

Nonlinear Circuit and PN Spread
Spectrum Techniques for Improving
FM Communications Performance
in the presence of Large CW Jamming and
Interference

電子科 饒達權

摘要：

本文主要在闡述，一個調頻信號，在遭遇到一個與調頻載波頻率相近的強烈載波干擾信號(CW interference)，如何利用展開頻譜(spread spectrum)所產生處理增益(processing gain)的優點和非線性電路的技術，以及存在調頻發射和接收機中的積分器和微分器必然條件下，希望在最小輸出變形下，將強烈干擾抑制，以期得到較高的輸出信號雜訊比系統的呈現和分析。

一、緒論：

調頻方式的通訊，一直能有使用比調幅通訊低得很多的功率，而得到相同品質的輸出信號雜訊比(SNR)，而其頻寬又有能遠小於數位通訊[1][2]的優點，是故調頻一直為通訊重要的傳輸方法之一。

本文主要在處理調頻信號，遭遇到一個與調頻信號載波頻率相近的強烈載波干擾信號，使得輸出信號雜訊比極端低落時，我們為抑制強烈干擾信號，首先我們利用假雜訊(pseudonoise)方式，對調頻信號的基帶信號，先做展開頻譜的調變，使產生的調變信號的頻譜寬遠大於強烈干擾信號的頻譜寬，而且大量降低且分散其功率頻譜密度(power spectral density)，是為一般展開頻譜的步驟。但是干擾信號在一般展開頻譜解調，其功率仍遠大於調變信號的功率；干擾信號已非一般展開頻譜調變解調對於雜訊的免疫性(interference immune)所能解決，所以必須再度抑制(suppress)干擾信號，方法可以使用鎖相迴路(Phase-Locked Loop.PLL)[3]，數位漂白技術(Digital Whitening Techniques)[4]，橫向濾波器(transversal filter)[5]，選擇性評估和抑制狹邊帶

干擾(adaptive algorithms for estimating and suppressing narrow-band interference)或是非線性電路技術(nonlinear circuit techniques)[7]，其中非線性電路擁有能抑制較大頻寬範圍的干擾信號的功能。

所以我們採用非線性電路技術來做系統設計，用來抑制相對於受展開頻譜調變基帶信號頻寬較小的強烈干擾，但是調頻系統的調變和解調，將會遇到積分器和微分器(頻率鑑別器)，其對於所需信號和強烈干擾信號的影響，使得我們對於調頻展開頻譜的通訊方式，系統的設計必須加以調整和研討，使得強烈載波干擾信號，能夠在最小輸出變形下被有效抑制，而得到較佳的輸出信號雜訊比。

二、調頻展開頻譜通訊系統模式的建立：

2.1 展開頻譜調頻信號數學表示式：

一般而言調頻信號的數學表示式[8]可以寫為：

$$V_{FM}(t) = A_c \cos \left[W_c t + k \int_{-\infty}^t m(\lambda) d\lambda \right] \quad (1)$$

$V_{FM}(t)$ 表示調頻信號， A_c 為調頻信號最大振幅， W_c 為角頻率， k 為常數， $m(\lambda)$ 為基本波段信號。我們在此利用 $m(\lambda)c(\lambda) + p.c(\lambda)$ 代替(1)式中的 $m(\lambda)$ ，我們為何不用一般 $m(\lambda)c(\lambda)$ 展開頻譜方式代替 $m(\lambda)$ ，而多加入 $p.c(\lambda)$ 。事實上，在第四章處我們會發現 $p.c(\lambda)$ 是一個非常重要因素，若無 $p.c(\lambda)$ 這項，會使最後所需要的信號難於分離，甚至於所需信號輸出近於零的結果發生。

則(1)式可以改寫為(2)式；表示已經展開頻譜的調頻信號，其方塊圖表示在圖-1中， P 為常數， $|m(\lambda)| \leq 1 = |c|$ 。

$$V_{FM\ ss}(t) = A_c \cos \left\{ W_c t + K \int_{-\infty}^t [m(\lambda)c(\lambda) + p.c(\lambda)] d\lambda \right\} \quad (2)$$

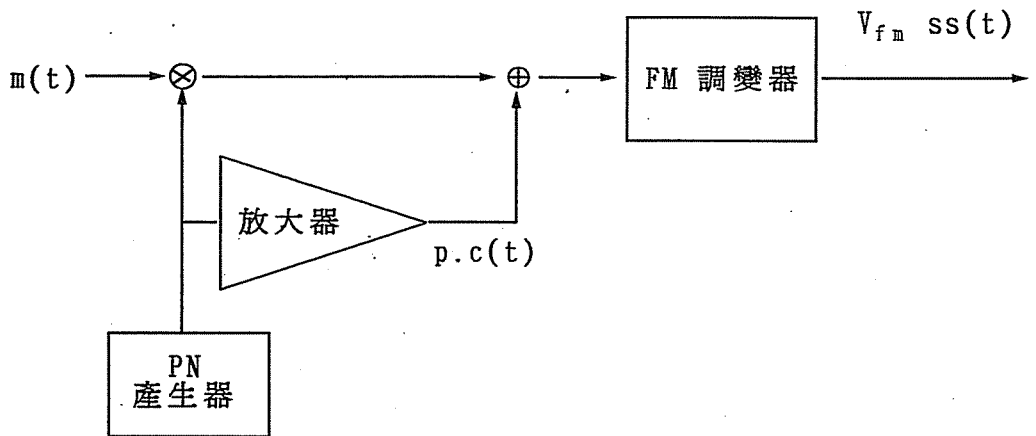


圖-1 展開頻譜調頻信號調變

2.2 假雜訊 (pseudonoise, PN) 信號的一般特性：

PN產生器產生一個假的隨機二進位波 $c(t)$ ，包含了稱為小片的矩形脈波，每一個小片具有期間 T_c 及波幅 ± 1 ，所以其有 $C^2(t)=1$ 的條件。兩種最為廣泛使用的假雜訊[9][10]如下所示：

(a) 有小片斷時間的直接序列信號 (Direct Sequence Signal with Chirp Time T_c , DS)

$$C(t) = \sum_n a_n \boxed{T_c} (t - nT_c) \quad (3)$$

其中 $|C_n| = 1$ 對所 n 值，(a)中沒有包括任何隨機變數

(b) 有躍程時間 T_h 的非同調頻率躍程信號 (Noncoherent Frequency Hopping Signal with Hopping Time T_h , FH)

$$C(t) = \sum_n \exp j(\omega_n t + \varphi_n(t)) \boxed{T_h} (t - nT_h) \quad (4)$$

$\varphi_n(t)$ 為獨立隨機相位變數序列，在 $-\pi$ 和 π 之間均勻分佈著， $\boxed{T}(t)$ 表示一個 T 秒期間，中心在原點，單位幅度的矩形脈波。

2.3調頻接收機輸入端的強烈干擾信號和綜合輸入信號的數學表示式：

在一般的報告中[11]接收端所接收的信號可以分為三種(1)所需的信號(2)干擾信號(3)白色高斯雜訊(White Gaussian noise)。第二項我們可以用(6)式來表示[11][12]，第三項在一般的教科書和報告討論甚詳，我們忽略之，只討論前兩項。

$$Z(t) = \sqrt{2J} \cos[(W_c + W_z)t + \theta] \quad (6)$$

$$\overline{Z(t)^2} = J \quad (7)$$

$Z(t)$ 表示強烈干擾信號， f_z 表示偏移 f_c 的頻率而且 $0 \leq f_z \leq f_{bb}$ ， f_{bb} 表示干擾頻寬， J 為 $Z(t)$ 的平均功率，所以綜合輸入，我們可以用(8)來表， θ 為常數。

$$R(t) = A_c \cos\left\{\omega_c t + k \int_{-\infty}^t [m(\lambda)c(\lambda) + p.c(\lambda)] d\lambda\right\} + \sqrt{2J} \cos[(W_c + W_z)t + \theta] \quad (8)$$

其中所需的條件為 $BW_{FM,SS} > BW_{m(\lambda)c(\lambda) + p.c(\lambda)} \gg BW_m(\lambda)$ 而且 $BW_{m(\lambda)c(\lambda) + p.c(\lambda)} \gg BW_Z(t) = f_{bb}$ ，方可以使輸出變形達到最小。

三、頻率一波幅轉變器對 $V_{FMSS}(t)$ 和 $Z(t)$ 的解調：

一般而言，FM接收機前端最重要的兩個電路為帶通濾波器和頻率一波幅轉變器，如圖-2所示，其中頻率一波幅轉換器其關係式用(9)式來表示。

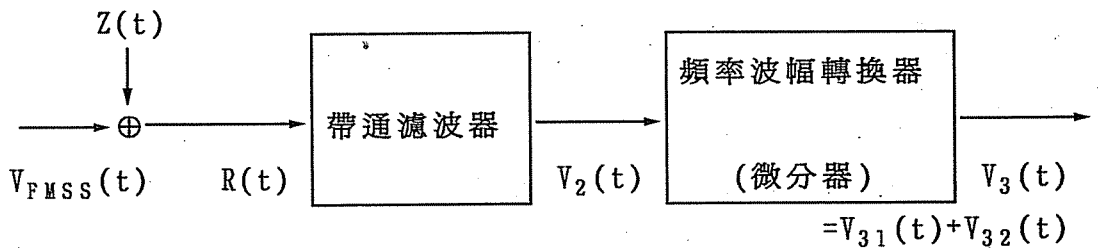


圖-2

$$V_3(t) = \sigma \frac{dV_2(t)}{dt} \quad (9)$$

其中 σ 為常數

$$V_{31}(t) = \sigma \frac{dV_{FMSS}(t)}{dt}$$

$$= -\sigma A \{ 2\pi fc + k[m(t)c(t) + p.c(t)] \}$$

$$\cdot \sin\{\omega_c t + k \int_{-\infty}^t [m(\lambda)c(\lambda) + p.c(\lambda)] d\lambda\} \quad (10)$$

$$\text{令 } S(t) = -\sigma A \{ 2\pi fc + k[m(t)c(t) + p.c(t)] \} \quad (11)$$

$$\theta_s(t) = k \int_{-\infty}^t [m(\lambda)c(\lambda) + p.c(\lambda)] d\lambda \quad (12)$$

$$\Phi(t) = k \int_{-\infty}^t P.C(\lambda) d\lambda \quad (13)$$

$$\Omega(t) = k \int_{-\infty}^t m(\lambda)c(\lambda) d\lambda \quad (14)$$

$$\theta_s(t) = \Phi(t) + \Omega(t) \quad (15)$$

$$V_3(t) = S(t) \sin\{\omega_c t + \theta_s(t)\} \quad (16)$$

$$V_{32}(t) = \sigma \frac{dZ(t)}{dt}$$

$$= -\sigma \sqrt{2J}(2\pi fc + 2\pi fz) \sin\{(\omega_c + \omega_z)t + \theta\} \quad (17)$$

$$\text{令 } N(t) = -\sigma \sqrt{2J}(2\pi fc + 2\pi fz) \quad (18)$$

$$\psi_n(t) = \omega_z t + \theta \quad (19)$$

$$V_{32}(t) = N(t) \sin\{\omega_c t + \psi_n(t)\} \quad (20)$$

其中我們曾假設干擾信號功率遠大於調頻信號功率，

亦是 $\frac{A^2}{2} \gg J$ ，是故 $N(t) \gg S(t)$ ，同時 $BW_{S(t)} \gg BW_{N(t)}$ 亦成立。

$$V_3(t) = V_{31}(t) + V_{32}(t)$$

$$= S(t) \sin\{\omega_c t + \theta_s(t)\} + N(t) \sin\{\omega_c t + \psi_n(t)\} \quad (21)$$

$$= A(t) \sin\{\omega_c t + \alpha(t)\} \quad (22)$$

$$A(t) = \sqrt{S(t)^2 + N(t)^2 + 2S(t)N(t)\cos[\theta_s(t) - \psi_n(t)]} \quad (23)$$

$$\alpha(t) = \tan^{-1} \frac{S(t)\sin\theta_s(t) + N(t)\sin\psi_n(t)}{S(t)\cos\theta_s(t) + N(t)\cos\psi_n(t)} \quad (24)$$

三
三
三

四、抑制干擾信號的非線性電路：

在圖-4中，由限制器，帶通濾波器，波對檢波器和低通濾波器所組成的非線性電路用來抑制強烈干擾信號；其中帶通濾波器具 $m(\lambda)c(\lambda)$ 的頻寬，能通過 $V_3(t)$ 全部成分而且得到到單位值信號 $Y_B(t)$ ，低通濾波器的頻寬只能通過 $Z(t)$ 成份而得到 $Y_A(t)$ 信號，其中低通濾波器的脈衝響應為 $h(t)$ [7][13]。

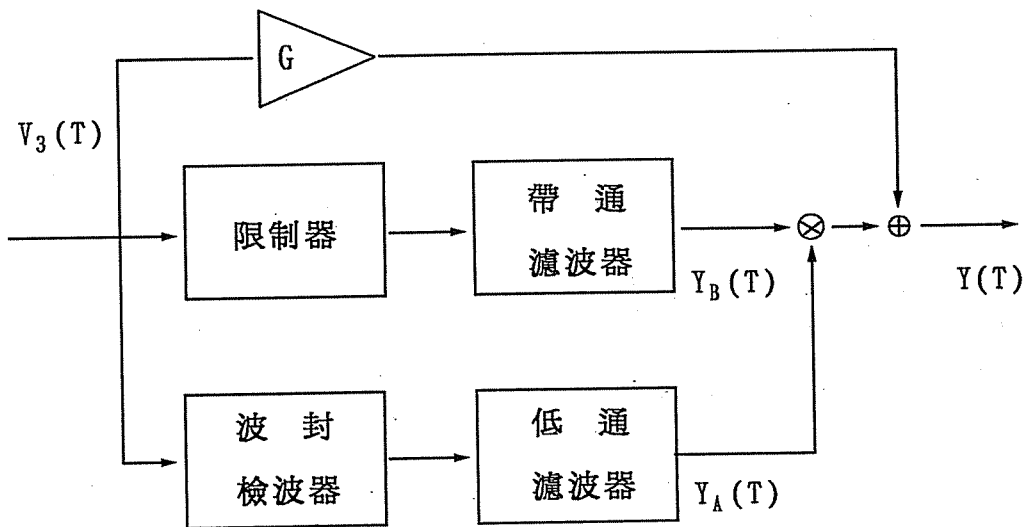


圖-4

$$Y_B(t) = \frac{\pi}{4} \frac{S(t)\sin[\omega_c t + \theta_s(t)] + N(t)\sin[W_c t + \psi_n(t)]}{\sqrt{S(t)^2 + N(t)^2 + 2S(t)N(t)\cos[\theta_s(t) - \psi_n(t)]}} \quad (25)$$

$$Y_A(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) A(t-\tau) d\tau \quad (26)$$

$$Y(t) = \left\{ \frac{\pi}{4} \frac{1}{A(t)} \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) A(t-\tau) d\tau - G \right\} \cdot \{ S(t)\sin[\omega_c t + \theta_s(t)] + N(t)\sin[W_c t + \psi_n(t)] \} \quad (27)$$

$$A(t) = \{ S(t)^2 + N(t)^2 + 2S(t)N(t)\cos[\theta_s(t) - \psi_n(t)] \}^{1/2}$$

if $N(t) \gg S(t)$

$$A(t) \approx \{ N(t)^2 + 2S(t)N(t)\cos[\theta_s(t) - \psi_n(t)] \}^{1/2}$$

$$\approx N(t) + S(t)\cos[\theta_s(t) - \psi_n(t)] \quad (28)$$

$$Y_B(t) = \frac{S(t)\sin[W_c t + \theta_s(t)] + N(t)\sin[W_c t + \psi_n(t)]}{\sqrt{S(t)^2 + N(t)^2 + 2S(t)N(t)\cos[\theta_s(t) - \psi_n(t)]}}$$

$$\cong \sin[W_c t + \psi_n(t)] + \frac{S(t)}{N(t)} \sin[W_c t + \theta_s(t)]$$

$$- \frac{S(t)}{N(t)} \sin[W_c t + \psi_n(t)] \cos[\psi_n(t) - \theta_s(t)] \quad (29)$$

$$Y(t) \cong \frac{\pi}{4} \left\{ \sin[W_c t + \psi_n(t)] + \frac{S(t)}{N(t)} \sin[W_c t + \theta_s(t)] \right.$$

$$\left. - \frac{S(t)}{N(t)} \sin[W_c t + \psi_n(t)] \cos[\psi_n(t) - \theta_s(t)] \right\} \cdot$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \cdot \{N(t-\tau) + S(t-\tau) \cos[\psi_n(t-\tau) - \theta_s(t-\tau)]\} d\tau$$

$$- G \{S(t)\sin[W_c t + \theta_s(t)] + N(t)\sin[W_c t + \psi_n(t)]\}$$

$$= \frac{\pi}{4} \left\{ \sin[W_c t + \psi_n(t)] + \frac{1}{2} \frac{S(t)}{N(t)} \sin[W_c t + \theta_s(t)] \right.$$

$$\left. - \frac{1}{2} \frac{S(t)}{N(t)} \sin[W_c t + 2\psi_n(t) - \theta_s(t)] \right\} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \{N(t-\tau) + S(t-\tau)$$

$$\cdot \cos[\psi_n(t-\tau) - \theta_s(t-\tau)]\} d\tau - G \{S(t)\sin[W_c t + \theta_s(t)] +$$

$$N(t)\sin[W_c t + \psi_n(t)]\} \quad (30)$$

因爲 $N(t) \gg S(t)$

$$Y(t) \cong \left(\frac{\pi}{4} - G \right) N(t) \sin[W_c t + \psi_n(t)]$$

$$+ \left(\frac{\pi}{8} - G \right) S(t) \sin[W_c t + \theta_s(t)]$$

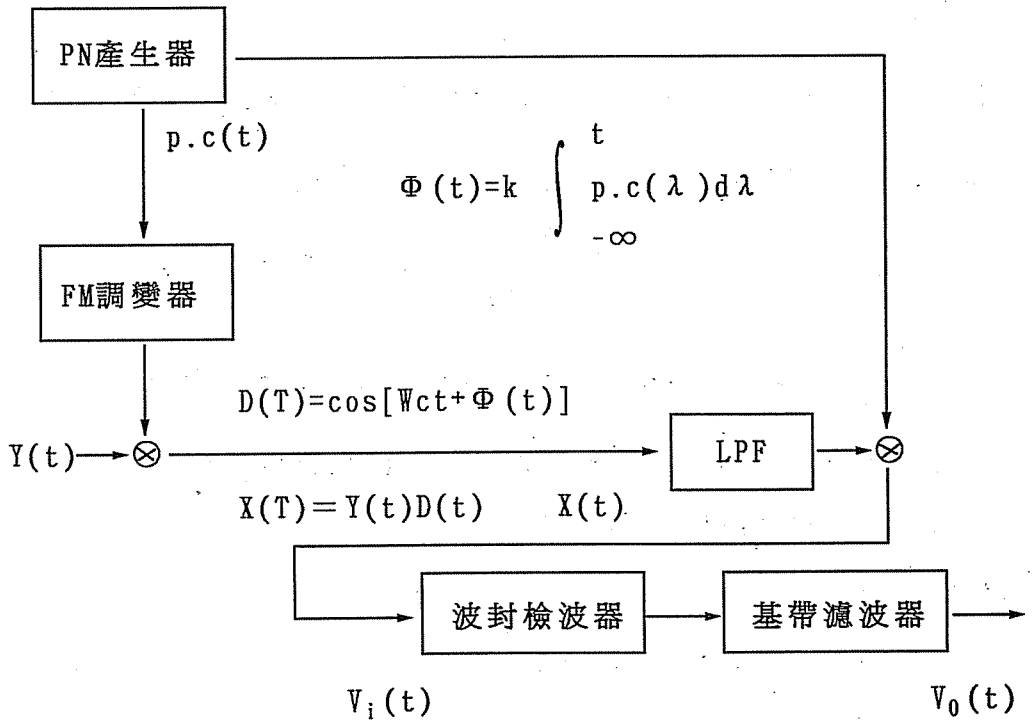
$$- \frac{\pi}{8} S(t) \sin[W_c t + 2\psi_n(t) - \theta_s(t)] \quad (31)$$

如果 $G = \frac{\pi}{4}$, $\theta_s(t) = \Omega(t) + \Phi(t)$

$$Y(t) = -\frac{\pi}{8} S(t) \sin[\omega_c t + \Omega(t) + \Phi(t)] - \frac{\pi}{8} S(t) \sin[\omega_c t + 2\psi_n(t) - \Omega(t) - \Phi(t)] \quad (32)$$

四、基本波段信號的恢復：

在圖-5中為展開頻譜的解調方塊圖，由PN產生器，低通濾波器，波封檢波器，基帶濾波器所組成。



三
二
九

圖-5

$$X(t) = Y(t)D(t)$$

$$= \left\{ -\frac{\pi}{8} S(t) \sin[\omega_c t + \Omega(t) + \Phi(t)] - \frac{\pi}{8} S(t) \sin[\omega_c t + 2\psi_n(t) - \Omega(t) - \Phi(t)] \right\} \cdot \cos[\omega_c t + \Phi(t)]$$

$$= -\frac{\pi}{8} S(t) \sin[\Omega(t)] - \frac{\pi}{8} S(t) \sin[2\psi_n(t) - \Omega(t) - 2\Phi(t)] \\ - \frac{\pi}{8} S(t) \sin[2\omega_c t + \Omega(t) + 2\Phi(t)] - \frac{\pi}{8} S(t) \sin[2\omega_c t + 2\psi_n(t) - \Omega(t)] \quad (33)$$

$$S(t) = -\sigma A \{2\pi f_c + k [m(t)c(t) + p.c(t)]\}$$

$$\Phi(t) = k \int_{-\infty}^t p.c(\lambda) d\lambda$$

$$\Omega(t) = k \int_{-\infty}^t m(\lambda) C(\lambda) d\lambda$$

(33)式中， $2\omega_c t$ 高頻項和 $S(t)$ 中的 $2\pi f_c \sigma A$ 很容易由低通濾波器過濾掉， $\sin[2\psi_n(t) - \Omega(t) - 2\Phi(t)]$ 頻寬較 $\sin[\Omega(t)]$ 寬，亦是可以由低通濾波器刪除，所以經過低通濾波器之後(33)式只剩下第一項。

$$\Delta f = \beta f_m = \frac{kV_m}{2\pi} \quad (34)$$

在(34)式中，我們可以知道調頻信號，最大頻率偏移 Δf 和信號的振幅成正比，若無可控制的 $\Phi(t)$ 相位角，則當 $\Omega(t) \gg \psi_n(t)$ 時，則(33)式中第一項和第二項互相刪除，造成無正確輸出現象。或當 $\Omega(t)$ 和 $\psi_n(t)$ 二項大小不明時，亦會造成不正確的解調信號的不可預測的結果。

若在(33)式中 $\Phi(t)$ 相位角，則我們可以利用 $\Phi(t)$ 中的可控制大小的 p 值，使(33)式中第一項和第二項頻率適當的隔開，使低通濾波器得到較為確切的第一項輸出的較佳的預期結果。

$$\hat{X}(t) = -\frac{\pi}{8} \sigma A k [m(t)c(t) + p.c(t)] \sin[\Omega(t)] \quad (35)$$

$$\hat{V}_i(t) = \hat{X}(t)c(t) \quad (36)$$

經基帶濾波器，則可以得可回和原來基帶信號成比例的信號：

$$V_o(t) = -\frac{\pi}{8} \sigma A m(t) \quad (37)$$

$$V_o(t) \propto m(t) \quad (38)$$

五、結論：

本文呈現一個綜合非線性電路技術和展開頻譜所構成的調頻通訊系統，可以用來抑制強烈干擾的理論上證明。亦是輸入端有強烈干擾而輸入雜訊比極端低落時，接收機輸出端可以在所需信號較小的變形下抑制強烈干擾信號而得到較佳的輸出信號雜訊比，條件是基本波段信號頻譜要被展開得遠大於強烈干擾信號，本文亦假設強大干擾信號功率遠大於白色高斯雜訊，本系統無法用來抑制白色高斯雜訊或熱雜訊。

參考資料：

- [1] 矢橋正一著，衛星放送受信入門，全華科技圖書公司出版。
- [2] R.L. Schmidt., and B.G.Haskell., "Transmission of two NTSC color television signal over a single satellite transponder via time - frequency multiplexing," IEEE Trans. Commun. Technol, vol.COM-33, No.11, PP.1257-1266, Nov.1983.
- [3] M.J. Bouvier, Jr., "The rejection of large CW interferes in spread spectrum system", IEEE Trans. Commun., vol. COM-26, No.2, PP.254~256, Feb .1978.
- [4] F.M. Hsu and A.A. Giordano, "Digital whitening Techniques for improving spread spectrum communications performance in the presence of narrowband jamming and interference", IEEE Trans. Commu. vol. COM-26, No.2, PP.209-216, Feb. 1978.
- [5] L.M.Li and L.B. Milstein., "Rejection of narrow band interference in PN spread spectrum system using transversal filter", IEEE Trans Commun.vol. COM-30, PP.925-928, May. 1982.
- [6] J.W. Ketchum and J.G. Proakis., "Adaptive algorithms for estimating and suppressing narrow band interference in PN spread spectrum, IEEE Trans. Commun., vol. COM-30, PP.913-927, May 1982.
- [7] M.Shinriki., "Nonlinear techniques for the improvement of signal-to-noise ratio", IEEE Trans. Commun., vol. COM-34, No.9, PP.969-973, Sept.1986.
- [8] Taub.H., and D.L. Schilling., Principal of Communication Systems, Mc Graw-Hill, New York, 1986. Ch.4.
- [9] R.A. Scholtz, "The Spread Spectrum Concept", IEEE Trans. Commun., vol.COM-25, PP.745-755, Aug. 1977.

- [10] Dixon.R.C. (1976), Spread Spectsum System, Wiley, New York.
- [11] A.B.Carlson., Communication System, Third edition. Mc Graw-Hill, New York, 1987, Ch.9.
- [12] Per A.Kullstam, "Spread spectrum analysis in arbitrary interference", IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, PP.848-852, Aug. 1977.
- [13] C.R.Cahn, "Note on signal-to-noise ratio in band pass limiters", IRE Trans. Inform. Theory, vol. IT-7, PP.39-43, Jan. 1961.

三
二
五