

映像伝送方式

Video Transmission System

画像応答システムなどの画像通信システムを飛躍的に発展させるための一要因として、経済的な映像伝送方式の実用化が挙げられる。このような観点に立ち、今回、画像応答システム用伝送方式として、電話ケーブルなどを使用し、映像と音声と同時に伝送することが可能な映像音声同時伝送方式の開発を行なった。この方式では、経済化、高信頼度化、小形化及び消費電力の低減を図るために専用の集積回路の開発を行ない、中継器の大幅なIC化を実現した。この結果、十分に経済的な映像伝送路を提供できる見通しを得た。

柿原英人* Kakahara Hideto
高崎喜孝** Takasaki Yoshitaka
田中正美*** Tanaka Masami
草薙純介**** Kusanagi Junsuke

1 緒言

画像応答システム(VRS: Video Response System)は、センタと利用者端末の間に4MHz帯域の個別配線方式による映像伝送路を必要とする。このための伝送媒体としては、既存通信施設の有効利用を考慮して電話ケーブルなどを使用する。

したがって、電話の約1,000倍の帯域をもつカラーテレビジョン信号をこれらの平衡対ケーブルで伝送するには、その減衰を等化増幅して補正する必要がある。ケーブルの途中に中継器を逐次挿入し、多段中継する必要がある。このため、中継器には厳しい経済性、信頼性などが要求される。

これらのうち、まず中継器の大幅な経済化を中心に検討を進め、実験回線を構成して調査を行ない、初期特性及び長期安定度特性は共に良好な結果を得た。これに基づいて、更に経済化、高信頼度化、小形化及び消費電力の低減を図るために中継器の大幅なIC化を行ない、実験回線を構成して試験した結果、この方式はVRS用映像伝送方式として十分実用に供し得る見通しを得た。この論文ではIC化中継器を中心に、方式、装置構成、試験結果などについて述べる。

2 方式概要

2.1 適用領域

VRSはC-E(Center to End)の画像情報システムであり、地域情報サービスとして発展することが想定されるので、大都市での電話需要分布から、図1に示す伝送路構成を伝送系のモデルとした。伝送媒体としては、電話用平衡対ケーブル及び広帯域の平衡対ケーブルを対象とした。

2.2 伝送方式

(1) 映像音声同時伝送方式

VRSセンタから利用者端末へは映像信号のほか、これに付随する音声信号を伝送する必要がある。このため、VRSセンタで音声信号を周波数変調し、ベースバンドのNTSC(National Television System Committee)方式カラーテレビジョン信号と結合して伝送する映像音声同時伝送方式を採用した。図2にこの方式の周波数配置を示す。

(2) AGC方式

温度などの環境条件の変化によってケーブルの損失が変動するので、中継器ではそれらを自動的に補正するため、AGC(自動利得調整回路)を必要とする。

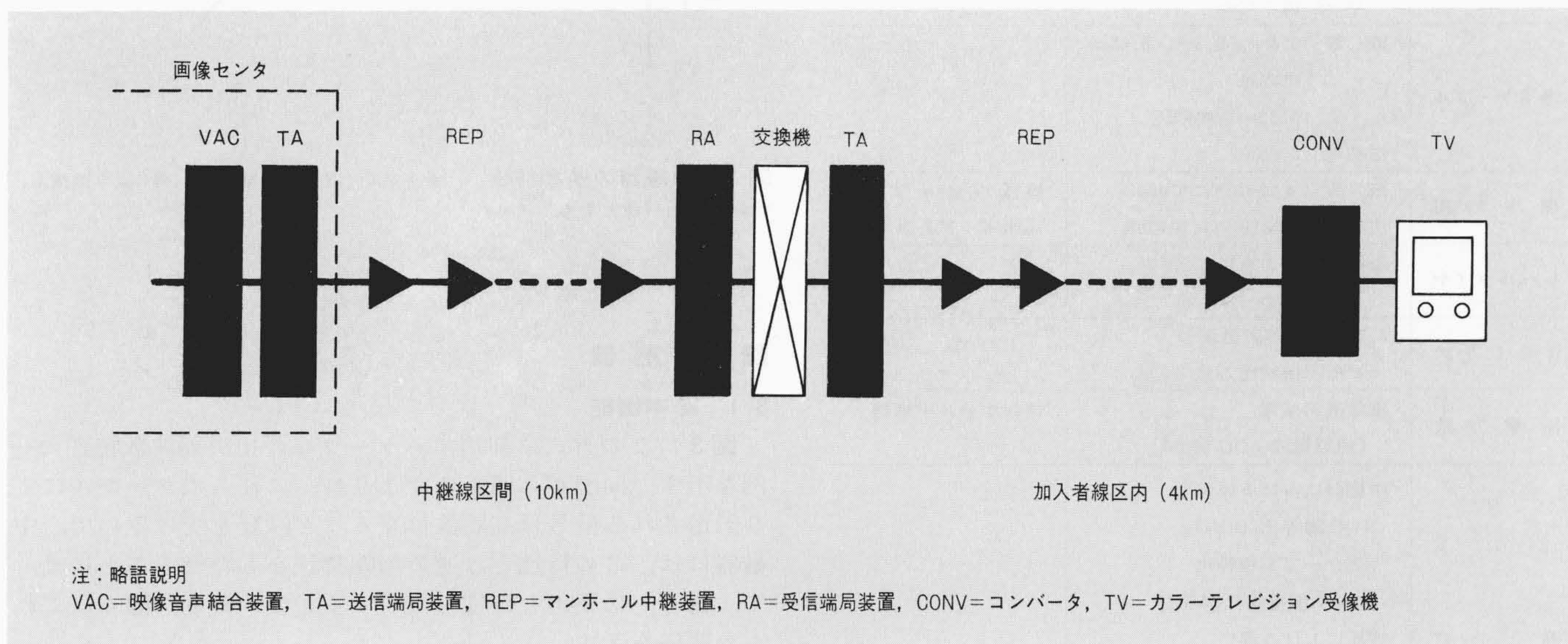


図1 伝送路のモデル 大都市での電話需要分布から想定した伝送路構成である。

* 日本電信電話公社技術局 ** 日立製作所中央研究所 *** 日立製作所デバイス開発センタ **** 日立製作所戸塚工場

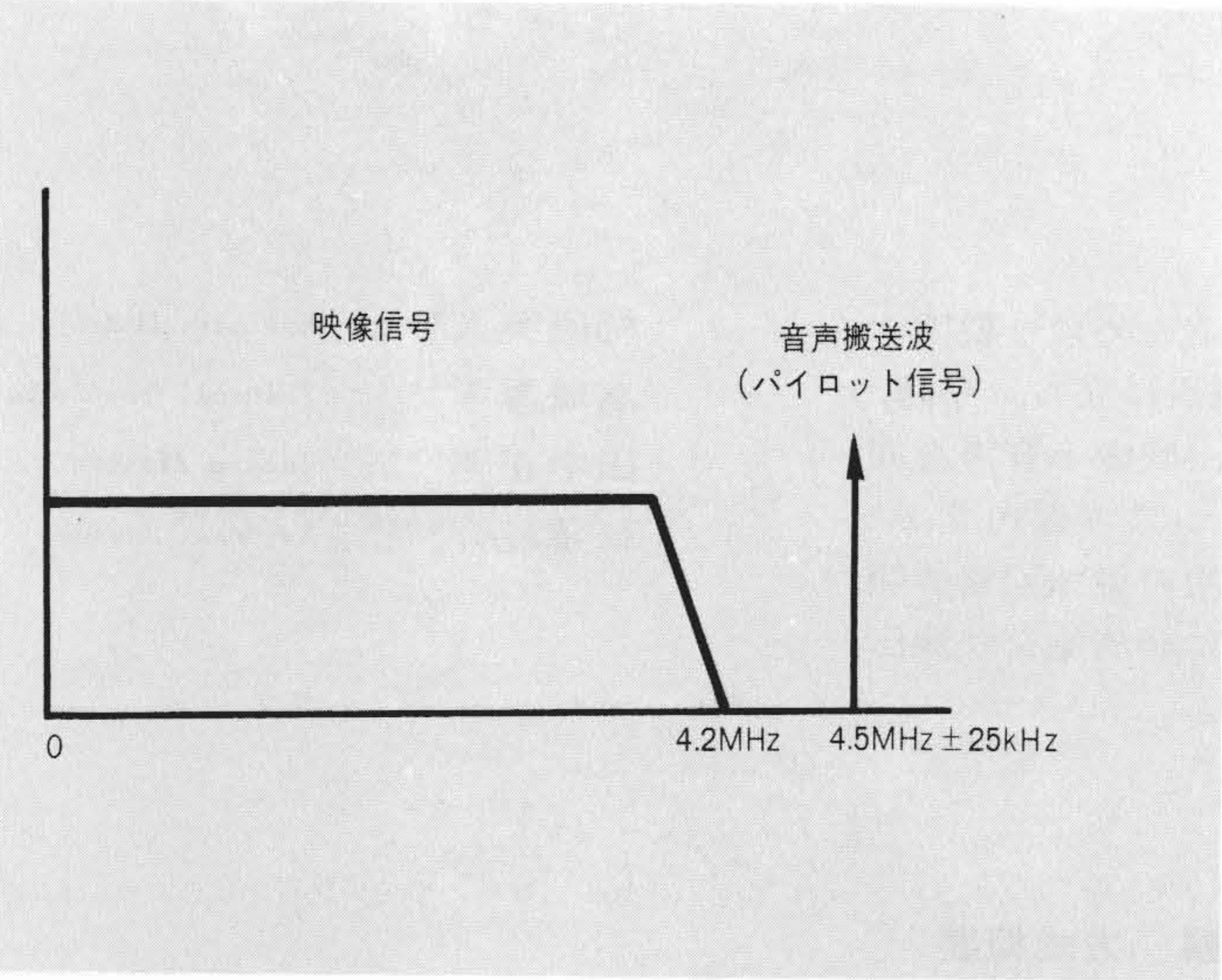


図2 映像音声同時伝送方式の周波数配置 音声信号を周波数変調して、ベースバンドの映像信号と合成し、伝送する方式である。

この方式では、周波数変調の音声搬送波(4.5MHz)をAGCのパイロット信号として共用する方式を開発した。

(3) 給電方式

マンホールなどに設置する中継器への給電は、映像線と監視線を利用した重信回線による定電流給電方式を採用した。給電電圧は対地に対し最大60V、線間で最大120Vである。

表1に伝送方式の諸元を示す。

表1 方式諸元 この方式の特徴は、映像と音声と同時に伝送することができ、更に音声搬送波をAGCのパイロット信号として共用していることにある。

項 目	諸 元	記 事
伝 送 信 号	NTSCカラーテレビジョン信号	1Vp-p/75Ω
適 用 距 離	最大：14km 加入者線：4km 中 継 線：10km	—
適用ケーブル	既 設：0.4mm, 0.5mm, 0.65mm 市内紙 0.32mm市内PEF 広帯域：0.65mm	—
標 準 利 得	既 設：4MHz点にて40dB 広帯域：4MHz点にて47dB	既設：0.6km 広帯域：約2.3km
レベルダイヤ	各中継器出力点にて 75Ω 換算 1Vp-p	—
A G C 方 式	4.5MHz音声搬送波 ピーク値検出方式	—
給 電 方 式	重信直流給電 (給電電流：DC 50mA)	マンホール中継器
等 化 方 式	中継器における等化 (1)距離等化(BON) (2)ケーブル種等化 (3)√f 偏差等化(AGC) 端局における等化 (1)距離比例誤差等化 (2)MOP UP等化 (3)局内損失等化 (4)位相等化	—

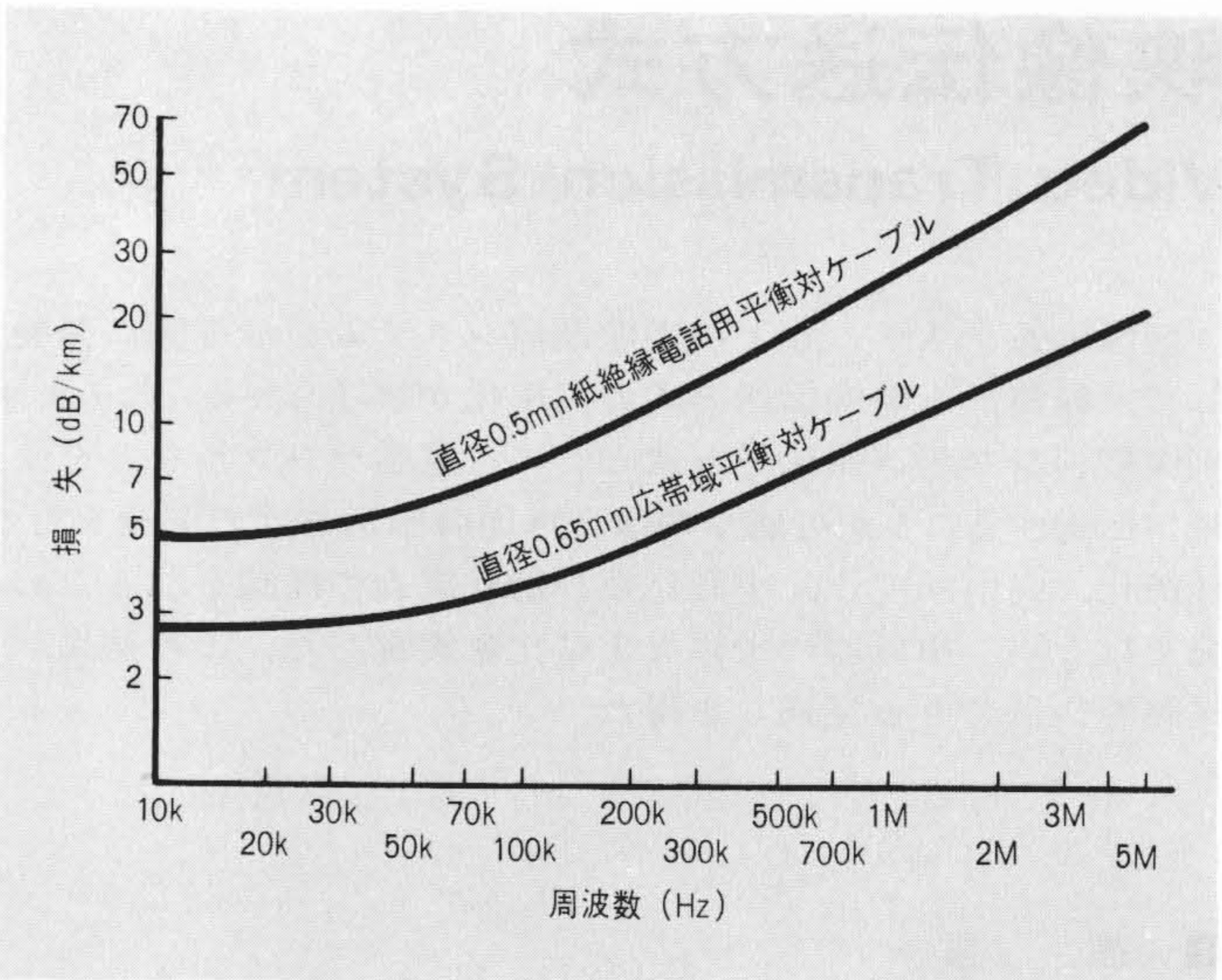


図3 ケーブル損失周波数特性 直径0.5mm紙絶縁電話用平衡対ケーブルは、1km当たり4MHzで62dBの、広帯域平衡対ケーブルは、19dBの損失をもつ。

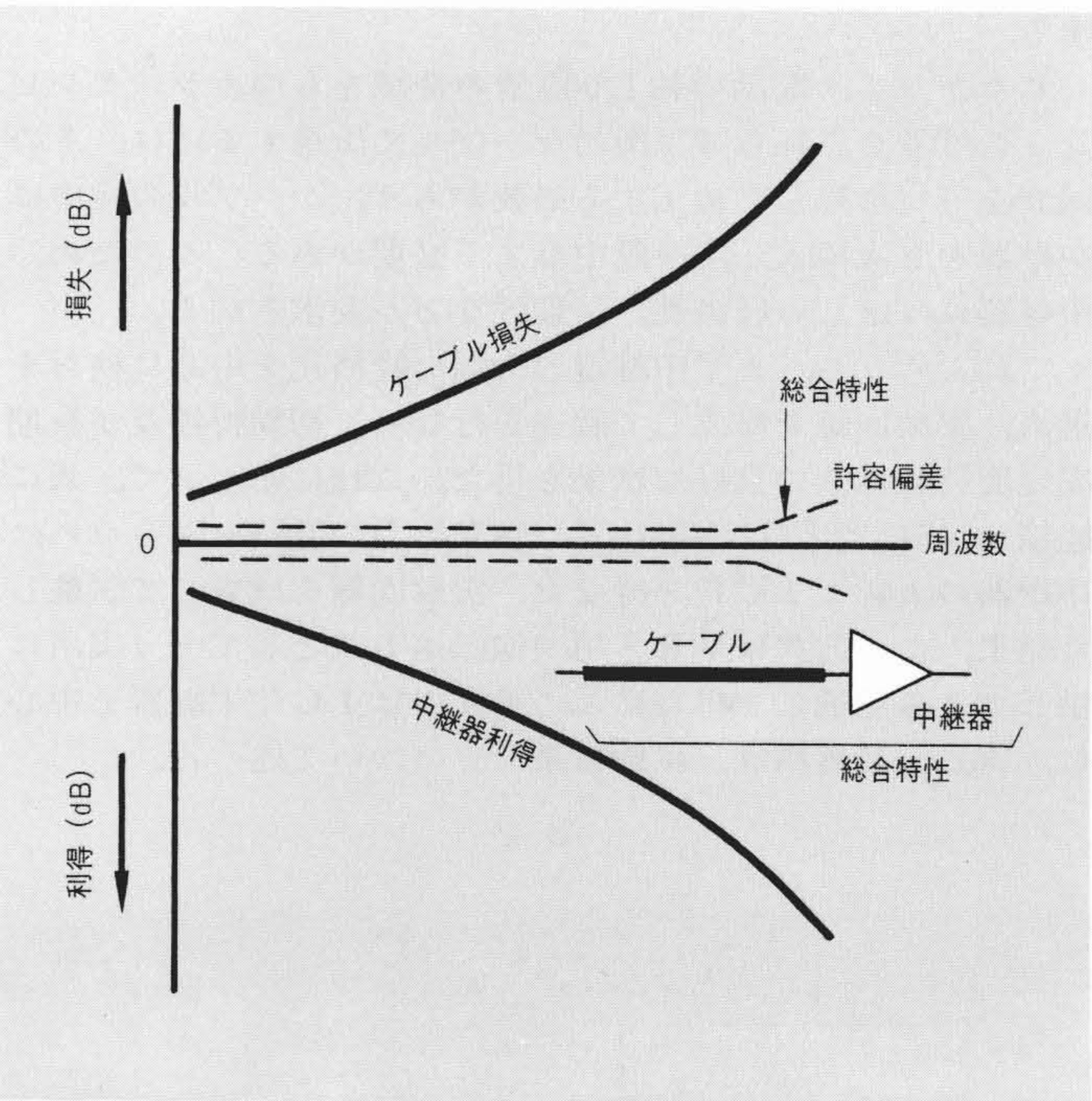


図4 中継器の基本特性 ケーブルの損失を中継器の利得により補償し、総合特性を平坦とする。

3 中 継 器

3.1 基本機能

図3にこの方式に利用するケーブルの損失周波数特性の一例を示す。同図から明らかなように、これらのケーブルにより伝送される信号は高周波になるほど減衰を受けるので、中継器には、この特性とは逆の増幅特性をもたせることによって、総合的に平坦な特性を実現する必要がある。図4にこれらの関係を示す。

図5にIC化中継器の基本構成を示す。この回路では、IC化に適した回路構成とするため、インダクタンスを用いない能動等化器を開発して採用した。同図でB/U及びU/Bは、平衡—不平衡変換回路で、トランスレスのIC回路で構成して

いる。L-EQLは線路等化器、AGCは自動利得調整回路で、いずれもICによる不平衡回路で構成している。L-EQLは従来のボーデ形を用いた場合、多くのインダクタンスを必要とするので、これに代わる能動形可変等化器を開発した。

図6は、可変等化器の回路構成図を示すもので、回路の利得A(dB)は、

$$A = 20 \frac{\frac{Rx}{R_0}}{2 + \frac{Rx}{R_0}} \log_{10} |1 + Y(j\omega)|$$

ここに A: 求める利得(dB)
 $Y(j\omega)$: 回路網のアドミタンス(Ω)
 R_x : 可変抵抗値(Ω)
 R_0 : 基準抵抗値(Ω)

与えられ、4MHzの周波数で0～10dBまで連続に可変できる。この等化器の特長は、汎用性のある演算増幅器1個で構成でき、かつ回路もC(コンデンサ)、R(抵抗)で単純に構成できるため、IC化、低電力化に適した形式といえる。

L-EQLは、このほか4MHzで10dBと20dBの固定等化器をもち、これら3種の等化器で0～40dBの連続可変を行なっている。この構成により、従来のBON※1)及び高価なインダクタンスが不要となるため、経済的な構成が可能となった。

AGC-EQLは、4.5MHzの音声搬送波をパイロット信号とする $\sqrt{f}$ 特性のパイロットAGC方式を採用している。またこの回路は、 $\sqrt{f}$ 特性に従って利得を調整するための可変素子(ダイオード)を含む専用のモノリシックICを使用しており、±4dBの可変幅を得ている。

中継器の最大利得は、熱雑音によるSN比、自己近端漏話による発振余裕から制限を受け、電話用平衡対ケーブルの場合4MHzで40dB、広帯域平衡対ケーブルの場合47dBに設定している。これにより、中継間隔は前者の場合約0.6km、後者で約2.3kmである。

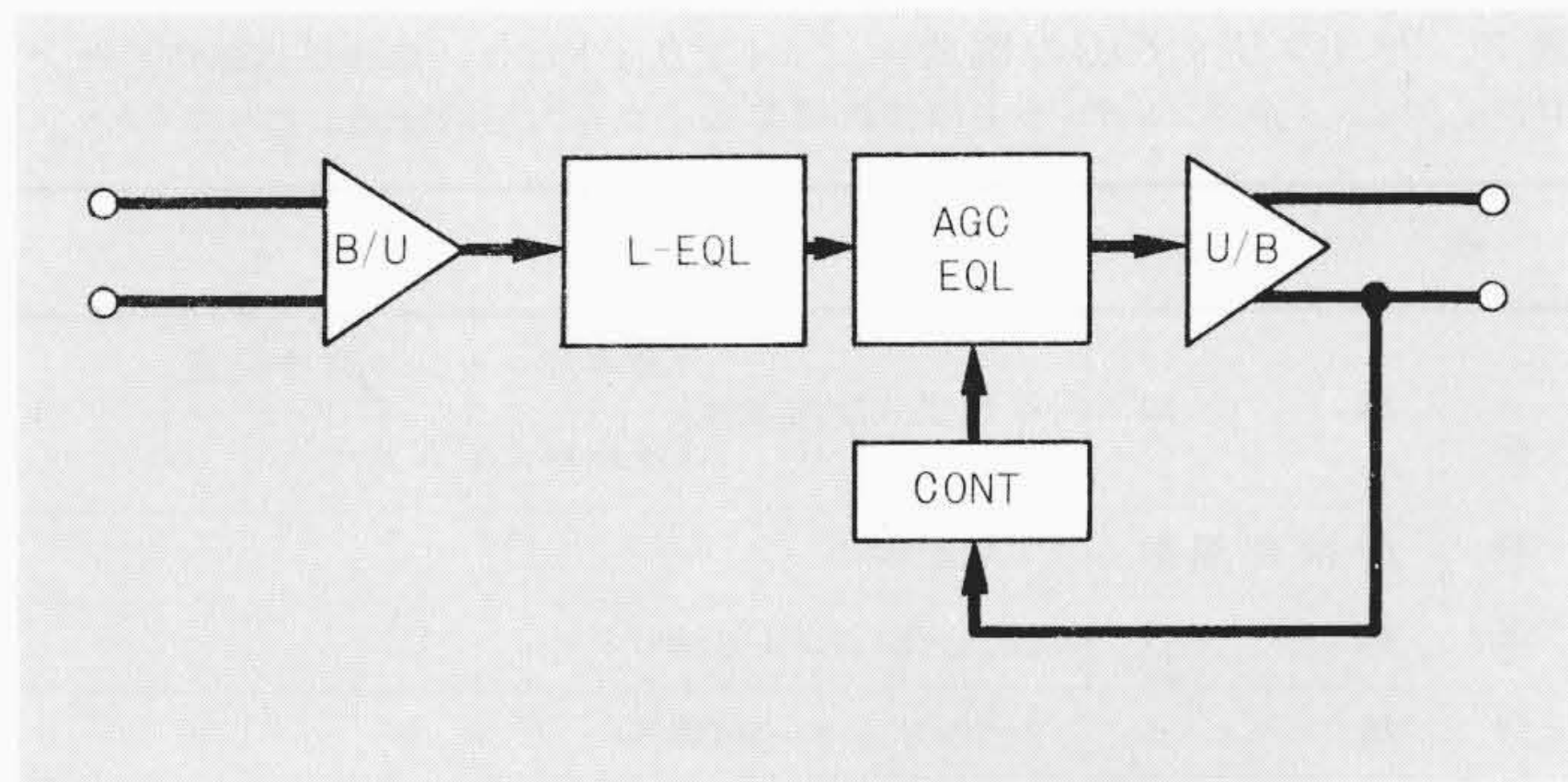


図5 中継器の基本構成 中継器は平衡-不平衡変換回路(U/B, B/U)、線路等化器(L-EQL)、自動利得調整回路(AGC-EQL, CONT)から構成される。

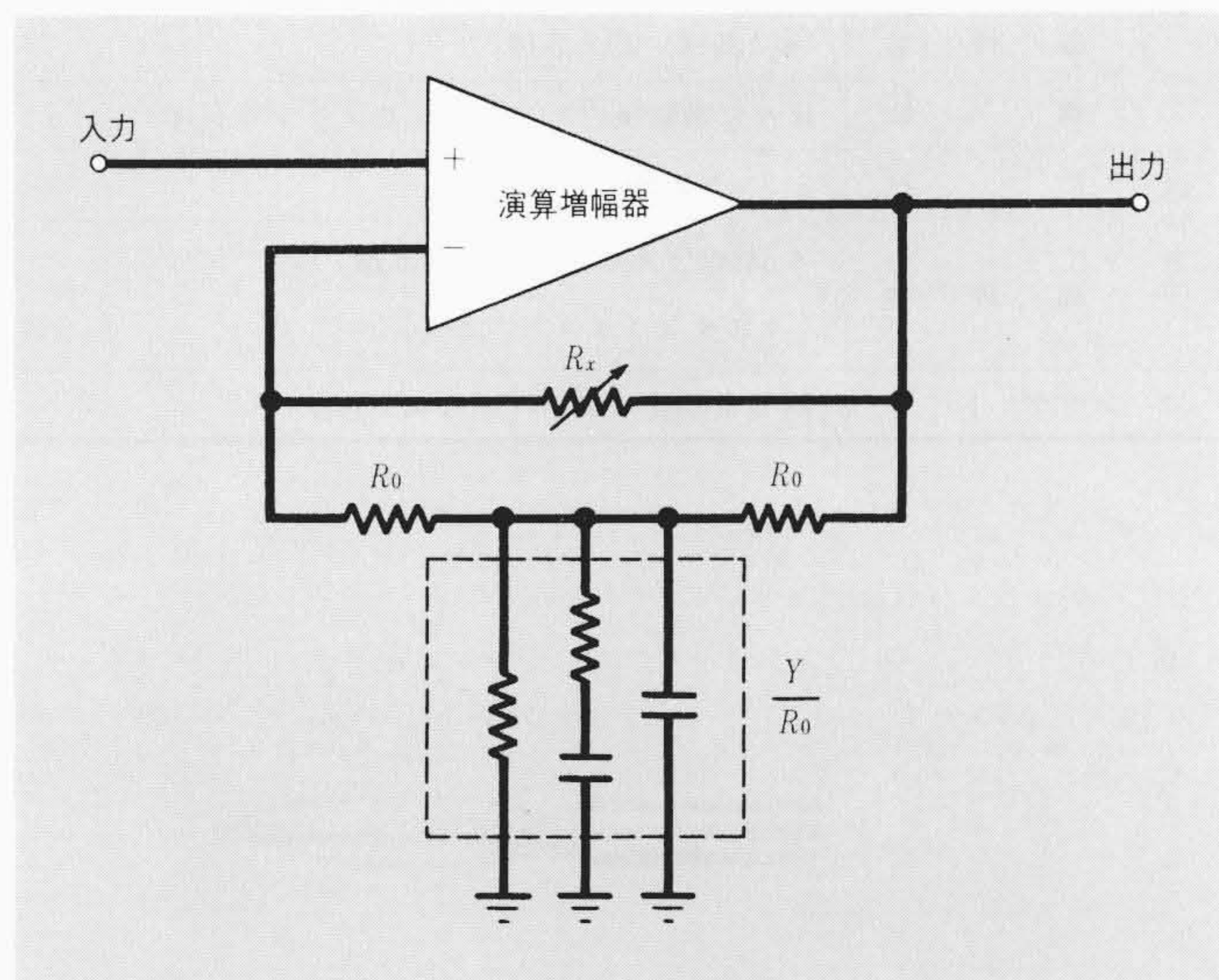


図6 可変等化器の回路構成 ネットワークがC(コンデンサ)、R(抵抗)だけで構成できるため、IC化に適している。

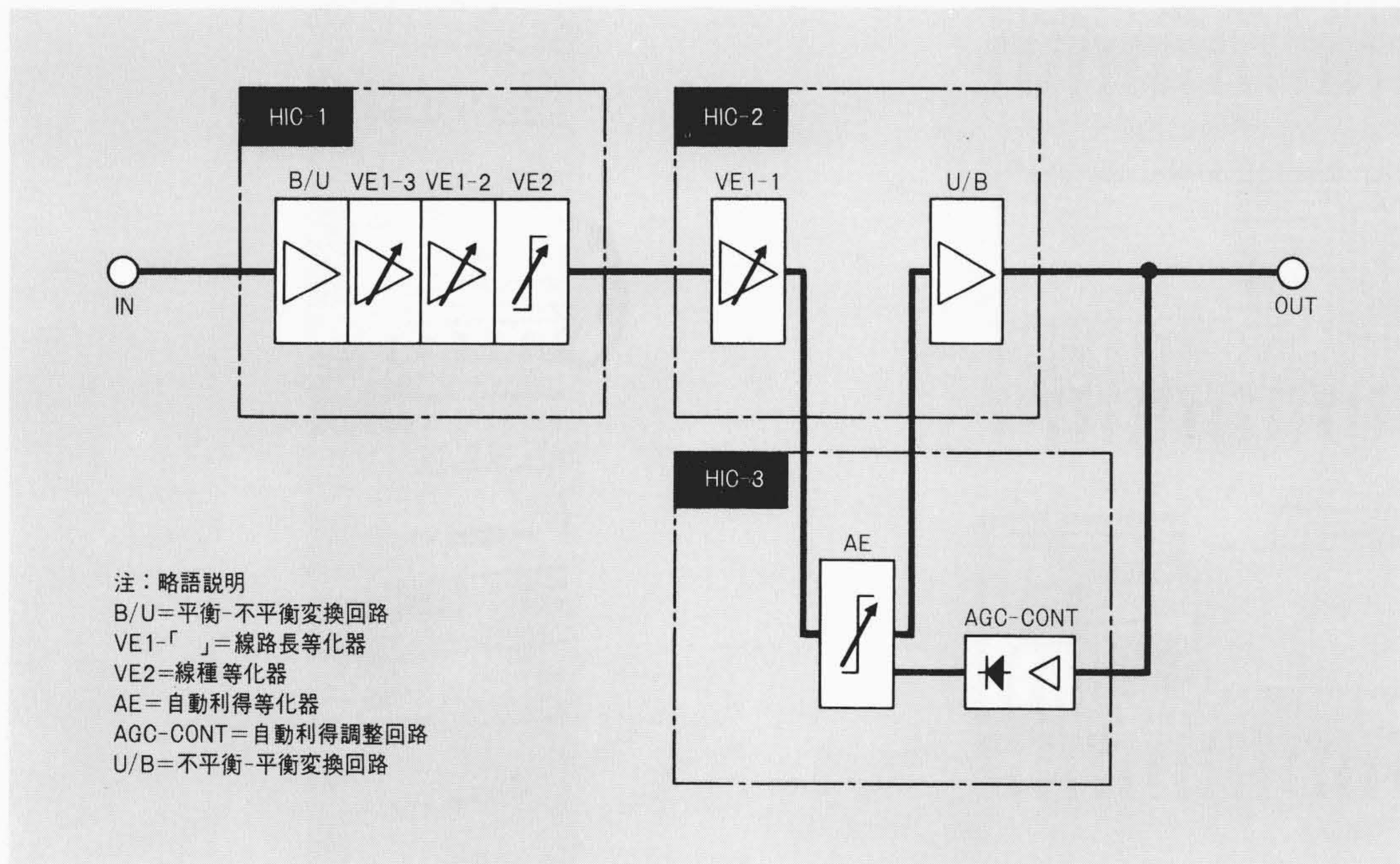


図7 IC化中継器の回路構成 (自動利得調整中継器の場合) この中継器専用開発されたモノリシックICを搭載したハイブリッドIC3品種で構成されている。

※1) BON: Building Out Network

表2 ハイブリッドICの構成 ハイブリッドICは、薄膜抵抗基板、モノリシックIC、チップコンデンサを厚膜配線基板にはんだ溶融接続したものである。

構 成 品		記 事
配線基板	構 成	厚膜湿式配線基板（導体部：タングステン系） （絶縁部：アルミナ系）
	配線部層数	1層配線
	形 状	22.5×61.2×1.0(mm)
	端 子	2.5mmピッチ 24端子
	品 種 数	3品種
抵抗基板	構 成	はんだ溶融接続形窒化タンタル薄膜抵抗
	形 状	①18.5mm×12.5mm, ②9.25mm×12.5mm
	パンプの位置	全品種標準化
	品 種 数	①3品種, ②2品種
半導体素子	構 成	はんだ溶融接続形シリコンモノリシックIC
	形 状	2.5mm×2.5mm 16端子
	品 種 数	6品種(うち1品種は汎用品種) (マスタスライス方式導入)
コンデンサ		積層セラミックチップコンデンサ

3.2 ICの構成

中継器は、経済化、高信頼度化、小形化及び消費電力の低減を図る目的で大幅なIC化を行なった。このIC化中継器は、3品種のハイブリッドICで構成され、これらのハイブリッドICに搭載されるモノリシックICはこの中継器専用開発したものである。図7にIC化中継器の回路構成を、表2にハイブリッドICの構成を、図8にハイブリッドICの外観をそれぞれ示す。

4 装置構成

4.1 端局装置

端局装置は局舎に設置され、交換機、局内ケーブル損失などの等化補正、マンホール中継器への給電、障害監視探索などの機能をもっている。端局装置は幅520mm、高さ2,750mm、奥行225mmの標準架であり、24システムを実装することができる。図9にこの端局装置の外観を示す。

4.2 マンホール中継装置

マンホール中継装置は、前述のIC化中継器を実装する気密の筐体で、マンホールや洞道内に設置される。中継器は自動利得調整中継器と固定利得中継器の2種類があり、必要に応じて使い分け実装する。中継装置は6システムまで実装可

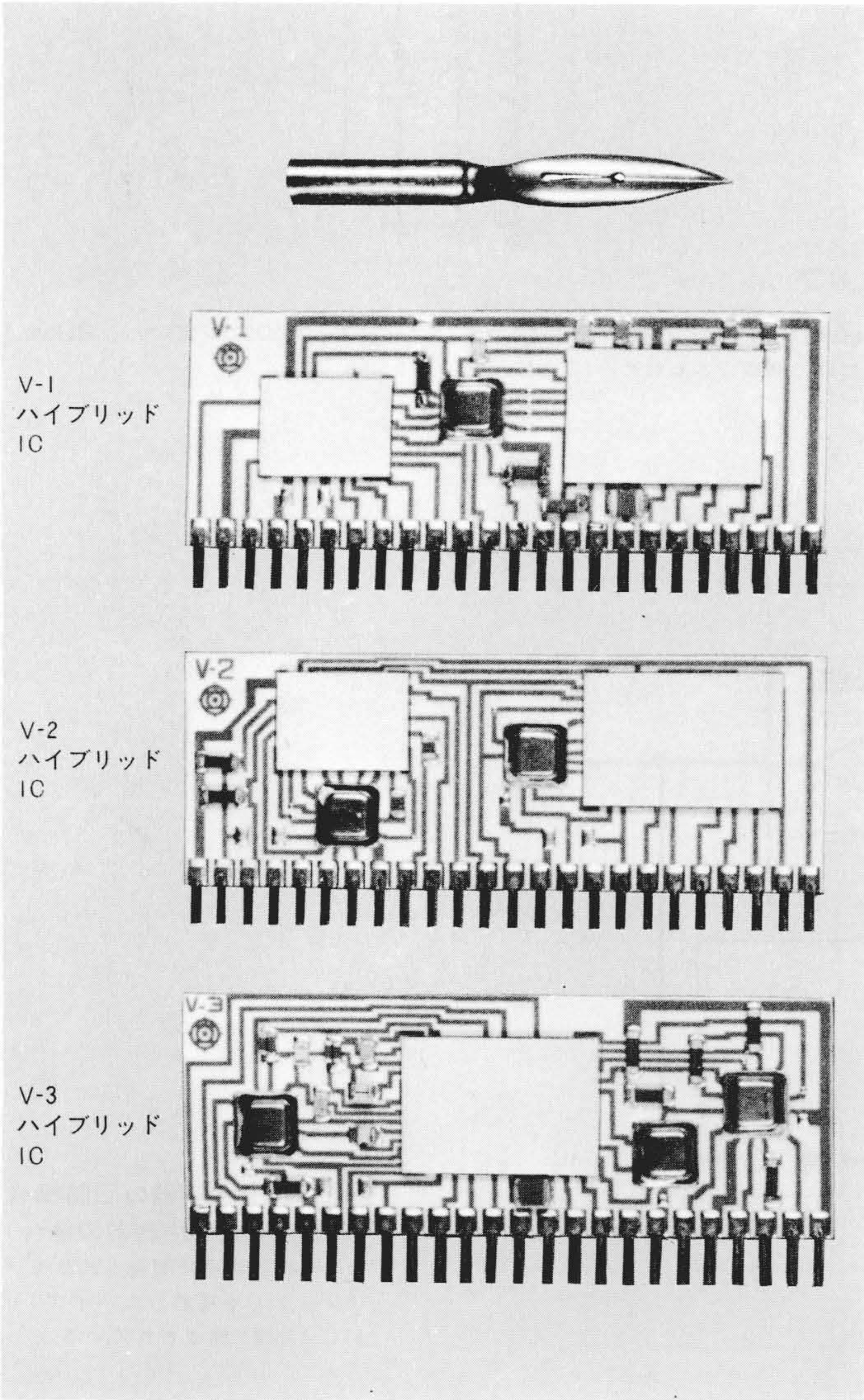


図8 ハイブリッドICの外観 自動利得調整中継器は、V-1、V-2、及びV-3の3種を、固定利得中継器はV-1、V-2の2種を使用している。

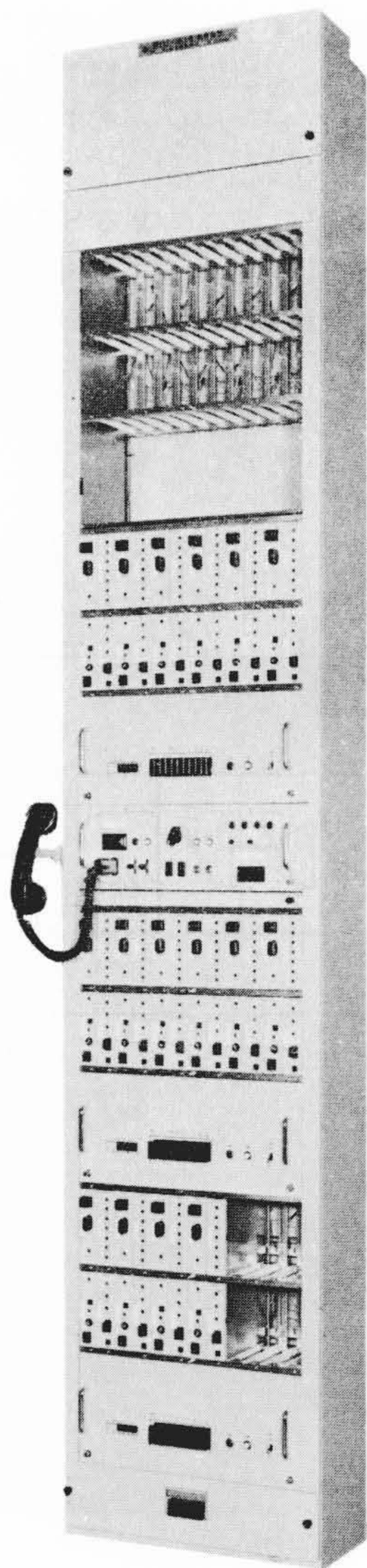


図9 端局装置 この端局装置は、24システムを実装することが可能である。

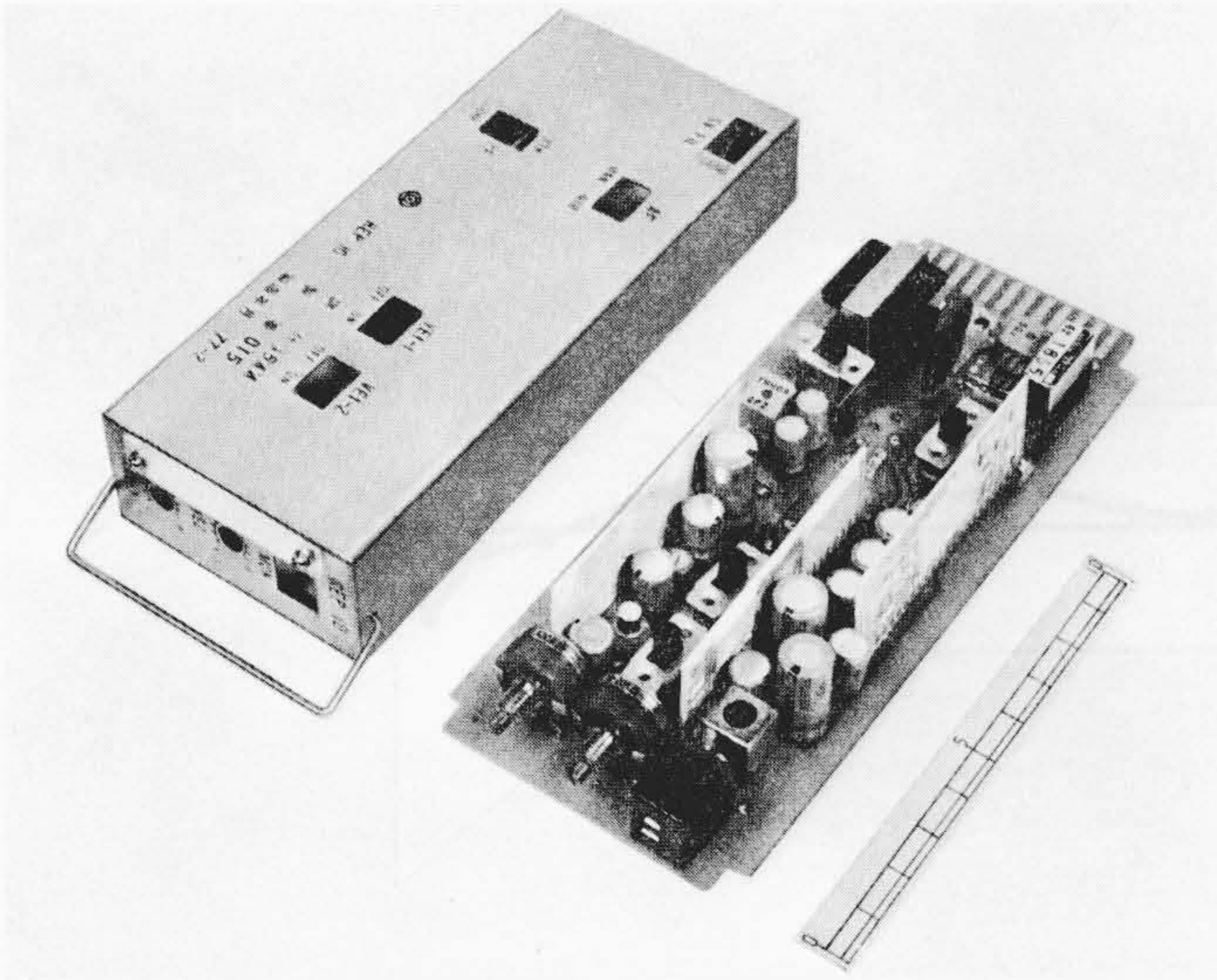


図10 IC化中継器 容積は約330cc、消費電力は0.6Wである。

能な丸形筐体と、20システムまで実装可能な角形筐体の2種類を開発した。筐体は冷間圧延鋼板、配管用炭素鋼管などを使用し、気密構造としている。また筐体表面には溶融亜鉛めっきを施し、腐食を防止している。ケーブルとの接続は、中

表3 試験結果 試験の結果は、十分ゆとりをもって規格を満足していることが分かる。

項 目		規 格	試 験 結 果
ランダム雑音(SN比評価値)		45dB	53.6dB
直線ひずみ	減衰ひずみ	図9参照	図9参照
	群遅延ひずみ	±150ns	-50ns
非直線ひずみ	微分利得	26%	2.4%
	微分位相	13度	2.8度
周期性雑音		50dB	59.6dB

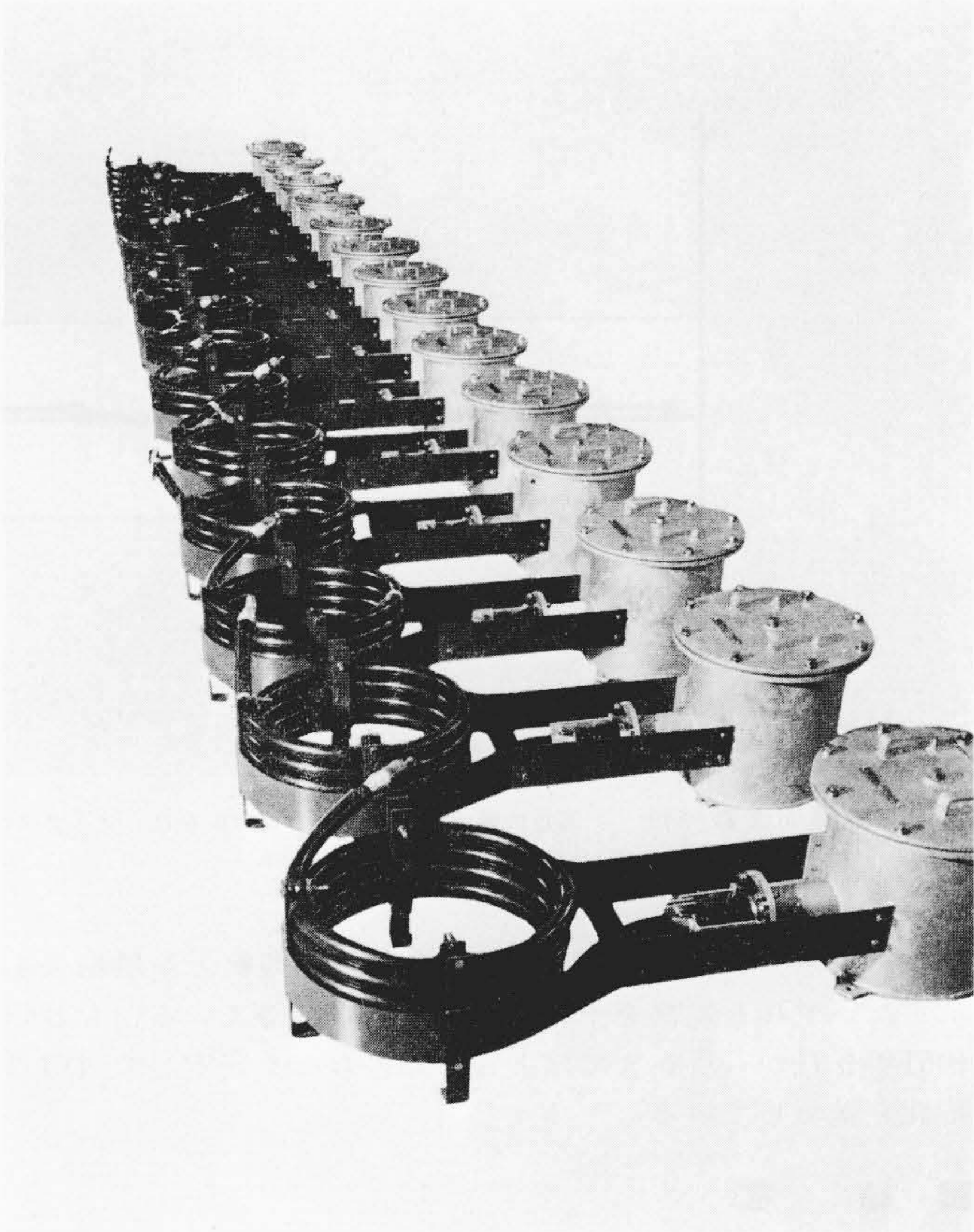


図11 丸形マンホール中継装置(400mm×325mm) この筐体は気密構造となっており、マンホール内に設置されるときは、約0.6kg/cm²の乾燥空気を封入する。

継装置に付属しているスタブケーブルを介して行なう。スタブケーブルと筐体との間にはガスダムを設け、ケーブルと筐体とのガスの流通を防止している。図10にIC化中継器の、図11に丸形マンホール中継装置の外観を示す。

5 試験結果

図12にIC化中継器用実験回線の構成を、表3にその試験

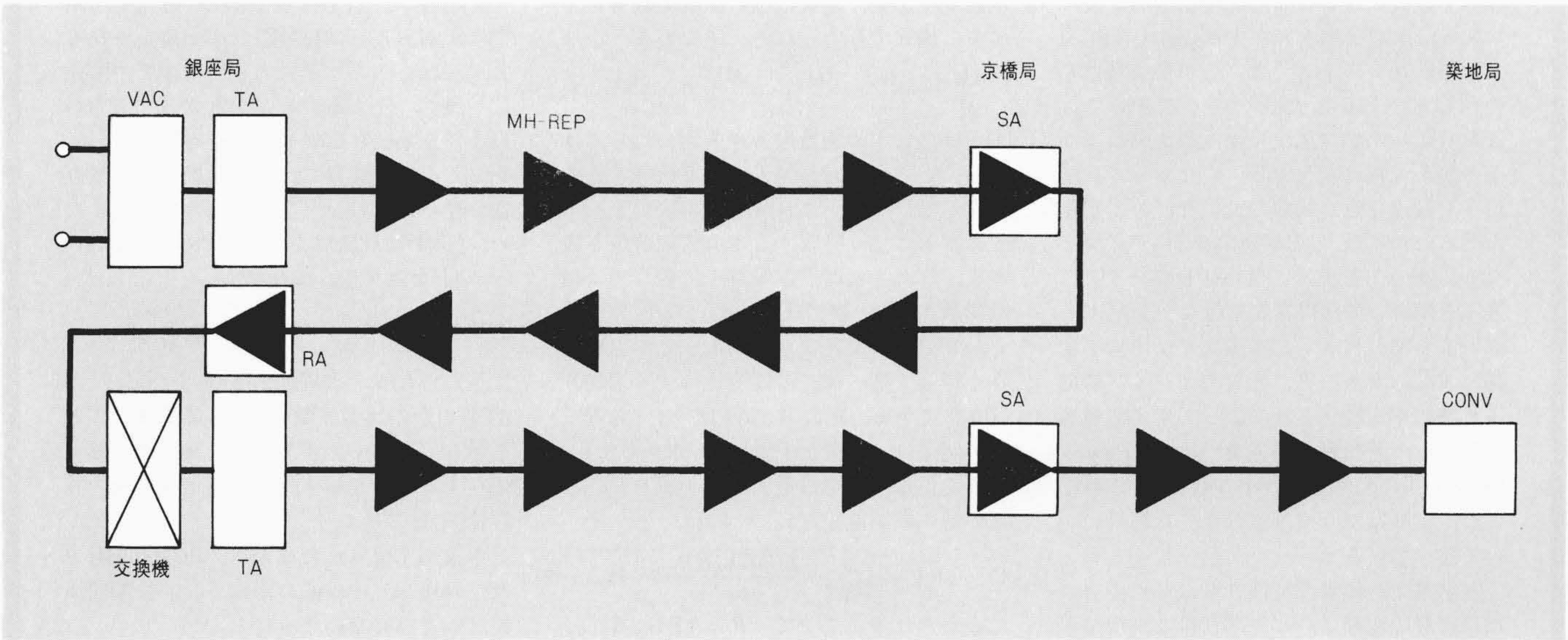


図12 実験回線の伝送路構成例 全長6.2kmを18中継で構成している。

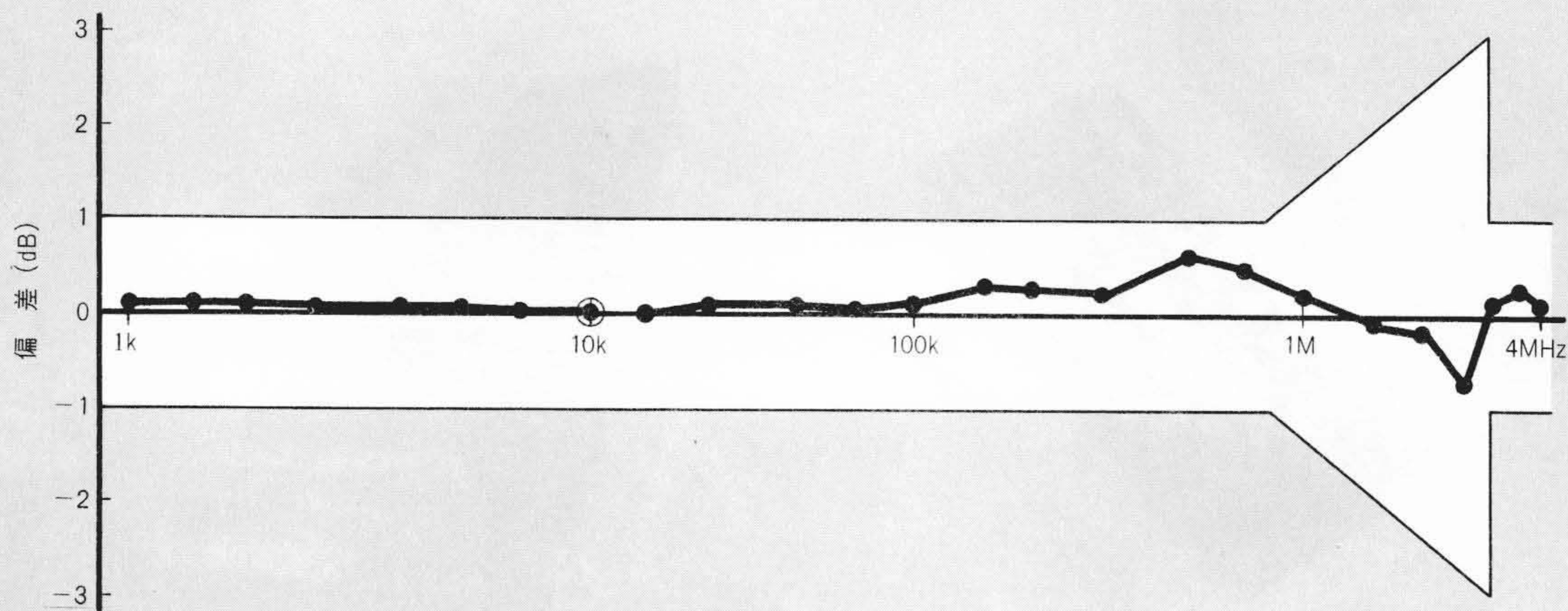


図13 振幅周波数特性 偏差の最大値は、プラス側は0.6dB、マイナス側は0.75dBであった。

結果を示す。また図13に振幅周波数特性の規格と試験結果を示す。いずれも規格を十分満足する結果を得ている。なお昭和51年9月から現在まではほとんど障害もなく安定して目標の特性を満たしている。

6 結 言

以上、経済化、小形化、消費電力の低減を目的に開発したIC化中継器を中心に映像伝送方式について述べた。この方式はVRSの実験に供し、良好に動作している。

終わりに、この方式の開発に御指導、御協力をいただいた関係各位に対し厚く御礼申しあげる。

参考文献

- 1) 石塚, ほか3名: 傾斜形能動等化器の簡易構成, 昭53電子通信学会全国大会, No. 1785, 昭53年3月, 8, p. 7
- 2) 平塚, ほか3名: 基底帯域映像同時伝送方式, 昭52電子通信学会全国大会, No. 1598, 昭52年3月, 7, p. 182
- 3) 柿原, ほか5名: 能動形可変等化器を適用したビデオ中継器, 昭53電子通信学会全国大会, No. 1083, 昭53年3月, 5, p. 111

論文抄録

APDのバイアス電圧制御による光受信系のAGC特性

日立製作所 山下喜市・前田成道

電子通信学会誌 61-1, 55 (昭53-1)

光通信方式では、受信検波器にAPD(Avalanche Photo Diode)が使われるが、この素子には従来の検波器とは異なり、受信S/Nを最大あるいは所要光受信電力を最小にする最適増倍率が存在する。通常のPCM長距離伝送システムでは、この最適増倍率の値は50~150と大きく、この近傍ではAPDのバイアス電圧や温度の変動によりその値が大幅に変化する。したがって、増倍率を最適化した状態で受信性能の安定化を図るためには、増倍率の安定化が必須となる。その一方法として、APDのバイアス電圧を制御して利得調整を行なう全AGC方式がよく使われるが、本論文では増倍率変動と設計パラメータ、光入力とバイアス電圧、増倍率変動とそれによって生ずる最適状態からの所要光受信電力の増加(Power Penalty)の関係をそれぞれ解析的に求め、また、実験により検証を行なった結果について述べている。

基準電圧 v_r に温度特性をもたせた場合の増倍率 M の変動は、ループ利得及び増倍率

が1より十分大きければ、光入力等価電圧を v_i 、信号及び帰還増幅器利得をそれぞれ G 、 G_d 、出力電圧を v_o 、温度を T 、APDの電源電圧を V 、降伏電圧の温度係数を K とすると次式で与えられる。すなわち、

$$\frac{dM}{M} = -\frac{dv_i}{v_i} - \frac{(G_d \frac{\partial v_r}{\partial T} - K)}{G_d v_o} dT + \frac{dV}{G_d v_o} \quad (1)$$

(1)式は増倍率の関数形が光入力に対しては Mv_i 一定、すなわち光入力に反比例することを示しており、これは光入力変動をバイアス制御により吸収する本方式の特徴を表わす。また、温度、電源電圧に対しては指数関数となり、増倍率の変動は $G_d v_o$ で決まる。なお、基準電圧と降伏電圧との温度特性を等しく選べば、温度変化による変動分は0にできる。光入力とAPDバイアス電圧との関係は、同様な手法により求められる。この関係は、光受信電力の最小値を P_{min} 、その時の制御電圧を v_{a0} とすれば、

$$V - v_a = V - v_{a0} \sqrt{1 + \frac{2 G_d G V_B R R_L}{n v_{a0}^2} (P - P_{min})} \quad (2)$$

で表わされる。ここで、 R はAPDの感度、

R_L は負荷抵抗、 P は光入力、 n は定数である。出力電圧も(2)式と同形で表わされることは $v_a \propto v_o$ から容易に分かる。

ところで、APDを受光器とする光受信系ではS/Nあるいは符号誤り率が規定されると、それを満たす光入力と増倍率との関係は一義的に決まる。したがって、光入力の最小値を与えれば最適増倍率が決まる。しかし、実際の装置では素子定数の温度依存性や経時変化により設定条件が変動するため、増倍率は最適点よりずれPower Penalty ΔP を生ずる。これは、

$$\Delta P = 10 \log \left(1 + \frac{dM}{M_{opt}} \right) \cdot \left\{ 1 + (1+x) \frac{dM}{M_{opt}} \right\} \quad (3)$$

で与えられる。(3)式はPower PenaltyがAPDの余剰雑音係数 x によって決まることを示し、増倍率の正変動より負変動に強く依存することを示す。また、増倍率変動の許容範囲は $\left| \frac{dM}{M_{opt}} \right| < \frac{1}{1+x}$ であることも分かる。

本論文で得られた成果は、PCM100Mb/s及び6Mb/s光中継器に応用され、長期間連続試験で良好な結果を得た。