

디지털 비디오 방송 시스템에서의 파일럿을 이용한 반복적 주파수 오프셋 추정방법

정회원 이 경 태*, 종신회원 서 종 수**

Pilot-Aided Iterative Frequency Offset Estimation for Digital Video Broadcasting Systems

Kyung-Taek Lee* *Regular Member*, Jong-Soo Seo** *Lifelong Member*

요 약

OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 시스템은 시간 동기 및 주파수 오프셋 추정 오차에 따라 시스템 성능이 좌우된다. 본 논문에서는, OFDM을 기반으로 한 디지털 비디오 방송(digital video broadcasting) 시스템을 위한 향상된 정수배 주파수 오프셋 추정 방법을 제안한다. 제안된 정수배 주파수 오프셋 추정기는 기존의 ML 추정기에 다단계 추정 방법을 적용하여 개선한 방법이다. 실험 결과를 통해, 제안된 주파수 오프셋 추정 방법이 기존의 ML 추정기에 비해 적은 연산량으로 향상된 주파수 오프셋 추정 성능을 가진다.

Key Words : OFDM, Digital Video Broadcasting(DVB), synchronization, frequency offset, maximum likelihood(ML)

ABSTRACT

The main disadvantage of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems is its sensitivity to carrier frequency offset and timing offset. This paper proposes a simple way of improving the performance of the integer frequency offset (IFO) estimator in OFDM-based digital video broadcasting (DVB) system. By modifying the conventional maximum likelihood (ML) estimator to have multi-stage estimation strategy, IFO estimator is derived. Simulations indicate that the proposed IFO estimator works robustly with reduced computational burden when compared to ML estimator.

I. 서 론

OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 전송 기술은 다중 경로 페이딩 채널 환경에서 효율적인 전송이 가능한 장점으로 인해, 현재 다양한 무선 네트워크에서 표준으로 고려되고 있다. 특히, IEEE802.11a, HIPERLAN/2와 같은 무선 LAN(local area network) 표준이나 DAB(digital audio

broadcasting) 및 DVB(digital video broadcasting) 과 같은 지상파 디지털 멀티미디어 방송의 표준으로 사용되고 있다^[1-6]. 하지만, OFDM 시스템은 동기 오차에 민감하다는 단점을 가지고 있어, 시간동기의 시작점이 보호구간 내의 채널 지연 확산의 영향을 받지 않는 영역을 벗어나게 되면 시간동기 오차기 발생하여 ISI(inter symbol interference)와 ICI(inter channel interference)가 발생하게 된다^[7]. 또

* 전자부품연구원 DxB·통신융합연구센터 (ktechlee@keti.re.kr), 연세대학교 대학원 전기전자공학과

** 연세대학교 전기전자공학과 (jsseo@yonsei.ac.kr)

논문번호 : KICS2007-04-155, 접수일자 : 2007년 4월 2일, 최종논문접수일자 : 2007년 4월 30일

한, 도플러 효과 또는 송수신단의 발진기의 오차에 의해 발생하게 되는 주파수 오프셋의 영향은 ICI를 발생시키며 이러한 동기 오차의 영향에 의해서 OFDM 시스템의 성능이 크게 좌우된다⁸⁾. 일반적으로 방송 주파수 오프셋은 정수배 주파수 오프셋과 소수배 주파수 오프셋으로 나누어지며, 반드시 복조 이전에 보상되어야 한다⁹⁻¹⁵⁾. 현재까지 소수배와 정수배 주파수 오차 추정을 위해 다양한 방법이 제안되어 왔다¹⁰⁻¹⁵⁾.

본 논문에서는, DVB 시스템에서 파일럿 심벌을 이용한 정수배 주파수 오프셋 추정기를 제안한다. 제안된 정수배 주파수 오프셋 추정기는 기존의 ML (maximum likelihood) 추정기를 기반으로 다단계 추정이 가능한 구조를 갖는다. 실험 결과로부터 제안된 주파수 오프셋 추정기의 성능이 기존의 ML 주파수 오프셋 추정기의 성능보다 우수함을 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 시스템 구조를 설명하고, III장에서 추정 성능이 향상된 정수배 주파수 오프셋 추정기를 제안한다. IV장에서는 추정 알고리즘의 성능을 모의실험을 통해 기존 방식과 비교한다. 마지막으로 V장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 N 개의 부반송파와 N_g 개의 보호구간의 가지는 OFDM 기반의 DVB 시스템을 고려한다. DVB 시스템은 채널 및 동기 추정을 위해 연속 파일럿(continual pilot: CP)과 분산 파일럿(scattered pilot: SP)를 정의하고 있다⁶⁾. 그림 1은 DVB 시스템의 주파수 영역에서의 파일럿 패턴을 나타낸다. 본 논문에서는, 표기의 편의를 위해 SP의 개수를 N_s , CP의 개수를 N_c 로 정의한다. 따라서, l 번째 전송되는 OFDM 심벌 $X_l(k)$ 는 N_s , N_c 와 $N-(N_s+N_c)$ 개의 데이터로 구성된다고 가정한다. 송신단에서 전송되는 심벌 $X_l(k)$ 은 IDFT 과정을 통해 다음과 같은 OFDM 전송 신호로 표현된다.

$$x_l(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_l(k) e^{j2\pi kn/N} \quad (1)$$

채널 통과후의 l 번째 OFDM 신호는 시간영역에서 다음과 같다.

$$y_l(n) = e^{j2\pi\Delta(n+N_g)/N} [h_l(n) \otimes x_l(n)] + z_l(n) \quad (2)$$

여기서 Δ 는 부반송파 간격으로 정규화된 주파수 오프셋, $h_l(n)$ 는 채널의 임펄스 응답을 나타내고, $z_l(n)$ 는 AWGN, \otimes 는 컨볼루션 연산을 의미한다. 식 (2)에서 주파수 오프셋은 정수배 주파수 오프셋 Δ_f 와 소수배 오프셋 $\Delta_f \in [-1/2, 1/2)$ 의 합으로 표현된다. 수신단에서 소수배 주파수 오프셋 Δ_f 은 정수배 주파수 오프셋 추정전에 보상되어야 하며, 추정 범위가 $|\Delta_f| < 0.5$ 일 경우에는 기존의 방식들을 이용하면 매우 안정적인 추정기 설계가 가능하다^{9,10)}. 본 논문에서는 Δ_f 가 완전하게 보상되었다고 가정한다. 이 경우에 l 번째 수신 심벌은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_l(k) = e^{j2\pi l \Delta_f N_g / N} H_l(k - \Delta_f) X_l(k - \Delta_f) + Z_l(k) \quad (3)$$

여기서

$$X_l(k) = \begin{cases} X_{D,l}(k), & k \in D_l \\ X_{S,l}(k), & k \in S_l \\ X_{C,l}(k), & k \in C_l \end{cases} \quad (4)$$

여기서 $H_l(k)$ 는 채널의 주파수 임펄스 응답, $Z_l(k)$ 는 AWGN, 그리고 D_l , S_l , C_l 은 각각 정보 데이터, SP, CP가 포함되는 부반송파 위치를 나타내는 인덱스의 집합이다. CP 부반송파 인덱스는 심벌의 인덱스 l 에 상관없이 항상 같은 위치에 할당되며, C_l 에서 인덱스 l 은 생략한다.

III. 파일럿을 사용한 반복적 정수배 주파수 오프셋 추정기

3.1 제안된 정수배 주파수 오프셋 추정 방법

이장에서는 DVB 시스템에서 기존의 ML 정수배 주파수 오프셋 추정기를 개선한 주파수 오프셋 추정기를 제안한다. 제안된 방식은 기존의 ML 추정기를 기반으로 다단계 추정이 가능한 방식으로 설계한다. 첫 번째 단계에서는 우도 함수를 구하기 위해서 CP 심벌 $X_{C,l}(k)$ 와 $X_{C,l}(k)$ 와 가장 근접한 위치에 있는 SP 심벌 $X_{S,l}(k')$ 를 이용한다. 이때 사용되는 CP 심벌과 SP 심벌의 부반송파 인덱스 사이에는 다음의

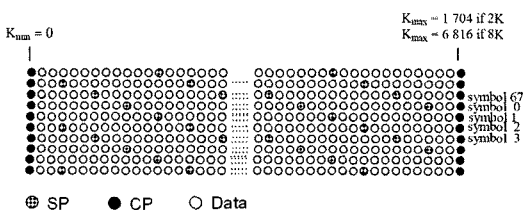


그림 1. DVB 시스템에서의 파일럿 패턴

관계가 성립한다.

$$k' = k + T_l(k) \quad (5)$$

여기에서 k' 은 k 번째 CP와 가장 근접한 SP의 인덱스를 나타내며, $T_l(k)$ 는 l 번째 OFDM 심벌에서 k 와 k' 의 거리를 나타낸다. 식 (5)에서 보듯이, $T_l(k)$ 는 OFDM의 심벌 인덱스 l 과 CP 부반송파에 의해서 결정된다.

송신단에서 $X_{C,l}(k)$ 와 $X_{S,l}(k')$ 의 관계는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{X}_l(k) = \frac{X_{S,l}(k')}{X_{C,l}(k)}, \quad k \in C_{cp} \quad (6)$$

여기서 $C_{cp} \subseteq C$ 는 모든 CP 부반송파중 상관값 계산을 위하여 사용되어지는 부반송파들의 인덱스의 집합이다. DVB 시스템에서 SP와 CP 심벌은 PRBS(pseudo random binary sequence)에 의해서 생성되므로, $\hat{X}_l(k) \in \{+1, -1\}$ 은 PN(pseudonoise) 시퀀스로 가정할 수 있으며 수신기에서 이미 알고 있는 신호가 된다^[6]. 또한, C_{cp} 에서 정의되는 부반송파의 개수 N_{cp} 는 전체 CP의 개수 N_c 보다 작게 설계된다. DVB 시스템의 2K 모드에서는 $N_c = 45$ 이며, 8K 모드에서는 $N_c = 177$ 개가 정의된다.

그림 2는 첫 번째 단계에서 제안된 정수배 주파수 옵셋 추정기의 구조를 도시한 것이다. 첫 번째 단계에서는 수신된 파일럿 심벌 $Y_0(k)$ ($k \in C_{cp}$)을 사용하여 주파수 오차를 추정하게 된다. 제안된 추정기의 우도함수(likelihood function)는 다음과 같다.

$$\Omega(f) = \sum_{k \in C_{cp}} \hat{Y}_0(k+f) \hat{X}_0(k), \quad |f| \leq M \quad (7)$$

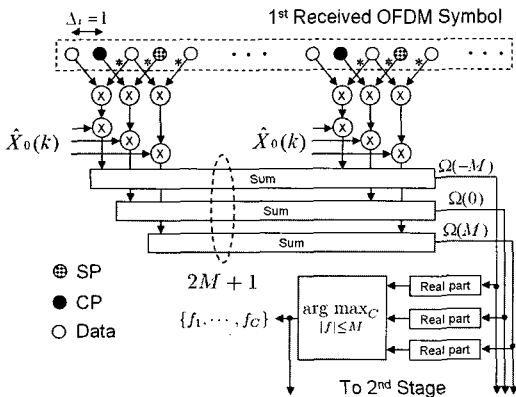


그림 2. 제안된 정수배 주파수 옵셋 추정기의 1단계에서의 구조 ($\Delta_1 = 1, M = 1$)

여기서 f 는 추정하고자 하는 정수배 주파수 오차에 대한 시행값이며, M 은 송신기와 수신기의 발진기에 의해서 결정되어지는 발생할 수 있는 주파수 옵셋의 최대 범위, 그리고 $\hat{Y}_0(k+f)$ 는 다음과 같다.

$$\hat{Y}_0(k+f) = Y_0(k+f) Y_0^*(k+f + T_0(k)) \quad (8)$$

제안된 정수배 주파수 옵셋 추정기는 크기 순서대로 큰 상관값을 주는 C 개의 주파수 옵셋의 후보를 선정한다. C 개의 실제 정수배 주파수 옵셋에 대한 후보는 다음과 같이 구해진다.

$$\{f_1, \dots, f_C\} = \underset{|f| \leq M}{\operatorname{argmax}_C} \{\operatorname{Re}(\Omega(f))\} \quad (9)$$

여기에서 $\operatorname{argmax}_C(x)$ 는 모든 x 값중에 크기 순서대로 큰 상관값을 주는 C 개의 후보를 선택하는 함수이고, $\operatorname{Re}(x)$ 은 x 의 실수값을 나타낸다.

DVB 시스템에서는 부반송파 간격이 전체 대역폭에 비해 매우 작기 때문에, 두 개의 인접한 파일럿 부반송파의 채널 응답이 거의 같다고 가정할 수 있다. 이러한 가정하에서, 우도함수는 다음과 같이 근사화된다.

$$\sum_{k \in C_{cp}} \hat{Y}_0(k+f) \hat{X}_0(k) \cong \sum_{k \in C_{cp}} |H_0(k+f - \Delta_1)|^2 X_0(k+f - \Delta_1) X_0^*(k' + f - \Delta_1) \frac{X_{S,0}(k')}{X_{C,0}(k)} + \hat{Z}_1(k) \quad (10)$$

여기서 $\hat{Z}_1(k)$ 은 잡음항이다. 위의 식에서 $k+f - \Delta_1 \in C_{cp}$ 인 경우는 $f = \Delta_1$ 가 되기 때문에, 식 (10)은 다음과 같이 표현된다.

$$\sum_{k \in C_{cp}} \hat{Y}_0(k+f) \hat{X}_0(k) \cong \sum_{k \in C_{cp}} |H_0(k) X_{S,0}(k')|^2 + \hat{Z}_1(k) \quad (11)$$

따라서 잡음이 없고, $f = \Delta_1$ 일 경우에 식 (11)은 오직 실수값만을 갖게 된다.

다음 단계에서는 수신 신호 $Y_l(k)$ ($l > 0$)을 사용하여 첫 번째 단계에서 추정된 잡음적으로 선택된 주파수 옵셋 후보에 대한 확인 과정을 수행한다. 이 과정에서 두 개의 연속적인 OFDM 심벌의 CP 파일럿 심벌 $X_{C,l}(k)$ 와 $X_{C,l+1}(k)$ 에 대한 다음과 같은 관계식을 이용한다.

$$\bar{X}_l(k) = \frac{X_{C,l+1}(k)}{X_{C,l}(k)}, \quad k \in C_{cp} \quad (12)$$

여기서 $\bar{X}_l(k)$ 는 $\hat{X}_l(k)$ 과 마찬가지로 수신기에서 이

미 알고 있는 PN 시퀀스가 된다. 위에서 정의된 관계식을 이용하면, 두 번째 단계에서의 최종 주파수 옵셋 추정값은 다음과 같다.

$$\hat{\Delta}_i = \underset{f \in \{f_1, f_2, \dots, f_C\}}{\operatorname{argmax}} \left\{ \operatorname{Re} \left(\sum_{k \in C_p} \sum_{f=0}^{K-1} \tilde{Y}_i(k+f) \tilde{X}_i(k) + \sum_{k \in C_p} \sum_{f=0}^{K-1} \tilde{Y}_i(k+f) \tilde{X}_i(k) e^{-j2\pi f N/N} \right) \right\} \quad (13)$$

여기에서 K 는 두 번째 단계에서 사용하는 연속적인 OFDM 심벌수이고, $\tilde{Y}_i(k+f)$ 는 다음과 같다.

$$\tilde{Y}_i(k+f) = Y_i(k+f) Y_{i+1}^*(k+f) \quad (14)$$

첫 번째 단계에서 식 (7)로 주어지는 우도 함수 연산을 수행하였기 때문에 두 번째 단계에서는 $2C \cdot K$ 개의 추가적인 상관값 연산만이 요구된다.

3.2 제안된 주파수 옵셋 추정기의 계산량

표 1은 $K=1$ 과 $C>1$ 인 경우에 기존의 ML 추정기와 제안된 정수배 주파수 옵셋 추정기의 복잡도를 비교한 것이다.

표 1. ML과 제안된 정수배 주파수 옵셋 추정기의 복잡도 비교

	복소 곱셈 연산수	복소 덧셈 연산수
ML 추정기	$3(2M+1)N_p$	$(2M+1)N_p$
제안된 추정기	$(4M+5C+2)N_{cp}$	$(2M+2C+1)N_{cp}$

ML 추정기와 동일한 지연을 갖도록 하기 위해 $K=1$ 을 사용한다. DVB 시스템에 기존의 ML 정수배 주파수 옵셋 추정기를 적용하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\Delta}_i = \underset{|f| \leq M}{\operatorname{argmax}} \left\{ \operatorname{Re} \left(\sum_{k \in C_p} \tilde{Y}_0(k+f) \tilde{X}_0(k) e^{-j2\pi f N/N} \right) \right\} \quad (15)$$

기존의 ML 추정기와 제안된 추정기의 복잡도를 동일한 조건에서 평가하기 위해 두 추정기들은 정수배 주파수 추정을 위해 N_{cp} 개의 파일럿 부반송파를 사용한다. 복소 곱셈과 복소 덧셈 연산의 복잡도가 동일하다고 가정하더라도, $C < (2M+1)/7$ 일 경우에 제안된 추정 방법의 복잡도가 ML 추정기의 복잡도보다 증가하지 않음을 알 수 있다.

IV. 모의실험 결과 및 성능 비교 분석

제안된 주파수 옵셋 추정기의 성능을 평가하기 위해 보호구간이 $T_g = 56\mu s$ 인 2K 모드의 DVB 시스템

에서 추정 실패 확률 $\Pr\{\hat{\Delta}_i \neq \Delta_i\}$ 을 고찰한다. 실험에서 최대 도플러 주파수는 100Hz이고, 최대 지연이 $40\mu s$ 인 지수적으로 감소하는 typical hilly terrain 채널을 사용하였다¹⁶⁾.

그림 3과 그림 4는 $M=8$ 과 $K=1$ 일 때, 제안된 정수배 주파수 옵셋 추정기의 추정 실패 확률을 보여준다. 그림에서 보듯이 주파수 옵셋 추정을 위해 사용된 N_{cp} 에 무관하게, $C > 3$ 일 때 N_{cp} 개의 파일럿을 사용한 제안된 주파수 옵셋 추정기의 성능이 $2N_{cp}$ 개의 파일럿을 사용한 기존의 ML 추정기보다 향상된 추정 성능을 가짐을 알 수 있다.

그림 5에서는 $M=8$ 과 $K=1$ 일 때, C 의 변화에 따른 정수배 주파수 옵셋 추정기의 추정 실패 확률을 도시한 것이다. 복소 곱셈과 복소 덧셈 연산의 복잡도 정도가 같다고 가정하더라도, $C < (10M+5)/7$ 을 만족한다면 N_{cp} 개의 파일럿을 사용한 제안된 추

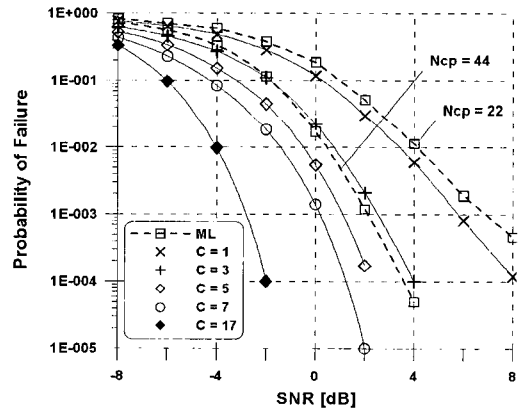


그림 3. $N_{cp} = 22$ 일 때 SNR에 따른 정수배 주파수 옵셋 추정기의 추정실패 확률: (1) 실선 - 제안된 추정기 (2) 점선 - ML 추정기

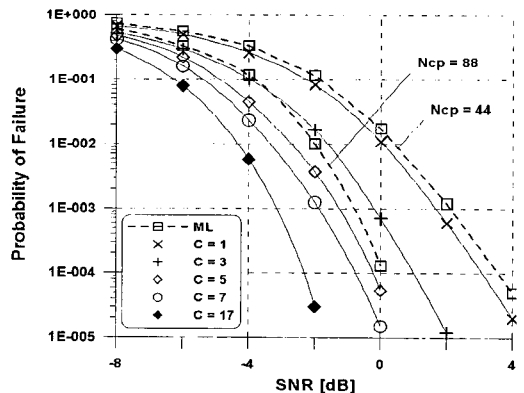


그림 4. $N_{cp} = 44$ 일 때 SNR에 따른 정수배 주파수 옵셋 추정기의 추정실패 확률: (1) 실선 - 제안된 추정기 (2) 점선 - ML 추정기

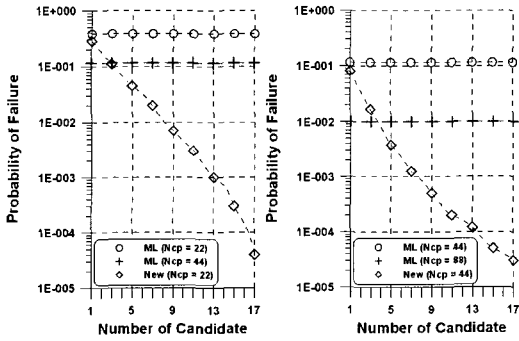


그림 5. C에 따른 제안된 정수배 주파수 옵셋 추정기의 추정 실패 확률 (SNR = -2dB)

정기의 복잡도가 $2N_{cp}$ 개의 파일럿을 사용한 ML 추정기보다 낮은 복잡도를 갖게 된다. 특히, $C=4$ 인 경우에 ML 방식에 비해 곱셈 연산량은 47%, 덧셈 연산량은 24% 정도 줄어들음을 보인다. 반면에 $C=12$ 인 경우에는 제안된 방식의 곱셈 연산량은 8% 감소하고, 덧셈 연산량은 24% 증가함을 알 수 있다. 하지만, $C=12$ 인 경우에 전체 연산량은 동일하며, 여러 성능은 ML에 비해 100배 정도 낮아짐을 알 수 있다. 따라서, 시스템 변수 C 를 $4 \leq C \leq 12$ 사이에서 선택한다면 N_{cp} 개의 파일럿을 사용하는 제안된 추정기가 $2N_{cp}$ 개의 파일럿을 사용하는 ML 추정기에 비해서 낮은 복잡도를 가지면서도 정수배 주파수 옵셋에 대한 향상된 추정 성능을 가짐을 알 수 있다.

V. 결론

OFDM을 전송 방식으로 사용하는 통신 시스템은 주파수 옵셋 추정 오차에 따라 시스템 성능이 좌우된다. 본 논문에서는 OFDM을 기반으로 DVB 전송 시스템에서 정수배 주파수 옵셋 추정 기법을 제안하였다. 제안된 방식은 기존의 ML 추정기를 기반으로 두 단계의 추정 과정을 갖도록 설계하였다. 실험 결과로부터 제안된 정수배 주파수 추정 기법이 기존의 ML 추정기에 비해 적은 연산량으로 향상된 추정 성능 결과를 보임을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," IEEE Commun. Mag., vol.28, pp.5-14, May 1990.
 [2] W. Y. Zou and Y. Wu, "COFDM: An overview,"

IEEE Trans. Broadcasting, vol.41, pp.1-8, March 1995.

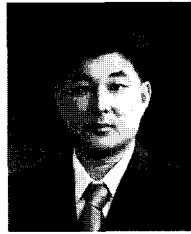
[3] R. van Nee, G. Awater, M. Morikura, H. Takanashi, M. Webster, and K. W. Halford, "New high-rate wireless LAN standards," IEEE Commun. Mag., vol.37, no.12, pp.82-88, Dec. 1999.
 [4] A. Doufexi, S. Armour, M. Butler, A. Nix, D. Bull, J. McGeehan, and P. Karlsson, "A comparison of the HIPERLAN/2 and IEEE 802.11a wireless LAN standards," IEEE Commun. Mag., vol.40, no.5, pp.172-180, May 2002.
 [5] ETSI ETS 300 401, "Radio broadcasting systems: digital audio broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers," ETSI, Tech. Rep., Feb. 1995.
 [6] ETSI ETS 300 744, "Digital video broadcasting (DVB): frame structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television (DVB-T)," ETSI, Tech. Rep., March 1997.
 [7] M. Speth, F. Classen, and H. Meyr, "Frame synchronization of OFDM systems in frequency selective fading channels," in Proc. of VTC'97, pp.1807-1811, May 1997.
 [8] T. Pollet, "The BER performance of OFDM systems using nonsynchronized sampling," in Proc. of GLOBECOM'94, pp.253-257, 1994.
 [9] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correcting," IEEE Trans. Commun., vol.42, pp. 2908-2914, October 1994.
 [10] J.-J. van de Beek, M. Sandell, and P. O. Borjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," IEEE Trans. Signal Processing, vol.45, pp.1800-1805, July 1997.
 [11] C. Yan, S. Li, Y. Tang X. Luo, and J. Fang, "A novel frequency offset estimation method for OFDM systems with large estimation range," IEEE Trans. Broadcasting, vol.52, pp.58-61, March 2006.
 [12] Z. Zhang, K. Long, M. Zhao, and Y. Liu, "Joint frame synchronization and frequency offset estimation in OFDM systems," IEEE Trans. Broadcasting, vol.51, pp.389-394, September 2005.
 [13] B. Ai, Z. Yang, C. Y. Pan, J. H. Ge, Y. Wang,

and Z. Lu, "On the synchronization techniques for wireless OFDM systems," IEEE Trans. Broadcasting, vol.52, pp.236-244, June 2006.

- [14] T. M. Schmidl and D.C. Cox, Robust frequency and timing synchronization for OFDM," IEEE Trans. Commun., vol.45, pp.1613-1621, December 1997.
- [15] M. Morelli, A. N. D'Andrea, and U. Mengali, "Frequency ambiguity resolution in OFDM systems," IEEE Commun. Lett., vol.4, pp.134-136, April 2000.
- [16] Y. Zhang, J. Cosmas, M. Bard, Y.-H. Song, "Diversity gain for DVB-H by using transmitter/receiver cyclic delay diversity," IEEE Trans. Broadcasting, vol.52, no.4, pp.464-474, December 2006.

이 경 택 (Kyung-Taek Lee)

정회원



1994년 2월 인하대학교 전자재료 공학과(공학사)

1996년 2월 인하대학교 전자재료 공학과 대학원(공학석사)

2004년 2월~현재 연세대학교 전기전자공학과 대학원(공학박사 과정)

1996년 3월~1998년 8월 해태전자 통신기술연구소

1998년 9월~2001년 11월 (주)아이앤씨테크놀로지 팀장

2002년 2월~현재 전자부품연구원 DxB · 통신융합연구 센터 팀장

<관심분야> 디지털 방송 및 통신융합 시스템

서 종 수 (Jong-Soo Seo)

중심회원



1975년 2월 연세대학교 전자공학 학과(공학사)

1983년 12월 Univ. of Ottawa, Canada 전기공학과(공학석사)

1988년 6월 Univ. of Ottawa, Canada, 전기공학과(공학박사)

1975년 4월~1981년 12월 LG정

밀 연구소

1982년 7월~1989년 12월 IDC, Canada 책임연구원

1990년 1월~1992년 3월 삼성종합기술원 정보시스템 연구소 수석연구원

1992년 4월~1995년 2월 CAL, Canada 책임연구원

1995년 3월~현재 연세대학교 전기.전자공학과 정교수