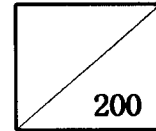


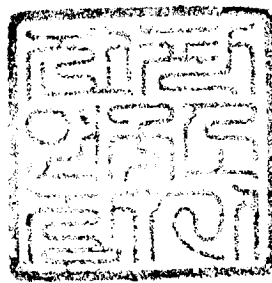
RRL
74-01 0295

관리 번호	
----------	--



GPS 위성에 의한 전리층 전파특성 S/W 개발연구

1994. 1.



주관연구기관 : 전 파 연 구 소
한 국 통 신 학 회

제 출 문

전 파 연 구 소 장 귀하

본 보고서를 “GPS 위성에 의한 전리층 전파특성 S/W 개발연구”에
관한 사업의 최종 연구보고서로 제출합니다.

1994. 1.

연구 책임자 : 강 창 언 (연세대 교수)
연구 원 : 박 성 경 (연세대 박사과정)
 : 배 석 회 (전파연구소 연구원)
 : 박 재 수 (전파연구소 연구원)
연구 보조원 : 정 호 영 (연세대 박사과정)
 : 허 인 (연세대 석사과정)
 : 강 성 진 (연세대 석사과정)

요 약 문

1. 제 목

GPS 위성에 의한 전리층 전파특성 S/W 개발연구

2. 연구의 목적 및 필요성

저궤도 위성인 GPS 위성을 이용하여 지구상 어느곳에서 언제든지 고정밀 3차원의 전천후 실시간 위치 측정 방식인 GPS 위성에 의한 위치 측정시, GPS 위성의 전파가 통과하게 되는 전리층의 변화를 분석하기 위하여 전리층 변동에 따른 현상을 관측하여 GPS 위성에 의한 위치 측정오차와 전리층 변동과의 상관관계를 규명하기 위한 소프트웨어를 개발함을 그 목표로 한다.

이것은 현재 및 앞으로 많은 사용자가 무수히 이용하게 될 GPS 위성에 의한 위치 측정방식의 정밀도를 더욱 증가시키기 위해 필요로 하는 방법이다.

3. 연구의 내용 및 범위

- 1) GPS 위성에 대한 기술자료 확보
- 2) GPS 수신기에 대한 기술자료 확보
- 3) GPS 위성의 전파가 통과하는 전리층의 전파특성에 관한 연구
- 4) 전리층의 변화에 의한 GPS 방식에 의한 위치측정 오차와 전리층 변화와의 상관 관계를 규명하기 위한 소프트웨어 개발
- 5) 개발된 소프트웨어를 임의의 샘플 데이터를 적용하여 성능 분석

4. 연 구 결 과

GPS 위성에 의한 위치측정 오차와 전리층 변화와의 상관관계를 규명하기 위한 소프트웨어를 개발하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 실험한 결과, 실제 실험에 의한 전리층 시간지연과 본 연구에서의 소프트웨어 성능이 근사하게 일치하여 전리층의 특성 변화를 분석 할 수 있었다.



5. 연 구 의 기 대 성 과 및 활 용 방 안

- 1) GPS 위성에 대한 자료 활용
- 2) GPS 수신기에 대한 자료 활용
- 3) 전리층 특성분석에 대한 자료 활용
- 4) 전리층의 시간변화와 GPS 위성에 의한 위치 측정오차와의 관계 자료
분석 활용
- 4) GPS 사용자에게 대한 정밀도 분석 및 향상
- 5) 전리층 변동상태 파악과 전파예보 및 경보 업무 활용

6. 계획 과 실적 의 대비 표

구 분 연구 내용	연 구 기 간 (1993. 4 - 1993. 12)									진도율 (%)
	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
1. GPS 위성에 대한 기술자료 조사										100
2. GPS 수신기에 대한 기술자료 조사										100
3. 전리층에 대한 연구										100
4. 중간보고서 작성										100
5. 전리층 전파특성 분석 S/W개발										100
6. 최종 보고서 작성										100
총 진 도 율	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100

(표시요령)

 당초계획
 진 도

SUMMARY

1. TITLE

A S/W Research of the Ionospheric Time Delay Characteristics for the GPS Satellite

2. RESEARCH OBJECT AND NECESSARITIES

Through the low orbit GPS satellite a 3-dimensional real time position detection can be achieved anywhere. Utilizing the GPS satellite detection values an analysis of the varying characteristics of the ionosphere can be achieved, and by calculating the correlation relationship of the position detection error and the ionospheric time delay characteristics, an advanced software technique can be developed.

3. RESEARCH AREA & RANGE

- ① Confirm Obtaining technical information for the GPS satellite
- ② Confirm Obtaining technical information for the GPS receiver
- ③ Research on the ionospheric time delay characteristics of the GPS satellite
- ④ Software development for defining the correlation between the position detection error and the varying ionospheric time delay characteristic
- ⑤ Testing of the developed software through sample data

4. RESULT OF RESEARCH

Computer simulation of the developed software for defining the correlation between the position detection error and the varying ionospheric time delay characteristics has been proceeded.

The results of simulation reveal the fact that the varying characteristics of the ionosphere nearly match the actual ionospheric time delay characteristics.

5. EXPECTATION AND UTILIZATION OF THE RESEARCH

- ① Utilization of the GPS satellite information
- ② Utilization of the GPS receiver information
- ③ Utilization of the ionospheric time delay characteristics
- ④ Utilizing the information of the time varying ionospheric time delay characteristics, and the GPS satellite position detection error
- ⑤ Improvement and accurate analysis of the GPS users
- ⑥ Utilizing the information for seizing the varying state of the ionosphere, prediction of signals and for alarm usage

차 례

제 1 장 서 론	1
제 2 장 위성을 이용한 위치측정 방식(GPS)	3
제 1 절 개 요	3
제 2 절 GPS 시스템의 동작원리	16
제 3 절 GPS 시스템의 정밀도	55
제 3 장 GPS 시스템의 변조방식	61
제 1 절 대역확산(Spread Spectrum) 통신방식	61
제 2 절 GPS 시스템의 PN 부호 특성	81
제 4 장 전리층에서의 전파전파 특성	97
제 1 절 개 요	97
제 2 절 전리층의 전파전파 특성	102
제 5 장 전리층 전파특성 모델링 및 실험	122
제 1 절 위성채널 모델링의 이론적 고찰	122
제 2 절 전리층 시간지연 알고리즘	133
제 3 절 시스템 구성	150
제 4 절 실험 및 결과 고찰	155
제 6 장 결 론	171
참 고 문 헌	173
부 록	178

제 1 장 서 론

21세기를 향한 오늘날의 세계는 산업화 사회에서 정보화 사회로 전환을 위한 눈부신 발전을 거듭하고 있고, 고도 정보화 시대를 향한 전세계적인 국제 통신 시장의 관심 분야는 해저 광 케이블 도입과 이동통신, 위성통신 기술등으로 정보화 시대를 선도하고 있다. 이러한 발전에 따른 디지털화 추세는 기존의 아날로그 전화시대를 대신하여 증가된 정보처리와 정보유통을 위하여 통신과 컴퓨터 기술이 결합된 종합정보 통신망의 구축과 망의 지능화 등이다. 특히 인공위성을 이용하여 전세계를 단일 통화권으로 하여 모든 정보를 실시간 처리하므로써 전세계의 모든 정보망을 통합하려는 선진국들의 계획은 정보화 사회에 걸맞는 계획이라 하겠다.

오랜 옛날부터 사람들은 하늘의 별을 관측함으로써 자신의 위치를 파악하였으며 이를 통하여 바다에서의 머나먼 항해를 해 왔다. 그러나 그후 여러 종류의 전자항해 시스템이 출현했는데 최초의 전자 항해 시스템은 1940년대에 영국과 미국에서 개발된 DECCA와 LORAN시스템이다. 이들 시스템은 세계 이상의 지상 송신기로 부터 전송된 동기화 된 신호의 도착시간 차를 검출하는 수신기를 사용하여 항해에 이용하였다. 이 두 시스템은 100kHz 근처의 주파수를 사용하였으며 이들의 위치측정 범위는 전파 신호의 속도 변화로 인하여 제한을 받게 된다. 1957년 미 해군은 지리적인 제한을 극복하기 위해 OMEGA라는 시스템을 개발하였는데 이 시스템은 전파손실이 매우 적은 10kHz 근처의 신호를 사용하여 상당히 먼 거리까지의 위치를 4.8km의 오차로 위치측정이 가능하였다. 그러나 미 해군은 군사적 목적에 적합한 이 보다도 더 정교한 장치를 개발하였는데 1964년에 저 극궤도 상공에 여러개의 위성을 발사하여 적 잠수함의 위치를 측정하는데 이용하였다.

위성을 이용한 위치측정 방식은 연구를 거듭하여 지구상 어느곳에서 언제

든지 고정밀의 위치측정이 가능한 NAVSTAR/GPS(NAVigation System with Time And Ranging/Global Positioning System)을 개발하기 시작하였다. 그래서 1978년에 실험용 위성인 블록-I(BLOCK-I)위성의 발사를 시작하여 11대의 위성과 실용용인 블록-II(BLOCK-II)위성을 1989년 부터 10대('91.7.10 현재)를 발사하여 현재에는 총 16대('92.12월 현재)가 정상 가동되고 있다.

GPS위성은 미 국방성이 주관하여 기존의 지상에 설치된 무선항법 시스템보다 더 생존성이 높으며, 정밀도가 높고, 범 세계적인 전천후 3차원 위치 측정 시스템이며 지진, 화산 분화등을 미리 예측하는 기상분야 및 레저분야 등의 수 많은 분야에 응용 될 전망이다. 이것은 PN(Pseudorandom Noise)코드를 사용한 대역확산 통신(Spread Spectrum)방식을 적용한 방식으로써 21개의 위성과 3개의 예비위성으로 6개의 저궤도(20,183km)에 각각 4개의 위성을 배치 할 계획이며 앞으로 24개의 모든 위성을 발사할 예정이다[16].

본 연구는 GPS 위성을 이용한 위치측정 방식에서, 전파가 통과하게 되는 전리층의 변화에 의한 위치측정 오차와 전리층 변화와의 상관도를 규명하기 위한 소프트 웨어를 개발하는 최종 연구 보고로서 먼저 제 2 장에서는 GPS 위성에 관한 기술 자료 조사로서 GPS 수신기에 대한 자료를 분석 하였으며, 제 3 장에서는 GPS 위성에서 사용하는 변조방식인 대역확산통신 방식과 GPS 시각표준, 데이터 구조 및 오차원인 등에 대하여 논 하였다. 그리고 제 4 장에서는 위성채널이 통과하게 되는 전리층에서의 전파특성을 문헌을 통하여 살펴 보았으며 제 5 장에서 위성전파가 통과하게 되는 전리층의 전파특성을 분석하는 소프트웨어를 작성하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 성능을 분석하였으며 마지막으로 제 6 장의 결론과 부록의 프로그램 리스트 순으로 하였다.

제 2 장 위성을 이용한 위치 측정 방식(GPS)

제 1 절 기 요

사방을 둘러봐도 수평선 뿐인 망망대해를 항해하는 선박이 자신의 현재 위치를 확인하기 위해 오래전부터 이용해온 방법은 맑은날 밤하늘에 빛나는 성좌의 방위를 관측하여 항로를 정하는 것으로서, 이를 천문 항법이라 한다. 그후 전파 이용기술의 발달에 따라 주야 관계없이, 또는 기상조건의 영향도 받지 않는 LORAN, DECCA, OMEGA등의 전파항법이 널리 이용되어 왔는데, 이러한 시스템은 육상에 설치된 다수의 송신국으로 부터 전파를 수신해서 거리를 구함으로써 현재의 위치를 파악(측위)하는 것으로, 쌍곡선 항법이라 한다[17,21].

하지만, 오늘날은 현재까지의 항법 시스템과는 비교가 되지 않을 정도의 정확도(오차 \pm 수십미터)로 지구상 어느곳에서도 이용할 수 있는 인공위성을 이용한 항법시스템인 GPS 시스템이 실용화 단계에 들어섰다. 1973년부터 미 국방부가 주관해서 개발해온 이 시스템의 원래 목적은 군사적인 것이었으나 현재는 민간용으로도 사용되고 있는데 항공, 지상 및 해상 항법과 지도 제작, 측지, 측량술, 그리고 통신과 전원장치의 동기화, 자동차 위치측정, 수송관리 등을 포함하여 기타 많은 분야에 적용될 것으로 예상된다[17].

미 국방부가 지금까지 약 20년 가까운 오랜세월에 걸쳐 개발해온 이 시스템은 1990년대 중반까지 GPS 위성이 완료되어 본격 운용될 것으로 예상하고 있는데, 그렇게 되면 예비 위성 3개를 포함해서 총 24개의 위성이 발사되고, 세계 어느곳에서도 24시간 내내 3차원 위치측정이 가능하게 되며, 92년 2월 현재 운용되는 위성의 수는 16개로서 지역에 따라 관측이 안되는 시간도 있으나 대개 1일 22시간 정도의 2차원 위치측정이 가능하며, 국내에서

도 하루 15시간 정도 측위가 가능하다. 지구주위를 선회하는 위성에서는 위치측정에 필요한 데이터를 주파수 확산 방식으로 변조시켜서 전파로 내보내는데 2차원 측위(위도, 경도)에는 3개의 위성, 3차원 측위(위도, 경도, 고도)에는 4개의 위성으로 부터 이 전파를 수신하여 위치를 산출하게 된다. GPS 수신기는 앞으로 선박 뿐만아니라 항공기 및 자동차에도 탑재하게 됨으로써 지금까지는 예상치 못했던 새로운 응용의 길이 열리게 되었다[18].

GPS의 정식 명칭은 NAVSTAR/GPS인데, 이것은 NAVigation System with Time And Ranging/Global Positioning System의 머리글자를 딴 것이다. GPS의 전신은 미 해군이 개발해 왔던 TIMATION(TIME And navigaTION)과 미 공군의 621B라는 2개의 프로젝트인데, 1973년에 미 국방부에서 이를 하나로 통합하여 NAVSTAR/GPS라고 명명하게 된 것이다.

표 2-1 불록-I 발사위성('90.3.10 현재)

위성 번호	발사일시	비 고
4	1978. 02. 22	고 장
7	1978. 05. 13	고 장
6	1978. 10. 07	운 용 중
8	1978. 12. 11	원자시계고장(운용중지)
5	1980. 02. 09	고 장
9	1980. 04. 26	운 용 중
1	1981. 12. 18	발사실패
11	1983. 07. 14	운 용 중
13	1984. 06. 13	운 용 중
12	1984. 09. 08	운 용 중
3	1985. 10. 09	운 용 중

이로부터 5년후인 1978년부터 1985년까지 미 국방부에서는 블록-I(BLOCK-I) 사업으로 11개의 실험 위성을 발사했는데 그 중 현재 사용할 수 있는 것은 5개 뿐이다(표 2-1 참조). 이들 위성과 함께 실험에 사용할 GPS 수신기를 Magnavox와 Texas Instrument 및 Rockwell International 의 3사에서 개발하였는데, 이 실험을 통해 정확도 측면에서 충분히 실용성 있는 위치측정이 가능하다는 것이 판명되어 블록-II(BLOCK-II) 사업으로 실용위성을 발사하게 되었다. 원래, 각 위성은 Space Shuttle로부터 단독 발사되도록 설계되었으나 1986년 1월 우주선 챌린저호의 고장으로 발사가 중지되었다가, 그로부터 3년후인 1989년 2월 14일 Delta II 로켓쪽으로 방향을 바꾸었으며 표2-2에서와 같이 블록-II위성은 10개가 모두 성공하여 1991년 6월 현재 총 11개의 위성을 발사해서 운용하고 있다.

표 2-2 블록-II 위성의 발사 상황('91.7.10 현재)

PN코드 번호	위성 번호	발사일시	주파수 표준	궤도번호	비 고
14	14	1989. 02. 14	세슘	E1	운용중
02	13	1989. 06. 10	세슘	B3	운용중
16	16	1989. 08. 18	세슘	E3	운용중
19	19	1989. 10. 21	세슘	A4	운용중
17	17	1989. 12. 11	세슘	D3	운용중
18	18	1990. 01. 24	세슘	F3	운용중
20	20	1990. 03. 26	세슘	B2	운용중
21	21	1990. 08. 02	세슘	E2	운용중
15	15	1990. 10. 01	세슘	D2	운용중
23	23	1990. 11. 26	세슘	E4	운용중

다음에 참고로 지금까지 사용해 왔던 여러 항법체계의 정확도를 비교하여 표 2-3과 그림 2-1에 나타내었다.

표 2-3 항법체계별 정확도 비교

체계명	측위(m)	속도(m/s)	시간(sec)	운용 범위	비 고
OMEGA	2,200	-	-	지구의 90%	위도, 경도 다중통로의 영향에 취약
INS	1,500 (1시간후)	0.8 (2시간후)	-	전세계	전천후 24시간 운용 극지방에서는 성능 저하
TACAN	400	-	-	가시거리	방위 오차 3°
TRANSIT	200	-	-	전세계	위도, 경도. 극지방 성능 저하. 위치산출 90분 소요
LORAN-C	180	-	-	지구의 10%	위도, 경도 공간파 간섭으로 운용제한
NAVSTAR /GPS	16	0.1	10^{-7}	전세계	위도,경도,고도 전천후 24시간 운용
ILS/ MLS	5 - 10	-	-	가시거리	비행장 인접상공 운용

1. GPS 시스템의 구성

GPS 시스템은 크게 우주부분(Space Segment)와 사용자 부분(User Segment), 그리고 제어 부분(Control Segment)으로 나눌 수 있다. 각 부분을 그림 2-2에 나타내었다.

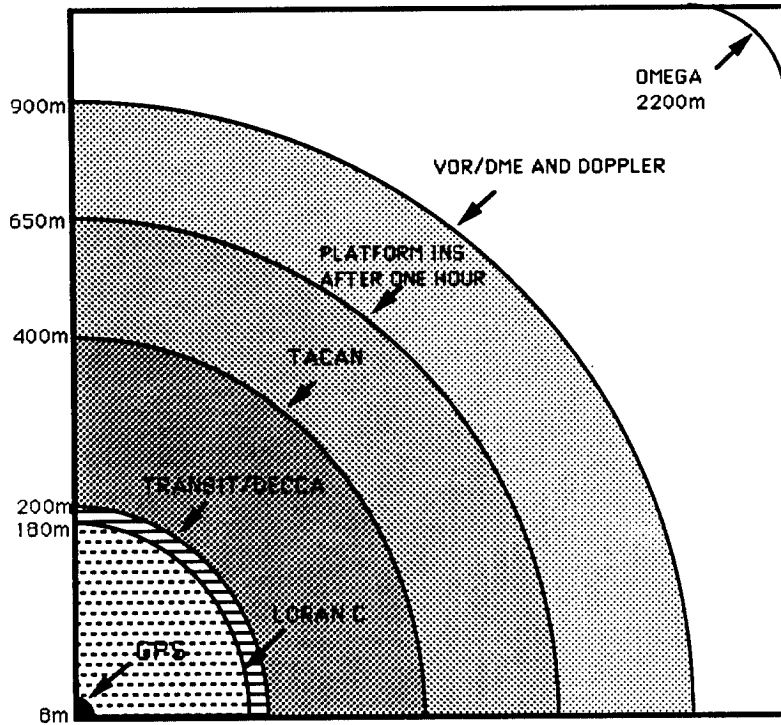


그림 2-1 GPS와 여타체계의 정확도(2차원 측위의 경우)

우주부분(Space segment)는 6개의 궤도에 21개의 위성과 3개의 예비위성을 포함해서 총 24개의 위성으로 구성되며 A, B, C, D, E, F의 궤도 평면에 4개씩 실려서 지구주위를 선회한다. 블록-I(NAVSTAR 1-11호)는 실험용으로 1978년 부터 1985년까지 11개의 위성을 발사하여 현재는 5개만 운용 가능하며 경사각은 63° 로 되어있고 S/A(Selective Availability) 기능은 내장되어 있지 않다. 또한 고도는 블록-II보다 50km 높으며 주기는 0.5일로 블록-II보다 4분정도 길다.

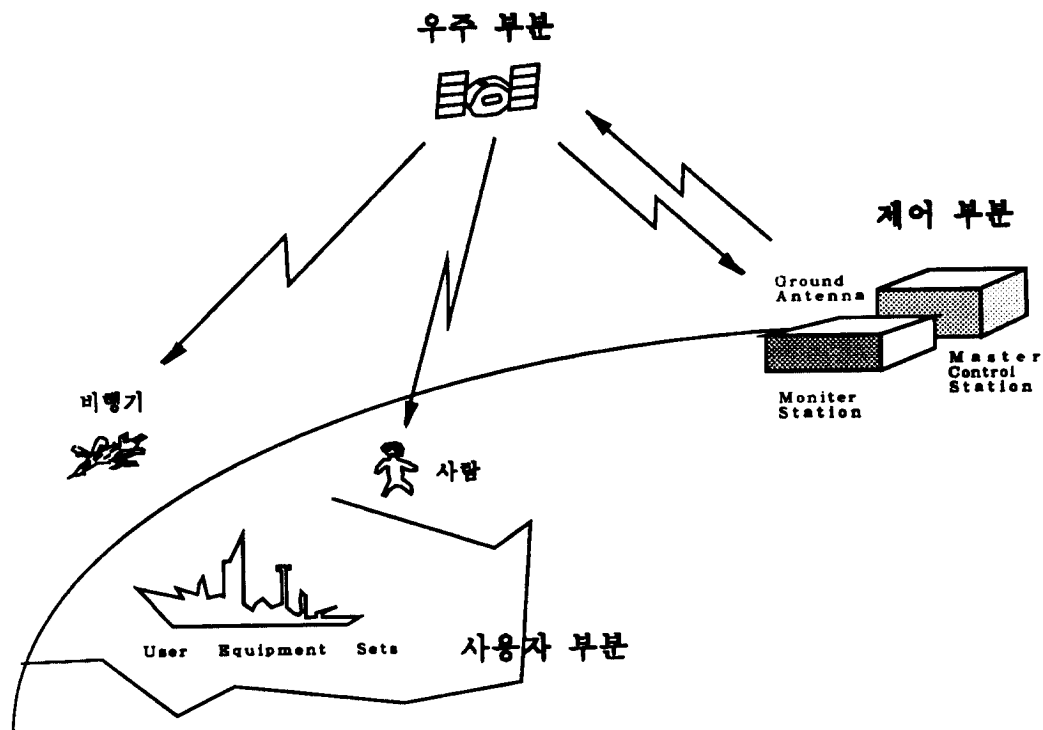


그림 2-2 GPS 시스템의 구성

블록-II(GPS 12-40호)는 실용위성으로 1989년부터 1991년까지 10개의 위성을 발사하여 모두 운용가능하며 경사각은 55° 이고 S/A 기능이 내장되어 있고 고도는 20,183km이고 주기는 0.5항성일이다. 이들 우주부분의 위성에는 원자시계가 설치되어 있어서 모든 위성이 동시에 아주 정확한 시각정보와 궤도 정보를 두 종류인 RF 신호(L_1 , L_2)에 실어서 전송한다.

사용자 부분(User segment)은 위성으로부터의 시각정보와 궤도정보를 수신하여 수신기의 위치 결정(항법, 측지) 및 시각비교에 사용하며 육상, 함정,

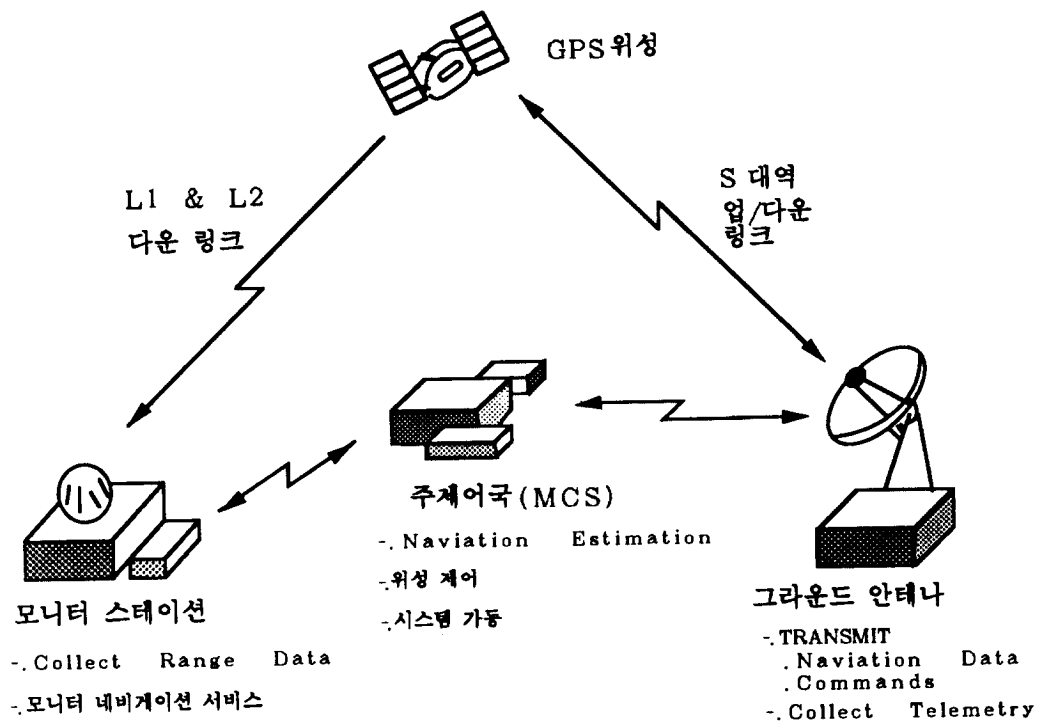


그림 2-3 제어부의 구성요소

항공기 또는 미사일이나 우주선 등에 탑재된 모든 수신기가 이에 해당된다.

제어부분(Control segment)은 1개소의 주 제어국(Master Control Station)과 5개소의 감시국(Monitor station) 및 지상 안테나(Ground Antenna)로 구성되며 그림 2-3에 나타내었다. 주 제어국은 각 위성의 위치 계산 및 궤도 예측과 GPS 시각의 유지 및 제어 그리고 위성의 궤도 조정 및 작동 상태 등을 감독한다. 이들 제어부분에서는 GPS 위성을 정확하게

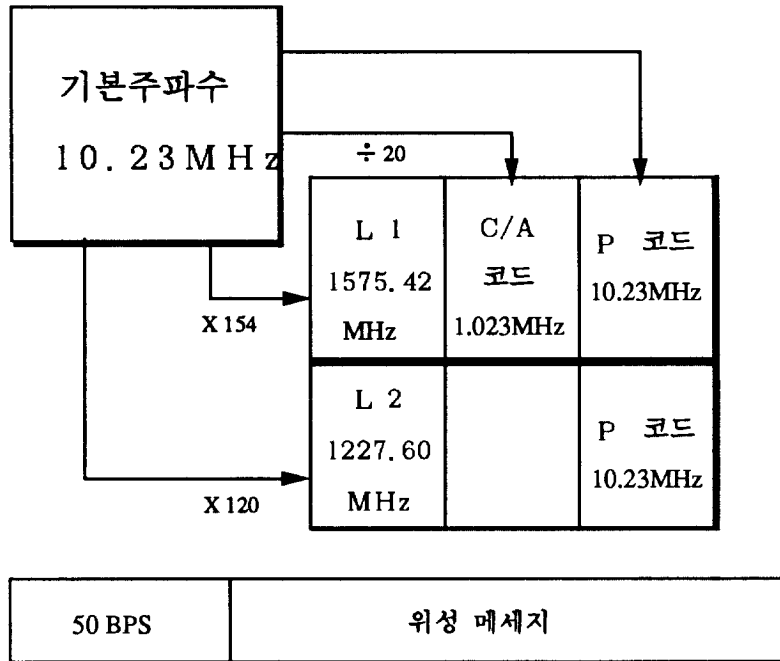


그림 2-4 GPS의 신호구조

추적하여 궤도 수정 자료와 위성 클럭에 대한 바이어스 요소를 주기적으로 위성에 보낸다.

2. GPS 신호(Signal)의 체계

GPS 신호의 구성은 기본 주파수는 $f_0 = 10.23(\text{MHz})$ 이고 2개의 송신 주파수(carrier frequency)신호를 사용하며 3개의 변조신호(modulation code)

표 2-4 송신 주파수의 신호

신 호	L ₁	L ₂
송신주파수(MHz)	1575.42 (154 f ₀)	1227.60 (120 f ₀)
파 장(Cm)	19	24
코 드	P 또는 Y, C/A, NAV 메시지	P 또는 Y, NAV 메시지
변 조 방 식	DS/unbalanced QPSK	DS/BPSK
용 도	민간용	군사용

L ₁ 신 호		
	I - 채널	Q - 채널
확산 코드	길이 1023칩의 GOLD코드 (short 코드)	long nonlinear 코드
코 드	C/A 코드	P 코드
칩 율	1.023MHz	10.23MHz
코드 주기	1.0ms	1 일(매일 점검)
위성 구분	서로 다른 GOLD코드 사용	long코드의 서로 다른 phase 사용
전 력	P채널보다 3dB 높다	C/A채널 보다 3dB 낮다
데 이 타	1500비트 데이터를 50bps로 반복 전송	좌 동
L ₂ 신 호		
코 드	L ₁ 신호의 P 코드와 동일	
데 이 타	L ₁ 신호의 데이터와 동일	
용 도	군사용 및 특수인가된 민간인 만 사용	

를 사용한다. GPS의 신호구조는 그림 2-4에 나타내었으며 기본 주파수에 의해 생성된 신호가 각각 10배, 154배, 120배씩 증가하여 각 신호로 사용됨을 나타낸다.

송신주파수(Carrier frequency) 신호는 2가지의 직접 대역확산(DS/SS : Direct Sequence/Spread Spectrum) 신호(L_1 , L_2)를 위성에서 지상으로 전송하며 그 제원은 표 2-4에 나타내었다.

변조신호의 종류는 C/A 코드, P 코드, Y 코드, NAV 메시지 등의 4 종류가 있으며 각각을 세분하여 비교하면 다음과 같다 :

(a) C/A(Clear Aquisition) PN 코드

- 민간용(civilian) 코드 : Standard Positioning Service(SPS)
- short 코드 : 1ms long sequence of ± 1 steps at $f_0/10$
- C/A 코드의 산출방식은 공개
- 수신기에서 신호의 포착이 용이

(b) P(Precision) PN 코드

- 군용(military) 코드 : Pricise Positioning Service(PPS)
- 기본 주파수 : 10.23 MHz($1 f_0$)
- long 코드 : 267 day(38 week) long sequence of \pm step at f_0
- * 1주 segment는 사용 않함
- * 5주 segment는 pseudolite라 불리며 지상국에서 사용하기 위하여 예약
- * 32주의 내용이 위성마다 다르게 지정되어 있음.
- P 코드의 산출방식은 공개
- 수신기에서 신호의 포착이 어려움

(c) Y PN 코드

- P 코드와 유사하며 P 코드 대신에 사용될 수 있음
- Y 코드를 발생하는 방식은 비공개

- Y 코드가 사용되면 일반 사용자는 P 코드에 접근할 수 없음

(d) Satellite Message(NAVDATA)

- 1500bit sequence of ± 1 steps at 50 bps
- 50 Hz(50 bps) 데이터 스트림

앞에서 설명한 P코드와 C/A코드 그리고 L_1 과 L_2 신호에 대한 스펙트럼을 그림 2-5에 나타내었다.

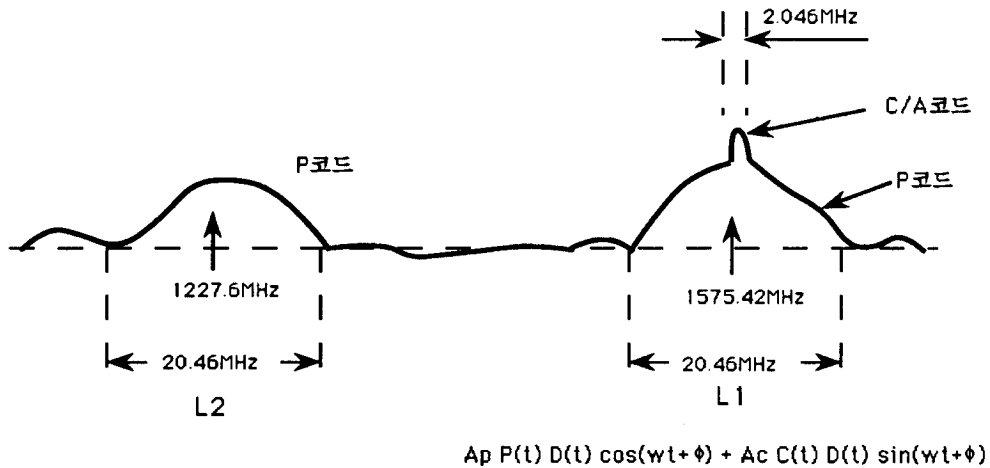


그림 2-5 GPS위성의 송신신호 스펙트럼

3. GPS와 GLONASS의 비교

GLONASS 시스템은 소련이 개발하고 있는 GPS이며 GPS와 GLONASS의 비교를 표 2-5에 나타내었다. 1988년에 대략적인 내용이 발표되었지만, 그것만으로는 시스템 내용을 파악하기란 어려운 실정이다. 영국의 Leeds 대학에서는 내용이 발표되기 이전부터 이 GLONASS 시스템의 위성으로부터

표 2-5 GPS와 GLONASS의 비교

구 분	GPS	GLONASS
운용단계의 위성수	21+3(spare)	21+3(spare)
궤 도 면	6, 위상 60°	3, 위상 120°
궤도면주위의 위성수	4, 불등간격	8, 등간격
궤도 경사각	55°	64.8°
궤 도 고 도	20,183 km	19,100 km
궤 도 주 기	약 11시간 58분	약 11시간 16분
기준 좌표계	WGS 84	SGS 85
기준 협정 세계시	UTC(USNO)	UTC(SU)
반송 주파수 (MHz)	L ₁ :1,575.42 L ₂ :1,227.60	(1,602+k*9/16) (1,246+k*7/16) k=0,1,...,24
위성신호분할	코드분할 다원접속	주파수분할 다원접속
코 드	위성마다 다름 C/A code:1.023 P code:L ₁ , L ₂	위성에 공통 L ₁ L ₁ , L ₂
코드 주파수 (MHz)	C/A code:1.023 P code:10.23	0.511 5.11
Clock 보정	Offset, Drift Drift rate	Offset, Drift
궤도 데이터	매시 수정(케플러 궤도요소)	30분마다위치, 속도, 가속도수정

전파를 수신하는 등의 방법으로 해석을 시도하여 GPS와 비교, 양쪽 시스템을 이용하는 방식등을 제안하기도 했다.

GLONASS는 미국에서 개발되고 있는 GPS와 비교할 때 사용하는 주파수 대, 스펙트럼 확산통신 방식, 측위의 원리 등 거의 같다고 해도 과언이 아니다. 그러나 몇가지 차이점이 있는데, 주요한 것으로는 GPS가 위성마다 다른 PN 코드를 사용하고 같은 반송파 주파수를 사용하고 있는데 대해, GLONASS에서는 반대로 같은 의사잡음 코드를 사용하고 위성마다 다른 반송파 주파수를 사용하는 FDMA로 되어 있는 점 등이다. 궤도의 고도, 궤도의 수, 경사각 등에 차이가 있지만, 전체적으로 아주 비슷하다는 것을 알 수 있다. GPS와 마찬가지로 두 반송파 주파수가 사용되고 있는 것은 전리층에서의 굴절에 의한 오차를 보정하기 위함이다.

기 입수된 자료에서는 1989년 가을에 두 궤도에 각각 5개의 위성이 배치되어 있었지만, 현 시점에서는 더 많은 위성이 배치되어 있을 가능성도 있다. 얻어지는 측위의 확도는 GPS보다 약간 나쁘지 않을까 생각된다. 이것은 클럭 율이 GPS의 1/2로 되어 있어, 의사거리의 측정 확도가 그만큼 나빠지기 때문이다. 미국을 비롯하여 국제적인 기관에서 이 GLONASS와 GPS를 병용하는 방법이 검토되고 있는데, 이들 측위 시스템은 어느 것이나 군사용으로 발표된 것으로, 국방상의 이유 때문에 확도를 악화시키거나 운용이 중단될 가능성이 전혀 없다고 할 수도 없으며 어쩌면 GPS/GLONASS 겸용 수신기가 등장할 가능성도 있다.

제 2 절 GPS 시스템의 동작 원리

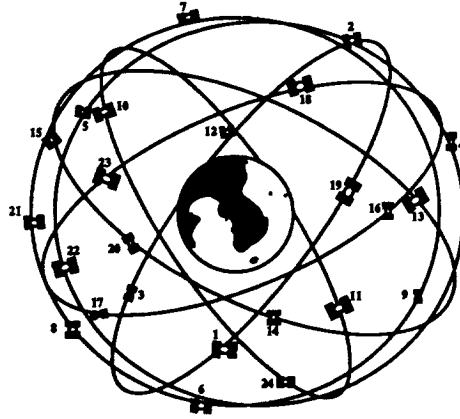
1. 위성의 궤도

GPS는 미 국방부에서 개발을 추진하고 있는 것으로서, 인공위성을 이용한 전지구 규모의 네비게이션 시스템이다. 현 시점(92년 2월 현재)에서 이용 가능한 위성은 실험위성과 실용위성을 합해 모두 16개이다. 위성이 15개가 되면 거의 온종일 2차원 측위가, 18개가 되면 3차원 측위가 가능하게 되며, 목표인 24개의 위성으로 완전한 시스템을 구성하는 것으로 되어 있다.

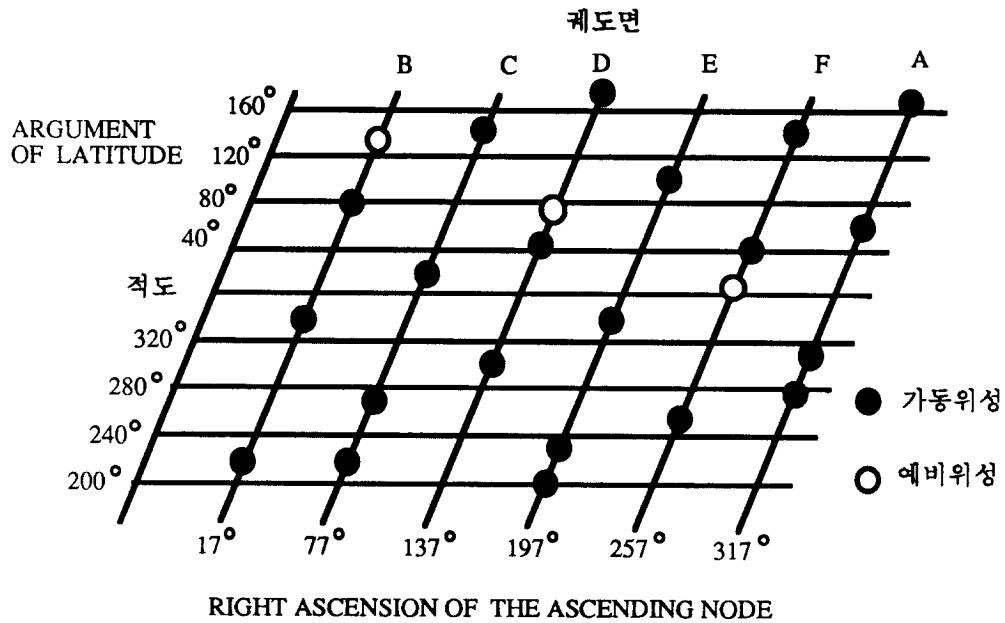
블록-II 위성에 대한 기본 궤도 값을 표 2-6에 나타내었다. 각 위성은 기준이 되는 파라미터로부터의 상대적으로 이격된 값을 나타내며 이때 기준은 1990년 7월 1일 00:00을 기준으로 하였다. 또한 기준되는 궤도 파라미터에 관련한 상대적인 오차를 표 2-7에 나타내었다. 표 2-6에 나타낸 것의 그림을 그림 2-6으로 나타내었다. 인공위성이라 하면 방송위성이나 통신위성과 같이 정지위성이 많으나 GPS 위성은 지구의 주위를 도는 원궤도에 실려 있는데, 블록-II 위성의 궤도는 앞의 그림 2-6과 같이 지구의 적도면에 대해 55° 의 기울기를 가지고 등간격으로 6개가 있으며, 각각의 궤도에 위성이 4개씩 배치되도록 되어 있다. 지구중심을 기준으로 한 궤도 반경은 26,500km 정도이며, 이는 지구표면에서 약 20,183 km(10,900NM)의 높이 이다. 위성이 지구를 도는 주기는 0.5항성일로 되어 있다. 이 항성일이란 지구가 항성계에 대하여 1회전 하는데 걸리는 시간이며, 23시간 56분 4.09초로 되어 있으며 이것은 지구가 360도 회전하는 시간에 해당한다. 우리가 1일이라 생각하고 있는 것은 지구가 태양 방향을 향하는 주기로서, 실제로 지구가 1회전하는 시간보다 3분 55.91초 길어진다. 지구국에서는 위성의 궤도를 항상 감시하면서 위성이 이 주기로 지구를 선회하도록 고도를 제어하고 있다. 0.5 항성일의 주기로 하루에 2번씩 돌고 있는 위성은 그 궤도가 지구의 자전과 동기하고 있기 때문에 위성은 항상 같은 장소의 상공을 통과하게 된다.

표 2-6 불록-II 위성의 기본 궤도 값

궤도 위 치 번 호	위도 값	경도의 기하학적인 값 Node, degress	Right Ascension off Ascending Node, degress*
A1	80.7	58.6, 178.6	317.0
A2	310.3	13.4, 193.4	317.0
A3	60.0	248.2, 68.3	317.0
A4	173.4	304.9, 125.0	317.0
B1	339.7	88.1, 268.1	17.0
B2	81.9	319.2, 139.2	17.0
B3	115.0	335.7, 155.8	17.0
B4	213.9	25.2, 205.2	17.0
C1	16.0	346.2, 166.3	77.0
C2	138.7	47.6, 227.6	77.0
C3	244.9	100.7, 280.7	77.0
C4	273.5	115.0, 295.0	77.0
D1	42.1	59.3, 239.3	137.0
D2	70.7	73.6, 253.6	137.0
D3	176.8	126.6, 306.7	137.0
D4	299.6	188.0, 8.0	137.0
E1	101.7	149.1, 329.1	197.0
E2	200.5	198.5, 18.5	197.0
E3	233.7	215.1, 35.1	197.0
E4	335.9	266.2, 86.2	197.0
F1	142.2	229.3, 49.4	257.0
F2	255.6	286.0, 106.0	257.0
F3	5.3	160.9, 340.9	257.0
F4	34.8	175.6, 355.7	257.0
* 1990년 7월 1일 00시의 에포크를 기준			



(a) GPS 위성 궤도



(b) GPS 위성 궤도의 평면도

그림 2-6 24 위성의 블록-II 궤도

표 2-7 기준 궤도 파라메타의 상대적인 오차

파라메타	값	오차		
		Offset	accuracy	Accuracy
궤도이격 (Eccentricity)	0	0	< 0.020	< 0.020
경사(Inclination)	55°	0°	±1°	±3°
근지점 (Argument of perigee)	0°	0°	±180°	±180°
Longitude of ascending node		±5°	±2°	±2°
Right ascension of ascending node		±5°	±2°	±4°
Period	717.9882 분			
Nodal regression rate	-0.04187° / 일			

한편, 91년 12월 현재 서울의 하늘에서 볼 수 있는 시간대별 위성의 수는 그림 2-7과 같다. 다만 앞으로 발사되는 위성의 숫자가 늘어나면 이와는 다르게 될 것이다.

관측위성 수

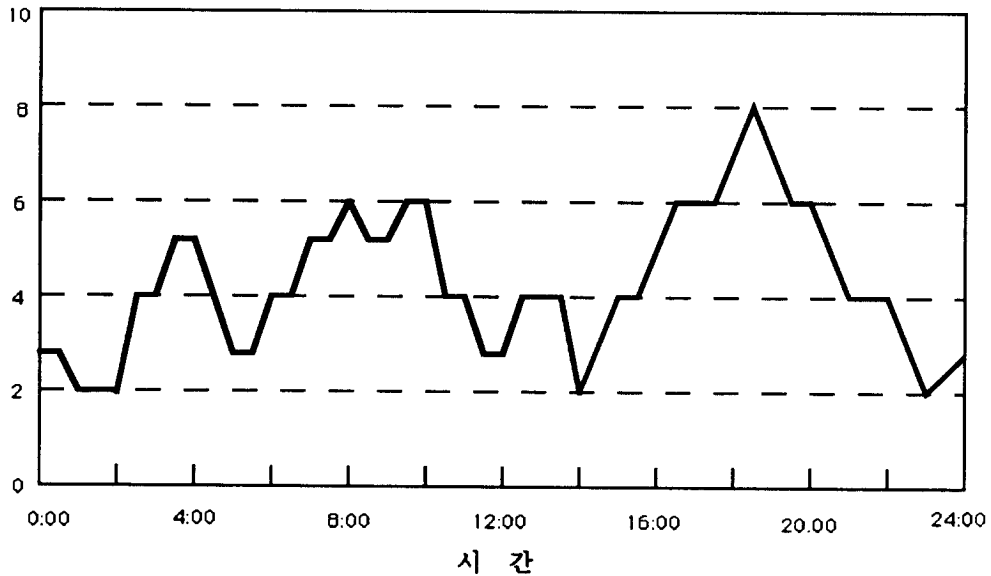


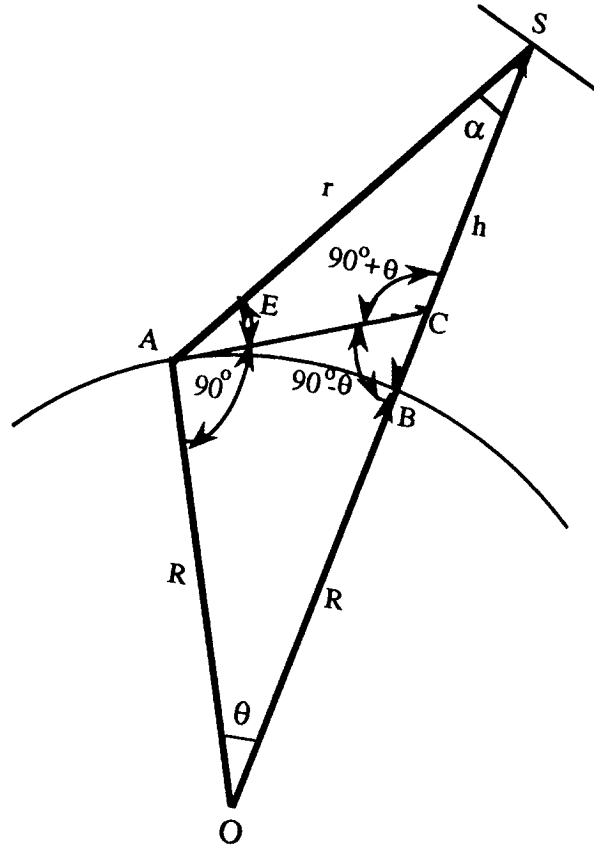
그림 2-7 시간대별 관측가능 위성의 수(서울 지역)

2. GPS를 이용한 위치 측정 원리

2.1. 위성의 기하학(Geometry)

위성을 사용한 통신 시스템을 설계할 경우에 경사거리(Slant range)와 앙각(Elevation angle), 중심각(Central angle), 천정각(Nadir angle) 등의 관계를 아는 것은 중요한 것이다. 이러한 관계를 그림 2-8에 정지위성의 궤도 기하학을 나타내었다. 또한 이러한 관계를 값으로 하여 그림 2-9에 나타내었으며 모든 관계를 한 그림에 나타내어 사용하기에 편리하다.

R = 지구 반경 (6,400km)
 h = 위성의 고도
 (GPS 위성: 20,183km)
 r = 경사거리 (Slant range)
 E = 양각 (Elevation angle)
 θ = 중심각 (Central angle)
 α = 천저각 (Nadir angle)
 $90^\circ - \alpha$ = Depression angle



A. $\frac{r}{\sin(90^\circ + \theta)} = \frac{CS}{\sin E}$
 또는 $r = \frac{(R+h) \cos \theta - R}{\sin E}$
 B. $\frac{R+h}{\sin(90^\circ + E)} = \frac{R}{\sin \alpha}$
 또는 $\sin \alpha = \frac{R \cos E}{R+h}$
 C. $r = \frac{R \sin \theta}{\sin \alpha}$
 D. $\theta + \alpha = 90^\circ - E$
 E. $Arc AB = \frac{\theta R}{360}$

그림 2-8 위성의 궤도 기하학

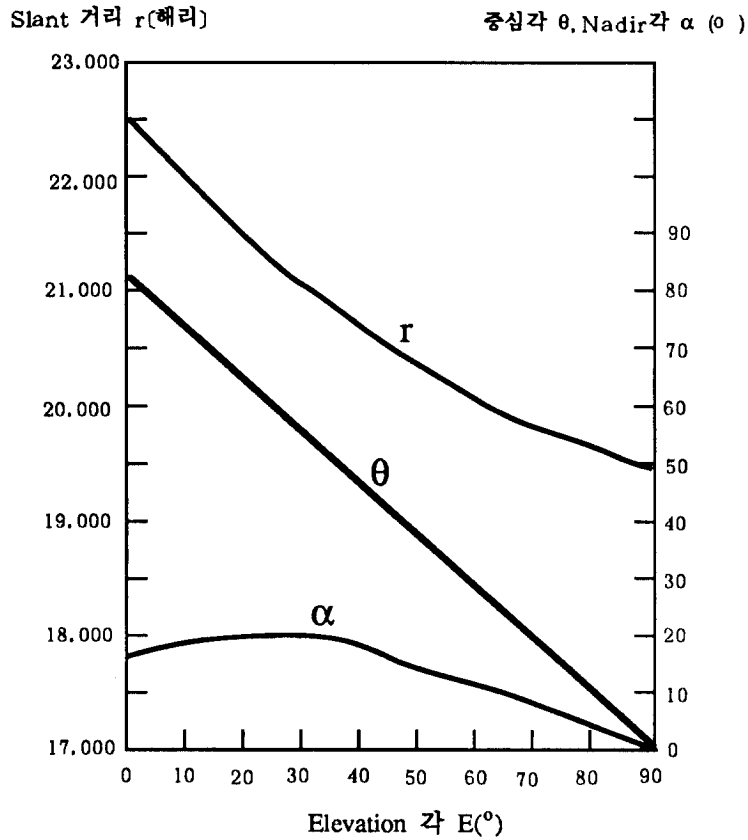


그림 2-9 위성의 경사거리(Slant range), 중심각(Central angle), 천저각(Nadir angle), 양각(Elevation angle)과의 관계

2.2. 위치 측정 방법

GPS를 이용한 위치 측정 방법에는 code phase(pseudo-range) 방법과 carrier phase 방법이 있으며 그 차이를 표 2-8에 나타내었다. code phase 방법에서 pseudo-range는 실거리(real range)와 clock bias error를 합한 값이며 4개 이상의 위성을 사용하며 3개의 위성은 의사거리(pseudo-range)를 결정하고 1개의 위성은 시각 동기를 맞추는데 사용한다.

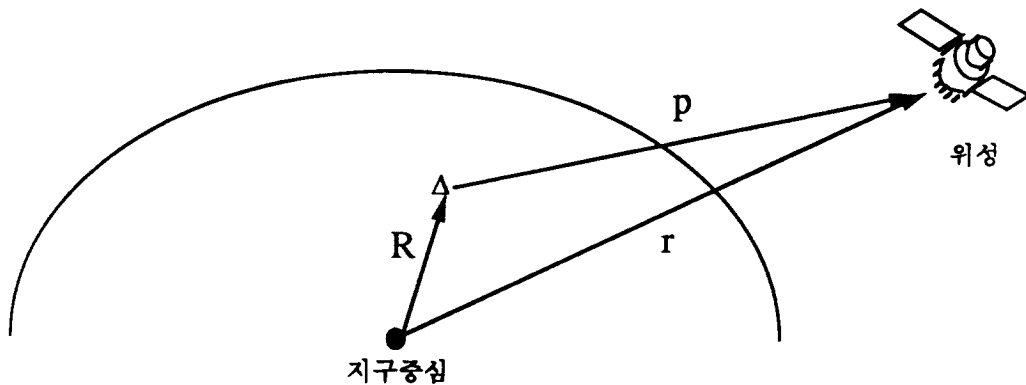
표 2-8 위치측정 방법의 비교

code phase	carrier phase
code tracking에 의한 pseudo-range 측정	carrier signal의 doppler shift 측정에 의한 range 변화 측정
pulsed type range measurement	continuous wave type
실시간 위치 파악(항법용)	post-processing에 의한 상대거리 측정
절대위치 결정	상대위치 결정
15-25 m 오차	1 ppm(0.01 ppm)
단점 : 정확도가 낮음	단점 : cycle ambiguity problem

먼저 code phase(pseudo-range)에 의한 방법을 살펴보면, 수신기에서 GPS 신호와 동일한 신호를 발생하면 이 신호와 수신된 GPS 신호가 time shift 된다. 그래서 time shift된 신호를 통하여 신호 전달을 측정하게 되며 의사거리를 결정하는 것은 식(2.1)에 나타내었다. 여기서 P는 실제 측정되는 값이고

$$P = |r - R| + dp + c(dt - T) + d_{ion} + d_{trop} \quad (2.1)$$

그리고 P, r, R과의 관계를 그림 2-10에 나타내었으며 식(2.1)의 관계를 도식적으로 표현한 그림을 그림 2-11에 나타내었다.



벡터방정식 : $p = r - R$
 사용자에서 위성위치 원하는값
 위성까지 (ephemeris)
 거 리 (위도, 경도, 고도)

그림 2-10 P, r, R과의 관계

위치결정방법을 보면 좌표는 지구 중심을 원점으로 하는 직각좌표를 사용
 하며 사용자의 미지의 위치를 u_x, u_y, u_z 라 하고 i 번째 위성의 알고있는 위
 치를 X_i, Y_i, Z_i 라 한다면 다음 식(2.2)는 수신기가 사용자의 위치, 위성위치,
 미지의 거리 오차를 포함한 의사거리와 관계된 식이다. 그리고 이 식과 관
 계된 것을 그림 2-11에 나타내었다.

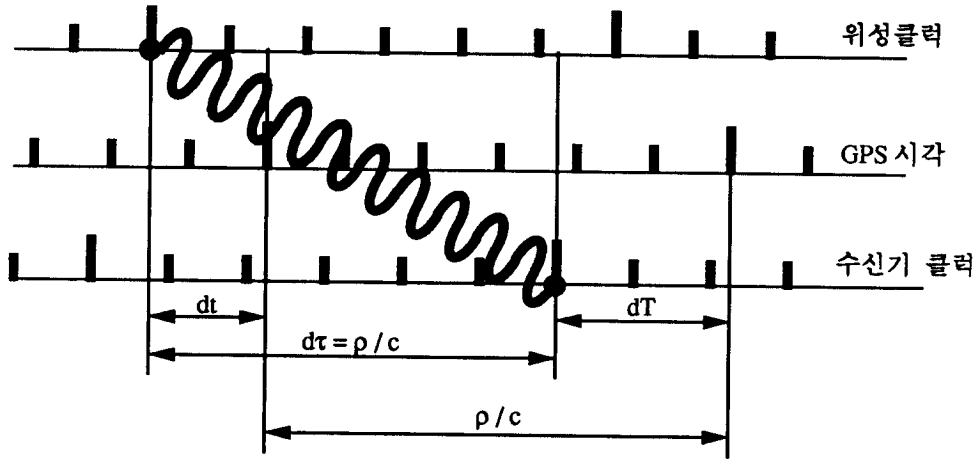


그림 2-11 의사거리에 대한 도식적 표현

$$(X_1 - u_x)^2 + (Y_1 - u_y)^2 + (Z_1 - u_z)^2 = (R_1 - C_B)^2$$

$$(X_2 - u_x)^2 + (Y_2 - u_y)^2 + (Z_2 - u_z)^2 = (R_2 - C_B)^2$$

$$(X_3 - u_x)^2 + (Y_3 - u_y)^2 + (Z_3 - u_z)^2 = (R_3 - C_B)^2$$

$$(X_4 - u_x)^2 + (Y_4 - u_y)^2 + (Z_4 - u_z)^2 = (R_4 - C_B)^2 \quad (2.2)$$

다음은 Carrier phase 방법에 의한 위치측정 방법을 보면 19cm의 파장을 측정 눈금으로 하여 신호의 Doppler shift에 의한 거리의 변화를 이용하며

수신기에서 발생하는 신호와 위성신호를 비교하여 위성 신호의 **phase**를 결정하는데 매우 정확한 측정이 가능하다.

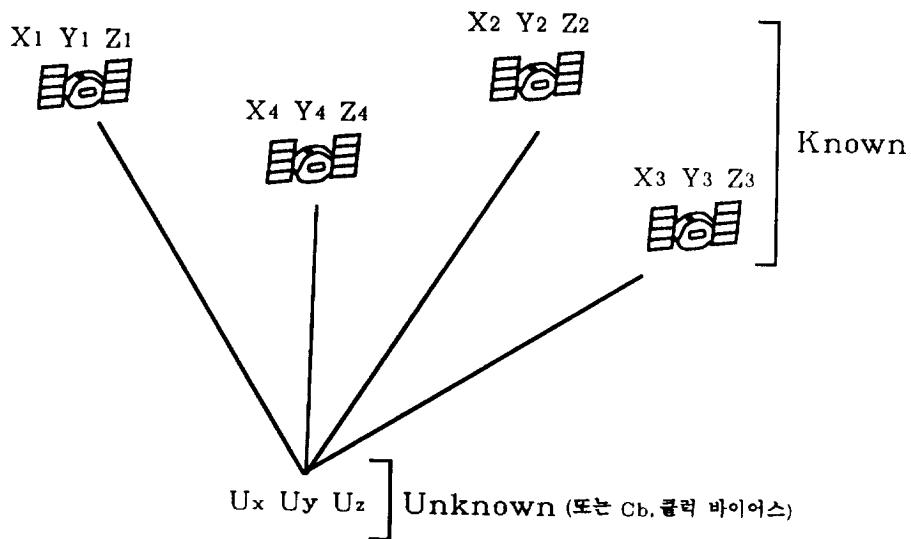


그림 2-12 위치 결정에 대한 그림

2.3. GPS 시스템의 운용

2.3.1. 제공서비스의 종류

GPS 시스템에서 제공되는 서비스는 측위의 정확도에 따라서 SPS(표준위치결정;Standard Positioning Service)와 PPS(정밀위치결정;Precise

Positioning Service)의 두가지로 구분하여 제공하여 있다.

먼저 SPS는 모든 GPS 사용자들이 이용할 수 있는 위치결정 및 시보체계이며 C/A(Coarse/Acquisition) 코드와 항법자료 메시지를 수용하고 있는 L_1 주파수를 통해 전송된다. SPS는 100미터 이내에서 2 drms(95퍼센트의 확률) 그리고 300미터 이내에서는 99.99퍼센트 확률로 수평 위치결정 정밀도를 얻을 수 있는 능력을 갖도록 계획 되었다.

그리고 PPS는 고확도 측위 서비스로서 원래 군사용으로 설계된 것인데, 고도로 정밀한 위치확인, 속도측정 및 시보 제공서비스이다. PPS 서비스에 필요한 정보(P 코드)는 위성에서 송신되는 L_1 , L_2 주파수에 동시에 실려 전송되는데, 미 국방부로부터 인가되지 않은 사용자들은 이 서비스를 이용할 수가 없고, 미 연방정부와 국방부간의 협의에 따라 미국 및 동맹국 정부의 사용자(군 및 민간)들 만이 이용할 수가 있으며, 미국인 이든 외국인 이든 민간인이 PPS를 이용하고자 요청할때는 다음 조건을 만족하는 경우에 한해서 인가받은 것이 가능하다.

- 그 사용이 미국에 국가적 이익이 될 때
- 신청자가 GPS의 특별한 보안요건을 충족시킬 수 있을 때
- PPS 기능이 아니면 다른 대안이 없을 때

PPS의 정확도는 16m 이내에 들때가 50% 정도이며 25m 이내에 드는 경우는 95% 까지로 되어 있는데, 최근, Rockwell 사의 Phase III 수신기 같은 경우에는 야전시험에서 측위 정확도가 7-10.5m까지 향상된 것도 있다.

2.3.2. GPS 운용의 보안대책

GPS 시스템을 운용함에 있어서의 보안대책으로는 S/A와 A/S의 두가지가 있는데 이들에 대해 알아 보기로 하자.

(a) S/A(Selective Availability) :

이는 흔히 “선택적 이용도”라고 번역해서 통용되고 있으나 실제 의미는

일부 인가된 사용자들에게만 비화된 고정밀도의 GPS 데이터를 이용할 수 있게 하고 비인가자에게는 사용을 제한하는 것으로, 이러한 기능은 부득이 비화되지 않은 항법 데이터의 질을 떨어뜨려서 측위의 정확도를 희생시킴으로써만 가능하게 되는 기능이다. 원래 미 국방부에서 GPS 시스템을 설계할 때, SPS에 있어서의 정확도는 100m 이내가 되지 않게끔 설계하였지만, 실제로 C/A 코드를 이용하는 상용 수신기는 정확도가 20-40m인 것이 이미 제작되어 이를 군에서도 사용할 수 있는 실정이었고, 더우기 걸프전 당시 이라크군에서 이동식 스커드 미사일 발사대의 위치를 정하는데 위의 상용 C/A 코드 수신기를 사용한다는 소문이 있었기 때문에 그와같은 위험부담을 최소화 하기 위해서 미 국방부가 도입한 개념이 바로 S/A 기능이다. 이를 구현하기 위해 미 국방부에서는 GPS 위성에서 송신되는 시각정보와 궤도정보를 일부러 약간 부정확하게 조작해서 내보냄으로서 결국, 보다 정밀한 상용 C/A 코드 수신기라도 SPS에서의 측위 정확도가 원래 의도대로 100m로 되고, 고도는 150m, 속도는 0.3m/s 정도, 그리고 시각은 500ms 정도가 되도록 제한하게 된 것이다. S/A 기능은 1990년 3월에 블록-II 위성에 설치되었지만 걸프전 당시 다국적군에 상용 C/A 코드 수신기를 이미 대량으로 서둘러 배치해 놓은 상황에서 다국적군 역시 정확한 측위가 필요했기 때문에 걸프전 중에는 이 S/A 기능을 OFF 시켰다. 그러나 장차 전쟁이 재발했을 때는 적국에서도 이라크와 같이 정밀한 GPS 체계나 GPS 응용, 무기체계를 이용할 가능성이 충분히 있기 때문에 미군측에서는 S/A 기능을 계속 운용해야 한다고 주장하고 있다.

이러한 S/A 기능을 적용했을때의 효과는 GPS 체계의 용도에 따라 달라질 수 있는데, 연방 항공국(Federal Aviation Administration)측은 일반 항로와 터미널, 그리고 정밀도를 요구하지 않는 항로에 대한 국가 방공체계(National Airspace System)에 있어서는 GPS의 100m 정확도로 충분할 것이라는 견해를 밝힌 바 있다. 그러므로 이 시스템은 정밀항로를 제외한 민간항공에도 바람직할 것으로 보인다.

그러나, 미 해안 경비대에서는 SPS가 대양 항해에는 적합하지만 항구의 접근이나 입항시에는 그 정밀도가 충분치 못하다고 보고 있으며, 정확도 100미터는 몇몇 지상 응용분야에도 적용 가능하지만 측량등의 분야에는 역시 크게 부정확하다. 따라서 선택적 이용도의 결점을 보완하고 각 응용분야에 필요로 하는 정확도를 얻기 위해, 민간 사용자는 PPS의 사용을 신청하든지, 아니면 차동 GPS(DGPS; Differential GPS)를 사용하여야 할 것이다.

한편, S/A 기법에는 “Epsilon”과 “Dither”가 있는데, 위성에서 송신되는 항법 데이터 즉, 궤도정보를 부정확하게 조작하여 비인가 사용자의 입장에서 볼 때 각 위성이 실제위치가 아닌 다른 위치에 있는 것처럼 보이게 함으로써 측위 오차를 유발하는 것을 Epsilon 기법이라 하고, 시각(time)정보에 조작을 가하여 위성과 사용자간의 거리가 실제와 다르게 나타나게 함으로써 오차를 유발하는 것을 Dither 기법이라고 한다.

(b) A/S(Anti Spoofing) :

앞에서 설명한 S/A와는 다른, 별도의 보안 기능이 A/S 기능인데 이는 적국에서 고의적으로 부정확한 GPS신호를 송신함으로써 우군을 기만하는 것을 방지하기 위한 기능이다. A/S 기법에서는 P 코드를 비화하여 Y 코드로 바꾸어 줌으로써 적의 허위 P코드 송신에 대비토록 하고 있다. P 코드를 Y 코드로 전환하는 작업은 GPS 수신기에 내장된 보조출력칩(AOC: Auxiliary Output Chip)에서 처리하게 되는데, 이 A/S 기능은 비단 전시 뿐만아니라 평시에도 항구적으로 적용하게 된다. S/A와 A/S의 두가지 기능을 적용하는 경우에 SPS와 PPS 측위의 정확도를 비교하여 이를 표 2-9에 보았다.

표 2-9 SA/AS 기능 적용시의 측위 정확도

운 용 모 드		SA/AS 인가자		SA/AS 비인가자	
S/A	A/S	PPS	SPS	PPS	SPS
		P(Y) 코드	C/A 코드	P 코드	C/A 코드
OFF	OFF	16 m	30 m	16 m	30 m
ON	OFF	16 m	30 m	72 m	76 m
OFF	ON	16 m	30 m	30 m (주1)	30 m
ON	ON	16 m	30 m	76 m (주2)	76 m

주) 1. P 코드 운용이 불가능 할 때는 자동적으로 C/A 코드를 운용한다고 간주함.

2. SA/AS 비 인가자의 경우 정확도가 76 m로 표시된 것은 SEP (Spherical Error Probable 곡면 오차 확률)로 표기된 것이며 76m SEP는 100m 2d RMS(2 dimensional RMS 즉, Horizontal)에 해당

2.3.3. GPS의 적용분야

(a) 항공 분야 :

GPS 시스템은 우주분야 뿐만아니라 국제 민간 항공분야에도 널리 사용될 것으로 예상되는데, 그렇게 되기까지는 GPS에 대한 민간항공 표준과 통합 채널의 결정이 선행되어야 할 것이다. 미 교통부와 소련 정부간에는 미측의

GPS 시스템과 GLONASS를 공동으로 사용할 수 있는 가능성을 논의하고 있다.

(b) 해양 분야 :

GPS는 해운업, 해양탐사 및 레저용 선박등의 대양 항해에도 널리 사용될 전망이며, 미 해안경비대에서는 부표와 각종 표지의 정확한 위치산출에 차동 GPS를 사용할 것을 계획하고 있다. 앞으로 cm단위의 정확도를 구비한 GPS 시스템을 항해 선박에 사용한다면 해저 암초가 많은 험한 수로에서도 정확하고 안전한 항해가 보장 될 것이다.

(c) 지상분야 :

이 분야는 다른 어느분야 보다도 많은 수요가 있을 것으로 보이는데 특히, 차량용 위치확인 및 차량운행 관리분야에는 GPS에 대한 엄청난 수요가 예상된다. 미래의 IVHS(Intelligent Vehicle/Highway Systems: 고속도로 인공지능 차량 운행 시스템)용 무선 항법 체계에도 GPS가 채택될 것이다.

(d) 측량 및 시보 :

GPS는 동적, 정적 측량에 모두 사용된다. 대규모 지도 제작등 측량분야에 GPS를 이용하면 보다 효과적이고 경제적인 작업이 가능할 것이며 지리정보 체계(Geographic Information System)의 개발과 지진 활동지역의 탐사등에도 사용될 것으로 보인다.

2.3.4. GPS의 시각 표준

블록-II의 위성은 발사시의 중량이 800Kg을 초과하는 대형 위성인데 이 위성에는 세슘과 루비듐의 원자시계를 각각 2개씩 탑재하고 있다. 이 두 종류의 원자시계 중에서 세슘 원자시계는 1967년 10월 제13회 국제도량형 총회에서 시간을 결정하는 국제적 원기로 지정되었는데, 이것은 세슘원자의 기저상태에 있어서 두 초미세준위 간의 추이에 대응하는 방사의 9,192,631,770주기 계속시간을 1초로 하기로 한 것이다. 간단히 표현하면 세

슘원자의 진동주파수를 9.192631770GHz로 정한 것인데, 이 주파수를 토대로 시간을 매기는 시각을 원자시(TAI)라 부르고 있으며, 우리가 이용하고 있는 시간도 이 세슘원자시계를 기준으로 하여, 지구의 자전을 기준으로 한 시각과의 차이가 1초를 넘는 경우에 1초 단위로 조정하는 협정 세계시(UTC)로 되어 있다. 지구의 자전은 차츰 느려지고 있으며, 지금까지 행한 조정은 모두 1초의 삽입으로 윤초라 부르고 있다. 세슘원자 진동주파수의 안정도는 대단히 우수하며 10^{-12} 정도의 정확도로 되어 있다. 이것은 3만년에 ± 1 초의 오차 정밀도를 나타낸다.

또 하나의 루비듐 원자시계는 세슘 원자시계에 비하면 확도가 약간 떨어지는 것으로 되어 있다. 그러나 세슘 원자시계보다 소형이고 취급도 간편하기 때문에 세슘 원자시계의 보조용으로 위성에 탑재되어 있다.

측위의 정확도 측면에서 시간오차가 1ns이면 측정위치에 약 0.3m의 오차가 생기기 때문에 GPS 체계에서는 시간 및 주파수를 정확히 제어해야 한다. 따라서, GPS 체계의 모든 시간을 소위 “GPS 시스템 타임”에 동기시키고 있으며, 이 시스템 타임은 고정밀도의 세슘시계를 이용해서 주제어국에서 조정하고 있다. 물론, 각 위성(SV:Space Vehicle)에도 극히 안정된 원자시계가 탑재되어 있지만 “GPS 시스템 타임”과는 일정 편차가 생기기 때문에 MCS에서 위성의 시간을 매일 체크해서 위성시계의 교정에 필요한 변수(Clock Correction Parameter)를 만들어서 이를 위성에 보내고, 위성에서는 다시 항법신호와 함께 이를 사용자에게 제공함으로써 정확한 시각편차를 계산하게 된다. 한편 위성 클럭신호의 주파수는 10.23MHz이지만 실제로는 10.22999999545 MHz로 되어 있다. 일반 상대성 이론에 의해 위성이 궤도상에서 받는 중력은 지구상과 다르기 때문에 이로 인한 오차를 보정하기 위해 0.00455Hz 낮은 주파수로 하는 것인데, 지구상에서 수신할 때는 정확히 10.23MHz가 된다. 위성에서 사용하는 모든 신호의 주파수는 이 10.23MHz의 표준 주파수로부터 만들어지고, 동시에 이 표준 주파수에 동기되어 있는데 위성에서 사용하는 이들 신호를 다음 표 2-10에 나타내었다.

표 2-10 GPS 위성의 각종 신호

구 분		주기 또는 주파수	구 분	주기 또는 주파수
P 코드	Reset 주기	7 일	HOW 변경주기	6 sec
	주파수	10.23 MHz	데이터 비트 전송율	50 bps
C/A 코드	주 기	1 m sec	L ₁ RF 주파수	1575.42 MHz
	주파수	1.023 MHz	L ₂ RF 주파수	1227.6 MHz
X1 주기		1.5 sec		

* X1 : P 코드의 생성에 사용되는 코드 발생기(의 신호)

2.4. 측위의 원리

GPS에 의한 측위는 위성으로부터 발사되는 전파의 지연시간을 예측하고 궤도상의 거리에서 현재의 위치를 구하는 방법이다. 그림 2-13에 3개의 위성에 의한 원리를 나타냈는데, 하나의 위성으로부터의 거리를 알면 현재의 위치는 위성을 중심으로 하여 반경이 그 위성으로부터의 거리가 되는 구의 표면의 어느 것으로 된다.

이것에 또 하나의 위성으로부터의 거리를 알면 현재의 위치는 두 구가 서로 겹치는 원주상의 어느 곳으로 된다. 그리고 3번째 위성으로부터의 거리에 의해 그 구와 이 원의 두 교점에서 어느 한 곳으로 결정된다.

위성으로부터의 거리를 측정하기 위하여 GPS 위성에는 세슘과 루비듐 원자시계가 탑재되어 모든 위성이 동시에 정확히 신호를 송신하도록 되어 있다.

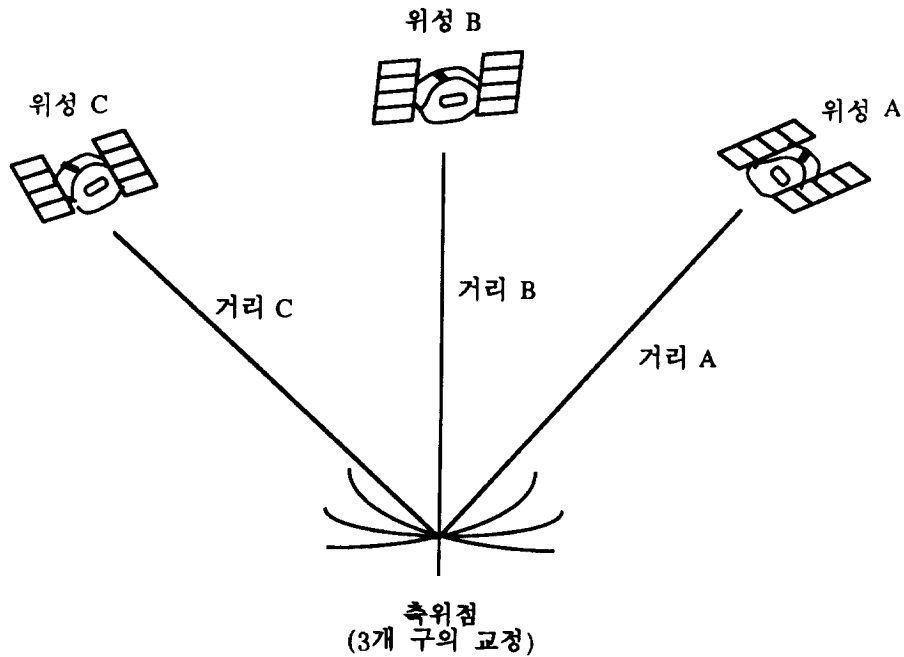


그림 2-13 GPS 측위의 원리

위성과 마찬가지로 수신기에도 같은 정확도의 시계가 있으며, 위성으로부터 송신되는 타이밍이 알려져 있다면 위성으로부터의 신호가 수신기까지 도달하는데 걸리는 시간과 전자파의 전달속도로부터 거리를 계산할 수 있다. 그러나 수신기를 소형으로, 그리고 저가격으로 만들려면 가격이 높은 원자시계를 사용할 수 없다. 따라서 그 대신에 고정밀도의 수정발진기에 의한 시계를 사용하는데, 여기서 위성 시계와의 사이에 오차가 발생하여 정확한 위치를 측정할 수 없게 된다.

이 문제를 해결하기 위하여 정확한 위도, 경도, 고도를 얻는데 필요한 3개의 위성으로부터의 거리에 다른 하나의 위성으로부터의 거리를 더하여 정확한 시각을 구한다. 즉, 수신기에서 구한 4개의 위성으로부터의 거리에는 수신기의 시계오차에 의한 공통 거리 차이가 포함되어 있으므로 수신기에서는 이것을 제거하고 계산을 한다. 이 경우 사용자의 위치를 구하는 방정식에는 사용자의 위치를 나타내는 3차원 좌표의 각 좌표값과 사용자 시계의 부정확으로 인한 오차등 4가지 미지수가 포함되므로 4개의 연립방정식을 풀면 정확한 측위값이 나오게 된다. 부정확한 사용자 시계를 이용해서 측정된 위성까지의 거리를 의사거리(pseude-range)라고 하는데, 이는 측정된 거리에 각각 일정값의 시계오차가 개입되어 있기 때문이며, 이 의사거리는 아래와 같이 정의된다.

$$\overline{R_i} = R_i + C\Delta t_{ai} + C(\Delta t_u - \Delta t_{si}) \quad (2.3)$$

여기서

$\overline{R_i}$ = 위성까지의 의사 거리

R_i = 위성까지의 실제 거리

C = 광속

Δt_{ai} = 전파 지연시간 및 기타 오차

Δt_{si} = i 번째 위성클럭과 GPS 시스템 타임간의 오차

Δt_u = 사용자 클럭과 GPS 시스템 타임간의 오차

위의 의사거리를 그림으로 표시하면 그림 2-14과 같다. GPS 사용자의 입장에서 측정하게 되는 의사거리는 위성과 수신기에서 각각의 클럭에 동기되어 생성된, 그러나 서로 동일한 PN 코드간의 위상편차에 해당하는 시간을 거리로 환산한 것인데, 수신기의 PN 코드는 위의 두개의 PN 코드간의 상관

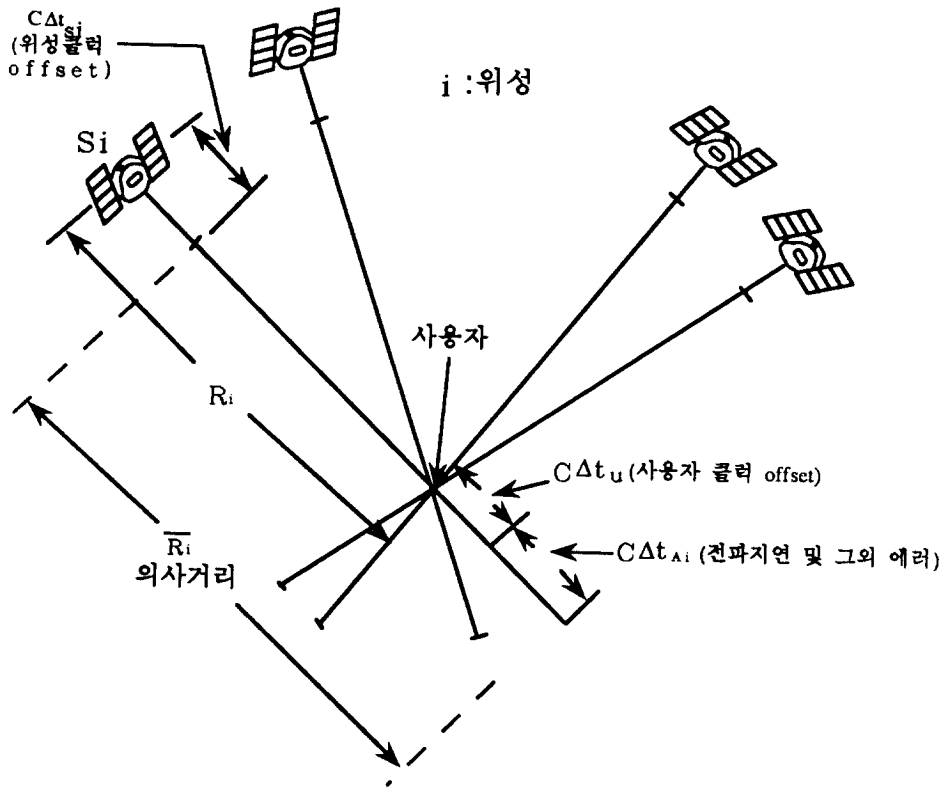


그림 2-14 의사거리(Pseudo-Range)

값이 최대가 될 때까지 편이(shift)하게 되므로 이 편이값을 위성편차로 간주해서 의사거리를 구해야 된다. 각 위성까지의 거리측정에 거리편차(range bias)를 고려하지 않고 측위를 할때의 개념을 앞에서 그림 2-13에 나타내었는데, 여기서는 역시 3개의 위성을 이용한 측위를 예로해서 거리편차를 고려한 즉, 의사거리에 의한 측위의 개념을 다음 그림 2-15에 나타내었다.

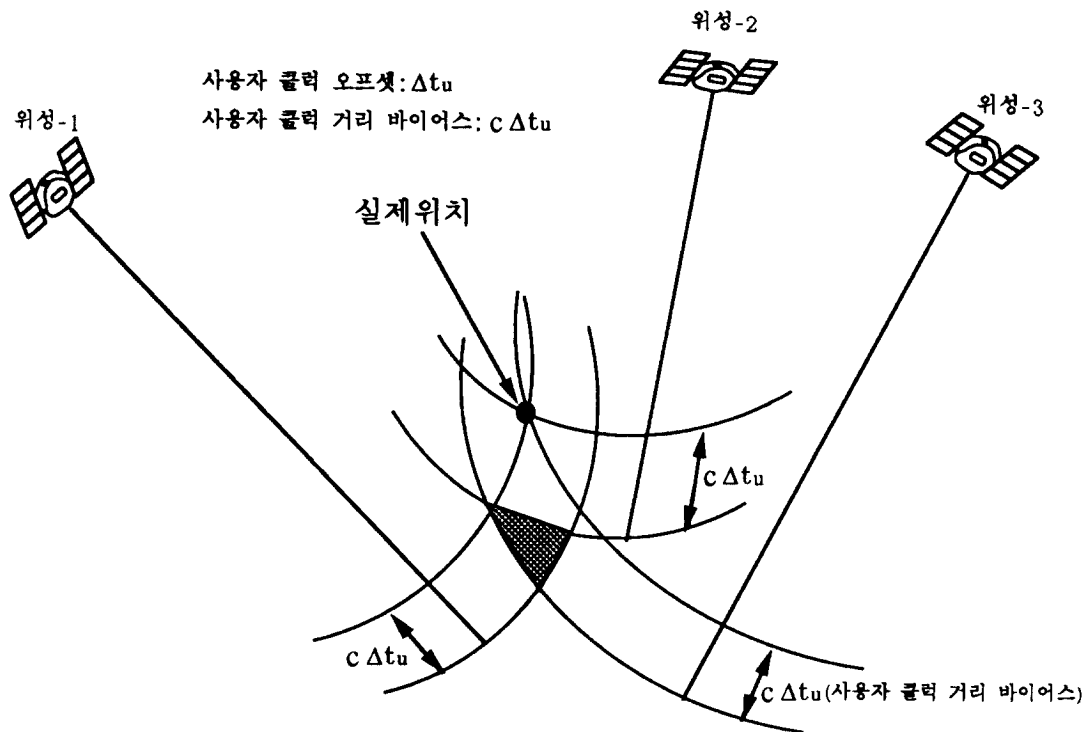


그림 2-15 실제 위치의 측정과 거리편차

위의 그림에서 의사거리를 반경으로 하는 곡선을 한 점에서 만나지 않고 빗금친 삼각형 모양을 형성하지만, 거리편차를 제거하고 나면 한 점에서 만나는 것을 알 수 있는데, 바로 이 점이 사용자의 실제 위치이다. 이때 $C\Delta t_u$ 는 사용자 시계의 오차에 해당하는 거리 편차이다. 여기서는 2차원 측위를 예를 설명했지만 3차원 측위의 경우에도 원리는 동일하다. 이와같이 정확한 측위를 하려면 4개의 위성으로부터 전파를 수신할 필요가 있는데, 이것을 3차원 측위라 부른다.

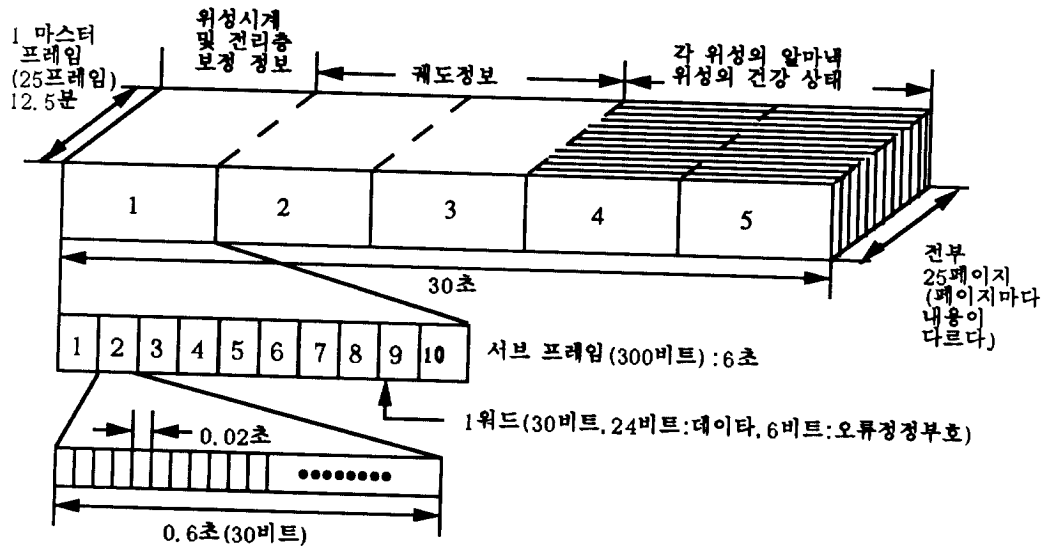


그림 2-16 항법신호의 구조

2.5. GPS 데이터의 구조

GPS 위성에서는 궤도정보와 시간, 그리고 C/A 코드에서 P 코드로의 전환을 위한 정보 등 각종 메시지를 지상으로 보낸다. 항법신호는 아래 그림에서 보인것 처럼 하나의 데이터 프레임이 1500비트의 크기이며, 이것을 50bps의 속도로 전송하고 있다. 1개 데이터 프레임은 각각 300비트 길이의 5개 서브프레임으로 구성되며, 각 서브프레임의 시간길이는 6초, 따라서 1개 데이터 프레임은 30초이다. 1개 데이터 프레임을 1페이지 라고도 하는데, 1

부터 25까지 전부 25개 프레임 즉, 25페이지를 합해서 마스터 프레임(master frame)이라 하며, 25페이지 전체의 정보를 수집하는데에 12.5분의 시간이 걸린다. 그리고 여기 포함된 데이터는 대개 4시간 정도 변하지 않고 그대로 유지된다.

2.5.1. 서브 프레임 데이터 알고리즘

서브프레임 1은 전리층 정보와 클럭 교정정보, 예비 등으로 사용하는 프레임이며, 클럭 교정 정보의 다항식은 위성에서의 데이터 전송에서 GPS 시스템 시간(t)에 관해 위성 안테나의 중심 위상에서 PN 코드 천이(Δt_{sv})를 결정하게 해 준다. 서브프레임 1에서 전송된 계수는 파라미터가 전송될 때 시간 간격의 천이를 나타내며 이 계수는 교정 효과를 나타내는 것은 없으므로 사용자가 알고리즘을 구성하여 정정해야 한다. 사용자는 다음 식(2.4)를 사용하여 GPS 시간(t)을 구할 수 있다.

$$t = t_{sv} - \Delta t_{sv} \quad (2.4)$$

여기서 각 문자의 의미는 다음과 같다.

t ; GPS 시스템 시간(seconds)

t_{sv} ; 메시지 전송시의 위성 PN 코드 위상(phase)의 시간(seconds)

Δt_{sv} ; 위성의 PN 코드 위상 천이(seconds)

또한 위성의 PN 코드 위상 천이는

$$\Delta t_{sv} = a_{f0} + a_{f1}(t - t_{oc}) + a_{f2}(t - t_{oc})^2 + \Delta t_r \quad (2.5)$$

으로 나타내며 여기서 a_{f0} , a_{f1} , a_{f2} 는 서브프레임 1에 있는 다항식의 계수이며 t_{oc} 는 클럭 데이터 기준 시간이다.

그리고 Δt_r 은 교정항의 상대적인 값으로

$$\Delta t_r = F \times e \times (A)^{1/2} \sin E_k \quad (2.6)$$

으로 계산한다. 여기서 e , A , E_k 는 위성의 궤도 파라미터로서 서브프레임 2와 3에 포함되어 있는 값이다.

또한 F 는 상수(constant)로서

$$F = \frac{-2 (\mu)^{1/2}}{C^2} = -4.442807633 \times 10^{-10} \quad (s/m^{1/2}) \quad (2.7)$$

이다. 여기서

$$\mu = 3.986005 \times 10^{14} \quad (m^3/s^2) \quad : \text{WGS 84값으로 지구의 중력계수}$$

$$C = 2.99792458 \times 10^8 \quad (m/s) \quad : \text{빛의 속도}$$

위와 같은 식에 의해서 t 를 계산하여 매주 시작되는 시간(일요일 0시)부터 다시 카운트 된다. 즉, $t - t_{oc} > 302,400$ 이면 $t = t - 604,800$ 해주고, $t - t_{oc} < -302,400$ 이면 $t = t + 604,800$ 해 준다.

그리고 L_1 과 L_2 캐리어를 사용했을 경우의 교정항 T_{GD} 는 L_1 과 L_2 캐리어에 대한 위성의 그룹 지연 차이를 제어국에서 계산하며 이를 교정항으로 사용한다. 이 교정항은 단일주파수 (L_1 또는 L_2) 사용자에게만 유용하며 이는 위성의 클럭 천이 계수 a_b 로 되는데 이것은 2개의 주파수를 사용했을 때의 전리층 교정에 근거하였기 때문이다.

따라서 단일주파수 L_1 을 사용하는 사용자는 Δt_{sv} 값을 사용한 클럭 교정 천이값을 사용하게 된다.

$$(\Delta t_{sv})_{L_1} = \Delta t_{sv} - T_{GD} \quad (2.8)$$

여기서 T_{GD} 는 서브프레임 1에 있는 데이터이다. 또한 단일 주파수 L_2 를 사용한 경우는

$$(\Delta t_{sv})_{L_2} = \Delta t_{sv} - \gamma T_{GD} \quad (2.9)$$

가 된다. 여기서 L_1 과 L_2 캐리어의 중심주파수를 f_{L1} , f_{L2} 라 하면

$$\gamma = (f_{L1} / f_{L2})^2 = (1575.42 / 1227.6)^2 = (77 / 60)^2 \approx 1.65 \quad (2.10)$$

이다. T_{GD} 는 그룹지연 차이의 평균값이 아니고 $1/(1 - \gamma)$ 를 곱해준 값이며 다음 식(2.11)과 같이

$$T_{GD} = \frac{1}{1 - \gamma} (t_{L1} - t_{L2}) \quad (2.11)$$

으로 되고 여기서 t_{L_i} 는 위성에서 전송하는 i 번째 캐리어의 GPS 시간이다. 또한 전리층에 의한 오차를 정정하는 경우에 2개의 주파수(L_1 과 L_2)를 사용하는 사용자는 전리층에 의한 그룹 지연을 다음 식(2.12)에 의해 정정할 수 있다.

$$PR = \frac{PR_2 - \gamma PR_1}{1 - \gamma} \quad (2.12)$$

여기서

PR : 전리층 효과에 의한 시간지연을 교정한 의사거리 (Pseudorange)

PR_i : i 번째 캐리어에 의해 교정한 의사거리

여러가지 오차 원인을 제거하기 위한 전형적인 응용을 그림 2-18에 나타내었다. 그림에서 전리층에 의한 모델은 페이지 18의 서브프레임 4에 있는 계수와 조합하여 전리층에 의한 오차를 교정하게 된다.

2.5.2. 서브 프레임의 내용

각 서브 프레임은 다시 10개의 워드(word)로 구성되고, 각 워드의 길이는 30비트이다. 다음 그림 2-16에서 보듯이 최초의 2개 워드는 모든 서브프레임에서 공히 TLM(Telemetry)과 HOW(Hand-Over Word)용으로 할당하고 있는데, TLM이나 HOW는 위성에서 만들어 진다.

각 서브프레임의 나머지 8개 워드는 지상제어부(Control Segment)에서 만들어지는 사용자용 항법 데이터이다. 5개 서브프레임의 데이터 내용을 표 2-11에 요약했으며, 이것을 그림 2-17과 비교할 수 있다.

표 2-11 5개 서브프레임의 내용

워드번호 서브프레임	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
서브프레임 1	TLM	HOW	데이터 블록 1							
			(예비)		(전리층 정보)		(클럭교정정보)			
서브프레임 2	TLM	HOW	데이터 블록 2 (Ephemeris 정보)							
서브프레임 3	TLM	HOW	데이터 블록 2 (Ephemeris 정보 계속)							
서브프레임 4	TLM	HOW	메세지 블록 (특수 정보)							
서브프레임 5	TLM	HOW	데이터 블록 3 (위성 Almanac)							

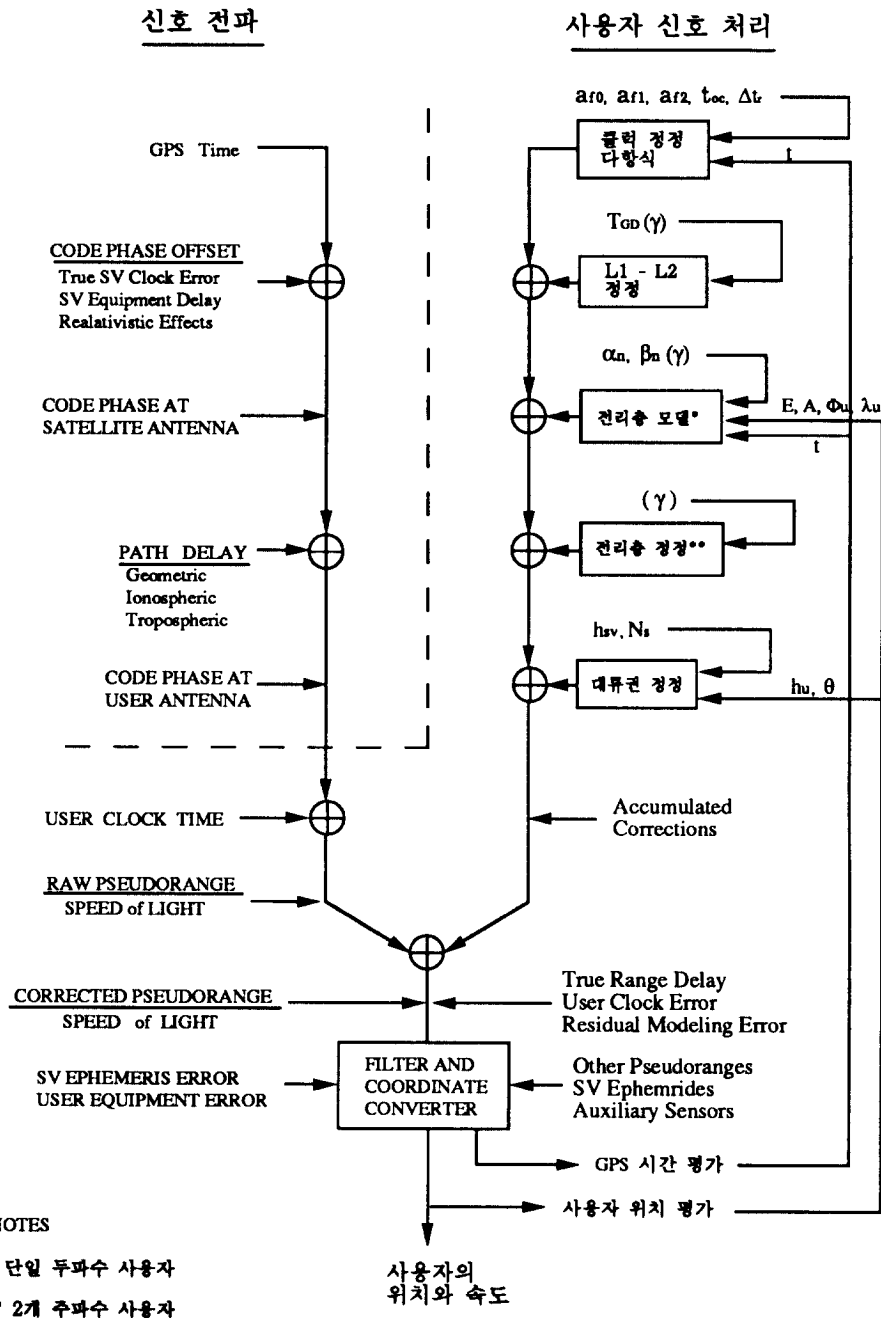


그림 2-18 에러정정 흐름도의 예

TLM 워드에 포함되는 내용은 8비트의 서두부(동기 패턴)와 14비트의 TLM 메시지, 2비트의 Non-information bearing 및 6비트의 패리티이며, 그중 TLM 메시지에는 주(Primary)업로드 스테이터스 메시지와 진단(diagnostic)메시지 및 기타 메시지가 포함되며 제어국에서 필요로 하는 정보가 포함되어 있다. 그리고, HOW 워드에는 17비트의 Z계수(Z-카운트)와 1비트의 동기 플래그, 3비트의 서브프레임 식별부호, 2비트의 non-information bearing 및 6비트의 패리티가 포함된다. 그림2-19에 TLM과 HOW메시지 형태를 나타내었다. 다음, 제1 서브프레임에 있는 데이터 블록 1에는 위성 클럭 교정정보와 주파수 표준 교정 정보, AODC(Associated Age of Data)워드 및 전리층 전파 지연계수등이 포함되는데, 이 데이터 블록 1은 지상의 제어부에서 만들어지며, 매 30초마다 반복해서 나타난다. 제2, 제3 서브프레임이 연속되어 있는 데이터 블록 2에는 위성의 정확한 위치를 나타내는 ephemeris와 AODC등이 들어 있으며, 역시 지상 제어부에서 생성되고, 매 30초마다 반복된다. 제4 서브프레임에는 메시지블럭이 있는데, 이것도 지상 제어부에서 만들어지며, 23개의 8비트 ASCII 코드를 수록할 수 있게 해두고 있으나 이는 장차 필요시 알마넥(Almanac : 위성궤도에 관한 일종의 달력) 정보를 이용할 수 있게 예비해 둔 것이다. 끝으로, 제5 서브프레임의 데이터 블록 3 역시 지상 제어부에서 만들어지는 것으로, 여기에는 위성에 대한 알마넥이 포함되는데, 알마넥에 들어가는 내용은 위성의 위치정보(Ephemeris Representation Parameter)와 클럭 교정 정보, 위성의 ID(Identification) 및 위성의 동작상태(Health)등에 관한 정보이다.

데이터 블록 3도 매 30초마다 1번씩 나타나기는 하지만, 이전의 두 데이터 블록처럼 반복되는 것은 아니다. 다시 말하면, 데이터 블록 3에는 위성 25개(1개는 예비위성)에 대한 알마넥이 실리는데, 25개 위성전체에 대한 알마넥이 1개 데이터 프레임내의 블록 3에 다 들어가는 것이 아니고, 각 데이

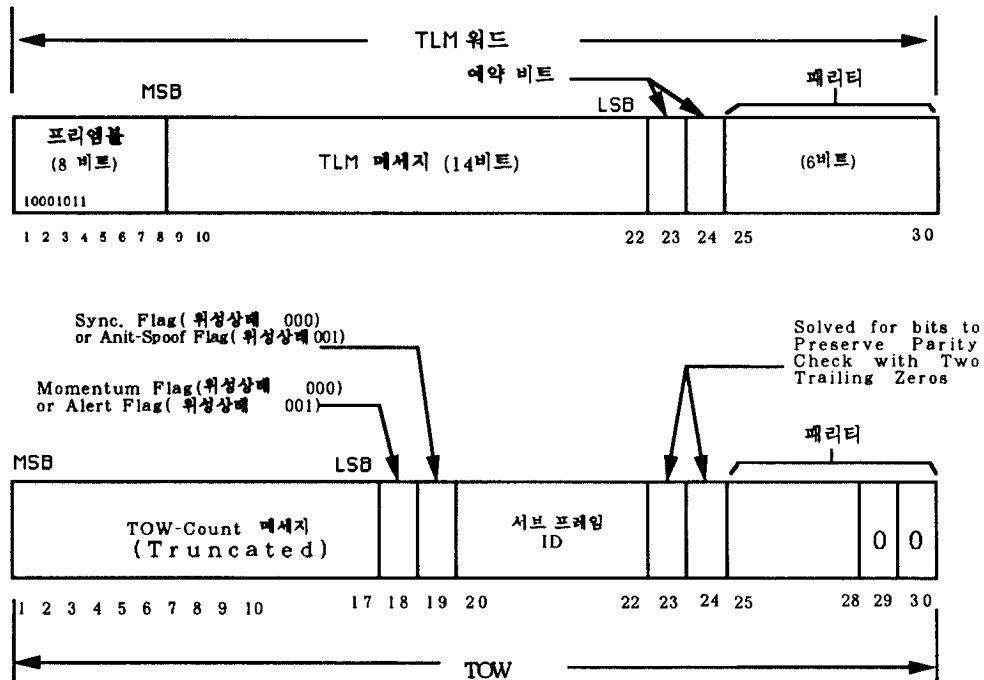


그림 2-19 TLM과 HOW의 데이터 구조

타 프레임의 블록 3에는 위성 1개에 대한 알마넥 정보만 들어가므로, 완전한 알마넥을 구성하는 데에는 25개의 데이터 프레임(각각 30초)이 필요하다. 따라서, 특정 데이터 프레임내의 알마넥 정보는 750초(30초×25개)마다 한번씩 반복하게 된다.

2.6. 차동 GPS(DGPS ; Differential GPS)

2.6.1. GPS 체계의 오차

의사거리 측정에 개입되는 오차는 표 2-12와 같이 분류되는데, 이들 오차를 최소한으로 줄이기 위해 GPS 시스템에서는 여러가지 보정기법을 사용하고 있다. GPS 시스템의 오차 중에서 제거 할 수 있는 오차는 기준국과 사용자의 공통오차만 제거 가능하며 제거가능한 공통오차에는 S/A오차, 전리층오차, 대류권지연, 궤도력 오차, 위성시계 오차등이 있고 제거할 수 없는 오차에는 수신기 잡음, 다경로에 의한 잡음 등이 있다.

표 2-12 GPS의 거리 오차 요소

오 차 요 인	거리오차, $1\sigma(m)$
. 위성 시계 오차 . Ephemeris 오차	1.5
. 대기 전파 지연	2.4 - 5.2
. 신호처리지연(위성)	1.0
. 다중 통로	1.2 - 2.7
. 수신기 잡음 및 분해능 . 이동체(수신측)의 역학적 상황	1.5
. 시스템 전체 오차	3.6 - 6.3

2.6.1.1. 위성의 클럭오차

각 위성에 탑재된 시계가 매우 안정된 것이기는 하지만 이 역시 GPS 시스템 타임에 비해 최대 976 μ s까지 오차가 생길 수 있는데(1 μ s의 오차는 300m의 거리오차에 해당) 이 오차는 수신기에서 항법신호(Navigation Message)에 포함된 시계 보정 계수를 이용하여 수정된다. 시계오차 자체에 따른 거리 오차는 사실 1ft 내외로 극히 작지만, 이 오차는 Ephemeris 오차에 포함된 상태에서 별도로 분리할 수가 없기 때문에 통상 Ephemeris 오차와 하나로 묶어서 취급된다.

2.6.1.2. Ephemeris 오차

위성의 Ephemeris(위성위치를 표시하는 천체력)는 MCS(Master Control Station)에서 결정되는데, 사용자가 4개 위성으로 부터의 거리를 측정하여 자신의 위치를 산출하는 것과는 반대로, 이번에는 위성이 4개의 감시국(Monitoring Station)으로부터의 거리를 측정하여 위성위치를 산출하는 방식에 의해 MCS에서 위성의 위치를 결정한다. 이때 위성위치의 정확도에는 위성에 미치는 중력이나 Solar Pressure Parameter, 감시국의 위치와 감시국 시계의 오차 및 신호처리 지연특성 등이 관련된다.

MCS에서는 ephemeris parameter가 포함된 항법 데이터를 위성에 주기적으로 송신하며 위성은 이 신호를 수신해서 자신의 위치를 산출, 보정하는데에 이용한다. 앞에서 설명한 위성의 시계 오차와 여기에서 Ephemeris 오차는 전체 1.5m 정도의 거리오차를 유발한다.

2.6.1.3. 대기중 전파지연(Atmospheric Delays)

고주파 신호가 전리층을 지날때는 속도감소는 물론, 전파의 진행방향이 휘게 되는데 이는 전파의 굴절에 기인하는 것이다. 전파의 전체적 지연값은 주파수의 제곱에 거의 반비례 하는데, 전술한 바와같이 항법신호를 L_1 , L_2 의 2개 주파수로 송신하는 것은 이들 2개 주파수를 비교해서 지연값을 결정하

려는 것이다. 역시 MCS에서는 보정에 필요한 파라미터를 결정해서 이를 주기적으로 위성에 보내고, 위성은 이를 다시 GPS 사용자에게 송신한다. 한편 대류권에서의 지연은 주파수와는 무관하여 비교적 작은 값이다. 전리층과 대류권을 다 고려할때 전파지연으로 인한 거리오차는 2.4-5.2m 정도이다.

2.6.1.4. 위성에서의 신호처리 지연(Group Delay)

이는 위성에서 신호를 처리하고 이를 통과시키는 데에서 지연되는 것을 의미하는데, 그값은 통상 지상에서의 실험을 통해서 교정시키고 있다. 이에 따른 오차 역시 항법신호에 포함되는 위성 시계 오차 보정용 파라미터에 같이 실어 보냄으로써 수정케 하고 있는데 신호 처리 지연에 따른 오차의 크기는 1m 정도이다.

2.6.1.5. 다중경로(Multipath)에 의한 영향

이는 신호의 전파도중 주변 건물등에 반사됨으로써 1개 이상의 여러 경로를 통해서 신호를 수신하게 되는 경우 거리측정에 관계되는 신호의 특성이 왜곡되어 오차가 생기는 것을 말하는데, 사용자 주변 반사표면의 특성이나 그 위치와는 무관하다. 이 다중통로 전파로 인한 오차는 비교적 작으며 대개 1.2-2.7m 정도이다.

한편, 다른 요인에 의한 오차는 경감시킬 수 있으므로 측위의 정확도를 관리할 수가 있으나 이 다중경로에 의한 문제는 발생을 예측하기가 곤란하며 예기치 못한 오차가 되어 버리는 수가 있다. 일반적으로, 위성으로 부터의 신호가 물체에 반사된 후 수신 안테나에 도래하는 것은 위성의 양각이 낮은 경우가 많기 때문에 안테나의 수평방향 감도를 낮게하여 저고도의 위성으로부터는 신호를 수신하지 않게 하는것이 유일한 대책이 된다.

2.6.1.6. 수신기 잡음 및 해상도 (Receiver Noise and Resolution)

수신기측 하드웨어와 소프트웨어에 의한 신호처리에서 생기는 잡음이나 분해능도 거리측정시의 오차를 유발하는데, 이 오차는 성능이 우수한 4채널 수신기를 사용할때 약 1.5m정도이다.

2.6.1.7. 이동체의 역학적 상황

사용자측 이동체(항공기, 차량 또는 선박등)의 역학적 상황(dynamics) 즉, 이동상황 역시 거리오차를 유발하는 요인인데, 이는 수신기의 설계를 특수하게 하거나 칼만필터(Kalman Filter)를 이용하여 보상한다.

2.6.2. 차동 GPS (DGPS : Differential GPS)

앞에서 언급한 GPS 체계의 오차는 아래와 같이 크게 3가지로 분류된다.

- 위성오차 : 클럭오차, Ephemeris 오차
- 전파지연 오차 : 전리층, 대류층 전파에 따른 지연 오차
- 수신기 오차 : 잡음, 클럭오차, 다중통로의 영향등에 의한 오차

그런데, GPS 수신기 2대가 서로 근접설치되어 동일한 위성으로 부터 신호를 수신해서 측위를 하는 경우 2대의 수신기에서 받아 들이는 신호의 오차중 위성클럭 오차와 ephemeris 오차는 동일하며 전리층 및 대류권 지연에 따른 오차도 거의 비슷하다. 다만 각 수신기 자체에 관련되는 오차와 지역별 다중경로 현상으로 인한 오차는 같지 않다. 차동 GPS는 위의 2개 수신기간의 공통 오차를 제거하기 위한 것인데 이들 오차를 경감시키기 위한 방법은 다음과 같이 요약된다.

- 위성오차 : DGPS 시스템 도입(기준국 별도로 필요)
- 전리층 지연오차 : 2개의 주파수(L_1 , L_2) 사용
- 대류권 지연오차 : 정확한 모델화 필요(모델화된 오차는 제거 가능)
- 수신기 오차 : 적절한 신호처리 기법 도입

차동 GPS 체계를 이용하면 측위의 확도를 대폭 개선할 수가 있는데, 이

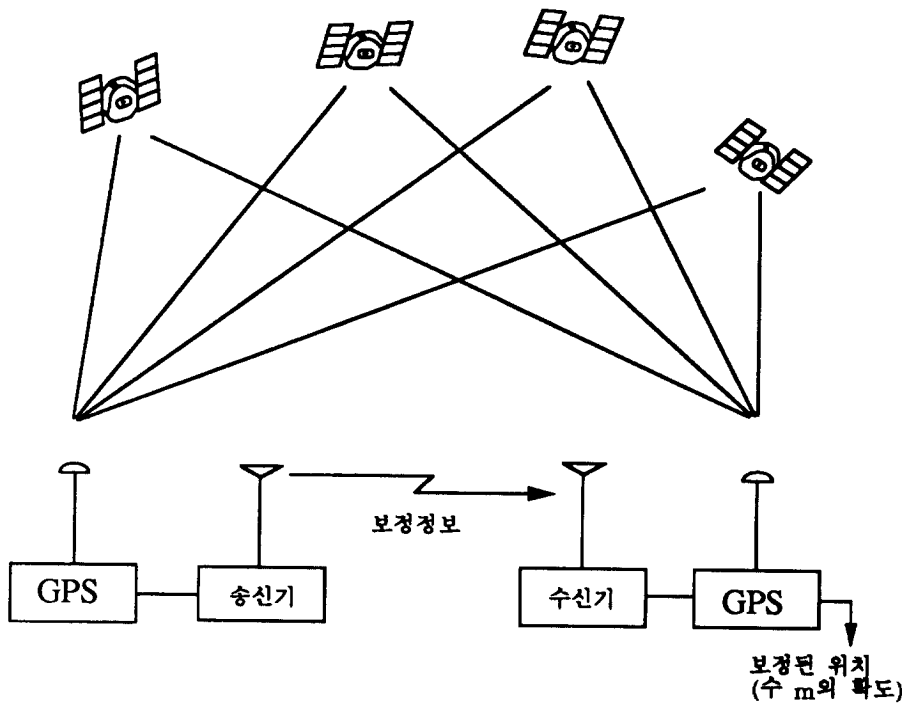


그림 2-20 차동 GPS의 개념

방식은 위치가 정확히 알려진 장소에 기준국을 설치하고, 여기서 관측된 오차 정보를 측위해야 할 장소의 수신기에 전송하여 그 오차를 상쇄토록 하는 것이다. 다음 그림 2-20에 나타낸 바와 같이 기준국과 측위국의 수신기가 동일한 위성을 이용하고 있으므로 쌍방의 GPS 수신기가 받는 오차에는 큰 차이가 없다.

즉, 이미 알고 있는 장소의 측위에서 얻어진 오차의 크기와 방향을, 측위해야 할 지점의 결과에서 빼면 정확한 위치를 알 수 있다. 이 방법은 고정국과 측위해야 할 장소가 너무 떨어져 있지 않는 한 유효하며, 위성의 궤도나 시계의 오차, 전리층이나 대류권의 영향등을 거의 완전히 제거할 수 있으며, 그외의 나머지는 수신기의 측위 확도에 기인하는 것으로 현재로서는 완전히 제거하는 것은 불가능 하다. 이렇게 해서 얻어지는 측위의 확도는 수 m로, P 코드에 의한 고확도 측위와 비슷한 값이다.

차동 GPS를 실현하는데에는 오차정보를 제공하는 시설(기준)과 통신수단이 필요하다. 통상의 이동체에 요구되는 측위 빈도이면 그다지 고속의 통신속도는 필요치 않으며, 수초마다 오차 정보를 갱신하는 정도로 실용이 된다는 보고도 있다.

GPS를 개발하고 있는 미국에서는 항만에서 선박을 정확하게 유도하는 데에 이 차동 GPS의 이용을 검토하고 있다. 선박에 있어서 바다 위에서의 확도는 수십 m 이면 충분하며, 항만에서만 정확한 위치 확인이 필요하다. 또 육상에서의 응용에 대해서도 FM 방송의 서브캐리어(SCA 채널)로 이 차동 GPS의 서비스를 하는 것도 검토하고 있는 것 같다. 이 차동 GPS에 의하면 현재 운용되고 있는 S/A를 피할 수 있는 면도 있다. 차동 GPS는 궁극적으로 가장 정확한 형태의 GPS 체계이며 정확도는 2-5m 정도에 달한다.

또, 측위의 분야에서 2점간의 거리를 고확도로 측량하는 상관(correlation)측위도 차동 GPS라 부르고 있는데, 여기에는 간섭측위라고 부르는 기술이 이용되며, 수십 km의 거리를 cm확도로 측정할 수 있는 것이다. 이 방식은 측위에 수시간의 연속수신이 필요하게 되며, 여기서 설명한 차동 GPS와는 원리적으로 다르다. 아래 표 2-13에 차동 GPS 체계의 오차요인을 보았는데 앞의 표 2-12에 보인 것과 대비해 보면 정확도가 얼마나 우수한지 짐작이 될것이다. 그리고, GPS와 DGPS의 모드별 정확도 비교자료는 표 2-14에 보았다.

표 2-13 차동 GPS의 거리 오차 요소

오차요인	거리오차, 1σ (m)
. 위성 시계 오차	0
. 대기(전리층, 대류층)전파 지연	0
. 신호처리지연(위성)	0
. 다중 통로	1.5
. 수신기 잡음 및 분해능	1.2
. 기 타	0.5
. 시스템 전체 오차	2.0

표 2-14 GPS와 DGPS의 정확도 비교

구 분	P 코드 수신기		C/S 코드 수신기	
	GPS	DGPS	GPS	DGPS
SEP	16 m	4.0 m	76 m	7.4 m
CEP	9 m	2.3 m	42 m	4.1 m
2 DRMS	5.5 m	5.5 m	100 m	9.8 m

* SEP : Spherical Error Probability

CEP : Circular Error Probability

2 DRMS : 2 Dimensional RMS

제 3 절 GPS 시스템의 정밀도

1. 위치 정밀도

어떤 시간에 임의장소에서 PPS의 위치 정밀도는 PDOP(Position Dilution of Precision) 와 UERE(User Equivalent Range Error)의 곱에 의해 결정되며 각 DOP의 정의는 다음과 같으며 백분율로 표시한다.

▶ GDOP(Geometric Dilution of Precision) :

- 기하학적인 정도열화 계수로서 3차원과 시각에 대한 정확도를 나타낸다. 4위성의 기하학적인 오차에 의한 것이 사용자의 위치 결정에 나타나는 오차정도($GDOP^2 = PDOP^2 + TDOP^2$)

▶ PDOP(Position Dilution of Precision) :

- 3차원의 위치에러 성분

▶ HDOP(Horizontal Dilution of Precision) :

- 2차원의 평면에서의 위치 에러 성분

▶ VDOP(Vertical Dilution of Precision) :

- 1차원의 고도 위치 에러 성분($PDOP^2 = HDOP^2 + VDOP^2$)

▶ TDOP(Time Dilution of Precision) :

- 사용자 시각오차에 의한 에러 성분

GDOP에 의한 오차는 4개의 위성중 가장 상태가 양호한 것을 선택하는 것이 좋으며 사용자와 4위성간을 선으로 연결하는 4면체의 부피가 클수록 GDOP의 값이 작아진다. UERE는 PDOP와는 독립적인 값이며 가장 낮은 GDOP 값일때 수신기에서의 4위성간의 거리오차로 표현된다. 두개의 주파수(L_1 과 L_2)를 사용할 때의 PPS UERE 오차를 표 2-15에 나타내었으며 단일주파수 (L_1 또는 L_2)를 사용할때의 PPS C/A UERE 오차값은 표 2-16에 나타내었다. 여기에서 위성은 블록-II에 대한 값이다.

표 2-17, 2-18, 2-19에 여러경우의 S/A와 A/S인 경우의 PPS와 SPS의 위치 정밀도를 나타내었다. 각각의 경우에 있어서 정밀도의 값은 위성 21개와 예비위성 3개인 경우에 대한 값이다.

표 2-15 2주파수(L1과L2) 사용시 PPS P(Y) 값

구 분	오 차 원 인	UERE-Contribution (95%) (metres)	
		보 통 상 태	제 어 국 에서 수 정 후 14 일 후
위 성 부 분	Navigation signal		257
	a. Frequency standard stability	6.5	1.0
	b. L-band delay variation	1.0	204
	Space vehicle acceleration uncertainty	2.0	
	Other	1.0	1.0
제 어 부 분	Ephemeris prediction and model implementation	8.2	206
	Other	1.8	19.6
사 용 자 부 분	Ionospheric delay compensation	4.5	4.5
	Tropospheric delay compensation	3.9	3.9
	Receiver noise and resolution	2.9	2.9
	Multipath	2.4	2.4
	Other	.0	1.0
95% System UERE** (PPS)		13.0	388
** Root-sum-square of all error sources			

표 2-16 단일 주파수(L1 또는 L2) 사용시 PPS C/A 값

구 분	오 차 원 인	UERE-Contribution (95%) (metres)	
		보통 상태	제어국에서 수정 후 14일 후
위성부분	Navigation signal		
	a. Frequency standard stability	6.5	257
	b. L-band delay variation	1.0	1.0
	Space vehicle acceleration uncertainty	2.0	204
	Other	1.0	1.0
제어부분	Ephemeris prediction and model implementation	8.2	206
	Other	1.8	19.6
사용자부분	Ionospheric delay compensation	9.8-19.6	9.8-19.6
	Tropospheric delay compensation	3.9	3.9
	Receiver noise and resolution	2.9	2.9
	Multipath	2.4	2.4
	Other	1.0	1.0
95% System UERE** (PPS)		15.7-23.1	388
** Root-sum-square of all error sources			

표 2-17 GPS 3차원 위치 정밀도*(미터, 95%)

동작 모드		2개의 주파수		단일 주파수	
S/A	A/S	PPS	SPS	PPS	SPS
OFF	OFF	37	37	51	51
ON	OFF	37	170	51	174
OFF	ON	37	NA**	51	51
ON	ON	37	NA**	51	174
* Worldwide over 24 hours; minimum satellite elevation 5° ** NA indicates not available with A-S on.					

표 2-18 GPS 2차원 평면 정밀도*(미터, 95%)

동작 모드		2개의 주파수		단일 주파수	
S/A	A/S	PPS	SPS	PPS	SPS
OFF	OFF	21	21	29	29
ON	OFF	21	98	29	100
OFF	ON	21	NA**	29	29
ON	ON	21	NA**	29	100
* Worldwide over 24 hours; minimum satellite elevation 5° ** NA indicates not available with A-S on.					

표 2-19 GPS 수직 위치 정밀도*(미터, 95%)

동작 모드		2개의 주파수		단일 주파수	
S/A	A/S	PPS	SPS	PPS	SPS
OFF	OFF	34	37	46	46
ON	OFF	34	156	46	159
OFF	ON	34	NA**	46	46
ON	ON	34	NA**	46	159
<p>* Worldwide over 24 hours; minimum satellite elevation 5°</p> <p>** NA indicates not available with A-S on.</p>					

2. 기 타

GPS 시각에 대한 PPS 시각 정밀도(Timing Accuracy)는 TDOP에 대한 UERE를 곱하고 빛의 속도로 나눈 값으로 나타난다. 제어국에서는 GPS 시각을 세계시의 95%인 176ns와 누적된 시각오차를 합한 값을 제어하며 GPS 시각과 UTC의 차이는 네비게이션 메시지에 포함되어 있다. SPS 시각 정밀도는 UTC의 95%인 363(ns)이다. PPS에서의 속도정밀도(Velocity Accuracy)는 전적으로 수신기 설계와 사용자의 이동성에 달려있으며 우주국과 제어국에서의 역할은 영향을 전혀 끼치지 못한다. 각 축에 대해서 95%에서 0.2(m/s)의 속도정밀도를 얻을 수 있다.

차동 GPS의 정밀도는 PPS 사용자의 경우에 평면위치의 정밀도는 5m(95%)이고 수직위치의 정밀도는 8m(95%)를 나타낸다. SPS인 경우는 평면위치가 20m(95%)이며 수직위치는 32m(95%)이다.

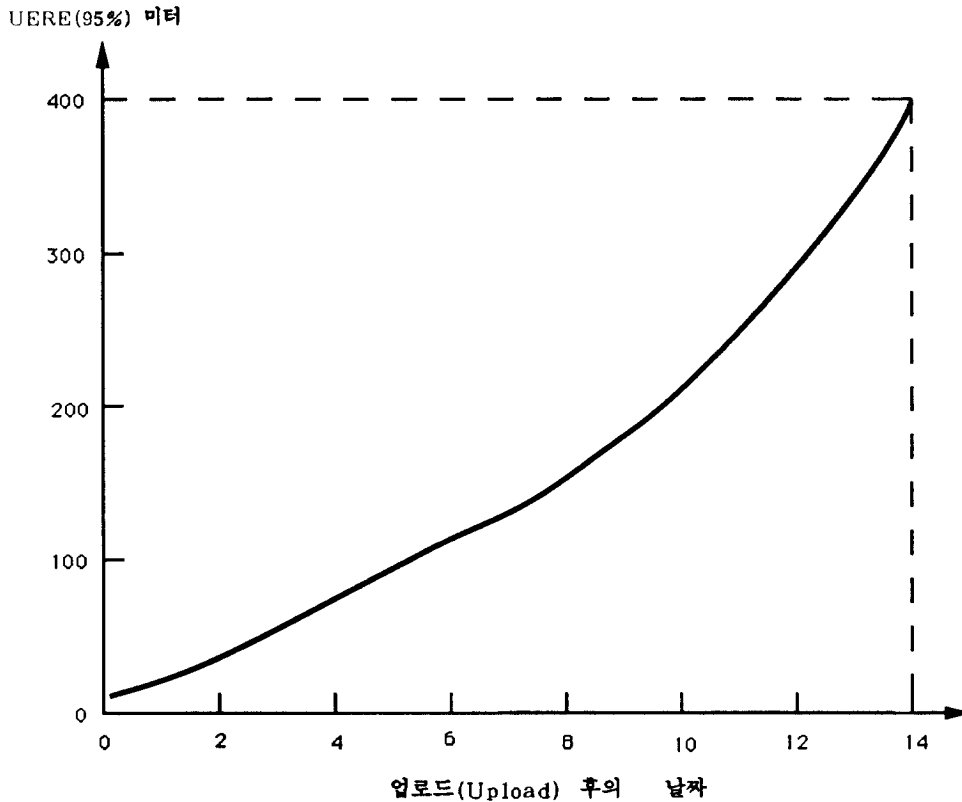


그림 2-21 UERE 감쇄도

제어국에서 보정치 값을 위성으로 전송해 주지 않을 경우에 시간에 따라서 시스템의 거리 정밀도는 매우 저하됨을 그림 2-21에 나타내었으며 표 2-15와 표 2-16에 블록-II 위성에서 제어국의 마지막 보정치를 수신한 후의 14일의 PPS UERE 오차를 나타내 주는데 그 값은 매우 열악하여 네비게이션에 사용할 수 없다.

제 3 장 GPS 시스템의 변조방식

제 1 절 대역확산(Spread Spectrum : SS) 통신방식

스펙트럼 확산 통신이란 전송신호의 주파수 대역을 정보신호의 주파수대역보다 훨씬 넓게 확산시켜 정보를 전송하는 통신방식이다[5,6,7,9,10]. 주파수대역의 확산은 정보 신호와 독립적인 코드 신호를 통해 이루어지며, 수신단에서는 이 코드 신호를 사용하여 역확산을 수행하고 정보신호를 복구하게 된다.

대역확산 통신방식의 근본원리는 1949년에 C.E. Shannon이 발표한 통신용량(channel capacity)의 개념으로 설명될 수 있다. 통신용량은 주어진 통신로를 통하여 매초당 보낼 수 있는 정보의 최대치를 말한다. 통신로로 보낼 수 있는 정보의 전송속도는 이 통신로의 대역폭과 신호전력 및 잡음전력에 의하여 결정된다. 통신로의 주파수 대역폭을 W 라 하고 신호전력을 S , 잡음전력을 N 이라하면 통신용량 C 는 식(3.1)로 표현된다.

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (3.1)$$

보통의 통신방식들은 대체로 신호대 잡음비를 크게 하는 대신 가능한 한 대역폭을 좁히려고 한다. 그러나, 대역확산 통신방식에서는 대역폭을 매우 크게 함으로써 신호대 잡음비가 아주 작은 경우 즉, 잡음이나 방해신호의 영향이 심각한 경우에도 식(3.1)로 부터 충분한 통신용량을 유지하여 통신을 가능하게 한다[2].

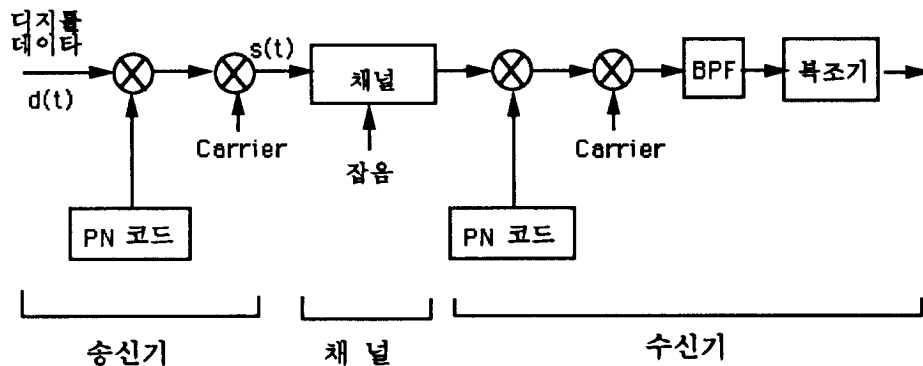


그림 3-1 직접 대역확산 송·수신 블록도

1. 대역확산 통신방식의 종류

대역확산 통신방식은 주로 군사용으로 사용되어 왔지만 최근에는 위성통신을 비롯한 여러분야로 그 응용 범위가 확대되어가는 추세에 있다. 대역확산 통신방식의 종류로는 대표적인 것으로 직접대역 확산방식(Direct Sequence), 주파수 도약방식(Frequency Hopping), 시간 도약방식(Time Hopping)의 세가지로 크게 나누어진다. 직접 대역확산 방식은 의사 불규칙(pseudorandom)하게 발생된 시퀀스에 의하여 데이터를 포함하고 있는 반송파의 위상이 전이된다. 주파수 도약방식에서는 반송파의 주파수가 의사 불규칙적으로 편이된다. 시간 도약방식에서는 신호 버스트가 의사 불규칙한

시간에 시작된다.

1.1. 직접 대역확산 통신방식(Direct Sequence SS : DS/SS)

DS/SS 통신 기법은 PN(Pseudorandom Noise) 코드로 반송 주파수를 변조하는 것으로, 연속신호를 확산시켜 전송하기 보다는 연속신호를 디지털 신호로 바꾸거나 디지털 데이터를 주로 전송한다. DS/SS 통신기법은 위성 통신 분야에서 가장 널리 사용되고 있다. DS/SS 시스템의 기본 블록도는 그림 3-1과 같다.

PN 코드에 의하여 이루어지는 송신부의 DS/SS 시스템 원리를 살펴보면 다음과 같다. 확산대역 통신에서는 연속신호를 확산시켜 전송하기 보다는 연속신호를 디지털 변조시켜서 디지털 데이터를 주로 전송하므로, 이진 형태의 정보신호는 PN 코드와 모듈로-2로 가산된 후, 평형 변조기에서 반송파를 대역확산 시킨다. 대역확산된 신호는 수신부에서 송신때와 같은 코드로 혼합하여 원래의 정보를 얻는데 이 과정을 상관(Correlation) 과정이라 한다.

상관 과정은 수신기에서 발생된 PN 코드신호와 대역확산된 신호와 곱하여지는 것으로 PN 코드신호는 그 자체신호에 대해서는 최대의 상관값을 갖고, 그외의 다른 종류의 신호에 대해서는 최소의 상관값을 갖기 때문에 재밍 신호나 간섭신호는 수신기의 상관과정에서 PN 코드 시퀀스 대역폭으로 확산되고 원래의 정보신호만 검출된다.

일반 통신방식에 비하여 대역 확산통신 방식이 갖는 잇점은 대역을 확산시킨 후 다시 좁히는 점에 있다는 것은, 그 과정에서 얻어지는 처리이득(Processing Gain)이 존재함을 뜻한다. 즉, 수신단의 입력단에서 수신된 신호의 SNR을 $(S/N)_{in}$ 으로 표시하고, 수신기 내부에서 신호를 처리하여 대역이 좁혀진 출력신호의 SNR을 $(S/N)_{out}$ 으로 표시하면 처리이득은 식(3.2)와 같다.

$$G_p = \frac{(S/N)_{out}}{(S/N)_{in}} \quad (3.2)$$

그러나 위식을 정확하게 계산하는 것은 매우 어려운 일이며, 또한 사용 기법에 따라 계산이 변화하므로 일반적으로 간단히 확산된 신호의 대역폭 (BW_{RF})과 원래의 좁은 신호의 대역폭(BW_{info})간의 비로 식(3.3)과 같이 표현된다.

$$G_p = \frac{BW_{RF}}{BW_{info}} \quad (3.3)$$

따라서 DS/SS의 성능척도인 처리이득 G_p 를 구하면, 먼저 확산된 신호의 대역폭은 $2/T_c$ 이고, 정보신호의 대역폭은 $1/T_m$ 이므로, 처리이득 G_p 는 식 (3.4)와 같다.

$$G_p = \frac{2T_m}{T_c} \quad (3.4)$$

여기서 $1/T_c$ 는 칩(Chip)율 이고, $1/T_m$ 는 정보 비트율 이다.

1.2. 주파수 도약 방식(Frequency Hopping SS : FH/SS)

주파수 도약 방식의 송신기와 수신기의 일반적인 블럭도는 그림 3-2와 같다. 입력 신호는 변조기에서 변조되고, 확산 코드 발생기에서 나온 이진 부호는 주파수 합성기의 분주기에 입력되며, 확산 코드 발생기에서 나온 이원 부호에 따라 주파수 합성기에서 출력 주파수가 결정된다. 확산 코드 발생기에서 나오는 코드는 직접대역 확산에서와 같이 정보 데이터와 확산코드가

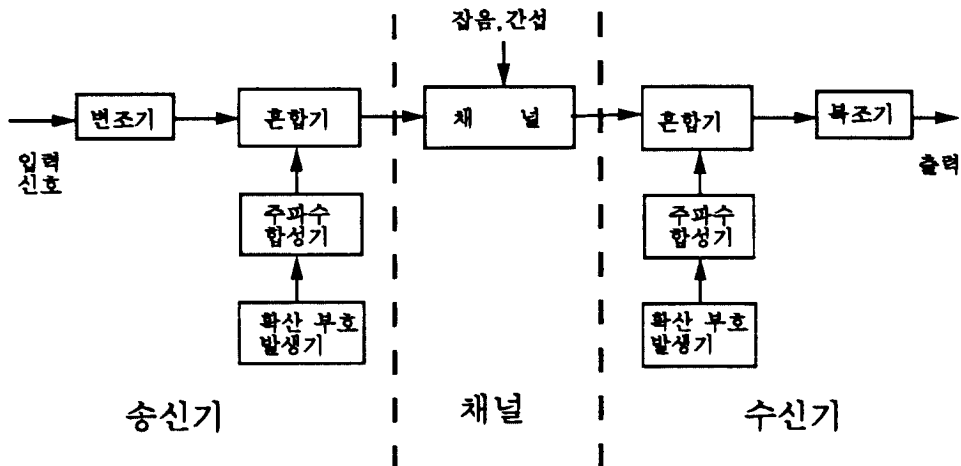


그림 3-2 주파수 도약 송수신기 블록도

더해져서 대역을 확산시키는 의미가 아니고 도약주파수를 결정하는 부호이므로 주파수 도약 방식에서는 확산 코드라고 부르는 대신 주파수 도약 패턴이라고 한다.

직접대역 확산과 주파수 도약 통신에서 사용하는 확산 코드는 주로 PN 코드를 사용하고 있으나 반드시 PN 코드를 사용할 필요는 없다. 여기서 주파수 도약 패턴 발생기와 주파수 합성기의 구조는 그림 3-3과 같다.

위상 검출기와 저역 필터, 전압제어 발진기(VCO), 입력 주파수를 N 으로 나누는 가변 주파수 분주기로 구성된 회로는 PLL(Phase Locked Loop)회로로서 주파수 도약 합성기는 PLL을 주로 사용한다.

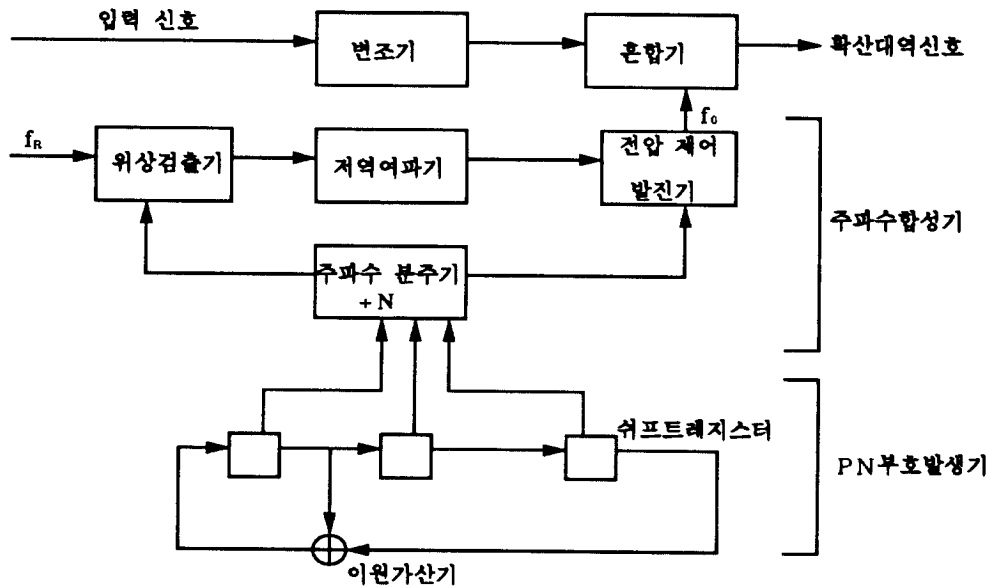


그림 3-3 주파수 도약 송수신

주파수 도약 통신에서 필수적으로 사용되는 것이 주파수 도약을 생성하는 주파수 합성기이다. 도약 주파수의 갯수와 각 주파수 사이의 간격과 사용하는 중심 주파수가 결정되면 이에 맞게 주파수 합성기를 설계할 필요가 있다. 만일 사용할 도약 주파수가 7개이고 주파수 사이의 간격이 1kHz이고 중심 주파수가 4kHz이면 1kHz, 2kHz, 3kHz, 4kHz, 5kHz, 6kHz, 7kHz의 7개 주파수를 발생하는 주파수 발생기가 필요하다. 도약 주파수사이의 간격은 일반적으로 동일하고, 도약 주파수 패턴 발생기는 PN코드 발생기를 사

용하였다. 저역 필터가 동기된 상태에서 입력 기준 주파수 f_R 과 n 분주된 출력 f_0 는 동일하므로

$$f_R = f_0 / n \quad (3.5)$$

이 된다. 따라서 분주기의 분주비를 제어함으로써 출력 f_0 는 입력 f_R 의 정수배인 $n \cdot f_R$ 이 얻어진다.

도약 주파수 패턴 발생기에서는 3개의 쉬프트 레지스터를 사용할 경우 쉬프트 레지스터의 상태는 이진 부호로 (011), (101), (010), (001), (100), (110), (111)로 (000)을 제외한 7개의 상태가 분주기에 연결된다. 만일 (110)이 분주기에 입력되면 분주기는 $n=6$ 이 되고 $f=1\text{kHz}$ 이면 주파수 합성기의 출력주파수는 6kHz가 된다. 위의 예에서 볼 수 있는 것처럼 PN 코드 발생기의 쉬프트 레지스터 상태는 십진수로 3, 5, 2, 1, 4, 6, 7과 같이 무작위로 나타나므로 도약 주파수도 그 순서대로 무작위로 도약한다. 비우호적인 적군이 위의 도약 순서를 모른다면 통신을 추정할 수 없을 것이다.

2. PN(Pseudorandom Noise) 부호

2.1. M-시퀀스

PN(Pseudorandom Noise) 부호는 인위적으로 발생시킬 수 있는 주기를 가진 2진 부호로 잡음과 유사한 특성을 가지고 있다. 백색 가우스 잡음을 생각할 때 이의 자기 상관함수가 $R(z)=(N_0/2) \cdot f(z)$ 이며 N_0 는 + 주파수의 전력 스펙트럼이다. PN 부호도 가우스 잡음과 유사하여 자기상관함수가 지연이 0 일때 $R(0) = 1$ 이 되며 그 외에 자기상관함수의 값이 $-1/n$ 로 n 이 크다고 가정하면 거의 0에 가까워 진다. 여기서 n 은 PN 부호의 주기를 말하고

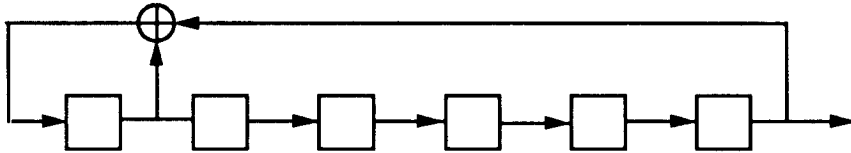


그림 3-4 6단 쉬프트 레지스터 시퀀스 발생기

있다. PN 부호는 백색가우스잡음과 같이 발생시키며 그림 3-4와 같다.

PN 부호는 최장부호(maximal code)라 부르는데 선형 쉬프트 레지스터 시퀀스에서 주기가 가장 긴 부호는 k 개의 쉬프트 레지스터를 사용할 때 최장주기는 $2^k - 1$ 이 된다.

PN 부호의 특성으로는 다음과 같다 :

(a) 2레벨 자기상관함수 특성(2-level autocorrelation property) :

PN 부호를 자기상관함수로 취하면 2개의 값을 가진다. 자기상관함수는 식(3.6)과 같이 정의된다.

$$R(k) = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n a_i a_{i+k} \quad a_i = -1 \text{ 또는 } 1 \quad (3.6)$$

PN 부호의 자기상관함수값은 식(3.7)과 (3.8)같이 2 레벨의 값을 가진다.

$$R(0) = 1 \quad k = 0 \quad (3.7)$$

$$R(k) = -1/n \quad 0 < |k| < n \quad (3.8)$$

(b) 평형 특성(balance property) :

PN 부호에서 비트의 총수 $2^k - 1$ 개 중 0의 수가 $2^{k-1} - 1$ 이고, 1의 수가 2^{k-1}

로 0의 수가 1의 수보다 항상 1개 적다. 여기서 k 는 쉬프트 레지스터의 갯수이다.

(c) 천이가산 특성(shift and add property) :

PN 부호의 원래 시퀀스와 이를 천이(shift) 시킨 시퀀스를 2진수 덧셈을 하여 생긴 시퀀스는 본래 시퀀스를 천이시킨 여러 시퀀스들 중의 어느 하나가 된다.

(d) 런 특성(run property) :

$n=2^k-1$ 의 주기에서 $(n+1)/2$ 의 런이 있고, 반은 0의 런이고 반은 1의 런이다. 0의 런 중 $1/2$ 은 길이가 1, $1/4$ 은 길이가 2, $1/8$ 은 길이가 3인 런 등이 있다. 1의 런도 마찬가지다. 이것은 길이가 $k-2$ 일 때까지 계속되고, 나중에 0은 $k-1$ 의 길이가 하나, 1은 k 의 길이가 하나가 있다.

2.2. Gold 부호

직접대역 확산 통신방식에서 동일한 주파수 대역폭과 동일한 중심 주파수를 가지고 여러 사람이 동시에 통신할 수 있는 방법으로, 한 쌍의 송신측과 수신측에 어떠한 확산부호(spreading code)를 부여하고 다른 이용자 쌍에게는 다른 확산부호를 부여하여 M 개의 이용자 쌍에게 각기 다른 확산부호를 할당하면 각 이용자 쌍은 서로 같은 부호를 가지고 확산(spreading) 및 역확산(despreading)을 할 수 있어 통신이 가능하다. 이와같은 방법을 부호분할 다중접근(Code Division Multiple Access)이라 부르며 동일 주파수대역으로 동시에 여러 사람이 통신할 수 있는 방법이다.

확산 부호는 지연이 0일 때 자기상관함수의 값이 가장 높고 그 외는 영에 가까운 값을 가지며 상호상관함수의 값은 모든 지연시간에 비해 낮은 상관값을 갖는 것으로 택하여야 한다. 그래야만 상관기를 사용할 경우 동기룰 이루기가 쉽고 데이터 1 비트의 시간간격으로 역확산시켜 적분기를 통해 복조할 때 복조가 쉽게 이루어진다. 다른 부호간에는 상호상관함수 값이 낮으

므로 이 때에는 데이터를 복조할 수 없다. PN 부호는 발생시키기가 쉬우나 같은 주기의 다른 PN부호간의 상호상관함수 값이 항상 낮은 것은 아니므로 같은 주기를 갖고 상호상관함수 값이 낮은 2개의 PN 부호를 구할 필요가 있다.

Gold와 Kasami에 의해서 서로 다른 PN 부호의 상호상관 함수의 값으로 $(\frac{-1}{n}, \frac{t(m)}{n}, \frac{t(m)-2}{n})$ 의 3개의 값을 가지는 PN 부호쌍이 존재한다

는 것을 증명하였다[10]. 여기서 $t(m)$ 은 식(3.9)로 정의된다.

$$t(m) = \begin{cases} 2^{(m+1)/2} + 1 & : m = \text{기수} \\ 2^{(m+2)/2} + 1 & : m = \text{우수} \end{cases} \quad (3.9)$$

m 은 시프트 레지스터의 단수이며 n 은 주기이다($n=2^m-1$).

예를들어 $m=6$ 이라 할때, $t(6)=2^4+1=17$ 이며 3개의 상호상관 함수 값은 $(\frac{-1}{63}, \frac{-17}{63}, \frac{15}{63})$ 이며 이때 절대 최고값은 $9/63$ 이다. 위의 상호상관

함수 값을 갖는 2개의 PN 부호를 preferred pair라 부르며 이때 상호상관함수 값이 가장 낮다고 볼 수 있다. 각 PN 부호의 자기상관함수 값은 높으므로 이들 두 부호는, 부호분할 다중접근 방식에서 두 이용자 쌍에게 부여하여 사용할 수 있으나 실제로는 두 이용자 쌍보다 더 많은 이용자 쌍이 사용하게 되므로 서로 상호상관함수의 값이 낮은 여러개의 PN 부호를 찾아야 한다. 그러나 실제로 preferred pair는 그 수가 적다.

preferred pair를 구하는 방법은 다음과 같다 :

(a) 다항식 표(polynomial table)를 이용하여 적당한 차수의 다항식을 선택한다(n 차의 쉬프트 레지스터는 n 차의 다항식을 필요로 한다).

(b) 선택한 다항식의 근 k 를 읽는다(여기서 근은 다항식의 앞열에 명시되어 있다).

(c) k 가 기수(odd number)이면 2^k+1 , k 가 우수(even number)이면 $2^{(k+2)/2}+1$ 로 계산한다.

(d) 위의 (c)단계에서 계산된 값은 preferred pair의 다항식 근을 의미하며, 이 근을 가지는 다항식을 다항식 표 3-1에서 찾는다.

표 3-1 $m=6$ 일 때의 원시 다항식

1	103	9	015
3	127	11	155
5	147	21	007
7	111		

예를 들어 1, 103에서 처음의 1은 다항식의 근을 나타내고, 103(001 000 011)은 3 비트로 된 8진수 표시로서 맨 오른쪽을 0으로 하여 1이 있는 자리수를 X 의 지수로 취한 것으로 다항식으로 고치면 식(3.10)과 같다.

$$g(X) = X^6 + X + 1 \quad (3.10)$$

이 다항식의 근 k 는 기수이므로 preferred pair 다항식의 근은 $2^k+1=2^1+1=3$ 이고, 다항식 표에 의해 3, 127를 구해낼 수 있으며, 그 다항식은 식(3.11)와 같으며 그림 3-5는 회로를 나타내었다.

$$g'(X) = X^6 + X^4 + X^2 + X + 1 \quad (3.11)$$

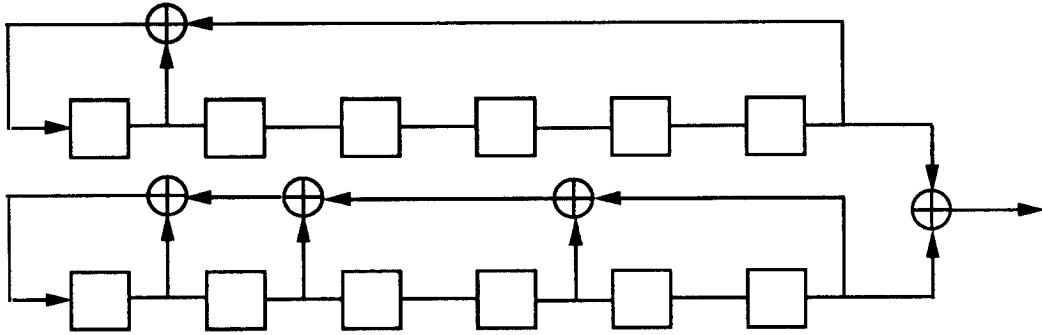


그림 3-5 Gold 부호 발생기

2.3. Kasami 부호

m 이 우수일때 Gold 부호보다 낮은 상호상관함수 값을 갖는 부호를 PN부호로 부터 발생 시킬 수 있는데 이때는 Gold 부호의 부호수 $n+2$ 보다 작은 $2^{m/2}$ 개의 부호가 된다. 이때 주기는 역시 $n=2^m-1$ 이고 $2^{m/2}$ 개의 부호를 Kasami 부호라 한다. Kasami 부호를 발생하는 방법은 주기가 n 이고 m 이 우수인 PN 부호에서 $2^{m/2}+1$ 번째 비트를 차례대로 선택하면 주기가 $2^{m/2}-1$ 인 부호가 생기는데 이것을 길이가 n 이 되도록 반복 나열하고 본래의 PN 부호와 모듈로-2 가산하여 새로생긴 부호와 PN 부호는 그대로 놓아두고 $2^{m/2}+1$ 번째 비트를 선택하여 만든 부호를 차례로 이전시켜 모듈로-2 가산하면 모두 $2^{m/2}$ 개의 부호가 생기는데 이 부호의 자기상관함수와 상호상관함수 값은 $-1/n$, $-(2^{m/2}+1)/n$, $(2^{m/2}-1)/n$ 이다. 예로 $m=4$ 이고 x^4+x+1 의 PN 부호 발생기는 그림 3-6와 같다.

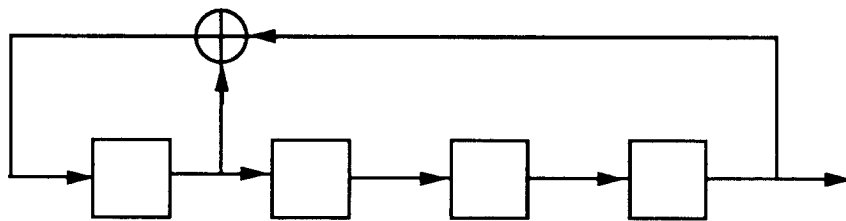


그림 3-6 (4,1) PN부호 발생기

만일 초기상태가 1111이면 출력은 아래표로 되며 PN 부호는 맨 아래 행이 된다. 다음 $2^{m/2}+1$ 번째 비트 즉 $2^{4/2+1}=5$ 를 차례로 택하면 110이 되고 이것을 5번 되풀이 하면 길이가 15인 110110110110110의 부호가 된다.

1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1
1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1
1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1
1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1

다음에 Kasami 부호를 만들기 위해 PN 부호는 그대로 두고 주기 3마다 반복되는 1101101110110110 부호와 모듈로-2 가산하고 이전시켜 가산하면 본래의 PN 부호와 3번의 modulo-2 가산하여 본래의 PN 부호와 3번의 모듈로-2 가산하여 생긴 3개의 부호가 Kasami 부호가 된다. 즉 다음과 같은 결과를 얻는다.

111101011001000	111101011001000	111101011001000
+ 110110110110110	+ 101101101101101	+ 011011011011011
┌───────────┐	┌───────────┐	┌───────────┐
001011101111110	010000110100101	100110000010011

3. 대역확산 통신방식의 특징

각 수신기마다 서로 다른 기준코드(Reference Code)를 할당 받아 통신을 하므로 원하는 수신기의 기준코드로 전송을 하면 선택적인 주소할당(addressing)이 가능하다. 이때 각 기준코드 사이의 상호상관(Cross Correlation)이 작아야 하는데 이렇게 되면 동시에 여러 개의 송신기와 수신기가 서로 간섭을 받지 않고 통신을 할 수 있으므로 코드분할 멀티플렉싱(Code Division Multiplexing) 방법으로 동일 주파수 대역에 다중접근(Multiple Access)이 가능하다. 또한, 방해신호가 들어오더라도 기준코드와 동기가 맞지 않으므로 효과적으로 제거시킬 수 있다[8].

그리고, 주파수 대역폭이 매우 넓으므로 대역확산 신호의 전력 스펙트럼 밀도를 낮게 할 수 있다. 이렇게 하면 통신을 하는 사실 자체를 도청자로부터 감출 수 있다. 또한 도청을 시도하더라도 기준코드를 알지 못하면 확산된 신호를 복원시킬 수 없으므로 도청이 불가능하다.

한편, 대역확산 기술을 거리 측정에 응용하는 경우에는 속도가 빠른 기준코드를 사용하면 해상도(resolution)를 높일 수 있으므로 정확한 측정을 할 수 있다.

3.1. Anti-Jamming

무선통신에 있어서 전파발사로 인한 통신보안의 취약성과 사용빈도 증가에 따른 사용자 상호간의 혼신, 특히 특수통신에 있어서 상대방의 의도적인 전파방해에 대해 보다 신뢰성 있는 통신로를 보장하기 위하여 전파 혼신방지에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다[7].

$Z(w)$: 확산 전의 정보신호

$G(w)$: 재밍 신호

$X(w)$: 확산 후의 정보신호

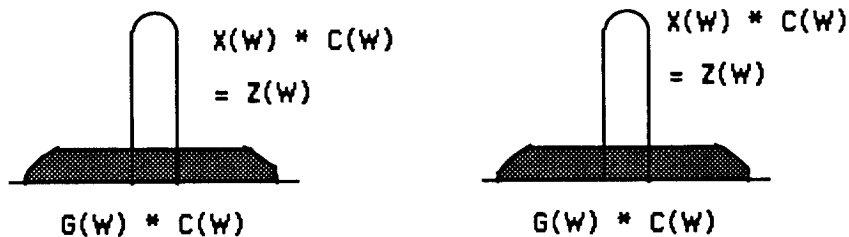
$C(w)$: 의사잡음 신호



(a) 확산된 정보신호의 대역폭



(b) 방해신호가 존재할 때의 대역폭



(c) 수신 Process후의 입력신호

협대역 재밍

광대역 재밍

그림 3-7 Anti Jamming의 효과

Anti-Jamming 기법은 크게 적응 위상배열 안테나(Adaptive Array Antenna) 기법과 대역확산(Spread Spectrum) 기법으로 구분되며, 위상배열 안테나 기법은 방해 신호를 안테나 특성을 이용해 차단하여 시스템내에 들어오지 못하게 하는 방법이며, 대역 확산 기법은 시스템 내부에서 복조 과정 동안에 방해신호를 제거하는 방법이다.

방해 신호가 협대역(narrow band)인 경우에는 $G(w)$ 는 $C(w)$ 에 비해 임펄스(impulse)로 간주할 수 있으므로 수신단이 수신 처리한 후에는 $G(w)*C(w)=C(w)$ 가 된다. 따라서 협대역의 방해 신호(Jamming)의 대역폭이 확산되고 정보 신호의 대역폭은 축소되어 방해 효과를 얻을 수 없게 된다. 방해신호가 광대역인 경우에도 채널상에서 방해신호의 대역폭이 정보신호의 대역폭보다 넓다고 하더라도 수신단에서의 상관작용으로 방해 신호의 대역폭만 $C(w)$ 만큼 확산되고 정보 신호의 대역폭은 원래의 대역폭으로 축소된다. 이를 다음 그림 3-7에 나타내었다. 이들 그림에서 알 수 있는 바와 같이 방해 신호의 대역폭에 상관없이 Anti-Jamming 효과가 있음을 알 수 있다.

3.2. Low Probability of Intercept(LPI)

무선 통신의 경우에는 불특정 다수에게 전파가 송신되므로 통신 보안 조치를 취하여 송신하며 적에게 통신 내용이 노출되지 않더라도, 적이 신호의 세기만을 검출하여 방향 탐지 기법에 의해 송신소의 위치를 파악할 수 있다. 이 경우 대역확산 기법을 응용하면 정보신호의 세기가 잡음신호보다 작은 상태로 공간상을 통해 전파되므로 적이 현재 정보 신호의 유무를 파악하지 못하게 한다. 정보 신호와 잡음과의 관계 만을 고려하여 표현하면 그림 3-8과 같다.

확산된 정보 신호는 잡음 속에 묻혀서 마치 신호가 없는 것처럼 보이다가 수신 process를 거쳐 협대역 대역통과 필터를 통과시키면 잡음 성분이 걸러

지고 뚜렷한 신호 성분을 얻게 된다.

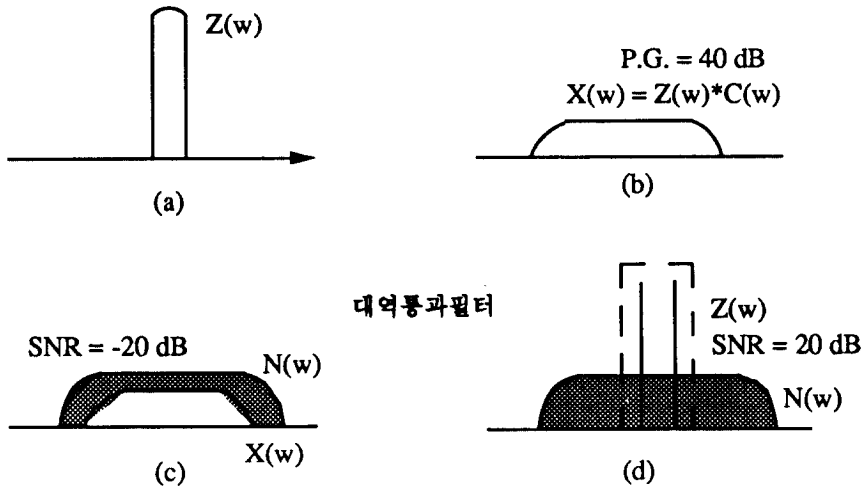


그림 3-8 LPI 성립 과정

- | | |
|-------------------------|-------------------|
| (a) 확산되지 않은 정보 신호 | (b) 확산된 정보신호 |
| (c) 잡음 속의 숨겨진 확산된 정보 신호 | (d) 수신처리 후의 신호 성분 |

3.3. 코드분할 다중접속

(Code Division Multiple Access : CDMA)

잘 알려진 바와 같이 가장 보편적인 두 종류의 다중접속 방식은 주파수 분할 다원접속(FDMA : frequency division multiple access)와 시 분할 다원접속(TDMA : time division multiple access)이다. FDMA에서는 모든 사용자가 동시에 전송하되 겹치지 않는 주파수 대역을 사용하여 전송한다. TDMA에서는 모든 사용자가 동일한 주파수 대역을 사용하되 시간적으로 겹치지 않게 순차적으로 전송한다. 그런데 다수의 사용자가 동시에 동일한

주파수 대역을 사용하여 전송할 수 있도록 허용되어 있는 시스템에서는 신호를 분리하기 위한 방법이 필요하다. 이러한 필요를 충족시키는 방식이 부호분할 다원접속(CDMA ; code division multiple access)또는 대역확산 다원접속이라고 불리는 다원접속 방식이다. CDMA는 그 사용되는 확산대역 방식에 따라 직접 시퀀스 CDMA(DS/CDMA)와 주파수 도약(FH/CDMA)로 나누어 진다.

DS/CDMA 에서는 각각의 사용자는 상호간 거의 직교하는(orthogonal) 확산코드를 가진다. 즉, 상호상관 함수의 값이 작은 코드를 가진다. 그렇게 함으로써 동일한 주파수 대역을 사용하는 다수의 사용자의 전송신호로 부터 원하는 통신 상대자의 신호를 수신기에서 분리해 낼 수 있다. CDMA 시스템에서는 일반적으로 서로 다른 사용자의 데이터 심볼의 주파수 천이 시간이 일치하지 않는다. 즉, 비동기적이다. 이러한 비동기성은 다수의 사용자가 지리적으로 서로 떨어져있는 이동통신과 군사통신에서는 불가피한 성질이다. 서로 다른 사용자 간의 비동기성 때문에 DS/CDMA 시스템에 있어서 사용자 간의 코드의 상호 상관함수 및 부분 상관함수(partial correlation function)가 성능을 결정짓는 중요한 변수가 된다. 이들 상관함수를 작게 만듦으로써 최적한 확산 코드 셋을 설계할 수 있다.

CDMA에 있어서 코드의 설계 문제가 시스템의 성능에 결정적이기는 하지만, DS/CDMA에 있어서 더욱 중요한 문제는 원근문제(near-far problem)이다. 다수의 사용자가 지리적으로 떨어져 있기 때문에 k번째 신호를 검출하고자 하는 수신기가 거리상으로 k 번째 송신기보다 i 번째 송신기에 훨씬 가까울 수가 있다. 이러한 경우 만약 각각의 송신기가 동일한 출력으로 송신한다면 k 번째 수신기에서는 i 번째 송신기로 부터의 신호가 k 번째 송신기로 부터의 신호보다 더 큰 전력을 수신된다. 그 결과로 i 번째 확산 코드와 k 번째 확산 코드간의 상호상관함수와 부분상관함수가 작더라도 수신기에서 i 번째 신호가 선택된다. 이 문제는 상당히 심각하여 때로는 DS/CDMA 방식을 사용할 수 없을 때도 있다.

CDMA의 또 다른 종류의 FH/CDMA이다. FH/CDMA에서는 각각의 사용자가 서로 다른 도약 패턴(hopping pattern)을 가지고 모든 도약패턴이 상호 직교적이라면 원근 문제는 해결된다. 그러나, 실제로 있어서 도약 패턴은 결코 직교적이 될 수 없다. 특히 둘 이상의 신호가 동시에 동일한 주파수를 사용하면 간섭이 발생한다. 이러한 현상을 히트(hit)라고 하는데 히트의 문제는 고정된 주파수 대역 위에서 동시에 도약하는 사용자의 수가 증가할수록 점점 커진다. FH/CDMA가 신호방해 극복기술로 사용될 때 에러정정부호(error correcting codes)를 FH/CDMA와 결합시키면 히트 문제를 극복하는데 큰 이점이 있다. 이 경우 수신기가 충돌의 발생 여부를 알면 복호화 에러를 줄일 수 있다. 히트의 발생 여부는 데이터와 함께 전송된 시험패턴을 조사함으로써 추정할 수 있다.

CDMA 시스템과 FDMA 및 TDMA 시스템을 상대적인 용량(capacity)의 관점에서 비교하여 보자. 먼저 완벽하게 선형적이고 완벽한 동기가 이루어진 동기 시스템에서는 세 시스템의 직교적 사용자의 최대치는 같다. 그러나 실제의 제약 조건이 부과되면 세가지 다원접속 기술 간의 차이가 분명해진다.

예를들면 CDMA는 TDMA가 필요로 하는 통신망의 동기를 필요로 하지 않기 때문에 비동기적으로 사용할 수 있다는 장점이 있다. 또 다른 CDMA의 장점은 시스템에 추가적으로 사용자를 더하는 것이 비교적 용이하다는 것이다. CDMA가 사용되는 이유는 무엇보다도 다중경로 간섭(multipath interference)과 고의적인 신호방해를 극복하는 능력이 있기 때문이다. 한편, 비동기 확산대역 시스템에서는 원근문제를 무시하면 시스템이 수용할 수 있는 사용자의 수는 처리이득의 0.1정도이다.

3.4. 거리 측정(Ranging)

스펙트럼 확산 기법을 이용하면 고정밀 거리측정이 가능하고 실제로 고정

밀 원거리 레이다에 사용되고 있다. 의사 잡음 코드의 특성을 자기상관 (autocorrelation)값이 동기가 맞았을 때와 맞지 않았을 때의 오직 두 값만을 갖도록 선택하면 시간차에 의해서 정확한 거리 측정을 할 수 있다.

$$R(\tau) = \begin{cases} 1 & ; \tau = 0 \\ -1/L & ; \tau \neq 0 \end{cases} \quad (3.12)$$

식(3.12)의 특성은 최장 시이퀀스를 의사 잡음 코드로 사용하면 쉽게 얻을 수 있다. 두 지점 A, B 간의 거리를 D라 하고 A, B 두 지점의 시간은 거리에 무관하게 동일하게 맞추어져 있다고 가정하면, 두 지점에서 사용하는 코드는 똑같이 $c(t)$ 로 표현되고, B에서 A로 전송된 신호는 $c(t-\tau)$ 로 표현되어 τ 만큼의 시간차가 존재하게 된다. 이 시간차 τ 는 거리 D를 광속으로 나눈 값이 되므로 A 지점에서는 자기 신호의 신호 $c(t)$ 와 B로 부터 전송된 $c(t-\tau)$ 의 상관관계를 취한다. 이때 A 지점의 시간 지연기를 조정하여 상관관계를 취하면 식(3.12)에서와 같이 지연기로 지연한 시간과 B 지점에서 전송되어 오면서 지연된 시간이 일치할 때만 상관 값이 크게 나타나므로 이를 이용하여 B지점으로부터의 전송시간 τ 를 측정할 수 있고 또한 이를 이용하여 거리 D를 계산할 수 있다.

3.5. 다중경로의 간섭제거(Multipath Interference Protection)

송신단으로 부터 수신단까지의 전파경로는 오직 한 경로로 이루어지는 것이 아니라 여러 경로를 거쳐 이루어져서 서로 다른 경로를 통해 전달되어 온 신호간에 간섭현상이 생겨 올바른 신호를 검출할 수 없게 된다. 특히, 데이터 통신에서는 이 현상이 심각하여 이러한 다중경로에 의한 전송 오류를 개선하기 위한 많은 연구가 진행되고 있다[7].

이 경우 대역 확산 기법을 이용하여 PN 시퀀스에서 한 칩 이상 지연이 생기면 상호간에 간섭현상이 없어지게 되므로 원하지 않은 경로를 통해 입력된 신호를 원칙적으로 제거할 수 있다.

예를 들면 30Mbps의 PN 시퀀스를 사용했을 경우 경로 간의 경로 차가 10m 이상되면 다른 경로를 통해 들어온 신호를 분리해 낼 수 있다.

$$\frac{3 \times 10^8 (m/sec)}{30 \times 10^6 (chip/sec)} = 10 (m/chip) \quad (3.13)$$

제 2 절 GPS 시스템의 PN 부호 특성

1. 개 요

GPS 시스템에서 사용되는 P 코드와 C/A 코드의 특성은 그 코드의 구조와 발생시키는 방법에 따라 다르게 나타난다. 그림 3-9에 10.23Mbps인 $P_i(t)$ 코드(P 코드)와 1.023Mbps인 $G_i(t)$ 코드(C/A 코드)를 발생하는 블록도를 나타내었다. 여기에서 네비게이션 데이터 $D(t)$ 는 50bps로 되어있으며 이것과 모듈로-2 합이 되며 그후에 L 대역 주파수로 변조된다.

P 코드는 $X_1(t)$ 와 $X_2(t-iT)$ 인 PN 코드의 모듈로-2 합에 의해 생성되며 여기에서 T는 P코드의 주기 $(1.023 \times 10^7)^{-1}$ 초이며 i는 1 ~ 37까지의 정수이다. 따라서 정수 i는 동일한 코드 발생기에 의해서 37개의 $P_i(t)$ 코드 위상을 생성할 수 있음을 나타낸다.

C/A 코드는 두개의 1023비트인 선형 PN 코드인 G_1 과 G_2 의 모듈로-2 합에 의해 생성되며 G_2 는 C/A 코드 형태가 36개의 칩 지연을 선택할 수 있다.

PN 코드의 위상 할당에 대한 번호를 표 3-2에 나타내었다. 처음부터 32개의 PN 코드번호는 위성에 의한 사용자의 번호를 부여했으며 실제로 위성의 고유번호와 같다. 나머지 5개의 번호는 다른 목적의 예비번호로 남겨두고 있다.

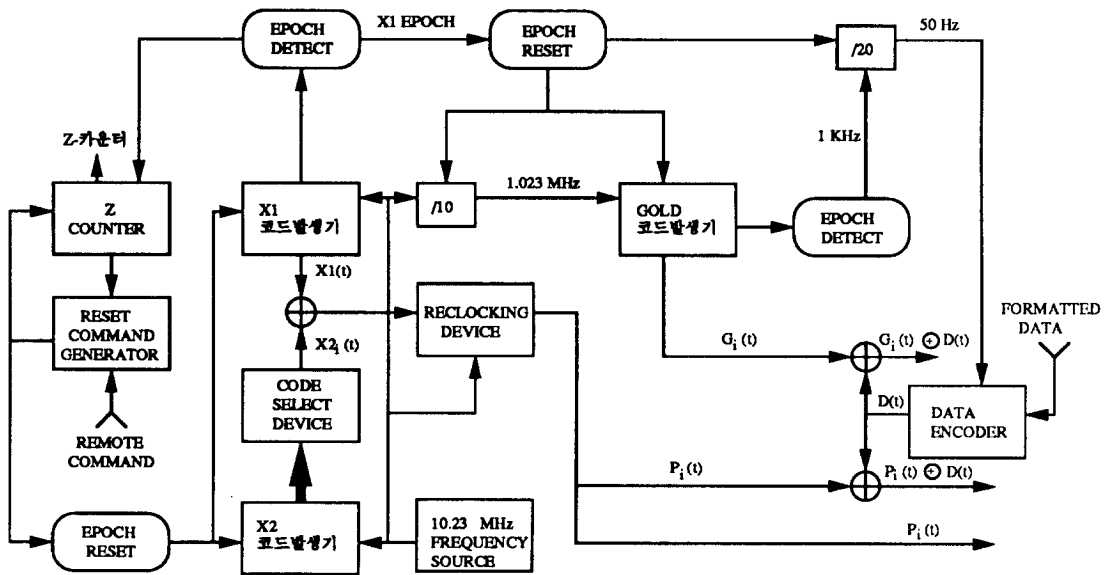


그림 3-9 GPS 시스템의 PN 코드발생과 변조신호의 출력도

표 3-2 코드위상의 할당표

위성 번호	GPS PN 코드 번호	코드 위상 선택		코드 지연 칩(Chips)		첫번째 10칩 (8진수)	첫번째 12칩 (8진수)
		C/A(G2i)	(X2i)	C/A	P	C/A	P
1	1	2 ● 6	1	5	1	1440	4444
2	2	3 ● 7	2	6	2	1620	4000
3	3	4 ● 8	3	7	3	1710	4222
4	4	5 ● 9	4	8	4	1744	4333
5	5	1 ● 9	5	17	5	1133	4377
6	6	2 ● 10	6	18	6	1455	4355
7	7	1 ● 8	7	139	7	1131	4344
8	8	2 ● 9	8	140	8	1454	4340
9	9	3 ● 10	9	141	9	1626	4342
10	10	2 ● 3	10	251	10	1504	4343
11	11	3 ● 4	11	252	11	1642	4343
12	12	5 ● 6	12	254	12	1750	4343
13	13	6 ● 7	13	255	13	1764	4343
14	14	7 ● 8	14	256	14	1772	4343
15	15	8 ● 9	15	257	15	1775	4343
16	16	9 ● 10	16	258	16	1776	4343
17	17	1 ● 4	17	469	17	1156	4343
18	18	2 ● 5	18	470	18	1467	4343
19	19	3 ● 6	19	471	19	1633	4343
20	20	4 ● 7	20	472	20	1715	4343
21	21	5 ● 8	21	473	21	1746	4343
22	22	6 ● 9	22	474	22	1763	4343
23	23	1 ● 3	23	509	23	1063	4343
24	24	4 ● 6	24	512	24	1706	4343
25	25	5 ● 7	25	513	25	1743	4343
26	26	6 ● 8	26	514	26	1761	4343
27	27	7 ● 9	27	515	27	1770	4343
28	28	8 ● 10	28	516	28	1774	4343
29	29	1 ● 6	29	859	29	1127	4343
30	30	2 ● 7	30	860	30	1453	4343

표 3-2 (계 속)

위성 번호	GPS PN코드 번호	코드 위상 선택		코드 지연 칩(Chips)		첫번째 10 칩 (8진수)	첫번째 12 칩 (8진수)
		C/A(G2i)	(X2i)	C/A	P	C/A	P
31	31	3 * 8	31	861	31	1625	4343
22	32	4 * 9	32	862	32	1712	4343
[↑]	33	5 * 10	33	863	33	1745	4343
[↑]	34	4 * 10	34	950	34	1713	4343
[↑]	35	1 * 7	35	947	35	1134	4343
[↑]	36	2 * 8	36	948	36	1456	4343
[↑]	37	4 * 10	37	950	37	1713	4343

2. P 코드 발생

각각의 $P_i(t)$ 는 10.23Mbps의 X_1 과 X_2 의 모듈로-2 합에 의해 생성되는데 여기서 X_1 은 4092칩인 X_{1A} 와 4093 칩인 X_{1B} 인 12-쉬프트 레지스터의 모듈로-2 합에 의해 생성된다. 그리고 X_{1A} 는 4092칩이 3750번 반복된 후에 X_1 에포크가 발생하며 이것은 1.5초로써 15,345,000칩에 해당한다.

쉬프트 레지스터를 사용할때 X_{1A} 와 X_{1B} 의 생성다항식을 식(3.14)에 나타내었다.

$$\begin{aligned}
 X_{1A} &= 1 + X^6 + X^8 + X^{11} + X^{12} \\
 X_{1B} &= 1 + X^1 + X^2 + X^5 + X^8 + X^9 + X^{10} + X^{11} + X^{12}
 \end{aligned}
 \tag{3.14}$$

식(3.14)의 식에 대한 것을 쉬프트 레지스터로 나타낸 것을 그림 3-10와 그림 3-11에 나타내었다.

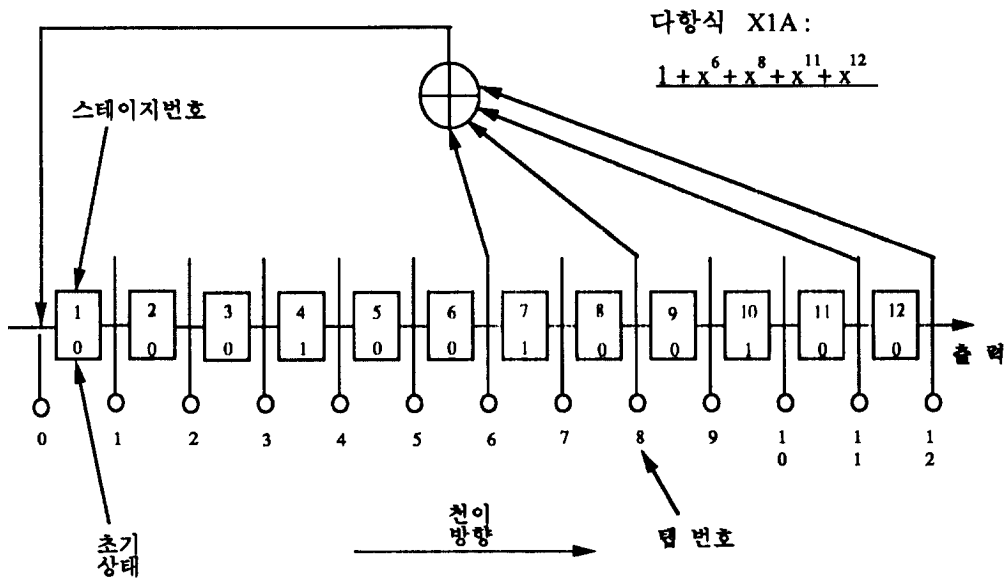


그림 3-10 X1A 코드 발생기

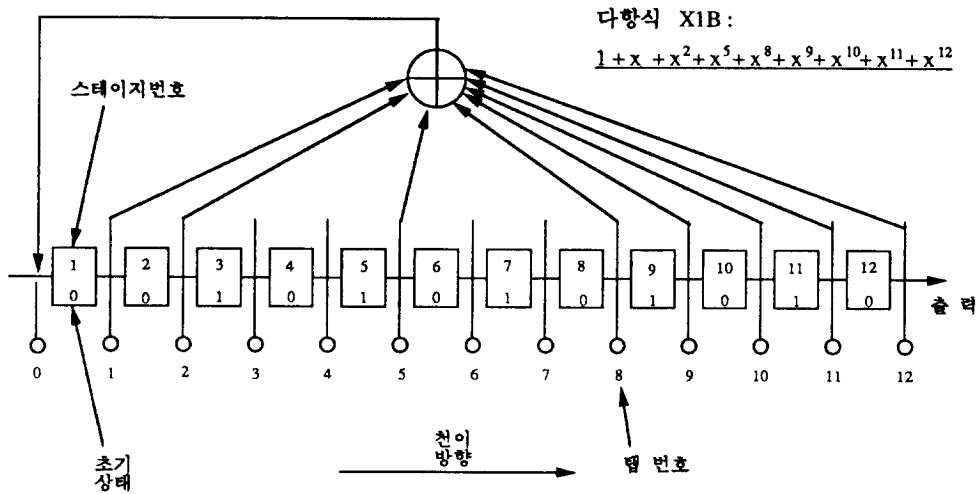


그림 3-11 X1B 코드발생기

코드발생기의 상태는 다음과 같이 각각의 레지스터의 내용을 이진수로 된 코드벡터로 나타낼 수 있다 :

- (a) 코드벡터는 각각의 레지스터에서 2진 상태로 되어있다.
- (b) 12번째의 쉬프트 레지스터의 값은 가장 왼쪽 첫번째의 입력으로 된다.
- (c) 레지스터 값은 레지스터 번호가 가장 낮은 곳에서 가장 높은 곳으로 천이 되며 12번째 레지스터의 값은 출력 값이 된다.

이와 같은 코드를 사용했을 경우에 X1 에포크가 발생할때 X1A 쉬프트 레지스터는 001001001000으로 초기화되고 X1B는 0101010101000으로 초기화 된다. M-시퀀스 PN 코드에서 12개의 쉬프트 레지스터의 최대주기는 $2^{12}-1=4095$ 으로 실제로는 줄여서 사용하 그 이유는 X1 주기에서 X1A 주기 동안 X1A와 X1B의 세차(precession)의 영향에 의한 오차를 줄이기 위해서 이다. 그래서 X1A는 마지막 3개의 칩(001)을 생략하여 4092칩을 사용하여 재초기화를 하며 X1B는 2개의 칩(01)을 생략하여 4093칩을 재초기화에 사용하며 이것은 X1 주기에서 X1A와 X1B가 1칩의 차이를 나타나게 한다.

X1 주기는 3750의 X1A 주기로 정의하는데 이것이 X1B인 경우에는 3750번 처럼 정수가 되지 않으며 X1B가 4093칩일때 3749번의 정수에 해당하며 3750번째에는 343칩이 된다. 그때에 새로운 X1의 주기로 되기 때문에 X1A와 X1B는 재초기화가 된다.

X2_i 시이퀀스는 초기의 X2 시이퀀스가 1 부터 37까지의 칩의 지연에 의해서 생성된다. 이 X2_i와 X1가 모듈로-2 합이 되어 37종류의 PN 코드를 생성하게 된다. X2A와 X2B에 X2 코드가 생성되며 X1A와 X1B의 경우와 같이 4092칩과 4093칩을 주기로 하며 X2A의 3750번 순환후 에포크 된다. X2A와 X2B의 생성 다항식은 다음식과 같다.

$$\begin{aligned} X2A &= 1 + X + X^3 + X^4 + X^5 + X^7 + X^8 + X^9 + X^{10} + X^{11} + X^{12} \\ X2B &= X^2 + X^3 + X^4 + X^8 + X^9 + X^{12} \end{aligned} \quad (3.15)$$

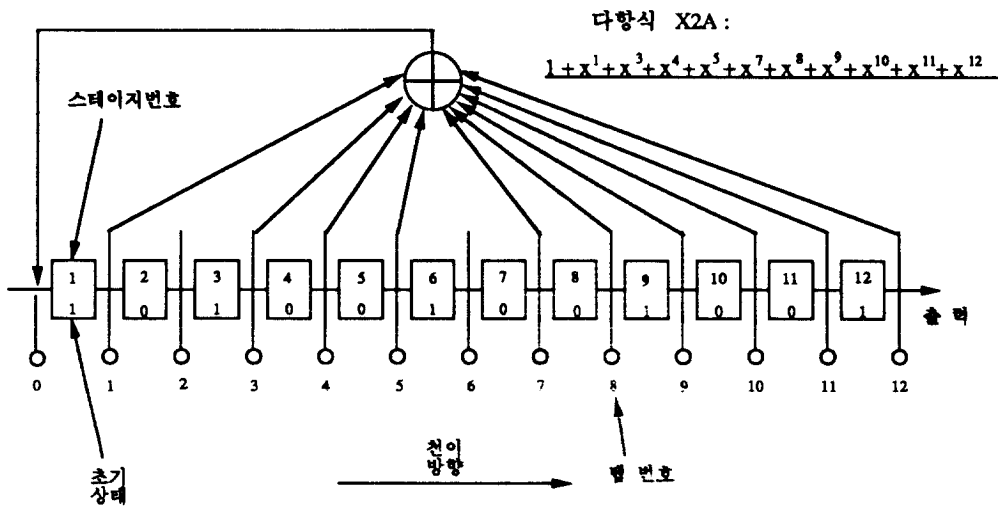


그림 3-12 X2A 코드 발생기

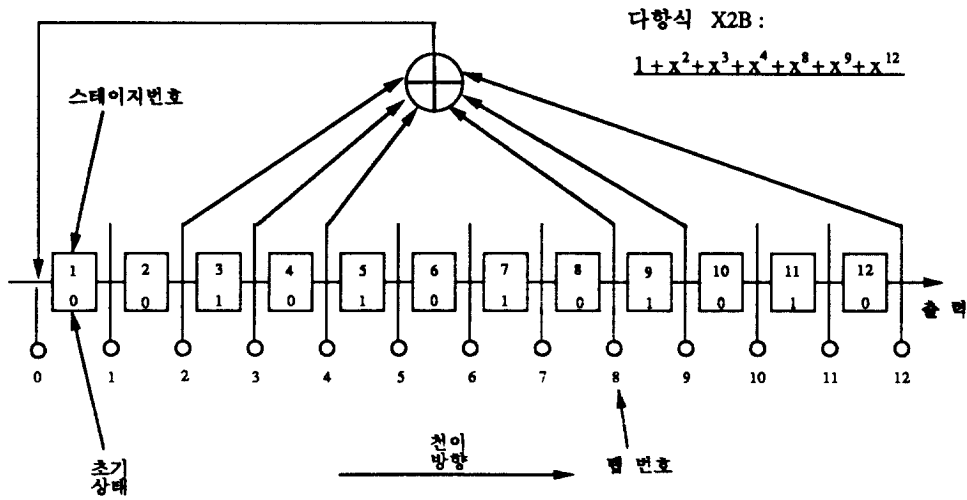


그림 3-13 X2B 코드 발생기

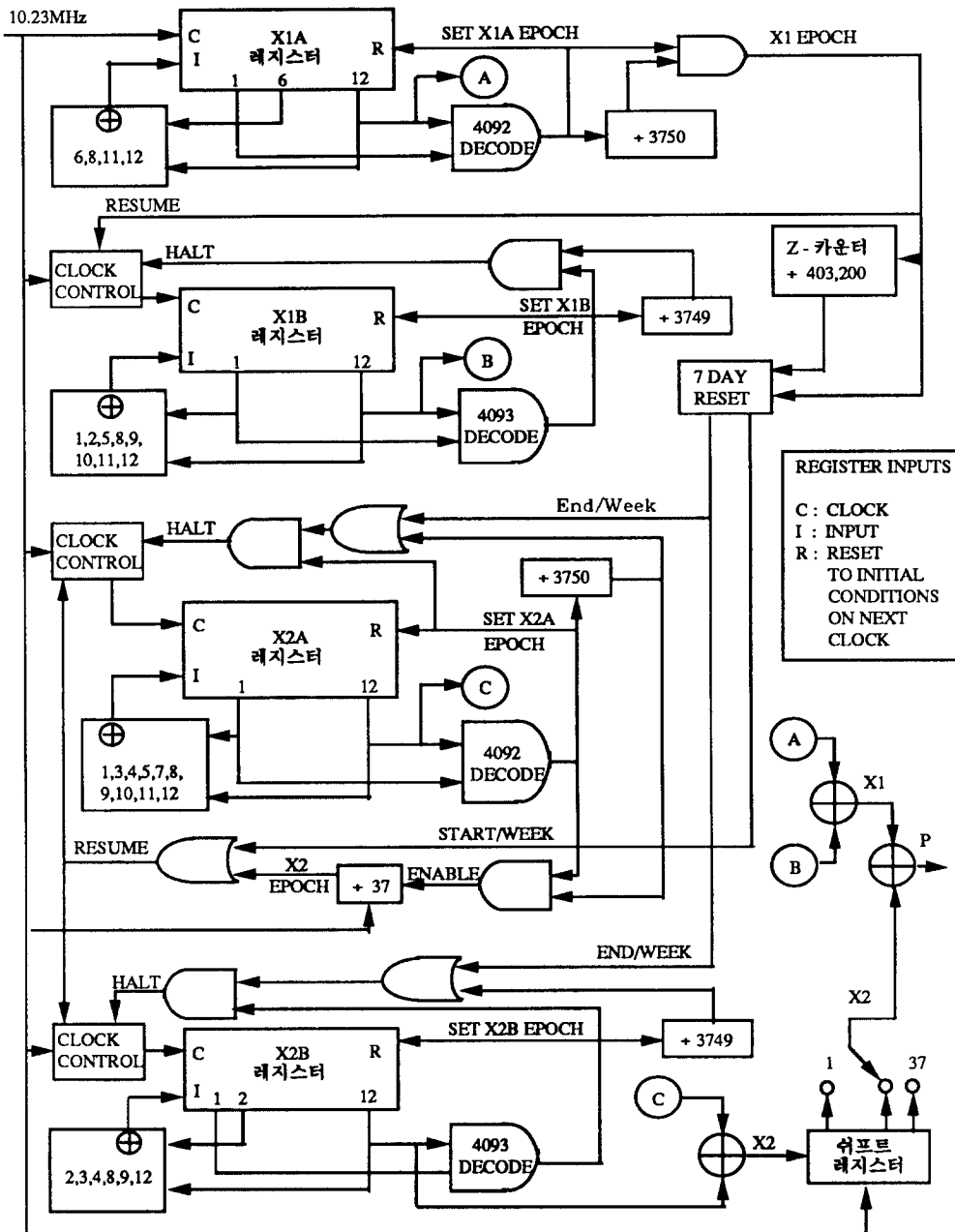


그림 3-14 P 코드 발생기

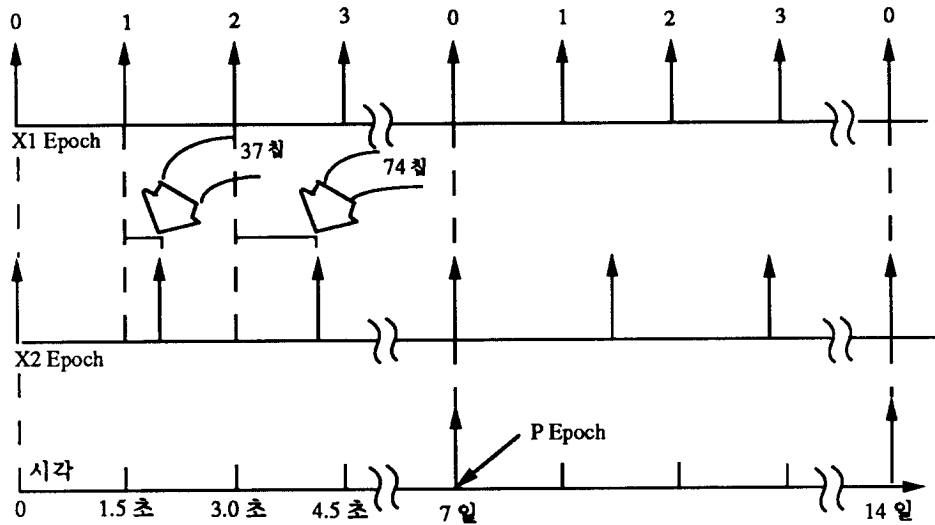


그림 3-15 P 코드 신호의 타이밍 도

여기서 X2A는 100100100101로 X2B는 010101010100으로 초기화 된다. 그림 3-12와 그림 3-13에 X2A와 X2B의 코드발생기를 나타내었다.

X2A와 X2B는 X1의 에폭에 의해 재초기화가 되므로 X2 주기는 X1 주기보다 37칩이 길게 된다.

GPS 주(week)가 새로 시작될때는 X1A, X1B, X2A, X2B의 쉬프트 레지스터는 처음으로 초기화되는데 이때 X1A는 정확히 4092의 주기를 정확히 끝마치게 된다. 그림 3-14에 P 코드 발생기를 나타냈으며 그림 3-15에 P 코드 신호성분의 타이밍을 나타냈고 표 3-3와 표 3-4에 1주일의 마지막 리셋(reset)시에 마지막과 처음의 코드벡터상태를 나타내었다.

표 3-3 P 코드 리셀 타이밍(7일 주기의 마지막 400μs)

코드 칩(Chip)			
X1A 코드	X1B 코드	X2A 코드	X2B 코드
1	345	1070	967
.	.	.	.
3023	3367	4092*	3989
.	.	.	.
3127	3471	4092	4093*
.	.	.	.
3749	4093*	4092	4093
.	.	.	.
4092*	4093	4092	4093
* 1주의 마지막 칩			

표 3-4 코드백터의 마지막과 초기 상태

	X1A 코드	X1B 코드	X2A 코드	X2B 코드
칩 번호 백터 상태	4091 100010010010	4092 100101010101	4091 111001001001	4092 000101010101
칩 번호 백터 상태	4092 000100100100	4093 001010101010	4092 110010010010	4093 001010101010
에포크시 첫번째 백터 상태	001001001000	010101010100	100100100101	010101010100

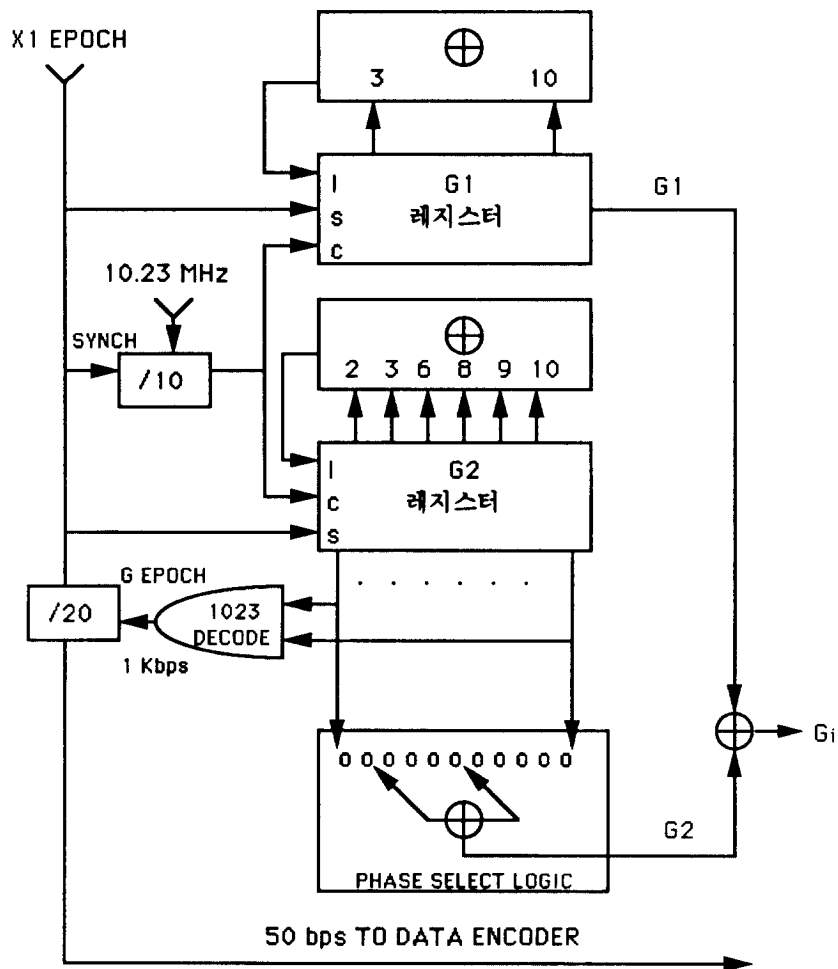
3. C/A 코드 발생

각각의 $G_i(t)$ 시퀀스는 1023 비트의 골드코드이며 G_1 과 G_2 인 두 코드가 모듈로-2 합에 의해 생성되며 G_2 시퀀스는 5부터 950까지의 칩 지연에 의해 생성된다. 이러한 것을 그림 3-16에 나타내었다. 그리고 이들은 10개의 쉬프트 레지스터에 의해 구성되며 생성다항식은 다음 식(3.16)에 나타내었으며 그림은 그림 3-17에 나타내었다.

$$\begin{aligned} G_1 &= 1 + X^3 + X^{10} \\ G_2 &= 1 + X^2 + X^3 + X^6 + X^8 + X^9 + X^{10} \end{aligned} \quad (3.16)$$

여기서 G_1 과 G_2 는 111111111로 초기화되며 이것 또한 P 코드의 X_1 에포크에 의해 초기화 된다. G_1 과 G_2 레지스터는 P 코드 클럭인 10.23MHz로부터 1.023MHz를 만들어서 클럭으로 사용하며 이것은 X_1 에포크에 의한 초기화에서 C/A 코드와 P 코드의 첫번째 칩이 동시에 시작되게 된다.

G_2 를 생성하는 G_2 의 시간지연은 G_2 의 두개의 출력을 모듈로-2 합으로 되는데 여기서 36종류의 조합을 만들어서 P 코드의 종류와 대응되게 하였다. 앞에서 기술한 코드위상할당을 나타낸 표 3-2에 G_2 쉬프트 레지스터의 탭 할당과 P 코드와의 관계를 나타내었다. 그림 3-19에는 C/A 코드에 대한 타이밍 도를 나타내었다.



REGISTER INPUTS
C - CLOCK
I - INPUT
S - SET ALL ONES

그림 3-16 C/A 코드 발생기

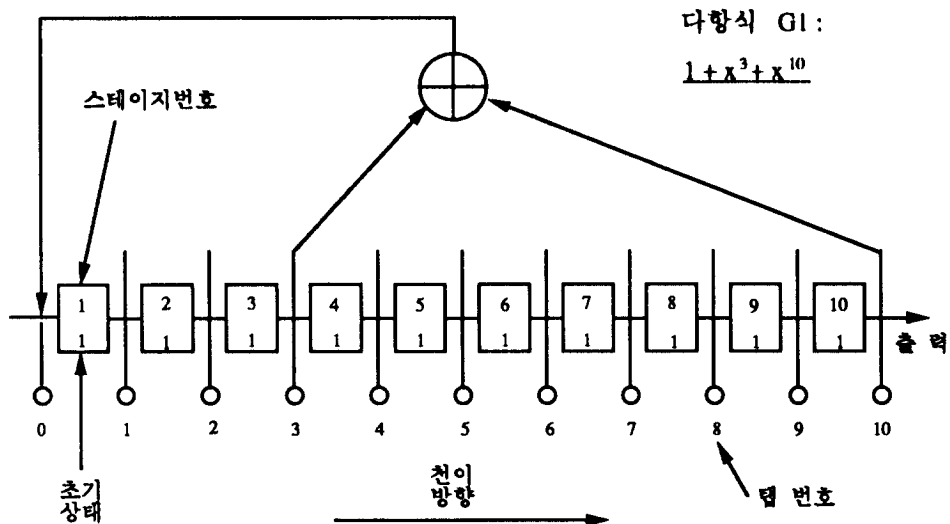


그림 3-17 G1 코드 발생기

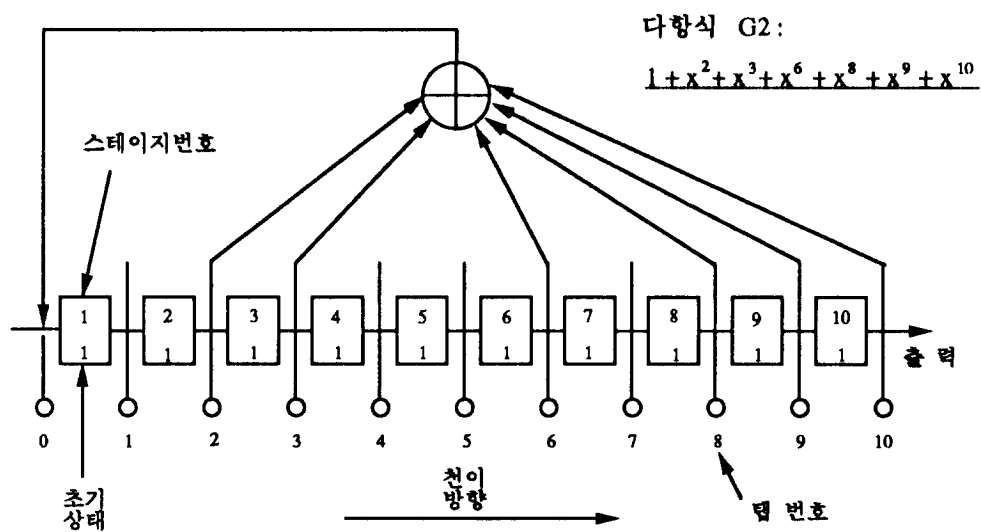


그림 3-18 G2 코드 발생기

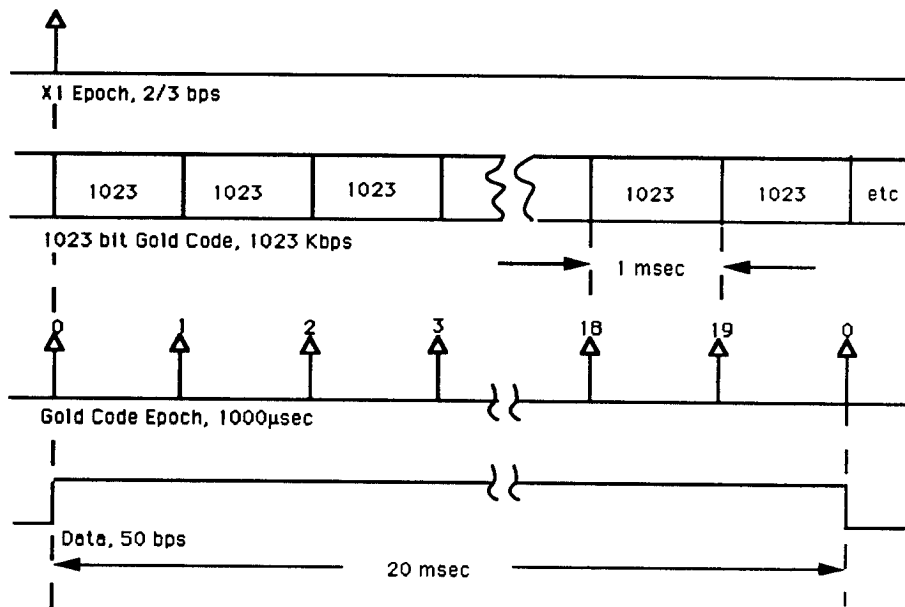


그림 3-19 C/A 코드 타이밍 관계도

4. GPS 시간과 위성의 Z-카운트

GPS 시간은 미해군 관측소(USNO)에 의해 유지되는 세계시(UTC)를 기준으로 하여 제어국에 의해 보정된다. 여기서 기준시간은 1980년 1월 6일 00시(1월 5일 24시)로 정하며 GPS의 1주일은 $604,800(60초 \times 60분 \times 24시간 \times 7일 = 604,800초)$ 초로 정하며 1주일이 GPS 시간의 최대 단위이다.

GPS시와 UTC시는 약간 다르며 GPS시는 연속적이지만 UTC는 윤초를 삽입하는 경우가 있으므로 연속적이라고 볼 수가 없다. 이 경우에 제어국에

서는 GPS시와 UTC시의 차이를 $1\mu s$ 이내로 맞춘다.

네비게이션 데이터는 GPS시와 UTC시의 차이를 보정하는 값이 포함되어 있으며 이 데이터는 실제로 176ns(95%)의 정밀도를 나타낸다.

각 위성에서 P 코드의 X1의 에포크는 카운트와 전송시각을 정밀하게 계산하는 단위시간을 계산하는데 매우 편리하며 이것을 Z-카운트라 하며 29비트로 되어 있으며 다음의 두 경우로 나누어서 동작한다 :

(a) Z-카운트의 최하위에서 19비트는 time-of-week(TOW) 카운트로 부르며 그 전주일부터 시작되는 X1 에포크의 번호가 된다. TOW 카운트는 0~403,199의 X1 에포크로 되며 이것은 일주일($60초/1.5초 \times 60분 \times 24시간 \times 7일 = 403,200$)과 같고 그 후에 다시 0으로 리셋된다. 이러한 Z-카운트의 리셋은 태양이 Greenwich 자오선을 통과하는 시간을 00시로 하는 UTC시로 기준할때 토요일 24시(일요일 00시)와 거의 일치한다. 몇년이 경과한 후에는 UTC시와 정확히 일치하지는 않게 되는데 그 이유는 UTC는 몇년마다 윤초가 삽입되는 비연속적인 시간을 사용하지만 TOW시는 윤초를 사용하지 않는 연속적인 값을 사용하기 때문이다. 그리고 P 코드를 사용하여 좀더 신속한 전송을 위하여 TOW 카운트를 2비트 생략한 최상위 17비트를 사용하여 네비게이션 데이터를 구성하는데 이를 handover word(HOW)라고 하며 TOW와 HOW의 관계를 그림 3-20에 나타내었다.

(b) Z-카운트의 29비트 중 최상위에서 10비트를 GPS주로서 0~1023(모듈로-1024)의 연속적인 값을 갖는다. 이 값은 1980년 1월 6일 00시에 X1 에포크가 발생하는 시간을 기준으로 하여 매 GPS 주 마다 카운트가 되는 값이다.

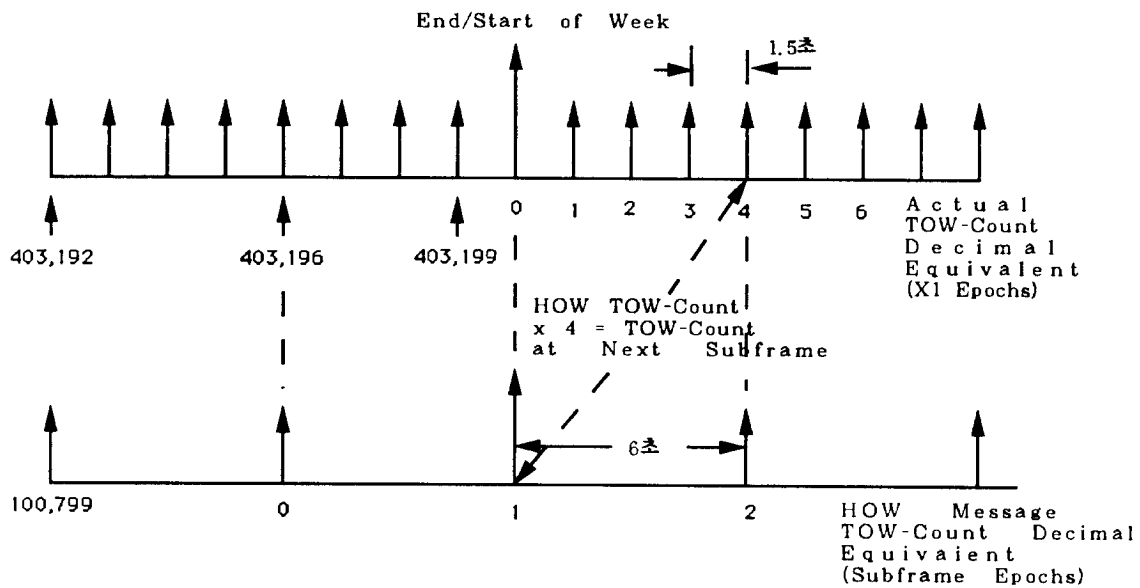


그림 3-20 HOW와 TOW의 관계도

제 4 장 전리층에서의 전파전파 특성

제 1 절 계 요

GPS 위성은 지상으로 부터 20,183km 상공에서 지구를 선회하고 있으며 GPS 수신기는 지구중심과 위성사이에 위치해 있다. 따라서 GPS 위성과 수신기 사이의 채널은 자유공간이 되고 이 공간은 크게 전리층과 비전리층으로 나누게 되는데 전파는 이러한 전리층과 비전리층을 지나면서 흡수, 분산, 전파전파 지연 등 여러가지의 영향을 받게 된다[22]. 그러나 여기에서는 비전리층의 영향은 무시하고 전리층의 영향만 고려하여 살펴보았다. 대기권(atmosphere)을 온도와 전자밀도로 구분한 것을 그림 4-1에 나타내었으며 이것을 다시 온도에 의한 자세한 구분을 그림 4-2에, 전자밀도에 의한 전리층의 구분을 그림 4-3에 나타내었다. 그리고 전리층에 대한 것을 다시 표 4-1에 요약 하였다[22,23,24,25].

전리층이란 지구표면 상공 약50km ~ 2000km에 존재하며 대기의 이온화된 영역을 말하며 VHF 대역 이상 주파수의 신호는 이 전리층을 통과할때 각도의 변화에 따라 수정 및 열화를 나타나게 된다. 전리층은 시간과 장소에 따라 전자밀도가 변하며 그 정도에 따라 보통 D층, E층, F(F_1, F_2)층으로 구분된다. 지상에서 가장 낮은 D층은 지상에서 50~90km에 존재하며, 고도의 상승에 따라 전자밀도는 급속도로 증가하며 최대 전자밀도는 정오 이후의 시간이며 또한 여름이 다른 계절보다 높다(정오밀도 : $10^8 \sim 10^9$ 전자/ m^3). 그 다음은 D층위에 E층이 있으며 지상에서 90~130km에 존재하고 정상 및 스포래딕 현상을 나타낸다. 그리고 최대 전자밀도는 D층과 같이 정오 가까이 일수록 높고 여름이 타계절 보다 높다(Chapman 모델). 그리고 E층 위에는 F층이 있고 지상에서 130km 이상에 존재한다. F층은 주간에는 다

시 F₁층과 F₂층으로 나뉘어지며 F₁층의 전자밀도는 $2 \times 10^{11}/\text{m}^3$ 이고 고도는 130~200km에 존재하며(Chapman 모델), F₂층의 전자밀도는 $10^{12}/\text{m}^3$ (낮)~ $5 \times 10^{10}/\text{m}^3$ (밤)이다. 또한 F₂층은 바람, 확산, 다른 역학적인 효과에 강하게 영향받기 때문에 모델에 어려움이 있다.

전리층의 상태를 살펴보면 최대전자밀도 높이 이상 고도에서는 고도가 높아짐에 따라 전자밀고는 지수함수적으로 감소한다. 그리고 약 1000km에서는 대개 0'에서 H'로의 전이에 의해 전자밀도가 변하며 이러한 전이가 발생하는 높이는 위도가 증가함에 따라 증가하고 전자밀도는 $10^9 \sim 10^{10}$ 전자/ m^3 이고 고도 5000km에서는 10^9 전자/ m^3 가 된다.

전리층에 의한 영향을 요약해 보면 다음과 같다 :

(a) 전자 충돌 주파수

- 전자와 중성 입자간의 충돌은 전파전파 감쇠의 원인이 되며 낮 시간에는 대기압의 감소에 따라 약 140km 높이까지는 높이에 따라 전자충돌 주파수는 지수적으로 감소하고 그 이상 높이에서는 전자,이온 충돌로 인해 높이에 따라 증가한다.

(b) 전리층의 불규칙성

- 여러가지 물리적인 과정으로 인하여 시간 및 지리학적인 변화가 강하게 나타나는 불규칙적인 전리층의 구조가 발생한다.

(c) 전리층 교란

- 정상적인 전리층 상태에서부터 일시적인 이탈을 의미하며 태양풍 또는 태양플레어 사건이라 한다. 이 교란은 수분에서 수일에 이르는 기간동안 넓은 지역에 걸쳐서 발생하며 다음과 같은 종류가 있다 :

㉠ 태양 플레어 사건 : 자외선 및 X-선, 가시광선 및 전파의 형태로 전자기 복사의 방출에 의해 발생

㉡ 급시 전리층 교란 : 태양표면의 갑작스런 폭발

㉢ 전리층 폭풍 : 수일동안 계속되며 오로라 지역쪽으로의 지구자계에 의해 굴절되는 태양이 그 근원이 되는 전자 입자 흐름에 의해 야기

㉔ 오로라 자기 소폭풍 : 고위도 지역에 영향을 미치는 짧고(1~2시간) 때때로 심각한 지자기 교란

㉕ 극관 흡수 : $60\sim 65^\circ$ 이상의 수정된 지자기 위도에서 극지역에 걸쳐 발생하며 드물기는 하지만 주요한 교란이고 태양 양자사건에 의해 야기

㉖ 인공 교란 : 인간이 전리층 교란 유발(강력한 전파에 의한 전리층 가열, 전자빔 주입 등)

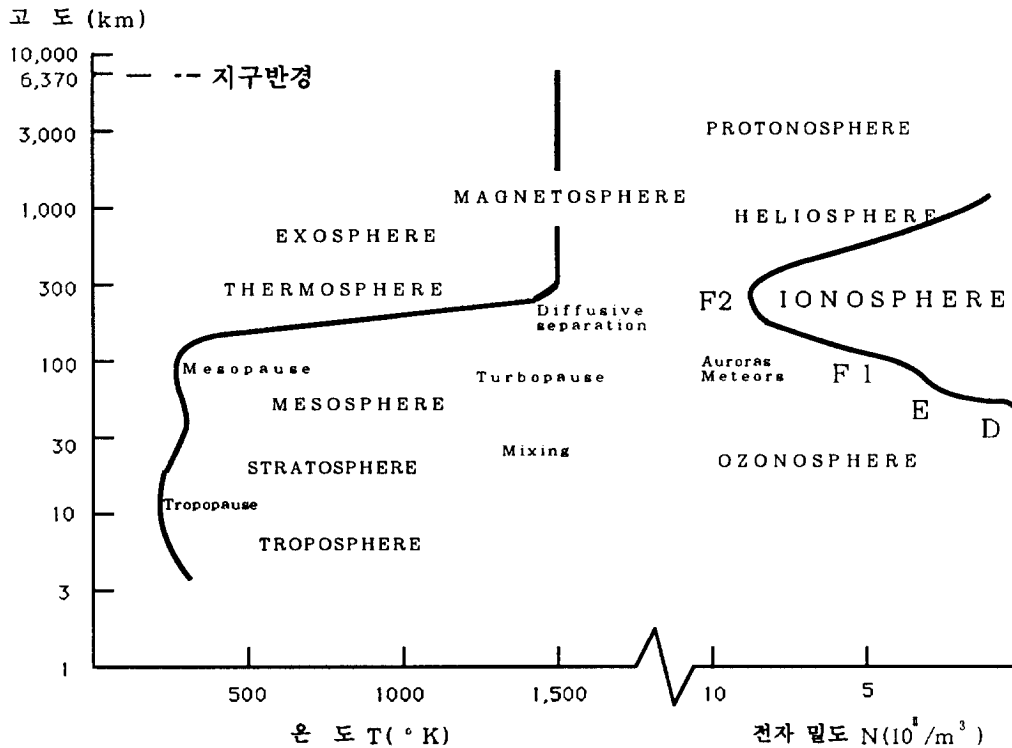


그림 4-1 대기권의 온도와 전자밀도에 대한 구분

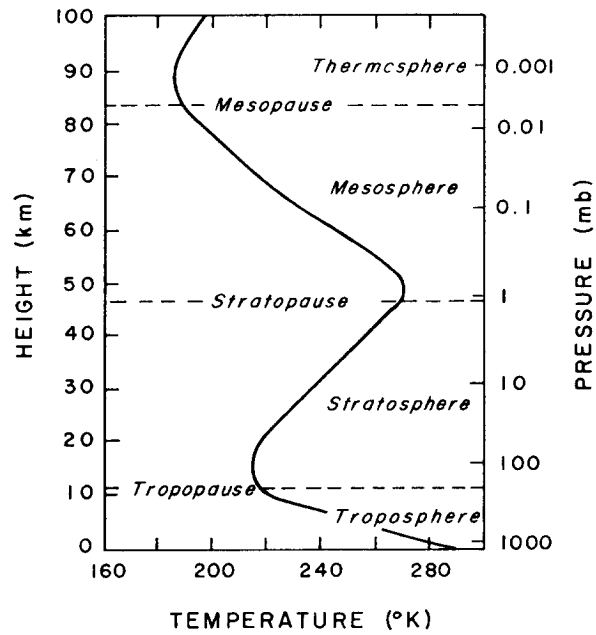


그림 4-2 대기권의 온도에 의한 구분

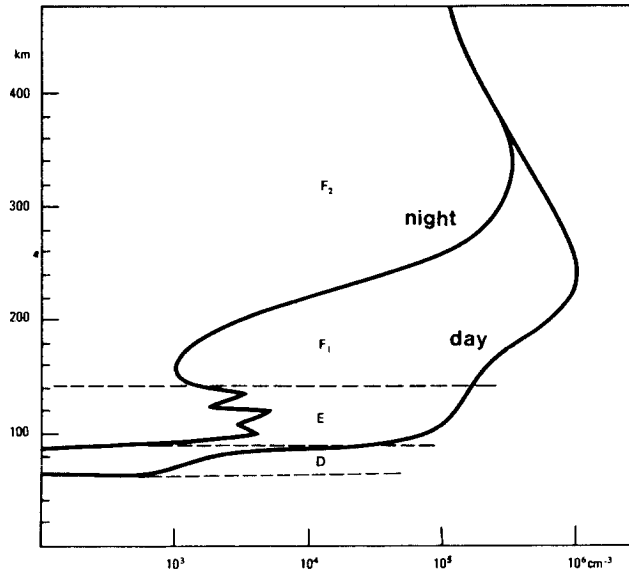


그림 4-3 대기권의 전자밀도에 의한 구분

표 4-1 전리층의 구분

구 분	D 층	E층 (E,스포레딕 Es)	F 층 (F ₁ ,F ₂)
층의 높이	50-90km 주간:70km 야간	E : 90 - 130km Es: 100km	F ₁ : 130 - 300km F ₂ : 200 - 400km 주야계절에 따라 변화
전자 밀도	4(최소)	E : 3 ES: 불규칙	F ₁ : 2 F ₂ : 1(최대)
전리 원인	태양의 자외선	E : 태양의 자외선 Es: 오로라, 유성	F ₁ : 태양의 자외선 F ₂ : 태양의 자외선, 대전 미립자
변화	주간:발생 야간:소멸	E : 정오에 최대 Es: 중위도에서 정오에 자주 발생, 변동이 심함	F ₁ : 정오에 최대, 야간에 소멸 F ₂ : 정오에 최대
계절변화	여름에 자주 발생	E : 여름에 전자밀도 큼 Es: 6 - 8월에 자주 나타남	F ₁ : 여름에 전자밀도 큼 F ₂ : 겨울 한낮, 여름밤에 큼
지리적 분포	저위도일수록 전자밀도가 큼	저위도일수록 전자밀도가 큼	F ₁ : 저위도일수록 큼 F ₂ : 자기적위도에 관련
전파에 주는 영향	장파반사, 일반적으로 감쇄층으로 작용	E : 주간-중단파 반사 야간-장중파 반사 Es: 단파통신에 방해, 초단파는 잘 반사 하는 경우가 있음	F ₁ : 중단파 반사, 주야간 사용 주파수 변화 F ₂ : 단파 반사

제 2 절 전리층의 전파전파 특성

전리층을 통과하는 전파신호는 지구의 자기장 및 전자의 존재로 인한 매체에 의해서 영향을 받는다. 소규모 불규칙성 뿐만 아니라 전자 밀도의 변화로 인한 대규모 변화가 신호에 영향을 끼친다. 이러한 영향들에는 신틸레이션, 흡수, 전파전파지연, 분산, 주파수 변화, 편파회전, 그리고 도래방향의 변화가 포함된다.

1. 신틸레이션

신틸레이션이란 전파가 불규칙한 전자밀도를 가진 전리층을 통과할 때 나타나는 도래각, 전파전파, 위상, 그리고 진폭의 변화를 나타낸다. 이현상은 다음의 2가지 경우중 하나에 의해 나타난다.

- (a) 크기에 있어서 전파전파경로의 프레넬대와 비슷한 충분히 큰 전자 밀도 변동
- (b) 대기 전자밀도의(특히 전파전파 방향을 횡단하는 방향에서의) 심한 경사도이며 이들은 전리층에서 쉽게 발생할 수 있다.

신틸레이션은 페이딩 심도와 페이딩 주기에 의해 특성화될 수 있으며 신틸레이션 데이터를 비교하는데 유용한 지수는 신틸레이션 지수 S_4 인데 이것은 수신된 전력의 평균값으로 나누어진 수신된 전력의 표준편차로 정의된다.

신틸레이션에서 페이딩 주기는 넓은 영역에서 매우 가변적이며 수 분 동안이 될 수도 있으며 광선 경로에 대한 불규칙성의 가시적 움직임과, 신틸레이션이 강할 경우에는 신틸레이션의 강도에 의존한다. 강한 신틸레이션의 경우에 페이딩 주기는 동일한 상대 속도를 가지는 약한 신틸레이션에 대해

서 보다 더 짧으며 GHz대역의 신틸레이션의 페이딩 주기는 대략 2~15초 범위가 된다.

그러므로 페이딩 주기는 전리층 불규칙성의 이동을 반영하며 페이딩에 대한 좀더 정확한 척도는 동기위성(synchronous satellites)의 지상 측정과 저 고도 위성의 지상 측정에 의해 제시된 바와 같이 전력 스펙트럼으로 정의될 수 있다.

진폭 신틸레이션의 정규 불규칙 변화 유형외에도 준주기(quasi-periodic) 또는 프레넬 유형의 신틸레이션으로 알려진 페이딩 패턴이 있으며 이것은 시간 영역에서 깊은 중심 최소치가 일반적으로 대칭적으로 나타난다. 페이딩 주기는 수 초에서 수 분까지 크게 다양하며 최근에는 1.5와 4GHz의 초여름 이른 밤 시간에도 발생한다. 준 주기 신틸레이션의 전리층 E 또는 F 층에서 발생하는지의 여부는 아직 불확실 하지만, 극도로 높은 이온화를 갖는 소규모 세로열 불규칙성이 1GHz 이상의 주파수에서 준주기 신틸레이션이 발생한다.

진폭 신틸레이션을 만드는 소규모 전리층 불규칙성은 신틸레이션을 일으키며 중위도에서 이들의 크기는 전형적으로 136MHz에서 밀리라디안의 10분의 몇 정도이지만 적도와 강한 신틸레이션의 고위도 지역에서는 큰 값이 나타날때도 있다. 이러한 각 변동은 다시 주파수가 증가함에 따라 감소하지만, 전리층 불규칙성의 크기와 수신기로부터의 거리에 따라 좌우된다. 그러나 자세한 주파수 의존성은 실험적으로 또는 이론적으로 아직 확립되지 않았으며 만일 직접 측정하지 않을 경우에는 S_4 가 $f^{-1.5}$ 를 적용한다.

1.1. 기하학적인 고려사항

신틸레이션이 관측되는 곳의 강도는 신틸레이션을 일으키는 전리층에서의 불규칙성에 대한 관측자의 위치에 따라 변하게 된다. 불규칙 영역의 두께와 불규칙성의 전자밀도와의 편차를 ΔN 이라 할때 두가지를 일정하게 유지하

면서 특별한 위치에서 신틸레이션 효과를 예측하고 데이터를 구하기 위해 기하학적 요소가 고려되어야 하며 그 내용은 다음과 같다 :

(a) 전리층에서 전파전파 경로의 천정각과 신틸레이션 강도가 발생하며 대략 천정각의 정합(secant)을 70° 로 한 천정 경로값이 된다. 낮은 양각에서 천정각의 1/2이 첫번째 전력사이에서 변동한다.

(b) 지구 자기장에 대한 전파전파와 신틸레이션 측정은 불규칙 배열의 사용 및 불규칙 스펙트럼에 대한 가우스 또는 전력 법칙을 고려해야 한다. 중위도에서, 1981년 여름동안에 136MHz 측정에서 VHF에서 UHF까지의 신틸레이션의 원인이 되는 고도 300 km에서의 전리층 불규칙성이 신장계수 10으로 지구 자기장에 따라 증가된다. 신틸레이션 수준은 전리층을 통한 전파전파 방향이 지구 자기장 방향에 근접할 때 매우 증가하는 것으로 알려졌다. 3개의 안테나를 사용한 중위도에서의 이격된 수신기 신틸레이션 측정은 신장계수 24로 나타나며 불규칙성의 상관거리는 신틸레이션의 강도에 따라 감소된다.

1.2. 지 형 학

신틸레이션의 변화는 지자기 위도, 경도, 그리고 시간에 따라 좌우되며 중위도에서는 태양 주기의 계절 및 활동기 뿐만 아니라 위도 및 일일 시간에 다른 변화가 있다. 그림 4-4는 상대적으로 태양활동이 활발한 년도에 시간 함수에 대한 변화를 나타내는 밤시간의 지도이다. 여기에서 변화는 그림의 음영밀도에 비례한다. 여기서는 주로 L대역(약 1.6 GHz)에서의 측정하였다.

1.3. 중위도 신틸레이션

중위도 신틸레이션의 일일 변화는 F층의 발생과 관계되는 자정근처에서 최대를 나타낸다. 정오 근처에서 두번째 최대값도 나타나며 이것은 여름에

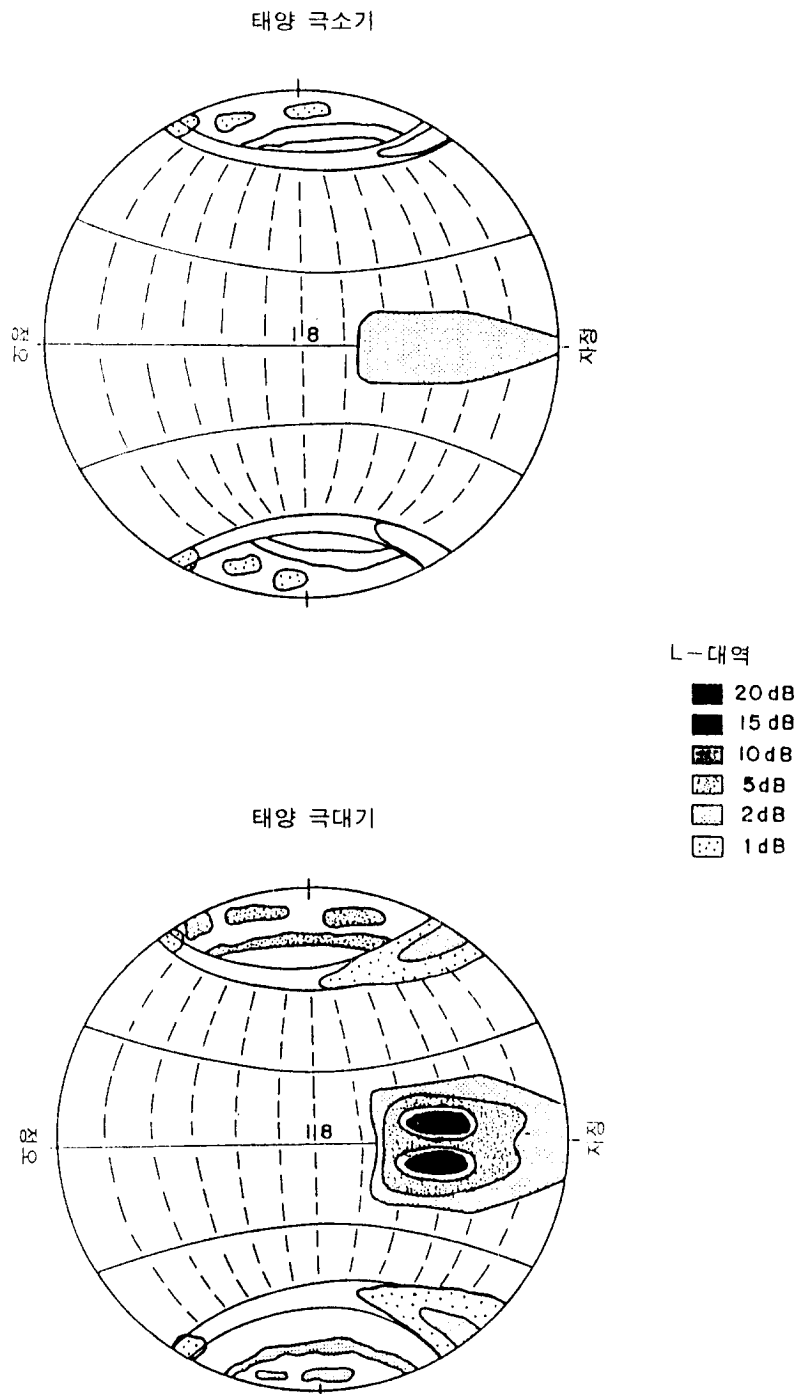


그림 4-4 L대역(1.6 GHz)에서의 신타레이션 발생도

가장 현저하고 스포래딕 E와의 조합에 대한 원인이 된다. 그외의 잡음이 없을 경우 교란된 자기에서의 데이터는 중위도 신틸레이션과 자기 활동과 상관성이 없다는 것을 표시한다.

일본의 도쿄와 그 주변 관측에서(F2 최고치에서 전파전파 경로의 불변 위도= 26°) 여름에는 현저한 최대값과 겨울에 현저한 최소값을 보여준다. 여름, 춘·추분점, 겨울에 신틸레이션 발생 백분율은 136MHz 신호에 대해 표 4-2에 나타내었다. 밤주기의 신틸레이션은 태양 흑점 수와 근소한 반비례를 나타내며 낮주기 신틸레이션은 거의 관계가 없다. 그리고 강한 신틸레이션이 정지 위성으로부터 마이크로파 신호로 일본에서 관측되었는데 특히, 1979년 3월 22일의 지자기 폭풍동안 4GHz에서 관측된 신틸레이션은 10dB 침투치를 나타냈으며 12GHz에서는 3.5dB 침투치를 나타내었다. 이러한 강한 신틸레이션은 중위도의 전계 선(lines)을 따라 형성하는 덕트 구조와 관련되며, 저위도를 향한 자기권 전계의 침부가 이들 덕트의 형성에 영향을 준다.

표 4-2 136MHz, 중위도에서 10dB이상인 침투치 신틸레이션

장 소	계 절	주간(0600-1800LT)	야간(1800-0600LT)
일본의 도쿄 (불변 위도 26°)	여 름	0.7	10.5
	봄·가을	0.1	0.7
	겨 울	0.0	0.4

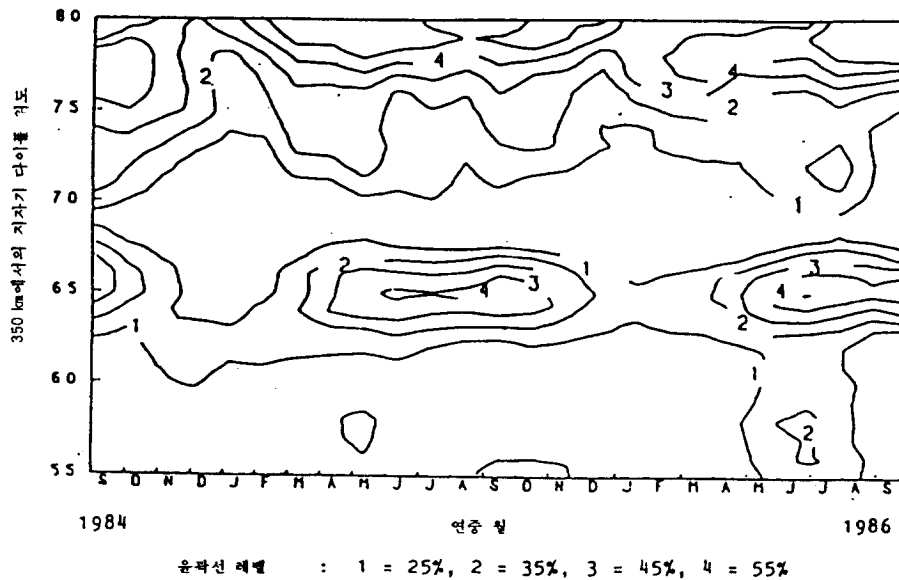


그림 4-5 1984년 9월에서 1986년 9월까지 Kiruna(64.3N, 102.8E CGM)
에서 관측된 월의 신틸레이션 발생($S_4 > 0.2$)

1.4. 신호 특성

1.4.1. 신호 통계

신틸레이션 강도는 수신 전력에서의 변화 또는 수신 전력의 대수적 변화에 의해 특징지어지기도 하며 측정값 σ_x 는 수신전력의 대수변화의 표준편차이다. 이들 측정중 하나의 상수값을 갖는 신틸레이션 기간동안의 신호수준 변동은 실험적인 확률 밀도 함수(pdf)로 표시되며, 시험값 pdf가 얼마간의 S_4 값들에 대해 그림 4-5에 나타내었다. 수신신호의 위상 또한 변화하며, 위

상변동에 대한 pdf는 그림 4-5에서 보여지는 경우처럼 그림 4-6에 나타내었으며 여기서 기술된 데이터는 150MHz의 중위도에서 얻어졌다.

관측된 진폭의 pdf 모델을 만들기 위해 whitney는 Nakagami-m 분포 ($m=(S_4)^{-2}$)의 사용을 기초로 하는 분포함수 모델을 만들어 관측된 실험적 분포함수에 대해 적당한 근사치를 제공하였다. Whitney, Rino, Fremouw는 대수 정규분포가 전리층 신틸레이션에 대한 좋은 모델이 아니라는 것을

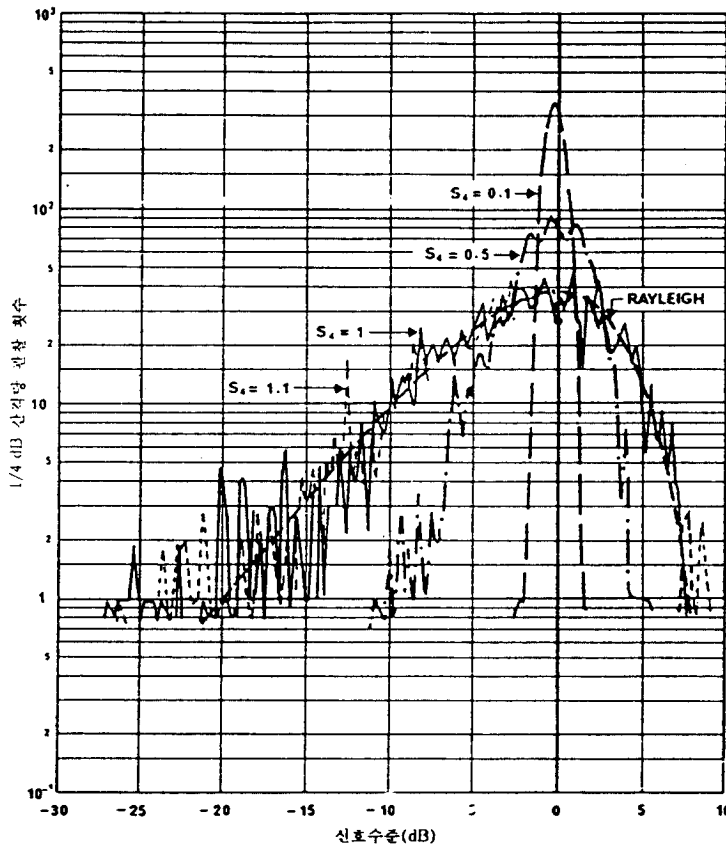


그림 4-6 실험적인 진폭 확률 밀도 함수

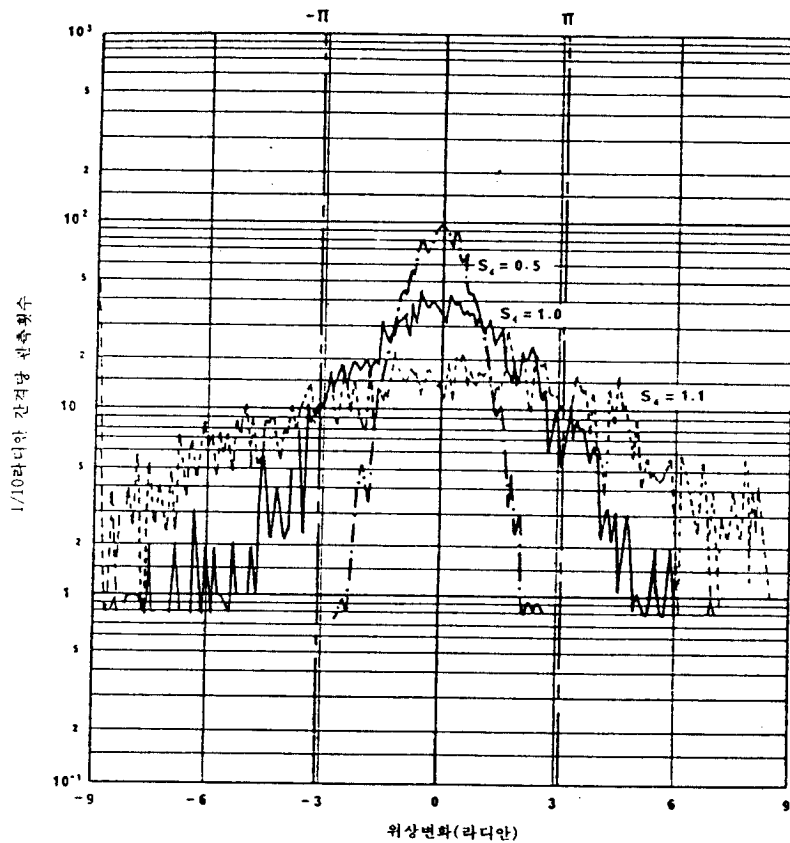


그림 4-7 실험적인 위상 확률 밀도 함수

보였는데 Crane는 Nakagami-m 모델이 S_4 를 σ_x 와 연관시키고 보고된 관측 기구를 해석하기 위해 사용하는데 있어 적당한 값을 제공한다는 것을 보였다. 레일리 pdf도 매우 강한 신틸레이션($S_4 > 0.9$) 조건하에서 매우 적합하며, 가장 보편적으로 사용되는 신틸레이션 측정간의 관계는 진폭 pdf가 Nakagami-m 분포라고 가정하였다. Nakagami는 Nakagami-m 분포와 Nakagami-Rice 분포간의 관계를 유도하였으며 Nakagami-m 분포는 $m=1$

(강한 섭광)일 때 레일리 분포이고, $m \gg 1$ (약한 섭광)에 대해서는 대수 정규 분포이다.

대수 정규 분포 및 Nakagami-m 분포는 둘다 S_4 또는 σ_x 와 관련되는 단일 파라미터에 의해 나타나며 더 복잡한 모델은 데이터에 적합한 파라미터로 나타내진다. 이러한 종류의 모델의 선두주자는 복합 가우스 통계 모델인데 수신신호의 동위상 소자와 직각 소자는 실험적 pdf, 즉 두 소자에 대한 분산 및 두 소자간의 상관성을 맞추는데 사용하기 위한 세가지 파라미터를 나타내는 합동 의존 영평균 가우스 방법으로 모델화 된다. 강한 신틸레이션에서 두 소자에 대한 분산은 같고 그들의 상관도는 0[레일리 과정]으로 나타나며 위상에 대한 정규분포 및 밀도에 대한 Nakagami 분포를 기본으로 하는 간단한 모델은 두 소자 모델보다 우수하거나 같은 것으로 나타났다.

1.4.2. 진폭 및 위상 변동 스펙트럼

신호 변동은 공간적 또는 시간적 전력 스펙트럼으로 나타낼 수 있으며 시간에 따른 전력 스펙트럼은 150MHz 및 400MHz에서 관찰되고, 약한 신틸레이션을 일으키는 불규칙한 전력 법칙 스펙트럼을 기초로 하는 모델과 비교되는 것이다. 이들을 비교해보면 전자밀도의 최대 변동위치에서 가시선에 수직인 불규칙성의 상대 속도(편류 속도)이고, γ_0 가 같은 점에서의 첫째 프레넬 대의 크기 ($\gamma_0 = (\lambda Z)^{1/2}$, λ =파장, $Z = \rho(L - \rho)/L$, L =경로길이, ρ =불규칙성이 발견되는 곳의 거리)일 때, 대수진폭 변동에 대한 스펙트럼이 $f = 0.4 v / \gamma_0$ 부근에서 최고에 달한다. 대수진폭 변동에 대한 전력 스펙트럼은 주파수가 f^{-3} (고주파 점근선)으로 증가함에 따라 감소하며, 데이터는 변조 잡음으로 마스킹될 때까지 이런 형태를 갖는다. Intelsat-IV 정지위성으로부터 4GHz 신호의 적도 신틸레이션에 대해 얻어진 많은 전력 스펙트럼이 그림 4-8에 기술되어 있다.

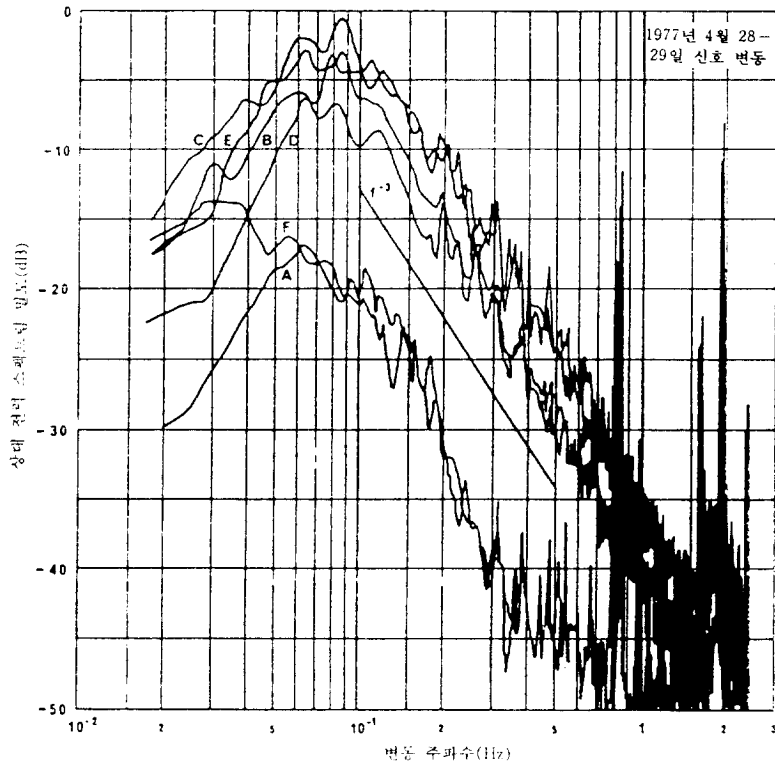


그림 4-8 4GHz의 정지위성(Intelsat-IV)에서 측정된 전력 스펙트럼 밀도

이러한 신틸레이션 현상은 대만 지구국에서 1977년 4월 28-29일 동안 저녁에 관찰된 것이며 그림에 대한 설명은 다음과 같다.

- | | |
|-------------------|-----------|
| A : 현상이 시작되기 30분전 | B : 시작할 때 |
| C : 1시간후 | D : 2시간후 |
| E : 3시간후 | F : 4시간후 |

진폭과 위상의 상관관계는 신틸레이션 스펙트럼과 밀접하게 관련되었고

다이버시티 방법과도 관계가 있다. 상관성에 있어서 그 최대치로부터 반으로 감소하는 시간 간격으로 정의되는 상관 시간은 주요변수가 되며 약한 신틸레이션의 경우, 첫번째 프레넬 대의 크기는 진폭 신틸레이션의 상관 거리를 결정하게 되며, 이 상관 거리는 상관 간격에 비례한다. 그러므로 상관 시간은 약한 신틸레이션 지역에서 $f^{-1/2}$ 로 변하게 되고, 신틸레이션 강도가 증가함에 따라 신호는 다중 산란때문에 무관해 진다. 주어진 전력층 조건에 대해서 신틸레이션은 주파수가 감소함에 따라 강해지고, 결국 신호는 더 작은 상관 간격을 나타내어 상관성이 감소된다. 위상 신틸레이션에 대한 상관 간격은 주파수에 상관성이 없는데 그 이유는 불규칙성이 많을 때에 위상 변동이 주로 발생하기 때문이다. 그러나, 신틸레이션이 강할 때에 상관성을 줄일때는 어느정도 역할을 한다.

1.4.3. 다이버시티 방식

독립적으로 발생하는 페이딩은 두 신호를 조합함으로써 전력층에 의한 신틸레이션 페이딩 효과를 줄이기 위해 다이버시티 방식을 사용한다. 레일리 과정에 있어서 중간 수준이하의 페이딩은 1퍼센트 시간동안 18.4dB 이상 나타나며, 두 개의 레일리 과정에 있어서, 임의의 표본점에서 두 신호중 큰 것은 약 10dB의 페이딩을 방지하였을 경우 이득을 얻을 수 있는 것은 1퍼센트 시간동안 8.2dB이하로 저하 된다. 일반적으로 다이버시티 이득은 8dB이거나 그 이상이 되며 추정된 이득 8dB는 엄격하게 레일리 페이딩(강한 신틸레이션)에만 적용하지만 상관계수 0.6은 만족할 만한 다이버시티 동작을 위해 한계치로 사용할 수도 있다. 약한 신틸레이션의 경우에는 주파수 다이버시티가 일반적으로 신틸레이션에 대처하는 데에 유효하지 않다고 가정한다. 반송 주파수가 계수 3 이상으로 분리될 때만 같은 경로를 따라 전파하는 신호에 대해서 두 주파수에서 관측값 사이의 상관계수가 0.6미만으로 나타난다. 직교 편파 채널상에서의 동시 변화는 100MHz 이상의 주파수에 대해서 상관성이 높으며 극단 신틸레이션 조건하에서는 때때로 예외도 있다.

ETS-II 위성으로부터 136MHz 신호의 측정은 신틸레이션이 페리데이 회전의 변화가 빠를 때 직선 편파된 두 소자 사이의 상관성이 감소하는 것을 나타내었다.

다이버시티 방식에는 시간 다이버시티와 공간 다이버시티가 있으며 신틸레이션에 의한 페이딩을 줄이는 데에 적용 가능하다. 2개의 지구국 구성의 경우 시간 다이버시티는 충분한 간격의 시간에 상관계수를 0.6이하로 하여 같은 메시지가 보내지도록 하여야 하며, 공간 다이버시티는 충분히 떨어진 두 수신점에서 상관계수를 0.6이하로 하여 같은 메시지가 감지되도록 해야 한다. 상관함수는 수신 신호 변동에 대한 전력 스펙트럼으로부터 할 수도 있으며, 앞에서 기술한 스펙트럼에 대해 계산한 것처럼 상관계수 0.6에 해당하는 시간 간격은 $\tau=0.3\gamma_0/\nu$ 로 주어진다. 공간 다이버시티에 있어서, 상관계수 0.6에 대한 거리는 가시선에 수직이고 전계에 수직인 방향에 대해서 $l=0.3\gamma_0 z_2/(z_2-z_1)$ 이고, 전계방향으로 가시선에 수직인 방향에 대해서는 α 가 불규칙할 경우 $l=0.3\gamma_0 \alpha z_2/(z_2-z_1)$ 이 된다.

다이버시티 방식은 보통 강한 신틸레이션의 영향을 피하기 위해서만 필요하며 보통 약한 신틸레이션은 적당한 페이드 마진에 의해 상쇄된다.

1.4.4. 전리층 신틸레이션과 강우 페이딩의 동시 발생

전리층 신틸레이션과 강우 페이딩은 서로 독립적으로 발생하며 전파감쇠의 주요 요인이 된다. Fang과 Allnutt는 동시에 발생하는 경우가 신틸레이션 또는 강우 중 하나만 발생할 때와는 다른 특징을 가진다고 했다. 예를 들면 전리층 신틸레이션만으로는 편파변환 현상이 나타나지 않고 강우 페이딩 하나만으로는 신호 변동 현상이 나타나지 않으나, 동시 발생의 경우 교차편파 채널의 상당한 양의 신호 변동이 나타난다. 높은 가용도를 필요로 하는 위성-지구 마이크로파 시스템에 적용되는 경우 이러한 동시 발생에 주의할 기울여야 한다.

2. 흡 수

직접적인 측정에 의해 정보를 사용할 수 없을 경우에, 전리층 흡수 손실은 i 를 전리층에서 전파전파 경로의 천정각이라 할 때 30MHz 이상의 주파수에 대하여 $(\sec i)/f^2$ 의 관계에 따라 사용가능한 모델을 만들 수 있다. 사용 가능한 주파수의 하한선은 대개 주파수가 감소함에 따라 증가하는 전리층 흡수 및 반사에 의해서 결정 된다. 적도 및 중위도 지역에 있어서 70MHz 이상의 주파수를 사용할 경우 심각한 흡수 없이도 전리층 통과가 이루어진다. 30분 이상 지속하는 전리층 흡수는 태양 근처 일수록 심하며 태양 플레어에 의해 일어나며 VHF 대역에서는 영향이 작으며 주파수의 증가에 따라 급격히 감소한다.

중위도에서는 수직 입사에서 전리층의 단방향 횡단에 있어서 보통 30MHz에서 흡수는 0.2에서 0.5dB이며 태양 플레어 동안에는 흡수가 증가하기는 하지만 5dB 이하이다.

3. 총 전자 함유량에 따른 영향

통신 및 항법 시스템에 미치는 전리층의 영향을 결정하는데 중요한 것은 이온화 분포의 단일 파라미터인 $\int n_e ds$ 값인데 이것은 송신기에서 수신기

까지의 경로에 따른 총 전자 함유량(TEC)이다. 굴절, 분산 및 군지연과 같은 수많은 영향은 TEC에 직접 비례하는 값으로 나타난다. 즉 페리데이 회전 또한 선경로로 부터의 원인이 자기장의 영향에 의해 가중된 채로 TEC에 비례적으로 나타난다. 그래서 TEC에 대한 값은 많은 전리층 영향을 양적으로 측정할 수 있다. TEC가 조건없이 사용되었을 때는 보통 단면의 수직열의 함량을 뜻하지만, 실제 적용에 있어서는 직경로에 대한 함유량이다.

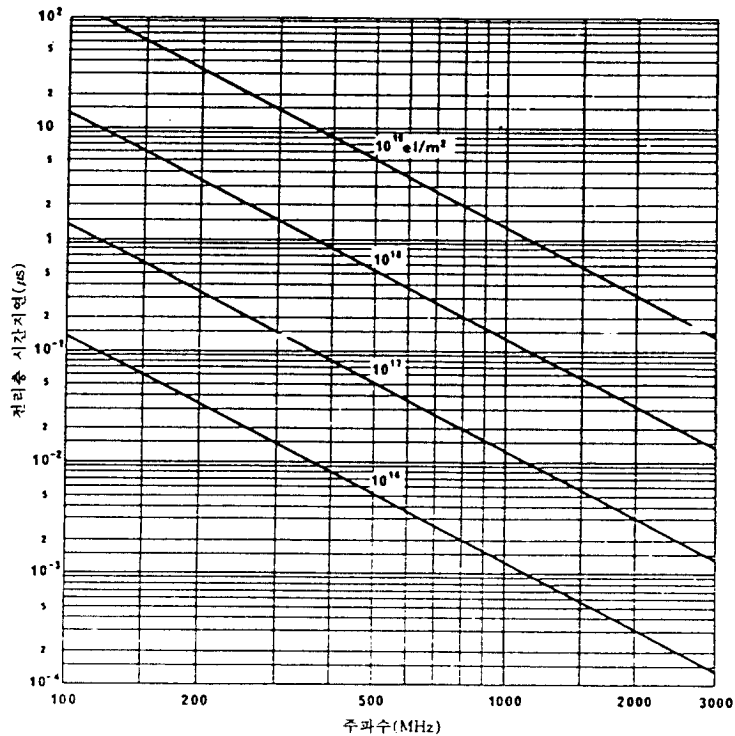


그림 4-9 많은 전자 함유량값에 있어서 전리층 시간 지연 대 주파수

그러므로 어떤 경우에 인용된 값이 경사값인지 수직값인지를 분명히 하는 것이 중요하다.

3.1. 전파 군지연

지상국-위성 링크를 따라서 전파하는 전파전파에 있어서, 경로를 따라 자유전자가 존재하면 전파가 진공내에서 광속 이하의 속도로 진행하며 그것에

의해서 자유공간 구조에 따라 진행시간이 변한다. 전파가 겪는 이 지연을 위성 항법 시스템의 정확도에 영향을 주는 “군 지연”이라 부르며 고정확도를 위해서는 예측기술 또는 직접 측정으로 지연을 보상해야 한다. 만일 요구된 정확도가 높을 경우, 예를 들어 도플러 효과로 속도를 측정할 때 초당 1mm, 또는 5000km일 때 1m의 속도였다면 어느 모델도 그러한 정밀도에 도달할 수는 없지만 이 문제를 몇개의 주파수에서 전리층 효과를 결합하여 전리층의 분산효과를 이용함으로써 실시간에 해결할 수 있다.

지자기장과 충돌을 무시하는 자기 이온 이론은 전리층 군지연이 사용된 주파수의 제곱에 반비례하고 선경로의 전자 수의 적분에 비례하며 다음 식 (4.1)과 같다.

$$\Delta\tau \approx \frac{1.33 \times 10^{-7}}{f^2} \int_s n_e(s) ds = \frac{1.33 \times 10^{-7}}{f^2} N_s \quad (4.1)$$

$\Delta\tau$ 는 자유전자에 의한 군지연으로 초(sec)로 측정되고, f 는 주파수로서 Hz로 표시되며, $\int_s n_e(s) ds$ 은 비스듬한 선경로를 따라 적분된 전자 밀도 (N_s)이고 그 단위는 전자/ m^2 이다.

3.2. 분 산

전리층을 횡단하는 신호가 어느 대역폭을 점유할 때 전파전파 지연(주파수의 함수)은 분산을 초래한다. 이러한 전파전파 지연은 선경로를 따라서 적분한 전자밀도에 비례하며 고정된 대역폭에 대한 상대적 분산은 주파수의 세제곱에 반비례한다. 그래서 광대역을 전송하는 시스템은 그 효과를 VHF 및 UHF에서도 고려해야 한다.

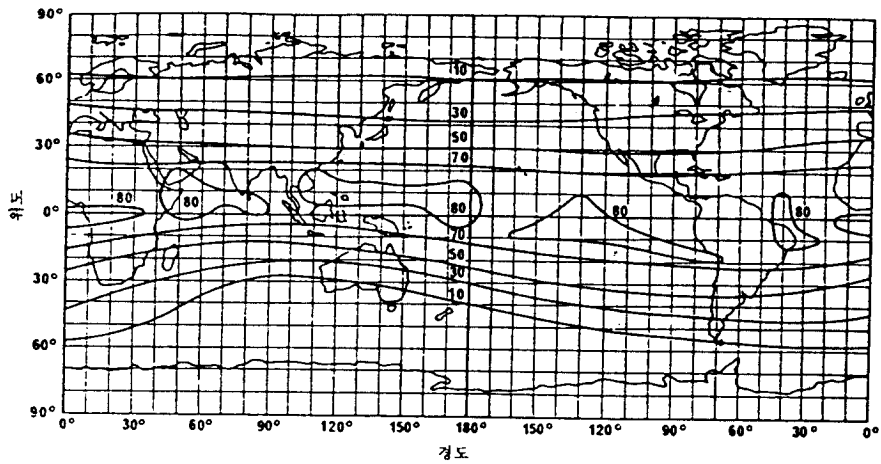


그림 4-10 1.6 GHz의 수직입사에서 시간 지연이 20 ns를 초과할 때
(태양 흑점수=140) 연평균 주간 시간 백분율의 윤곽선

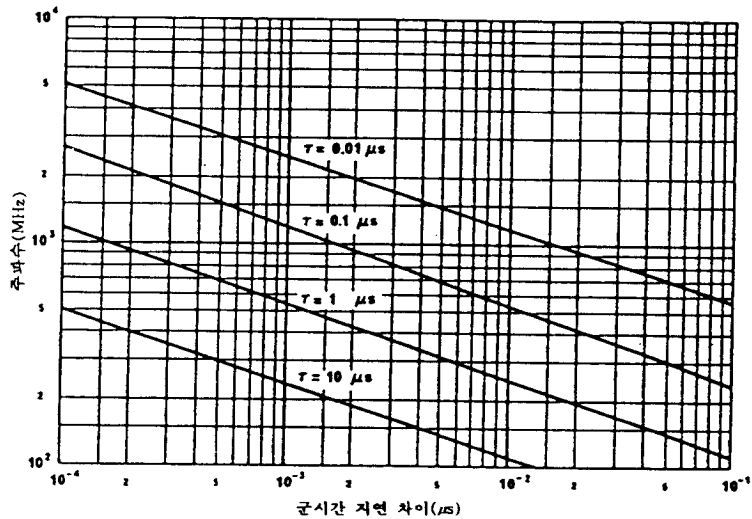


그림 4-11 전리층을 통해 전송된 펄스폭의 상하 주파수 스펙트럼간의
시간 지연 차이($n_e d_e = 5 \times 10^{17}$ 전자/ m^2 , τ : 펄스 길이)

예를 들어, 적분된 전자 함량 5×10^{17} 전자/ m^2 에 대해 펄스폭이 1 μs 인 신호는 200MHz에서 0.02 μs 의 차분 지연을 나타내는 반면, 600MHz에서 지연은 0.00074 μs 일 뿐이다. 펄스 전송에 있어 전리층 분산은 신호의 진폭, 포락선, 펄스폭, 변조 그리고 위상의 왜곡을 일으킨다.

3.3. 주파수 변화

위성으로부터 전파 신호에 미치는 전리층의 영향은 부수적인 효과만을 나타내지만 분산 도플러 효과 및 관련 위상 변조 기술은 전리층 및 외기권의 전자 함유량을 측정하기 위한 도구로 사용할 수 있다.

북위 48°에서 20 및 40MHz에서의 도플러 효과는 체계적인 관찰 과정에서 전리층의 영향이 나타났으며 굴절에 의한, 시간 함수로써 도플러 주파수 곡선의 변형은 강한 것으로 밝혀졌고, 최근거리 접근 시간 결정에 정확성을 감소시킨다.

3.4. 편 파

지구-우주 통신 시스템 성능은 페리데이 회전에 의해 심각하게 영향을 받으며 이 현상은 직선 편파를 사용하는 임의의 VHF 우주 통신 시스템에 심각하게 영향을 준다. 페리데이 회전은 직선 편파가 사용되는 곳에서 주파수를 재사용하도록 계획된 시스템에서 고주파에 많은 영향을 주며 이것은 전리층의 총 전자 함유량을 측정하기 위해 정확하고 민감한 기술을 제공한다. 정렬된 안테나에 대한 교차 편파 판별도 XPD(dB)는 다음 식(4.2)에 의해 페리데이 회전각 I 와 관련되어 있다.

$$XPD = -20 \cdot \log(\tan I) \quad (4.2)$$

직선 편파된 전파가 전리층을 통과할 때 회전이 반대로 돌면 타원 편파로 된 두 개의 독립소자로 나누어지고 이 파상들은 주파수가 증가함에 따라 원 편파에 근접해 간다. 두 파는 각기 다른 전파 속도로 전리층을 통과하므로 두 위상관계는 계속적으로 변한다. 전리층으로 부터 빠져나오자 마자 편파면이 입사파의 편파면에 대해 회전되는 직선 편파를 만들며 패러데이 효과로 지칭되는 이 현상은 지구의 자기장이 존재할 때 전자와 전자파의 상호작용에 의해 일어난다.

패러데이 회전은 주파수 제곱에 반비례하고 전파전파 경로를 따라 적분된 지자기장 요소와 전자 밀도의 곱에 비례한다. 주어진 주파수의 중앙값은 예측가능하며 정기적인 일일, 계절적 또는 태양등의 주기적인 활동으로 나타난다. 그러므로 패러데이 회전의 이 요소는 지상국 안테나에서 편파 경사각의 수동 조정에 의해 보상될 수 있다. 그렇지만 이 정규적 변화도로 부터의 큰 변화는 지자기 폭풍과 이보다는 작지만 대규모로 진행되는 전리층 교란의 결과로 나타난다.

표 4-3은 중위도 지상국과 정지위성간의 전형적인 통신 환경에 포함되는 값을 나타내며 그 값은 130° E에서 위성 ETS-II로 부터의 전송을 사용하여 동경(35° 42' N, 139° 29' E)에서 측정 하였다. 300km 높이에서 경로의 천정각은 40.5°이다. 이 표는 1년의 관측기간 동안에 흑점의 최대, 최소 기간에 1GHz의 주파수에서 지정된 시간 백분율 동안 초과되는 패러데이 회전을 각도로 표현하여 나타내었다.

표 4-3 1GHz에서 일정한 시간 백분율 동안에 초과된 패러데이 회전

시간 백분율	99	90	50	10	1	0.1	0.01	기 간	R ₁₂
회전(°)	3	7	23	43	64	75	82	1979-80	157
	1	2	7	14	30	41	47	1977-78	42

4. 도래 방향에서의 굴절 효과 및 변화

전파가 전리층을 통해 경사지게 전파전파할 때 주로 전자밀도의 경사도에 의해 굴절이 일어난다. 경사도 자체가 종종 공간적으로 불균일하기 때문에, 전파 경로의 중복이 일어나게 되며 각 경로는 다른 것과 다른 진폭 및 시간 지연을 갖는다. 굴절과 다중경로의 중합 효과는 일반적으로 전파원의 가시 각도를 증가시켜서 결과적으로 각 위치에 오차를 초래하게 한다. 다음 두 경로에 다중경로는 중요한 원인이며 하나는 전리층에서 전자밀도 불규칙의 수평 분류층이 전파의 굴절을 야기시키는 낮은 각각에서의 전파전파 경우이다. 이 경우에, 가장 두드러진 효과는 도래각의 변화인데 300과 1000km 사이의 일정한 고도에서, 이효과는 100MHz에서 3° 와 5° 사이의 각각에서 수 밀리라디안 정도의 최고치를 얻을 수 있으며 각각과 높이의 증가에 따라 감소한다. 또한 주파수 제곱에 반비례하고, 전자함유량 변화에 따라 변한다.

다른 하나는 대규모 불규칙성이 자기장과 나란한 곳의 자계를 따르는 방향에서의 전파전파의 경우이다. 굴절에서의 변화 및 이에 따른 전리층 횡단 신호의 도래방향에서의 변화는 중간규모 이상의 전리층에서 불규칙성이 가시거리를 가로지르는 움직임으로부터 일어난다. 크기가 수 십에서 수 백 킬로미터에 이르는 이 불규칙성들은 진행 교란과 합해지고 도래 방향에 변동을 주는데, 그 기간은 약 15분에서 한 시간 이상 된다. 이들은 대부분 주간에 관측되며 변동크기는 전형적으로 100MHz에서 1 밀리라디안 급이고 주파수 제곱에 반비례한다.

5. 지구 전리층 영향의 개요

전리층의 영향은 다른 종류의 지구-우주 링크 설계에서 중요한 대상이 되며 이러한 영향은 주파수 증가에 따라 감소한다. 표 4-4는 1GHz의 주파수에서 전리층 영향에 대한 최대치 산정을 나타낸다. 전리층의 전체 전자 함

유량은 10^{18} 전자/ m^2 이라고 가정한다면 양각은 약 30° 라고 할 수 있으며 주어진 값은 전리층을 통과한 경우이다.

표 4-4 30° 양각의 일방통과에 있어서 1GHz에서의 최대 전리층 영향

영 향	크 기	주파수 의존성
페리데이 회전	108°	$1/f^2$
전파전파 지연	$0.25 \mu s$	$1/f^2$
굴절	< 0.17 밀리 라디안	$1/f^2$
도래방향에서의 변화	아크의 0.2분	$1/f^2$
흡수(중위도)	< 0.01 dB	$1/f^2$
분산	0.4 ns/MHz	$1/f^2$
신틸레이션		

6. 외계 전파전파 영향

이온화 매체에 의한 전파전파 영향은 전파경로가 태양 코로나를 통과할 때 일어나며 2.3GHz의 주파수에서 태양을 중심으로부터 태양 반경의 4배 거리의 경로에 대한 이 영향들은 표 4-5에 요약되어 있다.

표 4-5 2.3GHz에서 태양에서의 태양 반경 4 배시의 영향

영 향	크 기
페리데이 회전	$20-200^\circ$
군지연	$17 \mu s$
각 확장	원호의 0.02-2분
스펙트럼 확장	7-16 Hz
흡 수	무시가능
분 산	10ns/MHz
강도 신틸레이션	포 화($m=1$)

제 5 장 전리충 전파특성 모델링 및 실험

제 1 절 위성채널 모델링의 이론적 고찰

1. 개 요

통신 채널에서 수신된 신호는 하나의 경로를 통해서 수신된 신호와 다경로를 통해서 수신된 에코(echo) 성분들로 이루어져 있으며, 이들은 서로 다르게 변화하는 지연성분 및 진폭성분을 유발시킴으로써 디지털 통신에 많은 문제점을 안겨주고 있다[1,2,8].

다중 경로가 통신 시스템에 끼치는 요소는 크게 두가지 즉, 선택적 페이딩(selective fading)과 ISI(Intersymbol Interference)이며, 이들 중의 하나가 실제 통신시스템에서 압도적인 영향을 미친다. 선택적 페이딩은 다경로를 통하여 수신된 신호들의 상대적인 RF 위상과 관련된 것이다. 어떤 한 주파수에서 수신된 전체 신호는 개개의 지연된 여러경로의 신호 성분들의 벡터합이며, 지연된 신호의 상대적인 위상은 주파수와 에코 성분의 진폭 및 지연에 의존한다. 따라서 에코 성분의 진폭 및 지연 성분은 시변하므로 수신된 신호의 세기는 시간의 함수로 한 주파수의 함수로서, 시간상에서 수신 신호의 세기의 변화로 나타나며 선택적 페이딩이라 한다[2].

이론적으로 선형 필터를 갖는 채널은 단순한 백색잡음(AWGN)성분만이 존재하나 실제의 무선 채널은 훨씬 복잡한 랜덤 시변 특성을 갖는다. 특히 HF파 대역 이상의 전파는 대류권 산란 및 전리층 반사, 굴절, 회절등 특이한 영향을 받게 된다. 이러한 채널의 시변(time-variant) 임펄스 응답은 채널 매체(media)의 물리적 특성이 끊임없이 변화하기 때문에 발생하며 무선 통신에서 채널을 모델링하는데 이용된다. 예로써 3 ~ 30MHz(HF)대역에서

의 전리층 통신이나, 30 ~ 300MHz(VHF)대역에서의 전리층 전향 산란(ionospheric forward scatter), 300 ~ 3,000MHz(UHF)대역과 3,000 ~ 30,000MHz(SHF)대역에서의 대류권 산란 등이다. 이러한 채널의 시변 임펄스 응답은 전송매질의 물리적인 특성이 연속적으로 변하기 때문이다. HF대역의 신호를 반사시키는 전리층의 이온은 항상 변화하고 있기 때문에 이러한 채널의 사용자에게는 이온의 운동에 의한 영향이 항상 랜덤하게 나타난다. 결국, 같은 신호를 일정한 시간 간격을 두고 전송하면, 수신되는 두 신호는 다를 뿐만 아니라, 그차이는 결정적(deterministic)이지 않고 랜덤(random)하다. 따라서 시변의 특성을 가지는 채널은 통계적으로 다루어야 한다.

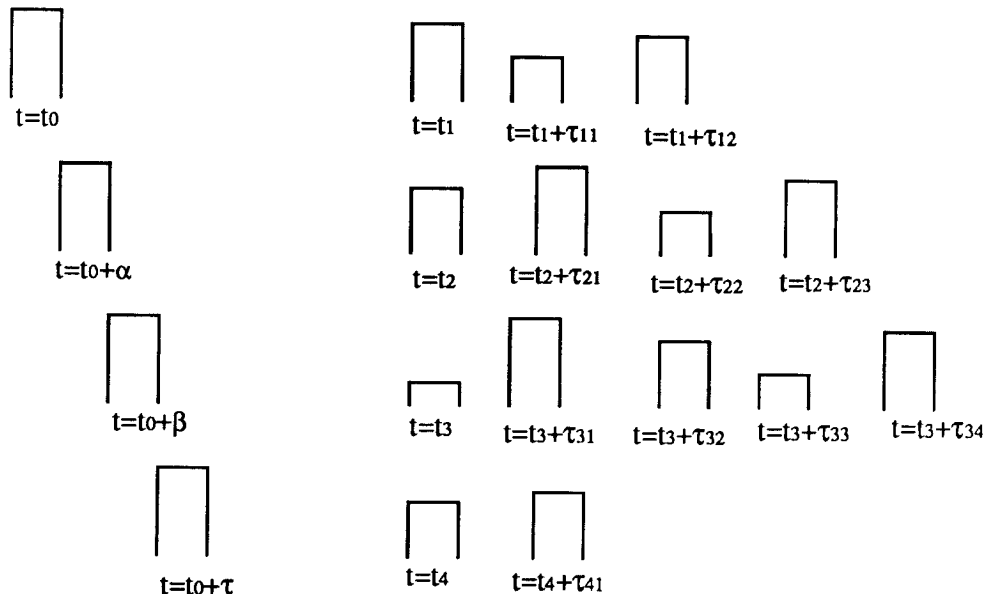


그림 5-1 다경로 채널의 현상

2. 다경로 페이딩 채널의 특성

만일 시변 다경로 채널(time-varying multipath channel)을 통해 임펄스를 전송하면, 수신된 신호는 그림 5-1과 같은 임펄스 열로 나타남을 알 수 있다. 즉 펄스를 반복해서 전송 하면, 펄스 열을 수신하게 되는데, 각각의 펄스 크기도 다르며, 각 펄스간의 지연도 다르고 수신 펄스의 갯수도 달라진다. 따라서 시변 다경로 채널은 시간 퍼짐(time spread)과 시변(time variant) 특성을 가짐을 알 수 있다.

시변 다경로 채널의 통계적 특성을 살펴 보기 위해 식(5.1)과 같이 송신 신호 $S(t)$ 를 정의한다[2].

$$S(t) = \text{Re}[u(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)] \quad (5.1)$$

신호 $S(t)$ 가 시변 다경로 채널을 통과하면 각 경로마다 서로 다르고 시변인 전파 지연과 감쇄 요소 성분을 가지고 있으므로 수신 신호는 식(5.2)로 쓸 수 있다.

$$x(t) = \sum_n a_n(t) \cdot s[t - \tau_n(t)] \quad (5.2)$$

여기서 $a_n(t)$ 는 n 번째 경로에서의 감쇄 요소이며 $\tau_n(t)$ 는 n 번째 경로에서의 전파 지연(propagation delay)이다. 식(5.1)을 식(5.2)에 대입하여 정리하면 식(5.3)을 얻는다.

$$x(t) = \text{Re}\{ \{ \sum_n a_n(t) \cdot \exp[-j2\pi f_c \tau_n(t)] \cdot u[t - \tau_n(t)] \} \cdot \exp(j2\pi f_c t) \} \quad (5.3)$$

식(5.3) 신호를 저역 필터를 통과시켜 반송파 성분을 제거 시키면 기저 대역 신호 $r(t)$ 는 식(5.4)와 같다.

$$r(t) = \sum_n a_n(t) \cdot \exp[-j2\pi f_c \tau_n(t)] \cdot u[t - \tau_n(t)] \quad (5.4)$$

수신된 기저 대역 신호 $r(t)$ 는 저역 입력 신호 $U(t)$ 를 등가 저역 채널에 통과시켰을 때의 응답신호가 되므로 등가 저역 채널은 식(5.5)와 같이 시변 임펄스 응답으로 표시할 수 있다.

$$c(\tau; t) = \sum_n a_n(t) \cdot \exp[-j2\pi f_c \tau_n(t)] \cdot \delta[t - \tau_n(t)] \quad (5.5)$$

여기서 지수 부분은 위상천이에 대한 성분이다. 식(5.5)는 이산 다경로 채널의 시변 임펄스 응답이므로 신호를 시변 다경로 채널에 가해서 얻은 신호는 입력신호와 $c(\tau; t)$ 를 콘볼루션한 것과 같게 된다. 반송파(carrier)만을 전송했을 때를 고려하면, $U(t)=1$ 이므로 수신 신호 $r(t)$ 는 식(5.6)으로 표현된다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_n a_n(t) \cdot \exp[-j2\pi f_c \tau_n(t)] \\ &= \sum_n a_n(t) \cdot \exp[-j\theta_n(t)] \end{aligned} \quad (5.6)$$

여기서 $\theta_n(t)=2\pi f_c \tau_n(t)$ 이다. 수신 신호는 진폭 $a_n(t)$ 와 위상 $\theta_n(t)$ 를 갖는 시변 벡터의 합으로 이루어져 있음을 알 수 있다. 진폭 감쇄 $a_n(t)$ 가 수신 신호에 예리ro 작용 하려면 상당히 크게 변화해야 하며 이는 채널 매체의 큰 변화로 인해 야기된다. 반면에 위상 변화 $\theta_n(t)$ 는 $[0, 2\pi]$ 사이에서 변

화하는데 $\tau_n(t)$ 가 $1/f_c$ 만큼만 변화해도 위상은 2π 가 변화하게 되므로 진폭 감쇄보다 심각한 영향을 미침을 알 수 있다. 또한 수신 신호 $r(t)$ 는 $\theta_n(t)$ 와 $a_n(t)$ 가 시변이고 랜덤하기 때문에 랜덤과정(random process)으로 모델링된다. 또한 신호 $r(t)$ 는 경로수가 많아지면 Central limit 이론에 의하여 복소 가우시안 랜덤과정이 된다. 이것은 $c(\tau;t)$ 가 시간 t 를 변수로 하는 복소 가우시안 랜덤과정이 됨을 의미하게 된다. 페이딩(fading) 현상은 위상 $\theta_n(t)$ 의 시간변화에 의해 일어나며 다경로 성분의 위상 $\theta_n(t)$ 가 반대로 되면 신호의 포락선(envelope)은 거의 0에 가깝게 되고, 위상 $\theta_n(t)$ 가 일치하게 되면 포락선은 매우 커지게 된다. 이러한 신호의 진폭변화를 페이딩이라 하며 채널의 시변 다경로 특성에 의해서 발생한다.

페이딩 현상은 통계적으로 다루어지며 포락선의 통계적인 특성이 평균값(mean)이 0인 레일리(Rayleigh) 분포를 갖는 레일리 페이딩과 평균값이 0이 아닌 라이시안(Ricean) 분포를 가지는 라이시안 페이딩이 있다. 이것은 다경로파 이외의 직접파(direct path)에 의한 영향이며 주로 위성채널이 라이시안 분포를 나타낸다. 도시와 같이 건물이 많은 곳에서는 송신기와 수신기 사이에는 LOS(line of sight)가 없으므로 레일리 페이딩이 일어나며, 위성 채널같이 LOS가 존재하면 라이시안 페이딩이 일어난다. 일반적으로 위성채널을 제외한 대부분의 채널은 레일리 페이딩 채널이 일반적으로 적용된다.

시변 다경로 채널의 특징을 정의하는 몇가지 유용한 상관함수와 전력 밀도 함수를 구하기 위해 채널을 WSS(Wide Sense Statronary)라 가정하면 $c(\tau;t)$ 의 자기상관 함수(autocorrelation)는 식(5.7)로 정의된다.

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[c^*(\tau_1; t) \cdot c(\tau_2; t + \Delta t)] \quad (5.7)$$

대부분의 무선 채널에서 지연이 τ_1 인 경로의 감쇄와 위상 천이 요소는 지연이 τ_2 인 경로의 감쇄와 위상 천이 요소와 상관 관계가 없으며 이러한 경우를 uncorrelated scattering이라 한다. 따라서 식(5.7)은 식(5.8)로 표현된다.

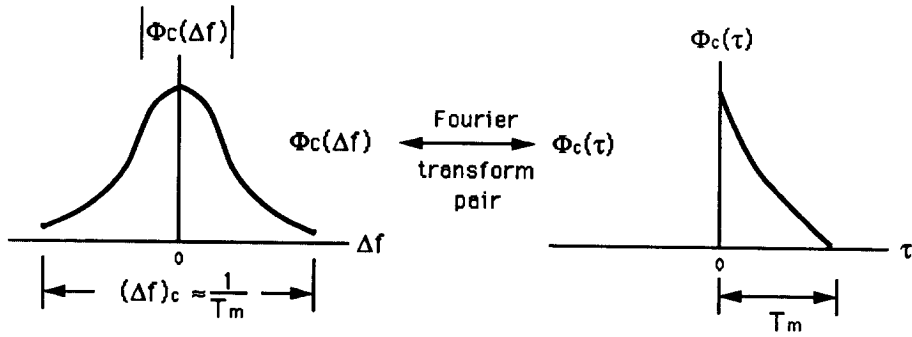
$$\frac{1}{2} E[c^*(\tau_1;t) \cdot c(\tau_2;t+\Delta t)] = \phi_c(\tau_1;\Delta t) \cdot \delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (5.8)$$

식(5.8)에서 $\Delta t=0$ 으로 하면 $\phi_c(\tau;0)$ 가 되는데 이는 단순히 τ 의 함수인 채널의 평균 전력을 나타내며 $\phi_c(\tau)$ 로 표시한다. $\phi_c(\tau)$ 를 채널의 multipath intensity profile 또는 delay power spectrum이라 하고, 실제로 임펄스를 채널에 가한 다음 수신된 신호를 상관을 취해서 얻을 수 있다. 이렇게 해서 얻은 $\phi_c(\tau)$ 는 그림 5-2(b)와 같은 모양을 가지며, 무시 할 수 없는 $\phi_c(\tau)$ 값이 나타나는 τ 의 범위를 채널의 다경로 퍼짐(T_m ; multipath spread)이라 한다.

위와 유사한 시변 다경로 채널의 특징을 주파수 영역에서 살펴 보기 위해 채널의 임펄스 응답 $c(\tau;t)$ 를 식(5.9)처럼 τ 에 관하여 푸리에(Fourier) 변환을 하면 채널의 시변 전달 함수 $C(f;t)$ 를 얻는다.

$$C(f;t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau;t) \cdot \exp[-j2\pi f\tau] d\tau \quad (5.9)$$

$c(\tau;t)$ 가 t 를 변수로 하는 평균이 0인 복소 가우시안 랜덤과정 이므로 $C(f;t)$ 도 같은 통계적 특성을 갖는다. 따라서 시변 전달 함수의 자기상관 함수는 식(5.10)으로 나타난다.



(a) spaced-freq. 상관함수

(b) multipath intensity profile

그림 5-2 $\phi_c(\Delta f)$ 와 $\phi_c(\tau)$ 와의 관계

$$\begin{aligned}
 \phi_c(f_1, f_2; \Delta t) &= \frac{1}{2} E[C^*(f_1; t) \cdot C(f_2; t + \Delta t)] \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau; \Delta t) \cdot \exp[-j2\pi\Delta f_1 \tau] d\tau \\
 &= \phi_c(\Delta f; \Delta t)
 \end{aligned} \tag{5.10}$$

여기서 $\Delta f = f_2 - f_1$ 이며 $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ 는 multipath intensity profile의 푸리에 변환임을 알 수 있다. $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ 는 Δf 의 함수이므로 채널의 spaced frequency spaced time 상관 함수라고 하며 주파수 차이가 Δf 인 두 정현파를 채널에 가해서 수신된 신호를 Δt 만큼의 지연을 두어서 상관을 취해서 얻을 수 있다. 여기서 $\Delta t=0$ 이라 가정 하면 $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ 는 $\phi_c(\Delta f; 0)$ 가 되고 $\phi_c(\Delta f)$ 로 정의한다. $\phi_c(\Delta f)$ 를 spaced frequency 상관 함수라고 하며

$\phi_c(\tau)$ 와 푸리에 쌍이다. 이 관계가 식(5.11)과 그림 5-2에 나타나 있다.

$$\phi_c(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau) \cdot \exp[-j2\pi\Delta f\tau] d\tau \quad (5.11)$$

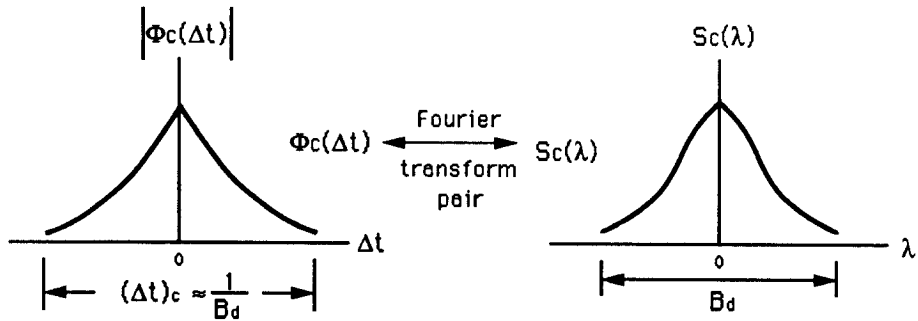
그림 5-2(b)의 다경로 퍼짐은 주파수 영역에서 코히어런스 대역폭 (coherence bandwidth ; $(\Delta f)_c$)으로 나타나며 식(5.12)와 같이 역수 관계가 있다.

$$(\Delta f)_c = \frac{1}{T_m} \quad (5.12)$$

코히어런스 대역폭 $(\Delta f)_c$ 는 주파수 차이가 Δf 보다 더 큰 두 정현파를 채널에 통과 시킬 때 각각 독립적으로 영향을 받는다는 것을 의미하며 신호의 대역폭이 상대적으로 Δf 보다 크면 주파수 비선택적(frequency nonselective)이라 하고 반대로 신호의 대역폭이 상대적으로 Δf 보다 작으면 주파수 선택적(frequency selective)이라 한다. 이러한 주파수 선택성(frequency selectivity)은 다경로 퍼짐 T_m 또는 $(\Delta f)_c$ 와 관계가 있으며, 주파수 선택적이 되면 심한 왜곡이 일어나고, 주파수 비선택적이면 채널에서 야기되는 ISI를 무시할 수 있고, 전송 신호의 모든 주파수 성분에 대해 같은 감쇠와 위상천이가 생긴다.

채널의 시간 변화에 의한 영향 중에는 이동성에 따른 도플러 효과가 있다. 이 영향을 살펴 보기 위해 아래와 같은 함수를 정의한다.

$$S_c(\Delta f; \lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\Delta f; \Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} d\Delta t \quad (5.13)$$



(a) spaced time 상관함수

(b) 도플러 전력 스펙트럼

그림 5-3 $\phi_c(\Delta t)$ 와 $S_c(\lambda)$ 와의 관계

이 식은 $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ 를 Δt 에 관해 푸리에 변환을 한 것이며, $\Delta f=0$ 으로 놓으면 $S_c(0; \lambda)$ 가 되고 $S_c(\lambda)$ 로 정의하고 식(5.14)로 쓸 수 있다.

$$S_c(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} d\Delta t \quad (5.14)$$

$S_c(\lambda)$ 는 도플러 주파수 λ 의 함수로서 신호의 세기를 나타내는 전력 스펙트럼이며, 채널의 도플러 전력 스펙트럼(Doppler power spectrum)이라 한다. 이 관계를 그림 5-3에 나타내었다. $S_c(\lambda)$ 를 거의 0이 되게 하는 λ 의 범위를 도플러 스프레드(Doppler Spread ; B_d)라 하며 이는 그림 5-3(a)에서

의 코히어런스 시간(Coherence time ; $(\Delta t)_c$)으로 나타나며 역수 관계가 성립한다.

$$(\Delta t)_c = \frac{1}{B_d} \quad (5.15)$$

천천히 변하는 채널은 코히어런스 시간이 크고, 도플러 스프레드는 작다고 한다. 즉 신호의 간격이 T일때, $T \ll (\Delta t)_c$ 이면 저속 페이딩이라고 하고, $T \gg (\Delta t)_c$ 이면 고속 페이딩이라 한다.

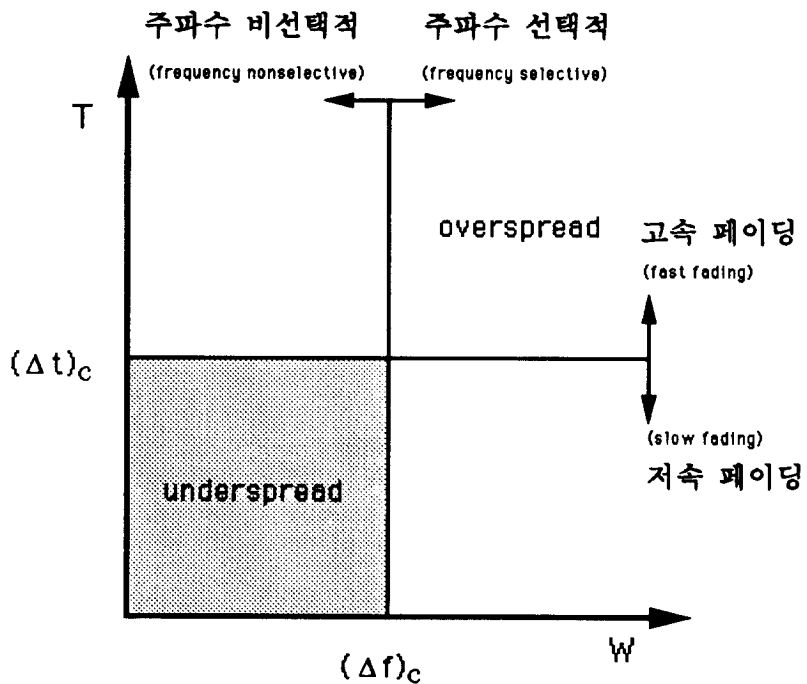


그림 5-4 페이딩 채널의 분류

이와 같이 페이딩은 채널의 시간 변화와 관계가 있으며 저속 페이딩의 경우 채널의 감쇠와 위상 천이 성분이 최소한 한 신호 간격 동안 일정하게 나타난다.

신호의 대역폭을 W 라 할때, $W \ll 1/T_m = (\Delta f)_c$ 일때 주파수 비선택적인 경우이고 저속 페이딩인 경우는 $T \ll (\Delta t)_c$ 이므로, 주파수 비선택적 저속 페이딩(frequency-nonselective and slowly fading)이면 스프레드 요소 (spread factor ; $T_m \cdot B_d$)는 1보다 작게 된다. 스프레드 요소 $T_m \cdot B_d < 1$ 이면 underspread라 하고, 그렇지 않으면 overspread라 한다. 이 관계가 그림 5-4에 나타내었고 각 파라미터에 대한 값을 표 5-1에 나타내었다.

표 5-1 여러 시변 다경로 채널에서의 다경로 스프레드,
도플러 스프레드, 스프레드 요소

채널 형태	다경로 주기	도플러 스프레드	스프레드 요소
Short ionospheric propagation(HF)	$10^{-3} - 10^{-2}$	$10^{-1} - 1$	$10^{-4} - 10^{-2}$
Ionospheric propagation under disturbed auroral conditions(HF)	$10^{-3} - 10^{-2}$	$10 - 100$	$10^{-2} - 1$
Ionospheric forward scatter(VHF)	10^{-4}	10	10^{-3}
Tropospheric scatter(SHF)	10^{-6}	10	10^{-5}
Orbital scatter(X band)	10^{-4}	10^3	10^{-1}
Moon at max. libration($f_o = 0.4\text{kmc}$)	10^{-2}	10	10^{-1}

제 2 절 전리층 시간지연 알고리즘

1. 개 요

미 국방성에서 개발한 위성 네비게이션 시스템인 NAVSTAR GPS는 사용자의 위치와 이동속도를 4개의 위성을 이용해서 측정할 수 있다. 여기에서 사용하는 위성의 기본 주파수는 L_1 캐리어인 1.575GHz이며 이 주파수 대역의 전파는 전리층을 통과 할 때 속도 변화에 의한 시간 지연이 최악의 경우에 300ns 차이가 나는데 이것은 100m의 오차를 나타내며, 전리층 지연에 의한 월 평균값의 최대치는 150ns(50m)의 오차가 나타남을 시험을 통하여 알고 있다[14,15]. 전리층에 의한 영향을 제거하기 위해서 제2의 주파수인 L_2 캐리어인 1.227GHz를 사용하여 보정하는데 그러한 2개의 주파수를 사용할 수 없는 사용자는 전리층에 의한 시간 지연을 보정할 수가 없다.

그러나 그러한 사용자를 위한 여러종류의 알고리즘이 있는데 그것은 위성에서 보내는 메시지에 포함되는 8개의 계수를 사용하여 전리층 시간 지연에러의 50% 정도를 보정할 수 있다[14,15,26-30]. 일반적으로 단일 주파수에 의한 전리층 변화율에 의한 에러는 예측이 불가능하지만, 수학적·통계적인 방법은 가능하다. 그러나 실제적인 정밀한 모델링은 불가능하지만 근사화에 의한 모델링은 가능하다. 이러한 것은 전리층이 1분당 몇초의 율로 변화하는 매우 작은 변화율을 나타내고 있기 때문이다.

보통 50%정도의 rms값을 정정하는 알고리즘은 위성에서 보내주는 메시지에 포함된 계수의 갯수에 영향을 받으며 이때 매우 많은 계수를 사용한다면 최고 70~80% 까지 정정할 수도 있다. 이 모델링은 실제 전리층의 전체 전자량(TEC : Total Electron Content)을 측정하고 이 전체 전자량에 대한 전리층 시간지연 알고리즘을 수식적으로 나타내 준다.

1.1. 전리층 시간지연의 특성

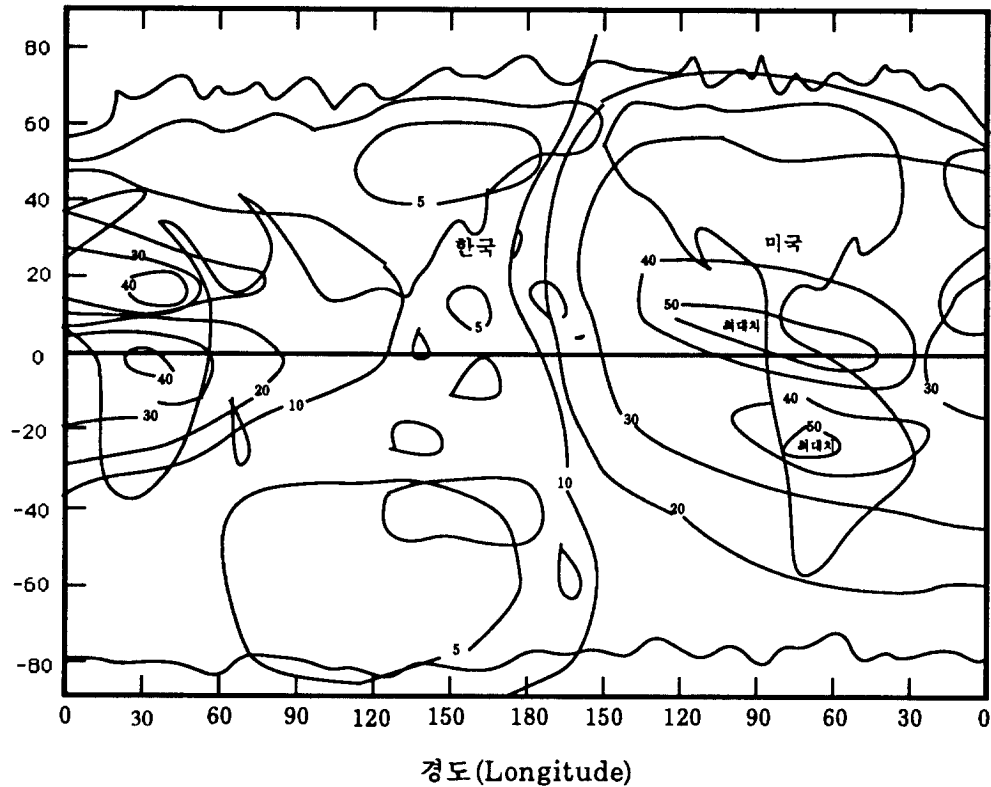
전파가 전리층을 통과할 때 생기는 전리층 시간지연에서 중요한 파라미터는 위성과 사용자간의 전파로 상에 있는 전체 전자량(TEC)이다. 이 TEC는 태양의 장·단기적인 변화와 자기활동, 계절, 시간, 사용자의 위치, 위성과의 경사도에 의해 변화하며 그림 5-5에 L_1 주파수를 사용했을 경우에 시간 2000UT에서의 월평균 수직 시간지연을 지리적인 위치로 나타내었다.

그림 5-5에서 보면 적도 부분에서는 최대치를 나타내지 않고 위도 상으로 북위 15° , 남위 15° 부분에서 최대치를 나타냄을 알 수 있다. 이때 위성은 천정(Zenith) 부근에 있으므로 전파의 수직부분에 대한 값을 나타낸다. 사용자와 위성간의 양각(elevation angle)이 최소인 경우는 5° 인 경우인데 이때 전리층 시간지연 값은 수직 전파인 경우보다 약 3배 가량 시간지연이 증가한다.

지금까지 TEC에 대한 영향이 많이 연구되어 있고 특히 단일 주파수 GPS 사용자들이 많이 위치하고 있는 중위도 지역에 대한 연구는 잘 알려져 있다. 그러나 적도 부분이나 고위도 부분에서의 연구는 충분히 되어 있지 않다. 그리고 지구상의 TEC의 영향은 태양의 영향이 가장 많은 1400hr에 대한 값이며 이때가 하루중 최고치를 나타내고 그외의 시간은 최대치에서 20~25% 정도의 차이를 나타낸다. 중위도에서 전리층의 영향은 저위도나 고위도에 비해서 시간지연의 변화가 작게 나타나며 그림 5-5에서 보면 꺾적이 완만하게 나타난다. 따라서 중위도에서의 단일 주파수 GPS 사용자들은 저위도나 고위도 보다 성능이 좋다는 장점이 있다.

위와같은 개념으로 월평균 TEC 값으로 알고리즘을 설계할 수 있으며 실제 값과의 차이를 사용하여 에러를 보정할 수 있다. 사용자의 위치와 그때의 시간에 따른 TEC의 변화는 작은 값이고, 위성의 메시지도 매일 최신 정보로 바꾸는 것은 아니기 때문에 전리층 시간지연을 보정하는 값도 몇시간마다 변화하는 값을 사용하지는 않는다. 또한 태양의 일일 변화와 TEC의

위도 (Latitude)



L1 (1.575GHz)시의 전리층 시간지연 Contours [nsec]

그림 5-5 1.6 GHz 사용시 월평균 전리층 시간지연(nsec)

일일 변화도 작으므로 이러한 전리층 시간지연 알고리즘은 날짜를 변수로 할 필요는 없다.

1.2. 전리층 시간지연 알고리즘의 형태

Bent에 의해서 개발된 전리층 시간지연 알고리즘은 전파가 전리층을 통과 하면서 전파로 상의 여러요소들의 영향을 받게 되는데 그 예를 보면

- ① GPS 사용자가 계산하는 복잡성 정도

- ② 실험에 의한 TEC의 여러 변화 형태
- ③ 위성의 메시지 중 알고리즘에서 사용하는 계수의 갯수
- ④ 단일 주파수 사용자의 지리적인 위치

등이 있다.

단일 주파수 GPS 시스템 사용자에게 대한 알고리즘은 사용자의 위도에 따른 시간지연의 크기와 주기의 변화가 하루동안의 값으로 코사인(cosine)형태로 나타난다. 그림 5-6에 Jamaica 지역에서의 월평균 TEC값으로 구한 반주기의 코사인 형태의 값을 나타내었다. 또한 그림에서 보면 4종류의 파라미터 값이 있는데 그 종류는

- ① 야간(밤)시간의 정수값(직류값)
- ② 코사인(cosine) 형태의 진폭(amplitude)값
- ③ 코사인(cosine) 형태의 위상(phase)값
- ④ 코사인(cosine) 형태의 주기(period)값

등이 있으며 여기서 주기는 정확히 24시간은 아니지만 이 주기는 실제 데이터값과 근사화된 코사인 값과의 차이를 감소시키는 방향으로 모델링 해야 한다. 그러나 실제로 모델링한 알고리즘의 코사인 형태의 주기는 24시간 보다 크다.

근사화 시킨 알고리즘에서 직류값과 위상값은 예리가 약간 증가하기는 하지만 정수(constant)로 근사화 시킬 수 있다. 그래서 직류값은 야간의 값으로 5ns로 하고 위상은 1400hr로 정한다. 그래서 4개의 파라미터 중에서 야간값(직류값)과 위상은 정수로 근사화하고 나머지 두개의 파라미터에 대해서 근사화 하면 된다. 그리고 코사인 형태의 진폭값과 그것의 주기는 지리적(geodetic)인 위도가 아니라 지자기(geomagnetic) 위도의 함수로 나타나며 이 알고리즘에서 3차 다항식으로 표시된다. 그래서 이 3차 다항식의 계수는 위성의 메시지로 되어으며 위성을 통하여 사용자에게 전송된다. 이 계수에 의한 알고리즘은 Bent에 의해서 전리층 영역에 대한 시간지연을 실험적으로 계산했으며 태양의 여러 조건등에 대하여도 실험을 했다[34].

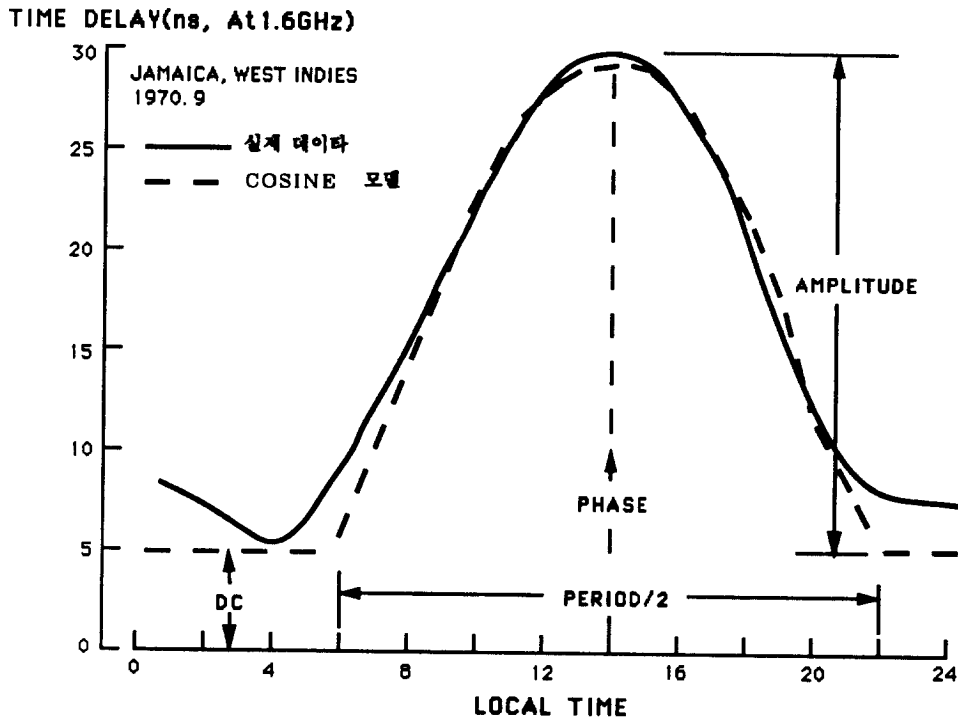


그림 5-6 실제의 월평균 시간지연 값과 코사인 모델의 예

그리고 위성으로부터 전송되는 계수는 주제어국(Master Control Station)에서 제어하며 10일을 주기로 새로운 값으로 되고 경우에 따라서는 자주 바뀔 수도 있다.

그러나 여기에서 설명하는 모델은 적도지방 중에서도 예외적인 일부 지역에서는 부적절하지만 적도지방의 대부분은 적용가능한데 그 원인은 적도지방의 일부 예외적인 지역은 진폭의 변화가 크게 나타나기 때문이다.

1.3. 전리층 시간지연 알고리즘의 기하학적 근사화

전리층 시간지연 모델의 코사인 형태는 사용자의 지리적인 위치, 시간, 천정각을 계산하는 기하학적인 계산방법을 근사화 하게 되므로 비교적 간단하다. 그러나 실제로 GPS 위성은 사용자에게 대하여 수직인 경우는 거의 없고 대부분 경사져 있으므로 단일 주파수를 사용하는 경우에 수직인 전리층의 시간지연 모델을 이용할 수는 없다. 그리고 TEC를 측정하는 관점은 사용자의 지표상의 보통의 위치가 아니라, 위성의 전파가 전리층의 평균 고도를 횡단하는 면을 지표면에 사영(projection) 했을 때의 지리적인 위치를 고려해야 한다. 이때 전파가 통과하는 전리층의 평균 수직 높이는 350km로 가정한다. 그리고 사용자가 지표면에서 위성을 바라보는 경사도도 평균 전리층 고도를 기준으로 계산해야 하며, 이때 수직인 경우의 TEC 값을 경사요소에 곱해 주어서 사용자와 위성의 경사도가 기울어진 경우의 TEC 값을 얻을 수 있다. 결과적으로 TEC는 지리적(geodetic)인 좌표가 아니라 지자기(geomagnetic)의 좌표에 영향을 받기 때문에 지리적인 위도를 지자기 위도로 변환시켜야 한다. 기하학적인 형태로 지자기로 변환을 하게 되면 너무 복잡한 식이 되므로 여러가지 가정으로 근사화를 하여 계산상의 복잡도를 감소시키는 것이 유용하다. 그러한 각 단계에서의 가정과 계산 절차를 다음에 나타내었다.

1.3.1. 지구 중심각(Earth Angle)

전리층에 의한 시간지연을 모델링 할 때 TEC의 값을 측정하여 모델링 해야 하는데 이 TEC는 관측자의 위치에서가 아니라 위성의 전파가 전리층의 평균고도를 횡단하는 면에서 측정해야 한다. 실험에 의하면 경사각이 지표면의 관측에서 5° 로 위성을 바라볼 경우 지구중심각은 약 14° 가 된다. TEC의 경사각은 14° 보다 다소 클 수도 있기 때문에 전리층 평균고도에서

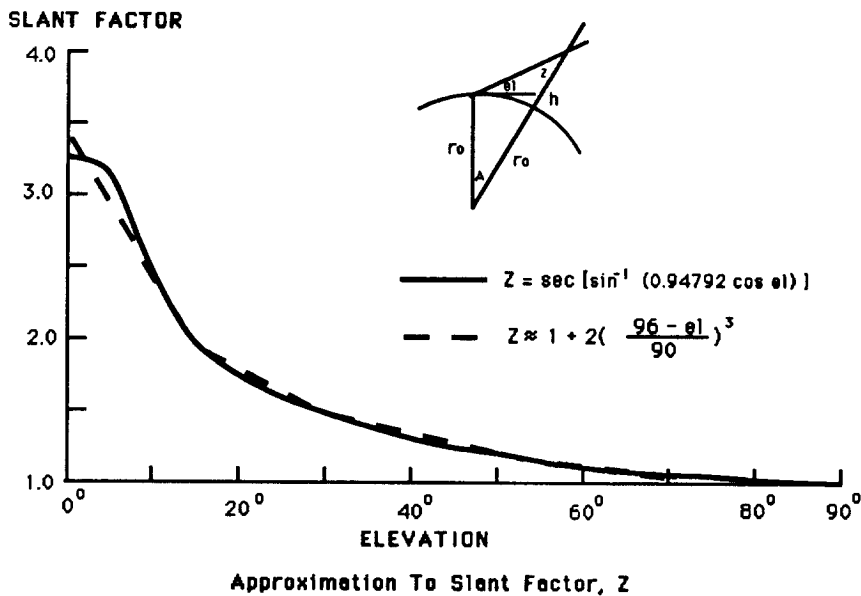
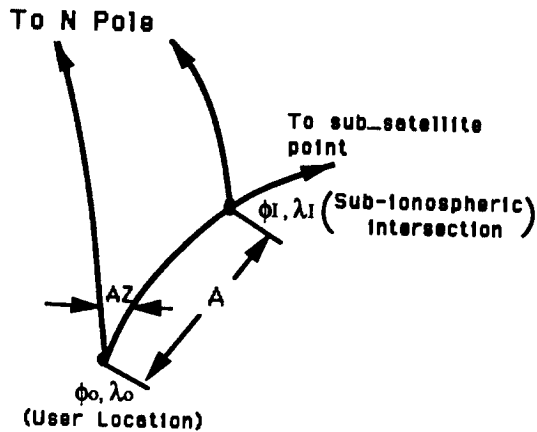


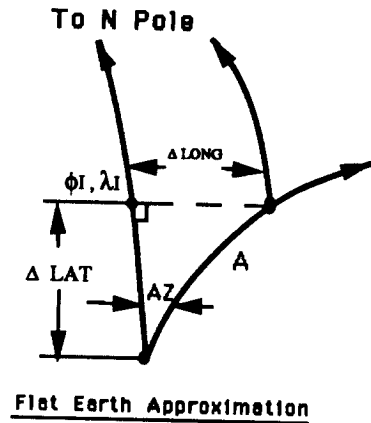
그림 5-7 지구중심각(A) 계산의 근사화

횡단하는 점을 찾아야 한다. 그림 5-7에 지구중심각의 근사화에 대한 실제적인 그림을 위성의 경사각에 대하여 나타내었다. 그림에서 근사화된 형태를 보면 경사각이 10° 이상일 때는 0.2°의 오차를 갖고 경사각이 5° 일때는 0.4° 이고 0° 일때는 0.3°의 오차를 갖는다. 위와 같이 근사화된 형태의 지구 중심각을 사용하여 전리층 횡단 좌표를 계산할 수 있다.



$$\phi_I = \sin^{-1} \{ \sin \phi_0 \cos A + \cos \phi_0 \sin A \cos AZ \}$$

$$\lambda_I = \lambda_0 + \sin^{-1} \left\{ \frac{\sin A \sin AZ}{\cos \phi_I} \right\}$$



$$\phi_I \approx \phi_0 + A \cos AZ$$

$$\lambda_I \approx \lambda_0 + \frac{A \sin AZ}{\cos \phi_I}$$

그림 5-8 전리층 횡단좌표의 기하학적 근사화

1.3.2. 근사화된 전리층 위치 계산

지구를 평평하다고 가정한 근사화 뿐만 아니라 전파의 전리층 횡단 좌표를 얻는 실제적인 값과 근사화 방정식을 그림 5-8에 나타내었다. 다행히도 저 위도와 중위도에서의 근사화된 값의 오차는 비교적 작다. 그러나 극지방 근처 고위도 지역에서의 오차는 증가하게 되며 이때 전리층의 위도가 75° 이

상이 되면 오차가 증가하여 더이상 사용이 불가능하게 되어 위도의 상한선을 75° 로 정한다. 이 근사화 방법은 대부분의 단일 주파수 GPS 사용자들이 위도상으로 북위 또는 남위 75° 이하에 위치해 있으므로 유용하게 사용할 수 있고, 극지방에서만 사용할 수 있는 몇가지의 근사화 모델이 있는데 그 모델은 극지방에서는 좋은 성능을 갖지만 그 이외의 지역에서는 오차가 커서 사용할 수 없다.

1.3.3. 지리적인 위도를 지자기 위도로의 변환

(Conversion from Geodetic to Geomagnetic Latitude)

앞에서 설명했듯이 전리층 시간지연은 TEC와 관계가 있는데 이것은 지리적인 위도가 아니라 지자기 위도에 의해 영향을 받기 때문에 지리적인 위도를 지자기 위도로 변환을 해야 한다. 이러한 변환은 지구의 자기장이 지구를 중심으로한 쌍극자석이라는 가정을 하여 성립하며 다음 식(5.16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\sin \phi = \sin \phi \sin \phi_p + \cos \phi \cos \phi_p \cos (\lambda - \lambda_p) \quad (5.16)$$

여기서

$$\phi_p = 78.8^\circ \text{ } N$$

$$\lambda_p = 291.0^\circ \text{ } E$$

가 되며 근사화된 식은

$$\phi = \phi + 11.6^\circ \cos (\lambda - 291^\circ) \quad (5.17)$$

이 된다. 위 식(5.17)는 적도에서 $\pm 40^\circ$ 까지는 1° 의 오차를 나타내며 그 이상 부터 $\pm 65^\circ$ 까지는 2° 의 오차를 나타낸다.

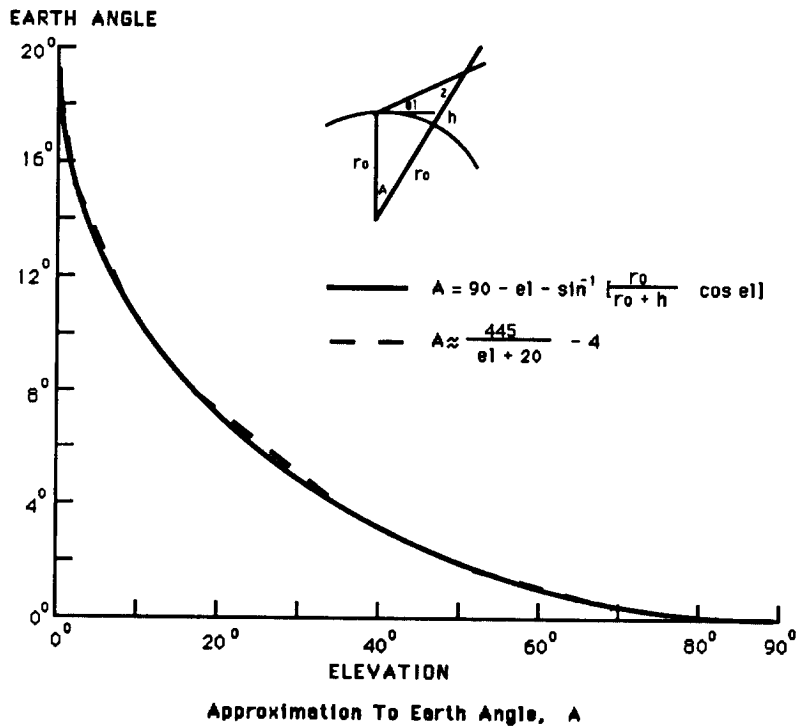


그림 5-9 경사요소(SF:slant factor)를 계산하는 근사화

1.3.4. 시간계산(Local Time)

세계시(UT 또는 Greenwich시)와 근사화된 전리층 지점의 경도(longitude)가 주어지면 그때의 GPS 시스템의 시간(local time)을 다음 식(5.18)과 같이 구할 수 있다.

$$t = \lambda_l / 15 + UT \quad (5.18)$$

여기서 λ_l 는 전리층 횡단지점에서의 근사화된 경도(longitude)이다. 만일 시간 t 가 24hr을 초과하게 되면 시간 t 가 0~24hr을 유지하기 위해 24hr를 빼주면 된다.

1.3.5. 경사요소(Obliquity Factor 또는 Slant Factor)

전리층 횡단지점에서의 전파의 수직횡단 시간지연은 전리층의 평균 고도에서 천정각의 secant로 정의되는 경사요소(obliquity 또는 slant factor)를 곱하므로써 수직전파 이외의 경사전파인 경우에 대한 계산을 할 수 있다. 여기서 전리층의 평균 높이는 350km로 가정한다. 그림 5-9에 이 알고리즘에서 사용하는 경사요소의 근사화된 경우와 실제적인 경우를 나타내었다. 이 근사화의 경우에 오차는 경사각이 5° 이상일 경우 2% 이하이다.

그리고 위성에서 보내오는 메시지 중에서 전리층 시간지연을 보정할 수 있는 전형적인 계수 값을 다음 표 5-2에 나타내었다[16]. 이 표에서는 계절별로 태양의 활동 변화가 적은 경우에 대하여 북미 대륙지역에서의 대표적 인 값들이다.

표 5-2 전리층 시간지연 모델에 적용되는 위성 메시지 계수값의 예(북미)

항 목	단 위	겨 울	봄	여 름	가 울
α_0	sec	7.9E-9	9.2E-9	4.3E-9	1.2E-8
α_1	sec/SC	-8.9E-9	1.8E-8	1.2E-8	-2.3E-9
α_2	sec/SC ²	-6.2E-8	-7.2E-8	-3.4E-8	-9.2E-8
α_3	sec/SC ³	7.0E-8	-1.2E-7	-8.8E-8	2.1E-8
β_0	sec	8.8E+4	8.7E+4	8.0E+4	9.3E+4
β_1	sec/SC	-2.7E+4	5.0E+4	6.3E+4	-1.5E+3
β_2	sec/SC ²	-1.7E+5	-1.6E+5	-8.3E+4	-2.2E+5
β_3	sec/SC ³	1.9E+5	-3.3E+5	-4.1E+5	1.5E+4
sec=seconds, SC=semicircles(1SC=180degrees), E=exponent					

2. 알고리즘의 종합

지금까지 설명한 단일 주파수 L_1 캐리어인 1.575GHz를 사용한 GPS 사용자에 대한 전리층 시간지연 알고리즘을 종합해 보자. 만일 L_2 캐리어인 1.227GHz도 함께 사용한 경우에는 단일 주파수시의 전리층 시간지연 보정 값에 $\gamma \approx 1.65$ 를 곱해 주면 된다.

여기에서 사용하는 문자의 의미는 다음과 같다.

- ▶ ϕ_u : 사용자(user)의 WGS 84인 지리적 위도(latitude)
[북쪽(north) 방향이 +(정)방향임]
- ▶ λ_u : 사용자의 WGS 84인 지리적 경도(longitude)
[동쪽(east) 방향이 +(정)방향이며 $0^\circ \sim 360^\circ$ 까지임]
- ▶ E : 사용자와 GPS 위성간의 양각(elevation angle)
- ▶ A : 사용자와 위성간의 방위각(azimuth angle)
[북쪽(north) 방향으로부터 시계방향(오른방향)이 +(정)방향임]
- ▶ α_n, β_n : 지상의 주제어국(MCS)에서 계산되어 위성에서 전송되는
메세지의 일부로서 각각 $n = 0, 1, 2, 3$ (4계수, 각 8비트)이며
 α_n 은 전파의 수직방향 지연시의 진폭을 나타내고, β_n 은 모델의
위상성분을 나타내는 값으로 각각 3차원 방정식의 계수
- ▶ 단위 : $\left[\begin{array}{l} \text{시간 : 초(seconds)} \\ \text{각도 : semicircles 또는 degrees(}^\circ\text{)} \end{array} \right]$
(1 [semicircles] = 180°)

1. WGS 84 : 1984년 미 국방성에서 정한 세계 지리좌표 시스템 (World Geodetic System)

근사화된 코사인 모델의 전리층 시간지연 값은 다음 식(5.19)과 같다.

$$T_{IONO} = DC + AMP \cos \frac{2\pi(t - T_p)}{PER} \quad [seconds] \quad (5.19)$$

위 식(5.19)에서 DC (Constant offset), AMP (amplitude), T_p (phase), PER (period)는 사용자의 임의 위치에서의 전리층 시간지연 T_{IONO} 를 얻기 위해서 꼭 필요한 4개의 파라미터이다. 위 알고리즘을 truncated 코사인 형태로 근사화 하면 다음 식(5.20)와 같다.

$$T_{IONO} = DC + AMP \left[1 - \frac{X^2}{2} + \frac{X^4}{4} \right] \quad [seconds] \quad (5.20)$$

여기서 $|X| < \frac{\pi}{2}$ 이며

$$X = \frac{2\pi(t - T_p)}{PER} \quad [rad] \quad (5.21)$$

이다. 또한 t (local time)는 전리층의 평균고도를 350km로 가정했을때, 전파가 전리층을 횡단하는 지점을 지표면에 사영(projection)했을 때(Earth Subpoint)의 시간 즉, 전리층 수직 횡단시의 시간을 나타낸다. 그리고 DC 항은 야간시의 전리층 지연시간으로 $5ns(5 \times 10^{-9}sec)$ 로 하고 위상(T_p)항은 $14hr(60초 \times 60분 \times 14hr = 50,400 \text{ sec})$ 로 정한다.

2.1. 전리층 횡단지점의 지자기 위도를 구하는 과정 ; ϕ_m

→ 전파의 전리층 횡단지점을 지표면에 사영(projection)했을 때의 지자기(geomagnetic) 위도

① 지구 중심각 (Earth-Centered angle) ; ψ

→ 사용자의 지리적 위치와 전리층 횡단지점을 지표면에 사영한
각 사이의 지구 중심각

$$\psi = \frac{0.0137}{E + 0.11} - 0.022 \quad [\text{semicircles}] \quad (5.22)$$

$$= \frac{445}{E + 20} - 4 \quad [\text{deg}] \quad (5.23)$$

② 전리층 횡단지점의 지리적 위도(subionosphere latitude) ; ϕ_I

→ 전리층 횡단지점을 지표면에 사영했을 경우의 지리적 위도

$$\phi_I = \phi_u + \psi \cos A \quad [\text{semicircles}] \quad (5.24)$$

$$= \phi_u + \psi \cos A \quad [\text{deg}] \quad (5.25)$$

여기서 $|\phi_I| \leq 0.416[\text{semicircles}] = 75^\circ$ 이며

만약 $\phi_I > 0.416$ 이면 $\phi_I = 0.416$ 으로 하고

$\phi_I < -0.416$ 이면 $\phi_I = -0.416$ 으로 한다.

이것은 이 알고리즘이 위도상으로 $\pm 75^\circ$ 이하에서만 유용함을 뜻한다.

③ 전리층 횡단지점의 지리적 경도(Subionosphere Longitude) ; λ_I

→ 전리층 횡단지점을 지표면에 사영했을 경우의 지리적 경도

$$\lambda_I = \lambda_u + \frac{\psi \sin A}{\cos \phi_I} \quad [\text{semicircles}] \quad (5.26)$$

$$= \lambda_u + \frac{\psi \sin A}{\cos \phi_I} \quad [deg] \quad (5.27)$$

④ 전리층 횡단지점의 지자기 위도 ; ϕ_m

→ 전리층 횡단 지점을 지표면에 사영했을 때의 지자기 위도로 변환

$$\phi_m = \phi_I + 0.064 \cos (\lambda_I - 1.617) \quad [semicircles] \quad (5.28)$$

$$= \phi_I + 11.6 \cos (\lambda_I - 291^\circ) \quad [deg] \quad (5.29)$$

2.2. 경사요소(Slant Factor) ; F

→ 전리층을 수직횡단한 경우와 경사횡단한 경우와의 관계를
양각(elevation angle)효과로서 나타내는 계수[unitless]

$$F = 1 + 16 (0.53 - E)^3 \quad [semicircle \text{ 단위 사용시}] \quad (5.30)$$

$$= 1 + 2 \left(\frac{96^\circ - E}{90^\circ} \right)^3 \quad [deg \text{ 단위 사용시}] \quad (5.31)$$

2.3. 시간(Local Time) ; t

→ 전리층 평균고도 350km에서 전파가 수직 횡단시의 시간

$$t = (4.32 \times 10^4) \lambda_I + GPS \text{ time} \quad [seconds] \quad (5.32)$$

위 식(5.32)에서 λ_I 의 단위는 $[semicircles]$ 이고 local time은 $0 \leq t \leq 86,400[seconds]$ 이다. 이것은 t 가 24시간 범위내에 있음을 나타낸다.

따라서 $t \geq 86,400$ 이면 $t = t - 86,400$ 으로 하고

$t < 0$ 이면 $t = t + 86,400$ 으로 한다.

2.4. 진폭(AMP), 주기(PER), 위상(X)의 계산

① 진폭 ; AMP

→ 코사인 모델에서 전파의 수직 방향 시간 지연시의 진폭으로
3차 다항식으로 표시

$$AMP = \left[\begin{array}{ll} \sum_{n=0}^3 \alpha_n \phi_m^n & , \quad AMP \geq 0 \\ 0 & , \quad AMP < 0 \end{array} \right] [seconds] \quad (5.33)$$

② 주기 ; PER

→ 코사인 모델의 주기로써 3차 다항식으로 나타냄

$$PER = \left[\begin{array}{ll} \sum_{n=0}^3 \beta_n \phi_m^n & , \quad PER \geq 72,000 \\ 72,000 & , \quad PER < 72,000 \end{array} \right] [seconds] \quad (5.34)$$

③ 위상 ; X

→ 코사인 모델의 위상

$$X = \frac{2\pi(t - 50,400)}{PER} [rad] \quad (5.35)$$

2.5. 전리층에 의한 시간 지연(Ionospheric Time Delay) ; T_{IONO}

→ 단일 주파수의 GPS 사용자에서의 전리층 시간지연[seconds]

$$T_{IONO} = \begin{cases} F [5 \times 10^{-9} + AMP [1 - \frac{X^2}{2} + \frac{X^4}{24}] , & | \times | < \frac{\pi}{2} \\ F [5 \times 10^{-9}] , & | \times | \geq \frac{\pi}{2} \end{cases}$$

[seconds] (5.36)

단, 앞에서 사용한 모든 식에서 단위가 [semicircles]인 것은 모든 값을 [semicircles]로 변환후 계산해야 하며 [deg]인 것은 [deg]로 변환후 계산해야 한다.

제 3 절 시스템 구성

지금까지 설명한 단일주파수(L_1)을 사용한 GPS 사용자에서의 전리층 전파특성을 알아보기 위하여 하나의 알고리즘을 설명하였다. 여기서는 제안한 알고리즘의 성능을 분석하기 위한 GPS 시스템을 구성하였는데 그림 5-10에 시스템의 구성도를 나타내었다. 그리고 그림 5-11에 본 연구에서 작성한 S/W의 흐름도를 나타내었다.

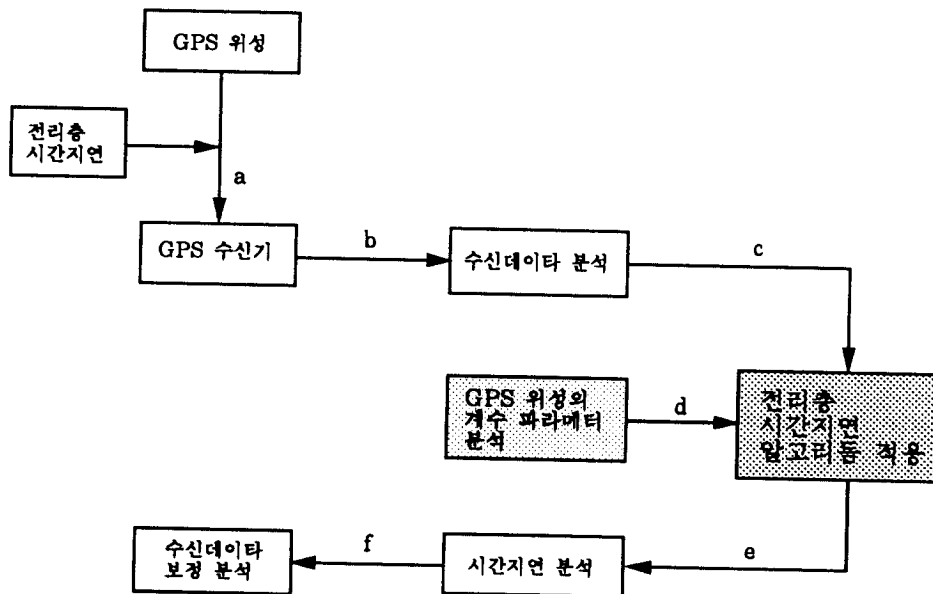


그림 5-10 시스템 구성도

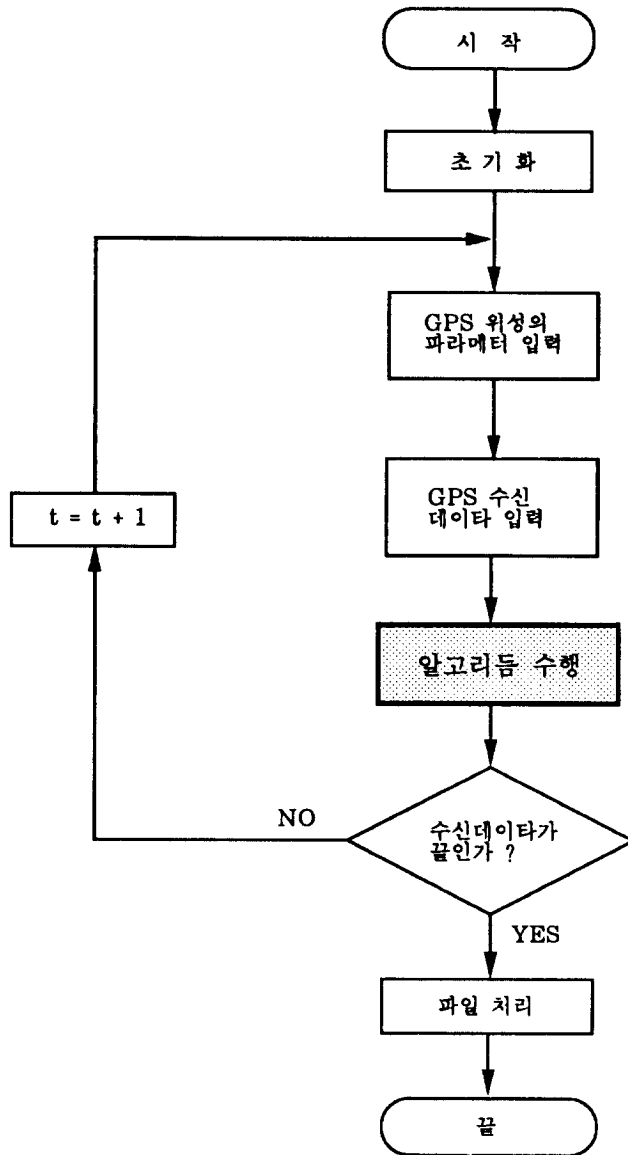


그림 5-11 전리층 시간지연 S/W의 흐름도

시스템의 구성도를 보면 (a)는 GPS 위성의 캐리어 주파수가 1.6 GHz인 L_1 단일 주파수를 사용한 결과가 전리층을 통과하면서 시간지연이 포함된 데이터이다. 그리고 (b)는 GPS 수신기에서 수신한 데이터를 여러가지 알고리즘을 적용하여 데이터를 보정한 값을 결과로 나타내며 (c)에서는 GPS 수신기에서 수신한 데이터를 본 알고리즘에 적용하기 위한 파라메타 등으로 분석하여 분리한 후 (e)에서는 전리층 시간지연 알고리즘을 적용한 후의 전리층 지연값이다. 이때 (d)의 값은 GPS 위성의 계수 파라미터인 α_n 과 β_n 을 분석하여 계산한 값이며 여기에서는 계절별로 몇가지의 예로 사용하였다. 그리고 (f)는 알고리즘을 적용한 전리층 시간지연을 분석하여 GPS 수신기에서 수신한 GPS 수신데이터의 보정값을 분석하게 된다. 여기에서 실제 시물레이션한 GPS 수신 데이터는 임의의 지역의 샘플값이며 그 데이터의 일부를 표 5-3에 나타내었다. 여기에서 전체 데이터는 3시간 30분 동안의 값이며 이 시간동안의 위도 변화와 경도의 변화값을 그림 5-12과 그림 5-13에 나타내었다. 표 5-3에서 보면 시간 간격은 20초 간격으로 3시간 30분 동안의 위도와 경도를 나타내었으며 위도는 37.23을 기준으로 경도는 126.56을 기준으로 소수점 9자리 까지의 정밀도를 나타내었다. 그리고 그림 5-12을 보면 3시간 30분 동안의 위도(latitude) 변화를 그림으로 나타내는데 위도가 37.2315와 37.2325 사이에서 진동하며 평균값은 37.2318 정도이다. 이때 실제의 값은 대략 37.23으로 알려져 있다. 이 그림은 그림 5-10에서 (c)의 그림이다. 또한 그림 5-13을 보면 역시 3시간 30분 동안의 경도(longitude) 변화를 나타내는데 실제의 경도는 대략 126.56으로 알려져 있으며 그림에서 보면 126.564와 126.565 사이에서 진동하며 평균값은 126.5644 정도이며 이 그림 역시 그림 5-10의 (c) 그림이다.

표 5-3 GPS 수신데이터 샘플값의 일부(전체는 3시간 30분임)

시 간			위 도(deg)	경 도(deg)
시	분	초		
00	55	00.00	37.231746595	126.564437552
00	55	20.00	37.231755172	126.564417385
00	55	40.00	37.231778853	126.564387097
00	56	00.00	37.231776224	126.564411799
00	56	20.00	37.231782213	126.564388896
00	56	40.00	37.231794696	126.564376235
00	57	00.00	37.231805650	126.564399093
00	57	20.00	37.231805316	126.564392489
00	57	40.00	37.231814222	126.564434073
00	58	00.00	37.231800859	126.564449153
00	58	20.00	37.231821411	126.564406162
00	58	40.00	37.231818911	126.564446010
00	59	00.00	37.231793014	126.564474118
00	59	20.00	37.231808812	126.564495521
00	59	40.00	37.231809721	126.564490705
01	00	00.00	37.231837533	126.564438770
01	00	20.00	37.231861282	126.564430096
01	00	40.00	37.231820125	126.564414059
01	01	00.00	37.231812367	126.564407396
01	01	20.00	37.231838506	126.564394646
01	01	40.00	37.231809092	126.564412193
01	02	00.00	37.231841455	126.564403989
01	02	20.00	37.231824262	126.564390056
01	02	40.00	37.231812519	126.564393397
01	03	00.00	37.231808407	126.564403822
01	03	20.00	37.231787445	126.564439988
01	03	40.00	37.231786196	126.564429754
01	04	00.00	37.231787783	126.564406036
01	04	20.00	37.231791982	126.564384428
01	04	40.00	37.231780825	126.564404245
01	05	00.00	37.231800764	126.564367015
01	05	20.00	37.231783099	126.564357207
01	05	40.00	37.231797187	126.564356608
01	06	00.00	37.231794269	126.564336401
01	06	20.00	37.231795471	126.564307537
01	06	40.00	37.231777116	126.564361534
01	07	00.00	37.231774889	126.564373439

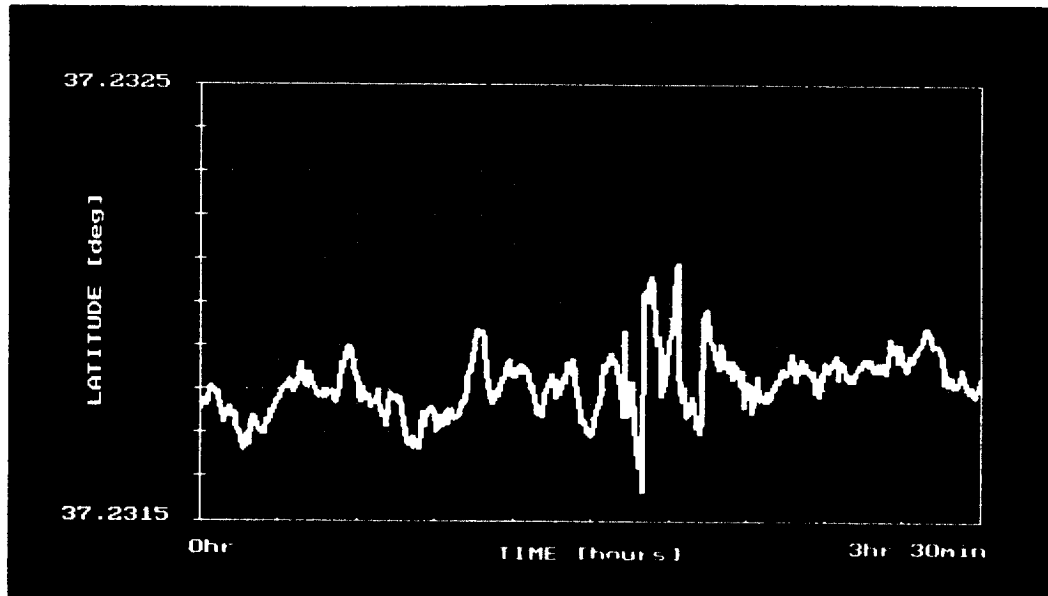


그림 5-12 GPS 수신 데이터의 위도(latitude) 변화

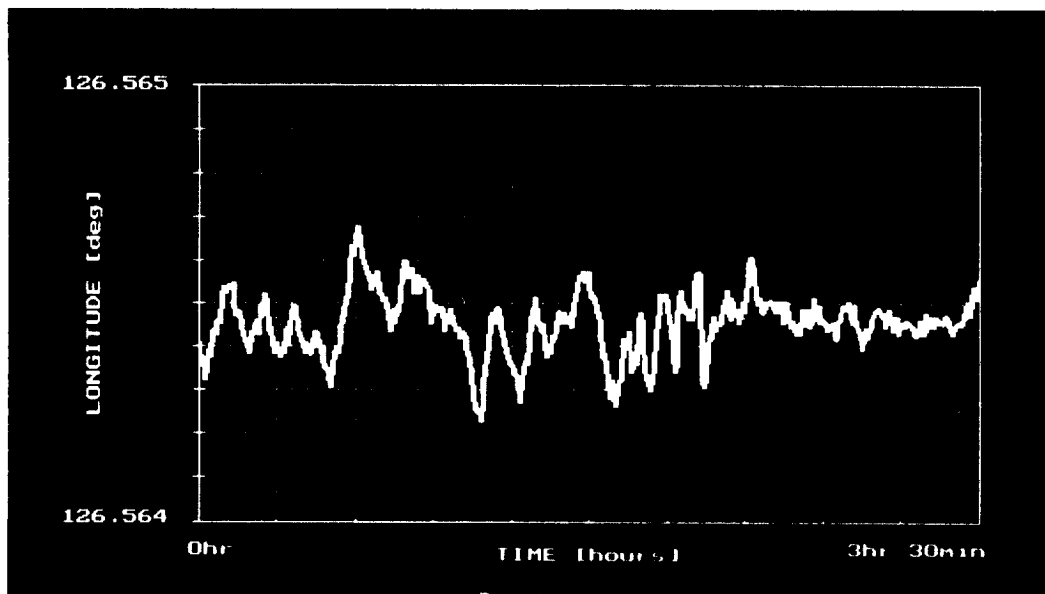


그림 5-13 GPS 수신 데이터의 경도(longitude) 변화

제 4 절 실험 및 결과 고찰

컴퓨터 시뮬레이션은 그림 5-10과 같은 시스템으로 구성하여 실험하였으며 표 5-4에 시뮬레이션에서 사용한 파라메타들을 나타내었다. 표 5-4에서 GPS 위성의 계수값 α_n , β_n 은 표 5-2에서 북미지역의 계수값의 예 중에서 β_n 값은 고정시키고 α_n 값을 추정하여 계절별로 구분하여 적용하였다. 그러한 방법으로 적용한 α_n 과 β_n 의 계수값을 표 5-5에 나타내었으며 표 5-5에서 보면 각 계절별로 β_n 의 값은 고정되어 있으며 α_n 은 3가지 경우이며 양각 (elevation angle)이 각각 90° , 45° , 5° 에 대하여 추정한 값이다. 여기에서 방위각(azimuth angle)는 45° 로 고정하였다.

표 5-4 시스템 파라메터

시 간	0 ~ 3시간 30분
실제 위도	약 37.23°
실제 경도	약 126.56°
Elevation angle 변화값	$0^\circ \sim 90^\circ$
Azimuth angle 변화값	$0^\circ \sim 360^\circ$
GPS 위성의 계수값의 기준 (α_n , β_n)	북미지역(표5-2)에서의 β_n 을 기준으로 계절별 α_n 적용

표 5-5 실험에 적용한 계수값의 예

항 목	단 위	겨 울	봄	여 봄	가 울
α_0	sec	1.10E-8 9.49E-8 9.49E-9	9.82E-9 8.68E-9 6.23E-9	1.10E-8 6.50E-9 6.23E-9	9.72E-9 1.20E-9 3.80E-9
α_1	sec/SC	-4.85E-9 -2.80E-9 -2.95E-9	-8.80E-9 -1.00E-8 -8.40E-9	-4.85E-9 -5.43E-9 -8.40E-9	-8.80E-9 -9.50E-8 -6.76E-8
α_2	sec/SC ²	-6.61E-8 -9.40E-8 -9.41E-8	-5.76E-8 -3.07E-8 -7.29E-8	-6.61E-8 -7.15E-8 -7.29E-8	-5.76E-8 -9.88E-8 -5.80E-8
α_3	sec/SC ³	2.54E-9 3.33E-9 2.55E-9	2.22E-9 1.10E-9 1.98E-9	2.54E-9 2.54E-9 1.98E-9	2.22E-9 3.62E-9 1.62E-9
β_0	sec	8.80E+4	8.70E+4	8.00E+4	9.30E+4
β_1	sec/SC	-2.70E+4	5.00E+4	6.30E+4	-1.50E+3
β_2	sec/SC ²	-1.70E+5	-1.60E+5	-8.30E+4	-2.20E+5
β_3	sec/SC ³	1.90E+5	-3.30E+5	-4.10E+5	1.50E+4
sec=seconds, SC=semicircles(1SC=180deg), E=exponent					

컴퓨터 시뮬레이션은 작성한 S/W의 전파특성을 알아보기 위하여 임의 수신 샘플 데이터를 입력하는 방법과 그외의 파라미터를 기준으로 하여서 모두 4가지 종류에 대하여 실험하였으며 그 결과로써 나타나는 전리층 시간지연의 단위는 나노초(nsec)로 나타내었다.

첫번째 시뮬레이션은 GPS 수신 데이터의 임의의 지역에 대한 샘플값인 그림 5-12과 그림 5-13에 나타낸 위도와 경도의 데이터를 표 5-3과 같은 시간 변화에 대한 값을 적용하고 표 5-5의 GPS 위성의 계수값을 계절별로 분리하여 전리층 시간지연을 결과로 실험하였다. 그 결과를 그림 5-14에서부터 그림 5-20까지 나타내었다. 먼저 그림 5-14부터 그림 5-17까지는 각 계절에 대하여 양각을 변화시켜 가면서 전리층의 시간변화를 비교하였다. 그래서 그림 5-14을 보면 계절이 겨울인 경우인데 시간지연이 18 nsec를 기준으로 있는 것이 양각 5°이며 그 밑의 선인 7 nsec 부근은 45°이고 그 밑은 90°인 경우이다. 양각이 90°에 가까울수록 전리층 시간지연이 작게 나타나며 90°인 경우는 5과 7 nsec 사이의 값을 나타낼 수 있다. 이것은 그림 5-5에서처럼 우리나라가 6-7 nsec 정도의 전리층 시간지연을 나타내므로 모델링과 실제값과 근사하게 일치함을 나타낸다. 그림 5-15부터 그림 5-17까지는 계절이 각각 봄, 여름, 가을인 경우에 대한 전리층 시간지연 값이며 그림 5-14과 마찬가지로 양각이 커질수록 시간지연이 감소함을 알 수 있다.

다음 그림 5-18부터 그림 5-20까지는 양각을 고정시키고 계절을 변화하여 시간지연을 비교한 값이다. 먼저 그림 5-18을 보면 양각이 5°인 경우에 시간지연이 가장 큰 것은 겨울이며 약간 작은 것은 가을이고 더 작은것은 여름과 봄임을 알 수 있다. 또한 그림 5-19을 보면 양각이 45°인 경우이며 봄이 약간 크지만 모두 거의 비슷한 결과를 나타낸다. 그리고 그림 5-20는 양각이 90°인 경우에 겨울, 여름과 가을, 봄 순으로 시간지연이 점점 작은 값으로 된다.

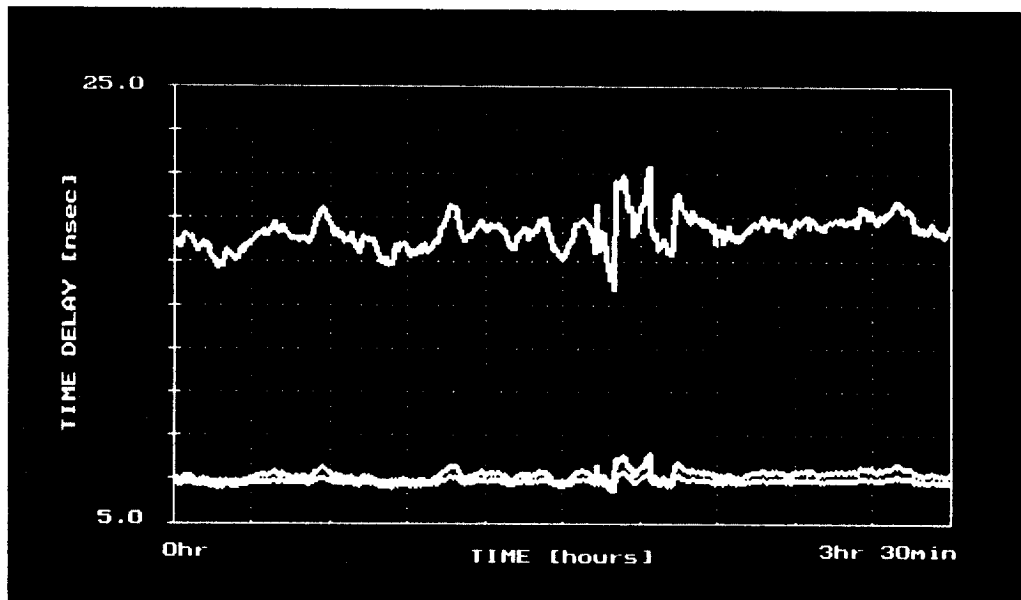


그림 5-14 GPS 수신 데이터를 적용한 전리층 시간지연(겨울, 양각변화)

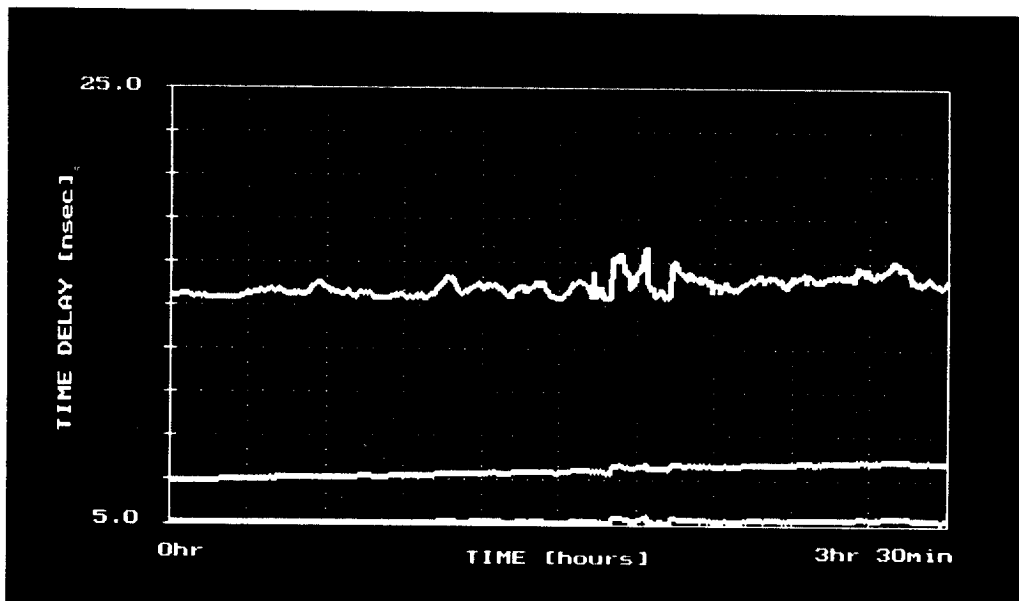


그림 5-15 GPS 수신 데이터를 적용한 전리층 시간지연(봄, 양각변화)

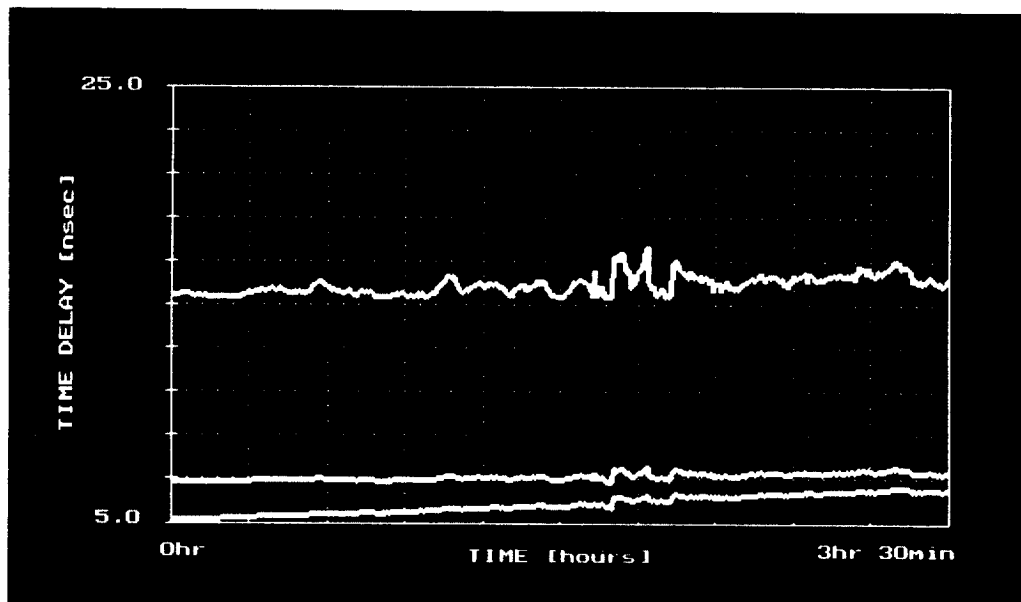


그림 5-16 GPS 수신 데이터를 적용한 전리층 시간지연(여름, 양각변화)

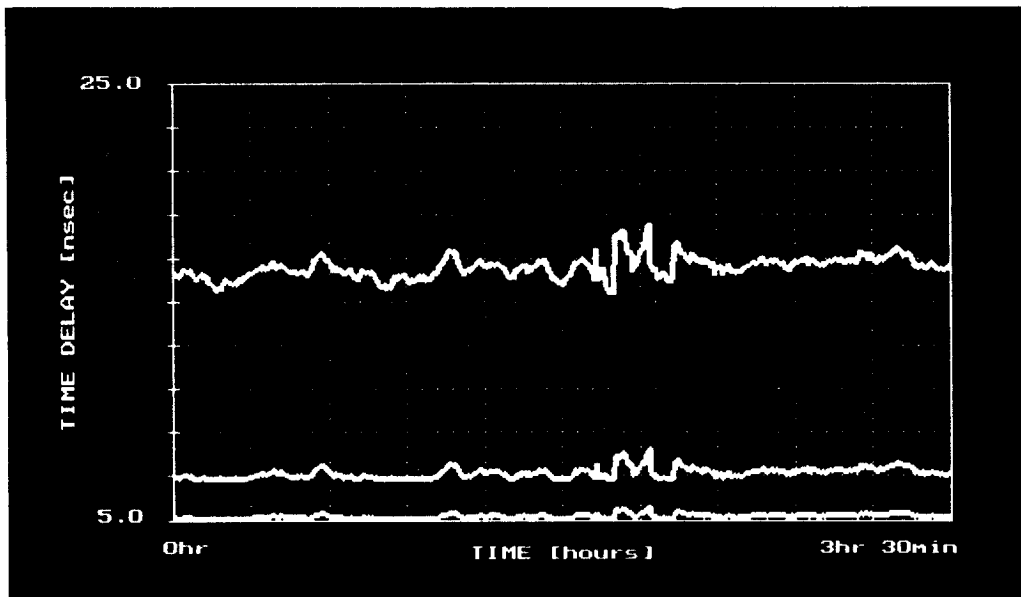


그림 5-17 GPS 수신 데이터를 적용한 전리층 시간지연(가을, 양각변화)

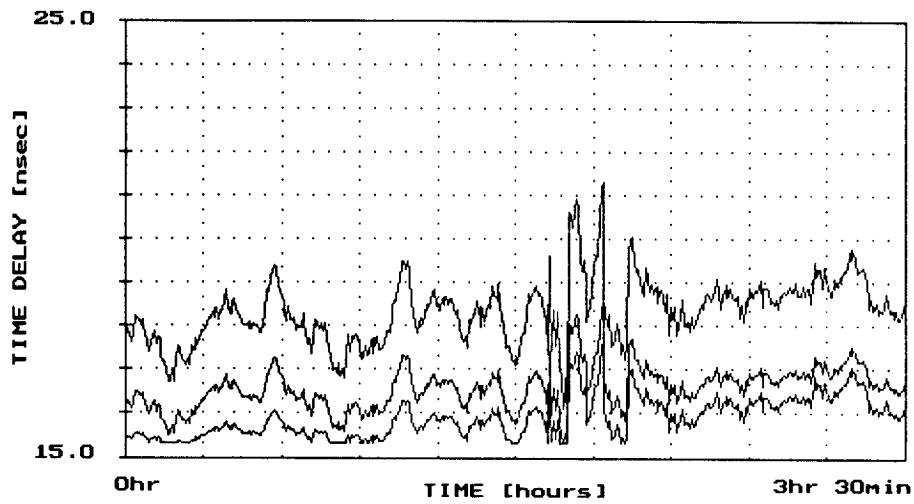


그림 5-18 데이터를 적용한 전리층 시간지연(앙각:5°,계절변화)

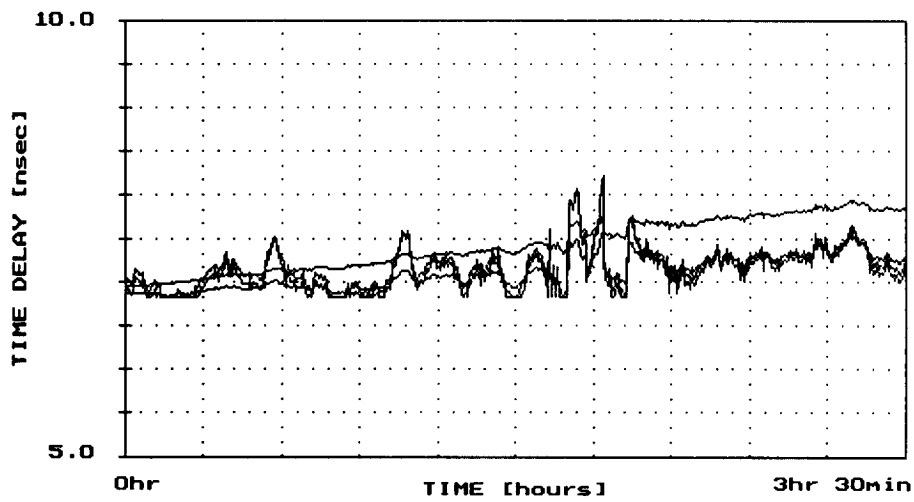


그림 5-19 데이터를 적용한 전리층 시간지연(앙각:45°,계절변화)

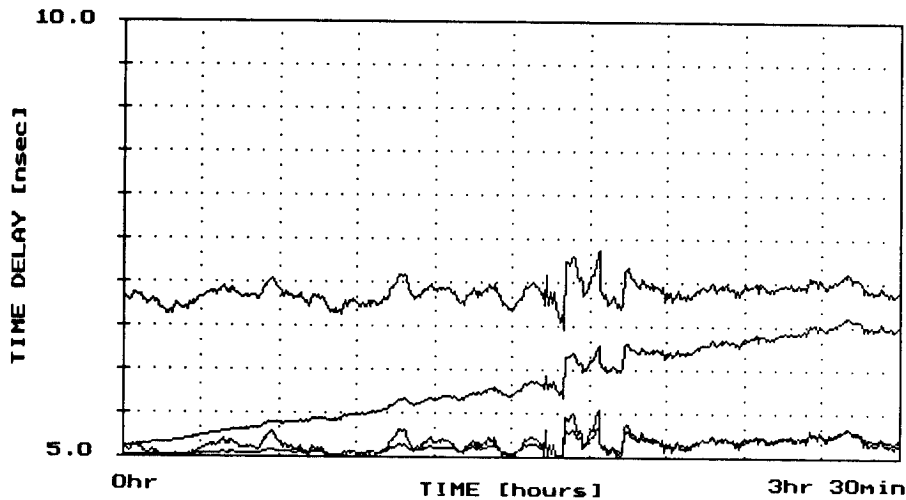


그림 5-20 데이터를 적용한 전리층 시간지연(앙각:90°,계절변화)

두번째 시뮬레이션은 위도를 35.23° 와 경도를 126.56° 로 고정하고 시간은 0으로 하며 방위각을 5° , 45° , 90° 로 고정하고 앙각을 $0^\circ \sim 90^\circ$ 까지 변화시켜가면서 시간지연을 결과로써 나타내었다. 그 결과를 그림 5-21 부터 그림 5-26까지 나타내었다. 먼저 그림 5-21은 방위각을 90° 로 고정하고 GPS위성의 계수는 방위각을 90° 로 하여 추정한 값일 때 계절별로 앙각을 변화시켰을 때의 시간지연이다. 그림에서 보면 위에서 부터 겨울, 가을, 여름, 봄 순으로 지연시간이 점점 더 작은 값으로 나타났으며 앙각이 작은 경우에는 시간지연이 매우 큰 값으로 되며 앙각이 증가할수록 시간지연이 5 nsec로 접근함을 알 수 있다. 또한 그림 5-22은 방위각을 5° 로 고정했을 경우이며 역시 위부터 순서는 그림 5-21과 같다. 여기서도 부(-)의 값도 존재 함을 알 수 있다. 그리고 그림 5-23는 방위각 90° 이고 계수는 45° 인 경우의 계절별 앙각변화시 시간지연인데 그림으로 보면 1개 선만 나타나 있지만 사실은 실험 결과 4계절이 동일한 결과를 나타낸 것이다. 다음 그림

5-24은 방위각 45° 이고 계수는 5° 일 경우이며 앞의 그림에 비해서 양각이 5° 정도 일 때 부터 시간지연이 급격히 감소하여 5 nsec 정도에 접근함을 보여 준다. 그림 5-25는 계수가 90° 일때 방위각이 5° , 45° , 90° 일 경우의 여름시의 시간지연이며 위에서 부터 방위각이 45° , 5° , 90° 순이며 여기서도 부(-) 성분이 존재 한다. 그림 5-26는 방위각을 5° 로 고정하고 계수가 5° , 45° , 90° 일때 계절이 봄일 경우이며 위에서 부터 계수가 5° , 45° , 90° 순이며 부(-)성분이 많이 포함되어 있다.

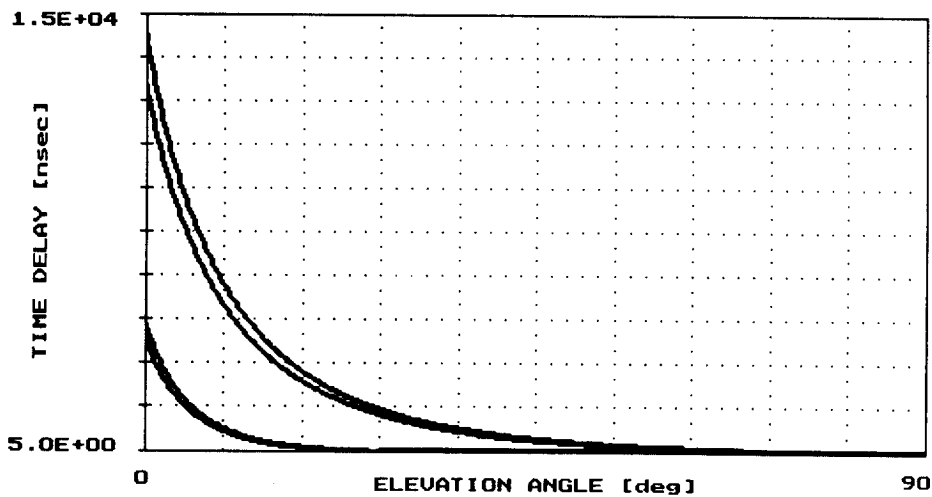


그림 5-21 방위각 90° 일때 계절별 양각 변화시 시간지연(계수: 90°)

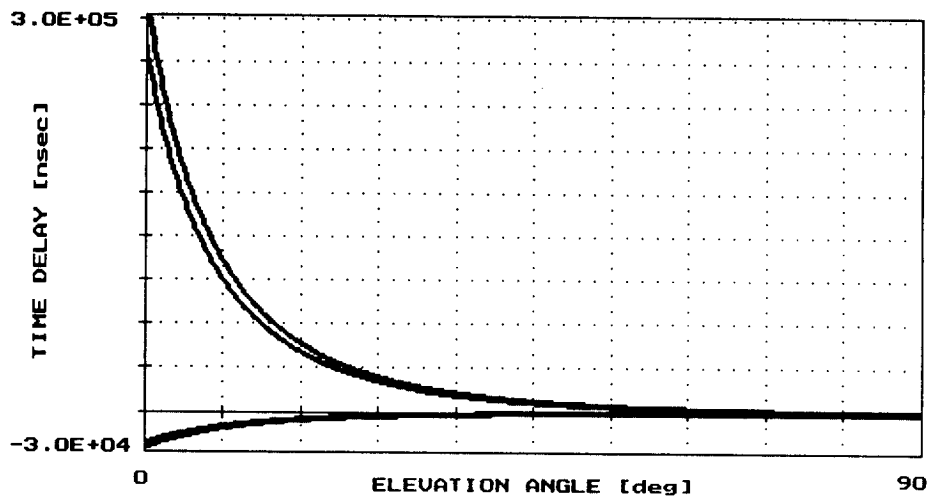


그림 5-22 방위각 5°일때 계절별 양각 변화시 시간지연(계수:90°)

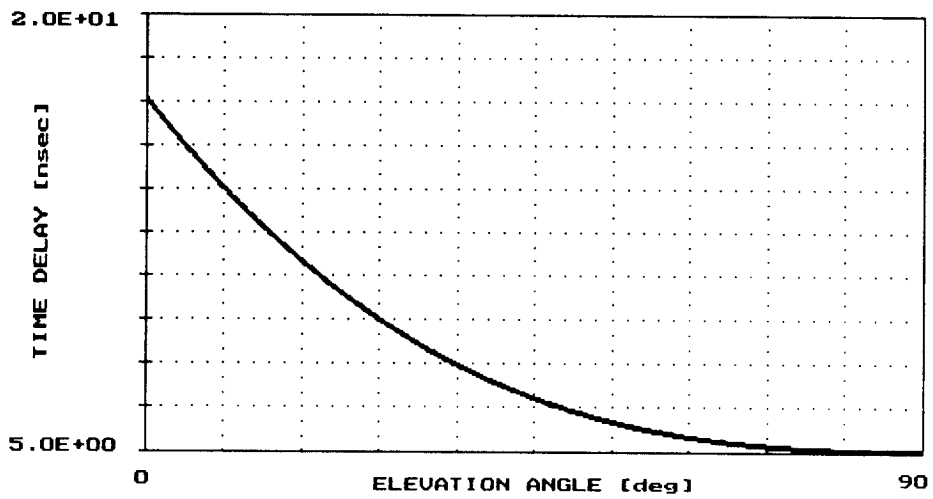


그림 5-23 방위각 90°일때 계절별 양각 변화시 시간지연(계수:45°)

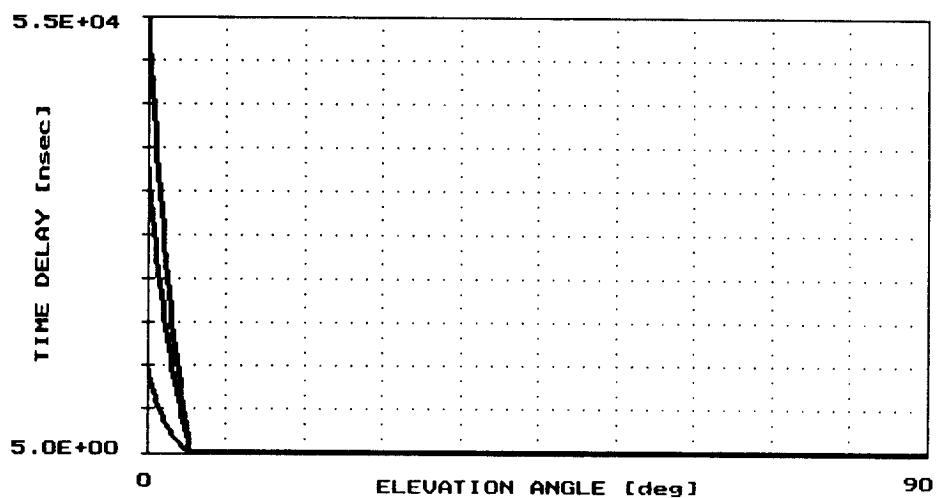


그림 5-24 방위각 45°일때 계절별 양각 변화시 시간지연(계수:5°)

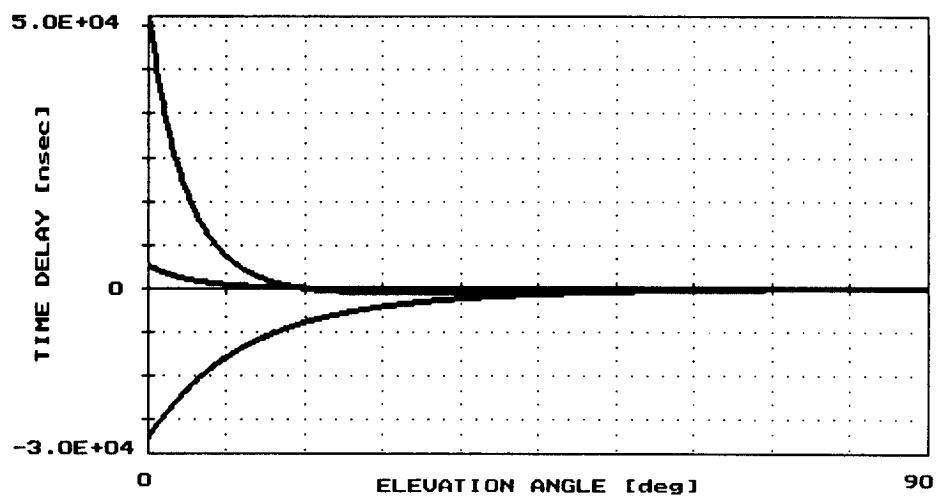


그림 5-25 방위각 5°,45°,90°이고 여름일때 시간지연(계수:90°)

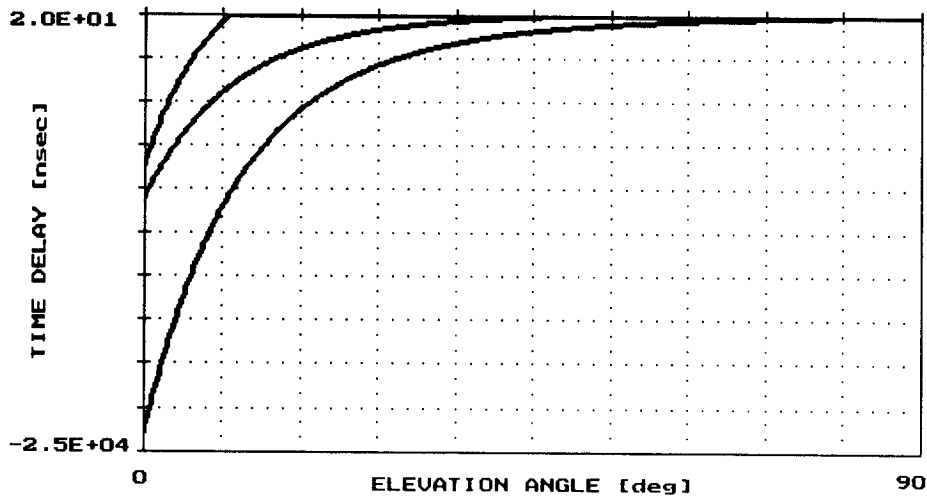


그림 5-26 계수 5°,45°,90°이고 봄일때 시간지연(계수:5°)

세번째 시뮬레이션은 위도와 경도, 시간은 두번째 시뮬레이션과 동일하게 하고 양각을 5°, 45°, 90°로 하고 방위각을 0° ~ 360° 까지 변화시키면서 시간지연을 결과로써 나타내었다. 그 결과를 그림 5-27부터 그림 5-30까지 나타내었는데 먼저 그림 5-27은 양각을 5°로 하여 추정한 값 일때 계절별로 방위각 변화시의 시간지연이다. 그림에서 보면 위에서 부터 겨울, 가을과 봄, 여름순이며 봄과 여름은 크기가 동일하게 나타났다. 방위각이 0°와 360°에 근접할수록 시간지연이 큰 값이며 약간 대칭되어 있음을 알 수 있다. 그리고 그림 5-28은 양각을 5°로 고정하고 계수를 5°, 45°, 90°로 변화시 가을시에 나타나는 시간지연이다. 이 그림은 그림 5-27보다 좀더 완만히 변화하면서 시간지연이 큼을 알 수 있다. 또한 그림 5-29은 봄일때의 값이며 정(+)값과 부(-)값이 같이 존재함을 나타낸다. 그리고 그림 5-30는 계수를 90°로 고정하고 양각을 5°, 45°, 90°로 변화시 봄 일때의 시간지연이며 역시 정(+)값과 부(-)값이 같이 존재 한다.

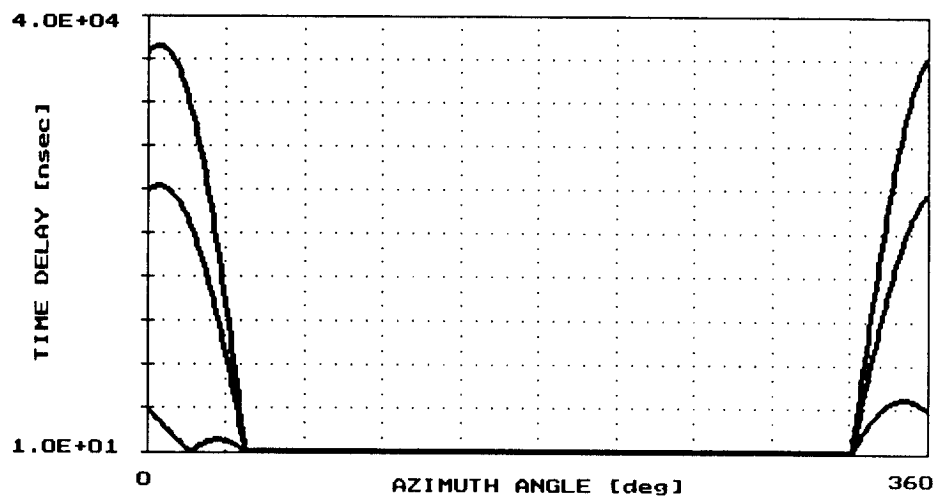


그림 5-27 양각 5°일때 계절별 방위각 변화시 시간지연(계수:5°)

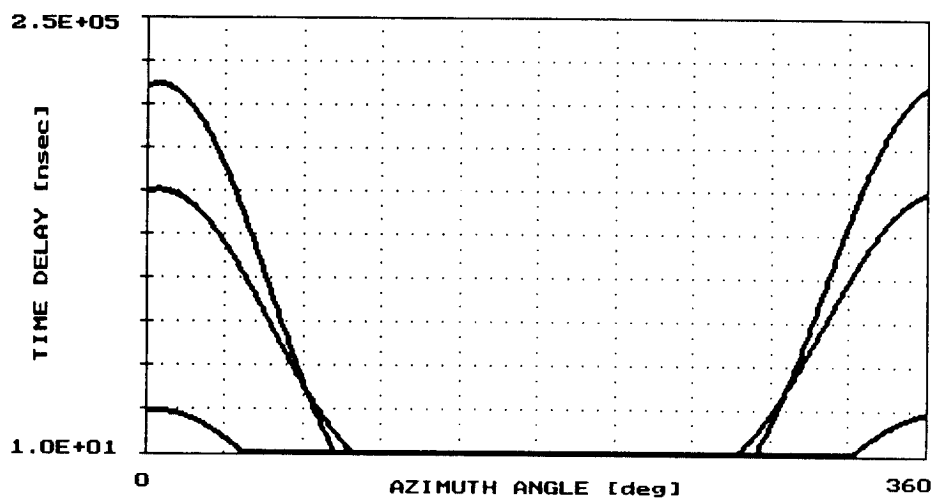


그림 5-28 계수가 5°,45°,90°이고 가울일때 시간지연(양각:5°)

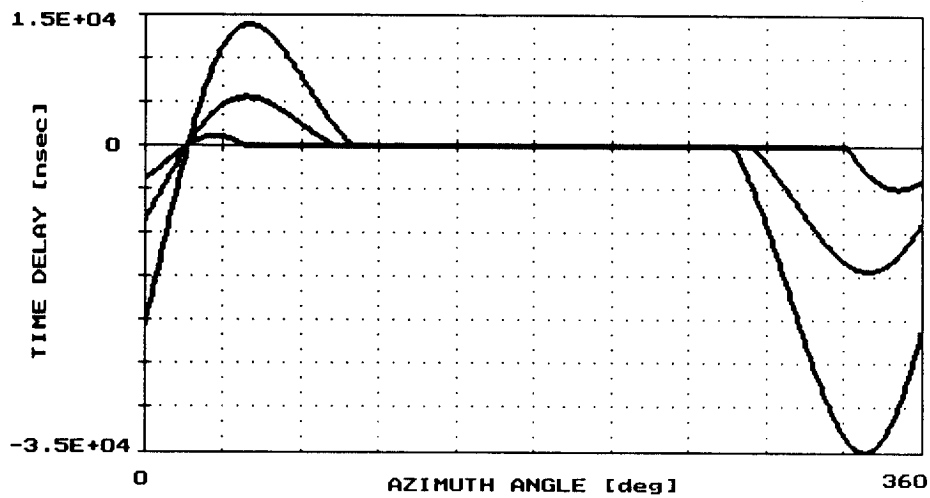


그림 5-29 계수가 $5^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ 이고 볼일때 시간지연(앙각: 5°)

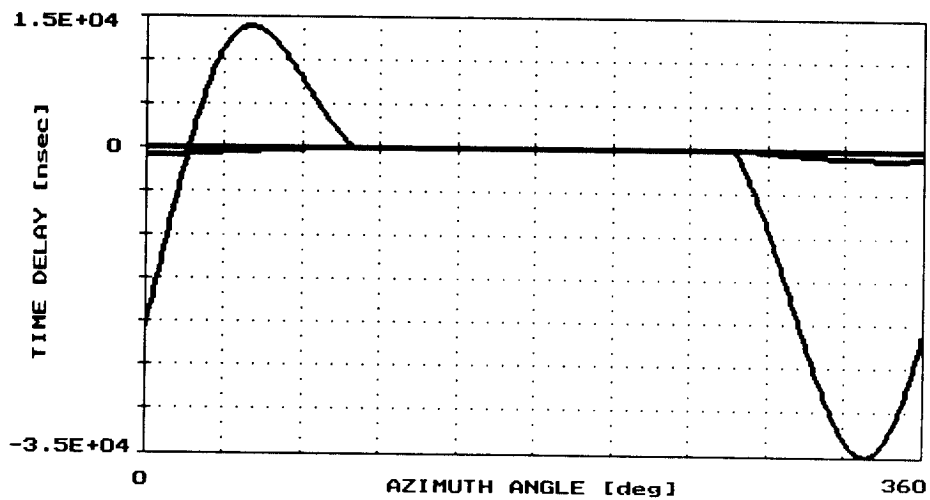


그림 5-30 앙각 $5^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ 이고 볼일때 시간지연(계수: 90°)

마지막으로 네번째 시뮬레이션은 3차원 그림으로서 위도와 경도, 시간을 두번째와 세번째 시뮬레이션과 같이 모두 고정시키고 양각을 $0^{\circ} \sim 90^{\circ}$ 까지 변화시키고 방위각을 $0^{\circ} \sim 360^{\circ}$ 까지 변화시켜 가면서 시간지연을 결과로써 나타내었다. 그 결과를 그림 5-31부터 그림 5-34까지 나타내었는데 먼저 그림 5-31을 보면 GPS위성의 계수는 방위각을 5° 로 하여 추정한 값일때 계절이 겨울시에 양각과 방위각을 변화시켰을 경우의 시간지연인데 양각은 10° 이하에서 방위각은 0° 와 360° 에 근접할 수록 시간지연이 커짐을 알 수 있다. 다음 그림 5-32는 계수를 45° 로 하였을 경우 가을일 때의 시간지연인데 그림 5-31보다 시간지연의 변화가 완만하여 시간지연이 큼을 알 수 있다. 그림 5-33는 계수 5° 일 때 여름인 경우의 시간지연이며 역시 양각은 0° 근처일 수록 방위각은 0° 와 360° 근처일 수록 시간지연이 증가하는데 여기서는 부(-)값도 존재한다. 그리고 마지막으로 그림 5-34은 계수 90° 일 때 봄인 경우의 시간지연이며 그림 5-33와 비슷한 형태이나 전리층 시간지연의 변화가 완만하여 시간지연이 큼을 알 수 있다.

지금까지 제안한 단일주파수 GPS사용자일 경우에 전리층 시간지연의 특성을 알아보기 위하여 S/W를 작성하여 사용자 위치인 위도와 경도를 변화시키고 시간, 양각, 방위각 등도 변화시켜 가면서 그 특성을 알아 보았다. 그 결과 GPS 위성의 계수를 4계절과 방위각 3종류로써 12종류에 대하여 계수값을 추정하여 실험 하였는데 추정한 값에 따라 어느정도의 오차가 존재하지만 양호한 경우에는 $5 \sim 7$ nsec 정도까지 근접함을 알 수 있었다. 이것은 본 연구에서 작성한 전리층 전파특성 S/W가 실제 실험 결과치와 근사하게 일치함을 나타낸다.

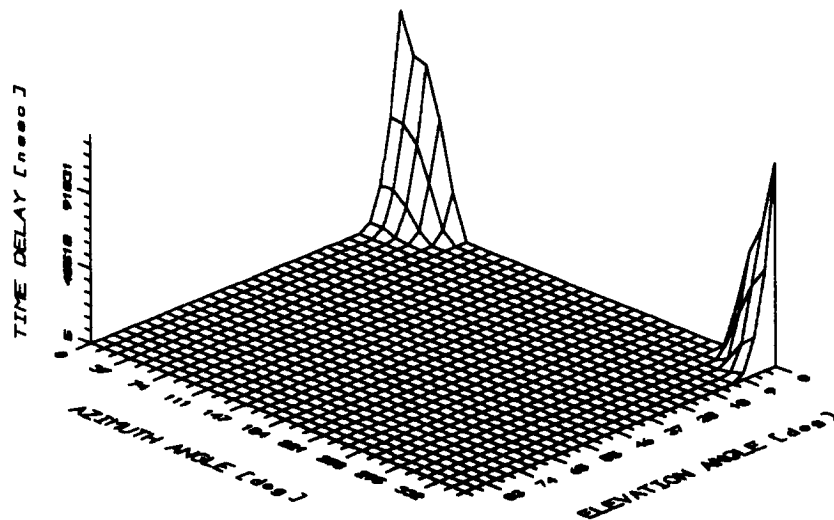


그림 5-31 계수 5°일때 겨울시의 시간지연

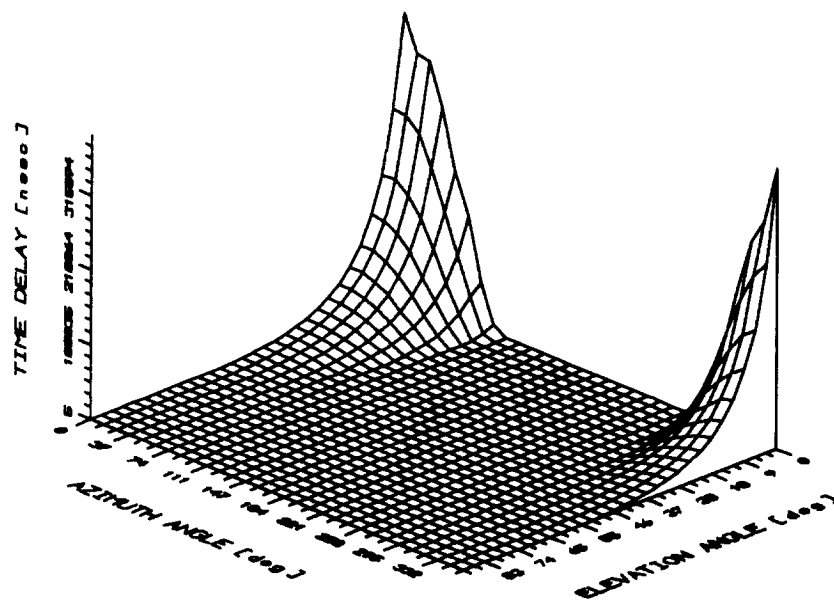


그림 5-32 계수 45°일때 가을시의 시간지연

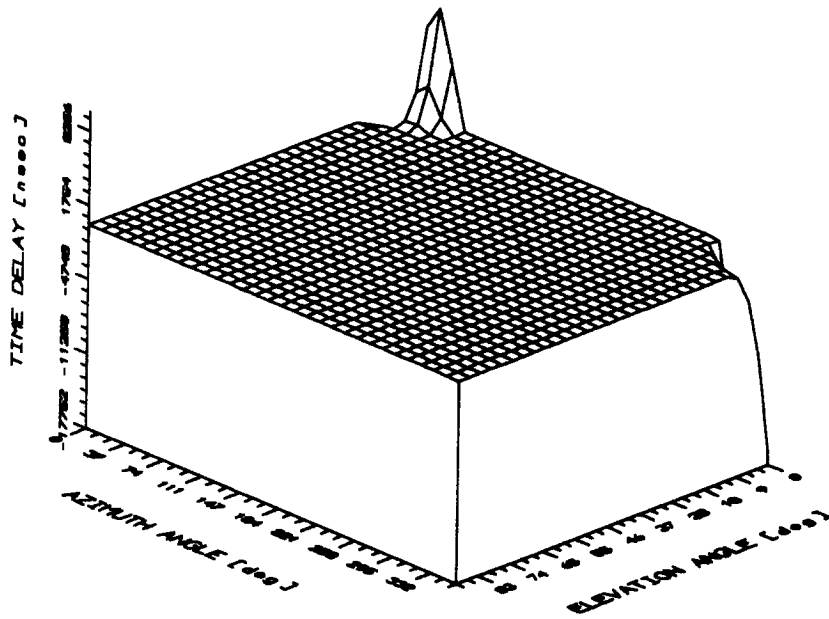


그림 5-33 계수 5°일때 여를시의 시간지연

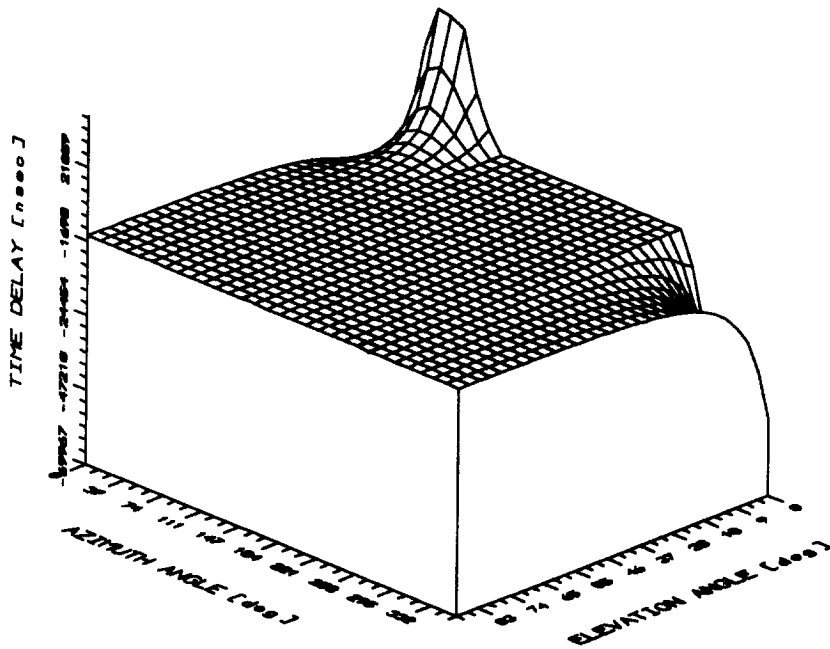


그림 5-34 계수 90°일때 볼시의 시간지연

제 6 장 결 론

본 연구에서는 저궤도 위성인 GPS 위성을 이용하여 지구상 어느 곳에서 언제든지 고정밀의 3차원 위치 측정이 가능한 방식에서, GPS 위성의 전파가 통과하게 되는 전리층의 변화를 분석하기 위하여 위치측정 오차와 전리층 변화와의 상관도를 규명하기 위한 S/W 개발에 대한 연구를 하였다.

먼저 GPS 수신기에 대한 자료조사로서 GPS 시스템의 구성과 동작원리, GPS 체계의 운용 등에 대하여 살펴보았으며 시스템 운용에서의 보안대책과 GPS 시각표준과 데이터 구조 및 GPS 방식의 오차 원인에 대하여 알아보았다. 그리고 GPS 시스템의 변조방식에 적용되는 대역확산 통신방식에 대하여 살펴보았고, 실제 적용되는 직접 대역확산 방식에서의 PN 코드 특성과 P코드, C/A코드에 대해서도 알아보았다.

그 다음은 GPS 위성의 전파가 통과하게 되는 채널 중에서도 전리층에서의 전파특성을 문헌을 통하여 알아 보았으며 마지막으로 본 연구의 목표인 GPS 위성을 이용한 위치측정 방식에서 전리층의 변화에 의한 오차와 전리층 변화의 상관도를 알기 위한 S/W를 작성하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 성능을 분석하였다. 시스템의 구성은 임의의 샘플 데이터와 계절별, 양각별로 α_n , β_n 을 12종류로 구분하여 추정하여서 시간과 위도, 경도를 고정 또는 변화시키고 양각을 $0^\circ \sim 90^\circ$ 로, 방위각을 $0^\circ \sim 360^\circ$ 로 변화시키면서 모두 4가지 경우에 대하여 실험하였다. 첫번째 시뮬레이션은 임의의 샘플값인 시간과 위도, 경도의 변화에 대한 시간지연을 입력 파라미터로 하여 시간지연을 결과로 알아 보았는데 양각과 방위각의 변화에 대하여 어느정도 오차를 나타내지만 양호한 경우에는 5 ~ 7 nsec 정도의 정밀도를 나타내었다. 두번째 시뮬레이션은 위도와 경도, 시간을 모두 고정하고 방위각을 파라미터로 하여 양각을 $0^\circ \sim 90^\circ$ 까지 변화시켜 가면서, 작성한 S/W의 전파

특성을 각 계절별로 시간지연을 결과로 알아보았다. 그 결과 방위각과 계수의 종류에 따라 많은 변화가 있었는데 어느 일정한 규칙은 없었고 정(+)의 값과 부(-)의 값이 동시에 존재하는 것도 있었다. 그리고 양각이 낮을수록 오차가 크고, 90° 에 근접 할수록 오차가 감소함을 알 수 있었다. 세번째는 두번째 시뮬레이션처럼 위도, 경도, 시간을 모두 고정하고 양각을 파라미터로 하여 방위각을 $0^\circ \sim 360^\circ$ 까지 변화시켜 가면서 전파특성을 알아보았다. 그 결과 양각과 계수에 따라 많은 변화가 있었는데 여기에도 역시 정, 부의 값이 동시에 존재하는 것이 있었으며 방위각이 0° 와 360° 에 근접할수록 오차가 증가하며 중간 정도인 180° 에 근접할수록 오차가 감소함을 알 수 있었다. 마지막으로 네번째 시뮬레이션은 3차원 그림으로서 위도, 경도, 시간을 모두 고정시키고 양각은 $0^\circ \sim 90^\circ$, 방위각은 $0^\circ \sim 360^\circ$ 까지 변화시키면서 전파특성을 알아보았다. 그 결과 계절별, 계수별로 많은 차이가 있지만 양각은 0° 근처일수록, 방위각은 0° 와 360° 근처일수록 오차가 증가하고 그외의 지역에서는 오차가 감소함을 알 수 있었으며 이 경우에도 역시 정, 부의 값이 동시에 존재하였다.

본 연구에서는 작성한 S/W의 특성을 알아보기 위하여 모두 4종류의 시뮬레이션을 실시하여 성능을 분석 하였는데 실제 실험에 의한 한반도의 전리층 시간지연이 대략 6 ~ 7 nsec 정도이고 본 S/W의 시간지연은 성능이 양호한 경우에는 대략 5 ~ 7 nsec에 근접하므로 본 S/W가 실제 실험치와 근사하게 일치함을 알 수 있었다.

본 연구는 S/W개발의 최종연구로서 L_1 의 단일 주파수 사용자에게 대한 성능을 분석 하였으며 앞으로 계속하여 본 S/W가 실제로 GPS 수신기의 성능을 향상 시키는지에 대하여 알아보기 위하여 더욱 다양한 GPS 수신 데이터를 사용한 시뮬레이션과 또한 실제 시스템에 적용한 실험이 이루어져야 겠다. 그리고 더욱 향상된 전파특성 모델링 개발과 아울러 두개의 주파수 사용자인 L_2 를 사용했을 때의 전파특성 모델링에 대한 계속적인 연구가 이루어져야 하겠다.

참 고 문 헌

- [1] Kamilo Feher, *Digital Communications, (Satellite/Earth Station Engineering)*, Prentice Hall, 1988.
- [2] J. G. Proakis, *Digital Communications*, New York; McGraw-Hill, 1989.
- [3] Shu Lin, Daniel J. Costello, JR., *Error Control Coding*, Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, 1983.
- [4] William C. Y. Lee, "Overview of Cellular CDMA," IEEE Trans. Vehicular Technology, Vol. VT-40, No.2, PP291-302, May 1991.
- [5] P. L. Pickholtz, "Theory of Spread Spectrum Communication - A Tutorial", IEEE Trans. Com., Vol. COM-30, No.5, PP855-884, May 1982.
- [6] Charles E Cook, "An Introduction to Spread Spectrum", IEEE Commu., Magazine, PP8-16, March 1983.
- [7] Roger E. Ziemer, Roger L. Peterson, *Digital Communications and Spread Spectrum System*, Macmillan Publishing Company, 1985.
- [8] Sklar, *Digital Communications*, Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, 1988.
- [9] George R. Cooper, Clare D. McGillem, *Modern Communications And spread Spectrum*, McGraw-Hill, Inc. 1986
- [10] Marvin K. Simon, Jim K. Omura, Robert A. Scholtz, Barry K. Levitt, *Spread Spectrum Communications, Vol I, II, III*, Computer Science Press, 1985.
- [11] Russel J. F. Fang, "Quaternary Transmission Over Satellite

- Channels with Cascaded Nonlinear Elements and Adjacent Channel Interference", IEEE Trans. Commu., Vol.COM-29, No.5, PP567-581, May. 1981
- [12] D.J.Kennedy, O.Shembo, "Cochannel Interference in Nonlinear QPSK Satellite Systems", IEEE Trans. Commu., Vol.COM-29, No.5, PP582-592, May 1981.
- [13] A.Hamid, S.R.Baker, W.Cook, "A Computer Program for Communications channel modeling and Simulation", Comsat Tech. Review Vol.13, No.2, PP355-383, April 1983.
- [14] John A. Klobuchar, "Ionospheric Time-Delay Algorithm for Single-Frequency GPS Users", IEEE Trans. Aero. E. Systems, Vol.AES-23, No.3, PP325-331, May 1987.
- [15] W.A.Feess, S.G.Stephens, "Evaluations of GPS Ionospheric Time-Delay Model", IEEE Trans. Aero.E.Systems, Vol.AES-23, No.3, PP332-338, May, 1987.
- [16] *Technical Characteristics of the NAVSTAR/GPS*, June 1991.
- [17] P.M. Janiczek, *Global Positioning system*, The Institute of Navigation.
- [18] 전동석, 박찬범, 임병원, "GPS 위치측정 시스템 기술", 전자통신연구소, 전자통신동향분석, PP96-111, Jan. 1992.
- [19] 김기두, 오정현, 김석중, 이창복, "GPS 위성을 이용한 위치측정 방식에 관한 연구", 대한전자공학회, 제5회 신호처리 합동학술대회 논문집, 제5권 1호, PP216-221, 1992.
- [20] L.P.Yeh, "Geostationary Satellite Orbital Geometry", IEEE Commu., Society, May 1971.
- [21] 국방과학연구소, "21세기 군통신 심포지움", (Global Positioning System(GPS)), 12, 1991.

- [22] 체신부, “전리층에서의 전파전파”, CCIR보고서, 제6권에 대한부기, 1990.
- [23] Henry Rishbeth, Owen K. Garriott, *Introduction to Ionospheric Physics*. Academic Press, 1969.
- [24] Alain Giraud, Michel Petit, *Ionospheric Techniques and Phenomena*, D.Reidel Publishing Company, 1978.
- [25] Kuo-Nan Liou, *An Introduction to Atmospheres Radiation*, Academic Press, 1980.
- [26] Stiglitz, M.R. (1986)
 “The global positioning system”, *Microwave Journal*, 29, Apr. 1986
- [27] Parkinson, B. W., and Gilbert, S. W. (1983)
 “NAVSTAR : global positioning sysytem – Ten years later”,
Ptoceedings of the IEEE, 71, 10, Oct. 1983
- [28] Denaro, T. P. (1981)
 “NAVSTAR : the all-purpose satellite”,
IEEE Spectrum, 18, May 1981
- [29] Stansell, Jr., T. A. (1983)
 “Civil GPS from a future perspective”,
Proceedings of the IEEE, 71, 10, Oct. 1983
- [30] Milliken, R. J. and Zoller, C. J. (1978)
 “Principle of operation of NAVSTAR and system chracteristics”, *Navigation : Journal of the Institute of Navigation*, 25, 2, summer, 1978
- [31] Stephens, S. G., and Feess, W. A. (1986)
 “An evaluation of the GPS single-frequency user ionospheric time-delay model”, In *Proceedings of the 1986 Position*,

Location, and Navigation Symposium, Nov. 1986

- [32] Klobuchar, J. A., and Johanson, J. M. (1977)
"Correlation distance of mean daytime electron content",
Technical Report AFGL-TR-77, Aug. 1977
- [33] Donatelli, D. C., and Allen, R. S. (1981)
"Time cells for adaptive predictions of total electron content",
Radio Science, 16, 2 (1981)
- [34] Llewellyn, S. K., and Bent, R. B. (1973)
"Documentation and description of the Bent ionospheric model",
Technical Report AFCRL-TR-73-0657, July 1973
- [35] Rockwell International Corporation (1984)
"Interface control document, ICD-GPS-200",
Rockwell International Corporation, 12114 Lakewood Blvd.,
Downey, Calif., 90241, released Sept. 26, 1984
- [36] Klobuchar, J. A., Soicher, H., and Pearson, J. A. (1980)
"A preliminary evaluation of the two-frequency ionospheric
correction for the NAVSTAR-global positioning system",
AGARD Conference Proceedings, CPP-284
- [37] Klobuchar, J. A. (1976)
"Ionospheric time-delay corrections for advanced satellite
ranging systems", in NATO AGARD Conference Proceedings,
209(Propagation Limitation of Navigation and Positioning
systems), 1976
- [38] National Oceanic and Atmospheric Administration(1980-1983)
"Solar geophysical data prompt reports",
NOAA National Geophysical Data Center, 1980-1983
- [39] Klobuchar, J. A. (1975)

- "A first-order, worldwide, ionospheric, time-delay algorithm",
AFCRL-TR-75-0502, Sept. 1975, ADA018862, (Available from
National Technical Information Service(NTIS), 5285, Port
Royal Road, Springfield, Va. 22151)**
- [40] Stephen Bancroft,"An Algebraic Solution of the GPS Equations",
IEEE Trans., Aero. and Elec. System, VOL. AES-21, NO. 7,
January 1985**
- [41] Weihua Zhurang, and K. M. Sridara Murthy,
"Modelling and Performance Analysis of Digital Baseband
Processor of the GPS Receiver", 1992, IEEE Conference,
pp372-376**

부

록

/*****

GPS.C [Compile : GPS.C + GPS_ETC.C + GPS.H]

Object : "Ionospheric Time-Delay Algorithm for Single-Frequency
GPS Users", by John. A. KLOBUCHAR

File Name :

Input : -.in_gps_data : Actual Receiving GPS Data

 -.in_coef_data : Coefficients of Satellite

Output : -.out_delay : Output Ionospheric Time Delay

Parameter :

-.phi_u : User Geodetic Latitude of WGS 84 [deg]

-.psi : Earth_Centered angle [deg]

-.phi_i : Subionospheric Latitude [deg]

-.phi_m : Geomagnetic Latitude [deg]

-.lambda_u : User Geodetic Longitude of WGS 84 [deg]

-.lambda_i : Subionospheric Longitude [deg]

-.ele_angle : Elevation Angle(5-90 deg) [deg]

-.azi_angle : Azimuth Angle(0-360 deg) [deg]

-.alpha_n[n] : 4 Coefficients of Satellite(Amplitude)

-.beta_n[n] : 4 Coefficients of Satellite(Phase)

-.slant_f : Slant Factor [unitless]

-.local_t : Local Time [seconds]

-.gps_t : GPS Time

-.AMP : Amplitude of Cosine Model [seconds]

-.PER : Period of Cosine Model [seconds]

-.X : Phase of Cosine Model [rad]

-.T_iono : Ionospheric Time Delay [seconds]

-.Etc.

*****/

#include <stdio.h>

#include <graphics.h>

#include <math.h>

#include <dos.h>

#include <stdlib.h>

#include <string.h>

#include <conio.h>

#include "GPS.H"

```

char *main_menu[] = {
    " 1> INPUT MODEL PARAMETER ",
    " 2> IN   PROCESSING        ",
    " 3> VIEW on SCREEN          ",
    " 4> HELP                    ",
    " 5> Exit to DOS             "
};

int      main_mode,season_mode,init_mode=TRUE,i,j,k,g_driver,test;
float    ele_angle,azi_angle,gps_t_hour,gps_t_minute,gps_t_second;
double   phi_u,lambda_u,alpha_n[16][4],beta_n[16][4];
double   psi,phi_i,phi_u,lambda_i,lambda_u,phi_m,slant_f,local_t;
double   AMP,PER,X,T_iono,RAD,gps_t;
char      grc[30],in_gps_data[15],in_coef_data[15],out_delay[15];
FILE      *fpi_gps,*fpi_coef,*fpo_delay;

void      main(void)
{
    if(init_mode == TRUE) { init_mode = FALSE; initialize(); }
    make_menu( 0, main_menu, "12345", 5, 4, 21, BORDER );
    while(1)
    {
        window(1,1,80,25); clrscr(); backblack; textlmagen;
        gotoxy(26,4);cprintf("[ Select Time Delay Mode ]");
        textlgray; main_mode = pulldown(0);
        switch( main_mode )
        {
            default : printf("\007");      break;
            case 0  : go_input();          break;
            case 1  : go_processing();     break;
            case 2  : graphic_grc();       break;
            case 3  : help();              break;
            case 4  : clrscr(); textlgray; exit(0);
        }
    }
}

void      initialize(void)
{
    season_mode = winter;
    phi_u = 0.0;      lambda_u = 0.0;
    ele_angle = 45.0;  azi_angle = 90.0;
    RAD = pi / 180.0;
    *in_gps_data = 'i';   strcat(in_gps_data,"n_gps.dat");
    *in_coef_data = 'i';  strcat(in_coef_data,"n_coef.dat");
    *out_delay = 'd';     strcat(out_delay,"elay.dat");
}

```

```

void go_input(void)
{
    window(1,1,80,25); clrscr();
    window(18,4,80,25);
    if(g_driver == HERCMONO) { backwhite; textblack; } /* HERC */
    else { backyellow; textwhite; } /* COLOR */
    cprintf(" INPUT 'IONOSPHERIC DELAY MODEL' PARAMETER ");
    backblack;textyellow;
    printf("\n\n\n\t\t INPUT File "); cprintf("GPS");
    printf(" ["); textlmagen; cprintf("%s",in_gps_data);
    printf("] : "); readfile(in_gps_data);
    printf("\t\t INPUT File "); textyellow;
    cprintf("COEFFICIENT"); printf(" ["); textlmagen;
    cprintf("%s",in_coef_data); printf("] : ");
    readfile(in_coef_data);
    printf("\t\t OUTPUT File "); textyellow;
    cprintf("TIME DELAY"); printf(" ["); textlmagen;
    cprintf("%s",out_delay); printf("] : ");
    readfile(out_delay);
    if( ((fpi_gps = fopen(in_gps_data,"r")) == NULL ) ||
        ((fpi_coef = fopen(in_coef_data,"r")) == NULL ) )
    { printf("\n\n\n\t\t "); textcolor(LIGHTRED+BLINK);
      cprintf("Warning !!!");textlgray;
      printf("\n\n\n\t\t Can't open data files !!! ");
      fcloseall(); getch(); main();
    }
    for(j = 0; j <= 16; j++)
    {
        for(i = 0; i <= 3; i++)
            fscanf(fpi_coef,"%lf",&alpha_n[j][i]);
        for(i = 0; i <= 3; i++)
            fscanf(fpi_coef,"%lf",&beta_n[j][i]);
    }
    fcloseall();

    printf("\n\t\t "); textyellow; cprintf("SEASON");
    printf(" [Win("); cprintf("1,5,9"); printf(") /Spr(");
    cprintf("2,6,10"); printf(")\n\t\t\t [Sum("); cprintf("3,7,11");
    printf(")/Fal("); cprintf("4,8,12"); printf(")] ["); textlmagen;
    cprintf("%ld",season_mode); printf("] : ");readint(&season_mode);
    printf("\t\t ");textyellow;cprintf("ELEVATION");
    printf(" ANGLE [5-90] ["); textcolor(BROWN); cprintf("deg");
    printf(" ["); textlmagen; cprintf("%7.2f",ele_angle);
    printf("] : "); textlgray; readreal(&ele_angle);
    printf("\t\t ");textyellow;cprintf("AZIMUTH");
    printf(" ANGLE [0-360] ["); textcolor(BROWN); cprintf("deg");
    printf(" ["); textlmagen; cprintf("%7.2f",azi_angle);
    printf("] : "); textlgray; readreal(&azi_angle);

```

```

        window(1,1,80,25); textlgray;
    }

void go_processing(void)
{
    window(1,1,80,25); clrscr();
    window(18,5,80,25);
    if(g_driver == HERCMONO) { backwhite; textblack; } /* HERC */
    else { backyellow; textwhite; } /* COLOR */
    cprintf(" [ IONOSPHERIC TIME DELAY MODEL ] ");
    window(27,6,80,25); textcolor(LIGHTGREEN+BLINK);
    cprintf(" In Processing "); backblack;
    window(18,12,80,25); textyellow;
    cprintf("Ionospheric Time Delay :");
    printf(" ["); textcolor(BROWN);
    cprintf("nsec"); printf("]"); textlmagen;
    window(43,12,80,25);

    if( ((fpi_gps = fopen(in_gps_data,"r")) == NULL) ||
        ((fpo_delay = fopen(out_delay,"w")) == NULL) )
    {
        clrscr(); printf("\n\n\n\t");
        textcolor(LIGHTRED+BLINK); cprintf("Warning !!!");
        printf("\n\n\n\t Can't open data files !!! ");
        textlgray; fcloseall(); getch(); main();
    }

    psi = 445.0 / (ele_angle + 20.0) - 4.0;
    slant_f = (96.0 - ele_angle) / 90.0;
    slant_f = 1.0 + 2.0 * pow(slant_f, 3.0);

    while( ((test = fscanf(fpi_gps,"%f",&gps_t_hour)) != EOF) &&
        ((test = fscanf(fpi_gps,"%f",&gps_t_minute)) != EOF) &&
        ((test = fscanf(fpi_gps,"%f",&gps_t_second)) != EOF) &&
        ((test = fscanf(fpi_gps,"%lf",&phi_u)) != EOF) &&
        ((test = fscanf(fpi_gps,"%lf",&lambda_u)) != EOF) )
    {
        gps_t = gps_t_hour*3600.0 + gps_t_minute*60.0 + gps_t_second;
        phi_i = phi_u + psi * cos(RAD * azi_angle);
        if(phi_i > 75.0) phi_i = 75.0;
        if(phi_i < -75.0) phi_i = -75.0;
        lambda_i = lambda_u + psi * sin(RAD*azi_angle) / cos(RAD*phi_i);
        phi_m = phi_i + 11.6 * cos( (lambda_i-291.0) * RAD );
        local_t = 43200.0 * lambda_i / 180.0 + gps_t;
        if(local_t >= 86400.0) local_t -= 86400.0;
        if(local_t < 0) local_t += 86400.0;
        AMP = 0.0;
        for(i = 0; i <= 3; i++)

```

```

        AMP += alpha_n[season_mode-1][i] * pow(phi_m,i);
if(AMP < 0.0)  AMP = 0.0;
PER = 0.0;
for(i = 0; i <= 3; i++)
    PER += beta_n[season_mode-1][i] * pow(phi_m,i);
if(PER < 72000.0)  PER = 72000.0;
X = 2.0 * pi * (local_t - 50400.0) / PER;
T_iono = slant_f * (5.0E-9+AMP*(1.0-X*X/2.0+pow(X,4.0)/24.0));
if(X >= (pi/2.0))    T_iono = slant_f * 5.0E-9;

cprintf("%13.6E  \r",T_iono*1E+9);
fprintf(fpo_delay,"%1E \n",T_iono*1E+9);
}

window(18,15,80,25); fcloseall(); textyellow;
cprintf("Program terminated Completely !");
window(18,17,80,25); textcolor(GREEN+BLINK);
cprintf("Press any Key ! ");
textlgray; printf("\007");
getch();
window(1,1,80,25);
}

void graphic_grc(void)
{
    grc[0] = 'g';   grc[1] = 'r';
    grc[2] = 'c';   grc[3] = ' ';   grc[4] = '\0';
    strcat(grc,out_delay);
    system(grc);
}

void help(void)
{
    window(1,1,80,25); clrscr();
if(g_driver == HERCMONO) backwhite; /* HERC */
else  textbackground(CYAN); /* COLOR */
textblack;
window(10,2,80,25);
cprintf("          IONOSPHERIC TIME DELAY MODEL  ( HELP )          ");
backblack; textyellow; printf("\n\n\n\n\n\n\t");
cprintf("OBJECT : ");
printf("'Ionospheric Time-Delay Algorithm for Single-Frequency");
printf("\n\t      GPS Users', by John. A. KLOBUCHAR ");
printf("\n\n\n\n\n\t"); cprintf("SELECT TIME DELAY MODE :");
printf("\n\t      "); textlmagen;
cprintf("1.Input Model Parameter");
printf(" : Input the Time Delay Model Parameter\n\t      ");

```

```

cprintf("2.In Processing ");
printf(" : Executing the Time Delay Model\n\t ");
cprintf("3.View on Screen");
printf(" : View on screen the Output Time Delay File\n\t ");
cprintf("4.Help ");
printf(" : Help the Time Delay Model S/W\n\t ");
cprintf("5.Exit to DOS ");
printf(" : Terminate this S/W & Exit to DOS ");
getch();
printf("\n\n\n\t ");
textyellow; cprintf("INPUT IONOSPHERIC MODEL PARAMETER");
printf("\n\t "); textlmagen;
cprintf("-.INPUT File GPS ");
printf(": Actual Receiving GPS Data\n\t ");
cprintf("-.INPUT File COEFFICIENT");
printf(" : Coefficients of Satellite\n\t ");
cprintf("-.OUTPUT File TIME DELAY ");
printf(": Output Ionospheric Time Delay\n\t ");
cprintf("-.SEASON [ 90,45,0(degrees) ]");
printf("\n\t\t : Winter[1,5,9] ,Spring[2,6,10] ");
printf("\n\t\t : Summer[3,7,11],Fall [4,8,12] \n\t ");
cprintf("-.ELEVATION ANGLE ");
printf(": Elevation Angle of Satellite to User\n\t ");
cprintf("-.AZIMUTH ANGLE ");
printf(": Azimuth Angle of Satellite to User ");
textlgray; getch();
window(1,1,80,25);

```

}

```

/*****
GPS_ETC.C      [ GPS.C  FUNCTION File ]
*****/
#include <fcntl.h>
#include <io.h>
#include <stdarg.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <graphics.h>
#include <math.h>
#include <dos.h>
#include <bios.h>
#include <string.h>
#include <alloc.h>
#include <conio.h>
#include "GPS.H"

#define MAX_FRAME  10

struct menu_frame frame[MAX_FRAME];

char far *vid_mem;

void readint(int *ii)
{
    char rdata[100];
    scanstr(rdata);
    if(rdata[0] != '\n') (*ii) = atoi(rdata);
}

void scanstr(char rdata[])
{
    char temp;
    int i = 0, input_flag = 0;
    while( (temp = getchar()) != '\n')
    {
        input_flag = 1;
        rdata[i++] = temp;
    }
    if (input_flag == 1) rdata[i++] = '\0';
    else
    {
        rdata[i++] = '\n';
        rdata[i++] = '\0';
    }
}

```



```

void readreal(float *rr)
{
    char rdata[100];
    scanstr(rdata);
    if(rdata[0] != '\n') (*rr) = atof(rdata);
}

void readfile(char fname[])
{
    char rdata[100];
    int i,dtype;
    dtype = FALSE;
    scanstr(rdata);
    if(rdata[0] != '\n')
    {
        for(i = 0 ; i <= (strlen(rdata) - 1) ; i++)
            if(rdata[i] == '.') dtype = TRUE;
        else ;
        if(dtype) strcpy(fname,rdata);
        else
        {
            strcpy(fname,rdata);
            strcat(fname,".dat");
        }
    }
}

int pulldown(int num)
{
    int vmode;
    vmode = video_mode();
    if((vmode!=2) && (vmode!=3) && (vmode!=7))
    {
        printf("video must be in 80 column text mode");
        exit(1);
    }

    if(vmode == 7) vid_mem = (char far *) 0xB0000000;
    else vid_mem = (char far *) 0xB8000000;
    if(!frame[num].active)
    {
        save_video(num);
        frame[num].active = 1;
    }

    if(frame[num].border) draw_border(num);
    display_menu(num);
    return get_resp(num);
}

```

```

int make_menu(int num, char *menu[], char *keys, int count, int x,
              int y, int border)
{
    register int i, len;
    int endx, endy;
    unsigned char *p;
    if(num > MAX_FRAME)
    {
        printf("Too many menus\n");
        return 0;
    }

    if( (x>24) || (x<0) || (y>79) || (y<0) )
    {
        printf("range error");
        return 0;
    }

    len = 0;
    for(i = 0 ; i < count ; i++)
        if(strlen(menu[i]) > len) len = strlen(menu[i]);
    endy = len + 2 + y;
    endx = count + 1 + x;
    if( (endx+1>24) || (endy+1>79) )
    {
        printf("menu won't fit");
        return 0;
    }

    p = (unsigned char *) malloc(2 * (endx-x+1) * (endy-y+1));
    if(!p) exit(1);

    frame[num].startx = x;      frame[num].endx = endx;
    frame[num].starty = y;      frame[num].endy = endy;
    frame[num].p = p;
    frame[num].menu = (char **) menu;
    frame[num].border = border;
    frame[num].keys = keys;
    frame[num].count = count;
    frame[num].active = 0;
    return 1;
}

int popup(menu, keys, count, x, y, border)
char *menu[];
char *keys;
int count;
int x, y;
int border;
{
    register int i, len;

```

```

int  endx, endy, choice, vmode;
unsigned char *p;

if( (x>24) || (x<0) || (y>79) || (y<0) )
{
    printf("range error");
    return -2;
}

vmode = video_mode();
if( (vmode!=2) && (vmode!=3) && (vmode!=7) )
{
    printf("video must be in 80 column text mode");
    exit(1);
}

if(vmode==7)  vid_mem = (char far *) 0xB0000000;
else  vid_mem = (char far *) 0xB8000000;

len = 0;
for(i = 0 ; i < count ; i++)
if(strlen(menu[i]) > len)    len = strlen(menu[i]);
endy = len + 2 + y;
endx = count + 1 + x;
if( (endx+1>24) || (endy+1>79) )
{
    printf("menu won't fit");
    return -2;
}

p = (unsigned char *) malloc(2 * (endx-x+1) * (endy-y+1));
if(!p)    exit(1);

save_video(x, endx+1, y, endy+1, p);
if(border)    draw_border(x, y, endx, endy);
display_menu(menu, x+1, y+1, count);
choice = get_resp(x+1, y, count, menu, keys);
restore_video(x, endx+1, y, endy+1, p);
free(p);
return choice;
}

void display_menu(num)
int num;
{
    register int i, x;
    char **m;
    x = frame[num].startx+1;
    m = frame[num].menu;
    for(i = 0 ; i < frame[num].count ; i++, x++)
        write_string(x, frame[num].starty+1,m[i], LIGHTGRAY);
}

```

```

    )

void draw_border(num)
int num;
{
    register int i;
    char far *v, far *t;
    v = vid_mem;
    t = v;
    for(i = frame[num].startx+1 ; i < frame[num].endx ; i++)
    {
        v += (i*160) + frame[num].starty*2;
        *v++ = 179;
        *v = GREEN;
        v = t;
        v += (i*160) + frame[num].endy*2;
        *v++ = 179;
        *v = GREEN;
        v = t;
    }

    for(i = frame[num].starty+1 ; i < frame[num].endy ; i++)
    {
        v += (frame[num].startx*160) + i*2;
        *v++ = 196;
        *v = GREEN;
        v = t;
        v += (frame[num].endx*160) + i*2;
        *v++ = 196;
        *v = GREEN;
        v = t;
    }

    write_char(frame[num].startx, frame[num].starty, 218, GREEN);
    write_char(frame[num].startx, frame[num].endy, 191, GREEN);
    write_char(frame[num].endx, frame[num].starty, 192, GREEN);
    write_char(frame[num].endx, frame[num].endy, 217, GREEN);
}

int get_resp(num)
int num;
{
    union inkey
    {
        char ch[2];
        int i;
    } c;

    int arrow_choice=0, key_choice,x,y;
    x = frame[num].startx+1;

```

```

y = frame[num].starty+1;
goto_xy(x, y+3);
write_string(x, y, frame[num].menu[0], REV_VID);
for(;;)
{
    while(!bioskey(1));
    c.i = bioskey(0);
    goto_xy(x+arrow_choice, y+3);
    write_string(x+arrow_choice, y,
        frame[num].menu[arrow_choice], LIGHTGRAY);

    if(c.ch[0])
    {
        key_choice = is_in(frame[num].keys, tolower(c.ch[0]));
        if(key_choice) return key_choice-1;
        switch(c.ch[0])
        {
            case '^r': return arrow_choice;
            case ' ' : arrow_choice++; break;
            case ESC : return -1;
        }
    }
    else
    {
        switch(c.ch[1])
        {
            case 72 : arrow_choice--; break;
            case 80 : arrow_choice++; break;
        }
    }

    if(arrow_choice == frame[num].count)    arrow_choice = 0;
    if(arrow_choice < 0)    arrow_choice = frame[num].count - 1;
    goto_xy(x+arrow_choice,y+3);
    write_string(x+arrow_choice,y,frame[num].menu[arrow_choice],REV_VID);
}
}

void write_string(int x, int y, char *p, int attrib)
{
    register int i;
    char far *v;
    v = vid_mem;
    v += (x*160) + y*2;
    for(i = y ; *p ; i++)
    {
        *v++ = *p++;
        *v++ = attrib;
    }
}

void write_char(int x, int y, char ch, int attrib)

```

```

{
    char far *v;
    v = vid_mem;
    v += (x*160) + y * 2;
    *v++ = ch;
    *v = attrib;
}

void save_video(num)
int num;
{
    register int i,j;
    char *buf_ptr;
    char far *v, far *t;
    buf_ptr = frame[num].p;
    v = vid_mem;
    for(i = frame[num].starty ; i < frame[num].endy+1 ; i++)
        for(j = frame[num].startx ; j < frame[num].endx+1 ; j++)
        {
            t = (v + (j*160) + i*2);
            *buf_ptr++ = *t++;
            *buf_ptr++ = *t;
            *(t-1) = ' ';
        }
}

void restore_video(int num)
{
    register int i,j;
    char far *v, far *t;
    char *buf_ptr;
    buf_ptr = frame[num].p;
    v = vid_mem;
    t = v;
    for(i = frame[num].starty ; i < frame[num].endy+1 ; i++)
        for(j = frame[num].startx ; j < frame[num].endx+1 ; j++)
        {
            v = t;
            v += (j*160) + i*2;
            *v++ = *buf_ptr++;
            *v = *buf_ptr++;
        }

    frame[num].active = 0;
}

void cls(void)
{

```

```

        union REGS r;
        r.h.ah = 6;
        r.h.al = 0;
        r.h.ch = 0;
        r.h.cl = 0;
        r.h.dh = 24;
        r.h.dl = 79;
        r.h.bh = 7;
        int86(0x10, &r, &r);
    }

```

```

void goto_xy(int x, int y)
{
    union REGS r;
    r.h.ah = 2;
    r.h.dl = y;
    r.h.dh = x;
    r.h.bh = 0;
    int86(0x10, &r, &r);
}

```

```

video_mode()
{
    union REGS r;
    r.h.ah = 15;
    return int86(0x10, &r, &r) & 255;
}

```

```

is_in(s, c)
char *s, c;
{
    register int i;
    for(i = 0 ; *s ; i++)
        if(*s++ == c)    return i+1;
    return 0;
}

```

```

/*****
    GPS.H      [ GPS.C  Header file ]
*****/

#define BORDER      1
#define ESC          27
#define NORM_VID     7
#define REV_VID      0x31 /* background color, COLOR:0x31, HERC:0x70 */
                          /* 0x31 -> 0x:Hexa,3:Background,1:Onground */

#define pi           3.1415926535898
#define TRUE         1
#define FALSE        0
#define winter       1
#define spring        2
#define summer        3
#define fall          4

#define backlgray    textbackground(LIGHTGRAY)
#define backblack    textbackground(BLACK)
#define backwhite    textbackground(WHITE)
#define backyellow   textbackground(YELLOW)
#define textlgray    textcolor(LIGHTGRAY)
#define textyellow   textcolor(YELLOW)
#define textlmagen   textcolor(LIGHTMAGENTA)
#define textwhite    textcolor(WHITE)
#define textblack    textcolor(BLACK)

void initialize(void);
void go_input(void);
void go_processing(void);
void graphic_grc(void);
void help(void);
void readint(int *ii);
void scanstr(char rdata[]);
void readreal(float *rr);
void readfile(char fname[]);
int pulldown(int num);
int make_menu(int num, char *menu[], char *keys, int count, int x,
              int y, int border);
void write_string(int x, int y, char *p, int attrib);
void write_char(int x, int y, char ch, int attrib);
void goto_xy(int x, int y);
void cls(void);

int popup(), get_resp();

```



```
void save_video(), restore_video();
void display_menu(), draw_border();

struct menu_frame {
    int startx, endx, starty, endy;
    unsigned char *p;
    char **menu;
    char *keys;
    int border, count;
    int active;
};
```