

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3762645号
(P3762645)

(45) 発行日 平成18年4月5日(2006.4.5)

(24) 登録日 平成18年1月20日(2006.1.20)

(51) Int. Cl.		F I
H03L	7/24	(2006.01)
H03B	19/14	(2006.01)
		H03L 7/24
		H03B 19/14

請求項の数 6 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2001-12623 (P2001-12623)	(73) 特許権者	000005049
(22) 出願日	平成13年1月22日(2001.1.22)		シャープ株式会社
(65) 公開番号	特開2002-217727 (P2002-217727A)		大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号
(43) 公開日	平成14年8月2日(2002.8.2)	(74) 代理人	100084146
審査請求日	平成15年1月24日(2003.1.24)		弁理士 山崎 宏
		(74) 代理人	100100170
			弁理士 前田 厚司
		(74) 代理人	100103296
			弁理士 小池 隆彌
		(74) 代理人	100073667
			弁理士 木下 雅晴
		(72) 発明者	山田 敦史
			大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号
			シャープ株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 注入同期発振器、発振器、およびそれらを用いた高周波通信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

基準信号源、結合回路、および直列帰還型発振部を有し、
 前記直列帰還型発振部は第1のトランジスタを含み、
 前記結合回路はエミッタあるいはソースが接地された第2のトランジスタを含み、
 前記基準信号源が前記結合回路の一端に接続され、
 前記結合回路の他端である前記第2のトランジスタのコレクタあるいはドレインが、前記直列帰還型発振部の一端である前記第1のトランジスタのエミッタあるいはソースと接続されることにより、

前記第1のトランジスタと前記第2のトランジスタとが直流電流を共有することを特徴とする注入同期発振器。

10

【請求項2】

前記直列帰還型発振部の基本発振周波数が f のとき、前記基準信号源の周波数が f/m (m は 2 以上の整数) であることを特徴とする請求項1記載の注入同期発振器。

【請求項3】

前記結合回路は、インダクタで構成されていることを特徴とする請求項1記載の注入同期発振器。

【請求項4】

前記結合回路は、インダクタとキャパシタの並列回路とシャントキャパシタで構成されていることを特徴とする請求項1記載の注入同期発振器。

20

【請求項 5】

前記結合回路は、周波数 $2f$ の信号トラップ、周波数 f の信号トラップを有することを特徴とする請求項 1 記載の注入同期発振器。

【請求項 6】

請求項 1 記載の注入同期発振器を、局部発振器として用いることを特徴とする高周波通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、小型・軽量の無線信号に用いるマイクロ波・ミリ波の信号を発生する発振器 10、特に注入同期発振器に関し、またそれらを用いた高周波通信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

近年、情報量の増大に伴い、マイクロ波やミリ波のような高周波搬送波を用いて、高速・大容量のアナログ・デジタル情報を無線伝送するパーソナル通信が注目されている。このような通信においては、周波数安定性が高く位相雑音の低い、小型・軽量のマイクロ波・ミリ波信号発生器が要求されている。このようなミリ波信号発生器を実現する方法の一つとして、注入同期型発振器がある。

【0003】

一例として、IEEE TRANSACTION ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES、VOL. 42、NO. 122572～2578頁に示されている従来の注入同期型マイクロ波発振器を図9に示す。 20

【0004】

この注入同期型マイクロ波発振器は、増幅器1とディレイライン（遅延線路）2からなる発振ループ10、コンバイナ/ディバイダ3、さらにマイクロ波・ミリ波増幅器4によって構成される。自由発振時の動作は、まず正帰還発振ループ10内にあるランダム雑音が増幅器1で増幅され、基本発振周波数 f' の雑音レベルが高くなり、正帰還ループ10内を循環する。この過程を繰り返すことにより、正帰還発振ループ10の位相回転角が 360 度となる周波数で基本発振周波数 f' の信号が成長し、同時に増幅器1の非線形性により基本発振周波数 f' の高調波 $n \times f'$ (n : 2以上の整数) 成分が成長する。その結果 30、定常状態で基本発振周波数 f' と高調波 $n \times f'$ の信号が発生する。

【0005】

ここで入力端子より、周波数 $f_o = f/m$ (m : 2以上の整数) を有した、周波数安定で位相雑音の充分低い信号を、マイクロ波・ミリ波増幅器4を介して、強制的に注入することにより、自由基本発振周波数 f' の信号を注入信号 f_o の m 倍の信号に同期させると、出力端子より周波数 $f = m \times f_o$ の信号を取り出せる。これにより、位相雑音の低減と周波数の安定化が可能になる。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

上記従来の図9に示す方法では、遅延線路とコンバイナ・ディバイダを含む正帰還ループの線路長によって位相を制御し、基本発振周波数 f' が決まる。このため、基本発振周波数 f' が高い場合、前記正帰還ループの線路長が短くなり、基本発振周波数 f' の制御が困難になるという問題がある。 40

【0007】

さらに、このようなコンバイナ/ディバイダを用いる回路構成では、コンバイナ/ディバイダのCとDの間の伝送特性における分離が悪いために、増幅器を介して入力された注入信号（周波数 $f_o = f/m$ ）が出力端子に出力されるなど、出力端子から取り出される信号は周波数 f の所望波以外に多くの不要波を含んだ信号となる。

【0008】

この不要波を抑圧し所望波のみを出力するために、コンバイナ/ディバイダを工夫する 50

方法もあるが、この場合には、多数のトランジスタを用いなければならず、消費電力が大きくなるという問題がある。

【0009】

本発明の目的は、周波数安定性が高く、かつ不要波のレベルが小さく信号純度の高い、しかも回路構成が簡単で消費電力の小さい注入同期発振器を提供することにある。

【0010】

【課題を解決するための手段】

本発明の注入同期発振器は、基準信号源、結合回路、および直列帰還型発振部を有し、前記直列帰還型発振部は第1のトランジスタを含み、前記結合回路はエミッタあるいはソースが接地された第2のトランジスタを含み、前記基準信号源が前記結合回路の一端に接続され、前記結合回路の他端である前記第2のトランジスタのコレクタあるいはドレインが、前記直列帰還型発振部の一端である前記第1のトランジスタのエミッタあるいはソースと接続されることにより、前記第1のトランジスタと前記第2のトランジスタとが直流電流を共有することを特徴とする。

10

このように、直列帰還型発振部のトランジスタと結合回路のトランジスタをカスコード接続することにより、両トランジスタのバイアス回路が簡略化できるとともに、コレクタ電流あるいはドレイン電流を共有できるため、トランジスタを2個用いているにもかかわらず消費電力を抑えることが可能となる。また、直列帰還型発振部のトランジスタに直接基準信号を注入するため、結合回路中での注入信号の損失がなく、注入同期発振器を高効率に安定して動作させることができる。

20

【0011】

また本発明の注入同期発振器は、前記直列帰還型発振部の基本発振周波数が f のとき、前記基準信号源の周波数が f/m (m は2以上の整数)であることを特徴とする。

【0012】

基準信号源より、結合回路を経て、直列帰還型発振部に注入された基準信号は、その高調波と直列帰還型発振部の基本発振波が同期する。基準信号源から注入された周波数 f/m の信号やその高調波は、注入同期の動作過程を経ることにより、直列帰還型発振部の基本発振波に変換されるため、所望波のみが出力され、その他の不要波は抑圧されほとんど出力されない。

【0013】

結合回路を介して、基準信号を直列帰還型発振部に注入することにより、直列帰還型発振部から基準信号源側に漏洩する信号のレベルを抑えることが可能となり、注入同期発振器の安定動作が可能となる。前記結合回路として、インダクタで構成されていることが好ましい。あるいは、インダクタとキャパシタの並列回路とシャントキャパシタで構成されていてもよい。

30

【0014】

また、前記結合回路は、周波数 $2f$ の信号トラップ、周波数 f の信号トラップを有するのが好ましい。結合回路に周波数が f の信号トラップと周波数が $2f$ の信号トラップを配置することにより、直列帰還型発振部から発生する信号のうち、特に特に強度の高い周波数 f と $2f$ の信号が基準信号源側に漏洩するレベルを抑えることが可能となり、注入同期発振器のより安定な動作が可能となる。

40

【0015】

【0016】

【0017】

【0018】

【0019】

【0020】

【0021】

本発明の高周波通信装置は、請求項1記載の注入同期発振器を、局部発振器として用いることを特徴とする。

50

【0022】

本発明の注入同期発振器を高周波通信装置に用いることにより、局部発振器のサイズや消費電力が小さくなるため、高周波通信装置を軽量でかつコンパクトに実現でき、しかも消費電力を抑えることができる。

【0023】

【発明の実施の形態】

以下、本発明について、図面を用いてさらに詳細に説明する。

(実施の形態1)

図1は、本発明の発振器の基本構成図であり、周波数 f/m (m は2以上の整数) の基準信号を注入して周波数 $4f$ の信号を出力する発振器である。

10

【0024】

基準信号源101、結合回路102、直列帰還型発振部103、第一の伝送線路104、第二の伝送線路105、周波数 $2f$ の信号トラップ106、周波数 f の信号トラップ107、出力回路108、および出力端子109で構成される。

【0025】

基準信号源101は、周波数安定度が高く位相雑音の低い信号を出力し、その周波数は f/m (m は2以上の整数) である。また、直列帰還型発振部103はその自由発振周波数が f' であり、 $f' = f$ となっている。

【0026】

基準信号源101から出力された周波数 f/m の信号は、結合回路102を経て、直列帰還型発振部103に注入され、直列帰還型発振部103の非線形性により、直列帰還型発振部103内部で複数の高調波を生成する。それらの高調波のうち、 m 倍波である周波数 f の信号によって、直列帰還型発振部103の自由発振周波数 f' の信号が引き込まれ、周波数 f の信号に同期する。

20

【0027】

結合回路の特性としては、周波数 f/m の基準信号は容易に通過できて、かつ、直列帰還型発振部の発振周波数 f の信号が通過しにくい特性がよい。このような結合回路を介して、基準信号を直列帰還型発振部に注入することにより、直列帰還型発振部から基準信号源側に漏洩する信号のレベルを抑えることが可能となり、注入同期発振器の安定動作が可能となる。

30

【0028】

直列帰還型発振部103から出力された周波数 f の信号は、第一の伝送線路104および第二の伝送線路105を経て、周波数 f の信号トラップ107によって、直列帰還型発振部103の方へ反射され、直列帰還型発振部103の非線形性により、特に2倍波である周波数 $2f$ の信号の出力を強める。ところが、周波数 $2f$ の信号は、第一の伝送線路104を経て、周波数 $2f$ の信号トラップ106により、直列帰還型発振部103の方へ反射され、直列帰還型発振部103の非線形性により、さらにその2倍波である周波数 $4f$ の信号を強める。この周波数 $4f$ の信号は、出力回路108を経て、出力端子109より出力される。

【0029】

発振部として直列帰還型を用いた場合、信号の経路が一つであるため、周波数 f/m の基準信号は、すべて発振部のトランジスタに注入される。また、周波数 $2f$ および f の信号トラップ等を用いて、周波数 $2f$ および f の出力信号のすべてをトランジスタ側に反射することが可能となり、周波数 $4f$ の所望波の信号出力を高めることができる。

40

【0030】

なお、第一の伝送線路104および第二の伝送線路105は、周波数 $2f$ および f の信号を最適な位相でトランジスタ側に反射させるためのものであり、また、第一の伝送線路104、第二の伝送線路105、周波数 $2f$ の信号トラップ106、周波数 f の信号トラップ107の順序は、図1の順序に配列した場合、周波数 $4f$ の所望波の出力が最大となり好ましいが、この順序に限られるものではない。

50

【 0 0 3 1 】

この出力信号は、基準信号源の信号の高調波と同期しているため、その安定度および位相雑音は、基準信号源 1 0 1 で決定される。周波数 f の信号トラップ 1 0 7 は、直列帰還型発振部 1 0 3 のループゲインを高め、より非線型性を強くする効果もあり、 $4 f$ の出力を高める。

【 0 0 3 2 】

また、基準信号源 1 0 1 から注入された周波数 f / m の信号やその高調波は、注入同期の動作過程を経ることにより、直列帰還型発振部の基本発振波に変換されるため、ほとんど出力端子 1 0 9 に漏洩しない。

【 0 0 3 3 】

第一の伝送線路 1 0 4 および第二の伝送線路 1 0 5 の電気長は、周波数 f の信号の波長に対して $5^\circ \sim 25^\circ$ の範囲内にあるとき、周波数 f の信号から周波数 $2 f$ の信号への変換効率が最大になる。

【 0 0 3 4 】

基準信号源 1 0 1 としては、例えばマイクロ波帯の位相同期発振器を用いる。

【 0 0 3 5 】

周波数 $2 f$ の信号トラップ 1 0 6 および、周波数 f の信号トラップ 1 0 7 は、オープンスタブや、キャパシタとインダクタの直列共振回路で容易に形成できる。

【 0 0 3 6 】

以上のような構成の注入同期発振器を用いることにより、例えば、 $1 \sim 5 \text{ GHz}$ 程度のマイクロ波帯信号源から基準信号を注入して、 30 GHz 以上のミリ波帯低位相雑音信号を容易に発生させることができる。

【 0 0 3 7 】

(実施の形態 2)

つぎに、実施の形態 1 で説明した図 1 の基本構成図をさらに具体化した回路例を示す。

【 0 0 3 8 】

図 2 は、本発明の注入同期発振器を示す回路例である。実施の形態 1 と同様に、周波数 f / m の基準信号源 2 0 1、結合回路 2 0 2、共振周波数が概略 f' の直列帰還型発振部 2 0 3、第一の伝送線路 2 0 4、第二の伝送線路 2 0 5、周波数 $2 f$ の信号トラップ 2 0 6、周波数 f の信号トラップ 2 0 7、出力回路 2 0 8、および出力端子 2 0 9 で構成される。

【 0 0 3 9 】

ここで強調すべき点は、結合回路 2 0 2 が、直列インダクタで構成されている点である。直列インダクタは、周波数が高いほどそのインピーダンスが高くなる。したがって、基準信号源 2 0 1 で発生した f / m の信号は、結合回路であるインダクタを容易に通過するのに対し、直列帰還型発振部 2 0 3 の発振周波数 f' に対しては高インピーダンスとなり、直列帰還型発振部 2 0 3 から基準信号源 2 0 1 の方に漏れる信号を低減させることができる。 $f = 7.4 \text{ GHz}$ の場合、結合回路 2 0 2 のインダクタンスを、例えば 5 nH に設定する。

【 0 0 4 0 】

直列帰還型発振部 2 0 3 は、共振回路 2 1 0、キャパシタ 2 1 1、2 1 2、抵抗 2 1 3、2 1 4、トランジスタ 2 1 5 で構成される。共振回路 2 1 0 は、伝送線路 2 1 6 とキャパシタ 2 1 7 の並列共振回路で構成され、その共振周波数が概略 f' となっている。

【 0 0 4 1 】

抵抗 2 1 3、2 1 4 は DC バイアス回路の一部となっている。トランジスタ 2 1 5 のベース電圧は、抵抗 2 1 4 を介してバイアス端子 2 4 0 に印加する。トランジスタ 2 1 5 は、エミッタと接地間に接続されたキャパシタ 2 1 2 により直列帰還がかかり、トランジスタ 2 1 5 は周波数 f' 付近で負性抵抗をもつ。このためキャパシタ 2 1 1 を介してトランジスタ 2 1 5 のベースに接続された共振回路 2 1 0 により、直列帰還型発振部 2 0 3 は周波数 f' で発振する。

10

20

30

40

50

【0042】

出力回路208は、伝送線路222、キャパシタ223、224で構成される。伝送線路222は、その一端がキャパシタ223で高周波的に接地されている。トランジスタ215のコレクタ電圧は、伝送線路222とキャパシタ223の接続点にバイアス端子225より印加する。伝送線路222の電気長は、出力信号の周波数(周波数 $4f$)に対して $1/4$ 波長となっている。このため、伝送線路222の他端は、出力信号に対しては開放となり、なにも接続されていないのと等価になる。キャパシタ224はDCカットの役割を果たし、コレクタ電圧が出力端子209にかかるのを防ぐ。

【0043】

周波数 $2f$ の信号トラップ206は、先端短絡スタブ220とキャパシタ218の直列共振回路で構成されており、周波数 f の信号トラップ207は、先端短絡スタブ221とキャパシタ219の直列共振回路で構成されており、共振周波数がそれぞれ $2f$ 、および f となっている。このため、周波数 $2f$ の信号トラップ206と第一の伝送線路204の接続点では、周波数 $2f$ の信号に対してインピーダンスが0(短絡)と等価になり、周波数 f の信号トラップ207と第二の伝送線路205の接続点では、周波数 f の信号に対してインピーダンスが0(短絡)と等価になる。したがって、各々の接続点において、周波数 $2f$ の信号、および周波数 f の信号はそれぞれ反射される。

【0044】

一例として、 $f = 7.4 \text{ GHz}$ の場合、先端短絡スタブ220の特性インピーダンスを 70 、電気長を周波数 f に対して 3.9° に設定し、キャパシタ218を 1.1 pF に設定した場合、信号トラップ206は $2f$ で共振する。それから先端短絡スタブ221の特性インピーダンスを 70 、電気長を周波数 f に対して 7.8° に設定し、キャパシタ219を 2.2 pF に設定した場合、信号トラップ207は f で共振する。但し、ここで示した先端短絡スタブとキャパシタの値はほんの一例であり、周波数に対してそれらの値が唯一に決まるものではない。

【0045】

第一の伝送線路204、第二の伝送線路205は、どちらも、特性インピーダンスを 50 、電気長を周波数 f の信号に対して 11° としている。もっとも、どちらの伝送線路も周波数 f に対して電気長 5° から 25° の間に設定されていれば、周波数 $4f$ の信号を最大に発生させることができる。

【0046】

基準信号源201、直列帰還型発振部203、第一の伝送線路204、第二の伝送線路205、周波数 $2f$ の信号トラップ206、周波数 f の信号トラップ207、出力回路208、および出力端子209の機能は、実施の形態1で説明したとおりであり、ここでは繰り返さない。

【0047】

なお、直列帰還型発振部203として、ここでは、バイポーラトランジスタを用いて説明したが、これに限定されるものではなく、ヘテロジャンクションバイポーラトランジスタやMESFET(Metal-Semiconductor Field Effect Transistor)やHEMT(High Electron Mobility Transistor)も同様に用いることができる。また抵抗213、214はバイアス回路であるため、インダクタに置換えてもよい。

【0048】

また、出力回路208は、もっとも簡単な構成例を示しているが、整合回路やフィルタ、さらにはバッファアンプ等を含めてもよい。一方、基準信号源201と結合回路202の間には、周波数 f/m の信号に対する整合回路をいれてもよい。

【0049】

以上の構成により、トランジスタが一つだけで、周波数 f/m の注入信号に対して周波数が $4 \times m$ 倍の信号が出力でき、しかも不要波のレベルが小さい注入同期発振器が得られる。また、結合回路202に直列インダクタを用いることにより、直列帰還型発振部から

10

20

30

40

50

基準信号源側に漏洩する信号のレベルを抑えることが可能となり、本注入同期発振器の安定動作が可能となる。

【0050】

(実施の形態3)

図3は、本発明の注入同期発振器を示す別の回路例である。図2に示した実施の形態2と同様に、基準信号源301、結合回路302、直列帰還型発振部303、第一の伝送線路304、第二の伝送線路305、周波数 $2f$ の信号トラップ306、周波数 f の信号トラップ307、出力回路308、および出力端子309で構成される。

【0051】

実施の形態2と異なる点は、結合回路302が、インダクタ326とキャパシタ327との並列共振回路、および、入力側のシャントキャパシタ328で構成されている点である。インダクタ326のインダクタンスとキャパシタ327の容量が、周波数 f で共振するように設定されている場合、周波数 f の信号に対して結合回路302のインピーダンスは無窮大となり、周波数 f の信号は通過できない。また、直列帰還型発振部303から基準信号源301の方に漏れだそうとする周波数 f の信号の高調波($2f$ 、 $3f$ 、 $4f$ 等)に対しては、シャントキャパシタ328が低インピーダンスとなるため、そこで直列帰還型発振部の方に反射される。すなわち、直列帰還型発振部303から基準信号源301の方に漏れる周波数 f の信号やその高調波は、結合回路302で遮断される。

【0052】

一方、基準信号源から出力される周波数 f/m の信号に対しては、結合回路302のインピーダンスが低く、周波数 f/m の信号は直列帰還型発振部303に容易に注入される。

【0053】

結合回路302を構成するインダクタ326とキャパシタ327の組み合わせとしては、 $f = 7.4 \text{ GHz}$ に対して、例えば 1.25 pF および 0.374 nH とすると、周波数 f の信号に対してインピーダンスは無窮大となる。また、シャントキャパシタ328としては、例えば 2.4 pF とすると、周波数 f/m の信号に対しては、シャントキャパシタのインピーダンスが高くなり、周波数 f の信号やそれ以上の周波数の信号に対しては、シャントキャパシタのインピーダンスが低くなる。

【0054】

実施の形態3においても、実施の形態2と同様に、基準信号源301と結合回路302の間に、周波数 f/m の信号に対する整合回路をいれてもよい。

【0055】

以上の構成により、トランジスタが一つだけで、注入信号に対して周波数が $4 \times m$ 倍の信号が出力でき、しかも不要波のレベルが小さい注入同期発振器が得られる。また、結合回路にインダクタとキャパシタの並列回路とシャントキャパシタを用いることにより、直列帰還型発振部から基準信号源側に漏洩する信号のレベルを抑えることが可能となり、注入同期発振器の安定動作が可能となる。

【0056】

(実施の形態4)

図4は、本発明の注入同期発振器を示す別の回路例である。実施の形態2または3と同様に、基準信号源401、結合回路402、直列帰還型発振部403、第一の伝送線路404、第二の伝送線路405、周波数 $2f$ の信号トラップ406、周波数 f の信号トラップ407、出力回路408、および出力端子409で構成される。

【0057】

実施の形態2または3と異なる点は、結合回路402がトランジスタを含む能動回路で構成されている点である。

【0058】

結合回路402の構成について説明する。結合回路402は、入力回路部426、トランジスタ427、および出力回路部428で構成されている。さらに入力回路部426は

10

20

30

40

50

、キャパシタ429、430、インダクタ431、432、および抵抗434で構成され、周波数 f/m の信号に対して整合回路を形成している。また、出力回路はキャパシタ435、436、およびインダクタ437で構成される。キャパシタ435はDCカットとして機能し、キャパシタ436はバイパスコンデンサとして機能し、インダクタ437はチョークコイルとして機能する。トランジスタ427の直流バイアスは、抵抗434およびインダクタ437を介して、バイアス端子438および439より電圧を印加する。

【0059】

結合回路402として以上の構成を取ることで、基準信号源401から結合回路402に入力された周波数 f/m の信号は、一方向にしか進むことができず、直列帰還型発振部403に効率良く信号が注入される。また、発振器から出力される周波数 f の信号や $2f$ 、 $3f$ 、 $4f$ 等の高調波も、結合回路402のトランジスタ427により、入力側に漏れ出すことはない。つまり、結合回路402は、周波数 f/m の信号に対してアイソレータとして機能する。

10

【0060】

以上の構成により、二個のトランジスタで、周波数 f/m の注入信号に対して周波数が $4 \times m$ 倍の信号が出力でき、しかも不要波のレベルが小さい注入同期発振器が得られる。また、結合回路にトランジスタを含む回路を用いることにより、直列帰還型発振部から基準信号源側に漏洩する信号のレベルを抑えることが可能となり、本注入同期発振器の安定動作が可能となる。

【0061】

(実施の形態5)

図5は、本発明の注入同期発振器を示す別の回路例である。実施の形態1~4と同様に、基準信号源501、結合回路502、直列帰還型発振部503、第一の伝送線路504、第二の伝送線路505、周波数 $2f$ の信号トラップ506、周波数 f の信号トラップ507、出力回路508、および出力端子509で構成される。

20

【0062】

実施の形態4と異なる点は、結合回路502の出力端子が、直列帰還型発振部503のトランジスタ515のエミッタに接続されている点である。即ち、直列帰還型発振部503のトランジスタ515と結合回路502のトランジスタ527がカスコード接続されている。図4における抵抗413は、直流バイアスを流すためのものであったが、ここではトランジスタ527が抵抗の役割もかねている。

30

【0063】

このようにカスコード接続の構成にすることにより、トランジスタ515とトランジスタ527はバイアス回路を共有でき、回路が簡素化されるうえ、直流電流を共有できるため、トランジスタを2個用いているにもかかわらず消費電力を抑えることが可能となる。

【0064】

また、キャパシタ等の受動素子を介在させることなく、直列帰還型発振部のトランジスタに直接に基準信号を注入するため、注入信号の損失が少なく、注入同期発振器を高効率に安定して動作させることができる。

【0065】

(実施の形態6)

図6は、本発明の注入同期発振器を示す回路レイアウトの例である。厚さが185ミクロンのアルミナ基板699上に、チップ状トランジスタ615と各種形状のマイクロストリップ線路や伝送線路等を用いて形成している。図1に示す実施の形態1と同様に、基準信号源601、結合回路602、直列帰還型発振部603、第一の伝送線路604、第二の伝送線路605、周波数 $2f$ の信号トラップ606、周波数 f の信号トラップ607、出力回路608、および出力端子609で構成される。これらのブロックの機能は、実施の形態1で示したものと基本的に同じであり、ここではそれぞれの構成方法について説明する。

40

【0066】

50

まず、直列帰還型発振部 603 は、チップ状トランジスタ 615 に、共振器 610、オープンスタブ 612 が、ワイヤ 698 等により、接続されている。オープンスタブ 612 は、シャントキャパシタと等価であり、例えば図 2 のキャパシタ 212 に対応する。共振器 610 は、幅 200 ミクロン、線路長 6 mm のマイクロストリップで形成され、例えば図 2 の共振回路 210 と同等の機能を有する。伝送線路 613 は、スルーホール 697 を介して、アルミナ基板 699 裏面のグランドに接続されている。これらは、チップ状トランジスタ 615 に直流電流を流すための回路であり、発振周波数 f の信号に対しては、伝送線路 613 の接続点は高インピーダンスに見え、なにも接続されていないのと等しい。

【0067】

伝送線路 614、オープンスタブ 651、652 でチップ状トランジスタ 615 の入力側のバイアス回路が形成されている。このバイアス回路には、直流電流を通過させ、周波数 f 、 $2f$ 、 $4f$ 等の信号を通さない工夫がなされている。オープンスタブ 651、652 は、長さが 2 mm および 4 mm であり、 $f = 7.4 \text{ GHz}$ とした場合、それぞれの接続点で、周波数 $2f$ 、 f の信号に対してインピーダンスが 0 になる。この結果、周波数 f および $2f$ の信号は、バイアス端子 631 に漏洩しない。また、伝送線路 614 は、共振器 610 の開放端から 1 mm の地点に接続されており、この部分は周波数 $4f$ の信号に対してインピーダンスが 0 であり、この結果、周波数 $4f$ の信号は伝送線路 614 には漏洩しない。

【0068】

結合回路 602 も、周波数 f/m の信号を通し、周波数 f 、 $2f$ 、 $4f$ 等の信号を通さない工夫がなされている。オープンスタブ 627、628 は、長さがそれぞれ 2 mm、4 mm であり、それぞれの接続点で、周波数 $2f$ 、 f の信号に対してインピーダンスが 0 になる。この結果、周波数 f および $2f$ の信号は、基準信号源 601 側に漏洩しない。また、伝送線路 626 は、共振器 610 の開放端から 1 mm の地点に接続されており、この部分は周波数 $4f$ の信号に対してインピーダンスが 0 であり、この結果、周波数 $4f$ の信号は基準信号源 601 側には漏洩しない。

【0069】

出力回路 608 は、伝送線路 630、オープンスタブ 623、結合線路 624 で構成される。出力回路 608 には、周波数 $4f$ の信号を、出力端子 609 から出力させ、バイアス端子 632 には漏洩させない工夫がなされている。オープンスタブ 623 は長さが 1 mm であり、その接続点が周波数 $4f$ の信号に対してインピーダンス 0 であり、バイアス端子 632 に周波数 $4f$ の信号が漏洩するのを防ぐ。さらにオープンスタブ 623 と伝送線路 630 の接続点から、結合線路 624 と伝送線路 630 の接続点までの伝送線路の長さが 1 mm となっているため、結合線路 624 と伝送線路 630 の接続点から伝送線路 630 を見たインピーダンスは、周波数 $4f$ の信号に対して無限大となる。この結果、直列帰還型発振部 603 から出力された周波数 $4f$ の信号にとっては、伝送線路 630 は接続されていないと等しい。一方結合線路は線路長が概略 1 mm となっており、周波数 $4f$ の信号のみを通し、その他の周波数の信号は減衰させる。

【0070】

第一の伝送線路 604、第二の伝送線路 605 は、どちらも幅 100 ミクロン、長さが 600 ミクロンであり、これは直列帰還型発振部の基本波である周波数 f の信号に対して、電気長が 13.5° となっている。

【0071】

周波数 $2f$ の信号トラップ 606 は、幅 150 ミクロン、長さ 2 mm であるため、特性インピーダンス 50 、 $2f$ の信号に対して電気長が 90° となる。したがって、トラップ 606 の接続点では、周波数 $2f$ の信号に対してインピーダンスが 0 となり、周波数 $2f$ の信号は反射される。

【0072】

一方、周波数 f の信号トラップ 607 は、幅 150 ミクロン、長さ 4 mm であるため、特性インピーダンス 50 、 $2f$ の信号に対して電気長が 90° となる。したがって、ト

10

20

30

40

50

ラップ607の接続点では、周波数 f の信号に対してインピーダンスが0となり、周波数 f の信号は反射される。

【0073】

以上の構成により、トランジスタが一つだけで、周波数が f/m の注入信号に対して周波数が $4 \times m$ 倍の信号が出力でき、しかも不要波のレベルが小さい注入同期発振器が得られる。また、結合回路202に周波数が f の信号トラップと周波数が $2f$ の信号トラップを配置することにより、直列帰還型発振部から発生する信号のうち、特に特に強度の高い周波数 f と $2f$ の信号が基準信号源側に漏洩するレベルを抑えることが可能となり、本注入同期発振器の安定動作が可能となる。

【0074】

(実施の形態7)

実施の形態1～6で示した注入同期発振器と基準信号源の一部を同一半導体チップに集積化することも可能である。図7にその一例を示す。

【0075】

注入同期発振器(ILO)701、負性抵抗回路702、共振器703、キャパシタ705、抵抗706、バラクタ707、分周器708、位相比較器709、ループフィルタ710、水晶発振器711で構成される。

【0076】

注入同期発振器(ILO)701は、実施の形態1を示す図1において、結合回路102、直列帰還型発振部103、第一の伝送線路104、第二の伝送線路105、周波数 $2f$ の信号トラップ106、周波数 f の信号トラップ107、出力回路108に対応し、負性抵抗回路702、共振器703、キャパシタ705、抵抗706、バラクタ707、分周器708、位相比較器709、ループフィルタ710、水晶発振器711は、図1の基準信号源101に対応する。また、負性抵抗回路702、共振器703、キャパシタ705、抵抗706、バラクタ707は、電圧制御発振器(VCO)704を構成している。

【0077】

ここで、動作原理について説明する。VCO704で出力される周波数 f/m の信号は、実施の形態1～6に示した原理で周波数 $4f$ の信号に変換され、出力される。一方、VCO704で出力される周波数 f/m の信号の一部は、分周器708で分周され、位相比較器709に供給される。位相比較器では、水晶発振器711から供給される基準信号との位相差に対応した値の電圧が出力され、その電圧がループフィルタ710を介して、VCO704に供給される。この電圧によって、バラクタ707の容量が調整され、最終的にはループフィルタから供給される電圧が0となる時点で発振周波数する。したがって、負性抵抗回路702からは、常に周波数が安定で位相雑音の低い信号が出力され、この信号を注入したILO701からは、常に周波数が安定で位相雑音の低い周波数 $4f$ の信号が出力される。

【0078】

VCOの共振器703は、例えばアルミナ基板上のマイクロストリップ線路や、同軸共振器で構成する。一方、VCOの負性抵抗回路702は、ILO701と同一半導体チップに集積化する。この負性抵抗回路702は、トランジスタと受動素子により容易に構成できる。

【0079】

以上のように、共振器703を外付けにし、負性抵抗回路702をMMICに含めた構成を取ることにより、より周波数が安定で位相雑音の低い信号が得られ、かつ、低損失にILO701に信号を注入することが可能となる。

【0080】

(実施の形態8)

図8は実施の形態1～7で例示した本発明の注入同期発振器を用いた高周波通信回路装置の一例を示すブロック図である。

【0081】

10

20

30

40

50

送信機は、変調信号源 801、ハーモニックミキサ 802、帯域通過フィルタ 803、パワーアンプ 804、アンテナ 805、ILO 806、基準信号源 807 で構成される。受信器は、チューナ 811、ハーモニックミキサ 812、帯域通過フィルタ 813、ローノイズアンプ 814、アンテナ 815、ILO 816、基準信号源 817 で構成される。

【0082】

ここで、基準信号源 807、817 は図 1 の基準信号源 101 に対応し、ILO 806、816 は図 1 の結合回路 102、直列帰還型発振部 103、第一の伝送線路 104、第二の伝送線路 105、周波数 $2f$ の信号トラップ 106、周波数 f の信号トラップ 107、出力回路 108 など で構成される注入同期発振器に対応する。

【0083】

ILO 806、816 は、直列帰還型発振部の基本波の周波数 f が 7.375 GHz であり、その 4 倍波である 29.5 GHz を出力する。基準信号源 807、817 は、基本波の $1/4$ サブハーモニックである 1.84375 GHz を出力する。つまり、基準信号源 807、817 から周波数が 1.84375 GHz の信号を注入し、ILO からはその 16 倍波である 29.5 GHz が出力される。

【0084】

変調信号源 801 で生成される中間周波信号は 1 GHz から 2 GHz の間を占めており、ハーモニックミキサ 802 の中間周波信号用端子に入力される。ILO 806 から出力される局発信号は周波数 29.5 GHz の正弦波であり、ハーモニックミキサ 802 の局発信号用端子に入力される。

【0085】

中間周波信号と局発信号はハーモニックミキサ 802 内で混合され、中間周波信号が局発信号により上昇変換（アップコンバート）される。ハーモニックミキサ 802 から発生する信号のうち、周波数 60 GHz から 61 GHz の間の高周波信号のみが帯域通過フィルタ 803 を通過し、パワーアンプ 804 に入力され、そこで増幅され、アンテナ 805 から、高周波電波 820 として放射される。

【0086】

高周波電波 820 はアンテナ 815 で受信され、受信機の高周波信号となり、ローノイズアンプ 814 で増幅される。さらに帯域通過フィルタ 813 を通過して、ハーモニックミキサ 812 の高周波信号用端子に入力される。一方、ILO 816 から出力された周波数 29.5 GHz の正弦波の信号は、ハーモニックミキサ 812 の局発信号用端子に入力される。高周波信号は、ハーモニックミキサ 812 の内部で局発信号と混合され、再び周波数 1 GHz から 2 GHz の間の中間周波信号に下降変換（ダウンコンバート）される。中間周波信号はチューナ 811 に入力され、所望の情報に変換される。ハーモニックミキサ 802 と 812 は、全く同じ構成のものを使用することが可能である。また、帯域通過フィルタ 803 と 813、パワーアンプ 804 とローノイズアンプ 814、アンテナ 805 と 815、ILO 806 と 816、基準信号源 807、817 はそれぞれ同じ構成のものを用いることができる。

【0087】

基準信号源 807、817 は、 1.8 GHz 帯の信号を出力するため、従来からのマイクロ波の技術で、高安定で、低位相雑音な基準信号源を容易に構成できる。

【0088】

一方、ILO 806、816 は、非常に簡素な構成で等価的に 16 通倍動作が可能であり、装置の小型化、低コスト化、低消費電力化に寄与する。

【0089】

【発明の効果】

周波数安定性が高く、通倍次数が高く、かつ不要波のレベルが小さく、しかも回路構成が簡単で消費電力の小さい注入同期発振器を提供できる。

【0090】

本発明の注入同期発振器を高周波通信装置に用いることにより、局部発振器のサイズや

10

20

30

40

50

消費電力が小さくなるため、高周波通信装置を軽量でかつコンパクトに実現でき、しかも消費電力を抑えることができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の発振器の基本構成図を示すブロック図である。

【図 2】 本発明の注入同期発振器を示す回路例である。

【図 3】 本発明の注入同期発振器を示す別の回路例である。

【図 4】 本発明の注入同期発振器を示す別の回路例である。

【図 5】 本発明の注入同期発振器を示す別の回路例である。

【図 6】 本発明の注入同期発振器を示す回路レイアウトの例である。

【図 7】 本発明の注入同期発振器と基準信号源の一部を同一半導体チップに集積化した例である。 10

【図 8】 本発明の注入同期発振器を用いた高周波通信回路装置の例を示すブロック図である。

【図 9】 従来の注入同期型マイクロ波発振器のブロック図である。

【符号の説明】

1 0 1、2 0 1、3 0 1、4 0 1、5 0 1、6 0 1、8 0 7、8 1 7 ... 基準信号源

1 0 2、2 0 2、3 0 2、4 0 2、5 0 2、6 0 2 ... 結合回路

1 0 3、2 0 3、3 0 3、4 0 3、5 0 3、6 0 3 ... 直列帰還型発振部

1 0 4、2 0 4、3 0 4、4 0 4、5 0 4、6 0 4 ... 第一の伝送線路

1 0 5、2 0 5、3 0 5、4 0 5、5 0 5、6 0 5 ... 第二の伝送線路 20

1 0 6、2 0 6、3 0 6、4 0 6、5 0 6、6 0 6 ... 周波数 $2f$ の信号トラップ

1 0 7、2 0 7、3 0 7、4 0 7、5 0 7、6 0 7 ... 周波数 f の信号トラップ

1 0 8、2 0 8、3 0 8、4 0 8、5 0 8、6 0 8 ... 出力回路

1 0 9、2 0 9、3 0 9、4 0 9、5 0 9、6 0 9 ... 出力端子

2 1 0、3 1 0、4 1 0、5 1 0 ... 共振回路

2 1 5、4 2 7、5 1 5、5 2 7 ... トランジスタ

2 1 6、2 2 2、5 1 6、6 1 3、6 1 4、6 2 6、6 3 0 ... 伝送線路

2 2 0、2 2 1 ... 先端短絡スタブ

4 2 6 ... 結合回路の入力回路部

4 2 8 ... 結合回路の出力回路部 30

6 1 0 ... 共振器

6 1 2、6 2 3、6 2 7、6 2 8、6 5 1、6 5 2 ... オープンスタブ

6 1 5 ... チップ状トランジスタ

6 9 7 ... スルーホール

6 9 8 ... ワイア

6 9 9 ... アルミナ基板

7 0 1、8 0 6、8 1 6 ... I L O

7 0 2 ... 負性抵抗

7 0 3 ... 共振器

7 0 4 ... V C O 40

8 0 1 ... 変調信号源

8 0 2、8 1 2 ... ハーモニックミキサ

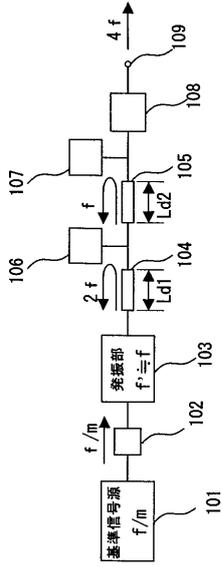
8 0 3、8 1 3 ... 帯域通過フィルタ

8 0 4 ... パワーアンプ

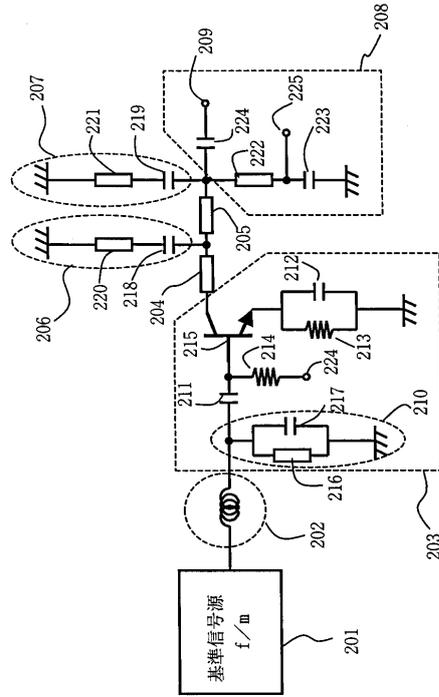
8 1 4 ... ローノイズアンプ

8 0 5、8 1 5 ... アンテナ

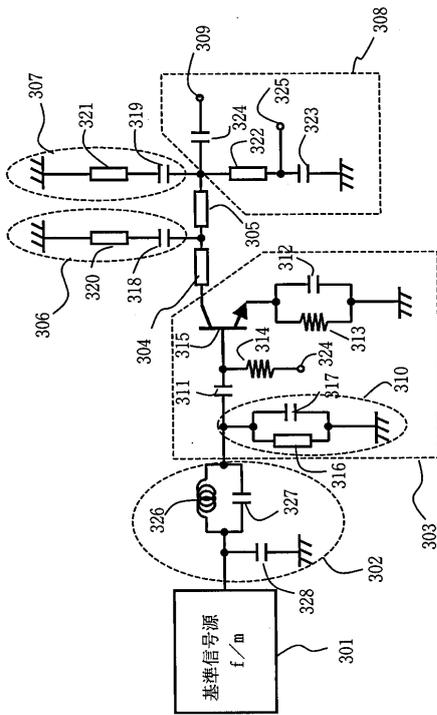
【 図 1 】



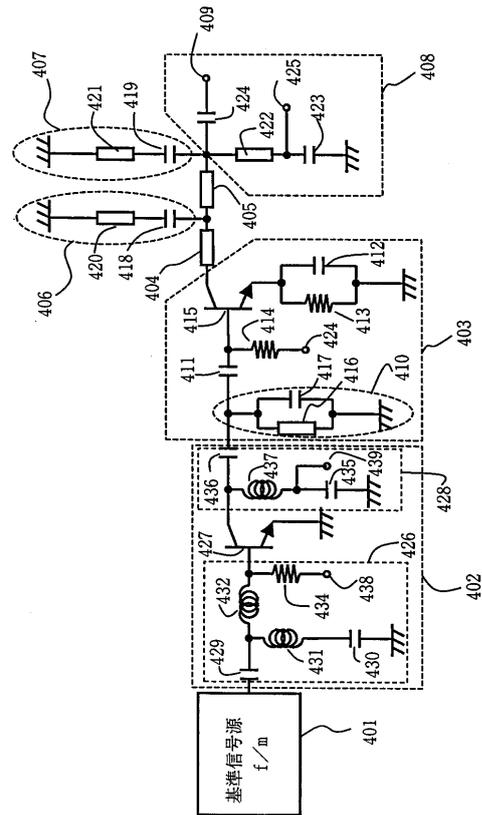
【 図 2 】



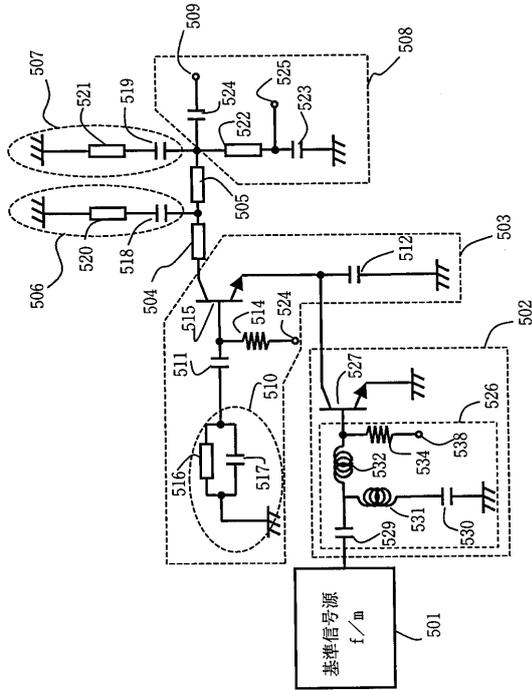
【 図 3 】



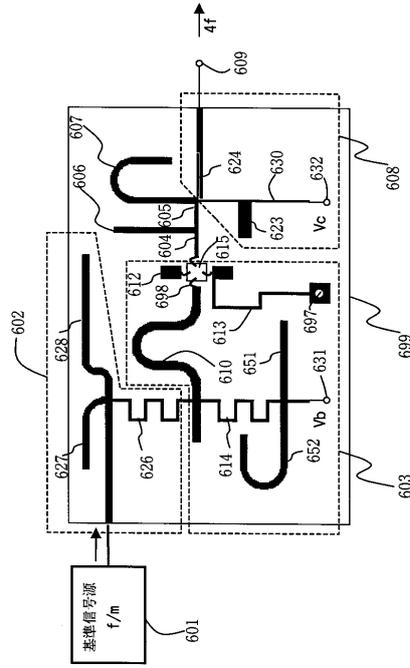
【 図 4 】



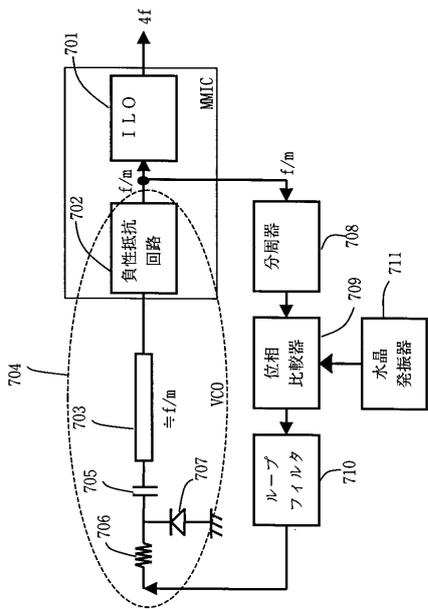
【 図 5 】



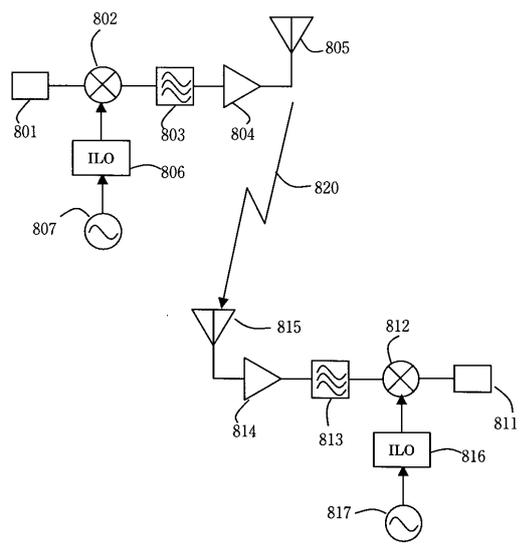
【 図 6 】



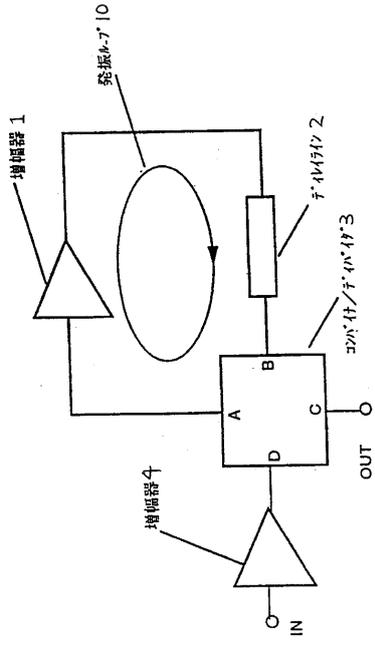
【 図 7 】



【 図 8 】



【 図 9 】



フロントページの続き

(72)発明者 末松 英治
大阪府大阪市阿倍野区长池町2番2号 シャープ株式会社内

審査官 甲斐 哲雄

(56)参考文献 特開昭55-110434(JP,A)
特開昭59-151538(JP,A)
特開平08-181545(JP,A)
特公昭44-010403(JP,B1)
実公昭49-010276(JP,Y1)
実公昭51-026046(JP,Y1)
特開平10-145143(JP,A)
特開平11-112341(JP,A)
特開2000-156611(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03L 7/24

H03B 19/14