

지상 방송용 고선명 텔레비전을 위한 전 디지털 모뎀

正會員 한 동 석*, 신 현 수*, 최 양 석*, 송 동 일*

An All-Digital HDTV Modem for Terrestrial Broadcasting

Dong-Seog Han*, Hyun-Soo Shin*, Yang-Seok Choi*, Dong-Il Song* *Regular Members*

요 약

본 논문은 32-QAM(quadrature amplitude modulation)에 근거한 지상 방송용 고선명 텔레비전(high definition television)에서 변복조를 위한 모뎀 시스템의 이론 및 구현에 관한 것이다. 본 논문에서는 디지털 복조 알고리즘과 BECM(band edge component maximization) 방식에 근거한 심볼 타이밍 복구 기법을 제안한다. 채널 등화기는 $-2\mu\text{s} \sim +24\mu\text{s}$ 의 다중 경로 현상을 제거할 수 있는 256개의 복소 탭을 가진 T/2-간격 등화기로 송신 신호에 혼란 열이 주어지지 않는 자력 복구 등화를 수행하고 이를 위한 새로운 알고리즘을 제안한다. 컴퓨터 모의 실험 결과 이 알고리즘은 기존의 다른 자력 복구 등화 알고리즘보다 우수한 성능을 보였다. 제안된 알고리즘을 이용하여 구현된 시스템은 4.91MHz의 심볼 전송률을 가지며 IF 신호 처리부 및 AD 변환기의 표본화 위상 제어부를 제외한 복조, 심볼 타이밍 위상 에러 검출부, 적응 등화 및 반송파 복구를 디지털 영역에서 수행하여 시스템의 안정성을 보장한다. 특히 구현된 시스템은 $\pm 350\text{KHz}$ 까지의 넓은 반송파 오프셋을 추적할 수 있는 능력을 가진다.

ABSTRACT

This paper describes theories and implementation techniques of a digital high-definition television(HDTV) modem based on 32-QAM for terrestrial broadcasting. We propose a digital demodulation scheme and a symbol timing recovery structure based on the band edge component maximization(BECM) method. The adaptive equalizer has 256 complex taps to remove the multipath of delays ranging from $-2\mu\text{s} \sim +24\mu\text{s}$ with a new T/2-spaced blind equalization algorithm. Computer simulation results reveal that the proposed algorithm outperforms other conventional blind equalization algorithms. A digital HDTV modem with 4.91MHz symbol rate is implemented by utilizing the proposed algorithms. All processings for modem operations such as demodulation, estimation of symbol timing phase error, adaptive equalization, and carrier recovery except IF signal processing and sampling phase control part of the AD converter are done in digital domain. Especially, the carrier recovery loop can track a carrier offset of upto $\pm 350\text{KHz}$.

*삼성전자(주) 기술총괄 신호처리연구소
Signal Processing Lab., Samsung Electronics
論文番號:9549-0206
接受日字:1995年 2月 6日

I. 서론

PAM(pulse amplitude modulation) 방식은 주어진 전송 대역을 효율적으로 이용하기 위하여 사용되는 디지털 변조 방식의 하나이다. 가장 많이 사용되는 PAM 방식에는 QAM(quadrature amplitude modulation) 및 PAM(phase shift keying) 변조 방식이 있다. QAM 변조방식은 대부분의 전화선 모뎀을 비롯하여 고선명 텔레비전(HDTV) 및 케이블 텔레비전의 전송방식으로 사용되고있다[1]. 본 논문은 32-QAM 변조를 이용하는 디지털 통신에서의 수신기 알고리즘 및 그 구조에 대한 것이다.

본 논문에서 목표로 하는 시스템은 전 디지털 HDTV 시스템을 위한 모뎀으로 기존의 NTSC TV의 대역폭과 동일한 6MHz의 대역폭을 가지며 변조방식으로는 32-QAM을 사용하고 심볼전송율은 약 4.91MHz(24.55Mbps)이다. QAM 복조기에서 수신기는 VHF/UHF 대역 아날로그 신호를 기저대역의 신호로 복조를 하고, 디지털 신호로 변환시키기 위해서는 아날로그 신호의 정확한 표본시점을 찾는 심볼타이밍 복구를 수행한다. 복조된 신호는 정합여파기(matched filter)를 거쳐 신호의 신호대 잡음비(SNR)를 증가시킨 후 채널의 다중경로 및 페이딩등에 의해 생기는 비선형 왜곡을 제거하기 위한 복소 적응등화기를 거치게 된다. 복소적응 등화기의 초기 수렴성능을 높이기 위해서는 송신기에서 훈련신호가 주어지는 경우에는 이것을 이용하여 등화기 수렴속도를 증가시키고, 훈련신호가 주어지지 않을 경우에는 자력복구등화 알고리즘을 수행한다. 채널등화기를 거친 신호는 반송파 복구회로를 거쳐져 되어 송수신기의 국부 반송파 발생회로의 차이 및 채널에 의한 잔류 반송파 주파수 및 위상 오차를 보상해주는 역할을 한다. 이러한 주파수 편차는 송수신기의 반송파 발생회로의 차이뿐만 아니라 채널에 의해서도 나타나는 것으로 주파수 및 위상오차, 위상지터등으로 나타난다. 반송파 보상이된 신호는 채널복호화 회로와 영상/음성 복호기를 거쳐 송신기에서 보낸 정보로 복원된다. 약 25Mbps 정도의 전송율을 가지는 디지털 HDTV 시스템과 같은 고속 디지털 통신 시스템에서는 수신기가 제대로 동작하기 위해서는 고속 신호 처리 기법과 복잡한 하드웨어 구조를 가지게 된다. 본 논문에서는 고속 디지털

통신 시스템이라고 할 수 있는 HDTV가 우수한 수신 성능을 가지기 위한 수신부 모뎀의 구조를 제안하고 각 기능별 블럭마다의 구성 및 알고리즘을 제안한다.

본 논문은 서론에 이어 II장에서 전송부의 구조를 설명하고 III장에서 구현 가능한 몇 가지 수신부의 구조에 대하여 고찰하고 각 구조의 장단점을 분석한 후 가장 우수한 성능을 가진 한가지 선택된 구조에 대한 각 블럭별 알고리즘을 제안하고 그 구현에 대하여 다룬다. IV장에서는 HDTV 수신기의 전체 성능에 대하여 논하고 V장을 마지막으로 결론을 내린다.

II. 전송부

HDTV 전송부는 그림 1과 같은 구성을 하고 있다. 먼저 영상과 음성의 압축된 신호는 스크램블러를 거쳐 전송 데이터를 최대한 랜덤화시킨다. 이 장치는 수신단의 심볼 타이밍 복구기와 채널 등화기가 송신 신호가 되도록이면 랜덤하여야 우수한 성능을 발휘할 수 있기 때문에 필요하다[2]. 채널에서 발생한 데이터의 오류를 정정하기 위하여 리드솔로몬(Reed-Solomon) 부호화 및 트렐리스(trellis) 부호화 방식을 이용한 연접부호화 기법을 사용하고 버스트(burst) 압축과 간섭에 대비하여 무편의 인터리버를 두고있다. 여기서 리드솔로몬 부호화는 1-5원 (156, 146) 부호화 방식을 사용한다. 채널 부호화를 거치고 32-QAM 신호에 매핑된 심볼은 심볼간 간섭을 없애기 위해서 초과대역이 0.21원 square root raised cosine 필터를 거쳐 펄스 성형이 수행된다. 펄스 성형된 신호는 디지털영역에서 QAM 변조가 수행된후 D/A 변환이 수행되어 RF 신호로 변환된다.

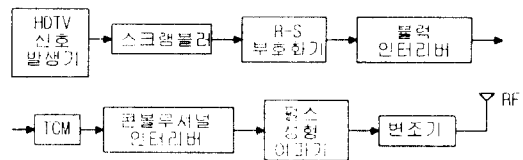


그림 1. HDTV 전송부

Ⅲ. 수신부

본 장에서는 HDTV 수신기 모델부의 전체 구성에 대하여 다룬다. 먼저 구현 가능한 4가지 대표적 구조에 대하여 그 특징을 고찰하고 이중 한가지 구조를 채택하여 각 블럭별 알고리즘을 제안하고 이를 이용한 시스템을 구현 하였다. 구현 가능한 각 구조를 그림 2에 나타내었다. 그리고 각 구조의 특징을 표 1에

요약하였다.

표 1에 나타난것처럼 구조 IV가 다른 구조에 비하여 구조적으로 우수함을 알 수 있다. 이 구조는 성능뿐만 아니라 수신기 전체를 완전 디지털화 할 수 있는 장점을 가지고 있어서 차후의 ASIC 화에 상당한 이점을 가지고 있다. 그러므로 본 논문에서는 이 구조를 목표로 하여 시스템 구현을 하였다.

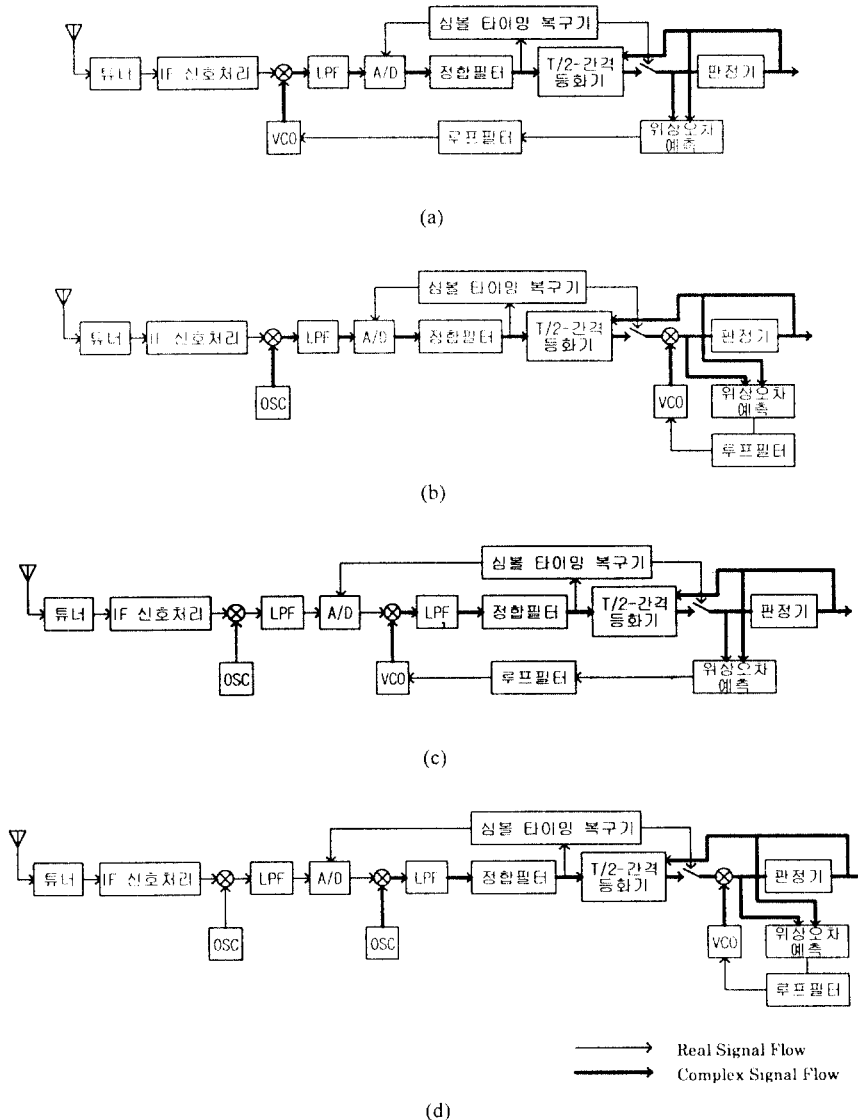


그림 2. HDTV 수신기 모델부의 4가지 구조 (a) 구조 I (b) 구조 II (c) 구조 III (d) 구조 IV

표 1. 고려된 4가지 HDTV 모뎀 수신기의 특징

	구조 I	구조 II	구조 III	구조 IV
반송파복구	반송파 복구 루프에 동화기를 포함	복부적 구조	반송파 복구 루프에 동화기를 포함	복부적 구조
타이밍복구	기지대역	기지대역	통과대역	통과대역
반송파 추적능력	루프내 지연이 긴 구조로 채널의 환경변화에 빨리 적응 못함. 타이밍 복구기에 의한 타이밍 위상 변화에 아주 민감	루프 지연이 짧아 우수	루프내 지연이 긴 구조로 채널의 환경 변화에 빨리 적응 못함	루프 지연이 짧아 우수
타이밍 복구능력	우수	우수	반송파 복구와 완전 독립으로 아주 우수	반송파 복구와 완전 독립으로 아주 우수
비고	두 개의 AD 변환기를 사용함으로 각각의 이득 및 dc 드리프트등이 일치하지 않을 경우 신호 격자점이 정확히 대칭을 이루지 못해 성능 저하 유발			

1. 튜너 및 IF 신호처리부

RF 변조된 신호가 수신기 안테나로 수신되어 튜너를 거쳐 중간 주파수 대역 신호로 변환된 후 복조기를 거쳐 기저 대역 신호로 변환된다. 특히 튜너는 이중 변환 튜너를 채용하였는데 이것은 54~806MHz의 RF 신호를 입력받아 44MHz의 IF 대역신호로 변환시킨다. 이중 변환 튜너는 2개의 중간주파수가 존재하는데, 첫번째 중간 주파수는 994.5MHz이고 두번째 중간 주파수는 44MHz이다. IF 신호 처리부는 41~47MHz의 IF 신호 대역 신호를 SAW 여파기를 거쳐 정확히 통과 대역 신호만을 통과시킨 후 자동 이득 제어 증폭을 수행하는 기능을 가진다. 구현된 시스템의 자동 이득 제어 범위는 약 70dB 정도로 아주 우수하다.

2. 디지털 복조기 및 정합여파기

본 논문에서는 기존의 QAM 복조기가 가지는 I, Q 채널간의 반송파 신호의 직교성을 정확히 유지하기가 어렵고 두개의 AD 변환기간의 특성차에 의한 신호왜곡등의 단점을 보완하기 위하여 그림 3과 같은 한개의 AD 변환기를 채용한 전 디지털 복조기를 제안한다.

그림 3에서 $\cos(n\pi/2)$, $n=0, 1, 2, \dots$ 는 1, 0, -1, 0, ...의 형태가 되고, $\sin(n\pi/2)$, $n=0, 1, 2, \dots$ 는 0, 1, 0, -1, ...의 형태가 되므로 실제로는 A/D 변환 신호의 통과또는 부호 변환의 제어만 필요하게 된다. 이 경우 I와 Q 축의 신호는 서로 $1/(4F)$ 만큼 서로 표분화 시각이 다른 신호가 되어 I 또는 Q 축의 신호를 서로

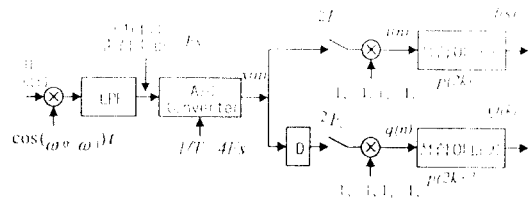


그림 3. 제안된 직각 복조기

동일한 표분화 시각에서 표분화 한 것처럼 보강시켜 주어야 한다. 여기서 F 는 심분 전송율이다. 이것은 Q 축에 지연 소자를 두고 정합여파기의 계수를 조정하여 해결이 가능하다. 이때 지연 소자는 $1/(4F)$ 만큼의 지연이 필요하다. 그리고 정합여파기는 FIR 필터의 형태로 구성되며 M-탭 정합여파기의 계수가 $p(k)$, $k = -m, -m+1, \dots, 0, 1, \dots, m$ 이라면 1축의 정합여파기 계수는 $p(2k)$, $k = -n/2, -n/2+1, \dots, 0, 1, \dots, n/2$ 로 하고 Q축 정합여파기의 계수는 $p(2k+1)$, $k = -n/2, -n/2+1, \dots, 0, 1, \dots, n/2-1$ 이 되도록 하면 된다.

3. 심볼 타이밍 복구

디지털 수신기 시스템에서 가장 먼저 수행되어야 할 기능은 심볼 타이밍 복구로 이것의 성능이 전체 시스템 성능을 좌우한다고 해도 과언이 아닐 정도로 중요한 클럭이다. 저속 전화선 데이터 모뎀등에서는 입력신호를 제공하여 임대역 대역 통과 필터를 통과 시켜 심볼 타이밍을 찾아내는 방식이 가장 보편적인

방식이었다[2][3]. 그러나 채널 등화기가 있는 경우 기존의 방법은 채널 등화기의 성능을 저하시킬 우려가 있기 때문에 BECM(band edge component maximization)이란 방식이 제안되었다. 이 방식은 Godard[4]에 의해 전디지털 구현이 가능한 알고리즘이 제시되었다. 그러나 Godard의 BECM 알고리즘은 통과 대역에서 수행하도록 제안되었고 구현상 아주 복잡한 구성을 하고 있다. 본 논문에서는 이 알고리즘을 기저 대역에서 수행하도록 변형을 시켜 동일한 성능을 유지하면서도 간단한 구조를 가지도록 하였다. 심볼 타이밍 복구기는 I축 또는 Q축 정합여파기의 입력 또는 출력 신호만을 이용하여 그림 4와 같이 구현할 수 있다. 여기서 f_o 는 심볼 타이밍 복구기 입력 신호의 중심 주파수를 나타내고, T 는 심볼 주기를 나타낸다.

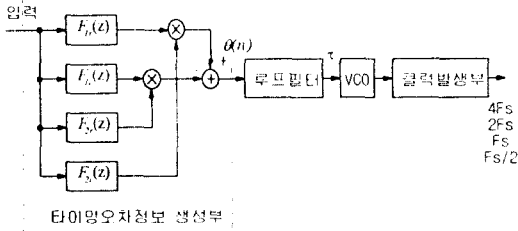


그림 4. 구현된 BECM 타이밍 복구기

여기서 타이밍 오차 정보 생성부의 필터 전달함수는 다음과 같고, ν 는 필터의 대역폭을 결정하는 상수이다.

$$F_{1,r}(z) = F_{2,r}(z) = \frac{1}{1 + \nu^2 z^{-2}}, \quad F_{1,i}(z) = \frac{-\nu z^{-1}}{1 + \nu^2 z^{-2}},$$

$$F_{2,i}(z) = \frac{\nu z^{-1}}{1 + \nu^2 z^{-2}} \quad (1)$$

그림 5는 제안된 BECM 타이밍 복구기의 S-곡선으로 타이밍 위상 오차에 따른 타이밍 오차 정보 생성부의 출력을 나타내었다. 여기서 출력은 정규화시켜 표현하였다.

루프 필터는 다음과 같은 수식으로 표현될 수 있고 τ 는 AD 변환기의 표본화 시점이고 μ 는 루프의 특성을 결정짓는 상수이다.

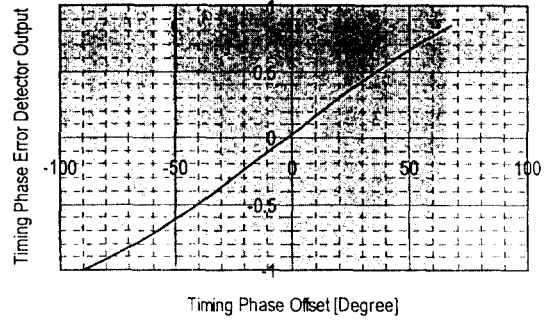


그림 5. 제안된 타이밍 복구기의 S-곡선

$$\tau(n+1) = \begin{cases} \tau(n) - \mu_1 \theta(n) & \text{(일차루프)} \\ \tau(n) - \mu_1 \theta(n) - \mu_2 \sum_{k=1}^n \theta(k) & \text{(이차루프)} \end{cases} \quad (2)$$

송신기의 심볼 클럭과 수신기의 심볼 클럭이 시간에 따라 주파수 드리프트(drift)가 발생할 경우에 2차 루프 필터를 사용하여 주파수 드리프트를 보상해 줄 수 있다. 루프 필터 출력이 VCO를 구동하게 되고 VCO는 수신기에서 사용하는 가장 높은 주파수인 4배의 심볼 주파수($4F_s$)를 발생하도록 한다. 발생된 $4F_s$ 주파수는 클럭 분배기를 거쳐 수신기에 필요한 $2F_s$, F_s , $F_s/2$ 주파수 클럭을 $4F_s$ 에 동기되어 발생시킨다. 구현된 심볼 타이밍 복구기에서 대역 여파기의 대역폭을 결정하는 상수 ν 는 0.96875를 사용하고 표본화 위상의 계산은 1차 PLL의 구조를 사용하였고, 스텝크기 μ 는 5×10^{-2} 을 사용하였다.

4. 채널등화

디지털 무선 통신에서 송신된 신호는 통신 채널을 거치면서 건물이나 지형 지물에 의한 전송 경로차와 시간에 따른 채널 환경의 변화에 의하여 송신 심볼간에 간섭을 유발시키고 부가 잡음이 첨가된다. 채널의 이러한 비이상적인 특성은 신호 통과 대역의 주파수 선택적인 왜곡과 비선형적 위상 특성으로 나타난다. 즉 수신기에서는 왜곡이 심한 신호를 받게되고 이로 부터 송신기에서 전송된 원래의 심볼을 복구하기 위해서는 채널에 의한 신호의 왜곡을 보상해 주어야만 한다. 이러한 역할을 하는것이 채널 등화기로 본 연

구에서 연구 대상으로 하는 전송 방식은 채널 동화를 위한 별도의 훈련열이 전송되지 않는 방식이므로 수신된 신호에서부터 직접 채널의 특성을 파악하여 채널의 비이상적 특성을 제거해 주어야 하는 자력 복구 동화기를 사용하여야만 한다[5]. HDTV 뿐만아니라 훈련열이 주어지는 일반 디지털 통신에서도 훈련열이 없이 동화기의 초기 기동(start-up)과 재훈련(retraining)이 필요하다. 물론 수신신호의 eye가 열려있다면 직접 결정(decision-directed: DD) 방식의 동화기 계수 갱신이 보다 정확한 방법이지만 시스템의 초기 동작 때에는 eye가 열려있는 상황이 되기는 힘들므로 기존의 직접결정 방식은 소용이 없다. Mazo[6]는 초기의 직접결정에 의한 동화기의 동작은 multimodal error surface를 형성하고 신뢰성있는 초기 동작이 어려움을 보였다. 그러므로 자력 복구 동화를 해야만 하는 경우에는 수신기의 적응 동화기가 일정 시간 후 직접 결정 동화 알고리즘에 의해서 안정되게 동작할 수 있도록 해주는 역할을 하는 일종의 boot-strapping 알고리즘이다. 자기 복구 동화 알고리즘에서는 데이터의 판정이 불필요한 반면 동화기가 수렴하기 위해서 기존의 직접 결정 방식에 비해 수배의 시간이 요구된다. 가장 일반적인 자력복구 동화 알고리즘에는 등반강 알고리즘(Constant Modulus Algorithm: CMA)[6], Stop-and-Go 알고리즘(SGA)[7], 축소 격자점 알고리즘(Reduced Constellation Algorithm: RCA)[8]등이 있다.

본 논문에서는 초기 동화기의 수렴을 위하여 등반강 알고리즘을 사용하고 어느 정도의 탭 계수 갱신 후에는 본 논문에서 제안하는 변형된 Stop & Go 알고리즘(MSGA)을 사용한다. Godard에 의해 제안된 CMA 동화 방식은 ISI가 약한 환경에서는 잘 동작하지만 전송된 데이터에 대한 사전 정보가 전혀없는 ad-hoc 방식에 의해 발생된 제어 신호를 이용해서 동화를 수행하는 단점을 가지고 있어 시스템 초기화 후에는 채널의 특성을 훌륭히 동화시키지는 못한다. 이러한 단점을 해결하기 위한 방법으로 G. Picchi와 G. Prati[7]는 확률적으로 판정한 예러가 실제 예러와 같을 확률이 높지 않으면 계수갱신을 중단하고, 그렇지 않을 경우에만 계수를 갱신시키는 알고리즘을 제안하였다. 동화기의 출력이 z , 계수가 c , 입력이 y 라면, SGA의 동화기 계수 갱신 알고리즘은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{e}_{n,R} &= z_{n,R} - \hat{a}_{n,R} \\ \hat{e}_{n,I} &= z_{n,I} - \hat{a}_{n,I} \end{aligned} \quad (3)$$

$$z_n = y_n^T c_n \quad (4)$$

$$\begin{aligned} c_{n+1,R} &= c_{n,R} - \alpha(f_{n,R} \hat{e}_{n,R} y_{n,R} + f_{n,I} \hat{e}_{n,I} y_{n,I}) \\ c_{n+1,I} &= c_{n,I} - \alpha(f_{n,R} \hat{e}_{n,R} y_{n,I} + f_{n,I} \hat{e}_{n,I} y_{n,R}) \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \tilde{e}_{n,R} &= z_{n,R} - (\text{sgn } z_{n,R}) \beta_n \\ \tilde{e}_{n,I} &= z_{n,I} - (\text{sgn } z_{n,I}) \beta_n \end{aligned} \quad (6)$$

$$f_{n,R} = \begin{cases} 1, & \text{if } \text{sgn } \hat{e}_{n,R} = \text{sgn } \tilde{e}_{n,R} \\ 0, & \text{if } \text{sgn } \hat{e}_{n,R} \neq \text{sgn } \tilde{e}_{n,R} \end{cases}$$

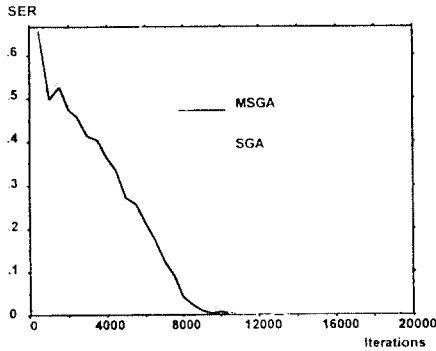
$$f_{n,I} = \begin{cases} 1, & \text{if } \text{sgn } \hat{e}_{n,I} = \text{sgn } \tilde{e}_{n,I} \\ 0, & \text{if } \text{sgn } \hat{e}_{n,I} \neq \text{sgn } \tilde{e}_{n,I} \end{cases} \quad (7)$$

여기서 \hat{a}_n 은 동화기 출력을 판정소자를 기저 결정된 심볼 포인트, α 는 수렴속도를 결정짓는 상수, R 은 실수축, I 는 허수축, 그리고 T 는 진치인산을 나타낸다. 그리고 β_n 은 시간 n 에 따라 변화하는 양의 상수로 계수 갱신 알고리즘의 수행 빈도를 조절하는 변수다. 식(3)의 부호와 식(6)의 판정 오차의 부호가 같으면 계수 갱신을 수행하고 그렇지 않으면 계수 갱신을 하지 않는다. SGA도 DD의 일종이어서 위상 오차에는 매우 민감하므로 반송파 복구가 끝나지 않은 상태에서는 전혀 수렴하지 않는다. SGA가 수렴할 수 있는 이유는 식(6)의 부호와 DD에러의 부호가 같을 때 실제의 오차 부호와 DD 알고리즘의 오차 부호가 같은 조건부 확률이 실제의 오차 부호와 DD 알고리즘의 오차 부호가 같을 확률보다 크기 때문이다. 그러나 이 알고리즘이 잘 동작하기 위해서는 β_n 을 채널의 상태에 따라 적절히 바꾸어주어야 하고 이 값의 결정 또한 쉬운 일이 아니므로 실제 응용에 문제점을 가지고 있다.

본 논문에서는 판정 오차를 감소시키기 위하여 변형된 Stop and Go 알고리즘(MSGA)을 제안한다. 계수 갱신 알고리즘은 SGA와 동일하며 단지 식(6)의 \tilde{e}_n 의 추정 방법이 다음과 같이 바뀌어야 한다.

$$\begin{aligned} \tilde{e}_{n,R} &= z_{n,R} (|z_n|^2 - R^2) \\ \tilde{e}_{n,I} &= z_{n,I} (|z_n|^2 - R^2) \end{aligned} \quad (8)$$

그림 6에 MSGA와 SGA의 등화 성능을 비교하였는데 MSGA 방식의 수렴 성능이 우수함을 알 수 있다. 그림 5에서 적용한 채널은 한개의 주경로와 세개의 다중경로가 있는 상태로 수신호와 백색잡음간의 신호대 잡음비(C/N)는 22.8dB인 경우이다.



지연	상대이득	위상	C/N
0μs	1	0	22.8dB
-1.153μs	0.1	0	
2.203μs	0.3	0	
5.097μs	0.2	0	

그림 6. MSGA와 SGA의 등화 성능과 채널상태

5. 반송파복구기

반송파 복구기는 위상지터, 위상 및 주파수 오프셋을 보상하는 회로로 구조로 구성되어져 있고 그림 2에서 위상 오차 검출기는 다음과 같은 식에 의하여 구해진다.

$$Im \left[\frac{z(n)\hat{a}^*(n)}{|\hat{a}(n)|^2} \right] = \sin(\text{phase err}) \cong \text{phase err} \quad (9)$$

여기서 $\hat{a}(n)$ 은 등화기 출력 $z(n)$ 이 송신 가능한 심볼 포인트에 가장 가까운 심볼로 경관정을 한 값이다. 식(9)는 롬테이블로 간단히 구현이 가능하다. 루프필터는 1차 IIR 필터로 구현가능하고 디지털 구현을 위하여 VCO도 디지털 동기회로로 변환하여 구현한다. 루프필터와 VCO의 전체 전달함수 $H_p(z)$ 는 다음과 같다.

$$H_p(z) = \frac{\gamma(1 - \rho z^{-1})}{(1 - z^{-1})^2} \quad (10)$$

여기서 γ 와 ρ 는 루프의 특성을 결정짓는 상수이다. $H_p(z)$ 의 출력은 SIN/COS 롬테이블의 어드레스로 입력되어 SIN/COS 값을 출력하며 이 값은 복소 곱셈기로 입력된다. 구현된 시스템은 $\pm 350\text{KHz}$ 까지의 주파수 오프셋을 안정되게 복구할 수 있다.

IV. 시스템 성능 분석

시스템의 성능 평가는 구현된 전송기를 이용하여 NTSC 채널 5번의 주파수대역으로 전송하여 수행하였다. 전송된 신호는 HP89440A 벡터 신호 분석기를 이용하여 백색잡음을 발생시켜 C/N비를 설정한 후

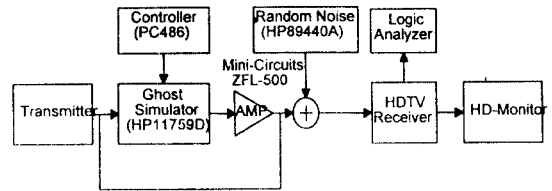


그림 7. HDTV 성능 평가를 위한 시스템 구성

표 2. 성능 평가에 사용된 다중경로 상황(중복기 출력에서의 신호크기 = -24.6dBm, 부가잡음크기 = -47.4dBm, C/N = 22.8dBm)

	지연시간 [μs]	크기 [dB]	위상 [도]	D/U(비교)
다중 경로A	0	0	0	4.6dB
	-0.7	-9	222	
	0.1	-17	101	
	0.15	-14	-98	
	0.25	-11	-68	
	0.4	-11	212	
다중 경로B	0	0	0	7.5dB(반송파 주파수 오프셋 = 100KHz)
	-1.15	-20	24.7	
	2.2	-9	151.2	
	5.05	-14	-63.8	
	16	-26	0	
다중 경로C	0	0	0	6dB(반송파 주파수 오프셋 = 70KHz)
	1	-6	0	

D/U(desired-to-undesired signal power ratio)

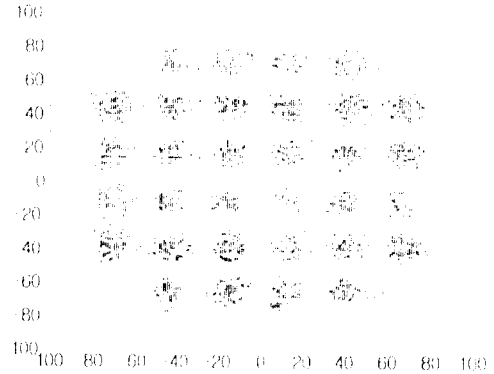
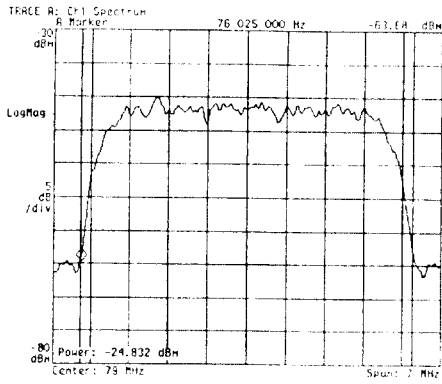


그림 8. $C/N = 22.8\text{dB}$ 이고 다중경로가 없는 경우 수신신호 스펙트럼과 HDTV 모델 출력

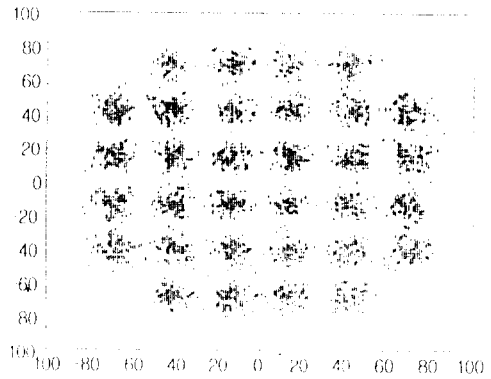
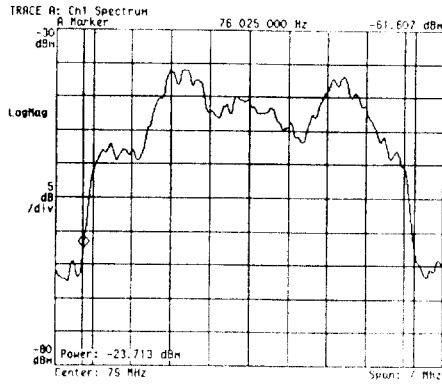


그림 9. 다중경로 A인 경우의 수신신호 스펙트럼과 HDTV 모델 출력

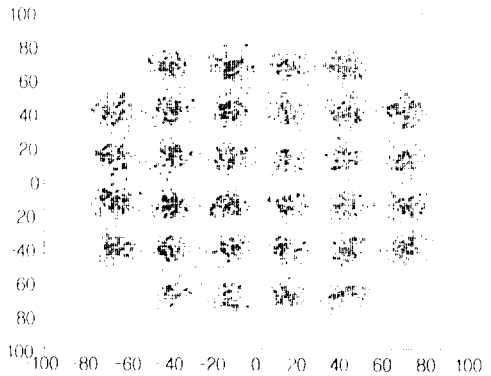
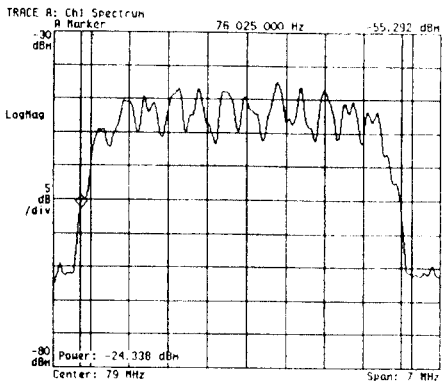


그림 10. 다중경로 B인 경우의 수신신호 스펙트럼과 HDTV 모델 출력

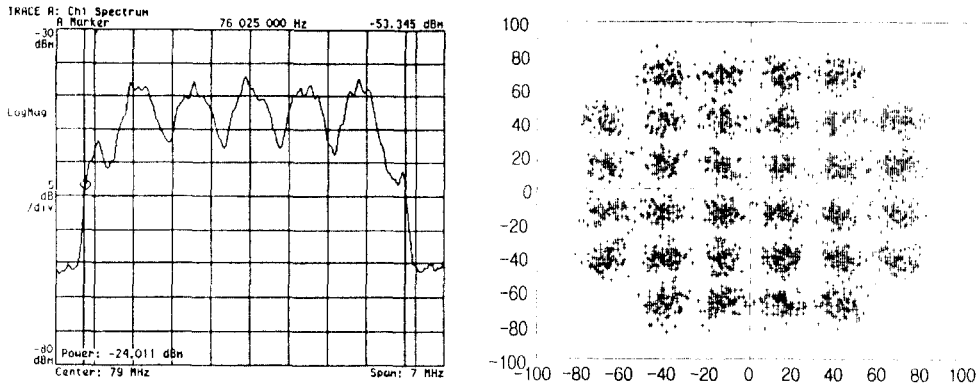


그림 11. 다중경로 C인 경우의 수신신호 스펙트럼과 HDTV 모뎀 출력

케이블을 통하여 수신기의 동조기에 입력된다. 또한 다중경로 효과를 관측하기 위하여 HP11759D 다중경로 발생기를 이용하였다. 그림 6에 시스템 성능을 관측하기 위한 구성을 나타내었다.

HDTV 수신기의 성능을 평가하기 위하여 HP11759D 고스트 발생기를 이용하여 표 2의 여러가지 다중경로 상황에 대하여 관측하였다.

그림 8은 다중 경로가 없는 경우의 수신 신호 스펙트럼과 HDTV 모뎀 출력을 나타내고, 그림 9~11은 표 2에 나타난 각 다중경로 상황에 대한 수신 신호 스펙트럼과 HDTV 수신기 모뎀의 성능을 보여주고 있다. 각 결과는 HDTV 수신기 튜너 입력에서의 스펙트럼과 수신기 모뎀 출력단에서 샘플한 2,500 심볼을 나타낸 것이다.

결과를 보면 다중 경로 A~C의 상황에서 HDTV 모뎀이 채널의 다중경로 현상을 잘 보상해 줄 수 있음을 알 수 있다. 몇몇 심볼의 경계선이 모호하기는 하지만 채널 복호기에서 이러한 어려는 잘 보상을 해준다. 그림 11은 -6dB의 강력한 반사 신호가 존재하는 경우로 격자점의 모양이 아주 저지분해짐을 알 수 있다. 이것은 아주 인접한 강력한 다중 경로의 특성을 보기 위한 것으로 스펙트럼에 많은 왜곡이 있음을 알 수 있다. 또한 이 경우 수신기가 수렴하기까지는 다른 다중 경로 상황에 비해 약 2배 가량의 시간이 요구된다. 그림 10과 그림 11은 다중 경로 상황에서의 반송파 복구기의 성능까지를 평가한 것으로 반송파 복구기가 잘 동작함을 알 수 있다.

개발된 HDTV 수신기에 전원이 인가된후 정합여파기와 채널 등화기의 초기 계수 세팅을 끝낸 후 심볼 타이밍 복구기가 동작하게 된다. 그리고 채널 등화가 이루어지고 반송파 복구가 수행되는 일련의 초기화 과정을 거쳐게 된다. 각 단의 초기화 시간은 다음 표 3과 같다.

표 3. HDTV 수신기 초기화 시간.

(C/N=21 dB를 기준 (다중경로가 없는 경우))

HDTV 수신기 모뎀의 기능	소요시간(초)
심볼타이밍 복구 및 각종 필터 계수 초기화	0.4
채널 등화기	1.4 (최대)
+반송파 복구기	
+채널 복호기	
전체 초기화 시간	1.8(최대)

V. 결 론

본 논문에서는 32-QAM 변조방식을 이용한 HDTV의 수신부 모뎀 알고리즘과 구현에 대하여 다루었다. 개발된 HDTV 송수신기 모뎀은 약 4.91MHz의 심볼 전송율과 1.8초의 짧은 초기화 기간을 필요로 하며, $-2\mu s \sim +24\mu s$ 의 채널 지연 시간 분포를 가지는 다중 경로 현상을 보상할 수 있다. 반송파 복구능력은 ± 350 KHz로 GI사의 DigiCipher나 미국 대연합의 8-레벨 VSB 시스템보다 월등히 우수한 성능을 보인다[1]. 개발된 시스템은 총 5장의 유로카드와 1장의 IF 신호처리 보

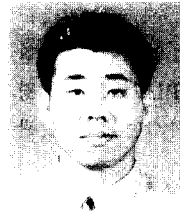
므로 구현이 되었다. 그러나 실용화를 위해서는 현재 구입 가능한 여러가지 개별 소자로 구현된 기능들을 한두개의 IC로 집적화하는것이 급선부라 할 수 있는데 개발된 시스템은 전 디지털 구현으로 차후의 ASIC화에 상당한 이점을 가진다. 본 논문에서 제안한 HDTV 수신기 모델의 구조와 알고리즘은 고속 데이터 송수신 시스템 전반에 응용이 가능한 기술이다.

참 고 문 헌

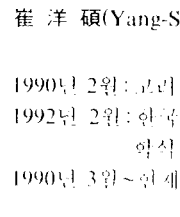
1. M. Sablatash, "Transmission of all-digital advanced television:state of the art and future directions," *IEEE Trans. on Broadcasting*, Vol. 40, No. 2, pp. 102-121, June 1994.
2. E.A. Lee and D.G. Messerschmitt, *DIGITAL COMMUNICATION*, Kluwer Academic Publishers, 1988.
3. D. L. Lyon, "Timing recovery in synchronous equalized data communication," *IEEE Trans. Comm.*, pp. 269-274, Feb. 1978.
4. D.N. Godard, "Passband timing recovery in an all-digital modem receiver," *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-26, pp. 517-523, May 1978.
5. D.N. Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems," *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-28, No. 11, pp. 1867-1875, Nov. 1980.
6. J.E. Mazo, "Analysis of decision directed equalizer convergence," *Bell System Tech. J.*, Vol. 59, No. 10, pp. 1857-1876, Dec. 1980.
7. G. Picchi and G. Prati, "Blind equalizer and carrier recovery using stop-and-go decision-directed algorithm," *IEEE Trans. Comm.*, Vol-35, No. 9, pp. 877-887, Sep. 1980.
8. N.K. Jablon, "Joint blind equalization, carrier recovery, and timing recovery for high-order QAM signal constellations," *IEEE Trans. Signal Processing*, Vol. 40, No. 6, pp. 1383-1398, June 1992.



韓 東 錫(Dong-Seog Han) 정회원
 1966년 2월 10일생
 1987년 2월:강북대학교 전자공학과 (공학사)
 1989년 2월:한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
 1993년 2월:한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
 1989년 10월~현재:삼성전자(주) 기술총괄 전호차리 연구소 선임연구원
 ※관심분야:디지털 통신 시스템, 디지털 전호차리, 레이다 전호차리



申 賢 秀(Hyun-Soo Shin) 정회원
 1964년 11월 11일생
 1988년 2월:서울대학교 전자공학과 (공학사)
 1990년 2월:서울대학교 전자공학과 (공학석사)
 1990년 3월~현재:삼성전자(주) 기술총괄 전호차리 연구소 선임연구원
 ※관심분야:디지털 통신 채널 코딩



崔 洋 碩(Yang-Seok Choi) 정회원
 1968년 12월 16일생
 1990년 2월:고려대학교 전자공학과 (공학사)
 1992년 2월:한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
 1990년 3월~현재:삼성전자(주) 기술총괄 전호차리 연구소 선임연구원
 ※관심분야:디지털 통신 시스템



宋 東 一(Dong-Il Song) 정회원
 1953년 12월 2일생
 1976년 2월:연일대학교 전자공학과 (공학사)
 1978년 2월:한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
 1978년 3월~현재:삼성전자(주) 기술총괄 전호차리 연구소 연구위원
 ※관심분야:디지털 통신 시스템, DBS, LCD 프로세서