

液体窒素冷却ダイオード型パラメトリック増幅器の実験

黒川 兼行・浜崎 襄二・赤尾 宗一

宇宙通信受信機用低雑音増幅器の開発のために、液体窒素冷却パラメトリック増幅器を試作した。ダイオードの自己共振周波数をアイドラ周波数とし、信号・アイドラ両回路を同軸回路で構成することによって、広帯域増幅特性を得た。15 db 利得のときの帯域幅 80 Mc, 常温雑音指数 2.82 db, 液体窒素温度雑音指数 0.86 db が測定された。

1. 緒言

通信用人工衛星あるいは、さらに遠い宇宙の彼方から到来する微弱な信号電波は、空に向けられた強力なアンテナとそれに付属した低雑音受信機によって受信される。アンテナには信号電波の外、宇宙雑音として知られている銀河系の雑音、大気中の酸素や水蒸気が発生する雑音、地上で発生する熱雑音、自動車エンジン等が発生する人工雑音等が入ってくる。しかし宇宙雑音は低い周波数帯で大きく、また大気雑音は高い周波数帯で大きい傾向を持つので、中間の適当な周波数帯において双方の原因による雑音の和は最小となる。この周波数帯は数千メガサイクル帯であることが知られている。また、地上の諸雑音の影響は優秀なアンテナを空に向けた場合にはかなり小さい。実際、天頂を向いた数千メガサイクル帯の優秀なアンテナでは、30°K くらいの総合等価雑音温度が測定されている。

さて、上述のように信号とともに到来する雑音が少ない場合には、受信機自身から発生する雑音を少なくすることによって、信号電波を有効に利用することができる。その理由は、アンテナの出口すなわち受信機の入口では雑音と信号と区別がつく場合でも、もし受信機自身が大きな雑音を発生しているならば、受信機の出口では雑音に埋もれて信号と雑音の区別がつかなくなってしまうからである。したがって、受信機の等価雑音温度はアンテナの等価雑音温度と同程度かそれ以下であることが望ましい。

マイクロ波帯の低雑音受信機に用いられる低雑音増幅器としては、冷却されたダイオード型パラメトリック増幅器とメーザが知られている。しかし、前者の方が装置の簡単さ、広帯域特性の得やすさ等の点ですぐれており、低雑音性でも液体ヘリウムで冷却するならば、後者に匹敵する特性が得られることが知られている。

本文では上述のような宇宙通信用を目的とした 4,170 メガサイクル帯のダイオード型パラメトリック増幅器の設計の概要と試作増幅器の実験結果を報告しよう。試作した増幅器はサーキュレータを使用した非縮退型の増幅器であって、Texas Instruments 社製のダイオード XD-502 を用いている。利得 15 db のとき、増幅器の帯域幅は 80 Mc, 雑音指数は常温動作で 2.82 db, 液体窒素温

度動作で 0.86 db が測定されている。なお、ダイオード型パラメトリック増幅器の考え方については昭和 38 年 4 月号掲載の本誌解説¹⁾を参照されたい。

2. 設計の概要

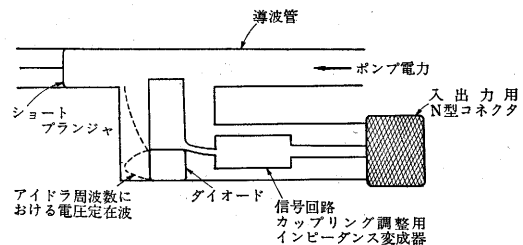
ダイオードを用いたパラメトリック増幅器の設計は、用途やダイオード、ポンプ源等の入手しやすさによって左右される。もし雑音指数最小の増幅器が要求されるならば、最もダイナミック Q の高いダイオードを用い、最適のポンプ周波数を選び、また増幅器を最も低い温度に冷却することを考えて増幅器の設計を行なわなければならない。しかし実際のアンテナに取り付けて微弱な電波を受信する場合には、増幅器の性能と性能達成の難しさの間にはおのずから妥協点が見出される。たとえば冷却温度はまず液体窒素温度であり、雑音指数のわずかな劣化を犠牲にしても増幅器の帯域幅が広くてポンプ源の安定なものを用いる方がよいであろう。本文の増幅器はこのような観点からダイオードとしては液体窒素冷却可能な XD-502 を用い、ダイオードの直列共振周波数をアイドラ周波数に選んだ。周波数の配分は、次のとおりである。

入出力周波数 f_s : 4,170 Mc

アイドラ周波数 f_i : 7,200 Mc

ポンプ周波数 f_p : 11,370 Mc

増幅器回路の構成としては、構造簡単で帯域幅を広く取ろうという意図から、信号およびアイドラ共振回路は同軸型とした。試作増幅器の回路構成を第 1 図に示す。

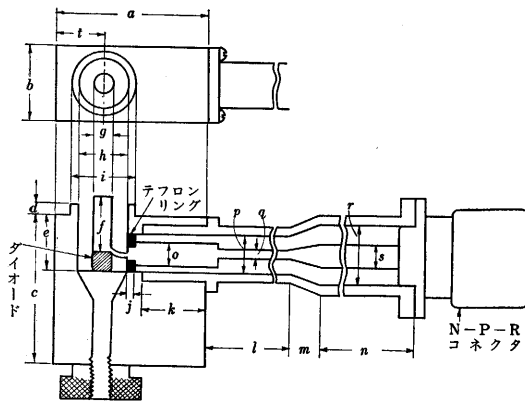


第 1 図 増幅器の回路構成図

ポンプ導波管としては WRJ-12 を用い、その電界最大点に相当する管壁に穴をあけ、ここに半同軸回路を取りつけてアイドラ共振回路を構成させてある。WRJ-12 導波管は遮断周波数が 9,490 Mc なので、アイドラ成分

がポンプ側に漏れるのを妨げる役目もしている。半同軸回路の特性インピーダンスは 50Ω に選ばれ、その内導体の長さはアイドラ周波数に対してはほぼ 1/4 波長である。さらに半同軸内導体がダイオードと接触する位置に信号側同軸の内導体が接続され、図のように信号側同軸がポンプ導波管と平行になっている。このようにすれば、アイドラ回路の共振時には図の点線で示したように定在波が生ずるので、信号側にアイドラ成分がほとんど漏れてこないわけである。信号共振回路の構成に当たっては、信号周波数に対する 1/4 波長インピーダンス変成器を 1 個用いてインピーダンス変成を行なった。なお、ダイオード・バイアスは入出力コネクタを通して外部から印加される。

以上のような構成法に従って試作した増幅器の各部寸法を第 2 図に示す。



単位: mm

a	28.0	f	8.0	k	12.0	p	5.0φ
b	18.0	g	3.7φ	l	30.0	q	2.17φ
c	30.0	h	8.3φ	m	5.0	r	10.5φ
d	1.25	i	10.0φ	n	24.0	s	4.6φ
e	9.0	j	1.0	o	4.17φ	t	9.0

第 2 図 増幅器各部の寸法

3. 雑音指数と利得帯域幅積の計算

本実験では雑音指数および利得帯域幅積の理論値を算出するのに、増幅器信号回路のコールド・テストの測定結果に基づいて行なった。

まず雑音指数 $N.F$ を計算するに当たり、 $N.F$ の理論式は次式で与えられる。

$$N.F = 1 + \frac{T_s}{T_g} K \left(1 + \frac{f_s}{f_i} \cdot \frac{1+K}{K} \right) \quad (1)$$

ここに

T_s : ダイオードおよび増幅器の温度 (°K)

T_g : 信号電源内部抵抗の温度 (°K)

K : 信号共振回路のカップリングの値 (ダイオードのバイアス電圧を変化して求められた

直列共振型インピーダンス軌跡の正規化抵抗値)

試作増幅器では K の実測値として 0.162 を得たので、これより常温 (290°K)、および液体窒素冷却 (77°K) 時の $N.F$ の理論値は次の値になる。

$$\text{常温: } N.F = 1.834 \text{ または } 2.634 \text{ [db]}$$

$$\text{液体窒素冷却時: } N.F = 1.223 \text{ または } 0.870 \text{ [db]}$$

次に利得帯域幅積を計算するとき用いた単峰性増幅特性の理論式は次のとおりである。

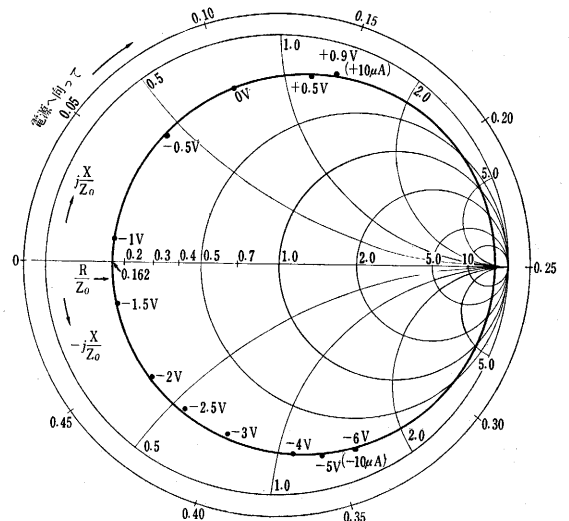
$$\sqrt{G_{\max}} \cdot (\Delta f)_{3\text{db}} = \frac{2}{1+K} \cdot \frac{1}{\frac{Q_{L1}}{f_s} + \frac{Q_{L2}}{f_i}} \quad (2)$$

ここに G_{\max} は最大利得、 $(\Delta f)_{3\text{db}}$ は利得が G_{\max} より 3db 減少する時の周波数幅、また Q_{L1} および Q_{L2} はそれぞれ信号回路およびアイドラ回路の負荷時 Q である。

(2) 式の Q_{L1} , Q_{L2} の誘導方法は付録に示してある。実際の計算にあたっては定数の求め方に二通りの方法が考えられたので利得帯域幅積の値も二通りの値が得られ、数値計算の結果、436 Mc および 375 Mc となった。

4. 実験結果および検討

パラメトリック増幅器を設計して実際組み立てた場合、果たして利得が取れるかどうかを増幅動作をさせる以前に調べる必要がある。本実験ではこれを調べるのに、信号、アイドラ、ポンプの各回路についてコールド・テストを行なった。コールド・テストとしては、ダイオード・バイアスを直流的に 1 点 1 点変化させて各点での VSWR を読む方法つまり各点測定法と、バイアスを低周波で変調して、そのときの VSWR の変化模様をブ



第 3 図 信号回路のインピーダンス軌跡

ラウン管上で観測するいわゆるバイアス掃引法とがある。雑音指数や利得—帯域幅積の計算値を導くに当たっては、前節から明らかなように信号回路のカップリングの値を求めるため正確なインピーダンス軌跡が必要なので、本実験では信号回路についてのみ各点測定法を用い、アイドラ、ポンプ両回路の調整にはバイアス掃引法を適用した。

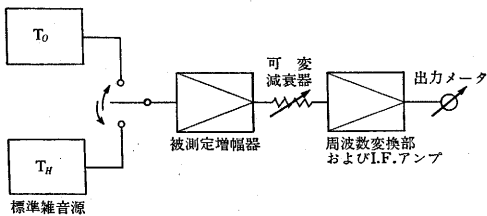
各点測定法によって測定された信号回路のバイアスに対するインピーダンス軌跡を第 3 図に示す。同図より信号回路のカップリング K およびダイナミック Q — \tilde{Q}_s はそれぞれ $K=0.162$, および $\tilde{Q}_s=4.34$ と求められた。コールド・テストより回路が入力信号周波数で離調しているかどうか、およびカップリングの大小の程度がわかるので、もしテスト結果が満足でなかったら信号回路の $1/4$ 波長インピーダンス変成器の位置を調整したり、その特性インピーダンスを適当に選ぶ必要がある。

次にアイドラ回路のコールド・テストとしては、入出力端子から入力信号としてダイオード自己共振周波数付近の信号を入れてバイアス掃引法によるテストを行なった。すなわちブラウン管上の波形から VSWR の最小となるようなバイアス値と、その時の入力信号周波数が測定され、それらの値からアイドラ共振回路のバイアスに対する共振状態を調べた。

最後にポンプ回路のコールド・テストはポンプ導波管の途中に定在波測定器を置き、入力信号は加えずダイオード・バイアスを掃引したとき、ポンプ回路の VSWR がバイアスとともに広範囲に変化しているかどうかをブラウン管上の波形から観測して行なった。

さて以上で増幅動作に当たっての予備実験が終わり、雑音指数および利得—帯域幅について実験した。

まず雑音指数の測定に当たっては、第 4 図に示すような構成の回路を組んで行なった。この構成を用いると標



第 4 図 雑音指数の測定回路

準雑音源の温度を T_0 から T_H に切り換えるとき (ただし $T_H > T_0$)、出力メータの指示を同一にするように可変減衰器の減衰量を増加させた値 Y [db] を求めれば、被測定増幅器の雑音指数 $N.F$ は次式で与えられる。

$$N.F. [db] = 10 \log_{10} \left(10^{10} + \frac{1}{G} \right) \quad (3)$$

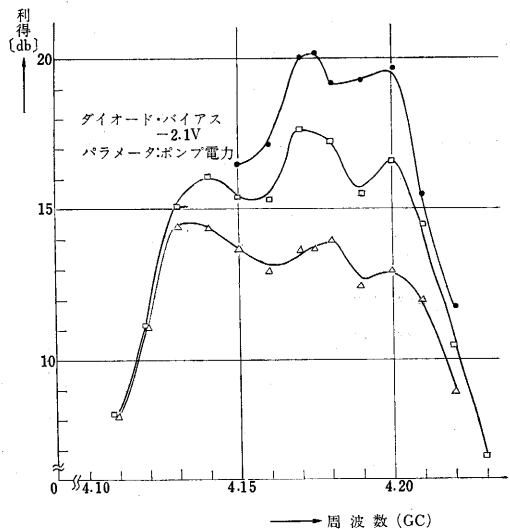
ただし

$$X = 10 \log_{10} \left(\frac{T_H}{T_0} - 1 \right) - \alpha [db] - 10 \log_{10} \left(10^{\frac{Y[db]}{10}} - 1 \right)$$

ここに α [db] は標準雑音源と被測定増幅器間の損失分の db 表示値で、 G は被測定増幅器の利得である。

本実験では標準雑音源として Bendix 社製の螢光放電灯 TD-10 を用い、またサーキュレータとしては常温動作のときは Melab 社の 3 開口同軸型 (HC-1-4170) を、液体窒素冷却動作時には Raytheon 社の冷却用 4 開口同軸型 (CSL-47) を用いた。冷却に当たっては、薄い銅板で作った箱に増幅器を入れ、銅箱全体を液体窒素に浸す方法で行ない熱電対で増幅器温度を確かめた。実測された雑音指数は、常温動作で 2.82 [db]、液体窒素冷却動作の場合 0.86 [db] を得た。

次に利得—帯域幅の測定としては、入力周波数を 1 点 1 点変化させた場合の利得をプロットする方法で行なった。こうして常温で測定された利得の周波数特性を第 5 図に示す。同図より利得—帯域幅積として約 400 Mc を得た。なお、本実験の場合、増幅器を常温動作から冷却



第 5 図 増幅器の利得特性

動作に移行するに際し、ダイオード・バイアスをわずかわるだけで回路を再調整することなく十分な動作が得られた。冷却時の利得曲線の形状は常温のそれと同様であり、ただ利得が全体的にわずかわ減少するに過ぎないことを確かめた。

雑音指数と利得—帯域幅積は実測値と計算値とで少しい違いが見られたが、この点を考察しておく。

まず雑音指数に関しては、その計算の時に用いた信号回路のインピーダンス軌跡測定およびカップリング K の読取りの誤差、また冷却時の雑音指数を算出するときには冷却時に測定したカップリングの値を用いるべきであるが、常温で測定したカップリングの値を使ったための誤差等が考えられる。また増幅器入力側の精確な挿入

損失の測定値が要求されるが、これの測定誤差も多少あると思われる。

次に利得一帯域幅積に関しては、その計算値を出すときの近似、回路定数を求めるのに用いた仮定、さらに実際増幅器にサーキュレータを接続した時のサーキュレータやコネクタからの反射の影響等によって実測値と違いが生じていると思われる。

本増幅器の再現性については、同一寸法の増幅器を3個作った結果、ほとんど再調整の必要なく特性の揃った動作特性が期待できることがわかった。

5. 結 論

宇宙通信用の低雑音増幅器の開発のため、液体窒素冷却のダイオード型パラメトリック増幅器を試作した。ダイオードの自己共振周波数をアイドラ周波数に選び、信号、アイドラ共振回路を同軸回路で構成することによって比較的簡単な構造で広帯域低雑音の増幅器を得た。この増幅器は鹿児島県内之浦町、東京大学鹿児島宇宙空間観測所のアンテナに取り付けられる予定である。

6. 謝 辞

本実験を行なうに当たり、日頃ご指導をたまわった齊藤教授に深謝する。試作回路の工作に際してはご協力下さった明星電気KK福島氏に厚く感謝する。

付 録

利得一帯域幅積の計算

利得一帯域幅積を計算するに当たって、まず試作回路を第6図のような等価回路で近似する。このとき簡単のためダイオードのカートリッジ容量は無視した。同図に示した記号の意味は次のとおりである。

- C: アイドラ共振用半同軸部の容量
- L: アイドラ共振用半同軸の内導体の等価インダクタンス
- R_s: ダイオードの拡散抵抗
- C_j: ダイオードの接合容量
- L_s: ダイオードのリード・インダクタンス
- L₁: ダイオードから信号共振回路のカップリング調整用インピーダンス変成器までの導線のインダ

第6図 増幅器の等価回路

クタンズ

Z₀' : カップリング調整用インピーダンス変成器の特性インピーダンス

第6図より、アイドラ回路の負荷時 Q-“Q_{L_s” は直ちに求まり次式で与えられる。}

$$Q_{L_s} = \frac{2\pi f_i (L + L_s)}{R_s} \quad (4)$$

そこで次に信号回路の負荷時 Q-“Q_{L₁” を求めるに当たり、まず第6図のように a-a' なる基準面を選びここからダイオード側を見たインピーダンス Z₁ を計算すると、2πf_i(f/f_i-f_i/f)=x として}

$$Z_1 = \frac{1}{\frac{1}{R_s + jxL_s} + \frac{1}{jxL}} = \frac{x^2 L^2 R_s + jxL\{R_s^2 + x^2 L_s(L + L_s)\}}{R_s^2 + x^2(L + L_s)^2} \quad (5)$$

ここで

$$x_1 \equiv 2\pi f_i \left(\frac{f_s}{f_i} - \frac{f_i}{f_s} \right)$$

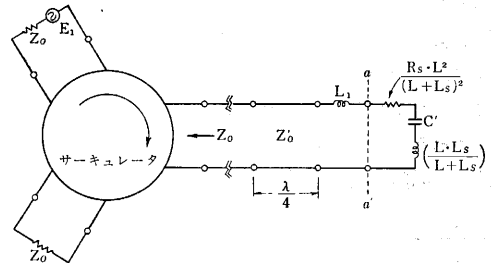
とし

$$R_s \ll |x_1 L|, \quad |x_1 L_s|$$

と近似すると

$$Z_1 \approx R_s \frac{L^2}{(L + L_s)^2} + jx_1 \frac{L \cdot L_s}{L + L_s} \quad (5)'$$

(5)' 式で与えられる Z₁ は基準面 a-a' からダイオード側を見込んだ信号周波数に対するインピーダンスを表わすので、信号周波数に対してサーキュレータをも含めた等価回路は第7図のようになる。同図の C' は



第7図 サークュレータを含めた信号回路の等価回路

$$\frac{1}{C' \frac{L \cdot L_s}{L + L_s}} = (2\pi f_i)^2 \quad (6)$$

より決められた容量である。信号回路は f_s で共振しているから次式が成り立つ。

$$(2\pi f_s)^2 = \frac{1}{C' \left(L_1 + \frac{L \cdot L_s}{L + L_s} \right)} \quad (7)$$

ここで (5) 式の R_s 代わりに R_s(1-Q_s·Q_i) を用いれば同式の抵抗分が等価負性抵抗を表わすことになるので、これを基準面 a-a' からサーキュレータ側を見たインピーダンスの抵抗分 R₀' に等しいとおけば高利得条件が得られる。

$$-\frac{x_1^2 L^2 (R_s - \tilde{Q}_s \tilde{Q}_i \cdot R_s)}{R_s^2 (1 - \tilde{Q}_s \tilde{Q}_i)^2 + x_1^2 (L + L_s)^2} = R_g' \quad (8)$$

ただし

$$R_g' = \frac{(Z_0')^2}{Z_0}, \quad \tilde{Q}_i = \frac{f_s \tilde{Q}_s}{f_i}$$

つぎに本実験では信号回路のカップリング調整用として 1/4 波長インピーダンス変成器を用いたが、この素子は信号周波数 f_s の近傍において等価的に次式で与えられるような Q を持つ直列共振回路と見なすことができる。

$$Q = \frac{\pi}{4} \left(\sqrt{\frac{Z_0}{R_g'}} - \sqrt{\frac{R_g'}{Z_0}} \right) = \frac{2\pi f_s \cdot L_s}{R_g'} \quad (9)$$

L_s はこの等価共振回路のインダクタンスを表わす。

以上 (4) 式~(9) 式で求まる各定数を用いれば信号共振回路の負荷時 Q —“ Q_{L1} ” は

$$Q_{L1} = \frac{2\pi f_s \left(L_1 + \frac{L \cdot L_s}{L + L_s} + L_s \right)}{R_g' + R_s \left(\frac{L}{L + L_s} \right)^2} \quad (10)$$

R_s と L の求め方は次のような方法で行なった。まず R_s はダイオードの容量変化率 γ を 0.5 と仮定し、これと信号周波数 f_s にて実測した \tilde{Q}_s とを用いて算出した。本実験で用いたダイオードの固定容量は 0.865 (pF) (簡単のため 0 [V] バイアスの値を用いた) であり、 $\tilde{Q}_s = 4.34$ であったので $R_s = 2.54$ [Ω] となる。

次に L を求めるに当たり、計算による方法と実験による方法とが考えられる。

[A] 計算により L を求めるには $(1/LC) = (2\pi f_i)^2$ なる関係を使用する。ここで $C = Y_0 \tan \beta l \approx Y_0 \cdot l/v_0$ [F]

である。 v_0 , Y_0 および l はそれぞれ光速, アイドラ共振回路の半同軸部の特性アドミタンスおよび半同軸内導体の長さである。本実験では、 $Y_0 = 1/50$ [モ-], $l = 8 \times 10^{-3}$ [m] であるので $L = 0.918 \times 10^{-9}$ [H] を得る。

[B] 実測により L を間接的に算出する方法として、次の関係を用いるやり方がある。

$$K = \frac{R_s \left(\frac{L}{L + L_s} \right)^2}{R_g'} = \frac{R_s \left(\frac{L}{L + L_s} \right)^2}{Z_0} \cdot \left(\frac{Z_0'}{Z_0} \right)^2$$

ここに K はコールド・テストより求まる信号回路のカップリングであるので、実測で得た $K = 0.162$ と $Z_0 = 50$ [Ω], $Z_0' = 11$ [Ω] であることを考慮すると $L = 0.366 \times 10^{-9}$ [H] となる。

以上で具体的に等価回路の Q_{L1} , Q_{L2} が求められるので、これらを本文 (2) 式に代入すれば利得—帯域幅積の計算値が得られるが、途中 L の求め方に上記のように 2 通りの方法があったので、最後の計算値としても 2 通りの値が得られ、[A] の方法で求めた L を用いた場合の利得—帯域幅積は 375 Mc, [B] の方法で得たそれは 436 Mc となった。

この利得帯域幅積は単峰特性を仮定した場合の値であるから、もしサーキュレータ等が反射を持たないならば双峰特性にすることによってこの値の 2 倍以上の帯域幅が得られなければならない。

(1964 年 6 月 1 日受理)

参考文献

- 1) 黒川兼行: “ダイオード型パラメトリック増幅器” 生産研究第 15 卷 第 4 号 (昭和 38 年 4 月) p. 101

次号予告 (8月号)

研究解説

薄肉開断面材の弾性力学 (V).....	川井忠彦
チェビシェフ多項式による函数近似について.....	岡本通子

研究速報

膨張頁岩を用いた軽量コンクリートに関する基礎実験.....	小林一輔 伊藤利 吉山盛次
有機過酸化物の薄層クロマトグラフィー.....	早野茂夫 太田孝
液体捕集剤を用いたヨードの捕集に関する研究.....	藤代光雄 石川博 野崎弘
運転中の弁時期変換の試み.....	嵯峨定夫
芳香族化合物の r 線照射による有機半導体の合成.....	永井芳男 藤原鎮 雨宮綾 後藤信夫 渡部力

生研ニュース