

發明專利說明書

(本申請書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：094134728

※申請日期：94 年 10 月 04 日

※IPC 分類：G11B 5/09 (2006.01)

G11B 5/02 (2006.01)

一、發明名稱：

(中) 反應於差動輸入信號以供給負載電流給負載的方法與設備

(英) Method and apparatus for supplying a load current to a load in
response to a differential input signal

二、申請人：(共 1 人)

1. 姓 名：(中) 艾基爾系統股份有限公司

(英) AGERE SYSTEMS INC.

代表人：(中) 1. 佛迪納德 羅梅諾

(英) 1. ROMANO, FERDINAND M.

地 址：(中) 美國賓夕法尼亞州亞林鎮美國公園路東北 1 1 1 0 號

(英) 1110 American Parkway N.E., Allentown, PA 18109, U.S.A.

國籍：(中英) 美國 U.S.A.

三、發明人：(共 1 人)

1. 姓 名：(中) 強納森 費爵爾

(英) FISCHER, JONATHAN HERMAN

國 籍：(中) 美國

(英) U.S.A.

四、聲明事項：

◎本案申請前已向下列國家(地區)申請專利 ☐ 主張國際優先權：

【格式請依：受理國家(地區)；申請日；申請案號數 順序註記】

1. 美國 ; 2004/10/06 ; 60/616,790 ☒ 有主張優先權2. 美國 ; 2005/08/31 ; 11/216,993 ☒ 有主張優先權

五、中文發明摘要

發明之名稱：反應於差動輸入信號以供給負載電流給負載的方法與設備

一種用以供給負載電流的設備。該設備包含：一第一差動放大器，產生一差動輸出信號；及一輸出緩衝器，包含第一及第二並聯射極隨動器電晶體，每一電晶體產生一因應於該差動輸出信號的電流。一反應於該差動輸出信號的第二差動放大器控制電流鏡主體，其隨後控制電流源鏡。為每一電流源鏡所供給之電流配置為第一及第二電晶體所產生之電流以產生該負載電流。

六、英文發明摘要

發明之名稱：

**Method and apparatus for supplying a load current
to a load in response to a differential input signal**

An apparatus for supplying a load current. The apparatus comprises a first differential amplifier producing a differential output signal and an output buffer comprising a first and a second parallel emitter follower transistors each producing a current responsive to the differential output signal. A second differential amplifier responsive to the differential output signal controls current mirror masters that in turn control current source mirrors. Current supplied by each of the current sources mirrors in cooperation with the current produced by each of the first and second transistors produce the load current.

七、指定代表圖：

(一)、本案指定代表圖為：第(4)圖

(二)、本代表圖之元件符號簡單說明：

- 106：通道晶片
- 108：內連線
- 110：差動放大器
- 115-116：電流源
- 150：輸出級
- 156：輸出緩衝器
- 158：阻抗匹配元件
- 160：阻抗匹配元件
- 170：電流源
- 172：電流源
- 177：退化電阻

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

(1)

九、發明說明

【發明所屬之技術領域】

本發明大致關係於硬碟機資料儲存系統，更明確地說，關係於與硬碟機驅動儲存系統一起配合之硬碟機驅動前置放大器的輸出級。

【先前技術】

磁碟機為與電腦或其他資料處理一起使用的符合成本效益的資料儲存系統。如第 1 圖所示，磁碟機 10 包含一呈碟或唱片 12 形式之磁記錄媒體，具有輪轂 13 及一磁讀/寫換能器 14，統稱為讀寫頭。讀寫頭 14 被一體成型附著至一懸臂 15，懸置於碟片 12 上並固定至一旋轉致動臂 16 上。一固定至磁碟機 10 的平台 20 之結構臂 18 係在樞轉點 22 處樞轉地連接至致動臂 16 上。一音圈馬達 24 驅動致動臂 16，以將頭 14 定位在碟片 12 上的選定位置上。

當碟片 12 為主軸馬達（未示出）被以操作速度旋轉時，為旋轉碟片所產生的移動空氣配合上懸臂 15 的物理特性，會將讀寫頭 14 抬舉移開唱片 12，允許頭被導引或飛行於碟片 12 的表面的氣墊上。讀寫頭在碟片表面上的飛行高度典型少於 1 微米。

一臂電子模組 30 可以包含：電路，以將頭功用切換於讀及寫操作之間；以及，寫入驅動器，用以在寫入操作時，供給寫入電流給頭 14。寫入電流改變在碟片 12 內之磁域，以在其上儲存資料。臂電子模組 30 可以包含一前

(2)

置放大器，其係為撓性導線 32 所連接至頭 14。於讀取操作中，前置放大器放大為頭 14 所產生之讀取信號，以在回復為讀取信號所代表之資料位元前，增加讀取信號振幅。於寫入模式中，前置放大器放大相當低電壓位準至約 ± 6 伏及約 1 ± 10 伏間之電壓範圍內，以代表予以寫入至碟片的資料位元。前置放大器也將寫入信號波形整形，以最佳化資料寫入程序。

電子模組 30 的架構與元件可以依據磁碟機設定加以變化，並將為熟習於本技藝所了解。雖然模組 30 可以被任意地安裝在磁碟機 10 內的任意處，一靠近頭 14 的位置最小化信損失並在讀取操作時，最小化頭信號中所感應的雜訊。模組 30 的較佳安裝位置包含如第 1 圖所示之結構臂 18 的側面。

如第 2 圖所示，碟片 12 包含一基材 50 及一薄膜 52 分佈於其上。於寫入操作時，流經寫入頭 14A 的電流改變了在薄膜 52 中之磁鐵材料的磁域，以當磁變化時，儲存資料位元。於讀取操作時，一讀取頭 14B 感應磁轉移，以決定儲存在碟片 12 上之資料位元。

另一資料儲存系統的資料儲存媒體包含：軟碟機、磁帶及磁光碟（未示於圖中），配合頭 14，以讀取及寫入資料至儲存媒體。

磁碟機讀取頭 14B 包含磁阻（MR）感應器或電感感應器。前者因應於磁轉移，而產生一較高振幅的輸出信號，因此，輸出信號展現一較電感感應器所產生輸出信號為

(3)

大之信雜比。MR 感應器因此為較佳的，特別是當在磁碟機 10 中之較高面積資料儲存密度時是特別想要的。

約 0.04 伏至約 0.2 伏的直流（DC）偏壓被前置放大器所經由導線 32 所偏壓讀取頭 14B，以供給至讀取頭終端 54A 及 54B。通過讀取頭 14B 下的薄膜 52 中之磁域改變了磁阻材料的電阻，在直流偏壓上施加一交流（AC）分量，其中，交流分量代表讀取資料位元。該交流分量在前置放大器處被檢出，但相對於直流偏壓具有一相當小振幅（例如幾毫伏）。

代表由磁碟機 10 讀出之資料位元與具有範圍幾毫伏的範圍之振幅的由讀取頭 14B 的輸出信號被輸入至信號處理級 102，其係為輸出或轉換級 104 所隨動。典型地，信號處理機 102 及輸出級 104 係為前置放大器的元件。信號處理級放大信號並供給讀取頭偏壓。輸出級 104 放大頭信號電壓至範圍幾百毫伏的峰值電壓；經由內連線 108 供給該放大信號至通道晶片 106 的通道電路。通道晶片 106 檢測來自電壓脈衝的讀取資料位元，同時，施加錯誤檢測及校正程序給讀取資料位元。

桌上型電腦典型由一交流電源，例如電源網路導出其操作功率，因此，可以連續供給高電流位準至電腦電源的電流量。雖然較佳地限制桌上型電腦所吸取的電流（電力消散），以限制熱量累積在電腦內，大致，供給至電腦元件的電流並不為電源供給想要電流能力所侷限。

相對於桌上型電腦，最小化電力消耗為行動及攜帶式

(4)

計算裝置及資料處理系統、儲存音樂播放器及其他電池供電裝置，包含與一前置放大器一起動作的大量資料儲存系統的重要設計目標。早先行動計算裝置的設計藉由以操作速度來交換功率消耗，而最小化功率消耗。即，操作速度被限制以降低電流消耗，因此，延長電池壽命。假定有持續需求更高之操作速度及資料速率，則此一取捨就不可行。

第 3 圖例示傳統先前技藝的轉換器或輸出級 104，用以放大及緩衝差動輸入信號，以驅動內連線 108 至通道晶片 106。輸出級 104 包含一差動放大器 110（更包含雙極接面電晶體 Q7 及 Q8）及一輸出緩衝器 112（更包含雙極接面電晶體 Q12 及 Q9，每一電晶體連接成射極隨動器）。

雙極接面電晶體 Q6 及 Q7 形成一差動放大器，具有一退化電阻 R20 連接於雙極接面電晶體 Q6 的射極 E 與雙極接面電晶體 Q7 的射極 E 之間。退化電阻線性化該放大並穩定化差動放大器 110 的增益。Q7 及 Q6 的集極負載電阻 R17 及 R19 分別連接至一供給電壓 VCC。電流源 115 及 116 供給電流至個別電晶體 Q7 及 Q6。

輸出緩衝器 112 的射極隨動器 Q12 及 Q9 以一為個別電流源 117 及 118 所供給的固定偏壓（在一實施例中均為 6 毫安）操作。射極隨動器 Q12 及 Q9 操作大約為 1 的增益 A 類放大器，即電流一直流動於每一電晶體 Q12 及 Q9 的輸出電路。雙極接面電晶體 Q9 及 Q12 分別緩衝 Q7 及

(5)

Q6 的集極負載電阻 R17 及 R19，以由低阻抗源驅動內連線 108，藉以維持寬操作頻寬，典型到達 700MHz。

如本技藝所知，於一實施例中，電流源 115、116、117 及 118 包含被實施為匹配面積比雙極接面電晶體及定標射極電阻的定標電流鏡。例如，見申請於 2005 年五月 27 日之美國申請號 11/140,269 的”具有快速導通時間的電流鏡”的電流源。

於輸出級 104 與通道晶片 106 間之高資料率及內連線 108 長度的組合（典型為約 2 吋）需要考量在內連線 108 的傳輸線作用。為了降低在轉換級 104（傳統上安排在前置放大器內）與分開之通道晶片 106 間之反射，阻抗匹配元件 Routp130 及 Routn132 匹配前置放大器輸出阻抗至內連線 108 的特性阻抗。於一實施例中，阻抗匹配電阻 Routp130 及 Routn132 被安置在前置放大器內部，因此，為輸出級 104 的元件，令輸出端 RDP 及 RDN 連接至內連線 108。

一阻抗匹配元件（也稱為負載元件）Rterm134（具有阻抗大約等於內連線 108 的特性阻抗）係位在通道晶片 106 的輸入側，以降低由通道晶片輸入回經內連線 108 的信號反射。於部份申請案中，內連線 108 的特性阻抗係約 110 歐姆及元件 Rterm134 的值約 110 歐姆。

輸出級 104 操作如下。在操作說明中之或多或少的電流參考係參考一閒置輸入條件，其中 $V_{inP}-V_{inN}=0$ 。來自信號處理級 102 而提供在輸入終端 V_{inN} 及 V_{inP} 的差動輸

(6)

入信號偏壓至每一雙極接面電晶體 Q6 及 Q7 的基極。對於施加至差動放大器 110 上之正輸入條件 $V_{inP}-V_{inN}>0$ ，雙極接面電晶體 Q6 較閒置狀態中承載更多之電流（電晶體上拉或其操作條件移動於飽和狀況的方向）。在 Q6 集極 C 的電壓移動向地端及驅動 Q12 的基極 B 向地端。此狀況使得 Q12 承載較少的電流。被供給至雙極接面電晶體 Q7 的基極 B 的輸入信號使得電晶體 Q7 承載較閒置狀態為少之電流。在 Q7 的集極 C 的電壓移動向供給電壓 VCC 並驅動 Q9 的基極至 VCC。Q9 因此承載較閒置狀態為多之電流。因為每一電流源 117 及 118 所供給之電流為固定，所以，降低的電流經由 Q12 及增加的電流經由 Q9 使得流經 Rterm134 的負載電流 ILoad 增加。反應於這些電流狀態，相對於其閒置狀況，在終端 RDP 的電壓移動於正向及在終端 RDN 的電壓移動於負向，在 Rterm134 間產生了更正的電壓降。

對於一負輸入狀態 $V_{inP}-V_{inN}<0$ ，電晶體 Q6 及 Q7 的狀態與正輸入狀態者相反。因此，相較於閒置狀態，雙極接面電晶體 Q12 承載較多電流及 Q9 承載較少電流。在終端 RDP 的電壓移動於負向（即低於正輸入狀態的 RDP 電壓）及在終端 RDN 的電壓移動於正向（大於正輸入狀態的 RDN 電壓），在 Rterm134 間產生一壓降，該壓降係較正輸入狀態者較不正或較低。

為電流源 117 及 118 所產生之偏壓電流為固定（即與在輸出級 104 中之任意信號振幅變動無關），因此，流動

(7)

於雙極接面電晶體 Q9 及 Q12 的淨電流為固定。

第 3 圖也可以看出，

$$i_{Q9} = I_{118} + I_{Load}$$

$$i_{Q12} = I_{117} - I_{Load}$$

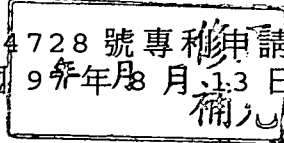
其中 i_{Q9} 為流經雙極接面電晶體 Q9 的電流， I_{118} 為電流源 118 所供給之電流， i_{Q12} 為流經雙極接面電晶體 Q12 的電流， I_{117} 為電流源 117 所供給之電流，及 I_{Load} 為流經負載電阻 $R_{term134}$ 的電流。

為了維持輸出級 104 的操作於線性（低失真）區並維持想要的信號頻帶，Q9 及 Q12 需要最小或 I_{ovrhd} 損耗電流。因此，有必要

$$I_{117} \geq I_{ovrhd} + I_{Loadmax} \quad (1)$$

$$I_{118} \geq I_{ovrhd} + I_{Loadmax} \quad (2)$$

其中 $I_{Loadmax}$ 為反應於 V_{inP} 及 V_{inN} 的最大峰對峰輸入信號所產生之最大負載電流。如同先前技術所揭示，縮放定電流源 117 及 118，以滿足公式（1）及（2），以確保 Q9 及 Q12 具有足夠電流以操作於線性區中，在全差動輸入信號範圍上，其依據輸出級的一應用為 400mV_{p-p} 。然而，縮放電流源 117 及 118 以一直供給所有輸入條件所需之最大電流將造成供給較所需為多之電流。



依據工業慣例，對於在輸出 RDN 及 RDP 之 $400\text{mV}_{\text{P-P}}$ 輸出擺動，吾人想要為輸出級 104 所引入之總諧波失真（THD）低於約 0.5%。

當以無限電流容量操作桌上型電腦的磁碟機資料儲存系統時，電流源 117 及 118 被設計以供給約 6 毫安的定電流，即一量足夠以滿足上述所討論的最大輸入信號條件與電流損耗要求及 THD 要求。

對於以行動式或攜帶式計算裝置操作的磁碟資料儲存系統時，通常由其機上電池導出電力，吾人想要改良輸出級 104 的功率效率，以保持電池壽命。然而，THD 要求必須滿足並維持適當的輸出級效能。

【發明內容】

依據一實施例，本發明包含一設備，用以反應於包含第一及第二輸入信號的差動輸入信號，以供給一負載電流給一負載。該設備包含一輸出緩衝器，用以在第一負載端產生一第一電流，及在第二負載端產生一第二電流，其中該第一及第二電流係函數上相關於第一輸入信號及第二輸入信號，及其中該負載係連接於第一及第二負載端之間，一第一電流源，連接至該第一負載端，用以供給一可變第三電流成為差動輸入信號的函數；及一第二電流源，連接至該第二負載端，用以供給一可變第四電流成為差動輸入信號的函數，其中該第一、第二、第三及第四電流配合以決定負載電流。

(9)

依據另一實施例，本發明包含一方法，用以反應於一第一及第二差動輸入信號而供給一負載電流。該方法包含：接收第一及第二差動輸入信號；產生第一及第二可變電流，函數地相關該第一及第二差動輸入信號；產生第三及第四電流以函數地相關於第一及第二差動輸入信號，及其中該第一可變電流與第三電流配合於第一端及第二可變電流與第四電流配合於第二端，以在第一及第二端間產生負載電流。

【實施方式】

依據實務中，於此所述之裝置特性並未依規格加以繪出，但強調特定特性。相同參考數於所有圖中表示相同元件。

在詳述有關於磁碟機系統的輸出級的特定方法與設備前，應了解本發明在於元件及處理步驟的新穎組合。爲了不以細節來阻礙本案揭示，某些傳統元件及步驟係以較粗略方式加以說明，而說明書及圖式更詳細描述其他元件及步驟，以了解本發明。

以下實施例並不想要對本發明之結構與方法作成限定，只是要提供示範性的結構。本發明的用途並不限定於磁碟機儲存系統的前置放大器的輸出級，也可以用於所述以外之應用中。

不像先前技藝的定電流源 117 及 118 供給一固定的定電流，本發明的射極隨動器電流源係反應於在終端 V_{inP}

(10)

及 V_{inN} 的瞬時差動輸入信號位準加以控制。控制該等電流源允許施加至射極隨動器雙極接面電晶體 Q_{12} 及 Q_9 的電流，反應於輸入差動信號加以降低；降低功率消耗同時維持符合 0.5%THD 要求。本發明的輸出級相較於第 3 圖的輸出級 104 提供了改良的功率效率，因此，係有利於與由電池供應操作之攜帶式或行動式電腦或資料處理裝置。

示於第 4 圖之本發明的輸出級 150 包含差動放大器 110、放大器 154（電流控制放大器，用以提供在輸出級 150 內的電流源的控制）及一輸出緩衝器 156。輸出級 150 係被例示以與電源軌電壓 V_{CC} 及地端一起操作。或者，輸出級也可以以一高（例如正）及一低（負）電源軌電壓加以操作，其中低電源軌電壓包含負電壓，低於高電源軌電壓的正電壓及地端。

放大器 154 包含 PMOSFET M_5 及 M_7 ，與退化電阻 177 連接於其源極 S 之間，每一源極 S 進一步反應於一個別電流源 170 及 172。一節點 V_n （雙極接面電晶體 Q_6 的集極 C ）係連接至 PMOSFET M_5 的閘極及雙極接面電晶體 Q_{12} 的基極 B 。節點 V_p （雙極接面電晶體 Q_7 的集極 C ）係連接至 PMOS FET M_7 的閘極 G 及雙極接面電晶體 Q_9 的基極 B 。

輸出緩衝器 156 包含相對於輸出端 RDP 及 RDN ，安排呈並聯架構的雙極接面電晶體 Q_{12} 及 Q_9 。雙極接面電晶體 Q_{12} 及 Q_9 分別追綜雙極接面電晶體 Q_6 及 Q_7 的集極電壓（ V_p 及 V_n ），驅動輸出端 RDP 及 RDN 。放大器 154

(11)

及輸出緩衝器 156 的組合被稱為合成放大器。

放大器 154 的 PMOSFET M5 及 M7 控制流經個別電流鏡主體 NMOSFET M9 及 M8 的電流，用以控制個別電流源鏡 NMOSFET M10 及 M11。每一鏡 NMOSFET M10 及 M11 均供給可控制的電流，以決定轉換器級 150 的負載電流。

阻抗匹配終端元件 Routp158（連接於雙極接面電晶體 Q9 之射極端 E 與 RDP 輸出端之間）與 Routn160（連接於雙極接面電晶體 Q12 的射極端 E 與 RDN 輸出端之間）匹配（前置放大器的）輸出級輸出阻抗至內連線 108 的特性阻抗。阻抗匹配終端元件 Rterm176（具有電阻值大致等於內連線 108 的特性阻抗）降低了在內連線 108 的通道晶片端的反射。

一供給至 VinP 及 VinN 輸入端（分別連接至雙極接面電晶體 Q7 及 Q6 的基極 B）的正差動輸入信號（ $V_{inP} - V_{inN} > 0$ ）造成相較於閒置輸入條件（ $V_{inP} - V_{inN} = 0$ ）中，雙極接面電晶體 Q6 承載較多之電流，及雙極接面電晶體 Q7 承載較少電流。正差動輸入信號使得在節點 V_n 的電壓移動向地端及在節點 V_p 的電壓移動向正電壓源 VCC（於一實施例中，VCC 約 3.3 伏）。這些電壓位移係為雙極接面電晶體 Q12 及 Q9 所追綜，造成了輸出終端 RDN 及 RDP 跟隨輸入信號變化，如下所述。

由於正差動輸入信號增加 PMOSFET M7 的閘極 G 上之電壓向供給電壓 VCC，所以在節點 V_p 的向上電壓位移（向正電壓源）。在節點 V_n 的向下電壓位移（向地端）

(12)

降低了 PMOSFET M5 的閘極 G 的電壓向地端。因此，因應於正差動輸入信號，為電流源 170 及 172 所供給之大部份電流係為 PMOSFET M5 所承載及小部份的電流則為 PMOSFET M7 所承載（相較於閒置狀態，其中 $V_{inP}=V_{inN}$ ）。

為電流源 170 及 172 所供給之電流係反應於其個別之閘極電壓（其中閘極電壓係反應於節點電壓 V_p 及 V_n ）、PMOSFET M5 及 M7 之每一通道的大小或面積及退化電阻 177 的值，而被分流於 PMOSFET M7 及 M5 之間。

當 PMOSFET M5 承載較大部份的電流（ i_{M5} ）時，流經電流鏡主體 NMOSFET M9 的電流及流經電流鏡 NMOSFET M10 的電流 i_{M10} 係大於閒置電流（有關於輸入條件 $V_{inP}=V_{inN}$ 時的電流）。當 PMOSFET M7 承載少部份的電流（ i_{M7} ）時，流經電流鏡主體 NMOSFET M8 的電流及流經電流鏡 NMOSFET M11 的電流 i_{M11} 係低於有關於閒置輸入狀態的電流。

除了控制放大器 154 外，反應於正差動輸入信號的在節點 V_p 的向上電壓位移增加了電晶體 Q9 的基極 B 上之電壓向電源供應電壓。電晶體動作使得在 Q9 之射極 E 上的電壓也增加。結果，電晶體 Q9 上拉及其集極電流 i_{Q9} 增加。

反應於正差動輸入信號的在節點 V_n 的向下電壓位移降低了在電晶體 Q12 之基極 B 上的電壓向接地電位，及在射極 E 上之電壓也下降。結果，電晶體集極電流 i_{Q12} 下降

(13)

(電晶體被下拉)。

在節點 180 及 182，增加電流 I_{Q9} 、降低電流 i_{M11} 、降低電流 i_{Q12} 及增加電流 i_{M10} 的組合作用增加了流經負載元件 $R_{term176}$ 的電流 I_{Load} ，增加了於 $R_{term176}$ 間之壓降。即，相較於地電位在 RDP 的電壓增加及在 RDN 的電壓降低或在 $R_{term176}$ 間之壓降增加。因此，如下所討論，在某些操作條件及退化電阻 (R_{degen}) 177 的某些值下， i_{Q9} 及 i_{Q12} 均因應於輸入條件 ($V_{inP}-V_{inN}>0$ 及 $V_{inP}-V_{inN}<0$) 而作顯著改變，因此，大部份的負載電流係為電流源 $M11$ 及 $M10$ ，即 i_{M11} 及 i_{M10} 所供給。

同樣地，對於負差動輸入信號 $V_{inP}-V_{inN}<0$ ，則在節點 V_p 的電壓被驅動向地端及在節點 V_n 的電壓被驅動向電源電壓 VCC 。反應時，放大器 154 降低通過 PMOSFET $M5$ 的電流 i_{M5} ，隨後降低通過 NMOSFET $M9$ 及 $M10$ 的電流 (i_{M10})。放大器 154 同時增加流經 PMOSFET $M7$ 的電流 i_{M7} ，藉以增加流經 NMOSFET $M8$ 及 $M11$ (i_{M11}) 的電流。

反應於在節點 V_p 及 V_n 的電壓，在電晶體 $Q12$ 的基極 B 與射極 E 的電壓增加及在電晶體 $Q9$ 的基極 B 與射極 E 降低。電晶體 $Q12$ 上拉 (i_{Q12} 增加) 及電晶體 $Q9$ 下拉 (i_{Q9} 降低)。

在節點 180 及 182，降低電流 I_{Q9} 、增加電流 i_{M11} 、增加電流 i_{Q12} 及降低電流 i_{M10} 的組合作用造成流經負載元件 $R_{term176}$ 的電流 I_{Load} 相較於正差動輸入信號反向。通過

(14)

負載 $R_{term176}$ 之電流反向也反向了在 $R_{term176}$ 之電壓降。

因為流經電流源鏡 NMOSFET M10 及 M11 的電流因應於輸入信號而改變，所以，相較於第 3 圖之先前技藝輸出緩衝器 112，輸出緩衝器 156 由電源抽出較少之電流。即，當電流 i_{M11} 增加時，則電流 i_{M10} 降低，反之亦然。當先前技藝的電流源 117 及 118 提供固定電流，以供給輸入信號電壓的最大擺動所需之電流。

為了更詳細顯示合成放大器（即放大器 154 及輸出緩衝器 156）的操作，放大器 154 及輸出緩衝器 156 的組合操作的小信號分析係說明如下：

經過 M5 (i_{M5})，M7 (i_{M7}) 及 $R_{degen177}$ 的小信號電流為：

$$i_{M5} = \frac{V_P - V_N}{1/gm5 + R_{degen} + 1/gm7} \quad (3) \text{ 及}$$

$$i_{M7} = -i_{M5} \quad (4)。$$

電流鏡主體 M9 及電流源鏡 M10 鏡化及以 $1/K$ 縮放 i_{M5} （即， $M9 = K \times M10 W/L$ ）及電流鏡主體 M8 及電流源鏡 M11 鏡化及以 $1/K$ 縮放 i_{M7} （即， $M8 = K \times M11 W/L$ ）。

現分析輸出級 156，流經雙極接面電晶體 Q9 的電流為

$$i_{Q9} = i_{M11} + \frac{V_{180} - V_{182}}{R_{outp} + R_{term} + R_{outn}} \quad (5)$$

(15)

及流經 Q12 的電流為

$$i_{Q12} = i_{M10} - \frac{V_{180} - V_{182}}{R_{outp} + R_{term} + R_{outn}} \quad (6)$$

其中 V_{180} 及 V_{182} 分別代表在節點 180 及 182 的電壓

在以 $1/K$ 縮放後，將第 (3) 及 (4) 公式取代 i_{M10} 及 i_{M11} 進入等式 (5) 及 (6)，

$$i_{Q9} = -\frac{1}{K} \left(\frac{V_P - V_N}{1/gm5 + r_{deg en} + 1/gm7} \right) + \frac{V_{180} - V_{182}}{R_{outp} + R_{term} + R_{outn}} \quad \text{及}$$

$$i_{Q12} = \frac{1}{K} \left(\frac{V_P - V_N}{1/gm5 + r_{deg en} + 1/gm7} \right) - \frac{V_{180} - V_{182}}{R_{outp} + R_{term} + R_{outn}}$$

輸出級係想要驅動節點 180 及 182，以緊密跟隨在節點 V_P 及 V_N 中之變化。因此，上式藉由以 $(V_P - V_N)$ 加以取代 $(V_{180} - V_{182})$ 加以簡化

$$i_{Q9} \approx -\frac{1}{K} \left(\frac{V_P - V_N}{1/gm5 + r_{deg en} + 1/gm7} \right) + \frac{V_P - V_N}{R_{outp} + R_{term} + R_{outn}} \quad (7) \quad \text{及}$$

$$i_{Q12} \approx \frac{1}{K} \left(\frac{V_P - V_N}{1/gm5 + r_{deg en} + 1/gm7} \right) - \frac{V_P - V_N}{R_{outp} + R_{term} + R_{outn}} \quad (8)$$

如果 i_{Q9} 及 i_{Q12} 為零，則放大器 154 提供大部份之小信號電流給負載 $R_{term176}$ (經由電流鏡主體 M8 及 M9 及電流源鏡 M11 及 M10)。當公式 (7) 及 (8) 時條件符合

(16)

$$K (1/gm5 + R_{deg} + 1/gm7) = R_{outp} + R_{term} + R_{outn} \quad (9)。$$

滿足公式 (9) 的條件時，雙極接面電晶體 Q9 及 Q12 提供直流偏壓電流給電流源鏡 M10 及 M11，也提供電流以校正於 $V_P - V_N$ 及 $V_{180} - V_{182}$ 間之失追蹤。

對於一在硬碟機資料儲存系統之轉換級 150 的特定實施例，內連線 108 係被設計以展現一特定的特性組抗，以匹配轉換級輸出及通道晶片輸入。前置放大器輸出阻抗（即轉換級 150，即傳統上為前置放大器的輸出級的輸出阻抗）及負載終端電阻 $R_{term176}$ 係被設定以大致等於該特性阻抗值，即

$$R_{outp} + R_{outn} \approx \text{內連線 108 的特性阻抗} \approx R_{term} \quad (10)。$$

上述公式之標度因數 K 以信號頻寬來替換輸出級 150 的電力節省。使用模擬器，本發明決定在一實施例中， $K \approx 1/4$ 的值平衡了功率消耗及頻寬，即滿足了傳統 700MHz 頻寬的規格。

因此，對於 $K=1/4$ 及已知 PMOSFET M5 及 M7 的尺寸（MOSFET 尺寸決定互導值 $gm5$ 及 $gm7$ ），可以決定用於 R_{deg} 的特定值。對於 $K=1/4$ 及以來自公式 (9) 的結果代入 (10)，則還原公式 (10) 為

$$(1/gm5) + (1/gm7) + R_{deg} = 4 \times 2(R_{term}) = 8R_{term} \quad (11)$$

(17)

g_{m5} 及 g_{m7} 的值可以由用以完成放大器 154 的製造技術加以決定。 R_{term} 取決於內連線 108 的特性阻抗及目標應用的信號頻寬需求。於一實施例中， $R_{term}=110$ 歐姆， $1/g_{m5}$ 及 $1/g_{m7}$ 均約 230 歐姆。然而，於此實施例中，總和 $(1/g_{m5}) + (1/g_{m7}) + R_{degen}$ 被設定為 990 歐姆（大於最佳值 $8 \times 110 = 880$ 歐姆），以改良製程角落的輸出級線性。因此，對此實施法， $R_{degen}=530$ 歐姆。

將 R_{degen} 增加超出此值會降低為輸入信號所控制之流經 NMOSFET M10 及 M11 部份的電流。降低 R_{degen} 低於此值會造成為電流源鏡 NMOSFET M10 及 M11 所供給之電流的過量變化，這必須藉由增加雙極接面電晶體 Q9 及 Q12 所供給之電流所補償。

如果 K 被增加至接近 1 的值，則以需要更多供給電流的代價來增加放大器 154 的頻寬，即增加輸出或轉換級 150 的功率消耗。由於於一實施法中所用之製造技術的 NMOSFET M10 及 M11 的閘極電容，將 K 設定為低於 $1/4$ ，則顯著降低了放大器 154 的頻寬。

為了比較本發明輸出級與先前技藝的輸出級間之功率消耗，用於放大器 154 及輸出緩衝器 156 的總供給電流為：

$$I_{total_{154+156}} = 2(1+K) \times I_{idle} \quad (12)$$

(18)

其中 I_{idle} 為當 $V_{inP}-V_{inN}=0$ 時，經過 NMOSFET M10 或 M11 的電流。第 3 圖之先前技藝輸出緩衝器 112 的總供給電流為

$$I_{total112}=2\times I_{117} \quad (6)$$

其中 I_{117} 為第 3 圖之電流源 117 所供給之電流。

經由模擬，當用於差動輸入信號，驅動 $R_{term}=110$ 歐姆具有 $400mV_{P-P}$ 擺動時，發明人決定 $I_{117}=6$ 毫安，以滿足 $0.5\%THD$ 規格。當 $I_{idle}=3$ 毫安時，本發明的轉換級 150 滿足 $R_{term}=110$ 歐姆及 400 毫 V_{P-P} 輸入信號擺動。因此，由公式 (5) 及 (6)，轉換器級 150 需要 7.5 毫安的總供給電流，相較於先前技藝輸出緩衝器 112 所需之 12 毫安。

本發明之輸出級 150 降低了雙極接面電晶體 Q12 及 Q9 的射極電流至約 3 毫安，同時，符合 0.5% 的 THD 目標。第 5 圖比較第 3 圖之先前技藝輸出級 104 與第 4 圖之合成放大器輸出級 150 的輸出頻譜，當兩者都被以 3 毫安直流加以偏壓，通過雙極接面電晶體 Q12 及 Q9，及在 $30MHz$ 的 400 毫伏峰對峰的輸入信號。輸出級 104 並未滿足 0.5% 的 THD 目標。輸出級 150 滿足目標，超出約 $10dB$ 。

於另一實施例中，於此所述之一或多數 MOSFET 及雙極接面電晶體係被以一相反極性 MOSFET 或雙極接面電晶

(19)

體所替換，及 MOSFET 可以以雙極接面電晶體替換，反之亦然。相關的閘極驅動信號及電源電壓被修改以容許相反極性 MOSFET 或雙極接面電晶體的摻雜特徵，同時，提供了本發明的功能。再者，在本發明的說明中，”高”信號值表示”真”或”假定”值。熟習於本技藝者可知其他信號值也可以相關於一”真”或”假定”邏輯狀態，具有反應於邏輯狀態的裝置中之相關變化。

雖然本發明已經參考較佳實施例加以說明，但熟習於本技藝者可知，可以在不脫離本發明之範圍下，加以完成各種變化及等效元件。本發明之範圍更包含由各實施例之各元件的各組合。另外，可以在不脫離本發明之基本範圍下，對本發明之教導完成各種修改。因此，本發明並不為特定實施例所限定，而是本發明將包含所有在隨附申請專利範圍內所定義之所有實施例。

【圖式簡單說明】

第 1 圖示出本發明的教導可以被採用的先前技術磁碟機。

第 2 圖示出第 1 圖之磁碟機的先前技術頭及相關元件示意圖。

第 3 圖為與第 2 圖之磁碟機一起使用之先前技藝輸出級的示意圖。

第 4 圖為本發明的輸出級的示意圖。

第 5 圖為相較於第 3 圖與第 4 圖之輸出轉換器的效能

(20)

特徵圖。

【主要元件符號說明】

- 10：磁碟機
- 12：碟片
- 13：輪轂
- 14：讀寫頭
- 16：旋轉致動臂
- 18：結構臂
- 20：平台
- 22：樞轉點
- 24：音圈馬達
- 30：電子模組
- 50：基材
- 52：薄膜
- 54A，B：讀取頭端
- 102：信號處理級
- 104：輸出級
- 106：通道晶片
- 108：內連線
- 110：差動放大器
- 112：輸出緩衝器
- 115-118：電流源
- 130：阻抗匹配元件

(21)

132 : 阻 抗 匹 配 元 件

150 : 輸 出 級

154 : 放 大 器

156 : 輸 出 緩 衝 器

158 : 阻 抗 匹 配 元 件

160 : 阻 抗 匹 配 元 件

170 : 電 流 源

172 : 電 流 源

177 : 退 化 電 阻

附件5A ：第094134728號申請專利範圍修正本

民國 101 年 11 月 9 日修正

十、申請專利範圍

1. 一種反應於差動輸入信號以供給負載電流給負載的設備，該差動輸入信號包含一第一及一第二輸入信號，該設備包含：

一輸出緩衝器，用以在為第一阻抗匹配元件所連接至第一輸出緩衝端的第一負載端處，產生一第一電流及在為第二阻抗匹配元件所連接至第二輸出緩衝端的第二負載端處，產生第二電流，及其中該負載係為一內連線所連接於該第一及第二輸出緩衝端之間；

一第一電流源連接至該第一負載端，用以供給一可變第三電流成為該第一輸入信號與該第二輸入信號間之第一差動電壓的函數，其中該第一電流係函數上關係於該可變第三電流、於該第一負載端與該第二負載端間之第二差動電壓、及該負載；及

一第二電流源連接至該第二負載端，用以供給一可變第四電流成為該第一差動電壓的函數，其中該第二電流係函數上關係於該可變第四電流、該第二差動電壓、及該負載，其中該負載電流係為該第一、第二、第三及第四電流所決定。

2. 如申請專利範圍第 1 項所述之設備，更包含一放大器反應於該第一差動電壓，用以控制該第一及第二電流源，以產生該可變第三及第四電流。

3. 如申請專利範圍第 2 項所述之設備，其中該放大器包含：可依據該第一差動電壓加以控制的第一電流源主體，以決定該可變第三電流；及可依據該第一差動電壓加以控制的第二電流源主體，以決定該可變第四電流，該可變第四電流係大約為該可變第三電流的反向。

4. 如申請專利範圍第 1 項所述之設備，其中對於當該第一輸入信號大於該第二輸入信號的情況時，該第四可變電流的大小係大於該第三可變電流的大小，及其中對於當該第一輸入信號小於該第二輸入信號的情況時，該第四可變電流的大小係小於該第三可變電流的大小。

5. 如申請專利範圍第 1 項所述之設備，更包含一差動放大器反應於該第一及第二輸入信號，用以產生被供給至該輸出緩衝器的一第一及一第二差動輸出信號，及其中該第一及第二電流源可以依據該第一及第二差動輸出信號加以控制。

6. 如申請專利範圍第 1 項所述之設備，其中該負載包含一阻抗匹配元件，用以匹配設備輸出阻抗至該內連線元件的特性阻抗，該內連線元件包含第一及第二導體，及其中該負載係連接於該第一及第二導體之間。

7. 如申請專利範圍第 1 項所述之設備，其中該設備更包含一前置放大器，用於磁碟機儲存系統，及其中該內連線將該第一及第二輸出緩衝端連接至一電路元件通道晶片。

8. 一種反應於包含第一及第二輸入信號之差動輸入

信號以供給負載電流的方法，包含：

接收該第一及第二輸入信號；

產生第一及第二可變電流，在第一負載端及第二負載端；

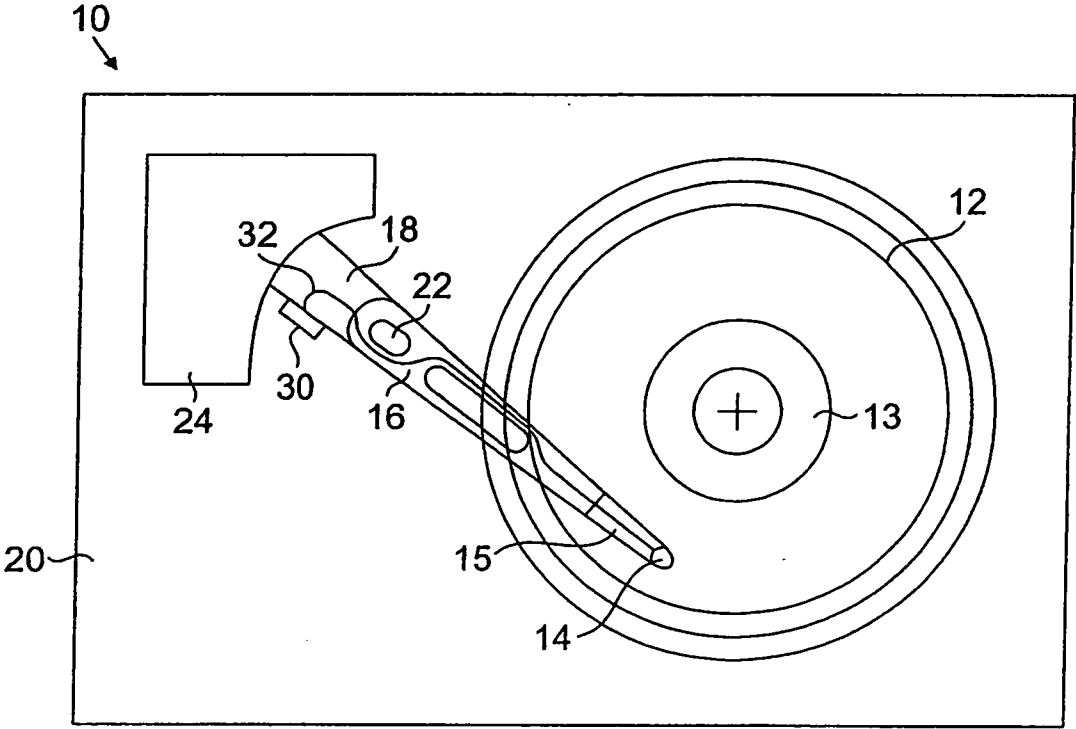
產生第三及第四電流，函數上相關於該第一及第二輸入信號，其中該第一與該第二可變電流係函數上相關於該第三及第四電流、於該第一負載端與該第二負載端間之第二差動電壓、及一負載；及

其中該第一可變電流及該第三可變電流流入或流出該第一負載端及該第二可變電流及該第四可變電流流入或流出該第二負載端，以在該第一及該第二負載端間產生該負載電流。

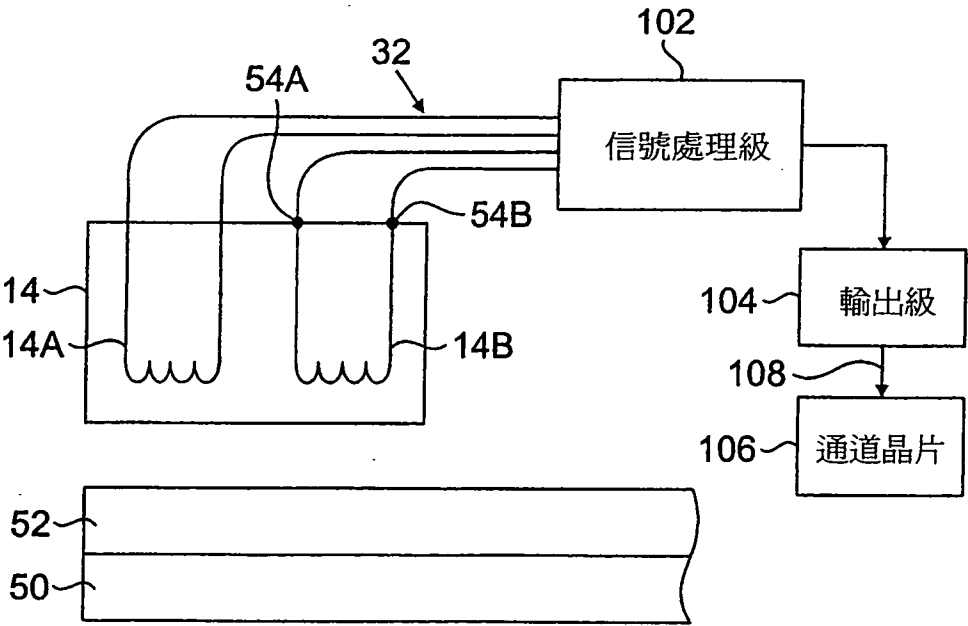
9. 如申請專利範圍第 8 項所述之方法，其中該產生第一及第二可變電流的步驟包含依據該第一及第二輸入信號間之函數關係，而控制一第一電流源及一第二電流源。

10. 如申請專利範圍第 8 項所述之方法，其中該產生第三及第四電流的步驟包含：產生第一及第二中間電流，該等電流函數上相關於該第一及第二輸入信號；並供給該第一及第二中間電流至一個別第一電流源鏡，以產生該第三電流，以及，至第二電流源鏡，以產生該第四電流。

第1圖



第2圖



第3圖

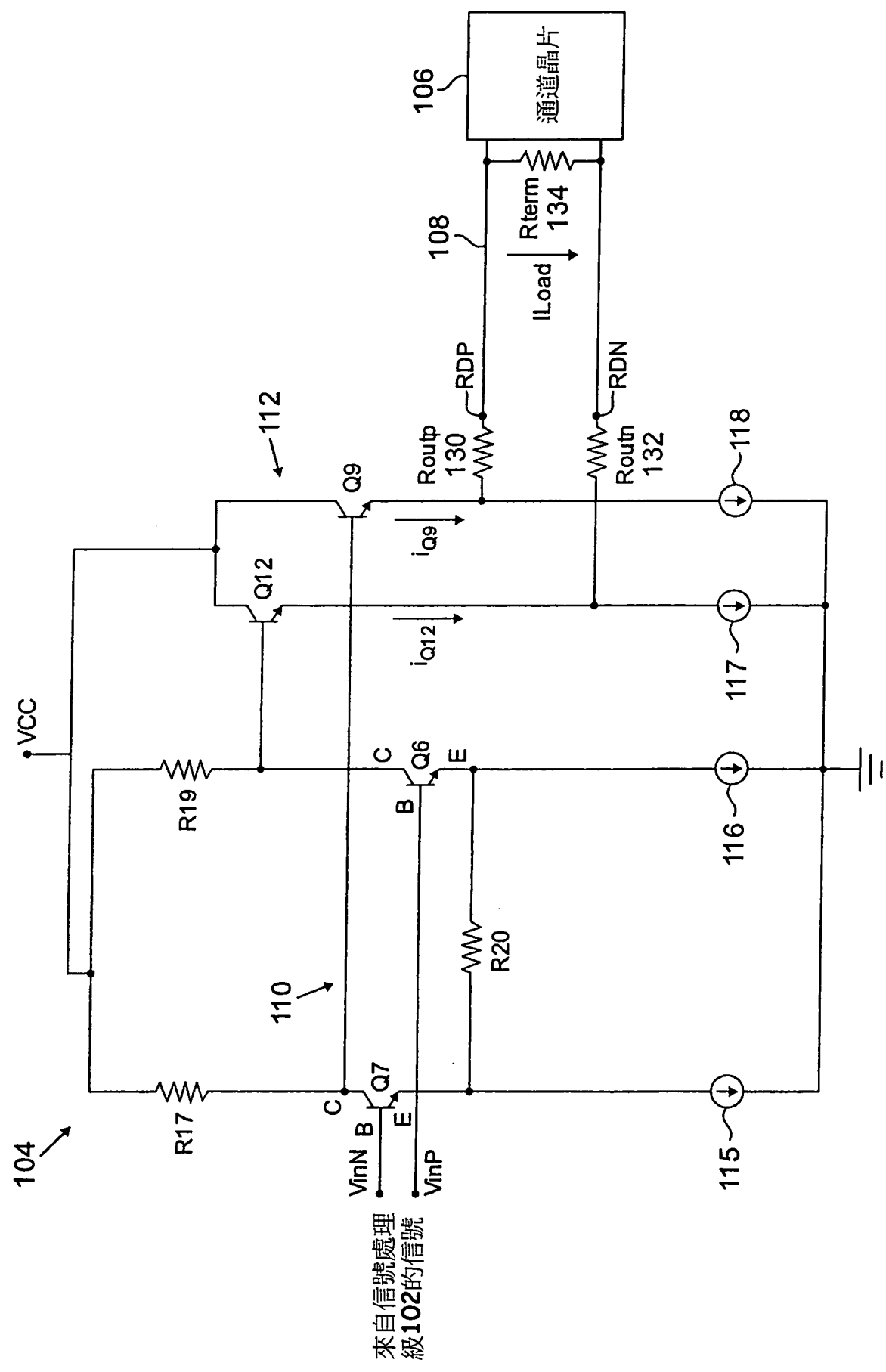
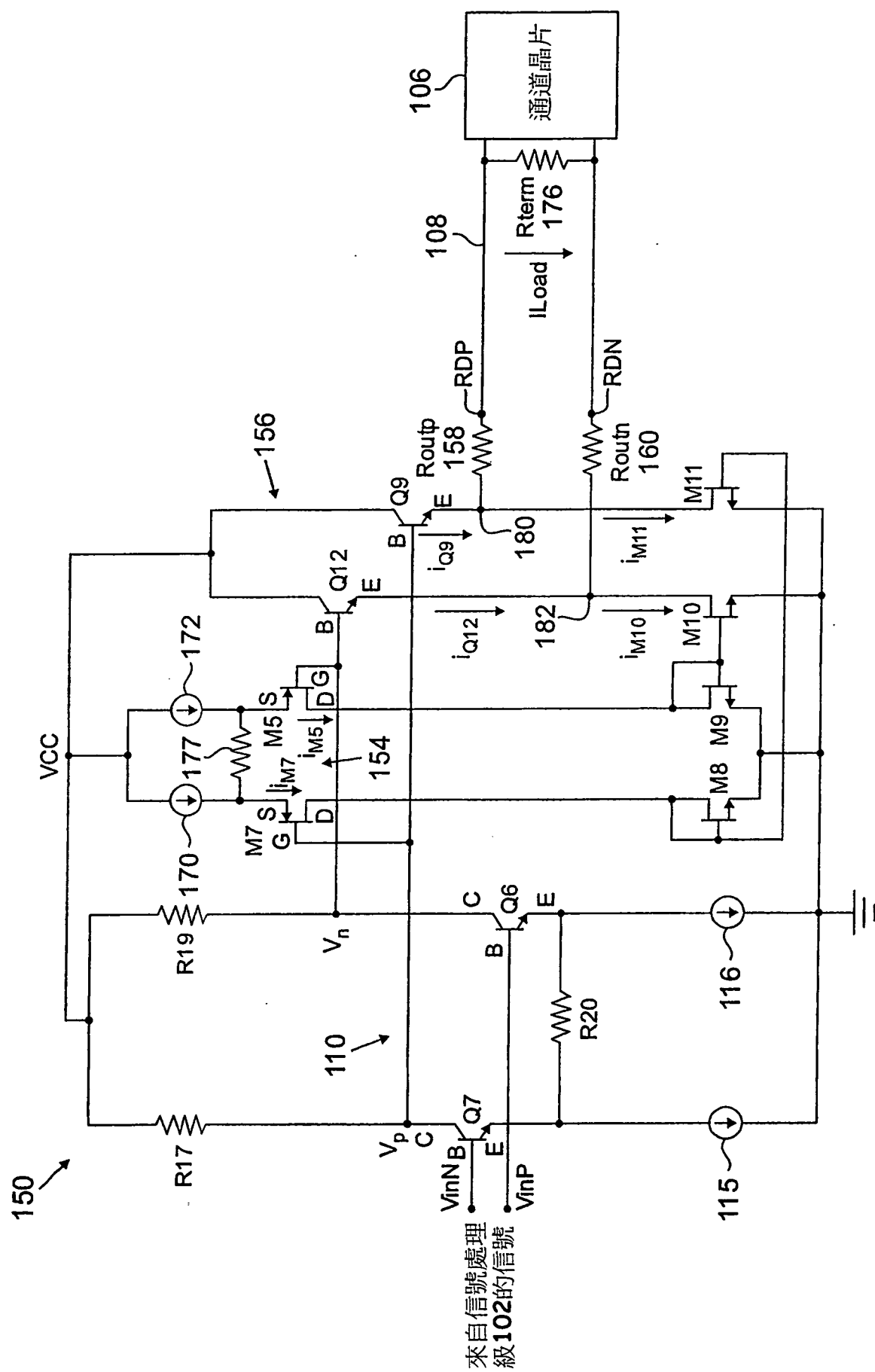


圖 4 第



第5圖

