

ダイオード型パラメトリック増幅器

黒川 兼行

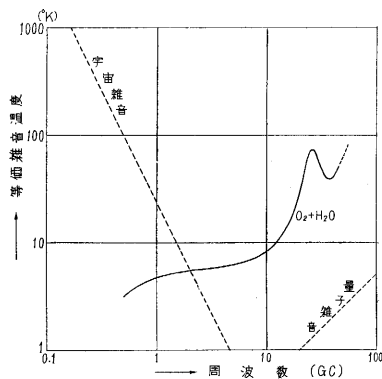
本文では低雑音増幅を目的としたダイオード型パラメトリック増幅器について解説する。そのため低雑音増幅ができると、どのような利点があるかについて簡単に述べ、つぎにポンプ電圧を加えたダイオードの等価回路を求め、その等価回路を使って、増幅器の雑音特性を最良にする方法を説明した。

1. 緒 言

進行波管、クライストロン、エサキダイオード、トランジスタ等マイクロ波領域で使用可能な増幅器は種々あるにもかかわらず、パラメトリック増幅器が研究開発され、またここで紹介しようとする理由は、パラメトリック増幅器によって低雑音増幅が可能になるからである。そこで低雑音増幅がどんな時に必要かを簡単に説明し、合わせて雑音の大きさを表わす等価雑音温度に言及し、緒言にかえよう。

赤熱したストーブの前に手をかざすと手が熱く感ずる。これは輻射熱の形で熱がストーブから手に伝わるからであると理科で教わった。輻射熱というのは赤外線、いい換えれば一種の電磁波の形で熱のエネルギーが伝わることを言うわけであるが、熱せられたものが放出しているのは赤外線ばかりでなく、高温になればよくわかるように光もまたずっと低い周波数のマイクロ波もラジオやテレビに用いられる電波も出しているのである。ただ単位時間に出るエネルギーの量が小さくて普通は問題とならないというに過ぎない。マイクロ波以下の周波数で単位時間当たりどのくらいのエネルギーが出るかという、それは周波数帯域 B と発熱体の絶対温度 T の積に比例し、比例定数をボルツマンの定数 k と呼んでいる。 k は 1.38×10^{-23} ジュール/ $^{\circ}K$ であるからテレビに使っている 6 Mc の帯域幅を考え、発熱体の温度を $1000^{\circ}K$ としても 8.28×10^{-14} W というような小さな電力である。この電波はもともと発熱体の中の電子が熱によって不規則振動をするために出てくるものであるから、振幅、位相ともまったくランダムでただ平均の大きさが kTB で与えられるに過ぎない。したがってもし発熱体から出てくる電波を受信したとしても妙な音楽が聞こえるというわけにはいかなくて、ただ雑音しか聞かれるだけである。しかしこういうわけで雑音電力の大きさを表わすのにそれと同じ雑音電力を出す発熱体の絶対温度を使うということが可能で、これを等価雑音温度と呼んでいる。ところで普通のテレビ受信機は入力に換算してそれ自体数千 $^{\circ}K$ ~数万 $^{\circ}K$ の雑音を出している。そうしてさらに呼鈴を鳴らした時やオートバイが近くを通った時テレビの画面に妨害が入ることからわかるように、こうした人間の作る雑音が都会では受信機自身の出す雑音より大きな値をもっており、普通受信機自身の出す雑音を減らしてもあまり効果がないということであった。

しかし遠距離通信には少なくともこのような人工の雑音の影響をのがれるために都会から離れた場所に受信所を置くということが試みられた。それにもかかわらず、いまだ原因不明の雑音が入ってくるので、いったいどこからやってくるかを調べたところ、意外にも宇宙のかなた、それもだいたい天の川の方からやってくるらしいことがわかった。技術が進むにつれて高い周波数の受信機ができるようになり、また周波数が高くなるとアンテナの指向性も鋭くなって次第に天の川の方からくる電波、



第 1 図 天頂を向いた場合のアンテナへの入力雑音と周波数の関係

特定のラジオ星と呼ばれる星からの電波等があることははっきりした。また同時に高い周波数では人工の雑音の影響は、それらにくらべて十分小さくなることもわかった。さらに周波数を高くすると第 1 図に示すように宇宙の雑音は減少するかわりに空気中の酸素や水蒸気のための雑音が入ってくることも明らかになった。

しかし普通の地上対地上の通信においてはアンテナが水平方向を向いているために、地面からの約 $300^{\circ}K$ くらいの雑音が入ってきてしまうので、これに打ち勝って信号を明りょうに聞き分けるには、受信機の雑音を極端に減らしても効果が少なく、もっぱら送信出力を増大するという手段が使われた。ところが宇宙のかなたへ進むロケットからの電波を受信する必要や人工衛星を中継して信号を送るということが考えられ、この場合はアンテナが空を向いているから特定のラジオ星とか太陽の方を向かない限りアンテナに入ってくるマイクロ波の雑音はごく小さく、さらにロケットは重くなることを極端に嫌い、送信出力にはほぼ比例した重量をもつ送信機を軽くするために送信出力を減らしたいという切実な要求があるために、低雑音増幅が不可欠になったというわけである。今かりに空が $10^{\circ}K$ とし、普通の $3000^{\circ}K$ くらいの受信機では 1 kW の送信機を必要としたとすれば、も

し 20°K の受信機があれば空と合計しても 30°K で前と同じ信号対雑音比を得るためには 10W の送信機でよいことになり、重量が 100 分の 1 になり、今までのロケットでは不可能と考えられていたような人工衛星中継による通信が可能になるというようなわけである。さてこのような理由で低雑音パラメトリック増幅器を開発し、できてみれば地上対地上の通信でもアンテナから入る雑音は 300°K くらいしかないわけであるから 300°K くらいの受信機を使っても 3000°K の受信機を使った場合に比べて送信出力が 5 分の 1 で済みレーダ、見通し外通信にもどんどん使われるようになってきたのが現状である。

2. ダイオードの等価回路

一般にパラメトリック増幅器と呼ばれるものは、コンデンサの容量またはコイルのインダクタンスの大きさを周期的に変化して増幅作用を得るものである。そのうち低雑音という目的のためにはダイオードの p-n 接合部に存在する容量を利用するものが一番有望で、また現在最も良い成績を収めているので、ここではそれだけに話を限定しよう。

一般にコンデンサを充電しておけば二つの極板には引張り合う力が働いている。そこでこの状態で極板を引き離す、すなわち容量を小さくするには力に逆らって、ある距離移動するわけであるからエネルギーを系に入れてやらなければならない。このエネルギーはもちろん電界のエネルギーとしてコンデンサに蓄えられるわけである。今信号ともう一つ別のアイドラと呼ぶ周波数の電圧をコンデンサにかけておけばある時は電荷が多く、ある時は電荷が少ないという状態ができ、平均として電荷のたくさんある時にコンデンサの板を引き離すようにしてエネルギーを入れ、平均として電荷の少ない時に元に戻せば電荷が多い時に比べて引張る力が弱いから電界から受けるエネルギーは少なくすむ。したがってこれを何回も繰り返せば正味外部から電界にエネルギーをどんどん与えることができ、増幅作用が生ずるわけである。

普通の真空管では電子を直流で加速しておき、これを高周波で減速することにより、直流で電子の得たエネルギーを高周波へ移し、増幅作用を営むようにするのであるが、電子が一つ一つ不規則にやってくるので、ショット雑音が含まれ、これをある程度以上小さくすることはなかなか困難である。これに対しパラメトリック増幅作用では原理上雑音の入る余地がなく低雑音増幅が可能となるわけである。実際にダイオード接合面の容量を変化するにはポンプと呼ばれる電圧をかけて行なうが半導体部の抵抗が 0 ではないので熱雑音が生じこの影響が入ってくる。実はこの外ダイオードにかかるポンプ電圧を大きくすると、ダイオード接合面を通して電流が流れてしまい、ショット雑音が含まれたり、マイクロプラズマ雑

音が混入する。

さらに接合面の容量は電圧とともに必ずしもスムーズに変化するのではないので、これによる雑音もあるわけであるが、これらはすべて正常な動作状態では無視できるので直列抵抗の熱雑音だけを考慮して、以下パラメトリックダイオードの等価回路を求めてみよう。

普通のコンデンサに電圧 v をかければ、コンデンサの容量を C として $C \cdot v$ だけの電荷 q が蓄えられる。ここで C は q または v によらない定数である。したがって q と v とは比例する。ところがダイオードの接合面に存在する容量では電圧 v と電荷 q は比例せず一般に v が q の一価函数

$$v=f(q) \dots\dots\dots(1)$$

として与えられる。これをもし $v=q/C$ と書けば C は電荷とともに変化する性質を有するわけである。 v として基本角周波数 ω_p なる大きな電圧 v_p をかけたとき、それに対応する電荷が q_p で表わされるとしよう。すなわち

$$v_p=f(q_p) \dots\dots\dots(2)$$

q_p ももちろん基本角周波数を ω_p とする周期函数である。さてここで角周波数 ω_s なる小さな信号電圧を適当な回路を通して重畳したとすれば、接合間に加わる電圧は v_p から少し変化して $v_p+\delta v$ となり、したがって、電荷は q_p から $q_p+\delta q$ になるであろう。すなわち

$$v_p+\delta v=f(q_p+\delta q) \dots\dots\dots(3)$$

δv が十分小さいとすれば、 δv をテラ展開の 1 次までとって

$$\delta v=\frac{\partial f(q_p)}{\partial q_p} \cdot \delta q \dots\dots\dots(4)$$

と表わすことが可能である。 q_p が ω_p を基本角周波数とする周期函数であり、 $f(q)$ が 1 価函数であるから、 $\partial f(q_p)/\partial q_p$ は ω_p を基本角周波数とする周期函数である。したがって時刻の原点を適当に選べば

$$\frac{\partial f(q_p)}{\partial q_p}=\frac{1}{K_0}+\frac{1}{K_1} \cos \omega_p t+\dots\dots\dots(5)$$

のようなフーリエ級数として表わされる。 $\partial f(q_p)/\partial q_p$ は電圧を電荷で割ったディメンションを有し。したがって K_0, K_1, \dots は容量のディメンションを持っている。また $\delta v, \delta q$ はそれぞれ

$$\delta v=\sum'_{m,n} v_{m,n} e^{j(m\omega_s+n\omega_p)t} \dots\dots\dots(6)$$

$$\delta q=\sum'_{m,n} q_{m,n} e^{j(m\omega_s+n\omega_p)t} \dots\dots\dots(7)$$

と表わされる。ただし \sum' は $m=0$ を除いて m, n につき $-\infty$ から ∞ までの総和である。 $\delta v, \delta q$ が常に実数でなければならないから

$$v_{m,n}=v_{-m,-n}^*, q_{m,n}=q_{-m,-n}^* \dots\dots\dots(8)$$

なる関係がある。

ダイオードに流入する電流の中 δv によるものを δi と

書けば, (6), (7) と同様に

$$\delta i = \sum'_{m,n} i_{m,n} e^{j(m\omega_s + n\omega_p)t} \dots\dots\dots (9)$$

ただし再び δi が実数であるために

$$i_{m,n} = i_{-m,-n}^* \dots\dots\dots (10)$$

なる関係がある。電流は電荷の時間微分であるから

$$i_{m,n} = j(m\omega_s + n\omega_p)q_{m,n} \dots\dots\dots (11)$$

なる関係が得られ (8) が満足されていれば確かに (10) も満足されることがわかる。今, 回路条件を適当にして $m \neq 0$ では $m=1, n=0$ および $m=-1, n=1$ に相当する角周波数 ω_s, ω_l 以外ではインピーダンスが高く電流がほとんど流れず無視して差し支えないものと仮定しよう。そうすると (11) の関係から $q_{m,n}$ の中 0 でないものは $(m=1, n=0)$ $(m=-1, n=0)$ $(m=-1, n=1)$ $(m=1, n=-1)$ の 4 組だけとなる。ところが (8) があるから, このうち二つだけが独立である。この独立な変数を使って電圧を表わしてみよう。(5) の右辺を指数関数の形に書き直し (6), (7) とともに (4) に代入して両辺の $e^{j\omega_s t}$ の項を求めれば

$$v_{1,0} = \frac{1}{K_0} q_{1,0} + \frac{1}{2K_1} q_{1,-1}$$

つぎに $e^{j(\omega_s - \omega_p)t}$ の項を求めれば

$$v_{1,-1} = \frac{1}{K_0} q_{1,-1} + \frac{1}{2K_1} q_{1,0}$$

を得る。(8) を使って書き換えれば, これらはそれぞれ

$$v_{1,0} = \frac{1}{K_0} q_{1,0} + \frac{1}{2K_1} q_{-1,1}^* \dots\dots\dots (12)$$

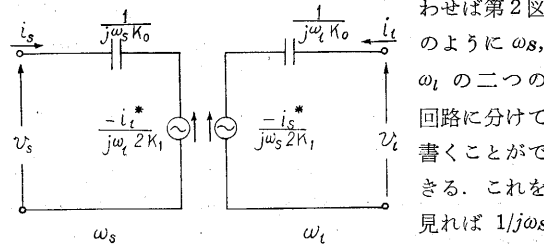
$$v_{-1,1}^* = \frac{1}{K_0} q_{-1,1}^* + \frac{1}{2K_1} q_{1,0} \dots\dots\dots (13)$$

となる。いま $v_{1,0}, q_{1,0}$ 等は信号角周波数 ω_s に対応する成分であるから v_s, q_s と書き, $v_{-1,1}, q_{-1,1}$ 等はアイドラ角周波数 ω_l に対応する成分であるから v_l, q_l と書き, 電荷の代わりに (11) を使って対応する電流を用いれば, (12), (13) は

$$v_s = \frac{1}{j\omega_s K_0} i_s - \frac{1}{j\omega_l (2K_1)} i_l^* \dots\dots\dots (14)$$

$$v_l^* = -\frac{1}{j\omega_l K_0} i_l^* + \frac{1}{j\omega_s (2K_1)} i_s \dots\dots\dots (15)$$

となる。他の周波数の電圧は存在するわけであるが, 電流が開放回路の仮定によって 0 であるから, 電力の授受は考慮する必要がない。(14), (15) を等価回路で表

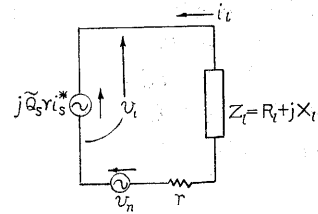


第 2 図 接合面の等価回路 K_0 および $1/j\omega_l K_0$ は単にそれぞれの周波数における普通の容量によ

るインピーダンスを表わしており, パラメトリック増幅にはなんら寄与していないことがわかる。第 2 図はダイオード接合面だけの等価回路であるが, 実際のダイオードでは半導体自身の抵抗 r が直列に入る。そこで \tilde{Q} なる量を

$$\frac{1}{\omega_s 2K_1 r} = \tilde{Q}_s, \quad \frac{1}{\omega_l 2K_1 r} = \tilde{Q}_l \dots\dots\dots (16)$$

で定義しよう。普通のコンデンサの Q は $1/\omega Cr$ で C の代わりに動く容量の $2K_1$ が入ったと考えられるから, \tilde{Q} を可変容量のダイナミック Q と名付けた。さて今 ω_l 回路に負荷として適当なインピーダンスを付けたと考え, これと $1/j\omega_l K_0$ との直列インピーダンスを Z_l と書くことにしよう。 ω_l 回路の全体を書くとき直列抵抗 r と Z_l の直列接続に電源として $-i_s^*/j\omega_s 2K_1 = j\tilde{Q}_s r i_s^*$ と雑音起電力 v_n が入ったものと考えられるから第 3 図を得る。ただし v_n^2 は r も負荷インピーダンスも等価雑音温度が T であるとすれば, $Z_l = R_l + jX_l$ と書いて



第 3 図 ω_l の回路

$$v_n^2 = 4kTB(r + R_l) \dots\dots\dots (17)$$

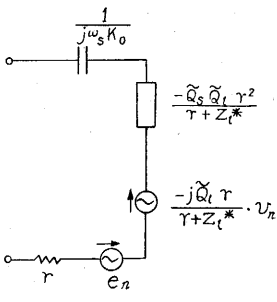
で表わされる。第 3 図によって i_l を計算すれば

$$i_l = -\frac{v_n}{r + Z_l} - \frac{j\tilde{Q}_s r}{r + Z_l} i_s^*$$

となる。これから第 2 図の ω_s の回路の起電力は

$$\begin{aligned} -\frac{i_l^*}{j\omega_l 2K_1} &= j\tilde{Q}_l r i_l^* \\ &= -\frac{j\tilde{Q}_l r}{r + Z_l^*} v_n^* - \frac{\tilde{Q}_l \tilde{Q}_s r^2}{r + Z_l^*} i_s \dots\dots\dots (18) \end{aligned}$$

となることがわかる。(18) 右辺第 2 項は $-\tilde{Q}_l \tilde{Q}_s r^2 / (r + Z_l^*)$ なるインピーダンスに i_s を流したときの逆起電力であるから, このインピーダンスがあるのと同じことである。したがって, ω_s の等価回路を書けば第 4 図となる。ただし \tilde{e}_n^2 は



第 4 図 ω_s のダイオード等価回路

$$\tilde{e}_n^2 = 4kTB r \dots\dots\dots (19)$$

である。増幅作用を持つためには端子からみた抵抗分が負でなければならない。すなわち

$$Re \left\{ r - \frac{\tilde{Q}_s \tilde{Q}_l r^2}{r + Z_l^*} \right\} < 0 \dots\dots\dots (20)$$

左辺の絶対値が一番大きくなるのは Z_l^* が 0 のときであるから $Z_l^* = 0$ とすると

$$r(1 - \tilde{Q}_s \tilde{Q}_l) < 0 \dots\dots\dots (21)$$

もし周波数が高くなって $\tilde{Q}_s \tilde{Q}_l < 1$ となると左辺が正になり、このようなダイオードを使って増幅器を作ることは不可能になる。

ダイオードの等価回路が得られたので、後はごく普通の回路の計算により利得、実効入力雑音温度が計算できるわけである。

3. 最良実効入力雑音温度の計算

一般にマイクロ波回路の電力の授受に関する解析を行なうには電力波の概念を用いると便利であるので、これについて最初に述べ、つぎにその結果と第4図の等価回路を用いてパラメトリック増幅器の利得や実効入力雑音温度の最良値を求めることにしよう。

一般に負荷インピーダンス Z_L にかかる電圧を V 、流入する電流を I とすれば負荷に消費される電力は

$$p = R_g Z_L |I|^2 \dots\dots\dots (22)$$

で表わされる。電源も線形で内部インピーダンス Z_g 、開放電圧 E_g をもっているとすれば、負荷への電流は $E_g / (Z_g + Z_L)$ であるから $Z_g = R_g + jX_g$ 、 $Z_L = R_L + jX_L$ と書いて (22) は

$$P = R_L \frac{|E_g|^2}{(R_g + R_L)^2 + (X_g + X_L)^2} = \frac{|E_g|^2}{4R_g + \frac{(R_g - R_L)^2}{R_L} + \frac{(X_g + X_L)^2}{R_L}} \dots\dots\dots (23)$$

と書き直すことができる。今、しばらく R_g が正になった場合だけに限れば (23) 右辺の分母は

$$R_L = R_g, X_L = -X_g \dots\dots\dots (24)$$

のとき一番小さくなるから P はこのとき最大になり

$$P_a = \frac{|E_g|^2}{4R_g} \dots\dots\dots (25)$$

となる。(25) は電源の性質を表わしており、この電源が正抵抗をもつ負荷に供給し得る最大の電力であるから有能電力という名が付けられている。もちろん、この能力いっばいの電力を供給するためには負荷が (24) の条件、すなわち整合条件を満足していなければならない。

もし R_g が負であるとすれば (23) の2番目の表現式からわかるように

$$R_L = -R_g, X_L = -X_g$$

なる時に P は無限大になるから有能電力は無限大になってしまう。それに対し (25) 右辺の値は有限であるから、これを可換電力 P_e と名付けている。可換電力は R_g と同じ符号を有し、 R_g が正ならば有能電力と同じものになり、 R_g が負ならばもはや有能電力という意味はもたないが (23) 右辺からわかるように、(24) からわざわざ負荷をずらしても P の値の1次変分が0になるという条件を満足するときの P の値である。

さて以上は電圧、電流に注目しての議論であるが V 、 I に注目する代わりにその1次変換であるつぎのような

量を考えてみよう。

$$a = \frac{V + Z_g I}{2\sqrt{|R_g|}} \dots\dots\dots (26)$$

$$b = \frac{V - Z_g^* I}{2\sqrt{|R_g|}} \dots\dots\dots (27)$$

電源インピーダンス Z_g を既知として V 、 I が決まれば a 、 b が決定され、 a 、 b が与えられれば (26)、(27) を解いて V 、 I が求められるから、 V 、 I に注目すると a 、 b に注目するのはまったく等価である。ところで端子電圧 V はわれわれの場合

$$V = E_g - Z_g I$$

と書けるからこれを (26) に代入すると

$$|a|^2 = \frac{|E_g|^2}{4|R_g|} \dots\dots\dots (28)$$

となつて $|a|^2$ は可換電力 P_e に R_g の符号を掛けたものであることがわかる。つぎに $|a|^2 - |b|^2$ を計算すると

$$|a|^2 - |b|^2 = \frac{(V + Z_g I)(V^* + Z_g^* I^*) - (V - Z_g^* I)(V^* - Z_g I^*)}{4|R_g|} = \frac{(Z_g + Z_g^*)(VI^* + V^* I)}{4|R_g|} = \frac{R_g}{|R_g|} Re(VI^*) \dots\dots\dots (29)$$

となるから負荷への電力に R_g の符号を掛けたものであることがわかる。またしばらく R_g を正に限れば $|a|^2$ は有能電力 P_a で、 $|a|^2$ が負荷への電力になるから、電源は $|a|^2$ だけの電力を出そう出そうとしているが、整合条件が満足していないために $|b|^2$ だけが反射して帰ってしまい、正味 $|a|^2 - |b|^2$ だけが負荷に実際に消費されるのだと考えられる。そこで a はその絶対値の2乗が電源からの入射電力を表わすような波、 b はその絶対値の2乗が電源への反射電力を表わすような波であると解釈することができる。

R_g が負の時には $|b|^2 - |a|^2$ が負荷への電力になるから電源は $-|a|^2$ だけ出そう出そうとしているのに反射があつて $-|b|^2$ だけ帰ってくるので、正味 $|b|^2 - |a|^2$ だけ負荷に消費されると考えればつじつまが合う。日常の経験では負の抵抗に相当するものが多くないので、この解釈はあるいは変に思われるかもしれない。しかしその変に思われるものが負の抵抗の性質なのである。

さて V 、 I なる二つの量があつたらその比をとってインピーダンスを定義した。同様に a 、 b 二つの量があるからその比

$$S = \frac{b}{a} \dots\dots\dots (30)$$

に反射係数という名前をつけよう。 $|S|^2$ は電力反射係数である。(30) の S は a 、 b の定義式と $V = Z_L \cdot I$ なる関係を使えば

$$S = \frac{Z_L - Z_g^*}{Z_L + Z_g} \dots\dots\dots (31)$$

と表わせる。そこで電力反射係数は

$$|S|^2 = \left| \frac{Z_L - Z_g^*}{Z_L + Z_g} \right|^2 \dots\dots\dots (32)$$

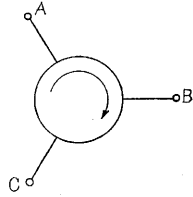
となり、 $Z_L = Z_g^*$ ならば反射がない。これはもちろん前の整合条件 (24) と同じである。

(32) は Z_g 側からみた電力反射係数であるが、 Z_L 側からみたときの電力反射係数 $|S'|^2$ というもの考えると添字し、 g を交換すればよいから

$$|S'|^2 = \left| \frac{Z_g - Z_L^*}{Z_g + Z_L} \right|^2$$

となる。ところが $|Z_g - Z_L^*|^2 = |Z_g^* - Z_L|^2 = |Z_L - Z_g^*|^2$ であるから、 $|S|^2$ と $|S'|^2$ は相等しく、電力反射係数はどちらから考えても同じ値を有することがわかる。 $1 - |S|^2$ は電力透過係数と呼ばれるが、これもどちらから考えても同じ値を有するわけである。

つぎにサーキュレータについて簡単に説明しよう。サーキュレータとは第 5 図のように表わされ、たとえば A に有能電力 P_a なる電源を接続、 C に負荷をつけると B からみたとき有能電力 P_a なる電源と考えられ B へ流入する電力があるとそれが C の負荷に消費されるという性質をもつ回路を総称した名称である。実際にはフェライトを用いて良質のサーキュレータを作ることができるが、ここではその詳細を論ずることを避け、 B に第 4 図の回路を接続した時の利得を考えてみよう。 B からサーキュレータ側をみたインピーダンスを Z_g とし、第 4 図の回路のインピーダンスを Z_L とすれば利得はサーキュレータの定義から



第 5 図 サーキュレータ

$$\frac{P_L}{P_a} = |S|^2 = \left| \frac{Z_L - Z_g^*}{Z_L + Z_g} \right|^2 \dots\dots\dots (33)$$

と表わされる。したがって $Z_g = -Z_L$ になるようにすれば、大きな利得を得ることができるわけである。つぎにこの増幅器の雑音温度を知るために、第 4 図の回路を雑音の電源と考えてその可換電力を計算してみよう。

可換電力は開放電圧と内部インピーダンスの実部から求められるから、まず開放電圧に注目すると v_n, e_n は独立と考えられるから開放電圧 V_n には

$$\bar{V}_n^2 = 4kTB r + 4kTB(r + R_i) \frac{\bar{Q}_i^2 r^2}{(r + R_i)^2 + X_i^2} \dots\dots\dots (34)$$

なる関係がある。内部インピーダンスの実部は $r - \frac{\bar{Q}_s \bar{Q}_i r^2 (r + R_i)}{(r + R_i)^2 + X_i^2}$

であるから雑音の可変電力は

$$P_e = kTB \frac{\{(r + R_i)^2 + X_i^2\} + (r + R_i) \bar{Q}_i^2 r}{\{(r + R_i)^2 + X_i^2\} - \bar{Q}_s \bar{Q}_i r (r + R_i)} \dots\dots\dots (35)$$

である。内部インピーダンスの実部が負なることに注意

すれば $-|a|^2 = P_e$ だけ出そう出そうとしていて、 $-|b|^2$ だけ反射してしまうため正味 $|b|^2 - |a|^2$ だけ負荷に消費されることになる。この雑音電力の大きさは $-|a|^2 (1 - |S|^2) = P_e (1 - |S|^2)$ であるから、入力側に換算すると利得 $|S|^2$ でわって $-P_e (1 - |S|^2)$ となる。利得が大きいときには $1/|S|^2$ は省略して $-P_e$ が実効入力雑音電力になるから実効入力雑音温度 T_{eff} は

$$T_{\text{eff}} = T \frac{\bar{Q}_i^2 r (r + R_i) + (r + R_i)^2 + X_i^2}{\bar{Q}_s \bar{Q}_i r (r + R_i) - (r + R_i)^2 - X_i^2} \dots\dots\dots (36)$$

と表わされる。 T_{eff} は小さい方がよいが、 $X_i^2 = 0$ の場合にくらべて $X_i^2 \neq 0$ では分母が小さくなって分子が大きくなり T_{eff} は大きくなるから $X_i = 0$ の場合の方が良い。 $X_i = 0$ とすると分母 $(r + R_i)$ で割って

$$T_{\text{eff}} = T \frac{\bar{Q}_i^2 r + (r + R_i)}{\bar{Q}_s \bar{Q}_i r - (r + R_i)} \dots\dots\dots (37)$$

となるが $R_i = 0$ の場合にくらべて $R_i > 0$ では、分母が小さく分子が大きくなるから、 T_{eff} は大きくなって $R_i = 0$ の方がよいことがわかる。したがって T_{eff} の最良値は

$$X_i = 0, R_i = 0 \dots\dots\dots (38)$$

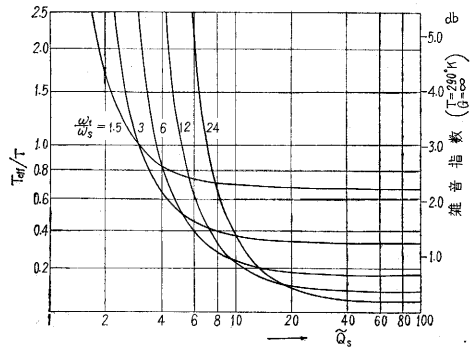
の時に得られ

$$\frac{T_{\text{eff}}}{T} = \frac{\bar{Q}_i^2 + 1}{\bar{Q}_s \bar{Q}_i - 1} \dots\dots\dots (39)$$

なる関係があることがわかる。 \bar{Q}_s と \bar{Q}_i の関数であるが \bar{Q}_i は \bar{Q}_s と ω_l/ω_s で表わされるから \bar{Q}_s を横軸に ω_l/ω_s をパラメータにして (39) の値をプロットすると第 6 図が得られる。これは (38) からアイドラー周波数には $1/j\omega_l K_0$ を打ち消す素子だけをつけ、利得を十分大きくした時の実効入力雑音温度の限界を表わしている。なお参考のために第 6 図の右端には $T = 290^\circ\text{K}$ としたときの雑音指数を db で表わしておいた。この図から \bar{Q}_s が一定なら雑音温度を最小にするような ω_l/ω_s の値が存在することがわかる。

4. 増幅器冷却の効果

現在得られるダイオードの \bar{Q} は 5~6 KMC くらい



第 6 図 最良実効入力雑音とダイナミック Q の関係

のところでは5~10くらいであるから、常温では第6図からわかるように、 $100^{\circ}\text{K}\sim 200^{\circ}\text{K}$ のものしか得られない。地上対地上の通信ではこれで十分であろうが、空を向いた場合にはもう少し雑音温度の低いものが欲しい。それにはもし Q が冷却によって変化しないとすれば、得られる T_{eff} はダイオードの温度 T に比例するから、ダイオードを冷却するということが考えられる。そこで最初ゲルマニウムを冷してみたところ、確かに雑音温度が良くなったのであるが、ある温度以下では再び悪化した。つぎにシリコンではそんなに温度を下げなくても悪化することがわかった。そこでガリウム・アーセナイドを冷してみたところ、これは冷却とともにどんどんよくなることわかった。一般には冷却によって α の大きさが変化し、そのため Q が変わり、ゲルマニウム、シリコンではあまり冷却してもそれだけの効果が出ないのである。ガリウム・アーセナイドでは不純物の入れ方によって異なるが、だいたい液体ヘリウムまで冷却して好結果が得られることがわかっていて、 Q を5としても液体ヘリウムでは 2°K くらい、液体窒素では 35°K くらいの増幅器ができるわけで、これはメーザと十分競走できる値である。さて実はこんなに低雑音になるとサーキュレータや回路が出す雑音も問題になるので、増幅器全体を冷却しなければならぬ。増幅器全体を冷却した場合には冷却部から常温部への信号回路の損失による雑音が最大になってくるので、この設計には十分注意している。

5. コールドテスト

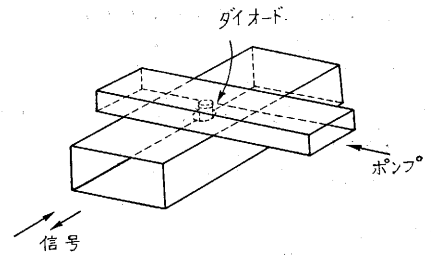
3節ではあたかもサーキュレータ側をみたインピーダンス Z_0 が容易に変化できるように議論をした。しかし市販のサーキュレータは標準サイズの導波管または同軸の取出口をもっており、ほぼその特性インピーダンスに等しいインピーダンスをもっており、したがってダイオードに直接接続するというわけにはいかない。そこで適当な低損失回路を挿入しインピーダンス変換をして、所要の Z_0 を作るわけであるが、ダイオードの半導体部からみたこの Z_0 を測定するというようなことは不可能であるので、逆にダイオードを適当な低損失回路に組み込み、出口を導波管または同軸としてダイオード側をみたインピーダンスを測定して、ダイオードからみたとき所要のインピーダンスになるかどうかを調べる必要が生ずる。この方法の一つにコールドテストと呼ばれているやり方があり、ポンプ電圧をかけない状態でダイオードのバイアスをパラメータにして導波管または同軸からみたインピーダンスを測定スミス図表にプロットすれば所要の回路条件になるかどうかかわかるので、パラメトリック増幅器の設計あるいは調整のためには有力な武器となっている。その詳細を知りたい方はBSTJ Vol. 41, pp 361~381, Jan. 1962 に発表しておいたのでそれを参照されたい。

6. 具体例

さて以上のような事項を知っていても実際に増幅器を作ろうとしたらどうしてよいかかわからないのが普通である。しかしいくつかの手本を知っていればそれから自分の目的に合致するように修正することが可能であろうから、基本的なダイオードマウントの形を示しておくことにしよう。

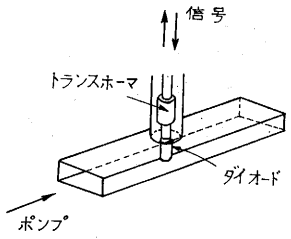
第7図は導波管でポンプ、信号ともに入れる場合で、二つの導波管を十字型にかさね、二つを貫いてダイオードを挿入している。この形は特にアイドラ周波数が信号周波数にごく近い場合に適しており初期の頃よく使われ

た。ダイオードのインピーダンスにもよるが普通は標準サイズの導波管より高さを低くしたものが好成绩を得られるようである。



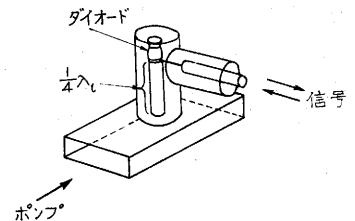
第7図 字形マウント

第8図は信号を同軸線路で入れる方法であり、ダイオードに対し適当なインピーダンスをもたせるために、同軸線路中にトランスフォーマ等を入れる。アイドラがポンプ回路または信号回路にもれてこないためにはそれぞれフィルタを入れその位置を適当にすることにより、アイドラの共振をとるのが普通である。



第8図 同軸導波管

アイドラの共振回路としてダイオードの自己共振を用いようというものには、たとえば第9図のようにアイドラの波長の4分の1の先端開放の線路とダイオードを接続し、接続点から横に細い導体線で信号回路に結ぶやり方や、第10図のように低いポンプ導波管中に二つのダイオードを背中合せに入



第9図 ダイオード自己共振の利用

図のように低いポンプ導波管中に二つのダイオードを背中合せに入れて、その中点から信号回路に結ぶやり方がある。細い導体線はそれ自身インダクタンスとして働き、ダイオードの $1/(j\omega_s K_0)$ を打ち消すようになっている。また第9、10図ともに信号回路にはアイドラ成分が出てこないようになっているので、信号回路の構成が簡単になるという利点も持っている。

7. 結 言

以上、ダイオード型パラメトリック増幅器についての入門として、ごく基本的なことに話題を限って考えてみた。パラメトリック増幅器の動作原理は真空管やトランジスタとはまったく異なるものであるが、一度等価回路を導出すれば後は普通の回路とまったく同じように取り扱って差し支えないので、等価回路の導出にまず重点をおき、つぎに電力波の概念を導入し、上述の等価回路で得られる最良の雑音特性の計算を行なった。さらにダイオードを冷却したときの影響や、コールドテストに言及し、最後にダイオードをマイクロ波回路に組み込む具体的なやり方を簡単に説明した。(1963年2月15日受理)