

# Echo제거를 위한 새로운 적응여파기

朴 圭 皓\*

■ 차 례 ■

- |                   |        |
|-------------------|--------|
| 1. 서 론            | 4. 결 론 |
| 2. 기존 Echo제거기     | 참고 문헌  |
| 3. 자동이득제어 Echo제거기 |        |

## 1 서 론

기존의 전화설비를 이용하여 쌍방동시 데이터통신을 위하여서는 송신기와 수신기를 1 조의선 (2선)에 동시에 연결하여야 한다. 이러한 4선--2선 연결을 위하여 Hybrid Coil 을 사용하며 이는 단순한 Wheatstone Bridge 이다. 이장치는 A 측 송신기 (그림 1 참조) 로 부터의 신호가 A 측 수신기로 가는 것을 방지해주며 이기능을 수행하기 위한 조건은 전화선의 임피던스와 Hybrid Coil 평형회로의 임피던스가 일치할때이다. 실제에 있어서 전화선의 거리, 온도의 함수이므로 이조건은 만족되기 어려우므로 A 송신기 로 부터의 신호는 A 수신기로 들어오게 되며 이를 Echo 라 부른다.

Echo 는 A 수신기에서 검파하고자하는 신호에 합쳐져 검파를 방해한다.

일반적으로 그현을 이용한 A 측 B 측 동시 통신의 방법은 3 가지로 분류된다.

- 주파수 분할방법
- 시분할 방법
- Echo 제거 방법

이들중 Echo 제거 방법이 가장 바람직하며 그이유는 양쪽방향 (A에서 B, B에서 A) 으로 전화선의 주파수대역 (300 - 3,400Hz) 을 다 사용할 수 있으며

이는 양방향 동시에 가장높은 속도의 통신을 할 수 있음을 의미한다. 그림 1에 도시한 바와 같이 Echo 제거기는 적응여파기를 사용하여 Echo 의 copy 를만 들어내어 A 측 수신기에 들어온 신호 (Echo + B 측 송신신호 + 잡음) 에서 빼줌으로서 간단히 Echo를 제거한다.

적응 여파기 알고리즘을 디지털 프로세서에 Real time 으로 처리 하기 위하여서는 적응여파기 계수를 2진법으로 나타내는데 20여 bit 가 필요하다.<sup>8)</sup> 이와같이 많은 bit 가 필요한 이유는 Echo 및 원거리신호 (B 측 송신신호) 의 진폭변화가 심하기 때문이다.

기존 Echo 제거기 성능의 훼손없이 bit 수를 줄이기 위하여 새로운 알고리즘을 제안한다. 자동이득 조절기를 기존 Echo 제거기의 출력부분에 놓고 feed back loop 를 사용하여 필요한 coupling 을 허용함으로써 출력을 일정한 수준으로 유지토록하여 bit 를 줄인다.

제 II 장에서는 기존 Echo 제거기의 원리에 대하여 언급하고 제 III 장에서 새로운 알고리즘을 사용한 Echo 제거기에 대하여 기술한다.

## 2 기존 Echo제거기

### 1. 개괄

기존 Echo 신호 제거기의 구조는 그림 2와 같다. 높은 속도의 데이터 통신을 위하여 QAM (quadratic amplitude modulation) 을 사용하며 송신할 데이터 au 및 복조후의 신호  $s_k$  는 복소수량  $(a_k^R, a_k^I), (s_k^R,$

\*正會員 : 韓國科學技術院 電氣 및 電子科 助教授 · 工博

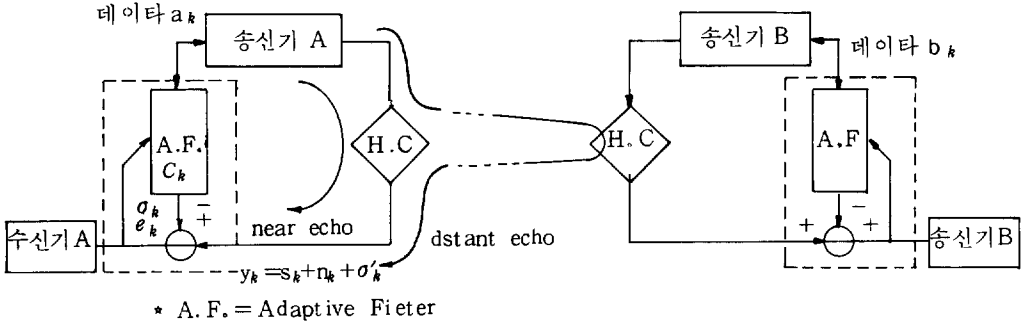


그림 1. Echo 제거기를 사용한 transmission system

$s_k^i$ ) 로 표시되며 채널잡음  $n_k$ , Echo  $\sigma_k^i$ , 및 수신 신호  $y_k (= s_k + n_k + \sigma_k^i)$  도 각각 복소수량을 가진다. 이 논문에서는  $\alpha_k = (\pm 1, \pm 1)$  인 경우를 Simulation 하며 transmission rate 는 1,200 baud 로 가정한다 ( $T = 1 / 1,200 \text{ sec}$ )  $k$  는  $kT$  시간을 나타낸다. 벡터  $C$  를 표본화된 Echo 채널의 impulse response,  $C_k$  른 적응여파기의 계수라 하면  $C_k$  는 다음과 같이 정의된다.

$$C_k = (C_k^1, C_k^2, \dots, C_k^K)^T \quad (1)$$

위식에서  $K$  는 여파기계수의 갯수이다. 데이터 벡터  $A_k$  는

$$A_k = (a_k, a_{k-1}, \dots, a_{k-K+1})^T \quad (2)$$

와 같다. 위식들에 의하여 Echo ( $\sigma_k^i$ ) 와 적응여파기에 의해 copy 될 Echo ( $\sigma_k$ ) 는

$$\sigma_k^i = C^T \cdot A_n, \quad \sigma_k = C_k^T \cdot A_k \quad (3)$$

로 표현된다. 이때 오차  $e_k$  는

$$e_k = y_k - \sigma_k = s_k + n_k + r_k \quad (4)$$

이며  $r_k$  는 잔류 Echo 로서

$$r_k = \sigma_k^i - \sigma_k \quad (5)$$

로 표현된다.

Echo 제거기의 성능을 측정하는 양으로서 다음과 같은 것을 정의한다.

$$A = E(|a_k|^2) \quad \text{송신데이터 power}$$

$$P = E(|\sigma_k|^2) \quad \text{Echo power}$$

$$S = E(|s_k|^2) \quad \text{원거리 신호 power}$$

$$B = E(|n_k|^2) \quad \text{채널잡음 power}$$

$$R_k = \lim_{k \rightarrow \infty} E(|er_k|^2) \quad \text{잔류 Echo power}$$

$$N = \lim_{k \rightarrow \infty} E(|n_k + er_k|^2) \quad \text{Echo 제거기 출력단의 잡음 power}$$

$$\rho_s = S/N \quad \text{출력단의 신호-잡음비}$$

$$\rho_e = S/B \quad \text{입력 신호-잡음비}$$

## 2. Stochastic Gradient Algorithm

결국 Echo 제거기는  $e_k$  를 최소로 하는  $C_k$  를 구하는 것이 목적이며 이를 위해 식(6)에 표현된 MSE (mean square error) 를 최소로 하는  $C_k$  를 구한다.

$$E(|e_k|^2) = (|y_k - \sigma_k|^2) \quad (6)$$

우선 이론적인 분석을 위하여 다음과 같은 가정을 한다.

가정 1

Sequence  $\{\dots, s_k, \dots\}, \{\dots, a_k, \dots\}, \{\dots, n_k, \dots\}$  들은 centered, independent 하다.

가정 2

벡터  $A_k$  는 벡터  $C_k$  에 독립이다.

일반적으로 가정 1 은 실제 시스템과 잘 부합되는 특성이며 가정 2 는 이미 많은 사람들이 4), 5) 라고 리즘특성 분석에 사용하였고 또 이가정을 사용한 이론적인 결과와 실제결과가 잘 일치하고 있음이 증명되었다 2), 3), 6).

식(6)을 최소화하는  $C_k$  를 찾기위해 이미 잘 알려진 gradient 알고리즘을 사용하면<sup>4)</sup>

$$\nabla_{C_k} E(|e_k|^2) = -2E(e_k A_k^*) \quad (7)$$

$$C_{k+1} = C_k + \mu E(e_k A_k^*) \quad (8)$$

와 같은 알고리즘을 얻을 수 있으며  $\mu$  는 상수로서 step-size 라 부른다. 실제 시스템에서 알고리즘(8)을 사용하려면  $E(e_k A_k^*)$  을 구해야하는 문제점이 있으므로 이기대치를  $e_k A_k^*$  로 바꾸며 연속적인 iteration 으로  $e_k A_k^*$  는 통계적으로  $E(e_k A_k^*)$  에 도달 되므로 식(9)을 stochastic gradient algorithm 이라 부른다.

$$C_{k+1} = C_k + \mu e_k \cdot A_k^* \quad (9)$$

식(9)의 모든 값들은 이제 실제적으로 접근할 수 있는 양임을 볼 수 있다.

3. 잔류 Echo power 및  $\mu$ 의 선택

많은 사람들(4), (5), (6)에 의해 알고리즘(9)는 다음과 같이 벡터 C로 수렴함이 알려져 있다.

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \sup E(|C_k - C_k|^2) \leq r_0 \cdot \mu \quad (10)$$

위식에서  $r_0$ 는 상수이다.

가정 2를 이용하여 R을 계산하면

$$\begin{aligned} R &= \lim_{k \rightarrow \infty} E(|(C - C_k)^T A_k|^2) \\ &= A \cdot \lim_{k \rightarrow \infty} E(|C - C_k|^2) \end{aligned} \quad (11)$$

이고, 식(10)과 (11)로 부터 유도하면

$$R = \frac{\mu K}{2 - \mu K} \cdot A \cdot (S + B) \quad (12)$$

로 주어진다.

또 Echo 제거기 출력단에서의 신호-잡음비  $\rho_s$ 는 정의에 의해

$$P_s = \frac{E(|s_k|^2)}{E(|r_k|^2) + E(|n_k|^2)} = \frac{S}{R + B} \quad (13)$$

이 되며  $\rho_s$ 를 입력 SNR 즉 S/B라 하면 식(12), (13)에 의해

$$\mu = \frac{1}{K} \cdot \frac{\rho_s - \rho_s}{\rho_s \cdot \rho_s} \quad (14)$$

로 주어진 짐을 알 수 있다.

식(12)로 부터 R을 감소시키기 위해서는(A, K, S, B가 정해진 상황에서)  $\mu$ 를 감소시켜야 된다는 것을 알 수 있다. 그러나 너무 작은  $\mu$ 값을 사용하면 수렴속도의 감소와  $C_k$ 를 binary로 표현할때 bit 수의 증가를 가져온다. 때문에  $\mu$ 의 선택은  $s_k$ 의 검파시에 발생하는 error rate  $P_e$ 가

$$P_e \leq 10^{-6} \quad (15)$$

를 만족시키는  $\rho_s$ 를 갖도록 하는  $\mu$ 를 최소값으로 정하는 것이 바람직하다.<sup>10)</sup>

$P_e$ 는 다음과 같은 식으로 주어진다?<sup>1)</sup>

$$P_e = \text{erfc}(\sqrt{\rho_s}) \quad (16)$$

$$\text{erfc}(x) \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-u^2/2} du \quad (17)$$

이 논문에서는  $K=55$ ,  $A=2$ ,  $\rho_s = 15 \sim 20 \text{ dB}$ 를 사용하였으며 식(14), (15), (16)으로부터

$$\mu = 2^{-13} \quad (18)$$

이 됨을 알 수 있다.

4. 디지털 특성

디지털 Processor에 알고리즘을 integer arithmetic operation에 의해 실현하고자 할때  $C_k^j$ 는 다음과 같이 2진법으로 표현된다.

$$2^{b_{max}}, 2^{b_{max}-1}, \dots, 2^0, \dots, 2^{-b_{min}+1}, 2^{-b_{min}} \quad (19)$$

위에서  $b_{max}$ ,  $b_{min}$ 는 각각 MSB, LSB를 나타내며 총필요한 bit 수,  $L_c$ 는 2bit의, 부호를포함하여

$$L_c = b_{max} + b_{min} + 2 \quad (20)$$

로 나타내어지며 (19)에서  $2^0$ 는  $a_k$ 의 실수 또는 허수의 절대치에 해당된다.

$L_c$ 를 구하기 위하여  $C_k$ 의  $i$ 번째 계수를 생각하면

$$R_e(c_k^i) = R_e(c_k^i) + \mu R_e(e_k a_{k-i}) \quad (21)$$

이때  $b_{min}$ 은 다음식을 만족 하여야한다.

$$\mu |R_e(e_k a_{k-i})| \geq \frac{1}{2} \cdot 2^{-b_{min}} \quad (22)$$

$|e_k \cdot a_{k-i}|$ 이 RMS값으로 대치 될 수 있다 가정하면

$$\mu \cdot \sqrt{E(|e_k|^2) \cdot E(|a_{k-i}|^2/2)} \geq \frac{1}{2} \cdot 2^{-b_{min}} \quad (23)$$

를 얻을 수 있고 알고리즘이 충분히 수렴하여  $\rho_s \gg 1$ 이면

$$\mu \cdot \sqrt{S} \geq 2^{-b_{min}-1} \quad (24)$$

가 된다.

$b_{max}$ 는 Echo power를 표현하여야 하며(19)에 의해 나타낼 수 있는 최고 값은

$2^{b_{max}+1} \sim 2^{b_{min}-1} \sim 2^{b_{max}+1}$ 이며 또 echo power의 변화 폭이  $-2\sqrt{P}$ ,  $2\sqrt{P}$ 사이라 하면<sup>10)</sup>

$$2^{b_{max}} \geq \sqrt{P}/2 \quad (25)$$

로 나타내어진다.

식(20), (24), (25)에 의하여  $L_c$ 는

$$L_c \geq \log_2 \frac{1}{\mu} + \frac{1}{2} \log_2 \frac{P_{max}}{S_{min}} + \frac{1}{5} \quad (26)$$

로 표현된다. 이식으로부터 다음과 같은 결론을 얻을 수 없다.

\*  $\mu$ 를 감소 시킬 수록  $L_c$ 는 증가한다.

\*  $P_{max}/S_{min}$ 이 증가할 수록  $L_c$ 도 증가한다. P/S가 20 dB를 넘지않는 어떤시스템을 생각할때 2가지 경우를 생각 할 수 있다. P=0 dB, S=-20 dB; P=-30 dB, S=-50 dB이때  $P_{max}/S_{min}$ 은 50 dB이며 (P/S) $_{max}$ =20 dB이다. 즉 P 및 S의 변동에 대

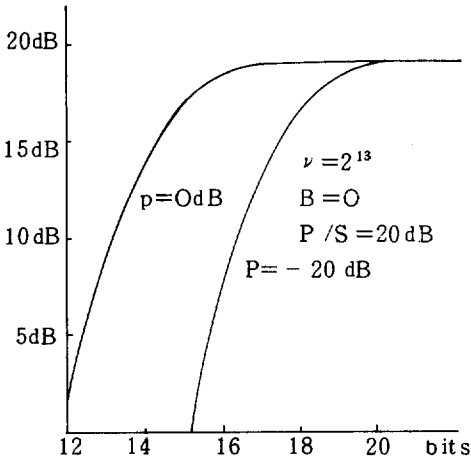


그림 2.  $P_s$  와  $L_c$  와의 관계

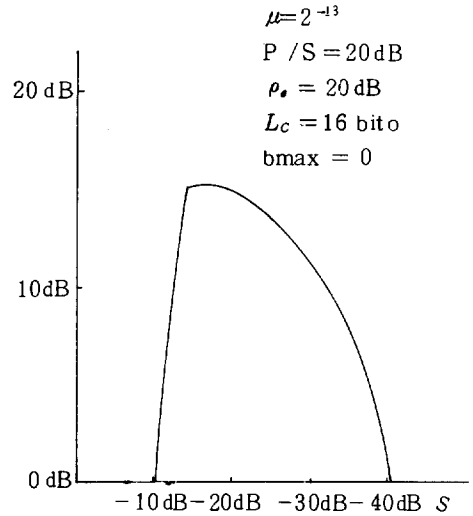


그림 3.  $L_c = 16$  bit 때의 기존 echo 제거기 특성

비하여 많은 bit를 할당시켜야 됨을 의미한다. 이러한 사실들은 컴퓨터 시뮬레이션에 의해서도 확인되었다.

●Simulation 1

$L_c$ 의 수에 따른 신호대잡음비  $P_s$ 의 영향을 관찰하기 위하여  $b_{max} = 0$ 로 하고  $P$  및  $S$ 를 변화시켰다.  $P/S$  및  $S/B$ 를 각각 20dB로 고정하고  $P=0$ ,  $P=-20$ dB의 경우를 각각 그림 2에 도시하였다. 처음 경우  $L_c = 17$ bit, 두번째 경우 21bits로서 식(26)에 잘 일치함을 볼 수 있다.

●Simulation 2

$L_c$ 를 16bit로 고정하고 ( $b_{max} = 0$ ,  $b_{min} = 14$ )  $P/S=20$ dB,  $P_s = 16$ dB에 대하여 검토하였다. 그림 3에  $S$ 의 변화에 따른  $P_s$ 를 보였다.  $P_s$ 는  $S$ 가 10dB 근처에서 급격히 0dB가 되며 또 -40dB 근처에서 0dB가 된다. 이 그림에서 보는 것과 같이 기존 Echo 제거기는 신호수준의 변화에 대단히 민감함을 볼 수 있으며 이 단점을 시정하기 위하여 새로운 algorithm을 제시한다.

㉓ 자동이득제어 Echo 제거기

1. 새로운 Echo 제거기

식 (24), (25)에 의해  $\mu$ 가  $2^{-13}$ 인 경우 다음과 같은 관계를 얻을 수 있다.

$$2^{-12}\sqrt{S} \geq 2^{-b_{min}} \tag{27}$$

$$2^{b_{max}} \geq \sqrt{b_{max}} \geq \sqrt{P/2}$$

이 관계를 2진법 숫자표기로 나타내면 그림 4와 같다.

$$2^{b^M} \dots, 2^{b_{max}} \dots, 2^{-b_{min}+12} \dots, 2^{-b_{min}} \dots, 2^{-b_{min}} \sqrt{P_{max}/2} \sqrt{P/2}, \dots \sqrt{S} \dots, 2^{-12} \sqrt{S}, 2^{-12} \sqrt{S_{min}}$$

그림 4. bit 수와  $PS$ 와의 관계

이 그림에서  $b^M$ 은  $b_{max}$ 의 최고 값으로서  $P_{max}$ 에 대한 값이며  $b^m$ 은  $b_{min}$ 의 최고 값을 나타낸다. 실제 Echo 및 원거리신호의 크기가  $P$ ,  $S$ 일 때  $b^M$ ,  $b^m$ 은  $P$  및  $S$ 의 fluctuation을 감안하여 필요한 bit이며  $P/S$ 가 어떤 값이상을 넘지 않을 때 필요한 bit 수는 다음과 같다.

$$L_F = \log_2 \frac{1}{\mu} + \frac{1}{2} \log_2 (P/S)_{max} + \frac{1}{2} \tag{28}$$

즉  $P$ 의 값을 예측할 수 있다면  $L_c$  bit에 대신에  $L_F$  bit를 사용할 수 있으며 이를 위하여 벡터  $C$ 를 다음과 같이 정의 한다.

$$C = F \cdot g \tag{29}$$

위 식에서  $F$ 는 그 크기 (norm)이 1인 벡터이고  $g$ 는 스칼라로서 실수이며 Echo의 크기를 나타낸다. 즉  $F$  및  $g$ 는 다음 관계를 만족한다.

$$\|F\| = 1, g = \sqrt{P/2} \tag{30}$$

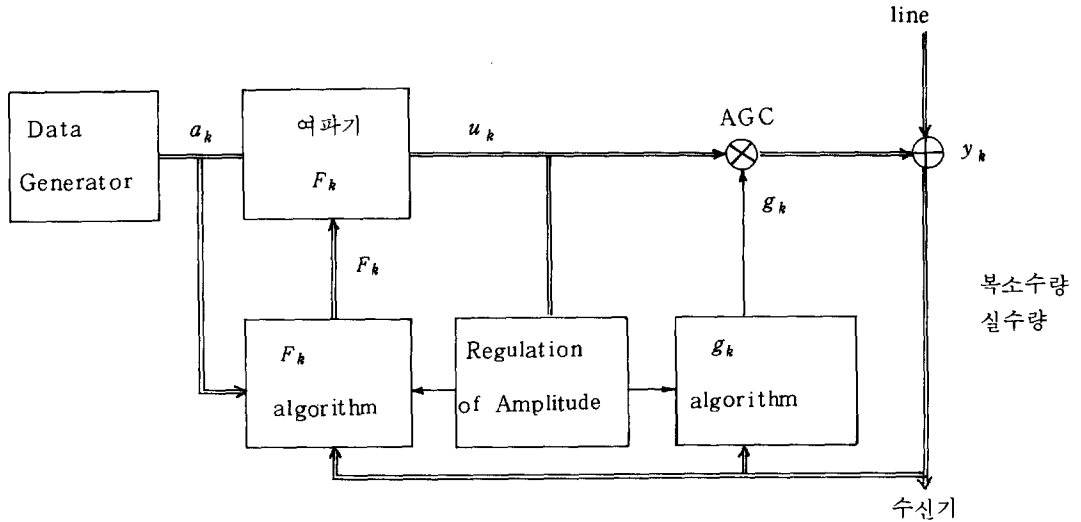


그림 5. 새로운 Echo 제거기 구조

이때  $F$ 는 방향벡터라 명명하며 다음과 같이 정의된다.

$$F = (f^0, f^1, \dots, f^{K-1})^T \quad (31)$$

마찬가지로 적응여파기의 계수벡터  $C_k$ 도 방향벡터  $F_k$  및 실수스칼라량  $g_k$ 로 정의하고 Echo를 재생하는 과정은 2단계를 거친다.

1 단계 : 데이터 벡터  $A_k$ 와 방향벡터  $F_k$ 와의 Convolution으로  $U_k$ 를 얻는다.

$$U_k = F_k^T \cdot A_k \quad (32)$$

이때  $E(|U_k|^2)$ 은 값이 2가 되도록 조정 함으로써  $(E(|a_k^i|^2) = 2$

$$\|F_k\| = 1 \quad (33)$$

을 만족하도록 한다.

2 단계 : Echo의 재생

$$\sigma_k = U_k \cdot g_k \quad (34)$$

이 Echo 제거기의 구조는 그림 5와 같다

## 2. New algorithm

$F_k$  및  $g_k$ 를 위한 알고리즘은 다음과 같다<sup>10)</sup>

$$F_{k+1} = F_k + \frac{\beta}{g_k} \cdot e_k \cdot A_k^* \quad (34-1)$$

$$g_{k+1} = g_k + \nu \cdot \text{Re}(e_k \cdot U_k^*) \quad (34-2)$$

$$F_{k+1} = F'_{k+1} / \|F'_{k+1}\| \quad (34-3)$$

$$g_{k+1} = g'_{k+1} \cdot \|F'_{k+1}\| \quad (34-3)$$

식 (34-3)은  $\|F_k\| = 1$ 을 만족시키기 위한 Operation이다.

New algorithm을 사용 하였을때의 잔류 Echo power  $R'$ 은 다음과 같이 정의된다.

$$R' \leq \lim_{k \rightarrow \infty} E(|\sigma_k' - g_k F_k^T \cdot A_k|^2) \\ = \lim_{k \rightarrow \infty} A \cdot E(\|C - g_k \cdot F_k\|^2) \quad (35)$$

수학적 해석을 위하여 가정 1 및 가정 3을 사용하였으며 가정 3은 가정 2와 동등하게 간주된다.

가정 3

벡터  $A_k$ 는 벡터  $F_k$ 와  $g_k$ 에 독립이다.

위 가정 및 식 (35)에 의하여 계산하면 (참조 [10]) 그결과  $K \gg 1, 1 \gg \beta K$  일때

$$R' = \frac{1}{2} (\beta K + \frac{\nu}{2}) \cdot A \cdot (S + B) \quad (36)$$

로 주어진다.이로부터 다음과 같은 사실을 알수 있다.

\* 잔류 Echo power는 step-size  $\beta$ 와  $\nu$ 를 줄임으로써 필요한 수준으로 내릴 수 있다.

\* 벡터  $C_k$ 를  $F_k$ 와  $g_k$ 로 분리함으로서 step size  $\nu$ 에 비례하는 양이 additive 하게 증가한다.

\* 기존 Echo 제거기에 대한 잔류 Echo power 증감율.  $R'/R$ 은  $\beta = \mu$  때에  $1 + \frac{\nu}{2\mu K}$  이고 일반적으로

로  $\nu = \mu$ 로 택하며  $K \gg 1$  이므로  $R'/R \approx 1$  이다. 즉 잔류 Echo power 의 증가는 무시 할수 있는 양이다.

3. 디지털 특성

3.1.  $F_k$  및  $G_k$ 에 필요한 bit수

식 (34-1)에 의해 벡터  $F_k$  의  $i$  번째  $f_k^i$  에 대해

$$Re(f_{k+1}^i) = Re(f_k^i) + \frac{\beta}{g_k} \cdot Re(e_k \cdot a_k \cdot i^*) \quad (37)$$

를 만족 한다. 알고리즘이 잘 수렴하였다면  $g_k$  는  $\sqrt{P/2}$  의 값을 가지고  $b_{min}$  은 식(38)을 만족한다.

$$\frac{\beta}{\sqrt{P/2}} |Re(e_k \cdot a_k \cdot i^*)| \geq \frac{1}{2} \cdot 2^{-b_{min}} \quad (38)$$

$\|F_k\| = 1$  을 만족하므로  $b_{max} = 0$  이며 앞장에서와 마찬가지로 방법으로

$$L_F = \log_2 \frac{1}{\beta} + \frac{1}{2} \log_2 \frac{P}{S_{max}} + \frac{1}{2} \quad (39)$$

가된다. 식 (26) 과 비교하여 새로운 Echo 제거가 줄일수 있는 bit  $L_c - L_F$  는

$$L_c - L_F = \frac{1}{2} \log_2 \frac{P_{max}}{S_{max}} - \log_2 (P/S)_{min} \quad (40)$$

로 주어진다. 즉 bit 수를 줄일 수 있수 이유는  $(P/S)_{max}$  은  $\frac{P_{max}}{S_{min}}$  보다 작다는 사실에 근거하며 이는 특히

원거리 (B 측 Hybrid coil 을 통하여 돌아오는 Echo) 의 경우에 적용되는 사실이다 [10]. 실제적인 예로서

$$P_{max} = 0 \text{ dB}; S_{min} = -42 \text{ dB}, (P/S)_{max} = 20 \text{ B 인 경우}$$

$L_c = 21 \text{ bits}$ ,  $L_F = 17 \text{ bits}$  이며 약 20% 의 bit 수를 감소 시킨다.

$g_k$  에 대한 bit 수  $L_g$  는  $L_c$  와 같다.  $g_k$  는 real, scalar 량으로서  $\sigma_k = U_k g_k$  계산에 한번 쓰이므로  $K$  개의 계수를 가진 벡터  $F_k$  에 의한 계산  $U_k$  에서의 이득을 생각하면  $L_g$  는 큰문제가 되지 않는다.

3.2. 알고리즘의 실현

Division operation 을 digital hardware 에서 실현하는 것은 복잡하므로 algorithm(34) 를 직접 실현하는 데에는 문제가 있다. 이를 피하기 위하여 우선 식 (34-1) 의  $g_k$  는  $\tilde{g}_k$  로 대체하며 다음을 만족하게 한다.

$$\tilde{g}_k = 2^{p_k}, 2^{p_k} \leq g_k \leq 2^{p_k+1} \quad (41)$$

또  $\|F_k\| = 1$  이면  $E(|U_k|^2) = 2$  이므로

표 1. Operation 수 비교

operation	기존 echo	새 echo 제거기
Multiplication	$4k + 2$	$4k + 7$
Addition	$4k$	$4k + 4$

로  $U_k$  를 관찰하여  $\|F_k\|$  를 조정한다. 즉  $U_k$  에 대한 기준값으로서

$$1 \leq E(|U_k|^2) < 4 \quad (42)$$

를 설정하며 이 경우  $\|F_k\|$  는  $\sqrt{2}/2$  와  $\sqrt{2}$  사이의 값을 갖게된다. (42) 를 이용하여 (34-3) 의 operation 은 다음과 같이 단순한 shift 로 대체한다.

$$E(|U_k|^2) \geq 4 \text{ 이면 } F_{k+1} = F'_k + 1/2, g_{k+1} = 2$$

$$E(|U_k|^2) < 1 \text{ 이면 } F_{k+1} = F'_k \cdot 2, g_{k+1} = 1/2 \quad (43)$$

$$1 \leq E(|U_k|^2) < 4 \text{ 이면 } F_{k+1} = F'_k, g_{k+1} = g'_k$$

위와같이 함으로서 나누기는 모두 간단한 shift 로 변환하여 새 알고리즘 실현상의 문제점을 모두 제거되었다. 부가적 operation 은 기존 Echo 제거기와 비교하면 표 1에 보인것과 같이 multiplication 이 5개, addition 이 4개가 늘어 나며  $K \gg 1$  이므로 부가적 operation 의 증가는 무시할수있다.

앞에서 기술한 실현가능 알고리즘을 simulation 을 통하여 특성을 검토 • 비교하였다.

Simulation 1

신호대 잡음비  $\rho_s$  와  $L_F$  의 관계를 알아보기 위하여  $P/S$  및  $\rho_e$  를 20 dB 로 고정하고  $L_F$  를 변화시켰다.  $S = -20 \text{ dB}$ ,  $-40 \text{ dB}$  인 경우를 관찰하여 그림 6에 도시하였다.

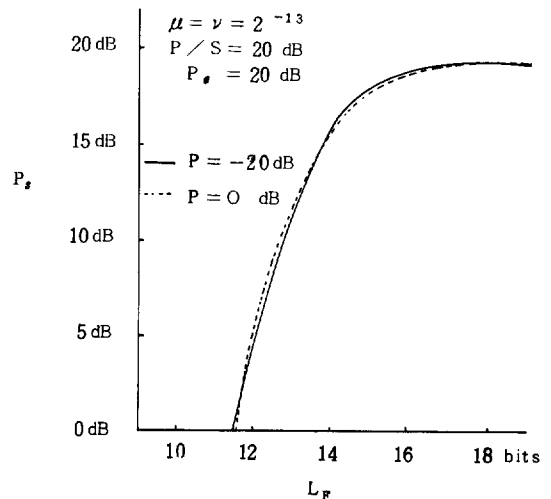


그림 6.  $L_F$  와  $P_s$  의 관계

식 (39)와 비교해 볼때 Simulation결과와 잘 일치함을 볼 수 있다. 여기서 사용한 조건은 그림 3에 사용된 것들과 동일하며 새로운 echo 제거기는 (P / S)가 고정되었을 경우 S, P의 fluctuation에 독립적으로 잘 동작함을 볼 수 있다.

**Simulation 2**

같은 수의 bit가 주어졌을때 ( $L_c = L_f$ ) S, P,  $P_e$ 가 같은 조건하에서 기존 및 새로운 Echo 제거기 특성을 비교검토 하기 위하여  $L_c = L_f = 16$  bits,  $b_{max} = 0$ 로 고정하였다. 그림 7에 보인것과 같이 새로운 Echo 제거기는 S의 변화에 관계없이  $P_s$ 가 일정하지만 반면 기존Echo 제거기는 S = -10, -40 dB 근처에서  $P_s$ 가 0에 도달함을 볼 수 있다. 기존 echo 제거기의 곡선을 새Echo 제거기와 같이 끌어올리려면 식 (26)에 의해 22 bit가 필요하다.

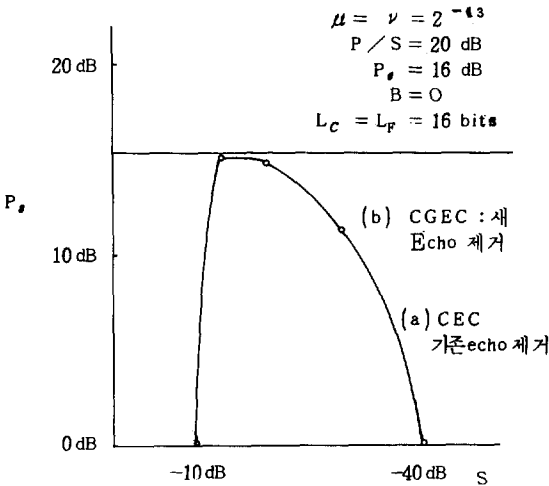


그림 7. 새 Echo 제거기와 기존 Echo 제거기의 비교

**Simulation 3**

Convergence 특성을 보기 위하여 기존 및 새 Echo 제거기의 특성을 그림 8에 보였다. 수렴속도가 명백히 증가함을 볼 수 있다.

**4 결론**

기존 Echo 제거기의 여파기계수를 binary representation 할때 bit 수를 줄이기 위하여 자동이득 조절기를 사용한 새로운 Echo 제거기를 제안하였다. 적

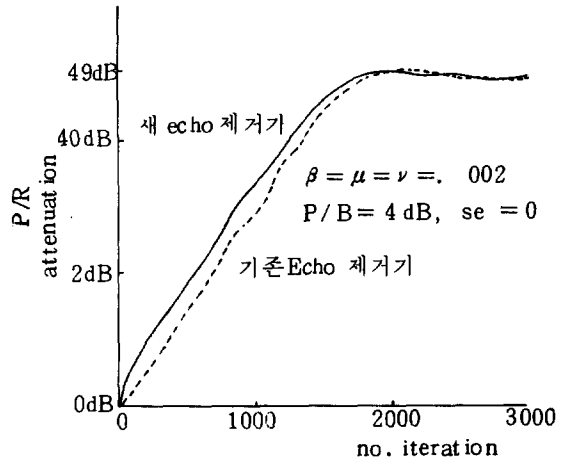


그림 8. echo 제거기의 수렴특성 비교

응여파기 계수수가 55이고  $\rho_e = 16$  dB,  $P/S \leq 20$  dB일때  $P \leq 0$  dB,  $S > -42$  dB인 경우 새echo 제거기는 16 bits, 기존제거기는 20 bit로서 8 bit로 규격화된 디지털 Processor 또는 기억소자들을 사용하면 30%의 bit 절약을 가져온다. 수학적 operation은 대단히 경미하게 증가하며 수렴속도도 훨씬 빠르다.

**참고 문헌**

- 1) B. Widrow et al. ; "Adaptive noise cancelling; principles and applications", proc. IEEE, Vol.63, pp. 1962-1716, 1975.
- 2) K.H. Mueller; "A new digital echo canceller for two-wire full-duplex data transmission", IEEE Trans. Comm., Vol. COM-24, pp. 956-962, 1976.
- 3) S.B. Weinstein "A passband data-driven echo canceller for full-duplex transmission on two-wire circuits", IEEE Trans. Comm. Vol. COM-25, pp. 654-666, 1977.
- 4) C. Macchi, J.P. Jouannaud and O. Macchi; "Recepteurs adaptaifs pour transmission de donnees a grande vitesse", Ann. Telecom., Vol. 30, pp. 311-330, 1975.
- 5) O. Macchi; "Resoluton adaptative de l'equation de Wiener-Hopf", Ann. Inst. Henri Poincare, Vol. X, pp. 356-377, 1978.
- 6) G. Ungerboeck; "Theory on the speed of co-

- vergence in adaptive equalizers for digital communication", IBM J. Res. Dev., Vol. 16, pp. 546 - 555, 1972.
- 7) R. W. Lucky, J. Salz, E. J. Weldon; principles of Data Communications, Mac Graw Hill, N.Y., 1968
- 8) M. Bonnet, O. Macchi; "Choix d'un algorithme en precision finie pour annuleur d'écho". To appear, Ann. Telecom. Revised version, dec. 1892.
- 9) N. A. M. Verhoeckx, H. Denelzen, F. A. Snijder, P. J. Van gerwen; "Digital echo cancellation for base band data transmission", IEEE Trans. ASSP, Vol. ASSP- 27, pp, 768 - 781, 1979.
- 10) K. H. Park, O. Macchi; "An echo canceler with reduced complexity", accepted to publish on IEEE Trans, on Communicdtion, 1983,