

# DDS을 이용한 FH / GMSK 시스템

## FH/GMSK System using DDS

김 청\* · 이 무 영\*\*

Cheong Kim\* · Mu-Yong Lee\*\*

### 요 약

주파수 호핑통신은 많은 장점이 있으나 주파수합성기나 동기회로 등이 복잡하기 때문에 간이형 통신 시스템에는 부적합한 것으로 알려져 있다.

본 논문은 송신단에서 GMSK신호에 의해 변조된 주파수 호핑신호와 그보다 한 칩 지연된 주파수 호핑신호를 전송한 후, 수신단의 혼합기(Mixer) 출력단에서 신호를 둘로 나누어 직접 또는 지연시켜서 헤테로다인 상관기에 보내는 방법으로 동기회로를 줄일 수 있는 새로운 FH 시스템을 제안한다.

해석 및 실험을 통하여 이것이 가능함을 확인하였으며 915~929 MHz 주파수대에서 칩율(Chip rate)을 31개로 하여 부가적인 백색 가우시안 잡음(Additive white gaussian noise) 전송 조건하에서 통신이 가능함을 확인하였다.

### Abstract

Although FHSS has many advantages over conventional digital radio communication system, field application has been so far hampered due to its complicated synchronization.

In this paper, a new FHSS system is proposed which one FH signal modulated with GMSK and one chip delayed FH signal than former are sent from transmitter, and this is recovered by matching process at a heterodyne correlator in receiver; thus eliminates synchronization as a whole

Through analysis and experiment, we assure that there is possibility in this. The experimental result from 915~929 MHz bandwidth with 31 chips is investigated in the environment of AWGN.

### I. 서 론

반송파 주파수를 PN시퀀스에 따라 순차적으로 변화시키는 FH 방식은 DS 방식과 같이 역사는 오래되었으나 고속 주파수 합성기 구현상의 복잡성과 동기획득 및 유지에 관한 어려움 때문에 상용화보다는 주로 군용통신시스템에 적용되었다.

1970년대 말 J. Tierney에 의해 DDS(Direct Di-

gital Frequency Synthesis) 방식이 발표된 이래 DDS는 주파수 합성기 분야에서 종래의 PLL(Phase Lock Loop)의 단점인 세틀링 시간에 대한 문제를 극복할 수 있는 방법으로서 주목되었다. 그 후 반도체 제조기술의 발전에 따라 Stanford Telecom, Sciteq, Analog Devices 그리고 Qualcomm 등에서 각자 DDS의 성능을 개선한 반도체 칩을 개발하였으며, 현재에는 1 GHz의 클럭을 사용하여 DC~400 MHz까지의 출력주파수 대역에

\* 경상대학교 해양과학대학 정보통신공학과(Dept. of Information & Communication Eng., Gyeong Sang Nat'l University)

\*\* 영남대학교 전자공학과(Dept. of Electronics Eng., Yeung Nam University)

· 논문 번호 : 970603-036

· 수정완료일자 : 1997년 7월 30일

서 호핑속도를 100 MHz(10 nS)까지 처리한 결과가 발표되고 있다.

DDS와 PLL의 장점을 이용한 하이브리드 방식의 주파수 합성기에 관한 연구도 활발히 진행되어  $\mu$ S급의 세틀링시간과 1 Hz 정도의 주파수 해상도를 갖는 GHz 대역의 주파수 합성기에 대한 연구결과가 발표되고 있다.

이에 따라 주파수 합성기를 핵심구성요소로 갖는 FH 시스템의 상용화도 급진전을 이루게 되어 이스라엘의 라파엘 연구소에서는 주파수호핑을 이용한 TRS(Trunked Radio System)을 개발하였고 GMSK 변조방식을 사용하는 유럽의 셀룰라 이동통신시스템인 GSM에도 저속의 주파수 호핑이 부분적으로 적용되고 있으며 2.4 GHz의 ISM(Industrial Science Medicine) 대역의 무선랜 시스템용으로도 여러 종류의 주파수 호핑시스템이 개발되고 있다.

DS-CDMA방식이 차세대 이동 통신 방식으로 개발 중이나 현재의 기술수준으로 20 Mbps 이상의 전송속도를 직접확산방식으로 처리하기는 어려운 수준이고 향후 21세기에는 사용주파수 대역이 30 GHz 이상의 밀리미터파 대역으로 천이될 전망이다.

밀리미터 대역에서의 전파환경은 UHF나 준마이크로웨이브 대역인 2 GHz 대역과는 달리 가시거리 통신이 기본적으로 전제되어야 하며 그리고 사용가능한 주파수 대역을 충분히 확보할 수 있는 장점이 있다. 따라서 현재와 같이 주파수 이용도가 과밀한 대역에서 멀티패스 성분을 신호로 콤바이닝함으로써 가입자 수용용량을 증대하는 직접확산방식의 장점을 기대하기 어렵다. 이에 따라 제 3세대 CDMA방식으로 FH 방식이 제안되고<sup>[2]</sup> 있는 것은 호핑 주파수 수를 증가시킴으로써 스펙트럼 확산이 용이하며, 포착시간이 짧고, 원근문제 등이 거의 없고, 주파수 합성기의 복잡성 문제가 해결되고 있기 때문이다.

FH통신 시스템은 반송파의 주파수가 순차적으로 변하기 때문에 위상의 연속성을 유지하기 어렵

다. 따라서 FH시스템에 사용되는 1차변조에는 복조를 비코히어런트로 수행할 수 있는 변조방식이 주로 선택되어 주파수 변조계열의 FSK방식을 채택하는 것이 일반적이다<sup>[3]</sup>.

본 논문에서 제안한 FH시스템의 변조방식으로 채택한 GMSK 변조방식은 비코히어런트로 수신이 가능하며 종래의 FSK변조 방식보다 협대역으로 신호를 전송할 수 있는 특징을 가지고 있다. 따라서 FH/GMSK 방식은 주어진 대역에 FH/FSK보다 많은 호핑수를 수용할 수 있어 처리 이득을 크게 할 수 있으며 FSK와 마찬가지로 변별기검파기를 이용할 수 있는 장점이 있다.

본 논문에서는 송신기와 수신기 각각에 지연 회로를 사용하여 송신측에서는 호핑변조신호와 한 칩 지연된 호핑 주파수를 동시에 전송하고 수신측에서는 헤테로다인 상관에 의해<sup>[4]</sup> 동기를 획득함으로써 주파수 호핑시스템에서 동기과정을 최소화할 수 있는 주파수호핑시스템을 제안하고, 그 성능을 해석하고 실험모델을 통해 검증하였다.

제2장에서는 송수신 모델을 제시하고, Elnoubi의 GMSK 해석을 이용하여 제안한 시스템을 해석하였고, 동시에 수신된 지연된 신호와 지연되지 않은 신호를 상관기에 입력하였을 때의 수식을 전개하였다. 제3장에서는 실험모델의 구성과 동작을 다루었고 제4장은 실험 결과를 검토하였다.

## II. 송·수신 시스템 모델 및 정의

### 2-1 송신 시스템 모델

본 논문의 시스템 모델에서 송신부는 주파수 합성기와 GMSK로 나누어진다. 송신부의 모델은 그림 1과 같다.

송신기에서는 2개의 호핑신호를 발생한다. 첫째는 데이터 신호에 의해 변조된 주파수 호핑신호이고, 둘째는 그림 1에서와 같이 지연회로에 의해 앞의 신호보다 한 칩( $\tau$ ) 지연된 주파수 호핑 변조신호에 의해 발생된 FH 신호를  $s_1(t)$ 라고 하면 식

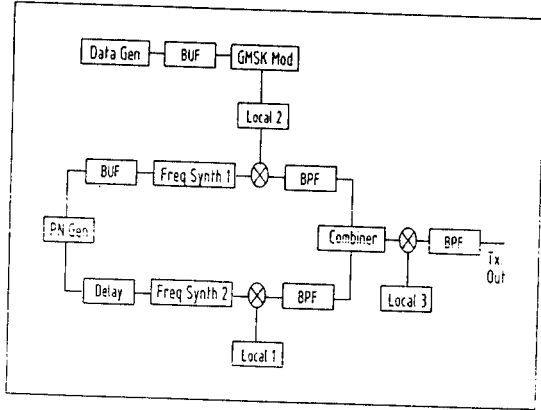


그림 1. 제안한 송신기 모델  
Fig. 1. Suggested transmitter model .

(1)과 같다<sup>[5]</sup>.

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \sum_{i=-\infty}^{\infty} P(t-iT) \cos \{2\pi f_i t + \phi(t, \alpha) + \theta_i\} \quad (1)$$

여기서  $E$ 는 신호 에너지,  $T$ 는 신호지속시간,  $P(t)$ 는 단위진폭을 갖고 지속시간이  $T$ 인 구형파 펄스,  $f_i$ 는  $i$ 번째 호핑할 때 호핑주파수,  $\theta_i$ 는 호핑을 시작할 때 알려지지 않은 초기위상이며  $0 \sim 2\pi$  사이에 균일하게 분포된 독립적인 불규칙변수이다.  $\phi(t, \alpha)$ 는 위상을 전송하는 정보로서 식 (2)와 같다<sup>[6]</sup>.

$$\phi(t, \alpha) = 2\pi h \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i q(t-nT) \quad (2)$$

여기서  $h$ 는 변조지수이고,  $q(t)$ 는 위상응답으로 식 (3)과 같다.

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau \quad (3)$$

그림 1에서 가우시안 저역 필터에 인가되는 NRZ(non return to zero)데이터는 구형파 펄스로

서 식 (4)와 같다.

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \Omega\left(\frac{t-nT}{T}\right) \quad (4)$$

$a_n$ 는  $\pm 1$ 로서 마크와 스페이스에 해당되며 그리고  $\Omega\left(\frac{t}{T}\right)$ 는 원점에 중심을 둔 지속시간이  $T$ 인 구형파 펄스이다. 이 필터의 임펄스 응답은

$$h(t) = A \sqrt{\frac{2\pi}{l_n^2}} B_o \exp\left\{-\frac{2\pi^2 B_o^2 t^2}{l_n^2}\right\} \quad (5)$$

이며,  $B_o$ 는 3 dB 대역폭이고 그리고  $A$ 는 상수이다.

단위 구형파 펄스에 대한 필터응답을  $g(t)$ 라고 하면 식 (6)과 같다.

$$\begin{aligned} g(t) &= A \sqrt{\frac{2\pi}{l_n^2}} B_o \int_{t-\frac{T}{2}}^{t+\frac{T}{2}} \exp\left\{-\frac{2\pi^2 B_o^2 x^2}{l_n^2}\right\} dx \\ &= \frac{A}{2} \left\{ \operatorname{erf}\left[-\sqrt{\frac{2\pi}{l_n^2}} B_o \left(t - \frac{T}{2}\right)\right] \right. \\ &\quad \left. + \operatorname{erf}\left[\sqrt{\frac{2\pi}{l_n^2}} B_o \left(\frac{t+T}{2}\right)\right] \right\} \quad (6) \end{aligned}$$

그림 1에서 지연회로에 의하여 한 칩 지연되어 발생된 주파수 호핑신호를  $s_2(t)$ 라고 하면 식 (7)과 같다.

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \sum_{i=-\infty}^{\infty} P(t-iT-\tau) \cos 2\pi(f_i - f_{if})t \quad (7)$$

단,  $f_{if}$ 는 중간 주파수신호이다.

따라서 그림 1의 송신시스템 출력신호를  $s(t)$ 라 하면 식 (1)과 (7)의 합이 되므로 식 (8)과 같다.

$$s(t) = s_1(t) + s_2(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \{P(t-iT) [\cos(2\pi f_i t + \phi(t, \alpha) + \theta_i) + P(t-iT-\tau) \cos 2\pi [f_i - f_{IF}] t]\} \quad (8)$$

2-2 수신 시스템 모델 및 정의

주파수 호핑시스템은 고속 FH와 저속 FH 시스템이 있으나 본 논문에서는 고속 FH 시스템을 다루었고 전송신호는 이상적인 것으로 가정하였다. 그림 2의 수신기 전단 대역통과 필터(Band pass filter)에 입력된 신호를 식 (9)와 같이 가정한다.

$$r_1(t) = \sqrt{2E} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \{P(t-iT) \cos[2\pi f_i t + \phi(t, \alpha) + \theta_i] + P(t-iT-\tau) \cos 2\pi [(f_i - f_{IF}) t]\} + n(t) \quad (9)$$

여기서  $n(t)$ 는  $\frac{N_0}{2}$ 의 양측 전력 스펙트럼 밀도를 갖는 수신기 잡음이다.

그림 2에서 저 잡음 증폭기(Low noise amplifier)의 출력이 위아래 대역통과 필터를 통하여 혼

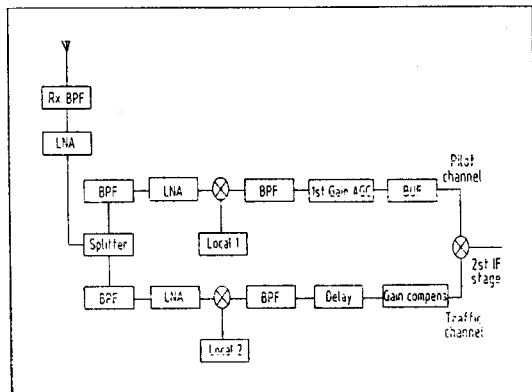


그림 2. 제한한 수신기 모델  
Fig. 2. Suggested receiver model.

합기에 입력된다. 혼합기의 출력 중 지연되지 않고 상관기에 입력되는 신호를  $r_1(t)$ , 지연된 입력신호를  $r_2(t)$ 라 하면 각각 식 (10)과 식 (11)과 같다.

$$r_1(t) = \sqrt{2E} \{P(t-iT-\tau) \cos 2\pi [(f_i - f_L - f_{IF}) t]\} + n(t) \quad (10)$$

$$r_2(t) = \sqrt{2E} \{P(t-iT-\tau) \cos [2\pi (f_i - f_L) t + \phi(t, \alpha) + \theta_i]\} + n(t) \quad (11)$$

단,  $f_L$ 은 국부 발진주파수이다. 상관기 다음 단인 대역 통과 필터의 출력 주파수 성분을  $r_c(t)$ 라 하면 식 (12)와 같다.

$$r_c(t) = \frac{\sqrt{E}}{2} \cos \{2\pi f_{IF} t + \phi(t, \alpha) + \theta_i\} + n(t) \quad (12)$$

2-3 오차율 및 정의

GMSK신호는 디지털 FM신호로 볼 수 있으므로 오차율식은 Mazo와 Salz식에 의해 유도하였다. 그림 5의 2nd IF BPF 출력신호는 제한기(limiter)에 입력되어, 잡음으로 인한 진폭 변동 부분이 없어진 후 주파수변별기(discriminator)에 입력된다. 이때 신호를 식 (13)과 같이 가정한다.

$$r_o(t) = A \cos(2\pi f_o t + \psi(t) + n_o(t)) \quad (13)$$

단,  $A$ 는 포락선 진폭의 크기,  $\psi(t)$ 는 신호위상 그리고  $n_o(t)$ 는 가우시안 잡음이다.

$n_o(t)$ 는 동 위상과 직교 위상 성분으로 표시하면 식 (14)와 같다.

$$n_o(t) = x(t) \cos(2\pi f_o t + \psi(t)) + y(t) \sin(2\pi f_o t + \psi(t)) \quad (14)$$

이때  $x(t)$ 와  $y(t)$ 는 분산  $\sigma^2 = N_0 B_N$  ( $B_N$ 는 잡음

대역)이고 평균값이 영인 독립적인 가우시안과정이다. 식 (14)을 식(13)에 대입 하면 식 (15)가 된다.

$$r_o(t) = c(t) \cos(2\pi f_o t + \psi(t) + \theta(t)) \quad (15)$$

$$\text{이때 } c(t) = \sqrt{(A+x(t))^2 + y(t)^2} \quad (16)$$

$$\theta(t) = \tan^{-1} \frac{y(t)}{A+x(t)} \quad (17)$$

변별기의 출력은 식 (15)의 출력 위상을 미분한 것으로  $\phi(t) = \psi(t) + \theta(t)$ 이다.  $t=T$ 에서 표본된 적분기의 출력은 식 (18)과 같이 주어진다.

$$q(t) = \Delta \phi(t) + \eta(t) \quad (18)$$

식 (18)의 처음 항은 출력 위상차이고,  $\eta(T)$ 는 출력 잡음이며 식 (19)와 같다.

$$\eta(T) = \theta(T) - \theta(0) + 2\pi N \quad (19)$$

여기서  $N$ 은 주기  $T$  동안 클럭의 평균 값이다. 오차를 해석하는데 있어서  $\theta(T)$ ,  $\theta(0)$  및  $N$ 이 모두 독립적이고, 반송파 대 잡음비(CNR)는 크다고 가정한다.  $\theta$ 에 대한 확률 밀도식은 식 (20)과 같이 얻어진다.

$$p(\theta) = \frac{\exp(-\rho)}{\pi} + \sqrt{\frac{\rho}{\pi}} \cos \theta \exp(-\rho \sin^2 \theta) \operatorname{erf}(\sqrt{\rho} \cos \theta) \quad (20)$$

$$|\theta| \leq \frac{\pi}{2}$$

$\theta_1$ 과  $\theta_2$ 가 식 (19) 밀도를 갖는 독립된 각이라 가정하고,  $\Phi = \theta_1 - \theta_2$ ,  $|\Phi| \leq \pi$ 라 정의할 때  $\Phi > \theta > 0$  일 확률은 식 (21)과 같이 주어진다.

$$p(\theta) = \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2} - \theta} d\theta_1 \int_{\theta_2 + \theta}^{\frac{\pi}{2}} d\theta_2 p(\theta_1) p(\theta_2) \quad (21)$$

반송파 대 잡음비가 클 경우에 식 (21)을 간단히 하면 식 (22)를 얻을 수 있다.

$$p(\theta) \sim \frac{1}{\sqrt{8\pi}} \frac{\cot \frac{\theta}{2}}{\sqrt{\cos \theta}} \frac{\exp(-2\rho \sin^2(\theta/2))}{\sqrt{\rho}} \quad (22)$$

단, 여기서  $\rho = A^2 / 2\sigma^2$ 이다.  $q$ 의 절대값과  $\theta$ 가 같을 경우 오차율식은 식 (23)과 같다<sup>[7]</sup>.

$$Pe = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{\cot \frac{\psi}{2}}{\sqrt{\cos \psi}} \frac{\exp[-2\rho \sin^2 \frac{\psi}{2}]}{\sqrt{\rho}} \quad (23)$$

식 (23)을 오차 함수로 변형하면 식 (24)로 나타낼 수 있다.

$$Pe = \frac{1}{\sqrt{1 - \tan^2 \frac{\psi}{2}}} \operatorname{erfc}(\sqrt{2\rho} \sin \frac{\psi}{2}) \quad (24)$$

따라서 FH시스템 전체의 일반적인 오차 확률식은 식 (25)와 같다.

$$Pe_{total} = \frac{1}{\sqrt{1 - \tan^2 \frac{\psi}{2}}} \operatorname{erfc}(\sqrt{2\rho G_p} \sin \frac{\psi}{2}) \quad (25)$$

여기서  $G_p$ 는 처리이득(Processing gain)을 나타내며 부가성 잡음인 경우는 1로 한다<sup>[8]</sup>.

### Ⅲ. 실험모델의 구성과 동작

#### 3-1 송신부

실험모델의 송신기는 현재의 호핑시퀀스와 한 칩 지연된 호핑시퀀스를 발생시키는 PNG부와 주파수 합성기, GMSK변조기 그리고 주파수상향변환기로 구성된다. 호핑주파수합성기는 PNG에서 발생한 시퀀스에 따라 반송파를 순차적으로 호핑하기 위한 부분으로 고속호핑을 실현하기 위해 DDS와 PLL을 믹싱하는 방식을 채택하였다. GMSK변조기는  $BT=0.5$ 인 아날로그 타입의 가우시안 필터와 PLL의 VCO에 변조신호를 인가하는 직접변조기로 구성하였다. 주파수상향변환기는 70 MHz의 IF신호를 900 MHz대역으로 상향 변환하기 위한 부분으로 믹서와 필터, 주파수상향변환을 위한 PLL 국부 발진기, 그리고 전력증폭기로 구성된다. 송신기의 설계 규격은 표 1과 같다.

본 논문에서 사용한 호핑주파수 합성기는 DDS와 PLL의 장점을 이용한 믹싱방식의 주파수 합성기를 구현하여 세틀링시간이 250 nS인 고속 호핑

을 실현하였다. 그림 3은 여기서 구성한 호핑주파수 합성기의 구성도를 나타내었다.

DDS는 클럭주파수를 100 MHz까지 처리할 수 있고, 위상어큐뮬레이터가 32단인 Qualcomm의 Q2240-3S1을 사용하여 발생주파수 대역이 DC~40 MHz까지이며 주파수해상도는 0.02 Hz이다. 이를 이용하여 PNG에서 발생된 호핑시퀀스를 출력주파수 제어신호로 하여 10 MHz를 중심으로 125 kHz 간격의 호핑주파수를 발생한다. DDS와 PLL의 출력을 믹서를 통해 IF대역으로 상향변환할 때 DDS의 출력주파수대역이 낮을 경우 DDS의 출력신호의 고조파성분이 IF대역에서 대역내 불요신호로

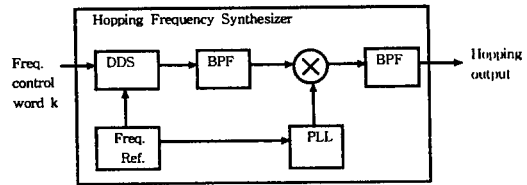


그림 3. 호핑 주파수 합성기의 구성도

Fig. 3. Blockdiagram of hopping frequency synthesizer.

표 1. 송신기 설계 규격

Table 1. Design specification to transmitter.

파라미터	규격	비고
송신주파수 대역	920 +/- 10 MHz	
송신전력	10 dBm	
변조방식	GMSK	$BT=0.5$
호핑시퀀스 전송대역폭	4 MHz	무변조 호핑 반송파
변조신호 호핑대역폭	4 MHz	
호핑주파수 합성기 구성방식	DDS * PLL	
호핑속도	100 Kbps	
호핑패턴	31 chip maximal code	
세틀링타임	1 $\mu$ S 미만	
주파수 해상도	1 Hz 미만	
주파수 안정도	0.1 ppm	

포함되는 문제가 발생되므로 이를 피하기 위해 DDS의 출력주파수대역은 소요대역폭 4 MHz보다 높아야 한다. 또한 PLL에서 발생한 국부신호와의 믹싱 후 발생하는 고조파를 충분히 제거하기 위한 필터를 고려하여 10 MHz대역으로 선정하였다.

DDS의 출력은  $10 \pm 2$  MHz 대역통과필터를 통과하여 주파수제어워드  $k$ 에 따라 합성된 신호의 고조파성분과 샘플링고조파를 한 후 PLL에서 공급되는 국부주파수와 믹서를 통해 혼합되어 IF주파수로 변환된다. 호핑합성기 출력단의 대역통과필터는 믹서 출력 중 원하는 IF대역 신호만을 통과시킴으로써 높은 주파수대역에서 고속의 주파수합성기가 가능하게 된다.

GMSK 변조는 이와 같이 구성된 호핑주파수합성기의 PLL부의 VCO에 가우시안 필터를 거친 변조데이터를 인가하는 직접변조방식을 사용하여 변조와 주파수호핑을 동시에 달성하게 된다.

본 논문에서는 수신측에서의 동기를 간소화하기 위해 송신측에서 변조신호와 호핑시퀀스에 따른 반송파를 동시에 전송하는 듀얼밴드 송신방식을 채택하였다. 이를 위해서 PNG에서 발생된 호핑패턴을 한 칩만큼 지연시켜 호핑변조파를 송신하고 또한 지연되지 않은 호핑패턴에 따른 반송파를 동시에 전송한다. 이를 위해 구성한 송신기의 구성도를 그림 4에 나타내었다.

그림 4에서 호핑반송파측의 주파수합성기 F.S 1의 출력대역은 58~62 MHz이고, F.S 2의 출력대역은 68~72 MHz 이다. 이들 신호가 Power combiner( $\Sigma$ )를 통해 합성되어 송신측 IF신호를

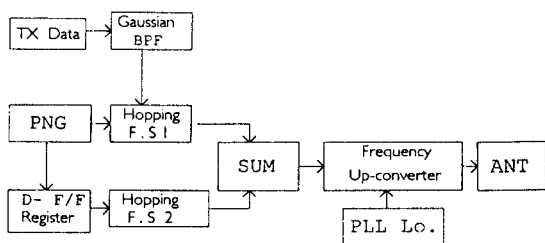


그림 4. 송신기 구성도  
Fig. 4. Transmitter blockdiagram.

형성한다. 주파수상향변환기는 IF신호를 PLL을 이용한 국부주파수와 혼합하여 송신신호로 변환된다.

본 논문에서는 주파수상향변환기의 PLL 국부주파수를 857 MHz로 설정하여, 최종 송신신호가 915~919 MHz대역에서 GMSK신호가 얻어지고 925~929 MHz대역에서 무변조호핑신호가 얻어지도록 하였다. 이 신호들은 전력증폭기와 대역통과필터를 거쳐 최종적으로 안테나에 정합된다.

### 3-2 수신부

안테나를 통해 수신된 호핑반송파와 변조신호는 중심 주파수가 920 MHz인 대역통과필터와 초단중폭기를 거친 다음 분배기(power splitter)를 통해 각각 호핑반송파대역 수신측과 변조신호대역 수신측에 입력된다. 호핑반송파대역 수신측에서는 847 MHz의 국부주파수를 이용하여 70 MHz의 중간주파신호로 변환한다. 그리고 변조신호수신측에서는 863 MHz의 국부주파수를 이용하여 64 MHz의 중간주파수를 얻는다. 이 두 개의 중간주파신호는 각각의 대역통과필터와 AGC를 거쳐 헤테로다인 상관을 위한 신호레벨을 갖는다. 70 MHz로 변환된 호핑반송파대역 신호는 SAW필터를 이용하여 구성된 Delay Line을 거쳐 한 칩만큼의 지연시간을 갖도록 한다. 호핑반송파와 변조신호는 믹서를 이용한 헤테로다인 상관기에 입력되어 서로 혼합됨으로써 호핑에 의한 확산이 제거되어 두 신호의 차에 해당되는 6 MHz가 제2중간주파수로 나타나게 된다. 이 신호는 Quadrature detector를 이용한 주파수 변별기를 통해 복조된다. 그림 5에는 실험모델로 구현한 수신기의 구성도를 나타내었다.

## IV. 실험결과 및 검토

II장의 송수신 시스템 모델 및 정의에 따라 실험 모델을 구성하여 성능을 평가하였다. 본 시스템은 송신부와 수신부로 나누어지며 송신부는 GM-

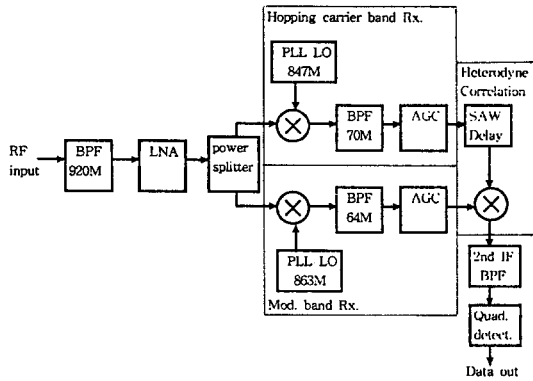


그림 5. 수신기 구성도  
Fig. 5. Receiver blockdiagram.

SK변조기, DDS 합성기, 국부 발진기, 지연회로 및 대역 통과 필터로 구성되었다.

그림 6은 변조데이터가 3차 아날로그 가우시안 필터와 PLL변조기를 거쳐 나타난 변조파의 스펙트럼을 나타낸 것으로 변조스펙트럼이 GMSK 변조특성을 보이고 있다. 그림 7은 PNG로부터 발생된 호핑시퀀스를 DDS 주파수제어워드  $k$ 에 입력하여 나타난 호핑 스펙트럼을 나타내었다. 여기서 31개의 호핑주파수가 10 MHz를 중심으로 125 KHz 간격으로 발생되고 있음을 볼 수 있다.

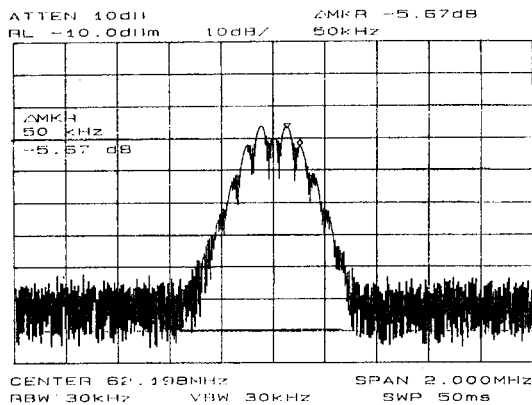


그림 6. GMSK 변조 스펙트럼( $BT=0.5$ )  
Fig. 6. GMSK modulation spectrum( $BT=0.5$ ).

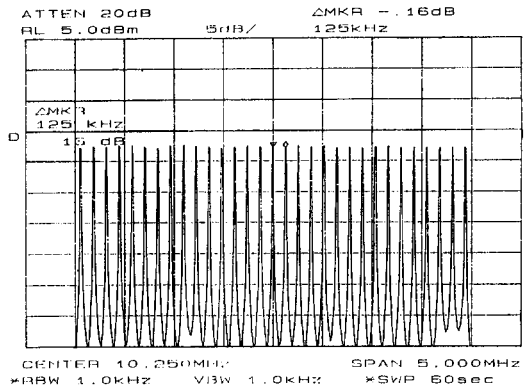


그림 7. DDS의 주파수 호핑 파형  
Fig. 7. Frequency hopping waveform of DDS.

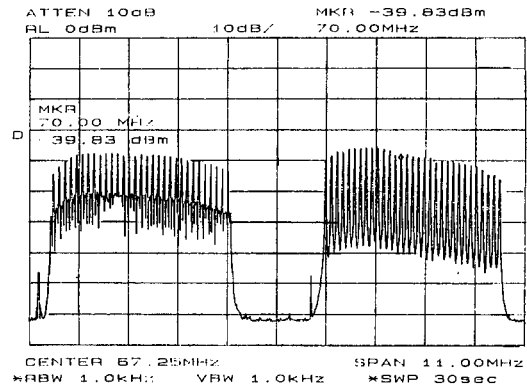


그림 8. 송신 IF 신호의 스펙트럼  
Fig. 8. Signal spectrum at the IF band of the transmitter.

그림 8은 호핑시퀀스와 변조신호에 따라 변조한 호핑주파수합성기의 출력을 Power combiner로 합성한 IF신호의 출력스펙트럼을 나타낸 것이다. 여기서 호핑시퀀스에 따른 반송파의 대역이 68~72 MHz대역에서 나타나고 있고 GMSK로 변조된 신호대역이 58~62 MHz대역에서 나타나고 있다.

그림 9는 IF신호가 주파수 상향변환기를 통해



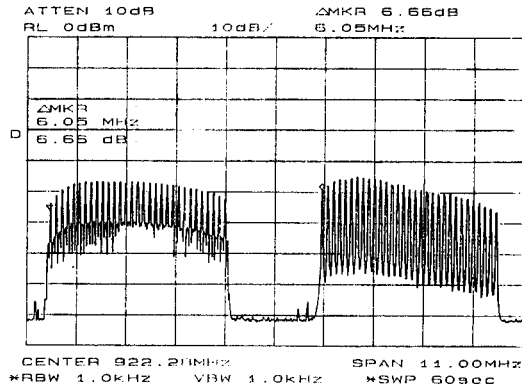


그림 9. 송신측 주파수 상향변환기의 출력스펙트럼  
 Fig. 9. Up converter output spectrum of the transmitter.

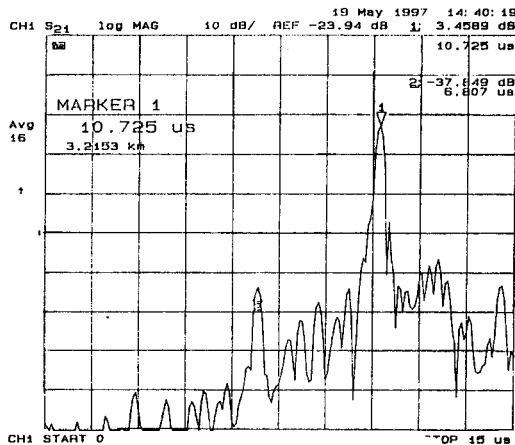


그림 10. SAW 필터를 이용한 지연소자의 특성  
 Fig. 10. Time delay characteristics of the DELAY LINE using SAW filter.

900 MHz 송신대역으로 변환된 스펙트럼을 나타내었다. 여기서 PLL 국부발진기 출력주파수가 857 MHz이므로 합의 주파수인 915~919 MHz와 925~929 MHz가 대역통과필터를 거쳐 나타난 것이다. 그림 10은 수신기의 SAW필터를 이용하여 구

성한 delay line의 특성을 나타낸 것이다.

사용한 SAW 필터는  $70 \pm 2.5$  MHz의 통과 대역을 가지고 있고 Absolute delay time이  $2.1 \mu\text{S}$ 이며 삽입손실이 26 dB이다. 이러한 특성을 갖는 SAW 필터를 5단으로 Cascade로 연결하여 원하는 칩시간에 최대한 근사치를 갖도록 하였고 SAW의 각 단마다 28 dB의 Gain block을 두어 삽입손실을 보상하였다. 이에 따라 측정된 지연시간은  $10.725 \mu\text{S}$ 로 측정되었다. 측정결과가 원하는 호핑대역전체에서 일정한 지연특성을 나타냄으로써 헤테로다인 상관이 이루어짐을 알 수 있다.

그림 10의 마커 2에서 돌출점을 나타난 것은 SAW가 완전히 정합되지 않아 나타난 기생현상으로 분석되나 이득이 40 dB 이상 차이가 나므로 헤테로다인상관을 거친 후의 간섭량이 40 dB 이상이므로 시스템의 성능에는 영향을 없다고 분석된다.

그림 11은 헤테로다인 상관기의 출력스펙트럼을 나타낸 것이다. 호핑신호가 역확산되어 6 MHz에서 약 13 dB의 C/N을 갖는 제2중간주파수가 얻어진다. 제2중간주파수 신호주변의 잡음대역이 Noise Floor보다 높게 나타나고 있는 것은 수신측의 SAW delay의 지연시간이 원하는  $10 \mu\text{S}$ 보다  $0.725 \mu\text{S}$ 만큼 크기 때문에 호핑변조신호와 호핑반송

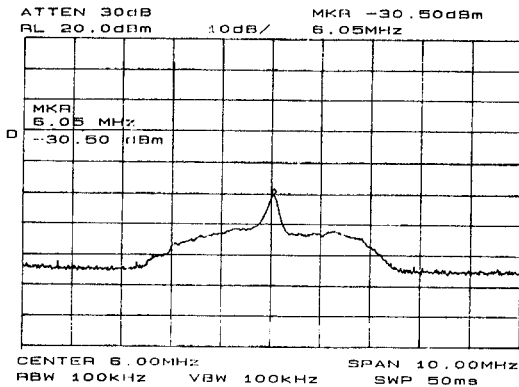


그림 11. 헤테로다인 상관기의 출력스펙트럼  
 Fig. 11. Output spectrum of the heterodyne correlator.

파의 믹싱에 따른 스푸리어스가 존재하기 때문으로 판단된다.

그림 12는 변조데이터와 복조데이터 출력파형을 나타내었다. 그림 13은 이론치 오차확률과 실험치 오차확률을 나타낸 것이다. 비코히어런트 수신기와 코히어런트 수신기의 이론적 오차 성능면에서 차이가 있는 것은 비코히어런트 수신기 수신된 각 신호의 위상이 상이하며 실효변조율이 코히어런트에 비해 2배가 된다. 따라서 신호 스펙트럼이 2배로 되어 넓은 필터를 필요로 하기 때문이며, 또한 인접한 신호의 혼신에 기인한 것이다<sup>[4]</sup>. 비코히어런트인 경우 이론치와 실험치가 차이가 나는 것은 지연회로의 지연시간이 회로 설계시 10  $\mu$ S이었으나 제작한 후 측정된 결과가 10.725  $\mu$ S이었기 때문이다. 이로 인하여 이론치 보다 실험치가 열악하게 된 것으로 생각된다.

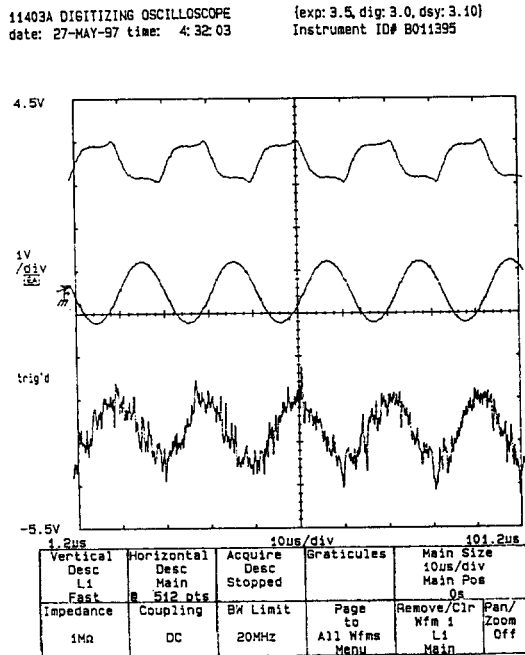


그림 12. 변조데이터와 복조데이터 파형  
Fig. 12. Transmitted and received data.

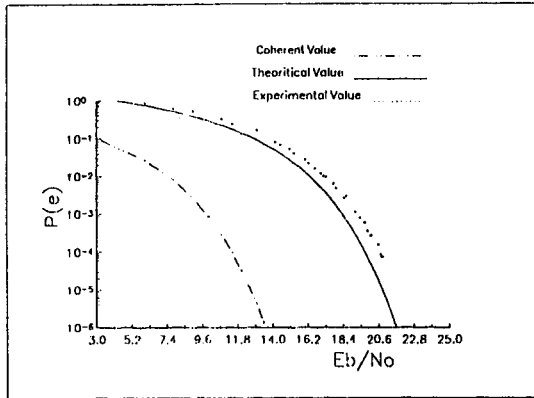


그림 13. 제안한 주파수 호핑시스템의 오류특성  
Fig. 13. BER characteristics of the proposed FH system.

## V. 결 론

주파수 호핑시스템에서 가장 어려운 부분이 주파수 합성기와 수신단에서 동기 포착과 추적에 사용되는 동기회로이다. 본 논문은 실시간으로 동기를 얻는 고속 호핑시스템을 제안한 것이다.

송신단에서는 두 개의 호핑 신호 중 변조신호에 의한 호핑신호는 한 칩시간 동안 지연되고 무변조 호핑신호는 지연없이 서로 다른 주파수 대역을 통해 전송하고, 수신단에서는 무변조 호핑신호대역은 한 칩 지연시킨 후 변조신호 대역과 믹서를 통해 헤테로다인 상관을 취하여 실시간 동기를 얻었고, 호핑이 제거된 중간주파신호를 복조하여 오차율을 측정하였다.

호핑신호의 지연상관 특성을 이용함으로써 역 확산이 이루어짐을 이론적으로 증명하고 실험모델을 통해 성능을 평가하였다. 실험모델에서 수신측 지연 값이 설계 값과 차이를 보여 오차율면에서 2 dB 정도 악화되었으나 이는 개선될 수 있는 사항이다. 앞으로 FH/CDMA 방식에 적용하기 위해 주파수 이용효율, 다중화 및 보안에 관한 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

[1] 横山光雄, 스펙트럼 확산 통신 시스템, 科學技術出版社, pp. 563-611, 1988.

[2] D. J. Pulse, S. C. Swales, M. A. Beach and J. P. McGeehan, "Frequency hopped CDMA for third generation mobile radio system", in *43rd IEEE Vehicle Technol.* 90 (New Jersey, USA) pp. 692-695, May 1993.

[3] P. Varshney and S. Kumar, "Performance of GMSK in a land mobile radio channel" *IEEE Vehicular Technology*, vol. 40, no. 3, pp. 607-614, August 1991.

[4] Robert C. Dixon, *Spread Spectrum System with Commercial Applications*, John Wiley & Sons, Inc, chap. 5, 1994.

[5]. Y. M. Lam and P. H. Wittke, "Frequency-hopped spread-spectrum transmission with band-efficient modulations and simplified noncoherent sequence estimation", *IEEE Trans Com.* vol. 38, no. 12, pp. 2184-2196, December 1990.

[6] Said M. Elnoubi, "Analysis of GMSK with discriminator detection in mobile radio channels", *IEEE Trans. Vehicular Technology*, VT-35, no. 2, pp. 71-76, May 1986.

[7] J. E. Mazo and J. Salz, "Theory of error rate of digital FM", *B. S. T. J.*, vol. 45, pp. 1511-1535, November 1966.

[8] K. Pahlavan and Allen H. Levesque, *Wireless Information Network*, John Wiley & Sons INc, chap. 9, pp. 361-362, 1995.

[9] M. Hirono, T. Miki and K. Murota, "Multilevel decision method for band-limited digital FM with limiter-discriminator detection" *IEEE Trans. on Vehicular Techno.* vol. VT - 33, no. 3, August 1984.

김 청



1944년 6월 4일생  
 1970년 2월 : 한국항공대학 통신공학과(공학사)  
 1981년 2월 : 경북대학교 대학원 전자공학과(공학 석사)  
 1993년 2월 : 영남대학교 대학원(박

사과정 수료)

1973년 9월~1995년 7월 : 동영수산전문대학 교수  
 1995년 8월~현재 : 경상대학교 해양과학대학 정보통신공학과 교수

[주 관심분야] 확산통신

이 무 영



1932년 11월 29일생  
 1960년 : 한양대학교 전기공학과(공학사)  
 1972년 : 캐나다 BC 주립대학(공학 석사)  
 1975년 : 영남대학교(공학박사)  
 1966년 9월~현재 : 영남대학교 전

자공학과 교수

[주 관심분야] 디지털 이동 통신