

論文2000-37-TC-3-3

Ka밴드 위성시스템에서 적응변조방식을 이용한 효과적인 강우 페이딩 보상기술

(An Efficient Rain Fade Countermeasure Technique using Adaptive Modulation in Ka-band Satellite Systems)

黃勝鉉*, 崔炯辰*, 金熙讚**

(Sung Hyun Hwang, Hyung Jin Choi, and Hee Chan Kim)

요 약

Ka 밴드 위성시스템은 기존의 주파수 대역에 비해 강우 페이딩에 의한 신호감쇠가 심각하므로 이에 대한 효과적인 보상방안이 절실히 요구된다. 본 논문에서는 채널환경에 따라 변조모드를 적절하게 전환하는 적응 변조 시스템을 새롭게 설계하고 동시에 우수한 성능의 동기 알고리즘을 제안한다. 변조방식은 M-ary PSK 방식을 기본으로 하고 수신기는 TDMA 버스트 모드를 가정하였으며 위성 중계기 모델은 무궁화 3호 위성을 모델로 사용한다. 적응변조방식을 사용함으로써 BER 성능과 평균 스펙트럼 효율의 요구조건을 동시에 만족시킬 수 있으며 이것은 기존의 고정변조방식으로는 현실적으로 구현이 불가능하다.

Abstract

Signal attenuation of Ka-band satellite communication system due to rain fading is more severe than those of conventional frequency band system, thus an efficient rain fade countermeasure technique is absolutely required. In this paper, we design an improved adaptive modulation system, which switches the modulation mode according to the channel condition, and propose the novel synchronization algorithms. We assume that the modulation scheme is M-ary PSK and the receiver is TDMA burst mode. And the transponder model is the same with KOREASAT-3. By using the adaptive modulation scheme, we satisfy the BER and mean spectral efficiency requirements, simultaneously, which is impossible by using the fixed modulation scheme.

I. 서 론

Ka 밴드(30/20 GHz)는 기존의 C 밴드(6/4 GHz)

* 正會員, 成均館大學校 電氣電子컴퓨터工學部
(School of Electrical & Computer Engineering,
Sung Kyun Kwan University)

** 正會員, 韓國通信 衛星運用團
(Satellite Business Center, Korea Telecom)
接受日字:1999年3月27日, 수정완료일:2000年3月3日

및 Ku 밴드(14/12 GHz) 위성시스템의 활발한 개발로 주파수 재원이 고갈되어 가고 동시에 ATM/B-ISDN과 같은 광대역 고속 통신의 수요가 급증하고 있어 차세대 주파수 대역으로 각광받고 있다. Ka 밴드를 포함한 고주파 대역은 기존 대역에 비해 아직까지 풍부하나 대기인자(H_2O , O_2 등)에 의한 신호 감쇠가 심각하고 고출력, 저잡음 설계를 위한 하드웨어의 구성이 난해하여 개발 초기의 장비비용이 비싸며 주파수 재활용 또한 쉽지 않은 단점이 있다. 특히, 우리나라와 같이 여름철에 발생하는 집중호우로 인해 서

비스 품질의 악화 내지 서비스 중단(outage)을 초래할 수 있으므로 이러한 요인에 대한 보상방안이 절실하다고 할 수 있다. 따라서 Ka 밴드 위성시스템 설계는 기존의 주파수 대역에 비해 크게 증가한 Ka 밴드 신호감쇠를 효과적으로 보상할 수 있는 방안의 연구가 필연적으로 수반되어야 한다.

본 논문에서는 Ka 밴드를 사용하는 위성시스템의 신호감쇠 보상기술로서 적응형 변조방식을 새롭게 설계하였다. 적응형 변조방식은 강우 및 신틸레이션 등으로 인해 위성채널이 급격하게 악화될 때 이러한 변화를 신속하고 정확하게 파악하여 최적의 변조방식을 선택 적용함으로써 스펙트럼 효율과 서비스 중단 확률을 조화시키는 강우감쇠 보상방안의 일종이다^[1]. 본 논문에서는 등진폭 특성이 우수하여 TWTA (Traveling Wave Tube Amplifier)와 같은 비선형 증폭기를 사용하는 위성시스템에 적합한 M-ary PSK를 사용하였다. 채널 변화가 완만할 경우 BPSK \leftrightarrow QPSK \leftrightarrow 8PSK와 같이 단계적으로 변환되고 채널 변화가 급격할 경우 BPSK \leftrightarrow 8PSK와 같이 변환된다.

한편 적응변조방식은 시변 채널 상태를 효과적으로 측정할 수 있는 신호품질 추정 알고리즘에 의해 그 성능이 크게 좌우된다. 위성시스템 개발 초기부터 널리 사용된 신호품질 추정방식은 위성과 지구국에서 데이터와는 별도로 전송하는 beacon 신호를 이용하는 방법이다. 이 방식은 비교적 우수하고 신뢰할 만한 성능을 얻을 수 있으나 전력 측면에서 비효율적이고 결정적으로 무궁화 3호 Ka 밴드 위성시스템은 채널추정을 위한 beacon 기능을 탑재하지 않고 있다. 한편 가장 정확한 신호품질 측정방법은 실제로 수신 BER을 직접 측정하는 방식이나 심벌 에러가 발생할 확률은 매우 낮기 때문에 측정시간이 너무 오래 걸리므로 신속한 적응변조를 수행하는 것은 현실적으로 어렵다. 본 논문에서 새롭게 제안한 신호품질 추정기는 수신신호의 각 성좌점이 갖는 분산도를 측정하는 의사에러(pseudo-error) 추정방식으로서 SNR이나 주파수 오프셋, 위상 오프셋, 비트동기 에러 등에 의해 성좌점이 퍼지는 성질을 이용한 것이며 이후로 Scatter Monitor라고 명명한다. 제안한 알고리즘은 짧은 시간 내에 비교적 정확한 추정이 가능하고 하드웨어 구현이 용이한 방식으로 특히 Ka 밴드 채널추정을 위한 beacon 기능이 탑재되어 있지 않은 무궁화 3호 위성시스템의 신호품질 추정방식으로 가장 바람직하다고

판단된다.

위성채널은 AWGN 채널 뿐만아니라 무궁화 3호 위성의 Ka 밴드 규격을 만족하는 위성중계기 모델이 반영되고 수신방식은 Ka 밴드 광대역 중계기를 이용한 고속전송에 적합하도록 TDMA 버스트 모드로 설계하였다. 또한 버스트 모델의 동기 성능을 개선하기 위해 PLL(Phase Locked Loop)의 hangup 현상을 방지할 수 있는 새로운 알고리즘을 제안하였다.

마지막으로 본 논문에서 제안한 요소기술과 알고리즘을 바탕으로 설계된 Ka 밴드 적응형 위성시스템의 성능평가를 위해 Cadence의 SPW(Signal Processing Worksystem)TM 시뮬레이션 툴을 사용하였다.

전체 구성은 I장의 서론에 이어, II장에서는 적응 변조 시스템에 대해 설명하고 III장에서는 시스템을 구성하고 있는 요소기술에 대해 자세히 설명한다. 요소기술은 적응변조부, 위성채널부, 적응복조부, 신호품질 추정부와 같이 크게 4부분으로 구성되어 있다. IV장에서는 Ka 밴드 적응형 위성시스템의 시뮬레이션 결과로서 전제한 시뮬레이션 기본환경과 scatter monitor의 출력, 적응변조 시스템의 동작 검증, SPW 시뮬레이션 결과 등을 분석한다. 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. 적응변조 시스템

적응변조 시스템은 시간에 따라 채널 변화가 심각한 환경에서 변조방식을 적절하게 전환하여 요구되는 스펙트럼 효율(Spectral Efficiency)과 서비스중단 확률(Service Outage Probability)의 성능을 조화시키는 방안으로서 적응형 가변전송 기법의 일종이다. 특히 Ka 밴드에서 고효율 고정변조방식(8PSK 이상)을 사용할 경우 강우페이딩에 의해 채널상태가 심각하게 악화되면 서비스 중단이 발생할 수 있고 이는 링크 가용도를 크게 감소시키는 결과를 초래한다. 본 논문에서는 PSK 방식에 기초하여 적응변조 시스템을 설계하고 관련 파라미터 최적화에 중점을 두었다.

그림 1은 신호품질 추정기의 출력과 임계값의 조건에 따라 선택되는 변조방식의 상태도를 나타낸 것으로 사용된 파라미터의 정의는 표 1과 같다. 그림 1에 나타낸 바와 같이 적응변조의 방향성은 2가지로 분류할 수 있다. 첫째는 대역효율 개선방향으로서 채널 상태가 호전될 때 전송효율을 높이기 위해 대역효율이 우

수한 변조방식(BPSK→QPSK→8PSK)으로 전환하는 것이다(efficient channel utilization)^[1]. 둘째는 서비스중단 확률 개선방향으로서 채널 상태가 악화될 때 서비스 신뢰도를 높이기 위해 잡음에 강한 변조방식(8PSK→QPSK→BPSK)으로 전환하는 것이다(graceful degradation)^[2].

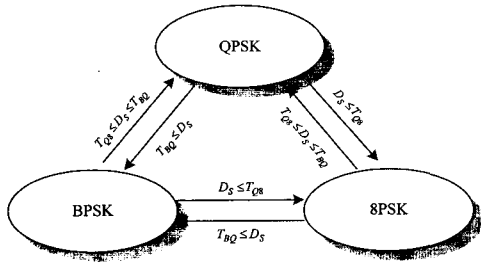


그림 1. 적응변조 상태천이도
Fig. 1. State diagram of adaptive modulation.

표 1. 적응변조 상태천이도의 파라미터
Table 1. Parameters of state diagram for adaptive modulation.

파라미터	설명
D_S	신호품질 추정기(Scatter Monitor)의 출력(Dispersion)
T_{BQ}	BPSK 모드에서 QPSK 모드로 전환하기 위한 임계값
T_{Q8}	QPSK 모드에서 8PSK 모드로 전환하기 위한 임계값

그림 2는 scatter monitor의 출력결과에 따른 변조방식의 상태변환을 도시한 것으로 BPSK 모드에서 $T_{BQ} \leq D_S \leq T_{BQ}$ 을 만족하면 QPSK 모드로 전환되고 $D_S \leq T_{Q8}$ 을 만족하면 바로 8PSK 모드로 전환된다. 한편 QPSK 모드에서 $D_S \leq T_{Q8}$ 을 만족하면 8PSK 모

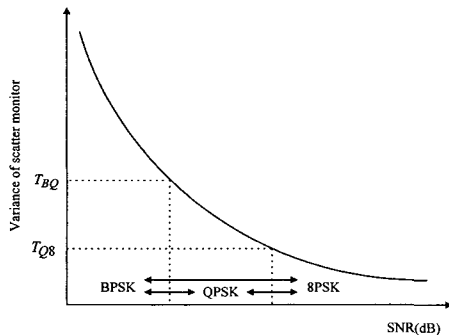


그림 2. 적응 변조방식의 상태변환 조건
Fig. 2. Conditions of state transition for adaptive modulation.

드로 전환되고 $T_{BQ} \leq D_S$ 을 만족하면 다시 BPSK 모드로 전환된다. 마지막으로 8PSK 모드에서는 $T_{Q8} \leq D_S \leq T_{BQ}$ 을 만족하면 QPSK 모드로 전환되고 $T_{BQ} \leq D_S$ 을 만족하면 BPSK 모드로 바로 전환된다.

BPSK 신호는 단일 채널로 전송되는 단순한 구조로 되어 있다. 반면 QPSK 신호는 BPSK 신호를 병렬로 전송하는 독립적인 I, Q 채널로 구성되어 있어 전력이 양 채널로 이분되고 동시에 전송속도도 이분되므로 E_b/N_0 에 대한 BER(Bit Error Rate) 성능은 BPSK 방식과 동일하다. 그러나 QPSK 방식은 하드웨어적으로 BPSK 방식보다 다소 복잡하고 불완전한 직교성(orthogonality)으로 인한 I, Q 채널간의 누화(crosstalk)에 의해 성능열화가 발생할 수 있는 단점이 있다. 한편 8PSK 신호는 전송 효율(bit/s/Hz)이 BPSK보다 3배 증가하고 QPSK보다 1.5배 증가하나 신호전력에 따른 잡음 여유도(noise margin)가 BPSK나 QPSK와 같이 선형적으로 증가하지 않으므로 SNR이 좋은 환경에서만 사용되어야 한다.

III. 시스템 설계

본 논문에서 구현한 Ka 밴드 적응형 위성시스템은 B-ISDN/ATM 광대역 서비스를 제공하기 위한 고속 위성전송이 가능하고 무궁화 위성 3호에 탑재될 200 MHz 중계기를 이용한 광대역 응용 서비스 개발에 직접적으로 활용될 수 있도록 한다. 따라서 다중접속방식은 고속전송에 적합한 TDMA로 가정하고 전송방식은 버스트 모드로 전제하였다. 버스트 모드 TDMA 적응변조 위성시스템을 설계할 때 고려되어야 할 주요 관건은 다음과 같다.

- (a) 우수한 정상상태 안정도와 빠른 초기포착 성능을 갖는 동기 알고리즘 개발
- (b) TDMA 전송 프레임 효율을 최대화할 수 있는 프레임 구조 설계
- (c) 위성채널 변화를 신속하게 반영할 수 있는 신호품질 추정방식 개발
- (d) 디지털 하드웨어 구현이 용이한 설계

특히 본 논문에서는 기존의 고정 변조방식에서 적응 변조방식으로 전환되면서 하드웨어 부담이 크게 증가하는 점을 감안하여 성능이 우수하면서도 구조가 간단한 알고리즘을 개발하였으며 수신기의 동기 알고리즘을 구

성하는 요소기술은 모두 디지털 구현을 지향하였다.

한편 본 논문에서 설계한 Ka 밴드 적응형 위성시스템의 전체 블록 다이어그램은 그림 3과 같다. 설계한 적응형 위성시스템은 기능별로 크게 적응변조부, 위성채널부, 적응복조부, 신호품질추정부와 같이 4부분으로 구성된다.

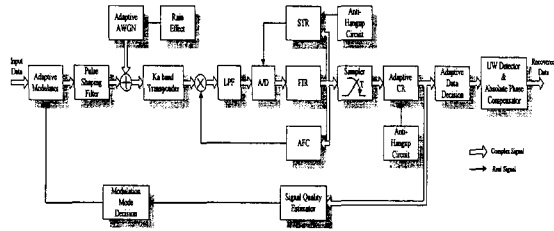


그림 3. 적응형 위성시스템의 전체 블록 다이어그램
Fig. 3. Block diagram of adaptive modulation.

1. 적응변조부(Adaptive Modulation Part)

적응변조부는 TDMA 전송 프레임을 구성하고 있는 동기 프리앰블과 UW(Unique Word) 및 M-ary PSK 변조 데이터를 발생시키는 적응변조기와 펄스형필터로 구성되어 있다. 적응변조기는 변조모드 결정기의 출력신호를 입력으로 사용하여 PSK 변조모드를 결정한 후 시그널링 채널을 사용하여 수신단에 전달한다. UW의 길이는 20 심벌로 가정하고 패턴은 [1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, -1]을 사용하였다^[3]. 한편 펄스형필터는 square-root raised cosine filter를 사용하고 필터 길이는 128, roll-off는 0.3으로 가정하였다.

2. 위성채널부(Satellite Channel)

위성채널부는 적응 AWGN 블록과 Ka 밴드 위성중계기로 구성되어 있다. 적응 AWGN 블록은 Ka 밴드에서 발생하는 강우감쇠를 시뮬레이션에 반영하기 위해 SNR을 0dB에서 20dB까지 랜덤하게 변화시킨다. 이것은 수십 내지 수백 Mbps로 전송되는 데이터 속도에 비해 강우 페이딩의 변화속도가 상대적으로 매우 느리기 때문에 시뮬레이션 수행시간 관계상 현실적인 강우강도 데이터를 적용하는 것이 불가능하므로 임의의 심벌 구간마다 채널변화가 랜덤하게 변화하도록 설계한 것이다.

한편 그림 4는 Ka 밴드 위성 중계기 모델을 나타낸 것이다. 여기서 입/출력 다중화기(I/O MUX)는

Chebyshev IIR 5차 필터를 사용함으로써 무궁화 위성 3호의 주파수 응답과 군지연 특성을 만족하도록 설계하였다^[4]. 또한 TWTA 모델링은 4개의 상수만으로 AM/AM 및 AM/PM 특성을 묘사할 수 있는 Saleh 모델^[5]을 사용하고 입력 백오프는 3dB로 가정하였다^[3].

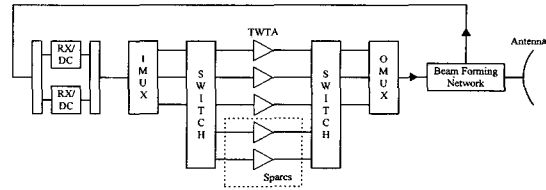


그림 4. 위성 중계기 모델
Fig. 4. Satellite transponder model.

3. 적응복조부(Adaptive Demodulator)

A. A/D 변환기

아날로그 기저대역 신호로부터 STR 알고리즘이나 AFC 알고리즘의 동작에 필요한 심벌당 2 샘플을 추출한다. 본 논문에서 구현한 A/D 변환기는 디지털 모델 구현에 적합하도록 개선된 4-point cubic interpolation 방식을 사용하였다^[6].

B. 자동주파수제어(Automatic Frequency Control : AFC)

기존의 Cross Product AFC(CPAFC)를 개선시킨 Double Product AFC(DPAFC)를 사용하여 초기 주파수 오프셋을 신속하게 추적한다^[7]. DPAFC 방식은 CPAFC 알고리즘에 일종의 결정지향방식을 도입한 것으로 TDMA 버스트 모델의 가장 중요한 관건이라 할 수 있는 초기동기 속도를 향상시킬 수 있다. PLL 구조는 1차로 설계하고 1차 이득은 0.01~0.1 사이의 값을 갖는다.

한편, 본 논문에서 새롭게 도입된 기법으로 PLL의 큰 1차 이득과 동기 프리앰블 종료 후 발생될 수 있는 정상상태의 불안정한 동작을 방지하기 위해 잔류 주파수 오프셋이 임계값보다 작아지면 강제로 AFC 동작이 중지되도록 설계하였다. 제안한 AFC 중지 회로의 기본원리는 평균추정(mean estimation)방식으로 과거 일정구간 동안의 평균 주파수 오프셋을 현 시점에서 AFC가 추적해야 할 값으로 정의하고 이 값이 특정 임계값보다 작아지면 AFC 회로를 강제로 종료시킨다. AFC 회로의 중지를 위한 임계값은 반송파 동기 알고리즘에서 주어진 시간내에 무리 없이 보상

가능한 잔류 주파수 오프셋이어야 하고 시뮬레이션을 통해 약 $\Delta fT=0.01$ 정도임을 알 수 있었다.

C. 심벌타이밍복구(Symbol Timing Recovery : STR)

최적 샘플링 지점을 검출하기 위해 필요한 블록으로 타이밍 에러 검출기, 루프 필터 그리고 DCO (Digitally-Controlled Oscillator)로 구성되어 있다. 심벌 타이밍 에러 검출기에 사용된 알고리즘은 Gardner가 제안한 알고리즘^[8]을 개선시킨 Decision Directed Gardner 알고리즘을 채택하였고^[4] 디지털 1차 루프필터와 DCO로 구성되어 있는 2차 디지털 PLL 구조를 사용하였다.

한편, 고속 TDMA 버스트 모뎀에서 큰 성능열화 요인으로 작용할 수 있는 PLL의 hangup 현상을 방지하면서 동시에 STR 동기에 요구되는 시간을 1/2로 줄일 수 있는 간단하고 획기적인 개선 방안을 제안한다. 제안한 방식은 심벌 동기용 프리앰블이 시작되는 지점의 복조 비트 스트림(데이터 판별기 직전 신호)의 진폭 변화 특성을 이용한 것으로 본 논문에서는 5 심벌의 평균값을 측정하여 특정 임계값보다 작으면 hangup 상태에 있다고 판단하여 일정한 샘플수($f_s/4$) 만큼 강제로 천이하는 방식이다. 그림 5는 제안한 심벌 동기용 hangup 방지회로를 나타낸 것이다.

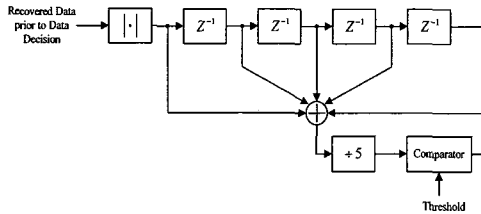


그림 5. 심벌 동기용 hangup 방지회로
Fig. 5. Anti-hangup circuit for STR.

그림 5와 같은 심벌 동기용 hangup 방지회로는 버스트 전송모드에 적합한 방식으로 큰 타이밍 오프셋이 존재할 때 심벌 동기용 프리앰블(10101...)이 입력되면 신호의 진폭이 급격히 감소하는데 이것은 심벌 동기용 프리앰블이 입력되는 시점에서 영점 부근을 샘플링한 신호를 출력하기 때문이다. 그림 6은 타이밍 오프셋에 따른 과거 5 심벌의 평균값 변화를 나타낸 것으로 타이밍 오프셋이 0.5일 때 최소가 되고 0일 때 최대가 된다. 따라서 hangup 결정 임계값은 최대값과 최소값 사이의 적절한 값으로 선택되어야 하고 본 논

문에서는 시뮬레이션을 통해 0.4가 가장 최적임을 확인하였다.

결론적으로 심벌 동기용 hangup 방지회로를 사용함으로써 타이밍 오프셋을 추적하는 시간이 최대 1/2로 줄어든 효과를 얻을 수 있고 그 결과 동기속도 및 정상상태 안정도 측면에서 모두 우수한 성능을 만족한다. 또한 매우 간단한 구조로 이루어져 있어 하드웨어 구현 또한 상당히 용이한 특징이 있다.

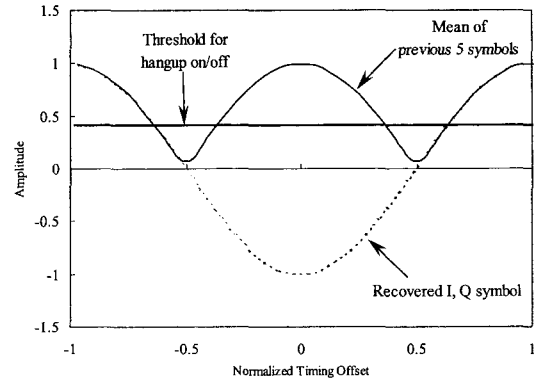


그림 6. 심벌 동기용 hangup 방지회로의 동작 지점
Fig. 6. Operating point of anti-hangup circuit for STR.

D. 반송파복구(Carrier Recovery : CR)

AFC에서 이월된 잔류 반송파 성분을 보상하는 블록으로 Costas가 제안한 알고리즘을^[9] 개선시킨 Decision Directed Costas 위상에러 검출기를 사용한^[4] 2차 디지털 PLL 구조로 설계하였다. 우선 반송파 복구방식은 절대 반송파복구 방식과 상대 반송파복구 방식으로 분류될 수 있다. 절대 반송파복구 방식은 반송파복구 회로에서 잔류 반송파 오프셋을 모두 추적하는 방식이다. 반면 상대 반송파복구 방식은 일단 반송파복구 회로에서 잔류 반송파 오프셋을 가장 가까운 성좌점까지 복구한 후 UW 펄스의 극성을 이용하여 상대 위상 복구를 수행하는 방식이다. 따라서 상대 반송파복구 방식은 절대 반송파복구 방식에 비해 반송파복구 회로의 추적속도가 매우 빠르고 UW 검출기의 펄스 극성을 이용한 간단한 조작만으로 상대 위상 복구가 가능하므로 Ka 밴드 TDMA 버스트 위성 모뎀에 적합한 반송파복구 방식이라 할 수 있다. 본 논문에서는 고속 모뎀에 적합한 상대 반송파복구 방식을 채택하였으며 따라서 반송파복구 회로의 출력신호는 항상 $2k\pi/M$ (M -ary PSK 신호의 경우)의 위상 오프

셋을 가진다. 여기서 k는 상수이다.

한편 반송파 동기회로의 hangup 현상을 방지하기 위해 M-ary PSK 신호에 적용할 수 있는 새로운 알고리즘을 제안하였다. 이 방식은 PLL이 hangup 상태에 있다고 판단될 때 불안정한 영점 근처에서 벗어나기 위해 강제로 π/M (M-ary PSK 신호의 경우)의 위상만큼 강제로 천이시키는 방식이다. Hangup 방지회로를 부착한 DD Costas 반송파동기 알고리즘은 그림 7과 같다.

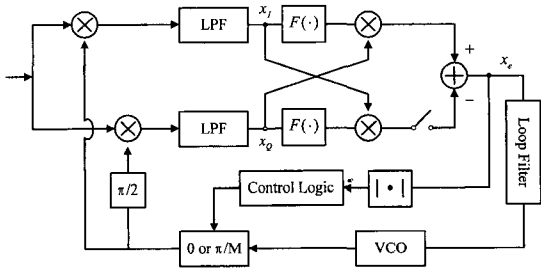


그림 7. Hangup 방지회로를 결합한 반송파동기 알고리즘
Fig. 7. CR with anti-hangup circuit.

그림 7에서 $F(\cdot)$ 은 적응형 경관정기로서 변조방식에 따라 적합한 기능을 수행하도록 설계되고 스위치는 BPSK 신호의 경우만 열리도록 동작한다^[9].

한편, 반송파 동기용 hangup 방지회로의 적절한 동작을 위해 초기 위상 오프셋이 hangup 영역에 존재하는지의 여부를 판단하는 것이 중요하다. 본 논문에서는 하드웨어의 추가 없이 단순히 DD Costas 위상 에러 검출기의 출력을 이용하여 hangup 여부를 결정하였다. 그림 8은 QPSK신호에 대한 x_I , x_Q 그리고 $|x_e|$ 의 변화 곡선을 각각 보인 것이다.

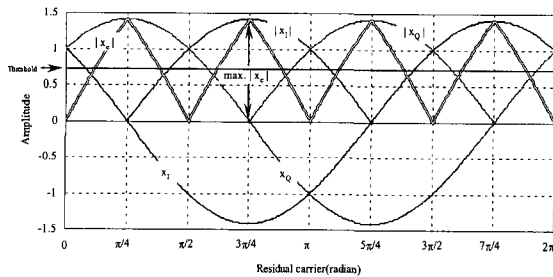


그림 8. x_I , x_Q 그리고 $|x_e|$ 의 곡선
Fig. 8. Curve of x_I , x_Q , and $|x_e|$.

그림 8에서 $|x_e|$ 값은 $k\pi/2 + \pi/4$ 에서 최대값을 갖고 $k\pi/2$ 에서 최소값을 갖는다. 따라서 hangup

영역을 $|x_e| \geq 0.75$ 라고 가정하면 $k\pi/2 + \pi/8 \leq \Delta\theta \leq k\pi/2 + \pi/4$ 범위에서 hangup 방지회로가 동작하게 된다.

본 논문에서 제안한 위상 동기용 hangup 방지회로는 hangup 여부를 결정하는 데 별도의 심벌이 요구되지 않고 위상 오프셋이 클수록, 자동주파수제어(AFC) 추적성능이 우수할수록 그 효과는 더욱 커진다. 결론적으로 위상 오프셋을 검출하는 데 걸리는 시간이 최대 1/2로 감소하는 효과를 얻을 수 있다.

E. 적응 데이터 판별기

채널환경에 따라 변조모드가 적응적으로 변환됨에 따라 이에 따른 데이터 판별방식도 시기 적절하게 변환되어야 한다. 본 논문의 적응 데이터 판별기는 BPSK, QPSK, 8PSK 모드로 구성되어 있다. 특히 BPSK 데이터 판별기의 경우 I, Q UW 펄스의 극성을 이용하여 출력 채널을 결정해야 한다. 즉, I 채널 UW 펄스의 극성과 Q 채널 UW 펄스의 극성이 같을 때 I 채널이 데이터 채널에 해당하고 다를 때 Q 채널이 데이터 채널에 해당한다. 본래 적응 데이터 판별기에는 변조 방식 추정기를 포함하고 있다. 변조방식 추정기는 송신기에서 전송된 특정패턴(일종의 Walsh code)을 검출하는 상관기로 구성되어 있는데 본 논문에서는 일단 수신기의 완벽한 변조방식 검출을 가정하였다^[11].

4. 신호품질추정부(Signal Quality Estimator)

A. Scatter Monitor

적응 변조방식의 성능은 강우 및 신데레이션에 의해 심각하게 변하는 시변 채널환경에서 어느 정도 신속하고 정확한 변조방식의 전환이 이루어지는가에 달려있으며 이것은 신호품질 추정방식의 성능과 직접적인 관련이 있다. 가장 정확한 신호품질 추정방법은 수신 BER을 직접 측정하는 것이다. 그러나 ATM 전송에서 비트 에러가 발생할 확률은 극히 낮기 때문에 측정 시간이 너무 오래 걸려 신속한 적응변조를 수행하는 것은 현실적으로 어렵다. 따라서 수신신호를 이용한 신호품질 추정방식에서 주로 쓰이는 방법은 에러가 발생할 확률을 강제로 증가시키는 것이다. 여기서 발생한 에러는 실질적인 데이터 에러가 아니라 편의상 임의로 가정한 것이므로 의사에러(pseudo error)라고 한다.

따라서 Ka 밴드 채널추정을 위한 beacon 기능이

담재되어 있지 않은 무궁화 3호 위성시스템의 신호품질 추정방식은 수신신호를 이용하여 의사에러확률 (PER : Pseudo Error Rate)을 측정하는 방식이 가장 바람직하다고 판단된다. 이러한 취지하에 본 논문에서 새롭게 제안한 scatter monitor 알고리즘은 수신신호의 각 성좌점이 갖는 분산도를 측정하여 신호품질을 추정하는 방식으로 SNR이나 주파수 오프셋, 위상 오프셋, 비트동기 에러 등에 의해 성좌점이 퍼지는 성질을 이용한 것이다. 그림 9는 scatter monitor 알고리즘을 나타낸 것이다.

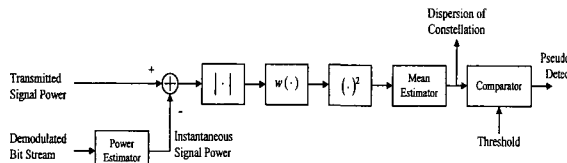


그림 9. Scatter monitor
Fig. 9. Scatter monitor.

그림 9의 scatter monitor 구조는 적응 변조시스템에서 사용되는 서로 다른 변조방식에 대해 유사한 scatter monitor를 복수로 구현해야 하는 비효율적인 하드웨어의 설계를 극복할 수 있도록 제안된 방식으로서 신호 전력이 같은 동일원상에서 수신 성좌점까지의 전력 분산을 계산하여 신호품질을 추정할 수 있다. 이러한 scatter monitor 구조는 하드웨어적으로 구현이 용이한 장점이 있지만 성좌도의 동일원상에서 움직이는 변화 즉 반송파 오프셋에 의해 발생하는 채널열화 현상을 검출하기 어려우므로 반송파복구 성능이 뛰어난 알고리즘과 함께 사용되어야 한다.

한편, 식 (1)은 scatter monitor의 성능개선을 위해 사용된 weight function으로서 빈번하게 발생하는 작은 분산값에 의한 영향을 줄이고 우연히 발생하는 큰 분산값의 영향을 증가시키기 위한 것이다. 그 결과 적응변조를 위한 임계값 설정이 용이해져서 상당한 성능개선을 기대할 수 있다.

$$w(x) = e^{3x} - 1 \quad (1)$$

또한 식 (2)는 scatter monitor를 이용한 신호품질 추정방식의 수학적 표현을 나타낸 것이다. 여기서 $|x_i|$ 는 i 번째 수신 신호의 전력을 의미하고 m 은 송신단에서 전송한 신호의 성좌점 거리를 나타낸다. 이러한 두 값의 차의 제곱에 대한 평균(mean square

error)은 수신신호의 분산을 의미하므로 신호품질을 측정하는 지표로 사용될 수 있다.

$$VAR[X] = E[w^2(|x_i| - m)] \quad (2)$$

B. 변조모드 결정기

Scatter monitor를 이용한 신호품질 추정 결과를 바탕으로 신속하고 정확하게 변조모드를 결정하는 기능을 수행한다. 결정된 변조모드는 역방향 시그널링 채널을 사용하여 송신 지구국의 적응 변조기에 입력되어 채널 환경에 적합한 변조신호를 발생시킨다. 역방향 시그널링 채널은 채널용량이 적은 반면 신뢰도가 우선 되어야 하므로 지상라인을 이용하는 방법도 고려될 수 있다^[11].

IV. 시뮬레이션 결과

본 논문에서는 그림 3과 같이 구성된 Ka 밴드 적응형 위성시스템의 전체 성능평가를 위해서 Cadence의 SPW™ 시뮬레이션 툴을 사용하였다. 시뮬레이션에서 사용한 파라미터로서 프리앰블 길이, 각종 회로설계 파라미터, 채널상태 파라미터 등은 표 2와 같다.

표 2와 같은 시뮬레이션 환경하에서 Ka 밴드 적응형 위성시스템의 변조방식은 scatter monitor의 출력에 의해 결정된다. 그림 10은 SNR에 따른 scatter

표 2. 시뮬레이션 기본환경
Table 2. Simulation conditions.

항 목	값	항 목	값		
프리앰블 길이	AFC & CR	필스성형 및 정합 필터설계 파라미터	성형필터 길이:128 tap 정합필터 길이:32 tap roll off : 0.3		
	STR			40 심벌	
동기 회로 설계 파라미터	UW	Han-gup 방지 회로 설계 파라미터	CR		
	AFC			1차 이득: 0.05 동작중지 에러임계값:0.01	
	CR		STF	Hangup 임계값 : 0.4 천이 샘플수 : 8	
	STR				루프 대역폭 ($B_L T$):0.01 제동상수 (ξ) : 2.0
채널상태 파라미터	UW	Scatter Monitor	Monitoring Duration : 50 심벌		
	정규화 주파수오프셋 : 0.05			Ka밴드 중계기	입력 Backoff : 3 dB
	위상오프셋 : random 정규화 타이밍오프셋 : 0.5 SNR : 0~20 dB				

monitor 출력의 평균과 분산의 변화를 나타낸 것이다. 일반적으로, uncoded BER이 1×10^{-3} 을 만족하기 위해서 SNR은 BPSK, QPSK, 8PSK에서 각각 6.5dB, 10dB, 14.5dB 정도가 보장되어야 한다^[10]. 이러한 사실과 그림 10을 기초할 때 BPSK 모드에서 QPSK 모드로 전환하기 위한 최적의 임계값(T_{BQ})은 100~150 정도이고 QPSK 모드에서 8PSK 모드로 전환하기 위한 최적의 임계값(T_{Q8})은 40~50 정도이어야 한다.

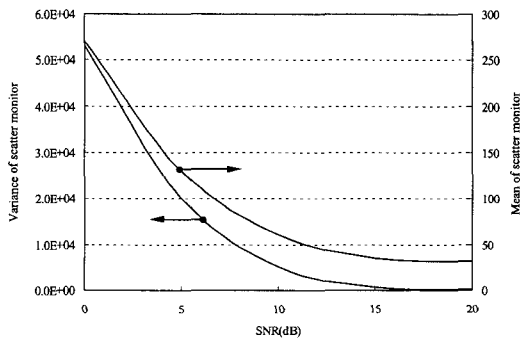


그림 10. Scatter monitor 출력의 평균과 분산특성
Fig. 10. Mean and variance of scatter monitor output.

한편, 데이터 전송속도에 비해 상대적으로 변화속도가 매우 느린 Ka 밴드 강우 페이딩의 영향을 반영하기 위해 그림 11과 같이 시간에 따라 SNR이 0, 10, 20dB로 랜덤하게 변화하도록 하였다. 여기서 적응변조를 위한 임계값을 $T_{BQ}=150$, $T_{Q8}=50$ 으로 가정할 때

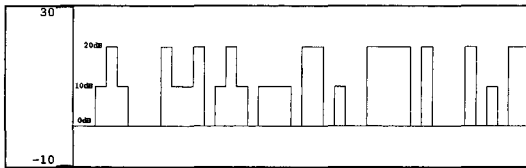


그림 11. SNR의 변화
Fig. 11. Variation of SNR.

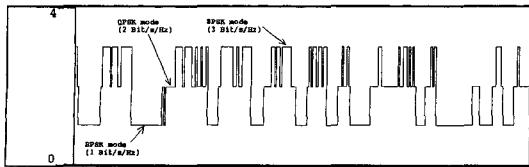
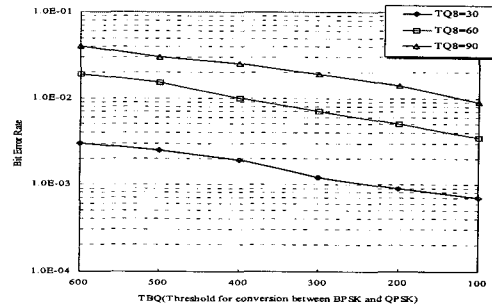


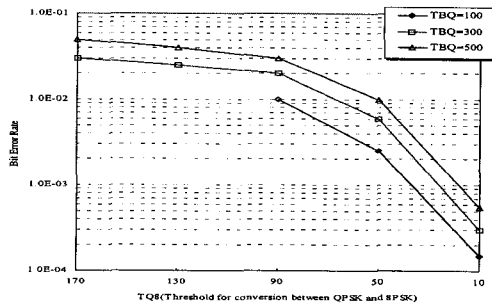
그림 12. 변조모드의 변화
Fig. 12. Variation of modulation mode.

변조모드의 변화는 그림 12와 같이 이루어진다. 그림 12의 세로축은 사용되는 변조방식의 스펙트럼 효율을 나타낸 것으로 BPSK, QPSK, 8PSK는 각각 1, 2, 3 [Bit/s/Hz]이다.

그림 13과 14는 적응변조 임계값에 따른 uncoded BER과 평균 스펙트럼 효율을 나타낸 것으로 그림 13(a)는 T_{Q8} 을 고정시킨 상태에서 T_{BQ} 를 변화시킨 경우이고 그림 13(b)는 T_{BQ} 를 고정시킨 상태에서 T_{Q8} 을 변화시킨 경우이다. 그림 13(b)에서 $T_{Q8} < T_{BQ}$ 이어야 하므로 $T_{BQ}=100$ 일 경우 $T_{Q8}=130, 170$ 일 때는 시뮬레이션 하지 않았다. 그림 13과 14를 보면 변조모드의 전환을 위한 임계값을 증가시킬수록 BER 성능과 평균 스펙트럼 효율이 동시에 증가하는 것을 알 수 있다. 따라서 임계값이 극도로 커질 경우 BER은 10^{-2} 수준으로 악화되는 반면 평균 스펙트럼 효율은 최대 2.5 [Bit/s/Hz]까지 증가한다. 반대로 임계값이 최소일 때 BER은 10^{-4} 수준으로 개선되는 반면 평균 스펙트럼 효율은 1.3 [Bit/s/Hz]까지 악화된다.



(a) T_{BQ} 에 따른 BER 성능
(a) BER performance versus T_{BQ} .



(b) T_{Q8} 에 따른 BER 성능
(b) BER performance versus T_{Q8} .

그림 13. BER 성능 변화
Fig. 13. Variation of BER performance.

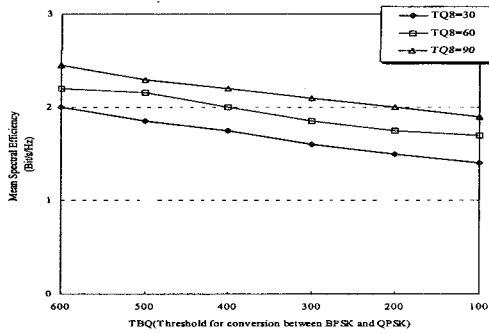
또한 BER과 평균 스펙트럼 효율은 T_{BQ} 보다 T_{Q8} 에 의해 민감하게 변하고 $T_{BQ}=100\sim150$, $T_{Q8}=40\sim50$ 에서 uncoded BER은 약 1×10^{-3} 이고 평균 스펙트럼 효율은 약 1.5 [Bit/s/Hz]를 만족한다. Ka 밴드 적응변조 위성시스템에서 BER 성능과 평균 스펙트럼 효율은 상호 교환관계(tradeoff)에 있기 때문에 각각의 요구 성능을 만족할 수 있는 최적의 적응변조 임계값을 선택해야 한다.

V. 결론

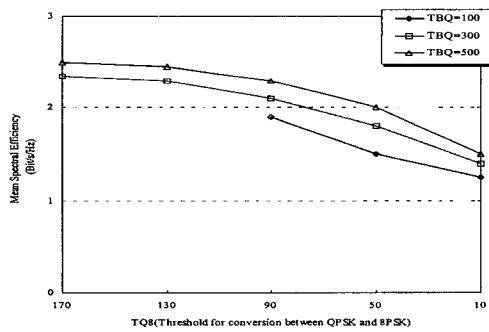
Ka 밴드 위성시스템의 가장 큰 신호감쇠 요인은 강우에 의한 영향으로서 평균 강수량보다는 단위 시간내에서 집중적으로 발생한 강우강도에 의해 링크의 신호품질이 악화되고 나아가 서비스 중단까지 초래할 수 있다.

본 논문에서는 Ka 밴드를 사용한 위성시스템의 신호감쇠 보상기술로서 적응변조방식에 기초한 성능평가를 수행하였다. 설계된 위성시스템은 고속 위성전송을 지향함으로써 무궁화 3호에 탑재될 200 MHz Ka 밴드 중계기를 이용한 광대역 응용 서비스 개발에 직접적으로 활용될 수 있도록 하였다. 따라서 다중접속방식은 고속전송에 적합한 TDMA로 가정하고 전송방식은 버스트(burst) 모드로 전제하였으며 신호품질 추정방식은 본 연구에서 새롭게 제안한 scatter monitor를 사용하였다. 한편 Ka 밴드에서 발생할 수 있는 강우현상을 반영하기 위해 AWGN 잡음을 0dB, 10dB, 20dB 범위에서 랜덤하게 발생하도록 하였다. 또한 AFC, STR 그리고 CR 동기 알고리즘은 각각 Double Product, Decision Directed Costas, Decision Directed Gardner 방식을 사용하고 STR과 CR 동기회로의 경우 PLL의 hangup 현상을 방지하기 위한 새로운 알고리즘을 제안하였다.

적응형 위성시스템에서 변조방식의 전환은 scatter monitor의 출력을 임계값과 비교하여 결정되고 임계값을 증가시킬수록 BER 성능과 평균 스펙트럼 효율은 동시에 증가하고 역으로 임계값을 감소시킬수록 함께 감소한다. 따라서 임계값이 극도로 커질 경우 BER은 10^{-2} 수준으로 악화되는 반면 평균 스펙트럼 효율은 최대 2.5 [bit/s/Hz]까지 증가한다. 반대로 임계값이 최소일 때 BER은 10^{-4} 수준으로 개선되는 반면 평균 스펙트럼 효율은 1.3 [bit/s/Hz]까지 악화된다. 한편 BER과 평균 스펙트럼 효율은 T_{BQ} 보다 T_{Q8} 에 의해 민감하게 변함을 알 수 있고 $T_{BQ}=100\sim150$, $T_{Q8}=40\sim50$ 에서 uncoded BER은 약 1×10^{-3} 이고 평균 스펙트럼 효율은 약 1.5[Bit/s/Hz]를 만족한다. 본 논문에서 설계한 적응형 위성시스템은 단순히 성능평가에 그치지 않고 Ka 밴드에서 발생하는 심각한 신호감쇠에 능동적으로 대처할 수 있는 현실적인 방안을 제시하고 있으며 향후 무궁화 3호 위성과 관련된 신규 서비스 개발과 장비 설계 및 구입에 직접적인 활용이 가능할 것으로 기대된다.



(a) T_{BQ} 에 따른 평균 스펙트럼 효율
(a) Mean spectral efficiency versus T_{BQ} .



(b) T_{Q8} 에 따른 평균 스펙트럼 효율
(b) Mean spectral efficiency versus T_{Q8} .

그림 14. 평균 스펙트럼 효율 변화
Fig. 14. Variation of mean spectral efficiency.

결론적으로, 시변 위성채널 하에서 고정변조 방식을 사용할 때 BER 성능을 기준으로 시스템을 설계하면 고효율 전송을 기대하기 힘들고 높은 스펙트럼 효율을 기준으로 시스템을 설계하면 높은 신뢰도를 기대하기 힘들어진다. 그러나 본 논문의 분석결과에 의하면 적응변조 방식을 사용함으로써 요구하는 BER 성능과 스펙트럼 효율을 동시에 만족시킬 수 있으므로 고정변조 방식의 한계를 극복할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] M. Filip and E. Vilar, "Optimum Utilization of the Channel Capacity of a Satellite Link in the Presence of Amplitude Scintillations and Rain Attenuation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 38, no. 11, pp. 1958-1965, Nov. 1990.

[2] K. Ramchandran, A. Ortega, K. M. Uz and M. Vetterli, "Multiresolution Broadcast for Digital HDTV Using Joint Source/Channel Coding," *IEEE Jour. Sel. Areas in Commun.*, vol. 11, no. 3, pp. 6-23, Jan. 1993.

[3] T.T. Ha, *Digital Satellite Communications*, McGraw-Hill, 1990.

[4] 한국통신 위성사업단, 적응형 가변전송을 이용한 Ka 밴드 위성의 신호감쇠 보상기술연구에 관한 최종 보고서, 1998년 12월

[5] A. A. M. Saleh, "Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear of TWT Amplifiers," *IEEE Trans. commun.*, vol. COM-29, no.11, pp. 1715-1720, Nov. 1981.

[6] L. Erup, F. M. Gardner and R. A. Harris, "Interpolation in digital Modems-Part II: Implementation and Performance", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 41, no. 6, pp. 998-1008, Jun. 1993.

[7] N. Mochizuki, T. Sugiyama and M. Umehira, "Implementation and Performance," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 41, no. 6, pp. 998-1008, Jun. 1993.

"A New AFC Circuit Employing Double-Product Type Frequency Discriminator in Very-Low CNR Environments," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E80-B, no. 1, pp. 25-32, Jan. 1997.

[8] F. M. Gardner, "A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled Receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-34, no. 5, pp. 423-429, May 1986.

[9] H. C. Osborne, "A Generalized Polarity-Type Costas Loop for Tracking MPSK Signals," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-30, no. 10, Oct. 1982.

[10] K. K. Feher, *Digital Communications*, Prentice-Hall, 1981.

[11] S. Sampei, *Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications*, Prentice-Hall, 1997.

저 자 소 개



黃 勝 鉉(正會員)

1996년 2월 성균관대학교 전자공학과 졸업(학사). 1998년 2월 성균관대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1998년 3월~성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부 박사과정. 주관심분야는 위성통신, 이동통신,

디지털통신 및 동기화 기술을 포함한 Modem 기술 등임

金 熙 讚(正會員)

1980년 10월 경북대학교 전자공학과 졸업(학사). 1987년 12월 미국 플로리다 공과대학 전자공학과 졸업(석사). 1994년 5월 미국 펜실버니아 주립대학 공과대학 전자공학과(박사). 1995년 3월~현재 한국통신 위성운용단 부장. 주관심분야는 디지털 신호처리, 영상 및 음성처리, 위성통신 분야 등임



崔 炯 辰(正會員)

1974년 2월 서울대학교 전자공학과 졸업(학사). 1976년 2월 한국과학기술원 전기전자공학과 졸업(석사). 1976년 3월~1979년 7월 주식회사 금성사 중앙연구소 근무(연구원). 1979년 9월~1982년 12월

미국 University of Southern California 전기공학과 졸업(박사). 1982년 10월~1989년 2월 미국 LinCom Corp. 연구원으로 근무. 1989년 3월~현재 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부(정교수). 주관심분야는 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화 기술을 포함한 Modem 기술 등임