

유럽형 디지털 라디오 수신기의 동기 알고리즘 및 실시간 구현

정희원 조재희*, 조남신*, 방극준**, 전희영*, 박명희*, 박현철***, 홍대식*

Synchronization Algorithms and Implementation of PC Based Receiver of Eureka-147 Digital Audio Broadcasting

Jaehee Cho*, Namshin Cho*, Keukjoon Bang**, Heeyoung Chun*, Myonghee Park*,
Hyuncheol Park***, Daesik Hong* *Regular Members*

요 약

본 논문은 Eureka-147방식의 DAB수신기의 구현 및 동기 알고리즘을 다룬다. 이를 위해 수신기의 성능 및 규격을 결정하고 이를 만족하는 수신기 설계에 대하여 살펴본다. 특히 DAB는 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing)을 전송방식으로 사용하여 동기성능이 전체 수신성능에 큰 영향을 미친다. 따라서 본 논문에서는 수신기에 적용될 신뢰도 높은 동기알고리즘을 제안한다. 설계된 DAB수신알고리즘을 바탕으로 PC기반의 실시간 수신기가 구현되었고 구현된 수신기는 요구되는 동기오차 및 비트오류율을 만족함을 확인하였다.

ABSTRACT

We have designed and implemented a receiver of Eureka-147 Digital Audio Broadcasting (DAB) scheme. DAB uses OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) as its transmission technique that is very sensitive to synchronization error. So reliable synchronization algorithms have been proposed and evaluated. With the algorithms we proposed a PC based real-time DAB receiver has been implemented. We find that the receiver performs satisfactorily to meet the specifications we determined.

I. 서론

디지털 라디오(DAB)는 기존의 AM, FM과 같은 아날로그 라디오를 대체할 새로운 멀티미디어 방송 시스템이다. 디지털 라디오는 CD음질 수준의 고품질 음악방송을 제공하며 더불어 다양한 멀티미디어 데이터 서비스를 제공한다. 또 지상 위성 등의 복합 서비스를 이용해 언제 어디서나 서비스를 받을 수 있다. ITU-R 등에서는 디지털 라디오 규격을 일찍부터 논의해 왔고 디지털 라디오가 갖추어야 할 기본 성능규격 등을 정한 상태이다^[1].

유럽 여러 나라의 컨소시엄 형태인 Eureka-147그룹은 1994년 ETS 300.401을 범 유럽규격으로 결정하였다^[2]. 이후 유럽을 포함한 여러 나라에서 시험 방송이 활발히 전개되어 영국을 포함한 유럽 많은 나라에서 상용방송이 개시되었다. 이와 별개로 미국은 독자적인 DAB규격을 제정 중이지만 아직 규격으로 완성된 상태가 아니다. 본 논문은 유럽방식의 디지털 라디오를 연구대상으로 한다. 또 본 논문에서 사용하는 "DAB"는 별도로 기술하지 않는 경우 유럽방식의 디지털 라디오를 가리킨다.

유럽형 DAB는 OFDM을 전송기법으로 사용한다.

* 연세대학교 전기 컴퓨터 공학과(chojh@sunlight.yonsei.ac.kr)

** 인덕대학교 방송공학과

*** 삼성전자 중앙연구소 통신 네트워크 Lab.

논문번호: 00239-0628, 접수일자: 2000년 6월 28일

* 본 연구는 두뇌한국 21과 삼성전자의 지원으로 수행되었습니다.

OFDM은 고속의 데이터 열을 저속의 다수 데이터 열로 만들어 각자 다른 반송파에 실어 전송하는 다중반송파 전송기법의 하나이다. 특히 OFDM은 무선환경에서 발생하는 다경로 페이딩환경에 대해 매우 강건한 특성을 갖기 때문에 디지털 라디오와 같은 이동체 수신환경에 적합한 전송방식이다^{[3][4]}. 유럽형 DAB는 효율적인 음성압축을 위해 MPEG를 사용하며, 매우 유연한 다중화방식이 사용되어 대역폭 효율이 높다.

본 연구에서는 DAB신호 수신을 위해 필요한 각 블록의 설계 및 구현을 다룬다. 특히 동기부 알고리즘을 중점적으로 다룬다. OFDM은 시간 및 주파수 동기 오차에 매우 민감한 성능차를 보인다. 따라서 안정적인 수신기 성능을 얻기 위해서 적절한 동기부의 설계가 필수적이다. 본 연구에서는 일반적으로 OFDM에 사용되는 동기 알고리즘 및 본 연구를 통해 제안된 정수배 주파수 동기오차추정 알고리즘을 결합하여 DAB수신부에 적합한 동기부를 제안하고 성능을 평가한다.

본 연구에서 구현한 수신기는 DAB수신용 ASIC 칩세트를 사용하는 기존의 수신기와 달리 PC에서 실시간 DAB신호를 처리하는 PC기반의 DAB수신기이다. 이를 위해 제안된 DAB수신알고리즘은 연산량 측면에서 최적화되었고 Pentium 프로세서를 기반으로 C/C++를 이용하여 구현되었다.

2장에서는 ETS 300.401을 중심으로 유럽형 DAB 시스템에 대하여 살펴보고 3장에서는 DAB 동기부 알고리즘을 중심으로 수신기 설계 및 컴퓨터 모의 실험 결과를 살펴본다. 4장에서 시스템의 구현 및 실험결과를 살펴보고 5장에서 결론을 맺는다.

표 1. Eureka-147 DAB의 동작모드

모드	I	II	III	IV
대역폭 (MHz)	1.536	1.536	1.536	1.536
반송파수	1536	384	192	768
반송파간격 (kHz)	1.0	4.0	8.0	2.0
보호구간	504	126	63	252
널 심벌	2656	664	345	1328
용도	지상망	지상망, 위성망	지상망, 위성망	지상망, 위성망

II. 유럽형 DAB시스템

Eureka-147 DAB 시스템에는 4가지 동작모드가 있다. 표 1은 4가지 동작모드의 주요 파라미터를 보여준다^[2]. 각 동작모드의 특징은 사용되는 OFDM반송파 수의 차이이다. 표 1에서 보여주는 것과 같이 동작모드 I의 반송파의 수가 가장 많고 동작모드 III의 반송파 수가 가장 적다. 이에 따라 OFDM심벌에서 사용하는 보호구간의 길이도 표와 같은 차이를 보인다. 이 같은 차이로 인해 각 동작모드가 동작하는 채널환경의 최대지연과 최대도플러 주파수가 결정되고 따라서 표 1과 같은 각 동작모드의 사용주파수가 결정된다^[5].

1. 시스템 구성

그림 1은 Eureka-147 DAB시스템의 블록도이다^[2]. 시스템의 신호는 주서비스채널(MSC : main service channel)과 제어신호용 채널(FIC : fast information channel)로 나뉘어진다. 주서비스채널(MSC)은 문자, 영상 및 음성 등 서비스 데이터가 실리는 곳이다. 이들은 데이터의 성격에 따라서 스트림 또는 패킷 모드로 전송된다. 특히 음성신호는 MUSICAM(MPEG audio layer I의 변형)이라는 방식으로 압축되어 전송된다. 제어채널(FIC)에는 주서비스채널(MSC)의 구성정보(MIC : multiplex configuration information), 서비스정보(SI : service information), 고속정보채널(FIDC: fast information data channel) 등이 전송된다. 특히 구성정보(MCI)는 주서비스채널(MSC)내에 포함된 개별 서비스(서브채널)의 종류, 위치, 형태 등의 정보로 수신단에 전달되어 주서비스채널을 해석하는데 쓰인다.

조건부 접속(CA : conditional access)블록은 특정 서비스를 인종된 가입자에게만 제공하기 위하여 정보열을 암호화한다. 에너지 확산(energy dispersal) 블록은 이진 데이터 열을 랜덤 비트열 (PRBS : pseudo random bit sequence)을 이용해 균일한 비트분포를 갖게 하는 역할을 한다. 채널코딩블록은 열악한 수신환경에서 발생하는 에러를 정정하기 위해 입력 신호열에 컨볼루션 코딩을 적용한다. 시간축 인터리버는 이동체 수신환경에서 자주 발생하는 연접에러를 랜덤에러로 만들어주기 위하여 신호열의 시간순서를 바꾼다. 사용되는 시간축 인터리버는 윈도우 크기가 384 msec인 컨볼루션 형태의 인터리버이다. 이 과정을 통하여 채널코딩의 성능이 향상된다. 제어채널(FIC)은 주서비스채널(MSC)을 해석하는데 쓰여지므로 시간적으로 주서비스채널보다 먼저 복호되어야 한다. 이로 인해 제어채널(FIC)은 시

간축 인터리빙 과정을 거치지 않는다.

이러한 각 과정을 거친 서비스들은 주서비스채널 다중화기(MSC MUX)를 거쳐 하나의 신호열로 다중화 된다. 다중화된 서비스들의 집합인 주서비스채널은 제어채널(FIC)과 전송 다중화기(Tx frame MUX)에서 다중화되어 실제 전송될 프레임 구성한다. 이렇게 구성된 프레임은 DQPSK 변조과정과 주파수 인터리빙 과정을 거치고 OFDM 블록을 거쳐 실제 신호로 전송된다^[2].

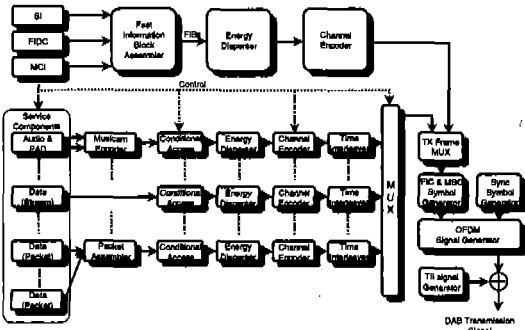


그림 1. Eureka-147 DAB 송신 시스템

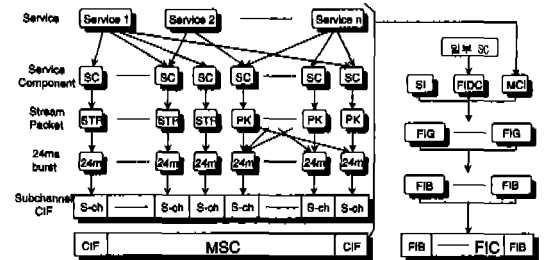
2. 신호의 흐름

Eureka-147 시스템 주서비스채널(MSC)의 신호 구성과 흐름 그리고 제어채널(FIC)과의 관계를 살펴본다. 그림 2는 Eureka-147시스템의 신호 흐름을 보여준다. 실제 수신단에서 사용자가 선택하는 것은 제공되는 서비스 중의 하나이다. 이 서비스는 1개 또는 다수의 서비스 컴포넌트로 구성된다. 각 서비스 컴포넌트들은 영상, 문자 데이터, 음성 등과 같은 실제 서비스의 구성요소를 가리키고 선택한 서비스의 해당 서비스 컴포넌트들이 수신단에서 서비스 되게 된다.

각 서비스 컴포넌트들은 24msec 단위의 블록으로 서비스원(service source)으로부터 제공되고 시스템 내에서 스트림 또는 패킷의 형태로 변환된다. 이러한 스트림 또는 패킷 형태의 데이터들이 다중화기에서 가변 길이의 서브채널(Sub-Channel)에 실린다. 최대 64개의 서브채널이 CIF(Common Interleaved Frame)를 구성하고 CIF 1 개, 2 개 또는 4개가 모여서 하나의 주 서비스채널(MSC)을 이룬다. 이러한 주 서비스 채널의 채널 코딩 후 데이터 속도는 2.304 Mbps이고 실제 데이터는 부호화율에 따라 1.0 - 1.5 Mbps까지 전송할 수 있다.

제어채널(FIC)에는 서비스의 종류, 각각의 서비스를 구성하는 서비스 컴포넌트들, 각 서비스 컴포넌

트의 모드(스트림, 패킷), 다중화된 CIF내에서 위치(수용된 서브채널 주소), 크기 등의 관계가 일정한 형태로 실리게 된다. 각 서비스는 6초의 시간 간격을 두고 그 구성을 달리할 수 있다. 즉 입력 데이터의 속도, 부호화율, 서비스의 개시 및 중지 등이 6초의 시간 간격을 갖고 연속적으로 이루어 질 수 있어서 매우 유연한 서비스의 제공이 가능하다^[2].



MSC = n CIF (55200 B/s) (n = 1, 2, 3, 4) = 64 Subchannel = 864 Capacity Unit(CU)
FIC = n FIB (258 B/s) (n = 1, 2, 3, 4)

그림 2. Eureka-147 DAB 시스템의 신호 흐름도

표 2. Eureka-147 DAB 수신기 설계 규격

구분	항 목	조 건
성 능	지원 모드	Mode I, II, III, IV
	전송 데이터율	2.3 Mbps (OFDM Demodulation 후)
	비트오율	E-4 (전력 -90 dBm, 1/2 코딩)
	시간동기 정밀도	1 sample 이내
	주파수동기 정밀도	부반송파의 1% 이내
	초기동기 획득시간	200msec이내
	최대 Decoding율	224 kbps
	서브채널 Decoding	1 서브채널 & FIC
구 격	채널 대역폭	1.536 MHz
	반송파수	256,512,1024,2048 (Mode I, II, III, IV)
	디지털변조방식	OFDM ($\pi/4$ DQPSK)
	인터리빙	시간, 주파수
	채널 복호기	비터비 복호기

III. DAB수신기 설계

1. 수신기 설계규격

표 2는 구현할 수신기의 설계 규격이다. OFDM 부반송파 수와 같은 규격은 ETS 300.401에 정의되어 있는 값과 같다. 성능지수 들은 기존 하드웨어 기반의 DAB 수신기의 성능과 이론적 성능을 고려하여 결정하였다. 기존 수신기들은 비터비 복호 후 1E-4의 비트오율을 얻기 위해 입력전력 -85 ~

-90 dBm을 요구하고 있다^{[6][7]}. 본 연구에서는 -90 dBm을 그 기준으로 선정하였다. 주파수 동기가 부반송파 간격의 1% 이내일 때 OFDM시스템의 성능 열화는 거의 없다고 알려져 있다^[8]. 본 연구에서도 주파수 동기의 정밀도를 부반송파 간격의 1%로 결정하였다. Eureka-147 DAB는 차동변조 방식을 사용하기 때문에 시간동기가 맞지 않은 경우에 대해 상당한 강건성을 갖는다^[9]. 이를 고려하여 1 샘플의 시간동기 오차는 허용하였다. 이와 같은 동기부의 동기획득 시간 또한 수신기 설계에서 고려되어야 한다. 본 연구에서는 주파수 및 주파수 동기 획득에 소요되는 시간을 사용자의 편의성을 고려하여 200msec 이내로 정하였다. 수신 칩셋을 사용하는 것이 아니기 때문에 PC기반의 DAB수신기의 복호 능력은 사용하는 PC CPU의 성능에 의지한다. 이를 고려하여 최대 복호율을 224 kbps로 제한했으며 시스템 구축의 간편성을 고려하여 1 서브채널과 FIC 채널만을 복호한다.

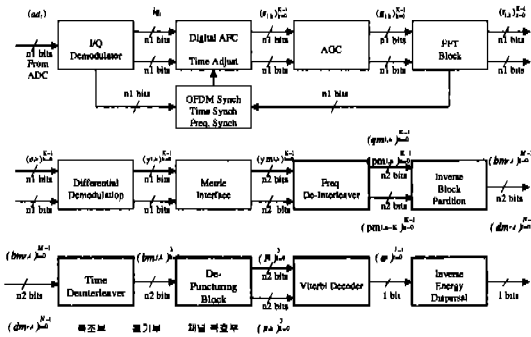


그림 3. Eureka-147 DAB 수신기 블록도

2. 수신 시스템

이번 절은 수신 시스템에 대하여 간략하게 설명한다. 그림 3은 Eureka-147 DAB 수신기의 블록도이다. DAB수신기는 크게 복조부, 동기부 추정부, 채널 복호부, 오디오 복호기로 나눌 수 있다. 그림에서 오디오 복호기는 표시하지 않았다. 복조부는 표본화된 데이터의 OFDM 복조 및 DQPSK복조를 수행한다. 이를 위해 시간 및 주파수 동기 보상이 반드시 필요하다. 채널복호부는 전송신호에 발생한 비트오류를 정정한다. 동기부는 시간 및 주파수 동기 보상에 사용될 시간, 주파수 동기오차를 추정한다. 동기부는 별도의 절에서 설명한다.

2.1 복조부

I/Q복조부는 RF신호의 동위상 신호(inphase) 와

90°위상차 신호(quadrature)를 분리하는 과정이다. 본 연구에서는 8.196Mhz의 중간 주파수 신호를 8.196Mhz로 8비트 표본화하여 디지털방식으로 I/Q 분리를 수행한다^[10]. 동기오차 보상 블록은 동기 추정 블록에서 추정된 $\Delta\theta$ (주파수 오차), $\Delta\tau$ (시간오차)를 이용하여 수신된 신호의 위상을 보정한다. 정수형 FFT블록에 입력되는 제한된 비트를 갖는 신호 열의 크기가 일정 값보다 크거나 작을 경우 FFT수행과정에서 오버플로우가 발생되거나 양자화잡음이 커지게 된다. 이를 고려하여 자동이득보상 블록은 제한된 비트의 신호열이 2 비트 헤드를 갖도록 신호의 전력을 정규화한다. DAB는 OFDM을 사용하므로 각 채널의 변조 신호열을 분리하는 과정이 필요하다. 이를 OFDM복조부에서 수행하고 일반적으로 FFT(fast fourier transform)과정을 이용한다^[4,10]. 마지막으로 DAB의 DQPSK(differential quadrature phase shift keying)신호를 차동복조부에서 복조한다^[10,11].

2.2 채널 복호부

DAB는 다중 반송파 기법인 OFDM을 사용하기 때문에 단일 반송파 기법에서 사용할 수 없는 주파수 인터리빙 기법을 사용한다^[2,3]. 따라서 수신단에서는 원래의 심벌순서로 역 인터리빙하는 과정이 필요하고 이를 주파수 역 인터리빙부에서 수행하고 CIF를 형성한다. 역 블록 분할 과정은 CIF에 포함된 다수의 서브채널 중 복호할 서브채널을 분리해내는 과정이다. 비터비 복호기는 연결오류에 대해 성능열화가 심하다. DAB는 이를 보완하기 위해 시간축 인터리빙을 사용한다^[2]. 따라서 수신단에서 원래의 비트열로 복원하는 과정이 필요하고 이를 역 시간 인터리버가 담당한다. DAB에서는 다양한 코딩률을 제공하기 위해 RCPC (rate compatible punctured convolution)코드를 사용한다^[12]. 이를 복호하기 위해 본 연구에서는 비터비 복호기를 사용하였다^[12,13]. 2장에서 기술한 것과 같이 균등분포의 신호열을 만들기 위해 송신단은 에너지 확산과정을 수행한다. 역 에너지 확산블록은 이의 역 과정을 수행한다^{[2][10]}.

3. 동기 알고리즘

동기는 크게 프레임 동기, 정수배 주파수 동기, 미세 시간 동기, 미세 주파수 동기로 나누어진다. 안정적인 동기부의 설계를 위해 기존의 동기 알고리즘 및 본 연구에서 제안한 알고리즘을 다양하게

실현하였고 특히 정수배 주파수 동기 알고리즘의 경우 본 연구에서 제안한 알고리즘이 기존의 것보다 우수한 성능 및 적은 계산량을 보여 동기부 설계에 사용하였다. 설계된 동기부의 흐름도가 그림 4에 나타나 있다.

3.1 프레임 동기

그림 5는 DAB신호의 프레임구조를 보여준다. 프레임 동기는 프레임의 대략적인 시작위치를 추정한다. 그림 5에서 보듯이 DAB 프레임의 맨 앞에 널 심벌이 위치한다. 널 심벌은 신호를 포함하지 않는 데 프레임동기는 이 널 심벌을 이용한다^{[10][14]}. 즉

$$\tau_F = \text{MAX}_n \frac{\text{Energy} [i_{w+n}, i_{2w+n}]}{\text{Energy} [i_n, i_{w+n}]}, \quad (1)$$

와 같이 프레임 동기 오차 τ_F 를 추정한다. 여기서 Energy[a,b]는 a,b샘플 사이의 모든 샘플의 에너지이고 W는 에너지를 계산하는 윈도우 크기이다. 이때 윈도우의 크기는 DAB프레임의 널 심벌크기에 비례하고 그 크기가 클수록 식 (1)의 분모와 분자간 비가 커져 좀더 정확히 프레임동기 오차를 추정할 수 있다. 따라서 널 심벌의 크기가 클수록 안정적인 결과를 기대할 수 있다.

그림 6은 DAB 동작모드별로 백색잡음 및 레일리 페이딩 환경에서 추정된 프레임 동기오차 τ_F 의 표준 편차를 Eb/No에 따라 표시한 것이다. 동작모드 III의 경우 다른 동작모드에 비하여 표준편차의 변화가 큰 것을 관찰할 수 있다. 이는 표 1에서 밝힌 것과 같이 동작모드 3의 널 심벌 크기가 상대적으로 작기 때문이다. 하지만 7dB 이상에서 프레임 동기오차 추정의 표준편차는 10 샘플 이내인 것을 알 수 있다. 이는 시간동기 오차에 영향을 받는 정수배 주파수 알고리즘의 시간동기 오차의 허용치 이내로 전체 동기부 동작에 큰 영향을 주지 않는다.

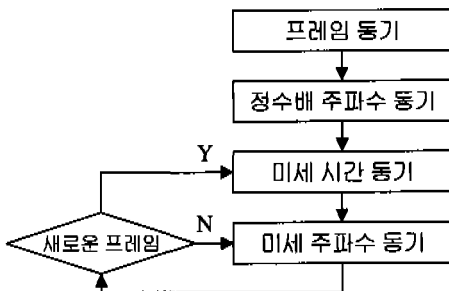
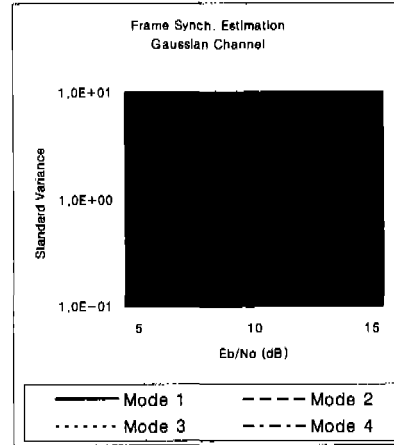


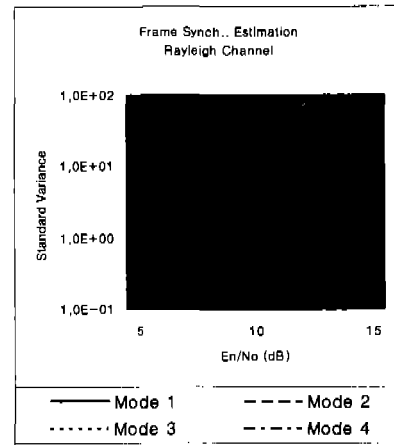
그림 4. 설계된 DAB 수신기의 동기 흐름



그림 5. Eureka-147 DAB의 프레임 구조



(a)



(b)

그림 6. 프레임 동기오차 추정 오차의 표준편차 : (a) 백색잡음환경 (b) 레일리 페이딩 환경

표 3. 제안된 미세 시간 동기 알고리즘의 컴퓨터 모의 실험 결과

채널 조건	평균 지연	Freq 오차	동기 획득값	동기 오차	분산
백색잡음 (5dB)	0.0	0.0	0.0018	0.0018	0.0228
		0.4	0.0278	0.0278	0.0509
레일리 (5dB)	4.52	0.0	4.0433	0.4827	0.1655
		0.4	4.1028	0.4242	0.3400
라이시안 (5dB)	0.18	0.0	0.0519	0.1287	0.0516
		0.4	0.0575	0.1231	0.0686

3.2 미세 시간동기

미세 시간동기는 OFDM복조부에 정확한 신호구간이 입력되도록 하는 과정이다. 즉 한 OFDM심벌의 보호구간을 제외한 신호열이 FFT블록에 입력되도록 하는 것이다. 그림 5의 프레임 구조가 보여 주듯이 널 심벌의 뒤에 위상기준신호(PRS : phase reference signal)가 위치한다. 미세 시간동기는 이 위상기준신호를 이용하여 추정한다. 만큼의 시간오차를 갖는 위상기준신호 $\{z_k\}_{k=0}^{K-1}$ 를 OFDM복조하면 다음과 같은 신호를 얻는다^[10].

$$\{r_{prs,k}\}_{k=0}^{K-1} = \{z_k e^{-j2\pi k\tau/K}\}_{k=0}^{K-1}, \quad (2)$$

여기서 K 는 FFT 크기이다. 식으로부터 위상기준신호가 부반송파 별로 $2\pi k\tau/K$ 만큼 위상회전 한 값을 얻음을 알 수 있다. 이제 수신단이 저장하고 있는 위상기준신호를 이용하여 다음의 알고리즘을 적용한다.

$$\begin{aligned} \tau_f &= \text{MAX}_n \text{IFFT}(\{r_{prs} \times Z_n^*\}) \\ &= \text{MAX}_n \sum_{k=0}^{K-1} \{z_k \times Z_k^* e^{j2\pi k(n-\tau)/K}\}, \end{aligned} \quad (3)$$

f 는 프레임 동기 τ_f 의 F 와 구분하기 위해 불인첨자(F : frame, f : fine)이다. 이때 식 (3)은 $n=\tau$, 즉 입력 신호열의 시간오차에 해당하는 출력에서 최대 값을 갖게 되어 시간오차를 추정할 수 있게 된다^[10].

표 3은 제안된 미세시간동기 알고리즘에 대한 컴퓨터 모의실험결과 이다. 다양한 채널환경 및 주파수 오차에 대하여 실험하였다. 표에서 확인 할 수 있듯이 모든 채널환경에서 매우 낮은 추정치의 분산을 보여준다. 레일리 페이딩환경의 경우 채널의 지연이 다수 개 존재하게 된다. 이때 추정된 여러 채널지연 중 어떤 값을 시간동기 오차로 결정할 것인지도 중요하다. DAB는 앞서 설명한 것과 같이 차동변조방식을 사용하기 때문에 표에서 보여주는 정도의 시간동기오차는 성능에 큰 영향을 주지 않는다^[10].

3.3 정수배 주파수 동기

부반송파 간격에 대해 정규화된 주파수 동기 오차는 부반송파 간격의 정수배 부분과 소수배 부분으로 나눌 수 있고 이때 정수배 주파수 오차는

OFDM복조 후 FFT출력의 순환이동(cyclic shift)로 나타난다^[15]. 즉 주파수 오차가 부반송파 간격의 0.5~1.5 배 사이이면 FFT출력은 시계방향 또는 반시계 방향으로 1만큼 순환이동하게 된다. 정수배 주파수 동기역시 미세 시간동기 오차와 마찬가지로 OFDM복조된 위상기준신호와 수신단이 저장하고 있는 위상기준신호의 상관값을 이용하여 추정한다^[15]. 따라서 정수배 주파수 오차 추정 전에 대략적인 프레임 동기가 필수적이다. 정수배 주파수 오차를 추정하기 위한 기존의 방법으로 식(3)을 이용하는 방법이 있다. 즉 정수배 주파수 오차로 인하여 l 만큼의 순환이동이 FFT출력 $\{r_k\}_{k=0}^{K-1}$ 에 발생하였을 때 정수배 주파수 오차 f_i 는 다음과 같이 구해진다^[10].

$$\begin{aligned} f_i &= \text{MAX}_m \max \text{IFFT}(\{r_{prs} \times Z_{k-m}^*\}) \\ &= \text{MAX}_m \max \sum_{k=0}^{K-1} \{z_{k-1} \times Z_{k-m}^* e^{j2\pi k(n-\tau)/K}\} \end{aligned} \quad (4)$$

즉 $m \neq 1$ 일 경우의 식(4)의 두 신호열의 상관값이 매우 작고 따라서 IFFT출력의 최대값은 백색잡음과 같은 결과를 갖게 되며, $m=1$ 일 경우 상관값이 크게 되어 IFFT출력은 총결과와 같은 형태를 띄게 된다. 즉 이 m 의 값이 정수배 주파수 오차이다. 식에서 알 수 있듯이 이 알고리즘은 시간 동기 오차에 무관한 특성을 갖는 안정적인 알고리즘이다. 하지만 정수배 주파수 동기 오차가 최대 M 만큼 일어날 수 있다고 할 때 이 알고리즘은 $MK^2K/2\log_2 K$ 번의 복소수 곱셈을 요구한다.

기존의 방법 중 다른 하나는 IFFT없이 위상기준신호의 상관값만을 이용하여 다음과 같이 오차를 추정한다^[15].

$$f_i = \text{MAX}_m \left\{ \sum_{k=0}^{K-1} r_{prs,k} \times Z_{k+m}^* \right\} \quad (5)$$

즉 $m \neq 1$ 일 경우의 식(5)의 두 신호열의 상관값이 매우 작고 $m=1$ 일 경우 상관값이 큰 성질을 이용한다. 위상기준신호의 랜덤한 특성을 이용하는 것이다. 이 방법의 경우 IFFT과정이 없으므로 정수배 주파수 동기 오차가 최대 M 만큼 일어날 수 있다고 할 때 MK^2 번의 복소수 곱셈이 필요하다. 하지만 이 알고리즘은 시간동기오차가 존재할 때 동기 오차 추정이 어려울 수 있다. 즉 식 (5)의 상관값이 동기 오차 τ 에 대한 정현파 함수로 표현되어 정확히 순

편이동이 많은 경우라도 동기 오차 τ 에 따라 작은 값을 갖을 수 있게 된다. 따라서 잡음이 존재하는 상황에서 오차추정이 어려운 동기 오차 τ 의 범위가 존재한다^[15].

본 연구에서는 식(5)정도의 계산량을 갖고 시간 동기 오차에 대한 강건성을 갖는 다음의 정수배 주파수 동기 오차 추정방법을 제안하고 사용한다.

$$f_i = \text{MAX}_n \left\{ \sum_{m=0}^{L-1} \left(\sum_{k=m(K/L)}^{(m+1)(K/L)-1} \sum_r r_{pr,k} Z_{k+n}^* \right) \right\} \quad (6)$$

여기에서 K는 FFT의 크기이고 L은 정수이다. 위 알고리즘의 특징은 상관값을 구할 때 위상기준신호를 L 개의 블록으로 나누어 각각 상관값을 구한 후 이를 더하는 것으로 이는 프레임 동기의 오차로 인해 발생하는 시간동기 오차를 고려한 것이다^{[10][15]}. 이때 블록의 수가 많을 경우 즉 블록 내 샘플 수가 적을수록 허용되는 시간동기 오차는 커지게 되는 반면 추정된 정수배 주파수 동기 오차의 분산이 커진다. 따라서 허용 시간동기 오차와 추정치 정밀도 간의 적절한 고려가 반드시 필요하다^[15].

표 4. 정수배 주파수 동기 오차 추정방법의 비교

분류	IFFT이용 (4)	상관값 이용 (5)	분할 상관값이용(6)
계산량	$MK^2 K / 2 \log_2 K$	MK^2	MK^2
강건성	확보	미확보	확보

표 5. 제안한 정수배 동기 알고리즘의 컴퓨터 모의실험 결과

채널 조건	시간 동기차 (샘플)	정동기율(%)			
		부반송파(1024)		부반송파(2048)	
		기존	제안	기존	제안
백색 잡음 5dB	0	100	100	100	100
	1	100	100	100	100
	2	26	100	77	100
	3	0	100	0	100
	10	0	100	0	100
레이 레이 5dB	0	100	100	100	100
	1	62	100	49	100
	2	100	100	100	100
	3	94	100	100	100
	10	0	100	0	100
라이 시안 5dB	0	100	100	100	100
	1	100	100	100	100
	2	86	100	100	100
	3	0	100	0	100
	10	0	100	0	100

표 4는 기존의 알고리즘과 본 연구에서 제안한 주파수 동기 알고리즘의 특징을 보여준다. 표 4에서 알 수 있듯이 제안된 알고리즘은 적은 계산량과 보완된 시간동기 오차에 대한 강건성을 확보하고 있다.

표 5는 제안된 알고리즘과 기존의 알고리즘의 성능을 다양한 채널환경에서 컴퓨터 모의실험을 통해 비교한 결과이다. 표에서 기존의 방법은 식(5)을 나타내고, 제안된 방법은 식(6), 즉 전체 블록을 32개로 분할한 개별대역에 대해 상관값을 구하는 방법이다. 기존방법의 경우 시간동기 오차가 수 샘플이상 존재할 경우 정확한 정수배 주파수 오차 추정이 어려운 것을 알 수 있다. 이에 반하여 제안된 알고리즘은 10 샘플이내의 시간동기 오차가 있을 경우에도 정확히 정수배 주파수 오차를 추정함을 알 수 있다. 프레임 동기 오차추정의 표준편차가 10이내인 것을 고려할 때 제안된 알고리즘은 DAB수신부에 적용 가능함을 알 수 있다.

3.4 미세 주파수 동기

부반송파 간격의 소수배에 해당하는 주파수 동기 오차를 추정하기 위한 알고리즘이다. 소수배 주파수 오차는 각 부채널간 직교성을 깨뜨려 채널간 간섭을 일으키므로 반드시 추정하여 보정해 주어야 한다^[8]. 본 연구에서는 OFDM심벌의 보호구간(guard interval)을 이용하여 소수배 주파수오차를 추정한다. 그림 7은 OFDM심벌의 구조를 보여준다. 그림에서 보듯이 OFDM심벌의 보호구간은 OFDM심벌의 연속으로 K개만큼 떨어진 위치에 같은 신호가 존재한다. θ 만큼의 소수배 주파수 오차를 갖는 수신신호열은 $i_k e^{-j2\pi\theta k/K}$ 로 표현된다^{[8][10]}. 이때 시간동기가 맞았다는 가정하에 소수배 주파수 오차는 다음과 같이 추정된다^{[10][16]}.

$$f_f = \frac{1}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{i=0}^{K-1} i_{k-i} e^{-j2\pi\theta i/K} \times i_{k-i}^* e^{j2\pi\theta(K-i)/K} \right\} = \frac{1}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{i=0}^{K-1} e^{j2\pi\theta} \right\} \quad (7)$$

이때 $\arg\{\}$ 는 위상 항만을 뽑아내는 연산자이다. 그림 8은 제안된 알고리즘의 컴퓨터 모의실험 결과이다. 그림은 각 동작모드 미세 주파수 오차 추정치의 표준편차를 Eb/No에 따라 도시한 것이다. 백색잡음환경과 레일리 페이딩환경에서Eb/No 5dB이상이면 제안된 알고리즘은 1%이내의 표준편차를 보인다. 미세주파수 오차가 1% 이내일 때 이로 인한

간섭은 무시할 수 있다^[8]. 실험결과가 각 채널환경에 대하여 동일한 것을 볼 수 있는데 이는 주파수 오차가 채널을 통과한 후 생기기 때문이다. 즉 주파수 오차가 생성되는 시점에서 보호구간과 K만큼 떨어진 구간이 동일하면 어떠한 채널을 통과하더라도 같은 오차추정 성능을 보이게 된다.

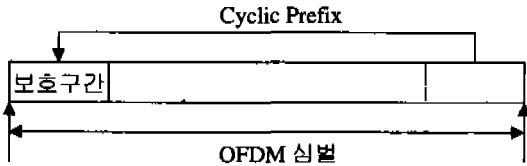


그림 7. OFDM심벌의 구조

3.5 동기 알고리즘의 수행

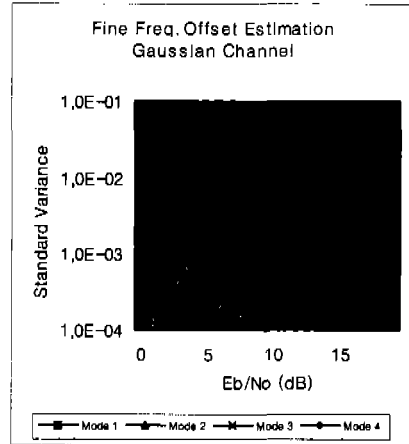
그림 4의 동기흐름과 같이 프레임 동기 및 정수배 주파수 동기는 시스템을 처음 시작할때 또는 동작 중 동기를 잃었을 경우에 수행한다. 또 미세 시간동기는 프레임 마다 수행하며 미세 주파수 동기는 매 OFDM 심벌마다 수행한다^[10]. 프레임 동기에 의한 동기오차는 추정과 동시에 적용된다고 할 때 동기오차 보상 블록에 전달되는 동기오차 추정치는 다음과 같다.

$$\Delta\tau = \tau_f \tag{8}$$

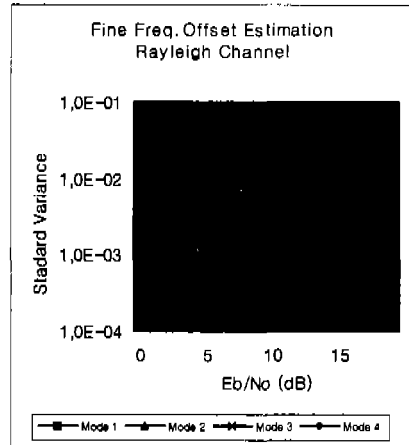
$$\Delta\theta = f_i + f_f \tag{9}$$

이때 문제가 되는 것은 각 추정치의 정밀도와 추정치의 갱신 주기이다. 추정 알고리즘의 정밀도는 각 알고리즘에서 기술하였다. 시간동기 갱신주기는 결국 표본화 클럭의 정밀도와 밀접한 관계가 있다. 심벌의 보호구간을 고려할 때 수백 ppm의 클럭 정밀도이면 충분하다.

시스템이 동기를 획득하기 위해서 위에서 기술한 모든 과정이 수행되어야 한다. 수신된 첫 프레임에서 프레임 동기가 수행되고 두 번째 프레임의 위상 기준신호를 이용하여 정수배 주파수 및 미세 시간 동기가 수행되며 마지막으로 두 번째 프레임의 마지막 OFDM심벌을 이용하여 미세 주파수 동기를 획득할 수 있다. 따라서 시스템이 동기를 확보하는데 소요되는 시간은 2 프레임으로 프레임 길이가 가장 긴 동작모드 I(96msec)의 경우 192msec로 가장 길며 프레임 길이가 24msec인 동작모드 II, III의 경우 48msec가 소요된다. 모드 IV의 경우 96msec가 소요된다. 이는 III장에서 결정한 초기 동기 획득시간 규격을 만족한다.



(a)



(b)

그림 8. 미세주파수 추정 오차의 표준편차 : (a) 백색잡음환경 (b)레이리 페이딩 환경

4. 컴퓨터 모의 실험 결과

그림 9는 3장에서 제안한 DAB수신알고리즘에 대한 비트오류성능을 컴퓨터 모의 실험을 통하여 얻은 결과이다. 채널은 최대 지연(delay spread)이 100 OFDM 샘플이고 각 지연의 전력은 균일하게 분포하는 레일리 페이딩 채널이다. 도플러 주파수는 10, 20, 50Hz에 대하여 실험하였고 이 값은 반송파 주파수 200MHz에서 각각 차량 속도 54, 108, 216 km/h에 해당한다. 또 주파수 동기오차 2.1에 대하여 실험하였다. 다른 동작모드에서도 비슷한 성능을 보여서 동작모드 1에 대한 실험결과를 보였다.

그림 9에서 보듯이 도플러 주파수가 클수록 성능 열화가 심하였고 그림에 표시하지는 않았지만 채널의 최대 지연에 대해서는 큰 성능차를 보이지는 않

았다. 가우시안 채널과 비교하여 BER = 1E-4기준으로 도플러 주파수 10, 20, 50Hz에서 각각 3, 4, 5 dB정도 성능 열화가 발생하였다. 또 비트오율 1E-4를 만족시키기 위해 제안된 동기알고리즘은 5-7dB에서 정상 동작해야 함을 알 수 있고 이는 3절의 내용과 부합한다.

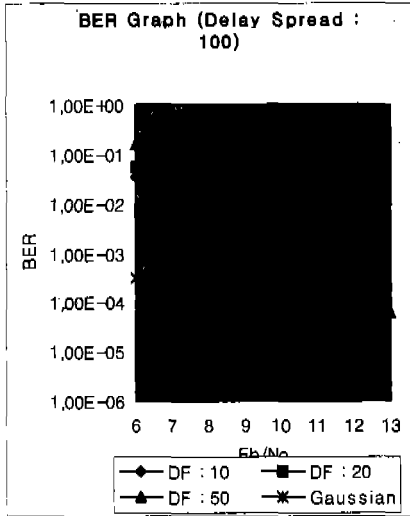


그림 9. 제안된 DAB수신 알고리즘의 비트오율 성능 곡선 : 레일리 페이딩 채널, 최대지연 : 100 OFDM 샘플, 동작모드 I, 주파수 오차 2. 1

IV. 구현 및 실험결과

1. DAB수신기의 구현

3장에서 기술한 알고리즘을 기반으로 PC기반의 실시간 Eureka-147 DAB수신기를 구현하였다. 그림 10은 구현된 수신기의 블록도이다. RF튜너 와 AD 변환기는 PCI형태의 상용 RF 보드를 사용하였다. 표 6은 사용된 RF 보드의 몇몇 규격을 보여준다. VHF Band III 및 L-Band를 수신하여 8.196 MHz로 AD변환된 샘플을 출력한다. 오디오 복호기(MPEG decoder)의 경우 직접 구현하지 않고 상용 프로그램을 사용하였다. 그림 10의 구현부분이라고 표시된 상자 안의 각 블록은 펜티엄급 PC와 Windows-NT 4.0환경에서 C/C++을 이용하여 구현하였다.

그림 11은 구현된 실시간 수신기의 흐름도이다. 각 블록은 3장에서 기술한 알고리즘들을 이용하여 구현하였다. 우선 동기 오차를 추정한 후 OFDM복조를 수행한다. DAB동작 모드에 따라 정의된 수의 OFDM심벌이 모이면 여기에서 복조하려는 서브채

표 6. 사용된 DAB RF수신 보드의 규격

Operational Frequency Range	Band III 174 MHz to 251 MHz
Channel Frequencies	L-Band 1452MHz to 1492MHz
Sensitivity	Support all recommended grid center frequencies in ETS300.401
Maximum Input Signal Level	Better than 80dBm
RF Input Nominal Level	-10dBm

널의 신호열을 추출한다. 추출된 서브채널은 채널 복호되어 최종적으로 오디오 복호기를 통해 서비스 된다.

주어진 환경에서 수신기의 실시간 동작을 보장하기 위해 각 블록에서 많은 계산을 요구하는 연산은 테이블 등으로 대체하여 최적화 되었다. 그림 12는 구현된 PC기반 실시간 DAB수신기의 동작 장면이다. 그림 (a)의 19"랙에 MPEG 압축기, OFDM 신호생성기 등이 실장되어 있고 그림 (a)의 왼쪽 편에 본 연구에서 제작한 PC기반의 실시간 수신기가 실행되고 있다. 그림 (b)에 실행되고 있는 수신기를 확대하여 놓았다.

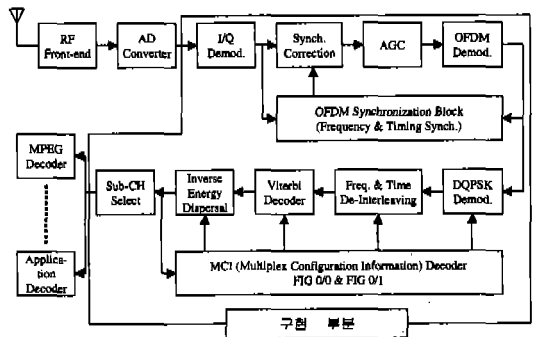


그림 10. PC기반의 실시간 Eureka-147 DAB 수신기 블록도

2. 실험결과

구현된 PC기반의 실시간 수신기의 기능 및 성능 검증을 위해 프랑스 ITIS사의 DAB 송신 제품군이 사용되었고 201.072 MHz로 DAB신호를 송신하였다^[17]. 2개의 펜티엄 500 MHz CPU가 장착된 PC에서 구현된 프로그램을 실행하였다. 또 오디오 복호기는 Winamp를 사용하였다.

구현된 수신기는 동작모드 I, II, III에서 실시간 동작하는 것을 확인하였다. 실험에 사용된 ITIS사의

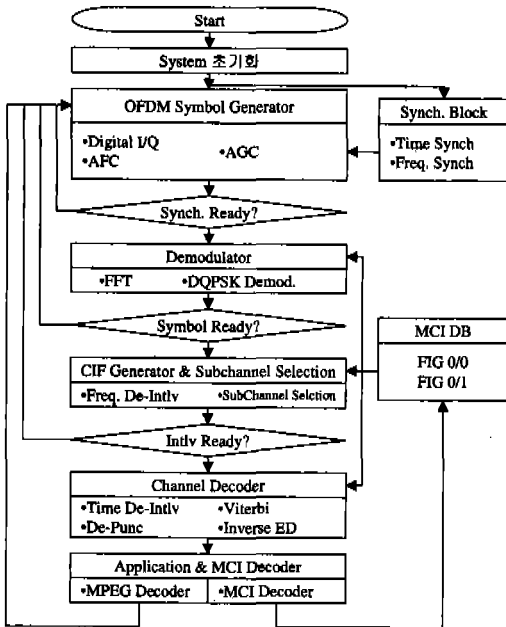
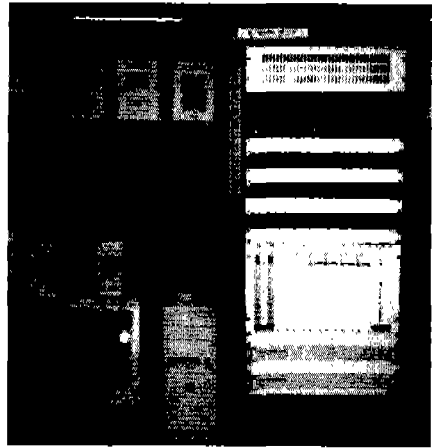


그림 11. PC기반 실시간 Eureka-147 DAB 수신기 신호 흐름도

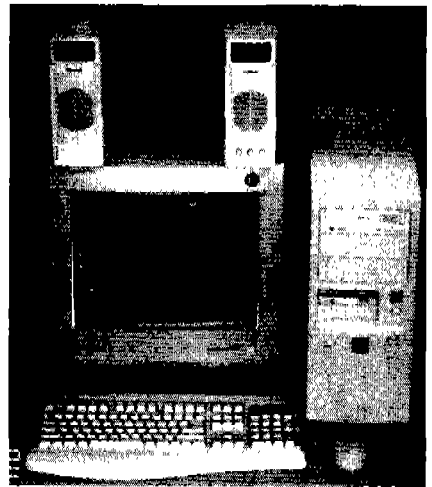
DAB송신 제품군이 DAB동작모드 I, II, III만을 지원하기 때문에 동작모드 IV는 실험하지 못하였다. 하지만 자체 제작한 DAB 송신프로그램을 이용하여 구현된 수신기가 동작모드 IV에서도 동작함을 확인하였다. 구현에 사용된 RF튜너의 정확한 잡음지수가 공개되지 않았다. 따라서 실험결과는 모두 SNR 또는 E_b/N_0 대신 입력전력에 대하여 살펴본다.

그림 13은 수신기 시간동기 오차의 분산을 안테나 입력전력의 변화에 따라 동작모드 별로 보여주고 있다. 동작모드 I에서 시간동기 오차 추정치의 분산은 약 0.2정도이고 동작모드 II, III의 경우 약 0.07정도이다. 따라서 모든 동작모드에서 표준편차가 1이내임을 알 수 있고 본 연구에서 구현한 DAB 수신기는 2절에서 결정한 시간 동기오차 추정치의 정밀도(1 OFDM 샘플)를 만족한다. 그림에서 동작모드 I과 II, III 사이에 오차 추정의 분산이 다른 것을 알 수 있다. 채널이 변하지 않는다고 가정할 때 시간동기 오차를 발생시키는 요인은 송신단과 수신단 표본화 클럭의 차이이다. 즉 수신단 표본화 클럭이 상대적으로 빠르거나 늦을 경우 시간동기 오차가 발생하게 된다. 이때 표본화율은 모든 동작모드에서 대략 8.096MHz 이므로 시간동기 오차는 기준 시점으로부터 멀어질수록 점점 커진다. 3절에서 기술한 것과 같이 시간동기 오차의 추정은 DAB 프레임단위로 이루어지고 동작모드 I의 경우 한 프레

임이 96msec이고 동작모드 II, III의 경우 24msec이다. 따라서 동작모드 I이 더 큰 시간동기 오차를 보이고 그림의 곡선은 이를 반영하고 있다.



(a)



(b)

그림 12. PC기반 실시간 Eureka-147 DAB 수신기 실행화면 : (a) 송신부(오른쪽)/수신부(왼쪽), (b) 수신부 확대

그림 14는 수신기 주파수동기 오차의 분산을 안테나 입력전력 변화에 따라 동작모드 별로 보여주고 있다. 동작모드 I에서 주파수동기 오차 추정치의 분산은 약 2E-5정도이고 동작모드 II, III의 경우 8E-5정도이다. 모든 동작모드에서 표준편차가 0.01이내임을 알 수 있다. 따라서 본 연구에서 구현한 DAB수신기는 2절에서 결정한 시간 동기오차 추정치의 정밀도 (부채널간격의 1%)를 만족한다. 그림에서 동작모드 II, III의 차이는 무시할 만한 범위내

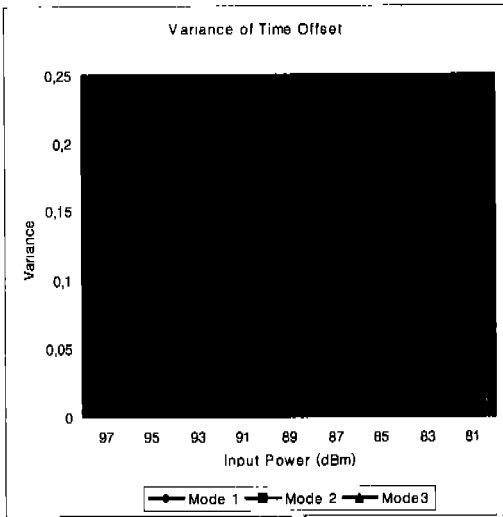


그림 13. PC기반 실시간 DAB수신기의 시간 동기 오차 추정치의 분산, 동작모드 I, II, III

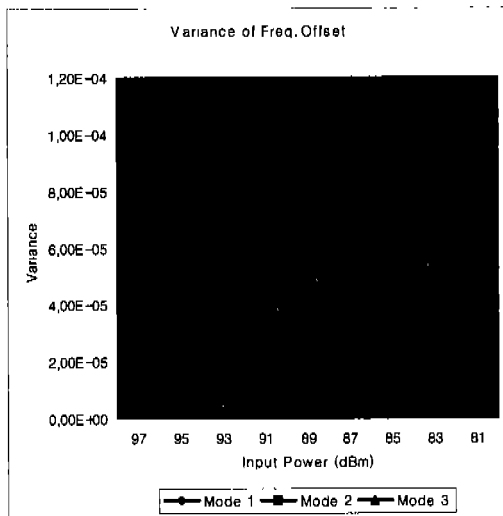


그림 14. PC기반 실시간 DAB수신기의 주파수 동기 오차 추정치의 분산, 동작모드 I, II, III

이다. 하지만 두 동작모드와 동작모드 I의 성능은 상당한 차이가 있다. 시간동기 오차 추정치의 경우 발생원인이 단순하지만 주파수동기 오차 추정치의 경우 몇 가지 원인이 섞여있다. 식 (7)에서 알 수 있듯이 같은 환경에서 주파수동기 오차 추정치의 분산은 보호구간 샘플 수에 따라 결정된다. 따라서 보호구간의 샘플 수가 많은 동작모드 I(504)이 동작모드 II, III(126, 63)에 비하여 더 좋은 성능을 보인다. 주파수 동기오차의 범위는 부채널 간격의 [-0.5, 0.5]이다. 따라서 부채널간 간격이 넓은 동작모드 II,III(4

KHz, 8KHz)가 동작모드 I(1KHz)에 비하여 낮은 성능을 보이게된다. 주파수동기 보정부의 계산량 감소를 위해 사용한 테이블의 정밀도 또한 주파수동기 오차 추정치의 분산에 영향을 준다. 따라서 그림 14의 동작모드별 성능차이는 이러한 요인들이 모두 반영된 결과이다.

그림 15는 수신기의 비트오류 확률을 안테나 입력전력 변화에 따라 모드별로 보여주고 있다. 이때 비트오류는 비터비 복호기 출력을 다시 코딩하여 비터비 복호기 입력 비트열과 비교한 것이다. 실험 장비의 미비로 비터비 복호기 출력에 대한 비트오류 확률은 실험하지 못하였다. 그림에서 모드에 관계없이 입력 전력 -90dBm에서 약 5.0E-4정도의 비트오류 성능을 나타낸다. 이 비트열이 비터비 복호기로 입력될 경우 1E-4이상의 비트오류 성능을 보이게 될 것이다. 따라서 표 2에서 정한 수신기 비트오류 성능을 만족함을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 PC기반 실시간 Eureka-147 DAB 수신기의 설계 및 구현을 다루었다. 이를 위해 Eureka-147 DAB에 대하여 간단히 살펴보고 구현할 수신기의 규격을 결정하였다. 규격을 만족하는 수신기를 구현하기 위해 개별블록의 알고리즘을 제안하고, DAB수신에 매우 중요한동기알고리즘에 대해 심도있게 검토하여 동기부를 설계 하였다. 특히 정수배 주파수 동기오차추정 기법은 본 연구과정을 통해 제안된 알고리즘이 기존의 것 보다 낮은 성능을 보여 동기부 설계에 사용하였다. 이와 같이 제안된 알고리즘을 이용하여 수신기를 구현하였다.

실험결과 구현된 DAB수신기는 동작모드 I, II, III에서 규정한 성능규격을 만족하며 실시간 동작하는 것을 확인하였고 동작모드 IV의 경우 자체 제작한 DAB신호를 이용하여 동작여부를 검증하였다. 또 구현된 DAB수신기의 성능을 검토한 결과 기존의 상용 수신기와 비슷하거나 더 낮은 비트오류율 성능을 보임을 확인하였다.

본 논문에서 설계하고 구현한 수신기는 기존의 수신기와 달리 PC에서 소프트웨어로 동작한다. 따라서 기존 수신기에 비하여 다양한 알고리즘을 적용하거나 새로운 기능을 추가하는 데 매우 유연하다. 이렇게 제안된 DAB수신 알고리즘은 DAB수신용ASIC칩세트 구현에 적용될 수 있다. 또 PC에 장착된 다양한 주변장치를 사용할 수 있기 때문에 기

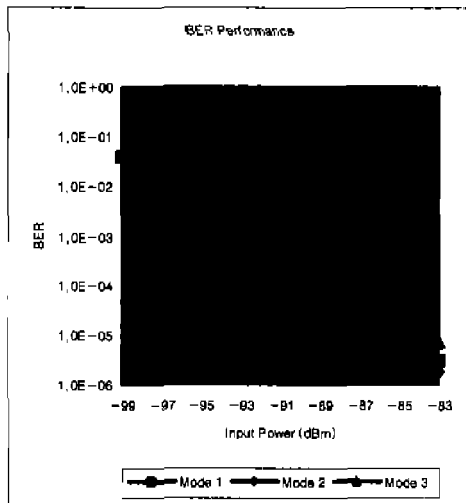


그림 15. PC기반 실시간 DAB수신기의 비터비 입력 신호 열에 대한 비트오류 확률 : 주파수 동기 오차 0.36 (모드 I), 0.1 (모드 II), 0.45 (모드 III), 시간동기 오차 1 샘플이내

종의 수신기에 비하여 필요로 하는 하드웨어가 간단하고 이 때문에 상당한 가격 경쟁력을 갖을 것으로 생각된다. PC 보급의 급격한 확산 및 PC 성능의 급격한 발전을 고려할 때 PC기반의 실시간 DAB 수신기는 그 중요성이 매우 높다고 할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] ITU-R Recommendation BS.774, (1994), Digital sound broadcasting to vehicular, portable and fixed receivers using terrestrial transmitters in the VHF/UHF bands, March 1994.

[2] ETS 300 401, Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting to mobile portable and fixed receivers, 2nd Ed., ETSI, May 1997.

[3] M. Alard and R. Lassalle, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," *EBU Review-Technical*, Vol.224, pp.168-190, Aug. 1987.

[4] John A. C. Bingham, "Multicarrier Modulation for Data Transmission : An Idea Whose Time Has Come," *IEEE Comm. Mag.*, May 1990, pp. 5-14.

[5] Eureka-147 WGB, "Guidelines for Implementation and Operation," Issue 2.2, July 1995.

[6] Data Sheets, KG, *Digital Audio Broadcasting DAB receiver Blaupunkt Hannover DAB 106*, Robert Bosch Multimedia-System GmbH & Co.

[7] Technical Description, *DCR 1000 DAB*, Grundig CAR audio Produkte GmbH.

[8] P. Moose, "A technique for orthogonal frequency-division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol.42, No.10, pp.2908-2914, Oct. 1994.

[9] S. B. WEINSTEIN, PAUL M. EBERT, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform," *IEEE Trans. Commun.*, VOL. COM-19, NO.5 OCTOBER 1971, pp 628-634.

[10] 연세대학교, Eureka-147 기반의 PC용 DAB수신기 알고리즘 연구개발, 1차년도 중간보고서, 1999.3.

[11] G. John Proakis, *Digital Communications*, McGRAW-HILL, 1995.

[12] J. Jagenauer, N. Seshadri and Carl-Eric W. Sundberg, "The Performance of Rate-Compatible Punctured Convolutional Codes for Digital Mobile Radio," *IEEE Trans. Commun.*, VOL.38, No.7, July 1990, pp. 966-980.

[13] ShuLin, Daniel J. Costello, Jr., *Error Control Coding : Fundamentals and Applications*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1983.

[14] 김영우, "DAB(Digital Audio Broadcasting) 시스템의 동기 알고리즘에 관한 연구 및 구현", 한국과학기술원 석사학위 논문, 1996.

[15] 방극준, "OFDM 시스템의 수신성능 개선에 관한 연구", 박사학위 논문, 연세대학교 공과대학 전자공학과, 1999.

[16] J.-J. van de Beek, M. Sandell 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.

[17] Technical Manual of D-CAST, ITIS, France, 1996.

- | | |
|---|---|
| <p>조 재 희(Jae-Hee Cho) 준회원</p> <p>1994년 2월: 연세대학교 전자공학 학사
 1996년 2월: 연세대학교 전자공학 석사
 1996년 2월~1998년 2월: SK Telecom 중앙연구원
 신기술그룹 주임연구원
 1998년 2월~현재: 연세대학교 전기컴퓨터공학 박사
 과정
 <주관심 분야> 다중반송파 통신, 통신 신호처리</p> | <p>박 명 희(Myong-Hee Park) 정회원</p> <p>1998년 2월: 연세대학교 전자공학 학사
 2000년 8월: 연세대학교 전기컴퓨터공학 석사
 2000년 9월~현재: 연세대학교 전기컴퓨터공학 박사
 과정
 <주관심 분야> 다중반송파 통신, 통신 신호처리</p> |
| <p>조 남 신(Nam-Shin Cho)</p> <p>1995년 2월: 연세대학교 전자공학 학사
 1997년 2월: 연세대학교 전자공학 석사
 1997년 3월~현재: 연세대학교 전기컴퓨터공학 박사
 과정
 <주관심 분야> 이동통신, 통신 신호처리</p> | <p>박 현 철(Hyun-Cheol Park) 정회원</p> <p>제25권 제2B호, pp. 329-336</p> |
| <p>방 극 준(Kuk-Jun Bang)</p> <p>1985년 2월: 연세대학교 전자공학 학사
 1985년 3월~1991년 10월: 삼성전자 컴퓨터부문 주
 임연구원
 1995년 2월: 연세대학교 산업대학원 전자공학 석사
 1999년 2월: 연세대학교 전자공학 박사
 2000년 3월~현재: 인덕대학 방송정보통신계열 전임
 강사
 <주관심 분야> 디지털 모뎀, 통신 신호처리</p> | <p>홍 대 식(Dae-Sik Hong) 정회원</p> <p>제25권 제4A호, pp. 519-527</p> |
| <p>전 회 영(Hee-Young Jun)</p> <p>1987년 2월: 경북대학교 전자공학 학사
 1994년 2월: 연세대학교 산업대학원 전자공학 석사
 1997년 3월~현재: 연세대학교 전기컴퓨터공학 박사
 과정
 1988년 11월~현재: (주)문화방송 기술정책국 DTV
 기술부(차장대우)
 1999년 6월~현재: DTV실험방송전담반 SG-1 의장
 <주관심 분야> DTV/DAB시스템, 통신신호처리</p> | |