

디지털 HDTV 전송시스템에서의 신호처리 기술

田敬薰, 林炯秀
浦項工科大学 電子電氣工學科

I. 서론

HDTV (High Definition Tele Vision)는 기존의 NTSC, PAL 또는 SECAM과 같은 방식에 비하여 월등한 해상력 및 넓은 종횡비 (aspect ratio)를 가지므로써 방송 TV (broadcast TeleVision)의 화질에 일대 혁신을 가져오게될 것이다. HDTV 개발의 초기 단계에는 아날로그 방식의 전송방식을 사용하였으나 미국의 FCC (Federal Communications Commission)에서 전 디지털 방식을 요구함으로써 현재 Grand Alliance에 의하여 FCC의 ACATS (Advisory Committee on Advanced Television Service)에 추천되고 있는 방식들은 디지털 전송 방식을 채택하고 있다. 현재 Grand Alliance에 의하여 고려되고 있는 전송방식으로는 32/16-QAM, 32/16 SS-QAM, 4VSB 및 6VSB가 있다. 이들 네가지 전송방식은 실험 결과 모두 만족할 만한 성능을 보여 아직은 어느 한 방식을 선정하지 못한 상황이며 1993년 11월 30일까지 Grand Alliance의 전송 전문위원회 (specialist group to transmission)가 시뮬레이션과 실험을 통하여 최종방식을 결정할 것이다.

제안된 여러 HDTV의 방식 및 사양에 대한 논의는 전자공학회지 1992년도 12월호의 HDTV특집^[1]의 여러 논문들에서 이미 다루어진 바 있다. 따라서 본 논문에서는 HDTV 전송시스템의 핵심 부분이라 할 수 있는 채널 등화 (channel equalization) 및 반송파 동기 (carrier recovery), 심벌 동기 (symbol timing recovery)에 소요되는 신호처리 알고리즘들을 소개하고자 한다. 이들 중 특히 자력채널등화기 (blind channel equalizer), 디지털 반송파 동기 및

심벌동기 및시스템 등 첨단기술을 필요로 하는 QAM 전송 시스템을 중점적으로 고려하고자 한다.

II. 채널등화기 / 반송파 복원기

1. 배경

지상방송 채널에서는 산, 건물과 같은 지형지물에 의한 전파의 반사에 의하여 LOS (Line Of Sight) 전파 경로에 의한 직접파 뿐 아니라 LOS보다도 수신기에 늦게 도착되는 반사파들이 존재하게 된다. 또한 경우에 따라 LOS가 아예 존재하지 않아 (산 또는 건물등에 수신기가 가렸을 경우) 수신기에는 반사파들만이 수신되는 경우도 있다. 이러한 경우 가장 큰 신호 성분 이전에도 다른 반사파 성분이 존재할 수 있어 비최소 위상 (nonminimum phase) 채널이 된다.

이러한 현상을 다중경로 페이딩 (multipath fading)^[2] 현상이라 하는데 다중경로 페이딩 현상은 지상 방송 채널 뿐 아니라 cable TV 시스템이나 위성 채널에서도 임피던스 비정합 (impedance mismatch)과 대기의 굴절등에 의해서도 발생할 수 있으나 그 정도는 지상방송 채널에 비하여 미미한 편이다. 그림 1에는 다중경로 페이딩 현상이 있는 한 채널의 복소기저대역 등가 임펄스 응답 (baseband equivalent complex impulse response)을 보였다. 이 채널은 주 신호 성분 이전에 3개의 다중경로 성분을 가지며 주 신호 성분 이후에 6개의 다중경로 성분을 가지고 있는 채널이다. 이 채널의 주파수 응답도가 그림 2에 보여져 있으며 이러한 다중경로 신호 성분들은 채널의 주파수 응답에 널(null)을 발생시켜 ISI^[3] (Inter-

Symbol Interference)를 일으킴을 알 수 있다. 간단히 말해서 채널 등화기는 이러한 채널의 왜곡을 보상하여 송신 필터 (transmit filter), 채널, 수신 필터 (receive filter) 및 등화기 전체의 주파수 응답이 Nyquist 조건^[3]을 만족하도록 하는 것이다.

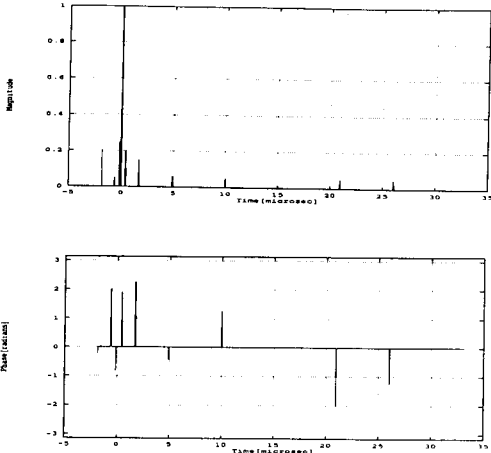


그림 1. 다중경로 채널의 임펄스 응답

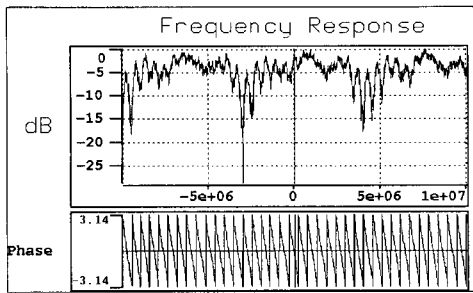


그림 2. 다중경로 채널의 주파수 응답

NTSC 방식과 같은 아날로그 방식의 TV 방송의 경우 이러한 다중경로 신호들은 소위 고스트 (ghost)라 불리는 현상을 발생시키며 화질을 저하시키게 된다. 디지털 전송방식의 경우 다중경로 현상은 수신된 신호의 눈 (eye)을 닫히게 만드며 그 영향이 심해질 경우 어느 순간 화면이 나오지 않게된다. 그림 3에는 32-QAM 변조방식을 사용하였을 경우 위에서 주어진 채널 왜곡이 있는 경우와 없는 경우의 scatter plot을 나타내었다. (잡음이 없는 경우) 여기서 우리는 채널의 왜곡 효과를 등화해주시 않을 경우 송신된 심벌을 올바르게 판단하는 것은 불가능하다는 것을 볼 수 있다.

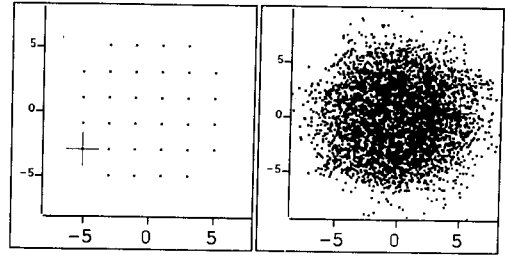


그림 3. (a)채널 왜곡이 없는 경우의 scatter plot
(b)채널 왜곡이 있는 경우의 scatter plot

보통 전화선 모델에 많이 사용되는 FIR (Finite Impulse Response) 구조를 가지는 FSE (Fractionally Spaced Equalizer)를 그림 4에 보였다. 여기서 r 은 표본화기 Nyquist 속도를 만족하게하는 수 이나 보통의 경우 1/2 또는 1/3등이 많이 사용되며 탭 계수는 다음 식과 같은 LMS (Least Mean Square) 알고리즘에 의하여 갱신된다.

$$\begin{cases} C_{n+1} = C_n + \mu \cdot e_n \cdot X_n^* \\ e_n = y_n - \hat{A}_n \end{cases} \quad (1)$$

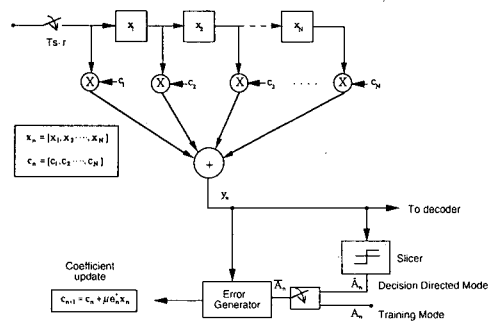


그림 4. r-spaced FIR FSE

FSE는 baud-rate등화기 ($r=1$)에 비하여 심벌 타임 위상에 민감하지 않으며 정합 필터를 만들어 낼 수 있다는 장점을 가지고 있다. 통상적으로 전화선 모델과 같은 경우 데이터의 송신 이전에 송신측에서는 훈련열 (training sequence)를 송신하여 채널등화기를 수렴시킨다 ($\hat{A}_n = A_n$). 채널등화기가 수렴한 이후에는 그림 4의 \hat{A}_n 이 A_n 과 거의 같으므로 오차신호 e_n 의 발생에 A_n 대신 \hat{A}_n 를 사용하여 등화기를 동작시키며 ($\hat{A}_n = \hat{A}_n$) 이러한 알고리즘을 판정의거 (Decision-

Directed, DD) 알고리즘이라 하다. 그러나 32/16-QAM 방식을 사용하는 HDTV 전송방식에서는 이러한 훈련열이 주어지지 않는다. 그 이유는 시청자 마다 TV를 켜는 시간이 다르고 또 주기적으로 훈련열을 삽입할 경우 대역폭의 낭비 뿐 아니라 수신기에서 이를 검출해 내기 위한 추가 장치가 필요하게 되기 때문이다. 채널등화기의 수렴을 위하여 훈련열을 필요로하지 않는 채널등화 알고리즘을 자력채널등화 (blind channel equalization) 알고리즘이라 한다. 자력채널등화 알고리즘은 훈련열이 주어지는 경우에 비하여 그 수렴속도가 매우 느려 수렴을 위하여 채널등화기의 탭 수, 채널의 왜곡, 열 잡음, 인접 채널 잡음 (cochannel interference) 등의 상태에 따라 수렴속도가 수천 심벌에서 수만 심벌에 이른다. 이러한 속도는 전화선 모델과 같이 심벌 속도가 초당 수천 심벌 정도인 시스템에서는 특수한 경우를 제외하고는 사용할 수 없으나 HDTV 전송 시스템의 경우 심벌 속도가 수 Msps (Mega symbols per second)에 이르며 수신기 초기 작동시 데이터의 손실이 문제가 되지 않는 시스템에는 적합하다. 예를 들어 CCDC(Channel-Compatible DigiCipher) 시스템의 경우 심벌 속도가 5.287Msps 이므로 채널 등화기의 수렴에 2만 심벌 시간이 요구되어도 매 심벌 탭 갱신을 수행할 경우 약 0.004초 내에 수렴이 가능하게된다. 또 하드웨어로 탭 갱신을 하지 않고 DSP칩을 이용하여 탭 갱신을 수행하여도 CCDC 사양에서 요구하는 수렴속도 0.1초를 만족시키기는 어렵지 않다.

2. 자력채널등화 알고리즘

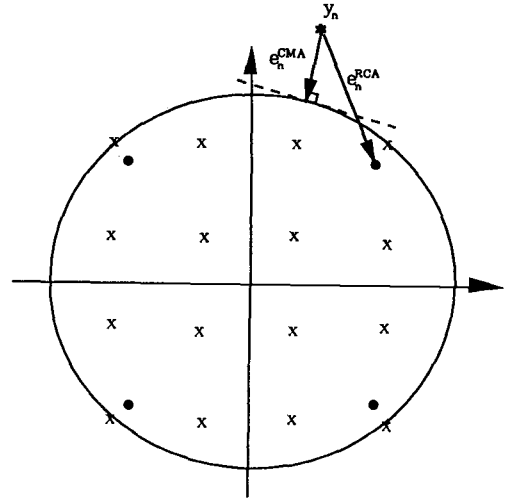
자력채널등화기의 구조는 그림 4의 훈련열이 주어지는 채널등화기와 동일하나 단 오차 신호의 발생 방법이 다르다. 일반적인 자력채널등화기는 그림 4에 나타낸 판별기(slicer) 대신 다른 종류의 무기억 비선형 (zero memory nonlinearity)을 사용한다. 현재 널리 알려진 자력채널등화 알고리즘으로는 다음과 같은 것들이 있다.

- 1) 축소 신호군 알고리즘
(Reduced Constellation Algorithm, RCA)
 - 2) 등반경 알고리즘
(Constant Modulus Algorithm, CMA)
 - 3) 고차 스펙트럼 (High Order Spectrum, HOS)을 이용한 알고리즘
 - 4) Stop and Go 알고리즘.
- 그림 5와 식 (2)에는 16-QAM의 경우 주어진 등화

기 출력 y_n 에 대하여 RCA와 CMA 에서 탭 갱신에 사용되는 오차신호 e_n^{RCA} 와 e_n^{CMA} 를 표시하였다.

$$e_n^{CMA} = |y_n|^2 - R_{CMA}^2$$

$$e_n^{RCA} = y_n - A_n^{RCA}$$
(2)



x : 16QAM 신호군
• : RCA 신호군

그림 5. RCA와 CMA의 오차 신호

이 식에서 $R_{CMA} = \frac{E\{|A_n|^4\}}{E\{|A_n|^2\}}$ 이고 A_n^{RCA} 는 그림 5에 보여진 4개의 RCA 신호군 중 25과 가장 가까운 신호이다. RCA는 1975년 Sato^[4]에 의하여 제안된 알고리즘으로 그 수렴특성이 그리 좋지 못하다. Godard에 의하여 1980년 제안된 CMA^[5]는 (2)식의 오차신호에서 볼 수 있듯이 반송파 복원과는 독립적으로 작동할 수 있고 그 수렴특성이 우수하여 현재 가장 많이 이용되고 있는 자력등화 알고리즘이다. 그러나 이 두 가지 알고리즘은 다음의 두 가지의 문제점을 가지고 있다. 하나는 등화기 수렴 후에도 오차신호가 0이되지 않아 큰 잔류오차 (residual error)가 남는다는 것이다. 이것을 해결하는 방법으로 수렴 후 이득 μ 를 매우 작게 만들어 줄 수 있으나 (gear-shifting) 하드웨어 상의 문제와 채널 특성의 변화를 추적하는 능력이 떨어지게된다. 또 한가지 방법은 수렴을 검출하여 통상적인 판별의거 알고리즘으로 전환할 수 있으나 하드웨어가 복잡해지며 채널 환경이 열악할 경우 수렴을 검출하기가 힘들거나 전환 후 알고리즘의 불안정성을 초래할 수 있는 문제점이 있다. RCA와 CMA의 또 한가지 문제점은 궤환 (feedback) 구조를 구성하기가

어렵다는 것이다. 지상 방송 채널과 같이 심벌 속도에 비하여 다중경로 지연이 매우 큰 경우 feed-forward (FIR) 구조로만 등화기를 구성할 경우 feedback 구조를 가지는 등화기에 비하여 훨씬 많은 탭 계수를 필요하므로 하드웨어가 복잡하게된다.

HOS에 근거한 알고리즘^[6]은 그 수렴특성이 매우 탁월하나 탭 갱신에 소요되는 계산량이 많아 HDTV 시스템에는 적합하지 못하다. 1987년 Picchi와 Prati에 의하여 제안된 Stop and Go 알고리즘^[7]은 위에서 언급한 RCA와 CMA의 두 가지 문제점을 해결해 준다. 식 (3)에는 Stop and Go 알고리즘에 사용되는 오차 신호를 보였다.

$$\begin{aligned}
 e_n^{SG} &= f_n^R \operatorname{Re}\{e_n^{DD}\} + j \cdot f_n^I \operatorname{Im}\{e_n^{DD}\} \\
 e_n^{DD} &= y_n - \hat{A}_n \\
 f_n^R &= \begin{cases} 1 & \text{if } \operatorname{sgn}\{\operatorname{Re}\{e_n^{DD}\} = \operatorname{Re}\{e_n^{RCA}\}\} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \\
 f_n^I &= \begin{cases} 1 & \text{if } \operatorname{sgn}\{\operatorname{Im}\{e_n^{DD}\} = \operatorname{Im}\{e_n^{RCA}\}\} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}
 \end{aligned} \quad (3)$$

이 알고리즘은 Go 플래그 $f_n^R f_n^I$ 에 따라 탭 계수 갱신 여부를 결정하는 것 이외에는 통상적인 DD 알고리즘과 동일하므로 decision feedback을 포함하여 판정의 저 알고리즘에서 사용가능한 모든 구조를 사용할 수 있는 장점을 지니고 있다.

3. 반송파 복원

반송파 복원 알고리즘은 채널등화 알고리즘의 선택과 밀접한 관계를 가지고 있다. 여기서는 HDTV 시스템에 적용 가능성이 높은 CMA와 Stop and Go 채널등화 알고리즘을 사용하는 경우에 대하여 고려한다. 먼저 CMA의 경우 위에서 언급했듯이 채널등화 알고리즘이 반송파가 복원된 것을 전제로하지 않으므로 반송파 복원 알고리즘은 채널등화 이후 독립적으로 수행할 수 있다. 반송파 복원 알고리즘은 보통 DD 방식을 사용하며 위상검출기 (phase detector) 출력은 다음과 같이 주어진다.^[8]

$$\epsilon_n = \sin^{-1} \left\{ \frac{\operatorname{Im}\{y_n \hat{A}_n^*\}}{|y_n \hat{A}_n|} \right\} \quad (4)$$

이때 $\sin^{-1}(\cdot)$ 계산과 $|y_n \hat{A}_n|$ 로의 나눗셈은 하드웨어로 구현하기가 복잡하므로 많은 경우 다음과 같은 특

성을 가지는 위상검출기를 사용하기도 한다.

$$\bar{\epsilon}_n = \operatorname{Im}\{y_n \hat{A}_n^*\} \quad (5)$$

루우프 필터는 잔류 반송파를 고려하여 보통 2차 루우프를 구성한다.

Stop and Go 알고리즘의 경우 채널등화 알고리즘이 반송파 복원이 되어있는 상태를 가정하고 또 DD 반송파 복원 알고리즘은 채널등화가 되어있는 상황을 가정한다. 따라서 이 경우는 Falconer가 제안한 결합 채널등화/반송파 복원 알고리즘을 사용한다.^[8] (그림 6.)

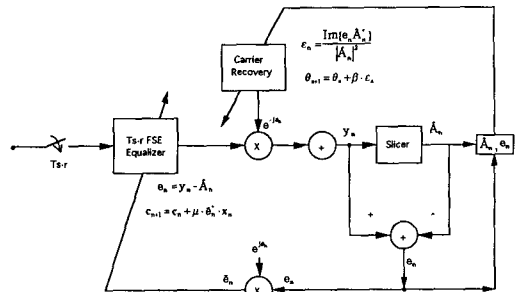


그림 6. 결합 채널 등화 / 반송파 복원기

III. 채널등화기/반송파 복원기 동작 예

본 장에서는 II.1 장에서 주어진 채널에 대하여 32-QAM 복조 방식의 경우 Stop and Go 방식의 동작 예를 보인다.

그림 7에는 256 탭 T/2 간격 ($r=1/2$) FIR 등화기 구조를 사용한 경우 심벌 속도 5.287Mhz, roll-off factor 0.1인 raised-cosine 펄스, 잔류 반송파 5.287Khz, SNR=26dB 인 경우 채널등화기 수렴 후 scatter plot을 보였으며 그림 8에는 feed-forward 에 64 탭 feed-back에 64 탭을 할당한 경우에 대한 결과를 보였다. 후자의 경우 FIR 구조에 비하여 절반의 탭수인 128개의 탭 수 만을 사용하였지만 256 개의 탭 수를 사용한 FIR 구조와 비슷한 성능을 보임을 알 수 있다.

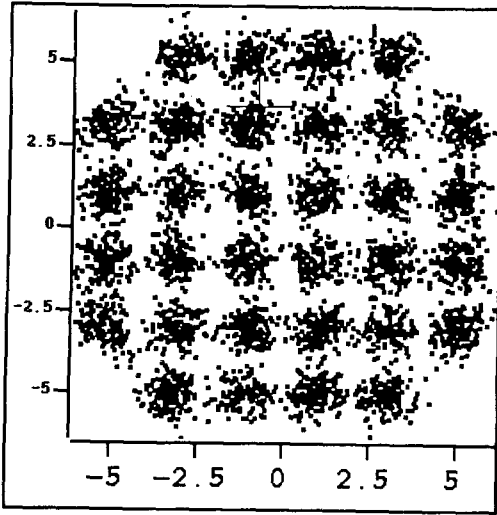


그림 7. Feedforwad = 256 탭 Stop and Go scatter plot

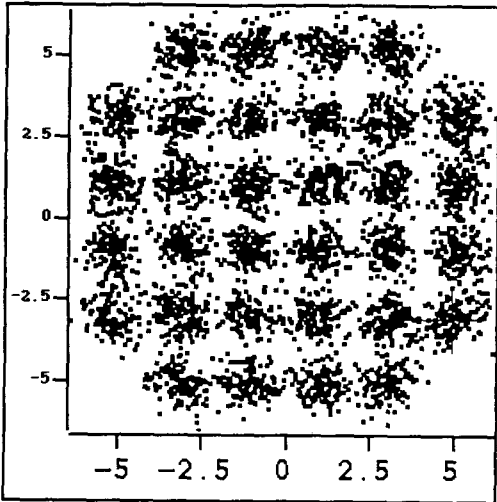


그림 8. Feedforwad = 64 탭 Feedback= 64 탭 Stop and Go scatter plot

IV. 심벌 동기

1. 배경

디지털 통신 시스템에서 수신 여과기를 통과한 기저대역 수신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k h(t - kT) + n(t) \tag{6}$$

여기서 A_k 는 전송 심벌, $h(t)$ 는 전체 임펄스 응답 (overall impulse response), T 는 심벌 주기이며 $n(t)$ 는 가산성 백색 가우시안 잡음 (AWGN)으로 모델링된 잡음이다. 이러한 수신 신호에 대하여 심벌 동기 위상 오차 τ , $|\tau| \leq T/2$ 로 표본화 (sampling) 할 때 시간 $t = nT + \tau$ 에서의 값은 다음과 같다.

$$x(nT + \tau) = h(\tau) \left\{ A_n + \frac{1}{h(\tau)} \sum_{i=0}^{\infty} A_{n-i} h(\tau - iT) + \frac{n(\tau - nT)}{h(\tau)} \right\} \tag{7}$$

이 식에서 괄호 안의 두번째 항은 심벌간 간섭 (ISI)에 해당한다. 이 식에서 알 수 있듯이 심벌간 간섭은 심벌 동기 위상 오차에 크게 영향받는다.

심벌 동기는 심벌 오차율을 최소화하도록 이루어져야 한다. 그러나 심벌 오차율을 최소화하는 조건을 찾기가 어렵기 때문에 비교적 계산이 간단한 판정 기준 함수를 사용한다. 그 대표적인 예로서 다음의 두 함수를 들 수 있다.

최대 왜곡 (peak distortion) :

$$D(\tau) = \frac{1}{h_0} \sum_{i=-\infty}^{\infty} |h_i| \tag{8}$$

평균 제곱 왜곡 (mean square distortion) :

$$\epsilon(\tau) = \frac{1}{h_0^2} \sum_{i=0}^{\infty} h_i^2 \tag{9}$$

이 중 최대 왜곡에 의한 심벌 동기는 신호의 눈 (eye)이 최대로 열리는 순간을 최적의 동기점으로 보는 방식이며 이 때 심벌간 간섭이 최소가 된다. 반면에 평균 제곱 왜곡에 의한 심벌 동기는 MSE (Mean Square Error)를 최소로 하는 순간을 최적의 동기점으로 보는 방식이다. 심벌 동기 시스템의 동작은 이러한 기준 함수의 값을 최소화하는 τ 값을 찾는 것으로서 기준 함수의 편미분에 비례하여 기울기 방향으로 τ 를 조정하게 된다. 이 때 기준 함수의 편미분을 취하는 대신 기준 함수의 τ 에 대한 편미분과 같은 근을 가지는 τ 의 함수로서 대신할 수 있다.^[1] 이처럼 심벌 동기를 위해 τ 를 조정하는 기준이 되는 함수를 타이밍 함수 (timing function)라 한다. 타이밍

함수의 선택에 따라 여러가지의 심벌 동기 알고리즘이 있다.

2. 심벌 동기 알고리즘

심벌 동기 알고리즘들은 사용하는 타이밍 함수에 따라 여러가지가 있으나 QAM 신호방식에 널리 적용되는 디지털 방식의 알고리즘은 크게 다음과 같이 두 가지로 분류될 수 있다.

- ① 판정 의거 (decision-directed) 방식
- ② BECM (Band-Edge Component Maximization) 방식

1) 판정 의거 방식

판정 의거 방식은 매 심벌마다 한번씩의 표본을 취한 일정 길이의 신호열을 관찰함으로써 타이밍 위상 오차를 추정 (estimate)하여 표본기 (sampler)의 클럭 위상을 조정하는 방식이다. 판정 의거 방식의 대표적인 심벌 타이밍 위상 오차 추정 알고리즘들은 1976년에 Mueller와 Muller에 의하여 제시된 것^[9] 으로서 그림 9에 그 블록도를 나타내었다. 이 알고리즘들은 심벌 주파수와 같은 표본화 주파수로 동작하지만 채널 특성이 복잡해지거나 사용되는 신호 방식의 레벨 (level)이 많아지면 많은 수의 표본치들을 관찰해야 하므로 디자인과 구현이 복잡해지는 단점이 있다.

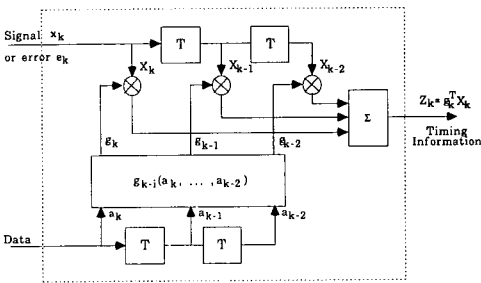


그림 9. Mueller와 Muller가 제시한 판정 의거 방식 심벌 타이밍 위상 오차 추정 알고리즘의 블록도

2) BECM 방식

일반적으로 디지털 수신기에서 심벌 주파수로 표본이 취해진 신호는 채널 등화기를 통과하게 되는데 이때 표본 신호의 스펙트럼에 널이 생길 수가 있다. 이 경우 등화기에서는 잡음증폭 (noise enhancement)이 발생하여서 채널 등화기 출력 신호의 MSE가 증가하게 된다. BECM 방식 심벌 동기 알고리즘들은 심벌 주파수로 표본이 취해진 수신 신호의 스펙트럼에

널이 생길 확률을 줄여줌으로써 등화기 출력의 MSE를 줄이는 알고리즘이다.

BECM 방식은 초기에는 기저대역 아날로그 시스템으로 제시되었으나^[10] 1978년에 Godard에 의하여 통과대역 디지털 시스템으로의 구현 방법이 제시되었다.^[11] (그림 10.) 그러나 이 방식은 디지털 시스템으로의 구현시에 많은 수의 곱셈기가 필요하므로 회로의 집적도를 떨어뜨리는 단점이 있다.

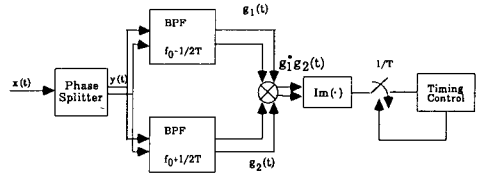


그림 10. 통과대역 BECM 방식 심벌 동기 알고리즘의 블록도

3) FFT를 이용한 심벌 동기 방식

BECM과 유사한 개념에서 유도된 새로운 심벌 동기 알고리즘이 1988년에 Oerder와 Meyr에 의하여 제시되었다.^[12] (그림 11) 이것은 BECM에서의 시간 영역에서의 여과 (filtering)를 FFT (Fast Fourier Transform)를 사용하여 주파수 영역에서의 여과로 대체한 것으로서 FFT 윈도우의 폭을 4로 할 경우 대부분의 연산이 덧셈과 자리옮김 (shifting)으로 구현되며 단 한번의 곱셈이 필요하므로 회로의 구현이 간단해진다. 그러나 수신 신호의 제곱을 취함으로써 신호의 대역폭이 넓어지기 때문에 aliasing을 피하기 위하여 매 심벌마다 최소한 네 번의 표본을 취해야 한다는 단점이 있다.

한편 기존의 심벌 동기 시스템의 동작에 있어서 심벌 타이밍 위상 오차가 π 인 순간이 불안정 평형점 (unstable equilibrium)이 됨에 따른 hangup 현상이 문제가 되어왔는데 이 논문에서는 평면여과 (planar filtering)를 채택하여 복소수 영역에서 여과를 행함으로써 hangup의 문제를 해결하였다.

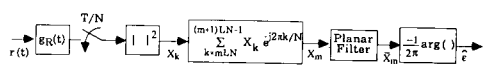


그림 11. FFT를 이용한 디지털 심벌 타이밍 위상 오차 추정 알고리즘의 블록도

4) FFT를 이용한 개선된 심벌 동기 알고리즘

수신 신호의 스펙트럼 상에서 심벌 주파수만큼 떨어진 두 신호 성분 사이에는 다음과 같은 관계가 성립한다. [13]

$$\epsilon = \frac{1}{2\pi} \text{Arg}[(S(f, \epsilon)) - \text{Arg}(S(f + 1/T, \epsilon)) - \text{Arg}(H(f)) + \text{Arg}(H(f + 1/T))]$$

ϵ : 심벌 타이밍 위상 오차, $\epsilon = \tau / T$, $|\epsilon| \leq 1/2$

$S(f, \epsilon)$: 심벌 타이밍 위상 오차 ϵ 으로 수신되는 신호 $s(t, \epsilon)$ 의 스펙트럼

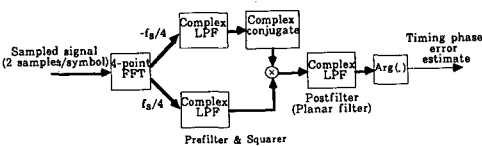
$$s(t, \epsilon) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k \delta(t - kT - \epsilon T) \exp(j\theta(t)) \cdot h(t)$$

A_k : 전송 심벌열

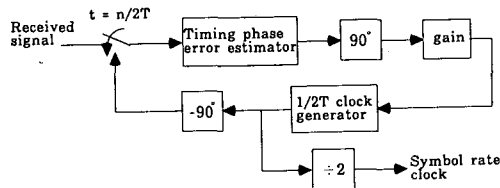
$\theta(t)$: 반송파 잔류 위상 (carrier offset phase)

$H(f)$: 전체 임펄스 응답 $h(t)$ 의 스펙트럼

그림 12 (a), (b)는 위의 관계식을 이용하여 심벌 동기 알고리즘을 구현한 블럭도를 나타낸 것이다. 이 블럭도에 나타낸 심벌 동기 루우프는 직각 록 루우프 (quadrature-lock loop)로 구성하였는데 이것은 그림 13에서 알 수 있듯이 심벌 타이밍 위상 오차 추정기의 특성이 수신 신호의 심벌 타이밍 위상 오차가 $-\pi/2$ 일 때 ($\epsilon = -0.25$) FFT 원도우의 폭에 관계없이 unbiased estimate가 되기 때문이다.



(a) 심벌 타이밍 위상 오차 추정 알고리즘의 블럭도



(b) 직각 록 루우프로 구성된 심벌 동기 시스템

그림 12. FFT를 이용한 개선된 심벌 동기 알고리즘의 블럭도

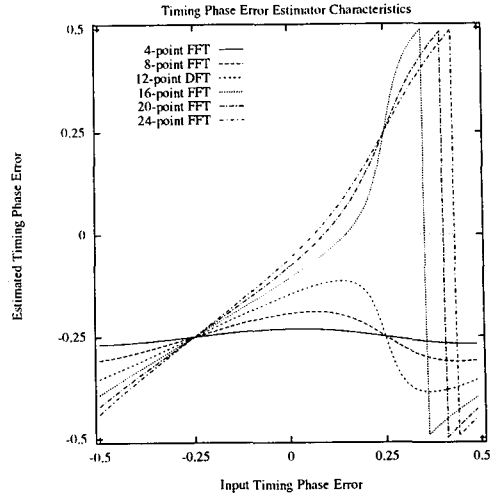


그림 13. 그림 12의 심벌 동기 알고리즘에 의한 심벌 타이밍 위상 오차 추정의 특성 곡선

그림 13으로부터 FFT 원도우의 폭이 넓을수록 ϵ 의 전 범위에서 심벌 타이밍 위상 오차에 대한 추정의 bias가 줄어들고 FFT 원도우의 폭이 좁을 수록 $\epsilon = 1/4$ 부근에서는 이득이 작고 ϵ 이 $-1/4$ 에서 멀어질 수록 이득이 증가하는 특성을 가짐을 알 수 있다. 따라서 $\epsilon = -1/4$ 를 중심으로 심벌 동기가 이루어지도록 루우프를 구성하면 심벌 타이밍 위상 오차가 클 때는 수렴속도가 빠르고 수렴 후에는 잡음에 강해지는 장점을 얻는다. 그러나 FFT 원도우의 폭이 너무 좁으면 그림에서 보듯이 $\epsilon = 1/4$ 에 불안정 평형점이 존재하므로 hangup의 문제가 발생하게 된다. 그림 12(a)에서는 FFT 계수를 구한 결과를 저역통과여과기(LPF)를 통과시킴으로써 FFT 원도우를 넓히는 효과를 주었다.

그림 12의 알고리즘은 FFT 원도우의 폭을 $\text{Arg}(\cdot)$ 로 하고 $\text{Arg}(\cdot)$ 연산을 CORDIC [9]으로 구현함으로써 대부분의 연산을 덧셈과 자리옮김으로 구현할 수 있어서 디지털 시스템으로의 구현이 비교적 간단하며 표본화 주파수 (sampling frequency)가 심벌 주파수의 2배이므로 비교적 낮은 주파수로 동작하는 시스템으로 구현 가능하다는 장점이 있다.

V. 심벌 동기 시스템의 동작 예

그림 12의 심벌 동기 루우프에서 심벌 타이밍 위상

오차 추정기 내부의 여과기의 대역폭을 루우프 대역폭에 비하여 충분히 넓게 하면 일반적인 DPLL (discrete-time PLL)로 모델링될 수 있다. 그림 14는 그림 12의 심벌 동기 루우프의 매개변수 (parameter)값을 DPLL 모델링 및 시뮬레이션을 통하여 구한 심벌 동기 루우프의 동작 예를 보인 것이다. 이 예에서는 16-QAM 신호방식을 사용하였으며 전체 임펄스 응답은 roll-off factor가 0.1인 raised-cosine 펄스를 사용하였다. 본 알고리즘을 CCDC HDTV 수신기에 적용할 경우 심벌 주파수가 5.287Mhz이므로 그림 6의 예에서는 0.956msec 만에 심벌 동기가 이루어진다.

參考文獻

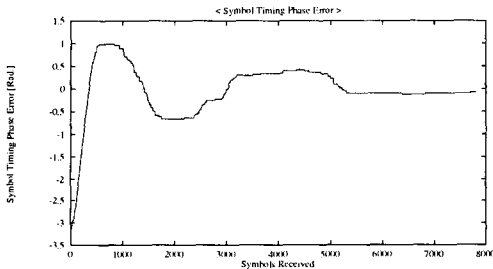


그림 14. 그림 12의 심벌 동기 알고리즘에 의하여 구성된 심벌 동기 시스템의 동작 예 (16 QAM 신호 방식, 수신 SNR 20dB, 초기 심벌 타이밍 위상 오차 π)


VI. 결론

본 논문에서는 디지털 HDTV의 전송시스템에 사용되는 채널 등화기/반송파 복원기 및 심벌 동기예 소요되는 신호처리 알고리즘들에 대하여 살펴보았다. 이제까지 국내에서 이루어진 디지털 HDTV에 대한 연구의 많은 부분이 영상 부호화와 관련된 분야에 치중되어왔으며 그 결과로 이 부분에 대한 많은 기술이 축적되었다. 그러나 HDTV 수상기의 큰 부분을 차지하는 전송 부분에 대한 연구는 아직 이에 미치지 못하는 상황이며 앞으로 ASIC 설계와 결합하여 많은 연구가 이루어져야 할 것으로 보인다.

[1] 전자공학회지, 1992년 12월호.
 [2] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 2nd ed. McGraw-Hill, 1989.
 [3] E. A. Lee and D. G. Messerschmitt, *Digital Communication*. Kluwer Academic Publishers, 1988.
 [4] Y. Sato, "A method of self-recovering equalization for multilevel amplitude-modulation systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 23, June 1975.
 [5] D. N. Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 28, no. 11, Nov. 1980.
 [6] D. Hatzinakos and C. L. Nikias, "Blind equalization using a tricepstrum-based algorithm," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, no. 5, May 1991.
 [7] G. Picchi and G. Prati, "Blind equalization and carrier recovery using a stop-and-go decision-directed algorithm," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 35, no. 9, Sep. 1987.
 [8] D. D. Falconer, "Jointly adaptive equalization and carrier recovery in two-dimensional data communication systems," *B.S.T.J.*, vol. 55, no. 3, March 1976.
 [9] K. H. Mueller and M. Muller, "Timing recovery in digital synchronous data receivers," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-24, no. 5, pp. 516-521, May 1976.
 [10] D. L. Lyon, "Envelope-derived timing recovery in QAM and SQAM systems," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-23, pp. 1327-1331, Nov. 1975.
 [11] D. N. Godard, "Passband timing

recovery in an all-digital modem receiver," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-26, no. 5, pp. 517-523, May 1978.

- [12] M. Oerder and H. Meyr, "Digital filter and square timing recovery," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 36, no. 5, pp. 605-612, May 1988.

- [13] Y. O. Al-Jalili and S. K. Barton, "A novel frequency domain method for symbol timing recovery and its application in multi-carrier demodulator," *Signal Processing IV: Theories and Applications*, ed. J. Vandewalle, R. Boite, M. Moonen, and A. Oost-erlinck. Amsterdam:Elsevier, 1992. 

筆者紹介



田 敬 薫

1992年 12月 16日生

1985年 2月 서울대학교 공과대학 전자공학과 학사

1987年 5月 University of Michigan, Ann Arbor 석사

1989年 8月 University of Michigan, Ann Arbor 박사

1987年 1月 ~ 1989年 8月 University of Michigan CSPL 연구조교

1987年 9月 ~ 1991年 7月 University of Delaware 전기공학과 조교수

1991年 8月 ~ 현재 포항공과대학 전자전기공학과 조교수

주관심 분야 : 대역확산통신방식 (동기 및 부호화 방식), 패킷 라디오 망, 무선통신 시스템에서의 동기 및 채널등화 방식, 통신 및 정보 이론



林 炯 秀

1969年 10月 20日生

1992年 2月 포항공과대학 전자전기공학과 학사

1992年 3月 포항공과대학원 전자전기공학과 입학

1992年 3月 ~ 현재 포항공과대학 정보통신연구소 통신시스템연구실 연구조교

포항공과대학 전자전기공학과 석사 과정 재학중

주관심 분야 : 무선 디지털 통신 시스템에서의 동기, 패킷 라디오 망, 통신 이론