

公告本

申請日期： <u>89.4.7</u>	案號： <u>59106414</u>
類別： <u>H03D 7/16, H03H 1/40</u>	

(以上各欄由本局填註)

發明專利說明書

477106

一、發明名稱	中文	提供阻抗變換濾波之電路配置
	英文	CIRCUIT ARRANGEMENT FOR PROVIDING IMPEDANCE TRANSLATION FILTERING
二、發明人	姓名 (中文)	1. 克里斯托夫 布萊恩 馬歇爾 2. 布萊恩 約翰 米尼斯
	姓名 (英文)	1. CHRISTOPHER BRIAN MARSHALL 2. BRIAN JOHN MINNIS
	國籍	1. 英國 2. 英國
	住、居所	1. 英國西索塞克斯郡海華茲亥斯市盧卡斯堤斯大道20號 2. 英國西索塞克斯郡克勞麗市龐德山莊丹尼泰路16號
三、申請人	姓名 (名稱) (中文)	1. 荷蘭商皇家飛利浦電子股份有限公司
	姓名 (名稱) (英文)	1. KONINKLIJKE PHILIPS ELECTRONICS N. V.
	國籍	1. 荷蘭
	住、居所 (事務所)	1. 荷蘭愛因和文市格羅尼渥街1號
	代表人 姓名 (中文)	1. J.L. 凡德渥
代表人 姓名 (英文)	1. J.L. VAN DER VEER	
		

本案已向

國(地區)申請專利

申請日期

案號

主張優先權

英國 GB

1999/05/07 9910454.9

無

有關微生物已寄存於

寄存日期

寄存號碼

無



五、發明說明 (1)

技術範圍

本發明關於提供阻抗變換濾波之電路配置。本發明之一應用為使接收機及發射機(i. f. 或r. f.)之有效高頻濾波。

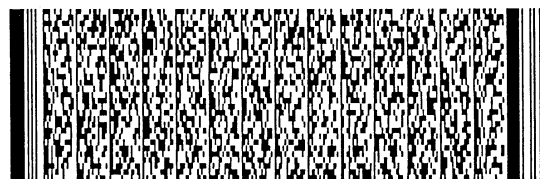
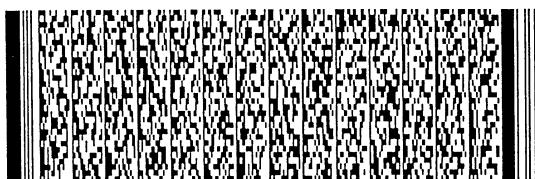
背景技術

阻抗控制電路曾揭示於英國專利規格2,100,949A中用在電話系統中之訂戶線介面電路。該規格揭示具有第一及第二信號通過之電路之理想輸送系統。在第一電路中之電流控制回授迴路，用來以單一元件控制電路之阻抗，俾有回授之電路啟動具有代表第一電路阻抗之理想電路。因此，電流控制回授迴路設定電路之阻抗。此規格未揭示利用阻抗變換實施高頻濾波。

本發明之揭示

根據本發明第一特性，備有一電路配置，其含包括第一頻變換級之第一路徑，及包含第二頻率變換級之第二路徑，第一路徑之輸入連接至第二路徑之一輸出，第一路徑之一輸出連接至第二路徑之一輸入，及一裝置供連接本地振盪器信號源至第一及第二頻率變換級，其中，一輸入信號之頻率由本地振盪器信號變換為較低頻率，其中之自電路配置之高頻端之阻抗，由電路配置之低頻端出現之阻抗決定。

根據本發明之第二特性，備有一包含第一路徑及第二路徑之電路配置，第一路徑包含第一及第二串聯跨導增益級，第二路徑包含第三及第四跨導增益級，每級有一反相輸出，第三增益級之一輸入耦合至第二增益級之一輸出，

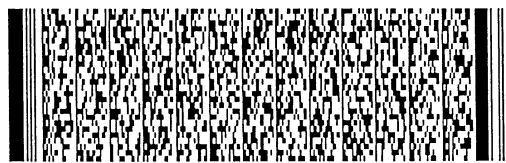
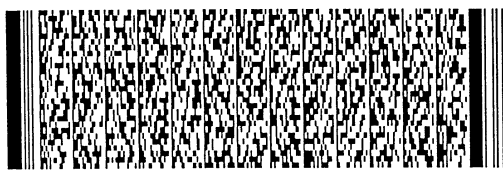


五、發明說明 (2)

第四增益級之輸出耦合至第一增益級之輸入，第一增益級之輸出耦合至第四增益級之輸入，因此，第二增益級之輸出處出現之阻抗可決定出現在第一增益級輸入之輸入阻抗。

根據本發明第三特性，備有一正交接收機，其包含輸入裝置用以連接至信號源，輸入信號分離裝置耦合至輸入裝置，分離裝置具有第一及第二輸出，第一電路配置包含第一路徑及第二路徑，第一路徑包含具有一輸出之第一跨導混波器，第一增益級耦合至第一混波器之輸出，及包含第二跨導增益級之第二路徑，該增益級具有一反相輸出，第二跨導混波器耦合至第二增益級之輸出，具有一反相輸出之第二混波器耦合至第一混波器之輸入，第一增益級之輸出耦合至第二增益級之輸入，第一混波器之輸出耦合至第二混波器之輸入，第二電路配置包含第一路徑及第二路徑，第一路徑包含有一輸出之第三跨導混波器，第三增益級耦合至第三混波器之輸出，第二路徑包含具有一反相輸出之第四跨導增益級，第四跨導混波器耦合至第四增益級之輸出，具有反相輸出之第四混波器耦合至第三混波器之輸入，第三增益級之輸出耦合至第四增益級之輸入，第四混波器之輸出耦合至第三混波器之輸入，第三混波器之輸出耦合至第四混波器之輸入，一本地振盪器信號源具有第一及第二正交相關之輸出，第一輸出耦合至第一及第二混波器，第二輸出耦合至第三及第四混波器。

根據本發明第四特性，備有一發射機，其含第一級第二



五、發明說明 (3)

裝置以連接至各別第一及第二信號源，第一及第二電路配置耦合至各別裝置以連接至第一及第二信號源，第一電路配置包含第一路徑及第二路徑，第一路徑含有一反相輸出之第一跨導增益級，及第一跨導混波器耦合至第一增益級之輸出，第一混波器有一反相輸出，第二路徑含有一具有輸出之第二跨導混波器，第二增益級耦合至第二混波器之輸出，第二混波器之輸出耦合至第一混波器之輸入，第二增益級之輸出耦合至第一增益級之輸入，第一混波器之輸出耦合至第二混波器之輸入及至信號結合裝置，第二電路配置包含第一路徑及第二路徑，第一路徑含有一反相輸出之第三跨導增益級，第三跨導混波器耦合至第三增益級之輸出，第三混波器有一反相輸出，第二路徑含有一輸出之第四跨導混波器，第四跨導增益級耦合至第四混波器之輸出，第四混波器之輸出耦合至第三混波器之輸入，第四增益級之輸出耦合至第三增益級之輸入，第三混波器之輸出耦合至第四混波器之輸入節及至信號結合裝置。

結合利用出現在電路配置輸出之阻抗，及以正交混波器對實施升及降混波能力，可使在基帶一控制良好之阻抗變化，及產生一阻抗變化，因而在高頻(i. f. 或r. f.)有一濾波效應。有效之rf濾波可用於收發機結構，以避免外部之片外組件，或減輕性能需求。

圖式簡略說明

本發明將以舉例及參考以下圖式以說明，其中圖1為本發明電路配置之基帶型之方塊圖，



五、發明說明 (4)

圖2為依照本發明製成之電路配置之理想基帶正交型方塊圖，

圖3為正交頻率漂移型方塊圖，

圖4為圖3型，顯示阻抗變換，

圖5為正交接收機之方塊圖，

圖6為正交發射機之方塊圖，

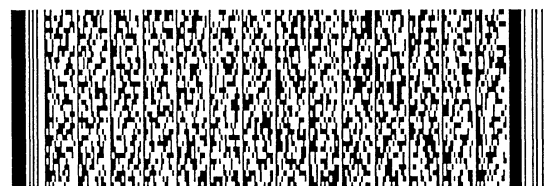
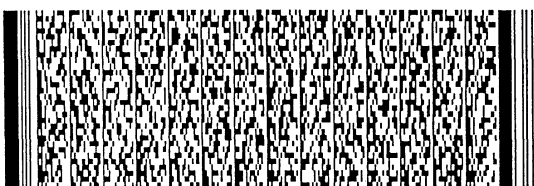
圖7為一可逆阻抗轉變之方塊圖。

圖中，使用相同參考號碼以指示對應之特性。

實施本發明之模式

參考圖1，虛線內顯示為基本電路方塊圖，包含第一前向回授路徑，路徑含增益 G_1 及 G_2 之第一及第二串聯跨導放大器10及12。一第二回授路徑連接在基本電路段之輸出14與基本電路段16之間。第二路徑包含第三及第四串聯跨導放大器18，20，各具有負增益 G_1' 及 G_2' 及反相輸出。第一放大器10之輸出與第四放大器20之輸入由一導電鏈路21所內聯。第一至第四放大器10，12，18，20可為差動放大器，第三及第四放大器18及20之反相輸出可交換其輸出而獲得。第二放大器12之輸入阻抗由電阻器 Z_1 代表，但可能由一RC濾波器實施。 Z_1 之阻抗值應甚高。跨導放大器提供一與輸入電壓成比例之輸出電流。以下之數學分析可顯示在電路配置之輸入16之阻抗 Z_s 由電路段之輸出14之阻抗 Z_2 決定。

為參考方便，源電壓 V_s 由輸入阻抗 Z_s 連接至輸入16。放大器10輸入處之電壓 V_0 被放大，在其輸出以電流 I_0' 代表。



五、發明說明 (5)

放大器12輸入處之電壓 V_1 被放大，並以電流 I_2'' 代表。電流 I_2 流入阻抗 Z_2 ，產生電壓 V_2 。放大器18輸入處電壓 V_2 跨導為電流 I_2' 。最後，放大器20處之電壓 V_1 跨導為電流 I_0'' 。

以中間條件開始

$$V_1 = (I_0' + I_2')z_1 \quad (1)$$

現在

$$I_0' = G_1 V_0$$

及

$$I_2' = G_2 V_2$$

故

$$I_0' + I_2' = G_1 V_0 + G_2 V_2$$

設

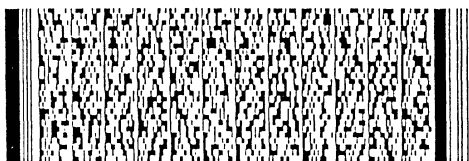
$$V_1 = (G_1 V_0 + G_2 V_2)z_1 \quad (2)$$

此式使輸出電流為：

$$I_2 = G_2 V_1$$

將(2)代入得：

$$I_2 = (G_1 G_2 V_0 + G_2 G_2 V_2)z_1 \quad (3)$$



五、發明說明 (6)

在輸入吸取之電流：

$$I_0 = -G_1' V_1$$

將(2)代入 V_1 得：

$$I_0 = (-G_1 G_1' V_0 - G_1' G_2' V_2) z_1 \quad (4)$$

此二方程式限定在輸出及輸入之電流為輸出及輸入電壓之函數。

現在輸出之電流由負載阻抗決定

$$V_2 = I_2 z_2 \quad (5)$$

利用此關係自方程式(3)可得輸出電流為

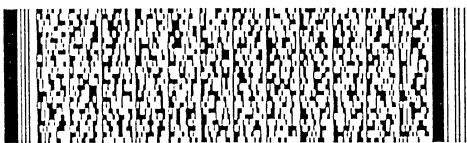
$$\begin{aligned} I_2 &= G_1 G_2 V_0 z_1 + G_2 G_2' I_2 z_1 z_2 \\ \Rightarrow I_2 (1 - G_2 G_2' z_1 z_2) &= G_1 G_2 V_0 z_1 \\ \Rightarrow I_2 &= V_0 \left\{ \frac{G_1 G_2 z_1}{1 - G_2 G_2' z_1 z_2} \right\} \quad (6) \end{aligned}$$

自方程式(4)，輸入電流為

$$I_0 = -G_1 G_1' V_0 z_1 - G_1' I_2 z_1 z_2$$

利用(6)

$$I_0 = -G_1 G_1' V_0 z_1 - \frac{G_1' G_2' z_1 z_2 \cdot G_1 G_2 z_1}{1 - G_2 G_2' z_1 z_2} V_0$$



五、發明說明 (7)

$$\Rightarrow I_0 = V_0 \left\{ \frac{-G_1 G_1' z_1 + G_1 G_1' z_1 \cdot G_2 G_2' z_1 z_2 - G_1 G_2' z_1 z_2 G_1 G_2 z_1}{1 - G_2 G_2' z_1 z_2} \right\}$$

$$\Rightarrow I_0 = V_0 \left\{ \frac{-G_1 G_1' z_1}{1 - G_2 G_2' z_1 z_2} \right\} \quad (7)$$

負載阻抗決定後，以決定在輸出及輸入電路中流動之電流。公式(7)中之負號可由電流流動之定義解釋，因此期望 G_1' 為負數。

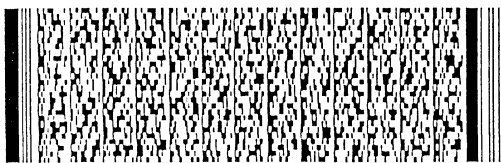
在輸入獲得電流後，出現在此段之輸入阻抗 Z_{in} 可予以計算如下

$$z_{in} = \frac{V_0}{I_0} = \frac{G_2 G_2' z_1 z_2 - 1}{G_1 G_1' z_1} \quad (8)$$

如 $|G_2 G_2' z_1 z_2| \gg 1$ ，當回授迴路增益高時，觀察電路如何動作，於是

$$z_{in} \approx \frac{G_2 G_2' z_1 z_2}{G_1 G_1' z_1}$$

$$\Rightarrow z_{in} \approx \frac{G_2 G_2'}{G_1 G_1'} \cdot z_2 \quad (9)$$



五、發明說明 (8)

此電路段之重要特性已展現出來，即輸入之阻抗與其輸出處之阻抗有關(通常成正比)。

同時，為完成此一說明，輸出之信號電壓可由流入負載之輸出電流獲得。

將方程式(6)代入(5)=>

$$V_2 = \frac{G_1 G_2 z_1 z_2}{1 - G_2 G_2' z_1 z_2} \cdot V_0 \quad (10)$$

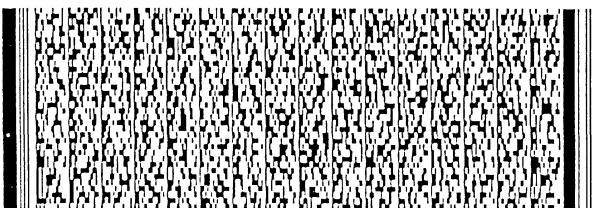
此式有其意義，其係以前向增益乘以閉合迴路響應(1-迴路增益)-1以供由輸出及內部電路組成之回授迴路。以已知電壓輸入 V_0 而言，輸入電路附近形成之迴路並無影響。當回授迴路增益甚高，即 $|G_2 G_2' z_1 z_2| \gg 1$ 時，電路之行為如何，電壓增益(10)簡化為

$$V_2 \approx \frac{-G_1}{G_2'} V_0 \quad (11)$$

直覺上，此乃前向增益 $G_1 z_1$ 由回授 $G_2' z$ 跟隨，內部阻抗 z_1 則自式中除去，負信號可由 $G' \sqrt{z_2}$ 為負而說明。

電流增益，流入輸出及輸入之電流之比值亦甚重要
方程式(6)及(7)=>

$$\frac{I_2}{I_0} = \frac{G_1 G_2 z_1}{-G_1 G_1' z_1} = -\frac{G_2}{G_1'} \quad (12)$$



五、發明說明 (9)

因為電壓 V_1 為跨導放大器 12, 20 之共同輸入, 故電流之比值為其增益。負號反映一項事實, 即圖 1 中限定之電流以相反方向流動, 故 $G' \sqrt{1}$ 為負。此結果與阻抗關係 (9), 及輸入及輸出 (11) 間之電壓之比例關係亦為符合。

現在解釋以源電路, 電壓源 V_s 及源阻抗 Z_s 與電路段之應用。在電路段之輸入處之電壓, 因為電流流動於源阻抗中, 故由電壓降決定:

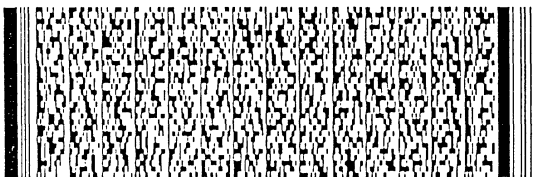
$$V_0 = V_s - I_0 z_s \quad (13)$$

將電流結果 (7) 代入, 可獲得

$$V_0 = V_s - V_0 \left\{ \frac{-G_1 G_1' z_1 z_s}{1 - G_2 G_2' z_1 z_2} \right\}$$

$$\Rightarrow V_0 \left\{ 1 - \frac{G_1 G_1' z_1 z_s}{1 - G_2 G_2' z_1 z_2} \right\} = V_s$$

$$\Rightarrow V_0 = V_s \left\{ \frac{1}{1 - \frac{G_1 G_1' z_1 z_s}{1 - G_2 G_2' z_1 z_2}} \right\} \quad (14)$$



五、發明說明 (10)

以上甚合理，因為有二嵌套回授迴路，具有迴路增益 $G_1 G_1' z_1 z_s$ 之迴路增益之第一迴路，由第二迴路之迴路增益 $G_2 G_2' z_1 z_2$ 所修改。

進一步安排(14)，可獲得較佳之方程式

$$V_0 = V_s \left\{ \frac{1 - G_2 G_2' z_1 z_2}{1 - G_2 G_2' z_1 z_2 - G_1 G_1' z_1 z_s} \right\} \quad (15)$$

瞭解基本效應非常重要，即在電路段輸入發展之電壓，由於回授之結果，由輸出處出現之阻抗 Z_2 決定。意即，如頻率相關之輸入阻抗之濾波器出現在輸出時，此效應亦在電路段之輸入出現。

如有一強回授， $|G_2 G_2' z_1 z_2| \gg 1$ 於是

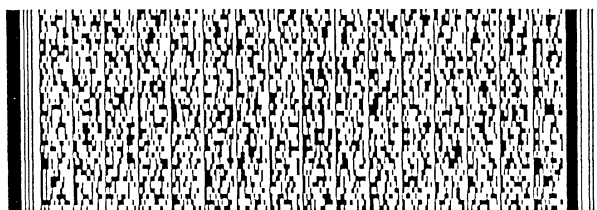
$$V_0 \approx V_s \left\{ \frac{G_2 G_2' z_2}{G_2 G_2' z_2 + G_1 G_1' z_s} \right\} \quad (16)$$

注意，內部阻抗 Z_1 以自方程式除去，其決定內部阻抗位準及回授迴路增益，僅間接影響輸入及輸出間之轉移函數。如 $|G_1 G_1' z_s| \gg |G_2 G_2' z_2|$ ，如帶外信號之 z_2 很小之情況，則

$$V_0 \approx V_s \frac{G_2 G_2' z_2}{G_1 G_1' z_s} \quad (17)$$

如 G_1 ， G_1' ， G_2 ， G_2' ， Z_s 均與頻率無關，於是

$$V_0 \propto z_2 \cdot V_s \quad (18)$$



五、發明說明 (11)

電路段輸入處之信號位準與電路段基帶輸出之負載阻抗 Z_2 成正比。

以在輸出之信號位準而言，結合方程式(10)及(14)得

$$V_2 = V_s \frac{G_1 G_2 z_1 z_2}{(1 - G_2 G_2' z_1 z_2)} \cdot \frac{1}{\left(1 - \left(\frac{G_1 G_1' z_1 z_s}{1 - G_2 G_2' z_1 z_2}\right)\right)}$$

$$\Rightarrow V_2 = V_s \frac{G_1 G_2 z_1 z_2}{(1 - G_2 G_2' z_1 z_2 - G_1 G_1' z_1 z_2)} \quad (19)$$

故每一級之前向電壓增益，即跨導乘以負載阻抗，由回授環路增益所修改。

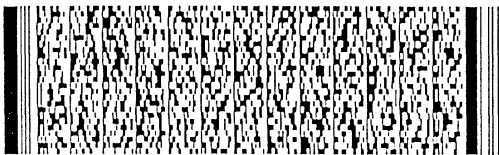
如回授甚強，即 $|G_1 G_1' z_1 z_2| \gg 1$ 或 $|G_2 G_2' z_1 z_2| \gg 1$ ，則

$$V_2 \approx -V_s \frac{G_1 G_2 z_1 z_2}{G_2 G_2' z_1 z_2 + G_1 G_1' z_1 z_s}$$

$$\Rightarrow V_2 \approx -V_s \frac{G_1 G_2 z_2}{G_1 G_1' z_s + G_2 G_2' z_2} \quad (20)$$

或

$$V_2 \approx -V_s \frac{G_1}{G_2} \cdot \frac{z_2}{\frac{G_1 G_1'}{G_2 G_2} z_s + z_2}$$



五、發明說明 (12)

此式與阻抗定標結果相符，可由重組下式得知

$$V_2 \approx -V_s \frac{G_1}{G_2'} \frac{\frac{G_2 G_2'}{G_1 G_1'} z_2}{z_s + \frac{G_2 G_2'}{G_1 G_1'} z_2}$$

利用(9)再表示出現在電路段之輸入阻抗，得

$$V_2 \approx -V_s \frac{G_1}{G_2'} \frac{z_{in}}{z_s + z_{in}} \quad (21)$$

此為一滿意之結果；由 Z_{in} 及 Z_s 形成分壓器，且電壓依方程式(11)以增益 $-G_1/G_2'$ 放大至輸出。

記住 G_2' 為負。

如一帶外信號之情況，則阻抗為

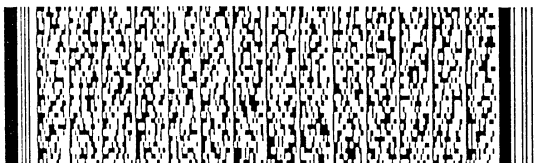
$$|z_2| \ll \left| \frac{G_1 G_1'}{G_2 G_2'} z_s \right|$$

於是，(20)可簡化為

$$V_2 \approx -V_s \frac{G_2}{G_1'} \frac{z_2}{z_s} \quad (22)$$

如 G_1 ， G_1' ， G_2 ， G_2' ， Z_s 與頻率無關，則

$$V_2 \propto z_2 \cdot V_s$$



五、發明說明 (13)

如 G_1' 與 G_2' 為負，則符號均為正確。

亦可保證回授迴路之穩定性。

$$\frac{1}{1-\beta}$$

β 應為負。

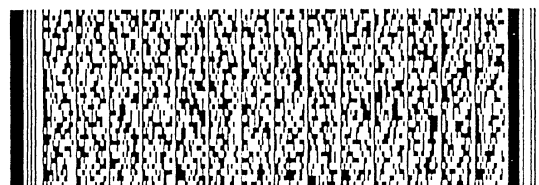
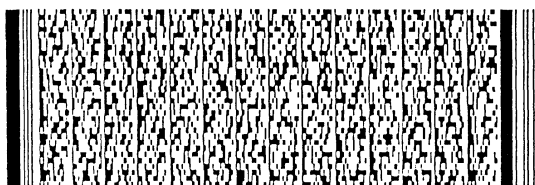
如使 $I_0' = I_2'$ ，則性能可以改進，即由電流相加接點間之緩衝電路，直接或間接增加 Z_1 ，及驅動跨導放大器。

參考圖2，其為一理想正交模式。比較圖1及圖2，明顯發現同相I與Q相位電路為相同布局，除跨導放大器之號碼加上"I"及"Q"，並利用下標"i"及"q"以代表各電壓及電流。為簡化計，圖2之詳細說明予以省略，因圖1之I及Q電路已足以涵蓋。

圖3為圖2之變體，其中之跨導混波器10I，20I，10Q及20Q分別由22I，24I，22Q及24Q所取代。混波器22I，及22Q使混波器24I，及24Q之增益加倍。混波器24I及24Q為反相輸出。

信號源26由信號分離器28耦合至各電路段之輸入16I及16Q。正交之本地振盪器信號分別供應至混波器22I，24I，22Q及24Q。

為以一般方式說明圖3，為簡化計，假定增益路徑相同，其間有一完全之90度相移。混波器22I及22Q中有一降頻轉換，混波器24I及24Q則為升頻轉換。因此，必須考慮以下數學分析之頻率轉換效應。



五、發明說明 (14)

以 $(-f_{osc})$ 降頻轉換時，
至混波器22I之輸入電壓

$$V_0 = a_0 \sin(2\pi f t - \phi_0) \quad (23)$$

$$I_{0i}' = \frac{2G_1 a_0}{2} \{ \sin(2\pi(f - f_{osc})t - \phi_0) + \sin(2\pi(f + f_{osc})t - \phi_0) \}$$

雙頻率項已由濾波消除，故

$$I_{0i}' = G_1 a_0 \sin(2\pi(f - f_{osc})t - \phi_0) \quad (24)$$

同理

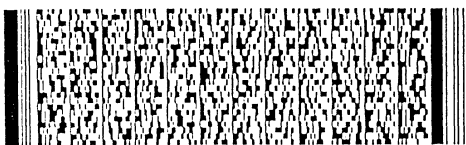
$$I_{0q}' = \frac{2G_1 a_0}{2} \{ \cos(2\pi(f - f_{osc})t - \phi_0) - \cos(2\pi(f + f_{osc})t - \phi_0) \}$$

雙頻率移除後，得

$$I_{0q}' = G_1 a_0 \cos(2\pi(f - f_{osc})t - \phi_0) \quad (25)$$

每一I及Q路徑，均以增益 G_1 及以降頻 $(-f_{osc})$ 轉換
以 $(+f_{osc})$ 作升頻轉換時，
混波器24I之輸入電壓

$$V_{1i} = a_1 \sin(2\pi(f - f_{osc})t - \phi_1) \quad (26)$$



五、發明說明 (15)

混波器 24Q 之輸入電壓：

$$V_{1q} = a_1 \cos(2\pi(f - f_{osc})t - \phi_1) \quad (27)$$

於是

$$I_0'' = V_{1i} G_1' \cos(2\pi f_{osc} t) + V_{1q} G_1' \sin(2\pi f_{osc} t)$$

以標準三角學

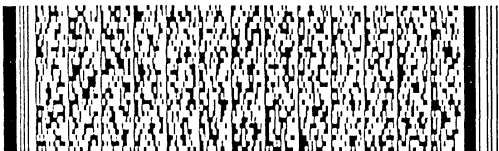
$$\begin{aligned} I_0'' &= G_1' a_1 \{ \sin(2\pi(f - f_{osc})t - \phi_1) \cos(2\pi f_{osc} t) + \cos(2\pi(f - f_{osc})t - \phi_1) \sin(2\pi f_{osc} t) \} \\ \Rightarrow I_0'' &= G_1' a_1 \sin(2\pi(f - f_{osc})t - \phi_1 + 2\pi f_{osc} t) \\ \Rightarrow I_0'' &= G_1' a_1 \sin(2\pi f t - \phi_1) \end{aligned} \quad (28)$$

即發生增益 G_1' 及 $(+f_{osc})$ 之頻率轉換。

將此二部分置於一起以建立一含圖 3 中之頻率轉換之阻抗耦合裝置，首先，設立一輸入信號：

$$V_s = a_s \sin(2\pi f_s t - \phi_s) \quad (29)$$

使 Z_s ， Z_1 ， Z_2 為頻率之函數： $Z_s(f)$ ， $Z_1(f)$ ， $Z_2(f)$ ，於是自 (15)



五、發明說明 (16)

$$V_0 = a_s \sin(2\pi f_s t - \phi_s) \left\{ \frac{1 - G_2 G_2' z_1(f_s - f_{osc}) z_2(f_s - f_{osc})}{1 - G_2 G_2' z_1(f_s - f_{osc}) z_2(f_s - f_{osc}) - G_1 G_1' z_1(f_s - f_{osc}) z_s(f_s)} \right\} \quad (30)$$

出現在電路段之電壓 V_0 為輸入信號，受到以 f_s 所加之輸入阻抗，及以 $(f_s - f_{osc})$ 在向降頻混波所加之基帶阻抗。

如有強回授， $|G_2 G_2' z_1(f_s - f_{osc}) z_2(f_s - f_{osc})| \gg 1$ 時，上述之近似值仍可應用。於是

$$V_0 \approx a_s \sin(2\pi f_s t - \phi_s) \left\{ \frac{G_2 G_2' z_2(f_s - f_{osc})}{G_2 G_2' z_2(f_s - f_{osc}) + G_1 G_1' z_s(f_s)} \right\} \quad (31)$$

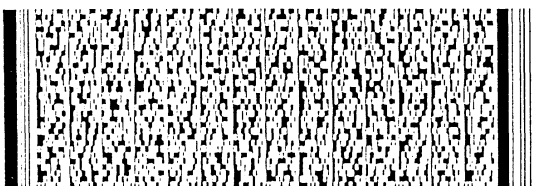
如源電路附近之迴路增益大於負載電路附近之增益，即 $|G_1 G_1' z_s(f_s)| \gg |G_2 G_2' z_2(f_s - f_{osc})|$

$$V_0 \approx a_s \sin(2\pi f_s t - \phi_s) \frac{G_2 G_2' z_2(f_s - f_{osc})}{G_1 G_1' z_s(f_s)} \quad (32)$$

現在自(19)觀察輸出電壓，並記住(24)，產生一頻率漂移及受到迴路增益及阻抗影響之信號。

以 I 頻道言：

$$V_{2i} = a_s \sin(2\pi(f_s - f_{osc})t - \phi_s) \frac{G_1 G_2 z_1(f_s - f_{osc}) z_2(f_s - f_{osc})}{1 - G_2 G_2' z_1(f_s - f_{osc}) z_2(f_s - f_{osc}) - G_1 G_1' z_1(f_s - f_{osc}) z_s(f_s)} \quad (33)$$



五、發明說明 (17)

如有一強回授，

$$|G_1 G_1' z_1 (f_s - f_{osc}) z_s (f_s)| \gg 1 \quad \text{或} \quad |G_2 G_2' z_1 (f_s - f_{osc}) z_2 (f_s - f_{osc})| \gg 1,$$

如方程式(20)，此可還原為

$$V_{2i} \approx -a_s \sin(2\pi(f_s - f_{osc})t - \phi) \cdot \frac{G_1 G_2 z_2 (f_s - f_{osc})}{G_1 G_1' z_s (f_s) + G_2 G_2' z_2 (f_s - f_{osc})} \quad (34)$$

負號因為 $G' \sqrt{1}$ 及 $G' \sqrt{2}$ 為負所致。

同理，Q 頻道時：

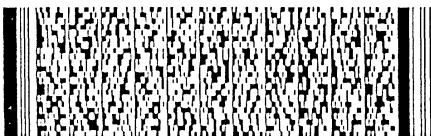
$$V_{2q} = a_s \cos(2\pi(f_s - f_{osc})t - \phi_s) \cdot \frac{G_1 G_2 z_1 (f_s - f_{osc}) z_2 (f_s - f_{osc})}{(1 - G_2 G_2' z_1 (f_s - f_{osc}) z_2 (f_s - f_{osc}) - G_1 G_1' z_1 (f_s - f_{osc}) z_s (f_s))} \quad (35)$$

如有一強回授

$$|G_1 G_1' z_1 (f_s - f_{osc}) z_s (f_s)| \gg 1 \quad \text{或} \quad |G_2 G_2' z_1 (f_s - f_{osc}) z_2 (f_s - f_{osc})| \gg 1$$

於是

$$V_{2q} \approx -a_s \cos(2\pi(f_s - f_{osc})t - \phi_s) \cdot \frac{G_1 G_2 z_2 (f_s - f_{osc})}{G_1 G_1' z_s (f_s) + G_2 G_2' z_2 (f_s - f_{osc})} \quad (36)$$



五、發明說明 (18)

故自輸入信號，頻率 f_s 及波幅 a_s 可知，在輸出產生一正交對信號，其頻率為 $(f_s - f_{osc})$ ，及波幅 a_2 如下

$$a_2 = \frac{G_1 G_2 z_2 (f_s - f_{osc})}{G_1 G_1' z_s (f_s) + G_2 G_2' z_2 (f_s - f_{osc})}$$

增益由電路中基帶部份所受之阻抗及r. f. 輸入之源阻抗而決定。

此外，如方程式(30)至(32)所示，電路段輸出處之信號位準由基帶阻抗 $Z_2(f_s - f_{osc})$ 之效應所修改。因此可產生窄帶率波器效應，而無需實施高頻率之高品質調諧電路。

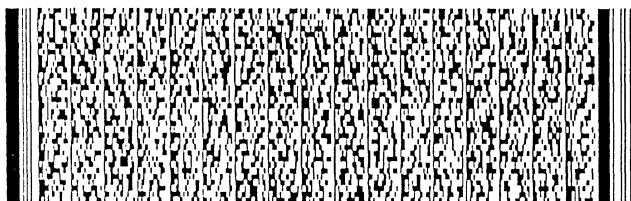
上述之波幅 a_2 之近似表示可進一步再安排以獲得一增益

$$\frac{a_2}{a_s} = \frac{G_1}{G_2} \cdot \frac{z_2 (f_s - f_{osc})}{\frac{G_1 G_1'}{G_2 G_2} z_s (f_s) + z_2 (f_s - f_{osc})} \quad (37)$$

r. f. 輸入與基帶輸出間之增益為作用在內部共同點， G_1/G_2' 增益之比值，由信號發展之阻抗，由r. f. 源阻抗所饋送，由增益比值所定標及變換為在基帶輸出甚有效之基帶負載阻抗所修改， $Z_2(f_s - f_{osc})$

$$\frac{G_1 G_1'}{G_2 G_2} z_s (f_s)$$

為完整起見，圖4顯示圖3之阻抗變換代表。參考字母



五、發明說明 (19)

Z_{rf} 與 Z_{bb} 之意義為頻率阻抗與基帶阻抗之比值。其餘參考字母與圖3中所用者有相同之意義。

圖5說明一無線電接收機，其係根據圖3及4所示之頻率漂移模式之無線電接收機。接收機之信號源為一天線30，其耦合至信號分離器38。但信號源可能為自射頻前端之輸出之中頻信號。自各別I及Q電路段之輸出加至低通濾波器32，34，該濾波器自頻率變換選擇所需之產品。一本地振盪器36連接至相位漂移器38，其將相關之本地振盪器信號 $\cos(\omega_{osc t})$ 及 $\sin(\omega_{osc t})$ 正交至混波器22I，24I及22Q，24Q。由電路段之頻率變換及濾波已如上述，故不再重述。

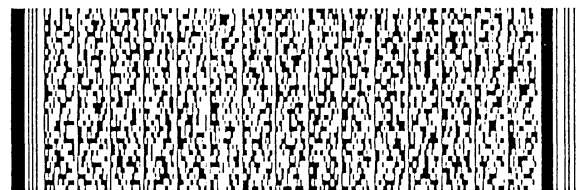
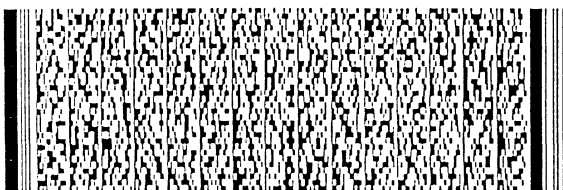
圖6說明根據圖3及4之頻率漂移模式之發射機。作業時，由信號源40，42代表之正交相關調變信號 V_i ， V_q ，經I&Q由低通濾波器32，34加至信號結合器44，該結合器為信號分離器之可逆裝置，其輸出耦合至天線30。自混波器24I，24Q之信號在混波器22I，22Q中予以降頻變換。

振盪器36及相位分離器38提供振盪器信號必要時，作升頻及降頻變換。

以上提供之頻率漂移模式之數學分析對發射機亦為有效。

圖7為圖4所示之阻抗變換裝置之簡化。此簡化裝置包含，省略跨導放大器12I，12Q，18I，18Q，含傳導鏈路21及阻抗 Z_1 。在簡化之裝置中，電路段一側之阻抗 Z_2 與另一側出現之阻抗之倒數成比例。

在電路段之實際應用時，阻抗 Z_2 使帶外基帶信號為高阻



五、發明說明 (20)

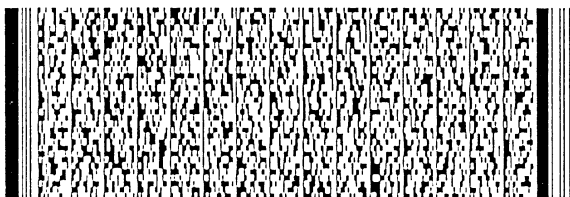
在電路段之實際應用時，阻抗 Z_2 使帶外基帶信號為高阻抗。當阻抗可逆轉變為射頻時，電路段之阻抗對該信號為低，其波幅還原，因此將此等信號濾波。

在本規格及專利申請範圍中，元件前之"一"字並不排除有許多元件。"包含"一詞亦不排除其他元件或步驟之存在。

在本揭示閱讀後，對此技藝人士而言，可有其他之修改。該修改可能涉及在設計及製造上已知之特性，及使用接收機及發射機及其組件，此等可用以取代或增加已述之特性。

工業應用性

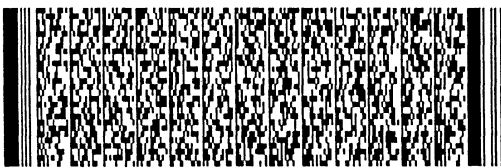
用在發射機與接收機之高頻濾波器。



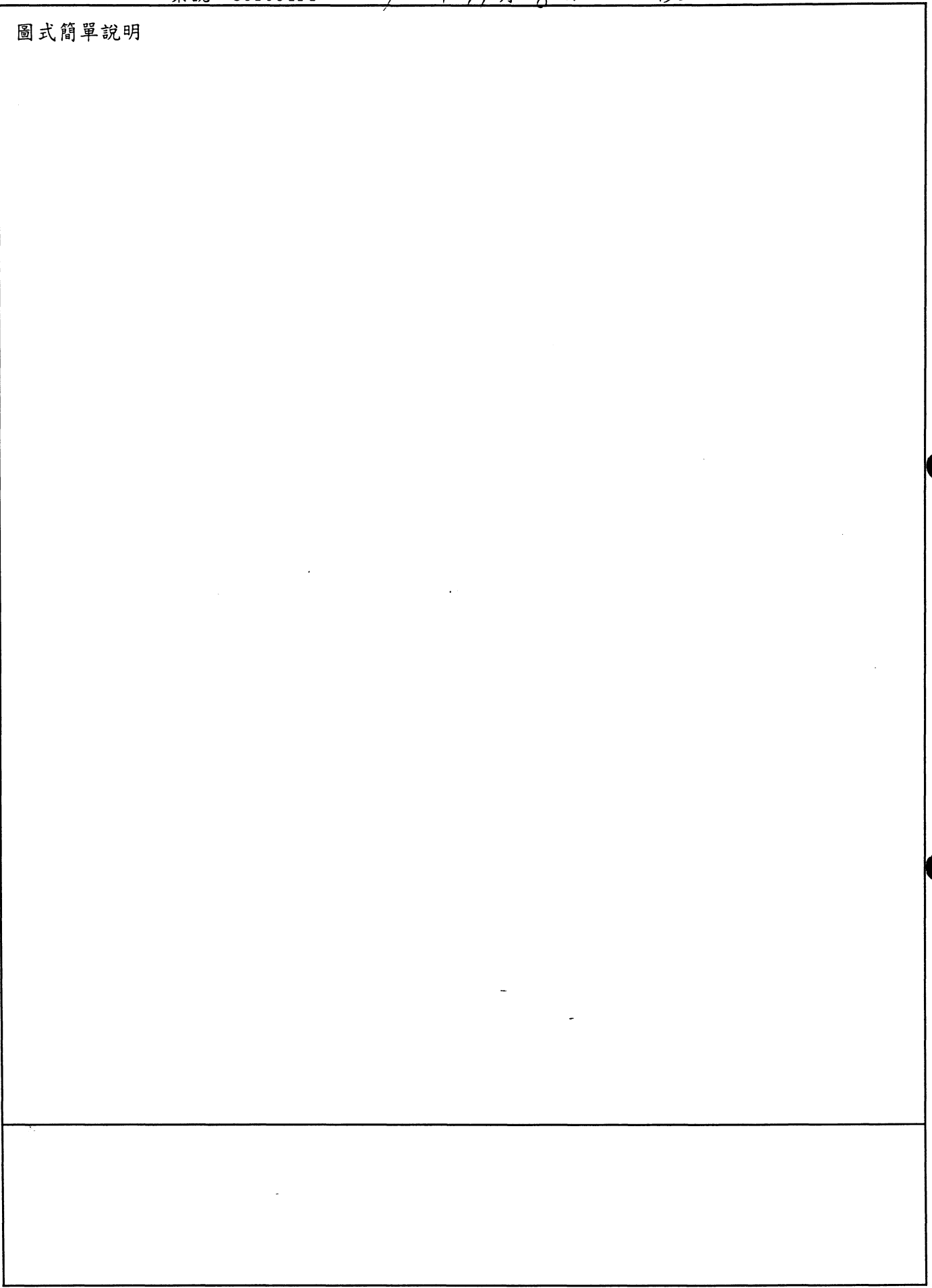
五、發明說明 (21)

圖式元件符號說明

10	第一串聯跨導放大器
12	第二串聯跨導放大器
14	基本電路段之輸出
16	基本電路段之輸入
18	第三串聯跨導放大器
20	第四串聯跨導放大器
21	導電鏈路
26	信號源
28	信號分離器
30	天線
32	低通濾波器
34	低通濾波器
36	本地振盪器
38	相位漂移器
40	信號源
42	信號源
44	信號結合器
101	跨導放大器
121	跨導放大器
181	跨導放大器
201	跨導放大器
221	跨導混波器
241	跨導混波器



圖式簡單說明



四、中文發明摘要 (發明之名稱：提供阻抗變換濾波之電路配置)

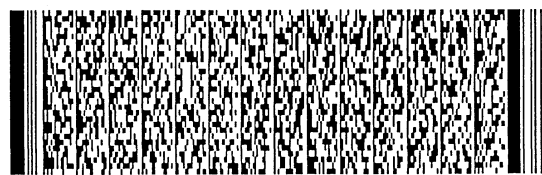
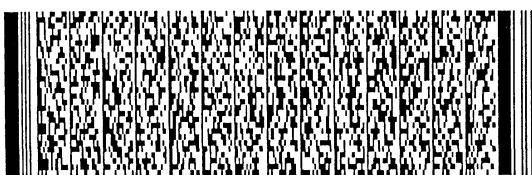
一 電路配置以提供阻抗變換濾波，其包含第一路徑及第二路徑。在基帶變形中，第一路徑為向前路徑，含第一及第二串聯跨導增益級(10, 12)，第二路徑為一回授路徑，含第三及第四跨導增益級(18, 20)，每一均有一反相輸出。第一增益級之輸出耦合至第四增益級之輸入。作業時，電路配置輸入出現之阻抗(Z_{in})由出現在輸出之阻抗(Z_2)決定。

在頻率漂移變形中，第一及第四增益級由跨導混波器所取代。

此電路配置可應用於接收機及發射機之高頻級(中頻或射頻)。

英文發明摘要 (發明之名稱：CIRCUIT ARRANGEMENT FOR PROVIDING IMPEDANCE TRANSLATION FILTERING)

A circuit arrangement for providing impedance translation filtering comprises a first path and a second path. In a base band variant the first path is a feed forward path which comprises first and second series connected transconductance gain stages (10, 12), and the second path is a feedback path which comprises third and fourth transconductance gain stages (18, 20), each having an inverting output. An output of the first gain stage is coupled to an input of the fourth gain



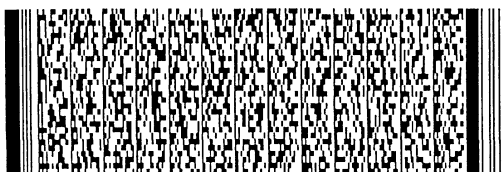
四、中文發明摘要 (發明之名稱：提供阻抗變換濾波之電路配置)

英文發明摘要 (發明之名稱：CIRCUIT ARRANGEMENT FOR PROVIDING IMPEDANCE TRANSLATION FILTERING)

stage. In operation, the impedance (Z_{in}) presented at an input of the circuit arrangement is determined by the impedance (Z_2) presented at its output.

In a frequency shifting variant the first and fourth gain stages are replaced by transconductance mixers.

The circuit arrangement can be applied to high frequency stages (i. f. or r. f.) of receivers and transmitters.



六、申請專利範圍

1. 一種包含具有第一頻率轉變級之第一路徑及包括第二頻率轉變級之第二路徑以及用以連接一本地振盪器信號源至該第一及第二頻率轉變級之裝置之電路配置，該第一路徑之一輸入連接至該第二路徑之一輸出，該第一路徑之一輸出連接至該第二路徑之一輸入；其中一輸入信號之頻率由該本地振盪器信號轉變為較低頻率，且其中在電路配置之高頻端之阻抗由出現在電路配置之一較低頻端之阻抗所決定。

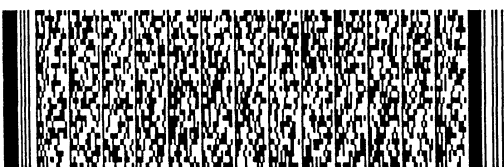
2. 如申請專利範圍第1項之電路配置，其特徵為決定之阻抗關係為可逆關係。

3. 一種包含一第一路徑及第二路徑之電路配置，第一路徑包含第一及第二串聯跨導增益級，第二路徑包含第三及第四串聯跨導增益級，每一有一反相輸出，第三增益級之輸入連接至第二增益級之輸出，第四增益級之輸出連接至第一增益級之輸入，第一增益級之輸出連接至第四增益級之輸入，因此，出現在第二增益級輸出之阻抗決定第一增益級輸入之輸入阻抗。

4. 如申請專利範圍第3項之電路配置，其特徵為一阻抗裝置耦合至第二增益級之一輸入。

5. 如申請專利範圍第3或4項之電路配置，其特徵為第三及第四增益級為負增益。

6. 如申請專利範圍第3項之電路配置，其特徵為第一增益級包含第一跨導混波器，及第四增益級含有一反相輸出之第二跨導混波器，一本地振盪器信號源耦合至第一及第

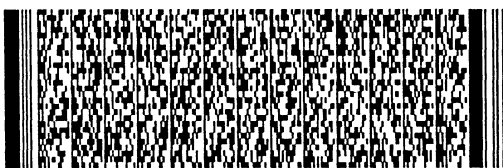


六、申請專利範圍

8. 如申請專利範圍第7項之接收機，其特徵為第一阻抗裝置耦合至該第一增益級之一輸入，及第二阻抗裝置耦合至該第三增益級之該輸入。

9. 一種發射機，包含一第一及第二裝置，用以連接第一及第二信號源，第一及第二電路配置耦合至各裝置用以連接第一及第二信號源，第一電路配置包含第一路徑及第二路徑，第一路徑包含第一跨導增益級，其有一反相輸出，及第一跨導混波器耦合至第一增益級之輸出，第一混波器有一反相輸出，第二路徑包含第二跨導混波器，其有一輸出，及第二增益級耦合至第二混波器之輸出，第二混波器之輸出耦合至第一混波器之輸入，第二增益級之輸出耦合至第一增益及之輸入，第一混波器之輸出耦合至第二混波器之輸入及至一信號結合裝置，第二電路配置包含第一路徑及第二路徑，第一路徑包含第三跨導混波器，其有一反相輸出，第三跨導混波器耦合至第三增益級之輸出，第三跨導混波器有一反相輸出，第二路徑包含具有一輸出之第四跨導混波器，第四跨導增益級耦合至第四混波器之輸出，第四混波器之輸出耦合至第三混波器之輸入，第四增益級之輸出耦合至第三增益級之輸入，第三混波器之輸出耦合至第四混波器之輸入及信號結合裝置。

10. 一種包含如申請專利範圍第1項之電路配置之積體電路，其中該電路配置包含具有第一頻率轉變級之第一路徑，及包括第二頻率轉變級之第二路徑，該第一路徑之一輸入連接至該第二路徑之一輸出，該第一路徑之一輸出連



六、申請專利範圍

接至該第二路徑之一輸入，以及用以連接一本地振盪器信號源至該第一及第二頻率轉變級之裝置，其中一輸入信號之頻率由該本地振盪器信號轉變為較低頻率，且其中在電路配置之高頻端之阻抗由出現在電路配置之一較低頻端之阻抗所決定。

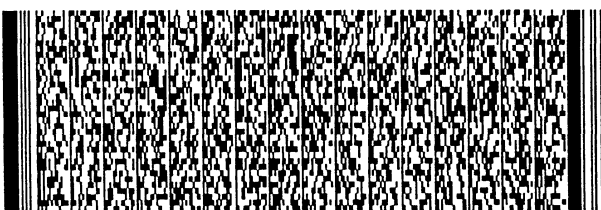
11. 如申請專利範圍第10項之積體電路，其包含電路配置，其中該電路配置之特徵為決定之阻抗關係為可逆關係。

12. 如申請專利範圍第10項之積體電路，其包含電路配置，其中該電路配置包含一第一路徑及第二路徑，第一路徑包含第一及第二串聯跨導增益級，第二路徑包含第三及第四串聯跨導增益級，每一有一反相輸出，第三增益級之輸入連接至第二增益級之輸出，第四增益級之輸出連接至第一增益級之輸入，第一增益級之輸出連接至第四增益級之輸入，因此，出現在第二增益級輸出之阻抗決定第一增益級輸入之輸入阻抗。

13. 如申請專利範圍第10項之積體電路，其包含電路配置，其中該電路配置之特徵為一阻抗裝置耦合至第二增益級之一輸入。

14. 如申請專利範圍第10項之積體電路，其包含電路配置，其中該電路配置之特徵為第三及第四增益級為負增益。

15. 如申請專利範圍第10項之積體電路，其包含電路配置，其中該電路配置之特徵為第一增益級包含第一跨導混



六、申請專利範圍

波器，及第四增益級含有一反相輸出之第二跨導混波器，一本地振盪器信號源耦合至第一及第二混波器之輸入。



圖式

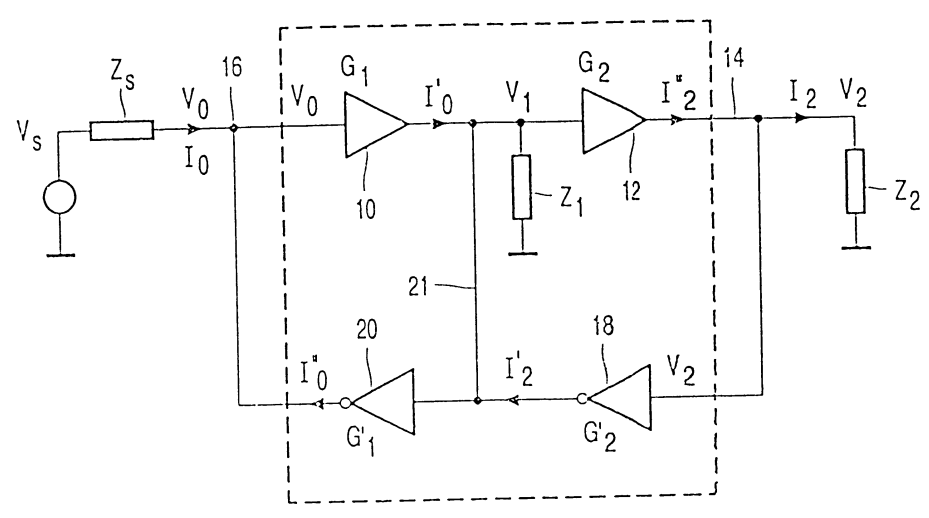


圖 1

圖式

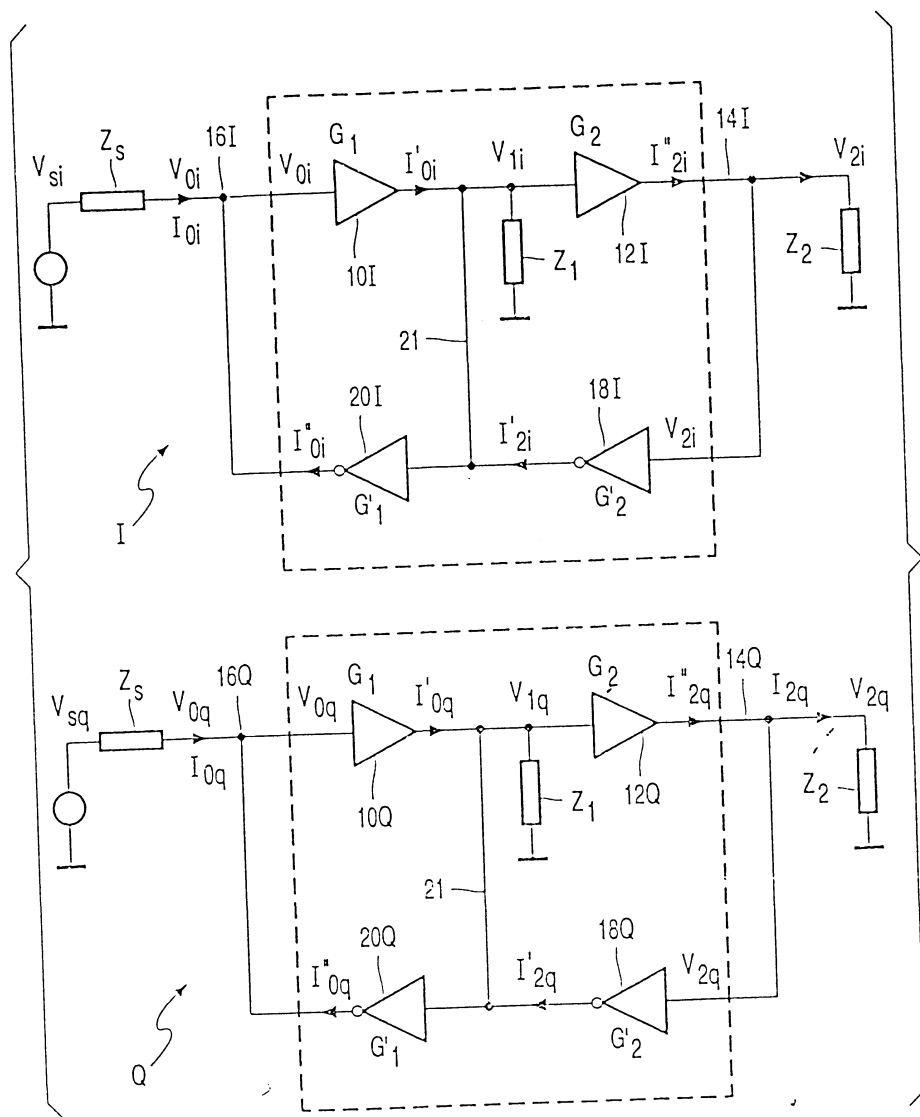


圖 2

圖式

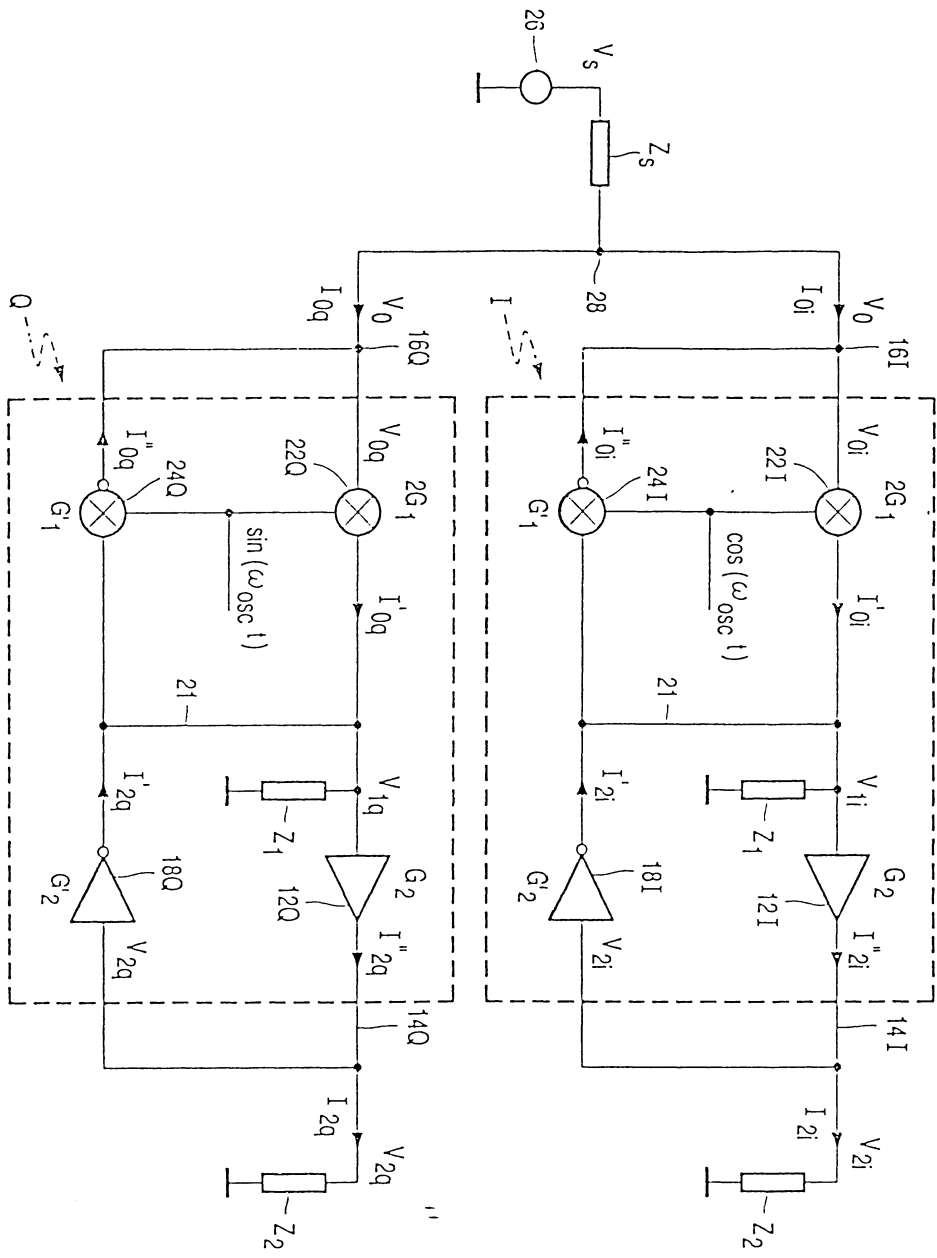


圖 3

圖式

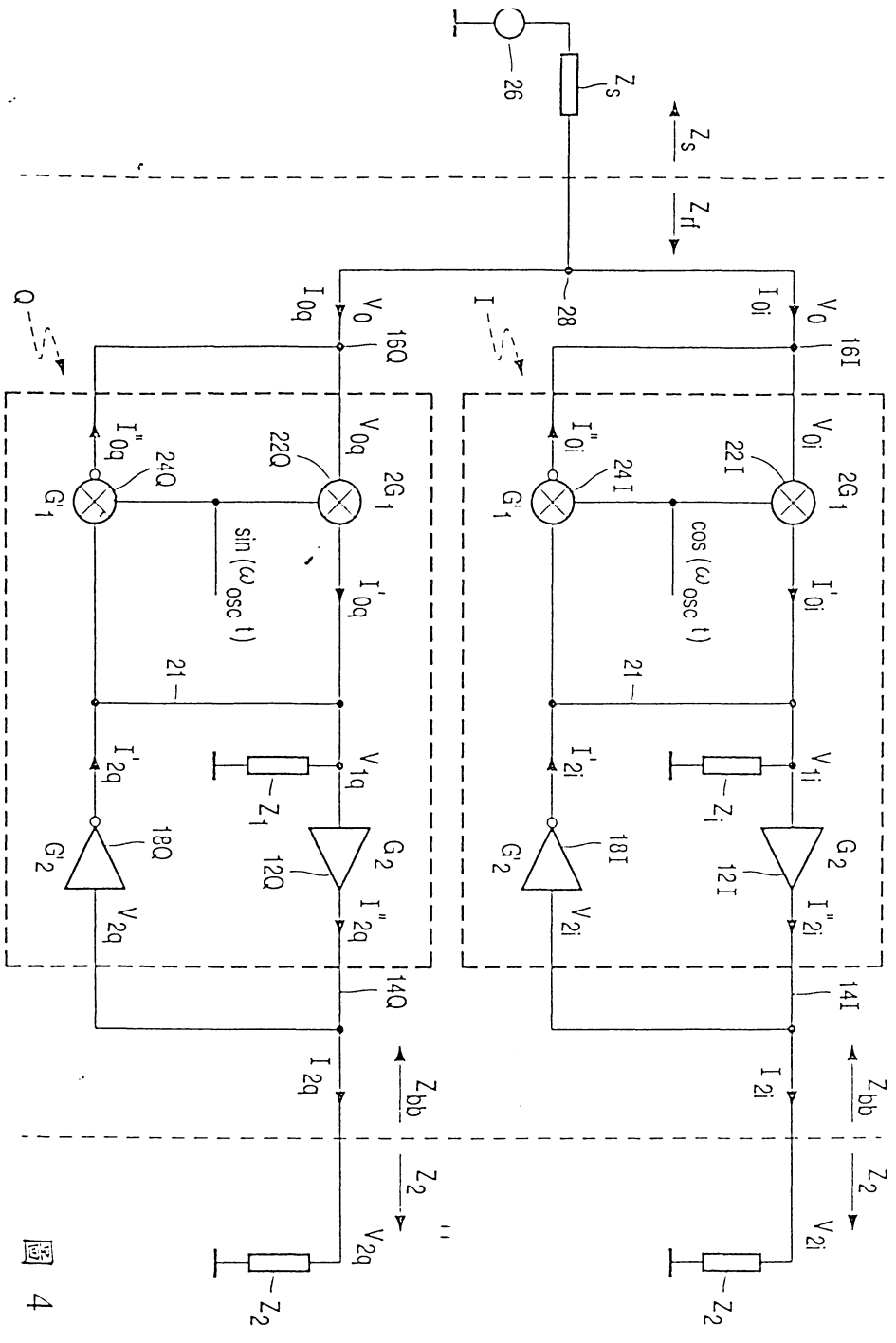


圖 4

圖式

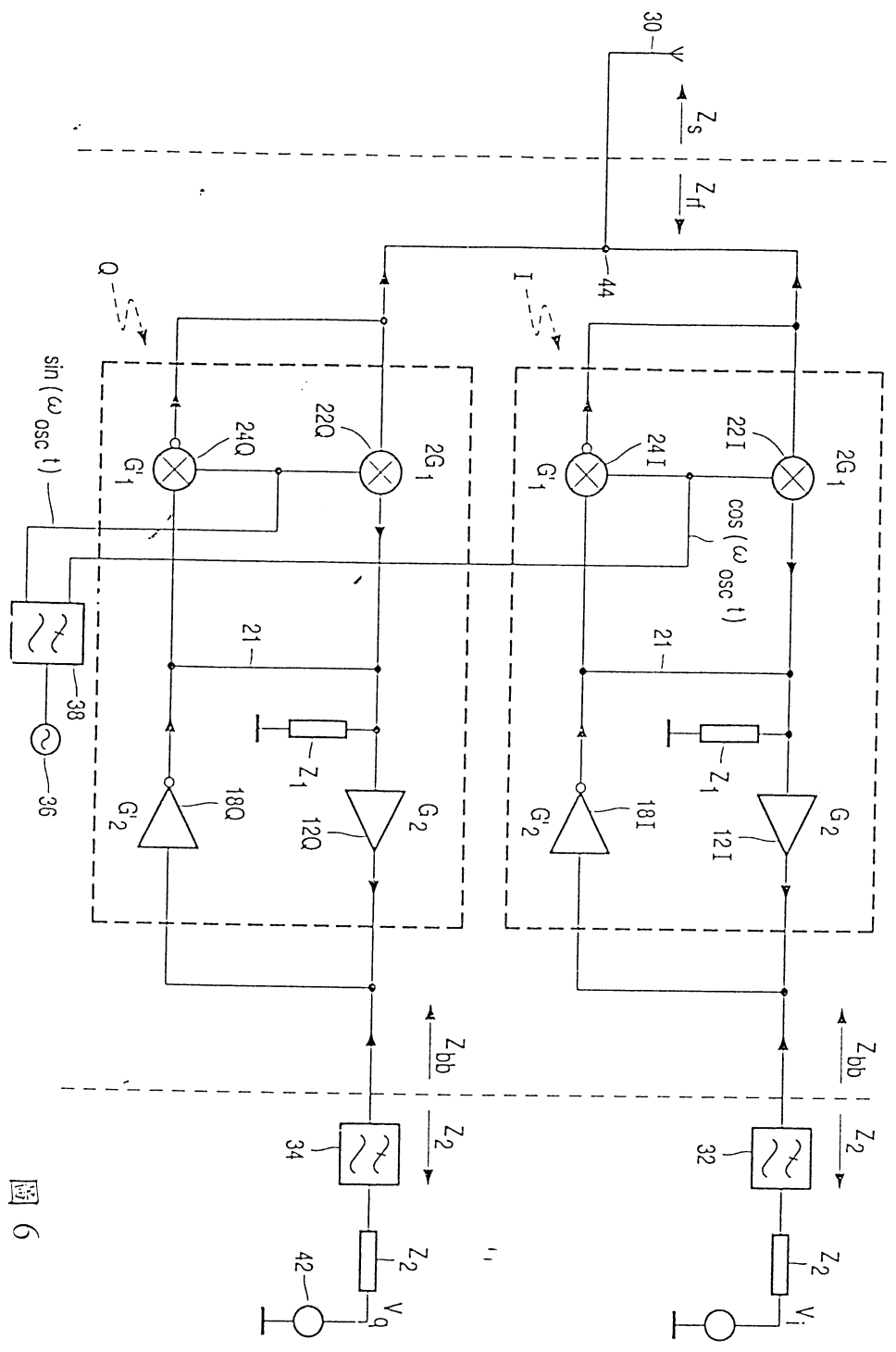


圖 6

圖式

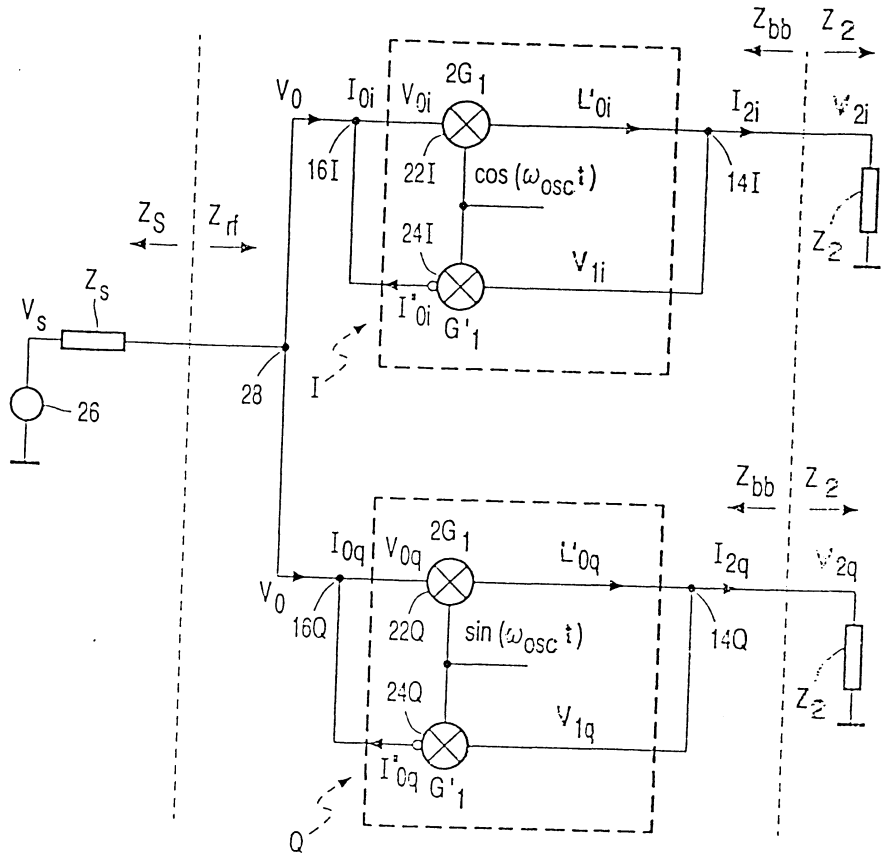


圖 7