

# 블록 데이터전송 신호에 대한 효율적인 채널등화 기법 연구

정회원 이상경\*, 이재천\*\*

## On Efficient Adaptive Equalization of Block Data Transmission Signals

Sang-Kyung Lee\*, Jae-Chon Lee\*\* *Regular Members*

요 약

본 논문은 실시간 구현을 위해 대폭적인 계산량의 감축이 매우 중요한 광대역/고속 데이터 전송 시스템들에서의 적응 등화기법에 대하여 논의 하였다. 데이터를 블록으로 묶어 전송하는 블록 데이터 전송을 대상으로 하되 데이터 블록들 사이에 일정한 길이의 보호 심볼 블록의 삽입을 가정하였다. 보호 심볼 블록의 예로는 이산 멀티 톤(DMT)과 직교 주파수분할 다중데이터 전송(OFDM) 기술을 채택한 전송 표준들에서 쓰여지고 있는 cyclic prefix(CP)가 있다. 본 고에서는 데이터 블록마다 다른 값을 갖는 CP 블록 대신에 변화가 없이 항상 같은 값을 고정 보호 심볼(fixed guard symbol, FGS) 블록으로 대체되는 전송시스템에 대해 연구한다 재미있는 점은 이러한 변화가 기존의 CP를 이용하여 보호 심볼을 구성하는 것과 같은 효과를 얻을 수 있다는 것이다. 그러나 기존의 CP를 사용하여 보호 심볼을 구성 할 때에는 달리 FGS 블록을 사용하는 경우는 블록마다 보호 심볼이 항상 같으며, 따라서 FGS 블록을 수신부에서 알 수 있도록 만들 수가 있다 본 연구의 목적은 계산량이 대폭 감축되는 채널 등화 기법을 연구하면서 이러한 FGS 블록이 효율적으로 활용되는 효율적인 구조의 설계에 대한 것이다. 이를 위해서 먼저, 비용함수로 블록 평균 제곱 오차를 설정하였고 효율적인 주파수 영역에서의 응용을 가능하게 하는데 적합한 적응 알고리즘을 고려했었다. 그 다음에 몇 가지 블록 적응 구조들이 연구되었고 이들에 대한 성능평가가 수행되었다. 이 결과들로부터 FGS 블록을 이용하여 설계된 채널 등화기들이 별도의 훈련열(training sequences) 없이 보호심볼 블록만으로 잘 동작함을 확인하였다.

ABSTRACT

This paper discusses the adaptive channel equalization in wideband/high-speed data transmission systems where complexity reduction is crucial for real-time implementation. We assume that the data are transmitted in a block fashion with the guard symbol block inserted in between the data blocks. An example of the guard symbols is the cyclic prefix (CP) adopted in the standard discrete multitone and orthogonal frequency division multiplexing modems. In this paper, the CP is replaced with the fixed guard symbols (FGS) that do not change for different data blocks. Interestingly this change allows us to obtain the same effects as we can get from the case of CP guard symbols. However, unlike the CP, the FGS block is always the same and thus the FGS can be made known to the receiver. The object of our study is then on how to design computationally efficient channel equalizers while the FGS is effectively utilized in channel equalization. To do so, our approach begins with defining the block mean-squared error as a cost function and considers a corresponding adaptive algorithm that enables an efficient frequency-domain implementation. Then, several block-adaptive structures are studied and their performances are evaluated. It is shown that the efficient channel equalizers using the FGS are working well without requiring the extra training sequences.

\* 교통신술연구원

\*\* 아주대학교 시스템공학과

논문번호 020477-1030, 접수일자 2002년 10월 30일

## I. 서론

데이터를 묶어 블록 형태로 데이터를 전송하는 것은 연속적 (serial)인 개별 전송방식에 비하여 몇 가지 잠재적인 이점이 존재하기 때문에 많은 관심을 끌고 있다. 다중 반송파 (multicarrier) 변조 방식을 이용하는 가장 많이 알려진 두 가지 블록 전송방식의 예는 DMT (discrete multitone transmission)와 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing)이다<sup>[1][4][5]</sup> 이러한 다중 반송파 변조 (multicarrier modulation: MCM) 기법은 광대역 데이터 전송분야에서 특히 그 유용함이 입증되고 있다. 단일 반송파 변조 (single carrier modulation SCM) 방식의 경우에도, 주파수영역 등화기 (frequency-domain equalizer: FEQ)와 함께 블록 데이터 전송을 하는 방법이 연구되어 왔는데<sup>[2][3]</sup>, FEQ와 함께 사용한 SCM 수신기의 성능에 대한 연구 결과, 심각한 주파수 선택적 페이딩 (frequency-selective fading) 채널 환경 하에서 오차 정정 코딩이 없을 경우, OFDM 방식의 성능보다 우수 할 수도 있음을 보였다 SCM 방식은 또한 MCM 방식과 비교하여 파워 증폭기의 비선형성에 덜 민감하다 따라서 SCM 방식을 사용하는 블록 데이터 전송에도 관심이 증대되고 있는데, 표준화동중에 최근에 광대역 무선 MAN 접속을 위한 표준 (IEEE 802.16)에서 물리영역 인터페이스의 일부로서 연구 되고 있다<sup>[7]</sup>

블록 전송에서는 일반적으로 블록 간의 간섭을 방지하기 위해서 블록들 사이에 충분한 수의 보호 심볼들이 삽입되어진다 가장 일반적으로 선택되는 보호 심볼은 CP (cyclic prefix) 인데, 블록간 간섭을 방지하고 채널에 의한 선형 컨볼루션 (linear convolution)을 순환 컨볼루션 (circular convolution)으로 만들어서 주파수 영역에서의 등화기법을 간단하게 해주는 두 가지 목적을 달성하게 된다<sup>[1]</sup> 이러한 CP는 현재의 데이터 블록의 마지막 부분을 블록 앞부분에 첨가함으로써 구성 되어지는데, 결과적으로 블록과 블록은 서로 다른 CP를 가지게 된다.

그런데, 최근에 모든 데이터 블록들에 대해서 보호 심볼이 고정된 따라서 모든 데이터 블록의 보호 심볼이 같은 고정 보호 심볼 (fixed guard symbol FGS) 블록의 사용에 대한 것이 제안 되었다<sup>[4][5]</sup>. 이러한 방식의 한 예는 영의 값을 가지는 심볼 블록을 사용하는 것이다 만약 FGS 블록이 데이터 블

록 사이에 삽입되어 진다면 채널 출력은 CP를 사용하였을 때와 마찬가지로 순환 컨볼루션 (circular convolution)으로 표현 될 수 있다. 그러나 CP의 경우 주파수 영역에서 채널등화 이전 즉 FFT (fast Fourier transform)을 계산 이전에 제거되는데 비하여, FGS의 경우에는 수신된 신호들과 함께 FFT (fast Fourier transform)를 계산하고 등화기를 구성할 때 포함 된다는 점이 차이점이다 따라서, FGS의 경우 채널 등화과정에서 이를 이용할 기회를 얻는 것이 가능하다. 이러한 방식을 추기한 하나의 예가 발표되었는데<sup>[5]</sup>, LS (least-squares) 비유함수를 이용하여 설계하였기 때문에 N개의 블록 당  $N^3$  에 비례하는 상대적으로 매우 복잡한 계산량이 요구되는 구조이다

본 논문에서는 FGS 기반의 채널 등화와 관련하여 여러 가지 가능한 적응 구조들의 도출과 이들 구조들에 대한 컴퓨터 시뮬레이션을 통한 성능 평가 등을 포함하는 연구결과 들을 제시할 것이다. 채널 등화에 FGS를 이용하기 위해서, 블록 평균 제곱 오차 (BMSE)가 비유함수로 채택하였는데, 나머지 전개는 기존의 LMS (least mean square) 등화기들을 유도하는데 채택되었던 단계들을 따를 수 있다 본 고에서는 FFT를 이용하여 적응 등화를 구현할 때 필요한 여러 가지 다른 입력력 데이터 섹션화 (sectioning) 방법을 가지는 블록 적응 구조들이 도출되었는데, 이러한 구조들은 N개의 블록 당  $N \log_2 N$  에 비례하는 계산 복잡도가 요구된다. 그리고 이 구조들에 대한 채널 등화성능은 시뮬레이션을 통하여 평가 되었다

본 논문의 구성은 다음과 같다 서론에 이어서 제 2절에서는 좀더 정형화된 방식으로 문제를 정의 하였으며 제 3절에서는 FGS를 기반으로 하는 등화기의 BMSE를 정의하였다. 제 4절에서는 적응 등화기를 위한 다른 입력력 데이터 섹션화 방법에 대하여 논하였으며, 한편으로 제 5절에서는 FGS 등화기들의 성능을 나타내는 컴퓨터 시뮬레이션 결과들을 제시하였다 마지막으로 제 6절에서 결론을 맺었다

## II. 문제 정의

먼저,  $V-1$ 의 차수를 가지는 FIR 응답 (finite-duration impulse response)에 의해서 모델링 될 수 있는 이산 시간과 기저대역 등가 채널을 대상으로 한다. 이 논문에서 블드페이스 소문자와 블드 페이

스 대문자들은 각각 벡터 들과 행렬로 사용되어 진다 데이터 블록 표시를 위한 인덱스는 'k' 를 사용할 것이다. 만약 데이터와 CP/FGS 블록의 길이가 N 과 N<sub>G</sub> 로 각각 주어진다면, k 번째 블록의 신호들 {s<sub>kN+i</sub>}과 FGS {g<sub>j</sub>}은 다음의 벡터 형태로 표현될 수가 있다

$$s_k = [s_{kN} s_{kN+1} s_{kN+2} \dots s_{kN+N-2} s_{kN+N-1}]^T \quad (1)$$

과

$$g = [g_0 g_1 g_2 \dots g_{N_G-2} g_{N_G-1}]^T \quad (2)$$

여기에서 위 첨자 T는 행렬/벡터의 전치 연산을 나타낸다. 따라서 연결된 블록의 길이는 N<sub>B</sub> = N + N<sub>G</sub>으로 된다.

여기에서 먼저 SCM 전송을 고려하게 되면 신호 {s<sub>kN+i</sub>}는 PSK 또는 QAM 등의 SCM에 의해서 변조된 source 데이터가 될 것이고 채널 출력 블록은 다음과 같이 표현 될 수 있다 (MCM의 경우는 제 3절에서 언급될 것임)

$$r_k = H \begin{bmatrix} g \\ s_k \\ g \end{bmatrix} + n_k \quad (3)$$

여기에서 r<sub>k</sub> 와 n<sub>k</sub>는 N<sub>B</sub> x 1 의 수신 및 잡음 벡터 들이고 H는 채널응답 {h<sub>0</sub>, h<sub>1</sub>, h<sub>2</sub>, ..., h<sub>N-2</sub>, h<sub>N-1</sub>}으로 생성 되는 N<sub>B</sub> x (N<sub>B</sub> + N<sub>G</sub>) Toeplitz 행렬이다 CP의 경우에 일반적으로 가정된 바와 같이<sup>[1][2]</sup>, 만약 FGS의 길이가 채널 메모리보다 짧지 않다고 하면 즉, N<sub>G</sub> ≥ V-1가 성립하면, 수신된 블록은 다음과 같이 표현 될 수 있다.

$$r_k = H_{circ} \begin{bmatrix} s_k \\ g \end{bmatrix} + n_k \quad (4)$$

여기에서 H<sub>circ</sub>는 첫 번째 열이 아래와 같이 영이 첨가된 N<sub>B</sub> x N<sub>B</sub> 순환 행렬 (circulant matrix)이다.

$$\tilde{h} \triangleq [h_0 \quad h_1 \quad h_2 \quad \dots \quad h_{N-2} \quad h_{N-1} \quad 0 \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad 0]^T \quad (5)$$

지금까지 FGS 기반의 블록 전송 채널 출력이

circular convolution에 의해서 표현될 수 있음을 벡터/행렬의 형태로 보였다. 채널 응답의 길이가 FGS의 길이 보다 짧을 때 즉, N<sub>G</sub> ≥ V-1 일 때의 FGS를 이용하는 개념을 그림 1에 나타내었다 식(4)에 대응하는 CP의 경우 수신된 블록에 대한 표현은 다음과 같다

$$r_k = H_{circ} s_k + n_k \quad (6)$$

여기에서 N<sub>B</sub> 대신에 작은 크기 N의 벡터/행렬을 사용하게 되는데, 그럼에도 불구하고, FGS와 CP의 사용으로 인한 전송효율의 저하 즉 전송률의 오버헤드(overhead)는 N<sub>G</sub> / N으로 서로 같다.

한편 N<sub>B</sub> x N<sub>B</sub> FFT 행렬 F가 순환 행렬 H<sub>circ</sub>를 대각 (diagonalized)화 하는 것은 잘 알려져 있다 즉, 식 (5)로부터 H<sub>circ</sub> = F<sup>-1</sup>diag(F $\tilde{h}$ )F을 얻는다. 식(4)의 양 단에 F를 곱하는 것에 의해서 다음의 주파수 영역에 대응 되는 식을 얻을 수가 있다.

$$\begin{aligned} r_k &\triangleq F r_k = F H_{circ} x_k + F n_k = \\ &F(F^{-1}diag(F\tilde{h})F)(F^{-1}F)x_k + F n_k = diag(\tilde{h})x_k + \tilde{n}_k \end{aligned} \quad (7)$$

여기에서 x<sub>k</sub> ≜ Fx<sub>k</sub>이고 x<sub>k</sub>는 x<sub>k</sub> ≜ [s<sub>k</sub><sup>T</sup> g<sup>T</sup>]<sup>T</sup>의 형태로 보내지는 송신 벡터이고 밑줄 표시들은 원래 벡터들에 대한 Fourier 변환 결과를 나타내는데 사용될 것이다 식 (7)로부터 잡음이 존재하지 않을 경우, 주파수영역에서 추정된 채널 응답으로 주파수 영역 수신신호 r<sub>k</sub>를 나눔으로써 x<sub>k</sub>를 추정할 수 있게 되기 때문에 수신된 블록 r<sub>k</sub>로부터 소스 데이터 블록(x<sub>k</sub> 또는 s<sub>k</sub>)를 복원하는 것은 주파수 영역에서 보다 간단해 진다 이 절 이후에는 FGS가 주어지고 잡음이 첨가되었을 때 채널을 효과적으로 등화 하는 방법에 대하여 논의 할 것이다.

### III. 블록 평균 제곱 오차에 의한 적응 등화 기법

앞의 제 2절에서 제안된 신호모델을 기반으로 본 절에서는 채널 등화 시 어떻게 FGS를 이용할 것인가 하는 문제에 대해서 연구하고자 한다 채널 임펄스 응답의 길이 V와 FGS 블록의 길이 N<sub>G</sub>의 사이

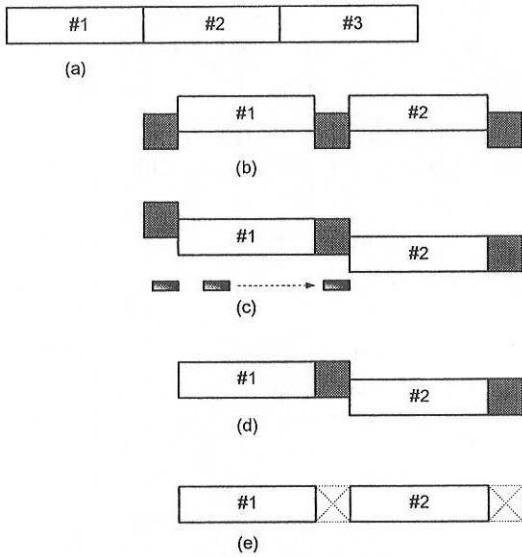


그림 1. 고정 보호 심볼 (FGS)들을 이용한 블록 데이터 전송의 개념. (a) 세 개의 연속적인 입력 블록들. (b) 블록의 지연과 FGS 삽입. (c) 확장된 블록의 순환 컨볼루션. (d) FGS를 이용한 채널 등화. (e) FGS 제거 및 데이터 검출.

에는  $N_G \geq V - 1$ 의 조건이 가정되었다. 식(7)의 채널 입-출력 관계를 기반으로, 등화기의 출력을 구성하는 방법은 주파수 영역의 등화기 계수 벡터  $w_k$  을 다음과 같이 사용하는 것이다.

$$y_k = \text{diag}(w_k) r_k \text{ or } y_k = F^{-1} \underline{y}_k \quad (8)$$

따라서,  $y_k$  에 대하여 대응되는 기준 출력과 오차 벡터들은 각각 다음과 같이 주어지게 된다.

$$d_k \triangleq [s_k^T \quad g^T]^T \text{ and } e_k \triangleq d_k - y_k = d_k - F^{-1} \text{diag}(w_k) r_k \quad (9)$$

실제 데이터 전송시, 벡터  $s_k$  는  $y_k$  를 처리한 후에 수신기에 의해서 결정되는 데이터이다. 그러나 훈련 모드에서는  $d_k$  (or  $s_k$ ) 는 이미 알려져 있는 데이터로 전송되어 등화기를 훈련시키는데 사용되어진다.

비록 훈련모드에 대한 등화기의 수렴특성은 컴퓨터 시뮬레이션에서 집중적으로 논의될 것이지만 이 절에서는  $s_k$  가 아닌 단지 FGS 벡터  $g$  가 주어졌을 때의 적응등화 기법에 대해 특히 관심을 두게 될 것이다. 이러한 상황을 수식화 하기 위해서 주파수 영역에서의 블록 평균 제곱 오차 (BMSE)는 아래와

같이 유도될 수 있다<sup>[6]-[8]</sup>. 등화 후에 복원 된 데이터  $\hat{x}_k$  의 마지막 부분에 있는  $N_G$  심볼 들이 FGS  $g$  이어야만 하기 때문에, 식 (9)의 오차 벡터에 대해 다음과 같이 윈도우를 적용해야 한다.

$$\tilde{e}_k \triangleq [0 \quad I_{N_G}] e_k = [0 \quad I_{N_G}] (d_k - y_k) = g - [0 \quad I_{N_G}] F^{-1} \text{diag}(w_k) r_k \quad (10)$$

여기에서  $I_{N_G}$  는  $N_G \times N_G$  단위 행렬이고  $0$  는  $N_G \times (N_B - N_G)$  영 행렬이다. 그러면 시간 영역의 FGS 오차 벡터는 다음과 같이 주파수 영역에서  $N_B \times 1$  FGS 오차 벡터를 정의 하는 것에 의해서 주파수 영역으로 쉽게 변환 될 수 있다.

$$\tilde{e}_k \triangleq F \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{e}_k \end{bmatrix} = F \left\{ \begin{bmatrix} 0 \\ g \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & I_{N_G} \end{bmatrix} F^{-1} \text{diag}(w_k) r_k \right\} \quad (11)$$

여기에서 영 행렬의 크기들은  $N_B$  의 길이와 부합된다. 한편, 아래의 관계식을 이용하면

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & I_{N_G} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ g \end{bmatrix}, \quad (12)$$

주파수 영역 블록 오차 벡터는 다음과 같이 다시 표현 될 수가 있다.

$$e_k = P_{0,N_G} \{ \tilde{g} - \text{diag}(w_k) r_k \} \quad (13)$$

여기에서  $P_{0,N_G} \triangleq F \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & I_{N_G} \end{bmatrix} F^{-1}$  이고,

$\tilde{g} \triangleq F [0^T \quad g^T]^T$  이다. 결과적으로 k 번째 블록의 BMSE는 아래와 같이 정의된다.

$$e_k^{FGS} = E[\underline{e}_k^* \underline{e}_k] = E[\underline{e}_k^* \underline{e}_k] \quad (14)$$

여기에서 \*와 윗줄 표시는 각각 complex conjugate transpose와 complex conjugate를 나타낸다. 식 (13) 으로부터 행렬  $P_{0,N_G}$  는  $N_G$  의 크기를 가지는 주파수 영역에서 구현된 윈도우 행렬이다. 그러므로 만약  $d_k$  가 주어지는 훈련모드의 경우를 생각한다면  $P_{0,N_G}$  가 공식에서  $N_B \times N_B$  단위 행렬로 대체되어



야 한다.

이러한 결과들을 바탕으로 이제 등화기 계수 벡터  $\mathbf{w}_k$  에 대한 BMSE의 기울기를 구할 수가 있는데, 식 (13)와 식 (14)로부터 BMSE를 참고문헌 [6]의 방법을 통하여 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\frac{\partial \varepsilon_k}{\partial \mathbf{w}_k} = -2 E[\text{diag}(\bar{\mathbf{r}}_k) \mathbf{e}_k] \quad (15)$$

따라서 최적 등화기 계수 벡터,  $\mathbf{w}_{opt}$  는 식 (15)의 기울기를 영 벡터로 설정함으로써 구해질 수 있으며, 식 (15)로부터 아래의 식을 얻을 수 있다.

$$E[\text{diag}(\bar{\mathbf{r}}_k) P_{0,N_G} \text{diag}(\mathbf{r}_k)] \mathbf{w}_{opt} = E[\text{diag}(\bar{\mathbf{r}}_k) P_{0,N_G} \tilde{\mathbf{g}}] \quad (16)$$

AWGN 잡음이 존재할 경우 행렬  $E[\text{diag}(\bar{\mathbf{r}}_k) P_{0,N_G} \text{diag}(\mathbf{r}_k)]$  은 그 역 행렬이 존재하고,  $\mathbf{w}_{opt}$  에 대한 해가 존재한다는 사실이 알려져 있다<sup>[6]</sup>. 샘플 추정 값이 식 (15)의 기울기에 대하여 사용될 때, LMS 형태의 등화기 계수 갱신 알고리즘이 유도 될 수 있다. 이 경우, 참고문헌 [6]-[8]에서와 같이 수렴속도를 증가 시키기 위해서 각각 다른 주파수 항(frequency bin)에 대하여 다른 수렴계수를 사용 할 수가 있다. 최종적으로 주파수 영역 블록 등화기 계수 갱신 알고리즘은 다음과 같이 나타낼 수가 있다.

$$\mathbf{y}_k = \text{diag}(\mathbf{w}_k) \mathbf{r}_k \text{ or } y_k = F^{-1} \mathbf{y}_k. \quad (17)$$

$$\mathbf{e}_k = P_{0,N_G} (\tilde{\mathbf{g}} - \mathbf{y}_k) \quad (18)$$

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k + \alpha \text{diag}(\mathbf{p}_k)^{-1} \text{diag}(\bar{\mathbf{r}}_k) \mathbf{e}_k \quad (19)$$

$$\mathbf{p}_{k+1} = \beta \mathbf{p}_k + (1 - \beta) \{ \text{diag}(\bar{\mathbf{r}}_k) \mathbf{r}_k \}. \quad (20)$$

여기에서  $\alpha$  는 수렴 상수 (convergence constant) 이고  $\beta (\approx 1)$  는 다른 주파수 bins에서의 전력 추정 값들인,  $\mathbf{p}_k$  에 대한 평활 계수 (smoothing parameter) 이다.

식 (19)의  $\mathbf{w}_k$  앙상블 평균은  $\mathbf{w}_{opt}$  으로 수렴하는 것으로 알려져 있다<sup>[6]</sup>. 한가지 예로 확인해 보면, 잡음이 없는 이상적인 경우에 대해서 식 (16)에서

$\mathbf{w}_{opt}$  를 계산해 보면 다음의 결과를 얻게 된다. (일련의 대수적 (algebra) 계산이 필요하다.)

$$\text{diag}(\bar{\mathbf{h}}) \mathbf{w}_{opt} = \mathbf{I} \text{ 또는 } \mathbf{w}_{opt} = \text{diag}(\bar{\mathbf{h}})^{-1}. \quad (21)$$

이 결과는 등화기 계수의 최적 해는 잡음이 없을 경우 주파수 채널 응답의 역이 됨을 나타내고 있다.

그림 2는 필요한 (비중첩) 데이터 섹션화와 함께 식 (17)-(20)을 구현한 적응 구조에 대해서 요약하여 나타낸 것이다. 이 그림으로부터 음영으로 표시된 블록들은 FGS를 나타낸다. 반면에 번호가 매겨진 세쌍(triplets) 블록은 데이터 블록들이다. 만약 데이터 블록들이 훈련열로 사용이 가능하다면, 그림 2의 (c)에서 SW1에 연결된 영 (zeros)의 값은 훈련열로 대체 될 것이다. 이는 식 (17)-(20)의 블록 등화 알고리즘에서 윈도우 행렬  $P_{0,N_G}$  은 단위 행렬로,  $\tilde{\mathbf{g}}$  는  $\mathbf{d}_k$  로 대체하는 것과 같다.

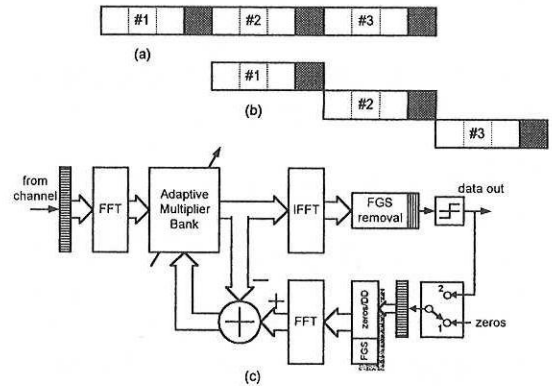


그림 2. 비중첩 수신 블록들과 FGS를 이용한 블록 적응 등화 기법. (좁은 박스 내의 가로 줄 무늬와 수평 줄 무늬들은 각각 직렬-병렬 변환기와 병렬-직렬 변환기를 나타낸다.) (a) 음영으로 표시된 FGS 블록들이 존재하는 세 개의 연속적인 채널 출력 블록들. (b) 비중첩 블록들을 이용한 입력과 출력 섹션화. (c) 주파수 영역 등화.

다음은 지금까지 논의된 적응 등화 알고리즘이 어떻게 MCM 경우에 응용 될 수 있을 지에 대해서 논의 할 것이다. MCM 경우에는 FGS 블록이 삽입 되기 이전에 소스 데이터가 IFFT (역 푸리에 변환)에 의해서 변조되게 된다. 따라서, MCM 경우로 접근하는 직접적인 방법은 식 (1)의 소스 데이터를 MCM 변조된 신호들로 대체하는 것인데 그 이후의 단계는 비슷하다. 여기에서 FGS의 값들은 전과 마찬가지로 임의의 값이 가능하지만 최종 데이터 결

정은 FFT 계산이 이루어진 후에 이루어 짐에 유의해야 한다. 한편, MCM을 위한 소스 데이터에 constraints가 있는 경우, 예를 들면 파일럿 톤 (pilot tones)과 같이 특정 주파수 항에 데이터를 전송하지 않고 훈련데이터를 보내는 경우에, 파일럿 톤 (pilot tone)들과 데이터 톤 (data tone)들의 총 개수는 MCM을 위해서 사용된 IFFT의 길이와 같아야 한다. 또한 파일럿 톤들은 대개 주파수 영역에서 고정된 간격으로 하나씩 설정되는데, 이는 시간 영역에서 FGS의 값들은 더 이상 임의로 결정될 수 없으며 주파수 영역 파일럿 톤들에서의 값들에 영향 받음을 의미한다 그러므로, 여기에서는 MCM으로 직접 확장하는 경우를 언급하였지만, 상기한 바와 같이 변조 신호들에 constraints 들을 포함하여 변조 신호 구성이 달라 지는 경우 이에 대한 적절한 FGS 블록들을 설계해야만 한다. 또한 이 경우 성능 또한 달라지게 될 것이다 이러한 점들 때문에 MCM의 경우 더 많은 연구가 이루어져야 하고 결과는 추후에 보고될 것이다.

#### IV. 블록 적응 등화기를 위한 다른 데이터 선택화 방법들

지금까지는 데이터가 블록 형태로 전송되며 데이터 블록들 사이에 보호 심볼 들이 삽입되는 데이터 전송 시스템에 대한 등화기 구조를 유도하였다 채널과 보호 심볼 블록의 길이들에 대한 제한이 있다고 가정하면 채널의 출력은 채널 입력과 채널 임펄스 응답간의 circular convolution이 된다. 따라서 채널의 출력은 FFT/IFFT 행렬들에 의해서 표현될 수 있고 그 때문에 주파수 영역에서 간단한 등화기법이 가능해 진다 본 절에서도 계산량 감축을 위해 블록 신호처리를 하되 역시 circular operation으로 나타낼 수 있는 다른 채널 등화 기법에 대해 논의한다 앞 절의 기법은 채널 출력이 circular convolution으로 표시되는데 근거하고 본 절의 경우는 수신부에서 채널 출력이 등화기에 처리될 때 등화기 출력이 circular operation에 의해 계산될 수 있음에 착안한다. 이 방법은 등화기 입력 신호에 대해 적절한 데이터 선택화 (data sectioning) 방법들을 적용하는데 대표적인 방법이 overlap-save sectioning 기법으로서 적응 등화기 구현에 FFT/IFFT를 사용할 수 있게 된다<sup>[6],[8]</sup>

overlap-save sectioning 기법은 앞 절에서 논의되었던 것과는 차이가 있는데 보호 심볼에 대한 아

무런 가정도 하지 않았기 때문에 serial 및 block 전송 둘 다 적용할 수 있다는 것이다 대신에, 등화기 연산을 circular로 나타내기 위해 등화기 입력에 데이터 중첩 (overlap)을 도입하고 출력에서는 정확한 값을 나타내는 마지막 부분만 선택한다. 구체적으로 등화기 계수의 수와 정확한 값을 나타내는 등화기 출력 블록의 크기를 각각  $M$  과  $L$  이라 하자. 그러면 FFT 길이는  $N_{FFT} \geq M + L - 1$ 를 만족하도록 선택할 수 있는데 이 길이는 바로 전체 중첩 입력 블록의 길이이기도 하다. 따라서 매 블록마다 입력에서 중첩되는 부분의 길이만 본다면  $N_{FFT} - L$ 이 된다<sup>[8]</sup> 그러므로  $M$ 이 주어졌을 때, 필요에 따라  $L$ 과  $N_{FFT}$ 을 바꾸어서 서로 다른 data sectioning을 얻게 된다. 블록 적응 등화기로서 overlap-save sectioning 과 and FFT를 사용하는 시스템은 아래와 같이 기술할 수 있다

$$\tilde{y}_k = \text{diag}(w_k) r_k \text{ or } \tilde{y}_k = [0 \ I_L] F^{-1} \underline{y}_k \quad (22)$$

$$e_k = P_{0,L}(\tilde{d}_k - \tilde{y}_k) \quad (23)$$

$$w_{k+1} = w_k + \alpha \text{diag}(p_k)^{-1} \text{diag}(\bar{r}_k) e_k \quad (24)$$

$$p_{k+1} = \beta p_k + (1 - \beta) \{ \text{diag}(\bar{r}_k) r_k \} \quad (25)$$

식 (22)에서 유의할 점은 비중첩 데이터 선택화 식(17)에서와는 다르게,  $N_{FFT} \times 1$  수신 벡터  $r_k$ 은 입력이  $N_{FFT} - L$  길이 만큼 중첩되어 구성되고, 출력 벡터  $\tilde{y}_k$ 의 길이는  $L$ 이다

이러한 데이터 선택화 방법의 두 가지를 그림 3과 4에 나타내었다 이러한 접근 방법은 FGS에 근거해서 circular operation을 나타낸 것이 아니기 때문에 먼저 FGS의 존재를 무시하고 전체 프레임들을 훈련모드로 보도록 하자. 앞의 두 가지 경우 모두 채널 출력이 등화기의 입력을 만들기 위해서 중첩(overlap)이 되고, 중첩된 입력의 FFT 및 주파수영역 등화를 통해 출력을 얻게 된다. 하지만, 그 결과 중 정확한 등화기 출력을 얻기 위해서 마지막 부분만 선택 된다 그 다음에는 두 가지 경우들 사이의 데이터 선택화 차이점을 볼 수가 있는데 입력과 출력 그리고 중첩된 블록들의 길이들이 다르게 선택될 수 있음을 알 수 있다. 물론 서로 다른 데이터 선택화는 다른 성능 결과를 얻게 된다

다음은 어떻게 FGS가 주파수 영역에서 블록 적응 등화기를 동작하는데 이용할 수 있는지에 대해서 중점적으로 논하고자 한다. 데이터 블록과 FGS 블록의 상대적인 크기에 따른 두 가지 대표적인 데이터 섹션화 방법들을 그림 3과 4에 나타내었다. 중첩섹션화 방법 A에서는 모든 출력 블록이 FGS를 포함하지는 않고  $N_B/N_G$ 의 비율에 의해서 결정되는 주기로 출력과 FGS가 일치한다. 반면 중첩섹션화 방법 B의 기본적인 개념은 모든 출력 블록의 마지막 부분에 있는 FGS를 이용하는 것이다. 그림 3과 4의 동작을 기술한 적응 알고리즘 들은 식 (22)-(25)의 형태와 같지만 FGS 적용과 벡터/행렬에 대한 적절한 windowing이 필요하다. 데이터 섹션화를 위해서 변경된 사항을 반영하여 수정된 등화기의 구조는 그림 5에 나타내었다.

그림 2, 그리고 3과 4에 나타낸 세가지 구조 중에서, 중첩섹션화 방법 A는 프로세싱 지연(latency)이 제일 적는데, 디지털 음성/오디오/비디오 전송과 같은 실시간 전송이 필요한 응용분야에서는 최소한의 프로세싱 지연을 요구한다. 그러나 그림 2의 비중첩 구조는 최소한의 복잡도를 가진다. 전체적으로 세 가지 구조의 복잡도는 N 블록 당  $N \log_2 N$  (또는 샘플 당  $O(\log_2 N)$ )에 비례한다. 반면, 기존의 TDL(tapped-delay-line) 시간 영역의 등화기들은 N

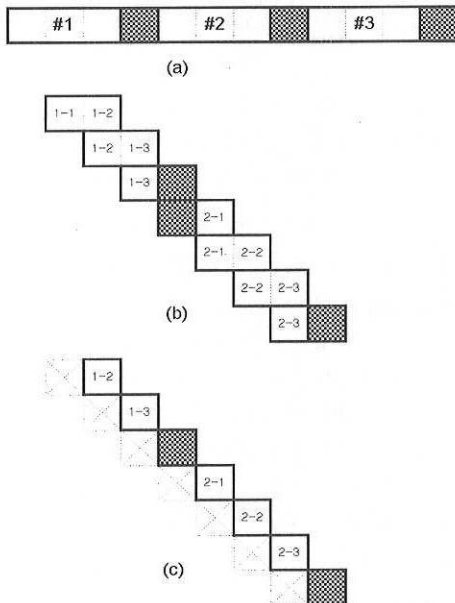


그림 3. FGS를 이용한 블록 적응 등화에 대한 중첩섹션화 기법 (Method A). (a) 세개의 연속되는 채널 출력 블록들. (b) FFT 계산을 위한 입력 중첩 섹션화. (c) 출력 섹션화.

블록 당  $NM$  (또는 샘플 당  $O(M)$ )의 복잡도를 가진다. 여기에서  $M$ 은 등화기의 등화기 계수의 개수이다. 그러므로 본 논문에서 연구한 블록 적응 구조는 큰  $M$ 과  $N$ 이 요구되는 높은 분산 채널에 대해서 복잡도 감축이 매우 크게 이루어 질 수 있음을 알 수 있다. 디지털 극초단파 (microwave), 케이블 모뎀, HDTV 수신기 등을 포함하는 고속의 데이터 전송 시스템들에서의 등화기는 큰  $M$ 을 필요로 한다. 예를 들어  $M = 200$ 과  $N = 512$ 일 때 감축률  $\log_2 N/M$ 은 약 4.5%가 된다. 한편 기존의 TDL 등화기 ( $M = 200$ )가 10 M symbols/sec 심볼 전송 속도로 동작하는 경우 매 100 n sec 당 200 복소수 곱셈/덧셈 (2G complex operations/sec)이 필요하다.

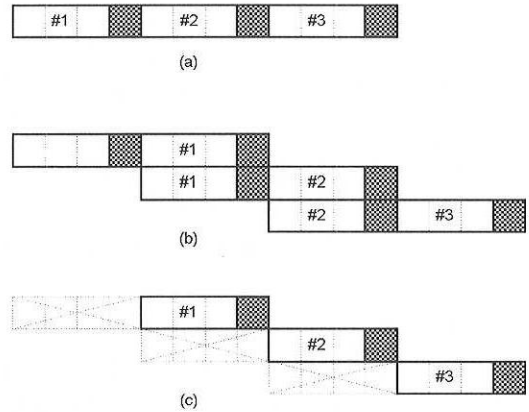


그림 4. FGS를 이용한 블록 적응 등화에 대한 중첩섹션화 기법 (Method B). (a) 세 개의 연속 채널출력 블록들. (b) FFT 계산을 위한 입력 중첩 섹션화. (c) 출력 섹션화.

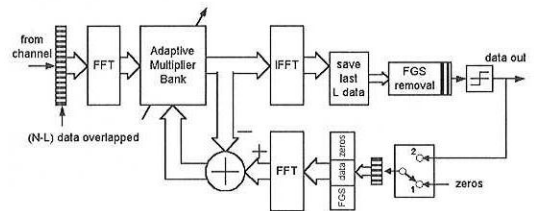


그림 5. 그림 3과 4의 섹션화 기법 A와 B를 기반으로 하는 중첩 수신 블록 들을 이용한 블록 적응 등화 기법. (주의: 섹션화 기법 A에서는 FFT 블록들이 FGS를 포함하지 않을 때는 등화기 계수들이 갱신 되지 않는다.)

### V. 컴퓨터 시뮬레이션 결과

지금까지 FGS 기반의 블록 데이터 전송 채널들을 어떻게 효과적으로 등화할 것인가에 대해서 논



하였다. 여기에서는 높은 분산 채널 들에 대한 성능 특성들을 알아보기 위해서 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 6에 나타난 것은 시뮬레이션에 사용된 주파수 응답의 진폭 특성이다. 그림에서 알 수 있듯이 이 주파수 응답은 신호를 수신하는데 있어 심각한 왜곡을 발생시키는 깊은 골 (null)을 가지고 있다.

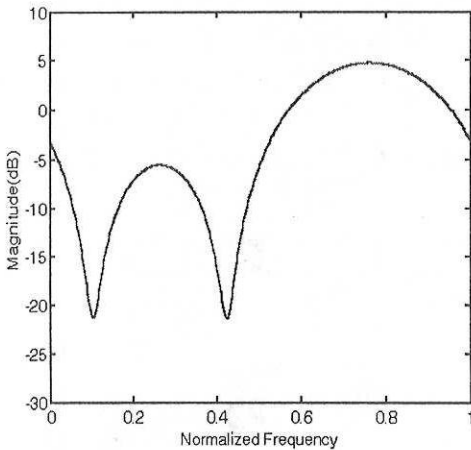


그림 6. 시뮬레이션에 사용된 채널의 주파수 응답의 진폭 특성

시뮬레이션에 사용된 파라메타는 다음과 같다. 입력 이진수열은 QPSK에 의해서 변조되었고 SNR 값은 30dB로 설정되었다. 랜덤하게 생성된 QPSK 데이터로 FGS 블록으로 사용하였다. 데이터 블록과 FGS 블록의 크기들은 각각  $N = 48$  과  $N_G = 16$  이었다. 따라서 그림 3의 비중첩 섹션화 방법에 대한 FFT의 길이는  $N_B = 64$  이었다. 등화기 계수 갱신을 위한 수렴상수는  $\alpha = 0.005$ 로 설정하였다. 특성평가를 위해 등화기의 출력에서 먼저 오차의 제공이 FGS를 제외하고 계산되었고 각 블록 안에서 평균 되었다. 그 다음에 BMSE의 추정 값을 얻기 위해서 100회의 실험 결과들에 대한 앙상블 평균이 구해졌다.

그림 7은 다른 섹션화 방법들을 사용한 적응 구조들의 수렴 특성들은 나타내고 있다. 제 4절의 그림 3과 4의 중첩 섹션화 방법들에 언급된 바와 같이 각 구조는 다른 파라메타 값들의 선택을 할 수 있다. 컴퓨터 시뮬레이션을 위해서 사용된 값들은 다음과 같다. 섹션화 방법 A에 대해서는  $L = 16$ 이고  $N_{FFT} = 64$  이었고, 섹션화 방법 B에 대해서는  $L = 64$  이고  $N_{FFT} = 128$  이다. 등화기 계수의 갱신에 FGS

만이 사용된다면, FGS 벡터를 제공하는 다른 방법들 때문에 다른 수렴성을 나타낼 수 있다. 수렴성에 영향을 주는 다른 요인들은 서로 다른 크기의 FFT, 서로 다른 크기의 입,출력 블록들 그리고 중첩 블록들도 들 수가 있다. 그러나 실제 데이터 전송에서의 decision-directed (DD) 모드를 고려하면 이러한 불확실성을 개선 할 수가 있다. 만약 등화기의 등화기 계수들이 초기에 FGS를 사용해서 어느 정도로 수렴 할 수가 있다면, 그림 7에 나타난 결과들에서 볼 수 있듯이 DD 모드로 전환하는 것이 가능하다. 이 그림으로부터 DD 모드로의 전환이 모든 경우에 대해서 수렴성을 가속화 시킴을 알 수 있다.

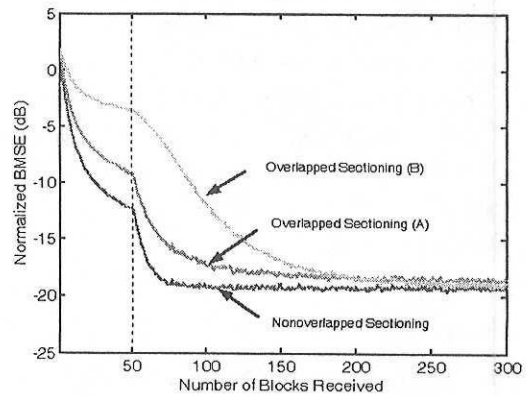


그림 7. Decision-directed 모드에서 동작하는 적응 구조들의 수렴 특성들. (시작부터 50 번째 블록까지는 등화기 계수 갱신에 FGS만이 사용된다. 그리고 이후에는 FGS와 결정 데이터가 사용된다.)

지금까지 시뮬레이션에 사용된 FGS의 길이  $N_G = 16$  에 대해 그림 6의 채널 응답이 시간 영역에서는  $V = 3$  탭들 (taps)을 가지기 때문에 지금까지는  $N_G \geq V - 1$ 의 조건이 만족되어왔다.  $N_G < V - 1$ 인 경우를 조사하기 위해서  $V = 22$ 의 지연과 영이 아닌 path gain을 다음과 같이 갖는 다중 경로 페이딩 채널을 고려하였다:  $h(1)=0.9333$ ,  $h(8)=0.5012$ ,  $h(15)=0.5129$ ,  $h(22)=0.5370$ . 이 채널에 대한 시뮬레이션 결과들은 그림 8에 나타내었다. 예상한 바와 같이 비중첩 섹션화의 경우 중첩섹션화 방법 B에 비해서 성능이 나빠짐을 보이고 있다. 그러나 중첩 섹션화 방법 A는 시간영역에서 볼 때 등화의 등화기 길이가  $N_{FFT} - L$ 이므로 방법 B와 비교할 때 충분치 않기 때문에 성능이 향상되지 않고 있음에 유의해야 한다.



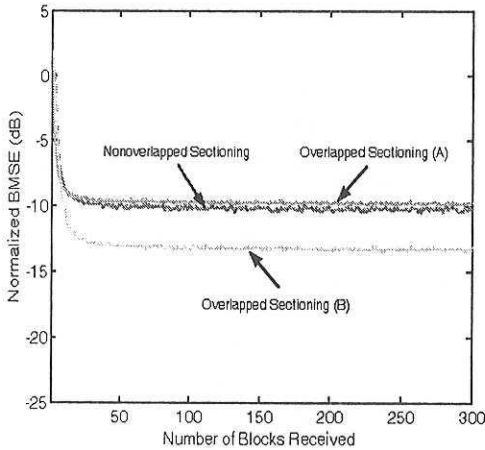


그림 8. FGS 블록 보다 긴 채널 임펄스 응답을 가지는 페이딩 채널에 대한 세가지 블록 적응 등화기들의 수렴특성.

## VI. 결론

본 논문에서는 데이터를 블록으로 묶어 전송하는 데이터 전송시스템에서의 효율적인 채널등화 기법에 대한 연구 결과를 정리하였다. 특별히 보호 심볼로서 고정된 블록을 사용하는 FGS 기반 채널 등화 방식에 대한 연구를 수행하였다. 구체적으로 블록 MSE에 기반을 둔 FGS 적응 구조를 도출하였고 주파수 영역에서의 응용을 위해서 중첩 섹션 방법들을 또한 제안하였다. 연구 결과를 통해 별도의 훈련열이 없이도 원래 블록간 간섭을 제거하기 위해 사용하는 FGS를 사용해서 블록 적응 등화기를 동작시킬 수 있음을 보였다. 또한 최근의 광대역/고속 데이터 전송 시스템의 수신기 구조에서 복잡하고 정교한 알고리즘을 처리하기에는 데이터 심볼 간격이 너무 짧아서 실시간(real-time) 구현이 큰 관심 사안에 유의할 때, 블록 적응 등화기는 단위 심볼당 연산량 감축에 있어서 매우 큰 이점이 있음을 알 수 있었다.

## 참고 문헌

[1] T. Starr, J. M. Cioffi, and P. J. Silverman, *Understanding Digital Subscriber Line Technology*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1999.  
 [2] H. Sari, G. Karam and I. Jeanclaude, Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting, *IEEE Commun. Mag.*, pp.

100-109, Feb. 1995..

[3] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems, *IEEE Commun. Mag.*, pp. 58-66, Apr. 2002.  
 [4] L. Deneire, B. Gyselinckx and M. Engels, Training sequences vs. cyclic prefix: A new look on single carrier communication, Proc. IEEE GLOBECOM 2000, San Francisco, U.S.A., Dec. 2000, pp. 1056-1060.  
 [5] R. Cendrillon and M. Moonen, Efficient equalizers for single- and multi-carrier environments with known symbol padding, Proc. Intl. Symp. on Signal Processing and its Applications (ISSPA), Kuala Lumpur, Malaysia, August 2001, pp. 607-610.  
 [6] 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.  
 [7] G. A. Clark, S. R. Parker and S. K. Mitra, A unified approach to time- and frequency-domain realization of FIR adaptive digital filters, *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-30, pp. 726-734, Oct. 1982.  
 [8] J. C. Lee and C. K. Un, "Performance analysis of frequency-domain block LMS adaptive digital filters," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-36, pp. 173-189, Feb. 1989.

이 상 경(Sang-Kyung Lee)

정회원



1989년 2월: 한국항공대학교  
항공전자공학과  
(공학사).

1991년 12월: Univ. of Missouri-  
Columbia 전기공학과  
(공학석사)

1998년 2월: 아주대학교 시스템  
공학과(박사수료)

2000년 6월~2001년 7월 영국 Astrium사 파견연구원  
1995년 1월~현재: 고등기술연구원 선임연구원  
<주관심 분야> 디지털 통신 및 신호처리 시스템 설계

이 재 천(Jae-Chon Lee)

정회원



1977년 2월: 서울대학교  
전자공학과(공학사).

1979년 2월: 한국과학원 전기 및  
전자공학과(공학석사).

1983년 8월: 한국과학기술원  
전기 및 전자공학과  
(공학박사).

1983년 9월~1994년 8월: 한국과학기술연구원  
책임연구원.

1984년 9월~1985년 9월: 미국 MIT PostDoc 연구원.

1985년 10월~1986년 10월: 미국 Univ. of California  
(Santa Barbara) 방문연구원.

1990년 1월~1991년 2월: 캐나다 Univ. of Victoria  
(British Columbia) 방문교수.

1994년 9월~현재: 아주대학교 시스템공학과 교수.

<주관심 분야> 디지털 통신 및 신호처리 시스템 설계