

적응 데이터 반향제거기의 구조와 성능에 대한 고찰

On the Structures and Performances of Adaptive Data-Driven Echo Cancellers

任基弘 · 殷鍾官 · 李在天

(KAIST통신공학연구소 선임연구원, 전기및 전자공학과 교수, 통신공학연구소 선임연구원)

■ 차 례 ■

요 약

- 1. 서 론
- 2. 데이터 반향제거기의 구조
- 가. Baseband 구조

나. Passband 구조

- 3. 성능 분석
- 4. Simulation
- 5. 결 론

요 약

본 논문에서는 적응 데이터 반향제거기(adaptive data-driven echo canceller)의 여러 구조에 대한 성능을 고찰한다. 우선 각 data-driven echo canceller (DDEC)의 시스템식을 일관성 있는 기준에 의하여 분류하고 연관성을 살펴본다. 특히, 본 논문에서 제안된 새로운 DDEC 알고리즘의 기존의 방법과의 차이점을 중점 기술한다. 또한 각 DDEC 구조의 성능 및 복잡성을 비교 분석한다. 결과로서, 제안된 새로운 알고리즘이 성능이 우수할 뿐만 아니라 복잡성 또한 적음을 입증하였으며 이를 시뮬레이션을 통하여 확인하였다.

1 서 론

근래에 들어서 다이얼 전화선(dialed telephone connection)을 통한 빠른 속도의 전이중(full-duplex) 데이터 전송에 관한 요구가 날로 증가하고 있다. 이와같은 이유중의 하나는 전 이중 데이터교환을 위한 공중데이터망(회선교환 혹은 패킷교환)들이 상대가입자(remote subscriber)와의 데이터교환을 위하여 전화교환망(switched telephone network)과 연결되어 사용되기 때문이

다. 지금까지 2선(two-wire circuit)을 통한 전이중 데이터전송을 위해서는 주파수분할 다중방식이 널리 사용되어 왔으나, 이때의 데이터 전송률은 전화선 주파수 대역폭의 제한(3.4KHz) 때문에 2400bps보다 클 수 없었다. 전송률이 이보다 클 경우 쌍방향데이터 전송은 동일한 대역폭을 공유해야 하며, 이때 전화선에서 발생한 반향신호로 인하여 간섭이 발생한다. 따라서 빠른 속도의(4800bps 이상) 전이중 데이터 모뎀에는 반향신호를 제거하기 위한 기능이 추가되어야 한다.

원래, 반향제거기(echo canceller)는 전화망에서 음성의 질을 향상시키기 위한 반향감쇄기(echo suppressor)를 대체하기 위하여 제안되었다¹⁾. 근래에는 음성반향제거기가 VLSI chip으로 제작되어 사용되고 있으며²⁾, 또한 2선전 이중 데이터 전송에 제거기를 사용하는 연구가 계속되고 있다^{3)~5)}. Mueller에 의하여 제안된 데이터 전송을 위한 반향제거기⁴⁾는 Weinstein에 의하여 심볼동기(symbol synchronization)가 필요치 않은 구조로 개선되었으며⁵⁾, 최근들어 제작이 간단한 효율적인 제거기 구조가 Werner에 의하여 개발되었다⁶⁾.

이제 전이중 데이터 전송에 사용되는 반향제거기의 동작을 살펴보자. 반향신호는 그림 1(a)의 전화선에서 2선/4선 변환기로 사용되는 하이브리드 커플러(hybrid coupler)의 임피던스 부정합(impedance mismatch)에 의하여 발생한다. 즉, 전송된 데이터신호의 일부는 하이브리드를

통과하여 전송한 측의 수신부로 되돌아오며, 이 신호는 상대편(far-end) 모뎀에서 전송되어진 신호에 섞여서 간섭(interference)를 일으킨다. 그림 1(b)의 반향제거기는 반향신호가 통과한 채널을 합성하도록 동작되어지며, 이상적인 경우 제거기와 반향채널은 같은 입력신호로 동작하므로 두 출력신호는 동일한 값을 갖는다. 따라서 수신측은 수신된 신호로부터 반향신호가 제거된 상대편 데이터신호를 얻을 수 있다.

본 논문에서는 기존의 제거기들을 일정한 기준(unified frame work)에 의하여 분류하고 상호간의 연관성을 살펴본다. 또한 제거기 고유의 특성을 이용하여 효율적인 새로운 구조를 제안한다. 이어서 제안된 구조를 포함한 여섯가지 DDEC의 성능을 비교분석한다.

2 데이터 반향제거기의 구조

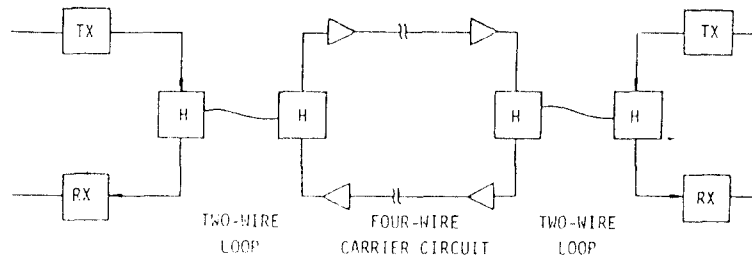
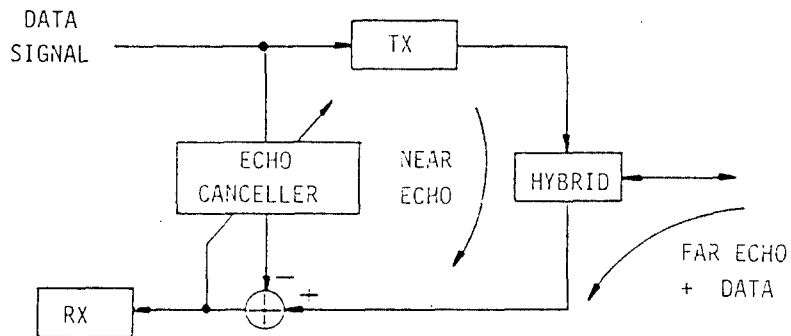


그림 1 (a) 전화선의 구조



(b) 데이터 반향제거기의 동작.

본 장에서는, DDEC의 구조를 제거기 내의 적응필터가 주파수영역에서 동작하는 범위에 따라 크게 baseband와 passband 구조로 분류하고, 반향(echo) 신호를 만드는 방법과 추정오차신호를 적응필터의 계수값 조절에 이용하는 방법에 따라 제거기의 구조를 좀 더 세분하여 살펴본다. 특히, 기존의 DDEC 구조들보다 수렴속도가 빠르고 복잡성 면에서 이점이 있는 새로운 구조를 중심으로 동작원리를 고찰한다.

음성대역폭으로 빠른 속도의 데이터를 전송하기 위해서는 quadrature amplitude modulation (QAM) 변조방식이 널리 사용된다. 여기에서, 심볼구간이 T_b 인 데이터신호를 이차원적, 즉 inphase와 quadrature로 변조한 신호는 다음과 같다.

$$s(t) = \text{Re} \left[\sum_i a_i p_b(t - iT_b) \exp(j\omega_c t) \right] \quad (1)$$

여기서

$$a_i \triangleq r_{a_i} - j_{i,a_i}$$

로서 l 번째 심볼구간에서 복소수값을 갖는 데이터 심볼을 나타내며, $P_b(t)$ 는 baseband 펄스형성 함수(pulse shaping function)이며, ω_c 는 각 변조주파수이다. 신호 $s(t)$ 가 전달함수가 $H_e(\omega)$ 인 선형반향채널(linear echo channel)을 통하여 전송되면, 수신된 반향신호 $r(t)$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$r(t) = \text{Re} \left[\sum_i a_i h_b(t - iT_b) \exp(j\omega_c t) \right] \quad (2)$$

여기서 $h_b(t)$ 는 전달함수가 다음과 같은

$$H_b(\omega) = P_b(\omega) H_e(\omega + \omega_c) \quad (3)$$

새로운 baseband complex waveform-shaping function이다. 불연속 시간 영역(discrete time domain)에서 $r(t)$ 를 재생하기 위해서는, 샘플링 주파수 $F_s (\triangleq 1/T_s)$ 는 $r(t)$ 의 최고 주파수보다

적어도 두배이상 커야한다. 실제로, F_s 는 다음과 같이 데이터 심볼주파수 $F_b (\triangleq 1/T_b)$ 의 정수배가 되게끔 선택한다.
즉,

$$F_s = Q F_b$$

여기서, Q 는 정수이다. 따라서 $t = mT_s$ ($m = nQ + i, 0 \leq i \leq Q-1$)에서의 샘플된 반향신호는 식(2)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} r_m &\triangleq r(mT_s) \\ &= \text{Re} \left[\sum_i a_i h_b(mT_s - iT_b) \exp(j\omega_c mT_s) \right] \\ &= \text{Re} \left[\underline{a}_m^t \underline{h}_b \exp(j\omega_c mT_s) \right] \end{aligned} \quad (4)$$

여기서

$$\underline{a}_m \triangleq [\underbrace{0 \cdots 0}_i \underbrace{a_n \ 0 \cdots 0}_{Q-1} \underbrace{0 \cdots 0}_{Q-1} a_{n-2} \cdots]^t \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \underline{h}_b &\triangleq [\cdots h_b((i-1)T_s) \ h_b(iT_s) \ h_b((i+1)T_s) \\ &\cdots h_b((i+Q)T_s) \cdots h_b((i+2Q)T_s) \cdots]^t \end{aligned} \quad (6)$$

로서 각각 interpolate된 입력데이터 벡터와 baseband 반향채널벡터이며 't'는 대칭행렬(matrix transpose)을 뜻한다. 식(4)-(6)에서 반향채널응답(echo channel response)의 길이가 유한한 것으로 가정하였으며, 실제로 두 벡터 \underline{h}_b 와 \underline{a}_m 의 크기를 $M_Q (\triangleq QM)$ 으로 가정하였다. 이때, 식(4)로부터 passband 반향신호의 analytic 변형은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\underline{r}_{a-m} = (\underline{a}_m^t \underline{h}_b) \exp(j\omega_c mT_s) \quad (7)$$

여기서 "a"는 analytic 신호를 의미한다. 식(4)의 passband실수 반향신호인 r_m 과 이의 analytic 변형식 식(7)은, 시간영역이나 주파수영역에서 한 신호로부터 다른 한 신호로 변형될 수 있다는

점에서 두신호가 같은 정보량을 갖고있다고 볼 수 있다. 특히, 주파수 영역에서 위의 변형 동작(conversion operation)은 시간영역에서보다 훨씬 간단하게 이루어진다⁴⁾.

가. Baseband 구조

식(7)로부터 반향신호의 재생을 위한 하나의 가능한 구조는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\underline{y}_{a-m} = (\underline{a}_m^t \underline{v}_m) \exp(j\omega_c m T_s) \quad (8)$$

여기서 \underline{v}_m 은 baseband반향채널벡터 \underline{h}_b 를 추정하기 위한 $(M_Q \times 1)$ 웨이트 벡터이다. 따라서 DDEC의 출력으로부터 계산되는 추정오차신호의 analytic 변형은 다음과 같다.

$$\underline{e}_{a-m} = \left(\underline{r}_{a-m} + \underline{\eta}_{a-m} \right) - \underline{v}_{a-m} \quad (9)$$

여기서 $\underline{\eta}_{a-m}$ 은 상대편 데이터(far-end data), 반향신호 및 additive 잡음을 합한 것의 analytic 변형이다. Baseband웨이트 벡터 \underline{v}_m 의 계수를 개선하기 위한 조절알고리즘은 식(8)과 (9)로부터 추정오차신호크기의 제곱인 $|\underline{e}_{a-m}|^2$ 의 기울기(gradient)를 계산함으로써 다음과 같이 구할 수 있다⁵⁾.

$$\underline{v}_{m+1} = \underline{v}_m + \mu \underline{a}_m \underline{e}_{a-m} \exp(-j\omega_c m T_s) \quad (10)$$

여기서 μ 는 적응알고리즘의 수렴동작을 제어하는 수렴계수이다. 식(10)에서, $\underline{e}_{a-m} \exp(-j\omega_c m T_s)$ 은 passband analytic 추정오차신호인 \underline{e} 의 baseband변형이므로 웨이트 벡터 \underline{v}_m 은 baseband에서 동작함을 알 수 있다.

앞에서 설명한 바와 같이, passband 실수오차신호 e_m , 즉, $\text{Re}[\underline{e}_{a-m}]$ 은 \underline{e}_{a-m} 와 같은 정보량을 갖고 있으므로, $|\underline{e}_m|^2$ 을 최소화하는 또 하나의 알고리즘을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\underline{y}_m = \text{Re}[\underline{a}_m^t \underline{v}_m \exp(j\omega_c m T_s)], \quad (11a)$$

$$\underline{e}_m = (\underline{r}_m + \underline{\eta}_m) - \underline{y}_m, \quad (11b)$$

$$\underline{v}_{m+1} = \underline{v}_m + \mu \underline{a}_m \underline{e}_m \exp(-j\omega_c m T_s). \quad (11c)$$

식(10)와 (11)의 두 적응알고리즘은 같은 steady-state 오차값으로 수렴하지만 수렴속도는 다르다⁵⁾.

2. Passband 구조

Passband에서 동작하는 여러 DDEC구조들을 살펴보기 위하여, 식(1)과 (2)의 $s(t)$ 와 $r(t)$ 는 다음과 같이 다르게 표현될 수 있다.

$$s(t) = \text{Re}[\sum b_l p_b(t-lT_b) \exp\{j\omega_c(t-lT_b)\}] \quad (12)$$

$$r(t) = \text{Re}[\sum b_l h_p(t-lT_b)] \quad (13)$$

여기서 $b_l \triangleq a_l \exp(j\omega_c l T_b)$ 이고 $h_p(t)$ 는 전달 함수가

$$H_p(\omega) = P_b(\omega - \omega_c) H_e(\omega) \quad (14)$$

인 passband complex waveform-shaping function이다. 식(3)과 (14)을 비교해 보면 알 수 있듯이 $h_p(t)$ 는 analytic 신호이다. 따라서, 반향채널 응답이 analytic이므로 passband DDEC의 웨이트 벡터들도 steady-state에서 analytic이어야만 한다. 뒤에서 설명하겠지만, 위의 사실을 이용하면 passband에서 동작하는 새로운 DDEC 구조의 도출이 가능해진다.

식(4)의 경우와 같이 식(13)을 sampling rate $F_s = QF_b$ 로 샘플링하면 다음과 같다.

$$\underline{r}_m \triangleq r(mT_s), \quad m = nQ + i, \quad 0 \leq i \leq Q-1 \quad (15)$$

여기서 translate된 입력데이터 벡터 \underline{b}_m 과 passband analytic반향채널벡터 \underline{h}_{a-p} 는 다음과 같이 정

주) analytic 신호는 주파수 응답이 $(0, \pi)$ 부분에만 존재하는 complex 신호를 의미한다.

의 된다.

$$\mathbf{b}_m \triangleq \mathbf{a}_m \exp(j\omega_c m T_s) \quad (16)$$

$$\mathbf{h}_p \triangleq [\cdots \mathbf{h}_p((i-1)T_s) \mathbf{h}_p(iT_s) \mathbf{h}_p((i+1)T_s) \cdots \mathbf{h}_p((i+Q)T_s) \cdots]^t \quad (17)$$

식(15)-(17)을 이용하여, $|\mathbf{a}_{a-m}^e|^2$ 을 최소화하는 passband DDEC 구조를 설명하는 system equation을 구하면 다음과 같다.

$$\mathbf{y}_{a-m} = \mathbf{b}_m^t \mathbf{w}_m, \quad (18a)$$

$$\mathbf{e}_{a-m} = (\mathbf{r}_m + \mathbf{a}_m \eta_m) - \mathbf{y}_{a-m}, \quad (18b)$$

$$\mathbf{w}_{a-m+1} = \mathbf{w}_m + \mu \bar{\mathbf{b}}_m \mathbf{e}_{a-m}. \quad (18c)$$

동일한 방법으로 식(18)의 추정오차가 실수인 변형 (passband real-error version)을 구하면 다음과 같다.

$$y_m = \text{Re}[\mathbf{b}_m^t \mathbf{w}_m], \quad (19a)$$

$$e_m = (r_m + \eta_m) - y_m, \quad (19b)$$

$$\mathbf{w}_{m+1} = \mathbf{w}_m + \mu \bar{\mathbf{b}}_m e_m. \quad (19c)$$

이제 weight 조절 알고리즘에 real error를 사용하는 DDEC 구조, 즉, 식(19c)와 analytic error를 사용하는 구조, 즉, 식(18c) 사이에 수렴속도의 차이가 생기는 이유를 고찰해 보자. 식(19c)에서는 weight의 초기치(initial value)가 '0' 일지라도 기울기가 analytic이 아니기 때문에 초기에는 (transient period) weight가 analytic이 아니다. 그러나 weight의 최적해 즉, 반향채널 응답이 analytic이기 때문에 weight는 점차로 analytic하게 변하게 된다. 반면에, 식(18c)에서는 기울기 즉, rotate된 입력데이터와 analytic 추정오차의 상호상관벡터가 analytic이기 때문에 weight는 항상 analytic이다. 이와 같은 weight 벡터의 성질차이로 인하여 두 DDEC 구조의 수렴속도가 달라진다는 사실을 IV장에

서 설명하겠다.

식(19)의 적응알고리즘은 weight의 값이 실수인 두개의 서로 독립적인 구조로 다음과 같이 나뉘어질 수 있다.

$$\mathbf{y}_m = \mathbf{r} \mathbf{b}_m^t \mathbf{w}_m - \mathbf{b}_m^t \mathbf{i} \mathbf{w}_m, \quad (20a)$$

$$\mathbf{r} \mathbf{w}_{m+1} = \mathbf{r} \mathbf{w}_m + \mu \mathbf{r} \mathbf{b}_m e_m, \quad (20b)$$

$$\mathbf{i} \mathbf{w}_{m+1} = \mathbf{i} \mathbf{w}_m - \mu \mathbf{i} \mathbf{b}_m e_m \quad (20c)$$

여기서, "r" 및 "i"는 각각 식(19)의 complex 변수의 실수와 허수부분을 이루는 두개의 real 변수를 가르킨다.

앞에서 언급한 바와 같이, 식(19) 혹은(20)으로 기술되어지는 DDEC 구조⁽⁶⁾는 복잡성은 덜하지만 대신에 수렴속도가 느리다. 위의 이유는 수렴된 후의 weight의 전달함수는 $(0, \pi)$ 부분에서만 값을 갖어야 함에도 불구하고, weight 조절에 이용되는 기울기가 초기에는 $(\pi, 2\pi)$ 부분의 각 주파수에 비교적 큰 값을 갖기 때문이며 이에 따라 수렴하는데 걸리는 시간이 증가한다. 이와같은 바람직스럽지 못한 현상을 극복하기 위해서는 analytic 입력벡터를 이용하는 새로운 DDEC 구조가 필요하다. 이때, analytic 입력신호는 다음과 같은 convolution으로 얻을 수 있다.

$$\mathbf{c}_{a-m} = \sum_i \mathbf{f}_i \mathbf{b}_{m-i} \quad (21)$$

여기서 linear phase인 complex 필터 응답 \mathbf{f}_i 의 전달함수 크기는 $(0, \pi)$ 에서는 1이고 $(\pi, 2\pi)$ 에서는 0이다. 이와같은 analytic 신호를 이용하면 다음과 같이 새로운 passband DDEC 구조를 얻을 수 있다.

$$\mathbf{y}_{a-m} = \mathbf{c}_{a-m}^t \mathbf{w}_{a-m} \quad (22a)$$

$$\mathbf{w}_{a-m+1} = \mathbf{w}_{a-m} + \mu \bar{\mathbf{c}}_{a-m} \mathbf{e}_{a-m} \quad (22b)$$

여기서 $(M_Q \times 1)$ 벡터인 \mathbf{c}_{a-m} 은 다음과 같이 정의된다.

$$a_c m \triangleq [a_{c m} \ a_{c m-1} \ a_{c m-2} \ \dots]^t.$$

식(18)과 (22)을 비교해 보면 알 수 있듯이 두식의 weight 들은 항상 analytic 이므로 두 알고리즘의 성능은 동일하다. 식(20)과 비슷한 방법으로, 식(22)의 real-error 변형은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$y_m = \text{Re} [a_c m^t \ a_w m] \quad (23a)$$

$$a_w m+1 = a_w m + \mu a_c m \ e_m. \quad (23b)$$

윗식의 제안된 DDEC 구조는 real error 를 이용하여 weight 를 조절하지만 입력신호가 analytic 이므로 weight 가 초기상태에서도 analytic 이다. 따라서 수렴속도가 기존의 real error 를 이용하는 구조인 식(19)보다 빠르다. 또한 제안된 구조는 식(20)에서와 같이 두개의 real DDEC 로 분리될 수 있으며, 이때 두제거기의 입력뿐만 아니라 weight 도 서로 Hilbert 관계를 갖음으로 다음식에서와 같이 한개의 real DDEC 만

으로 동작하는 간단한 구조로 바뀐다.

$$y_m = r_c m^t \ r_w m + i_c m^t \ i_w m = 2 r_c m^t \ r_w m \quad (24a)$$

$$r_w m+1 = r_w m + \mu r_c m \ e_m. \quad (24b)$$

앞에서 설명한 여섯가지 DDEC 의 수렴동작과 복잡성은 다음 장에서 기술한다. 참고로 그림 2 에 각 DDEC 의 구조를 나타내었다.

3 성능분석

앞장에서는 제안된 새로운 구조를 포함한 여섯가지 DDEC 구조의 동작원리를 살펴보았다. 식(16)을 통하여 알 수 있듯이 baseband 와 passband 구조는 적응필터가 주파수영역에서 동작하는 범위만 다를뿐 system equation 이 수학적으로 동일한 형태를 갖는다. 따라서 그림 2(a)의 baseband 구조는 그림 2(c)의 passband 구조와 그림 2(b)는 (d)와 같은 수렴성능을 갖을 것으로 예측될 수 있다.

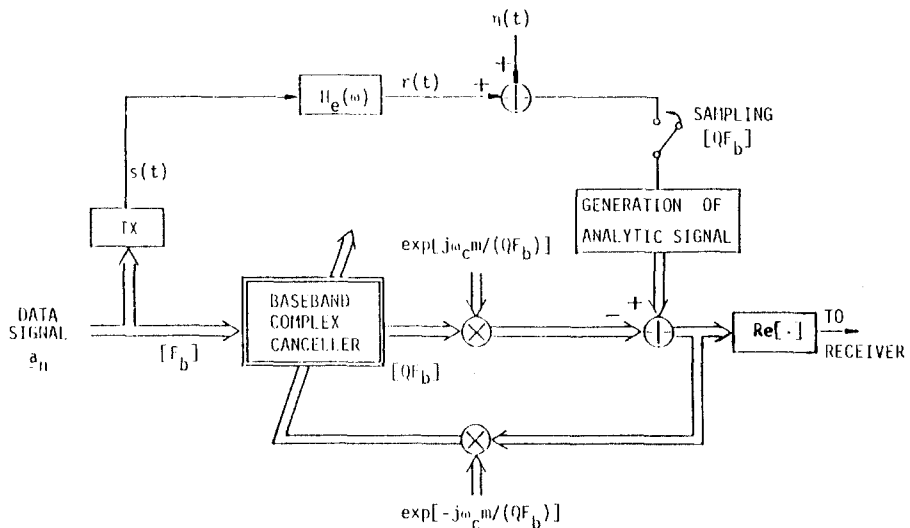


그림 2(a) Analytic error 를 이용한 baseband complex DDEC.

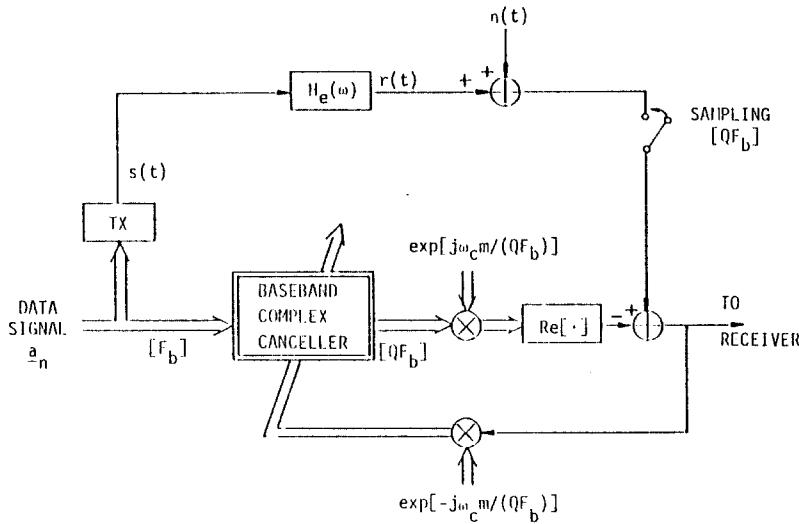


그림 2(b) Real error를 이용한 baseband complex DDEC.

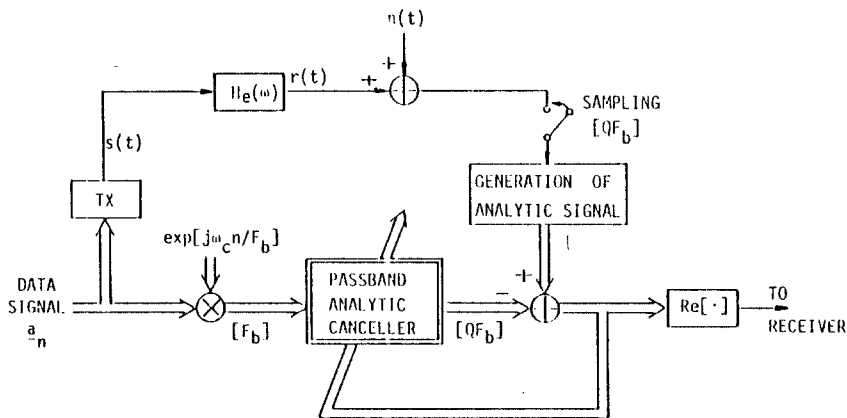


그림 2(c) Complex input 과 analytic error를 이용한 passband analytic DDEC.

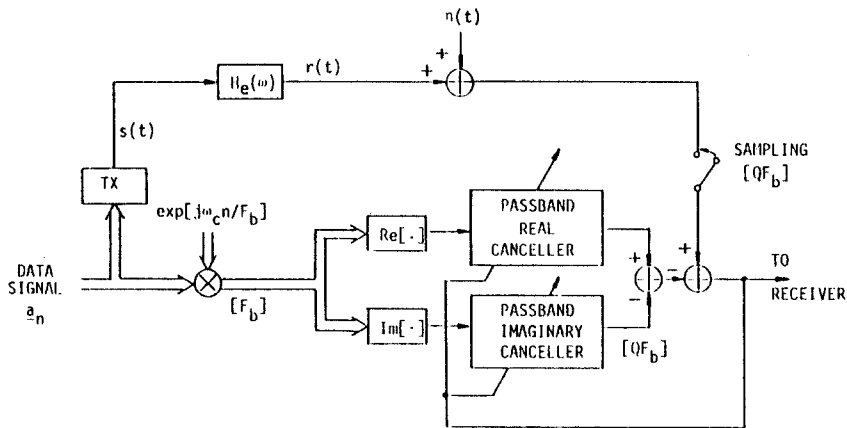


그림 2(d) Real error를 이용한 passband DDEC.

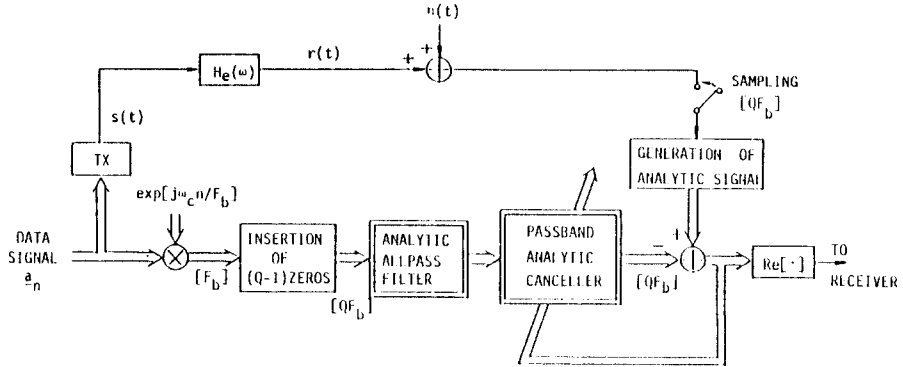


그림 2(e) Analytic input 과 analytic error를 이용한 passband analytic DDEC.

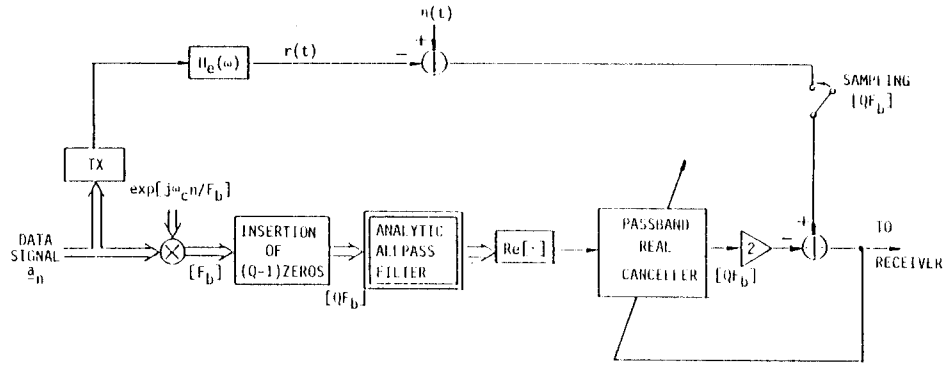


그림 2(f) 한개의 real 적응필터로 구현된 passband DDEC.

이제 제안된 한개의 real 적응필터로 동작하는 DDEC 구조의 성능을 살펴본다. 식(24)로부터 m 번째 iteration에서의 오차신호는 다음과 같이 구해진다.

$$e_m = 2r\epsilon_m^i - r\epsilon_m + \eta_m \quad (25)$$

여기서 $r\epsilon_m$ 는 weight error 로서

$$r\epsilon_m = r\mathbf{h}_p - r\mathbf{w}_m \quad (26)$$

이다. η_m 와 데이터신호가 상관관계가 없다고 가정하면 m+1 번째 iteration에서의 제곱평균 오차 즉 mean-squared error (MSE)는 다음과 같이 recursive 하게 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} E[e_{m+1}^2] &= P_Q E[r\epsilon_{m+1}^i - r\epsilon_{m+1}] + E[\eta_{m+1}^2] \\ &= P_Q E[r\epsilon_m^i - r\epsilon_m] - P_Q \mu E[e_m(r\epsilon_m^i - r\epsilon_m + \eta_m)] \\ &\quad + P_Q \mu^2 E[e_m^2(r\epsilon_m^i - r\epsilon_m)] + E[\eta_m^2] \\ &= (1 - \mu P_Q + \frac{1}{4} \mu^2 P_Q^2 M_Q) E[e_m^2] + \mu P_Q E[\eta^2] \end{aligned} \quad (27)$$

여기서

$$P_Q = E[|b_m|^2] \quad (28)$$

위의 recurrence equation의 해는 다음과 같다.

$$E[e_m^2] = (1 - \mu P_Q + \frac{1}{4} \mu^2 P_Q^2 M_Q)^m E[e_0^2]$$

$$+ \frac{1 - (1 - \mu P_q + \frac{1}{4} \mu^2 P_q^2 M_q)^m}{1 - (1 - \mu P_q + \frac{1}{4} \mu^2 P_q^2 M_q)} \mu P_q E[\eta^2]. \quad (29)$$

위의 MSE 값이 m이 증가함에 따라 수렴하기 위해서는 식 오른쪽 괄호안의 크기가 1보다 적어야 하며 이로부터 μ 의 수렴영역을 다음과같이 구할 수 있다.

$$0 < \mu < \frac{4}{P_q M_q} \quad (30)$$

식(29)를 살펴보면 알 수 있듯이, MSE의 초기 동작은 첫번째 항에 의하여 결정되지만 steady-state 값은 두번째 항으로부터 구할 수 있다. 식(30)의 수렴영역에서 steady-state MSE를 구하면 다음과 같다.

$$E[e_{ss}^2] = \frac{E[\eta^2]}{1 - \frac{1}{4} \mu P_q M_q} \quad (31)$$

μ 의 값이 충분히 적으면 $E[e_{ss}^2]$ 는 근사적으로 다음과 같다.

$$E[e_{ss}^2] \cong (1 + \frac{1}{4} \mu P_q M_q) E[\eta^2] \quad (32)$$

윗식에서 $E[\eta^2]$ 는 수렴가능한 최소의 MSE값이며 두번째 항은 steady-state에서의 excess MSE 값이다¹⁰⁾

이제 DDEC의 수렴속도를 계산해 보자. 식(29)의 수렴동작은 μ 가 작을 때 exponential 함수로 모델가능하며, 이때의 time constant는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\tau_{MSE} \cong \frac{T_s}{\mu P_q} \quad (33)$$

동일한 방법으로 다른 5개 DDEC구조의 time constant도 표 1과 같이 얻을 수 있다.

표 1에서, 6가지 DDEC는 수렴동작에 따라 3그룹으로 나눌 수 있으며 같은 steady-state MSE를 갖기 위해서는 3그룹의 수렴계수는 다음의 관계식을 만족해야 한다.

$$\begin{aligned} \mu_I &= 2\mu_{II} \\ \mu_{II} &= \mu_{III} \end{aligned} \quad (34)$$

따라서 표 내 각 그룹의 time constant를 비교

표 1 여섯가지 데이터반향제거기의 steady-state MSE와 수렴 time constant ($T_s = T_b/Q$, $M_q = MQ$, $P_q = P/Q$.)

| GROUP | STRUCTURES | $E[e_{ss}^2]$ | MSE |
|-------|---|---|----------------------------|
| I | • Passband single real DDEC [Fig. 2 (f)] | $(1 + \frac{1}{4} \mu_I P_q M_q) E[\eta^2]$ | $\frac{T_s}{\mu_I P_q}$ |
| II | • Passband real/imaginary DDEC [Fig. 2 (d)] • Baseband complex canceller with a real error [Fig. 2 (b)] | $(1 + \frac{1}{2} \mu_{II} P M) E[\eta^2]$ | $\frac{T_b}{\mu_{II} P}$ |
| III | • Passband analytic DDEC with a complex input and an analytic error [Fig. 2 (c)] • Passband analytic DDEC with an analytic input and an analytic error [Fig. 2 (e)] • Baseband complex DDEC with an analytic error [Fig. 2 (a)] | $(1 + \frac{1}{2} \mu_{III} P M) E[\eta^2]$ | $\frac{T_b}{2\mu_{III} P}$ |

해 보면 알 수 있듯이 그룹 I 과 III 에 속한 DDEC 구조가 그룹 II 의 것보다 수렴속도가 2 배 빠름을 알 수 있다.

4 Simulation

Simulation에서는, 데이터 symbol rate가 2400 baud이고 변조주파수가 1700 Hz 인 모뎀을 가정 하였으며 반향 채널의 임펄스 응답은 지수함수 적으로 감쇠하는 형태를 취하였다¹¹⁾. 또한 반 향 신호와 잡음의 전력비를 28dB로 고정시켰 으며 수신된 신호의 전력, 즉 반향신호와 잡음 신호전력의 합을 1로 정규화하였다.

그림 3 은 여섯가지 DDEC 의 수렴동작을 simulation한 결과이며, 이는 앞장에서 기술한 분석결과와 거의 일치함을 알 수 있다. 이제 그림에서와 같이 그룹 II 의 passband DDEC 의 수렴속도가 느린 이유를 살펴보자. III 장에 기술 하였듯이 미지의 반향채널응답의 passband변형 은 analytic이다. 그러나 이 DDEC 웨이트의 시간에 따른 주파수 응답변화를 나타낸 그림 4 를 보면, 천이구간(transient period)에서 $(\pi, 2\pi)$ 부분의 값이 0 이, 아니며 이에 따라 MSE 값 이 증가하며 수렴속도가 느려지는 것이다. 그러나 제안된 DDEC 구조는 그룹 II 의 passband 구조와 같이 real error 를 이용하지만 입력을 analytic 신호로 변형시켰기 때문에 수렴속도가 느려지지 않는다.

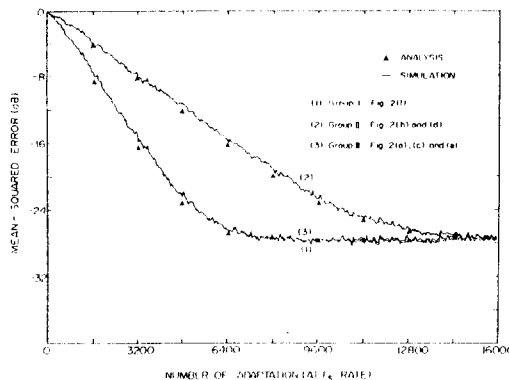


그림 3 여섯가지 DDEC 의 수렴동작.

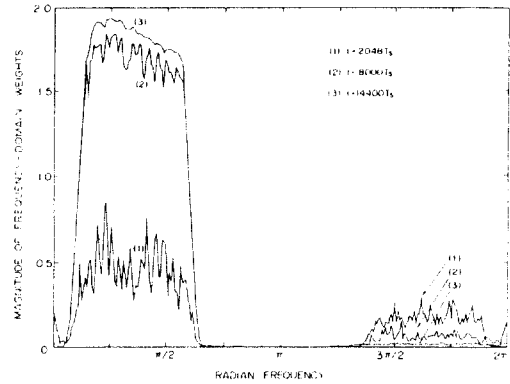


그림 4 그룹 II passband DDEC 웨이트의 시간에 따른 주파수 응답변화.

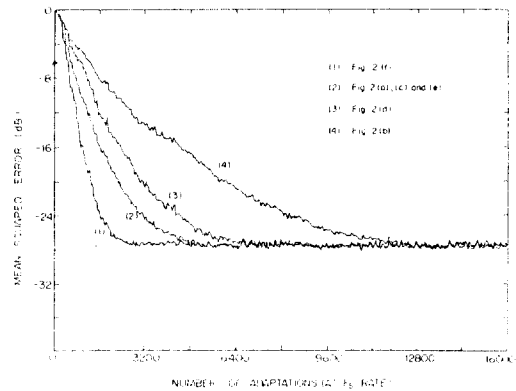


그림 5 FBLMS 로 구현된 여섯가지 DDEC 의 수렴동작.

적응필터의 weight 조절 방법으로 frequency domain block LMS (FBLMS) 알고리즘을 이용 하면 수렴속도가 매우 빨라진다는 것은 널리 알려진 사실이다¹²⁾⁻⁽¹⁵⁾. 그림 5 에 FBLMS 알고리즘을 사용하여 구현된 여섯가지 DDEC의 성능을 보였으며 표 2 에는 각 그룹의 대표적인 구조의 복잡성을 계산하였다. 결과로서 FBLMS 알고리즘을 이용할 경우 제안된 구조가 기존의 어느 구조보다 수렴속도가 빠르며 동시에 복잡성 또한 적음을 알 수 있다.

표 2 FBLMS 알고리즘으로 구현된 각 그룹의 대표적인 세가지 DDEC의 복잡성(한 symbol 구간 내에 필요한 real multiplication 수)

| STRUCTURES | REAL MULTIPLICATIONS |
|------------------------------|---|
| Passband single real DDEC | $\frac{N}{L} \left[\left(4 + \frac{2}{Q} \right) \log_2 N - \frac{2}{Q} \log_2 Q + \frac{3}{2} \right] + 4$ |
| Passband real/imaginary DDEC | $\frac{2N}{L} \left[\left(3 + \frac{1}{Q} \right) \log_2 (N/Q) + \frac{1}{2Q} \right] + 4$ |
| Passband analytic DDEC | $\frac{N}{L} \left[\left(5 + \frac{2}{Q} \right) \log_2 N - \frac{2}{Q} \log_2 Q + 6 \right] + 4$ |

5 결 론

지금까지 적응데이터반향제거기의 구조를 반향신호를 만드는 방법과 추정오차신호를 적응필터의 계수값 조절에 이용하는 방법에 따라 분류하고, 제안된 구조를 포함한 여섯가지의 baseband 및 passband 구조의 동작원리를 자세히 논하였다. 또한 LMS 알고리즘으로 구현된 각 제거기의 수렴동작을 비교 분석하였다. 분석결과와 시뮬레이션을 통하여 살펴본바와 같이, 제안된 구조가 기존의 가장 효율적인 구조인 Werner의 passband DDEC 보다 수렴속도가 두배 빠름을 알 수 있었다. 또한 FBLMS 알고리즘을 이용할 경우 제안된 구조가 가장 효율적이며 수렴속도 또한 가장 빠름을 확인하였다.

참 고 문 헌

- M.M. Sondhi, "An adaptive echo canceller," Bell Syst. Tech. J., Vol.46, pp.497-511, Mar. 1967.
- D.L. Duttweiler and Y.S. Chen, "A single-chip VLSI echo canceller," Bell Syst. Tech. J., vol.59, pp.149-160, Feb. 1980.
- V.G. Koll and S.B. Weinstein, "Simultaneous two-way data transmission over a two-wire circuit," IEEE Trans. Commun., vol.COM-21, pp. 143-147, Feb. 1973.
- K.H. Mueller, "A new digital echo canceller for two-wire full-duplex data transmission," IEEE Trans. Commun., vol.COM-24, pp.956-967, Sept. 1976.
- S.B. Weinstein, "A passband data-driven echo canceller for full-duplex data transmission on two-wire circuits," IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, pp.654-666, July 1977.
- J.J. Werner, "An inband data-driven echo canceller for 4800 bps full-duplex data transmission," IEEE J. Select. Areas Commun., vol.SAC-2, pp.722-730, Sept. 1984.
- D.D. Falconer, "Adaptive reference echo cancellation," IEEE Trans. Commun., vol.COM-30, pp. 2083-2094, Sept. 1982.
- D.G. Messerschmitt, "Echo cancellation in speech and data transmission," IEEE J. Select. Areas Commun., vol.SAC-2, pp.283-297, Mar. 1984.
- M.S. Sabri and W. Steenaart, "Discrete Hilber transform filtering," IEEE Trans. vol.ASSP-25, pp.452-454, Oct. 1977.
- B. Widrow et al., "Stationary and nonstationary learning characteristics of the LMS adaptive filter," Proc. IEEE, vol.64, pp.1151-1162, Aug. 1976.
- D.L. Duttweiler, "Subsampling to estimate delay with application to echo cancelling," IEEE Trans. Accout., Speech, Signal Processing, vol.ASSP-31, pp.1090-1099, Oct. 1983.

12. R.D. Gitlin and F.R. Magee, Jr., "Self-orthogonalizing adaptive equalization algorithms," IEEE Trans. Commun., vol.COM-25, pp.666-672, July 1977.
13. D. Mansour and A.H. Gray, Jr., "Unconstrained frequency-domain adaptive filter," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol.ASSP-30, pp.726-734, Oct. 1982.
14. J.C. Lee and C.K. Un, "Performance of transform-domain LMS adaptive digital filters," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol.ASSP-34, pp.499-510, June 1986.
15. J.G. Lee and C.K. Un, "Block realization of multirate adaptive digital filters," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing," vol. ASSP-34, pp.105-117, Feb. 1986.



李 在 天

저자약력

- 1954년 6월 9일생
 - 1977. 2 : 서울대학교 전자공학과 졸업
 - 1979. 2 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사
 - 1983년 8 : 한국과학기술원 전기및 전자공학과 박사
 - 1984. 9 ~1985. 9 : 미국 MIT Post Doc. 연구원
 - 1985. 10~1986. 11 : 미국 University of California at Santa Barbara Post Doc. 연구원
 - 1983. 9 ~현재 : 한국과학기술원 통신공학연구실 선임연구원
- 연구분야 : 디지털 신호처리, 적응신호처리, 디지털 통신, Neural Networks



任 基 弘

저자약력

- 1957년 4월 30일생
- 1980. 2 : 서울대학교 전자공학과 졸업
- 1983. 2 : 한국과학기술원 전기및 전자공학과 석사
- 1987. 2 : 한국과학기술원 전기및 전자공학과 박사
- 1987. 7 : 현재 한국과학기술원 통신공학연구실 선임연구원



殷 鍾 官

저자약력

- 1940年 8月 25日日生
- 1964. 6 : 미국University of Delaware 電子工學科卒業, 電子工學學士學位
- 1966. 6 : 同大學院卒業, 電子工學碩士學位
- 1969. 6 : 同大學院卒業, 電子工學博士學位
- 1969. 9 ~ 1973. 5 : 美國University of Maine電子工學 助教授
- 1973. 5 ~ 1977. 6 : 美國스텐포드研究所(SRI) 責任研究員
- 1977. 6 ~ 現在 : 韓國科學技術院電氣 및 電子工學科 教授, 本學會 理事, IEEE Fellow.
- 1986. 9 ~ 現在 : (株)디지콤고문
- 研究分野 : 디지털通信, 디지털信號處理

용어해설

●신호시 송출 형식 (signalaing outgoing from) : 기동, 절단등 발신단이 수신단에 대해 다음 동작을 요구할 때마다 신호 송출 시간, 신호 송출 형식 혹은 신호 주파수 등을 각종의 편성에 의해 송출하는 시외 다이얼 방식에 있어서 감시 신호의 송출 방식을 총칭한다.

●신호 유니트 (signal unit) : CCITT No. 6 신호 방식에 있어서 신호 정보의 전달을 위해 사용되는 신호 채널(28비트) 상의 한정된 최소 비트군을 뜻한다.

●신호 전송 형식 (signal transmission form) : 신호전류가 회선에 송출되는 형식으로서 신호시, 무통화시, 통화시 송출 신호 방식이 있다. 신호시 송출 신호 방식은 감시 신호를 펄스로 하여 송출하는 방법이며, 무통화시 송출 신호 방식은 회선이 공선일 때 신호 전류를 송출하고 통화 중일 때는 정지하는 것이다. 통화시 송출 신호 방식은 그와 반대로 통화 중에 송출하고 공선일 때는 정지하는 방식이다. 신호 종류의 판별은 펄스의 시간 길이 또는 과거의 상태를 판정해서 하므로 회선의 부하 용량에 대해서는 유리하나 발착신 계전기 장치는 복잡해진다.