

# GPS 에 있어서의 擬似雜音位相變調 通信方式에 대한 研究

鄭世謨\* · 高光燮\*\*

## A Study on PN Phase Modulation Communication System in GPS

Se-Mo Chung · Kwang-Seob Ko

### 〈目 次〉

Abstract	3·1 問題의 提起 및 Simulation을 위한 條件 및 順序
1. 序 論	3·2 Simulation을 위한 Spectrum의  영역 및 간격의  결정
2. GPS에 대한 理論的 考察	3·3 受信機 r.f필터의 最適帶域幅의 決定
2·1 GPS System 構成의 概要	4·4 잡음제거용 低周波필터의 最適帶域幅 및 雜音의 許容限界값에 대한 檢討
2·2 位置決定의 概要	4. 結 論
2·3 PN Spread-Spectrum System과 GPS 信號의 變調, 復調에 대한 考察	參考文獻
2·4 衛星電波의 PN 信號 및 搬送波의 構成	
3. Simulation에 의한 考察 및 結果	

### Abstract

The NAVSTAR/GPS is a satellite-based navigation system that will provide extremely accurate three-dimensional position and velocity information to users anywhere on or near the earth.

This system has been studied primarily for military use and thus the results of studies are seldom obtainable for civilian use up to date. Expecting this system to be opened to civilian use in the future, this paper aims to the collection of basic data of the PN phase modulated communication system adopted in the GPS system by computer simulation.

The results of studies are as follows;

- 1) The PN phase modulation of the speed of  $10^6$  b/s can be simulated by Fourier summation, the spectrum region which can be restricted is in the region of 0.5—1.5 MHz and spectrum number required is over than 270.
- 2) By computer simulation, it is verified that optimum r.f filter bandwidth is about 0.3 MHz for the case of  $10^6$  b/s PN codes phase modulated in 1.575 GHz carrier.
- 3) In case that PN rate to data rate is between 10 and 100, the allowable minimum SNR to demodulate data signal correctly by optimum LPF is about 0.3.

It is also verified that the larger the frequency ratio of PN code to the data code, the lower the allowable minimum SNR required.

\* 正會員, 韓國海洋大學

\*\* 正會員, 海軍士官學校

### 記 號 說 明

- GPS : Global Positioning System  
NNSS : Navy Navigation Satellite System  
NAVSTAR : Navigation System with Time and Ranging  
 $PN$  : Pseudo Noise  
 $PR_i$  : Pseudo Range to the  $i$  th Satellite  
 $R_i$  : Real Range to the  $i$  th Satellite  
 $\Delta t_u$  : The User's clock offset from GPS time  
 $C$  : Velocity of Light  
 $\Delta t_{s_i}$  : The  $i$  th Satellite clock offsets  
 $\Delta t_{a_i}$  :  $i$  th Satellite Propagation Delay by Ion-layer  
 $m(t)$  : The PN Modulation Waveform  
 $\omega_r$  : The Carrier Angular Frequency  
 $M(\nu)$  : The Fourier Transform of  $m(t)$   
 $C/A$  : Clear Acquisition  
 $p$  : Precision  
 $A_p$  : The Amplitude of  $p$  signal  
 $D(t)$  : Data Signal(50 b/s)  
 $P(t)$  : PN Signal(10.23 Mb/s)  
 $A_c$  : The Amplitude of C/A Signal  
 $C(t)$  : PN Signal(1.023 Mb/s)  
SNR : Signal to Noise Ratio  
LPF : Low Pass Filter  
 $K$  : PN Rate to Data Rate

## 1. 序 論

電子工學의 發達과 더불어 電波航法方式의 發達은 2次大戰 以後 급격히 加速되었으며, 最近에는 人工衛星을 利用한 航法方式인 美海軍衛星航法方式, 즉 NNSS 航法이 現在 實用化되어 商船, 軍艦은 물론 漁船에 까지 널리 使用되고 있는 實情이다.

그러나, 이 NNSS 方式마저도 그 方式이 갖는 固有의 制約, 즉 平均 2時間에 1回程度의 빈도로 衛星信號를 利用할 수 있는 實情이며, 衛星電波의 도플러를 測定하기 때문에 針路 및 速力 誤差가 시스템 誤差를 誘發한다는 缺點이 있어서 그 利用은 制限을 받으며, 特히 高速船이나 航空機用으로는 不適當<sup>1),2)</sup>하다.

이러한 NNSS의 決定的인 脆弱點을 배제할 수 있는 새로운 航法方式의 하나로 NAVSTAR/GPS의 研究가 1974년에 着手되어 宇宙開發과 衛星通信方式의 고무적인 進歩에 힘입어 1985年 以後 全面運 用할 計劃으로 되어 있다.

이 方式은 美空軍이 主動이 되어 NATO, 美國防省, 美海軍, 일부 民間研究所의 도움을 받아 開發 中에 있으며, 時間 및 位置에 관계없이 連續的으로 正確도가 높은 位置決定을 할 수 있는 人工衛 星<sup>3),4)</sup>航法方式이다. 따라서 狹水路를 除外한 沿岸 및 大洋을 航行하는 船舶은 물론 航空機에 있어 서도 앞으로의 主된 航法方式의 하나가 될 展望이다.

특히 本 方式은 아직까지 어느 航法方式에서도 試圖된 바 없는 PN(Pseudo Noise, 擬似雜音)位相 變調<sup>5),6),7)</sup>方式을 使用하고 있어서, 空間雜音이나 Jamming 防止效果에도 優秀한 것으로 알려지고 있 으나 GPS가 現在 實驗段階에 있고 軍事的 保安維持 때문에 研究結果에 대한 具體的인 發表는 당분 간 期待하기 어렵고, 發表된다 할지라도 그 範圍는 크게 制約될 것으로 思料된다. 따라서 GPS의 全 面運用을 前提로 한 各國의 受信機開發 경쟁에서 이기기 위하여서는 各國이 지금부터 獨自的으로 그 基礎的인 研究에 着手하는 것이 바람직할 것으로 思料된다.

本 論文은 將來에 運用될 NAVSTAR/GPS의 受信機開發을 위한 基礎研究의 일환으로 GPS 方式에 서 採擇된 擬似雜音變調方式의 特性에 있어서 位相變調된 搬送波의 周波數 Spectrum 分布규명, 受 信機의 最適  $r \cdot f$  filter 帶域幅, 低周波 filter의 最適帶域幅, 데이터 信號再生이 可能한 信號對 雜音 比의 한계치 등게 대하여 컴퓨터 시뮬레이션에 의하여 研究 檢討하였다.

## 2. GPS에 대한 理論的 考察

### 2.1 GPS System 構成의 概要

GPS는 18個의 衛星과 이들을 制御하는 陸上制御施設 및 船舶 또는 航空機에 搭載하는 受信機의 3要素로 構成된다.

陸上制御施設은 衛星軌道와 衛星時計 誤差를 測定하는 적어도 4局以上으로 構成되는 陸上監視局 (Monitor station)과 이들 資料를 收集하여 衛星軌道를 計算하는 主制御局(Main control station) 및

이들 자료를 衛星에 送信하여 錄音하는 送信局(Uplcad station)으로 構成된다.

GPS의 衛星構成은 開發初期에는 赤道昇交角  $63^\circ$ , 公轉周期 12時間의 3個의 衛星軌道에 各各 8個씩 24個의 人工衛星을 配置할 計劃을 세웠으나, 財政的인 負擔때문에 最近에는 赤道昇交角  $55^\circ$ , 公轉周期 12時間의 6個의 赤道面에 各各 3個씩 總 18個의 衛星을 配置할 計劃으로 修正<sup>9), 10)</sup>되었다. 그림(2·1)에 이들의 衛星配置圖를 例示하였다.

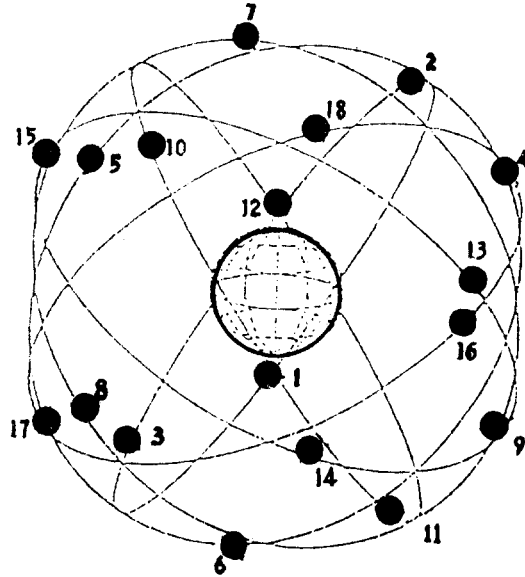


Fig. 2·1 NAVSTAR 6-Plane, 18-satellite configuration

6個 衛星軌道の 昇交點 赤經은  $60^\circ$ 間隔이고, 各 軌道面에는  $120^\circ$ (近地點 時角)의 均一한 間隔으로 3個의 衛星이 配置되어 있어서 地球上 어느 곳에서든지 任意的 時間에 同時에 4個以上の 衛星信號를 受信할 수 있도록 構成되어 있다(地球의 一部地域에서 日 2回, 1回 約 10分 間隔으로 4個의 衛星이 觀測되지 않을 확률이<sup>10)</sup> 있음).

장차 Space shuttle의 利用에 힘입어 衛星을 직접 宇宙空間에 실어 나를 수 있고, 配置된 위성이 고장이 생겨 機能을 상실하였을 때 이들을 回收하여 재정비하거나 새로운 衛星으로 交換도 할 수 있을 것으로 展望되어 GPS의 開發 및 活用은 더욱 活發해질 것으로 豫想된다.

受信機는 船舶 또는 航空機에 搭載되어 衛星信號를 受信하여 衛星의 데이터 정보를 解讀하고 電波의 傳播時間을 測定하여 衛星까지의 距離를 計算하고 複數個의 衛星까지의 距離로부터 受信機의 位置를 決定하는 장치로 構成된다.

## 2·2 位置決定의 原理

位置를 알고 있는 複數個(4~5)의 衛星信號를 同時에 受信하여 擬似距離를 觀測함으로써 受信機의 時間誤差와 함께 船舶 또는 航空機의 位置를 決定한다. 이때 衛星과 受信機의 位置는 地球中心을 原點으로 하고 地球의 自轉과 더불어 回轉하는 3次元의 座標系를 使用하며 도플러 測定에 의해

觀測者의 移動速度도 測定할 수 있다.

受信機로부터 衛星까지의 測定距離의 正確度는 受信機時計와 衛星에 搭載된 時計와의 同期誤差<sup>1)</sup>에 左右된다. 衛星에 搭載하는 時計는 正確度가  $10^{-12}$  이상인 高精度의 原子時計(Cesium beam 발진기 또는 Rubidium beam 발진기)를 채용하고 있으며 24時間에 1회의 빈도로 陸上制御局에서 그 誤差를 감시하여 衛星時計의 誤差를 軌道情報와 함께 衛星에 送信하고 衛星에서는 이 情報를 녹음하여 船舶 및 航空機에 방송한다.

이러한 高價의 原子時計를 受信機에 搭載한다는 것은 非經濟的이어서 가격이 저렴하고 正確度가 떨어지는 水晶時計를 搭載하며, 이 時間誤差를 포함하는 擬似距離를 測定하고 이 擬似距離로부터 未知數인 受信器의 時計誤差를 구하는 方法을 채택<sup>11), 12)</sup>하고 있다.

즉  $i$ 번째 衛星과 受信機間의 實際距離를  $R_i$ 라 하면 擬似距離  $PR_i$ 는 다음 式으로 表示될 수 있다.

$$PR_i = R_i + c\Delta t_{ai} + c(\Delta t_u - \Delta t_{si}); \quad i = 1, 2, 3, 4 \dots \dots \dots (2.1)$$

衛星의 座標를  $(X_{si}, Y_{si}, Z_{si})$ , 受信機의 位置를  $(X, Y, Z)$ 라 하면 式(2.1)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$PR_i = \sqrt{(X_{si} - X)^2 + (Y_{si} - Y)^2 + (Z_{si} - Z)^2} + c\Delta t_{ai} + c(\Delta t_u - \Delta t_{si}) \dots \dots \dots (2.2)$$

여기서  $(X_{si}, Y_{si}, Z_{si})$ 와  $\Delta t_{si}$ 는 GPS 衛星에서 發射되는 航海메시지 정보로부터 얻어지고,  $\Delta t_{ai}$ 는 周波數가 다른 두 電波에 의한 同時距離測定값을 比較함으로써 受信機에서 計算할 수 있다. 따라서 未知數는  $X, Y, Z, \Delta t_u$ 의 4個이고, 이 式을 만족하는 解를 얻기 위해서는 4個의 式이 必要하며 이를 위하여 同時에 4個以上の 衛星信號의 受信이 必要하다. 또 衛星電波의 도플러를 測定하여 擬似距離의 變化率을 求하면 受信機의 移動速度도 구할 수 있다.

그림 (2.2)에 擬似距離와 眞距離와의 關係를 나타내었다.

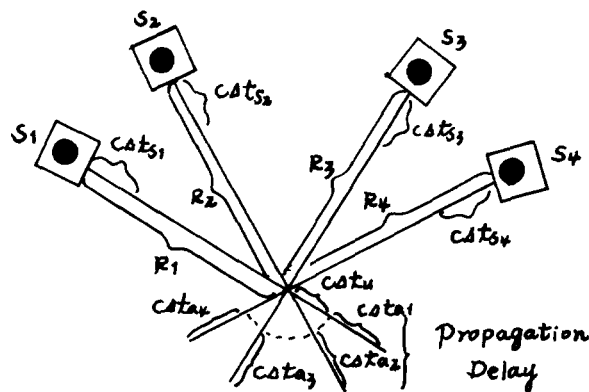


Fig. 2.2 Relationships of times offset and range measured between the satellite and user respectively.

### 2.3 PN Spread-Spectrum System 과 GPS 信號의 變調, 復調에 대한 考察

#### 2.3.1 PN Spread-Spectrum System 의 信號해석

同時에 複數個의 衛星電波를 受信하기 위하여서는 衛星間의 信號의 간섭을 배제하는 대책이 요구

된다. 在來의 方法으로는 各衛星이 固有의 發射周波數를 配當받는 것이지만 18~24個의 衛星信號를 전부 受信하기 爲하여서는 이러한 方法으로는 受信機의 채널수가 增加하여 比경제적이다.

GPS 에서는 各衛星이 發射하는 電波의 周波數를 同一하게 하고 衛星電波間의 간섭을 배제하는 수 단으로서 PN Spread-spectrum 시스템<sup>1)</sup>을 채용하고 있다. PN Spread-spectrum 시스템은 高速의 칩 트율을 갖는 擬似雜音 Code 와 低速의 데이터 Code 의 合成에 의해 形成되고 이들의 變調比는 대 단히 크며 主로 衛星通信 및 Jamming 防止, 正確한 距離測定 등에 有效한 것으로 알려져 있으며, 送 受信 信號는 다음과 같이 表示된다.

擬似雜音에 變調된 데이터信號가 搬送波에 位相變調된 信號는 式(2.3)과 같다.

$$s(t) = Re\{m(t) \cdot e^{j\omega_r t}\} \dots\dots\dots(2.3)$$

또한  $m(t)$ 의 Fourier 變換  $M(v)$ 는 式(2.4)와 같고,

$$M(v) = \int_{-\infty}^{\infty} m(t) \cdot e^{-jvt} dt \dots\dots\dots(2.4)$$

$$v = \omega - \omega_r$$

Complex envelope  $u(t-t_0)$ 역시 Fourier 變換에 의하여 구할 수 있다.

$$u(t-t_0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} m(t) \cdot e^{-jvt} dt \cdot e^{jv(t-t_0)} dv \dots\dots\dots(2.5)$$

$t_0$  : The total mean time delay

따라서 受信波의 成分은 (2.6)式과 같이 쓸 수 있다.

$$S_R(t) = Re\{u(t-t_0) \cdot e^{j(\omega_r t + \theta_0)}\} \dots\dots\dots(2.6)$$

$\theta_0$  : The total mean shift

### 2.3.2 GPS 信號의 變調 및 復調의 原理

GPS 衛星은 18個가 全部 같은 周波數를 使用하고 있으며, 同時에 受信한 複數個衛星의 電波로부터 各衛星의 信號를 分離하는 技術<sup>1),3)</sup>은 대단히 어렵지만 그 概要만을 說明하면 다음과 같다.

그림(2.3)에서 데이터 信號를 PN 信號에 變調한다는 것은 衛星  $S_1$ 의 데이터 信號 ①의 信號를 ②와 같은 衛星  $S_1$ 의 固有의 PN 信號에 Boole(+1, -1 만을 갖는 Boole 함수임)乘積하여 ③과 같은 信號를 만드는 것이며, 이 信號를 位相變調하여 送信하고 衛星  $S_2$ 에서는 ④와 같은 데이터 信號에 ⑤와 같은 固有의 擬似雜音信號를 Boole 乘積하여 ⑥과 같은 信號를 만들어 搬送波에 실어서 送信한다. 이와 같은 原理로 受信機에는 複數個의 衛星電波가 混合되어 受信된다.

受信機에서의 復調과정에서는 受信된 搬送波를 位相復調하여 얻어진 混合信號에 미리 受信機에 등록된 18個의 衛星固有의 擬似雜音信號를 차례대로 Boole 乘積한다.

만일 衛星  $S_1$ 의 擬似雜音信號인 ②를 불러내어 Boole 乘積하면 ⑨-1과 같이 느린  $S_1$ 의 데이터 信號(③×②)와 빠른 다른 衛星의 雜音信號(⑥×②)가 섞여나오며, 이것을 低周波필터를 써서 高周波成分을 없애면 ①의 Data 信號가 復元되고, 衛星  $S_2$ 의 擬似雜音信號인 ⑤를 불러내어 Boole 乘積하면 ⑨-2와 같은 두 信號의 混合을 얻게 되며, 低周波필터를 거쳐 衛星  $S_2$ 의 데이터 信號를 얻게 된다. 따라서 衛星  $S_1$  또는  $S_2$ 의 信號 이외의 擬似雜音信號를 乘積하면 데이터 信號와 같은 低周波信號는

復元되지 않는다.

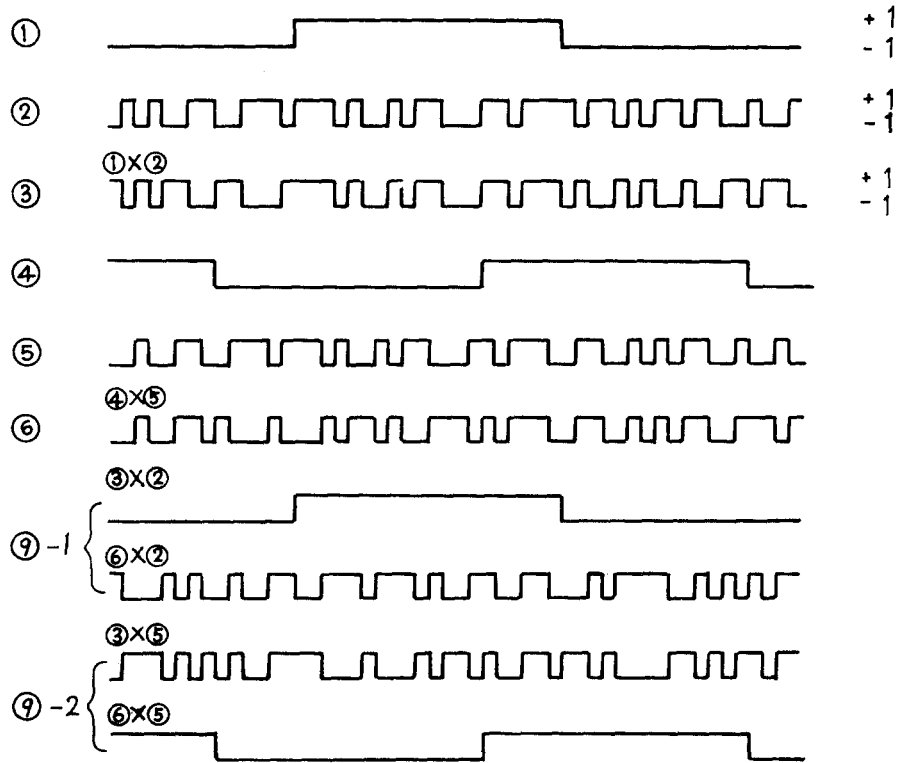


Fig. 2.3 The Principle of Modulation and Demodulation of GPS Data Signal

實際로 데이터信號는 50 b/s 이고, 擬似雜音信號는 C/A 信號인 경우 1.023 Mb/s 이고 P 信號인 경우 10.23 Mb/s 이므로 데이터信號와 PN 信號의 周波數(bit 變化率)비가 매우 커서 低周波 필터에 의한 高周波의 除去는 거의 완벽해 진다.

이와 같은 原理로 受信機에서 復調에 使用한 擬似雜音信號와 맞지 않는 다른 衛星信號는 전부 雜音으로 간주되어 除去되며, 空間雜音이나 적의 電波障礙 등의 雜音도 같은 理由로 除去된다. 또 같은 衛星의 信號라 할지라도 10.23Mb/s 의 擬似雜音信號를 쓸 때는 C/A 信號가 雜音으로 간주되고 1.023 Mb/s 의 擬似雜音信號를 쓸 때는 P 信號가 雜音으로 간주되어 除去된다.

실제로 受信한 信號에 맞는 擬似雜音信號를 受信機가 불러 내었다 할지라도 變調에 使用된 擬似雜音信號와 位相이 一致하는 位置에서 Boole 乘積을 하지 않으면 데이터 信號가 나오지 않으므로 受信機는 하나의 擬似雜音 信號에 대하여 한 bit씩 位相을 늦추면서 데이터가 풀릴 때까지 Boole 乘積을 反復해야 한다.

반면에 이 과정에서 擬似距離가 계산된다.

2.4 衛星電波의 PN 信號 및 搬送波의 構成

衛星搬送波로서  $L_1$  및  $L_2$  의 두 電波를 使用하고, 이 搬送波는 周波數가 낮은 C/A(Clear Acquisition)와 周波數가 높은 P(Precision)信號에 變調된(Boole 승적, PN MOD) 데이터 信號가 位相變調되어 있으며 그 內容은 表(2.1)과 같다.

Table 2.1 Transmitting Signal of GPS

송신 주파수 (MHz)	변조의 bit 율		
	P 신호	C/A 신호	항법 데이터
1575.42 ( $L_1$ )	10.23 Mb/s	1.023 Mb/s	50 b/s
1227.6 ( $L_2$ )	10.23 Mb/s	변조없음	50 b/s

$L_1$  band에서의 搬送波信號는 (2.7)式과 같고,

$$S_1(t) = A_p D(t) P(t) \cos w_1 t + A_c D(t) c(t) \sin w_1 t \dots\dots\dots(2.7)$$

$L_2$  band의 信號는 (2.8)式으로 表示된다.

$$S_2(t) = A_p D(t) P(t) \cos w_2 t \dots\dots\dots(2.8)$$

C/A 및 P의 두가지 PN 信號를 채택하는 이유는 受信된 復調信號와 등록된 PN 信號를 한 비트씩 位相을 늦추면서 데이터를 해독하고 同時에 擬似距離를 計算하는 과정의 所要時間을 단축하기 위함이며, 2個의 搬送波를 채택한 理由는 電波傳播中の 이온층 굴절량을 計算하기 위함이다.

3. 시뮬레이션에 의한 考察 및 結果

3.1 問題의 提起와 시뮬레이션을 위한 條件 및 順序

아직 GPS는 實驗段階에 있고 그에 대한 細部的인 內容이 報告되지 않은 段階에서 受信機開發에 要求되는 모든 問題點들을 解決하기란 極히 어려운 實情이므로, 本 研究에서는 PN 變調에 관련된 基礎資料를 얻기 위하여 다음 몇 가지를 디지털 컴퓨터에 의한 시뮬레이션에 의하여 檢討하였다.

첫째, PN 信號에 位相變調된 搬送波의 周波數 스펙트럼分佈를 규명하고 Fourier 係數展開法에 의한 컴퓨터 시뮬레이션에 必要한 스펙트럼個數 및 領域을 규명하였다.

둘째, PN 位相變調된 搬送波를 受信하여 復調하기 위하여 必要한 受信機의 最適  $r \cdot f$  필터의 帶域幅을 檢討하였다.

셋째, 雜音 또는 다른 衛星의 干涉波가 混在하였을 때 純粹한 데이터 信號만을 檢出하기 위한 雜音信號除去用 低周波필터의 最適 帶域幅을 구하고 데이터 周波數와 PN 周波數의 比와 이에 따른 데이터 信號再生이 可能的한 信號對雜音比의 限界와의 關係를 규명하였다. 컴퓨터로는 FACOM U-300 (64 Kbyte)을 使用하였고 搬送波로는 GPS의 두 電波 중에서  $L_1$  波를 선택하였으며 PN 信號는 10<sup>6</sup>b/s (C/A), 데이터 信號는 10<sup>5</sup>b/s, 2×10<sup>4</sup>b/s, 10<sup>4</sup>b/s를 使用하였으며 필터의 設計<sup>2)</sup>와 擬似雜音 發生도 디지털 컴퓨터에 의하여었다.



그림(3·1)에 시뮬레이션을 위한 main program의 flow chart를 圖示하였고, 모든 program은 附錄에 첨부하였다.

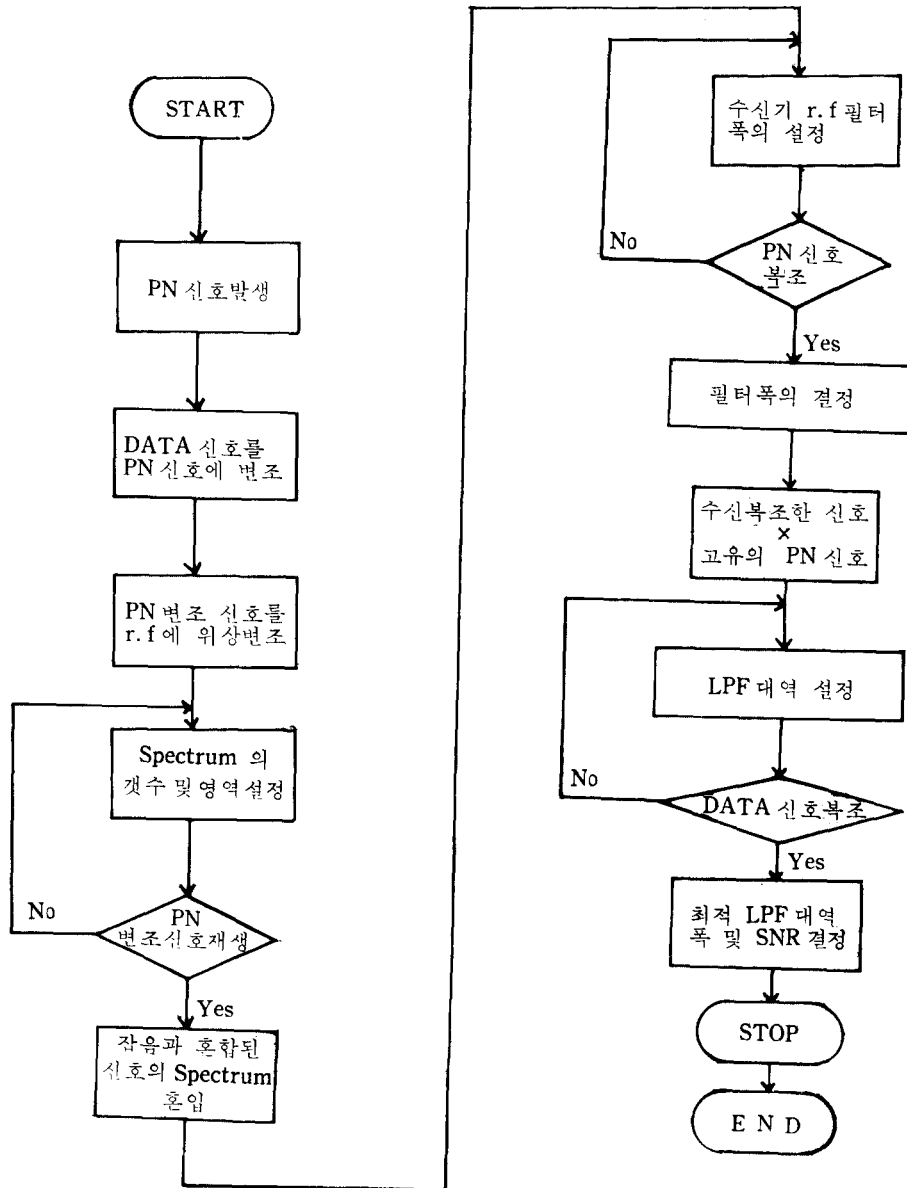


Fig. 3-1 The flow chart for simulation

### 3.2 시뮬레이션을 위한 Spectrum의 영역 및 간격 결정

$L_1$  band의 搬送波를 受信하여 C/A信號만을 使用하여 解讀할 경우 搬送波信號는 다음과 같이 表現할 수 있다.

$$S(t) = m(t) \cos(wt) = \sum A_n \cos(w_n t) \dots\dots\dots(3.1)$$

$$m(t) : D(t) \cdot c(t)$$

$$w_n : \frac{2\pi}{T} n$$

$T$  : PN 코드가 반복되는 주기

Fourier 係數를  $A_n$  이라 하면

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T S(t) \cos(w_n t) dt \dots\dots\dots(3.2)$$

로 쓸 수 있고,  $m(t)$ 가 Boole 함수임을 고려하여 이것을 전개하면  $w_n \neq w_r$  일 때

$$\begin{aligned} A_n &= \frac{2}{T} \int_0^T m(t) \cos(w_n t) \cos(w_r t) dt \\ &= \frac{2}{T} \left[ m(t) \left\{ \frac{\sin(w_n - w_r)t}{2(w_n - w_r)} + \frac{\sin(w_n + w_r)t}{2(w_n + w_r)} \right\} \right]_0^T \dots\dots\dots(3.3) \end{aligned}$$

적분구간을  $m(t)$ 의 반복주기 이내인  $t_1 \sim t_2$ 로 할 때 式(3.3)은 式(3.4)로 表示할 수 있다.

$$A_n = \frac{1}{T} \left[ m(t) \left\{ \frac{\sin(w_n - w_r)t}{w_n - w_r} + \frac{\sin(w_n + w_r)t}{w_n + w_r} \right\} \right]_{t_1}^{t_2} \dots\dots\dots(3.4)$$

또  $w_n = w_r$  일 때 (3.5)式으로 쓸 수 있고

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T m(t) \cos^2(w_r t) dt \dots\dots\dots(3.5)$$

이것을 다시 정리하면 (3.6)式으로 表示된다.

$$A_n = \frac{1}{T} \left[ m(t) \left\{ t + \frac{1}{2w_r} \sin(2w_r t) \right\} \right]_{t_1}^{t_2} \dots\dots\dots(3.6)$$

이렇게 구한  $A_n$ 을 使用하여 位相變調된 搬送波를 表現할 수 있고,  $w_n$ 은 0에서  $\infty$ 까지 連續分布 하며  $A_n$ 은 非可算無限個가 必要하다. 이러한 스펙트럼은 有限個의 스펙트럼으로 近似하여 시뮬레이션하기 위하여는 近似에 必要한 스펙트럼 領域과 스펙트럼 個數의 決定이 先行되어야 한다.

여기서는 擬似雜音信號를 1 MHz로 하고 스펙트럼 領域을 0.5 MHz로부터 2.5 MHz까지 變化시

**Table 3.1** The Spectrum Region and Numbers required for Computer Simulation

갯수	영역 (MHz)	0.5	0.75	1.0	1.25	1.5	1.75	2.0	2.5
	1600		○	○	○	○	○	○	×
1200		○	○	○	○	○	○	×	×
1000		○	○	○	○	○	×	×	×
700		○	○	○	○	○	×	×	×
300		○	○	○	○	○	×	×	×
270		○	○	○	○	○	×	×	×
250		×	×	×	×	×	×	×	×
100		×	×	×	×	×	×	×	×

(○) : 재생가능 (×) : 재생불가

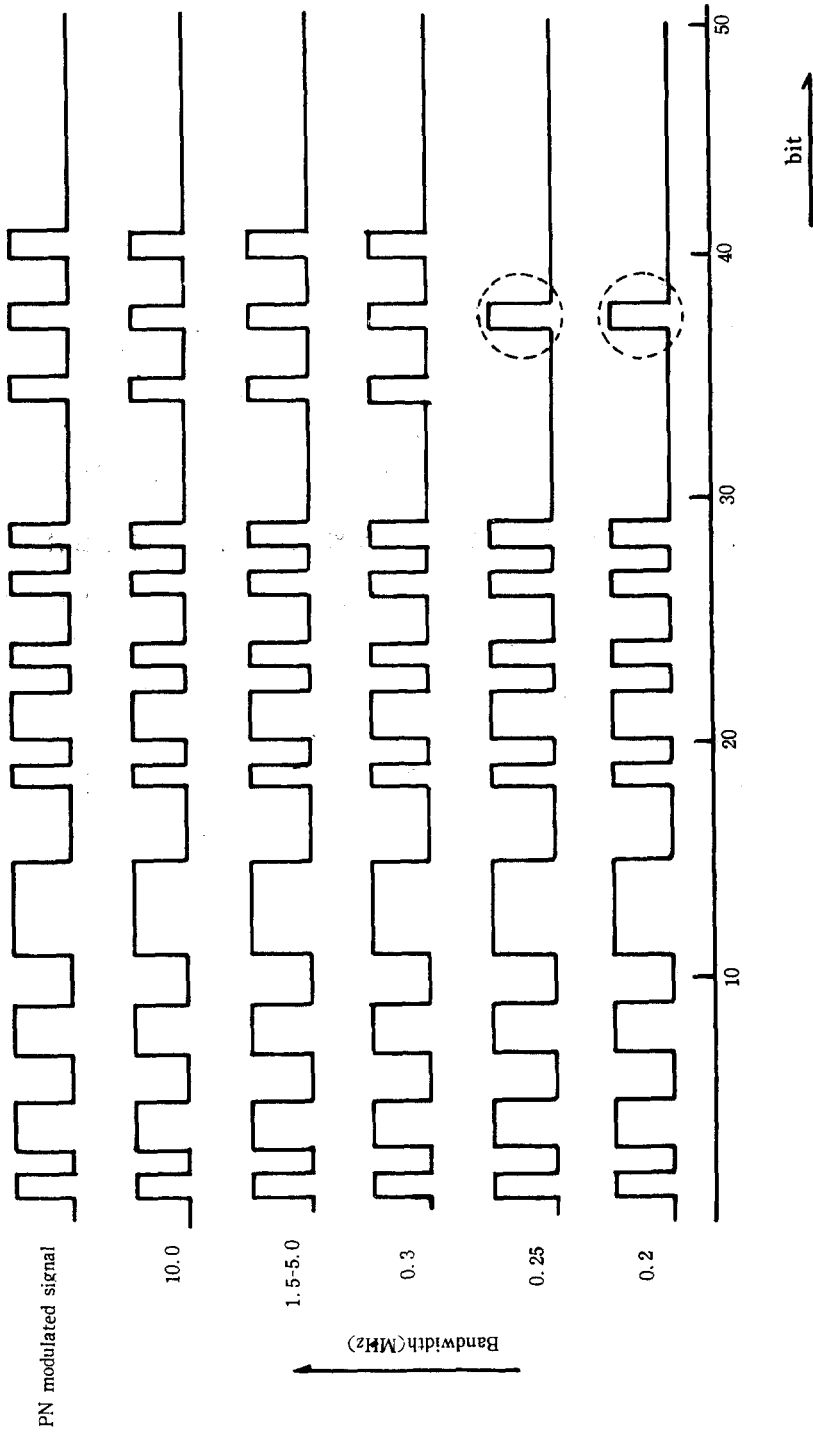


Fig. 3-2 The Comparison between MOD Signal and DEMOD Signal Filtered by R. F. Filter.

키고, 이 領域 各各에서 스펙트럼 간격을 變化하면서 再生된 擬似雜音의 부호와 變調에 使用한 擬似雜音信號의 부호를 比較함으로써 원래의 信號가 再生되는 스펙트럼 領域 및 간격을 檢討하였다.

이와 같이 하여 얻은 結果를 表(3·1)에 圖示하였다.

예를 들면 領域 1.25MHz에서 스펙트럼數 270個이상, 즉 스펙트럼 간격 약 4600MHz이하에서 信號가 再生됨을 알 수 있다.

本 論文에서는 領域 1.25MHz로 하고 安全을 위하여 스펙트럼 1,200個를 채택하여 시뮬레이션하였다.

### 3·3 受信機 r·f 필터 帶域幅의 決定

受信機는 受信帶域幅을 갖게되며 搬送波가 r·f 필터를 通過했을 때 再生될 수 있는 帶域幅을 決定하기 위하여 帶域幅을 變化해서 再生된 信號를 變調信號와 比較하였다.

이렇게 하여 얻은 結果를 그림(3·2)에 圖示하였다. 그림(3·2)로부터 帶域幅 0.25MHz以下에서 再生된 信號가 PN 變調信號와 달라짐을 알 수 있고, r·f 필터 最適帶域幅이 0.3MHz 부근임을 알았다.

### 3·4 雜音除去用 低周波 filter 의 最適帶域幅 및 雜音의 許容限界값에 대한 檢討

前述한 擬似雜音 位相變調方式의 變調 및 復調의 原理에 따라 搬送波를 受信하여 位相復調한 擬似雜音과 유사한 信號에 衛星固有의 擬似雜音信號를 Boole 乘積하여 데이터信號를 檢出할 수 있다. 이렇게 하여 얻어진 信號에는 空間雜音 및 다른 衛星의 간섭雜音이 混在하여 있어서 低周波필터를 使用하여 이들을 除去하여 데이터信號를 復元하여야 한다.

여기에서 雜音을 가장 잘 除去하면서 데이터信號를 再生할 수 있는 低周波필터의 帶域幅의 決定이 先行되어야 한다. 따라서 低周波필터 帶域幅과 雜音의 크기를 變化시키면서 데이터信號를 再生

**Table 3·2** Possibility of Demodulation of the DATA Signal when Bandwidth of L. P. F. and Noise Intensity varied.

(DA=10<sup>5</sup>b/s)

잡음강도 저주파필터 소요대역	0.001	0.1	0.5	1.0	1.5	2.0	3.0	3.2
4.0 × DA	×	×	×	×	×	×	×	×
0.5 × DA	×	×	×	×	×	×	×	×
0.3 × DA	○	○	○	×	×	×	×	×
0.2 × DA	○	○	○	○	○	○	×	×
0.1 × DA	○	○	○	○	○	○	○	×
0.05 × DA	○	○	○	○	○	○	○	×
0.01 × DA	×	×	×	×	×	×	×	×

(PN freq. 10<sup>6</sup>b/s, DATA freq. (DA), 10<sup>5</sup>b/s PN code 100, DATA code 10)

○ : The case where the filtered data signals are correct.

× : The case where the filtered data signals are incorrect.

할 수 있는 범위를 규명하였다.

表(3·2)에서 (3·4)까지에 PN 信號의 周波數를 一定히 (10<sup>6</sup>b/s) 하고 PN 周波數와 데이터周波數의 比를 變化시킴에 따라 데이터信號를 再生할 수 있는 필터의 帶域幅과 雜音의 범위를 表示하였다.

**Table 3·3** Possibility of Demodulation of the DATA Signal when Bandwidth of L. P. F. and Noise Intensity varied.

(DA = 2 × 10<sup>4</sup>b/s)

잡음강도 지주파필터 소요대역	잡음강도							
	0.001	0.5	1.0	1.5	2.0	3.0	3.2	3.5
1.0 × DA	○	×	×	×	×	×	×	×
0.5 × DA	○	○	×	×	×	×	×	×
0.4 × DA	○	○	○	×	×	×	×	×
0.3 × DA	○	○	○	×	×	×	×	×
0.2 × DA	○	○	○	○	○	×	×	×
0.1 × DA	○	○	○	○	○	○	○	×
0.05 × DA	○	○	○	○	○	○	○	×
0.01 × DA	○	○	○	○	○	○	○	×
0.0001 × DA	×	×	×	×	×	×	×	×

(PN freq. 10<sup>6</sup>b/s, DATA freq. (DA) 2 × 10<sup>4</sup>b/s, PN code 500, DATA code 10)

○ : The case where the filtered data signals are correct.

× : The case where the filtered data signals are incorrect.

**Table 3·4** Possibility of Demodulation of the DATA Signal when Bandwidth of L. P. F. and Noise Intensity varied.

(DA = 10<sup>4</sup>b/s)

잡음강도 지주파필터 소요대역	잡음강도								
	0.001	0.1	0.5	1.0	1.5	2.0	3.0	3.5	4.0
1.0 × DA	○	×	×	×	×	×	×	×	×
0.5 × DA	○	○	○	×	×	×	×	×	×
0.4 × DA	○	○	○	○	×	×	×	×	×
0.3 × DA	○	○	○	○	○	×	×	×	×
0.2 × DA	○	○	○	○	○	○	×	×	×
0.1 × DA	○	○	○	○	○	○	○	○	×
0.05 × DA	○	○	○	○	○	○	○	○	×
0.01 × DA	○	○	○	○	○	○	○	○	×
0.0001 × DA	×	×	×	×	×	×	×	×	×

(PN freq. 10<sup>6</sup>b/s, DATA freq. (DA) 10<sup>4</sup>b/s, PN code 1,000, DATA code 10)

○ : The case where the filtered data signals are correct.

× : The case where the filtered data signals are incorrect,

表(3·2)에 의하면 PN信號(10<sup>6</sup>b/s)에 10<sup>4</sup>b/s의 데이터信號를 變調하였을 때 低周波필터 帶域幅을 變化시켜 가면서 데이터信號를 復調한 結果 雜音의 限界는 信號강도의 約 3倍까지이며 이 때 必要되는 低周波필터의 帶域幅은 約 10KHz임을 알았다.

表(3·3)에서는 데이터信號를 2×10<sup>4</sup>b/s로 낮추고 PN信號를 10<sup>6</sup>b/s로 유지한 경우의 시뮬레이션 結果를 나타내었다.

여기서는 許容雜音의 限界는 信號진폭의 約 3.2倍이며 이 경우 低周波필터 적정帶域幅은 約 2KHz임을 確認하였다.

表(3·4)로부터 데이터信號를 10<sup>4</sup>b/s로 하고 PN周波數를 10<sup>6</sup>b/s로 하였을 경우에 雜音의 許容限界는 信號강도의 約 3.5倍이고 이 때 低周波필터의 적정帶域幅은 約 1KHz임을 確認하였다.

이들의 結果를 總括하여 데이터 周波數에 대한 PN周波數比를 變化시켰을 때의 Data再生이 可能的 SNR의 變化를 그림(3·3)에 圖示하였다.

여기서  $K(\text{PN freq.}/\text{DATA freq.})$ 가 10, 50, 100, 각각에 대하여 DATA再生이 可能的 許容 S/N比는 約 0.33, 0.31, 0.29로서 變化比를 크게 함에 따라서 더 높은 雜音강도에서도 데이터信號를 再生할 수 있음을 입증하였다.

現用的 GPS에 있어서의 K값은 約 2×10<sup>4</sup>(C/A의 경우) 및 2×10<sup>5</sup>(P의 경우)이어서 許用 SNR은 훨씬 낮을 것으로 豫想되지만, 시뮬레이션에 使用한 計算機의 容量의 制約으로 확인하지 못하였다.

#### 4. 結 論

지금까지 研究한 結果를 要約하면 다음과 같은 結論을 얻을 수 있다.

1. GPS受信機開發에 必要的한 資料를 얻기 위한 시뮬레이션에 있어서 搬送波周波數 1.575GHz, PN周波數 10<sup>6</sup>b/s일 때 必要的한 스펙트럼의 領域은 0.5~1.5MHz, Spectrum의 數는 270個以上으로 함이 바람직함을 確認하였다.
2. GPS에서 채택한 PN位相變調된 搬送波를 受信復調할 수 있는 r·f필터의 最適帶域幅은 C/A의 경우 約 0.3MHz임을 確認하였다.
3. PN位相變調方式에서 PN周波數對 DATA周波數比가 10~100에서 低周波필터는 信號對 雜音比 0.3부근까지 데이터信號를 復調할 수 있음을 알았다. 또 PN周波數對 DATA周波數가 커질수록 더 높은 雜音強度에서도 데이터信號를 復調할 수 있어서 앞으로 더욱 큰 容量의 컴퓨터를 使用하여 研究를 繼續하고자 한다.

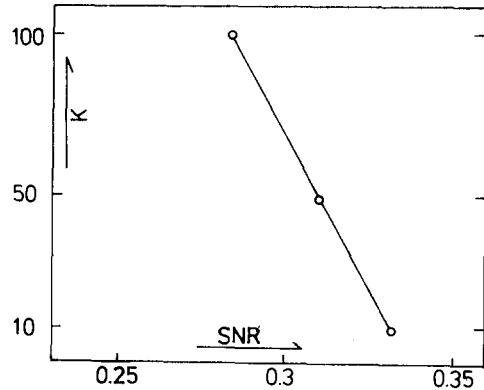


Fig. 3-3 Allowable SNR when Optimum LPF Bandwidth adopted in the PN frequency to DATA frequency.

## 참 고 문 헌

- 1) 정세모, 전파항법, 해사도서출판사, 부산.
- 2) 정세모, 정규형, GPS 수신기 개발을 위한 기초연구, 한국 항해학회지, 제 6 권.
- 3) Shuji Nishi, NAVSTAR/GPS의紹介, 日本航海學會誌, 62號, pp.9~19(1980).
- 4) N.B. HEHESATU, Performance Enhancements of GPS User Equipment, Navigation, Vol.25, No.2, pp.195~198(1978).
- 5) RALPH T. COMTON, An Adaptive Array in a Spread-Spectrum Communication System, Proceeding of the IEEE, Vol.66, No.33(1978).
- 6) Robert L. BOGUSCH, FREDW, GUICLIANO, DANMIS, Frequency Selective Propagation Effects on Spread-spectrum Receiver Tracking Proceeding of the IEEE, Vol.69, No.7(1981).
- 7) PETER C. OUID and ROBERT, Vanwechel, all Digital GPS Receiver Mechanization, Vol.28m, No.3, pp.178~183(1981).
- 8) Robert, E. SPOSITO, Initial FAA Tests on the NAVSTAR GPS 2-set, NAVIGATION, Vol.28m, No.3, pp.206~208(1981).
- 9) WAYNE F. BRADY and PAUL S. JORNGESEN, Worldwide coverage of the Phase NAVSTAR, NAVIGATION, Vol.28, No.3, pp.167~174(1981).
- 10) KRUIH, THE NAVSTAR GPS Six-Plane 18-satellite constellation, 日本航海學會誌, 第72號, pp.72~77(1982).
- 11) A. J. VAN DIERENDONCK, S.S. RUSSEL, The GPS Navigation Message, Navigation, Vol.25, No.2, pp.147~148(1978).
- 12) S.S. RUSSEL and N. SCHABLY, Control Segment and User Performance, Navigation, Vol.25, No.2, pp.166~169(1978).
- 13) LAWRENCE L. WELLS, Real-Time Missile Tracking with GPS Vol.28, No.3, pp.178~184(1981).
- 14) MARUINIK SIMON, ANDREAS POLY NOROS, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-29, No.11(1981).
- 15) PIPES and HARVILL, Applied Mathematics for Engineers and Physics, Kogakusha Company, LTD, Tokyo p.819~869.
- 16) W.E. EVERITT and G.E. ANNER, COMMUNICATION Engineering, Kogakusa Company, LTD, Tokyo p.19~43.
- 17) Numerical Methods and Fortran Programming, Daniel D. McCracken and William S. Dorn, A. Wiley International Edition.
- 18) SSL 文法書(FACOM).

## 附 錄

```

C      COMPUTATION OF SIGNAL SPECTRUM(TRANSMITTING)
      DOUBLE PRECISION DCA,T1,T2,PAI,WPLT1,WPLT2,WMIT1
      1,WMIT2
      DIMENSION N(1000),A(1201),L(10),KM(1000)
C      PSEUDO NOISE READ TO N(1000)
      KF(I1,AD,AC)=FLOAT(I1)*AD/AC+0.991
      DEFINE FILE 61(1201,4,U,10000)
      IY=0
      IX=10
      PAI=3.14159265359
      PA=PAI
      DO 100 I=1,1000
      CALL UNIRNS(IX,IY,RN)
      IF(RN.GE.0.5) N(I)=1
      IF(RN.LT.0.5) N(I)=-1
100    CONTINUE
      DO 20 I=1,10
      CALL UNIRNS(IX,IY,RN)
      IF(RN.GE.0.5) L(I)=1
      IF(RN.LT.0.5) L(I)=-1
20    CONTINUE
      CA=1.0E+06
      DA=1.0E+04
      DO 40 I=1,1000
      JJ=KF(I,DA,CA)
      KM(I)=N(I)*L(JJ)
9000  FORMAT(1H0,20(50I2/))
9001  FORMAT(1H0,10I10)
40    CONTINUE
      WRITE(8,9000) N
      WRITE(8,9001) L
      WRITE(8,9000) KM
C      CARRIER AND CA FREQUENCY DEFINITION
      F=1.575 E 09
      DCA=CA
      BA=1.25
      CNUM=1200.0
      DEL=CA*2.0/CNUM*BA
C      FOURIER COEFFICIENT CALCULATION
      WRITE(8,101) F,CA,DEL
101  FORMAT(1H0,'FOURIER COEFFICIENT CALCULATION'/'CARR
11ER FREQ='E15.7,'      MOD FREQUENCY='E15.7
2  SPECTRUM SPACE='E15.7/)
      NJ=CNUM+1.0
      NJJ=CNUM/2.0+1.0
      DO 200 J=1,NJ
      A(J)=0.0
      FSPEC=F-CA*BA+DEL*FLOAT(J-1)
      FPL=FSPEC+F
      FMI=FSPEC-F
      DO 300 I=1,1000
      T1=DFLOAT(I-1)/DCA
      T2=T1+1.0D+00/DCA
      WPLT1=DBLE(FPL)*T1
      WPLT2=DBLE(FPL)*T2

```



```

WMIT1=DBLE(FMI)*T1
WMIT2=DBLE(FMI)*T2
WPLT1=      DMOD(WPLT1,1.0D+00)
WPLT2=      DMOD(WPLT2,1.0D+00)
WMIT1=      DMOD(WMIT1,1.0D+00)
WMIT2=      DMOD(WMIT2,1.0D+00)
WPT1=WPLT1*PAI*2.0D+00
WPT2=WPLT2*PAI*2.0D+00
WMT1=WMIT1*PAI*2.0D+00
WMT2=WMIT2*PAI*2.0D+00
AFMI=ABS(FMI)
IF (AFMI.GT.100.0) GO TO 400
A(J)=A(J)+(T2-T1+(SIN(WPT2)-SIN(WPT1))/FPL/6.28318
1)/2.0*FLOAT(KM(I))
GO TO 300
400 A(J)=A(J)+((SIN(WPT2)-SIN(WPT1))/FPL+(SIN(WMT2)-
1SIN(WMT1))/FMI)/4.0/PA*FLOAT(KM(I))
300 CONTINUE
A(J)=A(J)*2.0/1000.*CA
200 CONTINUE
DO 88 I=1,1201
88 WRITE(61'I) A(I)
STOP
END

COMPUTATION OF NOISE SPEC TRUM
DOUBLE PRECISION DCA,T1,T2,PAI,WPLT1,WPLT2,WMIT1,WMIT2
DIMENSION A(1201),N(1000)
DEFINE FILE 62(1201,4,U,100)
IY=5
IX=5
PAI=3.14159265359
PA=PAI
DO 100 I=1,1000
CALL UNIRNS(IX,IY,RN)
IF (RN.GE.0.5) N(I)=1
IF (RN.LT.0.5) N(I)=-1
100 CONTINUE
WRITE(8,9000) N
9000 FORMAT(1H0'NOISE CODE'//,20(50I2//))
CARRIER AND CA FREQUENCY DEFINITION
F=1.575 E 09
CA=1.0 E 06
DCA=CA
BA=1.25
CNUM=1200.
DEL=CA*2.0/CNUM*BA
NJ=CNUM+1.0
NJJ=CNUM/2.0+1.0
DO 200 J=1,NJ
A(J)=0.0
FSPEC=F-CA*BA+DEL*FLOAT(J-1)
FPL=FSPEC+F
FMI=FSPEC-F

```

```

DO 300 I=1,1000
T1=DFLOAT(I-1)/DCA
T2=T1+1.0D+00/DCA
WPLT1=DBLE(FPL)*T1
WPLT2=DBLE(FPL)*T2
WMIT1=DBLE(FMI)*T1
WMIT2=DBLE(FMI)*T2
WPLT1=DMOD(WPLT1,1.0D+00)
WPLT2=DMOD(WPLT2,1.0D+00)
WMIT1=DMOD(WMIT1,1.0D+00)
WMIT2=DMOD(WMIT2,1.0D+00)
WPT1=WPLT1*PAI*2.0D+00
WPT2=WPLT2*PAI*2.0D+00
WMT1=WMIT1*PAI*2.0D+00
WMT2=WMIT2*PAI*2.0D+00
AFMI=ABS(FMI)
IF(AFMI.GT.100.) GO TO 400
A(J)=A(J)+(T2-T1+(SIN(WPT2)-SIN(WPT1))/FPL/6.28318
1)/2.0*FLOAT(N(I))
GO TO 300
400 A(J)=A(J)+((SIN(WPT2)-SIN(WPT1))/FPL+(SIN(WMT2)-
1SIN(WMT1))/FMI)/4.0/PA*FLOAT(N(I))
300 CONTINUE
A(J)=A(J)*2.0/1000.*CA
200 CONTINUE
DO 88 I=1,1201
88 WRITE(62'I) A(I)
STOP
END

C COMPUTATION OF NOISE MIXING SPECTRUM
C COMPUTATION OF THE RECEIVED SPECTRUM
C COMPUTATION OF THE DEMOD DATA SIGNAL
DIMENSION B(1000),FA(1201),L(10),KM(1000),N(1000),M(130),
1OTHER(1201)
DOUBLE PRECISION DCA,T1,T2,PAI,WPLT1,WPLT2,WMIT1,WMIT2
DATA M/130*' '//,MX/'X '//,MN/' '/'
KF(I1,AD,AC)=FLOAT(I1)*AD/AC+0.991
DEFINE FILE 62(1201,4,U,100)
DEFINE FILE 61(1201,4,U,10000)
DEFINE FILE 64(1000,2,U,100)
IY=0
IX=10
PAI=3.14159265359
PA=PAI
KA=1.0
DO 100 I=1,1000
CALL UNIRNS(IX,IY,RN)
IF(RN.GE.0.5) N(I)=1
IF(RN.LT.0.5) N(I)=-1
100 CONTINUE
DO 20 I=1,10
CALL UNIRNS(IX,IY,RN)
IF(RN.GE.0.5) L(I)=1
IF(RN.LT.0.5) L(I)=-1

```

```

20 CONTINUE
DO 30 I=1,1201
30 READ(61'I) FA(I)
DO 31 I=1,1201
READ(62'I) OTHER(I)
FA(I)=FA(I)+RA*OTHER(I)
31 CONTINUE
CA=1.0E+06
DA=1.0E+04
F=1.575E09
BA=1 25
CNUM=1200.
NJ=CNUM+1.0
NJJ=CNUM/2.0+1.0
DEL=CA*2.0/CNUM*BA
DCA=CA
BB=0.3*1000000.0
Q=F*(F+BB/2.0)/(F*BB+BB**2/4.0)
DO 1000 J=1,NJ
FF=F-CA*BA+DEL*FLOAT(J-1)
C=1.0+(Q**2/FF**2/FF**2*((FF**2-F**2)**2))
C=SQRT(C)
C=1.0/C
FA(J)=FA(J)*C
1000 CONTINUE
WRITE(8,888)
888 FORMAT(1H1)
DO 650 I=1,1000
B(I)=0.0
T1=DFLOAT(I-1)/DCA
T2=T1+1.0D+00/DCA
DO 660 J=1,NJ

FSPEC=F-CA*BA+DEL*FLOAT(J-1)
FPL=FSPEC+F
FMI=FSPEC-F
WPLT1=DBLE(FPL)*T1
WPLT2=DBLE(FPL)*T2
WMIT1=DBLE(FMI)*T1
WMIT2=DBLE(FMI)*T2
WPLT1=DMOD(WPLT1,1.0D+00)
WMIT2=DMOD(WMIT2,1.0D+00)
WMIT1=DMOD(WMIT1,1.0D+00)
WPLT2=DMOD(WPLT2,1.0D+00)
WPT1=WPLT1*PAI*2.0D+00
WPT2=WPLT2*PAI*2.0D+00
WMT1=WMIT1*PAI*2.0D+00
WMT2=WMIT2*PAI*2.0D+00
AFMI=ABS(FMI)
IF(AFMI.GT.100.0) GO TO 800
B(I)=B(I)+(T2-T1+(SIN(WPT2)-SIN(WPT1))/FPL/6.28318)/2.0*FA(J)
GO TO 900
800 B(I)=B(I)+((SIN(WPT2)-SIN(WPT1))/FPL+(SIN(WMT2)-SIN(WMT1))/FMI)
1/4.0/PAI*FA(J)
900 CONTINUE
660 CONTINUE
B(I)=B(I)*2.0*CA

```

```

650 CONTINUE
    WRITE(8,990) B
990 FORMAT(1H0,10(10E12.4/))
C   DEMODULATION OF DATA SIGNAL
    DO 111 I=1,1000
        IF(B(I).GE.0.0) KM(I)=1
        IF(B(I).LE.0.0) KM(I)=-1
111 CONTINUE
    DO 112 I=1,1000
        KM(I)=N(I)*KM(I)
        B(I)=N(I)*B(I)
112 CONTINUE
    WRITE(8,9000) N
    WRITE(8,9001) L
    WRITE(8,9000) KM
9000 FORMAT(1H0,20(50I2/))
9001 FORMAT(1H0,10I10)
    DO 88 I=1,1000
        88 WRITE(64'I)B(I)
        STOP
        END

C   DEFINE FILE 61 IS COIF OF MODSIGNAL SPECTRUM
C   DEFINE FILE 62 IS COIF OF NOISECODE SPECTRUM
    DIMENSION A(1201),L(10),B(1000)
    DOUBLE PRECISION WT1,WT2,W1,FF,WI,F,W2
    DEFINE FILE 64(1000,2,U,I00)
    DEFINE FILE 63(1201,4,U,I000)
    DO 30 I=1,1000
30  READ(64'I)B(I)
        CA=1.0E+06
        DA=1.0E+04
        WI=0.6283185307D+01
        W=WI
        DD=100.
        DEL=DA/DD
        DO 10 I=1,1201
            A(I)=0.0
            F=DEL*DFLOAT(I)
            DO 55 J=1,1000
                WT1=F*DFLOAT(J-1)/CA
                WT2=F*DFLOAT(J)/CA
                WT1=DMOD(WT1,1.0D+00)
                WT2=DMOD(WT2,1.0D+00)
                W1=WT1*WI
                W2=WT2*WI
                A(I)=A(I)+(DSIN(W2)-DSIN(W1))*DBLE(B(J))
55  CONTINUE
            A(I)=A(I)*DA/DD/W/F
        10 CONTINUE
        DO 123 I=1,1201
            WRITE(63'I) A(I)
123 CONTINUE
        STOP
        END

```

```

DIMENSION A(1201),L(10)
DOUBLE PRECISION WT1,WT2,W1,FF,WI,F,W2
DEFINE FILE 63(1201,4,U,1000)
DA=1.0E+04
WI=0.6283185307D+01
W=WI
DD=100.
F=DA/100.
DEL=DA/DD
DO 134 I=1,1201
134 READ(63,I) A(I)
   READ(7,1) BBB
   1 FORMAT(F10.0)
   BB=BBB*DA
   Q=F*(F+BB/2.0)/(F*BB+BB**2/4.0)
   DO 1000 J=1,1201
   FF=F+FLOAT(J-1)*DEL
   C=1.0+(Q**2/F**2/FF**2*((FF**2-F**2)**2))
   C=SQRT(C)
   C=1.0/C
   A(J)=A(J)*C
1000 CONTINUE
   DO 771 J=1,10
   AMP=0.0
   DO 65 I=1,1201
   FF=DEL*FLOAT(I)
   WT1=FF*DFLOAT(J-1)/DA
   WT1=DMOD(WT1,1.0D+00)
   WT2=FF*DFLOAT(J)/DA
   WT2=DMOD(WT2,1.0D+00)
   W1=WT1*WI
   W2=WT2*WI
   AMP=AMP+(DSIN(W2)-USIN(W1))*A(I)
   65 CONTINUE
   AMP=AMP*DA/FF/W/DD
   IF(AMP.GE.0.0E+00) L(J)=1
   IF(AMP.LT.0.0E+00) L(J)=-1
   771 CONTINUE
   WRITE(8,2) BBB
   2 FORMAT(1H ,///,10X,'BBB=',E15.7)
   WRITE(8,200) L
   200 FORMAT(1H0,10I10)
   STOP
   END

```