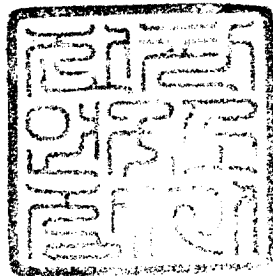


42
89-02

周波數 Spectrum 擴散方式과 無線通信
方式間 電磁波 兩立性에 關한 研究

1989. 1.



共同研究 韓國通信學會
電波研究所

제 출 문

전파 연구 소장 귀하

본 보고서를 “주파수 스펙트럼 확산방식과 기존 무선통신 방식간 전자파 양립성에 관한 연구”의 최종 보고서로 제출합니다.

VHF 대역인 30~88MHz 채널에서 고정무선 채널과 FH 대역확산 통신간의 간섭을 조사 분석하여 그 대역에서 전자파 양립성에 대한 방안을 제시하는 것을 목적으로 하는 본 연구는 체신부 전파연구소의 출연 연구비로 수행된 것으로 이 연구에 큰 도움을 주신 체신부 전파연구소에 감사를 드립니다.

1989. 1.

주관연구 기관명 : 한국통신학회

총괄연구 책임자 : 강 창 언 (연 세 대 교 수)

선 임 연 구 원 : 정 연 호 (청 주 대 교 수)

황 금 찬 (연 세 대 교 수)

우 기 평 (전 파 연 구 소)

육 재 림 (전 파 연 구 소)

연 구 원 : 이 명 수 (연세대 박사과정)

박 창 일 (연세대 석사과정)

박 경 (연세대 석사과정)

김 효 찬 (연세대 석사과정)

김 규 학 (연세대 석사과정)

전 윤 모 (전 파 연 구 소)

요 약 문

I. 연구 목적

VHF 대역인 주파수 30-88MHz 에서 고정 무선 채널이 FH 대역확산 통신의 전송채널에 포함 됨으로써 기존 채널에 간섭을 일으키게 된다.

만약 이러한 간섭을 배제하지 않을 경우 기존 무선 통신에 심각한 영향을 끼치게 된다.

본 연구에서는 이러한 간섭을 기존의 음성신호 그리고 Data 신호에 대하여 고찰하고 각각의 무선 채널의 간섭정도를 알아보고 기존 무선 채널과 FH 장비간의 전파 양립성에 대한 방안을 제시하는 것을 목적으로 하고 있다.

II. 연구 내용 및 방법

고정 무선 채널을 사용한 전송신호의 전계강도는 송신안테나로부터의 거리에 비례하여 감소하므로 FH 대역확산 신호가 이들 고정 채널 신호에 미치는 간섭정도도 이러한 신호의 전계강도에 따른 FH 대역확산 통신의 송신출력과 간섭거리의 관계에 의한 간섭정도를 실험하였다.

위의 실험을 음성신호, 영상신호, 데이터신호에 대하여 실시하여 간섭정도를 조사하고 신호대 잡음비(SNR)에 따른 bit error probability를 simulation에 의하여 구하여 FH 장비에 의한 간섭

을 배제할 수 있는 방안을 제시하였다.

Ⅲ. 연구 결과

가. 본 연구에서의 실험결과에서 FH 장비의 주파수가 기존장비의 주파수에 hitting 될 경우에만 정보에 영향을 주게 되는데 hitting 시간이 hop rate가 100 이라고 할 때 약 10msec 동안 영향을 주기 때문에 특히 음성신호의 경우 별다른 영향을 주지 못함을 알 수 있었다.

나. 영상 신호의 경우에는 주파수 대역이 6MHz 인 TV를 사용하여 실험하였는데 기존의 주파수대역에 FH 신호가 hitting 하였을 때 심한 영향을 받았으나 FH 신호의 전력을 기존 신호의 전력보다 23.5 dB 적게 유지할 경우 영향을 받지 않았다. 즉 FH 장비의 송신출력과 거리를 조절하여 간섭을 최소화 할 수 있었다.

다. 음성 신호의 경우 SNR을 10dB 유지함으로써 영향을 제거할 수 있었다.

라. Digital data 전송시의 경우 기존의 경우 기존신호에 FH 신호가 hitting 되어도 아무 영향을 미치지 않음을 알 수 있었다.

마. 본 연구 결과 기존 무선채널의 간섭을 피하기 위하여서는 일정대역을 피할 수 있는 FH 시스템의 software적 기술이 뒤따라야 하겠으며, 또 전체대역을 사용할 경우 FH 송신출력에 따른 간섭거리를 준수함으로써 이러한 주파수 공용으로 인한 간섭의 영향을 배제

할 수 있었다. 따라서 이러한 연구결과를 적용함으로써 기존 무선채널과 FH 대역확산 통신의 주파수가 양립할 수 있도록 하였다.

Ⅳ. 건 의 사 함

위의 연구를 성공적으로 수행한 결과, 수행과정 및 진행에 있어서 몇가지 문제점 및 결과 활용 방안에 대한 견해를 밝히고자 한다.

1. 산학 협동에 대한 문제점

산학협동이란 연구소, 공장 및 학계가 연계되어 연구를 수행하는 것인데 보다 성공적인 연구진행을 위해서는 관계된 자료의 Database가 이루어져야 하며, 실험을 하는데 있어서도 활용되는 장비의 상호연계가 잘 이루어져야 한다. 또한, 실제 개발된 장비의 이론적 근거 및 해석도 철저하게 이루어져야 한다.

2. 주파수 관리의 정책적 방향에 대한 건의

주파수 도약 방식이나 Direct Sequence 방식 및 Hybrid 방식을 이용한 대역확산 통신 방식은 현재 HF, VHF, UHF 뿐만 아니라 MTS(Mobile Telephone System)에 있어서도 응용되고 있다. 이러한 측면에서 볼 때 이번 연구는 VHF 대역에서 이루어졌으나 다른 대역 및 통신 방식에도 앞으로 꾸준히 연구되어야 한다. 또 무선 통신 뿐만 아니라 유선 통신에서도 이러한 방식이 확산되어가고 있으므로 이 또한 연구의 대상이 된다.

3. 수행된 Project 의 통괄적인 관리의 문제점

어떤 기관에서 수행된 Project 라 할지라도 이를 총괄적으로 Data Base 화하여 관리함으로써 중복투자의 비효율성을 막을 수 있을 뿐만 아니라 새로운 Project 에 대한 연구를 활성화시킬 수 있다.

SUMMARY

I. Purposes

The FH spread-spectrum communications generate the interference in the fixed radio channels using VHF 30-88 MHz. If this interference is not excluded, the conventional radio communication systems are influenced intensely.

This report surveys the interference effects of the audio, the image and the data signals on the radio channels and proposes the method for frequency compatibility of the FH spread-spectrum communications in the radio channels.

II. Contents and Researches

The field strength of the transmitted signal on the fixed radio channels decrease as being far from the transmission antenna. To calculate the interference, we derived the field strength of the radio signals as a function of the distance between the radio transmitter and receiver. And then we developed an interference model in that field strength, and proposed the difference of the power level between the interference signals and the radio signals.

This paper investigates the interference effects of the audio, the image and the data signals and analyzes the bit error probability vs. SNR by the simulations, and finally proposes the method to exclude the interference of the FH spread-spectrum communications in the radio channels.

III. Results

1. The frequency of the FH spread-spectrum communications have the interference effect only hitting the frequency of the conventional radio communications. When the hop rate is 100, the hitting time is 10 msec. Hence the FH spread-spectrum communications don't have the interference effect on the audio signals.

2. We made the experiments by using the TV image signals with the frequency band 6MHz. The TV image signals were had the effect when the FH signals hitted the conventional frequency band. But if the FH signal power is 23.5 dB smaller than that of the conventional signals, the image signals are not had the effect. Hence we can minimize the interference by adjusting the FH transmitting power and the distance.

3. We could remove the interference maintaining SNR of 10 dB at the audio signals.

4. The digital data signals were not had the effect although the FH signals hitted the conventional signals.

5. To exclude the interference of the conventional radio channel must develop the software technique of the FH system avoiding the band. We could exclude the interference adjusting the FH transmitting power and the interference distance. Therefore we get the results to be compatible of the FH spread-spectrum communications in the conventional radio channels.

IV. Requirements

We suggest some requirements to achieve better results in performing the research and development between our team and your laboratory :

1. Problems to Cooperation between University and Laboratory :

- need to establish database about the related data ;

- need to interuse applied devices between two

teams ;

-need to investigate the theoretical basis and analysis about the developed devices.

2. The requirements in the policy direction of the frequency management The Spread-spectrum communications using the frequency hopping, the direct sequence method and the hybrid method must be applied not only the VHF band but also HF, UHF, MTS(Mobile Telephone System).

3. The problems of the project management

As the database of the project is made, we can remove the disefficiency of the duplicate investment.

차 례

요 약 문

제 1 장 서 론	1
제 2 장 대역확산 통신의 개요	3
제 1 절 대역확산 통신의 일반적 개념	3
제 2 절 직접 대역확산과 주파수 도약통신의 특성	8
제 3 절 동기 (Synchronization)	19
제 3 장 FH 대역확산 통신과 고정 무선채널과의 간섭해석	24
제 1 절 송수신력과거리의 관계	24
제 2 절 음성신호의 간섭해석	29
제 3 절 영상신호의 간섭해석	35
제 4 절 데이터신호의 간섭해석	51
제 4 장 실험 및 결과 고찰	60
제 1 절 주파수도약 통신장비의 특성	60
제 2 절 음성신호의 간섭실험	62
제 3 절 영상신호의 간섭실험	65
제 4 절 데이터신호의 간섭실험	77
제 5 절 결과 고찰	83
제 5 장 결 론	86
참 고 문 헌	88

그 립 차 례

<그림 2.1>	대역확산 통신의 송수신도	4
<그림 2.2>	정보와 간섭신호의 스펙트럼 분포	6
<그림 2.3>	대역확산 방식별 주파수 특성	7
<그림 2.4>	DS 송수신기의 계통도	9
<그림 2.5>	FH 대역확산 통신방식의 계통도	13
<그림 2.6>	시간-주파수 영역에서의 FH 신호의 출력	14
<그림 2.7>	FH 신호의 energy spectrum	14
<그림 2.8>	주파수 합성기의 계통도	16
<그림 2.9>	MLS 발생기의 특성	18
<그림 2.10>	이상적인 상관 특성	19
<그림 2.11>	동기상태에 따른 복조신호 진폭	20
<그림 2.12>	선형탐색 방법의 초기동기 시스템 모델	21
<그림 2.13>	동기 추적의 기본적인 회로	23
<그림 3.1>	일반적인 전파모델	25
<그림 3.2>	안테나 이득	27
<그림 3.3>	FM 무선 채널과의 간섭모델	29
<그림 3.4>	간섭효과의 페이지도	31
<그림 3.5>	간섭발생시의 FM 계통도	32
<그림 3.6>	Noise Jamming 에 대한 BEP	34
<그림 3.7>	(a) VSB 계통도	37
	(b) VSB 계통도의 각 지점에서의 스펙트럼	37

<그림 3.8>	TV 대역의 스펙트럼 분포	38
<그림 3.9>	Grade A,B 상태에서의 ERP와 거리관계	40
<그림 3.10>	ERP에 대한 전계강도와 수신신호전력의 관계	42
<그림 3.11>	상호간섭모델	44
<그림 3.12>	ERP에 대한 간섭거리	47
<그림 3.13>	M값에 따르는 SNR과 Pb의 관계	52
<그림 3.14>	ρ 값에 따르는 SNR과 Pb의 관계	53
<그림 3.15>	E_b/N_j 에 따른 ρ 와 BER의 관계	55
<그림 3.16>	SNR에 따른 BER	56
<그림 3.17>	수신 FH 무전기와 송신 FH 무전기간의 거리에 따른 BER ...	57
<그림 3.18>	Bit interleaving이 있을 때 Bit error probability..	58
<그림 3.19>	Bit interleaving이 없을 때 Bit error probability..	59
<그림 4.1>	SYSTEM 구성도	61
<그림 4.2>	고정 음성채널의 스펙트럼 분포	63
<그림 4.3>	음성신호의 간섭실험	64
<그림 4.4>	채널 2의 스펙트럼 분포	66
<그림 4.5>	주파수 도약시의 스펙트럼	66
<그림 4.6>	거리 50m, FM 송신출력 40mW에서의 간섭 스펙트럼	68
<그림 4.7>	거리 50m, FM 송신출력 4.2 W에서의 간섭 스펙트럼	69
<그림 4.8>	거리 500m, FM 송신출력 4.2 W에서의 간섭 스펙트럼	70
<그림 4.9>	거리 1Km, FM 송신출력 4.2 W에서의 간섭 스펙트럼	71
<그림 4.10>	거리 2Km, FM 송신출력 4.2 W에서의 간섭 스펙트럼	72
<그림 4.11>	거리 3Km, FM 송신출력 4.2 W에서의 간섭 스펙트럼	73

<그림 4.12> 각 실험에 따른 TV 화면	74
<그림 4.13> full band 도약시의 간섭영향	76
<그림 4.14> 데이터 신호의 간섭실험	79
<그림 4.15> Jamming 없을 때 수신감도에 따른 BEP	80
<그림 4.16> Patial band Jammer 에 따른 BEP	81
<그림 4.17> Single tone Jamming 에 대한 BEP	82

표 차 례

<표 2.1> 대역확산 통신방식별 장단점 비교	6
<표 3.1> 경로 손실	28
<표 3.2> 수신 선택도	34
<표 3.3> TV의 최소요구 전계강도 (잡음이 없는 경우)	38
<표 4.1> 실험에 사용된 이득 및 경로손실	62
<표 4.2> 간섭 신호전력에 따른 TV 영상 상태	77
<표 4.3> FH 송신출력과 TV 전계강도에 따른 간섭거리	84

CONTENTS

Summary

1. Introduction	1
2. Overview of Spread Spectrum System	3
2.1 Concept of Spread Spectrum System	3
2.2 Characteristic of Direct Sequence And Frequency Hopping	8
2.3 Synchronization	19
3. Analysis of Interference Between FH And Fixed Radio Channel	24
3.1 Relation of Tranceiver Power to Distance	24
3.2 Analysis of Voice Signal Interference	29
3.3 Analysis of Vedio Signal Interference	35
3.4 Analysis of Data Signal Interference	51
4. Experiment And Consideration of Result	60
4.1 Caracteristic of FH Tranceiver	60
4.2 Experiment of Voice Signal Interference	62
4.3 Experiment of Vedio Signal Interference	65
4.4 Experiment of Data Signal Interference	77
4.5 Consideration of Result	83
5. Conclusion	86
Reference	88

FIGURE

2.1 Tranceiver of Spread Spectrum System(SSS)	4
2.2 Distributed Spectrum of Data and Interference Signal	6
2.3 Frequency Attributes of classified SSS	7
2.4 Direct Sequence Tranceiver.....	9
2.5 Frequency Hopping Tranceiver	13
2.6 Power of FH Signal in Time-Frequency Domain	14
2.7 Energy Spectrum of FH Signal	14
2.8 Model of Frequency Synthesizer	16
2.9 Property of MLS Generator	18
2.10 property of Ideal Correlation	19
2.11 Amplitude of Demodulated Signal in Synchronization	20
2.12 Synchronization System Model for Linear Sweep ..	21
2.13 General Tracking Loops	23
3.1 General Propagation Model	25
3.2 Antenna Gain	27
3.3 Interference Moder of FM Radio Channel	29
3.4 Phasor Diagram of interference Effect	31
3.5 FM Block Diagram under Interference	32
3.6 Probability of Bit Error(BEP) versus Vestigial Sideband(VSB) Noise Jamming Fraction	34

3.7 (a) VSB Block Diagram	37
(b) Spectrum to The Each Point of VSB Block Diagram	37
3.8 Distributed Spectrum of TV Frequency Band	38
3.9 Probability of Error and Distance to The Grade A.B	40
3.10 Electric Field Intensity and Receive Signal Power to The ERP	42
3.11 Mutual Interference Model	44
3.12 Interference Distance of ERP	47
3.13 SNR and BEP with M	52
3.14 SNR and BEP with ρ	53
3.15 SNR and BER with E/N	55
3.16 BER with SNR	56
3.17 Bit Error Probability Between FH Receiver and FH Transmitter with Distance	57
3.18 Bit Error Probability with Bit Interleaving	58
3.19 Bit Error Probability without Bit Interleaving	59
4.1 System Configuration	61
4.2 Spectral Density of Fixed Voice Channel	63
4.3 Interference Experiment of Voice Signal	64
4.4 Spectral Density of TV Channel 2	66

4.5 Spectral Density in Frequency Hopping	66
4.6 Interference Spectral Density with Transmitted Power 40 mW and Distance 50m	68
4.7 Interference Spectral Density with Transmitted Power 4.2 W and Distance 50m	69
4.8 Interference Spectral Density with Transmitted Power 4.2W and Distance 500m.....	70
4.9 Interference Spectral Density with Transmitted Power 4.2 W and Distance 1 Km	71
4.10 Interference Spectral Density with Transmitted Power 4.2 W and Distance 2 Km	72
4.11 Interference Spectral Density with Transmitted Power 4.2 W and Distance 3 Km	73
4.12 Image of TV with Each Experiment	74
4.13 Interference with Full Band Frequency Hopping ...	76
4.14 Interference Experiment of Data Signal	79
4.15 Bit Error Probability with Respect to Receiving Sensitivity without Jamming	80
4.16 Bit Error Probability with Partial Band Jamming	81
4.17 Bit Error Probability with Single Tone Jamming	82

TABLE

2.1 Comparision of Spread Spectrum Modulation	
Methods	6
3.1 Path Loss	28
3.2 Receiver Selectivity	34
3.3 Required Minimum Electric Field Intensity	
of TV	38
4.1 Antenna Gain And Path Loss Used In Experiment...	62
4.2 Image of TV With Interference Signal Power	77
4.3 Interference Distance With FH Transmission	
Power And TV Electric Field Intensity	84

제 1 장 서 론

정보화 시대에 따른 무선 주파수의 수요 증가와 이용의 다양화로 인하여 유한자원인 주파수 대역의 효율적 이용은 매우 중요한 과제가 되었다. 정보 전송면에서는 광대역화가 바람직하지만 주파수 대역의 효율적 이용면에 있어서는 항상 제약이 따른다. 따라서 주파수의 유효한 이용 기술로서 지금까지의 방향은 협대역화에 있었다.

그러나 협대역화의 한계성으로 인하여 급증하는 수요자를 완전히 충족시킬 수 없게 되었으며 이에 주파수 대역을 할당 공유하는 방법이 필요하게 되었다. 따라서 기존의 무선통신 채널을 공유하면서 비화능력을 가지는 동시에 간섭의 영향이 적은 대역확산 통신방식이 연구되어 왔다.¹⁾

대역확산 통신 (Spread Spectrum Communication) 은 전송하고자 하는 정보신호의 주파수 대역을 보다 넓은 대역폭으로 확산시켜 전송하는 통신 방식으로 2차대전중 군사통신 목적으로 개발되어 1950년대에 들어와 연구가 본격적으로 시작되었으며, 최근에는 군사통신뿐만 아니라 이동 통신에도 널리 사용되는 추세에 있다.²⁾

본 논문에서 대상으로 하는 대역확산 통신방식은 주파수도약 방식으로 다른 대역확산 통신방식에 비하여 넓은 대역에 걸쳐 확산시킬 수 있는 장점이 있다. 그러나 주파수도약 대역확산 통신방식은 기존의 무선 통신방식과 주파수 hitting 현상에 의한 간섭을 발생시키며 이러한 간섭현상은 대역확산 통신방식보다 기존의 무선 통신방식에 더 큰 영향을 주므로 이러한 간섭현상을 최소화시킬 수 있

는 방법이 요구되었다.

이 분야에 관한 연구는 1972년 Kochevar가 대역확산 통신과 인접한 TV 채널의 간섭에 대하여 연구하였으며,²⁾ 1981년 영국의 Snip-ton과 Ormondroyd가 직접 대역확산 통신방식을 사용하는 land-mobile과 TV 채널 사이의 간섭에 대하여 지리적으로 분석하였고³⁾ 1983년 Ahmed와 Philip Constantinou가 UHF 대역의 TV 채널과 mobil 무선통신의 간섭모델을 설정한 바 있으나⁴⁾ FH(Frequency Hopping) 대역확산 통신방식의 주파수대역에 포함된 TV 채널에 대한 간섭의 영향을 감소시키기 위한 구체적 방안을 제시하지 못했다.

본 논문은 주파수 도약(Frequency Hopping)방식을 사용한 통신 장비와 기존의 무선장비 사이의 상호간섭 영향을 분석하고 그 영향을 최소화 하기 위한 간섭거리를 제시함으로써 동일 주파수대역(30 - 88 MHz)에서의 주파수 양립성에 대하여 고찰하였다.

다음의 2 장에서는 대역확산 통신방식의 일반적 개념과 대역 확산 통신 방식별 특성에 대하여 고찰하였고, 3 장에서는 일반적인 전파모델을 설정하여 FH통신방식과 기존의 무선채널 사이의 간섭현상을 이론적으로 분석하였다.

그리고 4 장에서는 3 장에서 분석한 이론을 근거로 하여 FH 통신 방식이 고정 무선 채널에 미치는 영향에 대하여 실제 실험을 통하여 분석하고 그러한 간섭현상의 영향에 대한 개선 방안을 모색하여 제시하였으며, 제 5 장에서는 결론을 맺었다.

제 2 장 대역확산 통신의 개요

이 장에서는 대역확산 통신의 개념을 파악하고 FH 대역확산 통신을 비롯한 대역확산 통신방식에 따른 특성과 그 동작원리를 이해하며 대역확산 통신에서 중요한 역할을 수행하는 주파수 합성기, 그리고 의사잡음 발생기에 대하여 고찰한 후 동기(synchronization)에 대한 개념을 설명하였다.

제 1 절 대역확산 통신 (Spread Spectrum Communication)

의 일반적인 개념

대역확산 통신이란 원래의 전송하고자 하는 정보의 대역폭을 보다 넓은 대역으로 의도적으로 확산시켜 전송하는 방법이다.

즉, 어떤 통신선로를 통해 1초 동안에 전송할 수 있는 최대의 정보량을 통신선로 용량(Channel Capacity)이라 하는데 통신선로용량 C 는 식 (2-1)과 같다.

$$C = W \log (1 + S / N) \quad (2-1)$$

위의 식에서 S/N 비가 비록 작다 하더라도 대역폭인 W 를 크게하면 충분히 통신이 가능하다는 것을 알 수 있다. <그림 2.1>에 대역확산 통신의 일반적인 예를 보였다.

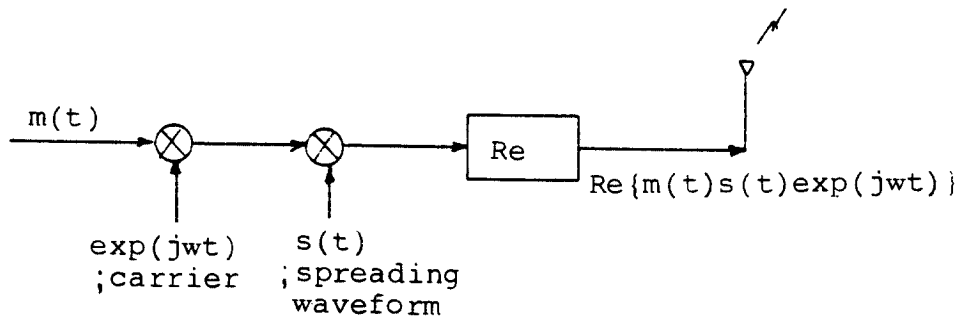
<그림 2.1>에서 임의 간섭신호 $U(t)$ 와 백색잡음 $W(t)$ 는 다음과 같다.

$$U(t) = \sqrt{2E_u} \operatorname{Re}\{u(t)\exp(j\omega t)\} \quad (2-2)$$

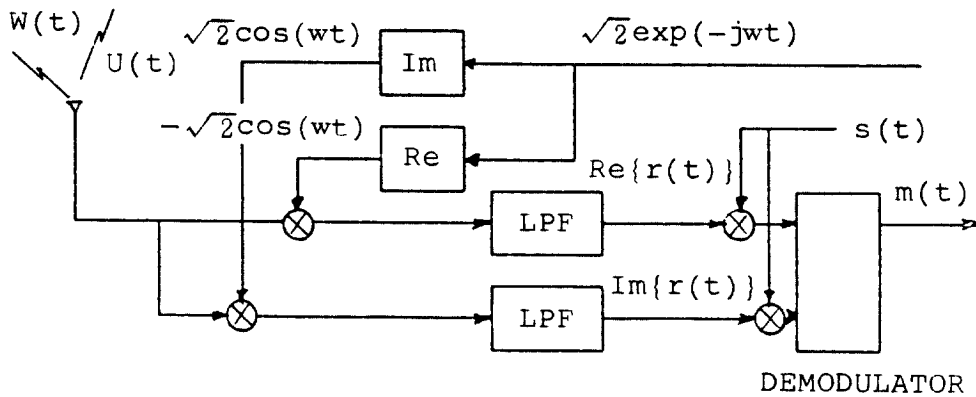
$$W(t) = \sqrt{2N_0} \operatorname{Re}\{w(t)\exp(j\omega t)\} \quad (2-3)$$

수신단에서의 원하는 신호는 식 (2-4)로 표시된다.

$$\sqrt{2E_b} \operatorname{Re}\{m(t)s(t)\exp(j\omega t)\} \quad (2-4)$$



(a) 송신단



(b) 수신단

<그림 2.1> 대역확산 통신의 송수신도

여기서 E_b 는 구간 $(0, T_b)$ 에서의 수신 bit energy 이다.

수신된 신호는 $R(t)$ 는

$$R(t) = 2E_b \operatorname{Re} \{ m(t)s(t)\exp(j\omega t) \} + W(t) + U(t) \quad (2-5)$$

이며 이 신호를 복소형태로 나타내기 위하여 동기기준 (Coherent Reference) 신호 $2\exp(-j\omega t)$ 와 곱해주며 저역통과 필터를 통과하였을 때의 신호 $r(t)$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

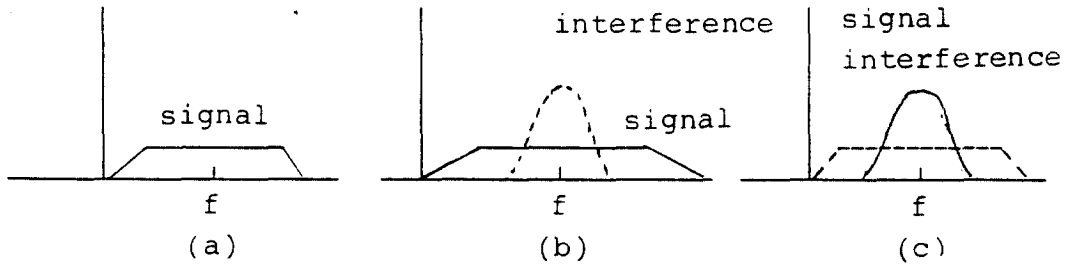
$$\begin{aligned} r(t) &= [R(t) 2\exp(-j\omega t)] \\ &= E_b \cdot m(t)s(t) + N_o \cdot w(t) + E_u \cdot u(t) \end{aligned} \quad (2-6)$$

여기에 대역확산파 (Spreading Waveform) $s(t)$ 를 곱하면 $\int |s(t)|^2 dt = 1$ 이므로 $m(t)$ 만 검출된다. 즉 정보신호를 $m(t)$ 라 할 때 이 신호는 반송파에 의해 $m(t)\exp(j\omega t)$ 로 1차 변조되며 여기서 주파수 대역을 확산시키기 위해 확산신호 (Spreading Waveform) $s(t)$ 와 곱해져 2차 변조한 후 전송되고 수신단에서는 잡음이 더해진 이 신호를 송신단과 반대로 적용시켜 복조시킴으로써 원 신호가 복구된다.

그리고 message bit duration 을 T_b , chip duration 을 T_p 라고 할 때 대역확산 통신방법에서는 $T_p < T_b$ 이므로 전송된 신호의 대역폭을 B_s 라 하고 확산되기전 신호의 대역폭을 B_m 이라면 $s(t)$ 로 인해 $B_s \gg B_m$ 이 된다.

<그림 2.2>에 전송신호의 주파수 대역확산 과정과 despreading 과정을 나타내었다.

spectral density



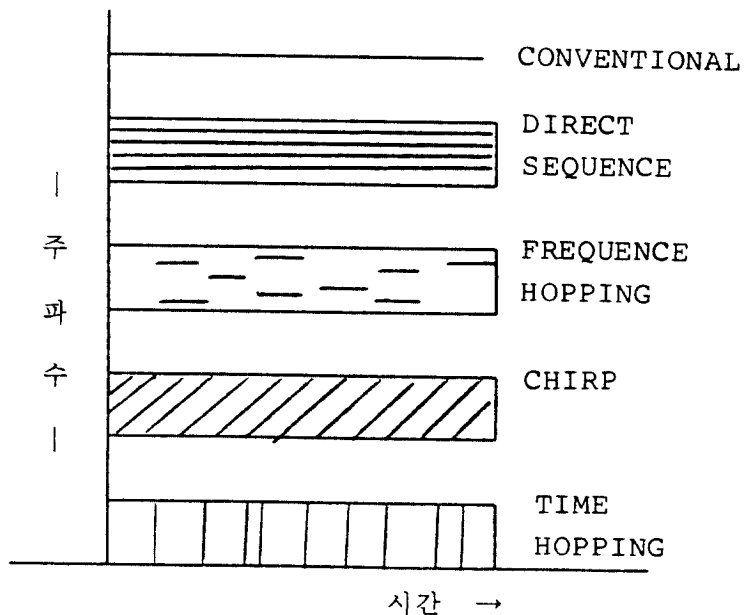
<그림 2.2> 정보와 간섭신호의 스펙트럼 분포

<표 2.1> 대역확산 통신방식별 장단점 비교

확산통신방법	장 점	단 점
Direct Sequence	<ul style="list-style-type: none"> - 의사잡음화가 우수하다 - 탐지하기가 어렵다 - SSMA에 적합하다 	<ul style="list-style-type: none"> - 획득시간이 길다 - 빠른 속도의 의사잡음 발생기가 필요하다 - NEAR-FAR 문제가 있다
Frequency Hopping	<ul style="list-style-type: none"> - 확산이 가장 많이된다. - 획득시간이 짧다 - NEAR-FAR 문제가 거의없다 - 스펙트럼의 일정부분을 피할 수 있다. 	<ul style="list-style-type: none"> - 주파수 합성기가 복잡하다
Time Hopping	<ul style="list-style-type: none"> - 대역폭의 효율이 우수하다 - FE보다 구성이 간단하다 	<ul style="list-style-type: none"> - 획득시간이 길다.

<그림 2.2> (a)는 원래의 정보신호가 대역확산 되었을때의 스펙트럼 분포이며, (b)는 간섭신호가 더해진 상태로 수신되었을 때 정보신호의 에너지는 확산되고 간섭신호는 일정대역에서 큰 에너지를 나타내고 있다. 그리고 (c)는 desreading 되었을 때 간섭신호의 에너지는 반대로 확산되고 정보신호가 큰 에너지를 가지고 분포한 스펙트럼 상태로 이 과정을 통하여 간섭신호 level이 작아짐을 볼 수 있다.

대역확산 통신은 그 방법에 따라 직접 확산(DS), 주파수 도약(FH) 확산, 시간 도약(TH) 확산방법과 이들을 혼합한 형태인 혼합(Hybrid) 확산방법, 그리고 CHIRP 방법이 있다. 이들 방법에 따른 장단점은 <표 2.1>에 나타내었다.



<그림 2.3> 대역확산 방식별 주파수 특성

그리고 <그림 2.3>은 이들 대역확산 통신방법에 따른 시간에 대한 주파수 성분의 분포를 도시하였다. 직접 대역확산 (Direct Sequence)에서는 기저대역 (baseband) 에너지를 의사잡음발생기의 코드열과 곱하여 원하는 대역에 걸쳐 연속적으로 확산하며, FH에서는 기저대역의 순간주파수를 주파수 합성기의 주파수에 의해 의사랜덤하게 도약하면서 원하는 대역으로 확산시킨다. 그리고 CHIRP 방식은 정해진 펄스주기에 따라서 반송파의 주파수를 광대역에 걸쳐 선형적으로 변화시키며, TH에서는 시간축을 frame으로 나누고 각 frame은 의사잡음 발생기의 코드길이 만큼의 time slots으로 나눈다음 한개의 time slot으로 정보를 변조시킨다.

제 2 절 직접 대역 확산 (Direct Sequence) 과

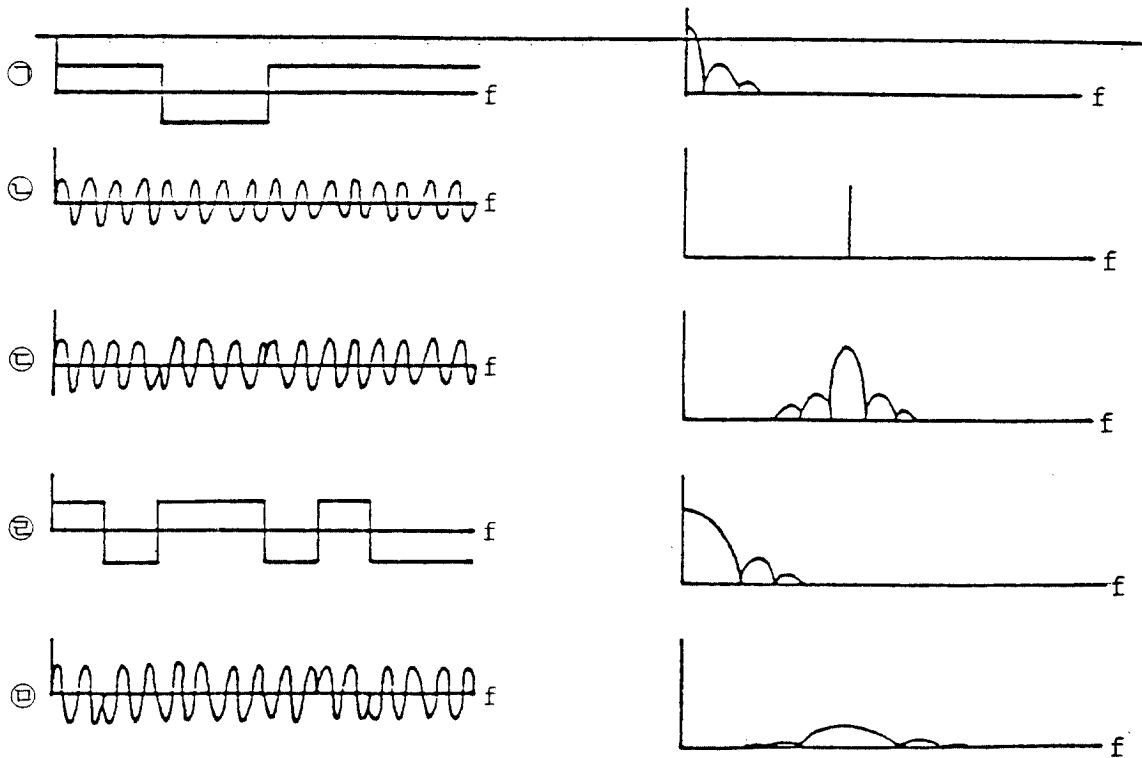
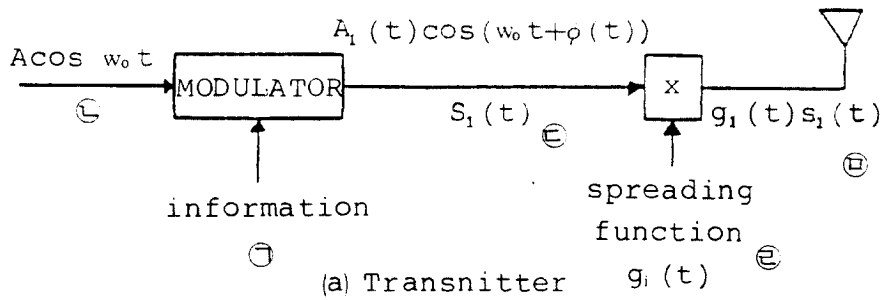
주파수 도약 (Frequency Hopping) 통신의 특성

DS 대역확산 통신방식은 의사잡음 발생기 (Pseudo Noise Generator)에서 랜덤하게 발생하는 코드에 의하여 직접 주파수 대역이 확산되는 것으로 code rate에 따라 확산대역이 결정된다.

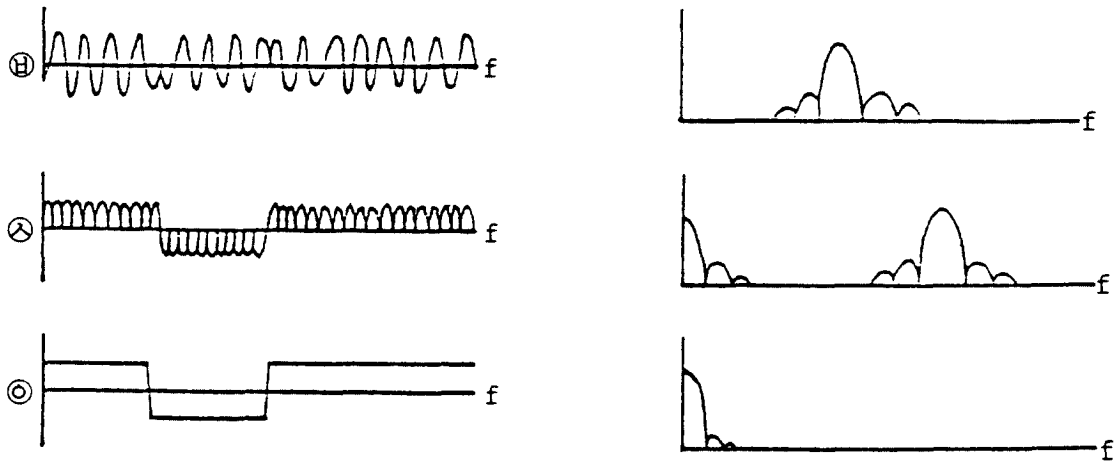
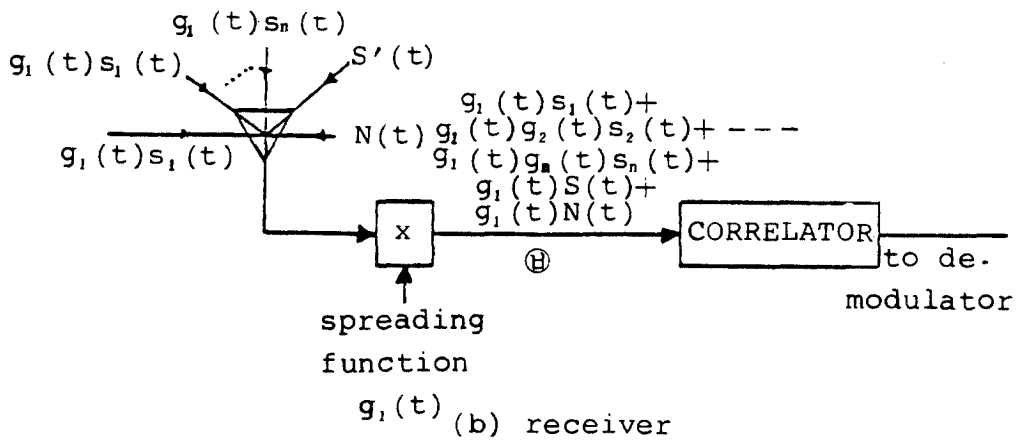
<그림 2.4>는 DS 대역확산 통신방식의 계통도와 신호 전송과정에서의 파형과 그 스펙트럼을 나타내고 있다.

그림에서 디지털 정보는 변조기의 반송파신호 $A \cos \omega_c t$ 에 의하여 일차 변조되며, 의사잡음 발생기에 의해 이차 변조됨으로써 주파수대역이 확산되어 채널상으로 전송된다. 수신기에 수신된 합성신호는 spreading function $g_1(t)$ 의 정확한 복제에 의하여 곱해짐으로써 despreading된다. 이때 orthogonal한 spreading function이

라면 $g_1(t)s_1(t)$ 에서 $g_1(t) = 1, g_1(t)g_n(t) = 0$ 이 된다.



<그림 2.4> DS 송수신기의 계통도



<그림 2.4> 계속

FH 대역확산 통신방식은 의사잡음 발생기 (Pseudo Noise Generator)에서 랜덤하게 발생하는 코드에 의해 주파수 합성기에 합성된 주파수를 연속적으로 도약시킴으로써 원래의 주파수 대역을 원하는 대역으로 확산시키는 방법이다.

FH 대역확산 통신방식에는 slow FH 방식과 fast FH 방식이 있으며, slow FH 방식은 각각의 주파수 도약 (Frequency Hop)에 2개 이상의 심볼이 전송되고, fast FH 방식은 한개의 심볼내에 한번 이상의 주파수 도약이 있다. 본 논문에서 고려할 FH시스템은 slow FH방식을 사용하고 있다.

FH 대역확산 통신방식의 계통도를 <그림 2.5>에 나타내었다. 주파수 합성기에서의 출력 $h(t)$ 와 전송신호 $s(t)$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$h(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} 2p(t-nT_c) \cos(W_n t + \psi_n) \quad (2-7)$$

$$s(t) = \cos[\{f_c + d(t)\Delta f\}(t) + \theta(t)] \quad (2-8)$$

$p(t)$ 는 $t=0$ 에서 시작하는 단위진폭펄스 (unit amplitude pulse)이며, T_c 는 chip duration, f 는 두 주파수 f_{k-1} 와 f_k 사이 거리의 $1/2$, W_n 과 ψ_n 은 n 번째 주파수 도약시 주파수와 위상이다. 이때 W_n 은 2-1개의 주파수중에서 하나가 선택되며 k 는 의사잡음 발생기의 shift register의 길이이다. 전송신호 $u(t)$ 는

$$u(t) = s(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} 2p(t-n \cdot T_c) \cos(W_n t + \psi_n) \quad (2-9)$$

이다. FH 대역확산 통신에서는 코드의 추적뿐만 아니라 coherent 한 주파수 합성기를 만들기 어려워 phase의 coherence가 유지되기 어렵기 때문에 위식에서 위상 ϕ_n 을 고려하지 않는 noncoherent 대역확산 통신 방식을 사용한다.

전형적인 FH 신호에 대한 시간-주파수 영역에서의 출력을 보면 <그림 2.6>과 같으며, 만일 각 도약 동안 주파수가 일정하다면 q 번째 주파수 slot에서 신호는 다음과 같이 표현된다.

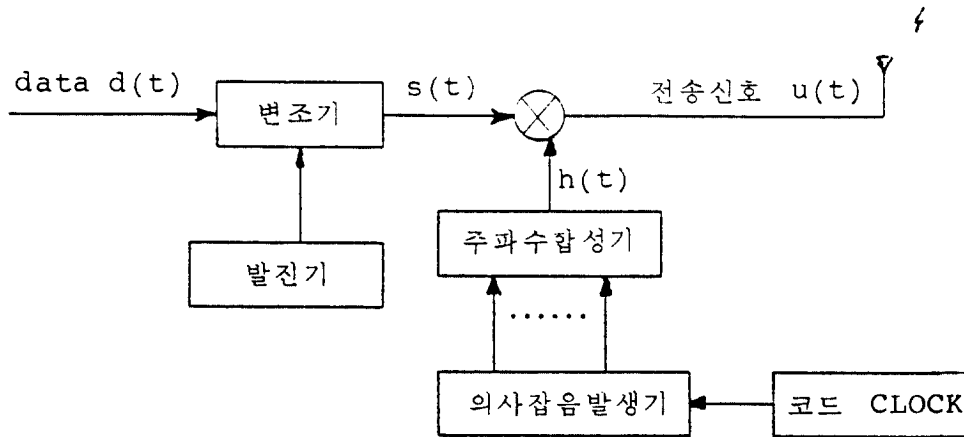
$$s_i(t) = 2 \cos (f_0 + qf_1)t \quad it_1 < t < (i+1)t_1 \quad (2-10)$$

이 식은 1의 평균 전력을 갖도록 정규화된 표현으로 다른 시간 구간에서 각각의 주파수들은 상이하고 noncoherent하기 때문에 신호의 총 energy spectrum은 각 도약들의 energy spectra의 합이 된다. single hop 신호의 energy spectrum은 식 (2-10)을 Fourier로 변환하여 크기의 제곱으로 얻어진다.

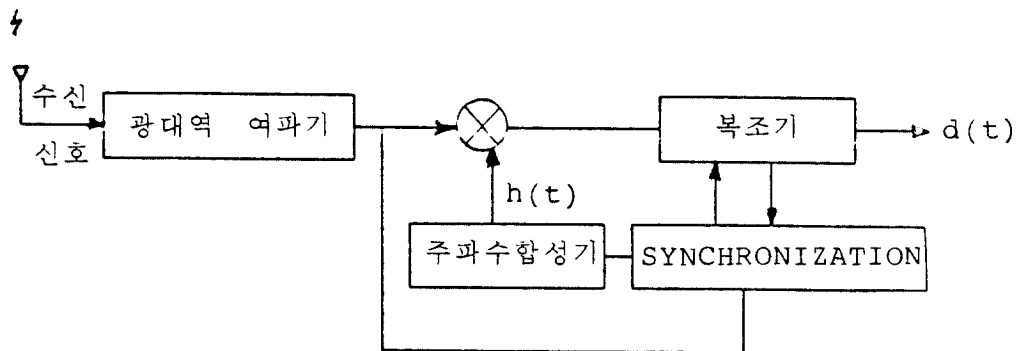
$$|F_s(f)|^2 = \frac{t_1}{2} \left\{ \left(\frac{\sin t_1(f-f_0-qf_1)}{t_1(f-f_0-qf_1)} \right) + \left(\frac{\sin t_1(f+f_0+qf_1)}{t_1(f+f_0+qf_1)} \right) \right\} \quad (2-11)$$

<그림 2.7>의 (a)는 양의 주파수에 대한 단일 신호 도약의 energy spectrum을 나타내었고 <그림 2.7>의 (b)에서는 <그림 2.6>과 같은 4개의 도약 주파수에 대한 energy spectrum을 나타내었다.

FH대역확산 통신에서의 성능을 나타내는 PG(Processing Gain)은 다음의 정보의 대역폭 B_m 과 FH된 신호의 대역폭 B_s 로 부터 구할 수 있다.

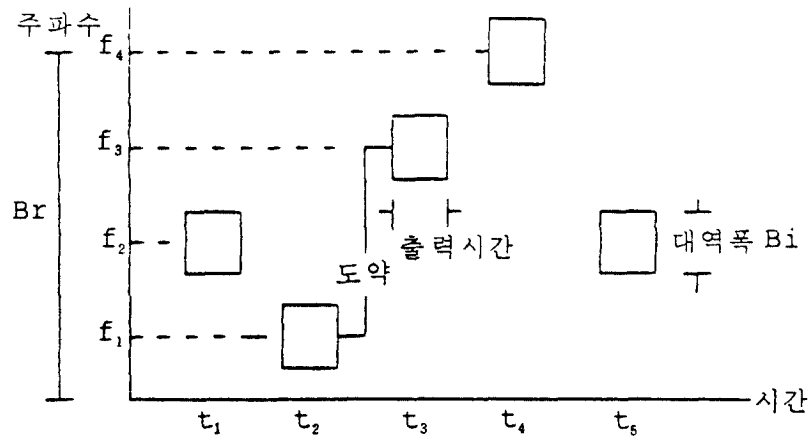


(a) 송신단

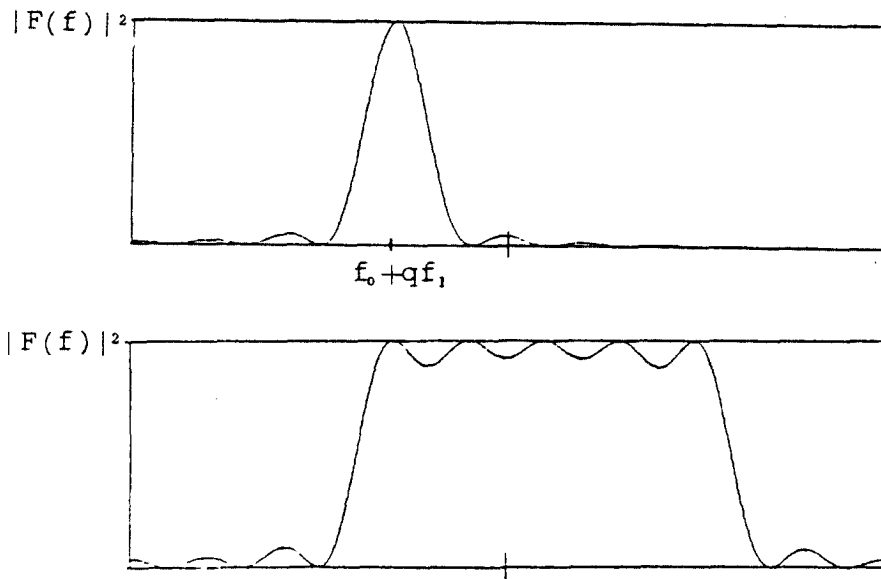


(b) 수신단

<그림 2.5> FH대역확산 통신방식의 계통도



<그림 2.6> 시간-주파수 영역에서의 FH 신호의 출력



(a) 양의 주파수에 대한 단일 주파수도약 (b) 4 개의 주파수도약

<그림 2.7> FH 신호의 energy spectrum

$$B_m = 1/T_m = 1/k T_b \quad (2-10)$$

; $T_m = k \cdot T_b$: 정보의 bit duration

$$B_s = M \cdot f$$

; M : hopping 채널 수, f : FH bit rate (2-11)

따라서 $T_m = T_b$ 일때,

$$PG = B_s/B_m = M \cdot k \cdot f \cdot T_b = M \quad (2-12)$$

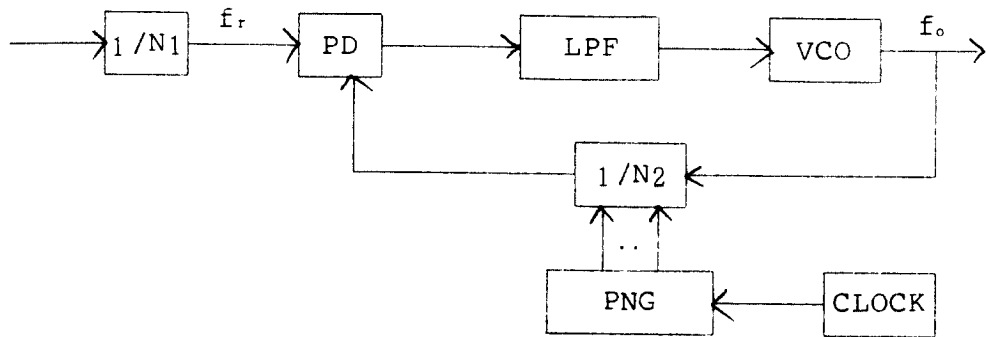
로 FH 채널 수가 처리이득이 됨을 알 수 있다.

(1) 주파수 합성기

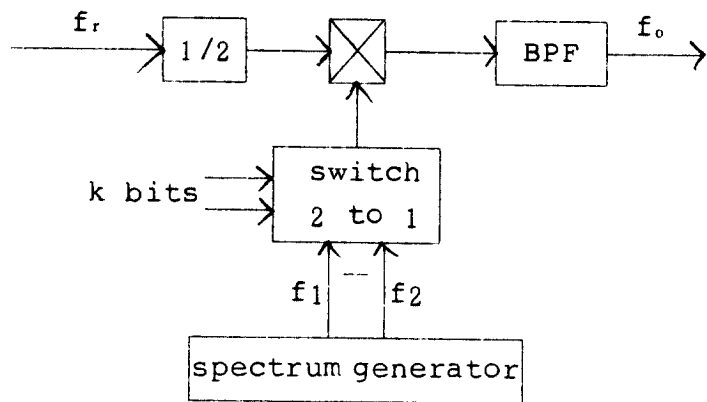
주파수 합성기(Frequency Synthesizer)는 FH 대역확산 통신에서 N 개(PN code 길이) 도약 채널을 의사잡음 발생기(Pseudo Noise Generator)에 따라 도약할 주파수를 연속적으로 합성해낸다.

주파수 합성 방법에 따라 표준 주파수로부터 원하는 주파수를 만들기 위해 덧셈과 곱셈의 반복연산을 행하는 직접합성(Direct Synthesize), PLL(Phase Lock Loop)을 이용하여 주파수를 합성시키는 간접합성(Indirect Synthesize), 그리고 디지털 합성 방법이 있다. ²³⁾

<그림 2.8> (a)는 회로 자체가 간단하여 널리 사용되는 간접 주파수 합성기를 나타내었다. 그림에서 표준 주파수 f_r 은 도약 주파수의 간격이 되며 국부 발진기에서 발생한 f_o 가 PROGRAMMABLE DIVIDER($1/N_2$)를 거친 후 위상 비교기(Phase Detector)에서 f_r 과의 위상차에 해당하는 전압이 발생되어 발진기의 주파수를 조절



(a) 간접 주파수 합성방식



(b) 직접 주파수 합성방식

<그림 2.8> 주파수 합성기의 계통도

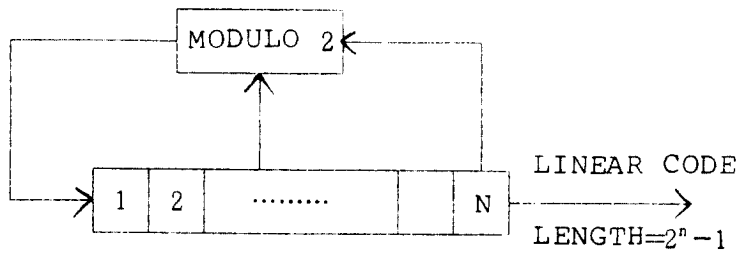
한다. 24)

<그림 2.8> (b)는 직접 주파수 합성기로서 입력 주파수를 멱(power)으로 나눈후 spectrum generator에 의하여 만들어지는 2^k 개의 주파수중 하나를 곱한다. 선택되는 주파수는 shift register generator에서 나오는 K binary digit에 의하여 결정되며 mixer 출력은 필터되어 같은 동작을 반복하기 위하여 다음 단으로 전달된다. 이때 각 stage에는 2^k 개의 주파수들이 있는데 n stage들로 구성된다면 총 주파수는 $M = (2^k)^n = 2^{nk}$ 이 된다. 최대 hopping rate은 PN code rate 보다는 switching speed에 의하여 결정된다. 그림에서 f_r 은 reference 주파수이며 f_o 는 출력 주파수가 된다.

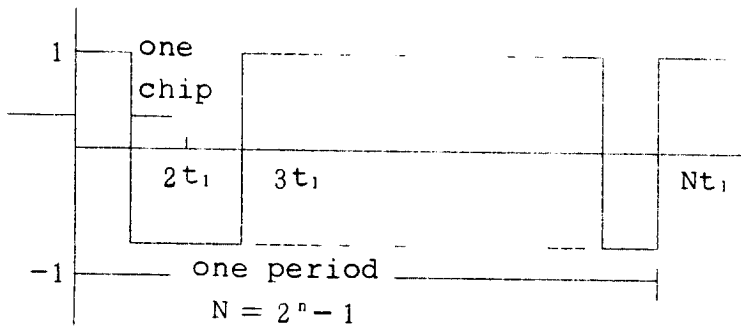
의사잡음 발생기(Pseudo Noise Generator)는 대역확산 통신에 공통적으로 사용되는 주기적인 랜덤 코드 발생기로서 DS 대역확산통신방식에서는 code rate에 따라 대역이 확산되며 랜덤한 주파수 발생으로 비화성을 높일 수 있다. FH 대역확산 통신에서는 PNG의 코드에 따르는 주파수를 주파수 합성기가 선택할 수 있도록 한다.

PNG는 사용 용도에 따라 선택적으로 사용할 수 있으며 대표적인 PN code로는 autocorrelation이 우수한 MLS(Maximal Length Sequence)code, crosscorrelation이 우수한 GOLD code, code의 해석이 어려운 nonlinear code 등이 있다. 특히 GOLD code는 SSMA(Spread Spectrum Multiple Access)에 유용하다.

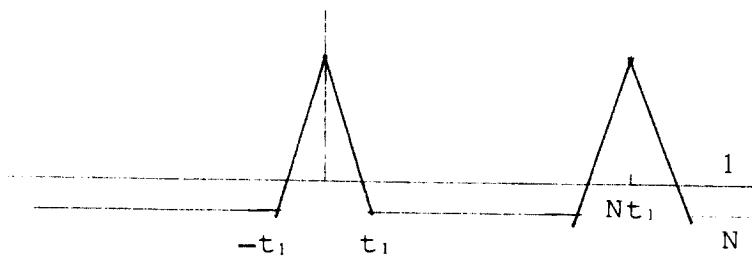
<그림 2.9>에는 MLS code의 계통도와 파형, 그리고 autocorrelation을 나타내었다.



(a) MLS 발생기의 계통도



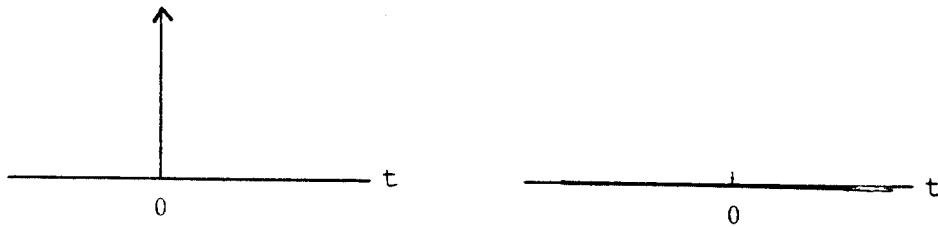
(b) MLS의 파형



(c) MLS의 autocorrelation

<그림 2.9> MLS 발생기의 특성

<그림 2.10>은 PN code의 이상적인 autocorrelation과 crosscorrelation을 나타내었다.^{24), 25)} 여기서 MLS code의 autocorrelation이 이상적인 모델과는 다르나 상당히 가까워짐을 알 수 있다. 이때 백색잡음의 경우가 이상적인 autocorrelation을 가진다고 할 수 있을 것이다.



(a) 이상적 autocorrelation (b) 이상적 crosscorrelation

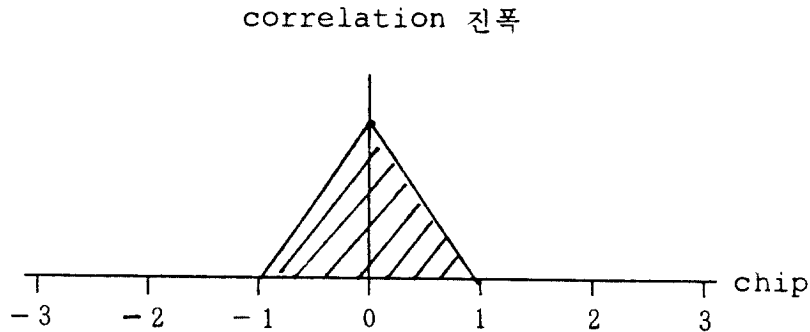
<그림 2.10> 이상적인 상관특성

제 3 절 동기 (Synchronization)

대역확산 통신시스템에서는 송신측에서 의사랜덤 code에 의해 주파수를 확산시킨 뒤 수신측에서 같은 의사랜덤 code에 의해 주파수 축소과정을 거쳐 원신호를 재생케 되나 이때 수신된 신호에 송신시 사용한 code와 재생 code(송신시 사용한 code와 동일)를 정확히 일치시키지 못하면 전혀 정보를 얻을 수 없게 된다.

송신된 신호는 code에 의해 여러개의 연속된 chip으로 구성되어 있는데 이 code를 1chip 이내에서 일치시키는 것을 동기

(Acquisition)라 하고 1chip이내에 동기가 이루어졌어도 정확하게 일치되지 못하면 많은 이득의 저하를 갖게 되는데 이를 개선하기 위해 1chip이내에서 다시 세밀하게 동기 일치시키는 것을 동기추적 (Tracking)이라 한다.

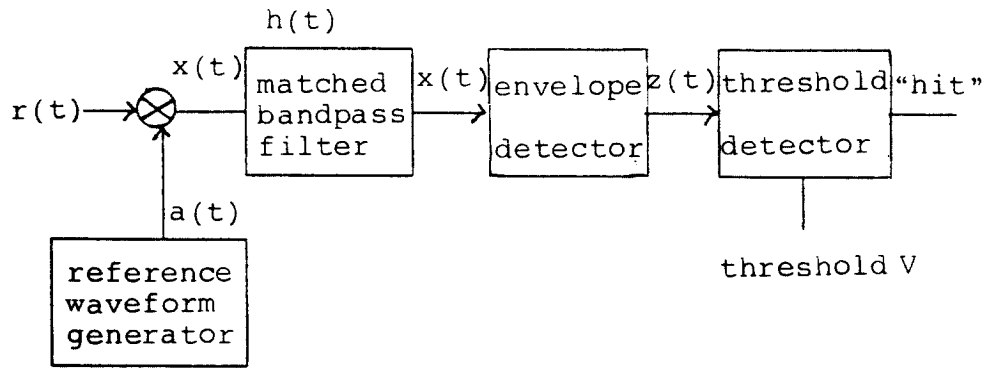


<그림 2.11> 동기 상태에 따른 복조신호 진폭

<그림 2.11>은 동기 상태에 따른 복조신호의 correlation 진폭을 나타낸 것으로 1chip이내에 동기가 이루어지지 않았을 경우 correlation은 0이 되며 1chip이내에서 이루어지면 부채환 회로를 이용하여 correlation이 최대가 되도록 조정하게 된다. 부채환 회로는 주파수 및 delay시간을 예측하여 adaptive 시킴으로서 optimum synchronized되는데 이때 synchronizer의 optimum과 hardware의 complexity와의 관계는 서로 상반된다.

(1) 초기동기 (Acquisition)

대역확산 통신시스템에서는 spreading waveform의 주기가 길고 bandwidth가 커서 동기시키기 어렵기 때문에 1chip이내로 일치시키는 초기동기가 중요한 의미를 갖게 된다.



<그림 2.12> 선형탐색 방법의 초기동기 시스템 모델

초기동기 시스템의 계통도는 <그림 2.12>와 같다. 이때의 수신신호는 식 (2-13)과 같으며,

$$r(t) = \sqrt{2P} c(t-T_d) \cos(\omega_0 t) + n(t) \quad (2-13)$$

$$a(t) = c(t-\hat{T}_d) \quad (2-14)$$

$$h(t) = b \cdot R(K \cdot t - T_c) \cos(\hat{\omega}_0 t) \quad (2-15)$$

수신신호에 reference waveform generated 신호인 식 (2-14)를 곱한 뒤 식 (2-15)의 특성을 가진 matched filter에 통과시키면 식 (2-16)이 된다.

$$X(t) = \sqrt{P/2} \cdot b \cdot \cos(\omega_0 t + \theta + \Delta \omega_0 T_c / K) \int_{-\infty}^{\infty} R_c(Ka - T_c) \cdot R_c(T_d - T_{d0} - K \cdot t + ka) da \quad (2-16)$$

식 (2 - 16)을 envelope detector에 통과시킨 뒤 threshold 값 V 와 비교하여 V 보다 작게 되면 계속 신호를 비교하게 되고 같다면 동기추적 상태로 전환하게 된다.

(2) 동기추적 (Tracking)

동기추적 과정은 기준신호와 시간차가 1chip 이내로 좁혀진 상태에서 수신신호와 주파수 합성기의 신호를 곱한 뒤 그 결과에 의해 delay 시간을 조정하게 된다.

동기추적은 delay 시간을 추정하는 방법에 따라서 delay-lock loop(DLL), dithering loop, early-late loop 등이 있으며 현재 대역확산 통신시스템에서는 early-late loop 방식이 가장 많이 쓰인다. 동기추적에서 쓰이는 기본적인 회로는 <그림 2.13> 과 같다.

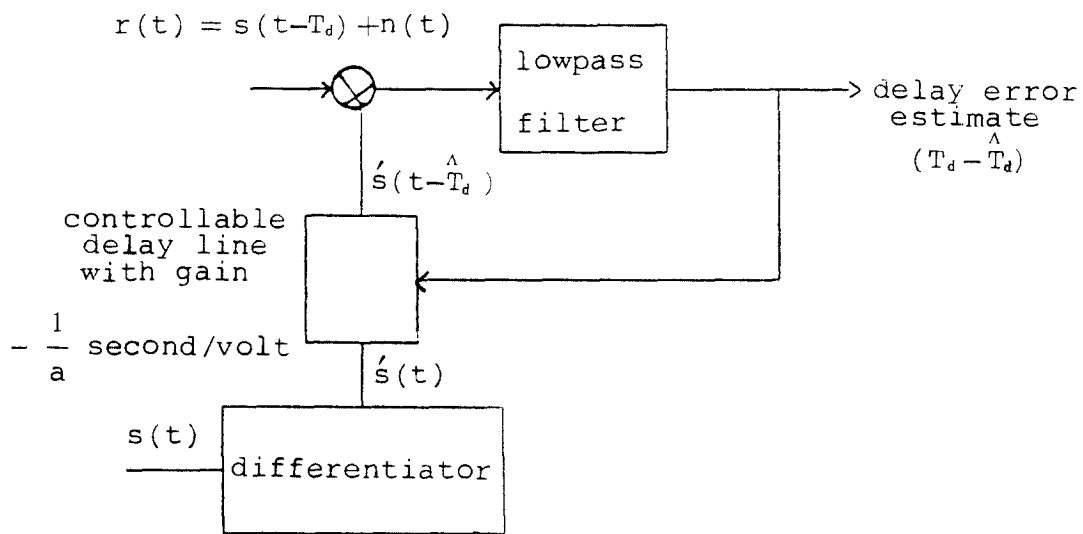
이때 수신신호는 식 (2 - 17)과 같으며 이 수신신호와 미분된 code 신호 $\dot{s}(t)$ 를 곱하여 lowpass filter를 통과시키면 esti-

$$r(t) = s(t-T_d) + n(t) \quad (2 - 17)$$

mated delay time \hat{T}_d 를 구할 수가 있고 controllerable delay line에 의해 $\dot{s}(t-\hat{T}_d)$ 가 만들어져서 식 (2 - 18)이 되는데,

$$x(t) = s(t-T_d)\dot{s}(t-\hat{T}_d) \quad (2 - 18)$$

식 (2 - 18)의 결과를 보면 $\hat{T}_d > T_d$ 일 경우 positive값을 갖게 되어 \hat{T}_d 를 감소시켜 주고 $\hat{T}_d < T_d$ 일 경우 negative값을 갖게 되어 \hat{T}_d 를 증가시킴으로서 $T_d = \hat{T}_d$ 즉 정확한 동기가 이루어지게 한다.



<그림 2.13> 동기추적의 기본적인 회로

제 3 장 FH 대역확산 통신과 고정 무선 채널과의 간섭해석

FH 대역확산 통신과 고정 무선채널 사이의 주파수 공용으로 인한 간섭현상을 분석하기 위하여 먼저 일반적인 전파모델을 수립하고 그것으로부터 송신출력에 대한 수신전력과 거리에 따른 전계강도의 관계를 유도한다. 그리고 송신출력에 따른 거리별 수신감도를 측정하여 모델화한 다음 FH 대역확산의 송신출력과 고정 무선통신에서 수신기와의 거리가 어떻게 간섭에 영향을 미치는가를 고찰한다. 9), 10)

제 1 절 송수신 전력과 거리의 관계

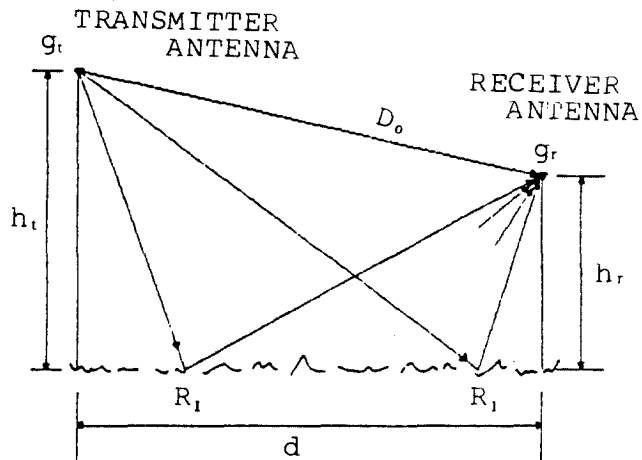
전파모델의 일반적인 관계식은 <그림 3.1>로부터 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$P = P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 g_t g_r |D_0 + R_1 \exp(j\theta_1) + R_2 \exp(j\theta_2) + R_3 \exp(j\theta_3) + \dots + (1-R_1) A_1 \exp(j\theta_1) + (1-R_2) A_2 \exp(j\theta_2) + \dots + \{\text{induction fields and secondary effects of the ground}\}|^2$$

(3 - 1)

여기서

d = 송수신기 사이의 거리
 λ = 자유공간에서의 carrier 파장
 g_t = 송신 안테나 이득
 g_r = 수신 안테나 이득
 R_i = i 번째 반사체의 반사계수
 A_i = i 번째 위치의 표면과 감쇄성분
 θ_i = direct wave와 i 번째 반사와 사이의 위상 차이
 D_o = direct wave의 감쇄성분



<그림 3.1> 일반적인 전파모델

식 (3-1)에서 i 번째 반사계수 R_i 는,

$$R_i = \frac{\sin(\phi_i) - Z_i}{\sin(\phi_i) + Z_i} \quad (3-2)$$

이며, 여기서 Z_i 는

$$Z_i = \sqrt{\frac{\epsilon - \cos(\phi_i)}{\epsilon}} \quad ; \text{vertical polarization}$$

$$= \sqrt{\epsilon - \cos(\phi_i)} \quad ; \text{horizontal polarization}$$

(3 - 3)

로 나타낼 수 있다. ϕ_i 는 i 번째 방해물에서 파의 입사각이며, $\epsilon = \epsilon - j60\sigma\lambda$ 이다. 이때 ϵ 는 자유공간에서의 유전율, σ 는 지면의 도전율 (mhos/m) 이다. 그리고 표면파 성분 A_i 는,

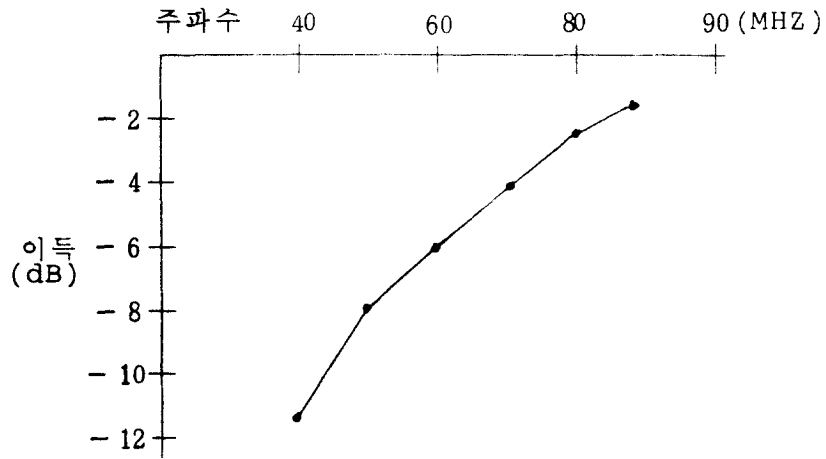
$$A_i = \frac{1}{1 + j (2\pi d/\lambda) (\sin \phi_i + Z_i)} \quad (3 - 4)$$

이며, 식 (3 - 1) 에서 직접파가 다른 반사파에 비해 상당히 크다면 다음 식으로 쓸 수 있다.

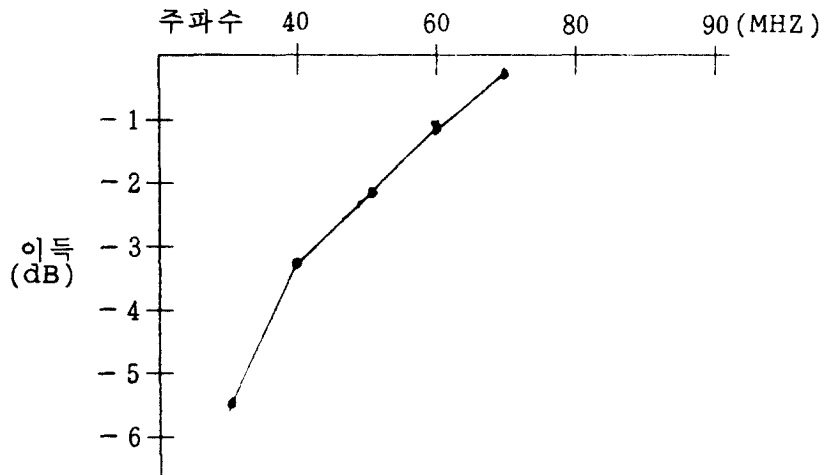
$$P = P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 g_t g_r \quad (3 - 5)$$

이때 유효 방사전력 $ERP = P_t g_r$ 이다.

<그림 3.2> 는 주파수에 따른 안테나의 이론적인 이득과 실험상의 이득을 나타낸 그래프이다.



(a) 안테나 길이 1 m일 때



(b) 안테나 길이 3 m일 때

<그림 3.2> 안테나 이득

자유공간에서 전계강도는,

$$E_o = \sqrt{f \cdot g_t \cdot P_t / d} \quad (3-6)$$

이고 EGLI의 전계강도에 관한 식

$$E = \frac{h_t \cdot h_r \cdot f}{95 \cdot d^2} \sqrt{ERP} \quad (\text{uV/m}) \quad (3-7)$$

h_t, h_r : 송수신 안테나 높이 (ft)
 d : 송수신 안테나 거리 (mile)
 ERP : 유효 방사 전력 (watt)
 f : 송신 주파수 (MHZ)

식 (3-5)와 (3-6)으로 부터 수신신호 전력과 전계세기의 관계식을 유도할 수 있다.

$$P = \left(\frac{E\lambda}{2\pi} \right)^2 g / 120 \quad (\text{Watt}) \quad (3-8)$$

E : 수신 전계강도 (V / m)
 g : 수신 안테나 이득
 λ : 파장 (m) = $300 / f$

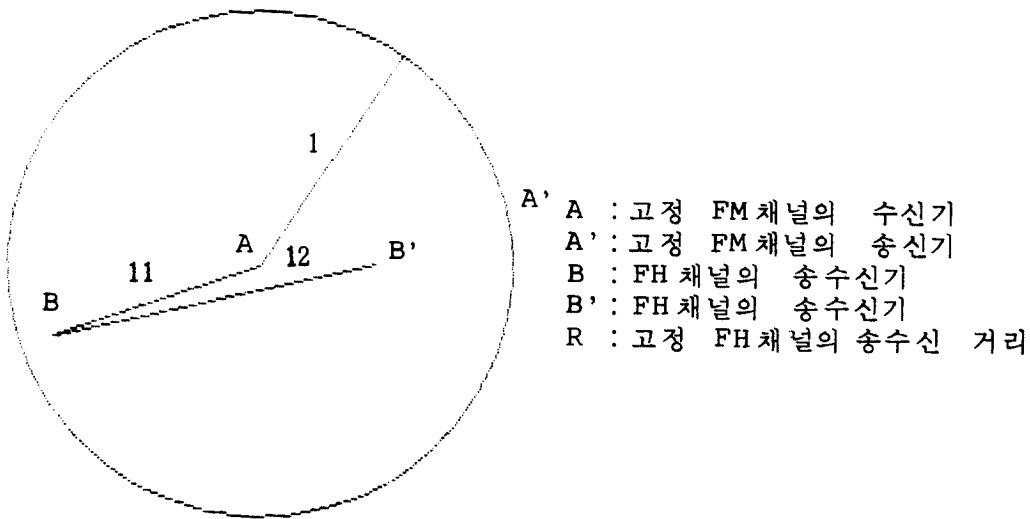
<표 3.1>은 출력과 안테나 길이가 주어졌을 때 각 주파수에서 거리에 따른 경로손실을 나타낸다.

<표 3.1> 경로손실 (dB)

	거 리	30MHz	50MHz	80MHZ
출력 5 W, 안테나 길이 1 m	8 km	124	129	133
출력 5 W, 안테나 길이 3 m	8 km	124	129	133
출력 50 W, 안테나 길이 3 m	35 km	144	150	155

제 2 절 음성신호 간섭 해석

기존의 무선 FM 채널에 FH 대역확산 통신의 신호가 미치는 간섭 정도를 고찰하기 위하여 먼저 지리적 모델을 구성하여 상호 간섭의 범위를 분석하였으며, 다음으로 간섭의 발생과정을 수학적으로 규명하였다.



<그림 3.3> FM 무선채널과의 간섭모델

<그림 3.3>에서 A가 고정채널을 이용하여 정보를 송신하면 수신기 A에서 정보를 수신하지만 이때 B와 B'의 대역확산 통신이 수행된다면 A의 수신기는 이로 인해 간섭을 받을 것이다. 그러므로 A 수신기에서의 간섭정도는 Jamming-to-Signal ratio로 나타낼 수가 있으며, 수신기에서의 Jamming-to-Signal ratio는 수신기의 성능을 저하시키기에 필요한 jamming power를 signal power와 비

교한 수치이다.

수신기 A에서 수신된 수신신호 전력은 앞에서의 식 (3-5)와 같으며 이때 전송손실도 고려하여야 한다. 일반적으로 FM파는

$$X(t) = A \cos[w_c t + kf \int_{-\infty}^{\infty} f(t) dt] \quad (3-9)$$

로 표시되며 여기서 w_c 는 반송파의 중심 주파수, kf 는 반송파의 주파수편이량을 정해주는 상수이다. 여기서 변조신호 $f(t)$ 가 $a \cos w_m t$ 이면 식 (3-9)는

$$X(t) = A \cos [w_c t + (akf/w_m) \sin w_m t] \quad (3-10)$$

로 쓰여지며, $akf/w_m = \beta$ 라 할때 이 $\beta \ll 1$ 이면,

$$X(t) = \cos w_c t - \beta/2 [\cos (w_c - w_m) t - \cos (w_c + w_m) t] \quad (3-11)$$

로 나타낼 수 있다.

FM신호에 FH대역확산 간섭신호 $B \sum_i \cos \{w_i t + \theta(t)\}$ 가 가해진다면 비변조된 반송파 $A \cos w_c t$ 에 간섭파가 더해져 다음과 같이 표현된다.

$$z(t) = A \cos w_c t + B \sum_i \cos \{w_i t + \theta(t)\} \quad (3-12)$$

위 식으로부터 $z(t)$ 를 다시 쓰면,

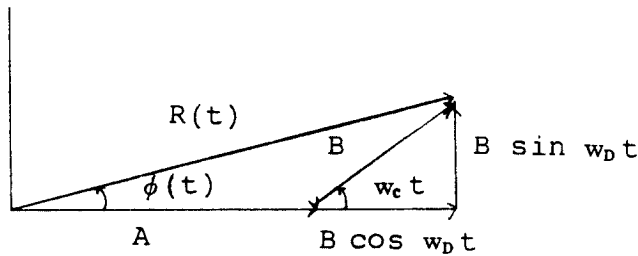
$$z(t) = R(t) \cos[w_c t + \phi(t)] \quad (3-13)$$

로 표시할 수 있으며 여기서 $R(t)$ 와 $\phi(t)$ 는,

$$R(t) = [(A+B\cos w_D t)+B \sin w_D t] \quad (3-14)$$

$$\phi(t) = \tan^{-1} \frac{B \sin w_D t}{A+B \cos w_D t} \quad (3-15)$$

이며 $w_D = w_i - w_c$ 로 반송주파수와 간섭주파수의 차이이며, w_i 에서 i 는 도약주파수의 수가 된다. <그림 3.4>는 이때의 간섭효과를 나타내는 페이지도이다.



<그림 3.4>간섭효과의 페이지도

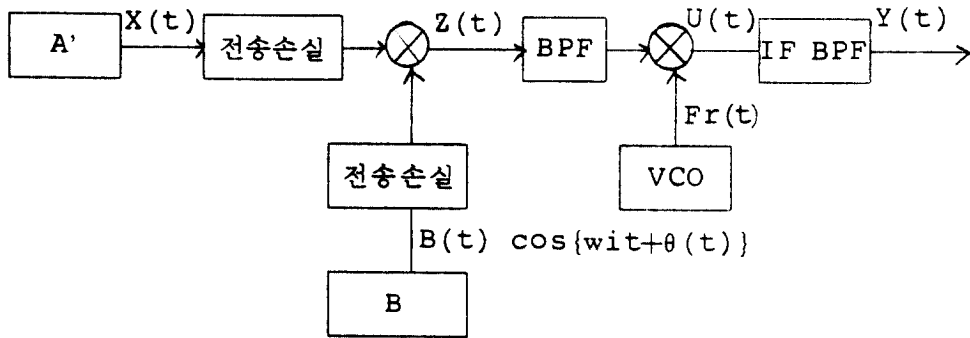
실제적인 경우 $r = B/A < 1$ 로 정의할때 위식은

$$R(t) = A(1+r+2r \cos w_D t) \quad (3-16)$$

$$\phi(t) = \tan^{-1} \frac{r \sin w_D t}{1+r \cos w_D t} \quad (3-17)$$

로서 $r \ll 1$ 인 경우 $R(t) = 1 + r \cos w_D t, \phi(t) = r \sin w_D t$ 로 간단히 되어,

$$z(t) = A(1+r \cos \omega_D t) \cos(\omega_c t + r \sin \omega_D t) \quad (3-18)$$



<그림 3.5> 간섭발생시의 FM계통도

이 되어 작은 크기를 가지는 간섭파에 의해 반송파는 크기와 위상 변조가 되어 변조지수가 r 이 되도록 영향을 미치게 된다.

<그림 3.5>에서 $Fr(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Fr(t) = A \cos[2(f_{if} + f_c)t] \quad (3-19)$$

그리고 수신기에 의한 복조신호 $U(t)$ 는

$$\begin{aligned} U(t) &= Z(t) Fr(t) \\ &= A \cos[(\omega_{if} + \omega_c) t] R(t) \cos[\omega_c t + \phi(t)] \\ &= \{A R(t) / 2\} [\cos\{(\omega_{if} + 2\omega_c) t + \phi(t)\} + \\ &\quad \cos\{\omega_{if} + \phi(t)\}] \end{aligned} \quad (3-20)$$

로 나타낼 수 있다. 여기서 도약주파수인 w_i 가 변함으로써 $R(t)$ 와 $\phi(t)$ 도 변하므로 식 (3-16)과 (3-17)로부터 jamming-to-signal ratio r 과 도약주파수 w_i 에 의해 간섭정도를 계산할 수 있다.

<그림 3.5>의 수신기 A에서 고려해야 할 사항은 다음과 같다.

(1) 수신기 A에서의 Near-far field에서의 간섭

(2) w_c 와 w_i 의 관계에 따른 수신기 A의 간섭

w_c 와 w_i 의 관계 및 A와 B의 관계를 분석함으로써 고정system의 간섭을 해석할 수 있다. 일반적으로 이 관계는 수신기의 선택도(Selectivity)와 감감도(Desensitization)에 의해 결정된다.

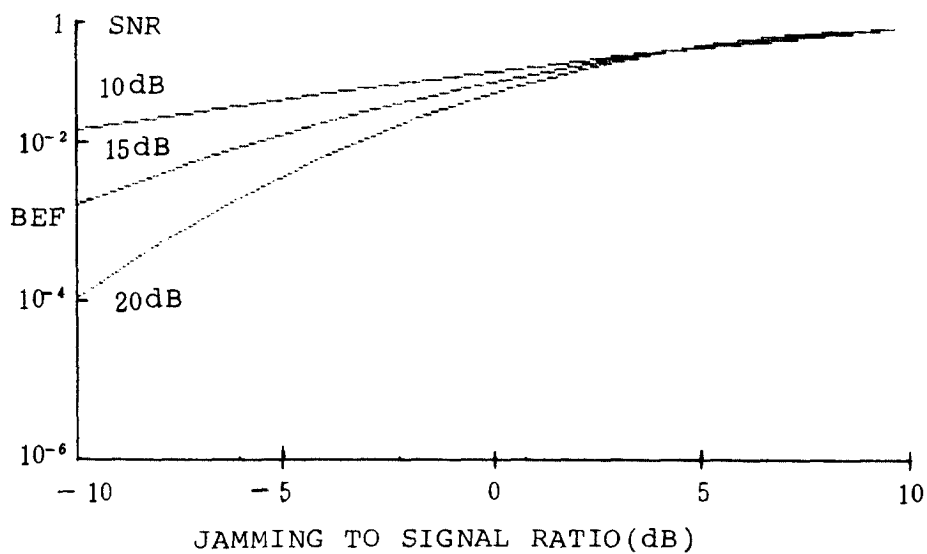
수신기의 선택도란 원하는 신호와 간섭신호를 주파수 대역에서 어느정도 분리시키면 원하는 신호를 jamming에서 벗어날 수 있을 것인가 하는 것과 또 power의 차이가 어느 정도이면 jamming의 영향을 받지 않을 수 있는가 하는 것이다.

즉 고정 무선채널과 주파수도약 채널이 hitting하면 <그림 3.6>와 같이 Jamming-to-Signal ratio에 따른 데이터전송의 BER에 의해 음성 수신 SNR을 추정할 수 있으며 이 결과는 일반적으로 10dB SNR이 되어야 한다는 것이다. 또 <표 3.2>의 예에서와 같이 고정 무선채널과 FH 간섭채널의 주파수 차이에 의한 수신선택도에서 제시한 Jamming-to-Signal ratio를 유지하기 위한 주파수 이격을 고려하거나 주파수 이격에 따른 거리를 추정함으로써 간섭을 피할 수 있다.

수신선택도는 수신기의 Tuner와 IF BPF에 의해 결정되며 이것은 각 무선장비마다 특성이 다르다.

<표 3.2> 수신 선택도

$\pm F_0$	간섭신호대 수신감도 레벨과의 차이 (dB)
25 KHz	30
50 KHz	60
100 KHz	70
200 KHz	80
1 MHz	110
5 MHz	120
10 MHz	130



<그림 3.6> noise jamming에 대한 BEP

수신기의 감도도는 원하는 신호 근처에 큰 방해신호가 존재할 때 원하는 신호의 수신감도가 저하되는 양을 표시한 것으로 이는 다음 두가지 요인에 의하여 생긴다. 첫째는 수신부 Tuner 의 Amp 소자에 의해 생기며 둘째는 큰 수신부 신호가 주파수 합성기와 혼합되는 과정에서 IF 신호를 발생하는 경우이다. 여기서 VCO 에 의한 Mixer 를 거쳐 IF BPF 를 통과하면 주파수 f_{if} 를 발생하는 즉 $\omega_c = \omega_1$ 인 주파수에 대한 power 가 들어옴으로써 간섭을 발생시키게 될 것이다. 그리고 인접된 주파수 $f = \omega_c + f_{if}$ 들에 대해서는 수신기의 특성에 의해 좌우된다.

제 3 절 영상 신호 간섭 해석

TV 에서의 영상신호 전송방식은 중요한 성분이 대단히 낮은 주파수에 분포하기 때문에 VSB(Vestigial Sideband) 방식으로 신호를 전송하며 음성신호는 FM 방식으로 전송한다. 영상신호의 전송과정을 통한 주파수 성분의 분포는 <그림 3.6>와 같다.

칼라 TV 의 경우 다음과 같은 3 가지 성분의 신호가 각각 독립적으로 전송된다.

$$F_1(t) = a_{11} S_r(t) + a_{12} S_g(t) + a_{13} S_b(t) \quad (3-21)$$

$$F_2(t) = a_{21} S_r(t) + a_{22} S_g(t) + a_{23} S_b(t) \quad (3-22)$$

$$F_3(t) = a_{31} S_r(t) + a_{32} S_g(t) + a_{33} S_b(t) \quad (3-23)$$

여기서 $F = (F_1, F_2, F_3)^T$, $A = [a_{ij}]$, $S = (S_r, S_g, S_b)$ 로 나타낼 수 있으며, TV 의 frame 은 two dimensional signal 이므로 Four-

ier Series를 사용하여 신호를 해석할 수 있다. 먼저 TV의 칼라 정보는 다음의 식으로 나타낼 수 있다.

$$F_i(t) = 0.60 S_r(t) - 0.28 S_g(t) - 0.32 S_b(t) \quad (3-24)$$

$$F_q(t) = 0.21 S_r(t) - 0.52 S_g(t) + 0.31 S_b(t) \quad (3-25)$$

그리고 흑백TV에 있어서의 밝기신호는 위 두 식으로부터 구할수 있으며 다음과 같이 나타내어진다.

$$F_y(t) = 0.30 S_r(t) + 0.59 S_g(t) + 0.11 S_b(t) \quad (3-26)$$

여기서 I 신호의 순수한 VSB 전송식은

$$\begin{aligned} X_i(t) &= F_i(t) \cos w_{cc} t + \hat{F}_{ih}(t) \sin w_{cc} t \\ &= [F_i(t) - F_{ih}(t)] \cos w_{cc} t + F_{ih}(t) \cos w_{cc} t + \hat{F}_{ih}(t) \sin w_{cc} t \end{aligned} \quad (3-27)$$

이며, $X_q(t)$ 는

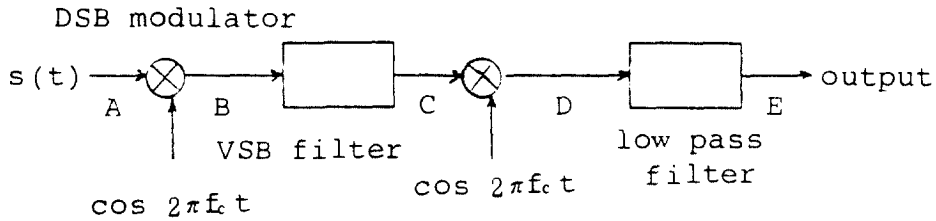
$$X_q(t) = F_q(t) \sin w_{cc} t \quad (3-28)$$

이다. 따라서 칼라TV를 위한 base band 신호는

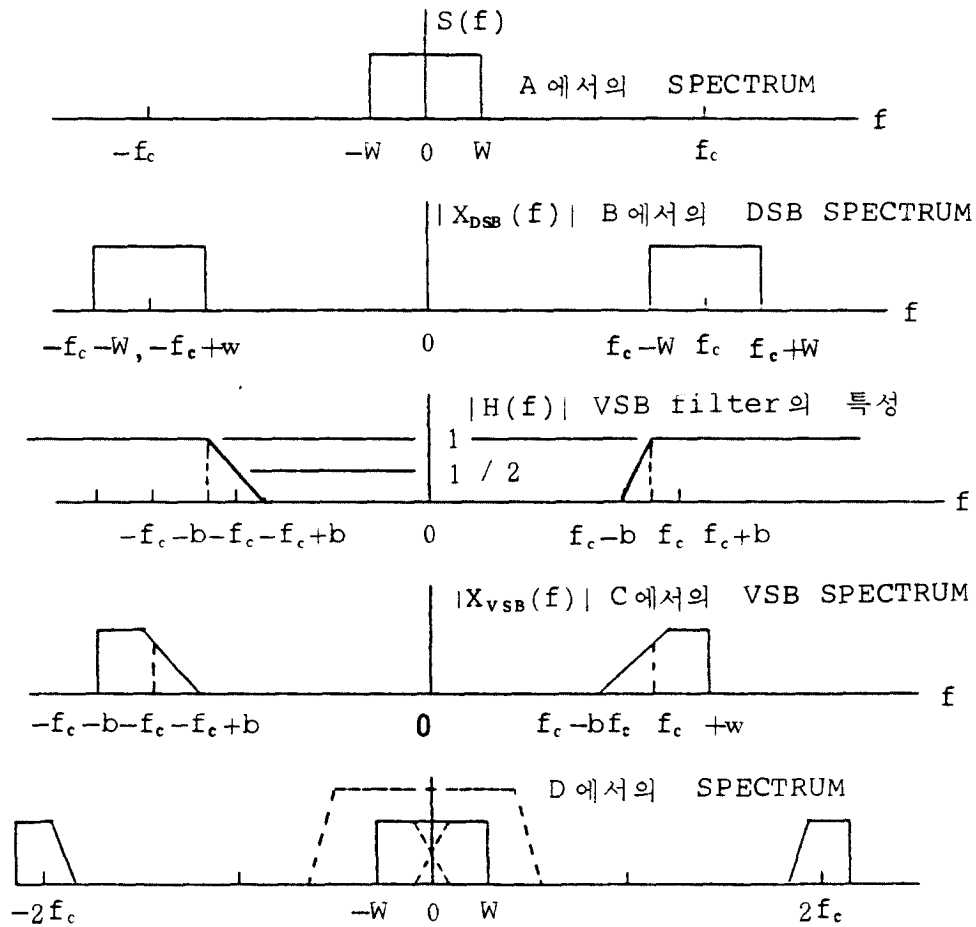
$$\begin{aligned} S_b(t) &= F_i(t) \cos w_{cc} t + F_q(t) \sin w_{cc} t \\ &\quad + \hat{F}_{ih}(t) \sin w_{cc} t + F_y(t) + U(t) \end{aligned} \quad (3-29)$$

이다.

TV의 수신감도는 송신출력과 송수신 안테나의 높이, 안테나 이득,



(a)



(b)

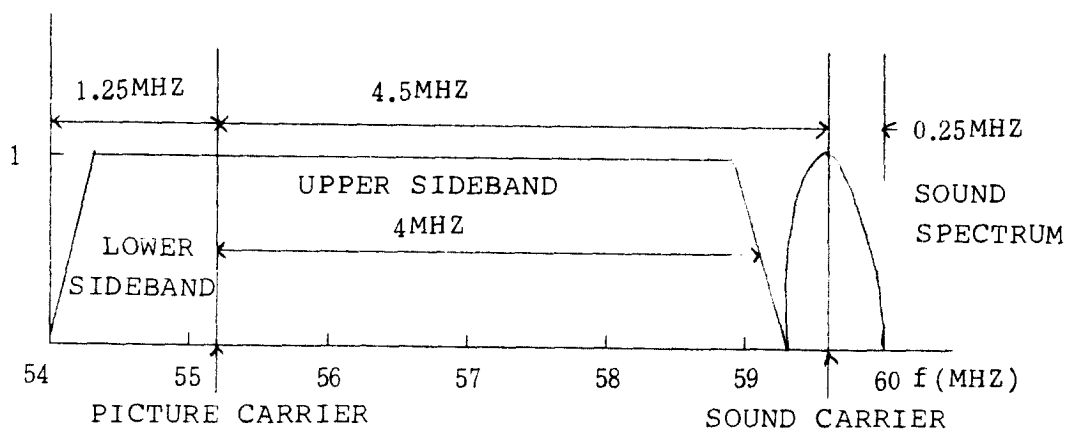
<그림 3.7> (a)VSB계통도 (b)VSB 계통도의 각 지점에서의 SPECTRUM

그리고 지형의 특성등에 따라 달라지므로 앞에서의 식 (3 - 8)에 의해 구할 수 있다. 17)' 18)

또한 흑백 TV와 칼라 TV에서 요구하는 전계강도 차이를 분석하기 위하여 <표 3.3>를 참조하였으며 여기서 흑백TV보다 칼라 TV에서 더 높은 입력 전계가 요구됨을 알 수 있다. 즉 칼라 TV에서 요구되는 최소 전계의 세기는 잡음이 없는 상태의 경우 47dBu(0.2mV)인데 비해 흑백 TV는 36dBu(0.063mV)이다.

<표 3.3> TV의 최소 요구 전계강도 (잡음이 없는 경우)

화 질	칼 라 T V	흑 백 T V
우 수	60dBu(1mV) 이상	54dBu(0.5mV) 이상
양 호	50dBu(0.32mV) 이상	40dBu(0.1mV) 이상
최소화상	47dBu(0.2mV) 이상	36dBu(0.063 mV) 이상



<그림 3.8> TV대역의 스펙트럼 분포

따라서 본 연구에서는 칼라 TV의 경우만을 고려하기로 한다.

그리고 텔레비전의 수신감도에 영향을 미치는 안테나 이득은 채널 2 - 3의 경우 6dB, 채널 4 - 13은 8dB가 요구된다. 우리나라의 표준 텔레비전 대역중 채널 2의 주파수 성분의 분포를 살펴보면 <그림 3.8>과 같으며 이때 영상반송파 주파수는 $4 + 1.25 = 55.25 \text{ MHz}$, 음성반송파 주파수는 $60 - 0.25 = 59.75 \text{ MHz}$ 에 위치하고 있다.

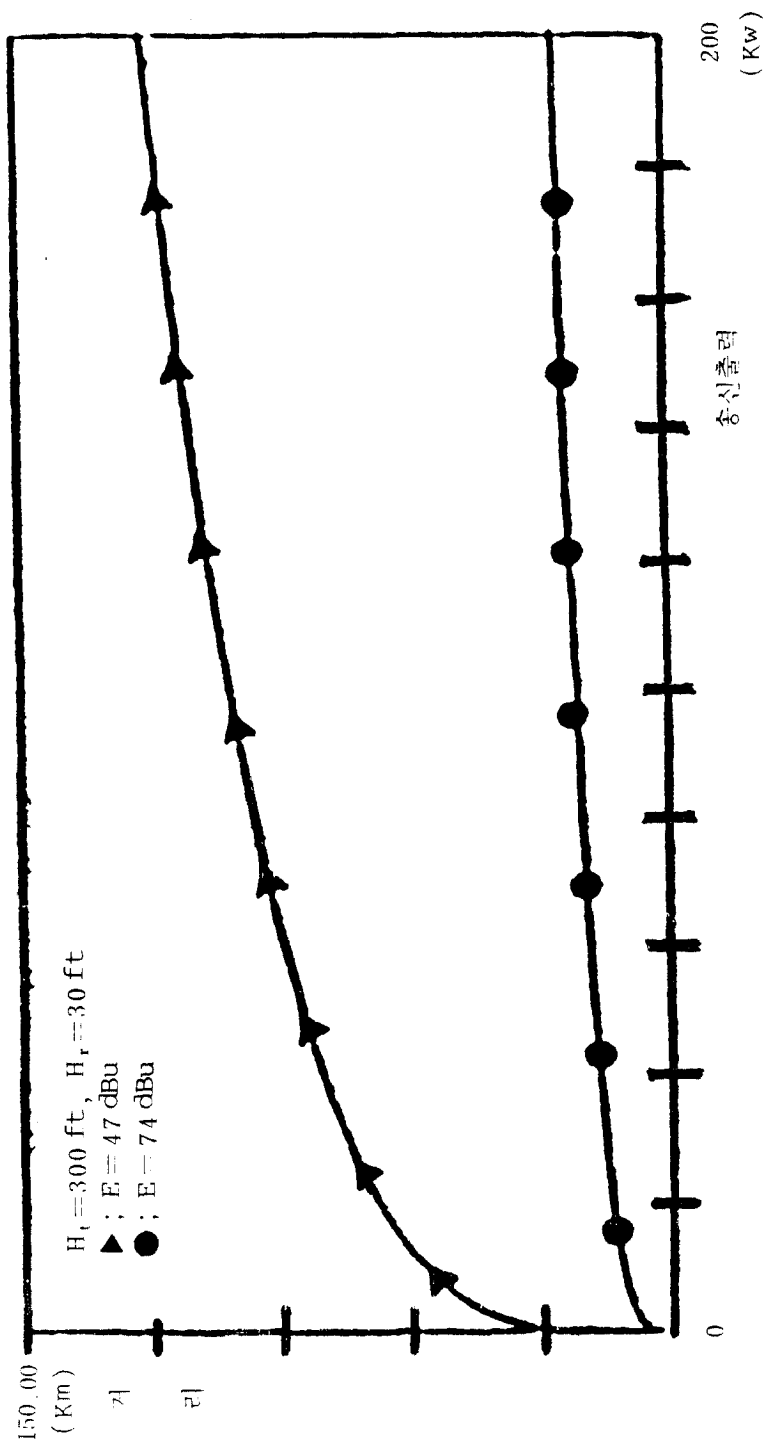
TV 송수신 안테나의 거리에 따른 전계강도를 구하기 위해 FCC RULES AND REGULATIONS(VOL.3, part 73)에 의하면 간섭신호를 고려하지 않고 인위적 잡음만을 고려하였을때 TV 화면을 시청하는데 지장을 느끼지 않는 상태를 grade A contour, 간섭신호와 인위적 잡음을 둘다 고려하지 않은 상태를 grade B contour로 분류한다.

채널 2 - 6의 경우에는 grade A contour의 전계강도는 68dBu (2.5 mV/m), grade B contour는 47 dBu (0.224 mV/m)이다.

grade A의 경우 통상 6dB의 최소 전계강도를 부가하여 사용하므로 74 dBu (5.01 mV/m)의 전계강도를 갖는다. 그리고 채널 7 - 13의 경우는 grade A와 grade B는 71 dBu (3.55 mV/m), 56 dBu (0.631 mV/m)의 전계강도를 갖는다.³¹⁾

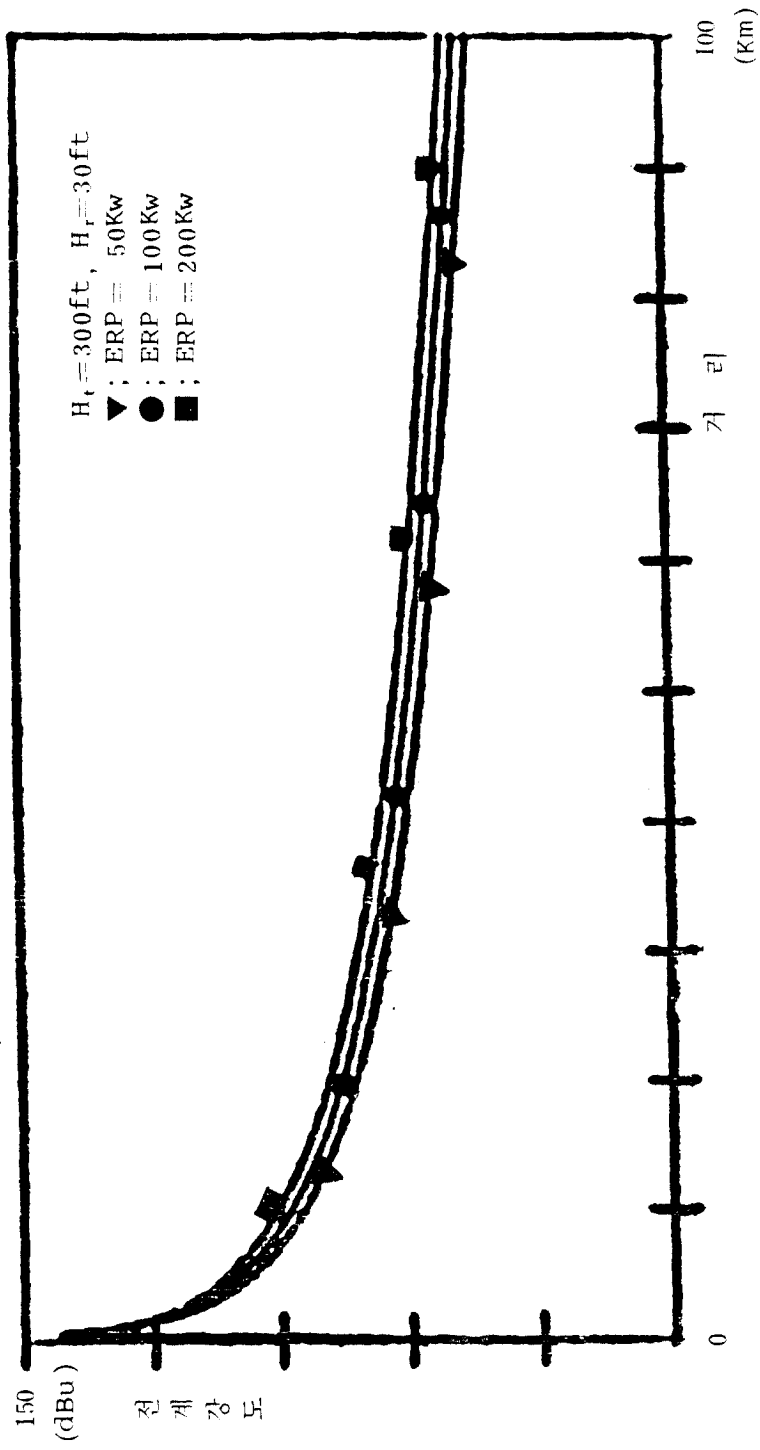
그러므로 grade A와 grade B일때의 유효 송신출력 (Effective Radiated Power)에 따른 거리의 관계를 식 (3.7)을 이용하여 구하면 <그림 3.9>과 같다.

지형에 따른 최소요구 전계강도는 대도시의 경우 $10 - 50 \text{ mV/m}$, 중소도시는 $2 - 10 \text{ mV/m}$, 겨울의 시골지역 $0.1 \text{ mV/m} - 0.5 \text{ mV/m}$, 여름의 시골지역 $0.25 - 1.0 \text{ mV/m}$ 이다.



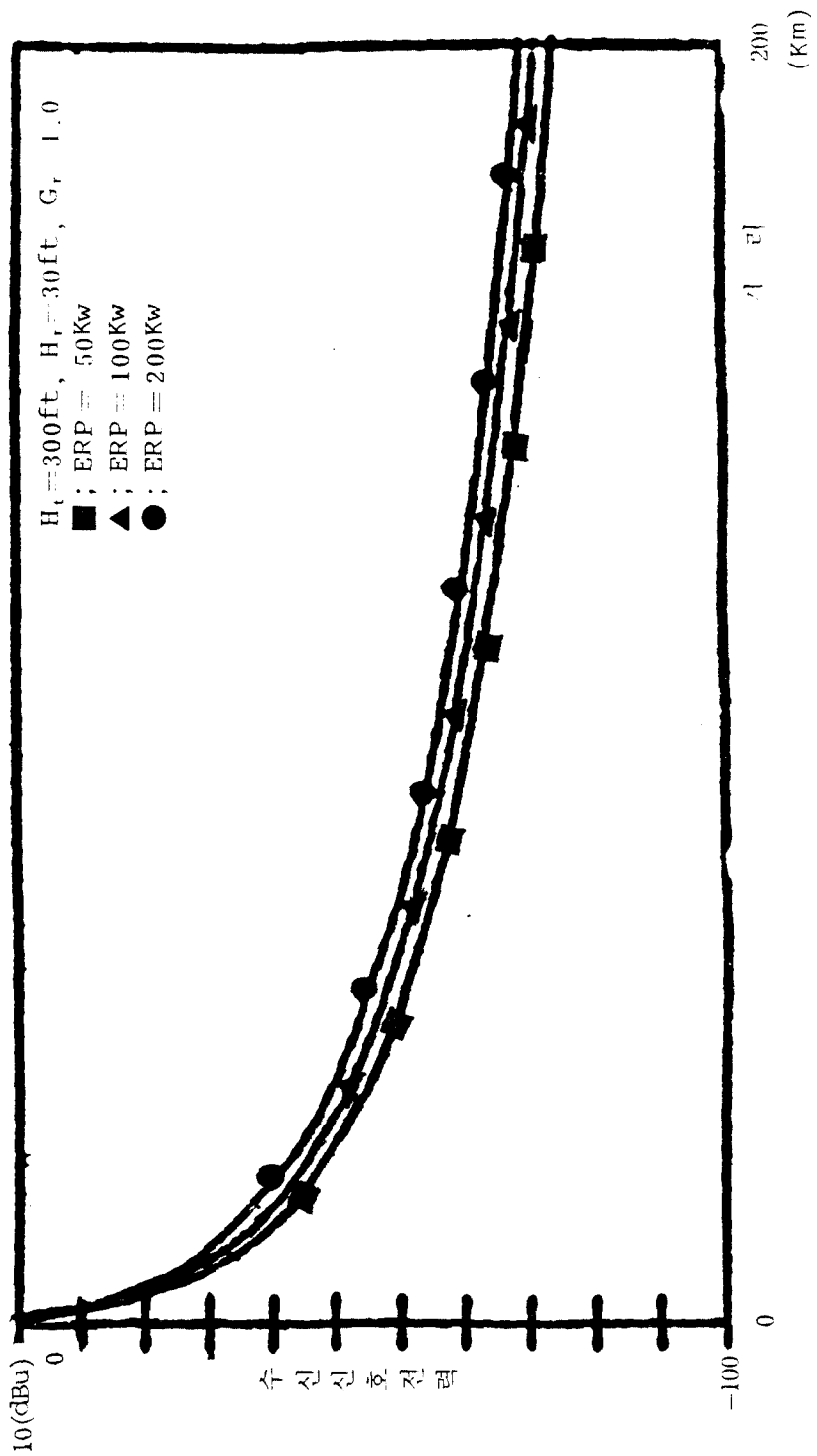
<그림 3.9> GRADE A, B 상태의 ERP와 기리권계

그리고 송신출력 50,100,200Kwatt 일때 TV 신호의 송수신 거리에
따르는 전계강도와 수신 신호전력의 관계는 <그림 3.10>에 나타내
었다.



(a) 거리에 따른 전계강도의 분포

<그림 3.10 > ERP에 대한 전계강도와 수신신호전력의 관계



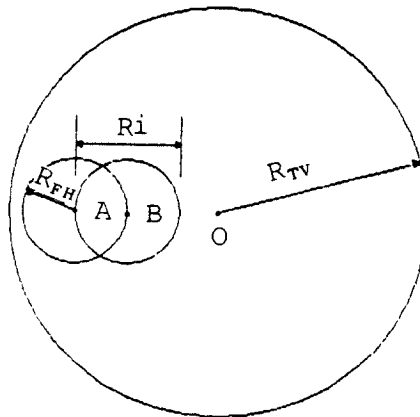
(b) 거리에 따른 수신신호전력의 분포

<그림 3.10> 계속

이상에서 분석한 FH 대역확산방식과 텔레비전 채널의 특성을 기초로 여기에서는 상호 공존을 위한 이론적인 고찰을 시도하였다.

<그림 3.11>은 이러한 상호 공존을 위한 모델로서 중심에 송신 안테나가 있고 A와 B는 FH 송수신기이다. 여기서 다음의 사항을 가정하였다.

- 1) 중심으로 부터 반경 R_{TV} 이내에 FH 송신기와 TV 수신기가 분포하고 있다.
- 2) FH 송신기의 출력은 동일하며 안테나는 전방향성 monopole 안테나이다.
- 3) FH 송신기는 BFSK 변조 방식을 채택한다.
- 4) FH 송신기의 TV에 대한 간섭은 도약 주파수가 TV 대역에 hitting 할 때 발생하며 FH 송신 신호의 2nd 고조파는 충분히 억압된 것으로 한다.



<그림 3.11> 상호 간섭 모델

R_{TV} 는 송신 안테나로부터 텔레비전 화면을 시청하는데 지장이 없는 전계강도가 분포하는 지점까지의 거리이다. 간섭거리 R_i 는 FH 송수신기가 송수신하므로써 텔레비전 채널에 간섭을 일으킬 때의 텔레비전 수신기와 FH 송신기와의 거리이며, R_{FH} 는 FH 송수신기 사이에서 대역확산통신이 가능한 최대의 거리이다. 그러므로 간섭거리 R_i 를 줄이기 위해서는 FH 송신출력의 감소와 이에 따른 수신기의 수신감도의 향상이 뒤따라야 됨을 알 수 있다.

임의의 텔레비전 전계강도를 가지는 지점에서 FH 장비의 출력에 따른 간섭거리 R_i 를 구하기 위하여 앞절에서의 식 (3-7)로부터 다음과 같이 변형할 수 있다.

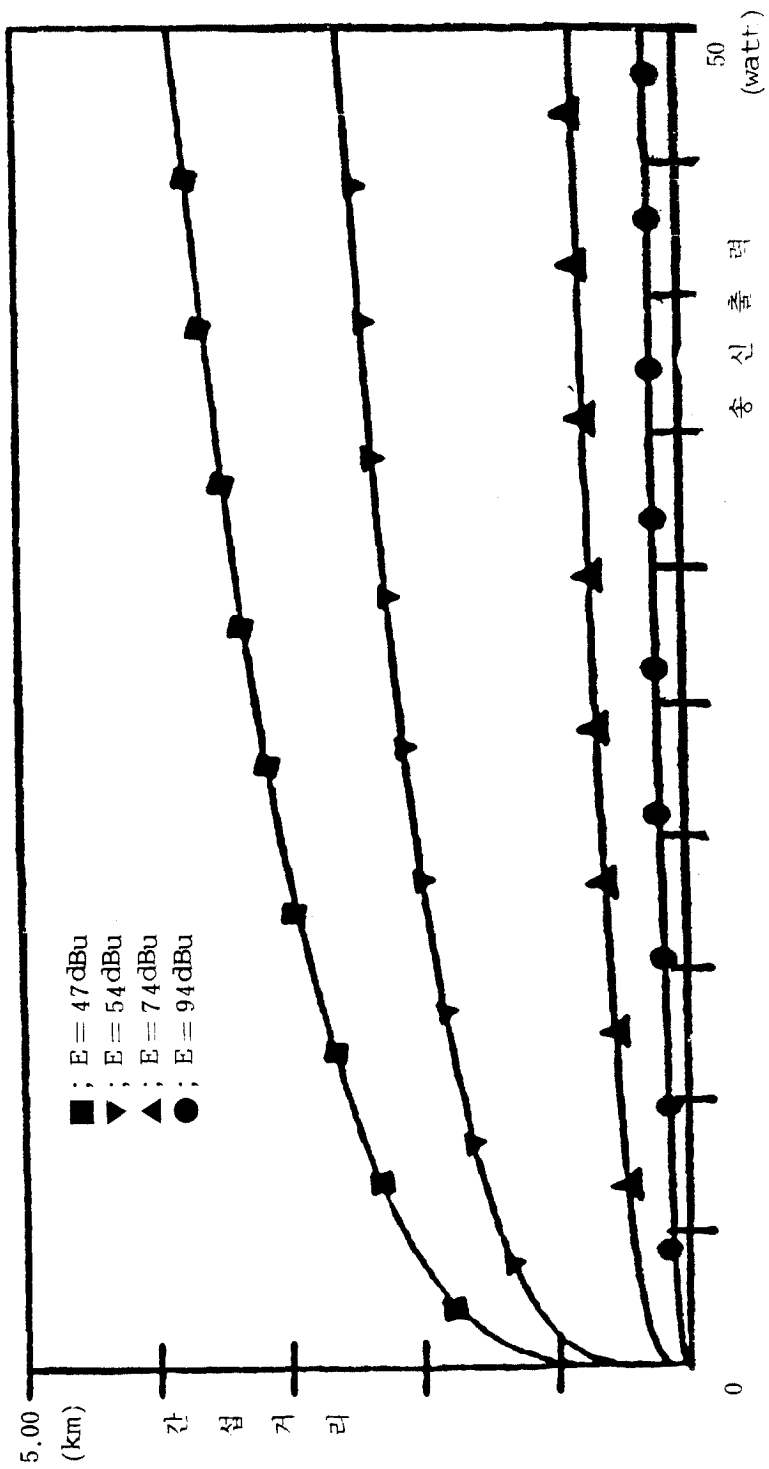
$$E = 10\log(ERP) - 40\log(r) + 20\log(H_t) + 20\log(H_r) - 10 \quad (3-30)$$

여기서 TV 신호와 FH 간섭신호의 전력차이는 TV 안테나의 수평편파 특성과 FH 송신 안테나의 수직편파 특성 차이로 인해 TV에서는 약 20dB의 차이를 가져오므로 본 논문에서의 두 신호전력차를 20dB로 가정하면 TV 영상에 간섭을 초래하는 FH 대역확산 통신의 간섭거리는 FH 대역확산 통신의 전계강도가 TV 신호의 전계강도와 같은 전계강도를 가지는 지점까지의 거리이다. 그러므로 식 (3-30)에서 H_t 는 FH 대역확산 통신의 송신 안테나의 높이이며 H_r 은 TV의 수신 안테나 높이이다. 그리고 FH 대역확산 통신의 유효송신출력(ERP)에 대하여 TV 신호의 전계강도 E 를 대입함으로써 간섭거리 r 을 구할 수 있다. 식 (3-30)을 거리에 대한 함수로 나타내면

$$r = \log[\{10\log(\text{ERP}) + 20\log(H_t) + 20\log(H_r) - E\}/40 - 0.25]$$

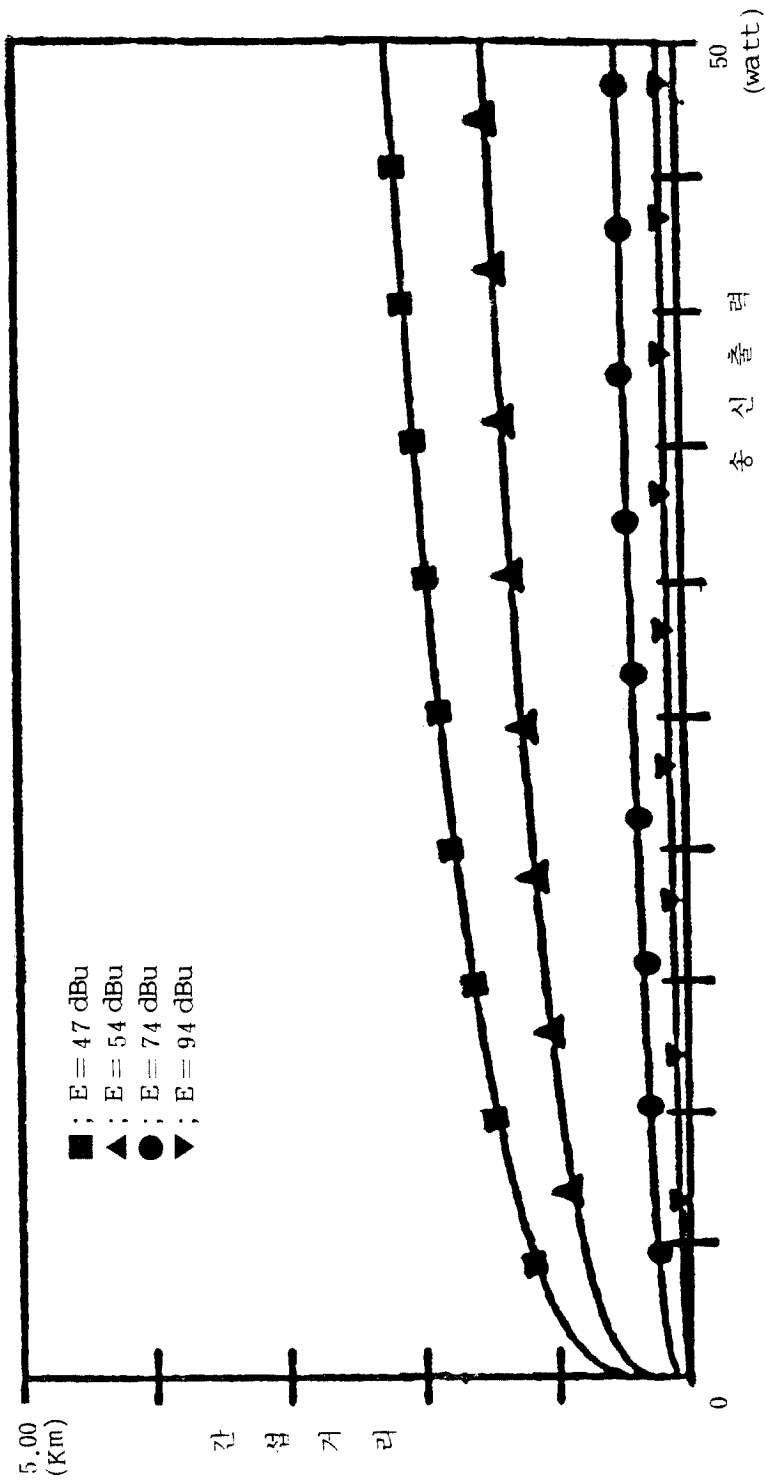
(3-31)

E가 94, 74, 54, 47 dBu일때 H_t 와 H_r 을 각각 변화시킴으로써 ERP에 따르는 간섭거리 r 의 변화를 <그림 3.12>과 같이 나타낼 수 있다.



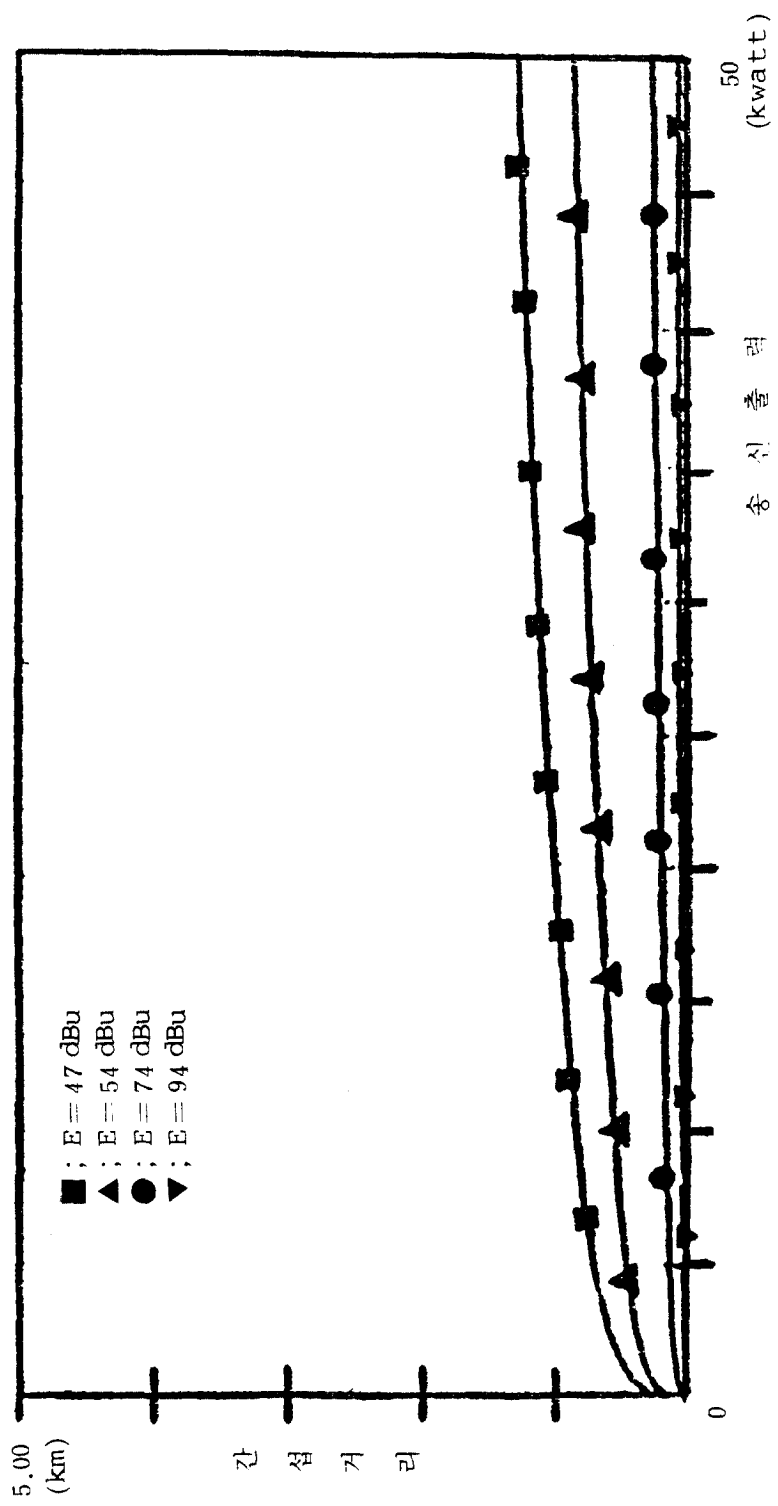
(a) $H_t = 30\text{ft}$, $H_r = 30\text{ft}$ 일때

<그림 3.12> ERP 에 대한 간섭거리



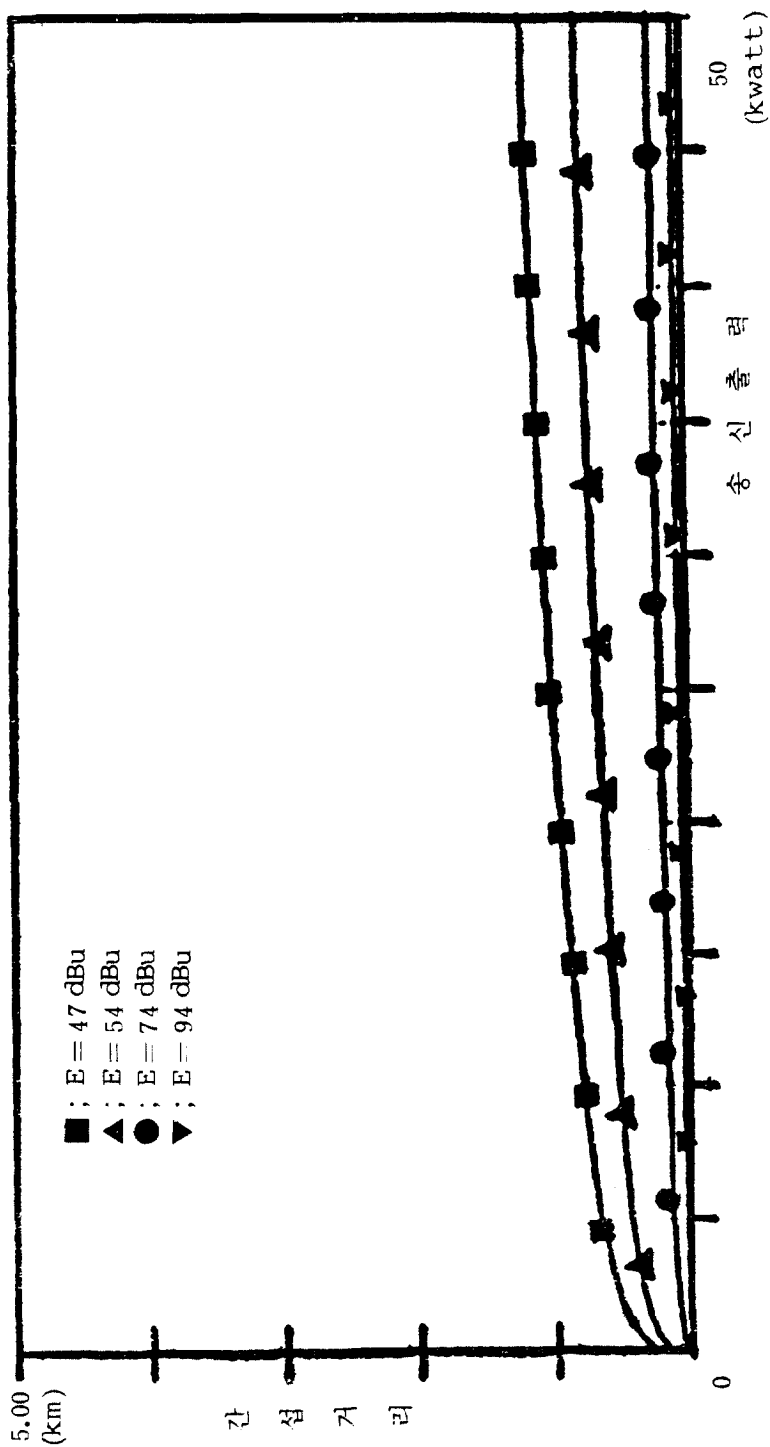
(b) $H_t = 10\text{ft}$, $H_r = 30\text{ft}$ 일때

<그림 3.12> 계속



(c) $H_t = 3.3\text{ft}$, $H_r = 30\text{ft}$ 일때

<그림 3.12> 계속



(d) $H_t = 30\text{ft}$, $H_r = 3\text{ft}$ 일때

<그림 3.12> 계속

제 4 절 데이터 신호 간섭 해석

FH 대역확산 통신이 TV 채널에 간섭을 일으키는 정도는 TV 수신기와 의 거리와 FH 대역확산 통신의 송신출력에 의해 크게 영향을 받는다. 즉 FH 대역확산 통신의 송신출력이 감소하면 그에 따라 SNR이 감소하지만 반면에 TV의 SNR은 상대적으로 증가한다. 그러므로 간섭을 최소한 줄이기 위하여는 FH 대역확산 통신의 SNR을 감소시킬 수 있으나 이로 인한 FH 대역확산 통신간의 성능변화를 고찰하여야 한다. 이를 위해 여기서는 FH 대역확산 통신의 SNR과 bit error 확률의 관계를 변조방식과 jamming 상태에 의해 유도한다.

먼저 FH 대역확산 통신의 SNR은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$SNR = E_b / N_0 = S T / N_0 = (S / N) (W / R) \quad (3-32)$$

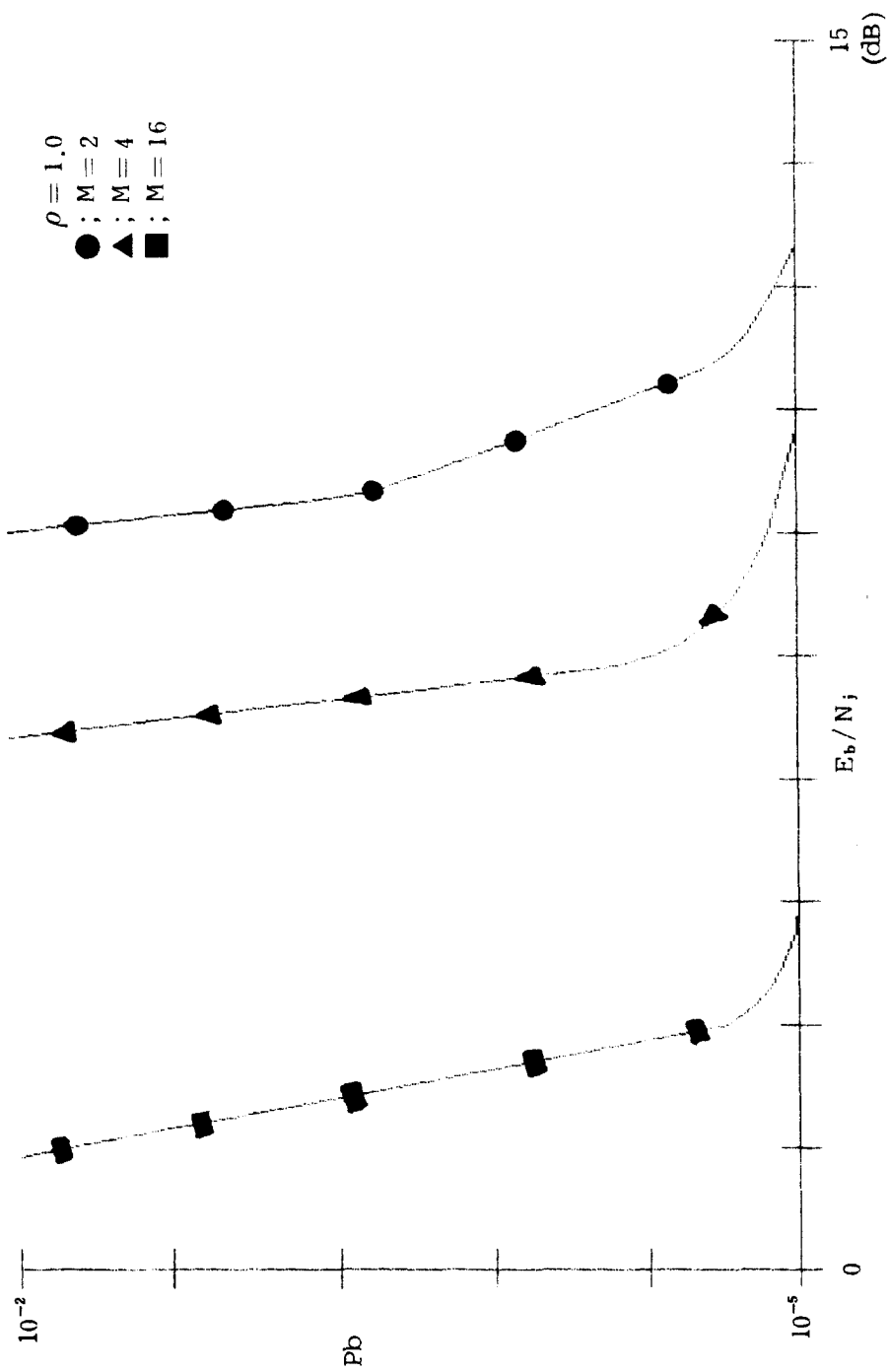
여기서 S는 평균 신호전력, T는 bit time duration이며 잡음전력 $N = N_0 W$, $R = 1 / T$ 로 쓸 수 있다.

FH 대역확산 통신에서 symbol error 확률은

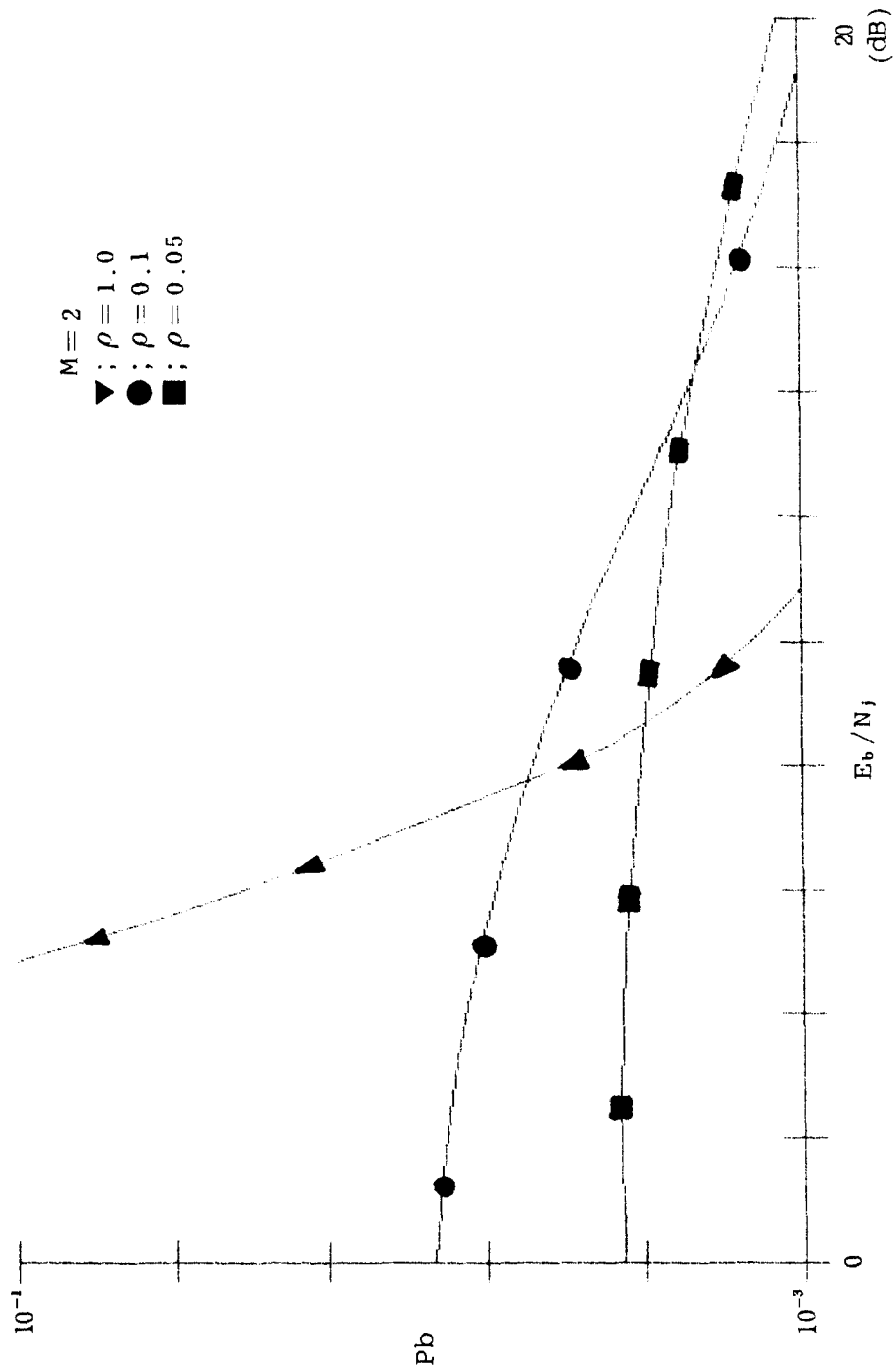
$$P_s = \frac{1}{M} \sum_{i=2}^M (-1)^{i-1} \left(\frac{M}{i} \right) \exp^{-(E_s / N_j)(1-1/i)} \quad (3-33)$$

$$P_b = \frac{1}{2(M-1)} P_s \quad (3-34)$$

이며 bit error의 확률은



<그림 3.13> M 값에 따르는 SNR 과 P_b 의 관계



<그림 3.14> ρ 값에 따르는 SNR 과 P_b 와의 관계

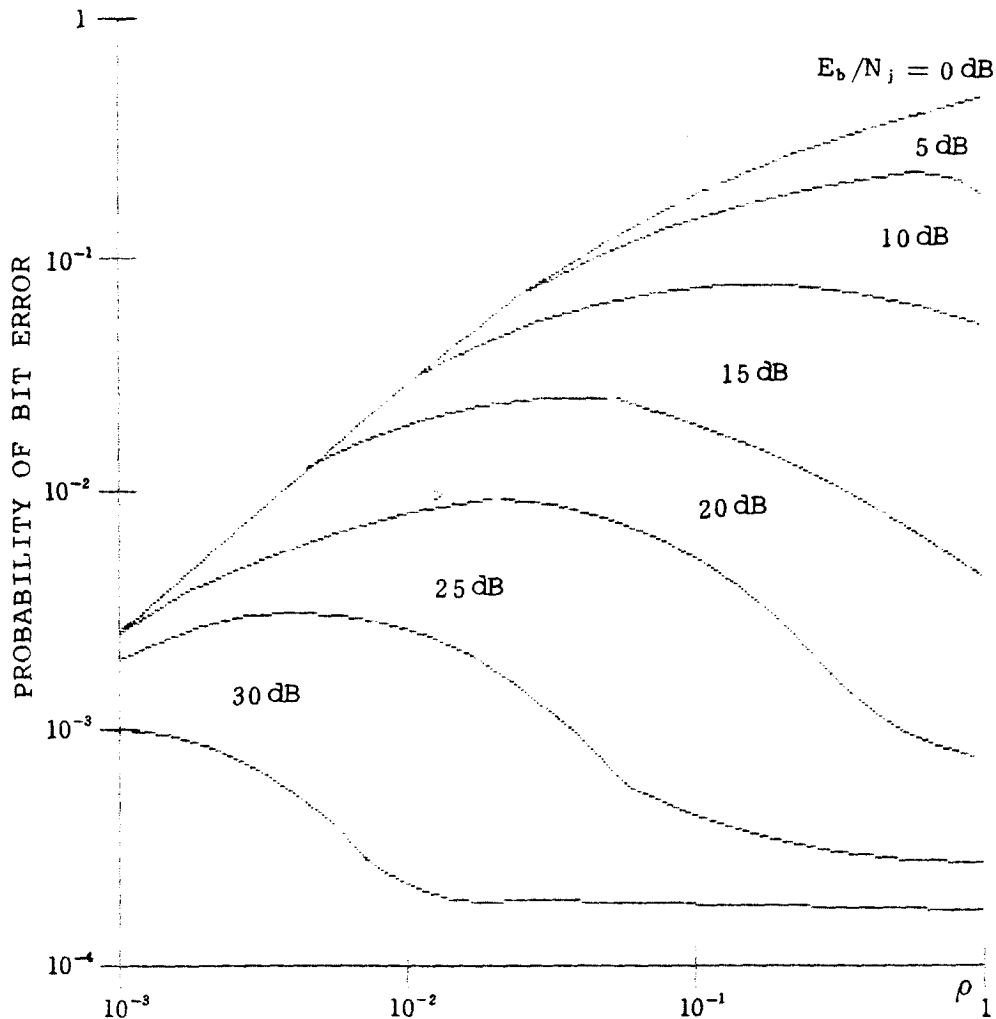
$$P_b = \frac{\rho}{2(M-1)} \sum_{i=2}^M (-1)^i \binom{M}{i} \exp\left[\left(\frac{-KE_b}{N_j}\right)\left(1 - \frac{1}{i}\right)\right] \quad (3-35)$$

이며, BPSK의 경우 $M=2$ 이다. ($0 < \rho < 1$)

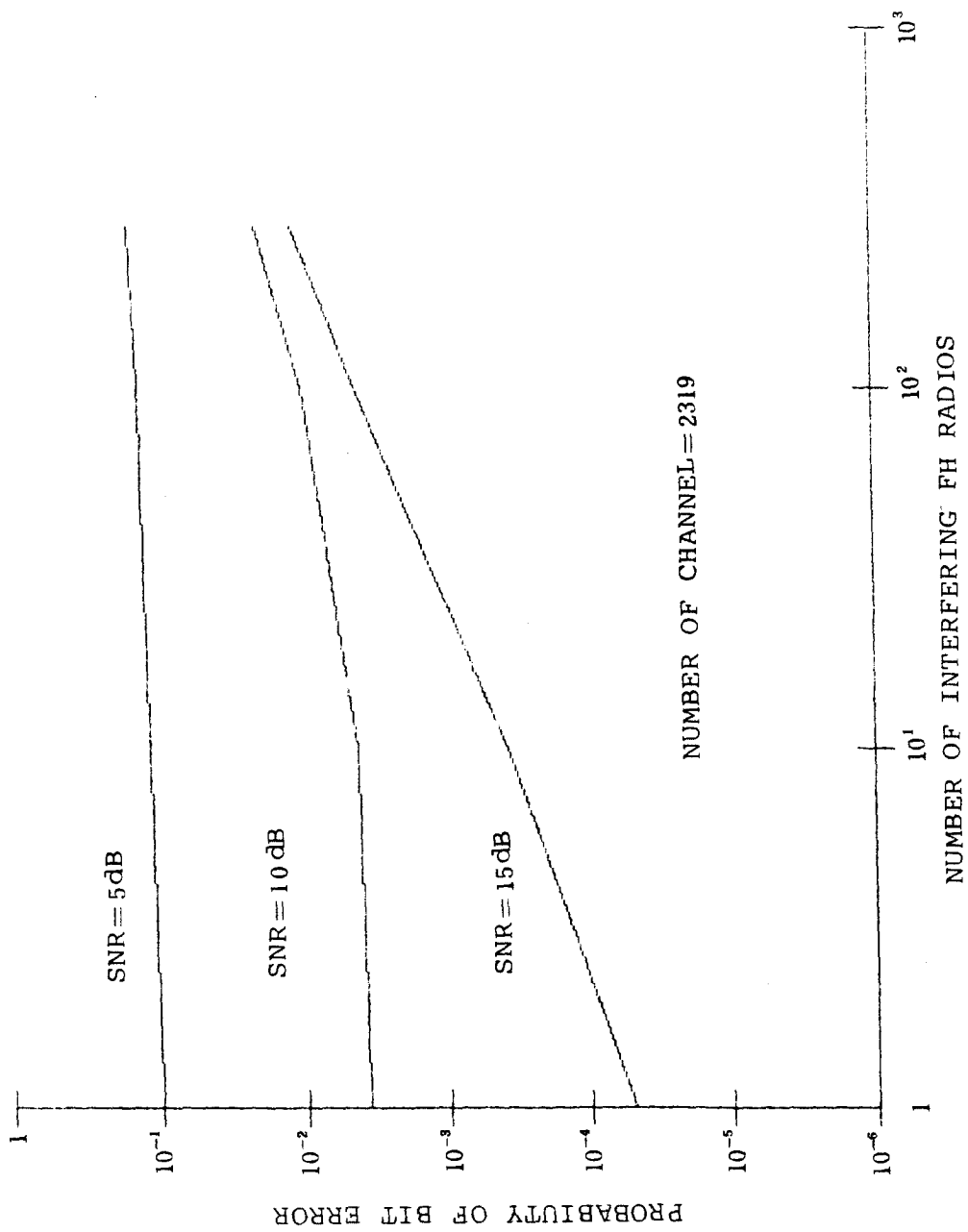
위의 식 (3-35)에서 ρ 는 전체의 확산대역 W_{ss} 에서 jamming된 대역의 비율이며, 이때 jamming된 대역 $W_j = \rho W_{ss}$ 이다. 즉 $\rho=1$ 일 때는 broad band noise jamming 상태로서 효율적인 error 확률을 유지할 수 있으나 값이 감소함에 따라 partial band jamming 상태로 된다.

<그림 3.13>는 partial band noise 상태 ($\rho=1$)의 M-ary FSK에서 M이 2, 4, 16 일때의 E_b/N_j 와 P_b 의 관계를 나타낸 것으로 M 값이 클수록 같은 E_b/N_j 값에서 낮은 bit error 확률을 유지함을 알 수 있다. <그림 3.14>은 ρ 값이 1, 0.1, 0.05 일때 E_b/N_j 와 P_b 의 관계를 나타낸 것으로 broad band noise jamming 상태에서보다 partial band jamming 상태에서 더 높은 E_b/N_j 를 요함을 알 수 있다. <그림 3.15>는 방해전력 N_j 를 변화시켰을 때 방해대역의 비 ρ 에 따른 BER을 계산하여 나타내었으며 방해전력과 방해대역이 클수록 BER이 현저히 나빠짐을 볼 수 있다. <그림 3.16>에서는 음성신호에 대한 SNR의 변화 즉 감도가 변할 때 부분대역 및 전대역 방해에 대한 BER을 나타내었다. <그림 3.17>은 사용된 채널수가 2319 이고 거리가 2Km에서 8Km까지 변할 때 방해대역에 대한 BER을 계산한 것이며 이는 거리가 멀어지면 수신 SNR이 감소하여 <그림 3.16>과 같은 결과를 얻을 수 있다.

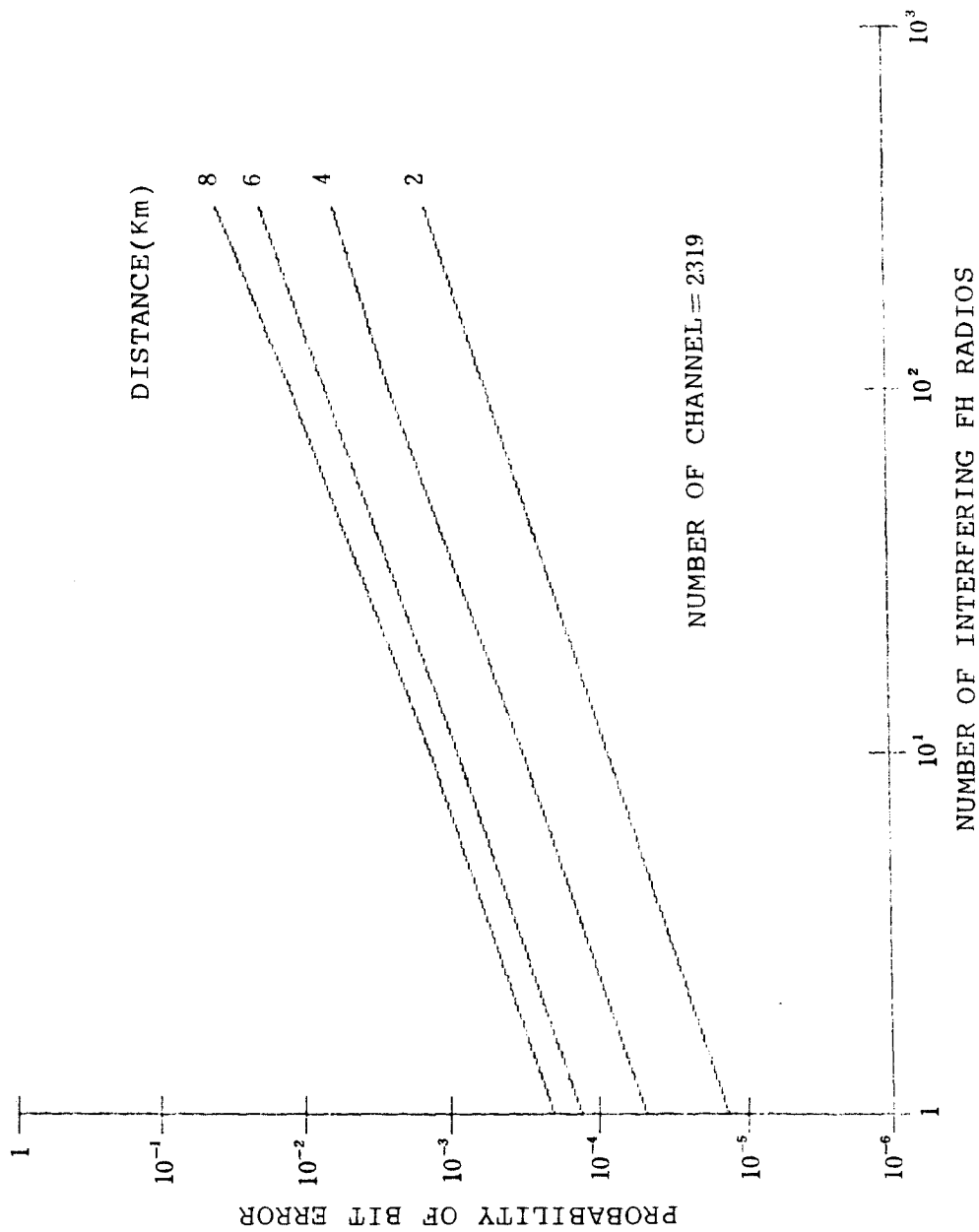
다음은 bit interleaving이라는 방법을 이용하여 데이터를 송수신할 때 결과를 simulation하여 비교하였는데 <그림 3.18>과 <그림 3.19>를 비교하여 보면 방해가 없을 때는 bit interleaving이 별로 효과가 없으며 방해대역이 크면 클수록 bit interleaving의 효과가 드러난다. 즉 $\rho = 0.025$ 일때는 10dB 정도이며 $\rho = 0.01$ 과 0.005 일때는 15dB 정도의 이득이 있음을 알 수 있다. 즉 bit interleaving을 하면 현저히 BER을 개선할 수 있음을 simulation으로 증명하였다.



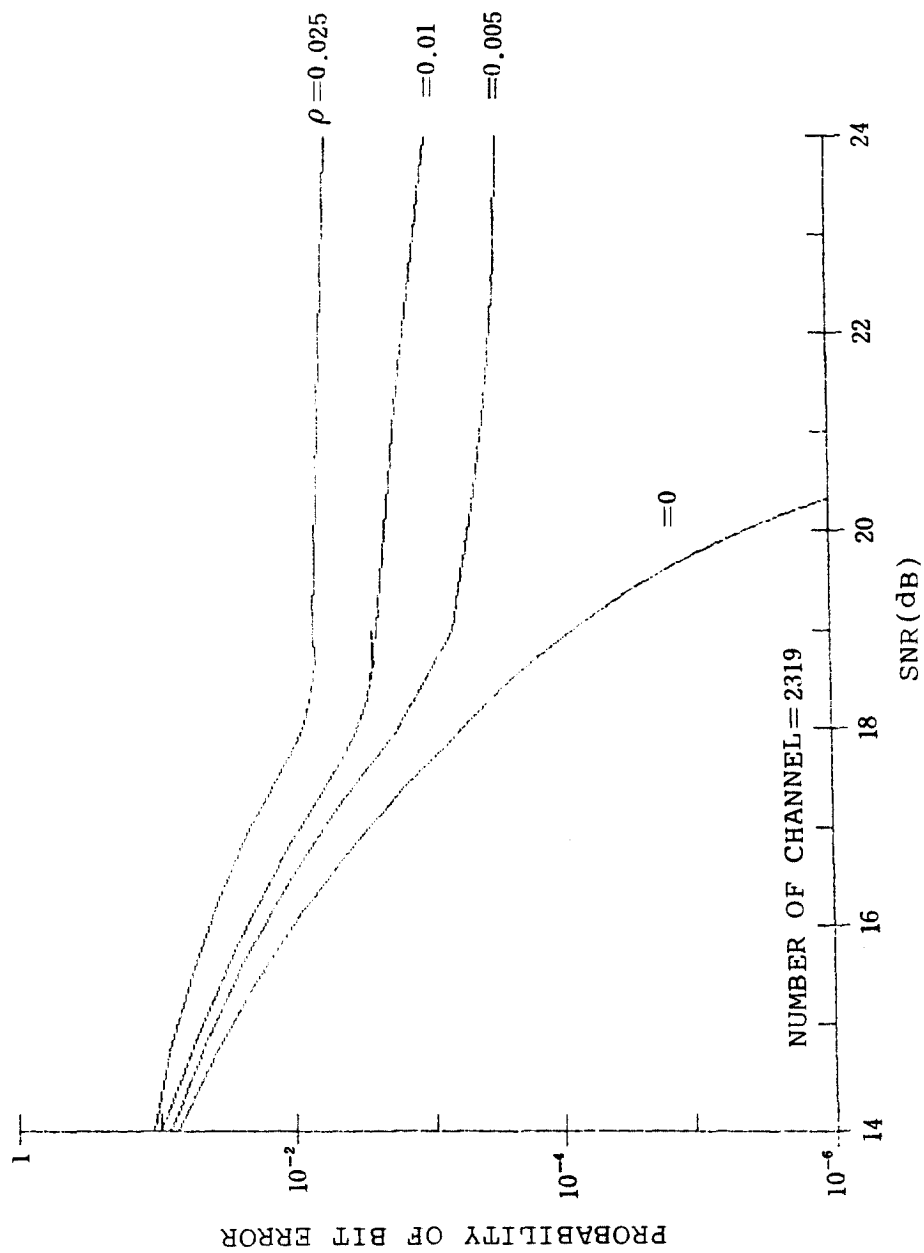
<그림 3.15> E_b/N_j 에 따른 ρ 와 BER의 관계



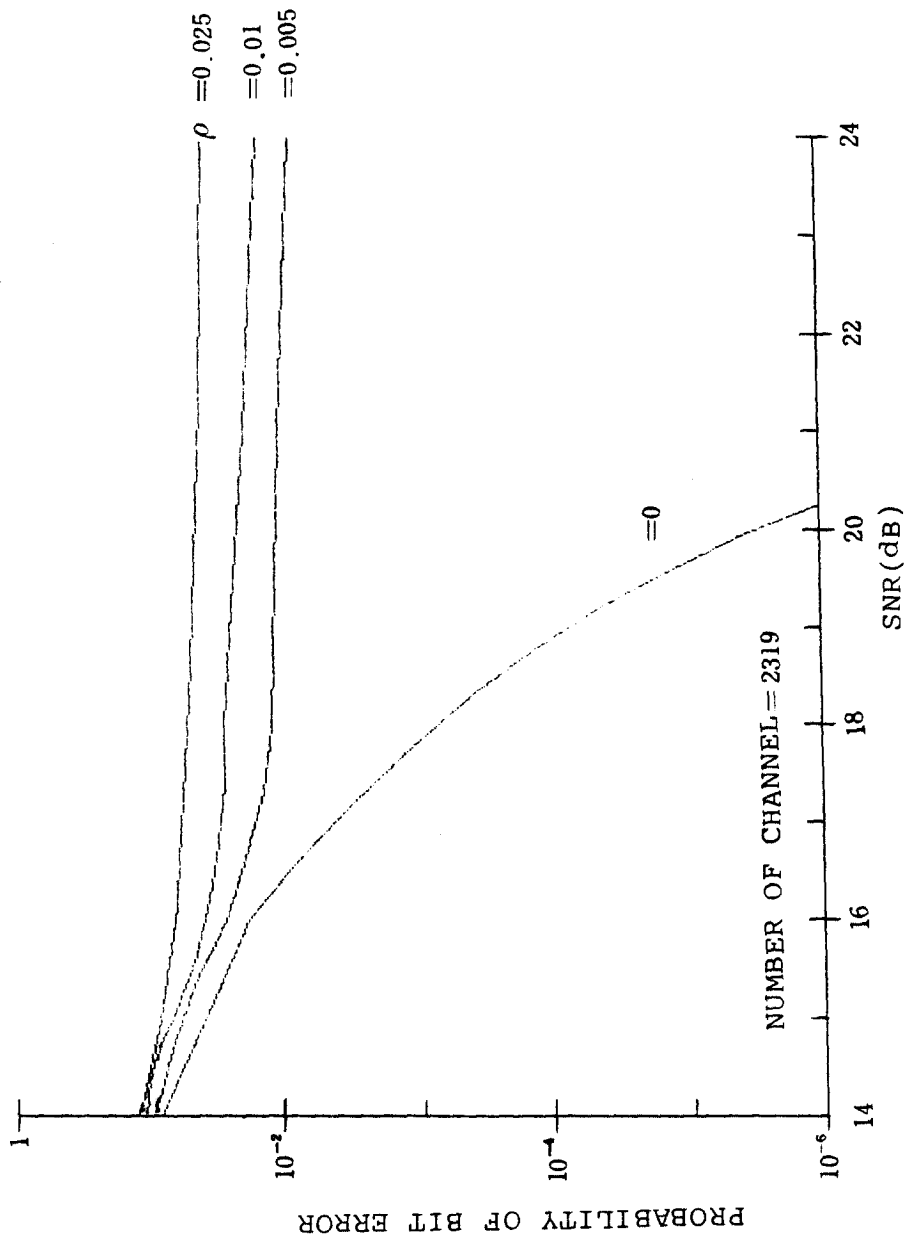
<그림 3.16> SNR에 따른 BER



<그림 3.17> 수신 FH 무전기와 송신 FH 무전기간의 거리에 따른 BER



<그림 3.18> Bit interleaving이 있을 때 Bit error probability



<그림 3.19> Bit interleaving이 없을 때 Bit error probability

제 4 장 실험 및 결과고찰

제 1 절 FH 대역확산 통신장비의 특성

본 실험에 사용된 FH 대역확산 장비로서 partial band hopping 장비의 특성은 전체대역 30-88 MHz 에서 도약대역범위 6.4 MHz 로 9 개의 도약대역을 갖는 부분도약방식을 사용하며, 25 KHz 의 channel spacing 으로 2319 개의 채널을 갖는다. 그리고 출력은 10mW-3W의 범위에서 선택하여 사용할 수 있다.

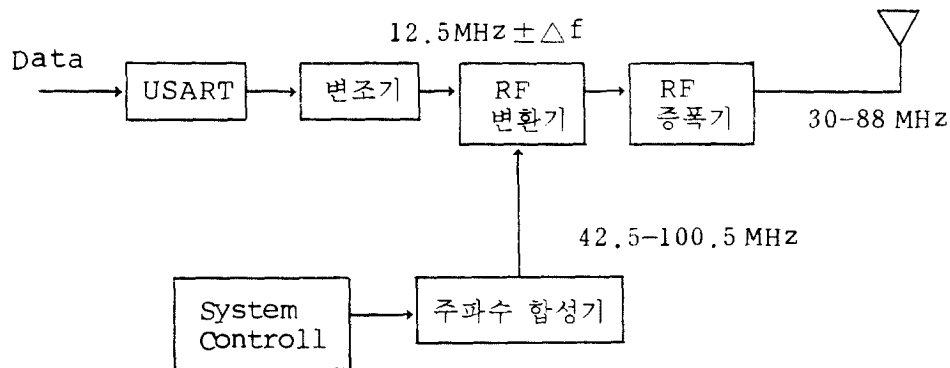
Full band hopping 장비의 특성은 도약대역이 30-88 MHz 전체를 차지하고 있으며 임의의 원하는 대역에서 partial band hopping 이 가능하다. channel spacing 은 25 KHz 로서 2319 개의 채널을 가지고 사용가능한 출력은 50mW, 5W, 50W 이다.

위의 두 장비 모두는 slow FH 방식을 사용하고 있으며 디지털 데이터 전송능력은 16Kbps 이다. 실제로 사용된 system 의 계통도는 <그림 4.1>과 같다.

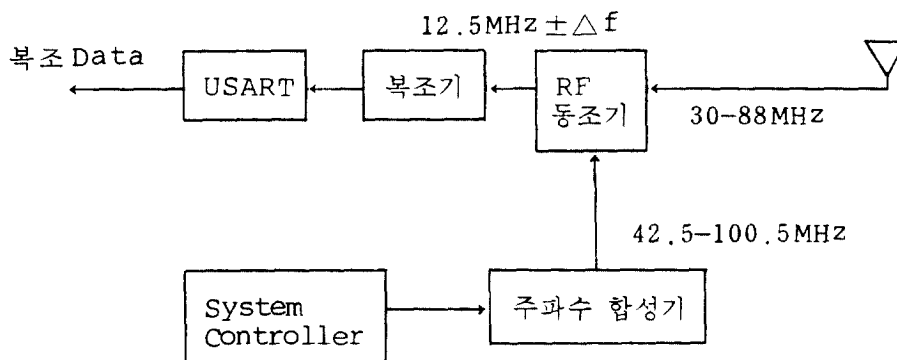
본 실험에서는 안테나의 영향을 배제하고 수신단에 수신된 신호와 간섭 신호의 차이에 의한 영향만을 고려하였으나 실제로 안테나의 특성은 신호의 전송과정의 경로손실에 중요한 영향을 미치므로 실험에 사용된 안테나의 특성을 살펴보면 <표 4.1>과 같다. 여기서 안테나 이득 측정시 접지조건은 3m×3m의 접지판을 사용한 것으로 실제 차량에서는 접지조건이 상이할 수 있으며, 이득 측정시보다 더 나빠질 수 있다. 따라서 실제 상황에서는 더 많은 전력이 유기될 수 있다.

그러므로 미국 ITT사 안테나의 경우 계산값인 $-12\text{dB} \sim -17\text{dB}$ 보다 약 2dB 정도 많은 $-10\text{dB} \sim -15\text{dB}$ 정도로 경로 손실이 있다고 가정할 수 있다.

1) 송 신 기



2) 수 신 기



<그림 4.1> System 구성도

<표 4.1> 실험에 사용된 안테나 이득 및 경로 손실

Freq' (MHz)	dB/Monopole	dBi	-dBc (경로 손실)
30	-7.5	-5.5	16.6
40	-5.3	-3.3	14.8
50	-4.1	-2.1	14.2
60	-3.0	-1.0	13.6
70	-2.2	-0.2	13.3
80	-1.35	+0.65	12.7
90	-0.75	+1.25	12.3

제 2 절 음성신호의 간섭

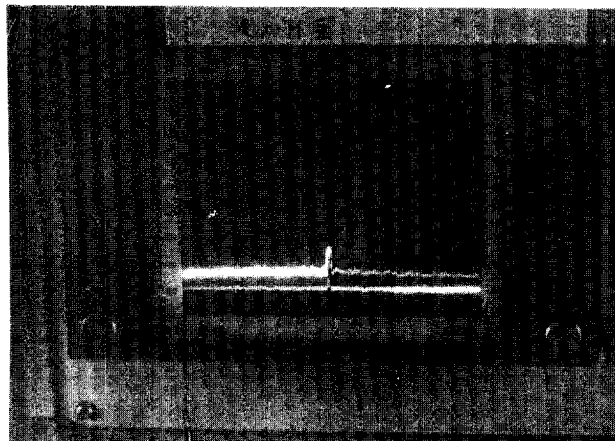
본 실험에서 기존의 음성채널로는 30-88MHz의 도약대역중 77MHz에서 대역폭 25KHz를 사용하였으며 <그림 4.2>에는 이때 수신되는 신호전력을 나타내고 있다. 송수신 거리 약 5Km에서 송신출력은 5 Watt이었으며 수신단에 수신된 신호 전력은 약 -64dBm을 나타내고 있다.

실험에서 음성채널과 FH 대역확산 채널의 간섭은 두 주파수가 hitting 할 때 발생하는 것으로 하여 그때의 음성신호 전력과 FH 간섭신호 전력을 비교함으로써 간섭 정도를 분석하였다.

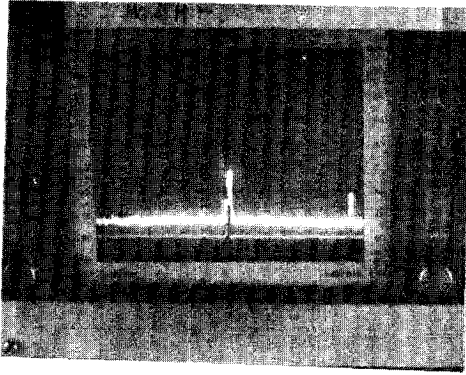
먼저 <그림 4.3>의 (a)는 FH 주파수가 77.20MHz에서 수신전력 -5 dBm으로 음성반송 주파수와 hitting 할 때의 사진으로 실제 수신

된 음성 신호에 이러한 hitting으로 인한 잡음이 섞여 있었다. <그림 4.3>의 (b)는 주파수 도약대역 68-72MHz에서 FH 대역확산 통신을 수행함으로써 원래의 음성 반송주파수는 이러한 도약주파수에 의해 가려져 버렸으며 위와 같은 결과를 가져왔다. <그림 4.3>의 (c)는 도약대역 60-80MHz에서, 그리고 <그림 4.3>의 (d)는 30-88MHz에서 각각 FH 대역확산 통신을 수행할 때의 사진으로 주파수 도약대역에 관계없이 같은 잡음을 발생시켰다.

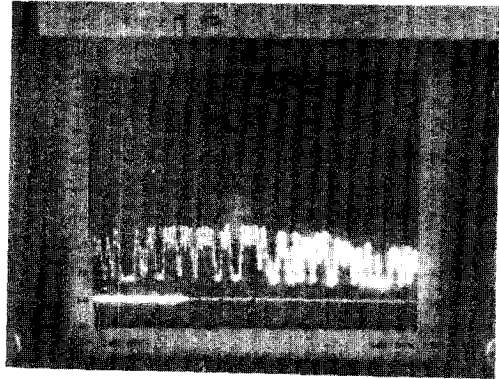
음성신호의 경우 FH 간섭신호로 인하여 잡음은 발생하지만 송수신이 가능한 한계점을 규정지을 수는 없으므로 통상 송수신에 필요한 최소 SNR 값을 유지할 수 있는 범위에서 송신출력과 거리의 관계를 고려하여야 함을 알 수 있다.



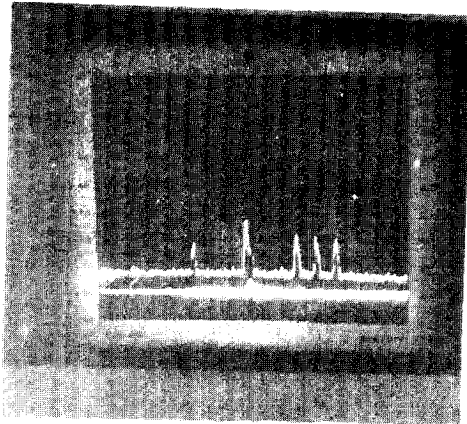
<그림 4.2> 고정 음성채널의 스펙트럼 분포



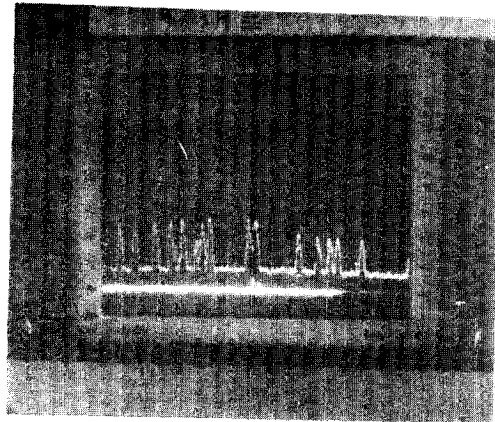
(a)



(b)



(c)



(d)

<그림 4.3> 음성신호의 간섭실험

제 3 절 영상신호의 간섭실험

먼저 partial band hopping에 대한 실험으로 동일대역에서 텔레비전의 채널은 48-60MHz 대역을 사용하였으며, 특히 영상신호는 현재의 채널 2인 AFKN 신호를 대상으로 하였다.

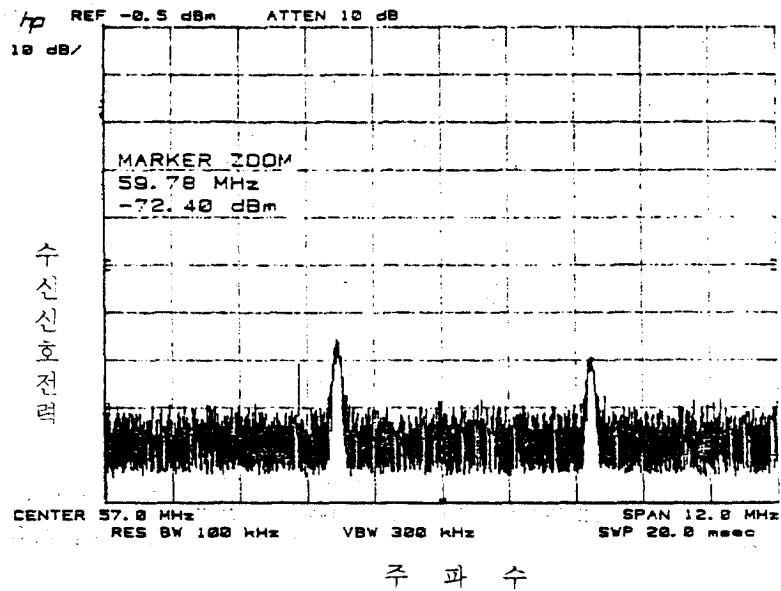
수신된 텔레비전 신호전력은 수신 안테나의 높이, 이득, 그리고 지형의 특성에 따라 달라지므로 여기서는 평탄한 지형에서 TV 신호의 간섭이 있을 때 spectrum analyzer에 수신된 각각의 신호전력의 변화와 그때의 텔레비전 영상의 상태를 관찰하였다.

<그림 4.4>는 FH 신호의 간섭이 없을 때의 텔레비전 채널 2의 스펙트럼이며, <그림 4.5>는 주파수 49.2-55.6MHz에서 주파수도약을 하였을 때의 스펙트럼 분포를 보였으나 이때 주파수도약 후 약간의 잡음이 첨가된 상태를 나타내고 있다.

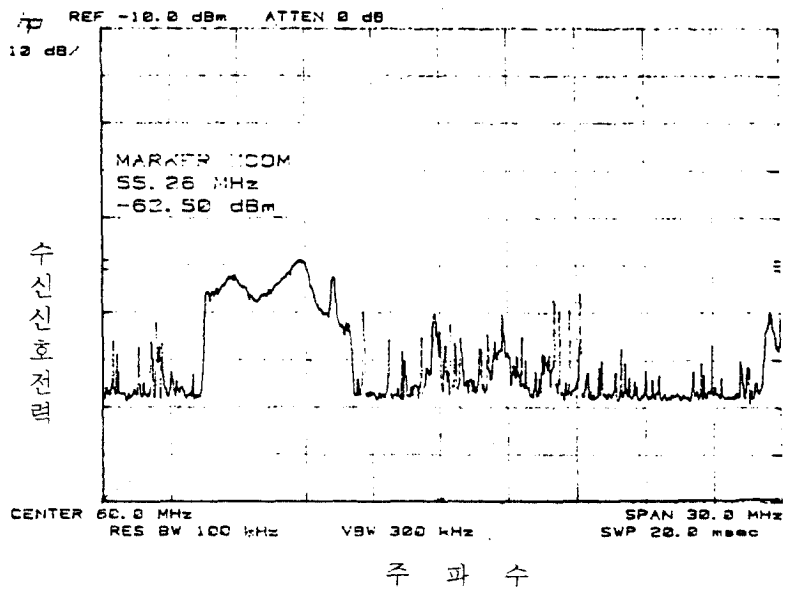
<그림 4.6>에서 <그림 4.11>까지의 그림은 거리와 FH 송신출력을 변화시켜가며 그때의 스펙트럼 분포를 보였으며, <그림 4.12>에 그때의 TV 화면을 보였다.

그리고 full band hopping에 대한 실험은 TV의 실험대역을 채널 5인 76-82MHz를 사용하였다. 이때는 위 실험에서 간섭을 초래하지 않는 TV 영상신호 level과 FH 간섭신호 level의 차에 대하여 full band에서도 적용이 가능한가에 중점을 두어 관찰하였다. <그림 4.13>에 그때의 주파수 스펙트럼과 TV 화면을 나타내었으며 partial band hopping에서와 같은 영향을 받음을 알 수 있었다.

<그림 4.6>의 (a)는 텔레비전 안테나와 FH 송신기와의 거리가 50m



<그림 4.4> 채널 2 의 스펙트럼분포



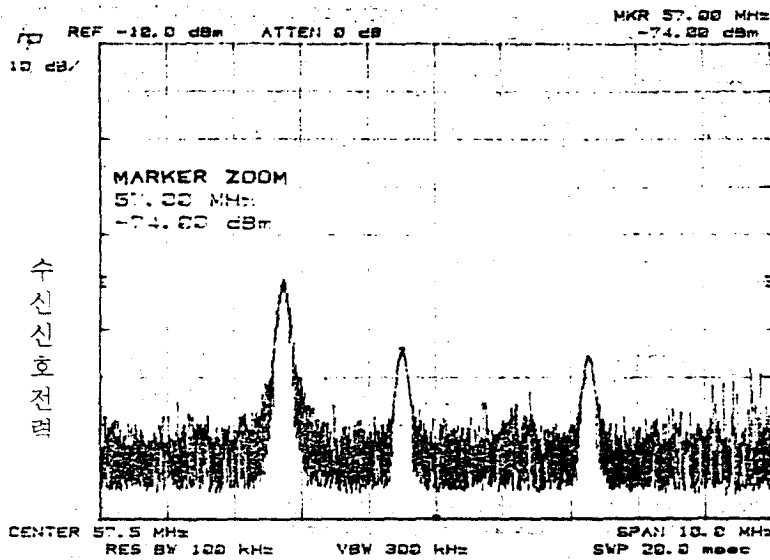
<그림 4.5> 주파수도약시의 스펙트럼

이고 송신출력 40mW일때 주파수도약 직전의 주파수 스펙트럼으로 REFERENCE LEVEL -10dBm에서 수신된 간섭신호 전력이 -74dBm을 나타내고 있다. (b)는 FH 중에 화면을 정지시킨 것으로 도약대역인 55.6-62.0MHz 대역에서 도약패턴을 보이고 있다. 이 대역에서 TV 음성 반송신호는 FH 신호에 의해 사라졌고 영상 반송신호의 상반부만 나타나고 있으며 이때의 텔레비전 화면인 <그림 4.12>의 (a)에서 볼 수 있듯이 영상이 전혀 나타나지 않고 있다.

<그림 4.7>은 송신출력 4.2W에서 위의 실험을 반복한 것으로 <그림 4.6>보다 FH 간섭전력이 훨씬 높으며 이때 TV 영상은 물론 음성 신호 역시 심한 간섭을 받았다. <그림 4.8>은 송수신 거리 500m에서 송신출력 4.2W로 위의 실험을 반복한 것으로 이때의 수신된 간섭신호 전력은 -73dBm을 나타내고 텔레비전 화면은 <그림 4.12>의 (c)와 같이 영상은 나타났으나 계속 심한 간섭을 받고 있음을 알 수 있었다. <그림 4.9>는 거리 1Km, 송신출력 4.2W에서 실험한 것으로 (a)의 수신된 FH 간섭신호전력은 -81.7dBm이며, (b)에서는 TV영상과 음성 반송신호의 일부가 나타나고 있다. 이때는 <그림 4.12>의 (d)와 같이 TV 영상은 나타났으나 간섭의 영향은 계속되었다.

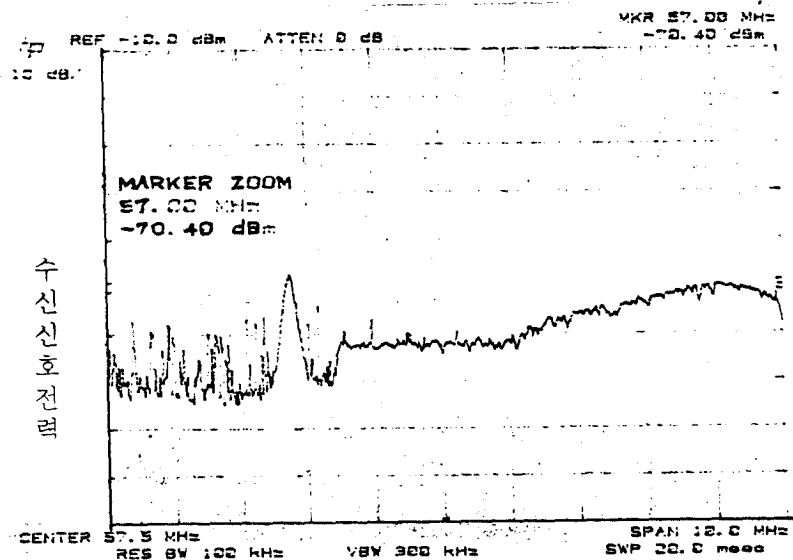
<그림 4.10>은 거리 2Km, 송신출력 4.2W에서 실험한 것으로 수신 FH 간섭신호는 -84.5dBm이었으며 시각적으로 느낄 수 있을 정도의 TV 영상에 대한 간섭은 거의 없었다.

<그림 4.11>은 거리 3Km, 송신출력 4.2W로서 텔레비전영상에 미치는 간섭의 영향은 <그림 4.12>의 (f)와 같이 완전히 없어졌음을 관찰할 수 있었다.



주파수

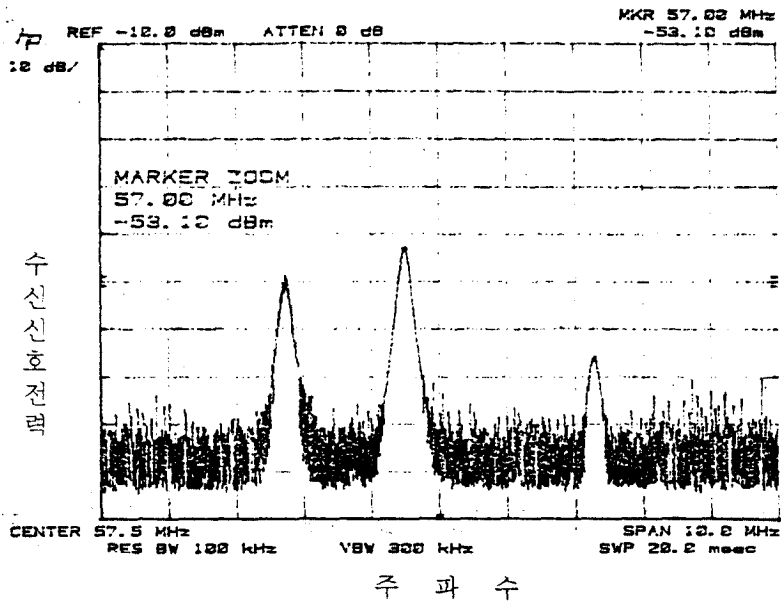
(a)



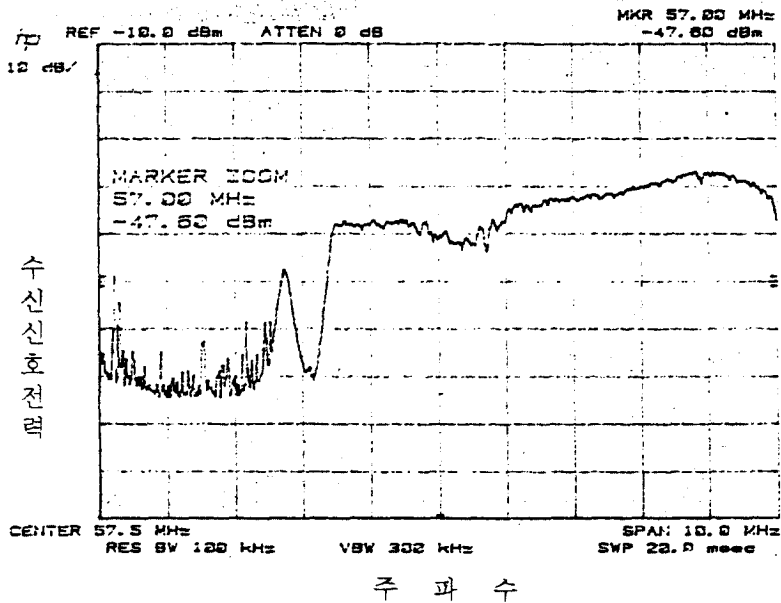
주파수

(b)

<그림 4.6> 거리 50m, FH 송신출력 40mW 에서의 간섭 스펙트럼

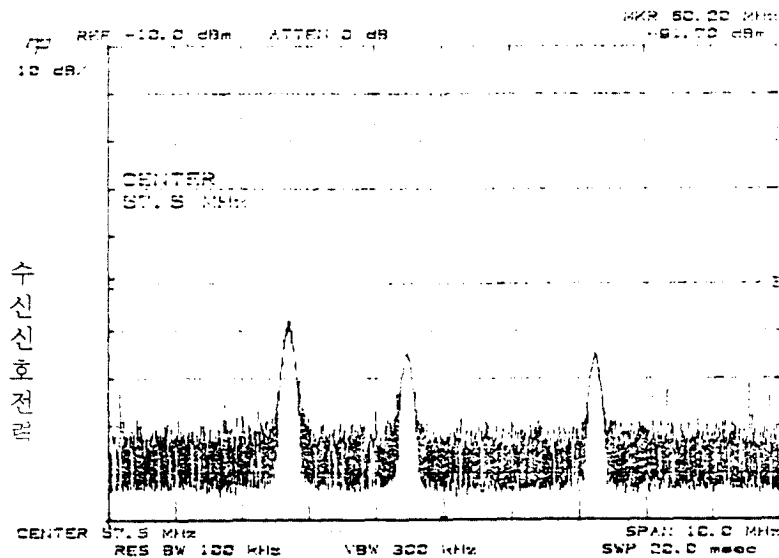


(a)



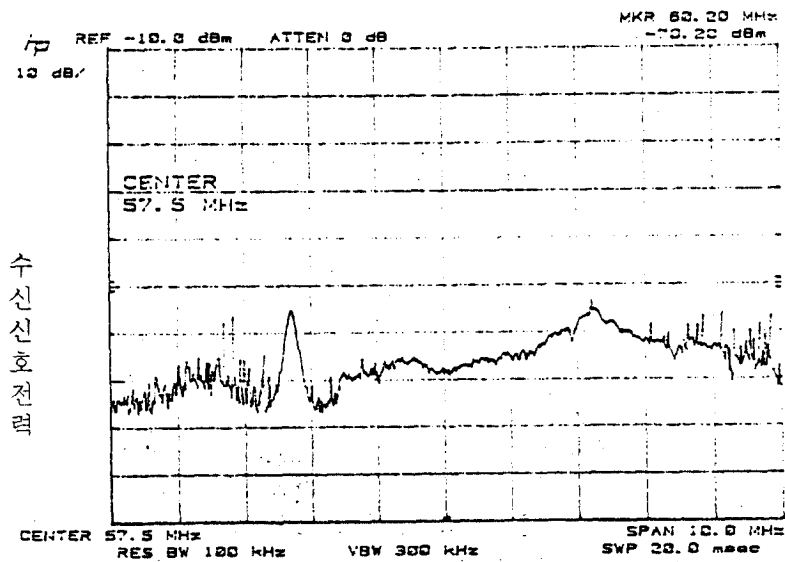
(b)

<그림 4.7> 거리 50m, FH 송신출력 4.2W에서의 간섭 스펙트럼



주 파 수

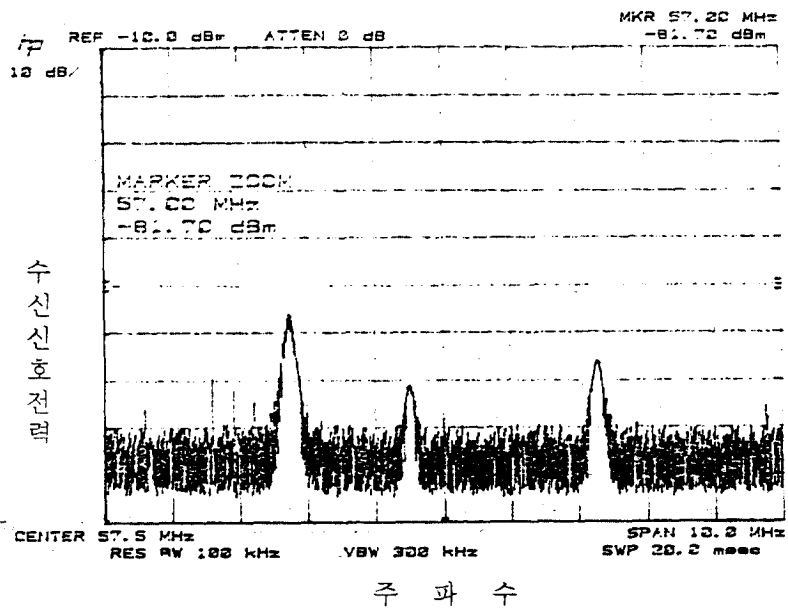
(a)



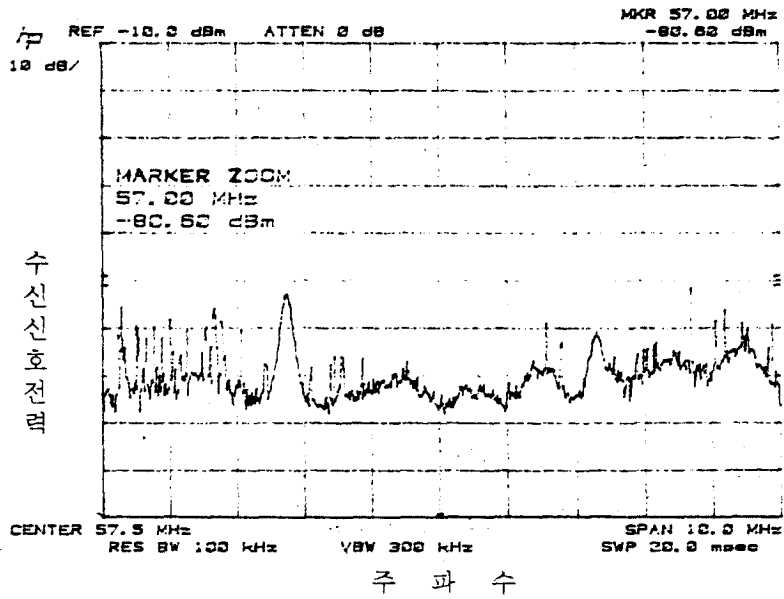
주 파 수

(b)

<그림 4.8> 거리 500m, FH 송신출력 4.2W에서의 간섭 스펙트럼

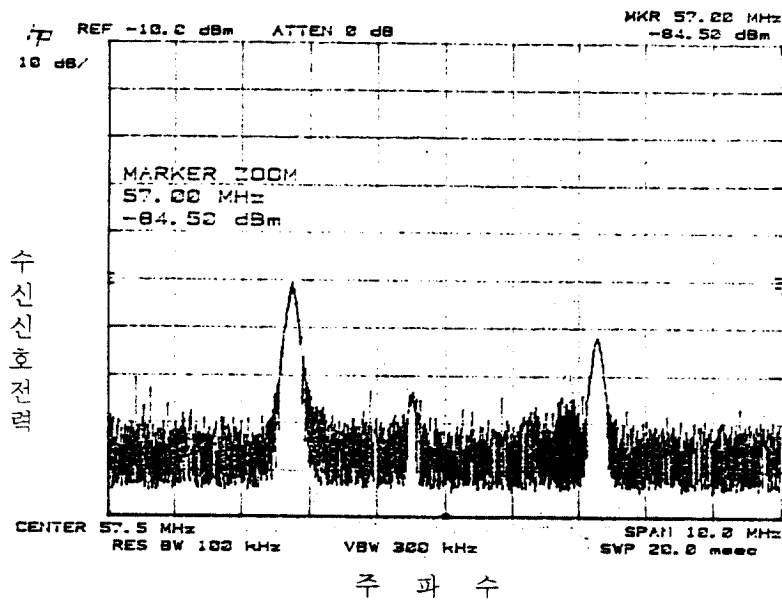


(a)

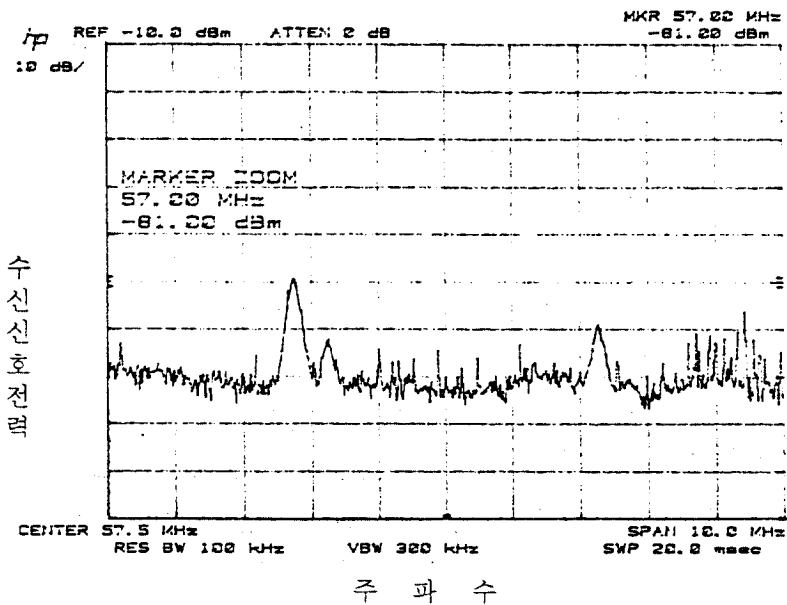


(b)

<그림 4.9> 거리 1Km, FH 송신출력 4.2W에서의 간섭 스펙트럼

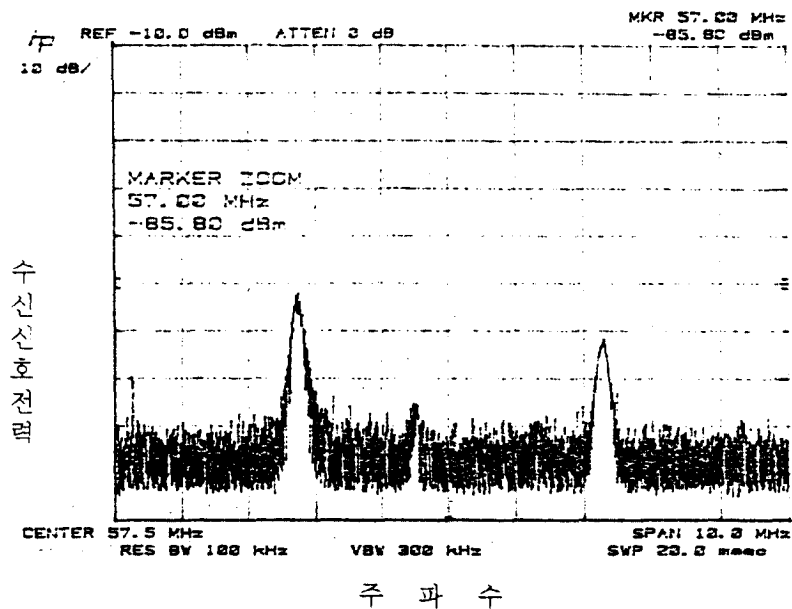


(a)

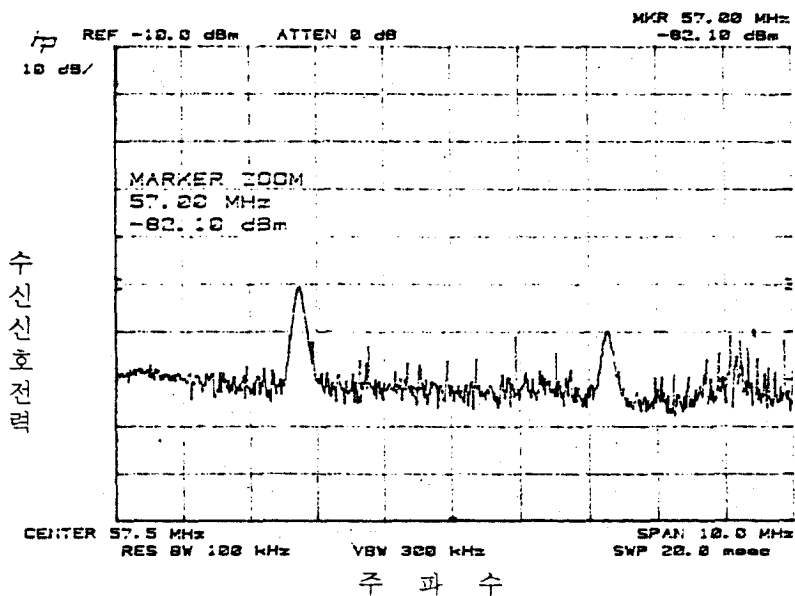


(b)

<그림 4.10> 거리 2Km, FH 송신출력 4.2W에서의 간섭 스펙트럼



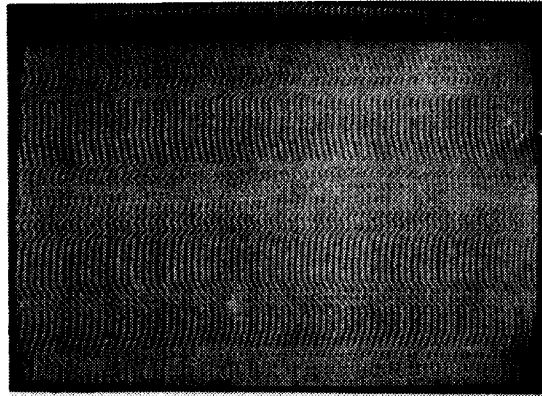
(a)



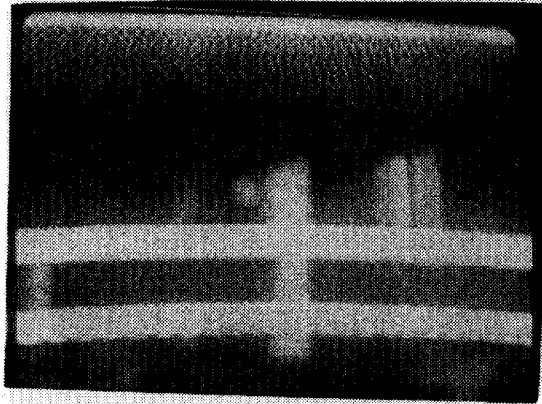
(b)

<그림 4.11> 거리 3Km, FH 송신출력 4.2W에서의 간섭 스펙트럼

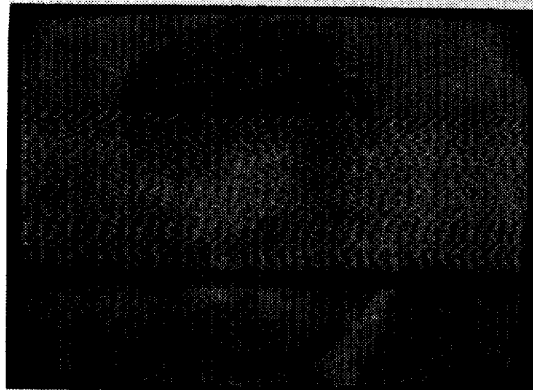
(a) <그림 4.3>의 TV 화면



(b) <그림 4.4>의 TV 화면

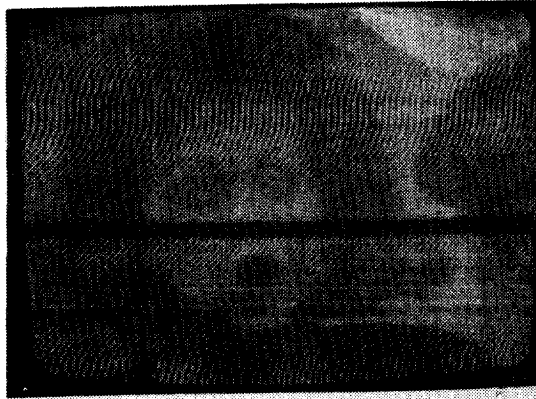


(c) <그림 4.5>의 TV 화면

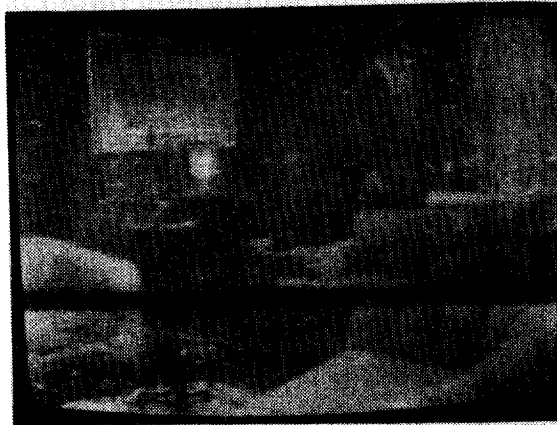


<그림 4.12> 각 실험에 따른 TV 화면

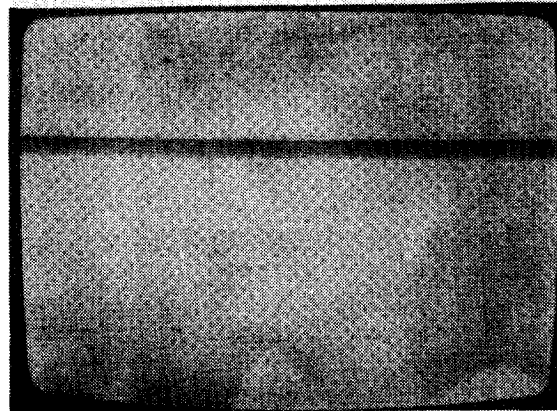
(d) <그림 4.6>의 TV 화면



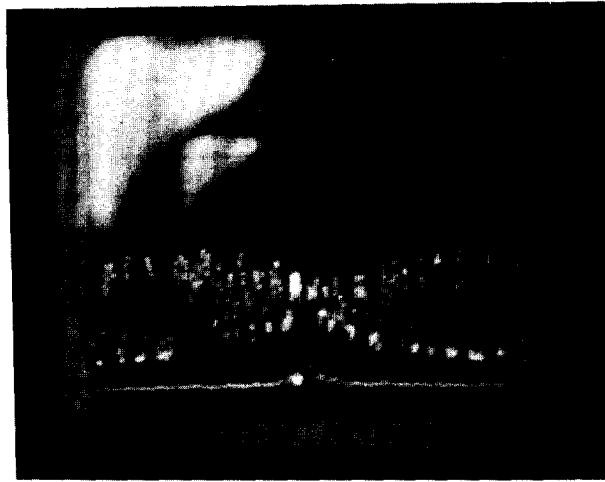
(e) <그림 4.7>의 TV 화면



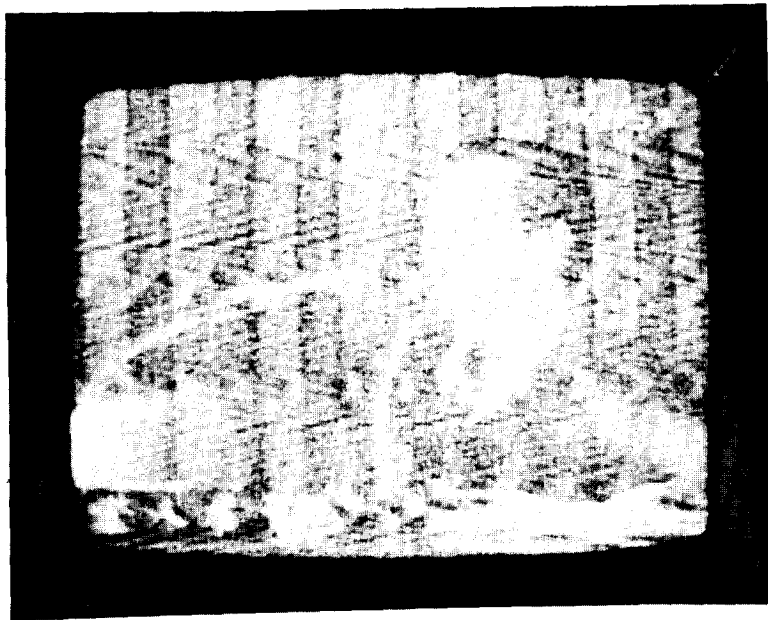
(f) <그림 4.8>의 TV 화면



<그림 4.12> 계속



(a)



(b)

<그림 4.13> Full band 도약시의 간섭영향

위의 실험에서 FH 간섭신호의 전력과 텔레비전 영상신호의 전력이 약 23.5dB 이상의 차이가 날 때 텔레비전 화면은 전혀 간섭을 받지 않음을 알 수 있다.

<표 4.2>는 본 논문에서의 실험결과 간섭정도에 따른 TV 화면의 찌그러짐 정도를 표로써 나타낸 것이다.

<표 4.2> 간섭 신호전력에 따른 TV 영상 상태

거 리	유 효 송 신 전 력	수신 FH 간섭신호 전력	TV 영상의 화질
50 m	40 mW	- 74 dB	화상이 완전 소멸
	4.2 W	- 53.10 dBm	화상이 완전 소멸
500 m	40 mW	noise level	양 호
	4.2 W	- 73 dBm	화상이 완전 소멸
1 Km	4.2 W	- 81.70 dBm	다소 찌그러짐
2 Km	4.2 W	84.50 dBm	양 호

*** 이때의 영상 반송주파수는 59.78MHz 에서 -61 dBm 을 나타내고, 음성 신호는 55.26 MHz 에서 -75 dBm 을 나타내었음.

제 4 절 데이터 신호의 간섭실험

데이터 전송 무선채널을 FH 대역확산 통신과 공유함으로써 데이터 전송에 미치는 간섭의 영향은 다른 채널에 비해 민감하며, 실험에 있어 데이터 전송 system의 특성이 실험의 결과를 크게 좌우한다. 본 실험에서는 무선 데이터 전송 시스템으로 군용 무선전송 장치를

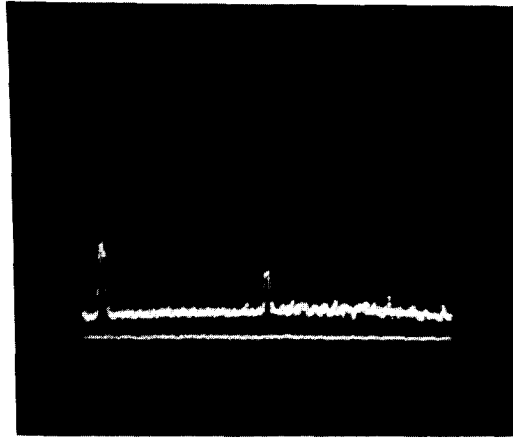
사용하였으며 데이터 전송채널로 71MHz를 사용하였다. <그림 4.14>의 (a)는 그때의 스펙트럼 분포를 나타내고 있다.

그리고 FH 대역확산 통신을 주파수 도약대역 68-72MHz에서 수행하였을 때의 주파수 hitting 현상을 (b)에 나타내었다. (c)는 FH 대역확산 통신의 주파수 도약대역을 30-80MHz로 하였을 때 스펙트럼 분포를 나타낸 것이다.

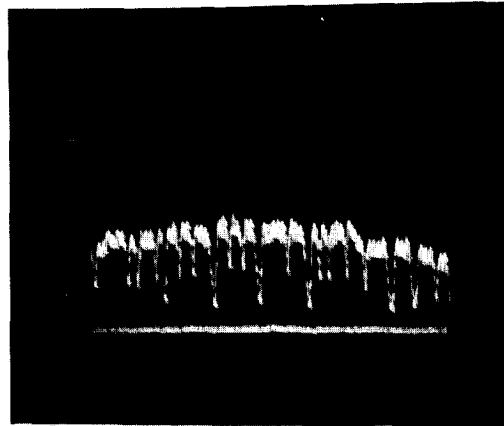
본 실험에서는 위의 그림에서 알 수 있듯이 상당히 높은 간섭신호가 hitting하고 있음에도 불구하고 실제로 데이터전송상의 error는 발생하지 않았다. 이는 실험에 사용된 장비의 bit rate가 상당히 낮아서 데이터 전송시 bit interleaving을 하는 장비를 이용하였기 때문이다.

또 FH 장비간의 DATA 송수신 시험을 하였으며 수신감도에 따른 BER은 <그림 4.15>에 나타내었으며 그때 Partial band Jammer와 Single tone Jammer에 대한 실험결과가 <그림 4.16>과 <그림 4.17>에 나타내었다.

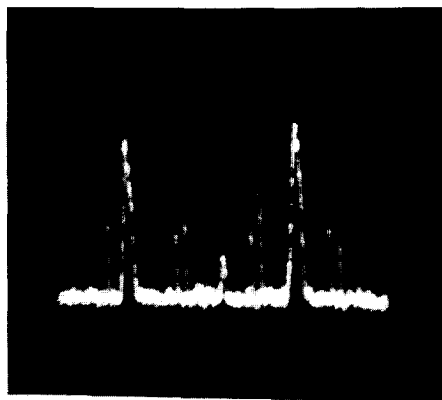
고정 Channel을 이용한 Data 실험은 현재의 Data 장비중 실험에 사용할 수 있는 장비가 없기 때문에 FH 장비간의 Data 실험으로 추정한다.



(a)

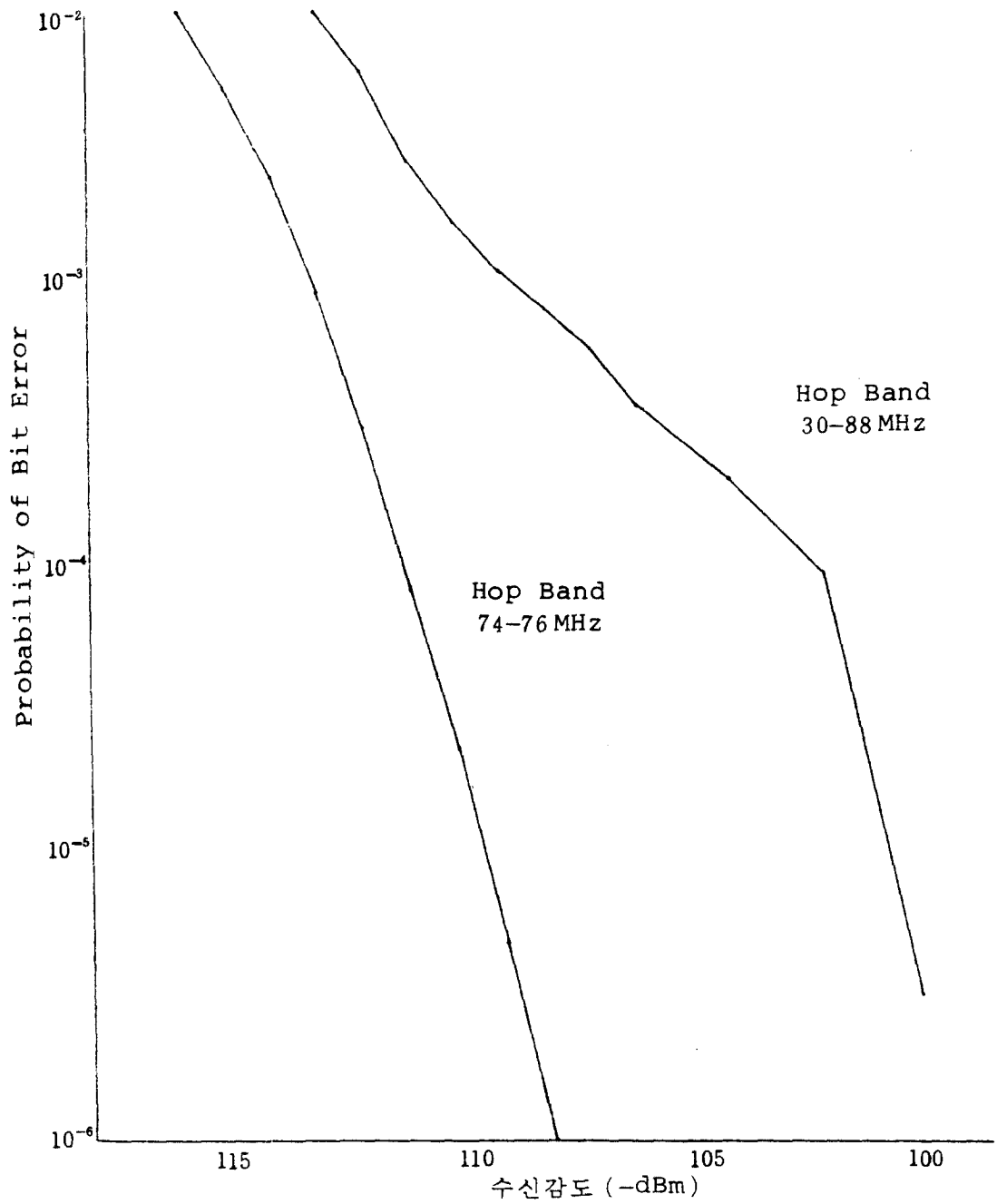


(b)

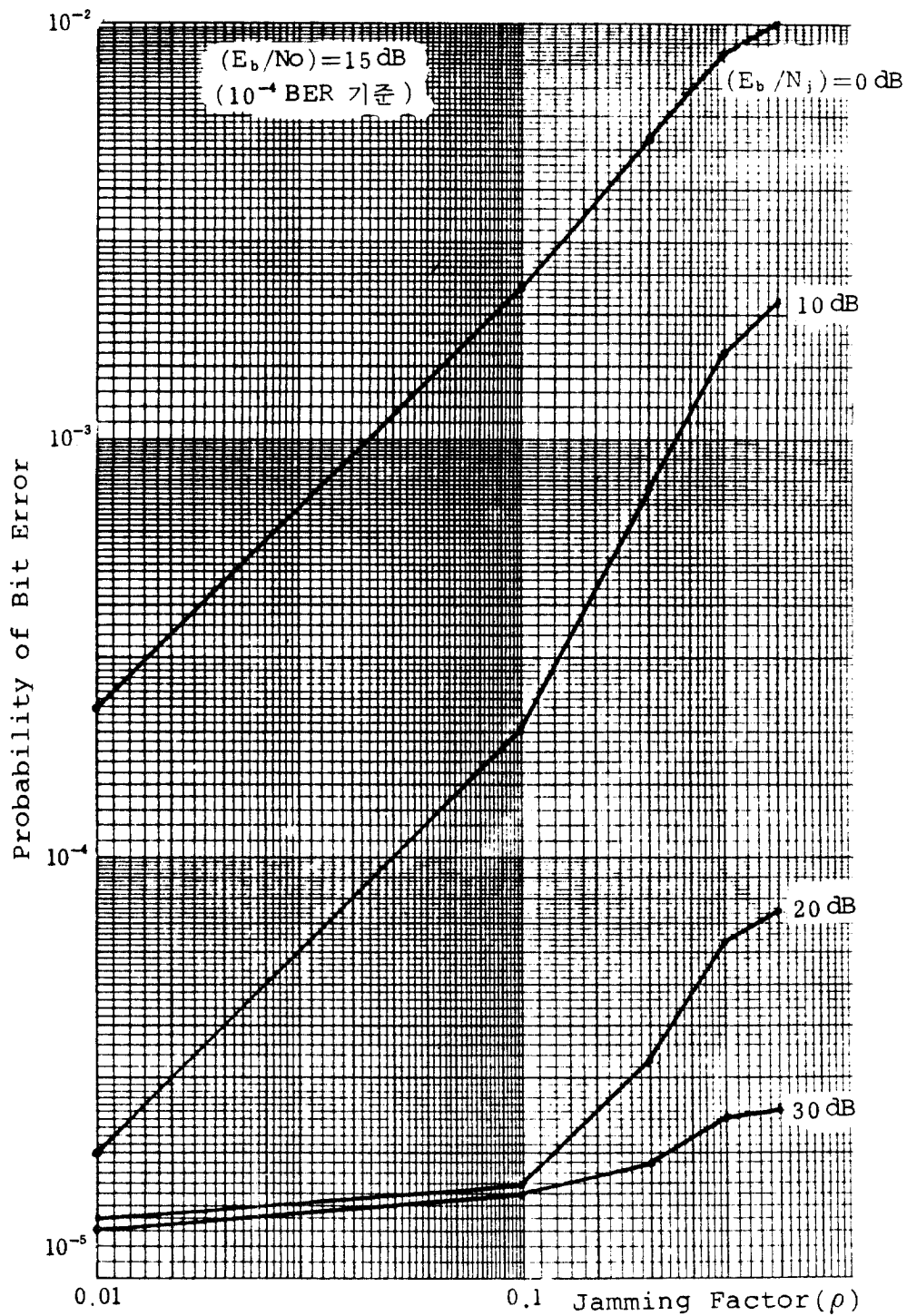


(c)

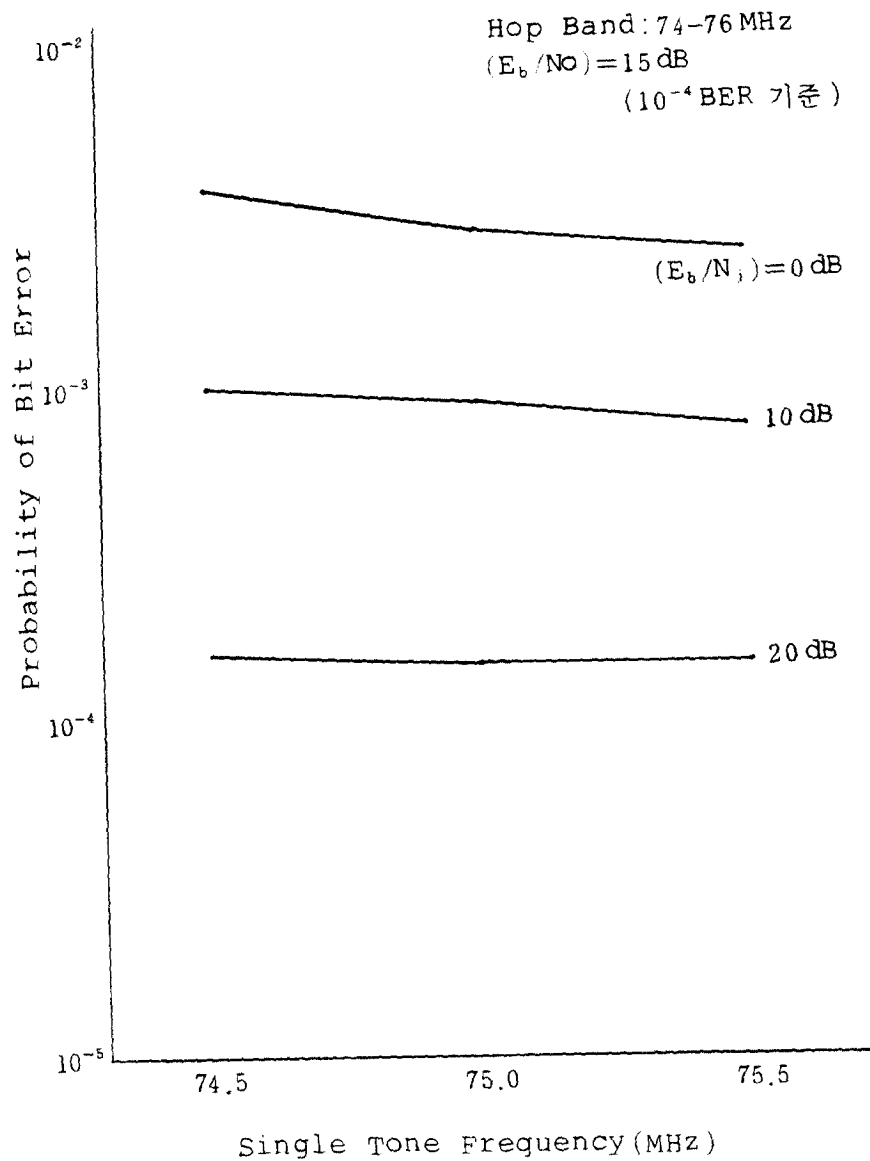
<그림 4.14> 데이터 신호의 간섭실험



<그림 4.15> Jamming 없을 때 수신감도에 따른 BEP



<그림 4.16> Partial band Jammer에 따른 BEP



<그림 4.17> Single tone Jamming에 대한 BEP

제 5 절 결과 고찰

(1) 음성신호의 간섭실험

고정 음성채널에 미치는 FH 대역확산 신호의 간섭영향은 system의 주파수 선택도와 감감도에 의하여 크게 달라지나 일반적으로 고정 시스템과 도약 시스템의 공존을 위하여는 양 시스템 사이의 거리와 주파수 이격문제로 국한된다. 즉 거리와 송신출력에 관계없이 주파수를 운용하기 위해서는 주파수 도약시스템의 주파수운용이 뒤따라야 하겠다. 또 이론적으로 FSK에서 jamming에 대한 원하는 신호의 BEP가 <그림 3.6>에 나타나 있듯이 같은 주파대역에 대한 jamming power는 제거할 수가 없으므로 이러한 간섭신호 전력은 송신출력과 거리의 관계를 고려하여 현행 10dB의 SNR을 유지하는 범위에서 조절할 수 있어야 하겠다.

다음으로는 주파수도약 시스템에서 간섭을 피하기 위하여 금지대역을 설정 운용할 수 있는 방법이 있겠다.

(2) 영상신호의 간섭실험

본 논문에서의 실험결과 동일 대역에서 FH 대역확산 통신을 할 경우 <그림 4.6>과 같은 심한 간섭에서 부터 <그림 4.11>과 같은 미약한 간섭에 이르기까지 그 영향은 TV 화면에 심각한 영향을 주었다.

FH 대역확산 통신이 TV 채널과 주파수 공용을 하면서 간섭을 일으키지 않기 위하여는 두 신호 level의 차가 23.5dBm 이상을 유지해야 하며 이를 위해 앞에서 고찰한 최소 간섭거리를 유지해야함

을 알 수 있다. 그리고 TV 신호를 임의의 값으로 고정했을 때 FH 대역확산 간섭신호가 감소하면 그에따라 SNR 역시 감소하지만, 반면에 TV 신호전력의 SNR은 상대적으로 증가한다. 즉 TV 신호전력 level 보다 FH 대역확산 간섭신호의 level 이 23.5dBm 이상 아래 위치할 때는 TV 영상은 전혀 간섭을 받지 않았지만 FH 대역확산 통신의 특성상 최소 SNR을 유지해야 하므로 FH 대역확산 통신이 가능한 범위에서 이러한 최소 SNR을 감소시킬 수 있어야 하겠다.

<표 4.3>는 3장에서 유도한 간섭을 최소화 하기 위한 이론적 실험치로써 전계강도를 4 단계로 구분하였을 때 TV 신호의 각각의 전계강도에서 FH 송신출력에 따라 TV와의 간섭을 피하기 위해 유지해야할 최소 간섭거리이다.

<표 4.3> FH 송신출력과 TV 전계강도에 따른 간섭거리

전 계 강도구분	전 계 세 기	거 리 (TV의 송수신 거리)	FH 송신출력별 간섭거리		
			50 W	5 W	50 mW
강 전 계	50mV이상(94dBu)	10 Km 이 내	320m	180m	60m
중 전 계	5-50mV (74-94dBu)	10-25 Km	1Km	580m	180m
약 전 계	0.5-5mV(54-74dBu)	25-60Km	3.2Km	1.8Km	580m
미 전 계	0.5mV 이하	60 Km 이 상			

*** FH 송신 안테나 높이와 TV의 수신 안테나 높이는 30 FT이며 FH 송신출력별 간섭거리는 TV에 간섭을 주지않기 위해 FH 송신기가 TV와 최소한 떨어져야할 거리를 말한다.

(3) 데이터신호의 간섭

본 실험에서는 높은 FH 간섭신호가 hitting하고 있음에도 전혀 error가 발생하지 않았으므로 다른 데이터 전송시스템에 대한 실험이 필요하겠으나 데이터 전송채널과의 간섭에 대한 고정 채널의 데이터 전송속도와 FH 대역확산 통신의 정보 전송속도의 관계에 의하여 error 발생확률이 달라짐을 알 수 있었다. 즉 고정 데이터 전송 채널의 수신신호보다 높은 간섭신호가 hitting 하더라도 데이터를 bit interleaving에 의해 전송할 경우 정상적인 데이터의 전송이 가능함을 알 수 있었다.

제 5 장 결 론

본 연구에서 제안한 고정 무선채널에서 FH 대역확산 통신을 위한 주파수 양립성에 대한 고찰은 VHF 대역중 30-88MHz 에서 동일 주파수대역을 사용함으로써 발생하는 간섭현상을 조사하여 최소화 시키는 데 목적이 있으며, 또한 FH 대역확산 장비를 사용함에 있어 이러한 제안을 참조할 수 있도록 하였다.

FH 대역확산 통신을 함으로써 발생하는 간섭현상은 기존의 무선통신에서 더 큰 영향을 주며, 특히 데이터와 영상신호를 전송하는 주파수 대역에서는 그 영향이 심각함을 알 수 있었다. 따라서 본 논문에서 연구대상인 고정 채널과의 간섭 정도를 관찰하기 위하여 고정 채널신호의 전파과정을 통한 전계의 분포와 수신 신호전력의 관계를 유도하였으며, 이때 지형적 요인과 안테나의 높이에 따라 전계강도가 달라지며 그로인해 간섭정도도 달라짐을 알 수 있었다.

주파수 hitting에 의해 발생하는 간섭현상은 그때의 고정 채널을 사용하는 수신기에 수신되는 FH 간섭신호 전력과 고정채널신호 전력의 차이에 따라 그 정도가 달라지며 본 연구에서의 실험결과 음성채널의 경우 최소 SNR을 10dB로 유지할 때 간섭의 영향을 배제할 수 있었으며 TV의 경우 간섭신호와와의 차이가 23.5dBm 이상일 때 간섭을 받지 않음을 알 수 있었다.

그리고 수신되는 FH 대역확산 통신의 간섭신호 전력은 FH 송신기와 고정 무선채널의 수신기의 거리와 FH 송신출력에 따라 달라지므로 이를 제한하므로써 고정 무선채널에 대한 FH 대역확산 통신의 간

섭거리를 구할 수 있었다. 즉 고정 무선채널의 전계강도를 고려하여 FH 송신출력에 따르는 고정 무선채널과의 최소 유지거리를 유지하였을 때 고정 무선채널에 수신되는 간섭신호 전력은 전혀 영향을 미치지 않음을 알 수 있었다.

FH 대역확산 통신과 기존의 무선채널과의 간섭현상은 이러한 결과를 적용하였을 때 간섭에 의한 영향을 제거할 수 있었으며, 이것은 기존의 대역확산통신 장비를 사용할 때 적용될 수 있을 것이다.

앞으로 UHF와 같은 다른 대역을 이용하는 대역확산 통신방식과 기존의 무선 통신과의 간섭현상에 대하여도 계속 연구되어질 것이다.

참 고 문 헌

1. Bernard Sklar, "A Structured Overview of Digital Communications- A Tutorial Review -Part II", IEEE COMMUNICATION MAGAZINE, OCTOBER 1983.
2. H.J.Kochevar, " Spread Spectrum Multiple Access Communications Experiment Through a Satellite ", IEEE Trans. on Communication, Vol. COM-25,NO.8, Aug.1977.
3. M.S.Shipton and R.F.Ormondroyd, " Improvements in use of congested spectrum for landmobil radio service by adoption of bandsharing Spread Spectrum System with TV broadcast channels ", IEE PROC., VOL.128,Pt.F.NO.5,Oct. 1981.
4. S.N.Ahmed and Philip Constantinou, " A Mobil Interference Model into UHF Television Receivers",IEEE Trans. on Vehicular Technology,Vol.VT-32,NO.2,May 1983.
5. Kenneth Bullington, " Radio Propagation at Frequencies Above 30 Megacycles ",Proc.IRE,Vol.35,pp.1122-1136,Oct.1947.
6. Jhon J.Egli, " Radio propagation Above 40 MC Over Irregular Terrain ",PROC.,IRE,June,1957.
7. Marlin P.Ristenbatt and James L.Daws,JR., " Performance Criteria for Spectrum Communication ", IEEE

- Trans.on Communications,Vol.COM-25,NO.8,Aug.1977.
8. Per A.Kullstam, " Spread Spectrum Performance Analysis in Arbitrary interference ", IEEE Trans. on Communications,Vol.COM-25.NO.8,Aug.1977.
 9. P.J.Munday and M.C.Pinches," Jaguar-V frequency-hopping radio system ", PROC.,Vol.129,Pt.F,NO.3, Jun.1982.
 - 10.Robert A.O'connor, " Understanding Television's Grade A and Grade B Service Contours ", IEEE Trans. on BROADCASTING,Vol.BC-14,NO.4,Dec.1968.
 11. F.H.Dickson, J.J.Egli, J.W.Herbstreit and G.S. Wickizer," Large Reductions of VHF Transmission Loss and Fading by the Presence of a Mountain Obstacle in Beyond-Line-of-Sight Paths ",Proc.IRE. Vol.41,pp 967-969,Aug. 1953.
 12. Laurence B.Milstein, "Interference Rejection Techniques in Spread Spectrum Communications ",PROC. of IEEE ,Vol.76,NO.6,Jun.1988.
 13. Robert F. Cleveland," The New FCC Environmental Rule on Radiofrequency and How it affects the Broadcasting,Vol.BC-31,NO.4,Dec.1985.
 14. Steven R. Brenner and Paul J.Fox," The effect of Viewer Behavior Reception and Viewing of UHF Tele-

- vision ",PROC. of IEEE,Vol.70,NO.11,Nov.1982 Donald L.Schilling, Laurence B.Millstein, Raymond L.Pickholtz and R.W.Brown," Optimization of the processing gain of M-ary Direct Sequence Spread Spectrum Communication System ",IEEE Trans. on Communication Vol.8,Aug.1980.
15. Laurence B.Milstein, Raymond L.Pickholtz and Donald L.Schilling," Optimization of the Processing Gain of an FSK-FH System ",IEEE Trans. on Communication,Vol.COM-28,NO.7,Jul.1980.
16. Don J.Torrieri," Frequency Hopping with Multiple Frequency Shift Keying and Hard Decisions ",IEEE Trans. on Communication,Vol.COM-32,NO.5,May 1984.
17. George H.Hagn," VHF Radio system Performance Model of Predicting Communications Operational Ranges in Irregular Terrain ",IEEE Trans. on Communication, Vol.COM-28,NO.9,Sep.1980.
18. Theodor Tamir," On Radio Wave Propagation in Forest Environments ",IEEE Trans. on Antennas Propagat.Vol.AP-15,pp 806-817,Nov.1967.
19. Per K.Enge and Dilip v.Sarwate," Spread Spectrum Multiple-Access Performance of Orthogonal Codes; Linear Receivers ",IEEE Trans. on Communication,

- Vol.COM-35,NO.12,Dec.1987.
20. D J.Torrieri, Principles of Millitary Communication Systems,Artech House,1981.
 21. Charles.Cahn,Donard K.Leimer,Charles L.Marsh, Francis J.Huntowski and Glen D.Larue," Software Implementation of a PN Spread Spectrum Receiver to Accomodate Dynamics ",IEEE Trans. on Communications, Vol.COM-25,NO.8,Aug.1977.
 22. Loh-Ming Li and Laurence B.Milstein," Rejection of Narrow-Band Interference in PN Spread Spectrum Systems Using Transversal Filters ",IEEE Trans. on Communications,Vol.COM-30,NO.5,May 1982.
 23. Laurence B.Milstein and Donard L.Schilling," The Effect of Frequency Selective Fading on Noncoherent FH-FSK System Operating with Partial-Band Tone Interference ",IEEE Trans. on Communications,Vol.COM-30,NO.5,May 1982.
 24. John W.Ketchum and John G.Proakis," Adaptive Algorithms for Estimating and Suppressing Narrow-Band Interference in PN Spread-Spectrum Systems ",IEEE Trans. on Communications,Vol.COM-30,NO.5,May 1982.
 25. Jhong S.Lee,Robert H.French and Leonard E.Miller, " Probability of Error Analyses of a BFSK Frequency

- Hopping System with Diversity Under Partial-Band Jamming Interference. Part I: Performance of Square-Law Linear Combining Soft Decision Receiver ", IEEE Trans. on Communications, Vol.COM-32, NO.6, June.1.
26. R.A.Dillard, " Detectability of Spread Spectrum Signals ", IEEE Trans. Aerosp.Electron.Syst., July 1979.
27. B.K.Levitt, " Effect of Modulation Format and Jamming Spectrum on Direct Sequence Spread Spectrum Systems ", Conf. Rec., IEEE Nat.Telecommunication Conf., 1980.
28. B.K.Holmes and C.C.Chen, " Acquisition Time Performance of PN Spectrum Systems ", IEEE Trans. on Communication, Aug. 1977.
29. W.R.Braun, " Performance Analysis for the Expanding Search PN Acquisition algorithm ", IEEE Trans. on Communication, March 1982.
30. Cooper, G.R. and R.W.Nettleton, " A Spread-Spectrum Technique for High Capacity Mobile Communications", IEEE Trans.Vehic.Tech., Vol.VT-27, Nov. 1978.
31. M.K.Simon, J.K.Omura, Robert A.Scholtz and Barry K. Levitt, Spectrum Communication Vol.2, Computer Science, 1985.

32. C.E.Cook and F.W.Ellesrick, Spread Spectrum Communications, IEEE press 1983.
33. Jerzy Gorski-Popiel, Frequency Synthesis; Techniques and plications, IEEE Press, 1975.
34. Zimmer Peterson, Digital communications and Spread Spectrum Systems, Macmill, 1985.
35. Robert C.Dixon, Spread Spectrum Systems, Wiley-Interscience, 1984.
36. G.R.Cooper, Modern Communication and Spread Spectrum, MacGram-Hill, 1986.
37. Floted M.Gardner, Phaselock Techniques, Wiley-interscience, 1979.
38. Ray H.Pettit, ECH and ECCM Techniques for Digital Communications, Lifetime learning, 1982.
39. J.K.Holmes, Coherent Spread Spectrum Systems, A Wiley-interscience, 1983.
40. H.W.Sams, Reference Data for Radio Engineers, ITT. 1983.
41. 강창언, 신제 통신 공학 개론, 개문사, 1988.