

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号  
特開2010-4463  
(P2010-4463A)

(43) 公開日 平成22年1月7日(2010.1.7)

(51) Int.Cl.			F I			テーマコード (参考)
H03D	7/00	(2006.01)	H03D	7/00	Z	5J500
H03F	1/26	(2006.01)	H03F	1/26		5K004
H04L	27/20	(2006.01)	H04L	27/20	Z	5K060
H04B	1/04	(2006.01)	H04B	1/04	F	
			H04B	1/04	R	
審査請求 未請求						請求項の数 5 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2008-163383 (P2008-163383)	(71) 出願人	000003078
(22) 出願日	平成20年6月23日 (2008. 6. 23)		株式会社東芝
			東京都港区芝浦一丁目1番1号
		(74) 代理人	100075812
			弁理士 吉武 賢次
		(74) 代理人	100082991
			弁理士 佐藤 泰和
		(74) 代理人	100096921
			弁理士 吉元 弘
		(74) 代理人	100103263
			弁理士 川崎 康
		(74) 代理人	100137523
			弁理士 出口 智也
		最終頁に続く	

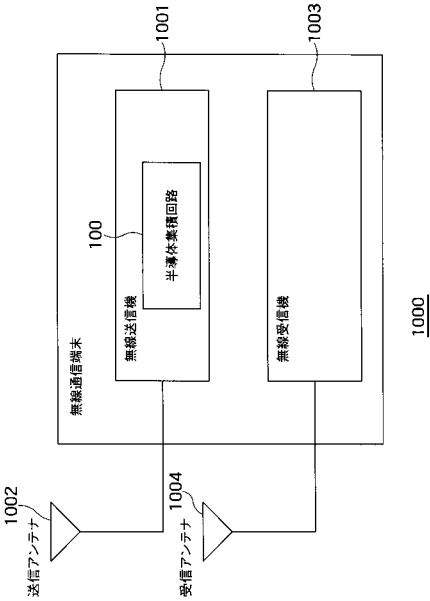
(54) 【発明の名称】 半導体集積回路および無線通信端末

(57) 【要約】

【課題】回路面積を削減しつつ、スプリアスの低減を図ることが可能な半導体集積回路を提供する。

【解決手段】半導体集積回路は、第1の入力端子を介してベースバンド信号が入力され、この入力されたベースバンド信号を増幅した信号を出力する第1のアンプ回路と、第2の入力端子を介して局部発振信号が入力され、この入力された局部発振信号の周波数を2倍にした逡倍信号を出力する2逡倍回路と、逡倍信号と第1のアンプ回路が出力した信号とを加算し、得られた加算信号を出力する加算器と、加算信号が入力され、この入力された加算信号を増幅した信号を出力する第2のアンプ回路と、第2のアンプ回路が出力した信号と第2の入力端子を介して入力された局部発振信号とを乗算し得られた信号を変調信号として出力端子に出力するミキサと、を備える。

【選択図】 図4



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

ベースバンド信号が入力される第 1 の入力端子と、  
局部発振信号が入力される第 2 の入力端子と、  
変調信号を出力するための出力端子と、  
前記第 1 の入力端子を介して前記ベースバンド信号が入力され、この入力された前記ベースバンド信号を増幅した信号を出力する第 1 のアンプ回路と、  
前記第 2 の入力端子を介して前記局部発振信号が入力され、この入力された前記局部発振信号の周波数を 2 倍にした通倍信号を出力する 2 通倍回路と、  
前記通倍信号と前記第 1 のアンプ回路が出力した信号とを加算し、得られた加算信号を出力する加算器と、  
前記加算信号が入力され、この入力された加算信号を増幅した信号を出力する第 2 のアンプ回路と、  
前記第 2 のアンプ回路が出力した信号と前記第 2 の入力端子を介して入力された前記局部発振信号とを乗算し得られた信号を前記変調信号として前記出力端子に出力するミキサと、を備える  
ことを特徴とする半導体集積回路。

## 【請求項 2】

ベースバンド信号が入力される第 1 の入力端子と、  
局部発振信号が入力される第 2 の入力端子と、  
変調信号を出力するための出力端子と、  
前記第 1 の入力端子を介して前記ベースバンド信号が入力され、この入力された前記ベースバンド信号を増幅した信号を出力する第 1 のアンプ回路と、  
前記第 2 の入力端子を介して前記局部発振信号が入力され、この入力された前記局部発振信号の周波数を 2 倍にした通倍信号を出力する 2 通倍回路と、  
前記通倍信号が入力され、この入力された前記通倍信号を増幅した信号を出力し、その利得が可変である可変利得アンプ回路と、  
前記第 1 のアンプ回路が出力した信号と前記可変利得アンプ回路が出力した信号を加算し、得られた加算信号を出力する加算器と、  
前記加算信号が入力され、この入力された加算信号を増幅した信号を出力する第 2 のアンプ回路と、  
前記第 2 のアンプ回路が出力した信号と前記第 2 の入力端子を介して入力された前記局部発振信号とを乗算し得られた信号を前記変調信号として前記出力端子に出力するミキサと、を備える  
ことを特徴とする半導体集積回路。

## 【請求項 3】

前記変調信号に含まれ 3 次歪により発生した信号の振幅を検知し、その振幅に応じて、前記可変利得アンプ回路の利得を制御する制御回路をさらに備える  
ことを特徴とする請求項 2 に記載の半導体集積回路。

## 【請求項 4】

前記制御回路は、前記変調信号に含まれる所望波の振幅を検知し、その振幅に応じて、前記第 1 のアンプ回路の利得、または、前記第 2 のアンプ回路の利得を制御する  
ことを特徴とする請求項 3 に記載の半導体集積回路。

## 【請求項 5】

無線送信アンテナを有する無線送信機と、  
無線受信アンテナを有する無線受信機と、を備え、  
前記無線送信機は、  
ベースバンド信号が入力される第 1 の入力端子と、  
局部発振信号が入力される第 2 の入力端子と、  
変調信号を出力するための出力端子と、

前記第 1 の入力端子を介して前記ベースバンド信号が入力され、この入力された前記ベースバンド信号を増幅した信号を出力する第 1 のアンプ回路と、

前記第 2 の入力端子を介して前記局部発振信号が入力され、この入力された前記局部発振信号の周波数を 2 倍にした通倍信号を出力する 2 通倍回路と、

前記通倍信号と前記第 1 のアンプ回路が出力した信号とを加算し、得られた加算信号を出力する加算器と、

前記加算信号が入力され、この入力された加算信号を増幅した信号を出力する第 2 のアンプ回路と、

前記第 2 のアンプ回路が出力した信号と前記第 2 の入力端子を介して入力された前記局部発振信号とを乗算し得られた信号を前記変調信号として前記出力端子に出力するミキサと、を有する

10

ことを特徴とする無線通信端末。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、ミキサを備えた半導体集積回路、および、この半導体集積回路を備えた無線通信端末に関する。

【背景技術】

【0002】

GSM (Global System For Mobile Communications) 送信機や WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) 送信機では、非常にレベルの低い受信帯域雑音の仕様が満たし、かつ、低歪みを達成して送信スペクトラムを規定スペクトルマスク内に入れなければならない。

20

【0003】

そこで、従来、一般的に、送信スペクトラムが規定スペクトルマスク内に入るように送信機を設計する。さらに、送信機出力に SAW (Surface Acoustic Wave) フィルタ等を挿入して受信帯域雑音レベルを落とす。これにより、上記要求に対応している。

【0004】

30

しかし、将来的に、送信機では、競争力強化を目的とした実装面積・コスト削減のために、チップ外部品、特に、SAW フィルタを削減することが主流となってくる。

【0005】

つまり、今後は、これまで以上に、厳しい受信帯域雑音の仕様が適用されることになる。現に、学会発表等では、SAW フィルタを削減することを目的とした WCDMA 送信機に関する報告が成され始めている（例えば、非特許文献 1 参照）。

【0006】

送信機の受信帯域雑音を低減するためには、送信機の利得を上げて対応するのが一般的である。

【0007】

40

しかし、利得を上げると、送信機で発生するスプリアスが大きくなる。これにより、送信スペクトラムが規定スペクトルマスク内に入らなくなってしまう。

【0008】

つまり、雑音と歪みとがトレードオフの関係になり、低雑音・低歪みの両者を同時に実現することは難しい。

【非特許文献 1】A. Mirzaei, H. Darabi, "A Low-Power WCDMA Transmitter with an Integrated Notch Filter," ISSCC Dig. Tech. Papers, session.10.7, 2008

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

50

本発明は、回路面積を削減しつつ、スプリアスの低減を図ることが可能な半導体集積回路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】

【0010】

本発明の一態様に係る実施例に従った半導体集積回路は、  
ベースバンド信号が入力される第1の入力端子と、  
局部発振信号が入力される第2の入力端子と、  
変調信号を出力するための出力端子と、  
前記第1の入力端子を介して前記ベースバンド信号が入力され、この入力された前記ベースバンド信号を増幅した信号を出力する第1のアンプ回路と、  
前記第2の入力端子を介して前記局部発振信号が入力され、この入力された前記局部発振信号の周波数を2倍にした通倍信号を出力する2通倍回路と、  
前記通倍信号と前記第1のアンプ回路が出力した信号とを加算し、得られた加算信号を出力する加算器と、  
前記加算信号が入力され、この入力された加算信号を増幅した信号を出力する第2のアンプ回路と、  
前記第2のアンプ回路が出力した信号と前記第2の入力端子を介して入力された前記局部発振信号とを乗算し得られた信号を前記変調信号として前記出力端子に出力するミキサと、を備えることを特徴とする。

【0011】

本発明の他の態様に係る実施例に従った半導体集積回路は、  
ベースバンド信号が入力される第1の入力端子と、  
局部発振信号が入力される第2の入力端子と、  
変調信号を出力するための出力端子と、  
前記第1の入力端子を介して前記ベースバンド信号が入力され、この入力された前記ベースバンド信号を増幅した信号を出力する第1のアンプ回路と、  
前記第2の入力端子を介して前記局部発振信号が入力され、この入力された前記局部発振信号の周波数を2倍にした通倍信号を出力する2通倍回路と、  
前記通倍信号が入力され、この入力された前記通倍信号を増幅した信号を出力し、その利得が可変である可変利得アンプ回路と、  
前記第1のアンプ回路が出力した信号と前記可変利得アンプ回路が出力した信号を加算し、得られた加算信号を出力する加算器と、  
前記加算信号が入力され、この入力された加算信号を増幅した信号を出力する第2のアンプ回路と、  
前記第2のアンプ回路が出力した信号と前記第2の入力端子を介して入力された前記局部発振信号とを乗算し得られた信号を前記変調信号として前記出力端子に出力するミキサと、を備えることを特徴とする。

【0012】

本発明の一態様に係る実施例に従った無線通信端末は、  
無線送信アンテナを有する無線送信機と、  
無線受信アンテナを有する無線受信機と、を備え、  
前記無線送信機は、  
ベースバンド信号が入力される第1の入力端子と、  
局部発振信号が入力される第2の入力端子と、  
変調信号を出力するための出力端子と、  
前記第1の入力端子を介して前記ベースバンド信号が入力され、この入力された前記ベースバンド信号を増幅した信号を出力する第1のアンプ回路と、  
前記第2の入力端子を介して前記局部発振信号が入力され、この入力された前記局部発振信号の周波数を2倍にした通倍信号を出力する2通倍回路と、  
前記通倍信号と前記第1のアンプ回路が出力した信号とを加算し、得られた加算信号を

出力する加算器と、

前記加算信号が入力され、この入力された加算信号を増幅した信号を出力する第2のアンプ回路と、

前記第2のアンプ回路が出力した信号と前記第2の入力端子を介して入力された前記局部発振信号とを乗算し得られた信号を前記変調信号として前記出力端子に出力するミキサと、を有することを特徴とする。

【発明の効果】

【0013】

本発明の半導体集積回路によれば、回路面積を削減しつつ、スプリアスの低減を図ることができる。

10

【発明を実施するための最良の形態】

【0014】

(比較例)

無線送信機で、特に問題となる不要スプリアスは、直行変調器(ミキサ回路)で発生する歪みに起因している。

【0015】

図1は、比較例の直行変調器の構成の一例を示す図である。

【0016】

図1に示すように、比較例の直行変調器100aは、BB(Base Band: ベースバンド)信号BB\_Ich(同相成分)、BB\_Qch(直交成分)が入力される入力端子1a、1bと、LO(Local Oscillation: 局部発振)信号LO\_Ich(同相成分)、LO\_Qch(直交成分)が入力される入力端子2a、2bと、変調信号を出力するための出力端子3aと、を備える。

20

【0017】

さらに、直行変調器100aは、入力端子1aを介してベースバンド信号BB\_Ichが入力され、このベースバンド信号BB\_Ichを増幅した信号を出力するアンプ回路4aと、入力端子1bを介してベースバンド信号BB\_Qchが入力され、このベースバンド信号BB\_Qchを増幅した信号を出力するアンプ回路4bと、を備える。

【0018】

さらに、直行変調器100aは、アンプ回路4aが出力した信号と入力端子2aを介して入力された局部発振信号とを乗算し得られた信号を出力するミキサ5aと、アンプ回路4bが出力した信号と入力端子2bを介して入力された局部発振信号とを乗算し得られた信号を出力するミキサ5bと、アンプ回路4aが出力した信号とアンプ回路4bが出力した信号とを演算し、得られた信号を出力する加算器6aと、を備える。

30

【0019】

ここで、図2は、図1に示す直交変調器100aから出力される信号の一例を示す図である。

【0020】

以下、図2に示すように、BB信号の周波数は $f_{BB}$ 、LO信号の周波数は $f_0$ として議論を進める。

40

【0021】

図2において、周波数 $f_0 + f_{BB}$ の信号は所望波であり、周波数 $f_0$ の信号はキャリアリーク、周波数 $f_0 - f_{BB}$ の信号はイメージリークである。また、周波数 $f_0 - 2f_{BB}$ の信号は、ベースバンドアンプの2次歪みにより発生した成分がLO信号でアップコンバージョンされたスプリアスである。また、周波数 $f_0 - 3f_{BB}$ の信号は、ベースバンドアンプの3次歪みにより発生した成分がLO信号でアップコンバージョンされたスプリアスである。

【0022】

ここで、従来、キャリアリークやイメージリークを小さくする方法は、種々提案されており、問題とならない場合が多い。また、周波数 $f_0 - 2f_{BB}$ のスプリアスは、ベース

50

バンドアンプの２次歪みが良好（差動構成）であれば、非常に小さくなる。このため、この周波数  $f_0 - 2f_{BB}$  のスプリアスについても問題とならない場合が多い。

【００２３】

しかし、周波数  $f_0 - 3f_{BB}$  のスプリアスは、ベースバンドアンプの３次歪みに起因しており、前述の雑音と歪みのトレードオフの関係に陥っている。このため、容易にはこの周波数  $f_0 - 3f_{BB}$  のスプリアスを小さくすることはできない。

【００２４】

そこで、前述の雑音と歪みのトレードオフの関係から脱却するために、ミキサ回路（直交変調器）での歪みキャンセル・低減手法が提案されている。

【００２５】

以下では、簡単のため、 $I_{ch} \cdot Q_{ch}$ （同相成分・直交成分）を備える直交変調器ではなく、 $I_{ch}$ または $Q_{ch}$ の片方のみのミキサに対して議論を進める。なお、 $I_{ch} \cdot Q_{ch}$ （同相成分・直交成分）の関係を適切に選択すれば、簡単に直交変調器に帰着可能である。

【００２６】

ここで、図３は、歪みキャンセルする比較例のミキサ回路を示す図である。

【００２７】

図３に示すように、ミキサ回路１００ａ１は、入力端子１ａ、２ａと、出力端子３ａ１と、メインアンプ回路４ａ１と、サブアンプ回路４ａ２と、メインミキサ５ａ１と、サブミキサ５ａ２と、加算器６ａ１と、を備える。

【００２８】

すなわち、ミキサ回路１００ａ１は、図１に示したような一般的なミキサ回路の経路であるメインアンプ・メインミキサ経路と歪みキャンセルをするためのサブアンプ・サブミキサ経路から成る。

【００２９】

ここで、サブアンプ回路４ａ２の利得は、メインアンプ回路４ａ１に比べて小さい。しかし、サブアンプ回路４ａ２で発生する３次歪みのレベルは、メインアンプ回路４ａ１と同等であることが重要である。

【００３０】

つまり、メインアンプ回路４ａ１で発生した３次歪みに起因する周波数  $f_0 - 3f_{BB}$  のスプリアスとサブアンプ回路４ａ２で発生した３次歪みに起因する周波数  $f_0 - 3f_{BB}$  のスプリアスを逆位相で足し合わせる。これにより、最終的にミキサ回路１００ａ１から出力される周波数  $f_0 - 3f_{BB}$  のスプリアスをキャンセル・低減することができる。

【００３１】

しかし、この図３に示すミキサ回路１００ａ１の場合、所望波成分も同時に足し合わされる。このため、サブアンプ・サブミキサ経路で生じる所望波レベルの分だけ、所望波のレベルも変化してしまう。

【００３２】

さらに、サブアンプ回路４ａ２を使用しているため雑音特性も劣化する。すなわち、雑音と歪みのトレードオフの関係が依然として存在する。このように、上記比較例によっても低雑音・低歪みの両者を同時に実現することは難しい。

【００３３】

そこで、本発明に係る実施形態では、周波数  $f_0 - 3f_{BB}$  のスプリアスをキャンセルする新たな手法を提案する。

【００３４】

以下、本発明に係る各実施例について図面に基づいて説明する。

【実施例１】

【００３５】

図４は、本発明の一態様である実施例１に係る無線通信端末１０００の要部の構成を示す図である。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 3 6 】

図 4 に示すように、無線通信端末 1 0 0 0 は、無線送信機 1 0 0 1 と、無線受信機 1 0 0 3 と、を備える。この無線通信端末 1 0 0 0 は、例えば、携帯電話、PDA (Personal Data Assistant) 等である。

## 【 0 0 3 7 】

無線受信機 1 0 0 3 は、受信アンテナ 1 0 0 4 により信号を受信し、この信号を信号処理し、内部回路 (図示せず) に出力するようになっている。

## 【 0 0 3 8 】

無線送信機 1 0 0 は、該内部回路から出力された信号に応じた BB (ベースバンド) 信号と LO (局部発振) 信号とを混合し、変調信号 (所望波) を出力する半導体集積回路 1 0 0 を有する。この変調信号に応じた信号は、送信アンテナ 1 0 0 2 から送信されるようになっている。

## 【 0 0 3 9 】

図 5 は、図 4 に示す半導体集積回路 1 0 0 の要部の構成を示す図である。

## 【 0 0 4 0 】

図 5 に示すように、半導体集積回路 1 0 0 は、第 1 の入力端子 1 と、第 2 の入力端子 2 と、出力端子 3 と、第 1 のアンプ回路 4 と、2 通倍回路 5 と、加算器 6 と、第 2 のアンプ回路 7 と、ミキサ 8 と、を備える。

## 【 0 0 4 1 】

なお、第 1 のアンプ回路 4、加算器 6、および第 2 のアンプ回路 7 により、アンプ装置 9 が構成される。

## 【 0 0 4 2 】

第 1 の入力端子 1 は、BB (ベースバンド) 信号が入力されるようになっている。

## 【 0 0 4 3 】

第 2 の入力端子 2 は、LO (局部発振) 信号が入力されるようになっている。

## 【 0 0 4 4 】

出力端子 3 は、変調信号が出力されるようになっている。

## 【 0 0 4 5 】

第 1 のアンプ回路 4 は、第 1 の入力端子 1 を介してベースバンド信号が入力され、この入力されたベースバンド信号を増幅した信号を出力するようになっている。

## 【 0 0 4 6 】

2 通倍回路 5 は、第 2 の入力端子 1 を介して局部発振信号が入力され、この入力された局部発振信号の周波数を 2 倍にした通倍信号を出力するようになっている。なお、本実施例 1 では、2 通倍回路 5 により信号レベルが A 倍に増幅されるものとする。

## 【 0 0 4 7 】

加算器 6 は、通倍信号と第 1 のアンプ回路 4 が出力した信号とを加算し、得られた加算信号を出力するようになっている。

## 【 0 0 4 8 】

第 2 のアンプ回路 7 は、加算信号が入力され、この入力された加算信号を増幅した信号を出力するようになっている。

## 【 0 0 4 9 】

ミキサ 8 は、第 2 のアンプ回路 7 が出力した信号と、第 2 の入力端子 2 を介して入力された局部発振信号と、を乗算し得られた信号を変調信号として出力端子 3 に出力するようになっている。

## 【 0 0 5 0 】

以上のように、半導体集積回路 1 0 0 の信号経路は、アンプ、ミキサから構成されている。

## 【 0 0 5 1 】

以上のような構成を有する半導体集積回路 1 0 0 は、後述のように、周波数  $f_0 - 3f_{BB}$  のスプリアスのキャンセルが可能である。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 5 2 】

このため、本実施例 1 に係る半導体集積回路 1 0 0 によれば、図 3 に示す比較例のミキサ回路のように信号レベルが変化し、また、雑音特性が劣化しない特性を有する。

## 【 0 0 5 3 】

以下では、これら特性を示すために、一例として、アンプ ( 3 次歪みまでを考慮 ) や入力信号を定式化して議論を進める。

## 【 0 0 5 4 】

第 1 のアンプ回路 4 の伝達関数  $Amp1(x)$  は、第 1 のアンプ回路 4 において 2 次歪みが発生しないものとする、式 ( 1 ) のように近似されて表される。なお、式 ( 1 ) において、 $\alpha_3$  は、実数である。

10

## 【 数 1 】

$$Amp1(x) = x + \alpha_3 x^3 \cdots (1)$$

## 【 0 0 5 5 】

また、第 2 のアンプ回路 7 の伝達関数  $Amp2(x)$  は、第 2 のアンプ回路 7 において 2 次歪みが発生しないものとする、式 ( 2 ) のように近似されて表される。なお、式 ( 2 ) において、 $\beta_3$  は、実数である。

## 【 数 2 】

20

$$Amp2(x) = x + \beta_3 x^3 \cdots (2)$$

## 【 0 0 5 6 】

また、BB 信号  $BB(t)$  は、例えば、式 ( 3 ) のように表される。

## 【 数 3 】

$$BB(t) = \cos(\theta(t)) \cdots (3)$$

## 【 0 0 5 7 】

また、LO 信号  $LO(t)$  は、例えば、式 ( 4 ) のように表される。なお、式 ( 4 ) において、 $\omega_0$  は、LO 信号  $LO(t)$  の角速度である。

30

## 【 数 4 】

$$LO(t) = \sin(\omega_0 t) \cdots (4)$$

## 【 0 0 5 8 】

したがって、2 通倍回路 5 の通倍信号  $LO2(t)$  は、式 ( 5 ) のように表される。なお、式 ( 5 ) において、 $A$  は、既述のように、実施例 1 では、2 通倍回路 5 の利得である。この利得  $A$  は、実数である。

## 【 数 5 】

$$LO2(t) = -A \cos(2\omega_0 t) \cdots (5)$$

40

## 【 0 0 5 9 】

なお、 $Amp1(x) + Amp2(x)$  の伝達関数は、図 1 に示すような通常のミキサ回路のアンプの伝達関数と同等になっているとし、すべて差動回路構成を想定して 2 次歪みは発生しないものとする。

## 【 0 0 6 0 】

このとき、ミキサ 8 の出力信号  $Out(t)$  は、例えば、式 ( 6 ) のように表される。

## 【 数 6 】

$$Out(t) = LO(t) \times Amp2(Amp1(BB(t)) + LO2(t)) \cdots (6)$$

50

## 【 0 0 6 1 】

ここで、式 ( 6 ) に式 ( 1 ) から ( 5 ) を適用して展開する。そして、着目している所望波 (  $f_0 + f_{BB}$  ) 成分 C 1、周波数  $f_0 - 3 f_{BB}$  成分 C 2 を展開した式 ( 6 ) から抽出する。この所望波 (  $f_0 + f_{BB}$  ) 成分 C 1 は、式 ( 7 ) のように表され、周波数  $f_0 - 3 f_{BB}$  成分 C 2 は、式 ( 8 ) のように表される。

## 【 数 7 】

$$C1 = \frac{1}{2} + \frac{3\alpha_3}{8} + \frac{3\beta_3}{8} + \frac{15\alpha_3\beta_3}{16} + \frac{105\alpha_3^2\beta_3}{128} + \frac{63\alpha_3^3\beta_3}{256} + \frac{3\beta_3A^2}{4} + \frac{9\alpha_3\beta_3A^2}{16} \dots (7)$$

10

$$C2 = \frac{\alpha_3}{8} + \frac{\beta_3}{8} + \frac{15\alpha_3\beta_3}{32} + \frac{63\alpha_3^2\beta_3}{128} + \frac{21\alpha_3^3\beta_3}{128} + \frac{3\alpha_3\beta_3A^2}{16} \dots (8)$$

## 【 0 0 6 2 】

そして、周波数  $f_0 - 3 f_{BB}$  成分 C 2 = 0 とすると、 $A^2$  は、式 ( 9 ) のように表される。すなわち、式 ( 9 ) の条件が満たされるとき周波数  $f_0 - 3 f_{BB}$  のスプリアスのキャンセルが可能であることがわかる。

## 【 数 8 】

$$A^2 = \frac{-2}{3} \left( \frac{1}{\alpha_3} + \frac{1}{\beta_3} \right) - \frac{7\alpha_3}{8} (\alpha_3 + 3) - \frac{5}{2} \dots (9)$$

20

## 【 0 0 6 3 】

ただし、利得 A は実数であるので、 $A^2 > 0$  の条件を満たすように、 $\alpha_3$ 、 $\beta_3$  が設定される必要がある。この条件を満たす場合、式 ( 9 ) を式 ( 7 ) に代入すると、所望波成分 C 1 は、式 ( 10 ) のように表される。

## 【 数 9 】

$$C1 = -\frac{\beta_3}{2\alpha_3} - \frac{15\beta_3}{8} - \frac{39\alpha_3\beta_3}{16} - \frac{21\alpha_3^2\beta_3}{16} - \frac{63\alpha_3^3\beta_3}{256} \dots (10)$$

30

## 【 0 0 6 4 】

ここで、一例として、 $\alpha_3$ 、 $\beta_3$  に具体的に数値を入れて考える。

## 【 0 0 6 5 】

例えば、 $\alpha_3 = -0.02$ 、 $\beta_3 = -0.02$  の場合、まず、周波数  $f_0 - 3 f_{BB}$  のスプリアスをキャンセルしない場合 ( 利得  $A=0$  ) の所望波 (  $f_0 + f_{BB}$  )、周波数  $f_0 - 3 f_{BB}$  成分を計算すると、以下ようになる。

所望波 ( $f_0 + f_{BB}$ ) 成分 C 1 ( キャンセル無し ) :	- 6 . 2 8 [dB]	40
周波数 $f_0 - 3 f_{BB}$ 成分 C 2 ( キャンセル無し ) :	- 4 0 . 0 7 [dBc]	

## 【 0 0 6 6 】

一方、周波数  $f_0 - 3 f_{BB}$  のスプリアスをキャンセルするために、利得  $A=8.12$  とした場合には、以下ようになる。

所望波 ( $f_0 + f_{BB}$ ) 成分 C 1 ( キャンセル有り ) :	- 6 . 2 2 [dB]
周波数 $f_0 - 3 f_{BB}$ 成分 ( キャンセル有り ) :	- 7 1 . 5 9 [dBc]

## 【 0 0 6 7 】

したがって、本実施例 1 に係る半導体集積回路 100 によれば、2 通倍回路 5 の利得 A を上述のように設定することにより、所望波 (  $f_0 + f_{BB}$  ) 成分 C 1 には影響を与えず

50

に、周波数  $f_0 - 3f_{BB}$  のスプリアスを 30 dB 程度低減可能である。

【0068】

また、半導体集積回路 100 は、SAW フィルタを適用していないため、回路面積を削減することができる。

【0069】

以上のように、本実施例に係る半導体集積回路によれば、回路面積を削減しつつ、スプリアスの低減を図ることができる。

【実施例 2】

【0070】

実施例 1 では、回路面積を削減しつつ、スプリアスを低減可能な半導体集積回路の構成の一例について述べた。

【0071】

本実施例 2 では、特に、半導体集積回路において、利得 A を調整するための構成の一例について述べる。なお、本実施例 2 に係る半導体集積回路 200 も、実施例 1 に係る半導体集積回路 100 と同様に、無線通信端末 1000 の無線送信機 1001 に適用される。

【0072】

図 6 は、本発明の一態様である実施例 2 に係る半導体集積回路 200 の要部の構成を示す図である。なお、図 6 において、図 5 と同じ符号を付された構成は、実施例 1 と同様の構成を示す。

【0073】

図 6 に示すように、半導体集積回路 200 は、実施例 1 の半導体集積回路 100 と比較して、可変利得アンプ回路 10、をさらに備える。なお、半導体集積回路 200 のその他の構成は、実施例 1 の半導体集積回路 100 と同様である。

【0074】

実施例 1 と同様に、第 1 のアンプ回路 4 は、第 1 の入力端子 1 を介してベースバンド信号が入力され、この入力されたベースバンド信号を増幅した信号を出力している。

【0075】

2 通倍回路 5 は、第 2 の入力端子 1 を介して局部発振信号が入力され、この入力された局部発振信号の周波数を 2 倍にした通倍信号を出力している。なお、本実施例 2 では、2 通倍回路 5 の利得は 1 とする。

【0076】

可変利得アンプ回路 10 は、2 通倍回路 5 から通倍信号が入力され、この入力された通倍信号を増幅した信号を出力している。この可変利得アンプ回路 10 の利得 A は、可変である。

【0077】

なお、本実施例では、2 通倍回路 5 の利得を 1 としているので、2 通倍回路 5 の通倍信号  $LO2(t)$  は、式 (5A) のように表される。

【数 10】

$$LO2(t) = -\cos(2\omega_0 t) \cdots (5A)$$

【0078】

また、加算器 6 は、第 1 のアンプ回路 4 が出力した信号と可変利得アンプ回路 10 が出力した信号を加算し、得られた加算信号を出力している。

【0079】

そして、第 2 のアンプ回路 7 は、該加算信号が入力され、この入力された加算信号を増幅した信号を出力している。

【0080】

そして、ミキサ 8 は、第 2 のアンプ回路 7 が出力した信号と第 2 の入力端子 2 を介して

10

20

30

40

50

入力された LO ( 局部発振 ) 信号とを乗算し得られた信号を変調信号として出力端子 3 に出力するようになっている。

【 0 0 8 1 】

以上のように、実施例 2 に係る半導体集積回路 2 0 0 では、2 通倍回路 5 の出力信号レベルを調整するための可変利得アンプ回路 1 0 が 2 通倍回路の後段に配置されている。

【 0 0 8 2 】

ここで、ミキサ 8 の出力信号  $Out(t)$  は、例えば、式 ( 6 A ) のように表される。なお、式 ( 6 A ) において、A は、既述のように、実施例 1 では、2 通倍回路 5 の利得である。この利得 A は、実数である。また、この式 ( 6 A ) は、式 ( 6 ) と等価である。したがって、この式 ( 6 A ) に式 ( 1 ) から ( 4 )、( 5 A ) を適用することにより、実施例 1 と同様に、式 ( 7 ) から式 ( 1 0 ) が導き出される。

10

【 数 1 1 】

$$Out(t) = LO(t) \times Amp2(Amp1(BB(t)) + A \times LO2(t)) \cdots (6A)$$

【 0 0 8 3 】

実施例 1 では、利得 A の値が、式 ( 8 ) に示す周波数  $f_0 - 3 f_{BB}$  成分  $C_2 = 0$  となる条件を満たすときに、周波数  $f_0 - 3 f_{BB}$  のスプリアスがキャンセルされることを示した。

【 0 0 8 4 】

しかし、式 ( 8 ) において、周波数  $f_0 - 3 f_{BB}$  成分  $C_2$  は、利得 A の 2 次関数となっている。すなわち、周波数  $f_0 - 3 f_{BB}$  のスプリアスのキャンセル度合いが利得 A の値によって変化することがわかる。

20

【 0 0 8 5 】

そこで、例えば、実施例 1 で検討した  $\gamma_3 = -0.02$ 、 $\gamma_3 = -0.02$  の場合について、利得 A を変化した場合の所望波と  $f_0 - 3 f_{BB}$  スプリアスのレベルの関係について検討した。

【 0 0 8 6 】

図 7 は、所望波のレベルおよび周波数  $f_0 - 3 f_{BB}$  のスプリアスのレベルと、可変利得アンプ回路 1 0 の利得 A と、の関係を示す図である。

【 0 0 8 7 】

図 7 に示すように、可変利得アンプ回路 1 0 の利得 A を調整することによって、所望波のレベルと  $f_0 - 3 f_{BB}$  スプリアスのレベルを調整することが可能である。

30

【 0 0 8 8 】

また、半導体集積回路 2 0 0 は、実施例 1 と同様に、SAW フィルタを適用していないため、回路面積を削減することができる。

【 0 0 8 9 】

以上のように、本実施例に係る半導体集積回路によれば、回路面積を削減しつつ、スプリアスの低減を図ることができる。

【 実施例 3 】

【 0 0 9 0 】

実施例 2 では、特に、利得 A を調整するため可変利得アンプ回路を備えた構成の一例について述べた。

40

【 0 0 9 1 】

本実施例 3 では、可変利得アンプ回路を制御するための構成の一例について述べる。なお、本実施例 3 に係る半導体集積回路 3 0 0 も、実施例 2 に係る半導体集積回路 2 0 0 と同様に、無線通信端末 1 0 0 0 の無線送信機 1 0 0 1 に適用される。

【 0 0 9 2 】

図 8 は、本発明の一態様である実施例 3 に係る半導体集積回路 3 0 0 の要部の構成を示す図である。なお、図 8 において、図 6 と同じ符号を付された構成は、実施例 2 と同様の構成を示す。

50

## 【 0 0 9 3 】

図 8 に示すように、半導体集積回路 3 0 0 は、実施例 2 の半導体集積回路 2 0 0 と比較して、制御回路 1 1、をさらに備える。なお、半導体集積回路 3 0 0 のその他の構成は、実施例 2 の半導体集積回路 2 0 0 と同様である。

## 【 0 0 9 4 】

制御回路 1 1 は、出力端子 3 から出力された変調信号に含まれ 3 次歪により発生した信号  $f_0 - 3f_{BB}$  の振幅（レベル）を検知するようになっている。そして、制御回路 1 1 は、その振幅（レベル）に応じて、可変利得アンプ回路 1 0 の利得 A を、制御信号 S 1 により制御するようになっている。

## 【 0 0 9 5 】

この制御回路 1 1 は、例えば、無線送信機 1 0 0 1 と同じチップに搭載されている無線受信機 1 0 0 3 を用いて該変調信号を検知する機能を実現できる。

## 【 0 0 9 6 】

以上のような構成を有する半導体集積回路 3 0 0 は、制御回路 1 1 により、周波数  $f_0 - 3f_{BB}$  のスプリアスのレベルを検出して、そのレベルがより低くなるように、可変利得アンプ回路 1 0 の利得 A を自動調整することが可能である。

## 【 0 0 9 7 】

また、半導体集積回路 3 0 0 は、実施例 2 と同様に、SAW フィルタを適用していないため、回路面積を削減することができる。

## 【 0 0 9 8 】

以上のように、本実施例に係る半導体集積回路によれば、回路面積を削減しつつ、スプリアスの低減を図ることができる。

## 【 実施例 4 】

## 【 0 0 9 9 】

既述の実施例 3 の構成の場合、利得 A を調整することで周波数  $f_0 - 3f_{BB}$  のスプリアスのレベルを調整することは可能である。

## 【 0 1 0 0 】

しかし、利得 A の値を調整することによって所望波のレベルも変化してしまう。

## 【 0 1 0 1 】

そこで、本実施例 4 では、この所望波のレベルの変化を制御するための構成について説明する。なお、本実施例 4 に係る半導体集積回路 4 0 0 も、実施例 3 に係る半導体集積回路 3 0 0 と同様に、無線通信端末 1 0 0 0 の無線送信機 1 0 0 1 に適用される。

## 【 0 1 0 2 】

図 9 は、本発明の一態様である実施例 4 に係る半導体集積回路 4 0 0 の要部の構成を示す図である。なお、図 9 において、図 6 と同じ符号を付された構成は、実施例 2 と同様の構成を示す。

## 【 0 1 0 3 】

図 9 に示すように、半導体集積回路 4 0 0 において、第 1 のアンプ回路 4 0 4 および第 2 のアンプ回路 4 0 7 は、その利得が可変であり、この点で、実施例 3 の半導体集積回路 3 0 0 の第 1 のアンプ回路 4 および第 2 のアンプ回路 7 と異なる。

## 【 0 1 0 4 】

また、半導体集積回路 4 0 0 は、制御回路 4 1 1 を備える。

## 【 0 1 0 5 】

この制御回路 4 1 1 は、実施例 3 の制御回路 1 1 と同様に、出力端子 3 から出力された変調信号に含まれ 3 次歪により発生した信号  $f_0 - 3f_{BB}$  の振幅（レベル）を検知するようになっている。そして、制御回路 4 1 1 は、その振幅（レベル）に応じて、可変利得アンプ回路 1 0 の利得 A を、制御信号 S 1 により制御するようになっている。

## 【 0 1 0 6 】

さらに、制御回路 4 1 1 は、変調信号に含まれる所望波（ $f_0 + f_{BB}$ ）の振幅を検出し、その振幅に応じて、第 1 のアンプ回路 4 0 4 の利得、および、第 2 のアンプ回路 4 0

10

20

30

40

50

7の利得を、制御信号S2、S3により制御するようになっている。

【0107】

この制御回路411は、例えば、無線送信機1001と同じチップに搭載されている無線受信機1003を用いて該変調信号を検知する機能を実現できる。

【0108】

なお、半導体集積回路400のその他の構成は、実施例3の半導体集積回路300と同様である。

【0109】

以上のような構成を有する半導体集積回路400は、実施例3と同様に、制御回路411により、周波数 $f_0 - 3f_{BB}$ のスプリアスのレベルを検出して、そのレベルがより低くなるように、可変利得アンプ回路10の利得Aを自動調整することが可能である。

10

【0110】

さらに、半導体集積回路400では、制御回路411で所望波のレベルも検出し、その信号レベルに応じて第1、第2のアンプ回路404、407に制御信号S2、S3をフィードバックする。

【0111】

第1、第2のアンプ回路404、407の利得が変化すると出力される周波数 $f_0 - 3f_{BB}$ のスプリアスのレベルも変化する。しかし、これは実施例3で示したフィードバック機構によって、 $f_0 - 3f_{BB}$ のスプリアスのレベルを最適値に保持可能である。

【0112】

つまり、実施例4の半導体集積回路400によって、所望波レベルおよび周波数 $f_0 - 3f_{BB}$ のスプリアスのレベルを同時に最適値に自動調整することが可能となる。

20

【0113】

また、半導体集積回路400は、実施例3と同様に、SAWフィルタを適用していないため、回路面積を削減することができる。

【0114】

以上のように、本実施例に係る半導体集積回路によれば、回路面積を削減しつつ、スプリアスの低減を図ることができる。

【0115】

なお、実施例4では、第1、第2のアンプ回路404、407の利得を制御する構成となっているが、どちらか一方のみの利得を制御するようにしてもよい。

30

【図面の簡単な説明】

【0116】

【図1】比較例の直行変調器の構成の一例を示す図である。

【図2】図1に示す直交変調器100aから出力される信号の一例を示す図である。

【図3】歪みキャンセルする比較例のミキサ回路を示す図である。

【図4】本発明の一態様である実施例1に係る無線通信端末1000の要部の構成を示す図である。

【図5】図4に示す半導体集積回路100の要部の構成を示す図である。

【図6】本発明の一態様である実施例2に係る半導体集積回路200の要部の構成を示す図である。

40

【図7】所望波のレベルおよび周波数 $f_0 - 3f_{BB}$ のスプリアスのレベルと、可変利得アンプ回路10の利得Aと、の関係を示す図である。

【図8】本発明の一態様である実施例3に係る半導体集積回路300の要部の構成を示す図である。

【図9】本発明の一態様である実施例4に係る半導体集積回路400の要部の構成を示す図である。

【符号の説明】

【0117】

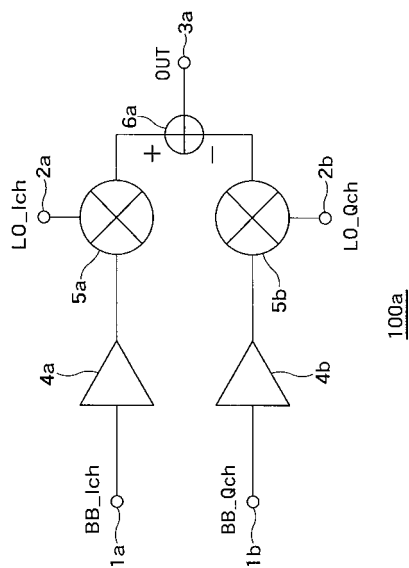
1 第1の入力端子

50

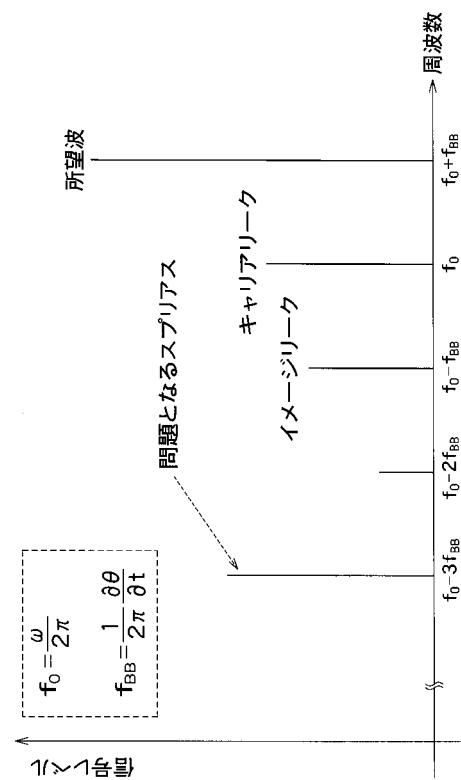
- 2 第 2 の入力端子
- 3 出力端子
- 4、404 第 1 のアンプ回路
- 5 2 通倍回路
- 6 加算器
- 7、407 第 2 のアンプ回路
- 8 ミキサ
- 9 アンプ装置
- 10 可変利得アンプ回路
- 11、411 制御回路
- 100、200、300、400 半導体集積回路
- 1000 無線通信端末
- 1001 無線送信機
- 1002 送信アンテナ
- 1003 無線受信機
- 1004 受信アンテナ

10

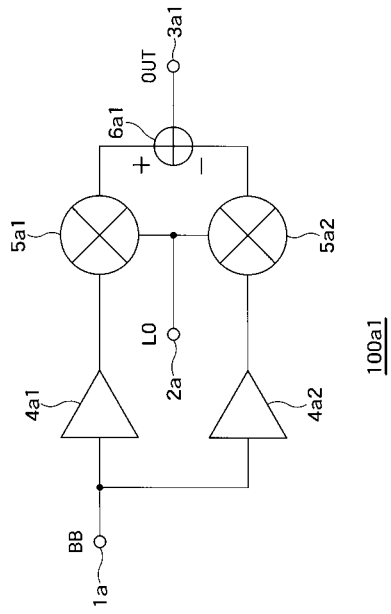
【 図 1 】



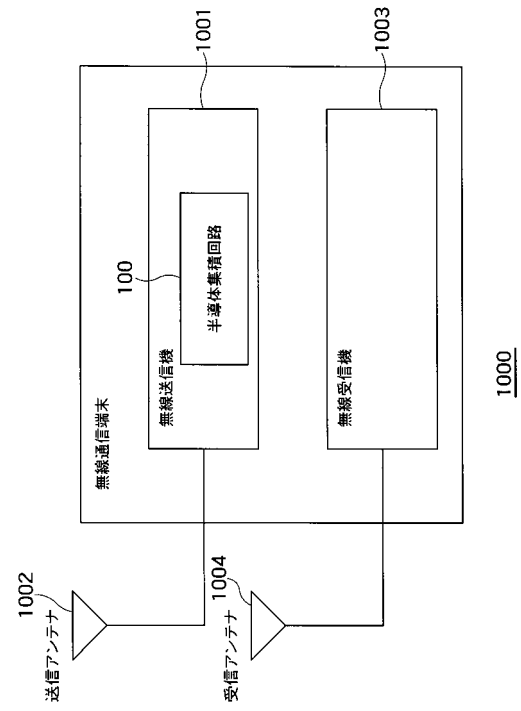
【 図 2 】



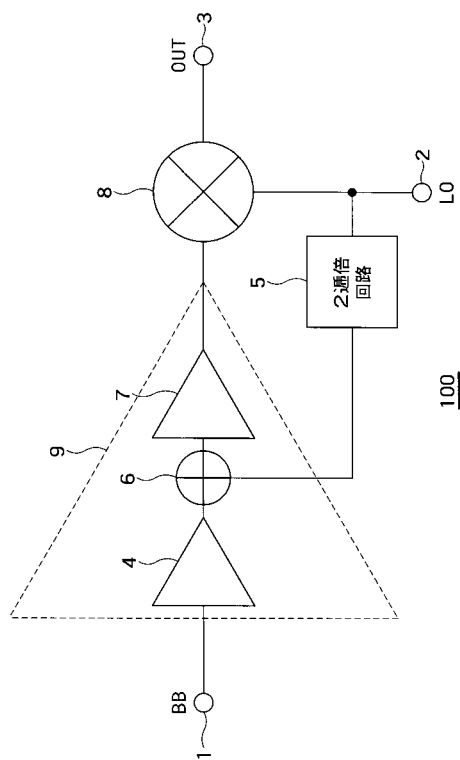
【図 3】



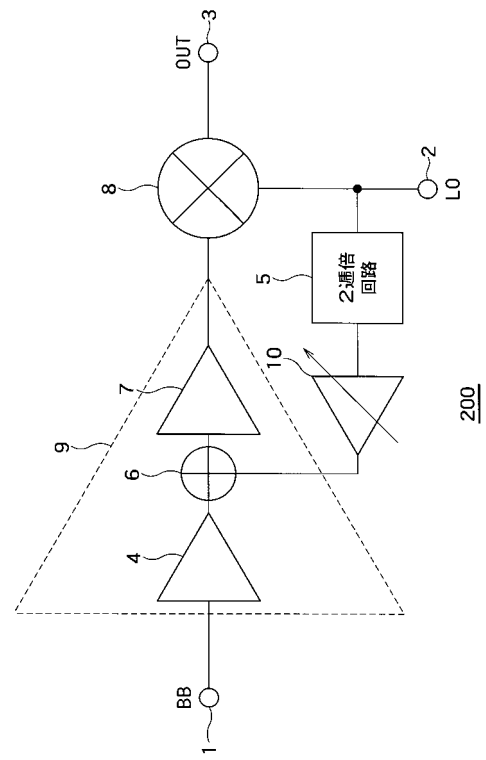
【図 4】



【図 5】



【図 6】





---

フロントページの続き

(72)発明者 出 口 淳  
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内

(72)発明者 宮 下 大 輔  
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内

(72)発明者 小 勝 秀 行  
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内

Fターム(参考) 5J500 AA01 AA41 AC27 AF15 AK26 AK32 AK53 AS14 AT01 AT03

RU01

5K004 FE00

5K060 BB07 CC04 CC11 HH03 HH16 HH22 KK06