

# Inmarsat M4 시스템 수신기를 위한 16-QAM Carrier Recovery Loop 설계

준회원 장 경 덕\*, 한 정 수\*, 종신회원 최 형 진\*

## Design of a 16-QAM Carrier Recovery Loop for Inmarsat M4 System Receiver

Kyung-Doc Jang\*, Jung-Su Han\* Associate Members, Hyung-Jin Choi\* Lifelong Member

### 요 약

본 논문에서는 Inmarsat M4 시스템의 수신기의 실제 구현에 적합한 16-QAM (Quadrature Amplitude Modulation) carrier recovery loop를 제안한다. Inmarsat M4 시스템 규격에서 권고하는 frequency tolerance는  $\pm 924$  Hz (signal bandwidth: 33.6 kHz) 로서 이러한 상대적으로 큰 주파수 오프셋 환경에서 안정된 동작이 가능한 carrier recovery loop 설계가 요구된다. 일반적인 PLL(Phase Locked Loop) 만을 이용한 carrier recovery loop는 상대적으로 큰 주파수 오프셋 환경에서 안정적인 성능을 보장할 수 없으며, 이에 따라 본 논문에서는 상대적인 주파수 오프셋이 큰 환경에서도 안정적이 동작이 가능한 Inmarsat M4 시스템을 위한 carrier recovery loop 루프를 제안한다. 제안된 carrier recovery loop는 우선 carrier recovery 이전에 UW 신호 detection 을 위해 주파수 오프셋에 강인한 differential filter 기반의 noncoherent 방식의 detector를 이용하여 UW detection 을 수행하였으며, 이후 초기 주파수 오프셋 포착을 위해 UW(Unique Word) 신호를 이용한 차동 방식의 CP(Cross Product)-AFC를 적용하였다. 또한 일반적으로 알려진 16-QAM NDA (Non Data Aided) 방식 대신 안정적인 jitter 성능을 위하여 16-QAM DD(Decision Directed) 방식의 PLL 을 적용하여 위상 추적을 수행하였으며, 성능 검증을 통해 제안된 16-QAM carrier recovery loop가 만족스러운 성능과 신뢰성 있는 동작이 가능함을 입증하였다.

**Key Words** : Inmarsat M4 system, UW detector, AFC, PLL

### ABSTRACT

In this paper, we propose a 16-QAM carrier recovery loop which is suitable for the implementation of Inmarsat M4 system receiver. Because the frequency offset of  $\pm 924$  Hz on signal bandwidth 33.6 kHz is recommended in Inmarsat M4 system specification, carrier recovery loop having stable operation in the channel environment with large relative frequency offset is required. the carrier recovery loop which adopts only PLL can't be stable in relatively large frequency offset environment. Therefore, we propose a carrier recovery loop which has stable operation in large relative frequency offset environment for Inmarsat M4 system.

The proposed carrier recovery loop employed differential filter-based noncoherent UW detector which is robust to frequency offset, CP-AFC for initial frequency offset acquisition using UW signal, and 16-QAM DD-PLL for phase tracking using data signal to overcome large relative frequency offset and achieve stable carrier recovery performance. Simulation results show that the proposed carrier recovery loop has stable operation and satisfactory performance in large relative frequency offset environment for Inmarsat M4 system.

\* 성균관대학교 정보통신공학부(hjchoi@ece.skku.ac.kr)

논문번호 : KICS2007-11-528, 접수일자 : 2007년 11월 28일, 최종논문접수일자 : 2008년 4월 2일

## I. 서 론

Inmarsat (International Marine Satellite Organization) 은 1979년 기구가 발족한 후 1982년부터 Inmarsat A 서비스를 시작으로 C, B, M, mini-M 그리고 64 kbps 통신 속도를 지원하는 M4까지 약 240,000 터미널이 취역되어 운용 중에 있다. 또한 급변하는 통신 시장 환경에 적응하기 위하여 새로운 Inmarsat 4 세대 위성을 이용하여 432 kbps 데이터 통신 속도를 지원하는 B-GAN (Broadband Global Area Network) 서비스를 제공 중이며 고도 1만 3백55의 중궤도에 12개의 위성을 배치하는 ICO 프로젝트를 통하여 범 세계 위성 이동 통신 시스템인 GMPCS (Global Mobile Personal Communications System)를 위한 유리한 여건을 구축하고 있다. GMPCS과 같이 새로운 사업 분야를 창조하는 위성 통신 시장의 선점 및 기술적 우위를 확보하기 위해서는 보다 향상된 시스템을 위한 설계 기반이 구축되어야 하며 특히 Inmarsat 시스템의 수신기 모델 설계를 위한 동기화 기술은 전체 시스템 성능을 좌우하는 가장 근본적인 요소이므로 지속적인 연구를 통해 기술력을 확보할 필요가 있다.

본 논문에서는 Inmarsat M4 시스템의 수신기 모델의 실제 구현에 적합한 16-QAM carrier recovery 루프를 제안한다. Inmarsat M4 시스템은 고속 데이터 전송 서비스를 위해 16-QAM 변조 방식을 사용하며, 신호 대역폭은 33.6 kHz이다. 규격에서 권고하는 frequency tolerance는  $\pm 924$  Hz 로서 이러한 상대적으로 큰 주파수 오프셋 환경에서 신뢰성 있는 동작이 가능한 carrier recovery 루프 설계가 요구된다. 일반적인 16-QAM PLL 만을 이용한 carrier recovery 루프는 안정적인 동작을 보장할 수 없으며, 이에 따라 본 논문에서는 주파수 오프셋에 강인한 UW detection, 초기 주파수 오프셋 포착을 위한 AFC(Automatic Frequency Control) 그리고 위상 추적을 위한 PLL 을 연동한 carrier recovery loop 설계를 제안하였다.

일반적으로 AFC는 preamble 이나 pilot 과 같은 약속된 신호를 이용하기 때문에 carrier recovery 이전에 UW detection이 우선적으로 수행되어야 하며, 이에 따라 제안된 carrier recovery loop의 UW detector는 주파수 오프셋 환경에서 안정적인 UW detection 성능을 위해 differential filter 기반의 noncoherent detector 방식을 적용하였다. AFC 는 안정적인 초기 주파수 오프셋 포착을 위해 UW(Unique Word) 신호를 이용한 차동 방

식의 적용이 가능한 다양한 FDD (Frequency difference detector) 알고리즘의 성능 비교를 통하여 CP(Double Product)-AFC 를 적용하였으며, PLL 은 일반적으로 알려진 16-QAM NDA (Non Data Aided) 방식 대신 S-curve 선형 영역의 구간이 넓고 jitter 성능이 우수한 16-QAM DD(Decision Directed) 방식을 적용함으로써, 안정적인 성능을 보장하는 carrier recovery 루프를 설계하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 Inmarsat M4 시스템의 구조 및 신호 모델에 대해 설명하였으며, III장에서는 UW detector, AFC 그리고 PLL을 포함한 제안된 carrier recovery 루프 설계에 대한 내용을 기술하였다. IV장에서는 본 논문에서 제안하는 carrier recovery 루프에 대한 모의 실험 결과를 통해 제안한 carrier recovery 루프의 우수성을 입증하였으며, 마지막으로 V장에서는 결론을 맺었다.

## II. Inmarsat M4 시스템 구조 및 신호 모델

### 2.1 시스템 구조 및 제원

Inmarsat M4 시스템은 inmarsat mini-m의 향상된 버전으로, inmarsat mini-m 서비스를 multi-media 통신에 이용할 목적으로 개발되어 64 kbps 데이터 서비스를 제공하며 inmarsat 서비스에서 최초로 turbo coding을 이용하고 있다. 사용 목적에 따라 데이터와 in-band 모드로 구분되며, 데이터 모드의 data rate 는 64 kbps 이고 하나의 프레임당 2560 개의 데이터 심벌을 갖는다. In-band 모드는 데이터를 전송 하지 않으며 하나의 sub-frame 당 96 bits의 SU (Signalling Unit) 를 가진다. 데이터 모드와 in-band 모드 모두 turbo coder 및 16-QAM 변조 방식을 사용한다. 데이터 및 in-band의 제원은 표 1 과 같다<sup>[1]</sup>.

그림 1과 그림 2는 각각 Inmarsat M4 시스템의 프레임 구조와 Inmarsat M4 시스템의 송신단 동작에 대한 블록도이다. 데이터의 경우 ISDN (Integrated Services Digital Network) 혹은 terminal로부터 2560 bit/sub-frame의 신호가 48 bit/sub-frame의 sub-band signaling 신호와 multiplex를 통해 2608 bit/sub-frame의 신호가 scrambler로 입력된다. In-band의 경우 ISDN 혹은 terminal로부터 아무 신호를 받지 않고 96 bit/sub-frame의 sub-band signaling 신호와 multiplex를 통해 2608 bit/sub-frame의 신호가 scrambler로 입력된다. Scrambler/Descrambler는 CCIR re-recommendation

표 1. Inmarsat M4 시스템 제원

Data rate	Data	64 kbit/s
Interface frame length	Data, In-band	80 ms
Interface frame size	Data, In-band	5120 bit
Sub frame length	Data, In-band	40 ms
Data bit per sub-frame	Data	2560
Signaling bit per sub-frame	Data	48
	In-band	96
Input bit per sub-frame	Data, In-band	2608
Coding rate	Data, In-band	0.509375
Output bit per sub-frame	Data, In-band	5120
Output symbol per sub-frame	Data, In-band	1280
Frame length	Data, In-band	80 ms
Data symbol per frame	Data	2560
Pilot symbols per frame	Data, In-band	88
UW(Unique Word)	Data, In-band	40 symbol
Frame size	Data, In-band	2688 symbol
Symbol rate	Data, In-band	33.6 ksymbol/s
Modulation	Data, In-band	16-QAM

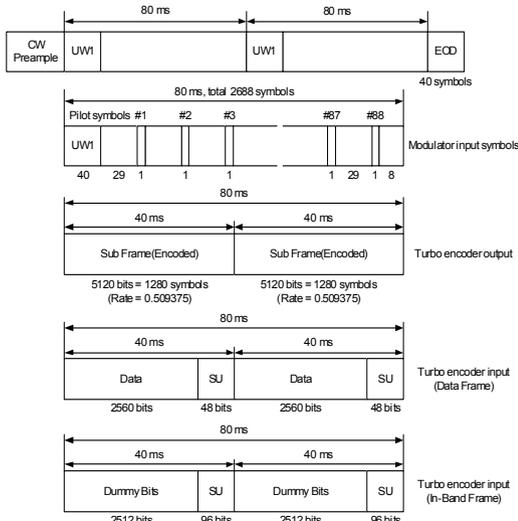


그림 1. Inmarsat M4 Frame 구조

384-3으로서 scrambling vector는 6959H이며  $1+X+X^{15}$ 의 polynomial로 scrambling 된다. Scrambling된 신호는

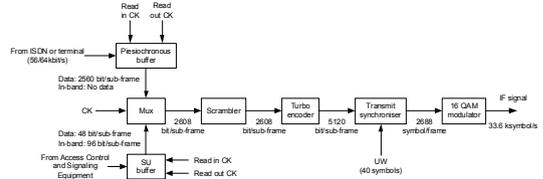


그림 2. Inmarsat M4 Data, In-band 모드 송신부 블록도

표 2. Inmarsat M4 시스템의 UW, EOD pattern

종류	Channel	Bit pattern	Length
UW1	I-Channel	000001001010100111000010 001111100101101	80
	Q-Channel	000001001010100111000010 001111100101101	80
UW2	I-Channel	1010111001111111100100101 11011010110000111	80
	Q-Channel	1010111001111111100100101 11011010110000111	80
EOD	I-Channel	000001001101010011101110 1110000011010010	80
	Q-Channel	000001001101010011101110 1110000011010010	80

coding rate 0.509375로 turbo encoding 되며, coding 된 sub-frame 두 개에 40 symbol의 UW와 29 symbol 마다 pilot symbol을 삽입, 총 88 symbol의 pilot symbol을 삽입한다. 이후 프레임 전송 시작 지점에 16 symbol의 CW preamble과 40 symbol의 EOD(End Of Data)를 삽입 후 16-QAM 변조기를 통해 전송한다. UW와 EOD의 pattern 은 표 2와 같다.

### 2.2 신호 모델

수신 신호  $r(k)$ 는 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(k) = s(k) \cdot e^{j2\pi \cdot f_0 \cdot T_s \cdot k} + n(k) \quad (1)$$

여기서  $s(k)$ 는 16-QAM 변조된  $k$  번째 baseband 심벌 신호로서  $s(k) = a_k + j \cdot b_k$  이다.  $f_0$ 는 frequency offset,  $T_s$ 는 심벌 duration 이며  $n(k)$ 는 평균이 0이고 분산이  $N_0/2$ 인 AWGN (Additive White Gaussian Noise)이다.

### III. Inmarsat M4 시스템을 위한 carrier recovery 루프 설계

본 절에서는 Inmarsat M4 시스템을 위한 본 논문에서 제안하는 carrier recovery 루프 설계에 대한 내용을 기술한다. 그림 3은 Inmarsat M4 시스템의 carrier recovery 루프의 전체 구조도이다.

Inmarsat M4 시스템의 신호 대역폭은 33.6 kHz 이며, 규격에서 권고하는 frequency tolerance는  $\pm 924$  Hz 로서 이러한 상대적으로 큰 주파수 오프셋 환경에서 PLL 만으로는 신뢰성 있는 carrier recovery의 동작이 불가능하다. 따라서 특별한 보조 회로를 사용하여 VCO의 주파수 포착을 도와야 하며 이러한 방식으로는 크게 두 가지 방법이 존재한다<sup>[2]</sup>. 첫 번째 방법은 주파수 스위프 포착 (Frequency Sweep Acquisition) 으로 VCO의 입력에 톱니형 모양의 서서히 변하는 스위프 신호를 가하여 VCO 출력 주파수를 입력 주파수의 예상 범위로 스위프 시켜서 강제로 포착 시키는 방식이며, 두 번째 방법은 AFC를 이용한 방식으로 PLL과 별도로 preamble 이나 pilot 과 같은 약속된 신호를 이용하여 차동 방식을 통해 주파수를 검출하여 초기 주파수 오프셋을 포착하는 방식이다. 주파수 스위프 포착 방식은 스위프 속도가 너무 빠를 경우 포착을 놓칠 우려가 있기 때문에 일반적으로 AFC를 이용한 주파수 포착 방식을 이용하게 되며, 이에 따라 본 논문에서는 AFC의 적용을 통하여 초기 주파수 포착을 수행하였다. Inmarsat M4 시스템에의 AFC 적용을 위해서는 UW 신호를 이용하여야 하며, 이를 위해 그림 3에서 보듯이 carrier recovery 이전에 수신 신호에 대한 UW detection 이 우선적으로 수행되어야 한다.

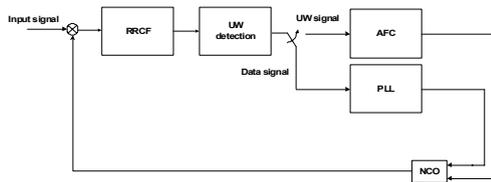


그림 3. Inmarsat M4 시스템의 carrier recovery 루프의 전체 구조도

#### 3.1 UW detector

일반적으로 AFC는 preamble 이나 pilot 과 같은 약속된 신호를 이용하여 차동 방식을 통해 주파수

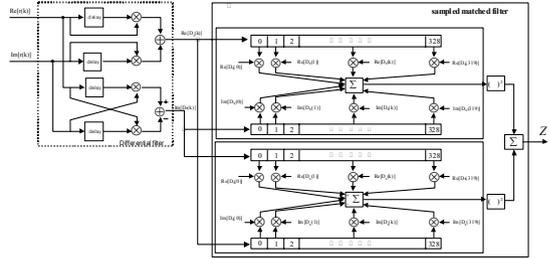


그림 4. UW detector 구조도

를 검출하여 초기 주파수 오프셋을 포착하는 방식이기 때문에 carrier recovery 이전에 UW detection이 우선적으로 수행되어야 한다. 이에 따라 본 논문에서는 주파수 오프셋에 강인한 UW detection 성능을 위해 differential filter 기반의 noncoherent detector의 적용을 통하여 UW detection 을 수행하였다.

그림 4는 본 논문에서 적용한 UW detector 구조도이며, UW detector는 수신 신호의 주파수 오프셋의 영향을 줄이기 위한 differential filter, 수신 신호와 differential UW 신호의 상관을 위한 상관기 (I/Q-channel) 그리고 전력 계산부로 구성된다<sup>[3]</sup>.

Differential filter의 출력 신호는 수신 신호  $r(k)$  와 1 샘플 지연된  $r(k-1)$  신호의 complex conjugate 된 신호로서 식 (2)와 같이 나타낼 수 있으며, 상관 시 사용되는 differential PN 신호는 식 (3)과 같다.

$$D_r(k) = r(k)r^*(k-1) = s(k)s^*(k-1)e^{j2\pi\Delta f Tc} + N(k) \quad (2)$$

$$D_s(k) = s(k)s^*(k-1) \quad (3)$$

여기서,  $N(k) = s^*(k-1)n(k)e^{-j2\pi\Delta f(k-1)Tc} + s(k)n^*(k-1) \cdot e^{j2\pi\Delta f k Tc} + n(k)n^*(k-1)$  로서 AWGN이다.

식 (3)에서 differential filter의 출력 신호의 주파수 오프셋의 영향이 시간에 따라 변화하지 않는 상수값으로 변환됨을 확인할 수 있다.

Differential filter를 적용한 noncoherent 기반의 UW detector 출력은 식 (4) 와 같이 나타낼 수 있다.

$$Z = \left| \sum_{k=0}^N [D_r(k)D_s^*(k)] \right|^2$$

$$= \left[ N \cos(2\pi\Delta f Tc) + \sum_{k=0}^N v_r(k) \right]^2 + \left[ N \sin(2\pi\Delta f Tc) + \sum_{k=0}^N v_Q(k) \right]^2 \quad (4)$$

여기서, 수신 sample 신호의 전력은 1로 가정하였으며,  $N$ 은 UW 신호 구간의 sample 수이고

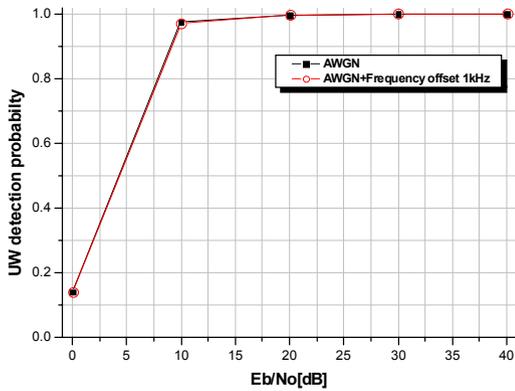


그림 5. UW detection 성능

$v(k) = N(k)[s(k)s^*(k-N)]^T$ 는 AWGN 이다.

Differential filter를 적용한 noncoherent 기반의 UW detector는 전력 계산을 통해 주파수 오프셋의 영향이 완전히 제거될 수 있음을 식 (5)에서 확인할 수 있다.

그림 5는 UW 신호의 detection 성능으로서 주파수 오프셋에 무관한 안정적인 detection 성능을 보임을 확인할 수 있다.

### 3.2 Automatic Frequency Control

그림 6은 AFC의 개략적인 구성도이다.

AFC 루프는 크게 FDD, 루프 필터, NCO (Numerical Controlled Oscillator)로 구성되어 있다. FDD는 주파수 오차를 검출하여 이에 해당하는 신호를 출력하는 부분으로 FDD 알고리즘으로는 CP-FDD, DP-FDD 그리고 Arc-tan FDD 등 다양한 알고리즘이 개발되었다<sup>[2][4]</sup>. 루프 필터는 입력 값에 이득(gain)을 곱하여 이전의 값과 더하는 무한 누적을 수행하게 되며, 무한 누적을 통해서 주파수 오차에 해당하는 FDD 출력 값으로 수렴하게 된다. NCO는 기존에 사용하던 아날로그 방식의 VCO(Voltage Controlled Oscillator)와 다른 디지털

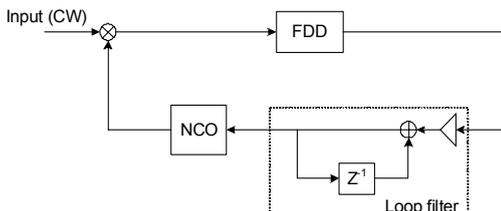


그림 6. AFC 루프의 구성도

화 된 구조로 ROM 테이블에 sine 곡선에 해당하는 값들을 저장하고 있으며, 루프 필터 출력에 따라 ROM 테이블의 값을 출력하여 주파수 오차에 대한 신호를 만들어 주파수 오차를 보상하게 된다.

#### 3.2.1 FDD 알고리즘

본 논문에서는 AFC 적용을 위해 UW detector에 의해 detection 된 UW 신호를 이용하였다. 그림 1에서 보여지는 바와 같이 매 프레임의 시작 지점에 preamble 신호인 UW 40 심벌이 존재 하며 수신된 UW 신호  $r_{uw}(k)$ 와 알고 있는 UW 신호  $s_{uw}(k) = a_{uw,k} + j \cdot b_{uw,k}$ 와의 공액 복소 곱을 통해 UW 신호의 위상 성분을 제거함으로써 차동 방식의 FDD 입력 신호로 사용 가능하며, 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$r_{FDD\_IN}(k) = \frac{r_{uw}(k) \cdot s_{uw}^*(k)}{|s_{uw}(k)|^2} = \frac{(a_{uw,k} + j \cdot b_{uw,k}) \cdot e^{j2\pi \cdot f_0 \cdot T_s \cdot k} \cdot (a_{uw,k} - j \cdot b_{uw,k})}{|a_{uw,k} - j \cdot b_{uw,k}|^2} = e^{j2\pi \cdot f_0 \cdot T_s \cdot k} \quad (5)$$

FDD 알고리즘으로는 일반적으로 구현상의 복잡도를 고려하여 CP-FDD가 사용되고 있으며<sup>[5]</sup>, 본 논문에서도 구현상의 복잡도를 고려하여 CP-FDD를 Inmarsat M4 receiver의 주파수 오차 검출기로 선택하였다. 그림 7은 본 논문에서 적용된 CP-FDD의 블록도이며, 식 (6)은 CP-FDD의 출력 신호이다. 식 (6)의  $\text{IM}[\cdot]$ 은 complex 신호의 imaginary 신호를 의미한다.

$$\text{Out}(k) = \text{IM}\left[r_{FDD\_IN}(k) \cdot r_{FDD\_IN}^*(k-1)\right] = \text{IM}\left[e^{j2\pi \cdot f_0 \cdot T_s \cdot k} \cdot e^{-j2\pi \cdot f_0 \cdot T_s \cdot (k-1)}\right] = \sin(2\pi \cdot f_0 \cdot T_s) \quad (6)$$

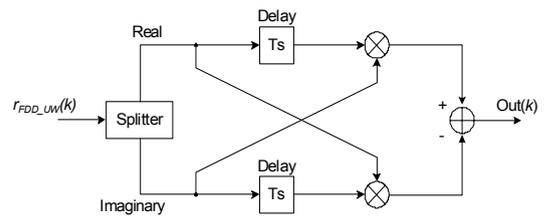


그림 7. Cross Product FDD 블록도

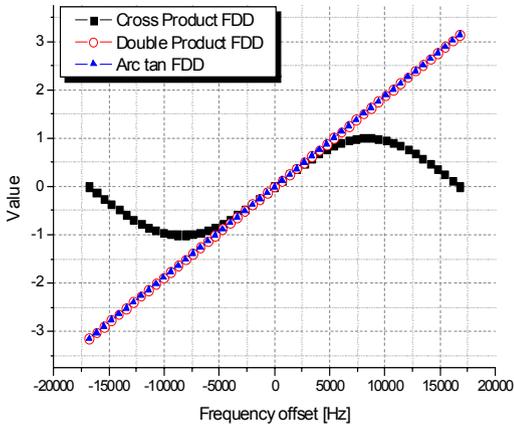


그림 8. FDD 알고리즘의 S-curve

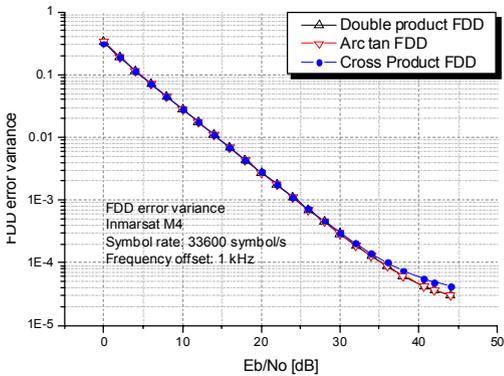


그림 9. FDD open loop jitter performance

그림 8, 그림 9는 각각 다양한 FDD 알고리즘에 open loop S-curve와 jitter 성능 비교이다. 식 (6)에서 보듯이 DP-FDD와 Arc-tan FDD 방식의 추정 및 보상 가능한 선형 구간이 CP-FDD 방식보다 넓으나, CP-FDD의 선형화 구간은  $-4200\text{Hz} \sim +4200\text{Hz}$ 로서 Inmarsat M4 시스템 규격에서 권고하는 주파수 오프셋인  $\pm 924\text{ Hz}$ 를 충분히 만족할 수 있음을 확인할 수 있다.

CP-FDD의 jitter 성능 역시 다른 두 방식과 거의 동일한 성능을 얻을 수 있음을 확인할 수 있으며, 이에 따라 본 논문에서는 복잡도 및 주파수 포착 성능을 고려하여 CP-FDD를 적용한 AFC를 Inmarsat M4 시스템 carrier recovery 루프에 적용하였다.

### 3.3 Phase Locked Loop

본 논문에서의 PLL은 AFC를 통한 초기 주파수

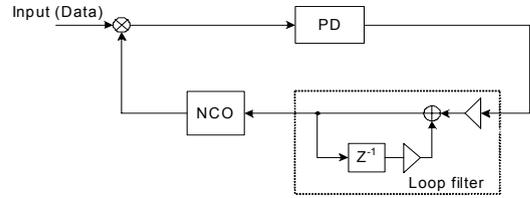


그림 10. PLL의 구성도

수 오프셋 포착 이후 위상 추적을 위해 사용되며, 그림 10은 PLL의 개략적인 구성도이다<sup>6)</sup>.

PLL은 크게 PD(Phase Detector), 루프 필터, NCO로 구성된다. PD는 위상 오차를 검출하여 이에 해당하는 신호를 출력하는 부분이며, 루프 필터는 harmonic 신호와 잡음 신호를 걸러주는 LPF(Low Pass Filter) 역할을 수행하게 된다. NCO는 디지털화된 구조로 ROM 테이블에 sine 곡선에 해당하는 값들을 저장하고 있으며, 루프 필터 출력에 따라 ROM 테이블의 값을 출력하여 위상 오차에 대한 신호를 만들어 위상 오차를 보상하게 된다.

#### 3.3.1 PD 알고리즘

본 절에서는 PLL에 일반적으로 적용되는 16-QAM NDA-PD 방식과 본 논문에서 적용한 16-QAM DD-PD 방식에 대한 내용을 기술하였으며, 두 방식의 성능 비교 분석을 통하여 16-QAM DD-PD 방식이 좀 더 안정적인 성능을 보장할 수 있음을 입증하였다.

그림 11은 16-QAM NDA-PD 방식에 대한 구조도이다. 16-QAM NDA-PD 방식은 초기 위상 오프셋에 의해 발생하는 decision error에 의한 성능 열화를 최소화하기 위해 각 위상 신호의 3차승과 반대 위상 신호의 곱을 이용하여 수신 신호에서 변조 성분을 제거하는 방식으로 식 (1)에 정의한 입력 신호  $r(k)$ 를 이용하면, PD 출력 S-curve는 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다<sup>7)</sup>.

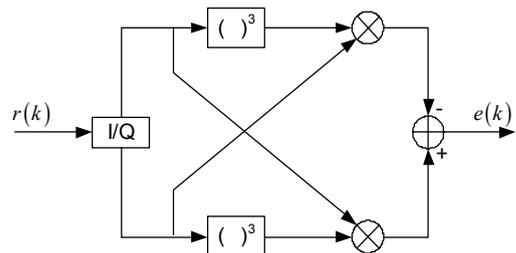


그림 11. 16-QAM NDA-PD 블록도

$$E[e(k)] = E[r_I(k) \cdot r_Q(k)^3 - r_Q(k) \cdot r_I(k)^3] \\ = \left\{ \frac{3}{2} E[a_k^2] E[b_k^2] - \frac{1}{4} E[b_k^4] - \frac{1}{4} E[a_k^4] \right\} \cdot \sin(4\theta) \quad (7)$$

여기서  $\theta = 2\pi \cdot f_0 \cdot T_s \cdot k$  로서 위상 옵셋을 나타내며,  $r_I(k)$ 와  $r_Q(k)$ 는 각각 수신 신호의 inphase와 quadrature phase 신호이다.

식 (7)을 통하여 NDA-PD 방식은 S-curve의 선형 구간이  $-\pi/8 \sim \pi/8$ 로 매우 좁음을 확인할 수 있으며, 이는 추적 과정에서 열잡음이나 self-noise에 의해 큰 위상 편향 현상이 존재할 경우 추정 값이 근처의 다른 0 지점으로 수렴하는 cyclic slipping이 발생할 가능성이 크게 된다. 또한 NDA-PD 방식의 PD 출력은 4제곱에 의해 잡음이 증가되는 4승 손실뿐 아니라, 16-QAM 심벌 신호  $s(k) = a_k + j \cdot b_k$ 에 의존적인 패턴 의존형 jitter 또한 발생되기 때문에 jitter 성능이 더욱 열화 되는 결과를 초래하게 된다<sup>[2][8]</sup>.

그림 12는 본 논문에서 적용한 16-QAM DD-PD 방식에 대한 구조도이다. 16-QAM DD-PD 방식은 초기 decision 결과가 매우 중요하며 decision 결과가 정확하지 않을 경우 뒤에 이은 대부분의 데이터에 정확하지 못한 위상 보상이 이루어지게 된다. 하지만, 본 논문에서는 AFC를 이용한 초기 주파수 옵셋 포착을 통해 초기 위상 옵셋에 의한 decision error의 영향을 최소화함으로써 16-QAM DD-PD 방식의 적용을 가능하도록 하였다.

16-QAM DD-PD 방식은 수신 신호에 대하여 위상 옵셋  $\theta$ 가 매우 작다는 가정 하에 심벌에 대한 decision을 수행 하며 수신 신호  $r(k)$ 와 decision된 신호인  $\hat{s}(k) = a_k + j \cdot b_k$ 와의 공액 복소 곱을 통하여 위상 차이를 추정하여 보상하는 방식으로, PD 출력 S-curve는 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다<sup>[9]</sup>.

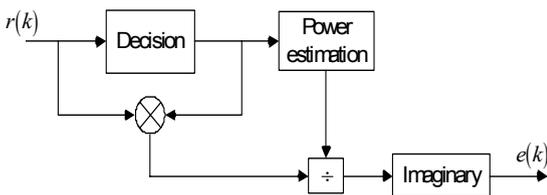


그림 12. 16-QAM DD-PD 블록도

$$E[e_p(k)] = E \left[ \text{Im} \left[ \frac{r(k) \cdot \hat{s}(k)^*}{|\hat{s}(k)|^2} \right] \right] \\ = E \left[ \text{Im} \left[ \frac{(a_k^2 + b_k^2) \cdot e^{j\theta} + (n_I(k) + j \cdot n_Q(k)) \cdot (a_k - j b_k)}{a_k^2 + b_k^2} \right] \right] \\ = \sin(\theta) \quad (8)$$

여기서  $\theta = 2\pi \cdot f_0 \cdot T_s \cdot k$  로서 위상 옵셋이다.

식 (8)을 통하여 16-QAM DD-PD 방식은 16-QAM NDA-PD 방식에 비하여  $-\pi/2 \sim \pi/2$ 의 넓은 선형 영역을 가지며, 16-QAM NDA-PD 방식에서 발생하는 4승 손실 및 패턴 의존형 jitter를 제거 가능한 방식을 확인할 수 있다.

그림 13은 16-QAM NDA-PD 방식과 16-QAM DD-PD 방식의 open loop jitter 성능 비교 결과이다.

그림 13에서 보듯이 16-QAM DD-PD 방식은 16-QAM NDA-PD 방식에서 발생하는 4승 손실과 패턴 의존형 jitter를 제거함으로써 16-QAM NDA-PD 방식보다 우수한 jitter 성능을 보임을 확인할 수 있으며, 이에 따라 본 논문에서는 위의 결과를 바탕으로 좀 더 안정적인 성능을 보장할 수 있는 16-QAM DD-PD 방식의 PLL을 Inmarsat M4 시스템 carrier recovery 루프에 적용하였다.

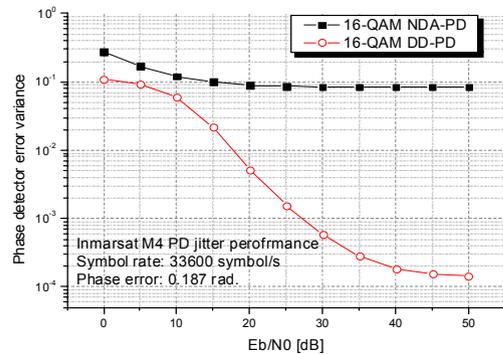


그림 13. PD jitter performance

#### IV. 컴퓨터 모의 실험 결과

본 절에서는 그림 14에 도시된 본 논문에서 제안하는 inmarsat M4 시스템의 carrier recovery 루프에 대한 성능 검증 결과에 대하여 기술하였으며, C 프로그램을 이용한 부동 소수점 (floating point) 설계 환경에서 컴퓨터 모의 실험을 수행하였다.

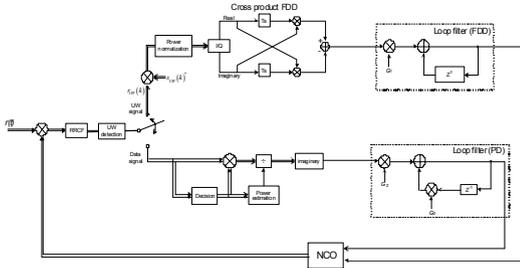
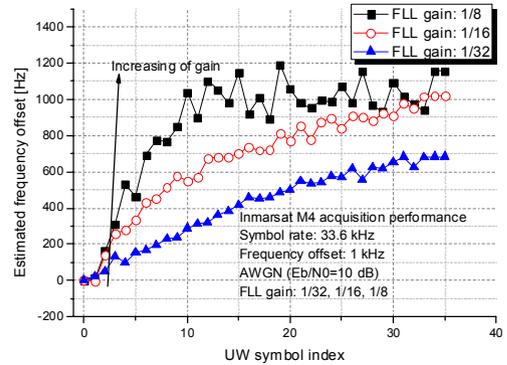


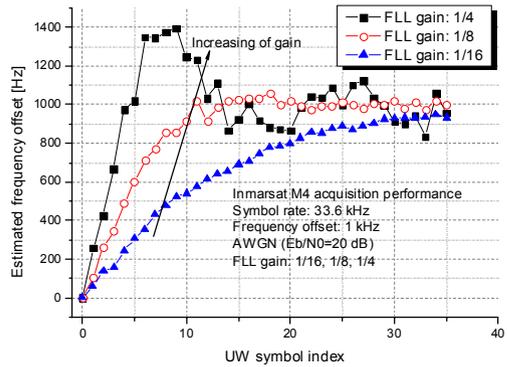
그림 14. 반송파 동기 알고리즘 전체 블록도

제안된 inmarsat M4 시스템의 carrier recovery 루프는 초기 carrier recovery 이전에 detection 된 UW 신호를 이용하여 CP-FDD 방식의 AFC 적용을 통한 초기 주파수 옵셋 포착 및 데이터 신호를 이용하여 DD-PD 방식의 PLL 적용을 통한 위상 추적을 수행하는 UW detection, AFC 그리고 PLL을 연동한 carrier recovery 루프로서 모의 실험에 적용된 시스템 사양은 표 1 에 제시된 규격에 맞추어 설정하였다.

그림 15는 UW를 이용한 AFC의 loop filter gain 및 SNR에 따른 초기 주파수 옵셋 포착 성능이다. 규격에 제시된 minimum requirement 는  $C/N_0 = 53.7$  dBHz 이며  $E_b/N_0 = C/N_0 - 10\log_{10}(\text{data rate}) = 53.7 - 10\log_{10}(64 \text{ kbps}) \approx 5.6$  dB이며 이에 따라 본 논문에서는  $E_b/N_0 = 5$  dB 이상에서 성능 검증을 수행하였다. 그림 15에서 보듯이 loop filter gain 이 커짐에 따라 FLL의 초기 포착 속도는 빠르지만 transient 은 커지게 되며, 반대로 gain 이 작아짐에 따라 포착 속도는 느리지만 transient 은 작아지게 된다. 비교적 낮은 SNR 환경에서 FLL의 안정적인 동작을 보장하기 위하여 loop filter gain은 1/16로 설정하였으며, 다양한 SNR 환경에서 UW 구간 동안 안정적인 포착이 가능함을 확인 할 수 있다.



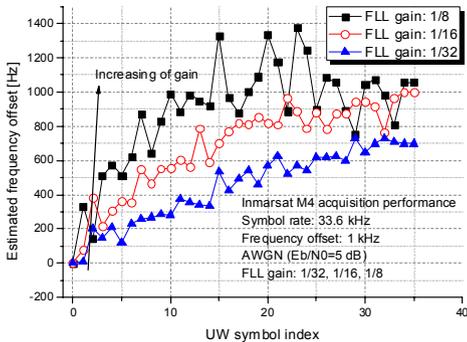
(b)  $E_b/N_0 = 10$  dB



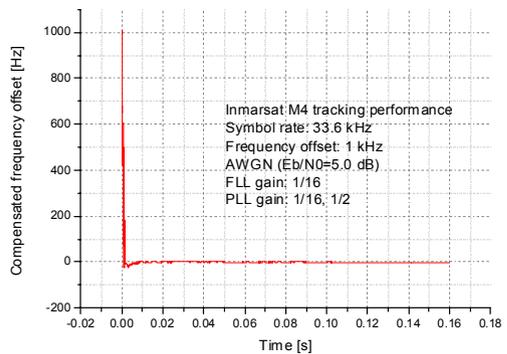
(c)  $E_b/N_0 = 20$  dB

그림 15. FDD acquisition performance

그림 16은 주파수 옵셋 1 kHz 존재 시 다양한 SNR 환경에서의 제안된 carrier recovery loop 의 추적 성능이다. 그림 14 에서 보듯이 제안된 carrier recovery loop는 1 kHz 의 주파수 옵셋 환경에서도 안정적인 동작이 가능함을 확인할 수 있다.

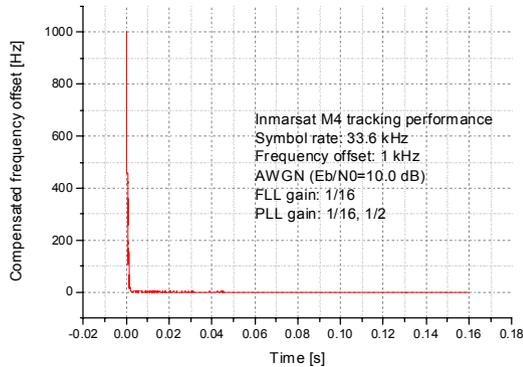


(a)  $E_b/N_0 = 5$  dB

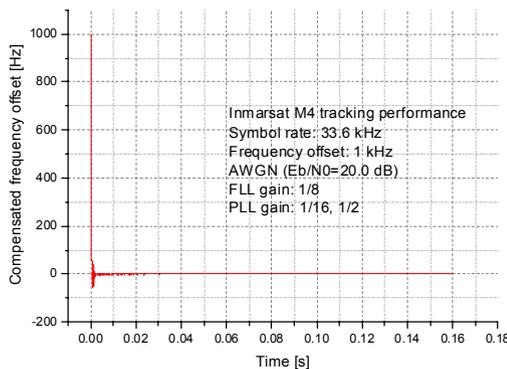


(a)  $E_b/N_0 = 5$  dB

참 고 문 헌



(b) Eb/No = 10 dB



(c) Eb/No = 20 dB

그림 16. 제안된 carrier recovery loop의 tracking performance

V. 결 론

본 논문에서는 Inmarsat M4 시스템의 수신기 모델의 실제 구현에 적합한 16-QAM carrier recovery loop를 제안하였다. 제안된 방식은 상대적으로 주파수 오프셋이 큰 Inmarsat M4 시스템에서도 안정적인 동작이 가능하도록 UW detection, AFC 그리고 PLL을 연동한 carrier recovery 구조로서 UW 신호를 이용하여 CP-FDD 방식의 AFC 적용을 통하여 초기 주파수 오프셋 포착을 수행하였으며, 이후 데이터 신호를 이용하여 DD-PD 방식의 PLL 적용을 통하여 위상 추적을 수행하였다. 모의 실험을 통해 제안된 carrier recovery 루프 구조가 신뢰성 있는 동작이 가능함을 입증하였으며, 현재 Inmarsat M4 시스템 수신기 구현을 위하여 FPGA testing 중이며, 내년 중으로 제품화될 것으로 예상된다.

- [1] INMARSAT System Definition Manual, Sep, 2007.
- [2] 최 형진, 동기방식 디지털 통신, 교학사, 1995.
- [3] Z.Y. Choi and Y.H. Lee, "Frame synchronization in the presence of frequency offset," IEEE Trans. Com., Vol.50, No.7, pp.1062 - 1065, July 2002.
- [4] F. M. Gardner, "Properties of Frequency Difference Detectors," IEEE Trans. Com., Vol.COM-33, No.2, pp.131-138, Feb. 1985.
- [5] F. M. Gardner, "Characteristics of Frequency Tracking Loops," IEEE Trans. Com., Vol.COM-33, No.2, pp.226-240, Feb. 1985.
- [6] J.G. Proakis, Digital communications, McGraw-Hill inc., 1995.
- [7] U. Mengali and A. N. D'Andrea, Synchronization Techniques for Digital Receivers, New York: PLENUM PRESS, 1997.
- [8] F. M. Gardner, "Self-Noise in Synchronizers," IEEE Trans. Com., Vol.28, pp.1159-1163, Aug. 1980.
- [9] R. L. Cupo and R. D. Gitlin, "Adaptive carrier recovery systems for digital data communications receivers," IEEE J. Select. Areas Com., Vol.7, No.9, pp.1328-1339, Dec. 1989.

장 경 덕 (Kyung-Doc Jang)

준회원



2007년 8월 성균관대학교 정보통신공학부 졸업  
 2007년 9월~현재 성균관대학교 전자전기 및 컴퓨터 공학과 석사과정  
 <관심분야> 디지털 통신, OFDM, MODEM 동기화 기술

한 정 수 (Jung-Su Han)

준회원



2004년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 졸업  
2006년 2월 성균관대학교 전자전기공학과 석사  
2006년 3월~현재 성균관대학교 전자전기 및 컴퓨터 공학과 박사과정

<관심분야> 무선통신, 이동통신, MODEM 동기화 기술

최 형 진 (Hyung-Jin Choi)

종신회원



1974년 2월 서울대학교 전자공학과 졸업  
1974년 2월 한국과학기술원 전기전자공학과 석사  
1976년 3월~1976년 3월 (주)금성사 중앙연구소 연구원  
1979년 9월~1982년 12월 미국

Univ. of Southern California 전기공학과 (공학박사)  
1982년 10월~1989년 2월 미국 Lincom Corp. 연구원  
1989년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 교수  
<관심분야> 디지털 통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM 기술