

技術解説

적응등화기술에 대한 검토 A Survey On the Adaptive Equalization Technique

邊 潤 植

(Youn-Shik Byun)

(인천대학교 전자공학과 조교수)

I. 서 론

최근 미국, 캐나다, 유럽과 아시아 전역에 걸친 이동통신서비스의 폭발적인 수요로 인해 기존의 아날로그 변조 방식을 기본으로 하고 있는 시스템들이 효율적인 디지털 변복조 방식으로 대체되는 결과를 가져왔다. 그동안 제안되었던 협대역과 광대역 시분할 다중화처리(TDMA) 디지털 셀룰러 시스템은 채널을 통하여 시변 다중 채널에서 생기는 심볼간 간섭(ISI)을 없애기 위해 복조기에 적응등화기를 절대로 필요로 하고있다.^[1,3]

뿐만 아니라, 기존의 아날로그 TV 전송방식에서는 수신신호의 왜곡은 단순히 그 왜곡 정도에 비례하는 화질의 열화로 나타나지만, HDTV와 같은 디지털 전송방식에서는 신호의 왜곡이 수신측에서 비트 검출 오류를 일으킴으로써 화면 전체가 복원이 불가능하거나 전혀 다른 화상이 나타나는 현상이 발생할 가능성이 있다. 이러한 현상을 극복하기 위하여 이상적인 채널특성에서 벗어나 왜곡된 채널을 통과한 수신신호를 처리하여 채널의 특성을 보상함으로써 수신측에서의 비트 검출 오류를 감소시킬 수 있도록 하는 적응등화기가 필수적으로 필요하다.^[2]

따라서, 본 소고는 적응등화기의 중요성과 필요성을 인식하여 먼저 간단한 역사적 배경을 기술하고 적응등화기의 기본개념, 종류와 성능특성 한계, 실현성 및 계산의 복잡성 등을 고려하여 이 방향의 연구의 기초 자료가 되었으면 한다.

II. 역사적 배경^[4]

1960년 초까지 전화 채널의 등화는 데이터 전달에 있어서 부호화 간섭현상을 줄이기 위하여 매개변수를 고정시킨 등화기를 사용하였기 때문에 성능면에 있어서 손실이 많았으며 때로는 수동으로 매개변수를 조정하는 등화기를 사용해 왔기 때문에 대체로 불편한 점이 많았다. 1965년 Lucky는 자동으로 탭계수를 조정하도록 만든 Zero-forcing 알고리즘을 제안함으로써 등화기 발전에 큰 전기를 마련하게 되었다.^[5] Lucky의 뛰어난 업적은 최소-최대 형태(mini-max type)의 평가기준을 사용했다는 점이다. 특별히, 그는 첨두왜곡(peak distortion)라고 불리는 평가지수를 사용했으며 이것은 흔히 발생하는 심볼간 간섭의 최대치와 매우 큰 관계가 있음을 보였다. 따라서 등화기안의 탭계수들은 첨두왜곡을 최소화 하도록 조정된다. 즉 심볼간 간섭을 영으로 만들게 한다는 뜻에서 Zero-forcing 알고리즘으로 불린다. 이 알고리즘의 최적 조건은 초기왜곡(등화기 입력에 존재하는 왜곡)이 1보다 작아야 한다. 1966년 뒤이어 발표한 논문에서 Lucky는 Zero-forcing 알고리즘을 tracking 모드로 확장시켰다. 이후에 여러 공학자들이 적응 등화기 문제에 대해 많은 기여를 했다. Gersho(1969)와 Proakis와 Miller(1969)등은 각각 독립적으로 평균제곱오차 판별법을 이용하여 이 문제에 접근하였다.^[6,7]

1972 Unge boeck은 LMS(least mean square)알고리즘

들을 이용하여 적응 트랜스버절 등화기의 수렴성질을 수학적으로 심도있게 해석하였으며^[8] 1974년 Godard는 칼만필터 이론을 이용하여 트랜스버절 등화기의 탭계수를 조정하는 알고리즘을 유도 하였다.^[9] 1978년 Falconer 와 Ljung 은 이 알고리즘을 수정하여 계산량이 LMS 알고리즘과 비슷한 알고리즘을 발표하였다.^[10] Satorius 와 Alexander (1979), satorius 와 pack (1981)은 적응격자 알고리즘을 이용하여 dispersive 채널의 적응동화를 실현하였다.^[11,12]여기서는 선형 등화기에 국한해서만 취급하고 비선형동화기에 관해서는 뒤에서 포함시키고자 한다.

III. 심볼간 간섭과 적응 등화기의 기본개념

일반적으로 선형 통신 채널을 통한 디지털 데이터의 전달에는 다음의 두요소가 장애가 된다. 즉, 첫번째가 심볼간 간섭(Intersymbol Interference)이며 두번째가 부가열잡음이다. 대역제한채널(예를들어, 음성대역 전화채널)의 경우 일반적으로 심볼간 간섭은 고속데이터 전달시스템의 설계에 있어 가장 중요한 요소이다. 그림 1은 이진 펄스 진폭변조시스템의

$$u_k = \sum_n a_n p(k-n)$$

$$= a_k p(0) + \sum_{n \neq k} a_n p(k-n) \text{ 이다. } (2)$$

여기서 $p(n)$ 은 직렬연결된 송신기 필터 전달매체와 수신기 필터의 임펄스 응답이다.

식 (2)의 첫번째 항은 원하는 심볼인 반면 두번째 항은 채널에 의해 야기된 심볼간 간섭을 나타낸 수열이다. 이러한 심볼간 간섭의 해결방안은 샘플함수 $p(n)$ 을 제어함으로써 가능해진다. 일반적으로, 전달매체의 특성을 정확하게 안다면 심볼간 간섭을 임의로 작게하는 수신기 필터를 설계하는 일이 가능하다. 이것은 나이퀴스트의 고전적 이론을 토대로 채널의 모든 응답을 적절히 분배함으로써 얻어질 수 있다. 전체 주파수 응답은 편평한 부분과 코사인 형태를 이루는 물-오프 부분으로 구성되어 있다. 따라서, 전체 임펄스 응답은 $n=0$ 일때 최대치를 가지고 다른 모든 샘플링 순간에는 0이다. 그러므로 ISI는 0이다. 실제로, ISI의 효과는 심볼율로 동기된 시간축상에서 수신신호를 추적해서 볼 수 있다. 그림 2는 두개의 level 혹은 2진 PAM(Pulse amplitude modulation)

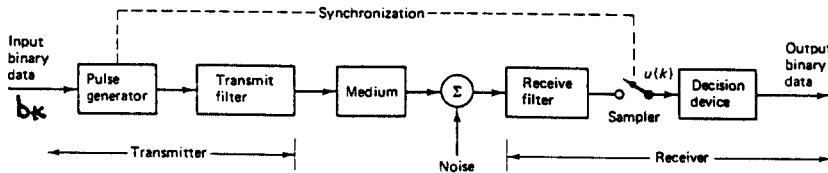


그림 1. 기저 데이터 전달시스템의 분력다이어그램(등화가 없음)

등가 기저대역모델을 보여준다.

송신기입력은 이진데이터 수열{bk}이며 이신호는 펄스발생기로 유입되고 그 출력은 첫번째 송신기필터를 통과하고 그후에 매체(medium)와 수신기를 통하게 된다. 여기서 u(k)를 수신기 필터의 샘플치 출력으로 정의했을때 샘플링은 송신단안에 있는 펄스 발생기와 함께 동조되며 이 출력은 결정장치에 의해 문턱값(threshold)과 비교된다. 만약 문턱값이 넘으면 수신기는 심볼 1의 결정을 하고 그렇지않으면 0의 심볼로 결정한다. 스케일링 요소 ak를 다음과 같이 정의한다.

$$a_k = \begin{cases} +1 & \text{만약 입력이 } b_k \text{가 심볼 1이면} \\ -1 & \text{만약 입력 } b_k \text{가 심볼 0이면} \end{cases} \quad (1)$$

$$(2)$$

시스템에 대한 eye-pattern을 나타내고 있다. 만약 채널이 0의 ISI조건을 만족한다면 샘플링하는 시간

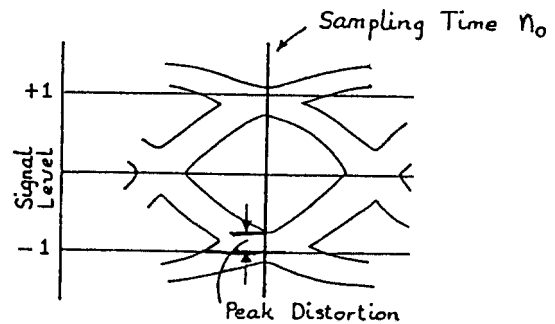


그림 2. 이진 eye pattern

n_0 에서 2개의 level이 존재하게 된다. 그 때 눈이 완전히 열린상태로 침투왜곡은 0이 된다.[13]

실제로, 전달매체가 변함에 따라 채널은 시변채널이 되며 그로인해 수신신호는 비정상성(nonstationary) 신호가 된다. 따라서, 수신기의 채널등화기는 이러한 채널특성의 시간적 변화 또는 상황에 따른 변화에 적응하여 채널을 등화 할것이 요구된다. 이런 채널등화 기법을 적응등화라한다.

수신신호로부터 적응적으로 채널등화를 하기 위해서는 송신측에서 일정기간 동안 수신기가 미리 알고있는 데이터열을 전송하고 수신측에서 채널을 거치면서 왜곡된 데이터 펄스의 파형과 원래의 파형을 비교하여 채널의 특성을 파악하게 된다. 이렇게 정해진 데이터열을 전송하는 기간을 훈련모드(training mode)라고 하고 이 기간동안 데이터열을 훈련데이터열(training sequence)이라고 한다. 이 훈련 데이터열은 주로 의사 랜덤시퀀스(pseudorandom sequence)로 이루어져 있으며 그 길이는 보통 등화기의 계수의 갯수와 동일하게 설정한다. 훈련기간이 끝나면 훈련데이터 열 대신에 수신기에서 판정한 데이터를 사용하는데 이 기간을 decision-directed 모드라고 한다.[2,4] 이에 관한 그림이 그림 3에 나타나있다.

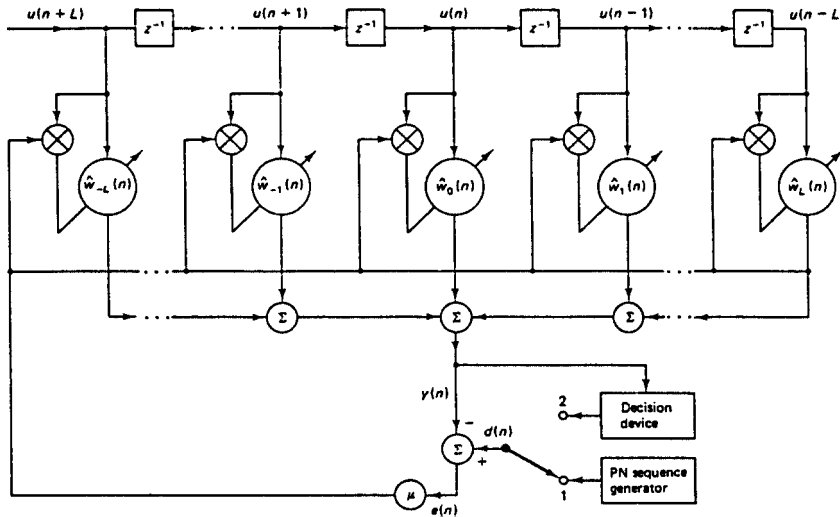


그림 3. 트랜스버설 필터를 이용한 적응등화기의 블럭다이아그램

IV. 적응등화 기술^[1,14]

대역제한된 시분산채널상의 심볼간섭을 없애기

위한 등화기술은 일반적으로 크게 선형등화와 비선형등화로 대별된다. 그림4는 적응 등화기술의 분류를 일목요연하게 보여주고 있다.

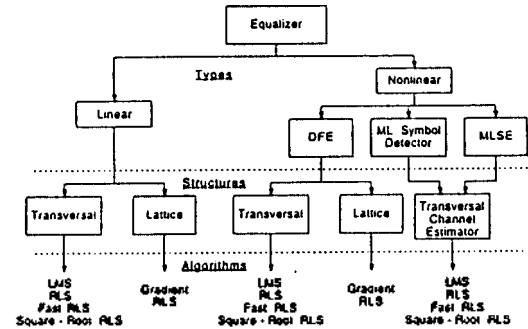


그림 4. 적응등화 알고리즘의 분류

4-1 선형등화 기술

선형등화기는 계수조정이 가능한 유한 임펄스응답 필터로 구성되는데, 등화기 계수조정은 정보가 전달되는 동안 검출기의 출력에서의 결정을 이용하여 적응적으로 수행된다. 10^{-2} 이하의 심볼오차율은 무시된다. 등화기 계수의 최적화에 있어서 가장 많이 사

용되는 기준은 원하는 등화기출력과 실제 등화기 출력사이에 평균제곱오차(MSE)를 최소로 하는 것이다. MSE의 최소화는 결국 다음식으로 표현될 수 있

는 계수벡터에 대한 최적 워너 필터해가 된다.

$$C_{opt.} = \Gamma^{-1}\xi \quad (3)$$

여기서 P는 임의의 주어진 시간에서의 동화기신호 상관행렬이고, ξ 는 원하는 데이터심볼과 동화기의 신호샘플의 상호상관의 벡터이다. 혹은 widrow가 제시한 LMS알고리즘이라 불리는 확률적 경사 알고리즘 (stochastic gradient algorithm)을 이용하여 회귀적으로 MSE의 최소화를 이룰 수도 있다.^[15] 알고리즘은 다음과 같이 표현된다.

$$C_{k+1} = C_k + \Delta e_k X_k^*, \quad k = 0, 1, 2, \dots, \quad (4)$$

여기서 C_k 는 k번째 반복때 동화기계수의 벡터이고 X_k 는 K번째 반복때 FIR동화기에 저장된 신호샘플의 신호벡터를 나타내고 e_k 는 오차신호이며 Δ 는 스텝 사이즈 매개변수이다. step size매개변수는 동화기의 적응속도와 LMS알고리즘의 안정성을 조정하고 있다. 안정한 경우 $0 < \Delta < 2/X_{max}$ 이며 X_{max} 는 신호 상관행렬의 가장 큰 고유치이다. 상한치바로 아래의 Δ 를 선택하면 급격한 수렴은 하지만 정상상태 동작 중에 동화기 계수에 큰 불안정을 초래한다. 이런 불안정은 자체잡음(self noise)을 만들고 Δ 의 증가는 자체잡음의 분산을 증가시키게 된다. 결과적으로, Δ 의 선택은 빠른수렴속도와 자체잡음의 분산을 증가시키게 된다. 결과적으로, Δ 의 선택은 빠른 수렴속도와 자체 잡음의 분산을 작게 유지하려는 바램 사이에 선택이라고 볼 수 있다. LMS알고리즘의 수렴속도는 적응속도를 조정하는 유일한 매개변수 Δ 때문에 늦는다. 만일 순환최소제곱 판별법을 동화기계수 조정법에 사용한다면 훨씬 수렴성이 빠른 알고리즘을 얻을 수 있다. 선형 FIR 동화기에 있어서, RLS (Recursive least square)알고리즘은 다음과같이 표현될 수 있다.

$$\epsilon = \sum_{n=0}^k W^{k-n} \|I_n - \hat{I}_n\|^2 = \sum_{n=0}^k W^{k-n} \|I_n - C_k^* X_k^*\|^2 \quad (5)$$

$$C_{k+1} = C_k + P_k \cdot X_k^* \cdot e_k \quad (6)$$

여기서 \hat{I}_k 는 동화기 출력에서 k번째 심볼 I_k 의 추정값이고 C_k^* 는 C_k 의 전치행렬이며 e_k 와 P_k 는 다음과 같다.

$$e_k = I_k - \hat{I}_k \quad (7)$$

$$P_k = \frac{1}{W} \left[P_{k-1} - \frac{P_{k-1} X_k^* X_k P_{k-1}}{W + X_k^* P_{k-1} X_k} \right] \quad (8)$$

지수적 가중하는 인수 W는 $0 < W < 1$ 인 범위안에 있도록 선택한다. 그것은 최적 동화기 계수추정에 있어서 과거값보다 현재값에 더 비중을 두고 있기 때문이다. 그림5는 $n=11$ 이라는 길이의 동화기와 작은양의 ISI를 갖는 channel에 대해 RLS와 LMS알고리즘의 수렴률에 대한 비교를 설명하고 있다. 그림에서 보는것과 같이 수렴률에있어 큰 차이가 나타나고 있다. 식(8)에 의해서 주어진 P_k 행렬에 대한 회귀적인 갱신식은 수치적성질이 좋지않다. 이런 이유때문에 보다 향상된 수치적 성질을 갖는 알고리즘을 유도했는데 이 알고리즘은 P_k 의 제곱근 인수분해에 기초를 두었으므로 제곱근 (Square root)RLS 알고리즘이라 부른다. 이러한 알고리즘들은 P_k 를 명확하게 계산하지 않고 행렬 S_k 를 직접 갱신시켰으며 n^2 에 비례하는 계산상의 복잡성을 갖는다.^[16]

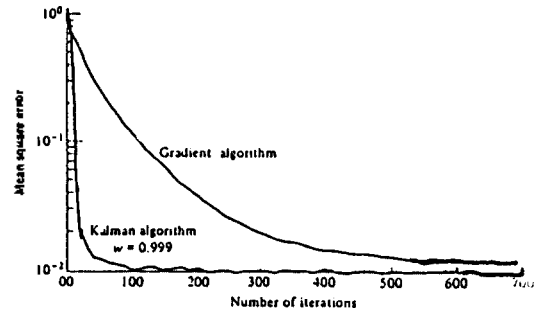


그림 5. LMS와 RLS알고리즘의 수렴성비교

또 다른 형태의 RLS알고리즘들이 개발되었는데 n에 비례하는 계산량을 가진 알고리즘들이 제안되었다. 이런 알고리즘들을 고속 RLS알고리즘 이라고 한다.^[10,17] RLS 판별법을 이용한 선형동화기는 또한 격자구조로써 실현될 수 있다. 이에구조가 그림6에 표시되어있다. 이 구조의 매개변수를 갱신시키는 식들은 참고문헌^[14, ch.6]에 구체적으로 표현되어있다. 선형 트랜스버설 동화기는 모두 all-zero필터이다.

무한 임펄스응답 필터구조(IIR)로서의 선형동화기구현은 pole을 포함하는 필터를 추가함으로써 쉽게 만들 수 있다. 그러나, 극점을 추가하는것은 동화기를 불안정한 시스템으로 만들 수 있으므로 결과적으로 적응 IIR동화기는 실제로는 좀처럼 사용되지 않

는다.

4-2 비선형 등화 기술

비선형등화기는 채널왜곡이 너무 심해서 선형등화기 사용이 어려울 때 사용된다. 특별히 선형등화기는 주파수응답특성이 spectral null들을 가지는 채널에서는 성능이 좋지못하다. 채널왜곡을 보상하기위하여 선형등화기는 spectral null 부근에 큰 이득을 주기 때문에 그 결과 수신신호에 나타나는 부가잡음등을 크게 증가 시키게 된다. 지난 30년 동안 세가지의 매우 효과적인 비선형 등화기법이 개발되어 왔다. 첫번째는 결정제한등화(Decision feedback equalization : DFE) 이며 두번째는 Abend와 Fritchman이 제안한 최대 사후 확률(maximum a posteriori probability : MAP)에 기초를 둔 심볼대심볼 검출 알고리즘이다.[18] 세번째는 최대 우도 수열 추정(Maximum Likelihood sequence estimation ; MLSE)에 기초를 둔 시퀀스 검출 알고리즘으로 이것은 Viterbi알고리즘에의해 효과적으로 구현된다.[19] 이상 세가지 등화 알고리즘에 대한 중요한 특성들을 간단하게 설명 하고자 한다.

시킨 등화기이다. DFE의 기본 개념은 만약에 이미검출된 심볼의 값을 알면 (과거 판정이 옳다고 가정하면) 등화기 출력으로부터 적당한 가중치를 가해서 과거의 심볼값을 뺌으로써 주어지는 ISI를 정확하게 상쇄시킬 수 있다는 것이다. 결정제한 등화기가 선형등화기와 다른점은 입력단과 연결된 피드포워드 필터 외에 출력단과 연결된 피드백(feedback)필터의 조합으로 구성되어 있다는 점이다. 오른쪽 첫번째 항은 입력신호의 선형조합 피드포워드 필터를 나타내고 두번째항은 이미 판정된 값의 선형조합인 피드백 필터를 나타낸다. 따라서 판정오류 발생율이 충분히 작다면 수신신호를 추정함에 있어서 잡음성분이 포함되지 않은 판정된 과거의 수신신호를 사용하므로 결정제한등화기는 같은 차수의 선형등화기보다 좋은 성능을 나타냄을 알수 있다.(그림 7 참조)

Belfiore와 Park가 제안한 또 다른 형태의 DFE는 예측 DFE(predictive DFE)라고 불린다. 이 PDFE가 그림8에 나타나있다.[1,21] 이것역시 종래의 DFE에서 처럼 피드포워드 필터(FFF)로 이루어져 있다. 그러나, PDFE에서의 FBF는 검출기의 출력과 FFF

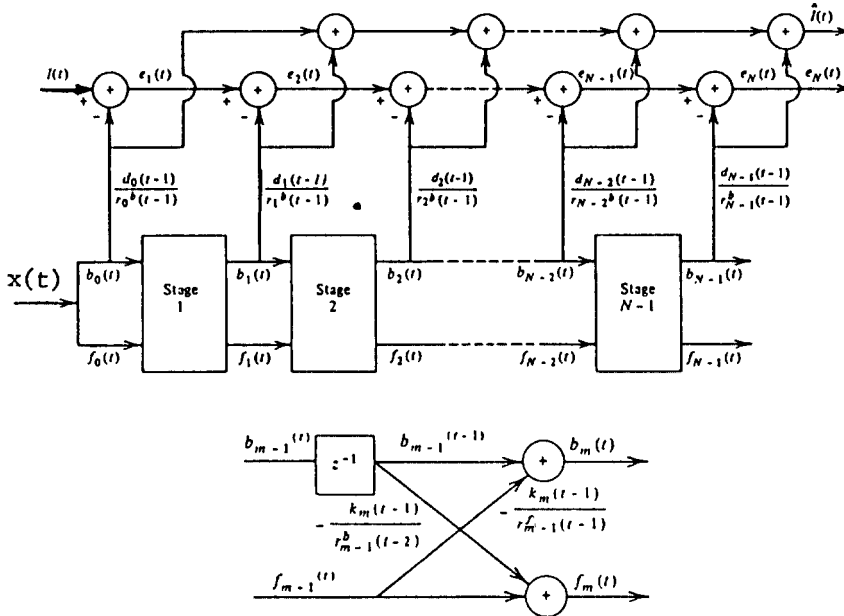


그림 6. RLS 격자등화기

4-2-1 결정제한 등화기.[2,13,20]

결정제한 등화기는 등화기의 출력인 추정된 신호 \hat{I}_k 로 부터 판정안신호 \hat{I}_k 를 제한함으로써 성능향상을

의 출력차에 의해서 형성되는 입력시퀀스에 의해 구동된다.(일반적인 DFE에서는 FBF에대한 입력은 검출기의 출력이다.) 그 결과 FBF는 잡음예측기로 불

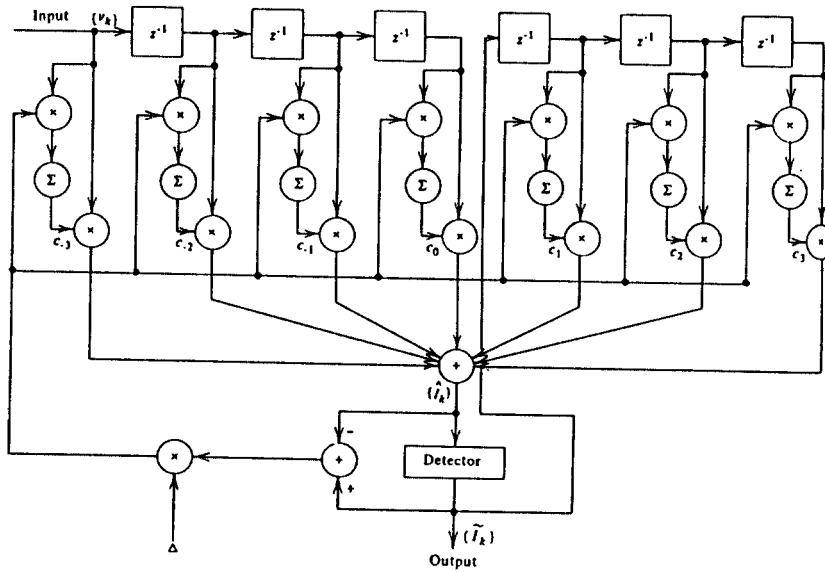


그림 7. 결정제한 등화기

된다.

왜냐하면 FBF가 잡음의 예측(추정)을 형성하기 때문이다. FFF와 FBF의 탭수를 무한대로 하면 예측 DFE의 성능은 일반 DFE 만큼 좋다고 하는것이 증명되어 있다.[24,21]

볼까지 간섭을 일으킨다고 하자. v_1, v_2, \dots, v_{k+D} (DZL)를 수신하여 송신된데이터 I_k 의 추정치를 최대 사후확률 (MAP) 관정기준에 의한 추정치라고 하며 이것은 Bayes의 법칙에 의해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{I}_k = \max_{I_k} P(v_{k+D}, \dots, v_1 / I_k) P(I_k) \quad (9)$$

$k=1$ 일때

$$\hat{I}_1 = \max_{I_1} P(v_{1+D}, \dots, v_1 / I_1) P(I_1) \quad (9)$$

$$= \max_{I_1} \sum_{I_{1+D}} \dots \sum_{I_L} P(I_{1+D}, \dots, I_L, I_1) \quad (10)$$

여기서 \hat{I}_1 은 I_1 에 대한 결정을 의미한다.

일반적으로, 검출신분 I_k 에 대한 순환알고리즘은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{I}_k &= \max_{I_k} P(v_{k+D}, \dots, v_1 / I_k) \cdot P(I_k) \\ &= \max_{I_k} \sum_{I_{k+D}} \dots \sum_{I_{k+1}} (I_{k+D}, \dots, I_{k+1}, I_k) \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 정의에 의해

$$\begin{aligned} P_k(I_{k+D}, \dots, I_{k+1}, I_k) &= (v_{k+D}, \dots, v_{k+1}) P(I_{k+D}) \\ &\times \sum_{I_{k-1}} P_{k-1}(I_{k-1+D}, \dots, I_{k-1}) \end{aligned} \quad (12)$$

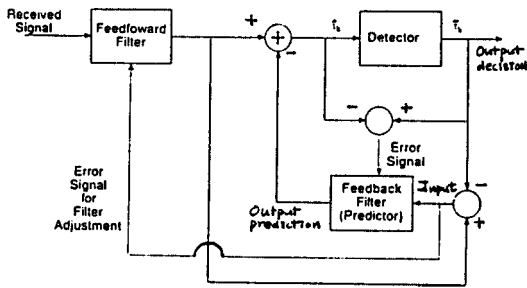


그림 8. 예측 DFE의 블록 다이어그램

4-2-2 MAP 알고리즘기법[2,14]

Abend와 Fritchman이 제안한 이동화기법은 잡음의 확률분포도를 이용해서 각 심분단위로 등화하는 기법이다. 이 기법은 사후확률(a posteriori probability)을 계산하여 데이터 심분이 가질 수 있는 값중 이 확률을 최대로 하는 값은 추정결과로 얻는 방법이다. 채널의 특성에의해 k 번째 데이터심분이 K+L번째 데이터 심

이 알고리즘은 결정을 내리기 위한 확률을 계산하기 위하여 channel 특성에 대한 지식을 필요로한다. 만약 지식이 없을 경우, 채널이 추정되어야 한다. 채널의 특성을 아는것 이외에도 잡음의 통계적 분포에 대한 지식을 필요로 한다. 윗식에서 보논바와 같이 한개의 데이터 심볼을 추정하기 위한 계산량이 많은것이 단점이다. 그러나 이알고리즘의 오류는 DFE보다 우수한것으로 알려져 있다.

4-2-3 MLSE 알고리즘기법

Maximum-likelihood 판정기준에 의한 시퀀스 추정은 송신측에서 디지털데이터 심볼의 시퀀스를 전송했을때 수신측에서 확률적으로 가장맞다고 생각되는 시퀀스를 추정하는 방법이다. 채널의 응답특성이 유한 시스템으로 주어진다면 이것은 송신데이터에 의해서는 마치 길쌈부호기처럼 동작하게 되므로 수신측에서는 송신신호를 추정하기위해서 길쌈부호의 효율적인 복호알고리즘인 Viterbi알고리즘을 적용할 수 있다.^[2,19]

Vibterbi 알고리즘을 사용하면 채널의 심볼간 간섭이 L개의 심볼까지 간섭을 일으킬 경우 N개의 데이터 심볼을 추정하기위해서 M^N 번의 유사성함수를 계산하는 대신 NM^{L+1} 번만 계산하면 된다.

4-3 FSE(Fractionally Space Equalizer)

FSE는 Tap간격이 T가 아니고 T/M 으로 주어지는구조를 가지는 등화기를 말한다. 일반적으로 백색 잡음이 부가되는 디지털 통신 신호에 대한 최적수신기는 채널의 주파수응답의 공액복소에 해당하는 정합필터이다. 이정합필터를 수신필터로 사용했을 경우 심볼간격의 자연소자를 갖는 등화기를 사용하는 것이 최적이다. 그림9에 FSE가 나타나있다.

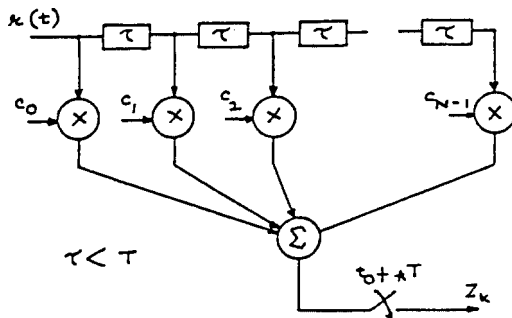


그림 9. Fractionally Space Equalizer

그러나, 실제로 채널의 주파수응답을 알 수 없는 경우 수신필터는 일반적으로 전송되는 필스에 정합되어 있어서 등화기의 성능은 채널의 상태에 민감하게 된다. 채널이 중심주파수를 중심으로 대칭이 아닌 경우를 예를 들어보면 아래그림 10과 같이 등화기입

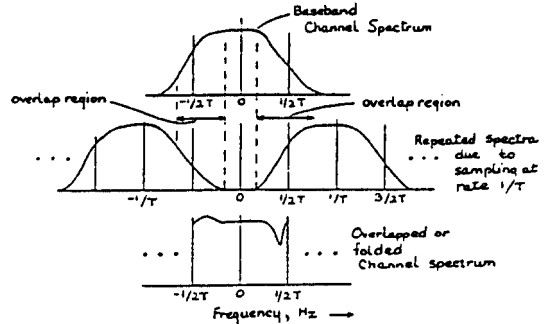


그림 10. 주파수 겹침 현상

력신호의 folded spectrum의 겹친 부분에 위상이 서로 180°차이일 경우 서로 감해지고 동상의 경우 더해져서 스펙트럼이 일그러짐을 볼 수 있다. 이 경우 FSE를 사용하면 등화기입력 신호의 folded spectrum에 겹침을 방지함으로써 스펙트럼의 일그러짐을 막을 수 있다. 송신필터의 롤-오프 요소가 β 인 경우를 생각하면 등화기의(입력 스펙트럼은 최고주파수가 $\frac{1+\beta}{2T}$ 로 제한되게 하므로 등화기의 자연소자를 $T/(1+\beta)$ 로 하면 folded spectrum의 겹침현상을 막을 수 있게 된다.^[22]

V. 결 언

본 소고에서는 여러가지 적응등화기법에 대하여 간단하게 살펴보았다. 현재 적응등화 기술은 통신 및 신호처리분야에서 없어서는 안될 중요한 기술로 자리를 잡아가고 있다. 예를들어, TDMA방식의 이동통신 분야, HDTV의 수신부, 마그네틱 기록장치등 저장기술에 있어서는 특히 필수불가결한 기술이며 이에대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 최근 Blind 등화기술이 소개되고 있는데 이에대한 관심이 점점 고조되고 있다.

참 고 문 헌

1. J.G.Proakis, "Adaptive Equalization for TDMA

- Digital Mobile Radio, IEEE Tr. Vehicular Technology Vol.40 No.2 pp333-341 (1991)
2. 완전 디지털 HDTV 방식에서의 채널동화기법에 관한 연구, 연차보고서.서울대학교 뉴미디어 공동기술 연구소 (1992.6)
 3. 김남용, 디지털 이동 통신을 위한 개선된 적응동화 연세대학교 대학원 전자공학과 박사학위 논문 (1991.6)
 4. S. Haykin, Adaptive Filter Theory, 2nd Edition, Prentice-Hall (1991)
 5. R.W.Lucky, "Automatic equalization for digital communication," Bell system Technical Journal Vol.44 pp547-588 (1965)
 6. A. Gersho, "Adaptive equalization of highly dispersive channels for data transmission," Bell system Technical Journal, Vol.48, pp55-70 (1969)
 7. J.G.Proakis and J.H.Miller, "Adaptive receiver for digital signaling through channels with intersymbol interference," IEEE Trans. Information theory Vol.IT-15, pp484-497 (1969)
 8. G. Ungerboeck, "Theory on the speed of convergence in adaptive equalizers for digital communication," IBM J. Research Development Vol.16, pp546-555 (1972)
 9. D.N.Godard, "channel equalization using a kalman filter for fast data transmission," IBM.J.Research Development, Vol.18 pp263-273 (1974)
 10. D.D.Falconer and L.Ljung, "Application of Fast Kalman estimation to adaptive equalization," IEEE Trans. Communication Vol. COM-26 pp1439-1446 (1978)
 11. E.H.Satorius & S.T.Alexander, "Channel equalization using adaptive lattice algorithm," IEEE Trans. Communication Vol.COM-27, pp899-905 (1979)
 12. E.H Satorius & J.D.Pack, "Application of least square lattice algorithms to adaptive equalization," IEEE Trans. Communication Vol.COM-29, pp136-142 (1981)
 13. S. Qureshi, "Adaptive equalization," IEEE Communication magazine Vol.20, pp9-16 (1982)
 14. J.G.Proakis, Digital Communications, McGraw-Hill, 2nd edition (1989)
 15. B.Widrow, "Adaptive filters," in Aspects of Network and system theory, ed. R.E.Kalman and N. Declaris, Holt, Rinehart and Winston, New York (1970)
 16. G.J.Bierman, Factorization Methods for Discrete Sequential Estimation. New York, Academic Press (1977)
 17. J.M.Cioffi and T.Kailath, "Fast recursive least square transversal filters for adaptive filtering," IEEE Trans. Acoustic, speech, signal processing Vol.ASSP-32, pp304-337 (1984)
 18. K.Abend and B.D.Fritchman, "Statistical detection for communication channels with intersymbol interference," Proc. IEEE, pp779-785 (1970)
 19. G.D.Forney, Jr., "Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference," IEEE Trans. Information Theory, Vol.IT-18, pp363-378 (1972)
 20. S. Qureshi, "Adaptive equalization," Proceeding of the IEEE Vol.73, pp1349-1387 (1985)
 21. C.A.Belfiori and J.H.Park, Jr., "Decision-feedback equalization," Proceeding of IEEE, Vol.67, pp1143-1156 (1979)
 22. R.D.Gitlin and S.B.Weinstein, "Fractionally spaced equalization: An improved digital transversal equalization," Bell system Technical Journal, Vol.60, pp275-296 (1981)