

# 바커 코드에 대한 최적 부엽 억제 필터의 설계에 관한 연구

◦정경태\*, 임창현\*, 이황수\*, 권영길\*\*

\*한국과학기술원 전기 및 전자공학과, \*\*국방과학연구소

## A Study on the Design of Optimum Sidelobe Suppression Filter for Barker Codes

\*K. T. Jung\*, C. H. Lim\*, H. S. Lee\*, Y. K. Kwag\*\*

\*Department of Electrical Engineering, KAIST, \*\*ADD

### Abstract

In this paper, we propose a new algorithm for designing the R-G filter that has optimum performance in terms of mean square sidelobe level(MSSL) for the Barker code. The advantage of the conventional R-G filter lies in its simple structure so that it can be easily implemented. However, the conventional R-G filter does not have optimum performances in terms of peak sidelobe level(PSL), mean sidelobe level(MSL), and MSSL. Recently, a  $(R-G)_{LP}$  filter of which filter coefficients are obtained by the linear programming algorithm was proposed and known to have optimum performance in PSL. The proposed  $(R-G)_{LS}$  filter keeps the simple structure of the conventional R-G filter and has the filter coefficients that minimizes the sidelobe in the least square sense. The analytic results show that the proposed  $(R-G)_{LS}$  filter has better performances than the conventional R-G filter in terms of PSL, MSL, and MSSL. Compared with  $(R-G)_{LP}$  filter, the proposed  $(R-G)_{LS}$  filter has better performances in terms of MSL and MSSL. The proposed filter design algorithm can be applied to the other binary codes such as truncated pseudonoise(PN) codes and concatenated codes.

### I. 서론

레이다(RADio Detecting And Ranging)란 잡자기파가 물체에 반사되는 원리를 이용하여 알고자 하는 목표물의 거리, 거리, 속도, 그리고 인식등을 얻는 시스템이다. 레이다의 성능은 내부적으로 전송신호의 침투 전력(peak power), 수신단에서의 잡음 그리고 신호 처리기에 의해 제한되고, 외부적으로는 원하지 않는 반사신호인 클러터(clutter)와 다중시스템에서 발생하는 간섭신호에 의해 제한을 받는다. 레이다의 성능을 향상시키기 위한 대표적인 방법중의 하나는 레이다의 전송신호를 강화하고 수신단에서 정합 필터를

사용하는 펄스 압축(pulse compression)이 이다. 이 펄스 압축 기법은 레이다의 거리 분해능(range resolution)과 전송 신호의 펄스 폭과의 관계를 서로 독립적으로 하게 하고 레이다 전송단의 최대 전력보다 큰 유효 전력을 전송할 수 있게 하는 등 여러가지 장점들을 갖게 하는 방법이다[1][2][3].

펄스 압축에 사용되는 여러가지 파형들로는 다음과 같은 것들이 있다. 전송 파형의 주파수를 변조하는 방식으로 대표적인 방법은 선형 주파수 변조이고, 위상을 변조하는 방식으로는 바커(Barker) 코드등이 있다. 이러한 파형을 사용할 경우 고려되어야 할 사항이 있는데 이것은 파형의 부엽(sidelobe) 문제이다. 목표물에 반사된 신호가 수신단의 정합 필터를 거치면서 주엽(mainlobe)이라 하는 필요로 한 신호 이외에 원하지 않는 부엽들이 주엽 주위에 나타나게 된다. 어떤 거리 셀(range cell)에서의 목표물 신호의 부엽은 이웃한 셀에서 목표물 신호로써 나타날 수 있으므로 오경보(false alarm)를 일으킬 수 있고, 강한 목표물 신호의 부엽이 주엽의 약한 목표물 신호를 masking할 수도 있다. 그러므로 이러한 파형의 부엽을 어떤 특정된 수준 이하로 낮추어야 한다. 이것을 위해 부엽 억제(sidelobe suppression)필터를 레이다 수신단에 별도로 두어야 한다.

부엽 억제 필터를 설계할때 다음과 같은 요소들을 고려하여야 한다. 파형의 부엽 크기를 평가하기 위한 PSL(Peak Sidelobe Level), MSL(Mean Sidelobe Level) 그리고 MSSL(Mean Square Sidelobe Level)과, 정합 필터 대신에 부엽 억제 필터를 사용함으로써 인해 신호 대 잡음 비의 감소를 나타내는 LSNR(Loss in Signal-to-Noise Ratio)이다. 예를들면 SAR(high resolution synthetic aperture radar)와 MTH(Moving Target Indicator) 레이다인 경우 MSSL이 적어도 -25 ~ -30 dB이어야 하고, 도플러 레이다인 경우에는 적어도 PSL이 -30 dB정도이어야 한다.

그런데 13 비트 바커 코드가 정합 필터를 통과할때, 필터 출력 신호의 PSL이 -22.3 dB이므로 대략 -30 dB까지 줄이기

본 논문에서는 R-G 필터를 설계할때 최소 자승 방법을 이용하여 MSSL면에서 최적인 필터를 설계하는 방법을 제시한다[9]. 제시된 알고리즘은 바커 코드뿐만 아니라 다른 이진 코드방형에도 적용할 수 있는 일반적인 알고리즘으로 본 논문에서는 바커코드에 적용하여 제안된 알고리즘의 성능을 분석하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같이 한다. 2장에서는 LS 필터와 LP 필터에 대해서 기술하고 그들의 성능을 비교한다. 3장에서는 최적 R-G 필터에 대해서 기술하고 본 논문에서 제안한 필터와 기존의 R-G 필터들간의 성능을 비교한다. 끝으로 4장에서 결론을 맺는다.

## II. 비정합 부업 억제 필터

부업을 줄이기 위해 제이더 수신단에서 정합 필터 대신에 직접 비정합 필터를 사용할 수 있다. 이러한 필터인 LS 필터와 LP 필터를 본절에서 기술한다.

먼저 비정합 필터를 설계할때 최소 자승법을 사용하면 MSSL을 최소로 하는 필터를 얻는다[5][6]. 이 부업 억제 필터 구조를 그림 1에 나타내었고, 여기서 사용된 변수들은 다음과 같은 의미를 가지고 있다.

$\{x_i\}$ ; 입력 코드 요소,  $1 \leq i \leq N$

$\{w_i\}$ ; 필터 계수 요소,  $1 \leq i \leq M$

$\{y_j\}$ ; 필터 출력,  $-(N-1) \leq j \leq M-1$ .

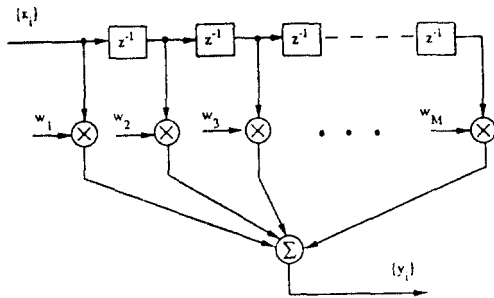


그림 1. Tapped delay line 필터 구조

여기서  $M > N$ 이고 수학적 간단함과 대칭성을 위해  $N$ 이 짝수이면  $M$ 도 짝수이고,  $N$ 이 홀수이면  $M$ 도 홀수라 하자. 이때 필터 출력의 부업들은

$$y_j = \sum_{i=1}^M w_i x_{i-j}, \quad 1-N \leq j < M-1, \quad j \neq \frac{M-N}{2} \quad (1)$$

이다. 그리고 필터 출력의 주업은

$$\frac{y_{M-N}}{2} = \sum_{i=1}^M w_i x_{\frac{M-N}{2}} \quad (2)$$

와 같다. 그러므로 부업에 있는 총 에너지는

$$E = \sum_{j=-(N-1)}^{M-1} y_j^2 = \sum_{j=-(N-1)}^{M-1} \left( \sum_{i=1}^M w_i x_{i-j} \right)^2, \quad j \neq \frac{M-N}{2} \quad (3)$$

이다. LS 필터는 주업을 일정한 크기로 유지하고, 부업의 에너지  $E$ 를 최소화 하고자 하는 것이다. 그러므로 주업의 크기가 임의의 값  $C$ 라면, 다음과 제한 방정식을 정의할 수 있다.

$$\sum_{i=1}^M w_i x_{i-\frac{M-N}{2}} - C = 0. \quad (4)$$

Lagrange multipliers method를 사용하여 제한 방정식하에서  $E(w_k)$ 를 최소화하는 필터계수  $\{w_k\}$ 를 구한다. 즉,

$$\frac{\partial}{\partial w_k} \left[ E - \lambda \left( \sum_{i=1}^M w_i x_{i-\frac{M-N}{2}} - C \right) \right] = 0, \quad k=1, \dots, M \quad (5)$$

여기서  $\lambda$ 는 Lagrange multiplier이다. 식 (3)을 식 (5)에 대입하여 정리하면

$$\sum_{j=-(N-1)}^{M-1} \left( \sum_{i=1}^M w_i x_{i-j} \right) x_{k-j} = \frac{\lambda}{2} x_{k-\frac{M-N}{2}}, \quad 1 \leq k \leq M \quad (6)$$

이다. 식 (6)은 미지의 계수  $\{w_1, \dots, w_M\}$ 에 대한  $M$ 개의 선형 방정식으로 표현된다. 그러므로 다음과 같은 행렬식으로 표현할 수 있다.

$$A w = \frac{\lambda}{2} x. \quad (7)$$

여기서,  $A$ 는  $M \times M$  행렬,  $w$ 는  $M \times 1$  열 벡터, 그리고  $x$ 는  $M \times 1$  열 벡터이다.  $A_{k,j}$ 를  $k$ 번째 방정식의  $w_j$ 의 계수라고 하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$A_{k,j} = \sum_{i=-(N-1)}^{M-1} x_{k-j-i} x_{i-j}, \quad j \neq \frac{M-N}{2}. \quad (8)$$

그래서 식 (7)의  $A$  와 역수를 취하여 필터 계수 벡터  $w$ 를 구한다. 즉,

$$w = \frac{\lambda}{2} A^{-1} x \quad (9)$$

이다.  $\lambda/2$ 는 상수로 필터구조에 아무런 변화를 주지 않는다. 다시말해서 식 (9)을 풀면  $\lambda$ 값으로 된  $\{w_j\}$ 를 얻는다. 여기서 이  $\{w_j\}$ 를 식 (4)에 대입하면 임의의  $C$ 값에 의해  $\lambda$ 값이 결정되므로, 결국 필터 계수  $\{w_j\}$ 를 얻게된다.

한편 선형 프로그래밍 알고리즘을 이용하여 필터를 설계하면 최적의 PSL을 최소화하는 필터를 얻게된다[7]. 선형 프로그래밍 모델을 세울때 부업의 크기를 제한조건으로 두고

주엽 최대를 하고자 하는 방법이다. 식 (2)에 있는 주엽을 목적함수(objective function)로 하자. 즉, 주엽을 최대로 하는 목적함수는

$$J = \max \sum_{i=1}^M w_i x_{i-\frac{M-N}{2}}, \quad 1 \leq i \leq N \quad (10)$$

이다. 식 (1)에 있는 부엽들을 제한조건으로 하자. 즉, 제한조건은

$$|\sum_{i=1}^M w_i x_{i-j}| \leq 1, \quad 1-N \leq j \leq M-1, \quad j \neq \frac{M-N}{2} \quad (11)$$

이다. 결국 식 (11)에 있는  $2(M+N-2)$ 개의 선형 제한조건과 식 (10)의 목적함수로 하는 선형 프로그래밍 모델을 얻게 된다. 그리고나서 심플렉스(simplex) 알고리즘을 사용하여  $M$ 개의 필터 계수  $\{w_i\}$ 를 구한다.

13 비트 바커 코드에 대한 LS 필터와 LP 필터간의 성능을 그림 2에 나타내었다. 그림 2에서 보듯이 PSL면에서 LP 필터가 좋은 성능을 보여주고 MSSL면에서는 LS 필터가 더 좋은 성능을 가지고 있음을 알 수 있다. 작은 부엽을 갖기 위해서는 필터 탭 수를 증가시키면 가능하지만 LSNR이 증가하고 필터의 구조가 복잡해진다.

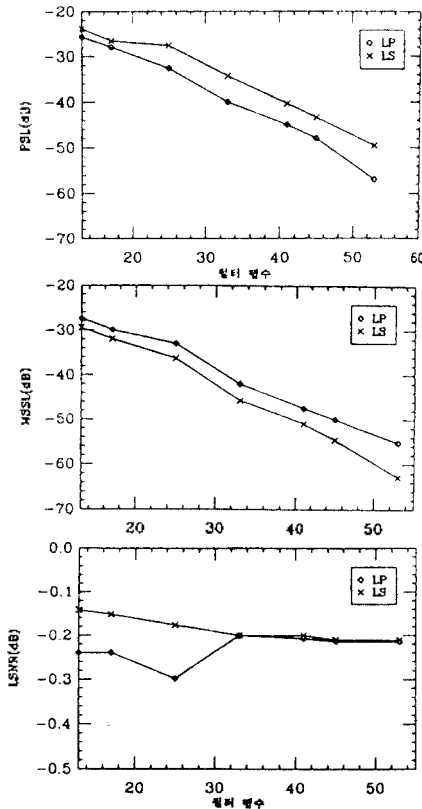


그림 2. 13비트 바커 코드에 대한 LP 필터와 LS 필터의 탭 수에 따른 성능 비교

### III 최적 R-G 필터

이 절에서는 정합 필터에 연결하여 사용하는 웨이팅 필터인 R-G 필터에 대해서 기술한다[4]. 먼저, 바커 코드의 파형과 자기상관 함수(autocorrelation)를 그림 3에 나타내었다. 자기상관 함수의 부엽은 양수이고, 부엽의 모양은 주엽과 같음으로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$R(r) = (N-1)\rho(r) + \sum_{i=-(N-1)/2}^{i=(N-1)/2} \rho(r-2nT). \quad (12)$$

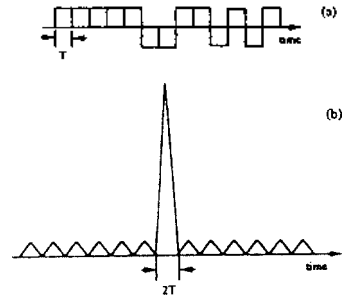


그림 3. 13비트 바커 코드에 대한 정합 필터의 입력력

(a) 입력 (b) 출력

여기서  $N$ 은 코드의 비트수이고,  $\rho(r)$ 는 부엽스의 자기상관 함수이다.  $R(r)$ 를 푸리에 변환하면 코드에 대한 에너지 밀도 스펙트럼이 된다. 즉,

$$E(f) = E_m(f) E_s(f) \quad (13)$$

이다. 여기서,

$$E_m(f) = \frac{\sin^2(\pi f T)}{(\pi f T)^2} \quad (14)$$

$$E_s(f) = N - 1 + \frac{\sin(2\pi f N T)}{\sin(2\pi f T)} \quad (15)$$

이다.  $E_m(f)$ 는  $\rho(r)$ 의 푸리에 변환이고,  $E_s(f)$ 는 부엽에 대한 에너지 밀도 스펙트럼을 나타낸다. 이러한 부엽을 제거하는 필터의 전달함수는

$$H(f) = \frac{1}{E_s(f)} = \frac{1}{N - 1 + \frac{\sin(2\pi f N T)}{\sin(2\pi f T)}} \quad (16)$$

이다. 주엽 부분, 즉  $f = 0$ 인 주파수의 외 어떠한  $f$ 에 대해서도 다음이 항상 성립한다. 즉,

$$\frac{1}{N-1} \frac{\sin(2\pi f N T)}{\sin(2\pi f T)} \leq 1 \quad (17)$$

이다. 그러므로 식(16)을 convergent exponential series로

전개시킬 수 있다. 간단하게 하기 위해 처음 4개항만으로부터  $H(f)$ 는

$$H(f) = A + B \frac{\sin(2\pi fNT)}{\sin(2\pi fT)} + C \left[ \frac{\sin(2\pi fNT)}{\sin(2\pi fT)} \right]^2 + D \left[ \frac{\sin(2\pi fNT)}{\sin(2\pi fT)} \right]^3 \quad (18)$$

이다. 이러한 전달 함수를 갖는 필터를 (R-G) 필터라 하자.  $A, B \neq 0, C=D=0$ 인 경우 즉, 일차 다항식 근사인  $H(f)$ 를 (R-G-1)이라고 표시하고,  $A, B, C \neq 0, D=0$ 인 경우 즉, 이차 다항식 근사인  $H(f)$ 를 (R-G-2)라고 표시하자.  $H(f)$ 의 임펄스 응답을 얻기 위해 역푸리에 변환을 적용하자. 여기서 다음과 같은 푸리에 변환상

$$\frac{\sin(2\pi fNT)}{\sin(2\pi fT)} \approx \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} \delta(t-2nT) \quad (19)$$

을 이용하면  $H(f)$ 의 임펄스 응답은

$$\begin{aligned} h(t) &= A\delta(t) + B \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} \delta(t-2nT) \\ &+ C \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} (N-|n|)\delta(t-2nT) \\ &+ D \left[ \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} (N-|n|)^2 \delta(t-2nT) \right] \\ &+ \left[ \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} \delta(t-2nT) \right] \end{aligned} \quad (20)$$

이다. 여기서 \*는 convolution을 나타낸다. 이러한 필터를 그림 4에 나타내었다.  $h(t)$ 를 매 T초마다 샘플링 하면  $\{h_i\}$ 인 샘플링 시퀀스를 얻는다. 이  $\{h_i\}$ 의 입력으로 11비트 바카 코드에 대한 이산 자기상관 함수 시퀀스  $\{R_i\}$ 라 하자. 즉,

$$R_i = \begin{cases} 11 & i = 0 \\ -1 & i = \pm 2, \pm 4, \dots, \pm 10 \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (21)$$

이다.  $\{R_i\}$ 가 필터  $\{h_i\}$ 를 통과할때 출력 시퀀스  $\{y_i\}$ 를 얻는다. 즉,

$$\{y_i\} = \{R_i\} * \{h_i\}, \quad i = 0, \pm 1, \pm 2 \quad (22)$$

이다. 이 출력 파형을 그림 5에 나타내었다. 출력 파형을 각 계수에 대해 나누어 그렸다.

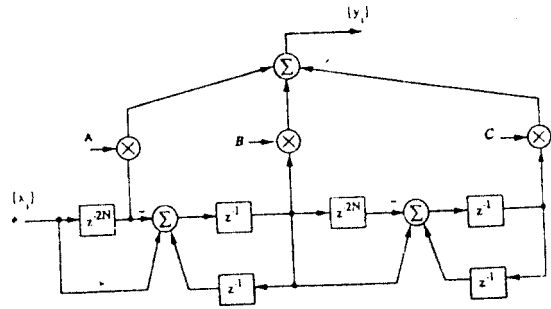


그림 4. 3개의 계수를 가지는 R-G 필터의 구조

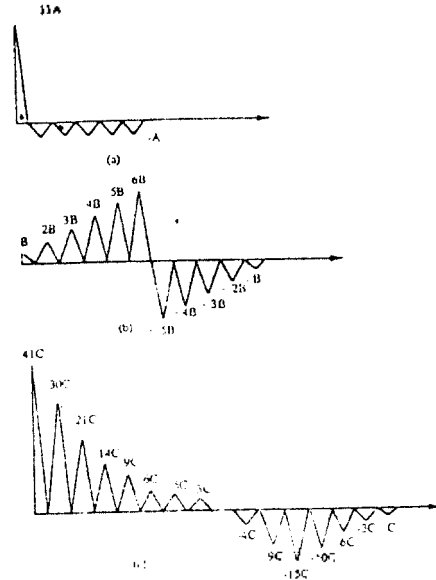


그림 5. 11비트 바카 코드에 대한 (R-G-2) 필터의 출력 파형

마지막으로 계수 A, B, C, D를 구할때 선형 프로그래밍 알고리즘을 적용하지[2]. 편의상 식(21)에서  $D=0$ 인 경우를 살펴보자. 그림 5에 있는 세가지 파형을 합하여 LP 모델을 얻는다. 즉, 구할 최대로 하는 목적함수는

$$J = \max\{11A - B - 41C\} \quad (23)$$

이고, 부연들에 대한 제약조건은

$$\begin{aligned} &|-A + 2B + 30C| < 15, \quad |-A + 3B + 21C| < 15 \\ &|-A + 4B + 14C| < 15, \quad |-A + 5B + 9C| < 15 \\ &|-A + 6B + 6C| < 15, \quad |-5B + 5C| < 15 \\ &|-4B + 3C| < 15, \quad |-3B| < 15 \\ &|-2B - 4C| < 15, \quad |-B - 9C| < 15 \\ &|-15C| < 15, \quad A, B, C > 0 \end{aligned} \quad (24)$$

이다. 결국 식 (23)과 식 (24)로한 모델을 선형 프로그래밍 알고리즘에 적용하여 계수  $A, B, C$ 를 구한다. 이 계수들을 식 (20)에 대입하면 최적 PSL 필터  $(R-G-2)_{LP}$ 를 얻는다.

본 논문에서는 다음과 같은 방법을 제안한다.  $R-G$  필터의 계수를 구할때 최소자승법을 적용하면 MSSL면에서 최적인 필터를 얻는다[9]. 이 필터를  $(R-G)_{LS}$  필터라 하자. 그림 5에 있는 필터 출력의 부엽들의 총 에너지는

$$E = (-A+2B+30C)^2 + (-A+3B+21C)^2 + (-A+4B+14C)^2 + (-A+5B+9C)^2 + (-A+6B+6C)^2 + (-5B+5C)^2 + (-4B+3C)^2 + (-3B)^2 + (-2B-4C)^2 + (-B-9C)^2 + (-15C)^2 + (-10C)^2 + (-6C)^2 + (-C)^2 \quad (25)$$

이다. 주엽을 임의의  $h$ 값으로 하는 제한조건은

$$\Phi = 11A+B+41C - h = 0 \quad (26)$$

이다. Lagrange multiplier  $\lambda$ 를 사용하여 식 (25)를 최소화 하자. 즉, 다음을 최소화하는  $A, B, C$ 를 구하자.

$$U = E - \lambda\Phi \quad (27)$$

식 (27)을  $A, B, C$ 에 대해서 각각 편미분하면 다음과 같은 행렬식이 얻어진다. 즉,

$$\begin{bmatrix} 10 & -40 & -160 \\ -40 & 290 & 480 \\ -160 & 480 & 4020 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 11\lambda \\ \lambda \\ 41\lambda \end{bmatrix} \quad (28)$$

이다 식 (28)을 풀면

$$\begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 6.149\lambda \\ 0.516\lambda \\ 0.715\lambda \end{bmatrix} \quad (29)$$

식(29)에서  $\lambda$ 항으로된  $A, B, C$ 를 식 (26)에 대입하면  $\lambda$ 값을 얻는다. 즉,  $h = 1$ 로 정규화하면  $\lambda = 1.75.38$ 을 얻는다. 결국 계수들은

$$\begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.0815 \\ 0.0074 \\ 0.0023 \end{bmatrix} \quad (30)$$

이다. 이 계수들 식 (20)에 대입하면 최적 MSSL  $(R-G-2)_{LS}$ 를 얻는다.

$(R-G)_{LP}$  필터와  $(R-G)_{LS}$  필터의 성능 비교를 11비트와 13비트 Barker 코드에 대해 표 1과 표 2에

나타내었다. 표에서 보듯이 본 논문에서 제안한  $(R-G)_{LS}$  필터가  $(R-G)_{LP}$  보다 작은 MSSL과 MSL을 갖음을 볼 수 있다.

표 1. 11비트 Barker 코드에 대한 최적  $(R-G)$  필터들의 성능 비교

필터	PSL	MSL	MSSL	LSNR (dB)
$(R-G-1)_{LP}$	-23.86	-34.74	-30.65	-0.30
$(R-G-2)_{LP}$	-30.94	-40.21	-36.38	-0.63
$(R-G-3)_{LP}$	-35.33	-46.33	-41.68	-1.09
$(R-G-1)_{LS}$	-23.77	-34.70	-30.65	-0.29
$(R-G-2)_{LS}$	-29.15	-40.76	-36.69	-0.80
$(R-G-3)_{LS}$	-34.48	-46.66	-41.98	-1.12

표 2. 13비트 Barker 코드에 대한 최적  $(R-G)$  필터들의 성능 비교

필터	PSL	MSL	MSSL	LSNR (dB)
$(R-G-1)_{LP}$	-33.97	-44.31	-40.55	-0.14
$(R-G-2)_{LP}$	-46.35	-58.27	-53.90	-0.20
$(R-G-3)_{LP}$	-60.43	-72.46	-67.68	-0.21
$(R-G-1)_{LS}$	-32.95	-45.96	-41.57	-0.18
$(R-G-2)_{LS}$	-45.47	-59.09	-54.35	-0.20
$(R-G-3)_{LS}$	-59.49	-72.97	-68.49	-0.21

#### IV. 결론

본 논문에서는 Barker 코드에 대한 부엽 억제 필터를 설계하는데 있어서 매우 간단한 구조를 갖는  $R-G$  필터에 최소자승 알고리즘을 적용하여, MSSL의 특성을 최적으로 갖게하는  $(R-G)_{LS}$  필터를 설계했다. 필터의 분포가 일정한 레이다 환경에서는 크기가 비슷한 간섭신호들이 고르게 거리 부엽에 나타날 것이므로 부엽의 평균치가 작아야 한다. 그러므로 이때는 MSSL과 MSL이 작아야 하고, 클러터의 분포가 일정치 않을 때에는 반대인 이유로 해서 PSL이 작아야 하므로 최적  $R-G$  필터들을 선택적으로 사용할 수 있다. 또한 이러한 필터는 spread spectrum 통신 시스템에도 적용될 수 있다. 본 논문에서 기술된  $R-G$  필터 설계방법은 결합 (concatenated) 코드[10]와 PN 코드와 같은 이진 코드 파형에도 적용할 수 있는 일반적인 알고리즘이다.

#### 참고 문헌

- [1] Cook, C. E., and Bernfield, M., *Radar Signals*, Academic Press, NY, 1967.
- [2] Skolnik, M. I., *Introduction to Radar System*, McGraw-Hill, NY 1980.
- [3] Rihaczek, A.W., *Principle of High-Resolution Radar*, McGraw-Hill Book Co., New York, 1969.
- [4] Rihaczek, A. W., and Golden, R. M., "Range sidelobe suppression for Barker codes," *IEEE Trans. on AES*, vol. AES-7, pp. 1087-1092 Nov., 1971.

- [5] Ackroyd, M. H., and Ghani, F., "Optimum mismatched filters for sidelobe suppression." *IEEE Trans. on AES*, vol. AES-9, March 1973, pp. 214-218.
- [6] Baden, J. M. and Cohen, M. N., "Optimal peak sidelobe filters for biphasic pulse compression." *IEEE International Radar Conference*, pp. 249-252, 1990.
- [7] Zoraster, S., "Minimum peak range sidelobe filter for binary phase-coded waveforms," *IEEE Trans. on AES*, Vol. AES-16, No.1, pp. 112-115, Jan., 1980.
- [8] Chen, X. H. and Juhani, O., "A new algorithm to optimize barker code sidelobe suppression filters," *IEEE Trans. on AES*, Vol. AES-3, pp. 673-677, Aug., 1990.
- [9] Jung, K. T., *A Study on the Design of Optimum Mean Square Sidelobe Suppression Filters for Barker Codes*, M.S. Thesis, KAIST, 1991.
- [10] Hollis, E. E., "Comparison of combined Barker codes for radar use", *IEEE Trans. on AES*, Vol. AES-3.