

비선형 반향제거기의 설계

(The Design of A Nonlinear Echo Canceller)

朴贊浩*, 金煥溶**

(Chan-Ho Park and Hwan-Yong Kim)

요 약

본 논문에서는 구현이 용이한 전이중 통신용 비선형 반향제거기의 회로구조를 제안하고자 한다. 이 회로구조는 선형 반향제거기의 FIR 구조를 사용하면서 단지 약간의 탭만 부가함으로써 선형신호 뿐만 아니라 하이브리드나 데이터 변환기 등에서 발생하는 비선형 반향신호도 제거할 수 있도록 설계되었다. 부가되는 탭의 수는 비선형 반향성분을 어느 정도까지 제거할 것인가에 의해서 좌우된다. 본 구조를 사용하여 컴퓨터 프로그램을 작성하고 시뮬레이션을 수행한 결과, 적은 탭을 추가시키는 것으로 비선형 반향신호에 대해 좋은 반향제거 효과를 나타냄을 확인하였다.

Abstract

This paper proposes a architecture of the nonlinear echo canceller for the full-duplex transmission, which is easy to implement. The architecture is designed to cancel the nonlinear echo signals due to the hybrid or the data converter, as well as the linear echo signals, by adding a small number of taps to the FIR structure for the linear echo cancellation. The number of tap to be add depends on how much the nonlinear echo signals are cancelled. A computer program for this architecture was written and run. Numerical results of the computer simulations show good performances on cancellations of the nonlinear echo signals by adding a small number of taps.

I. 서 론

가입자 회로는 전화망을 통해서 데이터가 오류없이 전송될 수 있는 물리적인 경로를 형성하여 주어야 한다. 2선 선로를 통해 동시에 양방향 전송을 하는 전이중 통신방식으로서 송수신 분리를 위한 하이브리드 회로가 포함된 반향제거방식^[1]을 사용한다. 이때 다양한 가입자 선로의 길이에 따른 하이브리드 회로의 임피던스 부정합으로 인하여 완전하게 송수신 신호를 분

리하지 못하고 송신신호의 일부가 수신경로로 귀환되어 반향신호를 형성하게 된다. 이 신호는 원단으로 부터 전송되어 온 수신신호에 포함되어 잡음의 원인이 되며, 그림1과 같이 가입자 회로에서 반향제거기가 하이브리드를 통해서 수신경로로 귀환되는 반향신호를 제거하는 역할을 하게 된다. 하이브리드 회로의 감쇄는 약 10dB이고 원단으로 부터의 수신신호는 약 45dB 까지 감쇄하므로 수신신호에 대해 20dB 이상의 SNR를 얻기 위해서는 반향신호를 55dB 이상 제거해야 된다.

반향신호는 대부분 선형 성분으로 이루어져 있지만 일부 비선형 성분도 포함하고 있다. 이러한 비선형 반향신호가 발생하는 요인으로서, 첫째 비대칭 송신펄스를 들 수 있다. 이것은 송신부에서 송신펄스를 생성할 때 정 신호와 부 신호간 신호의 크기의 비율이 정확하

* 正會員, 朝鮮大學校 工業專門大學 電子通信科
(Dept. of Electronic Communication Chosun University Technical Junior College)

** 正會員, 圓光大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Engineering Wonkwang Univ.)
接受日字: 1996年9月3日, 수정완료일: 1998年6月8日

게 일치하지 않기 때문에 발생한다. 둘째, 하이브리드 회로의 포화현상이다. 이 현상은 펄스의 크기가 하이브리드 회로의 동작영역을 초과할 정도로 크거나 하이브리드 자체의 비선형 특성에 기인한다. 셋째, 데이터 변환기의 비선형성에 있다. 반향제거기는 디지털 회로로 구현되는 바 반향경로 중에는 아날로그 회로 부분을 포함하게 되어 실제 데이터 변환을 위한 ADC 및 DAC 회로가 갖는 비선형 특성으로 인하여 반향신호에 비선형 성분이 삽입되게 된다.

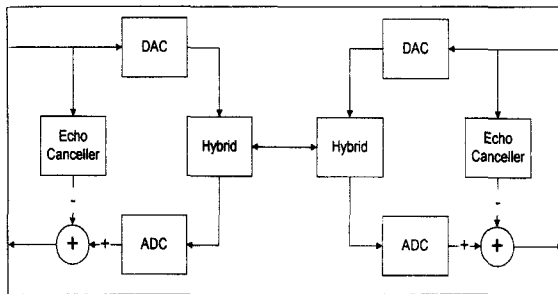


그림 1. 가입자 회로도
Fig. 1. Subscriber Loop.

비선형 반향신호를 제거하는 방법으로서 RAM을 이용한 Look-up Table 방식^[2]이 있다. 이 방식은 N 비트 송신신호에 대해 2^N 개의 독립된 반향 추정신호를 만들어내며, 비트 조합에 따라서 매 심볼당 하나의 반향 추정신호만을 조정하게 된다. 반향신호의 추정을 입력신호의 단순한 선형 합에 의해서가 아니고 입력신호의 모든 가능한 조합에 의해서 수행하므로 이 방식을 사용하면 어떤 형태의 비선형 성분이라도 제거가 가능하고 회로의 동작원리도 간단하지만, 고려해야 할 송신 비트의 수가 많아지면 요구되는 RAM의 크기가 너무 커지고 수렴시간이 크게 증가한다는 단점이 있다. 회로 설계시 무엇보다 중요한 점은 필요한 탭의 수를 구현 가능하도록 줄이는 것이다. 비선형 반향신호를 제거하는 다른 접근방식으로서 이진급수 전개방식^[3]이 있다. 이 방식은 Memory를 사용하는 대신 FIR 구조에 비선형 성분을 반영하기 위한 약간의 탭만 부가함으로써 이전 방식에 비하여 회로의 복잡도를 줄일 수 있다. 또한 비선형 반향신호의 크기는 반향경로에 대한 임펄스 응답의 크기에 비례하므로 응답의 크기가 상대적으로 큰 앞부분에 대해서만 비선형 반향 회로를 적용하고 비선형 반향신호의 크기가 극히 작아 영향이 미미한 뒷부분은 무시하는 것이 효율적인 방식

이다. 따라서 앞의 좁은 영역에 대해서만 비선형 회로로 설계하고 뒤의 넓은 영역에 대해서는 선형회로로 설계함으로써 전 영역을 비선형 회로로 설계하는 것에 비해 탭 수를 크게 줄일 수 있다.

본 구조의 성능을 확인하기 위해 회로의 전반적인 기능에 대하여 C-언어를 사용하여 프로그램을 작성하였고, 회로 변수를 변화시켜 가면서 반복 시뮬레이션을 수행하였다. 또한, 타 구조와의 성능 비교를 통하여 본 구조가 비교적 우수한 것으로 확인하였다.

본 논문의 주요 구성은 II절에서 비선형 함수에 대한 이진급수 전개방법에 대하여 기술하였고, III절에서는 반향제거기의 적응 알고리즘 및 IV절에서는 DAC의 비선형 특성, V절에서는 본 논문에서 제안한 비선형 반향제거기의 회로구조에 대한 내용을 설명하였으며, 그리고 VI절에서는 회로의 시뮬레이션 수행방법 및 결과에 대한 분석을, 마지막으로 VII절에서 결론을 유도하였다.

II. 비선형 함수의 이진급수 전개

본 절에서는 여러 비트들로 구성된 임의의 비선형 함수를 유한 항으로 이루어진 급수로 전개하는 방법에 대해 기술한다. N 비트로 구성된 임의의 비선형 함수를 f(B₀, B₁, ..., B_{N-1})이라 하자. 여기서 B_i는 '0' 또는 '1' 값을 갖는 이진 비트이다. 이 함수는 N 비트의 모든 조합을 통해서 총 2^N개의 값을 갖는다. 이제 이 함수는 식(1)과 같이 유한 항을 갖는 이진급수로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned}
 f(B_0, B_1, \dots, B_{N-1}) = & f_0 + \sum_{k=0}^{N-1} f_1(k)B_k \\
 & + \sum_{k_1 \neq k_2} f_2(k_1, k_2)B_{k_1}B_{k_2} + \dots \\
 & + \sum_{k_1 \neq k_2 \neq \dots \neq k_L} f_L(k_1, k_2, \dots, k_L)B_{k_1}B_{k_2} \dots B_{k_L} + \dots \\
 & + \sum_{k=0}^{N-1} f_{N-1}(k)B_0B_1 \dots B_{k-1}B_{k+1} \dots B_{N-1} \\
 & + f_NB_0B_1 \dots B_{N-1}
 \end{aligned} \tag{1}$$

위 식에서 제2항을 제외한 나머지 항은 비선형 성분을 표현하기 위해 삽입되었으며, 입력 비트는 연속적인 비트열로부터 N 비트를 취하여 사용할 수 있다. 이 식의 이해를 돕기 위하여 3 비트로 구성된 함수를 예로 들어보자. N=3으로서 이 함수는 다음과 같이 전개된다.

$$f(B_0, B_1, B_2) = f_0 + f_1(0)B_0 + f_1(1)B_1 + f_1(2)B_2 + f_2(2)B_0B_1 + f_2(1)B_0B_2 + f_2(0)B_1B_2 + \dots (2) + f_3B_0B_1B_2$$

위 식은 총 $2^3 = 8$ 개의 항으로 구성되어 있다. 합수의 값을 구하기 위한 가산 연산 횟수는 비트의 값에 따라 0~7회 수행된다. 만일 반향신호에 비선형 성분이 포함되지 않았다면 제2항 및 3, 4항 만이 남게되어 선형 함수와 동일하게 된다. 이 식은 비선형 반향제거 회로의 구현에 적용할 수 있으며, 식을 구현하기 위한 회로 구조를 그림2에 도시하였다.

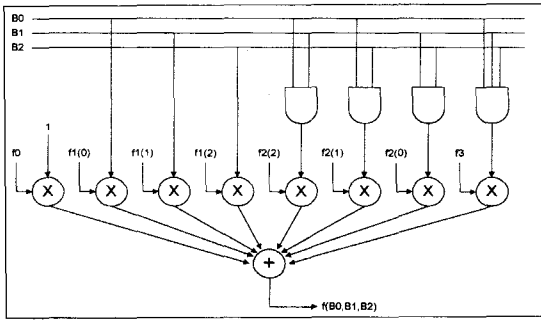


그림 2. 비선형 반향제거회로
Fig. 2. Nonlinear echo canceller.

III. 적응 알고리즘

근단의 수신신호는 원단으로부터 전송되어 온 수신신호와 반향신호 및 근단누화동의 잡음성분으로 구성되어 있다. 반향신호는 송신신호가 하이브리드 회로를 통과할 때 하이브리드 회로의 임피던스 부정합으로 인하여^[6,7,8] 수신신호에 나타나는 잡음으로서 송신펄스 성형기 및 데이터 변환기 등에서 발생하는 비선형 성분을 포함하고 있다. 이 비선형 반향신호를 제거하기 위하여 이진급수 전개방식과 LMS 알고리즘^[4,5]을 사용한다. 또한, 계수 조정방법으로서는 회로의 복잡성을 피하기 위해 구조가 간단한 Sign 알고리즘을 사용한다. 원단으로부터 전송되어 온 수신신호는 선로에서 최대 35dB, 하이브리드에서 약 10dB가 감쇠되어 총 45dB가 감쇠된다. 한편, 반향신호는 하이브리드에서 10dB의 감쇠를 나타낸다. 따라서 수신 데이터를 복원하는 Slicer의 입력단에서 20dB 이상 SNR을 얻으려면 55dB 이상 반향신호를 제거해야 한다.

그림 1을 참조하여 원단에서 보낸 신호를 $s(k)$ 라 하고 수신경로에서 생긴 잡음을 $n(k)$, 반향신호를 $e(k)$, 반향추정신호를 $\hat{e}(k)$ 라 하면 수신신호에 포함된 반향성분이 제거된 후의 잔류 신호 $r(k)$ 는 다음과 같다.

$$r(k) = s(k) + e(k) + n(k) - \hat{e}(k) \quad (3)$$

반향제거회로에 입력되는 송신 펄스의 수를 N 이라 하면 위 식의 반향신호 및 반향 추정신호는 아래와 같이 표현된다.

$$e(k) = a_k^T \cdot g \quad (4)$$

$$\hat{e}(k) = a_k^T \cdot c_k \quad (5)$$

$$\text{송신신호: } a_k = \begin{bmatrix} 1 \\ a_k \\ a_{k-1} \\ \vdots \\ a_{k-N+1} \\ a_k a_{k-1} \\ a_k a_{k-2} \\ \vdots \\ a_{k-N+2} a_{k-N+1} \\ \vdots \\ a_k a_{k-1} \dots a_{k-N+1} \end{bmatrix} \quad (6)$$

반향경로 전달함수 :

$$g = \begin{bmatrix} g_0 \\ g_1(0) \\ g_1(1) \\ \vdots \\ g_1(N-1) \\ g_2(0,1) \\ \vdots \\ g_2(N-2, N-1) \\ \vdots \\ g_N \end{bmatrix} \quad (7)$$

반향제거기 계수 :

$$c_k = \begin{bmatrix} c_{k,0} \\ c_{k,1}(0) \\ c_{k,1}(1) \\ \vdots \\ c_{k,1}(N-1) \\ c_{k,2}(0,1) \\ \vdots \\ c_{k,2}(N-2, N-1) \\ \vdots \\ c_{k,N} \end{bmatrix} \quad (8)$$

위 식들을 사용하여 식(3)을 표현하면 다음과 같이 된다.

$$r(k) = s(k) + n(k) + a_k^T \cdot g - a_k^T \cdot c_k \quad (9) = s(k) + n(k) + a_k^T \cdot (g - c_k)$$

$r(k)$ 는 수신신호에서 반향신호가 제거된 후의 잔류 신호로서 최소화하도록 반향제거기의 계수를 조정하기 위하여 Steepest-descent 개념을 사용한다.

$$c_{k+1} = c_k - \mu \text{grad} E\{r(k)^2\} \quad (10)$$

$E\{r(k)^2\}$ 이 최소값을 가질때 반향제거기가 수렴한 상태이며, 이때 각 계수에 대한 $E\{r(k)^2\}$ 의 Gradient 들의 절대값이 최소값을 갖는다. 식(10)에 식(9)를 대입하고 각 계수에 대해 편미분을 수행하면 다음과 같이 LMS 알고리즘으로 정리된다.

$$\begin{aligned} c_{k+1} &= c_k \mu \text{grad} E\{[s(k) + n(k) + \mathbf{a}_k^T(\mathbf{g} - c_k)]^2\} \\ &= c_k + 2\mu E\{r(k) \cdot \mathbf{a}_k\} \end{aligned} \quad (11)$$

각 계수에 대해 $E\{r(k) \cdot \mathbf{a}_k\}$ 를 구한다는 것은 하드웨어 구현시 실제적으로 어렵기 때문에 근사치인 $r(k) \cdot \mathbf{a}_k$ 를 사용하여 적음하게 된다.

$$c_{k+1} = c_k + 2\mu r(k) \cdot \mathbf{a}_k \quad (12)$$

잔류신호 $r(k)$ 의 MSB 만을 고려하는 Sign 알고리즘을 사용하면 회로가 더욱 간단해진다.

$$\begin{aligned} c_{k+1} &= c_k + 2\mu \text{sign}[r(k)] \mathbf{a}_k \\ &= c_k + K \text{sign}[r(k)] \mathbf{a}_k \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 K 는 조정 Step으로서 $0.0 < K < 1.0$ 의 값을 갖는다. K 가 크면 수렴시간은 감소하지만 수렴 후의 정상상태 오차는 커지고, K 가 작으면 수렴시간은 길어지지만 정상상태 오차는 작아진다. 본 구조에서는 K 를 수렴 초기에는 2^{-16} 으로 설정하여 수렴시간을 단축하고, 후기에는 2^{-19} 으로 설정하여 정상상태 오차를 20dB 정도 감소시켰다. 그림3에서 계수조정회로를 보여주고 있다.

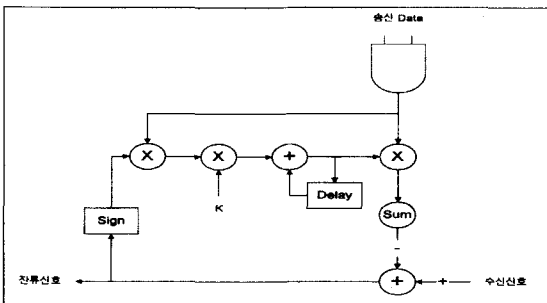


그림 3. 계수 조정회로
Fig. 3. Coefficient adaptation circuit.

IV. DAC의 비선형 특성

송신 경로상의 펄스 성형 필터에 사용되는 DAC는 일반적으로 Resister- Capacitor Array로 구현된다. 여러 가지 공정상의 요인들로 인하여 Resister와 Capacitor는 균일한 값을 갖지 못하게 되고 DAC는 비선형 전달 특성을 나타낼 수 있다. 여러 실험결과에 의하면 가장 많이 나타나는 비선형 전달 특성은 다음과 같이 2가지 함수로 모델링되어 진다.^[3]

$$d_a(x) = 1.01333x - 0.01333x^3 \quad (14)$$

$$d_b(x) = x - 0.005|x| \quad (15)$$

정규화된 입력에 대해서 위 식의 곡선이 그림 4에 도시되어 있다. 이 그림에서 볼 수 있는 바와 같이 $d_a(x)$ 는 원점에 대해서 홀수 대칭으로서 Volterra 급수 전개에서 첫째와 셋째 항이 중요한 항이 되고 $d_b(x)$ 는 짝수 대칭으로서 Volterra 급수 전개에서 첫째와 둘째 항이 중요한 항이 된다.

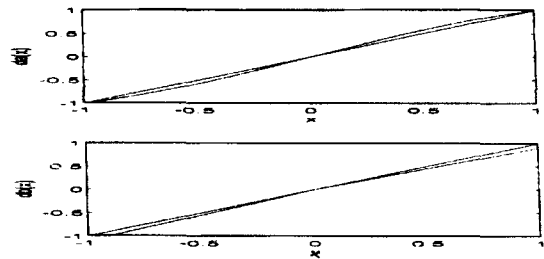


그림 4. DAC의 비선형 전달 특성
Fig. 4. Nonlinear transfer curves of DAC.

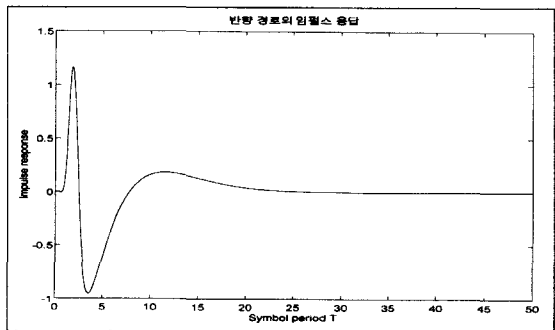


그림 5. 반향경로의 임펄스 응답
Fig. 5. Impulse response of echo path.

신로반향에 있어서 DAC 및 하이브리드를 포함하는 반향경로에 대한 임펄스 응답은 일반적으로 그림5와 같다. 이 그림에서 볼 수 있듯이 반향경로에 대한 임펄스 응답은 그 크기가 앞의 약 10 십분 동안에 큰 값을 나타내고 그 이후에는 상대적으로 작은 값을 알 수 있다. 각 비선형 모델의 경우에 대해 이 반향경로 응답을 사용하고 반향제거기의 탭 수를 변수로 하여 시뮬레이션을 수행하면 그림6의 결과를 얻을 수 있다. 여기서 보는 바와 같이 반향신호에 포함된 비선형 반향성분은 초기 10 십분 이내에서 어느 정도 크기의 값을 나타내고 그 이후의 크기 무시할 정도의 극히 작은 값을 갖는다. 따라서 비선형 탭의 수를 10개 정도로 설계하면 된다.

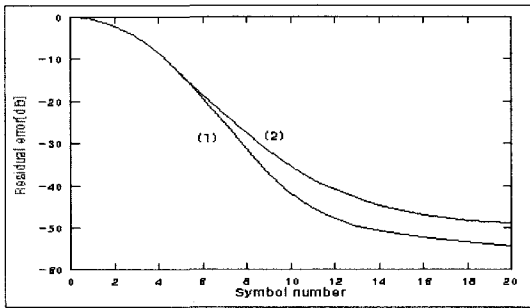


그림 6. 심볼 수에 따른 잔류오차의 크기
Fig. 6. Residual errors to the number of symbols.

V. 비선형 반향제거기의 구조

수신신호로부터 비선형 반향성분을 제거하는 직접적인 방법은 RAM을 이용한 Look-up Table 방식을 사용하는 것이다. 그러나 이 방법은 반향경로에 대한 임펄스 응답의 길이가 길어짐에 따라서 RAM의 Word 수가 2^N 으로 증가하여 회로의 면적이 상당히 커지기 때문에 실제 회로로 구현하는 것은 간단하지 않다. 또한 각 Word의 값은 평균적으로 2^N 비트마다 한번씩 조정되기 때문에 수렴속도가 떨어지고 수렴시간이 크게 증가한다. 그러나 II절에서 소개한 이진 급수 전개 방법을 사용하면 계수의 수와 수렴시간을 줄일 수 있다.

본 논문에서는 반향신호 중 비중이 큰 앞부분의 10 십분에 기인한 비선형 반향성분만을 고려하기로 한다. Look-up table 방식을 사용할 경우 $N=10$ 심볼에 대한 Word의 수는 $4^{10} = 1,048,576$ 개에 달한다. 이 수

는 10개의 계수로 구성된 선형 구조에 비해 100,000 배 증가한 것으로서 거의 실현 불가능한 구조이다.

2B1Q 코드를 사용했을 때 비선형 반향신호가 발생하는 주요 원인은 인접 신호들의 패턴 보다는 신호의 크기간 비율이 선형적으로 생성되지 못하기 때문이다. 그래서 앞에서 설명한 바와 같은 이진 급수 전개방식을 이용하여 인접 신호간의 비선형 성분은 보다는 신호 레벨간의 비선형성만을 고려하는 구조를 선택하면 계수'상당히 줄어들게 된다. 시간 k에서 신호 레벨 z_k 는 다음과 같이 표현된다.

$$z_k = c_0 + c_1 a_{1,k} + c_2 a_{2,k} + c_3 a_{1,k} a_{2,k} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \hat{e}_k = & c_{k,0} + \sum_{j=1}^N c_{k,j}(k) a_{1,k-j+1} \\ & + \sum_{j=1}^N c_{k,N+j}(k) a_{2,k-j+1} \\ & + \sum_{j=1}^N c_{k,2N+j}(k) a_{1,k-j+1} a_{2,k-j+1} \end{aligned} \quad (17)$$

이와같은 알고리즘을 사용한 수정된 비선형 반향제거기의 회로 구조는 그림7과 같이 구성된다.

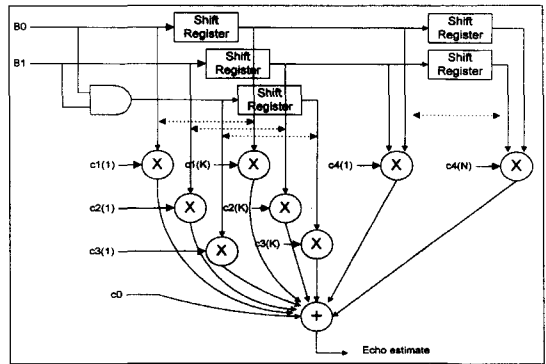


그림 7. 수정된 비선형 반향 제거기
Fig. 7. Modified nonlinear echo canceller.

VI. 시뮬레이션 및 결과분석

본 회로 구조의 성능을 확인하기 위하여 시뮬레이션 프로그램을 작성하였다. 이 프로그램은 반향신호 생성부와 반향신호 제거부등으로 구성되며, C-언어로 기술되었다. 시뮬레이션 조건은 <표 1>에 요약되어 있는데, 전송 거리는 최대 4Km이고, 데이터 변환기의 선형성은 55dB이다. 또한, 송신신호에 대해 고려해야 할 심볼의 수는 총 50개로서 앞부분의 10개는 비선형 회로에 사용되어 31개의 탭을 조정하고, 뒷부분의 40

개는 선형 회로에 사용되어 40개의 탭을 조정하는데 사용된다. 수렴속도를 높이고 수렴 후의 오차를 줄이기 위하여 탭의 조정 Step은 2단계로 분할하여 설정하였다. 선형 방식의 경우 초기 20,000 심볼까지, 수정된 비선형 방식을 사용하는 경우에는 500,000 심볼까지를 2^{-16} 으로 설정하고, 그 이후에는 모두 2^{-19} 으로 더욱 세밀하게 설정하여 수렴시간을 감소시키고 SNR을 증가시키도록 하였다. 그리고 Look-up table 방식의 경우에는 수렴시간이 매우 길기 때문에 3단계로 구분하여, 수렴 초기 25,000,000 심볼까지는 2^{-8} 으로 크게 설정하여 수렴속도를 높이고, 75,000,000 심볼까지는 2^{-11} , 그 이후에는 2^{-14} 으로 설정하여 SNR을 향상시켰다.

표 1. 시뮬레이션 조건
Table 1. Simulation conditions.

조		건	
선로 부호		2B1Q	
적용 알고리즘		Signed LMS	
전송 거리		4 Km	
선형성		55 dB	
심볼수	비선형	10 개	
	선형	40 개	
탭 수	비선형	31 개	
	선형	40 개	
조정 Step	초기	2^{-16}	
	후기	2^{-19}	

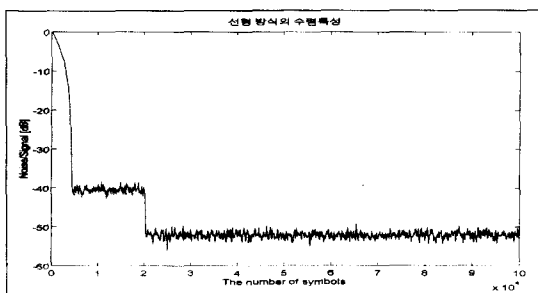


그림 8. 선형 필터 방식의 수렴특성
Fig. 8. Convergence curve of linear filter method.

선형 방식으로 동작할 경우 반향제거회로가 수렴하는 과정을 그림 8에서 보여주고 있다. 이 그림에서 보는 바와 같이 선형 방식을 사용하면 수렴시간은 매우 작은 반면, 제거되지 않은 비선형 반향신호 때문에 SNR이 감소하여 약 52dB를 나타내고 있다. 이 수치는 일반적으로 요구되는 수준인 55dB 이하로서 비선형성을

고려한 설계를 필요로 한다. 그림 8은 앞선 10개의 심볼에 대해 Look-up table 방식을 사용하여 얻은 반향제거회로의 수렴특성으로서, SNR은 57dB로 향상되었지만 수렴시간이 150,000,000심볼(1,875 Sec)로서 실현 가능성이 없는 구조이다. 따라서 이러한 단점을 극복하고 원하는 성능을 얻으면서 실현이 가능하도록 본 논문에서 제시한 구조를 사용하면 그림 7과 같은 수렴특성을 얻을 수 있다. 제시된 구조의 비선형 반향제거기는 600,000 심볼 이내에서 SNR이 57dB 까지 수렴하는 안정된 곡선을 보여주고 있다. 이 구조를 사용하면 선형 반향제거기에 비해 수렴시간은 다소 증가하나 데이터 변환기 등에서 발생하는 비선형 반향성분은 잘 제거하는 것으로 확인되었다. 지금까지 설명한 세 구조를 사용한 경우의 수렴특성을 <표 2>에 요약하였다.

표 2. 본 방식과타 방식간의 성능 비교
Table 2. Performances of three methods.

성능	선형 방식	제한한 방식	Look-up table
수렴시간 [Symbols]	30,000	600,000	150,000,000
SNR [dB]	52	57	57

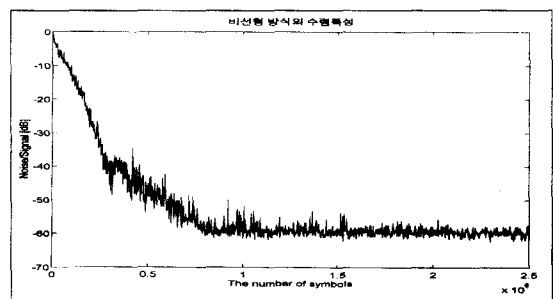


그림 9. 본 방식의 수렴특성
Fig. 9. Convergence curve of this method.

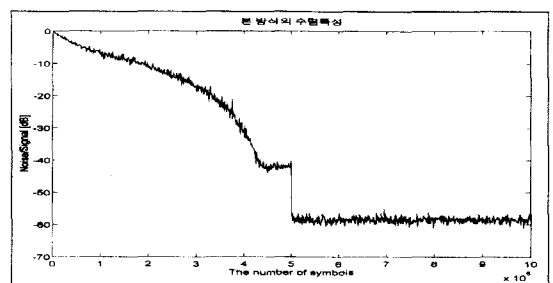


그림 10. Look-up table 방식의 수렴특성
Fig. 10. Convergence curve of look-up table method.

VII. 결 론

본 논문은 반향신호에 대한 비선형 성분을 제거하는 회로구조를 제시하였다. 이 구조는 기본적인 선형 필터구조에 비선형 성분을 고려한 소수의 탭만 추가하면 된다. 컴퓨터 시뮬레이션 결과, 탭 수를 크게 증가시키지 않고도 신호의 크기 불균형성에 기인하는 비선형 반향신호를 효과적으로 제거하는 것으로 나타났다. 또한, 수렴시간도 Look-up Table 방식에 비해 크게 감소하는 등 우수한 성능을 가진 것으로 확인되었다. 이 논문에서 제시한 회로구조를 ISDN 시스템의 U-트랜시버 설계등에 활용하면 좋은 결과를 얻을 것으로 사료되며, 기타 비선형 반향신호가 발생하는 여러 응용분야에도 적용이 가능하다.

참 고 문 헌

- [1] David, G. Messerschmitt, "Design Issues in the ISDN U-Interface Transceiver", IEEE J. Select. Areas Comm., vol.SAC-4, pp.1281-1293, Nov. 1986.
- [2] N. Holte, S. Stueflotten, "A New Digital Echo Canceller for Two-Wire Subscriber Lines", IEEE Trans. Comm., vol.COM-29,

pp.1573-1581, Nov. 1981.

- [3] Oscar Agazzi, David G. Messerschmitt, David A. Hodges, "Nonlinear echo cancellation of data signals", IEEE Trans. Comm., vol.COM-30, No.11, p.2421-2433, Nov. 1982.
- [4] K. H. Mueller, "A New Digital Echo Canceller for Two-Wire Full-Duplex Data Transmission", IEEE Trans. Comm., COM-24, No.9, pp.956-962, Sept. 1976.
- [5] M. Kazuo, U. Shigeyuki and A. Fumio, "Echo Cancellation and Application," IEEE Mag.COM, pp.49-55, Jan. 1990.
- [6] D. L. Duttweiler, "A Twelve-Channel Digital Echo Canceller," IEEE Trans. Commun., vol. COM-26, pp.647-653, May. 1980.
- [7] M. M. sondi, and D. A. Berkley, "Silencing Echoes on the Telephone Network," Proc. IEEE, vol. 68, pp.948-963, Aug. 1980.
- [8] J. W. Emling and D. Mitchell, "The Effect of Time Delay and Echoes on Telephone Conversation," Bell System Technical Journal, vol. 42, No.6, pp.2869-2891, Nov. 1963.

저 자 소 개



朴贊浩(正會員)

1948년 7월 19일생. 1977년 광운대학교 무선통신공학과(공학사). 1988년 조선대학교 전자공학과(공학석사). 1998년 현재 원광대학교 전자공학과 박사과정 수료. 현재: 조선대학교 공업전문대학 전자통신과 교수. 주 관심분야는 이동통신, 데이터통신, 디지털신호처리 및 전송

金煥溶(正會員)

1951년 5월 11일생. 1973년 2월 전북대학교 전기공학과(공학사). 1978년 2월 전북대학교 전기공학과(공학석사). 1984년 8월 전북대학교 전기공학과(공학박사). 1979년 3월 ~ 현재 원광대학교 전자공학과 교수. 주 관심분야는 이동통신 및 이동통신시스템, 디지털신호처리 시스템, 신경회로망