

마이크로 및 밀리미터웨이브 전송시스템

李 鍾 熙

(正 會 員)

大榮電子工業(株)技術研究所長

I. 서 론

인류의 의사표현 방법은 햇불 및 봉화 같은 원시적인 방법으로 부터 점차 진보 되었고, 19세기 말에는 그라함 벨에 의해 전화가 발명되고, 1947년 11월 당시 Shockly 그룹의 연구원(Bardeen과 Brattain)에 의해서 점접촉 트랜지스터(point contact transistor)가 탄생하여 전자공학의 개혁을 예고하였으며, 진공관을 사용한 전송시스템으로 부터 최근에는 디지털 신호처리 기술의 진보와 더불어 반도체를 사용한 디지털 반송전송 시스템 시대에 국면하였다.

전자공학과 전자기술의 급속한 발달은 전자부품 산업의 발달을 가져왔다. 따라서 전자 통신기기가 점차로 소형, 경량, 고효율화 됨에 전송시스템역시 최근 몇년 사이에 급속히 성장하였다. 이로 인하여 경제적이며 기술적으로 회선의 품질을 개선할 목적으로, 디지털부호화 변복조 방식의 연구개발이 진행되고 있으며 컴퓨터데이터, 팩시밀리, 비디오, local area network(LAN)등의 디지털 전송시스템은 특히 상업통신에 필요하다.

이의 실현을 위하여 고속, 고용량의 시스템을 요구하게 되었고 전송시스템에서 사용되는 무선주파수는 수백 MHz에서 수십 GHz대 이며, 실용화 또는 연구가 계속 이루어지고 있다.

1960년 4월 Tirosol 1(USA NASA)에 의해서 위성통신의 실용성이 증명 되었으며, 1962년 Telsta 1에 의한 대서양 횡단 통신은 상업적 위성통신에 대한 효시가 되었고 1964년 INTELSAT의 창설로 실질적인 상업적 이용이 가능하여졌으며, 미래의 수요를 고려하여 40GHz까지 사용키로한 주파수 할당을 1971년 주관청 회의(WARC-ST)에서 275GHz 까지 확장 사용하기로 결정한 바 있다.

이와같이 마이크로 및 밀리미터웨이브 전송 시스템은 바야흐로 위성통신 시대에 국면 하였으나 현재까지는 지상통신 시대에 머무르고 있다.

따라서 급증하는 통신 서어비스에 대한 충족을 시키기 위하여 고품질의 통신 서어비스가 다양한 형태로 요구되어 마이크로 및 밀리미터웨이브에 대한 기술 및 응용은 지난 수년간 많은 주목을 받아왔다. 수백편의 논문이 이 분야에 대하여 발표되었고 technical conference 또한 이 분야의 발전에 공헌을 하였다. 본고에서는 이와 같이 전송시스템은 사용목적 및 기능에 따라 수많은 종류가 있고 각각의 특징이 있으므로 회로를 소개하기 보다는 회로의 기본원리와 시스템의 구성 및 기능에 대해서 간단히 소개 하고자 한다. 그러나 전송시스템과 관련된 주제의 새로운 기술들은 방대하고 각각 특유한 기술로 구성되어 이미 몇차례 발표 되었으므로, 마이크로 및 밀리미터웨이브 전송 시스템 중에서 디지털 부호화 및 복호화 기술을 제외한 digital radio 송수신장치에 국한된 기능 및 기본원리에 대하여 중점을 두고자 한다.

II. 전송시스템의 기본원리

마이크로 및 밀리미터웨이브 전송시스템이란, 전송로 또는 기타여건에 의해 신호 및 데이터를 직접 전송할 수 없는 경우에 마이크로 및 밀리미터웨이브의 주파수를 시스템이 요구하는 변조방식에 의해 디지털 또는 아날로그 신호로 변조한다. 이 피변조파는 증폭장치에 의해 필요한 전력으로 증폭된 후 안테나 시스템을 통하여 전송되며, 수신용 안테나 시스템에 의해 수신된 이 피변조파는 저잡음 증폭기(low noise amplifier)를 거쳐 증폭된 후 혼합기(mixer)를

거쳐 전치증간주파 증폭기(PRE Amp) 및 증간주파 증폭기(IF Amp)에 의하여 증폭 및 보상된 후 복조기에 의해 원래의 부호 및 신호로 재생된다.

이와같은 전송방법을 대역전송 또는 반송전송이라 하며 사용되는 주파수는 수백 MHz에서 수백GHz이다. 그림 1,2에 반송전송 시스템의 예를 보였다.

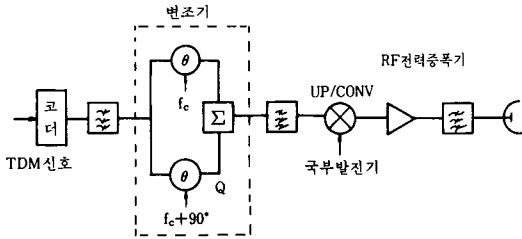


그림 1. 디지털 radio (송신부) 1 채널 계통도 (IF 변조방식)

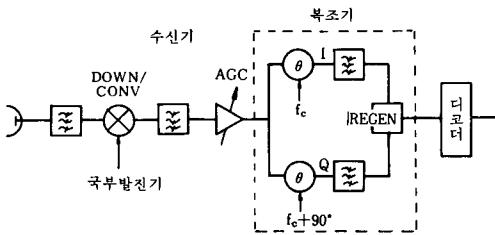


그림 2. 디지털 radio 수신부 1 채널 계통도

III. 시스템의 종류 및 전송방식

시스템의 종류는 시스템에서 사용되는 반송주파수를 대역내의 신호로 변환시키는 변조방식에 따라 아나로그 반송전송 시스템과 디지털 반송전송 시스템으로 대별되며, 아나로그 반송전송의 전송방식은 아나로그 형태의 신호를, 사용하는 반송주파수 대역내의 신호로 변환시켜 전송한다.

디지털 반송전송의 전송방식은 아나로그 또는 디지털 신호에 의해 반송주파수를 디지털로 처리하여 전송한다.

이 시스템의 변조형식에 의한 전송방식은 디지털 진폭변조 전송시스템 및 진폭위상변조, 위상변조, 주

파수변조, 직교진폭변조 등이 있다.

예를들면 디지털 브호화 및 변조방식에 따라, B-PSK, Q-PSK, 8-PSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM 등이다.

이와같은 것들은 시스템의 설계시 사용되는 정보의 양과 경제성을 고려하여 선택되어야 할 사항이다.

IV. 전송 시스템의 구성요소 및 기능

전송 시스템은 사용목적에 따라 증계용과 단말용으로 구분되며 시스템의 운용방식과 이용형태에 의해서 핫 스탠드바이 시스템과 주파수 다이버시티 및 스페이스 다이버시티 시스템이 있으며 다음은 그 구성요소 및 기능에 대한 것이다. 그림 3에 구성도를 보였다.

1. 시스템의 기본구성

핫 스탠드 바이 시스템은 그림 4에서 송신기, 수신기, 디지털 스탠드바이 스위칭 장치로 구성된다. 이 기본 구성장치는 입력신호 및 송신신호 분배기와 감시 제어기에 의해서 두대의 동일한 송수신장치의 동작 상태를 감시한 후 송수신 절체스위치에 의해 그 동작 범위가 결정되어 운용된다.

그림 4는 응용된 운용방식으로 실제로 적용되어 운용되고 있다.

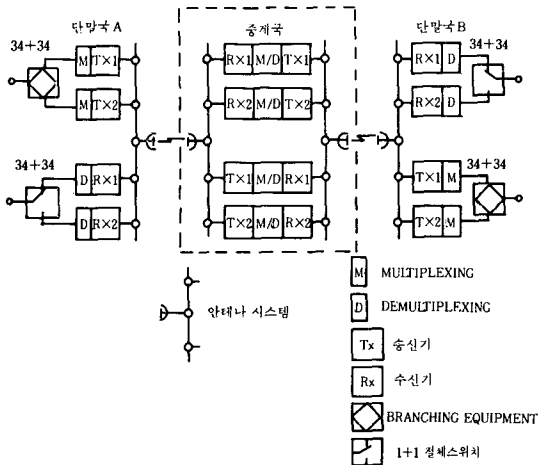
2. 송신기

1) 기본구성

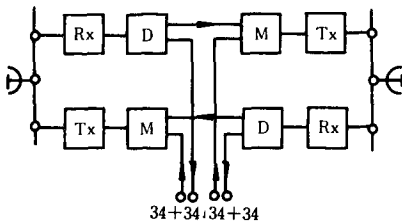
송신기의 기본구성은 주파수큰버어터, IF 증폭기, 국부발진기, RF전력증폭기 및 콘트롤 회로로 구성된다. 그러나 변조방식에 의해 그 구성품의 차이는 직접변조 방식과 간접변조(IF변조)에 의하여 달라질 수 있으며 그림 5 (a), (b)에 변조방식의 기본회로를 보였다. 또한 GaAs FET를 사용한 SSPA(solid state power amplifier)가 최근에 개발되어 사용되고 있으나 아직은 10GHz 이상의 주파수 대역에서는 새로운 응용에 대해 TWTA(traveling wave tube amplifier)가 주로 사용 되어지고 있다. 그러나 SSPA는 근본적으로 가지고 있는 장점으로 인하여 상당한 관심을 가지고 있지만 실제로 경쟁력을 갖기까지는 더 연구 되어야 할 것이다.

2) 기능

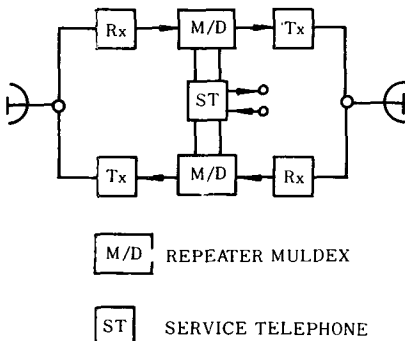
변조기에서 나오는 IF 신호는 IF 증폭기에서 이득(gain) 및 선형성 등의 회로를 거쳐 주파수 변환기(frequency converter)에 공급되며 이 신호는 혼합기와 국부발진기에 의해 전송요구에 맞는 주파수로 변



(a) 시스템 구성도 (1+1)



(b) 중계 및 단말용 시스템

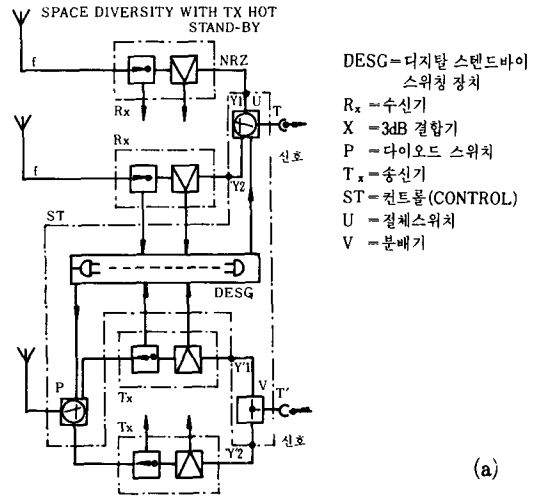


(c) 중계용 (muldex type) 시스템

그림 3

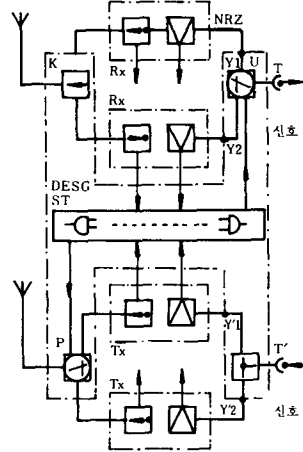
환된다. 이것은 다시 전력증폭기에서 요구되는 전력으로 증폭되어 시스템에 의해 전송 되어진다.

다음은 디지털 마이크로 웨이브 및 밀리미터 웨이브 전송시스템의 전송성능과 전력증폭기의 중요성에 대한 것이다. 이것은 전력증폭기의 포화영역에서의



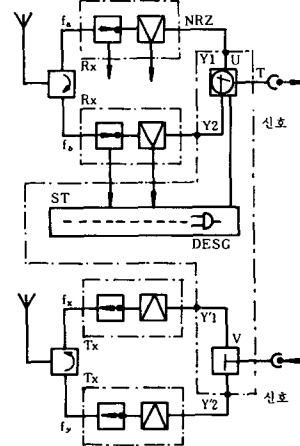
(a)

(HOT STAND-BY) 핫 스탠드바이



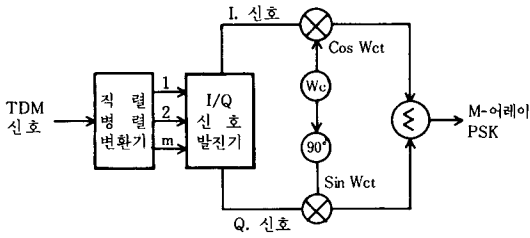
(b)

(FREQUENCY DIVERSITY) 주파수 다이버시티

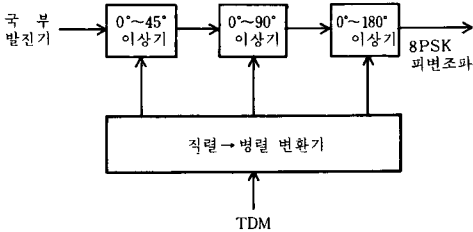


(c)

그림 4. 응용 운영방식의 시스템 종류



(a) 일반적인 M-ary PSK 변조기 회로



(b) 8-PSK 직접 변조기 회로

그림 5

비선형적인 동작에 의한 back-off 량과 전력증폭기의 quasilinear power level은 서로 함수관계에 있으며 실제의 back-off 량은 시스템의 이득을 제한하는 중요한 요소가 된다. 실제에서 back-off 량은 증폭기의 형태와 시스템의 운용조건에 따라 결정되며 이와같은 quasilinear 동작에 필요한 back-off 량을 최대한 줄이기 위하여 전력증폭기의 선형화 방법의 연구가 요구된다. 가장 간단하게 시스템의 이득을 높이고자 한다면 포화영역의 레벨이 높은 전력증폭기를 사용하면 되나 이 방법은 가격이 높아진다. 이러한 요구조건에 대해 TWTA와 SSPA는 서로 다른 전력용량과 비선형성을 갖고 있지만 실제로 준선형 출력전력 (quasilinear output power)과 비슷한 효율을 갖는다. 이는 현재의 TWTA가 좀 더 높은 포화 출력전력 (saturated output power)과 능률을 제공하나 SSPA는 linearity가 좋으므로 TWTA보다 back-off 량이 적어도 된다. 이와같은 각각의 장점들은 10GHz 이하의 주파수 대역에서는 균형을 이룬다. 근래 GaAs power FET의 진보로 SSPA의 사용범위를 15GHz 또는 그 이상의 주파수로 확장시킬 것이다. 그러나 TWTA 역시 계속적인 개량이 되어 어느 종류가 좋다고 판정을 내릴 수 없다. SSPA와 TWTA 사이의 비교에 대하여 특히 중요한 점은 GaAs FET의

선형특성이다. 지난 수 년간 실질적으로 개량이 되었고 앞으로도 더욱 개선될 전망에 있다. 그러나 아직도 전력증폭기의 선형적인 동작이 만족스럽지 못한 상태이므로 이를 보완하기 위한 선형화 방법이 연구되고 있고 현재까지 실용가치가 있는 세부분에서의 predistortion 을 표 1에 나타내었다.

표 1.

APPROACHES TO PREDISTORTION	
PREDISTORTION	APPLICATIONS
ANALOG AT RF	SEVERAL SYSTEM
ANALOG AT IF	MOST WIDESPREAD
DIGITAL AT BB	FIRST APPLICATION

현재는 고정된 (static) PREDISTORTION 방법이 주로 사용된다. 전력증폭기의 파워 백오프 (power back-off) 를 감소시키기 위한 이들 세가지 대역에서의 보상효과는 실제로 비슷하다고 보나 온도와 aging 효과를 보상하는 방법인 dynamic predistortion 방법은 실험적으로 그 결과가 보고된 적이 있고 수년전에 base band adaptive 디지털 프리디스토션 방법보다 개선이 실험적으로 증명되었으나 이들의 기술적 방법은 확장된 레벨 회로의 집적에 의존해야 하는 복잡성 때문에 그 응용이 지연되고 있다. 이와같은 특별한 응용 기술과 시스템 이득의 손실을 최소화 하며, 차세대의 고용량 디지털 마이크로 웨이브 및 밀리미터 웨이브의 대역효율을 만족 할 수 있는 기술의 진보는 최근 몇년 동안에 140GHz 까지 가능해 졌고 시스템 구성을 위해 필요한 기술은 이미 응용 가능한 단계에 있다.

3. 수신기

1) 기본구성

수신기의 기본 구성은 LNA, Down Converter, 국부발진기와 IF 증폭기 등으로 구성되며, 그림 6에 다이버시티 방식의 수신계통도를 보였다.

2) 기능

RF신호는 안테나 시스템에 의해 수신된다. 이 신호는 LNA에 의해 저잡음이며 고출력증폭이 되어 주파수 변환기 (D/conv) 로 보내진다. D/conv. 에서는 국부발진기출력에 의해 RF 신호가 IF 주파수로 변환되고 이 신호는 IF 앰프에서 시스템에서 요구되는 이득과 보상을 하여 복조기로 보낸다. 이와같이 radio

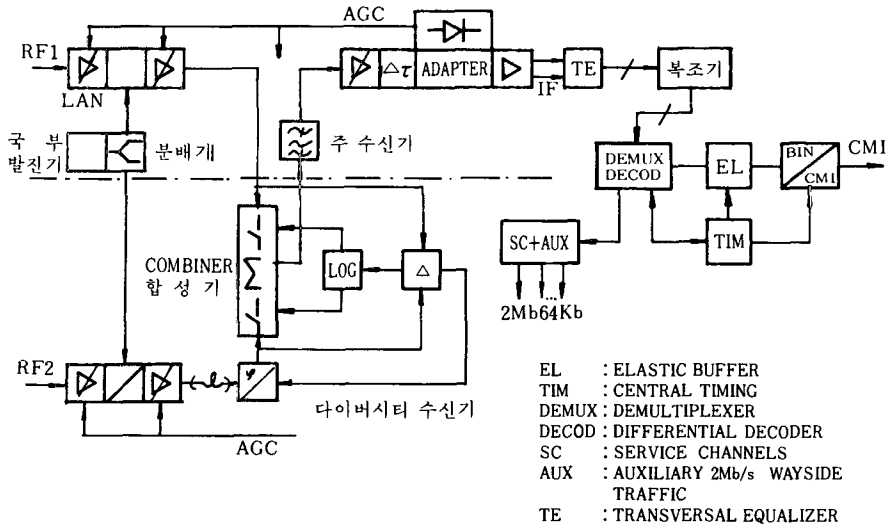


그림 6. 수신기(diversity)의 계통도

시스템은 대부분 selective fading counter measure로서 스페이스 다이버시티로 운용하고 있으므로 주수신기와 다이버시티 수신기는 다이버시티 콤파이너에 의해 상호접속되어 사용되며 시스템의 이득과 잡음지수의 개선을 목적으로하는 저잡음 고주파증폭(LNA)기가 혼합기 전에 사용되며 혼합기 다음에는 저잡음 IF 전치증폭기가 사용된다. 이제까지는 수신 신호의 흐름에 대한 원리에 대해서 간단히 논하였으며, 실제 수신기의 비선형성에 의한 BER의 저하를 피하기 위하여 회로설계 때에는 상호변조성분이 적도록 고려해야 하며 IM₃는 50dB 이하의 값이 되어야 한다. 그러나 이 값은 최대입력 레벨에서 특히 RF 신호의 과부하(over load) 상태하에서는 저잡음 전치증폭기로는 얻을 수 없는 값이다.

그러므로 RF 전치증폭기와 중간주파 전치증폭기는 모두가 수신기의 AGC 회로내에서 상호 도합되어 있어 간단하고 효과적인 방법으로 고주파단(RF stage)에서 해결될 수 있으며 PIN 다이오드를 FET의 입력에 조합된 마이크로스트립라인에 최적의 상태로 삽입하는 방법과 PIN 다이오드감쇄기를 IF 전치증폭기에 삽입하는 방법이 있다. 이 방법들은 AGC 전류에 의해 동작되며 이와같은 방법은 PIN 다이오드의 과부하점(RF level) 이하에서는 BER의 증가없이 수신기의 FRONT END의 선형성을 유지시킨다.

4. 국부 발진기

1) 구성

일반적으로 마이크로 및 밀리미터웨이브 전송 시스템에 사용되는 오실레이터는 전압조정 RF 발진기(voltage-controlled RF oscillator)와 하모닉 주파수 혼합회로와 RF 주파수를 ($\pm 5 \times 10^{-6}$: “에”) 안정화시키는 PLL 회로로 구성되며 집적화 되어있다. 그림 7은 국부 발진기의 기본 구성도이다.

2) 기능

오실레이터에는 여러가지 불안요소가 있으며 Up (Down) converter의 고선형성과 낮은 AM/PM 변조를 보장하기 위하여 발진출력세력이 20dB_m 이상 높아야 하며 안정된 주파수를 얻기 위하여 주파수 합성기를 사용하며 발진주파수는 기준크리스탈(reference crystal)의 위상에 위상고정되도록 되어있다. 이 PLL의 위상비교는 일반적으로 약 100kHz에서 이루어지며 국부발진주파수는 위상비교를 위하여 기준 크리스탈의 주파수와 같은 100kHz까지 나누어서 낮추어야 한다. 이로 인하여 첫번째의 주파수 디바이더는(divider)는 fourth subharmonic injection-locked oscillator를 사용하고 그 이후부터는 일반적으로 사용하는 디지털 디바이스(digital device)를 사용한다. 다음은 국부발진기를 설계할 경우 고려사항으로써, 간단하고 견고한 기계적인 특성의 부품을 선정해야 할 것이다.

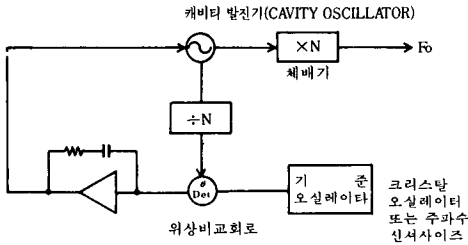


그림 7. 위상고정 국부발진기 계통도

이와같은 부품들은 사용온도와 충격에 의한 위상의 이탈을 최소화하여 bit error 를 감소시키며 half band에서 송신 또는 수신조정이 가능하고 저잡음 특성과 FCC spectrum mask에 충족되는 주파수안정도를 가져야 한다. 이러한 요구 조건은 디지털 마이크로 및 밀리미터웨이브 전송시스템의 성능을 좌우하며 이 특성은 국부발진기에서 발생하는 phase noise가 중요한 영향을 미친다. 다음은 phase noise (위상잡음)의 발생에 따른 측정방법과 위상잡음은 무엇이며 위상잡음의 측정에 대한 기본이론과 실제 사용되고 있는 VCO(voltage control oscillator)에서 발생하는 위상잡음을 측정하여 보였다. 다음 식 (1)은 신호원에서 발생하는 신호의 이상적인 형태를 나타낸다.

$$v(t) = V_o \sin(2\pi f_o t) \tag{1}$$

V_o = normal/amplitude

$2\pi f_o t$ = (선형적인 위상성분)

f_o = normal frequency

그러나 실제 신호는 진폭변위와 위상잡음을 고려하여 다음과 같이 표시된다.

$$V(t) = [V_o + \epsilon(t)] \sin[2\pi f_o t + \Delta\phi(t)] \tag{2}$$

$\epsilon(t)$ = [진폭변위(amplitude fluctuation)]

$\Delta\phi(t)$ = (위상잡음)

위상잡음 ($\Delta\phi(t)$)은 스펙트럼 분석기에 의하여 그림 8과 같이 측정되며 위상의 불안정요소는 2가지로 구분된다. 첫째는 스펙트럼 분포에서 표시되는 불연속 신호이다. 이러한 신호들을 스프리어스(spurious)라고하며 진동주파수와 혼합기등에서 발생된다. 두 번째는 발진기 자체와 불안정요소로 인한 램덤 사이드밴드 잡음, flicker 잡음과 단락잡음(short noise) 등이다. 불규칙한 위상잡음의 측정방법은 여러가지

가 있다. 기본적으로 모든 측정방법은 주파수 또는 위상변화를 측정한다. 다음은 스펙트럼을 이용한 위상변위의 측정이다. 위상불안정 및 위상잡음에 대한 스펙트럼 밀도는 단위대역폭당 위상변이량의 단위로 표시되며 연속함수로 나타낸다.

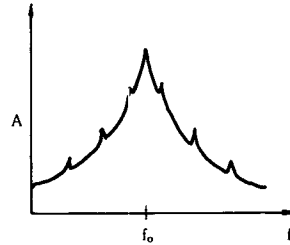


그림 8. Rf sideband spectrum

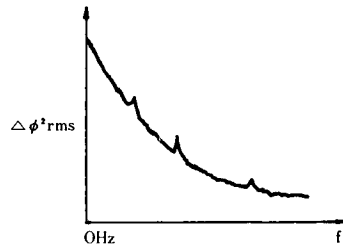


그림 9. Phase noise spectrum

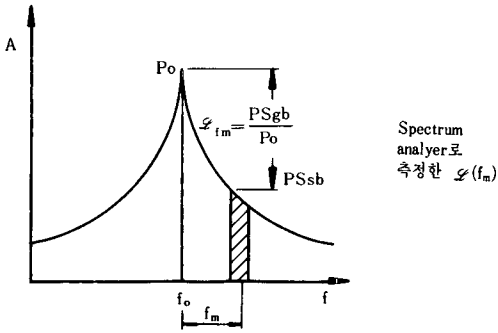
그림 9는 위상잡음 스펙트럼이고, 위상잡음분포 $S_\phi(f_m)$ 은 다음 식으로 표현된다.

$$S_\phi(f_m) = \Delta\phi_{rms}^2(f_m) / (\Delta\phi \text{의 측정대역폭}) = \text{rad}^2/\text{Hz} \tag{3}$$

또 다른 잡음에너지의 측정표준은 $\mathcal{L}(f_m)$ 으로 표시되며 식 (3)에서 변조측파대의 모든 위상편차가 /radian 보다 충분히 작다고 하면 측정표준 $\mathcal{L}(f_m)$ 은 다음으로 표시할 수 있다.

$$\mathcal{L}(f_m) \approx 1/2 S_\phi(f_m) \tag{4}$$

그림 10(a), (b), (c)는 미국 NBS(National Bureau of Standard)에서 위상측상대에서의 전력대 총신호전력의 비율을 스펙트럼분석기에 의해 측정된 $\mathcal{L}(f_m)$ 이며, 그림10(c)는 위상변조 측파대를 나타낸다. 식 (5)는 Hz 당 단일측파대(SSB) 위상잡음대 반송파 비율로



(a)

Spectrum analyser로 측정된 $\mathcal{L}(f_m)$

$$\mathcal{L}(f_m) = P_{ssb}/p_s$$

$$= \text{Single Side band power density} / \text{Total Signal power} \quad (5)$$

와 같다. 그림10(c)의 $\mathcal{L}(f_m)$ 은 보통 주파수영역에서 위상측파대에 대한 스펙트럼 밀도로서 지수적으로 나타낸 것이다. 또 다른 방법은 주파수 편이에 대한 스펙트럼 밀도의 측정이다. 스펙트럼 밀도란 단위 대역폭당 주파수의 변화량에 대한 연속함수로써 에너지 분포는 식 (6)과 같이 표시된다.

$$S_{\Delta f}(f_m) = (\Delta f_{rms2}(f_m) / \Delta f_{rms} \text{ 측정대역폭}) \quad (6)$$

이것은 위상시간율에 대한 변화이므로 $S_{\phi}(f_m)$, $\mathcal{L}(f_m)$ 과 $S_{\Delta f}(f_m)$ 은 다음과 같은 관계가 있다.

$$S_{\phi}(f_m) = S_{\Delta f}(f_m) / f_m^2 \quad (7a)$$

$$\mathcal{L}(f_m) = S_{\Delta f}(f_m) / 2f_m^2 \quad (7b)$$

식 (7b)와 그림 11에서 주파수 변별기는 $S_{\Delta f}(f_m)$ 에 비례하는 전압을 출력한다. 주파수 변별기로부터 전압변이에 대한 스펙트럼 밀도를 $S_v(f_m)$ 으로 나타내며 협대역인 경우 $S_v(f_m) = \Delta V_{rms2}(f_m) / \Delta V_{rms}$ 측정대역폭으로 된다. 그림12(a, b)는 현재 일반적으로 사용되는 70MHz의 스펙트럼으로

$$\mathcal{L}(f_m) = P_{ssb}/P_s$$

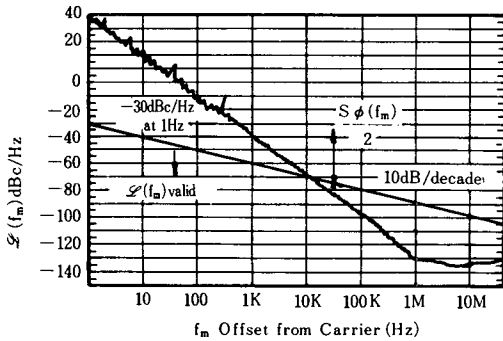
$$= -62 / -26$$

$$= 2.3846$$

의 값이 취해진다.

5. 변조기

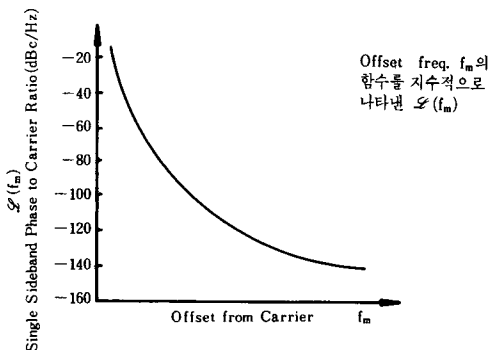
일반적으로 디지털 직렬전송은 한 바이트를 이루



$$\mathcal{L}(f_m) = \frac{S_{\phi}(f_m)}{2}$$

$\mathcal{L}(f_m)$ 에 대한 유효영역
최대 위상편차 0.2red

(b)



(c)

그림10.

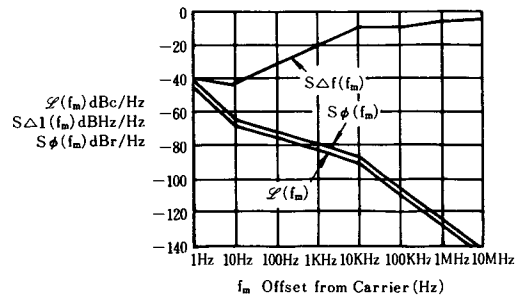
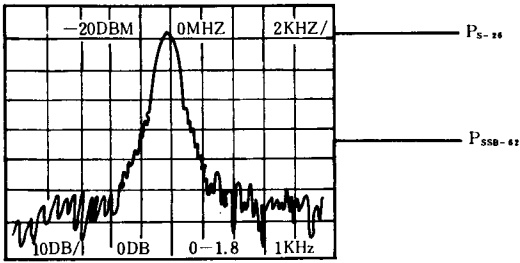
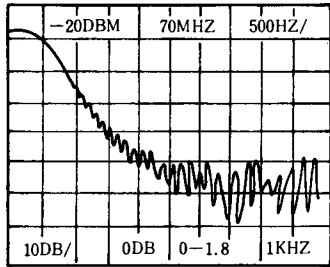


그림11.

10GHz의 신호에서의 위상변이 주파수변이 및 $\mathcal{L}(f_m)$ 의 값



(a) DEMOD spectrum (VOC)



(b) DEMOD spectrum (VCO)

그림12.

는 각 비트들이 하나의 전송로를 통하여 순차적으로 전송되고 병렬전송은 한 바이트를 이루는 비트 수 만큼 전송로를 필요로하지만 아나로그 또는 디지털 신호의 부호화 및 다중화기술의 진보와 변조기술의 발달로 하나의 전송로를 이용하여 많은 양의 정보를 신속하게 전송할 수 있다.

1) 진폭변조 방식

진폭변조방식은 신호파형에 의해 반송파의 진폭을 변화시키는 방식이다. 기본적인 진폭변조방식의 계통도는 그림 13, 변조된 파형은 그림 14와 같다.

2) 디지털 위상변조방식

디지털 위상변조방식은 데이터에 의해 반송파의 위상을 변화시키는 방식이다. 기본적인 원리는 디지털 부호화 방법에 대응하여 0 도에서 360도까지의 위상 각이 지정되고 반송파의 위상각을 0도, 180도로 지정되는 B-PSK와 0도, 90도, 180도, 270도의 위상중에서 선택되는 Q-PSK 방식과 3비트의 데이터에 대응하는 8-PSK 방식이 있으며 다위상변조 방식 (2^n -PSK) 일수록 동일한 대역폭에서 n배의 전송속도를 얻을 수 있다.

한편 방식으로는 직접변조방식과 간접변조방식등이 실제 적용되고 있다.

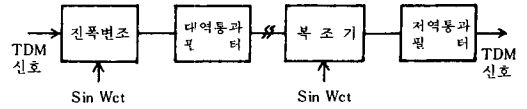


그림13. 진폭변조(ASK) 방식의 계통도

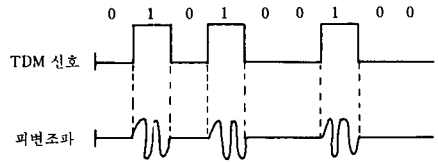


그림14. TDM 신호와 진폭변조

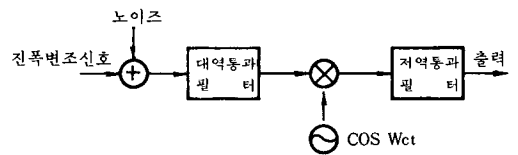
그림5 에 일반적인 M-ARY 위상변조방식과 실용화된 8 위상 직접변조 방식에 대한 변조회로를 나타내었다.

6. 복조기

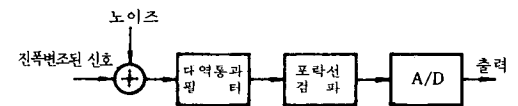
전송 시스템에서의 복조기는 변조된 중간주파수(IF) 반송파로부터 규정된 신호형태를 재생시키는 장치이다.

이 장치에서 사용되는 검파방식은 동기식과 비동기식이 있고, 디지털 진폭변조방식 중에서 ON-OFF 방식은 동기식과 비동기식을, 위상반전 방식일 경우는 동기식을 사용한다. 그림15는 디지털 진폭변조의 동기식 및 비동기식의 검파 방법을 나타낸다.

이와같이 디지털 변복조방식으로 응용된 시스템의 BER 특성을 그림 16에 보였다. 그림에서와 같이 BER의 특성은 전송 비트수가 많아질수록 시스템의 CNR이 커짐을 알 수 있다.



(a) 동기검파 (coherent detection) : 위상반전방식



(b) 비동기검파 (포락선검파) : ON-OFF 방식

그림15.

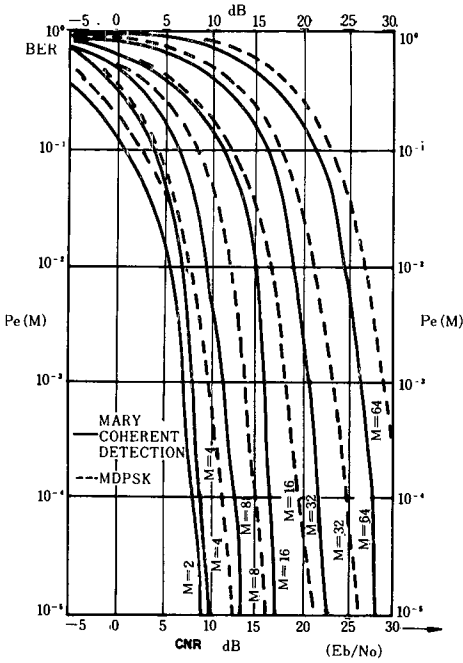


그림16. MDPSK의 코히런트 검파와 M-ARY PSK 검파에 대한 에러확률 특성도

V. 결 론

전술한 바와 같이 마이크로 및 밀리미터웨이브 전송시스템은 정보(information)를 변조하여 전송하는 장치로서 중, 장거리 통신에 사용되었다. 전에는 주로 아날로그 정보를 진폭 또는 주파수변조를 사용하여 음성통신에 응용하였으나 최근에는 고속, 대용량의 정보 전송 및 서비스가 요구됨에 따라 디지털 전송장치가 광범위하게 사용되고 있다.

이러한 고속, 대용량의 디지털 정보 전송의 요구는 전송장치의 기술혁신을 가져와 대용량의 광전송장치가 개발되었고 이와함께 마이크로 및 밀리미터웨이브 시스템의 기술혁신이 이루어져 가고있다. 이러한 마이크로 및 밀리미터웨이브 시스템 개발의 중요한 관건은 대용량(200MBPS 이상)의 변복조기술, 초고주파증폭기술, 신뢰도 향상을 위한 고속, 고집적 반도체의 설계기술이다.

따라서 우리가 이 부분의 기술을 확보하여야 90년대 초에 발사될 통신위성, 전국 network을 구성하는 ISDN망 그리고 기타 상업요소의 대용량 전송 시스템을 효과적이고 기술적인 차질이 없이 개발하거나 운용할 수 있다고 본다. 따라서 이에 대한 계속적인 각급 연구기관의 연구개발이 뒷받침 되어야 할 것이다.

參 考 文 獻

- [1] Ferdo Ivanek, "Microwave Technology in Terrestrial Digital Communications," MICROWAVE JOURNAL. pp. 28-38, January 1988.
- [2] Klaus Otremba, Jan Steinkamp, Hans-Jörg Thaler, and Klaus Vogel, "High Capacity Digital Radio Relay Systems for the 18GHz Band," MICROWAVE JOURNAL, pp. 81-102, January 1988.
- [3] 조성준, "16QAM 디지털 마이크로파 통신방식," 무선, 통권 제19호, 봄호, pp. 37-41, 1986.
- [4] James C. Wiltse, "The Ascent To MM-Waves," Microwaves & Rf, pp. 325-328, March 1987.
- [5] ITT, Reference Data For Radio Engineers, "Chapter 29 Radio Noise and Interference," Howard W. Sams & Co., Inc., Indianapolis, 1982.
- [6] H. Walker, "Modulation Schemes Aid Digital Radio Growth," Microwave & Rf, Feb., pp. 75-84, 1987.
- [7] K. Feher, "Digital Communications: Microwave Application," Prentice-hall Inc., Englewood Cliffs, N.J., U.S.A., 1981.
- [8] K. Feher, "Digital Communications: Satellite/Earth Station Engineering," Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, N.J., U.S.A. 1981.
- [9] David R. Smith, "Digital Transmission Systems: Digital Radio Systems," Rainbow-Bridga Book Co., Ltd. 자유중국, pp. 361-434, 1985. (Logo)