

복합 방공망 구축물에서의 Coherent 레이다 설비의 저부엽 도플러 필터 뱅크 설계 알고리즘에 관한 연구

(A Study on the Low Sidelobe Doppler Filter Bank Design Algorithm
for Coherent Radar Equipment in Complex Air-Defense System)

許慶茂* · 金泰亨**

(Kyung-Moo Huh · Tai-Hyung Kim)

요 약

레이다 설비 장치는 공방 관제용, 항공 감시용, 해상 감시용 및 선박 항해용, 기상 관측용 그리고 군용으로 대공 감시 및 추적등에 사용되는 일반 통신 설비의 부류의 하나이다. 특히 안전 및 보안의 중요도가 높은 국가 핵심 기관이나 시설등에 있어서는 레이다 설비를 포함한 정보 통신 설비가 집약된 복합 방공망이 구축되어야 할 필요가 많다.

본 논문에서는 이러한 레이다 설비 장치중 가장 널리 쓰이는 coherent 레이다 설비 장치의 신호처리 기능인 도플러 프로세싱에 직접 적용할수 있는 필터 뱅크 설계 알고리즘으로서, 부엽 레벨(peak sidelobe level, PSL)을 기존 방식보다 훨씬 더 낮출수 있고 필터 간격을 임의로 선택하여 필요 갯수만큼 합성이 가능하며 아울러 클러터 제거 능력이 한층 더 향상된 필터 뱅크 설계 방법을 제안한다. 이 알고리즘 사용으로 합성된 필터 뱅크는 부엽 레벨이 equal ripple 특성을 나타내고 목표물에 대한 신호 대 잡음비(target SNR)의 저하 없이 부엽 레벨(PSL)을 설계치만큼 감소시킬수 있어 표적 검출 능력을 더한층 향상할수 있다.

알고리즘의 성능을 나타내는 설계치 접근도 및 수렴속도는 비교적 양호하며, 주파수 대역폭은 weighting을 이용한 필터들과 비교하여 작게 나타나므로서 바람직한 것으로 확인되었다.

Abstract

In this paper, we propose the low sidelobe digital doppler filter bank design algorithm which is practically applicable to coherent radar equipment in complex air-defense system. Using the proposed algorithm, we can obtain a digital doppler filter bank of lower peak sidelobe level and higher clutter suppression capability.

In this method, it is possible to achieve higher target-detectability without loss of Target SNR. The proposed algorithms are verified by simulations and experiments.

*正會員: 단국대학교 공학대 전자공학과 조교수
接受日字: 1995年 11月 6日

**正會員: 국방과학연구소 선임연구원

1. 서 론

레이다 설비 장치는 통신 시스템의 범주에서 공항 관제용, 항공 감시용, 해상 감시용 및 선박 항해용, 기상 관측용, 그리고 군용으로 대공 감시 및 추적등에 사용되는 일반 통신 설비의 부류의 하나이다. 특히 안전 및 보안의 중요도가 높은 국가 핵심 기관이나 시설등에 있어서는 레이다 설비를 포함한 정보 통신 설비가 집약된 복합 방공망이 구축되어야 할 필요가 많으며, 레이다 설비에서 획득된 정확한 정보는 방공망 구축물내의 통신 장치를 통하여 정보소요 장치로 이동된다. 레이다 설비 장치는 대개 안테나, 송수신기, 신호처리기, 전원변환 장치등으로 구성되고 있다. 본 논문에서는 이러한 레이다 설비 장치중 가장 널리 쓰이는 coherent 레이다 설비 장치의 신호처리 기능인 도플러 프로세싱에 직접 적용할 수 있는 저부엽(low sidelobe)도플러 필터뱅크 설계 알고리즘으로서, 부엽 레벨(peak sidelobe level, PSL)을 기존 방식보다 훨씬 더 낮출 수 있고, 필터 간격을 임의로 선택하여 필요 갯수만큼 합성이 가능하며 아울러 클러터 제거 능력이 한층 더 향상된 필터뱅크 설계 방법을 제안한다.

레이다 설비 장치는 주파수가 높은 전자파를 이득이 큰 안테나를 통해서 복사시킨 다음, 목표물에서 반사되는 전자파를 수신하여 그 위치를 감지하는 장치이다. 대공 감시 레이다의 신호처리는 반사량(radar cross section)이 비교적 큰 지상 클러터(지표 및 건물 등) 환경에서 반사량이 상대적으로 적고 위험도가 높은 항공 표적 정보를 추출하는 것이며, 이는 표적이동시 송신 주파수에 대해 수신 주파수가 변화하는 도플러 효과를 이용한 것이다. 레이다 신호의 도플러 프로세싱은 일련의 표적신호 진폭과 위상에 관한 정보를 필요로 하므로 송신펄스들간 coherence 및 수신기의 동기 복조가 전체되어야 하고, 이와같은 형태의 송수신기를 장착하고 있는 레이다를 coherent 레이다라고 부른다.

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 필터뱅크를 디지털 FIR(finite impulse response) 형태로 구현하고 이중 필터 출력이 가장 큰 것을 선택하면 클러터가 제거된 표적 정보를 얻을 수 있다.

FIR 도플러 필터는 선형 위상(linear phase) 특성을 유지하여 신호의 찌그러짐이 없으므로 이동 표적을 탐지하는 대공 감시 레이다는 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 볼때 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 환경하에서의 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 성분에 의해 신호 검출이 방해받지 않도록 부엽 레벨을 최대한 낮추는 것이 중요하다. 부엽 레벨이 높으면 잡음 재밍에 취약해지며 표적 검출에 대한 혼선이 일어날 가능성이 커지는 등 문제점이 발생된다. 따라서 도플러 필터 합성 알고리즘은 필터 위치 선정이 자유로워야 되고 부엽 레벨을 설계치에 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 융통성이 결여되는 등 부적절한 면을 내포하고 있다.^{1), 2)} 또한 Hamming이나 Blackman과 같이 윈도우(window)를 사용하여 부엽레벨(PSL)을 낮추는 방법들이 그동안 많이 발표되었지만^{3), 4), 5)}, 이들은 입력 신호에 인위적인 weighting을 줌으로써 신호의 손실을 일으켜 목표물에 대한 신호 대 잡음비

(target SNR)를 감소시키는 단점을 가지고 있다. 표 1에 윈도우(window)를 사용한 방법들의 부엽 레벨(PSL)과 3dB bandwidth, SNR loss등을 나타내었다.(필터의 tap수(N)가 10개일때의 경우임) 그리고 이들 방법들에 있어서는 클러터(clutter)의 영향으로 인해 레이다의 표적 검출 성능이 현저히 떨어지는 문제점을 공통적으로 안고 있다.⁴⁾

이의 개선을 위해 본 논문에서는 최소 필터 tap을 사용하여 부엽 레벨(PSL)을 DFT/FFT에 의한 방법이나 윈도우를 사용한 방법보다 더 낮출수 있고 필터 위치를 임의로 선택하여 필요 갯수만큼 합성이 가능하도록 함과 동시에, 레이다 클러터의 대부분을 차지하는 지상 클러터가 zero frequency 근처에 에너지가 집중돼 있으므로 이곳의 필터 이득을 0(-∞ db)가 되도록 하여 클러터 제거능력을 더 한층 개선시킬수 있도록 한 필터 뱅크 합성 알고리즘을 제안한다. 이 알고리즘에서는 주파수 영역에서 주파수가 영에 해당되는 zero 값($z = \exp(jw)$, $w=0 \Rightarrow z=1$)을 미리 한 두개의 zero에 고정적으로 할당시킨 후 나머지 zero들을 필터 부엽 특성을 결정하는 파라메타로 사용하는 것이 핵심 구조이다.

2. 필터의 Zero 값을 파라메타로 한 필터 뱅크 합성 알고리즘

본 장에서는 최소 필터 tap을 사용하여 부엽 레벨(PSL)을 훨씬 낮출수 있고 클러터 제거능력을 한층 더 향상시킬수 있으며 필터 위치를 임

표 1. Window를 사용한 방법의 성능
Table 1. Performance of Window Method

Window	Peak Sidelobe Level [dB]	3[dB] Bandwidth	SNR Loss [dB]
Triangle	-27	0.128	
Cosine-Pedestal	-30	0.125	0.74
Hanning(COS ²)	-32	0.144	1.76
Taylor(N=8)	-40	0.125	1.14
Hamming	-43	0.13	1.34
Hanning(COS ⁴)	-47	0.194	2.88
Blackman	-58	0.168	
Kaiser-Bessel	-69	0.171	

의로 선택하여 필요 갯수만큼 합성이 가능하도록 한 필터 뱅크 합성 알고리즘을 제안한다.

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

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

필터의 특성은 계수 $\{a_n\}$ 에 의해 정해지는데, 각 필터 위치에 대응하는 m set의 필터계수는 m 개 필터로 이루어진 뱅크를 형성한다.

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

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

여기서 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.

$$H(e^{jw}) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{-jwn}$$

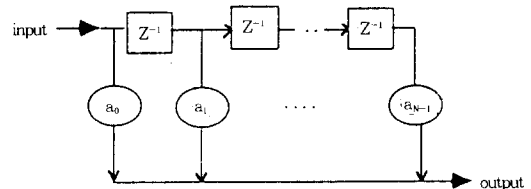


그림 1. FIR 트랜스버살 필터
Fig. 1. FIR Transversal Filter

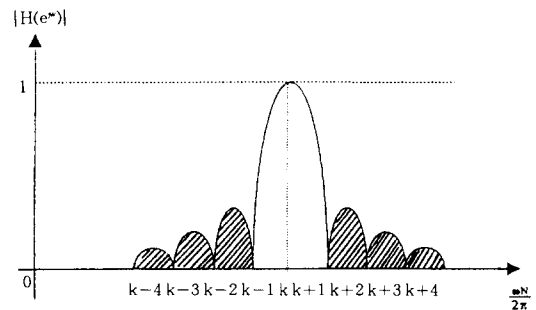


그림 2. DFT로 구현한 필터의 주파수 특성(필터 위치: $2\pi k/N$)
Fig. 2. Frequency Characteristic of Filter by DFT Method (Filter Position: $2\pi k/N$)

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

이 식에서 필터의 메인로브(main lobe)는 $\omega=2\pi k/N$ 에 위치하고 이득의 최대치는 1(0dB)로 정규화(normalization) 되어 있음을 알 수 있다.

본 알고리즘은 먼저 만들고자 하는 필터의 부엽레벨(desired sidelobe level, 설계치)이 정해지면 반복수행(iteration)중인 필터의 부엽과 설계치 사이의 차이를 성능지표(performance index, 또는 cost)로 하여 이를 최소화시키는 gradient 방법을 사용하여 필터의 zero들을 구한 후 같은 방법으로 위치가 다른 여러 개의 필터를 계속 만들어감으로써 필터뱅크를 합성한다.

일반적으로 반사량이 큰 클러터가 존재하게 되면 표적 검출이 영향을 받게 되는데, 빠른 속도로 움직이는 대공 표적은 doppler shift 량이 큰 반면에 클러터는 속도가 거의 zero이거나 낮은 속도이어서 doppler shift 량이 작으므로 필터 뱅크를 이용하여 이것들을 구분해내면 표적 검출 성능을 크게 향상시킬 수 있다. 따라서 zero frequency 근처의 필터 이들을 0(-∞ db)가 되도록 하여 클러터 제거능력을 향상시킬 수 있다는 데에 착안하여 필터 전달함수의 zero값을 파라메타로 한 필터 뱅크 합성 알고리즘을 고안한 것이다. 이 방식은 식(4)에서 보는바와 같이 zero frequency에서 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 배정하는가에 따라 좌우되는데 많이 배정할수록 제거 폭이 커지는 것이 보통이다. 또한 각 부엽들의 크기가 서로 비슷한(equal ripple) 성향을 보인다.

식 (1)의 필터 전달 함수는 zero들로 표현된 (4)식과 같이 재구성하여 나타낼 수 있다.

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n z^{-n} = a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{N-1} z^{-(N-1)} \\ = a_0 z^{-(N-1)} \prod_{k=0}^{N-2} (z - z_k) \quad (4)$$

전체 N-1개 zero중 1~2개의 zero(전체 Zero갯수의 1/3이내)를 항상 1의 값으로 고정시키고 나머지 zero들을 성능지표 J가 감소하는 방향으로

gradient 방법을 통해 바꾸어 나가는 방법이다. 여기에서는 필터계수 대신 zero들의 값(위치)을 파라메타로 사용하는 것이 중요착안점이며 이때 각 zero들의 크기는 항상 1로서($|z|=1$) 단위원(unit circle) 위에 존재하며 위상(phase)만 바뀌어 간다.

본 알고리즘의 수행 과정은 다음과 같다.

1) 클러터 제거 대역 폭을 고려하여 최대 전체 zero 갯수의 1/3범위 내에서 적절한 갯수(L개)의 zero를 $1\angle 0^\circ$ 에 위치하도록 한다. 나머지 zero들은 크기가 모두 1이며 위상(ϕ_k)만이 임의로 서로 다르게 선택된다.

2) Zero들의 값이 정해졌으므로 주파수 응답을 식(5)에 의해 계산한다.

$$H(e^{j\omega}) = a_0 e^{-j\omega(N-1)} \prod_{k=0}^{N-2} -e^{j\omega} - e^{j\omega\phi_k} \quad (5)$$

3) 위에서 계산된 주파수 응답과 선정된 필터 위치를 중심으로 $\frac{2\pi}{m}$ (m : 필터 뱅크 합성에 필요한 필터의 갯수)의 대역을 갖는 직사각형을 reference로 하여 상호 비교한 차이값을 제공한 후 이것들의 합을 구해 식(6)으로 표시된 성능지표 J를 계산한다.

$$J = \sum_{\omega \in [0, 2\pi]} (H_{REF} - |H(e^{j\omega})|)^2 \quad (6)$$

여기에서 reference의 대역으로 $\frac{2\pi}{m}$ 를 설정했지만 실제로는 메인로브가 형성될 수 있는 범위내에서 다소 크거나 작게 잡아도 무리가 없다.

4) 복소수 평면의 단위원(unit circle) 위에서 필터의 zero값을 $1\angle 0^\circ$ 에 고정시킨 것들을 제외하고 나머지 zero들($e^{j\omega\phi_k}$)들에 대하여 위상 $\{\phi_k\}$ 만을 파라메타로 하여 식(7)의 방법으로 변화시킨다.

$$A_{i+1} = A_i - \mu \nabla, (0 < \mu \leq 1) \quad (7)$$

$A_i = [\phi_0(i), \phi_1(i), \dots, \phi_{N-1}(i)]^T$ 는 i번째 반복수행 때의 zero들의 위상 $\{\phi_k\}$ 값들로 이루어진 벡터이고 gradient 벡터 ∇ 는 식(8)로 표현되며 μ 는 변화 스텝의 크기로서 수렴속도와 수렴정도에 영향을 끼친다. 이때 μ 는 설계치 조건에 부합하는 결과를 얻을 수 있는 값으로서 시뮬레이션을 통해서 선택한다.

$$\nabla_i = \frac{\partial J}{\partial A_i} = \left[\frac{\partial J}{\partial \phi_{i(1)}}, \frac{\partial J}{\partial \phi_{i(2)}}, \dots, \frac{\partial J}{\partial \phi_{i(N-1)}} \right]^T \quad (8)$$

5) 새로 변화된 zero값을 가지고 과정 2)로 되돌아가 과정 4)까지 반복 수행하여 reference에 의해 주어진 필터의 위치와 형상이 어느정도 윤곽을 나타낼때까지 계속 한다.

6) 대략적인 형태가 드러난 필터의 zero값으로 과정 2)의 주파수 응답을 계산하고 그중 메인로브(main lobe)를 제외한 sidelobe 전체에 대하여 부엽 설계치와 실제 부엽레벨과의 차이를 square sum으로 한 성능지표 J를 식(9)와 같이 재 설정하여 계산한다.

$$J = \sum_{\omega \in \text{Sidelobe}} (H_{ref} - |H(e^{j\omega})|)^2 \quad (9)$$

여기에서 H_{ref} 는 필터의 부엽 설계치(상수)이며 J는 그 필터의 zero값들 $\{z_i, i=0, 1, 2, \dots, N-2\}$ 의 함수가 된다. 이 계산과정에서 메인로브를 제외하고 sidelobe만을 고려한 것은 필터의 위치와 형태가 거의 형성되어 있고 다만 sidelobe 감소를 주목적으로 했기 때문이다.

7) 과정 4)를 수행하여 zero들의 위상 $\{\phi_i\}$ 를 새로 갱신하고 과정 6)의 성능지표 J를 산출한다. 이 절차를 되풀이해 가면서 매 반복수행때마다 J의 변화율 $(\Delta J/J; \Delta J_i = J_i - J_{i-1})$ 을 관찰한다. 이 값이 0.1[%] 미만으로 더이상 J의 값이 감소하지 않는 상태에 도달되었다고 판단되면 반복수행을 끝내고 그때의 Zero들의 값 $\{z_i, i=0, 1, 2, \dots, N-2\}$ 을 최적 필터 zero 값으로 확정한다. 여기에서 $\{z_i, i=0, 1, 2, \dots, L-1\}$ 은 초기 고정치로서 $1 \angle 0^\circ$ 의 값을 갖는 zero들이며 L은 $1 \angle 0^\circ$ 에 위치한 zero의 갯수를 의미한다. 이때 생성된 필터는 최초 위치로부터 약간 벗어날 수 있는데 그만큼에 해당되는 위상을 파라메타로 사용된 모든 zero에 대해 이동시키면 주파수 응답(frequency response)의 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 set $\{z_{k,n}, k=1, 2, \dots, m; n=0, 1, 2, \dots, N-1; \text{zero들}$

의 번호)를 구한다.

9) 이 zero들을 가지고 그림 1의 FIR transversal 필터를 구현하기 위해서는 식(4)에서 보는 바와 같이 곱으로 표시된 모든 항을 N-1차의 다항식으로 전개하여 그 계수들을 필터의 계수로 사용해야 된다.

3. 결과 및 고찰

그림 3과 그림 4는 부엽레벨 설계치를 -60 [dB]로 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 나타나있다. 이 결과에서 zero frequency의

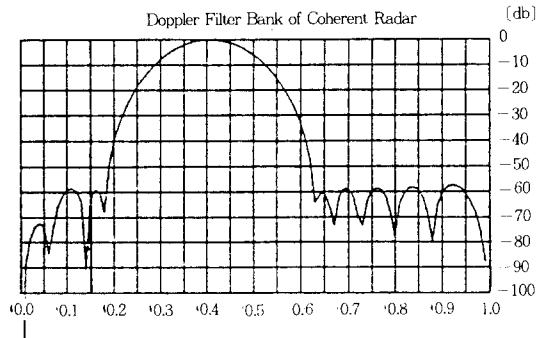


그림 3. 필터 응답 특성(목표 부엽레벨 : -60[dB])
Fig. 3. Filter Response Characteristic
(Desired Sidelobe Level : -60[dB])

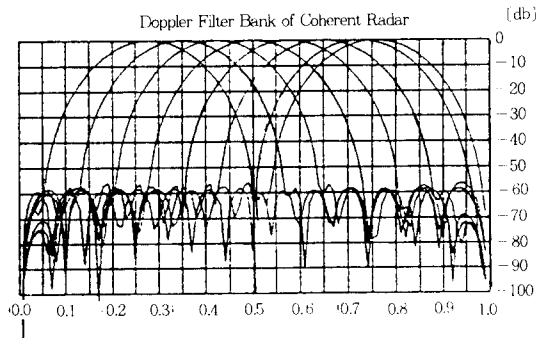


그림 4. 필터뱅크 응답특성(목표 부엽레벨 : -60[dB])
Fig. 4. Filter Bank Response Characteristic
(Desired Sidelobe Level : -60[dB])

필터 응답은 $-\infty$ [dB]가 되는 null을 이루며 부엽 레벨(PSL)도 설계치인 -60 [dB] 근처에서 크기가 거의 비슷한 equal ripple 특성을 보이고 있다.

그림 5부터 그림 7까지는 부엽레벨 설계치를 각각 -70 [dB], -100 [dB], -110 [dB]로 했을때의 결과이며 필터 zero 갯수는 앞과 같고 필터 위치는 0.4이다.

위 결과에서 부엽레벨은 -110 [dB]까지도 감소 가능함을 보여준다. 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 3[dB] bandwidth는 늘어난다. 그러나 타 방법과 비교해

볼 때, 부엽레벨(PSL)이 더 작으면서도 3[dB] bandwidth는 상대적으로 더 좁다는 것을 알 수

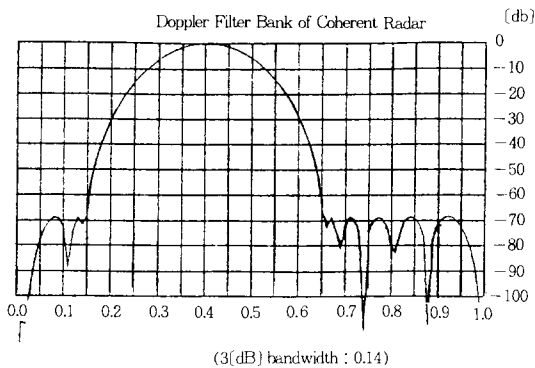


그림 5. 필터 응답 특성(목표 부엽레벨 : -70 [dB])
Fig. 5. Filter Response Characteristic
(Desired Sidelobe Level : -70 [dB])

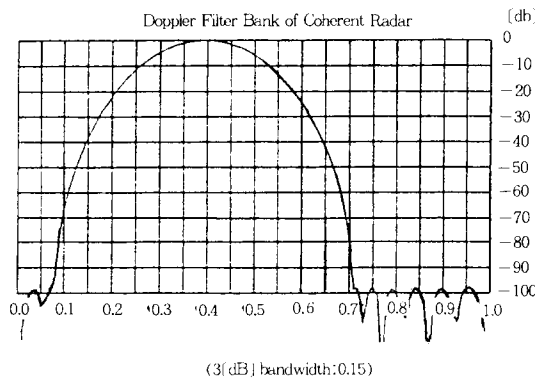


그림 6. 필터 응답 특성(목표 부엽레벨 : -100 [dB])
Fig. 6. Filter Response Characteristic
(Desired Sidelobe Level : -100 [dB])

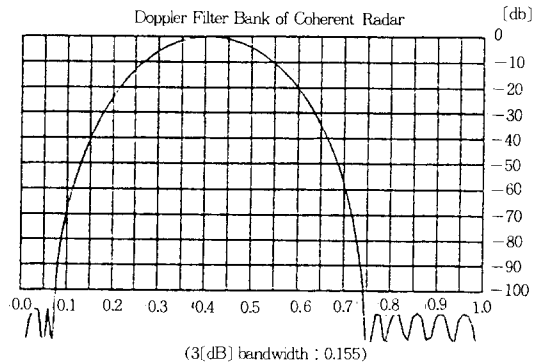


그림 7. 필터 응답 특성(목표 부엽레벨 : -110 [dB])
Fig. 7. Filter Response Characteristic
(Desired Sidelobe Level : -110 [dB])

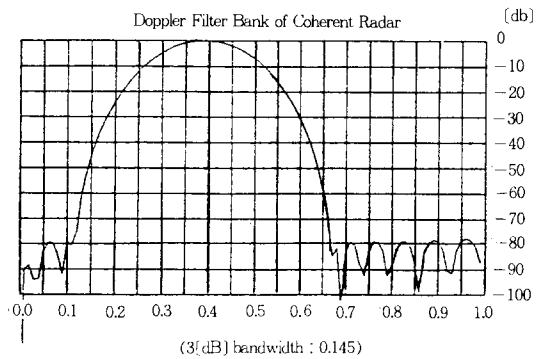


그림 8. 필터 응답 특성
(한개의 Zero가 $1\angle 0^\circ$ 에 위치)
Fig. 8. Filter Response Characteristic
(One Zero at $1\angle 0^\circ$)

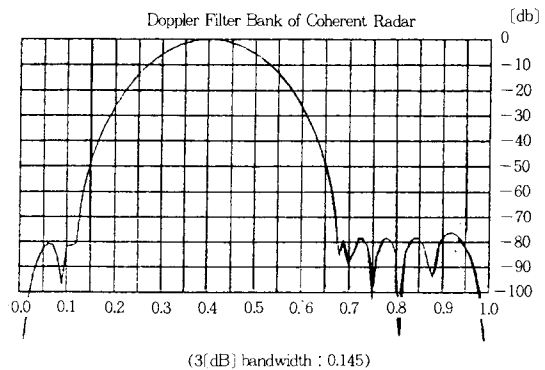


그림 9. 필터 응답 특성
(세개의 Zero가 $1\angle 0^\circ$ 에 위치)
Fig. 9. Filter Response Characteristic
(Three Zero at $1\angle 0^\circ$)

있다(표1 참조).

위에서 부엽레벨이 $-100[\text{dB}]$ 일때의 필터의 zero들은 다음과 같았다.

$$z_0=1$$

$$z_1=1$$

$$z_2=1 \angle 19.720904^\circ = 0.9413 + j 0.3374$$

$$z_3=1 \angle 27.524010^\circ = 0.8868 + j 0.4621$$

$$z_4=1 \angle 255.995319^\circ = -0.2420 + j 0.9703$$

$$z_5=1 \angle 263.632536^\circ = -0.1109 - j 0.9938$$

$$z_6=1 \angle 277.135218^\circ = 0.1242 - j 0.9923$$

$$z_7=1 \angle 293.729408^\circ = 0.4024 - j 0.9155$$

$$z_8=1 \angle 313.296862^\circ = 0.6858 - j 0.7278$$

$$z_9=1 \angle 333.483758^\circ = 0.8948 - j 0.4465$$

필터의 zero 값이 $1 \angle 0^\circ$ 에 여러개가 중복해서 위치했을때의 영향을 살펴보기 위해서 그림8과 그림 9에는 목표 부엽레벨이 $-80[\text{dB}]$ 일때 한개의 zero만이 $1 \angle 0^\circ$ 에 위치하는 경우와 세개의 zero가 $1 \angle 0^\circ$ 에 위치했을때를 보여주고 있으며 $1 \angle 0^\circ$ 에 위치한 zero의 갯수가 많을수록 zero frequency 근처에서의 클러터 제거 대역폭은 넓어지고 메인로브(mainlobe)의 3[db] bandwidth도 커지는 경향이 있음을 알수 있다. 따라서 $1 \angle 0^\circ$ 에 위치할 zero의 갯수는 클러터 점유 대역폭과 요구되는 메인로브의 3[db] bandwidth를 고려하여 적절히 선택되어야 한다.

이 결과에서 보았듯이 필터의 zero 값을 파라메타로 한 알고리즘은 클러터 제거에 있어 보다 많은 융통성을 발휘할 수 있고 $-110[\text{dB}]$ 이하의 낮은 부엽 레벨까지도 필요시 합성 가능하며 그에 대한 3[db] 밴드폭의 증가는 상대적으로 적음을 보여 준다. 또한 본 알고리즘은 입력 sequence에 대한 weighting 없이 부엽레벨(PSL)을 낮출수 있어, 신호 대 잡음비(SNR)의 손실이 적다는 장점이 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 공항 관제용, 항공 감시용, 해상 감시용 및 선박 항해용, 기상 관측용 그리고 군용등의 공공 용도와 안전 및 보안의 중요도가 높은 시설들에 대한 복합 방공망 구축물로서 갖추

어야 하는 레이다 설비 장치에 있어서 그 핵심 기술의 개발에 대하여 연구하였다.

즉 이러한 coherent 레이다 설비 장치에 있어 필수적인 역할을 수행하는 도플러 필터 बैं크의 설계에 있어서 FIR 필터의 zero값들을 파라메타로 하여 부엽 레벨을 성능지표로 삼아 이를 감소시키는 gradient(steepest descent) 방법으로, 기존의 입력 신호 손실을 초래하는 윈도우 방식과는 달리 부엽레벨(PSL)을 상당 수준까지 낮출수 있고, 각 부엽들의 크기가 서로 비슷한 equal ripple 특성을 보유하며 원하는 곳에 필터 위치를 자유로이 선택하여 필요한 갯수만큼 합성이 가능한 일반적인 알고리즘을 제안하였다. 본 알고리즘은 특히 클러터 제거 대역폭과 부엽레벨 감소에 있어 이를 조정할수 있는 보다 많은 융통성을 보여 주었다.

따라서 본 알고리즘으로 합성된 저부엽 도플러 필터 बैं크는 보다 향상된 클러터 제거 능력과 인접 필터 상호간 cross talk의 현저한 감소 및 equal ripple 등의 여러 바람직한 특성을 보임에 따라 많은 산악 지형으로 인해 클러터 환경이 열악한 국내 레이다 운용 여건하에서 탐지거리 증가 및 표적 검출 능력 향상을 기대할수 있어 레이다 신호처리 분야의 발전에 크게 기여할수 있다.

본 논문은 '94년도 한국학술진흥재단의 학술연구 조성비에 의하여 연구되었음

참 고 문 헌

- 1) Herman J.Blinchikoff & Anatol I.Zverev, Filtering in the Time and Frequency Domains, John Wiley & Sons, Inc., 1976, pp.338~350.
- 2) Alan V. Oppenheim & Ronald W. Schaffer, Digital Signal Processing, Prentice-Hall Inc., 1975, pp.237~250.
- 3) Fredric J. Harris, "On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform", Proceedings of the IEEE, Vol.66, No.1, pp.51~83, January 1978.
- 4) James A. Scheer & James L. Kurtz, Coherent Radar Performance Estimation, Artech House, Inc., 1993, pp. 145~210.
- 5) Ramon Nitzberg, Adaptive Signal Processing for Radar, Artech House, Inc., 1992, pp.34~38.

◇ 著者紹介 ◇



허 경 무(許慶茂)

1956年 9月 1日生. 1979年 서울大學
校 工大 電子工學科 卒業(工學士)
1981年 韓國科學技術院 電氣및電子
工學科 卒業(工學碩士) 1989年 韓國
科學技術院 電氣및電子工學科 工學博士 1981~1992
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.



김 태 형(金泰亨)

1957年 7月 8日生. 1979年 全南大學
校 電氣工學科 卒業(工學士) 1981年
韓國科學技術院 電氣및電子工學科
卒業(工學碩士) 1994年 韓國科學技
術院 電氣및電子工學科 博士課程 1981年~現 國防科
學研究所 先任研究員.