

CCITT V.22 bis 모뎀 실현을 위한 알고리즘

李 愷 洙

(한국과학기술원 전기 및 전자공학과 조교)

■ 차 례 ■

- | | |
|---------------------------|-----------------------|
| 1. 서 론 | 5. 모뎀수신기 |
| 2. CCITT V.22 bis 표준화 규정 | 가. 복조기 |
| 3. 모뎀시스템 개요 | 나. 자동적응 등화기와 반송파추적 회로 |
| 4. 모뎀 송신기 | 다. Symbol Timing Loop |
| 가. Scrambler | 라. Descrambling |
| 나. 부호화기 | 6. 결 론 |
| 다. Spectra Shaping Filter | |
| 라. 변조기 | |

① 서 론

최근들어 정보화사회의 급속한 발전에 따라 컴퓨터의 사용, 특히 퍼스널 컴퓨터의 사용이 급격히 증가하면서 데이터통신의 필요성이 증대되고 있다. 특히 각종 컴퓨터와 단말기간의 통신에 있어서 공중전화망(PSTN: Public Switched Telephone Network)을 이용하는 것이 새로운 회선을 설치 운용할 필요가 없어 매우 경제적이므로 PSTN을 이용한 데이터 통신의 수요가 크게 늘어나고 있다. 이와같은 PSTN을 이용한 데이터 통신을 가능하게 하여주는 장비가 모뎀이다.

초기의 전화회선을 이용한 데이터 통신은 300 bps 정도의 저 전송속도로 이루어졌다. PSTN을 이용하여 데이터 통신을 할 경우 전송속도는 회선의 품질과 모뎀의 알고리즘 및 그 hardware 구현기술에 의하여 제한을 받게된다. 국내의 경

우 최근 전자식 교환대의 설치로 회선품질이 매우 향상되었고 또한 모뎀 구현 기술의 발달로 PSTN을 이용한 데이터 전송을 위하여 1200 bps 전이중(full-duplex) 방식모뎀의 사용이 일반적이다. 그러나 급격히 증가하는 데이터 통신 수요를 충족시키기 위하여는 더 높은 전송속도의 통신이 요구되어 2400, 4800 또는 9600 bps 전이중 모뎀 방식이 표준화되어 개발 사용되고 있다. 따라서 본 고에서는 현재의 PSTN 회선상태 및 모뎀기술을 고려할때 가장 실용적인 전이중 2400 bps 모뎀방식에 대하여 CCITT V.22 bis 표준규정을 중심으로 그 구현에 필요한 알고리즘을 기술하려고 한다.

전이중 방식의 모뎀을 사용하면 한 회선을 통한 동시 송수신이 가능하므로 회선효율을 높일 수 있는 장점이 있다. 그러나 반면에 송수신 데이터를 분리하는 장치가 필요하다. 송수신 채널의 분리는 송수신에 사용하는 주파수 대역을 중첩되지 않도록 별도로 할당하여 사용하거나

전대역을 이용하면서 반향제거기(echo canceller)를 사용하는 방법으로 해결할 수 있다. CCITT 모뎀 규격중 V.26ter 또는 V.32등에서는 후자의 반향제거기 사용을 권장하고 있으나 실제 구현에 있어서는 많은 계산을 필요로하여 어려움이 있다. 여기에서 기술하려는 V.22bis 모뎀 방식에서는 송수신채널로 각각 다른 주파수 대역을 할당하여 사용하므로 적절한 대역여과기 만으로도 송수신채널간의 간섭을 없앨 수 있는 장점이 있다. 따라서 대부분 디지털 신호처리 기술을 사용하는 4800bps 이상 고속 모뎀의 경우와는 달리 현재 V.22bis 2400bps 모뎀은 아나로그 신호처리 블록을 많이 사용하여 구현하고 있다. 그러나 디지털 신호처리 및 반도체 기술의 발달과 새로운 통신서비스 및 알고리즘의 구현 필요성이 증대함에 따라 점차 디지털 신호처리기를 중심으로하는 디지털 구현에 의한 모뎀개발이 유연성이 높다는 점에서 바람직하다.

본 고에서는 서론에 이어 우선 V.22bis 모뎀에 대한 CCITT 권고규정을 살펴본 후 모뎀 송수신기의 알고리즘을 기술하고 결론을 맺도록 한다.

2 CCITT V.22 bis 표준화 규정

CCITT 권장 V.22bis의 2400bps 모뎀을 위한 주요 규격은 표 1 과 같다.

3 모뎀 시스템 개요

모뎀의 기능은 크게 둘로 나누어 송신기능과 수신기능으로 대별할 수 있다. 송신기능은 데이터 신호를 아나로그 신호로 변조하여 전화선으로 보내는 것이고 수신기능은 전화선에서 신호를 받아 복조하는 것인데 이 때에는 선로에서 발생한 잡음이나 신호간의 간섭을 최소화하는 일이 필요하다. V.22bis 모뎀은 전이중방식의 모뎀으로 송신기와 수신기가 전화선 채널의 가용 대역폭을 분할하여 사용한다. 이때 먼저 송신을 시작한 모뎀을 originate 모뎀이라 하고 그 상대편을 answer 모뎀이라 한다. Originate 모뎀은 송신을 위한 반송주파수로 1200Hz의 저역주파수를 이용하고 2400Hz 반송주파수를 수신한다. 이와 반대로 answer 모뎀은 1200Hz 신호를 수신하고 2400Hz 신호를 송신한다. 이와 같은 모뎀의 송수신형태를 그림 1 에 나타내었다.

모뎀의 전체시스템 구성도가 그림 2 에 나타나 있다. 송신기는 DTE로부터 2진 신호 데이터를 받으면 Scrambler를 통과시켜 데이터 scram-

표 1 V.22 bis 2400bps 모뎀을 위한 CCITT의 주요 권장 규격.

Parameter	규 격
전송 속도	2400bps 전이중 통신(PSTN 또는 2선 전용회선) 1200bps (V.22 규정에 따름)
Baud rate	600 (symbols/sec)
반송주파수	1200Hz (저역), 2400Hz (고역)
대역폭	900~1500Hz (저역), 2100~2700Hz (고역)
Guard tone	550 Hz 또는 1800 Hz
변조방식	QAM
등화 기능	송신측 : 고정 보상 등화기 (fixed compromise equalizer) 수신측 : 자동 적응식 등화기 (automatic adaptive equalizer)
스펙트럼 및 군 지연	75% roll-off, raised cosine spectral shaping 150 μ s 이내
scrambler 다항식	$1 + x^{-14} + x^{-17}$ 단 연속된 64개의 "0" 비트 출력시 입력 데이터를 반전시킴

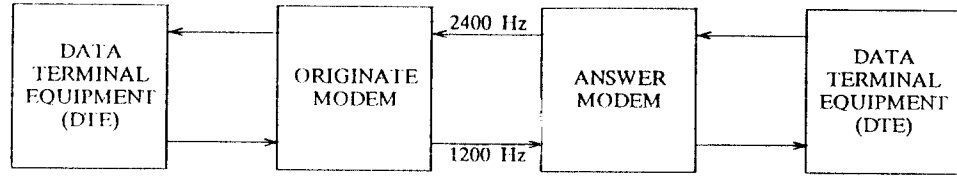


그림 1 모뎀의 송수신 형태

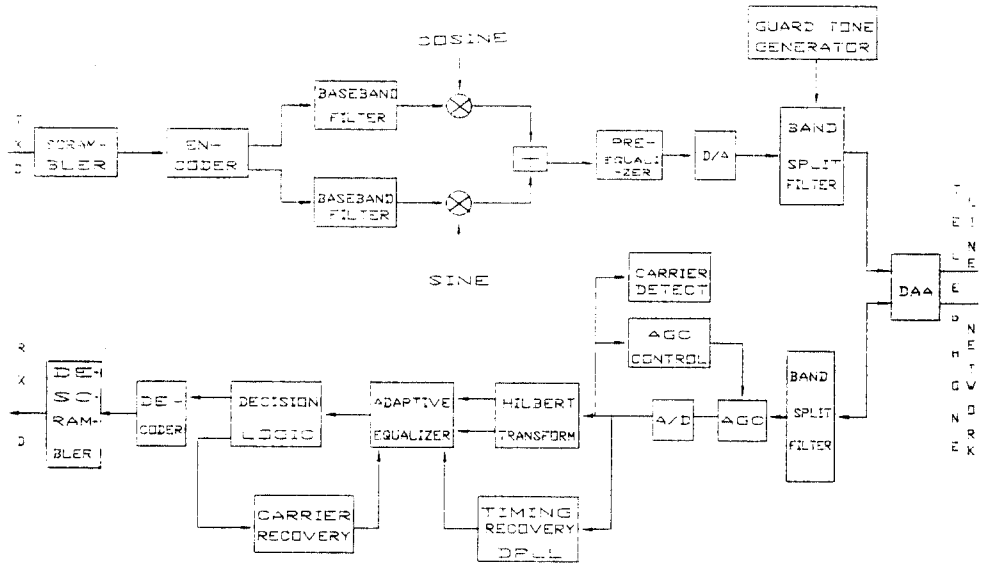


그림 2 2400bps 모뎀의 구성도.

bling을 한다. 이 scrambler의 사용목적은 수신기에서 bit timing 동기신호추출을 용이하게 하고 line 신호중 isolated tone의 진폭을 제한시키기 위한 것이다. Scramble된 데이터 신호는 1 Symbol에 해당하는 4 bit (quadbit)씩 묶어 encoding을 하여 진폭 및 위상 mapping을 하게 된다. 이 방식을 직교진폭변조(Quadrature Amplitude Modulation) 방식이라 하며 quadbit 중 2bit이 차등 부호화된 후 나머지 2 bit 과 함께 16 point 상에 mapping 된다.

Mapping된 신호는 복소수 평면에서 in-phase 성분과 quadrature 성분으로 나타낼 수 있다. 두 개의 성분으로 나누어진 신호는 각각 75%의

raised cosine 형태로 여파된 후 저역측은 1200Hz 고역측은 2400Hz의 반송파 신호에 의해서 QAM 변조된다. 이 변조된 신호는 선로의 지연특성에 의한 신호의 왜곡을 막기 위해서 선로 특성보상을 위한 고정보상등화기(또는 pre-equalizer)를 통과한 후 digital-to-analog(D/A) 변환기에 의해서 analog신호로 바뀐다. 이 analog신호는 대역여파기(저역은 900~1500Hz, 고역은 2100~2700Hz)로 대역이 제한된 후 전화선을 통하여 송신하게 된다.

모뎀수신부에서는 먼저 수신신호를 저역 또는 고역의 대역여파기로 대역제한한 후 자동이득제어기로 입력신호의 크기를 조절하여 analog

-to-digital (A/D) 변환기에 입력시킨다. A/D 변환기가 analog 신호를 표본화하는데 있어서의 위상결정은 symbol timing loop에 의해서 이루어진다. 이때 A/D 변환기의 표본화 주파수는 복조 신호의 위상오차를 줄이기 위하여 충분히 높게 할 필요가 있다.

Symbol timing loop은 passband 또는 baseband 수신신호를 이용하여 구성할 수 있는데 수신신호를 전파정류 또는 제곱한 후 높은 Q를 갖는 filter (중심 주파수 600Hz)로 대역여파를 함으로써 600Hz의 정현파를 얻게 되는데 이 신호로부터 Symbol 동기에 관한 정보를 얻는다.

디지털화된 변조신호는 passband에서 Hilbert 변환시켜 in-phase와 quadrature 성분으로 나누어 복조한다. 복조에 필요한 기준반송파신호의 위상은 반송파동기 loop에 의하여 조정된다. V. 22 bis 모뎀에서의 반송파주파수는 1200 ± 0.5 Hz 또는 2400 ± 1 Hz 이고 guard tone으로 1800 ± 20 Hz의 신호가 쓰이고 있다. 일반적인 음성급 전화선을 이용한 데이터 전송에서는 송신도중 신호의 주파수편이를 거의 무시할 수 있기 때문에 반송파 동기 회로의 주 역할은 위상 jitter나 열잡음에 의해서 생기는 위상차를 측정조절함으로써 행할 수 있다.

모뎀수신기의 성능에 큰 영향을 미치는 부분의 하나로 적응등화기를 들 수 있다. 등화기는 변조된 데이터가 전화선을 통하여 송신되는 도중 생기는 distortion과 symbol 간의 간섭의 영향을 보상하여 주는 것으로 전송속도 2400bps 이하의 모뎀에서는 고정된 계수값을 갖는 등화기를 사용하거나 또는 등화기를 사용하지 않는다. 그러나 2400bps 이하의 모뎀에서도 자동적응등화기를 사용할 경우 그 성능을 높일 수 있다. 따라서 V. 22bis 2400bps 모뎀에 있어서도 자동적응등화기의 사용을 권장하고 있다.

자동적응등화기는 그 구조 및 사용하는 계수 계산 알고리즘에 따라서 여러가지로 분류할 수 있는데 우선 그 구조로 보아 적응선형등화기 (ALE: Adaptive Linear Equalizer) 또는 adaptive decision feedback equalizer (ADFE) 등으로 나눌 수 있다. ADFE는 채널의 진폭특성이 나쁜 경

우에 ALE에 비하여 좋은 성능을 얻을 수 있는데 정상상태에서 평균자승오차 (MSE: mean-squared-error)가 ALE보다 3dB 정도 좋은 장점을 가지고 있다.

채널을 통하는 동안에 왜곡된 데이터 신호가 등화기에 의해 보상된 후에 decision 회로에 의하여 송신된 데이터 symbol을 결정하게 된다. 이 신호에 의하여 부호화의 역과정인 복호화를 행하고 descrambling을 하면 송신된 데이터 신호를 얻을 수 있다.

4 모뎀 송신기

가. Scrambler

Scrambler는 DTE로부터 송신하려는 데이터 비트들을 scrambling하도록 되어 있는데 입력 데이터를 scrambling하는 이유는 다음과 같다.

첫째는 변조신호중 반복되는 데이터 패턴에 따라 발생하는 특정한 주파수의 신호가 상대적으로 커져서 생기는 다른 전송로에 대한 간섭을 막기 위한 것이다. 즉 입력 데이터 신호를 scrambler에 통과시키면 데이터 패턴이 어느 정도 random하게 되어 일정한 패턴의 반복을 방지할 수 있다.

두번째는 수신측에서 동기신호를 잃지 않도록 하기 위한 것이다. 즉 데이터가 특정한 데이터 패턴이 계속적으로 전송될 경우 symbol의 transition이 충분히 일어나지 않아 동기신호에 대한 정보를 잘 찾아낼 수 없게 되므로 이를 방지하기 위함이다.

V. 22bis 모뎀에서 사용하는 scrambler는 shift-register와 feedback loop으로 구성되어 있으며 generating polynomial은 $1 \oplus x^{-14} \oplus x^{-17}$ 로 주어진다. 즉 scrambler의 출력 sequence D_s 는

$$D_s = D_i \oplus D_s x^{-14} \oplus D_s x^{-17}$$

이며 여기서는 D_i 는 scrambler의 입력 sequence 이고 \oplus 는 exclusive OR를 나타낸다. 이 scram-

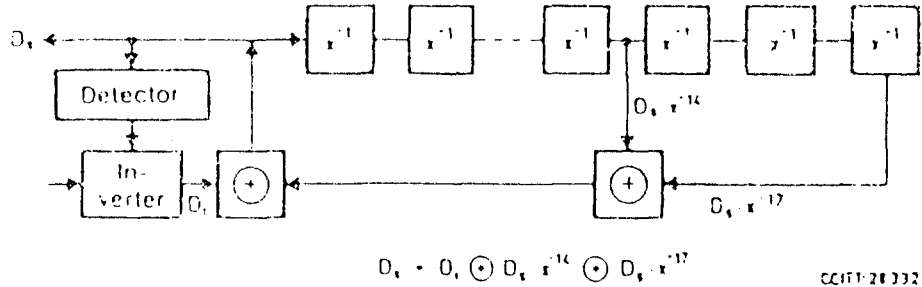


그림 3 Scrambler의 구조.

bler의 구조가 그림 3에 그려져 있다. 이 그림에서 detector는 출력 sequence D_s 가 64개의 연속적인 1 값을 갖는 것을 검출하여 다음 D_i 입력을 invert 시키는 역할을 한다.

으로 복소수 평면에서 상한을 결정하고 나머지 두 bit와 합쳐서 신호의 복소평면상의 위치를 in-phase(I)와 quadrature(Q) 성분으로 표시한다.

나. 부호화기

V. 22bis모뎀은 전송속도가 2400bps 전이중통신방식으로 baud rate가 600 baud/sec이다. 그러므로 scrambler의 출력은 4개의 bit당 1개의 symbol로 표시되어야 한다. 따라서 16level의 부호화가 필요한데 그 부호화 방법이 표 2와 그림 4에 나타나 있다. 우선 표 2에 의하면 한 symbol을 형성하는 quadbit 중 첫번째 두개의 bit

표 2 V. 22 bis 2400bps모뎀의 부호화 과정.

First two bits in quadbit (2400 bit/s) or dibit values (1200 bit/s)	Phase quadrant change	
	00	1 → 2 2 → 3 3 → 4 4 → 1
01	1 → 1 2 → 2 3 → 3 4 → 4	0°
11	1 → 4 2 → 1 3 → 2 4 → 3	270°
10	1 → 3 2 → 4 3 → 1 4 → 2	180°

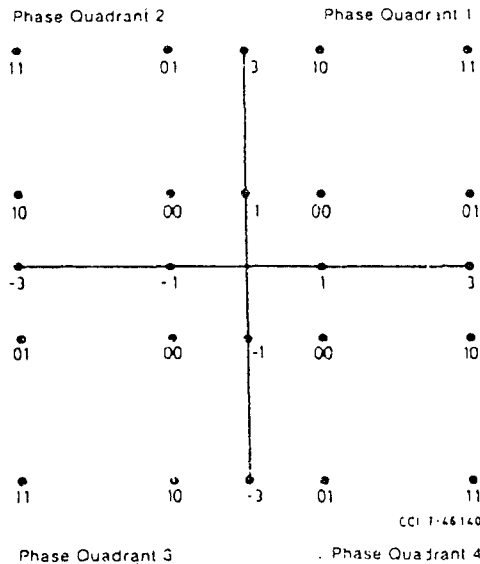


그림 4 신호의 constellation

다. Spectral Shaping Filter

부호화기의 I, Q출력은 rectangular 파형으로 주파수성분이 높은 주파수에까지 걸쳐있다. 그러나 전화선의 대역폭은 제한되어 있고(300 ~ 3400Hz)이 대역을 고, 저 두 대역으로 나누어 송수신을 행하여야 하므로 먼저 대역폭을 줄이

고 파형의 간섭을 줄일 수 있는 roll-off filtering 이 필요하다. 이 shaping filter는 정해진 주파수에 신호를 싣고, 전파선을 통과할 경우 생기는 잡음과 신호간의 간섭(ISI: Inter-symbol Interference)을 줄이는데 사용된다. 이러한 filter로 V.22bis 권장규격에는 raised-cosine의 진폭특성을 갖고 선형적인 위상특성을 갖는 것을 채택하고 있다.

Raised-cosine filter의 전달함수는 아래와 같이 주어진다.

$$H(\omega) = \begin{cases} T & \\ \frac{T}{2} (1 - \sin(\frac{T}{2\alpha} (\omega - \frac{\pi}{T}))) & \\ 0 & \end{cases}$$

$$, 0 \leq \omega \leq (1 - \alpha) \frac{\pi}{T}$$

$$, (1 - \alpha) \frac{\pi}{T} \leq \omega \leq (1 + \alpha) \frac{\pi}{T}$$

, elsewhere

여기에서 T는 symbol 간격을 나타내고 α 는 Nyquist bandwidth를 기준으로한 대역폭 확장계수인데 여기에서는 $\alpha=0.75$ 로 주어져 있다. 앞 식에 해당하는 filter의 impulse 응답은 다음과 같다

$$h(t) = \frac{\sin \pi t/T}{\pi t/T} \cdot \frac{\cos \alpha \pi t/T}{1 - 4 \alpha^2 t^2/T^2}$$

Raised-cosine filter의 주파수 응답과 impulse 응답이 그림 5에 나타나 있다.

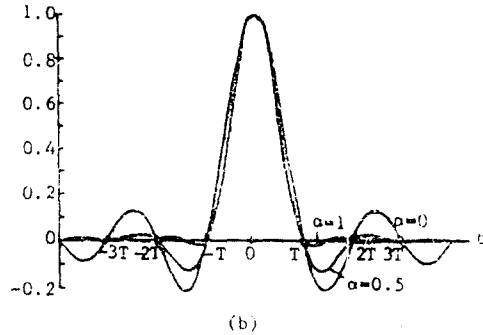
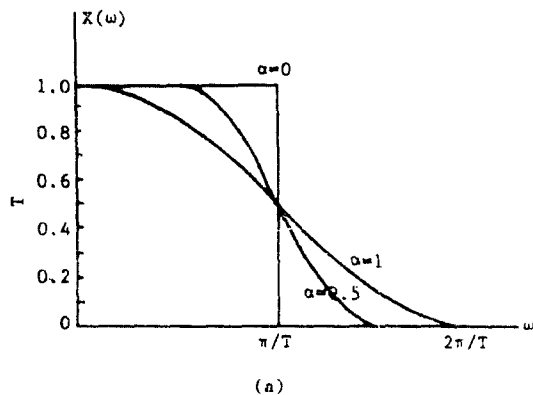


그림 5 Raised-cosine pulse shaping.
(a) 주파수 응답 (b) 임펄스 응답

이 Roll-off filter를 선형위상특성을 갖도록 구현하기 위하여는 일반적으로 FIR (Finite Impulse Response) 디지털 필터를 사용한다. FIR filter의 구조가 그림 6에 그려져 있다. 이 그림에서 출력지연은 $T(N-1)/2$ 만큼이 생긴다.

라. 변조기

변조기는 앞에서 shaping된 baseband신호를 전파선의 대역폭에 맞도록 하는 역할을 한다. 즉 shaping filter의 출력 I, Q 각각에 $\cos \omega_c t$, $\sin \omega_c t$ 를 곱하여 더함으로써 변조를 수행한다. 여기에서 ω_c 는 반송파 주파수로 저역에서는 1200 Hz, 고역에서는 2400Hz를 사용한다. (그림 7)

③ 모델 수신기

가. 복조기

전파선을 통하여 수신된 신호는 복조기 전단에 있는 대역폭 분할 여파기와 자동이득 조절기를 거쳐 A/A 변환기에 의하여 디지털 신호로 바뀐다. 이 디지털 신호에 대하여 반송파 주파수로 복조를 하면 baseband신호를 얻을 수 있다. 즉 일반적으로 이와같은 coherent 복조방식을 사용하는데 이때에는 수신기의 발진기와 입력신호의 반송파사이에서 생기는 주파수 또는 위상의 차이를 보정해 주어야 한다. 이와같은 차이는 반송파 추적 loop를 이용하여 보상한다.

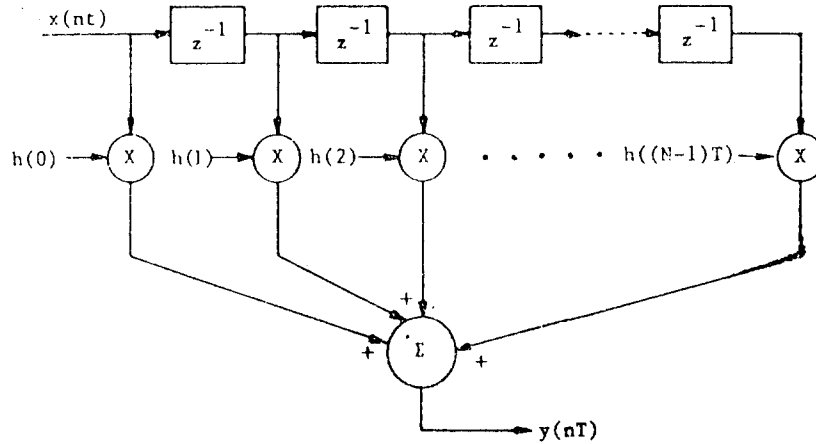


그림 6 FIR여파기의 구성.

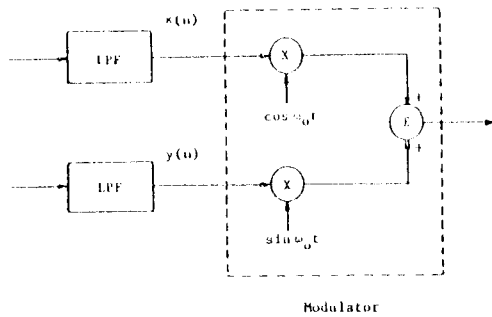


그림 7 변조기의 블럭도.

입력신호를 복조하여 I, Q 신호를 추출하는 방법은 두가지를 들 수 있다. 첫째는 A/D 변환된 신호를 Hilbert 변환하여 I, Q의 passband 신호를 발생시킨 후 수신된 신호에서 추출한 반송파 주파수와 곱하여 baseband I, Q 신호를 얻는 방법이다. 이 방법은 현재 V.22bis 모델 구현에 널리 쓰이고 있는 것으로 정확히 90° 위상차이를 갖는 디지털 Hilbert 변환을 정확히 구현하는 것이 중요하다. 두번째 방법은 Hilbert 변환기의 사용대신 추출된 반송파를 90° 위상차를 갖는 두 신호로 만들어 입력 신호에 곱한 후 저역필터를 통과시키는 방법이다(그림 8). 이 방법은 정현파에 대한 90° 위상변화를 간단히 얻을 수 있는 장점이 있다. 여기에서 저역여파기는 transversal type의 디지털 필터로 구현한다.

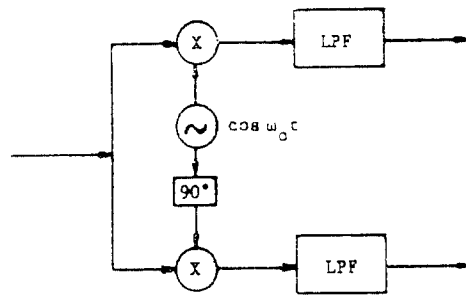


그림 8 복조기 구조(Quadrature 반송파이용).

A/D 변환된 디지털 신호에 Hilbert 변환을 가하여 I, Q 신호를 복조해내는 방법이 그림 9에 나타나 있다. 즉 passband 신호인 Hilbert 필터 출력 $I_p(nTs)$ 와 $Q_p(nTs)$ 가 복조기의 입력이라 하면 이 복조기의 출력 $I'(nTs)$ 와 $Q'(nTs)$ 는 baseband 신호로서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I'(nTs) = I_p(nTs) \cos(\omega' nTs) + Q_p(nTs) \sin(\omega' nTs)$$

$$Q'(nTs) = I_p(nTs) \sin(\omega' nTs) - Q_p(nTs) \cos(\omega' nTs)$$

복조기의 출력 $I'(nTs)$ 와 $Q'(nTs)$ 는 송신측에서의 I, Q 신호에 noise가 포함된 신호로, 이 noise는 전화선로의 균지연, 주파수 jitter 및 Gaussian noise 등으로 이루어져 있다.

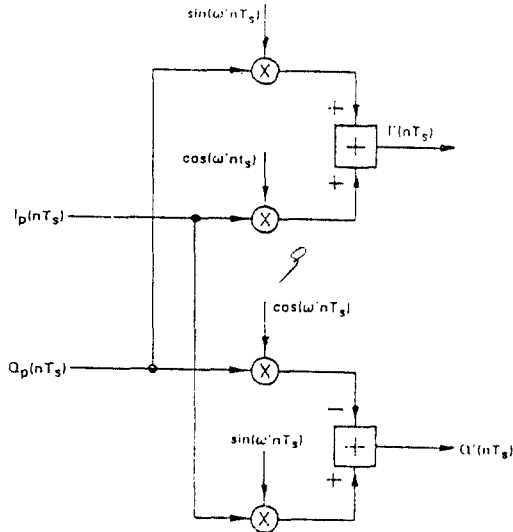


그림 9 복조기 구조(Hilbert 변환 이용).

나. 자동 적응 등화기와 반송파 추적 회로

데이터 통신을 수행중인 전화선 채널의 특성을 수신측에서 완전히 알고 있으면 ISI를 이론적으로 완벽히 제거할 수 있으나 실제로는 채널의 특성을 완벽히 알 수가 없는 것이 일반적이

다. 그러나 낮은 전송속도에서는 이러한 ISI의 영향이 별로 큰 문제가 되지 않기 때문에 고정 계수의 등화기를 baseband 또는 passband 등화기의 형태로 사용한다. 그러나 이와 같은 고정 계수의 등화기를 사용할 경우 전송속도가 높아지면 ISI의 영향이 채널특성의 변동에 따라 크게 나타난다. 따라서 고 전송속도의 데이터 통신을 위하여는 채널특성의 변화를 자동적으로 추적 보상해 줄 수 있는 자동 적응 등화기의 사용이 바람직하다. 특히 2400bps 데이터 통신의 경우 고정 등화기의 사용으로 어느 정도의 통신은 가능하지만 적응 등화기를 사용함으로써 그 성능을 더욱 높일 수 있다.

일반적으로는 수신기의 입력신호는 부가잡음 뿐만이 아니라 채널특성에 의한 위상의 찌그러짐이 포함되어 정확한 복조를 위하여는 반송파의 정확한 위상을 추출할 수 있도록 carrier tracking loop가 필요하다. 평균자승오차를 최소화하는 방향으로 이 반송파 추적회로와 적응 등화기를 구성할 경우 반송파 추적회로는 data-aided loop의 형태가 되어 적응 등화기와 같이

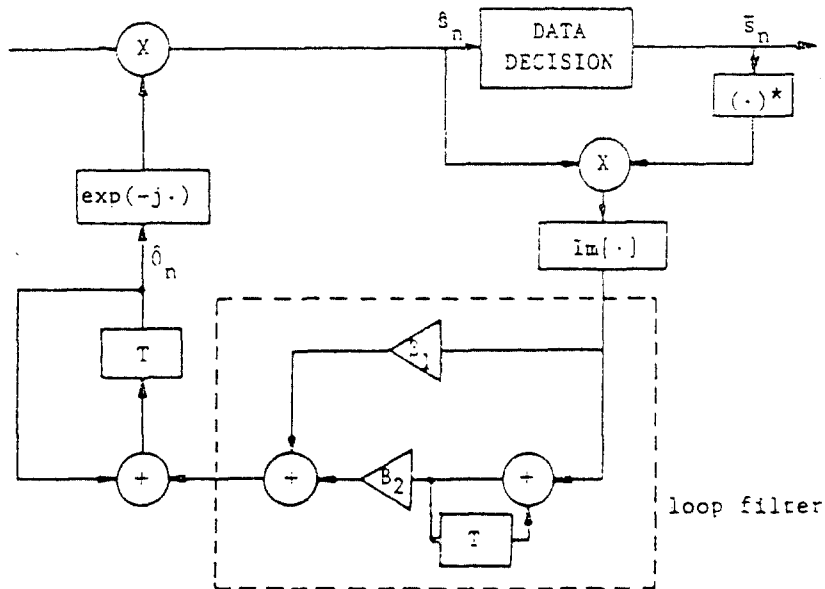


그림 10 2 차의 반송파 추적 회로.

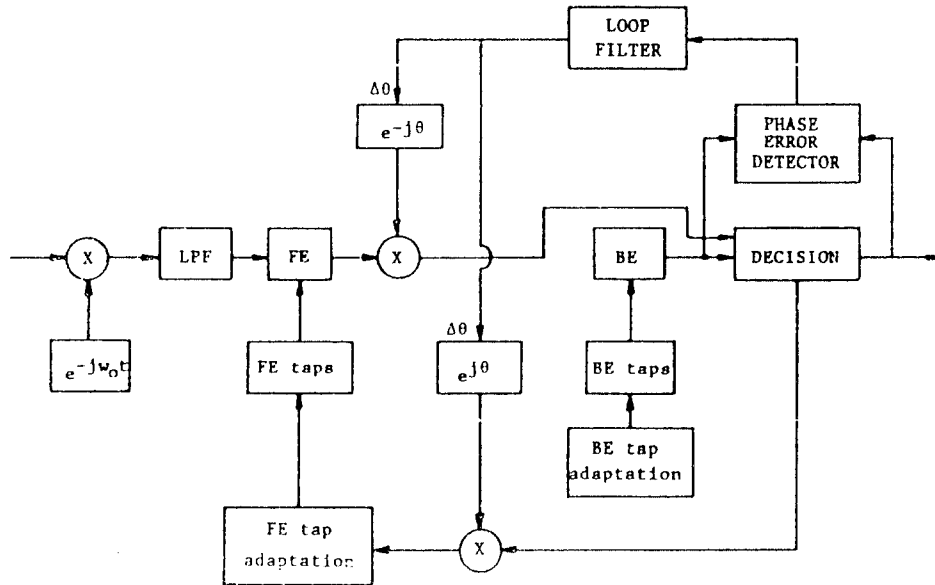


그림11 MSE를 최소화하는 등화기와 반송파 추적회로.

구현할 수 있다. 이와 같은 구현 예를 ADFE를 이용할 경우에 대하여 그림 9 에 나타내었다. 이와 같은 구조에서 적응필터계수를 gradient-following algorithm으로 구할 경우 global minimum으로 수렴하는 결과를 얻을 수 있다.

위 그림에서 carrier tracking loop을 주파수 offset 까지 보정할 수 있는 2 차의 시스템으로 구현할 경우의 loop 구조가 그림10에 나타나 있다. 이 그림에서 위상보정은 $\exp(-j\theta)$ 의 곱으로 수행된다(그림11).

다. Symbol Timing Loop

Symbol timing loop은 수신기의 전단에 있는 A/D변환기에 매 Symbol 주기마다 표본화를 할 수 있도록 clock pulse를 제공하는 일을 하거나 data decision point를 지정해주는 역할을 한다. 이 clock pulse는 변조된 수신 입력 데이터 신호의 symbol 주기의 주파수는 물론 위상까지도 일치하여야만 수신기가 data detection을 하는데 최적의 성능을 갖게 된다.

Symbol timing에 관한 정보를 수신된 데이터 신호로부터 얻는 방법으로는 다음의 방법들이 있다. 첫째로는 수신된 baseband신호의 threshold crossing을 표본화 위상과 비교하여 timing clock pulse를 얻는 방법이고, 둘째로는 신호의 derivative를 사용하여 sampling pulse의 위상을 조정하는 방법, 셋째로는 narrow bandpass filter를 사용하여 symbol timing에 대한 정보를 얻는 방법을 들 수 있다. 이들 방법중 처음 두 방법은 base band 신호에만 적용할 수 있으나, 세번째 방법은 baseband신호는 물론 passband 신호에서 사용할 수 있고 system이 비교적 간단하여 널리 쓰이고 있다. 이 방법을 이용하여 Symbol timing을 baseband와 passband에서 추출하는 방법이 그림12에 그려져 있다. 이 방법에서는 narrow bandpass filter를 사용하여 수신된 데이터 신호의 passband 또는 baseband에서 symbol time의 역에 해당하는 600Hz의 spectral line component를 찾아낸다.

이 그림에서 BPF의 출력들을 그대로 사용하는 것은 아니고 먼저 digital phase-locked loop (DPLL)을 통하여 smoothing을 한후 symbol

timing 신호로 사용한다. 여기에서도 passband 신호를 사용할 경우 bandpass filtering을 한번만 수행할 뿐 아니라 inphase와 quadrature-phase로 나누어진 두 신호를 다룰 필요가 없이 시스템의 복잡도가 훨씬 줄어들게 된다.

라. Descrambling

복호된 디지털 신호는 송신기에서의 scrambling의 역 operation인 descrambler를 통과하여만 원래의 DTE가 보낸 message가 된다. 이 descrambler의 구조가 그림13에 그려져 있다.

4 결론

본 고에서는 현재 그 수요가 급증하고 있는

CCITT V. 22 bis 모뎀의 실현을 위한 모뎀 알고리즘에 대하여 개략적으로 기술하였다. 또한 V. 22 bis 모뎀의 전체 시스템 구성과 각각의 블록들이 어떠한 기능을 갖고 있으며 어떠한 알고리즘으로 구현할 수 있는가에 대하여 설명하였다. 이 CCITT V.22bis 모뎀은 최근 전화선을 이용한 데이터 통신의 급격한 증가로 국내에서도 그 수요가 빠른 속도로 증가하고 있으며 따라서 이 모뎀 VLSI의 국내 개발이 시급한 실정이다. 현재 외국의 경우에도 이 모뎀 chip 개발에 큰 노력을 기울이고 있고 일부 성공적인 chip들이 개발되어 나오고 있는 실정이다. 특히 이 모뎀 chip을 개발하여 모뎀의 시스템을 구성할 경우 그 부가가치가 높을 뿐만 아니라 디지털 신호처리기술 및 반도체기술의 발전에도 크게 기여를 할 것으로 기대된다.

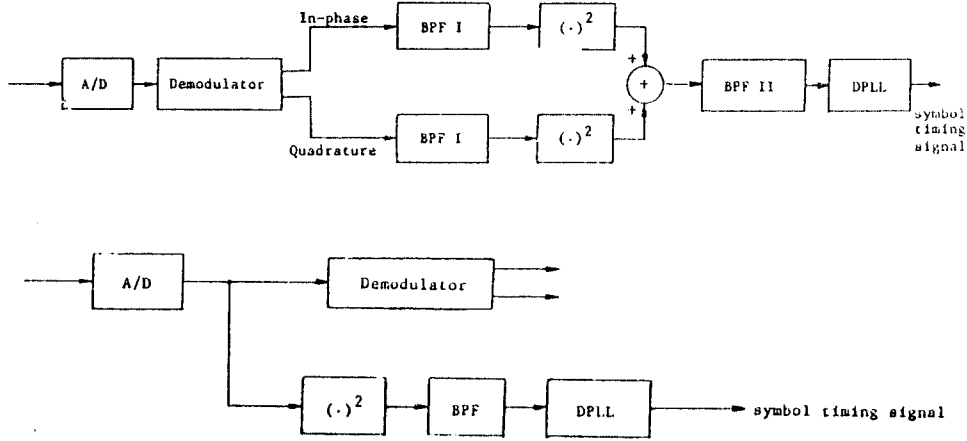
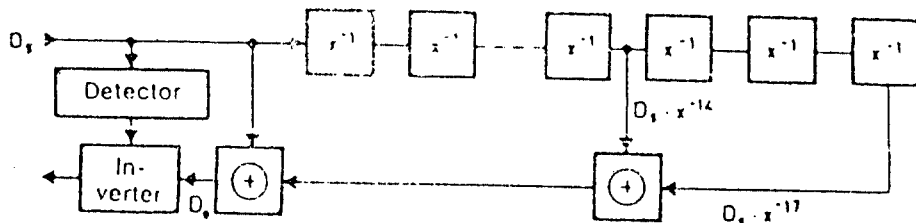


그림12 Symbol timing loop
(a) Baseband (b) Passband



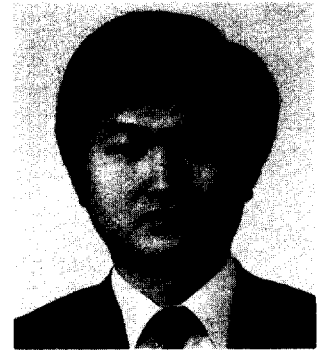
$$O_0 = O_1 = O_1 (1 \oplus x^{-4} \oplus x^{-17})$$

CCITT-28342

그림13 Descrambler의 구조.

참 고 문 헌

1. CCITT, "Recommendation V.22bis," CCITT Red Book, vol. VIII. 1, pp.79-93, Oct. 1984.
2. CCITT, "Recommendation V.22," CCITT Red Book, vol. VIII. 1, pp.64-79, Oct. 1984.
3. K. Feher, Digital Communications, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1983.
4. B.K. Ahuja, et al., "An analog front end for a two-chip 2400-bit/s voice-band modem," IEEE J. Solid-state circuits, vol., SC-22, pp.996-1003, Dec. 1987.
5. S.U.H. Qureshi and H.M. Ahmed, "A custom VLSI chip set for digital signal processing in high-speed voiceband modems," IEEE J. Selected Areas in Commun. vol. SAC-4, pp.81-91, Jan. 1986.
6. 이황수의, 디지털 신호처리를 위한 VLSI 구조, 방한출판사, 1987.
7. 은종관의, 4800bps MODEM 개발연구 최종보고서, KAIST, 1982.
8. A. Haoui, H. Lu, and D. Hedberg, "An all digital timing recovery scheme for voiceband data modems," Proc. ICASSP '87, pp.44.5.1-44.5.4, 1987.
9. H. Lu, D. Hedberg, and B. Fraenkel, "Implementation of high-speed voiceband data modems using the TMS320C25," Proc. ICASSP'87, pp. 44.6.1-44.6.4, 1987.
10. R2424DS 2400bps full-duplex MODEM device set, Rockwell Internat'l, 1985.
11. The DSP2400 V.22bis MODEM, Texas Instrument, 1987.
12. XR-2400 V.22bis MODEM, EXAR Co., 1987.
13. SSI73K224 V.22bis Single-Chip Modem, Silicon Systems, 1987.



李 愷 洙

저자약력

- 1952년 9월 19일생
- 1975. 2 : 서울대학교 공과대학 전기공학과 졸업
- 1975. 1 ~ 10 : 현대조선중공업 주식회사 전장설계부
- 1978. 8 : 한국과학원 전기및 전자공학과 (M. S.)
- 1983. 2 : 한국과학기술원 전기및 전자공학과 (Ph. D)
- 1983. 3 : 현재 한국과학기술원 전기및 전자공학과 조교수
- 1984. 4 ~ 1985. 5 : Post Doc. 연구원 (Information System Lab., Dept. of EE, Stanford University)