

# レーダ用低雑音増幅器

斎藤成文・浜崎襄二

**1. 序言** レーダ信号の通達範囲拡大のためには、アンテナ利得の増大、大出力の送信管および雑音に強い通信方式の開発とともに、受信系の低雑音化が重要な課題となっている。

受信可能な最小信号電力は、アンテナに到来する雑音と受信系自身が発生する雑音とによって信号がちょうど埋もれてしまうような信号電力である。地平線に近い目標を検知測定するレーダの場合にはアンテナに到来する雑音は常温の熱雑音に近いから、受信系の発生する雑音が常温の熱雑音よりも小さければそれによる通達範囲の縮小は僅かである。しかし、大気圏外のロケットを追跡するレーダのようにアンテナに到来する雑音が常温の熱雑音よりもはるかに小さい場合には、受信系の雑音をその程度まで減少させることによって通達範囲を顕著に拡大することができる。この関係を図示したものが第1図であり、単位周波数当たりのアンテナに到来する雑音電力  $N_a = kT_a$  をパラメータとし、受信系が発生する雑音電力  $N_r = kT_r$  と相対的な通達距離  $R/R_0$  との関係を表

対しては左目盛によって、トランスポンダを用いる二次レーダに対しては右目盛によって読みとられる。図から明らかなように、 $NF$  が大きいときには  $T_a$  の影響は無視されるが、 $NF$  が小さくなると  $T_a$  が低いほど顕著に通達範囲が拡大される。たとえば、 $NF=12$  db の受信機を  $NF=2$  db のものと交換すると、 $T_a=290^\circ K$  の時の二次レーダの通達距離は 3.1 倍に延長されるが、 $T_a=40^\circ K$  ならばそれは 4.5 倍に延長され、 $NF$  がさらに小さくなるとその差はますます著しくなる。

受信系の雑音指数  $NF$  は、アンテナから受信機までの電力損失  $L_0 (>1)$ 、受信機の初段増幅器の雑音指数 ( $NF$ )<sub>1</sub>、その電力利得  $G_1$ 、および次段以降の増幅器の雑音指数 ( $NF$ )<sub>2</sub> によって次式

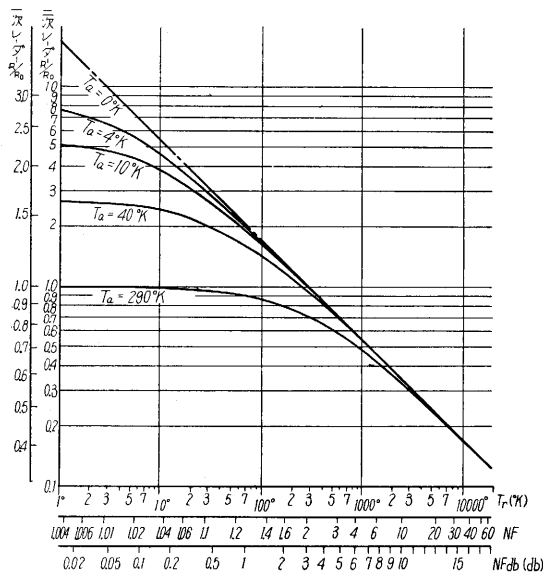
$$NF = L_0 \left\{ (NF)_1 + \frac{(NF)_2 - 1}{G_1} \right\} \quad (2)$$

の通りに表わされるから、 $NF$  を小さくするためには  $L_0$  の小さな配線が必要とするとともに  $G_1$  が大きく ( $NF$ )<sub>1</sub> が小さい優れた初段増幅器を使用しなければならない。

本文では、ロケット追跡用レーダの初段増幅器として本所において開発され秋田実験場で実用されている新しい形の低雑音パラメトリック増幅器について紹介しよう。

**2. 動作原理** 高周波で周期的に変動しているリアクタンスを用いたパラメトリック増幅器では、増幅機構に雑音を含んでいないので適当な可変リアクタンスを用いれば低雑音の増幅器が構成される<sup>2)</sup>。

第2図は新しい形のパラメトリック増幅器の原理を示すブロック線図である。第2図に示されたように、この増幅器は再生利得を持ったアップ・コンバータとダウン・コンバータとが単向管によって接続された形を持っている。左側の端子から入る周波数  $f_1$  の入力信号はアップ・コンバータによって  $f_2 \equiv f_p - f_1$  の周波数に変換されると同時に増幅される。ここに  $f_p$  はリアクタンスの変動周波数でありポンプ周波数あるいは励振周波数と呼ばれている。増幅された  $f_2$  の信号は単向管を通った後同一ポンプ周波数  $f_p$  で変動しているリアクタンスを持

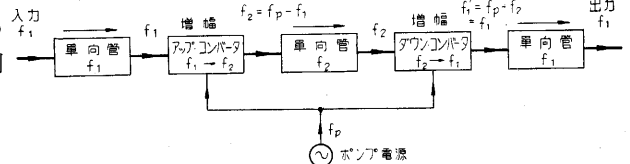


第1図 雑音指数と通達距離との関係

わしている。ここに、 $k=1.38 \times 10^{-23}$  ジュール/ $^\circ K$ 、 $T$  は等価雑音温度、 $R_0$  は  $T_a=290^\circ K$ 、 $T_r=0^\circ K$  の時の通達距離である。 $T_r$  は  $290^\circ K$  を基準として測定された雑音指数  $NF$  によってつぎのように表わされる。

$$T_r = (NF - 1) \times 290^\circ K \quad (1)$$

相対通達距離  $R/R_0$  は散乱波を用いる一次レーダに



第2図 新しい形のパラメトリック増幅器の原理図

ったダウン・コンバータに入り、 $f_1=f_p-f_2$  に再び変換されると同時に若干の増幅を受け、右側の端子から次段の増幅器に送られる。このコンバータの可変リアクタンスは同一のポンプ電源によって励振されているので、 $f_p$  の変動のために  $f_2$  が変化してもダウン・コンバータによって再び入力と同じ周波数  $f_1$  に帰される。したがって、この増幅器では単一のアップ・コンバータを用いる場合ほどには  $f_p$  の安定度が要求されない。また、この増幅器はサーキュレタを使用していないが、全入力信号をアップ・コンバータに加えることができるからサーキュレタを使用した場合と同程度の良好な雑音指数が得られる。周波数  $f_2$  のアイソレータは二つのコンバータの間の反射によって発振が起るのを防止するためのものである。

いま、ポンプを加えない状態において  $I_1$  および  $f_2$  の端子から測定されたアップ・コンバータの正規化コンダクタンスをそれぞれ  $g_{1u}$ ,  $g_{2u}$  とし、利得が十分大きいものとする、ポンプを加えた状態におけるその雑音指数  $(NF)_u$  は

$$(NF)_u \doteq (1+g_{1u})(1+\frac{f_1}{f_2}) \quad (3)$$

また、ダウン・コンバータの同様な正規化コンダクタンスをそれぞれ  $g_{1d}$ ,  $g_{2d}$  とすれば、その雑音指数  $(NF)_d$  は

$$(NF)_d \doteq (1+g_{2d})(1+\frac{f_2}{f_1}) \quad (4)$$

アップ・コンバータおよびダウン・コンバータの電力利

射を防ぐため入出力に接続される周波数  $f_1$  の単向管の順方向挿入損失がそれぞれ  $L_1$ ,  $L_1'$  であるならば、第 2 図の増幅器全体の雑音指数  $(NF)_1$  と電力利得  $G_1$  は次の通りに求められる。

$$(NF)_1=L_1\left\{(NF)_u+\frac{(NF)_d \times L_2-1}{G_u}\right\} \quad (5)$$

$$G_1=G_u G_D/L_1 L_1' L_2 \quad (6)$$

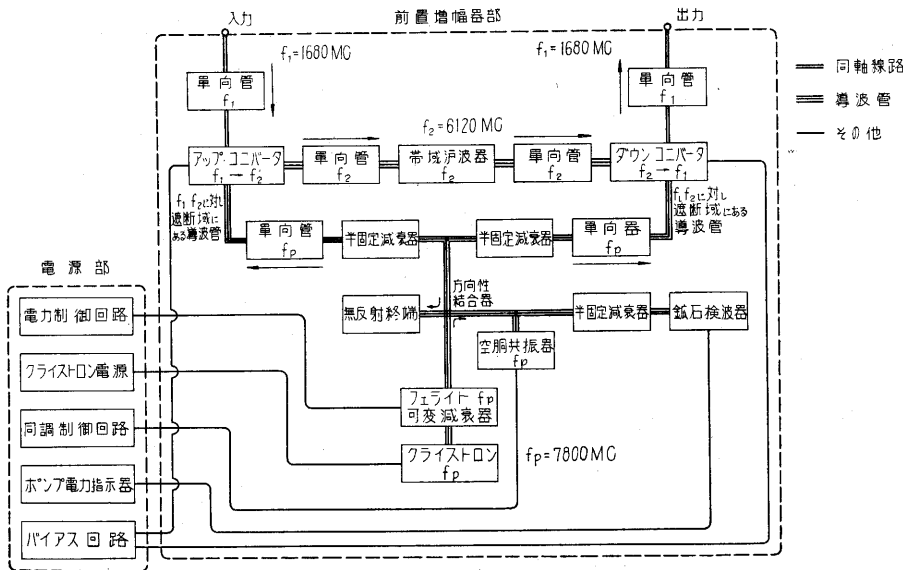
したがって、雑音指数をよくするためには  $L_1$ ,  $(NF)_u$  を小さくするとともに  $G_u$  を大きくしなければならない。また、 $(NF)_u$  を小さくするためには  $g_{1u}$  の小さな回路を用いるとともに  $f_p$  を  $f_1$  よりも十分大きく選び  $f_1/f_2$  が 1 に比較して十分小さくなるようにしなければならない\*。

**3. 増幅器の構造** 試作された増幅器の入出力周波数  $f_1$  はロケット搭載のトランスポンダ送信周波数 1680 Mc に等しく設計され、この増幅器は既設のレーダ受信機の前置増幅器として使用されている。

増幅器の構成の詳細は第 3 図のブロック線図の通りである(図中コンバータはコンバータの誤り)。周波数  $f_p$  の単向管はポンプ電源用クライストロンの安定化に使用されており、両コンバータに加えられる電力はフェライトを用いた可変減衰器によって調節される。ポンプ周波数は 7800 Mc に選ばれ、したがって  $f_2=6120$  Mc の電波が両コンバータの間を伝送される。両コンバータ内の周波数  $f_p$  で周期的な変動をする可変リアクタンスとしては可変容量ダイオードが用いられており、これに加えられる直流

バイアス電圧  $f_p$  の電力および周波数は電源部で調整監視される。両コンバータを結ぶ  $f_2$  の単向管の間に置かれた帯域濾波器は、両コンバータに加えられた  $f_p$  の電力がこの通路を通り互いに干渉することを防止する目的で使用されている。

第 4 図は前置増幅器部の構成を示す写真である。アンテナ系の損失を減らすため前置増幅器部はアンテナの近くにおかれている。



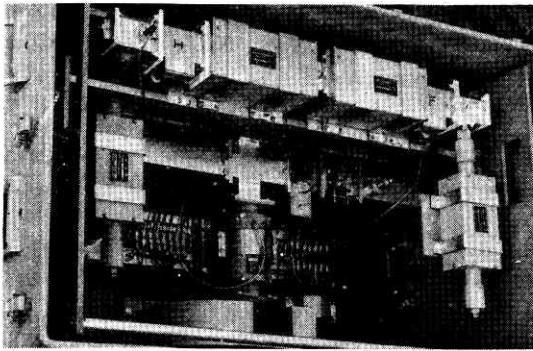
第 3 図 試作増幅器のブロック線図

得がそれぞれ  $G_u$ ,  $G_D$ , 両コンバータを結ぶ単向管の順方向挿入損失が  $L_2 (>1)$ , 逆方向挿入損失は  $G_u G_D$  よりも十分大きく、また、アンテナおよび次段増幅器の反

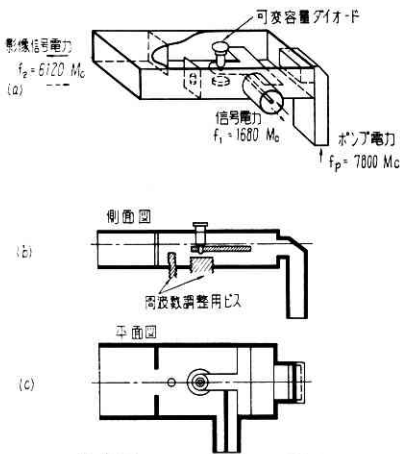
\* 註) ポンプ周波数と回路とを最良にした時、雑音指数の最小値は次の関係で表わされる。

$$NF \min \doteq 1 + \frac{f_1}{f_c} \quad f_1: \text{信号周波数} \\ f_c: \text{縮退に近い動作時の最高発振周波数(ダイオードの質を示す定数)}$$

くにおかれている。



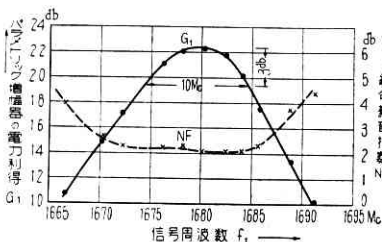
第4図 パラメトリック増幅器の構成 (前置増幅器部)



第5図 コンバータの構造

共振回路に強く結合する位置に可変容量ダイオード(マイクロウェーブ・アソシエート社製 MA 460 F, 縮退に近い動作の時の最高発振周波数  $f_0$  の推定値は約 20,000 Mc) が置かれている。両共振器の共振周波数は2本のピストダイオードのバイアス電圧によって調整される。ポンプ電力は図に示されるように  $f_1, f_2$  のどちらの周波数に対しても遮断域にあるような導波管によって加えられ、 $f_1$  の信号は同軸線路によって、 $f_2$  の信号は 6 Gc 帯の標準導波管によって外部へ導かれる。とくに帯域幅を拡げる必要がある場合には  $f_2$  の空胴共振器を複同調型にすることが有効である。

4. 実験結果 試作増幅器の利得, 雑音指数の周波数特性を第6図に示す。利得特性は入力信号レベル-65~-80dbmで

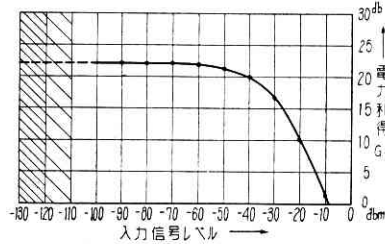


第6図 電力利得, 雑音指数の周波数特性

コンバータの構造は第5図に示されている。 $f_1$  および  $f_2$  の周波数の共振回路はそれぞれ遮蔽型のストリップ共振器と空胴共振器によって形成され、両

共振回路に強く結合する位置に可変容量ダイオード(マイクロウェーブ・アソシエート社製 MA 460 F, 縮退に近い動作の時の最高発振周波数  $f_0$  の推定値は約 20,000 Mc) が置かれている。両共振器の共振周波数は2本のピストとダイオードのバイアス電圧によって調整される。ポンプ電力は図に示されるように  $f_1, f_2$  のどちらの周波数に対しても遮断域にあるような導波管によって加えられ、 $f_1$  の信号は同軸線路によって、 $f_2$  の信号は 6 Gc 帯の標準導波管によって外部へ導かれる。とくに帯域幅を拡げる必要がある場合には  $f_2$  の空胴共振器を複同調型にすることが有効である。

波数変換器, 中間周波増幅器(帯域幅約 3 Mc, 周波数変換器を含んだ雑音指数約 12 db) の総合回路について測定された値であり, 螢光放電管が発生する雑音(室温の熱雑音よりも 15.8 db 高い雑音を発生すると仮定している)を標準としている。図示の通り利得 22 db の時半値幅 10 Mc, 総合雑音指数約 2 db が得られている。



第7図 飽和特性

第7図はこの増幅器の飽和特性を示す。入力信号レベルが-40 dbm に達すると飽和現象が現われ、-10 dbm に達するとまったく飽和してしまう。入力が -110 dbm 程度まで減少するとかなり大きな雑音が見られるが、120 dbm 以下の入力も識別可能である。

第8図はポンプ電力と電力利得との関係を示す。22 db 程度の利得を持つ時には、ポンプ電力が 0.1 db 変化すると利得は約 3 db 変化することが判る。この増幅器は、クライストロン電源付属のもの以外のポンプ電力および周波数の安定化装置を持っていないが、ロケットの航跡の測定にはとくに不都合はないようである。



第8図 電力利得とポンプ電力との関係

第9図は電力利得と増幅帯域幅の関係を示す。

5. 結言  
ロケット追跡レーダ用受信機の低雑音化を目的として試作した低雑音パラメトリック増幅器について紹介した。この増幅器は現在秋田実験場で実用されており、これによってトランスポンダ信号の通達距離を 3~4 倍延長することができた。

増幅器の製作ならびに実験について多くのご援助をいただいた明星電気株式会社目黒研究所倉茂周芳所長、ならびに福島茂氏に感謝する。(1960.11.12)

増幅器の製作ならびに実験について多くのご援助をいただいた明星電気株式会社目黒研究所倉茂周芳所長、ならびに福島茂氏に感謝する。(1960.11.12)

増幅器の製作ならびに実験について多くのご援助をいただいた明星電気株式会社目黒研究所倉茂周芳所長、ならびに福島茂氏に感謝する。(1960.11.12)

文献  
S. Saito & J. Hamasaki; A low noise parametric amplifier for rocket tracking radar. IInd Int. Symp. on Rockets and Astronautics, 1960 May, Tokyo, 倉藤成文: パラメトリック増幅器とその雑音指数 生産研究 第11巻 第4号 pp. 73~78