

見本

程度となる。ほかのバイポーラトランジスタにおいても、同様の電流レベルのものが多く用いられる。したがってトランジスタミキサにおける大信号動作とは、25～125mA のドレイン電流のフルスイングを意味する。このスイングを実現するための入力電力は10～17dBm 程度となる。この電力レベルはRF 信号で実現されても、LO 信号で実現されてもどちらでもよいが、アンテナで受信された微弱な RF 信号を10dBm 以上まで増幅するためには、前置増幅器の利得をきわめて高くしなければならぬので現実的でなく、通常はLO 信号の電力レベルを10～17dBm に設定する。局部発信器出力を効率よくトランジスタに入力するために、インピーダンス整合回路(LO 整合)が必要である。

一方、RF 信号に関しても、利得を稼ぎ雑音指数を低下させないため、インピーダンス整合回路 RF 整合)が必要である。このようにトランジスタミキサの回路設計では、高出力増幅器の設計と、低雑音増幅器の設計とが混合されている。バンドパスフィルタ(BPF)はLO 信号がRF 入力端子側に漏れ、アンテナから放射されてしまうのを防ぐ役目と、影周波数を遮断し映像混信を防ぐ役目を有している。ドレイン側には中間周波数に対する整合回路(IF 整合)とIF 周波数のみを取り出すローパスフィルタ(LPF)が設けられる。

これに対し図3.12(b)の構成では、LO 信号をソース電極Sに入力し、RF 信号をゲート電極Gに入力し、IF 出力をドレイン側から取り出す。同図(c)の構成ではLO 信号はドレイン電極Dに入力し、RF 信号はゲー

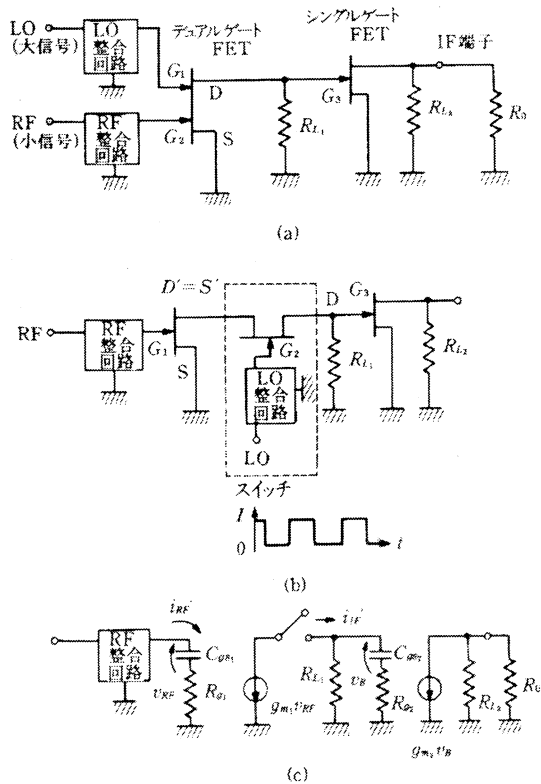


図 3.13 デュアルゲート FET ミキサのモデル化

見本

ト電極 G に入力し、IF 出力はドレイン側から取り出す。

以上述べたのはシングルゲート FET を用いた場合の例であるが、図 3.13 に示すデュアルゲート FET を用いると回路を小型化することができ、MMIC に適している[4]。図 3.13 の例は、図 3.12(c)の変形と見直すこともできる。デュアルゲート FET においては、第 1 ゲート G1 と第 2 ゲート G2 の間に 20dB 以上の内臓アイソレーションがあるため、大きな寸法を要するバンドパスフィルタ (BPF) が不要となるという大きな利点を持っている。ローパスフィルタは負荷抵抗とトランジスタの入力容量により容易に小型構成ができる。デュアルゲート FET は 2 つのシングルゲート FET を縦積みにしたのと等価であるので、図 3.13 のデュアルゲート FET ミキサは同図(b)の回路と等価である。第 2 ゲートに LO 信号 (大信号) を入力すると破線で囲まれた部分はスイッチ動作をする。このようなスイッチ回路は、トランスミッティングゲート (transmitting gate) と呼ばれ、デジタル回路でも多用されている。このスイッチにより G1 に入力され増幅された RF 信号は局部発振周波数 f_L の逆数の周期で変調される。スイッチにより変調されたドレイン電流は厳密には方形波ではないが、近似的にデューティー 50% の方形波と考えるとこの周期的方形波 $f(t)$ はフーリエ級数展開され

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2}n\right)}{\pi n} e^{jn\omega_L t} + c.c. \quad (3-21)$$

ただし $c.c.$ は共役複素数 $\omega_L = 2\pi f_L$ である。この $f(t)$ が角周波数 $\omega_{RF} = 2\pi f_{RF}$ の RF 信号をキャリアとして考えると

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2}n\right)}{\pi n} e^{j(n\omega_L + \omega_{RF})t} + c.c. \quad (3-22)$$

となる。(3.22)式において $n = -1$ の成分をとると

$$\frac{1}{\pi} e^{j(-\omega_L + \omega_{RF})t} + c.c. \quad (3-23)$$

となり、IF 信号成分 ($\omega_{IF} = \omega_{RF} - \omega_L$) が取り出せる。RF 信号成分は $e^{j\omega_{RF}t} + C.C.$ であるから RF → IF への電流変換率 K は $1/\pi$ であるとすることができる。以上のことを近似的に等価回路表示すると図 3.13(c)のようになる。スイッチ回路から取り出せる IF

電流成分 i_{IF}' は

$$i_{IF}' = \frac{-g_{m1} v_{RF}}{\pi} \quad (3-24)$$

また、次段トランジスタの入力容量 C_{gs2} に加わる電圧 v_B は、 $1/(\omega_{IF} C_{gs2}) \gg R_{g2}$ の近似を使って

$$v_B = \frac{-g_{m1} v_{RF}}{\pi} \cdot \frac{R_{L2}}{1 + j\omega_{IF} C_{gs2} R_{L2}} \quad (3-25)$$

となる。負荷抵抗 R_0 で消費される IF 電力 P_{IF} は、

$$P_{IF} = \left(\frac{g_{m1} g_{m2} v_{RF} R_{L1}}{\pi} \right)^2 \left(\frac{R_L}{R_{L2} + R_0} \right)^2 \cdot \frac{R_0}{1 + \omega_{IF}^2 C_{gs2}^2 R_{L1}^2} \quad (3-26)$$

となる。デュアルゲート FET の第 1 ゲート G_1 に入力される RF 電力 P_{RFin} は $i_{RF} = j\omega C_{gs1} v_{RF}$ であり、 $P_{RFin} = |i_{RF}|^2 R_{g1}$ であるから

$$P_{RFin} = \omega_{RF}^2 C_{gs1}^2 v_{RF}^2 R_{g1} \quad (3-27)$$

となる。 P_{IF} と P_{RFin} の比が変換電力利得 G_C となる。また $\omega_{IF} = \omega_{RF} - \omega_L$ の関係を用いて G_C を表わすと、

$$G_C(\omega_{RF}) = \frac{(g_{m1} g_{m2} R_{L1} R_{L2})^2 R_0}{\pi^2 C_{gs1}^2 R_{g1} (R_{L2} + R_0)^2 \omega_{RF}^2 \{1 + (\omega_{RF} - \omega_L)^2 C_{gs2}^2 R_{L1}^2\}} \quad (3-28)$$

となる。RF 信号ならびに LO 信号は R_{L1} と C_{gs2} の並列回路による遮断周波数 $f_c = 1/(2\pi R_{L1} C_{gs2})$ により R_0 の両端には現れない。すなわちローパスフィルタの役目を果たしている。

トランジスタミキサに入力される LO 信号のレベルと、RF→IF への電流変換利得 K の関係を模式的に示すと図 3.14 のようになる。LO 信号のレベルがトランジスタをスイッチ動作させるに十分なほど大きければ K はほぼ $1/\pi$ となり一定

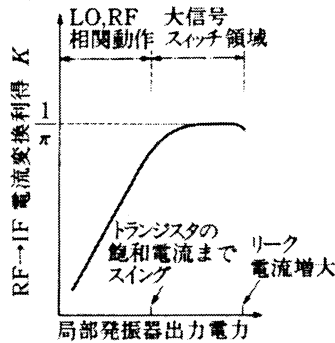


図 3.14 局部発振器出力レベルと RF→IF 電流変換利得の関係

見本

である。これに対し LO 信号レベルが小さい場合には、IF 出力は LO 信号と RF 信号の相関として表現できる。すなわち IF 出力電流振幅を I_{IF} 、LO 信号と RF 信号の電流振幅をそれぞれ I_{LO} 、 I_{RF} とすると、

$$I_{IF} \propto I_{LO} I_{RF} \quad (3-29)$$

となる。これは非線形による積の効果より容易に理解できる。

なおデュアルゲート FET ミキサの場合、スイッチとしてトランスミッティングゲートを用いていることは述べたが、電子回路によるスイッチはほかにも多数ある。代表的なものを図 3.15 にあげる。同図(a)は CML ゲートと呼ばれるもので、(b)は ECL ゲートと呼ばれるものである。ともに論理回路の基本回路要素である。たとえば図(a)において Q、 \bar{Q} にそれぞれ LO 信号の正相と逆相を入力し、R に RF 信号を入力するとミキサ動作をする。同図(a)において \bar{Q} 回路を無視すると、図 3.13 のデュアルゲート FET ミキサと同じになることがわかる。ECL ゲートは CML ゲートにエミッタフォロア回路をバッファとして付加したものである。なお能動素子はバイポーラトランジスタでも FET でも基本的に同じであるが、直流結合する場合の直流レベル合せに関しては両者で異なる。

ミキサの変換利得を厳密に計算するには、トランジスタの大信号モデルを用いて、ハーモニックバランス法などの非線形シミュレーションを行い、影像周波数、高調波、高調波に対する影像周波数などをすべて考慮して計算することができる。

3.3.2 トランジスタミキサの雑音指数

トランジスタミキサの雑音指数は、入力端子における RF 信号と雑音との S_{iRF} / N_{iRF}

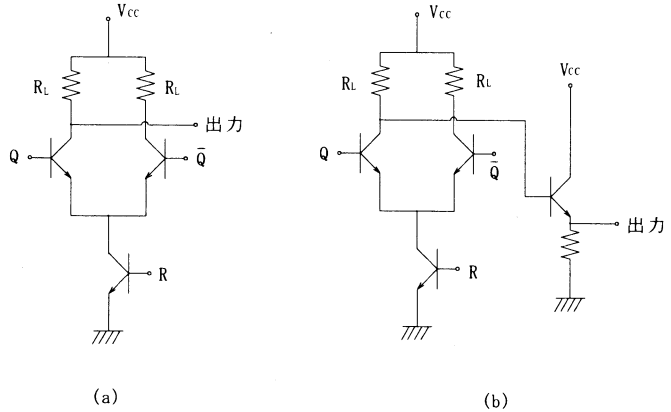


図 3.15 トランジスタを用いたスイッチ

(a) CML ゲート : Current Mode Logic

(b) ECL ゲート : Emitter Coupled Logic

見本

と、出力端子における IF 信号と雑音との S_{0IF} / N_{0IF} との比で定義される。

$$F_{mix} = \frac{S_{iRF} / N_{iRF}}{S_{0IF} / N_{0IF}} \quad (3-30)$$

図 3.16 を用いて IF 帯における S_{0IF} / N_{0IF} を求める。まず IF 信号電流は $I_{SRF} \times K$ と表わされる (理想スイッチでは $K=1/\pi$)。これに対し雑音レベルは RF 帯でトランジスタが付加する出力雑音電流 I_{NRF} 、ミキサにとっての信号源の雑音電流増幅分 $\sqrt{4kT Re(Y_s)G_{RF}}$ 、および映像周波数帯のトランジスタ出力雑音電流 I_{NIF} の 3 つの雑音電流成分が K により IF 帯に変換される。ただし G_{RF} は電力利得で $G_{RF} \equiv I_{SRF}^2 / I_{RF}^2$ と定義する。 I_{SRF} はミキサ出力端子における RF 信号電流、 I_{RF} はミキサ入力端子における RF 信号電流である。さらに IF 帯には I_{NIF} なるトランジスタ出力雑音電流が存在している。したがって

$$\frac{S_{0IF}}{N_{0IF}} = \frac{I_{SRF}^2 K^2}{\{I_{NRF}^2 + 4kT Re(Y_s)G_{RF} + I_{NIM}^2\} K^2 + I_{NIF}^2} \quad (3-31)$$

ただし I_{NIF} には、トランジスタが出力端子において付加する雑音電流と、信号源雑音電流の増幅分が含まれているものとする。

一方ミキサの RF 入力端子における S_{iRF}/N_{iRF} は

$$\frac{S_{iRF}}{N_{iRF}} = \frac{I_{SRF}^2}{4kT Re(Y_s)G_{RF}} \quad (3-32)$$

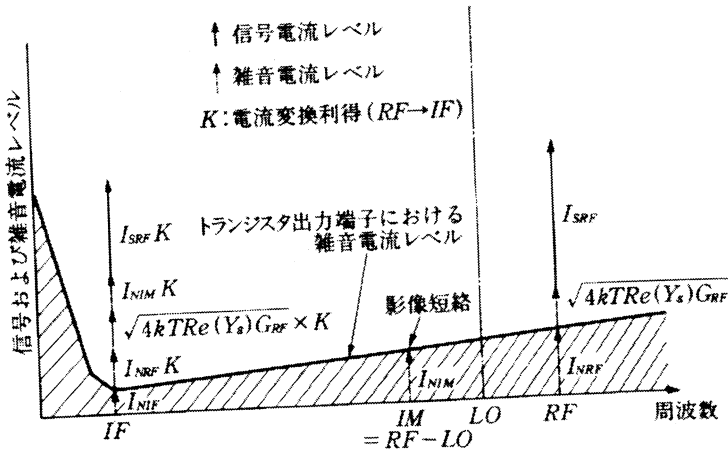


図 3.16 トランジスタミキサにおける信号電流と雑音電流の周波数成分