

## 우리별 1, 2호의 디지털 신호처리부(DSPE) 실험의 고찰

박강민 · 김형명 · 최순달  
한국과학기술원 인공위성연구센터

### DIGITAL SIGNAL PROCESSING EXPERIMENT OF KITSAT-1 AND KITSAT-2

Kang Min Park, Hyung-Myung Kim and Soon Dal Choi  
Satellite Technology Research Center, KAIST  
email: kmpark@impro.kaist.ac.kr

*(Received March 20, 1996; Accepted May 4, 1996)*

#### 요 약

본 논문의 목적은 우리별 1, 2호의 디지털 신호처리부(DSPE, digital signal processing experiment)를 설계, 제작하고 운용, 실험한 결과를 정리하는데 있다. 다목적 임무에 적합한 유연성(flexibility)과 열악한 우주환경에 적절히 대응할 수 있는 신뢰성을 가진 시스템을 설계, 제작하였다. 지상 및 궤도상에서 몇 가지 수행된 실험중 고속(19.2kbps) 소프트웨어 변조기의 구현을 집중적으로 고찰했다. 상용으로 개발된 부동소수(floating point) 연산형 신호처리 전용 프로세서인 TMS320C30의 장착은 저궤도 위성에 최초로 시도되었으며 차세대 위성의 각종 탑재물에 활용할 수 있을 것이다.

#### ABSTRACT

The objective of this paper is to show how digital signal processing experiment(DSPE) was designed and to present its experimental results in orbit and on the ground. The multi-missional and flexible DSPE was designed in a reliable manner. Among several experiments executed in orbit and on the ground, a high-speed(19.2kbps) software modulator experiment was discussed in this paper. A 32bit floating-type TMS320C30, which was developed for commercial purposes, was used on LEO micro-satellites, KITSAT-1 and KITSAT-2. This digital signal processor(DSP) can be applied to the various payloads of the next generation satellites.

#### 1. 서 론

국제 아마츄어 통신에서 AX.25를 링크 조절(link control)용 통신규약(protocol)으로 채택(Kuhlen 1987)한 1980초 이후부터 아마츄어 패킷통신(packet radio communication)은 전세계적으로

널리 퍼지게 되었다. 초기에는 아마추어 패킷통신의 표준 통신속도로 1,200bps가 제안되어 FO-20(FUJI-OSCAR-20)에서 사용되었다(Miller 1988). 1,200bps로 사용된 주된 이유는 당시의 모든 단말노드제어기(TNC, terminal node controller)의 내부 변복조기(modem)가 1,200bps로 작동하였으며, 두가지 주파수를 이용한 음성주파수편이변조(AFSK)의 주파수 스펙트럼이 음성대역을 이용한 무선통신에 적합하기 때문이었다. 1980년대 후반에 이르러 단말노드제어기들이 보다 높은 전송 속도로 통신할 수 있게 되었고 대부분의 주파수변조(FM, frequency modulation) 무선송신기(radio)들이 7~8kHz 이상의 기저대역을 가짐으로 인해 9,600bps 통신이 완전히 실용화 되었다(Miller 1991). UO-22(UOSAT-5/OSCAR-22)는 기저대역의 주파수 스펙트럼이 레이즈드 코사인(raised cosine) 형태를 가지도록 여파(filtering)하는 G3RUH 변복조기를 이용하였다(Park 1991a).

우리별 1호(KO-23, KITSAT-1/OSCAR-23)에서 9,600bps 소프트웨어 변조기를 성공적으로 구현하였으며 본 논문에서는 우리별 2호(KO-25, KITSAT-2/OSCAR-25)의 디지털 신호처리부에서 소프트웨어로 구현한 19.2kbps 변조기에 대해 살펴보고자 한다.

## 2. 설계 사양 및 시스템 구성

위성에 탑재될 시스템 설계시 기본적으로 고려되어야 할 사항으로 소모전력, 무게, 크기, 궤도 환경, 수행 기능의 신뢰성 등이 있다. 우리별 1호가 궤도상에서 기본동작, 즉 원격검침 정보를 지상에 송신하고 원격명령을 지상으로부터 수신하며 자세제어를 수행하기 위해 소모되는 전력은 지속적으로 약 12W 정도 필요하다. 태양 비동기 궤도에서 항상 불규칙한 전력을 공급받으므로 DSPE와 같은 탑재물들은 설계시 가능한 간단한 회로, MOS 계열의 저전력 소자의 이용 등이 권고된다(Park 1991a). 발사 비용의 기준으로 무게와 크기가 절대적인 영향을 미치므로 무게와 크기를 가볍고 작게 할 수 있도록 설계시 유념해야 한다. 예를 들어, 기억소자의 개별적 사용을 지양하는 대신 하이브리드(hybrid) 소자를 사용하여 무게와 크기를 조절할 수 있다.

또한 설계시 고려하여야 할 점은 궤도 환경이다. 위성은 급격한 온도 변화, 우주 방사선 등의 우주환경에 지배당하므로 이에 적절히 대응할 수 있는 소자를 채택해야 한다. 위의 모든 설계 조건을 만족한다 하더라도 기능 수행의 신뢰도가 적절하지 못하면 위성의 임무를 완수할 수 없는 확률이 높아지므로 탑재물의 전력소모와 무게, 크기를 적당한 수준으로 유지하면서 신뢰도를 극대화하는 방향으로 설계의 초점을 맞추어야 한다.

우리별 1호의 DSPE에 부여된 여러가지 임무 중, 압축 디지털 음성 데이터의 복원을 위한 알고리즘들도 그 복잡도가 압축 정도에 따라 다양하므로 하나의 고속 신호처리 전용 프로세서를 이용한 신호처리 또는 병렬의 신호처리가 필요하다. 마찬가지로 소프트웨어 변복조기의 고속 동작을 위해서는 병렬 신호처리 또는 기능 분할 신호처리가 요구된다. 2개의 신호처리 전용 프로세서로 소프트웨어 변복조기를 구현할 때는 변조부와 복조부의 기능을 각각의 프로세서에 부여하고 두 프로세서간의 적절한 통신 링크를 확보한다면 병렬 신호처리 혹은 기능 분

할 신호처리가 가능하다.

시스템의 신뢰도에 대해 서술하고자 할 때에는 정확한 임무가 정의되어야 한다. DSPE의 임무가 S개의 신호처리 전용 프로세서를 요구하고 기능 분할 신호처리가 가능하다면 R개의 프로세서를 신뢰도 향상을 위해 추가할 수 있다. 이때 모든( $N=S+R$ ) 프로세서들은 적절한 통신 링크가 확보되어야 하며 N/S가 2보다 작을 때는 이중화 시스템보다 전력소모도 작고 무게, 크기 등도 줄일 수 있는 동시에 신뢰도도 높다는 사실이 증명되어 있다(Park 1991b).

TMS320C30과 TMS320C25의 신호처리 전용 프로세서가 사용되고 두 프로세서 간 각각의 내장직렬포트를 직접 연결하여 과외의 소자없이 통신 링크를 구현하였다. 또한 ADC와 DCA가 한 소자에 내장되어있는 AD7569와 하이브리드 기억소자를 채택하여 전력, 무게, 부피의 부담을 완화하였다(그림 1 참조).

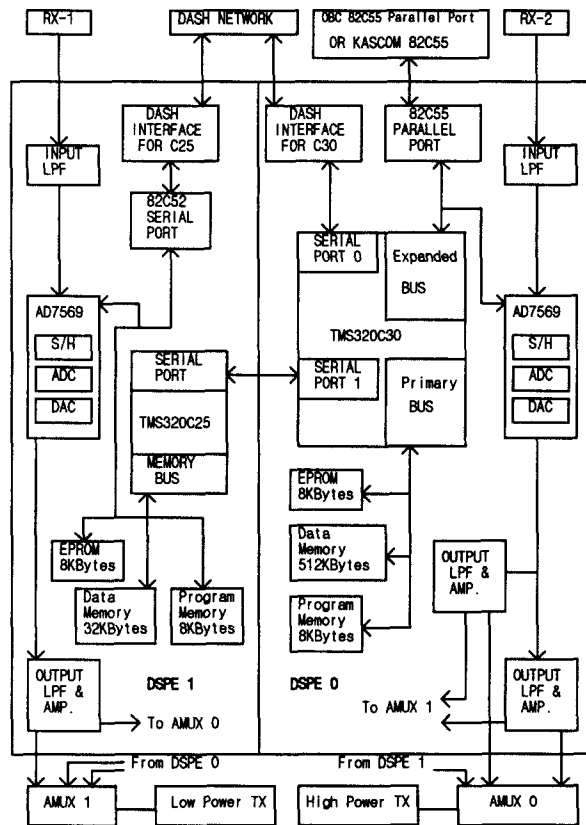


그림 1. DSPE 개략도.

### 3. 운용 실험 및 결과 고찰

우리별 1, 2호를 통해 음성 방송을 수 차례 실시하여 휴대용 수신기로도 음성 수신이 가능함을 확인했다. 한국어, 일어, 불어, 독일어, 중국어 등 수개 국어로 압축된 디지털 음성 데이터를 미리 위성의 주컴퓨터 기억장치에 저장한 후 계획된 장소와 시간에 적합한 언어를 택하여 전지구적 음성 방송을 수행했다.

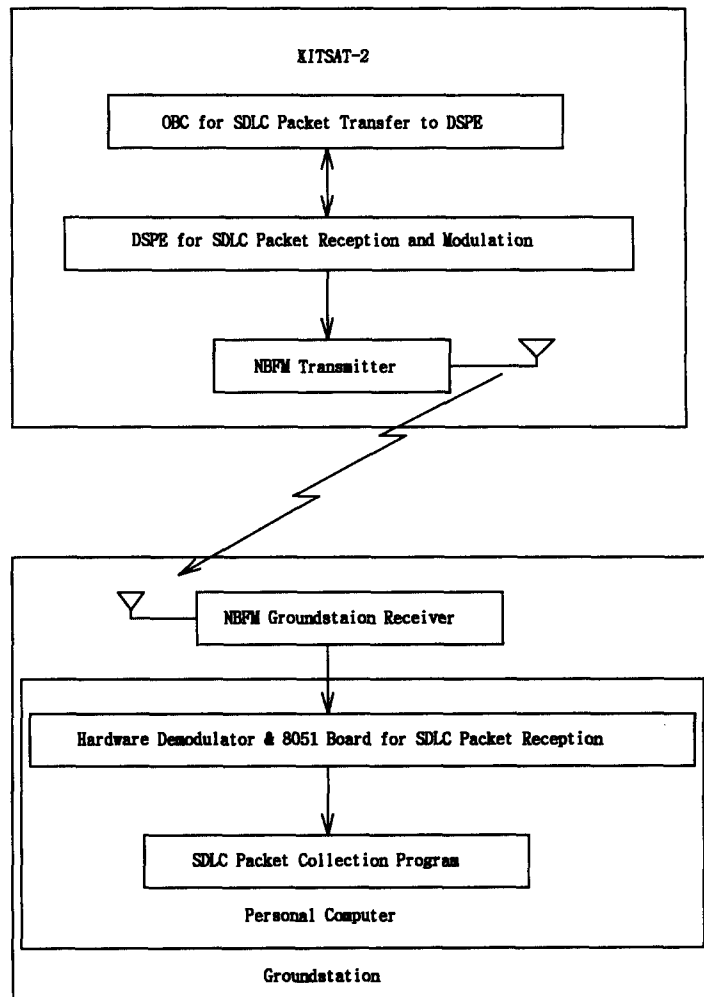
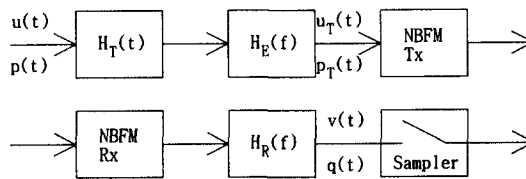


그림 2. 고속 소프트웨어 번조기 실험의 구성도.

본 논문에서는 고속 소프트웨어 변조기에 관한 실험 방법과 결과에 대한 고찰을 하겠다. 고속(19.2kbps) 소프트웨어 변조기 실험은 우리별 2호의 비행 모델과 지상국간의 다운링크(downlink)에서 수행되었다. OBC(on-board computer), DSPE 그리고 NBFM(narrow band frequency modulation) 송신기가 이 실험의 구성요소로서 우리별 2호 비행 모델에서 사용되었으며, 지상 장비로는 NBFM 수신기와 복조기 및 SDLC(synchronous data link control) packet 수신기를 장착한 PC(personal computer)가 사용되었다. OBC는 file을 SDLC packet으로 분해하여 DSPE로 전송하고 DSPE는 SDLC packet을 소프트웨어 변조된 기저대역 신호로 전환하여 NBFM 송신기의 입력으로 보낸다. 지상국의 NBFM 수신기에 의해 추출된 기저대역 신호가 하드웨어 복조기에 의해 복조되어 디지털 데이터로 변환된 후 8051 프로세서를 사용한 SDLC packet 수신기에서 packet 형태로 복구된다. 만약 전송 링크가 악조건하에 있을 때(위성의 고도(elevation)가 낮거나 상호 간섭을 받을 시)에는 오류가 발생한 SDLC packet을 수신할 확률이 크다. 손상된 packet들은 정보를 많이 상실하므로 비트맵(bit map)을 위성에 전송하여 손상된 packet들을 재송신하도록 한다. PC의 SDLC packet collection program에 의해 복구된 packet들이 순서적으로 조합되어 다시 file을 형성한다(그림 2 참조).

성능 평가를 위한 척도로서 data throughput(즉, 최종적으로 초당 수신한 file의 양)을 사용하였으며 그 단위는 bps(bit per second)이다. 우리별 1, 2호의 하드웨어 변조기를 사용한 통신(9.6 kbps)에서 평균 data throughput은 약 1~2kbps정도인데 반해 우리별 2호의 DSPE를 사용한 고속 소프트웨어 변조기 실험에서는 data throughput이 2~3kbps로 향상되었다. 고속 소프트웨어 변조기 실험에서는 19.2kbps의 속도로 통신을 시도했으므로 우리별 1, 2호의 하드웨어 변조기를 사용한 통신 data throughput의 두 배를 예측했다. 하지만 실제 지상 장비의 구현시 발생한 손실에 기인하여 성능이 예상치를 1kbps가량 벗어났다.



If  $p(t)=\text{rect}(t/T_s)$ , then  $U(t)$  is NRZ(Non-Return to Zero).

$$u(t) = \sum_n a_n p(t-nT_B)$$

$$u_T(t) = \sum_n a_n p_T(t-nT_B)$$

$$v(t) = \sum_n a_n q(t-nT_B)$$

where  $a_n$  is +1 or -1 (random).

그림 3. 고속 소프트웨어 변조기 실험의 모델.

#### 4. 송신파형의 예비등화(Pre-Equalization)

고속 소프트웨어 변조기 실험에서는 기저대역 신호의 송신파형 생성과 전송대역의 왜곡 보상을 위한 예비등화 과정이 요구되어졌다. 송신단측의  $u(t)$ 는 주기가  $T_b$ 인 기본 파형  $p(t)$ 의 반복된 합이고 송신 여파기  $H_T(f)$ 와 예비등화기  $H_E(f)$ 를 거쳐  $u_T(t)$ 가 되며 수신단측에서  $u_T(t)$ 가 완벽히 복구된다고 가정한다. 수신단측의 여파기  $H_R(f)$ 을 통과한  $v(t)$ 는 기본 목적파형  $q(t)$ 의 합이며 이상적인 sampling에 의해 디지털 데이터로 전환된다(그림 3 참조).

이 실험에서 강조해야 할 부분은 Nyquist criterion을 만족하는  $q(t)$ 를 생성하기 위한 예비등화기  $H_E(f)$ 의 설계이다. FT(Fourier transform) 이론과 system linearity에 의해  $H_E(f)$ 는 식 (1)과 같이 주어진다. 식 (1)에서  $K(f)$ 는 수정함수(modifying function)이며 대부분 1로 가정한다. 이미 잘 알려진 표준 이론에 따르면  $Q(f)$ 는 우함수이며 실수값을 가지고  $\alpha$ (전형적으로 0.3)값에 의해 조절된다(그림 4 참조).

$$P(f)H_T(f)H_R(f)H_E(f) = K(f)Q(f) \tag{1}$$

where  $P(f) = \{P(t)\}$

$$Q(f) = \{q(t)\}$$

$$FT\{\cdot\} = \text{Fourier Transform of } \{\cdot\}$$

is frequency and  $t$  is time.

수식을 간략화 시키기 위하여 식 (2)와 같이 정의한다.

$$P'(f) = P(f)H_T(f)H_R(f) \tag{2}$$

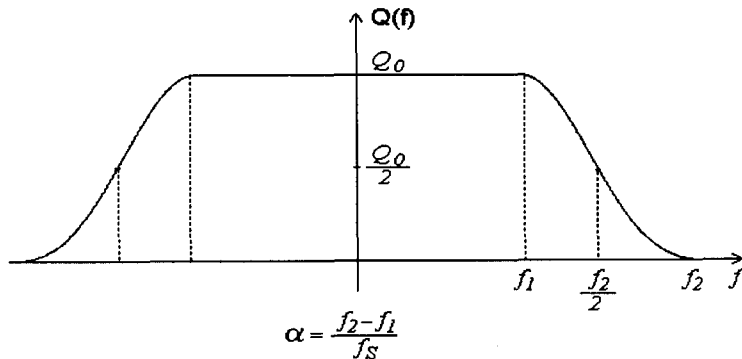


그림 4. 기본 목적파형  $q(t)$ 의 Fourier transform.

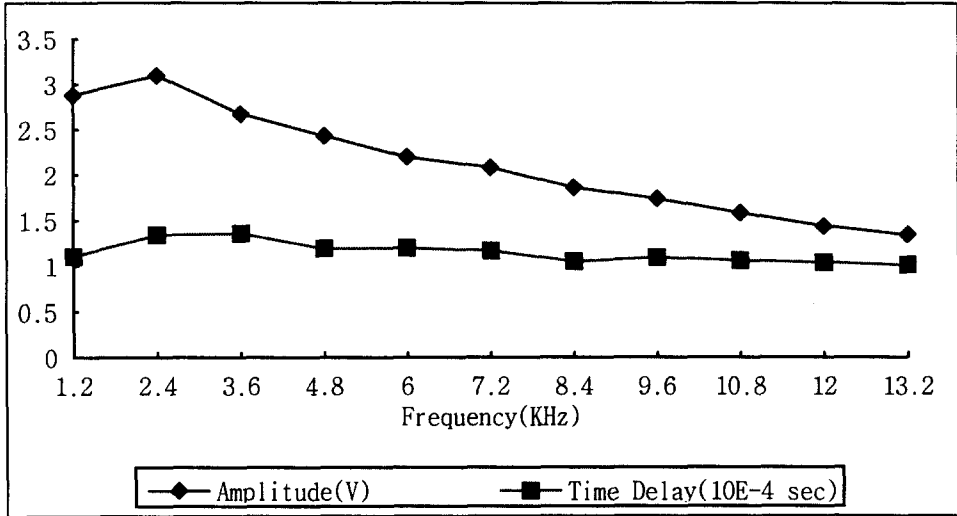


그림 5. 전송대역의 주파수 반응과 시간지연 특성.

예비등화기  $H_E(f)$ 를 식 (3)과 같이 표현할 수 있다.

$$H_E(f) = K(f) \frac{Q(f)}{P'(f)} \tag{3}$$

where  $K(f) = 1$ .

식 (3)의 해는 명약관화하다.  $P'(f)$ 의 주파수 이득(frequency magnitude)과 시간지연(time delay)을 측정 한 후  $Q(f)$ 를 나누면  $H_E(f)$ 를 얻을 수 있다. 우리별 2호 비행 모델에서  $P'(f)$ 의 주파수 이득과 시간지연을 측정하여 그림 5에 나타내었다.  $H_E(f)$ 를 IFT(inverse Fourier transform)를 수행하여 시간축에서의 임펄스 응답(impulse response)인  $h(t)$ 를 구한 후 sampling한 값을 소프트웨어 FIR(finite Impulse Response) 여파기의 계수로 사용한다(식 (4) 참조).

$$h_E(n) = h_E(n\Delta T) \tag{4}$$

where  $\Delta T$  is a sample period.

송신파형의 예비등화기를 실제 구현할시 시스템의 전체적인 시간 지연을 고려해야 하므로  $K(f)$ 를 수정하여 식 (5)에 나타내었다.

$$H_E(f) = \frac{Q(f)}{P'(f)} \exp(-2\pi j f \tau_s) \tag{5}$$

where  $\tau_s = \tau + \frac{T}{2}$ ,  $\tau$  is the low freq. group delay through the system without pre-equalization and  $T$  is the total delay length of the software FIR filter.

### 5. DSPE를 이용한 예비등화기의 구현

송신파형의 예비등화를 DSPE상에서 소프트웨어 FIR( $N$  taps,  $N$  is even) 여과기로 구현했다. 예비등화기의 sampling 주파수를  $f_s$  라 하고 기저대역 신호의 4배 즉 76.8kHz로 실험했다. 첫 번째  $N_o = N/2$  ( $N$  is set to 32)라 두고 그림 5로부터  $f = k(f_s/N)$  (for  $0 < k < N_o - 1$ )에서 측정된  $P'(f)$  값을  $P'(k)$  라 명명하고 저주파수 대역의 시간지연을 137 $\mu$ sec로 결정했다. 두번째 단계에서 data bit rate를  $f_b$  (19.2kbps)라 하고 식 (6)의  $Q(k)$  값들을 계산해야 한다.

$$Q(k) = Q(k\Delta F), \quad 0 < k < N/2 \tag{6}$$

where  $\Delta F = f_s/N$ .

$Q(k)$  값들을 계산하기 위해 그림 4의  $f_1, f_2$  에 해당되는  $k_1, k_2$  를 식 (7)을 이용해서 계산했다. 여기서  $\alpha$  값은 0.3으로 했다.

$$\begin{aligned} f_1 &= (f_b/2)(1-\alpha), & k_1 &= (1-\alpha)(f_b/f_s)(N/2) \\ f_2 &= (f_b/2)(1+\alpha), & k_2 &= (1+\alpha)(f_b/f_s)(N/2) \end{aligned} \tag{7}$$

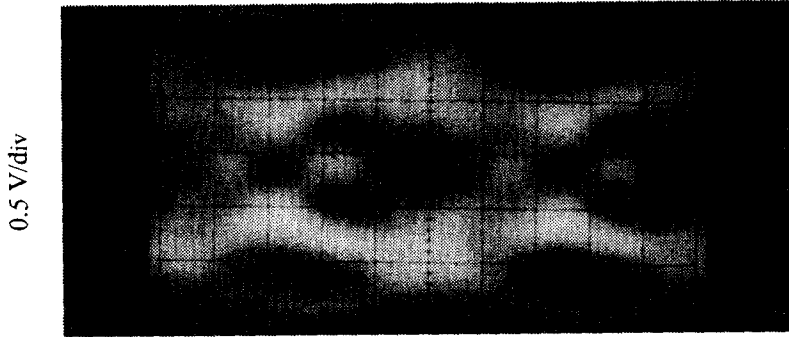
$k_1, k_2$  를 경계점으로 하여  $Q(k)$  값들을 식 (8)과 같이 구했다.

$$\begin{aligned} Q(k) &= 1, & \text{for } k < k_1 \\ Q(k) &= \cos^2 \{[\pi/2][(k-k_1)/(k_2-k_1)]\}, & \text{for } k_1 \leq k < k_2 \\ Q(k) &= 0, & \text{for } k_2 \leq k \end{aligned} \tag{8}$$

마지막으로 예비등화기없이 측정된  $P'(k)$  값과  $\tau_s$ , 그리고 식 (8)을 이용하여 소프트웨어 FIR 여과기를 위한  $H_E(k)$  를 식 (9)와 같이 구하여 예비등화기 기능을 수행하게 했다.

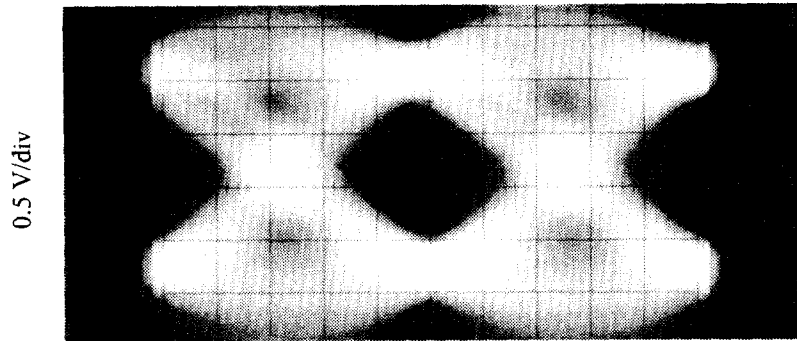
$$H_E(k) = \frac{Q(k)}{P'(k)} \exp(-2\pi j \tau_s k f_s/N) \tag{9}$$





$10^{-5}$  sec/div

그림 6. 예비등화기를 거치지 않은 eye pattern.



$10^{-5}$  sec/div

그림 7. 예비등화기를 거친 eye pattern.

그림 6은 예비등화기를 거치지 않고 전송대역을 통과한 후 수신기에서 수신한 기저대역 신호를 하드웨어 복조기를 통해 계측기에서 본 eye pattern을 사진으로 남겼다. 그림 7은 예비 등화 과정을 거친 후 우리별 2호의 DSPE가 변조한 신호를 지상국에서 수신하여 계측기에서 본 등화된 eye pattern이다. 사진으로도 쉽게 예비등화 효과를 확인할 수 있었다.

## 6. 결 론

신호처리 전용 프로세서를 탑재한 DSPE는 다목적의 임무를 능동적으로 변화시킬 수 있고 다량의 계산이 가능하므로 일반 프로세서가 수행할 수 없는 임무를 처리할 수 있는 탑재물이

다.

우리별 1, 2호 이전에 발사된 위성에 장착된 프로세서는 대부분이 8bit 혹은 16bit 정수 형태 연산만 가능하였지만 DSPE의 채택으로 인하여 32bit 부동소수 형태 연산이 가능한 상용 목적으로 개발된 신호처리 전용 프로세서도 열악한 우주 환경 속에서 완벽한 성능을 발휘할 수 있다는 사실을 검증하게 되었다. DSPE 실험을 통해 위성에 내장될 프로세서의 폭이 확대되었으므로 차후 위성 개발시 신호처리 전용 프로세서의 빈번한 채택도 기대할 수 있다.

### 참 고 문 헌

- Kuhlen, H. 1987, Proc. 6th ARRL Computer Networking Conference, p.100  
Miller, J. 1988, Proc. 7th ARRL Computer Networking Conference, p.135  
Miller, J. 1991, Proc. 10th ARRL Computer Networking Conference, p.29  
Park, K. M. 1991a, Master Thesis (University of Surrey: Guildford) p.16  
Park, K. M. 1991b, Master Thesis (University of Surrey: Guildford) p.59