

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5006066号
(P5006066)

(45) 発行日 平成24年8月22日 (2012. 8. 22)

(24) 登録日 平成24年6月1日 (2012. 6. 1)

(51) Int. Cl.

F I

A 6 1 B 1/00 (2006. 01)

A 6 1 B 1/00 3 2 0 B

H 0 4 B 1/04 (2006. 01)

H 0 4 B 1/04 A

請求項の数 6 (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2007-37893 (P2007-37893)
 (22) 出願日 平成19年2月19日 (2007. 2. 19)
 (65) 公開番号 特開2008-200188 (P2008-200188A)
 (43) 公開日 平成20年9月4日 (2008. 9. 4)
 審査請求日 平成21年9月14日 (2009. 9. 14)

(73) 特許権者 599091793
 アールエフ・チップス・テクノロジー株式
 会社
 神奈川県川崎市高津区坂戸3丁目2番1号
 (74) 代理人 100109656
 弁理士 三反崎 泰司
 (74) 代理人 100098785
 弁理士 藤島 洋一郎
 (72) 発明者 五十嵐 貞男
 神奈川県川崎市高津区坂戸3丁目2番1号
 アールエフ・チップス・テクノロジー株
 式会社内

審査官 松谷 洋平

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線送信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

カプセル型内視鏡の無線送信部として用いられ、入力信号として位相情報に変換された生体情報を示す信号が入力される無線送信機であって、

0 (V) と所定の電源電圧 V d d の範囲内で動作し、入力信号を 0 (V) と前記所定の電源電圧 V d d の値を取る矩形波状のバランス信号に整形して出力するコンパレータと、

前記コンパレータからの出力信号に含まれる第3次高調波以上の成分を減衰させて正弦波状のバランス信号を出力するローパスフィルタと、

直流電流を流さない C M O S スイッチ機能を用いた回路からなり、前記正弦波状の信号と発振周波数信号とを混合して無線周波のバランス信号を出力するミキサ回路と

を備え、

前記コンパレータは、

前記入力信号の振幅を減衰させて振幅の最適化を行うと共に所定の直流電圧を与える減衰回路と、

前記コンパレータの基準電圧を生成する基準電圧生成回路と、

入力信号を増幅する2段構成のアンプ回路と、

前記2段構成のアンプ回路に流れる電流を規定する電流規定回路と、

前記2段構成のアンプ回路からのそれぞれの出力を合成して増幅する合成回路と、

前記合成回路からの出力信号を前記2段構成のアンプ回路に帰還させる帰還回路と、

前記合成回路からの出力信号を前記矩形波状のバランス信号に波形整形して出力する整

10

20

形回路と
を有する

ことを特徴とする無線送信機。

【請求項 2】

前記ミキサ回路からの無線周波のバランス信号をアンバランス信号に変換すると共に増幅するパワーアンプと、

前記パワーアンプの出力信号から不要周波数帯域の信号を除去するバンドパスフィルタと

をさらに備えたことを特徴とする請求項 1 に記載の無線送信機。

【請求項 3】

前記 2 段構成のアンプ回路は、

第 1 ないし第 4 の MOS トランジスタからなる第 1 のアンプと、

第 5 ないし第 9 の MOS トランジスタからなる第 2 のアンプとで構成されている

ことを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の無線送信機。

【請求項 4】

前記ローパスフィルタは、

RC フィルタの構成で、第 3 次高調波成分を減衰させる第 1 のフィルタ回路と、

RC フィルタの構成で、第 5 次高調波以上の成分を減衰させる第 2 のフィルタ回路と

を有することを特徴とする請求項 1 ないし 3 のいずれか 1 項に記載の無線送信機。

【請求項 5】

前記ミキサ回路は、

バランス信号が入力される一対の入力端子と、

ソース端子同士が相互接続された第 1 および第 2 の MOS トランジスタと、

一端が前記第 1 および第 2 の MOS トランジスタのソース端子に接続されると共に他端が前記一対の入力端子の一方に接続された第 1 のコンデンサと、

ソース端子同士が相互接続された第 3 および第 4 の MOS トランジスタと、

一端が前記第 3 および第 4 の MOS トランジスタのソース端子に接続されると共に他端が前記一対の入力端子の他方に接続された第 2 のコンデンサと、

前記第 1 ないし第 4 の MOS トランジスタのゲート端子に発振周波数信号を入力する他の一対の入力端子と、

前記第 1 ないし第 4 の MOS トランジスタのソース端子およびドレイン端子にバイアス電圧を印加するバイアス電圧印加端子と

を有し、パッシブ型ミキサの構成とされている

することを特徴とする請求項 1 ないし 4 のいずれか 1 項に記載の無線送信機。

【請求項 6】

CMOS プロセスで作成されている

ことを特徴とする請求項 1 ないし 5 のいずれか 1 項に記載の無線送信機。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、カプセル型内視鏡の無線送信部として用いられる無線送信機に関する。

【背景技術】

【0002】

カプセル型内視鏡は、チューブ型内視鏡と比較して飲みやすく、患者の負担が軽減されると期待されている（特許文献 1 参照）。その実用化には、体内の撮像情報を無線で、体外の受信機に送るので、大容量データをリアルタイムに送り出す超小型送信機の実現化が必須である。そのような送信機に関して、無線 LAN（IEEE 802.11a, 802.11g）あるいは UWB（Ultra Wide Band）方式の応用が考えられるが、これらはパソコンなどのパケットデータ通信に開発されたものであり、リアルタイム画像を送り難く、消費電力が大きい、また、回路規模が大きいため、超小型化が難しい等の課題がある

10

20

30

40

50

。カプセル型内視鏡の無線送信機は、大容量データを送出するため、広い周波数帯域が必要であり、また、カプセルに内蔵するアンテナを小型化にする必要がある。この課題の解消に関する送信機の利用周波数帯としては、 1.2GHz あるいは 2.4GHz のマイクロ波帯が検討されている。

【特許文献1】特開2005-73885号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

カプセル型内視鏡における電力の供給方式には、カプセル内部に電池を内蔵することで内部から電力供給を行う方式と、電磁誘導を利用して生体外部から電力供給を行う方式とがある。内部から電力供給を行う方式では、無線部の消費電力が大きいため、長い時間、映像情報を送れないという問題や、1秒あたりに送れる画素数が少なく、見たい部分が見られないという問題がある。一方、外部から電力供給を行う方式においては、生体内でのカプセルの位置によって電源電圧が変化し、その電圧変動の影響によって、常に均一な映像を高周波信号として導出することが難しいという問題がある。

【0004】

また、従来のカプセル型内視鏡において、使用周波数帯域外の不要スプリアスを低減するためや、送信アンテナとのインピーダンスマッチングのために送信機の出力部にLCチップ部品、または、SAW (Surface Acoustic Wave) のバンドパスフィルタを用いると、それらの部品の形状が大きいために、無線機の超小型化が図れなかった。また、無線機を構成する部品に、特にマイクロ波まで動作する能動素子に化合物半導体が好んで用いられるが、その化合物半導体には、砒素等の有害物質が含まれることが多く、生体内で使用するカプセル型内視鏡としては、使用者の健康を損ねる可能性があった。

【0005】

本発明はかかる問題点に鑑みてなされたもので、その目的は、超小型で、電源電圧の変動に強く、消費電力の小さい、カプセル型内視鏡に適した無線送信機を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0006】

本発明による無線送信機は、カプセル型内視鏡の無線送信部として用いられ、入力信号として位相情報に変換された生体情報を示す信号が入力される無線送信機であって、 $0(V)$ と所定の電源電圧 V_{dd} の範囲内で動作し、入力信号を $0(V)$ と所定の電源電圧 V_{dd} の値を取る矩形波状のバランス信号に整形して出力するコンパレータと、コンパレータからの出力信号に含まれる第3次高調波以上の成分を減衰させて正弦波状のバランス信号を出力するローパスフィルタと、直流電流を流さないCMOSスイッチ機能を用いた回路からなり、正弦波状の信号と発振周波数信号とを混合して無線周波のバランス信号を出力するミキサ回路とを備えたものである。

【0007】

本発明による無線送信機は、有害物質が含まれないCMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) プロセスで作成されていることが好ましい。これにより、カプセル型内視鏡に適用しても健康に安全な無線送信機を提供できる。

【0008】

本発明による無線送信機では、コンパレータによって、位相変換された入力信号が一旦、所定の電源電圧範囲内で矩形波状のバランス信号に整形されるので、電源電圧の変動に強い性能が得られる。また、ミキサ回路が直流電流を流さないCMOSスイッチ機能を用いた回路で構成されているので、電源電圧の変動に強い性能が得られると共に、低消費電力化が図られる。また、マイクロ波帯の信号に対応可能であり、小型化に有利となる。

【0009】

本発明による無線送信機において、ミキサ回路からの無線周波のバランス信号をアンバランス信号に変換すると共に増幅するパワーアンプと、パワーアンプの出力信号から不要

10

20

30

40

50

周波数帯域の信号を除去するバンドパスフィルタとをさらに備えるようにしても良い。

【 0 0 1 0 】

また、本発明による無線送信機において、コンパレータは、例えば、入力信号を増幅する２段構成のアンプ回路と、２段構成のアンプ回路に流れる電流を規定する電流規定回路と、２段構成のアンプ回路からのそれぞれの出力を合成して増幅する合成回路と、合成回路からの出力信号を２段構成のアンプ回路に帰還させる帰還回路と、合成回路からの出力信号を矩形波状のバランス信号に波形整形して出力する整形回路とを有して構成されていることが好ましい。

コンパレータはさらに、入力信号の振幅を減衰させて振幅の最適化を行うと共に所定の直流電圧を与える減衰回路と、コンパレータの基準電圧を生成する基準電圧生成回路とを有していても良い。

10

【 0 0 1 1 】

また、本発明による無線送信機において、ミキサ回路は、例えば、バランス信号が入力される一対の入力端子と、ソース端子同士が相互接続された第１および第２のＭＯＳトランジスタと、一端が第１および第２のＭＯＳトランジスタのソース端子に接続されると共に他端が一対の入力端子の一方に接続された第１のコンデンサと、ソース端子同士が相互接続された第３および第４のＭＯＳトランジスタと、一端が第３および第４のＭＯＳトランジスタのソース端子に接続されると共に他端が一対の入力端子の他方に接続された第２のコンデンサと、第１ないし第４のＭＯＳトランジスタのゲート端子に発振周波数信号を入力する他の一対の入力端子と、第１ないし第４のＭＯＳトランジスタのソース端子およびドレイン端子にバイアス電圧を印加するバイアス電圧印加端子とを有し、パッシブ型ミキサの構成とされていることが好ましい。

20

【発明の効果】

【 0 0 1 2 】

本発明の無線送信機によれば、位相変換された入力信号を、コンパレータによって一旦、所定の電源電圧範囲内で矩形波状のバランス信号に整形して出力するようにしたので、電源電圧の変動に強い性能を得ることができる。また、ミキサ回路を、直流電流を流さないＣＭＯＳスイッチ機能を用いた回路で構成するようにしたので、電源電圧の変動に強い性能を得ることができると共に、低消費電力化を図ることができる。また、マイクロ波帯の信号に対応可能となり、小型化にも有利となる。

30

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 1 3 】

以下、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。

図１は、本発明の一実施の形態に係る無線送信機を、カプセル型内視鏡の無線送信部に適用した一構成例を示している。このカプセル型内視鏡は、無線送信部１と、ＣＣＤ（Charge Coupled Device）２と、ベースバンド回路３と、送信アンテナ１１とを備えている。

【 0 0 1 4 】

ＣＣＤ２は、生体内を撮影して生体情報を示す画像信号を出力するものである。ベースバンド回路３は、ＣＣＤ２からの画像信号を、デジタルのベースバンド信号４１に変換処理するものである。ベースバンド回路３は、変換処理として画像信号を位相情報に変換する処理を行うようになっている。無線送信部１は、ベースバンド信号４１を入力信号として、無線周波数の送信信号を生成するものである。送信アンテナ１１は、無線送信部１により生成された送信信号を電磁波として放射するものである。

40

【 0 0 1 5 】

無線送信部１は、コンパレータ４と、ローパスフィルタ（ＬＰＦ）５と、ゲインコントロール回路（ＧＣ）６と、ミキサ７と、パワーアンプ（ＰＡ）８と、バンドパスフィルタ（ＢＰＦ）９と、発振器（ＯＳＣ）１０とを備えている。この無線送信部１は、マイクロ波帯で十分な性能を有する、例えば０．１３μｍまたは９０ｎｍのＣＭＯＳプロセスで作成されたＣＭＯＳデバイスを用いて作成されている。なお、ＣＭＯＳデバイスは微細加工

50

により、高周波性能をアップしたもので、有毒の化合物を含んでいない。

【 0 0 1 6 】

図 2 ~ 図 6 は、無線送信部 1 の各部の具体的な構成例を示している。図 7 ~ 図 9 は、無線送信部 1 の各部の信号波形を示している。

【 0 0 1 7 】

図 2 は、コンパレータ 4 の具体的な構成例を示している。

コンパレータ 4 は、所定の電源電圧範囲内 (0 V - 電源電圧 (V d d) 間) で動作し、入力信号 4 1 を矩形波状のバランス信号 4 3 (図 7 参照) に整形して出力するものである。コンパレータ 4 は図 2 に示したように、複数の抵抗素子と複数の MOS トランジスタとを有している。コンパレータ 4 は、入力信号 4 1 を増幅する 2 段構成のアンプ回路 (第 1 のアンプ 5 6 および第 2 のアンプ 5 7) を有している。コンパレータ 4 はまた、入力信号 4 1 の振幅を減衰させて振幅の最適化を行うと共に所定の直流電圧を与える減衰回路 5 1 と、コンパレータ 4 の基準電圧 V c (図 7 参照) を生成する基準電圧生成回路 5 2 とを有している。コンパレータ 4 はまた、2 段構成のアンプ回路に流れる電流を規定する電流規定回路 5 3 と、2 段構成のアンプ回路からのそれぞれの出力を合成して増幅するオペアンプ (合成回路) 5 4 と、合成回路 5 4 からの出力信号を 2 段構成のアンプ回路に帰還させる帰還回路と、合成回路 5 4 からの出力信号を矩形波状のバランス信号 4 3 に波形整形して出力する整形回路 5 5 とを有している。帰還回路は抵抗 R 6 を有して構成されている。コンパレータ 4 は、信号 4 1 を入力する入力端子 1 3 と、バランス信号 (信号 4 3) を出力する一対の出力端子 1 4 , 1 5 とを有している。

【 0 0 1 8 】

図 3 は、ローパスフィルタ 5 の具体的な構成例を示している。

ローパスフィルタ 5 は、コンパレータ 4 からの出力信号 4 3 に含まれる第 3 次高調波以上の成分を減衰させて正弦波状のバランス信号 4 4 (図 7 参照) を出力するものである。ローパスフィルタ 5 は図 3 に示したように、複数の抵抗素子と複数のコンデンサとを有している。ローパスフィルタ 5 は、そのトラップ周波数がベースバンド周波数の 3 倍近傍に設定された第 1 のフィルタ回路 6 1 と、5 倍以上の周波数を減衰させる第 2 のフィルタ回路 6 2 とを有している。ローパスフィルタ 5 は、バランス信号 (信号 4 3) を入力する一対の入力端子 3 7 , 3 8 と、バランス信号 (信号 4 4) を出力する一対の出力端子 3 9 , 4 0 とを有している。

【 0 0 1 9 】

図 4 は、ゲインコントロール回路 6 の具体的な構成例を示している。

ゲインコントロール回路 6 は、ローパスフィルタ 5 からの出力信号 4 4 を次段以降の回路のダイナミック動作に最適なレベルに調整するものであり、図 4 に示したように複数の抵抗素子と複数の MOS トランジスタスイッチとを有している。ゲインコントロール回路 6 は、バランス信号 (信号 4 4) を入力する一対の入力端子 1 8 , 1 9 と、バランス信号 (信号 4 5) を出力する一対の出力端子 2 0 , 2 1 とを有している。ゲインコントロール回路 6 はまた、図示しない外部回路からのゲイン設定信号が入力される設定入力端子 2 2 , 2 3 , 2 4 を有している。

【 0 0 2 0 】

図 5 は、ミキサ 7 の具体的な構成例を示している。

ミキサ 7 は、直流電流を流さない C MOS スイッチ機能を用いた回路からなり、正弦波状の信号 4 5 と発振周波数信号とを混合して無線周波のバランス信号 4 8 を出力するものである。ミキサ 7 は、図 5 に示したように複数の抵抗素子と複数のコンデンサと複数の MOS トランジスタスイッチとを有したパッシブ型ミキサの構成とされている。ミキサ 7 は、バランス信号 4 5 が入力される一対の入力端子 2 5 , 2 6 と、ソース端子同士が相互接続された第 1 および第 2 の MOS トランジスタ Q 2 3 , Q 2 4 と、一端が第 1 および第 2 の MOS トランジスタ Q 2 3 , Q 2 4 のソース端子に接続されると共に他端が一対の入力端子 2 5 , 2 6 の一方 (入力端子 2 5) に接続された第 1 のコンデンサ C 1 とを有している。ミキサ 7 はまた、ソース端子同士が相互接続された第 3 および第 4 の MOS トランジ

スタQ 2 5 , Q 2 6 と、一端が第 3 および第 4 の M O S トランジスタQ 2 5 , Q 2 6 のソース端子に接続されると共に他端が一对の入力端子 2 5 , 2 6 の他方 (入力端子 2 6) に接続された第 2 のコンデンサC 2 とを有している。ミキサ 7 はまた、第 1 ないし第 4 の M O S トランジスタQ 2 3 , Q 2 4 , Q 2 5 , Q 2 6 のゲート端子に発振周波数信号を入力する他の一对の入力端子 2 9 , 3 0 と、第 1 ないし第 4 の M O S トランジスタQ 2 3 , Q 2 4 , Q 2 5 , Q 2 6 のソース端子およびドレイン端子にバイアス電圧を印加するバイアス電圧印加端子 3 1 と、第 1 ないし第 4 の M O S トランジスタQ 2 3 , Q 2 4 , Q 2 5 , Q 2 6 のドレイン端子に接続され、無線周波のバランス信号 4 8 を出力する出力端子 2 7 , 2 8 とを有している。

【 0 0 2 1 】

10

パワーアンプ 8 は、ミキサ 7 からの無線周波のバランス信号 4 8 をアンバランス信号に変換すると共に増幅するものである。バンドパスフィルタ 9 は、パワーアンプ 8 の出力信号から不要周波数帯域の信号を除去するものである。バンドパスフィルタ 9 は、チップ上に形成したドレイン負荷のインダクタを利用した同調型バンドパスタイプで構成することができる。図 6 は、パワーアンプ 8 およびバンドパスフィルタ 9 の機能を実現する具体的な構成例を示している。図 6 に示した回路は、バランス入力ーアンバランス出力のアンプ 3 5 を有している。図 6 に示した回路はまた、電流源 3 7 、抵抗 R 1 5 、M O S トランジスタQ 2 7 , Q 2 8 、コンデンサC 5 , C 6 、M O S トランジスタQ 2 7 のドレインのインダクタL 1 、M O S トランジスタQ 2 7 のドレインの寄生容量C 7 とを有している。インダクタL 1 および寄生容量C 7 により、同調型バンドパスフィルタが形成されている。

20

【 0 0 2 2 】

次に、このカプセル型内視鏡の動作、特に、無線送信部 1 の各回路部分の機能および動作の詳細を説明する。

【 0 0 2 3 】

無線送信部 1 は、ベースバンド回路 3 から出力されたベースバンド信号 4 1 を、例えば 1 . 2 G H z あるいは 2 . 4 G H z のマイクロ波信号に変換して送信アンテナ 1 1 に送る。デジタルのベースバンド信号 4 1 は、通常は矩形波の信号であるが、ベースバンド回路 3 の省電力化を図ると、高周波特性が悪化し、完全な矩形波にならない (図 7 参照) 。無線送信部 1 では、そのようなベースバンド信号 4 1 をコンパレータ 4 で波形整形する。

【 0 0 2 4 】

30

コンパレータ 4 は、0 V - 電源電圧 (V d d) 間で動作するもので、コンパレータ 4 の出力信号 4 3 の振幅は、0 - V d d の矩形波となる (図 7 参照) 。カプセル内部から電力供給を行う方式において内部電池が消耗したり、あるいは外部から電力供給を行う方式において外部動力源からの電磁結合状態が変わったりして、V d d が変化した場合であっても、上述のコンパレータ 4 の特性から、信号の振幅のみが変化するだけで、位相特性や、周波数特性は変化しない。具体的な値として、電源電圧が 1 / 2 に変化した場合のコンパレータ出力の信号振幅は 6 d B 低下であり、その他の特性はほとんど変化がない。このカプセル型内視鏡では、画像情報を R F 信号の位相に変換した方式を用いており、電源電圧の変化があっても上述の通り、コンパレータ 4 の出力信号 4 3 の位相は変化せず、画像情報の劣化はない。また、コンパレータ 4 の出力振幅は、送信電力に関わり、上述の 6 d B の低下は、送信アンテナ 1 1 からの送信電力が 6 d B 下がった状態となるのみで、送信ー受信という無線システム上の大きな問題にはならない。

40

【 0 0 2 5 】

図 2 のコンパレータ 4 の回路において、入力信号 4 1 は入力端子 1 3 に入力され、抵抗 R 1 , R 2 , R 3 を介して、M O S トランジスタQ 2 , Q 9 に印加される (信号 4 2) 。抵抗 R 1 , R 2 , R 3 (減衰回路 5 1) は、入力信号 4 1 を最適振幅に減衰する機能と D C 電圧を与える機能を有する。M O S トランジスタQ 2 , Q 9 に印加される信号 4 2 は、図 7 に示したように最適振幅に減衰される。

【 0 0 2 6 】

また、図 2 のコンパレータ 4 の回路において、抵抗 R 4 , R 5 (基準電圧生成回路 5 2

50

）は、コンパレータ 4 の比較する基準電圧 V_c （図 7 参照）を与える。MOS トランジスタ Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 および Q_6 、 Q_7 、 Q_8 、 Q_9 は第 1 のアンプ 56 および第 2 のアンプ 57 を構成する。第 1 のアンプ 56 および第 2 のアンプ 57 からの出力は、MOS トランジスタ Q_{12} 、 Q_{13} 、 Q_{14} 、 Q_{15} からなる合成回路 54 によって合成されると共に、抵抗 R_6 による帰還回路により MOS トランジスタ Q_2 、 Q_9 に正帰還する。電流源 17、MOS トランジスタ Q_{11} 、 Q_5 、 Q_{10} （電流規定回路 53）は、MOS トランジスタ Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 および Q_6 、 Q_7 、 Q_8 、 Q_9 のアンプの電流を決定する。MOS トランジスタ Q_{16} 、 Q_{17} および Q_{18} 、 Q_{19} （整形回路 55）は、コンパレータされた信号をさらに矩形波に整形し、バランス信号 43 を一対の出力端子 14、15 から送り出す。

10

【0027】

図 8 において、波形 46 は、ローパスフィルタ 5 の周波数特性を示している。波形 47a ~ 47d は、コンパレータ 4 の出力信号のスペクトラムを示している。特に、波形 47a は出力信号の基本波成分（1 次成分）、波形 47b は第 3 高調波成分、波形 47c は第 5 高調波成分、波形 47d は第 7 高調波成分を示している。

【0028】

ローパスフィルタ 5 としては、コンパレータ 4 を通過した信号 43 の 3 倍以上の高調波成分を減衰させるカットオフ周波数のものを用いる。矩形波の信号は、奇数次成分（1 次、3 次、5 次、7 次、...）で成り立っているため、3 次成分以上を減衰させた信号は正弦波となる。したがって、ローパスフィルタ 5 の出力信号 44 は、正弦波に近い信号となっている（図 7 参照）。ローパスフィルタ 5 は RC フィルタ、または RC のアクティブ・フィルタで構成され、電源電圧の変動の影響を受け難くなっている。

20

【0029】

図 3 のローパスフィルタ 5 の回路において、抵抗 R_{16} 、 R_{17} 、 R_{18} 、 R_{19} とコンデンサ C_7 、およびコンデンサ C_{10} 、 C_{11} 、 C_{12} 、 C_{13} と抵抗 R_{22} （第 1 のフィルタ回路 61）は、ツェン T 型のノッチフィルタを形成しており、そのトラップ周波数はベースバンド周波数の 3 倍近傍に設定されている。抵抗 R_{20} 、 R_{21} およびコンデンサ C_8 、 C_9 （第 2 のフィルタ回路 62）は、5 倍以上の周波数を減衰させるローパスフィルタである。

【0030】

30

図 4 のゲインコントロール回路 6 の回路において、ローパスフィルタ 5 からの出力信号 44 は入力端子 18、19 に入力される。MOS トランジスタ Q_{20} 、 Q_{21} 、 Q_{22} は、設定入力端子 22、23、24 に入力された図示しない外部回路からのゲイン設定信号によって ON - OFF するスイッチとして動作する。ゲインコントロール回路 6 に入力された信号 44 は抵抗 R_6 、 R_7 と抵抗 R_8 （または R_9 、 R_{10} ）で最適の大きさに設定される。MOS トランジスタ Q_{20} 、 Q_{21} 、 Q_{22} は、直流電流を流さないモードで動作させているので、ゲインコントロール回路 6 は電源電圧の影響を受けない特性となっている。

【0031】

ミキサ 7 は、発振器 10 の発振周波数信号により、ゲインコントロール回路 6 を通過してきた信号 45 を、例えば 2.4 GHz、または 1.2 GHz のマイクロ波信号に変換する。図 5 のミキサ 7 の回路は、ギルバートタイプで、抵抗 R_{11} および抵抗 R_{12} により、MOS トランジスタ Q_{23} 、 Q_{24} 、 Q_{25} 、 Q_{26} のドレイン端子とソース端子とを直流的にショートしている。また、MOS トランジスタ Q_{23} 、 Q_{24} 、 Q_{25} 、 Q_{26} のソース端子およびドレイン端子には、抵抗 R_{13} 、 R_{14} を介して、例えば $1/5 \times V_{dd}$ から $1/2 \times V_{dd}$ のバイアス電圧がバイアス電圧印加端子 31 から印加されている。発振器 10 からの発振周波数信号は、端子 29、30 に入力され、これにより、ギルバートセルを構成する MOS トランジスタ Q_{23} 、 Q_{24} 、 Q_{25} 、 Q_{26} のゲート端子に、ほぼ 0 - V_{dd} の振幅の信号が印加されている。なお、発振器 10 の出力信号は、NMOS と PMOS で構成されるインバータタイプのアンプから出力されたものである。コン

40

50

デンサC1, C2, C3, C4は直流のデカップリング用である。

【0032】

MOSトランジスタQ23, Q24, Q25, Q26は、ソースに対してゲートの電圧が高い場合、ON状態（ドレイン－ソース間のインピーダンスが低い状態）に、また、ソースに対して、0Vおよび負電圧の場合、OFF状態（ドレイン－ソース間のインピーダンスが高い状態）の特性を示す。抵抗13、14を介して印加する電圧は、MOSトランジスタQ23, Q24, Q25, Q26のOFF状態を、より完全にするためのバイアス電圧である。したがって、発振器10からの信号で、端子29に印加される信号状態がV_{dd}のレベル、端子30に印加される信号状態が0Vの場合、MOSトランジスタQ23とMOSトランジスタQ26とがON状態、MOSトランジスタQ24とMOSトランジスタQ25とがOFF状態となる。また、発振器10からの信号で、端子29に印加される信号状態が0Vのレベル、端子30に印加される信号状態がV_{dd}のレベルの場合、MOSトランジスタQ23とMOSトランジスタQ26とがOFF状態、MOSトランジスタQ24とMOSトランジスタQ25とがON状態となる。

10

【0033】

このようにして、端子25と端子26に印加されたベースバンド信号は、ダブルバランスミキサ動作で、端子27と端子28から、図9に示したようなスペクトラムの無線周波のバランス信号48に変換されて出力される。このようなミキサは、直流電流が流れていないことから、パッシブ型ミキサと呼ばれている。パッシブ型ミキサは、電源電圧に依存しない。したがって、ミキサ7を通過する信号は電源電圧の変動の影響を受けない。

20

【0034】

ミキサ7からの無線周波のバランス信号48は、パワーアンプ8で電力増幅される。その後さらに、バンドパスフィルタ9で帯域外の不要信号が抑圧され、送信信号として送信アンテナ11に送出される。図6の回路は、パワーアンプ8およびバンドパスフィルタ9の機能を実現している。図6の回路において、入力信号48は端子32、33に入力され、バランス入力－アンバランス出力のアンプ35を介し、MOSトランジスタQ27に入力され、MOSトランジスタQ27で増幅される。MOSトランジスタQ27のドレインのインダクタンスL1、およびドレインの寄生容量C7により、同調型バンドパスフィルタを形成し、信号の不要成分を減衰させる。増幅された信号は、コンデンサC5を介して送信アンテナ11に供給される。電流源37、MOSトランジスタ28、および抵抗R15は、MOSトランジスタQ27のバイアスを与える。

30

【0035】

以上説明したように、本実施の形態に係る無線送信機によれば、カプセル型内視鏡の無線送信部1として、電源電圧の変動に影響せず、消費電力が少なく、超小型で、かつ、有害物質が含まれないものを実現することが可能となる。

【0036】

なお、本発明は、上記実施の形態に限定されず、種々の変形実施が可能である。

例えば、上記実施の形態では、CCD2により撮影された画像情報を生体情報とする信号として無線送信部1に入力するようにしたが、画像情報以外の何らかの生体情報を入力するようにしたものであっても良い。

40

【図面の簡単な説明】

【0037】

【図1】本発明の一実施の形態に係る無線送信機を、カプセル型内視鏡の無線送信部に適用した一構成例を示すブロック図である。

【図2】図1におけるコンパレータの具体的な構成例を示す回路図である。

【図3】図1におけるローパスフィルタの具体的な構成例を示す回路図である。

【図4】図1におけるゲインコントロール回路の具体的な構成例を示す回路図である。

【図5】図1におけるミキサの具体的な構成例を示す回路図である。

【図6】図1におけるパワーアンプおよびバンドパスフィルタの具体的な構成例を示す回路図である。

50

【図 7】図 1 における各部の信号波形を示す波形図である。

【図 8】図 1 におけるコンパレータの出力部のスペクトラムを示す波形図である。

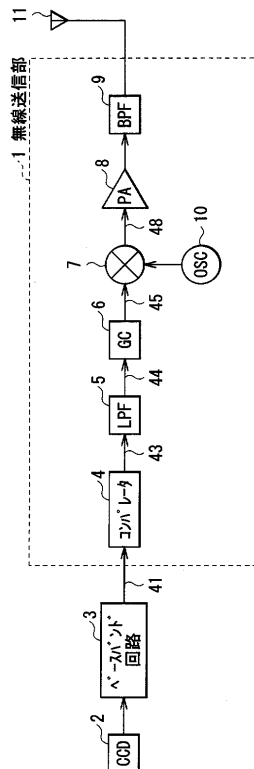
【図 9】図 1 におけるミキサの出力部のスペクトラムを示す波形図である。

【符号の説明】

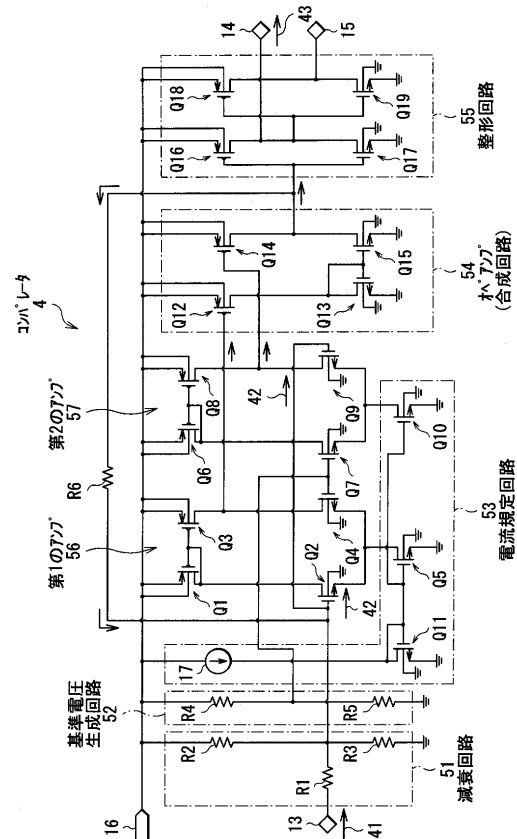
【 0 0 3 8 】

1 ... 無線送信部、2 ... C C D、3 ... ベースバンド回路、4 ... コンパレータ、5 ... ローパスフィルタ、6 ... ゲインコントロール回路、7 ... ミキサ、8 ... パワーアンプ、9 ... バンドパスフィルタ、10 ... 発振器、11 ... 送信アンテナ。

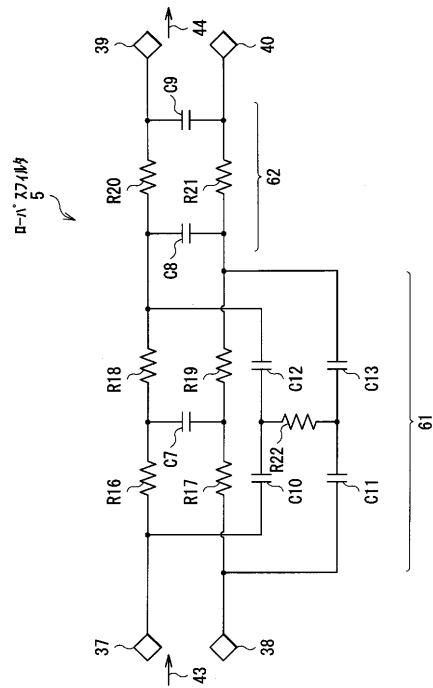
【 図 1 】



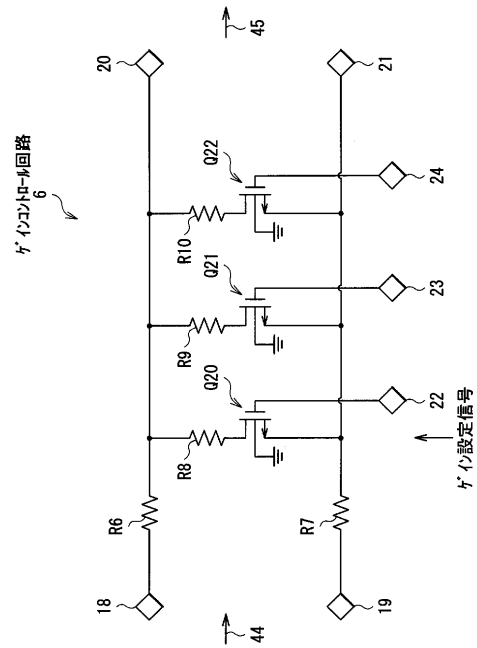
【 図 2 】



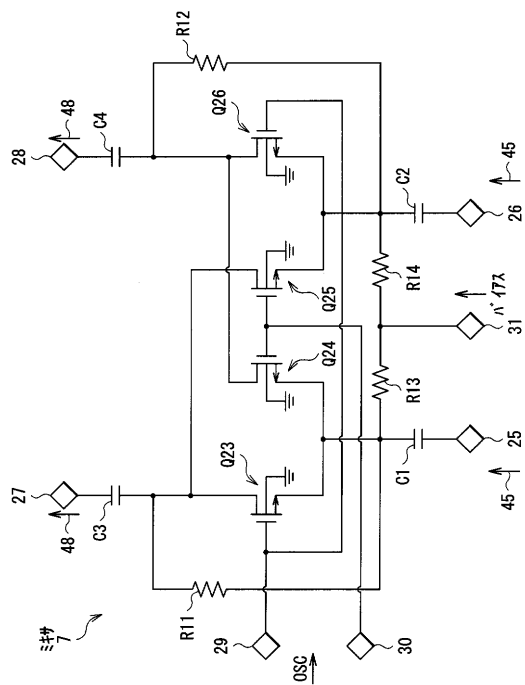
【図 3】



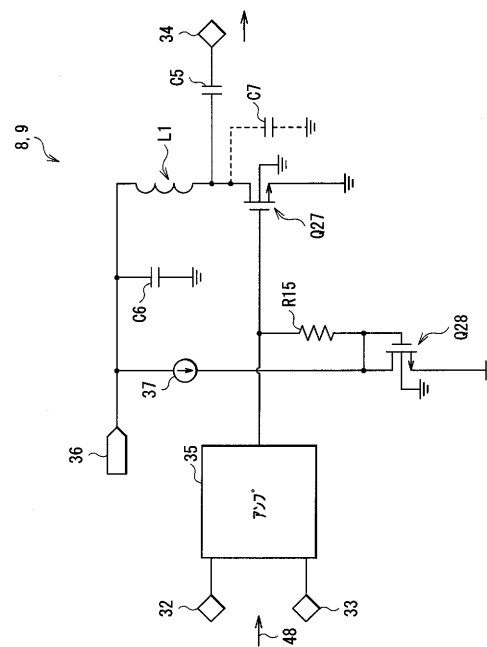
【図 4】



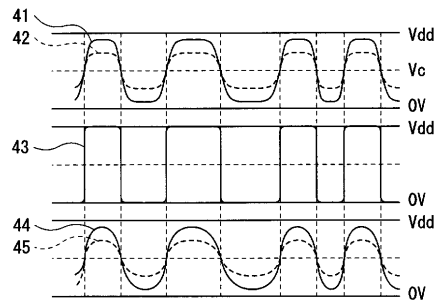
【図 5】



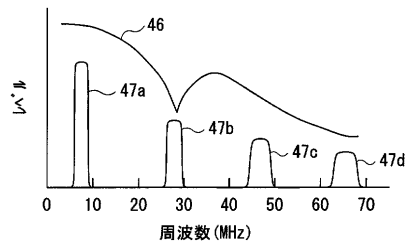
【図 6】



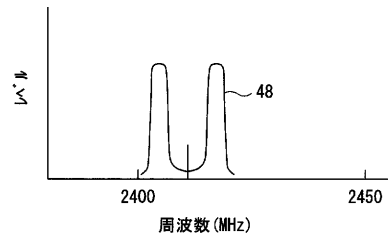
【図 7】



【図 8】



【図 9】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開 2 0 0 1 - 2 4 5 8 4 4 (J P , A)
特開 2 0 0 0 - 2 1 0 2 5 1 (J P , A)
特開 2 0 0 0 - 1 8 3 7 6 4 (J P , A)
特開 2 0 0 7 - 0 4 3 4 5 5 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

A 6 1 B	1 / 0 0
H 0 4 B	1 / 0 4

专利名称(译)	无线送信机		
公开(公告)号	JP5006066B2	公开(公告)日	2012-08-22
申请号	JP2007037893	申请日	2007-02-19
[标]申请(专利权)人(译)	伯爵°F芯片技术		
申请(专利权)人(译)	Aruefu芯片科技有限公司		
当前申请(专利权)人(译)	Aruefu芯片科技有限公司		
[标]发明人	五十嵐貞男		
发明人	五十嵐 貞男		
IPC分类号	A61B1/00 H04B1/04		
FI分类号	A61B1/00.320.B H04B1/04.A A61B1/00.C A61B1/00.610 A61B1/00.682		
F-TERM分类号	4C061/CC06 4C061/DD10 4C061/JJ19 4C061/LL02 4C061/NN03 4C061/QQ06 4C061/UU06 4C161/CC06 4C161/DD07 4C161/DD10 4C161/FF14 4C161/JJ19 4C161/LL02 4C161/NN03 4C161/QQ06 4C161/UU06 5K060/BB00 5K060/CC05 5K060/DD09 5K060/HH06 5K060/HH11 5K060/HH14 5K060/HH22 5K060/JJ04 5K060/JJ08 5K060/KK02		
其他公开文献	JP2008200188A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：提供一种微电子无线电发射机，它具有抗电源电压波动的能力，耗电量低，适用于胶囊型内窥镜。解决方案：该无线电发射器包括：比较器4，在规定的电源电压范围内工作，将输入信号41整形为矩形波状平衡信号并输出它们；低通滤波器5，用于衰减来自比较器的输出信号43中包含的多于三次和更高次谐波的分量，并输出正弦平衡信号；混频电路7，包括使用CMOS开关机构的电路，不通过直流电，将正弦平衡信号与振荡频率信号混合，并输出射频的平衡信号；功率放大器8，用于将来自混频电路7的射频平衡信号转换成不平衡信号并放大它们；用于从功率放大器8的输出信号中去除不必要频带中的信号的带通滤波器9。各个部分在不包含有机物质的CMOS工艺中形成。Z

【图2】

