

특집논문-10-15-2-04

DVB-S2 시스템을 위한 간단한 반송파 주파수 복구부 설계에 관한 연구

오종규^{a)}, 윤은철^{a)}, 김준태^{a)‡}

A Simple Carrier Frequency Recovery Scheme for DVB-S2 Systems

Jong Kyu Oh^{a)}, Eun Chul Yoon^{a)}, and Joon Tae Kim^{a)‡}

요 약

본 논문에서는 DVB-S2 시스템을 위한 간단한 구조를 가지는 반송파 주파수 복구부를 소개한다. 위성방송 통신 환경 및 상용 부품의 사용으로 인해, DVB-S2 수신기의 반송파 주파수 복구부는 최대 20%의 정규화된 주파수 오프셋(Offset)을 복구해야만 한다. 이로 인해 기존에 소개된 반송파 주파수 복구 방식은 복잡한 구조를 가지고 많은 연산량 및 메모리를 필요로 한다. 본 논문에서 소개된 방식은 거친 주파수 복구부에 변형된 Fitz 방식을 채택하여 정확하게 거친 주파수 오프셋 복구를 수행하고, 잔류 주파수 오프셋을 후단의 알려진 간단한 미세 주파수 복구방식으로 처리하는 구조를 갖는다. 소개된 방식은 기존에 소개된 방식과 동일한 성능을 보이면서도 필요한 곱셈 연산량을 80% 가량 줄일 수 있고 추가적인 메모리를 필요로 하지 않는 장점이 있다.

Abstract

In this paper, a simple Carrier Frequency Recovery(CFR) scheme is introduced. In relating the use of consumer-grade equipment and satellite transmission environments, carrier frequency recovery have to recovery a large initial Carrier Frequency Offset(CFO), which is 20% normalized CFO, for DVB-S2 receivers. For these reasons, conventional CFR schemes for DVB-S2 systems need significant hardware complexity. Introduced CFR scheme employs Fitz algorithm for coarse CFR and recovers a coarse CFO accurately, and a simple pilot block correlation algorithm is employed for fine CFR. Introduced scheme reduce the number of multiplication operations by 80% and does not need any additional memory without degrading the achievable performance.

Keyword: Carrier Frequency Recovery, Carrier Synchronization, DVB-S2 Systems

1. 서 론

최근 2세대 위성방송 표준인 DVB-S2(Digital Video Broadcasting via satellite)^[1]시스템이 고화질(High-Definition, HD) 영상 및 고용량의 멀티미디어 콘텐츠를 효율적으로 전

송하기 위해 제정되었다. 종래의 1세대 위성방송 표준인 DVB-S 시스템은 약 30MHz의 광대역 위성 채널을 통해서 SD(Standard Definition)의 방송 영상을 길쌈(Convolution) 부호 및 리드-솔로몬(Reed-Solomon) 부호를 이용하여 직교 위상 편이 변조(QPSK, Quadrature Phase Shift Keying) 방식으로 전송하였다. 하지만, HD 영상 및 고용량의 멀티미디어 콘텐츠를 효율적으로 전송하고, 동시에 역방향(Return Link)으로도 효율적으로 연계할 수 있는 새로운 전송 시스템에 대한 필요성이 위성방송 서비스 제공자들에 의해 생겨나게 되었다. 그리하여 새로 제정된 DVB-S2 시

a) 건국대학교 전자공학과

Konkuk Univ. Dept. of Electronic Engineering

‡ 교신저자 : 김준태(jtkim@konkuk.ac.kr)

※ 본 논문은 2009년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국과학재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. R01-2008-000-11882-0)

· 접수일(2009년12월28일), 수정일(2010년3월2일), 게재확정일(2010년3월2일)

시스템은 LDPC(Low Density Parity Check) 부호 및 16 & 32 고차 진폭 위상 변조방식(AM-PSK, Amplitude and Phase-Shift Keying) 등의 기술을 채택하여 기존의 DVB-S2 시스템에 비해 거의 동일한 대역폭 내에서 약 30% 정도 전송 용량을 높였다^[1].

위성 통신 환경에서 동작하는 DVB-S2 수신기는 매우 낮은 신호 대 잡음비(SNR, Signal to Noise Ratio)에서 동작을 해야 하는 반면, 광대역 위성 채널을 이용한 통신 환경 및 상용 수준의 부품의 사용으로 인해 송신기와 수신기 사이에는 매우 큰 초기 반송파 주파수 오프셋(Offset)이 존재한다. 그러므로 DVB-S2 수신기는 낮은 신호 대 잡음비에서 매우 큰 초기 반송파 주파수 오프셋을 정확하게 추정하고 복구해야 한다.

일반적인 위성방송 통신 환경에서 동작하는 DVB-S2 수신기는 낮은 신호 대 잡음비(SNR, Signal-to-Noise Ratio)에서도 원활히 동작을 해야 하는 반면, 상용 DVB-S2 수신기에 사용되는 상용 부품으로 인해 송신기와 수신기 사이에 상당히 큰 초기 반송파 주파수 오차가 존재한다. 그렇기 때문에 수신기는 낮은 SNR에서도 상당히 큰 초기 반송파 주파수 오차를 최대한 정확하게 추정하고 복구해야 한다. 또한 데이터가 ACM(Adaptive Coding and Modulation) 또는 VCM(Variable Coding and Modulation) 방식으로 전송될 때에는 변조 방식이 매 프레임마다 틀려질 수 있기 때문에^[1], 프레임 내에 주기적으로 존재하는 파일럿 심볼을 이용하여 반송파 주파수 오차를 복구하는 DA(Data-Aided) 방식의 반송파 주파수 복구 알고리즘이 적합하다.

논문^[2]에서 소개된 반송파 주파수 복구부는 거친 주파수

복구부에 D&M(Delay & Multiply) 알고리즘^[3]을 이용하였고, 미세 주파수 복구부에는 L&R 알고리즘^[4]에 오프셋 추정 정확성을 높이기 위한 누산기(accumulator)를 함께 이용하였다. 또한 잔류 주파수 오프셋 및 위상 오차를 복구하기 위해 파일럿을 이용한 선형 보간기를 사용하였다. 거친 주파수 복구부에 이용되는 D&M 알고리즘은 구조가 간단하고 계산량이 적은 반면에, 미세 주파수 오차 복구부에 쓰이는 L&R 알고리즘은 많은 곱셈 연산을 필요로 하고 누산기에 사용되는 메모리를 필요로 한다.

본 논문에서는 DVB-S2 시스템을 위한 간단한 구조의 반송파 주파수 복구 방식을 소개하였다. 거친 주파수 복구부에 Fitz 알고리즘^[5]을 이용하여 거친 주파수 오프셋을 정확하게 복구하여, 미세 주파수 복구부에 알려진 간단한 파일럿 블록 상관(correlation) 알고리즘^[6]을 이용하였다. 소개된 방식은 논문^[2]에 소개된 방식에 비해 성능의 열화없이, 하드웨어 복잡성을 낮추고 80% 가량 곱셈 연산량을 감소시켰고 추가적인 메모리를 필요로 하지 않는다.

II. 반송파 주파수 복구

1. DVB-S2 물리 계층 프레임 구조

그림 1은 DVB-S2 시스템의 물리 계층 프레임의 구조를 나타낸 그림이다. FECFRAME으로 일컫는 단위 프레임은 인터리빙 (interleaving) 및 채널 부호화 이후 사상된 심볼들로 이루어져 있으며, 길이는 64800 심볼 또는 16200 심볼

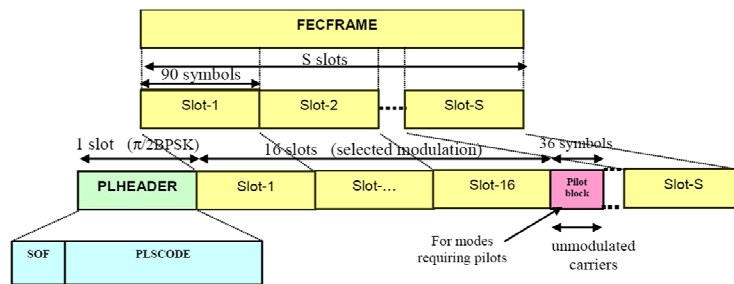


그림 1. DVB-S2 물리 계층 프레임의 구조
Fig. 1. DVB-S2 Physical Layer Frame Structure

이다. FECFRAME은 90개의 심볼로 이루어진 하나의 데이터 슬롯(Slot)으로 나누어진다. 그리고 프레임의 검출을 위해 사용하는 26개의 약속된 심볼들로 이루어진 SOF (Start of Frame) 심볼과 변조 방식, 부호율 그리고 파일럿 심볼 존재 유무들의 정보를 담고 있는 64개의 PLS(Physical Layer Signaling Code) 부호 심볼로 이루어진 PL HEADER가 프레임의 처음에 위치한다. 그리고 16개의 데이터 슬롯이 지난 후에 36개의 서로 약속된 파일럿 심볼 구간이 나타나고, 이후에는 다시 16개의 데이터 슬롯이 존재하는 식으로 프레임이 구성된다^[1]. 프레임 내에 주기적으로 존재하는 파일럿 심볼들은 수신기의 반송파 동기 복구에 이용된다.

2. 논문^[2]에 소개된 반송파 주파수 복구 방식

일반적으로 반송파 주파수 복구부는 거친 주파수 복구부와 미세 주파수 복구부로 구성된다. 그림 2는 논문^[2]에서 소개된 반송파 주파수 복구 방식을 나타낸 그림으로, 거친 주파수 옵셋을 대략적으로 복구한 뒤 미세 주파수 복구부에서 잔류 주파수 옵셋을 아주 정확하게 복구하는 구조를 가진다. 논문 [2]에서 소개된 반송파 주파수 복구 방식을 이용했을 때의 비부호화 비트 오류율 (Un-coded BER) 성능은 이상적인 동기일 때의 비부호화 비트 오류율 성능과 거의 동일한 성능을 나타낸다. 그러나 거친 주파수 복구부는 매우 간단한 구조를 가지는 반면 미세 주파수 복구부는

많은 곱셈 연산을 필요로 하고 복잡한 하드웨어 구조를 가지게 된다.

거친 주파수 복구부는 D&M(Delay & Multiply) 알고리즘^[3]을 이용한 폐쇄 반복 구조로 되어 있으며, 프레임 검출기에 의해서 파일럿 심볼 구간 동안만 동작하며 데이터 심볼 구간 동안에는 동작하지 않고 고정된다. 미세 주파수 복구부는 L&R 알고리즘^[4]을 이용한 피드포워드(feed-forward) 구조로 되어 있으며, 거친 주파수 복구부와 마찬가지로 파일럿 심볼 구간 동안만 동작한다.

거친 주파수 복구부에 이용되는 D&M 알고리즘은 간단한 구조로 되어 있으며, 식 (1)과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{f} = \frac{1}{2\pi DT_s} \arg \left[\sum_{k=D}^{L_p-1} p(k) \cdot p^*(k-D) \right] \quad (1)$$

이 때, \hat{f} 는 추정된 정규화된 반송파 주파수 옵셋을, L_p 는 파일럿 심볼수, D 는 지연값을, $p(k)$ 는 k 번째 수신된 파일럿 심볼을 그리고 $p^*(k)$ 는 k 번째 수신된 파일럿 심볼의 공액 복소수를 뜻한다. DVB-S2 표준에 따라 L_p 는 36이며, 논문 [2]에서 D 는 2이다. D&M 알고리즘에서 D 가 3 이상이면 20%의 정규화된 반송파 주파수 옵셋을 추정할 수 없다. D&M 알고리즘은 아주 간단한 구조의 DA 방식의 반송파 주파수 추정 알고리즘으로 필요한 연산량은 적지만, 분산 성능은 다른 DA 방식의 알고리즘들에 비해 떨어진다^[3]. 거친 주파수 복구부의 위상 동기 루프가 수렴하면 거

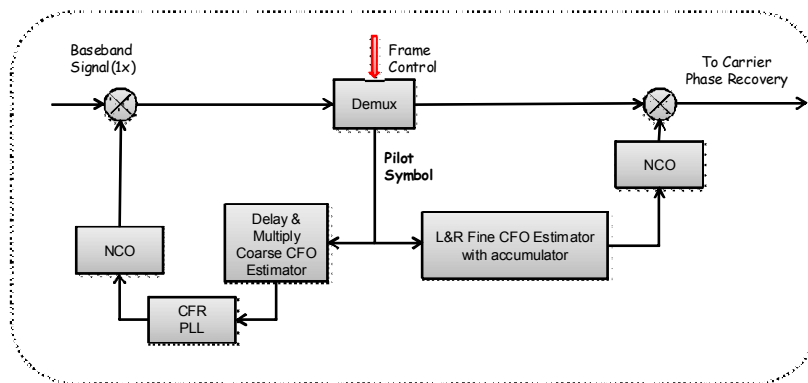


그림 2. 논문^[2]에서 소개된 반송파 주파수 복구 방식
Fig. 2. Introduced Carrier Frequency Recovery Scheme in [2]

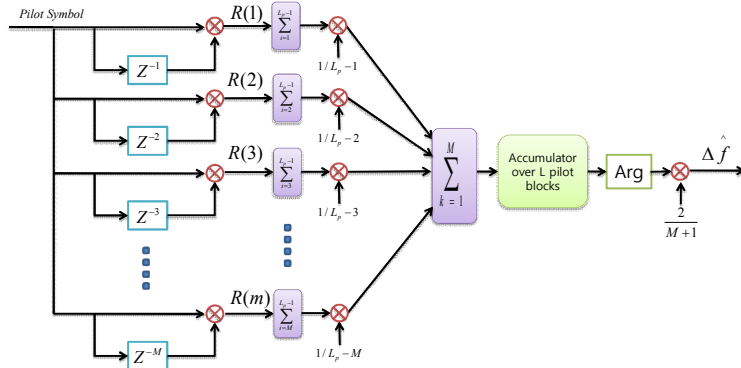


그림 3. 누산기를 이용한 L&R 미세 반송파 주파수 추정 알고리즘
 Fig. 3. L&R fine carrier frequency offset estimator with an accumulator

친 주파수 복구 정확성을 높이기 위해서, 루프 필터의 노이즈 대역폭(Loop noise bandwidth)를 줄이는 동작을 한다.

미세 주파수 복구부에는 L&R 알고리즘에 누산기를 이용하여 사용된다. 분산 성능을 높이기 위해 누산기에 여러 파일럿 블록의 자기 상관 함수 $R(m)$ 들을 축적시킨 뒤 역탄젠트(arc-tangent) 연산을 수행한다. $R(m)$ 은 하나의 지연값(D)에 대한 D&M 알고리즘과 유사하며 식 (2)로 나타낼 수 있고, 누산기를 이용한 L&R 알고리즘은 그림 3의 구조로 되어 있으며 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$R(m) = \frac{1}{L_p - m} \sum_{k=m}^{L_p-1} p(k + lL_d) \cdot p^*(k - m + lL_d) \quad (2)$$

$$\hat{f} = \frac{1}{\pi(M+1)} \arg \left(\sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^M R(m) \right) \quad (3)$$

이 때, M 은 자기 상관기의 개수를, L_d 는 데이터 심볼의 수 (16 데이터 슬롯 x 90 심볼 = 1440)를, 그리고 L 은 누산기에 축적되는 자기 상관 함수들의 수를 뜻한다. 논문[2]에서 미세 주파수 오차 추정 성능을 높이기 위해서, 자기 상관기의 개수(M)는 최대값인 18로 누산시기에 축적되는 자기 상관 함수의 수(L)을 1,000으로 하였다. 거친 주파수 복구부에 이용되는 D&M 알고리즘은 34번의 곱셈 연산과 1번의 역탄젠트 연산만을 필요로 하지만, 미세 주파수 복구부의 알고리즘인 L&R 알고리즘은 M 이 18일 때 무려 477번

의 곱셈 연산을 필요로 한다. 또한 1000개의 파일럿 블록 상의 $R(m)$ 값들을 축적할 메모리 또한 필요로 한다. 하지만, 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 L&R 알고리즘의 M 은 9이고 500개의 파일럿 블록 상의 $R(m)$ 값들을 축적하였을 때, 비부호화 비트 오류율 성능이 이상적인 동기일 때의 비부호화 비트 오류율과 거의 동일함을 확인할 수 있었다. 표 <1>은 논문[2]에 소개된 반송파 주파수 복구 방식의 연산량 및 하드웨어 복잡도를 나타낸 표이며, 거친 주파수 복구부는 적은 연산량을 가지는 반면 미세 주파수 복구부는 많은 연산량과 메모리를 필요로 함을 알 수 있다.

표 1. 논문[2]에 소개된 반송파 주파수 복구 방식의 연산량 및 하드웨어 복잡도
 Table 1. Hardware complexity of carrier frequency recovery scheme in [2]

반송파 주파수 복구 방식		
거친 반송파 주파수 복구부	D&M 알고리즘(D=2)	
	곱셈 연산	34
	역탄젠트 연산	1
미세 반송파 주파수 복구부	L&R 알고리즘(M=9)	
	곱셈 연산	288
	역탄젠트 연산	1
	메모리	500개의 파일럿 블록에 해당하는 $R(m)$ 값

반송파 주파수 복구 후 미세 잔류 주파수 및 위상 오프셋을 복구하기 위해서 파일럿을 이용한 선형 보간기가 사용된다

[2]. 그림 10은 선형 보간기의 개념 및 동작을 나타낸 그림으로, 두개의 연속되는 파일럿 블록 간에 존재하는 미세 주파수 오프셋은 거의 선형적이기 때문에 이전 파일럿 블록의 위상 오프셋과 현재 파일럿 블록의 위상 오프셋을 추정하여 이를 가지고 선형 보간을 하게 된다. 이를 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\hat{\theta} = \arg \left[\sum_{n=1}^{36} x(n) \cdot p^*(n) \right]$$

$$\hat{\omega} = \frac{(\theta_{current} \times k) + (\theta_{old} \times (SymSize - k))}{SymSize} \tag{4}$$

여기서 *SymSize*는 16개의 데이터 슬롯 심볼과 이어지는 파일럿 심볼의 수로 90*16+36=1476 이다.

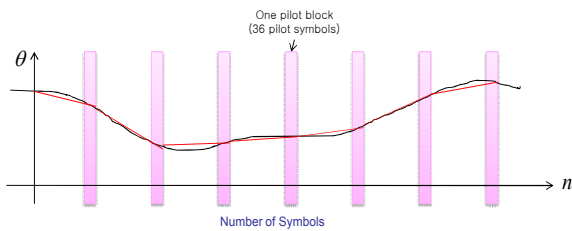


그림 4. 파일럿을 이용한 선형 보간기
Fig. 4. Pilot-aided linear interpolator

16 & 32 진폭 위상 변조 방식으로 데이터가 전송될 때에는 NDA 방식의 미세 반송파 위상 오차 복구가 추가적으로 수행된다[2].

3. 본 논문에서 소개된 반송파 주파수 복구 방식

그림 5에 나타난 바와 같이 본 논문에서 소개된 반송파 주파수 복구 방식은 거친 주파수 복구부에 Fitz 알고리즘[5]을 이용하고, 미세 주파수 복구부에 간단한 파일럿 블록 상관 알고리즘[6]을 이용하였다. 본 논문에 소개된 방식은 거친 주파수 오프셋을 논문[2]에 소개된 방식보다 더 정확하게 복구하도록 하여, 후단의 미세 주파수 복구부에서는 간단한 구조의 반송파 주파수 오프셋 추정 알고리즘을 이용할 수 있도록 하였다. 소개된 반송파 주파수 복구부의 거친 주파수

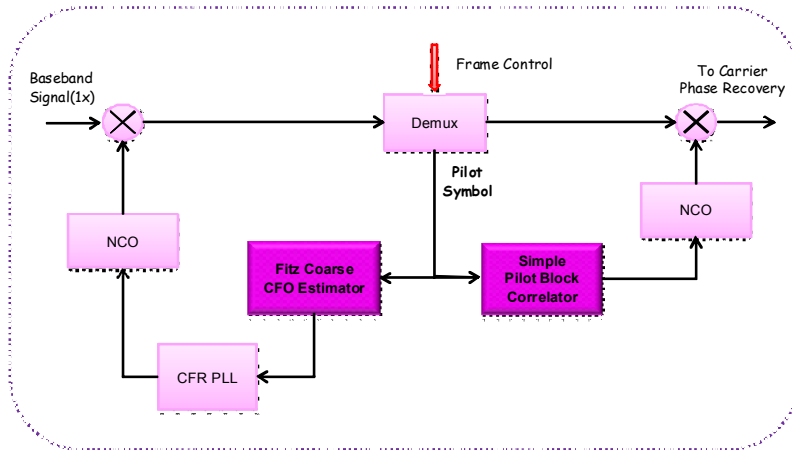
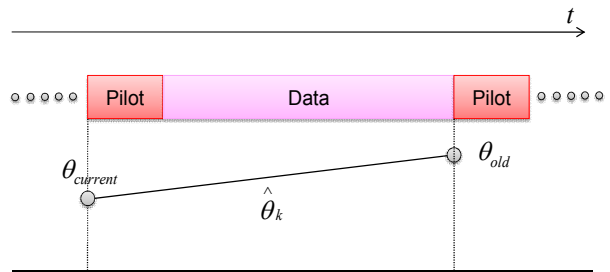


그림 5. 본 논문에서 소개된 반송파 주파수 복구 방식
Fig. 5. Introduced carrier frequency recovery scheme in this paper

수 복구부는 폐쇄 반복 구조를 가지며, 파일럿 구간에만 동작한다. 또한 거친 주파수 복구부의 위상 동기 루프가 수렴하면 논문[2]에서 소개된 방식과 동일하게 거친 주파수 복구 정확성을 높이기 위해서, 루프 필터의 노이즈 대역폭을 0.023에서 0.0023으로 줄이는 동작을 한다. 미세 주파수 복구부는 간단한 구조의 파일럿 블록 상관 알고리즘을 이용한 피드포워드 구조로 동작을 한다.

거친 주파수 복구부에 이용할 수 있는 알고리즘은 심볼 속도 대비 최대 20%의 정규화된 반송파 주파수 오프셋을 추정할 수 있어야 하며, 높은 정확성을 지녀야 한다. 선택 가능한 알고리즘으로는 D&M 알고리즘^[3], L&R 알고리즘^[4], Fitz 알고리즘^[5], M&M 알고리즘^[7] 그리고 변형된 M&M 알고리즘^[8]이 있다. M&M 알고리즘, 변형된 M&M 알고리즘, Fitz 알고리즘, L&R 알고리즘은 식 (5)~(8)과 같다.

$$\hat{f} = \frac{1}{2\pi T_s} \sum_{m=1}^M w_k^{(MM)} \arg[R(m) \cdot R^*(m-1)] \quad (5)$$

여기서, $w_k^{(MM)} = 3 \cdot \{(L-k)(L-k+1) - M(L-M)\} / \{M(4M^2 - 6ML + 3L^2 - 1)\}$ 는 가중 지수, T_s 는 심볼 주기,

M 은 자기 상관기의 개수 그리고 $R(m)$ 은 자기 상관 함수를 나타낸다.

$$\hat{f} = \frac{1}{2\pi T_s} \arg \left[\sum_{k=1}^M R(k) \cdot R^*(k-1) \right]. \quad (6)$$

원 M&M 알고리즘이 자기 상관 함수 $R(m)$ 을 각각 역탄젠트 연산을 취한 뒤 가중 지수를 곱한 값들을 더하나, 변형된 M&M 알고리즘은 자기 상관 함수를 먼저 모두 더한 뒤 역탄젠트 연산을 한다.

$$\hat{f} = \frac{1}{2\pi T_s M} \sum_{k=1}^M W_k^{Fitz} \arg[R(k)] \quad (7)$$

여기서, $W_k^{Fitz} = 6k / M(M+1)(2M+1)$ 는 가중 지수이다.

$$\hat{f} = \frac{1}{\pi T_s (M+1)} \arg \sum_{k=1}^M R(k). \quad (8)$$

하나의 파일럿 블록인 36개의 파일럿 심볼들을 이용했을 때, 그림 6은 각각의 M 에 따른 알고리즘들의 추정 범위를 나타낸 그림이고, 그림 13은 20%의 정규화된 반송파 주파수

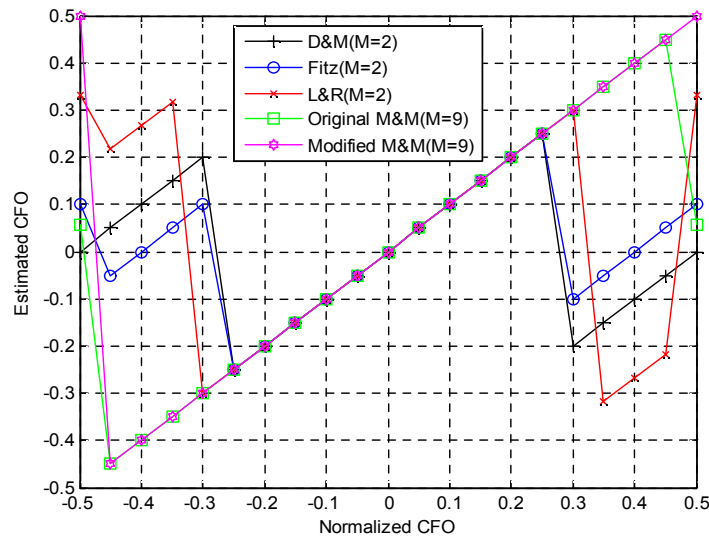


그림 6. 거친 주파수 복구부에 이용될 주파수 오프셋 추정 알고리즘들의 추정 범위
Fig. 6. Estimation range of coarse carrier frequency offset estimators

수 옵셋이 존재할 때 36개의 파일럿 심볼들을 이용한의 알고리즘들의 분산 성능을 나타낸 그림이다. 그리고 표 2는 각 알고리즘을 사용할 때 필요한 연산량을 나타낸 표이다. 곱셈 연산량을 줄이기 위해 M&M 알고리즘과 변형된 M&M 알고리즘의 M 은 9이다. Fitz 알고리즘, L&R 알고리즘 그리고 D&M 알고리즘의 추정 범위는 M 혹은 D 가 커질수록 줄어들기 때문에, 최대 20%의 정규화된 반송파 주파수 옵셋을 추정하기 위해서 M 과 D 는 2이다. 그림 12에서 보는 것 M&M 알고리즘과 변형된 M&M 알고리즘은 거의 모든 범위의 옵셋을 추정할 수 있지만, 다른 알고리즘들은 다소 좁은 추정 범위를 가지고 있다. 그렇지만 모든 알고리즘들은 심볼 속도 대비 20%의 반송파 주파수 옵셋 (정규화된 반송파 주파수 옵셋: $-0.2 \sim +0.2$)를 추정할 수 있음을 알 수 있다.

그림 7에서는 알고리즘들의 분산 성능을 볼 수 있는데, 원 M&M 알고리즘의 분산 성능이 제일 좋음을 알 수 있다. 하지만 M&M 알고리즘은 상당히 많은 곱셈 연산과 아크-탄젠트 연산을 필요로 한다. 그에 반해 D&M 알고리즘은 가장 작은 연산량을 필요로 하지만, 그에 반해 분산 성능이

제일 떨어진다. Fitz 알고리즘의 분산 성능은 L&R 알고리즘의 분산 성능보다 좋고, 연산량에 있어서도 L&R 알고리즘보다 단 한번의 아크-탄젠트 연산만 필요로 한다. 그러므로 소개된 알고리즘 중에서 Fitz 알고리즘은 만족할만한 성능과 간단한 하드웨어 복잡성을 가짐을 알 수 있다. M&M 알고리즘과 Fitz 알고리즘에 필요한 가중 계수는 M 이 결정되면 가중 지수 또한 상수로 고정되기 때문에, 곱셈 대신 간단한 더하기 & 빼기 연산으로 구현이 가능하기 때문에 표 2에 반영되지 않았다.

표 2. 거친 주파수 복구부에 이용될 주파수 옵셋 추정 알고리즘들의 연산량
Table 2. Number of operations of coarse carrier frequency offset estimators

알고리즘	곱셈 연산	역탄젠트 연산
Fitz(M=2)	73	2
M&M(M=9)	287	8
변형된 M&M(M=9)	287	1
D&M(D=2)	34	1
L&R(M=2)	73	1

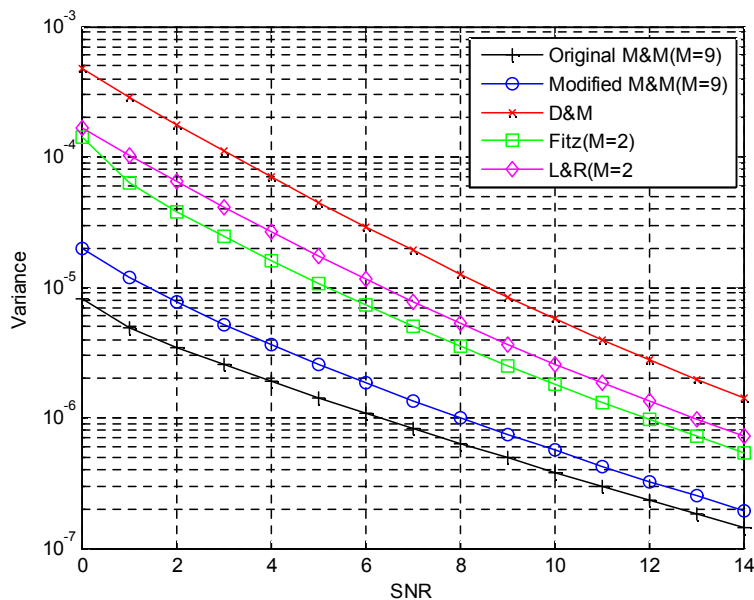


그림 7. 거친 주파수 복구부에 이용될 주파수 옵셋 추정 알고리즘들의 분산 성능
Fig. 7. Variance performance of coarse carrier frequency offset estimators

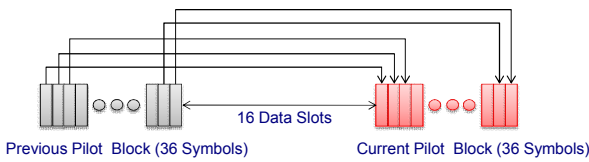


그림 8. 간단한 파일럿 블록 상관 미세 주파수 오프셋 추정 알고리즘
 Fig. 8. Simple pilot block correlation algorithm for the fine carrier frequency offset estimation

미세 주파수 복구부에는 간단한 파일럿 블록 상관 알고리즘^[6]이 이용되며, 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{f} = \frac{1}{2\pi(L_d + L_p)} \arg \left[\sum_{k=0}^{L_p-1} P_{current}(k) \cdot P_{previous}^*(k) \right] \quad (9)$$

여기서 $P_{current}$ 는 현재 파일럿 블록이고, $P_{previous}$ 는 이전 파일럿 블록을 나타낸다. 이전 파일럿 블록과 현재 파일럿 블록의 36개의 파일럿 심볼 간에 상관을 통해서 잔류 주파수 오프셋을 추정하는 방식이다. 이 때, $L_d + L_p$ 로 추정된 값을 나누는데 이는 잔류 주파수 오프셋이 $1/L_d + L_p$ 보다 클 때에는 잔류 주파수 오프셋이 잘 못 추정될 수 있지만, 거친 주파수 복구부 이후에는 미세한 잔류 주파수 오프셋만 남기 때문에 소개된 방식은 적용 가능하다.

표 3은 논문[2]에 소개된 반송파 주파수 복구 방식과 본 논문에서 소개된 반송파 주파수 복구 방식의 하드웨어 복잡성을 비교한 표이다. 본 논문에 소개된 주파수 복구 방식

이 논문[2]에서 소개된 방식에 비해 약 80%의 곱셈 연산을 줄였고, 또한 추정 오프셋값을 저장할 메모리도 기존의 방식에 비해 필요로 하지 않음을 알 수 있다.

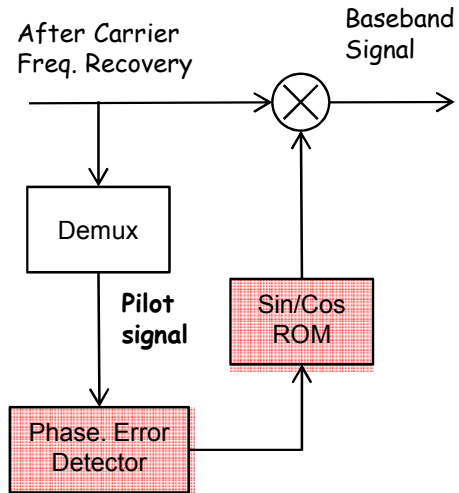


그림 9. 반송파 위상 오차 복구부 구조
 Fig. 9. Carrier phase recovery scheme

반송파 주파수 복구 후 남겨진 위상 오차를 복구하기 위해서 파일럿을 이용한 간단한 구조의 위상 오차 추정기가 이용된다. 36개의 파일럿 심볼을 이용한 위상 오차 추정기는 식 (10)과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{\theta} = \arg \left[\sum_{n=0}^{35} p(k) \cdot c^*(k) \right] \quad (10)$$

표 3. 본 논문에서 소개된 반송파 주파수 복구 방식과 논문[2]에서 소개된 반송파 주파수 복구 방식과의 하드웨어 복잡성 비교

Table 3. Hardware complexity comparisons between carrier frequency recovery scheme in [2] and introduced carrier frequency recovery scheme

	논문[2]에서 소개된 반송파 주파수 복구 방식		본 논문에서 소개된 반송파 주파수 복구 방식	
거친 반송파 주파수 복구부	D&M 알고리즘(D=2)		Fitz 알고리즘(M=2)	
	곱셈 연산	34	곱셈 연산	73
	역탄젠트 연산	1	역탄젠트 연산	2
미세 반송파 주파수 복구부	L&R 알고리즘(M=9)		간단한 파일럿 블록 상관 알고리즘	
	곱셈 연산	288	곱셈 연산	36
	역탄젠트 연산	1	역탄젠트 연산	1
	메모리	500개의 파일럿 블록에 해당하는 $R(m)$ 값	메모리	X

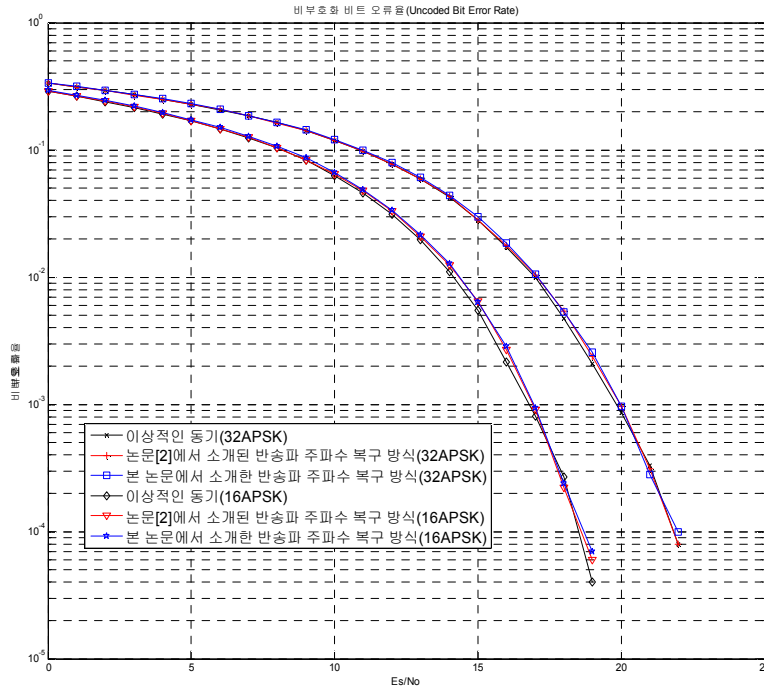


그림 10. 16 & 32 진폭 위상 변조 방식으로 데이터가 전송될 때의 비부호화 비트 오류율 성능 비교
 Fig. 10. Uncoded BER performances of 16 & 32 APSK modulation

여기서, $\hat{\theta}$ 는 추정된 반송파 위상 오차를, $p(k)$ 는 반송파 주파수 복구가 된 이후의 파일럿 심볼을 그리고 $c^*(k)$ 는 파일럿 심볼의 공액 복소수 값을 나타낸다.

III. 모의실험 결과

컴퓨터 시뮬레이션을 통해 이상적으로 심볼 타이밍 동기 및 프레임 동기가 이루어진 상태에서, 20%의 정규화된 반송파 주파수 오프셋이 존재하며, 데이터가 16 & 32 진폭 위상 변조 방식으로 변조되어 VCM 전송 방식으로 전송될 때의 비부호화 비트 오류율을 측정하였다. 그 결과는 그림 10과 같으며 논문[2]에서의 소개된 반송파 동기 방식으로 이용한 비트 오류율과 본 논문에서 소개한 반송파 동기 방식의 비트 오류율이 거의 동일함을 알 수 있으며, 또한 이상적인 동기일 때의 비트 오류율과도 거의 동일함을 알 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 DVB-S2 시스템을 위한 간단한 구조의 반송파 주파수 복구 방식을 소개하였다. 소개된 방식은 거친 주파수 복구부에 Fitz 알고리즘을 이용하여 거친 주파수 오프셋을 정확히 복구하여, 미세 주파수 복구부에 간단한 파일럿 블록 상관 알고리즘을 이용하였다. 본 논문에서 소개된 방식은 논문 [2]에 소개된 방식과 거의 동일한 성능을 보일 뿐만 아니라, 곱셈 연산량을 약 80% 줄였으며 추가적인 메모리를 필요로 하지 않는다.

참고 문헌

[1] Digital Video Broadcasting (DVB): Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications, ETSI EN 307 v1.1.2 2006
 [2] E. Casini, R. De Gaudenzi, and A. Ginesi, "DVB-S2 Modem

Algorithms Design and Performance over Typical Satellite Channels,”
 "Int'l. J. Satell. Commun. and Net., vol. 22, June 2004, pp. 281 - 318.

[3] Mengali and A. N. D'Andrea, Synchronization Techniques for Digital Receivers (Applications of Communications Theory). New York: Plenum Press, 1997.

[4] M. Luise and R. Reggiannini, "Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmissions," IEEE Trans. Commun., vol. 43, no. 2/3/4, pp. 1169-1178, Feb./Mar./Apr. 1995.

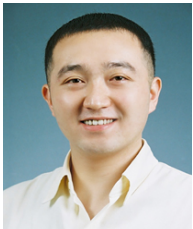
[5] M. P. Fitz, "Planar filtered techniques for burst mode carrier synchronization," in Proc. IEEE Globecom' 91, Phoenix, AZ, Dec. 1991, pp. 12.1.

[6] Alan Barbieri and Giulio Colavolpe, "On Pilot-Symbol-Assisted Carrier Synchronization for DVB-S2 Systems", IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 53, No. 3, September 2007.

[7] M. Morelli and U. Mengali, "Feedforward frequency estimation for PSK: a tutorial review," European Trans. Telecomm., vol. 9, pp.103-116, Mar./Apr. 1998.

[8] Jong Gyu Oh, Seung Ho Son, Joon Tae Kim . "Efficient Carrier Frequency Offset Estimation Algorithm for DVB-RCS Systems", in Proc. IEEE ISCE 2009, Kyoto, Japan, May.2009, Paper 11.1

저 자 소 개



오 종 규

- 2007년 : 건국대학교 전자공학과 학사과정 졸업
- 2009년 : 건국대학교 전자공학과 석사과정 졸업
- 2009년 ~ 현재 : 건국대학교 전자공학과 박사과정
- 주관심분야 : 위성 방송 통신, 차세대 방송통신



윤 은 철

- 1993년 : 연세대학교 학사과정 졸업
- 1995년 : 연세대학교 석사과정 졸업
- 1995년 ~ 2000년 : 삼성전자 네트워크사업부 책임연구원
- 2006년 : 미국 스탠포드대학 전기공학과 박사과정 졸업
- 2006년 ~ 2008년 : 삼성전자 통신연구소 책임연구원
- 2008년 ~ 현재 : 건국대학교 전자공학부 조교수
- 주관심분야 : 이동통신, 무선통신시스템 설계, 홈 네트워크



김 준 태

- 1990년 : 한국과학기술원 학사과정 졸업
- 1993년 : 한국과학기술원 석사과정 졸업
- 1998년 : 한국과학기술원 박사과정 졸업
- 1998년 ~ 2003년 : LG전자 DTN 연구소 책임연구원
- 2003년 ~ 현재 : 건국대학교 전자공학부 부교수
- 주관심분야 : 차세대 방송통신 융합, 위성 및 이동통신, 통신시스템 설계