



# HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	裸線のSN比を改善する新装置について
Author(s)	黒部, 貞一; Kurobe, Teiichi; 福田, 長重 他
Citation	北海道大學工學部研究報告, 32, 187-201
Issue Date	1963-10-31
Doc URL	<a href="https://hdl.handle.net/2115/40715">https://hdl.handle.net/2115/40715</a>
Type	departmental bulletin paper
File Information	32_187-202.pdf



# 裸線の $SN$ 比を改善する新装置について

黒 部 貞 一  
福 田 長 重

## New Apparatus Improving $SN$ Ratio of Bare Wires

Teiichi KUROBE  
Choju FUKUDA

### Abstract

Exposed or bare wires are known to be subject to interference of outer noises. The authors have found a new method to improve the  $SN$  ratio. For this purpose grounded-collector amplifiers were provided at both terminal stations. This amplifier has an amplification factor above 10 dB in the forward direction, and the attenuation was above 10 dB in the backward direction. The signal is amplified at the sending station inserting the amplifier forward, and both signal and noise have the attenuation at receiving station inserting the amplifier backward, and the  $SN$  ratio rises with the amplification factor of sending station. The impedance at both ends match properly with line impedance. It has an attenuation in the backward direction, thus eliminating the singing.

The Authors solved the forward and backward characteristics of the grounded-collector amplifier theoretically and verified this by fundamental experiments. When the principal is applied to practical use, the following points must be considered: separation of calling signal from talking current, minimization of the collector loss and battery loss, no over current and voltage on the transistor, minimization of induction interference to other lines. In the Kushiro district, the principal was applied. The four points were settled by experimentation and satisfactory results were obtained which coincided with the authors fundamental experiments.

### 目 次

1. 緒 論 .....	2
2. 基礎理論 .....	2
3. 基礎実験 .....	6
4. 実用化に伴う基礎実験 .....	10
5. 実用回線に対する実験 .....	13
6. 結 言 .....	15

## 1. 緒 言

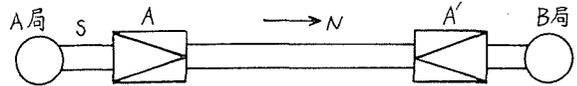
裸線では外来雑音が発生しやすい。特に北海道で問題になるものとしては、降雪時に裸線自身から発生する雑音がある。著者は数年来この種の雑音の研究をしてきたが、その原因がはっきりしてくるとともに、これを除去する必要に迫られてきた。ここで考えだされたのがこの報告である。これによって降雪時雑音の一部は非常に軽減されるようになったが、その他のあらゆる雑音に対しても有効であり、辺地における有線放送の誘導妨害については実際に現地実験を行ない、良好な成績をおさめた。

これはコレクタ・アース形のトランジスタ増幅器を両端局に備えるものである。この増幅器は順方向に対しては 10 数 dB の増幅度があり、逆方向に対しては 10 数 dB の減衰がある。送信側では順方向に増幅器が入って信号が増幅され、受信側では逆方向に増幅器が入って信号も雑音も共に減衰を受けるので、SN 比は送信側の増幅度分だけ上昇する。またこの増幅器では両端のインピーダンスは比較的良好に整合が取れ、しかも逆方向に対しては減衰を受けるので鳴音の心配は全くいらない。

これを実用化するには、通話電流と同時にレベルの高い呼出し信号電流を送らなければならないこと、トランジスタのコレクタ損失と電池の損失をなるべく小さくすること、トランジスタに過電流、過電圧がかからないようにすること、他回線への誘導妨害を少なくすることなどを検討する必要がある、これを実験的に解決し、さらに釧路地方において実際に試験を行なって、本装置が理論通りの動作をすることを確かめた。

## 2. 基礎理論

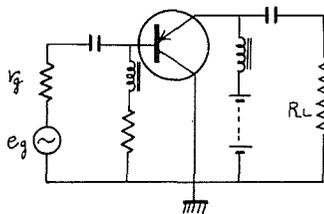
いま第 1 図のごとく、両端局にコレクタ・アース形の増幅器を設け、送端側は順方向、受端側は逆方向とする。信号  $S$ (dB) を A 局より B 局に伝



第 1 図 回路方式

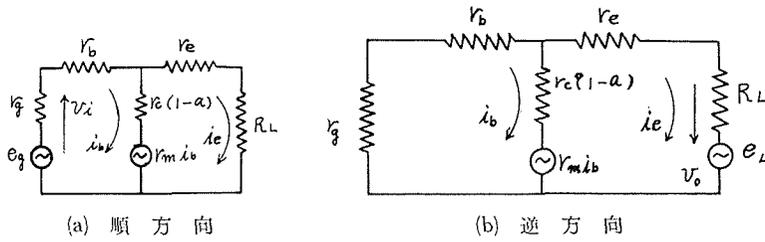
送する場合、裸線の途中で  $N$ (dB) の雑音が混入するものとすれば、本装置の無い場合 B 局における SN 比は  $S-N$ (dB) であるが、本装置を設けた場合は  $(S+A-A')-(N-A')=S+A-N$

(dB) となり、SN 比は  $A$ (dB) 改善される。ただし  $A$  は順方向の増幅度、 $-A'$  は逆方向の減衰度である。またこれとは逆に B 局より A 局に信号  $S$ (dB) を伝送する場合も全く同様で、A 局における SN 比は  $A$ (dB) 改善される。この意味において本装置は両方向形である。



第 2 図 コレクタアース形増幅器

第 2 図のごときコレクタ・アース形増幅器において、順方向の等価回路は第 3 図(a)のごとくなり、逆方向の等価



第3図 等価回路

回路は第3図(b)のごとくなる。ただしベース側よりエミッタ側へ伝送する場合を順方向と言  
い、エミッタ側よりベース側へ伝送する場合を逆方向と言う。

順方向の場合は第3図(a)について

$$\begin{aligned} v_i &= (r_b + r_c) i_b - (r_e - r_m) i_e \\ 0 &= -r_c i_b + (r_c - r_m + r_e + R_L) i_e \end{aligned}$$

ゆえに

$$i_b = \frac{v_i (r_c - r_m + r_e + R_L)}{D} \quad (1)$$

$$i_e = \frac{v_i r_c}{D} \quad (2)$$

ただし

$$\begin{aligned} D &= \begin{vmatrix} r_b + r_c & -(r_e - r_m) \\ -r_c & r_c - r_m + r_e + R_L \end{vmatrix} \\ &= r_b (r_c - r_m + r_e + R_L) + r_c (r_e + R_L) \end{aligned}$$

ゆえに電圧増幅度  $A_v$  は

$$A_v = \frac{i_e R_L}{v_i} = \frac{R_L r_c}{r_b (r_c - r_m + r_e + R_L) + r_c (r_e + R_L)} \simeq \frac{R_L}{r_e + r_b (1-a) + R_L} \simeq 1 \quad (3)$$

ただし  $a = r_m / r_c$ : 電流増幅率

電流増幅度  $A_i$  は

$$A_i = \frac{i_e}{i_b} = \frac{r_c}{r_c - r_m + r_e + R_L} \simeq \frac{1}{1-a} \quad (4)$$

電力増幅度  $G$  は

$$G = A_i A_v = \frac{R_L r_c}{\{r_e + r_b (1-a) + R_L\} (r_c - r_m + r_e + R_L)} \simeq \frac{1}{1-a} \quad (5)$$

入力抵抗  $r_i$  は

$$r_i = \frac{v_i}{i_b} = r_b + \frac{r_c (r_e + R_L)}{r_c - r_m + r_e + R_L} \simeq \frac{R_L}{1-a} \quad (6)$$

つぎに逆方向の場合は第3図(b)について

$$0 = (r_g + r_b + r_c) i_b - (r_c - r_m) i_e$$

$$v_o = -r_c i_b + (r_c - r_m + r_e) i_e$$

ゆえに

$$i_e = \frac{v_o(r_g + r_b + r_c)}{\Delta} \quad (7)$$

$$i_b = \frac{v_o(r_c - r_m)}{\Delta} \quad (8)$$

ただし

$$\begin{aligned} \Delta &= \begin{vmatrix} r_g + r_b + r_c & -(r_c - r_m) \\ -r_c & r_c - r_m + r_e \end{vmatrix} \\ &= (r_c - r_m)(r_g + r_b) + r_c(r_g + r_b + r_e) \end{aligned}$$

電圧増幅度  $A'_v$  は

$$A'_v = \frac{i_b r_g}{v_o} = \frac{r_g(r_c - r_m)}{(r_c - r_m)(r_g + r_b) + r_c(r_g + r_b + r_e)} \simeq 1 \quad (9)$$

電流増幅度  $A'_i$  は

$$A'_i = \frac{i_b}{i_e} = \frac{r_c - r_m}{r_g + r_b + r_c} \simeq 1 - a \quad (10)$$

電力増幅度  $G'$  は

$$G' = A'_v A'_i = \frac{r_g(r_c - r_m)^2}{\{(r_c - r_m)(r_g + r_b) + r_c(r_g + r_b + r_e)\}(r_g + r_b + r_c)} \simeq 1 - a \quad (11)$$

入力抵抗  $r'_i$  は

$$r'_i = \frac{v_o}{i_e} = r_c + \frac{(r_c - r_m)(r_g + r_b)}{r_g + r_b + r_c} \simeq (1 - a)(r_g + r_b) \quad (12)$$

順方向と逆方向の総合電力増幅度は

$$GG' \simeq 1 \quad (13)$$

であるが、実際には1より少し小さく、全体として若干の損失がある。

つぎにインピーダンス整合について考える。いまベース側のインピーダンスを  $r_g$ 、エミッタ側のインピーダンスを  $R_L$  とし、両端においてインピーダンス整合がとれたとすれば

$$r_g = r_i \simeq r_b + \frac{r_c + R_L}{1 - a} \simeq \frac{R_L}{1 - a} \quad (14)$$

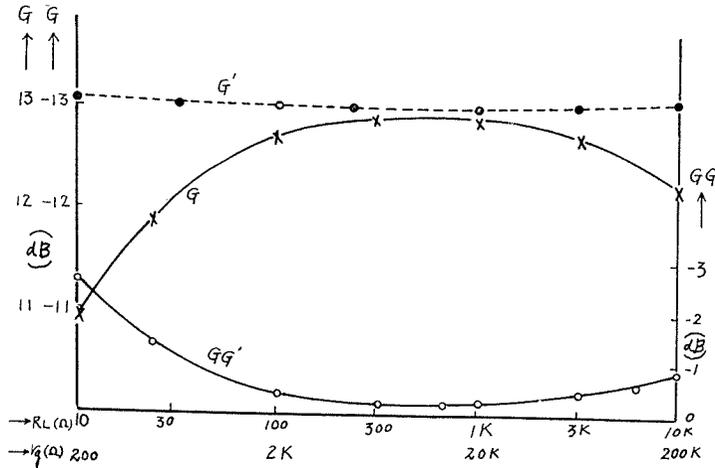
$$R_L = r'_i \simeq r_c + (1 - a)(r_g + r_b) \quad (15)$$

(15)式より

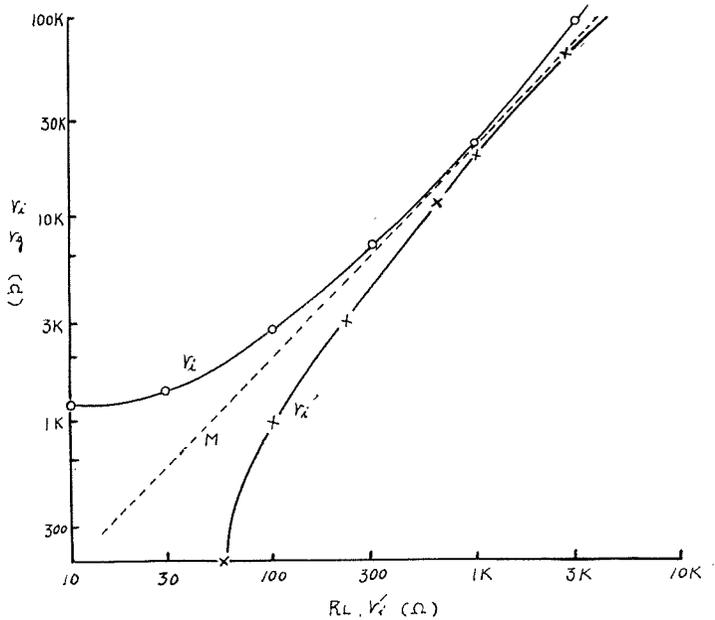
$$r_g \simeq \frac{R_L - r_c}{1 - a} - r_b \quad (16)$$

となり、これは (14) 式と近似的に等しいから、 $R_L \approx (1-a)r_g$  に選ぶならば、近似的に両端においてインピーダンス整合を行なうことができる。

さらに厳密を要する時は  $r_i$  に並列に適当な抵抗を挿入すれば、 $r_i = R_L / (1-a)$  とすることができる。これを出力側から見ればその抵抗は  $r_g$  と並列になり、等価的に  $r_g$  が減少したことになり、(16) 式の近似度が上ることになる。



第 4 図 電力伝送特性 (計算値)



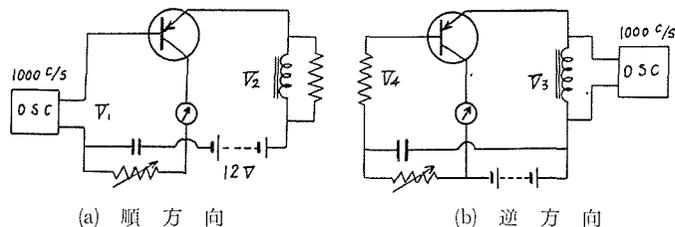
第 5 図 インピーダンス整合特性 (計算値)

つぎに代表的接合トランジスタの定数  $a=0.95$ ,  $r_e=45\ \Omega$ ,  $r_b=100\ \Omega$ ,  $r_c=1\ \text{M}\Omega$  を用い,  $R_L=(1-a)r_e$  として計算した結果は, 第4図, 第5図のごとくになった。第4図は電力伝送特性で, 曲線  $G$  はエミッタ側抵抗  $R_L$  を  $10\ \Omega$  から  $10\ \text{K}\Omega$  まで変化した場合の順方向電力増幅特性で,  $600\ \Omega$  の点で最大の  $12.91\ \text{dB}$  となっている。曲線  $G'$  はベース側抵抗  $r_e$  を  $200\ \Omega$  から  $200\ \text{K}\Omega$  まで変化した場合の逆方向電力増幅特性で,  $12\ \text{K}\Omega$  の点で減衰最小の  $-13.02\ \text{dB}$  となっている。曲線  $GG'$  は総合の電力増幅度, 言い換えれば装置の総合損失で, エミッタ負荷抵抗  $R_L=600\ \Omega$  の点で最小の  $-0.11\ \text{dB}$  となっている。これより負荷インピーダンス  $600\ \Omega$  の場合の SN 比改善度は  $12.91\ \text{dB}$  で, 装置の損失は僅か  $0.11\ \text{dB}$  であることが分る。

第5図はインピーダンス整合特性で, 曲線  $r_i$  はエミッタ側抵抗  $R_L$  を  $10\ \Omega$  より  $10\ \text{K}\Omega$  まで変化した場合の順方向伝送における入力抵抗で,  $R_L=600\ \Omega$  の時は  $r_i$  が  $12.2\ \text{K}\Omega$  となっている。曲線  $r'_i$  はベース側抵抗  $r_e$  を  $200\ \Omega$  より  $100\ \text{K}\Omega$  まで変化した時の逆方向伝送における入力抵抗で,  $r_e$  が  $11.2\ \text{K}\Omega$  の場合の入力抵抗は  $600\ \Omega$  となっている。曲線  $M$  は  $R_L=(1-a)r_e$  を表したもので, 理想の場合には  $r_i$  曲線と  $r'_i$  曲線はともにこれと一致しなければならないが,  $R_L$  が  $600\ \Omega \sim 3\ \text{K}\Omega$  ではその差は僅少である。

### 3. 基礎実験

上の基礎理論を確かめるために, つぎのような基礎実験を行なった。まず順方向伝送の場合は, 第6図(a)のごとくエミッタ側にチョークコイルと並列に  $600\ \Omega$  の負荷抵抗を接続し, ベース側に  $1000\ \text{c/s}$  の低周波発振器を接続し, 入力電圧  $V_1$  を変化させて, それに対する出力電圧  $V_2$  を求めた。ただしトランジスタは 2SB105, コレクタ電圧は  $12\ \text{V}$ , コレクタ電流は  $25\ \text{mA}$ , コレクタ損失は  $300\ \text{mW}$ , ベース電流は  $600\ \mu\text{A}$  であった。



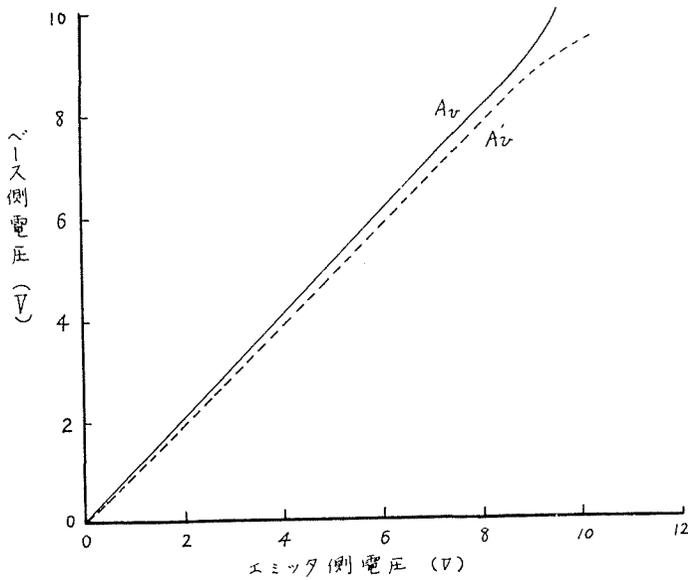
第6図 基礎実験回路 (1)

この場合の入力抵抗  $r_i$  は測定の結果  $18.9\ \text{K}\Omega$  となった。ゆえに入力対出力の電力比は  $V_1^2/18.9 \times 10^3$  と  $V_2^2/600$  の比より求めることができる。

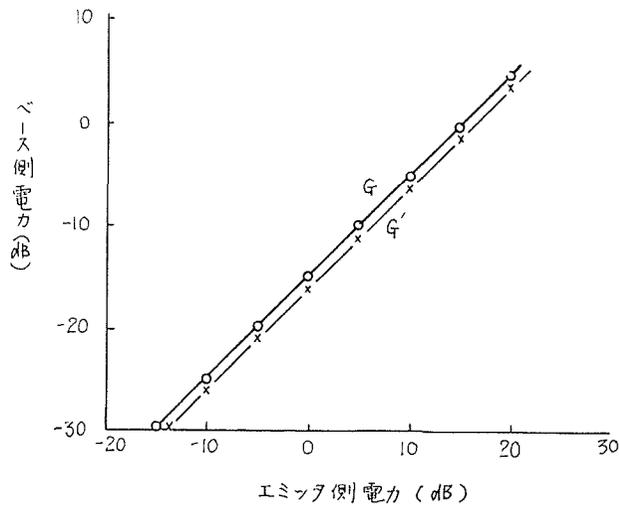
つぎに逆方向伝送の場合は, 第6図(b)のごとくベース側に負荷として  $20\ \text{K}\Omega$  を接続し, エミッタ側より  $1000\ \text{c/s}$  を印加して, 入力電圧  $V_3$  と出力電圧  $V_4$  の関係を求めた。この場合の入力抵抗  $r'_i$  は測定の結果  $571\ \Omega$  であったので, 電力比は  $V_3^2/571$  と  $V_4^2/20 \times 10^3$  の比より求めた。

この方法で実測した結果は第7図、第8図のごとくになった。第7図は電圧伝送特性で、縦軸はベース側電圧、横軸はエミッタ側電圧を示し、曲線  $A_v$  は順方向の電圧増幅度、曲線  $A_v'$  は逆方向の電圧増幅度を示す。これによると順方向の場合には電圧増幅度はほとんど1であり、逆方向では1より少し小であるゆえ、両方向とも電圧増幅度はほとんど1と見なされる。

第8図は電力伝送特性で、縦軸はベース側電力、横軸はエミッタ側電力を示し、曲線  $G$  は順方向電力増幅度、 $G'$  は逆方向電力増幅度である。これによると順方向の電力増幅度は約15



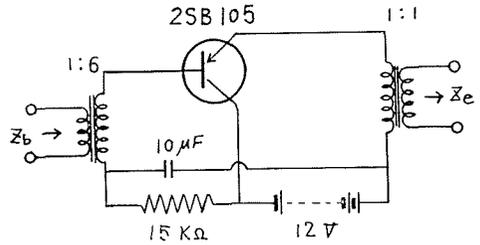
第7図 電圧伝送特性(実測値)



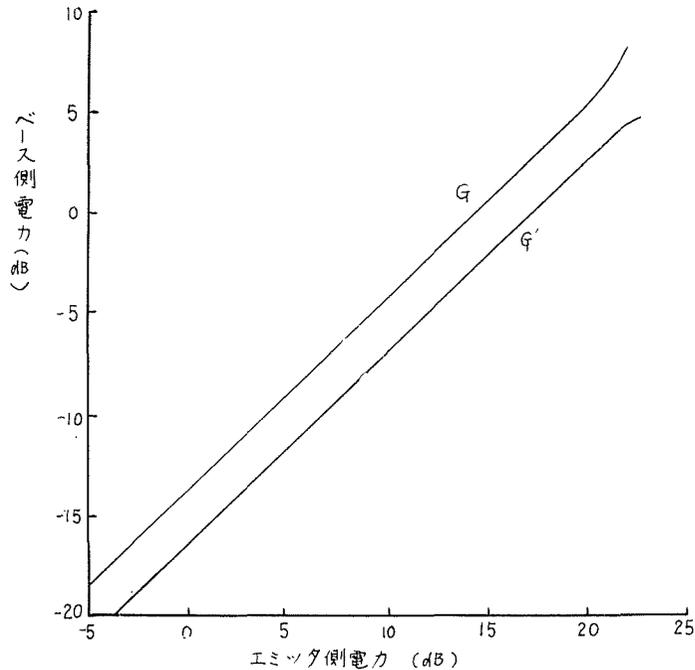
第8図 電力伝送特性(実測値)

dB, 電力損失は約 0.4 dB となっている。これらの結果について, 上記理論と比較検討した結果, ほぼ一致していることが分った。

実用的装置として, 第 9 図のごときものを組立て, その各種特性を測定した。トランジスタは 2SB105, 電源電圧は 12 V, バイアス抵抗は  $15\text{ K}\Omega$ , ベース電流は  $600\ \mu\text{A}$  とした。ベース側には 1:6 の整合用昇圧変圧器を使用し, エミッタ側には 1:1 の電話用レピータコイルを使用した。



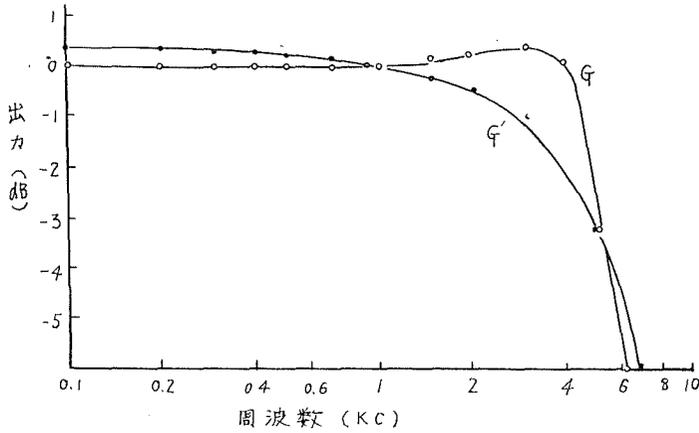
第 9 図 基礎実験回路 (2)



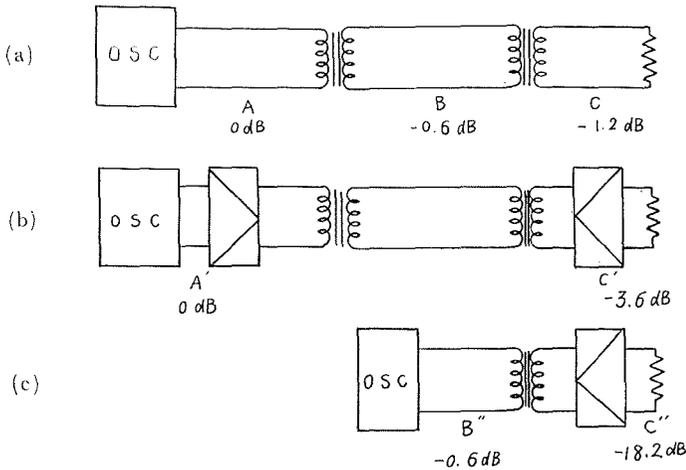
第 10 図 総合電力伝送特性

この装置の電力伝送特性は第 10 図のごとくになった。ただし  $Z_b = Z_e = 600\ \Omega$  とした。電力増幅度は約 14 dB, 総合損失は約 2.5 dB となった。損失が前に比べて増加したのは整合変圧器などの損失が加わったためである。この装置の周波数特性は第 11 図に示すように, ほぼ 5000 c/s まで平坦である。ただしこれは主に変圧器類の周波数特性によるもので, トランジスタ自体は遮断周波数まで伝送可能である。

つぎに本装置の SN 比改善度と伝送損失を決定するために, 第 12 図の 3 つの場合について実験を行なった。第 12 図 (a) は両端局に装置を入れない場合で, A は送信電力, B は線路上における電力, C は受信電力である。第 12 図 (b) は両端局に装置を入れた場合で, A' は送信電力,



第11図 総合周波数特性



第12図 基礎実験回路方式

C' は受信電力である。第12図(c)は線路で発生する雑音の代りに発振器を挿入したもので、B'' は雑音電力、C'' は受信雑音電力である。この回路の測定より、装置のない場合の SN 比は

$$B - B'' = (-0.6) - (-0.6) = 0 \text{ dB}$$

装置を入れた場合の SN 比は

$$C' - C'' = (-3.6) - (-18.2) = 14.6 \text{ dB}$$

装置を入れた場合の伝送損失は

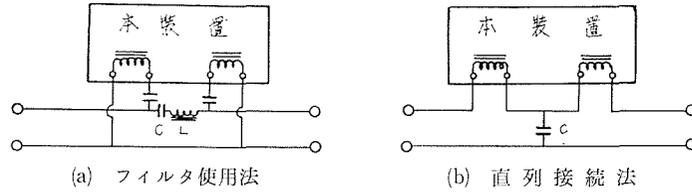
$$C' - C = (-3.6) - (-1.2) = -2.4 \text{ dB}$$

すなわちこの装置を両端局に入れた場合は SN 比は 14.6 dB 改善でき、損失は -2.4 dB となった。

4. 実用化に伴う基礎実験

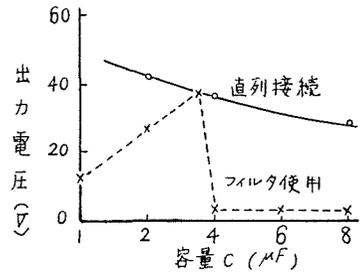
4.1. 呼出し信号伝送実験

電話の通話帯域は 300~3400 c/s であり、呼出し信号の周波数は 16 c/s である。しかし呼出し信号電流は通話電流に比べてはるかにレベルが高く、これらを同時に加えることには種々問題があるので、呼出し信号電流と通話電流は周波数の相違を利用して分離し、通話電流のみ増幅器を通し、呼出し信号は側路を通過させるのが実用上望ましい。その方法としては第 13



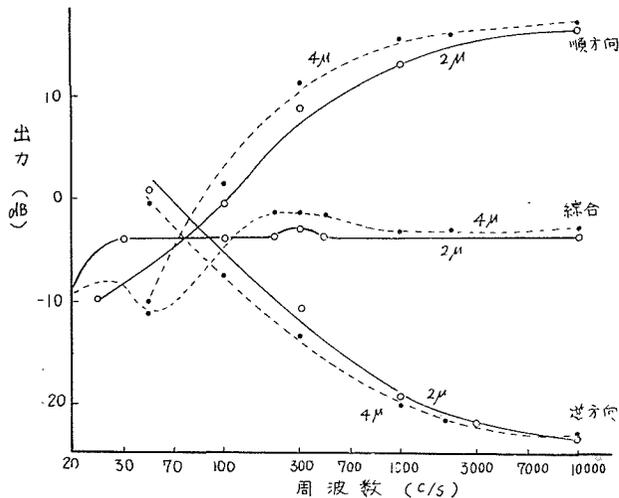
第 13 図 呼出し信号分離法

図 (a), (b) の二つが考えられ、これらについて実験を行なった。(a) 図は増幅器に並列にフィルタを接続する方法であり、(b) 図は増幅器の入出力変圧器をフィルタの一素子のごとく直列に接続する方法である。これらの回路を使用して 16 c/s 静止形呼出し信号発生器の信号の伝達を試験した結果は第 14 図のごとくになった。これより直列接続の方が安定ではるかに良い特性であることが分った。



第 14 図 呼出し信号出力比較図

4.2. 総合周波数特性



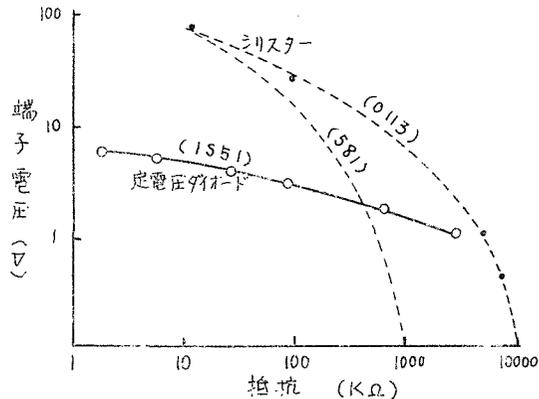
第 15 図 方向性周波数特性

直列接続法について、通話電流の周波数特性を測定した結果は第 15 図のごとくになった。順方向特性は周波数が高くなるにつれて利得が増大してゆき、逆方向周波数特性は周波数が高くなるにつれて減衰してゆく。ゆえに順方向と逆方向を縦続接続した場合には互に補償し合っ、その総合周波数特性はほぼ平坦になった。注目すべきことは 25 c/s 以下の低周波領域では、トランジスタの増幅、減衰の作用がほとんど無くなり、高レベルの呼出し信号電流は入出力トランスを直列に伝送することである。また装置の使用による僅かの損失があるが、これも実用上支障のない程度である。

4.3. 保安装置

トランジスタは過電圧、過電流等について規定値をこえないように考慮する必要がある。このため実用回路としては第 16 図のごとく B 級プッシュプルとして使用し、通話のない時の電流を少なくし、しかも出力を大にするようにした。さらに呼出し信号とか落雷による過電圧、過電流を防止するには、入出力トランスで外線と分離し、ベース側にシリスタもしくは定電圧ダイオードを挿入し、コレクタ回路に安定抵抗を挿入する方法を検討した。

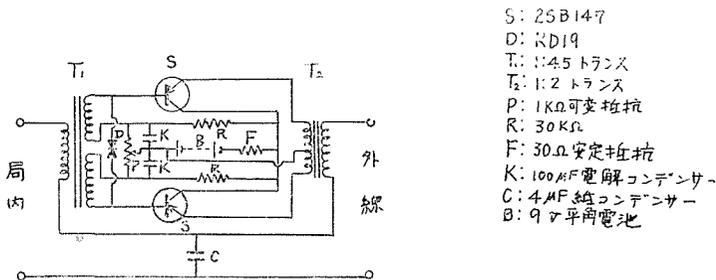
第 16 図はシリスタおよび定電圧ダイオード対向接続の場合の端子電圧対抵抗値の関係を示すもので、これより定電圧ダイオード対向接続の方がはるかに保安器として優れているものと考えられる。



第 16 図 保安器特性

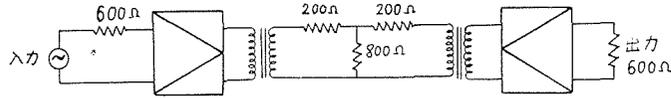
4.4. 擬似線路を使用した場合の実験結果

600 Ω, -6 dB の擬似線路を使用して、種々の特性を測定した。第 17 図のような装置を 2 個製作し、1 号器、2 号器と呼んだ。実験は第 18 図のごとき回路について行なった。呼出し信号特性を測るために端局にリレー抵抗 1.8 KΩ を接続して、16 c/s 静止形呼出し信号発生器より



- S: 2SB147
- D: RD19
- T<sub>1</sub>: 1:4.5 トランス
- T<sub>2</sub>: 1:2 トランス
- P: 1KΩ 可変抵抗
- R: 30KΩ
- F: 30Ω 安定抵抗
- K: 100μF 電解コンデンサー
- C: 4μF 紙コンデンサー
- B: 9V 平角電池

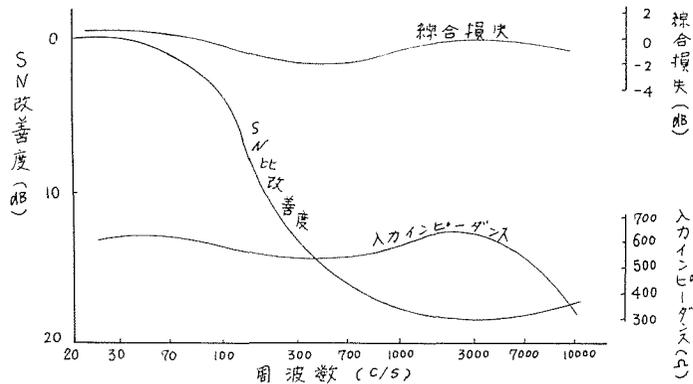
第 17 図 実用器配線図



第18図 擬似線路実験構成図

第1表 擬似線路における呼出信号特性

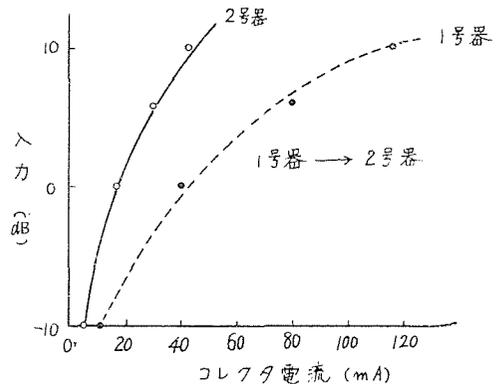
	送端電圧	受端電圧	備 考
本装置なし	55 V	33 V	1号器→2号器, 2号器→1号器
本装置あり	60 V	33 V	両方向とも同一電圧, 同一波形である。



第19図 実回線における周波数特性

信号を送り、本装置のない場合とある場合について実験を行なった。その結果は第1表のとおりであり、これより呼出し信号の伝送は可能であることが推定された。

送端に入力信号を加えた場合、本装置のない場合の受信出力を  $S_0$ (dB) とし、本装置を両端に接続した場合の受信出力を  $S$ (dB) とすれば、本装置の挿入損失は  $S - S_0$ (dB) である。また擬似線路の中間より雑音の代りに低周波発振器の出力を印加し、本装置のない場合の雑音出力を  $N_0$ (dB) とし、本装置を接続した場合の雑音出力を  $N$ (dB) とすれば、SN比の改善度は  $(S - N) - (S_0 - N_0)$ (dB) である。いま周波数 25~10,000 c/s にわたって、 $S_0$ ,  $S$ ,  $N_0$ ,  $N$  並びに入力インピーダンスを測定した結果、総合損失、SN比改善度、入力インピーダンスの周波数特性は第19図のごとくになった。これより総合損失は約 -2dB、SN比改善度は 2000 c/s で約 18dB であり、入力インピーダンスは 300~3000 c/s の範囲で約 600Ω であること



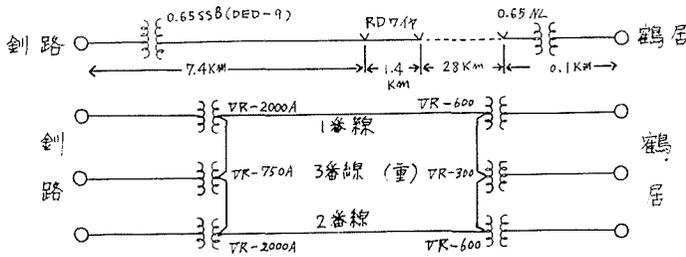
第20図 入力対コレクタ電流特性

が分る。

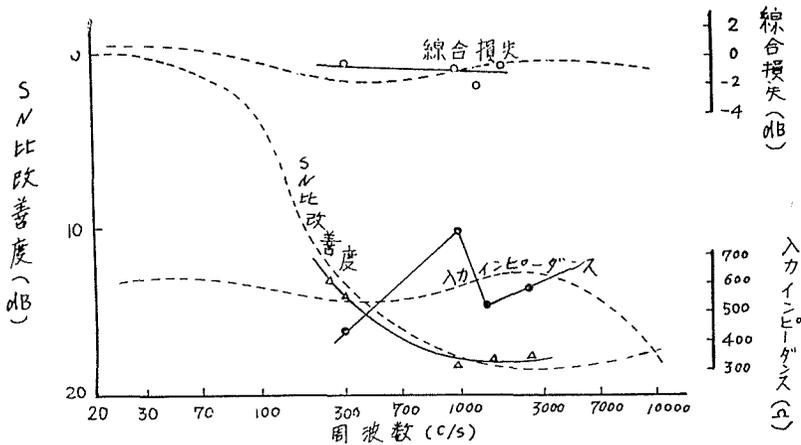
本装置は B 級プッシュプル回路のため、コレクタ電流は入力の増加に従って増加する。第 20 図は擬似線路の送端に  $-10 \sim +10$  dB の入力信号を印加した場合のコレクタ電流の変化を示す。これより  $+10$  dB の信号入力に対してもコレクタ電流は安全値以内であり、波形ひずみも殆んど観察できなかった。ただしこれ以上のレベルの場合については第 3 高調波ひずみが増す傾向が認められたが、実用上影響ないものと考えられる。さらに 16 c/s の呼出し信号を印加したが、コレクタ電流は最大 150 mA 程度であり、しかも断続的に印加するので平均コレクタ損失は少なく、熱破壊現象の心配はない。

5. 実用回線に対する実験

実用回線として鉧路局，鶴居局間 35 km の裸線を選んだ。この線には農業協同組合の有線放送が混入妨害していたため、昭和 36 年 10 月 17 日より 3 日間にわたって試験を行なった。回線の構成状態は第 21 図に示すごとく、1 番線，2 番線は実回線，3 番線は 1，2 番線の重信回線であり，途中一部にケーブル線，RD 線があり，それらの間でインピーダンスがいくらか変化している。実験は先に擬似線路にて測定したものを基礎として行なわれ，ほぼ同様な結果が得られた。



第 21 図 回線構成図



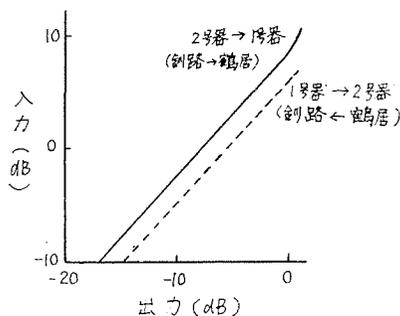
第 22 図 実回線における周波数特性

### 5.1. SN比改善度，総合損失および入力インピーダンスの周波数特性試験

信号発生器より 0.3 kc, 1.0 kc, 1.5 kc, 2.5 kc の 4 周波数を送り，本装置のある場合とない場合について，SN 比改善度，総合損失，入力インピーダンスを測定した結果は第 22 図の実線のごとくになった。ただし点線は先の疑似線路の結果 (第 19 図) であり，大体二つの結果が一致していることが分る。入力インピーダンスの値は多少相違しているが，これは実用回線の入力インピーダンスが必ずしも  $600 \Omega$  に一定していないためである。

### 5.2. その他の試験結果

送端に 1000 c/s の信号を加えた時の送端出力対受端出力の関係は第 23 図に示すごとくである。これから実用的には振幅ひずみまたは飽和の無い状態で使用できることが分った。第 2 表にはその他の測定項目を示してある。これにより呼出し信号の伝送も本装置を挿入することによって僅かの減衰があったが，実用的には何等の支障もなかった。また SN 比改善度については周波数特性の測定よりも分るが，



第 23 図 実回線における振幅特性

さらに实际的に評価するために雑音評価値測定器を使用して，有線放送よりの妨害雑音を測定したところ，本装置を使用した場合には 20 dB 減少することが分った。これより SN 比改善は 20 dB という良い結果を得ることができた。特に鶴居 1 番線の場合にはたまたま地気障害が発

第 2 表 実用回線における諸特性

測定項目	測定線	本装置無し	本装置有り	備考
呼出信号伝送特性	釧路→鶴居	7.0 V	6.2 V	
	鶴居→釧路	32.0 V	30.0 V	
雑音評価値	鶴居一番線	-20 dB	-40 dB	地気障害
	鶴居三番線	-50 dB	-70 dB	
通話受信レベル	鶴居→釧路	-18 dB	-20 dB	鶴居三番線
	釧路→鶴居	-32 dB	-33 dB	

生しており，その状態では雑音レベルが  $-20$  dB で，かなり受話器にも聴取されたが，雑音レベルが  $-40$  dB に減衰し，その差が顕著に表れた。実際に通話している状態で，その通話レベルが本装置の有無によりいかに変るかについて試験した結果，通話レベル  $-20$  dB で装置の挿入損失は約  $-1.5$  dB であった。実際にこの程度の損失は聴音では殆んど判定できず，実用上影響はないものと考えられる。また本装置を使用することにより，線路の通話レベルが上昇するゆえ，他回線への漏話が増すことは当然であるが，実際にどの程度であるかを試験してみた。1 番線に本装置を使用した場合，2 番線，3 番線に現れる漏話量は小さすぎて測定器では測

定できず、受話器にも聴えず、さらに拡大して聴いても漏話は感ぜられなかった。また重信回線においても同様であり、漏話についてはほぼ実用上支障のないものと考えられる。

### 5.3. コレクタ電流と電池の消耗

コレクタの平均電流値は無通話時には約 8 mA で、通話時には約 15 mA であり、呼出し信号時には約 150 mA 程度になるが、この場合は断続的で短時間であるので、殆んど電池の消耗には影響がないものと考えられる。したがって平角電池を常時接続状態として使用しても数か月は維持するものと考えられ、その方が実用的には有利と思われる。

また機器の保安については落雷等の特別の試験を行なわなかったが、外線とは入出力トランスを通して遮断されており、さらに定電圧ダイオードを対向接続して使用してあるので、相当の安全度を有するものと考えられ、試験中には何等の故障もなかった。

## 6. 結 言

裸線は外来雑音の妨害を受けやすいが、著者は新しい SN 比の改善方法を見出した。それはコレクタアース形のトランジスタ増幅器を順方向並に逆方向に使用するもので、順方向の電力増幅度だけ SN 比を改善できる。なお全体として 1~2 dB の損失があるが、インピーダンスはよく整合できる。

この問題に関して、著者はトランジスタ増幅器の順方向並に逆方向特性を理論的に解き、基礎的実験によってこれを確かめた。またこれが実用化に伴なう諸問題として、呼出し信号と通話電流を分離する問題、保安装置の問題などについても良い結果を得た。さらに擬似線路を用いて、呼出し信号レベルの低下、SN 比改善度、総合損失、入力インピーダンスなどを測定し、予期通りの結果を得た。最後に釧路、鶴居局間の有線放送の漏話妨害について種々の試験を行ない、実験室におけると同様のよい結果を得た。

終りに臨み、種々御援助を頂いた北海道電気通信局に深く感謝するとともに、実験に協力された若松伸一君に謝意を表す。