

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4202123号
(P4202123)

(45) 発行日 平成20年12月24日(2008.12.24)

(24) 登録日 平成20年10月17日(2008.10.17)

(51) Int.Cl.		F I	
H03D 7/02 (2006.01)		H03D 7/02	B
H03D 7/00 (2006.01)		H03D 7/00	F

請求項の数 1 (全 22 頁)

(21) 出願番号	特願2002-509163 (P2002-509163)	(73) 特許権者	000006013
(86) (22) 出願日	平成12年7月10日(2000.7.10)		三菱電機株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2000/004602		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(87) 国際公開番号	W02002/005417	(74) 代理人	100123434
(87) 国際公開日	平成14年1月17日(2002.1.17)		弁理士 田澤 英昭
審査請求日	平成16年7月2日(2004.7.2)	(74) 代理人	100101133
			弁理士 濱田 初音
前置審査		(72) 発明者	下沢 充弘
			東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三
			菱電機株式会社内
		(72) 発明者	磯田 陽次
			東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三
			菱電機株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 偶高調波ミクサ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

第1の接続点および第2の接続点間に第1の抵抗、第1のダイオードおよび第2の抵抗の順に直列に接続された第1の直列部と、

上記第1の接続点および上記第2の接続点間に第3の抵抗、第2のダイオードおよび第4の抵抗の順に直列に接続されると共に上記第1の直列部に対して並列に接続され、且つ上記第1および第2のダイオードの極性が逆になるように接続された第2の直列部とを備え、

上記第1の直列部は、

上記第1の抵抗に並列に接続された第1のキャパシタおよび上記第2の抵抗に並列に接続された第2のキャパシタを有しており、

上記第2の直列部は、

上記第3の抵抗に並列に接続された第3のキャパシタおよび上記第4の抵抗に並列に接続された第4のキャパシタを有しており、

L O波の印加、R F信号およびI F信号の入出力を上記第1の接続点および上記第2の接続点のうちの少なくともいずれか一方から行うアンチパラレルダイオードペア手段を備えた偶高調波ミクサ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【技術分野】

10

20

この発明は、無線通信システムの送受信装置に用いられる偶高調波ミキサ、特に、高周波信号の周波数を変換するだけでなく、デジタル無線通信システムで多用される G M S K、Q P S K または Q A M などの変調方式に用いられる直交変調器や直交復調器に適した偶高調波ミキサに関するものである。

【 0 0 0 2 】

【 背景技術 】

高周波信号における周波数混合の手段の 1 つに、アンチパラレルダイオードペア (A P D P) を用いた偶高調波ミキサがある。偶高調波ミキサの原理は、マービン コーン (M a r v i n C o h n) 等による “ H a r m o n i c m i x i n g w i t h a n a n t i p a r a l l e l d i o d e p a i r ”、IEEE T r a n s a c t i o n s o n M i c r o w a v e t h e o r y a n d t e c h n i q u e s , V o l . M T T - 2 3 , N o . 8 , p p 6 6 7 - 6 7 3 , A u g u s t 1 9 7 5 に記載されている。図 1 はこの文献に記載された従来の偶高調波ミキサの構成を示す概略回路である。図において、1 a , 1 b はダイオード、2 はこれらのダイオード 1 a , 1 b から成るアンチパラレルダイオードペア (A P D P) である。図 1 に示すように、A P D P 2 では、ダイオード 1 a , 1 b が極性が逆になるように並列に接続されている。3 は分波回路、4 は分波回路 3 に含まれ一端が R F 端子 7 に接続された高域通過フィルタ (H P F)、5 は分波回路 3 に含まれ一端が H P F 4 の他端および A P D P 2 に接続され他端が L O 端子 8 に接続された帯域通過フィルタ (B P F)、6 は分波回路 3 に含まれ一端が H P F 4、B P F 5 および A P D P 2 に接続され他端が I F 端子 9 に接続された低域通過フィルタ (L P F) である。

【 0 0 0 3 】

次に動作について説明する。

図 1 に示す偶高調波ミキサが受信用ミキサとして動作する場合、高周波信号 (R F 信号) およびローカル発振波 (L O 波) が R F 端子 7 および L O 端子 8 を介して分波回路 3 へ印加される。R F 端子 7 に印加された R F 信号は、分波回路 3 の H P F 4 を経て A P D P 2 に入力される。このとき、R F 信号の L O 端子 8 への漏洩は B P F 5 で阻止される。また、L O 端子 8 に印加された L O 波は B P F 5 を経て A P D P 2 に入力される。このとき、L O 波の R F 端子 7 への漏洩は H P F 4 で阻止される。A P D P 2 に印加された R F 信号および L O 波から中間周波信号 (I F 信号) が発生する。発生した I F 信号は、L P F 6 を経て出力信号端子である I F 端子 9 へ出力される。このとき、R F 信号および L O 波は L P F 6 で阻止される。

【 0 0 0 4 】

図 1 に示す偶高調波ミキサが送信用ミキサとして動作する場合、I F 信号および L O 波が I F 端子 9 および L O 端子 8 を介して分波回路 3 に印加される。I F 端子 9 に印加された I F 信号は、L P F 6 を経て A P D P 2 に入力される。このとき、I F 信号の R F 端子 7 への漏洩は H P F 4 で阻止される。また、I F 信号の L O 端子 8 への漏洩は B P F 5 で阻止される。さらに、L O 端子 8 に印加された L O 波は、B P F 5 を経て A P D P 2 に入力される。このとき、L O 波の R F 端子 7 への漏洩は H P F 4 で阻止される。A P D P 2 は、入力された I F 信号および L O 波から R F 信号を発生する。発生した R F 信号は、H P F 4 を経て出力信号端子である R F 端子 7 へ出力される。

【 0 0 0 5 】

次に周波数変換の動作について説明する。

偶高調波ミキサを構成する A P D P 2 の電圧と電流の関係を図 2 に示す。ダイオード 1 a , 1 b は極性が逆になるように並列に接続されているので、印加電圧が負の場合にはダイオード 1 a を電流が流れ、印加電圧が正の場合にはダイオード 1 b を電流が流れる。ところで、各ダイオードを流れる電流は一般的に次式で表される。

$$I = I_s * (\exp (q V / k T) - 1) \quad (1)$$

ここで、 I_s は飽和電流、 q は電荷、 V は印加電圧、 k はボルツマン定数、 T は絶対温度である。式 (1) で表される電流は、印加電圧 V がある値 V_t となるまではほとんど流れ

ず、 V_t を超えると急激に増大するという特性を示す。したがって、ダイオード1a, 1bから成るAPDP2は、第2図に示すように、 $V > V_t$ または $V < -V_t$ の領域でのみ電流が流れる直流特性を有する素子であるとみなすことができる。こうした、直流特性を有するAPDP2に図3に示す振幅 V_p のLO波を印加すると、図4に示すように、LO波の振幅が $-V_t$ から $+V_t$ の範囲にあるときはどちらのダイオードにも電流が流れず、LO波の振幅が $+V_t$ を超えたかまたは $-V_t$ 未満の時にどちらか一方のダイオードがONして電流が流れる。その結果、APDP2では図5(a)に示すように半周期ごとに逆位相の低周波電流が流れ、図5(b)に示すように半周期ごとにAPDP2は次式で表されるコンダクタンス g が高まる動作をする。

$$g = |dI / dV| \quad (2)$$

図5(b)はコンダクタンス g がLO波の2倍の周波数で変化することを意味する。実際に、コンダクタンスの波形をフーリエ解析すると、LO波の2倍の周期となる項の係数の値が大きくなっている。このようにして、APDP2を用いた偶高調波ミキサは、LO波の2倍波と入力信号の混合波を出力することができる。

【0006】

図1に示す従来の偶高調波ミキサは、所望の周波数の半分の周波数のLO波で動作可能である。そのため、上記文献をはじめ大半の公開文献では、偶高調波ミキサはマイクロ波とりわけミリ波の送受信機に適用されており、偶高調波ミキサはLO波の周波数を半分にできるので、送受信機の低価格化の効果をもたらすことが期待されている。

【0007】

しかしながら、このようなAPDPを用いた偶高調波ミキサは、その構成上、LO波電力の変動によって入力信号と出力信号の比である変換利得が大きく変化してしまうという課題がある。図6(a)は印加するLO波の振幅を最適値以下に設定した場合、図6(b)は最適値に設定した場合、図6(c)は最適値以上に設定した場合にそれぞれAPDP2に流れる電流を示すグラフである。図6(a)に示すようにLO波の振幅を最適値以下に設定した場合、LO波の振幅が不足するので十分なコンダクタンスが得られず、ミキサ動作させた場合の変換利得が著しく低下してしまう。図6(b)に示すように最適な振幅のLO波を印加した場合には十分な変換利得が得られる。図6(c)に示すように最適値以上の振幅のLO波を印加した場合には、APDP2を流れる電流の波形はほぼLO波と同一周期の正弦波となる。このため、そのコンダクタンスのフーリエ級数において、LO波の2倍の周期となる項の係数の値は小さくなり、所望の混合波であるLO波の2倍波と入力信号との混合波のレベルが低下し変換利得が低下してしまう。こうした変換利得のLO波電力依存性を第7図に示す。この図から、変換利得が最大となるLO波電力があり、その前後のLO波電力では変換利得が低下することがわかる。

【0008】

また、上記式(1)中の飽和電流 I_s が絶対温度 T の関数であり、さらに指数項内にも T が含まれるので、ダイオードの直流特性は温度依存性を有する。図8は、このような温度依存性を有する2つのダイオードが極性が逆になるように並列に接続されたAPDP2の直流特性の温度依存性を示すグラフである。電流が流れ始める電圧 V_t は温度上昇に伴い減少する。すなわち、高温時には小さい電圧となり、低温時には高い電圧となる。したがって、変換利得のLO波電力依存性は図9に示すように温度によって異なる。したがって、同一のLO波電力でも温度によって変換利得が異なることとなる。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】

従来の偶高調波ミキサは以上のように構成されているので、変換利得のLO波電力依存性および温度依存性を通信機の設計において考慮せねばならずそのために余計なコストがかかるという課題があった。また、偶高調波ミキサに供給されるLO波電力のレベルは部品のばらつきなどにより変動するうえに、偶高調波ミキサそのものの特性のばらつきが重なると、変換利得が大きく変動してしまうという課題もあった。さらに、低温時には変換利得が低下するため、受信機では雑音指数が劣化して受信感度が低下し、送信機では所望

10

20

30

40

50

の出力が得られず、高温時には変換利得が上昇して信号レベルが高まり、送受信機ともに偶高調波ミクサ後段でひずみが発生するなどの課題があった。

【 0 0 1 0 】

この発明は上記のような課題を解決するためになされたもので、供給される L O 波の振幅の変動や温度変化に起因する変換利得の変動を抑制できる偶高調波ミクサを得ることを目的とする。

【 0 0 1 1 】

【課題を解決するための手段】

この発明に係る偶高調波ミクサは、第 1 の接続点および第 2 の接続点間に第 1 の抵抗、第 1 のダイオードおよび第 2 の抵抗の順に直列に接続された第 1 の直列部と、第 1 の接続点および第 2 の接続点間に第 3 の抵抗、第 2 のダイオードおよび第 4 の抵抗の順に直列に接続されると共に第 1 の直列部に対して並列に接続され、且つ第 1 および第 2 のダイオードの極性が逆になるように接続された第 2 の直列部とを備え、第 1 の直列部は、第 1 の抵抗に並列に接続された第 1 のキャパシタおよび第 2 の抵抗に並列に接続された第 2 のキャパシタを有しており、第 2 の直列部は、第 3 の抵抗に並列に接続された第 3 のキャパシタおよび第 4 の抵抗に並列に接続された第 4 のキャパシタを有しており、 L O 波の印加、R F 信号および I F 信号の入出力を第 1 の接続点および第 2 の接続点のうちの少なくともいずれか一方から行うアンチパラレルダイオードペア手段を備えたものである。

【 0 0 1 2 】

【発明の効果】

以上のように、この発明によれば、L O 波の振幅や温度に関わらず各ダイオードに流れる電流をほぼ一定に保つことができるので、L O 波電力の変動および温度変化に起因する偶高調波ミクサの変換利得の変動を抑制できる効果が得られる。

また、アンチパラレルダイオードペア手段に印加される R F 信号は、第 1 および第 2 の抵抗を通過せずに第 1 および第 2 のキャパシタを通過したり、第 3 および第 4 の抵抗を通過せずに第 3 および第 4 のキャパシタを通過するので、各ダイオードに直列に接続された抵抗による R F 信号のレベル低下を抑制する効果が得られる。

【 0 0 1 3 】

【発明を実施するための最良の形態】

実施の形態 1 .

図 1 0 はこの発明の実施の形態 1 による偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。図において、1 a , 1 b はダイオード、1 0 a , 1 0 b は抵抗、1 1 はダイオード 1 a , 1 b と抵抗 1 0 a , 1 0 b から成るアンチパラレルダイオードペア部（アンチパラレルダイオードペア手段）である。なお、以下ではアンチパラレルダイオードペア部を A P D P と略す。図 1 0 に示すように、A P D P 1 1 では、互いに極性が逆になるようにダイオード 1 a , 1 b が並列接続されているとともに、各ダイオードのカソードに対応する抵抗が直列に接続されている。すなわち、A P D P 1 1 は、ダイオード 1 a と抵抗 1 0 a とが直列に接続された第 1 の直列部と、ダイオード 1 b と抵抗 1 0 b とが直列に接続された第 2 の直列部とから構成され、第 1 および第 2 の直列部はダイオード 1 a , 1 b の極性が逆になるように並列に接続されている。

【 0 0 1 4 】

また、3 は分波回路、4 は分波回路 3 に含まれ一端が R F 端子 7 に接続された高域通過フィルタ（H P F）、5 は分波回路 3 に含まれ一端が H P F 4 の他端および A P D P 1 1 の一端に接続され他端が L O 端子 8 に接続された帯域通過フィルタ（B P F）、6 は分波回路 3 に含まれ一端が H P F 4、B P F 5、および A P D P 1 1 の一端に接続され他端が I F 端子 9 に接続された低域通過フィルタ（L P F）である。なお、A P D P 1 1 の他端は接地電位に接続されている。

【 0 0 1 5 】

次に動作について説明する。

図 1 1 は常温時の A P D P 1 1 の端子電圧と電流の関係を示すグラフであり、以下では

10

20

30

40

50

、図 11 を参照しながら実施の形態 1 による偶高調波ミキサの動作を説明する。従来と同様に、A P D P 1 1 の端子間の印加電圧 V がある値 V_t となるまで、A P D P 1 1 には電流がほとんど流れず、 V_t を超えると電流は急激に増大するという特性を示す。したがって、この実施の形態 1 による A P D P 1 1 は、図 11 に示すように、 $V > V_t$ または $V < -V_t$ の領域でのみ電流が流れる直流特性を有する素子であるとみなすことができる。しかしながら、A P D P 1 1 の端子電圧の増大に伴う A P D P 1 1 を流れる電流の増大率は、従来の A P D P 2 に比べて小さく、端子電圧が多少変化しても A P D P 1 1 を流れる電流の変化は極めて小さい。すなわち、L O 波の振幅や温度に関わらず各ダイオードに流れる電流をほぼ一定に保つことができるので、コンダクタンスの変動を小さく抑えることができる。したがって、このような直流特性を有する A P D P 1 1 に L O 波を印加した場合、L O 波電力の変動や温度変化に起因する変換利得の変動を小さく抑えることができる。

10

【 0 0 1 6 】

図 12 は、図 10 のようにダイオード 1 a , 1 b にそれぞれ抵抗 10 a , 10 b を直列に接続して構成した A P D P 1 1 に印加される L O 波の電力と変換利得の関係を示すグラフである。図 11 に示す直流特性と同様に、A P D P 1 1 に印加される L O 波の電力があるしきい値を越えると変換利得は急激に増大するが、L O 波電力が所定の値 P_o に到達すると変換利得は最大値となり、 P_o を越えて増大するのに伴い変換利得はゆっくり減少する。このように、この実施の形態 1 による A P D P 1 1 の変換利得は、L O 波電力が所定の値 P_o を越えると L O 波電力の変動に対する変動が小さいという L O 波電力依存性を示す。したがって、L O 波電力の変動に起因する変換利得の変動を小さく抑えることができる。

20

【 0 0 1 7 】

以上、L O 波電力依存性について述べたが、この発明は温度変化に起因する直流特性の変動による変換利得の変動を抑える効果も奏する。図 13 は常温時の A P D P 1 1 の直流特性とともに高温時および低温時の直流特性を示している。上記したように、A P D P 1 1 の端子電圧の増大に伴う A P D P 1 1 を流れる電流の増大率は、従来の A P D P 2 に比べて小さく、端子電圧が多少変化しても A P D P 1 1 を流れる電流の変化は極めて小さい。この結果、たとえ温度が変化しても、同一の端子電圧を印加しているならば A P D P 1 1 を流れる電流はほとんど変化しない。図 14 は A P D P 1 1 の変換利得の L O 波電力依存性の温度変化に伴う変動を示すグラフである。図に示すように、温度変化に伴い多少は変動するものの、所定の値 P_o 以上の L O 波電力を印加すると、温度変化に対する変換利得の変動は非常に小さくなる。

30

【 0 0 1 8 】

以上述べたように、この実施の形態 1 によれば、偶高調波ミキサに印加される L O 波の電力の変動および温度変化に伴う変換利得の変動を抑制することができる。

以下に示すように、上記した実施の形態 1 は多くの変形例があり得る。図 15 はこの実施の形態 1 の一変形例による偶高調波ミキサの構成を示す概略回路図である。この変形例による偶高調波ミキサはスタブ分波形ミキサであり、図中、図 10 に示したものと同一の符号は上記実施の形態 1 による偶高調波ミキサと同一ないしは相当部分を示している。また、12 は L O 波に対して $1/4$ 波長の電気長を有する先端開放線路、13 は L O 波に対して $1/4$ 波長の電気長を有する先端短絡線路である。

40

【 0 0 1 9 】

図 15 に示すスタブ分波形ミキサは、I F 信号の周波数が L O 波の周波数に比べて低い場合に用いられる。L O 波の周波数に対しては、先端短絡線路 13 は A P D P 1 1 との接続点 A から見て開放に見え、先端開放線路 12 は A P D P 1 1 との接続点 B から見て短絡に見える。したがって、L O 端子 8 に印加した L O 波は A P D P 1 1 を経て先端開放線路 12 へと流れる。また、I F 信号の周波数が L O 波の周波数に比べて低いので、R F 信号の周波数は L O 波の周波数の約 2 倍となる。このため、R F 信号の周波数に対しては、先端短絡線路 13 は A P D P 1 1 との接続点 A から見て短絡に見え、先端開放線路 12 は A P D P 1 1 との接続点 B から見て開放に見える。したがって、R F 端子 7 に印加した R F

50

信号は A P D P 1 1 を経て先端短絡線路 1 3 へと流れる。

【 0 0 2 0 】

この変形例においても、抵抗 1 0 a , 1 0 b とこれらにそれぞれ直列に接続されたダイオード 1 a , 1 b とから構成される A P D P 1 1 の直流特性は L O 波電力の変動および温度変化に大きく依存することはないので、L O 波電力の変動および温度変化に起因する変換利得の変動を抑制することができる。

【 0 0 2 1 】

上記説明では I F 信号が不平衡信号であると仮定してきたが、この実施の形態 1 はこれに限定されるものではなく、I F 信号が平衡信号の場合にも適用できる。図 1 6 は、この実施の形態 1 の他の変形例による、平衡信号である I F 信号をミキシングするため偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。図において、4 0 は A P D P 1 1 と接地電位の間に設けられた、R F 信号および L O 波だけを通過させる高域通過フィルタ (H P F) 、6 b は H P F 4 0 と A P D P 1 1 の接続点に一端が接続され、I F 信号を反転したものを入出力するための反転 I F 端子 9 b に他端が接続された低域通過フィルタ (L P F) である。H P F 4 0 はキャパシタだけで構成される簡単な回路であってもよい。そして、平衡信号である I F 信号およびその反転信号はそれぞれ I F 端子 9 a および反転 I F 端子 9 b を介して入出力される。このように構成した偶高調波ミクサにおいても、A P D P 1 1 の直流特性は同様に L O 波電力の変動および温度変化に伴い大きく変動することはないので、L O 波電力の変動および温度変化に起因する変換利得の変動を抑制することができる。

【 0 0 2 2 】

図 1 7 はこの実施の形態 1 の他の変形例による A P D P 1 1 の構成を示す概略回路図である。この変形例では、A P D P 1 1 を構成するダイオード 1 a , 1 b のそれぞれのアノードに抵抗 1 0 a , 1 0 b がそれぞれ接続されている。この変形例による A P D P 1 1 を偶高調波ミクサに適用した場合にも、同様な効果が得られる。すなわち、L O 波電力の変動および温度変化に起因する変換利得の変動を抑制することができる。

【 0 0 2 3 】

図 1 8 はこの実施の形態 1 の他の変形例による A P D P 1 1 の構成を示す概略回路図である。この変形例では、ダイオード 1 a のカソードに抵抗 1 0 a が接続され、ダイオード 1 b のアノードに抵抗 1 0 b が接続されている。この変形例による A P D P 1 1 を偶高調波ミクサに適用した場合にも、同様な効果が得られる。すなわち、L O 波電力の変動および温度変化に起因する変換利得の変動を抑制することができる。

【 0 0 2 4 】

上記実施の形態および変形例では、A P D P 1 1 を構成する各ダイオードに直列接続する抵抗数が 1 つであったが、この発明はこれに限定されるものではなく複数の抵抗を各ダイオードに接続してもかまわない。図 1 9 はそのような変形例による A P D P 1 1 の構成を示す概略回路図である。この変形例では、A P D P 1 1 を構成する各ダイオードに直列に接続される抵抗数は 2 であり、各ダイオードのアノードおよびカソードの双方にそれぞれ抵抗が接続されている。この変形例による A P D P 1 1 を偶高調波ミクサに適用した場合にも、同様な効果が得られる。すなわち、L O 波電力の変動および温度変化に起因する変換利得の変動を抑制することができる。

【 0 0 2 5 】

実施の形態 2 .

図 2 0 はこの発明の実施の形態 2 による偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。図中、図 1 0 に示したものと同一の符号は上記実施の形態 1 による偶高調波ミクサと同一ないしは相当部分を示しており、以下ではその説明を省略する。また、図 2 0 において、1 c はダイオード 1 a に直列に接続されたダイオード、1 d はダイオード 1 b に直列に接続されたダイオードである。このように、この実施の形態 2 による A P D P 1 1 は、直列に接続 (従属接続) された 2 つのダイオード 1 a , 1 c とこれらに直列に接続された抵抗 1 0 a とから成る第 1 の直列部と、直列に接続された 2 つのダイオード 1 b , 1 d とこれらに直列に接続された抵抗 1 0 b とから成る第 2 の直列部とが、ダイオード 1 a , 1 c

10

20

30

40

50

とダイオード 1 b , 1 d の極性が逆になるように並列に接続されたものである。

【 0 0 2 6 】

次に動作について説明する。

この実施の形態 2 による偶高調波ミクサに組み込まれた A P D P 1 1 の動作は、基本的には、上記実施の形態 1 による A P D P 1 1 と同様に動作する。したがって、以下では、この実施の形態 2 の特徴的な部分についてのみ説明する。

【 0 0 2 7 】

A P D P 1 1 の各直列部ではダイオードが 2 段従属接続されているので、ダイオード一段あたりに印加される端子電圧は $1/2$ になる。一般に、ダイオードに発生するひずみは、印加される端子電圧が大きくなるにつれ非線形的に大きくなる。したがって、ダイオードを一段とした場合に比べて、入力する信号のレベルが高くなった場合のひずみの大きさを抑制することができる。すなわち、良好なひずみ特性が得られる。

10

【 0 0 2 8 】

また、言うまでもなく、上記のように構成した A P D P 1 1 を用いた偶高調波ミクサにおいても、上記実施の形態 1 と同様に、A P D P 1 1 の直流特性は L O 波電力の変動および温度変化に伴い大きく変動することはないので、L O 波電力の変動および温度変化に起因する変換利得の変動を抑制することができる。

【 0 0 2 9 】

なお、A P D P 1 1 を構成する各直列部において従属接続されるダイオード数は 2 に限定されるものではなく、A P D P 1 1 をそれぞれ 3 つ以上のダイオードを多段従属接続した 2 つの直列部から構成してもよい。この変形例は、入力する信号のレベルが高くなった場合にひずみの大きさをさらに抑制することができる。

20

【 0 0 3 0 】

実施の形態 3 .

図 2 1 はこの発明の実施の形態 3 による偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。図中、図 1 0 に示したものと同一の符号は上記実施の形態 1 による偶高調波ミクサと同一ないしは相当部分を示しており、以下ではその説明を省略する。また、図 2 1 において、1 4 a は ダイオード 1 a に直列に接続された 抵抗 1 0 a に並列に接続された キャパシタ、1 4 b は ダイオード 1 b に直列に接続された 抵抗 1 0 b に並列に接続された キャパシタ である。このように、この実施の形態 3 による A P D P 1 1 は、直列に接続された ダイオード 1 a および 抵抗 1 0 a とこの 抵抗 1 0 a に並列に接続された キャパシタ 1 4 a とから成る第 1 の直列部と、直列に接続された ダイオード 1 b および 抵抗 1 0 b とこの 抵抗 1 0 b に並列に接続された キャパシタ 1 4 b とから成る第 2 の直列部とが、ダイオード 1 a と ダイオード 1 b の極性が逆になるように並列に接続されたものである。

30

【 0 0 3 1 】

次に動作について説明する。

以下では R F 信号および L O 波をそれぞれ R F 端子 7 および L O 端子 8 に印加し、I F 信号を I F 端子 9 から取り出す受信用ミクサを想定して説明する。また、この実施の形態 3 による偶高調波ミクサに組み込まれた A P D P 1 1 は、基本的には、上記実施の形態 1 による A P D P 1 1 と同様に動作する。したがって、以下では、この実施の形態 3 の特徴的な部分についてのみ説明する。

40

【 0 0 3 2 】

図 2 2 はこの実施の形態 3 による A P D P 1 1 中の R F 信号の流れを示す説明図である。偶高調波ミクサが受信用ミクサとして動作する場合、L O 波はもちろんのこと、R F 信号が A P D P 1 1 に印加される必要がある。キャパシタ 1 4 a , 1 4 b が無い場合 (すなわち、図 1 0 に示した上記実施の形態 1 の場合)、R F 信号が A P D P 1 1 に印加されると、各ダイオードに直列接続された 抵抗 1 0 a または 抵抗 1 0 b で電圧降下が生じ、その結果、各ダイオードに印加される R F 信号の電圧が低下する。この結果、変換利得の低下が生じる。

【 0 0 3 3 】

50

これに対して、図 2 2 に示すこの実施の形態 3 による A P D P 1 1 では、印加される R F 信号の正のサイクル時、R F 信号は A P D P 1 1 中において抵抗 1 0 b を通らずに、キャパシタ 1 4 b を通過する。他方、印加される R F 信号の負のサイクル時、R F 信号は A P D P 1 1 中において抵抗 1 0 a を通らずに、キャパシタ 1 4 a を通過する。この結果、抵抗 1 0 a または抵抗 1 0 b による電圧降下が生じることがないので、変換利得の低下を生じることなく偶高調波ミクサの L O 波電力の変動および温度変化に起因する変換利得の変動を抑制することができる。

【 0 0 3 4 】

この実施の形態 3 による偶高調波ミクサは、I F 信号を入力して R F 信号および L O 波を出力する送信用ミクサとしても使用可能であり、この場合も同様な効果を奏する。

10

【 0 0 3 5 】

以下に示すように、上記した実施の形態 3 は多くの変形例があり得る。

上記説明では I F 信号が不平衡信号であると仮定してきたが、この実施の形態 3 はこれに限定されるものではなく、I F 信号が平衡信号の場合にも適用できる。図 2 3 は、この実施の形態 3 の一変形例による、平衡信号である I F 信号をミキシングするため偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。図において、4 0 は A P D P 1 1 と接地電位の間に設けられた、R F 信号および L O 波だけを通過させる高域通過フィルタ (H P F)、6 b は H P F 4 0 と A P D P 1 1 の接続点に一端が接続され、他端が反転 I F 端子 9 b に接続された低域通過フィルタ (L P F) である。H P F 4 0 はキャパシタだけで構成される簡単な回路であってもよい。そして、平衡信号である I F 信号およびその反転信号はそれぞれ I F 端子 9 a および反転 I F 端子 9 b を介して入出力される。このように構成した偶高調波ミクサにおいても、A P D P 1 1 の直流特性は同様に L O 波電力の変動および温度変化に伴い大きく変動することはないので、L O 波電力の変動および温度変化に起因する変換利得の変動を抑制することができる。

20

【 0 0 3 6 】

実施の形態 3 の他の変形例では、A P D P 1 1 を構成するダイオード 1 a , 1 b のアノードに抵抗 1 0 a , 1 0 b 並びにキャパシタ 1 4 a , 1 4 b がそれぞれ接続されている。この変形例による A P D P 1 1 を偶高調波ミクサに適用した場合にも、同様な効果が得られる。すなわち、L O 波電力の変動および温度変化に起因する変換利得の変動を抑制することができる。

30

【 0 0 3 7 】

また、実施の形態 3 の他の変形例では、ダイオード 1 a のアノードに抵抗 1 0 a およびキャパシタ 1 4 a が接続され、ダイオード 1 b のカソードに抵抗 1 0 b およびキャパシタ 1 4 b が接続されている。この変形例による A P D P 1 1 を偶高調波ミクサに適用した場合にも、同様な効果が得られる。すなわち、L O 波電力の変動および温度変化に起因する変換利得の変動を抑制することができる。

【 0 0 3 8 】

また、実施の形態 3 の他の変形例では、ダイオード 1 a のアノードおよびカソードの双方に抵抗およびキャパシタを並列に接続したものが接続され、ダイオード 1 b のアノードおよびカソードの双方に抵抗およびキャパシタを並列に接続したものが接続されている。この変形例による A P D P 1 1 を偶高調波ミクサに適用した場合にも、同様な効果が得られる。すなわち、L O 波電力の変動および温度変化に起因する変換利得の変動を抑制することができる。

40

【 0 0 3 9 】

さらに、上記実施の形態 3 および変形例では、A P D P 1 1 を構成する各直列部のダイオードの数は 1 つであったが、ダイオードの数はこれに限定されるものではない。A P D P 1 1 を構成する各直列部には 2 つ以上のダイオードが多段従属接続され得る。この変形例は、上記実施の形態 2 で述べたように、入力する信号のレベルが高くなった場合にひずみの大きさを抑制することができる。

【 0 0 4 0 】

50

実施の形態 4 .

図 2 4 はこの発明の実施の形態 4 による偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。図中、図 1 0 に示したものと同一の符号は上記実施の形態 1 による偶高調波ミクサと同一ないしは相当部分を示しており、以下ではその説明を省略する。また、図 2 4 において、1 5 a は一端がダイオード 1 a のカソードと抵抗 1 0 a との接続点に接続されたキャパシタ、1 5 b は一端がダイオード 1 b のアノードと抵抗 1 0 b との接続点に接続されたキャパシタである。この実施の形態 4 による A P D P 1 1 は、その一端において抵抗 1 0 a , 1 0 b が接続されるように、第 1 の直列部では抵抗 1 0 a がダイオード 1 a のカソードに接続され、第 2 の直列部では抵抗 1 0 b がダイオード 1 b のアノードに接続されている。

10

【 0 0 4 1 】

また、キャパシタ 1 5 a , 1 5 b の他端同士は接続され、その接続点は H P F 4 を介して R F 端子 7 に接続されているとともに、B P F 5 を介して L O 端子 8 に接続されている。また、抵抗 1 0 a , 1 0 b の接続点は I F 端子 9 に接続されている。キャパシタ 1 5 a , 1 5 b のそれぞれの容量は、R F 信号および L O 波を通過させ I F 信号を阻止するような値に設定されている。

【 0 0 4 2 】

次に動作について説明する。

以下では R F 信号および L O 波をそれぞれ R F 端子 7 および L O 端子 8 に印加し、I F 信号を I F 端子 9 から取り出す受信ミクサを想定して説明する。図 2 5 にこの実施の形態 4 による A P D P 1 1 中の R F 信号の流れを示す。A P D P 1 1 に印加された R F 信号は、キャパシタ 1 5 a またはキャパシタ 1 5 b を通過し、ダイオード 1 a またはダイオード 1 b に入力する。従って、実施の形態 3 と同様に、各ダイオードに直列に接続された抵抗による R F 信号の電圧降下は生じない。一方、直流電流はキャパシタ 1 5 a , 1 5 b で阻止されるので、ダイオード 1 a および抵抗 1 0 a から構成される第 1 の直列部とダイオード 1 b および抵抗 1 0 b から構成される第 2 の直列部とから構成される並列回路は、上記実施の形態 1 による A P D P と同様に動作する。したがって、このような構成の A P D P 1 1 を用いた偶高調波ミクサにおいても、A P D P 1 1 の直流特性は L O 波電力の変動および温度変化に伴い大きく変動することはないので、L O 波電力および温度変化に起因する変換利得の変動を抑制することができる。

20

30

【 0 0 4 3 】

さらに、ダイオード 1 a またはダイオード 1 b で発生した I F 信号はキャパシタ 1 5 a , 1 5 b で阻止されるので、I F 信号は抵抗 1 0 a , 1 0 b の接続点に接続された I F 端子 9 を介して出力される。このとき、R F 信号は、抵抗 1 0 a , 1 0 b のそれぞれの抵抗値に比べてキャパシタ 1 5 a , 1 5 b のそれぞれの呈するインピーダンスが小さいので、抵抗 1 0 a , 1 0 b で阻止されて I F 端子 9 に現れることはない。したがって、これまでに示した実施の形態において必要であった、I F 信号だけを通過させる低域通過フィルタ (L P F) が不要となる。

【 0 0 4 4 】

この実施の形態 4 による偶高調波ミクサは、I F 信号を入力して R F 信号および L O 波を出力する送信ミクサとしても使用可能であり、この場合も同様な効果を奏する。

40

【 0 0 4 5 】

以下に示すように、上記した実施の形態 4 は多くの変形例があり得る。

上記説明では I F 信号が不平衡信号であると仮定してきたが、この実施の形態 4 はこれに限定されるものではなく、I F 信号が平衡信号の場合にも適用できる。図 2 6 は、この実施の形態 4 の一変形例による、平衡信号である I F 信号をミキシングするため偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。この変形例による偶高調波ミクサは図 1 6 の偶高調波ミクサと同様に動作し、図 2 4 に示したものと同様に、A P D P 1 1 の直流特性は L O 波電力の変動および温度変化に伴い大きく変動することはないので、L O 波電力および温度変化に起因する変換利得の変動を抑制することができる。

50

【 0 0 4 6 】

また、A P D P 1 1 を構成する各直列部のダイオードの数は1つに限定されるものではない。A P D P 1 1 を構成する各直列部には2つ以上のダイオードが多段従属接続され得る。この変形例は、上記実施の形態2で述べたように、入力する信号のレベルが高くなった場合にひずみの大きさを抑制することができる。

【 0 0 4 7 】

実施の形態5 .

図27はこの発明の実施の形態5による偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。図中、図21に示したものと同一の符号は上記実施の形態3による偶高調波ミクサと同一ないしは相当部分を示しており、以下ではその説明を省略する。この実施の形態5によるA P D P 1 1 は、その一端において抵抗10a, 10bが接続されるように、第1の直列部では抵抗10aがダイオード1aのカソードに接続され、第2の直列部では抵抗10bがダイオード1bのアノードに接続されている。また、キャパシタ14aが抵抗10aに並列に接続され、キャパシタ14bが抵抗10bに並列に接続されている。抵抗10a, 10bの接続点はI F 端子9に接続されている。

【 0 0 4 8 】

また、図27において、15aは一端がダイオード1aのカソードと抵抗10aとの接続点に接続されたキャパシタ、15bは一端がダイオード1bのアノードと抵抗10bとの接続点に接続されたキャパシタである。キャパシタ15a, 15bの他端同士は接続され、その接続点はH P F 4 を介してR F 端子7に接続されているとともに、B P F 5 を介してL O 端子8に接続されている。キャパシタ14a, 14bのそれぞれの容量は、I F 信号を通過させるように設定されており、キャパシタ15a, 15bのそれぞれの容量は、R F 信号およびL O 波を通過させI F 信号を阻止するように設定されている。

【 0 0 4 9 】

次に動作について説明する。

以下ではR F 信号およびL O 波をそれぞれR F 端子7およびL O 端子8に印加し、I F 信号をI F 端子9から取り出す受信用ミクサを想定して説明する。図24に示した上記実施の形態4では、抵抗10aまたは抵抗10bを通過してI F 信号がI F 端子9へと出力される。このため、I F 信号が抵抗10aまたは抵抗10bにより減衰する場合がある。これに対して、この実施の形態5では、抵抗10a, 10bにそれぞれ並列にキャパシタ14a, 14bが接続されているので、キャパシタ14a, 14bのそれぞれの容量をI F 信号が通過するような値に設定することで、I F 信号は抵抗10a, 10bによる減衰を受けずにI F 端子9を介して外部へ出力される。

【 0 0 5 0 】

このようにしても、A P D P 1 1 の各直列部のダイオード1aまたはダイオード1bを流れる電流は、キャパシタ14aまたはキャパシタ14bの影響を受けずに、抵抗10aまたは抵抗10bにより一定に保たれる。したがって、このような構成のA P D P 1 1 を用いた偶高調波ミクサにおいても、A P D P 1 1 の直流特性はL O 波電力の変動および温度変化に伴い大きく変動することはないので、L O 波電力の変動および温度変化による変換利得の変動を抑制することができる。

【 0 0 5 1 】

この実施の形態5による偶高調波ミクサは、I F 信号を入力してR F 信号およびL O 波を出力する送信用ミクサとしても使用可能であり、この場合も同様な効果を奏する。

【 0 0 5 2 】

以下に示すように、上記した実施の形態5は多くの変形例があり得る。

上記説明ではI F 信号が不平衡信号であると仮定してきたが、この実施の形態5はこれに限定されるものではなく、I F 信号が平衡信号の場合にも適用できる。図28は、この実施の形態5の一変形例による、平衡信号であるI F 信号をミキシングするため偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。図中、6は一端がA P D P 1 1 のダイオード1a, 1bの接続点に接続され、他端が反転I F 端子9bに接続された低域通過フィルタ(L

P F)である。この変形例による偶高調波ミクサは図 1 6 の偶高調波ミクサと同様に動作し、図 2 7 に示したものと同様に、A P D P 1 1 の直流特性は L O 波電力の変動および温度変化に伴い大きく変動することはないので、L O 波電力の変動および温度変化による変換利得の変動を抑制することができる。

【 0 0 5 3 】

また、A P D P 1 1 を構成する各直列部のダイオードの数は 1 つに限定されるものではない。A P D P 1 1 を構成する各直列部には 2 つ以上のダイオードが多段従属接続され得る。この変形例は、上記実施の形態 2 で述べたように、入力する信号のレベルが高くなった場合ひずみの大きさを抑制することができる。

【 0 0 5 4 】

実施の形態 6 .

図 2 9 はこの発明の実施の形態 6 による偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。図中、図 1 0 に示したものと同一の符号は上記実施の形態 1 による偶高調波ミクサと同一ないしは相当部分を示しており、以下ではその説明を省略する。この実施の形態 6 による A P D P 1 1 は、その一端において抵抗 1 0 a , 1 0 b が接続されるように、第 1 の直列部では抵抗 1 0 a はダイオード 1 a のカソードに接続され、第 2 の直列部では抵抗 1 0 b はダイオード 1 b のアノードに接続されている。

【 0 0 5 5 】

また、図 2 9 において、1 7 a は一端がダイオード 1 a のアノードに直列に接続されたキャパシタ、1 7 b は一端がダイオード 1 b のカソードに直列に接続されたキャパシタ、1 8 a は一端がダイオード 1 a のカソードと抵抗 1 0 a の接続点に接続されたキャパシタ、1 8 b は一端がダイオード 1 b のアノードと抵抗 1 0 b の接続点に接続されたキャパシタ、1 9 a は一端がダイオード 1 a のアノードとキャパシタ 1 7 a の接続点に接続された抵抗、1 9 b は一端がダイオード 1 b のカソードとキャパシタ 1 7 b の接続点に接続された抵抗である。キャパシタ 1 7 a , 1 7 b の他端同士は接続されその接続点は接地電位に接続されている。抵抗 1 0 a , 1 0 b は接続されその接続点は I F 端子 9 a に接続されている。抵抗 1 9 a , 1 9 b は接続されその接続点は反転 I F 端子 9 b に接続されている。キャパシタ 1 8 a , 1 8 b の他端同士は接続されその接続点は H P F 4 を介して R F 端子 7 に接続されているとともに、B P F 5 を介して L O 端子 8 に接続されている。なお、キャパシタ 1 7 a , 1 7 b 、並びにキャパシタ 1 8 a , 1 8 b のそれぞれの容量は、R F 信号および L O 波を通過させかつ I F 信号を阻止するような値に設定されている。

【 0 0 5 6 】

次に動作について説明する。

以下では R F 信号および L O 波をそれぞれ R F 端子 7 および L O 端子 8 に印加し、I F 信号およびその反転信号を I F 端子 9 a および反転 I F 端子 9 b から取り出す受信ミクサを想定して説明する。

【 0 0 5 7 】

R F 端子 7 に印加された R F 信号は H P F 4 を経て A P D P 1 1 に入力される。入力された R F 信号はキャパシタ 1 8 a またはキャパシタ 1 8 b を経てダイオード 1 a またはダイオード 1 b に入力し、さらにキャパシタ 1 7 a またはキャパシタ 1 7 b を経て接地電位へと至る。したがって、抵抗 1 0 a , 1 0 b , 1 9 a , 1 9 b による R F 信号の電圧降下が生じない。一方、直流電流はキャパシタ 1 8 a , 1 8 b で阻止されるので、ダイオード 1 a と抵抗 1 0 a , 1 9 a とが接続された 1 つの直列部（第 1 の直列部とは異なる）とダイオード 1 b と抵抗 1 0 b , 1 9 b とが接続された他の直列部（第 2 の直列部とは異なる）とから構成される並列回路は、上記実施の形態 1 による A P D P と同様に動作する。したがって、このような構成の A P D P 1 1 を用いた偶高調波ミクサにおいても、A P D P 1 1 の直流特性は L O 波電力の変動および温度変化に伴い大きく変動することはないので、L O 波電力の変動および温度変化に起因する変換利得の変動を抑制することができる。

【 0 0 5 8 】

また、ダイオード 1 a またはダイオード 1 b で発生した I F 信号はキャパシタ 1 7 a ,

10

20

30

40

50

17b並びにキャパシタ18a, 18bで阻止されるので、IF信号およびその反転信号は抵抗10a, 10bの接続点並びに抵抗19a, 19bの接続点からそれぞれ出力される。このとき、RF信号は、抵抗10a, 10b, 19a, 19bのそれぞれの抵抗値に比べてキャパシタ14a, 14b, 18a, 18bのそれぞれの呈するインピーダンスが小さいので、抵抗10a, 10b, 19a, 19bで阻止されてIF端子9aおよび反転IF端子9bに現れることはない。したがって、これまでに示した実施の形態1から実施の形態3において必要であった、IF信号だけを通過させる低域通過フィルタ(LPF)がなくても、IF信号を平衡信号として出力することができる。

【0059】

この実施の形態6による偶高調波ミキサは、IF信号を入力してRF信号およびLO波を出力する送信用ミキサとしても使用可能であり、この場合も同様な効果を奏する。

【0060】

以下に示すように、上記した実施の形態6は多くの変形例があり得る。

上記説明ではIF信号が平衡信号であると仮定してきたが、この実施の形態6はこれに限定されるものではなく、IF信号が不平衡信号の場合にも適用できる。図30は、この実施の形態6の一変形例による、不平衡信号であるIF信号をミキシングするため偶高調波ミキサの構成を示す概略回路図である。この変形例では、抵抗19a, 19bの接続点に接続された反転IF端子9bが取り除かれており、第1の直列部では、抵抗10aとダイオード1aとキャパシタ17aとが直列に接続され、第2の直列部では、抵抗10bとダイオード1bとキャパシタ17bとが直列に接続されている。これにより、IF信号は不平衡信号としてIF端子9のみから入出力される。この変形例においても、APDP11の直流特性はLO波電力の変動および温度変化に伴い大きく変動することはないので、LO波電力の変動および温度変化に起因する変換利得の変動を抑制することができる。

【0061】

また、APDP11を構成する各直列部のダイオードの数は1つに限定されるものではない。APDP11を構成する各直列部には2つ以上のダイオードが多段従属接続され得る。この変形例は、上記実施の形態2で述べたように、入力する信号のレベルが高くなった場合にひずみの大きさを抑制することができる。

【0062】

実施の形態7。

図31はこの発明の実施の形態7による偶高調波ミキサの構成を示す概略回路図である。図中、図10に示したものと同一の符号は上記実施の形態1による偶高調波ミキサと同一ないしは相当部分を示しており、以下ではその説明を省略する。この実施の形態7によるAPDP11は、その一端において抵抗10a, 10bが接続されるように、第1の直列部では抵抗10aはダイオード1aのカソードに接続され、第2の直列部では抵抗10bはダイオード1bのアノードに接続されている。

【0063】

また、図31において、10cは一端がダイオード1aのアノードに直列に接続された抵抗、10dは一端がダイオード1bのカソードに直列に接続された抵抗、16aは抵抗10cに並列に接続されたキャパシタ、16bは抵抗10dに並列に接続されたキャパシタ、18aは一端がダイオード1aのカソードと抵抗10aの接続点に接続されたキャパシタ、18bは一端がダイオード1bのアノードと抵抗10bの接続点に接続されたキャパシタである。抵抗10a, 10bは接続されその接続点はIF端子9aに接続されている。抵抗10c, 10dの他端同士は接続されその接続点はLPF6を介して反転IF端子9bに接続されているとともに、HPF40を介して接地電位に接続されている。キャパシタ18a, 18bの他端同士は接続されその接続点はHPF4を介してRF端子7に接続されているとともに、BPF5を介してLO端子8に接続されている。なお、キャパシタ16a, 16b, 18a, 18bのそれぞれの容量は、RF信号およびLO波を通過させかつIF信号を阻止するような値に設定されている。

【0064】

10

20

30

40

50

次に動作について説明する。

以下ではRF信号およびLO波をそれぞれRF端子7およびLO端子8に印加し、IF信号およびその反転信号をIF端子9aおよび反転IF端子9bから取り出す受信ミキサを想定して説明する。

【0065】

RF端子7に印加されたRF信号はHPF4を経てAPDP11に入力される。入力されたRF信号はキャパシタ18aまたはキャパシタ18bを経てダイオード1aまたはダイオード1bに入力し、さらにキャパシタ16aまたはキャパシタ16bを経て接地電位へと至る。したがって、抵抗10a, 10b, 10c, 10dによるRF信号の電圧降下が生じない。一方、直流電流はキャパシタ18a, 18bで阻止されるので、ダイオード1aと抵抗10a, 10cとが接続された第1の直列部とダイオード1bと抵抗10b, 10dとが接続された第2の直列部とから構成される並列回路は、上記実施の形態1によるAPDPと同様に動作する。したがって、このような構成のAPDP11を用いた偶高調波ミキサにおいても、APDP11の直流特性はLO波電力の変動および温度変化に伴い大きく変動することはないので、LO波電力の変動および温度変化に起因する変換利得の変動を抑制することができる。

10

【0066】

また、ダイオード1aまたはダイオード1bで発生したIF信号はキャパシタ16a, 16b, 18a, 18bで阻止されるので、IF信号および反転IF信号は抵抗10a, 10bの接続点並びに抵抗10c, 10dの接続点からそれぞれ出力される。このとき、RF信号は、抵抗10a, 10b, 10c, 10dのそれぞれの抵抗値に比べてキャパシタ16a, 16b, 18a, 18bのそれぞれの呈するインピーダンスが小さいので、抵抗10a, 10b, 10c, 10dで阻止されてIF端子9aおよび反転IF端子9bに現れることはない。したがって、これまでに示した実施の形態1から実施の形態3において必要であった、IF信号だけを通過させる低域通過フィルタ(LPF)がなくても、IF信号を平衡信号として出力することができる。

20

【0067】

この実施の形態7による偶高調波ミキサは、IF信号を入力してRF信号およびLO波を出力する送信ミキサとしても使用可能であり、この場合も同様な効果を奏する。

【0068】

以下に示すように、上記した実施の形態7は多くの変形例があり得る。

30

上記説明ではIF信号が平衡信号であると仮定してきたが、この実施の形態7はこれに限定されるものではなく、IF信号が不平衡信号の場合にも適用できる。図32は、この実施の形態7の一変形例による、不平衡信号であるIF信号をミキシングするため偶高調波ミキサの構成を示す概略回路図である。この変形例では、抵抗10c, 10dの接続点にLPF6を介して接続された反転IF端子9bが取り除かれている。これにより、IF信号は不平衡信号としてIF端子9のみから入出力される。この変形例においても、APDP11の直流特性はLO波電力の変動および温度変化に伴い大きく変動することはないので、LO波電力の変動および温度変化に起因する変換利得の変動を抑制することができる。

40

【0069】

また、APDP11を構成する各直列部のダイオードの数は1つに限定されるものではない。APDP11を構成する各直列部には2つ以上のダイオードが多段従属接続され得る。この変形例は、上記実施の形態2で述べたように、入力する信号のレベルが高くなった場合にひずみの大きさを抑制することができる。

【0070】

実施の形態8

図33はこの発明の実施の形態8による偶高調波ミキサの構成を示す概略回路図である。図中、図21に示したものと同一の符号は上記実施の形態3による偶高調波ミキサと同一ないしは相当部分を示しており、以下ではその説明を省略する。この実施の形態8によ

50

る A P D P 1 1 は、その一端において抵抗 1 0 a , 1 0 b が接続されるように、第 1 の直列部では抵抗 1 0 a はダイオード 1 a のカソードに接続され、第 2 の直列部では抵抗 1 0 b はダイオード 1 b のアノードに接続されている。キャパシタ 1 4 a は抵抗 1 0 a に並列に接続されており、キャパシタ 1 4 b は抵抗 1 0 b に並列に接続されている。

【 0 0 7 1 】

また、図 3 3 において、2 0 a は一端がダイオード 1 a のアノードに直列に接続されたキャパシタ、2 0 b は一端がダイオード 1 b のカソードに直列に接続されたキャパシタ、2 1 a は一端がダイオード 1 a のアノードとキャパシタ 2 0 a の接続点に接続された抵抗、2 1 b は一端がダイオード 1 b のカソードとキャパシタ 2 0 b の接続点に接続された抵抗である。抵抗 1 0 a , 1 0 b の接続点は、H P F 4 を介して R F 端子 7、B P F 5 を介して L O 端子 8、および L P F 6 を介して I F 端子 9 a に接続されている。抵抗 2 1 a , 2 1 b の他端同士は接続されその接続点は反転 I F 端子 9 b に接続されている。キャパシタ 2 0 a , 2 0 b の他端同士は接続されその接続点は接地電位に接続されている。なお、キャパシタ 1 4 a , 1 4 b , 2 0 a , 2 0 b のそれぞれの容量は、R F 信号および L O 波を通過させかつ I F 信号を阻止するような値に設定されている。

【 0 0 7 2 】

次に動作について説明する。

以下では R F 信号および L O 波をそれぞれ R F 端子 7 および L O 端子 8 に印加し、I F 信号およびその反転信号を I F 端子 9 a および反転 I F 端子 9 b から取り出す受信用ミクサを想定して説明する。

【 0 0 7 3 】

R F 端子 7 に印加された R F 信号は H P F 4 を経て A P D P 1 1 に入力される。入力された R F 信号はキャパシタ 1 4 a またはキャパシタ 1 4 b を経てダイオード 1 a またはダイオード 1 b に入力し、さらにキャパシタ 2 0 a またはキャパシタ 2 0 b を経て接地電位へと至る。したがって、抵抗 1 0 a , 1 0 b , 2 1 a , 2 1 b による R F 信号の電圧降下が生じない。一方、直流電流はキャパシタ 2 0 a , 2 0 b で阻止されるので、ダイオード 1 a と抵抗 1 0 a , 2 1 a とが接続された第 1 の直列部とダイオード 1 b と抵抗 1 0 b , 2 1 b とが接続された第 2 の直列部とから構成される並列回路は、上記実施の形態 1 による A P D P と同様に動作する。したがって、このような構成の A P D P 1 1 を用いた偶高調波ミクサにおいても、A P D P 1 1 の直流特性は L O 波電力の変動および温度変化に伴い大きく変動することはないので、L O 波電力の変動および温度変化に起因する変換利得の変動を抑制することができる。

【 0 0 7 4 】

また、ダイオード 1 a またはダイオード 1 b で発生した I F 信号はキャパシタ 1 4 a , 1 4 b , 2 0 a , 2 0 b で阻止されるので、I F 信号および反転 I F 信号は抵抗 1 0 a , 1 0 b の接続点並びに抵抗 2 1 a , 2 1 b の接続点からそれぞれ出力される。このとき、R F 信号は、抵抗 1 0 a , 1 0 b , 2 1 a , 2 1 b のそれぞれの抵抗値に比べてキャパシタ 1 4 a , 1 4 b , 2 0 a , 2 0 b のそれぞれの呈するインピーダンスが小さいので、抵抗 1 0 a , 1 0 b , 2 1 a , 2 1 b で阻止されて I F 端子 9 a および反転 I F 端子 9 b に現れることはない。したがって、これまでに示した実施の形態 1 から実施の形態 3 において必要であった、I F 信号だけを通過させる低域通過フィルタ (L P F) がなくても、I F 信号を平衡信号として出力することができる。

【 0 0 7 5 】

この実施の形態 8 による偶高調波ミクサは、I F 信号を入力して R F 信号および L O 波を出力する送信用ミクサとしても使用可能であり、この場合も同様な効果を奏する。

【 0 0 7 6 】

以下に示すように、上記した実施の形態 8 は多くの変形例があり得る。

上記説明では I F 信号が平衡信号であると仮定してきたが、この実施の形態 8 はこれに限定されるものではなく、I F 信号が不平衡信号の場合にも適用できる。図 3 4 は、この実施の形態 8 の一変形例による、不平衡信号である I F 信号をミキシングするため偶高調

10

20

30

40

50

波ミクサの構成を示す概略回路図である。この変形例では、抵抗 2 1 a , 2 1 b の接続点に接続された反転 I F 端子 9 b が取り除かれており、第 1 の直列部では、抵抗 1 0 a とダイオード 1 a とキャパシタ 2 0 a とが直列に接続され、第 2 の直列部では、抵抗 1 0 b とダイオード 1 b とキャパシタ 2 0 b とが直列に接続されている。これにより、I F 信号は不平衡信号として I F 端子 9 a のみから入出力される。この変形例においても、A P D P 1 1 の直流特性は L O 波電力の変動および温度変化に伴い大きく変動することはないので、L O 波電力の変動および温度変化に起因する変換利得の変動を抑制することができる。

【 0 0 7 7 】

また、A P D P 1 1 を構成する各直列部のダイオードの数は 1 つに限定されるものではない。A P D P 1 1 を構成する各直列部には 2 つ以上のダイオードが多段従属接続され得る。この変形例は、上記実施の形態 2 で述べたように、入力する信号のレベルが高くなった場合にひずみの大きさを抑制することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 従来の偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。

【図 2】 従来の偶高調波ミクサに用いられる A P D P の直流特性を示すグラフである。

【図 3】 A P D P に印加される L O 波の波形を示す図である。

【図 4】 A P D P に印加される L O 波の波形と A P D P に流れる電流波形との関係を示すグラフである。

【図 5】 A P D P のダイオードを流れる電流波形およびダイオードのコンダクタンスの時間変化を示すグラフである。

【図 6】 印加する L O 波の振幅を最適値以下に設定した場合、最適値に設定した場合、最適値以上に設定した場合にそれぞれ A P D P に流れる電流波形を示すグラフである。

【図 7】 従来の偶高調波ミクサの変換利得の L O 波電力依存性を示すグラフである。

【図 8】 従来の偶高調波ミクサに用いられる A P D P の直流特性の温度依存性を示すグラフである。

【図 9】 従来の偶高調波ミクサの変換利得の L O 波電力依存性の温度変化に伴う変動を示すグラフである。

【図 1 0】 この発明の実施の形態 1 による偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。

【図 1 1】 この発明の実施の形態 1 による偶高調波ミクサに用いられる A P D P の直流特性を示すグラフである。

【図 1 2】 この発明の実施の形態 1 による偶高調波ミクサの変換利得の L O 波電力依存性を示すグラフである。

【図 1 3】 この発明の実施の形態 1 による偶高調波ミクサに用いられる A P D P の直流特性の温度依存性を示すグラフである。

【図 1 4】 この発明の実施の形態 1 による偶高調波ミクサの変換利得の L O 波電力依存性の温度変化に伴う変動を示すグラフである。

【図 1 5】 この発明の実施の形態 1 の一変形例による偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。

【図 1 6】 この発明の実施の形態 1 の他の変形例による偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。

【図 1 7】 この発明の実施の形態 1 による偶高調波ミクサに用いられる A P D P の他の例の構成を示す概略回路図である。

【図 1 8】 この発明の実施の形態 1 による偶高調波ミクサに用いられる A P D P の他の例の構成を示す概略回路図である。

【図 1 9】 この発明の実施の形態 1 による偶高調波ミクサに用いられる A P D P の他の例の構成を示す概略回路図である。

【図 2 0】 この発明の実施の形態 2 による偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。

【図 2 1】 この発明の実施の形態 3 による偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図であ

10

20

30

40

50

る。

【図 2 2】 この発明の実施の形態 3 による偶高調波ミクサに用いられる A P D P における R F 信号の流れを示す図である。

【図 2 3】 この発明の実施の形態 3 の一変形例による偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。

【図 2 4】 この発明の実施の形態 4 による偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。

【図 2 5】 この発明の実施の形態 4 による偶高調波ミクサに用いられる A P D P における R F 信号の流れを示す図である。

【図 2 6】 この発明の実施の形態 4 の一変形例による偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。

10

【図 2 7】 この発明の実施の形態 5 による偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。

【図 2 8】 この発明の実施の形態 5 の一変形例による偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。

【図 2 9】 この発明の実施の形態 6 による偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。

【図 3 0】 この発明の実施の形態 6 の一変形例による偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。

【図 3 1】 この発明の実施の形態 7 による偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。

20

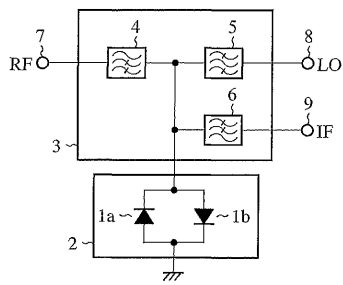
【図 3 2】 この発明の実施の形態 7 の一変形例による偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。

【図 3 3】 この発明の実施の形態 8 による偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。

【図 3 4】 この発明の実施の形態 8 の一変形例による偶高調波ミクサの構成を示す概略回路図である。

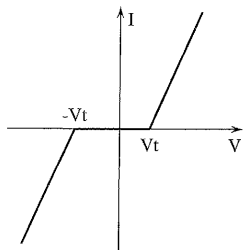
【図 1】

第1図



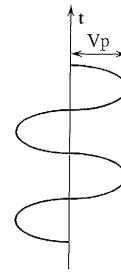
【図 2】

第2図



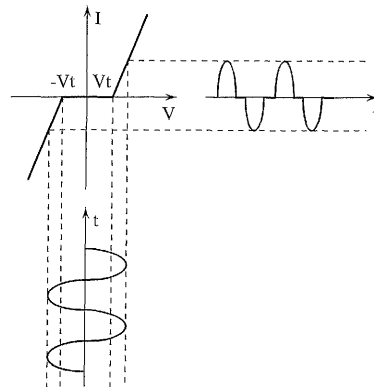
【図 3】

第3図



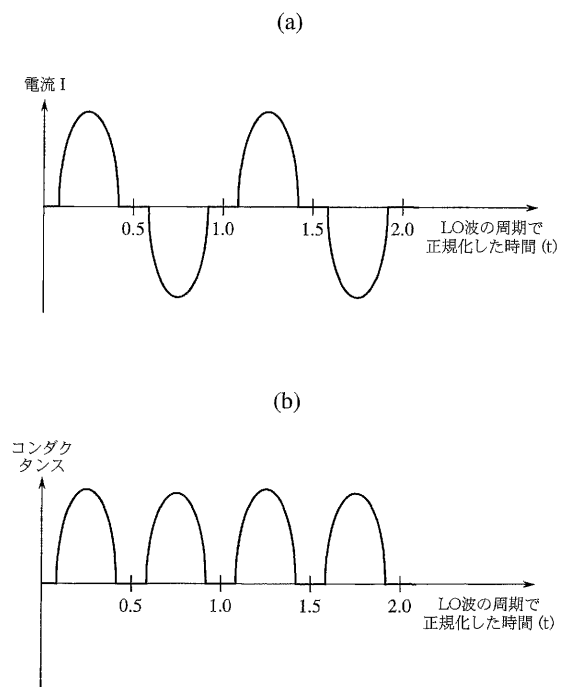
【図 4】

第4図



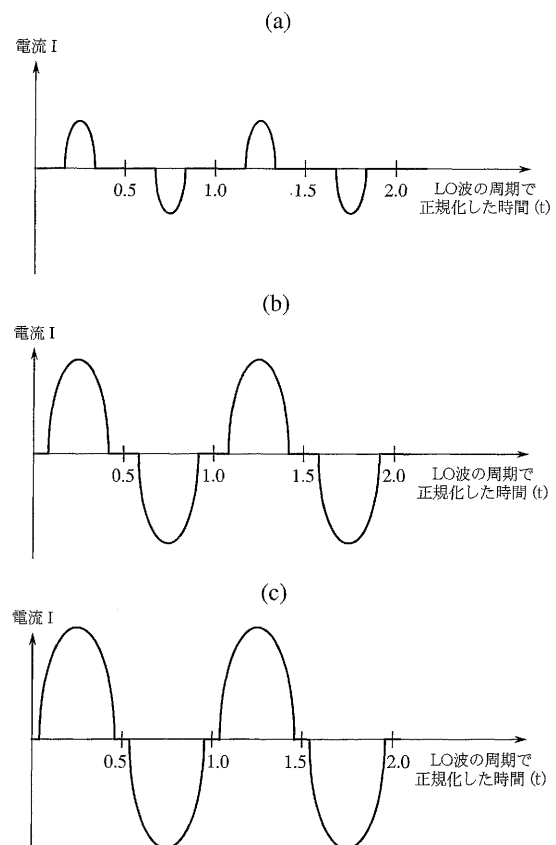
【図 5】

第5図



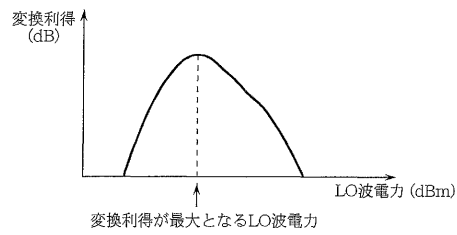
【図 6】

第6図



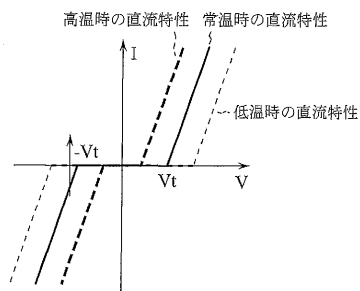
【図 7】

第7図



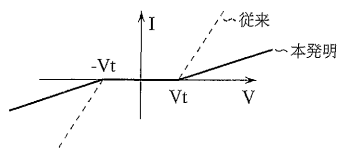
【図 8】

第8図



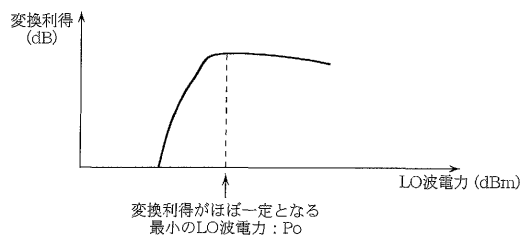
【図 11】

第11図



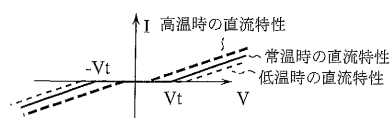
【図 12】

第12図



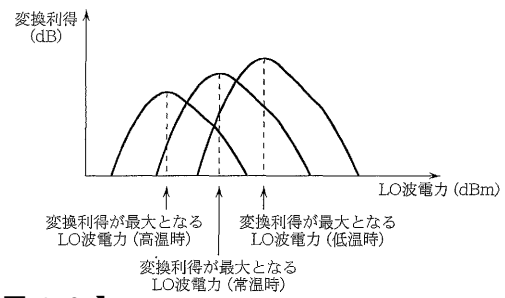
【図 13】

第13図



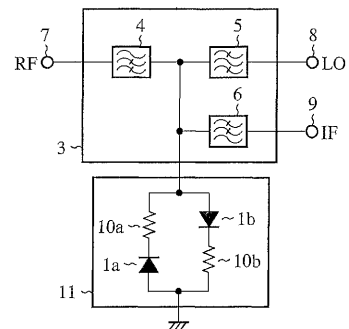
【図 9】

第9図



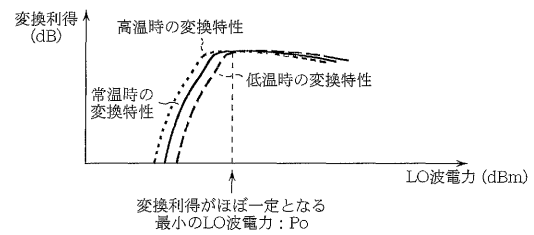
【図 10】

第10図



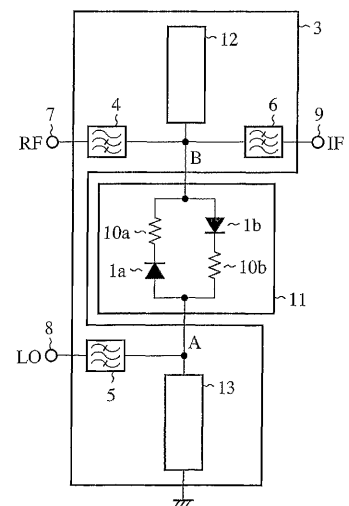
【図 14】

第14図



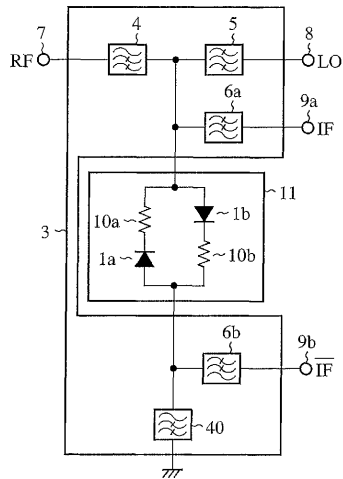
【図 15】

第15図



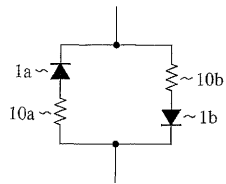
【図 16】

第16図



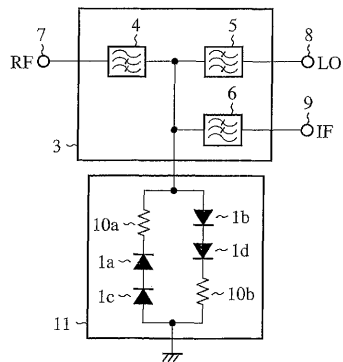
【図 17】

第17図



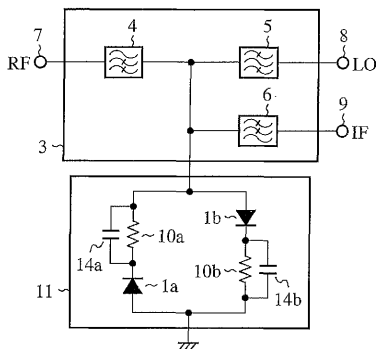
【図 20】

第20図



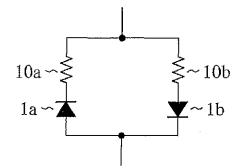
【図 21】

第21図



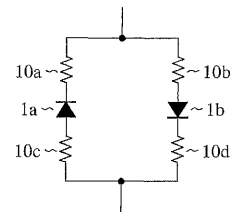
【図 18】

第18図



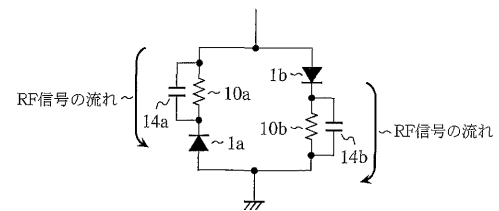
【図 19】

第19図



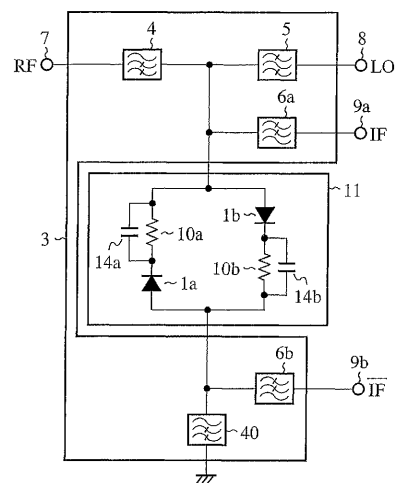
【図 22】

第22図



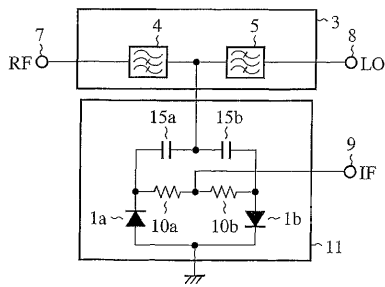
【図 23】

第23図



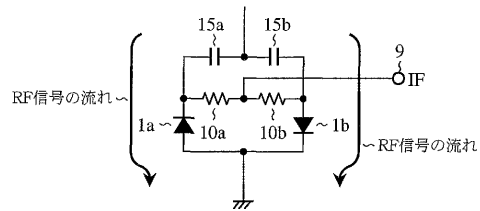
【図 2 4】

第24図



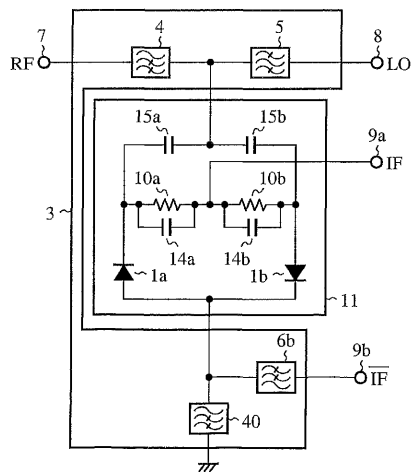
【図 2 5】

第25図



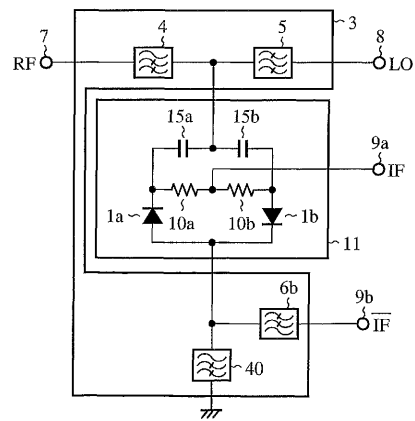
【図 2 8】

第28図



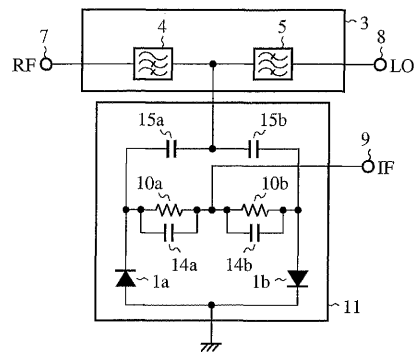
【図 2 6】

第26図



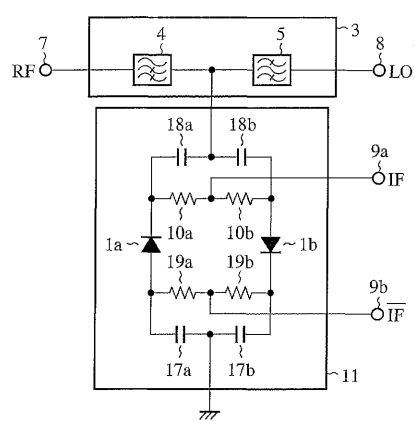
【図 2 7】

第27図



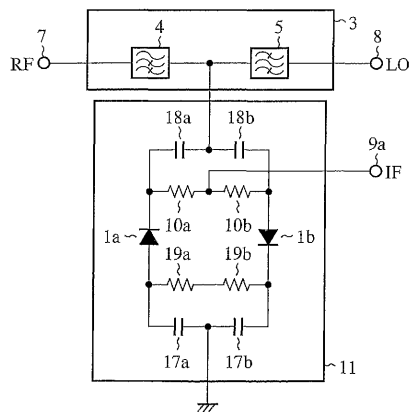
【図 2 9】

第29図



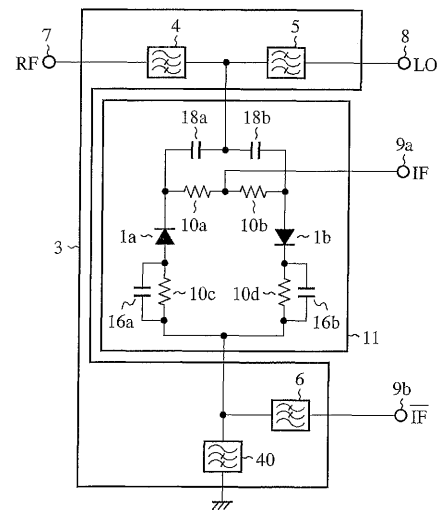
【図 30】

第30図



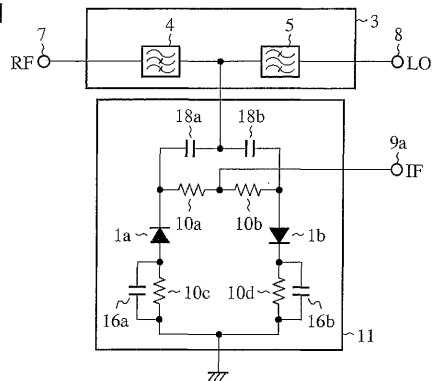
【図 31】

第31図



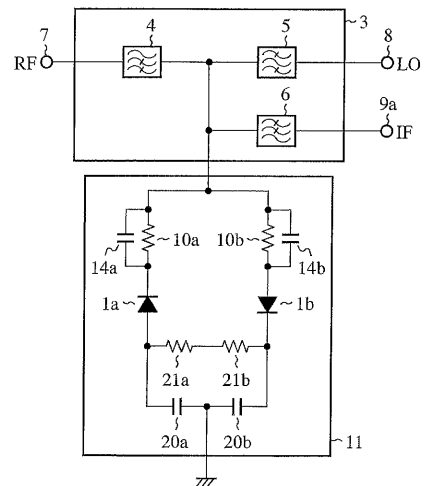
【図 32】

第32図



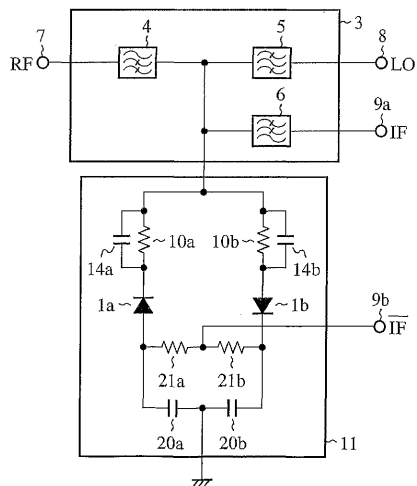
【図 34】

第34図



【図 33】

第33図



フロントページの続き

- (72)発明者 高木 直
東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 末松 憲治
東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 谷口 英司
東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 前田 憲一
東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 伊東 健治
東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 桂 隆俊
東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 生島 貴之
東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内

審査官 畑中 博幸

- (56)参考文献 特開平10-013158(JP,A)
特開昭62-258506(JP,A)
特公昭37-002816(JP,B1)
特開平01-109906(JP,A)
特開2002-185251(JP,A)
特開平11-004151(JP,A)
特開平07-193453(JP,A)
特開昭63-102405(JP,A)
特開平10-242763(JP,A)
特開昭49-045610(JP,A)
実開昭56-123616(JP,U)
特開昭55-8165(JP,A)
下沢充弘、桂隆俊、前田憲一、谷口英司、生島貴之、末松憲治、伊東健治、磯田陽次、高木直
，自己バイアス形アンチパラレルダイオードペアを用いた偶高調波ミクサ，電子情報通信学会2
002年総合大会講演論文集エレクトロニクス1，社団法人 電子情報通信学会，2002年
3月 7日，C-2-6，p.43

(58)調査した分野(Int.Cl.，DB名)

H03D 7/02

H03D 7/00