

# 公告本

296512

申請日期	84. 7. 17.
案 號	84107352
類 別	Int. C16 1403L / 099

A4  
C4

296512

Int. C16 以上各欄由本局填註)

## 發 明 專 利 說 明 書

一、發明 名稱	中 文	一具有相位修正器之調變解調器以及一使用多級式振鈴振盪器而實施的電壓控制振盪器
	英 文	"A MODEM HAVING A PHASE CORRECTOR AND A VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR IMPLEMENTED USING A MULTI-STAGE RING OSCILLATOR"
二、發明 創作人	姓 名	1. 約瑟·哈洛德·哈文斯 2. 羅伯特·凱斯·蒙特格莫利
	國 籍	均美國
三、申請人	住、居所	1. 日本國東京都武藏野市中區3-16-19-103 2. 美國新澤西州奈沙尼克市朗菲爾德路66號
	姓 名 (名稱)	美商AT & T公司
	國 籍	美國
	住、居所 (事務所)	美國紐約州紐約市美國大道32號
	代 表 人 姓 名	約翰·J·吉桑

裝

訂

線

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

296512

(由本局填寫)

承辦人代碼：
大類：
IPC分類：

A6  
B6

本案已向：

美國(地區) 申請專利，申請日期：1994. 7. 25 案號：08/280,638，有 無主張優先權

有關微生物已寄存於：，寄存日期：，寄存號碼：

(請先明背面之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

訂

線

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

## 五、發明說明 ( 1 )

發明背景：

發明範疇

本發明通常和調變解調器(調變器/解調器)以及特別是和調變解調器之I(共相)及Q(正交相)載子信號元件的產生有關。

相關技術

在大多數之無線通訊系統，如蜂巢式電話系統中有一些基本高頻結構方塊。例如，大部份無線通訊系統使用需要I(共相)及Q(正交相)載子信號元件之產生來傳送及接收資料的調變解調器(調變器/解調器)。通常，利用將電壓控制振盪器(VCO)連接至一正交(90°)相位分割器來實施一載子產生電路。

傳統上，載子產生電路以單一頻率運作。此單頻運作是因為傳統實施之VCO及正交相位分割器包含在載子產生電路間。特別是在VCO及正交相位分割器，一般使用如電阻、電容、定長傳輸線等被動元件來實施臨界電路元件。結果，該VCO及正交相位分割器之作用頻率範圍(也就是頻寬)限制於單一頻率。此頻率只能因重新設計及重新實施VCO及正交相位分割器而變更。

既然傳統的VCO及正交相位分割器受限於單一作用頻率，對於寬頻寬之調變解調器的設計及實施則很困難。結果，使用傳統調變解調器之無線通訊系統功能性受其限制。

因此，需要一寬頻寬之載子產生電路。

## 五、發明說明( 2 )

### 發明概述

簡單地說，本發明是對一用於無線通訊系統之調變解調器所使用載子產生器電路的管理。本發明亦管理一使用此載子產生器之調變解調器的調變器及解調器。本發明另外管理該調變解調器本身。

該載子產生器電路包含一電壓控制振盪器，其包括一用以產生N個等長及任意相位差之平衡向量的N階式振鈴振盪器。該載子產生器電路亦包括一相位修正器來將兩個平衡向量相加產生一向量和及將該兩平衡向量相減產生一向量差。該向量和及向量差之相位差為 $90^\circ$ 。該向量和代表一I(共相)載子信號元件，而向量差代表一Q(正交相)載子信號元件。將這些I及Q載子信號元件調變來發射資料信號及解調來接收資料信號。

本發明另外之特徵及優點，以及本發明不同實施例之構造及運作，以下將參考附圖進行詳細描述。在圖式中同樣之參考數字表示同樣或功能相似之元件。

### 圖式簡述

本發明將參考附圖進行描述，其中：

圖1是一依照本發明較佳實施例之一調變器方塊圖。

圖2是一依照本發明較佳實施例之一解調器方塊圖。

圖3是用來描述一知名之向量幾何原理。

圖4及圖4B在如圖6之說明安排時，是一依照本發明較佳實施例之電壓控制振盪器電路圖。

圖5是一依照本發明較佳實施例之相位修正器電路圖。

## 五、發明說明 ( 3 )

## 較佳實施例細述

## 1. 發明概觀

圖1是一依照本發明較佳實施例之調變器102方塊圖。該調變器102包含一產生I(共相)載子信號元件114及Q(正交相)載子信號元件116的載子產生器電路101。該I載子信號元件114和Q載子信號元件116之相位差為 $90^\circ$ 。

一乘法器118接收該I載子信號元件114及一I資料信號元件104。該乘法器118以一著名的方法運作，使用I資料信號元件104來調變I載子信號元件114，以產生一調變I載子信號元件122。類似地，一乘法器120接收該Q載子信號元件116及一Q資料信號元件106(該I資料信號元件104及Q資料信號元件106是由一未顯示之資料信號以著名之方式產生)。該乘法器120以著名之方式運作，使用該Q資料信號元件106來調變Q載子信號元件116，以產生一調變Q載子信號元件124。乘法器118、120之構造及運作。對技巧純熟者是顯而易見的。

一加法電路109接收該調變I載子信號元件122及調變Q載子信號元件124。該加法電路109以知名之方式將調變I載子信號元件122和調變Q載子信號元件124結合，以產生一調變載子信號108。此調變載子信號108另外由調變器102以一著名方式行進(視需要)及傳輸。

圖2是一依照本發明較佳實施例之解調器202方塊圖。解調器202之構造及運作和調變器102之構造及運作類似。特別是，該解調器202包含一構造及運作和調變器102之載子

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 4 )

產生電路101相同的載子產生電路201。另外，該解調器202包含結構及運作和調變器102之乘法器118、120相似的乘法器210、212。該解調器202和調變器102不同處為VCO 220利用著名之載子回復方法將相位鎖定於接收之調變載子信號204。既然除上述之例外，解調器202和調變器102運作相似，本發明以下之描述，將著重於調變器102。

再次關於圖1，載子產生器電路包含一電壓控制振盪器(VCO)110及一相位修正器112(亦稱爲一相位修正電路或一正交產生器)。依照本發明，VCO 110產生兩個通常以111表示之平衡信號。提供此二平衡信號111給相位修正器112。注意！圖1中由VCO 110是傳送4個信號至相位修正器112。因爲每一平衡信號111包含2個信號(如所熟知，一平衡信號包含2個相同而彼此反向之信號)。

對此技巧熟練者會喜歡一信號可用一向量代表。因此，構成平衡信號111之信號，在此以向量表示。因此，由VCO 110提供給相位修正器112之平衡信號111(亦可稱爲平衡向量)，在圖1以標示爲V1、V1B、V2及V2B之向量標明，其中B代表條(也就是相反)。第一平衡向量包含向量V1及V1B，而第二平衡信號包含向量V2及V2B。

依照本發明，VCO 110產生之平衡向量大小相同。另外，這些平衡信號111之相位差爲任意值。精確之相位差不重要。重要的是相位要有些差距。

依照知名之向量幾何，當將2個等長及任意相位差之向

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 5 )

量結合形成一向量和及向量差，該向量和及向量差之相位差絕對為 $90^\circ$ 。也就是說，向量和及向量差保證正交。

相位修正器112利用此著名之向量幾何原理來產生I載子信號元件114及Q載子信號元件116。特別是，依照本發明，相位修正器112包含用以產生由VCO 110所提供平衡信號111之和及差的線路。同上述，該等平衡信號111是等長及任意相位差。因此，利用適當結合平衡向量所產生之和及向量差絕對正交。在本發明，和及向量差分別代表I載子信號元件114及Q載子信號元件116。

依照本發明，該載子產生線路101頻寬很寬。因此，調變器102頻寬很寬(對解調器202亦如此)。此寬頻寬是以使用主動元件(如電晶體)來實施VCO 110及相位修正器112之臨界元件而達成。在相位修正器112頻寬只受限於所使用電晶體之上限作用頻率時，VCO 110之調整頻寬大約為中央頻率之30—60%。利用主動選擇不同中央頻率之各種N級式VCO可將對許多頻寬之中央頻率振盪建立在單一積體電路，因此達成一調變器頻寬再次僅受限於最大電晶體作用頻率。

以下將詳細討論VCO 110及相位修正器112。

### 2. 向量幾何簡論

如前所述之一著名之向量幾何，當將2個等長及任意相位差之向量結合形成一向量和及向量差，該向量和及向量差之相位差確定為 $90^\circ$ (也就是正交)。該相位修正器112利

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 6 )

用此著名之向量幾何原理產生I載子信號元件114及Q載子信號元件116。在本章節將討論此向量幾何原理。

在圖3描述此向量幾何原理，其說明2個等長(每一 $\sqrt{5}$ 單位)及任意相位差(在此範例是 $36.87^\circ$ )之範例向量 $\vec{V}_1$ 、 $\vec{V}_2$ 。向量 $\vec{V}_1$ 由(x、y)座標之(0,0)至(2,1)，向量 $\vec{V}_2$ 由座標之(0,0)至(2,1)。一向量和(在圖3為 $\vec{VS}$ )由向量 $\vec{V}_1$ 及 $\vec{V}_2$ 相加之成元形成，亦顯示於圖3。向量和 $\vec{VS}$ 由(0,0)至(3,3)。類似地，向量差(在圖3為 $\vec{VD}$ )由向量 $\vec{V}_1$ 減去向量 $\vec{V}_2$ 之成元形成，在圖3示之。向量差 $\vec{VD}$ 由(0,0)至(1,-1)。很清楚地，由圖3之分析向量和 $\vec{VS}$ 及向量差 $\vec{VD}$ 相位差為 $90^\circ$ 。因此，圖3確認此向量幾何原理之正確性。

此向量幾何原理另外在以下分析中確認。為進行分析，複習如下三角函數：

$$\sin^2 x + \cos^2 x = 1$$

$$\sin(A \pm B) = \sin A \cos B \pm \cos A \sin B$$

一向量點乘積定義如下：

使  $\vec{V}_1 \cdot \vec{V}_2 = |\vec{V}_1| |\vec{V}_2| \cos \phi$ ，其中  $\phi$  是  $\vec{V}_1$  及  $\vec{V}_2$  之夾角。

$$\vec{V}_1 = V_{m1} \sin x$$

$$\vec{V}_2 = V_{m2} \sin(x + \phi)$$

## 五、發明說明 ( 7 )

則

$$\begin{aligned}\bar{V}_{sum} &= V_{m1} \sin x + V_{m2} \sin(x+\phi) = V_{m1} \sin x + V_{m2} \sin x \cos \phi + V_{m2} \cos x \sin \phi \\ &= (V_{m1} + V_{m2} \cos \phi) \sin x + (V_{m2} \sin \phi) \cos x\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\bar{V}_{diff} &= V_{m1} \sin x - V_{m2} \sin(x+\phi) = V_{m1} \sin x - V_{m2} \sin x \cos \phi - V_{m2} \cos x \sin \phi \\ &= (V_{m1} - V_{m2} \cos \phi) \sin x + (-V_{m2} \sin \phi) \cos x\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\bar{V}_{sum} \cdot \bar{V}_{diff} &= (V_{m1} + V_{m2} \cos \phi, V_{m2} \sin \phi) \cdot (V_{m1} - V_{m2} \cos \phi, -V_{m2} \sin \phi) \\ &= V_{m1}^2 - V_{m2}^2 \cos^2 \phi - V_{m2}^2 \sin^2 \phi = V_{m1}^2 - V_{m2}^2 (\sin^2 \phi + \cos^2 \phi) \\ &= V_{m1}^2 - V_{m2}^2\end{aligned}$$

因此  $\cos \phi = \frac{\bar{V}_{sum} \cdot \bar{V}_{diff}}{|\bar{V}_{sum}| |\bar{V}_{diff}|}$

如果  $\bar{V}_{sum}$  及  $\bar{V}_{diff}$  不等於 0，則  $|\bar{V}_{sum}| > 0$  及  $|\bar{V}_{diff}| > 0$ ，

因此對  $\cos \phi$  為 0， $\bar{V}_{sum} \cdot \bar{V}_{diff}$  必須為 0。

而既然  $\bar{V}_{sum} \cdot \bar{V}_{diff} = \bar{V}_{m1}^2 - \bar{V}_{m2}^2$ ， $\cos \phi = 0$  只有在  $\bar{V}_{m1}^2 = \bar{V}_{m2}^2$  時。也就是說，當  $V_{m1}$  等於  $V_{m2}$ ， $\phi$  (在本文中是和及向量差間夾角) 是  $90^\circ$ ，因此和及向量差正交。

## 3. 電壓控制振盪器

現在對調變器 102 之 VCO 110 進行概略性描述 (此描述亦適用於解調器 202 之 VCO 220)。

依照本發明，實施 VCO 110 為一 N 級式 ECL (發射器耦合邏輯) 振鈴振盪器，其中 N 大於或等於 2。VCO 110 之中央

## 五、發明說明 ( 8 )

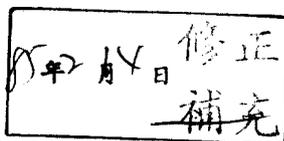
振盪頻率由振鈴振盪器之級數決定。在任何特別的情形，將VCO 110調至一特別的振盪頻率以為參考，在此稱為調整振盪頻率。其好處是VCO 110之調整振盪頻率決定提供給相位修正器112之平衡信號111頻率。

依照本發明，調整振盪頻率可利用變動對VCO 110之一控制電壓在中央振盪頻率附近調整。因此，無須為改變VCO 110之調整振盪頻率來改良VCO 110之電路構造。在本發明，可調整平衡信號111之頻率大約中央頻率之30-60%，而中央振盪頻率可利用主動變動振鈴振盪器之級數來調整。這可使VCO 110頻率由大約0赫茲變化至最大電晶體頻率。

依照本發明，構成VCO 110之振鈴振盪器每一級產生一平衡信號。最好是這些所有平衡信號皆傳送至相位修正器112。但是，相位修正器112只使用2個平衡信號來產生I及Q載子信號元件114、116。

振鈴振盪器產生之平衡信號，彼此相位差任意值。相位差是一振鈴振盪器級數之函數。特別是振鈴振盪器每一級經由VCO 110，對信號之傳送引入一些遲延，使得第一級及第二級(其中第二級直接跟隨第一級)所產生之平衡信號相位差等於第一級所引入之遲延。

振鈴振盪器每一級引入之遲延皆相同。結果，連續級間相位差等於平衡信號之週期(由調整振盪頻率設定)除以級數。因此，若調整振盪頻率等於10億赫茲，則週期等於1奈秒，一三級式振鈴振盪器每一級引入之遲延(或相位差)等於1/3奈秒。



(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

紛

## 五、發明說明( )

依照本發明，振鈴振盪器各級產生之平衡信號大小相同。這是以在振鈴振盪器每一級安排同樣的電路來達成，則該電路安排是利用發射器耦合電路技術。此亦由實施相位修正器112使得振鈴振盪器各級之載入相同來達成。

調變器102之VCO 110現在參考圖4 VCO 110範例電路圖進行較詳細之描述。此電路圖代表一三級式ECL振鈴振盪器，其中級1以402表示，級2以404表示，級3以406表示。但要注意除了三級式振鈴振盪器，可替代使用級數大於等於2之其他振鈴振盪器。在圖4所示之三階式振鈴振盪器最大中央振盪頻率以矽晶技術大約為51億赫茲，以HBT(異接面式二極體電晶體)技術為148億赫茲。

該VCO 110包含多個電晶體及電阻。圖4之電晶體利用具有字首"Q"之參考數字標示。圖4之電阻利用具有字首"R"之參考數自標示。

VCO 110之電晶體最好為二極技術電晶體。這些電晶體標度因數最好為0.313。但要了解可替代使用其他電晶體技術所製之電晶體。另外，可替代使用其他標度因數之電晶體。

VCO 110之較佳電阻值示於圖4中。其單位為歐姆。但要知道可替代使用其他電阻值。另外要知道電阻R2、R21、R4、R23、R5及R24可用其他電路元件如任意大小之二極體連接電晶體或RLC和電晶體之組合取代。上述電路元件(也就是電阻、RLC、二極體連接電晶體)通常在此視同

## 五、發明說明(10)

負載設定增益。

最好VCC為0伏及VEE為-3.6伏。

電晶體Q29、Q39及Q44之射極信號提供給相位修正器112。這些信號各代表一平衡信號之一半。對此技術純熟者會喜歡用一向量代表一信號。因此，這些電晶體Q29、Q39及Q44之射極信號在此視為向量，並以巷量V1、向量V2及向量V3表示。向量V1及V2在圖1顯示，提供給相位修正器112。雖然在圖1並未顯示，向量V3亦提供給相位修正器112(在圖5中顯示，描述如下)。

如上述，VCO 110產生向量V1、V2及V3，而這些向量各代表一平衡信號之一半。這些平衡信號之另一半分別以亦由VCO 110產生之向量V1B、V2B及V3B代表。VCO 110產生V1B、V2B及V3B之方式和產生向量V1、V2及V3之方式相同。因此，以下討論著重於向量V1、V2及V3之產生。

電晶體Q34、Q28、Q38、Q29S、Q39S、Q44S及Q43代表一知名之電流反射。因此，流經電晶體Q34(由射極至集極)之電流反射流經電晶體Q28、Q29S、Q38、Q39S、Q44S及Q43。也就是說，同樣電流流經Q34、Q28、Q29S、Q38、Q39S、Q44S及Q43。結果，實質上相同之電流流經電阻R21、R23及R24，使得經電阻R21、R23及R24之壓降實質上相同(注意這些電阻R21、R23及R24全為50歐姆，並通常為前述之負載設定增益)。

這種流經電晶體Q34之電流(及反射經電晶體Q28、Q29S

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 11)

、Q38、Q39S、Q44S及Q43)，係由控制電壓408對分別連接至電晶體Q34及Q12集極、以及電晶體Q31及Q9基極的接頭P1及P2的應用來建立及調整。電晶體Q34之基極電壓正比於用於接頭P1之控制電壓408。因此。可用變更對接頭P1之控制電壓408來變更流經電晶體Q34之電流大小。

類似地，可利用調整對接腳P1之控制電壓408來調整VCO 110之調整振盪頻率。特別是變更對接頭P1之電壓408，Q34之集極電流則變更。此Q34集極電流之變化反射至電晶體Q28、Q29S、Q38、Q39S、Q44S及Q43集極。此集極電流之變化變更電晶體Q28、Q29、Q37、Q39、Q42及Q44之射極電流。當射極電流變更，圖4所示之每一ECL級(在此範例為3)402、404、406的電壓增益及相位皆變更。對振盪的一個必要條件為振鈴振盪器之淨電壓增益大於1或等於0 dB，及經振盪器之淨相位變更為 $180^\circ$ 。因此三級式振鈴振盪器之每一級有 $60^\circ$ 之相位偏移。事實上，振鈴振盪器之每一級是一個反向器(也就是另外再 $180^\circ$ 相位移)，因此每一級有 $180^\circ + 60^\circ = 240^\circ$ 之相位移。所以，對N=3之振鈴振盪器，向量V1及V2、V2及V3、以及V3及V1間相位差各為 $240^\circ$ 。其另外暗示在向量V1及V2B、V2及V3B、以及V3及V1B間之相位移皆為 $60^\circ$ 。因此，對一已知之N級式振鈴振盪器，向量間之夾角是固定的，此事實可用來將相位修正器112之和及向量差輸出大小等化。另外，對N=2之振鈴振盪器(未顯示)，每一

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 12 )

級之相位為 $90^\circ$ ，而在此情況可取消相位修正器112。當電晶體Q27、Q29、Q37、Q39、Q42及Q44之射極電流變小，其射極電阻會增加，則降低ECL VCO 110每一級之增益。而達成 $180^\circ$ 情況之頻率也降低。因此，低增益及低 $180^\circ$ 相位移頻率之組合使得VCO 110在低頻振盪。

因此，由以上描述很清楚，本發明使得調整振盪頻率在中央振盪頻率附近調整，而無須重新設計及／或重新實施VCO 110。依照本發明，只需調整對VCO 110之控制電壓408，即可對調整振盪頻率調整。

電晶體Q31是一輔助電晶體，用來減低電流反射(也就是Q28、Q29S、Q34、Q38、Q39S、Q44S及Q43)對電晶體Q28、Q29S、Q34、Q38、Q39S、Q44S及Q43之任何次波動的靈敏度。電晶體Q30產生一小電流(稱細電流)來防止電晶體Q31關閉。電晶體Q32代表一二極體降用來減少經電晶體Q31之電壓，因此防止電晶體Q31崩潰。

電晶體Q29、Q39及Q44各代表一知名之射極隨耦器。因此，這些電晶體Q29、Q39及Q44射極電壓各跟隨其基極電壓。

注意電晶體Q29基極電壓等於VCC減掉電阻R21電壓。類似地電晶體Q39基極電壓等於VCC減掉經電晶體R23電壓，而電晶體Q44基極電壓等於VCC減掉經電晶體R24電壓。如上述，經電阻R21、R23及R24之壓降實質上相同。因此電晶體Q29、Q39及Q43之基極電壓實質上相同。既然這些電晶體Q29、Q39及Q44是射極隨耦器，結果個別

## 五、發明說明 ( 13)

之射極電壓實質上相同。

既然電晶體 Q29、Q39 及 Q44 之射極電壓大小相同，向量 V1、V2 及 V3 之大小相同。對向量 V1B、V2B 及 V3B 亦如此。因此，基於本發明以上描述，明顯地 VCO 110 產生等長之平衡信號。

依照本發明，實施相位修正器 112 使得電晶體 Q29、Q39、Q44、Q7、Q17 及 Q21 之射極負載相同。好處是，此負載安排更確使平衡信號大小相同。

如前所述，VCO 110 之振鈴振盪器所產生平衡信號 (V1 / V1B、V2 / V2B、V3 / V3B) 如先前之解釋，彼此相位差為 240°。依照本發明，振鈴振盪器每一級 402、404、406 經由 VCO 110 對信號傳送引入一些遲延，使得平衡信號 V1 / V1B 及平衡信號 V2 / V2B 間之相位差等於第二級 404 引入之遲延。類似地，平衡信號 V2 / V2B 及平衡信號 V3 / V3B 間之相位差等於第三級 406 引入之遲延。另外，平衡信號 V3 / V3B 及平衡信號 V1 / V1B 間相位差等於第一級 402 引入之遲延。注意！振鈴振盪器各級 402、404、406 引入之遲延皆相同。

現在描述級 402、404、406 產生該種遲延之方法。電晶體 Q27 及 Q5 代表一射極耦合對。電晶體 Q27 及 Q5 集極分別連接至射極隨耦器 Q29 及 Q7 基極。第一級 402 引入之遲延等於由射極耦合對 (電晶體 Q27 及 Q5) 基極至射極隨耦器 Q29 及 Q7 射極求得之遲延。

類似地，第二級 404 引入之遲延等於由射極耦合對 (電晶

## 五、發明說明( )

體 Q37 及 Q15) 基極至第二級 404 之射極隨耦器 Q39 及 Q17 射極所得之遲延。第三級 406 引入之遲延等於由射極偶合對(電晶體 Q42 及 Q20) 基極至第三及 406 之射極隨耦器 Q44 及 Q21 射極所得之遲延。

要注意振鈴振盪器之級 402、404、406 產生之遲延不等於 0。因此振鈴振盪器產生之平衡信號  $V1/V1B$ 、 $V2/V2B$ 、 $V3/V3B$  相位差為任意值(在此為  $240^\circ$ )。

### 4. 相位修正器

圖 5 是調變器 102 之相位修正器 112 範例線路圖(此圖亦代表解調器 202 之相位修正器 218)。相位修正器 112 包含多個電晶體及電阻。圖 5 之電晶體以具有 "T" 字首之參考數字標示。圖 5 之電阻以具有 "RE" 字首之參考數字標示。這些字首是用來和圖 4 所用之字首區別。

如同 VCO 110，相位修正器 112 之電晶體最好為二極式技術電晶體。這些電晶體之標準因數最好為 0.313。但要知道，可替代使用其他電晶體技術所製成之電晶體。另外，可替代使用其他標準因數之電晶體。

相位修正器 112 之較佳電阻值示於圖 5。這些值之單位為歐姆。但要知道可替代使用其他電阻值。

如同 VCO 110，圖 5 之 VCC 等於 0 伏，而 VEE 等於 3.6 伏。

相位修正器 112 包含三級，以 502、504、506 表示。相位修正器 112 之第一級 502 和 VCO 110 之第一級 402 相連。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

系

## 五、發明說明 ( 15)

類似地，相位修正器112之第二級504和VCO 110之第二級404相連，相位修正器112第三級506和VCO 110之第三級406相連。相位修正器112之第一、二及三級502、504、506實質上皆相同。因此，相位修正器112對VCO 110之第一、二、三級402、404、406負載皆相同。此相同之負載更確使VCO 110產生之平衡信號 $V1/V1B$ 、 $V2/V2B$ 、 $V3/V3B$ 大小相同。注意，通常相位修正器112之級數和VCO 110之級數相同。另外注意在調變器102第三級506之目的僅為負載。對解調器202，第三級506提供一參考的輸出頻率，利用一知名之載子復原方法提供將VCO 220相位鎖定於調變資料信號204之方式。

相位修正器接收VCO 110產生之平衡信號 $V1/V1B$ 、 $V2/V2B$ 、 $V3/V3B$ 。如前所述，該等平衡信號 $V1/V1B$ 、 $V2/V2B$ 、 $V3/V3B$ 為等長及 $240^\circ$ 相位差。此歸因於平衡信號 $V1/V1B$ 、 $V2/V2B$ 、 $V3/V3B$ 對適當運作相位修正器112是必須的。則相位修正器112利用以下向量幾何原理來產生I載子信號元件114及Q載子信號元件116；當結合2等長、任意相位差之向量來形成一向量和及向量差，此向量和及向量差之相位差絕對為 $90^\circ$ 。特別是相位修正器112之運作將平衡信號 $V1/V1B$ 及平衡信號 $V2/V2B$ 結合，以便形成正交之差信號 $VD/VDB$ 及和信號 $VS/VSB$ 。現在對相位修正器112之此種運作進行詳述。

電晶體T1及T4代表一知名之射極耦合對。類似地，電

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 16 )

晶體 T2 及 T3、T5 及 T8、T6 及 T7、T15 及 T18，以及 T16 及 T17 代表著名之射極耦合對。注意，電晶體 T1 集極和電晶體 T6 集極相連。此集極連接之運作產生一知名的加法設施。使得共集極接面之向量等於負的電晶體 T1 基極及電晶體 T6 基極向量和。向量 V1 出現在電晶體 T1 基極，而向量 V2B 出現在電晶體 T6 基極。因此，共集極接面之向量正比於  $-(V1+V2B)$ 。回憶一下，V2B 是 V2 之反向 (相位差為  $180^\circ$ )。結果，共集極接面向量正比於  $-(V1-V2)$ 。此向量稱為向量差或 VD。

電晶體 T4 及 T7 之集極彼此相連。基於前述理由，電晶體 T4 及 T7 之共集極接面向量等於負的電晶體 T4 基極向量及電晶體 T7 基極向量和。向量 V1B 出現在電晶體 T4 基極及向量 V2 出現在電晶體 T7 基極。因此，電晶體 T4 及 T7 共集極接面向量正比於  $-(V1B+V2)$ 。等於電晶體 T4 及 T7 之共集極接面向量正比於  $-(V1B-V2B)$ 。此向量稱為反向向量差或 VDB。向量 VD 及 VDB 共同代表一平衡向量差。

電晶體 T2 及 T8 集極彼此相連。向量 V1 在電晶體 T2 基極及向量 V2 在電晶體 T8 基極。因此，電晶體 T2 及 T8 共集極接面向量正比於  $-(V1+V2)$ 。此向量稱為向量和，或 VS。

電晶體 T3 及 T5 之集極彼此相連。向量 V1B 在電晶體 T3 基極，向量 V2B 在電晶體 T5 基極。因此，電晶體 T3 及 T5 之共集極接面向量正比於  $-(V1B+V2B)$ 。此向量稱為反向向量和或 VSB。向量 VS 及 VSB 共同代表一平衡向量和。

既然平衡向量 V1 / V1B 及 V2 / V2B 為等長、 $240^\circ$  相位

## 五、發明說明 ( 17 )

差，其平衡向量和  $V_S / V_{SB}$  及平衡向量差  $V_D / V_{DB}$  為正交。平衡向量和  $V_S / V_{SB}$  及平衡向量差  $V_D / V_{DB}$  分別視同 I 載子信號元件 114 及 Q 載子信號元件 116 提供給乘法器 118、120。

電阻 RE13、RE14、RE15 及 RE16 是用來確使平衡向量  $V_D / V_{DB}$  及  $V_S / V_{SB}$  大小相同。特別是，選擇電阻 RE13、RE14、RE15 及 RE16 值，使得平衡向量  $V_D / V_{DB}$  及  $V_S / V_{SB}$  在 VCO 110 作用頻寬下大小相同。既然每一級之相位設定為  $(180^\circ) / N$ ，其中 N 為 ECL 之級數，因此，電阻 RE13、RE14、RE15 及 RE16 值僅依賴所使用之 ECL 級數來設定 VCO 110 之中央振盪頻率。既然每一級之相位固定和調整頻率無關，僅和 ECL 之級數相關，則無需再設計及／或再實施相位修正器 112 電路圖來調整以變更調整振盪頻率。

同電晶體 T17 及 T18 之集極，電晶體 T15 及 T16 之集極彼此相連。向量  $V_3$  在電晶體 T15 及 T16 基極，向量  $V_{3B}$  在電晶體 T17 及 T18 基極。因此，電晶體 T15 及 T16 共集極接面向量正比於  $-(V_3 + V_{3B})$  或  $-2 * V_3$ 。此向量稱為 VO。電晶體 T17 及 T18 共基極接面向量正比於  $-(V_{3B} + V_3)$  或  $-2 * V_{3B}$ 。此向量稱為 VOB。在本發明，向量 VO 及 VOB (共同代表一平衡向量) 並未用於調變器 102，但在解調器 202 中提供一輸出參考信號來鎖定 VCO 220 相位。如下所述，電晶體 T15、T16、T17 及 T18 目的僅為負載。

電阻 RE1、RE2、RE3、RE4、RE5、RE6、RE7、

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 18)

RE8、RE9、RE10、RE11及RE12確使射極耦合對T1/T4、T2/T3、T5/T8、T6/T7、T15/T18及T16/T17在其線性範圍作用。

電晶體T14、T13、T12、T11、T20、T19及T10代表一知名之電流反射。流經電晶體T10(由集極至射極)之電流反射至電晶體T14、T13、T12、T11、T20、T19(由集極至射極)。此電流反射有效地設定流經電晶體T1、T2、T3、T4、T5、T6、T7、T8、T15、T16、T17及T18電流。電流的流經T10是以一知名的方式將電晶體T10和電晶體T9及電阻RE19結合而建立的。電晶體T21形成一防止電晶體T9關閉的細電流。

相位修正器112亦在1991年9月2日登記，日本編號3-246563，名為相位位移器之日本專利申請中進行描述，而1993年4月30日發表之日本專利申請Kokai No. 5-11 03 69，則以其內容為參考。

要知道，本發明上述之各實施例，只是範例，而非限制。因此，本發明之幅度及範圍不應限於任何上述之範例來實施例，但應只依照以下專利及其同等物來進行定義。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

四、中文發明摘要 (發明之名稱：一具有相位修正器之調變解調器以及一使用多級式振鈴振盪器而實施的電壓控制振盪器)

本發明係關於一用於無線通訊系統之調變解調器所使用之載子產生器電路。該載子產生器電路包括一電壓控制振盪器，該電壓控制振盪器包含一用以產生N個等長及任意相位差之平衡向量的N級式振鈴振盪器。該載子產生器電路電路亦包含一用以將兩個平衡向量相加以產生一向量和及將該兩個平衡向量相減以產生一向量差的相位修正器。向量和及向量差之相位差為 $90^\circ$ 。向量和代表一I(共相)(in-phase)載子信號元件，向量差代表一Q(正交相位)載子信號元件。這些I及Q載子信號元件，可用來傳送及接收資料信號。

A MODEM HAVING A PHASE CORRECTOR AND A  
英文發明摘要 (發明之名稱：VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR IMPLEMENTED  
USING A MULTI-STAGE RING OSCILLATOR)

A carrier generator circuit for use in a modem employed in a wireless communication system is described. The carrier generator circuit includes a voltage controlled oscillator comprising an N-stage ring oscillator to generate N balanced vectors of equal magnitude and arbitrary phase difference. The carrier generator circuit also includes a phase corrector to add two of the balanced vectors to generate a sum vector and to subtract the two balanced vectors to generate a difference vector. The sum vector and difference vector have a phase difference of 90 degrees. The sum vector represents an I (in-phase) carrier signal component and the difference vector represents a Q (quadrature-phase) carrier signal component. These I and Q carrier signal components can be used to transmit and receive data signals.

## 六、申請專利範圍

1. 一種無線通訊系統所用調變解調器之載子產生器電路包含：

一電壓控制振盪器，其包含一用以產生N個等長、任意相位差之平衡向量的N級式振鈴振盪器；以及

一相位修正器，其將二平衡向量相加以產生一向量和，及將此二平衡向量相減以產生一向量差，該向量和與向量差的相位差為 $90^\circ$ ，該向量和代表—I(共相)(in-phase)載子信號元件，而該向量差代表—Q(正交相位)載子信號元件。

2. 根據申請專利範圍第1項之載子產生器電路，其中N等於2。

3. 根據申請專利範圍第1項之載子產生器電路，其中N為大於2之整數。

4. 根據申請專利範圍第1項之載子產生器電路，其中該N級振鈴振盪器之第一級包含：

一第一增益設定負載，其具有一第一終端及一第二終端，一用於該第一終端的VCC電壓；

一第一射極隨耦器，其具有一和該第二終端相連之基極，該VCC電壓用於該第一射極隨耦器集極，表示該平衡向量部分之第一輸出向量可由該第一射極隨耦器之一射極獲得；以及

一電流反射之第一部份，其和該第二終端相連以形成一流經第一增益設定負載之第一電流，該第一電流形成一經第一增益設定負載之第一壓降，該第一輸出向量有

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 六、申請專利範圍

一 等於該VCC電壓減去第一壓降之第一數值；

該N級之第二級包含：

一 第二增益負載，其具有一第一終端及第二終端，該VCC電壓用於第二增益設定負載第一終端；

一 第二射極隨耦器，其具有一和該第二增益設定負載第二終端相連之基極，該VCC電壓用於第二射極隨耦器之集極，代表另一該平衡向量部分之第二輸出向量可由該第二射極隨耦器之一射極產生；以及

該電流反射一第二部份連接至該第二增益設定負載第二終端，(以形成一第二電流，該第二電流實質上等於流經第二增益設定負載之第一電流)，該第二電流形成一經第二增益設定負載之第二壓降，該第二增益設定負載有一實質上等於第一增益設定負載之增益設定負載值，使得該第二壓降實質上等於第一壓降，該第二輸出向量有一等於VCC電壓減掉第二壓降之第二數值，該第二數值實質上等於該第一數值。

5. 根據申請專利範圍第5項之載子產生器電路，其中該N級振鈴振盪器之每一級引入相位延遲，使得振鈴振盪器產生之平衡向量有任意相位差。
6. 根據申請專利範圍第5項之載子產生器電路，其中該振鈴振盪器之第一及第二級各包含一射極耦合對，第二級中的射極耦合對之基極和第一級中的第一射極隨耦器之射極相連，第二級中的射極耦合對之集極和第一級中的射極隨耦器之基極相連，使得藉由第二級引入之相位延

## 六、申請專利範圍

遲等於信號傳送延遲，該信號傳送延遲是從第二級中的射極耦合對之基極至第二級中的射極隨耦器之射極。

7. 根據申請專利範圍第1項之載子產生器電路，其中該相位修正器包含N個同樣的級，該相位修正器每一級和振鈴振盪器之一級相連，使得振鈴振盪器之各級負載相同。

8. 根據申請專利範圍第7項之載子產生器電路，其中該相位修正器第一級包含：

第一及第二射極耦合對，該第一及第二射極耦合對皆接收一第一向量及一第一反向量，該第一向量及第一反向量代表一平衡向量；

該相位修正器第二級包含：

第三及第四射極耦合對，該第三及第四射極耦合對皆接收一第二向量及一第二反向量，該第二向量及第二反向量代表另一平衡向量；

其中一電晶體集極形成部份第一射極耦合對，具有一連接至該第一向量基極，在一第一共集極點和一形成部份第四射極耦合對之電晶體集極相連，具有一連接至該第二反向量的基極，一由該第二反向量與該第一向量之向量和產生的第一輸出向量，可由該第一共集極點獲得，該第一輸出向量代表該向量差之一部份；以及

形成部份第二射極耦合對的電晶體集極，具有一和該第一向量相連之基極，由一第二共集極點和一形成部份第三射極耦合對之電晶體集極相連，有一和第二向

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 六、申請專利範圍

量相連之基極，一由該第一向量與該第二向量和產生之第二輸出向量，具可藉由該第二共集極點獲得，該第二輸出向量代表該向量和之一部份。

### 9. 一無線通訊系統之調變解調器所用之調變器包含：

一電壓控制振盪器，其包含一N級式振鈴振盪器以產生N個等長、任意相位差之平衡向量；

一相位修正器，其將2平衡向量相加以產生一向量和及將該2平衡向量相減以產生一向量差，該向量和及向量差之相位差為 $90^\circ$ ，該向量和代表一I(共相)(in-phase)載子信號元件，而該向量差代表一Q(正交相位)載子信號元件；以及

利用I及Q資料信號將該I及Q載子信號元件調變的方法。

### 10. 根據申請專利範圍第9項之調變器，其中該N級式振鈴振盪器第一級包含：

一第一增益設定負載具有一第一終端及第二終端，一VCC電壓用於該第一終端；

一基極和該第二終端相連之第一射極隨耦器，該VCC電壓用於該第一射極隨耦器之集極，一第一輸出向量代表該諸平衡向量之一的一部份，可藉由該第一射極隨耦器之一射極產生；以及

一電流反射之第一部份和該第二終端相連，以產生一流經該第一增益設定負載之第一電流，該第一電流產生一經第一增益設定負載之第一壓降，該第一輸出向量有

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 六、申請專利範圍

一 等於該VCC電壓減掉第一壓降之第一數值；

該N級之第二級包含：

一 第二增益設定負載具有一第一終端及一第二終端，該VCC電壓用於該第二增益設定負載第一終端；

一 第二射極隨耦器具有一基極和該第二增益設定負載第二終端相連，該VCC電壓用於第二射極隨耦器之集極，一第二輸出向量代表該諸平衡向量之另一向量的部分，其可藉由該第二射極隨耦器之一射極獲得；以及

該電流反射之第二部份連接至該第二增益設定負載第二終端以形成一第二電流，該第二電流實質上等於流經第二增益設定負載之第一電流，該第二電流形成一經該第二增益設定負載之第二壓降，該第二增益設定負載具有一實質上等於第一增益設定負載之增益設定負載值，使得該第二壓降實質上等於第一壓降，該第二輸出向量具有一等於VCC電壓減去該第二壓降之第二數值，該第二數值實質上等於該第一數值。

11. 根據申請專利範圍第10項之調變器，其中該N級振鈴振盪器各級引入相位延遲，使得藉由振鈴振盪器產生之平衡向量為任意相位差。

12. 根據申請專利範圍第11項之調變器，其中該振鈴振盪器之第一及第二級各包含一射極耦合對，該第二級中的射極耦合對之基極和第一級中的第一射極隨耦器之射極相連，該第二級中的射極耦合對之集極和第一級中的射極隨耦器之基極相連，使得藉由第二級引入之相位延遲等

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 六、申請專利範圍

於信號傳送延遲，該信號傳送延遲是由第二級中的射極偶合對之基極至第二級中的射極隨耦器之射極。

13. 根據申請專利範圍第9項之調變器，其中該相位修正器包含N個同樣的級，該相位修正器之每一級和振鈴振盪器之一級相連，使得該振鈴振盪器各級之負載相同。
14. 根據申請專利範圍第13項之調變器，其中該相位修正器第一級包含：

第一及第二射極偶合對，該第一及第二射極偶合對皆接收一第一向量及第一反向量，該第一向量及第一反向量代表一平衡向量；

該相位修正器第二級包含：

第三及第四射極偶合對，該第三及第四射極偶合對皆接收一第二向量及第二反向量，該第二向量及第二反向量代表另一平衡向量；

其中一電晶體集極形成部份之第一射極偶合對，具有一基極和第一向量相連，以一第一共集極點和形成部份之第四射極偶合對之一電晶體之集極相連，有一基極和該第二反向量相連，由該第二反向量與該第一向量之和產生的第一輸出向量，可藉由該第一共集極點獲得，該第一輸出向量代表該向量差之一部份；以及

一電晶體之集極形成部份之第二射極偶合對，具有一基極和第一向量相連，在一第二共集極點和形成部份之第三射極偶合對之一電晶體集極相連，具有一基極和該第二向量相連，由該第一向量與該第二向量的和產生之

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 六、申請專利範圍

第二輸出向量，可藉由該第二共集極點獲得，該第二輸出向量代表該向量和之一部份。

### 15. 一無線通訊系統之調變解調器所用之解調器包含：

一電壓控制振盪器，其包含一N級式振鈴振盪器以產生N個等長、任意相位差之平衡向量；

一相位修正器，其將2平衡向量相加以產生一向量和及將該2平衡向量相減以產生一向量差，該向量和及向量差之相位差為 $90^\circ$ ，該向量和代表一I(共相)(in-phase)載子信號元件，而該向量差代表一Q(正交相位)載子信號元件；以及

利用I及Q載子信號元件，解調調變I及Q載子元件之方法。

### 16. 根據申請專利範圍第15項之解調器，其中該N級式振鈴振盪器第一級包含：

一第一增益設定負載具有一第一終端及第二終端，一VCC電壓用於該第一終端；

一基極和該第二終端相連之第一射極隨耦器，該VCC電壓用於該第一射極隨耦器之集極，一第一輸出向量代表該諸平衡向量之一的一部份，其可藉由該第一射極隨耦器之一射極獲得；以及

一電流反射之第一部份和該第二終端相連，以產生一流經該第一增益設定負載之第一電流，該第一電流產生一經第一增益設定負載之第一壓降，該第一輸出向量具有一等於該VCC電壓減掉第一壓降之第一數值；

## 六、申請專利範圍

該N級之第二級包含：

一 第二增益設定負載具有一第一終端及第二終端，該VCC電壓用於該第二增益設定負載第一終端；

一 基極和該第二增益設定負載第二終端相連之第二射極隨耦器，該VCC電壓用於第二射極隨耦器集極，一第二輸出向量代表由第二射極隨耦器射極可用之另一平衡向量之部份；以及

該電流反射之第二部份連接至該第二增益設定負載第二終端以形成一第二電流，該第二電流實質上等於流經第二增益設定負載之第一電流，該第二電流形成一經該第二增益設定負載之第二壓降，該第二增益設定負載具有一實質上等於第一增益設定負載之增益設定負載值，使得該第二壓降實質上等於第一壓降，該第二輸出向量具有一等於VCC電壓減去該第二壓降之第二數值，該第二數值實質上等於該第一數值。

17. 根據申請專利範圍第16項之解調器，其中該N級振鈴振盪器各級引入相位延遲，使得振鈴振盪器產生之平衡向量為任意相位差。

18. 根據申請專利範圍第17項之解調器，其中該振鈴振盪器之第一及第二級各包含一射極耦合對，該第二級中的射極耦合對之基極和第一級中的第一射極隨耦器之射極相連，該第二級中的射極耦合對之集極和第一級中的射極隨耦器之基極相連，使得第二級引入之相位延遲等於信號傳送延遲，該信號傳送延遲是由第二級中的射極耦合對之基極至第二級中的射極隨耦器之射極。

## 六、申請專利範圍

19. 根據申請專利範圍第15項之解調器，其中該相位修正器包含N個同樣的級，該相位修正器之每一級和振鈴振盪器之一級相連，使得該振鈴振盪器各級之負載相同。

20. 根據申請專利範圍第19項之解調器，其中該相位修正器第一級包含：

第一及第二射極耦合對，該第一及第二射極耦合對皆接收一第一向量及第一反向量，該第一向量及第一反向量代表一平衡向量；

該相位修正器第二級包含：

第三及第四射極耦合對，該第三及第四射極耦合對皆接收一第二向量及第二反向量，該第二向量及第二反向量代表另一平衡向量；

其中一電晶體集極形成部份之第一射極耦合對，有一基極和第一向量相連，以一第一共集極點和形成部份之第四射極耦合對之一電晶體之集極相連，有一基極和該第二反向量相連，由該第二反向量與該第一向量的和產生之第一輸出向量，可藉由該第一共集極點獲得，該第一輸出向量代表該向量差之一部份；以及

一電晶體之集極形成部份之第二射極耦合對，具有一基極和第一向量相連，在一第二共集極點和形成部份之該第三射極耦合對之一電晶體之集極相連，具有一基極和該第二向量相連，由該第一向量與該第二向量的和產生之第二輸出向量，可藉由該第二共集極點獲得，該第二輸出向量代表該向量和之一部份。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

圖 1

102

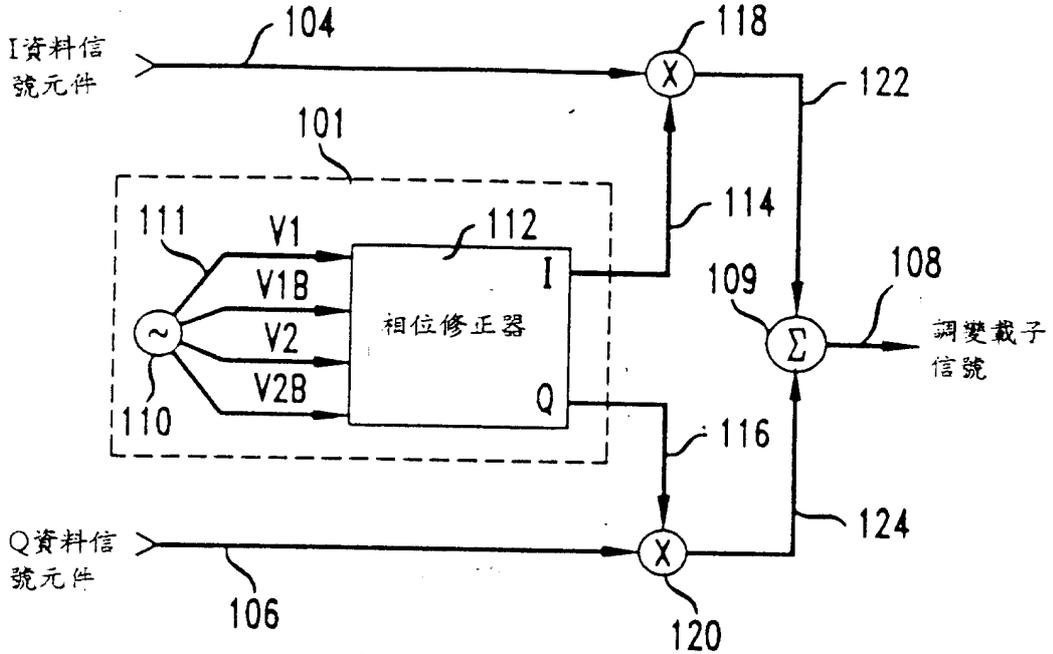
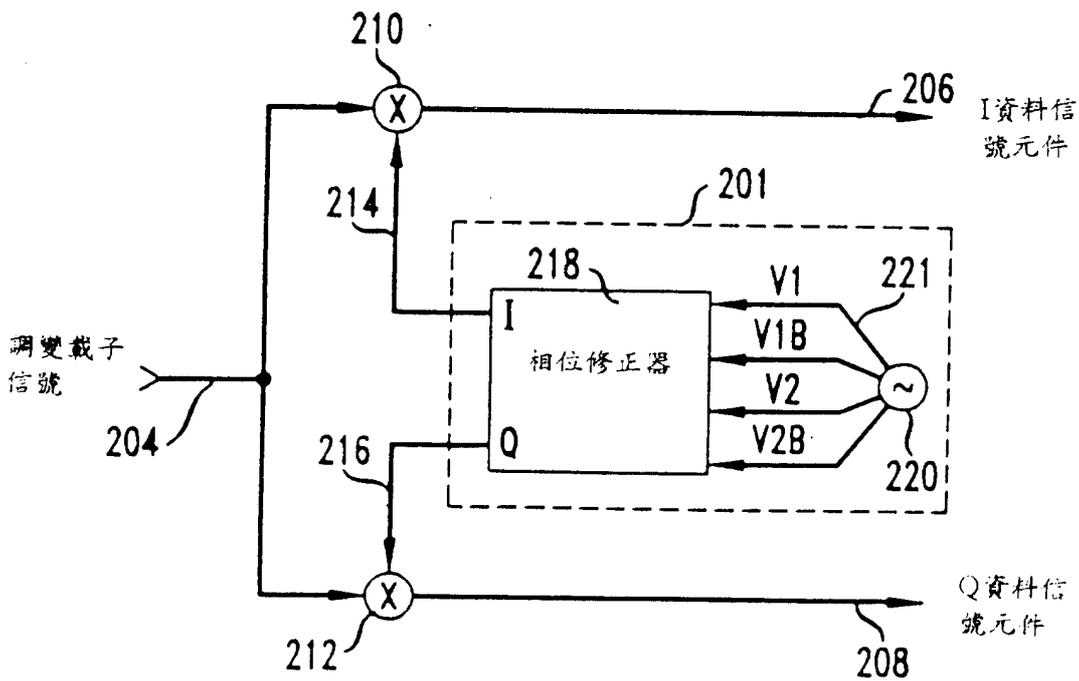


圖 2

202



修正  
年 月 日

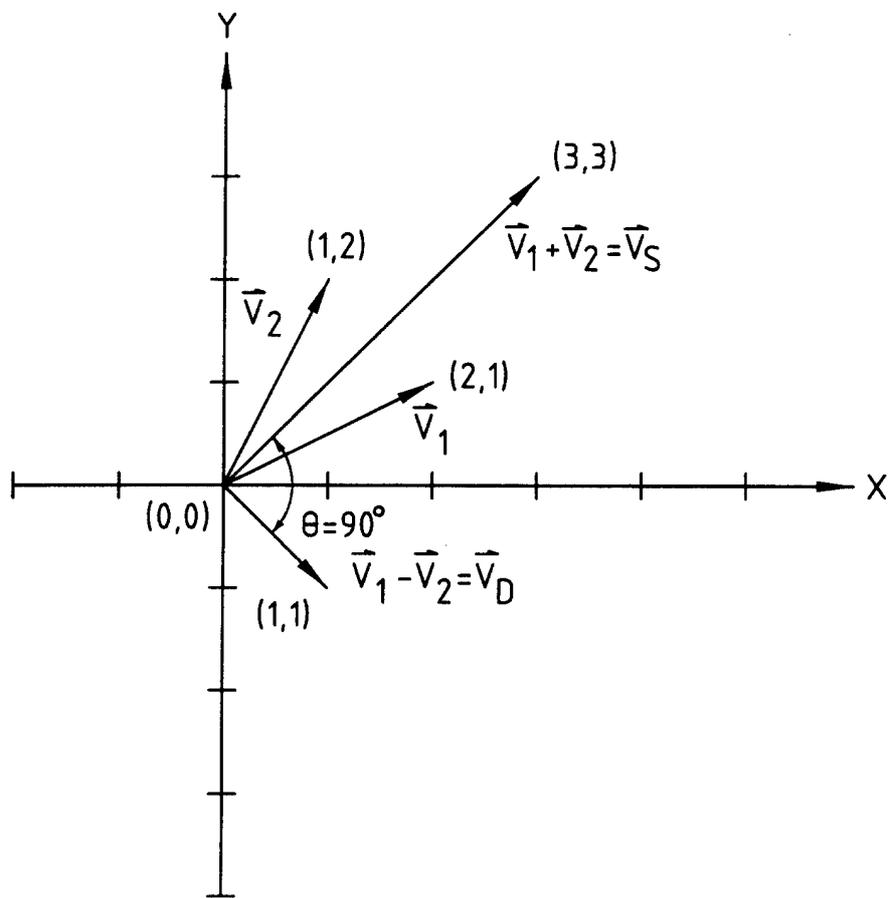


圖 3

修正  
補充  
年2月1日

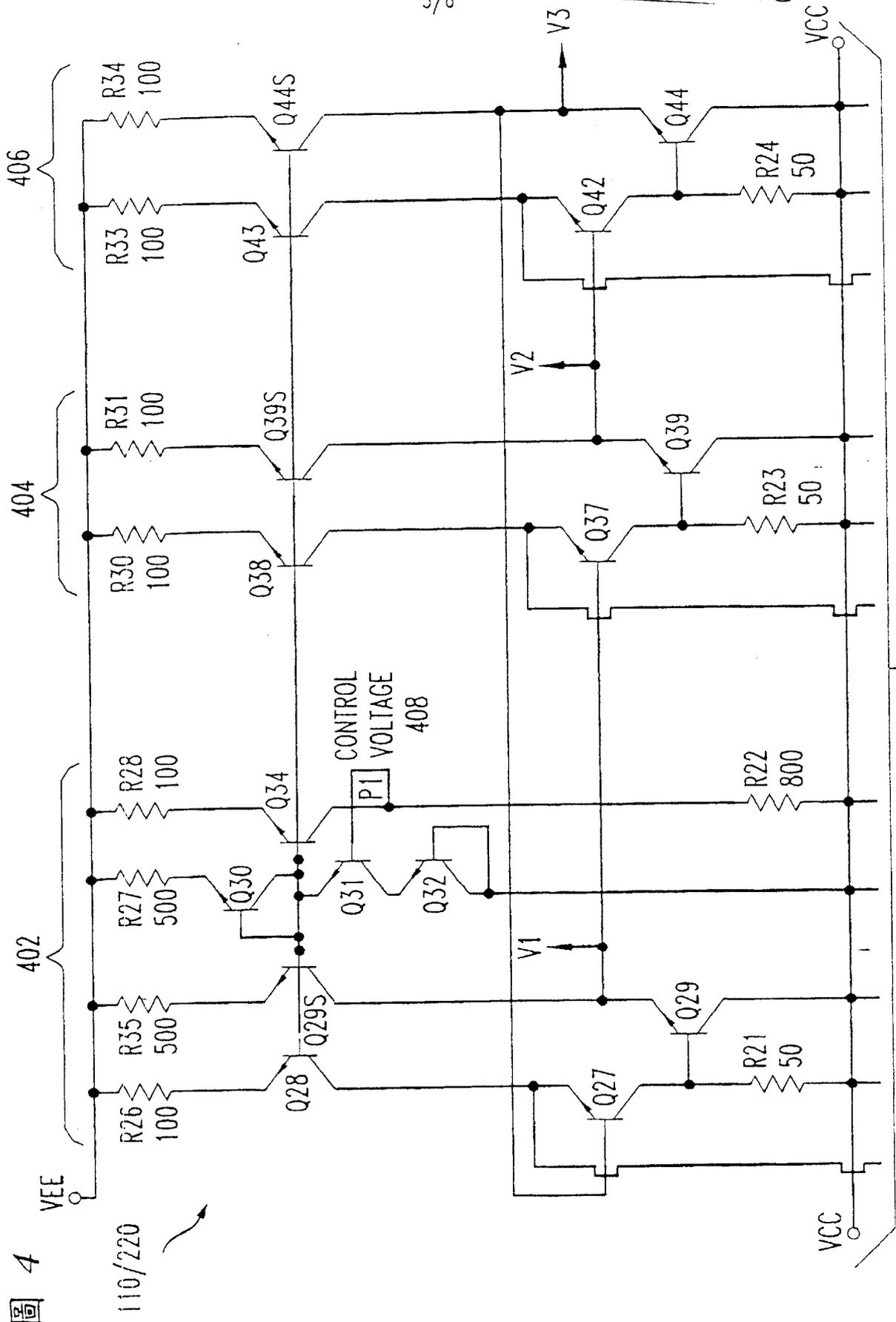


圖 4

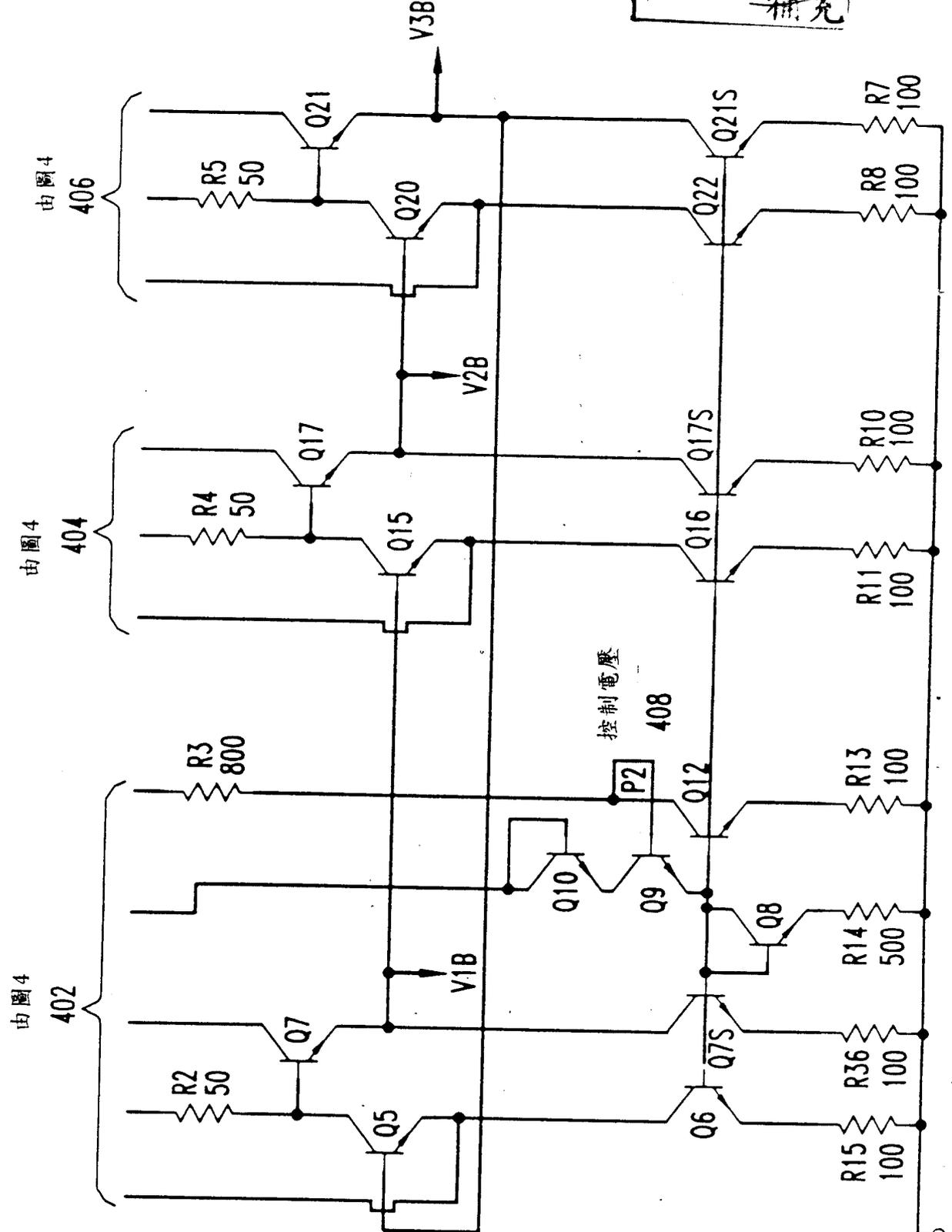
110/220

至圖 4B

修正  
補充  
年 月 日

圖4B

110/220



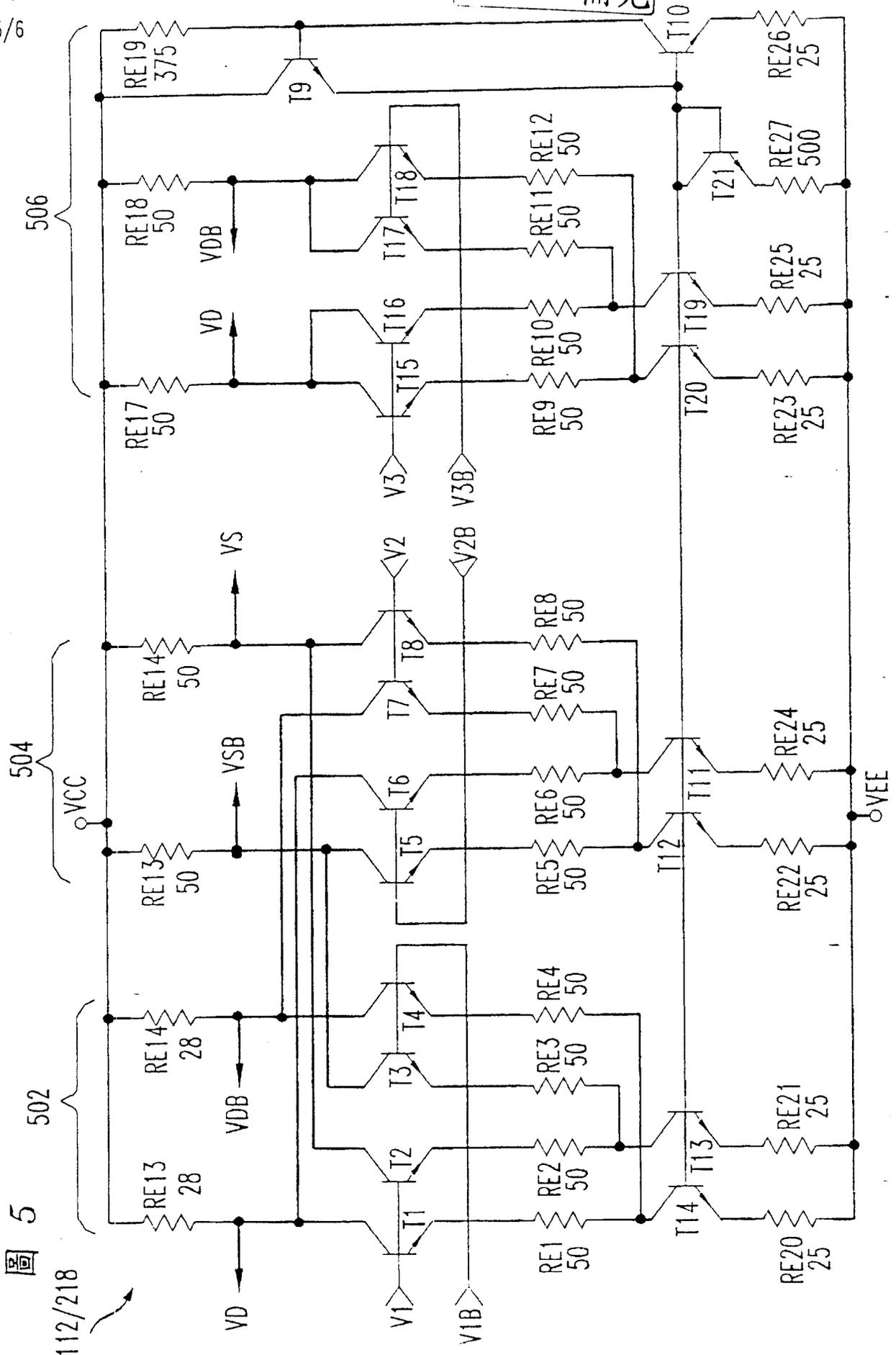
296512

修正  
補充  
年2月1日

5/6

圖 5

112/218



296512

修正  
補充  
平2月1日

圖 6

