

# 초고속 정보통신망을 위한 이동수신 시스템에 관한 연구

## A Study on the Mobile Communication System for the Ultra High Speed Communication Network

金 甲 基\*, 文 明 鎬\*\*, 申 東 憲\*\*\*, 李 鍾 岳\*\*\*

( Kab-Ki Kim\*, Myung-Ho Moon\*\*, Dong-Hun Shin\*\*\*, and Jong-Arc Lee\*\*\* )

### 요 약

본 논문에서는 초고속 정보통신망에 이용할 수 있는 이동수신 시스템 단말기의 RF 핵심부품인 안테나, 저잡음 증폭기, 혼합기, VCO와 베이스밴드 처리부에서의 변복조 시스템을 연구하였다. 고속 디지털 통신을 행하는 경우, 안테나의 대역폭과 멀티패스에 의해 생기는 선택성 페이딩이 커다란 문제가 될 수 있는데 이를 해결하기 위한 방안으로 루프구조의 자계 안테나 특성을 갖는 광대역 소형 MSA(Microstrip Antenna)를 설계·제작하였다. 2단 저잡음 증폭기는 잡음 특성이 우수한 NE32584C를 사용하여 첫단에서 0.4dB 이하의 잡음지수를 갖도록 최적화 하였으며, 두 번째 단은 충분한 이득을 얻을 수 있도록 설계하였다. 그 결과 전체 잡음 지수는 중심 주파수에서 약 0.5dB, 이득은 39dB를 얻었다. 분포형 주파수 혼합기는 Dual-Gate GaAs MESFET를 사용하여 입력단에 하이브리드를 사용하지 않고 10dB 이상의 LO/Rf 분리도를 얻었고, 회로의 크기를 최소화하였다. 또한, 선형적인 혼합 신호를 출력하여 베이스밴드에서의 신호왜곡을 감소 시켰으며, 주파수 혼합작용과 증폭작용이 동시에 이루어지므로 변환이득을 얻을 수 있고 분포형 증폭 이론을 적용하여 광대역특성을 갖도록 설계하였다. VCO(voltage control oscillator)의 설계는 대신호 해석을 통한 발진기 이론을 도입하여 비교적 안정된 신호를 출력할 수 있도록 설계 제작하였다. 베이스밴드 처리부의 변복조 시스템은 신호의 대역폭을 넓히고 내잡음 간섭성 등에 우수한 방식으로 알려져 있는 DS/SS(Direct Sequence/Spread Spectrum) 방식의 시스템 설계이론을 적용하였다. 본 연구에서는 BER 특성이 우수하고 고속 디지털 신호처리에 유리한 DQPSK 변/복조방식을 채택하였으며 PN 부호 발생기는 m-계열 부호를 출력하도록 하였다.

\* 木浦海洋大學校 海洋電子通信工學部  
(Maritime Electronics & Communication Eng.  
Dept., Mokpo National Maritime Univ.)

\*\* 建陽大學校 情報通信工學科  
(Dept. of Information & Communication Eng.,  
Konyang Univ.)

\*\*\* 建國大學校 電子工學科  
(Dept. of Electronic Eng.,Konkuk Univ.)

※ 이 논문은 1995년도 한국학술진흥재단의 대학부설  
연구소 연구과제 연구비에 의하여 연구되었음.

接受日: 1998年4月18日, 修正完了日:1998年7月15日

### Abstract

In this paper, Antenna, LNA, Mixer, VCO, and Modulation/Demodulation in Baseband processor which are the RF main components in Wireless LAN system for ultra high-speed communications network are studied. Antenna bandwidth and selective fading due to multipath can be major obstacles in high speed digital communications. To solve this problem, wide band MSA which has loop-structure magnetic antenna characteristics is designed. Distributed mixer using dual-gate GaAs MESFET can achieve over 10dB LO/RF isolation without hybrid, and minimize circuit size. As linear mixing signal is produced, distortions can be decreased at baseband signals. Conversion gain is achieved by mixing and amplification simultaneously. Mixer is designed to have wide band characteristics using distributed amplifier. In VCO design, Oscillator design method by large signal analysis is used to produce stable signal. Modulation/Demodulation system in baseband processor, DS/SS technique which is robust against noise and interference is used to eliminate the effect of multipath propagation. DQPSK modulation technique with M-sequences for wideband PN spreading signals is adopted because of BER characteristic and high speed digital signal transmission.

### I. 서론

무선 LAN의 개발에 있어서 가장 중요한 점은 가능한 저렴한 비용으로 효율적인 무선 전송부를 구현하는 것이라 할 수 있다. 무선 LAN의 전송부는 크게 RF 부와 베이스밴드 신호처리 부로 나눌 수 있는데, RF 부의 송신측은 변조된 확산신호에 대하여 반송파 변조를 한 후 안테나를 통하여 신호를 출력하고 수신측에서는 안테나로부터 입력된 RF 신호를 적당한 크기로 증폭하고 반송파 복조를 하여 얻어진 결과를 베이스밴드 신호처리 부로 전달하는 기능을 한다. 베이스밴드 신호처리 부에서는 송신시 데이터 변조 및 대역확산을 수행하고 수신시에는 역확산을 위해 PN 코드 포착(acquisition)과 추적(tracking)을 행하여 역확산 결과로부터 데이터를 복조하는 기능을 수행한다.

무선통신분야의 RF 부품에 대한 국내 기술 기반은 매우 취약한 실정이며 뿐만 아니라 확산 스펙트럼 통신 방식은 최첨단 디지털 통신 방식으로 국제적으로 볼 때 이에 관한 국내의 기술수준이 더욱 뒤져있는 상황이다. 본 연구에서는 국내 무선 통신 분야에 있어서 근간이 될 수 있는 무선 LAN 시스템의 일부를 국산화하여 국내에서 뿐만 아니라 세계 시장에서 경쟁력을 확보하고, 여러 관련된 분야에서 그 응용 범위를 확대해 나가고자 한다. 특히, 초고속 정보통신망에 적

용할 수 있는 무선 LAN 시스템 단말기의 RF 핵심부품인 안테나, 저잡음 증폭기, 혼합기, VCO와 베이스밴드에서의 변복조 시스템을 연구 개발하였다.

시스템 설계의 1장에서는 고속 디지털 통신을 행하는 경우에 안테나의 대역폭과 멀티패스에 의해 생기는 선택성 페이딩이 커다란 문제가 될 수 있는 데 이를 해결하기 위한 방안으로 루프구조의 자체안테나 특성을 갖는 광대역 소형 MSA를 설계·제작하였다. 특히, QMSA (Quarter - Wavelength Microstrip Antenna)에 오른쪽 평행평판을 구성한 안테나보다 이득과 대역폭 면에서 개선된 결과를 얻었다. 2장에서는 2단 저잡음 증폭기를 설계하였다. 첫 단의 잡음지수가 시스템의 잡음특성에 영향을 가장 많이 미치므로 비교적 잡음특성이 우수한 NE32584C를 사용하여 약 0.4dB 이하의 잡음지수를 갖도록 최적화하였으며, 두 번째 단은 이득을 고려하여 저잡음 증폭기의 전체 이득이 약 40dB에 이르도록 설계하였다. 3장에서는 분포형 증폭기의 설계이론을 적용한 새로운 형태의 분포형 주파수 혼합기를 설계·제작하였다. 분포형 주파수 혼합기는 Dual-Gate GaAs MESFET를 사용하여 입력 단에 하이브리드를 사용하지 않고 10dB 이상의 LO/RF 분리도를 얻었고, 회로의 크기를 최소화하였다. 또한, 선형적인 믹싱 신호를 출력하여 베이스밴드에서의 신호왜곡을 감소 시켰으며, 주파수 혼합작용과 증폭작용이 동

시에 이루어지므로 변환이득을 얻을 수 있고 분포형 증폭이론을 적용하여 광대역특성을 갖도록 설계·제작하였다. 4장에서는 대신호 해석을 통한 발전기 이론을 도입하여 비교적 안정된 신호를 출력할 수 있는 VCO를 설계·제작하였다. 5장에서는 신호의 대역폭을 넓히고 내잡음 간섭성 등에 우수한 방식인 DS/SS 방식의 시스템 설계이론을 기술하고 이를 이용한 시스템을 구현하였다. 본 연구에서는 비교적 BER 특성이 우수하고 고속 디지털 신호처리에 유리한 DQPSK 변/복조방식을 채택하였으며 PN 부호 발생기는 m-계열 부호를 출력하도록 하였다. 결론에서는 각종 설계 제작한 부분품에 대한 결과 분석과 시스템의 성능평가를 기술하고, 향후 발전방향 등을 서술하였다.

II. 무선 LAN 시스템의 설계 및 특성

1장. 소형 MSA(Microstrip Antenna) 설계[1][2]

1-1. MSA 해석

제작된 안테나는 그림 1과 같다. 복사의 주된 원인은 두 성분사이의 슬롯에 의한 것이다. 그림 1의 안테나는 소형화를 위해서 접지면의 크기를 줄였기 때문에 후방으로의 복사가 일어난다. 따라서 슬롯을 그림 2와 같이 확장하여 가정할 수 있으며, 해석상의 편이를 위해 슬롯에서의 전계는 균일한 것으로 가정하였다.

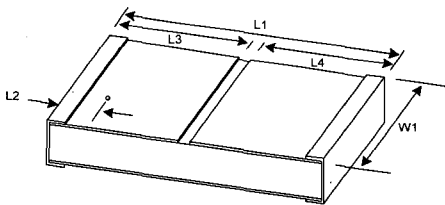


그림1. 안테나 구조  
Fig. 1. Antenna structure

여기서 복사슬롯을 두 부분으로 구분하여 고려해야 한다. 따라서, 슬롯에 균일한 전계  $E_0$ 가 존재한다고 가정하면 슬롯 1에 의한  $F$ 는 다음과 같고,

$$F_{z1} = \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \frac{2WV_0\epsilon S}{h} \frac{1 + \sin\theta}{2} \frac{1 + \sin\phi}{2} \operatorname{sinc}\left[\frac{W}{2} k_0 \cos\theta\right] \operatorname{sinc}\left[\frac{S}{2} k_0 \cos\phi \sin\theta\right] \quad (1)$$

슬롯2에 의한  $F$ 는

$$F_{z2} = \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \frac{2V_0\epsilon S}{h} \operatorname{sinc}\left[\frac{S}{2} k_0 \cos\phi \sin\theta\right] \cdot \frac{1}{k_0 \cos\theta} \left[ \sin\left[\left(\frac{W}{2} + h\right) k_0 \cos\theta\right] - \sin\left[\frac{W}{2} k_0 \cos\theta\right] \right] \quad (2)$$

따라서 전계식은 식 (1)과 (2)로부터 구할 수 있다.

$$E_\phi = -j2V_0 Wk_0 \frac{S}{h} \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} F(\theta, \phi) \quad (3)$$

$$F(\theta, \phi) = \operatorname{sinc}^2\left[\frac{S}{2} k_0 \cos\phi \sin\theta\right] \operatorname{sinc}\left[\frac{W}{2} k_0 \cos\theta\right] \sin\theta \cdot \frac{1}{k_0 \cos\theta} \left[ \sin\left[\left(\frac{W}{2} + h\right) k_0 \cos\theta\right] - \sin\left[\frac{W}{2} k_0 \cos\theta\right] \right] \quad (4)$$

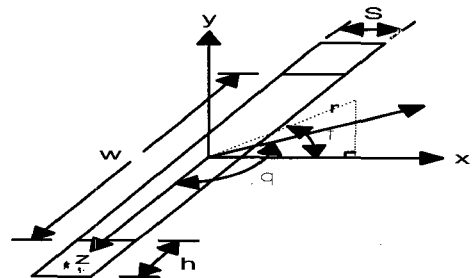


그림 2. 마이크로스트립패치의 복사슬롯  
Fig. 2. Radiating slot of Microstrip patch

식 (4)는 후방의 복사를 고려하지 않은 것이다.  $\phi$ 방향

에 대한 접지면을 고려하면  $\phi = \pm \tan^{-1} \frac{h}{L}$  과  $\phi = \pi \pm \tan^{-1} \frac{h}{L}$  를 경계로 하여 경계조건을 적용하고,  $\theta$  방향에 대한 고려는  $\pi$ 를 경계로 경계조건을 적용한다.

1-2. MSA 제작 및 실험

이동체 송수신 시스템에 장착하기 위한 MSA 설계는 소형화를 위해 좌·우 접지면을 접어 올려 용량을 구성하였다. 급전 방법은 급전선의 중심 도체를 접지면에 접촉되지 않도록 통과시켜서 좌측 평행 평판에 접속시키고 급전선의 외부 도체를 접지면과 연결하였다. 설계된 안테나는 접지면이 우측 평행평판과 단락되어 있기 때문에 접지면을 줄일 수 있어서 소형화할 수 있고, 좌 우측 평행평판 사이에 나타나는 용량의 크기에 따라 더욱 더 소형화할 수 있다. 설계된 안테나에 대한 크기는 표1에 나타났다. 그림 3에서 보는 바와 같이, 설계된 안테나1의 대역폭은 17.2%로서 기존의 MSA보다 광대역 특성을 나타내고, 안테나1, 2의 입력 임피던스는 그림 4, 5에 나타났다.

표 1. 설계된 안테나 제원

Table 1. Specification of designed antenna

구분	L1(cm)	L2(cm)	L3(cm)	L4(cm)	W1(cm)	H1(cm)
안테나1	4.15	1.5	2.05	1.7	2.6	0.3
안테나2	4.15	2.0	2.05	1.9	2.6	0.3

본 연구에서 제안한 안테나는 전송선로 모델링을 이용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 한 결과 용량에 따라 기존의 MSA에 비해 2배 이상의 대역폭을 나타냈으며, 실제 제작된 안테나의 대역폭은 17.2%로 기존의 MSA와는 달리 넓은 대역을 필요로 하는 고속의 대용량 정보통신 등의 목적에 적합하다. 또한, 후방으로의 복사전계가 10dB정도 작기 때문에 기존의 모노폴 형태의 안테나보다 인체에 대한 영향을 크게 줄일 것으로 보인다. 본 연구에서 제안한 안테나는 QMSA의 구조

에 기생성분을 추가함으로써 이득과 대역폭을 동시에

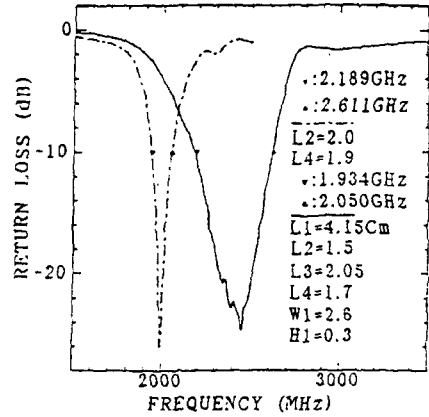


그림 3. 안테나 1, 2의 리턴 로스

Fig. 3. Return loss of antenna 1, 2

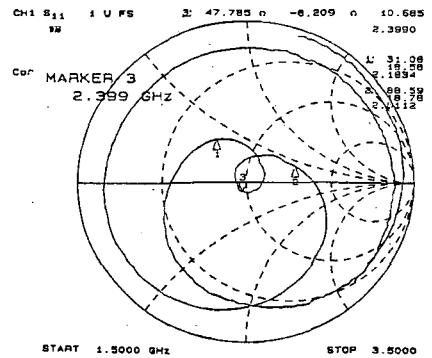


그림 4. 안테나 1의 입력 임피던스

Fig. 4. Input impedance of antenna 1

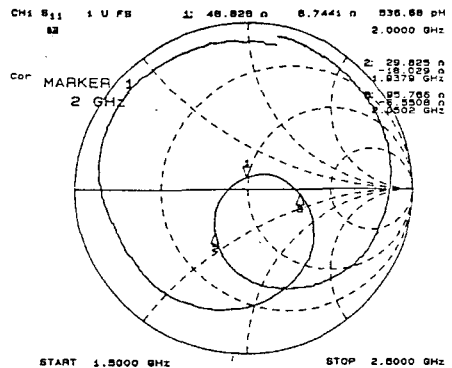


그림 5. 안테나 2의 입력 임피던스

Fig. 5. Input impedance of antenna 2

개선 할 수 있었고, 자체 안테나 형태로 다중경로 환경에 대한 페이딩의 영향을 크게 개선 할 수 있을 것으로 생각된다.

2장 저잡음 증폭기(LNA)[3][4]

본 장에서는 2단 저잡음 증폭기를 설계하였다. 저잡음 증폭기의 첫단은 전체 시스템의 잡음특성에 가장 영향을 많이 미치므로 비교적 잡음특성이 우수한 NE32584C를 사용하여 설계하였으며, 그 결과 0.5dB이하의 양호한 결과를 얻었다.

2-1. 저잡음 증폭기 설계

$V_{CE} = 2V$ ,  $I_C = 10mA$ ,  $f_0 = 2.1GHz$  일 때 NE32584C의 S-파라미터는 아래에 나타냈다.

- $S_{11} = 0.981 \angle -31.2^\circ$
- $S_{12} = 0.028 \angle 68.26^\circ$
- $S_{21} = 0.53 \angle 146.82^\circ$
- $S_{22} = 0.53 \angle -23.74^\circ$

첫 단의 입력 정합회로는 그림 6에서 보는 바와 같이, 입력 안정도원과 일정 잡음지수원을 고려하여 최적의 점을 선택하였다. 특히, 최소 잡음 지수를 나타내는 반사계수 위치는  $\Gamma_{opt} = 0.855 \angle 23.15^\circ$  이나 입력 안정도원에 너무 근접해 있기 때문에 발진 가능성이 있으므로 이보다 잡음지수가 0.25dB 정도 높은 위치를 선택하였다. 즉, 최적의 위치에서 선택한 소스 반사계수는  $\Gamma_S = 0.67 \angle 2.3^\circ$  가 되도록 입력 정합회로를 설계하였다. 또한, 이 값을 사용한 부하 반사계수는  $\Gamma_L = 0.382 \angle 32.9^\circ$  이다.

저잡음 증폭기의 두 번째 단은 이득을 고려한 설계로 출력 안정도원과 동작전력이득에 의해 출력정합회로를 설계하고 이러한 결과로부터 입력 정합회로를 설계하였다. 따라서, 출력 정합점을 구하기 위해 그림 7에 나타낸 동작 전력이득원과 출력 안정도원을 이용한다.

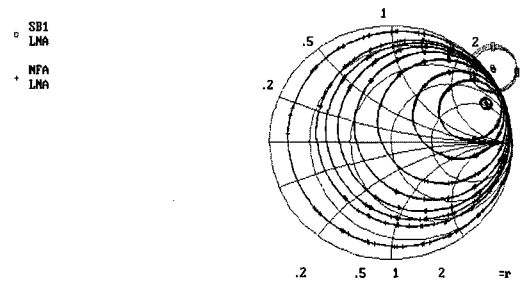


그림 6. 입력 안정도원과 일정 잡음지수원  
Fig. 6. Input stable circle and constnat noise figure circle

그림 7에서 부하 반사계수  $\Gamma_L = 0.816 \angle -69^\circ$  으로 선택하였으며 이때의 동작전력은 약 22dB이다. 따라서, 입력 반사계수  $\Gamma_S = 0.9 \angle -28.5^\circ$  이다.

2-2 시뮬레이션 결과

첫 단과 두 번째 단을 연결한 저잡음 증폭기의 시뮬레이션 결과는 그림 8에 나타냈다. 그림 8에서 보는 바와 같이, 본 논문에서 설계한 저잡음 증폭기의 특성은 0.5dB 이하의 잡음지수와 약 40dB의 높은 이득을 얻었다.

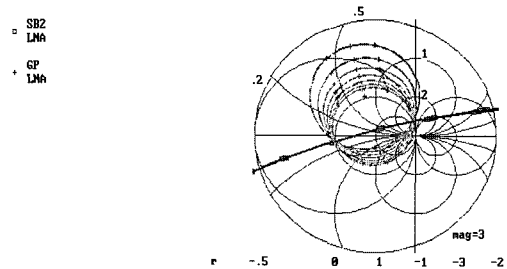


그림 7. 출력 안정도원과 일정 동작전력이득원  
Fig. 7. Output stable circle and constant operating power gain circle

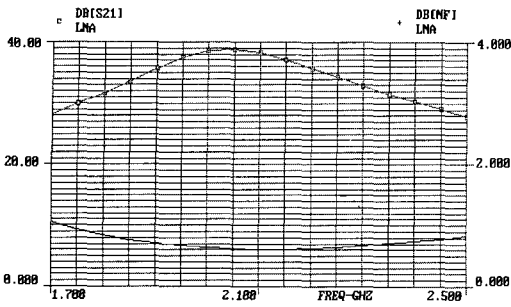


그림 8. 주파수에 따른 이득과 잡음지수  
Fig. 8. Gain and noise figure versus frequency

3장 마이크로파용 혼합기<sup>[5][6]</sup>

Dual-Gate GaAs MESFET(DGFET) 분포형 혼합기 개념은 Tang과 Aitchson의 이론을 확장시킨 것으로 2개의 게이트를 가지고 있기 때문에 게이트 1, 2에 LO와 RF신호를 분리 인가할 수 있으며, 게이트 사이의 용량 성분이 매우 작기 때문에 하이브리드 구조를 사용하지 않아도 높은 LO/RF 분리도를 얻을 수 있다. 또한, 두 게이트 바이어스 전압에 의해서 여러 동작 모드가 결정되며, 저잡음 모드 영역이 혼합기로서 가장 많이 쓰이고 있다. 이 영역에서 하단의 FET는 드레인 혼합기로서 혼합 작용을 하게 되며 상단의 FET는 공통 게이트 증폭기로서 증폭 작용을 하게 되어 증폭과 혼합을 동시에 얻을 수 있다.

DGFET의 극간 용량( $C_{g1s}$ ,  $C_{g2s}$ ,  $C_{ds}$ )은 그 차이가 크므로  $C_{ds}$ 와  $C_{g2s}$ 에 캐패시터를 필요로 하고, 극간 용량을 일치시킴으로서 각 드레인 단자에서 IF신호가 동 위상이 되게 할 수 있다. 각 드레인 단에서 출력된 신호들은 각각의 선로에 전달되는 주파수차에 의한 시간 지연을 가져올 수 있으며, 그결과 출력이 감소됨을 알 수 있다. 이에 대한 해결책으로 각 선로에 정-K형 T섹션을 사용할 수 있는데, 이것은 주파수 변화에 따라 시간 지연차가 비교적 작고 실현 가능한 m-유도형 T섹션을 사용하였다. 그림 9에서  $C_D$ 와  $C_{D1}$ 은  $C_{g1s}$ ,

$C_{g2s}$ ,  $C_{ds}$  간의 극간 용량을 일치시키기 위한 추가적인 캐패시터 값이며,  $L_{g1}$ ,  $L_{g2}$ ,  $L_D$ 는 DGFET의 극간 용량을 특성 임피던스에 일치시키기 위한 인위적 선로의 직렬 인덕턴스 성분이다. 그리고,  $L_{i1}$ ,  $L_{i2}$ ,  $C_i$ 는 각 전송선로의 임피던스를  $50\Omega$ 의 부하저항에 정합시키기 위한 영상 임피던스 성분이다. 분포형 혼합기의 인위적 전송선로는 각 링크의 입력-출력 병렬 캐패시터와 인덕턴스로 구성된다. 각 선로에서의 캐패시터 선택은 인위적 선로의 위상 지연 및 임피던스 값을 동일하게 하기 위해 게이트 2와 드레인 선로의 고유값 외에 추가적인 캐패시터를 추가하여야 한다. 드레인 선로에 외부 캐패시터  $C_D$ 와 게이트 2 선로에는  $C_{D2}$ 를 추가하여 각 선로에서 캐패시터 값을 일치시킨다.

본 논문에서는 NE71000을 캐스코드 접속한 혼합 소자로서 사용 주파수 범위는 18GHz까지이다. DGFET의 모델링 파라미터의 값들 중에서  $C_{g1s}$ ,  $C_{g2s}$ ,  $C_{ds}$ 는 전송선로 설계시 가장 영향을 크게 미치는 파라미터이며, 이들 값들로부터 게이트 1, 게이트 2, 그리고 드레인의 전송선로가 인위적으로 설계된다.

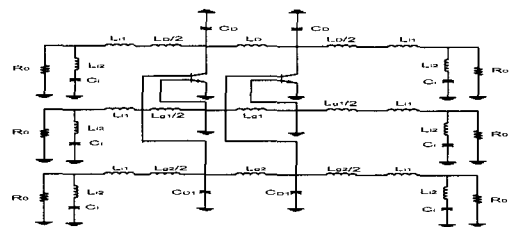


그림 9. m-유도 선로를 이용한 분포형 주파수 혼합기의 이상적인 등가회로  
Fig. 9. A equivalent circuit of distributed mixer using m-derived line

본 논문에서 사용한 기판은 TMM10으로  $\epsilon_r=9.2$ ,  $h=1.6$  [mm],  $t=0.065$  [mm],  $\tan \delta=0.002$  이다. DGFET 등가 모델링을 이용한 분포형 혼합기의 각 전송선로에 대한 레이아웃은 그림 10, 11, 12에 나타냈

다. 그림 10에서  $L_1=2$  [mm],  $L_2=4$  [mm],  $W_1=0.4$  [mm],  $W_2=1.96$  [mm], 그림 11에서  $L_1=2$  [mm],  $L_2=3.9$  [mm],  $L_3=2$  [mm],  $W_1=0.8$  [mm],  $W_2=1.96$  [mm],  $W_3=1.96$  [mm]이고, 그림 12에서  $L_1=2$  [mm],  $L_2=4$  [mm],  $W_1=1.9$  [mm],  $W_2=1.96$  [mm]이다.

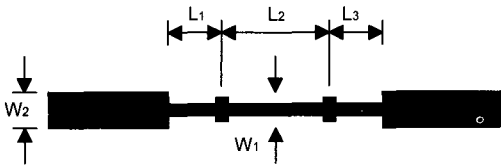


그림 10. 게이트 1 전송선로  
Fig. 10. Gate 1 transmission line

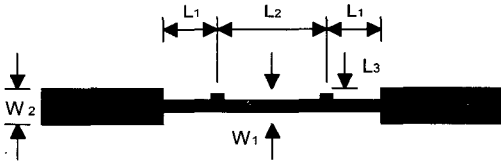


그림 11. 게이트 2 전송선로  
Fig. 11. Gate 2 transmission line

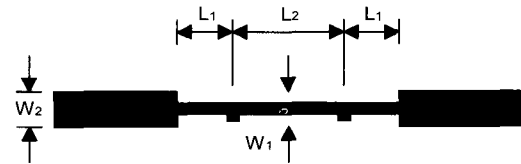


그림 12. 마이크로스트립으로 구현한 드레인 전송선로  
Fig. 12. Microstrip pattern of the drain transmission line

2단으로 제작한 분포형 혼합기의 LO/RF 분리도와 출력 스펙트럼은 그림 13, 14에 나타냈다. 그림 13에서 보는 바와 같이, 분리특성은 -10dB 이상으로 비교적 양호한 특성을 나타내고 있으

며, 그림 14에서 RF 전력이 -20dBm일 때 변환이득이 약 -7dB를 나타내고 있다. 본 연구에서 설계 제작된 분포형 혼합기는 광대역 특성을 가지므로 초고속 대용량에 응용하여 전송 용량이나 속도의 개선에 크게 기여할 것으로 사료된다.

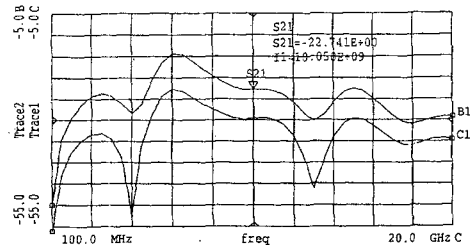


그림 13. 분포형 혼합기의 주파수에 따른 LO/RF 분리도 특성

Fig 13. LO/RF isolation of the distributed mixer versus frequency

4장 전압제어발진기(VCO) 설계 제작[7][8][9][10]

VCO는 주파수 합성부를 구성하는 핵심 부품으로써 DC 제어전압에 따라 안정한 송수신 국부 발진주파수를 발생시키며 소형화, 경량화, 저가를 실현할 수 있도록 구현하였다. 오늘날 발진기는 phase noise를 낮추는 양질의 고주파를 얻기 위해 비교적 Q 값이 높고 온도에 안정한 유전체 공진기나 마이크로스트립선을 사용한 하이브리드 MIC가 주종을 이루고 있다. 본 연구에서는 콜피츠 발진기를 변형한 형태로서 2.1GHz 주파수대역의 VCO를 설계하였다. 특히 일정한 발진주파수를 출력시키기 위해 대신호 해석방법을 적용하였으며, 이것은 출력의 증가에 따라 부성저항의 감소가 안정된 발진에 영향을 주지 않도록 설계하기 위한 것이다.

본 연구에서 설계한 VCO는 SDO(Single Device Oscillator)와 제어 전압 소자로 버랙터 다이오드를 사용한 구조이다.

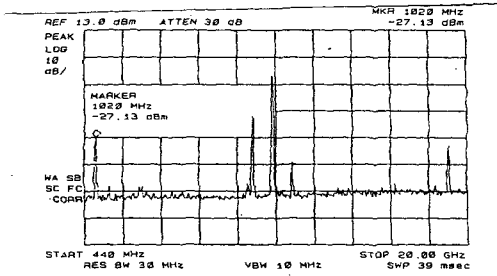


그림 14. 2단 분포형 혼합기의 출력 스펙트럼 실험결과  
Fig. 14. Output spectrum of two stage distributed mixer

특히, SDO의 종단회로 일부를 버랙터로 대체하였으며, 버랙터 다이오드는 아래와 같은 특성을 갖는다.

$$C_j = K \left( \frac{N_0}{\phi_{bi} - V_A} \right)^\gamma \quad (5)$$

여기서  $K = A(qe/2)^\gamma$ ,  $\gamma$ 는 접합특성,  $\phi_{bi}$ 는 builtin 전압, 그리고  $V_A$ 는 가해진 바이어스 전압이다. 식 (5)에서 보는 바와 같이,  $C_j$ 는  $V_A$ 에 의존하므로 그 값이 선형적으로 동작하도록 적절한 바이어스 회로가 필요하며, 이것은 종단회로의 일부를 사용하여 구성시킬 수 있다. 또한, VCO에 의한 최대·최소 리액턴스 값과 중심주파수에 대한 리액턴스 범위를 계산하여 버랙터 다이오드를 선택할 수 있다. 버랙터 다이오드의 캐패시터 범위는 아래 식으로부터 구할 수 있다.

$$C_{max} = \frac{C_{max}/C_{min} - (\omega_2/\omega_1)^2}{\omega_2^2(x_d(\omega_2)/\omega_2 - x_d(\omega_1)/\omega_1)} \quad (6)$$

여기서  $\omega_1$ ,  $\omega_2$ 는 동작 주파수 범위를 나타내며  $\omega_2 > \omega_1$  이고,  $x_d$ 는 디바이스의 리액턴스를 나타낸다. 버랙터 다이오드를 사용한 VCO의 일반적인 등가회로에 대한 블록다이아그램은 그림 15에 나타냈다. 설계한 VCO 회로는 그림 16과 같고, 최종 시뮬레이션 결과는 그림 17에 나타냈다.

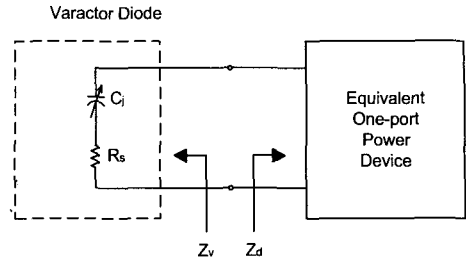


그림 15. 1-포트 VCO 블록다이아그램  
Fig. 15. 1-port VCO block diagram

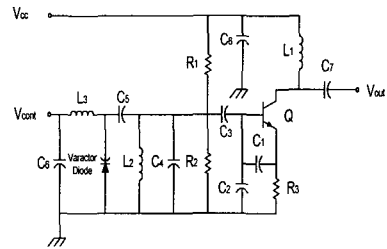
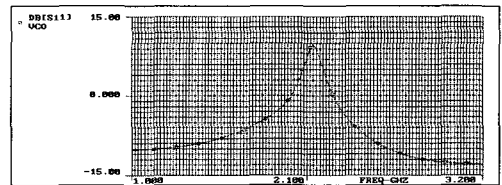
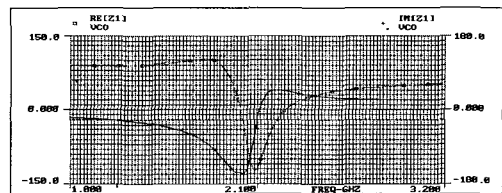


그림 16. 설계한 VCO 회로  
Fig. 16. Designed VCO circuit



(a) 출력포트 반사계수  $S_{11}$   
(a) Output port reflection coefficient  $S_{11}$



(b) 출력포트 임피던스  
(b) Output port impedance

그림 17. 최종 시뮬레이션 결과  
Fig. 17. Final simulation results



그리고 측정된 주파수 스펙트럼은 그림 18에 나타냈으며, 주파수 2.168GHz에서 -12.8dBm의 출력을 얻었다.

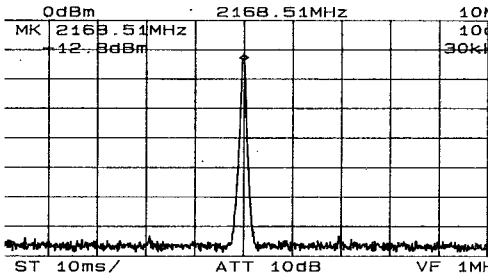


그림 18. 측정된 주파수 스펙트럼  
Fig. 18. Measured frequency spectrum

### 5장 DS/SS 변복조 시스템 [10][11][12][13][14][15]

#### 5-1. 대역확산 전송방식

대역확산 통신 방식은 여러 사용자가 이용하는 통신 환경에서 대역효율이 높고 간섭과 잡음에 강한 특성이 있어 무선모뎀(WLAN), PCN(Personal Communication Network), GPS(Global Positioning System) 시스템 등에 많이 적용되고 있다. 대역확산 시스템은 DS(Direct Sequence), FH(Frequency Hopping), TH(Time Hopping)와 이들을 혼용하여 사용하는 하이브리드 시스템이 있으며, 본 논문에서는 직접대역확산(DS) 방식을 적용하였다. 본 논문에서는 2.4GHz대역의 ISM 밴드를 사용하는 SS 무선 LAN의 설계에 대하여 서술하였다. 그림 19 에서 보여주는 바와 같이, 직접 대역 확산 방식은 베이스 밴드로부터의 바이너리 데이터를 펄스폭이 훨씬 짧은 Pseudo Noise(PN) 코드와 결합시켜 대역을 데이터 신호보다 훨씬 큰 스펙트럼으로 확산한다.

DS/SS(Direct Sequence Spread Spectrum)에서 Chip Rate는 Data Rate에 비해 매우 높다. 이 신호는 데이터 대역폭에 비해 매우 넓은 대역에 걸쳐 스펙트럼이 분

산되는데, 이것은 신호를 확산시키는 PN 코드의

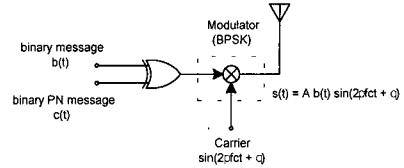


그림 19. SS 전송방식의 기본 원리  
Fig. 19. DS/SS Transmission basic theory

Random한 성질에 의한 것이다. DS 신호는 PSK 변조기에 의해 변조하여 Upconverter에 의해 캐리어 주파수로 전송되며, 데이터를 복원하기 위하여 수신부에서는 PLL이나 Costas Loop 등을 사용하여 동기 복조를 수행한다. 복조된 신호는 Correlator에 의해 송신부의 PN 코드와 수신부 PN 코드의 위상이 일치하였을 때 코드 동기(추적 및 획득) 및 데이터 복조를 수행한다. SS 전송 방식에 의해서 전송된 데이터 가운데 얼마나 많은 메시지 신호가 확산되었는가를 나타내는 지표로서, PG(Processing Gain)을 사용한다. 즉, PG로 SS system의 성능을 나타내는 중요한 파라미터로써 외부 간섭의 능력을 알 수 있는 중요한 척도가 된다.

$$PG = 10 \log(B_S/2B_B) [dB] \quad (7)$$

여기서,  $B_S$ 는 확산된 신호의 대역폭이고,  $B_B$ 는 베이스밴드 메시지의 대역폭이다.

일반적으로 PG가 높으면 방해신호의 간섭에 대한 성능이 우수하며 동일한 출력의 신호일 경우 전력 밀도가 작아 타 시스템에 대한 간섭의 세기가 작아진다. FCC Part 15.237에서는 DS 신호의 최소 PG를 10dB 이상으로 규정하고 있다.

PG와 사용 가능한 대역폭이 결정되어 있으면 전송 속도를 결정하는 것은 데이터 변복조 방식이다. DS/SS에서 가장 일반적인 변복조 방식은 BPSK이나 보다 고속의 전송 속도를 실현하기 위해서는 주어진 BER에서 스펙트럼 효율이 두 배인 QPSK, DQPSK,  $\pi/4$ QPSK가 유리하다. 대역 확산된 신호의 대역폭을 22 MHz(Null to Null)로 결정하면 데이터 전송속도는 2Mbps

가 된다. 변조된 신호를 복조하기 위해서는 송신측의 캐리어와 동기를 유지하는 Local 캐리어를 발생시키는 것이 필요하며 이를 위해서 PLL이나 Costas Loop 등의 캐리어 동기 회로가 필요하다. 이처럼 수신부의 구조가 복잡해지는 것을 방지하기 위하여 차동변조 방식을 사용할 수 있다. 차동 변조 방식은 송신측에서 데이터 심벌을 캐리어 위상에 실을 때 다음의 관계를 만족하도록 하는 방식이다.

$$\theta_n = \Delta\theta_n + \theta_{n-1} \quad (8)$$

여기서  $\Delta\theta_n$ 은 현재 데이터심벌의 위상각이고  $\theta_{n-1}$ 은 직전 송신 심벌의 위상각이며  $\theta_n$ 은 현재 송신 심벌에 대한 위상각이다. 수신부에서는 Local 캐리어를 기준으로 하여 수신된 심벌의 위상각을 측정하여 그 차이를 데이터로 복조할 수 있다. 차동 변조 방식은 캐리어 동기를 수행하지 않으므로 송신부와 수신부의 캐리어 주파수 Offset이 존재하는 경우 성능 저하를 가져오게 된다. 주파수 Offset에 의한 신호 전력의 감소는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$A(\Delta f) = |\sin(\pi\Delta f \cdot T) / \pi\Delta f \cdot T|^2 \quad (9)$$

여기서  $A(\Delta f)$ 는 0 주파수 Offset 신호에 대하여 주파수 Offset이 있는 경우의 전력비이고,  $\Delta f$ 는 주파수 Offset, T는 심벌주기를 나타낸다.

5-2. DS/SS DQPSK 변·복조기의 구조

잡음이 있는 통신환경에서 I/Q 위상은 BPSK의  $\pm \pi/2$ 보다 작은  $\pm \pi/2$ 와 0의 위상차를 갖는다. 따라서 수신신호의 위상은 0 또는  $\pi$ 를 갖고 에러가 발생하는 경우 0, 1 또는 1, 0되어 심벌중 한 비트의 에러를 갖게된다.

송신부에서는 입력 데이터를 받아 QPSK 변조를 위한 Differential Encoding을 수행하고 그 출력에 PN 코드를 사용하여 대역확산 신호로 만든다. 그림 20에 SS 모뎀의 송신부 구조를 나타냈다.

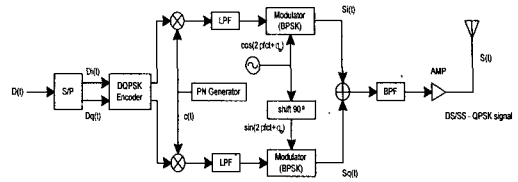


그림 20. SS 모뎀 송신부의 구조  
Fig. 20. DS/SS MODEM Transmitter Block Diagram

1) DQPSK 인코더

2Mbps로 입력되는 데이터는 Tx 데이터 버퍼에 의해 2 비트씩 래치(latch)되어 각각 I Q 채널 데이터로 할당되어 하나의 심벌을 구성한다. 각 심벌은  $\pi/4, 3\pi/4, -\pi/4, -3\pi/4$  중 하나의 위상을 표시하게 된다. DQPSK 인코딩은 비동기 복조가 가능하도록 하기 위하여 정보를 송신 심벌간의 위상의 차이에 실어 보내는 방식으로 CR 회로를 생략할 수 있어 수신회로를 간결하게 할 수 있다. DQPSK 인코더는 직전에 송신한 심벌을 기억해서 그 위상각에 현재 데이터 심벌의 위상각을 더하여 현재 송신할 심벌 위상을 결정한다.

$$d_k = \overline{b_k \oplus d_{k-1}} = \overline{b_k} d_{k-1} + \overline{\overline{b_k}} \overline{d_{k-1}}$$

여기서  $d_k$ 는 encoded 비트,  $b_k$ 는 현재의 비트,  $d_{k-1}$ 은 이전 비트를 나타낸다. 만일  $b_k$ 와  $d_{k-1}$ 이 다르지 않으면  $d_k = 1$ 이 되고 다르다면  $d_k = 0$ 이 된다. 그림 21에 차동 encoder의 처리를 보여준다.

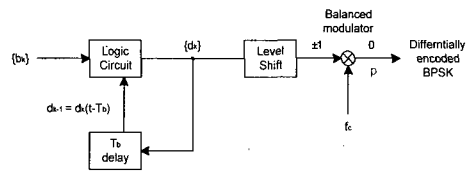


그림 21. 차동 encoder  
Fig. 21. Differential encoder

2) QPSK 변조

QPSK 변조된 신호  $s(t)$ 는 다음 식으로 나타낼 수

있다.

$$\begin{aligned}
 s(t) &= d_{id}(t) \cdot c(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_0) \\
 &\quad + d_{qd}(t) c(t) \cdot \sin(2\pi f_c t + \theta_0) \quad (10) \\
 &= c(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_0 + \theta_d(t))
 \end{aligned}$$

여기서  $d_{id}(t)$  및  $d_{qd}(t)$ 는 차동 인코더의 I 및 Q 출력이며,  $c(t)$ 는 PN 코드 파형이고  $\theta_0$ 는 송신 캐리어의 초기 위상으로 편의상 일정하다고 가정한다.  $\theta_d(t)$ 는 데이터 심볼(I, Q)에 의해 정해지는 변조 위상을 표시한다. 그림 22, 23은 QPSK의 변조파형을 나타낸 것으로 필터링을 하기 전과 후의 출력이며, Postmodulation BPF와 등가인 Raised cosine LPF의 사용으로 sidelobe가 제거된 스펙트럼을 보여준다.

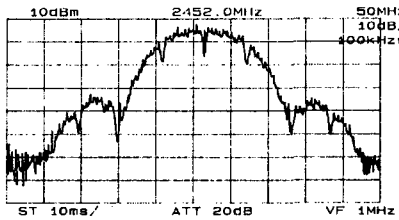


그림 22. QPSK 변조파형(필터링 전)

Fig. 22. QPSK modulated waveform (before filtering)

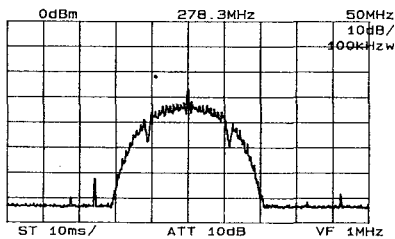


그림 23. QPSK 변조파형(필터링 후)

Fig. 23. QPSK modulated waveform (after filtering)

### 5-3. 모뎀 수신부의 구조

수신부에서는 Local 캐리어를 이용하여 I 채널 및 Q 채널의 신호를 분리하고 이를 A/D 변환하여 DMF(Digital Matched Filter)의 입력으로 인가한다. DMF의 출력에서 주기적으로 발생하는 피크를 이용하여 Timing Recovery를 수행하고 DQPSK 복조기에서 데이터를 복조한다. 그림 24에 본 논문에서 제안한 DMF를 이용한 DS/SS 수신기의 구조를 나타냈다.

수신부에서 안테나에 의해 수신되는 신호  $r(t)$ 는 식 (10)에 노이즈가 더해진 형태로 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$r(t) = \cos(2\pi f_c t + \theta_0 + \theta_d(t)) + n(t) \quad (11)$$

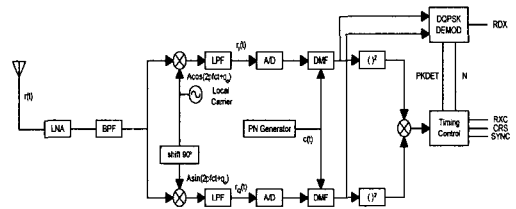


그림 24. DMF를 이용한 수신기 구조  
Fig. 24. Receiver structure using DMF

식(11)에서  $n(t)$ 는 AWGN(Additive White Gaussian Noise)이며 이후의 수식 전개에서는 편의상 무시한다. 수신기의 Local 캐리어는 송신기와 같은 주파수의 발진기를 사용하여 발생시키는 신호로서 TX 반송파의 주파수와 위상과는 시간에 따라 Drift하는 주파수 Offset  $f_{offset}$  및 Phase Offset  $\theta_{offset}$ 을 갖는다. 즉 수신부의 Local 캐리어는 다음 식으로 표시할 수 있다.

$$C_{local}(t) = \cos(2\pi f_c t + f_{offset} + \theta_{offset} + \theta_0) \quad (12)$$

실제로 송신부 캐리어의 주파수 및 위상 Offset도 시간에 대해 Drift 하지만 이 영향을 모두  $f_{offset}$ ,  $\theta_{offset}$ 에 반영하여 표시할 수 있다. 식 (10)과 식

(11)로부터 I-arm 및 Q-arm의 LPF를 통과한 결과는 아래 두 식으로 나타낼 수 있다.

$$r_I(t) = LPF[r(t) \cdot C_{offset}(t)] = c(t) \cos(\theta_D(t) + f_{offset} + \theta_{offset}) \quad (13)$$

$$r_Q = LPF[r(t) \cdot C_{offset}(t - \pi/2)] = c(t) \sin(\theta_D(t) + f_{offset} + \theta_{offset}) \quad (14)$$

두 신호는 각각 A/D 변환기에서 디지털 신호로 변환되어 DMF에 입력된다.

1) DMF(Digital Matched Filter)

DMF는 A/D 변환되어 들어오는 입력 신호를 한 PN 주기(symbol time)에 해당하는 시간 동안 Delay line에 저장하고 이 데이터와 PN 코드와의 Matched Filtering을 수행하여 매 Sample Clock마다 그 결과를 출력한다. 그림 24의 DMF는 LPF로 약간의 감쇠를 갖거나 거의 없이 잡음을 포함한 불필요 신호를 제거하고 원하는 신호만 보낸다. 그림 25에서 보는 바와 같이, DMF는 integrate and dump회로로 구성되며 적분기는 매 비트 주기에 대해 입력신호에 대하여 적분을 하고 정확한 동기를 위해서 비트 주기의 시작점에서 적분을 실행하고 비트 주기 끝에서 적분이 마치도록 스위치를 닫아준다. DMF는 펄스의 시간제한을 통해 심볼 간 간섭(Intersymbol Interference)을 배제한다.

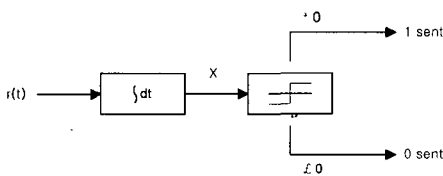


그림 25. Integrate and Dump 회로  
Fig. 25. Integrate and Dump circuit

2) Symbol Timing Recovery

송신부와 수신에서 사용하는 클럭은 서로 동기화 이루어지지 않고 Free Running하므로 수신부에서는 수신 파형의 최적점에서 샘플링을 할 수 있도록 Symbol 클럭을 송신부 Symbol Timing에 맞추는 Timing Recovery가 필요하다. Time Recovery를 위해서는 PLL, Delay Lock Loop, Tau Dither Loop 등이 많이 쓰이는데 본 논문에서는 DMF 출력의 피크를 이용하여 Symbol Timing을 복원해내는 방법을 제시하였다. Symbol Timing Recovery 회로에 대한 블록다이어그램은 그림 26에 나타냈다.

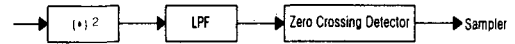


그림 26. Symbol Timing Recovery 회로  
Fig. 26. Symbol Timing Recovery circuit

여기서 Symbol Timing Recovery 회로의 출력은 저역통과된 NRZ 스펙트럼의 제한된 대역에서 데이터를 복조하기 위하여 Sampler를 통하여 비트 주기내에서 최적의 임계값으로 디지털 출력신호를 결정하게 한다.

3) DQPSK 복조기

DMF 출력이 피크가 되는 시점에서 I 및 Q채널의 DMF 출력의 값을 각각 I(k), Q(k)로 표시하면 현재 수신 심볼의 위상은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$S(k) = I(k) + jQ(k) = A(k)e^{j\phi(k)} \quad (15)$$

여기서  $A(k) = \sqrt{I^2(k) + Q^2(k)}$ ,

$$\phi(k) = \arctan\left(\frac{Q(k)}{I(k)}\right) \text{ 이다.}$$

송수신부에서 차동 인코딩을 하였으므로 데이터는 직전 수신 심볼의 위상각과 현재 수신 심볼의 위상각의 차이에서 복조할 수 있다. 즉, 아래 식에 의한 위상각이 데이터에 해당하는 위상각이 된다.

$$\begin{aligned}
 S'(k) &= S(k) \cdot S(k-1) \\
 &= A(k)A(k-1)e^{j(\theta(k)-\theta(k-1))} \\
 &= (I(k) + j(Q(k))) \cdot (I(k-1) + jQ(k-1)) \\
 &= X(k) + jY(k)
 \end{aligned} \tag{16}$$

여기서  $X(k) = I(k)I(k-1) - Q(k)Q(k-1)$  이고  $Y(k) = I(k)Q(k-1) + I(k-1)Q(k)$  이다.

데이터 복조를 위해  $X(k)$ 와  $Y(k)$ 의 값으로부터 복조 평면상의 위치가 어느 영역인가를 판단하면 된다. 이 관계를 그림 27에 나타냈다.

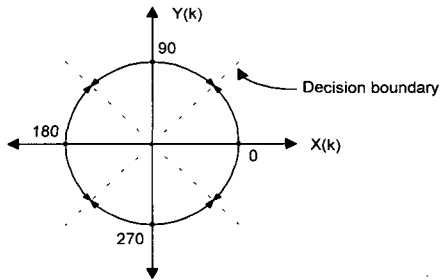


그림 27. DQPSK 복조시의 신호 위치와 결정 영역  
Fig. 27. Signal position and decision region at DQPSK

### III. 결론

본 연구에서는 초고속 정보통신망에 이용할 수 있는 무선 LAN 시스템 단말기의 RF 핵심부품인 마이크로스트립 안테나, Dual-Gate GaAs MESFET을 이용한 분포형 혼합기, F급 전력 증폭기, 벡터 다이오드를 사용한 VCO와 베이스밴드 처리부에서의 변복조 시스템을 연구·개발하였다.

첫째, 본 논문에서 제안한 안테나는 마이크로스트립 구조로 경량, 소형, 광대역 특성을 갖도록 설계·제작하였고 기존의 마이크로스트립 구조의 안테나 대역폭(1%)에 비해 본 연구에서 제안한 구조는 17.2%로 우수한 대역특성을 보여주고 있으며 후방으로의 복사전계가 10dB 정도 작기 때문에 모노폴 형태보다 인체에 대한 영향을 줄일 수 있고, 자계 안테나 형태는 다중

경로에 대한 페이딩의 영향을 크게 개선할 것으로 기대된다. 둘째, 본 논문에서 설계한 저잡음 증폭기는 2단 구조로서 잡음특성이 우수한 NE32584C 트랜지스터를 사용하여 0.5dB의 잡음지수와 약 40dB의 이득을 얻을 수 있었다. 셋째, DGFET 주파수 혼합기는 입력단에 하이브리드를 사용하지 않고 -15dB 이상의 양호한 LO/RF 분리특성을 얻었고 DC에서 10GHz에 이르기까지 거의 평탄한 이득특성을 갖는다. 따라서, 본 연구에서 제안한 혼합기는 대용량의 정보전송과 고속통신망에 적합할 것으로 생각된다. 넷째, 벡터 다이오드를 사용한 전압 제어 발진기는 다층구조로 구현하였으며, 인덕터 성분에 대한 설계를 마이크로스트립으로 설계하여 중간층에 삽입함으로써 전체적인 소자의 크기를 줄일 수 있었다. 또한, 안정된 발진 신호를 출력시키기 위해 소신호 해석을 통하여 기본설계를 한 후 대신호에 의한 부성저항의 감소를 최소화시켰다. 다섯째, 베이스밴드 처리부의 변복조시스템은 신호의 대역폭을 넓히고 내잡음 간섭성 등에 우수한 방식으로 알려진 DS/SS 방식의 시스템 설계이론을 적용하였다. 본 연구에서는 비교적 BER 특성이 우수하고 고속 디지털 신호처리에 유리한 DQPSK 변/복조 방식을 채택하였으며 PN 부호 발생기는 m-계열 부호를 출력하도록 하였다.

본 연구에서 제안한 각종 RF 핵심 부품 및 베이스밴드 처리부의 변복조 시스템 개발은 초고속 정보통신망에 직접 이용될 수 있는 형태로 많은 연구기관에서 활발한 연구가 진행되고 있으며, 국내 무선통신 분야에 있어서 근간될 수 있을 것으로 기대된다. 향후 단말기의 소형화와 저전력화 및 저가를 실현하기 위해서는 MMIC 및 MCM 기술을 적용하여 연구하여야 할 것이다.

### 참고 문헌

- [1] 김대중, "이동통신용 마이크로스트립 안테나의 대역폭 개선에 관한 연구," 건국대학, 서울, pp.17-30, 1996년 2월.
- [2] 안정식, "슬롯라인 링 하이브리드를 이용한 광대역 단일 평형 믹서 설계에 관한 연구," 건국대학, 서

을, pp. 6-12, 1994년 8월.

[3] 전병환, "Ku-Band 3단 저잡음 증폭기의 설계에 관한 연구," 건국대학, 서울, pp. 1-24, 1992년 8월.

[4] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, pp. 294-432, 1997.

[5] 오양현, "Dual-Gate MESFET를 이용한 분포형 주파수 혼합기 설계," 건국대학, 서울, pp. 51-68, 1996년 8월.

[6] 김한석, "GaAs MESFET의 선형영역을 이용한 마이크로파 저항성 평형혼합기의 설계에 관한 연구," 건국대학, 서울, pp. 8-14, 1994년 8월

[7] 김완식, "유전체 공진기를 이용한 X-band GaAs FET 발진기의 설계에 관한 연구, 건국대학," 서울, pp. 22-26, 1993년 2월.

[8] Christian, *Microwave Amplifiers and Oscillators*, McGraw Hill, London, pp. 87-96, 1987.

[9] E. Holzman, *Solid-State Microwave Power Oscillator Design*, Artech House, Boston, pp. 303-355, 1992.

[10] 변상기 외 9인, "초고주파부품 설계기술개발," KETI, 서울, pp. 7-76, 1993년 8월.

[11] 심복태 외 4인, "Spread Spectrum 방식을 이용한 무선 LAN MODEM의 구현," 전자공학회논문지, 제 32권, 1편 제 1호, pp. 1-13, 1995년 1월.

[12] 조성준, *알기쉬운 무선 LAN*, Ohm사, 서울, pp. 35-153, 1996.

[13] Alex W. Lam, *Theory and Applications of Spread-Spectrum Systems*, IEEE, U.S.A, pp. 27-56, 1994.

[14] 김봉겸 외 3인, "Wideband CDMA PCS 기지국용 송수신기 설계 및 구현," 한국전자과학회논문지, 제 8권, 제 1호, pp. 61-72, 1997년 2월.

[15] *Federal Communications Commission*. Part Number 15.237

— 저 자 소 개 —



金 甲 基 (正會員)  
1980년 광운공대 전자통신과 공학사. 1986년 건국대학교 전자공학과 공학석사. 1994년~현재 건국대학교 전자·정보통신공학과 박사수료. 1981년~현재 목포해양대학교 전자통신공학부 부교수.



申 東 憲 (學生會員)  
1996년 건국대학교 전자공학과 공학사. 1998년 건국대학교 전자공학과 공학석사. 1998년~현재 건국대학교 전자·정보통신공학과 박사과정. 1997년~ 1998년 아세아항공전문학교 정보통신과 전문교사. 1998년~

현재 Ansoft Korea Application Engineer



文 明 鎬 (正會員)  
1981년 숭실대학교 전자공학과 공학사. 1987년 The Catholic Univ. of America Electronics 공학석사. 1988년~1991년 Radiation Systems, INC RF Engineer. 1994년~현재 건국대학교 전자공학과

박사수료. 1993년~현재 건양대학교 정보전자공학부 조교수



李 鍾 岳 (正會員)  
1966년 한양대학교 전기과 공학사. 1970년 연세대학교 전기과 공학석사. 1974년 연세대학교 전기과 공학박사. 1976년~현재 건국대학교 전자·정보통신공학과 교수