

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6430806号
(P6430806)

(45) 発行日 平成30年11月28日(2018.11.28)

(24) 登録日 平成30年11月9日(2018.11.9)

(51) Int. Cl.		F I			
H03D	9/06	(2006.01)	H03D	9/06	K
H03D	7/00	(2006.01)	H03D	7/00	E
H03D	7/12	(2006.01)	H03D	7/12	C
H03F	3/60	(2006.01)	H03F	3/60	

請求項の数 5 (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願2014-256063 (P2014-256063)	(73) 特許権者	000004226
(22) 出願日	平成26年12月18日(2014.12.18)		日本電信電話株式会社
(65) 公開番号	特開2016-116198 (P2016-116198A)		東京都千代田区大手町一丁目5番1号
(43) 公開日	平成28年6月23日(2016.6.23)	(74) 代理人	100083806
審査請求日	平成29年1月13日(2017.1.13)		弁理士 三好 秀和
		(74) 代理人	100129230
			弁理士 工藤 理恵
		(72) 発明者	濱田 裕史
			東京都千代田区大手町一丁目5番1号 日
			本電信電話株式会社内
		(72) 発明者	小杉 敏彦
			東京都千代田区大手町一丁目5番1号 日
			本電信電話株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 分布ミキサ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

高周波信号と局部発振信号とを合成する合成器と、
前記合成器が合成した合成信号を伝送する合成信号伝送線路と、
前記合成信号伝送線路の終端を接地電位に接続する終端抵抗と、
前記合成信号伝送線路の前記合成信号を、前記高周波信号と前記局部発振信号との差分である中間周波信号に周波数変換するN個(N ≥ 2)のソース接地型FETで構成した単位ミキサと、

一端を中間周波信号出力端子として前記N個の単位ミキサの出力する前記中間周波信号を伝送する中間周波信号伝送線路とを備え、

前記中間周波信号伝送線路は、一端を前記中間周波信号出力端子とし、他端を前記N個の単位ミキサの出力にそれぞれ接続する同一の電気長の前記N個の伝送線路であり、

前記中間周波信号出力端子から見た前記単位ミキサのそれぞれのインピーダンスは、前記終端抵抗のインピーダンスを前記N個倍した値であり、

前記単位ミキサの出力に接続された前記伝送線路の端部は終端されていないことを特徴とする分布ミキサ。

【請求項2】

請求項1に記載した分布ミキサにおいて、

前記単位ミキサは、ソース接地型FETのドレイン電極とゲート接地型FETのソース電極とを接続したカスコード型単位ミキサであることを特徴とする分布ミキサ。

【請求項 3】

請求項 2 に記載した分布ミキサにおいて、

前記 N 個を前記カスコード型単位ミキサの段数とした場合に、

前記段数の各段の前記ソース接地型 F E T のドレイン電極とゲート接地型 F E T のソース電極との間に遅延線を配置して前記中間周波信号出力端子において前記中間周波信号が同位相整合するようにしたことを特徴とする分布ミキサ。

【請求項 4】

高周波信号を伝送する高周波信号伝送線路と、

前記高周波信号伝送線路の終端を接地電位に接続する終端抵抗と、

前記高周波信号伝送線路の前記高周波信号と局部発振信号との差分である中間周波信号を出力する N 個の F E T からなるソース注入型の単位ミキサと、

前記局部発振信号を前記 N 個の単位ミキサのソース電極に分配する局部発振信号分配器と、

前記 N 個 (N > 2) の単位ミキサのドレイン電極と、中間周波信号出力端子との間をそれぞれ接続する複数の同一の電気長の中間周波信号伝送線路とを備え、

前記ドレイン電極に接続された前記中間周波信号伝送線路の端部は終端されていないことを特徴とする分布ミキサ。

【請求項 5】

請求項 4 に記載した分布ミキサにおいて、

前記中間周波信号伝送線路は、一端を前記中間周波信号出力端子とし、他端を前記 N 個の単位ミキサの出力にそれぞれ接続する同一の電気長の前記 N 個の伝送線路であり、

前記中間周波信号出力端子から見た前記単位ミキサのそれぞれのインピーダンスは、前記終端抵抗のインピーダンスを前記 N 個倍した値であることを特徴とする分布ミキサ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、高周波電気信号を扱う分布ミキサに関する。

【背景技術】

【0002】

従来から、広帯域なミキサの回路構成として分布ミキサが知られている（例えば非特許文献 1）。分布ミキサは、トランジスタで構成される周波数変換素子と伝送線路とから成る複数の単位ミキサを多段に接続（cascading connection）した構成である。分布ミキサは、トランジスタの持つ容量と伝送線路の持つインダクタンスから成る一定の特性インピーダンス（通常は 50 Ω）の疑似線路を形成することで、広帯域な周波数変換特性を持つ。疑似線路には、高周波信号（以降、R F（Radio Frequency）信号）、局部発振信号（以降、L O（Local Oscillator）信号）、及び中間周波信号（以降、I F（Intermediate Frequency）信号）を伝送するそれぞれの線路が存在する。

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0003】

【非特許文献 1】O. S. A. Tang and C. S. Aitchison, "A Practical Microwave Traveling-wave Mesfet Gate Mixer", IEEE MTT-S Digest, 1985, pp.605-608

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

各々の疑似線路には、各信号が入出力される端子と反対側の端子に必ず終端抵抗が配置される。終端抵抗は、R F 信号、L O 信号、I F 信号の入出力端子からミキサ側を見込んだインピーダンスを一定の値（例えば 50 Ω）にするために必要であり、それぞれの信号の終端抵抗には電力消費が発生する。特に、ダウンコンバージョンミキサにおける I F 信号線路の終端抵抗では、ミキシングした I F 信号の多くが終端抵抗で消費されるため、分布

10

20

30

40

50

ミキサの周波数変換利得が低下する課題がある。

【 0 0 0 5 】

本発明は、この課題に鑑みてなされたものであり、IF信号伝送線路の終端抵抗で生じる電力消費を無くして周波数変換利得が低下する課題を解決した分布ミキサを提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 6 】

本発明の分布ミキサは、高周波信号と局部発振信号とを合成する合成器と、前記合成器が合成した合成信号を伝送する合成信号伝送線路と、前記合成信号伝送線路の終端を接地電位に接続する終端抵抗と、前記合成信号伝送線路の前記合成信号を、前記高周波信号と前記局部発振信号との差分である中間周波信号に周波数変換するN個(N \geq 2)のソース接地型FETで構成した単位ミキサと、一端を中間周波信号出力端子として前記N個の単位ミキサの出力する前記中間周波信号を伝送する中間周波信号伝送線路とを備え、前記中間周波信号伝送線路は、一端を前記中間周波信号出力端子とし、他端を前記N個の単位ミキサの出力にそれぞれ接続する同一の電気長の前記N個の伝送線路であり、前記中間周波信号出力端子から見た前記単位ミキサのそれぞれのインピーダンスは、前記終端抵抗のインピーダンスを前記N個倍した値であり、前記単位ミキサの出力に接続された前記伝送線路の端部は終端されていないことを要旨とする。

【発明の効果】

【 0 0 0 7 】

本発明によれば、中間周波信号伝送線路(IF信号伝送線路)に終端抵抗を具備しないので、そこで生じる電力消費を無くして周波数変換利得が低下する課題を解決した分布ミキサを実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 0 8 】

【図1】第1実施形態の分布ミキサ100の構成例を示す図である。

【図2】分布ミキサ100のIF信号伝送線路7に終端抵抗9を設けたと仮定した場合にIF信号が同位相合成される様子を説明する図である。

【図3】分布ミキサ100のX点でIF信号が全反射する様子を模式的に示す図である。

【図4】分布ミキサ100の変換利得のシミュレーション結果の例を示す図である。

【図5】第2実施形態の分布ミキサ200の構成例を示す図である。

【図6】FETのドレイン電極から見た等価回路を示す図である。

【図7】分布ミキサ200の変換利得のシミュレーション結果の例を示す図である。

【図8】電気長0のIF信号伝送線路の実現例を示す図である。

【図9】第3実施形態の分布ミキサ300の構成例を示す図である。

【図10】分布ミキサ300の変換利得のシミュレーション結果の例を示す図である。

【図11】分布ミキサ300の合成信号伝送線路4の遅延位相を示す図である。

【図12】第4実施形態の分布ミキサ400の構成例を示す図である。

【図13】分布ミキサ400の変換利得のシミュレーション結果の例を示す図である。

【図14】第5実施形態の分布ミキサ500の構成例を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 0 9 】

以下、本発明の実施の形態について図面を用いて説明する。

【 0 0 1 0 】

〔第1実施形態〕

図1に、本発明の第1実施形態の分布ミキサ100の構成例を示す。本実施形態の分布ミキサ100はゲート注入型分布ミキサである。分布ミキサ100は、合成器3と、合成信号伝送線路4と、終端抵抗5と、複数の単位ミキサ6a~6nと、中間周波信号伝送線路(以降、IF信号伝送線路)7とを具備する。単位ミキサ6a~6nのそれぞれは、この例ではソース接地型FETで構成される。各単位ミキサ6a~6nには、例えば化合物

10

20

30

40

50

半導体材料を利用した電界効果型トランジスタ（以降、F E T）のHEMT（High Electron Mobility Transistor）を用いることができる。

【 0 0 1 1 】

合成器 3 は、R F 端子 1 に入力される R F 信号と L O 端子 2 に入力される L O 信号とを合成した合成信号を生成する。合成器 3 は、ウィルキンソンカプラやダイプレクサ等の一般的なものである。

【 0 0 1 2 】

R F 信号と L O 信号とを含む合成信号は、合成信号伝送線路 4 によって N 個（ $N \geq 2$ ）の単位ミキサ 6 a ~ 6 n のゲート電極に入力される。単位ミキサ 6 a のゲート電極には、合成信号伝送線路 4 を構成する合成信号伝送線路 4 a を介して合成信号が入力される。単位ミキサ 6 a は、F E T のトランスコンダクタンスの非線形特性によって、合成信号に含まれる R F 信号と L O 信号を乗算（すなわち、R F 信号を周波数変換）し、I F 信号を生成する。I F 信号の周波数は、R F 信号の周波数と L O 信号の周波数の差の絶対値となる。

10

【 0 0 1 3 】

合成信号は、順次、2 段目以降の単位ミキサ 6 b ~ 6 n のゲート電極に合成信号伝送線路 4 を介して入力される。2 段目の単位ミキサ 6 b のゲート電極には、合成信号伝送線路の 4 a と 4 b を介して、n 段目の単位ミキサ 6 n のゲート電極には合成信号伝送線路 4 a ~ 4 n を介して合成信号が入力される。2 段目以降の単位ミキサ 6 b ~ 6 n も、単位ミキサ 6 a と同様に合成信号を I F 信号に周波数変換する。n 段目の単位ミキサ 6 n のゲート電極に合成信号を入力する合成信号伝送線路 4 n は、合成信号伝送線路 4 p を介して、一端が接地電位（ ）に接続された終端抵抗 5 に接続される。

20

【 0 0 1 4 】

単位ミキサ 6 a の出力であるドレイン電極は、I F 信号伝送線路 7 a を介して 2 段目の単位ミキサ 6 b のドレイン電極に接続される。2 段目の単位ミキサ 6 b のドレイン電極は、3 段目の単位ミキサ 6 c（図示省略）のドレイン電極に、I F 信号伝送線路 7 b を介して接続される。最終段（N 個目）の単位ミキサ 6 n のドレイン電極は、N 個目の I F 信号伝送線路 7 n の一端に接続される。I F 信号伝送線路 7 n の他端は、外部に I F 信号を出力する中間周波信号出力端子（以降、I F 端子）8 を形成する。

【 0 0 1 5 】

I F 信号伝送線路 7 の一端である I F 端子 8 と反対側の端は開放端（X 点）である。従来技術の分布ミキサでは、ここ（X 点）に一端を接続し他端が接地電位に接続される終端抵抗が接続されていた。本実施形態では、終端抵抗が存在ないので終端抵抗で消費される電力が生じない。I F 信号伝送線路 7 の終端抵抗で消費されていた電力は、開放端（X 点）で反射して I F 端子 8 から出力されるので分布ミキサ 1 0 0 は周波数変換利得を向上させることができる。

30

【 0 0 1 6 】

本実施形態の分布ミキサ 1 0 0 は、従来 of 分布ミキサの I F 信号伝送線路に配置されていた終端抵抗を排除し、I F 信号伝送線路による分布整合ではなく、集中定数設計のインピーダンス整合を行うことで、終端抵抗における I F 信号の電力消費を回避し、変換利得を向上させる。分布整合では無く集中定数設計のインピーダンス整合を行うとは、位相整合及び反射波の抑制を特に考慮せずにインピーダンス整合を行うことを意味する。

40

【 0 0 1 7 】

図 2 に、I F 信号伝送線路 7 の終端抵抗 9 が有った場合の分布ミキサ 1 0 0 の構成例を示す。この場合は、単位ミキサ 6 a のドレイン電極の I F 端子 8 と反対側の端は、I F 信号伝送線路 7 a - 1 を介して、一端が接地電位（ ）に接続された終端抵抗 9 に接続される。単位ミキサ 6 a のドレイン電極から I F 端子 8 側と終端抵抗 9 側を見たインピーダンスは等しいため、単位ミキサ 6 a のドレイン電極に出力される I F 信号は、終端抵抗側と I F 端子 8 側とに等分配される。各単位ミキサ 6 b ~ 6 n についても同様である。

【 0 0 1 8 】

50

したがって、終端抵抗 9 が有る場合は、各単位ミキサ 6 a ~ 6 n から出力される I F 信号の約半分の電力が終端抵抗 9 で消費される。また、各単位ミキサ 6 a ~ 6 n から出力される I F 端子 8 に向けての進行波のみが、I F 端子 8 で同位相合成される。I F 端子 8 における I F 信号の位相は、1 段目の単位ミキサ 6 a の出力する I F 信号の位相を 0 として I F 信号伝送線路 7 の一単位の伝送線路における位相遅延量を τ_{IF} とすると、 $(N - 1) \tau_{IF}$ の位相遅延量で同位相合成される。ここで N は単位ミキサ 6 a ~ 6 n の個数 (段数) である。

【 0 0 1 9 】

一方、終端抵抗 9 が無い本実施形態では、図 3 に示すように I F 端子 8 と反対側に伝搬した I F 信号は、開放端である X 点で全反射して I F 端子 8 から出力されることになる。

【 0 0 2 0 】

本実施形態の効果を確認する目的で、分布ミキサ 1 0 0 の具体的な構成を次のように決定してシミュレーションを行った。シミュレーション条件は、単位ミキサ 6 a ~ 6 n を構成する F E T のゲート幅を $10 \mu m$ 、合成信号伝送線路 4 の電気長を 100GHz において 0.1 とし、その特性インピーダンスを 65 Ω とした。I F 信号伝送線路 7 の電気長と特性インピーダンスも、合成信号伝送線路 4 と同じにした。また、単位ミキサの段数は 8 段とした。

【 0 0 2 1 】

図 4 に、シミュレーション結果を示す。図 4 の横軸は R F 周波数 [GHz]、縦軸は変換利得 [dB] である。図中の実線は本実施形態の変換利得特性であり、破線は従来の分布ミキサの同特性である。

【 0 0 2 2 】

R F 周波数は 90GHz ~ 140GHz、L O 信号の周波数は 109GHz、L O 信号の電力は 5dBm とした。全ての R F 周波数において、大幅な変換利得の向上が見られる。これは、上記のように従来技術では終端抵抗で消費されていた I F 信号の電力を、X 点で I F 端子 8 側に反射させて回収しているためである。

【 0 0 2 3 】

なお、従来の分布ミキサの変換利得は、R F 周波数によらずほぼ一定である。この特性に対して本実施形態の特性は、R F 周波数が 110GHz で最大値を示す放物線形状を示し、R F 周波数が 110GHz から離れるに従い変換利得が低下する特性を示す。これは、L O 信号が 109GHz であるから、R F 信号周波数と L O 信号周波数の差の絶対値の周波数を有する I F 信号の周波数が高くなるほど変換利得の低下が大きくなることを示している。すなわち、本実施形態においては、I F 周波数が低いほど変換利得が大きくなる。

【 0 0 2 4 】

このように放物線形状の特性を示す原因は、各単位ミキサ 6 a ~ 6 n から出力された I F 信号のうち、X 点で全反射してから I F 端子 8 に到着する反射信号と、I F 端子 8 に直接到着する直接信号との位相が、I F 信号の周波数が増加すると共に整合しなくなるからだと考えられる。この変換利得の低下を改善する構成については、後述する第 3 実施形態で説明する。

【 0 0 2 5 】

〔 第 2 実施形態 〕

図 5 に、第 2 実施形態の分布ミキサ 2 0 0 の構成例を示す。分布ミキサ 2 0 0 は、各単位ミキサ 6 a ~ 6 n のそれぞれのドレイン電極に一端を接続し、他端を I F 端子 8 とする複数の同じ I F 信号伝送線路 2 0 1 a を具備したものである。つまり、各単位ミキサ 6 a ~ 6 n のドレイン電極を、I F 信号伝送線路 2 0 1 a で並列に接続した先を I F 端子 8 としたものである。

【 0 0 2 6 】

本実施形態の特徴は、従来の分布ミキサで行っていた I F 信号における分布整合を集中定数設計に変更することにより、分布ミキサの変換利得を向上することにある。従来の分布ミキサでは、分布整合を用いることによって、上記のように、以下の 2 つの条件、すなわち、I F 端子 8 におけるインピーダンス整合条件と、I F 信号伝送線路 7 において各 F

10

20

30

40

50

E Tから出力されるI F信号成分を、I F端子8で同位相合成する条件を同時に満足することが可能であった。

【0027】

本実施形態に係る分布ミキサ200におけるI F信号用の集中定数設計においても、上記の2条件を満足すれば、I F端子8における反射波を抑制し、さらなる変換利得の向上が得られる。以下に、I F信号周波数が低い領域においては、このような設計が可能であることを説明する。

【0028】

通常、測定器用のダウンコンバージョンミキサやレーダ用のダウンコンバージョンミキサ等においては、I F信号の周波数の下限はDC(周波数0)、上限は数MHz程度の低周波数である。このような低いI F周波数で整合回路を作成する場合、四分の一波長線路を用いるLC整合回路の大きさは、オンチップで作り込めないほど大きなサイズになってしまう。

【0029】

I F信号周波数が低い場合、通常のLC整合回路をオンチップで作成することが困難である一方で、I F信号伝送線路における遅延に伴う位相整合の問題は緩和される。これは、I F信号周波数が低い場合、I F信号の波長はオンチップで作成する伝送線路よりも十分大きく、分布ミキサ200のFET6a~6nと、I F端子8とを接続する線路の電気長がI F信号の波長に対して十分小さく作ることが出来、各FET6a~6nから出力されるI F信号は、ほぼ同位相でI F端子8において合成されるからである。

【0030】

この点を鑑みて、本実施形態の分布ミキサ200は、特に低いI F周波数において問題となるI F端子8におけるインピーダンス整合の問題を解決する手段を提供するものである。その手段は、従来のLC整合回路ではなく、I F端子8に接続されたFET6a~6nのドレイン電極からみた出力インピーダンスに着目し、分布ミキサ200を構成する単位ミキサの段数を特定の値にすることにより、I F端子8からミキサ側を見たインピーダンスを50に整合する方法である。本実施形態の分布ミキサ200を構成する単位ミキサの段数は、以下の議論により決定される。

【0031】

図5において、各単位ミキサ6a~6nの各FETの出力インピーダンスをZdとする。図6に、FETのドレイン電極から見た等価回路を示す。FETの出力インピーダンスZdは次式で表すことができる。

【0032】

【数1】

$$Zd = \frac{Rd}{1 + j\omega RdCd} \quad (1)$$

ここでRdはドレイン抵抗、Cdはドレイン-ソース間容量である。一般にCdは、数fFと非常に小さいため、I F信号の周波数として用いられる数MHz以上の周波数においては、出力インピーダンスZdはRdに近似(Zd = Rd)することができる。

【0033】

図5において、I F端子8から見た単位ミキサ6a~6nの全体の出力インピーダンスは、分布ミキサの段数分、並列に接続された構成になる。そのため、単位ミキサの段数を、NとすればI F端子8から見た出力インピーダンスZdは、Zd = Rd/Nで表せる。

【0034】

I F端子8から見た単位ミキサ6a~6nのそれぞれのインピーダンスは、終端抵抗5のインピーダンスをN倍した値である。Rd/N = 50となるようにNを選べばI F端子8から単位ミキサ6a~6nを見たインピーダンスを、終端抵抗5と同じ50にすることができる。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 5 】

図 7 に、 $R_d = 500$ 、 $N = 10$ としたときの分布ミキサ 2 0 0 の変換利得特性のシミュレーション結果を示す。図 7 の横軸と縦軸は図 2 と同じである。また、シミュレーション条件も図 2 の場合と同じである。

【 0 0 3 6 】

第 1 実施形態の分布ミキサ 1 0 0 の特性に対して本実施形態の分布ミキサ 2 0 0 の変換利得は、 R_F 周波数 90MHz と 130GHz においてそれぞれ約 2dB 改善されている。また、 R_F 周波数の変動に対しても比較的平坦な特性が得られている。

【 0 0 3 7 】

図 8 に、 $I F$ 信号伝送線路 7 a の電気長を十分小さくする方法の一例を示す。図 8 は、分布ミキサ 2 0 0 を集積化する際に、単位ミキサ 6 a ~ 6 n をチップ上に円環状に配置した例を示す図である。単位ミキサ 6 a ~ 6 n のドレイン電極を円の中心方向に、ソース電極を円環の外側方向に配置することで各単位ミキサ 6 a ~ 6 n のドレイン電極と $I F$ 端子 8 との距離を短くすることができる。複数の単位ミキサ 6 a ~ 6 n のドレイン領域を一体に形成することで、 $I F$ 信号伝送線路 2 0 1 a の電気長は十分小さな値にすることが可能である。図 8 に破線で囲った範囲の $I F$ 信号伝送線路 2 0 1 a の電気長はほぼ 0 である。このように、単位ミキサ 6 a ~ 6 n を円環状に配置して $I F$ 信号伝送線路 2 0 1 a の電気長を 0 に近づける手法は、マスク & エッチングプロセスで製作される通常の集積回路プロセスにおいて容易に実施することが出来る。

【 0 0 3 8 】

〔第 3 実施形態〕

図 9 に、第 1 実施形態の分布ミキサ 1 0 0 の各単位ミキサ 6 a ~ 6 n をカスコード構成にした本実施形態の分布ミキサ 3 0 0 の構成例を示す。カスコード構成とは縦積みの回路構成のことである。

【 0 0 3 9 】

分布ミキサ 3 0 0 は、カスコード型ミキサを単位ミキサとする分布ミキサである。単位ミキサであるカスコード型ミキサは、ソース接地型 $F E T$ である $F E T 6 a \sim 6 n$ と、ゲート接地型 $F E T$ である $F E T 3 0 1 a \sim 3 0 1 n$ のそれぞれを縦積みした構成をとる。例えば分布ミキサ 3 0 0 における 1 段目のカスコード型単位ミキサは、ソース接地型 $F E T$ である $F E T 6 a$ のドレイン電極と、ゲート接地型 $F E T 3 0 1 a$ のソース電極を接続した（縦積みされた）構成をとる。

【 0 0 4 0 】

ゲート接地型 $F E T 3 0 1 a$ のゲート電極は、バイアスコンデンサ 3 0 2 a とバイアス抵抗 3 0 3 a とによって所定の電圧にバイアスされる。所定の電圧は、ゲート接地型 $F E T 3 0 1 a$ を飽和領域で動作させる一定電圧である。

【 0 0 4 1 】

2 段目以降のカスコード型単位ミキサについても同様に構成される。分布ミキサ 2 0 0 の他の構成は分布ミキサ 1 0 0（図 1）と同じである。

【 0 0 4 2 】

分布ミキサ 3 0 0 のソース接地型 $F E T 6 a \sim 6 n$ はミキサとして機能し、縦積みされるゲート接地型 $F E T 3 0 1 a \sim 3 0 1 n$ はミキシングされた $I F$ 信号の増幅器として機能する。したがって、高い変換利得を得ることができる。

【 0 0 4 3 】

図 1 0 に、分布ミキサ 3 0 0 の変換利得のシミュレーション結果の例を示す。図 1 0 の横軸と縦軸は図 4 と同じである。

【 0 0 4 4 】

R_F 信号と $L O$ 信号の周波数は、図 4 に示したシミュレーション条件と同じにした。他のシミュレーション条件は次の通りである。各 $F E T$ のゲート幅は $10 \mu m$ 、合成信号伝送線路 4 の特性インピーダンスは 63 Ω で電気長は 100GHz において 0.2 とした。 $I F$ 信号伝送線路 7 の特性インピーダンスは 55 Ω で電気長は 100GHz において 0.2 とした。また単位ミキ

10

20

30

40

50

サの段数は4段とした。

【0045】

図4に示した分布ミキサ100の変換利得よりも、分布ミキサ300の変換利得はRF周波数=110GHzにおいて約0.5dB向上している。しかし、分布ミキサ100と同様、RF周波数が110GHzを中心としてどちらの周波数方向に変化しても変換利得が低下する放物線状の特性を示す。

【0046】

この原因は、IF信号伝送線路7に用いられていた終端抵抗を排除したことで、当該部分が開放端(X点)となり、開放端(X点)で反射されてIF端子8に到達するIF信号と、IF端子8に直接到達するIF信号との位相差に起因すると考えられる。

10

【0047】

図11に、合成信号が経由するカスコード型単位ミキサの段数に応じて生じる遅延位相を示す。カスコード型単位ミキサを經由するRF信号とLO信号の遅延位相は、伝搬する合成信号伝送線路4が合成信号伝送線路4aの区間のみであるので $\Phi_{RF}(1)$ 、 $\Phi_{LO}(1)$ である。n段目のカスコード型単位ミキサ(FET6nとFET301n)を經由するRF信号とLO信号の遅延位相は $\Phi_{RF}(n)$ 、 $\Phi_{LO}(n)$ である。IF信号の位相 $\Phi_{IF}(i)$ は次式で表せる。iはカスコード型単位ミキサの段数である。

【0048】

【数2】

$$\Phi_{IF}(i) = \pm(\Phi_{RF}(i) - \Phi_{LO}(i)) \quad (2)$$

20

ここで式(2)の符号は、RF信号の周波数の方がLO信号の周波数よりも高い時に+、その逆の時に-になる。本実施形態の分布ミキサ300は、ゲート注入型であるので、RF信号とLO信号は同じ合成信号伝送線路4を伝搬する。したがって、各カスコード型単位ミキサでのRF信号とLO信号の伝搬遅延位相を Φ_{RF} と Φ_{LO} と表現すれば、式(3)と式(4)が成立する。

【0049】

【数3】

$$\Phi_{RF}(i+1) = \Phi_{RF}(i) + \Delta_{RF} \quad (3)$$

30

$$\Phi_{LO}(i+1) = \Phi_{LO}(i) + \Delta_{LO} \quad (4)$$

したがって次式が成り立つ。

【0050】

【数4】

$$\begin{aligned} \Phi_{IF}(i+1) &= \pm(\Phi_{RF}(i+1) - \Phi_{LO}(i+1)) = \pm(\Phi_{RF}(i) + \Delta_{RF} - \Phi_{LO}(i) - \Delta_{LO}) \\ &= \pm(\Phi_{IF}(i) - \Delta_{IF}) \end{aligned} \quad (5)$$

ここで、 $\Delta_{IF} = \Delta_{RF} - \Delta_{LO}$ である。

40

【0051】

このように各カスコード型単位ミキサから出力されるIF信号は式(4)で表現される伝搬位相遅延を持って出力される。故に、各カスコード型単位ミキサに式(5)の位相差を打ち消すような位相差を与えることができれば、IF信号はIF端子8で同位相整合され、RF信号の広い周波数範囲において高い変換利得が得られると考えられる。

【0052】

次に、この位相差を打ち消す位相差を与えるようにした第4実施形態の分布ミキサ400について説明する。

【0053】

〔第4実施形態〕

50

図12に、第2実施形態の分布ミキサ200の単位ミキサ6a~6nをカスコード型単位ミキサの構成にすると共に、ソース接地型FET6a~6nとゲート接地型FET301a~301nとの間に遅延線401a~401mを挿入した本実施形態の分布ミキサ400の構成例を示す。なお、図12においてバイアス抵抗303a~303nの表記は省略している。

【0054】

図12に示すように、ソース接地型FET6a~6nとゲート接地型FET301a~301nとの間に遅延線401a~401mを配置すれば、各カスコード型単位ミキサにアイソレーションが取れた状態で遅延量を付加することができる。

【0055】

カスコード型単位ミキサの段数をN段とすれば、i段目のカスコード型単位ミキサからは、初段のカスコード型単位ミキサよりも $(i-1)$ I_F だけ位相回転したIF信号が出力される。そのため、i段目の遅延線の位相回転量を $(N-i)$ I_F に設定すれば、カスコード型単位ミキサから出力されるIF信号の位相は各段全て $(N-1)$ I_F となってIF端子8で同位相整合することになる。

【0056】

図13に、本実施形態の分布ミキサ400の変換利得のシミュレーション結果の例を示す。実線が本実施形態の特性、一点鎖線が第3実施形態の特性、破線が従来の分布ミキサの特性である。図13の横軸と縦軸は図10と同じである。シミュレーション条件も、遅延線401a~401nを付加した以外の条件は同じである。

【0057】

一点鎖線で示す第3実施形態の特性よりも、実線で示すRF周波数の変化に対する変換利得の特性が平坦になっていることが分かる。特に、140GHzにおいて改善幅が大きく約2dB以上の変換利得が改善されている。

【0058】

〔第5実施形態〕

第1実施形態から第4実施形態の分布ミキサ100, 200, 300, 400は、全てゲート注入型分布ミキサである。上記の実施形態で示した考えは、ソース注入型分布ミキサに対しても適用することが可能である。

【0059】

ソース注入型ミキサとは、LO信号をソース電極に入力する形態のミキサのことである。通常のソース注入型ミキサにおいては、RF信号をゲート電極に、LO信号をソース電極に入力し、IF信号をドレイン電極から出力する。LO信号によってドレイン・ソース間電圧およびゲート・ソース間電圧を変調することで、FETのトランスコンダクタンスを変調してミキシング動作を行う。上記の構成のソース注入ミキサを本実施形態に適用した場合の構成及び効果について述べる。

【0060】

図14に、第2実施形態の分布ミキサ200の単位ミキサ6a~6nを、ソース注入型とした本実施形態の分布ミキサ500の構成例を示す。分布ミキサ500は、高周波信号伝送線路501と、終端抵抗5と、ソース注入型の単位ミキサ506a~506nと、局部発振信号分配器502とを具備する。なお、各単位ミキサ6a~6nのドレイン電極とIF端子8との間をそれぞれ接続する同一のIF周波信号伝送線路201aの表記は省略している。また、分布ミキサ500は、分布ミキサ200と同様に中間周波信号伝送線路の終端抵抗を具備しない。

【0061】

高周波信号伝送線路501は、RF端子1から入力される高周波信号を各単位ミキサ506a~506nのゲート電極に伝送する。RF端子1と1段目の単位ミキサ506aのゲート電極とは高周波信号伝送線路501aで接続される。

【0062】

高周波信号伝送線路501と終端抵抗5と各単位ミキサ506a~506nとの構成、

10

20

30

40

50

及び各单位ミキサ6 a ~ 6 nのドレイン電極とIF端子8との関係は、高周波信号伝送線路501が合成信号伝送線路4である点のみが異なるだけで上記の分布ミキサ200と同じである。

【0063】

分布ミキサ200において合成信号伝送線路4で伝送されたLO端子2から入力されるLO信号は、局部発振信号分配器502で各单位ミキサ506 a ~ 506 nのソース電極に入力される。局部発振信号分配器502は、LO信号と同時に所定のバイアス電圧も各单位ミキサ506 a ~ 506 nのソース電極に入力する。なお、局部発振信号分配器502は一般的なものである。

【0064】

このように構成した分布ミキサ500においても、RF信号とLO信号とをミキシングしたIF信号を生成することができる。分布ミキサ500は、中間周波信号伝送線路の終端抵抗を具備しないので、そこで消費する中間周波信号の損失を生じさせない点で上記の分布ミキサ100 ~ 400と同じである。

【0065】

以上説明したように本実施形態の分布ミキサ100, 200, 300, 400, 500によれば、IF信号伝送線路の終端抵抗を排除し、分布整合ではなく集中定数整合を行うことで、終端抵抗における電力消費に起因する周波数変換利得が低下する課題を解決することができる。

【0066】

なお、分布ミキサ500で示したソース注入型ミキサの構成は、上記の各実施形態にそれぞれ適用することが可能である。つまり、第1実施形態の分布ミキサ100の合成器3を除いた構成と本実施形態の分布ミキサ500で示した構成を組み合わせても良い。また、同様に第3実施形態の分布ミキサ300の合成器3を除いた構成と本実施形態の分布ミキサ500の構成を組み合わせても良い。また、同様に第4実施形態の分布ミキサ400の構成に対して本実施形態の分布ミキサ500の構成を組み合わせても良い。

【0067】

本実施形態の分布ミキサ500の構成を組み合わせるソース注入型ミキサの構成にした各々の分布ミキサも、それぞれに対応する分布ミキサ100, 200, 300, 400と同じ効果を奏する。このように本発明は、説明した実施形態に限定されるものではなくその要旨の範囲内で数々の変形が可能である。

【符号の説明】

【0068】

- 1 : RF端子
- 2 : LO端子
- 3 : 合成器
- 4 : 合成信号伝送線路
- 4 a ~ 4 P : 合成信号伝送線路
- 5 : 終端抵抗
- 6 a ~ 6 n : 単位ミキサ
- 7 : IF信号伝送線路
- 7 a ~ 7 n : IF信号伝送線路
- 8 : IF端子
- 100 : 分布ミキサ

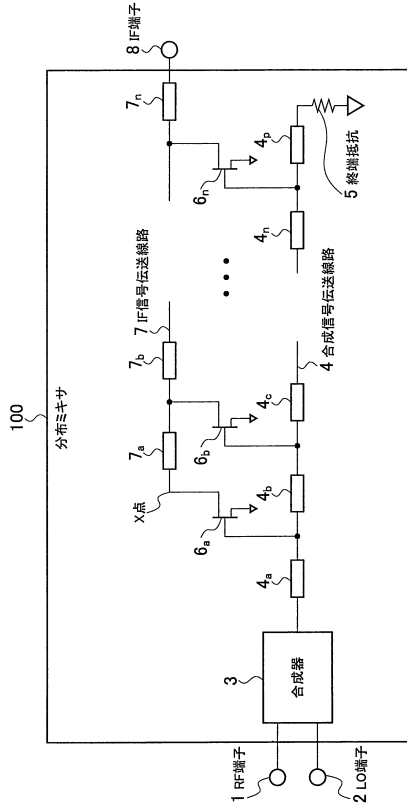
10

20

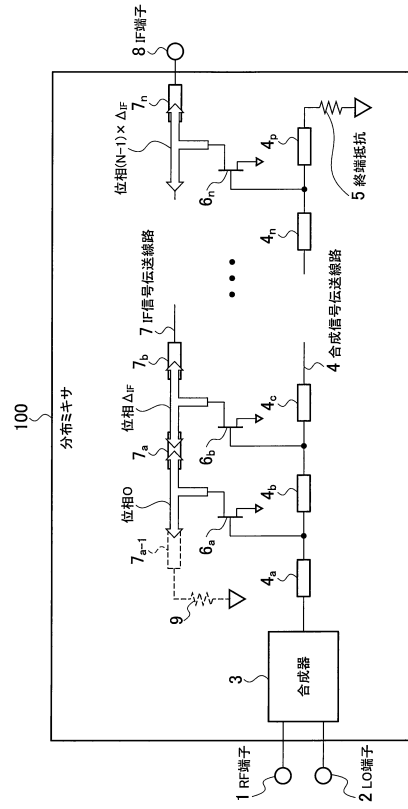
30

40

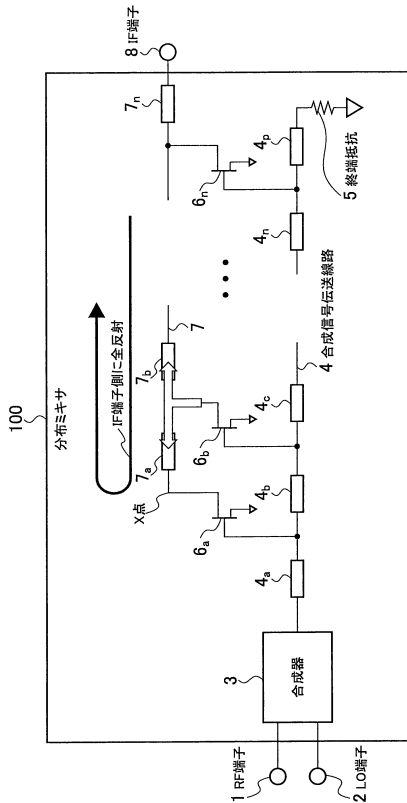
【図 1】



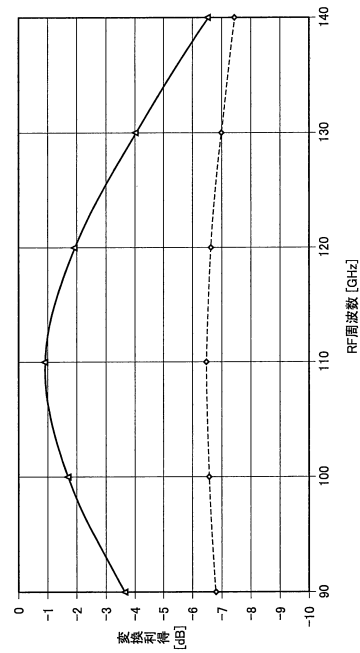
【図 2】



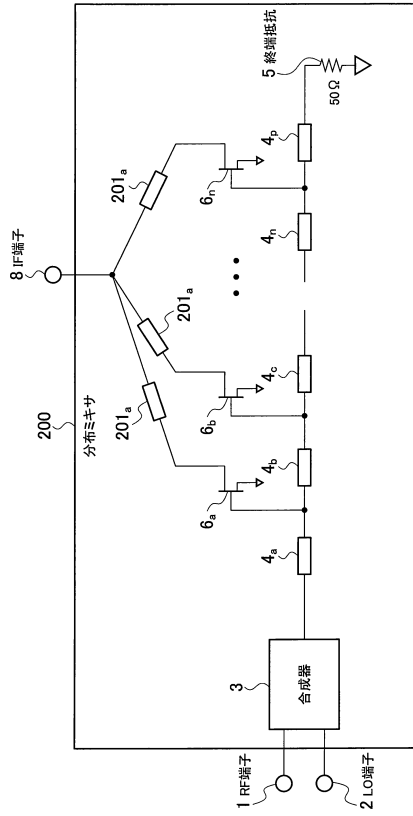
【図 3】



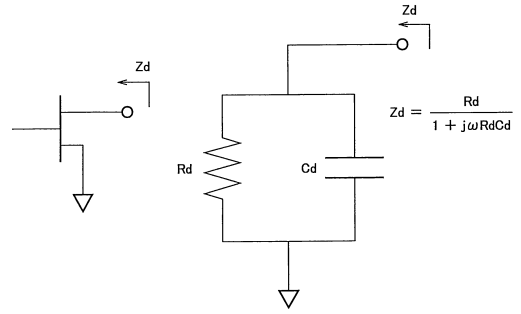
【図 4】



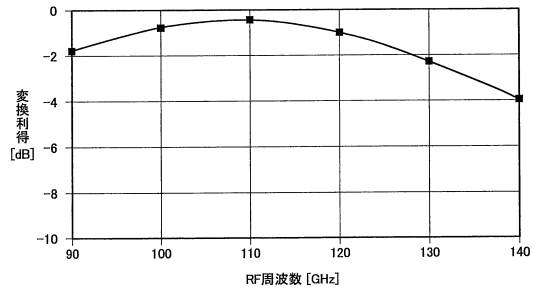
【図5】



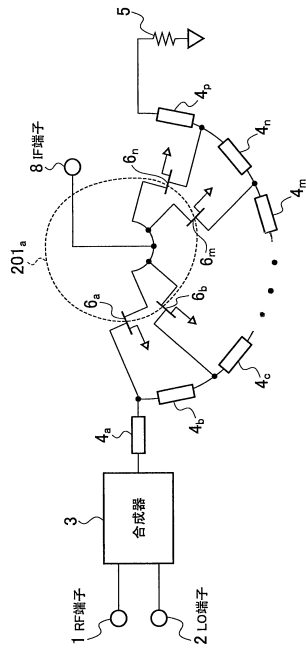
【図6】



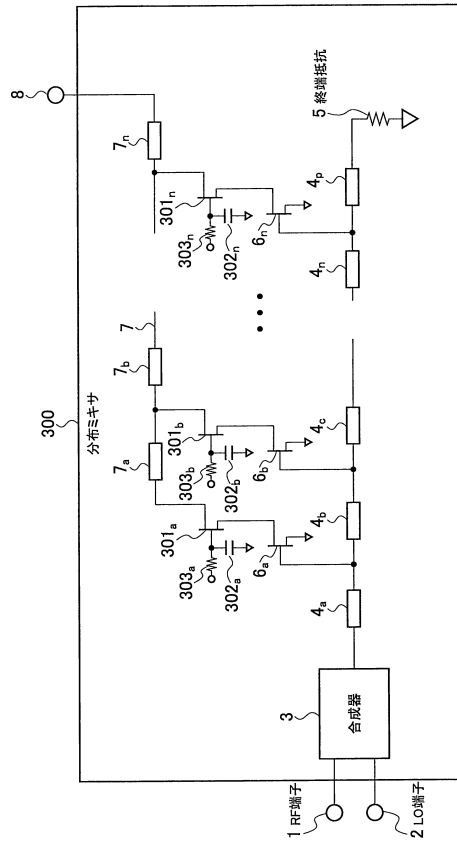
【図7】



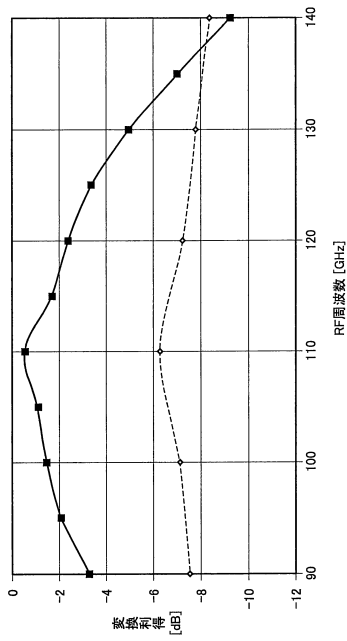
【図8】



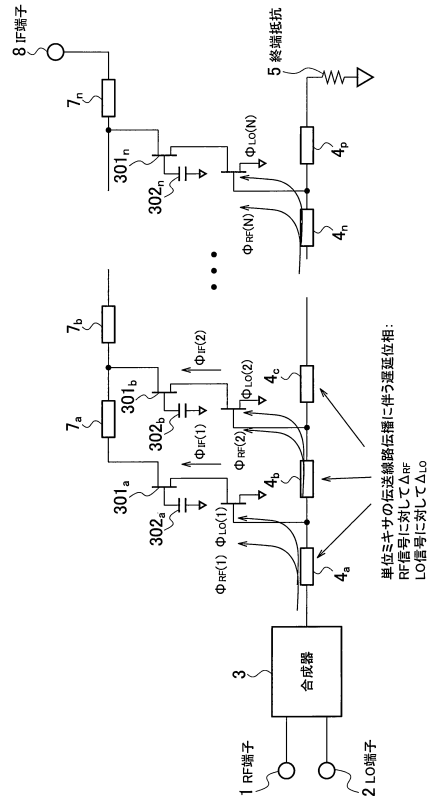
【図9】



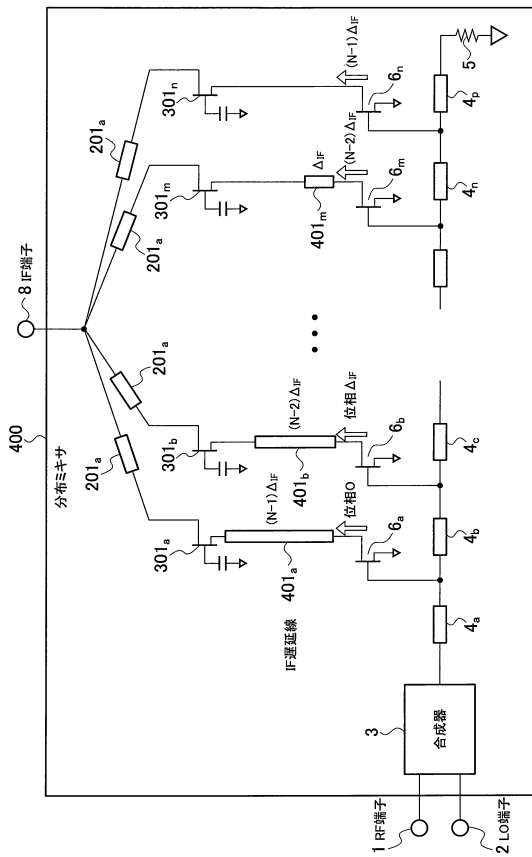
【図10】



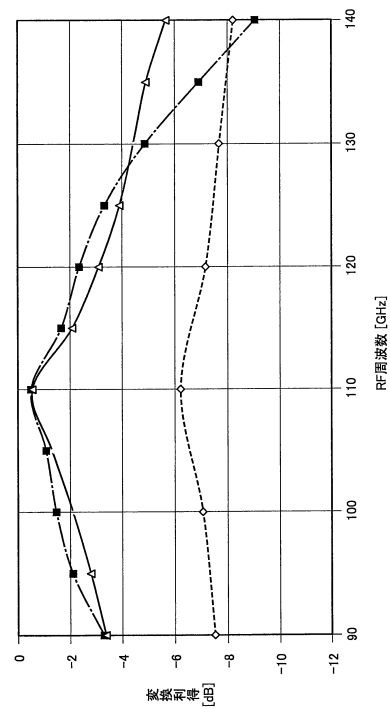
【図11】



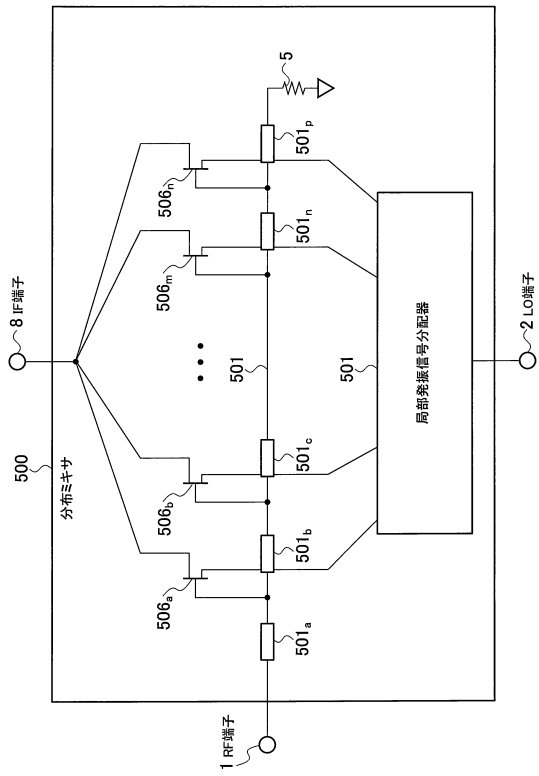
【図12】



【図13】



【 図 1 4 】



フロントページの続き

(72)発明者 矢板 信

東京都千代田区大手町一丁目5番1号 日本電信電話株式会社内

(72)発明者 枚田 明彦

東京都千代田区大手町一丁目5番1号 日本電信電話株式会社内

審査官 高橋 徳浩

(56)参考文献 特開平03-188702(JP,A)

特開昭61-240705(JP,A)

特開昭61-276404(JP,A)

特開平06-224663(JP,A)

特開平08-274553(JP,A)

特開平05-251962(JP,A)

特開平11-17456(JP,A)

特開平11-68455(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03D7/00 - H03D9/06

H03F3/46 - H03F7/06