

簡易時分割テレメータ送信機

猪瀬 博・永友 英世

1. 緒 言

テレメータに際しては、単一の伝送路をへて多種の測定量を同時に伝送すること、すなわち多重化が必要であって、多重化の方法により分類すると周波数分割方式と時分割方式とに大別することができる。周波数分割方式は、各測定量にそれぞれ別個の副搬送波を割当て、その周波数あるいは振幅を測定量に応じて変化するものである。この方式は、測定量が多種類になってチャンネル数が増すほど、回線の非直線性のために、チャンネル相互間の測定量の漏洩、すなわち漏話が増大する欠点があるが、共通部分の回路が簡単なので故障の危険が少なく、またチャンネル数の少ない場合には経済的である。時分割方式は、繰返しの十分早いパルスで測定量のおおのに割当て、その振幅、巾、位置、周波数ないし組合わせを測定量に応じて変化するものである。この方式では、回線の帯域巾さえ十分ならば非直線性があっても漏話の原因とはならず、また大きな尖頭出力も得られる利点があるが、共通部分の回路が複雑となるので故障の危険も多く、チャンネル数の少ない場合は概して不適当で、主として大規模なテレメータ装置に採用されている。海外の例でいえば、Aerobee には 6 チャンネル程度の周波数分割方式および 15 チャンネルの時分割方式を、V-2 および Viking には 30 チャンネルの時分割方式を用いている。(1)

今回の観測ロケットに使用するテレメータ装置としては、当初は、ベビー級を対象とした 4 チャンネル程度の小型の周波数分割装置と、Aerobee 程度の本観測用ロケットを対象とした 15 チャンネル程度の中型の時分割装置とを計画し、前者についてはその 1 部がすでに実用されている。(2) 後者についてはその後の機体の設計変更にともない。荷重および容積の制限が予想以上となったので製作を取止め、チャンネル数 4 ないし 6 を目途として極力簡易化したものを一応試作してみた。ここにその概要を記してご参考にご供する次第である。

2. 設計の方針

簡易型の時分割テレメータ送信機を設計するにあたっては、当初、信頼度、安定度、精度ともに高く、大きな伝送距離に使用し得る本格的装置についていざいいた構想をすべて放棄し、小型軽量を目標にして、簡易化に最重点をおいた。設計方針の主なものあげれば下記の

とおりである。

(1) 変調方式 時分割方式には、前節で述べたように測定量によりパルスを、振幅変調 (PAM)、巾変調 (PWM)、位置変調 (PPM)、周波数変調 (PFM) および符号変調 (PCM) する方法があり、またこれらのパルスをとりまとめたビデオ信号により無線搬送波を振幅変調 (AM) するか、周波数変調 (FM) するかにより、全体で 10 の組合わせが考えられるが、装置の簡易性や無線周波電力の経済の面からみて、また SN 比や漏話の見地からも、実用的なのは PAM—FM、PWM—AM、PPM—AM および PCM—AM の 4 方式である。このうちで PAM—FM は帯域の利用率はもっともよいが、簡易化の際 SN 比や漏話特性が悪化するおそれがあり、PWM—AM は無線周波電力の経済の点で PPM—AM に劣り、PCM—AM は原理上高い SN 比は期待されるが、量子化雑音を軽減しようとする装置が複雑となる。また PPM—AM 方式は、レーダトランスポンダとの共用の可能性があること。および受信記録の際に、パルスの繰返しに同期して掃引されるブラウン管をパルス群で輝度変調を行い、掃引と直角方向にフィルムを連続的に流すことにより直接記録できて、各チャンネルごとに復調器や直流増幅器を必要としない大きな利点もある。したがってここでは PPM—AM 方式を採用することとした。

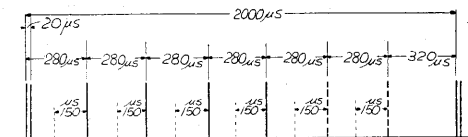
(2) 無線周波数 ラジオテレメータとして利用可能と思われる周波数帯には、220Mc、414Mc、1680Mc、2800Mc などがある。機上アンテナとしては、周波数が高いほどスリットなどにできて小型ですむから空気力学上の問題は少なくなるが、指向性が鋭鋭となりがちで、また指向性の向きがロケットの軸と直角になりやすいため発射点近くに受信局をおくことが不可能になる。受信アンテナとしては、周波数が高いほど同じ寸法に対して大きな利得が得られるが、指向性も鋭くなるので追跡の必要を生じ、また円偏波空中線であることが望ましいのであるが、これは周波数が低ければヘリカルアンテナなどで簡単に実現できるが、周波数が高くなると構造が複雑になる。また周波数が低いほど機上の送信部は簡易になり、地上の受信機の雑音指数も少く、空間の伝播損失も少なくすむわけである。ただし周囲の外部雑音レベルは低い周波数ほど大きい。以上のような見地からみると、200Mc 帯がもっとも望ましいのであるが、本装置では、

レーダトランスポンダとの共用をも予想して、無線周波数は 1680Mc と定めた。アンテナ出力は、最高々度 100 km のロケットに対しては 10W 以上が望ましいが、これはもっぱら送信管とその高圧電源の問題にかかっている。送信アンテナはスリットアンテナとする予定である。

(3) パルス繰返し周波数 時分割方式において伝送しうる測定量の最高周波数は、パルス繰返し周波数の理論的には 1/2、実際は 1/2.5 以下であるから、変化の急激な測定量に対しては高い繰返し周波数が必要である。PPM-AM 方式以外の時分割方式および周波数分割方式では測定量は受信側で個別に復調され、直流増幅器をへて記録用オシログラフに描記されるのが普通であるから、その最高周波数は実質上は記録用オシログラフの特性によって定まり、一般に 70c/s が限度である。しかるに PPM-AM 方式では、前述のように記録はブラウン管と高速の連続フィルムカメラとの組合せにより行われるので、記録装置により制限をうける測定量の最高周波数ははるかに高いから、その意味においては繰返しを早くするほど急速に変化する現象まで記録し得て好都合である。しかしチャンネル数を一定とすると、パルスの繰返しを早くするほど、その偏位はわずかしかとれなくなって、大きな SN 比改善率が期待し得なくなる。ここではレーダトランスポンダとの共用を想定する必要がある、レーダとしては最大直距離 300km までを標定範囲としているため、パルスの繰返しは 500pps に選んだ。この場合測定量の最高周波数は 200c/s となるが、これはキャノン製コンティニウスレコードを最高速度 1.52 m/sec で使用したとき、フィルム上で 7.6mm に対応する。

(4) チャンネル数、パルス配列

チャンネル数は、伝送を要する測定量の種類からみて、当面は 4 とし、最高 6 チャンネルまで実装可能とする。したがってパルス配列は第 1 図に示すように、変調入力



第 1 図 パルス配列

がないとき 6 個のチャンネルパルスの基準位置の間隔は 280 μs とし、また同期パルスと第 1 チャンネルのパルスとの間隔も 280 μs、第 6 チャンネルのパルスと同期パルスとの間隔は 320 μs と定める。320 μs としたのは、レーダトランスポンダと共用の際は、この間に測距パルスを配置するためである。同期パルスは、チャンネルパルスと共に混合したあとで一括して波形の整形を可能にするため 20 μs 離隔した 2 個のパルスを用いることとした。パルス巾が狭い場合は、パルス間隔はもっと狭くて差支えない。

(5) 回線設計、パルス波形および偏位 送信周波数 1680Mc、アンテナ出力の尖頭値 5W、最大伝播距離 150 km、受信アンテナを開口直径 2m のパラボラとし、受信機の総合雑音指数 13db、帯域巾 500kc とすると、回線設計の結果は第 1 表のようになる。すなわち受信機入力

第 1 表 回線設計

送信アンテナ出力レベル	+37dbm(5W)
自由空間損失	-140db(150km)
受信アンテナ利得	+25db
受信給電線損失	-2db
受信機入力レベル	-80dbm
受信機雑音レベル	-104dbm
受信機限界レベル	-89dbm
受信レベル変動裕度	+9db
S/N改善率	+41.5db
総合 S/N 比	+65.5db(限界時+56.5db)

レベルは -80dbm となり、受信機の限界レベル -89dbm との間に 9db の裕度がある。これはロケットの回転にともなう受信レベル変動に対処するため是非必要で、出力を 100W にすることが可能ならば、22db の裕度が期待できるわけである。このような状況においては、総合精度を 1% 以内におさめようとする、SN 比改善率は 40 db 以上が必要であり、繰返しと測定量の最高周波数との比を 2.5 として逆算すると 150 μs の標準偏位を必要とすることがわかる。同様に考えてパルスの立上りおよび立下りは、標準値を 2 μs としておけば、その半分と標準偏位との比は 1/150 となる故 40db 以上の SN 比が期待できるわけである。パルス巾は 2 μs の三角波でも差支えないが、ここでは取敢えず 8 μs とした。送信電力の経済の点ではパルス巾は勿論狭い方がよいので、最近 2 μs に改めた。なお受信機の帯域巾は 500kc であるが、2 μs の立上りを維持するに必要な帯域巾は約 300 kc 故、残りの 200kc は送信周波数変動の許容範囲となる。

(6) 使用真空管 使用真空管は、小型軽量を第 1 として選定し、送信管を除き、他はすべて小型で消費電力のもっとも少ない直熱型サブミニチュア管を採用することとし、その種別も 1AD4 と 5678 とに限定した。陰極回路の使用がことに望ましいパルス回路において、直熱管の使用はかなり不利であるが、電池の重量削減のため、性能の若干の低下は許容することにした。他の回路部品の選定にあたっては同様に、性能よりも小型軽量を優先させる方針をとり、たとえば微分の際は特性は良いが容積重量に劣るインダクタンス微分をやめて抵抗容量微分とし、また遅延線路も、特性の低下や減衰の増大を許容して、段数を最小限度に切りつめた。

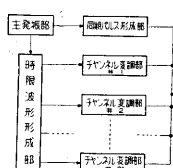
送信管は、周波数を 1680Mc に選んだ関係上、陰極加熱電力 1W のペンシル管 5794 を取敢えず使用することにした。

(7) 電 源 送信機の使用される時間は、多くの場合 10 分以下のきわめて短い時間である。したがって小型軽量で短時間過負荷に耐える電源が望ましいことはい

うまでもない。その目的のためには、一次電池では銀電池および水銀電池、二次電池ではニッケルカドミウム電池が開発されつつあるが、さきにペビーの FM—FM テレメータにおいて、野村助教授によりマンガン電池を過負荷で使用できることが明かにされているので⁽²⁾ それを踏襲し、すべてマンガン電池を用いることにした。

3. 装置の構成

時分割テレメータ送信装置を主な構成部分に分けると、第 2 図に示す如く、主発振部、時限波形形成部、チャンネル変調部、同期パルス形成部、混合整形変調部および送信部となる。



第 2 図 時分割テレメータ送信装置系統図
M—AM 送信装置 AN/DKT-7 に例をとり、4 チャンネル分の回路と使用真空管を示すと第 2 表のようになる。⁽³⁾

第 2 表 装置の構成

項 目	AN/DKT-7	本 装 置
主発振部	Clapp 発振器 (6A S6)	マルチバイブレータ (5678×2)
時限波形形成部	鋸歯状波発生部 (5696, 1/2 12A U7) 二進二桁計数器 (1/2 12A U7×4) カソードホロウ (1/2 12A U7×4)	鋸歯状波発生部 (1A D4) 遅延線路
チャンネル変調部	ゲート (6A Q6×4) コンパレータ (6A K5, 1/2 12A U7)	コンパレータ (1A D4×4) 整形 (1A D4×4)
同期パルス形成部	ファンタストロン (6A S6) 単安定マルチバイブレータ (1/2 12A U7×2) 整形 (1/2 12A U7)	増幅器 (5678) 遅延線路
混合整形変調部	増幅器 (1/2 12A U7×2) ブロッキング発振器 (1/2 12A U7×2)	ブロッキング発振器 (1A D4×2) 増幅器 (1A D4)
送信部	無線周波発振器 (5703)	無線周波発振器 (5794)
真空管 (二極管を除く) 数合計	26	16

すなわち使用しているサイラトロン、三極管、五極管の数 (二極管を含めず) は 4 チャンネル分で 26 個にのぼり、しかもすべて傍熱管を用いて陰極回路およびサブレッサ回路を有効に使用している。したがってこの装置の方式をそのまま採用し、直熱管を用いて構成すれば、使用真空管数はさらに増大するであろう。

この装置でかなりの数の真空管を使用している部分は時限波形形成部と同期パルス形成部である。テレメータのように、繰返し周期のおそい時分割方式では、時限波形は、この例のように二進法計数装置とゲート、またはリングカウンタと鋸歯状波発生器を用いて作るのが常道であるが、真空管数を削減するためには、この部分を受動回路におきかえることが考えられる。受動回路としては大振巾の正弦波の位相を移相器で遅らせる方式と、鋸歯状波を遅延線路で遅らせる方式があるが、陽極電源電圧が余り高くないので大振巾の正弦波を作り得ないか

ら、後者の方が望ましい。しかし最大 2ms の遅延を得なければならないため、きわめて多数の段数を用いねばならず、それでもなお波形の歪や減衰が大きくなり勝ちである。ことに容積や重量が極限される場合には、素子の数を最小限にしなければならないので、遅延線路の使用は望ましくはないのであるが、真空管数の減少にともなう電源の負担の軽減をも見込んで、これを採用することとした。もちろん良好な遅延特性を期待することはできないので、直線性の点ではかなりの犠牲をはらわなければならないが、電源の安定度を十分にとりえない簡易装置としては、カウンタ方式に比して、信頼度は高まっているといえよう。

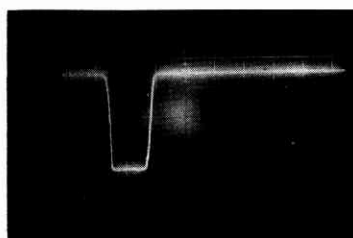
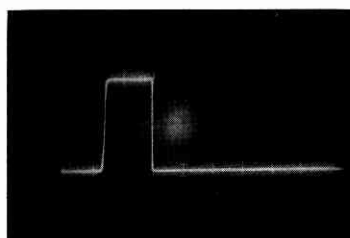
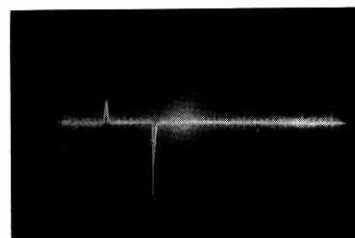
次に同期パルス形成部としては、AN/DKT-7 では、ファンタストロン遅延回路の出力でトリガされる単安定マルチバイブレータの、常時通流している方の三極管の陽極にタンク回路を設け、断流時に自由振動を発生させ、これを成形して 7.9μs おきの 3 本のパルスを作っている。この部分を簡易化する際には、同期パルスをチャンネルパルスに比し巾の広いパルスとするのがもっとも簡単であるが、チャンネルパルスとともに混合後整形することができず、かえって混合整形部分の回路が複雑になるので、後述するように、主発振部の波形を微分したパルスを先端開放遅延線路で 20μs 間隔の 2 本にし、整形は混合後に行うことにして、この部分の使用真空管数を 1 個とした。

以上のべた二つの方式の採用により真空管数はかなり削減できるようになった。なお主発振部は 500pps のサンプリング周期を作るとともに、その出力で直ちに時限波形形成部を駆動できるようにするため、調整容易なマルチバイブレータを採用したので、使用真空管数は 2 個となったが、ブロッキング発振器にすれば 1 個ですむ。またチャンネル変調部は、陽極電源電圧が低く、時限波形も十分の振巾を期待し得ないことから、安全のためコンパレータおよび整形回路の 2 段とした。コンパレータの出力をスライスし直ちに微分すれば、各チャンネルあたり 1 個真空管数を減らすことができる。混合部は単安定ブロッキング発振器を陽極でトリガするため真空管数は 2 本、変調部は送信管をグリッド変調するための整形増幅器 1 段である。以上の簡易化により使用真空管数は第 2 表に示すように 16 個となったが、簡易化のためにある程度の欠陥 (殊に陰極回路を使用し得ないためのもの) が残された。

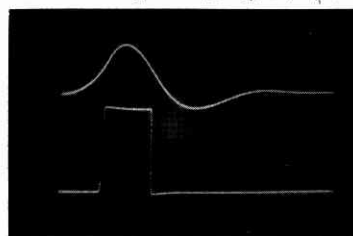
4. 各部回路

上述のような考え方にもとづいて実現した回路を第 3 図に示す。以下に各部分につき説明する。

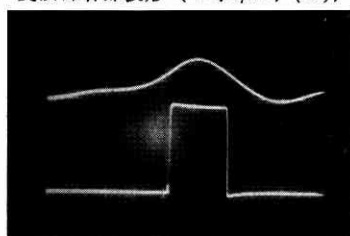
(1) 主発振部 主発振部は V_2 , V_3 の 2 個の 5678 に

(a) V_8 陽 極(b) V_9 陽 極

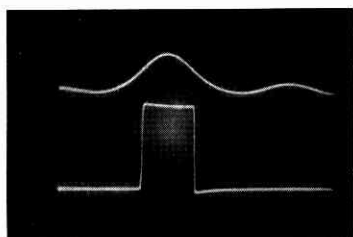
(c) 二極管陽極

第 6 図 第 1 チャンネル変調部各部波形 (200 μ s/cm; (a), (b): 20V/cm, (c): 10V/cm)

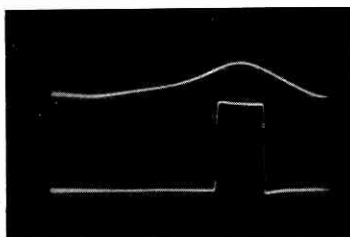
(a) 1 第チャンネル



(c) 第 3 チャンネル



(b) 第 2 チャンネル



(d) 第 4 チャンネル

第 7 図 チャンネル変調部 整形部波形 (上): 時限波形: 200 μ s/cm, 10V/cm; (下): 整形波形: 200 μ s/cm, 20V/cm
ある。

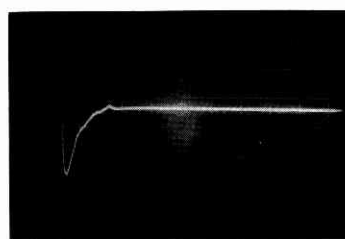
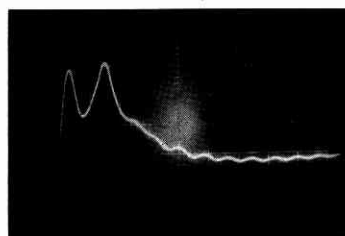
(3) チャンネル変調部 この部分はコンパレータ ($V_8, V_{10}, V_{12}, V_{14}$) と整形部 ($V_9, V_{11}, V_{13}, V_{15}$) から成る。コンパレータはカットオフ以下にバイアスされた増幅器で、そのグリッドに遅延線路出力の正の時限波形と、正のデータ信号電圧とを重畳して加え、通流する位相をデータ信号電圧により制御して、その陽極に幅変調矩形波を得る。これを整形部でスライスし、位相反転して正の幅変調矩形波とし、次いで CR 回路で微分して位置変調をうけたパルスを作る。第 6 図は各部の波形を第 1 チャンネルについて示したものである。コンパレータ出力を二極管でスライスし微分すれば、整形部の真空管は不要になるが、前述のように安全をみて整形部を設けることにした。また微分は、特性の上からはインダクタンスを用いることが望ましいが、容積重量軽減の見地から容量抵抗微分とした。第 7 図には各時限波形と、整形部の出力波形とを比較して示してある。

コンパレータのグリッド側入力抵抗 R_X, R_Y は 0~+5V の信号入力電圧に対し、パルスの位相が、基準位置から 0~150 μ s 進むように、その値を選定する。時限波形と信号入力とが同一の電極に加えられているので、遅延線路を通して他チャンネルへの漏話が存在するわけで

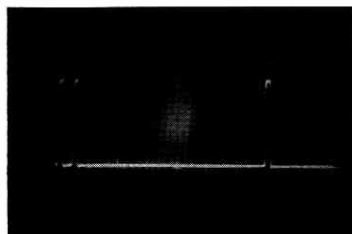
あるが、遅延線路のインピーダンスが低いため、その量は標準変調で 1% 以下である。傍熱管を使用する場合、グリッドと陰極等の如く、入口を分けるべきことはいうまでもない。

(4) 同期パルス形成部 微分増幅器 V_4 と、同期パルス形成用遅延線路から成る。すなわち V_3 のグリッドの波形を CR 回路で微分して約 10 μ s の負のパルスを作り、これを V_4 で位相反転増幅し、その陽極に、遅延時間 10 μ s の先端開放遅延線路を負荷して反射を取り 20 μ s 遅れた 2 本目のパルスを作る。この回路の入力波形自体が整ったものではなく、また遅延線路も、低域濾波器 2 段で構成した最小限度のものであるから、得られる波形は

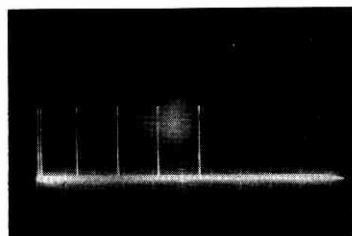
良好なものではないが、ここでは真空管節約のため整形は行わず、チャンネルパルスと混合後に一括して行うことにした。第 8 図はこの部分の波形を示している。(掃引速度 20 μ s/cm)。なお第 9 図は、整形後の同期パルス波形を示している。(掃引速度 40 μ s/cm)。

(a) V_4 グリッド(b) V_4 プレート第 8 図 同期パルス形成部波形 (20 μ s/cm, 5V/cm)

(5) 混合整形変調部 各チャンネル変調部の出力パルスと同期パルスは、ゲルマニウム二極管をへて V_9 のグリッドで混合され、 V_9 の陽極をへて、単安定ブロッキング発振器 V_{10} をトリガする。ブロッキング発振器の出力は巾一定 (ここで 8 μ s) に整形されているから、ゲ



第 9 図 無線変調器出力同期パルス波形 ($40\mu\text{s}/\text{cm}$, $10\text{V}/\text{cm}$)



第 11 図 無線周波出力検波波形

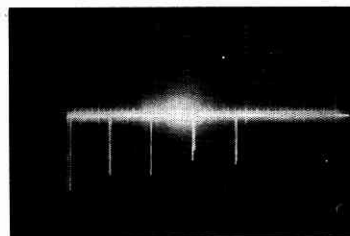
ルマニウム二極管によりその不用の部分を除去したのち V_7 により増幅整形されて送信管のグリッドに入る。この部分の波形を第 10 図に示す。

(6) 送信部 送信管はラジオゾンデ用のペンシル管 5794 を用いている。その変調方式としては、高圧電源を使用し、グリッド変調を行うか、内部抵抗の低い変調管を用意して通昇変成器により大振幅パルスを作って陽極変調を行うなどの方法が考えられる。高圧電源も、電池を用意するか、フライバック整流にて作るか、またはパイプレータを用いることが考えられる。パイプレータは高い加速度に耐え得るか否か疑問があり、また電力管あるいはサイラトロンを発振させて変成器で通昇しフライバック整流により高圧電源を作る方法についても実験を行ってみたが、70V 程度の陽極電源電圧を用いて、送信管を負荷し動作させた状態で 500V 程度の高圧を得るには、70mA 程度の陽極電流が余分に必要になるので望ましくない。また陽極変調方式についても実験を行ってみたが、陽極電源電圧が 70V 程度であるため、サブミニチュアおよびミニチュア型電力管は、変調管としては余り有効でなく、サイラトロン (2D21 または 5663) を用いれば、送信管を負荷した状態で 500V 程度の振幅のパルスをうることではできるが、消弧時間が長いので二本の同期パルスのうちあとの一本に対しては応動し得ないのでやはり望ましくない。

以上のような事情から現状では、高圧電池を用い、グリッド変調を行うことにした。第 11 図は無線周波出力を鉱石で検波した波形を示している。出力の正確な測定は行っていないが、500V の陽極電圧に対し、平均約 100mW、尖頭値 5W は期待できる。第 1 表の回線設計値から知れるように、最大伝送距離 150km では、尖頭出力 5W であると、受信レベル変動に対する裕度が 9db しか



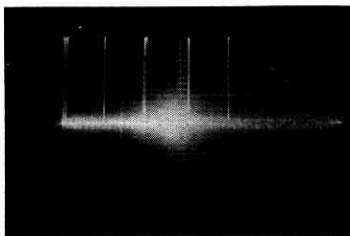
(a) V_5 グリッド ($5\text{V}/\text{cm}$)



(c) V_7 グリッド ($2\text{V}/\text{cm}$)



(b) V_5, V_6 陽極 ($20\text{V}/\text{cm}$)



(d) V_7 陽極 ($10\text{V}/\text{cm}$)

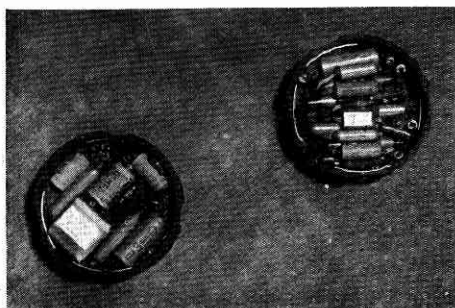
第 10 図 混合整型変調部波形 ($200\mu\text{s}/\text{cm}$)

ないので、出力は 10W 以上が望ましい。なお目下チャンネルパルス巾を $0.8\mu\text{s}$ とする改造を行っており、容積重量を増大せずに無線周波電力を増力しうる予定である。

(7) 電源 電源は、高圧電源、陽極電源、送信管線条電源、直熱管線条電源およびバイアス電源から成る。高圧電源は BL—MV—332 を使用し、電圧 500V、重量約 500g である。陽極電源としては 70V、40mA 程度が必要で、BL—030B (45V) を 4 個直列にして用いた。送信管線条電源は直熱管線条電源に直列に UM—3A (単三) 5 個を直列にしてある。直熱管線条電源は、UM—3A を 10 個並列にしたものである。これはほぼ同容積の UM—2A (単二) 3 個並列よりも放電特性が良好であった。バイアス電源は BL—MV—015 (22.5V) 1 個を用いた。

本装置の、4 チャンネル実装の場合の容積は約 $100\phi \times 200\text{mm}$ 重量は 1.6kg、このうち電源の占める容積は $100\phi \times 100\text{mm}$ 重量は 750g である。

第 12 図は、本装置の 1 部を簡易化して FM—FM 方



第 12 図 ベビー用時分割テレメータ送信機の遅延線路およびチャンネル変調部 (左) と主発振部、同期パルス形成部、遅延線路駆動部および混合変調部 (右)

式ベビーテレメータと同じ外形寸法に収容したもの1部である。図の左方は各チャンネル変調部で、1チャンネル分の全回路と遅延線路を実装している。右方には、主発振器、時限波形用遅延線路を駆動する五極管、同期パルス形成部、混合変調部をすべて収容している。ただし容積の制限のため、同期パルス形成用遅延線路は収容できないので、同期パルスは $20\mu\text{s}$ の巾の広いパルスとし、したがってブロッキング発振器も収容していないので、各チャンネルパルスの巾に相違があり、また巾が電源電圧の変動によりかわる欠点を有する。送信管は FM—FM 方式と同様、2S3を用いている。電源についていえば、高压電源は BL—030B 2個を直列にしたものを陽極電源に直列として用い、陽極電源は BL—030B 3個直列、送信管絛条電源は、他の真空管の絛条電源に直列に UM—3A 2個並列にしたものを附加して用い、送信管を除く絛条電源は UM—3A 6個を並列にしている。装置は写真

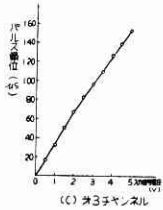
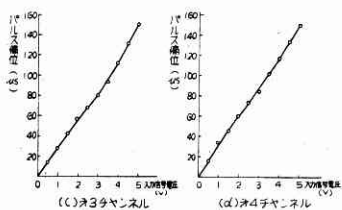
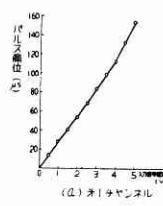
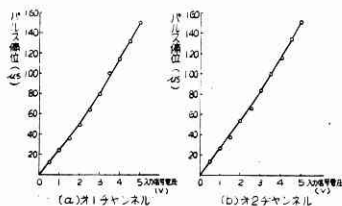
左のチャンネル変調器 4個、写真右の共通部 1個と、送信部及び電源から成り、外形寸法はベビーの FM—FM テレメータと全く同一で、重量は 1220 グラムである。

5. 特 性

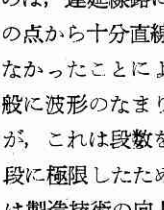
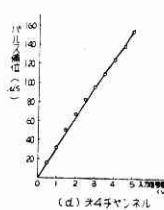
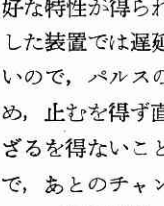
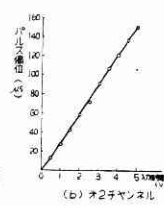
(1) 変調特性 各チャンネル変調部のコンパレータのグリッド電位は、信号入力のない状態において出力パルスが基準位置にあるよう、可変抵抗により調整し、その上で、入力抵抗 R_x および R_r を選んで、信号入力 +5V が入ったときは、パルスは基準位置より $150\mu\text{s}$ 進むようにするのである。調整後の入力電圧対パルス位置の特性の1例を、陽極電源電圧 70V および 61V の場合につき、それぞれ第 13 図および第 14 図に示してある。また第 15 図は各チャンネルパルスと時限波形の関係を比較して示したものである。第 15 図の掃引は 1cm あたり $40\mu\text{s}$ であって、図の4目盛弱が標準偏位に相当するから、時限波形の直線性の良い部分を用いればかなり良

好な特性が得られるはずであるが、試作した装置では遅延線路の素子の誤差が多いので、パルスの基準位置を維持するため、止むを得ず直線性の悪い部分を用いざるを得ないことが多かった。第 15 図で、あとのチャンネルほど直線性が良いのは、遅延線路に入る鋸歯状波を、振幅の点から十分直線性の良いものとなし得なかったことによるものである。また一般に波形のなまりと振幅の減少が目立つが、これは段数を1チャンネルあたり1段に極限したためである。これらの欠点は製造技術の向上、陽極電源電圧の向上と傍熱管の使用および重量や容積の制限の緩和により、相当程度改善し得るものと思われる。

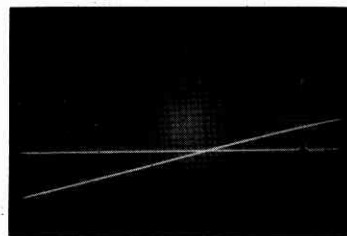
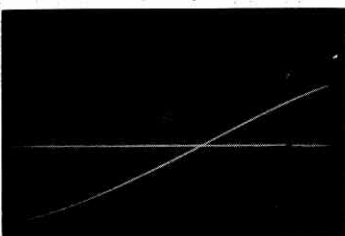
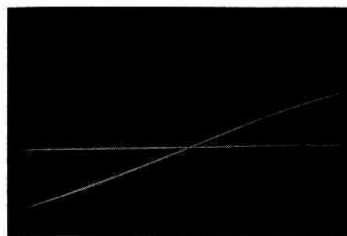
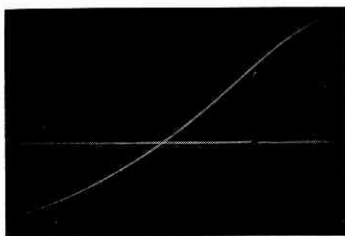
(2) 電源電圧特性 電源のうちで、陽極電源と直熱管絛条電源は、ことに負荷が重いので、その時間に関する電圧変動はかなり急激である。飛翔時間に相当する時間中の、これら電源電圧変動に対し、装置の安定度は所望の値以内に維持されていなければならない。第 16 図および第 17 図はその1例である。前者は陽極電源として BL—030B 4個直列、直熱管絛条電源として UM—3A 10個並列を用い、第 3 図の全回路を接続して動作させながら測定したものである。後者はベビー用の場合で、陽極電源として BL—030B 3個並列、直熱管 (2S3を除く) 絛条電源として UM—3A 6個並列を用い、第 3 図の回路のうち、送信部とプロ



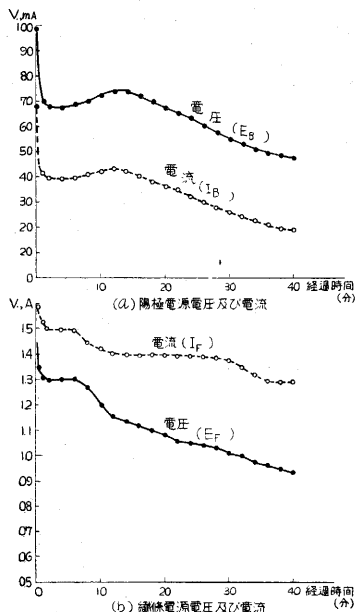
第 13 図 変調特性 (陽極電源電圧 70V)



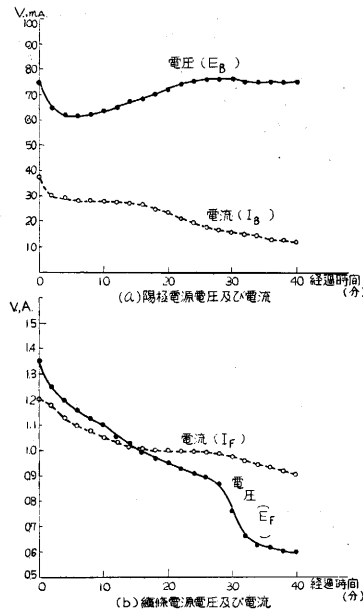
第 14 図 変調特性 (陽極電源電圧 61V)



第 15 図 各チャンネルパルスと時限波形 $40\mu\text{s}/\text{cm}$, チャンネルバス V_1 陽極 $10V/\text{cm}$ 時限波形コンパレータグリッド $2V/\text{cm}$



第 16 図 BL-030B×4, UM-3A×10 の放電特性



第 17 図 BL-030B×3, UM-3A×6 の放電特性

第 3 表 電源電圧の変動に対する安定度

(a) 陽極電源電圧の変動に対する安定度 (織条電源電圧 $E_F=1.10V$ の場合)												
陽極電源電圧 $E_a(V)$	パルス間隔 (μs)						パルス幅 (μs)					
	τ_{a1}	τ_{b1}	τ_{12}	τ_{23}	τ_{34}	τ_{4a}	w_a	w_b	w_1	w_2	w_3	パルス振幅 $h(V)$
64	22	300	290	285	286	930	8	8	8	8	8	46
66	21	290	282	280	280	900	8	8	8	8	8	50
68	20	280	280	280	280	880	8	8	8	8	8	52
70	20	280	280	280	280	880	8	8	8	8	8	53
72	20	280	280	280	280	880	8	8	8	8	8	56
74	20	279	279	280	280	890	8	8	8	8	8	58
76	20	280	280	279	279	920	8	8	8	8	8	59

(b) 織条電源電圧の変動に対する安定度 (陽極電源電圧 $E_a=70V$ の場合)												
織条電源電圧 $E_F(V)$	パルス間隔 (μs)						パルス幅 (μs)					
	τ_{a1}	τ_{b1}	τ_{12}	τ_{23}	τ_{34}	τ_{4a}	w_a	w_b	w_1	w_2	w_3	パルス振幅 $h(V)$
1.04	22	293	280	280	278	865	8	8	8	8	8	51
1.06	21	290	280	280	279	865	8	8	8	8	8	51.5
1.08	21	285	280	280	280	870	8	8	8	8	8	52.0
1.10	21	280	280	280	280	880	8	8	8	8	8	53.0
1.12	20	280	280	280	280	880	8	8	8	8	8	53.0
1.14	20	280	280	280	283	880	8	8	8	8	8	53.0
1.16	20	280	280	280	885	880	8	8	8	8	8	54.0

τ_{a1} : 第 1 同期パルスと第 2 同期パルス間, τ_{b1} : 第 2 同期パルスと第 1 チャンネルパルス間, τ_{12} : 第 1 チャンネルパルスと第 2 チャンネルパルス間, τ_{23} : 第 2 チャンネルパルスと第 3 チャンネルパルス間, τ_{34} : 第 3 チャンネルパルスと第 4 チャンネルパルス間, τ_{4a} : 第 4 チャンネルパルスと第 1 同期パルス間, w_a : 第 1 同期パルス幅, w_b : 第 2 同期パルス幅, w_1 : 第 1 チャンネルパルス幅, w_2 : 第 2 チャンネルパルス幅, w_3 : 第 3 チャンネルパルス幅, w_4 : 第 4 チャンネルパルス幅, h : 送信管を接続しない場合の V_i の出力振幅

ッキングオシレータを除く全回路を動作させながら測定した結果である。

スイッチ投入から 10 分後より 15 分後までの間の電圧変動をみると、第 16 図では、陽極電源は $72V \sim 74V$ 織条電源は $1.20V \sim 1.12V$ の変化があり、第 17 図では、陽極電源は $63V \sim 67V$ 、織条電源は $1.10V \sim 1.00V$ の動きがある。これらの特性は電池によってかなりむ

らがある模様で、ここに掲げたのはあまり良好でない特性で、安全側と考えてよい。

(3) 電源電圧変動に対する特性の安定度 上述の結果から、陽極電源電圧としては $70V \pm 6V$ 、直熱管織条電源電圧としては $1.10V \pm 0.06V$ 程度の変動を考えれば十分であるから、この範囲につき装置の特性の変化を検討しておけばよい。第 3 表は、このような電圧変化を与えて、各パルスの間隔巾および振幅を測定した結果である。これからみると、パルス巾はほとんど変化なく、また陽極電源電圧の $68V \sim 72V$ の変化、織条電源電圧の $1.10V \sim 1.14V$ の変化に対しては、パルス間隔の変化は 1% 以内であることがわかる。振幅はわずかに変化するがこれは誤差にはならない。

6. 結 言

以上装置を可能なかぎり簡単にすることを目的として構成した時分割テレメータ送信機の概要をのべた。これは時分割方式の簡易化の限界を見極める意味において行ったものであって、その目的はある程度達せられたものと考えているが、当初から明かなように、時分割方式の本領は、チャンネル数が少なくとも 10 以上の大規模な装置にあることはいままでもない。この装置は、目下レーダトランスポンダと共用し得るよう改造を行っており、将来傍熱型サブミニチュア管の使用が許されれば、より簡易かつ高精度になしうるので、本観測用高々度ロケットにも実用可能と思われる。なお本送信機に対応する受信記録装置については別の機会に報告する予定である。終りに常にご指導を賜っている、星所長、高木教授始め当所 SR 委員会の教官各位に厚く御礼申上げる次第である。

(1956. 3. 6)

文 献

- (1) 高木、猪瀬：電学誌，技術総説 寄稿中
- (2) 生産研究 観測ロケット特集号 (ベビー T) 8, 2 (昭 31-2)
- (3) D. G. Mazur: Electronics, 27, 11, 165 (1954)