

## パラメトリック増幅器とその雑音指数

齋 藤 成 文

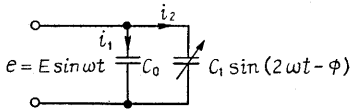
### § 1. 緒 言

パラメトリック増幅器という新しい原理の増幅器が最近開発され、その雑音の小さいことのために各方面から注目されている。もちろん雑音が少ないことはこの増幅器の大きな特長ではあるが、従来の増幅器とその電力の授受の原理が根本的に異なっており、将来多くの方面への直接の応用、ないしはこの原理の適用が考えられる。その意味においてここではパラメトリック増幅器の作動原理を説明し、あわせて雑音特性のよい理由を平易に解説してみたいと思う。

### § 2. パラメトリック増幅器の原理

パラメトリック増幅器 (parametric amplifier) とは、パラメータ (Parameter) を信号周波以外の周波数に比べて可変にする、すなわち可変パラメータを用いた増幅器という意味である。パラメータとしては電気 3 要素  $R, C, L$  の内損失を含まない  $C, L$  のいわゆるリアクタンス素子のみを用いる。

したがって可変リアクタンス増幅器と呼ぶ方がより適確であるが、普通パラメトリック増幅器または MAVAR (Modulating, or Microwave, Amplifier by Variable Reactance) と呼ばれている。



第 1 図

量が

$$C_0 + C_1 \sin(2\omega t - \phi) \quad (\phi \text{ は位相角}) \quad (1)$$

である時、これに  $e = E \sin \omega t$  なる信号電圧を加えると流れる電流  $i$  は

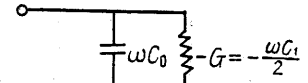
$$i = \omega C_0 E \left\{ \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{2} \right) - \frac{C_1}{2C_0} \sin(\omega t - \phi) \right\} \quad (2)$$

$$= i_1 + i_2$$

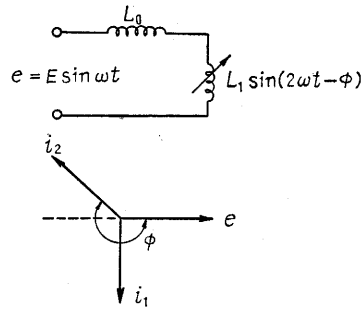
となる。第 1 項の電流  $i_1$  は固定容量に流れるもので、衆知のように印加電圧  $e$  より  $90^\circ$  進んだ位相をもっているが、第 2 項は可変容量によって生じる電流で、その位相関係は第 1 図のように、 $C_1$  を可変にする  $2\omega$  の信

第 1 図のように  $C_0$  なる一定静電容量と並列に  $C_1$  なる可変容量があり、信号周波  $\omega$  のちょうど 2 倍の周波数  $2\omega$  で変化している時、すなわち全体の静電容量が

号電圧  $e$  に対する位相角  $\phi$  によって種々の値をとる。特に  $\phi=0$  の時は信号電圧  $e$  に対して  $180^\circ$  異なった逆位相の電流  $i_2$  が回路へ流れ込むことになる。このことは信号電源から見ると可変容量は第 2 図のように一つの負抵抗 (または負コンダクタンス) として表わされる。すなわち正抵抗が信号電力を吸収するのに対して、この負抵抗は信号電力の発生源として、逆に信号電源に電力を送り込む働きをする。この場合の電力供給源は  $C_1$  を可変にしている周波数 (ここでは  $2\omega$  であるが、以下に述べるように必ずしもこの条件は必要でない) の電源より送り込まれるので、この意味からこの  $C_1$  を励振している周波数を pumping 周波と呼んでいる。



第 2 図



第 3 図

して

$$L_0 + L_1 \sin(2\omega t - \phi) \quad (3)$$

となっている場合、端に  $e = E \sin \omega t$  の信号電圧を印加した時に流れる電流では

$$i = \frac{E}{\omega L_0} \left\{ \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) + \frac{L_1}{2L_0} \sin(\omega t - \phi) \right\} \quad (4)$$

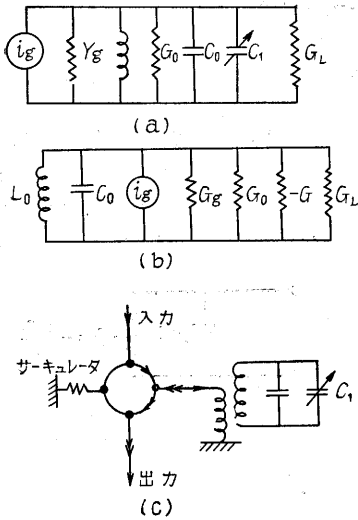
$$= i_1 + i_2$$

で与えられる。 $i_1$  は  $L_0$  によって  $e$  より  $90^\circ$  遅れる電流であるのに対し、 $i_2$  は第 3 図のように  $\phi$  によって変化し、特に  $\phi=180^\circ$  の時は印加電圧  $e$  と逆位相となり、前と同様可変インダクタンスは負の抵抗として表わされる。

さて以上述べたような可変リアクタンス素子 (パラメトリック素子, parametric element と呼ばれる) を用

脚注  $\dagger$  (2), (4) 式は厳密な解ではなく、この式に示した  $\omega$  成分の外に高調波成分を生じるが、実用上共振回路または 3 波器によって除去することができるので省略してある。

いて信号周波 $\omega$ に対して一つの共振回路を作ると、上述のように負抵抗の存在するために、それ自身で発振をおこしたり、増幅作用が生じる。



第 4 図

例えば第 4 図(a)のように可変容量を含んだ共振回路を作り、信号電源(定電流源  $i_g$  を考え、その電源コンダクタンスを  $G_g$  とする)を印加した場合は、可変容量は上述の励振位相  $\phi$  を適当にすることによって、負のコンダクタンス  $G(-\frac{\omega C_1}{2})$  として働くので同図(b)に示す等価回路で表わされる。ここに  $G_0$  は共振回路固有の損失を表わすコンダクタンス分、 $G_L$  は出力負荷のコンダクタンス分である。したがって同図より

$$G_g + G_0 + G_L \leq G \tag{5}$$

を満足するほど負のコンダクタンス  $-G$  が大となると発振が生じる。もしそれほど負コンダクタンスが大きくない場合は次のように増幅作用を生じる。電源の最大利用電力(max. available power)は  $\frac{i_g^2}{4G_g}$  であり、負荷に供給される電力は  $\frac{i_g^2}{(G_T - G)^2} G_L$  であるから

$$\text{電力利得} = \frac{\frac{i_g^2 G_L}{(G_T - G)^2}}{\frac{i_g^2}{4G_g}} = \frac{4G_L G_g}{(G_T - G)^2} \tag{6}$$

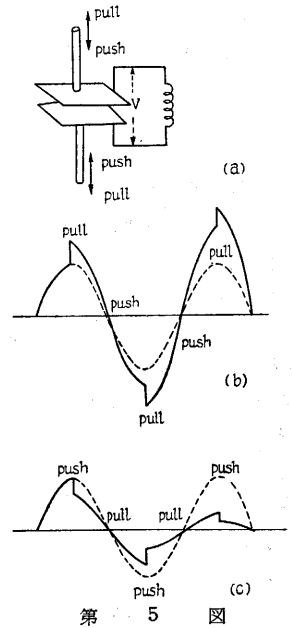
ここに  $G_T = G_g + G_0 + G_L$  である。実際のパラメトリック増幅器では雑音指数の向上と安定度をよくするため、第 4 図(c)に示すようにサーキュレータ†と呼ばれる入出力分離回路を用いて入力側と出力側とを分離させる。この場合は(6)式の  $G_T$  は  $G_0 + G_L$  のみとなり  $G_g$  には無関係になる。

以上でパラメトリック増幅器の根本原理を述べたが、その電力授受の関係をより直接的に理解するために、第

脚注 † サーキュレータは通常フェライトのような方向性をもったジャイレータ素子を含んだ回路によって構成されているが、最近では半導体のホール効果を利用したものも発表されている。パラメトリック増幅器には以下述べる進行波型の場合を除いてサーキュレータが不可欠のものであるが、本文においてはその詳細の説明を省略する。

5 図(a)のような模型を考えてみる。すなわち 2 枚の平板電極よりなるコンデン

サは外からの機械力によりその間隔が変化し得られる可変容量とし、それと併列にインダクタンスを用い一つの共振回路を構成する。容量一定の場合は共振回路の損失を無視すれば、第 5 図(b)または(c)に点線で示すような初期条件によって定まる一定持続振動が発生する。同図で縦軸をコンデンサの端子電圧  $V$  とする時、いまその最大値をとる瞬間に外部機械力によりコンデンサの電極を pull したとする。しか



第 5 図

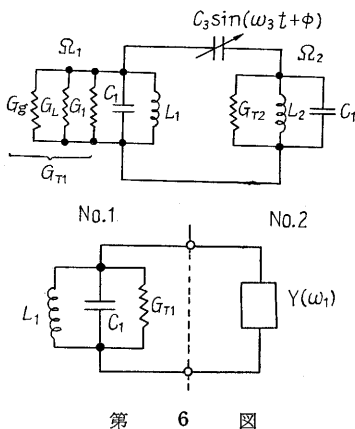
る時は静電容量  $C(=\frac{Q}{V})$  は電極間々隙が広がるので減少する。一方  $Q$  は瞬間的に移動することはできないので一定であるから、当然コンデンサ端子電圧  $V$  は第 5 図(b)のように瞬間に増大する。この後は静電容量が一定であるから正弦波状に減少する。次に端子電圧が零となる時点でコンデンサを逆に push してもとの静電容量にまで戻すと、この点では  $V$  が零であるからなんらの変化なく端子電圧はそのまま正弦波状に負の値になる。これが負の最大値をとる瞬間にまた電極を pull してやると、前と同様負の端子電圧が増大する。このようなことを繰り返すとコンデンサ端子電圧は図示のように無限に増大して行くことがわかる。またもし以上とは全く逆に pull した時に push し、push した時に pull してやると、同図(c)のように端子電圧は減少して行く。これから明らかなように可変容量を動かす周期は、共振回路の共振周波数の 2 倍に相当していることを知る。また共振電圧と可変容量の位相により外部機械力から共振回路へエネルギーが供給されたり、逆に共振回路から外部へとり出されたりすることも明らかになった。このようにパラメトリック回路では回路のエネルギーは pumping 電源との間で授受が行なわれていることに注意すべきである。このように信号周波とそれとは周波数の異なった pumping 電源との間の電力授受が行なわれるということが直流電源からの電力補給に頼って来た従来の増幅器と大きな原理上の差異である。ただしこのような原理は今も目新しいものではなく、われわれの日常生活にも到る所で利用されている。たとえばブランコに乗った子供が自分で振幅を大きくする場合には、ブランコの週期の 2

倍の週期で自身の体を動かすことにより重心の位置を移動して、その重力による位置エネルギーによる励振によって行なっているし、昨年流行したフラフープを回転させる時に、どのような週期で体を動かしたかは諸兄のうちの経験者に問うことにより明白となる。

パラメトリック素子としては現在のところフェライト (ferrite) を用いた可変インダクタンス、負バイアスを加えた半導体ダイオードによる可変容量および電子ビームの非直線を利用したものが用いられている。このうちフェライトによる方式は最もはやく注目され実験が行なわれたが、その励振電力が大きいためいまだ実用にはなっていないが、他の二つはいずれもある程度の成果が挙げられている。特に半導体ダイオードは励振電力の小さいこと、小型軽量なこと、自ら発する雑音の小さいことのために最も有望と見られている。

§ 3. 集中型パラメトロン増幅器とその雑音指数

さて上述のパラメトロン増幅器では理解を容易にするために pumping 周波がちょうど信号周波の 2 倍の場合を取り扱った。しかし一般には二つまたはそれ以上の共



第 6 図

振回路を用いることにより、この条件はとり除くことができる。たとえば第 6 図のように、二つの並列共振回路を可変容量コンデンサで直列に結んだ場合を考えよう。共振回路 No.1 および No.2 の共

振周波数をそれぞれ  $\Omega_1$  および  $\Omega_2$  とし、可変コンデンサの pumping 周波数  $\omega_3$  を次のように選ぶ。

$$\omega_3 = \Omega_1 + \Omega_2 \quad (7)$$

いま信号周波  $\omega_1$  を  $\Omega_1$  に極めて近くとり ( $\Delta = \Omega_1 - \omega_1$ )、これにより共振回路 No.1 を励振すると、この回路に生じた  $\omega_1$  成分の電圧が可変コンデンサ  $C_3$  に加わり、その結果

$$\omega_1 = \omega_3 - \omega_1 = (\Omega_1 + \Omega_2) - (\Omega_1 - \Delta) = \Omega_2 + \Delta \quad (8)$$

なる共振回路 No.2 の共振周波数  $\Omega_2$  に近い  $\omega_2$  成分の電流が回路に流れ、共振回路 No.2 にはこれに相当する  $\omega_2$  成分の電圧が生じる。この電圧が再び  $C_3$  に加わり、その結果  $\omega_3 - \omega_2 = \omega_1$  なる信号周波成分の電流が生じることになる。すなわち信号周波から見ると  $C_3$  のために共振回路 No.2 が第 6 図のように一つの負荷アドミッタンスと見なされるわけで、その値  $Y(\omega_1)$  は簡単な計算の結果次式で表わされる。

$$Y(\omega_1) = -\frac{\omega_1 \omega_2 C_3^2}{4Y_2^*(\omega_2)} \quad (9)$$

ここに  $Y_2^*(\omega_2)$  は共振回路 No.2 の  $\omega_2$  に対するアドミッタンスの共軛複素数である。特に信号周波  $\omega_1$  が  $\Omega_1$  に等しい時は  $\omega_2$  も  $\Omega_2$  に等しくなり、 $Y_2^*(\omega_2)$  は  $G_{T2}$  のコンダクタンス分のみとなるので

$$Y(\omega_1) = -G = -\frac{\omega_1 \omega_2 C_3^2}{4G_{T2}} \quad (10)$$

なる負のコンダクタンスとなる。すなわちこの場合も前に述べた一つの共振回路の場合と同様可変コンデンサ  $C_3$  は共振回路 No.2 の助けをかりることにより、負の抵抗として表わされることがわかる。またこの場合は、pumping 周波の位相角  $\phi$  には無関係という実用上大きな利点がある。この  $-G$  を用いるとパラメトリック増幅器の等価回路は全く第 4 図の場合と同一となり、その電力利得 (6) 式で与えられる。特にこの増幅器の利得が大きいために

$$G_{T1} \geq G \quad (11)$$

なることが必要であり、したがって (10) 式より

$$C_3 \geq 2\sqrt{\frac{G_{T1} G_{T2}}{\omega_1 \omega_2}} = 2\sqrt{\frac{1}{Q_1 Q_2}} \sqrt{C_1 C_2} \quad (12)$$

の条件が得られる。すなわち可変コンデンサの容量の変化分は、この式を満足する程度に大きいことが要求される。この式は共振回路の  $Q$  の項を含んでいるので、パラメトリック増幅器の周波数帯域をも定めるものである。以上の説明より  $\omega_2$  の働きが理解されたことと思うが、表むきは利用されない下働きという意味で idling 周波といわれている。

次のパラメトロン増幅器の大きな利点である雑音特性の良好なこと理由について考えてみよう。従来の増幅器ではほとんど例外なく、そのアクティブ素子 (エネルギーを信号周波に与えるもの、すなわち回路的に見ると負の抵抗を示す素子) として電子管またはトランジスタを用いており、これらは導電々流の働きにより増幅作用を行なっている。不幸にしてこれらの導電々流には本質的に熱雑音よりはるかに大きい shot 雑音が付随しておりしたがって従来の増幅器は、特にマイクロ波のような高い周波数において内部から発生する雑音が大きくなるという欠点がある。これに対してもすでに述べたような理想的な可変リアクタンスが存在すれば、これからはなんらの雑音も発生しない (抵抗がないから熱雑音も発生しない) から他の回路素子の設計に当を得ればほとんど内部雑音のない理想的な増幅器が得られるはずである。実際のパラメトリック素子であるフェライト、半導体ダイオードにはもちろん損失は存在するが、その利用しているものが導電々流を主体とするものではなく、たとえばダイオードの場合は変位電流であり、したがって従来の電子管またはトランジスタに比してその発生雑音は極

めて少ない。また電子ビームを用いたパラメトリック増幅器においても、電子ビームを除去し熱雑音と交換し得るという従来の電子管にはなし得られない特長のために、ほとんど内部雑音のない増幅器が得られている。増幅器の雑音特定を表わすのには通常問題にしている増幅器と内部雑音のない理想化増幅器との雑音出力の比をもって表わし、これを雑音指数(Noise figures または略して N. F.) と呼ぶ。すなわち N. F. 1 の増幅器とは内部雑音の全くない増幅器のことである。もう一つの表わし方は、増幅器の内部雑音が熱雑音に換算して等価温度  $T_{eff}$  (K) で与えるものである。いま標準となる周囲温度を  $T_0$ (K) とすると、両者の間には

$$NF = 1 + \frac{T_{eff}}{T_0} \quad (13)$$

の関係がある。

さて第 6 図に示した増幅器の雑音指数を考えるに、内部から発生する雑音源としては、次のようなものを考慮する必要がある。

- i) 共振回路 No.1 自身の損失  $G_1$  より発生する熱雑音
- ii) 共振回路 No.2 自身の損失  $G_{r2}$  より発生する熱雑音
- iii)  $C_3$  より発生する  $\omega_1$  成分の shot 雑音  $\overline{i_1^2}$  または等価コンダクタンス  $G_{s1}$  からの熱雑音
- iv)  $C_3$  より発生する  $\omega_2$  成分の shot 雑音  $\overline{i_2^2}$ 、または等価コンダクタンス  $G_{s2}$  からの熱雑音
- v)  $C_3$  の変動によって生ずる雑音

このうち最後のものは pumping 電力が雑音に比して十分大きく、また増幅器の利得が余りに大きくない場合は無視される。またこのほかに負荷  $G_L$  よりの熱雑音があるが、雑音指数の定義よりして考慮の外におくが、前述のサーキュレータを用いない場合には大きな雑音源となり得る。以上の雑音源を考慮することにより雑音指数は、

$$NF = 1 + \left. \begin{aligned} & \frac{G_1}{G_g} + \frac{G}{G_g} \frac{\omega_1}{\omega_2} + \\ & + \left[ \frac{G_{s1}}{G_g} + \frac{G_{s2}}{G_g} \frac{G}{G_g} \frac{\omega_1}{\omega_2} \right] \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

$$= 1 + \frac{G_1}{G_g} + \frac{G}{G_g} \frac{\omega_1}{\omega_2} + \frac{1}{4kT_0BG_g} \left[ \overline{i_1^2} + \frac{G}{G_g} \frac{\omega_1}{\omega_2} \overline{i_2^2} \right]$$

を得る。かつこの内はパラメトリック素子の損失による項でパラメトリック素子の改良と共に減少されるものである。事実半導体ダイオード素子の場合は無視し得る場合もある。第 2 項は共振回路 No. 1 の損失による項で、 $G_1 \ll G_g$ 、すなわち入力側を過結合にすることにより小さくすることができる。このことはパラメトリック増幅器では入力インピーダンスが負であり本質的に整合をとる

ことができないことと関連するものである。第 3 項は共振回路 No. 2 の損失による項で  $G \approx G_{r1}$  であることを注意すると

$$\frac{G_g + G_1 + G_L}{G_g} \frac{\omega_1}{\omega_2}$$

で表わされ、第 4 図(c) のようにサーキュレータを用いた単一結合の場合は分子の  $G_g$  の項はなくなると共に  $G_g = G_L$  であるから過結合の極限ではこの項は  $\frac{\omega_1}{\omega_2}$  となる。すなわちこの種パラメトリック増幅器の最小雑音指数は

$$NF_{min} = 1 + \frac{\omega_1}{\omega_2} \quad (15)$$

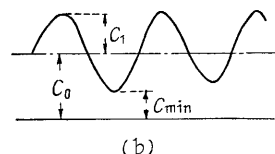
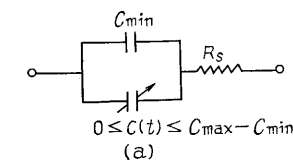
で表わされる。もちろん共振回路 No. 2 の温度を、常温  $T_0$  °K よりたとえ液体空気等で  $T_c$  °K に冷却すれば

上式の第 2 項は  $\frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{T_c}{T_0}$  となる。以上は信号周波が  $\omega_1$

なる単一波よりなる場合である(single sideband reception) が、信号が  $\omega_1$  および  $\omega_2$  の両側帯よりなる場合(double sideband reception) には共振回路 No. 2 からも信号が入ってくるので上述の意味の最小雑音指数は 1 となる。

ここでこの種の集中型パラメトリック増幅器に最も有望である半導体ダイオード素子について一言しよう。

シリコンまたはゲルマニウムを用いた diffused junction ダイオード、または金または銀ボンドの welded contact ダイオードに数ボルトの負の電圧を加えると直流電流はほとんど流れず(直流抵抗  $1 \text{ M}\Omega$  以上)、P-N 間の薄い境界層(depletion layer) が一つの静電容量を形成する。この静電容量は印加電圧によって変化するの



第 7 図

で pumping 電圧を負直流バイアス電圧の上に重畳することによりパラメトリック素子として作動せしめることができる。この素子の等価回路は第 7 図(a) のように示され、その損失となるものは、ダイオードのベース金属に導電電流が流れることによって生じる拡がりによる直列抵抗  $R_s$  (spread resistance) が主なものであり、これから発生する熱雑音以外の shot 雑音等は、実用上無視し得ることが実験により確かめられている。したがってこの種ダイオードの特性を定めるものとして

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_s C_{min}} \quad (16)$$

なる切断周波数が用いられている。もちろん  $f_c$  の高いほどよいわけで、現在米国においては 40 KMC のものが用いられている。さてこのようなダイオードが pumping 周波により第 7 図 (b) のように容量変化をしている場合には近似的に  $\omega_1$  および  $\omega_2$  の回路に対し

$$\left. \begin{aligned} G_{s1} &= \frac{1}{R_s} \left( \frac{\omega_1}{\omega_0} \right)^2 \quad (\omega_1 \text{ に対し}) \\ G_{s2} &= \frac{1}{R_s} \left( \frac{\omega_2}{\omega_0} \right)^2 \quad (\omega_2 \text{ に対し}) \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

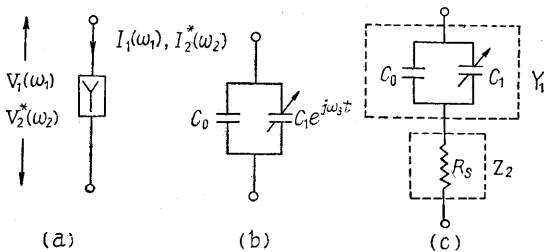
で与える並列コンダクタンスとして表わされる。ここに  $\omega_0 = \frac{1}{R_s C_0}$  で、 $\frac{\omega_1}{\omega_0}, \frac{\omega_2}{\omega_0} \ll 1$  なることを仮定してある。この値を前述の (14) 式に用いることにより、ダイオード素子による NF の項が算出される。

§ 4. パラメトリック素子を含む回路

パラメトリック増幅器にはパラメトリック素子を必ず含んでいる。ところで前述の説明から理解し得るようにこのパラメトリック素子は一つの周波数変換器 (第 6 図では  $\omega_s$  の助けにより  $\omega_1 \leftrightarrow \omega_2$  の変換を行なっている) と見なされるので、周波数変換を行なわない通常の回路素子のようにアドミッタンス、インピーダンスのような一つの常数をもってしては、その特性を表わすことはできない。今信号周波として  $\omega_1$ , idling 周波として  $\omega_2$  を考え、これらの電圧、電流が pumping 周波  $\omega_s (= \omega_1 + \omega_2)$  の電圧、電流に対して十分小さいという仮定のもとに他の高調波分を省略すると、第 8 図 (a) のような一つのパラメトリック素子は次のマトリックスで表わされる。

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21}^* & Y_{22}^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2^* \end{pmatrix} \quad (18)$$

ここに  $I_1, I_2$  はそれぞれ  $\omega_1, \omega_2$  成分の電流、 $V_1, V_2$  はそれぞれ  $\omega_1, \omega_2$  の端子電圧であり (いずれもベクトル表示), \*印は共軛複素数を示している。なぜ idling 周波成分に対しては共軛値が用いられるかの説明



第 8 図

ここでは省略するが、以下常にこの型で表わされることに注意していただきたい。特にさきに述べた半導体ダイオードが第 8 図 (b) のごとくパラメトリック励振されている場合には [Y] マトリックスは

$$[Y] = \begin{pmatrix} j\omega_1 C_0 & j\omega_1 \frac{C_1}{2} \\ -j\omega_2 \frac{C_1^*}{2} & -j\omega_2 C_0 \end{pmatrix} \quad (19)$$

で表わされる。(18)式は  $I, V$  および  $Y$  をマトリックスとみて

$$I = YV \quad (20)$$

と書けば、通常の素子のアドミッタンス表示と全く同じ型になるので、この関係を用いて他の回路素子との間の回路計算を容易に行なうことができる。すなわち通常の回路素子は (18) または (20) 式で表わすと、その Diagonal 要素  $Y_{11}, Y_{22}^*$  のみ残り  $Y_{12} = Y_{21}^* = 0$  となることを留意すれば、マトリックス  $I, V$  および  $Y$  (またはインピーダンス・マトリックス  $Z$ ) に関する限り従来の回路計算と全く同一に行なわれる (もちろん最後にマトリックスを通常の数式に直す計算は複雑になることはまぬかれない)。一例として第 7 図 (a) の半導体ダイオードの直列抵抗を含めた回路のアドミッタンス・マトリックスを求めてみよう。第 8 図 (c) のように静電容量部のみからなる  $Y_1$  と直列抵抗  $R_s$  のインピーダンス  $Z_2$  の直列接続と見なされるので総合アドミッタンス  $Y$  はすなわち

$$[Y] = [Y_1^{-1} + Z_2]^{-1} \quad (21)$$

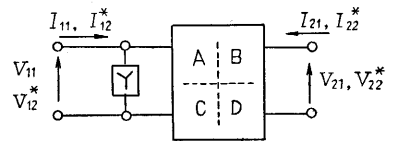
で表わされる。ここに  $-1$  は、逆マトリックスを表わす  $Y_1$  は (19) 式そのまま、 $Z$  は

$$[Z_2] = \begin{pmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{pmatrix} \quad (22)$$

となる。(21)式を計算すると結局

$$[Y] = \begin{pmatrix} j\omega_1 C_0 + \left(1 - \frac{\omega_2}{\omega_1} |\xi|^2\right) G_{s1} & j\omega_1 C_0 \xi + \left(1 - \frac{\omega_2}{\omega_1}\right) \xi G_{s1} \\ -j\omega_2 C_0 \xi^* + \left(1 - \frac{\omega_1}{\omega_2}\right) \xi^* G_{s2} & -j\omega_2 C_0 + \left(1 - \frac{\omega_1}{\omega_2} |\xi|^2\right) G_{s2} \end{pmatrix} \quad (23)$$

となる。ここに  $\xi = \frac{C_1}{2} / C_0$  で  $G_{s1}, G_{s2}$  は (17) 式で与えるものである。したがって第 6 図に与えたパラメトリック増幅器の計算もパラメトリック素子の損失を考慮した場合は、(23)式をもと



第 9 図

にして行なわれなければならない。

同様に第 9 図に示すように 4 端子回路網にパラメトリック素子  $Y$  を並列に接続した場合には

$$\begin{pmatrix} V_{21} \\ V_{21}^* \\ \dots \\ I_{21} \\ I_{22}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_1 & 0 & B_1 & 0 \\ 0 & A_2^* & 0 & B_2^* \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ C_1 & 0 & D_1 & 0 \\ 0 & C_2^* & 0 & D_2^* \end{pmatrix} \quad (24)$$

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \hline -Y_{11} & -Y_{12} & 1 & 0 \\ -Y_{21}^* & -Y_{22}^* & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{11} \\ V_{12}^* \\ I_{11} \\ I_{12}^* \end{pmatrix}$$

または略して

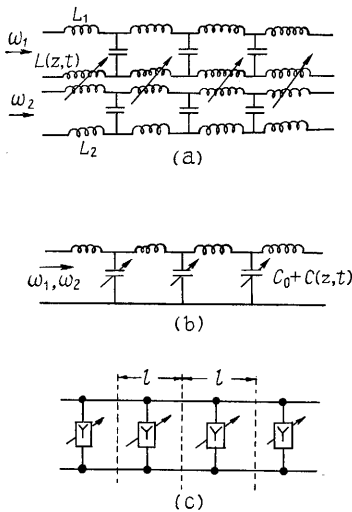
$$\begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -Y & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} \quad (25)$$

とマトリックスを用いることにより通常の回路計算と全く同様に行なうことができる。

以上の例からパラメトリック素子を含んだ回路はマトリックス表示を用いることにより通常の回路計算と全く同一の方法で計算を行なうことができることを知った。ただし大なる差異はパラメトリックス回路では上述のマトリックス式に explicit に現われていない pumping 回路からのエネルギーの補給があることで、このために最後の結果において増幅または発振という通常のパンプ回路にはない現象が生じてくる。このことは無損失のパラメトリック回路に課せられる条件を考えることにより明白となるが詳細は本文の枠外にあるので省略する。

§ 5. 進行波型パラメトリック増幅器

いままでは共振回路に集中的なパラメトリック素子を組み合わせたいわゆる集中型パラメトリック増幅器について考えたが、ここでは分布定数回路または週期構造を利用した進行波型増幅器について述べよう。第10図に示すように伝送回路の素子が信号波および idling 波と同一位相速度でパラメトリック励振が行なわれている場合には、一つの波から見てその進行中に常に一定位相でパラメトリック・フィードバック



第 10 図

が行なわれるから、ここに増幅現象を生じる。この際伝送回路を逆に進行する反射信号波は pumping 波と逆の位相速度となるので増幅現象は生じない。すなわち進行波パラメトリック増幅器は単一方向性 (unilateral) であり、したがって集中型の場合と異なって入出力端の整合がとれること、サーキュレータが不要なこと等の利点があり、また共振回路がないために本質的に広帯域特性をもち、さらには無損失回路を用いることにより容易に

(15)式の最小雑音指数の条件が満足されるという優れた特長もっている。

信号周波  $\omega_1$ , idling 周波  $\omega_1$  および pumping 周波  $\omega_3$  の位相定数をそれぞれ  $\beta_1$ ,  $\beta_2$  および  $\beta$  とすると、3者の位相速度が等しいという条件より

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 \quad (26)$$

が要求される。pumping 波が  $e^{-j\beta z}$  のように  $z$  方向に進行する場合には信号波および idling 波は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= (A_1 e^{\alpha z} + A_2 e^{-\alpha z}) e^{-j\beta_1 z} \\ &\quad + A_3 e^{j\beta_1 z} \quad (\omega_1 \text{ 成分}) \\ a_2 &= -j \sqrt{\frac{\omega_2}{\omega_1}} (A_1^* e^{\alpha z} - A_2^* e^{-\alpha z}) e^{-j\beta_2 z} \\ &\quad + A_4 e^{j\beta_2 z} \quad (\omega_2 \text{ 成分}) \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

ここに  $A_1$  内径  $A_4$  は境界条件によって定まる常数である。上式より  $z$  方向に進行する波は  $e^{\alpha z}$  の形の増大波と  $e^{-\alpha z}$  なる減衰波からなり、一方  $z$  方向への波は一定振幅のまま pumping の影響をうけないことが解る。増幅定数  $\alpha$  は

$$\left. \begin{aligned} \text{第10図(a)の時} \quad \alpha &= \frac{1}{4} \sqrt{|\xi_1| |\xi_2| \beta_1 \beta_2} \\ \xi_1 &= \frac{L}{L_1}, \quad \xi_2 = -\frac{L}{L_2} \\ \text{同図(b)の時} \quad \alpha &= \frac{1}{4} \sqrt{\beta_1 \beta_2 |\xi|} \\ \xi &= \frac{C_1}{C_0} \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

で表わされる。第10図(c)の週期回路の場合にも一段当りの増幅度が大きでない場合は、上式はすべて一段当りのもの (すなわち  $z=l$  とする) として適用される。

実際には第10図(a)はフェライトを用いることによりまた(b)は電子ビームにより、(c)は伝送回路に週期的に半導体ダイオードを装荷することにより実現される。電子ビームの場合は空間電荷によるプラズマ波、または磁界によって生じるサイクロトロン波の内の fast wave の増大によってパラメトリック増幅を行なわせており fast wave 増幅器ともいわれ、fast wave は正のエネルギーをもつ波動成分で、従来の電子ビームの増幅はもっぱら負のエネルギーをもつ fast wave (通常の伝送回路の反射波に相当する) によって行なわれていることに対する大きな差異である。この fast wave を利用しているために、電子ビームを外部に取り出し雑音の少ない増幅器を得ることができるのであるが、その詳細は別の機会に譲りたい。

§ 6. 結言

以上パラメトリック増幅器の基本原則とその雑音指数について大要を述べたが、なにぶん発展の途上にあるもので、将来の発展が望まれる次第、この意味において本文がこの方面になじみの少ない方々に多少ともご参考になれば著者の幸とするところである。(1959. 2. 21)