

# 탄성표면과 콘벌버를 이용한 직접 시퀀스 대역 확산 통신에서의 DPSK 복조에 관한 연구

正會員 李 東 旭\* 正會員 趙 寬\* 正會員 黃 金 燦\*

## A DPSK Demodulator of Direct Sequence Spread Spectrum using SAW Convolver

Dong Wook LEE\*, Kwan CHO\*, Keum Chan WHANG\* *Regular Members*

**要 約** 본 논문에서는 한 개의 탄성표면과 콘벌버를 사용한 직접 시퀀스 대역 확산 통신시스템에서의 DPSK 복조기를 제작, 실험을 하고, 이론적인 고찰을 하였다. 제작한 DPSK 복조 시스템은 SSMA를 위하여 각 데이터 마다 다른 코드로 대역 확산시켰으며, 코드 칩은 PSK로 변조하였다.  
본 논문에서 제안한 복조 시스템의 출력은 시뮬레이션 과정과 같음을 확인하였으며, 이론적인 고찰 결과 두개의 콘벌버를 사용한 CSK 복조 시스템과 같은 성능을 보였다.

**ABSTRACT** This paper reports on the development of a DPSK demodulator of DS spread spectrum communications that use one SAW convolver. The spreading code chip pattern is changed from bit to bit in data portion of packet. And code chip is PSK modulated.

Compared with simulation, experiment shows that the DPSK signal spreaded can be demodulated by using only one SAW convolver. And the theoretical performance of this DPSK demodulator is equal to CSK demodulator wich uses two SAW convolvers.

### I. 서 론

패킷 무선망은 방송 채널의 공유 및 접속이 불완전하고 변화가 심한 이동 환경에서 효과적인 방법 및 이종 시스템간의 데이터 전송 환경을 제공한다.

한편 스펙트럼 확산 통신 방식은 서로 다른 코드의 사용에 의해 동일 주파수에서 서로 다른

사용자의 독립적 사용(Code Division Multiple Access)을 가능케할 뿐만아니라 우수한 capture property를 제공하므로 이동 통신 채널의 특성에 알맞는 신호 전송 방식으로써 활발히 연구가 진행되고 있는데 패킷 무선망에서도 널리 채택되고 있는 추세이다<sup>(2)</sup>.

이러한 스펙트럼 통신 방식을 이용하는 시스템에서 가장 중요한 부분은 수신단의 동기 및 복조 회로에서 쓰이는 MF(Matched Filter)이다. 특히 SSMA (Spread Spectrum Multiple Access) 를 사용하는 경우 확산 코드를 random

\*延世大學校 電氣工學科  
Dept. of Electrical Engineering, Yonsei  
University, Seoul 120-749, Korea.  
論文番號: 90-51(接受1990. 4. 14)

코드화 하기 위해서<sup>(3)</sup>, 또 multipath fading에 의한 ISI (Intersymbol Interference)를 방지하기 위해 각 데이터 비트마다 다른 코드를 사용하여 대역확산시키며 이러한 경우에는 PMF (Programmable Matched Filter)가 필요하고 주로 사용되는 PMF로는 SAW (Surface Acoustic Wave) convolver 있다.

SAW 콘벌버는 넓은 대역폭의 신호를 처리할 수 있고 연속적으로 변화하는 코드 패턴을 처리할 수 있다. 또 디지털 회로로 이와 같은 PMF의 역할을 하기 위해서는 1초에 약 10억 회의 연산을 하여야 하므로 고속 신호 처리가 어렵고, 전력이 많이 소모된다. 이러한 이유로 1970년대 중반부터 스펙트럼 확산 통신 방식에서 사용되는 PMF로 이용하기 위한 연구가 진행되어 왔다<sup>(4)</sup>.

이러한 SAW 콘벌버의 장점 때문에 M. Kowatsch<sup>(5)</sup>, J. Hjelmstad<sup>(6)</sup>등은 각각 콘벌버 두 개를 이용한 DPSK (Differential Phase Shift Keying)와 CSK (Code Shift Keying) 데이터 변조 방식의 복조시스템 구성에 대한 연구를 진행하여 왔다. 그러나 SAW 콘벌버의 손실은 일반적으로 70~80 dB로써 전력소비가 많고 주변 IC와 같은 디지털 소자와는 달리 집적화가 불가능하므로 본 논문에서는 수신단의 소형화 및 간략화를 꾀할 수 있는, 콘벌버 한 개를 사용한 복조 시스템을 구성하여 DPSK 복조 실험을 하였다. 실험 및 고찰에서는 DPSK 변조되어 대역확산된 송신 신호를 본 복조 시스템에 의해 복조 과정의 코릴레이션 파형 및 복구된 데이터를 시뮬레이션에 의한 코릴레이션 파형과 비교 관찰함으로써 콘벌버 한 개에 의한 DPSK 복조가 가능함을 확인하고 이러한 복조 시스템의 성능을 이론적으로 해석하여 DPSK 및 CSK방식과 비교 고찰하였다.

## II. 콘벌버 2개에 의한 DPSK 복조

패킷 라디오는 크게 RF unit, Modem, Error control unit, 제어부 등으로 구성된다<sup>(6)</sup>. 이중

Modem의 수신단은 DPSK 변조기, packetizer, PN 코드 발생부, MSK 변조기, 제어부등으로 구성된다. 송신단에서 보내지는 패킷 내의 각 데이터는 DPSK 변조가된 후 스펙트럼 확산을 위해 확산 신호인 PN 코드가 곱해진다. 이 때 jamming을 방지하기 위해 각 bit마다 서로 다른 형태의 PN 코드를 사용한다<sup>(6)</sup>.

수신단은 적분길이가 데이터 길이의 2배인 DPSK 콘벌버, 기준신호 발생기, 기저대역 처리부등으로 구성되며 송신단의 역과정을 수행하는데 수신된 패킷은 콘벌버 등으로 구성된 스펙트럼 확산 수신부에서 역확산이 되고 데이터 detectioin 및 decision이 되는데 여기서 필요한 기준 코드의 timing은 preamble을 이용한 동기 과정에 의해 얻는다.

DPSK (Differential Phase Shift Keying)는 위상의 변화를 데이터 값으로 표시하는 시스템을 말한다. 위상의 변화가 정보로써 전송되는 PSK에서는 전송된 정보를 구분하기 위해 기준이 되는 절대위상이 필요하므로 수신단에서는 송신단에서 사용된 반송파와 위상이 같은 반송파를 발생시켜야 한다. 이러한 PSK의 동기검파 (coherent detection)의 어려움을 극복한 것이 DPSK로 어떤 임의의 시각의 carrier reference는 한 비트 지연에 의해 한 비트 앞선 구간으로부터 얻을 수 있다.

스펙트럼 확산 통신 시스템의 수신단에서는 SNR을 높이기 위하여 신호처리 이득이 높은 오토코릴레이션을 일으키는 정합필터 (Matched Filter)가 요구되는데 SAW (Surface Acoustic Wave) 콘벌버가 이 정합필터로 동작한다. 특히 SSMA (Spread Spectrum Multiple Access)를 사용하는 경우 채널간의 간섭을 최소화 하기위해 각 데이터 bit마다 서로 다른 코드에 의해 스펙트럼 확산을 하므로 수신단에서의 정합 필터는 PMF (Programmable Matched Filter)이어야 하므로 PMF로써 SAW 콘벌버가 널리 이용되고 있다.

탄성 표면파 DPSK 복조기의 구조는 그림 2.1과 같다. DPSK 신호와 기준 신호가 콘벌버의

적분구간을 서로 마주보며 진행함에 따라 콘벌버의 기하학적 구조에 의해 매 비트 주기마다 두 출력단에서 동시에 두 연속하는 비트의 코릴레이션 출력이 검출된다. 이 두 출력은 DPSK 신호의 위상 변화에 의해 서로 동위상이거나  $\pi$ 만큼의 위상차가 난다.

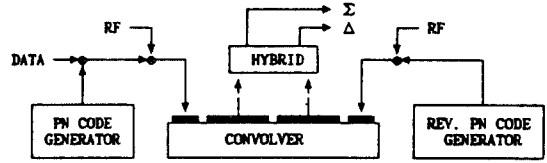


그림 2.1 탄성표면파 DPSK 복조기의 구조  
Block diagram of SAW DPSK demodulator

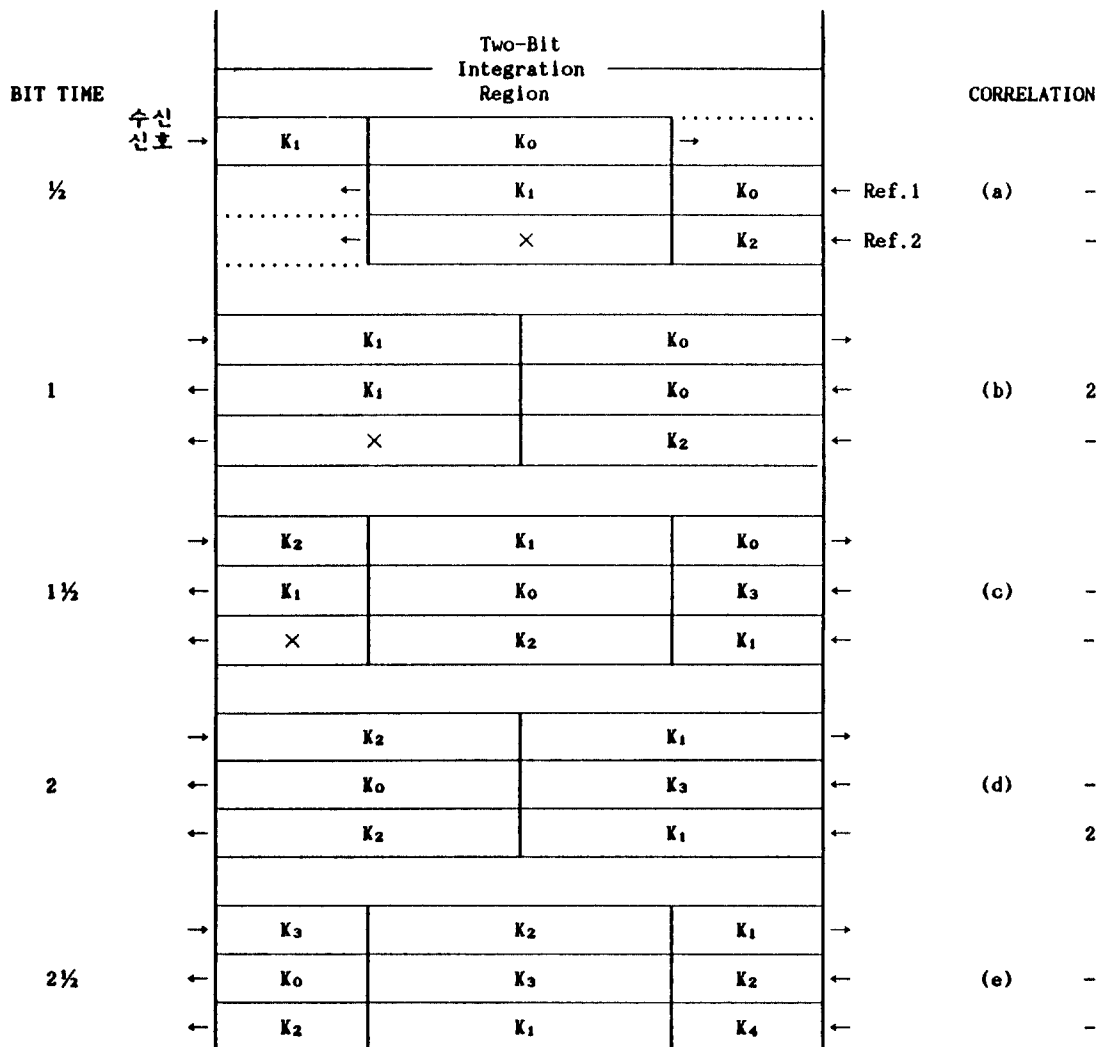


그림 2.2 적분 구간에서의 코릴레이션  
Correlation on the integration region

콘벌버의 두 출력에 연결된  $180^\circ$  hybrid는 두 입력의 합을 SIGMA 출력에, 한 입력을  $180^\circ$  위상변화시킨 후 나머지 입력과 합한 것을 DELTA 출력에 내보낸다. 그러므로 데이터의 복조는 '1'이 전송되면 DPSK 신호의 위상변화가 없으므로 두 출력의 합, 즉 hybrid의 SIGMA 출력의 피크를 검출함으로써, '0'이 전송되었을 때는 반대로 SIGMA 출력은 0에 가깝고 DELTA의 피크 출력을 검출함으로써 가능하다.

양 입력 IDT에 인가된 DPSK 신호와 기준 신호에 의해 여기된 표면파가 출력단의 적분 구간에서 코릴레이션되는 과정은 그림 2.2와 같다.

그림 2.2에서 보면 두 비트 주기마다 한번씩 코릴레이션이 일어나는데 DPSK 신호와 기준 신호의 두 비트가 적분 구간에서 정확히 겹쳤을 때 코릴레이션이 최대가 되어 피크 형태의 출력으로 나타나는 것이다.

DPSK 변조 방식에서는 연속적으로 전송되는 신호 pulse 사이의 상대적 위상으로서 binary 데이터가 실려있다. 각 데이터 비트마다 다른

확산 코드를 사용하고 매 데이터 비트의 복조마다 콘벌버에 두 비트가 실리기 때문에 연속적인 데이터 복조를 위해서는 기준 신호와 콘벌버가 각각 두 개씩이 필요하다. 복조시 기준 신호와 수신 신호의 콘벌버 내에서의 동작은 그림 2.2에서 수신 신호와 두 기준 신호가 각기 다른 두 콘벌버에서의 코릴레이션 과정이 된다<sup>6)</sup>.

### Ⅲ. 콘벌버 1개에 의한 DPSK 복조

콘벌버는 효율이  $-60 \sim -70$  dB로 손실이 많으므로 두 개의 콘벌버를 이용한 수신단<sup>14)</sup>은 다른 수신 시스템에 비해 상대적으로 소요되는 전력이 크다. 이에 비해 복조단에서 한 개의 콘벌버를 사용하게 되면 집적이 불가능한 콘벌버 및 콘벌버의 두 입력에 사용되는 amplifier와 hybrid등 전력 소비가 큰 아날로그 소자의 수를 줄일 수가 있고 이와 더불어 RF switch 또한 생략할 수가 있다. 이러한 콘벌버 한 개를 이용함으로써 간략화된 수신단의 구성도는 그림 3.1과 같다.

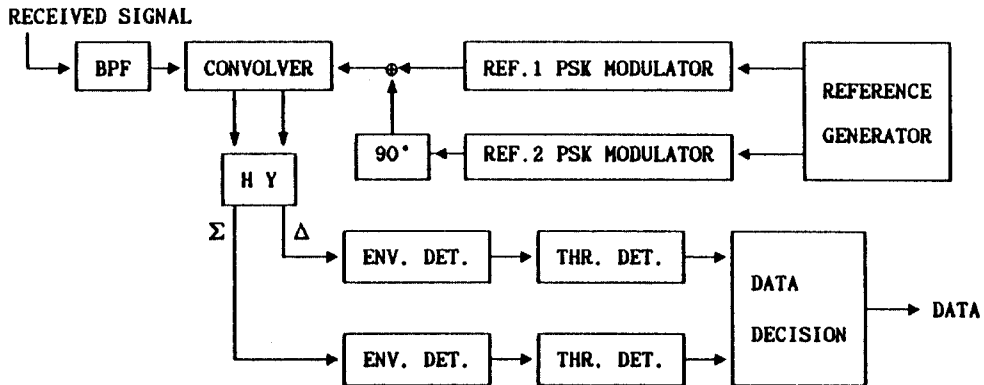


그림 3.1 콘벌버 한 개를 이용한 수신단의 구성도  
Structure of receiver using 1 convolver

그림 3.1의 수신단에서 두 기준신호를 아무런 조작없이 그대로 더하게 되면 두 기준 신호의 코드 칩들이 서로 상쇄되거나 진폭이 배가되어

본래 PN 코드의 특성을 상실하게 되어 올바른 data 복조가 불가능하다. 그러므로 기준신호에 반송파를 실는 과정에서 한 기준신호에는 원래의

$\cos \omega t$ , 다른 기준 신호에는  $\pi/2$ 만큼 위상천이 시킨 반송파를 실은 후 서로 더해 콘벌버의 기준 신호로써 가하게 된다. 이는 결국 두 기준 신호가 서로 거의 orthogonal 하게 되므로 두 신호가 서로 독립적으로 수신신호와 콘벌루션된다. 이 결과가 같은 hybrid를 통해 연속적으로 출력되는 것이다. Hybrid의 두 출력은 콘벌버에 실린 두 비트가 같을 때와 다를 때 각각 SIGMA와 DELTA 에서 코릴레이션 피크가 발생되므로 두 출력단에서 동시에 코릴레이션 피크가 발생될 수가 없다. 이러한 이유로 본 논문에서는 Hybrid의 두 출력을 각각 포락선 검파를 한 후, 문턱 전압 검출기에서 코릴레이션 피크 전압에 약간 못 미치는 문턱 전압과 포락선 검파된 신호의 전압 비교를 하여 데이터 decision을 하는 방식을 취하였다. 그러나 보다 안정된 decision을 위해서는 포락선 검파된 SIGMA와 DELTA 두 신호를 각각 절대 전압인 문턱 전압과 비교하는 대신에 두 신호의 출력을 매 주기 T 시간 마다 샘플링 한 후 두 출력 전압을 서로 비교하여 전압이 큰 쪽의 데이터를 취하는 방법, 즉 포락선 검파된 SIGMA 출력이 클 때는 1, DELTA가 클 때는 0으로 데이터 decision하는 방법이 더 유리하다. 이 콘벌버 한 개에 의한 복조 시스템에서 다음 식들에 의해 복조 시뮬레이션을 했을 때 hybrid의 출력 파형은 그림 3.2와 같다.

$$\Phi_{1s}(t) = \frac{1}{2T} \int_{t-T}^{t+T} a_1(\tau) \cdot a_2(t-\tau) d\tau$$

$$\begin{aligned} \Phi_{1d}(t) &= \frac{1}{2T} \int_{t-T}^t a_1(\tau) \cdot a_2(t-2\tau) d\tau \\ &\quad - \int_t^{t+T} a_1(\tau) \cdot a_2(t-2\tau) d\tau \end{aligned}$$

$$\Phi_{2s}(t) = \frac{1}{2T} \int_{t-T}^{t+T} a_1(\tau) \cdot a_3(t-2\tau) d\tau$$

$$\begin{aligned} \Phi_{2d}(t) &= \frac{1}{2T} \int_{t-T}^t a_1(\tau) \cdot a_3(t-2\tau) d\tau \\ &\quad - \int_t^{t+T} a_1(\tau) \cdot a_3(t-2\tau) d\tau \end{aligned}$$

$$\Sigma = \frac{1}{2} \Phi_{1s}(t) \cdot \cos 2\omega t + \frac{1}{2} \Phi_{2s}(t) \cdot \sin 2\omega t$$

$$\Delta = \frac{1}{2} \Phi_{1d}(t) \cdot \cos 2\omega t + \frac{1}{2} \Phi_{2d}(t) \cdot \sin 2\omega t$$

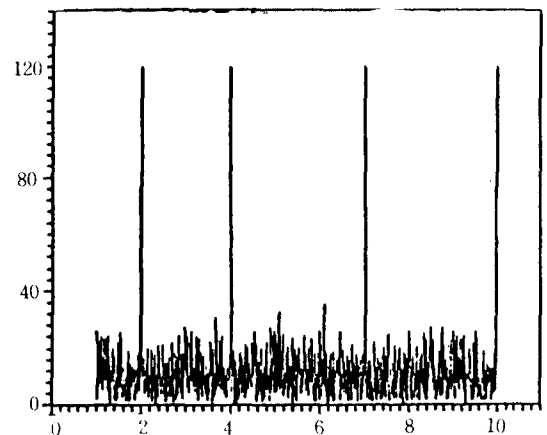
$$\Sigma_{ENV} = \frac{1}{2} \sqrt{\Phi_{1s}^2(t) + \Phi_{2s}^2(t)}$$

$$\Delta_{ENV} = \frac{1}{2} \sqrt{\Phi_{1d}^2(t) + \Phi_{2d}^2(t)}$$

$$\Sigma_{iENV} = \frac{1}{2} \Phi_{1s}(t), \quad \Sigma_{2ENV} = \frac{1}{2} \Phi_{2s}(t)$$

$$\Delta_{1ENV} = \frac{1}{2} \Phi_{1d}(t), \quad \Delta_{2ENV} = \frac{1}{2} \Phi_{2d}(t)$$

여기서  $a_1$ 은 데이터가 실린 수신신호이고  $a_2, a_3$ 은 수신단의 두 기준신호이다. 시뮬레이션시 사용된 데이터는 01010010이 반복되는 것이고 데이터가 1 일 때 sigma에서 피크가, 0일 때는 delta에서 출력된다. 그림 3.2의 SIGMA1, DELTA1 과 SIGMA2, DELTA2의 파형은 각각 REF1, REF2에 의한 파형이고 그림 3.2의(a), (b)는 두 기준 신호를 합하여 콘벌버에 입력하였을 때 SIGMA, DELTA 출력의 파형이다.



(a) SIGMA

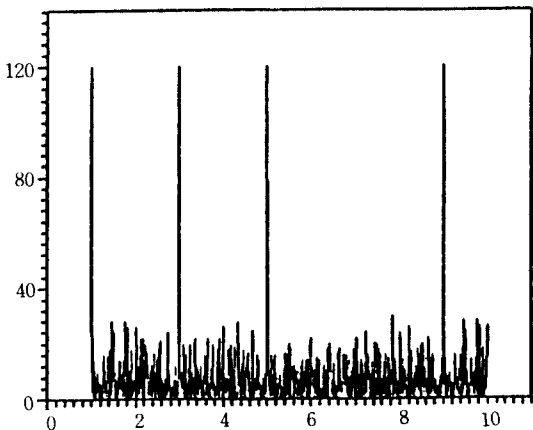
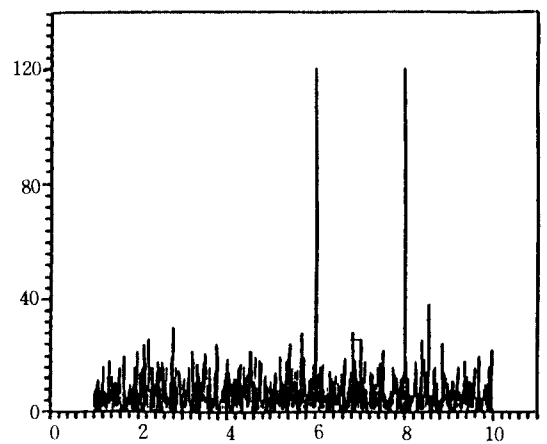
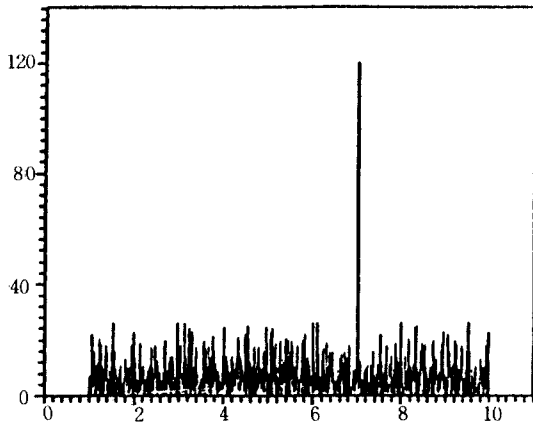
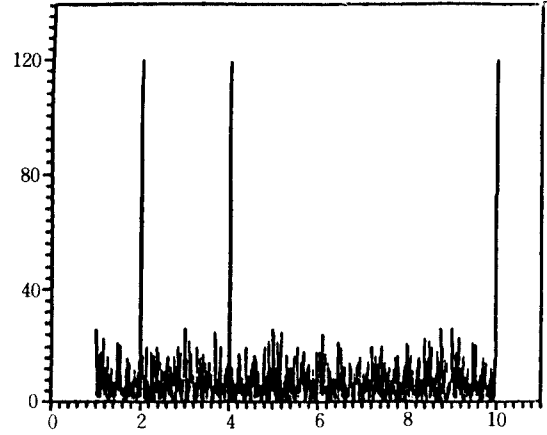
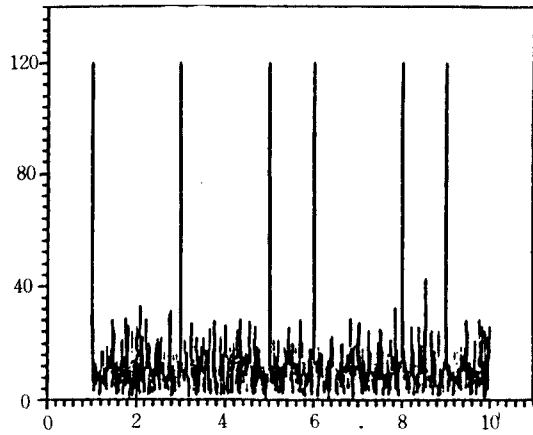


그림 3.2 Hybrid 출력단의 시뮬레이션 파형  
Output waveform of hybrid by simulation

#### IV. 성능 분석

우선 2개의 콘벌버에 의한 DPSK 복조 시스템에서 콘벌버에 입력되는 신호가

$$[m(t, T_m) \cdot e(t, T_e) + x] \cos \omega_0 t - y \sin \omega_0 t \quad (4.1)$$

이라면 이에 의한 콘벌버의 출력 신호는 다음과 같다<sup>(19)</sup>.

$$[BT_m(t, T_m) \cdot \rho(t) + x'] \cos 2\omega_0 t - y' \sin 2\omega_0 t \quad (4.2)$$

여기서  $m(t, T_m) = \pm 1$ 은 주기  $T_m$ 인 2진 정보 신호,  $e(t, T_e)$ 는 주기  $T_e$ 인 PN code sequence,  $x, y$ 는 평균이 0이고 분산은  $\sigma^2 = N$ 인 협대역 가우시안잡음의 quadrature component,  $\rho(t)$ 는 sequence의 autocorrelation 함수,  $M = T / T_e = BT$ 는 sequence의 길이,  $T$ 는 콘벌버의 전파 주기,  $B = 1 / T_e$ 은 sequence의 대역폭,  $x', y'$ 은 평균이 0이고, 분산은  $\sigma^2 = MN = BTN$ 인 콘벌버 출력 가우스 잡음의 quadrature component이다.

두 비트 주기만큼의 적분 구간에서 출력되는 콘벌버의 두 출력은

$$S(t) = [m_1(t, T_m) \cdot e(t, T_e) + x_1] \cos \omega_0 t - y_1 \sin \omega_0 t \quad (4.3)$$

$$S(t + T_m) = [m_2(t, T_m) \cdot e(t, T_e) + x_2] \cos \omega_0 t - y_2 \sin \omega_0 t$$

이며 전송된 신호가 1일 때는  $m_1 = m_2$ , 0일 때는  $m_1 \neq m_2$ 이다.

여기서 sampling 순간의 완전한 동기가 이루어 졌다고 한다면 콘벌버 2개에 의한 DPSK 수신단의 평균 오율은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{e1} = P\{R\Sigma \langle R\Delta : \text{Mark sent} \rangle\} = 0.5 \exp(-BT / 2N) \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned} \text{여기서 } R\Sigma &= \sqrt{[BTD(+)] \cdot \rho(t) + x']^2 + y'^2} \\ R\Delta &= \sqrt{[BTD(-)] \cdot \rho(t) + x'']^2 + y''^2} \\ D(+) &= m_1 + m_2 \\ D(-) &= m_1 - m_2 \\ x' &= x_1' + x_2' \quad y' = y_1' + y_2' \\ x'' &= x_1' - x_2' \quad y'' = y_1' - y_2' \end{aligned}$$

이에 비해 콘벌버 한 개를 이용한 DPSK 복조 시스템에서는 90°의 위상차가 있는 두 국부 발진 신호와 두 기준 신호가 각각 곱해진 후 콘벌버에 함께 입력되어 수신 신호와 코릴레이션이 일어나

므로 식(4.1)의 콘벌버 입력 신호에 대한 출력 신호는 다음과 같다.

$$[BT_m(t, T_m) \cdot \rho(t) + x' - y'] \cos 2\omega_0 t - [BT_m(t, T_m) \rho_0(t) + x' - y'] \sin 2\omega_0 t \quad (4.5)$$

이에 의한  $R\Sigma, R\Delta$ 는 각각

$$R\Sigma = \sqrt{[BTD(+)] \cdot \rho(t) + x' + y']^2 + [BTD(+)] \cdot \rho_c(t) + x' + y']^2}$$

$$R\Delta = \sqrt{[BTD(-)] \cdot \rho(t) + x' + y']^2 + [BTD(-)] \cdot \rho_c(t) + x' + y']^2}$$

이고  $\rho_c(t)$ 는 crosscorrelation 함수이며, orthogonal 한 코드라고 가정한다면 콘벌버 두 개를 이용한 수신단에서와 같은 과정에 의해 콘벌버 한 개를 사용한 수신단의 평균 오율은

$$P_{e2} = P\{R\Sigma \langle R\Delta : \text{Mark sent} \rangle\} = 0.5 \exp(-BT / 4N) \quad (4.6)$$

이 된다.

한편 콘벌버 두 개에 의한 CSK 복조 시스템에서의 오율은 콘벌버의 출력이 한 개이므로 콘벌버의 입력

$$S_1 = [e_1(t, T_e) + x] \cos \omega_0 t - y \sin \omega_0 t \quad (4.7)$$

단  $i=0, 1$ (CSK에서는 두 종류의 code 사용)

에 의해 콘벌버의 출력은

$$[BT\rho(t) + x'] \cos 2\omega_0 t - y' \sin 2\omega_0 t$$

로써

$$R_1 = \sqrt{[BT\rho(t) + x']^2 + y'^2}$$

가 되어 CSK 복조 시스템의 평균 오율은

$$P_{\text{err}} = P\{R_0 < R_1; 0 \text{ sent}\} = 0.5 \exp(-BT/4N) \quad (4.8)$$

이 된다. 콘벌버 한 개를 이용한 DPSK 복조 시스템의 성능을 해석한 결과 평균 오율에 있어서 콘벌버 두 개를 사용하는 DPSK 시스템에 비해서는 성능 저하가 있으나 콘벌버 두 개에 의한 CSK 복조 시스템과는 오율이 같음을 알 수가 있고 DPSK와 CSK 시스템의 오율을 비교하면 그림 4.1과 같다.

그림에서 DPSK1은 콘벌버 1개를 사용한 DPSK 복조시의 오율이고 DPSK2는 콘벌버 2개일 때의 오율이다.

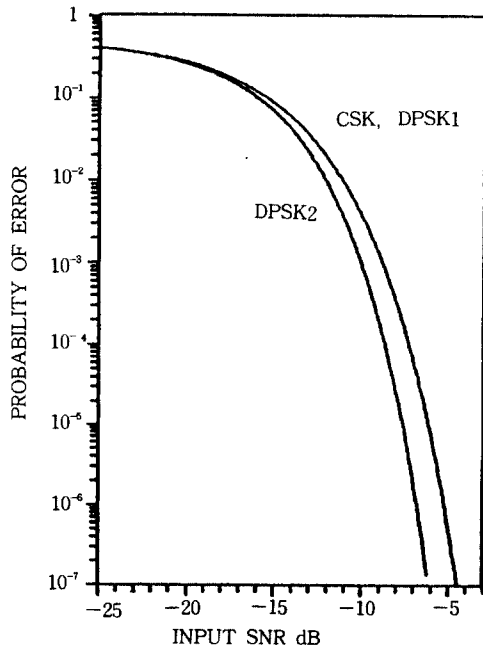


그림 4.1 DPSK와 CSK 복조 시스템의 오율  
Error probability of DPSK and CSK system

## V. 실험 및 결과 고찰

실험에서 사용된 MODEM 및 DPSK 콘벌버의 사양은 표 4.1과 같다.

표 5.1 MODEM의 사양  
Specification of MODEM

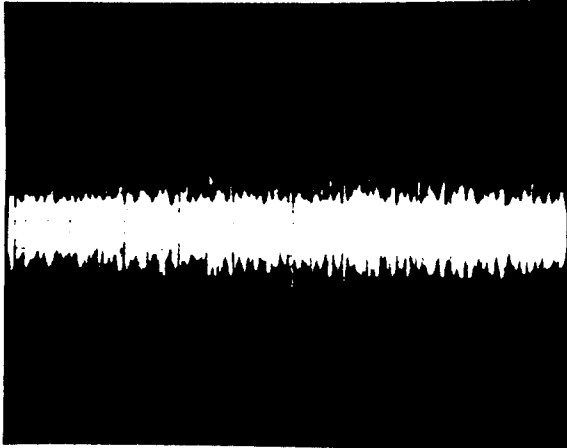
DATA MODULATION :	
Differential Phase Shift Keying (DPSK)	
Data rate :	151.2 kbit / s
SPREAD SPECTRUM MODULATION :	
Direct Sequence(DS)	
Code chip rate :	9.07 MHz
CONVOLVER :	
Input center frequency :	100 MHz
Input 3dB bandwidth :	25 MHz
Integration time T :	13.23 μsec

데이터 발생기, PN 코드 발생기, 문턱전압 검출기 (threshold detector), window 신호 발생기등으로 구성되는 DPSK 복조 시스템을 그림 3.1과 같이 구성되며 패킷 라디오에 이용할 수 있는 DPSK 복조 과정을 수행할 수 있는지 조사하였다.

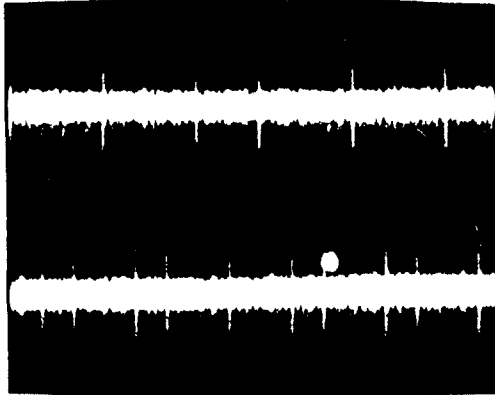
그림 5-1은 DPSK 변조된 데이터를 60 chip PN 코드로 스펙트럼 확산시켜 송신한 신호를 수신부에서 DPSK 복조한 파형을 나타내는 사진이다. 그림 5.1(a)는 콘벌버에서 수신 신호와의 합해진 두 기준 신호와의 코릴레이션 피크이며 8비트의 데이터 01010010이 반복하여 전송되었을 때 수신 신호와, 두 기준 신호를 합하여 콘벌버에 입력했을 때의 합출력과 차출력을 측정하는 것이 그림 5.1(b)로써 이 출력을 포락선 검파 후 문턱 전압 검출기를 이용하여 복조한 데이터가 그림 5.2(b)이다.

그림 5.1(a)의 코릴레이션 파형에서 sidelobe와 코릴레이션 피크와의 비가 14 dB가 됨을 알 수가 있다. 이는 그림 3.2의 simulation 파형에서 피크와 sidelobe와의 비와 차이가 없다. 그리고 sidelobe 레벨이 일정치 않은 것은 사용된 확산 코드가 maximal 코드가 아니기 때문에 기인된 것으로 maximal 코드의 사용에 의해 sidelobe의 레벨을 낮추는 것이 가능하다.



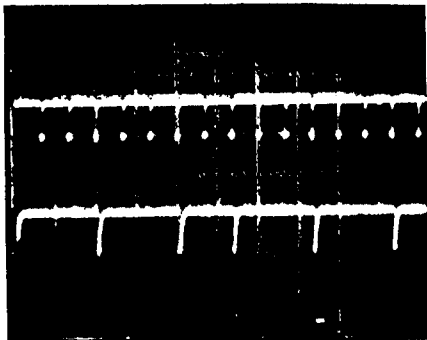


Hor. 2[ $\mu$ s] / div ver. 50[mV] / div  
(a) 콘벌버의 correlation 출력

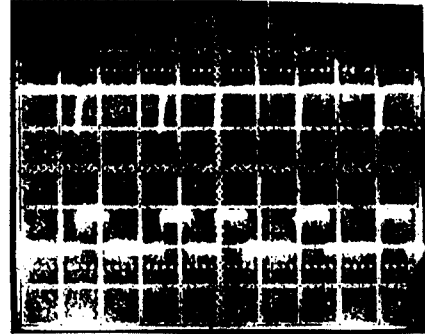


Hor. 10[ $\mu$ s] / div. Ver. 0.1[V] / div.  
(b) SIGMA와 DELTA 출력

그림 5.1 복조 파형  
Demodulated waveform



Hor. 10[ $\mu$ s] / div. Ver. 5[V] / div.  
(a) window 신호와 SIGMA의 신호

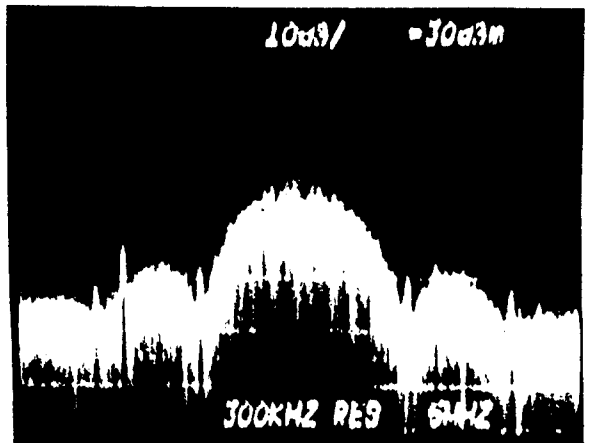


Hor. 10[ $\mu$ s] / div. Ver. 5[V] / div.  
(b) SIGMA 신호와 복구된 데이터

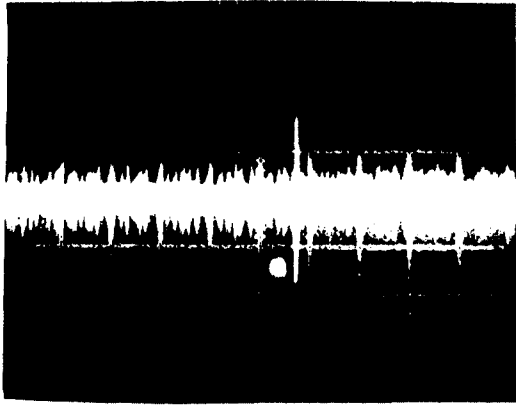
그림 5.2 복구된 데이터의 파형  
Recovered waveform of data

그림 5.2(a)에서와 같이 window 신호가 열렸을 때(low 신호)의 SIGM 및 DELTA 신호를 이용하여 합출력이 문턱 전압보다 큰 경우 +1의 데이터로, 차출력이 큰 경우에는 -1의 데이터로 복조한 것이 그림 5.2(b)와 같이 측정되었다. 그림에서 보는 바와 같이 01010010의 데이터가 정확히 복조됨을 알 수 있다.

그림 5.3은 noise가 섞이지 않은 상태와 10 dB의 noise가 섞인 상태에서의 코릴레이션 피크를 나타낸다. 본 시스템에서는 한 비트당 60



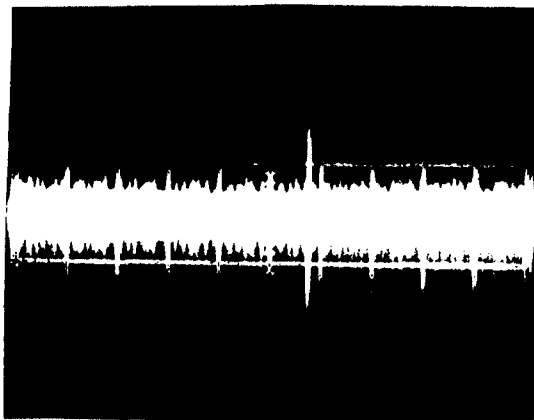
Hor. 5 MHz / div. Ver. 10 dB / div.  
Center freq. 100 MHz



Hor.  $2\mu\text{s}/\text{div}$ , Ver.  $0.1\text{ V}/\text{div}$ .  
(a) noise가 없는 입력 신호의 스펙트럼과 콘벌버의 출력



Hor.  $5\text{ MHz}/\text{div}$ , Ver.  $10\text{ dB}/\text{div}$ .  
Center freq.  $100\text{ MHz}$



Hor.  $2\mu\text{s}/\text{div}$ , Ver.  $0.1\text{ V}/\text{div}$ .  
(b)  $10\text{ dB}$ 의 noise가 있는 입력 신호의 스펙트럼과 콘벌버의 출력  
그림 5.3 DPSK 콘벌버의 출력  
output of DPSK convolver

칩의 확산 코드로 대역확산을 하였으므로  $35.6\text{ dB}$ 의 처리 이득에 의한 순간적인 SNR의 상승으로 인하여 송신단의 신호보다  $35.6\text{ dB}$ 가 더 높은 level에서도 수신단에서는 복조를 수행할 수가 있다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 중심주파수  $100\text{ [MHz]}$ , 적분시간  $13.23\text{ [}\mu\text{sec]}$ 인 DPSK 복조용 탄성표면과 콘벌버 한 개를 이용한 복조 시스템을 구성하고 이 복조 시스템에 의해 칩 발생을  $9.07\text{ [MHz]}$ , data rate  $151.2\text{ [kHz]}$ 로 스펙트럼 확산된 DPSK 신호를 변조할 수가 있었다. 일반적으로 두 개의 콘벌버를 이용한 복조 시스템에 비해 콘벌버 한 개를 이용하면 복조부에서의 소요 전력을 줄일 수 있을 뿐만 아니라 수신단의 구성에 있어서도 콘벌버에 수반되는 amplifier, hybrid 및 RF Switch 등의 analog 소자의 수를 줄일 수가 있다.

비트당 60 칩의 PN 코드에 의해 대역확산된 DPSK 신호를 복조하는 과정의 시뮬레이션 파형에서 콘벌버에 입력되는 두 기준신호를 합하였을 때와 단독으로 사용했을 때 코릴레이션 피크와 sidelobe의 비가 차이가 없음을 알 수 있었고 실제 구성한 복조 시스템에서도 관찰된 파형에서 또한 차이가 없음을 확인할 수 있었으며 송신 데이터의 완전한 복구도 가능하였다.

그리고 콘벌버 한 개를 이용한 DPSK 복조 시스템의 성능에 대한 이론적인 해석을 한 결과 두 개의 콘벌버를 이용하는 DPSK 복조 시스템의 성능에는 미치지 못하나 CSK 복조 시스템과는 오울이 같음을 확인하였다.

## 參 考 文 獻

1. Barry M. Leiner, Donald L. Nielson, Fouad A. Tobagi, "Issues in packet radio network design", IEEE Proc., Vol 75, No. 1, pp. 6~20, Jan, 1987.

2. Fouad A. Tobagi, Richard Binder, Barry Leiner, "Packet Radio and Satellite networks", IEEE comm., magazine, Vol. 22, No. 11, pp. 24~39 Nov, 1984.
3. Nersi Nazari, Rodger Zierner and John Liebetreu, "The Effects of the code period on the performance of asynchronous direct-sequence multiple-access spread-spectrum systems", IEEE GLOBECOM, pp. 16.7.1~16.7.5, 1987.
4. S. A. Reilde, "Acoustoelectric convolver technology for spread-spectrum communications", IEEE Trans., Sonics Ultrason., Vol 1., su-28, pp. 185~195, May, 1981.
5. M. Kowatsch, Dr. Tech., "Application of surface-acoustic-wave technology to burst-format spread-spectrum communications", IEEE PROCEEDINGS, Vol. 131. Pt. F, No. 7, pp. 734~741, DECEMBER 1984.
6. J. Hjelmstad and R. Skaug, "Fast synchronisation modem for spread-spectrum communication system using burst-format message signalling", IEEE PROC., Vol. 128, No.6, pp. 370~378, NOVEMBER 1981.
7. Rodger E. Zierner and Roger L. Peterson : Digital Communications and Spread Spectrum System, Macmillan, 1985.
8. Jeffrey H. Fischer, Hohn H. Cafarella, Charles A. Bourman, Gerard T. Flynn, Victor S. Dolat, and Rene Boisvert, "Wide-Band Packet Radio for Multipath Environments", IEEE Trans. on Comm. Vol. 36, No. 5, pp. 564~576, MAY 1988.
9. John. H. Cafarella, "Application of SAW convolvers to spread-spectrum communication", IEEE, Ultra. Symp., pp. 121~126, 1984.
10. M. Kowatsch, John T. Lafferl, and Aliriza Ersoy, "An application of SAW convolvers to spread spectrum transmission packet voice", IEEE Trans. su-32, No.5, pp. 771~777, Sep, 1985.
11. Jeffrey H. Goll, and Donald C. Malocha, "An application of SAW convolvers to high bandwidth spread spectrum communication", IEEE Trans. su-28, No.3, pp. 195~204, 1981.
12. R. C. Dixon : Spread Spectrum Systems, John Wley & Sons, New York 1976.
13. J. Becker and H. P. Grassl, "Application of A SAW-convolver as a fast special processor in a multiprocessor system", IEEE Uitra., Symp., pp. 169~172, 1986.
14. D. Brodtkorb and J. E. Laynor, "Fast synchroniization in a spread-spectrum system based on acoustoelectric convolvers", IEEE Ultra., Symp., Proc., pp. 561~566, 1978.
15. Peyton Z. Peebles, Jr. : Digital communication systems, Prentice-Hall, 1987.
16. 박제상 "탄성 표면파 콘벌버를 이용한 DPSK 복조에 관한 연구" 연세대학교 대학원 석사학위 논문, 1986.
17. 박병훈 "탄성표면파 콘벌버를 이용한 스펙트럼 확산 통신의 고속동기에 관한 연구" 연세대학교 대학원 석사학위 논문, 1987.
18. 정창래 "Focused IDT를 이용한 탄성표면파 콘벌버에 관한 연구" 연세대학교 대학원 석사학위 논문 제출, 1989.
19. Savo G. Glisic, "Some possibilities for direct realization of the spread spectrum receiver using surface acoustic wave convolvers".



**李 秉 旭 (Dong Uk Lee)**      正會員  
 1962年 1月 8日生  
 1984年 2月 : 延世大學校 電氣工學科 卒業  
 1986年 2月 : 延世大學校 大學院 電氣工學科 卒業(碩士)  
 1987年 8月~現在 : 延世大學校 大學院 電氣工學科 博士課程



**趙 寬 (Kwan JO)**      正會員  
 1965年 9月 20日生  
 1988年 2月 : 延世大學校 電氣工學科 卒業  
 1990年 2月 : 延世大學校 大學院 電氣工學科 卒業(碩士)



黃金燦(Kum Chan HWANG) 正會員

1944年 7月18日生

1967年 2月：延世大學校 電氣工學科 卒業

1975年 6月：Polytechnic Institute of New York(碩士)

1979年 6月：Polytechnic Institute of New York(博士)

1979年 6月～1980年 9月：國防科學研究所 選任研究院

1980年 9月～現在：延世大學校 電氣工學科 教授