

# 디지털 신호의 복조기술과 오율특성

趙 成 俊

(한국항공대학 통신정보공학과 교수)

## ■ 차 례 ■

1. 잡음과 신호파	나. PSK 파의 복조
가. 동기검파와 비동기검파	(1) 2 상PSK(Bingary Coherent PSK) 신호의 검파
나. 반송파대에 있어서의 잡음과 신호파의 관계	(2) 다상 PSK (M-ary Coherent PSK) 신호의 검파
(1) 협대역 잡음	(3) 2 상 DPSK(Differential PSK) 신호의 검파
(2) 신호대잡음비의 정의	다. FSK 신호의 복조
(3) 협대역 잡음과 신호파의 공존	(1) 비동기 검파
2. 각종 디지털신호의 복조	(2) 동기검파
가. ASK 파(OOK 파)의 복조	라. QAM (16QAM) 신호의 복조
(1) 비동기검파(포락선 검파)	3. 각 방식의 비트오율(BER) 특성비교
(2) 동기검파	

### 1 잡음과 신호파

무선통신에서 정보는 변조에 의해 베이스밴드로부터 반송파대로 변환되어 송신기를 거쳐 전송된 후 수신기에서 복조에 의해 재차 베이스밴드대로 변환된다. 그림 1은 이의 과정을 나타낸 것인데 1중계 구간에서만 본다면 애널로그 신호 전송의 경우와 기본적으로 마찬가지로이다. 단, 베이스밴드 신호가 디지털인가 애널로그인가에 따라 전송로에 알맞은 신호의 특성이 다르게되므로 이에따라 변조의 방법도 다르게 된다.

디지털 신호로 정현 반송파를 변조할 경우의 기본적인 변조방식은 애널로그 변조의 경우와

마찬가지로 진폭변조(AM), 위상변조(PM), 주파수변조(FM)의 3가지가 있는데 이들은 디지털 변조의 경우 각각 ASK(Amplitude Shift Keying), PSK(Phase Shift Keying), FSK(Frequency Shift Keying)라고 불리운다. 디지털 신호에 의한 변조법에는 소요 대역폭, 전송효율 등을 개선하기 위해 여러가지 수법이 고안되어 있는데 그 모두가 이들 3가지의 기본적인 변조법을 응용한 것이다.

변조에 의해 반송파대로 변환된 정보를 다시 베이스밴드로 변환하는 조작이 복조이다. 복조법에는 피변조파중에 포함되는 상대적 변화를 직접 검출하는 방법과 피변조파를 무변조파와 비교하여 그의 차분을 검출하는 방법이 있다.

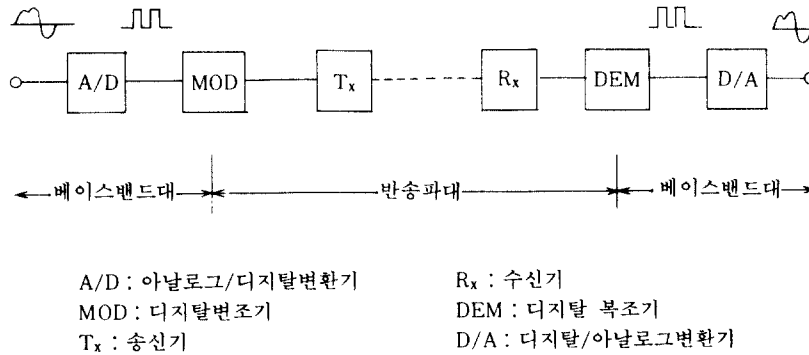


그림 1 디지털신호의 변복조과정

전자는 피변조파의 고주파위상에 대한 기준을 필요로 하지 않는 복조법으로서 비동기검파라고 불리는데, 진폭변조에 대응하는 포락선검파와 주파수변조에 대응하는 주파수 변별기에 의한 검파등이 이의 대표적인 경우이다. 후자는 무변조 상태 즉, 변조에 쓰인 반송파와 똑같은 기준 반송파를 필요로 하는 방법으로서 동기검파라고 한다. 진폭변조, 주파수 변조에 대한 복조에도 동기검파를 이용할 수 있으나 위상변조에 대해서는 항상 동기검파 방식을 이용해야 한다.

본 고에서는 디지털 신호의 복조과정을 중심으로 각 신호 방식의 오율특성을 살펴보기로 하며 이에 앞서 기본적인 검파방식 및 신호 전송계에서의 신호파와 잡음과의 관계를 알아보기로 한다.

가. 동기검파와 비동기검파

피변조파  $E_o(t)$  가 진폭변화  $S_o(t)$  와 위상변화  $\phi_o(t)$  를 동시에 받고 있을때, 편위상 무변조시  $E_o(t)$  의 진폭을 1, 초기위상을  $0^\circ$  라고 하면

$$E_o(t) = S_o(t) \cos \{ \omega_c t + \phi_o(t) \} \quad (1)$$

로 나타내진다. 여기서 고주파 성분  $\omega_c$  의 변화

를 제거하고  $S_o(t)$  (실제  $|S_o(t)|$ ) 를 검출하는 것이 포락선검파(비동기검파)이며  $E_o(t)$  에 대하여 각주파수  $\omega_c$  가 같고 위상차가  $\theta_s$  인 반송파  $E_s(t) = \cos(\omega_c t + \theta_s)$  를 곱하여 이들의 곱을 구하므로써  $S_o(t)$ ,  $\phi_o(t)$  변화를 검출하는 것이 동기검파(또는 승적검파) 방식이다.

나. 반송파대에 있어서의 잡음과 신호파의 관계

(1) 협대역 잡음

광대역 잡음이 주파수축상에서 일양분포, 시간축상에서 가우스 분포를 하는데 비해 실제 전송계에서 모든 신호는 대역제한을 받게 되므로 이에 따라서 잡음도 당연히 대역제한되므로 협대역 잡음이 된다. 어느 각주파수  $\omega_c$  을 중심으로 하는 대역통과필터(BPF)를 거친 협대역 잡음  $n(t)$  은 아래식과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 n(t) &= N \cos(\omega_c t + \phi) \\
 &= N \cos \omega_c t \cos \phi - N \sin \omega_c t \sin \phi \\
 &= x(t) \cos \omega_c t + y(t) \sin \omega_c t \quad (2)
 \end{aligned}$$

여기서  $x(t)$ ,  $y(t)$  는 평균치가 0 인 가우스분포에 따르며  $n(t)$  를 포락선과 순시위상을 갖는 극좌표 형식으로 표현하면

$$n(t) = r(t) \cos[\omega_c t + \phi(t)] \quad (3)$$

$$\text{단, } r(t) = \sqrt{x^2(t) + y^2(t)}$$

$$\phi(t) = \tan^{-1} \frac{y(t)}{x(t)}$$

가 된다. 이때 진폭  $r(t)$ 는 레일리 분포에 따르며 위상  $\phi(t)$ 는  $0 \sim 2\pi$  사이에서 일양한 분포를 한다. 이를 그림 2에 나타내었다. 또한 잡음의 전력을  $\sigma^2$ 이라 하면 다음의 관계가 성립한다.

$$\overline{\sigma^2} = \overline{n^2(t)} = \overline{x^2(t)} + \overline{y^2(t)} = \frac{1}{2} \overline{r^2(t)} \quad (4)$$

(2) 신호 대 잡음비의 정의  
 $E_0(t)$ 의 평균전력  $P_E$ 는

$$P_E = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T E_0^2(t) dt \quad (5)$$

로 나타내지는데, 샘플링 시각때만 주목하여 잡음  $n(t)$ 와 전력비교를 할때는 신호의 피크치에 해당하는 전력을 이용한다.

즉,  $E_0(t)$ 에 있어서 포락선  $S_0(t)$ 의 피크치  $\max |S_0(t)|$ 를  $A$ 라 하면 이것에 대응하는 신호파 전력은  $\frac{A^2}{2}$ 이다. 그러므로 대역필터 통과 후의 신호 대 잡음비  $\rho$ 는 다음 식으로 정의된다.

$$\rho = \frac{A^2/2}{\sigma^2} = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (6)$$

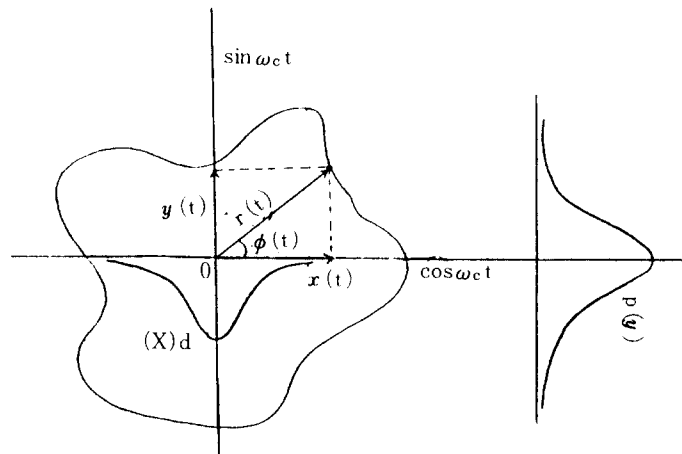
### (3) 협대역 잡음과 신호파의 공존

협대역 잡음  $n(t)$ 와 이것보다 충분히 큰 신호파  $E_0(t)$ 가 공존하는 경우, 그의 합성벡터 포락치의 확률분포는 그림 3과 같이  $x(t)$ 를  $E_0(t) = A \cos \omega_c t$ 에 대한 잡음의 동상성분,  $y(t)$ 를 직교성분으로 생각하면 신호와 잡음의 합성벡터의 진폭  $R(t)$ 는

$$R(t) = \sqrt{W^2(t) + y^2(t)}, \quad \phi(t) = \tan^{-1} \frac{y(t)}{W(t)}$$

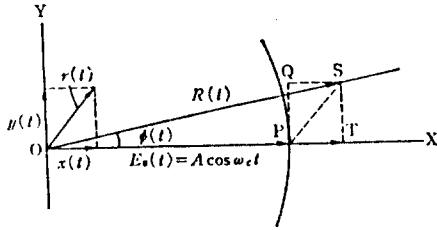
$$\text{단, } W(t) = A + x(t) \quad (7)$$

여기서  $x(t), y(t)$ 가 평균치가 0인 가우스분



$\left\{ \begin{array}{l} r(t) : \text{레일리분포} \\ \phi(t) : 0 \sim 2\pi \text{ 사이에서 일양분포} \\ p(x), p(y) : \text{가우스 분포} \end{array} \right.$

그림 2 협대역 잡음.



OP=A, PT=x(t)  
PQ=y(t), PS=r(t)  
OT=w(t), OS=R(t)

그림 3 신호와 잡음의 중첩.

포를 따르므로 잡음벡터의 끝단인 좌표(x, y) 근방의 결합확률밀도함수는 다음 식으로 주어진다.

$$P(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma^2}\right) \quad (8)$$

단,  $\sigma^2 = \bar{x}^2 = \bar{y}^2$

따라서 W와 y에 대한 결합확률밀도함수는

$$P(w, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \left\{ (W-A)^2 + y^2 \right\}\right] \quad (9)$$

로 주어진다. 이것을  $W = R \cos \phi$ ,  $y = R \sin \phi$ 로 바꾸고 극좌표로 변환하면

$$P(R, \phi) = \frac{R}{2\pi\sigma^2} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} (R^2 + A^2 - 2AR \cos \phi)\right] \quad (10)$$

R의 p·d·f P(R)는 식(10)을  $\phi$ 의 모든 값에 대해 적분하고 변형벡셀함수를 이용하여 정리하면 다음과 같이 구해진다.

$$P(R) = \frac{R}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{AR}{\sigma^2}\right) \quad (11)$$

이것은 Rice 분포라고 불리는 확률분포이다. 식(11)에서  $A \rightarrow 0$  일때 즉, 잡음만이 존재하는 경우

$$P(R) |_{A=0} = P(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (12)$$

이 되어 레일리분포와 일치한다.

## 2 각종 디지털신호의 복조

### 가. ASK 파(OOK파)의 복조

진폭변조방식이란 신호 파형에 따라 반송파의 진폭을 변화시키는 방식으로서 마야크(1)와 스페이스(0)를 반송파가 있고, 없음에 대응시키는 방식이다. 진폭변조된  $S_{ASK}(t)$ 는 다음과 같다.

$$S_{ASK}(t) = \begin{cases} S_1(t) = 0; \text{스페이스}(0) \\ S_2(t) = A \sin(\omega_c t + \phi); \text{마야크}(1) \end{cases} \quad (13)$$

#### (1) 비동기검파(포락선검파)

OOK 방식에서는 신호가 ON(1)의 경우 일정한 피크 진폭을 갖는 정현파와 잡음의 합성파, OFF(0)의 경우는 잡음만이 포락선 검파기에 입력되는데 이를 표시하면 식(14)와 같다.

마야크 일때;

$$s(t) + n(t) = \{A + x(t)\} \cos \omega_c t + y(t) \sin \omega_c t \quad (14-a)$$

스페이스일때;

$$n(t) = x(t) \cos \omega_c t + y(t) \sin \omega_c t \quad (14-b)$$

단, A는 피크 진폭이며  $x(t)$ ,  $y(t)$ 는 협대

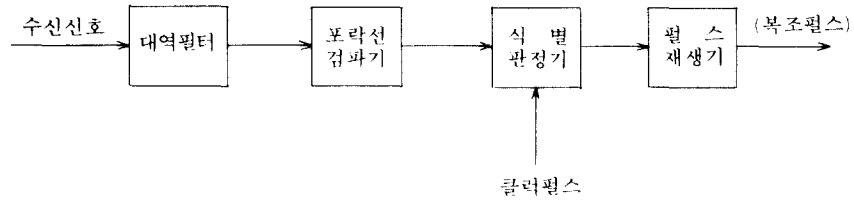


그림 4 포락선검파 복조계.

역 가우스 잡음으로서 이들의 평균전력은  $\sigma^2$  이다. 포락선검파 복조계를 그림 4에 나타내었으며 복조계 출력은 식 (15-a), (15-b)와 같다.

마이크 일때;

$$R(t) = \sqrt{|A + x(t)|^2 + y^2(t)} \quad (15-a)$$

스페이스일때;

$$r(t) = \sqrt{x^2(t) + y^2(t)} \quad (15-b)$$

식(15)의  $R(t)$ ,  $r(t)$ 의 확률분포는 각각 라이스(Rice) 분포와 레일리(Rayleigh) 분포를 하며 마아크, 스페이스의 판정은 검파기 출력을 임계(threshold) 전압  $\beta$ 와 비교하여 행한다.

$P(R)$  및  $P(r)$ 의 개략적인 그림을 그림 5에 표시하였다. 마아크 전송시 잘못하여 스페이스로 판정할 확률  $P_{em}$ 은

$$P_{em} = \int_0^\beta P(R) dR = 1 - \int_\beta^\infty P(R) dR \quad (16)$$

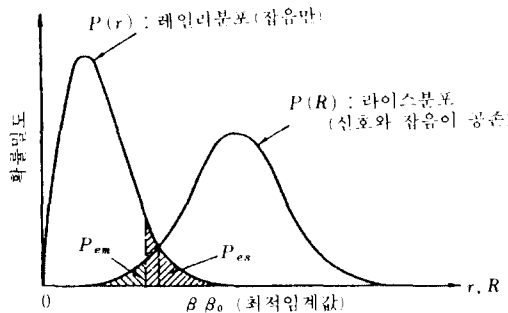


그림 5 OOK 파를 포락선 검파했을 경우의 확률밀도 함수.

로 표시되며 Q 함수를 이용하여 간략화 하면

$$P_{em} = 1 - Q\left(\sqrt{2\rho}, \frac{\beta}{\sigma}\right) \quad (17)$$

단,  $\rho (= A^2/2\sigma^2)$ : 신호 대 잡음비 이 된다.

또한 스페이스 전송시 이를 마아크로 잘못 판정할 확률  $P_{es}$ 는

$$\begin{aligned} P_{es} &= \int_\beta^\infty P(r) dr \\ &= \int_\beta^\infty \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) dr = \exp\left(-\frac{\beta^2}{2\sigma^2}\right) \end{aligned} \quad (18)$$

따라서 스페이스, 마아크율이 각각  $\frac{1}{2}$  일때, 포락선검파에 의한 OOK 신호의 부호오률  $P_e$ 는

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{2} P_{em} + \frac{1}{2} P_{es} \\ &= \frac{1}{2} \left\{ 1 - Q\left(\sqrt{2\rho}, \frac{\beta}{\sigma}\right) \right\} + \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\beta^2}{2\sigma^2}\right) \end{aligned} \quad (19)$$

$P_e$ 를 최소로 하는 최적임계값  $\beta$ 는  $\rho$ 의 값이 충분히 크다고 하면  $A/2$ 로 간주할 수 있으므로 식(19)는 다음식과 같이 구해진다.

$$P_e \approx \frac{1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{\pi\rho}} + 1 \right) \exp\left(-\frac{\rho}{4}\right) \quad (20)$$

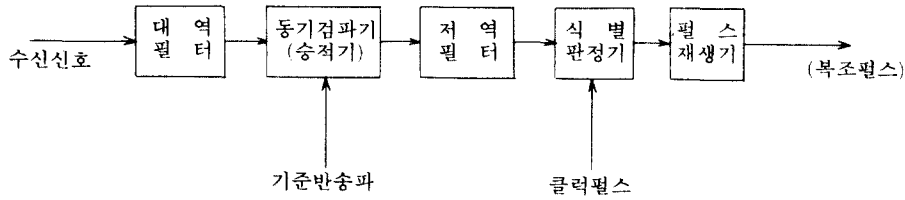


그림 6 동기검파 복조계.

식(20)이 신호 대 잡음비가 클 때 최적임계값에 대한 포락선검파의 부호오율을 나타내는 근사식이다.

(2) 동기검파

동기검파 복조계를 그림 6에 나타내었다. 수신신호와 기준반송파가 완전동기된 상태라고 가정하면 복조출력의 잡음성분은 신호와 동상인  $x(t)$  성분 뿐이고 직교성분인  $y(t)$ 는 아무런 영향을 미치지 않는다.

우선 신호와 잡음이 공존하는(마이크로일 때) 경우를 생각해 보자. 합성진폭을  $W(t)$ 라고 하면

$$W(t) = A + x(t) \tag{21}$$

$x(t)$ 는 평균치가 0, 분산이  $\sigma^2$ 인 가우스 분포를 하므로  $W$ 의 p.d.f  $P(w)$ 는 다음과 같이 표시된다.

$$P(W) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left\{-\frac{(W-A)^2}{2\sigma^2}\right\} \tag{22}$$

또한 잡음만이 존재하는 (스페이스일 때) 경우의 p.d.f  $P(x)$ 는

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right\} \tag{23}$$

식(22), 식(23)을 그림으로 표시하면 그림 7과 같

다. 임계값을  $\beta$ 라고 하면  $W$ 가  $\beta$  이하가될 확률  $P_{em}$ 은

$$\begin{aligned} P_{em} &= \int_{-\infty}^{\beta} P(w) dw = 1 - \int_{\beta}^{\infty} P(w) dw \\ &= 1 - \int_{\beta}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left\{-\frac{(W-A)^2}{2\sigma^2}\right\} dW \\ &= 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\beta-A}{\sqrt{2}\sigma}\right) \end{aligned} \tag{24}$$

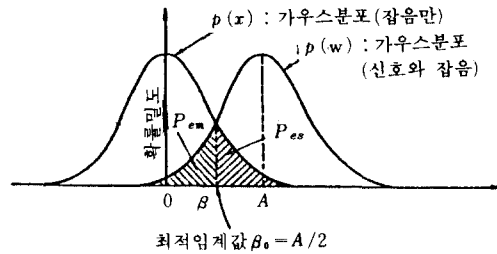


그림 7 OOK 파를 동기검파한 경우의 확률밀도 함수.

또한 스페이스가 마이크로 잘못 판정될 확률  $P_{es}$ 는

$$\begin{aligned} P_{es} &= \int_{\beta}^{\infty} P(x) dx = \int_{\beta}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \\ &\exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\beta}{\sqrt{2}\sigma}\right) \end{aligned} \tag{25}$$

로 주어진다.  $P_{em}$ 과  $P_{es}$ 의 합을 최소로 하는 최적임계값  $\beta$ 는 양 p.d.f의 교점에 해당되므

로  $\beta = \frac{A}{2}$ 가 된다. 그러므로 최적수신기로 수신한다면

$$P_{em} = P_{es} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\rho}/2) \quad (26)$$

단,  $\rho = \left(\frac{A^2}{2\sigma^2}\right)$ ; 신호 대 잡음비

그러므로 평균부호오율  $P_e$

$$P_e = \frac{1}{2} P_{em} + \frac{1}{2} P_{es} = P_{em} \quad (-P_{es}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\rho}/2) \doteq \frac{1}{\sqrt{\pi\rho}} \exp\left(-\frac{\rho}{4}\right) \quad (27)$$

나. PSK파의 복조

PSK 파는 송신하는 반송파의 위상을 디지털 신호의 각 값에 대응시켜  $0 \sim 2\pi$ 까지의 위상각을 지정하여 정보를 전송하는 방식으로서 2상PSK방식과 4상, 8상 등의 다상(M-ary) PSK방식등이 많이 쓰이고 있다. PSK 신호의 일반식은 다음과 같다.

$$S_{PSK}(t) = A \cos(\omega_c t + \theta_c) \quad (28)$$

- 단, A : 신호의 진폭
- $\omega_c$  : 반송파의 각주파수
- $\theta_c = \left(\frac{2\pi}{M} \lambda\right)$  : 절대신호위상
- $\lambda : 0, 1, \dots, M-1$  : 다상정보
- M : 상의 수

(1) 2상PSK(Binary Coherent PSK) 신호의 검파 복조는 동기검파에 의하며 복조기 구성은 그림 6과 같다. 단, PSK 신호에서는 앞의 OOK 신호와는 달리 신호파가 항상 존재하므로 마야크, 스페이스의 어느 경우에도 복조기 입력에 신호와 협대역 잡음의 합이 가해진다. 기준반

송파가 수신신호와 완전히 동기된 상태라고 하면 검파기 출력은 동상성분만 나오게 되어 앞서의 OOK 신호의 동기검파 경우와 같지만 부호점간 거리가 2A가 되어 OOK 신호 경우의 2배가 된다. 또한 마야크, 스페이스를 식별하는 임계값의 최적점은 원점이 되어 BPSK 신호는 OOK 신호의 꼭  $\frac{1}{2}$ 인 신호진폭에서 같은 부호오율을 실현할 수 있으므로 식(27)로 부터 다음 식을 유도할 수 있다.

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\rho}) \doteq \frac{1}{2\sqrt{\pi\rho}} \exp(-\rho) \quad (29)$$

(2) 다상PSK(M-ary Coherent PSK) 신호의 검파  
그림 8에 나타내듯이 위상평면상에서 신호진폭 A를 반경으로 하는 원에 등간격으로 부호점이 배치된 다상PSK 신호에서는  $\rho$ 가 어느 정도 클 경우 시스템의 부호오율은 위상 평면상에서 최단거리에 있는 부호사이의 에러에 의해 지배되는 데 한 예로서 그림 8의  $P_1$ 에 있어서는 인접한  $P_2$  및  $P_n$ 에 대한 부호오율을 구하면 된다. 최단 부호점 사이의 거리  $d_n (= \overline{P_1 P_2}$  or  $\overline{P_1 P_n})$ 는 정 n각형의 한변의 길이에 해당하므로  $d_n = 2A \sin \frac{\pi}{n}$ 이다. 신호벡터  $\vec{OP}_1$ 에 일

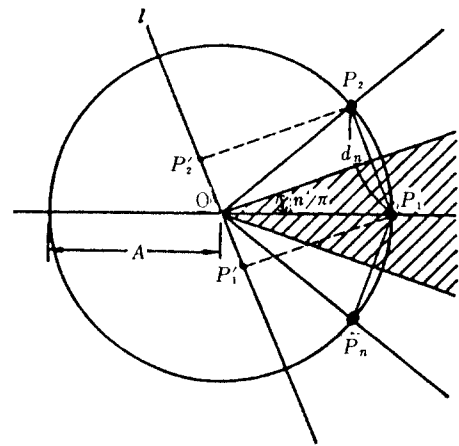


그림 8 n상 PSK 신호의 부호배치.

양한 위상분포를 갖는 가우스 잡음이 가해졌을 때  $P_1$  과  $P_2$  사이의 부호오율에 기여하는 것은 선분  $P_1 P_2$  에 평행한 성분뿐이다. 이 성분을  $x(t)$  라고 하면  $x(t)$  는 평균치가 0 이고 분산이  $\sigma^2$  인 가우스 분포를 한다.

부호점 사이의 거리  $dn$  이 최대가 되도록 하기 위한 검파출력을 얻기 위해서는 위상 평면상에서  $\overline{P_1 P_2}$  에 평행한 위상을 가지는 기준반송파 (그림의 1) 로 동기검파를 행하면 된다. 잡음이 없을 때의 신호의 검파출력을  $P'_1, P'_2$  라고 하면 최적임계값은 분명히  $P'_1$  과  $P'_2$  의 가운데에 해당하는 원점이 되며  $x(t)$  가 이 레벨을 넘을 확률  $P_{e1}$  은

$$P_{e1} = \int_{dn/2}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{dn}{2\sqrt{2}\sigma}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\rho} \sin \frac{\pi}{n}\right) \quad (30)$$

또한  $P_1$  이  $P_n$  으로 잘못될 확률도 식(30) 과 같은 꼴로 얻어지는데 이때의 기준반송파는 선분  $P_1 P_n$  에 평행한 것을 선정한다. 그러므로 다상 PSK 의 부호오율은 최단부호점이 양측에 있으므로 다음과 같이 구해진다.

$$P_e = 2 \cdot P_{e1} = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\rho} \sin \frac{\pi}{n}\right), \quad n > 2 \quad (31)$$

(3) 2상 DPSK(Differential PSK) 신호의 검파  
앞서의 경우는 동기검파를 행하기 위해 기준 반송파를 수신신호와 독립적으로 발생시켰으나

수신신호를 직접 이용하여 만들 수도 있다. 그림 9 는 수신신호의 일부를 분기하여 이것에 1 타임슬롯분의 지연을 주어 기준반송파로 삼아서 이것과 후속펄스와의 사이에 승적검파를 행하는 복조시스템을 나타내었다.

한 예로서 2상 PSK 신호의 경우, 이 검파기의 출력은 인접한 타임슬롯 사이에 위상변화가 없으면  $\cos 0 = 1$  을 위상변화가 있으면  $\cos \pi = -1$  을 각각 계수로서 동반하게 된다. 따라서 기준 반송파의 절대위상을 모른다고 해도 펄스 간의 위상변화분이 검출되므로 송신측에서 미리 이러한 위상변화의 유무에 정보를 포함시키는 조작을 행한다면 올바른 정보전송이 가능하 다.

지연검파의 특징은 수신측에서 절대위상 기준이 불필요하므로 복조기의 구성은 간편하지만 수신한 입력을 그대로 기준반송파로 이용하기 때문에 기준파도 정보신호와 같은 정도로 잡음에 의해 열화된다는 것이다. 이때문에 지연 검파 방식의 부호 오율을 구하는 계산은 매우 복잡하다. 신호 대 잡음비  $\rho$  가 클 경우에 대한 부호 오율식만을 소개하면,

$$P_e = \frac{1}{2} \exp(-\rho) \quad (32)$$

#### 다. FSK 신호의 복조

FSK 는 베이스밴드 신호에 따라서 반송파의 순시 주파수를 천이시키는 방식으로 FSK 신호의 일반식 및 톤(tone) 간격은 다음과 같다.

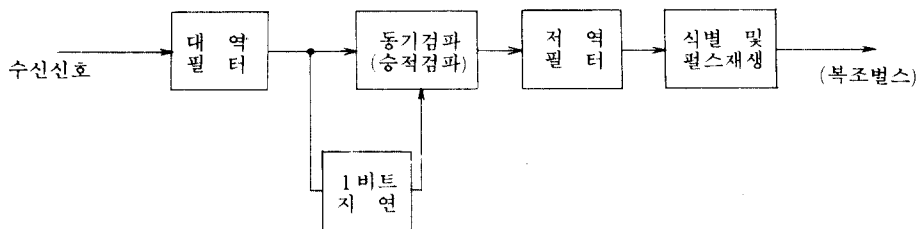


그림 9 지연시킨 수신파를 이용하는 동기검파(지연검파)



$$S_{FSK}(t) = A \cos\{(\omega_c + b_k \omega_d) t\} \quad (33)$$

단, A : 신호의 진폭

$$b_k : \begin{cases} -1 : \text{bit 신호가 0 (스페이스)} \\ +1 : \text{bit 신호가 1 (마아크)} \end{cases}$$

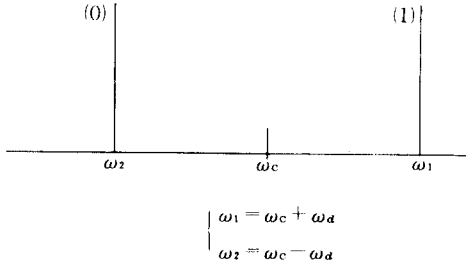


그림10 톤(tone) 간격.

그림11에 FSK 신호의 복조계를 표시하였다. 위 그림에서 AM 검파기가 포락선 검파기이면 비동기 검파가, 승적 검파기라면 동기검파가 행해지게 되며 마아크, 스페이스의 판별은 필터 출력을 AM 검파한 후 쌍방의 검파 출력을 비교함으로써 이루어진다. 이와같이 주파수 특성을 적당히 설정한 대역 필터와 AM 검파기의 조합에 의해 주파수 분별기능을 가지게 할 수 있으므로 FSK 파의 복조를 ASK 파의 복조문제로 귀착시킬 수 있다.

(1) 비동기 검파

그림11에서 수신 신호가 1 (마아크) 라면 샘플

플링 시각에 있어서 신호의 에너지는 모두 중심 주파수가  $\omega_c + \omega_d$  인 BPF 1 으로부터 흐르고 감응은 BPF 1 과 BPF 2 에 균등히 가해진다. 이때 각각의 필터 출력의 포락치 R, r 의 p, d, f  $P(R)$  과  $P(r)$  은 다음과 같이 주어진다. 즉, 마아크측인 필터 1 에서는

$$P(R) = \frac{R}{\sigma^2} I_0\left(\frac{AR}{\sigma^2}\right) \exp\left(-\frac{R^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) \quad (34)$$

스페이스측인 필터 2 에서는

$$P(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (35)$$

단, A : 신호의 진폭

$\sigma^2$  : 각각의 필터 출력에 있어서의 협대역 잡음전력

포락선 검파기에서 각각을 검파하여 R 과 r 의 복조 출력을 얻은 후 쌍방의 크기를 비교하여  $R > r$  이면 마아크,  $R < r$  이면 스페이스가 전송되었다고 판정한다면 부호오율  $P_e$  는 다음 식으로 주어진다.

$$P_e = \int_0^\infty P(R) \left\{ \int_R^\infty P(r) dr \right\} dR \\ = \int_0^\infty \frac{R}{\sigma^2} I_0\left(\frac{AR}{\sigma^2}\right) \exp\left(-\frac{2R^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) dR \quad (36)$$

위 식을 풀어서 근사시키면 다음과 같이 된다.

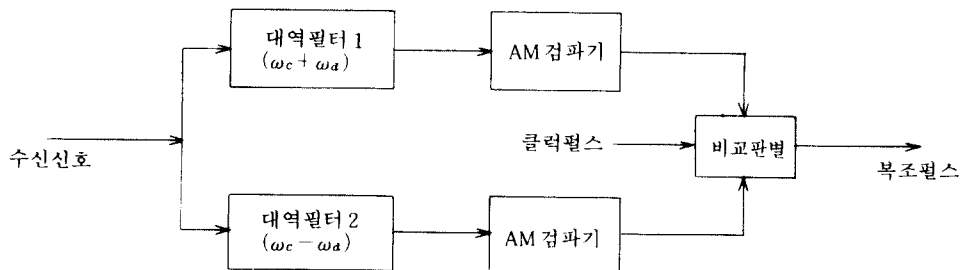


그림11 FSK 파의 복조기의 구성.

$$P_e \doteq \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\rho}{2}\right) \left\{1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\rho}{2}}\right)\right\}$$

$$\doteq \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\rho}{2}\right) \left\{1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi\rho}} \exp\left(-\frac{\rho}{2}\right)\right\} \quad (37)$$

단,  $\rho (=A^2/2\sigma^2)$  : 신호 대 잡음비

식 (37)은 수신 신호가 마아크인 경우에 대한 오류식이나 스페이스인 경우도 마찬가지 결론이 얻어진다.

(2) 동기 검파

그림11에서 동기검파를 행하려면 각 주파수  $\omega_c + \omega_a$  및  $\omega_c - \omega_a$ 의 두가지 기준반송파를 이용하여 검파한 후 각각 LPF로 고주파 성분을 제거한 후 출력을 비교하여 마아크, 스페이스를 판별한다.

우선 수신 신호를 마아크 상태라고 가정하면 BPF1의 보조 출력  $W_1(t)$ 는 신호성분과 이와 동상인 잡음성분의 합으로서  $W(t) = A + x_1(t)$ 로 주어지고 BPF2는 잡음 성분 뿐이므로,  $W_2(t) = x_2(t)$ 가 된다. 쌍방의 출력을 비교하여 판정이 틀리게 되는 경우는  $W_1(t)$ 가  $W_2(t)$ 보다 작게 되는 경우이다. 즉,

$$P_e = \operatorname{Prob}[W_1 < W_2] \quad (38)$$

$W_1 - W_2 = A + x_1 - x_2 = v$ 라 놓으면 변수  $v$ 도 가우시 분포에 따르므로, 평균치( $\bar{v}$ )와 분산( $\sigma^2$ )은 다음과 같다.

$$\bar{v} = A$$

$$\bar{v}^2 = (\overline{v - \bar{v}})^2 = (\overline{x_1 - x_2})^2 = \overline{x_1^2} + \overline{x_2^2} = 2\sigma^2 \quad (39)$$

그러므로  $v$ 의 p, d, f  $P(v)$ 는

$$P(v) = \frac{1}{2\sigma^2\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(v-A)^2}{4\sigma^2}\right\} \quad (40)$$

식 (40)으로부터

$$P_e \doteq \int_{-\infty}^0 P(v)dv = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{2\sigma}\right)$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\rho/2}\right) \doteq \frac{1}{\sqrt{2\pi\rho}} \exp\left(-\frac{\rho}{2}\right) \quad (41)$$

라. QAM (16QAM) 신호의 복조

서로 직교하는 2개의 반송파를 별도로 진폭 변조하여 2종류의 데이터를 동일 대역으로 전송하는 방식이 QAM인데 QAM 신호의 일반식과 부호점(16QAM) 배치는 다음과 같다.

$$S_{QAM}(t) = A_k \cos \omega_c t + B_l \sin \omega_c t \quad (42)$$

단,  $A_k, B_l \in \{\pm d, \pm 3d, \dots, \pm(M-1)d\}$  : 직각좌표축 상에서의 각각의 신호진폭.

$\omega_c$  : 반송파의 각주파수

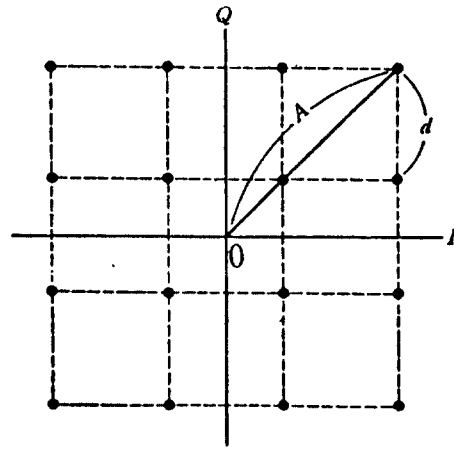


그림12 16QAM 신호배치

QAM 파는 위상에도 정보가 담기므로 복조는 동기 검파에 의한다. 그림13에 16QAM복조계를 나타내었다. 수신 반송파는 둘로 나누어져 90° 위상이 서로 다른 2개의 기준 반송파(I축 및 Q축)로 각각 동기검파된다. I축, Q축 각각의 검파 출력에 의해 16부호 중에서 어떤 부호가 수신 되었는가가 결정되어 4 계열의 2

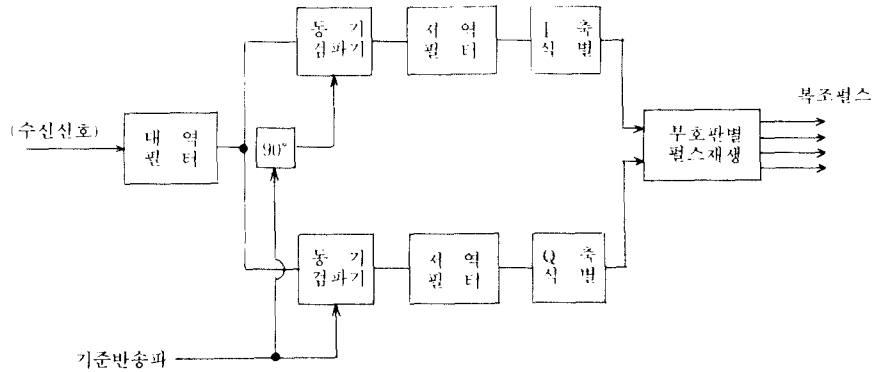


그림13 16QAM 복조기의 구성.

치 펄스가 재현된다. 16QAM 파의 부호 오류는 앞의 다상 PSK 경우와 유사하게 구할 수 있다. 수신 신호의 최대 진폭을 A라 하면 최소 부호간 거리 d는  $\frac{\sqrt{2}}{3}A$ 이며 부호오율  $P_{eo}$ 는

$$\begin{aligned}
 P_{eo} &= \int_{d/2}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx \\
 &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{d}{\sqrt{2}\sigma}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{6\sigma}\right) \\
 &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{2}\rho}{6}\right) \quad (43)
 \end{aligned}$$

또한 16QAM 파는 진폭이 3가지 값을 가지므로 평균전력 P는

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{4} A^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{\sqrt{5}}{3}\right)^2 A^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{1}{3}\right)^2 A^2 \right\} \\
 &= \frac{5}{18} A^2 \quad (44)
 \end{aligned}$$

따라서 평균전력에 대한 신호 대 잡음비  $\rho_a$ 는

$$\rho_a = \frac{\frac{5}{18} A^2}{\sigma^2} = \frac{5d^2}{4\sigma^2} \quad (45)$$

그러므로

$$P_{eo} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\rho_a}/10\right) \quad (46)$$

각 부호점의 위치에 따라 인접하는 부호의 수가 서로 다르므로 부호 오율도 서로 다르게 된다. 따라서 평균 부호오율  $P_e$ 는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 P_e &= \frac{1}{16} (4 \times 2P_{eo} + 8 \times 3P_{eo} + 4 \times 4P_{eo}) \\
 &= 3P_{eo} = \frac{3}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\rho_a}/10\right) \quad (47)
 \end{aligned}$$

### 3] 각 방식의 비트오율(BER) 특성 비교

앞서의 각종 변 복조 방식에 대한 비트오율 (BER)을 표 1에 정리하여 나타내었으며 이에 따른 오율 그래프를 그림14에 도시하였다.

이로부터 알 수 있듯이 같은  $\rho$  값에 대해 가장 적은 비트오율이 얻어지는 변·복조 방식은 PSK 동기검파 방식이다. 동기검파 방식만의 경우에 있어서 PSK에 대해 같은 오율을 실현시키기 위해서는 FSK, ASK에서는 각각 3dB, 6dB만큼 더 큰 신호 대 잡음비를 필요로 한다. 한편 ASK, FSK의 비동기검파 방식에서는  $\rho \gg 1$  일때는 동기검파의 경우와 마찬가지로

표 1 각종 변복조 방식의 비트 오류

(단,  $\rho = A^2 / 2\sigma^2$ )

복조 변조	비 동기 검파 (지수함수표시에 의한 근사)	동 기 검 파	
		오차함수표시	지수함수표시 (근사)
ASK (OOK)	$\frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\rho}{4}\right) \left\{ 1 + \frac{1}{\sqrt{\pi\rho}} \right\}$	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{\rho}}{2}\right)$	$\frac{1}{\sqrt{\pi\rho}} \exp\left(-\frac{\rho}{4}\right)$
FSK	$\frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\rho}{2}\right) \left\{ 1 - \frac{\exp\left(-\frac{\rho}{2}\right)}{\sqrt{2\pi\rho}} \right\}$	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\rho}{2}}\right)$	$\frac{1}{\sqrt{2\pi\rho}} \exp\left(-\frac{\rho}{2}\right)$
PSK		$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\rho}\right)$	$\frac{1}{2\sqrt{\pi\rho}} \exp(-\rho)$

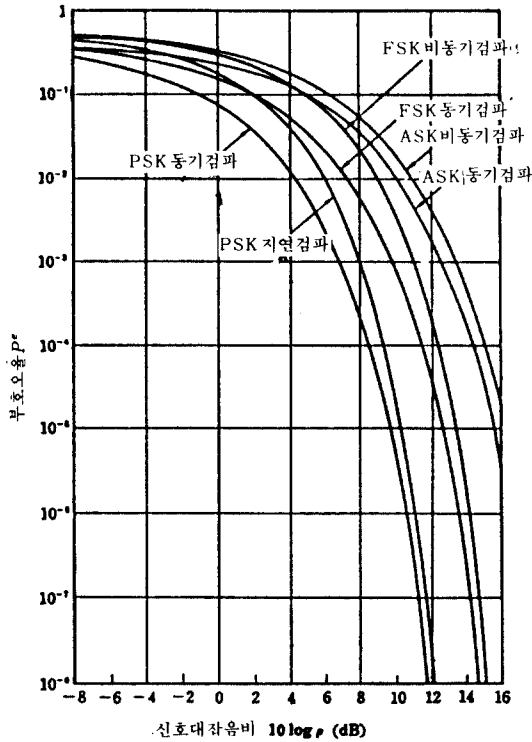


그림 14 비트오율(BER) 특성.

FSK 쪽이 ASK에 비해 3 dB 작은 신호 대 잡음비에서 같은 비트오율을 실현시킬 수 있다. 또 동기 검파의 일종인, 지연 검파를 이용하는 PSK(DPSK)는 FSK 비동기검파보다 3dB 만큼 작은 신호 대 잡음비에서 같은 비트오율이

실현되는데 마치 PSK의 비동기 검파에 상당할 만한 특성을 보인다.

참 고 문 헌

1. Sunde E.D. "Ideal Binary Pulse Transmission by AM and FM", BSTJ, Vol.38, Nov. 1959.
2. 堀川, 齊藤, 村瀬 "16QAM 디지털 마이크로파 방식용 변復調装置", 電気通信研究所研究実用化報告 Vol 30, No.6, 1981.
3. Stein S., Jones, J.J. "Modern Communication Principles" McGraw-Hill Book Company, 1967.
4. Marcum J.I., Swerling P. "Studies of Target Detection by Pulsed Rador" IRE Trans. Inform. Theory, Vol.IT-6, April, 1960.
5. 立川 "마이크로파 PCM 방식의 회線設計法(その 1)" 電気通信「施設」Vol. 21, No. 3, 1969.
6. Miyauchi K., Seki S., Ishio H., "New Technique for Generating and Detecting Multilevel Signal Formats," IEEE Trans. COM. COM-24, Vol.2, 1975.
7. Schwarz M, Bennet W.R., Stein S., "Communication Systems and Techniques", McGraw-Hill Book Company, 1969.



趙成俊

저자약력

- 1946년 1월 9일생
- 1965. 4 ~ 1969. 2 : 한국항공대학 통신공학과 (공학사)
- 1973. 4 ~ 1975. 2 : 한양대학교 대학원 (공학석사)
- 1977. 4 ~ 1978. 3 : 大阪大學 통신공학과 연구생
- 1978. 4 ~ 1981. 3 : 大阪大學 대학원 통신공학과 (공학박사)
- 1969. 4 ~ 1972. 7 : 해군통신장교
- 1972. 8 ~ 현재 : 한국항공대학 통신정보공학과 교수

용어해설

● **실리콘 밸리 (silicon valley)** : 미국의 캘리포니아 연안 일대의 계곡 지대로서 실리콘을 재료로 하는 반도체 메이커들이 대규모로 진출하게 됨에 따라 생겨난 별명이다. 이외에 반도체 사막 (silicon desert), 반도체 목장 (silicon ranch)이라 불리는 대규모 반도체 기지들이 미국 서부 연안 일대에 위치하고 있다.

● **실시간 시뮬레이션 (real time simulation)** : 실제의 현상과 같은 시간으로 컴퓨터의 연산이 진행되는 시뮬레이션.

● **실행 모드 (execution mode)** : 중앙 제어 장치로 실행 가능한 명령 범위를 규정하는 것으로서 시스템 구성 명령 변경 및 데이터 채널 명령이 일반 프로그램에서 사용되도록 하는 것을 방지하기 위해 설정된다. 예를 들어 프로그램 모드에서는 시스템 구성 변경 명령과 데이터 채널 명령이 사용 불가능하다.

● **CV케이블 (cross linked polyethylene insulated polyvinyl chloride sheathed cable)** : 도체를 가교 폴리에틸렌으로 절연 피복하고 PVC를 주체로 하여 화합물을 시이스 (sheath)로 사용한 케이블이다. 600 [V] 이하의 전력용 및 제어용의 회로와 3,300 [V] 및 6,600 [V]의 전력용 회로에 사용한다