

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4987718号
(P4987718)

(45) 発行日 平成24年7月25日 (2012. 7. 25)

(24) 登録日 平成24年5月11日 (2012. 5. 11)

(51) Int. Cl. F I
H03K 5/04 (2006.01) H03K 5/04
H03K 19/0175 (2006.01) H03K 19/00 1 O 1 Q
H03H 11/28 (2006.01) H03H 11/28

請求項の数 6 (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願2007-531898 (P2007-531898)	(73) 特許権者	300002160
(86) (22) 出願日	平成17年9月9日 (2005. 9. 9)		エプコス アクチエンゲゼルシャフト
(65) 公表番号	特表2008-514090 (P2008-514090A)		EPCOS AG
(43) 公表日	平成20年5月1日 (2008. 5. 1)		ドイツ連邦共和国 ミュンヘン ザンクト
(86) 国際出願番号	PCT/IB2005/052957		ーマルティン-シュトラッセ 53
(87) 国際公開番号	W02006/030360		St. -Martin-Strasse
(87) 国際公開日	平成18年3月23日 (2006. 3. 23)		53, D-81669 Muenche
審査請求日	平成20年8月6日 (2008. 8. 6)		n, Germany
(31) 優先権主張番号	04104433.0	(74) 代理人	100117787
(32) 優先日	平成16年9月14日 (2004. 9. 14)		弁理士 勝沼 宏仁
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)	(74) 代理人	100082991
前置審査			弁理士 佐藤 泰和
		(74) 代理人	100103263
			弁理士 川崎 康

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 負荷のインピーダンスの検出回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

負荷のインピーダンス又はアドミタンスを検出する回路であって、
 無線周波数増幅器に接続可能であると共に前記負荷に接続可能な入力端子を備えた方向性結合器を有し、

前記方向性結合器は出力端子を有しており、当該出力端子は、
 前進波の電圧の大きさ又は電流の大きさを測定する第1の手段と、
 反射波の電圧の大きさ又は電流の大きさを測定する第2の手段と、
 0°～360°の範囲の反射係数の位相に関する情報をもたらす信号を出力するよう構成された直角位相検出器と、
 に接続されており、

前記位相に関する情報を提供する前記信号は、 $\sin(\quad)$ に比例する信号及び $\cos(\quad)$ に比例する信号であり、

前記第1の手段及び前記第2の手段は、ミキサ及び振幅リミッタを有するピーク検出器であり、又は、前記第1の手段及び前記第2の手段は、緩衝増幅器を含み、

前記直角位相検出器は、90°移相器を有する全域フィルタである、
 ことを特徴とする回路。

【請求項 2】

インピーダンス整合回路であって、
 給電路によってRF増幅器に接続可能であり又は接続されている調節可能な出力整合ネ

ットワークを有し、

前記調節可能な出力整合ネットワークは、前記給電路によって負荷に接続可能であり又は接続されており、

前記負荷のインピーダンス又はアドミタンスを測定する検出器を有し、前記検出器は、前記給電路のノードに接続可能であり又は接続されており、

前記調節可能な出力整合ネットワークの出力を制御する制御ユニットを有し、前記制御ユニットは、前記検出器に接続されており、

前記検出器は、請求項 1 に記載の回路である、インピーダンス整合回路。

【請求項 3】

前記ノードは、前記 RF 増幅器と前記調節可能な出力整合ネットワークとの間に設けられており、請求項 2 に記載のインピーダンス整合回路。

10

【請求項 4】

前記ノードは、前記調節可能な出力整合ネットワークと前記負荷との間に設けられている、請求項 2 に記載のインピーダンス整合回路。

【請求項 5】

負荷のインピーダンス又はアドミタンスを検出する方法であって、
方向性結合器を無線周波数増幅器と負荷との間に配置するステップと、
前進波の電圧の大きさ又は電流の大きさを測定するステップと、
反射波の電圧の大きさ又は電流の大きさを測定するステップと、
 $0^\circ \sim 360^\circ$ の範囲で反射係数の位相を、 $\sin(\)$ に比例する信号及び $\cos(\)$ に比例する信号を供給する直角位相検出器により、測定するステップと、
を備える、方法。

20

【請求項 6】

前記電圧の大きさ又は前記電流の大きさを測定するステップは、ピーク検出器によって行われる、請求項 5 に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【開示の内容】

【0001】

本発明は、一般に、半導体回路に関し、特に、無線周波数 (RF) 回路に関する。特に、本発明は、インピーダンス整合回路によって利用できる負荷のインピーダンスの検出回路及び方法に関する。

30

【0002】

RF 電力増幅器の性能は、RF 電力増幅器の出力に結合された負荷のインピーダンス又はアドミタンスで決まる。RF 電力増幅器は一般に、負荷インピーダンスが所定の値、例えば 50 Ω である場合に最適な性能を示すよう設計されている。便宜上、RF 電力増幅器を略して RF 増幅器という。RF 増幅器がアンテナ、例えば手持ち通信機器、例えば携帯電話等に用いられているアンテナに給電した場合、環境条件により、アンテナ (負荷) のインピーダンスが変化する場合がある。ユーザの動いている手や頭及びその近くの他の物体は、アンテナインピーダンス中に多大な外乱を引き起こす。しかしながら、アンテナインピーダンスが所定値とは異なっている場合、電力増幅器の性能、例えば出力電力、効率、線形性等が劣化する。

40

【0003】

上述の問題を考慮に入れて電力増幅器とアンテナとの間にサーキュレータ又はアイソレータを配置することがよく知られている。サーキュレータ、電力増幅器の出力に結合された第 1 の端子、アンテナに結合された第 2 の端子及び一定のインピーダンス、例えば 50 Ω を有するデバイスを介してアースに結合された第 3 の端子を有する。電力増幅器の出力信号は、アイソレータの第 1 の端子及び第 2 の端子を介してアンテナに送られる。インピーダンスの不整合に起因してアンテナから反射して戻った信号は、アイソレータの第 3 の端子及び一定インピーダンスデバイスを介してアースに逃がされる。かくして、アンテナのインピーダンス不整合は、電力増幅器の性能に悪影響を及ぼさない。しかしながら、ア

50

イソレータは大型であって高価であり、しかも電力効率が良くない。アイソレータは、安価で低電力の携帯通信システムに用いるのには適していない。

【 0 0 0 4 】

米国特許第 4 , 4 9 3 , 1 1 2 号明細書は、その図 1 において、回路がアンテナのインピーダンスと位相の両方を検出し、それによりアンテナを R F 増幅器に結合する先行技術の 1 つを記載している。電圧センサ及び電流センサは、インピーダンスの大きさを求めるために用いられる。

【 0 0 0 5 】

米国特許第 4 , 4 8 3 , 6 8 0 号明細書は、アンテナのインピーダンスを整合させる回路を開示している。この回路は、2つの制御信号により駆動されるインピーダンス整合ネットワークを有する。2つの制御信号は、直角位相検出器の出力である。制御は、2つの制御信号の同時最小化を利用している。

【 0 0 0 6 】

本発明の目的は、インピーダンス整合回路の制御を単純化できるようにする負荷のインピーダンス又はアドミタンスの検出回路及び方法を提供する。別の目的は、制御が簡単であり且つ応答時間が早いインピーダンス整合ネットワークを提供することにある。

【 0 0 0 7 】

これら目的及び他の目的は、独立形式の請求項に記載された特徴によって達成される。本発明の別の実施形態は、従属形式の請求項に記載された特徴により示されている。強調されるべきこととして、請求項に示される場合のある参照符号は、本発明の範囲を限定するものと解されてはならない。

【 0 0 0 8 】

本発明によれば、上述の課題は、負荷のインピーダンス又はアドミタンスを検出する回路に関する上述の問題は、R F 増幅器に接続可能であると共に負荷に接続可能な入力端子を備えた方向性結合器を有する回路によって解決される。方向性結合器は、

a) 前進波の電圧の大きさ又は電流の大きさを測定する第 1 の手段、

b) 反射波の電圧の大きさ又は電流の大きさを測定する第 2 の手段、及び

c) 直角位相検出器に接続された出力端子を有し、直角位相検出器は、 $0^{\circ} \sim 360^{\circ}$ の範囲内の反射係数の位相に関する情報をもたらす信号を出力するよう構成されている。

【 0 0 0 9 】

本発明によれば、インピーダンス整合回路に関する上述の問題は、給電路によって R F 増幅器に接続可能であり又は接続されている調節可能な出力整合ネットワークを有するインピーダンス整合回路によって解決される。調節可能な出力整合ネットワーク（以下、略して単に「ネットワーク」という場合がある）は、給電路によって負荷に接続可能であり又は接続されている。負荷は、アンテナ、例えば手持ち通信機器、例えば携帯電話、スマートカード等のアンテナであるのがよい。ネットワークは、負荷のインピーダンス又はアドミタンスを測定する検出器を有し、検出器は、給電路のノードに接続可能であり又は接続されている。検出器の出力は、制御ユニットの入力としての役目を果たす。この制御ユニットは、調節可能な出力整合ネットワークの出力を制御する。制御ユニットは、検出器に接続されており、検出器は、直前の段落に記載された回路である。

【 0 0 1 0 】

上述の回路及びインピーダンス調節ネットワークは、無線周波数範囲、かくして、約 $10\text{ kHz} \sim$ 約 10 GHz の周波数範囲で動作するよう設計されている。

【 0 0 1 1 】

本発明によれば、負荷のインピーダンス又はアドミタンスを検出する方法に関する上述の課題は、第 1 のステップにおいて、方向性結合器を R F 増幅器と負荷との間に配置するステップを有する方法によって解決される。次に、前進波の電圧の大きさ又は電流の大きさ並びに反射波の電圧の大きさ又は電流の大きさを測定する。さらに、反射係数の位相を $0^{\circ} \sim 360^{\circ}$ の範囲内で、好ましくは直角位相検出器によって測定する。

10

20

30

40

50

【 0 0 1 2 】

本発明者は、検出器が反射係数 Γ についての位相全体に関する情報を提供する場合、インピーダンス整合がより単純になることを発見した。反射係数 Γ の位相 θ が $0^\circ \sim 360^\circ$ の範囲内で既知である場合に位相全体に関する情報が提供される。

【 0 0 1 3 】

$\theta = 0^\circ \sim \theta = 180^\circ$ の範囲内だけでなく、 $\theta = 0^\circ \sim \theta = 360^\circ$ の範囲内の位相情報を提供する検出器は、位相情報の欠落を補償することを目的としては、調節可能な出力整合ネットワークにおけるインピーダンス調節を制御するアルゴリズムであって、多数の次元の検索ルーチン及び自己学習過程を含むアルゴリズムを必要としない。このように、本発明の解決策により、制御アルゴリズムを簡単にすることができる。

10

【 0 0 1 4 】

簡単な制御アルゴリズムは、インピーダンスの調節を迅速にすると共にインピーダンス調節ネットワークの応答時間を短くする。

【 0 0 1 5 】

加うるに、上述の方式は、最適レベル以下の局所極小値を求めるという恐れを回避し、したがって、本発明の結果は、 $\theta = 0^\circ \sim \theta = 180^\circ$ の範囲内のみの位相情報で作用する解決策の場合よりも信頼性が高い。

【 0 0 1 6 】

本発明の別の利点は、先行技術の解決策と比較して、ベースバンドとの入力/出力での激しいインターフェイス取りの度合いが低いということにある。

20

【 0 0 1 7 】

前進/入射波と反射波の両方の電圧の大きさ又は電流の大きさを測定するために第1の手段及び第2の手段が設けられる。 V_f が前進波の電圧であり、 V_r が反射波の電圧である場合、反射係数 Γ は次のように定められる。

【 0 0 1 8 】

【 数 1 】

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_f} = |\Gamma| \exp(j\theta) = \frac{|V_r|}{|V_f|} \exp(j\theta),$$

30

上式において、 θ は、反射係数の位相である。位相 θ は、反射波の位相 θ_r と入射波の位相 θ_f との位相差であり、即ち、 $\theta = \theta_f - \theta_r$ である。位相 θ は、 -180° と $+180^\circ$ との間の任意の値であってよい。

【 0 0 1 9 】

好ましくは、第1の手段と第2の手段は両方ともピーク検出器である。ピーク検出器は、ミキサ及び振幅リミッタを有するのがよい。さらに、第1の手段及び第2の手段は、これら手段とRF増幅器を互いに電氣的に断路させる緩衝増幅器を有するのがよい。

【 0 0 2 0 】

直角位相検出器は、 90° 移相器を有する全域フィルタであるのがよい。直角位相検出器の出力信号は、 $\sin(\theta)$ に比例する信号及び $\cos(\theta)$ に比例する信号である。

40

θ は、以下のように数学的な後処理によって計算できる。

【 0 0 2 1 】

【数 2】

$$\begin{aligned} \text{もし } \cos(\theta) > 0 \text{ ならば } \theta &= \arctan\left(\frac{\cos(\theta)}{\sin(\theta)}\right), \text{ 又は} \\ \text{もし } \sin(\theta) >= 0 \text{ ならば } \theta &= 180^\circ - \arctan\left(\frac{\cos(\theta)}{\sin(\theta)}\right), \text{ 又は} \\ \theta &= -180^\circ + \arctan\left(\frac{\cos(\theta)}{\sin(\theta)}\right) \end{aligned}$$

10

【0022】

V_f 、 V_r 及び調節可能な出力整合ネットワークの特性インピーダンス Z_0 が既知であれば、電力増幅器の出力電力制御と調節可能な出力整合ネットワークによる出力整合の両方に必要な主要な特性を計算することができる。

【0023】

入射電力は、次の通りである。

【数 3】

$$P_f = \frac{V_f^2}{2Z_0},$$

20

【0024】

反射電力は、次の通りである。

【数 4】

$$P_r = \frac{V_r^2}{2Z_0},$$

【0025】

消散電力 P_d は、次の通りである。

【数 5】

$$P_d = P_f - P_r$$

30

【0026】

| | から、voltage standing wave ratio (VSWR) を次式によって求めることができる。

【数 6】

$$VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}.$$

40

【0027】

最も重要なこととして、負荷のインピーダンスは、次の通りである。

【数 7】

$$Z_{load} = Z_0 * \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}.$$

【0028】

直前の段落に記載した負荷のインピーダンス又はアドミタンスを検出する回路に対応して、本発明は又、かかる回路を有するインピーダンス整合回路に関する。単純化のため、負荷のインピーダンス又はアドミタンスを検出する回路を、以下の段落においては検出器

50

と呼ぶことにする。

【0029】

インピーダンス整合回路は、給電路によってRF増幅器に接続可能であり又はこれに接続されている調節可能な出力整合ネットワークを更に有する。検出器は、RF増幅器とネットワークとの間か、ネットワークと負荷との間かのいずれかに位置するノードのところで給電路を調べる。第1の場合、検出器は、RF増幅器の入力インピーダンスを検出する。第2の場合、検出器は、アンテナのインピーダンスを検出する。

【0030】

本発明の上記特徴及び他の特徴は、以下において説明する実施形態から明らかであり、かかる実施形態と関連してこれら特徴を説明する。

10

【0031】

図1は、アンテナのインピーダンスを検出する回路を示す高レベルブロック図である。アンテナは、携帯電話向きに設計されたアンテナである。RF出力/入力4は、携帯電話が音声信号を送るときに電磁波をアンテナ5に送り、携帯電話が音声信号を受け取る場合、電磁波をアンテナから受け取るのに役立つ。アンテナ5から受け取った波の場合、かかる波は、給電路16を介して方向性結合器1の入力端子3まで進み、次に端子2からRF入力/出力4に進む。方向性結合器1は、アンテナからRF入力/出力4に進む前進波又は入射波と戻ってくる反射波の両方を検出する。方向性結合器1は、先行技術において知られている標準型の方向性結合器であり、かくして、この電子部品の内部の詳細は、当業者には知られている。

20

【0032】

方向性結合器1は、2つの出力端子、即ち、入射波用として表された第1の出力ポート6及び反射波用として示された第2の出力端子7を有している。

【0033】

出力端子6は、入射波の電圧の大きさを測定する第1の手段8に接続されている。図示の実施形態は、第1の手段8としてピーク検出器11を用いており、ピーク検出器11は、ミクサ12及び振幅リミッタ13を有している。かくして、第1の手段8の入力/出力端子20は、入射波の電圧の大きさ $|V_f|$ を出力する。

【0034】

出力端子7は、反射波の電圧の大きさ $|V_r|$ を測定する第2の手段9に接続されている。図示の実施形態は、第2の手段9としてピーク検出器11を用いており、ピーク検出器11は、ミクサ12及び振幅リミッタ13を有している。かくして、第2の手段9の入力/出力端子21は、反射波の電圧の大きさ $|V_r|$ を出力する。

30

【0035】

出力端子6と出力端子7は両方とも、直角位相検出器10に接続されており、この直角位相検出器は、 $0^\circ \sim 360^\circ$ の範囲内の反射係数の位相に関する情報を提供する信号を出力するようになっている。直角位相検出器10それ自体は、当業者には公知であり、この直角位相検出器は、2つのミクサ12及び 90° 移相器22を有するのがよい。出力端子22は、信号 $|V_f| \cdot |V_r| \cdot \sin(\quad)$ を出力し、出力端子23は、信号 $|V_f| \cdot |V_r| \cdot \cos(\quad)$ を出力する。

40

【0036】

図2は、2つの移相器22、22、3つの振幅リミッタ13及び2つの位相検出器23を有する直角位相検出器10のブロック図である。図2に示す2つの移相器22、22は、入力RF信号のために回路全体を平衡化/非平衡化させるのにも役立つ。さらに、誤差を無くすために、2つの移相器が用いられている。ただし、原理的には、単一の移相器で十分である。出力端子xのところの出力は、 $|V_f| \cdot |V_r| \cdot \sin(\quad)$ であり、出力端子yのところの出力は、 $|V_f| \cdot |V_r| \cdot \cos(\quad)$ である。

【0037】

移相器22、22は、図3に詳細に示されている。移相器は、基本的には、MOS回路が同調可能/可変抵抗として追加された全域フィルタである。この一般に知られた型式

50

の移相器は、3つの出力端子out 1、out 2及びout 3を有している。図2では、移相器22, 22の3つの出力端子は、(上から下へ)out 1、out 2及びout 3である。図2で理解できるように、移相器22の1つの出力端子は、開かれたままであり、即ち、差電圧を出すout 2である。これは、電子部品中の信号の互いに異なる経路長に起因する位相差を補償するのに役立つ。この移相器では、インピーダンス検出器は、具体化が簡単になり、同調可能であり、広い周波数帯域幅を有し、高い精度を有する。さらに、移相器は、回路を平衡化させるのに役立つ。

【0038】

図2の3つのリミッタは、全体的な位相検出が40dBよりも高い動的範囲を有するように設けられている。しかしながら、直角位相検出の技術的思想は、リミッタが無くても依然として実現可能である。2つのタイプのリミッタが、インピーダンス検出器のプロトタイプ用に用いられていた。これらリミッタは、図4の上部と下部に示されている。これらリミッタにより、40dBの動的範囲を達成することができる。

10

【0039】

図5は、本発明を実施するために使用できる位相検出器を示している。この種の位相検出器は、基本的な先行技術で知られている。この位相検出器は、寄生効果の影響を制限する平衡型の位相検出器である。

【0040】

図6は、図2の直角位相検出器を用いる図1の回路で得られた実験結果を示しており、位相検出器10は、図3の移相器及び図4のリミッタを有している。リミッタの供給電圧は、2.9V及び4.7Vであった。周波数は、0.8GHz~1.0GHzの範囲内にあり、温度は、-25~+85であり、入力電流は、5dBm、10dBm及び35dBmであった。図6では、出力 $y = |V_f| \cdot |V_r| \cdot \cos(\quad)$ が、出力 $x = |V_f| \cdot |V_r| \cdot \sin(\quad)$ に対してプロットされている。プロットは、 \sim 平面であり、全位相情報が得られたことを示している。

20

【0041】

図7及び図8は、上述したインピーダンス検出器をインピーダンス整合回路の一部としてどのように使用できるかを示している。図7では、電力増幅器4は、給電路16によりアンテナ5に給電する。適応出力ネットワーク15が、アンテナのインピーダンスを電力増幅器4のインピーダンスに適應させるのに役立つ。図7の構成では、本発明のインピーダンス検出器17は、ノード18のところのインピーダンスを検出し、かくして、整合インピーダンスを検出するよう構成されている。換言すると、インピーダンス検出器17は、ノード18から先へ左から右の(即ち、電力増幅器4からアンテナ5への)エネルギー流れ方向(z方向)のインピーダンスを測定する。この点に関し、図7は、フィードバックシステムを示している。制御ユニット19が、整合インピーダンスと電力増幅器4のインピーダンスを比較し、それに応じて適応出力ネットワークの出力を調節する論理を提供する。所望ならば、1つ又は2つのオプションとしての固定出力ネットワーク24, 24を追加することができる。

30

【0042】

図8は、適応出力ネットワーク15とアンテナ5との間でノード18のところの配置された本発明のインピーダンス検出器17を示している。この場合、検出器17は、整合インピーダンスではなく、アンテナインピーダンスを検出する。その理由は、この検出器がノード18から先へ左から右のエネルギー流れ方向の(即ち、z方向における電力増幅器4からアンテナ5への)インピーダンスを測定するからである。この点に関し、図8は、フィードフォワードシステムを示している。

40

【図面の簡単な説明】

【0043】

【図1】インピーダンス検出器の高レベルブロック図である。

【図2】直角位相検出器のブロック図である。

【図3】本発明を実施するために使用できる移相器を示す図である。

50

【図4】本発明を実施するために使用できるリミッタ（振幅リミッタ）を示す図である。

【図5】本発明を実施するために使用できる位相検出器を示す図である。

【図6】完全な平面の測定値を示す図である。

【図7】インピーダンス整合回路の第1の実施形態を示す図である。

【図8】インピーダンス整合回路の第2の実施形態を示す図である。

【符号の説明】

【0044】

01	方向性結合器	
02	入力端子	
03	入力端子	10
04	無線周波数増幅器	
05	負荷	
06	入力／出力端子	
07	入力／出力端子	
08	入射波の電圧／電流の大きさを測定する手段	
09	反射波の電圧／電流の大きさを測定する手段	
10	直角位相検出器	
11	ピーク検出器	
12	ミクサ	
13	振幅リミッタ	20
14	緩衝増幅器	
14	緩衝増幅器	
15	調節可能な出力整合ネットワーク	
16	給電路	
17	検出器	
18	ノード	
19	制御ユニット	
20	入力／出力端子	
21	入力／出力端子	
22	移相器	30
23	位相検出器	
24	固定出力ネットワーク	
24	固定出力ネットワーク	

【図1】

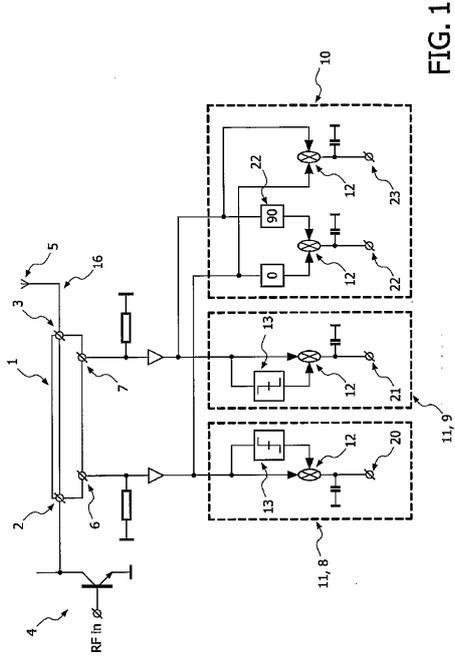
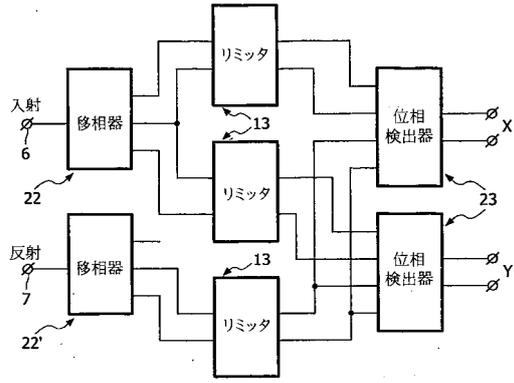
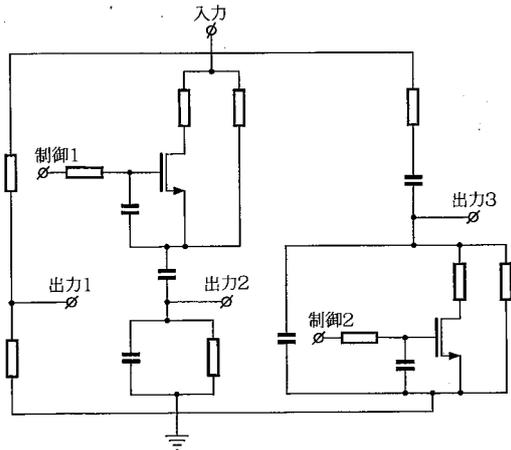


FIG. 1

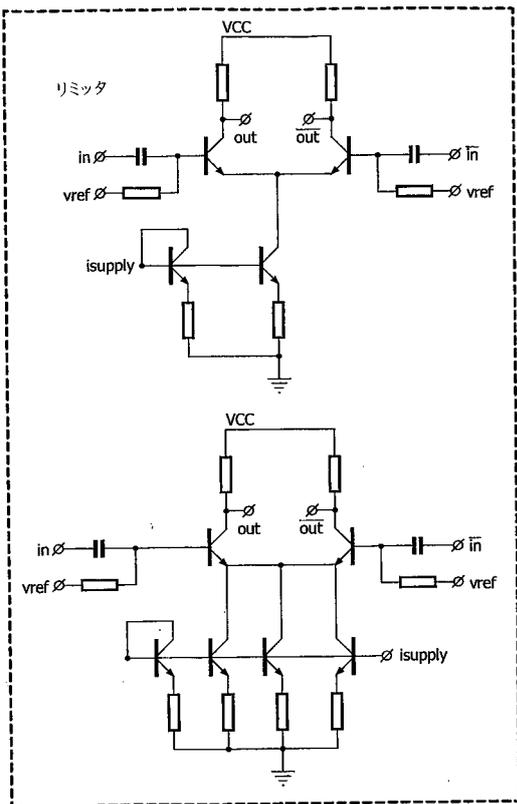
【図2】



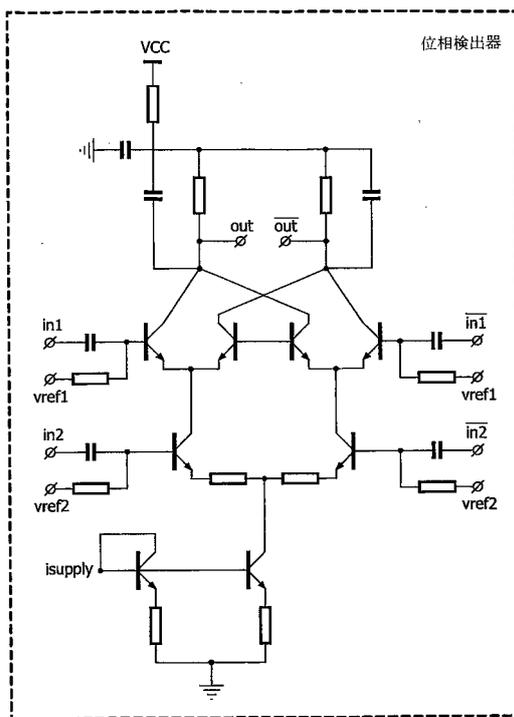
【図3】



【図4】



【図5】



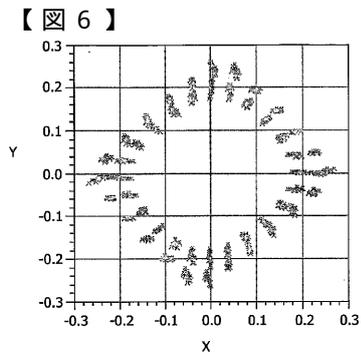


FIG.6

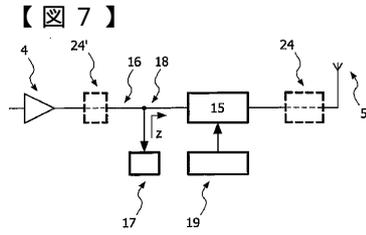


FIG. 7

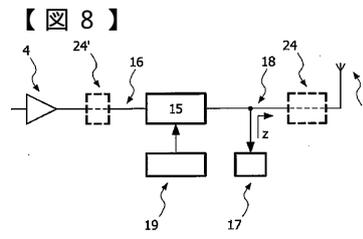


FIG. 8

フロントページの続き

(74)代理人 100107582

弁理士 関根 毅

(74)代理人 100118843

弁理士 赤岡 明

(74)代理人 100088889

弁理士 橘谷 英俊

(72)発明者 アドリアヌス、ファン、ベゾーエイエン

オランダ国5656、アーアー、アインドーフエン、ケアオブ、プロフ・ホルストラーン、6

(72)発明者 クリストフ、シャンロ

オランダ国5656、アーアー、アインドーフエン、ケアオブ、プロフ・ホルストラーン、6

審査官 石田 勝

(56)参考文献 米国特許第04721901(US, A)

米国特許第04493112(US, A)

欧州特許出願公開第00662753(EP, A1)

特開昭54-147881(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03K 5/04

H03H 11/28

H03K 19/0175