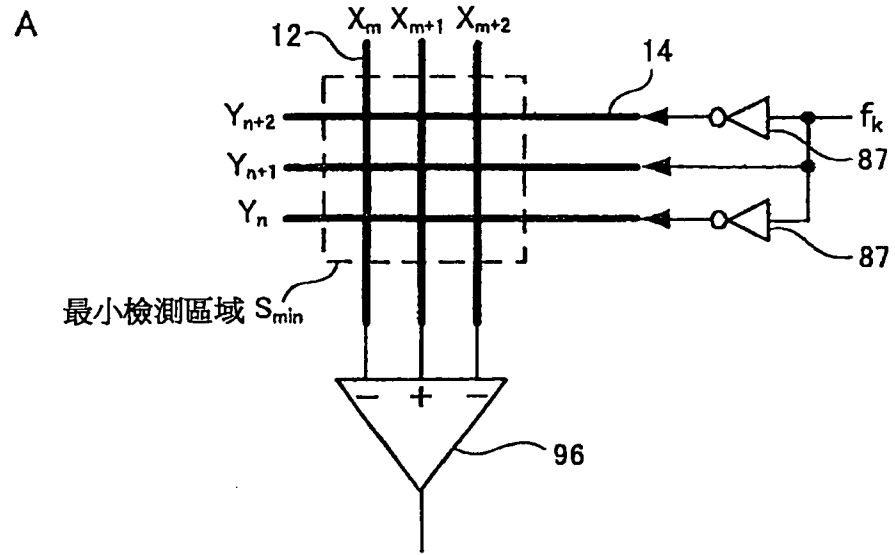


圖 34

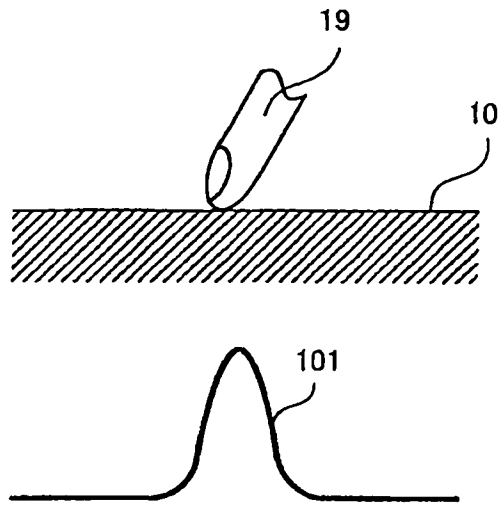


圖 35

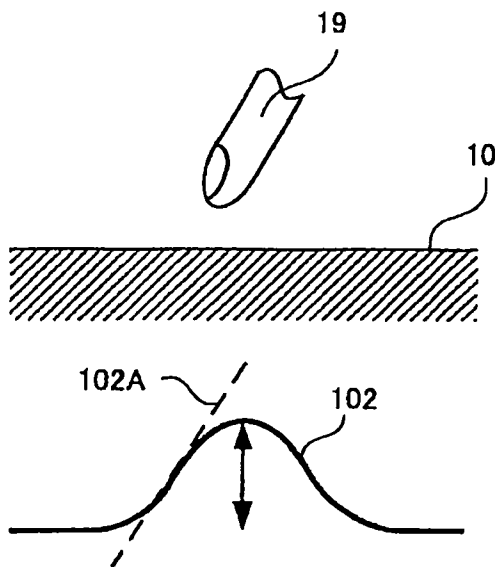


圖 36

20	50	20
50	100	50
20	50	20

圖 37

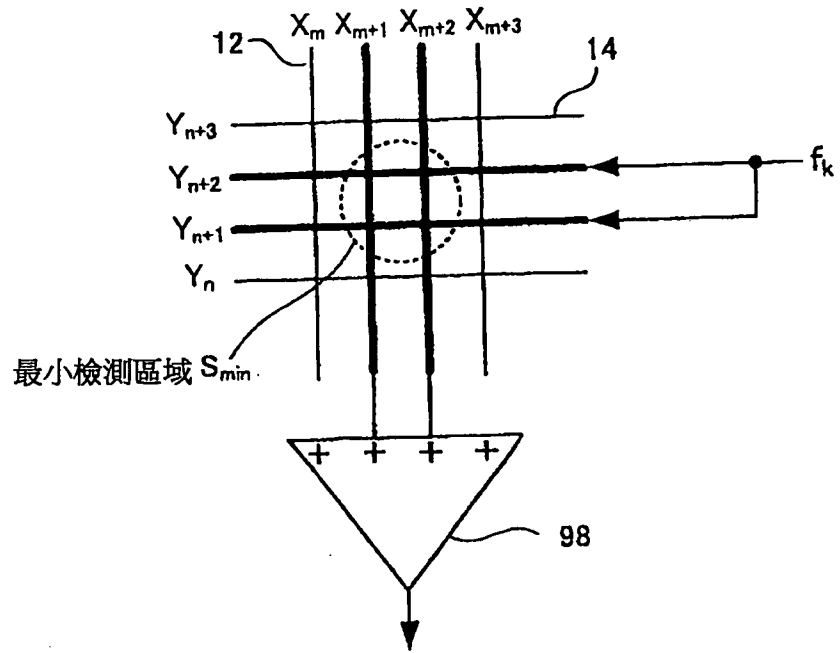


圖 38

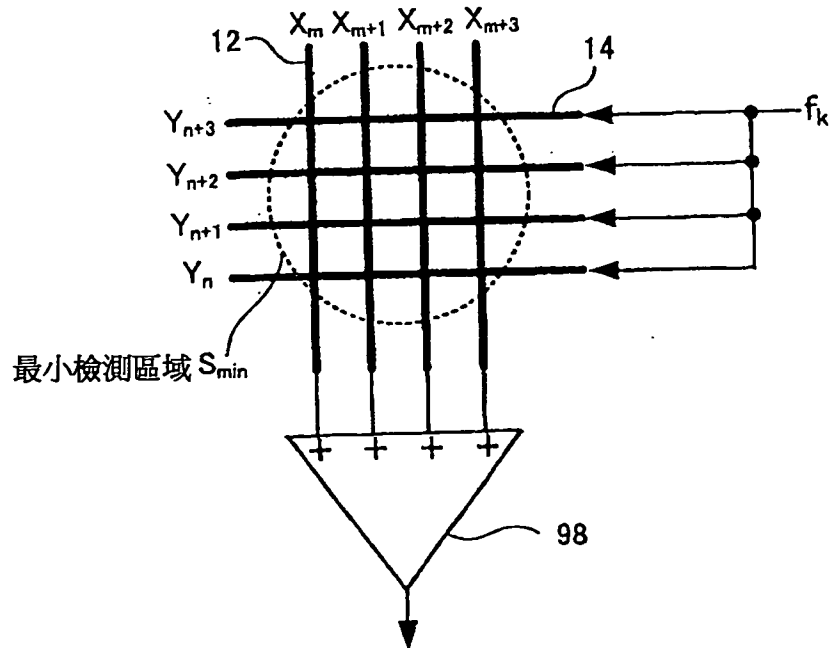


圖 39

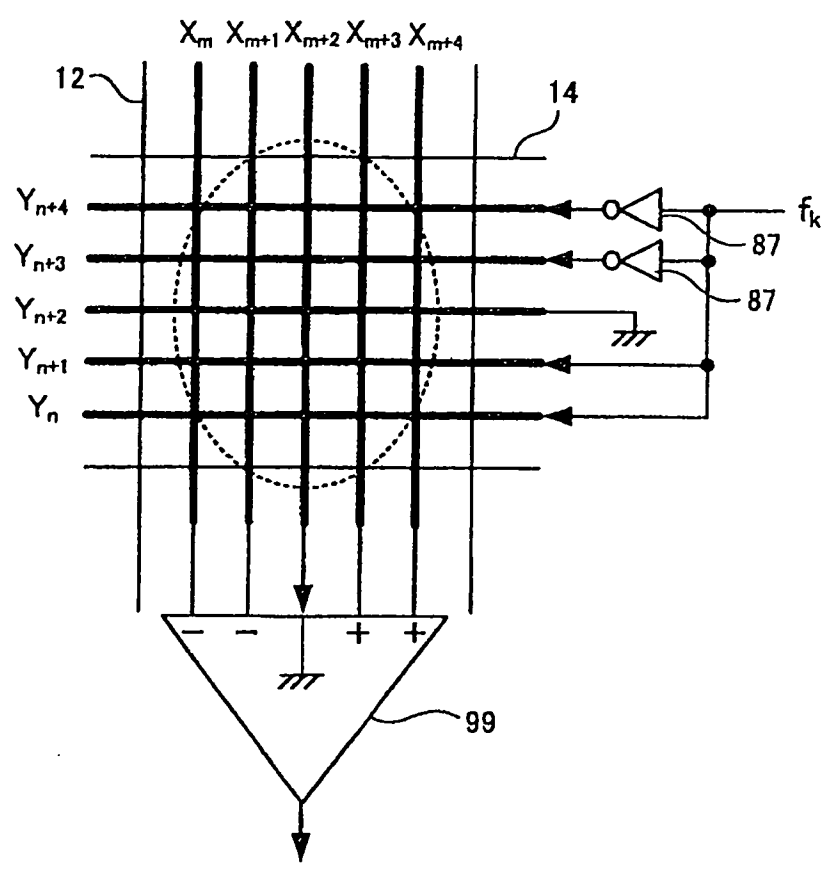


圖 40

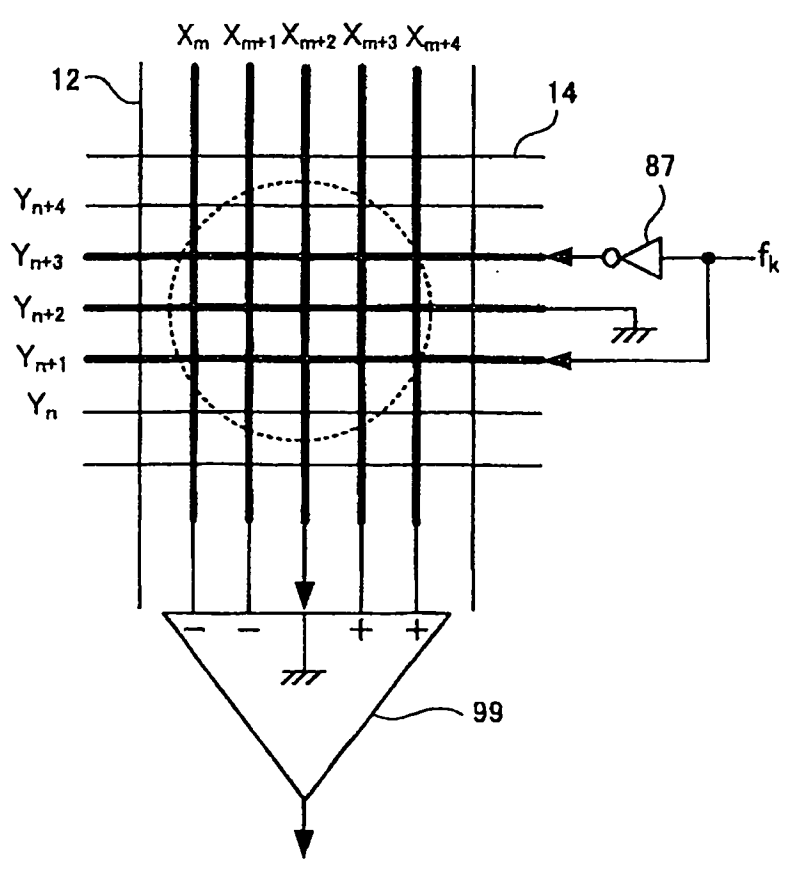




圖 41

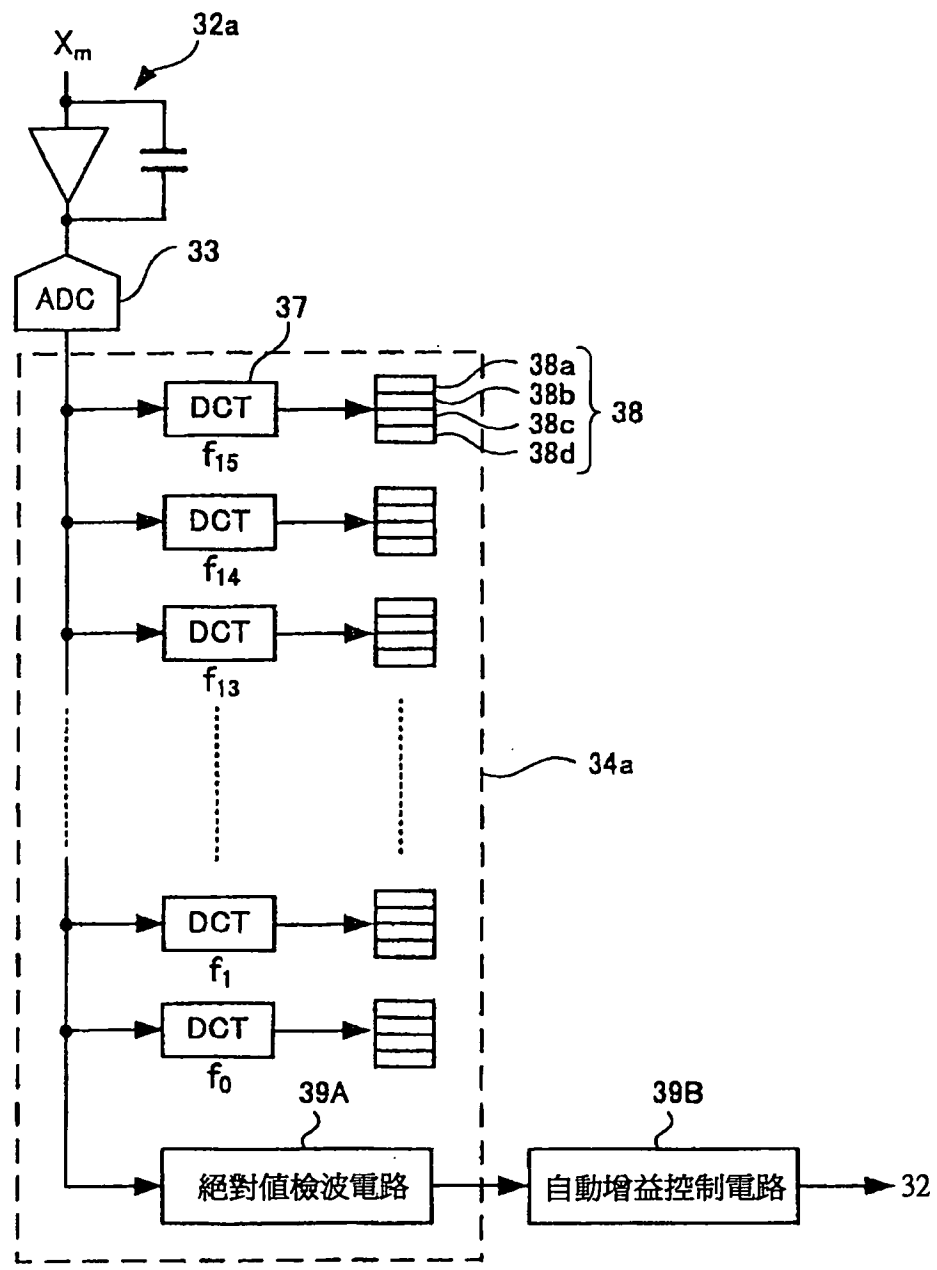


圖 42

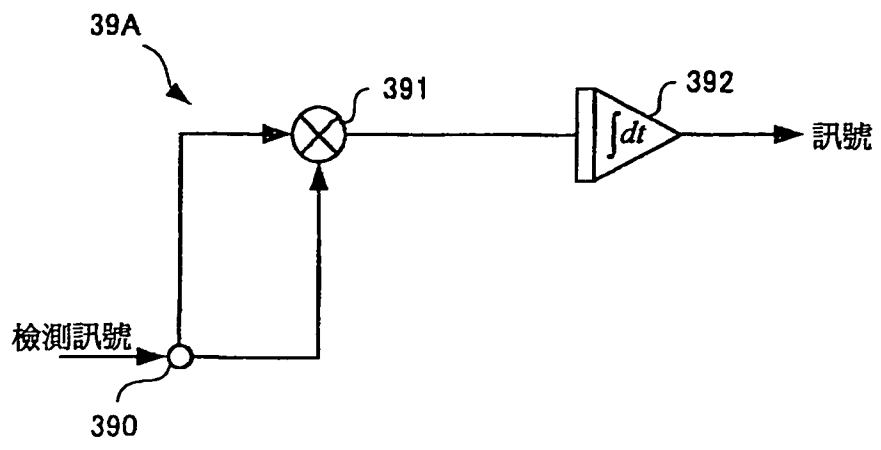


圖 43

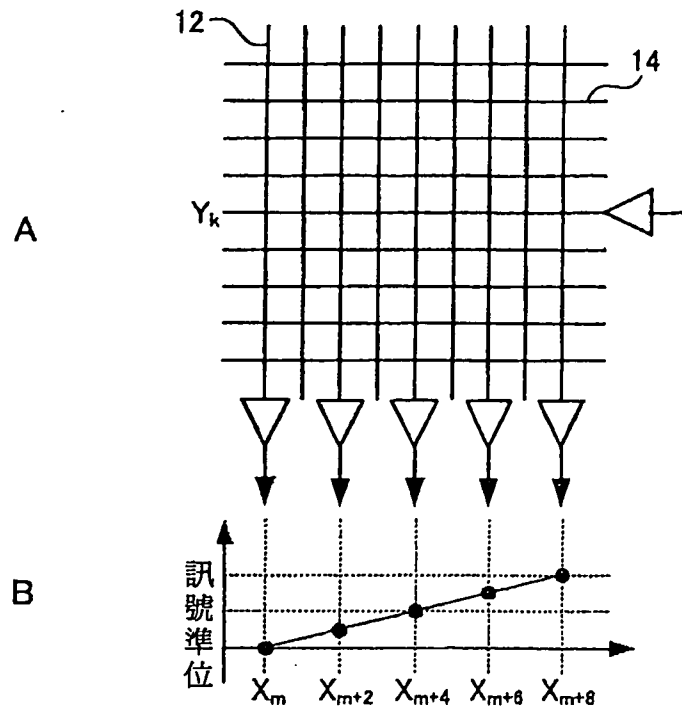


圖 44

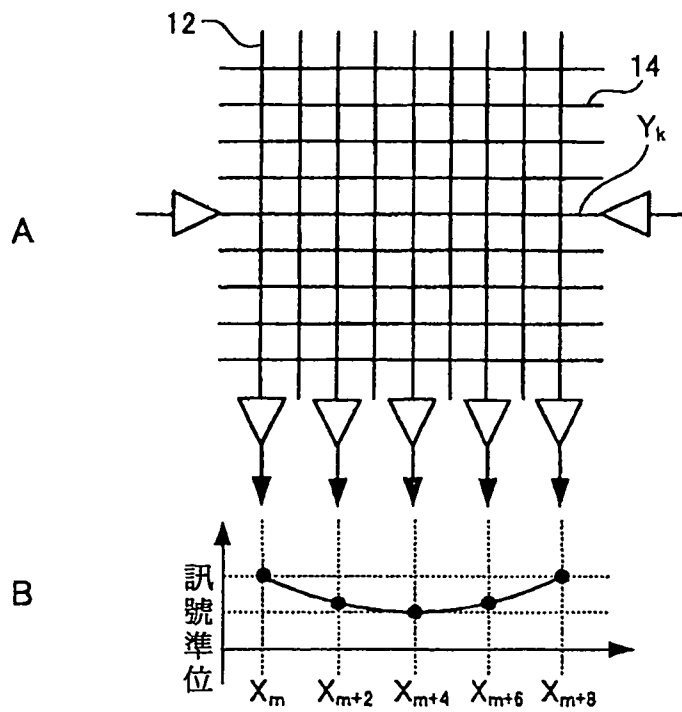


圖 45

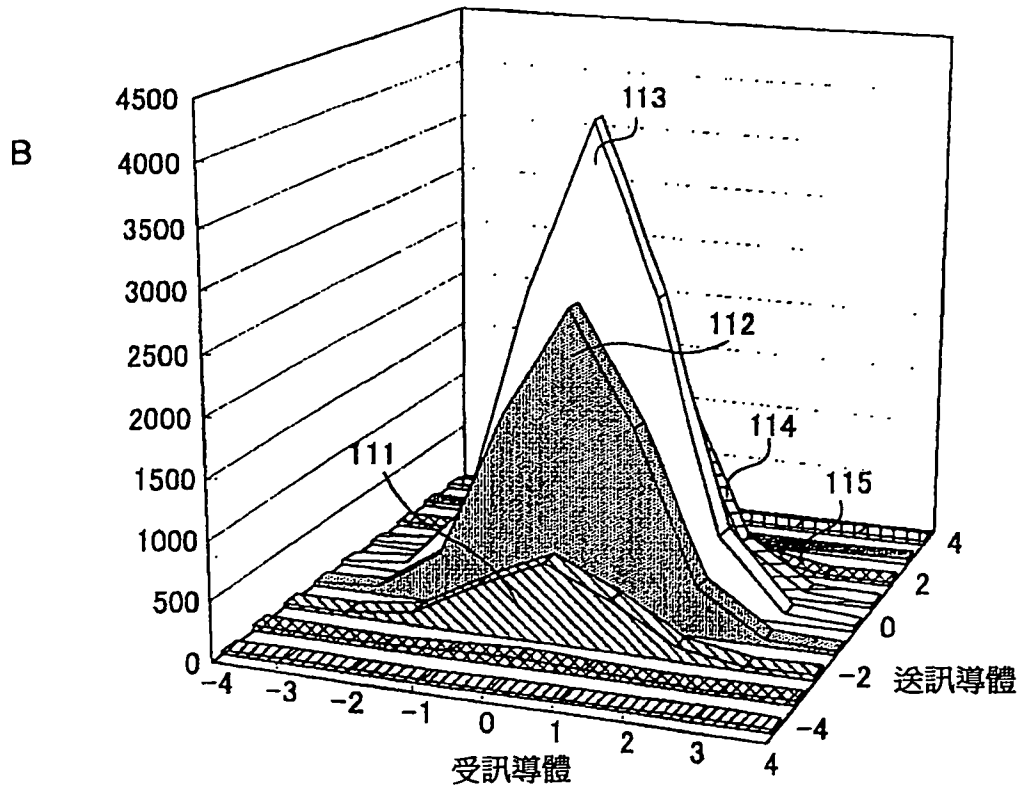
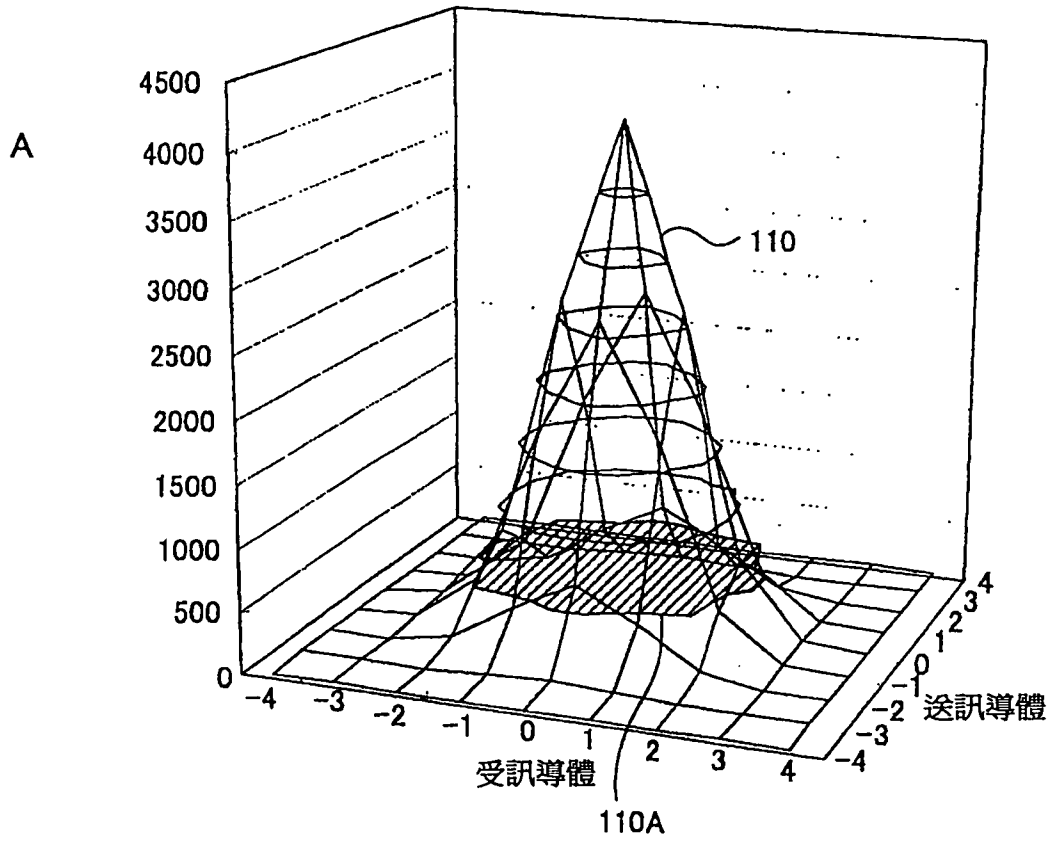


圖 46

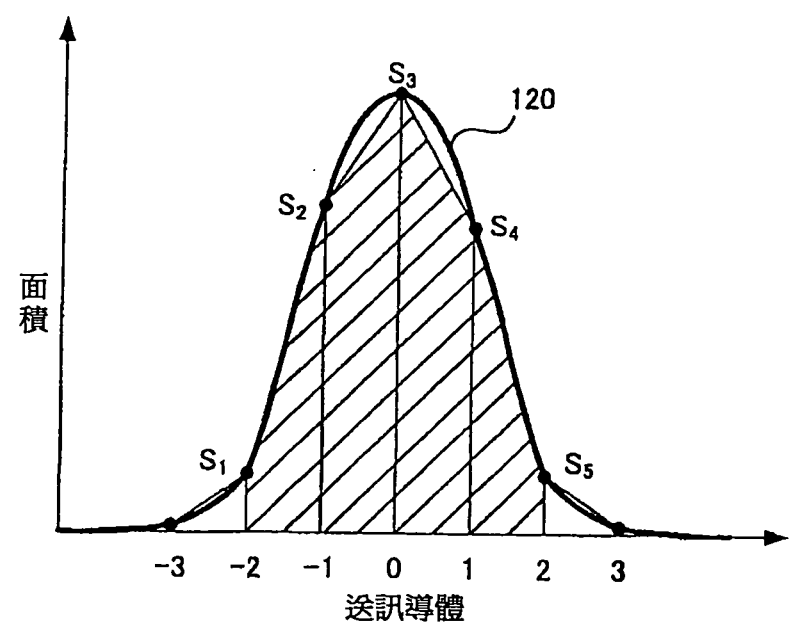


圖47

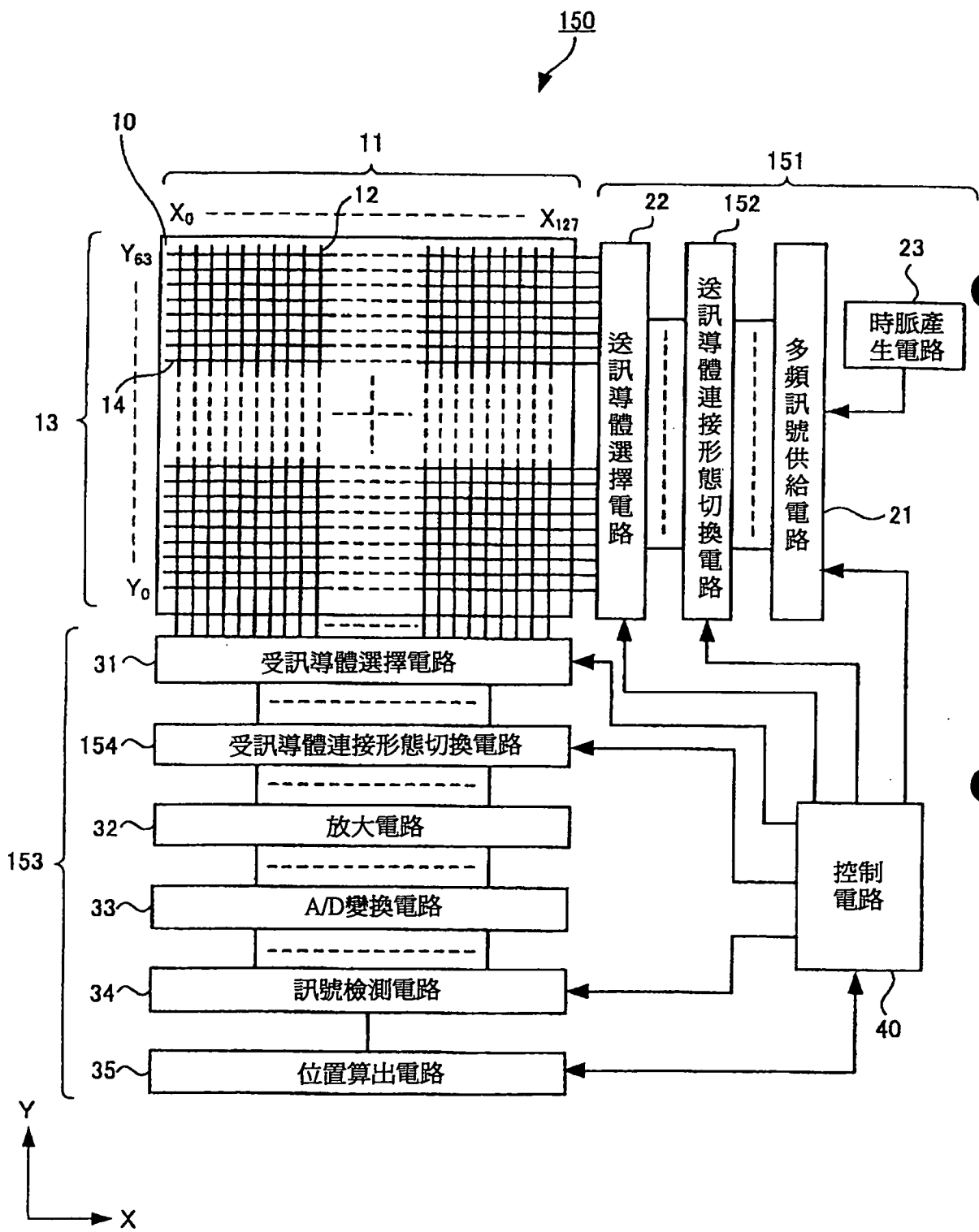


圖 48

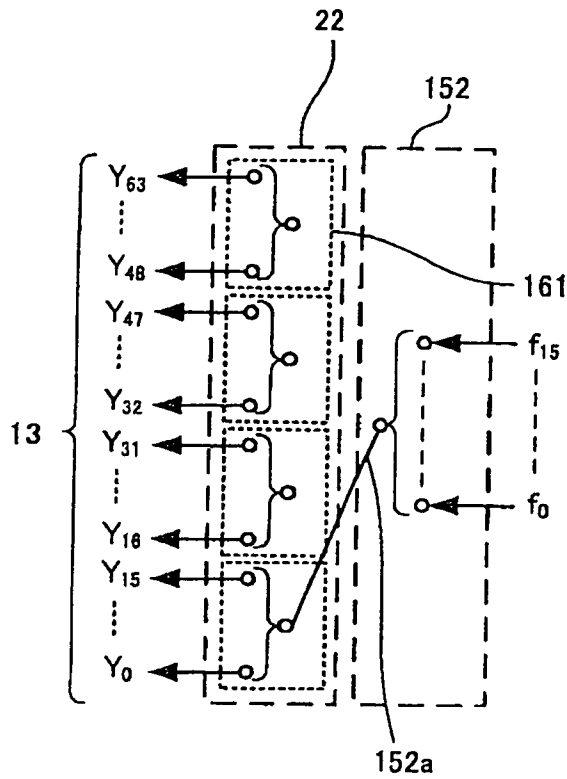


圖 49

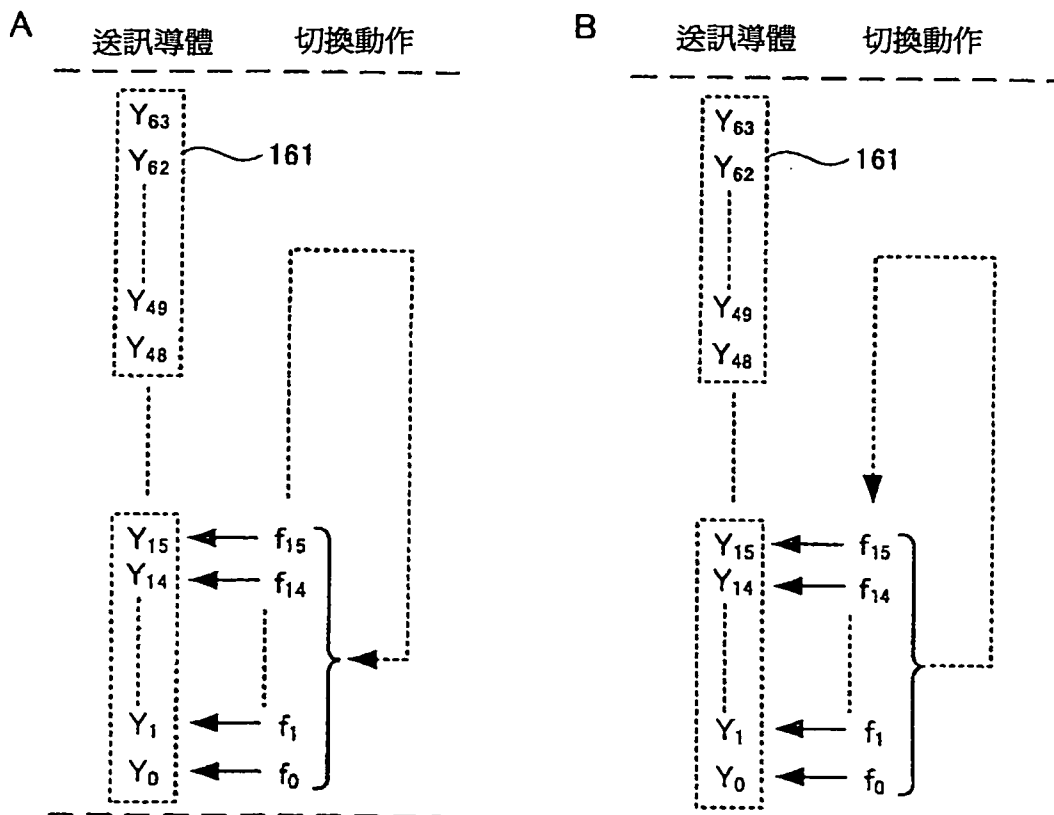


圖50

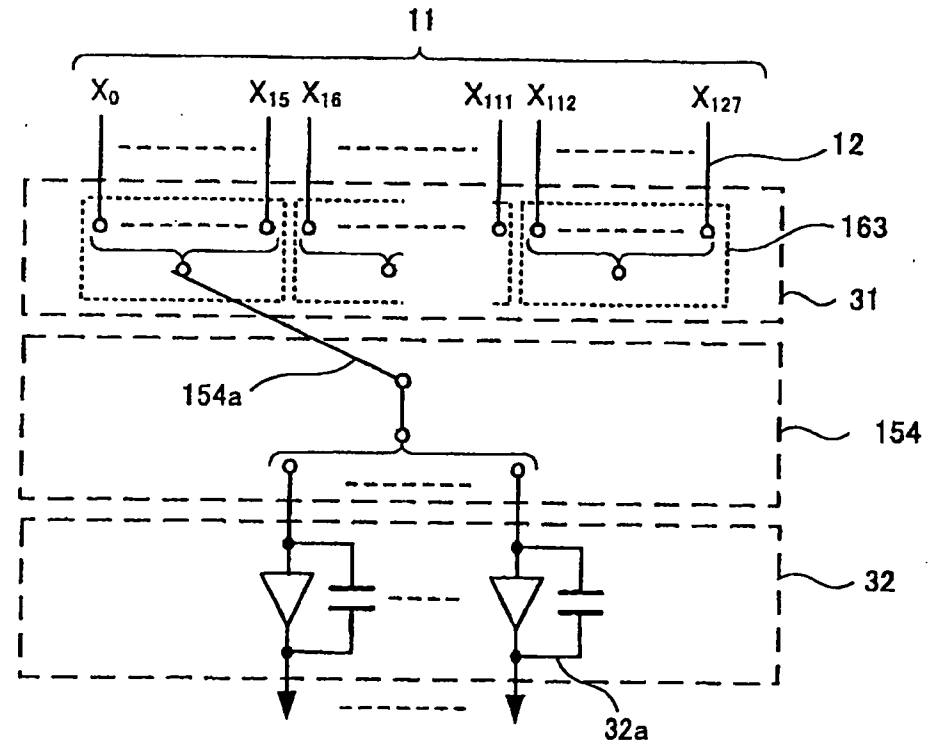


圖51

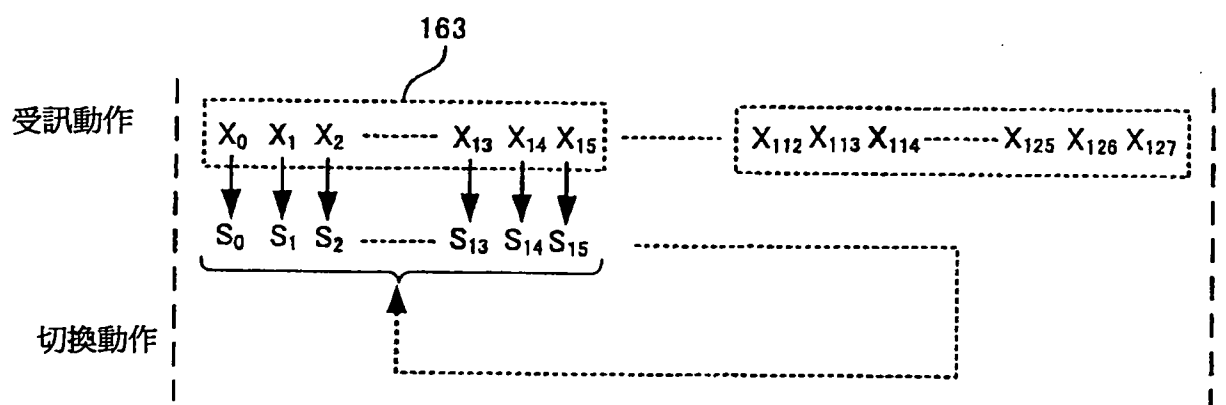


圖52

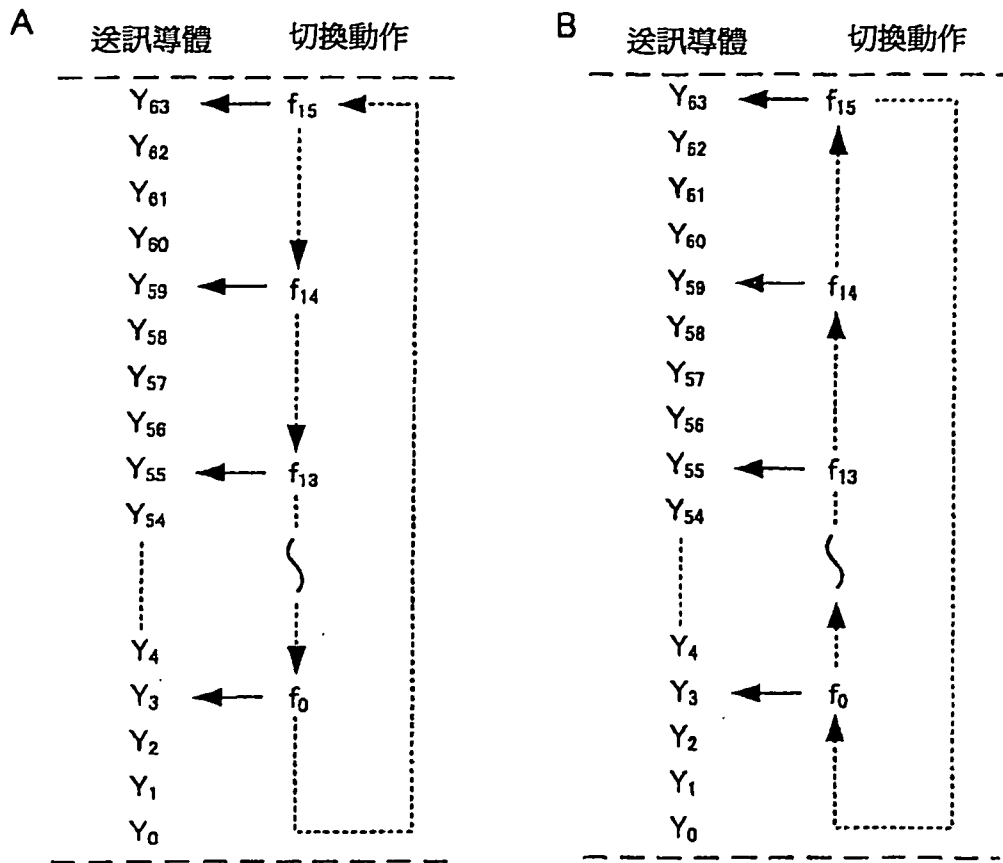


圖53

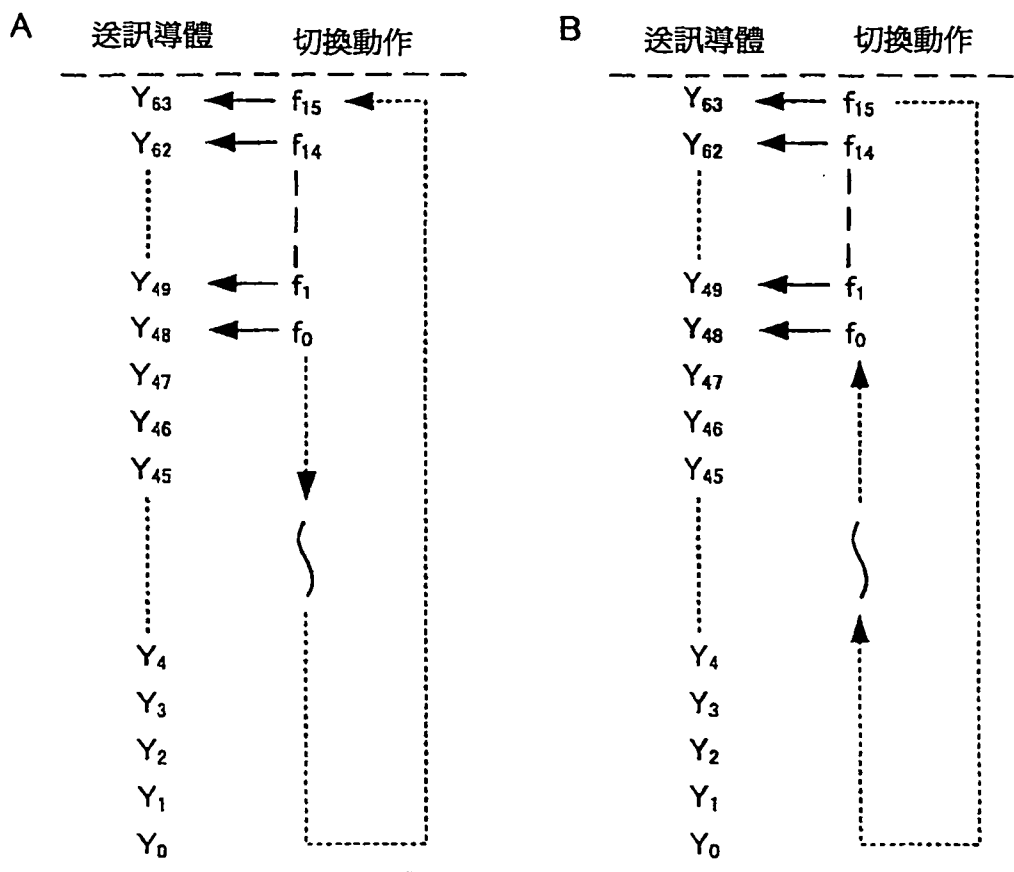




圖54

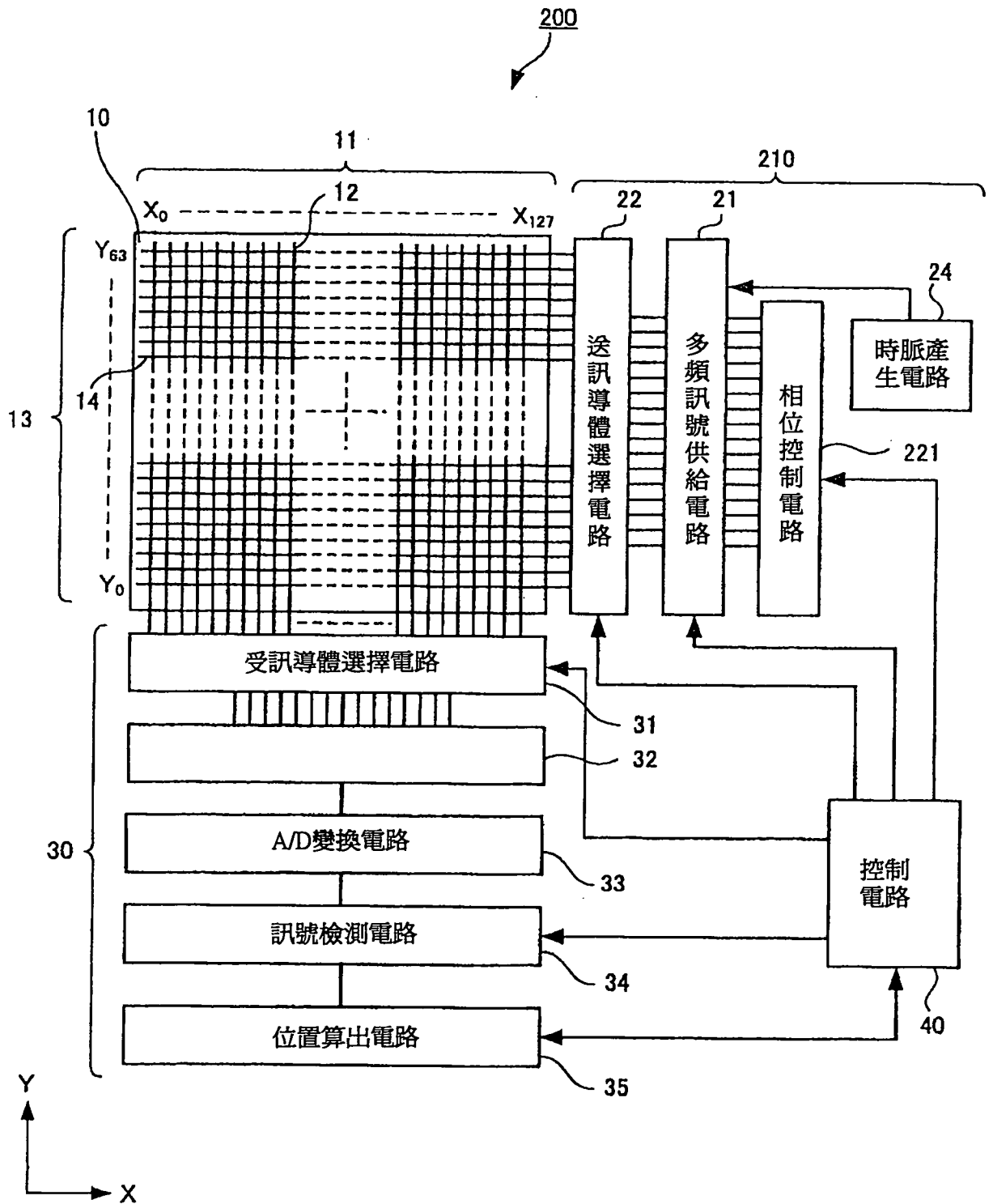


圖 55

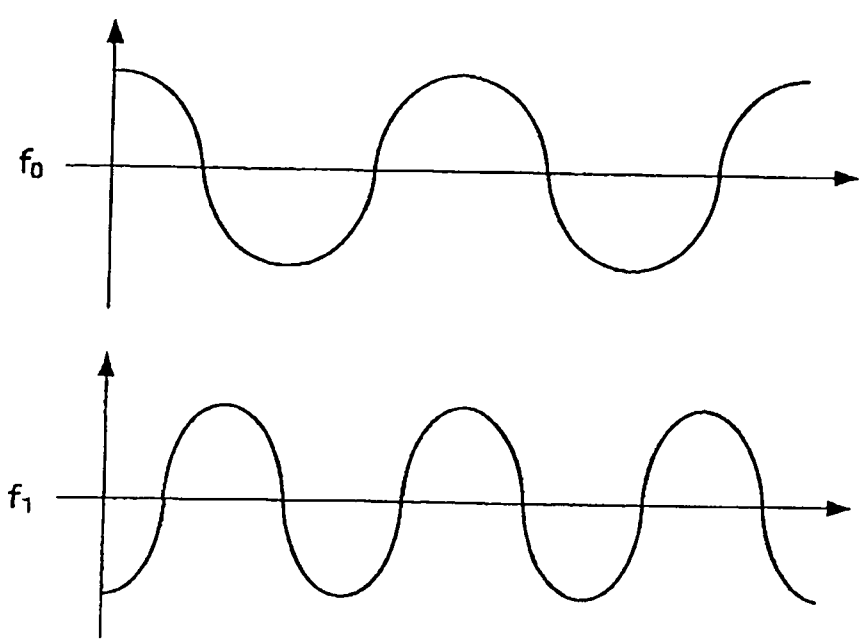


圖 56

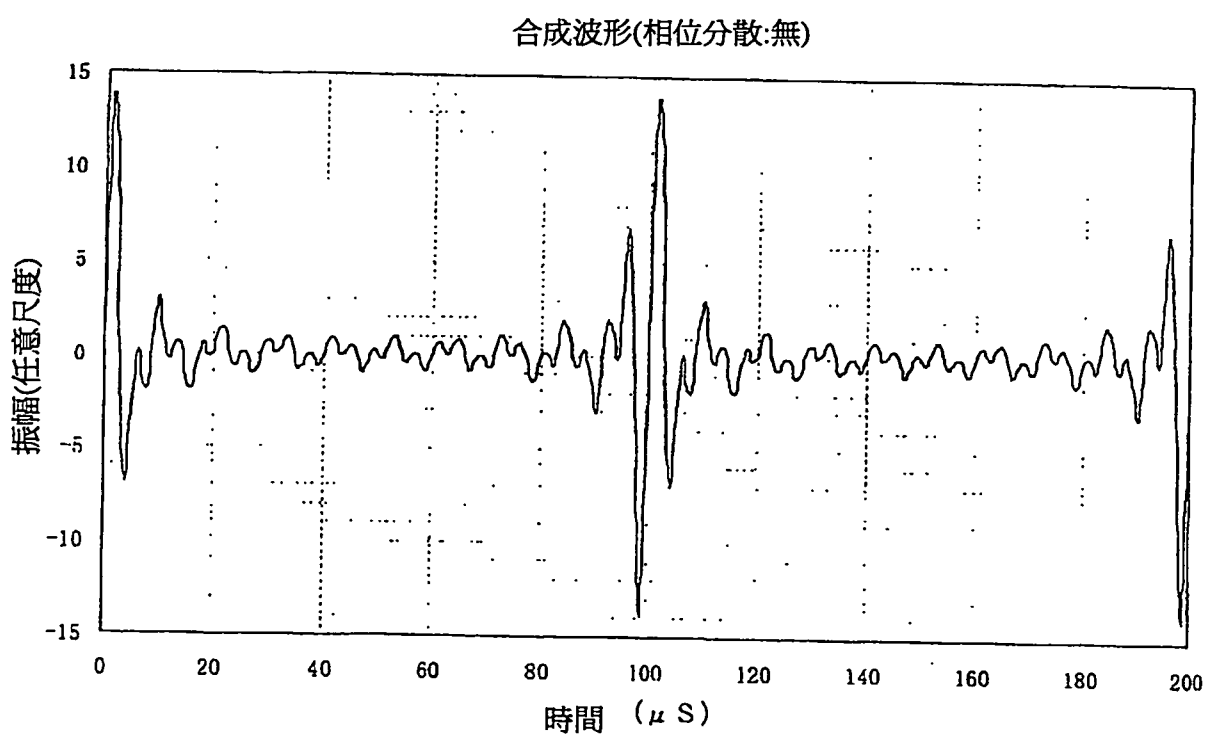


圖 57

合成波形(相位分散:形態0)

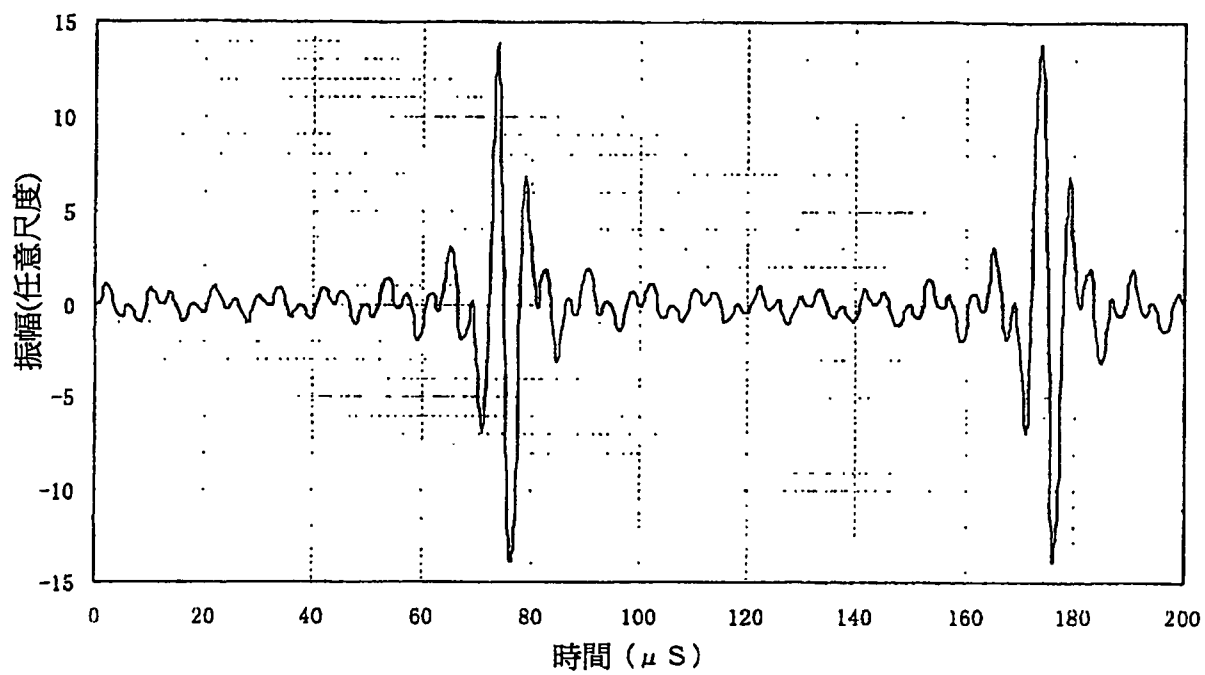
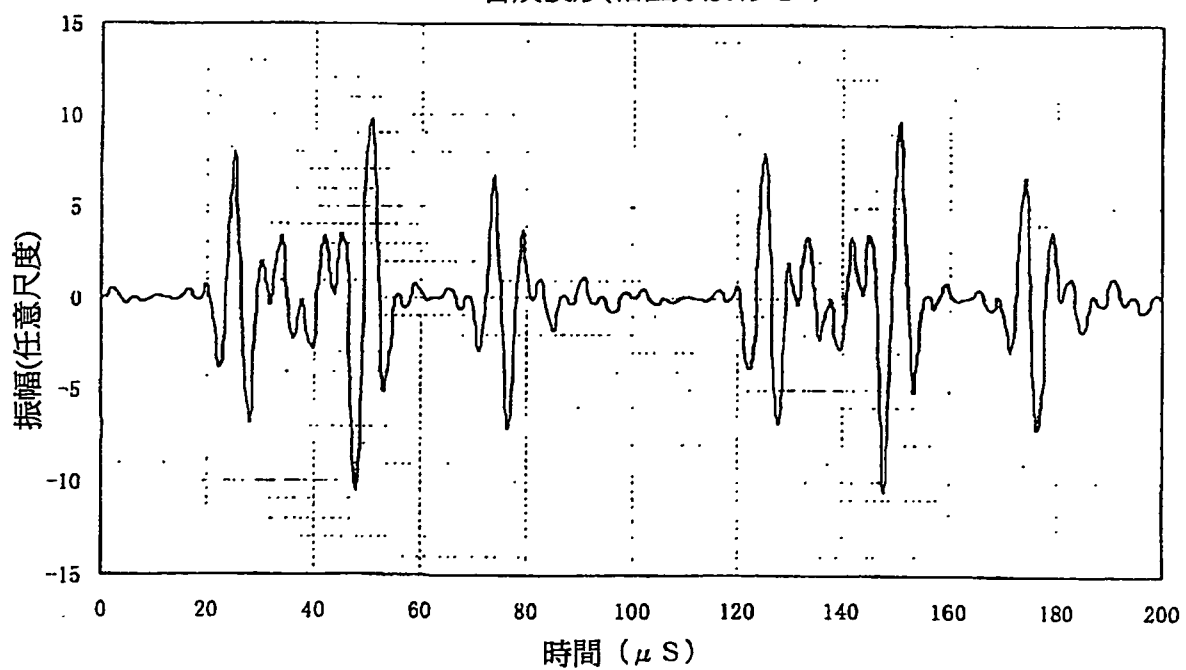
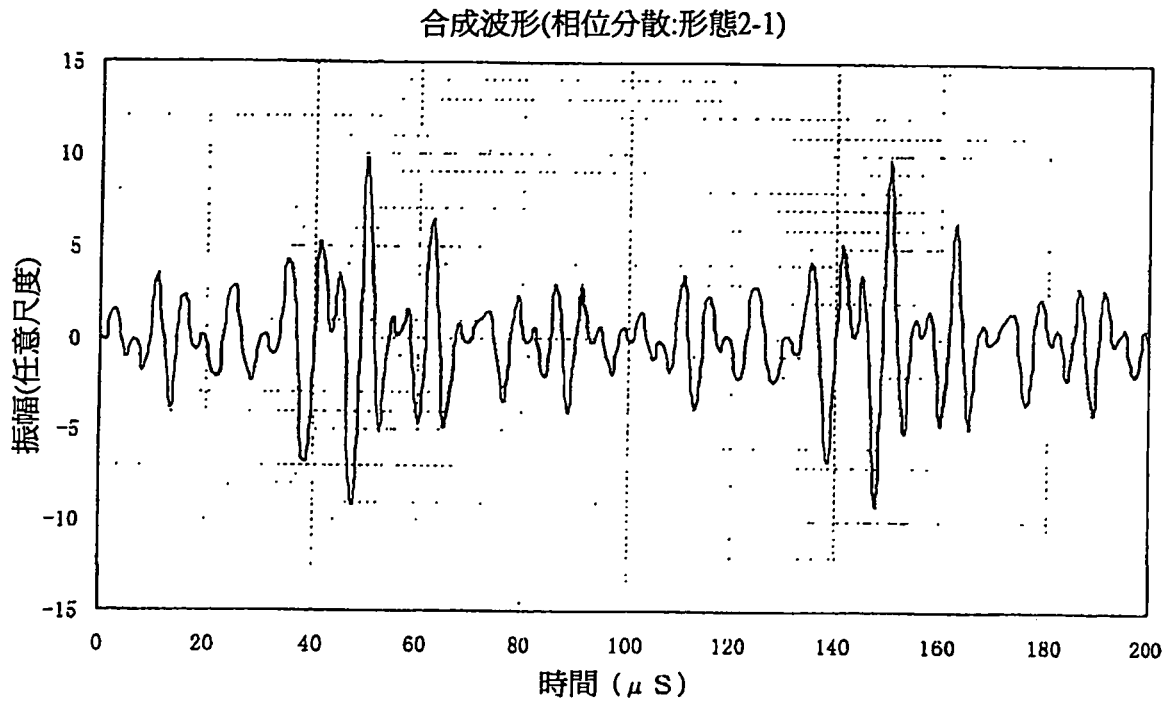


圖 58

合成波形(相位分散:形態1)



# 圖 59



# 圖 60

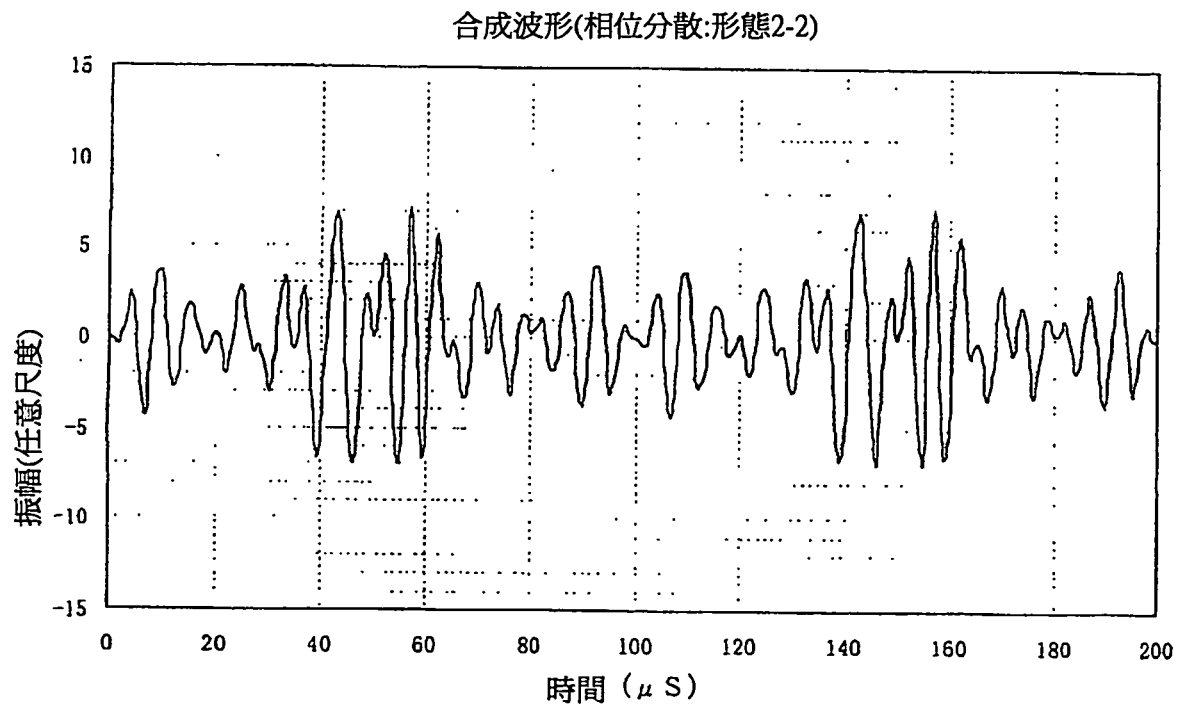


圖 61

合成波形(相位分散:形態3)

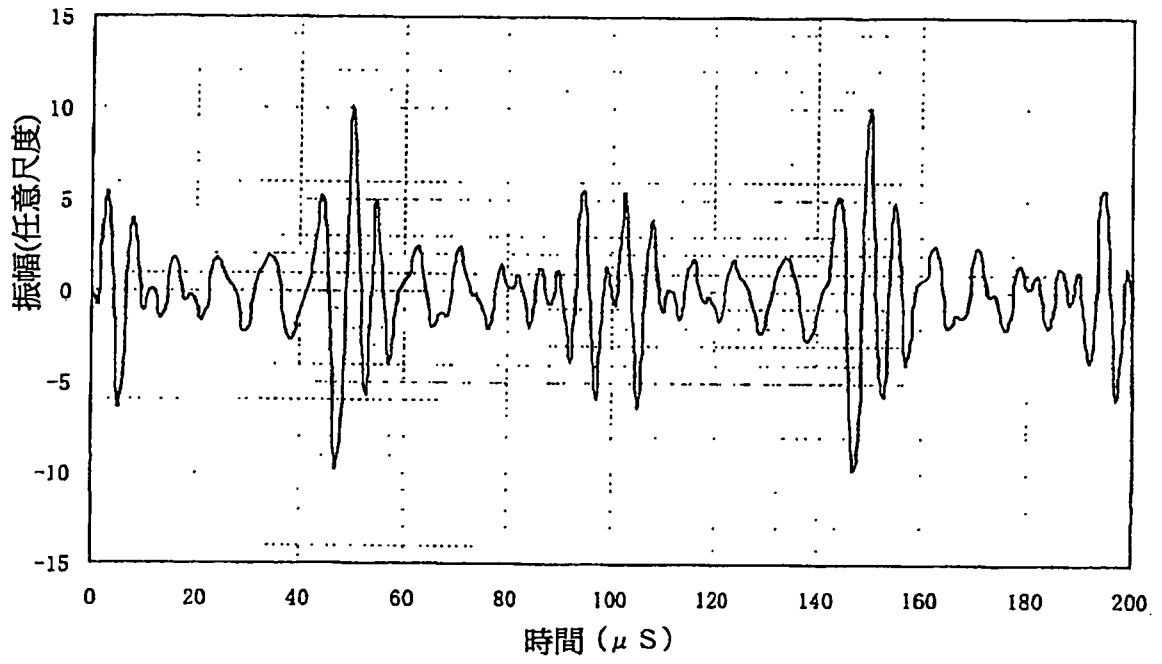


圖62

