

マイクロプロセッサを用いたプログラム制御形音声スイッチの設計

正員 及川 弘<sup>†</sup>      正員 西野 正和<sup>††</sup>  
 正員 山森 和彦<sup>†††</sup>      正員 牧野 昭二<sup>†</sup>

A New Design for Program Controlled Voice Switching Circuits  
 Using a Microprocessor

Hiroshi OIKAWA<sup>†</sup>, Masakazu NISHINO<sup>††</sup>, Kazuhiko YAMAMORI<sup>†††</sup> and  
 Shoji MAKINO<sup>†</sup>, *Members*

あらまし 音声スイッチ回路(VS)は、マイクロホンとスピーカを用いて拡声通話を実現する通信機器におけるエコー抑圧やハウリング防止などに広く使用されている。また、最近では、エコーキャンセラの性能を補完する形で、エコーキャンセラと併用して使用されることも多い。加藤ら<sup>(9)</sup>は、このVSをアナログ回路を利用して実現する際の動作特性と設計法について詳しく検討し、音響・側音特性の変化に自動的に適応して切換え損を小さくできる自動損失切換え形VS(ALS)を提案している。しかし、このALSは、アナログ回路のみで構成するため、設計が複雑で、今以上に切換え損を小さくすることは極めて困難である。そこで、本論文では、マイクロプロセッサ( $\mu$ P)を用い、プログラム制御でALSの機能を実現することで優れた通話性能が得られるプログラム制御形音声スイッチとして(1)全通話帯域に適用するもの(Type A)と、(2)通話帯域を分割し各通話帯域ごとに適用するもの(Type B)とを提案する。

キーワード 音声スイッチ、帯域分割形音声スイッチ、拡声通話

1. ま え が き

音声信号レベルを検出して一定の損失を切り換える音声スイッチ[Voice switching circuit](以後VSと呼ぶ)は、スピーカとマイクロホンを用いる拡声電話機や音声会議装置のハウリングやエコーを防止するために広く応用されている。その特性と設計法については、加藤らにより提案された自動損失制御形音声スイッチ[Automatic loss controlled voice switching circuit](以後ALSと呼ぶ)の検討の中で詳しく解析されている<sup>(1)~(4)</sup>。このALSは、拡声電話機の使用条件(音響結合や側音結合)の変化に適応して閉ループ自動制御によりVSの挿入損の量を決定しているが、アナログ回路構成のため複雑であり、また、調整や奇生発振の防

止に多大の労力を必要とする。

また、VSでは、挿入損が大きいほど、音声の話頭、話尾が切断され、通話が不自然になることが知られている<sup>(5)</sup>。そこで、この損失を小さくするために通話帯域を分割し、各帯域ごとにハウリングを抑圧するために必要な最小限の損失を挿入することが考えられ、その有効性が一ノ瀬<sup>(6)</sup>によって報告されている。しかし、実際に各帯域ごとに音声スイッチを構成する方法については検討されていず、また、単にALSを各帯域ごとに配置しても、周囲雑音や紙めくり音などの影響を受けて各帯域ごとのALSが独自に動作するため送・受話音声の音色が変化する等の問題が発生し、安定に動作するVSが得られないという問題がある。

また、近年、音声会議装置のハウリングやエコーを防止するため、音響エコーキャンセラを利用するものがある<sup>(7),(8)</sup>が、騒音や残響による誤動作や性能劣化を避け、経済的に装置を実現するには、VSが重要な技術の一つである。

そこで、筆者らは、マイクロプロセッサ(以下、 $\mu$ Pと呼ぶ)を用いてプログラム制御によりALSの機能を実現することを検討した。その結果、従来のALSに比

<sup>†</sup> NTT ヒューマンインタフェース研究所, 横須賀市  
 NTT Human Interface Laboratories, Yokosuka-shi, 238-03 Japan

<sup>††</sup> NTT 企業通信システム本部, 川崎市  
 NTT Integrated Communications Systems Sector, Kawasaki-shi, 210 Japan

<sup>†††</sup> NTT 通信機器事業推進部, 横須賀市  
 NTT Customer Equipment Department, Yokosuka-shi, 238-03 Japan

べ優れた通話品質が得られるプログラム制御形の音声スイッチ(以後、この音声スイッチをプログラム制御形 ALS と呼ぶ)を実現できた。プログラム制御形 ALS には、二つのタイプがあり、Type A は通話帯域に一つの、また、Type B は、通話帯域を分割し複数のプログラム制御形 ALS を適用するものである。

本論文では、まず、プログラム制御形 ALS の構成法とプログラム制御の詳細について、ついで、Type B を適用する際の通話帯域の分割法について述べる。最後に、これらの Type A, B を拡声電話機と音声会議装置に適用した事例を述べる。

## 2. プログラム制御形 ALS の設計

マイクロホンとスピーカを利用する拡声電話機や音声会議装置等を通信回線に接続したときのハウリングループを図 1 に示す。拡声通話系の設計では、この近端ハウリング、遠端ハウリングの双方を防止することが重要である。図 1 の近端・遠端ハウリングループの利得を求めると次のようになる。

$$\text{近端ハウリングループの利得} = (G_0 + l\alpha + l\beta) \text{ dB} \quad (1)$$

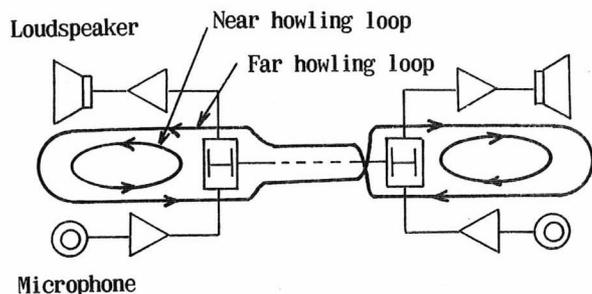
$$\begin{aligned} \text{遠端ハウリングループの利得} &\leq 2(G_0 + l\alpha - b_T - b_R) \text{ dB} \\ &\quad [\text{アナログ回線するとき}] \end{aligned} \quad (2a)$$

$$\begin{aligned} &2(G_0 + l\alpha) \text{ dB} \\ &\quad [\text{デジタル回線するとき}] \end{aligned} \quad (2b)$$

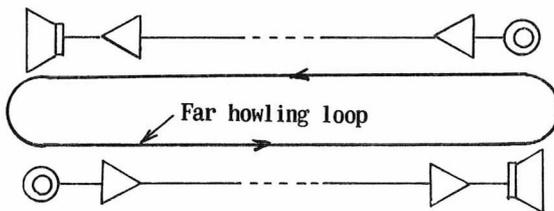
但し、

- $l\alpha$ : 最悪音響結合量
- $l\beta$ : 最悪側音結合量
- $G_0$ : 送・受話回路の増幅器利得の総和
- $b_T, b_R$ : 防側音回路の送・受話減衰量

ここで論じる音声スイッチは、レベル比較形で送話入力と受話入力を比較回路で比較し、その大小に応じて送話側または受話側に損失を挿入し、上記のハウリングループの一巡利得を 1 以下とするものである。従

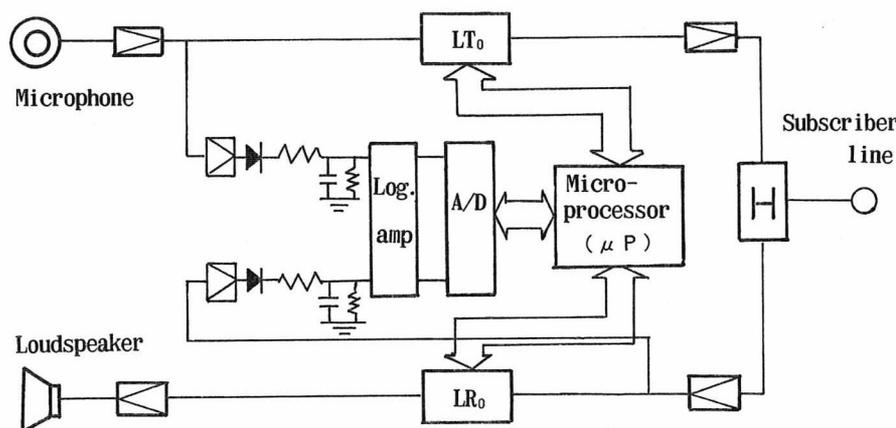


(a) Conventional analog network



(b) ISDN ( Integrated services digital network )

図 1 拡声通話時のハウリングループ  
Fig. 1 Two types of howling loops in audio conference service.



- A/D : A/D converter
- LT<sub>0</sub>, LR<sub>0</sub>: Digital attenuator for insertion loss
- Log. amp: Logarithmic amplifier
- H : 2-4 wire converter

図 2 プログラム制御形 ALS を用いた拡声電話機

Fig. 2 Loudspeaker telephone using a program controlled voice switching circuit.

って、音声スイッチの挿入損の最大値  $L_{max}$  は、上の式から得られるハウリングループの利得の最大値に基づき設定され、S-1 P 形拡声電話機<sup>(4),(9)</sup> では、 $L_{max}=45$  dB に設定されている。

筆者らが提案するプログラム制御形 ALS には、以下の二つのタイプがある。

Type A : 通話帯域に一つのプログラム制御形 ALS を適用するもの。

Type B : 通話帯域を複数に分割し、各帯域ごとに一つのプログラム制御形 ALS を適用するもの。

Type B は、一巡ループ利得の周波数特性の逆特性の損失を与えて、音声通話帯域全域にわたって精密な等価を行えばより良い品質が実現できるとの考え方に基づいたものである。以下の説明においては、変数等に添字  $k$  付し、 $k=0$  のとき Type A を、 $k=1\sim n$  のとき Type B を意味することとする。

図 2 に、Type A を利用した拡声電話機の構成を示す。 $\mu P$  での演算では、簡易演算による処理の高速化をねらいに乗算処理を避け、加減算処理とするため図 3 のような特性を有する整流平滑対数増幅器を經由して A-D 変換器によりデジタル信号にしている。なお、図 3 では、入力レベルを設計の基準値に対する相対値で示した。 $\mu P$  は、A-D 変換器の出力値を用いて後述の各種の演算を行い、その結果で直接可変損回路  $L T_0$ 、 $L R_0$  を制御し、従来の可変損回路と同様の特性を実現する。

図 4 にプログラム制御形 ALS を制御するための概

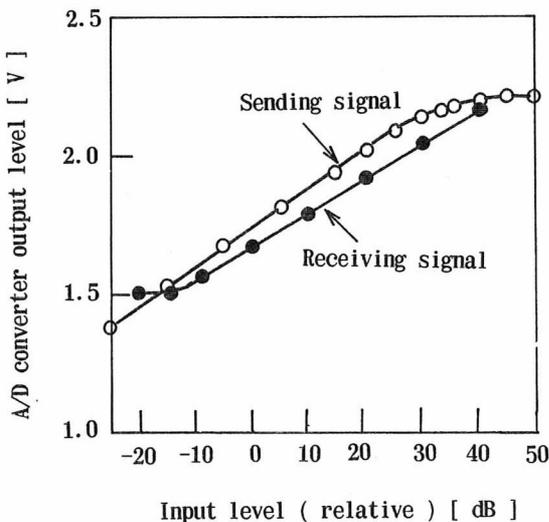
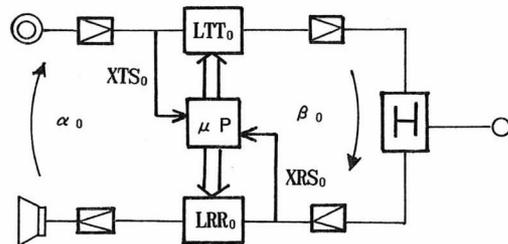


図 3 送・受話入力検出特性

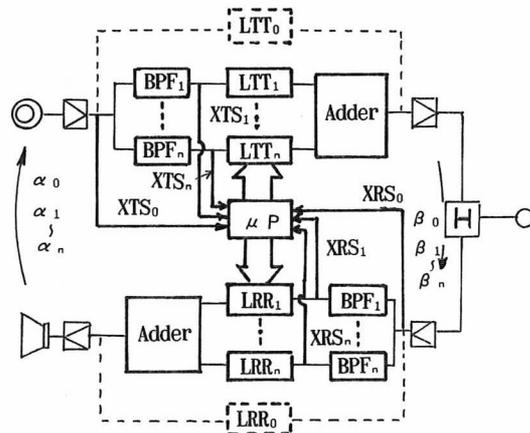
Fig. 3 Characteristic of detective circuits for sending and receiving signals.

念図を示す。図において、 $\alpha_k$  は、マイクロホンとスピーカとの間の音響結合量、 $\beta_k$  は、加入者線のインピーダンスと側音回路のインピーダンスとの不整合により生じる側音結合量である。制御入力  $X T S_k$ 、 $X R S_k$  は図 2 における A-D 変換器の出力(すなわち、 $\mu P$  への入力)である。また、 $L T T_k$  は送話側の挿入損量、 $L R R_k$  は受話側の挿入損量で、これらの値は  $\mu P$  内で演算により得られる値である。すなわち、例えば、Type A の場合、図 2 の切換え損  $L T_0$ 、 $L R_0$  は、 $L T T_0$ 、 $L R R_0$  に対応して設定される。また、図 4 (b) の点線で示した



- $L T T_0, L R R_0$  : Loss group inserted in speech path
- $\alpha_0$  : Acoustic coupling characteristic
- $\beta_0$  : Side-tone coupling characteristic
- $X T S_0, X R S_0$  : Sending signal level and receiving signal level

(a) A program controlled voice switching circuit (Type A)



- $B P F_1 \sim B P F_n$  : Filter circuit group
- $L T T_0, L R R_0$  : Imaginary insertion loss for imaginary voice switching circuit
- $L T T_1 \sim L T T_n, L R R_1 \sim L R R_n$  : Insertion loss group
- $\alpha_1 \sim \alpha_n$  : Acoustic coupling characteristics in frequency divided bands
- $\beta_1 \sim \beta_n$  : Side-tone coupling characteristics in frequency divided bands

(b) A frequency divided voice switching circuit (Type B)

図 4 プログラム制御形 ALS の制御概念図

Fig. 4 Structure of program controlled voice switching circuits.

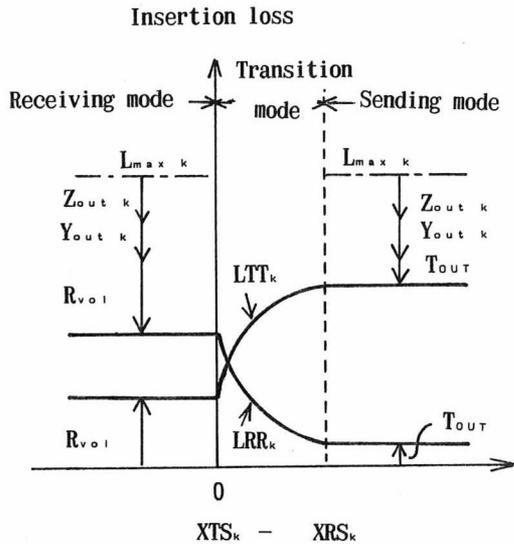


図 5 可変損失特性と回路状態

Fig. 5 Variable loss characteristics and circuit modes.

部分は、2.3 に述べる仮想的な音声スイッチである。

### 2.1 挿入損 $LTT_k$ , $LRR_k$ の決定

受話音量最大値で近端・遠端ハウリングループの利得が1以下になるように  $L_{maxk}$  を設定する。設計時に設定した  $la$  と  $lb$  と実際の  $ak$  と  $bk$  との差をそれぞれ  $Z_{outk}(=la-ak)$ ,  $Y_{outk}(=lb-bk)$  とおくと、実使用時の挿入損量  $LRR_k$ ,  $LTT_k$  は次式で与えられる。

送話時：

$$\begin{aligned} LRR_k &= L_{maxk} - Z_{outk} - Y_{outk} - T_{out} \\ LTT_k &= T_{out} \end{aligned} \quad (3)$$

受話時：

$$\begin{aligned} LRR_k &= R_{voi} \\ LTT_k &= L_{maxk} - Z_{outk} - Y_{outk} - R_{voi} \end{aligned} \quad (4)$$

ここに、 $T_{out}$  は、送話時の利得調整量、 $R_{voi}$  は、受話時の音量調整量で、本論文では、これらを定数値として扱い、双方とも分割帯域ごとに同じ値を用いる。

図5に式(3)、(4)で与えられる損失制御の状態を示す。従来のALSでは、挿入損はアナログ回路で構成され、損失の計算は、閉ループの負帰還回路を適用して行っていた<sup>(3)</sup>。また、挿入損は、音量調整で変化する主損失、側音結合量に依存する側音結合損、および音響結合量に依存する音響結合損の三つから構成され、信号検出用比較器も3個用いていた。これに対し、本プログラム制御形ALSは、これら損失群を一つのデジタル損回路で実現し、2.2に述べるように、音声信号入力レベルを用いて損失軽減値( $Z_{outk}$ ,  $Y_{outk}$ )を求め、挿入損  $LTT_k$ ,  $LRR_k$  を決定している。このため、回路の構成が簡易化され、アナログ回路特有の調整を

不要とすることができる。また、損失の切換波形は、従来のアナログ回路では使用する挿入損素子の特性により決定され制御が困難であったが、本プログラム制御形ALSでは、石丸らの検討結果<sup>(10)</sup>に基づき、“明りょう度”と“好ましき”の点で望ましい出力波形を  $\mu P$  で実現することができる。

### 2.2 $Z_{outk}$ , $Y_{outk}$ の決定

$Z_{outk}$  の導出は、受話状態にて行う。受話状態においては、時刻  $t$  における  $XTS_k$  の推定値(以後、 $XTS_k$  (推定値)と呼ぶ)は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} XTS_k \text{ (推定値)} &= XRS_k \text{ (観測値)} \\ &\quad - R_{voi} + la_k - Z_{outk} \end{aligned} \quad (5)$$

ここに、 $XRS_k$  (観測値)は実際に観測される  $XRS_k$  の値である。

従って、実際に観測される  $XTS_k$  (観測値)と  $XTS_k$  (推定値)とを比較し、もし、 $XTS_k$  (観測値) >  $XTS_k$  (推定値)ならば、時刻  $t + \Delta t$  において、 $Z_{outk}$  を小さくし、逆に  $XTS_k$  (観測値) <  $XTS_k$  (推定値)ならば、時刻  $t + \Delta t$  において、 $Z_{outk}$  を大きくする。これにより、 $Z_{outk}$  は、適正な値に近づく。

$Y_{outk}$  の導出は、送話状態において行う。この場合も、時刻  $t$  における  $XRS_k$  の推定値(以後、 $XRS_k$  (推定値)と呼ぶ)は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} XRS_k \text{ (推定値)} &= XTS_k \text{ (観測値)} \\ &\quad - T_{outk} + lb_k - Y_{outk} \end{aligned} \quad (6)$$

ここに、 $XTS_k$  (観測値)は実際に観測される  $XTS_k$  の値である。

従って、実際に  $Y_{outk}$  を、適正な値に近づける処理は、 $Z_{outk}$  の場合と同様に行う。

なお、実際の制御においては、 $0 \leq Z_{outk} \leq Z_{limit}$ ,  $0 \leq Y_{outk} \leq Y_{limit}$  として上・下限値を設け、損失の軽減過剰によるエコー感の増加を抑圧する。

### 2.3 切換え特性の導出

受話状態が安定に持続するためには、受話信号  $XRS_k$  の音響結合による送話への回込み信号  $XTS_k$  が  $XRS_k$  より小さい必要がある。今、送話信号がない場合には、

$$XTS_k = XRS_k - LRR_k + la_k - Z_{outk}$$

であるから、受話状態が安定に持続するための条件  $\Delta R_k$  は、次式で与えられる。

$$\Delta R_k = XTS_k + LRR_k + Z_{outk} - XRS_k - la_k < 0 \quad (7)$$

もし、この状態で送話信号が付加され、 $\Delta R_k$  が正となれば受話状態から切換え状態に移行することとなる。

他方、送話状態が安定に持続するためには、送話信

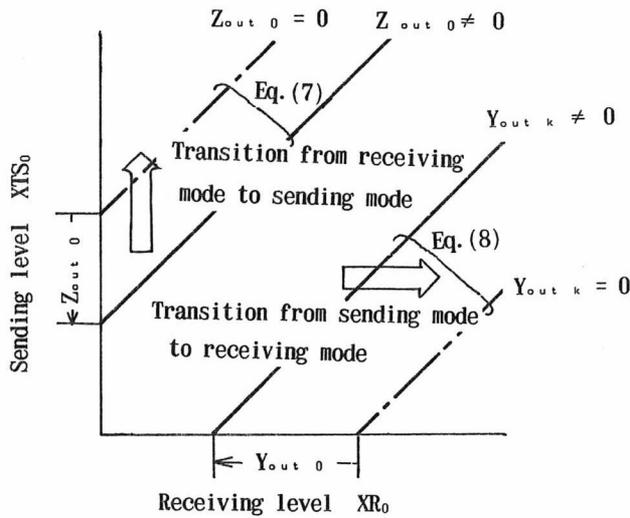


図 6 プログラム制御形 ALS の静特性  
Fig. 6 Static characteristics of a program controlled voice switching circuit.

号  $XTS_k$  の側音結合による受話への回込み信号  $XRS_k$  が  $XTS_k$  よりも小さい必要がある。今、受話信号がない場合には、

$XRS_k = XTS_k - LTT_k + \beta_k - Y_{out k}$  であるから、送話状態が安定に持続するための条件  $\Delta T_k$  は、次式で与えられる。

$$\Delta T_k = XRS_k + LTT_k + Y_{out k} - XTS_k - \beta_k < 0 \quad (8)$$

もし、この状態で受話信号が付加され、 $\Delta T_k$  が正となれば送話状態から切換え状態に移行する。

一般的には、各帯域ごとのプログラム制御形 ALS の切換え特性は、式(7)、(8)で与えられるが、これをそのまま Type B に適用すると、周囲雑音や紙めくり音などにより各帯域ごとに送話・受話の状態が異なり、通話帯域の一部のみが抑圧されて通話音声の音色が変化したりすることになる。そこで、Type B では、各通話帯域ごとに適用する Type A のプログラム制御形 ALS のほかに、制御プログラム上に存在し、実際には通話回路に損失を挿入しない全通話帯域の信号により動作する仮想的なプログラム制御形 ALS を設け、この仮想的なプログラム制御形 ALS によって各通話帯域ごとに適用する Type A の切換え制御を行うこととする(仮想的な音声スイッチを図 4 (b)では点線で示した)。これにより、Type A、Type B ともに図 6 に示す切換え特性をもつことになる。図にも明らかなように  $Z_{out 0}$ 、 $Y_{out 0}$  の増加は、切換え時のヒステリシ幅を小さくし、通話特性の改善にも役立つ。

さて、このような切換え特性の動作の安定性を保証するため、本プログラム制御形 ALS では、その動作を

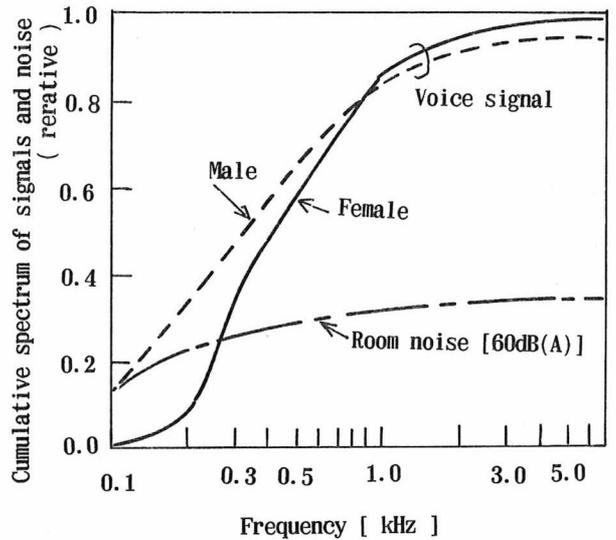


図 7 男性・女性の音声スペクトルと室内騒音スペクトルの特性

Fig. 7 Cumulative spectrum characteristics of voice signals and room noise.

正のヒステリシス動作<sup>(1)</sup>に限定する。このためには、切換え条件式が変わらないこと<sup>(1)</sup>が必要であるから、式(7)、(8)より次式を得る(このとき、添字  $k=0$ )。

$$l\alpha_0 + l\beta_0 \geq LRR_0 + LTT_0 + Z_{out 0} + Y_{out 0} \quad (9)$$

従って、受話状態から送話状態に切り換えるときに使用される  $Y_{out 0} + LTT_0$  は、 $LRR_0 = R_{vol}$  より次式で制限される。

$$l\alpha_0 + l\beta_0 - Z_{out 0} - R_{vol} \geq Y_{out 0} + LTT_0 \quad (10)$$

また、送話状態から受話状態に切り換わるときに使用される  $Z_{out 0} + LRR_0$  は、 $LTT_0 = T_{out}$  より次式で制限される。

$$l\alpha_0 + l\beta_0 - Y_{out 0} - T_{out} \geq Z_{out 0} + LRR_0 \quad (11)$$

## 2.4 通話帯域の分割法

Type B の設計にあたっては、音声信号のレベルを比較して制御することから、以下の点に着目して分割法を検討した。

- ① 各帯域の入力信号は、音声信号であるため、各帯域に十分大きなレベルが存在すること。
- ② 男性・女性で検出レベルに大きな差がないこと。
- ③ 整流・平滑回路で検出される信号レベルの SN 比が大きいこと。
- ④ 損失軽減効果が大きいこと。

これらのうち、①～③の検討にあたっては、まず、三浦ら<sup>(11)</sup>による男女の音声信号スペクトルの周波数特性から求めた音声信号のスペクトルの累積値と、周囲騒音を 60 dB(A) の Hoth 雑音として求めた雑音のスペクトルの累積値とを求めた。図 7 にその結果を示す。

表1 4帯域分割時の検討結果

帯域幅	信号レベル		SN比	
	男声	女声	男声	女声
300~350Hz	12%	22%	10.0dB	11.2dB
400~500Hz	13%	15%	11.0dB	11.9dB
550~800Hz	13%	19%	12.5dB	13.6dB
900~3400Hz	11%	18%	9.6dB	11.6dB

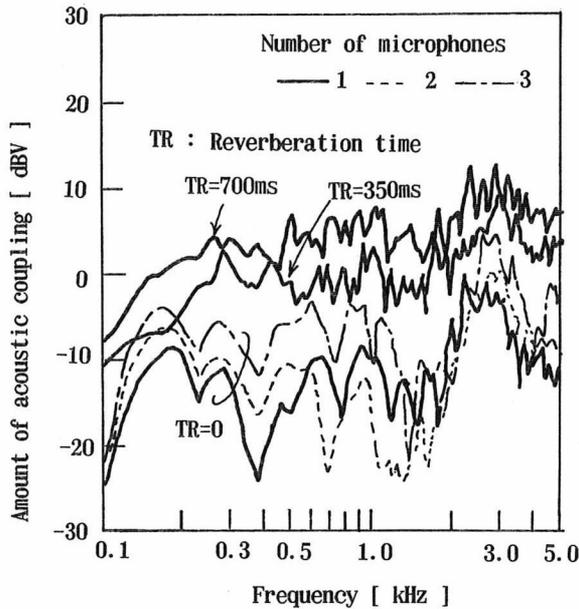


図8 音響結合特性

Fig. 8 Example of acoustic coupling characteristics between microphones and loudspeaker.

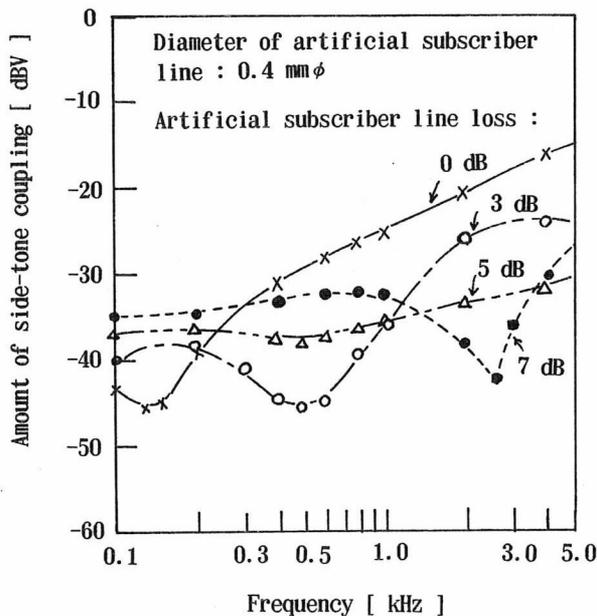


図9 防側音回路の結合特性

Fig. 9 Example of side-tone coupling characteristics of 2-4 wire converter.

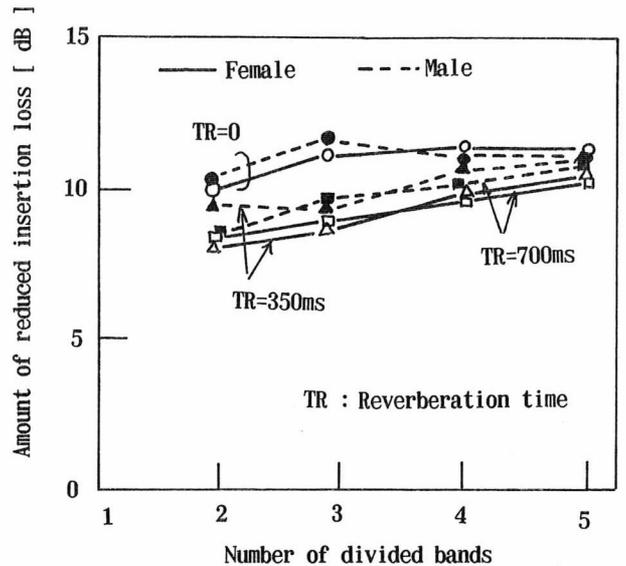


図10 帯域分割による聴感上の損失改善特性

Fig. 10 Reduced insertion loss using a frequency divided voice switching circuit.

図では、女性の音声を基準にして示してある。次いで、通話音声帯域を最大5帯域まで分割し、かつその分割周波数を各分割例につき3~5種類設定し、分割帯域内の男女の音声レベルの割合(%)とHoth雑音とのSN比を算出した。SN比、信号レベルとも大きい値を有する分割帯域を表1に示す。

④の検討にあたっては、一巡ループの特性の支配要因である音響結合周波数特性と側音結合周波数特性を考慮した。図8、9に検討に用いた両特性の例を示す。帯域の分割については、①~③での帯域分割の結果も考慮し、各帯域ごとに $L_{maxk}$ を求め、そのときの音量感(ラウドネス)<sup>(12)</sup>と、全帯域に $L_{maxk}(=15\text{ dB})$ を挿入したときに抑圧される通話の音量感(ラウドネス)とを求め、その差を聴感上の損失の改善量として評価した。図10にその結果を示す。なお、同図には、検討した帯域分割法のうち最も改善効果の大きいものを図示してある。図より、聴感上の挿入損を小さくするには、残響時間 $TR$ が長いほど分割数を多くすることが有効であるが、4~5分割すれば十分であることがわかる。

以上の検討結果に基づき、SN比、帯域ごとの信号レベル、聴感上の挿入損量を総合的に判断し、以下の帯域分割とした(数値は、低域と高域のカットオフ周波数を示す)。

$F_1$ : 300~400 Hz

$F_2$ : 450~600 Hz

$F_3$ : 650~800 Hz

$F_4$  : 900~3400 Hz

なお、実際の設計では、経済的にフィルターを構成することとし、その肩特性は 12 dB/OCT(各フィルタ間)~24 dB/OCT(帯域外)とした。

### 2.5 ハウリング抑圧制御

一般に、拡声電話機のようにマイクロホン、スピーカの配置が固定された場合の音響結合特性については、測定結果に基づきハウリングマージンとして通常数 dB(5~6 dB)を見込み  $L_{max}$  を定める。他方、マイクロホンとスピーカが任意に配置可能な音声会議装置においては、配置により音響結合が変化するため必ずしも設計時に想定したハウリングマージンで十分でないと言える場合がしばしば起こる。このときでも、ハウリングが生じている帯域において入力レベル  $X_{TSk}$ ,  $X_{RSk}$  は、継続して増加することになり、しかも時間と共に単調に増加することになる。そこで、一定時間以上にわたり入力レベルが一定値以上の大きさに単調に増加する場合には、ハウリング状態にあるものとし、 $Z_{outk}$  あるいは、 $Y_{outk}$  の値を強制的に  $\Delta$  だけ小さくし、式(3)、(4)で与えられる  $LTT_k$ ,  $LRR_k$  の値を  $\Delta$  だけ大きくする。これにより、ハウリングが発生しても一定時間経過後、ハウリングを抑圧することができる。

### 3. 適用例

プログラム制御形 ALS のうち、Type A を拡声電話機<sup>(13)</sup> に、Type B を音声会議装置<sup>(14),(15)</sup> に適用した。Type B では、図 4 (b)に明らかなように拡声通話系の構成要素は、 $\mu P$  などのプログラムを実行する部分

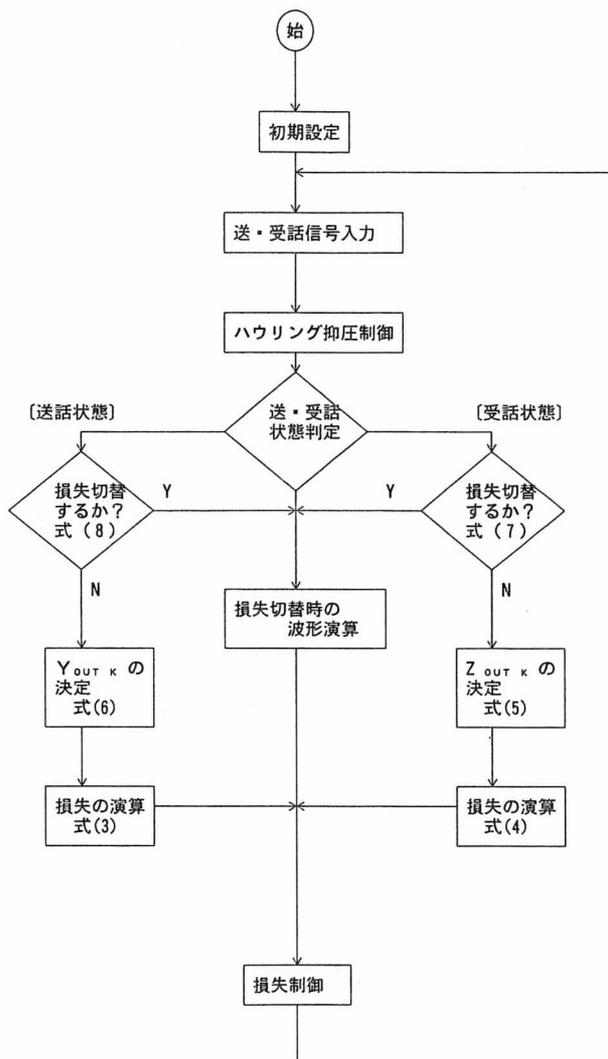
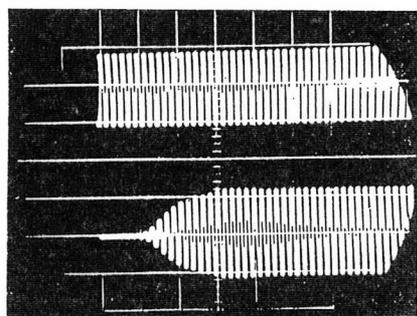


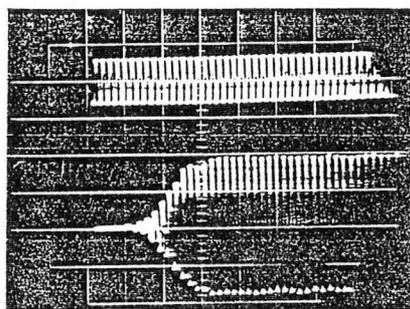
図 11 制御フローチャート  
Fig. 11 Control flow chart.

Up : Input to microphone

Down : Output to subscriber line



↑  
t=0



↑  
t=0  
5 ms/div.

(a) A program controlled voice switching circuit ( Type A )

(b) A frequency divided voice switching circuit ( Type B )

図 12 送話出力波形  
Fig. 12 Waveforms of sending signal.

を除き帯域分割数に比例して多くなる。そこで、小形化と経済性を要求される拡声電話機に比べ、より高品質な通話性能を必要とする音声会議装置に Type B を適用することがよいと判断した。図 11 にこのときのプログラム制御のフローチャートを示す。

Type of telephones :

- 601 : Conventional handset telephone
- S-1P : Old type speakerphone using an analog voice switching circuit
- 800SP: New type speakerphone using a program controlled voice switching circuit

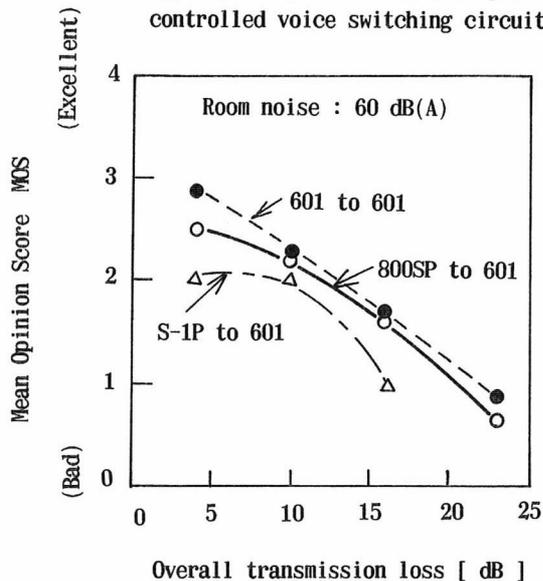


図 13 ハンドセット電話機と対向通話時の拡声電話機側の通話性能

Fig. 13 Relation between Mean Opinion Score and overall transmission loss when subjects use speakerphone.

表 2 ALS の比較

	自動損失制御形 ALS (従来形)	プログラム制御形 ALS	
		Type A	Type B
制御方式	閉ループ負帰還回路を用いた自動制御	信号入力レベルを用いたプログラム制御	
帯域分割数	1	1	複数
ハウリング抑圧制御	なし	あり	
通話性能	—	従来形より優れる (図13および図3 参照)	
構成の難易	難 〔アナログ回路による構成のため、調整や寄生発振の防止が必要〕	易 〔μPを用いたプログラム制御のため適用範囲が広い〕	

図 12 に、待機状態(受話状態)から送話状態に変化する際の切換え波形を示す。Type A, B ともに波形の乱れはない。また、図 13 に Type A を適用した拡声電話機の通話性能を示す。従来の ALS を適用した S-1P 形拡声電話機<sup>9)</sup> に比べ同等以上の通話品質を実現できることがわかる。

また、図 1 に示したネットワークにおいて伝送損 10 dB のときの、① Type A を適用した拡声電話機(800 SP)相互の通話と② 3本のマイクロホンと 2個のスピーカを用い Type B を適用した音声会議相互の通話について同一環境下で拡声通話状態を一对比較法により評価した。その結果、得られた音声会議装置の心理尺度値は、図 1 (a)での 800 SP を基準として、①図 1 (a)で -0.4, ②図 1(b)で +0.45であった(+は好ましい、-は好ましくないことを示す)。既に図 8 に明らかかなようにマイクロホン 1本の場合に比べ 3本の場合には音響結合量が 10 dB 程度増加することを考慮すると、Type B は、Type A に比べ優れた通話性能を実現可能であると言える。

これまでの結果をまとめて表 2 に示す。

#### 4. むすび

本論文では、拡声通話系の制御に使用される音声スイッチについて、新たにマイクロプロセッサ(μP)を利用してプログラム制御するプログラム制御形 ALS を提案した。このプログラム制御形 ALS には、通話帯域に一つのプログラム制御形 ALS を適用する Type A と、各帯域ごとにプログラム制御形 ALS を適用する Type B とがある。得られた主な結果は以下のとおりである。

(1) Type A を適用した拡声電話機は、従来のアナログ回路で制御する ALS を適用した拡声電話機に比べ、同等以上の通話品質を実現できる(図 13)。

(2) Type B の制御プログラムの設計にあたっては、仮想的なプログラム制御形 ALS をおき、各帯域ごとのプログラム制御形 ALS の送話・受話・切換え状態を統一的に決定する必要がある。

(3) Type B の方が Type A より優れた通話性能を実現できる。

ここで提案したプログラム制御形 ALS を拡声電話機と音声会議装置に適用し、実用に供している。今後は、複数回線を利用する会議用ブリッチへの適用を図る予定である。

謝辞 本研究にあたって、音響特性の検討に御協力

頂いた NTT ヒューマンインタフェース研究所の飛田瑞広主任研究員、および拡声電話機や音声会議装置の開発にあたってご協力頂いた諸氏に感謝致します。

### 文 献

- (1) 加藤邦紘, 松田亮一: “音声スイッチ回路の動作解析と設計法”, 信学論(A), 56-A, 5, pp. 293-300(1973-05).
- (2) 加藤邦紘, 松田亮一: “拡声電話機の動作解析と設計法”, 信学論(A), 56-A, 4, pp. 295-302(1974-04).
- (3) 加藤邦紘, 西野正和, 斉藤春光, 岡安良一: “パラメータを自動制御した音声スイッチ回路の検討”, 研実報, 26, 8, pp. 2497-2523(1977).
- (4) 加藤邦紘, 西野正和, 斉藤春光, 岡安良一, 野沢敏矩: “S-1 P 形拡声電話機回路の設計”, 研実報, 28, 3, pp. 463-476(1979).
- (5) Michell D.: “General Transmission Considerations in Telephone Conference Systems”, IEEE Trans., COM-16, 1, pp. 163-167(1963).
- (6) 一ノ瀬裕: “周波数帯域分割形音声スイッチについての一検討”, 音講論集, 2-7-18, pp. 381-382(1985-09~10).
- (7) 榎並洋一郎, 山村好博, 布田 仁, 丸山唯介, 佐々田泰祐, 佐々木潔, 長峰一秀: “音響エコーキャンセラ AEC-400/AEC-700”, NEC 技報, 40, 7, pp. 13-18(1987).
- (8) 及川 弘, 小泉宣夫, 牧野昭二: “複数反響路エコーキャンセラを用いた音声会議装置”, 研実報, 37, 2, pp. 191-197(1988).
- (9) 苗村 明, 加藤邦紘: “S-1 P 形拡声電話機”, 研実報, 28, pp. 451-461(1979).
- (10) 石丸 薫, 小川峰義, 牧野昭二: “音声スイッチ回路損失制御波形の通話品質への影響”, 昭 59 信学全大, 795.
- (11) 三浦種敏, ほか: “聴覚と音声”, p. 330(1987).
- (12) CCITT 勧告 p. 79: “Telephone Transmission Quality”, RED BOOK Vol. V(1985).
- (13) 山森和彦, 松井弘行, 牧野昭二: “マイクロプロセッサ制御を用いた拡声電話機の構成法”, 音響学会電気音響研究会, EA 84-41, pp. 15-21(1984).
- (14) 西野正和, 及川 弘, 飛田瑞広: “Newly Developed voice switching circuits”, Proc. IEEE ISYNT, pp. 249-253(June 1989).
- (15) 及川 弘, 西野正和, 飛田瑞広: “帯域分割形音声スイッチを用いた音声会議装置”, 研実報, 37, 2, pp. 183-190(1988).

(平成 5 年 2 月 22 日受付, 7 月 12 日再受付)



及川 弘

昭 42 岩手大・工・電気卒。同年日本電信電話公社電気通信研究所入所。以来、電磁継電器、電話機用機構部品、音声会議装置、電子化電話機、ホームテレホン等の電話機器の開発に従事。現在、ISDN 用通信機器の開発・実用化に従事。



西野 正和

昭 46 大阪府立大・工・電気卒。同年日本電信電話公社電気通信研究所入所。以来、拡声電話端末回路・音声会議装置およびその通話性能から見た設計法などの研究実用化に従事。現在、ローカルエリアネットワーク(LAN)におけるアプリケーションソフト開発などに従事。NTT 企業通信システム本部システムインテグレーション技術部主任技師。



山森 和彦

昭 50 千葉大・工・電子工学卒。同年日本電信電話公社武蔵野電気通信研究所入所。以来、各種電話機、コードレスシステム、マルチメディア通信システム等の研究開発に従事。現在、NTT 通信機器事業推進部システム開発室主幹技師。



牧野 昭二

昭 54 東北大・工・機械卒。昭 56 同大学院修士課程了。同年日本電信電話公社(現 NTT)入社。以来、NTT 研究所において、電気音響変換器、拡声電話機および音響エコーキャンセラなどの音響信号処理の研究に従事。現在、NTT ヒューマンインタフェース研究所音声情報研究部主任研究員。工博。IEEE, 日本音響学会各会員。