

観測ロケット用気圧計としてのピラニゲージ (II)

——サブ・ミニアチュア管回路の改造とトランジスタ化した回路について——

富永五郎・岡田繁

1. まえがき

IGYの観測用ロケットに搭載して高空の気圧を測定するための気圧計として、われわれは定温度型ピラニゲージをとりあげ、そのための各種の条件をそなえたサブ・ミニアチュア管使用の回路を試作したことはすでに報告したり、その後この回路について種々再検討した結果、特性の安定化と信頼度の向上、および電源電圧の変動に対する安定化のための改造をおこない、十分満足すべき結果を得た。またさらにこれをトランジスタ化することによって、著しく重量を軽減することができた。これは真空管に比較してトランジスタが電力効率がよいことと、ヒーター電源が不要になったからである。

ゲルマニウム合金接合型トランジスタを使用する場合には、最高使用温度が周囲温度50°Cに制限されていることや、またその制限温度範囲内でも回路特性の安定の問題がある。これらの温度補償の問題には十分注意した。さらに、トランジスタは同一品種でも個々の特性のパラツキが大きいので、回路設計上これに対する補正をしてやることも必要であった。

このようなわけで真空管をそのままトランジスタにおきかえるわけにはいかないがトランジスタの特性をいかにすよにすれば、真空管回路では得られなかったような数多い特長も見出すことができるわけである。

2. サブ・ミニアチュア管回路の改造

試作した定温度型ピラニゲージは、1~2 kcの発振器の饋還回路に、ピラニを一素子とする回路網を挿入する。ピラニ・フィラメントには発振電流が流れている。この電流で加熱されたピラニ・フィラメントの温度、すなわち抵抗が気圧の変化によらずつねに一定になるような平衡状態にし、この状態で発振器の発振を持続させる形式のものである。気圧はそのときのピラニ・フィラメントを通る電流あるいは電圧で測定する。このとき、発振器の特性を安定化する目的で、まず発振周波数の安定化のために周波数選択回路を挿入している。

周波数選択回路として並列T型回路を使用すれば出力電力がウィーンの回路に比して節約できるので、まず前者をとり上げた。しかしその後この回路では電源電圧の変動に対して弱いことがわかった。そこでこれをウィーンの回路を使用することに変更した。これは次の理由によるものである。いま一般に増幅度Aの増幅器にβの

正饋還をかけて発振させて発振器にした場合、発振を持続するための条件は、

$$A\beta=1 \tag{1}$$

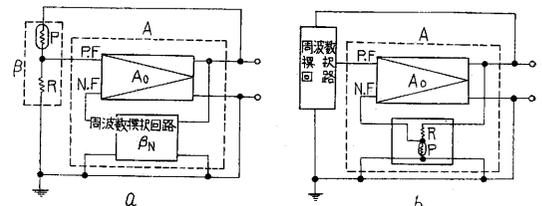
である。この増幅器Aが、増幅度A₀の増幅器にβ_Nの負饋還がかかった負饋還増幅器である場合にはAは、

$$A=\frac{A_0}{1+\beta_N \cdot A_0} \tag{2}$$

で与えられるから、結局発振持続の条件は、(1)式より、

$$\frac{\beta \cdot A_0}{1+\beta_N \cdot A_0}=1 \tag{3}$$

となる。この関係をわれわれのピラニ管球をふくんだ回路網をもつ発振器に適用すると次のようになる。



Pはピラニ素子、P.Fは正饋還回路、N.Fは負饋還回路
第1図 RC饋還型発振器の動作原理図

第1図(a),(b)に示すような原理図において、(a)は発振周波数を通さない型の選択回路を用いた場合、(b)は発振周波数のみを選択的に通す型の選択回路を用いる場合である。図中のPはピラニ素子、RはPと組み合わせで一定の饋還量を与える特定な値の純抵抗である。

並列T型回路の場合は前者であり、しかも発振周波数での負饋還量β_Nは原理的には、

$$\beta_N=0 \tag{4}$$

であるから、発振条件は(3)式より、

$$\beta \cdot A_0=1 \tag{5}$$

となる、一方定温度型ピラニゲージでは、ピラニ・フィラメントの抵抗Pは一定にしてあるため、Rを一定とする。以上βは一定にならなければならない。しかし、この場合にA₀が何かの原因で変化すると、それに応じてβは、

$$dA_0/A_0=-d\beta/\beta \tag{6}$$

となり、A₀の増幅度の変動がそのままβの変化すなわちPに影響して不安定となる。

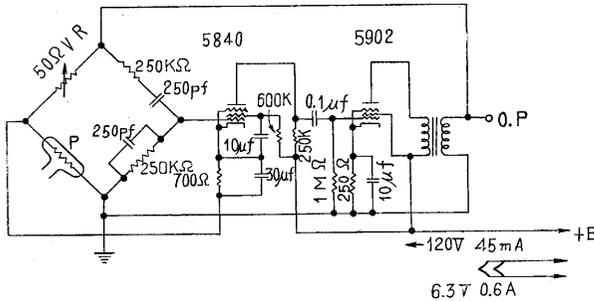
一般に増幅器の利得は電源電圧の変動や、真空管特性の変動によって変化しやすいものであり、このままでは安定な発振は望めない。このために部分的な負饋還を施

したが、これは出力段のみの負饋還であるうえに饋還量が少ないのであまり効果はなかった。

これに反して、ウィーンの回路の場合は (b) の型であるので、もし A_0 が非常に大きい場合には、(3) 式の発振条件の関係は、

$$\beta = \beta_N \quad (7)$$

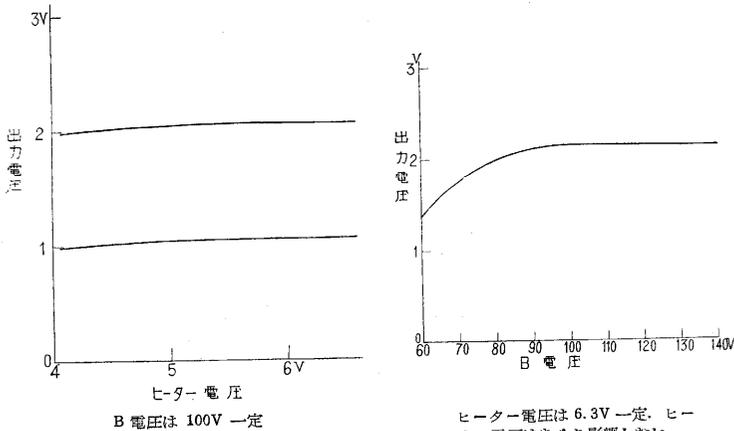
となり、 A_0 の変動に無関係になる。そして β はウィーンの回路では $1/3$ で一定であるから、 β_N も一定となりピラニ・フィラメントの抵抗 (すなわち温度) 一定の条件はよく保たれることになる。回路の動作は非常に安定である。



出力をテレメータに送りこむときには、直流信号にしなくてはならないから、O.P 端子に整流回路をつける。

第2図 サブ・ミニチュア管を使用したピラニ気圧計の回路図

第2図にウィーンの回路を使用した実際の回路図を示す。この回路では五極管の増幅段を二段接続して十分な増幅度を得ている。実際にこのようにすれば安定な発振を持続させ、同時に増幅器の飽和を避けることができるから、歪の少ない発振出力をとりだすことができる。また電源電圧の変動に対して非常に安定な出力が得られ



第3図 (a) ヒーター電圧を変化させたときの出力電圧の変動

(b) B電圧を変化させたときの出力電圧の変動

る。第3図 (a), (b) に電源電圧を変化させたときの出力の変化を示す。図 (a) はヒーター電圧のみを変化させた時の出力電圧の変化で、4.5V まで降下しても出力電

圧の変化は5%以内である。また図 (b) はB電圧のみを変化させた場合であるが90V までは実用上十分な許容誤差範囲に入り、電源電池を120V に設計すれば、電源電圧が $\pm 25\%$ 変化しても支障ないことになる。

このため、安定なことが第一条件であるわれわれの場合には、ウィーンの方が問題なくすぐれているので、これを用いることにした。このため出力電力は同じピラニフィラメントに対して並列T型回路の場合の約3倍必要となる。後で述べるが、フィラメントとして使用した直径25ミクロン、長さ5cmの白金線を約200°Cに加熱するためには、最大800mWの電力が心要で、サブ・ミニチュア出力管で5902 (出力約1W) より出力が大きくて、適当な球の入手が困難なことから、電源電池の容量をこれ以上大きくしなかつたので、フィラメントの長さを1.5cmに短縮した。

フィラメントの長さをみじかくすれば、フィラメントの支持線よりの熱損失、すなわちend lossの全体に対する割合が増加するから感度が低下するが、50cmを1.5cmにした場合の低下は、たかだか10%であった。

1.5cmのピラニの外殻を金属製にしてロケット用に試作したものを写真に示す。これは板極管 (light house tube) のシェルを利用したもので、日本電気KKのご厚意によって同社、玉川向工場で作作していただいた。出力トランスはKKタムラ製作所にて極めて小型のものを試作していただいた。

真空管回路の場合のセットの重量は第5表に示すように、電源電池が全体の約90%を占める。このうちヒータの電源が約40%をしめて、低電力ヒータの出力管が得られない現在では、この不利益はさけられないことである。そこで、次にさらに重量を軽減するために、回路のトランジスタ化を行った。そして一応の結果を得たのでこれについて述べる。

3. 回路のトランジスタ化

すでにまえがきで述べたように、観測ロケットに搭載する測定器類はすべて容積重量を極度に制限される。しかも制限以内であってもできるだけ軽減させることが望ましいわけで、電力効率のよいトランジスタを使用し、前述の回路をさらに小型軽量化した。

a) トランジスタと真空管の比較

この気圧計はブリッジと増幅器と組み合わされたものであるから、増幅器の部分をトランジスタに置き換えれば

よい。

トランジスタ増幅器はいままで真空管式の回路にはなかつた種々の特色があり、ここであらためてあげるま

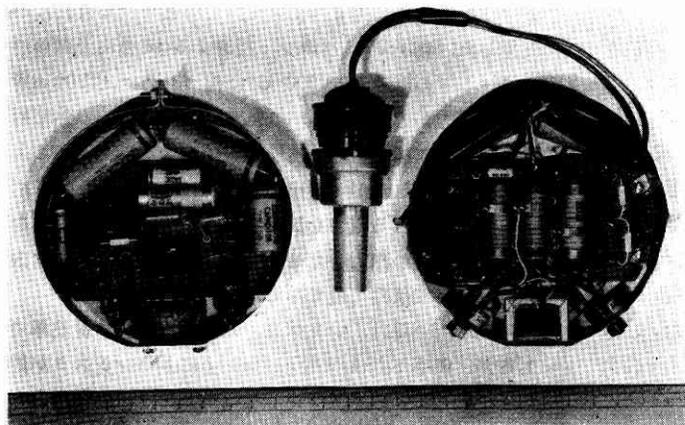


写真1 観測ロケット用ピラニ管圧計

左: サブ・ミニアチューブを使用した回路
 中: ピラニ管球、内部に直径25ミクロン、長さ1.5cmの白金線が張ってある。
 右: トランジスタ化した回路。

でもないが、両者を比較する。

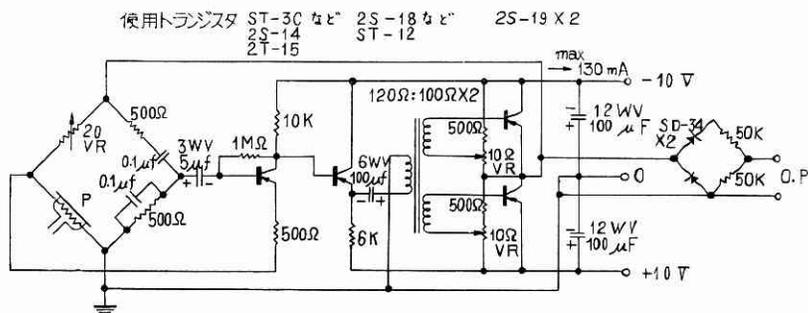
トランジスタの優れている点は、(a) 前述のように電力効率がよい、(b) 小型で機械的に強い、(c) 起動時間を必要としない、(d) 出力用トランジスタを除いてトランジスタ自体の発熱がほとんどない、(e) 比較的長寿命である、などである。反面、欠点としては、(f) 本質的に温度特性が悪い、(g) 高周波特性がわるい、(h) 取り扱える電力が比較的小さい、(i) 過負荷や熱に弱い、(j) 信頼性の不足、(k) 特性にバラツキがある、などがあげられる。

ロケット用としては、(a) は電源電池の容積重量の軽減には非常に有効である。(b) (d) は、セットを小型化する場合に有利である。すなわちトランジスタが小型で発熱がほとんどないことは、部品配置のスペースを極度に節約できるし、他の部品に影響をおよぼさない。しかし後述のように、一段あたりの利得が少なくなるので、段数を真空管の場合よりも多くしなければならず、そのうえ安定化のための種々な補償をするために、回路が複雑になりやすく部品の数も増加し、また使用する部品(とくにコンデンサ類)は、低電圧、大電流でしかも低インピーダンス回路の部分が多いために定数(容量)の大きいものを使用せねばならず、ケミコン類は耐圧の点ではたしかに小型になるが、セットのみをとりあげると真空管式のもの大差なく、トランスを使用すればむしろ重量は多くなる。しかし機械的に強いことはわれわれの要求に副うものである。

一方、短所について見ると、(f) はこのセットをトランジスタ化する場合の大きな障害の一つである。われわれが設計にあたってもっとも留意したのもこの点であって、温度補償の適否がこのセットの試作の成否を決するといっても過言でない。温度補償については別稿で報告しようと思う。(g) については、高周波ではたしかに問題となるが、あつかう周波数が低周波であるから、このことは障害にはならない。ただし高域(発振周波数の数倍以上)での位相の偏移が、発振出力に高調波(第10高調波)を混入させたり、発振不安定の原因となるから注意しなければならない。(h) はわれわれの場合、あまり大きい電力は必要なく、現在入手できる出力用トランジスタでこの点は十分にあり、最近では製品の品質も改良されて、小型のトランジスタでもコレクタ許容損失が増加してきている。(i)、これは(f)の問題とあわせて考えなければならない。設計上過負荷を絶対に避け、十分余裕のある動作点をえらんでやらねばならない。

熱の問題はロケットが空気層を飛しょう中には、空気とのまさつのため外壁が200~300°Cの温度になりうるが、カップ128-J型の飛しょう結果の報告²⁾によると内部の温度上昇は50~60°C程度で、トランジスタの使用温度の最大定格は周囲温度50°Cであるから、セット外部よりの熱遮蔽およびセット内部におけるトランジスタの放熱に注意すれば使用可能であると思う。実際に128-Jにおいてもすでにマッハ計および高度計としてトランジスタの使用が報告されている。(j) および(k) はトランジスタを計測装置に使用する場合の欠点としてよくいわれることであるが、われわれの場合には、増幅器としての利得を十分とれば前述のように多少の変動は問題なく、回路の方で補償(温度補償、動作点の安定化、部分的な負饋還など)を注意しておこなえば、直流増幅器やパルス回路とちがって、大きな障害とはならない。

このように、決定的な障害となる点はなく利点が非常に大きいことがわかる。



第4図 トランジスタ化したピラニ管圧計回路

b) 回路

前記の諸点について考慮をはらって、試作した回路を第4図に示す。回路構成は高増幅率のトランジスタ(ST-3C, 2S-14等)を初段においてエミッタ接地回路とし、次に出力段のドライバーとして、中出力のトランジスタ(2S-18, ST-12等)をコレクタ接地回路で接続し、終段は大出力トランジスタ2S-19をエミッタ接地のB級プッシュプル接続として使用している。この回路ではまだ温度補償の点が十分でない。しかし後述のように現在改造中であるが、主要な回路方式についての変更はない。電気的特性および圧力特性については、満足な結果を得たので次にのべる。

回路の設計にあたり、ピラニ気圧計用の増幅器として要求される性能は、次の各項について必要な条件を満たさなければならない。(1) 利得, (2) 出力, (3) 周波数特性, (4) 安定性, (5) 電力効率, (6) 温度特性, などがあげられる。

つぎにその各項について検討してみる。

(1) 利得 2の真空管回路のところで述べたように、この増幅器では利得を十分にとれば安定な発振を得られる。

トランジスタ増幅回路の一段当りの利得をしらべると α が0.98~0.99程度の低周波トランジスタ(ST-3C等)を使用して、合金接合トランジスタの最も一般的なエミッタ接地回路の動作例を示すと第1表のようになる。し

第1表 高増幅率低周波増幅用トランジスタの特性の1例

ST-3C (日本電気)

1. 最大定格 (周囲温度 $T_a=25^\circ\text{C}$)		
コレクタ電圧 V_c	-20 V	
コレクタ電流 I_c	-8 mA	
コレクタ損失 P_c	50 mW	
2. 特性 ($T_a=25^\circ\text{C}$, $f=1\text{ kc}$, $V_c=-6\text{ V}$, $I_e=1\text{ mA}$) (平均値)		
電流増幅率 β	70	
α 遮断周波数 $f_{\alpha c}$	1000 kc	
コレクタ容量 C_c	40 pF	
コレクタ暗電流 I_{c0}	-2 μA	
雑音指数 NF	20 db	
3. 動作例 (エミッタ接地 $T_a=25^\circ\text{C}$)		
コレクタ電圧 V_c	-6V	
エミッタ電流 I_e	1 mA	
負荷インピーダンス Z_L	20 k Ω	
入力インピーダンス Z_i	1400 Ω	
電力利得 PG	43 db	

たがってエミッタ接地の増幅回路を二段接続すれば利得として十分である。ドライバー一段のコレクタ接地回路の利得はほとんどなく、むしろインピーダンス整合の役目をしている。出力段は出力トランジスタを使用するのでこの段の利得は少し落ちて約20 dbとなるが、実際上問題ない。エミッタ接地回路にしたときの周波数特性については後述する。

(2) 出力 この回路は発振回路であるが前述のように、発振電力でピラニを加熱せねばならずそのため、出力はある程度の大きさの電力が必要である。

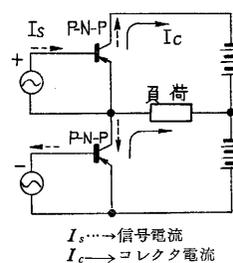
最大電力が必要なのは、ピラニ・フィラメントが一番冷

えやすい一気圧のときであって、このときにわれわれの使用した、直径25ミクロン、長さ1.5cmの白金線のフィラメントの温度を約200°Cに保つためには200mW程度の電力が必要である。これは、計算(熱線の熱放射と衝突した気体分子への熱伝導を加算する)と実際とよく合致する。したがって出力としては、一方の負荷Rによって消費される電力を加算すると約700mW必要となる。この程度の出力をだせるパワー・トランジスタは国産されていて使用可能である。

電力増幅回路は、シングルでA級の動作が一番簡単であるが、能率がさほど向上しない上にトランジスタが低電圧で働くためにコレクタ電流が大となり、小型出力トランスの設計が直流磁化や周波数特性の問題で困難となり、非常に大型になってしまう。重量もいきおい増加して、その上過大加速度(70G)に耐えるような取付方法をすれば構造全体が重くかつ大となり不利である。

B級P-P増幅回路の場合には、トランジスタはヒータ電力を必要としないので、無信号時の電力消費を少なくすることができ、またB級動作では理論的には75%以上の電力効率を得ることができる。これはわれわれの場合には極めて望ましいことである。

さらに、出力トランジスタは出力インピーダンスが低いという特長があるために、出力トランスを使用しなくても、負荷と整合がとれるので、前述のように出力トランスを使用するために生ずる不利益を避けるために、終段の電力増幅回路と負荷とを直結させたいいわゆる出力トランスレス(OTL回路)のシングル・エンデッド回路を採用した。この回路は出力トランスによる伝送ロスが無いので、効率を一そうよくすることができる。この部



第5図 シングルエンデッドP-P回路の原理図

分だけをとりあげると原理的には第5図のようになり、N-P-NまたはP-N-Pの特性のよくそろった2個のトランジスタのおのおのの入力回路に逆位相の信号を入れれば、おのおのの出力は負荷で合成されP-P動作をする。この回路は一般のプッシュプル回路が電源に対して並列、負荷に

対して直列であるのに反して、電源には直列で負荷には並列である。このことから負荷インピーダンスはトランジスタ1個あたりの負荷の半分が最適負荷抵抗になる。出力端子は単端子であって便利であるが、電源は同じ電池が2個必要である。

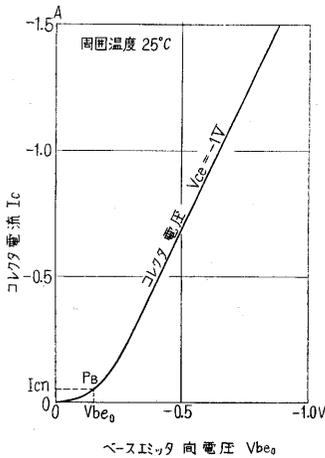
この回路では上のトランジスタに流れる電流と下の段の電流とが、ちょうど同じ大きさのときには負荷に直流はながれないので、負荷を直結できるがこのバランスがくずれると直流が負荷に流れることになる。そのため一

第2表 出力用トランジスタ 2S-19 (東芝) 特性表

最大定格	コレクタ電圧 (周囲温度 25°C)	V_c	-25V
	コレクタ電流 (周囲温度 25°C)	I_c	-1.5A
	コレクタ損失 (周囲温度 25°C)	P_c	2.5W*
	周囲温度	T_a	50°C
*) 10 cm×10 cm×2 mm のアルミニウム板を放熱板として使用した場合、なお許容コレクタ損失は周囲温度 1°C の上昇ごとに約 0.06 W 減少します。			
電气的特性 (周囲温度 25°C)	コレクタ遮断電流 ($V_c = -12V$)	I_{c0}	最大 250 μ A
	大信号電流増幅度 (エミッタ接地 $I_c = 1A$, $V_c = -1.5V$)	B	60
	アルファ遮断周波数 (ベース接地 $I_c = 1mA$, $V_c = -6V$)	$F_{\alpha ce}$	500 kc
	2S-19 試験成績表 ($T_a = 25^\circ C$, 東芝にて測定)		

製品番号	$-I_{c0}$ (μ A)	1 V_b (V)	2 V_b (V)	I_b (mA)
1288	60	0.18	0.45	14
1315	120	0.18	0.47	14
試 験 条 件				
接 続	G. B.	G. E.	G. E.	G. E.
V_c	-12	-1.5	-1.5	-1.5 V
I_c		40 mA	1 A	1 A
I_e	0			

組のトランジスタの特性は、直流的(静的)にも交流的(動的)にもバランスしたものでなければならない。特にベ



P_B : B級動作をしたときのバイアス点
 V_{be0} : 同 上 バイアス電圧
 I_{c0} : No Signal 時のコレクタ電流

第6図 東芝 2S-19 エミッタ接地 入力特性 ($V_{be}-I_e$)

ース抵抗, 電流増幅率および $V_{be}-I_c$ 特性がコレクタ電流の大きな範囲までそろっている必要がある。出力トランジスタとして東芝製 2S-19 (東芝のご好意による) を使用したので、プッシュプル用に組み合わせられたペアーのトランジスタについて特性および規格を第2表に、 $V_{be}-I_c$ 特性を第6図に示す。

トランジスタを使用したB級プッシュ

プル回路の場合の出力 P と電源電圧 V_B , 出力インピーダンス Z_0 , 尖頭コレクタ電流 I_c との関係は、

$$P = (V_B - V_S) (I_c - I_S) / 2$$

$$\approx (V_B - 1)^2 / 2Z_0$$

で与えられる。 V_S , I_S はコレクタ特性の飽和電圧とバイアス電流である。われわれの場合負荷インピーダンス $P+R'$ は約 24 Ω であり、必要な最大出力を 1W とすると、 V_B は約 8V となり、電源電圧は 10V あれば十分であることがわかる。

最後にこの回路にも多少の問題がある。それは1組のトランジスタの過渡特性 (switch-on した瞬間のコレクタ電流の過渡的な起ち上り特性) のアンバランスにより負荷に過渡的な電流が流れるのである。そのためピラニ・フィラメントが切れることすらある。この解決策に

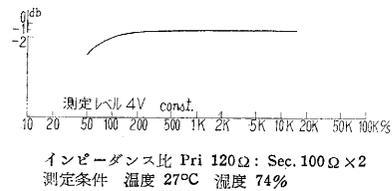
ついては種々の方法が考えられ現在検討中である。

(3) 周波数特性 帰饋型 RC 発振回路では増幅回路の周波数特性があまりわるいと種々の不都合が起ることはすでに述べた。

合金接合型トランジスタのエミッタ接地回路は周波数特性が悪いといわれているが、低周波回路ではあまり問題にならず、不注意に設計された回路ではトランジスタそのものの特性よりむしろ粗悪な結合トランスや RC 結合の場合の回路定数のとり方の不適当なことが周波数特性を悪くしているのである。

小型の結合トランス(低周波トランス)の特性はわれわれの用途には使いものにならず、各段の結合回路に使った場合には、増幅器の

位相特性が極めて悪くなり異常発振の原因となるので、トランスの使用は極力避けてプッシュプル回路の位相転換用のトランスのみとした。このトランス (山水電気 K K 製) も細心の注意をはらって設計製作されたものである。第7図にトランスの動作減衰特性を示す。巻線の一次側は負荷を並列饋電として直流を流さず、二次側巻線に流れるベ



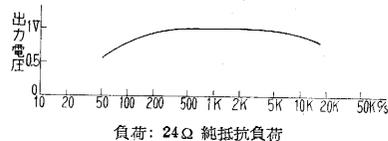
第7図 位相転換用入力変成器動作減衰特性 (山水電気測定) E-19 パーマロイコア使用

方向に流れて直流磁化を打ち消しあっている。

初段のエミッタ接地回路では部分的な負饋還 (電圧および電流饋還) をかけて特性を改善している。なおこの回路のエミッタに直列に入っている抵抗は、電流負饋還をかけて周波数特性を改善し、動作点を安定させていると同時にこの回路の入力抵抗をたかめて、ブリッジにおよぼす影響を減少させている。このことは非常に重要なことで、この場合の入力抵抗 r_i は、

$$r_i = r_e' / (1 - \alpha)$$

となる。 r_e' はエミッタに入れた直列抵抗である。 $\alpha = 0.98$ $r_e' = 500 \Omega$ とすると r_i は約 25 k Ω となる。第1表の例のようにエミッタ接地の入力抵抗は普通約 1 k Ω 程度であるから相当改善されたわけである。



第8図 トランジスタ増幅回路の総合周波数特性

その他に周波数特性改善のために行った対策としては、次段のコレクタ接地回

路との結合を直結にし、その上出力段と負荷をも出力トランスを使用しないで直結したこと、各部の定数については十分の考慮をはらって決定したことなどである。

第8図にこの増幅回路の総合的な周波数特性を示す。低い周波数範囲ではドライバー段の結合トランスの特性がそのまま影響しているとみて差支えない。高い方はコレクタ容量でおさえられる。

(4) 安定性および温度特性 電気的な安定性として、セットの周囲温度の変化、電源電圧変動、使用時間などに対する安定化を考えなければならない。このために回路には次のような考慮をはらった。初段のベースのバイアス電流は電源より直接とらずに、10kΩの負荷抵抗を通してコレクタのところからとってある。これは自己バイアス回路といえるもので、外周温度が上ってコレクタ電流が増加しようとするときコレクタ電圧が下り、ベース・バイアスも下ってコレクタ電流を減少させようとする。またエミッタに直列抵抗をいれてあるので直流分の負饋還作用をし、その上バイアス抵抗による電圧負饋還の作用も加わってこの回路全体は非常に安定に動作する。トランジスタを取りかえたときにも同品種ならば、特性のバラツキを補償し自動的に適当な動作点をえらんで、何も手を加えることなく動作する。

このように安定な動作をするので2段目はこれに直結した。したがって2段目のベース・バイアス電流は初段回路より供給されているわけで、初段がブリーダの働きをしているので安定なバイアスを与えることができる。またこの段はコレクタ接地回路でエミッタに直列に大きい負荷抵抗が入っていて、これが直流分の負饋還作用をしているので温度特性は非常に良い。コレクタ接地回路は真空管のカソード・フォロア回路に類似していて、周波数特性および温度特性のよいしかも歪の少ない安定な動作をする。出力段のトランジスタは、マイカの絶縁ワッシャにシリコン・グリースを塗って、それを介して銅製のシャーシにとりつけ放熱をよくしてある。ベース・バイアス回路のブリーダ抵抗には十分な電流を流して、安定なバイアスを得ている。バイアス用の抵抗は半固定型のもを使用し、プッシュプルバランスを調整している。

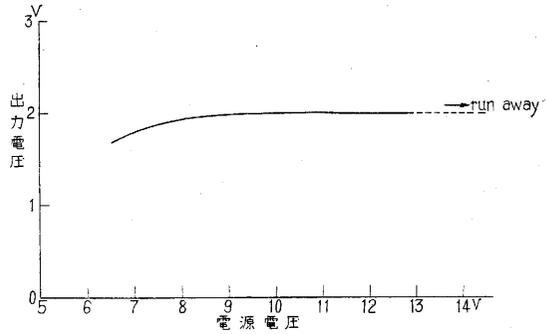
温度特性については、適当な恒温試験槽の準備が間に合わなかったので、定量的な試験結果は出ていないが、この回路の試作改造および試験の期間中(3月~6月)に室温はかなり変化した。しかし、この間、終始安定な出力を得ることができたので、一応0~30°Cの温度変化に対しては使用可能であると考えられる。

連続動作させたときの、時間経過による電流電圧分布の変化は、数時間経過後においても、ほとんどみとめられなかった。

電源電圧の変動については、第3表に各トランジスタ

第3表 電源電圧が変化した場合の各トランジスタのコレクタ電流の変化

各コレクタ電流 (mA)	電源電圧 (V)		
	8	10	12
第1段目のトランジスタ 2S-14	0.36	0.45	0.55
第2 " " ST-12	2.0	2.5	3.0
出力段のトランジスタ 2S-19	88	100	128

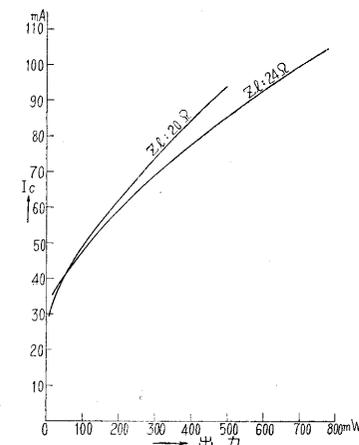


第9図 トランジスタ回路の電源電圧が変化した場合の出力の変動

のコレクタ電流の変化を示す。また第9図に出力電圧の変化を示す。この結果を見ると、電源電圧が変化することによってコレクタ電流は変化するが、出力電圧は電圧9V以上では変化せず、9~12Vの範囲で電源電圧が変動しても影響のないことがわかる。また上下の電圧はおののが別個に±1Vの範囲で変化しても出力電圧は変化しなかった。

現在、出力段のバイアス回路にバリスタを使用して外周温度の補償をしたものを試作中である。結果は別稿にて報告したい。

(5) 電力効率および電源 前述のようにこの回路



第10図 2S-19 B級 P.P 回路の出力対コレクタ電流特性

の出力段は、B級プッシュプル接続にして電力効率の向上を計っている。第10図は出力と2S-19のコレクタ電流の変化を示したものである。

700 mW 付近の出力と電源電力との比は約0.38となっている。最大出力は

約2Wで、このときのコレクタ電流約170mA、電力比は約0.6となる。負荷インピーダンスをもう少し低くすれば能率はよくなるはずである。零出力のときの電源全電流は約70mA、最大出力時の電源電流は約120mA

である。

このことより電源電池の容量は、 $20V \times 130mA \times \text{時間}$ となる。電源電池は銀電池を使用して、規格時間容量を15分とすると第4表に示すような仕様となる。

第4表 ロケット用気圧計用電池仕様

使用電圧 (V)	使用電流 (mA)	使用時間 (分)	寸法 (mm)	重量 (g)	種類
22~20 中点タップ付	130	15	32×32×62	140	銀電池

マグネシウム注水型電池の使用も考えられる。これは単位電池当りの容量が大きいため、電源を小型軽量化しうるが注水や励起（活性化）のための短絡などの準備操作が必要なのが欠点である。

以上ピラニ気圧計のトランジスタ化について述べたが、電力効率や安定性が比較的優れている点や、その他の特長をあわせてわれわれの目的に対して十分な性能を備えた回路であった。

第5表 ピラニ真空計の重量の比較 セット一台分の重量 単位 (グラム)

増幅回路の種類	各部の重量		電 源 電 池			計
	ピラニ・ヘッド	回路部分				
サブ・ミニアチュア管回路	43	80	塩化銀電池 (ユアサ乾電池製)	1,200	1,323	
サブ・ミニアチュア管回路	43	80	マグネシウム注水型電池 (東洋電池製)	670	793	
トランジスタ回路 (使用パワー・トランジスタ) A級シングル (Honeywell H-4)	43	140	塩化銀電池 (ユアサ乾電池製)	160	343	
トランジスタ回路 (使用パワー・トランジスタ) B級プッシュプル (東芝 2S-19×2)	43	65	塩化銀電池 (ユアサ乾電池製)	140	248	

c) 使用したトランジスタおよび部品

トランジスタは第1段には高増幅率のもの、第2段に中出力のもの、出力段は大出力のもので、全部合金接合型 P-N-P トランジスタを使用した。出力用トランジスタとしては東芝製 2S-19 以外に国産品では適当なものがないが、第1段、第2段目のトランジスタは種々のものがある。

使用部品は前述のドライバー・トランスをはじめとして極力小型化につとめた。トランスは E-19 型のパーマロイコアを使用している。コンデンサはチューブラ型のもは MP コン (金属化紙使用ペーパーコンデンサ) を使用し、大容量のものは小型で温度特性や周波数特性のよいタンタル・コンデンサ (日本電気のご好意による) を使用している。抵抗類は電流容量の大きいものをのぞいて P 型の抵抗を使用している。

4. 付 記

発振周波数の変動については、トランジスタ回路では信号のレベルによって入力インピーダンスが変化し、それがウィーン・ブリッジの特性に影響をあたえて、発振周波数が変動する。われわれの場合には発振電流は一種のキャリアーとして使用されているので周波数の変動があまり大きくなければ、圧力特性は影響を受けない。実際に出力インピーダンスは十分低く、入力インピーダンス

はブリッジの定数よりも十分高くなっているため、発振周波数の変動は、出力の最大と最小の間で 10% 以内であり、この程度ならば別に問題とならない。

圧力特性は、ピラニ管球の構造すなわちフィラメントの材質、寸法、形状および jib の構造、外壁の構造等によってきまるもので、管球が同じであって、回路の方が十分な利得と適当な周波特性をもっていれば、真空管回路のピラニ真空計としての圧力特性とトランジスタ回路のそれとは全く同一である。したがってトランジスタ回路の気圧計についても前発表の圧力特性およびピラニ気圧計としての諸特性は全く同一である。

最後に、このようにして作られたトランジスタ・セットとサブミニアチュア管のセットの電池も含めた全重量を比較すると第5表のようになる。両者とも電源電池は規格容量15分の電池を使用している。なお出力トランス

を使用して、パワー・トランジスタとして Honeywell H-4 を使用したセットの重量も参考のためにかかしておく。

5. 謝 辞

おわりにあたって、常にご指導を賜った、当研究所第三部安達助教授、野村助教授に厚く御礼申上げる。また東京芝浦電気 K K 沢地良夫氏、日本電気 K K 東郷安正氏には種々のご指導やトランジスタを始め特殊な回路部品の使用についてご配慮いただいた。さらに山水電気 K K 金井繁治氏およびタムラ製作所原進一氏には、トランスの設計製作について無理なお願いをしご配慮やご便宜をいただいた。これらの方々の方名を特記して謝意を表する次第である。またセットの製作、測定については当研究室金文沢君、第一部の田中堅一君の努力に負うところが多いものである。なおこの仕事は学術会議ロケット観測特別委員会第3小委員会の仕事の一環として行われており、とくに佐貫・福島両委員の協力と鞭撻によって進められているものであることを記して感謝のしるしにしたい。

文 献

1) 富永, 岡田: 生産研究 Vol. 8, No. 10, P. 13 (1956)
 2) 野村, 山本: 生産研究 Vol. 9, No. 4, P. 58 (1957)
 および
 系川, 吉山, 井上: 同 上 P. 60
 3) 山口, 二宮, 日沖: 同 上 P. 62