

論文99-36S-5-2

## 유럽형 디지털 지상파 방송 수신기 모뎀의 동기화 및 시스템 연동 알고리즘

### (Algorithms for Synchronization and Joint Operation of DVB-T Receiver Modems)

金容正\*, 韓東錫\*\*, 金基範\*\*\*, 崔鎮圭\*\*\*

(Yong-Jung Kim, Dong-Seog Han, Gi-bum Kim, and Ginkyu Choi)

#### 요 약

본 논문에서는 DVB-T (digital video broadcasting-terrestrial) 수신기의 동기화 알고리즘과 각 동기 단 사이의 연동 알고리즘을 제안한다. OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 수신단에서는 프레임 동기, 반송파 동기, 심볼 타이밍 동기가 요구되어진다. 기존의 반송파 동기 방법은 부반송파 간격의 정수배 주파수 오프셋 보상 후 잔존해 있는 주파수 오프셋이  $-0.5 \times$ (부반송파 간격) 혹은  $+0.5 \times$ (부반송파 간격)에 가까운 값을 가질 때 많은 시간이 소요 되는 문제점을 가지고 있다. 본 논문에서는 시스템의 복잡도를 그대로 유지 하면서 초기 동기화 시간을 줄일 수 있는 반송파 동기 알고리즘을 제안한다. 그리고 DVB-T 모뎀을 추정하는 알고리즘을 제안하고 반송파 동기 추적루프와 심볼 타이밍 동기 추적루프를 동시에 동작시킴으로써 초기 동기화 시간을 추가적으로 줄일 수 있는 심볼 타이밍 동기 알고리즘을 제안한다. 그리고 전체 수신기 모델의 연동 방안을 제시한다.

#### Abstract

In this paper, we propose an integrated system operation and synchronization algorithms for the receiver following the specification of the digital video broadcasting for terrestrial (DVB-T). Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) receiver requires frame synchronization, carrier synchronization and symbol timing recovery. With previously proposed algorithms, the receiver has a problem that it takes a much start-up time when the frequency offset remaining after the compensation of carrier frequency offset get close to  $-0.5 \times$ (subcarrier spacing) or  $+0.5 \times$ (subcarrier spacing). With the proposed algorithm, we can make the receiver system's complexity unchanged and reduce the start-up time. And we obtained the additional reduction for the start-up time by simultaneously operating the carrier phase locked loop (PLL) and symbol timing recovery PLL. And we propose an algorithm for the joint operation of synchronization algorithms.

\* 正會員, (주)씨앤에스 테크놀로지  
(C&S technology)

\*\* 正會員, 慶北大學校 電子電氣工學部  
(School of Electrical and Electronics Eng., Kyung-pook National University)

\*\*\* 正會員, 三星電子(주)  
(Samsung Electronics, Ltd.)

接受日字:1998年9月9日, 수정완료일:1999年5月6日

#### I. 서 론

지상파 방송의 디지털 전송은 강한 다중경로 신호 때문에 기술적으로 가장 어려운 분야의 하나로 유럽의 150여 개 이상의 회사들이 연합으로 디지털 지상파 TV 방송을 위한 전송규격인 DVB-T(digital video broadcasting-terrestrial)를 확정 지었다. DVB-T에서는 다중 직교 반송파 방식(orthogonal frequency

division multiplexing: OFDM)을 변조방식으로 채택하였는데 OFDM은 전통적인 단일 반송파 전송방식은 달리 전송할 데이터를 병렬적으로 변조하기 위하여 주어진 전송채널에 다수의 반송파를 실어보낸다. 전송단에서는 다중 반송파를 이용하기 위하여 역푸리에 변환(IFFT)을 수행하고, 수신단에서는 이에 대한 역 과정으로서 푸리에 변환(FFT)을 필요로 한다. 단일 반송파 전송방식과 비교하여 OFDM 기술의 장점은 주파수 선택적 페이딩 환경과 충격 잡음 채널에서도 더 향상된 성능을 제공할 수 있다는 것이다<sup>[1]</sup>. OFDM 수신단에서 요구되어지는 동기는 반송파 주파수 동기화<sup>[4]-[7]</sup> 심플(샘플) 타이밍 동기화<sup>[2]-[3]</sup> 있다. 동기화 관련된 OFDM 시스템의 특징 중 하나는 반송파 주파수 동기화 아주 정확하게 맞추어 주어 한다는 것인데, 그렇지 못할 경우에는 반송파간에 상호간섭으로 인해 직교성을 상실하게 되어 원하는 수신 데이터를 얻을 수 없다는 것이다<sup>[4]-[7]</sup>.

지금까지의 연구 결과는 OFDM 수신기의 모든 동기 과정을 수행하기 위하여 프레임 동기, 반송파 동기, 심플(샘플) 타이밍 동기를 차례대로 수행함으로써 초기 동기화 시간을 위하여 상당한 시간이 소요되는 문제점을 안고 있다<sup>[7]</sup>. 본 논문에서는 DVB-T 규격을 따르는 수신기에서 적은 양의 계산량으로 대략적 프레임 동기 수행을 위한 알고리즘과 반송파 주파수 옵셋을 어느 특정한 범위 까지 줄이고 난 뒤 잔존해있는 반송파 옵셋이 주어진 상황에서 시스템의 복잡도에 영향을 주지않으면서 심플(샘플) 타이밍 동기를 수행할 수 있는 알고리즘을 제안한다. 그리고 각 동기부의 연동을 위한 알고리즘을 제안한다.

본 장에 이어, 제 2장에서는 OFDM의 전송단의 동작원리와 수신단의 전체 동기과정에 대하여 간략히 설명한다. 제 3장에서는 수신단에서 요구되어지는 모든 동기들에 대해서, 즉 프레임 동기 방법, 정수배 및 소수배 반송파 주파수 옵셋 보상 방법, 분산 파일럿 동기 획득 방법, 반송파 주파수 옵셋에서 동작하는 심플 타이밍 알고리즘을 제안한다. 그리고 제 4장에서는 컴퓨터 모의 실험을 통하여 제안한 알고리즘의 성능 평가를 하고, 제 5장을 끝으로 결론을 내린다.

## II. OFDM의 동작 원리

DVB-T에는 2K 모드와 8K모드의 두 가지 전송

모드 규격을 정하고 있는데, 2K(8K) 모드의 경우 8 MHz의 전송 대역폭을 2,048(8,192)개의 부 반송파 대역으로 나누어 신호를 전송한다. 그리고 데이터의 전송률은 약 30 Mbit/s 까지 이른다<sup>[11]</sup>. 8K 모드의 경우에도 2K 모드와 수신기의 동작 측면에서는 특별히 다른 것이 없으므로 설명의 편의를 위하여 본 논문에서는 2K 모드를 중심으로 설명을 한다.

DVB-T에서 전송되는 신호는 프레임 단위로 전송되며 각 프레임은 68개의 OFDM 심플로 구성되어져 있다. 각 심플은 주파수 영역에서 8K 모드일 경우 6,817개의 실제 부반송파 파일럿들과 1375개의 가상 부반송파 파일럿들로 구성되고 2K 모드일 경우 1,705개의 실제 부반송파 파일럿과 343개의 가상 부반송파 파일럿으로 구성되어져 있다. 전송될 데이터는 유효대역을 구성하고 있는 실제 부반송파 파일럿 상에 실리어 변조된 후 전송되기 때문에 실제 부반송파 파일럿들은 데이터 전송률에 기여를 한다. 그러나 가상 부반송파 파일럿들은 주파수 스펙트럼상에서 양 외곽에 위치하면서 이웃 해 있는 채널을 분리하는 보호대역으로서 작용하게 된다. 보호대역에는 데이터가 실릴 수 없고 '영'의 값으로 고정되어 있기 때문에 전송률을 떨어뜨리는 한 요소가 된다. 그리고 한 심플 내의 1,705개(2K 모드인 경우)의 실제 파일럿들 중에는 45개의 연속 파일럿들과 142 혹은 143개의 분산 파일럿들이 있다. 이들 중 연속 파일럿은 매 심플 마다 동일한 위치에 오고 분산 파일럿은 심플이 하나씩 증가할 때 마다 전체적으로 4 단위(부반송파간의 거리를 1로 정규화 시켰을 때) 파일럿씩 이동하여 위치하게 된다. 이 두 가지의 연속 및 분산 파일럿 상에도 또한 데이터가 실릴 수가 없고 실수축과 허수축의 값이 특정한 값을 갖도록 고정되어 있기 때문에 데이터 전송률을 떨어뜨리는 한 요소가 된다. 그러나 수신단에서는 이러한 파일럿 신호들이 혼련신호로 사용되어 매우 유용하게 이용될 수 있다.

위에서 언급한 유효대역과 보호대역으로 구성된 한 심플에 해당하는 주파수영역의 데이터를 역푸리에 변환하면 길이가  $T_u$ 인 시간영역의 데이터를 얻게 된다. 이 시간영역의 데이터를 유효심플 구간이라 한다. DVB-T 규격에서는 데이터를 전송하기 전에 유효심플 이외에 유효심플 구간 중 뒷부분의  $T_u$ 초 동안의 구간을 복사하여 유효심플 구간의 앞부분에 삽입하여 변조를 수행한다. 여기서 복사된  $T_u$ 초 동안의 구간을

보호구간이라고 하고, 이것은 다중경로와 심볼 간의 간섭을 피하기 위하여 사용되어 진다. DVB-T에서는 다중경로의 길이에 따라 보호구간의 길이를 4가지 모드(1/4, 1/8, 1/16, 1/32)로 설정하여 두었는데, 이들 중 다중 경로의 지연시간보다 더 긴 길이를 갖는 모드로 설정하여 전송하면 다중경로에 의한 문제점을 쉽게 제거할 수 있다. 보호구간도 데이터 전송률을 떨어뜨리는 한 요소가 되지만 OFDM 시스템에서 요구되어지는 몇 가지 타이밍 동기 추적에 유용하게 쓰여질 수 있다. 그림 1에 DVB-T 규격에서 제한한 전송기의 블록도를 나타내었다.

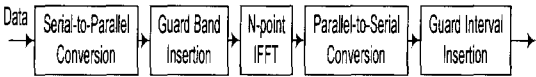


그림 1. DVB-T 송신기의 블록도  
Fig. 1. Transmitter block diagram of DVB-T.

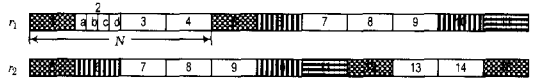
### III. DVB-T 수신기 동기 알고리즘

#### 1. 프레임 동기

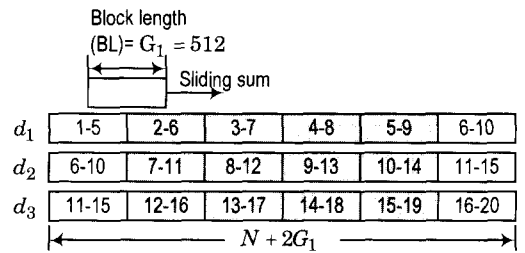
OFDM에서 한 프레임은 68개의 심볼 들로 구성되어 있고 한 심볼 은 2,560개(보호구간이 1/4 모드일 경우)의 샘플들로 구성되어 있기 때문에 프레임, 심볼, 샘플의 가장 기본이 되는 단위는 샘플이다. 따라서 초기의 프레임 동기는 대략적 심볼 타이밍 동기와 동일한 과정이 된다. 앞서의 일반적 OFDM심볼 구조의 설명에서처럼 심볼의 유효구간 앞에는 가드 인터벌이 주기적으로 삽입되어 있다. 이 주기적으로 위치해 있는 가드인터벌을 이용해서 대략적 프레임동기를 수행할 경우 2가지 방법을 이용할 수 있다. 첫번째 방법은 상관도를 이용하는 방법으로서 가드 인터벌 내에 있는 데이터와 유효구간 내에 있는 동일 데이터간에 상관도를 구하는 방법이다. 그러나 이 방법은 많은 계산량을 요구하는 반면에 두 번째 방법인 뺄셈을 이용하는 방법은 많은 계산량을 요구하지 않는다.

본 논문에서는 계산량을 최대한 줄인 뺄셈을 이용하여 가드인터벌 모드 판정(4가지 가드 인터벌 모드 중 에서 판정)과 대략적 심볼 시작점 판정을 동시에 수행할 수 있는 알고리즘을 제안한다. 그림 2에 수신된 데이터의 가드 인터벌 모드가 512인 경우에 대한 가드 인터벌 모드 판정 방법을 나타내었다. 그림2(a)에서 한 블록은 512 샘플로 구성되어져 있고, 한 블록은 각 부 블록이 128 샘플로 구성된 4개의 부 블록(a, b, c,

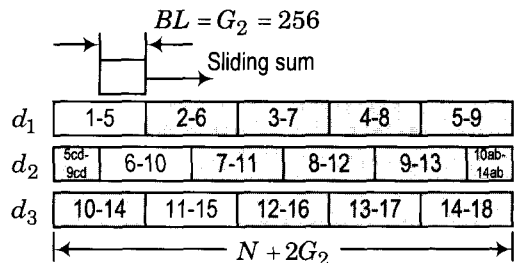
d)으로 나눌 수 있다. 그림 2(a)에서는 일련의 수신된 데이터 중 1번과 5번이 동일한 가드 인터벌 영역이고 6번과 10번이 동일한 가드 인터벌 영역이다.  $G_1, G_2, G_3, G_4$ 는 각각 512, 256, 128, 64를 나타내는 가드 인터벌의 길이이다. 그림 2(b)에서는 실제 전송된 데이터의 가드 인터벌이 512일 때, 추정 모드도 512로 계산했을 경우이고, 그림 2(c)에서는 256모드로, 그림 2(d)에서는 128모드로 추정했을 경우이다. 그림 2(b), (c), (d)에서  $d_1$ 의 시작점은 1, 끝점은  $N+2G_i$ ,  $d_2$ 의 시작점은  $N+2G_i+1$ , 끝점은  $2N+3G_i$ ,  $d_3$ 의 시작점은,  $2N+3G_i+1$  끝점은  $4N+5G_i$ 이다. 그림 2(b)의 경우에는 실제 전송된 가드 인터벌 모드와 추정 가드 인터벌 모드가 일치하기 때문에  $d_1, d_2, \dots, d_n$ 을 세로 방향으로 덧셈을 할 경우 뺄셈 결과에 의해서 '0'의 값들로 채워진 가드 인터벌 영역이 모두 일치한다. 그러나 그림 2(c), (d)의 경우에는 전송된 가드 인터벌 모드와 추정한 가드 인터벌이 일치하지 않기 때문에  $d_1, d_2, \dots, d_n$ 을 세로 방향으로 덧셈을 할 경우 뺄셈 결과에 의해서 '0'의 값들로 채워진 가드 인터벌 영역이 모두 일치하지 않는다.



(a)



(b)



(c)

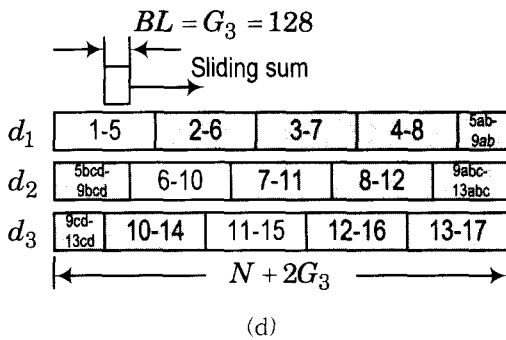
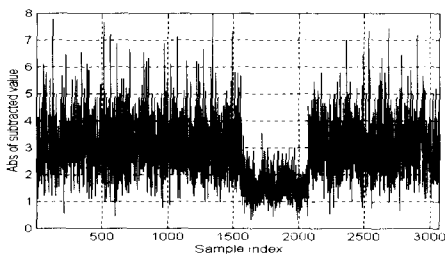
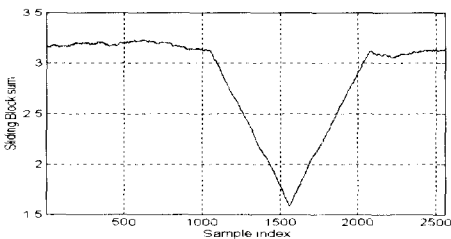


그림 2. 가드 인터벌 모드 결정을 위한 블록 슬라이딩 합 (a) 송신신호의 가드인터벌 모드가 512인 경우 (b) 가드인터벌 모드를 512로 한 경우 (c) 가드인터벌 모드를 256로 한 경우 (d) 가드인터벌 모드를 128로 한 경우

Fig. 2. Sliding sum for guard interval mode estimation. (a) When the guard interval mode is 512 in the transmitted signal, (b) Estimate 512 guard interval mode, (c) Estimate 256 guard interval mode, (d) Estimate 128 guard interval mode.



(a)



(b)

그림 3. 뺄셈 방법을 이용한 프레임 동기 ( $K_r=10\text{dB}$ ) (a) 뺄셈 수행 후 데이터 축적, (b) 슬라이딩 블록 합 수행

Fig. 3. Frame synchronization using subtraction method ( $K_r=10\text{dB}$ ). (a) Data accumulation after subtraction, (b) sliding summation.

가드 인터벌 모드를 결정하고 난후, 대략적 프레임 동기를 위하여 그림 2(a)의 결과를 세로로 덧셈을 취

한 결과로부터 일정 길이의 블록을 오른쪽으로 이동하면서 블록내에 들어온 값들에 대한 덧셈을 수행한다. 그림 3(a)는 신호 대 잡음비(SNR)가 5dB인 경우 환경에서 13개의 심볼에 대하여 실제 전송된 데이터의 가드 인터벌이 512이고, 추정 모드도 512로 계산했을 경우에 대하여 각 심볼마다 뺄셈을 이용한 가드 인터벌 모드 추정을 수행한 후, 각 결과를 누적한 결과이다. 실험에서 채널환경은 레일리(Rayleigh) 페이딩<sup>[8]</sup> 환경하에서 실시 하였고,  $K_r$ 은 라이시안(Rician) 상수로서 다중채널의 영향 정도를 나타낸다. 그림 3(a)에서 보듯이 가드 인터벌 영역에는 좌우에 있는 유효 구간보다 전력이 낮음을 알 수 있다. 그림 3(b)는 누적인 결과의 데이터를 주어진 블록 길이로 이동해 나가면서 덧셈을 수행 했을 때의 결과이다. 이는 가드 인터벌의 시작점을 찾기 위한 과정인데 슬라이딩 블록 합 중에서 최소값이 바로 추정된 가드 인터벌 시작점이 된다.

표 1에 SNR과  $K_r$ 에 따라서 프레임 동기를 위하여 필요한 심볼수를 나타내었다. 결과에서 보듯이 13개의 심볼이면 여러 발생없이 프레임 동기를 수행할 수 있음을 알 수 있다.

표 1. 프레임 동기에 소요 되는 심볼수  
Table 1. The number of symbols needed for frame synchronization.

$K_r$	SNR		
	5dB	10dB	15dB
10 dB	12	9	6
0 dB	13	10	8

### 2. 반송파 주파수 동기

OFDM의 가장 큰 특징 중 하나는 수신단에서 반송파 주파수 동기가 아주 정확하게 맞추어져야 한다는 것이다. 반송파 주파수 동기는 바로 이웃 해 있는 부반송파간의 거리를 1로 정규화 하였을 때, 반송파 주파수 오프셋( $k_0$ )은 정수배 반송파 주파수 오프셋( $k_i$ )과 소수 배 반송파 주파수 오프셋( $k_d$ )으로 분리하여 생각할 수 있다. 소수배 반송파 주파수 오프셋은 부반송파간에 상호간섭으로 인하여 직교성을 상실하게 만든다. 정수배 반송파 주파수 오프셋은 부반송파간의 직교성 상실과는 무관하며 스펙트럼상에서 모든 반송파들을 동일 정수배만큼 순환 전이를 발생시키는 원인이 된다. 먼저 정수배 주파수 오프셋은 Classen-Meyr 알고리즘

[5]을 적용하여 발생해 있는 주파수 오프셋을 보상해 줄 수 있다. 이 방법은 수신된 신호의 주파수 오프셋 정도를 알기 위하여 수신된 연속된 두 심볼 데이터에 대하여 강제로 일정 주파수 성분의 반송파 신호를 곱하여 FFT 단을 통과 시킨다. 그리고 두 심볼내의 연속 파일럿 신호간 상관성을 구한다. 강제로 곱하는 반송파 신호의 주파수를 일정 값만큼 증가 시키면서 이러한 과정을 계속한다. 강제로 곱한 반송파의 주파수 성분이 수신 신호의 반송파 주파수 오프셋에 근접할수록 상관 값은 증가하게 되어 반송파 주파수 오프셋과 일치하게 되면 최고치를 나타낸다. 반송파 주파수 오프셋을 찾아내기 위해 사용되는 반송파의 주파수 범위를 넓게 하면 할수록 오프셋을 찾아낼 수 있는 범위가 넓어진다. 그러나 그 범위가 넓어질수록 계산량은 늘어나게 되므로 계산량과 성능 사이에 적절한 조정이 필요하게 된다.

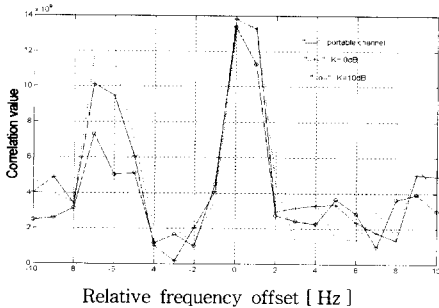


그림 4. 정수배 주파수 오프셋 추정( $N_f=30, K_d=0.5, SNR=5dB$ )

Fig. 4. Estimation of integer part of frequency offset. ( $N_f=30, K_d=0.5, SNR=5dB$ )

그림 4에 다중 채널의 영향 정도에 따라 구해진 상관 값을 나타냈었는데, 여기서  $N_f$ 는 정수배 샘플 오프셋,  $k_d$ 는 수신단의 반송파 주파수 오프셋을 나타낸다. 그림 4에서  $k$ 는 라이시안 상수로서 다중채널 환경의 영향 정도를 나타내는 값을 나타내고, 자기 상관 결과 값인 3가지 곡선 모두가 주파수 오프셋이 0이 되는 지점에서 원하는 최대값을 가지게 된다. 따라서 라이시안 채널은 물론이고 이동환경 채널에서도 위 알고리즘을 적용할 수 있음을 알 수 있다. 정수배 주파수 오프셋을 보상하고 나면 잔존해 있는 주파수 오프셋은  $\pm 0.5$ 이 내의 범위에 들어 오게 되므로 소수배 주파수 오프셋만 보상을 해주면 된다. 소수배 주파수 오프셋을 추정하는 방법은 가드 인터벌을 이용하는 방법과 연속 파일럿을 이용하는 방법이 있다. 실험결과 가드 인터벌을 이용

할 경우  $\pm 0.48$  이내의 범위까지 정확하게 추정할 수 있고, 연속 파일럿을 이용할 경우  $\pm 0.42$  이내의 범위까지 정확하게 추정할 수 있다. 그림 5에 가드 인터벌을 이용해서 소수배 주파수 오프셋을 추정된 S-곡선을 나타내었다.

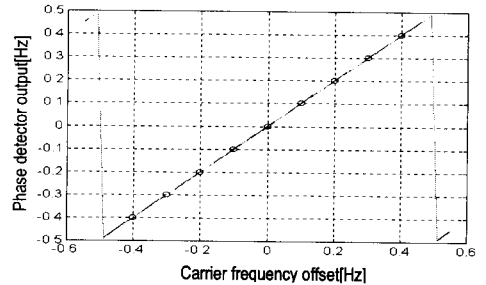


그림 5. 소수 배 주파수 오프셋에 대한 S-curve  
Fig. 5. S-curve for the estimation of carrier frequency offset.

정수배 주파수 오프셋 보상 후 잔존해 있는 소수배 주파수 오프셋이  $+0.5$  혹은  $-0.5$  근처의 값을 가질 경우에는 반송파 동기 PLL이 오프셋 주파수를 추적하는데 많은 시간이 소요된다. 그 이유는 반송파 동기 PLL의 동작 초기에  $+0.5$ 와  $-0.5$  사이를 아래 위로 진동하면서 느린 속도로 추적하기 때문이다. 이러한 시간의 단축을 위해서 다음과 같은 방법을 제안한다. 정수배 주파수 오프셋 보상 후 바로 반송파 동기 PLL을 구동 시키지 않고 범위 이내에 있는 주파수 오프셋을 Classen-Meyr 알고리즘을 이용하여  $\pm 0.25$  범위 이내까지 줄인 후에 반송파 동기 PLL을 구동 시키는 것이다. 실험결과 기존의 방법으로 미세 반송파 주파수 동기를 수행했을 때와 제안한 방법으로 수행했을 때의 소요되는 심볼 수는 각각 50 심볼 이내와 40 심볼 이내였다. 반송파 주파수 동기 포착에 소요 되는 심볼 수는 초기 소수배 반송파 오프셋이 얼마인가에 따라서 달라질 수가 있는데 표 2에 보여진 데이터는 초기 오프셋이  $+0.5$ 인 경우에 실험을 통해서 얻어진 값이다. 기존 방법에서 10심볼 정도가 더 소요되는 이유는 SNR 이 낮은 환경에서 위상 검출기의 출력이  $+0.5$ 와  $-0.5$  사이를 아래 위로 진동하면서 느린 속도로 추적해 가기 때문이다.

### 3. 분산 파일럿 모드 추정

DVB 시스템에서 분산 파일럿의 위치는 매 심볼마다 3단위씩 오른쪽으로 순환 이동해서 위치해 있다. 모드에 따른 분산 파일럿의 위치를 그림 6에 나타내었

다. 여기서 검은 점들은 분산 파일럿이나 연속 파일럿을 나타내고 흰 점들은 정보 데이터를 나타낸다. 그리고 가로축 번호는 파일럿 번호를 나타내고 세로축 번호는 심볼 번호를 나타낸다. 심볼의 시작 번호에 따라서 '0'번 모드, '3'번 모드, '6'번 모드, '9'번 모드 등 4가지로 분류할 수 있다.

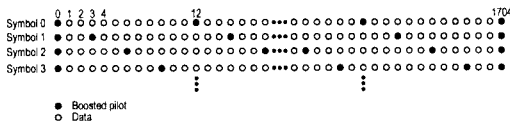


그림 6. 2K 모드 OFDM 심볼 포맷  
Fig. 6. Symbol format for OFDM with 2K mode.

분산 파일럿을 이용한 심볼 타이밍 동기를 수행할 경우 심볼 타이밍 동기에 들어가기 전에 이 분산 파일럿의 모드를 먼저 알아내야 하는데 모드 추정을 위한 식은 다음과 같다.

$$sp_i = \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^N X(12n + (3(m\%4) + 3 \times i)\%12), \quad i = 0, 1, 2, 3 \quad (1)$$

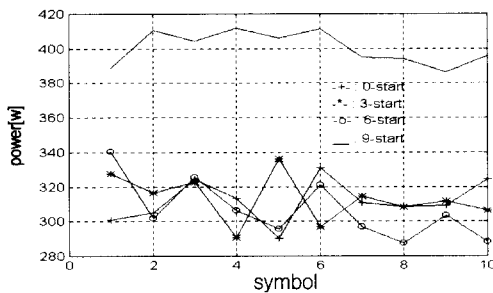


그림 7. 4가지 분산 파일럿모드에 대한 각 전력  
Fig. 7. Power of 4 scattered pilot modes.

식(1)에서  $X(n)$ 은  $n$ 번째 분산 파일럿의 전력,  $N$ 은 141(분산파일럿의 개수가 142개 이므로),  $m$ 은 심볼 번호,  $m_1$ 은 수신된 심볼들 중 분산 파일럿 모드 추정을 시작하는 심볼 번호,  $M$ 은 모드 결정을 위해 소요되는 심볼 누적횟수,  $(m\%4)$ 는  $(m \div 4)$ 의 나머지,  $sp_i$ 는 각 추정 모드의 평균 전력이다. 그림 7에서 실험 환경은 SNR이 5dB이고  $K_p$ 이 10dB인 상황에 대한 결과를 보여주고 있다. 그림 7에서 보듯이 9번 파일럿에서 시작하는 모드의 전력이 다른 3가지 모드들의 전력에 비해 훨씬 큰 것을 볼 수가 있다. 실험 결과 채널 상황과 잔존해 있는 소수 배 주파수 오프셋에

따라 다르지만 대체로 10개 심볼을 누적함으로써 분산 파일럿의 모드를 정확하게 추정할 수 있다.

#### 4. 심볼 타이밍 동기 알고리즘

한 심볼 내에서 보호구간을 제외한 유효심볼 구간에 FFT 윈도우를 일치시키는 과정이 심볼 타이밍 동기 과정 하나이다. 이 때 FFT 윈도우 타이밍이 정확하게 맞지 않고 몇 개의 OFDM 샘플만큼 앞서 있을 수도 있고 뒤져 있을 수도 있는데, 윈도우 타이밍 오차가 수신되는 데이터에 미치는 영향을 미친다.

먼저 샘플링 타이밍 오프셋을 추정하기 위하여 복소수 값으로 수신된 분산 파일럿들로부터 그 파일럿들의 위상 값을 구한다. 백색 가우스 잡음과 소수배 반송과 주파수 오프셋은 없고 단지 샘플링 타이밍 오프셋만 있다고 가정할 경우, 분산 파일럿의 인덱스가 증가해 나갈 때 샘플링 타이밍 오프셋이 양 또는 음의 값이냐에 따라서 그 위상 값은 선형적으로 증가 또는 감소 하는 직선을 얻을 수 있다. 그러나 백색 가우스 잡음, 소수배 반송과 주파수 오프셋, 수신단에서의 공통 위상 에러를 모두 고려하였을 경우, 분산 파일럿의 인덱스가 증가 해나갈 때 거시적으로는 위상 값도 근사적으로 증가 또는 감소 하는 것을 관찰할 수가 있다. 그러나 이웃 해 있는 분산 파일럿들의 위상 값들을 비교하면 각 부반송파에서 상당히 편차가 큰 찌그러진 직선을 얻게 되고 그 편차가 심할 경우에는 오류 천이를 발생시키게 된다.

본 논문에서는 소수배 반송과 주파수 오프셋과 공통위상오차(common phase error: CPE)가 아직 보상되지 않은 상태에서 심볼 타이밍 동기를 수행하려 할 경우 발생하는 이러한 문제들을 해결 할 수 있는 알고리즘을 제안한다. 제안한 알고리즘은 단계1과 2의 두 과정을 거쳐서 샘플 타이밍 오프셋을 추정 한다. 제 1단계에서는 2가지 기능이 있는데, 그 첫 번째는 잡음,  $k_d$ ,  $k_p$  등에 의하여 발생하는 오류천이를 제거하는 것이다. 이러한 오류 천이는  $n_0$ 가 0에 가까운 아주 작은 값을 가지면서  $k_d$ 와  $k_p$ 에 의한 위상천이가  $180^\circ$ 에 근사하는 값을 가질 때,  $-\pi$ 에서  $\pi$ 로 혹은  $\pi$ 에서  $-\pi$ 로 급격히 변함에 의하여 많이 발생한다. 그리고 제 1 단계에서의 두 번째 기능은  $n_0$ 의 절대값이 1.2보다 작을 때 발생하는 구간적 선형 직선을 단순한 일직선으로 변환 시키는 것이다. 단계1의 계산 과정은 다음과 같다<sup>[3]</sup>.

단계 1 ;

$$p_{n+1} = \begin{cases} p_{n+1} - 2n, & \text{if } n < (p_{n+1} - p_n) < 2n, \\ p_{n+1} + 2n, & \text{if } 2n < (p_{n+1} - p_n) < n, \\ p_{n+1}, & \text{if } n \leq (p_{n+1} - p_n) \leq n, \end{cases} \quad (2)$$

여기서  $p_n$ 은  $n(n=1, 2, \dots, 141)$ 번째 분산 파일럿의 위상 값이다.  $p_n$ 은  $p_{n+1}$ 과 차를 구한 후 그 결과값에 따라 갱신한다. 단계 1을 수행 후 제 2단계에서는 제1단계의 2번째 기능과 유사하게 톱니 모양의 구간적 선형 직선을 단순한 일직선 형태로 변환 시킨다. 이러한 톱니 모양의 구간적 선형 직선은  $n_c$ 의 절대값이 1.2 보다 큰 경우에 발생하게 된다. 단계 2는 다음과 같다<sup>[3]</sup>.

단계 2 ;

$$p_{n+1} = \begin{cases} p_{n+1} - 2k\pi, & \text{if } (2k-1)\pi < (p_{n+1} - p_n) < (2k+1)\pi, \\ p_{n+1} + 2k\pi, & \text{if } -(2k+1)\pi < (p_{n+1} - p_n) < -(2k-1)\pi, \\ p_{n+1}, & \text{그외,} \end{cases} \quad (3)$$

여기서  $k=2, 4, 6, \dots, 30$ 이다. 단계 2의 알고리즘도 단계1과 비슷하게 바로 이웃해 있는 분산 파일럿들간의 위상을 비교해 가면서 그 값들을 갱신해 나간다. 그리고 마지막 과정으로서 얻어진 직선으로부터 기울기를 측정함으로써 샘플 타이밍 옵셋을 추정한다. 그림8은 제안한 심볼(샘플) 타이밍 옵셋 추정 알고리즘으로 실험한 결과의 S-곡선이다. 반송파 주파수 옵셋과 CPE가 주어진 상황에서  $\pm 35$ 샘플 옵셋까지 추정할 수 있음을 보여준다.

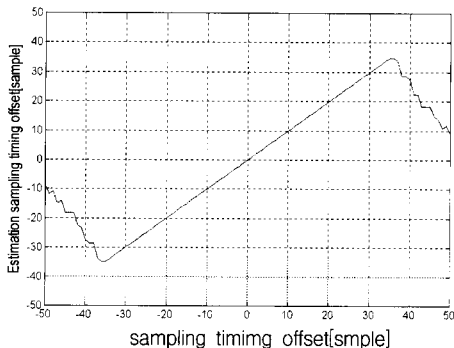


그림 8. 샘플 타이밍 옵셋 추정을 위한 제안된 알고리즘의 S-곡선

Fig. 8. S-curve for the sampling timing offset.

#### IV. 통합 시스템

그림 9는 제안한 알고리즘을 따르는 OFDM 전체

동기 수신단을 보여주고 있다. 이는 수신단에서 가장 먼저 수행되는 단으로서 가드 인터벌 모드와 대략적 프레임 동기를 13심볼 이내에 동시에 수행하도록 되어 있다. 다음으로 반송파 주파수 동기단에서 반송파 주파수 옵셋을 Classen-Meyr 알고리즘을 이용하여 반송파 주파수 옵셋을  $\pm 0.3$ 이내로 제한 시킨다. 대략적 소수배 반송파 주파수 옵셋 보상 후 분산 파일럿 모드는 6심볼 이내에 추정을 완료한 다음 반송파 동기 PLL과 심볼 타이밍 PLL이 동시에 동작한다.

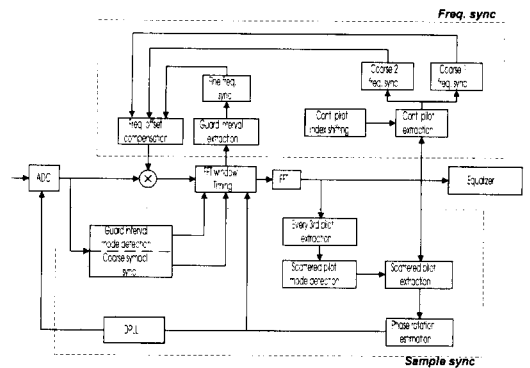


그림 9. OFDM 전체 동기 수신단

Fig. 9. Block diagram of overall synchronization.

그림 10은 잔존해 있는 주파수 옵셋이 0.25이고 샘플 옵셋은 18.5인 상황에서 수신기를 전부 연동할 경우의 반송파 동기 PLL과 심볼 타이밍 PLL의 추적 곡선이다. 이 결과로부터 약 50 심볼 내에 각 PLL의 추적이 이루어짐을 볼 수가 있다.

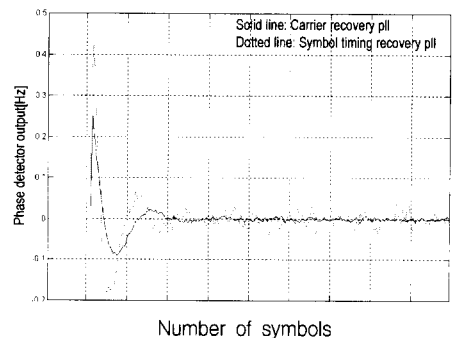


그림 10. 반송파 동기 PLL과 심볼 타이밍 동기 PLL 추적곡선( $K_f=10\text{dB}$ ,  $\text{SNR}=5\text{dB}$ )

Fig. 10. Tracking curves of Carrier and symbol timing PLL ( $K_f=10\text{dB}$ ,  $\text{SNR}=5\text{dB}$ ).

실험결과 반송파 동기와 심볼 타이밍 동기를 직렬로 수행했을 때와 병렬로 수행한 경우에 소요되는 심볼

수는 각각 80심볼과 50심볼 이내이다. 기존의 심볼 타이밍 방법을 이용하여 직렬로 수행할 경우에는 반송파 주파수 오프셋을  $\pm 0.05$ 범위 이내로 추적한 뒤에 심볼 타이밍 동기 모드에 들어갈 수가 있었다. 따라서 반송파 주파수 오프셋을  $\pm 0.05$ 범위 이내로 추적하는데 소요되는 심볼 수로는 30심볼 정도가 필요하고 심볼 타이밍 동기에도 50 심볼 정도가 필요하기 때문에 총 소요되는 심볼 수는 80 심볼 정도가 된다. 그러나 반송파 동기와 심볼 타이밍 동기를 병렬로 수행했을 때에는 단지 50심볼 정도만이 필요하다.

## V. 결 론

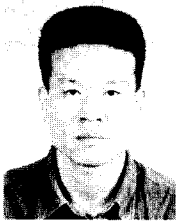
본 논문에서는 DVB-T 수신 시스템에서 요구되어지는 모든 동기에 대한 통합 알고리즘을 제안 하였다. 정수배 반송파 주파수 오프셋 보상 후 잔존해 있는 소수배 반송파 주파수 오프셋을 대략적 소수배 반송파 보상단을 이용하여  $\pm 0.3$  이내로 제한 함으로서 초기 동기화 소요시간을 단축시켰다. 기존 알고리즘은 반송파 주파수 오프셋과 CPE가 보상되지 않은 상태에서는 이들 오차가 서로 복합적으로 OFDM 심볼에 영향을 미침으로서 심볼(샘플) 타이밍 동기과정을 수행할 수 없는 문제점을 가지고 있었다. 본 논문에서는 잡음, 소수배 반송파 주파수 오프셋과 CPE에 의하여 발생하는 문제점들을 해결할 수 있고 빠른 초기 동기화를 위한 고속 심볼(샘플) 타이밍 동기 알고리즘을 제안하였다. 즉, 반송파 동기 추적 위상동기루프와 심볼(샘플) 타이밍 동기 추적 PLL을 동시에 동작시킴으로써 기존의 반송파 동기 과정에 소요되는 별도의 시간을 절약하여 초기 동기화 시간에 있어 30심볼 정도 줄일 수 있었다.

## 참 고 문 헌

- [1] ETSI, *Digital broadcasting systems for television, sound and data services; Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial broadcasting*, 1996.
- [2] H. Nogami and T. Nagashima, "A frequency and timing period acquisition technique for OFDM systems," *Proc. IEEE GLOBECOM'95*, pp. 1010-1015, Nov. 1995.
- [3] Y. J. Kim, D. S. Han and W. I. An, "A New Fast Symbol Timing Recovery Algorithm for OFDM System," *Proc ICCE 98*, pp. 472-473.
- [4] M. Okada and S. Hara, "Optimum Synchronization of Orthogonal Multi-carrier Modulated Signals," *Proc. IEEE PIMRC'96*, pp. 863-867, Oct. 1996.
- [5] F. Classen and H. Meyr, "Frequency Synchronization Algorithm for OFDM Systems suitable for Communication over Frequency Selective Fading Channels," *IEEE VTC'94*, pp. 1655-1659, NY. 1994.
- [6] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division mutiflexing frequency off-set correction," *Proc. IEEE Trans. Comm.* Vol. 42, pp. 2908-2914, Oct. 1994.
- [7] F. Daffara and O. Adami, "A new Frequency detector for orthogonal multicarrier trans-mission techniques," *Proc. IEEE VTC'95*, pp. 804-809, July. 1995.
- [8] S. Hamidreza Jamali and Tho Le-Ngoc, *Coded-Modulation Techniques for fading Channels*, Kluwer Academic Publishers.

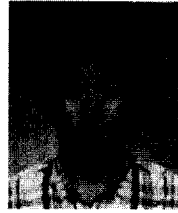


저 자 소 개



金 容 正(正會員)

1996년 2월 경북대학교 전자공학과 학사졸업. 1999년 2월 경북대학교 대학원 전자공학과 석사졸업. 1999년~현재 씨앤에스 테크놀러지 무선 통신 개발팀 연구원. 주관심 분야는 이동통신, 디지털신호처리

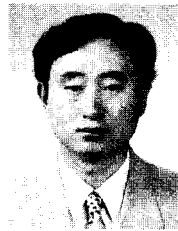


金 基 範(正會員)

1985년 2월 한양대학교 전자공학과 학사졸업. 1985년~현재 삼성전자 신호처리 연구실 선임 연구원. 주관심 분야는 디지털 통신, 디지털 HDTV 채널 코딩

韓 東 錫(正會員) 第 35 卷 S 編 第 10 號 參 照

현재 경북대학교 전자전기공학부 조교수



崔 鎭 圭(正會員)

1983년 2월 성균관대학교 전자공학과 학사졸업. 1990년 1월 미국 Polytechnic 대학교 전기전자공학과 석사졸업. 1994년 6월 미국 Polytechnic 대학교 전산학과 석사졸업. 1996년 1월 미국 Polytechnic 대학교 전기전자공학과 박사졸업. 1983년~1985년 금성사 엔지니어. 1986년 모토롤라 코리아 엔지니어. 1996년~현재 삼성전자 통신연구소 수석 연구원. 주관심 분야는 무선 디지털 통신, 무선 ATM MODEM