

논문-06-11-3-04

위성 DMB용 탭 선택적 칩 등화 수신기

변정호^{a)†}, 이상준^{a)}, 이군섭^{b)}, 이동학^{b)}, 유재황^{b)}, 서종수^{a)}

Chip Equalizer using Tap Selection Algorithm for Satellite Digital Multimedia Broadcasting (DMB)

Jeongho Byeon^{a)†}, Sangjoon Lee^{a)}, Goonseop Lee^{b)}, Donghahk Lee^{b)}, Jaehwang Yu^{b)}
and Jongsoo Seo^{a)}

요 약

국내 위성 디지털 멀티미디어 방송 (DMB : Digital Multimedia Broadcasting)의 전송 표준방식은 DS-CDM-QPSK 방식으로 위성중계기와 지상중계기 (Gap-filler)를 통하여 다채널 고품질의 멀티미디어 방송 서비스를 제공할 수 있다. 그러나 다중 경로 페이딩 채널 환경에서는 방송 채널을 식별하는 Walsh 부호간의 직교성이 상실되고 다중 채널 간섭 (MCI : Multi-channel Interference)이 증가하여 수신 성능이 저하된다. 본 논문에서는 위성 DMB의 수신 성능을 향상시키기 위해 탭 선택 알고리즘을 사용한 칩 등화 수신기를 제안하고 기존의 Rake 수신기와 수신 성능을 비교 분석한다.

Abstract

ITU-R B.O. 1130-4 Digital System E adopted for Korean satellite DMB service is a multimedia broadcasting system based on DS-CDM-QPSK technique which broadcasts audio and video contents via the satellite or terrestrial gap-filler. However, Digital System E can not provide full loading services because the multi-channel interference (MCI) is increased due to the loss of orthogonality between signature waveforms in multipath fading channels. In this paper a chip equalizer using tap selection algorithm that enhances the receiving performance is proposed and compared to the conventional rake receiver for the satellite DMB system.

Key Words : Satellite DMB, Chip Equalizer, Multi-channel Interference, Tap Selection Algorithm

I. 서 론

위성 DMB는 위성을 통해 고정, 이동, 휴대용 수신기에

오디오, 영상 및 부가 데이터를 제공하여 다양한 멀티미디어 방송 서비스를 실시할 수 있고, 지상파 DMB에 비하여 경제적으로 넓은 지역을 커버할 수 있다. 국내 위성 DMB 표준방식인 ITU-R BO.1130-4 권고 디지털 시스템 E는 DS-CDM-QPSK 방식을 적용하고 있으며, 방송 콘텐츠를 위성중계기를 통하여 지상으로 송신하고, 수신환경이 열악한 도심지에서는 지상 중계기 (Gap-filler)를 통하여 다채널 고품질의 서비스를 제공한다^[1].

a) 연세대학교 디지털 전송 연구실

Digital Transmisson Lab, Yonsei University

b) SK 텔레콤 Access 기술연구원

SK Telecom Access technical researcher

† 교신저자 : 변정호(prosniper@yonsei.ac.kr)

* 본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (IITA-2005-(C1090-0502-0027))

그러나 지상 중계기를 사용하는 음영 지역에서는 다중 경로 채널 환경에 의한 수신 신호의 지연 및 Doppler shift로 인해 수신 신호의 확산 부호 직교성이 상실되고, 다중 채널 간섭 (MCI : Multi-channel Interference)이 발생하여 원하는 방송 정보를 정확하게 복원하기 어렵다. 현재 사용하는 Rake 수신기는 구현이 용이하고 다중 경로에 의한 수신 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 장점이 있지만, 다중 채널 간섭은 제거할 수 없기 때문에 수신 성능 열화가 발생하여 실제 운용할 수 있는 채널 용량이 제한되고 있다.

S. Verdu가 제안한 다중 채널 간섭 제거 기법^[3]은 채널 수가 많아지면 시스템의 복잡도가 기하급수적으로 증가하는 문제가 있다. 구현의 복잡도를 고려한 준 최적 기법으로는 선형 간섭 제거 기법과 비선형 간섭 제거 기법이 있다. 비선형 간섭 제거 기법으로는 병렬 간섭 제거 (Parallel Interference Cancellation) 기법이나 순차적 간섭 제거 (Serial Interference Cancellation) 기법^[4]이 있다. 이러한 기법들은 모든 채널 신호를 검출하여 수신 신호로부터 원하는 채널 외의 다른 채널 신호를 제거하는 기법으로 모든 채널 신호를 알아야 하기 때문에 하향 링크보다는 상향 링크용으로 더 적합하다.

선형 간섭 제거 기법은 기존의 정합 필터단의 출력에 선형 변환을 적용하는 기법으로 역상관기 (Decorrelating Receiver) 기법과 MMSE (Minimum Mean Square Error) 수신 기법^[6]과 Griffith 알고리즘을 기반으로 LMS (Least Mean Square) 알고리즘을 사용하는 칩 등화 기법^[8]이 있다. 이 중 칩 등화 기법은 파일럿 심볼을 이용하여 채널을 추정하는 기법으로 위성 DMB 시스템에서 파일럿 심볼이 존재하기 때문에 적용 가능하다.

칩 등화 기법은 다중 경로를 통해 수신된 채널의 지연 시간을 충분히 보상할 수 있는 탭 수를 사용한다. 따라서 채널 지연 시간이 긴 경로를 보상하기 위해서는 많은 수의 탭이 필요하며 연산량이 높아지는 단점이 있다. 지연 시간이 매우 긴 경우에는 상대적으로 채널 경로간의 시간 간격이 길어져 채널 경로의 영향이 적은 부분이 생겨난다. 이러한 경우 상대적으로 채널의 영향을 많이 받은 탭을 보상하는 것이 효율적이며 채널의 영향이 적은 탭은 보상하지 않

아도 성능에 큰 영향을 미치지 않는다^[5].

본 논문은 위성 DMB 시스템의 다중 경로 페이딩 채널 환경에서 발생하는 다중 채널 간섭을 제거하여 수신 성능을 높일 수 있는 개선된 칩 등화 수신기를 제안한다. 또한 긴 지연 시간의 다중 경로가 존재하는 채널에서 수신 성능을 보장하면서 수신기의 연산량을 줄일 수 있는 방법으로 탭 선택 알고리즘을 사용한 칩 등화 수신기를 제안한다.

II. 위성 DMB 시스템 모델링

1. 위성 DMB 시스템

본 논문에서 위성 DMB 시스템의 수신 성능을 분석하기 위해 그림 1과 같이 채널 부호화 및 복호화 블록을 제외한 송수신 시스템으로 구성하였다.

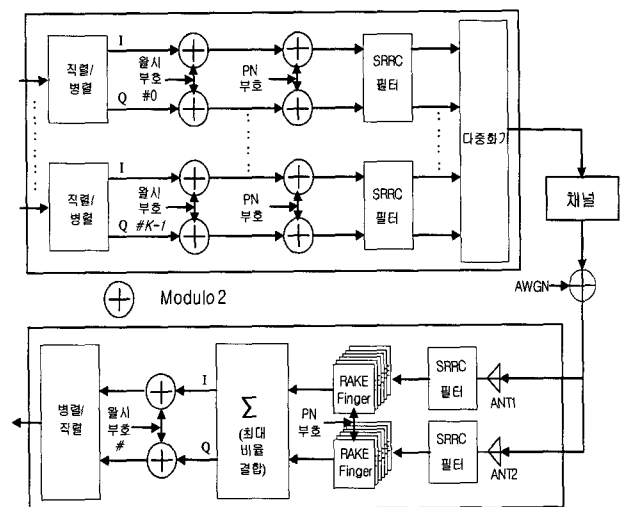


그림 1. DS-CDM-QPSK 방식 위성 DMB 송수신 시스템
Fig 1. DS-CDM-QPSK satellite DMB transceiver

그림 1에서 입력 신호는 I, Q 채널로 나뉘고 I, Q 채널 신호는 각각 1 비트당 64 칩의 Walsh 부호로 확산되며, 12 단 피드백 쉬프트 레지스터에 의하여 발생된 4095 비트의 m-시퀀스 중 2048 비트의 PN 부호로 확산된다. 확산 후

데이터 전송 속도는 16.384 Mcps가 되며 롤-오프 계수가 0.22인 SRRC (Square Root Raised Cosine) 필터를 통과시키고, 상호 직교성을 가진 63 개 왈시 부호로 채널이 구분된 다른 방송 데이터와 0 번 왈시 부호로 확산된 2배의 전력을 갖는 파일럿 신호와 다중화 시킨 후 전송한다.

전송 채널은 송신지구국의 상향링크 (Uplink) 신호가 위성 중계기를 통과한 후 위성으로 부터의 하향링크 (Downlink) 신호를 직접 수신한 경우와 도심지 음영지역에서 하향링크 수신 지구국의 지상 중계기가 재전송하는 신호를 수신한 경우로 구분한다. 수신단에서는 수신 신호가 롤-오프 계수가 0.22인 SRRC 필터를 통과한 후, 지상과 수신신호의 다중경로 페이딩을 보상하기 위해 6 개의 Finger를 가지는 Rake 수신기를 사용하고 PN 부호 역확산 및 최대 비율 결합된 후, 원하는 방송채널의 Walsh 부호로 역확산하여 신호를 복원한다^[1].

2. 다중 채널 간섭

위성 DMB 시스템은 방송 채널 구분을 위해 64 칩 길이의 Walsh 부호열을 사용하기 때문에 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 채널과 주파수 비선택적 페이딩 채널에서는 직교성이 유지되어, 다중 채널 간섭이 발생하지 않는다. 하지만, 수신 환경이 열악한 도심지나 지하철에서는 위성으로부터 송출된 신호를 직접 받을 수 없기 때문에, 지상 중계기를 통해 방송 신호를 수신하게 된다. 지상 중계기에 의해 송출된 신호는 다중 경로 페이딩을 겪게 되어 다중 채널 간섭이 발생한다.

기존의 수신 방법은 다중 경로 페이딩에 의해 왜곡된 신호를 Rake 수신기를 통해 검출한다. 수신 신호 $r(t, n)$ 을 등가의 기저대역 복소 신호로 표현하면, 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned} r(t, n) &= \sum_{k=1}^K S_k(t, n) * h(t) + n(t) \\ &= \sum_{k=1}^K \sqrt{P_k} a_k(t, i) PN_i(i) W_{k,t}(i) * h(t) + n(t) \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{k=1}^K \sqrt{P_k} a_k(t - \tau_i, i) C_k(t - \tau_i, i) h_i(t) + n(t) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, K 는 총 방송채널 수이며, $S_k(t, n)$ 는 k 번째 방송

채널의 송신 신호이다. P_k 는 k 번째 방송채널의 신호 전력 크기이고, a_k 는 QPSK 데이터 심볼열이다. $PN_i(i)$ 과 $W_{k,t}(i)$ 는 각각 PN 부호열과 Walsh 부호열을 나타내고, $C_k(t, i) = PN_i(i) W_{k,t}(i)$ 는 PN 부호열과 Walsh 부호열의 조합된 형태의 복소 부호열이다. 그리고 “*”는 컨볼루션 (Convolution) 연산을 나타낸다. $n(t)$ 는 평균이 0이며, 분산이 σ^2 인 정규분포를 가지는 백색 잡음이다. 식 (1)의 채널 임펄스 응답 $h(t)$ 는 식 (2)와 같이 정의된다.

$$h(t) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i(t) \delta(t - \tau_i) \quad (2)$$

여기서, $h_i(t)$ 는 Rayleigh 분포를 가지는 랜덤 변수 (Random Variable)이고, L 은 다중 경로 수이다. 수신기를 통과한 k 번째 방송 채널의 m 번째 데이터 심볼 $y_k(m, n)$ 는 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned} y_k(m, n) &= \frac{1}{\sqrt{T_s}} \sum_{i=0}^{L-1} \int_{(m-1)T_b + \tau_i}^{mT_b + \tau_i} r(t, n) C_k^*(t - \tau_i, n) \hat{h}^*(t - \tau_i) dt \\ &= \sqrt{E_s} a_k(m, n) \sum_{i=0}^{L-1} h_i(m) \hat{h}_i^*(m) \\ &\quad + \sqrt{E_s} \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{i \neq i}^{L-1} h_i(m) \hat{h}_i^*(m) a_k(m, n) \rho_{kl,ki}(m, n) \\ &\quad + \sqrt{E_s} \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=2}^K \sum_{i=0}^{L-1} h_i(m) \hat{h}_i^*(m) a_j(m, n) \rho_{kl,ji}(m, n) \\ &\quad + n_k \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 $\hat{h}^*(m)$ 는 추정된 채널 임펄스 응답이고, 뿔 첨자 *는 쥘레 복소수 연산을 의미한다. 위성 DMB 시스템은 동기 시스템이며 파일럿 채널을 제외한 모든 채널의 송신 전력은 같기 때문에 $P = P_1 = P_2 = \dots = P_{63}$ 으로 볼 수 있다. 데이터 심볼 에너지 $E_s = P \cdot T_s$ 이고, T_s 는 데이터 심볼 구간을 나타낸다. 채널이 충분히 느리게 변한다고 가정할 경우, 데이터 심볼 구간 동안에는 채널이 변하지 않으므로 $h(t)$ 를 $h(m)$ 으로 쓸 수 있다. n_k 는 역확산 후의 잡음 성분을 나타낸다. k 번째 방송채널의 l 번째 채널경로의 τ_l 시간 지연을 가지는 부호열 C_{kl} 과 j 번째 방송채널의 i 번째 채널

경로의 τ_i 시간지연을 가지는 부호열 C_{ji} 사이의 상호상관 계수 (Cross-correlation Coefficient) $\rho_{kl,ji}(m,n)$ 은 식 (4)와 같다.

$$\rho_{kl,ji}(m,n) = \frac{1}{T_s} \int_{(m-1)T_s}^{mT_s} C_k(t,n) C_j^*(t-\tau_i + \tau_j, n) dt \quad (4)$$

식 (3)에서 첫 번째 항은 원하는 신호이고, 두 번째 항은 자기 간섭 (Self-interference)이며, 마지막 항은 다중 채널 간섭을 나타낸다. 다중 채널 간섭은 상호 상관 계수 $\rho_{kl,ji}(m,n)$ 에 의해서 발생한다. 기존 Rake 수신기는 다중 채널 간섭을 제거하지 못하기 때문에 성능 열화가 발생한다. 특히 다중 경로의 지연 시간이 1 Bit를 넘는 경우 다른 Bit에 영향을 주어 성능 열화가 더욱 커진다.

3. 채널 모델링

위성으로부터 송출된 신호를 지상 중계기가 수신하여 이를 재전송하고 다중 경로를 통해 수신하는 환경을 모델링한다. 채널의 전력 및 지연 프로파일은 ITU-R 권고 사항으로 제시한 2 GHz 대역의 도심지 환경에서 적용할 수 있는 IMT-2000 채널을 사용한다^[2]. IMT-2000 채널은 A와 B 채널의 2 가지 수신 모델이 있는데 이 중 B 채널은 긴 지연 시간이 존재하는 채널로 각 경로의 지연 시간, 전력과 각 지연 시간에 해당되는 칩 길이는 표 1과 같다.

표 1. 6-path IMT-2000 B 채널 특성
Table 1. 6-path IMT-2000 B channel characteristic

경로	지연 시간 [ns]	평균 전력 [dB]	지연 칩 길이 [chips]
1	0	-2.5	1
2	300	0.0	5
3	8900	-12.8	146
4	12900	-10.0	211
5	17100	-25.2	280
6	20000	-16.0	328

표 1에서 각 경로의 상대 지연 시간은 최대 20000 ns로 위성 DMB에 사용된 칩 간격인 61.035 ns를 기준으로 328

칩에 해당하는 값으로 6 bit 정도의 지연 시간을 갖게 된다. 이를 충분히 보상하기 위하여 본 논문에서는 6 bit에 해당하는 384개의 탭을 사용한 칩 등화 수신기를 적용한다.

III. 위성 DMB용 탭 선택적 칩 등화 수신기

본 논문에서 제안하는 칩 등화 수신기는 파일럿 구간에서 탭 계수를 업데이트하는 부분과 업데이트된 탭 계수를 사용하여 방송 데이터를 복원하는 부분으로 나누어진다.

1. 파일럿 구간에서의 탭 계수 업데이트 기법

그림 2는 파일럿 구간에서의 탭 선택 알고리즘을 사용한 칩 등화 수신기의 구성도로서 파일럿이 전송되는 구간에서 파일럿을 이용하여 탭 계수를 업데이트하는 구성도이다.

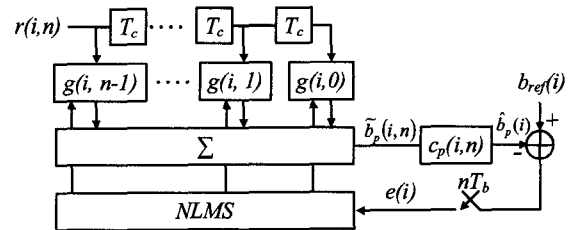


그림 2. 파일럿 구간에서의 탭 계수 업데이트 회로 구성도
Fig 2. Tap coefficient update composition in pilot section

그림 2의 회로 구성도에서 i 는 비트를 나타내고 n 은 각 비트의 칩 단위 값을 나타낸다. 수신된 신호 $r(i,n)$ 은 같은 비트 동안 칩 단위로 확산 요소 SF 개 만큼 이동하며 N 개의 탭 계수 $g(i,n)$ 와 곱한다. 이때 계산된 $SF \times 1$ 의 행렬을 갖는 $\tilde{b}_p(i,n)$ 은 식 (6)과 같다. $\tilde{b}_p(i,n)$ 을 파일럿 신호 $c_p(i,n)$ 로 역확산하여 i 번째 비트 $\hat{b}_p(i)$ 을 구한다. 칩 단위로 SF 만큼 이동하며 N 개의 탭 계수로 구성된 $SF \times (N + SF)$ 행렬 형태를 갖는 $G(i,n)$ 은 식 (5)와 같다. 또한 파일럿 신호 $c_p(i,n)$ 은 식 (7)과 같다. 이때 탭 계수 N 은 채널의 최대 지연 시간을 충분히 보상할 수 있는 수로 정한다.

$$G(i, n) = \begin{bmatrix} g(i, 0) & g(i, 1) & \dots & g(i, SF-1) & \dots & g(i, n-1) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & g(i, 0) & \dots & g(i, SF-2) & \dots & \dots & g(i, n-1) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & g(i, 0) & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & g(i, n-1) \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\tilde{b}_p(i, n) = G(i, n) \cdot r(i, n) \quad (6)$$

$$c_p(i, n) = [c_p(i, 0) \ c_p(i, 1) \ \dots \ c_p(i, SF-1)] \quad (7)$$

$\hat{b}_p(i)$ 와 파일럿 비트 신호 $b_{ref}(i)$ 의 차이로부터 식 (8)과 같이 오차 e 를 구하고 NLMS (Normalized Least Mean Square) 알고리즘을 사용하여 식 (9)와 같이 다음 비트의 탭 계수를 업데이트한다. 여기서 μ_{NLMS} 는 NLMS의 스텝 사이즈 값으로 식 (10)과 같다^[7].

$$e(i) = b_{ref}(i) - \hat{b}_p(i) \quad (8)$$

$$g(i+1, n) = g(i, n) + \mu_{NLMS} \cdot e^*(i) \cdot \tilde{b}_p(i, n) \quad (9)$$

$$\mu_{NLMS} = \frac{\alpha}{\tilde{b}_p^H \tilde{b}_p + \beta} \quad (10)$$

이 때 일반적으로 α 값은 0.1~0.5, β 값은 0.0~0.001의 값을 가지며 분모가 '0'이 되는 경우를 방지한다^[7]. 본 논문에서는 α 값으로 0.5, β 값으로 0.001을 사용한다.

2. 탭 선택 알고리즘을 사용한 방송 데이터 복원 기법

탭 선택 알고리즘을 사용한 방송 데이터 복원 기법은 업데이트된 모든 탭을 사용하지 않고 선택한 일부 탭을 사용하여 원하는 방송 데이터를 복원한다. 탭 선택 알고리즘을 사용한 방송 데이터 복원 회로 구성도는 그림 3과 같다.

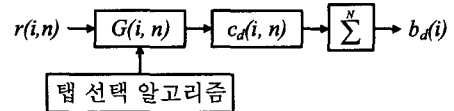


그림 3. 탭 선택 알고리즘을 사용한 방송 데이터 복원 회로 구성도
Fig 3. Recovering data composition using tap selection algorithm

그림 3에서 수신된 신호 $r(i, n)$ 을 탭 선택 알고리즘에 의해 선택된 $N_{Selected}$ 개의 탭 계수 $G(i, n)$ 과 곱하고 복원하고자 하는 방송 채널의 확산 부호 $c_d(i, n)$ 를 칩 단위로 역확산하여 비트 신호 $\hat{b}_d(i)$ 를 생성함으로써 원하는 정보 데이터를 복원한다. 이 때 $c_d(i, n)$ 은 식 (11)과 같고 업데이트된 탭 계수 $G(i, n)$ 은 식 (5)와 같고 이 때 탭 선택 알고리즘에 의해 선택되지 않은 탭 계수 $g(i, n)$ 은 '0'이 된다. 비트 신호 $\hat{b}_d(i)$ 는 식 (12)와 같으며 이것을 경판정하여 복원하고자 하는 방송 데이터 비트 $b_d(i)$ 를 구한다.

$$c_d(i, n) = [c_d(i, 0) \ c_d(i, 1) \ \dots \ c_d(i, SF-1)] \quad (11)$$

$$\hat{b}_d(i) = c_d(i, n) \cdot G(i, n) \cdot r(i, n) \quad (12)$$

3. 탭 선택 알고리즘

탭 선택 알고리즘은 그림 3의 방송 데이터 복원 회로에서 업데이트된 $G(i, n)$ 의 탭의 일부를 선택하는 알고리즘으로 그림 4와 같다.

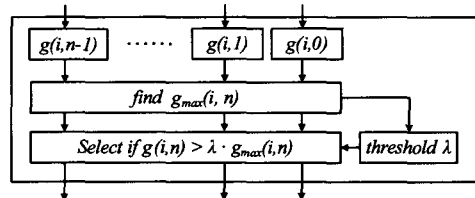


그림 4. 탭 선택 알고리즘 구성도
Fig 4. Tap selection algorithm

$G(i,n)$ 의 업데이트된 N 개의 탭 계수 $g(i,n)$ 중에서 가장 큰 값을 갖는 $g_{\max}(i,n)$ 을 찾는다. 각각 탭 계수의 크기 $p(i,n)$ 을 식 (13)과 같이 구하여 가장 큰 $p(i,n)$ 값이 되는 $g(i,n)$ 이 $g_{\max}(i,n)$ 이 된다. $g_{\max}(i,n)$ 을 사용하여 방송 데이터 복원에 사용할 탭을 선택하여 식 (14)를 만족하는 $g(i,n)$ 에 해당하는 탭만 선택한다. 선택하지 않은 탭의 계수는 '0'이 되어 연산하지 않는다. 식 (14)의 λ 는 전산모의 실험을 통해 최적값을 찾는다.

$$p(i,n) = g(i,n) \cdot g^*(i,n) \quad (13)$$

$$g(i,n) > \lambda \cdot g_{\max}(i,n) \quad (14)$$

4. 탭 선택을 적용한 칩 등화 수신기의 연산량 분석

제안하는 탭 선택 알고리즘을 사용한 칩 등화 수신기와 기존 칩 등화 수신기의 연산량을 비교 분석한다. 표 2는 384 탭을 사용한 기존 칩 등화 수신기와 제안하는 탭 선택 알고리즘을 사용한 칩 등화 수신기를 탭 계수 업데이트 부분, 탭 선택 알고리즘 부분과 방송 데이터 복원 부분으로 나눠서 각 부분별 연산량을 비교한 표이다.

표 2. 기존 칩 등화 수신기와 제안 칩 등화 수신기의 연산량 비교
Table 2. Computation compare between conventional and proposed method

비교 대상		기존 칩 등화 수신기	제안 칩 등화 수신기
탭 계수 업데이트	Chip FIR Equalization	Multi : $SF \times N_{Total}$ Add : $SF \times N_{Total}$	Multi : $SF \times N_{Total}$ Add : $SF \times N_{Total}$
	Despread + Integrator	Multi : N_{Total} Add : N_{Total}	Multi : N_{Total} Add : N_{Total}
	NLMS Update	Multi : $2 \cdot N_{total} + 2$ Add : $2 \cdot N_{total} + 1$	Multi : $2 \cdot N_{total} + 2$ Add : $2 \cdot N_{total} + 1$
탭 선택 알고리즘	Compute + find Max	None	Multi : $2 \cdot N_{total}$ Add : N_{total}
	Compute + Select	None	Multi : 1 Add : $N_{total} - 1$
방송 데이터 복원	Chip FIR Equalization	Multi : $SF \times N_{Total}$ Add : $SF \times N_{Total}$	Multi : $SF \times N_{Selected}$ Add : $SF \times N_{Selected}$
	Despread + Integrator	Multi : SF Add : SF	Multi : SF Add : SF
총 연산량 @ $SF = 64$, $N_{total} = 384$, $N_{selected} = 15$		Multi : 50370 Add : 50369	Multi : 27523 Add : 27520

표에서 N_{Total} 은 전체 탭 수, $N_{Selected}$ 은 선택한 탭 수를 뜻한다. 또한 확산 요소 SF 를 64, N_{Total} 을 384, $N_{Selected}$ 을 15로 가정한다. 이 때 기존 칩 등화 수신기는 덧셈 연산을 50369 번, 곱셈 연산을 50370 번 한다. 그러나 제안하는 칩 등화 수신기는 덧셈 연산을 27520 번, 곱셈 연산을 27523 번 한다.

IV. 전산모의 실험 및 결과 분석

다음 전산 모의 실험에서는 기존 칩 등화 수신기와 제안한 탭 선택 알고리즘을 사용한 칩 등화 수신기의 수신 BER 성능과 MSE 성능을 분석한다. 또한 수신 BER 성능은 기존 위성 DMB 시스템에서 사용하는 Rake 수신기의 성능과도 비교한다. 여기서 Rake 수신기는 완벽한 채널 추정 값과 지연 시간을 이용하며 MRC를 사용한 6 Finger 수신기로 가정한다. 성능 분석을 위한 모의 실험 환경은 표 3과 같다.

표 3. 위성 DMB 시스템의 수신 성능 분석을 위한 모의 실험 환경
Table 3. Simulation parameter of analysis receiving performance

변수	기존 칩 등화 수신기	제안 칩 등화 수신기
채널	IMT-2000 B 채널	
채널 경로수	6	
Walsh 부호열 길이	64 칩	
PN 코드의 주기	2048	
Chip rate	16.384 MHz	
방송 채널 수	30, 45, 63 개	
전체 탭 수	384 개 (64 × 6)	
사용 탭 수	384 개	384 개 중 선택

그림 5는 6-path IMT-2000 B 채널에서 30 개의 방송 채널을 수신할 때 수신 방식별 수신 BER 성능을 나타내고 있다. 기존 Rake 수신기에 비해 384 탭을 사용한 기존 칩 등화 수신기는 BER = 3.0×10^{-2} 에서 약 5 dB의 성능 이득이 있다. 또한 제안한 칩 등화 수신기는 기존 칩 등화 수신

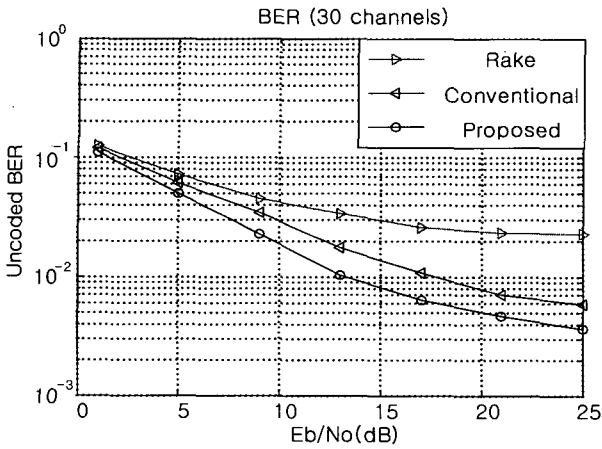


그림 5. 6-path IMT-2000 B 채널에서 Rake 수신기, 기존 및 제안 칩 등화 수신기의 BER 성능 (방송 채널 수 : 30)
 Fig 5. BER performance in 6-path IMT-2000 B channel (30 broadcast channels)

기와 Rake 수신기에 비해 BER = 3.0×10^{-2} 에서 각각 3 dB, 8 dB의 성능 이득이 있다. 이것은 긴 지연 시간을 갖는 채널에서 수신 신호의 전력이 분산되기 때문에 상대적으로 잡음 영향이 강한 탭을 선택하지 않는 제안한 칩 등화 수신기가 기존 칩 등화 수신기의 성능에 비해 우수하다^[9].

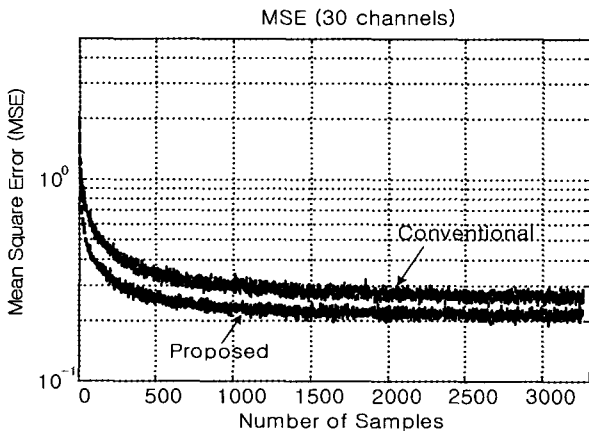


그림 6. 6-path IMT-2000 B 채널에서 기존 칩 등화 수신기와 제안 칩 등화 수신기의 MSE 성능 (방송 채널 수 : 30)
 Fig 6. MSE performance in 6-path IMT-2000 B channel (30 broadcast channels)

그림 6은 6-path IMT-2000 B 채널에서 기존 칩 등화 수신기와 제안 칩 등화 수신기의 MSE 수렴 속도 및 성능을

나타낸다. 384 탭 전체를 사용하는 기존 칩 등화 수신기에 비해 제안 등화 수신기는 우수한 MSE 성능을 갖는다.

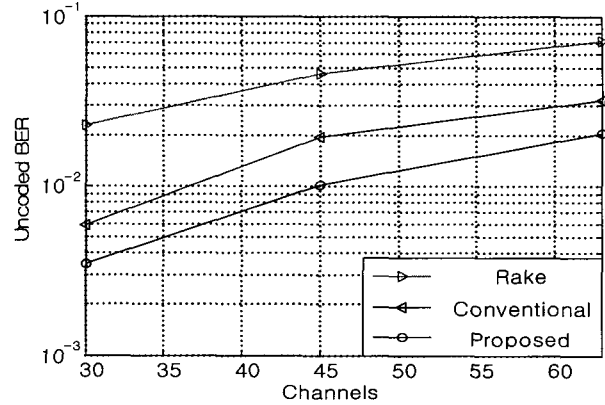


그림 7. 6-path IMT-2000 B 채널에서 방송 채널 수에 따른 BER 성능
 Fig 7. BER performance of various broadcast channels in 6-path IMT-2000 B channel

그림 7은 6-path IMT-2000 B 채널에서 방송 채널 수에 따른 unencoded BER 성능을 나타낸다. 30 개의 방송 채널을 수신하는 Rake 수신기의 BER 성능을 기준으로 할 때 기존 칩 등화 수신기는 Rake 수신기에 비해 약 17 개의 방송 채널 수 이득이 있다. 또한 제안하는 칩 등화 수신기는 Rake 수신기에 비해 약 33 개의 방송 채널 수 이득이 있어 기존 칩 등화 수신기에 비해 16 개의 방송 채널 수 이득이 있다.

V. 결론

본 논문에서는 DS-SS 방식의 위성 DMB 시스템의 다중 채널 간섭으로 인한 수신 성능 열화를 개선하고 칩 등화 수신기의 연산량을 줄이기 위해 탭 선택 알고리즘을 사용한 칩 등화 수신기를 제안하고 다중 경로 환경에서 전산모의 시험을 통해 수신 성능을 기존 Rake 수신기와 칩 등화 수신기와 비교 분석하였다.

6-path IMT-2000 B 채널에서 방송 채널 수가 30일 때, 제안한 칩 등화 수신기는 기존 Rake 수신기에 비해 BER = 3.0×10^{-2} 에서 약 8 dB의 이득이 있고 기존 칩 등화 수신기에 비해 약 3 dB의 수신 이득이 있다. 동일한 수신 BER

성능에서 Rake 수신기가 30 개의 방송 채널을 수신할 때 기존 칩 등화 수신기는 47 개의 방송 채널을 수신하며 제안 칩 등화 수신기는 63 개의 방송 채널을 수신할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] Recommendation ITU-R BO. 1130-4, "Systems for digital satellite broadcasting to vehicular, portable and fixed receivers in the bands allocated to BSS(sound) in the frequency range 1400-2700MHz"

[2] ITU-R M.1225, "Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000," 1997.

[3] S. Verdu, Multiuser Detection, CAMBRIDGE University Press, 1988.

[4] D. Divsalar, M. K. Simon, and D. Raphaeli, "Improved parallel interference cancellation for CDMA," IEEE Trans. Comm., vol. 46, pp. 258-268, Feb. 1998.

[5] G. Kutz, A. Chass, "Sparse chip equalizer for DS-CDMA down-link receivers," IEEE Communications letters, vol. 9, pp 10-12, Jan. 2005.

[6] I. Ghauri, D. Slock, "Linear receivers for the DS-CDMA down-link exploiting orthogonality of spreading sequences," Asilomar conference on Signals, Systems and Computers, vol. 1, pp. 650-654, Nov. 1998.

[7] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1991.

[8] F. Petre, et. al., "Pilot-aided adaptive chip equalizer receiver for interference suppression in DS-CDMA forward link," IEEE VTC-Fall, vol. 1, pp. 303-308, Sept. 2000.

[9] J. C. M. Mota, et. al., "A tap-weight selection method for equalization of wireless channels with large multipath delay," XIX Simposio Brasileiro de Telecomunicacoes, SBTr. 2001.

저 자 소 개



변 정 호 (Byeon, Jeongho)

- 2004년 : 한양대학교 전자전기공학부 졸업 (학사)
- 2006년 : 연세대학교 전기전자공학과 졸업 (석사)
- 주관심분야 : 디지털 방송 시스템, 디지털 이동통신, CDMA



이 상 준 (Lee, Sangjoon)

- 2002년 : 연세대학교 전기전자공학과 졸업 (학사)
- 2005년 : 연세대학교 전기전자공학과 졸업 (석사)
- 2005년 ~ 현재 : 연세대학교 전기전자공학과 박사과정
- 주관심분야 : 디지털 멀티미디어 방송, 디지털 통신 시스템, CDMA, OFDM



이 군 섭 (Lee, Goonseop)

- 1996년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학 졸업(석사)
- 2005년 8월 : 한양대학교 MBA 졸업
- 1996년 2월 ~ 현재 : SK Telecom Access기술연구원 과장
- 주관심분야 : OFDM, HFC, xDSL, W-LAN, LMDS, Image Processing, 위성DMB, 방송통신융합 서비스

 저 자 소 개

**이 동 학 (Lee, Donghahk)**

- 1988년 : 경북대학교 전자공학과 졸업(학사)
- 1991년 : 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업(석사)
- 1996년 : 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업(박사)
- 1988년 ~ 1989년 : LG전자, 연구원
- 1996년 ~ 현재 : SK Telecom Access기술연구원, 수석연구원
- 주관심분야 : W-CDMA모뎀설계, OFDM, 위성DMB, 방송/통신 융합 서비스 Beyond 3G 시스템

**유 재 황 (Yu, Jaehwang)**

- 1984년 2월 : 경북대학교 전자공학과 학사
- 1986년 2월 : 연세대학교 전자공학과 석사
- 2005년 8월 : KAIST 전기및전자공학과 박사
- 1988년 4월 ~ 1993년 11월 : 국제상사 전자기술 연구소 선임연구원
- 1993년 11월 ~ 2006년 1월 : SK Telecom Network 연구원, 엔지니어링기술개발팀장, Network기술기획팀장
- 2006년 1월 ~ 현재 : SK텔레콤 Access 기술연구원 차세대기술개발1팀장(부장)
- 주관심분야 : B3G, USN/BcN, 통신/방송 융합기술, SDR

**서 종 수 (Seo, Jongsoo)**

- 1975년 : 연세대학교 전자공학과 졸업 (학사)
- 1983년 : Univ. of Ottawa, Canada 전기공학과 졸업 (석사)
- 1998년 : Univ. of Ottawa, Canada 전기공학과 졸업 (박사)
- 1975년 ~ 1981년 : LG정밀 중앙연구소
- 1987년 ~ 1989년 : IDC, Canada 책임연구원
- 1990년 ~ 1992년 : 삼성종합기술원 정보시스템 연구소 수석연구원
- 1992년 ~ 1995년 : CAL, Canada 책임연구원
- 1995년 ~ 현재 : 연세대학교 전기전자공학과 교수, 차세대 방송 기술 연구 센터 (ITRC) 센터장
- 주관심분야 : 디지털 통신/방송 시스템, 디지털 전송 기술