

특집논문 (Special Paper)

방송공학회논문지 제18권 제6호, 2013년 11월 (JBE Vol. 18, No. 6, November 2013)

<http://dx.doi.org/10.5909/JBE.2013.18.6.823>

ISSN 2287-9137 (Online) ISSN 1226-7953 (Print)

FM 대역에서 Digital Radio Mondiale Plus 신호 검출 기법

김성준^{a)†}, 위정욱^{b)}, 전원기^{b)}, 이경택^{b)}, 최형진^{a)}

Detection Method for Digital Radio Mondiale Signal in FM-band

Seong-Jun Kim^{a)†}, Jung-Wook Wee^{b)}, Won-Gi Jeon^{b)}, Kyung-Taek Lee^{b)}, and Hyung-Jin Choi^{a)}

요 약

본 논문에서는 동일 주파수 대역 내 DRM(Digital Radio Mondiale) Plus 신호와 FM(Frequency Modulation) 신호가 모두 서비스 되는 Hybrid 방송 모드에 적합한 DRM Plus 신호 검출 기법을 제안한다. OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 신호의 Guard-Interval 상관 기법을 그대로 적용할 경우 DRM Plus 신호 검출 성능은 우수하나, FM 신호 수신 시 False Alarm 발생 확률이 증가하는 문제점이 발생한다. 제안한 방법은 Guard-Interval 상관 방법에 Reference 블록을 포함하고 있어, 약한 DRM Plus 신호에서도 판별 확률이 높고, 아날로그 FM 신호 수신 시 False Alarm이 발생할 확률이 낮은 특징이 있다. 모의 실험을 통하여 제안한 기법의 성능을 확인한다

Abstract

In this paper, we propose a detection method for Digital Radio Mondiale (DRM) Plus suitable for hybrid mode broadcasting which services both DRM Plus and analog FM within the same frequency band. The guard-interval correlation method of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) is good for DRM Plus signal detection, but the possibility for false alarm increases when FM signal is received. The proposed method includes a reference block in the guard-interval correlation which increases the identification rate of weak DRM Plus signals and decreases the possibility of false alarm when analog FM is received. The performance of the proposed method is verified through simulations.

Keyword : DRM Plus, FM, Hybrid Broadcasting Mode and Signal Decision

1. 서론

디지털 라디오 방송은 음성 중심의 아날로그 라디오 방송에 비하여 CD급 품질의 스테레오 오디오 서비스뿐만 아니라 텍스트메시지, 슬라이드 쇼, 교통정보 및 저널라인 등 다양한 데이터 서비스를 제공한다. 또한 동일한 서비스 범위를 제공하면서도 송출 전력을 크게 줄일 수 있는 장점이

a) 성균관대학교 (Sungkyunkwan University)

b) 전자부품연구원 (Korea Electronics Technology Institute)

† Corresponding Author : 김성준(Seong-Jun Kim)

E-mail: ksjuny@keti.re.kr

Tel: +82-2-6388-6622

※ 본 연구는 미래창조과학부 및 한국산업기술평가위원회의 산업융합원천 기술개발사업(정보통신)의 일환으로 수행하였음. [10039196, 전 세계 라디오 수신기술 및 스마트 기기 연동을 위한 스마트 플랫폼 개발]

Manuscript received September 3, 2013 Revised November 18, 2013

Accepted November 26, 2013

있기 때문에 여러 국가에서 아날로그 라디오 방송의 디지털 전환을 준비하고 있다.

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기반의 DRM(Digital Radio Mondiale) Plus 시스템은 Band I~III 대역 (47MHz~204MHz)의 디지털 라디오 규격으로, 대역폭 100kHz에서 최대 185kbps의 데이터 전송률을 지원한다[1]. 따라서, 많은 국가에서는 DRM Plus를 아날로그 FM 방송을 대체할 디지털 라디오로 고려하고 있다. 그러나 아날로그 방송을 중단하고, 디지털 방송으로 완전 전환하기 전까지 점진적인 디지털 전환을 위하여 아날로그 FM 방송과 DRM Plus 방송을 병행하는 Hybrid 방송모드를 유지할 계획이다. Hybrid 방송모드에서는 지역마다 FM 방송과 DRM Plus 방송 주파수 배치가 다르기 때문에 수신기는 현재 위치에서 어떤 주파수에 어떤 방송 서비스가 송신되는지 미리 알 수 없다. 따라서, DRM Plus 수신기는 채널에 대한 사전 정보가 없이, 선택하는 라디오 서비스 주파수에 따라 DRM Plus 신호나 아날로그 FM 신호 중 하나의 신호를 수신하며, 이러한 환경에서 수신기는 아날로그 FM 신호와 DRM Plus 신호를 구분해야 효율적으로 수신 신호를 복조할 수 있기 때문에 모드 검출을 위한 신호 검출기가 필요하다. Hybrid 방송 모드에서는 일반적인 에너지 검출을 통한 신호 검출은 신호 구분이 불가능하며, Guard-Interval 상관 방법을 통한 DRM Plus의 신호 검출 방법도 FM 신호 수신 시 높은 False Alarm 확률을 가질 수 있다.

본 논문에서는 어떤 방송 신호가 수신되는지 알 수 없는 상황에서 약한 DRM Plus 신호에서도 판별 확률이 높고, 아날로그 FM 신호 및 잡음 신호 수신 시 False Alarm이 발생할 확률이 낮은 DRM Plus 신호 검출 방법을 제안한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II절에서는 DRM Plus 및 아날로그 FM 신호의 Baseband Modeling에 대하여 정리하

고, III절에서는 기존의 OFDM 신호 검출 방법과 FM 신호가 수신되었을 경우의 발생하는 문제점을 서술한다. IV절에서는 제안하는 DRM Plus 신호 검출 방법에 대한 설명과 DRM Plus 신호, FM 신호 및 잡음 신호가 수신되었을 경우 제안된 방식의 특징을 분석한다. V절에서 컴퓨터 모의 실험을 통하여 제안하는 방식의 우수성을 입증하며, 마지막으로 VI절에서 결론을 맺는다.

II. Hybrid Broadcasting Mode 시스템 모델링

OFDM 기반의 DRM Plus는 FM Band를 포함하는 Band II에서 사용 가능하다. 또한 FM 아날로그 라디오의 디지털 전환을 고려하는 많은 나라들은 디지털 방송 완전 전환(ASO: Analog Switch Off) 이전에 그림 1과 같이 아날로그 라디오와 디지털 라디오 서비스를 병행하는 Hybrid 방송을 계획하고 있으며, 문헌 [2][3][4]와 같이 필드테스트를 가졌다.

따라서 Hybrid 방송 모드에서 DRM Plus 수신기는 주파수 선택에 따라 DRM Plus 신호나 아날로그 FM 신호 중 하나의 신호만을 수신한다.

k 개의 경로로 구성된 다중경로 채널을 통과한 m 번째 샘플링 시간에서의 DRM Plus 수신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_{DRM+}[m] = \sum_{k=0}^{K-1} h_k[m] \cdot s_{DRM+}[n - T_s \cdot k] + \psi[m] \quad (1)$$

이때, $s_{DRM+}[m]$ 은 시간영역의 DRM Plus 신호 샘플 (기저대역 변조된 OFDM 신호, IFFT 출력), $h_k[m]$ 은 k 번째 경로의 임펄스 응답이며, $\psi[m]$ 은 평균이 0이고 분산이 σ_n^2 인 복소 AWGN(Additive White Gaussian Noise)을 의

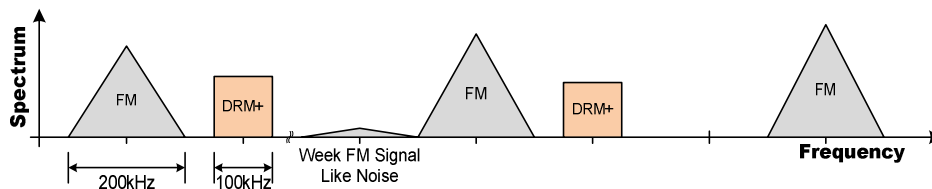


그림 1. FM Band에서의 FM 및 DRM Plus의 Spectrum
Fig. 1. Spectrum of FM and DRM Plus in the FM band

미한다. 또한 T_s 는 샘플링 주기를 의미한다.

또한, 다중경로 채널을 통과한 아날로그 FM 수신 신호는 다음과 같다.

$$r_{FM}[m] = \sum_{k=0}^{K-1} h_k[m] \cdot s_{FM}[n - T_s \cdot k] + \psi[m] \quad (2)$$

여기서, $s_{FM}[m] = \sqrt{A_{FM}} e^{j\phi_{FM}[m]}$ 는 아날로그 FM의 Base-band 신호이며, A_{FM} 은 FM 전송신호의 전력, $\phi_{FM}[m]$ 은 FM Instance를 의미한다. $\phi_{FM}[m]$ 과 메시지 신호 $M[m]$ 및 Frequency Sensitivity k_{FM} 관계는 다음과 같다.

$$\phi_{FM}[m] = 2\pi \cdot k_{FM} \sum_{\tau=-\infty}^t M[\tau] \quad (3)$$

III. 기존 Guard Interval 상관을 통한 신호 검출

본 절에서는 DRM+ 신호를 검출하기 위한 Guard-Interval 상관 방법을 설명하고 FM 신호가 수신되는 경우 발생하는 문제점을 분석한다.

무선랜과 같은 패킷기반의 버스트 데이터 전송 시스템에는 고정된 훈련 심벌이 존재하며, 수신시스템은 통상적으로 훈련 심벌의 상관을 통하여 신호 검출 및 초기 동기를 수행할 수 있다^{[5][6]}. 반면, DVB-T 및 DRM과 같이 스트리밍 기반의 방송 시스템에는 훈련 심벌이 존재하지 않기 때문에, 고정된 신호와의 상관방법을 통한 신호 검출은 불가능하다. 따라서 훈련 심벌이 없는 방송 시스템에서는 수신 신호의 Guard-Interval 상관을 통하여 신호를 검출 한다^{[7][8]}.

그림 2는 미지의 신호 $r[m]$ 이 DRM Plus 신호라고 가정

하고 DRM Plus 신호를 검출하는 블록도를 도이다.

OFDM 기반의 DRM Plus 신호 검출을 위하여 Guard-Interval 상관블록은 수식 (4)~(8)과 같이 Guard-Interval간격의 신호를 상관을 취한 후 관찰 심볼 주기 동안 평균을 취한다.

$$Y[T] = \frac{1}{s_{MaxDelay} \cdot N_G} \sum_{\tau=T}^{s_{MaxDelay} + T - 1} \left[\sum_{m=\tau}^{\tau + N_G - 1} r^*[m] \times r[m + N] \right] \quad (4)$$

이때, N_G 는 Guard Interval의 샘플 수, N 은 DRM Plus의 FFT의 크기, $s_{MaxDelay}$ 는 최대 경로 지연에 포함된 샘플 수를 의미하며 한 개의 DRM Plus 심벌은 $N_s (= N + N_G)$ 의 샘플로 구성된다.

잡음 및 시변 채널 환경에서의 검출 확률을 높이기 위하여 심벌 동안 평균을 취하면 DRM Plus 신호 판별 식은 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$P[n] = \left| \frac{1}{N_{search}} \sum_{l=1}^{N_{search}} Y[l \cdot N_s + n] \right|^2 \quad (5)$$

이때, N_{search} 는 관찰하는 심벌 수를 의미한다. 시변 채널 환경에서는 식 (5)의 변화가 크기 때문에, 식 (5)의 크기를 일정 범위로 제한하기 위해 정규화 과정을 거쳐야 하며, 정규화 계수는 다음과 같이 수신 신호의 평균 전력을 사용하여 구한다. 최종적으로 정규화된 상관 Peak값이 특정 임계값보다 큰 경우, DRM Plus 신호가 수신되었다고 판단한다.

$$C[n] = \left(\frac{1}{N_{search}} \cdot \sum_{l=1}^{N_{search}} \Psi[l \cdot N_s + n] \right) \quad (7)$$

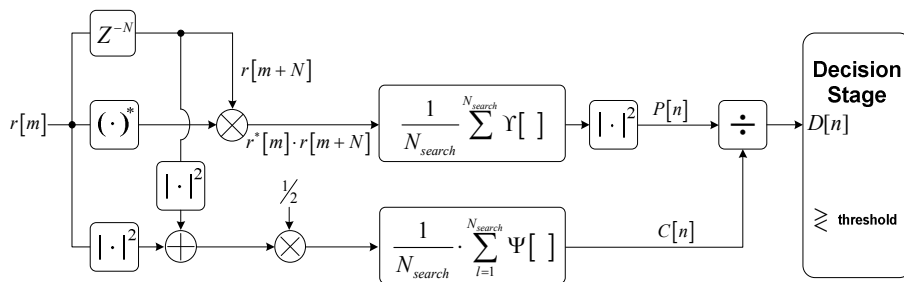


그림 2. 기존의 DRM Plus 신호 검출 블록도
Fig. 2. Block Diagram of the Conventional DRM Plus Signal Detector

$$\Psi[T] = \frac{1}{2 \cdot s_{MaxDelay} \cdot N_G} \sum_{\tau=T}^{s_{MaxDelay} + T - 1} \left[\sum_{m=\tau}^{N_G - 1} \{|r[m]|^2 + |r[m+N]|^2\} \right] \quad (6)$$

최종적으로 정규화된 상관 Peak값이 다음과 같이 특정 임계값보다 큰 경우, DRM Plus 신호가 수신되었다고 판단한다.

$$D[n] = \frac{P[n]}{C[n]} > Threshold \quad (8)$$

위에서 $r[m] = r_{DRM+}[m]$ 인 경우에는 $r[m]$ 과 $r[m+N]$ 이 상관 값을 가지므로 식 (8)의 $D[n]$ 이 특정 임계값보다 클 확률이 높다.

반면, $r[m] = r_{FM}[m]$ 인 경우에도 FM 신호의 특성상 시간 영역에서 상관을 가지므로 식 (8)이 큰 값을 가질 가능성이 존재한다. $r[m] = r_{FM}[m]$ 인 경우의 특성을 분석하기 위하여 Flat-Fading 채널 환경과 N_s 샘플 동안 채널 변화가 없다고 가정하면, 식 (4)에서 수신된 FM 신호의 상관 식은 다음과 같이 전개된다.

$$r_{FM}^*[m] \cdot r_{FM}[m+N] = A_{FM} |h[m]|^2 \cdot e^{j(\phi_{FM[m+N]} - \phi_{FM}[m])} = A_{FM} |h[m]|^2 \cdot e^{j2\pi \cdot k_{FM} \Pi[m, N]} \quad (9)$$

여기서 $\Pi[m, N]$ 은 $m+1$ 샘플부터 N 샘플의 메시지 함을 의미하며 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\Pi[n, M] = \sum_{p=1}^N M[m+p] \quad (10)$$

따라서, N_{search} 가 충분히 크다고 가정하면, FM 신호 수신시 Guard-Interval 상관을 통한 DRM Plus 신호 판별 값 및 정규 값은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} P[n]_{r_{FM}} &= \left| \frac{1}{N_{search}} \cdot \sum_{l=1}^{N_{search}} Y[l \cdot N_s + N] \right|^2 \\ &= \left| \frac{A_{FM}}{N_G \cdot N_{search}} \cdot \sum_{m=1}^{N_{search}} \sum_{N_G} |h[m]|^2 \cdot e^{j2\pi \cdot k_{FM} \Pi[m, N]} \right|^2 \\ &= \frac{A_{FM}^2}{N_G^2} \cdot \left| E \left[\sum_{m=1}^{N_G} e^{j2\pi \cdot k_{FM} \Pi[m, N]} \right] \right|^2 \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} C[n]_{r_{FM}} &= \left(\frac{1}{N_{search}} \cdot \sum_{l=1}^{N_{search}} \Psi[l \cdot N_s + N] \right) \\ &= E \left[\left| \sqrt{A_{FM}} \cdot h[m] \cdot e^{j\phi_{FM}[m]} + \psi[m] \right|^2 \right] \\ &= A_{FM} + \sigma_n^2 \end{aligned} \quad (12)$$

최종적으로 DRM Plus 신호 검출기의 최종 식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$D[n]_{r_{FM}} = \frac{A_{FM}^2}{N_G^2 \cdot (A_{FM} + \sigma_n^2)} \cdot \left| E \left[\sum_{m=1}^{N_G} e^{j2\pi \cdot k_{FM} \Pi[m, N]} \right] \right|^2 \quad (13)$$

식 (13)이 임계값보다 클 경우, OFDM 기반의 DRM Plus 신호로 판단하는 False Alarm이 발생한다. 또한, SNR이 증가함에 따라, 식 (13)은 커지므로 False Alarm 발생 확률이 증가한다. 따라서 아날로그 FM 라디오 방송과 DRM Plus 서비스를 병행하는 경우, 기존의 Guard-Interval 상관 방법을 통한 DRM Plus의 신호 검출 방법은 FM 신호 수신 시 높은 False Alarm 확률을 가지기 때문에 적절한 방법이 아니다. 그러므로 아날로그 라디오와 디지털 라디오 서비스를 병행하는 Hybrid 방송모드에서는 FM 신호와 DRM Plus 신호를 구분할 수 있는 신호 검출기가 필요하다.

IV. 제안하는 DRM Plus 신호 검출 방법

본 절에서는 DRM Plus와 FM 서비스가 모두 존재하는 FM 대역에 적합한 DRM Plus 신호 검출 방법을 제안한다. 그림 3은 제안하는 DRM Plus 신호 검출 방법의 블록도이다. 제안한 방법은 OFDM 신호의 Guard-Interval 상관 방법으로 검출하는 블록과 FM 신호를 검출하는 Reference 블록으로 구성되어 있다.

OFDM의 Guard-Interval 상관블록은 Guard-Interval 간격의 신호를 상관을 취한 후 관찰 심볼 주기 동안 평균을 취한다. 반면 Reference 블록은 다음과 같이 이전 샘플과 현재 샘플의 상관을 취한 후, 관찰 심볼 주기 동안 평균을 취한다.

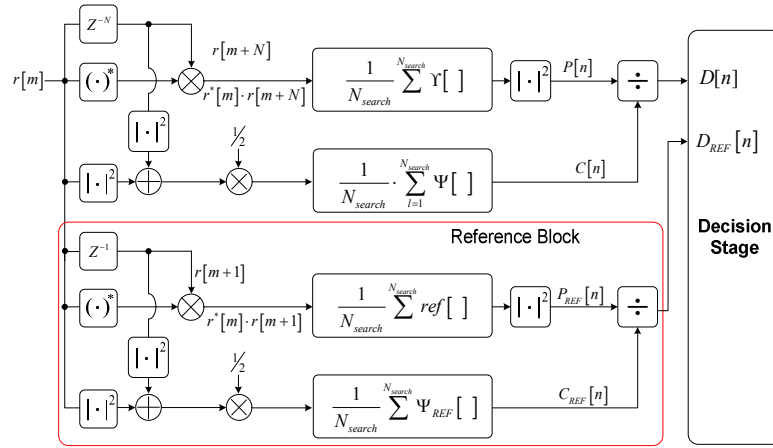


그림 3 . 제안하는 DRM Plus 신호 검출기의 블록도
 Fig. 3. Block Diagram of the Proposed DRM Plus Signal Detector

$$P_{REF}[n] = \left| \frac{1}{N_{search}} \sum_{l=1}^{N_{search}} ref[l \times N_s + n] \right|^2 \quad (14)$$

이때, $ref[\tau]$ 는 다음과 같이 N_G 동안 인접 심벌간의 상관 평균값이다.

$$ref[\tau] = \frac{1}{N_G} \sum_{m=\tau}^{\tau+N_G-1} r^*[m] \cdot r[m+1] \quad (15)$$

최종적으로 Reference블록의 출력은 다음과 같이 수신 신호의 전력 값으로 나누어주는 정규화 과정을 거친다.

$$\Psi_{ref}[\tau] = \frac{1}{2 \cdot N_G} \sum_{m=\tau}^{\tau+N_G-1} \{|r[m]|^2 + |r[m+1]|^2\} \quad (16)$$

$$C_{REF}[n] = \left(\frac{1}{N_{search}} \cdot \sum_{l=1}^{N_{search}} \Psi_{REF}[l \cdot N_s + n] \right) \quad (17)$$

$$D_{REF}[n] = \frac{P_{REF}[n]}{C_{REF}[n]} > Threshold \quad (18)$$

Central Limit Theorem에 의하면, FFT 크기가 클수록 시간 영역의 OFDM신호는 복소 가우시안 특성을 가진다 [10][11][12]. 따라서, $r[m] = r_{DRM+}[m]$ 이라면 식 (14)의 $ref[\tau] \approx 0$ 이므로 $P_{ref}[n] \approx 0$ 이 되고, 결국 식 (18)의

$D_{ref}[n] \approx 0$ 이 된다. 그러나, $r[m] = r_{FM}[m]$ 인 경우에 OFDM 신호와 달리 시간 영역 수신 신호는 lag가 작을수록 큰 상관 값을 갖게 된다. 이를 분석하기 위해 식 (9) ~ 식 (12)에 $N=1$ 을 대입하여 정리하면 다음과 같은 검출 식을 얻을 수 있다

$$D[n]_{r_{DRM+}} = \frac{A_{FM}^2}{N_G^2 \cdot (A_{FM} + \sigma_n^2)} \cdot \left| E \left[\sum_{m=1}^{N_G} e^{j2\pi \cdot k_{FM} M[m]} \right] \right|^2 \quad (19)$$

FM 수신 시, Guard-Interval 상관 출력인 식 (13)은 N_G 샘플 동안 $2\pi \cdot k_{FM} M[m, N]$ 의 위상 변화에 따라 다음과 범위가 같은 값을 가진다.

$$0 < D_{REF}[n]_{r_{FM}} < \frac{A_{FM}^2}{N_G^2 \cdot (A_{FM} + \sigma_n^2)} \quad (20)$$

또한, Reference 블록의 출력인 식 (19)는 N_G 샘플 동안의 $2\pi \cdot k_{FM} M[m, N]$ 위상 변화에 따라 다음과 범위가 같은 값을 가진다.

$$0 < D_{REF}[n]_{r_{DRM+}} < \frac{A_{FM}^2}{N_G^2 \cdot (A_{FM} + \sigma_n^2)} \quad (21)$$

위의 수식 (20)과 (21)처럼, 아날로그 FM 신호를 수신

시, Guard-Interval 상관 방법의 최종 출력인 식(13)과 Reference 블록의 최종 출력인 식(19)는 같은 범위를 가지고 있어, 위상변화 속도 비교가 필요하다. Guard-Interval 상관 검출 식의 각 속도는 $\omega_{GI}[m] = k_{FM}M[m, N]$ 이고, Reference 블록의 검출 식의 각 속도는 $\omega_{REF}[m] = k_{FM}M[m]$ 이다.

$\omega_{GI}[m]$ 와 $\omega_{REF}[m]$ 을 비교하기 위하여 DRM+의 한 심볼 구간인 2.25ms(T_u)동안 메시지가 변화가 없다고 ($M[m] = M[m + N]$) 가정을 하면, Guard-Interval 상관 검출 식의 각 속도는 Reference 블록 검출 식의 각속도보다 N 배 더 큰 각속도를 가지게 된다.

$$\omega_{GI}[m] = N \cdot k_{FM}M[m] = N \cdot \omega_{REF}[m] \quad (22)$$

그림 4는 메시지의 변화가 없을 경우, FM 수신시 각속도에 따른 $Y[\tau]$ 와 $ref[\tau]$ 의 크기를 개념적으로 도시한 그림이다.

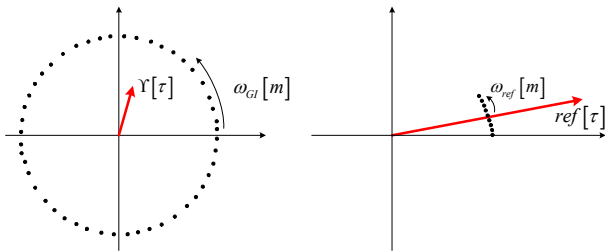


그림 4. 위상변화 속도에 따른 $Y[\tau]$ 와 $ref[\tau]$ 의 크기 비교
Fig. 4. Comparison of $Y[\tau]$ and $ref[\tau]$ depending on the angular velocity

FM 수신 시 Reference 블록의 위상 변화의 속도가 Guard-Interval을 통한 검출기의 위상변화 속도가 더 작기 때문에, 식(13)과 식(19)의 관계는 다음과 같다.

$$0 < D_{REF}[n]_{r_{FM}} < D_{REF}[n]_{r_{DRM+}} < \frac{A_{FM}^2}{N_G^2 \cdot (A_{FM} + \sigma_n^2)} \quad (23)$$

따라서, FM 수신 시 Reference 블록의 출력은 Guard-Interval 상관 출력 보다 큰 값을 가진다.

제안한 그림 3의 Decision Stage 블록은 Guard-Interval 상관을 통한 DRM Plus 신호 검출 블록과 FM 신호 검출을

위한 추가된 Reference 블록의 값을 입력 받기 때문에, DRM Plus 혹은 FM 신호판별을 위한 동작 순서가 필요하다. 그림 5는 DRM Plus 판별을 위한 Decision Stage 동작 단계를 나타낸다.

Decision Stage 동작은 다음과 같다.

표 1. Decision Stage 동작 단계
Table 1. The operation of the Decision Stage

Step #1	FM 신호 판단 유무 1. $D_{REF}[n]$ 의 최대 값을 찾음 : $D_{REF} = \max D_{REF}[n]$ 2. D_{REF} 가 임계값보다 크면, FM 신호로 판단 및 검출 종료
Step #2	DRM Plus 신호 판단 유무 1. $D[n]$ 의 최대 값을 찾음 : $D = \max D[n]$ 2. D 이 임계값보다 크면, DRM Plus 신호로 판단 및 검출 종료
Step #3	신호가 없는 것으로 판단

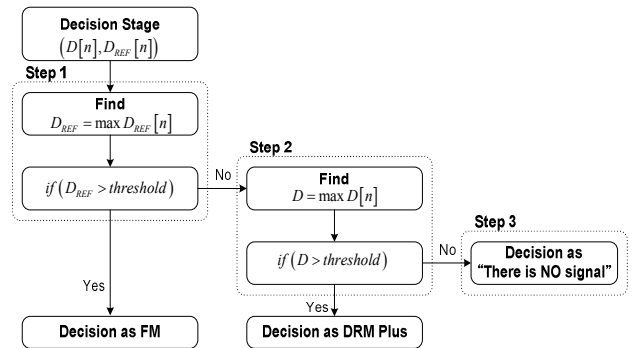


그림 5. DRM Plus 판별을 위한 Decision Stage 동작 단계
Fig. 5. The operation of the Decision Stage

V. 컴퓨터 모의 실험

본 절에서는 FM 신호 수신 경우에 그림 2의 Guard-Interval 상관을 통한 DRM Plus 신호 검출기와 그림 3의 제안된 DRM Plus 신호 검출기의 False-Alarm 성능에 대하여 컴퓨터 모의 실험을 통하여 성능을 비교한다.

Hybrid 방송 모드에서 DRM Plus 수신기는 주파수 선택에 따라 전송하는 신호 없는 잡음, 아날로그 FM 신호 혹은 DRM Plus 신호를 수신할 수 있다. 즉, 이 세 가지의 환경은 각각 H_0 , H_{FM} 및 H_{DRM+} 으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 H_0 & : r_{NLL}[m] = \psi[m] \\
 H_{FM} & : r_{FM}[m] = \sum_{k=0}^{K-1} h_k[m] \cdot s_{FM}[n - T_s \cdot k] + \psi[m] \\
 H_{DRM+} & : r_{DRM+}[m] = \sum_{k=0}^{K-1} h_k[m] \cdot s_{DRM+}[n - T_s \cdot k] + \psi[m]
 \end{aligned}
 \tag{24}$$

세 가지 가설 환경에 대한 컴퓨터 모의실험을 위하여 표 2 및 표 3과 같이 시스템 Parameter와 DRM Plus의 OFDM 파라미터를 정의했다.

표 2. 모의실험을 위한 시스템 Parameter
 Table 2. System Parameters for the simulation

System	Parameter	Value	
DRM Plus	FFT Size N	576	64*9 Prime Factor FFT
	$s_{MaxDelay}$	5	Include delay < 19.5us signal
Analog FM	Frequency Deviation	15kHz	
	Audio Source	1KHz Single Tone K-POP Music	$M[m]$
Comm on	Carrier Frequency	97.1MHz	Band II (FM Band)
	Frequency Offset	Random CFO Range : $-\Delta f \sim \Delta f$	Subcarrier Spacing(Δf):44 4 4/9Hz
	RX Signal Power	0dB	$E[s[m]] = 1$
	Sampling Rate	256 kHz	$N \times \Delta f$

표 3. DRM Plus System Parameter
 Table 3. OFDM Parameter for DRM Plus

Narrow Bandwidth	100kHz
Number of Subcarriers	213
Subcarrier Spacing: Δf	444 4/9 Hz
Duration of the useful part of Symbol	2.25 ms
Duration of the guard interval T_g	0.25 ms
Duration of an OFDM symbol T_u	2.5 ms
T_g/T_u	1/9
Duration of the transmission Frame	100ms
Number of Symbol per Frame	40

DRM Plus에서 $T_g/T_u = 1/9$ 관계가 있기 때문에, DFT

와 $2^n FFT$ 의 조합으로 이루어진 크기가 576인 Prime Factor FFT를 사용하였다^{[13][14]}. 또한, 샘플링 주파수가 256kHz이기 때문에, 샘플 주기는 약 3.91us(=1/256kHz)된다. 따라서 19us 전파지연 신호의 에너지까지 고려하기 위하여 $s_{MaxDelay}$ 를 5로 설정하였다. FM 신호의 메시지는 1kHz Single Tone 및 K-POP 음악을 사용하였다. 이때 15kHz의 FM Frequency Deviation을 고려하였다. 또한 DRM Plus 신호와 FM 신호의 송수신 평균 전력은 1로 고정하였다.

DRM Plus 검출의 성능을 평가하기 위하여 표4 와 같이 DRM 컨소시엄에 제안된 Band I ~ Band II 대역 무선채널 모델을 이용하였다^{[1][9]}.

표 4. 채널 환경 Parameter
 Table 4. Channel Profile for the Simulation

Channel	8:Urban		9: Rural		10: Terrain obstructed	
	60km/h		150km/h		60km/h	
Velocity	Delay (us)	Rel. Power (dB)	Delay (us)	Rel. Power (dB)	Delay (us)	Rel. Power (dB)
Path no k	Delay (us)	Rel. Power (dB)	Delay (us)	Rel. Power (dB)	Delay (us)	Rel. Power (dB)
1	0	-2.0	0.0	-4.0	0.0	-8.0
2	0.2	0.0	0.3	-8.0	1.0	-2.0
3	0.5	-3.0	0.5	0.0	2.5	0.0
4	0.9	-4.0	0.9	-5.0	3.5	-1.0
5	1.2	-2.0	1.2	-16.0	5.0	-2.0
6	1.4	0.0	1.9	-18.0	8.0	-3.0
7	2.0	-3.0	2.1	-14.0	12.0	0.0
8	2.4	-5.0	2.5	-20.0	14.0	-6.0
9	3.0	-10.0	3.0	-25.0	16.0	-3.0

1. 잡음만 수신되는 경우(H_0)

FM Band에서 서비스할 수 있는 DRM Plus 수신기는 서비스 주파수 선택에 따라 DRM Plus 신호, FM 신호 혹은 신호 없는 잡음을 수신할 수 있다. FM 신호 혹은 잡음만 수신하는 경우, DRM Plus 신호 검출기의 출력이 임계값보

다 크면 검출기는 DRM Plus 신호가 존재한다고 잘못된 판단하는 False Alarm을 일으킬 수 있다.

그림 5는 잡음만 수신하는 경우, 임계값에 따라 수신되는 잡음의 전력에 대한 False Alarm을 나타낸 그림이다. 이때 관찰 심벌 수는 20심벌과 40심벌을 고려하였으며, 임계값으로는 0.2, 0.3 및 0.4의 3가지를 고려하였다. 잡음만 수신하는 경우, 임계값이 0.4일 때, 잡음 전력 6.5dB인 경우 False Alarm 발생 확률은 10^{-4} 이다. 전체적으로 관찰 심벌 수에 대하여 False Alarm 확률은 차이가 없지만, 임계값이 증가할수록 False Alarm 발생 확률이 낮아지는 것을 확인할 수 있다.

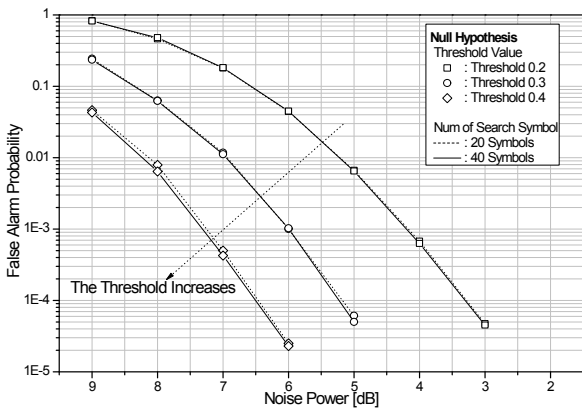


그림 5. Null hypothesis의 경우, 잡음 전력에 따른 False Alarm 확률
Fig. 5. False alarm probability in the null hypothesis

2. FM 신호를 수신하는 경우(H_{FM})

그림 6는 임계값이 0.4일 때, $N_{search} = 20$ 인 경우, 1kHz Single Tone의 FM신호 수신 시 채널 환경에 따른 False Alarm 확률을 도시한 그래프이다. 그림에서 Guard-Interval 상관 방법을 이용한 DRM Plus 신호 검색 방법과 제안한 방법 모두 FM 신호 수신 시 잡음영향이 줄어들어도, False Alarm 발생확률이 증가되는 것을 확인할 수 있다. 왜냐하면 식 (13) 및 식 (19)에서 잡음 전력이 줄어들수록, 임계값을 넘을 확률이 증가하기 때문이다. 그러나, 제안한 방법의 False Alarm 발생확률이 더 낮은 것을 확인할 수 있다. Urban 채널환경에서 SNR이 6dB인 경우, 기존의 Guard-

Interval 상관방법을 이용하면 약 9.7%의 False Alarm 이 발생하지만, 제안하는 방법은 약 1.8%의 False Alarm이 발생한다. Urban 채널환경에서의 False Alarm 발생 확률이 다른 채널 환경보다 높은 것을 확인할 수 있다.

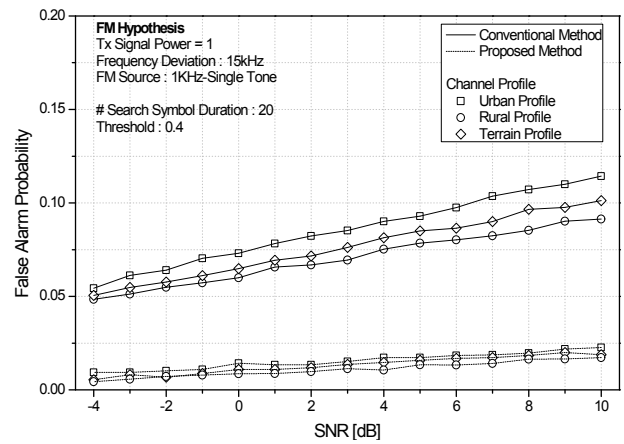


그림 6. $N_{search} = 20$ 의 경우, 1kHz Single Tone FM 수신 시 False Alarm 발생 확률
Fig. 6. False alarm probability when $N_{search}=20$

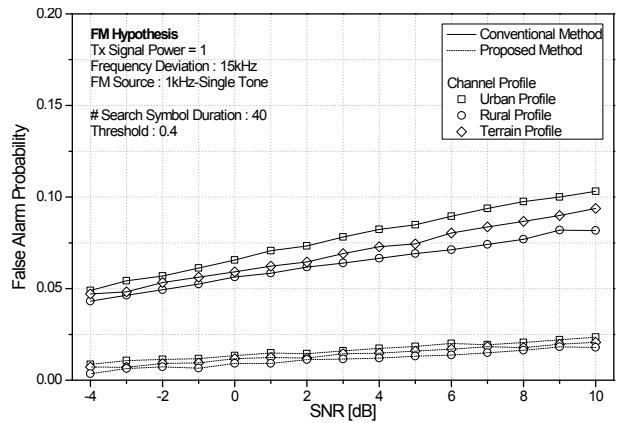


그림 7. $N_{search} = 40$, 임계값 0.4 경우, 1kHz Single Tone FM 수신 시 False Alarm 발생 확률
Fig. 7. False alarm probability when $N_{search}= 40$

그림 7은 $N_{search} = 40$ 인 경우의 채널 환경에 따른 False Alarm 발생 확률을 도시한 그래프이다. $N_{search} = 20$ 의 결과를 비교하면 관찰 심벌 수는 많더라도, False Alarm 발생 빈도가 크게 줄지 않는 것을 확인할 수 있다.

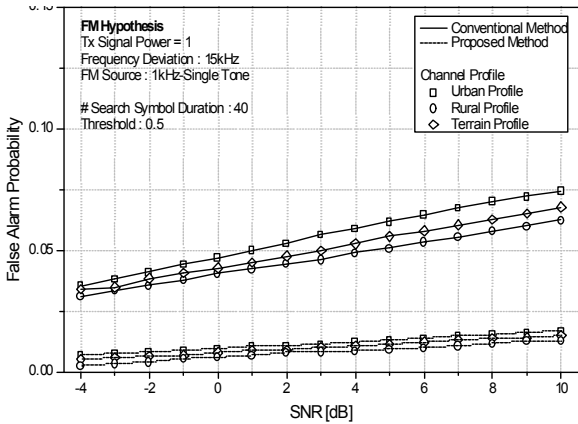


그림 8. $N_{search} = 40$, 임계값 0.5 경우, 1kHz Single Tone 수신 시 False Alarm 발생 확률

Fig. 8. False alarm probability when $N_{search}=40$ and Threshold=0.5

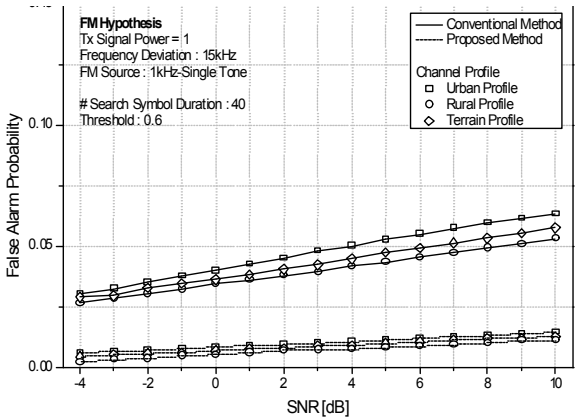


그림 9. $N_{search} = 40$, 임계값 0.6 경우, 1kHz Single Tone FM 수신 시 False Alarm 발생 확률

Fig. 9. False alarm probability when $N_{search}=40$ and Threshold=0.6

그림 8 및 9는 $N_{search} = 40$ 인 경우, 1kHz Single Tone의 FM신호 수신 시, 임계값이 0.5 및 0.6일 때, 채널 환경에 따른 False Alarm 확률을 도시한 그래프이다. 그림 6 및 7과 마찬가지로 Guard-Interval 상관 방법을 이용한 DRM Plus 신호 검색 방법과 제안한 방법 모두 FM 신호 수신 시 전송 전력이 클수록, False Alarm 발생확률이 증가되는 것을 확인할 수 있다. 또한 그림 7, 그림 8 및 그림 9에서 임계값에 클수록 False Alarm 발생 확률이 줄어드는 것을 확인할 수 있다. 일반적으로, 아날로그 FM 신호는 디지털 라디

오 신호의 전송 파워보다 크게 전송한다. DRM 규격에서는 디지털 라디오 신호로 인하여 FM 신호의 서비스 품질의 열하를 막기 위하여 전송주파수가 150kHz 떨어져있을 때, 전송 파워를 20dB 더 크게 하도록 권고하고 있다^[1].

2. DRM Plus 신호 수신 경우

그림 10 및 11는 임계값이 0.4일 때, DRM Plus 신호를 수신하는 경우 채널 환경에 따른 Detection 확률을 도시한 그래프이다. 고려한 모든 채널에서 SNR 0.5dB에서

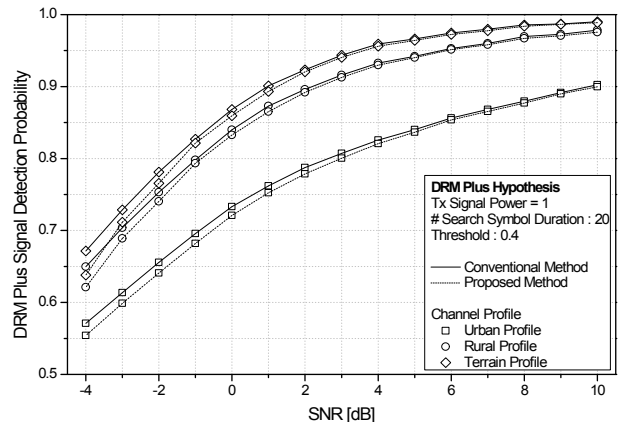


그림 10. $N_{search} = 20$ 의 경우, DRM Plus 수신 시 Detection 확률

Fig. 10. DRM Plus detection probability for $N_{search}=20$

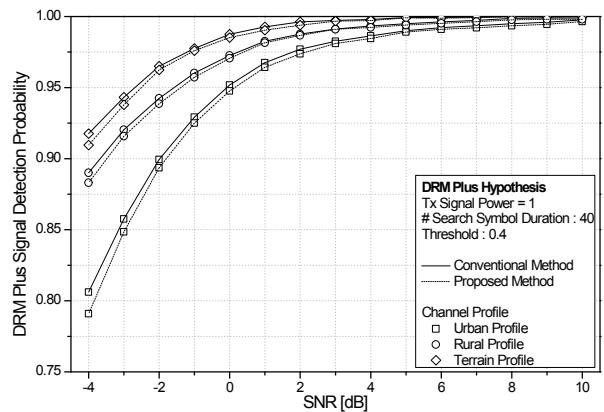


그림 11. $N_{search} = 40$ 의 경우, DRM Plus 수신 시 Detection 확률

Fig. 11. DRM Plus detection probability for $N_{search}=40$

Detection 확률 95%를 만족하지만, 기존의 Guard-Interval 상관 방법이 제안한 방법보다 약 0.1~0.5dB 성능이 우수한 것을 확인할 수 있다. 제안한 Reference 블록은 FM 신호를 검출하는 블록으로, DRM Plus 신호 수신 시 FM 신호로 판단하는 경우가 발생하기 때문이다. 또한 N_{search} 가 클수록 Detection 확률이 증가되는 것을 확인할 수 있다. 전체적으로 Terrain 채널 환경의 Detection 확률이 다른 채널 환경보다 높은 것을 확인할 수 있다.

그림 12 및 13는 $N_{search} = 40$ 인 경우, 임계값이 0.5 및 0.6 일 때, DRM Plus 신호를 수신하는 경우 채널 환경에 따른 Detection 확률을 도시한 그래프이다. 그림 11, 그림 12 및 그림 13에서 임계값이 커질수록 Detection 확률이 감소하는 것을 확인할 수 있다.

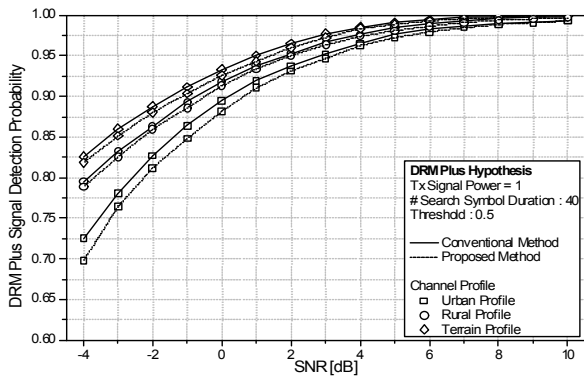


그림 12. $N_{search} = 40$, 임계값이 0.5인 경우, DRM Plus 수신 시 검출 확률
Fig. 12. DRM Plus detection probability for $N_{search} = 40$ and Threshold=0.5

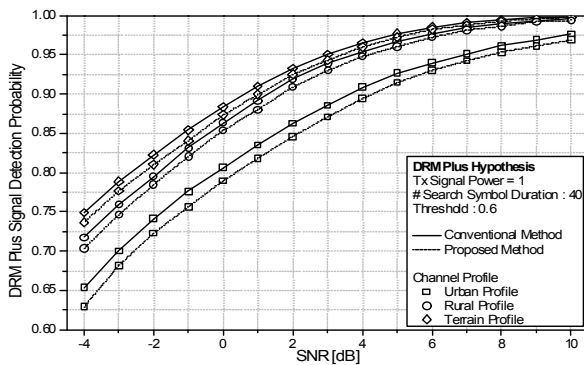


그림 13. $N_{search} = 40$, 임계값이 0.6인 경우, DRM Plus 수신 시 검출확률
Fig. 13. DRM Plus detection probability for $N_{search} = 40$ and Threshold=0.6

표 5는 DRM규격에서 제시하고 있는 동기 및 채널 추정 이 완벽하고, 다중레벨 부호화의 Iteration의 횟수를 2번하였을 경우, BER 1×10^{-4} 를 위한 SNR을 나타낸다. DRM의 MSC (Main Service Channel)이 QPSK의 경우, Terrian 채널환경에서는 약 5.4 dB가 확보되어야 MSC의 BER 1×10^{-4} 을 만족할 수 있으며, 오디오 서비스를 할 수 있다. 만약 수신신호가 5.4 dB보다 낮더라도, 상대적으로 부호화가 강건한 FAC (Fast Access Channel)과 SDC (Service Descript Channel)을 복호화 하여 서비스의 파라미터를 준비해야 하기 때문에 낮은 신호에서도 신호 검출을 할 수 있어야 한다. 따라서 적절한 임계값 설정이 요구된다.

표 5. 채널부호화이후 BER 1×10^{-4} 를 획득하기 위한 요구 SNR
Table 5. Required SNR for transmission to achieve a BER= 1×10^{-4} after channel decoder for the MSC

Channel Model	MSC mode	Required SNR
8:Urban	R=0.33, QPSK	7.3 dB
	R=0.5, 16QAM	15.4 dB
9: Rural	R=0.33, QPSK	5.6 dB
	R=0.5, 16QAM	13.1 dB
10: Terrain obstructed	R=0.33, QPSK	5.4 dB
	R=0.5, 16QAM	12.6 dB

VI. 결론

본 논문에서는 약한 DRM Plus신호에서도 판별 확률이 높고, 아날로그 FM 신호 및 잡은 신호 수신 시 False Alarm이 발생할 확률이 낮은 DRM Plus 신호 검출 방법을 제안하였다. 제안한 방법은 기존의 Guard-Interval 상관기에 Reference 블록을 추가한 방법으로, FM 신호 수신시 False Alarm 발생 확률을 낮추는 특징이 있다. 또한, DRM Plus 신호를 수신하는 경우와 FM 신호를 수신하는 경우, Guard-Interval 상관 방법과 제안한 알고리즘의 수학적 분석을 하였으며, 컴퓨터 모의 실험을 통하여 성능을 도출하였다.

참고 문헌(References)

- [1] ETSI Standard. Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification. ETSI ES 201 980, V3.2.1, 2012-06.
- [2] International Telecommunications Union-Radiocommunication Study

- Groups, "Digital Radio Mondiale Results of the DRM field trial in Sri Lanka," ITU-R Document 6A/503E, Apr. 2011.
- [3] International Telecommunications Union-Radiocommunication Study Groups, "Digital Radio Mondiale Results of the DRM field trial in band I in Turin, Italy," ITU-R Document 6A/512E, May 2011.
- [4] International Telecommunications Union-Radiocommunication Study Groups, "Digital Radio Mondiale and British Broadcasting Corporation (BBC) Results of the DRM high power field trial in the United Kingdom," ITU-R Document 6A/532E, May 2011.
- [5] R. Van Nee, and R. Prasad, "OFDM Wireless Multimedia Communications," Artech House, Boston, 2000.
- [6] T. M. Schmidl, and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," IEEE Trans. Comm., vol. 45, no. 13, pp. 1613-1621, Dec. 1997.
- [7] M. Sandell, J. J. van de Beek, and P. O. Borjesson, "Timing and frequency synchronization in OFDM systems using the cyclic prefix," in Proc. IEEE Int. Symp. Synchronization, Essen, Germany, pp. 16-19, Dec. 1995.
- [8] L.P. Goh, Z. Lei, and F. Chin, "DVB detector for cognitive radio," in Proc. IEEE ICC 2007, pp. 6460-6465, Jun. 2007.
- [9] G. Zimmermann, "DRM+ Radio Channel Profiles for Use in Band II," DRM internal doc. no. TC_CM302, Nov. 2005
- [10] M. Fisz, "Probability Theory and Mathematical Statistics," Wiley, 1963
- [11] Yates, R. D. & D.J. Goodman, "Probability and Stochastic Process," Wiley, 1999
- [12] A. Bahai, M. Singh, A. J. Goldsmith, and B. R. Saltzberg, "A new approach for evaluating clipping distortion in multicarrier systems," IEEE Journal on Selected Areas in Comm., vol. 20, no. 5, pp. 1037-1046, Jun. 2002.
- [13] C. S. Burms, "An In-Place, In-Order Prime Factor FFT Algorithm," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-29, pp. 806-817, Aug. 1981.
- [14] D. Kolba, T.Parks., "A Prime Factor FFT Algorithm Using High-speed convolution," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-25, pp. 281-294, Aug. 1977.

저 자 소 개

김 성 준



- 2002년 2월 : 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부 졸업
- 2004년 2월 : 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학과 석사
- 2013년 2월 : 성균관대학교 정보통신대학 박사 수료
- 2004년 5월 ~ 2006년 6월 : (주)삼성탈레스 주임연구원
- 2006년 7월 ~ 현재 : 전자부품연구원 네트워크융합 연구센터 선임연구원
- 주관심분야: 유무선 통신 시스템, 디지털 방송, 디지털 신호처리

위 정 욱



- 1999년 2월 : 중앙대학교 전기공학과 졸업
- 2001년 2월 : 중앙대학교 전기공학과 석사
- 2011년 8월 : 중앙대학교 전자전기공학과 박사
- 2001년 1월 ~ 현재 : 전자부품연구원 네트워크융합 연구센터 선임연구원
- 주관심분야 : 유무선 통신 시스템, 방송통신융합, 홈네트워크, 디지털 신호처리

전 원 기



- 1994년 2월 : 중앙대학교 전자공학과 졸업
- 1996년 2월 : 중앙대학교 전자공학과 석사
- 1999년 8월 : 중앙대학교 전자공학과 박사
- 1999년 10월 ~ 2001년 7월 : 중앙대학교 BK21 연구교수
- 2001년 8월 ~ 현재 : 전자부품연구원 네트워크융합연구센터 책임연구원
- 주관심분야 : 무선통신, 디지털방송, 융합신호처리

저 자 소 개



이 경 택

- 1994년 2월 : 인하대학교 전자재료공학과 졸업
- 1996년 2월 : 인하대학교 전자재료공학과 석사
- 2008년 2월 : 연세대학교 전기전자공학과 박사
- 1996년 3월 ~ 1998년 8월 : 해태전자 시스템SW실 연구원
- 1998년 8월 ~ 2001년 11월 : 쥘아이앤씨테크놀로지 팀장
- 2001년 12월 ~ 현재 : 미래방송통신사업기획단 단장
- 주관심분야 : 임베디드SW, 디지털 융합 단말



최 형 진

- 1974년 2월 : 서울대학교 전기공학과 졸업
- 1976년 2월 : 한국과학기술원 전기전자공학과 석사
- 1976년 3월 ~ 1979년 7월 : (주)금성사 중앙연구소 연구원
- 1979년 9월 ~ 1982년 12월 : 미국 Univ. of Southern California 전기공학과 (공학박사)
- 1982년 10월 ~ 1989년 2월 : 미국 Lincom Corp. 연구원
- 1989년 3월 ~ 현재 : 성균관대학교 정보통신대학 교수
- 주관심분야 : 디지털통신, 무선 통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM 기술