

256QAM 무선중계 시스템

沈 壽 輔

(승실대학교 전자공학과 교수)

■ 차 례 ■

- | | |
|---------------|-----------|
| I. 서 론 | IV. 기본 기술 |
| II. 본 시스템의 목표 | V. 시스템구성 |
| III. 시스템 개요 | VI. 결 론 |

〈요 약〉

본 전송시스템은 현재 일본 NTT에서 개발(4.5.6G-400M 方式)하여 마이크로파대의 중계회선에 실용하고 있는 세계 최초이며 최첨단의 디지털, 전송기술이다. 여기서는 본 방식의 개요 및 주요기술등에 대해서 일본의 현황을 중심으로 하여 간단히 요약해서 고찰하고자 한다.

디지털 변조시스템인 256QAM 초다차변조 기법을 개발하여, 한중계기로 400Mbit/s의 대용량 전송을 하는 방식이므로 기존방식에 비해서 전송용량을 배증하고, 디지털통신 시스템이면서 종래의 아나로그 FM 통신을 능가하는 주파수 이용효율을 갖는것이 특징이다.

I. 서 론

앞으로 더욱 폭주하는 각종 정보들로 구성되는 정보사회의 기반이 되는 전기통신망은 전화로부터 ISDN의 시대로 급속히 진전되어 가고 있다. 무선통신 분야에서도 이 엄청난 변혁에 대처하려면 무엇보다도 기간전송로의 디지털화 및 대용량화가 강력히 추진되어야 한다.

일본에서는 이 전송시스템 이전에는 대용량 전송에 16QAM이라는 고능률의 변조방식을 채택하였는데, 이 방식을 운영하는데 필요하였던 페이딩 문제의 극복등 여러가지 신 기술을 개발하여 많은 성과를 올리고 마이크로파 디지털 무선중계방식의 발전을 위한 초석을 이루었다.

이무렵 세계 각국에서는 고능률의 변조방식을 지향한 연구가 추진되고 있었으며 미국을 위시한 구미

제국에서는 64QAM 방식이 검토되고 있었다. 일본은 이 방식보다는 훨씬 대용량 전송기법인 256QAM(256치 직교진폭변조) 시스템의 도전을 1984년부터 시작^[2-3]하여 1985년에는 세계에서 처음으로 256QAM 변복조기를 사용한 전송실험에 성공하고, 이어서 페이딩으로 발생하는 각종 문제를 보상하는 기술을 추가 개발하여 1989년에는 상용서비스를 일부 구간의 회선에서 시행하였다.

즉 케이블전송에서도 8치의 多值傳送밖에 경험하지 못한 상태에서 256치의 直交振幅變調波의 마이크로파 전송에 성공한 것은 무선통신에 크게 기여한 것이다.

이 시스템은 또 인류공유의 재산인 주파수의 최대한의 이용을 시도한 점에서 의의가 깊고 交差偏波를 이용하여 주파수를 2倍로 이용할 수 있는것은 물론, 多值變調를 이용하여 실질적인 주파수의 이용효율을

10bit/s/Hz까지 높이고 있다. 종래의 애나로그 FM 통신에 비하면, 전송대역 80MHz로 세계에서 가장 고능율을 자랑하는 일본의 FM방식(SF-E2 방식)은 3,600채널이지만, 이 방식은 5,760채널(400Mbit/s)일 뿐만 아니라 디지털방식이면서 애나로그 방식보다 우수한 전송효율을 갖고 있다. 이 방식은 또 무선 채널 주파수를 兩偏波사이에서 완전히 일치시켜서 (Co-channel 배치) 전파를 有效하게 이용하고자 시도하고 있는 반면 다른 선진외국에서는 교대로 배치하는 인터리브배치가 기본으로 되어 있어서 交差偏波 기법은 충분한 이용을 못하고 있다.

II. 본 시스템의 목표

본 방식의 목표는 다음 3종류로 대별할 수 있다.

첫째는 어떠한 방법으로 주파수를 유효하게 이용하여 전송용량을 증대하는가 하는 문제이다. 공중통신의 경우는 주파수대역이 한정되어 있으므로 고능율의 변조방식을 도입하는 일이 불가결하다.

그림 1은 변조방식과 주파수의 이용율을 나타낸 것으로서 Shannon의 理論의 限界까지는 아직 差가 있어서 디지털화에 의해 한층 이용율을 향상시킬 수 있다. 多值化에는 진폭에 의한 방법과 位相에 의한 방법이 있는데 信號空間距離의 觀點에서 진폭위상 양쪽에 정보를 실는 直交振幅變調가 유리하다.

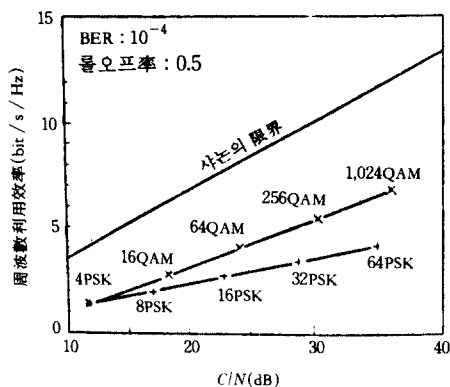


그림 1. 변조방식별 주파수 이용율

둘째는 安定하고 고품질인 회선을 실현하는 일이다. 무선전송로에서는 송신된 파가 한개로 되지 않고 지면등으로부터 반사파가 생겨서 수신점에서는 多重

經路 페이딩과 같은 전송장애 현상이 발생하는 것이 결점이다. 이때에는 수신파가 약하게 되는 경우에 잡음이 증가하거나 전송왜곡등에 의해서 회선품질이 열화된다. 高品質의 회선을 확보하려면 전송로에서 발생하는 페이딩을 극복하는 기술(페이딩 보상)의 개발이 필요하다.

셋째는 장거리전송에 소요되는 비용을 저감시키는 일이다. 즉 중계기 1대당 전송용량을 배증함과 동시에 현재의 중계국소, 첩탑, 안테나등의 기초설비를 효율 좋게 이용할 수 있어야 한다.

III. 시스템 개요

본 시스템의 주요제원을 표 1에 나타내었다.

표 1. 4~6GHz-400M방식주요제원

항 목	4~6GHz대 400M방식
주 파 수 대	4, 5, 6GHz
시스템수(현용+예비)	19+1
전 송 용 량	시스템당 400Mbit/s
변 조 방 식	256QAM(4멀티캐리어)
주 파 수 이 용 율	10bit/s/Hz
송 신 출 력	1.6W

변조방식은 256QAM이란 超多值變調를 채용하고, 또 수평수직편파를 이용함에 따라 주파수를 2배로 유효 이용하고 있다. 또 한 시스템당 전송용량을 400Mbit/s로 함으로써 16QAM의 200Mbit/s보다 배증시키고 있다.

그리고 기존의 중계소를 이용할 수 있도록 종래의 방식과 같은 중계소 간격을 50km로 갖게 하고 있다. [5]

그림 2는 세계 각국의 디지털 무선전송시스템의 개발상황을 나타낸 것이다. 유럽에서는 16QAM이 주류이고 미국에서는 64QAM이 도입되고 있으나 아직은 수평 수직의 양편파를 이용하여 주파수를 2배로 이용하는 기술은 실현하지 않고 있다.

본 시스템에서 주파수 배치는 4~6GHz대의 400M방식을 그림 3에 나타내었다. 그림에서 알 수 있듯이 각 시스템마다 4개의 변조파를 갖고 있으며 4,5,6GHz 대 전체에는 20시스템의 무선채널이 배치될 수 있으

며 Route당 용량은 8Gbit/s(전화로 환산하면 11만 채널)로 된다.

수직 및 수평 편파신호는 Co-Channel로 배치되고 이렇게 함으로써 수평, 수직편파 채널사이에서 調波數의 同期를 취할 수 있어서 채널사이의 干涉補償이 쉽게 된다.

본 시스템의 회선규격으로 다음과 같이 Rading시에 瞬斷시간을과 정상상태에서 載留符號誤變의 규격을 정하고 있다.

- 1) 순단을 규격 : BER이 10^{-4} 을 능가하는 시간율

은 0.01% 2,500km이하.

- 2) 잔류오율(RBER) : $5 \times 10^{-9} / 2,500\text{km}$ 이하

IV. 기본기술

4.1 고정도 다치변조 기술

본 시스템에 가장 기본이 되는 256QAM 변조기법의 原理圖를 그림 4에 나타내었다. 8계열의 binary 신호를 진폭축에서 多值化하여 그 계열의 16值 신호를 만들고, 이것으로 반송파를 직교진폭변조해서 $16 \times 16 = 256$ 值의 QAM 信號를 얻고 있다. 그림에서 알수 있듯이 信號點間隔은 16QAM의 1/5로 감소하기 때문에 잡음이나 간섭에 대한 대처능력도 같은 비율로 감소한다. 따라서 同一品質의 信號를 얻으려면 256QAM은 16QAM에 비해 5배의 高精度化가 必要하다. 즉 정밀급의 회로동작을 위해서는 여러가지 보상작업이 필요한데 그중 몇가지만 살펴보면, 변복조기의 Analog 승산기로 종래의 Ring 변조기는 多值化에 수반한 선형성의 확보가 곤란하기 때문에, 승산기의 Monolithic IC化하여 변조위상오차를 충분히 억압하고 있다. 또 多值識別器에 대해서는 복조신호의 직류드리프트, 이득변화를 흡수하기 위한 자동드리프트 보상회로, 자동이득제어회로의 개발 및 귀환루프의 擬似引込防止回路를 添 부처서 識別動作을 安定化하고 있다.

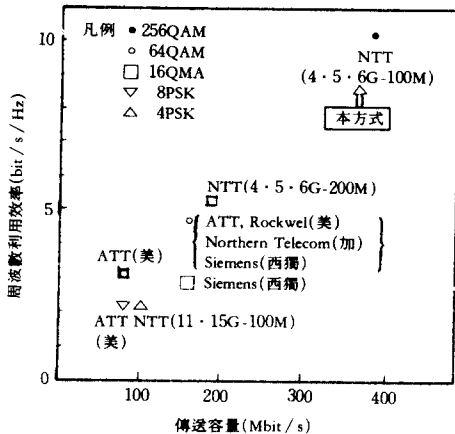


그림 2. 디지털 무선전송시스템의 개발상황

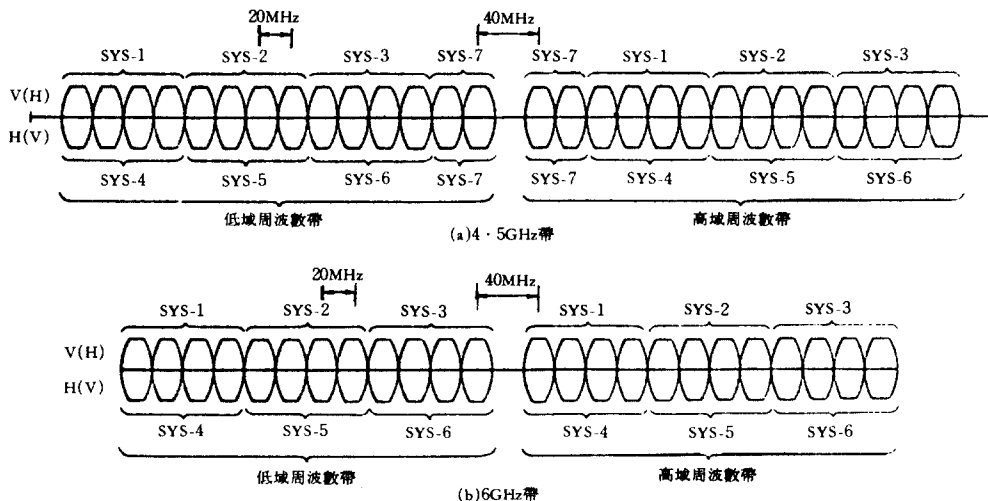


그림 3. 4.5 · 6G~400M 시스템의 주파수 배치도

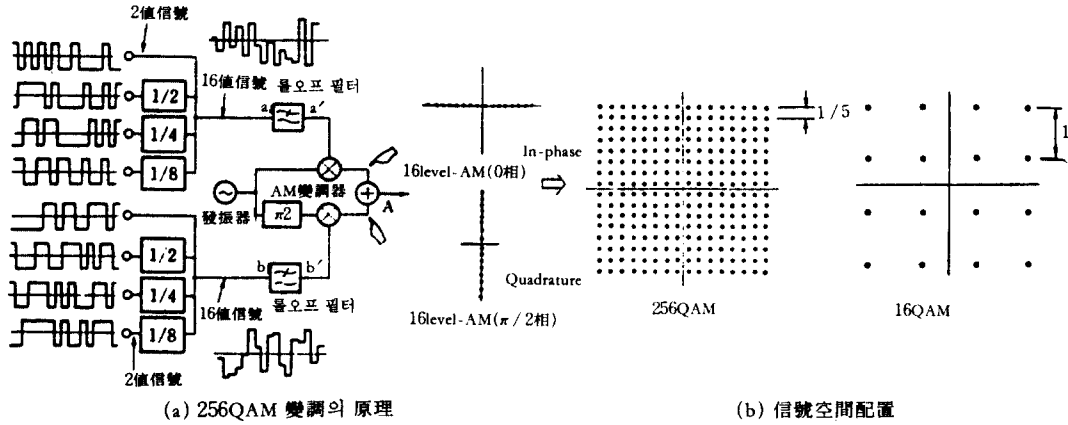


그림 4. 256QAM 변조의 원리

한편 반송파 동기회로에 대해서는 Mode 切換기능을 갖는 선택제어형 위상동기회로를 개발하여 재생 반송파에 의한 고정열화를 거의 무시할 수 있게 하고 있다.

256QAM과 같은 다值變復調 시스템에서는 잔류 BER 解消나 소요 C/N값의 低減에는 오류정정기술(FEC)의 적용이 효과적이다. 그래서 이 기술을 본 시스템에 도입하고 있으며, 오류정정부호는 랜덤오류정정부호와 버스트 오류정정부호로 나누어지는데, 잔류오류의 해소에는 랜덤정정부호가 유효하다. 부호 형식에 대해서는 오류정정능력, 회로규모 및 복잡성에서 유리한 BCH 부호를 선택하고 있다.

부호기, 복호기는 LSI화되어 있으며, 부호기측에서는 和分論理, 速度變換, 부호화를 하고 있고, 복호기측에서는 語同期, 신드롬계산, 오류정정, 속도변환, 차분논리등을 행하고 있다.

4.2 페이딩 보상

변조의 다值化에 따라 페이딩에 의한 파형의 왜곡은 상대적으로 중대하기 때문에 이것을 극복하려면 다음의 방법이 효과적이다.^[13]

1) 멀티캐리어 전송형식

그림 5에 나타난 것처럼 1波마다 占有帶內域의 허용한계가 되는 진폭편차는 일정하다. 따라서 複數의 반송파를 사용하여 분할전송함으로써 변조스펙트럼의 대역을 좁히면 Fading에 대한 대처능력을 크게 향상시킬 수 있다. 본 시스템에서는 4개의 멀티캐리어

를 표준으로 하고 있다.

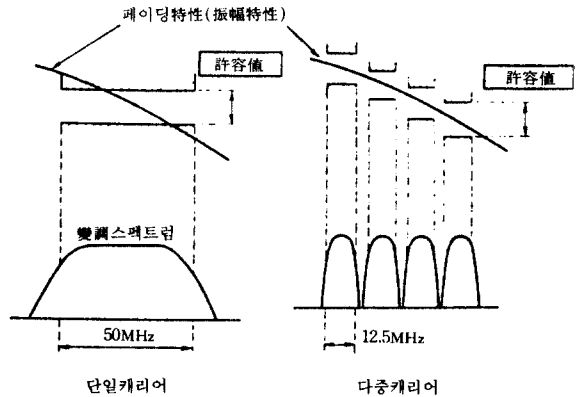


그림 5. 멀티캐리어 전송방식의 원리

2) 트랜스버살 등화기

순 디지털 구성 HIC화된 트랜스버살 필터를 개발하고 이것을 사용하여 同相 및 直交成分의 파형왜곡을 등화하는 2차원 자동등화기를 구성하여 그림 7과 같은 트랜스버살형 자동등화기를 이용한 복조부를 구성하였다.

이 등화기의 탭 계수제어법은 MLE(Maximum level error) 제어법을 병용함으로써 同期 이탈시와 同期引込時와의 히스테리시스특성을 개선하고 또 카운타 입력단의 위치를 편이시킴으로서 각 탭의 적분시간을 페이딩 변화량에 따라 변할수 있게하는 SBS(shift

bit select) 제어법^[14]을 개발하여 제어의 고속화 및 고정도화를 시도하였고 또 파형의 왜곡으로 인한 신호 진폭의 증대에 연유한 비직선왜곡을 피하기 위해서 미리 A/D 변환기의 입력신호 레벨을 낮추고 출력측에서 보정하는 DRE(Decision Range Expanded) 기능도 개발하여 사용하고 있다.

이 등화기는 디지털화 함으로서 Bit Rate에 의존하지 않고 다른 방식에도 범용적으로 사용할 수 있는 것이 최대의 특징이다.

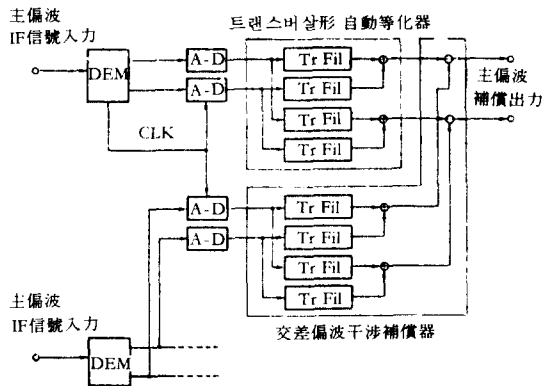


그림 6. 복조부의 구성

3) 개별제어형 스페이스 다이버시티

현재까지 개발된 디지털방식용의 스페이스 다이버시티제어법은 대역내의 주파수 특성을 개선하는 점에서 획기적인 것이었다. 그러나 이것은 CPU에 의한 조종을 가하여 移相器의 제어방향을 정하는것을 전제로 하고 있다. 그러므로 256QAM과 같이 변동에 민감한 시스템에 외란을 주는 것은 문제가 있어서 본 방식에서는 각 Primary Carrier마다 동상합성하는 개별동상합성장치를 개발하여 쓰고 있는데^[16]이 장치의 제어에서는

- 1) 협대역이기 때문에 대역내진폭특성, 레벨 공히 충분한 효과가 있다.
- 2) 외란을 가하지 않는다.
- 3) 제어속도가 매우 빠르다.

등의 利點이 있다. 이 라이버시티의 회로구성을 그림 7에 나타내었다.

2 계통의 각 변조파의 중심부근의 신호를 SAW필터를 사용해서 뽑아내서 혼합함으로써 직접적인 위상제어 신호를 얻고 있다.

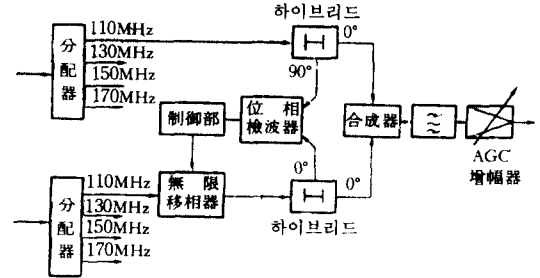


그림 7. 개별제어형 스페이스 다이버시티의 계통도

본 회로는 집적화에 적합하고 종래의 낮지검출형에 비해서 큰 개선효과를 얻고 있다. 즉 회로규모는 1/4정도이고 저어속도로 약 20배 빠르게 된다.

이상 설명한 새로운 페이딩 보상기의 효과를 확인하기 위해서 약 50km전후의 구간에 걸쳐서 부호전송 실험^[17~18]을 한 결과 순단을 저감효과는 스페이스 다이버시티가 1/40, 트랜스버살 등화기는 1/10과 같은 충분한 값을 얻었다.

4.3 간섭보상기술

무선통신은 공간전파를 이용하기 때문에 동일주파수를 사용하는 시스템사이에서 전파간섭을 발생하는 경우가 있다.

종래 간섭잡음은 열잡음과 마찬가지로 제거불가능한 것으로 다루어 왔으나 간섭잡음은 그 발생원을 규명할 수 있어서, 동일한 간섭잡음이 얻어지면 주신호로 흘러들어오는 간섭잡음을 消去하여 보상할 수가 있다. 이 보상기술은 다음과 같다.

1) 교차편파간섭보상기

본 시스템에서는 직교편파 채널을 동일주파수에 배치하여 사용하므로 주파수이용효율을 2배로 증대시키고 있다. 따라서 페이딩시의 편파사이의 간섭을 보상하는 교차편파간섭을 보상하는 補償器가 필요하다. 또 본 시스템에서는 16QAM 방식에 비해 간섭잡음량을 1/100이하로 저감시켜야 한다. 이렇게 하기 위해서 HIC화된 트랜스버살 필터를 4개 사용하여 전 디지털형 교차편파 간섭보상기(XPIC)를 개발하였는데 본 보상기의 특성을 평가하기 위해서 BER 10⁻⁴에 대한 주편파신호대 열잡음전력비(C/N)와 주편파신호대교차편파간섭 전력비(D/U)의 측정결과를 그림 8에 나타내었다.

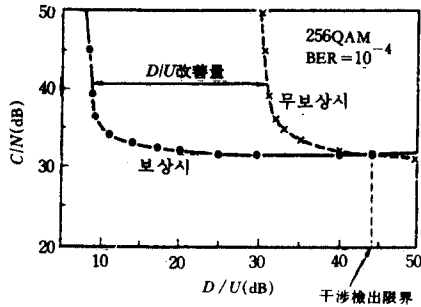


그림 8. 교차편파 간섭보상기의 특성

그림에서 개선효과는 본 보상기가 없는 경우와 사용한 경우의 D/U의 차로 볼때 20dB 이상된다. 또 이 보상기의 간섭검출한계는 본상기의 유, 무에 관한 특성상의 교점에서 평가되며 D/U=44dB 정도로 되어 있다.^[17]

2) 벡터 상관검출형 간섭보상기

본 방식^[21~22]은 기존의 FM방식과 공존하는 경우를 주요한 과제로 하고 있다. FM방식으로부터 발생하는 간섭을 저감시키는 새로운 기술로서 벡터상관검출(VCD: Vector Correlation Detection)형 간섭보상기를 개발하였는데 이 보상기는 그림 9에 나타낸것과 같이 간섭파원을 향한 보조안테나에 의해 수신한 간섭신호의 진폭 및 위상을 주신호중의 간섭성분과 동진폭 및 역위상이 되도록 제어한 후에 합성하여 간섭성분을 상쇄하는 방법을 취하고 있다. 제어는 상관검출을 이용하고 있으며 특별한 피아롯트 신호나 피아롯트 필스를 사용하지 않고 高精度의 간섭보상이 되고 있다.

이 보상기는 간섭의 종류에 제약이 없는 것이 큰 특징이다.

4.4 마이크로파대 전력증폭

값이 비싸지 않은 고효율 증폭기를 사용하여 256QAM 신호에 필요한 선형성을 확보^[23~24]하고자 새로운 비선형 왜곡 보상회로를 개발하여 사용하고 있는데, 이 보상회로는 그림 10에서처럼 RF대에서 90°하이브리트를 사용한 회로구성을 갖고 있다.

고출력 증폭기에서 발생하는 왜곡성분과 등진폭, 역위상의 왜곡을 미리 가하여 증폭기의 비직선 왜곡을 상쇄하는 방법을 쓰고 있다. 종래의 특성에 비해서

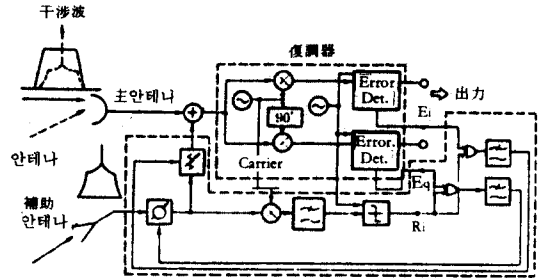


그림 9. 벡터상관검출형 간섭보상기의 구성

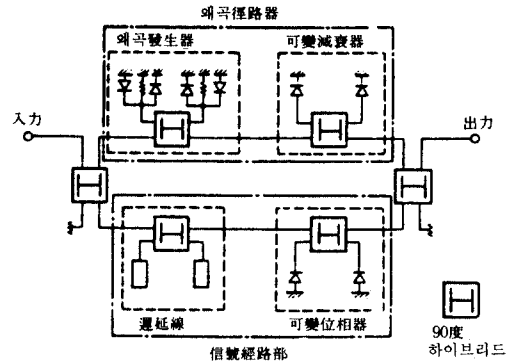


그림 10. 비선형 왜곡보상기의 구성

MIC화 하기 쉽고, 광대역(300MHz)에 걸쳐서 왜곡보상이 가능한 것이 특징이다. 실험의 결과를 보면 출력 전력 +32dBm 점에서 3차 상호변조왜곡 잡음을 약 10dB 개선하고 있다.

4.5 무순단 절환 기술

본 방식에서는 현용 4 캐리어(최대 19시스템)와 예비용 4 캐리어로 회선절환을 하는데 최대한의 회선절환 효과^[5]를 얻기 위해 4중 임의의 예비캐리어로 절환할 수 있는 매트릭스 절환 방법^[25~26]을 쓰고 있다. 또 이 방식에서는 FEC의 오류정정필스에 의한 회선감시를 함으로서 10⁻⁶의 낮은 오류(BER)를 2ms 이하로 고속검출을 할 수 있다. 이 때문에 회선이 단절되기 전에 예비회선으로 절환하여 현용회선 BER 열화를 구제할 수가 있다.

4.6 고성능 안테나

안테나는 간섭잡음 레벨의 대폭적인 저감을 하기

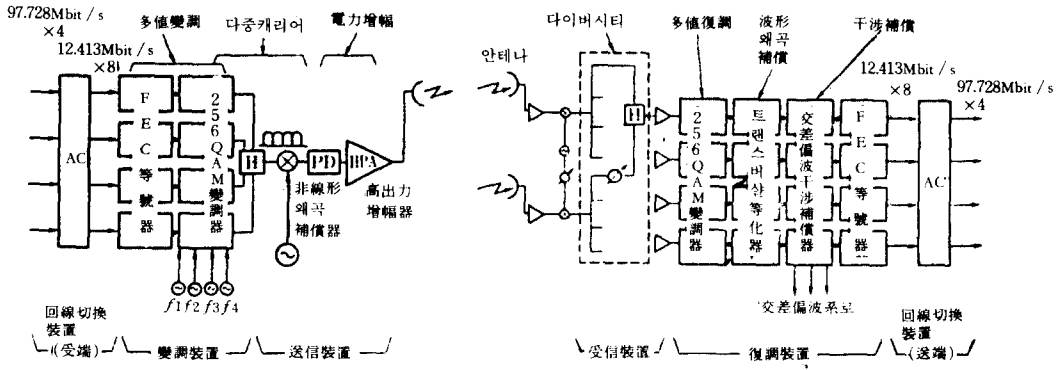


그림 11. 4.5.6 G-400M 시스템 구성

위하여 side lobe 및 교차편파특성의 개선을 시도하였다. 본 시스템을 위해서 특별히 개발해서 쓰고 있는 이 안테나^[27]의 가장 큰 특징은 현행안테나와 동등한 이득을 가지면서 한층 낮은 side lobe화를 달성하기 때문에 회선간섭이 발생하는 수평면 내에서는 낮은 side lobe 특성을 주축으로 하는 한편 수직면내에서는 큰 이득을 목표로 하여 안테나 開口面내에서 비회전 대칭으로서 전력분포를 실현하는 일이다. 이를 위해서 主 및 副의 반사경의 곡면을 특수한 형상으로 만든 것을 사용하고 있다. 그 다음의 특징은 交差偏波 레벨을 개선(약 10dB)한 점이다.

이상 설명한 바와 같이 정밀한 특성을 갖추어야 할 256QAM시스템을 성공적으로 운영하기 위해서는 새로운 효과를 갖고 여러가지의 간섭보상장치의 개발과 高精度의 안테나가 필요하게 되었다.

V. 시스템 구성

본 시스템은 그림 11에 표시한 바와 같이 단국장치, 변복조장치, 송수신장치 안테나 및 분파장치로 구성된다. 다음에 각 부분에 대해서 개요를 논한다.

1) 단국장치

본장치^[7]에서는 페이딩이나 기기고장으로 인한 무선회선의 고장을 극복하기 위하여, 고장시에 현용 시스템으로부터 예비 시스템으로 자동적 무순단 절환기법을 이용하고 있다. 따라서 부호오류나 동기벗어남이 없도록 하고 있다.

2) 변복조 장치

변조장치^[8]에서는 단국장치로 부터의 12.413Mb/s의 신호열 8개×4조가 4대(1시스템 분)의 변조기로 입력된다. 각 변조기는 신호열 8개의 전송을 하고 있으며, 변조기에서는 送信和分論理화를 하여 오류정정을 위한 부호화후 13.244Mb/s의 데이터열 8개×4조의 신호로 된다. 이들은 4개씩 D/A 변환기로 직접 16치의 상태를 갖는 多值信號로 변환된 후에 롤오프율 0.5인 파형정형용 롤오프필터로 엄격히 대역제한된다. 이어서 이것은 직교변조기로 입력되어 주파수가 서로다른 4개의 반송파(110, 130, 150, 170MHz)에 의해서 256QAM 변조기가 이루어지고 주파수축상에서 다중화된 후에 송신기로 공급된다.

한편 복조기에서는 4개의 다중 캐리어신호가 각파로 분파된후, AGC회로로 수신레벨변동을 제어받은 256QAM 신호는 직교위상검파기에서 동기검파된후 A/D 변환된다. 이 신호는 파형왜곡의 극복을 위한 트랜스 버살등화기, 편파간 호의 간섭을 보상하는 교차편파간섭 보상기를 거친후 오류정정용 복회로에 의해서 오류를 정정받고 수신차분논리회로에서 원신호로 복원된다.

3) 송수신 장치

송신장치^[9]는 변조부에서의 중심주파수 110, 130, 150, 170MHz의 주파수다중된 IF대의 변조파를 RF대로 주파수 변환하는 송신고주파부와 이들을 증폭해서 송신하는 고풍력 부분으로 구성된다. 고풍력부에 합해서 공동증폭될 급전계별로 4개의 변조파로 이루어지는 각 무선채널에 분파된다. 다음 각 무선채널의

서는 97.728Mb/s의 256QAM 변조파를 4개파로 만든 1무선채널분을 공동 증폭한 후에 송신한다.

한편 수신장치^[9]는 2개의 수신안테나를 사용하는 스페이스 다이버시티 수신이 표준장비로 되어 있다. 이들 그 시스템의 給電系로부터 얻은 신호는 全帶域을 신호는 2系統이 각각 IF대로 주파수 변환되고 중심 주파수 110, 130, 150, 170MHz인 IF대 변조파는 각각 개별적으로 同相合成되어 AGC 증폭기를 거친후 복조장치에 공급된다.

VI. 결 론

지금까지 M/W 디지털 무선중계방식의 대용량화, 경제화를 목적으로 일본에서 개발하여 사용하고 있다. 4·5·6G-400M 시스템에 대해서 설명하였으며, 이 다중화 시스템은 종래의 애널로그 FM통신을 능가하는 주파수이용 효율을 달성하였다고 주장하고 있다.

이 방식을 운영하는데는 무선통신에서 전송품질을 열화시키는 3대요인인 간섭잡음·전파왜곡·증폭기 등의 비직선왜곡등을 종래의 시스템에서 보다 한단계 위 이상 억압할 필요가 있다.

따라서 간섭보상, 자동동화, 왜곡보상등의 최신의 보상기술을 구사하여 이 시스템운명을 성공할 수 있었다고 설명하고 있으며 또 보상기술 이외에도 신호처리, 부호처리 기술을 비롯하여 IC화를 추진함으로써 경제적으로도 매우 우수한 시스템이라는 주장이다.

특히 중계거리를 50km 이상으로 할 수 있어서 기존의 중계시설(局舎, 철탑)을 그대로 이용가능하고 신속하고 경제적인 대용량의 전송로를 구축할 수 있게 하고 있다.

본 시스템은 1989년(평성원년) 12월 부터 일본의 중부지방에서 운영을 개시하고 있으며 이 상용회선의 제특성은 본 시스템의 요구조건을 충분히 만족시키고 있는 상태에 있다.

참 고 문 헌

1. 小檜山, 村瀬, 山后, 小牧, 齊藤, 中谷: "256QAM 마이크로파無線中繼方式," 信學誌, 73, 8, p.845 (1990-08).
2. 山本, 森田, 鎌田, 松本, 山后: "デジタルマイクロ波方式," 信學誌, 67, 3, p.266(1984-03).
3. 小檜山, 小牧: "64/256QAM デジタルマイクロ波傳送方式," 信學誌, 68, 8, p.899(1985-08).
4. Y.Saito, S.Komaki and M.Murotani: "Feasibility Considerations of High-level QAM Multi-carrier System," Proc. of the IEEE Int. Conf. Comm., pp. 665-671(1984).
5. 村瀬, 山后, 小牧, 佐マ木: "4·5·6G-400M 方式設計," 研實報, 37, 9, pp.475-482(1988).
6. Radio-frequency Channel Arrangements for High and Medium-high Capacity Digital Radio-relay Systems Operating in the Frequency Bands bellow About 10GH. Report 934-1 Recommendations and Reports of the CCIR(1986).
7. 市川, 山后: "4·5·6G-400M 方式用無線端局裝置および監視制御裝置," 研實報, 37, 9, pp. 499-505(1988).
8. 齊藤, 松江, 中村, 相河: "4·5·6G-400M 方式用 256QAM 變復調裝置," 研實報, 37, 9, pp.483-489 (1988).
9. 荒木, 今井, 樋口, 山田: "4·5·6G-400M 方式用 送受信裝置・アンテナ," 研實報, 37, 9, pp. 491-498(1988).
10. Y.Saito and Y.Nakamura: "256QAM Modem for High Capacity Digital Radio System", IEEE Trans. Commun., COM-34, 8, p.799-805(1986).
11. Y.Nakamura, Y.Saito and S.Aikawa: "256QAM modem for Multi-carrier 400Mb/s digital radio", IEEE JSAC, SAC-5, pp.329-335(1987).
12. 相河, 齊藤: "256QAMにおける誤り訂正のワード同期," 信學技報, CS-88-68, RCS88-36(1988).
13. 松江, 白土, 渡邊, 大塚: "4·5·6G-400M 方式用 フェージング補償裝置," 研實報, 37, 9, pp. 507-513(1988).
14. H.Ohtsuka, H.Matsue and T.Murase: "The SBS Control Algorithm Cross Polarization Interference Canceller on Digital Radio System," Trans. IEICE, E73, 3, pp.401-409(March 1990).
15. 白土, 松江, 村瀬: "デジタル無線通信用全デジタルトランスバーサル形自動等化器," 信學論 (B-II), 373-B-II, 5, 241-249(1990-05).
16. 樋口, 福井: "デジタルマイクロ波方式におけるスペースダイバーシチ技術," 昭63連大, 216.

17. H.Ichikawa, J.Sango and T.Murase : "256QAM Multi-carrier 400Mbit/s Microwave Radio System Field Test", Proc. of the IEEE Int. Conf. Commun., pp.1803-1808(1987).
18. Y.Saitom, Y.Nakamura and O.Kurita : "400Mbit/s 256QAM Digital Microwave Radio System Performance", Proc. of the IEEE Int. Conf. Cummun., pp. 456-465(1986).
19. H.Matsue, H.Ohtsuka and T.Murase : "Digatalized Cross-Polarization Interference Canceller for Multilevel Digital Radio", IEEE J. SAC, SAC-5, 3, pp.493-501(April 1987).
20. 松江, 大塚, 村瀬 : "超多値變調用 デジタル交差偏波干渉補償器", 信學論(B), J70-B, 8, pp. 977-986(1987-08).
21. 松江 : "ベクトル相關檢出形干渉補償器", 信學論(B), J70-B, 11, pp.1393-1399(1987-11).
22. H.Matsue and T.Murase : "Vector Correlation Detection Type Interference Cnaceller", Proc. of the IEEE Global Telecom. Conf., pp.1233-1238(1987).
23. N.Imai, T.Nojima and T.Murase : "Nobel Linearized Using Balanced Circulators and Its Applications to Multilevel Digital Radio Systems", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 37, pp. 1237-1243(1987).
24. T.Nojimam, T.Murase and N.Imai : "The Design of a Predistortion Linearization Circuit for High-level Modulation Radio Systems", Proc. of the IEEE Global Telecom, Conf., pp.1466-1471(1985).
25. 市川, 山後, 村瀬 : "デジタル無線通信における周波數ダイバーシチの効果", 信學論(B), J70-B, 10, pp.1177-1183(1987-10).
26. 市川, 村瀬 : "マルチキャリアデジタル無線方式における周波數ダイバーシチ効果", 信學論(B-II), J73-B- II, 8, pp.349-356(1990-08).
27. 刈込, 山田 : "鏡面修正オフセット3枚鏡アンテナの設計と特性", 信學論(B), J71-B, 2, pp. 277-284(1988-02).



沈壽輔

- 1931年 5月 30日生
- 1958年 9月 : 서울大學校 工學大學 卒業
- 1981年 8月 : 全北大學校 大學院博士 課程 修了(工學博士)
- 1970年 5月~1975年 8月 : 韓國航空大學 助教授
- 1975年 8月~1978年 8月 : 漢陽大學校 工科學教授
- 1978年 8月~1982年 2月 : 中央大學校 工科學電子工學科教授
- 1982年 3月~現在 : 崇實大學校 工科學電子工學科教授
本學會 名譽會長