

논문-05-10-2-06

DVB-H 수신기의 전력소모감소를 위한 동기화 기법에 관한 연구

남승우^{a)*}, 손원^{a)}

Studies on Synchronization Techniques for Power Saving of DVB-H Terminal

Seungwoo Nam^{a)*} and Won Sohn^{a)}

요 약

이 논문은 DVB-H수신기의 전력소모를 줄이면서도 채널에 강건한 새로운 동기방법을 제안하였다. DVB-H시스템에서는 수신기의 전력소모를 줄이기 위하여 Time-Slicing방법을 사용하는데 버스트 시간이 짧을수록 수신기의 유효동작시간이 줄어들게 되어 전력소모가 감소된다. 수신기의 유효동작시간에는 버스트를 동기화하기 위한 시간이 포함되므로 이 동기화시간을 줄이면 DVB-H수신기의 전력소모를 줄일 수 있다. DVB-T에서는 채널추정에 사용되는 분산파일럿의 동기화를 위해 프레임동기화를 이용하기 때문에 68 OFDM심볼시간이 걸렸으나 이 논문에서는 참조 OFDM심볼 네 개를 수신기에서 따로 저장하고 현재 입력되는 OFDM심볼과의 상관계수값을 구하여 높은 강건성을 유지하면서도 분산파일럿 동기화에 1 OFDM심볼시간만 소요되는 새로운 방식을 제안하였다. 제안방식의 강건성을 분석하기 위하여 다양한 이동수신 채널환경에서 최소보호비를 구하여 기존 방식과 비교분석하였다.

Abstract

In this paper, we proposed new fast scattered pilot synchronization techniques to reduce the burst synchronization time for the DVB-H receiving system with robustness. DVB-H terminals employ a TDM system called 'Time-Slicing' to reduce power consumption. In order to fully exploit the potential power reduction, the synchronization time for the DVB-H receiver must be very short. A typical DVB-T system uses the TPS Synchronization to determine the position of scattered pilots which are used for channel estimation, and it takes 68 OFDM symbol time. In this paper, several new fast scattered pilot synchronization techniques are proposed.

Keywords : ATSC DTV, sparse equalizer, channel estimation

I. 서 론

초기의 디지털방송시스템은 고정수신만을 고려하여 설계되어 콘텐츠를 위성/지상파/케이블 매체를 통해 전달하고 있다. 디지털방송기술의 안정화와 이동통신서비스의

멀티미디어화에 따라, 지상파와 위성을 이용한 휴대이동 방송표준이 등장하고 있다. 이러한 표준으로 DVB-T^[1]를 개량한 DVB-H^[2], DAB^[3]를 개량한 DMB^[4], 그리고 퀄컴사의 MediaFLO^[5] 등이 있다.

이동전화기를 이용하여 기존의 디지털방송신호를 수신하기 위해서는 안테나 크기제한으로 인한 수신신호 품질저하, 디지털방송신호 수신용 칩추가로 인한 전력소모 증가

a) 경희대학교 전파공학과

Department of Radio Engineering, Kyung Hee University

등의 문제점이 대두되고 있으며, 이와 관련된 연구가 활발히 진행되고 있다^{[6][7]}.

이 논문은 DVB-H수신기의 전력소모감소를 위한 방안으로 동기화 시간을 줄이는 연구를 수행하였다. DVB-H시스템은 전력사용이 제한된 이동전화기에 멀티미디어 서비스를 제공하기 위한 시스템으로써 단말기의 전력소모를 줄이기 위하여 Time-Slicing기법을 사용하고 있다. 기존의 디지털방송서비스는 TV프로그램 당 수 Mbps 이상의 데이터 전송율을 제공하지만, 이동전화기를 위한 디지털방송 서비스는 MPEG-4와 소형수신모니터를 이용하기 때문에 데이터 전송율이 수백 kbps로 충분하다. DVB-H 전송시스템은 Time-Slicing기법을 통하여 각 TV 프로그램채널의 데이터를 지속적으로 전송하지 않고 일정 간격마다 10배 이상의 데이터 전송률을 가지는 버스트로 보내기 때문에, 수신단말기는 방송신호를 수신하지 않을 때는 방송수신관련 칩셋을 끄으로써 수신단말기의 전력을 감소시킬 수 있다. 이때, 각 버스트마다 동기화를 수행하여야 하는데, 동기화 시간이 길면 수신기의 동작시간이 길어져 수신단말기의 전력소모가 증가하게 된다. 따라서 동기화 시간을 줄이는 작업은 수신기 전력소모감소를 가져올 수 있기 때문에 매우 중요하다.

동기화시간감소와 관련된 연구는 Nokia사에서 수행한 Fast Scattered Pilot Sync방식이 있으며^{[8][9]}, 이 방식은 강건성이 다소 약하지만 분산파일럿 동기화 시간을 1 OFDM시간으로 줄인 전력기반 동기화 방식과, 강건성이 좋으면서도 동기화 시간을 5 OFDM시간으로 줄인 상관관계수기반 동기화 방식을 포함한다. 이 연구는 동기화 시간을 1 OFDM심볼 시간까지 줄이면서도 좋은 강건성을 유지하는 방안을 제안하였다.

이 논문의 2장에서는 기존의 동기화 방식인 TPS (Transmission Parameter Signalling)^{[1][8][9]} 동기화와 Nokia사에서 제안한 Fast Scattered Pilot Sync방식에 대하여 간략히 소개했고 3장에서는 제안한 두 가지 방안에 대해서 소개하였으며 4장의 모의실험에서는 기존의 Fast Scattered Pilot Sync방식과 함께 제안한 두 가지 방식의 최소보호비를 AWGN채널과 이동수신채널에서 각각 모의실험하였다.

II. 기존의 동기화 방식

1. TPS-bit을 이용한 동기화 방식

일반적인 DVB-T 동기화를 위한 시스템은 그림 1과 같다.

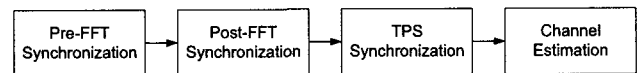


그림 1. DVB-T 동기화 순서
Fig. 1. DVB-T synchronization sequence

DVB-T시스템은 채널추정을 위한 분산파일럿의 위치를 결정하기 위해서 TPS(Transmission Parameter Signalling) 동기화를 이용한다. 분산파일럿의 위치는 OFDM프레임 내에서 OFDM심볼 번호에 의해 결정되기 때문에 DVB-T시스템에서는 이 분산파일럿의 위치를 결정하기 위한 동기화 기법이 따로 없으며, TPS-bit을 이용하여 프레임의 동기화를 수행 후 분산파일럿의 위치를 결정한다. TPS동기 이전의 동기화 과정에서는 7 OFDM심볼시간을 소요하지만 TPS동기화는 68개의 심볼(한 프레임)을 모두 수신해야 하기 때문에 68 OFDM심볼시간이 소요되며 동기화에 할애되는 총 시간은 75 OFDM심볼시간이 된다. 이는 8k모드, 1/4보호구간의 시스템에서 84ms로 환산되며 146ms의 버스트주기를 감안하면 수신기의 유효동작시간 중에서 37%를 차지하게 된다.

2. Correlation Based Scattered Pilot Sync 방식

Nokia사는 2003년에 분산파일럿 동기시간을 단축할 수 있는 새로운 방식을 제안하였으며, 이 방식에 대한 기능블록도는 그림 2와 같다.

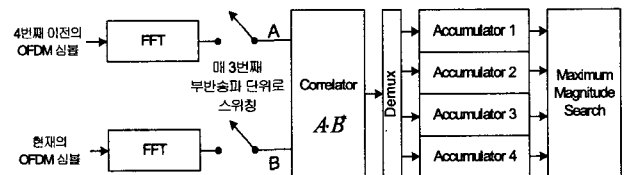


그림 2. Correlation-Based Scattered Pilot Sync. 기법의 기능블록도
Fig. 2. Block diagram of Correlation-Based Scattered Pilot Synchronization scheme

이 방식은 식(1)과 같이 표현되는 분산파일럿 위치의 특성을 이용하여 현재의 OFDM심볼과 이전의 4번째 OFDM심볼의 상관계수값을 구하여 현재 OFDM심볼의 분산파일럿 위치를 결정한다. 따라서 이 동기화기법은 총 5 OFDM심볼 시간이 소요된다.

분산파일럿의 위치 k 는 다음과 같이 표현된다.

$$k = K_{\min} + 3 \times (l \bmod 4) + 12p \quad (1)$$

여기서, l 은 OFDM 심볼 인덱스이고, p 는 k 가 $[K_{\min}, K_{\max}]$ 를 넘지 않도록 하는 0이상의 정수이며, K_{\min} 은 0, K_{\max} 는 2K모드에서 1704, 4K에서 3408, 8K에서 6816이다.

분산파일럿의 위치는 그림 3과 같이 OFDM심볼 네 개마다 반복되며, 이렇게 반복되는 분산파일럿 간에는 유사성이 높고, 데이터 부반송파들 간에는 유사성이 낮다. 따라서 식(2)와 같은 네 가지 상관계수식을 구성하여 상관계수값을 구한 후 이 값이 다른 세 개의 값과 구분되는 큰 값이 나올 때 서로 유사성이 큰 분산파일럿끼리 상관되었다고 볼 수 있다.

$S(n,c)$ 를 현재 OFDM심볼의 c 번째 부반송파라고 하면, 네 개의 상관계수식은 식(2)와 같이 표현된다.

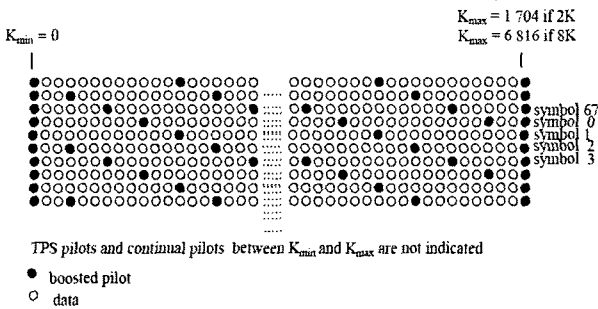


그림 3. 분산파일럿의 위치
Fig. 3. Scattered Pilot Positions

$$\begin{aligned} C_1(n) &= \left| \sum_{p=0}^{p_{\max}} S(n, 12p) \cdot S^*(n-4, 12p) \right| \\ C_2(n) &= \left| \sum_{p=0}^{p_{\max}} S(n, 12p+3) \cdot S^*(n-4, 12p+3) \right| \\ C_3(n) &= \left| \sum_{p=0}^{p_{\max}} S(n, 12p+6) \cdot S^*(n-4, 12p+6) \right| \\ C_4(n) &= \left| \sum_{p=0}^{p_{\max}} S(n, 12p+9) \cdot S^*(n-4, 12p+9) \right| \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 p_{\max} 는 2K 모드에서 141, 4K 모드에서 283, 8K 모드에서 567이다.

네 개의 모든 가능한 분산파일럿 위치에 대한 상관계수를 구한 후에 식(3)과 같은 확실히 구분되는 최대 상관계수값을 구할 수 있다.

$$C_{\max}(n) = \max(C_p(n)) \quad (3)$$

여기서 $p \in \{1, 2, 3, 4\}$ 이고, $C_{\max}(n)$ 은 $C_1 \sim C_4$ 중 에서 가장 큰 값을 가지는 상관계수값이다. 이를 바탕으로 식(4)와 같이 현재 OFDM심볼의 분산파일럿 위치(Scattered Pilot Raster Position)를 알 수 있다.

$$SPRP(n) = \arg \max(C_p(n)) \quad (4)$$

이 방식으로 분산파일럿의 위치를 결정할 때는 단지 5 OFDM심볼시간만 소요된다. 따라서 Pre-FFT, Post-FFT를 모두 포함해서 총 12 OFDM심볼시간이 걸리며, 8K 모드에서 11-13.4ms로 환산이 된다. 이 경우 수신기 유효동작시간의 8%만 동기화에 할애되므로 기존의 TPS를 이용한 동기화에 비해 동기시간이 84%가 향상된다.

3. Power Based Scattered Pilot Sync 방식

Nokia사에서 제안한 또 다른 방식으로 이 방식에 대한 기능블럭도는 그림 4와 같다.

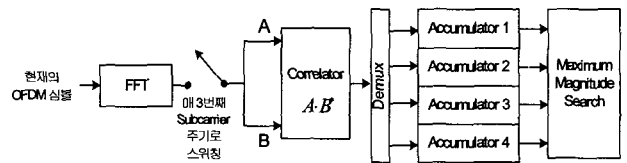


그림 4. Power-Based Scattered Pilot Sync. 기법의 기능블럭도
Fig. 4. Block diagram of Power-Based Scattered Pilot Synchronization scheme

어떤 변조방식(QPSK, 16-QAM, 64-QAM)을 사용하든지 또는 어떤 hierarchical값($\alpha = 1, \alpha = 2, \alpha = 4$)을 사용하든지

지 성상도 상의 mapping값들의 평균 전력은 1이 되도록 정규화 된다. 그 후에 frame adaptation과정에서 파일럿은 성상도 상에서 실수축으로 -4/3 혹은 4/3의 mapping값 즉, 일 반대이더보다 큰 전압으로 전송된다. 따라서 식(1)의 l 에 따른 분산파일럿의 네 가지 발생가능 위치(possible raster positions)별로 전력합을 구한 후 전력합의 차이를 판별하여 현재 수신되는 OFDM심볼의 위치를 결정할 수 있다. 결론적으로 이 방식은 데이터가 포함된 부반송파끼리의 전력합은 파일럿이 포함된 부반송파끼리의 전력합보다 항상 작다는 사실을 이용한 기법이며으로서 전력합은 식(5)와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 PS_1(n) &= \left| \sum_{p=0}^{p_{\max}} S(n, 12p) \cdot S^*(n, 12p) \right| \\
 PS_2(n) &= \left| \sum_{p=0}^{p_{\max}} S(n, 12p+3) \cdot S^*(n, 12p+3) \right| \\
 PS_3(n) &= \left| \sum_{p=0}^{p_{\max}} S(n, 12p+6) \cdot S^*(n, 12p+6) \right| \\
 PS_4(n) &= \left| \sum_{p=0}^{p_{\max}} S(n, 12p+9) \cdot S^*(n, 12p+9) \right|
 \end{aligned} \tag{5}$$

이 경우 수신기 유효동작시간의 6%만 동기화에 할애되므로 기존의 TPS를 이용한 동기화에 비해 동기시간이 89%가 향상된다.

III. Ultra Fast Scattered Pilot Sync 방식

1. UFSPS I 방식

Nokia 사에서 제안한 Fast Scattered Pilot Sync의 경우에는

분산파일럿의 위치를 결정하기 위해 모두 5 OFDM심볼시간이 소요된다. 하지만 수신기에서 분산파일럿의 위치를 알고 있는 네 개의 OFDM심볼을 항상 저장하고 있다면 단 하나의 OFDM심볼만 가지고도 그 OFDM심볼의 분산파일럿의 위치를 알 수 있다. 수신기에서 저장하고 있는 네 개의 OFDM심볼은 이전 버스트에서 분산파일럿의 동기화가 이루어진 후 현재 버스트의 동기화를 위해 수신기에 저장하게 된다.

Fast Scattered Pilot Sync는 현재의 OFDM심볼과 네 번째 이전의 OFDM심볼의 매 세 번째 부반송파(the potential scattered pilots)간에 상관계수값을 구하는 반면에 UFSPS I 방식은 식(6)과 같이, 현재의 OFDM심볼과 수신기가 간직하고 있는 네 개의 OFDM심볼 전체와 상관계수값을 구하게 된다. 이 UFSPS I 방식의 기능 블록은 그림 5와 같다.

$S(k1,c)$, $S(k2,c)$, $S(k3,c)$, $S(k4,c)$ 를 각각 수신기가 저장하고 있는 이전 버스트프레임으로부터 구한 네 개의 OFDM심볼의 c번째 부반송파라고 하면, 네 개의 상관계수값은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 C_1(n) &= \left| \sum_{p=0}^{p_{\max}} S(n, 12p) \cdot S^*(k1, 12p) \right| \\
 C_2(n) &= \left| \sum_{p=0}^{p_{\max}} S(n, 12p+3) \cdot S^*(k2, 12p+3) \right| \\
 C_3(n) &= \left| \sum_{p=0}^{p_{\max}} S(n, 12p+6) \cdot S^*(k3, 12p+6) \right| \\
 C_4(n) &= \left| \sum_{p=0}^{p_{\max}} S(n, 12p+9) \cdot S^*(k4, 12p+9) \right|
 \end{aligned} \tag{6}$$

2. USFPS II 방식

이 두 번째 방식은 기능블럭 및 상관계수값을 구하는 방법이 UFSPS I 방식과 같지만, UFSPS I 방식이 분산파일럿의

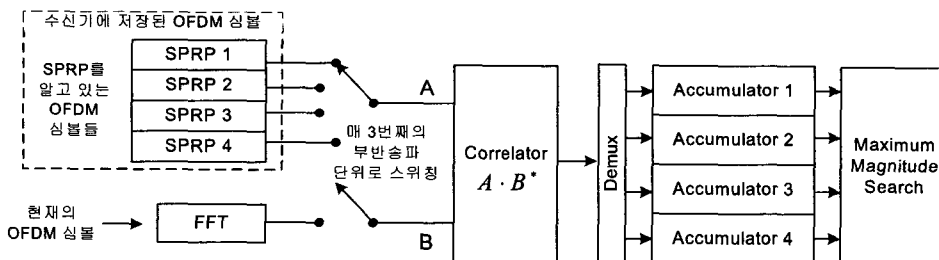


그림 5. Ultra Fast Scattered Pilot Sync. I, II 기법의 기능블럭도
 Fig. 5. Block diagram of Ultra Fast Scattered Pilot Synchronization I, II schemes

동기화를 위하여 현재 OFDM 심볼과 이전 수신 버스트프레임의 심볼 네 개와 상관계수값을 구하는 반면, UFSPS II는 현재 OFDM심볼과 인위적으로 생성한 OFDM심볼 네 개와 상관계수값을 구해서 동기화를 수행한다.

이 방식의 기능블럭도는 그림 5와 같으며 UFSPS I과 다른 점은 수신기에 저장된 OFDM심볼값들이다. 이 심볼값들이 이전 버스트프레임으로부터 저장한 값이 아니라, 그림 3에서 파일럿이 위치하는 자리에는 파일럿의 원래값^[1]을 넣어주고 데이터가 위치하는 자리에는 모두 '0'을 넣은 값을 계속 고정적으로 사용하도록 한다.

S(k1,c), S(k2,c), S(k3,c), S(k4,c)를 각각 수신기가 저장하고 있는 인위적으로 생성한 네 개의 OFDM심볼의 c번째 부반송파라고 하면 네 개의 상관계수값은 식(6)과 같다.

UFSPS I과 UFSPS II 모두 상관계수값을 구하는 방법에서 Nokia의 correlation based scattered pilot sync. 방식과 가장 큰 차이점을 보면 다음과 같다. 즉, correlation based scattered pilot sync. 방식은 4번째 이전의 OFDM심볼과 현재의 OFDM심볼 두 개만을 놓고 분산파일럿이 위치할 수 있는 12p, 12p+3, 12p+6, 12p+9의 위치에 대한 총 네 개의 상관계수값을 구한다. 반면에 UFSPS 방식은 분산파일럿이 각각 12p, 12p+3, 12p+6, 12p+9에 위치해 있는 OFDM심볼들인 SPRP1, SPRP2, SPRP3, SPRP4가 수신기에 순서대로 저장된 후에, 현재의 OFDM심볼의 모든 12p 위치와 수신기의 SPRP1, 12p+3과 SPRP2, 12p+6과 SPRP3, 12p+9와 SPRP4간의 상관계수값을 구해서 현재 입력된 OFDM심볼의 분산파일럿의 위치를 결정한다. 따라서 상관계수를 구할 때 UFSPS 방식의 경우 수신기에 저장된 OFDM심볼에서 분산파일럿 이외의 데이터가 저장된 부반송파를 전혀 사용하지 않는다. 이러한 이유 때문에 UFSPS II 방식에서 수신기에 저장될 OFDM심볼을 생성할 때 분산파일럿 이외의 값으로 '0' 혹은 다른 어떤 값을 사용하더라도 상관없게 된다.

IV. 모의실험

분산파일럿의 위치를 얼마나 강건하게 결정할 수 있는지에 대한 척도로 식(7) 과 같은 보호율(PR)을 사용할 수 있다.

$$PR(n) = \min \left(\frac{C_{\max}(n)}{C_p(n)} \right) \quad (7)$$

여기서 $p \in \{1, 2, 3, 4\}$

이 식을 이용하여 일정 횟수만큼 시행을 반복한 후 그중에서 가장 작은 보호율(PR)을 구할 수 있으며 식 (8) 과 같이 최소보호율(MPR)로 표현할 수 있다.

$$MPR = \min (PR(n)) \quad (8)$$

여기서 $n \in [0; \text{최대시행횟수}]$

시뮬레이션에서는 4K모드, 보호구간 1/4을 사용하여 AWGN 채널환경과 이동수신채널환경(TU6)에서 Fast Scattered Pilot Sync, UFSPS I 및 UFSPS II 방식의 최소보호율을 구하였으며 특히 UFSPS II 방식에서 수신기가 저장하고 있는 네 개의 OFDM심볼은 분산파일럿의 경우 [1]에 제시된 값을 따랐으며, 그 외의 부반송파의 값은 모두 '0'으로 놓고 실험을 진행하였다. 모의실험결과의 신뢰성을 위하여 시행 횟수는 300번으로 하였다.

1. AWGN 채널에서의 모의실험

그림 6.은 AWGN 채널환경에서 Fast Scattered Pilot Sync 방식, UFSPS I 방식 및 UFSPS II 방식에 대하여 모의실험을 수행한 결과이다. AWGN 채널환경에서 Fast Scattered

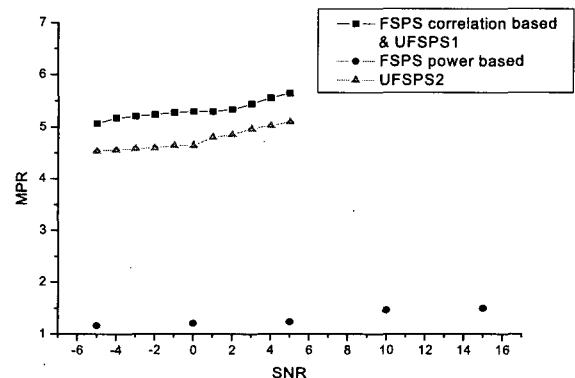


그림 6. AWGN 환경에서 SNR에 따른 MPR
Fig. 6. Minimum protection ratio for AWGN Channel Conditions

Pilot Sync 방식과 UFSPS I 방식은 구현환경이 유사하기 때문에 서로 같은 결과가 나온다.

그림 7은 분산파일럿 동기화를 위해 필요한 상관계수들 값을 보여주며 10번의 시행에 대한 결과이다. 각 시행마다 다른 상관계수값들과 확실하게 구분되는 최고점이 있으며 이 점이 C_{max} 이다.

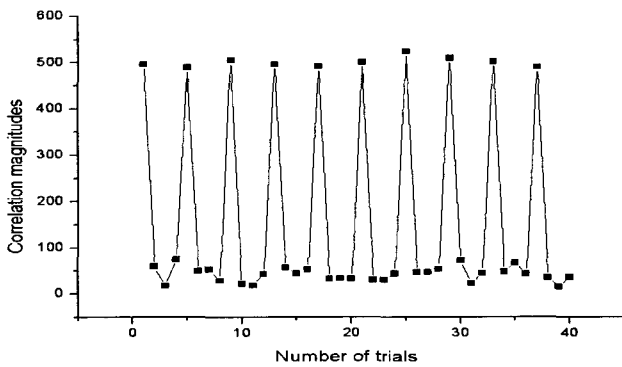


그림 7. 분산파일럿 동기화(Correlation Based Scattered Pilot sync, AWGN, SNR=0, Iteration = 10)에 따른 상관계수값
Fig. 7. Correlation Results of Correlation Based Scattered Pilot Synchronization in case of AWGN

2. 이동수신 채널에서의 모의실험

이동수신채널은 식(10)과 같이 TU6(Typical Urban 6 path)를 기반으로 구현하였다.

$$r(n) = \sum_{k=1}^6 a_k s(n - \tau_k) e^{-j2\pi f_c n} \quad (10)$$

여기서 a_k 는 k번째 경로 반사파의 감쇄이며, τ_k 는 k번째 경로 반사파의 지연으로써 표 1을 참조

표 1. TU6 채널의 경로당 지연 및 상쇄
Table 1. Definition of TU6 channel model

Path number	Delay τ (μ s)	Amplitude r
1	0.0	0.7075
2	0.2	1
3	0.5	0.7943
4	1.6	0.5012
5	2.3	0.3981
6	5	0.3162

이러한 채널모델을 이용하여 구현한 채널의 기능블럭도는 그림 8과 같다.

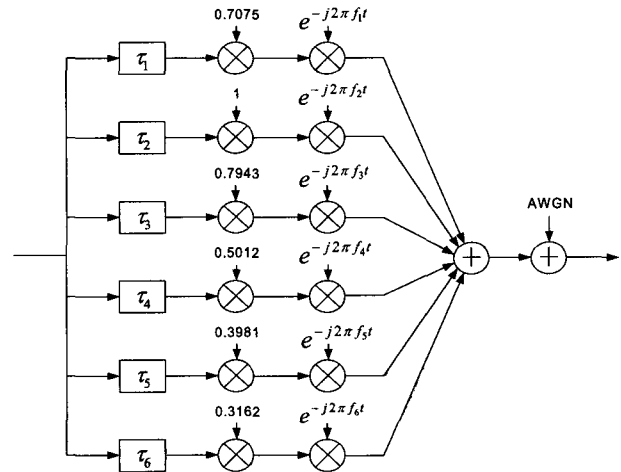


그림 8. TU6 채널의 기능블럭도
Fig. 8. Implementation of TU6 channel

구현된 TU6채널의 envelope은 아래의 그림 9와 같다.

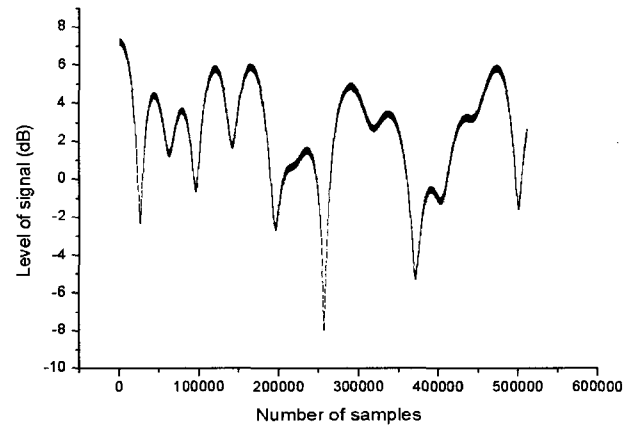


그림 9. TU6 채널의 envelope
Fig. 9. Envelope of TU6 channel in time domain

그림 10.은 이동수신채널(TU6) 환경에서의 도플러주파수에 따른 최소보호율을 나타낸다. 결과그래프에서 FSPS correlation based 방식의 경우 최소보호율이 양호하며, FSPS power based 방식은 최소보호율이 1보다 약간 큰 값으로 대체로 낮은 편이지만 전 도플러주파수에 걸쳐서 동기화 수행

은 가능하다. UFSPS I 방식의 경우에는 도플러주파수가 '0'인 경우에만 동기화가 가능하지만 UFSPS II 방식은 전 도플러주파수에 걸쳐서 좋은 결과를 보여준다.

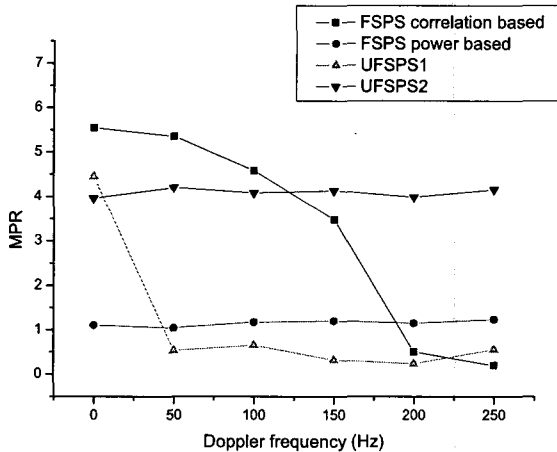


그림 10. TU6 채널환경에서 도플러주파수에 따른 MPR
Fig. 10. Minimum protection ratio for TU6 channel condition

Ⅶ. 결론

이 논문의 연구는 분산파일럿 동기화에 걸리는 시간을 5 OFDM심볼시간을 1 OFDM심볼시간으로 줄이면서도 안정적으로 분산파일럿의 위치를 결정할 수 있는 방안의 제안에 초점을 두었다. 모의실험은 Nokia가 제안한 방식들과 이 논문에서 제안하는 방식들의 채널에 대한 강건성을 측정하였다. 이를 위해 크게 AWGN채널과 이동수신채널환경에서 모의실험을 수행하였다. 강건성의 측정을 위해서 최소보호율(MPR)을 사용하였고, 최소보호율이 '1' 이상일 경우에만 분산파일럿의 동기화가 제대로 이루어진다.

모의실험을 통하여 분석한 결과 FSPS correlation based sync.는 모든 채널에서 적당한 강건성을 보였으나 동기화시간이 긴 단점(5 OFDM 심볼 시간)이 있으며 FSPS power based sync.는 최소보호율이 대부분 '1'에 상당히 근접하지만 실험상황에서 '1' 이하로는 떨어지지 않는 것을 보여주었다. 반면에 제안된 방안은 모두 동기화시간을 1 OFDM심볼 시간으로 줄였지만 여분의 복잡도가 추가된다. 이 중에서 UFSPS I 방식은 AWGN에서는 강건성이 우수하지만 이동

수신채널환경에서는 성능이 크게 저하되어 더 이상 동기화를 수행할 수 없음을 보여준다. 따라서 이동수신을 목적으로 한 DVB-H시스템에서 UFSPS I 방식은 사용할 수가 없다. 반면에 알고리즘은 거의 같지만 참조 OFDM심볼이 다른 UFSPS II 방식은 AWGN채널과 이동수신채널환경에서 모두 적당한 강건성을 보였으며 특히 이동수신채널환경에서 도플러주파수가 높아도 안정적으로 동기화를 수행할 수 있음을 보여준다.

참고 문헌

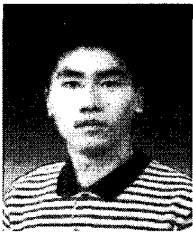
- [1] DVB, "Digital Video Broadcasting(DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television" ETSI standard EN 300 744 vol. 1.5.1, June. 2004.
- [2] DVB, "Transmission System for Handheld Terminals (DVB-H)" ETSI standard EN 302 304 vol. 1.1.1, June. 2004.
- [3] DVB, "Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers" EN 300 401 vol. 1.3.3, May 2001.
- [4] 정보통신단체표준초안, "초단파 디지털라디오방송 송수신 정합표준" 1996.
- [5] QUALCOMM Incorporated, "The MediaFLO system : An Overview" 80-T0307-1 Rev A, March 2004.
- [6] S. Iyer, R. Mayo, and P. Ranganathan, "Energy-adaptive display system designs for future mobile environments," in USENIX Association Proceedings of MobiSys 2003: The First International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services, May 2003.
- [7] H. Shin, W.-S. Choo, K.-S. Nah, D.-J. Keum, J. S. Choi, S.-B. Baik, T.-W. Ahn, I.-Y. Sohn, D.-Y. Jung, and B.-H. Park, "Intermediate-frequency/ baseband analog processing chipset for a CDMA/AMPS mobile handset," Journal of the Korean Physical Society, vol. 39, pp. 160 - 164, July 2001.
- [8] Ludwig Schwoerer and Jussi Vesma, "Fast Scattered Pilot Synchronization for DVB-T and DVB-H" in Proc. 8th International OFDM Workshop, Hamburg. Germany, Sept. 24./25. 2003.
- [9] Ludwig Schwoerer, "FAST PILOT SYNCHRONIZATION SCHEMES FOR DVB-H" in Proc. 4th IASTED International Multi-Conference WIRELESS AND OPTICAL COMMUNICATIONS, July, 2004
- [10] Speth, M., Fechtel, S., Fock, G. and Meyr, H., "Optimum receiver design for OFDM-based broadband transmission. II. A case study" IEEE Transactions on Communications, vol. 49, Issue. 4, April. 2001.
- [11] Jukka Henriksson, "CHANNEL MODELS FOR PRACTICAL

MEASUREMENTS" EACEM vol. 1.2 Doc: DVB-H 233, October. 9. 2004.

[12] Louis Thibault and Minh Thien Le, "Performance Evaluation

of COFDM for Digital Audio Broadcasting Part 1: Parametric Study", IEEE TRANSACTIONS ON BROADCASTING. vol. 43, NO. 1, March. 1997.

저 자 소 개



남 승 우

- 1996년 2월 : 경희대학교 전파공학과 공학사
- 2003년 2월 : 경희대학교 전파공학과 공학석사
- 현재 : LG전자 이동통신기술연구소 연구원
- 주관심분야 : 디지털방송 전송기술, 3세대 이동통신기술



손 원

- 1982년 2월 : 경북대학교 전자공학과 공학사
- 1990년 5월 : 텍사스 A&M대 전기공학과 공학석사
- 1993년 8월 : 텍사스 A&M대 전기공학과 공학박사
- 1982년 1월~1987년 6월 : 국방과학연구소
- 1993년 9월~1999년 2월 : 한국전자통신연구원
- 1994년 2월~1995년 11월 : MPR Teltech, Canada
- 1999년 3월~현재 : 경희대학교 전자정보학부 부교수
- 주관심분야 : 디지털방송 전송기술, 신호처리