

通信およびデジタル装置のマイクロモジュール化

Adoption of Micromodule System in Communications and Digital Computing Equipment

西村 孟郎* 中村 弘康** 河合 閑男**
Takeo Nishimura Hiroyasu Nakamura Kunio Kawai

内 容 梗 概

マイクロモジュール化応用機器として通信回路の分野に属する、ヘルメット無線機、車両無線機中間周波増幅器、ひずみ遠隔測定用送信機、デジタル回路の分野に属するトランジログおよび高速電子計算機器回路などのマイクロモジュール化を行なった。通信回路はマイクロモジュール方式の特長を發揮しうる分野であり、デジタル回路は小形化の容易な回路で、各種超小形化方式でも採りあげられているが、遅延時間の小さい高速計算回路は、マイクロモジュール方式が他方式に比べ、比較的実現しやすいものと考えられる。

電気的性能については従来品とほぼ同等なものが得られた。モールド樹脂による漂遊容量はあらかじめ原回路設計時に十分検討しておかなければならない。寸法、重量については従来品の $\frac{1}{3}$ ~ $\frac{1}{4}$ とすることができた。回路の小形化とともに機構部品の規格化および小形化が必要である。

1. 結 言

通信装置はおもに直線増幅器より構成せられ、デジタル回路に比べると、動作範囲に対して要求される許容偏差が狭く、また回路の種類は複雑多岐にわたっている。このため回路部品に対する要求は、

(1) 許容偏差が狭く、電気的特性も厳格である。

たとえば抵抗に関する許容偏差は一般に $\pm 5\%$ 以内のものが用いられ、温度係数、周囲条件などに対してもA級のものが要求されている。

(2) 使用する定数値が広い。

要求される抵抗値は数 Ω から数 $M\Omega$ の値にわたっており、コンデンサまたはインダクタンスについても同様である。

上記(2)にも述べたように通信回路はインダクタンスを含む回路が多く、ほかの超小形化方式では、比較的实现がむずかしい回路とされている。マイクロモジュール方式では数 mH 以上のインダクタンス、あるいは十数 μF 以上のコンデンサを除いて、高性能の部品を容易に製作しうるというメリットを有している。したがって高周波直線増幅回路の構成も容易であり、現在防衛通信機器に採用が検討されている。電子機器のうちでも、通信機の技術に属する分野は恐らく半ば以上を占めるものと考えられ、マイクロモジュール技術の特長を發揮する分野であろう。

デジタル装置は回路構成、標準化の容易さなどの点から各種の超小形方式で採り上げられている。デジタル回路はマイクロモジュール方式で構成しやすい回路であり、他の超小形方式に比べ遅延時間の小さい高速回路の構成が容易であると考えられる。

2. 通 信 機

通信機の小形化はめざましく、受信回路はもちろんのこと、送信部のトランジスタ化も必至の状態となっている。移動用の無線機、特に携帯用無線機の小形化の要求は強く、単にトランジスタ化するだけではなく、最近活発に開発が進められているマイクロエレクトロニクスの導入も考えられている。日立製作所においては、携帯用超小形FM無線機(通称ヘルメット無線機)および車載用超短波FM無線機の回路についてマイクロモジュール化を行なった。電子機器の超小形化の対象が、回路構成の容易さ、価格低減の可能性などの点から主として計数回路におかれる傾向があるなかにおいて、本格

的な無線機を超小形化の対象にして進めたことは、技術的価値が高いばかりでなく、今後の通信機分野開発の一つの足掛かりとなるものとする。

2.1 ヘルメット無線機⁽¹⁾

携帯用FM無線機の超小形化の要求はきわめて強く、工事現場連絡などでは小形軽量な無線機が騒音中の連絡のために必要である。また、無線機の装着場所も重要な問題で、超小形化することにより無線機をヘルメットに取り付けることができ、自由に作業に従事することができる。これがヘルメット無線機と称するゆえんである。

この無線機は、第4図に示すとおり、送受信機本体、制御箱、電池箱、空中線およびハンドマイクより成り、バンドでヘルメットに取り付ける構造となっている。

2.1.1 マイクロモジュール化の設計

無線機をできるだけ超小形化するため、送信部は自励発振方式とし、受信部もシングル・スーパーでスケルチ回路を除いた。電源には経済性の点より、2次電池のボタンセル形アルカリ電池を使用した。おもな方式を示すと次のとおりである。

- (1) 電波形式 F_3
- (2) 送受信周波数 39.73 Mc (本試作機の場合)
- (3) 通話方式 プレストーク方式
- (4) 送信方式 自励発振方式 AFC 付, 送信出力 10 mW
- (5) 受信方式 水晶制御スーパーヘテロダイン方式, 中間周波数 4.3 Mc
- (6) 電源電圧 $-3.75 V$, $+1.25 V$ の 2 電源

送信部に関しては 40 Mc 帯における出力 10 mW の標準回路としてモジュール化を行なっているので特に本機のための設計は行っていない。受信部の構成は、高周波増幅器 1 段 (RF), 混合器 (Mix), 局部発振器 (Osc), 中間周波増幅器 4 段 (IF₁~4), 振幅制限器 1 段 (Lim), 周波数弁別器 (Disc), AFC 用受動網回路 (AFC), 低周波増幅器 1 段 (AF₁), 低周波電力増幅器 1 段 (AF₂), の 12 ブロックから成っている。

回路の分割に当たっては従来考慮せられた電気的な注意事項はもちろんであるが、特に空間の利用率をよくするために各ブロックの高さをそろえること、調整保守の容易なことなどに十分留意せねばならない。

調整部分の多い通信機回路においては樹脂モールドされたブロックの状態では従来の観念による調整の自由度はきわめて少ない。このため中間周波回路などにおいて最大利得に整合をとるようなクリティカルな設計を行なうより、利得の多少の低下はあ

* 日立製作所中央研究所

** 日立製作所戸塚工場

ても幅のある設計を行なったほうが、超小形ブロックの調整には有利である。保守、製作の点から言えばなるべく標準化されることが望ましく、本機においては中間周波増幅ブロックと振幅制限回路とはまったく同一設計で、動作点のみを変更した構造とした。先にも送信部でふれたように、この中間周波ブロックは他の無線機にも使用し得ることが理想である。特に音声増幅ブロックは用途が広くこの感が深い。

使用電子部品についてはなるべく同一パターンのもを共通に使用することに留意し、部品側の負担を軽減した。

2.1.2 電気的性能

原形回路をマイクロモジュール化する場合問題となる点をあげると次のとおりである。

(1) 部品および材料

特に高周波回路のマイクロモジュール化においては使用部品、材料について十分性能を明らかにしておく必要がある。抵抗および容量については第2章および3章に述べられているが、従来品に比べて問題はない。小形化のため部品は薄膜化される傾向にあるが本機のような低電圧で使用する場合耐圧も問題ない。モールド樹脂の誘電率は $\epsilon=4$ で、各部につくるフィードバック容量および同調回路にはいる並列容量の影響はあらかじめ考慮しておかなければならない。樹脂の損失は 10^{10} c/sまで2%程度で同調回路のQに及ぼす影響は、この周波数ではほとんど問題にならない。

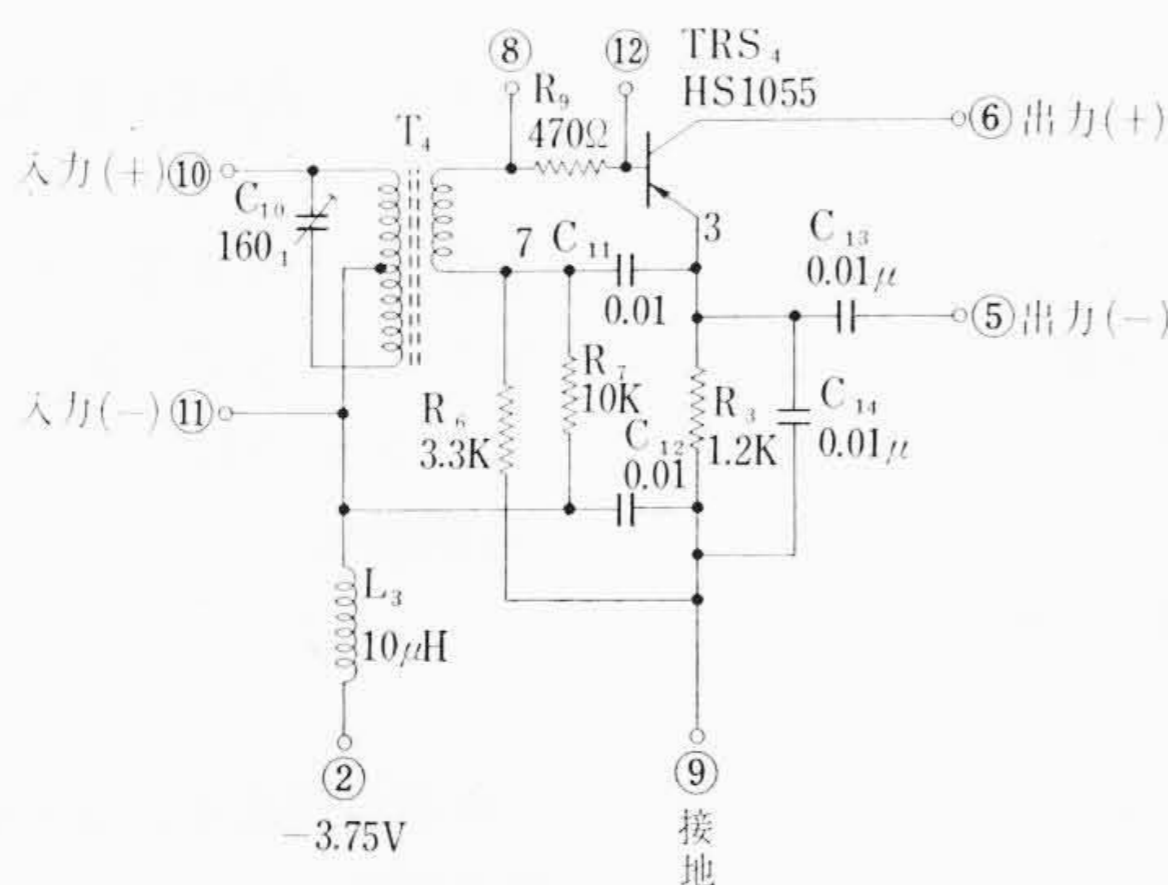
インダクタンスは超小形回路においては最も問題のある部品である。本機の音声回路には従来のトランジスタ回路用のトランスを使用しているが、中間周波、局部発振、高周波については十分満足なものが得られている。

(2) 同調回路の調整

本機の同調回路の調整には容量の電極を機械的に削る方法をとった。放電加工により電極を削る方法も検討したが、1回の放電による容量の減少分が小さく、また損失が増加する傾向がみられた。機械的調整法によりほとんどのブロックが調整可能であったが、調整に要する時間、練度からトリマー容量はぜひ必要であろう。トリマー容量の調整範囲としては一例を4.3 Mcの中間周波回路にとるならば、トランジスタ(2MA235)、同調コイルの分布容量、配線間容量、モールドによる容量などの偏差を見て ± 10 PFぐらいは必要となる。Qは100以上の値が必要で、マイクロモジュールウェハーの上に構成しうる可変容量としては現在限界値に近いものであろう。

(3) 発振現象

高利得の高周波の増幅器、特に中間周波多段増幅器のような場合、従来の通信機においても経験するところであるが、特に超小形回路においては回路部品がブロック内あるいは隣接回路ともきわめて接近しているので発振現象は容易に予想される。インダク



第1図 中間周波増幅ブロック図

タンスはリング状のコアを使用しているため、完全な閉磁路を構成し、漏えい磁束の問題は軽減されているが、本機においては第1図に示すようにトランジスタのベースに抵抗をそう入し、ブロックの遮へいなしに安定な増幅回路を構成することができた。トランジスタを短絡アドミッタンス定数で表示された四端子回路とし、その入出力側に同調回路などを負荷する場合、この回路が自己発振を起こさない条件は、

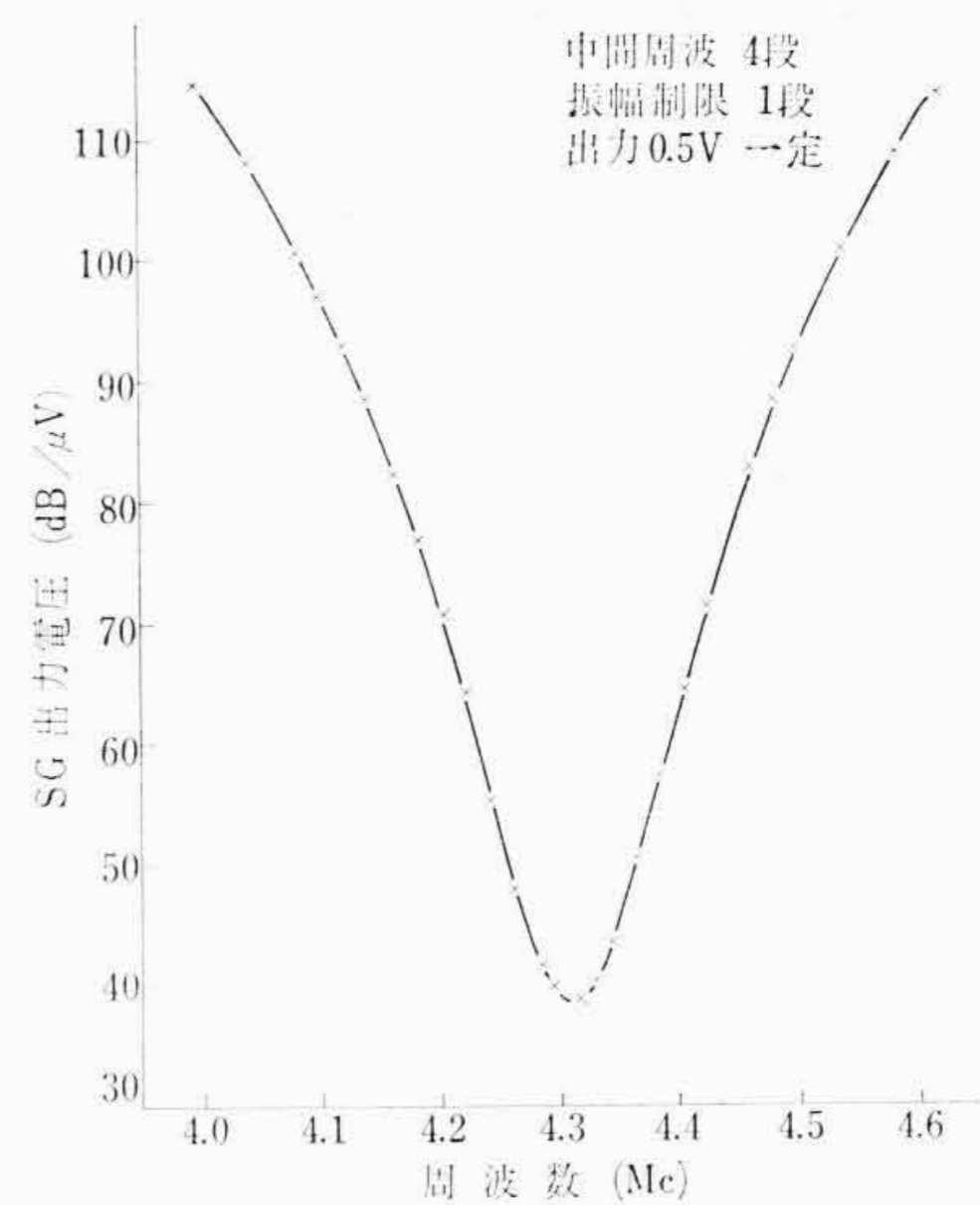
$$\theta = \arg y_{12} + \arg y_{21}$$

位相角 θ が180度に近づくほど安定である。したがってベース回路に抵抗をそう入することにより合成回路の位相角 θ を180度に近づけることができ、中和回路なしで安定に増幅することができた。この抵抗により利得が若干低下することはやむを得ないが、見かけの入力インピーダンスが増加するため同調回路の実効選択度を改善することができた。

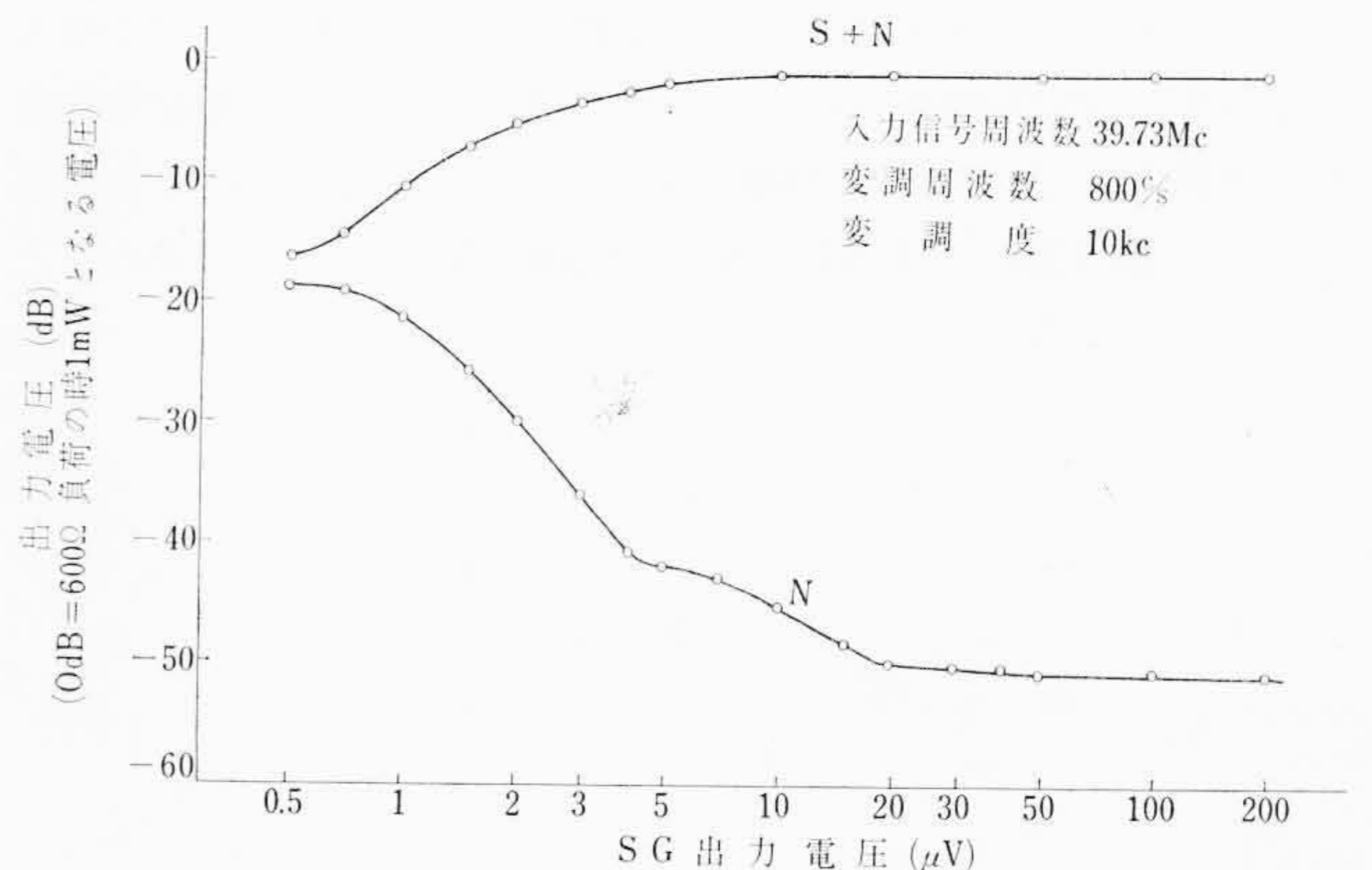
2.1.3 結果

ブロックの組み立ての歩留りは初期においては66%であったが、研究開発期間中にほとんど100%近くなり問題はなくなった。第2図に示すように中間周波の特性は6 dB低下の帯域幅で+40 kc, -30 kc, 60 dB低下の帯域幅で+230 kc, -210 kc, 感度は20 dB QSの入力3.5 μ V, S/N 20 dBの入力1.6 μ V (変調周波数800 c/s 変調度10 kc)でこの種の無線機として良好な性能を示している。低周波の出力は80 mW以上で消費電流は26.2 mA, 消費電力は出力零の状態でも90 mWである。受信部の全重量は約71 gであった。

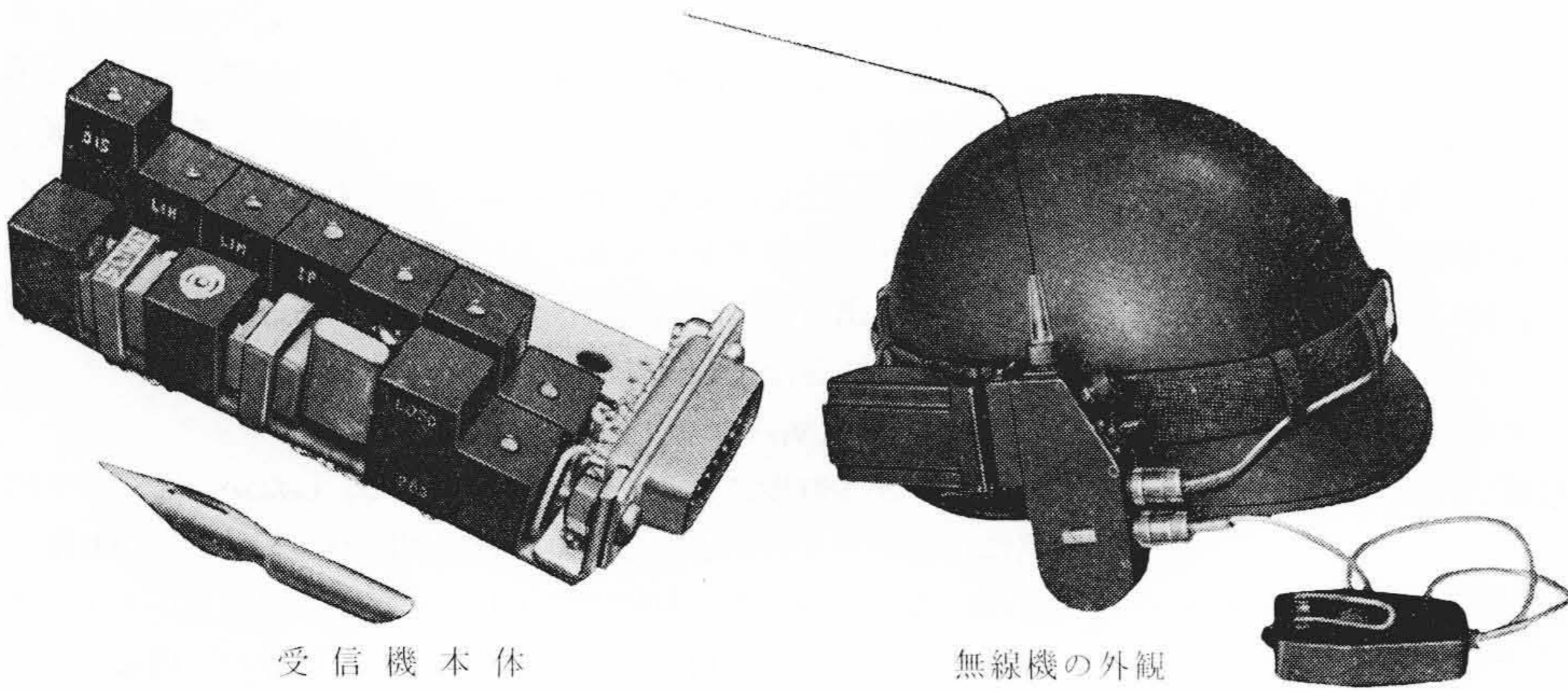
ヘルメット無線機は従来の無線機回路の超小形回路への変換と言うよりむしろ超小形化の特殊性を考慮して最初から設計された



第2図 中間周波総合特性



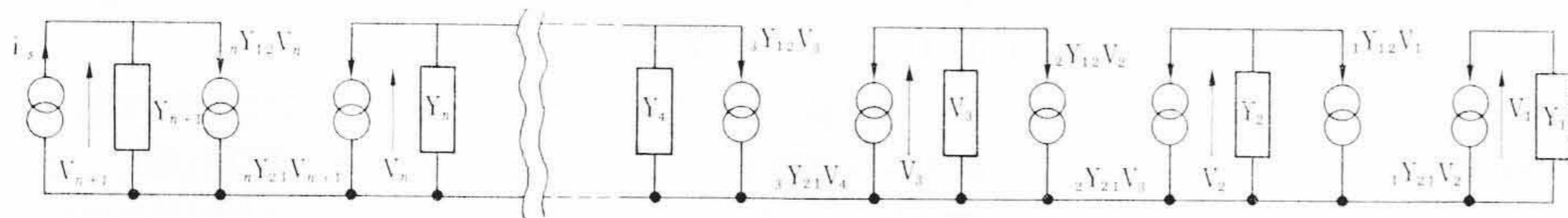
第3図 受信部総合S/N特性



受信機本体

無線機の外観

第4図 マイクロモジュール化ヘルメット無線機



第5図 トランジスタ多段増幅器等価回路

$$J = \begin{vmatrix} Y_{n+1} & nY_{12} & \dots & 0 \\ nY_{21} & Y_n & n-1Y_{12} & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 2Y_{21} & Y_2 & 1Y_{12} \\ 0 & \dots & \dots & 0 & 1Y_{21} & Y_1 \end{vmatrix} \quad (2)$$

ここで Y_n はトランジスタの入出力アドミッタンスを含む段間または入出力端のアドミッタンスであり単一同調回路を形成しているから

$$Y = G(1+jx)$$

ただし

$$\begin{cases} \frac{\omega_0 C}{G} = Q, \\ \beta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}, \\ x = \beta Q, \end{cases}$$

また,

$$\frac{rY_{12} \cdot rY_{21}}{G_r \cdot G_{r+1}} = T_r e^{j\theta_r}$$

$$T_r = \left| \frac{rY_{12} \cdot rY_{21}}{G_r \cdot G_{r+1}} \right|$$

$$\theta_r = \arg rY_{12} + \arg rY_{21} \quad (\text{ただし } r=1, 2, \dots, n)$$

$$J = G_1 \cdot G_2 \cdot \dots \cdot G_{n+1} \cdot \delta$$

とおけば

$$\delta = \begin{vmatrix} 1+jx_{n+1} & T_n \cdot e^{j\theta_n} & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 1+jx_n & T_{n-1} \cdot e^{j\theta_{n-1}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & 0 & 1 & 1+jx_2 & T_1 e^{j\theta_1} \\ 0 & \dots & \dots & 0 & 1 & 1+jx_1 \end{vmatrix} \quad (3)$$

$\delta=0$ のとき (1) 式は伝達インピーダンスが無限大になり発振を起こす。この行列式を一般的に解いて安定条件を求めることは困難であるが、回路のパラメータがすべて等しいという条件では $n=4$ 以下の場合比較的簡単にもとめられる。実用的に $n=4 \sim 6$ の場合が多く、 $n=5$ 以上は $n=4$ 以下の場合の結果より推定できるが、計算機を用いて解くこともできる。 $n=4$ の場合を求めると

$$\{3Te^{j\theta} - (1+jx)^2\} \{Te^{j\theta} - (1+jx)^2\} = 0 \quad (4)$$

(4)より

$$T = \frac{1}{3} \cdot \frac{2}{(1+\cos\theta)}$$

が求まる。

ただし

$$T_1 = T_2 = T_3 \dots = T, \quad \theta_1 = \theta_2 = \theta_3 \dots = \theta$$

一般に

$$T_n = \frac{1}{K} \cdot \frac{2}{(1+\cos\theta)}$$

$n=5$ の場合具体的に数値を入れて求めると $K \approx 3.4$ を得る。

$$T \cdot e^{j\theta} = T \cos\theta + jT \sin\theta$$

であるから x の値の軌跡が示す抛物線とベクトル T との関係はガウス平面上第6図に示すものとなる。ベクトル T の絶対値が抛物線の内側に含まれれば $\delta > 0$ であるから安定である。

2.2.2 マイクロモジュール化による問題点

中間周波増幅回路のマイクロモジュール化によって予想される問題は次のような点があげられる。

- (1) 部品密度の増加、隣接回路の極端な接近による発振現象。
- (2) モールド樹脂による各部容量の増加、このため(1)の現象の助長。

もので、設計値および従来品による実験値と同等の性能を得ることができた。20 dB QS 感度は $3.5 \mu V$ とする予想を上回る良好な結果を得ている(第3図)。ブロック調整の能率を増すためには可変容量を使用することはぜひ必要であろう。また小形化のため、セラミックフィルタの使用、電池の小形化などが望まれる。信頼性の問題については個々の部品について従来品と同等以上という結果を得ているが、機器またはブロックについての寿命の確認が残されている。第4図に試作ヘルメット無線機を示す。

2.2 車両無線機用中間周波増幅器⁽²⁾

車載用の超短波 FM 無線機は、携帯用の無線機とはその使用目的が異なり、通達距離の長いことが要求される。したがって送信出力は大きく、必ずしも機器全体のトランジスタ化あるいは超小形化は必要ではない。

2.2.1 多段増幅器の検討

一般に高周波同調回路、特にトランジスタ中間周波増幅回路においては、インピーダンス整合状態で使用する場合、中和回路が必要になる。しかし中和法によって増幅器の安定化をはかる方法は量産に対し次のような問題を提起する。

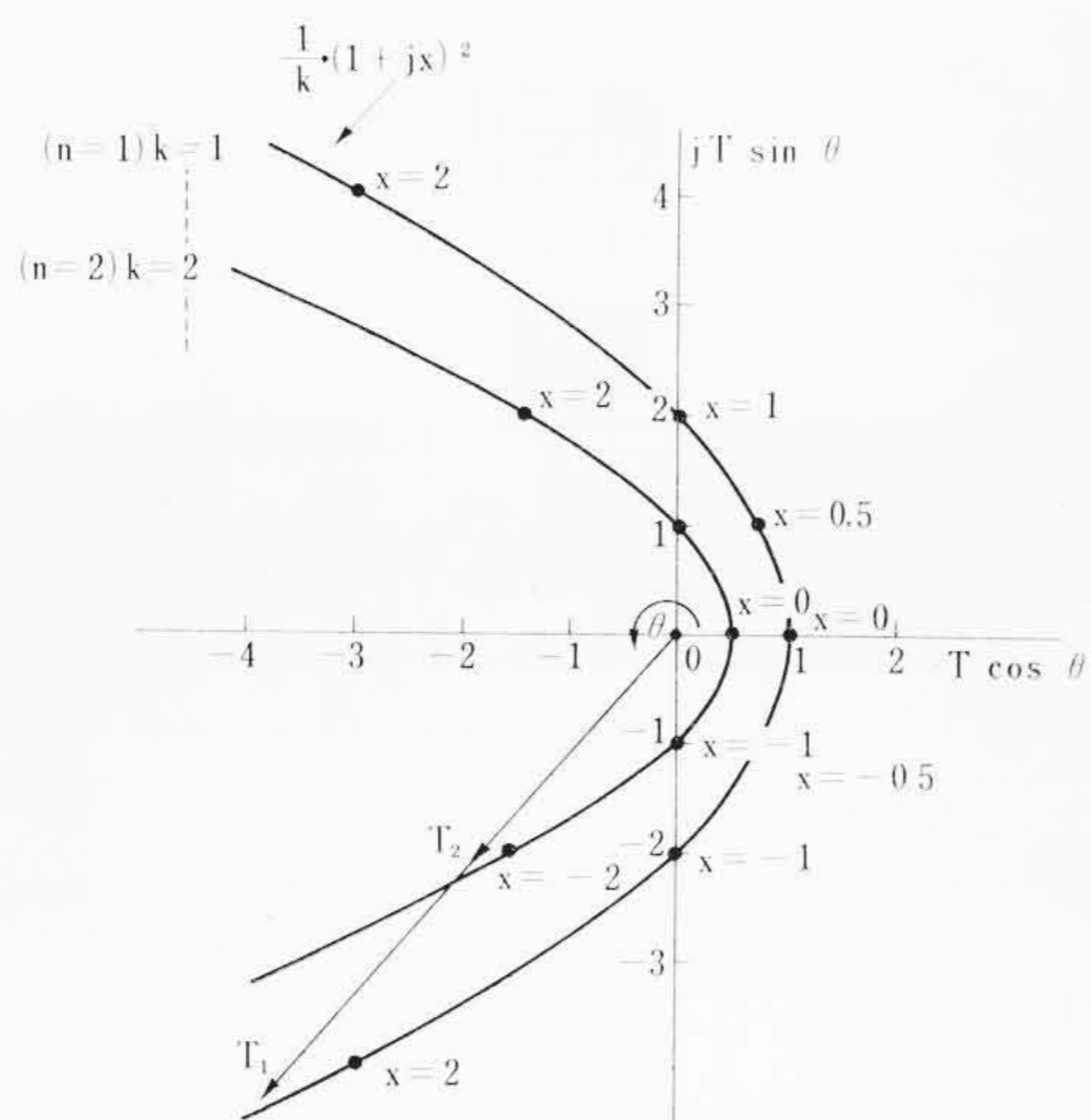
(1) 周囲条件の変化に対して素子の変動が大きく、中和条件が満足されなくなり

(2) 正確な中和をとるため、一つ一つの回路に対して特別に調整する必要がある。また部品素子としては2~3素子の増加を必要とし、超小形回路に用いる場合問題が多い。

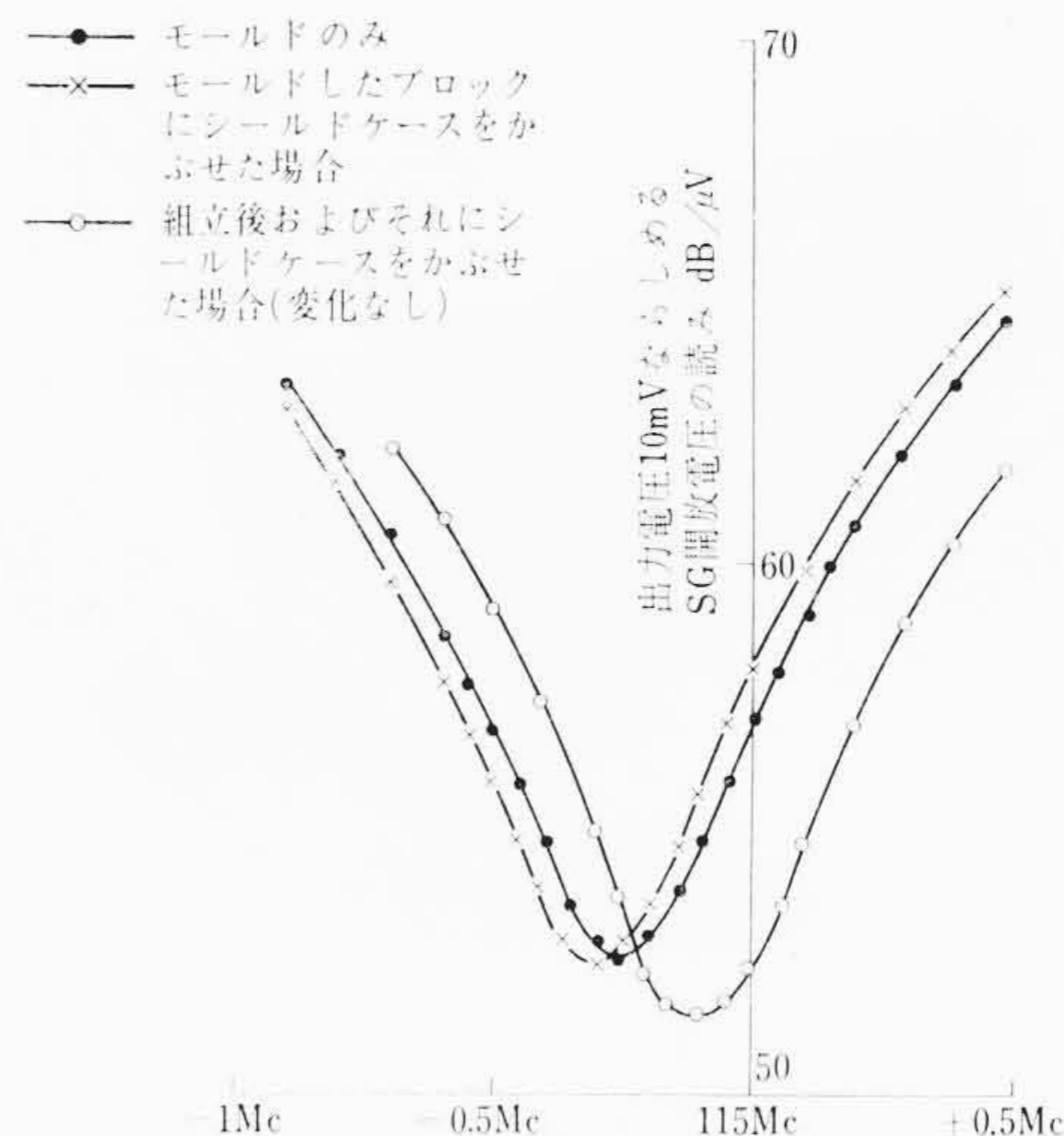
高利得多段増幅回路の場合、小形化による隣接回路の影響は著しく、あまりクリティカルな設計は避けるべきであろう。このような意味で安定な増幅を行なうためには、トランジスタを十分非整合状態として中間周波増幅回路モジュール化設計を行なう必要がある。第5図に示す多段増幅器の等価回路から v_1 を求めると次のようになる

$$V_1 = \begin{vmatrix} Y_{n+1} & nY_{12} & 0 & \dots & is \\ nY_{21} & Y_n & n-1Y_{12} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \dots & \dots & 2Y_{21} & Y_2 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1Y_{21} & 0 \end{vmatrix} \quad (1)$$

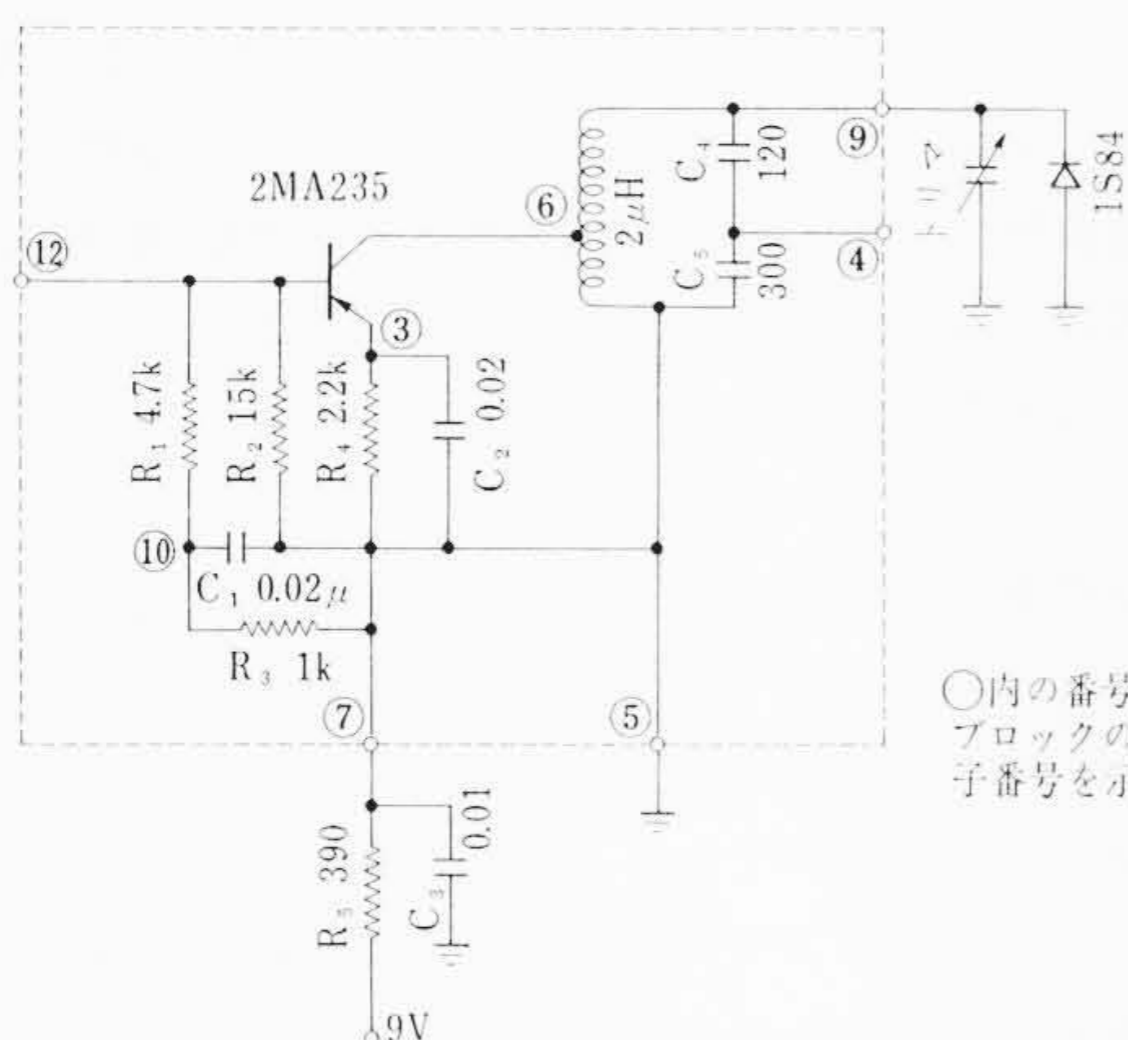
ただし



第6図 安定条件の幾何学的意味



第8図 ブロックのモールドおよびシールドの影響



第7図 中間周波増幅回路接続図

第1表 組立後のブロックのバラツキ

ブロック番号	消費電流 (mA)	中心周波数 (Mc)	3dB低下帯域幅 (kc)	利得 (dB)
1	1.46	11.4	370	22.5
2	1.45	11.4	380	21.0
3	1.43	11.4	380	22.0
4	1.52	11.4	370	23.4
5	1.48	11.4	380	23.4

(3) モールドによる利得の変化。

(1)(2)に対しては設計の段階で非整合安定化回路の検討を行っておりブロック化の段階においても十分配慮したがさらにブロックの遮へいも必要であった。第7図に接続図を示す。

2.2.3 電気的特性

本回路の中心周波数は 9.5 Mc であるが組立時の中心周波数は第1表に示すように 11.4 Mc にそろっており、特に周波数の調整を行わずにそのまま使用した。樹脂モールド後中心周波数は約 150 kc 低くなり、利得は約 1 dB 減少した(第8図)。モールド後の温度特性の著しい相異は組立後のブロックが温度の上昇に対し利得が増加するのに対しモールド後は逆に減少する傾向を示すことである(第2表)。この原因についてはいまだ明確になっていないが高温においてもモールド樹脂の損失が増加するためではないかと考えられる。中心周波数よりの離調に対しては、同調容量の温度補償が適当でなかったためで現在 -700 ppm の温度係数のものを使用したが、この結果から -350 ppm くらいが適当であろう。

本ブロックを5段連続接続した場合、発振現象を起こしたため

第2表 ブロックの温度特性

	-20°C		+20°C		+65°C	
	Jf (kc)	利得 (dB)	Jf (kc)	利得 (dB)	Jf (kc)	利得 (dB)
組立後	-150 ~ -200	0	0	0	+50 ~ +100	+1 ~ +1.5
モールド後	-150	+0.5	0	0	+100	-0.5

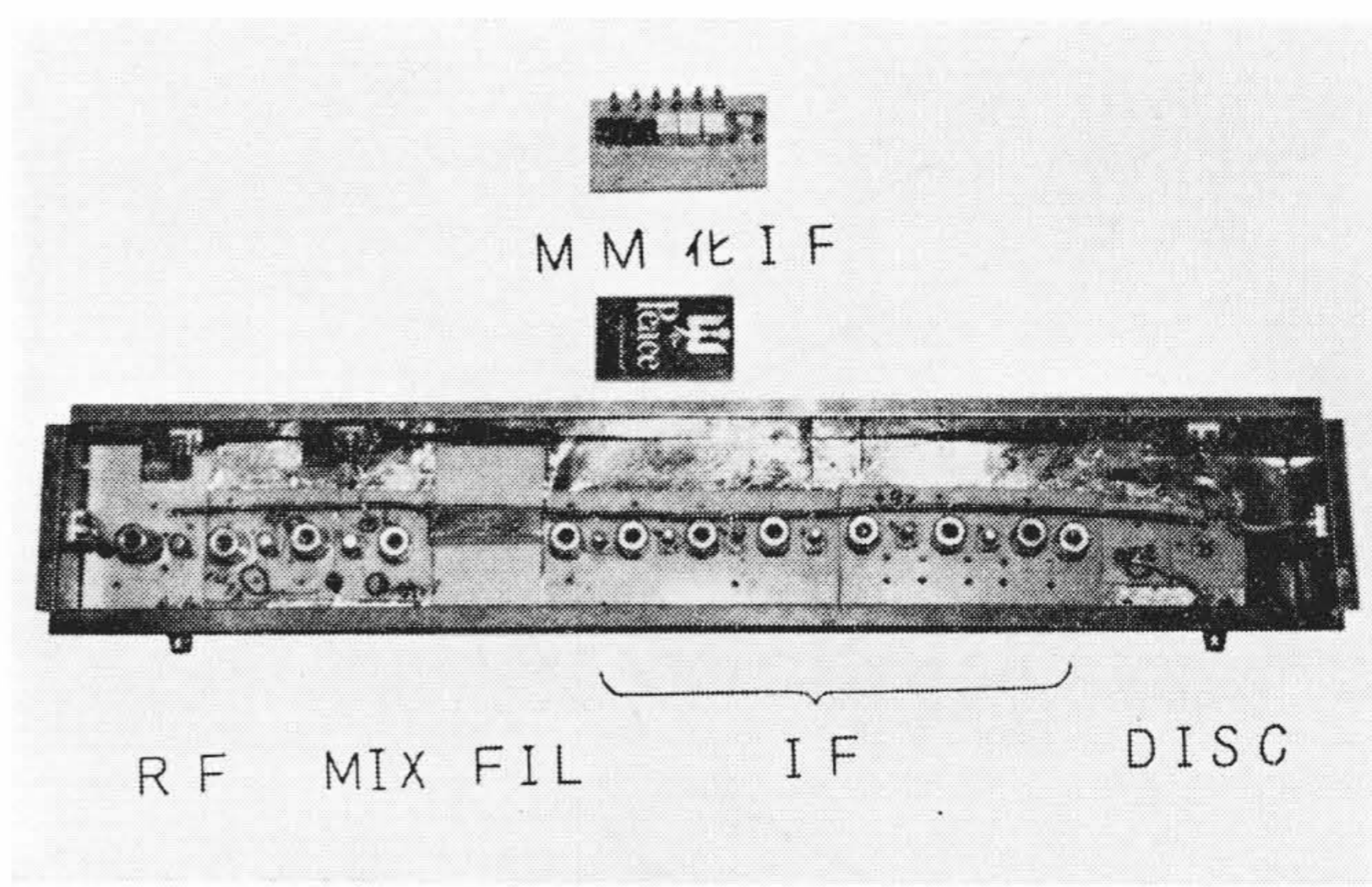
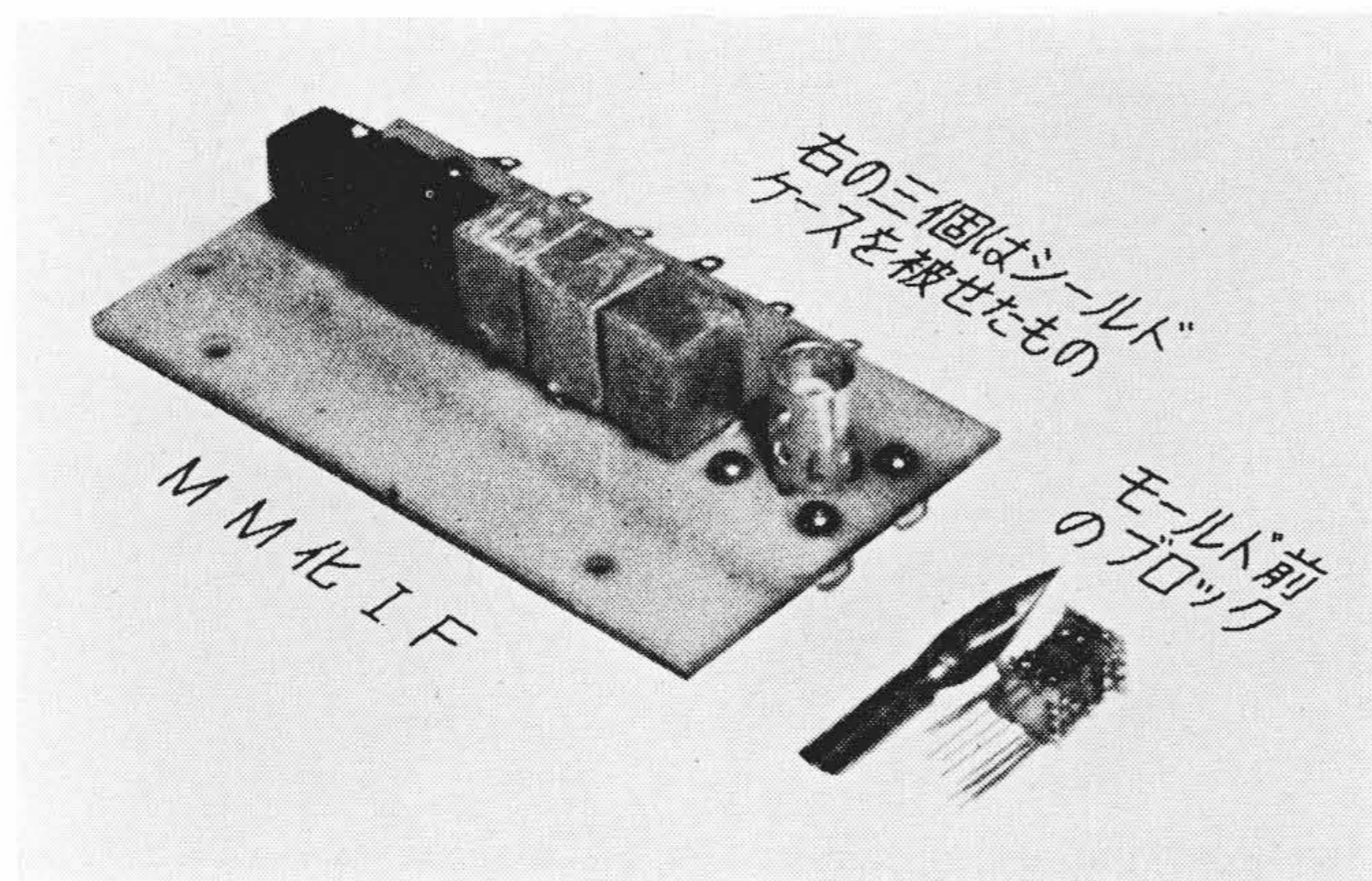
ダンピング抵抗をそう入した。このため1段当たりの平均利得は 18dB に低下したが総合利得 90dB, 6dB 低下帯域で 200kc を得ることができた。ブロックの大きさは 10×10×15 mm で重量は 4.5 g (ブロックのみ 2.5 g シールドケース 2 g) である。超小形化高利得多段増幅回路においては今後さらにブロック構造の検討が必要であろう。本回路においては個々のブロックの利得の和より実際の連続接続回路では約 15 dB の利得を犠牲にしなければならなかった。

2.2.4 結果

マイクロモジュール応用回路の中でも困難と考えられた高利得の中間周波増幅器のマイクロモジュール化によりいまだ十分満足なものとは言えないが 90 dB の利得を得ることが確認された。高利得の中間周波増幅器においてはマイクロモジュール化以前の回路が十分安定であることが必要である。帰還のある場合の多段増幅器の解析を行ない、10 Mc 付近でも中和なしで1段当たり 20 dB 程度の利得を得ることが予想されたが多段接続をした場合さらに 1~2 dB 利得の減少を余儀なくされた。この結果に基づいてモールド後の安定指数について再検討をする必要があると考える。5段接続回路の体積は普通部品の場合に比べて約 1/20 とすることができた(第9図)。ブロックのシールド方法としては導電銀ペーストを塗布する簡易遮へい方法なども考えられた。中間周波増幅回路として現在までに 455 kc, 4.3 Mc, 9.5 Mc のマイクロモジュール化を行なったが、これらの回路は標準回路として超小形化に適したものであり、マイクロモジュール方式の特長を生かすものであると言えよう。

2.3 ひずみ遠隔測定用送信機^{(3)~(5)}

ひずみ遠隔測定用送信機ははり、さおなどに加わる圧力、引張り、ねじりなどによって生じたひずみを抵抗線あるいは半導体ストレインゲージによって電気信号に変換し、テレメータ送信機によって、無線送信し応力の大きさを遠隔測定せんとするもので、通常応力発信機あるいはストレインテレメータとも呼ばれている。本機の場合は回転体に装着して回転軸に加わる応力などをスリップリングなしで取り出すことを目的としたものである。



第9図 マイクロモジュール化中間周波増幅器

従来この種の機器はかなり使用されており、とくに本機の心臓部ともいべきストレンゲージの概念は300年以上前からあった。今日においては抵抗線ゲージより2けたあるいはそれ以上感度のよい半導体ストレンゲージも開発⁽⁵⁾され、ますますこの分野における応用範囲は拡大されつつある。しかしこれらのゲージを用いた従来の機器においては静止体あるいは被測定物または周囲の空間が比較的大きいものに限定され、車両などの回転軸あるいは歯車などに加わる応力の測定に用いることは困難であった。

2.3.1 方式の検討

応力を電気信号に変換するには種々の方法が考えられ性能を左右する重要な要素となる。これを大別するとストレンゲージに加える電源によって直流電圧方式および交流電圧方式の二つに分けられる。

(1) 直流電圧方式

直流電圧方式はストレンゲージに直流電圧を加え、出力信号(直流)を直流増幅器で増幅し変調回路に加える方法である。この場合応力は送信周波数の一定偏移となつてあらわれ、周波数偏移の大きさは応力の大きさに比例する。この方式の問題点をあげると次のとおりである。

- (a) 直流増幅器の安定度
- (b) 送信周波数の安定度

直流増幅器の高安定化は相当困難であり、電源電圧を高くする必要があり、送信周波数の安定化には水晶振動子を使用する必要が生じ、一段の変調度を深くすることができないので通倍数を増加する必要を生じブロック数が増し、機器の寸法が増大する。これに比べて交流電圧方式はLCによる発振で十分であり、水晶制御を必要としないので変調度を深くとることができる。これについては交流電圧方式の項で述べる。しかし直流電圧方式はまた次のような大きな長所をもっている。

- (a) ゲージ電源回路が簡単(この場合電池)でしかも安定であり、安定化が容易である。
- (b) ブリッジ回路の平衡調整がきわめて容易である。
- (c) 応力の正負が簡単に識別できる。

(a)の長所は小形化構造のためには非常に有利であり、後に示す交流電圧方式に比べブロック数を2~3個減少することができる。直流増幅器をチョッパ形にすれば問題点は解決されるが小形構造のトランジスタチョッパは現在のところ困難で採用できない。

(2) 交流電圧方式

ストレンゲージに交流電圧を使用するもので、交流電源として低周波の発振器が必要となる。発振器の発振周波数は主として応力の最高変動周期、ブリッジ回路の平衡調整の難易によって決め

られ、本機の場合5kcにとつてある。この方式は直流電圧方式でも少々触れたように次のような利点をもっている。

- (a) 送信周波数に対する安定度の要求が軽減される。

本方式においては送信周波数のずれによる出力を応力信号が受信機において別個に検出される。すなわち送信周波数のずれは直流で、応力信号は交流信号で検出されるので受信機の局部発振周波数を前者の直流で制御し受信機を送信周波数に追従させることができる。直流電圧方式でこの方法を用いると応力信号の大きさも圧縮してしまう。この意味から交流電圧方式に対しては送信周波数の変動の要求は軽減され、水晶制御の必要はなくなる。

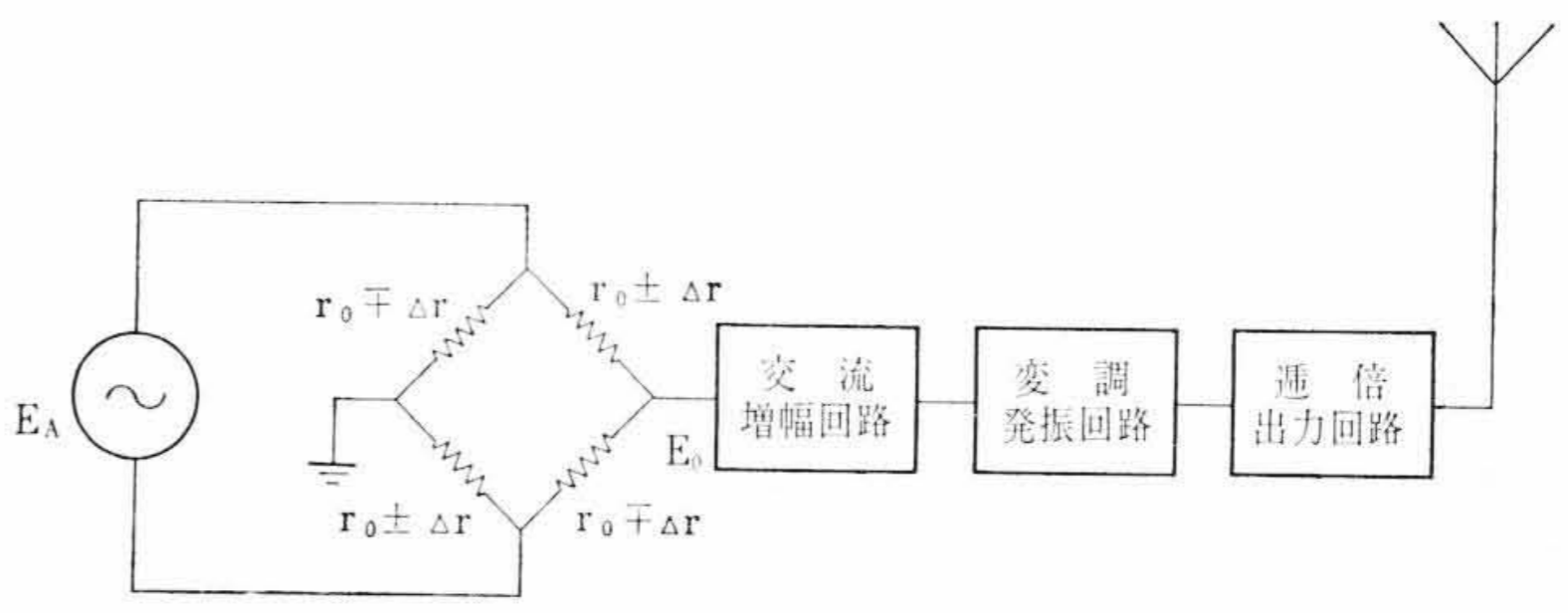
- (b) 少ないブロック数で変調度を深くとることができる。
- (a)と関連することであるが水晶振動子を使用しないですむため変調度を深くとることができる。本機のブロックは変調発振および通倍出力ブロックの2ブロックで高周波回路を形成している。しかし本方式にも次のような欠点をもっている。

- (a) ゲージ電源である交流電源の振幅安定化がむずかしい。
- ゲージ入力電源の振幅は直接ひずみ信号の大きさに関係し誤差となる。第10図に示すゲージ回路においてゲージ出力 $E_0 \approx \pm \frac{dr}{r} \cdot E_A$ と与えられる。トランジスタの温度依存性の問題から低周波発振器の振幅を高安定化することはむずかしい。このため方形波発振を用いることも考えられるが付随回路の増加する欠点がある。
- (b) ブロック数が増加する

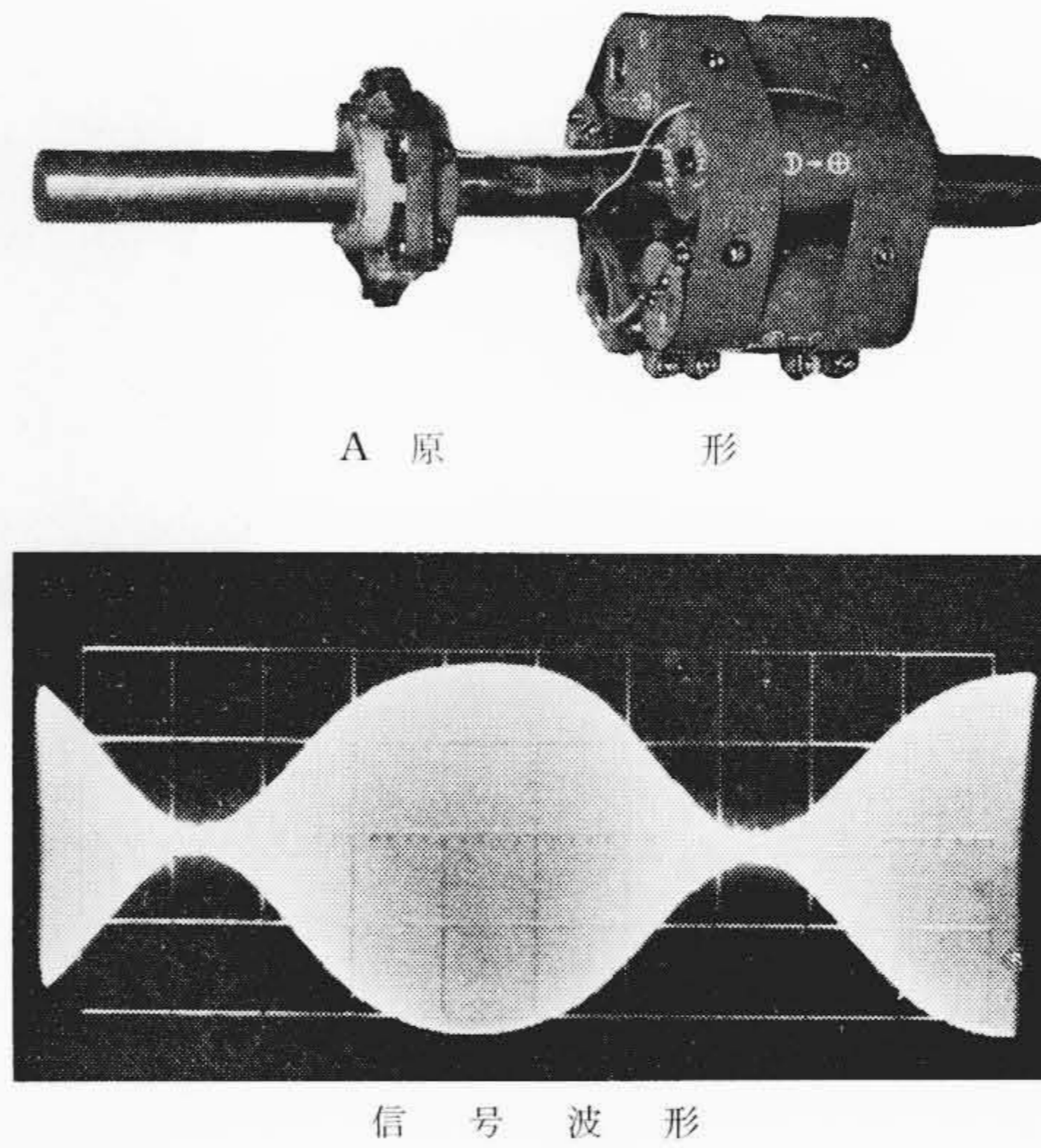
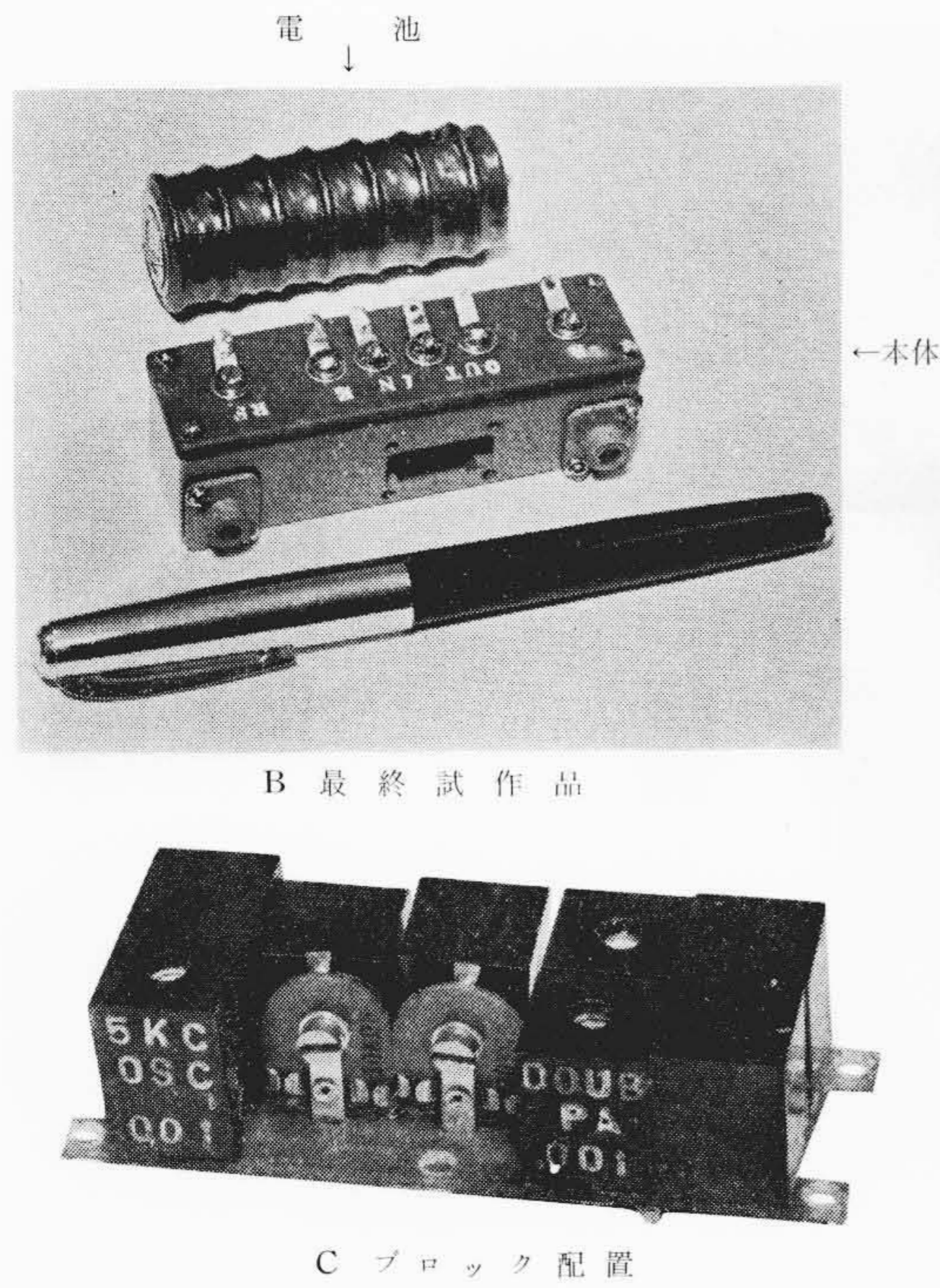
直流方式に比較して低周波発振回路および付随するブロックの2~3個の増加は免れない。

応力の正負の判別に対してはあらかじめブリッジの平衡をくずしておけば交流振幅の増減で容易に検出できる。このほか同期パルスを加えて判別する方法も考えられるが装置の増大と伝送チャンネルを増加せねばならないと言う欠点がある。小形を要求しない機器に対してはよい方法であろう。

本機の場合送信周波数の安定度、変調度、回路構成の容易さおよびブロック数を少なくするなどの点から交流方式を採用したが一長一短を有するのでさらに検討する価値があると思う。ゲージ材料には現在感度の高い半導体ゲージもあるが温度係数の小さい



第10図 系統図



第11図 マイクロモジュール化ひずみひずみ遠隔測定用送信機

- (1) 送信周波数 40.68 Mc
- (2) 変調方式 周波数変調方式
- (3) 送信出力 5 mW
(原形 10 mW)
- (4) 応力測定範囲 0.1~10kg/mm² (2段切換)
- (5) 応力変動周波数 0~1 kc
- (6) 電源電圧および消費電流 9V 14 mA (アルカリ電池, 連続使用時間 8時間)

第12図に5kc低周波発振器振幅の温度依存性を示す。使用温度範囲で約±8%の振幅変化があり必ずしもこれは良好なものとは言えない。

しかしこの温度範囲に対しあらかじめ較正を行なっておけば十分使用可能と考える。もし他の要素に変化がないものとするればこの振

銅ニッケル合金を使用した。

(3) 変調方式

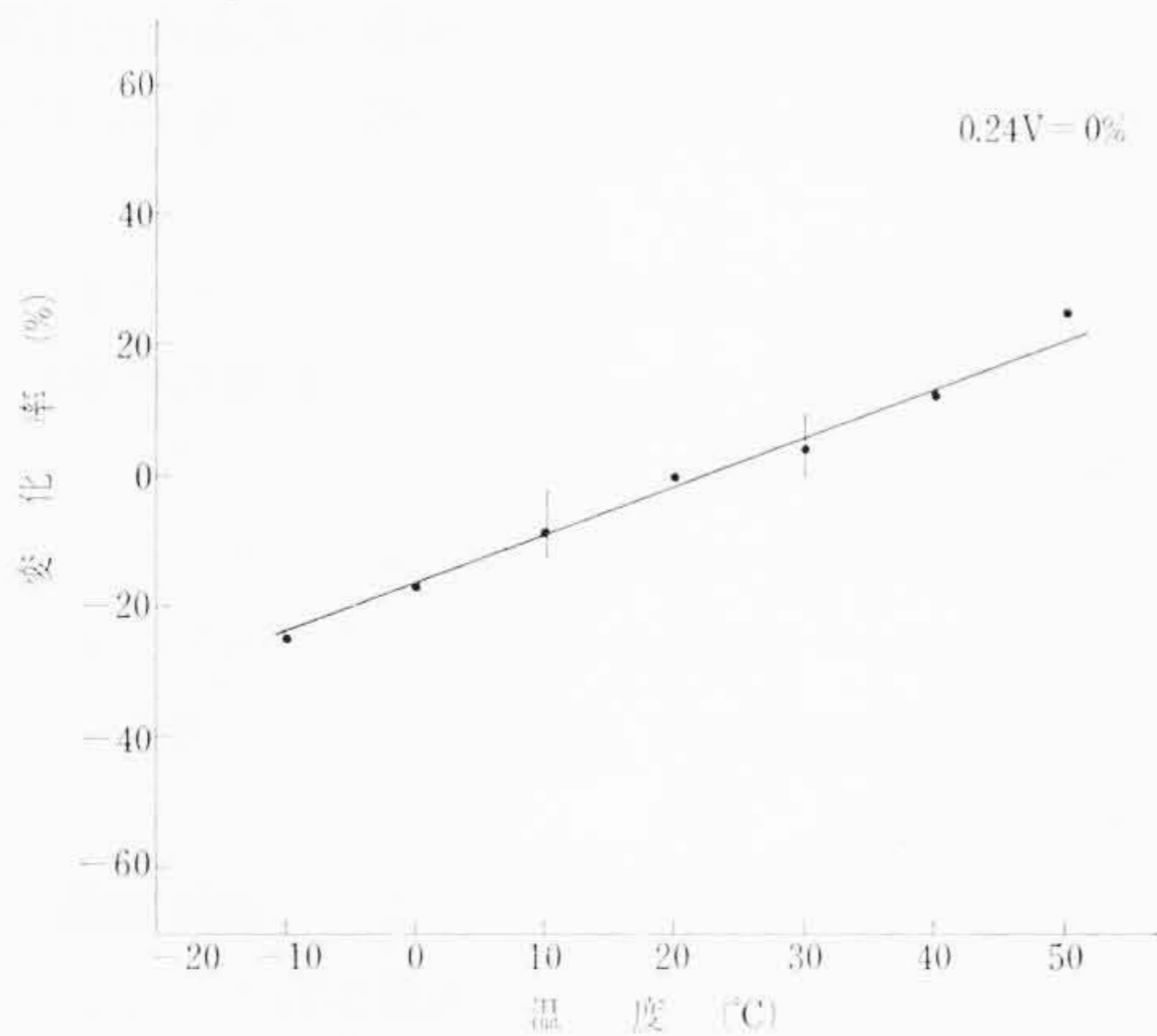
変調方式としては周波数変調方式を採用した。受信信号出力はある一定の電界強度以上では入力信号の大きさに左右されず、検出信号の大きさに誤差を与えないからである。

2.3.2 マイクロモジュール化設計と寸法構造

本機の原形を第11図Aに示す。本体は2分割、電池を3分割して(9.1V水銀電池使用)長さを55mmに制限したが、スペースファクタは必ずしも良くない。最終試作品においては回路部分を1体とし電池は裸のままに装着する構造とした。これにより電池を含む全体積を初期試作品の4/5に、回路部分のきょう体を3/5にすることができた。重量は電池なしで94g、電池を含み180g(アルカリ電池使用)とすることができた(第11図B)。回路のモジュール化設計はほぼ理想的に行なわれている(第11図C)。寸法重量は従来品に比べそれぞれ約1/4, 1/5とすることができた。小形機器において常々問題なるものは電源、特に電池であるが、電池自身の小形化とともに回路側からは電力消費の節減および高周波搬送電力供給法などについて考える必要があると思う。

2.3.3 電気的性能

本機各回路ブロックは別に標準回路としてマイクロモジュール化された機能回路の中から選択されるから特に問題は生じていない。主要諸元について述べると次のとおりである。

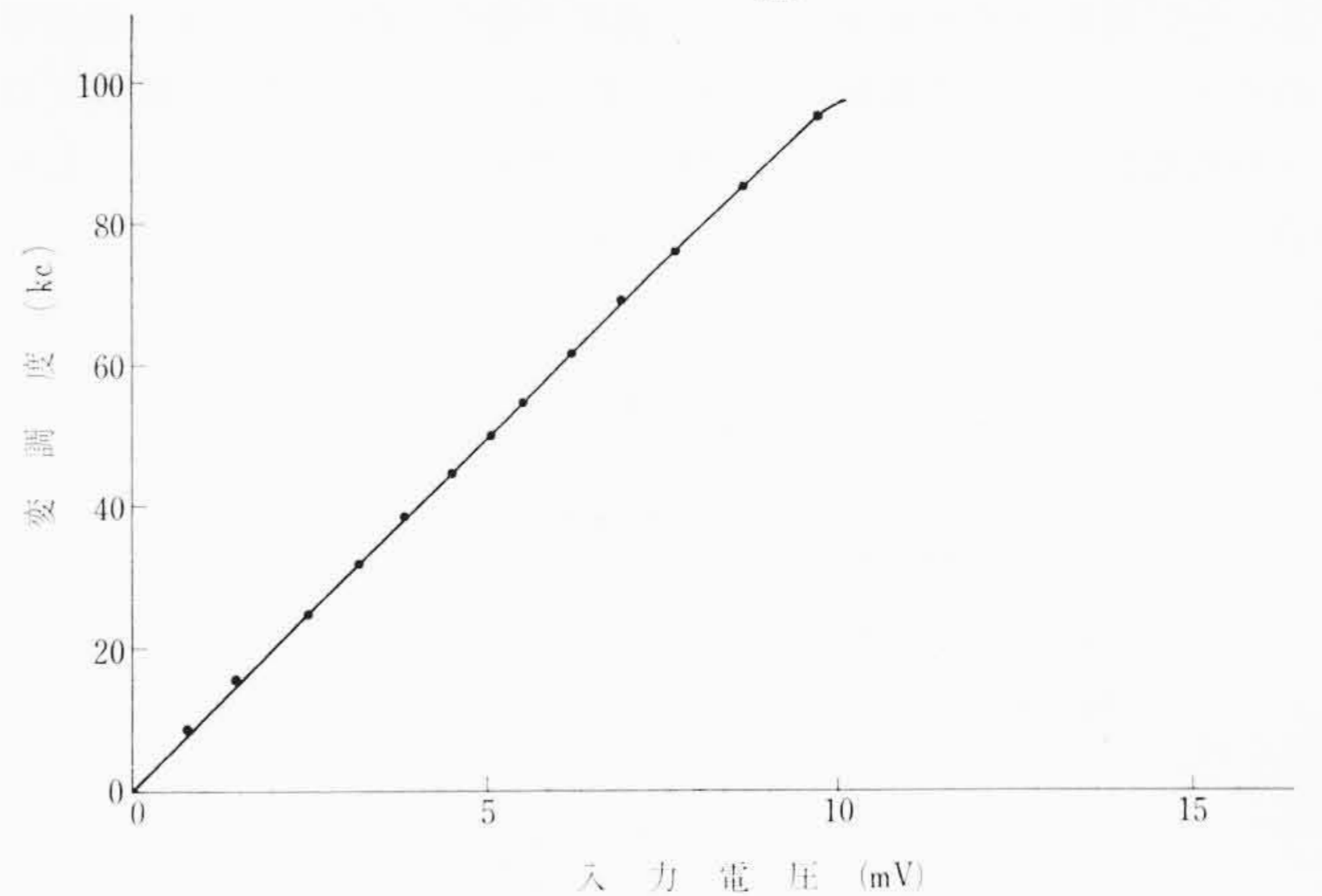
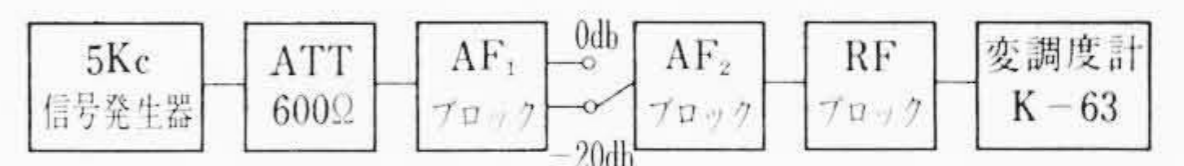


第12図 5kc発振器振幅の温度依存性

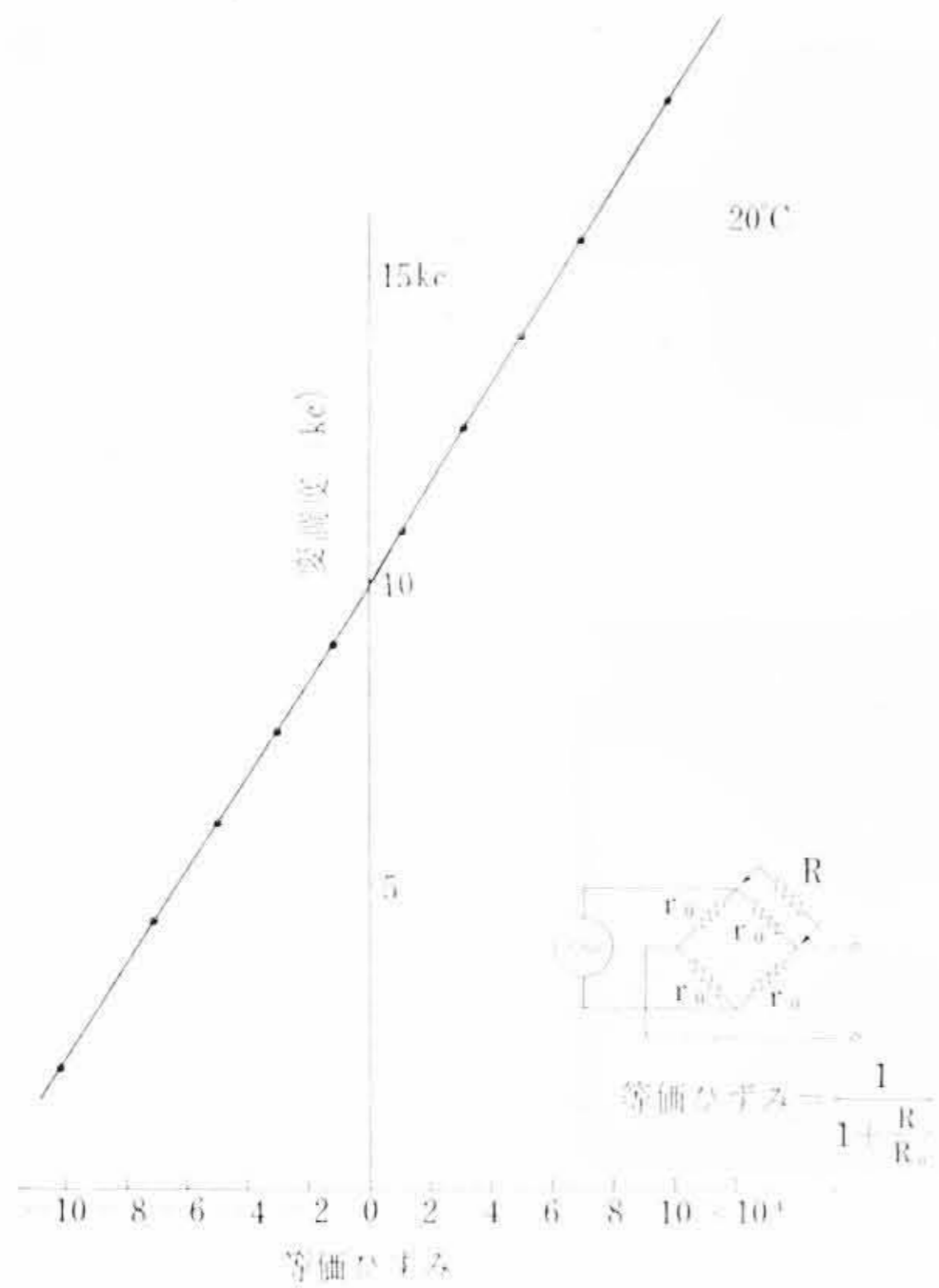
幅変化はそのまま±8%の誤差として現われるわけである。第13図に変調および総合特性を示す。変調特性はほぼ100kcまで良好な直線性を示し予想される応力の大きさに対しても十分満足な結果を示している。低周波増幅ブロックの利得の温度依存性はきわめて少なく、1dB/10°Cであった。高周波の周波数変動は0~40°Cの間で約80kcであるが、方式の検討で述べたように受信機の出力に変動を与えていない。これらの問題はマイクロモジュール化によるものでなく従来部品回路においても同様な問題である。

2.3.4 結果

ひずみ遠隔測定器は、従来からも製品化せられており、回路あるいは機器自体とくに新奇なものではないが、回転軸などのひずみ測定には必然的小形軽量化が要求され、これは最近の超小形化技術の進歩によってはじめて達成されるものであろう。本機は従来品に比べ少なくとも体積で1/4, 重量で1/5とすることができた。しかし電池は本機の約半分を占有し、これに対する何らかの対策が必要であろう。電気的性能は従来品と全く同等であった。本機は主として歩行中の小形自動車の車両に加わる応力の測定を目的



第13図 変調特性



第14図 総合特性

として寸法、構造を設計したが、使用目的に応じてきょう体構造を適当に変更することにより、広範囲な用途が開けるであろう。自動車のような場合のエンジン雑音に対し、送信系とともに点火栓その他の電気系統の遮へいに対して十分考慮せねばならない。

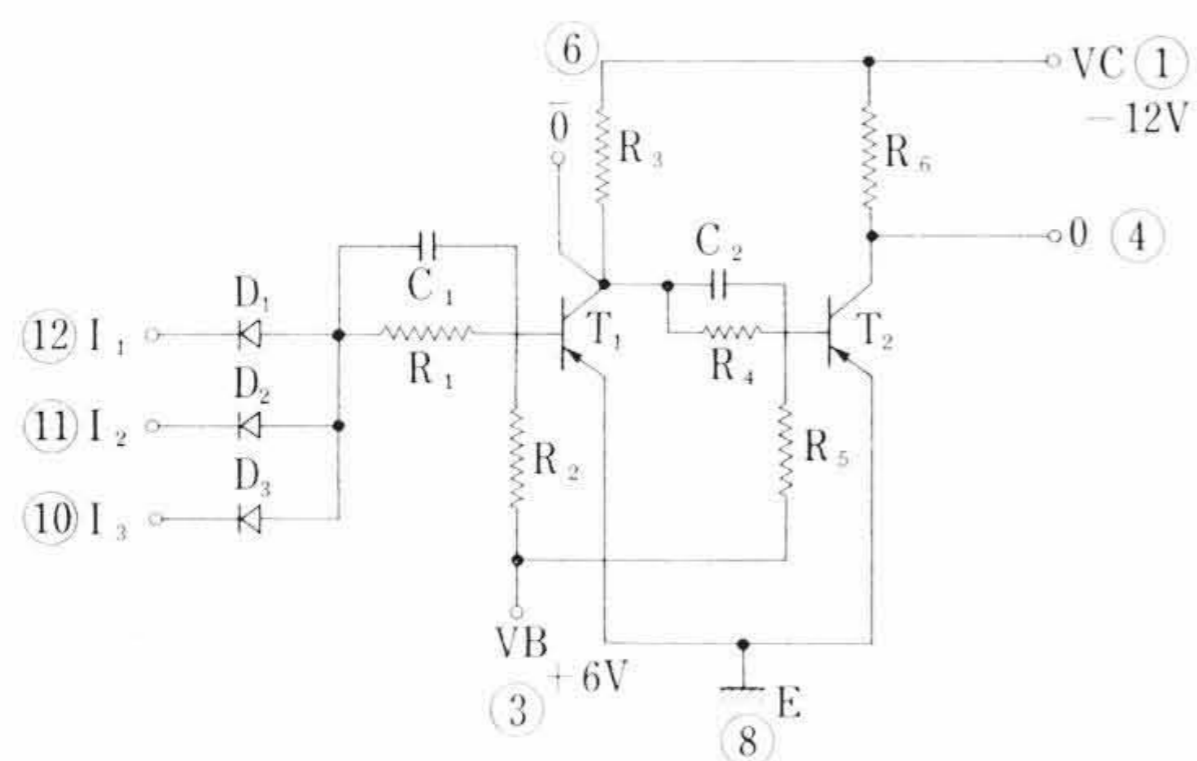
3. デジタル装置⁽⁶⁾

超小形化電子回路の対象として常に採り上げられてきているものにデジタル回路がある。

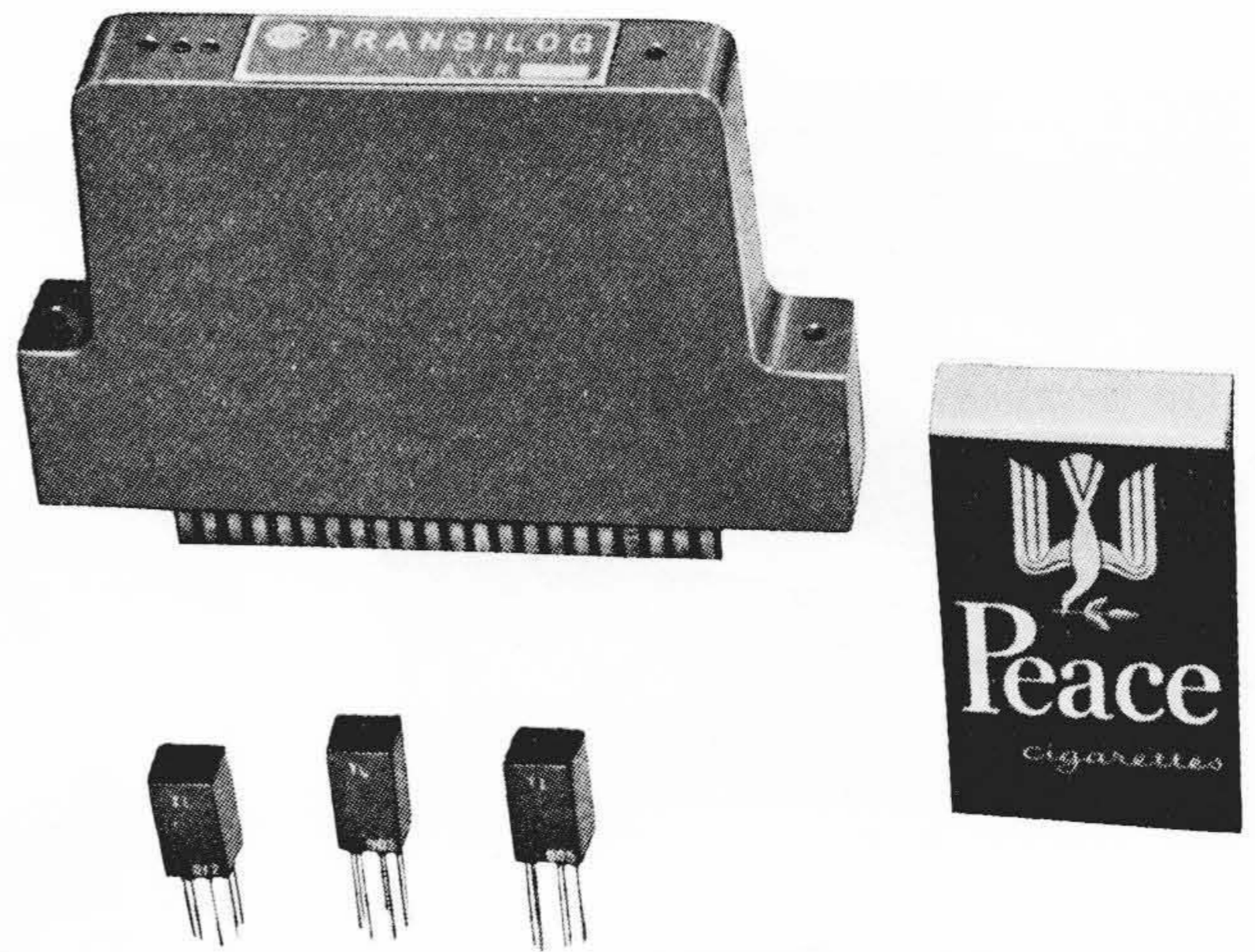
日立製作所において現在までにマイクロモジュール化の対象としてこの分野でとり上げたものに、映像回路の範疇(はんちゅう)に含まれ、日本放送協会技術研究所と協力の下に開発した同期信号発生回路、日立工場で従来からトランジログの製品名で商品化されていた論理制御機能回路および高速電子計算機回路がある。

3.1 トランジログ

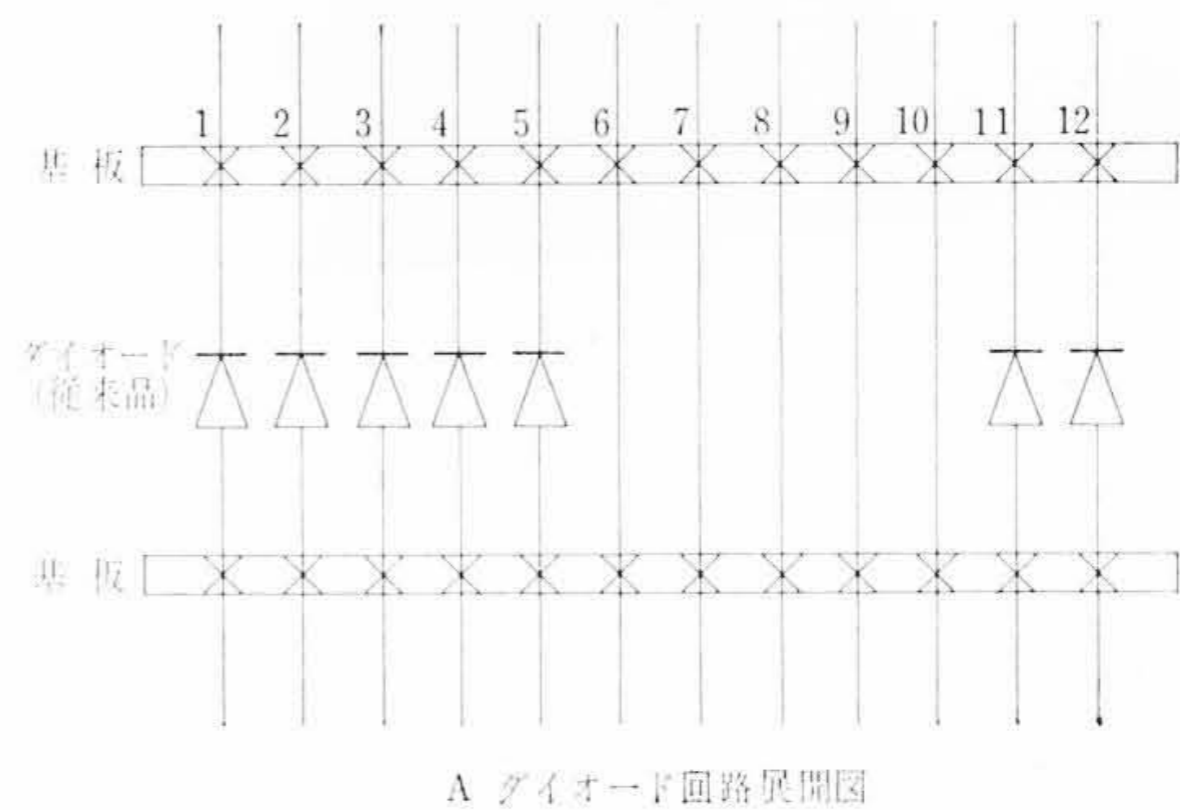
トランジログは可逆熱間圧延機のチルチングテーブル制御装置、および圧延機の自動プログラム運転をはじめとし、種々の制御装置に用いられている。その応答速度は $20 \mu\text{s}$ 程度で低速の部類に属するものである。この種の回路のマイクロモジュール化においては電気的性能を劣化する要素は考えられず、むしろ価格の低減に集中させるべきものとする。トランジログ回路の中には種々の基本回路があるが、第15図に示すような最も代表的な 3-input or 回路をとり上げる。本回路は従来までに実績のある回路でマイクロモジュール部品の性能が従来品と同等またはそれ以上であれば電気的性能は問題なく発揮されるべきものである。また実験結果も予想したとおりであった。現在マイクロモジュール抵抗で製作し得るものは、信頼性の点からセラミック基板で $\frac{1}{4}\text{W}$ がすぐれており、 $\frac{1}{2}\text{W}$ は数 $\text{k}\Omega$ 以下の低抵抗に限られており、 $\frac{1}{2}\text{W}$ 以上のものは2分割される。しか



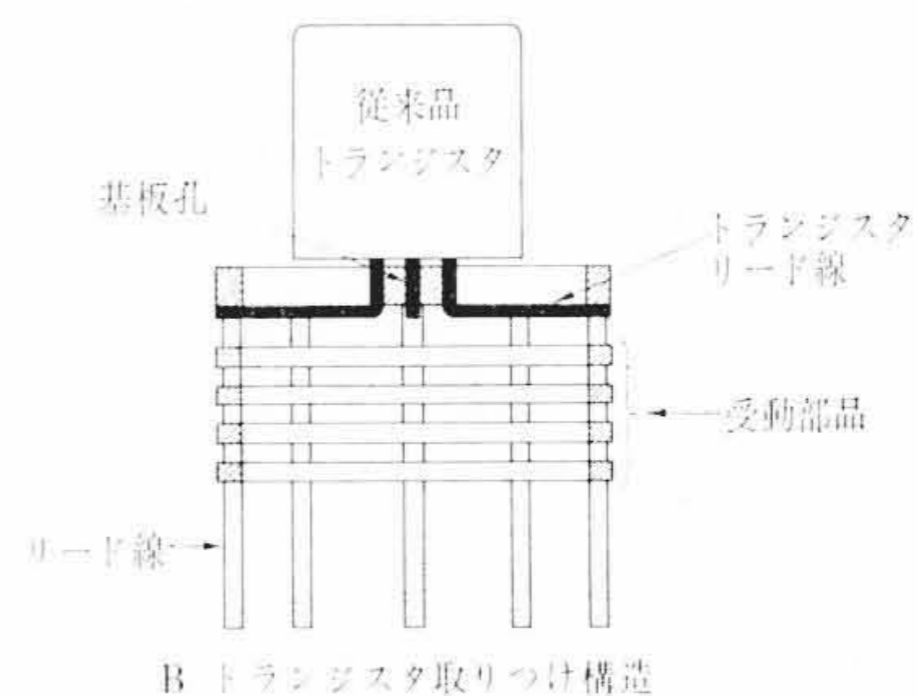
第15図 3-input or 回路図



第16図 従来品との比較



A ダイオード回路展開図



B トランジスタ取り付け構造

第17図 ダイオード回路およびトランジスタ取り付け構造

し計算回路の安全率は比較的大きくとられており実際の使用電力はかなり低い。現在使用中の抵抗は NiCr 系の金属抵抗であるが、従来のカーボン系にくらべて信頼性は高い。

トランジログの構造は第16図に示すように 3-input or 回路においてはマイクロモジュールブロック3個分の回路が樹脂モールドされており、かなり余裕のある外形寸法であるが、これをマイクロモジュールブロック3個と比較した場合体積は前者の約 $1/20$ となっている。ブロックの1個の重量は平均 3.95 g で高さは 17 mm である。

トランジログに含まれる各種回路はユニバーサル化および価格低減の見地から検討され、ダイオード回路と、数種の標準的トランジスタ回路に分類された。ダイオードおよびトランジスタは価格低減のため第17図に示すような構造で従来品がマイクロモジュール回路に導入されている。これにより多少の寸法の増加は避けられないが、むしろ価格低減の効果のほうが大きいものとする。

3.2 高速電子計算機

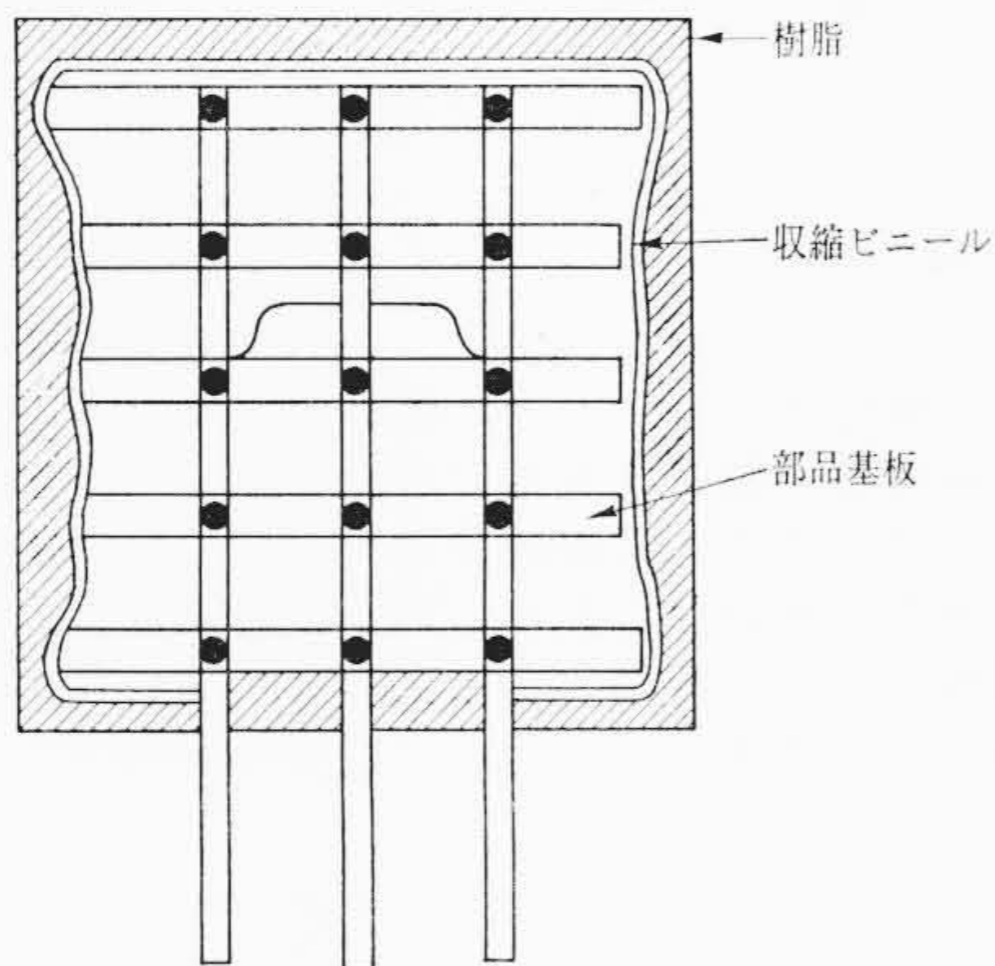
電子計算機回路は現在固体回路方式あるいは薄膜回路方式で構成された例が多く、かなり高速のものも発表されている。たとえばモートルローラの MECL (商品名) はこの部類に属する。マイクロモ

ジュール方式は小形化の程度においては固体回路、薄膜回路に劣り同等の性能のものではあまり大きなメリットがない。しかし本方式は部品、材料およびブロックに関する信頼性の実績があり、部品のとりうる値が広く、精度も高いものが比較的容易にできる。また回路構成の面では設計の自由度が大きく、材料の選択が容易であるなどの点から高速の計算機回路のモジュール化は比較的容易であると考えられた。このような意味で固体回路で現在実現していない、あるいは研究室的段階にある高速計算機回路のマイクロモジュール化を行なった。

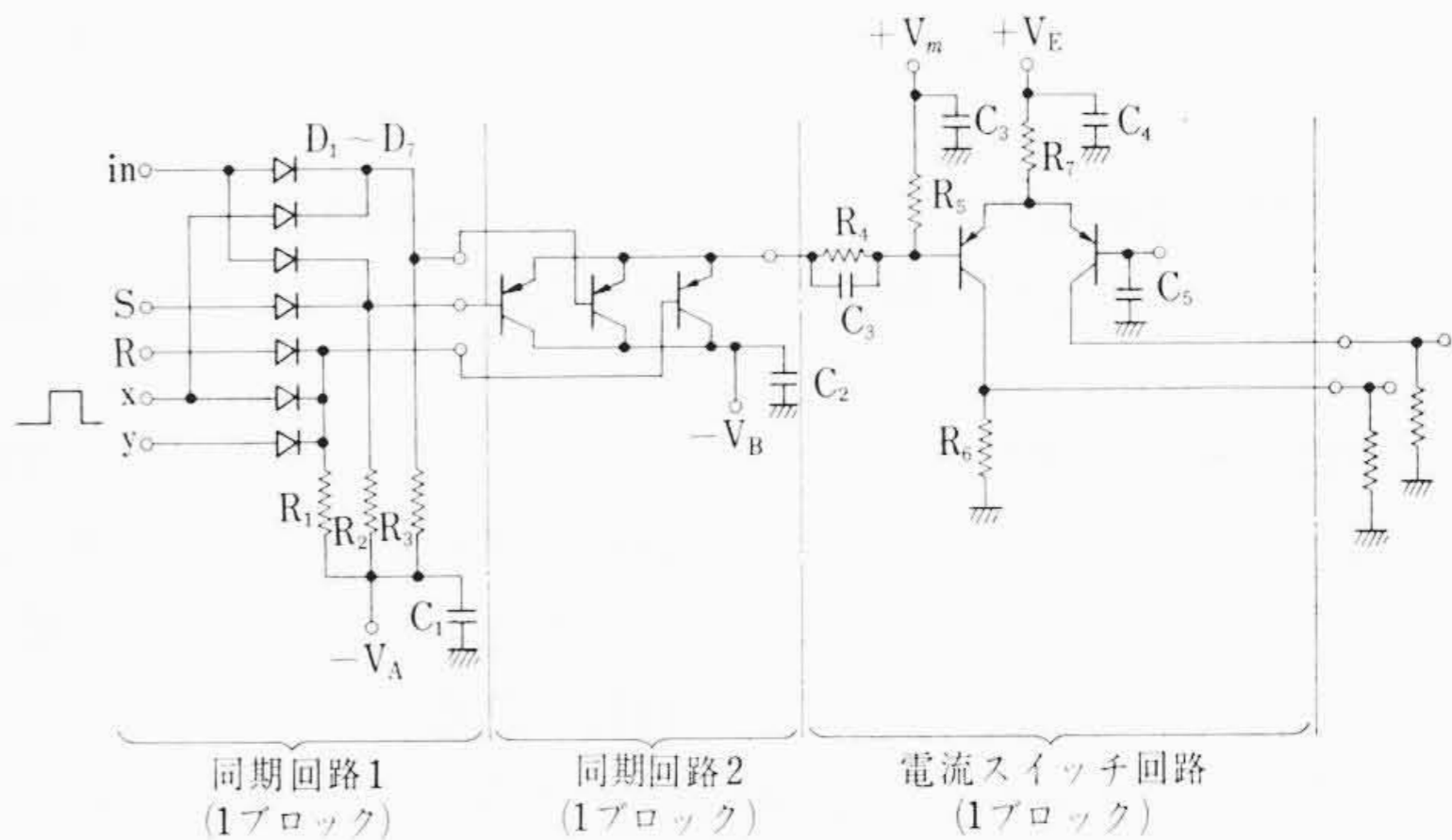
3.2.1 マイクロモジュール化設計と構造寸法

現在までにマイクロモジュール化を行なった回路は、音声、映像、通信の各分野にわたり、あらかじめ除外した大電力回路以外はほぼ100%の成功をみている。しかし本回路すなわち同期、電流スイッチ、エミッタフォロワ、論理和、論理積回路においては回路の微小容量が性能を左右し、高周波通信回路のように同期容量の1部として利用することはできない。このため使用材料、部品、回路構成には特に注意を払わねばならない。部品および材料の電気的性質については第2、3および6章に詳述されているので省略するが、モールド状態でこれらのブロックの隣接リード間にはいる容量は推定ブロックの寸法に対し、1.28~1.88 pFと予想された。このためあらかじめ漂遊容量を減少する対策として第18図に示すようにブロックをバッファコーティング後収縮性のビニールで包み、樹脂でモールドし、モールド樹脂が内部まで浸透するのを防ぎ、漂遊容量の増加を防いでいる。モールド樹脂の誘電率は4~5の値を有し線間容量は従来モールド間の約2倍に増加している。

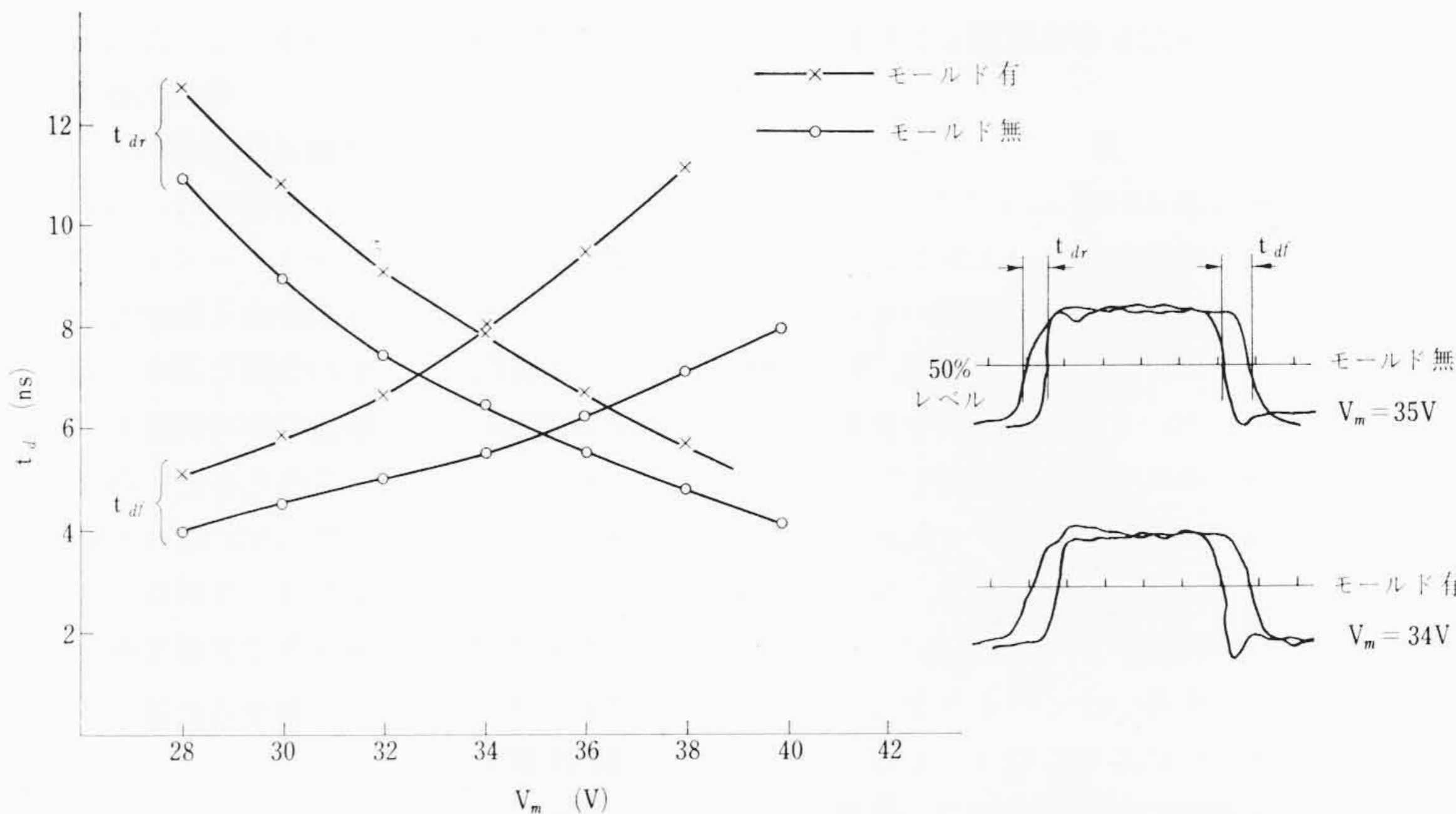
ブロックの構造はトランジスタの項で述べた第17図のようにダイオード回路をトランジスタ回路と分離し標準ブロックとして構成した。この標準ブロックは、ブロックの上または下から適当なパターンの基板および部品基板をそう入し、各種のAnd. OR回路を構成して行くことができる。ダイオードは電気的性能および価格の点から従来の点接触形ダイオード1N60Hを使用している。トランジスタも同様の理由でモートルローラ社のZN828Aを使用している。このトランジスタはTo-18のパッケージに封入され、ブロックの高さは12mm~19mmである。マイクロモジュール



第18図 ブロックモールド構造 (断面図)



第19図 電流切換形波形成回路



第20図 電流切換形波形成回路の遅延時間の比較

用のトランジスタパッケージとしては従来品のTo-46形のもの小形でしかも普通のトランジスタ回路と共用性があり好ましい。To-46のパッケージを使用した場合上記ブロックの最大寸法は15mm以内に収めることができる。

3.2.2 電気的性能

高速電子計算機の基本回路として、電流切換形波形成回路をマイクロモジュール化の対象に選んだ。この回路形式は、用いられる能動素子の高速性能を十分発揮させようという特長とともに、電流損失が大きいと言う欠点があるが、エピタキシャルメサ形トランジスタを用い、徹底的に飽和領域に近づけ電力損失を少なくしている。

各マイクロモジュールブロックのスイッチング特性を調べるため第19図に示す電流切換形波形成回路についてモールドを行なわないブロックおよびモールドを施したブロックについて遅延時間の測定を行なった。第20図に示すようにモールドしたブロックによる遅延時間は7.9nSで、モールドなしの状態では6nSであった。モールド品で遅延時間の生ずる原因を調べるため、モールドしたブロックおよびモールドしないブロックを交換して測定を行なった。この結果同期回路1による遅延時間の増加は約60%、同期回路2が30%、電流スイッチ回路が10%となっている。論理和および論理積回路においても同様な傾向がみられる。同期回路1の遅延時間の大きい原因として次のような原因が考えられる。

- (1) これらの回路に共通した構造は、従来品のダイオード7本を含み、ダイオードが密着した配置で隣接端子を全部使用しているため、容量の増加が著しいものとする。ダイオードブロック

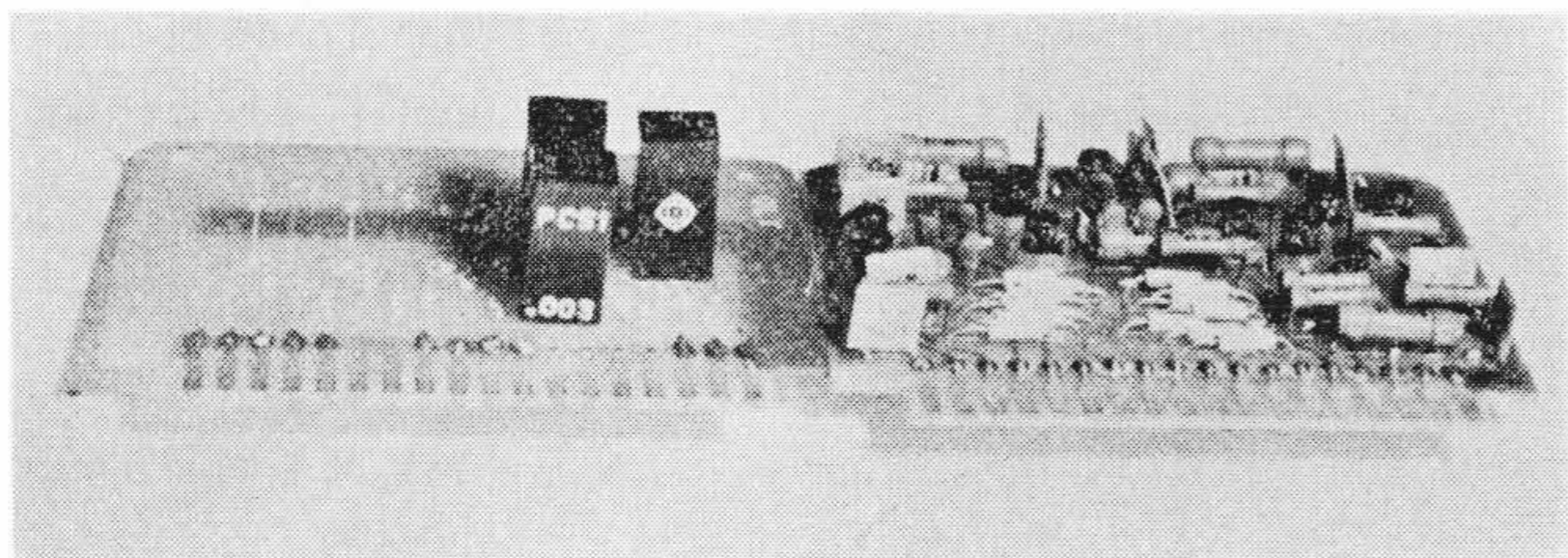
以外のブロックでは基板端子は全数を使用していないため適当に配線間の間隔がとれている。

(2) 標準化構造としたためブロック内の配線が長くなっている。またこのような不利な配線は標準化のためやむを得ない場合が多い。

回路全体としてはモールドなしのブロックが6 nS 以内の遅延時間を示しており、部品、材料の選択をすればモールド状態においてもこの程度の可能性は十分あると考えられる。この中で最も大きな要素は基板およびモールド材料の誘電率の改善であろう。現在使用中のセラミック基板の誘電率は約9.5で、ガラス系の基板を使用した場合には約半分に下げることができる。モールド樹脂の場合誘電率4.2であり、他の性質を劣化させることなく誘電率を減少することは困難で大幅な改善は望めない。一方回路設計面からもこのような小形化に適した回路の設計を検討すべきであろう。

3.2.3 結 果

高速計算機の基本回路にマイクロモジュール化を行なった結果、ほぼ満足な結果を得た。しかし最近の固体回路の進歩はめざましくすでにこの程度の遅延時間のものが出現している。しかし今回のマイクロモジュール化の結果、部品、材料、ブロック構造、回路設計の面において貴重な資料を大量に得た。これらを基礎にしてさらに超小形計算機の高速度化を行なう予定である。マイクロモジュール方式に限らずマイクロエレクトロニクス全体について言えることであるが、回路担当者、マイクロエレクトロニクス担当者(回路と材料関係の中間的存在をここに仮称する)材料担当者の密接な連係、あるいはこのような人々によって構成された強力な組織が今後大いに必要になってくるものと考えられる。第21図は電流切換形波形成回路の比較で、体積は従来品の約 $\frac{1}{3}$ ~ $\frac{1}{4}$ となっている。計算機回路の小形化の結果、システムの機械的構成、



第21図 電流切換形波形成回路の比較

電気配線方法、冷却などの問題について再検討することが必要である。

4. 結 言

通信およびデジタル回路は当面の超小形技術の応用対象として重要な分野を占めている。マイクロモジュール方式においては精度の高い、広範囲な部品を製作し得ることおよび回路構造の点から通信回路も容易に構成することができた。

デジタル回路は回路構成、標準化の容易などの点で早くからとり上げられて各種方式による超小形化の開発が進められている。しかし遅延時間の少ない高速計算回路にはいまだ問題が残されておるものの、マイクロモジュール方式はこのような回路も比較的容易に実現することができた。

以上のような回路はマイクロモジュール方式の特長を生かすものであり、電気的性能もほぼ満足なものが得られている。体積および重量は従来品の約 $\frac{1}{3}$ ~ $\frac{1}{4}$ とすることができた。

日立製作所においてはほとんどあらゆる分野の機械あるいは回路のマイクロモジュール化を行ない、あらかじめ除外した回路以外電気的性能も問題ないことを確認したが最近の薄膜あるいは半導体技術の急速な進歩に伴い、今後さらに小形化の向上のため、モジュール構造の中に薄膜あるいは半導体複合素子を巧みに取り入れ modify して行くことが必要であろう。

終わりに臨み本研究にご指導をいただいた日立製作所電子部品事業部渡辺部長ならびにマイクロモジュール委員会のかたがた、日立製作所中央研究所関副所長、沢田主管研究員、関口部長に深甚の謝意を表する次第である。

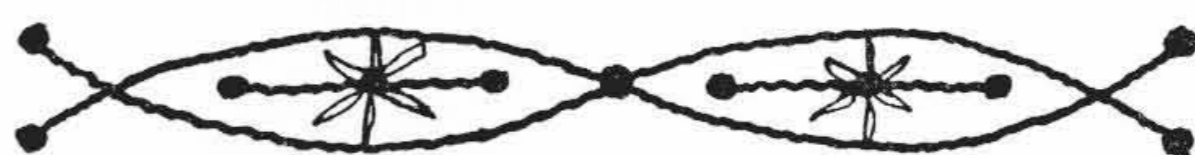
参 考 文 献

- (1) 西村, 中村, 河合: “マイクロモジュール方式携帯用超小型無線機” 昭和38年度電通学会全国大会
- (2) 河合, 関口: “中間周波増幅器のマイクロモジュール化” 昭和38年度電通学会全国大会
- (3) 西村, 中村: “ひずみ遠隔測定用送信機のマイクロモジュール化” 昭和38年度電通学会全国大会
- (4) 西村: エレクトロニクスダイジェスト No 64, p. 89~94, 昭和39年4月
- (5) H. S. Renne: “Semiconductor Strain Gages” Electronics World, Vol. 70 p. 36~38 (1963-7)
- (6) 西村, 酒井: “マイクロモジュール化論理回路” 昭和39年度電気四学会連合大会



特許第404911号

特 許 の 紹 介



谷村健作・北川公

印刷配線基板の製造法

この発明は絶縁性基板面上に導電性印刷配線を行なう新規な方法で、まづ絶縁性基板に所要の配線模様に応じた孔隙をもち、少くとも全表面が絶縁性を有するステンシル(印刷型板)を密着せしめ、その上からコロナ放電などにより一面に帯電操作を行なった後、ステンシルを取りはずし、ついでかかる操作により得られた基板上の静電潜像に、これと逆性の電荷をもつ接着媒体を静電的に吸着させ、この吸着した接着媒体を赤外線その他適当な方法で加熱融解する

か、加圧により軟化させ、その上に導電面形成用の金属粉を散布して、導電性印刷配線を製造するものである。

この発明は上述のように工程数少なく、全工程が乾式であり、在来の光導電性物質を用いたいわゆる電子写真法による方法、あるいは銅被覆積層法のごとく光学的、化学的処理を必要とせず、大量生産に適する製造方法である。(長崎)