

公告本

294864

申請日期	85 年 4 月 12 日
案 號	85104449
類 別	Int.·Cl ⁶ / H04B / 126

A4
C4

(以上各欄由本局填註)

294864

發 明 專 利 說 明 書

一、發明 名稱	中 文	超外差接收裝置
	英 文	Superheterodyne receiver apparatus
二、發明 創作人	姓 名	(1) 岡信大和
	國 籍	(1) 日本 (1) 日本國東京都品川區北品川六-七-三五
	住、居所	
三、申請人	姓 名 (名稱)	(1) 蘇妮股份有限公司 ソニー株式会社
	國 籍	(1) 日本 (1) 日本國東京都品川區北品川六丁目七番三五號
	住、居所 (事務所)	
	代 表 人 名 姓	(1) 出井伸之

裝

訂

線

294864

(由本局填寫)

承辦人代碼：
大類：
IPC分類：

A6
B6

本案已向：

國(地區) 申請專利, 申請日期: 案號: , 有 無主張優先權
 日本 1995年 1月 25日 7-028795 無主張優先權

有關微生物已寄存於: , 寄存日期: , 寄存號碼:

(請先閱讀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)

本發明係關於一種超外差接收裝置。

一般而言，以超外差接收器，影像干擾訊號可藉由設定第一中頻達到高於接收頻率而可衰減至不會產生任何問題之位準，且藉由設定第二中頻以使其低於第一中頻，即可移去鄰近站之干擾。

但是，當第一和第二中頻以此方式設定時，第二局部振盪頻率較高，且如果第二局部振盪頻率之頻率精準度不高時，在接收頻率中會引起追蹤錯誤。

爲了避免上述問題，第二局部振盪訊號可使用晶體振盪電路形成。但是，由於第一局部振盪訊號使用PLL形成，因此，亦需要另一晶體振盪電路。此意即，需要兩個晶體振盪電路，如此會增加成本。

習知技藝中亦提供一種方法，其中形成第一局部振盪訊號之用於PLL之晶體振盪電路之振盪頻率受乘積以形成第二局部振盪訊號。但是，在此例中，帶通濾波器必需由乘法電路之輸出訊號中抽取用於第二局部振盪訊號之必要頻率，如此會令接收器變大。亦需考量雜散干擾特性，因此對於系統設計而言會引起更多的問題。

由於第一中頻變高，如果第二局部振盪訊號由晶體振盪電路或乘積而產生時，第一中頻變高，則第一中頻濾波器可放入IC型式中。

因此，本發明之目的可解決上述之問題。

發明概要

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

不

訂

五、發明說明(2)

爲了解決這些問題，本發明之接收裝置包含一第一局部振盪器，一第一對混波電路，一第二局部振盪器，一第二對混波電路，一加法電路，一帶通濾波器，和一調變電路。第一局部振盪器產生一對第一局部振盪訊號，其相位互相相差 90° 。第一對混波電路用以混合具有高頻之接收訊號和該第一局部振盪訊號時，以產生一對具有相當低頻率之第一中頻訊號。第二局部振盪器產生一對第二局部振盪訊號，其相位互相相差 90° 。

第二對混波電路用以分別混合第一中頻訊號對和該第二局部振盪訊號時，以產生一對具有中頻之第二中頻訊號，一加法電路用以將第二中頻訊號對互加，一帶通濾波器用以由該加法電路中接收一輸出訊號。一解調電路用以由該帶通濾波器之輸出再生一接收訊號之原始訊號。該第二局部振盪機構具有一電容和電阻決定第二中頻，和該帶通濾波器具有一電容和電阻決定一中央頻率。

該解調電路爲一FM解調電路，和該解調電路之中央頻率由電容和電阻所決定。

再者，決定第二局部振盪頻率之電容和電阻和決定該帶通濾波器之中央頻率之電容和電阻安裝在一單一IC晶片中。

此外，決定第二局部振盪頻率之電容和電阻，決定該帶通濾波器之中央頻率之電容和電阻，和決定該解調電路之中央頻率之電容和電阻安裝在一單一IC晶片中。

在本發明中在接收頻率中之變化依照在該第一局部振

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明(3)

盪訊號之頻率中之改變而執行，而在接收頻率中之變化依照在該第一局部振盪訊號之頻率中之改變而執行。

再者，該第一由一鎖相迴路構成，和一自動頻率控制電路用以自動頻率控制該第二局部振盪頻率。

此外，該第一由一鎖相迴路構成，和一自動頻率控制電路用以自動頻率控制該第二局部振盪頻率。

在此裝置中，當第二局部振盪電路之第二局部振盪頻率改變時，帶通濾波器之中央頻率亦以相同的方式改變，以消除追蹤錯誤。

附圖簡述

圖 1 為本發明之一實施例之電路構造之方塊圖；

圖 2 A 和 2 B 為圖 1 之電路之操作圖；

圖 3 為圖 1 之電路之一部份之例之連接圖；

圖 4 為圖 3 之例之接續部份之連接圖；

圖 5 為圖 3 之電路之等效電路圖；

圖 6 為圖 5 之電路之操作之波形圖；

圖 7 為圖 1 之電路之另一部份之例之連接圖；

圖 8 為圖 1 之電路之又一部份之例之連接圖；

圖 9 為圖 8 之例之接續部份之連接圖；

圖 10 A 至 10 F 為圖 8 和圖 9 之電路之操作之波形圖；和

圖 11 為圖 8 和圖 9 之電路之操作特性圖。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明(4)

較佳實施例之詳細說明

整體構造

圖 1 為本發明應用至一接收電路以用於基地台和具有 FM 訊號當成接收訊號之無線電話之手持話機。FM 訊號 S_r 由天線 1 所接收，並供應至第一混波電路 1 1 和 2 1 以經由帶通濾波器 2 用以正交轉換為一 I 軸和一 Q 軸，以供預失選擇器使用，和供應至高頻放大器 3。

PLL 1 4 提供當成第一局部振盪電路。PLL 1 4 提供振盪訊號 S_{14} 之輸出，其頻率等於接收訊號 S_r 之載波頻率。訊號 S_{14} 提供至混波電路 1 1 當成第一局部振盪訊號，並提供至移相電路 2 4 以移動相位 $\pi/2$ ，並產生一移相訊號 S_{24} 。移相訊號 S_{24} 而後提供至第一混波電路 2 1，當成第一局部振盪訊號。

所接收之訊號，如圖 2 A 所示，具有一訊號分量 S_a 在下旁頻帶和一訊號分量 S_b 在上旁頻帶。再者，如果使

ω_o : 接收訊號 S_r 之載波頻率 (角頻率)

ω_a : 訊號分量 S_a 之角頻率

$$\omega_a < \omega_o$$

E_a : 訊號分量 S_a 之振幅

ω_b : 訊號分量 S_b 之角頻率

$$\omega_b > \omega_o$$

E_b : 訊號分量 S_b 之振幅

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明(5)

$$\Delta\omega_a = \omega_o - \omega_a$$
$$\Delta\omega_b = \omega_b - \omega_o,$$

則，

$$S_r = S_a + S_b$$
$$S_a = E_a \cdot \sin\omega_a t$$
$$S_b = E_b \cdot \sin\omega_b t.$$

再者，如果使

E 1 : 第一局部振盪訊號 S 1 4 和 S 2 4 之振幅

則

$$S_{14} = E_1 \cdot \sin\omega_o t$$
$$S_{24} = E_1 \cdot \cos\omega_o t.$$

因此，如果使

S 1 1 , S 1 2 : 混波電路 1 1 和 2 1 之輸出訊號，

則

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明(6)

$$\begin{aligned}
S_{11} &= S_r \cdot S_{14} \\
&= (E_a \cdot \sin \omega_a t + E_b \cdot \sin \omega_b t) \times E_1 \cdot \sin \omega_0 t \\
&= \alpha_a \{-\cos(\omega_a + \omega_0)t + \cos(\omega_0 - \omega_a)t\} \\
&\quad + \alpha_b \{-\cos(\omega_b + \omega_0)t + \cos(\omega_b - \omega_0)t\} \\
&= \alpha_a \{-\cos(\omega_a + \omega_0)t + \cos \Delta \omega_a t\} \\
&\quad + \alpha_b \{-\cos(\omega_b + \omega_0)t + \cos \Delta \omega_b t\} \\
S_{21} &= S_r \cdot S_{24} \\
&= (E_a \cdot \sin \omega_a t + E_b \cdot \sin \omega_b t) \times E_1 \cdot \cos \omega_0 t \\
&= \alpha_a \{\sin(\omega_a + \omega_0)t - \sin(\omega_0 - \omega_a)t\} \\
&\quad + \alpha_b \{\sin(\omega_b + \omega_0)t + \sin(\omega_b - \omega_0)t\} \\
&= \alpha_a \{\sin(\omega_a + \omega_0)t - \sin \Delta \omega_a t\} \\
&\quad + \alpha_b \{\sin(\omega_b + \omega_0)t + \sin \Delta \omega_b t\}
\end{aligned}$$

其中

$$\alpha_a = E_a \cdot E_1 / 2$$

$$\alpha_b = E_b \cdot E_1 / 2$$

由上式可知，用於角頻率 $\Delta \omega_a$ 和 $\Delta \omega_b$ 之訊號分量為所需之中頻。訊號 S_{11} 和 S_{21} 提供至低通濾波器 1 2 和 2 2，且可得到用於角頻率 $\Delta \omega_a$ 和 $\Delta \omega_b$ 之訊號分量，當成第一中頻訊號 S_{12} 和 S_{22} 。訊號 S_{12} 和 S_{22} 以下式表示。

$$S_{12} = \alpha_a \cdot \cos \Delta \omega_a t + \alpha_b \cdot \cos \Delta \omega_b t$$

$$S_{22} = -\alpha_a \cdot \sin \Delta \omega_a t + \alpha_b \cdot \sin \Delta \omega_b t$$

在此例中，由上式和圖 2 A 明顯的可知，訊號 S_{12} 和 S_{22} 為基頻訊號。

再者，訊號 S_{12} 和 S_{22} 分別提供至第二混波電路

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明(7)

1 3 和 2 3 以用於 I 軸和 Q 軸正交轉換。本自第二局部振盪電路 1 5 之相當低頻之第二局部振盪訊號 S 1 5 提供至第二混波電路 1 3。訊號 S 1 5 亦提供至移相電路 2 5，以移動相位 $\pi / 2$ ，以產生移相訊號 S 2 5。而後，移相訊號 S 2 5 提供至第二混波電路 2 3，當成第二局部振盪訊號。

如果使

$$S_{15} = E_2 \cdot \sin \omega_s t$$

$$S_{25} = E_2 \cdot \cos \omega_s t$$

E 2 : 第二局部振盪訊號 S 1 5 和 S 2 5 之振幅

$$\omega_s = 2 \pi f_s$$

其可為例如 55 KHz，和

S 1 3，S 1 4 : 第二混波電路 1 3 和 2 3 之輸出訊號，

則，S 1 3 和 S 1 4 可利用下式表示。

$$\begin{aligned} S_{13} &= S_{12} \cdot S_{15} \\ &= (\alpha_a \cdot \cos \Delta \omega_a t + \alpha_b \cdot \cos \Delta \omega_b t) \times E_2 \cdot \sin \omega_s t \\ &= \beta_a \{ \sin(\Delta \omega_a + \omega_s) t - \sin(\Delta \omega_a - \omega_s) t \} \\ &\quad + \beta_b \{ \sin(\Delta \omega_b + \omega_s) t - \sin(\Delta \omega_b - \omega_s) t \} \\ S_{23} &= S_{22} \cdot S_{25} \\ &= (-\alpha_a \cdot \sin \Delta \omega_a t + \alpha_b \cdot \sin \Delta \omega_b t) \times E_2 \cdot \cos \omega_s t \\ &= -\beta_a \{ \sin(\Delta \omega_a + \omega_s) t + \sin(\Delta \omega_a - \omega_s) t \} \\ &\quad + \beta_b \{ \sin(\Delta \omega_b + \omega_s) t + \sin(\Delta \omega_b - \omega_s) t \} \\ \beta_a &= \alpha_a \cdot E_2 / 2 \end{aligned}$$

而後，關於訊號 S 1 3 和 S 2 3，訊號 S 1 3 和

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 (8)

S 2 3 轉換成下式，因此，頻率差異之值不會變成負值。

$$\begin{aligned}
 S_{13} &= \beta a \{ \sin(\Delta\omega a + \omega_s)t + \sin(\omega_s - \Delta\omega a)t \} \\
 &+ \beta b \{ \sin(\Delta\omega b + \omega_s)t + \sin(\omega_s - \Delta\omega b)t \} \\
 &= \beta a \cdot \sin(\omega_s + \Delta\omega a)t + \beta a \cdot \sin(\omega_s - \Delta\omega a)t \\
 &+ \beta b \cdot \sin(\omega_s + \Delta\omega b)t + \beta b \cdot \sin(\omega_s - \Delta\omega b)t \\
 S_{23} &= -\beta a \{ \sin(\Delta\omega a + \omega_s)t - \sin(\omega_s - \Delta\omega a)t \} \\
 &+ \beta b \{ \sin(\Delta\omega b + \omega_s)t - \sin(\omega_s - \Delta\omega b)t \} \\
 &= -\beta a \cdot \sin(\omega_s + \Delta\omega a)t + \beta a \cdot \sin(\omega_s - \Delta\omega a)t \\
 &+ \beta b \cdot \sin(\omega_s + \Delta\omega b)t - \beta b \cdot \sin(\omega_s - \Delta\omega b)t.
 \end{aligned}$$

訊號 S 1 3 和 S 2 3 提供至加法電路 4，相加，而後由加法電路 4 中可得以下式表示之訊號 S 4。


$$\begin{aligned}
 S_4 &= S_{13} + S_{23} \\
 &= 2\beta a \cdot \sin(\omega_s - \Delta\omega a)t + 2\beta b \cdot \sin(\omega_s + \Delta\omega b)t
 \end{aligned}$$

相加訊號 S 4 之分量如圖 2 B 所示。訊號 S 4 為接收訊號 S r 之頻率轉換為載波頻率（角頻率） ω_s 之訊號。亦即，訊號 S 4 為具有中頻 f_s 之第二中頻訊號。

第二中頻訊號 S 4 經由供中頻使用之帶通濾波器 5 和一限制放大器 6 而提供至 F M 解調電路 7，並解調成原始音頻訊號，其由音頻訊號端 8 輸出。

此時，解調電路 7 之解調輸出提供至 A F C（自動頻率控制）電壓產生電路 9，並產生 A F C 電壓 V 9。

A F C 電壓 V 9 提供至第二局部振盪電路 1 5，當成第二局部振盪頻率之控制訊號，並執行 A F C。

在加法電路 4 中，藉由執行訊號 S 1 3 和 S 2 3 之減法以取代加法，則可產生由下式表示之訊號 S。

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

訂

五、發明說明 (9)

$$\begin{aligned} S_{img} &= S_{13} - S_{23} \\ &= 2\beta a \cdot \sin(\omega s + \Delta\omega a)t + 2\beta b \cdot \sin(\omega s - \Delta\omega b)t. \end{aligned}$$

訊號 S_{img} 為干擾訊號，其在訊號 S_4 之頻譜在由原始第二中頻訊號 S_4 所佔據之頻帶上反向之狀態中干擾。亦即，訊號 S_{img} 為影像干擾訊號。

通常，在 FM 接收器中，中頻為 10.7 MHz，且中頻濾波器由一陶瓷濾波器所建構，因此，其無法置入 IC 型式中。

但是，在上述之接收器中，第一中頻訊號 S_{12} 和 S_{22} 為基頻訊號，因此第二中頻 f_s 可低於 55 KHz 或更低。因此，濾波器 12，22 和 5 可利用具有電阻，電容，和放大器之主動濾波性形成。如此可使由高頻放大器 3 至解調電路 7 之訊號線整合成包括濾波器 12，22 和 5 之單右 IC 之單一晶片。

但是，以上述之構造，如果在第二局部振盪電路 15 之振盪頻率 f_s ，帶通濾波器 5 之中央頻率和解調電路 7 之解調特性 (S 特性) 之中央頻率間有位移時，在接收到之頻率上會產生追蹤錯誤。

因此，在本發明中，第二局部振盪電路 15，帶通濾波器 5，和解調電路 7 乃使用振盪頻率或中央頻率由使用電容和電阻而決定之電路構成。

第二局部振盪電路 15 之例

圖 3 和 4 為第二局部振盪電路 15 之部份圖例，其中

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 (10)

圖 3 之 # 1 至 # 4 線分別連接圖 4 之 # 1 至 # 4 線。在此例中，振盪電路 1 5 由射極耦合單穩定多振盪器所構成。

在第二局部振盪電路 1 5 中，電容 C 1 1 連接於電晶體 Q 1 1 和 Q 1 2 之射極之間，而這些射極連接至電晶體 Q 1 3 和 Q 1 4 之集極以供固定電流源使用。而後，電晶體 Q 1 1 和 Q 1 2 之集極經由二極體連接電晶體 Q 1 5 和 Q 1 6 和電阻 R 1 1 和 R 1 2 之並聯電路連接至電源線。

電晶體 Q 1 7 和 Q 1 8 由固定電流供應使用之電晶體 Q 2 1 和 Q 2 2 採用當成射極追隨器，且電晶體 Q 1 1 和 Q 1 2 之集極經由電晶體 Q 1 8 和 Q 1 7 連接至電晶體 Q 1 2 和 Q 1 1 之基極。

電晶體 Q 1 3 和 Q 1 4 和電晶體 Q 2 3 和 Q 2 4 一起形成電流鏡電路 3 1。電晶體 Q 2 3 為輸入側電晶體，電晶體 Q 1 3 和 Q 1 4 為輸出側電晶體，和電晶體 Q 2 4 為偏壓電晶體。

電晶體 Q 2 5 之射極接地，電阻 R 1 3 連接於電晶體 Q 2 5 之基極和地之間，且電晶體 Q 2 6 之基極和射極連接在電晶體 Q 2 5 之集極和基極之間。

電流鏡電路 3 2 由電晶體 Q 2 7 和 Q 2 8 組成。電晶體 Q 2 6 之集極連接至電晶體 Q 2 7 之集極，和電晶體 Q 2 8 之集極經由電晶體 Q 2 9 之射極和集極連接至電晶體 Q 2 3 之集極。

因此，如果使

V B E 2 5 : 電晶體 Q 2 5 之基極 - 射極電壓

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 (11)

I_{R13} : 流經電阻 R_{13} 之電流

而後

$$I_{R13} = V_{BE25} / R_{13}$$

電流 I_{R13} 等於電晶體 Q_{27} 之集極電流。由於電晶體 Q_{27} 和 Q_{28} 形成電流鏡電路 32，電晶體 Q_{28} 之集極電流等於電流 I_{R13} 。

電晶體 Q_{28} 之集極電流等於電晶體 Q_{23} 之集極電流，且由於電晶體 Q_{23} ， Q_{24} ， Q_{13} 和 Q_{14} 形成一電流鏡電流，電晶體 Q_{13} 和 Q_{14} 之集極電流等於電流 I_{R13} 。

圖 5 為振盪電路 15 之等效電路圖。具有 50% 效能比例之脈衝電壓由電晶體 Q_{11} 和 Q_{12} 之集極輸出，如圖 6 所示，其中

V_F : 電晶體 Q_{15} 和 Q_{16} 之基極 - 射極電壓

此輸出脈衝電壓經由一微分放大器 33 供應至一分頻電路 (圖中未顯示)，並分頻成頻率為 f_s 之訊號。分頻訊號提供至第二混波電路 13 當成第二局部振盪訊號 S_{15} ，其經由移相電路 25 而變成移相訊號 S_{25} ，並提供至第二混波電路 23 當成第二局部振盪訊號。

在此例中，振盪電路 15 之振盪頻率 f_{15} 以下式表示。

$$f_{15} = I_{R13} / (4 V_F C_{11})$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 (12)

而後，如上所述，

$$I_{R13} = V_{BE25} / R_{13}$$

和

$$V_F = V_{BE25} \cdot$$

因此，振盪頻率 f_{15} 以下式表示。

$$\begin{aligned} f_{15} &= (V_{BE25} / R_{13}) / (4 V_F C_{11}) \\ &= 1 / (4 C_{11} R_{13}) \dots \dots \quad (1) \end{aligned}$$

因此，振盪電路 15 之振盪頻率 f_{15} 可由電容 C_{11} 之電容值和電阻 R_{13} 之電阻值所決定。

此時，在此實施例中之 A F C 電壓產生電路 9 以下述方式組成。亦即，解調電路 7 之解調輸出提供至具有電阻 R_{91} 和電容 C_{91} 之低通濾波器 91，並抽取 A F C 電壓 V_9 ，以提供至微分放大器 92。微分放大器 92 具有電流鏡電路 93 當成負載，和微分放大器 92 之輸出電流提供至電晶體 Q_{25} 之集極。

如果第二局部振盪電路 15 之振盪頻率 f_{15} 振盪時，第二中頻訊號 S_4 之中頻振盪且 A F C 電壓 V_9 改變。因此，微分放大器 92 和電流鏡電路 93 之輸出電流亦依照振盪頻率 f_{15} 之振盪而改變。

電晶體 Q_{25} 之集極電流之大小依照在振盪頻率 f_{15} 中之振盪而改變。因此，電晶體 Q_{13} 和 Q_{14} 之集極電流亦隨之改變，因此，可消除在振盪頻率 f_{15} 之

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 (13)

振盪，亦即，執行 A F C。

帶通濾波器 5 之例

圖 7 為使用當成第二中頻濾波器之帶通濾波器 5 之例。此帶通濾波器 5 為四次主動濾波器。

在帶通濾波器 5 中，來自加法電路 4 之第二中頻訊號 S 4 經由電阻 5 1 供應至相位反向型運算放大器 5 1 之輸入端，並提供至並聯連接在運算放大器 5 1 之輸入端和輸出端間之電阻 R 5 2 和電容 C 5 1。放大器 5 1 之輸出經由電阻 R 5 3 提供至相位反相型運算放大器 5 2 之輸入端，並提供至連接在運算放大器 5 2 之輸出端和輸入端間之電容 5 2。

放大器 5 2 之輸出經由電阻 R 5 4 提供至相位反向型運算放大器之輸入端，並提供至連接於介於運算放大器 5 3 之輸入和輸出端間之電阻 R 5 5。再者，電阻 R 5 6 連接在放大器 5 3 之輸出端和放大器 5 1 之輸入端之間，而放大器 5 1 之輸出端連接至下一級之輸入端。

為了簡化起見，如果使

$$R 5 4 = R 5 5$$

且使放大器 5 3 之增益為 - 1，則帶通濾波器 5 之中央頻率 f 5 可以下式表示：

$$f_5 = 1 / \{ 2\pi (C_{51}C_{52}R_{53}R_{56})^{*0.5} \}$$

(其中 X ** 0 . 5 表示 x 值的 1 / 2 乘幂)

再者，如果使

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 (14)

$$R_{53} = R_{56} = R_5$$

$$C_{51} = C_{52} = C_5,$$

則中央頻率 f_5 表示如下：

$$f_5 = 1 / (2 \pi C_5 R_5) \dots \dots (2)$$

圖 7 之帶通濾波器 5 之中央頻率 f_5 由電容之電容值和電阻之電阻值所決定。

解調電路 7 之例

解調電路 7 之例如圖 8 和 9 所示，其中圖 8 之 # 1 至 # 1 5 線連接接至圖 9 之 # 1 1 至 # 1 5 線。在此例中，解調電路 7 為使用單穩定多振盪器 7 1 之脈衝計數型。

在解調電路 7 中，電晶體 Q_{71} 和 Q_{72} 之射極連接至地，且其集極連接至電晶體 Q_{73} 和 Q_{74} 以供使用當成固定電流源。電晶體 Q_{71} 之集極亦經由電阻 R_{71} 接地，並進一步經由電容 C_{71} 而連接至電晶體 Q_{72} 之基極。電晶體 Q_{72} 之集極經由電阻 R_{72} 連接至電晶體 Q_{71} 之基極。

電晶體 Q_{75} 具有一基極接收來自參考電壓源 7 2 之固定偏壓 V_{72} 和一集極經由二極體連接電晶體 Q_{76} 和 Q_{77} 之串聯電路而連接至電壓源 $(+ V_{cc})$ 。電晶體 Q_{78} 具有一基極連接至電晶體 Q_{75} 之集極，一集極連接至電晶體 Q_{72} 之基極，和一射極經由電阻 R_{73} 連接

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 (15)

至電壓源 (+ V c c) 。

以此方式，可構成單穩定多振盪器 7 1 。

如圖 1 0 A 和 1 0 B 所示，矩形第二中頻訊號 $\pm S 4$ 由限制放大器 6 輸出。訊號 $\pm S 4$ 由電容 C 7 3 和 C 7 4 微分以在訊號 $\pm S 4$ 之上升和下降緣上產生脈衝 $\pm P 4$ ，如圖 1 0 C 和 1 0 D 所示。微分脈衝 $\pm P 4$ 提供至電晶體 Q 8 1 和 Q 8 3，其在脈衝之下降緣下交替的關閉。

電晶體 Q 8 1 和 Q 8 3 之輸出提供至電晶體 Q 8 2 和 Q 8 4 之基極。電晶體 Q 8 2 和 Q 8 4 以接線形成連接或輸出提供至電晶體 Q 7 2 之基極。

因此，每次電容 C 7 1 放電時，電晶體 Q 8 2 和 Q 8 4 啓動，而當電晶體 Q 8 2 和 Q 8 4 關閉時，電容 C 7 1 會因為電晶體 Q 7 8 之集極電流而以固定電流充電。因此，在電晶體 Q 7 2 之基極上產生如圖 1 0 E 所示之鋸齒電壓 V B E 7 2 。

鋸齒電壓 V B E 7 2 之最大值由穿過電晶體 Q 7 2 之基極和射極之前向電壓限制。

電晶體 Q 7 2 之基極電壓改變以產生如圖 1 0 F 所示之脈衝電壓 V C 7 2 在電晶體 Q 7 2 之集極上。在此例中，鋸齒電壓 V B E 7 2 之週期等於第二中頻訊號 $\pm S 4$ 之週期。再者，電壓 V B E 7 2 之傾斜部份會因為電容 C 7 1 以固定電流充電而以定速上升，因此，傾斜部份之週期 T C H G 是固定的。因此，脈衝電壓 V C 7 2 之效能比例改變以相當於第二中頻 $\pm S 4$ 之頻率。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 (16)

脈衝電壓 V C 7 2 經由電晶體 Q 7 9 提供至電流開關電路 7 3。在電流開關 7 3 中，電晶體 P 7 1 和 P 7 2 和當成固定電流源之電晶體 P 7 3 一起形成微分放大器 7 4，且由於脈衝電壓 V C 7 2 而交替的在相反相位開關。

電晶體 P 7 1 和 P 7 2 之集極輸出連接至電晶體 P 7 4 和 P 7 5 之基極，而它們的集極連接至電晶體 P 7 6 和 P 7 7 之集極。電晶體 P 7 6 和 P 7 7 和電晶體 P 7 8 一起形成電流鏡電路 7 5。

電晶體 P 7 6 為輸入側電晶體，電晶體 P 7 7 為輸出側電晶體，和電晶體 P 7 8 為偏壓電晶體。電晶體 P 7 4 和 P 7 5 之射極連接至電晶體 P 7 9 之集極，電晶體 P 7 9 使用當成固定電流源。

電容 C 7 2 連接至電晶體 P 7 5 和 P 7 7 之集極和用以整合之第二低通濾波器以電容 C 7 2 和 C 7 3，電阻 R 7 4 和 R 7 5 和運算放大器 7 6 形成。

對於電流開關電路 7 3 之操作方向，當電晶體 P 7 1 關閉和電晶體 P 7 2 啓動時，由於脈衝電壓 V C 7 2，電晶體 P 7 4 關閉而電晶體 P 7 5 啓動。再者，由於電晶體 P 7 4 關閉，電晶體 P 7 6 關閉且電晶體 P 7 7 關閉。因此，電容 C 7 2 經由電晶體 P 7 5 充電。

相反的，當電晶體 P 7 1 啓動和電晶體 P 7 2 關閉時，由於脈衝電壓 V C 7 2，電晶體 P 7 4 啓動和電晶體 P 7 5 關閉。再者，由於電晶體 P 7 4 啓動，電晶體 P 7 6 啓動和電晶體 P 7 7 啓動。因此，電容 C 7 2 經由

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明(17)

電晶體 P 7 7 放電。

由於電容 C 7 2 依照脈衝電壓 V C 7 2 充電和放電，脈衝電壓 V C 7 2 之積分值，亦即，音頻訊號電壓，其為以脈衝計數方法之 F M 調制第二中頻 S 4，可在電容 C 7 2 獲得。

但是，電容 C 7 2 確實為低通濾波器 7 7 之一部份。因此，積分操作由整個濾波器 7 7 所執行，而 F M 調制音頻訊號由濾波器 7 7 中抽出。

圖 1 1 為相關於輸入訊號之頻率 f s (第二中頻 S 4) 之解調輸出電壓之特性圖。

當介於解調電路 7 之解調特性之中央頻率 f 7 和充電週期 T C H G (見圖 1 0) 之關係為 $f 7 = 1 / (2 T C H G)$ 時，動態範圍變成最大。

在週期 T C H G 中之電容 C 7 1 之充電電流 I 7 1 表示如下：

$$T C H G = C 7 1 V B E T 2 / I 7 1,$$

而後，頻率 f 7 變成下式：

$$f 7 = I 7 1 / (2 C 7 1 V B E 7 2)。$$

另一方面，在此解調電路 7 中，電晶體 Q 7 8 之基極—射極電壓和電晶體 Q 7 6 之基極—射極電壓相等，因此等於跨過電晶體 Q 7 7 之基極和射極間電壓之電壓施加至電阻 R 7 3。

因此，介於電晶體 Q 7 7 之基極—射極電壓 V B E 7 7 和流經電阻 R 7 3 之電流 I R 7 3 間之關係為

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 (18)

$$I_{R73} = V_{B77} / R_{73} ,$$

且電流 I_{R73} 亦為電晶體 Q_{78} 之集極電流。再者，電流 I_{R73} 亦為用於週期 T_{CHG} 之電容 C_{71} 之充電電流 I_{71} ，因此，

$$\begin{aligned} I_{71} &= I_{R73} \\ &= V_{B77} / R_{73} . \end{aligned}$$

因此， f_7 變成

$$\begin{aligned} f_7 &= I_{71} / (2 C_{71} V_{B77}) \\ &= (V_{B77} / R_{73}) / \\ &\quad (2 C_{71} V_{B77}) , \end{aligned}$$

且因為 V_{B77} 可等於在 IC 中之 V_{B77} ，則

$$f_7 = 1 / (2 C_{71} R_{73}) \dots \dots (3)$$

亦即，解調電路 7 之解調特性之中央頻率 f_7 由電容之電容值和電阻之電阻值所決定。

如上所述，以圖 1 之接收器，第二局部振盪電路 15 之振盪頻率 f_{15} 和帶通濾波器 5 和解調電路 7 之中央頻率 f_5 和 f_7 乃由電容之電容值和電阻之電阻值所決定，如式 (1) 至 (3) 所示。因此，當電路整合在一 IC 內時，即使振盪頻率 f_{15} 和中央頻率 f_5 會因為電容之電容值和電阻之電阻值之差異而改變，此改變會相當於該差異部份，亦即，該改變和差異一起變化。

因此，可獲得良好的追蹤特性，且藉由簡單調整第一局部振盪頻率 ω_0 為目標訊號之頻率，即可正確的決定接收頻率。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 (19)

若介於第二局部振盪頻率 f_{15} 和帶通濾波器 5 和解調電路 7 之中央頻率 f_5 和 f_7 間之差異較小時，換言之，當相關於此差異之第一中頻較小時，可得到較佳之追蹤特性。如上所述，由於第一中頻為 0，可得到最佳的追蹤特性。

在上述之數值例中，由於電路積分在第二局部振盪頻率 f_{15} 和中央頻率 f_5 和 f_7 之相關差異約為 $\pm 1\%$ 至 $\pm 3\%$ ，其可提供相關於 $\pm 1\text{ KHz}$ 或更少之接收頻訊之追蹤錯誤。以用於無線電路之窄頻帶 FM 訊號而言，由有效頻寬所定之中頻濾波器之頻帶為 10 KHz 至 15 KHz ，此值已是充份足夠的。

再者，藉由使用晶體振盪電路或使 PLL 14 之晶體振盪電路之振盪訊號之頻率倍增，即不需要形成第二局部振盪訊號 S_{15} ，因此接收器可製成相當小且相當便宜。此外，由於不需要考慮雜散干擾特性，系統設計變的相當簡單。

即使在所需訊號頻率和實際接收訊號頻率間有微小的位移，亦可藉由 AFC 而減少至第二局部振盪電路 15，因此訊號可毫無扭曲的接收。

在上述說明中，第一中頻為 0，但是如果其為介於 0 至數 KHz 時，在實際應用上並無問題。較佳的是，第二中頻 f_s 為濾波器在 IC 內之處理頻率，例如數十 KHz 或更少。

如果第二局部振盪電路 15，帶通濾波器 5 和解調電

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 (20)

路 7 之振盪頻率 f_{15} 和中央頻率 f_5 和 f_7 可由電容和電阻決定時，第二局部振盪電路 15，帶通濾波器 5 和解調電路亦可由其它 C R 振盪電路和主動濾波器電路所形成。再者，當接收訊號為 A M 訊號時，限制放大器 6 亦可提供當成線性放大器，且其輸出可為 A M 偵測。

依照本發明，用於雙超外差接收器之電路之大部份皆可整合在單一 I C 晶片中。再者，接收器亦可相當簡單，輕巧且廉價的製成。再者，當整合在一 I C 中時，由於在製造過程中之振動而發生之電容和電阻之絕對值之差異亦可消除以使此電路更適合一體成型。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

四、中文發明摘要(發明之名稱:

超外差接收裝置

一種接收裝置，包含一第一局部振盪器，一第一對混波電路，一第二局部振盪器，一第二對混波電路，一加法電路，一帶通濾波器，和一調變電路，其中當第二局部振盪電路之第二局部振盪頻率改變時，帶通濾波器之中央頻率亦以相同的方式改變以消除追蹤誤差，因此，用於雙超外差接收器之大部份電路可安裝在單一 IC 晶片中，接收器可製成相當簡單，輕巧，且價廉。此外，亦可消除由於在製造過程中之變化而引起電容和電阻之絕對值之差異。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

訂

線

英文發明摘要(發明之名稱:

六、申請專利範圍

1. 一種接收裝置，包含：

第一局部振盪機構用以產生一對第一局部振盪訊號，其相位相差 90° ，

第一對混波電路用以混合具有高頻之接收訊號和該第一局部振盪訊號對，以產生一對具有相當低頻率之第一中頻訊號；

第二局部振盪機構用以產生一對第二局部振盪訊號，其相位相差 90° ，

第二對混波電路用以分別混合第一中頻訊號對和該第二局部振盪訊號對，以產生一對具有中頻之第二中頻訊號，

一加法電路用以將第二中頻訊號對互加，

一帶通濾波器用以由該加法電路中接收一輸出訊號；
和

一解調電路用以由該帶通濾波器之輸出再生一接收訊號之原始訊號，

其中該第二局部振盪機構具有一電容和電阻決定第二中頻，和該帶通濾波器具有一電容和電阻決定一中央頻率。

2. 如申請專利範圍第 1 項之接收裝置，其中該解調電路為一 FM 解調電路，和該解調電路之中央頻率由電容和電阻所決定。

3. 如申請專利範圍第 1 項之接收裝置，其中決定第二局部振盪頻率之電容和電阻和決定該帶通濾波器之中央

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

不 訂

六、申請專利範圍

頻率之電容和電阻安裝在一單一 I C 晶片中。

4. 如申請專利範圍第 2 項之接收裝置，其中決定第二局部振盪頻率之電容和電阻，決定該旁通濾波器之中央頻率之電容和電阻，和決定該解調電路之中央頻率之電容和電阻安裝在一單一 I C 晶片中。

5. 如申請專利範圍第 3 項之接收裝置，其中在接收頻率中之變化依照在該第一局部振盪訊號之頻率中之改變而執行。

6. 如申請專利範圍第 4 項之接收裝置，其中在接收頻率中之變化依照在該第一局部振盪訊號之頻率中之改變而執行。

7. 如申請專利範圍第 5 項之接收裝置，其中該第一局部振盪機構由一鎖相迴路構成，和一自動頻率控制電路用以自動頻率控制該第二局部振盪頻率。

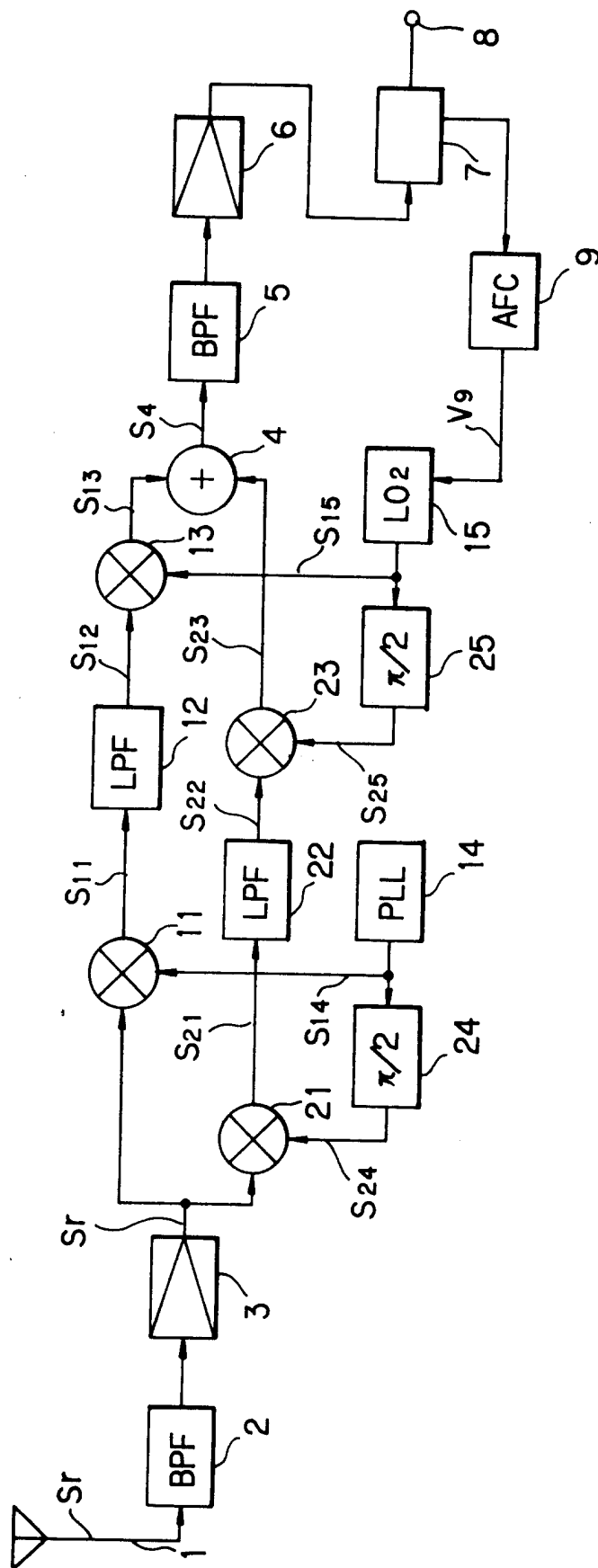
8. 如申請專利範圍第 6 項之接收裝置，其中該第一局部振盪機構由一鎖相迴路構成，和一自動頻率控制電路用以自動頻率控制該第二局部振盪頻率。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

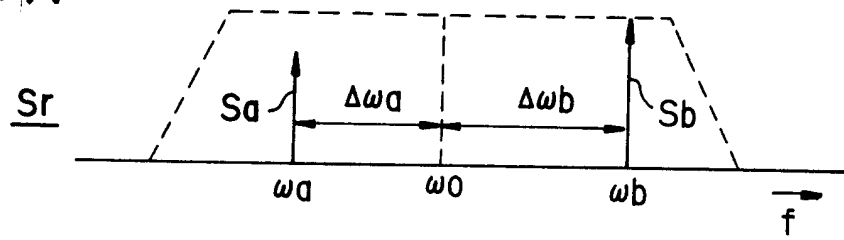
訂

訂

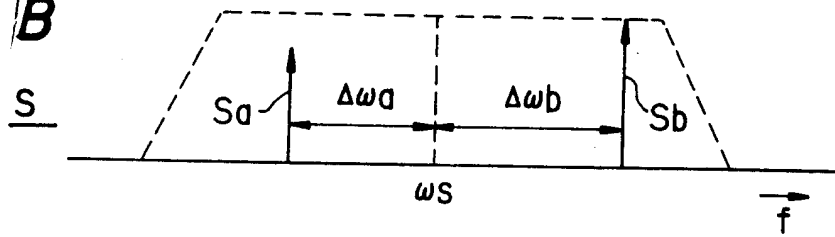
第1圖



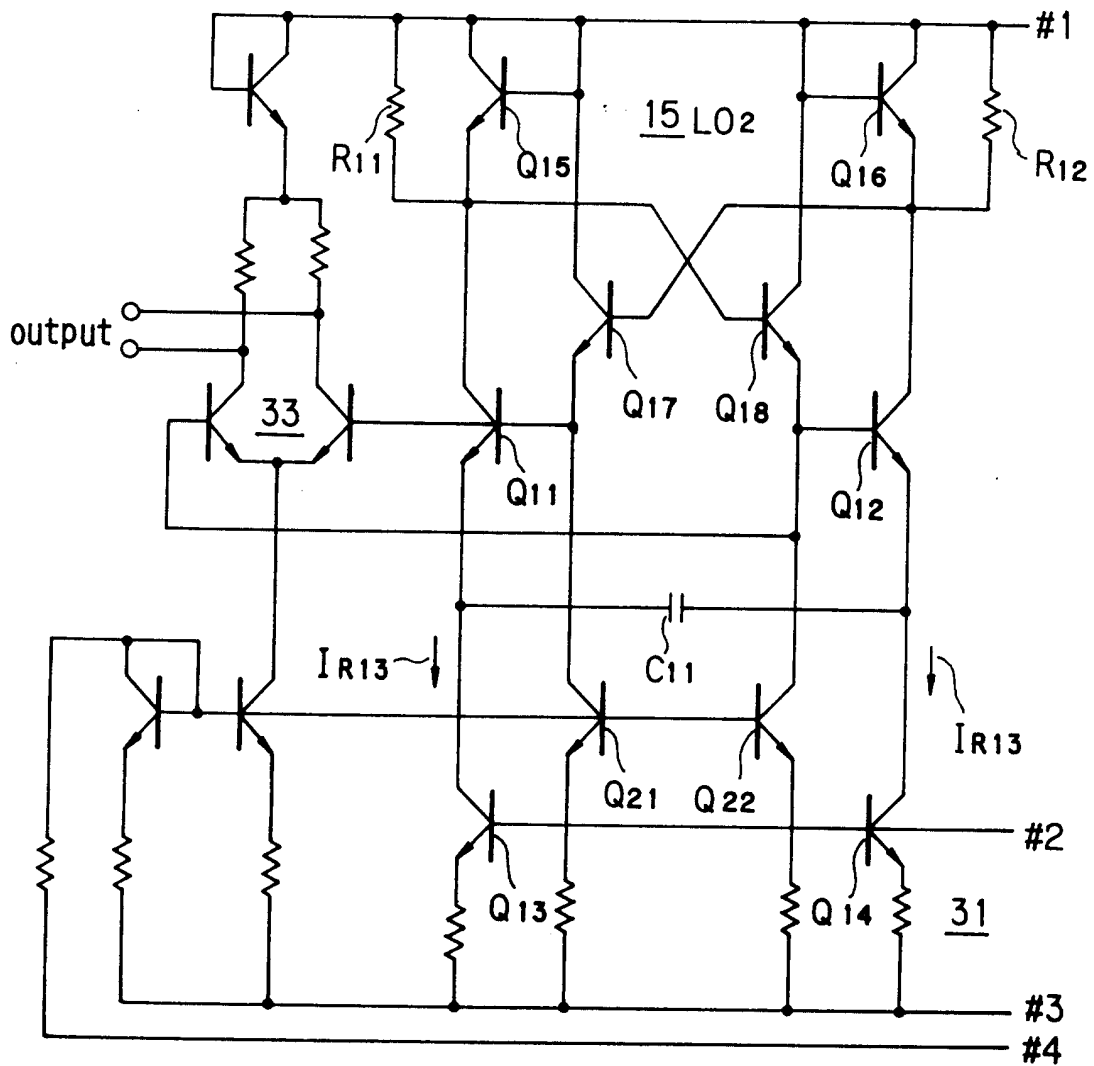
第 2 圖/A



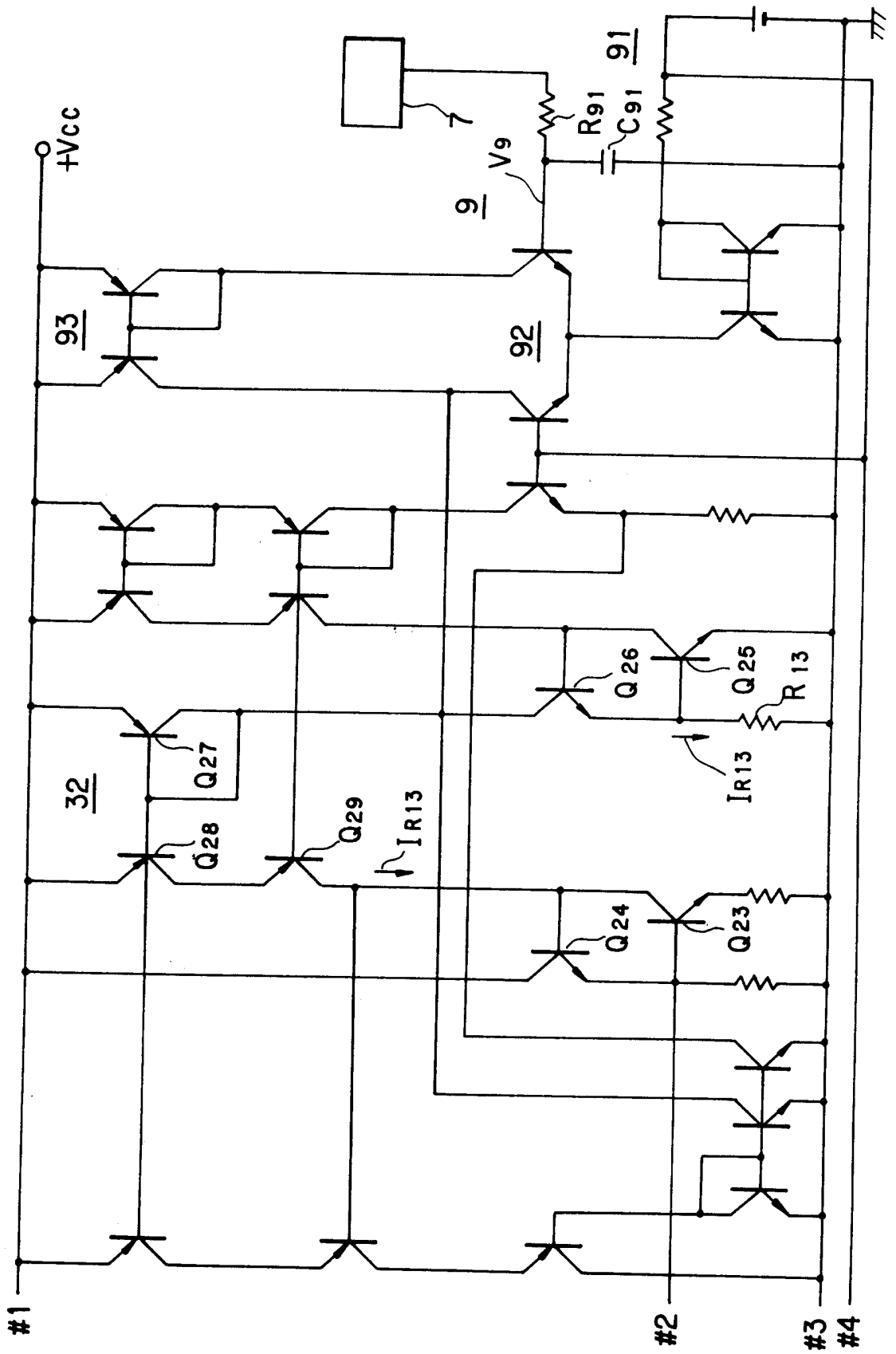
第 2 圖/B



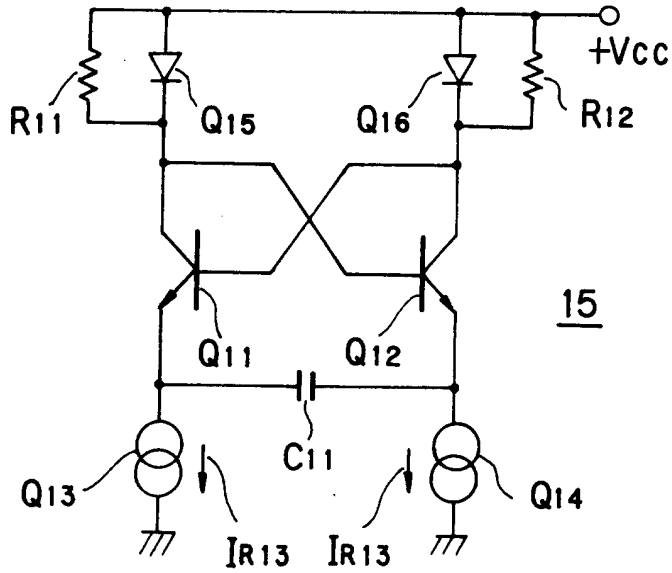
第 3 圖



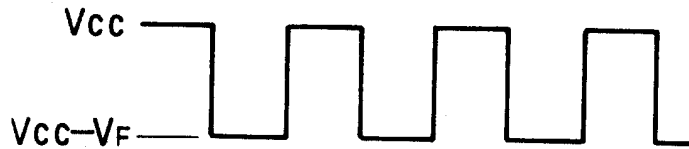
第4圖



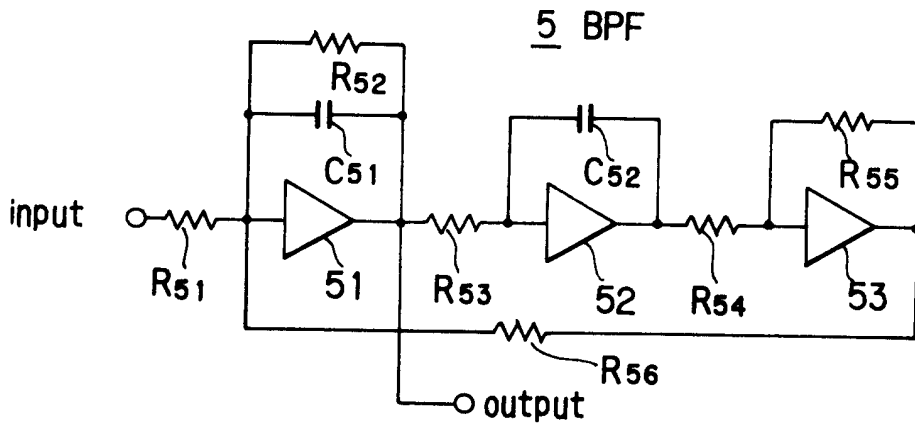
第 5 圖



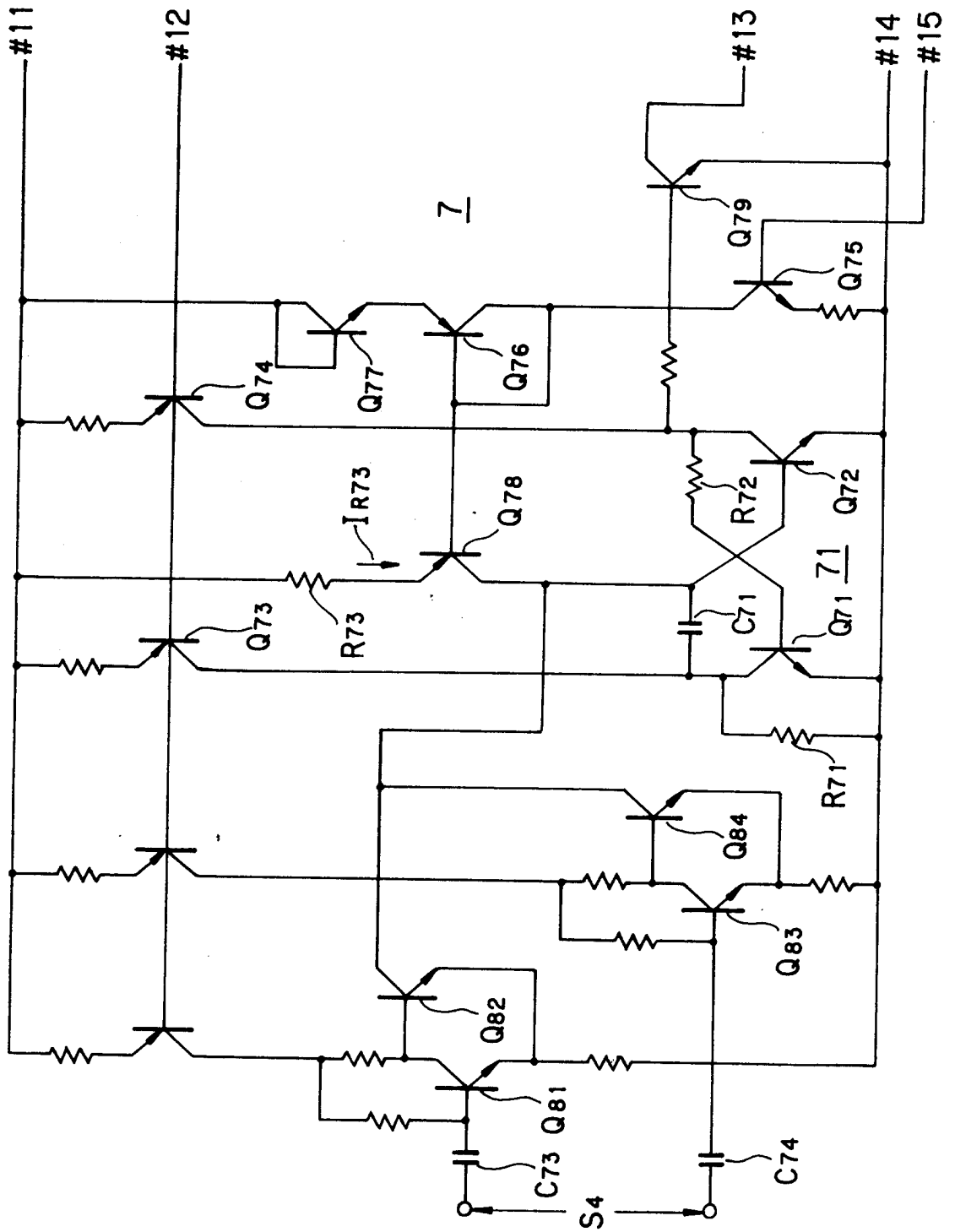
第 6 圖



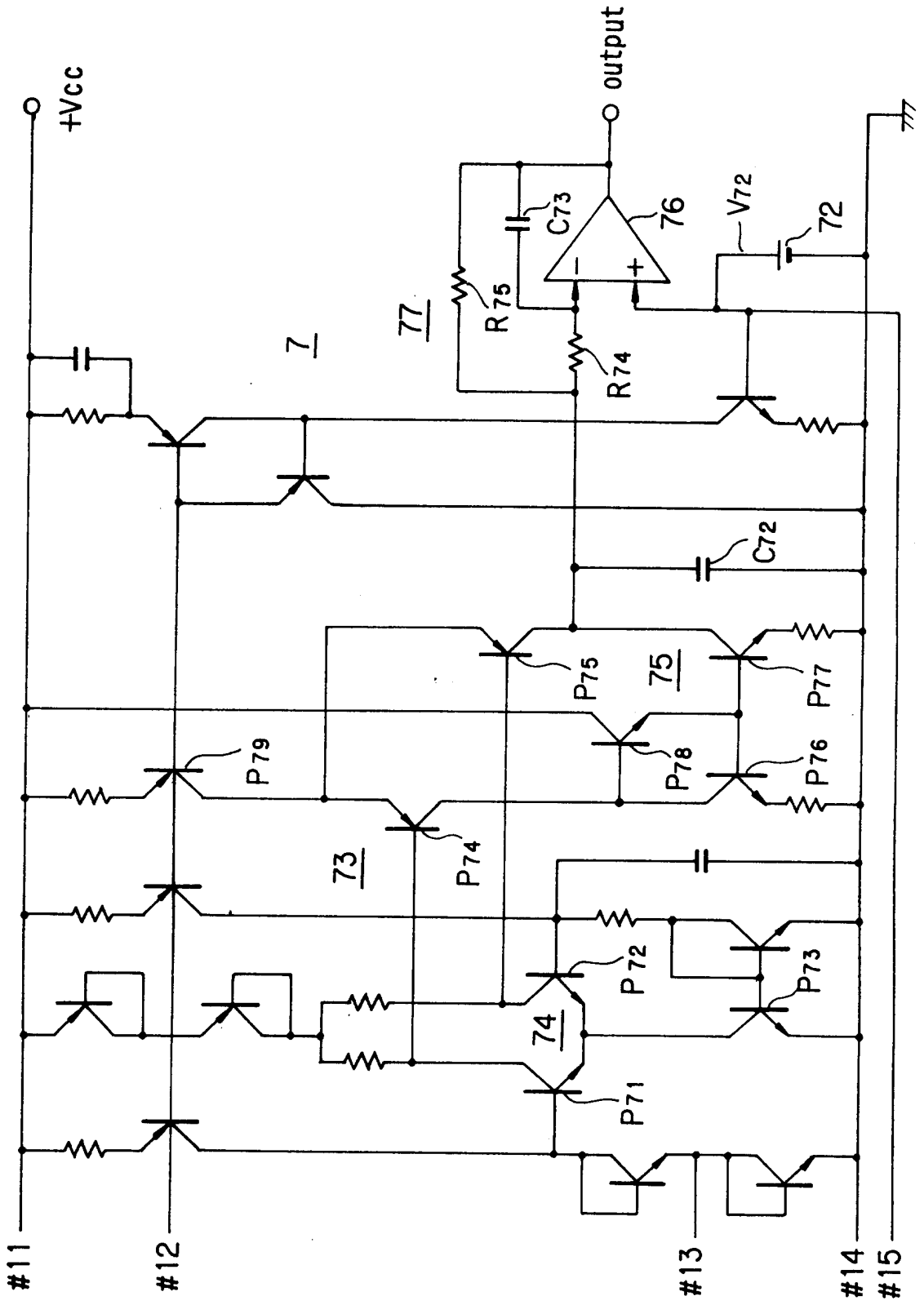
第 7 圖

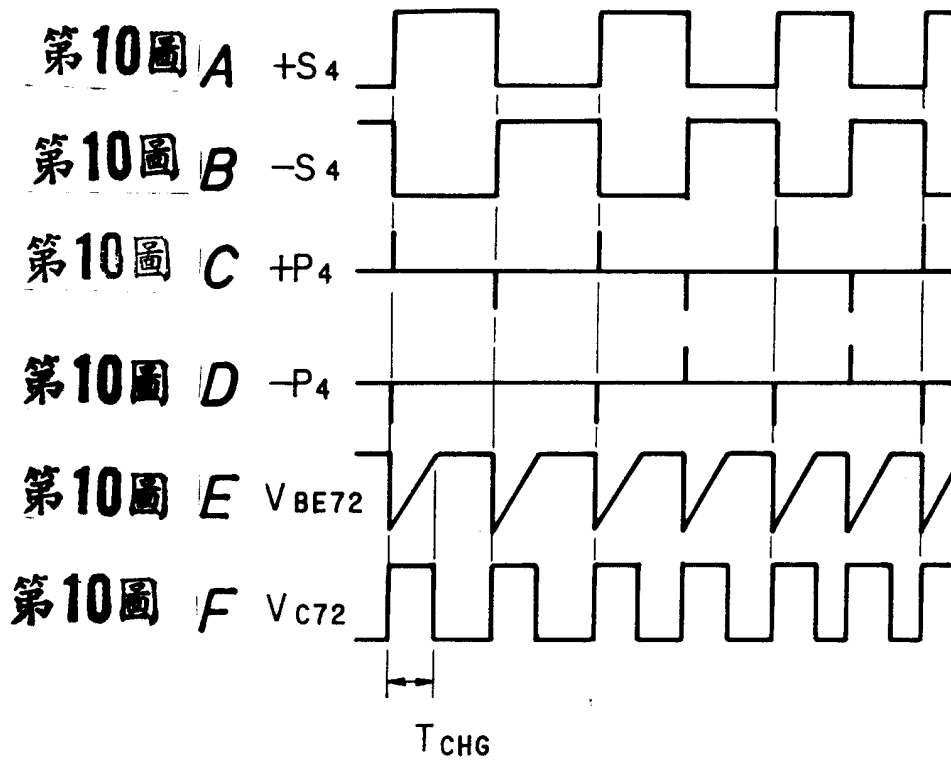


第 8 圖



第9圖





第11圖

