

# ギルバートミキサ回路におけるスイッチから発生する雑音の解析

伊藤 龍太\* 谷本 洋 (北見工業大学)

## Analysis of Noise from Switching Pair in Gilbert Mixer

Ito Ryuta\* and Tanimoto Hiroshi (Kitami Institute of Technology)

**Abstract** A noise analysis of Gilbert mixer using Bipolar Junction Transistors (BJT) for use with direct conversion receiver mixers is presented. Noises are treated as amplitude modulated white noises, which are characterized as cyclostationary noises, and all the folding effects are taken into account. This analysis considers thermal noise from base resistance and shot noise from collector current. First, output noise power spectrum densities are calculated for static local oscillator (LO) drive for collector shot noises and base resistance thermal noises. Next, we calculate the output power spectrum densities for sinusoidal and rectangular wave LO drive. We found that rectangular wave case produces much less noise for LO drive amplitude of larger than 0.1[V]. Finally, effects of parasitic capacitances on the output noise are analyzed, and we found that the effects are almost negligible up to a few GHz for 10[GHz]  $f_T$  device with typical operation conditions. These results theoretically support the insights which have been known to experienced circuit designers.

**キーワード** ギルバートミキサ, 雑音解析, 周期定常雑音, 矩形波, 局部発振器

**Key words** Gilbert mixer, noise analysis, cyclostationary noises, rectangular wave, local oscillator

### 1. はじめに

ギルバートミキサのようなアナログ回路では、雑音は入力ダイナミックレンジなどの観点から性能を支配する非常に重要な要因である。ダイオードミキサやベース注入ミキサについては雑音解析が報告されており、よく知られている。しかし、バイポーラトランジスタを用いるギルバートミキサについてはあまり解析例が見当たらない。他方、MOSを用いたギルバートミキサの雑音解析は、最近いくつかの報告がある[1],[2]。また、ミキサ一般についての解析法[3]が提案されているものの、CAD向きの解析法であって、手計算には向いていない。ミキサの雑音量だけでは、回路シミュレーションによって求めることができるが[4],[5]、回路的な洞察は得られにくい。

一般にミキサ回路の雑音解析は難しいとされる。その理由として、定常雑音も信号と一緒に変調され、周波数スペクトルが変化するので任意の周波数の雑音電力スペクトル密度の計算が非常に複雑であることが挙げられる。

そこで、本報告ではバイポーラトランジスタを用いたギルバートミキサ回路の雑音を局部発振器(LO)によって振幅変調された周期定常雑音としてモデル化することによって厳密に折り返しまで含めた出力雑音電力スペクトル密度を求めることを検討した。

雑音は熱雑音やショット雑音など白色雑音の発生メカニズムの時定数がLO周波数に対応する時定数よりも非常に短いと仮定し、ミキサ出力における雑音を振幅変調された白色雑音としてモデル化する。言い換えると、LO信号の周期を基本周期とする周期定常

雑音としてモデル化する。

上記の仮定の下で、周期定常雑音の実効値(時間波形)は、まずLO電圧を直流で与え、その動作点での出力雑音を計算した後、そのLO電圧に具体的な時間波形を入れて計算した。

ギルバートミキサ回路の雑音は主に差動対(スイッチ)から来る雑音とテールカレント電流源を構成するトランジスタから来る雑音の両者が支配的である。しかし、テールカレント電流源を構成するトランジスタから来る雑音は定常雑音としてモデル化できるので、従来の雑音解析手法が適用できる。また、電流源を構成するトランジスタのエミッタに直列抵抗を付ける事により容易に軽減でき、前者のスイッチの方から来る雑音に比べて無視できることが知られている。ゆえに本報告ではスイッチから来る雑音のみについて報告する。

### 2. 雑音解析の概要

解析するギルバートミキサの回路図を図1に示す。

雑音は十分小さいとして、この回路を小信号の線形時変等価回路で表し(図2)、 $V_{LO}$ を直流で変化させたときの $Q_1, Q_2$ のコレクタ電流のショット雑音とベースの抵抗熱雑音による出力雑音を求めた。そのとき、コレクタ電流のショット雑音とベース抵抗の熱雑音はそれぞれ実効値が $\sqrt{2qI_C}$  [A/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ],  $\sqrt{4kT r_b}$  [V/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ]の白色雑音電源でモデル化した。ここで、 $r_b$ はBJTのベース抵抗値、 $k$ はボルツマン定数で、 $q$ は電気素量、 $T$ は絶対温度である。

さて、図2の回路で $I_{C1}, I_{C2}$ はそれぞれ

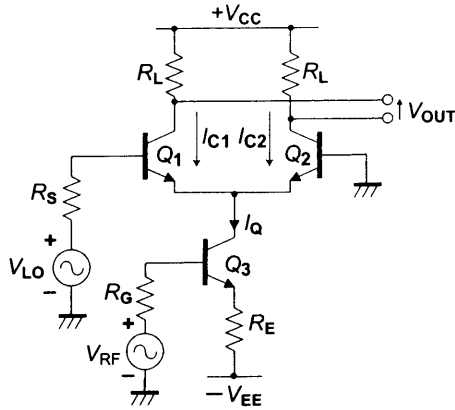


図1 ギルバートミキサ  
Fig. 1 Gilbert mixer

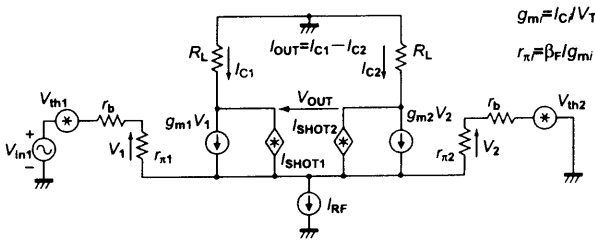


図2 ギルバートミキサの小信号等価回路  
Fig. 2 Small-signal equivalent circuit for gilbert mixer

$$I_{C1} = \frac{\alpha_F (I_Q + i_{RF}(t))}{2} \left( 1 - \tanh \frac{v_{LO}(t)}{2V_T} \right) \quad (1)$$

$$I_{C2} = \frac{\alpha_F (I_Q + i_{RF}(t))}{2} \left( 1 + \tanh \frac{v_{LO}(t)}{2V_T} \right) \quad (2)$$

となり  $I_{C1}, I_{C2}$  は  $v_{LO}(t)$  によって値が変化する。従って、 $r_{pi}$ ,  $g_{mi}$ ,  $I_{SHOTi}$  ( $i=1,2$ ) は周期信号  $v_{LO}(t)$  の変化に応じて同じ周期で変化し、図1の雑音に対して、図2に示す線形周期時変回路が成り立つ。ここで  $i_{RF}$  は  $v_{RF}$  によって共通エミッタへ注入される微小な RF 信号を表す。また  $\alpha_F$  はトランジスタのベース接地電流増幅率で通常は  $\alpha_F \approx 1$  である。

トランジスタのベース抵抗  $r_b$  の熱雑音は図2中の  $V_{th1}, V_{th2}$  の白色雑音源でモデル化され、LO によってトランジスタのトランスコンダクタンス  $g_m$  が変化するので出力では  $r_b$  の熱雑音は LO によって振幅変調された周期定常雑音となる。

同様にコレクタ電流  $I_C$  のショット雑音も図2中の  $I_{SHOT1}, I_{SHOT2}$  の白色雑音源でモデル化され、LO によってコレクタ電流  $I_C$  が変化するため出力では  $I_C$  のショット雑音も LO によって振幅変調された周期定常雑音となる。

また、ベース電流は極めて小さいのでベース電流によるショット雑音は小さく、さらに通常 LO 側の内部抵抗  $R_s$  が小さいため、コレクタショットノイズに対して無視する。

## 2.1 出力ショット雑音の実効値の計算

まず出力でのショット雑音の計算をする。図2の回路で  $V_{in1} = x (= v_{LO})$ ,  $V_{in2} = 0$  とおき、節点方程式をたてて出力でのショット雑音の寄与分  $\overline{I_{SHOT}^2}$  を計算すると、

$$\overline{I_{SHOT}^2} = \frac{qI_Q \text{sech}^2 \frac{x}{2V_T} (1 + 4\beta_F + 2\beta_F^2)}{(1 + \beta_F)^2} \quad (3)$$

$$\approx 2qI_Q \text{sech}^2 \frac{x}{2V_T} (\beta_F \gg 1) \quad (4)$$

$$= \sigma_{shot}^2 \text{sech}^2 \frac{x}{2V_T} \quad (5)$$

となる。ここで  $\sigma_{shot}^2 = 2qI_Q$  と置いた。上式より、出力ショット雑音を表す周期定常雑音は大きさを示す成分  $\sigma_{shot}^2$  と包絡線の関数を示す  $\text{sech}^2 \frac{x}{2V_T}$  の項の積に分けられる。また、 $\overline{I_{SHOT}^2}$  は  $x$ 、すなわち LO の瞬時値によって変化することがわかる。

## 2.2 出力熱雑音の実効値の計算

次に出力での熱雑音の計算をする。図2で一般に  $r_{pi} \gg r_b$  なので雑音電圧源  $V_{th1,th2}$  から発生する雑音電圧は抵抗  $r_b$  自身にかかることは無く、全て  $r_{pi}$  の部分の電圧となるものと考えて計算した。そのときの出力熱雑音  $\overline{I_{thermal}^2}$  は

$$\overline{I_{thermal}^2} = 4kT \cdot 2r_b \times g_m^2 \quad (6)$$

となる。ここで  $\beta_F \gg 1$  なので  $Q_1$  と  $Q_2$  のベース抵抗は直列につながっていると考えた。また、 $g_m$  は差動対の差動電圧と差動電流のトランスコンダクタンスで

$$g_m \approx \frac{d}{dx} (I_{C1} - I_{C2}) = \frac{d}{dx} I_Q \tanh \left( \frac{x}{2V_T} \right) \quad (7)$$

$$= \frac{I_Q}{2V_T} \text{sech}^2 \left( \frac{x}{2V_T} \right) \quad (8)$$

となる。よって  $\overline{I_{thermal}^2}$  は、

$$\overline{I_{thermal}^2} = \frac{2qr_b}{V_T} I_Q^2 \text{sech}^4 \frac{x}{2V_T} \quad (9)$$

$$= \sigma_{thermal}^2 \text{sech}^4 \frac{x}{2V_T} \quad (10)$$

となる。ここで  $\sigma_{thermal}^2 = \frac{2qr_b}{V_T} I_Q^2$  と置いた。上式より、出力熱雑音もショット雑音と同じように LO 電圧  $x$  によって実効値が変化することがわかる。

ここで出力ショット雑音、熱雑音の実効値の計算結果である式(4)、式(9)を比較すると、 $\overline{I_{SHOT}^2}$  は  $I_Q$  に比例するのにに対し、 $\overline{I_{thermal}^2}$  は  $I_Q$  の2乗に比例することがわかる。これは  $I_Q$  が小さなうちは  $\overline{I_{SHOT}^2}$  が支配的だが  $I_Q$  の増加につれて  $\overline{I_{thermal}^2}$  が支配的になっていくことを表している。

図3に出力ショット雑音、熱雑音の実効値の計算結果式(4)、式(9)を横軸を  $x$  としてグラフにした結果を表す。そのときの  $I_Q, r_b$  等の値は、通常トータルの雑音を小さくするためにショット雑音よりも熱雑音が支配的となるように設計する。雑音のことを考えると  $I_Q$  は大きいほうがよく、また信号源抵抗  $R_s$  も小さいほうがよい。従って以降の数値例では全て  $I_Q = 2[\text{mA}]$ ,  $R_s = 50[\Omega]$  という条件で解析を行った。また、トランジスタのパラメータについては  $f_T = 8[\text{GHz}]$  の npn トランジスタ (intersil 社の HFA3096) の値[6]を使った。

## 2.3 LO に正弦波を印加したときの雑音電力密度

次に前節で得た結果を利用して LO 電圧に正弦波 (矩形波を印加した場合については3.に記す) を印加したときの周波数領域での

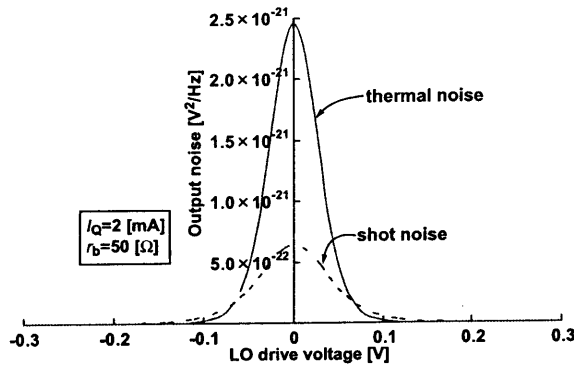


図3 出力雑音電力の LO 電圧依存性の例 ( $I_Q = 2[\text{mA}]$ ,  $r_b = 50[\Omega]$ )  
Fig. 3 Output noise power density vs. instantaneous LO drive voltage ( $I_Q = 2[\text{mA}]$ ,  $r_b = 50[\Omega]$ ).

スペクトル密度について考察する。

式 (4), 式 (9) で  $x = A_{LO} \sin \omega t$  とおいたときの出力雑音実効値に対する時間変化のグラフを図 4 に示す。ただし,  $I_Q = 2[\text{mA}]$ ,  $r_b = 50[\Omega]$  とした。

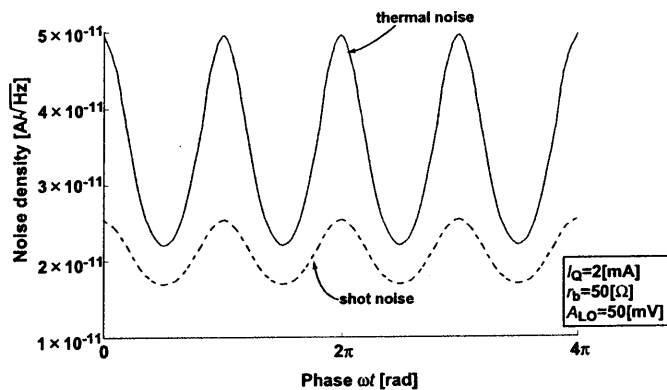


図4 出力雑音実効値の時間依存性の例 ( $I_Q = 2[\text{mA}]$ ,  $r_b = 50[\Omega]$ ,  $A_{LO} = 50[\text{mV}]$ )  
Fig. 4 Envelopes of modulated shot noise and thermal noise ( $I_Q = 2[\text{mA}]$ ,  $r_b = 50[\Omega]$ ,  $A_{LO} = 50[\text{mV}]$ ).

図 4 からわかるように雑音の実効値は印加した LO 電圧（正弦波）の 2 倍の周波数で変化している。これは図 3 のように雑音の実効値と直流の LO 電圧の関係が偶関数になっているからである。

さて、実際の雑音は不規則にゆらいでいる。そこで、実効値が図 4 の関数で表される白色雑音をモデル化して表すと図 5 のような周期定常雑音として表すことができる。

ミキサのような RF 回路ではどの周波数でどのような雑音密度になっているかということが重要なため、この波形をフーリエ変換して周波数領域で表す必要がある。しかし、これらの雑音のエネルギーは有限ではないため、数学的にフーリエ変換が存在しない。現実には  $t = -\infty \sim \infty$  までの雑音を観測することはないため、便宜上有限エネルギーとして扱おうと、図 6 のように考えることができる。

図 6 のように周期定常雑音は時間領域で雑音の大きさを示す  $\sigma$

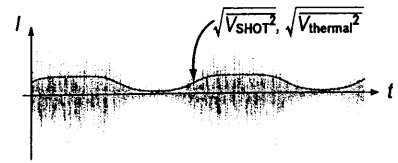


図5 ミキサ出力での雑音時間波形のモデル  
Fig. 5 Modeling Noise in Output of Mixer

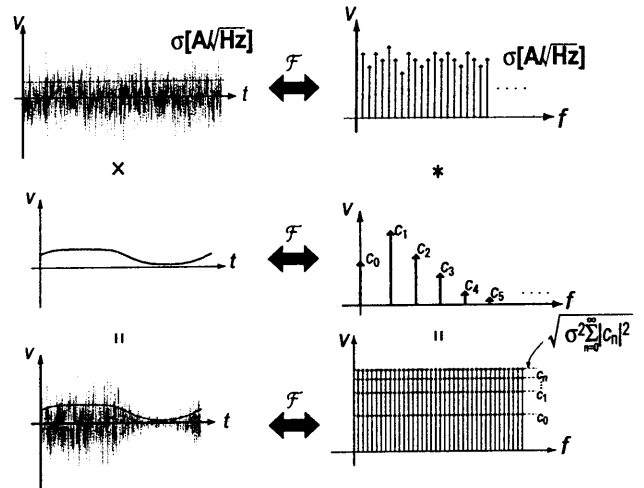


図6 周期定常雑音の周波数領域での表現  
Fig. 6 Intuitive explanation for spectrum density of cyclostationary noise

と包絡線の形を示す関数の積で表すことができる。時間領域の掛け算は周波数領域の畳み込み積分で表すことができるため、出力雑音の電力スペクトル密度  $V_{o,\text{noise}}(\omega)$  は図 6 の右下の図のように雑音の大きさを示す関数とその包絡線のフーリエ係数の積で表すことができる：

$$V_{o,\text{noise}}(\omega)^2 = \sigma^2 \sum_{n=0}^{\infty} |c_n|^2 \quad (11)$$

本解析の例では図 4 の関数が偶関数であるため式 (11) の  $n$  は偶数のみとなる。なお、この考察を有限エネルギーの仮定を設けずに厳密に計算しても同じ結果を得ることができる [7]。

以上の結果を用いて図 1 のギルバートミキサの  $Q_1, Q_2$  から発生する出力雑音の、LO 振幅  $A_{LO}$  に正弦波を印加したときの依存性を図 7 に示した。

この結果は図 7 からわかるように回路シミュレーター SpectreRF を用いて周期定常雑音であることを考慮したシミュレーション結果と比較してもよく一致した。

次に最適な動作条件について考察するために、ギルバートミキサの変換利得 (図 8) を用いて、求めた出力雑音を入力換算した。また、変換利得  $G_{DC}$  はダイレクトダウンコンバージョンを想定し、次式によって計算した。

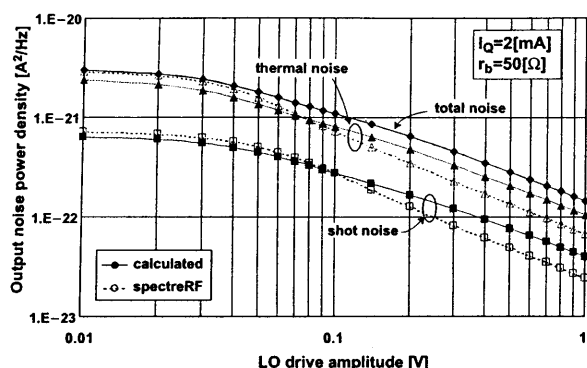


図7 出力雑音スペクトル密度のLO振幅(正弦波)依存性の例 ( $I_Q = 2[\text{mA}]$ ,  $r_b = 50[\Omega]$ )

Fig. 7 Output noise power densities vs. LO drive amplitude ( $I_Q = 2[\text{mA}]$ ,  $r_b = 50[\Omega]$ ).

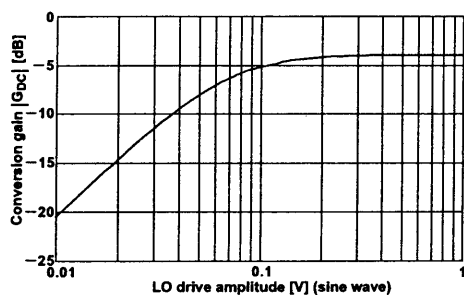


図8 ギルバートミキサ回路の変換利得(計算値)

Fig. 8 Conversion gain of gilbert mixer

$$G_{DC} = \frac{V_{OUT}}{A_{RF}} \Big|_{A_{RF} \rightarrow 0}$$

$$= \frac{1}{A_{RF}} \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} A_{RF} \sin \omega t \tanh \left( \frac{A_{LO} \sin \omega t}{2V_T} \right) dt \quad (12)$$

本論文ではスイッチ部分のみについて考察しているため、入力をスイッチに入ってくる入力電流、出力をスイッチのコレクタ部分の差動電流としている。図9にスイッチにおける入力換算雑音のLO振幅依存性を表す。

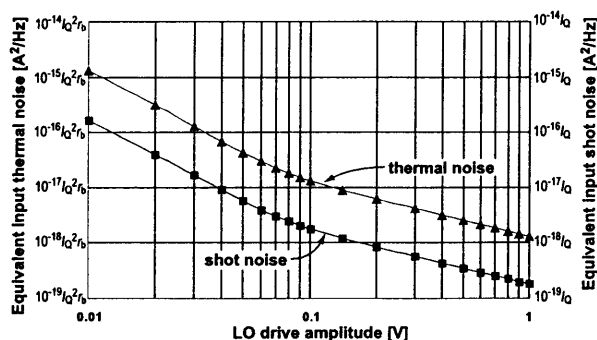


図9 スイッチにおける入力換算雑音のLO振幅依存性

Fig. 9 Equivalent Input Noise from switching pair vs. LO drive amplitude

図9からわかるようにスイッチから来る入力換算雑音は  $I_C$  のショットノイズ,  $r_b$  の熱雑音ともにLO振幅が増えると雑音が常

に減る関係にあるが、LO振幅がおおよそ0.1[V]より大きくなるとその傾きが減少することがわかる。従って、LOに正弦波を印加した場合、振幅を0.1[V]以上大きくしても雑音の観点からは改善効果が鈍ることがわかった。

### 3. LOの波形と雑音の関係

今までの考察ではLOに正弦波を印加した場合について考えてきた。この節ではLOに矩形波を印加したときの雑音について考察した結果を述べる。

図3に示した包絡線関数を利用して正弦波と矩形波による包絡線の比較を図10に表す。図のように、矩形波は理想的な場合を仮

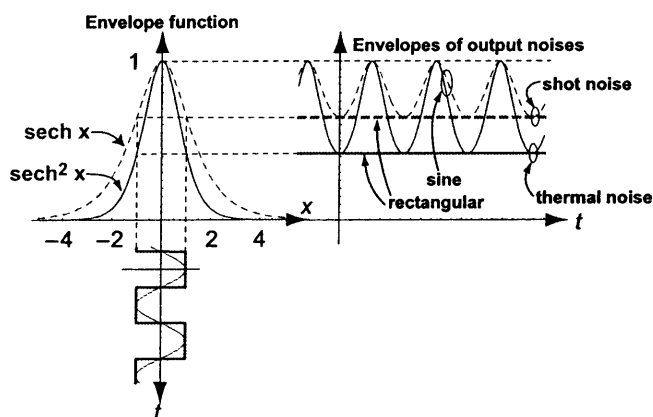


図10 LO振幅の波形と出力雑音包絡線

Fig. 10 Relation between LO drive waveform and Output noise envelopes

定し、正負の等しい2値しかとらない。また図10で示した包絡線関数が偶関数であるので出力雑音の包絡線は常に一定の値になり、その値も正弦波の場合に比べてかなり小さいことがわかる。図11にLOに正弦波と矩形波を印加したときの  $\Sigma |c_n|^2$  (式(11))を示す。

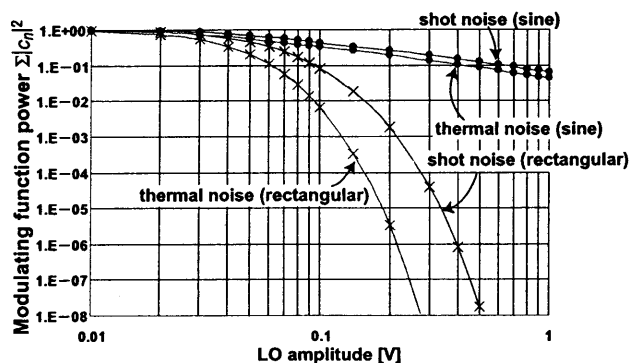


図11  $\Sigma |c_n|^2$  のLO波形依存性

Fig. 11  $\Sigma |c_n|^2$  dependence on LO drive waveform and amplitude

図11からわかる通りLO振幅が矩形波0.1[V]における熱雑音の雑音電力は正弦波の場合の約1[%]、ショット雑音は約10[%]にまで軽減でき、LO振幅を高くすると更にその軽減率が大きくなることがわかる。これは従来から定性的に知られていた事実をよく説明している。

以上の考察は、LO に印加した矩形波が理想的な場合について考えてきたが、実際の矩形波は切り替わりに要する時間が0ではない。また、仮に完全な矩形波をLO に印加したとしても回路内のトランジスタの $r_b$ や、有限の $f_T$ によって、実際には切り替え時間が0でない矩形波となる。LO 電圧が小さいとき（差動対が平衡に近い状態のとき）は差動対から来る出力雑音が大きい（図3）ため、矩形波が切り替わる間だけ出力雑音が大きくなる（図12）。

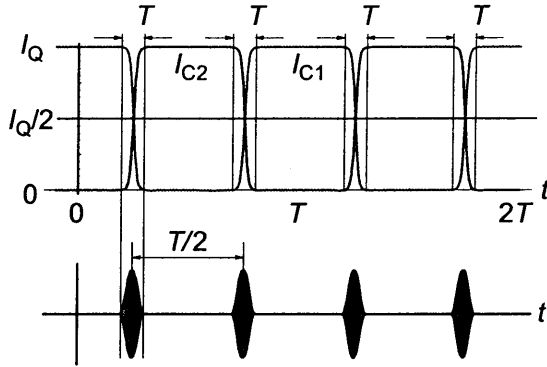


図12 矩形波の切り替え時間と出力雑音

Fig. 12 Relation between rise/fall time of rectangular wave and output noise

この出力雑音波形の包絡線は、高調波を多量に含んでいるため $\Sigma |c_n|^2$  (式(11)) 成分が大きい。従ってLO に実際の矩形波を印加した場合を考えると出力雑音の $\Sigma |c_n|^2$  (式(11)) 成分は図11において正弦波と矩形波 (理想的) の曲線の間にあり、少なくとも理想的な矩形波を仮定した場合よりも出力雑音は大きくなる。

#### 4. 寄生容量の影響

以上の考察ではトランジスタの寄生容量を無視しており、出力雑音は白色雑音であると仮定していた。しかし、トランジスタの寄生容量を考慮すると雑音の高周波成分がフィルタリングされるため出力雑音は高周波成分が減衰した周波数スペクトルで表されると考えられる。

トランジスタには図13のように $p$ - $n$ 接合間の空乏層による寄生容量が存在する。本論文はギルバートミキサのスイッチのトラン

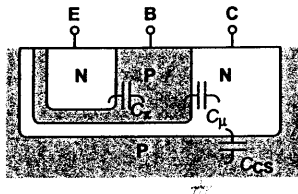


図13 トランジスタの寄生容量1

Fig. 13 Capacitive component of BJT(1)

ジスタについて考察しているのでスイッチ部分のトランジスタの $C_\pi, C_\mu$ 、またテール電流源を構成しているトランジスタの $C_{cs}$ について寄生容量が雑音に与える影響について考察する。

##### 4.1 雑音のコレクタ-基板間容量 $C_{cs}$ に対する依存性

まずテール電流源を構成する $Q_3$ のコレクタ-基板間に存在する

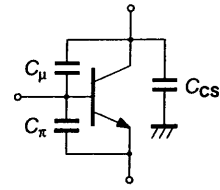


図14 トランジスタの寄生容量2

Fig. 14 Capacitive component of BJT(2)

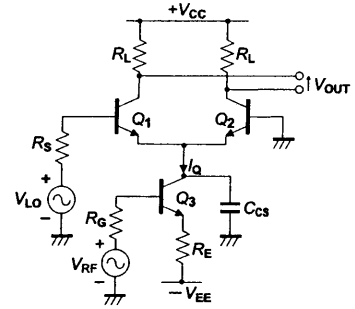


図15  $C_{cs}$ を考慮したギルバートミキサ回路

Fig. 15 Gilbert mixer considered  $C_{cs}$

寄生容量の雑音に対する影響について考える。

図15のように $Q_3$ のコレクタから接地間に容量が存在する回路について、熱雑音の出力寄与分を考える。容量性が全くない場合について考えると、差動対の片方が完全OFFの状態では出力雑音はほとんど発生しない（図3）。しかし、図15の $C_{cs}$ のある回路を考えると差動対が平衡していなくても白色雑音の高周波成分が $C_{cs}$ を通して出力に漏れてしまう。従って図15の $C_{cs}$ を考慮した場合、差動対が平衡していないときは出力雑音は白色雑音ではなくなる。また、出力雑音が3[dB]増加する周波数は $Q_1, Q_2$ のエミッタを見込んだインピーダンス $V_T/I_Q$ と $C_{cs}$ の時定数から計算できる。これはショット雑音についても同様である。図16に $C_{cs}$ を考慮した出力熱雑音のLO電圧依存性を出力雑音の周波数をパラメータとして表す。

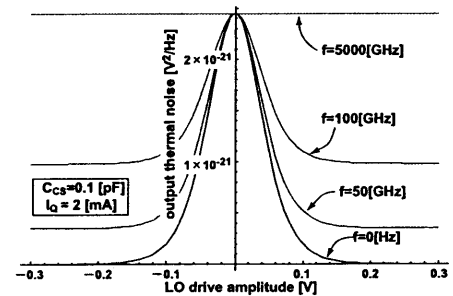


図16  $C_{cs}$ を考慮したスイッチの出力雑音スペクトルの周波数依存性の例 ( $C_{cs} = 0.1$  [pF],  $I_Q = 2$  [mA],  $r_b = 50$  [ $\Omega$ ])

Fig. 16 Output noise power density considering  $C_{cs}$  ( $C_{cs} = 0.1$  [pF],  $I_Q = 2$  [mA],  $r_b = 50$  [ $\Omega$ ]).

このように仮に $C_{cs} = 0.1$  [pF],  $I_Q = 2$  [mA],  $r_b = 50$  [ $\Omega$ ] という条件で計算したときは、トランジスタのコレクタ-基板間容量による雑音は非常に高周波で無い限りそれほど影響がないことがわかった。

#### 4.2 雑音のベース-エミッタ間容量 $C_\pi$ に対する依存性

次にスイッチを構成するトランジスタのベース-エミッタ間に存在する容量  $C_\pi$  と出力雑音の関係について考察する。

スイッチから来る  $r_b$  の熱雑音

図 17 に容量  $C_\pi$  のみを考慮したトランジスタの  $\pi$  形小信号等価回路を示す。

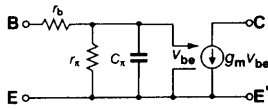


図 17  $C_\pi$  を考慮したトランジスタの  $\pi$  型等価回路

Fig. 17 Hybrid  $\pi$  circuit considering  $C_\pi$

スイッチが平衡している場合は共通エミッタが小信号で接地と見做せるので  $r_b$  の熱雑音は全て B-E にかかる。また、トランジスタの入力抵抗  $r_\pi$  は  $C_\pi$  と比べて極めて大きい値となるので近似的に  $r_b$  の雑音電源からみたインピーダンスは  $C_\pi/2$  と  $2r_b + R_s$  の直列接続と考えることが出来る。ここで、容量が半分になっているのはスイッチトランジスタ  $Q_1$  と  $Q_2$  の両方の容量が直列につながっているからであり、 $2r_b$  も同じ理由である。

$r_b$  の熱雑音電圧のうち、 $2r_b + R_s$  の電圧降下に使われる分は B-E にかからないので出力に漏れない。ゆえに熱雑音の低周波成分は  $C_\pi$  のリアクタンスが大きいので図 3 と変わらないが高周波成分はトランジスタの電流増幅率  $\beta$  が低下するので出力雑音値が低下する。ここで、 $2r_b + R_s = R$  とすると、 $C_\pi$  を考慮した  $r_b$  の熱雑音電圧のうち B-E にかかる分 (出力に  $g_m$  倍されて流れる分)  $V'_{\text{ther}}$  は、

$$V'_{\text{ther}} = \left| \frac{\frac{1}{j\omega C_\pi/2}}{\frac{1}{j\omega C_\pi/2} + R} \right| \sqrt{4kTr_b} \quad (13)$$

となる。例として  $C_\pi = 0.3[\text{pF}]$ ,  $r_b = R_s = 50[\Omega]$  とすると出力熱雑音が  $C_\pi$  によって 3[dB] 低下する周波数は  $f = \text{約 } 10[\text{GHz}]$  となり、これ以上では雑音が減る。

この影響を軽減するには信号源抵抗  $R_s$  を小さく設計するか、トランジスタの  $r_b$  と  $C_\pi$  を下げればよいことがわかる。その具体的な方法として、トランジスタのエミッタ面積を調節する方法が考えられる。だが、エミッタ面積を大きくすると  $R_s$  は低下するが同じ割合で  $C_\pi$  が増加するため時定数は変わらない。従ってより高速なデバイスを選択することが必要である。

スイッチから来る  $I_C$  のショット雑音

スイッチから来る  $I_C$  のショット雑音についても同様に考察する。容量性を全く考えず、またスイッチが平衡していない状態では図 3 のように  $I_C$  のショット雑音は出力にはほとんど出てこなかった。しかし、 $C_\pi$  の存在によってスイッチが平衡していない状態では回路中の  $C_\pi$  を通って雑音電流が出力に漏れる。そのとき出力雑音が 3[dB] 増加する周波数は  $r_b = R_s = 0$  なら  $Q_1$ ,  $Q_2$  のエミッタを見込んだインピーダンス  $g_m$  と  $C_\pi$  の時定数から計算できるが、 $r_b$  と  $R_s$  の影響を考慮すると出力ショット雑音  $I'_{\text{SHOT}}$  (スイッチが完全に片方だけ on の場合) は、

$$I'_{\text{SHOT}} = \left| \frac{Z}{\frac{1}{j\omega C_\pi} + Z} \right| \sqrt{2qI_C} \quad (14)$$

$$Z = \frac{\frac{r_\pi}{1+j\omega C_\pi r_\pi} + r_b + R_s}{1 + g_m \frac{r_\pi}{1+j\omega C_\pi r_\pi}} \quad (15)$$

となる。仮に  $C_\pi = 0.3[\text{pF}]$ ,  $I_Q = 2[\text{mA}]$  とすると  $f = \text{約 } 20[\text{GHz}]$  において平衡していない場合でもコレクタショット雑音  $\sqrt{2qI_C}$  のうち半分が出力に漏れる計算になるが、今  $f_T = 8[\text{GHz}]$  のトランジスタと考えているので、この影響は無視できる。この影響を軽減するには、スイッチに使用するトランジスタのエミッタ面積を小さくすることが考えられる。

#### 4.3 雑音のベース-コレクタ間容量 $C_\mu$ に対する依存性

最後にスイッチを構成するトランジスタのベース-コレクタ間容量による雑音の影響間に存在する容量  $C_\mu$  の出力雑音への影響について考察する。この場合、トランジスタのコレクタに発生した雑音電流が容量  $C_\mu$  と出力負荷抵抗  $R_L$  に分流するが、一般に  $R_L$  は小さいため容量による雑音は変わらないと考えて良いと思われる。

### 5. ま と め

本解析ではギルバートミキサにおけるスイッチ部分から発生する雑音について考察した。結果として LO 電圧は同じ振幅なら矩形波ドライブが最善であり、入力換算雑音は LO 振幅を大きくすれば小さくなることがわかった。また、同じ矩形波でも、立ち上がり、立下り時間が短いほど雑音も小さい。これらは従来から定性的によく知られたことであるが、本解析によってそのメカニズムが明瞭、かつ定量的になった。

またトランジスタの容量について、テール電流源部分のトランジスタの容量  $C_{CS}$ 、スイッチのトランジスタの容量  $C_\mu$  に対する出力雑音の依存性は周波数が  $f_T$  の程度でない限り問題にならないことがわかった。次に  $r_b$  の熱雑音の  $C_\pi$  による増加を軽減するためには高速なデバイスを選択するしか方法が無く、同様に  $I_C$  のショット雑音による増加を軽減するためにはスイッチに使用するトランジスタのエミッタ面積を小さくする、という方法がある。従って  $r_b$  の熱雑音、 $I_C$  のショット雑音どちらの  $C_\pi$  による増加を軽減するかによって対策が異なる。

#### 文 献

- [1] M. T. Terrovitis and R. G. Meyer, "Noise in current-commuting CMOS mixers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 6, pp. 772-783, June 1999.
- [2] H. Darabi and A. Abidi, "Noise in RF CMOS mixers: A simple physical model," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 1, pp. 15-25, Jan. 2000.
- [3] C. D. Hull and R. G. Meyer, "A systematic approach to the analysis of noise in mixers," *IEEE TCAS-I*, vol. 40, no. 12, pp. 909-919, Dec. 1993.
- [4] M. Okumura, H. Tanimoto, T. Itakura, T. Sugawara, "Numerical Noise Analysis for Nonlinear Circuits with a Periodic Large Signal Excitation Including Cyclostationary Noise Sources," *IEEE TCAS-I*, vol. 40, no. 9, pp. 581-589, Sept. 1993.
- [5] K. Kundert, "Introduction to RF Simulation and its Application," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 9, pp. 1298-1319 Sept. 1999.
- [6] intersil corp., Application Note MM3046.1, "HFA3046/3096/3127/3128 Transistor Array Spice Models", Feb. 1994.
- [7] W. A. Gardner, "Introduction to Random Processes: with Applications to Signals & Systems (Second Ed.)," Chapt. 12, McGraw-Hill Publishing Company, New York, 1989.