

HPA 비선형성을 고려한 DMB 시스템 A의 링크레벨 성능 및 동기화 기법

준희원 박 성 호*, 차 인 석*, 종신회원 장 경 희*

Synchronization Method and Link Level Performance of DMB System A considering HPA Nonlinearity

SungHo Park*, Insuk Cha* Associate Member, KyungHi Chang* Lifelong Member

요 약

유럽의 Eureka-147에 기반을 둔 DAB(Digital Audio Broadcasting) 서비스를 한 단계 더 발전시킨 형태인 DMB(Digital Multimedia Broadcasting) 서비스는 지상파 DMB 서비스와 위성 DMB 서비스로 구분된다. 이 중 위성 DMB 서비스는 휴대용 수신기나 차량용 수신기를 통하여 다채널 멀티미디어 방송을 시청할 수 있는 새로운 개념의 위성 방송 서비스이다. 본 논문에서는 COFDM(Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing)에 기반을 둔 시스템 A 방식 위성 DMB 시스템의 링크 레벨 성능을 고찰한다. 비선형 특성에 민감한 OFDM 방식을 이용함에 따라 비선형 HPA(High Power Amplifier)가 시스템에 미치는 영향을 분석하고 이에 대하여 Back-off를 고려한 링크 레벨 시뮬레이션을 수행함으로써, 적절한 back-off 값을 결정한다. 또한 위성 DMB 시스템 A에 적합한 동기화 기법에 대하여 분석 및 검증하고 시간 및 주파수 오프셋의 영향을 고려한 링크 레벨성능을 분석함으로써 위성 DMB 시스템 A 방식에 대한 전반적인 링크 레벨 성능을 검증한다.

Key Words : DMB, Satellite, OFDM, Nonlinearity, HPA, Synchronization

ABSTRACT

The DAB(Digital Audio Broadcasting) service which is based on the Eureka-147 of Europe is developed to DMB(Digital Multimedia Broadcasting) service that is divided into Terrestrial DMB and Satellite DMB. The Satellite DMB is a new broadcasting service, which will service multi-channel multimedia broadcasting by the portable receiver or the vehicle receiver. In this paper, we consider that link level performance of satellite DMB system A which is based on the COFDM(Coded Orthogonal Division Multiplexing). It uses the OFDM method which is sensitive to nonlinearity, so we analyze the effect of the HPA(High Power Amplifier) nonlinearity. And then we define the appropriate back-off value by performing the link level simulation considering back-off effect. Also we consider the effect of frequency and time offset, and then confirm the overall link level performance by analyzing and verifying a suitable synchronization method for satellite DMB system A.

I. 서 론

DMB 시스템은 CD 수준의 음질과 데이터 또는

영상 서비스 등이 가능하고 우수한 고정 및 이동 수신 품질을 제공하는 디지털 멀티미디어 방송으로서, 전송 수단에 따라 지상파DMB와 위성 DMB로

* 인하대학교 정보통신대학원 이동통신 연구실(khchang@inha.ac.kr)

논문번호 : KICS2005-01-011, 접수일자 : 2005년 1월 6일

* 본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(R01-2003-000-10685-0) 지원으로 수행되었음.

구분한다. 이 중 위성 DMB는 서비스의 종류에 따라 비디오 서비스, 오디오 서비스, 데이터 서비스로 구분되며, 수신 환경에 따라 고정 휴대, 이동 수신으로 구분된다. 이러한 특성 등에 따라 DMB 시스템을 세분화하여, 시스템 A, B, C, DS, DH, E, F 등으로 나누어진다[1].

국내 위성 DMB 사업은 휴대폰 서비스와의 결합을 통해 이동형 양방향 멀티미디어 서비스의 형태로 전개되고 있다. SKT의 상위 25MHz(2630~2655MHz)와 KT의 하위 25MHz(2605~2630 MHz)는 일본 측 사업자와 주파수를 공동 점유하는 형태가 된다. SKT는 시스템 E 방식을 채택하였고, KT는 신규사업자로서 기본 유사 서비스의 기술 연동성이나 해외 시장 진출에 용이한 시스템 A를 포함하여 방식 선정을 고려하고 있다.

위성 방송은 보다 넓은 지역에 방송 신호를 전송하기 위하여 위성 또는 도심 지역에서의 궤궤러에 고출력 HPA를 사용하나, 이러한 고출력 HPA는 자체의 비선형성에 의하여 시스템 A OFDM 신호의 직교성을 훼손하여 전반적인 링크 레벨 성능을 악화시킨다.

따라서 본 논문에서는 비선형 HPA를 적용한 위성 DMB 시스템 A 방식의 성능을 분석하고, 이로부터 적절한 Back-off 값을 결정한다. 그리고 위성 DMB 시스템 A에서의 시간 및 주파수 영역에서의 동기화 기법을 분석한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 논문의 2장에서는 시스템 A 방식의 위성 DMB 시스템에 대한 전반적인 설명을 하며, 3장에서는 위성 DMB에 적용한 비선형 HPA 모델 및 Back-off 값에 따른 성능 분석 결과에 대하여 설명한다. 4장에서는 동기화 기법과 관련하여 위성 DMB 시스템 A 방식에 적용 가능한 STO 및 CFO 기법에 대해 설명하고,

그 시뮬레이션 결과를 제시하며, 5장에서는 결론을 도출한다.

II. 위성 DMB 시스템 A

2.1 시스템 구성

그림 1은 위성 DMB 시스템 A의 송수신 블록도를 나타낸다. 위성 DMB 시스템 A 방식은 COFDM에 기반하며 $\pi/4$ DQPSK 변조 방식을 사용한다. 채널 코딩은 외부 부호로 RS 코드(204, 188, t=8)를 사용하고, 내부 부호로 컨볼루션 코드(k=1, n=4, K=7, 평균 부호율 R=1/2, 모부호율 R=1/4)를 연결한 연결부호(concatenated code)를 사용함으로써 에러 정정율을 높이고, 고품질 비디오 서비스 및 오디오 서비스를 보장한다. 더불어 시간 인터리버와 주파수 인터리버를 모두 사용함으로써 채널의 시간 및 주파수 축에서의 선택적인 채널 특성에 강인하게 된다. 위성 DMB 시스템 A 방식은 EEP(Equal Error Protection) 및 UEP(Unequal Error Protection)을 지원하며, 위성 DMB 시스템 A 방식은 기본적으로 Eureka-147에 기반을 두어 4가지 전송 모드를 지원한다. 이를 통해 데이터의 중요도에 따라 다양한 보호율을 적용하고 데이터 전송률을 조절할 수 있다.

본 논문에서는 한국에 할당된 위성 주파수 대역 중 하위 2605~2630MHz 대역을 기준으로 시뮬레이션을 수행하였다.

이는 4 가지 전송 모드 중 전송 모드 III에 해당된다. 표 1은 위성 DMB 시스템 A 방식의 전송 모드 3의 파라미터를 나타낸다[1].

전송모드에 따라 전송 프레임 규격이 달라지는데 전송모드 III에서의 프레임 규격은 그림 2와 같다.

그림 2에서 동기 채널(SC : Synchronization Channel)은 널 심볼(Null Symbol)과 위상 기준 신호(PRS

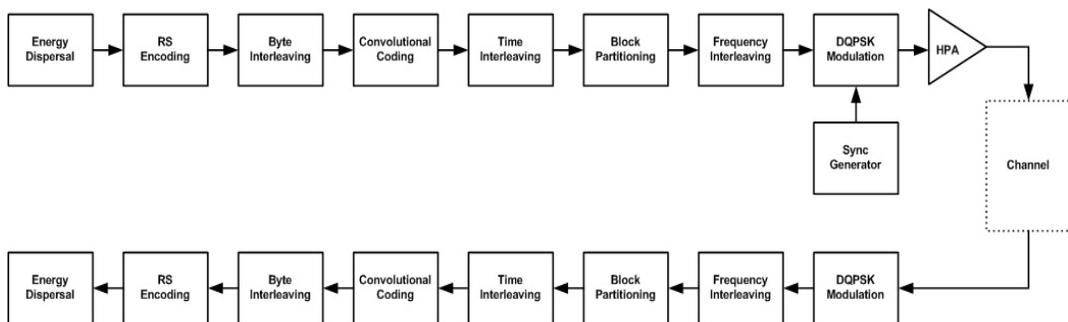


그림 1. 위성 DMB 시스템 A 송수신 블록도

Fig. 1. Block Diagram for Transmitter & Receiver Structure of Satellite DMB System A

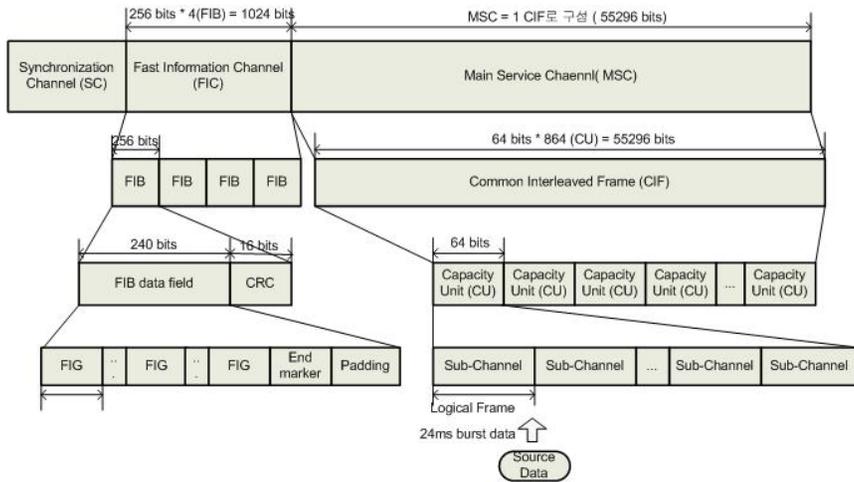


그림 2. 위성 DMB System A의 송신 프레임 구조 (전송모드 III)
 Fig. 2. Transmission Frame Structure for Satellite DMB System A (Transmission Mode III)

표 1. 위성 DMB System A (전송모드 III) 파라미터
 Table 1. Satellite DMB System A Parameters for Transmission Mode III

전송모드	III
서비스	위성케이블지상파
주파수 대역	3 GHz 이하
부반송파 수	192
부반송파 간격	8 kHz
유효 심볼	125 μ s
보호 구간	31 μ s
전체 심볼 구간	156 μ s
프레임당 널(Null) 심볼 구간	168 μ s
가용 범위	24 km (도시망)
프레임 길이	24 ms
프레임당 심볼 수	153 (1+8+144)

: Phase Reference Symbol)로 구성되어 있으며 이는 프레임 동기 반송주파수 동기 차등 검출 등에 이용된다. FIC(Fast Information Channel)는 MSC(Main Service Channel)에 대한 참조 및 긴급 데이터 전송 목적으로 사용되며 고속 정보 전달을 위하여 시간 지연이 발생하는 시간 인터리빙을 하지 않고, UEP 방식의 고정 부호율 ($R=1/3$)을 사용한다. MSC는 여러 개의 부채널로 구성된 실질적인 트래픽 데이터를 포함하며 UEP 및 EEP 방식 모두 사용한다.

2.2 DMB 시스템 A 링크 레벨 시뮬레이션

본 시뮬레이션은 ITU-R M. 1225의 채널모델을 참고하였다[2]. Indoor 환경의 경우 Indoor B의 3

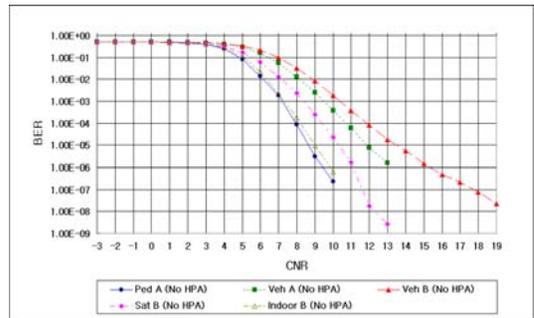


그림 3. 위성 DMB 시스템 A에서 1/2 convolutional coding을 적용한 경우의 CNR vs. BER 성능
 Fig. 3. CNR vs. BER Performance for 1/2 convolutional coding in the Satellite DMB System A

km/h, Outdoor의 경우 지상 갭필러를 대상으로 Pedestrian A(3 km/h), Vehicular B(60 km/h), Vehicular B(120 km/h)에 대하여 시뮬레이션을 수행하였다. 위성의 경우에는 Satellite B(60 km/h, Ricean $K=7$ dB)를 기준으로 한다

각 채널 환경에 대하여 $R=1/2$ 의 컨볼루션 코딩을 적용한 상황에서의 시뮬레이션 결과를 그림3에 나타낸다.

III. HPA 비선형성을 고려한 링크 레벨 성능

위성 DMB 시스템 A는 COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 신호 다중화 방식을 사용한다. 여러 부반송파 간의 직교성을 이용하는 OFDM 통신 시스템은 다중 경로 간섭에 강한 특성을 지니며, 주파수 이용 효율이 우수하다

반면에 높은 PAPR(Peak to Average Power Ratio) 특성을 갖게 되어[3], 방송용 통신 시스템에 필수 요소인 HPA(High Power Amplifier)를 사용할 경우 HPA의 비선형에 의한 왜곡이 발생하게 되고, 이의 결과로 심각한 성능 저하를 유발한다. 따라서 이러한 문제를 보완하기 위해 적당한 값의 Back-off를 설정하여 OFDM의 신호가 HPA의 선형 영역에서 동작할 수 있도록 해준다. 본 시뮬레이션에서는 입력 신호 레벨에 대하여 Back-off를 수행한 후 HPA를 통과시키는 IBO(Input Back-off)를 이용한다.

3.1 TWTA(Traveling Wave Tube Amplifier)

TWTA는 위성에서 사용하는 증폭기로써 고출력인 반면 선형성이 떨어진다. 본 논문에서는 Saleh 모델을 기반으로 시뮬레이션을 수행하였다. TWTA의 AM/AM 특성은 다음과 같다[4].

$$A[r(t)] = \frac{vr(t)}{(1 + \beta_a(r(t))^2)} \tag{1}$$

$$\Phi[r(t)] = \frac{\alpha_\phi(r(t))^2}{(1 + \beta_\phi(r(t))^2)} \tag{2}$$

식 (1)에서 $v=1$, $\beta_a=0.25$ 이다. 또 식 (2)에서 $\alpha_\phi = \pi/12$, $\beta_\phi=0.25$ 이다. TWTA의 AM/AM 및 AM/PM 특성은 이들 파라미터에 의존하게 된다. 식 (1)과 (2)에 대한 특성 곡선은 그림 4와 같으며, 입력신호의 진폭이 증가함에 따라 출력 신호의 진폭

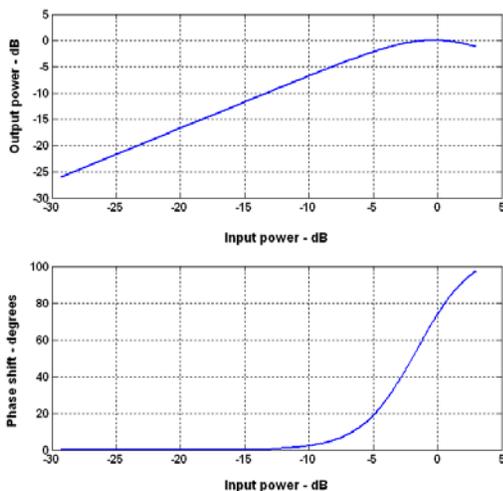


그림 4. TWTA의 AM/AM 및 AM/PM 특성 곡선
Fig. 4. AM/AM & AM/PM Characteristic Curves of the TWTA

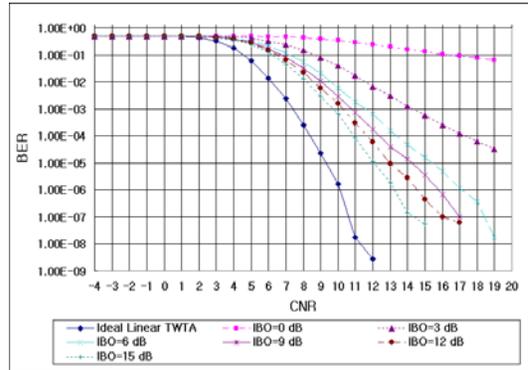


그림 5. TWTA를 적용한 Satellite B 채널에서의 IBO 값 변화에 따른 CNR vs. BER 성능
Fig. 5. CNR vs. BER Performance for Varying IBO Values in the Satellite B Channel which applies the TWTA

과 위상 모두 비선형성을 갖게 됨을 알 수 있다. 특히 위상 특성의 비선형성으로 인해 OFDM 부반송파의 위상 왜곡이 발생하게 되어 최종적으로 ICI (Inter Channel Interference)를 유발한다.

따라서 그림 4의 AM/AM 특성 곡선에서 보이는 포화점 (P_0)을 기준으로 적절한 Back-off를 수행함으로써 시스템의 신호 레벨이 선형 영역에서 동작할 수 있도록 해야 한다.

그림 5는 Satellite B(60 km/h) 채널에서 IBO 값을 0~15dB로 변화시키며 시뮬레이션을 수행한 결과이다. 그림 5에서 나타난 바와 같이 IBO 15dB 적용한 경우와 이상적인 선형 증폭기의 경우를 비교하면 Target BER $2*10^{-4}$ 에서 약 2.3 dB의 성능 열화가 나타난다.

3.2 SSPA(Solid State Power Amplifier)

SSPA는 저가의 소형 저출력 증폭기로써 일반적으로 지상 캠퍼용용으로 사용된다. SSPA의 AM/AM 및 AM/PM 특성은 다음과 같이 표현된다[4].

$$A[r(t)] = \frac{r(t)}{\left[\left(1 + \frac{r(t)}{A_0} \right)^{2p} \right]^{1/2p}} \tag{3}$$

$$\Phi[r(t)] = 0 \tag{4}$$

식 (3)과 (4)에 대한 특성 곡선은 그림 6과 같다. 이때, AM/AM 특성에서의 p값은 곡선의 완만함을 결정하며, 이에 따라 선형성이 크게 영향을 받는다. A_0 는 포화점으로서 이를 기준으로 작은 출력에서 선형 영역을 결정하게 되며, 본 시뮬레이션에서는

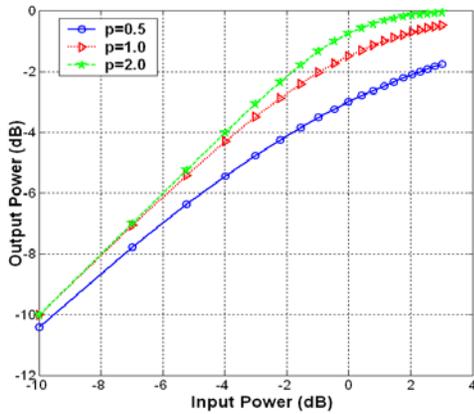


그림 6. SSPA의 AM/AM 및 AM/PM 특성 곡선(p=0.5~2.0)
Fig. 6. AM/AM & AM/PM Characteristic Curves of the SSPA. (p=0.5~2.0)

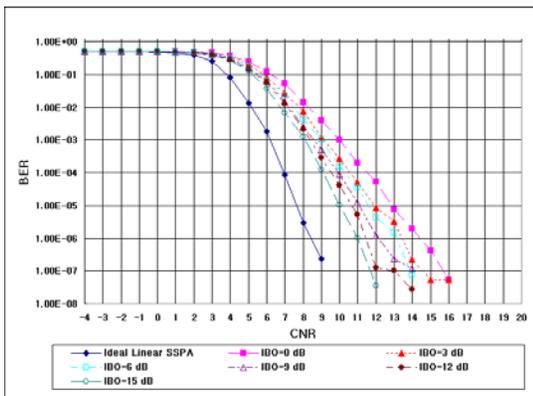


그림 7. SSPA를 적용한 Pedestrian A (3 km/h) 채널에서의 IBO값 변화에 따른 CNR vs. BER 성능
Fig. 7. CNR vs. BER Performance for Varying IBO Values in the Pedestrian A(3 km/h) Channel which applies the SSPA

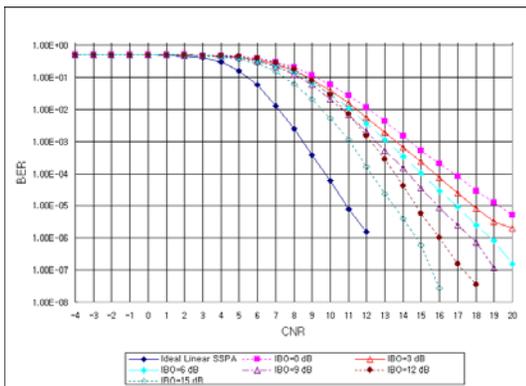


그림 8. SSPA를 적용한 Vehicular A (60 km/h) 채널에서의 IBO값 변화에 따른 CNR vs. BER 성능
Fig. 8. CNR vs. BER Performance for Varying IBO Values in the Vehicular A (60 km/h) Channel which applies the SSPA

이 값을 1로 설정하였다 SSPA에서 위상의 오류는 무시할 만큼 작기 때문에 0으로 한다.

그림 7은 Pedestrian A 채널(3 km/h) 환경에서 IBO 값을 0에서 15 dB로 변화시키면서 시뮬레이션 한 결과로서 IBO 적정 한계값인 15dB 적용하였을 경우 이상적인 선형 증폭기에 비하여 Target BER 2×10^{-4} 에서 약 2 dB의 성능 열화가 나타남을 알 수 있다.

그림 8은 Vehicular A 채널(60 km/h) 환경에서 IBO 값을 0에서 15 dB로 변화시키면서 시뮬레이션 한 결과이다. 그림 7의 경우와 유사하게 IBO 15 dB를 적용한 경우와 비교하면 이상적인 선형 증폭기에 비하여 Target BER 2×10^{-4} 에서 약 2 dB의 성능 열화가 나타난다.

또한, 그림 7과 8에서 보는 바와 같이 IBO 값을 증가시키에 따라 시스템의 선형성이 회복되어 성능이 향상된다. 일반적으로 IBO 9dB부터 성능 증가율이 작아지며, IBO 15dB 이상의 Back-off에 대하여는 거의 같은 성능을 보인다 이는 그림 4에서 IBO 15dB 이상에서 위상 오류가 거의 없음을 보아도 알 수 있다. 따라서 본 논문에는 최적의 IBO 값을 9~15dB로 결정한다

IV. 동기화 기법

COFDM 방식의 위성 DMB 시스템 A에서 동기화 문제는 주로 주파수 오류 시간 오류에 의하여 나타나게 된다. 따라서 시간 영역과 주파수 영역에서 동기화할 필요가 있다 위성 DMB 시스템 A에서의 동기화는 대략적인 프레임 동기 정수배 주파수 오프셋 동기, 미세 프레임 동기 소수배 주파수 동기 순서로 이루어진다 위성 DMB 시스템 A에서는 이를 위하여 전송 프레임 앞부분의 널 심볼과 위상 기준 심볼을 이용한다 본 논문에서는 동기화 순서와는 별도로 시간 영역과 주파수 영역으로 나누어 동기화 알고리즘을 소개한다

그림 9는 동기 채널을 포함한 위성 DMB 시스템 A에서의 전송 프레임 구조를 보여준다 또한 그림 10은 전송 모드 III에서의 동기 채널 구조를 보여준다. 널 심볼은 0으로 채워져 있으며, 프레임을 구분한다. 이러한 널 심볼은 초기 프레임 동기를 위해 사용되며, 전송 모드 III의 경우 $168 \mu s$ (345개 부반송파)의 길이를 갖는다 위상 기준 심볼은 위성 DMB 시스템 A의 변조 방식인 DQPSK 변조에 대한 기준 심볼로서 수신단에 저장된 위상 기준 심볼

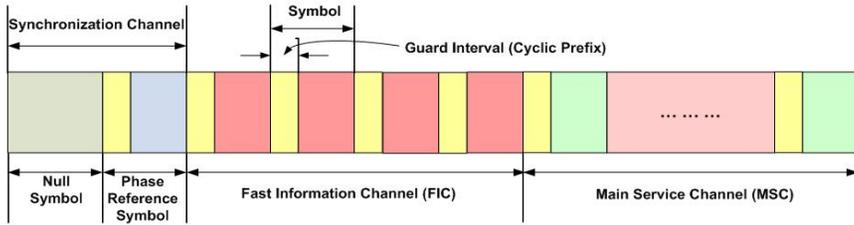


그림 9. 동기 채널을 포함한 송신 프레임 구조
Fig. 9. Transmission Frame Structure including Synchronization Channel.



그림 10. 전송 모드 III에 대한 동기 채널
Fig. 10. Synchronization Channel for the Transmission Mode III.

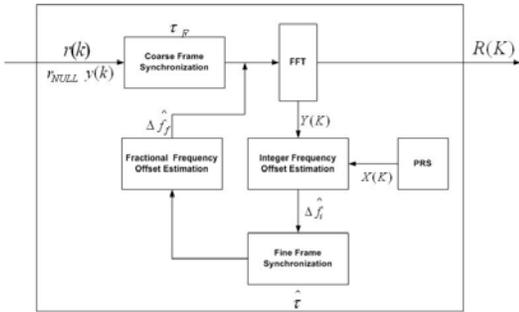


그림 11. 위성 DMB 시스템 A에서의 동기화 과정
Fig. 11. Procedure for Satellite DMB System A.

과 전송된 위상 기준 심볼의 상관관계를 이용하여 주파수 및 시간 영역에서의 동기를 맞추게 된다

그림 11은 위성 DMB 시스템 A에서의 동기화 과정을 나타낸다. 여기서 채널은 AWGN만을 고려하여 주파수 및 시간 영역의 오프셋의 영향을 분석한다. 널 심볼을 포함한 수신 신호를 $r(t)$ 라 하면 다음과 같이 나타낼 수 있다

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} s(k) e^{j2\pi f_k t} + \omega(t) \quad (5)$$

이때 N 은 부반송파수, $s(k)$ 는 주파수 영역에서 송신되는 심볼들($k=0, \dots, N-1$), f_k 는 k 번째 부반송파의 중심 주파수를 나타내며 $f_k = k/T$ 가 된다. T 는 OFDM 심볼의 심볼주기, $\omega(t)$ 는 분산이 σ_w^2 인 AWGN이다. 이러한 수신 신호는 우선 대략적인 프레임 오프셋 (τ_f)을 검출하여 초기 프레임 동기

를 맞추게 된다. 다음으로 수신된 위상 기준 심볼 $y(k)$ 와 수신단에 저장되어 있는 위상 기준 심볼 $x(k)$ 의 상관관계를 이용하여 정수배 주파수 오프셋 ($\Delta \hat{f}_i$)과 미세 프레임 오프셋 ($\hat{\tau}$)을 검출하여 보상하게 된다. 마지막으로 소수배 주파수 오프셋 ($\Delta \hat{f}_p$)을 검출하고 정정함으로써 전체 동기화 과정을 수행한다.

4.1 시간 동기

식 (5)의 $r(t)$ 는 수신단에서 일정한 시간 간격으로 샘플링되어진다. 샘플링 간격이 $t = T_n/N + \tau$ (τ : 프레임 오프셋이라 할 때, 수신된 샘플들은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} s(n) e^{j2\pi \frac{n}{T} \left(\frac{T}{N} k + \tau \right)} + \omega(k) \quad (6)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} s(n) e^{j(2\pi n\tau)/T} e^{j(2\pi nk)/N} + \omega(k)$$

수신단에서 복조된 심볼은 수신된 샘플들에 대해 FFT를 수행함으로써 구할 수 있으며 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{s}(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} r(k) e^{-j2\pi mk} \quad (7)$$

다시 식 (7)에서 복조된 심볼은 식 (6)에 의해

$$\hat{s}(k) = s(k) e^{j\frac{2\pi k\tau}{T}} + u(k) \quad (8)$$

로 나타낼 수 있다. $u(k)$ 는 주파수 영역에서의 잡음 성분이다

식 (8)에서 수신된 신호는 주파수 영역에서 AWGN에 의해 송신된 신호의 위상이 회전된 형태로 나타난다. 이때 회전 정도는 τ 와 부반송파 인덱스 k 에 의해 결정된다

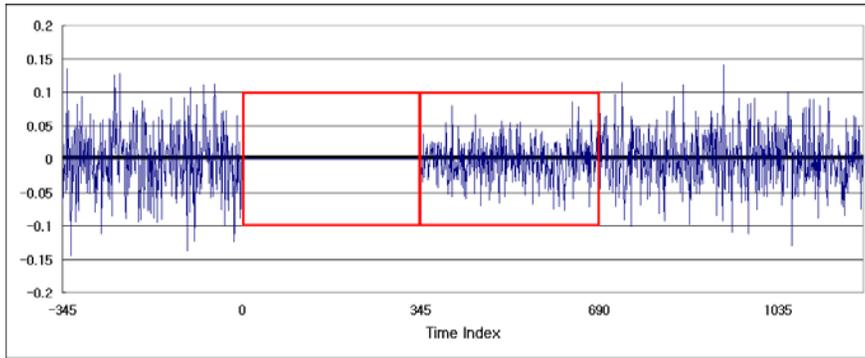


그림 12. 위성 DMB 시스템 A(전송 모드 III)에 대한 윈도우 적용 예
 Fig. 12. Example for Applying of Satellite DMB System A (Transmission Mode III).

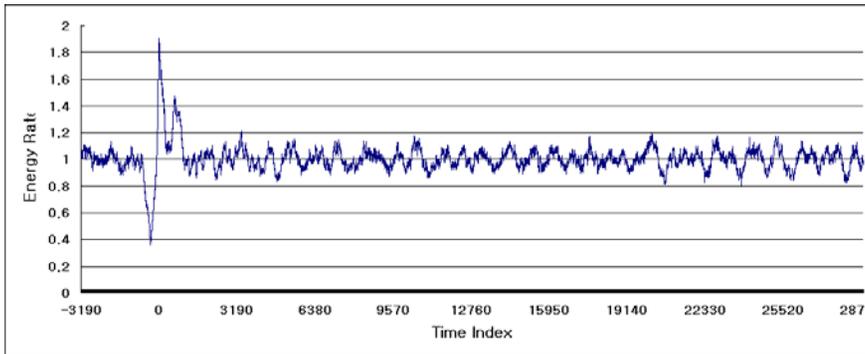


그림 13. 두 윈도우의 에너지 비 (AWGN 5 dB).
 Fig. 13. Energy rate for Two Windows (AWGN 5 dB).

4.1.1 초기 프레임 동기

대략적인 프레임 동기는 수신 신호에서의 프레임 시작 위치를 찾는 과정으로 샘플링 주기의 약 10~20배 이내에서 동기를 맞추게 된다 이는 널 심볼의 에너지가 0임을 이용하는 것으로 동기 채널의 널 심볼과 위상 기준 심볼의 에너지 비를 이용하여 동기를 맞출 수 있다[5]. 수신 프레임에 대하여 널 심볼과 같거나 작은 크기의 윈도우 2개를 설정하여 이를 이동시킴에 따라 두 윈도우의 에너지 비는 변하게 된다. 이러한 에너지 비는 두 윈도우의 인접 경계가 널 심볼 시작부분에 있을 때 최소가 되고 위상 기준 심볼의 시작 위치에서 최대가 된다 그림 12는 위성 DMB 시스템 A에서의 널 심볼과 위상 심볼에 대한 윈도우 적용을 보여준다 식 (9)는 두 윈도우를 이용한 대략적인 프레임 동기를 구하는 과정을 나타내며, 매 프레임마다 동기를 맞추게 된다

$$\tau_F = \max_n \left[\frac{\sum_{\lambda=0}^w y_{n+w+\lambda} (y_{n+w+\lambda})^*}{\sum_{\lambda=0}^w y_{n+\lambda} (y_{n+\lambda})^*} \right] \quad (9)$$

여기서 y_n 은 수신 신호를 나타내고 w 는 윈도우 크기를 나타낸다. 이때 w 는 널 심볼의 크기보다 크지 않아야 한다. 하지만 이와 같은 방법의 단점은 SNR이 크지 않을 경우, 에너지 비의 구분이 잘 되지 않는다는 것이다 특히 다중 경로 채널의 경우에 검출이 잘 안 되는 단점이 있다 이는 에너지 비를 검출하기 위한 윈도우 크기를 조절함으로써 검출의 정확도를 어느 정도 조절 가능하다 그림 13은 AWGN 채널의 CNR 5dB에서 두 윈도우의 에너지 비를 나타내고, 그림 14는 Vehicular A(60 km/h)에서의 두 윈도우의 에너지 비를 나타낸다. 이때, 각 경우에 대하여 위상 기준 심볼의 시작위치에 대하여 정규화하였다.

4.1.2 미세 프레임 동기

미세 프레임 동기는 심볼 타이밍 오프셋에 의한 ISI(Inter Symbol Interference)가 발생하는 것을 방지하기 위하여 수신된 OFDM 심볼의 정확한 FFT 시작 위치를 추정하는 과정이다 본 시뮬레이션에서는 이를 위하여 미세 프레임 동기 추정시 위상 기

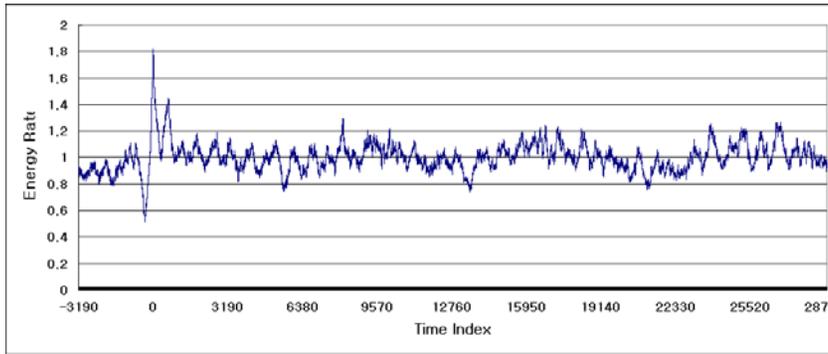


그림 14. 두 윈도우의 에너지 비 (Vehicular A (60 km/h) 5 dB).
Fig. 14. Energy rate for Two Windows (Vehicular A (60 km/h) 5 dB).

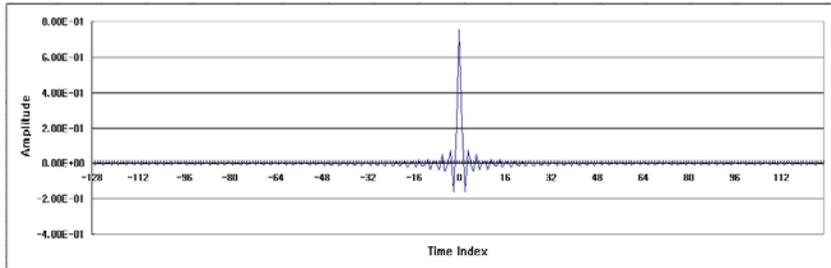


그림 15. AWGN (5 dB) 환경에서의 위상 기준 신호 채널 임펄스 응답
Fig. 15. Channel Impulse Response of the Phase Reference Symbol in the AWGN (5 dB).

준 신호의 채널 임펄스 응답을 이용하는 방법을 사용한다[6]. 식 (10)에서 보이는 바와 같이 IFFT 출력은 정수배 주파수 오프셋을 참조하여 수신단에 저장된 위상 기준 심볼과 수신된 위상 기준 심볼이 같은 경우, 심볼 타이밍 오프셋의 위치에서 채널 임펄스 응답의 형태로 나타난다. 따라서 IFFT의 출력이 최대가 되는 위치가 지연 시간 간격이 된다 따라서 정확한 주파수 오프셋 추정이 이루어져야 정확한 미세 프레임 동기가 가능하다

$$\hat{\tau} = -\max_n \text{IFFT} \{Y(k) X^*(k - \Delta f_i)_N\} \quad (10)$$

그림 15는 AWGN 환경에서의 CNR 5 dB에서의 위상 기준 신호에 대한 채널 임펄스 응답을 보여준다

4.2 주파수 동기

일반적으로 반송파 오프셋의 발생은 크게 두 가지 원인으로 발생한다. 첫째는 반송파 주파수 오프셋에 의한 것으로 발진기의 정밀도에 따른 송수신 시간의 RF 반송파 주파수의 차이에 의해 생기게 된다. 두 번째는 반송파 위상의 오프셋이다 위상 DMB 시스템 A에서 DQPSK를 이용하므로 위상의 오프셋은 주파수 오프셋으로 나타나게 된다 따라서 정수

배 주파수 오프셋 및 소수배 주파수 오프셋 추정만을 수행하게 된다. COFDM 방식의 위성 DMB 시스템 A에서 주파수 오프셋은 직교성을 손상시킴으로써 OFDM 부채널 간의 간섭으로 인해 복조 성능이 크게 저하 된다.

이는 DQPSK의 수신 신호를 분석함으로써 알 수 있다.

$$z_{n,l} = e^{j2\pi(f_0 n + \phi)T_s} a_{n,l} \sin c(\pi f_0 T_s) H(f_l) + n_{n,l} + \tilde{n} \quad (11)$$

여기서 $\{a_{n,l}\}$ 은 n 번째 time slot에 l 번째 부반송파이고, f_0 는 임의의 주파수 오프셋 $H(\omega_l)$ 은 l 번째 부채널의 계수, ϕ 는 반송파 위상 $n_{n,l}$ 은 반송파에 의한 ICI (inter channel interference), $\tilde{n}_{n,l}$ 은 복소단의 잡음이다

식 (11)에 대하여

$$z_{n+1,l} = e^{j2\pi[f_0(n+1) + \phi]T_s} a_{n+1,l} \sin c(\pi f_0 T_s) H(f_l) + n_{n+1,l} + \tilde{n}_{n+1,l} \quad (12)$$

로 나타낼 수 있다.

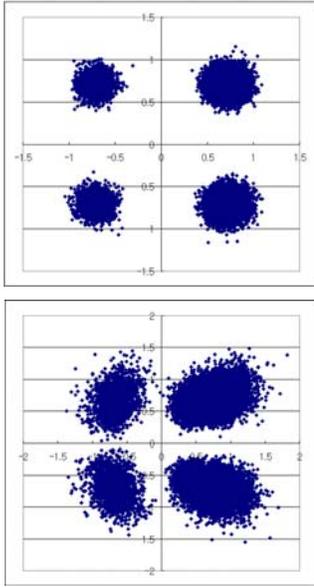


그림 16. 반송파 주파수 오프셋에 대한 정상도 (AWGN, 정규화된 주파수 오프셋 = 0.1)
 Fig. 16. The Constellation for Carrier Frequency Offset (AWGN, Normalized Frequency Offset = 0.1)

또 식 (11)에 대한 공액 복소수를 취하면

$$z_{n,l}^* = e^{-j2\pi(f_0 n + \phi)T_s} a_{n,l}^* \sin c(\pi f_0 T_s) H^*(f_l) + n_{n,l}^* + \tilde{n}_{n,l}^* \quad (13)$$

로 나타낼 수 있다.

따라서 l번째 부반송파에 대하여 복조하면

$$z_{n+1,l} = e^{j2\pi f_0 T_s} a_{n+1,l} \sin c(\pi f_0 T_{sub}) H^2(f_l) \quad (14)$$

따라서 DQPSK인 경우 반송파 위상 ϕ 의 영향은 반송파 주파수의 영향을 받는다

4.2.1 정수배 주파수 오프셋 추정

일반적인 OFDM 시스템에서 주파수 동기의 단위는 부반송파 주파수 간격의 배수로서 BW/N (BW: 채널 대역폭, N: 부반송파 개수)으로 나타낸다. 따라서 정수배 주파수 오프셋을 추정하기 위해서는 부반송파 간격 (위성 DMB 시스템 A 경우 8 kHz) 이내로 주파수 오차를 추정해야 한다

위성 DMB 시스템 A에서 정수배 주파수 오프셋은 채널 임펄스 응답을 이용하여 추정할 수 있다 IFFT 출력은 수신 신호의 심볼 타이밍 오프셋에 해당되는 위치에서 최대가 된다 식 (15)에서 보이는

바와 같이 수신단에 저장되어 있는 위상 기준 심볼을 d 만큼 순환 이동시키면서 IFFT 출력이 최대가 되는 값을 비교한다. 이때 정수배 주파수 오프셋과 d 값이 일치할 경우, IFFT 출력은 수신 신호의 심볼 타이밍 오프셋에 해당되는 위치에서 채널 임펄스 응답의 형태로 나타난다. 이와 같은 방법은 심볼 타이밍 오프셋이 존재할 경우에도 정확한 주파수 오프셋 추정이 가능하지만 계산량이 너무 많은 단점이 있다

$$\hat{\Delta f}_i = \max_d \left[\max_{amp} \left[\text{IFFT } Y(k) X^*(k-d)_N \right] \right] \quad (15)$$

여기서 Δf_i 는 추정된 정수배 주파수 오프셋이고 $X(k)$ 는 수신단에 저장된 위상 기준 심볼 $Y(k)$ 는 수신된 위상 기준 심볼이다 또한 d 는 순환 이동 거리를 나타낸다. 그림 17과 18은 AWGN과 Vehicular A (60 km/h) 환경에서의 주파수 오프셋 16에 대한 추정 결과이다

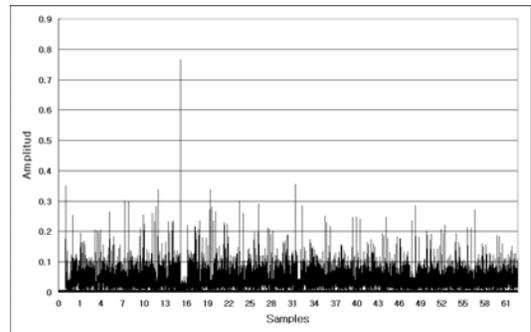


그림 17. AWGN 환경에서의 위상 기준 신호 채널 임펄스 응답을 이용한 정수배 주파수 오프셋 검출 ($\Delta \hat{f}_i = 16$)
 Fig. 17. Channel Impulse Response of the Phase Reference Symbol in the AWGN. ($\Delta \hat{f}_i = 16$)

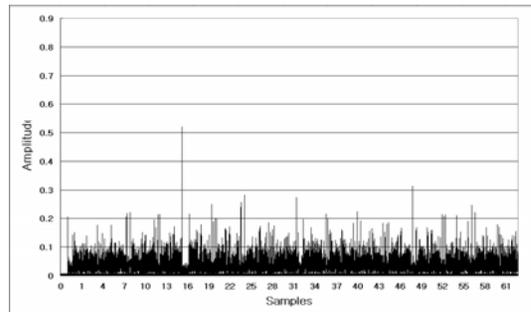


그림 18. Vehicular A (60 km/h) 환경에서의 위상 기준 신호 채널 임펄스 응답을 이용한 정수배 주파수 오프셋 검출 ($\Delta \hat{f}_i = 16$)
 Fig. 18. Channel Impulse Response of the Phase Reference Symbol in the Vehicular A (60 km/h). ($\Delta \hat{f}_i = 16$)

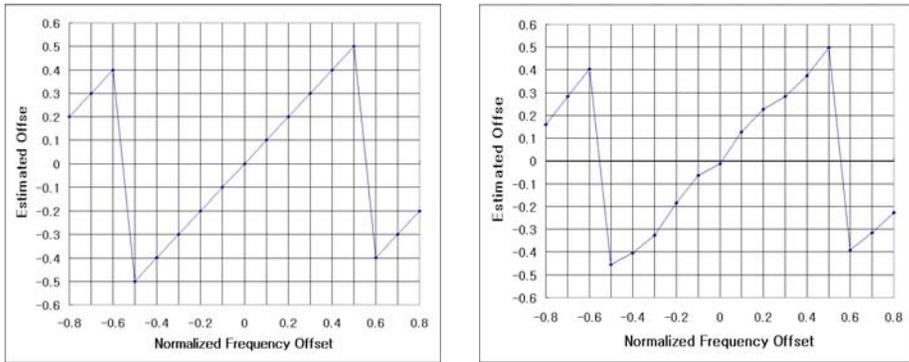


그림 19. 소수배 주파수 오프셋 추정 범위 (채널을 고려하지 않은 경우와 채널 (Vehicular A(60 km/h)을 고려한 경우).
Fig. 19. The Range of Fractional Frequency Offset Estimation (without Channel / with Channel (vehicular A (60 km/h)).

4.2.2 소수배 주파수 오프셋 추정

미세 주파수 동기는 주파수 오프셋 중 부반송과 간격의 소수배가 되는 오프셋을 보정하는 방법으로 부반송과 간격의 1% 이내까지 보정하여야 한다[7].

본 시뮬레이션에서는 보호 구간(guard Interval, cyclic prefix)을 이용하여 소수배 주파수 오프셋을 추정한다[7]. GIB(Guard Interval Based) 알고리즘으로 불리는 이 방법은 시간 영역의 수신 신호를 이용한다. 주파수 오프셋이 0인 경우 보호구간에서의 수신 신호는 FFT 크기만큼 하위 수신 신호와 같은 값을 갖게 되고, 이때의 상관값은 0이 된다. 주파수 오프셋이 0이 아닌 경우 이 두 신호는 서로 다른 위상을 갖게 되고, 상관값이 허수 부분을 갖게 된다.

이 허수 부분은 주파수 오프셋에 대한 정보를 가지고 있고, 이때의 위상차가 주파수 오프셋에 의한 값이 된다. 그림 19에서 보듯이 이 알고리즘을 이용하여 주파수 오프셋이 부반송과 간격의 0.5 이하인 경우, 이를 보상할 수 있다. 그림 19는 GIB 방식을 이용한 소수배 주파수 오프셋 추정 범위이고 식 (16)은 GIB 방법을 이용하여 소수배 주파수 오프셋 (Δf_f)를 구하는 과정이다.

$$\Delta f_f = \frac{1}{2\pi} \arg \left[\sum_{n=0}^{L-1} y_{n+N} y_n^* \right] \quad (16)$$

4.3 동기를 고려한 링크 레벨 성능 분석

그림 20과 21은 각각 AWGN과 Vehicular A(60 km/h) 채널에서 주파수 오프셋의 영향을 고려한 링크 레벨 성능을 나타낸다. AWGN 채널에서 정규화된 소수배 주파수 오프셋 0.1에 대하여 Target BER 10⁻⁴에서 약 1 dB의 성능 열화가 발생하였다. 이를 앞서 분석한 소수배 주파수 오프셋 추정 기법

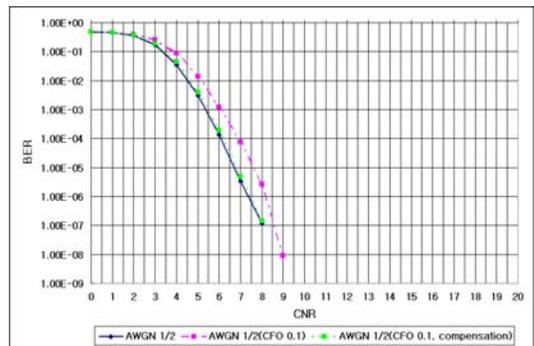


그림 20. AWGN에서의 소수배 주파수 오프셋 $\Delta f_f=0.1$ 에 대한 CNR vs. BER 성능.
Fig. 20. CNR vs. BER Performance for Fractional Frequency Offset ($\Delta f_f=0.1$) in the AWGN.

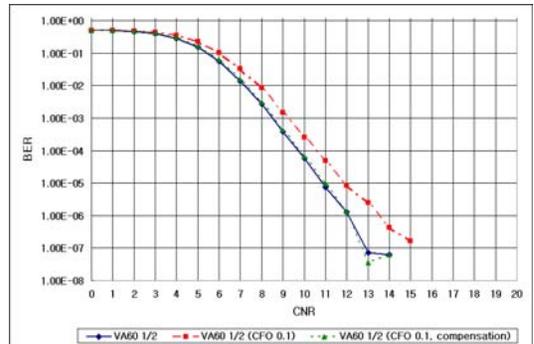


그림 21. Vehicular A 채널 (60 km/h)에서의 소수배 주파수 오프셋($\Delta f_f=0.1$)에 대한 CNR vs. BER 성능.
Fig. 21. CNR vs. BER Performance for Fractional Frequency Offset ($\Delta f_f=0.1$) in the Vehicular A Channel (60 km/h).

을 이용하여 추정한 후 보정한 결과 이상적인 경우와 비교하여 거의 차이가 나지 않음을 알 수 있다. 이러한 주파수 오프셋 추정 및 보정 성능은 그림 21의 Vehicular A(60 km/h) 채널에서도 유사하게 나타난다.

V. 결론

본 논문에서는 위성 DMB 시스템의 하나로 제안된 시스템 A에 대하여 HPA의 비선형성이 미치는 영향을 고려하여 위성 DMB 시스템 A의 전반적인 링크 레벨 성능을 분석하고, IBO 기법을 사용하여 HPA에 대해 선형성을 회복함으로써 전체적인 성능 개선 효과가 나타남을 확인하였다

이와 더불어 위성 DMB 시스템 A에서의 시간 및 주파수 오프셋에 대한 영향과 이를 추정하는 기법들에 대하여 분석하였다. 마지막으로 주파수 오프셋에 대하여 링크 레벨 성능에 미치는 영향과 본 논문에서 분석한 추정기법을 이용하여 추정한 링크 레벨 성능 변화를 비교함으로써, 동기부를 고려한 DMB 시스템 A에서의 링크 레벨 성능을 검증하였고, 본 논문에서 분석한 추정기법이 위성 DMB 시스템 A에 적절함을 확인하였다

참고 문헌

[1] DSB Handbook, "Terrestrial and satellite digital sound broadcasting to vehicular, portable and fixed receiver in the VHF/UHF band," ITU-R, 2002.

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

[3] J.A.C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," *IEEE Comm. Magazine*, Vol.28, No.5, pp.5-15, May 1990.

[4] Li Jungqiang, Ma zhengxin, Cao zhangang, "Compensation of nonlinear distortion using a new method combining predistortion with reconstruction in OFDM systems," in *Proc. ICCT*, 2000.

[5] Chong-Ren Seu, Yung-Liang Huang and Chia-Chi Huang, "Joint Symbol, Frame, and Carrier Synchronization for Eureka-147," in *Proc. ICUPC*, pp.693-697, Oct. 1997.

[6] F. van de Laar, N. Philips and J. Huisken, "Towards the Next Generation of DAB Receivers," *EBU Technical Review*, pp.46-59, Summer 1997.

[7] J.-J. van de Beek, M. Sandle and P.O. Borjesson, "ML estimation of timing and frequency offset in Multicarrier systems," Research Report TULEA 1996. 09, Division of Signal Processing, Lulea University of Technology, 1996.

박 성 호 (SungHo Park)

준회원



2004년 2월 인하대학교 컴퓨터 공학과(공학사)
2004년 3월~현재 인하대학교 정보통신 대학원 석사과정
<관심분야> 4세대 이동통신 시스템, MIMO 및 Smart Antenna, MIMO Channel Modeling,

DMB 시스템 무선 전송규격

차 인 석 (InSuk Cha)

준회원



2003년 8월 인하대학교 전자공학과 (공학사)
2003년 9월~현재 인하대학교 정보통신대학원 석사과정
<관심분야> 4세대 이동통신 시스템, Cognitive Radio 및 DMB 시스템 무선 전송규격

장 경 희 (KyungHi Chang)

종신회원



1985년 2월 연세대학교 전자공학과(공학사)
1987년 2월 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
1992년 2월 Texas A & M Univ., EE Dept. (공학박사)
1989년~1990년 삼성종합기술원

주임연구원

1992년~2003년 한국전자통신연구원 책임연구원 (팀장)

2003년~현재 인하대학교 정보통신대학원 부교수
<관심분야> 4세대 이동통신 시스템 Cognitive Radio, WMAN, UWB 및 DMB 시스템 무선 전송규격