

# Coherent 레이다 신호처리를 위한 저부엽 도플러 필터 뱅크 합성 알고리즘

正會員 金 泰 亨\*, 許 慶 茂\*\*

## Low Sidelobe Digital Doppler Filter Bank Synthesis Algorithm for Coherent Pulse Doppler Radar

Tai-Hyung Kim\*, Kyung-Moo Huh\*\* *Regular Members*

본 논문은 94년도 한국학술진흥재단의 학술연구조성비에 의하여 연구되었음.

### 요 약

본 논문은 Coherent 레이다의 신호처리에 직접 적용할 수 있는 저부엽(low sidelobe) FIR 도플러 필터 뱅크를 Gradient Descent 방법으로 합성하는 알고리즘을 제안 한다. 알고리즘은 레이다 신호처리에서 채용하고 있는 Transversal 형태 FIR 필터의 각 Tap 계수 또는 Zero에 대한 적합한 수치를 계산하는 방법을 제시 한다. 이 방법은 필터 간격을 임의로 선택하여 필요 갯수만큼 합성 할 수 있고, 기존의 Window에 의한 Weighting 방식에 비해서 필터 부엽 레벨이 더 낮아지며 Equal Ripple의 특성을 보인다. 특히 필터의 Zero를 설계 인자로 사용할 경우는 의도적으로 Zero frequency에서의 이득을  $0(-\infty \text{ db})$ 이 되게 하므로서 지면 클러터를 보다 더 효과적으로 제거 할 수 있다. 10 Tap 필터의 합성 경우를 예로 들면 각 Tap 계수를 설계 인자로 했을 때와 Zero들을 설계 인자로 했을 때에 부엽 레벨은 -70db와 -100db 까지 감소 하였고 사양으로 제시된 기준치에도 잘 수렴 하였다. 알고리즘의 성능을 나타내는 기준치에 대한 접근도 및 수렴속도는 비교적 우수하며, 주파수 대역 폭은 기존의 방식을 이용한 필터들과 비교하여 작게 나타나므로서 바람직한 것으로 확인되었다.

이 알고리즘으로 합성된 필터는 표적신호 세력의 손실을 유발하지 않고 클러터를 효과적으로 제거 할 수 있어 탐지 능력과 관련한 성능 향상에 기여 할 수 있다.

### ABSTRACT

In this paper, we propose the low sidelobe digital FIR doppler filter bank synthesis algorithm through the Gradient Descent method and it can be practically applicable to coherent pulse doppler radar signal processing. This

\*國防科學研究所 先任研究員

\*\*檀國大學校 工學大學 電子工學科 助教授

論文番號:95425-1214

接受日字:1995年 12月 14日

algorithm shows the appropriate calculation of tap coefficients or zeros for FIR transversal filter which has been employed in radar signal processor. The span of the filters in the filter bank can be selected at the desired position the designer want to locate, and the lower sidelobe level that has equal ripple property is achieved than one for which the conventional weighted window is used. Especially, when we implemented filter zeros as design parameters it is possible to make null filter gain at zero frequency intentionally that would be very efficient for the elimination of ground clutter. For the example of 10 tap filter synthesis, when filter coefficients or zeros are selected as design parameters the corresponding sidelobe level is reduced to -70db or -100db respectively and it has good convergent characteristics to the desired sidelobe reference value. The accuracy of approach to the reference value and the speed of convergence that show the performance measure of this algorithm are turned out with some superiority and the fact that the bandwidth of filter appears small with respect to one which is made by conventional weighted window method is convinced.

Since the filter which is synthesized by this algorithm can remove the clutter without loss of target signal it strongly contributes performance improvement with which detection capability would be concerned.

## I. 서 론

레이다는 주파수가 높은 전자파를 이득이 큰 안테나를 통해서 복사시킨 다음, 목표물에서 반사되는 전자파를 수신하여 그 위치를 감지하는 장치이다. 고주파의 송, 수신은 일반적으로 마이크로웨이브 영역을 사용하며, 신호처리는 고속 디지털 전용 프로세서를 활용한다. 근래 반도체 기술의 발달은 레이다 디지털 신호처리 분야의 복잡한 알고리즘들에 대한 실시간 구현을 가능케 하였다.

대공 감시 레이다의 신호처리는 반사량(radar cross section)이 비교적 큰 지상 클러터(지표 및 건물 등) 환경에서 반사량이 상대적으로 적고 위협도가 높은 항공 표적 정보를 추출하는 것이며, 이는 표적 이동시 송신 주파수에 대해 수신 주파수가 변화하는 도플러 효과를 이용한 것이다. 레이다 신호의 도플러 프로세싱은 일련의 표적신호 진폭과 위상에 관한 정보를 필요로 하므로 송신 펄스들간 coherence 및 수신기의 동기 복조가 전제되어야 하고, 이와 같은 형태의 송수신기를 장착하고 있는 레이다를 Coherent 레이다라고 부른다.

표적 신호는 I(in phase), Q(quadrature Phase) 2개 채널로 복조되고 A/D 변환기로 디지털화되며 이에 대한 신호처리는 I채널을 실수부, Q 채널을 허수부로 한 복소수 연산을 행한다. 펄스 레이다는 표적 정보를 송신펄스 주기(PRF:pulse repetition frequency)

간격으로 수집하는 sampled data collection 특성을 갖고 있다.

주파수 영역에서의 전이된 도플러 주파수 차이를 이용, 항공 표적(이동표적)만 추출하기 위하여 표적의 실제 속도와 지상 클러터의 스펙트럼 분포를 고려하여 해당 주파수 대역 폭을 커버하는 도플러 필터 뱅크를 디지털 FIR(finite impulse response) 형태로 구현하고, 이중 필터 출력이 가장 큰 것을 선택하면 클러터가 제거된 표적 정보를 얻을 수 있다.

FIR 형식의 도플러 필터는 선형 위상(linear phase) 특성을 유지하여 신호의 distortion이 없으므로 이동 표적을 탐지하는 대공 감시레이다는 모두 이것을 채택하고 있다. 신호 대 잡음비 또는 신호 대 클러터 비율은 도플러 필터를 통한 도플러 프로세싱의 신호 integration 성질에 의해 대폭 개선되며 이러한 관점에서 볼 때 도플러 필터는 coherent integrator로 간주될 수 있다.

인접 필터들간 cross talk 및 클러터 성분의 표적 신호 대역에 대한 간섭 정도는 각 필터의 부엽 특성에 의해서 정해지고, 이는 도플러 프로세싱의 성능을 결정한다. 따라서 저부엽 도플러 필터는 신호처리 이득과 관련하여 탐지 거리 증가 및 열악한 클러터 환경 하에서의 표적검출에 매우 중요한 요건이다. 또한 도플러 필터는 클러터 제거 능력이 충분히 발휘될 수 있도록 주파수 대역 점유 특성을 고려하여 위치가 선정되어야 하고, 부엽들의 간섭으로 삽입된 성분

해 신호 검출이 방해받지 않도록 그 레벨을 최대한 낮추는 것이 중요하다. 부엽 레벨이 높으면 잡음 재밍에 취약해지며, 표적 검출에 대한 혼신(false alarm 증가)이 일어날 가능성이 커지는 등 문제점이 발생된다. 따라서 도플러 필터 합성 알고리즘은 필터 위치 선정이 자유로워야 되고, 부엽 레벨을 설계 치에 맞출 수 있는 방향으로 고안되어야 한다.

현재 보편적으로 많이 사용되고 있는 DFT 또는 FFT 알고리즘으로 만들어진 필터는 비교적 높은 부엽 특성(-13.6db)을 나타내며, 필터들의 간격( $\frac{2\pi}{N}$ )이

고정되어 있으므로 하여 융통성이 결여되는 등 부적절한 면을 내포하고 있다. 이의 개선을 위해 본 논문은 최소 필터 Tap을 사용하여 부엽 레벨(PSL)을 기준 방식보다 더 낮출 수 있고, 필터 위치를 임의로 선택하여 필요 갯수만큼 합성이 가능한 일반적인 알고리즘을 제시하고 있다. 먼저 만들고자 하는 필터의 부엽레벨(desired sidelobe level, 설계치)이 정해지면 iteration 중인 필터의 부엽과 설계치 사이의 차이를 성능의 지표(performance index, 또는 cost)로 하여 이를 최소화시키는 필터계수를 Gradient 방법으로 구한 후, 같은 방법으로 위치가 다른 여러 개의 필터를 계속 만들어감으로서 필터 뱅크를 합성한다.

FIR transversal 필터(그림 1)의 설계는 직접 각 tap의 계수를 갱신하여 설계 치에 수렴시키는 방법과 전달함수 상에서의 Zero 값들을 파라메타로 한 iteration으로 이루어 질 수 있다. 본 논문은 이 두 가지 방법 각각에 대하여 기술하고 있다. 레이다 할리터의 대부분을 차지하는 지상 클러터는 zero frequency 근처에 에너지가 집중돼 있으므로 이곳의 필터 이득을 0 (-∞ db)가 되도록 하면 클러터 제거능력을 더 한층 개선 할 수 있는데, 이것을 설계에 반영 할 수 있도록 고안된 것이 두 번째 방법이다. 이 방법은 frequency domain의 zero frequency에 해당되는 Zero 값( $Z = \exp(j\omega), \omega \Rightarrow Z = 1$ )을 미리 한 두개의 Zero에 고정적으로 할당시킨 후 나머지 Zero들을 필터 부엽 특성을 결정하는 파라메타로 사용한다. 이렇게 하면 항상 zero frequency response를 0 (-∞ db)가 되도록 할 수 있다.

이러한 방법으로 합성된 도플러 필터 뱅크는 인접 필터 상호간 cross talk의 감소 및 equal ripple등의 바

람직한 특성을 보유하게 됨으로써, 레이다 신호처리시 요구되는 클러터 제거능력을 더 한층 향상 할 수 있다.

## II. 필터 계수 갱신에 의한 합성 알고리즘

그림 1에 나타난 FIR 필터의 전달 함수는 식 (1)과 같이 표시된다.

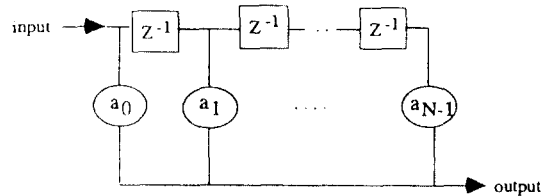


그림 1. FIR Transversal Filter  
Fig 1. FIR Transversal Filter

$$H(Z) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n Z^{-n} \quad (1)$$

필터의 특성은 계수  $\{a_n\}$ 에 의해 정해지는데, 각 위치에 대응하는 M set의 필터 계수는 M개 필터로 이루어진 뱅크를 형성한다.

먼저 DFT를 이용하여 필터를 설계하는 경우에는 0에서  $2\pi$ 를 N등분한 위치에서 각각의 필터들을 구성하게 되고, 각 필터들의 계수는 식(2)와 같이 나타낼 수 있음을 쉽게 알 수 있다.

$$a_n = \frac{1}{N} e^{j \frac{2\pi}{N} kn}, n=0, 1, 2, \dots, N-1, k=0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2)$$

n은 필터 계수 순서이고, k는 필터 주파수 위치가  $(k/N)2\pi$ 인 경우를 의미한다.

이때의 주파수 특성은 식(3)과 그림 2와 같이 되고, 그림에서 빗금친 부분이 부엽(sidelobe)에 해당된다.

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{-j\omega n} = \frac{1}{N} e^{-j\omega(N-1)/2} \frac{\sin(\omega/2 - \frac{\pi k}{N})N}{\sin(\omega/2 - \frac{\pi k}{N})} \quad (3)$$

이식에서 필터의 main lobe는  $\omega = 2\pi k/N$ 에 위치하고 이득의 최대치는 1(0 db)로 normalize 되어 있음을 알 수 있다.

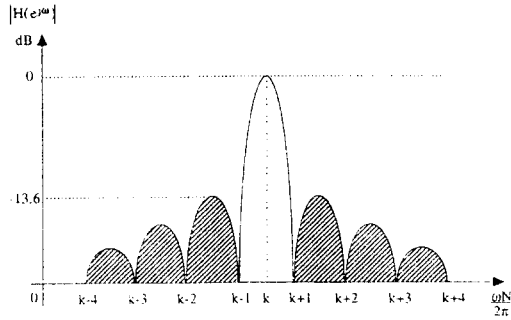


그림 2. DFT로 구현한 필터의 주파수 특성(필터 위치:  $2\pi k/N$ )  
 Fig 2. Frequency Characteristic of Filter by DFT Method (Filter Position:  $2\pi k/N$ )

위 DFT에 의한 필터 설계 경우에서 알 수 있듯이 필터 main lobe는  $2\pi k/N$  값에 위치하므로 만일 식(2)의 필터 계수를 식(4)와 같이 변형시키면  $f_k$  값에 따라 원하는 곳에 필터의 위치를 임의로 정할 수 있다.

$$a_n = \frac{1}{N} e^{j2\pi f_k n}, \quad 0 \leq f_k \leq 1 \quad (4)$$

여기서  $f_k$ 는 k번째 필터 위치를 지정해 주는 실수이다. 따라서 식(4)의  $f_k$  값으로 필터의 위치를 정하고 그에 대응되는  $a_n$ 으로 필터 계수를 초기화(DFT 형식으로 초기화) 하여 목표 부엽 레벨과 실제 부엽레벨의 차이를 최소화하는 steepest descent gradient 방법으로 매 iteration을 통해 필터계수를 갱신 조정해 나가면  $f_k$  위치에서 부엽 레벨이 최소화된 필터 계수를 구할 수 있으며 이와 같은 일을 원하는 각기 다른 필터 위치에서 필요한 수만큼 반복 수행하게 되면 목표하는 필터 뱅크를 합성 할 수 있다.

아래에서 필터의 최적화에 사용된 iteration 알고리즘을 기술하였다.

- 1) 원하는 필터주파수  $2\pi f_k$  ( $0 \leq f_k < 1$ )에 대한 DFT 필터계수  $\{a_n\}$  ( $n=0, \dots, N-1$ )을 식(4)를 이용하여 구하고 이 값을 필터계수의 초기 값으로 한다.
- 2) 구해진  $\{a_n\}$ 에 대한 필터 주파수 응답을 식(3)을

이용하여 계산한다.

3) 주파수 응답중 mainlobe를 제외한 sidelobe 전체에 대하여 부엽 설계 치와 실제 부엽레벨과의 차이를 square sum으로 나타낸 식(5)의 performance index J를 구한다.

$$J = \sum_{\omega \in \text{Sidelobe}} (H_{Ref} - |H(e^{j\omega})|)^2 \quad (5)$$

여기에서 mainlobe를 제외하고 sidelobe 만을 고려 한 것은 필터의 위치와 형태가 DFT 계수에의해 거의 형성되어 있고 다만 sidelobe 감소를 주목적으로 했기 때문이다. 또한  $H_{Ref}$ 는 필터의 부엽 설계치(상수)이며 J는 그 계수  $\{a_n\}$ 의 함수임을 쉽게 알 수 있다.

4) 필터계수  $\{a_n\}$ 을  $A_{i+1} = A_i - \mu \nabla_i$  ( $0 < \mu \leq 1$ )에 의해 갱신한다.

$A_i = [a_0(i), a_1(i), \dots, a_{N-1}(i)]^T$ 는 i번째 iteration때의 필터계수이고, gradient vector  $\nabla_i$ 는 식(6)으로 표현되며  $\mu$ 는 변화 스텝의 크기로서 수렴속도와 수렴정도에 영향을 준다.

$$\nabla_i = \frac{\partial J}{\partial A_i} = \left[ \frac{\partial J}{\partial a_0(i)}, \frac{\partial J}{\partial a_1(i)}, \dots, \frac{\partial J}{\partial a_{N-1}(i)} \right]^T \quad (6)$$

5) 새로 변화된 필터계수  $\{a_n\}$ 에 대하여 과정 2)부터 과정4)까지를 되풀이(iteration)한다. 매 iteration 마다 J의 변화율( $\nabla J_i / J_i$ ;  $\nabla J_i = J_i - \nabla J_{i-1}$ )을 관찰하여 J의 값이 더 이상 감소하고 있지 않다고 생각되는 0.1% (설계자의 기준에 따라 다소간 변동될 수 있음) 미만의 변화만을 보이거나 관측되는 필터 형태에 별다른 변동이 없다고 판단되면 iteration을 끝내고 이때의 계수 값  $\{a_n\}$ 을 최적 필터계수로 확정한다. 이 과정에서 변화 스텝의 크기  $\mu$ 가 적정치 보다 크게되면 J의 변화율은 0.1% 이상의 양과 음의 값을 반복하면서 최적 점의 필터계수에 도달하지 못하므로 J의 변화율이 계속 음의 값으로 유지될 때까지  $\mu$ 를 조금씩 감소시킨다. 감소 비율은 0에서 1 사이의 값으로 그 상황에 따라 적절히 정한다.

6) 필터 뱅크 합성에 필요한 m개 필터(필터 위치:  $2\pi f_k$  ( $k=1, 2, \dots, m$ )) 각각에 대하여 과정 1)에서 과정 5)까지를 되풀이 수행한다. 이렇게 하여 최적 필터계수들의 Set  $\{a_{k,n}; k=1, 2, \dots, m; \text{필터 번호}; n=0, 1, 2, \dots, N-1; \text{필터계수 번호}\}$ 를 구한다.

위 알고리즘은 과정 1)의 초기 값에서 시작하여 목표 부엽 레벨에 따라 조금씩 차이가 있으나 약 150 iteration 후(PC 486DX66 경우 약 13분) 최종 수렴 단계에 도달한다. 수렴속도는 과정 1)의 초기 값과 변화 스텝의 크기  $\mu$ 에 따라 좌우되는데 초기 값이 최종 수렴 치에 근접해 있고  $\mu$ 가 작을수록 수렴속도는 증가한다. 그러나 최종 수렴 치에 근접한 초기 값을 정하기 어렵고, 또한  $\mu$ 가 크면 아예 수렴하지 않거나 최적 점에 도달하지 못하고 그 근처에서 맴도는 경우가 있다. 위 알고리즘은 초기 값을 과정 1)로부터 정하고  $\mu$ 값은 여러 번의 시도를 통하여 대략 0.01 부터 0.1 사이를 사용한다.

부엽레벨 설계치를 각각 -60 db, -70 db, -90 db로 했을 때 위 알고리즘에 의해 설계된 도플러 필터의 특성이 그림3부터 그림5까지에서 결과로 나타나 있다. 여기 예에서는 필터 tap수를 10으로 하였으며, 필터 위치는 편의상  $0.5(\omega = \pi)$ 로 하였다.

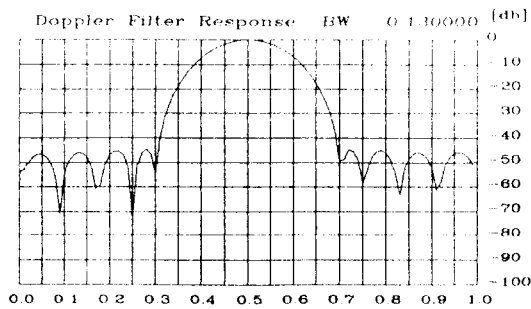


그림 3. 시뮬레이션 결과(목표 부엽레벨: -60 db)  
Fig 3. Simulation Result(Desired Sidelobe Level: -60 db)

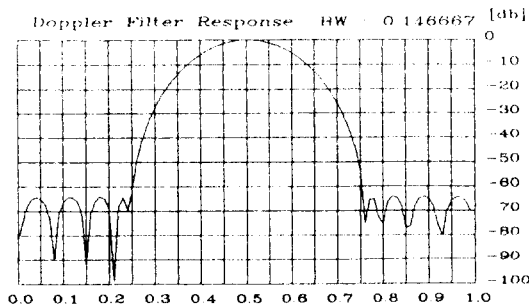


그림 4. 시뮬레이션 결과(목표 부엽레벨: -70db)  
Fig 4. Simulation Result(Desired Sidelobe Level: -70 db)

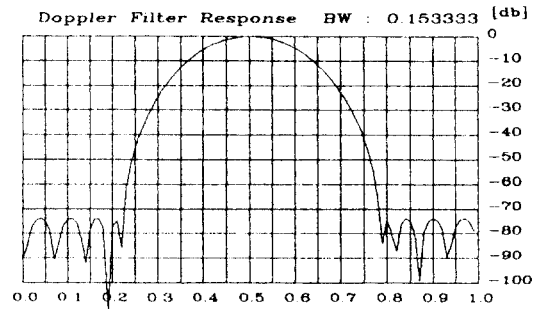


그림 5. 시뮬레이션 결과(목표 부엽레벨: -90 db)  
Fig 5. Simulation Result(Desired Sidelobe Level: -90 db)

이 결과로부터 부엽레벨(PSL)은 각각 -46 db, -65 db, -73 db 로 낮아졌음을 알 수 있다. 한편 부엽레벨 설계치가 낮을수록 수렴 중반 단계에서 performance index J가 작아져서 sidelobe 감소에 있어 한계에 이르는데 이것은 Gradient 방식의 성질에 속한다. 목표 부엽레벨 설계치를 -80 db 이하로 했을 때(-80 db, -90 db, -100 db), 실제 결과는 부엽레벨이 -73 db 이하로는 떨어지지 않았다. 이는 performance index J의 gradient로 필터 계수를 생성하는 상기 알고리즘의 최종적인 한계를 의미한다. 하나의 예로서 아래에서 보아주고 있는 것은 부엽레벨이 -73 db일 경우에 해당 하는 필터계수이다.

$$\begin{aligned}
 a_0 &= 0.004081 - j 0.000460 & a_5 &= -0.153011 + j 0.001012 \\
 a_1 &= 0.021938 + j 0.002015 & a_6 &= 0.114406 + j 0.001710 \\
 a_2 &= 0.061293 - j 0.004333 & a_7 &= -0.061885 - j 0.002267 \\
 a_3 &= 0.113767 + j 0.005624 & a_8 &= -0.022251 - j 0.001301 \\
 a_4 &= 0.152729 - j 0.004287 & a_9 &= -0.004163 - j 0.000335
 \end{aligned}$$

3가지 경우에 대한 결과에서 3db bandwidth는 각각 0.13, 0.146, 0.153 으로 부엽레벨(PSL)이 낮아질수록 bandwidth는 증가하고 있음을 알 수 있다. 그러나 타 방법과 비교해 볼 때, 비슷한 부엽레벨(PSL)에 대해 3db bandwidth가 상대적으로 더 좁다는 것을 알 수 있다[표1 참조].

그동안 Hamming이나 Blackman과 같이 입력 sequence에 인위적 weighting을 가하는 window를 사용하여 부엽레벨(PSL)을 낮추는 방법들이 많이 발표되었고(KOZAKIAN), 이들은 weighting에 따른 coherent 이득

표 1. Window를 사용한 방법의 성능

Window	Peak Sidelobe Level (db)	3db Bandwidth	SNR Loss (db)
Hanning(COS <sup>2</sup> )	-32	0.144	1.76
Taylor(N=8)	-40	0.125	1.14
Hamming	-43	0.13	1.34
Blackman	-58	0.168	
Kaiser-Bessel	69	0.171	

감소의 댓가로 부엽레벨(PSL)을 낮춘다<sup>(3)</sup>. 본 알고리즘 역시, 입력 sequence에 대한 직접적인 weighting은 없으나, 최적 필터 계수 산출시 그 효과가 포함되어 부엽레벨 감소에 따른 coherent 이득의 감소를 보이는 유사점을 나타내고 있다.

참고로 표1에 window를 사용한 방법들의 부엽레벨(PSL)과 3db bandwidth, SNR loss등을 나타내었다. (필터의 tap수(N)가 10개일때의 경우로 조건이 같음)

### III. 필터의 Zero 값을 파라메타로 한 필터뱅크 합성 알고리즘

일반적으로 반사량이 큰 클러터가 존재하게 되면 표적 검출이 영향을 받게 되는데, 빠른 속도로 움직이는 대공 표적은 doppler shift 양이 큰 반면에 클러터는 속도가 거의 zero이거나 낮은 속도이어서 doppler shift 양이 작으므로 필터뱅크를 이용하여 이것들을 구분해 내면 표적 검출 성능을 크게 향상시킬 수 있음은 앞서 이미 언급하였다.

본 장에서는 zero frequency 근처 클러터 제거에 있어 보다 유리한 필터의 Zero 값을 파라메타로 한 필터뱅크 합성 알고리즘을 소개한다. 이 방식은 식(7)에서 보듯와 같이 zero frequency에서의 필터 응답을 0 (-∞ db)로 하면서 동시에 클러터 제거 band폭을 넓힐 수 있고 그 폭의 조정이 어느 정도 가능하다. 이는  $\omega=0$ 가 되는 곳( $Z=1$ )에 몇 개의 Zero를 배치하는가에 따라 좌우되는데 많이 배치할수록 제거 폭이 커지는 것이 보통이다. 또한 앞장의 방법에 비해 최종 부엽레벨(PSL) 감소 한계가 더 낮으며 각 부엽들의 크기가 서로 비슷한(equal ripple) 성향을 보인다. 식(1)의 필터 전달 함수는 Zero들로 표현된 (7)식과 같

이 재구성하여 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 H(Z) &= \sum_{n=0}^{N-1} a_n Z^{-n} = a_0 + a_1 Z^{-1} + \dots + a_{N-1} Z^{-(N-1)} \\
 &= a_0 Z^{-(N-1)} \prod_{i=0}^{N-2} (Z - Z_i)
 \end{aligned}
 \tag{7}$$

전체 N-1개 Zero중 1~2개의 Zero(전체 Zero갯수의 1/3이내)를 항상 1의 값으로 고정시키고 나머지 Zero들을 performance index J가 감소하는 방향으로 Gradient 방법을 통해 바꾸어 나가는 방법이다. 여기에서는 필터계수 대신 Zero들의 값(위치)을 파라메타로 사용하는 것이 중요 차이점이며 이때 각 Zero들의 크기는 항상 1로서( $|Z|=1$ ) unit circle 위에 존재하며 phase 만 바뀌어 간다.

수행 알고리즘은 대부분 2장과 같으며 다만 사용 파라메타 만이 다르다. 사용된 iteration 알고리즘은 다음과 같다. 1)클러터 제거 대역 폭을 고려하여 최대 전체 Zero 갯수의 1/3 범위 내에서 적절한 갯수(L개)의 Zero를  $1 \angle 0^\circ$ 에 위치하도록 한다. 나머지 Zero들은 크기가 모두 1이며 Phase만이 임의로 서로 다르게 선택된다.

2)Zero들의 값이 정해졌으므로 주파수 응답을 식(8)에 의해 계산한다.

$$H(e^{j\omega}) = a_0 e^{-j\omega(N-1)} \prod_{i=0}^{N-2} (e^{j\omega} - Z_i)
 \tag{8}$$

3)위에서 계산된 주파수 응답과 선정된 필터 위치를 중심으로  $0.1 \times 2\pi$ (합성될 필터의 밴드 폭을 고려하여 적절히 정한 값, 필터의 main lobe 형성이 주목적)이므로 개략적인 범위만 정해주면 별 영향을 주지 않

음:예로서 10 탭의 경우:  $0.1 \times 2\pi$ , 20 탭의 경우:  $0.05 \times 2\pi$ 의 대역을 갖는 직사각형을 reference로 하여 상호 비교한 차이 값을 제공한 후 이것들의 합을 구해 식(9)로 표시된 performance index(J)를 계산한다.

$$J = \sum_{\omega \in [0, 2\pi]} (H_{Ref} - |H(e^{j\omega})|)^2 \quad (9)$$

이과정은 unit circle 위에서 임의로 선택된 Zero들의 위치를 조정하여 필터의 main lobe를 선정된 위치에 형성 시키고 부엽 레벨을 일정 수준까지 낮추도록 한다. 그러나 main lobe가 어느정도 형태를 갖춘후에는 main lobe에서 발생한 reference에 대한 error가 부엽 레벨에서 생기는 error 보다 원등히 크게되어 performance index J의 주된 부분을 차지하므로 main lobe 형태에 별 변화가 없는 분 알고리즘의 경우는 위 직사각형의 reference만으로는 부엽 레벨 감소가 한계에 이른다. 이의 보완책으로 과정 6)에서 설명하고 있는 바와 같이 main lobe를 제외한 부엽(side lobe) 레벨에 대한 error만으로 performance index J를 재 설정하면 부엽 레벨을 설계 치까지 낮출 수 있다. 이때 main lobe가 performance index J의 계산에서 제외됨에 따른 형태의 변화는 거의 무시할 수 있는 수준이고 위치에 대하여는 약간의 변동이 생길 수 있는데 이는 과정 7)에 기술된 방법으로 수정 가능하다.

4)복소수 평면의 unit circle 위에서 필터의 Zero값을  $1 \angle 0^\circ$ 에 고정시킨 L개의 Zero( $\phi_i(i)=0, \phi_i(i)=0, \dots, \phi_{L-1}(i)=0$ )를 제외하고 나머지 Zero( $1 e^{j\theta}$ )들에 대하여 phase( $\phi$ )만을 파라메타로 하여 식(10)의 방법으로 변화시킨다.

$$A_{i+1} = A_i - \mu \nabla_i \quad (0 < \mu \leq 1) \quad (10)$$

$A_i = [\phi_L, \phi_{L+1}(i), \dots, \phi_{N-2}(i)]^T$ 는 i번째 Iteration때의 Zero들의 Phase( $\phi$ )값이고, Gradient Vector  $\nabla_i$ 는 식(11)으로 표현되며  $\mu$ 는 변화 스텝의 크기로서 수렴속도와 수렴정도에 영향을 끼친다.

$$\nabla_i = \frac{\partial J}{\partial A_i} = \left[ \frac{\partial J}{\partial \phi_L(i)}, \frac{\partial J}{\partial \phi_{L+1}(i)}, \dots, \frac{\partial J}{\partial \phi_{N-2}(i)} \right]^T \quad (11)$$

5)변화된 Zero 값을 가지고 과정2)로 되돌아가 과정4)까지 반복 수행하여 reference에 의해 주어진 필터의

위치와 형상이 어느 정도 윤곽을 나타낼 때까지 계속 한다.

6)대략적인 형태가 드러난 필터의 Zero값으로 과정2)의 수과수 응답을 계산하고 그중 Mainlobe를 제외한 Sidelobe 전체에 대하여 부엽 설계 치와 실제 부엽레벨과의 차이를 Square Sum으로 한 Performance Index J를 식(12)와 같이 재 설정한다.

$$J = \sum_{\omega \in \text{Sidelobe}} (H_{Ref} - |H(e^{j\omega})|)^2 \quad (12)$$

여기에서  $H_{Ref}$ 는 필터의 부엽 설계치(상수)이며 J는 그 필터의 Zero 값들  $\{Z_i, i=0, 1, 2, \dots, N-2, i=0, 1, \dots, L-1$ 까지는 초기 고정치로서  $1 \angle 0^\circ$ 의 함수이다.

7)과정4)를 수행하여 Zero들의 Phase( $\phi$ )를 새로 갱신하고 과정6)의 Performance Index J를 산출한다. 이 절차를 되풀이(Iteration)해 가면서 매 Iteration 마다 J의 변화율( $\Delta J_i/J_i; \Delta J_i = J_i - J_{i-1}$ )을 관찰한다. 이 값이 0.1%(실제자의 기준에 따라 다소간 변동될 수 있음) 미만으로 더이상 J의 값이 감소하지 않는 상태에 도달되었거나 관측되는 필터 형태가 설계 사양에 거의 도달하여 별다른 변동이 없다고 판단되면 Iteration을 끝내고 그때의 Zero들의 값  $\{Z_i, i=0, 1, 2, \dots, N-2, i=0, 1, \dots, L-1$ 까지는 초기 고정치로서  $1 \angle 0^\circ$ 이다.)을 최적 필터 Zero값으로 확정한다. 이 과정에서 변화 스텝의 크기  $\mu$ 가 적정치 보다 크게되면 아예 수렴하지 않거나 J의 변화율이 0.1% 이상인 양과 음의 값을 반복하면서 최적 점에 도달하지 못하므로 수렴이 보장되는 범위내에서 J의 변화율을 계속 음의 값이 되게 하는 쪽으로  $\mu$ 를 조금씩 감소시킨다. 감소 비율은 0에서 1 사이의 값으로 상황에 따라 적절히 정한다. 이 과정에서 생성된 필터는 최초 위치로부터 약간 벗어날 수 있는데, 그만큼에 해당하는 Phase를 파라메타로 사용된 모든 Zero( $Z_L, Z_{L+1}, \dots, Z_{N-2}$ )에 대해 이동 시키면 Frequency Response의 변동을 초래하지 않고 수정 가능하다. 여기까지가 1개의 필터를 합성하는 과정이다.

8)필터 뱅크 합성에 필요한 m개 필터(필터 위치:  $2\pi f_k(k=1, 2, \dots, m)$  각각에 대하여 과정 1)에서 과정 7)까지를 되풀이 수행한다. 이렇게 하여 최적 필터들의 Zero들의 값에 대한 Set  $\{Z_{k,n}; k=1, 2, \dots, m; \text{필터 번호}: n=0, 1, 2, \dots, N-1; \text{Zero들의 번호}\}$ 를 구한다.

9)이 Zero들을 가지고 그림1의 transversal type FIR 필터를 구현하기 위해서는 식(7)에서 보는 바와 같이 곱으로 표시된 모든 항을 N-1차의 다항식으로 전개하여 그 계수들을 필터의 계수로 사용해야 된다.

상기의 알고리즘은 과정 1)의 초기 값으로부터 시작하여 목표 부엽 레벨에 따라 약간씩 다르지만 약 300 iteration후(PC 486DX66 경우 약 25분) 종말 수렴 단계에 도달한다. 수렴속도는 2장의 경우와 같이 초기 값과 변화 스텝의 크기  $\mu$ 에 따라 달라지는데 초기 값이 최종 수렴 치에 근접해 있고  $\mu$ 가 클수록 수렴속도는 빨라진다. 위 알고리즘에서 초기 값은 과정 1)로부터 정했고  $\mu$ 값은 여러 차례의 경험적인 시도를 통하여 대략 0.01 근처를 사용했다.

그림 6, 7은 부엽레벨 설계치를 -60 dB로 하고 전체 Zero의 갯수는 10개로써 그중 2개를  $1 \angle 0^\circ$ 에 고정적으로 정해두고 나머지 8개를 파라메타로 해서 이 알고리즘으로 구현한 필터의 응답 특성 및 이들 필터들로 구성된 필터 뱅크가 나타나 있다. 이 결과에서 zero frequency의 필터 응답은  $-\infty$  dB가 되는 Null을 이루며 부엽레벨(PSL)도 설계치인 -60 dB 근처에서 크기가 거의 비슷한 equal ripple 특성을 보이고 있다. 2장에서 소개한 방법은 설계치가 -60 dB인 경우 실제 부엽레벨은 -50 dB 이하로 내려가지 않았으나 여기에서는 설계치와 잘 일치하고 있음을 참고 삼아 지적해 둔다.

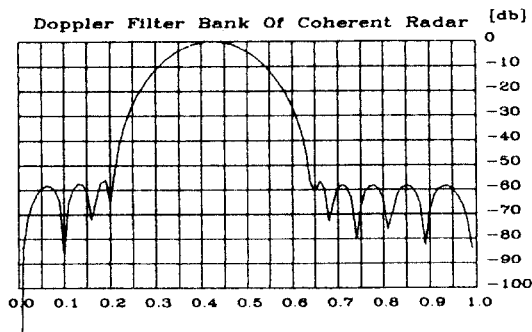


그림 6. 필터 응답 특성(목표 부엽레벨: -60 db)  
Fig 6. Filter Response Characteristic(Desired Sidelobe Level: -60 db)

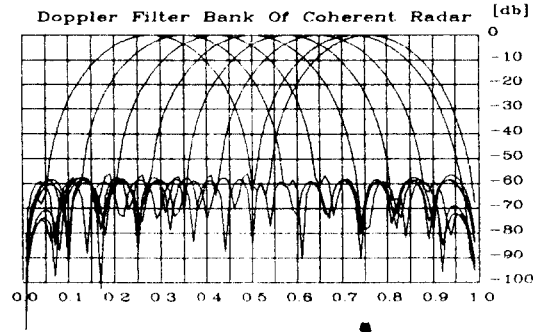


그림 7. 필터 뱅크 응답 특성(목표 부엽레벨: -60 dB)  
Fig 7. Filter Bank Response Characteristic(Desired Sidelobe Level: -60 db)

그림 8부터 그림10까지는 부엽레벨 설계치를 각각 -80 dB, -100 dB, -110 dB로 했을때의 결과이며, 필터 Zero 갯수는 앞과 같고 필터 위치는 0.4이다.

위 결과에서 부엽레벨은 -110 dB 까지도 감소 가능함을 보여 준다. 그러나 부엽레벨이 너무 낮은 것만이 꼭 바람직한 것은 아니고 H/W의 한계(예를 들어 A/D 변환기 bit수) 및 설계조건을 고려하여 적정 수준을 택하는 것이 필요하다. 부엽레벨과 대역폭의 관계는 일반적으로 반비례 관계에 있으므로 부엽레벨을 작게 할수록 3dB bandwidth는 늘어난다. 또한 -110 dB의 3dB bandwidth는 0.155로서, 2장 알고리즘의 -73 dB 경우(0.1533)와 거의 비슷한데 이는 Zero가 10개인 필터는 계수가 10개인 것보다 tap수에 있어 1

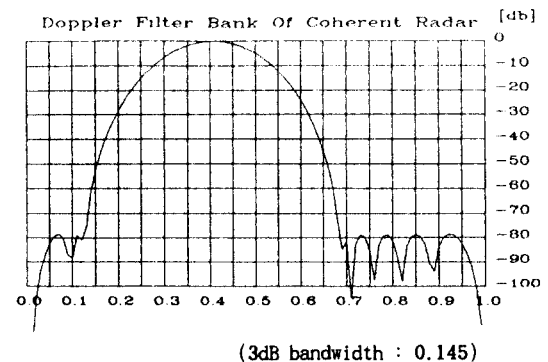


그림 8. 필터 응답 특성(목표 부엽레벨: -80 dB)  
Fig 8. Filter Response Characteristic(Desired Sidelobe Level: -80 db)



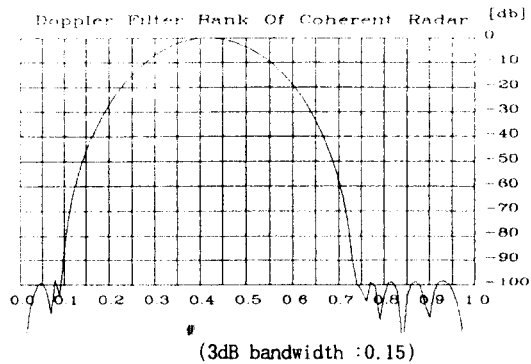


그림 9. 필터 응답 특성(목표 부엽레벨: -100 dB)  
Fig 9. Filter Response Characteristic(Desired Sidelobe Level: -100 db)

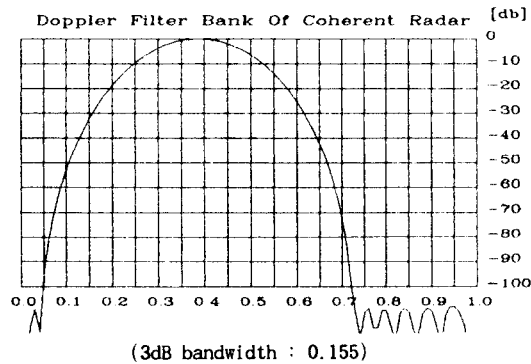


그림 10. 필터 응답 특성(목표 부엽레벨: -110 dB)  
Fig 10. Filter Response Characteristic(Desired sidelobe Level: -110 db)

개 더 많기 때문이다(식(7) 참조). 따라서 필터의 Zero 를 9개로 하여 tap-수를 10개로 했을때 3dB bandwidth 는 -80 dB 경우 0.155, -100 dB는 0.16, 그리고 -110 dB 는 0.165가 되었다.

참고로 부엽레벨이 -110 dB일때 필터의 Zero들은 다음과 같다.

$$z_0 = 1 \angle 0^\circ$$

$$z_1 = 1 \angle 0^\circ$$

$$z_2 = 1 \angle 16.805267^\circ = 0.9573 + j 0.2891$$

$$z_3 = 1 \angle 23.879022^\circ = 0.9144 + j 0.4048$$

$$z_4 = 1 \angle 268.52592^\circ = -0.0257 - j 0.9997$$

$$z_5 = 1 \angle 271.186042^\circ = 0.0207 - j 0.9998$$

$$z_6 = 1 \angle 284.431964^\circ = 0.2492 - j 0.9684$$

$$z_7 = 1 \angle 299.659843^\circ = 0.4948 - j 0.8690$$

$$z_8 = 1 \angle 317.271622^\circ = 0.7346 - j 0.6785$$

$$z_9 = 1 \angle 355.267968^\circ = 0.9083 - j 0.4184$$

필터의 Zero 값이  $1 \angle 0^\circ$ 에 여러개가 중복 해서 위치 했을때의 영향을 살펴보기 위해서 그림11과 그림 12에는 목표 부엽레벨이 -70 dB 일때 한개의 Zero만이  $1 \angle 0^\circ$ 에 위치하는 경우와 세개의 Zero가  $1 \angle 0^\circ$ 에 위치 했을때를 보여 주고 있으며,  $1 \angle 0^\circ$ 에 위치한 Zero의 갯수가 많을수록 Zero frequency 근처에서의 클리터 세기 대역폭은 넓어지고 main lobe의 3dB

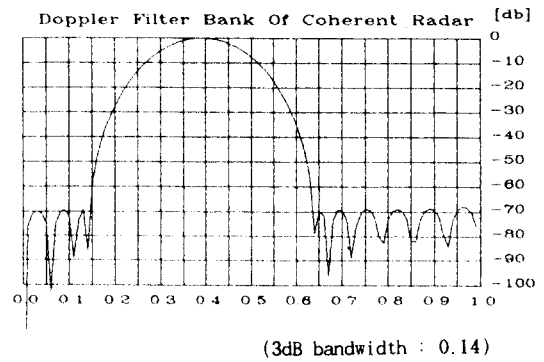


그림 11. 필터 응답 특성(한개의 Zero가  $1 \angle 0^\circ$ 에 위치)  
Fig 11. Filter Response Characteristic(One Zero at  $1 \angle 0^\circ$ )

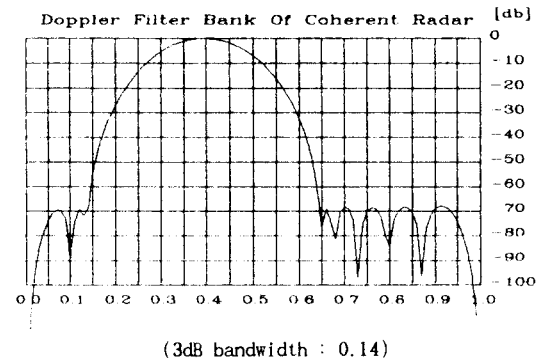


그림 12. 필터 응답 특성(세개의 Zero가  $1 \angle 0^\circ$ 에 위치)  
Fig 12. Filter Response Characteristic(Three Zeros at  $1 \angle 0^\circ$ )

bandwidth도 커지는 경향이 있음을 알 수 있다. 따라서  $1 \angle 0^\circ$ 에 위치할 Zero의 갯수는 클러터 점유 대역폭과 요구되는 main lobe의 3dB bandwidth를 고려하여 적절히 선택 되어야 한다.

이 결과에서 보았듯이 필터의 Zero 값을 파라메타로 한 알고리즘은 클러터 제거에 있어 보다 많은 융통성을 발휘할 수 있고, -110 dB 이하의 낮은 부엽 레벨까지도 필요시 합성 가능하며 그에 대한 3dB 밴드폭의 증가는 상대적으로 적음을 보여 준다.

#### IV. 결 론

본 논문은 Coherent 레이다 신호처리에 있어 필수적인 역할을 수행하는 클러터 제거용 필터 구현에 대하여 FIR 필터의 계수 또는 Zero들을 파라메타로 하여 부엽 레벨을 성능지표로 삼아 이를 감소시키는 Gradient(steepest descent) 방법으로 기존의 입력 신호 손실을 초래하는 window 방식과는 달리 부엽 레벨(PSL)을 상당 수준(-60db 이하)까지 낮출 수 있고, 각 부엽들의 크기가 서로 비슷한 equal ripple 특성을 보유하며, 원하는 곳에 필터 위치를 자유로이 선택하여 필요한 갯수만큼 합성 가능한 일반적인 알고리즘을 제안하였다. 특히 필터의 Zero 값을 파라메타로 한 알고리즘은 클러터 제거 대역폭과 부엽 레벨 감소에 있어 이를 조절할 수 있는 보다 많은 융통성을 보

여 주었다.

따라서 본 알고리즘으로 합성된 저부엽 도플러 필터뱅크는 보다 향상된 클러터 제거 능력과 인접 필터들간 cross talk의 현저한 감소등 여러 바람직한 특성을 보임에 따라 많은 산악 지형으로 인해 클러터 환경이 열악한 국내 레이다 운용 요건하에서 탐지거리 증가 및 표적 검출 능력 향상을 기대할 수 있어 레이다 신호처리 분야의 발전에 크게 기여할 수 있다.

#### 참 고 문 헌

1. Jame A. Scheer & James L. Kurtz, Coherent Radar Performance Estimation, Artech House, Inc., pp. 145~210, 1993.
2. Ramon Nitzberg, Adaptive Signal Processing for Radar, Artech House, Inc., pp. 34~38, 1992.
3. Fredric J. Harris, "On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform," Proceedings of the IEEE, Vol. 66, 1, pp. 51~83, January 1978.
4. Alan V. Oppenheim & W. Schaffer, Digital Signal Processing, Prentice-Hall Inc., pp.237~250, 1975.
5. Herman J. Blinichikoff & Anatol I. Zverev, Filtering in the Time and Frequency Domains, John Wiley & Sons, Inc., pp.345~350, 1976.



金 泰 亨(Tai-Hyung Kim)正會員  
 1957年 7月 8日生  
 1979年 2月: 全南大學校 電氣工學科 卒業(工學士)  
 1981年 2月: 韓國科學技術院 電氣 및 電子工學科 卒業(工學碩士)  
 1994年 3月~: 韓國科學技術院 電氣 및 電子工學科 博士課程

1981年 3月~現在: 國防科學研究所 先任研究員



許 慶 茂(Kyung-Moo Huh)正會員  
 1956年 9月 1日生  
 1979年 2月: 서울大學校 工大 電子工學科 卒業(工學士)  
 1981年 8月: 韓國科學技術院 電氣 및 電子工學科 卒業(工學碩士)

1989年 8月: 韓國科學技術院 電氣 및 電子工學科 工學博士

1981年~1992年: 大宇重工業 中央研究所 責任研究員  
 1993年~現在: 檀國大學校 工學大學 電子工學科 助教授