

列車障害物探知用ミリ波擬レーダ装置

Meta-Radar Equipment of the Obstacles Detection System on Railway Using mm Leaky Wave

雨宮 好文*
Yoshifumi Amemiya

栗田 信男**
Nobuo Kurita

上松 馨**
Kaoru Uematsu

石井 宗典***
Sôsuke Ishii

福田 昇七****
Shôshichi Fukuda

要 旨

鉄道的高速化にともない、線路上の障害物の探知は、非常に重要な問題となってきた。本装置はミリ波漏えい導波管を用いた障害物探知方式の実験的検討を行なうために製作したもので、探知し得る障害物の大きさを決定するパルスとして、50 GcにおいてRF出力13 kW、パルス幅12 nsという画期的な性能を得た。また、このパルスを受信するために、帯域幅 ± 43 Mcの中間周波増幅器を開発した。この装置を用いることにより、線路上にある約1 m平方の障害物を明確に探知することができた。

1. 緒 言

軌道上の障害物探知方式としては、テレビジョン方式、表面波レーダ方式、漏えいミリ波擬レーダ方式、ビームガイド方式など、数多く提案されている。これらの方式のうち、漏えいミリ波擬レーダ方式⁽¹⁾は、障害物探知の分解能において、もっともすぐれている。本報告は、この漏えいミリ波擬レーダ方式の実験的検討を行なうために製作した装置について述べたもので、まず、探知原理を説明し、探知分解能を決定する送信装置の主要性能であるミリ波大電力超短パルス発生についての検討、成果を中心に、受信装置の成果、および、実際の障害物探知の一例を示し今後に残る問題を提起している。

2. 漏えい導波管による障害物探知方式

2.1 障害物探知方式

本探知方式に用いる漏えい導波管 (Leaky Waveguide) は、図1に示すように、導波管伝送波のある一定量が漏えいするように、円形導波管にスロットを設け、管軸に対し垂直に反射器を並べ、それらの波を一方向に収束させる2次元のパラボラ反射板を備えている。この導波管系は、単一方向性を有し、送受信特性はまったく同じである⁽²⁾。

図2は、鉄道線路に漏えい導波管を両側に2本布設したものである。導波管Aから放射された漏えい波は、軌条面上をおおって導波管Bにはいる。障害物が有る場合は、漏えい波を遮断するので、その部分のみ導波管Bに受信されない。いま送信機Txより、AMパルスを導波管Aに送り込むと、進行するにしたがって漏えいしてゆき、対向する導波管Bにはいり、受信機Rxに受信されるが、漏えい波は、それぞれ伝送距離が異なり、受信信号を、ブラウン管で監視すると、図3のように距離に対応したパルス列として見える。そして、障害物が反射または吸収した部分は、受信電力が減少し、ディップとして現われるので、レベルが低下する時刻に相当する距離の地点に、障害物が存在することが判定できる。このレベル低下量は、パルス幅に相当するパルス空間長があるため、障害物がパルス空間長より小さいときは完全に零まで低下し得ない。一方障害物が、パルス空間長より大きい場合は、ディップは、障害物の空間長に相当する幅になる。

この方式において、図2に示したように、地上に送受信装置を設

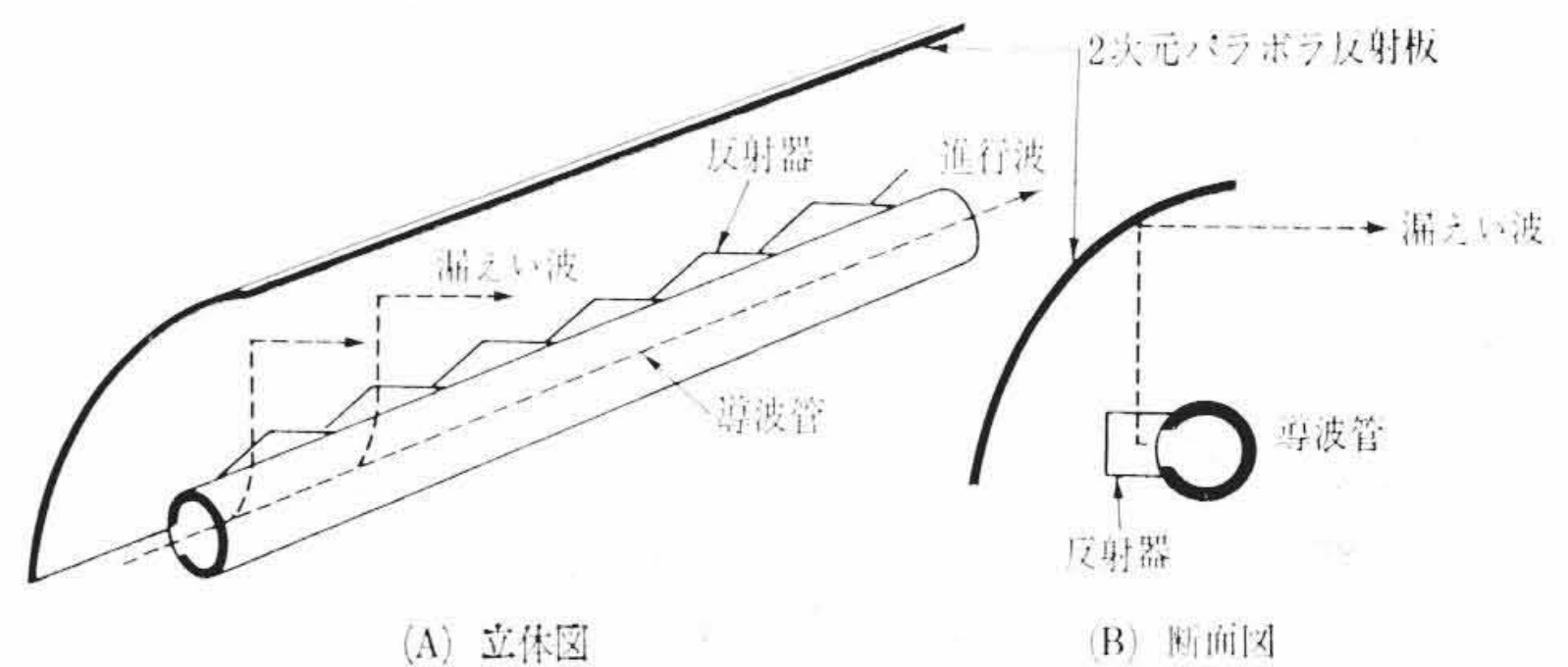


図1 漏えい導波管の概念

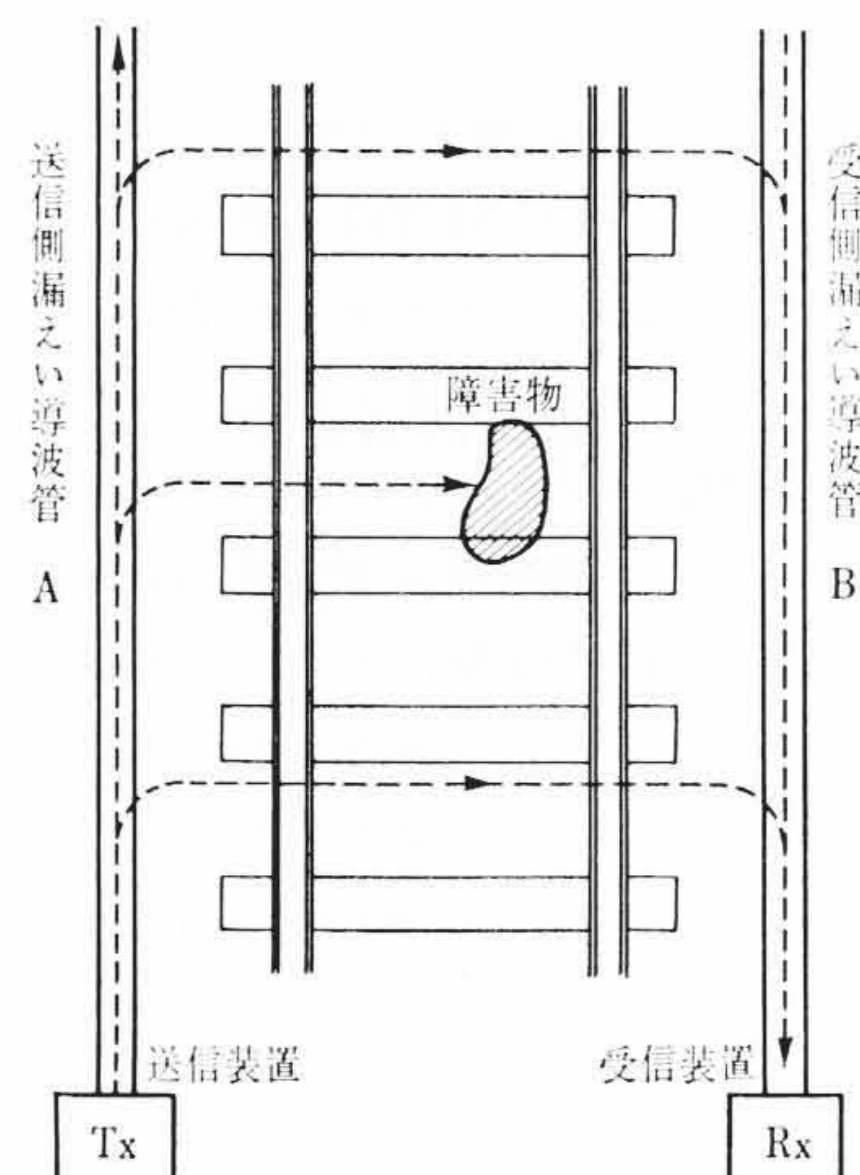


図2 障害物探知原理図

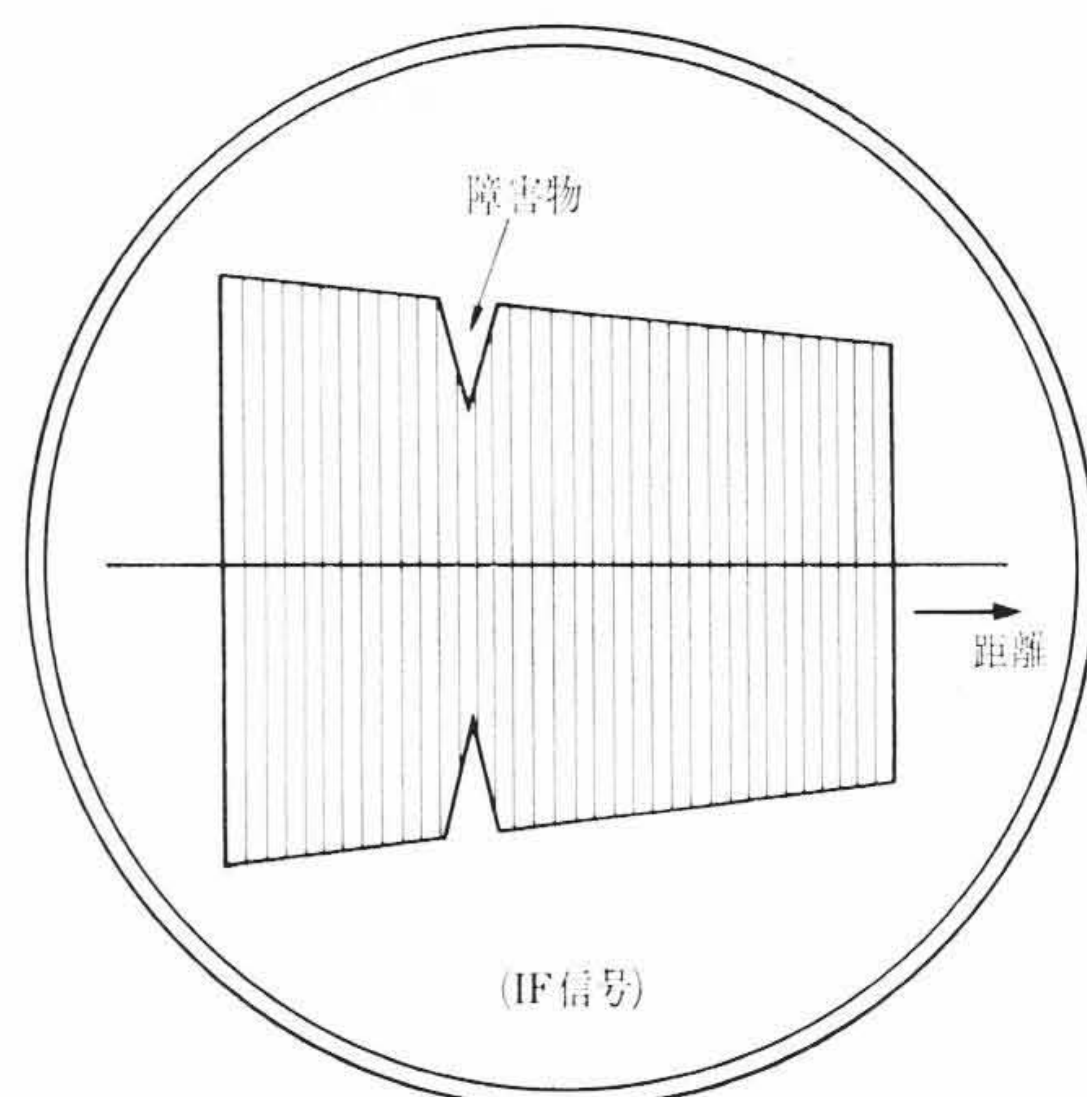


図3 ブラウン管上に現われた障害物

* 日本国有鉄道 鉄道技術研究所 工博

** 日本国有鉄道 鉄道技術研究所

*** 日立電子株式会社 工博

**** 日立電子株式会社

表1 装置の基本性能

パルス幅	t_p	20 ns 以下
尖頭 RF 電力	e_p	10 kW 以上
総合雑音指数	F_N	23 dB 以下
中間周波帯域幅	B	± 40 Mc 以上
受信機入力等価雑音	P_n	-72 dBm 以下
スレシヨルドレベル	P_{th}	-63 dBm 以下

置して監視する場合と、送受信装置を列車に搭載して、移動しながら監視する場合がある。後者は、送受信機と導波管の結合の関係上現段階ではレベル的に不可能なので、以下送受信装置を地上に設置した場合について述べる。

2.2 装置の必要諸元

地上に送受信機を設置した場合レベル関係は次のようになる。

$$P_T - 2\alpha x - \beta + \sigma - 2L_m = P_R \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 P_T : 送信電力 (dBm)

α : 漏えい導波管の伝送損失 (dB/km)

x : 障害物までの距離 (km)

β : 対向している漏えい導波管間の結合量 (dB/m)

σ : パルス幅による修正率 (dB)

L_m : モード変換器などの損失 (dB)

P_R : 受信機入力 (dBm)

障害物を受信パターンディップとして観測する場合、ディップの深さ 1/6 以上、障害物の大きさ 1m 以下とするとパルス幅は 20 ns 以下であることが必要になる。また日立電線株式会社において製作した漏えい導波管においては $\alpha=4.7$ dB/km, $\beta=92$ dB/m であり、ほかに回路損失 $L_m=3$ dB を見込み、かつ受信機の雑音指数 23 dB, 障害物探知範囲 3 km, ブラウン管上の S/N を 10 dB とすると (1) 式から送信電力 P_T は 10 kW 以上必要になる。

なおパルス幅修正率は、パルス空間長が 1 m のときを 0 dB とする。したがって 20 ns の場合は $\sigma=7.8$ dB になる。受信帯域幅はパルス幅 10 ns までを考慮し、80 Mc とする。

以上の装置として基本的に必要な諸元をまとめると表 1 となる。50 Gc において 20 ns 以下の大電力パルスを発生することは、わが国においては、初めての試みである。

3. 装置の概要

3.1 送信装置

50 Gc の大電力超短パルス発生器が、送信装置の主体である。設計に際し特に注意した点を列挙すると、

- 周波数 50 Gc, 尖頭電力 10 kW 以上において 20 ns 以下の短いパルス幅を得るため、新しい考慮を生み出すこと。さきにも述べたように、このパルス幅は、本方式の分解能に直接影響する。
- パルス幅が短く、かつ 16kV を扱う装置であるが、将来実用化される場合は、車両に搭載することも考えられるので、できるだけ、小形にすること。
- 方式上、受信装置は比較的近くに置くことになるため、送信装置から受信装置、および、オシロスコープなどへの誘導に対し、完全に遮へいすること。

などである。

発振管には、マグネトロン 50M10 (沖電気製) を採用した。この 50M10 で、10 kW の出力を得るためには、約 12.5 kV の尖頭陽極電圧が必要で、このとき流れる尖頭陽極電流は、約 8A である。このようなパルスを発生する方法としては、一般に、“パルストランスによる昇圧”，と“真空管による増幅”が考えられるが、前者の方式で、100 ns 以下の短いパルス幅の伝送を能率よく行なうことは技

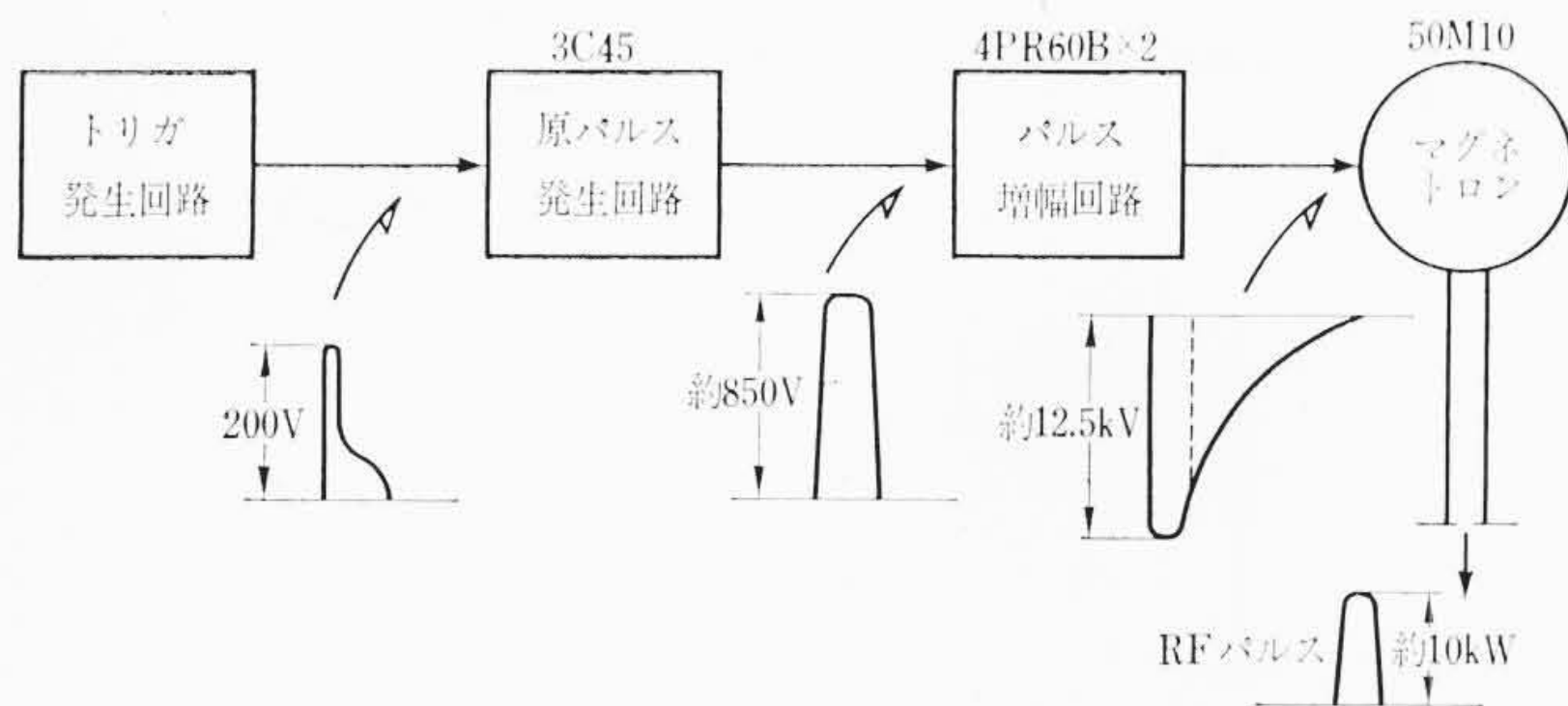


図4 送信装置系統図

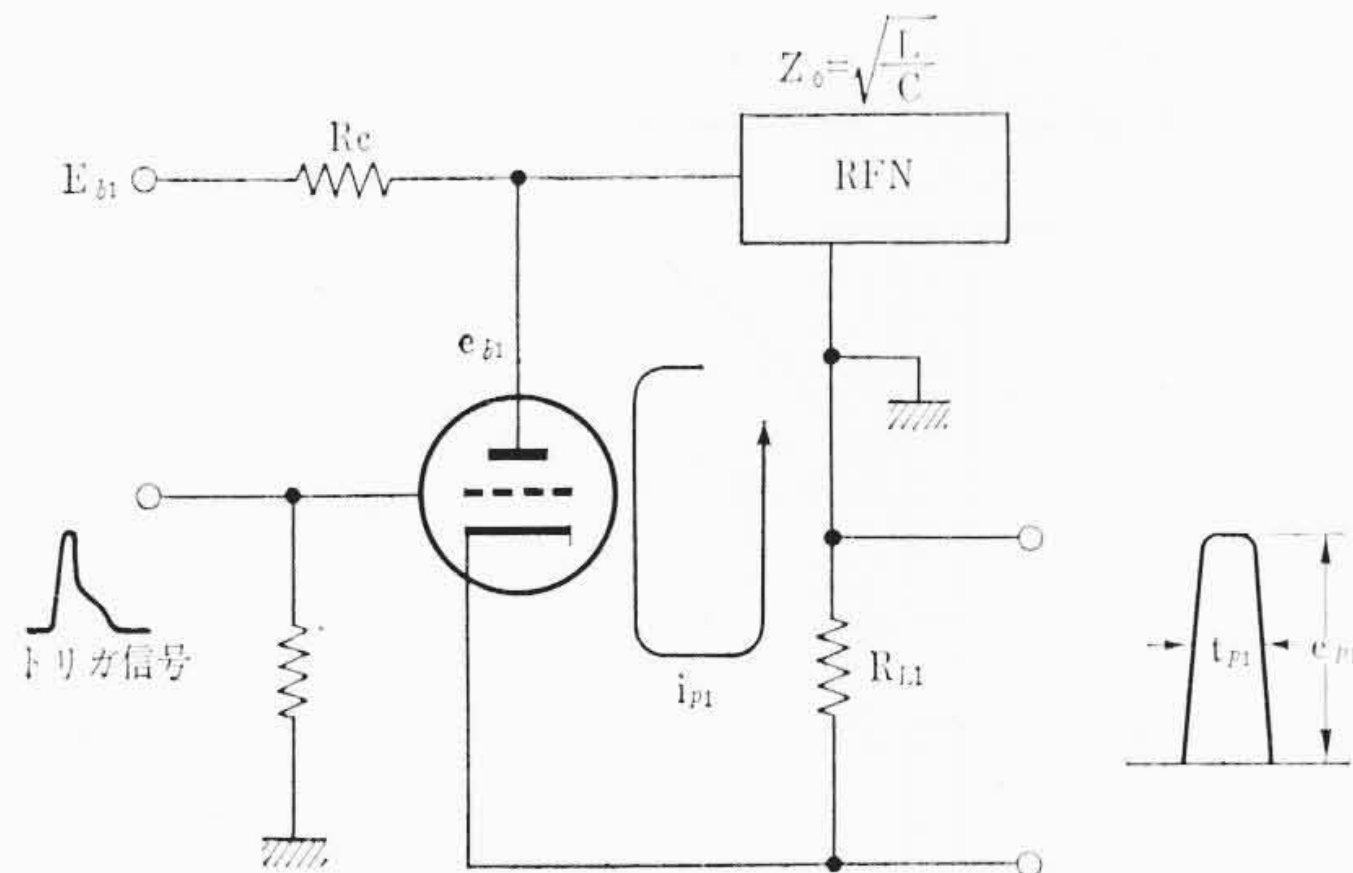


図5 原パルス発生回路

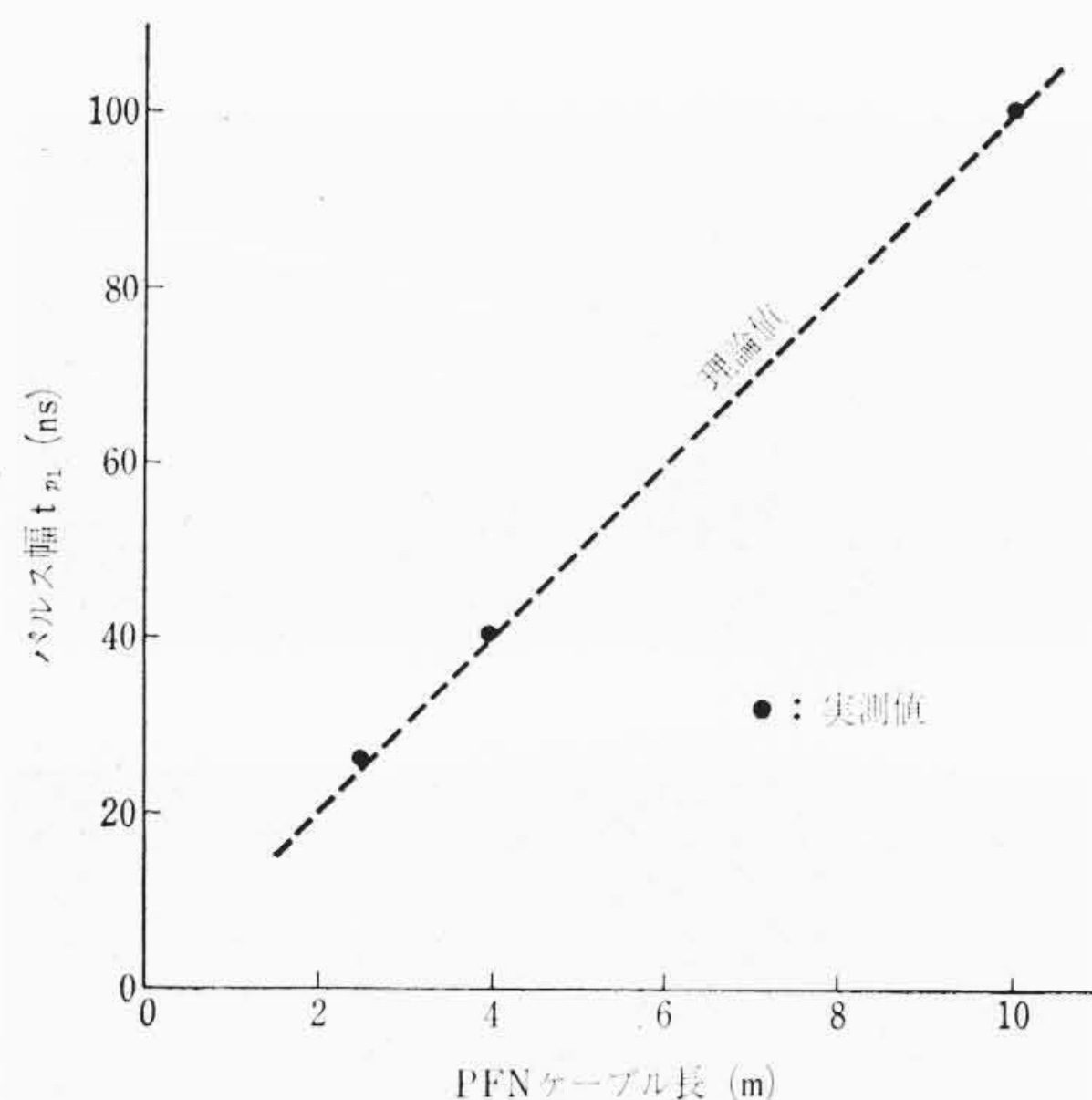


図6 PFN ケーブル長に対するパルス幅

術的に困難であることから、真空管で増幅する方式を採用した。図 4 に送信装置の系統図を示す。増幅管には、4PR60B(EIMAC 製) を 2 本並列に使用し、原信号パルスの発生は、サイラトロン 3C45 (JRC 製) で行なった。原パルス振幅は約 850V (50Ω) で、マグネトロンを駆動するパルスは約 12.5 kV の負のパルスである。マグネトロン発振特性は、陽極電圧が約 10 kV までは発振しないので、RF 発振パルスが駆動パルスをスライスすることになり、最終的に必要な RF パルスより長いパルスで駆動することとなる。また、増幅管を C 級で使用するため、同じように原パルスも若干スライスされるので、さらに長いパルスでよいことになる。

3.1.1 原パルス発生回路

サイラトロンを用いたパルス発生回路を、図 5 に示す。この回路は PFN (Pulse Forming Network) に充電された電荷が、サイラトロン V_1 に加えられたトリガ信号によって電流 i_{B1} となって流れ、負荷抵抗 R_{L1} にパルスを誘起させるもので、PFN によってパルスの幅が決定される。 R_{L1} に誘起されるパルスの振幅 e_{B1} および幅 t_{B1} は、

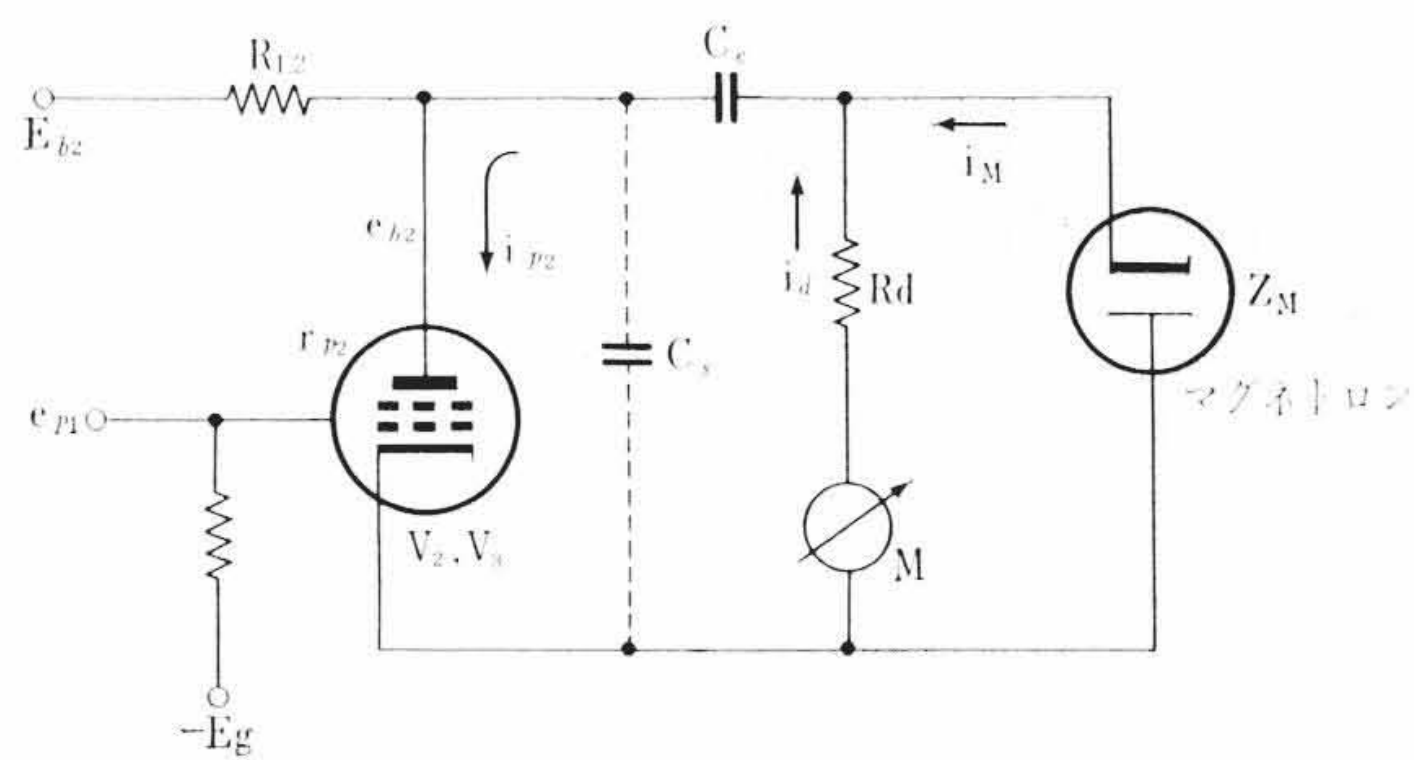


図 7 パルス増幅回路

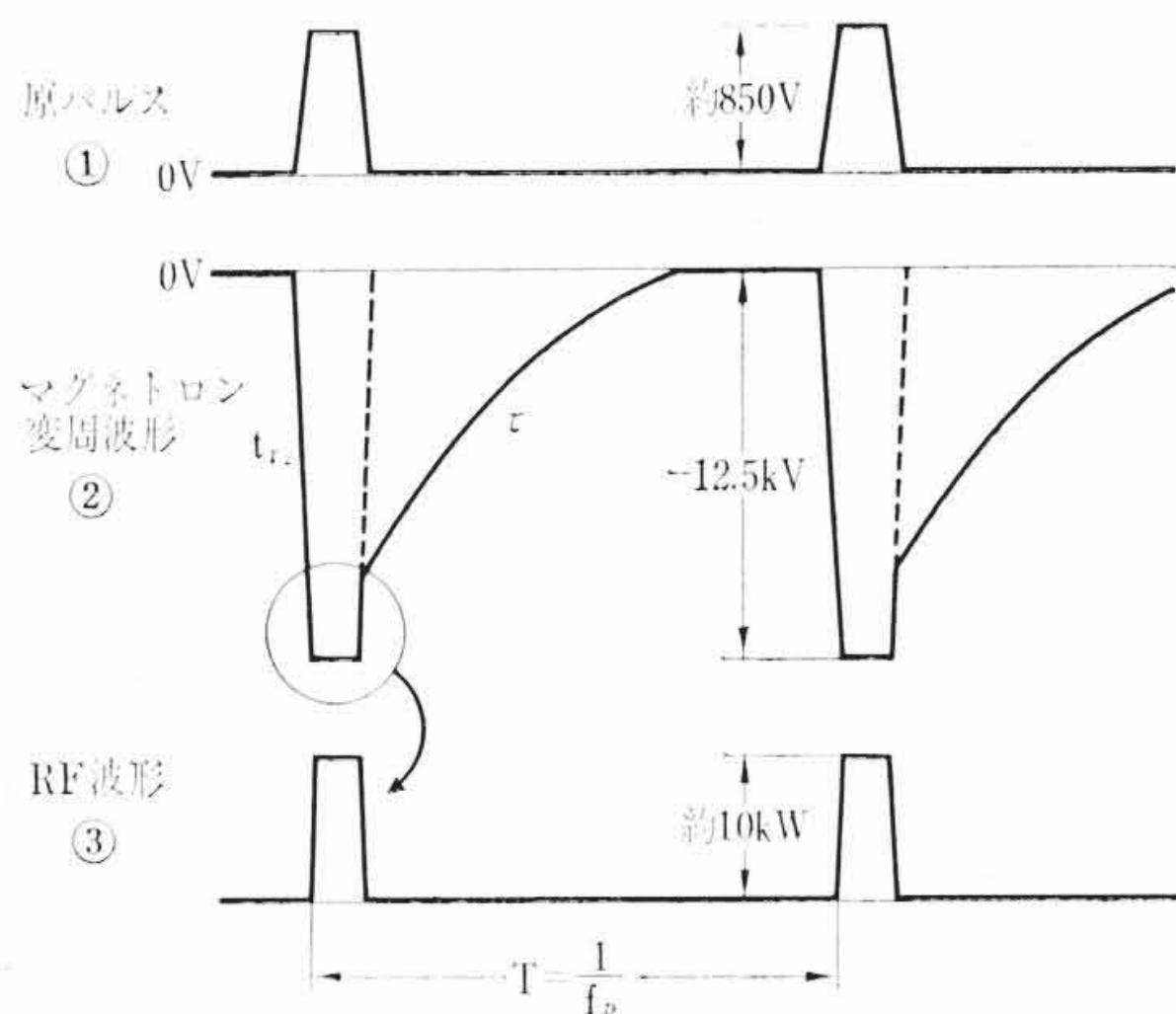
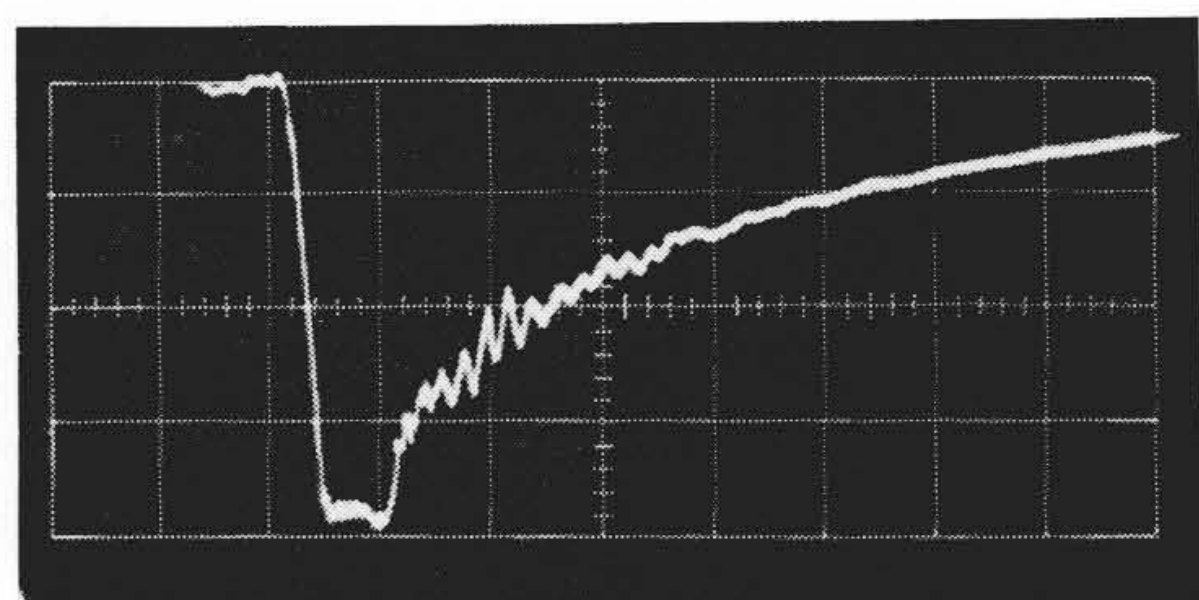
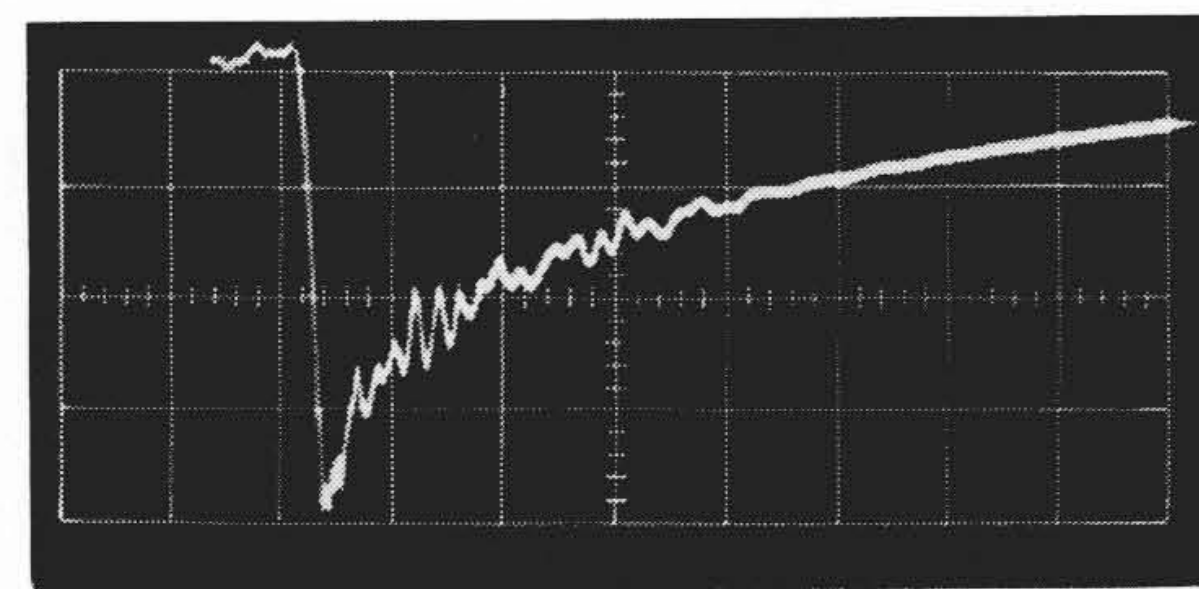


図 8 増幅回路の電圧波形



(a)



(b)

A) PFN ケーブル 10 m 3,300 V/目盛
オシロスコープ Tek. 585 A
検出器 Jennings JP-325

図 9 マグネトロン変調電圧波形

$$e_{p1} = i_{p1} \cdot R_{L1} \cdot \eta = \frac{E_{b1} \cdot R_{L1}}{Z_0 + r_{p1} + R_{L1}} \cdot \eta \quad (2)$$

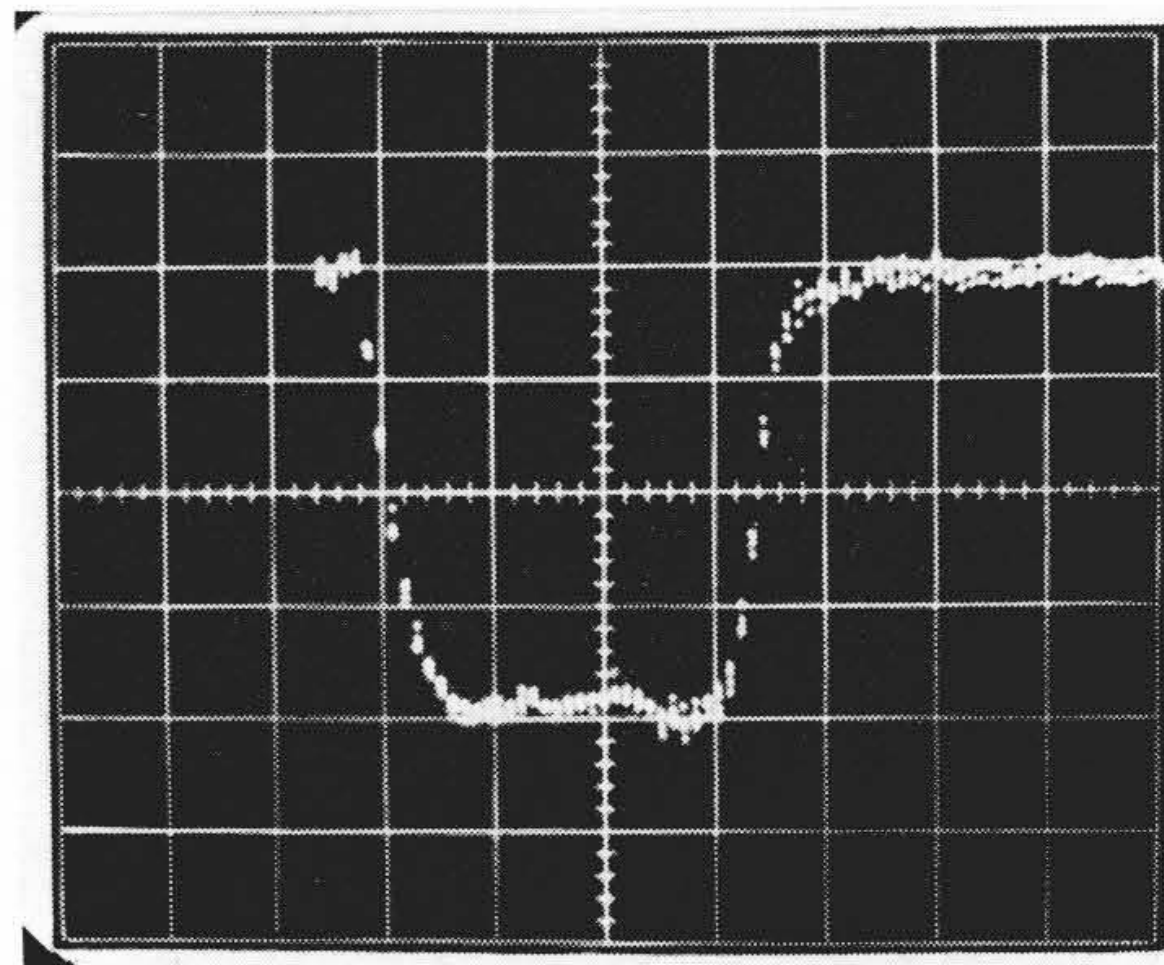
一般には $r_{p1} \ll R_{L1}, Z_0$, かつ, 整合をとるため, $Z_0 = R_{L1}$ とすると,

$$e_{p1} \doteq \frac{E_{b1}}{2} \eta \quad (3)$$

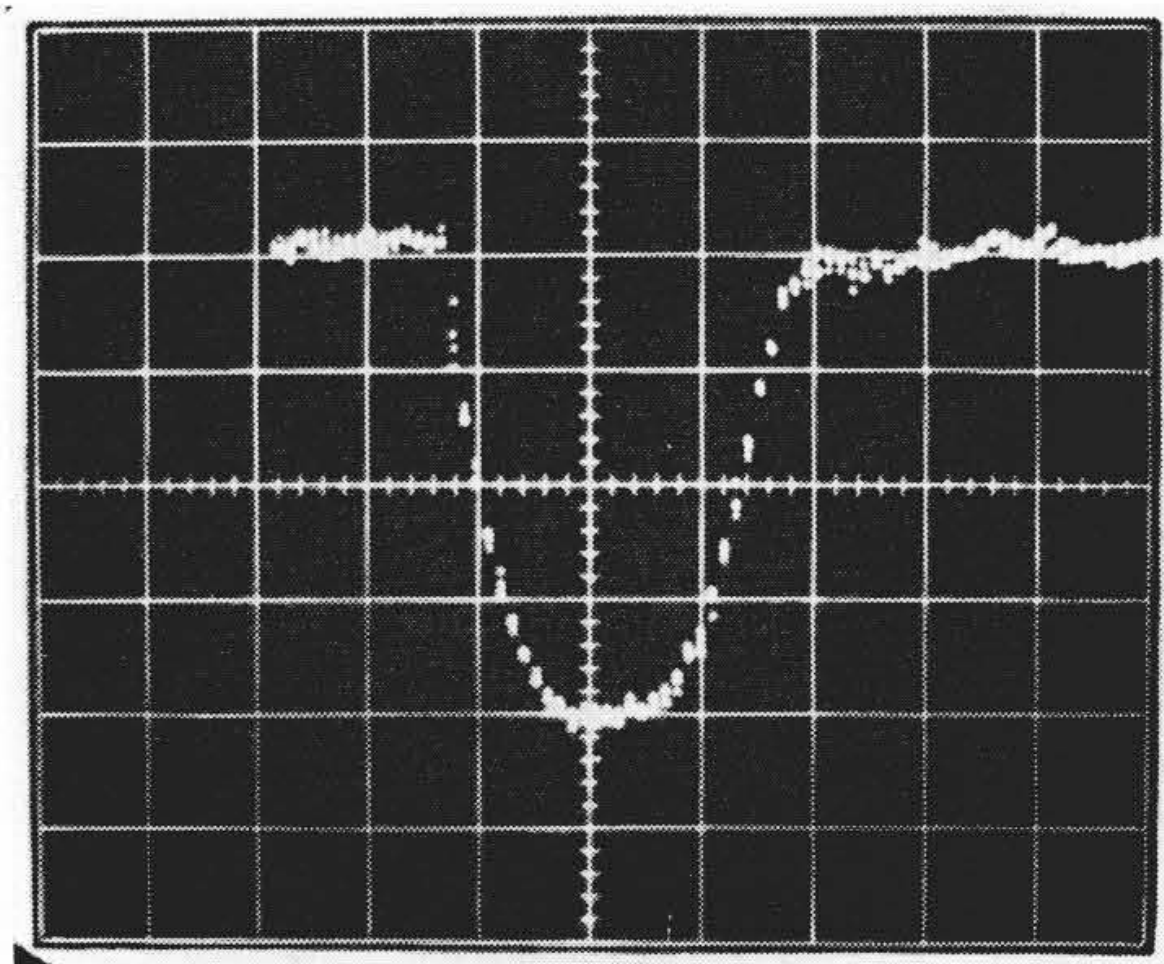
ここで, η は, 回路損失で, 一般に 80% 程度である。

$$t_{p1} = 2\sqrt{L \cdot C} = 2CZ_0 \quad (4)$$

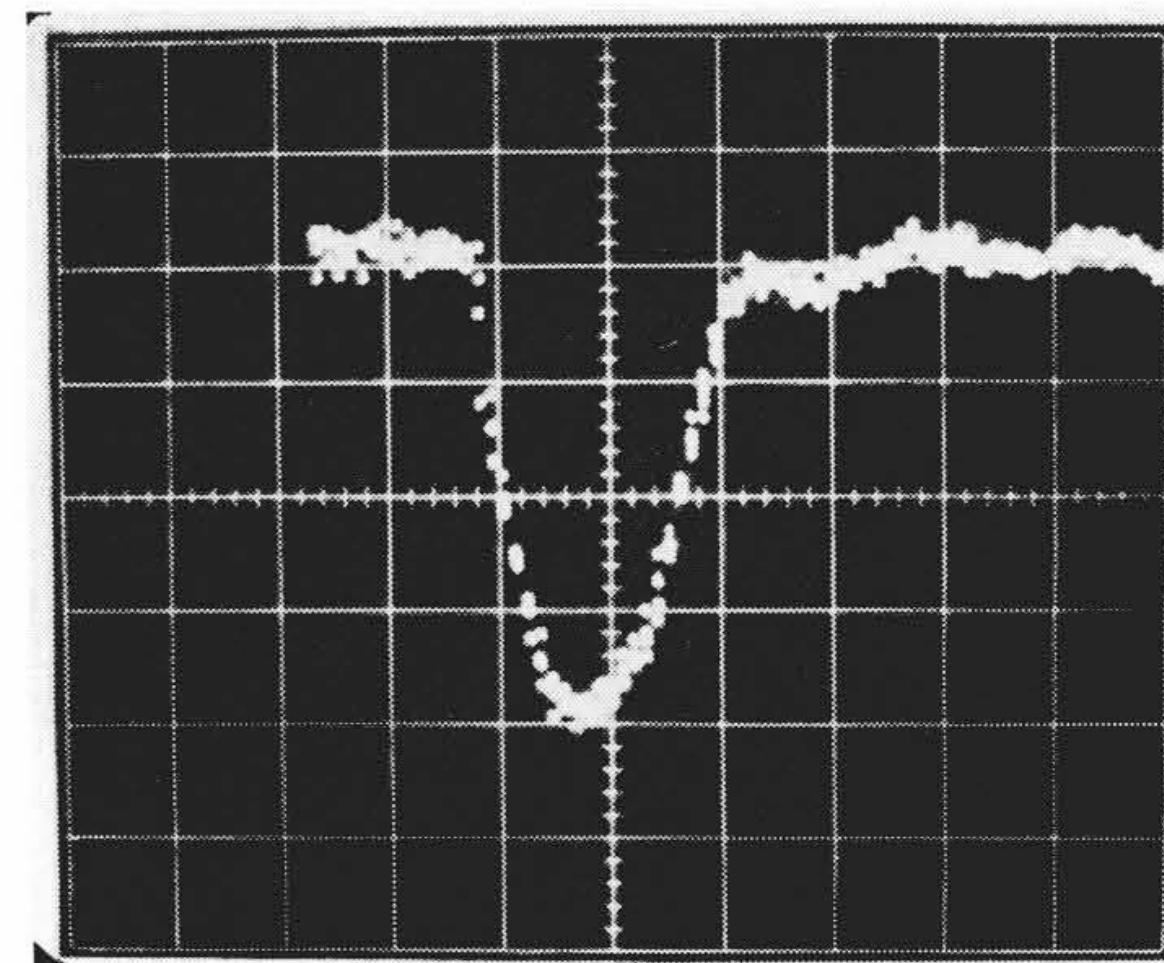
となる。すなわち, パルス振幅は, 印加する直流電圧 E_{b1} によって決まり, パルス幅 t_{p1} は, PFN 回路の特性インピーダンス Z_0 と容量 C によって決まる。PFN 回路に同軸ケーブルを使用すれば,



(a)



(b)



(c)

A) PFN ケーブル 10 m 3 kW/目盛
20 ns/目盛
サンプリングオシロスコープ Tek. 561A
50 Gc 検波器

B) 4 m 3 kW/目盛
10 ns/目盛
日立 F-2607

C) 3.1 m

図 10 RF 発振波形

その長さによって決定されることが明らかである。またこの PFN 回路は集中定数で構成することも可能である。

いま, $Z_0 = 50 \Omega$ の同軸ケーブル (5D2W) を使って, ケーブル長に対するパルス幅を測定すると, 図 6 に示すようになり, 理論値と非常によく一致する。

繰返し周波数は, 使用しているサイラトロンの, 消イオン時間によって制限される。本回路では 1 kpps とした。

3.1.2 パルス増幅回路

図 7 に増幅回路を示す。この回路は, 非線形特性を有するマグネトロンを負荷にした C 級増幅回路である。 V_2, V_3 (4PR60B) のグリッドに, 原パルスが印加されると, 結合コンデンサ C_c に充電された電荷が i_{p2} となって流れ, マグネトロンの中を流れる電流 i_M により発振する。この回路では

$$R_{L2}, R_d \gg Z_M \gg r_{p2} \quad (5)$$

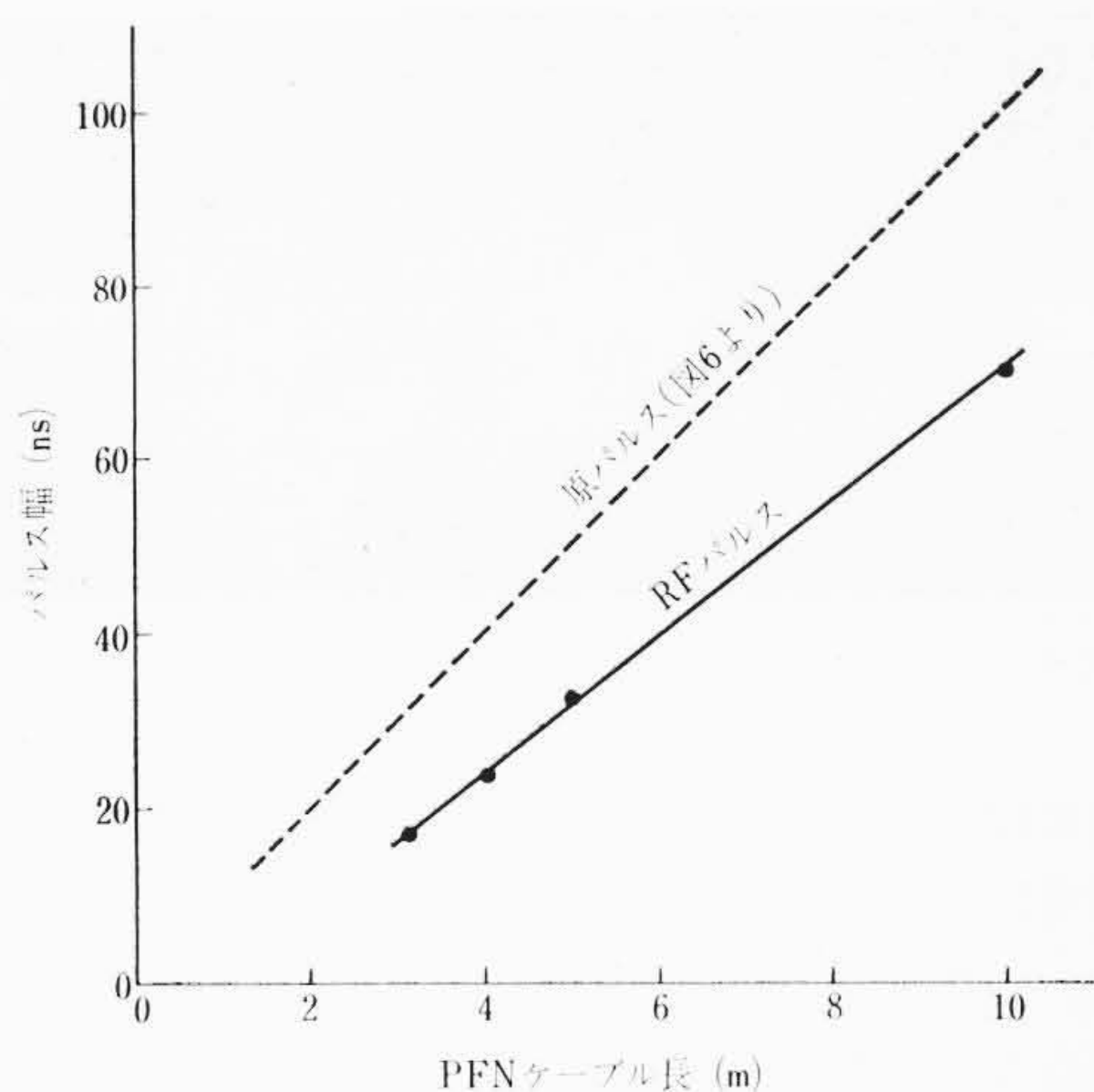


図11 PFN ケーブルとパルス幅の関係

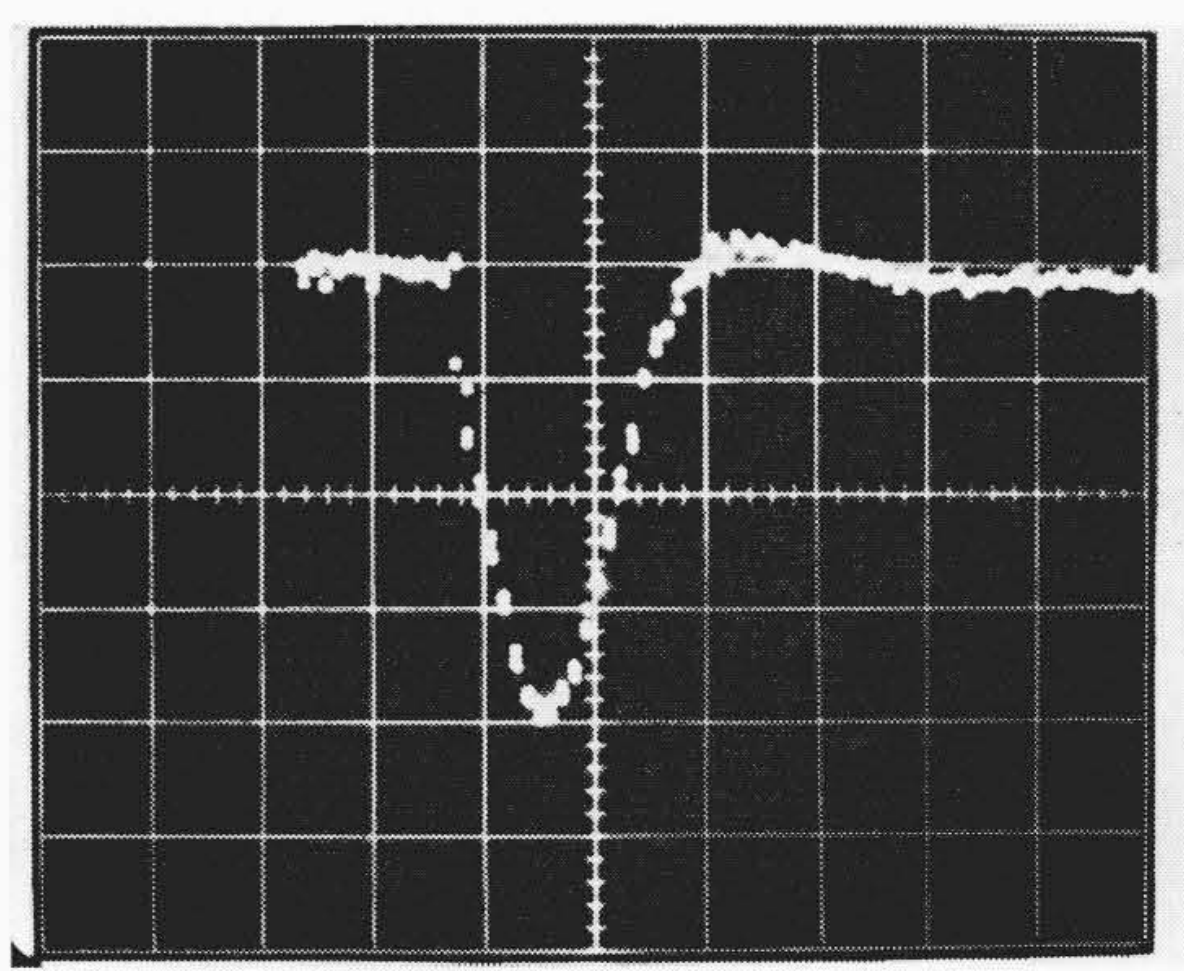


図12 最も短い RF パルス波形

であるから、マグネトロンを流れる尖頭電流 i_M は

$$i_M \doteq i_{p2} = \frac{e_{b2}}{Z_M} \quad \dots\dots\dots (6)$$

また、マグネトロンにかかる尖頭電圧 e_{pM} は

$$e_{pM} = i_M \cdot Z_M \doteq i_{b2} \cdot Z_M \quad \dots\dots\dots (7)$$

となる。ここで R_d は、直流帰路用の抵抗 Z_M は、マグネトロンの内部インピーダンスである。一方、マグネトロンに流れる平均電流 I は

$$I \doteq i_M \cdot f_p \cdot t_{p2} \quad \dots\dots\dots (8)$$

で表わされる。ここで f_p は、パルス繰返し周波数である。

V_2, V_3 は C 級増幅で、かつ、マグネトロンの内部抵抗 Z_M は、非線形特性を有しているため、回路ループの立上り時のインピーダンスと、立下り時のインピーダンスとの間に大きな差がある。 V_2, V_3 に原パルスの印加がなくなった瞬間に V_2, V_3 の内部抵抗 $r_{p2} \doteq \infty$ 、またマグネトロンの内部抵抗 $Z_M \doteq \infty$ となる。このため、マグネトロンを駆動する電圧波形は、図 8 ②のような原パルスとはたいへん異なった波形になる。この波形の立上り時間 t_{r2} は

$$t_{r2} = \frac{A_0}{g_m} \times 2.2(C_s + C_i) \quad \dots\dots\dots (9)$$

となる⁽³⁾。

ここで、 A_0 : V_1, V_2 の利得

g_m : V_1, V_2 の相互コンダクタンス

C_s : V_1, V_2 の出力浮遊容量+回路浮遊容量

C_i : V_1, V_2 の入力容量

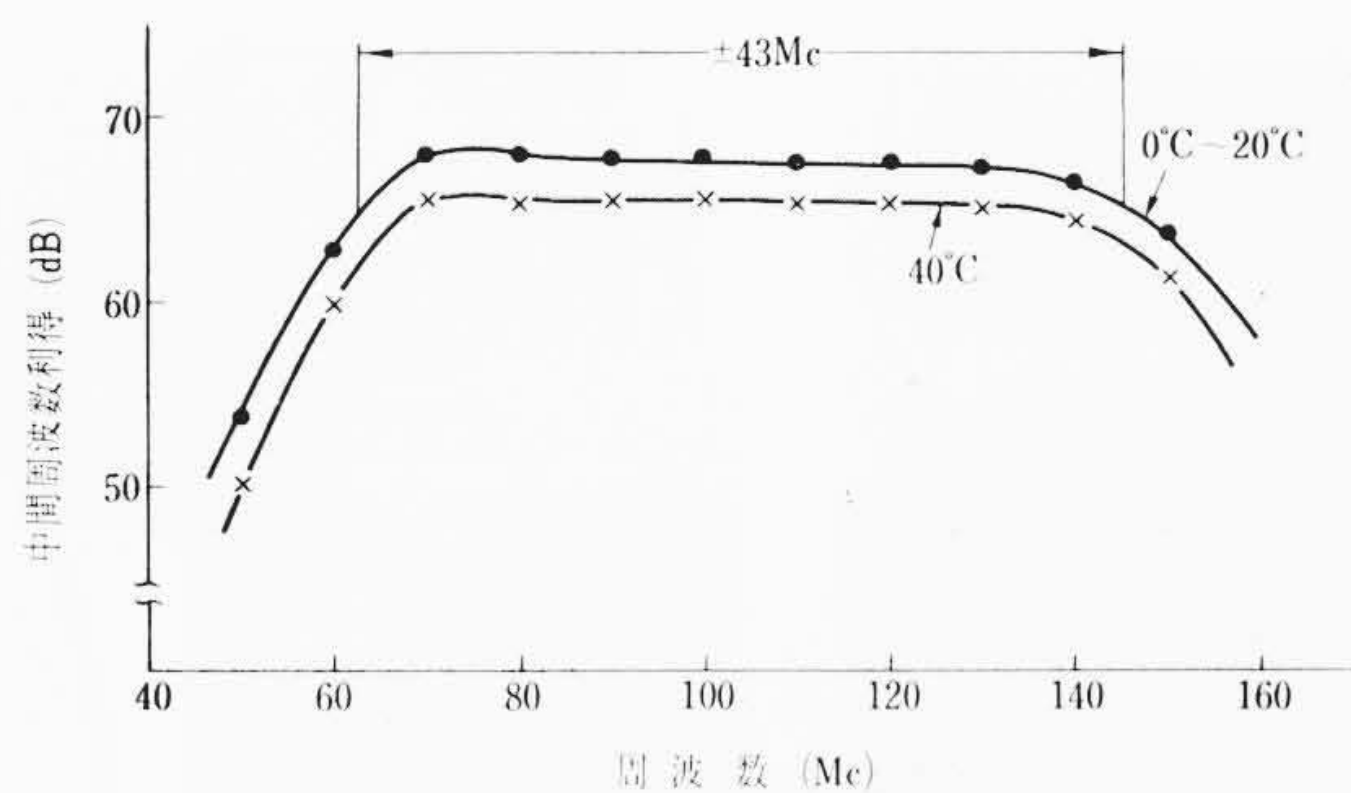
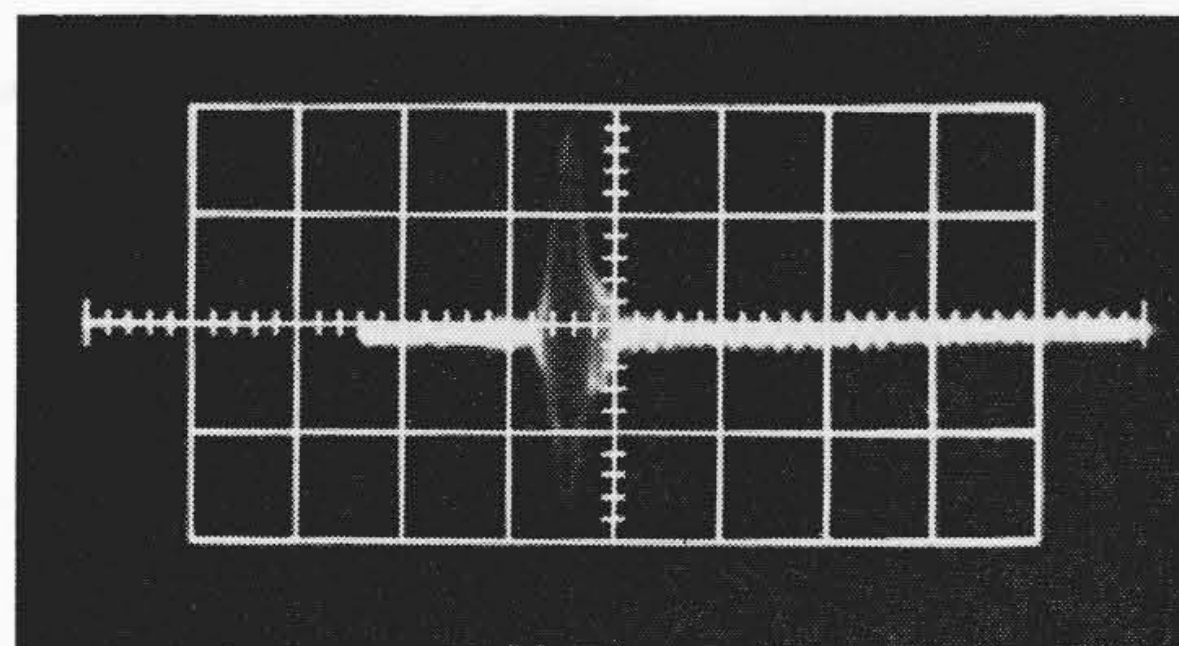


図13 中間周波増幅器特性



50 ns/目盛

図14 受信波形の一例 (図10・c)

一方、パルスのないときの電圧上昇時定数 τ_2 は

$$\tau_2 = \frac{R_{L2} \cdot R_d \cdot Z_M}{R_{L2} \cdot R_d + R_{L2} \cdot Z_M + R_d \cdot Z_M} \cdot C_s \quad \dots\dots\dots (10)$$

で表わされる。図 9 にこれらの実測の波形を示す。これはマグネトロン変調電圧波形である。同図(A)は、PFN ケーブルが 10 m の場合、(B)は 4 m の場合である。波形に現われている振動は、高圧パルスのため、直接シンクロスコープに誘導した雑音である。これらの波形の立上り時間は、測定器補正を行なうと約 30 ns であり、図 7 の回路の計算値は 29 ns になる。また、電圧上昇特性も式(10)で求めた値に対し、ほぼ 20% の誤差範囲にはいっている。

3.1.3 RF 発振波形

図 10 に RF 発振波形を示す。この RF パルスの幅と、原パルスの幅とを比較すると、図 11 のようになり、さきにも述べたとおり、原パルスがスライスされた現象がよく現われている。

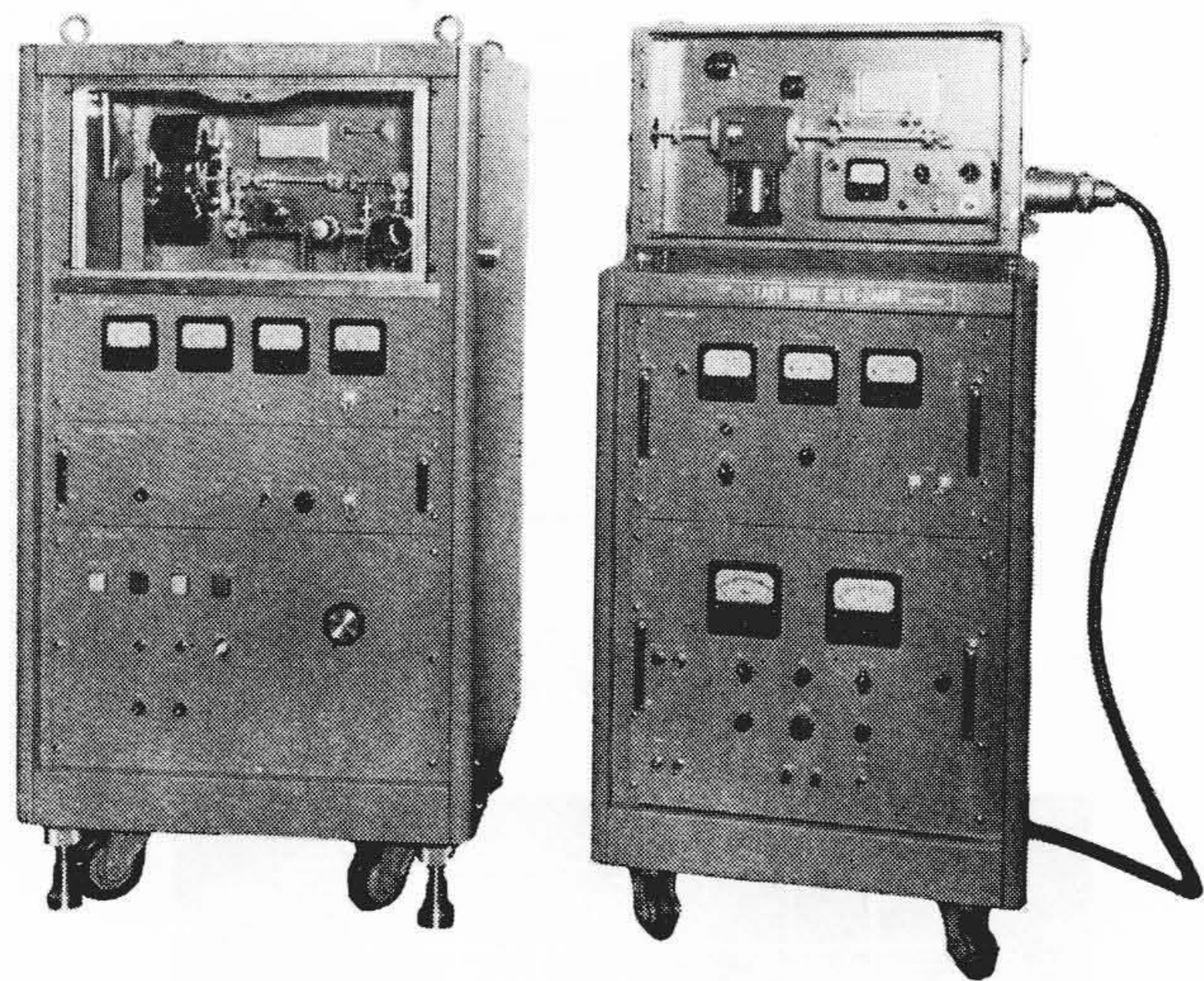
ここで、さらに短いパルスを得るために、増幅回路の結合コンデンサ C_c の容量をいままでの 20,000 pF から 500 pF に変えた。このため、回路は微分特性を有し、また、コンデンサの形状が非常に小さくなり、浮遊容量が 30 pF から 3 pF に減少した。その結果、変調波形の立上り時間は 26 ns に改善でき、図 12 に示すように、RF パルス幅 12 ns を得た。しかしこの場合は、PFN ケーブル長に無関係に、パルス幅が一定である。この値は、ミリ波マグネトロンによる大電力 RF パルスでは、現在までに国内および国外で報告されたもののうち、もっとも短いものである。

本装置では、マグネトロンの出力導波管を含み、すべて方形導波管 WRJ-500 を使用している。この導波管の口径の電界方向の高さは 2.39 mm であり、この導波管の最高伝送電力の理論値は 60 kW であるが、本装置で測定した結果、大略 14 kW で放電した。これは導波管のつなぎによるわずかな不連続、導波管内部に付着しているゴミ、および湿度などによって起こった差であると思われる。

3.2 受信装置

受信方式として、スーパーヘテロダインを使用し、中間周波増幅器は所要の帯域において、雑音指数を低くするよう努めた。

中間周波増幅器には、トランジスタを用い、段間結合には温度特



送信装置 受信装置
図 15 送受信装置

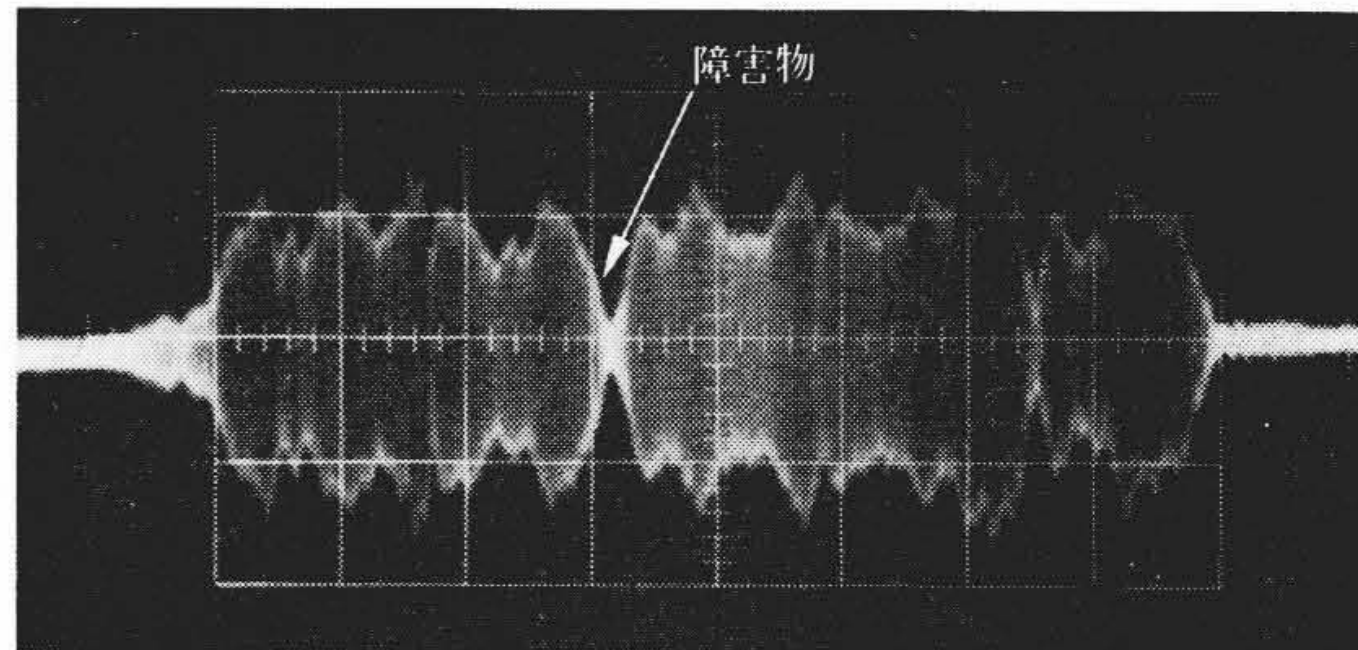


図 16 ブラウン管に現われた障害物探知の一例

- (1) 最短 12 ns の 50 Gc 大電力パルスが安定に得られた。
- (2) 高電圧パルスによる漏えいを完全に除去することができた。これにより測定精度が上がり、パルス観測を容易にすることができた。
- (3) 中間周波増幅器の帯域幅 ± 40 Mc 以上を得、雑音指数を約 2.5 dB に下げることができた。
- (4) それにともない、受信総合雑音指数を 20 dB 以下にすることができた。

などである。

障害物探知の表示方式は、本装置では、ブラウン管上のディスプレイで表わしているが、探知距離を長くした場合は、遠方のレベルが小さくなるため、監視に支障をきたすことが考えられる。そのため、受信装置の増幅器系を対数圧縮特性にするなども考えられ、障害物の表示に関しては今後の問題として残されている。

また 50 Gc のような高い周波数を使用すると、導波器や布設工事においてきびしい精度が要求され、実用面で困難があることが明らかとなった。この試作実験によって探知分解能が、期待以上に得られているので、次の段階としては実用的見地からより波長の長いセンチ波帯において検討を進める必要がある。

本装置の開発によって得られたミリ波大電力超短パルス発生装置ならびに広帯域受信機の技術は、本研究のようなレーダ手法の測定のみならず種々の測定に応用することができる。

本装置の開発に当たり日本国有鉄道、鉄道技術研究所、河辺信号研究室長、塙通信研究室長、本社信号課、通信課のかたがた、鉄道技術研究所整備部の関係各位から、ご指導ならびにご協力を仰いだ。ここに記して感謝の意を表する次第である。

参 考 文 献

- (1) 雨宮ほか：漏えい波擬レーダの構想—列車進路上の障害物探知方式，昭 39 電気関係学会関西支部連大 59-3
- (2) 渡辺，上村ほか：低損失漏えい導波管の一実験；昭 39 通信全大 262，また雨宮，上村，渡辺ほか：漏えい線導波管；昭 40 4 学会 1472 など
- (3) 田宮沢：パルスと計数回路(上) p. 78
- (4) 雨宮ほか：漏えいミリ波擬レーダ方式による障害物探知実験 昭 40，通信全大会 317

性の少ない広帯域トランスを用いた。同じ帯域幅を得るには中心周波数を高くする方が、比帯域が小さくなるので有利であるが、入手し得るトランジスタおよび広帯域トランスの特性により制限されるので、中心周波数を 100 Mc とした。その結果を図 13 に示す。増幅度の温度特性は、外気温度 $0 \sim 40^\circ\text{C}$ で約 2.5 dB に押えられている。また、この中間周波増幅器の雑音指数として 2.5 dB が得られた。初段のトランジスタには、日立 HS-530 を使用し 60 dB の利得を得た。

受信総合雑音指数 F_n は 19.6 dB であった。これは主として中間周波増幅器の雑音指数を改善したことによるものである。

図 14 は受信波形の一例で、RF パルス幅 17 ns のパルスである。図 15 は本送受信装置の外観写真である。送信装置は幅 660 mm，高さ 1,270 mm，奥行 730 mm に収められている。

4. 障害物探知の一例

鉄道技術研究所構内に、実験用として布設されている約 80 m の漏えい導波管を使用し、実際に障害物を探知する実験を行なったときのブラウン管上のパターンを図 16 に示す⁽⁴⁾。中心付近に深くディスプレイしているのが障害物で、送信装置より約 30 m の位置にある。この障害物の大きさは、約 1 平方 m のアルミ板であるが、場所によっては 15 cm 平方の障害物でも十分に検出できる。しかし、全体に位相干渉による凸凹があるため、分解能は導波管線路に沿った地点により異なっている。

5. 結 言

障害物探知ミリ波擬レーダ装置として、初めにかかげた目標性能はすべて満足することができた。特に成果としては