

다중 채널 환경에서 등화기를 이용한 성능 분석

이 병 관

관동대학교 전자계산공학과

Performance Evaluation Using an Equalizer on the Environment of Multi-Channel

Byung Kwan Lee

Dept. of Computer Science, Kwandong Univ.

요 약

주파수 선택적 페이딩을 통하여 무선통신에서 등화기로 결합된 다중 채널을 이용하여 성능을 평가하고 가우시안 잡음 상태와 독립적인 페이딩의 환경화에서 심볼간의 간섭과 데이터 이동 전송에서 발생하는 페이딩을 최소화하고 분산된 페이딩을 역변환하여 샘플링하고, 신호벡터의 특성을 이용하여 시뮬레이션을 통해 성능을 분석한다.

I. 서 론

디지털 이동 통신에서 발생하는 페이딩은 이동체의 속도, 전송 주파수, 수신 안테나 및 주위 자연 환경에 의해 변환되며 Rayleigh 분포를 갖는다. 또한 디지털 이동 통신 채널에 가장 심각하게 나타나는 현상인 다경로 성분들의 각각 다른 지연 시간에 의해 주파수 선택적 페이딩이 발생하게 되며 이때 심볼간 간섭(ISI: Inter Symbol Interference)으로 디지털 이동 통신 채널의 성능을 저하시키며 데이터 전송 속도에 제약을 준다. 이때 다경로 채널에서 야기되는 심볼간의 간섭을 조정할 수 있도록 적응 등화 기술(Adaptive Equalization Schemes)이 필요로 하고있다.^{1,3)}

본 논문에서 제안 한것은 심볼간의 간섭과 데이터 이동 전송에 있어서 filt-fading을 최소화하고 분산되는 fading을 역 변환하여 보다 효과적으로 다루고 선형 등화기와 비선형 등화기를 결합하여 이론적 결과를 제시하고 Monte Carlo에 의해 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 검증한다.

II. 다중 채널과 등화기

디지털 이동 통신에서 영역의 선택은 유동성을 보이고 잡음의 양을 결정하여 분리하고 식 (1)에 의해 주파수의 시간에 따라 데이터의 심볼과 관련된 경사도는 필터 탭 계수를 결정하는데 사용된다. 또한 필터의 기능과 관련하여 식 (1)의 최소값 $W_k(t)$ 는 간단한 구조 형태를 지니며 Error의 비율에 대해 지수 적으로 상위 한계 값에 쉽게 접근할 수 있다.

$$MSE(W_1(t), (W_2(t)) = E | V_0(IT) - c_l |^2 \quad (1)$$

이러한 접근 방식에서 ISI 사이에서 channel 들간의 간섭이 발생했을 때는 선형 채널로 전환 시켜서 처리하게 되고,

출력에서 많은 잡음을 증가 시킬 수 있는 하나의 요인이 되기도 한다.

이때 DFE는 전 방향 필터와 역 방향 필터를 가지게 되고 계수는 전 방향 필터에 의해 검파된 심볼의 결과로부터 생긴 심볼에 간섭을 조절하되잡음 잡음이 없을 때 첫 번째 신호를 식 (2)에 의해 얻어질 수 있다.

$$V_0^* = (IT) = \sum c_n a_{l-n} = \sum q_n c_{l-n} \\ = a_0 c_l + \sum_{n>0} q_n c_{l-n} + \sum_{n<0} q_n c_{l-n} \quad (2)$$

또한 $a_l = \sum_{k=1}^2 g(t) \otimes f_k(t) \otimes W_k(t)$ 에 의해 $\sum_{n>0} q_n c_{l-n}$ 는 이상적인 신호로 합성되고 수신된 sample $V_0(t)$ 에서 제거할 수 있으며 이미 결정된 상태에서 $c_{l-n}, n>0$ 이 오차가 발생되지 않으면 수신이 가능하다. 이때 첫 번째 에러가 발생되지 않으면 필터 $W_k(t), k=1$ 로 인해 처리가 가능하며 식 (3)을 통하여, k 파라미터의 최적의 필터 구조를 얻을 수 있다.

$$\widehat{W}_k(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \widehat{U}_n f_k(-t-nT), k=1, 2 \quad (3)$$

식 (1)은 matched 필터로 보여질 수도 있지만 이 경우에는 탭 계수 \widehat{U}_n 을 지닌 탭 지연선에 의해 계속 이어질 수 있다. 또한 그림 1,2 에서 계수를 결정하게 되고 \widehat{U}_n 의 주기적인 변화는 Fourier 변환에 의해 식 (4)와 같이 쓸 수 있다.^{3,6)}

$$\widehat{U}(\omega) = [M-0M^*(\omega)]^1 \quad (4)$$

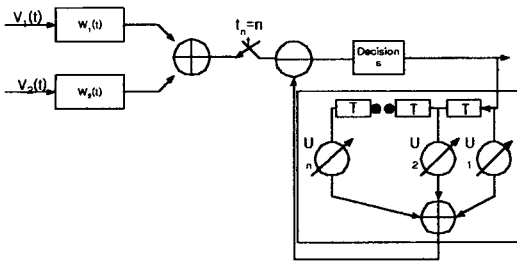


그림 1. DFE 복잡도

여기서 $M^-(\omega)$ 와 M_0 는 스펙트럼의 인수분해를 통해 식 (5)와 같이 정의 할 수 있다.

$$M(\omega) = M^+(\omega)m^-(\omega) \quad (5)$$

$$= M^+(\omega) = \sum_{n=1}^{\infty} M_n e^{i\omega n} + M_0$$

그리고

$$M^-(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{-1} M_n e^{i\omega n} + M_0$$

그리고 여기서

$$M(\omega) = R_1(\omega) + R_2(\omega) + \frac{N_0}{\sigma_c^2} \quad (6)$$

식 (4),(5),(6)을 이용하여 최소 평균 에러를 식 (7)을 얻을 수 있다.

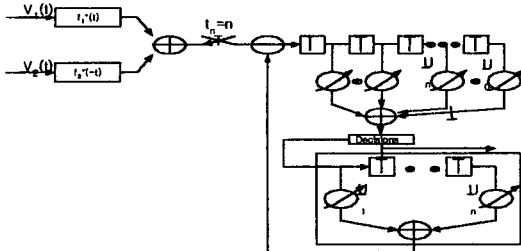


그림 2. 최적화를 위한 DFE 복잡도

$$(MSE)_{opt} = \sigma_c^2 \exp \left\{ \frac{-T}{2\pi} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} \ln \left[\frac{1 + \sigma_c^2}{N_0} \sum_{k=1}^2 R_k(\omega) \right] d\omega \right\} \quad (7)$$

DFE와 최적의 결합에 있어서 물리적으로 Error는 발생할 수 있으며 심볼간의 간섭이 적음을 알 수 있고 이때 $Ave(e^t) \geq e^{Ave(t)}$ 는 일정한 주파수 간격을 유지할 때 다음과 같은 식 (8)을 얻을 수 있다.

$$(MSE)_{opt} \leq (MSE)_0 \quad (8)$$

오차의 가능성에 대한 높은 bound를 계산할 때 식 (9)을 사용할 수 있다.

$$P_e \leq \exp \left\{ - \frac{[1 - (MSE)_0 / \sigma_c^2]}{(MSE)_0} \right\} \quad (9)$$

식 (9)을 이용하여 정합 필터 대역과 MSE 수식을 비교하기 위한 것이고 또한 하나의 펄스 신호에 대한 정합 필터를 이용하여 발생할 수 있는 에러를 제거하기 위해 식 (10)을 이용한다.

$$P_{err} \leq \exp \left\{ - \frac{1}{N_0} \sum_{k=1}^2 \int_{-\infty}^{\infty} |f_k(t)|^2 dt \right\} \quad (10)$$

여기서 다시 $f_k(t) = g(t) \otimes h_k(t)$, $k=1,2$ 시스템의

성능을 비교 분석할 때 낮은 bound로 인해 수신 신호가 불규칙적으로 합성되어 레벨을 급격히 변동시키는 페이딩과 대역 제한으로 인해 심볼간의 간섭이 발생되면 고속 전송 및 동기 유지를 어렵게 되기 때문에 이와 같은 문제점을 해결할 수 있다.^{9,10,11)}

III. 이동 전송 채널 모델

본 논문에서는 이동 채널로 동작하는 주파수 선택적 페이딩에 의해 결정되어지고 펄스 신호는 식 (11)와 같이 k 만큼 수신된 레이팅 페이딩에 의해 다음과 같이 표현 되어진다.

$$f(t) = \sum_{k=1}^K \rho_k (\alpha_k + i\beta_k) \delta(t - \tau_k) \quad (11)$$

여기서 각각의 k는 α_k 와 함께 $\alpha_k, \beta_k, \tau_k$ 에 특징지어지고 가우시안 변수 $E|\alpha_k|^2 = E|\beta_k|^2 = \sigma^2 \tau_k$ 와는 독립적인 β_k 는 k번째에서 연장되어지고 ρ_k 는 k번째에서 산발적인 진폭으로 인해 페이딩 채널에서 변화하게 된다.

본 논문에서는 280까지 입력값에 항상 비례하도록 제한 하였다. 이때 매개 변수를 선택하여 두 변수와의 상관관계를 유지하게 하고, 이동환경에서의 충격 반응을 가지는 두 전파의 모델은 식 (12)와 같이 성립한다.

$$f(t) = \rho_1 (\alpha_1 + i\beta_1) \delta(t - \tau_1) + \rho_2 (\alpha_2 + i\beta_2) \delta(t - \tau_2) \quad (12)$$

이때 $\tau = \tau_2 - \tau_1$ 는 두 전파의 상대적 지연을 의미하며 공간 변화 채널에 대한 모델은 두개의 다른 안테나가 1/2의 파장에 의해 분리 될 때 출력 신호는 서로 상관 관계를 나타내게 되고 반송파 850MHz 일 때 일정한 간격을 유지하게 되며 식 (13)은 k번째 통과로에서 충격 반응을 나타낸 것이다.

$$h_k(t) = \rho_1^{(k)} (\alpha_1^{(k)} + i\beta_1^{(k)}) \delta(t) + \rho_2^{(k)} (\alpha_2^{(k)} + i\beta_2^{(k)}) \delta(t - \tau) \quad k=1,2 \quad (13)$$

$\alpha_1^{(k)}, \alpha_2^{(k)}, \beta_1^{(k)}, \beta_2^{(k)}$ 는 Gaussian의 인의 적인 변수이며 상대적인 지연 시간 t에서 두개의 변수가 같은 배열로부터 수신되어지게 되고 Diversity 경로에서도 동일하게 처리된다.

이때 입력은 데이터 신호일 때 k번째 Diversity 경로에 있는 출력값은 아래 식 (14)와 같다.

$$V_k^{(s)}(t) = \sum_{n=1}^2 c_n \{ \tilde{a}_k g(t - nT) + \tilde{b}_k g(t - nT) \} \quad (14)$$

$\tilde{a}_k = \rho_1^{(k)} (\alpha_1^{(k)} + i\beta_1^{(k)})$, $\tilde{b}_k = \rho_2^{(k)} (\alpha_2^{(k)} + i\beta_2^{(k)})$ 이고 $g(t)$ 는 Nyquist 주파수 특성을 가진 충격응답을 나타내고, 결과적으로 $G^2(\omega)$ 는 $G(\omega)$ 가 $g(t)$ 의 Fourier 변환을 하면 Nyquist 주파수 특성을 가지게 되고 눈금 측정을 위해 식 (15)에 의해 Diversity 경로의 수신된 평균값을 다음과 같이 정의한다.

$$P_s^{(k)}(\tilde{a}_k, \tilde{b}_k) = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[\frac{1}{2\pi T} \int_{-\lambda T}^{\lambda T} |V_k^{(s)}(T)|^2 dt \right]_{\omega} \quad (15)$$

이때 수신된 평균값은 임의적으로 채널의 특성이 결정되어지기 때문에 Diversity 경로는 임의 변수 (a_k, b_k)로 인해 지연이 발생되어지게 되고 채널의 특성과 수신력의 평

평균은 식 (16)과 같이 표현되어 진다.

$$P_s^{(k)} = E_{\tilde{a}_k, \tilde{b}_k} P_s^{(k)}(\tilde{a}_k, \tilde{b}_k) \quad (16)$$

$$= \frac{\sigma_a^2}{T} (\sigma_a^2 + \sigma_b^2) \quad k=1, 2$$

여기서 $\sigma_a^2 = E|\tilde{a}_k|^2$ 와 $\sigma_b^2 = E|\tilde{b}_k|^2$ 로 나타낼 수 있고 $|G(\omega)|^2$ 는 Nyquist의 특성을 지니기 때문에 2π 에 의해 적분을 취하더라도 일관성을 유지하게 되고, 식 (16)에 의해 표현된 평균은 flat-fading 즉 $T=0$ 의 경우에 수신된 평균 값보다 정보의 요소를 신호로 변환하여 합리적으로 송신이 가능하며, 이때 신호대 잡음비의 수신 비율을 식 (17)에 의해 $2WN_0 = N_0/T$ 에 적용시키고 여기서 잡음 비율은 Nyquist에서 측정된 평균 값에 의해 $W=1/2T$ 임을 알 수 있고 고정된 매개 변수 k번째 Diversity 경로에 발생하는 신호대 잡음비(SNR)는 다음 식 (17)에 의해 정의할 수 있다.^{26,8)}

$$\rho_k = \frac{\sigma_c^2}{N_0} (\sigma_a^2 + \sigma_b^2) \quad k=1, 2 \quad (17)$$

식 (17)에서 정의된 신호대 잡음비에 근거하여 동일하게 처리할 수 있으며, 또한 두 수식이 동일 주파수 관계가 성립되기 때문에 다음 식 (17)을 유도할 수 있다. 송신 필터의 $G(\omega)$ 의 정보 전달에 의해 k번째 Diversity 채널의 특성이 $F_k(\omega)$ 로 대체될 때 이러한 기능을 하나의 형태로 취할 수 있다.^{25,7)}

IV. 시뮬레이션 및 결과

변형된 채널 모델을 설정하여 등화 성능을 보이기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션 과정에서 각각의 채널의 매개 변수에 제안하여 에러의 확률은 식 (18)에 의해 상단으로 Bound됨을 알 수 있다

$$P_e(ch) \leq \exp\left\{-\frac{1}{\sigma_c^2}\right\} \exp\left\{-(MSE)_0^{-1}\right\} \quad (18)$$

평균 에러의 가능성은 채널의 매개 변수에 의해 결정되어지고 ch는 식 (19)에 의해 결정되어 진다.

$$\bar{P}_e \leq E_{ch}[P_e(ch)] \quad (19)$$

Monte Carlo 방법을 통해 식 (18)와 식 (19)을 이용하여 평균 최소 자승법을 구하고 식 (15)를 응용하여 임의의 변수들을 수치적으로 결여된 부분 없이 반복 실시하였고 그림 3.에서는 QPSK에서 관련된 지연값과 다른 등화 방법에 대해 log 계산 방법을 이용하였으며, 그림 2.에서는 Rayleigh flat fading 에서 얻어진 결과를 이용하여 정합 필터에 근접하게 접근 할 수 있었으며, 독립적인 Diversity을 이용하여 Fading에 빈도수를 감소 시키므로써 회선의 신뢰도를 얻을 수 있었다.

V. 결론

본 논문에서는 다중 경로 페이딩 채널에서 발생하는 간섭과 잡음등의 영향을 최소화 하기 위해 비선형 등화기를 사용하였다. 다중 경로 페이딩이 존재하는 통신 채널을 모델링한 후 송신 신호와 부가적인 신호 잡음의 전력비와 다중 경로 페이딩 채널에서 페이딩의 정도를 나타내는 척도인 k파라미터를 실제 통신에서 이용되고 있는 10-20dB 범위

내에서 조절하였고 Gaussian 잡음으로 인해 발생된다는 가정하에 수신기에 입력될 때 SNR은 약 17dB가 나타났고 Packet 전송기간 동안 채널이 항상 일정하게 유지될 때에는 매개 변수에 따라 packet 내에서 독립적으로 변화되고 BER 0.3%로 감소하였으며 수치적 결과에서는 DFE의 균일하게 성능이 개선됨을 알 수 있었고 미약한 레일리 다중 경로 페이딩 채널에 관해 지속 적인 연구가 필요하다.

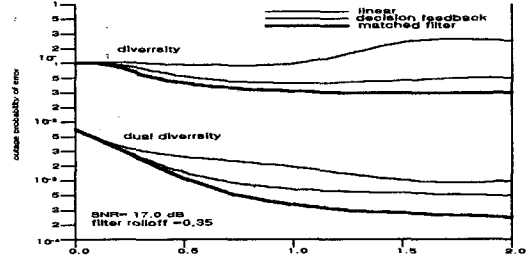


그림 3. 다중 채널에서의 성능 분석

[참 고 문 헌]

- [1]C.A Belfiore and J.H.Park, Jr., "Decision feedback equalization," Proc. IEEE, vol. 67, pp. 1143-1156, Aug. 1979.
- [2]G. D. Forney, Jr., "Maximum likelihood sequence detection in the presence of intersymbol interference," IEEE Trans. Inform.Theory, vol.18, pp.363-378, May 1972
- [3]N.Zervos, S.Pasupathy, and A.Venetasanopoulos, "The unified decision theory of non-linear equalization," in Proc. IEEE 1984 GLOBECOM, Atlanta, GA, Dec. 1984, pp. 683-687
- [4]John.M Cioffi "MMSE Decision feedback Equalizers and Code-Part II: Coding results IEEE Tran Vol.43, No.10. OCTOBER 1995.
- [5]John G. Proakis, "Adaptive Equalizer for TDMA Digital Mobile Radio," IEEE Communications, Vol. 40, No.2 pp.333-341, MAY 1991.
- [6]Giovanna D'Aria, Roberto Piermarini, and Valerio Zingarelli, "Fast Adaptive Equalizers for Narrow Band TDMA Mobile Radio", IEEE Tran. Vol. 40, No.2, May 1991.
- [7]J.E.MAZO, "Optimum Timing Phase for an Infinite Equalizer", The Bell System Tech. Vol.54, No.1, January 1975.
- [8]M.S.MUELLER, "Least Squares Algorithms for Adaptive Equalizers", The Bell System Tech.Vol.60, No.8, Octo. 1981.
- [9]M.S.MUELLER, "On the Rapid Initial Convergence of Least-Squares Equalizer Adjustment Algorithms", The Bell System Tech. Vol.60, No.10, Decem. 1981.
- [10]John.M Cioffi "MMSE Decision feedback Equalizers and Code-Part I: Equalization Results IEEE Tran Vol.43, NO.10. OCTOBER 1995.