

# GPS의受信機開發을爲한基礎研究

鄭世謨\*·鄭圭亨\*\*

## A Basic Study on the Design of the GPS Receiver

Se Mo Jeong · Kyo Hyeong Jeong

〈目次〉	
Abstract	3. Simulation 方法과 그 結果
記號說明	4. 結 論
1. 序 論	參考文獻
2. GPS의 原理와 開發上의 問題點	附 錄

### 記 號 說 明

<i>GPS</i>	: Global Positioning System	<i>C/A code</i>	: Clear acquisition code
<i>PN</i>	: Pseudo Noise(擬似雜音信號)	<i>P code</i>	: Precision code
$w_0, f_0$	: filter의 共振角速度 및 周波數	$A_p$	: <i>P code</i> 의 振幅
<i>B</i>	: filter의 帶域幅	$A_C$	: <i>C/A code</i> 의 振幅
<i>A</i>	: filter의 振幅減衰係數	$D_{(t)}$	: Data 신호
<i>Z</i>	: 임피던스(Impedance)	$P_{(t)}$	: <i>PN</i> 信號( <i>P</i> 信號用)
$w, f$	: 求하고자 하는 스펙트럼 成分의 角速度 및 周波數	$C_{(t)}$	: <i>PN</i> 信號( <i>C/A</i> 信號用)
<i>Q</i>	: filter의 Quality factor	$w_r, f_r$	: 搬送波의 角速度 및 周波數
<i>bps</i>	: bit per second	$SL_1$	: 衛星으로부터의 $L_1$ 搬送波函數
		$SL_2$	: 衛星으로부터의 $L_2$ 搬送波函數

### Abstract

In this paper, author studied on the elementary data required for the design of the receiver of Pseudo Noise (PN) phase modulation communication adopted in Global Positioning System (GPS).

By computer simulation technique, the phase modulator, filters, and PN generator are designed, and also required bandwidth of R-F amplifier for carrier frequency in phase modulation system is investigated.

It is verified that the optimum bandwidth is about 3 times of the PN frequency and almost independent of the carrier frequency. And the low pass filter required for demodulation of slow Boolean data is also found to be about 60 times of the data signal frequency.

\* 正會員, 韓國海洋大學

\*\* 正會員, 木浦海洋專門大學

## 1. 序 論

美國에서 開發하고 있는 NAVSTAR 衛星航法方式은 在來의 어떤 航法方式과도 比較될 수 없는 여러 利點을 가지고 있으며 1990年代 以後에는 이것이 代表的인 航法方式이 될 것으로 豫想된다. 그러나 이 방식이 곧 民間에게 開放되리라고 期待하기 困難하므로 國內에서 獨自의으로 이 航法の 受信機를 開發함이 要望된다. 本論文은 NAVSTAR 衛星航法 方式에 있어서 그 受信機의 開發을 위한 基礎的 問題를 다루기로 한다.

NAVSTAR 衛星航法方式에 있어서는 在來의 衛星航法方式인 NNSS에서 試圖된 일이 없는 몇가지 特異한 技法을 導入하고 있다. 그 중에서 擬似雜音에 依한 位相變調方式 및 復調方式에 關하여는 그 資料가 公開된 것이 거의 없는 現實이어서 그 特性을 究明하기에는 많은 努力이 要求되고 있다. 斷片的으로 發表된 資料에 의하면 3個의 軌道에서 24個의 衛星이 각각 固有의 擬似雜音으로 變調한 데이터를 共通의 搬送波에 실어서 送信하고, 受信機에서는 事前에 記憶된 各 衛星의 擬似雜音信號로 復調하여 데이터를 解讀하고 同時에 電波의 傳播時間을 測定하게 되어 있으나 그 具體的인 알고리즘(Algorithm)이 알려져 있지 않다.

本論文에서는 位相變調에 의한 擬似雜音의 變調 및 復調를 計算機 시뮬레이션에 의하여 소프트웨어(software)적으로 再演하는 方法을 提示하고 變調信號의 周波數 變化에 따르는 搬送波의 스펙트럼 分布를 解析하여 復調에 필요한 受信機의 周波數 帶域幅을 決定하는 基礎資料를 提示하였다. 또 搬送波가 이 帶域幅의 受信增幅器를 通過하였을 때 本來의 信號로 再生할 수 있음을 立證하였다. 또 이렇게 變調하여 얻어진 擬似雜音을 增幅하기 위한 Boole 信號增幅器의 所要帶域幅을 決定할 目的으로 Boole 信號의 스펙트럼 分布를 解析하였고 그 結果로부터 Boole 信號增幅器가 가져야 할 所要帶域幅을 決定하였다. 또한 擬似雜音 演算을 通하여 基礎資料를 얻기 위한 시뮬레이션도 아울러 행하였고 이들 結果를 分析하였다.

## 2. GPS의 原理와 受信機 開發上的 問題點

### 2.1 GPS의 原理

GPS는 Global Positioning System의 略語로 全世界的인 位置決定方式을 意味하며 NNSS와 같은 人工衛星航法方式의 하나이다.

또한 時間과 距離를 使用하는 방식이란 뜻에서 NAVSTAR(Navigation System with Time and Ranging)라고도 한다. 在來의 NNSS方式은 搬送波의 도플러 효과(doppler shift)를 測定하여 位置를 決定하게 되어 있으며, 衛星間의 混信을 避하기 위하여 2個의 衛星을 同時에 觀測할 수 없게 되어 있으므로 位置決定에 相當한 時間이 要求된다는 點과 測者의 不正確한 針路 및 速度情報가 原因이 되어 생기는 도플러효과 測定上的 誤差를 除去하여야 하는 點이 큰 問題點으로 提起되었다. 그러므로

NNSS가實用化된直後부터 이러한制約을 받지않고測位の精度를 높일 수 있는 새로운方式의衛星航法の開發이 要望되었다. 그結果美國空軍의SAMSO(Space And Missile System Organization)가主動이 되고美海軍과一部研究所가協力하여GPS가創案되었고 그受信機의開發도 거의完成段階에 있으며1980년대後半에는實用에 들어갈豫定이다.

GPS는24個의衛星으로構成되는衛星局과3~4個의地上局 및測者의受信機等3個의시스템으로 이루어진다. 이것을그림2·1에表示하였다.

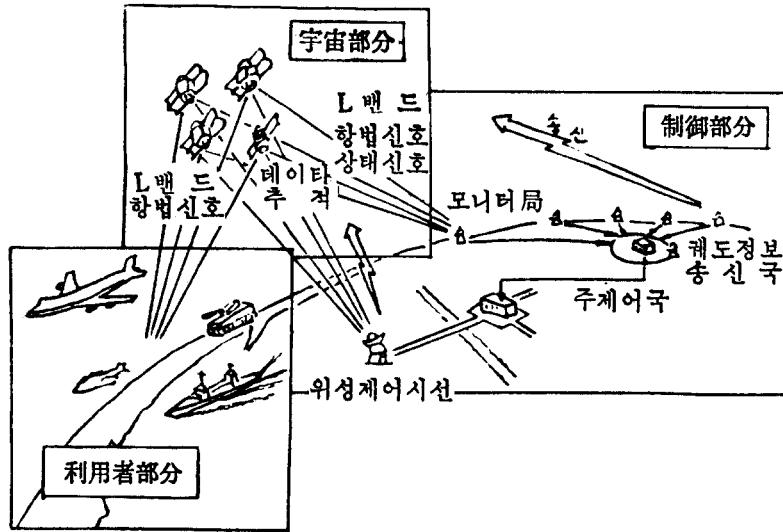


그림 2·1 GPS의 시스템 구성

衛星은 그림 2·2에 보인바와 같이 地上에서의高度 10,980海里(公轉周期 約 12時間), 赤道昇交角 約 63°인 거의 圓形軌道를 가지는 3個의軌道에 각각 9個의衛星을 띄우고 있으며, 衛星은  $L_1$  Band(1,575.42MHz)와  $L_2$  Band(1,227.6 MHz)의 2電波를 送信하고 있고 그周波數比는 154:120으로 設計되어 있다. 이搬送波는 陸上送信局에서 送信한 衛星의 軌道情報과 時間情報를 24時間 錄音하여 送信하고 있으며 10.23 Mbps의 速度로 變하는 P(precision)라 부르는 2進 Boole 信號와 1.023 Mbps로 變하는 C/A(Clear/acquisition)信號라 부르는 2個의 擬似雜音信號로 變調되어 있다. 이들 2信號가 搬送波에 位相變調되어 있어 搬送波는 다음 式으로 表現된다.

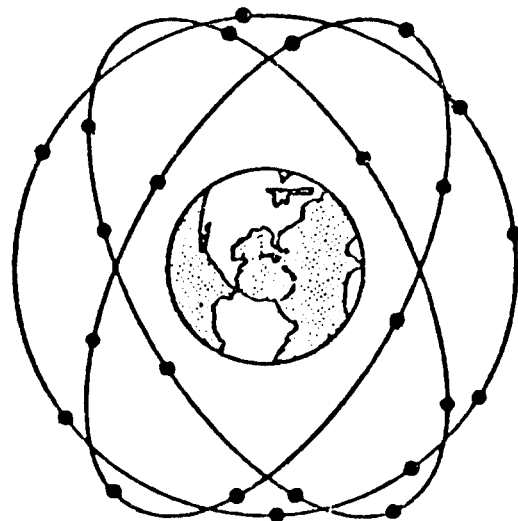


그림 2·2 GPS의 위성배치도

$$S_{L_1} = A_s D(t) \cos \omega t + A_c D(t) C(t) \sin \omega t \dots\dots\dots 2\cdot 1$$

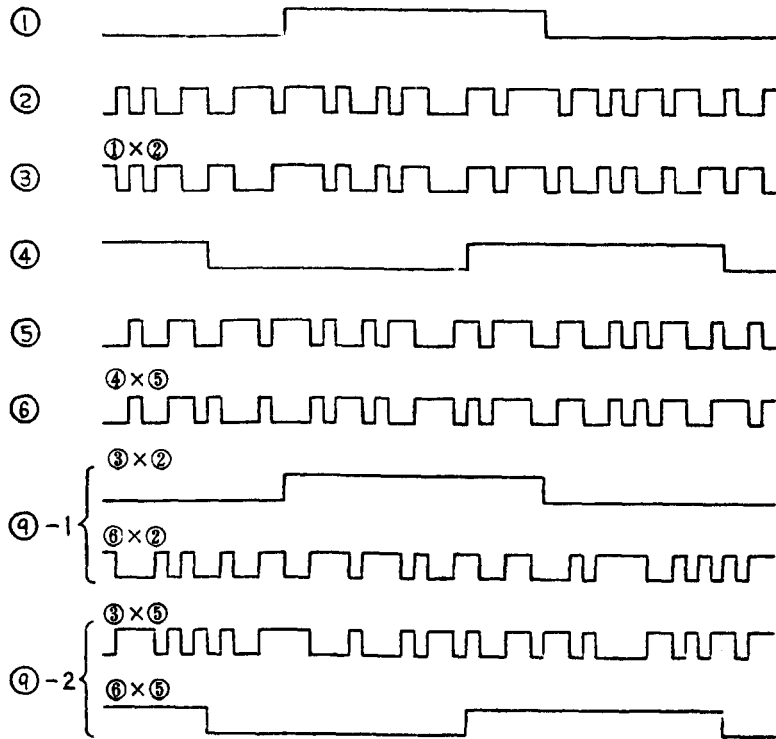
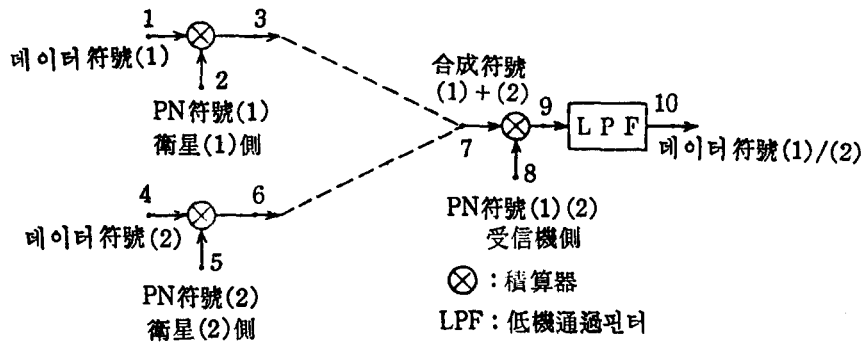


그림 2·3 GPS 신호의 변조와 복조

데이터 신호는 50 bps 인데 이것을 擬似雜音信號에 變調 및 復調하는 原理는 그림 2·3 과 같으며 여기에서는 PN 信號의 變調速度를 데이터 信號의 20 倍로 하였지만 實際는 C/A 信號의 擬似雜音信號가 데이터 信號의  $2 \times 10^4$  倍(P 信號는  $2 \times 10^6$  倍)이므로 低周波 filter 에 의한 高周波의 除去는 거의 完璧해진다. 本船受信機에서는 이  $L_1, L_2$  를 受信하여 먼저 位相變調器를 通하여 擬似雜音에 變調된 데이터 信號를 抽出하고, 다시 Boole 演算에 의하여 데이터 信號만을 復調해내며, 또 受信한 PN 信號의 位相과 本船 PN 發振器에서 만들어낸 PN 信號의 位相을 比較하여 電波의 傳播에 所要된 時間을 計算하며, 이 時間差으로서 衛星으로부터 本船까지의 距離를 決定하도록 되어 있다. 그리고 이 方式

에서는 항상 船舶이 地球上의 어떤 位置에 있더라도 4~5개의 衛星信號를 受信할 수 있으므로 同時觀測에 依한 位置決定이 可能하다.

## 2.2 受信機 開發에 先行되어 解決하여야 할 問題點

GPS는 아직 實驗段階에 있고 그 全貌가 밝혀지지 않은 現時點에서 GPS 受信機開發의 모든 問題點을 檢討하기는 대단히 어려우나 지금까지 알려진 內容에 비추어 보면 受信機 開發에 先行되어야 할 問題點들은 다음과 같다.

1) GPS는 衛星으로 부터 船舶까지의 電波의 到來時間을 測定하여 距離를 求하고 이것으로 測位하는 方式을 採擇하고 있기 때문에 安定성이 높고 價格이 低廉한 發振器( $10^{-10} \sim 5 \times 10^{-8}$  程度의 精密度)를 開發하는 問題.

2) 대단히 復雜한 演算을 必要로 하기 때문에 受信機에 所要되는 小型計算機와 簡便한 콤파일러(compiler)의 開發에 關한 問題.

3) 지금까지 거의 公開되지 않은 擬似雜音 變調方式을 採擇하고 있으며 또 이것을 位相變調하고 있기 때문에 位相變調器 및 復調器에 關한 設計와 實驗이 先行되어야 하며 또 擬似雜音 變調方式에서 必要로 하는 各 受信機部의 帶域幅을 設計하는 問題, 또 本方式은 24개의 衛星이 같은 周波數의 搬送波를 使用하고 있기 때문에 衛星의 相互 通信妨害 等에 대한 問題 등이다.

本 論文에서는 이들 諸般 問題中에서 특히 데이터信號와 擬似雜音信號의 變調 및 復調의 알고리즘과, 또 데이터信號를 復調하면서 雜音を 除去하기 위한 적당한 增幅器의 帶域幅을 決定하고 또 擬似雜音を 位相變調하여 搬送波에 실었을 때 受信機用 高周波 增幅器의 帶域幅 決定에 焦點을 두었다.

이러한 問題들을 解決하기 위하여 데이터信號의 周波數와 擬似雜音信號의 周波數를 變更시키면서 그 스펙트럼分佈를 分析하였다.

## 3. 시뮬레이션 方法과 結果

모든 시뮬레이션은 digital computer에 의하였다. 本 研究에서 필요로 하는 變調器 및 復調器, 擬似雜音信號發生器, 데이터發生器, filter, spectrum analyser 等を FACOM U-300 microcomputer<記憶容量 64 Kbyte>를 使用하여 設計하였다.

### 3.1 擬似雜音信號 發生器의 設計

GPS에서 採擇하고 있는 P信號 및 C/A信號는 擬似雜音信號(Pseudo Noise)라 불리는  $+1, -1$ 을 갖는 Boole函數이며 그 發生確率は 같다. 이러한 擬似雜音信號을 發生시키는 裝置로서 FACOM U-300 컴퓨터의 사이언티픽 서브루틴 라이브러리(Scientific Subroutine Library)에 收錄된 UNIRNS(零과 1 사이의 實數를 發生시키는 亂數發生器)를 사용하여 亂數를 發生시키고 그 亂數의 數值가 0.5보다 클 때  $+1$ 로, 0.5보다 작을 때  $-1$ 로 變換시켜서 使用하였다. 표 3.1에는 이렇게 하여 發

표 3-1 의사잡음 신호 발생기로 만든 PN 신호, DATA 신호 및 PN×DATA 신호

-1-1 1	-1-1 1	-1 1-1	1 1 1	-1-1 1
1-1-1	1-1-1	-1 1-1	1 1 1	1-1-1
-1-1 1	-1-1 1	-1 1-1	1 1 1	-1-1 1
1-1-1	1-1-1	-1 1-1	-1 1-1	1-1-1
1-1-1	-1-1 1	-1 1-1	-1 1-1	-1-1-1
-1-1 1	-1-1 1	1 1 1	1 1 1	1-1-1
-1-1 1	1-1-1	1 1 1	-1 1-1	-1-1 1
1-1-1	-1-1 1	1 1 1	1 1 1	-1-1 1
1-1-1	-1-1 1	1 1 1	1 1 1	1-1-1
-1-1 1	1-1-1	1 1 1	1 1 1	-1-1 1
1-1-1	-1-1 1	1 1 1	1 1 1	1-1-1
-1-1 1	-1-1 1	-1 1-1	1 1 1	1 1 1
-1-1 1	1-1-1	-1 1-1	-1 1-1	-1-1 1
-1-1 1	-1-1 1	-1 1-1	-1 1-1	1-1-1
-1-1 1	1-1-1	1 1 1	-1 1-1	-1-1 1
1-1-1	-1-1 1	-1 1-1	1 1 1	-1-1 1
1-1-1	-1-1 1	-1 1-1	1 1 1	-1-1 1
1-1-1	-1-1 1	-1 1-1	1 1 1	-1-1 1
-1-1 1	1-1-1	-1 1-1	1 1 1	1-1-1
1-1-1	-1-1 1	-1 1-1	1 1 1	-1-1 1
1-1-1	-1-1 1	-1 1-1	1 1 1	-1-1 1
-1-1 1	1-1-1	-1 1-1	1 1 1	1-1-1
1-1-1	-1-1 1	-1 1-1	1 1 1	-1-1 1
1-1-1	-1-1 1	-1 1-1	1 1 1	-1-1 1
-1-1 1	1-1-1	-1 1-1	-1 1-1	1-1-1
1-1-1	-1-1 1	1 1 1	1 1 1	-1-1 1
-1-1 1	-1-1 1	-1 1-1	1 1 1	-1-1 1
-1-1 1	1-1-1	1 1 1	-1 1-1	1-1-1
1-1-1	-1-1 1	1 1 1	-1 1-1	1-1-1
-1-1 1	1-1-1	1 1 1	1 1 1	-1-1 1
1-1-1	1-1-1	-1 1-1	-1 1-1	-1-1 1
-1-1 1	1-1-1	1 1 1	-1 1-1	-1-1 1
1-1-1	1-1-1	1 1 1	1 1 1	1-1-1
1-1-1	1-1-1	1 1 1	1 1 1	1-1-1
1-1-1	1-1-1	1 1 1	-1 1-1	1-1-1
-1-1 1	1-1-1	1 1 1	1 1 1	-1-1 1
1-1-1	-1-1 1	1 1 1	-1 1-1	1-1-1
1-1-1	1-1-1	-1 1-1	-1 1-1	1-1-1
-1-1 1	-1-1 1	1 1 1	-1 1-1	-1-1 1
1-1-1	-1-1 1	1 1 1	1 1 1	1-1-1
1-1-1	1-1-1	-1 1-1	-1 1-1	-1-1 1
1-1-1	1-1-1	1 1 1	1 1 1	1-1-1
-1-1 1	1-1-1	-1 1-1	1 1 1	-1-1 1
-1-1 1	1-1-1	1 1 1	-1 1-1	1-1-1
-1-1 1	1-1-1	-1 1-1	-1 1-1	-1-1 1
-1-1 1	1-1-1	1 1 1	-1 1-1	-1-1 1
-1-1 1	1-1-1	1-1-1	1 1 1	1-1-1
-1-1 1	-1-1 1	1 1 1	1 1 1	1-1-1
-1-1 1	1-1-1	1 1 1	1-1-1	-1-1 1
-1-1 1	1-1-1	-1 1-1	-1-1 1	-1-1 1
-1-1 1	-1 1-1	1 1 1	1-1-1	1-1-1
-1-1 1	-1 1-1	-1 1-1	1-1-1	-1-1 1
1-1-1	1 1 1	-1 1-1	1-1-1	-1-1 1

生한 擬似雜音信號와 또 같은 方式로 發生시킨  $\frac{1}{10}$ 의 振動數를 가진 data信號 및 이들의 演算에 의하여 얻어진 變調信號를 表示하고 있으며 여기에 使用한 프로그램은 附錄 1에 收錄하였다.

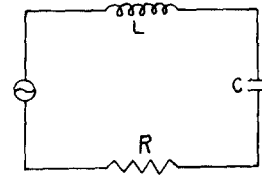


그림 3.1 RLC 回路

### 3.2 Filter의 設計

그림 3.1과 같은 等價回路에서 直列 임피던스  $Z$ 는

$$Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \dots\dots\dots 3.1$$

로 表示된다.

共振時의 端子電壓을 1로 規格化하면  $R=1$ 이 되어 式 3.2로 表現할 수 있다.

$$Z = 1 + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \dots\dots\dots 3.2$$

그런데 共振角速度  $\omega_0$  및 Quality factor  $Q$ 는 각각 3.3式 및 3.4式으로 表示할 수 있으므로

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \dots\dots\dots 3.3$$

$$Q = \frac{1}{\omega_0 C} \dots\dots\dots 3.4$$

이 式들을 3.2式에 代入하여 整理하면 式 3.5를 얻는다.

$$Z = \left[1 + \frac{Q^2}{f^2 f_0^2} (f^2 - f_0^2)^2\right]^{\pm} \dots\dots\dots 3.5$$

이러한  $Q$  및  $f_0$ 를 갖는 filter에 있어서 共振點에서의 電壓을 1로 規格化 하였으므로 그 以外의 周波數  $f$ 에 있어서의 振幅  $A$ 는 式 3.6으로 表現된다.

$$A = \frac{1}{\left[1 + \frac{Q^2}{f^2 f_0^2} (f^2 - f_0^2)^2\right]^{\pm}} \dots\dots\dots 3.6$$

半值 帶域幅  $B$ 는 式 3.6에서  $A$ 가  $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 일때  $f$ 를  $f_0 \pm \frac{B}{2}$ 로 놓으면 求解된다.

이 때의 帶域幅  $B$ 와 Quality factor  $Q$ 의 關係式은 3.7과 같다.

$$Q = \frac{f_0^2 + \frac{f_0 B}{2}}{f_0 B + \frac{B}{4}} \dots\dots\dots 3.7$$

따라서 計算機 시뮬레이션을 이용하는 filter의 設計에 있어서는 filter의 中心周波數와 帶域幅이 주어지면 式 3.7에서  $Q$ 를 구할 수 있으며, 이  $Q$  및  $f_0$ 를 사용하면 式 3.6에 의하여 任意의 周波數에 該當하는 振幅減衰率  $A$ 를 求할 수 있다.

本 시뮬레이션에 있어서 모든 filter는 이 計算式으로 부터 求하였다.

### 3.3 位相變調波에 있어서 스펙트럼의 解析

位相變調라 함은 搬送波의 位相이 週期的으로 反轉되는 것을 말하며, 그림 3.2에 보인바와 같이

4 MHz 의 搬送波에 1 Mbps 의 擬似雜音을 變調하면 擬似雜音信號의 符號가 變할 때마다 4 MHz 의 搬送波의位相이 8 cycle 周期로 變하게 된다.

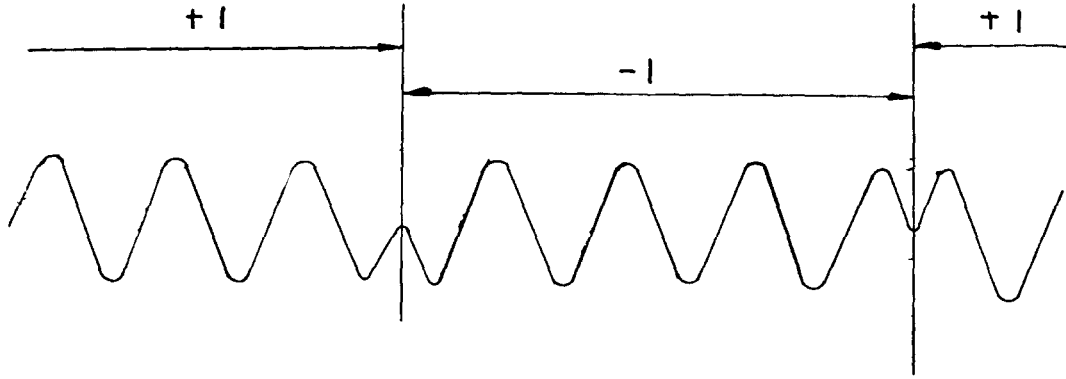


그림 3·2 위상변조파의 예

本 시뮬레이션에서는 搬送周波數로서 1,575 MHz 를 擇하여 1 Mbps 및 10 Mbps 의 擬似雜音信號를 3·1에서 說明한 擬似雜音信號 發生器에서 發生시켜 變調한 때 變調波의 스펙트럼 分布를 Fourier 係數 展開法에 依하여 구하고 그림 3·3 및 3·4에 表示하였다. 이들 그림에서 보는바와 같이 變調波의 스펙트럼은 搬送周波數에는 거의 無關하며 變調用擬似雜音信號 周波數에만 關係가 있음을 알 수 있다. 또한 搬送波를 中心으로 하여 對稱으로 分布하며 搬送波로부터 擬似雜音信號 周波數만큼 차이를 둔 周波數에서 極小值를 보이고 있음을 나타내고 있다. 이 計算에 使用한 프로그램도 附錄 2에 收錄하였다.

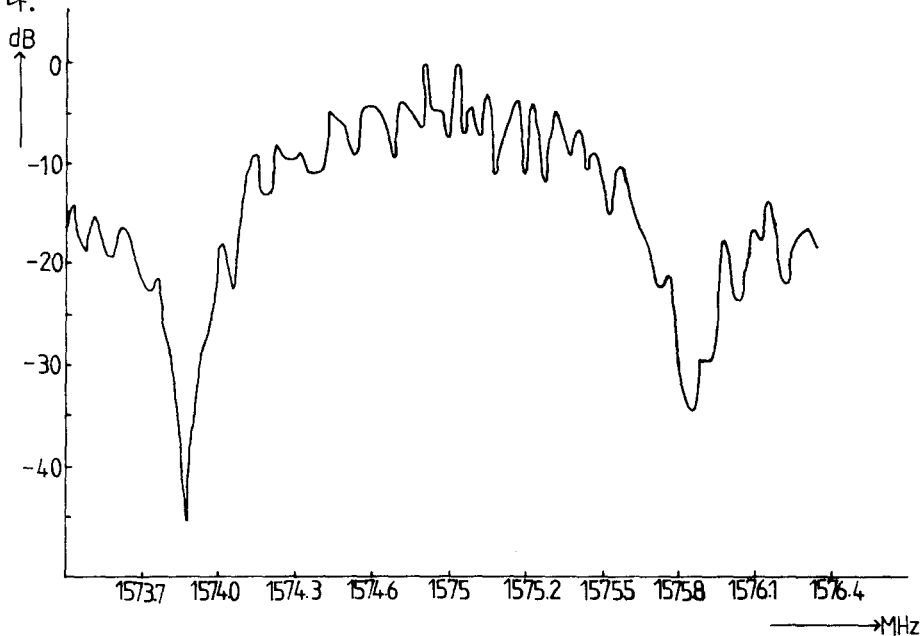


그림 3·3 1,575 MHz 의 반송파에 1 MHz 의 PN 신호를 위상변조한 경우의 Spectrum 분포



3.4 GPS 受信機用 高周波 Filter의 所要帶域幅

앞에서 說明한 方式으로 各 周波數의 스펙트럼을 구하고 이 스펙트럼의 間隔과 帶域幅을 變化시켜 가면서 Fourier Summation에 의하여 元來의 信號를 再生시켜 보았다. 實驗結果 高周波 Filter의

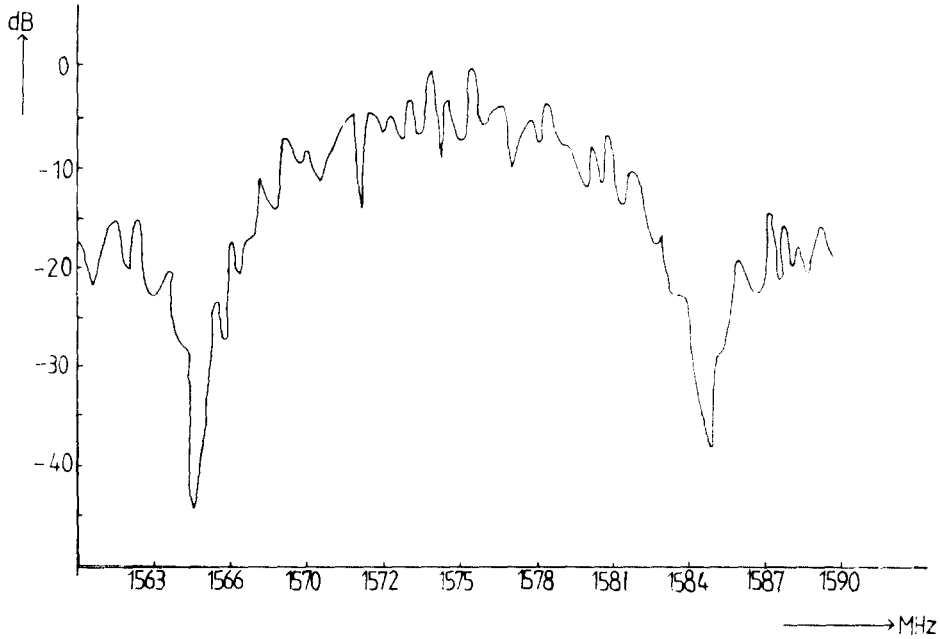


그림 3.4 1,575 MHz의 반송파에 10 MHz의 PN신호를 위상변조한 경우의 Spectrum 분포

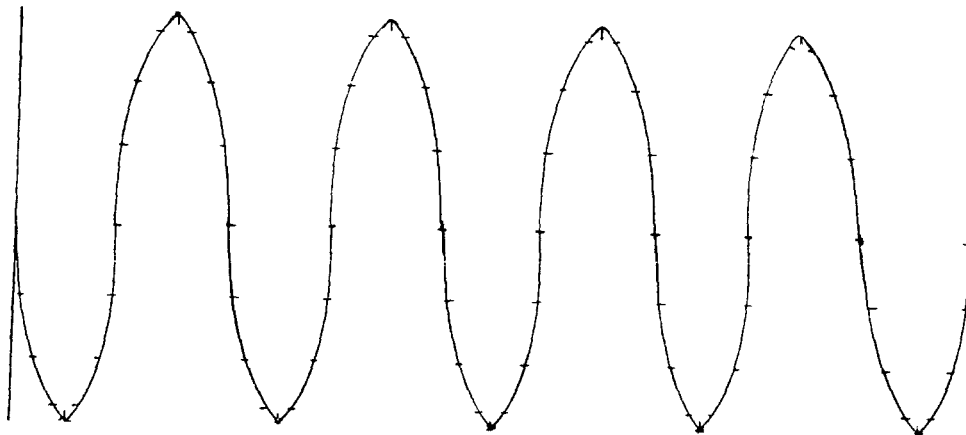


그림 3.5 Fourier 계수로부터 재생한 반송파(제 1 bit의 중간부분)

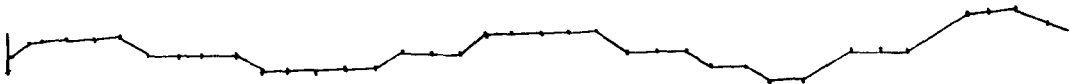


그림 3·6 Fourier 계수로부터 재생한 반송파(제 1 bit 와 제 2 bit 경계부분)

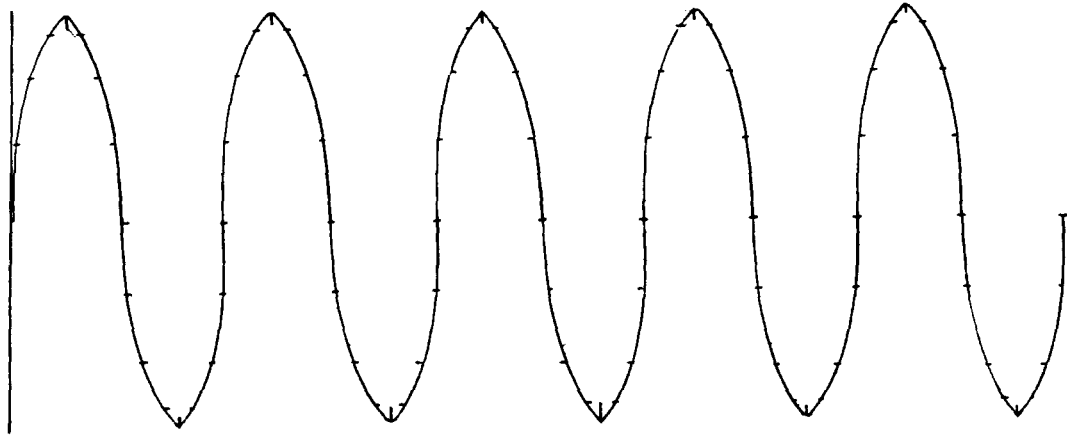


그림 3·7 Fourier 계수로부터 재생한 반송파(제 2 bit 의 중간부분)

帶域幅을 變調用 擬似雜音信號周波數의 3 倍로 擴大하였을 때 元來의 信號가 再生可能함을 確認하였다. 例를 들면 1,575 MHz 의 搬送波에 1 MHz(1 Mbps)의 擬似雜音을 變調한 境遇 所要帶域幅은 3 MHz 였고 10 MHz(10M bps)의 擬似雜音을 變調한 경우 復調가능한 必要 帶域幅은 30 MHz 임을 밝혔다.

이 때 시뮬레이션에 必要한 스펙트럼의 數는 所要帶域幅內에서 약 800~1000個를 使用하였으며 搬送波周波數 1,575 MHz, 變調用 擬似雜音周波數 1 Mbps 일 때 Fourier 係數 累積에 의하여 波形을 再生시켜본 結果 그림 3·5, 3·6, 3·7 과 같이 나타났다.

그림 3·5는 제 1 bit 의 中間部分 波形이고 그림 3·6은 제 1 bit 와 제 2 bit 의 境界附近이고 그림 3·7은 제 2 bit 의 中間部分 波形이다. 이들 그림에서 보는바와 같이 帶域幅을 줄이므로써 擬似變調信號의 中間部分에서는 完全히 位相變調된 波形이 나타나지만 bit 와 bit 의 境界附近에서는 波形이 찌그러져 있음을 알 수 있다.

### 3·5 位相復調한 Boole 函數 信號增幅器의 所要帶域幅

位相復調器를 거쳐 나온 波形은 PN 信號에 類似한 Boole 信號이며 우리가 必要로 하는 데이터信號를 구하기 위해서는 앞의 Boole 信號에 各 衛星固有의 擬似雜音信號를 積算하여 데이터信號를 抽出하면 된다. 이 때 衛星間의 混信이 있을 경우는 구하고자 하는 데이터信號뿐 아니라 他衛星의 雜音信號가 混在하게 되므로 純粹한 데이터信號만을 抽出하기 위해서는 低周波 filter 를 使用하여야 한다. 그래서 이 filter 는 필요한 데이터信號만을 抽出할 수 있는 滿足한 帶域幅을 갖도록 設計하여야

한다. 實際로 擬似雜音을 再生할 수 있는 周波數 帶域幅을 決定하기 위하여 Filter 帶域幅을 점차로 넓히면서 Fourier Summation에 의하여 擬似雜音信號를 再生하도록 하였으며, 周波數  $10^3$  bps 와  $5 \times 10^3$  bps 의 擬似雜音信號 스펙트럼을 각각 Fourier 係數展開法에 의하여 計算한 結果를 그림 3·8에 표시하였다(反復周波數는  $10^{-2}$  sec 임).

이 그림은 스펙트럼의 極大值만을 골라 記點한 것이며 實際로는 100 Hz 의 正數倍의 周波數에서 Zero 의 값을 갖는 振動하는 曲線으로서 擬似雜音信號의 帶域幅은 擬似雜音 周波數에 거의 比例함을 알 수 있다.

그 結果 filter 의 帶域幅은 擬似雜音 周波數의 約 60배에서 거의 元來의 信號가 再生됨을 確認하였다(이 때 스펙트럼의 간격은 100 Hz 임).

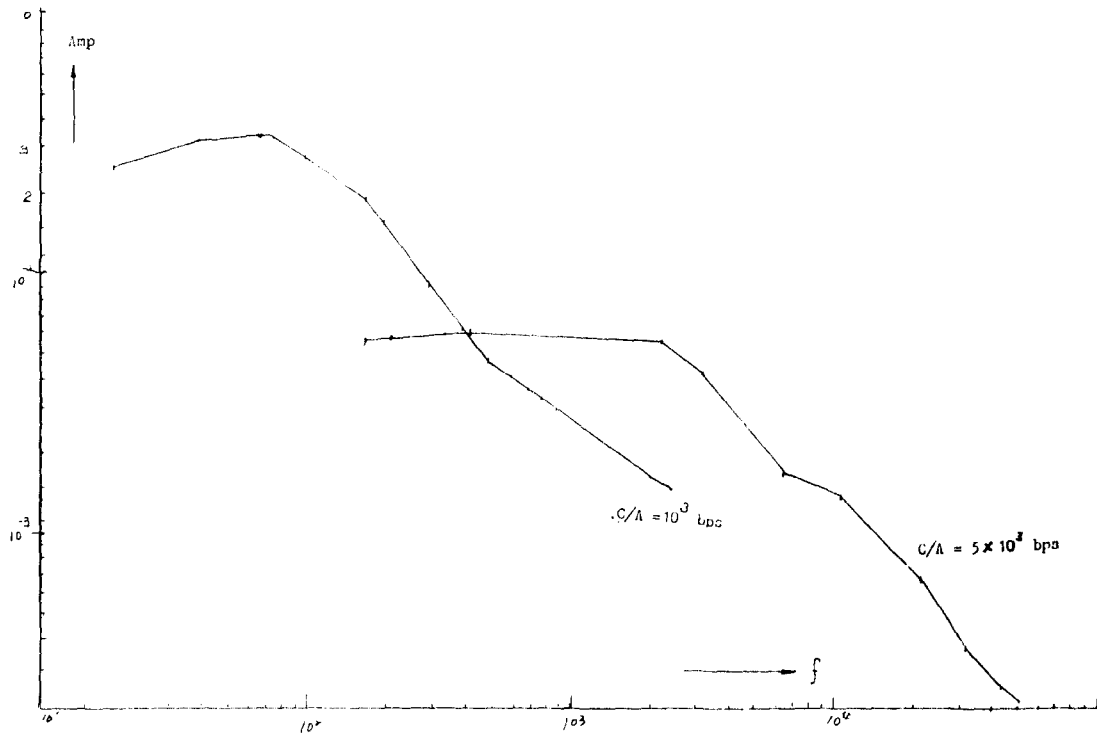


그림 3·8 Pseudo Noise 가  $10^3$  bps 및  $5 \times 10^3$  bps 인 경우의 spectrum 분포(반복주기  $10^{-2}$  sec 임)

#### 4. 結 論

GPS 受信機開發에 必要한 基礎資料를 얻기 위하여 지금까지 研研한 結果를 要約하면 다음과 같은 結論을 얻을 수 있다.

- 1) GPS 受信機의 高周波增幅器가 必要로 하는 帶域幅은 P 信號의 境遇 約 30 MHz 이고 C/A 信號

의 境遇 約 3MHz 임을 確認하였다.

2) 데이터信號를 抽出하기 위한 低周波 filter 의 所要帶域幅은 데이터信號의 反復周期가 50 bps 임을 考慮할 때 約 3KHz 이면 충분함을 확인하였다.

以上과 같은 研究結果는 GPS 受信機의 開發뿐 아니라 電波의 傳搬妨害對策이 切實히 要求되는 다른 通信方式에 이러한 擬似雜音方式을 應用할 경우 크게 도움이 되리라 思料된다.

앞으로는 이러한 通信方式이 이겨낼 수 있는 雜音信號의 強度 및 周波數에 關하여 시뮬레이션을 通하여 그 限界值를 究明하려고 한다.

## Appendix I

```

C      COMPUTATION OF SPECTRUM
      DOUBLE PRECISION DCA, T1, T2, 1, WPLT1, WPLT2, WMIT1
1, WMIT2
      DIMENSION N(500), A(801), M(130), B(500)
      DATA M/130*' ' /'MX/'X ' /,MN/' ' /
C      PSEUDO NOISE READ TO N(500)
      IY=0
      IX=10
      PAI=3.14159265359
      PA=PAI
      DO 100 I=1,500
      CALL UNIRNS(IX,IY,RN)
      IF(RN.GE.0.5) N(I)=1
      IF(RN.LT.0.5) N(I)=-1
100   CONTINUE
      WRITE(8,150) N
150   FORMAT(1H0,2012)
C      CARRIER AND CA FREQUENCY DEFINITION
      F=1.575 E09
      CA=1.0 E06
      DO 180 H=1,4
      DCA=CA
      BA=1.5
      DEL=CA*2.0/800.0*BA
C      FOURIER COEFFICIENT CALCULATION
      WRITE(8,101) F,CA,DEL
101   FORMAT(1H0,'FOURIER COEFFICIENT CALCULATION'/'CARR
      IER FREQ='E15.7,' MOD FREQUENCY='E15.7,'
      2 SPECTRUM SPACE='E15.7/)
      WRITE(8,102)
102   FORMAT(1H1,15X,'SPECTRUM FREQUENCY FOURIER COEFFICIENT')
      DO 200 J=1,801
      A(J)=0.0
      FSPEC=F-CA*BA+DEL*FLOAT(J-1)
      FPL=FSPEC+F
      FMI=FSPEC-F
      DO 300 I=1,500

```

```

T1 = DFLOAT(I-1)/DCA
T2 = T1 + 1.0D+00/DCA
WPLT1 = DBLE(FPL)*T1
WPLT2 = DBLE(FPL)*T2
WMIT = 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)
WPTI = 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(WPTI))/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)*2.0/500.*CA
WRITE(8,103) J,FSPEC,A(J)
103 FORMAT(5X,15,5X,2E20.9)
200 CONTINUE
DO 160 I=1,801
X = 20.0*ALOG10(ABS(A(I)/A(401)))
K = 120 + INT(X)
M(K) = MX
WRITE(8,170)M
170 FORMAT(1H,130A1)
M(K) = MN
160 CONTINUE
WRITE(8,888)
888 FORMAT(1H1)
DO 111 K=1,85
T = (1573.0 + FLOAT(K-1)/16.0)/F
Y = 0.0
DO 112 J=1,801

```

```

WT=(F-CA*BA+DEL*FLOAT(J-1))*T
WT=WT-AINT(WT)
WT=WT*2.0*PA
Y=Y+A(J)*COS(WT)
112 CONTINUE
L=INT(Y*50.0)
IF(IABS(L).GT.65) L=ISIGN(65,L)
L=L+65
M(L)=MX
WRITE(8,106)M
106 FORMAT(1H,130A1)
M(L)=MN
111 CONTINUE
WRITE(8,888)
DO 113 K=1,85
T=(787.0+FLOAT(K-1)/16.0)/F
Y=0.0
DO 114 J=1,801
WT=(F-CA*BA+DEL*FLOAT(J-1))*T
WT=WT-AINT(WT)
WT=WT*2.0*PA
Y=Y+A(J)*COS(WT)
114 CONTINUE
L=INT(Y*50.0)
IF(IABS(L).GT.65) L=ISIGN(65,L)
L=L+65
M(L)=MX
WRITE(8,106)M
M(L)=MN
113 CONTINUE
WRITE(8,888)
CA=CA*10.0
180 CONTINUE
STOP
END

```

## Appendix II

C COMPUTATION OF DATA PRODUCT CODE  
DIMENSION L(1000), M(150), N(10), A(1000), NN(10)

```

      DOUBLF PRECISION WT1,WT2,WT,W,A,F,AM,CA,DA,DEL
1,AM,W1,W2
      DATA M/130*` `/,MX/`X `/,MN/` ` /
C    PESUDO NOISE READ TO L(1000)
      KF(I,A,S)FLOAT(I)*A/B+1.0
      IY=0
      IX=10
      W=6.28318
      WI=6.28318530718
      W=WI
      DO 10 I=1,1000
      CALL UNIRNS(IX,IY,RN)
      IF(RN.GE.0.5) L(I)=1
      IF(RN.LT.0.5) L(I)=-1
10   CONTINUE
      IY=0
      IX=1
      DO 20 I=1,10
      CALL UNIRNS(IX,IY,RN)
      IF(RN.GE.0.5) N(I)=1
      IF(RN.LT.0.5) N(1)=-1
20   CONTINUE
      WRITE(8,100)
100  FORMAT(1H1, 'FIRST ROW THE CA CODE, SECOND ROW'
1' THE DATA CODF, THIRD ROW THE CA PRODUCT DATA')
      CA=1.0C+03
      DA=1.0D+02
C    SPECTRUM ANALISYS OF DATA CODE
      DEL=DA/10.D100
      JI=100
      JI=250
      JI=550
      JI=750
      JKK=0
      DO 30 IJK=1,5
      DO 60 I=1,JI
      IF(I.LE.JKK) GO TO 71
      A(I)=0.0D+00
      F=DEL*DFLOAT(I)
      DO 70 J=1,10
      WT1=F*DFLOAT(J-1)/DA

```



```

WT2=F*DFLOAT(J)/DA
WT1=DMOD(MT1,1.D+00)
WT2=DMOD(WT2,1.0D+00)
W1=WT1*WI
W2=WT2*WI
A(I)=A(I)-(DCOS(W2)-(WI))*DFLOAT(N(J))
70 CONTINUE
A(I)=(I)/10.D+00*DA/W/F
71 CONTINUE
60 CONTINUE
JJK=JI
WRITE(8,400)(A(I),I=1,JI)
400 FORMAT(1H,10D10.3)
DO 56 J=1,10
56 AM=DFLOAT(N(J))
DO 55 J=1,10
AMP=AM/5.0D+00/DA
DO 65 I=1,JI
F=DEL*DFLOAT(I)
WT1=F*DFLOAT(J-1)/DA
WT1=DMOD(WT1,1.D+00)
WT2=F*FLOAT(J)/DA
WT2=DMOD(WT2,1.0D+00)
W1=WT1*WI
W2=WT2*WI
AMP=AMP*(DCOS(W2)-DCOS(W1))/F/W
65 CONTINUE
IF(AMP.GE.0.0D+00)NN(J)=1
IF(AMP.LT.0.0D+00)NN(J)=-1
WRITE(8,410)AMP
410 FORMAT(1H,D10.3)
55 CONTINUE
WRITE(8,300)N
WRITE(8,300)NN
300 FORMAT(1HO,'DATA CODF'/1014/,// 'PA'
1' CODE AND MOD CODE'/)
DO 112 J=1,101
WI=DFLOAT(J-1)/1.0D+03
AMP=0.0
DO 113 I=1,JI
F=DEL*DFLOAT(I)

```

18 韓國航海學會誌 第6卷 第1號, 1982

```
W1=W1*F
W1=DMOD(W1,1.0D+00)*W
113 AMP=AMP+A(I)*DSIN(W1)
IA=AMP*50.D+00
IF(IABS(IA).GT.64) IA=ISIGN(64,1A)
IA=IA-65
M(IA)=MX
WRITE(8,106)M
106 FORMAT(1H,130A1)
M(IA)=MN
112 CONTINUE
30 JI=JI+50
STOP
END
```