

LMDS 통신 시스템을 위한 적응 등화기의 설계

송훈근*, 김성조**, 유경렬*
 *한양대학교 전기공학과, **한국전자통신 연구소

An Adaptive Equalizer for LMDS

Hun Geun Song*, Sung Jo Kim, Kyung Yul Yoo*
 *Dept. of Electrical Eng., Hanyang University

Abstract - 본 논문에서는 Local Multipoint Distribution Service(LMDS) 시스템을 위한 결정제한 적응 등화기를 웨이블릿 변환영역 적응 알고리즘을 이용하여 설계하였다. 아울러, 제시된 결정 제한 등화기를 16-QAM/QPSK 변조 방식을 이용한 Rummler 채널 모델을 사용하여 성능을 검증하였다. LMDS 채널 및 시스템 특성에 적합한 수치적 복잡성과 수렴 속도를 얻을 수 있었다.

1. 서 론

LMDS 시스템은 무선 비디오 서비스 등 고속 양방향 데이터 통신서비스를 지원하기 위하여 개발된 무선 통신 시스템이다. 27GHz 대역에서 저전력 밀리미터 파를 사용하기 때문에 기존의 PCS, 셀룰러 혹은 여타 무선 데이터 통신시스템과는 상이한 특성을 갖는다. Line-of-sight(LOS) 채널 특성을 어느 정도 보장하고 효율적인 주파수 재사용을 위하여, 서비스 지역이 반경 2-5Km의 셀로 구성된다.

LMDS 시스템에서는 LOS 채널특성과 안테나 특성(높이, 고방향성, 고정성), 그리고 광대역 전송 특성 등으로 인하여 여타 무선통신 시스템에 비하여 다중경로 페이딩의 발생 가능성이 적다. 하지만 최대 66Mbps 이상의 전송속도 때문에, 샘플링 주기가 매우 협소하여 아주 미세한 다중경로 페이딩에 의하여도 심각한 심볼간 간섭(Intersymbol Interference: ISI)이 발생할 수 있다. 아울러, 강우 감쇄 및 나뭇잎과 빌딩 등의 영향도 ISI의 발생 가능성을 높여주고 있다. 따라서, ISI에 대한 대응책으로 적응 등화기가 요구된다. 실질적으로 LMDS의 표준안에서도 적응등화기를 선택사항으로 권고하고 있다.

LMDS 시스템에서 전송속도가 매우 빠르기 때문에, 적응등화기는 수렴성과 수치적 효율성을 동시에 만족시켜야만 한다. 하지만 기존의 LMS나 RLS 적응기법들은 이들 두 가지 목적을 동시에 만족시키지 못하고 있다. LMS의 경우, 수렴특성이 입력신호의 고유치 분포에 민감하게 영향을 받는다. 반면에 RLS 알고리즘은 수치적인 효율성이 크게 떨어지고 있다.

본 논문에서는 웨이블릿 변환영역 LMS 알고리즘을 기반으로 한 적응등화기를 설계하고 그 성능을 검증하였다. 훈련신호와 전송데이터를 블록단위로 sliding 창의 형태로 직교 웨이블릿 변환하여, 변환영역에서 적응 필터를 구동하였다. 이산 웨이블릿 변환(DWT)은 Karhunen-Loeve 변환에 근접한 고유치 분포 감소 특성을 지니고 있기 때문에 수렴속도를 탁월하게 향상시킬 수 있다. 제안된 적응등화기의 성능을 검증하기 위하여, Rummler 채널에서 QPSK와 16-QAM 변조방식을 사용하여 모의 실험을 수행 하였으며, 그 결과를 SER(Symbol Error Rate)로 비교 분석하였다.

2. LMDS용 적응 등화기의 설계 및 검증

2.1 LMDS 시스템에서의 다중 경로 페이딩 모델

실질적으로 모든 전송 채널은 TDL(Tapped Delay Line) 형태의 필터로 모델링할 수 있으며, 모델링의 정확도는 탭 간격과 탭 계수값의 적절한 선택에 달려 있다. 먼저 Nyquist 샘플링 속도를 만족시키기 위하여 탭 간격은 전송신호 대역폭의 역수보다 작아야 하기 때문에, 일반적으로 전송 신호의 샘플링 간격에 맞추어 탭 간격을 설정한 FIR 필터를 많이 사용하고 있다.

LMDS 채널환경에 대한 연구는 초기단계에 있으며, 대표적인 것으로 Papazian의 채널모델을 들 수 있다. 95% 이상 LOS 전송경로가 보장되는 지역에서 다중경로 페이딩을 측정한 결과, 페이딩이 크지 않으며, 최대 지연값이 수 nsec 범위에 있는 것으로 조사되었다 [1].

본 연구에서는 [1]에서의 채널 측정결과를 기준으로 하여 Rummler 모델을 구성하였다. LOS 채널에 대한 Rummler 모델은 다음과 같이 주어진다 [2],[3].

$$H(w) = H(2\pi f) = a[1 - be^{\pm j2\pi(f-f_0)\tau}] \quad (1)$$

여기에서, a 는 전체적인 플랫 페이드 성분, b 는 a 에 상대적인 노치 깊이(notch depth), w_0 는 대역폭 내에서 페이드 최소값을 유도하는 주파수, 그리고 τ 는 채널의 지연차를 표시한다. 식(1)은 직접 전달된 신호와 지연을 가진 두 번째 신호의 합으로 해석할 수 있고, 시간 영역에서는 다음과 같이 임펄스 응답으로 나타낼 수 있다.

$$h(t) = \delta(t) + \rho\delta(t - \tau) \quad (2)$$

본 연구에서 사용한 검증모델에서는 전송데이터를 QPSK와 16-QAM 변조한 후, 식(2)의 채널을 통하여 전송한다. 기저대역에서 Raised-cosine 필터를 적용하면 in-phase와 quadrature-phase 응답은 각각 다음과 같이 주어진다.

$$r_i(t, \phi_c) = f_i(t) \cos \phi_c + \rho f_i(t - \tau) \cos(\omega_c \tau + \phi_c) - f_q(t) \sin \phi_c - \rho f_q(t - \tau) \sin(\omega_c \tau + \phi_c) \quad (3.a)$$

$$r_q(t, \phi_c) = f_q(t) \cos \phi_c + \rho f_q(t - \tau) \cos(\omega_c \tau + \phi_c) + f_i(t) \sin \phi_c + \rho f_i(t - \tau) \sin(\omega_c \tau + \phi_c) \quad (3.b)$$

위에서 $f_i(t)$ 와 $f_q(t)$ 는 다음과 같은 Raised-cosine 필터이다.

$$f_i(t) = f_q(t) = \frac{\sin \pi t/T}{\pi t/T} \frac{\cos \alpha \pi t/T}{1 - (2\alpha t/T)^2}$$

여기에서 T 는 심볼 주기이고 α 는 roll-off 인수 값이다.

16-QAM 변조방식의 경우 in-rail과 cross-rail 응답을 모두 사용하였으며, QPSK의 경우에는 in-rail 성분만을 사용하였다. 그림(1)은 식(3)의 채널특성을 도식화한 것으로, $T=30\text{Ghz}$, $\alpha=0.35$, $f_c=26.5\text{Ghz}$, $\rho=0.9$, 그리고 roll-off 값은 0.35로 주어졌다.

2.1.1 LMDS 시스템에서의 적응 등화기 구조

그림 (2)는 LMDS 시스템에서의 적응등화기의 간단한 블록 구조를 나타낸 것이다. FFF는 Feed Forward 필터이고 FBF는 Feedback 필터를 나타낸다. 그림에

서 T는 적응알고리즘을 변환영역으로 바꾸기 위한 변환 행렬을 나타내며, 각각 FFF와 FBF의 길이를 갖는 정방행렬로 구성된다. 등화기의 훈련시에는 훈련신호를 웨이블릿 변환영역으로 바꾸어서 등화기의 탭계수를 얻으며, 훈련종료와 함께 버려진 데이터가 전송된다. 전송 데이터가 FFF를 거친 후 등화기는 Decision-directive 모드로 FBF가 동작한다. 이때에는 기존의 LMS 알고리즘을 사용하여 FBF의 계수를 갱신하여 사용하였다. RS 블록은 Reed-Solomon 코드를 나타낸다. 188 바이트의 데이터가 패킷으로 만들어지고, 여기에 제로 바이트인 51 바이트를 추가하여 239 바이트가 된다. 16바이트인 RS 코드를 추가하여 255 바이트를 QPSK/16QAM 으로 변조하여 채널을 지나고, 등화기에서 채널과 부가 잡음에 의해 발생한 왜곡과 심볼간 간섭을 제거한다. 등화기 출력을 QPSK/16QAM 으로 역 변조하고, 등화기에 의해 보상되지 못한 데이터는 다시 RS 코드를 사용하여 에러를 정정한다.

등화기의 탭 수는 필터 구조의 지연과 적용하고자 하는 채널의 지연에 의해 결정된다. 즉, 총 등화기 필터의 지연이 등화하고자 하는 채널의 지연보다 같거나 작아야 한다. [1]에서의 측정 결과에 기준으로 한다면, 등화기 탭수는 최소한 3개 이상이어야 한다.

본 논문에서 사용한 웨이블릿 변환영역 LMS 알고리즘의 필터 길이는 웨이블릿 기저의 길이에 의해 최소 값이 결정된다. DB-2의 기저를 변환행렬로 구성했을 때의 최소 8×8의 변환 행렬이 필요하며, 등화기의 FFF의 수는 최소 8이어야 한다. 여기에 구성한 변환 행렬은 FFF에 DB-2를 사용하였고, FBF에 DB-1을 사용하였다. 따라서 제환 등화기의 탭수는 (8,2)로 구성하였다. 결국 3개 이상인 필터를 사용함으로써 지연성분을 등화할 수 있다. 또한 LMDS 시스템에서 사용될 등화기의 각 탭에서의 속도는 채널의 지연보다 작거나 같아야 한다.

2.2 웨이블릿 변환영역 LMS 알고리즘

웨이블릿 변환영역 적응필터는 $N \times N$ 웨이블릿 변환을 훈련신호에 적용시킴으로써 훈련신호의 자기상관 함수의 고유치 분포를 직교변환에 의해 집중화 시켜 LMS 알고리즘에서의 수렴속도 향상을 꾀하는 것이다. 이것은 TDL 형태의 변환영역 LMS 알고리즘에 $N \times N$ 의 웨이블릿 변환이 삽입된 형태이다. 시간 n 에서 입력을

$$x(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-N+1)]^T \quad (4)$$

이라 할 때 필터 출력은

$$y(n) = h^T(n)x(n) \quad (5)$$

시간 n 에서 이상응답 $d(n)$ 과 적응 필터의 출력 $z(n)$ 간의 출력 오차 $e(n)$ 은

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (6)$$

여기에서 등화기가 제환 등화기일 때는 에러는 다음과 같다. $A(n)$ 은 FFF에 의해 보상되어진 데이터이다.

$$y_b(n) = h_b(n)^T * A(n-1) \quad (6.a)$$

$$e(n) = d(n) - y(n) + y_b(n) \quad (6.b)$$

식(6)의 평균 자승 값을 최소화하기 위한 LMS 알고리즘은

$$h(n+1) = h(n) + 2\mu x(n)e(n) \quad (7)$$

이다. LMS 알고리즘의 수렴율은 입력의 자기 상관행렬 $R_{xx} = E[x_n x_n^T]$ 의 condition number에 좌우된다. 이 의존성은 웨이블릿 변환을 적응필터의 입력신호에 적용시킴으로써 상당히 줄일 수 있다. 이렇게 변환된 새로운 입력벡터는

$$z(n) = [z_0(n) \ z_1(n) \ \dots \ z_{n-1}(n)]^T = T x(n) \quad (8)$$

여기서 T 는 $N \times N$ 직교 웨이블릿 변환이다. 변환된 계수들은 시간 영역에서와 마찬가지로 변환영역의 적응 필

터 $g(n)$ 을 사용해서 가중된다. 이때, 출력신호 $g(n)$ 은

$$y(n) = g(n)^T z_n \quad (9)$$

으로 주어지며, 이에 상응하는 오차 값은

$$e(n) \approx d(n) - y(n) \quad (10)$$

이 되어, 가중치 갱신 방정식은 다음과 같이 주어진다.

$$g(n+1) = g(n) + 2\mu \Lambda^{-2} e(n) z(n) \quad (11)$$

$$\Lambda^2 \approx \begin{bmatrix} \delta_1^2 & & 0 \\ & \delta_2^2 & \\ 0 & & \delta_3^2 \end{bmatrix}, \delta_i^2 \approx E[|z_i(n)|^2] \quad (12)$$

여기서 Λ^2 은 $(i, i)^{th}$ 의 요소가 $y(n)$ 의 i 번째 요소의 전력 추정치인 통산 $N \times N$ 의 대각 행렬이다. 이 전력 추정치는 과거 샘플들의 지수적으로 가중화된 평균을 취함으로써 계산된다.

$$\delta_i^2(n) = \alpha \delta_i^2(n-1) + (1-\alpha)(z_i(n))^2, \quad 0 < \alpha < 1 \quad (13)$$

(13)식에서 $\alpha = 1/k$ 이고, α 는 과거 입력신호에 대한 망각성분을 표시한다. (k 는 반복회수) 등화기에서 훈련신호를 식(6)으로 놓았다.

제환 등화기에서는 FFF와 FBF에서 각각 변환하여야 하며, FBF의 변환행렬에 의해 변환되기 전에 다시 역변환 하여 사용하였다. 웨이블릿 변환영역 LMS 알고리즘을 사용한 적응 등화기의 훈련신호의 길이는 기존의 LMS 알고리즘을 사용한 적응 등화기의 훈련신호의 길이보다 짧을 수 있다. 또한 잡음이 클 때 기존의 LMS 알고리즘이 충분히 수렴하지 않을 경우에도 웨이블릿 변환영역 LMS 알고리즘은 좀더 낮은 수렴을 갖는다 [4],[5]. 따라서 기존의 LMS 알고리즘보다 여기에서 사용한 알고리즘에서 훈련신호가 더 잘 적용된다.

2.3 등화기의 시뮬레이션

QPSK에서는 (0.007, 0.001)의 스텝을 사용했고, 훈련신호는 500개의 심볼을 사용하였다. 16-QAM 변조 방식에서는 (0.004, 0.001)의 스텝 값을 사용했고, 훈련신호는 1000개의 심볼을 사용하였다. 두 경우 모두에서 (8,2)의 구조를 갖도록 설계하였으며, FFF에서는 DB-2를, 그리고 FBF에서는 DB-1을 사용하였다. 그림 (3)은 QPSK에서의 SER를 보여 주고 있으며, 그림 (4)는 16-QAM에서의 SER를 나타낸다. 그림 (3)에서 약 12dB 전에는 RS 코드가 그리 효과적이지 않다는 것을 알 수 있다. 잡음으로 인해 RS 코드가 치유 가능한 것 이상의 에러가 발생하기 때문이다. 하지만 12dB 이상에서는 RS 코드가 효과적으로 동작하고 있다. 그림 (4)는 16-QAM의 SER로 약 20dB 이상부터 RS 코드가 효과적임을 알 수 있다. RS 코드 없이는 26dB에서 10^{-4} 의 SER를 만족한다. 그림 (5)(a)는 QPSK에서 등화전의 Scatter Diagram으로 채널에 의해 위상의 변화를 보인다. 그림 (5)(b)는 약 19 dB에서 등화기가 채널에 의한 위상의 변화를 교정하였다. 그림 (6)(a)는 16-QAM의 등화전의 Scatter Diagram으로 전송된 신호에 심볼간 간섭이 생긴 것을 알 수 있다. 그림 (6)(b)는 약 26dB로 QPSK와 마찬가지로 등화기가 채널을 보상했다.

3. 결론

본 논문에서는 LMDS 시스템의 채널을 Rummel 모델을 사용하여 모델링 하였고, 웨이블릿 변환영역 적응 등화기를 설계하였다. LMDS 시스템에서 사용될 등화기의 구조는 입력 잡음에 강한 제환 등화기의 사용이 적합하다 [6],[7]. LOS 채널이 보장되고, QPSK 변조에서는 약 18dB에서 10^{-4} 의 SER를 보였고, RS 코드를 사용했을 때는 약 14dB에서 SER이 10^{-4} 을 만족했고,

16QAM에서는 RS 코드없이 26dB에서 10^{-4} 의 SER을 보였다. RS 코드는 약 19dB이상에서 효과적이었고, 23dB에서 SER이 10^{-4} 을 만족했다. 알고리즘은 LMDS 시스템의 동작속도와 계산상의 복잡도를 고려할 때 LMS 기반의 알고리즘의 사용이 적절하다. 여기에서 사용한 웨이블릿 변환영역 알고리즘은 기존의 LMS 알고리즘보다 뛰어난 수렴속도를 가진다. 따라서, 이 특성을 혼련신호에 적용하였다. 변환행렬로 인한 연산량의 증가는 $O(N)$ 이고, 이것은 사용하기에 충분히 적은 연산량이다. 따라서 LMDS 시스템에 사용될 수 있다.

(참 고 문 헌)

- [1] P. B. Papazian, "Study of the local multipoint distribution service radio channel," IEEE Trans. On Broadcasting, Vol. 43, No. 2, June 1997
- [2] Curtis A. Siller, Jr., "Multipath Propagation," IEEE Commun. Magazine, Vol. 22, No.2, pp. 6-15, February 1984
- [3] W. D. Rummler, "A new selective fading model: Application to propagation data," Bell syst. Tech. J., Vol. 58, pp.1037-1071, May-June 1979
- [4] 이용재, 유경렬, "확장된 웨이블릿 변환영역 LMS 알고리즘에서의 수렴속도 향상," KSPC, Vol. 10, No. 1. pp. 419-422. 1997.
- [5] Srinath Hosur, et. al., "Wavelet Transform Domain adaptive FIR filtering," IEEE Trans. On Signal Processing, Vol. 45, NO. 3, pp. 617-630, March 1997
- [6] C.A. Belfiore, et al, "Decision Feedback Equalization," Proceeding of the IEEE, Vol. 67, No.8, pp. 1143-1979, August 1979
- [7] Desmond P. Taylor, et. al., "Decision Feedback Equalization for Multipath Induced Interference in Digital Microwave LOS Links," IEEE Trans. On Commun., Vol. COM-32, pp. 267-279, March 1984

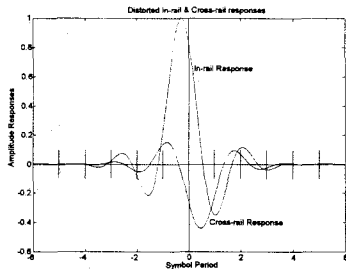


그림 1. 채널 모델

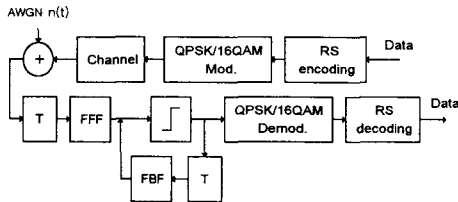


그림 2. 적응 등화기 구성도

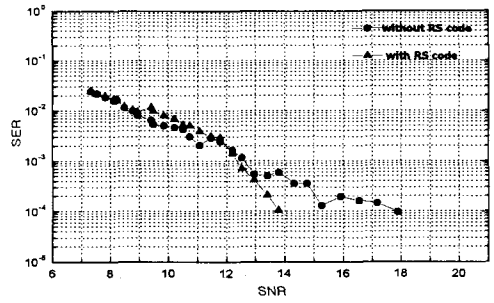


그림 3. QPSK SER

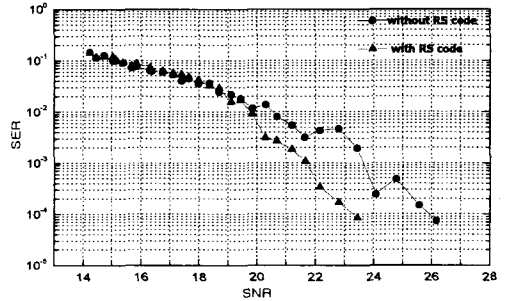


그림 4. 16QAM SER

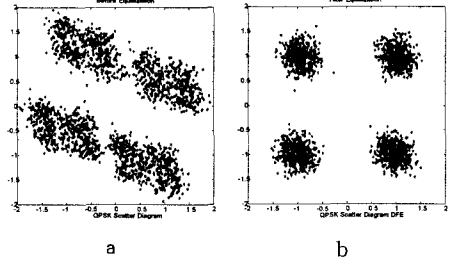


그림 5. QPSK Scatter Diagram

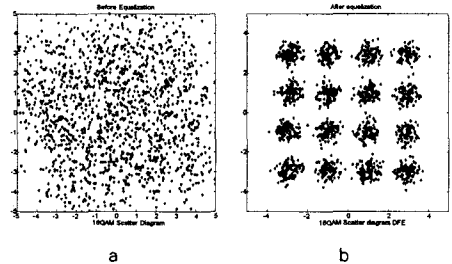


그림 6. 16QAM Scatter Diagram