

DVB-S2 시스템을 위한 견고한 반송파 동기 복구부 설계에 관한 연구

*오종규 **김준태

건국대학교

*riza@konkuk.ac.kr

An alternative Scheme of Carrier Frequency Synchronization for DVB-S2 Systems

*Oh, Jong-Gyu **Kim, Joon-Tae

Konkuk University

요약

현재 여러 나라에서 유럽의 위성 전송 시스템인 DVB-S 표준을 적용한 위성방송이 실시되고 있다. 또한 HDTV와 같은 광대역 방송 서비스, 인터넷 서비스 제공을 위한 효율적인 위성링크 등의 필요성으로 인해 2세대 위성방송 표준인 DVB-S2 (Digital Video Broadcasting via stellite) 표준이 제정되었다.

DVB-S2 수신기의 반송파 동기부는 대부분의 상용 DVB-S2 수신기에 사용되는 상용 부품으로 인한 상당히 큰 초기 반송파 주파수 오차(심볼속도 대비 20%)를 정확하게 추정하고 복구해야만 한다. 이런 이유로, 기존의 DVB-S2 수신기의 반송파 주파수 복구부는 많은 연산량을 필요로 하고 복잡한 하드웨어 구조를 가진다. 이에 본 논문에서는 기존의 반송파 주파수 복구부에 비해 성능의 열화가 없고, 간단한 구조를 가지는 견고한 반송파 주파수 복구부 방식을 제안하였다.

1. 서론

최근 2세대 위성방송 표준인 DVB-S2(Digital Video Broadcasting via stellite) [1]가 HD급 영상 및 고용량의 멀티미디어 콘텐츠를 전송하기 위해 제정되었다. 종래의 1세대 위성방송 표준인 DVB-S에 비해 약 30% 정도 전송 용량을 높이기 위해서 Low Density Parity Checking (LDPC) 코드, 고차 APSK 변조방식 (16/32APSK) 등의 기술을 채택하였다.

위성방송 통신 환경에서 동작하는 DVB-S2 수신기는 매우 낮은 SNR에서도 원활히 동작을 해야 하고, 일반적인 상용 DVB-S2 수신기에 사용되는 상용 부품으로 인해 송신기와 수신기 사이에는 상당히 큰 초기 반송파 주파수 오차가 존재한다. 그렇기 때문에 수신기는 낮은 SNR에서도 상당히 큰 초기 반송파 주파수 오차를 최대한 정확하게 추정하여야만 한다. 또한 데이터가 ACM (Adaptive Coding and Modulation) 방식이나 VCM (Variable Coding Modulation) 방식으로 전송 될 시 [1]에는 변조방식이 매 프레임 마다 틀려진다. 그렇기 때문에 DVB-S2 수신기에는 매 16 데이터 구간 뒤에 반복되는 36개의 파일럿들 (Pilots) 들을 이용하여 반송파 주파수 오차를 복구하는 Data-Aided (DA) 방식의 반송파 주파수 복구 알고리즘이 적합하다.

기존의 반송파 주파수 복구부 [2]는 거친 주파수 오차 복구부와 미세 주파수 오차 복구부가 연동되는 구조로 이루어진다. 거친 주파수 오차 복구부는 D&M 알고리즘 [3] 을 이용한 DA 피드백(Feed-Back) 방식으로 동작하며, 미세 주파수 오차 복구부는 오차 추정 정확성을 높이기 위해 연속되는 파일럿 구간을 축적하고, L&R 알고리즘 [4]을 적용하였다. 또한 잔류 반송파 주파수 오차 및 위상 오차를 복구하기 위해 파일럿을 이용한 선형 보간기를 사용하였다. 거친 주파수 오차 복구부에 사용되는 D&M 알고리즘은 상당히 구조가 간단하고 계산양이 적은 반면에, 미세 주파수 오차 복구부에 쓰이는 L&R 알고리즘은 상당히

많은 곱셈 연산을 필요로 하고 파일럿 구간을 축적하는데 사용되는 메모리도 필요로 한다. 게다가 거친 주파수 오차 복구 루프(loop)가 수렴 되면, 파일럿들은 더 이상 거친 주파수 오차 복구부로 입력되지 않고 거친 주파수 오차 복구부의 NCO (Numerical Controlled Oscillator) 는 마지막으로 추정된 주파수 오차를 계속 유지시켜서 피드포워드 (Feed-Forward) 방식의 미세 주파수 오차 복구부만 동작을 하도록 해야만 한다.

본 논문에서는 DVB-S2 시스템을 위한 간단하고 견고한 반송파 주파수 복구 방식을 제안하였다. 거친 반송파 주파수 오차 복구 알고리즘으로는 Fitz 알고리즘 [5]이 D&M 알고리즘 대신, 그리고 미세 반송파 주파수 오차 복구 알고리즘으로는 간단한 파일럿 블록 코렐레이션 (correlation) 알고리즘 [6]을 적용하였다. 제안된 방식은 기존의 방식에 비해 성능의 열화 없이, 하드웨어 복잡성을 낮추고 상당량의 곱셈 연산량을 감소시켰다.

2. 반송파 주파수 복구 방식

가. 기존의 반송파 주파수 복구 방식

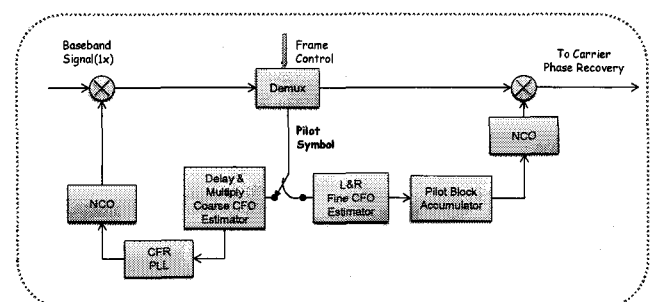


그림 1. 기존의 반송파 주파수 복구 방식

기존의 반송파 주파수 복구 방식 [2]에서는 간단한 D&M 알고리즘 [3]이 거친 주파수 복구부에 피드백 루프 구조로 사용되며, D&M 알고리즘은 다음과 같이 쓸 수 있다.

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

이 때, L_p 는 파일럿 심볼수를, D 는 지연값을, $p(k)$ 는 서로 약속되어 알고 있는 파일럿 시퀀스(sequence)를 뜻한다. 미세 주파수 복구부에는 L&R 알고리즘 [4]이 이용되며, 연속되는 파일럿 구간들을 축적시켜 이용한다. 이를 식으로 나타내면 다음과 같다.

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

$$\hat{f} = \frac{1}{M+1} \arg \left(\sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^M R(k) \right).$$

이 때, M 은 자기 상관기의 개수를, L_d 는 데이터 심볼의 수 (16 데이터 슬롯 x 90 심볼 = 1440)를, 그리고 L 은 파일럿 블록 (36 파일럿 심볼)의 숫자를 뜻한다. 논문 [2]에서 M 은 18이고, L 은 1,000이다. 거친 주파수 복구부에 이용되는 D&M 알고리즘은 매우 간단하고 오직 35번의 곱셈 연산과 1번의 아크-탄젠트 연산을 필요로 하지만, 미세 주파수 복구부의 알고리즘인 L&R 알고리즘은 M 이 18일 때 무려 477번의 곱셈 연산과 한번의 아크-탄젠트 연산을 필요로 하는데다가 1,000 파일럿 블록들 (1,000 x 36 = 36,000 파일럿 심볼)을 저장할 메모리를 필요로 한다. 하지만, 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 L&R 알고리즘의 M 은 9이고 500 파일럿 블록을 축적하였을 때, BER 성능이 이상적인 동기일 때와 거의 일치함을 확인할 수 있었다.

거친 주파수 오차 복구 루프(loop)가 수렴되면, 파일럿들은 더 이상 거친 주파수 오차 복구부로 입력되지 않고 거친 주파수 오차 복구부의 NCO (Numerical Controlled Oscillator)는 마지막으로 추정된 주파수 오차를 계속 유지시켜서 피드포워드(Feed-Forward) 방식의 미세 주파수 오차 복구부만 동작을 한다. 반송파 주파수 복구부를 거친 뒤에는 잔류 반송파 주파수 오차 및 반송파 위상 오차를 복구하기 위해 파일럿을 이용한 선형 보간기를 이용한다 [2].

나. 제안된 반송파 주파수 복구 방식

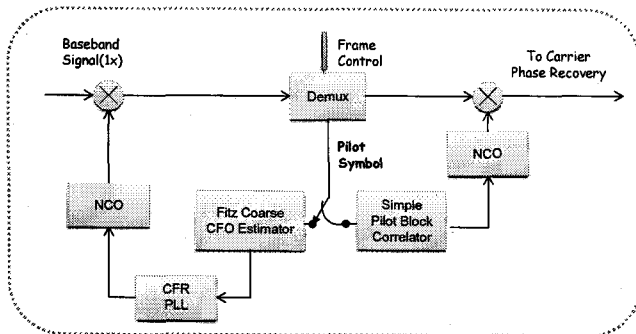


그림 2. 제안된 반송파 복구 방식

거친 주파수 복구부 알고리즘으로 여러 가지 반송파 주파수 오차 추정 알고리즘이 선택될 수 있다. 하지만, 추정 알고리즘은 상용 장비의 사용으로 인해 야기되는 심볼 속도 대비 20%의 반송파 주파수 오

차를 추정할 수 있어야 하며, 높은 정확성을 지녀야 한다. 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 알고리즘과 변형된 M&M 알고리즘을 위한 기본 함수 $R(k)$ 는 다음과 같다.

$$R(k) = \frac{1}{L-k} \sum_{i=k}^L p(i) \cdot p^*(i-k) \quad (3)$$

$$= \frac{1}{L-k} \sum_{i=k}^L e^{j\Delta f_i} + n_i.$$

그리고 M&M 알고리즘은 다음과 같다.

$$\hat{f} = \frac{1}{2\pi T_s} \sum_{k=1}^M w_k^{(MM)} \arg [R(k) \cdot R^*(k-1)] \quad (4)$$

where

$$w_k^{(MM)} = 3 \frac{(L-k)(L-k+1) - M(L-M)}{M(4M^2 - 6ML + 3L^2 - 1)}, 1 \leq k \leq M.$$

변형된 M&M 알고리즘은 다음과 같다.

$$\hat{f} = \frac{1}{2\pi T_s} \arg \left[\sum_{k=1}^M R(k) \cdot R^*(k-1) \right]. \quad (5)$$

이에 비해 Fitz 알고리즘은 다음과 같다.

$$\hat{f} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M W_k^{Fitz} \arg [R(k)] \quad (6)$$

where

$$W_k^{Fitz} = \frac{6k}{M(M+1)(2M+1)}.$$

유사하게 L&R 알고리즘은 다음과 같다.

$$\hat{f} = \frac{1}{\pi T_s (M+1)} \arg \sum_{k=1}^M R(k). \quad (7)$$

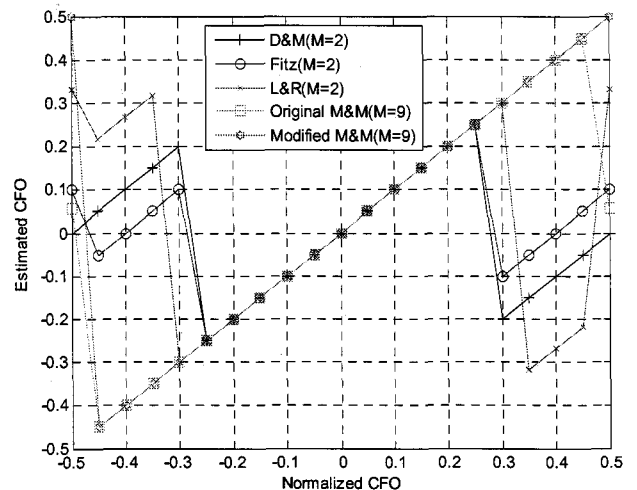


그림 3. 반송파 주파수 오차 추정 알고리즘들의 추정 범위

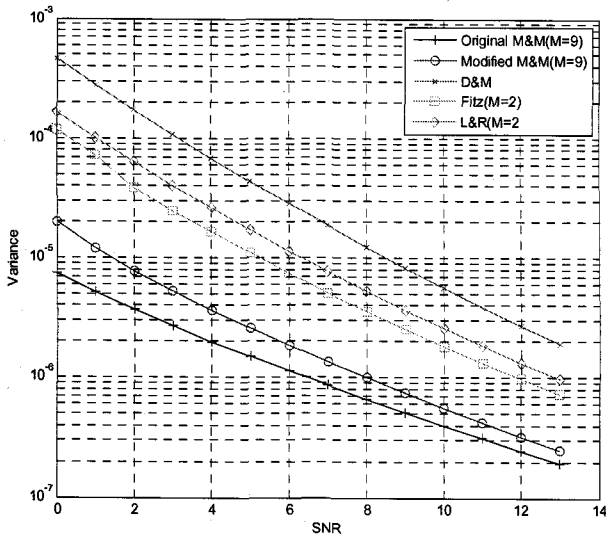


그림 4. 반송파 주파수 오차 추정 알고리즘들의 분산 성능

표 1. 각 알고리즘들에 필요한 연산량

알고리즘	곱셈 연산	아크-탄젠트 연산
Fitz(M=2)	73	2
M&M	287	8
변형된 M&M	287	1
D&M	34	1
L&R	73	1

하나의 파일럿 블록인 36개의 파일럿 심볼들을 이용했을 때, 그림 (3)은 각 알고리즘들의 추정 범위를 나타낸 그림이고, 그림 (4)는 각 알고리즘들의 분산 성능을 나타낸 그림이다. 그리고 표<1>은 각 알고리즘을 사용할 때 필요한 연산량을 나타낸 표이다. M&M 알고리즘과 변형된 M&M 알고리즘의 M 은 9이다. Fitz 알고리즘과 L&R 알고리즘의 M 은 심볼 속도 대비 20%의 반송파 주파수 오차를 측정하기 위해서 2이다. Fitz 알고리즘과 L&R 알고리즘은 M 이 커지면 커질수록 추정 범위가 좁아지고, M 이 3이상 이 되면 심볼 속도 대비 20%의 반송파 주파수 오차를 측정할 수 없을 만큼 추정 범위가 줄어들기 때문이다. 그림(3)에서 보는 것 M&M 알고리즘과 변형된 M&M 알고리즘 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 오차 (정규화된 옵셋: $-0.2 \sim +0.2$)를 추정할 수 있음을 알 수 있다. 그림(4)에서는 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 성능을 제일 좋지 않다. 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 다소 간단한 하드웨어 복잡성을 가짐을 알 수 있다. 여기서 유의해야 할 것은 M&M 알고리즘과 Fitz 알고리즘에 필요한 가중 계수는 M 이 결정되면 가중 계수도 또한 고정되기 때문에, 곱셈 대신 간단한

더하기&빼기 연산으로 구현이 가능하기 때문에 표<1>에 반영되지 않았다.

새로이 제안된 반송파 주파수 복조 방식은 거친 주파수 오차 복구부 알고리즘으로는 Fitz 알고리즘 [5]을 사용하며, 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$R(m) = \frac{1}{L_p - m} \sum_{k=1}^M p(k) \cdot p^*(k-m) \quad (8)$$

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

where

$$W_k^{Fitz} = \frac{6k}{M(M+1)(2M+1)}$$

여기서 M 은 심볼 속도 대비 20%의 반송파 주파수 오차를 추정하기 위해 2이다.

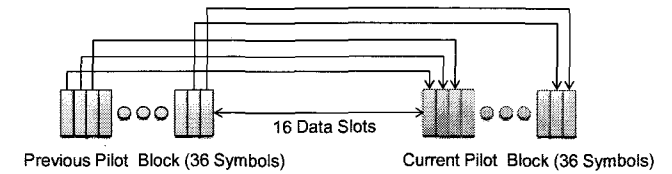


그림 5. 간단한 파일럿 블록 코릴레이션 알고리즘

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

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

여기서 $P_{current}$ 는 현재 파일럿 블록이고, $P_{previous}$ 는 이전 파일럿 블록을 나타낸다. 이전 파일럿 블록과 현재 파일럿 블록의 36개의 파일럿 심볼 간에 코릴레이션을 통해서 옵셋을 추정하는 방식이다. 이 때, $L_d + L_p$ 로 추정된 값을 나누는데 이는 미세 옵셋이 $L_d + L_p$ 보다 클 때에는 미세 옵셋이 잘 못 추정될 수 있지만, 주파수 복구부로 인해 상당량의 주파수 오차가 줄어들어 미세한 오차만 남아 가능하다.

반송파 주파수 복구가 된 이후엔, 미세 잔류 주파수 오차 및 위상 오차를 보정하기 위해 파일럿을 이용한 선형 보간기가 사용된다 [2].

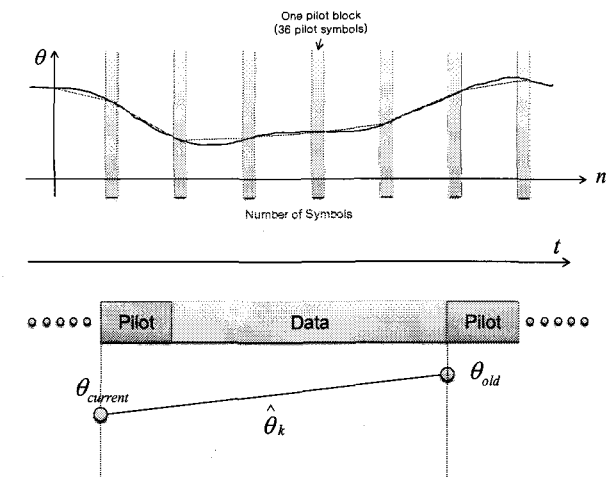


그림 6. 파일럿을 이용한 선형 보간기

그림(6)은 선형 보간기의 개념을 나타낸 그림으로, 미세 주파수 옵셋이 존재할 때, 두개의 연속되는 파일럿 블록간에 존재하는 미세 주파수 옵셋은 거의 선형적이기 때문에 이전 파일럿 블록의 위상 오차와 현재 파일럿 블록의 위상 오차를 추정하여 이를 가지고 선형 보간을 하게 된다. 이를 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\hat{\theta} = \arg \left[\sum_{n=1}^{36} x(n) \cdot p^*(n) \right] \quad (10)$$

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

여기서 *SymSize*는 90*16+36=1476 이다.

표<2>는 기존의 반송파 주파수 복구 방식과 제안된 반송파 주파수 복구 방식의 하드웨어 복잡성을 비교한 표이다. 기존에 비해 제안된 방식은 약 80%의 곱셈 연산을 줄였고, 또한 파일럿 심볼들을 저장할 메모리도 필요로 하지 않음을 알 수 있다.

표 2. 하드웨어 복잡성 비교

	기존의 반송파 주파수 복구 방식		제안된 반송파 주파수 복구 방식	
	거친 반송파 주파수 복구부	D&M 알고리즘(M=2)		Fitz 알고리즘(M=2)
	곱셈 연산	34	곱셈 연산	73
	아크-탄젠트 연산	1	아크-탄젠트 연산	2
미세 반송파 주파수 복구부	L&R 알고리즘(M=9)		간단한 파일럿 블록 코릴레이션 알고리즘	
	곱셈 연산	288	곱셈 연산	36
	아크-탄젠트 연산	1	아크-탄젠트 연산	1
	메모리	파일럿 블록	메모리	없음

3. 컴퓨터 시뮬레이션

프레임 동기와 심볼 동기가 이상적일 상태라고 가정하고, DVB-S2 시스템의 16 & 32 APSK 복조 모드일 때와 이상적일 때의 Un-Coded Bit Error Rate (BER)을 측정하였고, 그 결과는 그림(8)과 같다. 제안된 방식과 기존의 방식에서의 BER은 이상적일 때의 BER과 거의 일치함을 알 수 있다.

4. 결론

본 논문에서는 기존의 방식에 비해 성능의 열화 없이 하드웨어 복잡성을 줄여 간단하고 견고한 반송파 주파수 복구 방식을 제안하였다. 제안된 방식은 기존의 방식에 비해 곱셈 연산량을 80% 줄이고, 기존의 방식이 파일럿 블록들을 저장하기 위한 메모리를 필요로 하는 반면에 제안된 방식은 메모리를 필요로 하지 않는다.

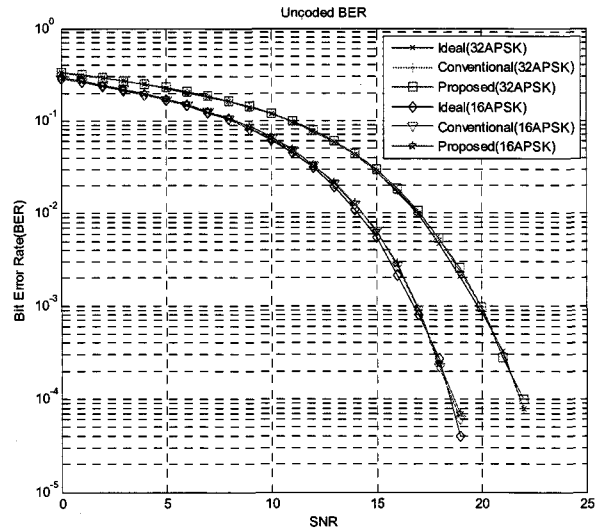


그림 7. 16 & 32 APSK 모드일때의 Uncoded BER 성능 비교

Acknowledgement

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

참조 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, paper12.1.
- [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", *IEEE ISCE 2009.5.27*