

## ■9 群 (電子材料・デバイス) -7 編 (マイクロ波伝送・回路デバイス)

---

### 5 章 能動回路素子

(執筆者: 橋本 修) [2010 年 7 月 受領]

#### ■ 概要 ■

本章においては、各種の能動回路素子について解説している。

まず、各種の発信器と増幅器について解説した後、その他の能動素子回路として、スイッチ回路、変調器、周波数通倍器、周波数変換器などについて述べている。

#### 【本章の構成】

本章は、5-1, 5-2 節においてトランジスタとダイオードの発信器、5-3~5-8 節において各種の増幅器の解説をしている。更に、その後の節では、順次、重要な能動回路素子である、スイッチ回路、変調器、周波数通倍器、周波数変換器、ひずみ補償回路、バイアス供給回路について解説している。

## ■9群-7編-5章

### 5-1 トランジスタ発振器

(執筆者：大平 孝) [2008年12月 受領]

#### 5-1-1 トランジスタ発振器の概要

携帯電話、無線 LAN、RFID タグ、レーダ、遠隔センサなどあらゆる情報通信・計測システムに使われる高周波信号はすべて「発振器」から生成される。この意味で、発振器はシステムの心臓部であるといえる。発振器はシステムの性能を支配する大きなファクタの一つである。発振器に求められる機能性能はシステムによって様々である。単独コンピュータのように閉じたシステムの場合には、一つの基準クロックにすべての回路が同期しているため、周波数安定性はさほど問題ではない。

離れた相手方とデータ交換をする通信システムの場合には、自分と相手方とで時間的同期をとる必要があるため、双方がもつ高周波発振器の瞬時位相ゆらぎが問題となる。特に、多数の利用者が限られた周波数帯を稠密に隣接共有し合う状況においては各端末の発振器に高いスペクトル純度が望まれる。高性能発振器を構成するには、使用する能動デバイス、回路トポロジ、回路パラメータを慎重に設計選択することが肝要である。

発振器は用いる半導体素子によって大きくダイオード発振器とトランジスタ発振器に分類できる。本章ではトランジスタ発振器の位置づけ、能動素子である電界効果トランジスタ、トランジスタ発振器の基本構成と RF 等価回路、発振条件、発振  $Q$  ファクタについて述べる。

#### 5-1-2 トランジスタ発振器の位置づけ

能動デバイスとして、バイポーラ接合トランジスタ (BJT) や電界効果トランジスタ (FET) などを用いた発振器をトランジスタ発振器と呼ぶ。トランジスタは 2 ポート (3 端子) デバイスであるので設計の自由度が高い。トランジスタ発振器の動作は 5-2 節「ダイオード発振器」で述べる理論をスカラ量からベクトル量/行列へ次元拡張<sup>1)</sup>することにより説明する。

発振用トランジスタは BJT 系と FET 系に分類できる。FET が誕生する以前は BJT が発振器の主流デバイスであった。BJT はキャリア注入デバイスであるので原理的に高い利得が得られる。しかし、電流駆動であるがゆえに低消費電力化には限界がある。消費電力を最優先するシステムでは電圧駆動デバイスである FET の独壇場である。特に、n 型 p 型補補 FET 対トポロジ (CMOS) が高い周波数帯でも動作可能となったことにより FET は低消費電力能動デバイスとして不動の地位を築いた。本章では FET を 1 個用いた発振器をとり上げる。その発展として複数の FET を MMIC 化した発振器については 10 群 7 編 (モノリシックマイクロ波集積回路) 3 章で述べる。

#### 5-1-3 電界効果トランジスタ (FET)

FET をソース接地 2 ポート網として用いる場合の回路図とその伝達特性を図 5-1 に示す。ゲート・ソース間電圧  $v_{gs}$  の増分に対するドレイン電流  $i_d$  の増分の比を伝達コンダクタンス  $g_m$  と呼ぶ。RF 等価回路においては直流電源が省略されるので、FET 自身を電圧制御電流源として扱う。これを 2 ポートアドミタンス行列で表現すると

$$Y = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ g_m & 0 \end{bmatrix}$$

となる。現実の FET ではこれに伝達遅延時間や寄生容量などのパラサイト効果が付加される。また、伝達特性図から分かるとおり RF 振幅が大きくなるとドレイン電流は上限側下限側ともに飽和に近づくので  $g_m$  は小信号時より低くなる。つまり、RF 振幅を  $\alpha$  と書くと  $dg_m/d\alpha < 0$  と表せる。

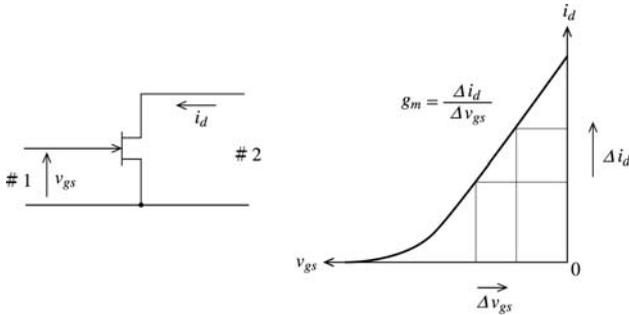


図 5・1 ソース接地 2 ポート FET の伝達特性

### 5-1-4 FET 発振器の一般構成

FET 1 個と単一負荷からなる発振器の一般構成を 図 5・2 に示す。ハートレーやコルピッツなど基本的構成はもちろんのこと、分布定数素子を含む場合も、図中の接続回路に受動要素をすべて含めることにより一般的にこの回路図で表すことができる。

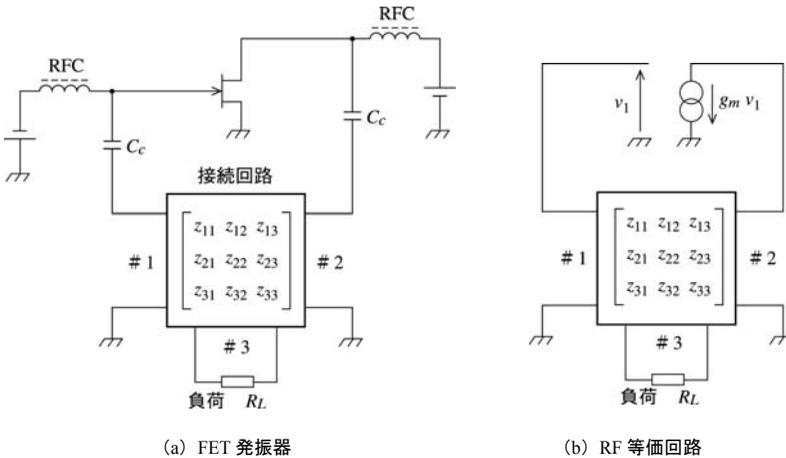


図 5・2 FET 発振器とその RF 等価回路

FET をソース接地し、ゲート及びドレインに直流電圧を印加するとともに接続回路を介し

て負荷へ RF 電圧を出力する．二つの RFC は RF 電流を阻止するためのチョークコイル，二つの  $C_c$  は直流電流を阻止するためのブロックコンデンサである．RFC と  $C_c$  は発振周波数においてそれぞれ開放と短絡とみなせる程度に十分大きい値に設定する．これらは所望発振周波数に応じて，低周波帯では集中定数 LC 素子で，高周波帯では 1/4 波長スタブや結合線路で構成する．接続回路は発振所望周波数における共振作用とインピーダンス整合の役割を含む 3 ポート回路網である．これにより，FET はドレイン電源から得た直流電力を効率的に RF 電力に変換して負荷側へ供給すると同時に RF 電力の一部をゲートへ正帰還する．

### 5-1-5 FET 発振器の発振条件

FET 発振器の RF 等価回路を図 5-2(b) に示す．簡単のため FET は伝達コンダクタンス  $g_m$  をもつ電圧制御電流源とする．また，RF チョークと直流ブロックキャパシタは十分大きいとして省略してある．前章の同節と同様に，この回路の定常発振条件を導出すると

$$(1 + g_m z_{12})(z_{33} + R_L) - g_m z_{13} z_{32} = 0$$

となる．ここで 3 ポート回路網の等価スカラ負荷インピーダンスを

$$Z_L(\omega) = z_{12} - \frac{z_{13} z_{32}}{z_{33} + R_L}$$

と定義すると，上記の発振条件は実部と虚部に

$$1 + g_m \Re\{Z_L(\omega)\} = 0 \quad (1)$$

$$\Im\{Z_L(\omega)\} = 0 \quad (2)$$

と分離される．これは 5-2 節の式(1),(2)の次元拡張となっている．これら方程式(1),(2)を連立で解くことにより発振周波数  $\omega$  ならびに発振に必要な  $g_m$  値が求まる．

発振条件式(1),(2)から得られた解が安定点か否かの判定についても，5-2 節と同様の判別式

$$\Im\left\{\frac{\partial \Psi}{\partial \omega} \frac{\partial \Psi^*}{\partial \alpha}\right\} > 0$$

を FET 発振器に適用して

$$\left| \frac{\Re\{Z_L(\omega)\}}{\Im\{Z_L(\omega)\}} \frac{\Re\{Z_L'(\omega)\}}{\Im\{Z_L'(\omega)\}} \right| < 0; \quad Z_L'(\omega) = \frac{d}{d\omega} Z_L(\omega) \quad (3)$$

を得る．ここで，接続回路と負荷が線形であること，ならびに，FET の  $g_m$  が RF 振幅  $\alpha$  の成長とともに単調減少する性質  $dg_m/d\alpha < 0$  を用いた．

以上で述べた式(1),(2),(3)を FET 発振器の安定動作条件と呼ぶ．これらは発振現象の回路論的理解に必須であるのみならず，発振器設計現場において回路シミュレータを利用した数値的評価ならびにパラメータ最適化の目的関数として用いることができる．

### 5-1-6 FET 発振器の Q ファクタ

通信やレーダ応用では発振器に純度の高いスペクトルが要求される．リーゾンにより示された側波帯雑音電力のモデル<sup>3)</sup>

$$P_{\text{SSB}} = \left\{ 1 + \left( \frac{\omega_o}{2Q\delta\omega} \right)^2 \right\} P_{\text{source}}$$

から明らかのように、高スペクトル純度の発振出力を得るために  $Q$  ファクタが重要な役割を果たす。ここで、 $\omega_o$  は発振周波数、 $\delta\omega$  は離調周波数、 $P_{\text{source}}$  は雑音源電力である。FET 発振器の  $Q$  ファクタは回路パラメータから

$$Q = \frac{\omega_o}{2} \frac{|Z'_L(\omega_o)|}{|Z_L(\omega_o)|}; \quad Z'_L(\omega) = \frac{d}{d\omega} Z_L(\omega) \quad (4)$$

で見積もることができる<sup>2)</sup>。ここで  $|Z|$  は複素数  $Z$  の絶対値である。与えられた能動デバイスの雑音電力が一定であるとする、この式の  $Q$  が最大となるように回路パラメータを最適化することにより上式の発振側波帯雑音  $P_{\text{SSB}}$  を最小化できる<sup>1)</sup>。

#### ■参考文献

- 1) T. Ohira and T. Wuren, "Pseudolinear circuit theory for sinusoidal oscillator performance maximization," IEICE Trans. Electron., vol.E91-C, issue 11, pp.1726-1737, Nov. 2008.
- 2) T. Ohira and K. Araki, "Active Q factor and equilibrium stability formulation for sinusoidal oscillators," IEEE Trans. Circuits and Systems Part II, CASII-54, 9, pp.810-814, Sep. 2007
- 3) D. B. Leeson, "A simple model of feedback oscillator noise spectrum," Proc.IEEE, pp.329-330, Feb. 1966.

## ■9群-7編-5章

### 5-2 ダイオード発振器

(執筆者：大平 孝) [2008年12月 受領]

発振器は用いる半導体素子によって大きくダイオード発振器とトランジスタ発振器に分類できる。本節ではダイオード発振器の位置づけ、能動素子である負性抵抗ダイオード、ダイオード発振器の基本構成とRF等価回路、発振条件、発振 $Q$ ファクタについて述べる。

#### 5-2-1 ダイオード発振器の位置づけ

能動デバイスとして、トンネルダイオードやガンダイオードなど負性抵抗を呈するダイオードを用いた発振器をダイオード発振器と呼ぶ。ダイオードは1ポート(2端子)デバイスであるので実装が比較的容易である。マイクロ波トランジスタが誕生する以前は負性抵抗ダイオードがマイクロ波発振器の主流デバイスであった。現在でも、マイクロ波帯以下ではトランジスタに主役の座を奪われたとはいえ、ミリ波帯で大きな発振電力が得られるという特徴を活かしてダイオード発振回路の研究<sup>1)</sup>が進められている。また、回路理論展開や解析設計においてダイオードは1個のスカラ量インピーダンスで表現できるので、大学・高専など教育機関における導入題材としても適している。

#### 5-2-2 負性抵抗ダイオード

負性抵抗ダイオードとは電流電圧特性が図5・3に示すように右下がりの領域を有するダイオードである。この領域では電圧増分と電流増分の比すなわち微分抵抗が負になるので、直流電源を除いた高周波(RF)等価回路において負の値を呈する抵抗素子として働く。ダイオード両端のRF電圧とRF電流の積も負の値となる。これはダイオードの消費電力が負すなわちダイオードがRFエネルギーを発生することを意味している。

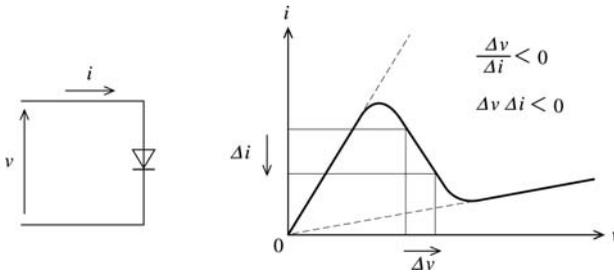
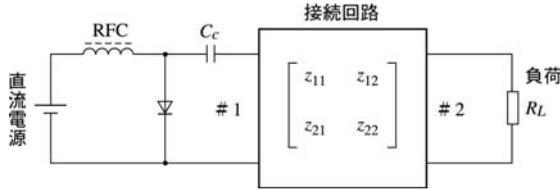


図5・3 負性抵抗ダイオードの電流電圧特性

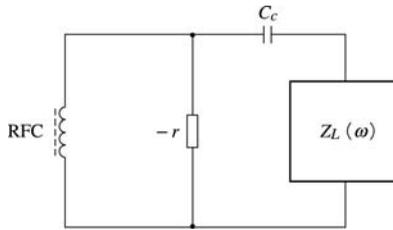
#### 5-2-3 ダイオード発振器の基本構成

負性抵抗ダイオードを用いた発振器の一般構成を図5・4(a)に示す。ダイオードに直流電圧を印加するとともに接続回路を介して負荷へRF電圧を出力する。RFCはRF電流を阻止するためのチョークコイル、 $C_c$ は直流電流を阻止するためのブロックコンデンサである。RFCと $C_c$ は発振周波数においてそれぞれ開放と短絡とみなせる程度に十分大きい値に設定する。

これらは所望発振周波数に応じて、低周波帯では集中定数  $LC$  素子で、高周波帯では  $1/4$  波長スタブや結合線路で構成する。接続回路は発振所望周波数における共振作用とインピーダンス整合の役割を含む。これにより、ダイオードは左側から得た直流電力を効率的に RF 電力に変換して右側へ供給することができる。



(a) ダイオード発振器



(b) RF 等価回路

図 5・4 ダイオード発振器とその RF 等価回路

#### 5-2-4 ダイオード発振器の発振条件

一般に能動デバイスを含む回路を所望周波数で安定に定常発振させるための条件は、

- a) 電力均衡：デバイス利得＝回路損失
- b) エネルギー均衡：電界蓄積エネルギー＝磁界蓄積エネルギー
- c) 均衡点の安定性：動作点ゆらぎに対して負帰還となること

の 3 点である<sup>2)</sup>。

図 5・4 (b) に示す発振器の RF 等価回路に a), b) を適用するとそれぞれ

$$\Re\{Z_L(\omega)\} = r \quad (1)$$

$$\Im\{Z_L(\omega)\} = 0 \quad (2)$$

となる。ここで、 $\omega = 2\pi f$ 、 $-r$  はダイオードの負性抵抗、 $Z_L(\omega)$  はダイオードから 2 ポート網を介して右側を見たスカラ負荷インピーダンス

$$Z_L(\omega) = z_{11} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{22} + R_L}$$

である。なお、ダイオードに電極間寄生容量  $C_p$ 、線形接触抵抗  $R_s$ 、浮遊配線インダクタンス  $L_s$  がある場合には、上記インピーダンスを

$$Z_L(\omega) = \left( z_{11} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{22}R_L} + R_s + j\omega L_s \right) // \frac{1}{l\omega C_p}$$

で置き換えればよい。これをパラサイト素子の負荷繰り込みという。記号 // は調和加算操作を示す。方程式(1),(2)を連立で解くことにより発振周波数 $\omega$ ，ならびに発振に必要な負性抵抗値 ( $-r$ ) が求まる。

一般に、発振条件 a),b) から得られた解が安定点であるためには、負荷を含めた回路全体が均衡点からの微小ゆらぎに対して負帰還となっていること、すなわち

$$\Im \left\{ \frac{\partial \Psi}{\partial \omega} \frac{\partial \Psi^*}{\partial \alpha} \right\} > 0$$

が必要である<sup>2)</sup>。ここで、 $\Psi$ は負荷を含めた回路全体の複素電力、\* 記号は複素共役、 $\alpha$ は発振振幅である。これをダイオード発振器の場合に適用すると、黒川の不等式

$$\begin{vmatrix} \frac{\partial R}{\partial \alpha} & \frac{\partial R}{\partial \omega} \\ \frac{\partial X}{\partial \alpha} & \frac{\partial X}{\partial \omega} \end{vmatrix} > 0$$

となる。ここで、 $R + jX$ はダイオードと負荷回路のインピーダンスの和、 $|A|$ は行列 $A$ の行列式である。この不等式を図5-4の回路に適用すると、 $R = -r + \operatorname{Re}\{Z_L(\omega)\}$ 、 $X = \operatorname{Im}\{Z_L(\omega)\}$ なので

$$\Im \{Z'_L(\omega)\} > 0; \quad Z'_L(\omega) = \frac{d}{d\omega} Z_L(\omega) \quad (3)$$

となる。ここで、負荷回路が線形であること  $\partial Z_L(\omega)/\partial \alpha = 0$ 、及び、ダイオードの負性抵抗値 $r$ がRF振幅 $\alpha$ の成長とともに単調減少する性質  $dr/d\alpha < 0$ を用いた。

以上で述べた式(1),(2),(3)をダイオード発振器の安定動作条件と呼ぶ。これらは発振現象の回路論的理解に必須であるのみならず、発振器設計現場において回路シミュレータを利用した数値的評価ならびにパラメータ最適化の目的関数として用いることができる。

### 5-2-5 ダイオード発振器の $Q$ ファクタ

通信やレーダ応用では発振器に純度の高いスペクトルが要求される。リーゾンにより示された側波帯雑音電力のモデル<sup>3)</sup>

$$P_{\text{SSB}} = \left\{ 1 + \left( \frac{\omega_o}{2Q\delta\omega} \right)^2 \right\} P_{\text{source}}$$

から明らかのように、高スペクトル純度の発振出力を得るために $Q$ ファクタが重要な役割を果たす。ここで、 $\omega_o$ は発振周波数、 $\delta\omega$ は離調周波数、 $P_{\text{source}}$ は雑音源電力である。ダイオード発振器の $Q$ ファクタは回路パラメータから

$$Q = \frac{\omega_o}{2} \left| \frac{Z'_L(\omega_o)}{Z_L(\omega_o)} \right|; \quad Z'_L(\omega) = \frac{d}{d\omega} Z_L(\omega) \quad (4)$$

で見積もることができる<sup>2)</sup>。ここで  $|Z|$  は複素数 $Z$ の絶対値である。与えられた能動デバイ

スの雑音電力が一定であるとする、この式の  $Q$  が最大となるように回路パラメータを最適化することにより発振側波帯雑音を最小化できる<sup>1)</sup>。

#### ■参考文献

- 1) 大上晃一, 黒木太司, 米山 務, “60 GHz 帯 NRD ガイドガン発振器における 2 種の自己注入同期方式の比較検討,” 信学技報 MW, Mar. 2009.
- 2) T. Ohira and K. Araki, “Active Q factor and equilibrium stability formulation for sinusoidal oscillators,” IEEE Trans. Circuits and Systems Part II, CASII-54, 9, pp.810-814, Sep. 2007.
- 3) D.B. Leeson, “A simple model of feedback oscillator noise spectrum,” Proc.IEEE, pp.329-330, Feb. 1966.

■9群-7編-5章

5-3 トランジスタ増幅器

(執筆者：森 一富) [2008年12月 受領]

5-3-1 トランジスタ増幅器の概要

トランジスタ増幅器は能動素子であるトランジスタと、受動素子である集中定数回路素子、分布定数回路素子とを組み合わせ、信号を増幅する機能を実現したものをいう。トランジスタを抵抗などを用いて安定化し、入出力の整合回路により所望の周波数で整合し増幅特性を実現する。トランジスタ増幅器は、送信機において必要となる十分な出力信号を得るために用いられる高出力増幅器と、受信機において雑音に埋もれた小さな信号を増幅するために用いられる低雑音増幅器とに大別される。

5-3-2 高出力増幅器

送信機において高出力増幅器は、最も消費電力が大きなコンポーネントであり、必要な出力電力まで増幅するだけでなく高効率な特性が求められる。増幅器の効率の定義は電力付加効率 $\eta_{add}$ とドレイン（コレクタ）効率 $\eta_d$ があり、増幅器の出力電力 $P_{out}$ 、入力電力 $P_{in}$ 、消費電力 $P_{dc}$ より次式で与えられる。

$$\eta_{add} = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{dc}}, \quad \eta_d = \frac{P_{out}}{P_{dc}}$$

一般的な高出力増幅器の回路構成を図5・5に示す。高い出力電力、効率を得るため安定化回路として入力側抵抗回路が主に用いられる。広帯域化のためにフィードバック抵抗回路が用いられる場合もある。図5・6のとおり出力電力、効率には出力負荷インピーダンス依存性があり、出力整合回路で高出力、高効率のための最適なインピーダンスを実現する必要がある。

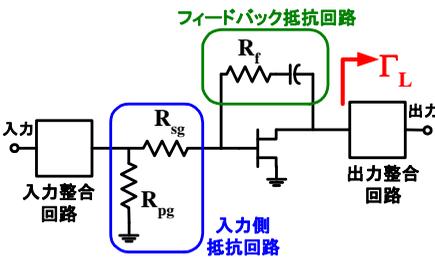


図5・5 高出力増幅器の回路構成

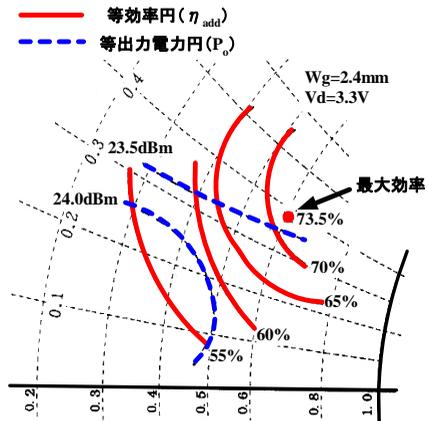


図5・6 出力電力、効率の出力負荷インピーダンス依存性

### 5-3-3 低雑音増幅器

低雑音増幅器は受信機において、入力された雑音に埋もれた微小な信号を増幅するため、低雑音であることが求められる。自然界熱雑音に対する増幅器で発生する雑音の比を雑音指数 (NF : Noise Figure) といい、この値が1に近いほど低雑音となる。

図 5・7 に示す多段増幅器の雑音指数  $NF_{total}$  は各段増幅器の雑音指数を  $NF_i$ 、利得を  $G_i$  とすると次式で表され、より前段の増幅器の  $NF$  が支配的である。

$$NF_{total} = NF_1 + \frac{NF_2}{G_1} + \frac{NF_3}{G_1 G_2} + \dots + \frac{NF_N}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}}$$

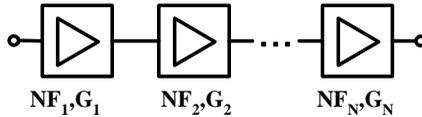


図 5・7 多段増幅器

低雑音増幅器においては増幅素子の入力側の損失を低くする必要がある。図 5・8 に一般的な低雑音増幅器の回路構成を示す。増幅器の安定化としては、無損失なソースインダクタ、出力側抵抗回路、フィードバック抵抗回路の順で用いられる。また、増幅器の  $NF$  は次式に示すように入力電源インピーダンスに大きく依存する。

$$NF = NF_{min} + \frac{4r_n |\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2) |1 + \Gamma_{opt}|^2}$$

ここで、 $\Gamma_s$  : 入力電源インピーダンス,  $\Gamma_{opt}$  : 雑音最小インピーダンス,  $r_n$  : 等価雑音抵抗,  $NF_{min}$  : 最小雑音指数である。

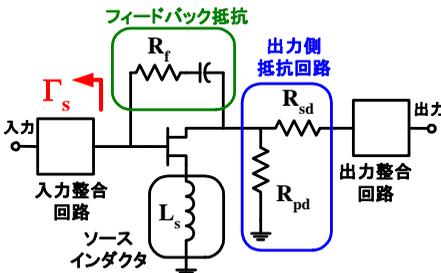


図 5・8 低雑音増幅器の回路構成

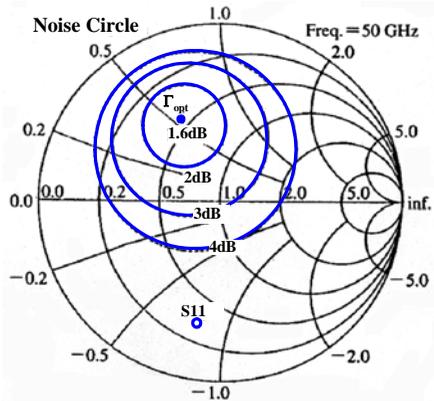


図 5・9 雑音特性 (NF) の入力電源インピーダンス依存性

$NF$  の入力電源インピーダンス依存性を図 5・9 に示す。低雑音増幅器においては、入力整合回路により  $NF$  が小さくなる入力電源インピーダンスを実現する。

■参考文献

- 1) 高山洋一郎, “マイクロ波トランジスタ,” 電子情報通信学会, 1998.
- 2) 本城和彦, “マイクロ波半導体回路-基礎と展開-,” 日刊工業新聞社, Sep. 1993.

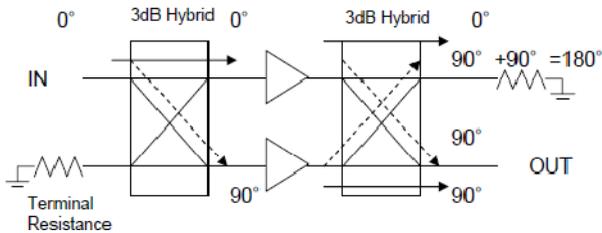
## ■9 群-7 編-5 章

### 5-4 バランス型増幅器

(執筆著：川崎繁男) [2009 年 1 月 受領]

高性能な増幅器を実現する場合，入出力端の整合回路は必要である．これらの増幅器は簡単な構成とする場合，通常，主線路と並列に接続される開放か短絡スタブ（理想的には損失のないリアクティブ素子）で整合回路網を形成する．しかし，実行上は動作帯域の境界周波数や帯域内でも実装上の誤差により，反射特性は劣化する．これら入出力端に現れる反射波を最小限に抑える工夫として，2 組の 3 dB 方向性結合器と増幅器を用いた回路をバランス型増幅器という．

このバランス型増幅器の構成例と信号の流れを，**図 5・10** に示す．二つのほぼ同一特性のシングルエンド増幅器の入出力端子をそれぞれ 90 度の 3 dB 方向性結合器に接続する．また，それぞれの方向性結合器のアイソレーションポートには，終端器を接続し，アンバランスによる反射波を吸収する．



**図 5・10** バランス型増幅器

この回路の動作原理は次のようである．すなわち，入力波は最初の方向性結合器により，入力波の半分の振幅となるが，同振幅で 90 度の位相差をもつ二つの成分となり，それぞれがシングルエンド増幅器に入力される．これらはそれぞれのシングルエンド増幅器で増幅され，同時に後段の方向性結合器に入力される．もともと 90 度位相差をもつ成分と，後段の方向性結合器を通過することにより入力波と 90 度の位相差をもった成分は，お互いは同じ位相となるので合成される．しかし，もともと 90 度位相差のある成分が方向性結合器により更に 90 度の位相差を追加させられるため，全位相差は 180 度となり，入力波と同相の成分と合成されると，これらはキャンセルされることとなる．ただ，二つの増幅器の利得は完全に同じでないため，キャンセルされずに残った成分は，終端器で吸収されることになる．

このような電磁波の流れは，入力端での不整合によるバランス型回路内で起こるが，出力端での不整合でも入力側への反射波を生じるので，入力側の方向性結合器のアイソレーションポートに終端器を接続し，出力側不整合の反射波を吸収する．

#### ■参考文献

- 1) Allen Sweet, “MIC & MMIC Amplifier and Oscillator Circuit design,” Artech House, Mar. 1990.
- 2) 高山洋一郎, “マイクロ波トランジスタ,” 電子情報通信学会, 1998.

## ■9 群-7 編-5 章

## 5-5 ダイオード増幅器

(執筆著者：川崎繁男) [2009年1月 受領]

ガンダイオード、インパットダイオードなどの1ポート回路であるダイオード、もしくは、トランジスタのような2ポート回路の一端にリアクタンス回路を接続して1ポート回路として用いた増幅器であり(図5・11)、反射型及び負性抵抗型増幅器と呼ばれる。サーキュレータとダイオードのような上記1ポートデバイス・回路、及び、これらの間の整合回路を組み合わせて構成する。

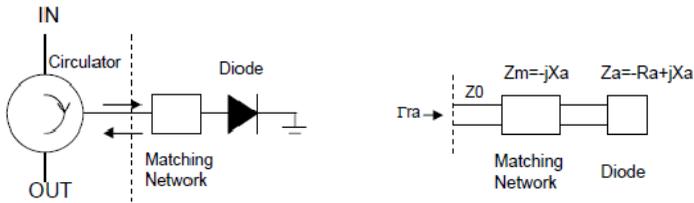


図5・11 ダイオード増幅器

ダイオードやトランジスタのような能動素子に適切なリアクタンス回路を付加した1ポート回路は、そのインピーダンスの実部が負の値をもつことが可能であり、このため入力信号は増幅されて反射されることとなる。すなわち、ここで、能動素子のインピーダンスを  $Z_a = -R_a + jX_a$ 、整合回路のインピーダンスを  $Z_m = -jX_a$  とすると、能動素子による1ポート回路の入力インピーダンスの虚部が、整合回路によりキャンセルされて、

$$\Gamma_{ra} = \frac{(Z_a + Z_m) - Z_0}{(Z_a + Z_m) + Z_0} = \frac{-R_a - Z_0}{-R_a + Z_0} = \frac{R_a + Z_0}{R_a - Z_0} \geq 1$$

(なお  $Z_0 = 50 \Omega$ )

となる。サーキュレータから整合回路を見込んだインピーダンスが  $-R_a$  となり、出力信号である反射波は増幅される。なお、サーキュレータは、これら入出力信号を分離するためである。

## ■参考文献

- 1) 宮内一洋、山本平一、“通信用マイクロ波回路,” 電子情報通信学会編, 1981.
- 2) R. S. Pengelly, “Microwave Field-Effect Transistors,” Nobel Publishing, Dec. 1995.

## ■9 群-7 編-5 章

### 5-6 パラメトリック増幅器

(執筆著者：川崎繁男) [2009 年 1 月 受領]

近年は、光の領域で盛んに使われている増幅器であるが、ここではマイクロ波領域でのパラメトリック増幅器について説明する。パラメトリック増幅器は、回路のリアクタンス成分を変化させて増幅を行う回路である。特に、電圧に依存する容量を変化させる場合が多く、低雑音増幅に用いられる。

この増幅器は、動作している信号周波数  $f_s$  より高い周波数  $f_i$  (アイドル周波数) を非線形容量に混合し、信号電圧のピーク時に容量をアイドル周波数で下げることにより、信号周波数の増幅が行われる。これは、容量が減少したときキャパシタンスの電荷は変化しないため、電圧が増加するからである。ここで、 $f_o (=f_s+f_i)$  を出力波の周波数、 $P_s, P_i, P_o$  をそれぞれ信号、アイドル、出力波の電力とするとマンリーローの法則から

$$\frac{P_s}{f_s} + \frac{P_o}{f_o} = 0, \quad \frac{P_i}{f_i} + \frac{P_o}{f_o} = 0$$

これらより、

$$P_o = -\frac{f_o}{f_s} P_s, \quad P_o = -\frac{f_o}{f_i} P_i$$

の 2 式が成り立ち、 $P_s, P_i$  の電力が周波数比に比例して、異符号である  $P_o$  に伝わることが示される。

#### ■参考文献

- 1) 植之原道行, 今井哲二(編著), “固体マイクロ波素子,” 工業調査会, 1973

## ■9 群-7 編-5 章

### 5-7 注入同期増幅器

(執筆: 森 一富) [2008 年 12 月 受領]

自励発信周波数に近い周波数の入力信号を発振器に注入し、注入した信号と同じ周波数で同じ位相に同期された信号を出力として得ることにより信号を増幅する増幅器のことをいう。一般的にはサーキュレータを用いた反射形の 2 端子増幅器の構成で用いられる。

注入同期増幅器とは自励発信周波数に近い周波数の入力信号を発振器に注入し、注入した信号と同じ位相に同期された信号を出力として得ることにより信号を増幅する増幅器であり 1 端子で動作するが、一般的にはサーキュレータを用いて入出力を分離した 2 端子増幅器として用いられる。注入同期増幅器の回路構成を図 5・12 に示す。

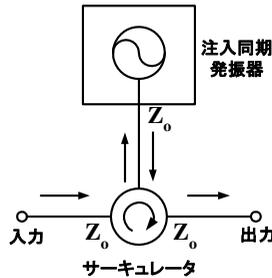


図 5・12 注入同期増幅器の回路構成

入力端子より入力された信号はサーキュレータにより注入同期発振器に注入される。注入同期発振器にて増幅された信号はサーキュレータにより出力端子より取り出される。注入同期発振器とは、発振器においてその自励発信周波数に近い周波数の外部信号を注入すると発振周波数と位相が注入した外部信号に同期する特徴をもつ。図 5・12 において、注入同期発振器からは、入力信号と周波数が同じで位相が同期した信号が出力され出力信号は入力信号よりも大きいため、図 5・12 の注入同期発振器は増幅器として動作する。注入同期増幅器の周波数帯域は、注入同期発振器の注入同期幅と一致し、その範囲の周波数で増幅器として動作する。

#### ■参考文献

- 1) 宮内一洋, 山本平一, “通信用マイクロ波回路,” 電子情報通信学会, 1981.

## ■9 群-7 編-5 章

### 5-8 分布形増幅器

(執筆者：森 一富) [2008 年 12 月 受領]

分布形増幅器は複数個のトランジスタを並列接続し、隣り合うトランジスタの入力端子間、出力端子間を高インピーダンスの線路で接続し、トランジスタ内部の容量と高インピーダンス線路のインダクタによりカットオフ周波数の高い 50 オーム線路を構成し、かつ終端抵抗を用いることにより広帯域に入出力の低い VSWR を実現し、平坦な利得を実現する増幅器のことをいう。分布形増幅器は進行波のみを用いることから進行波形増幅器とも呼ばれる。

#### 5-8-1 回路構成

図 5・13 にトランジスタとして FET を用いた場合の分布形増幅器の回路構成を示す。複数個の FET を並列接続した構成である。FET の入力端子間を高インピーダンス  $Z_{ig}$  で長さ  $L_{ig}$  の線路で接続され、入力端子から最も遠い FET の先で抵抗  $Z_o (= 50 \Omega)$  で終端されている。同様に、FET の出力端子間は、高インピーダンス  $Z_{od}$  で長さ  $L_{od}$  の線路で接続され、出力端子から最も遠い FET 側は抵抗  $Z_o (= 50 \Omega)$  にて終端されている。

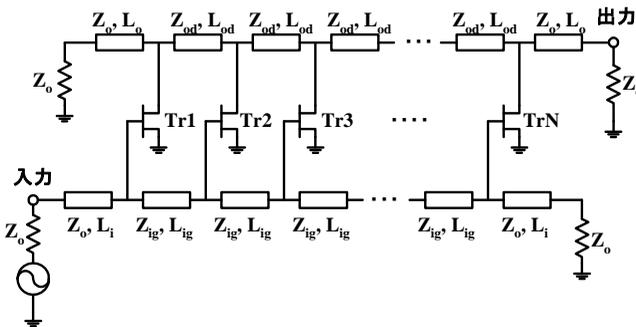


図 5・13 分布形増幅器の回路構成

#### 5-8-2 動作原理

図 5・14 のように、FET の等価回路は入力側はゲートソース間容量  $C_{gs}$  と入力抵抗  $R_i$  で、出力側は電流源  $g_m V_g$  と出力コンダクタンス  $g_o$ 、ドレインソース間容量  $C_{ds}$  で表される。高インピーダンス線路の等価回路は、直列インダクタ並列容量  $L_g$  もしくは  $L_d$  と並列容量  $C_g$  もしくは  $C_d$  で表される。

分布形増幅器の入力側、出力側回路の等価回路は図 5・15(a),(b)となる。

ここで、入力側回路は FET の内部容量  $C_{gs}$  と高インピーダンス線路の容量  $C_g$  を合わせた並列容量と直列インダクタ  $L_g$  で構成される特性インピーダンス  $Z_g$  の線路と考えることができる。同様に、出力側回路は FET の内部容量  $C_{ds}$  と高インピーダンス線路の容量  $C_d$  を合わせた並列容量と直列インダクタ  $L_d$  で構成される特性インピーダンス  $Z_d$  の線路と考えることができる。このとき、 $Z_g$ 、 $Z_d$  は次式で与えられる。

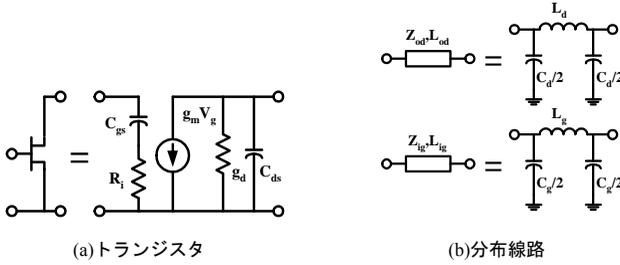


図 5・14 トランジスタ，分布線路の等価回路

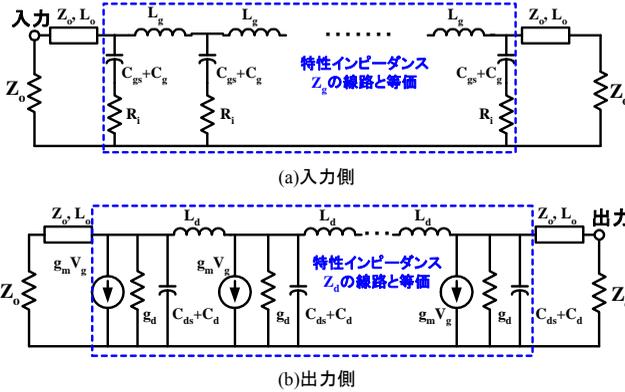


図 5・15 分布形増幅器の等価回路

$$Z_g = \sqrt{\frac{L_g}{C_{gs} + C_g}}, \quad Z_d = \sqrt{\frac{L_d}{C_{ds} + C_d}}$$

また，入力，出力側回路の減衰定数  $\alpha_g, \alpha_d$ ，位相定数  $\beta_g, \beta_d$  は次式で与えられる．

$$\alpha_g = \frac{\omega^2 C_{gs}^2 R_i Z_g}{2L_g}, \quad \beta_g = \omega Z_g \left( C_g + \frac{C_{gs}}{L_g} \right), \quad \alpha_d = \frac{g_o Z_d}{2L_d}, \quad \beta_d = \omega Z_d \left( C_d + \frac{C_{ds}}{L_d} \right)$$

このとき，次式のように入力側，出力側回路のインピーダンスを  $50 \Omega$  とすることで周波数依存性なく広帯域に入出力整合することができる．また，入力側，出力側回路の位相定数  $\beta_g, \beta_d$  を等しくすることで，各 FET の出力を同位相で合成することができる．

$$Z_g = Z_d = 50 \Omega, \quad \beta_g = \beta_d$$

また，分布形増幅器の利得  $G$ ，カットオフ周波数  $f_{\text{cutoff}}$  は次式で与えられ，FET の数  $N$  が多いほど利得  $G$  は高くなるがカットオフ周波数は低くなり両者はトレードオフの関係にある．

$$G \approx \frac{g_m^2 N^2 Z_g Z_d}{4} \left( 1 - \frac{\alpha_g N L_g}{2} + \frac{(\alpha_g N L_g)^2}{6} \right)^2, \quad f_{cutoff} \approx \frac{1}{\pi \cdot C_{gs} \sqrt{2R_f Z_g}} \cdot \frac{1}{\sqrt{N}}$$

■参考文献

- 1) 高山洋一郎, “マイクロ波トランジスタ,” 電子情報通信学会, 1998.
- 2) 伊藤康之, 高木 直, “MMIC 技術の基礎と応用,” リアライズ社, 1996.

## ■9 群-7 編-5 章

### 5-9 スイッチ回路

(執筆者：九鬼孝夫) [2009 年 2 月 受領]

スイッチ回路とは、信号経路の開閉や切り替えを行う回路である。ここで、伝送する信号がマイクロ波を含む高周波信号のとき、スイッチ回路と信号経路となる伝送線路の特性インピーダンスを整合させる必要がある。スイッチ回路の高周波特性は、閉のときには挿入損が小さく、開のときにはアイソレーションが大きいことが望ましい。しかし一般に、信号の周波数が高くなるに従い、これらの特性は劣化する傾向にある。また、スイッチの開閉に要するスイッチ時間は、より短いことが好ましい。

高周波スイッチ回路には、回路の構造（信号経路を開閉する回路素子の挿入方法）によって、並列型（図 5・16(a)）と直列型（図 5・16(b)）の 2 種類がある。また、回路素子の種類により、機械式スイッチと半導体スイッチに分けられる。更に、回路構成の観点から、一つの信号経路の開閉を行う最も単純な 1 回路 1 接点（SPST：Single Pole Single Throw）構成（図 5・17(a)）や、一つの信号経路を二つの信号経路に切り替える 1 回路 2 接点（SPDT：Single Pole Double Throw）構成（図 5・17(b)）などがある。



図 5・16 スイッチ回路の構造

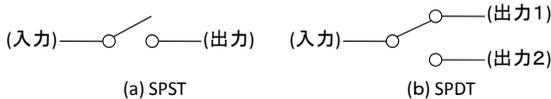


図 5・17 スイッチ回路の構成. (a) SPST, (b) SPDT

#### (1) 機械式スイッチ

信号経路の接点を機械的な動きで開閉するスイッチで、同軸スイッチや MEMS（Micro Electromechanical Systems）スイッチなどがある。

MEMS スイッチは、半導体の微細加工技術を用いて基板上に微小な可動構造体（電極）を作りこみ、これを接点に利用したスイッチ回路である。電極に電圧を印加すると、その静電力により電極が動いて接点が開閉する。MEMS スイッチは、次節の半導体スイッチに比べ、入出力特性の直線性がよいという特徴がある。

#### (2) 半導体スイッチ

回路素子として、FET やダイオードなどの半導体素子を利用したスイッチ回路である。

ダイオードスイッチは、ダイオードの両端に印加した DC バイアスを順方向／逆方向に切

り替えることにより、高周波信号の開閉を行う。スイッチ用ダイオードとして、PIN ダイオードやショットキーダイオードが用いられる。図 5・18 に、ダイオードスイッチ回路の一例を示す。

FET スイッチは、FET のゲート電圧を制御することにより、ドレーン・ソース間の開閉を行う。ダイオードスイッチに比べ、制御信号の消費電力が非常に小さい利点がある。

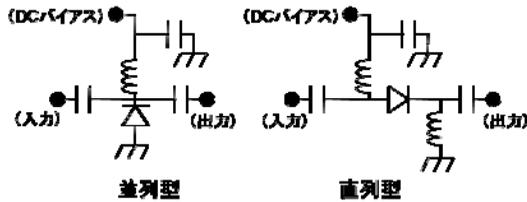


図 5・18 ダイオードスイッチ回路の一例

#### ■参考文献

- 1) 宮内一洋, 山本平一, “通信用マイクロ波回路,” 電子情報通信学会, pp.308-310, 1981.
- 2) 大和田邦樹, “RF MEMS とその応用,” ケイラボ出版, 2004.

## ■9 群-7 編-5 章

### 5-10 位相変調器

(執筆者：九鬼孝夫) [2009年2月 受領]

#### 5-10-1 位相変調器の概要

マイクロ波帯の位相変調器は、おもにデジタル無線装置に用いられ、変調パルス信号に対応して、マイクロ波帯の被変調波の位相を変化させる回路である。例えば、1 ビットの変調パルス 1, 0 に対応した変調波出力の位相は  $0, \pi$  (ラジアン) となり、2 ビットの変調パルスに対しては  $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$  の四つの位相となる変調波を出力する。回路構成方法として、通路差切換形変調器、平衡変調器などあり、ショットキーダイオード、PIN ダイオードあるいは FET などのマイクロ波帯スイッチが変調素子として用いられる。

#### 5-10-2 通路差切換形変調器

マイクロ波帯被変調波の伝搬経路長を変化させることにより、位相変調を行う。図 5-19 にダイオードスイッチによる通過形変調器を示す。スイッチ 1 が on, 2 が off のときと 1 が off, 2 が on のときの経路長差  $l$  を  $l = \lambda/2$  とすれば、変調パルスによるダイオードのスイッチ動作により、被変調波の位相を  $0$  と  $\pi$  に変化する変調器が実現できる。

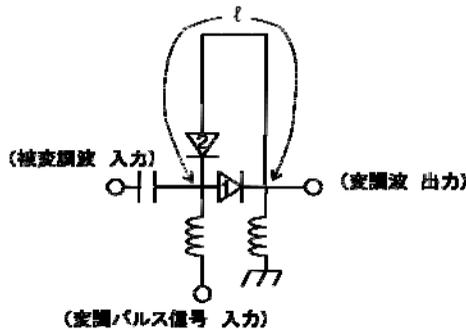


図 5-19 通過形位相変調器

#### 5-10-3 平衡変調器

図 5-20 に、平衡変調器の最も代表的な回路であるリング変調器を示す。リング変調器は、出力に対して、被変調波と変調パルス信号の両方を抑圧することができる。

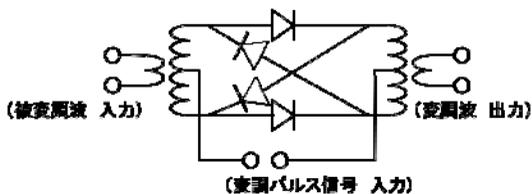


図 5-20 リング変調器

#### 5-10-4 多相位相変調器

上記 5-10-2 項, 5-10-3 項の例は, 1 ビットの変調パルスに対応した 2 相位相変調器であった。多相位相変調器は, これらを組み合わせることにより, 多ビットの変調パルスに対応した位相変調器である。図 5・21 には, 2 ビットの変調パルスに対応した 4 相位相変調器の例を示す。

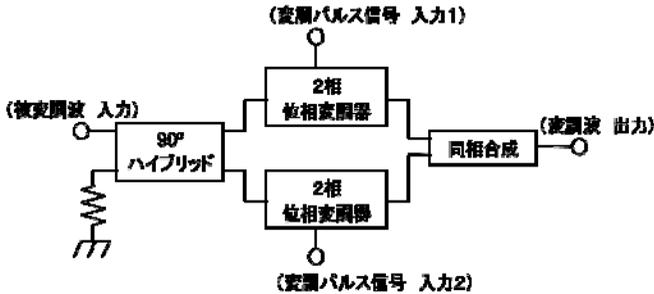


図 5・21 4 相位相変調器

#### ■参考文献

- 1) 宮内一洋, 山本平一, “通信用マイクロ波回路,” 電子情報通信学会, pp.294-299, 1981.

## ■9 群-7 編-5 章

### 5-11 周波数通倍器

(執筆者：九鬼孝夫) [2009年2月 受領]

#### 5-11-1 周波数通倍器の概要

入力信号の周波数 ( $f_0$ ) の整数倍の周波数 ( $mf_0$ , ただし  $m$  は整数で所望の次数) の信号を出力する回路である。周波数通倍には、周波数変換と同様に、ダイオードやトランジスタの非線形素子が利用される。主に、直接発振することが難しい高い周波数の信号を得るために用いられる。

周波数通倍器は、高い周波数の発振器を代用する利用法が多いため、変換損と出力電力が主要な特性となる。この他、必要な次数以外の通倍波やパラメトリック発振による不要波などのスプリアス特性も考慮する必要がある。また、周波数通倍を行うと、出力信号の位相雑音は、入力信号に比べ  $20 \log m$  [dB] 大きくなることが知られている。

#### 5-11-2 ダイオードを用いた通倍器

ダイオードによって通倍を行うには、ショットキーバリアダイオードの非線形抵抗を用いる方法と、バラクタダイオードの非線形容量を用いる方法があるが、一般的には、変換損に優れたバラクタダイオードが広く用いられている。図 5-22 に、電流励振型バラクタ通倍器の構成例を示す。

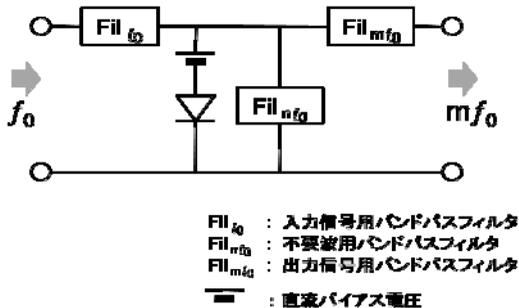


図 5-22 電流励振型バラクタ通倍器の構成例

#### 5-11-3 トランジスタ (FET) を用いた通倍器

MMIC では、FET を C 級動作させてその高調波成分を利用した通倍器が、一般的に用いられる。FET により変換利得をもたせることも可能である。2 個の FET を用いたバランス型 2 通倍器の構成例を、図 5-23 に示す。FET のドレインでは、入力の基本波は互いに逆相、所望の 2 倍波は同相になるため、出力では基本波が打ち消され、2 倍波が効率良く得られる。

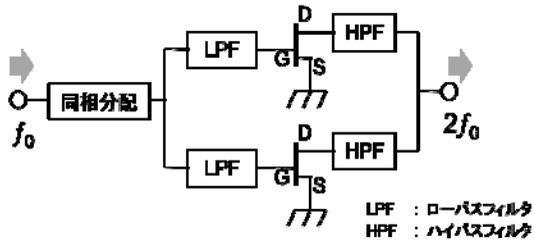


図 5・23 バランス型 2 乗倍器の構成例

■参考文献

- 1) 宮内一洋, 山本平一, “通信用マイクロ波回路,” 電子情報通信学会, pp.254-286, 1981.
- 2) 相川正義, 大平 孝, 徳満恒夫, 広田哲夫, 村口正弘, “モノリシックマイクロ波集積回路 (MMIC),” 電子情報通信学会, pp.125-127, 1997.
- 3) J. V. DiLorenzo, D. D. Khandelwal, “GaAs FET Principles and Technology,” ARTECH HOUSE, pp.466-468, 1982.

## ■9 群-7 編-5 章

### 5-12 周波数変換器

(執筆者：九鬼孝夫) [2009年2月 受領]

#### 5-12-1 周波数変換器の概要

二つの異なる周波数 ( $f_{RF}, f_{LO}$ ) の信号を入力し、その二つの周波数の整数倍の和または差の周波数 ( $|mf_{RF} \pm nf_{LO}|$ , ただし  $m, n$  は整数) の信号を出力する回路である。和差周波数の生成には、ダイオードやトランジスタの非線形素子が利用される。ミキサ (Frequency Mixer) とも呼ばれる。

無線装置では一般に、伝送する高周波 (RF) 信号より低い中間周波数 (IF) で変調や復調を行う方が容易である。そこで受信機では、受信された微弱な RF 信号 ( $f_{RF}$ ) と局部発振 (LO) 信号 ( $f_{LO}$ ) からその差周波数である IF 信号 ( $f_{IF} = |f_{RF} - f_{LO}|$ ) へ変換して、復調などの信号処理を行う。また送信機では、低い周波数で変調された IF 信号と LO 信号から RF 信号 ( $f_{RF} = f_{LO} - f_{IF}$  または  $f_{RF} = f_{LO} + f_{IF}$ ) を取り出して、増幅・送信する。このように信号の周波数を変換する回路が周波数変換器である。

ミキサの性能は、変換損と雑音指数が主要な特性となる。

#### 5-12-2 ダイオードミキサ

非線形素子としてダイオードを用いたミキサで、マイクロ波帯ではショットキーダイオードが多く用いられる。図 5・24 にダイオードミキサの構成例を示す。

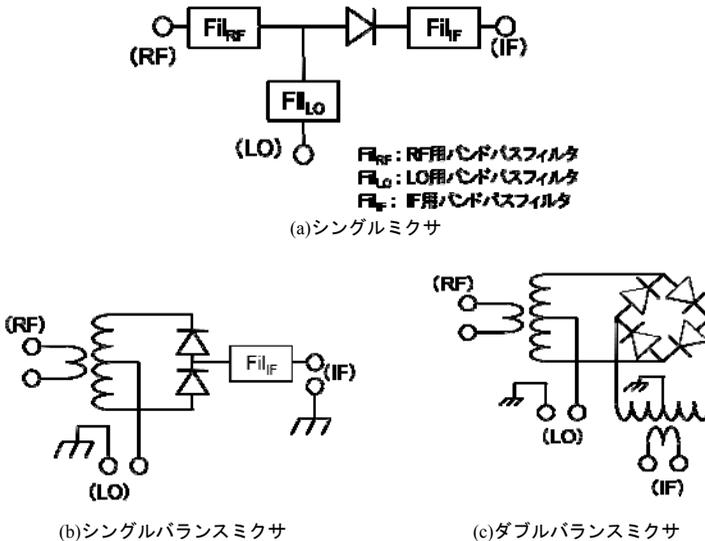


図 5・24 ダイオードミキサの構成例

シングルミキサ (図 (a)) は、1 個のダイオードを用いた最も簡単な構成のミキサである。各ポート間のアイソレーションをとるためには、それぞれのポートにバンドパスフィルタが

必要となる。

シングルバランスミキサ (図(b)) では、RF ポートは LO 及び IF ポートとのアイソレーションが保たれている。しかし、LO ポートと IF ポートにはアイソレーションがとれないので、IF 用バンドパスフィルタが必要となる。

ダブルバランスミキサ (図(c)) は、マイクロ波帯において、最も良く用いられる構成である。4 個のダイオードを用いる構成であるが、各ポートのアイソレーションがバンドパスフィルタなしに保たれることが利点である。

### 5-12-3 トランジスタミキサ

非線形素子としてトランジスタを用いたミキサで、マイクロ波帯では GaAs FET が多く用いられる。動作原理はダイオードミキサと同様であるが、トランジスタは 3 端子素子であり、入出力端子間でアイソレーションがとれていることと、増幅作用を有することが、ダイオードミキサと異なる。図 5-25 に、トランジスタミキサの構成例を示す。

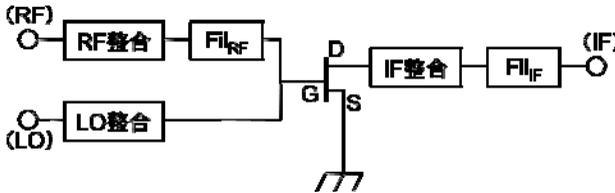


図 5-25 トランジスタミキサの構成例

### 5-12-4 イメージリジェクションミキサ

ミキサは、非線形素子のなかで何とおりもの和差周波数を発生するが、そのうち、所望の IF 信号 ( $f_{IF} = |f_{RF} - f_{LO}|$ ) のほかに、 $f_{IM} = 2f_{LO} - f_{RF}$  の周波数成分も強く発生する。この周波数 ( $f_{IM}$ ) をイメージ周波数といい、イメージ周波数信号が妨害となることがしばしばある。イメージリジェクションミキサは、2 個のシングルバランスミキサと 2 個の  $90^\circ$  ハイブリッドを組み合わせて構成する (図 5-26) ことにより、イメージ周波数信号を抑制することができる。

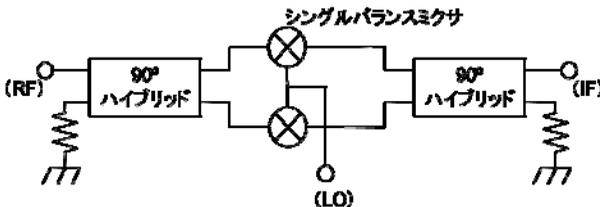


図 5-26 イメージリジェクションミキサの構成

#### ■参考文献

- 1) 本城和彦, “マイクロ波半導体回路 基礎と展開,” 日刊工業新聞社, pp.183-206, 1993.
- 2) Stephen A. Maas, “Microwave Mixers,” ARTECH HOUSE, 1986.

## ■9 群-7 編-5 章

### 5-13 ひずみ補償回路

(執筆者：九鬼孝夫) [2009年2月 受領]

#### 5-13-1 ひずみ補償回路の概要

伝送路の入出力特性（振幅特性及び位相特性）に非線形性があるとき、AM成分をもつ信号を入力するとその出力にはひずみが生じ、伝送信号の劣化を招くほか、隣接チャンネルへの電力漏洩による干渉を引き起こす。ひずみ補償回路は、このような非線形伝送路へ付加してその非線形特性をキャンセルすることにより、所望の線形性を得るための回路である。

マイクロ波帯の無線伝送装置では、電力増幅器へのひずみ補償回路が特に重要である。電力増幅器のひずみ補償回路の代表的な構成には、プリディストーション方式とフィードフォワード方式がある。

#### 5-13-2 プリディストーション方式

プリディストーションとは、電力増幅回路の非線形性の逆特性をその入力信号に予め与ることにより、電力増幅器全体として線形性を改善する方式である。図 5・27 に、アナログ非線形素子を用いたプリディストーション回路の構成例を示す。図 (a) は、1 個のダイオードを用いた最も簡単な構成で、ダイオードのバイアス電圧の調整により所望の特性を得る。図 (b) は、ひずみ成分を抽出して振幅と位相を調整し電力増幅回路の逆特性を生成する回路である。回路構成は複雑になるが、ひずみ成分の振幅と位相を適切に調整できるため、より大きな歪み補償量を得ることができる。しかし、このようなプリディストーション方式は、補償の対象となる電力増幅回路とは異なる回路を用いて非線形特性を作るため、所望の逆特性を正確に実現することは難しい。

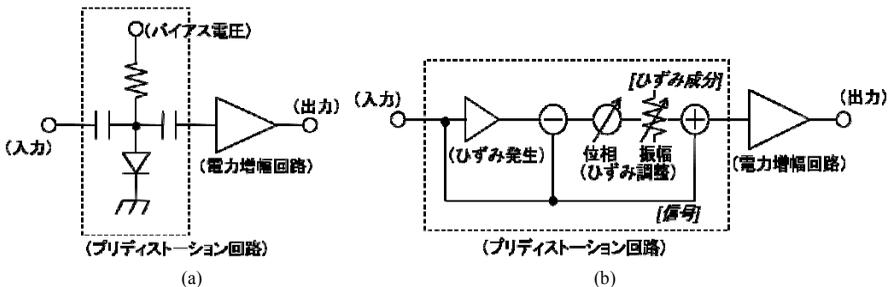


図 5・27 プリディストーション回路の例

#### 5-13-3 フィードフォワード方式

フィードフォワード方式によるひずみ補償の原理を図 5・28 に示す。入力信号は、経路 1 の電力増幅回路で増幅され、所望の電力が得られるとともに、非線形特性に伴うひずみも発生する。一方経路 2 では、電力増幅回路出力のひずみを含む信号から、歪みのない入力信号を減算（逆位相で合成）することにより、電力増幅回路で発生したひずみ成分だけを取り出し、補助増幅回路で増幅する。最後に、経路 1 の信号から経路 2 のひずみ成分を減算するこ

とにより，出力にはひずみのキャンセルされた信号が得られる．遅延線は，増幅回路の遅延時間を補う役割を果たす．

フィードフォワード方式は，電力増幅回路で発生したひずみ成分そのものを用いて補償するため，プリディストーション方式に比べて大きな補償量を得られる．しかし，補助増幅回路の消費電力が無視できず，電力効率の改善に制限が生じる．

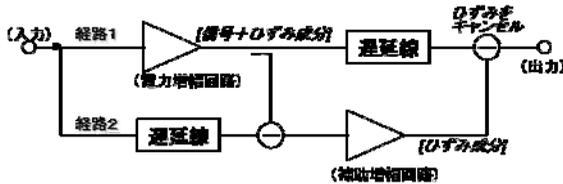


図 5・28 フィードフォワード方式の基本構成

#### ■参考文献

- 1) 野島俊雄, 山尾 泰, 高野 健, 伊東健治, 楢橋祥一, “モバイル通信の無線回路技術,” 電子情報通信学会, pp.135-154, 2007.
- 2) 中山正敏, 高木 直, “電力増幅器の低歪み・高効率化の手法,” MWE2004 Microwave Workshop Digest, pp.575-584, 2004.

## ■9 群-7 編-5 章

### 5-14 バイアス供給回路

(執筆者：西川健二郎) [2009 年 1 月 受領]

バイアス供給回路はトランジスタなどの能動素子を有するマイクロ波回路を駆動するために電源を供給する回路であり、マイクロ波回路とバイアス回路は基本的にアイソレートされている必要がある。ここではバイアス供給回路の構成及び特徴について述べる。

バイアス供給回路はトランジスタなどの能動素子に安定した電圧・電流を供給するための重要な回路であり、バイアス回路はマイクロ波回路と最小限のインターラクションまたはマイクロ波信号の漏れを最小（もしくは 0）にする必要がある。最も重要なことは電圧・電流減とマイクロ波回路のアイソレーションを実現することである。以下にいくつかの構成法について述べる。

- 1) RF チョーク（インダクタ）をマイクロ波回路と電源の間に挿入する構成
- 2) 1/4 波長線路をマイクロ波回路と電源の間に挿入する構成  
使用する 1/4 波長線路の特性インピーダンスは可能な限り高いインピーダンスである必要がある。
- 3) 1/4 波長線路と大容量の並列キャパシタの組合せをマイクロ波回路と電源の間に挿入する構成  
キャパシタを接地し、ロードとして動作させることにより、マイクロ波回路との接続点を開放とすることができ、回路と電源とのアイソレーションを実現できる。  
実際には上記三つの構成を組み合わせて使用されることもある。