

전파감시기술의 체계화연구

김현중, 전윤모, 육재림, 우기평

- | | |
|--------------------|----------------|
| 1. 서 론 | 3. 무인감시장비 및 성능 |
| 2. 주파수 할당과 전파감시 동향 | 4. 결 론 |

1. 서 론

오늘날 사회구조는 산업사회에서 정보사회로 변천되어 가고 있으며 지역 및 거리개념도 지역이나 국가단위의 국지적인 영역에서 국제간 또는 더 나아가 우주공간까지 광역화되어 가고 있는 실정이다. 이에 따라 사회에 알맞는 통신정보 서비스를 제공하기 위한 정보전송 수단도 단순히 인편에 의한 것에서부터 유·무선통신, 광통신 또는 위성통신에 이르기까지 다양화 되었다.

이런 다양화되고 수요가 폭주하고 있는 서비스 제공수단의 하나인 무선통신을 보다 효율적으로 이용하고, 전파자원의 부족화 현상을 극복하기 위해서는 전파의 질 및 내용을 적절히 관리하고 규제할 필요가 있다.

따라서 본 보고서에는 전파질서 확립을 위한 수단인 전파감시기술을 조사 정리하여 체계화하기 위하여 CCIR 보고서를 중심으로 연구를 수행한바, 1차 년도에는 일반적인 감시국의 업무와 선진국의 감시기술 동향 및 개발도상국에서의 감시업무에 대하여 조사 연구하였으며, 2차 년도는 주파수 할당과 전파감시 동향, 무인감시장비 및 성능에 중점을 두고 조사 연구를 실시하였다.

2. 주파수 할당과 전파감시 동향

2.1 주파수 할당

통신수요의 급증은 필연적으로 무선주파수 Spectrum의 수요증가를 가져오게 되었다. 이것으로 말미암아 새로운 주파수 대역을 보다 효율적으로 사용하기 위한 기술을 개발하여 통신 산업의 발달을 촉진시키고 있다.

무선주파수 Spectrum은 한정된 자원이기 때문에 이의 효율적인 이용방안과 적절한 분배방안 즉, 주파수 할당 방안들이 문제로 대두된다.

여러 분야에서 많은 연구가 진행되고 있으나 현재 무선주파수 스펙트럼의 혼잡은 Spectrum의 효율성이란 문제를 부각시키고 있다.

Spectrum사용상의 효율성은 여러가지 기준 파라미터들에 의해 구해진다. 여기에는 복사전력, 서어비스영역(Service Area), 주파수, 대역폭, 전송경로, 안테나 형태, 신호파형 잡음 및 간섭에 대한 배제성(Immunity) 관계라든가 System의 성능등이 포함된다.

또한 Spectrum의 효율성을 높이기 위해 새로운 기술이나 방법이 필요하며 이를 위해 여러가지 변조, 부호화 및 다중화 기술등 그리고 최근에는 혼합변조

기술(Hybrid or Combined Modulation Technique)등의 사용이 고려되고 있고 그 외에도 정보원의 Redundancy를 제거한다든가, 현존 채널의 최적이용을 위한 효율적인 전송기술을 채용하고 있다.

1) Spectrum의 효율성

일반적인 효율성은 출력과 입력의 비로서 정의된다. 이 개념은 그대로 Spectrum의 효율성에도 적용되는데 전기통신에서의 출력은 “전달된 정보”, 입력은 사용된 “Spectrum의 Space”로서 표현되며 일반적인 Spectrum의 효율성을 다음과 같이 나타낸다.

$$\text{Spectrum의 효율성} = \frac{(\text{전달된 정보})}{(\text{사용된 Spectrum의 Space})}$$

$$\text{*스펙트럼의 스페이스} = (\text{대역폭}) \times (\text{시간}) \times (\text{유형의 공간})$$

위에서 유형의 공간(Physical Space)은 서어비스의 형태에 따라 결정되는데 예로써 방송업무에서는 서어비스영역, 정지위성업무에서는 궤도의 길이(Length of Orbit)가 되며 때에 따라서는 구체적으로 표현되는 경우가 있다.

CCIR(국제무선 통신자문위원회)에서는 정지위성 업무에서의 궤도 사용의 효율성을 다음과 같이 정의하고 있다.

• 디지털 변조시스템

$$\text{Spectrum의 효율성} = \frac{(\text{비트 (Bit)})}{(\text{RF대역폭}) \times (\text{궤도의 Arc Time})}$$

• 애널로그 변조시스템

$$\text{Spectrum의 효율성} = \frac{(\text{정보 대역폭})}{(\text{RF 대역폭}) \times (\text{궤도}) \times (\text{호, Arc})}$$

위식들은 역시 출력과 입력의 비로서 그 효율성의 정도를 나타내고 있다. 무선 스펙트럼은 주파수(Frequency), 시간(Time), 공간(Space)의 3가지 차원(Dimension)을 갖는다. 3가지 차원간의 관계는 다음과 같다.

• SDM(Space Division Multiplexing)

같은 시간에 동일한 주파수를 공간만을 달리하여 서로 다른 목적에 사용할 수 있는 방법이다.

• TDM(Time Division Multiplexing)

같은 스페이스 내에서의 동일한 주파수를 시간만을 달리하여 서로다른 목적에 사용할 수 있는 방법이다.

• FDM(Frequency Division Multiplexing)

서로 다른 주파수를 같은 시간, 같은 스페이스에서 사용할 수 있는 방법이다. 따라서 주어진 정보전송에 필요한 스펙트럼을 감소시킴에 따라 스펙트럼의 효율성을 높일 수 있다하겠다.

2) 스펙트럼 유효 이용방법

이에는 여러가지 방법이 있겠으나 여기에서는 관심의 대상이 될만한 몇 가지의 실제적인 방법을 간략하게 살펴본다.

Shannon에 의한 채널 용량은 다음과 같이 표시한다.

$$C = W \log_2(1 + S/N)$$

C : 채널용량(bits/sec)

W : 채널의 대역폭(Hz)

S/N : 신호전력대 잡음전력의 비

가) 부호화

정보이론은 보통 “정보의 전송문제”로서 생각할 수 있다. 또한 이것은 정보를 축적해서 한곳에서 다른곳으로 옮긴다는 의미에서의 “정보의 축적”으로서도 중요한 의미를 갖는다. 정보의 압축을 위한 부호화란 신호에 존재하는 Redundancy를 압축 및 제거함으로써 장거리 전송에 대한 경제성, 고가인 전송설비의 유효이용 전송대역의 압축등 정보의 효율적인 전송을 꾀하고자 하는 것이다. 시스템 효율성은 펄스(Pulse)들이 여러 다양한 진폭, 주파수, 위상 또는 이러한 것들의 혼합체에 의해 표현되는 경우에 있어서 M-ary부호화 기법을 사용함으로써 향상될

수 있다.

· 잡음이 없는 이산적 채널의 경우(Noiseless Discrete Channel) ;

이것은 S/N 비가 매우 높은 경우, 즉 전송에러를 무시할 수 있는 경우이다. 부호화는 정보원에 존재하는 Redundancy를 감소시켜 정보원을 채널에 정합시키기 위해 필요하게 되는데 이때 부호화를 Minimum Redundancy Coding이라 한다.

· 잡음이 있는 이산적 채널의 경우(Noisy Discrete Channel) ;

이때의 부호화는 잡음의 영향을 이겨내기 위해 필요하며 채널심볼에 Redundancy를 부여하는데 이를 에러-정정 부호화(Error-Correcting Coding)라 한다. 앞으로는 좀 더 스펙트럼의 효율성을 바탕으로 한 새로운 부호를 더 많이 개발할 필요가 있다.

나) 대역폭

S/N 비의 호환성(Bandwidth-SN-Ratio Trade off)대역폭과 S/N 에 있어서 상호간의 최적 절충점을 찾기위한 호환성 문제를 살펴보기로 한다.

Shannon의 채널용량 식, $C=W \log_2(1+S/N)$ 에서 $S/N=W$ 일때(잡음이 없는 채널)는 채널 용량은 무한대가 된다. 그러나 실제로는 잡음이 존재하기 때문에 대역폭이 무한대가 되지 않는다.

이유는 잡음 전력도 대역폭 확장에 따라 증가하기

때문이다. 따라서 일정한 신호전력에 대해 대역폭을 증가시키는 데에도 상한이 존재하게 된다. 다시 말하면 어떤 일정한 채널 용량을 유지하기 위해서는 S/N 와 대역폭사이에는 상호 호환성이 있다고 볼 수 있다.

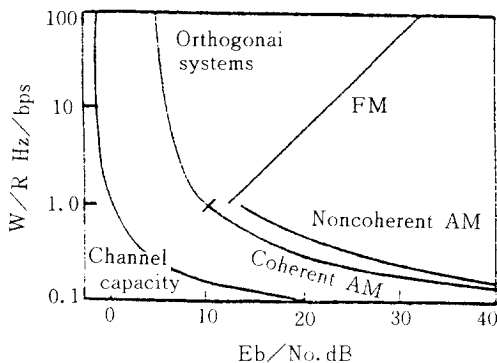
실제의 그래프를 이용하여 호환성의 문제를 살펴보면,

그림 1에서 W/R (정규화 채널 대역폭) [$\text{Hz}/\text{bits}/\text{sec}$]와 E_b/N_0 (비트에너지대 잡음밀도의 비)와의 호환성 관계를 나타낸 것으로서 이상적인 통신 시스템에 있어서의 전력과 대역폭의 관계를 나타낸다.

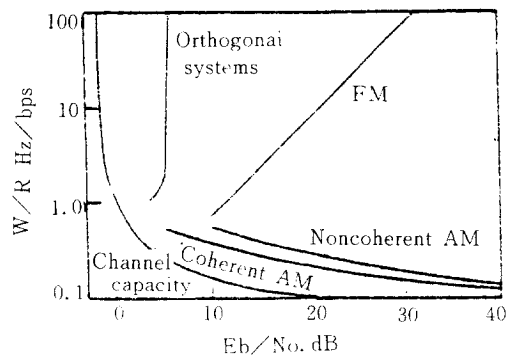
그림1은 E_b/N_0 가 1.8dB에서 동작하고 있고 이때의 정규화 대역폭이 0.5 [$\text{Hz}/\text{bits}/\text{sec}$]인 이상적인 시스템이 있다고 하자. 지금 점유 대역폭을 0.1 [$\text{Hz}/\text{bits}/\text{sec}$]로 감소시키자면 E_b/N_0 를 20dB로 증가시켜야만 한다.

다시 말해서 전력을 66배만큼 증가시킨다는 것은 대역폭으로 말하면 1/5로 감소시킨다는 말이다. 대개 호환성 곡선을 전력과 대역폭이 각각 최적이 되는 부근에서 특성 변곡점을 보인다. 시스템 설계에 있어서는 이러한 관계를 잘 이용하여 설계하면 이상적인 시스템에 가까운 것을 얻을 수 있다.

(10dB이내로 설계가능)



(a)



(b)

그림1 전력과 대역폭의 관계

3) 혼합변조 기술(Hybrid Modulation Technique)

스펙트럼의 보다 효율적인 이용을 위한 이 기술은 스펙트럼과 전송 전력면에서 보다 좋은 효율성을 제시하는 것으로서 반송 파라미터를 두개 또는 그 이상을 갖는 다중 파라미터(Multi-parameter)변조라 한다. 따라서 반송파는 다중 채널정보의 반송파가 된다.

디지털 변조 시스템을 단일 파라미터 변조와 다중 파라미터 변조로 나누어 살펴본다.

가) 단일 파라미터 변조

이것에 대표적인 것에는 ASK(Amplitude-Shift Keying), PSK(Phase-Shift Keying), FSK(Frequency-Shift Keying)등이다.

그림 2에 여러가지 디지털 변조시스템의 S/N에

대한 채널 효율성을 나타내었다. 동일한 오율에 대율이 요구될때에는 다위상(Mary)PSK 시스템이 쓰이는데 가장 보편적인 것은 GPSK(Guadri Phase-Shift Keying System) 시스템이다.

나) 다중파라미터 변조

PSK시스템에서는 일정한 진폭치의 반송파에 몇개의 위상값을 부여하여 디지털 신호값에 대응시키게 되는데 위상값과는 별도로 진폭치에도 변화를 주면 더 많은 정보를 보낼 수 있다는 개념에서 APK(Combined Amplitude and Phase Shift keying) 방식이 개발되었다.

APK시스템은 그림 2와 같이 두가지로 나누어지는데 그림 2(a)는 진폭과 위상상호간에 종속적인 것이며 그림 2(b)는 진폭과 위상에 서로 상호간에 독립적인 것으로 그림 2(a)것이 효율적이다.

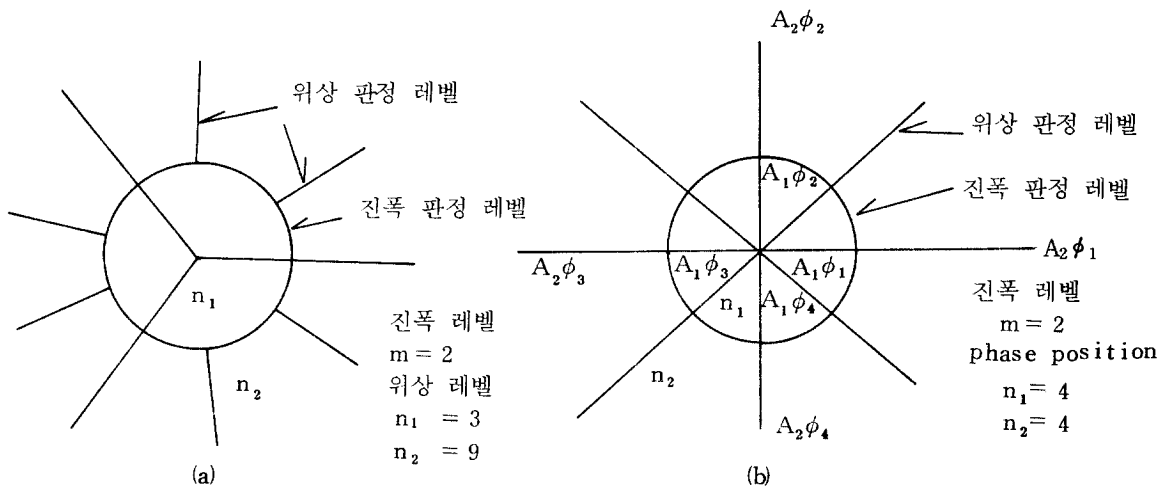
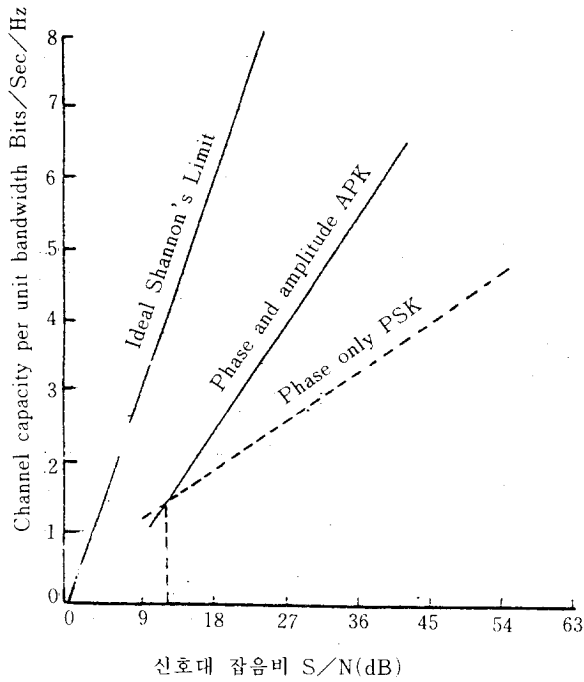


그림2 S/N비에 대한 채널 효율성

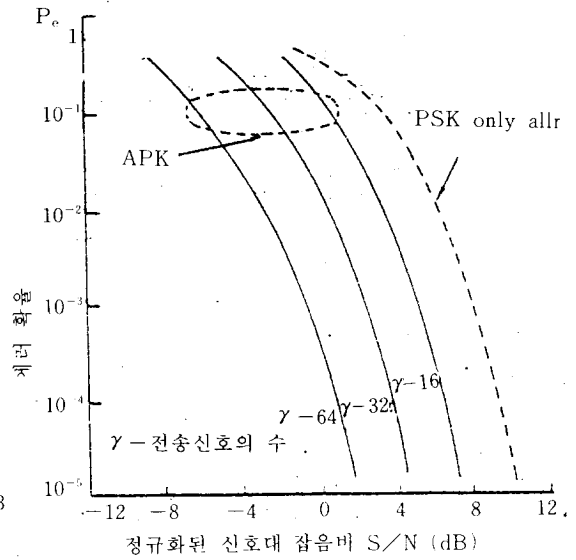
다음 그림3은 APK시스템과 PSK시스템을 비교한 것으로서, 그림 3(a)의 APK시스템은 r(전송신호의 수)이 증가할 수록 S/N의 향상을 얻을 수 있음을 알수 있다.

그림 3의 (b)는 두 시스템의 채널 효율성을 나타내는데 효율적임을 알수 있고 그림 3의 (c)는 SSB

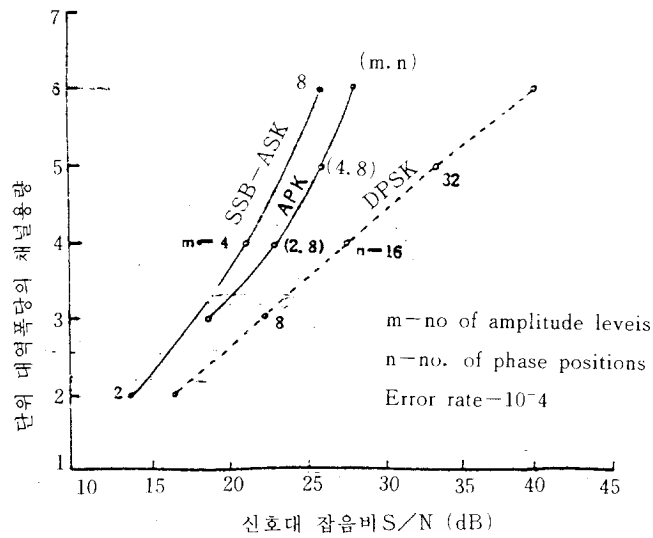
-ASK, PSK, APK 시스템에 대한 이론적인 채널 효율성을 보인 것이다. 이론적으로 APK 방식이 PSK 방식보다 성능면에서 월등하지만 시스템 구성면에서는 매우 복잡하고 고가인것을 고려해야 한다.



(a)



(b)



(c)

그림 3 APK 시스템과 PSK 시스템의 비교

4) 대역폭 확산(Spread Spectrum) 방식

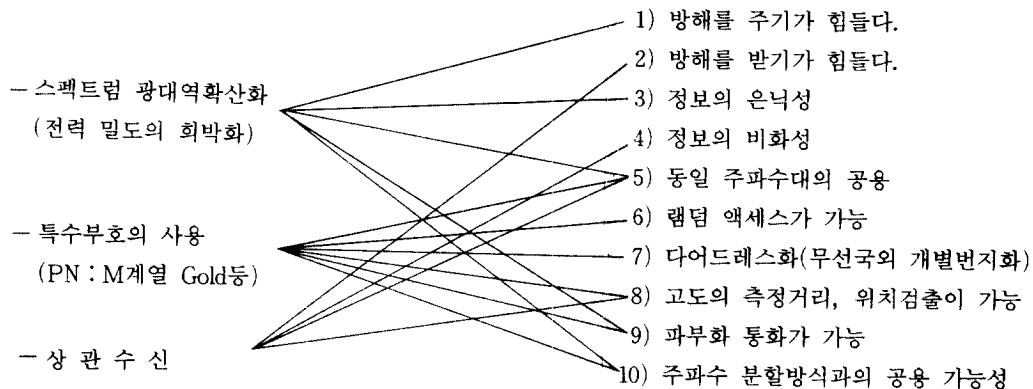
스펙트럼의 새로운 유효이용을 위해서 개척하는 통신 시스템으로서 각광을 받게된 것이 스펙트럼 확산방식(SS방식)이 있다.

이 방식은 1940년대부터 군사목적의 전파방해 배제 기술로 연구가 진행되어 왔다. 이 방식은 Shannon의 식 $C=W \log_2(1+S/N)$ 로 부터 점유 대역폭 W 를 넓혀줌으로써 소요되는 S/N 를 적게해도 채널 용량 C 는 일정하게 유지해 줄수 있는 것이다. (여기서는 변조 자체에 의해 넓어지는 광대역 FM 방

식과는 다름)

SS방식은 도표1에서 보는 것과 같이 큰 특징과 수 많은 효과를 발휘할 수 있는 가능성을 가지고 있다. 이 방식은 Spectrum의 효율적 이용면에서 상당한 장점을 갖고 있지만, 시스템의 구성에 있어 연구개발해야 할 문제가 있는데 그중의 하나는 부호제열 송, 수신간의 동기문제가 그것이다. 일반적으로 이동통신에 있어서 이 방식이 유리하다고 보여지나 주파수할당 문제가 남아있다.

(도표1) SS방식의 특징과 원리



다음 그림4는 간섭신호 배제의 원리이다.

여기서 간섭잡음 신호는 의사랜덤(Random)잡음(PN : Pseudo Noise) 계열과 상관없이 확산복조하게 되면 더욱확산되고 기저대역필터에서 대부분 제거되기 때문에 이 경우에 대해서도 처리 이득이 적용된다.

5) 시스템의 모델링(Mathematical Modeling)

스펙트럼의 효율적인 이용이라는 관점에서 통신 시스템과 구성요소의 수학적인 모델링은 새롭고 큰 관심이 모아지는 분야이다.

이 작업은 주로 CCIR(국제 무선통신 자문위원회) 체제내에서 수행하고 있다. 이 모델에는 변조되는 신호원, 신호왜곡을 만드는 요소들, 부가적인 잡음의 수신기, 동기유닛(Unit) 그리고 신호 여파법등이

포함되며 수학적인 모델링의 연구는 스펙트럼이용의 효율성을 향상시키기위한 대역폭, 수신기감도, 안테나이득, 전파감쇠등과 같은 파라미터(Parameter)들이 서로 어떻게 결합이 되는가를 알아보기 위한 것이다.

2.2 전파의 감시

자유공간에 방사되는 개개의 전파(통신원)들을 주기적 또는 필요시 측정기록과 감시가 요구된다. 이러한 전파감시내용은 :

- 방사 주파수와 대역폭 측정
- 변조의 특성 점검
- Spurious 방사로 부터의 자유로움에 대한 점검 그리고 몇몇의 경우 전계강도 측정 등이 요구된다.

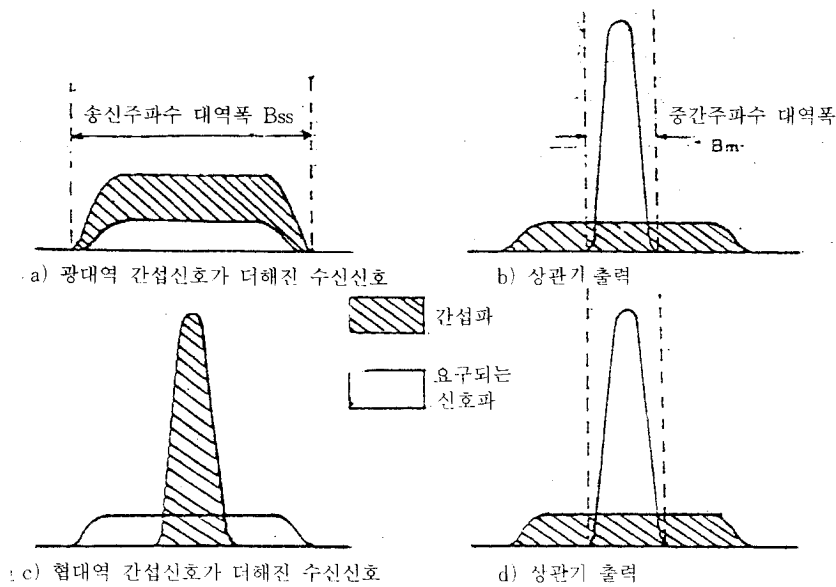


그림 4 간섭신호의 배제원리

1) 주파수 측정

주파수 측정확도는 Time Bureau의 표준 주파수 전파, 원기(Atomic Frequency Standard) 그리고 HF 또는 VLF/LF 전파를 이용하여 제 2의 표준확도 P를 얻는다. 측정가능한 AM 주파수는 인접한 방송국의 두 Carrier 신호의 강도비율에 따라 다르게 제시되고 있다. FM국은 두 방송파 사이가 적어도 2-3KHz이상이어야 측정 가능하다. MF/HF 주파수는 국부 발진신호와 비교하여 측정한다.

주파수를 측정하는 방법은 동시카운팅(Simultaneous Counting) 방법과 Pulse Blanking Counting 방법이 제시되어 있다.

동시카운팅은 VHF/UHF밴드 수신기의 Single 또는 Dual Conversion 슈퍼헤테로다인(Super Heterodyne) 방식이다.

수신된 신호는 증폭되어 하나나 두개의 국부 발진기에 의해 중간 주파수로 변환된다. 두개의 국부 발진기에 의해 변환 되었다면 일반적으로 처음의 중간 주파수는 50-100MHz의 범위의 값이고 다음 중간 주파수는 25MHz이하이다. 국부 발진기의 주파수는 대개 Mixer단계에서 입력 주파수 이상이지만 그러

나 이것은 band에 따라 변한다.

Multiple Conversion 수신기로부터의 입력 주파수 f_r 은 아래의 식중 하나로 설명된다.

1. $f_r = f_{l1} + f_{if}$
2. $f_r = f_{l1} - f_{if}$
3. $f_r = f_{l1} + f_{l2} + f_{if}$
4. $f_r = f_{l1} - f_{l2} + f_{if}$
5. $f_r = f_{l1} + f_{l2} - f_{if}$
6. $f_r = f_{l1} - f_{l2} - f_{if}$

f_{l1} : 첫단 국부 발진기 주파수

f_{l2} : 둘째단 국부 발진기 주파수

f_{if} : 최종의 중간 주파수(IF)

수신기로부터 국부 발진기 신호와 IF 신호를 검출하면 수신된 신호의 주파수는 이러한 신호의 측정과 산출계산에 의해 쉽게 결정된다.

세개의 채널을 가진 주파수 카운터는 자동적으로 Multiple Conversion VHF/UHF수신기의 수신된 주파수를 나타낸다.

일초동안의 카운터 주기 분석도는 1Hz이고 그 정확도는 5Hz이내이다. Pulse Blanking Counting 방법을 고속 논리 직접회로의 사용에 슈퍼 헤테로다인

수신기가 변형된 신호의 High-side에 항상 국부 발진기를 가지고 있을 때, 수신기 주파수 계산을 위한 덜 복잡한 자동 주파수 카운터 개발을 가능케 한다.

이러한 카운터에서 국부 발진기 값으로부터 IF 신호의 공제는 산술적인 국부발진기의 선택된 펄스의 Real-Time 프로세서(Process)로 대체된다.

수행된 펄스열은 국부 발진기와 IF주파수 사이의 차이값을 얻기 위하여 주파수 카운터에 누적된다. 이 방식의 기본 기술은 펄스동기 회로이다. 이 회로는 IF신호의 변환을 검출하고 국부발진기 신호의 한주기 길이와 동일한 단일 펄스를 만들어낸다. 이 펄스는 고속의 플립-플롭에 의해 만들어진다.

플립-플롭은 IF신호의 변화에 의해 변갈아서 Enable되고 국부발진기 펄스가 끝나면 Disable된다. 국부 발진기와 IF신호는 비동기이기 때문에 동기화 일어나기 위해서는 여러개 국부 발진기 Cycle이 필요로 된다.

Pre-scaling 방식은 직접 카운터 방식(Direct Counting Method)에 비해 그 Resolution이 떨어지지만 100MHz 카운터로 1GHz까지의 주파수측정을 할수 있게 한다. 중간 주파수(IF)의 Cycle 변화에 따른 동기 펄스가 생겨나면 그것은 약간의 시간이 Delay 가되며 High-speed Logic Element의 국부 발진기 신호와 결합된다. 결과적으로 Pre-scale된 국부 발진기 주파수와 동일한 주기를 갖는 Pulse Train이 나오게 된다. 여기서 Pulse Train은 IF 신호와 각 Cycle마다 한 Pulse를 가지지 않는다. 만일 Dual Conversion Technique의 수신기라면 같은 Pulse Blanking System이 수신된 신호를 회복하기 위하여 두 단계에 사용된다.

두번째 국부 발진기와 IF 신호는 그 차를 계산하기 위하여 결합된다. 그 Pulse열은 첫째 국부발진기에서 동작하는 다른 Pulse Blanking Circuit의 입력으로 사용된다. 적당한 논리소자로 3개의 입력신호의 어떤 결합을 선택하여 카운터 Display 나타내게 한다. 감도(Sensitivity)가 $500 \mu\text{Vr.m.s}$ 보다 작은 Limiting Amplifier로 구성된 IF 입력회로는 약한 신호를 보상하고 음으로 변조된(Negatively Modulate) AM 신호를 카운트하기 충분한 레벨로 증폭한다.

IF 신호의 경로는 작은 값을 갖는 Delay요소의

연결로 이루어졌다. 두 인접한 요소에서 나오는 신호는 Phase Detector에서 비교된다.

그리고 Delay는 큰 신호에서 잡음이 없이 항상 예측가능한 결과를 만들어 낸다. 그러므로 Fading Signal인 경우에는, 작은 잡음 요소는 경우에 따라 입력신호의 인접한 Cycle사이의 Phase를 Random하게 변동시킬 수 있다.

이것은 Phase Detector의 출력을 혼란시킨다. MF/HF Band에서는 여러방식으로 수신된 주파수를 측정한다. 이러한 신호는 사실상 단속적이므로 직접 카운팅은 적당하지 않고 국부 발진신호와 비교가 필요하다. 보통은 국부발진기의 안정된 신호와 수신기 IF신호를 비교하여 오실로스코프의 1:1 Lissajous 패턴을 얻는다. 하나나 또는 2이상의 변형된 발진주파수는 항상 높은 안정도의 Source로 부터 합성되어, 주파수는 단지 Single VFO의 주파수를 측정함으로써 얻을 수 있다.

측정한 값에 Preset되고 또 Over Flow되는 6자리 카운터를 이용하여 이 측정은 끝나게 된다. 이러한 카운터를 사용하는 수신기는 Spectrum을 IF로 변형시키는 VFO가 두번째 Converter에 의해 1MHz Band로 합성된다.

예를들면 VFO가 3.6MHz에서 4.6MHz로 변화하면 1.6MHz이다. 만일 수신기가 충분한 Resolution (1Hz 또는 2이하)으로 완전하게 합성되면, 주파수측정과정은 IF 값에 안정된 주파수를 제공하는 것과 이것을 오실로스코프의 Lissajous Pattern에서 중간 주파수(IF)와 비교하는 것으로 단순화된다. 여러가지 Beat Indicator가 연속적인 신호의 비교에 사용되지만, 오실로스코프는 단속적인 신호(Inter Mitten Signals)의 측정에 사용된다.

2) 대역폭 측정

점유대역폭은 일반적으로 중심 주파수를 중심으로 각 Side의 전체전력이 각각 49.5%되는 곳까지의 범위를 말한다.

송신기에서 떨어진곳에서 전파의 점유 Spectrum을 측정할 때는 CCIR 327의 기술된 방법을 사용하는 것이 실제적이다.

이 방법을 사용하여 전파의 Peak Level 이하의 -2.6dB Attenuate된 여러요소를 포함하여 XdB대역

폭이 결정된다.

이러한 방법은 당연히 Radio Regulation에 정의된 정확한 점유대역 측정을 제공하지 못한다. 예를 들면 어떤 전파가 Center Frequency양 옆으로 많은 낮은 전력의 Components는 -26dB 를 넘지 못하는데 그전력의 합이 전체 평균파원의 0.5% 를 넘는 경우가 있다.

이러한 경우, 점유대역폭은 전력비에 의해 측정된

경우가 권고327에 기술된 방법에 의해 계산한 XdB 대역폭 보다 약간 크게 된다.

아래의 표1에서는 특별히 계산된 XdB에서 여러 종류의 전파 대역폭을 측정하여 Radio Regulation No 147과 좀더 일치한 값들이다.

최적의 전파 상태에서 여러종류 전파와 관련된 필요한 대역폭값과 일치하는 수준에서 XdB대역폭이 읽힌다.

(표1) 전파 대역폭 측정 전력비

전파의 종류	"xdb" levels	관찰
A1A, A1B	- 35	$\alpha < 3\%$ (모든 pluse shape)
	- 30	$\alpha \geq 3\%$ (모든 pulse shape)
A2A, A2B	- 32	80 - 90 %의 변조
F1B	- 25	모든 Single Shape 와 변조지수 $m \quad 2 \leq m \leq 24$
F3C	- 25	모든 종류의 transmitted picture 와 변조지수 m $0.4 \leq m \leq 3$
F7BDX	- 28	변조지수 $m \quad 9 \leq m \leq 45$

• Telegraph 신호의 Relative Build-up Time 은 권고 328을 참고하라.

• F7B DX 전파의 변조지수는 송신기의 최대 순시 주파수 사이 차이의

반값과 같은 Frequency Deviation으로 구한다.

[CCIR, 1966-69b]에서는 다음과 같이 나타내고 있다. 즉, A1A, A1B 그리고 F1B등의 전파의 XdB level은 다음의 두가지 경우에, 주기적인 신호의 전파 적어도 안정된 상태하의 Telegraph신호 전파의 대역폭을 측정하는데 사용 된다고 나타내고 있다. 전자의 경우 Spectrum Analyzer의 Filter 통과 대역폭은 변조 주파수보다 수배나 적어야 한다. 후자의 경우는 변조비 보다 약간크다 Zero level은 Spectrum Analyzer에서 서너개의 부분적인 화면중 최대변동을 고려하여 조정한다. 소련에서 제의한 -30dB Level은 여러종류의 전파를 적절하게 체크할수 있는 표준

값이다.

3) 전계강도 측정

감시국에서의 전계강도측정을 행하기 위한 방법은 다음과 같다.

—장시간에 걸친 연속기록

—단시간 간격으로 연속 샘플링(예:매2분마다 5초)

—장시간 간격으로 샘플링(예:각 90분마다 10분)

어떤 경우, 특히 지표파를 관측하는 경우는 측정 목적에 따라 한번의 단시간 측정으로 충분하다.

일본에서 개발되어 사용되는 방법은 매20분 주기로 6채널까지 연속기록 할 수 있다. 각 채널의 감쇄

기 세팅은 교정 레벨의 삽입과 채널 전환을 시킬 수 있는 Synthesizer 제어 프로그램에 의한다. [CCIR, 1974-78] 특정한 경우, 예를 들면 HF대 전파연구를 목적으로 하는 측정에서는 그 주파수 대역 전체의 전파조건에 관한 정보가 필요하다. 현재의 스펙트럼 점유 자동감시 방법을 식별할 수 없기 때문에 전파조건이 대단히 미흡한 감을 준다.

그러므로 24시간 운영되는 국은 대상전파의 주파수 범위와 거리를 상세히 나타낼 수 있도록 선정하여 약 90분의 간격으로서, 전 HF대역을 약 10분간씩 기록하는 것이 편리하다. 반송파가 저지되지 않는 전파 측정용 복조회로의 시정수는 평균치가 통상 사용되고 충방전 주기는 희망하는 결과에 따라 수초 정도가 되도록 선택된다. 준 침투치용의 시정수 값은 짧은 충전시정수와 대단히 긴 방전시정수가 필요하다. 저지 반송파와 방사 전계강도의 준 침투치 측정에서는 lms의 RiseTime과 600ms의 감쇄시간을 갖는 시정수가 채용되며, 대단히 긴 RiseTime 때문에 이 방법이 적합하지 않을때(예 : keyed pulse)는 음극선관 오실로스코프를 사용하여 치환법으로 측정할 수 있다. 전계강도의 측정은 이용코자하는 전 스펙트럼에 걸쳐 행하지만, 현재까지는 대부분 1GHz이하의 주파수에서 집중적으로 행해진다.

이보다 높은 주파수에서는 우주대 지상전송용 마이크로파에 대한 측정활동이 더욱 증가될 것으로 보인다. 현재 진행중이거나 최근에 완결된 전계강도 측정프로그램의 예를 들어 보면 다음과 같다.

-540-1600Hz의 반송대에서는, 과거의 두 태양 흑점주기동안 연속기록이 행해졌다.

-VHF와 UHF대의 전계강도측정(FM과 TV방송국)은 1946년 이래 60-100km(37-620마일) 거리를

갖는 여러 위치에서 측정되고 있다.

-미국의 특정 감시국은 우주비행체내에 위치한 실험용 UHF TV 국의 전계강도를 측정하고 있으며 이 실험은 서비스 에리아의 확장에 관계되어 실시되는 것이다.

-영국의 감시국은 Decision 6-3(공간과 전계강도와 1.6MHz이상에서 공간과 전계강도와 전송손실)에 대한 부분적인 기여로서, 콜롬보와 봄베이 및 아크라(가나의 수도)로부터 들어오는 무선전신 신호의 정기적인 기록을 행하고 있다.

-영국의 감시국에서는 또한 10개의 원거리 전력충산란 송신기에 대한 장기간의 전계강도 측정을 행하였으며 구하여진 자료는 요약하여 [CCIR, 1959 b]에 서술되어 있다.

2.3 혼신, 간섭에 관한 측정

혼신, 간섭이 무선통신회선에 영향을 미치는 모든 경우에 있어 측정은 다음 사항을 즉시 취해야 한다.

-간섭의 혼신원의 결정

-간섭하는 방사원(혼신원)의 식별

-간섭하는 방사원(혼신원)의 기술적인 특성결정

-간섭제거를 위한 Step들의 제안

Discrete 무선신호의 전계강도를 측정하는 것과 만약 감시 수신기에서 간섭이 생긴다면 그때 감시국에 의해 Step을 결정하여 간섭을 제거하는 것은 비교적 간단한 문제이다.

고정감시국의 Siting과 운영시에 무선 주파수 간섭으로부터 보호할 수 있는 Case-by-Case 간섭분석이 만들어질 수 있도록 다음의 전계강도 표준을 기준처럼 사용하는 것을 고려하여야 한다.

특별한 지역에 대해 간섭의 원인을 제한하고 방사

(표2) 간섭에 관한분석

Fundamental frequency, f	Field-strength standard (mV/m)	Root-sum-square values of more than one fundamental field strength (mV/m)
9 KHz < f < 17 MHz	10	30
174 MHz < f < 960 MHz	50	150

원 식별에 있어 보조장치와 같은 방향탐지기는 그들 위치에 대한 지식을 근거로 한다.

일반적으로, 최소 3개의 방향 탐지국을 가진 다국 감시국은 정확한 위치를 얻는데 최소 3개의 방향이 필요하기 때문에, 고정방향탐지기로부터 매우 큰 도움을 받는다.

2.4 국제감시 시스템에 참여

앞에서 설명 테두리안에서 다른 국가 또는 다른 감시국에 줄수있는 도움에 덧붙여 감시국은 또한 무선규칙 20조의 특정화된 조건하에서 국제감시 시스템에 참여할 수 있어야 한다. 그러한 참여는 국제무선주파수 등록위원회(IFRB)에 의해 요청되는 운영의 모든 감시를 수행하는 것으로 구성된다.

위의 사항들로 부터 감시국에 대하여 다음과 같이 두가지 결론을 내릴 수 있다. 먼저 고조파대로 스펙트럼이 확장되고 각 주파수대마다 고유한 전파 특성을 갖고 있으므로 국내감시를 목적으로 한다 할지라도 지방에 흩어져 있는 고정감시국 뿐만 아니라 특정한 관측과 측정이 가능한 장비를 갖춘 이동국이 필요하며 순수하게 국내적인 목적을 위한 감시국업무가 국제 감시 시스템과 IFRB를 위한 데이터 수집업무보다 훨씬 더 광범위 하므로 현재의 감시국들이 국제감시 시스템에 관여하는 것은 그리 어려운 일이 아닐 것이다.

무선주파수 효율성에 관해서는 효율적인 스펙트럼 이용은 부호화, 대역폭과 S/N비의 호환성 그리고 혼합변조 기법등을 기초로 하여 통신시스템의 특성을 향상 시킴으로써 실현 될수 있을 것이다.

여하튼 제한된 자원인 무선 스펙트럼과 급증하는 이에 대한 수요를 모두 만족시킬 수 있는 효율적인 기법의 개발이 시급한 것이고 또다른 수요의 급증으로해서 계속 다른 효율성의 문제점이 제기 되리라고 예견 되는바 이 분야의 연구가 필요하다.

3. 무인감시장비 및 성능

일반적인 고정국 Site에 의한 감시에는 집중적인 감시가 가능하지만, 현실적으로 전파 특성상 각 지

역, 지세등의 영향에 따른 V.UHF대 및 M/W대의 전 주파수에 대하여 광역의 지역 또는 전국도의 감시는 많은 문제점이 주어지고 있다. 따라서 지역별 무인감시시설의 설치와 원격 제어에 의한 집중국에서의 감시기능이 요구되고 있다.

3.1 전형적인 대역폭 측정장비

앞에서 기술된 형태의 Spectrum Analyzer는 감시국에서 사용하기에 충분하다. 이 장비를 이용하여 전파의 스펙트럼은 각 Component를 외부주파수와 Heterodyning시켜, 자동 또는 수동으로 가변하는 고정된 주파수의 Narrow-Band필터에 연속적으로 통과시켜 분석한다.

Narrow-Band의 전파를 측정할 경우 Spectrum analyzer는 High-Resolution을 필요로 한다.

그리하여 전파의 스펙트럼 분포를 정확하게 얻을 수 있다. 대표적인 장비는 10Hz의 최대 Resolution을 가지며 Sweep 주파수 범위를 1KHz-100KHz까지 그리고 Sweep rate을 1-30 sweeps/second로 조정할 수 있다.

Wideband 전파를 측정할 경우 일반적 목적의 수신기로 디자인 Spectrum analyzer를 사용해도 충분하다. 이 장비는 주파수 범위 10MHz-44GHz, Sweep 범위를 200KHz-70MHz로 일정하게 가변할 수 있고, Sweep rate 1-60sweeps/second로 가변된다.

만일 Filter로 감시할 모든 밴드를 Sweep하여 사용하는 스펙트럼 아날라이저의 가장 큰 단점은, 밴드폭이 넓은 경우 High Resolution과 빠른 Sweep Rate간의 서로 상반됨이다. 빠른 Sweep Rate는 순간적인 요소의 전형적인 Display를 얻기 위하여 필요하다. 그러나 Sweep Rate가 증가하면 중요한 요소의 전파가 정확히 Display되지 않으므로 Resolution은 나빠진다.

여러 System이 이러한 Sweep-rate대 Resolution 제한을 줄이려고 고안되었다. 한가지 방법은 관찰할 Band의 출력은 동시에 하나의 음극관에 나타내거나 또는 여러개의 음극관에 동시에 나타낸다. 다른 방법을 이용하여 대역폭을 측정하는 것이 아래에 기술되었다.

Endeavours는 전파의 점유 대역폭 측정을, 스펙트

를 분석하는 대신에 Signal Shape에 의해 결정한다.

이러한 실험은 오로지 A1A, A1B 전파에서만 이루어졌다. 이것은, 점유대역폭은 전파된 신호의 짧은 Build-up(ad decay) time의 함수로 이루어져 있다는 사실로부터 시작한다. Fading의 영향을 고려할 때, 송신기에서 얻은 A1A, A1B전파의 60 Single Measurements와 멀리 떨어진곳(425km까지)에서를 비교하면 16%일때 최대 Deviation은 약 4.8%정도이다.

송신기에서 측정한 결과와 멀리 떨어진 곳에서의 차이는 신호의 Fading 영향에 의한 Deformation으로 설명된다. 극한적인 Fading 상태하에서의 측정은 만족할만한 결과를 얻지 못한다. 간섭에 의한 영향을 수신된 A1A, A1B신호와 국부적으로 발생된 가변주파수의 간섭신호와 겹쳐서 측정이 된다.

이에 따라 원하는 신호를 신호와 간섭 신호의 비가 35dB정도로 작아도 구할수 있다. 그러나 신호와 간섭신호의 비가 35dB보다 작으면 구할 수 없게 된다. 원하는 신호의 100%값은 구할 수 없기 때문이다. Spectrum Analyzer는 전파의 인지와 분류에 있어 중요성이 있는데 특히 복잡한 전파의 경우에는 더욱 중요하다.

어떤 고유의 특성을 포함하는 전파의 형태에 있어서, Spectrum Analyzer를 통해 관찰하면 그 전파를 구별하는데 많은 정보를 준다. 이 장비를 통해 기록된 자료는 의문나는 전파와 비교하는데 도움을 준다. 또한 이것은 Aural Method에 의한 모르는 주파수 측정에 대하여 측정장비와 주파수를 Matching 시키는 방법이 어려운 경우에 간섭주파수가 존재할 때 주파수 측정에 유용하다. 이 장비로 두 신호를 관찰함으로써 측정장비의 주파수는 모르는 Carrier나 또는 신호의 Discrete Component로 조정된다.

또한 6dB 이하로 감시된 Discrete Component와 전파의 Peak Level 이하로 26dB 감시된 것으로 대역폭을 추정하는 것이 Radio, Regulation No.147에 정의된 "점유 대역폭"과는 직접적인 관계는 없지만, 이러한 추정은 간섭파의 요인이 되는 전파의 과도 점유대역폭을 측정하는데 도움을 준다.

이태리에서는 Paper Recorder가 장치된 Peak Pro-

gram Level Analyzer를 이용해 Rome의 방송국에서 출력되는 음성 주파수 신호의 Level을 감시하고 또 Monza 감시소에서는 송신기의 Program Level을 측정하여 아주 좋은 결과를 얻었다. 이 장비는 충분히 긴시간 동안에 얻는 Maximum Level의 정보를 저장하고 이 정보를 이용해 Paper Recorder에 Modulation Peak에 관계없이 쉽고 빠르게 해설할 수 있는 Diagram을 제공하는 장비이다. 측정과정과 무관한 기록기내의 Mechanism이나 Paper와 바늘의 마찰에 영향을 받지 않기 때문에 즉시 기록된다.

대역폭 측정에 관한 다른 방법은 [CCIR, 1966-69c]에 요약되었다.

3.2 주파수 측정장비

주파수 측정기의 제 2의 표준 p의 정확도는 교정으로 정해진다. 일반적으로 사용하는 주파수 표준에 의하여 $\pm 1 \times 10^{-9}$ 이상의 안정도(Stability)를 얻을 수 있다. 공간과 경로를 거쳐 수신된 전파를 이용할 때 정확도는 $\pm 1 \times 10^{-7}$ 를 넘지않는다. 그러나 공간과가 가장 안정된 시간(정오)을 선택하면 $\pm 1 \times 10^{-8}$ 의 정확도가 얻어진다. 그 이상의 정확도를 요구하는 고정 또는 이동 장치에서는 표준원기(Atomic Frequency Standard)를 이용한다.

50MHz 이상의 주파수 측정장비는 각국 나라마다 다르기 때문에 단지 그것에 대한 일반적인 설명만 가능하다.

높은 주파수 영역확장은, Secondary Standard 또는 Stable Oscillator의 Harmonic을 이용하는 방법과 단일 주파수를 제공하는 합성 방법의 사용에 의한다. 모든 장비는 주파수 카운터나(Electronic Counter) Visual Indicator와 결합된 Direct Reading Dial을 사용한다. FM 주파수 측정 장비에서, 반송파 주파수는 변조가 없을때 어떤 한 방법을 선택하여 구해진다. 변조중에는 주파수 카운터에 의해 평균 주파수를 구한다.

많은 Programme Material의 경우에는, 평균 주파수가 일정하지만 정부 방향으로 FM Carrier Peak Excursion은 상당히 다르다. 이러한 비대칭(Non-Symmetrical) Programme Material은 Fundamental Tone의 조합과 이것의 여러 Harmonic에 의한 결과

이다. 그러면 낮은 변조 주파수에서 여러 사이클의 평균치는 변조되지 않은 Carrier 주파수와 거의 같아진다.

그러므로 평균치를 구하는 것이 유효하다. 주파수 카운터의 주기는 낮은 변조주파수에서 한 Cycle과 오래 비교하여 얻는다.

물론 송신기의 불안정에 의한 반송파의 평균 주파수가 Shift될 경우가 있다. 그러므로 카운터가 지시하는 주파수는 변조되지 않은 반송파와 약간은 다를 수 있다.

감시국에서 수신기와 결합된 주파수 카운터로 AM, FM 전파를 측정할 때 다음과 같은 문제가 발생한다.

-주파수 카운터는 0.05V이상의 입력전압을 필요로 한다.

약한 전파를 측정하기 위해서는 높은 증폭을 필요로 한다.

-주파수 카운터는 자체적으로 주파수를 선택할 수

없다.

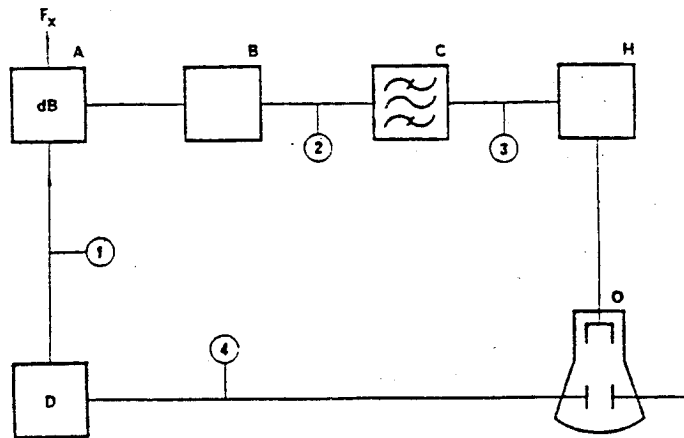
그러므로 많은 근접한 전파중 필요로 하는 전파를 선택하고 증폭시킨 것이 필요하다.

-무선주파수(Radio-Frequency)단, 중간주파수단의 크기로 증폭한다.

중간 주파수(IF) 증폭기의 출력이 주파수 카운터의 입력으로 사용될때 수신기내의 국부 발진기(Local Oscillator) 주파수가 변화 하더라도 측정에 영향을 미치지 않아야 한다.

위의 방법을 이용하여 주파수를 측정시 수신기와 통과대역 내에 간섭 신호가 없도록 주의하여야 한다. 만약 간섭신호가 있으면 관찰자는 귀나 눈으로 그 신호를 관측하여 결정하여야 한다. 위와 같은 카운터 방식은 앞에서 설명하였다.

Doc, [CCIR, 1970-74]은 Phase기록에 의하여 개선된 Frequency-Shift Emission의 주파수 측정방법을 기술하고 있다. 다음의 그림5는 Phase기록 측정장치의 Block Diagram이다.



A : Attenuator

B : Receiver

C : 1000Hz filter

D : Frequency measuring decade

H : Oscilloscope intensity modulation device

O : Oscilloscope with X-direction running

free(approx. 20-500ms per sweep)

Frequencies at points :

1) f-j comparison frequency

2) f-f

3) 1000Hz

4) 1000Hz(saw-tooth)

그림 5 Phase 기록 측정장치의 Block Diagram

4. 결 론

정보화 시대에 시간적, 공간적의 무선주파수 Spectrum의 유효한 이용과 이를 능률적으로 유지하기 위해서는 전파감시 기능이 시대에 적응하는 체계적인 기능으로 구비 되어져야 한다.

주파수 Spectrum의 유효한 이용을 위해서는 주파수 할당시 통신방식별 특성을 파악하고 또한 적절한 주파수의 배분과 새로운 통신방식의 개발에 의한 주파수 공용 기술이 요구된다.

또한, 전파감시 기능은 일반 고정감시와 원격제어에 의한 무인 감시 그리고 사태에 즉응성이 있는 이동감시가 필요하다.

최근의 주파수 이용도가 과거의 M/W대에서 준 Milli파대 까지 높아져 가고 있고 육상 및 해상과 우주공간에까지의 대상영역이 확대 되고 있으며, 통신방식도 각종 공중 통신에서의 디지털화와 Spread-Spectrum방식에 까지 통신방식이 다양화 되고 있어 이에 적응하는 감시기술의 개발이 요구된다.

참고문헌

1. CCIR Rep. 273-5 ITU, Geneva 1986
2. CCIR Rep. 272-4 ITU, Geneva 1986
3. CCIR Rep. 275-4 ITU, Geneva 1986
4. CCIR Rep. 668-1 ITU, Geneva 1986
5. CCIR Rep. 372-4 ITU, Geneva 1986
6. CCIR Rep. 278-5 ITU, Geneva 1986
7. CCIR Rep. 277-2 ITU, Geneva 1986
8. CCIR Rep. 280-3 ITU, Geneva 1986
9. CCIR Rep. 433-1 ITU, Geneva 1986
10. CCIR Rep. 575 ITU, Geneva 1986
11. CCIR, "Handbook for Monitoring station." ITU, Geneva 1986
12. 전윤모, 정찬영 "전파 감시기술 체계화 연구" 전파연구소 연구보고서 제43호, 1987 (p.151-165)