DBpia

論 文

광대역 신호용 적응 비임 형성기의 초기 가중치에 관한 연구

準會員 韓 東 昊* 正會員 林 光 鎬** 正會員 愼 哲 宰*

A Study on the Initial Weight Value in Broad-Band Adaptive Arrays

Dong Ho HAN*, Kwang Ho YIM**, Chull Chai SHIN* *Regular Members*

要 約 본 논문은 광대역 신호처리 DCMP 알고리즘에서 필터로서 동작하는 초기가중치의 설정 방법을 제안하였고 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 최적의 Tap 수를 결정하는 방법을 기술하였다.

광대역 비임 형성기를 FIR필터 개념으로 분석하여 원하는 신호의 입사 방향에 대한 제한 조건을 얻었고 이 제한 조건으로부터 적응 속도가 빠른 초기 가중치를 설정하였다.

본 논문에서 제안된 초기 가중치를 기존의 DCMP 프로세서나 공간 영역평균법을 수행하는 프로세서에 적용할때 원하는 신호의 입사 방향과 일치하는 잡음 그리고 Coherent Noise를 반복 적응하는 과정에서 동시에 제거할 수 있음을 컴퓨터 시뮬레이션으로 확인 하였다.

ABSTRACT In this paper, the method of determining the initial weighting values fuctioning as a filter under the Directional Constrained Minimization of Power (DCMP) algorithm is presented.

By analyzing the wideband beamformer with the Finite Impulse Response (FIR) filter concepts, the constraints of any desired directions are obtained and the initial weighting values with fast adaptation time are formulated from those constraints. By applying this proposed initial weighting values to the DCMP and the spatial averaging processor, the interference of a desired direction and the coherent noises are eliminated at the same time.

The improvement of this method compared with the existing algorithm is confirmed by computer simulation.

Ⅰ. 서 론

적응 비임 형성기는 원하는 신호가 다양한 잡음과 섞여 있을때 공간영역의 필터와 스펙트럼상의 필터를 사용하여 원하는 신호만을 수신하도록 하는 시스템이다.

통신에서 피할 수 없는 잡음은 항상 존재하고 적응 비임 형성기를 사용하면 최소한의 사전 지식으로 이런 잡음을 크게 줄일 수 있기 때문에 Radar 의 ECCM, Sonar, 위성통신의 수신단에

*亞洲大學校 電子工學科
Dept. of Elec. Eng. Ajou University
**韓國科學技術大
Korea Institute of Techology.
論文番號 : 89-53(接受1989. 7. 12)

www.dbpia.co.kr

이용된다.

전체 구성은 공간 영역에서 분해능이 강화된 필터작용을 하기 위한 센서의 배열과 입력신호의 대역폭에 따라 결정되는 TDL, Quadrature Hybrid의 다체널 구조, 그리고 가중치를 적응제어하는 부분으로 되어있다.

이상적인 적응 비임 형성기의 출력 SNR은 원하는 신호의 입사 방향에 관계없이 일정해야 하므로 배열된 센서(Antenna, Hydrophone)들은 무지향성(Isotropic)이어야 한다. 단일 센서의 전력 패턴이 무지향성에 가까운것이 이미 개발되어 있고 안테나의 경우에는 미소 다이폴 안테나를 결합하여 무지향성을 만들기도 한다.[1]

적응 알고리즘에는 TDM, FDM, Spread-Spectrum 방식과 같이 수신단에서 적응 알고리즘에 사용되는 기준 신호를 얻을수 있을때 이용되는 알고리즘[2-4]과 원하는 신호의 입사방향과 스펙트럼을 알고있는 경우에 이용되는 알고리즘[5-9]이 있다.

Frost의 적응 알고리즘[5]은 후자인 DCMP (Directional Constrained Minimization Power) 알고리즘으로 TDL을 사용하기 때문에 입력 신호의 상관 계수 행렬의 고유치 분포율과 Tap수에 의해 수렴속도가 제한된다는 단점이 있다.

최근에는 이런 문제점을 해결하기 위해 자체 직교화를 수행하는 다체널 Lattice 필터를 TDL 대신 사용하는 방법이 제안되었다.[10-11] 그러나 이 방법은 필터 계수의 계산 과정이 복잡하고 정밀한 계산을 요하기 때문에 하드웨어 구현에 난점이 있다.

TDL구조는 디지탈 신호 처리에서 선형적인 위상 특성을 갖고 항상 안정한 시스템을 만들 수 있기 때문에 많이 사용되고 있다. 만일 신호의 대역폭이 50MHz 이상이면 아나로그 신호처리가 불가피한데 이때도 TDL 구조는 PIN 다이오드나 GaAs MESFET을 이용한 4,8,16 bit등의 Phase Shifter를 이용할수 있으므로 하드 웨어 구성에 큰 장점이 있다. 최근에는 여러개의 DCMP 비임 형성기를 이용하여 다경로하에서 발생 될수있는 상관관계가 높은 잡음 제거에 이용하고 있다.[7-9]

일반적으로 어떤 시스템의 초기값은 과도 현상과 큰 연관을 갖고 있다. 그러나 DCMP 비임 형성기에 대한 대부분의 초기 조건은 원하는 신호의 입사 방향에 대해서는 한 샘플링 주파수 동안 단위 이득을 갖고 위상 변화가 없다고 가정하는 것이 대부분이었다.

본 연구에서는 DCMP 비임 형성기의 제한 조건을 만족하고 시스템이 안정해지며 수렴속도가 빠른 초기 가중치를 결정하는 방법을 제안하고 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 기존의 시스템과 성능을 비교하였다.

본문의 구성은 Ⅱ장에서 광대역 신호일때 대역폭과 입사 방향의 함수로 안테나 수를 결정하는 방법에 관하여 기술하였고 Ⅲ장에서 광대역 입사 신호에 대해 수렴 속도와 제한 조건을 고려한 적당한 Tap 수와 초기 가중치를 설정하는 방법을 제안하였다. Ⅳ장에서는 본 논문에서 제안한 초기 가중치를 사용한 비임 형성기를 Computer Simulation 을 통해 기존의 DCMP 비임 형성기와 비교하였다.

Ⅱ. 광대역 신호하에서 안테나의 배열

안테나를 배열 할때는 상호 임피던스 효과를 고려 해야 하고 원하는 분해능을 갖기위한 안테나 수를 결정 해야 한다. 상호 임피던스 효과는 안테나 사이의 간격이 클수록 줄어드나 전체 배열 안테나의 지향성을 생각할때 적당한 간격을 결정해야 한다.

무지향성인 N개의 센서들이 등간격 배열시 지향성(Directivity) D는 식(1)과 같다.[12] 이때 본문에서 Simulation 하려고 하는 N=4인 경우, 안테나의 간격을 변화시키면서 D를 그려보면 그림 1.과 같다.

$$D=1/\{1/N+2/N^2\sum_{m=1}^{N-1}[(N-m)/m\beta d]\sin(m\beta d)\} \quad (1)$$

$\beta=2\pi/\lambda_0$: 전파 상수

$\lambda_0=c/f_0$: 신호의 중심주파수에 대한 파장

www.dbpia.co.kr

그림 1에서 안테나 간격이 0.8 λ_0이상되면 지향성이 급격히 나빠지는 현상을 볼수있다. 만일 간격이 $\lambda_0/2$이면 식(1)은 간단히 N으로 표현되기 때문에 본문에서는 안테나의 간격을 $\lambda_0/2$로 하여 지향성이 4가 되는 배열 안테나를 가정했다.

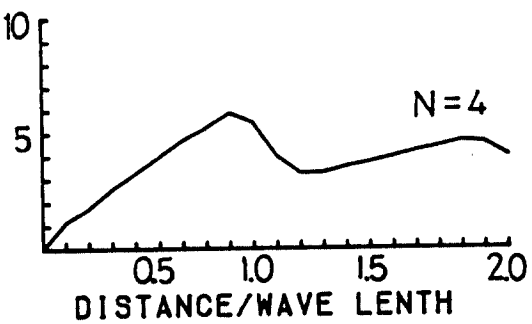

그림 1. 안테나 간격에 따른 지향성의 변화.
Directivity as a fuction of element spacing.

안테나 간격이 $\lambda_0/2$인 선형 배열 안테나에서 Broad side와 θ의 각으로 입사하는 신호에 대한 수신 성능지수 NAF(Normalized Array Factor)를 식(2)로 정의한다.

$-\pi/2 \leqq \theta \leqq \pi/2$의 구간에서 NAF를 그려보면 N이 증가할수록 배열 안테나의 주빔(Main Lobe)은 폭이 좁아지고 SLL(Side Lobe Level)은 작아지므로 높은 분해능과 지향성을 위해서는 N이 커야 한다.

$$NAF=\frac{\sin(N\phi/2)}{N\sin(\phi/2)}\ ,\ \phi=(2\pi/\lambda_0)d\sin\theta \quad (2)$$

그러나 시스템이 이동 물체에 적재되는 경우 배열할수 있는 안테나의 수는 크게 제한 받는등 응용분야에 맞게 선택해야 한다.

광대역 입사 신호 처리를 위한 TDL 체널에 그림 2.에 나타나 있다. 각 안테나로 입사된 신호는 식(3)으로 표시되는 전달 함수 $H_i(w)$를 갖는 체널을 통과한다. 이때 N과 K-1은 각각 안테나 수와 Tap 수를 나타낸다.

$$H_I(w)=a_{I0}+a_{I1}\exp(-jwT)+\cdots+a_{Ik-1}\exp(-j(K-1)wT),\ (i=1,\cdots,N) \quad (3)$$

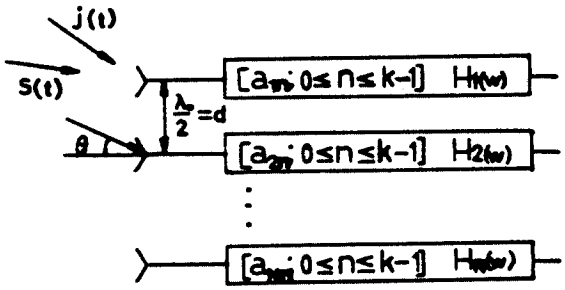

그림 2. 광대역 신호를 위한 TDL 채널
TDL channels for receiving broadband signal.

여기서 $a_{in}(i=1,\cdots,N: n=0,\cdots,K-1)$은 가중치이고 T는 샘플 간격이다. 입사 방향에 따라 변하는 공간영역의 지연 효과를 고려하면 원하는 신호에 대한 전달함수는 식(4-a)로 표시되고 방향성을 갖는 Interference에 대한 전체 전달함수는 식(4-b)로 표현된다.

$$H_D(w)=H_1(w)+H_2(w)\exp(-jw\tau_D)+\cdots+H_N(w)\exp(-j(N-1)w\tau_D) \quad (4\text{-a})$$

$$H_I(w)=H_1(w)+H_2(w)\exp(-jw\tau_I)+\cdots+H_N(w)\exp(-j(N-1)w\tau_I) \quad (4\text{-b})$$

$\tau_D=\beta d\sin\theta_D/c$
$\tau_I=\beta d\sin\theta_I/c$
$\bigcirc_D$: 원하는 신호의 입사 방향
$\bigcirc_I$: Interference의 입사방향

DCMP 알고리즘을 사용할때 원하는 신호의 입사 방향은 알고 있다고 가정하므로 안테나와 TDL 사이에 방향 조정용 시간 지연을 시키면 배열안테나의 주빔은 원하는 신호의 입사 방향이 되고 전달함수 $H_D(w)$는 식(5)로 표현된다.

$$H_D(w)=H_1(w)+H_2(w)+\cdots+H_N(w) \quad (5)$$

www.dbpia.co.kr

이상적인 적응 비임 형성기의 전달함수는 아래의 조건을 만족시켜야 하고

$$H_D(w)=\exp(-jw\tau) \quad (6\text{-a})$$

$$H_I(w)=0 \quad (6\text{-b})$$

두개의 체널만 존재하는 경우 식(6)을 만족하는 전달함수의 특성은 식(7),(8),(9)과 같다.

$$|H_1(w)| = |H_2(w)| = \frac{1}{\sqrt{\{2[1-\cos(\pi\, w/w_0 \sin\theta_1)]\}}} \quad (7)$$

$$\arg(H_1(w))=\pi/2(w/w_0)\sin\theta_1 \mp (n\pi/2)-w\tau \quad (8)$$

$$\arg(H_2(w))=\pi/2(w/w_0)\sin\theta_1 \pm (n\pi/2)-w\tau \quad (9)$$

식(7)에 나타난 진폭특성은 원하는 신호를 왜곡없이 지연만 시키고 잡음은 제거하는 특성이므로 θ_1와 w/w_0에 영향을 받지 않아야 한다. 또 필터의 진폭 특성은 배열 안테나의 영점 패턴(Null Pattern)방향과 Interference 입사 방향이 일치할 때 가장 일정한 진폭 특성을 나타내므로 NAF와 연관지어 생각하여야 한다.

그런데 N=2인 경우 NAF는 한개의 Main Lobe만 존재하므로 적응 비임형성기로 제어할수 있는 영점 패턴이 없고 N=3인 경우도 40° 근방에 있는 한개의 영점 패턴이 -30dB 정도의 이득을 갖으므로 부적당하다. 그러나 N=4인 경우 30°,-30°에 제어할 수 있는 영점 패턴이 존재하고 빔폭도 적당해서 본문의 시뮬레이션에서 가정한 입사 조건을 만족시킬 수 있는 적당한 안테나 수이다.

그러나 Interference의 수가 많고 미세한 각도 편차를 갖는 θ_1에 대해서도 높은 분해능을 갖기 위해서는 앞에서 언급한 조건들을 고려하여 배열된 안테나의 수를 증가시켜야 한다.

Ⅲ. DCMP 알고리즘의 초기 가중 설정방법

Ⅲ-1. DCMP 알고리즘

일반적인 DCMP 알고리즘을 수행하는 N개의 안테나와 J-1개의 Tap을 갖는 적응 비임 형성기는 그림 3.과 같다.

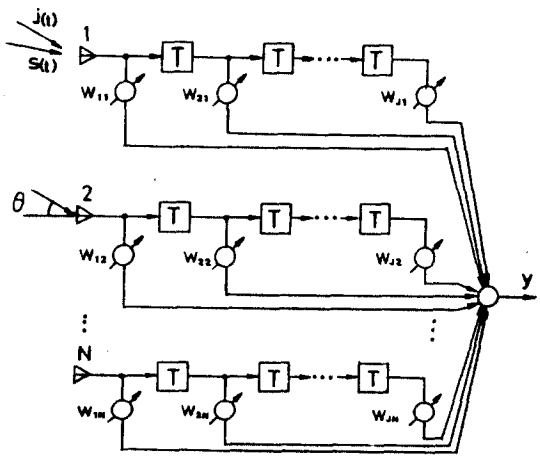

그림 3. 광대역 신호를 위한 적응 비임 형성기.
Adaptive array configuration for receiving broadband signal.

DCMP 알고리즘을 사용하여 단계적으로 수렴해가는 가중치 벡터 W는 식(10)으로 표현되고 원하는 신호 벡터 S(k)와 Interference 벡터 j(k) 그리고 백색 잡음 벡터 n(k)의 합으로 표시되는 입사 신호 X(k)=S(k)+j(k)+n(k)를 벡터 형태로 나타내면 식(11)과 같다.

$$W=[W_1(=W_{11}), W_2(=W_{12}),\cdots,W_{JN}]^T \quad (10)$$

$$X=[X_1,X_2,\cdots,X_N,\cdots,X_{JN}]^T \quad (11)$$

출력 y는 Real Data로 표현되는 입력에 대해서 식(12)로 표현되고 최적가중치는 식(13)으로 표현되는 입사 방향 제한 조건과 식(14)로 표현되는 출력 최소화 조건을 동시에 만족시켜야 한다.

$$y=W^TX=X^TW \quad (12)$$

$$C^TW=F \quad (13)$$

www.dbpia.co.kr

$$\min W^T R_{xx} W = \min |y|^2 \quad (14)$$

이때 $R_{xx}(=E[XX^T])$는 입력 상관계수 행렬로 Coherent Interference가 없는 경우 Toeplitz 행렬의 형태이다. F는 원하는 신호가 Broad-Side($\theta = 0°$)로 입사할때 등가 회로의 가중치 벡터로 식(15)로 표현된다.

$$F=[f_1,f_2,\cdots,f_J]^T,\ f_I=\sum_{j=1}^{N} W_{IJ} \quad (15)$$

C는 (NJ×J)-차원의 제한 행렬로 식(16)과 같이표현되며 $1_N,0_N$은 각각 N개의 1과 N개의 0을 갖는 열벡터이다.

$$C=\begin{bmatrix} 1_N & 0_N & \cdots & 0_N \\ 0_N & 1_N & \cdots & 0_N \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0_N & 0_N & \cdots & 1_N \end{bmatrix} \quad (16)$$

(13),(14)식을 Lagrange Multiplier법을 이용하여 풀면 최적 가중치는 식(17)로 표현되고 Non-stationary 한 경우에도 최적값에 근사 시키는 반복 적응 수식은 식(18-a), (18-b)와 같다.[5]

$$W_{opt}=R^{-1}_{xx}C\,[C^T R^{-1}_{xx} C]^{-1}F \quad (17)$$

$$W(0)=E \quad (18\text{-a})$$

$$W(k+1)=P[W(k)-\mu y(k)X(k)]+E \quad (18\text{-b})$$

여기서 $E=C[C^TC]^{-1}F$는 $(C^TW-F=0)$로 표현되는 제한 평면에 수직한 NJ-차원의 가중치 벡터이고 $P\equiv I-C(C^TC)^{-1}$는 임의의 베터를 제한 평면으로 투영시키는 (NJ×NJ)-차원의 투영 행렬(Projection Matrix)이고 $\mu(0<\mu<2/(3\mathrm{tr}[R_{xx}]$는 수렴속도와 수렴후의 Weight Jitter를 결정하는 상수이다. 따라서 모든 가중치 베터에는 식(18-c)가 성립한다.

$$W(k)=PW(k)+E \quad (18\text{-c})$$

Ⅲ-2. 신호의 스펙트럼 성질을 고려한 제한조건

기존의 DCMP 비임 형성기에 관한 논문에는 원하는 신호의 입사 방향에는 Interference가 없다고 가정하여 한 샘플 주파수동안 단위 이득과 위상변화가 없는 초기값을 주었다.[7-9]

그러나 DCMP 비임 형성기의 다체널 TDL을 이용하여 FIR필터를 제작하고 이 필터의 계수를 제한 조건으로 사용하면 원하는 신호의 입사 방향과 같은 방향으로 입사하는 Interference를 제거할 수 있다. Tap수가 많아지면 필터의 성능은 좋아지나 수렴속도가 늦어지므로 적당한 Tap수를 시뮬레이션을 통해 찾아야한다.

그림 4.와 같은 입사 신호를 가정하여 본문에서 제안한 제한 베터와 초기 가중치 설정 방법을 적용하여 보자.

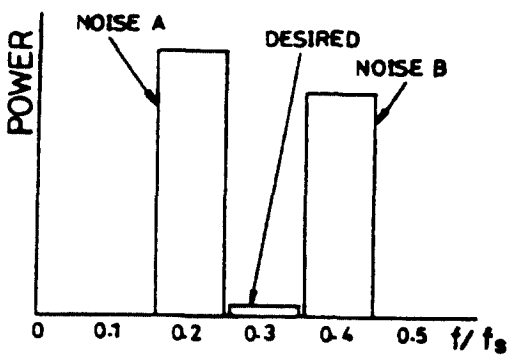

그림 4. 입사 신호들의 스펙트럼 성질
Power spectral density of incoming signals.

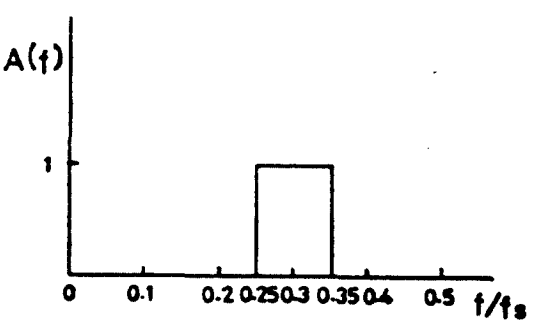

그림 5. 원하는 필터의 진폭 특성
Desired amplitude response

www.dbpia.co.kr

제한조건 벡터 F는 그림 5과 같은 진폭 특성을 갖는 필터를 Fourier Series로 전개하여 얻은 계수로 정하자.

그림 5에서 A(f)는 even함수이므로 Fourier Cosine Series로 M개의 계수까지 전개하면 식(19),(20)으로 표현된다.

$$A(f) \approx \widetilde{A}(f) = \sum_{m=-M}^{M} f_m \exp(j2\pi mf/f_s) = \sum_{m=-M}^{M} f_m z^m \tag{19}$$

$$f_{-m} = f_m = 2\int_{.25}^{.35} \cos 2\pi m (f/f_s)\, d(f/f_s) = \frac{\sin 0.7m\pi - \sin 0.5\pi}{m\pi} \tag{20}$$

식(19)에서 구간 $f_{-M},\cdots,f_0,\cdots,f_M$을 Causality 조건을 만족시키기 위해 M개의 Sample시간을 지연시키면 식(21)과 같은 전달 함수를 얻는다.

$$H(z) = \sum_{i=0}^{2M} f_{M-i} z^{-1} \tag{21}$$

그러나 Window를 씌우지 않고 M개의 Impulse 응답만으로 필터를 복원하면 필터특성에 Ripple이 생기는 Gibbs 효과가 있기때문에 적당한 Window 를 씌워서 이를 없앤다.

일단 입사하는 신호들의 스펙트럼의 결정되면 Window 함수는 차단 주파수를 결정짓는 Main Lobe와 저지영역의 Ripple을 결정짓는 Side Lobe를 종합적으로 고려하여야 한다. 그림 5의 A(f) 특성을 얻기 위해 Hamming와 Hanning Window를 사용하면 29개 이상의 Tap이 필요하고 Tapered Rectangular Window를 사용하면 21개의 Tap에서 좋은 성능을 보였다.

적은 Tap수에서는 Tapered Rectangular가 유리한데 9개 Tap을 사용한 적응 비임 형성기는 Frost의 알고리즘과 비슷한 반복 적응으로 수렴하나 필터 특성이 나쁘고 21 Tap을 사용하면 상관 계수 행렬을 근사시키기 위한 보다 많은 반복 적응이 필요하나 필터의 특성은 거의 완벽해진다.

Frost의 논문에서 사용된 Tap인 4개인 경우는 전혀 필터특성이 없고 단순히 제한 방향으로 단위 이득을 가정한것과 다를바 없다. 따라서 이용되는 신호의 대역폭이 40%미만이면 3개의 Tap만으로도 충분하다.[13]

Ⅲ-3. 제한 조건을 이용한 최적 초기 가중치

과도응답을 알아보기 위해 이산신호처리 알고리즘을 아나로그 형태로 바꾸려면 식(18-c)를 이용하여 식(18-b)에서 식(22)을 얻고 Sample 시간 T를 작게하면 식(23)을 얻고 Sample 시간 T를 작게하면 식(23)의 상태 방정식을 얻는다.

$$\frac{W(m+1)-W(m)}{T} + \frac{\mu}{T} PR_{xx} PW(m) = -\frac{\mu}{T} PR_{xx} E \tag{22}$$

$$\frac{dW}{dt} + \frac{\mu}{T} PR_{xx} PW = -\frac{\mu}{T} PR_{xx} E \tag{23}$$

식(23)의 해를 구하기 앞서 $PR_{xx}P$의 고유 벡터와 고유치를 구하고 일반화된 제한조건과 초기가중치의 관계를 구하기 위해 그림 6.와 같은 적응 비임 형성기를 가정하자.

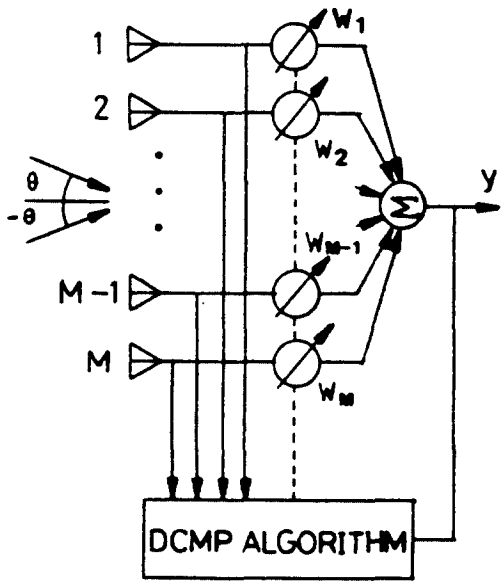

그림 6. 일반화 시킨 M개의 안테나를 갖는 적응 비임 형성기.
The general form of M-element array.

www.dbpia.co.kr

Takao[6]는 원하는 신호와 Interference가 각각 한개씩 다른 방향에서 입사 한다고 가정하여 초기 가중치와 수렴속도의 관계를 해석 하였으나 본문에서는 일반화 시켜서 입사 신호는 복소수 형태(Analytic Form)로 표시되고 한개의 원하는 신호와 K-1개의 Interference가 각각 다른 방향에서 입사 될때를 살펴보자. 열적 잡음인 백색 잡음의 Power σ^2은 원하는 신호나 Interference에 비해 훨씬 작다고 가정한다.

원하는 신호는 $S(t)=P_0\exp\{j(w_0t+\phi_0)\}$로 표시하고 Interference는 식(24-a)로 표현한다.

$$j_i(t)=P_i\exp\{j(w_it+\phi_i)\},\ (i=1,2,\cdots,K-1) \tag{24-a}$$

Interference를 벡터 형태로 쓰면 식(24-b)와 같다.

$$j(t)=[j_1(t),\ j_2(t),\cdots,j_{k-1}(t)\ ]^T \tag{24-b}$$

DCMP 알고리즘을 복소수 형태의 신호에 관해 다시쓰면 식(25), (26), (27)로 표현된다.[6]

$$C^*W=F \tag{25}$$

$$P=I-CC^*/M \tag{26}$$

$$E=C^*F/M \tag{27}$$

$$A=[Z_1,Z_2,\cdots,Z_{k-1}]^T \tag{30}$$

이때 $X(t)=Cs(t)+Aj(t)+n(t)$의 입력 상관계수 행렬 R_{xx}는 식(31)이 된다.

$$R_{xx}=P_0^2CC^*+AR_{jj}A^*+\sigma^2I \tag{31}$$

식(23)을 풀기 위해 $P\dot{R}_{xx}P$의 고유 벡터를 구하면 Coherent Noise가 없을때 Hermitian 행렬이므로 M개의 고유 벡터를 갖는다. 이미 Frost Ⅲ.의 논문에서 C는 고유치 0에 해당하는 고유 벡터중의 하나임이 증명되었다. 그러므로 $Q_1=C$, $\lambda_1=0$으로 표현하자. 나머지 고유벡터는 Gram Shmidt 직교화를 이용하여 구하면 식(32),(33)로 표현된다.

$$Q_{i+1}=Z_i-A_{ci}C,\ (i=1,\cdots,K-1) \tag{32}$$

$$\lambda_{i+1}=\sigma^2+MP_i(1-A_{ci}^2),\ (i=1,\cdots,K-1) \tag{33}$$

이때 A_{ci}는 식(34)로 표현된다.

$$A_{ci}=A_{iC}=\frac{C^*Z_i}{M}=\frac{Z_i^*C}{M}$$
$$=\frac{\sin|M\pi(\sin\theta_0-\sin\theta_i)|}{M\sin|\pi(\sin\theta_0-\sin\theta_i)|} \tag{34}$$

A_{ci}는 Z_i의 성분중 C방향 성분으로 배열안

www.dbpia.co.kr

$$+\sum_{n=K+1}^{M} \frac{Q_n^* W(0)}{Q_n^* Q_n} Q_n \exp(-\mu\lambda_n t/T) \qquad (35)$$

여기서 $PR_{xx}E=-P_mA_{mc}^2C+P_mA_{cm}Z_m$,(m=1,2,…,M)로 표현된다. 식(35)에서 수렴 속도는 시상수가 가장 큰 $\lambda_n(n>K)$에 제한 받기때문에 W(0)를 E로 잡으면 $E=C^*(F/M)=Q_i^*(F/M)$ 이므로 직교 성질에 의해 식(36) 같이 쓸수 있다.

$$W(t)=W_{opt}+\sum_{m=2}^{K} \frac{Q_m^* PR_{xx}E}{\lambda_m Q_m^* Q_m} Q_m \exp(-\mu\lambda_m t/T) \qquad (36)$$

따라서 그림 3.과 같은 Real Data인 경우 초기 가중치 W(0)는 식(37)과 같이 N개의 같은 값을 갖는 J개의 Group으로 선택하면 최적 가중치에 가장 빨리 도달할 수 있다. $(\cdot)_N$는 N개의 같은 Element값들의 나열을 의미한다.

$$W(0)=[(f_1/N)_N,(f_2/N)_N,\cdots,(f_J/N)_N]^T \qquad (37)$$

Ⅳ. 시뮬레이션 결과 및 고찰

Ⅳ-1. Noncoherent Interference

시뮬레이션에 사용된 신호는 백색 잡음을 5차의 Butterworth 필터로 통과시켜 만들었고 샘플링 주파수는 500Hz이다. 이들의 PSD(Power Spectral Density)는 그림 4 와 7에 나타내었다.

시뮬레이션은 표1.의 특성을 갖는 입사 신호들을 4개의 센서가 배열되고 각각의 센서에는 4개의 Tap을 갖는 Frost의 비임 형성기와 새로 제안한 초기 가중치를 사용한 비임 형성기에 사용하여 성능을 비교하였다. Tap의 수는 Cosine Series 로 전개하기 때문에 4n+1(n=1,2,…)개로 제한된다.

그림 8 는 Frost의 알고리즘을 사용한 비임 형성기로 Noise A는 거의 제거되나 Noise B는 전혀 제거되지 않는다.

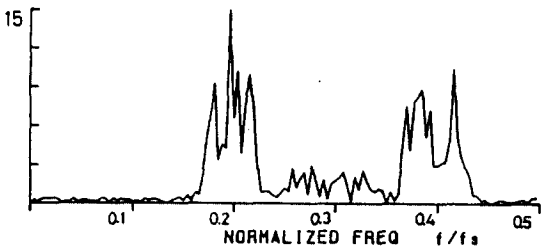

그림 7. 시뮬레이션에 사용된 입사신호들의 스펙트럼
The spectrum of incident signals for computer simulation.

표 1. 입사신호들의 성질
Characteristic of the incoming signals.

	원하는신호	Noise A	Noise B	백색잡음
입 사 각	$\theta=0°$	$\theta=0°$	$\theta=36.9°$	
P. S. D	0.1	1.0	1.0	0.01
대 역 폭	0.1 Hz.s	0.05 Hz.s	0.07 Hz.s	1.0 Hz.s
중심주파수	0.3 Hz.s	0.2 Hz.s	0.4 Hz.s	

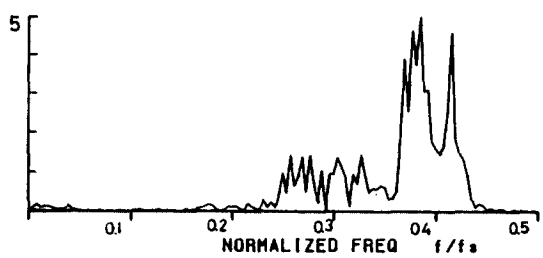

그림 8. Frost 비임 형성기의 출력 스펙트럼
Output spectrum of Frost beamformer

그림 9 그림 14는 필터 특성을 갖는 제한조건과 초기 가중치를 사용했을때의 출력 스펙트럼이다. 5개의 Tap을 갖는 비임 형성기에서는 그림 9 처럼 Frost 알고리즘의 결과와 차이가 거의 없다. 그러나 Tap이 9개가 되면 상대적 대역폭이 40% 이하인 경우, Frost의 비임 형성기

www.dbpia.co.kr

와 비슷한 반복적응 이하에서 정상 상태에 도달할 뿐만 아니라 필터 작용을 동반하여 잡음 B까지도 크게 줄일수 있다.

그림 10는 9개의 Tap을 사용 128번 동안 적용된 값들을 FFT한것이다. 9개의 Tap 사용시 이론적인 μ값은 $0<\mu<0.009$이지만 0.01 이상되면 Weight Jitter가 크므로 9-21 Tap 모두 만족하는 0.004를 택하였다. 그림 11은 150번의 반복 적응 동안 출력을 그린 것이다.

그림 12는 13개의 Tap을 사용한 비임 형성기 출력을 FFT 한것이고 그림 13은 150번을 반복 적응한 비임 형성기의 출력이다.

그림 14는 Tapperd reactangular window를 사용했을때 가장 Ripple이 작고 차단 주파수가 적당한 21개의 Tap을 사용한 경우로 Noise B가 거의 제거됨을 볼수 있다. Tap을 25,29,33개로 변화시켜 보았으나 차단 주파수가 좋아지는 대신 Ripple이 커져 성능은 떨어졌다.

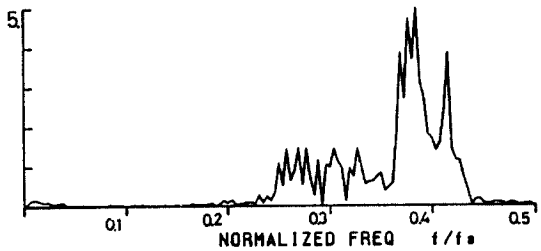

그림 9. 5개의 Tap을 사용한 비임 형성기의 출력 스펙트럼.
Output spectrum of 5-Tap beamformer.

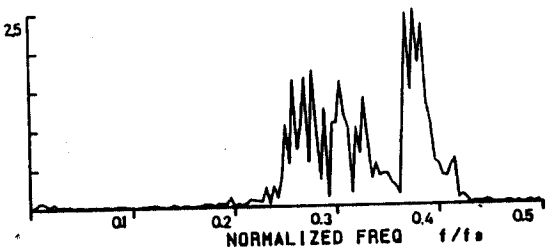

그림 10. 9-Tap 비임 형성기의 출력 스펙트럼
Output spectrum of the 9-Tap beamformer.

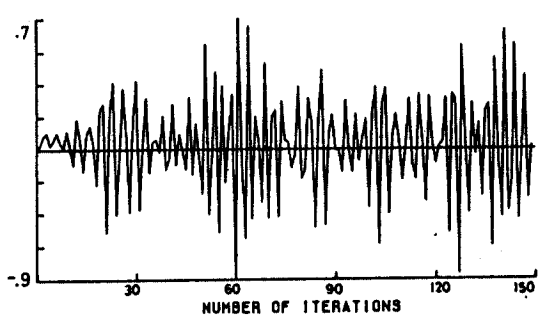

그림 11. 9-Tap 비임 형성기의 출력
Output of the 9-Tap beamformer

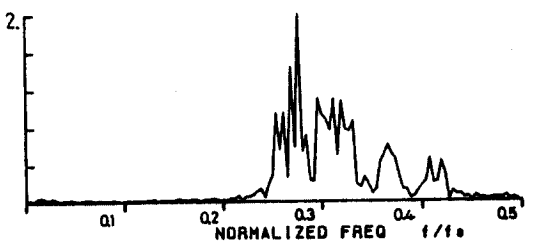

그림 12. 13-Tap 비임 형성기의 출력 스펙트럼
Output spectrum of the 13-Tap beamformer.

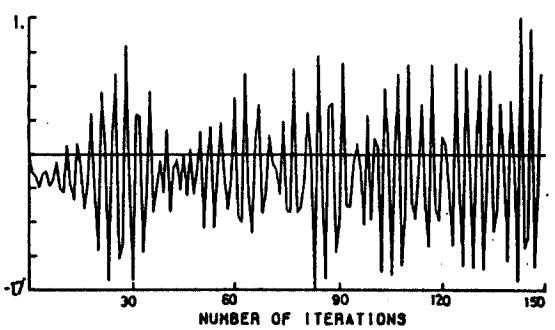

그림 13. 13-Tap 비임 형성기의 출력
Output of the 13-Tap beamformer

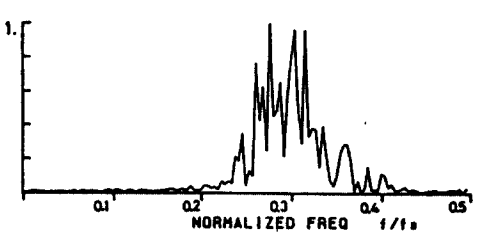

그림 14. 21-Tap 비임 형성기의 출력 스펙트럼.
Output spectrum of the 21-Tap beamformer.

www.dbpia.co.kr

Ⅳ-2. Coherent Interference

본문에서 제안한 초기조건 설정 방법은 Aperture 가 큰 안테나에서 발생되는 상관 관계가 높은 잡음(Coherent Noise)의 제거에 적용할수 있다.

Frost의 알고리즘에 표 2의 (a)와 같은 특성을 갖는 신호들이 입사할때 적응 비임 형성기의 출력은 그림 15처럼 신호 제거 현상이 일어난다. 그러나 San과 Kaliath가 제안한 공간 영역의 평균법(Spatial Averaging)[7]이나 이를 좀더 발전시킨 Yong-Lim의 병렬처리 공간영역 평균법(Parallel Spatial Averaging)[8]을 이용하면 이런 문제를 거의 해결할 수 있다. 그러나 이 경우에도 원하는 신호와 입사 방향이 같은 Noise는 전혀 제거할 수 없다.

시뮬레이션에 사용된 총안테나의 수는 8개로 하고 5개의 부분비임형성기(Sub-Beamformer)는 3개의 안테나를 옆부분비임형성기와 공유하고 4개의 안테나로 구성되었다고 가정한다.

표 2. 입사 신호들의 특성.
Table Ⅳ-2 Charateristic of incoming signals.

	(a)		(b)		
	원하는 신호	잡 음	원하는 신호	잡음A	잡음B
입사각	$\theta=0°$	$\theta=45°$	$\theta=0°$	$\theta=45°$	$\theta=0°$
P.S.D	0.5	0.5	0.5	0.5	2
주파수	0.125Hz.s	0.125Hz.s	0.125Hz.s	0.125Hz.s	0.4Hz.s

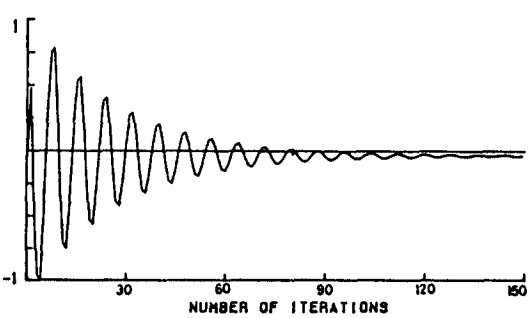

그림 15. 신호 제거 현상이 일어나는 Frost의 비임 형성기 출력
Ⅳ-0Out-put of the Frost beamformer when signal cancellation occur

표 2의 (b)와 같은 특성을 갖는 신호들이 입사할때 Yong-Lim의 비임 형성기 출력이 그림 16.에 있다. 신호 제거 현상은 없으나 0.125 성분과 0.4성분이 더해진 형태로 그림 17.에 이들의 스펙트럼을 나타내었다.

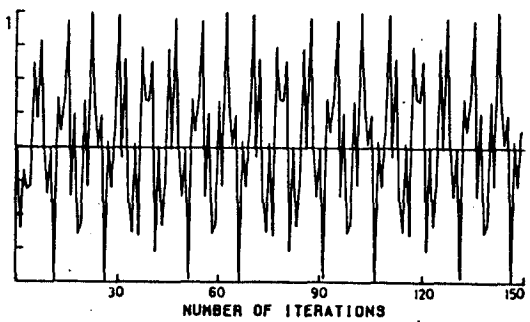

그림 16. 공간 영역 평균을 수행하는 비임 형성기의 출력
Output of the spatial averaging beamformer.

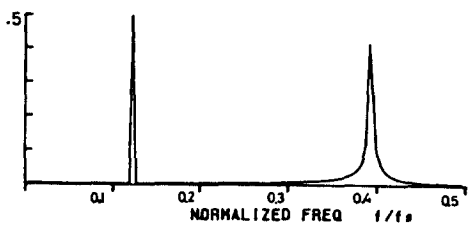

그림 17. 공간 영역 평균법을 수행하는 비임 형성기의 출력 스펙트럼.
Output spectrum of the spatial averaging beamformer.

그러나 본문에서 제안한 식(20)을 이용하여 9개의 Tap으로 0.25와 0.35 사이에 BPF의 특성을 갖는 초기 가중치를 설정하면 그림 18과 같이 모든 잡음이 제거되고 원하는 신호만을 얻을 수 있다.

그림 19는 50번의 반복 적응후 128개의 샘플값을 FFT한것이다. 0.4의 성분은 거의 제거되고 원하는 신호의 주파수 성분만 존재함을 알수있다.

www.dbpia.co.kr

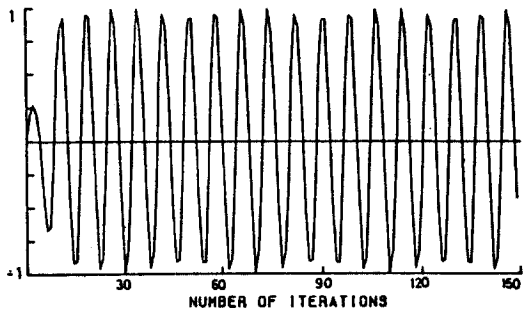

그림 18. 공간영역 평균법을 수행하는 9-Tap 비임 형성기의 출력.
Output of the 9-Tap spatial averaging beamformer.

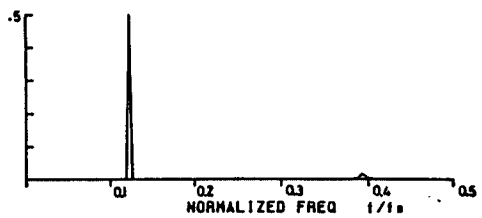

그림 19. 공간 영역 평균법을 수행하는 9-Tap 비임 형성기의 출력 스펙트럼.
Spectrum of 9-Tap spatial averaging beamformer.

참 고 문 헌

1. Ralph T. Compton.Jr. "On Eigenvalues, SINR,and Element Patterns in Adaptive Arrays", IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol.32, No.6, pp.643-647, June 1987.
2. B.Widrow, et al, "Adaptive Antenna System", Proc, IEEE, Vol.55, No.12,pp. 2143-2159, December 1967.
3. Robert L.Riegler, Ralph T.Compton,Jr, "An Adaptive Array for Interference Rejection", Proc.IEEE, Vol.61, No.6, pp.748-757, June 1973.
4. Ralph T. Compton,Jr., "An Adaptive Array in a Spread Spectrum Communication System", Proc.IEEE, Vol.66, No.3, pp.289-298, March 1978.
5. Otis Lamont Frost, "An Adaptive Array Processing", Proc.IEEE, Vol 60, No.8, pp.926-935, August 1972.
6. Kazuaki Takao, "An Adaptive Antenna Array Under Directional Constrained", IEEE Trans. Antennas Propagation., Vol.AP-24, No.5, pp.622-629, September 1976.
7. Tie Jun Shan, Thomas Kaliath., "Adaptive Beamforming for Coherent Signals and Interference", IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Processing. Vol.Assp-33, No.3, pp.527-536, June 1985.
8. Young Lim Su, "Parallel Spatial Processing: A Cure for Signal Cancellation", IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Processing, Vol.ASSP-34, No.3, pp.347-355, March 1986.
9. Kazuaki Takao, "An Adaptive Array Utilizing an Adaptive Spatial Averaging Techniqe for Multipath Environments", IEEE Trans.Antennas And Propagation, Vol.35, No.12, pp.1389-1395, December 1987.
10. Ben. Jamin Friedlander, "Lettice Filters for Adaptive Processing", Proc. IEEE, Vol.70, No.8, pp. 829-867, August 1982.
11. 윤대희, "선형 조건을 만족하는 적응 에레이 프로세서에 관한 연구", 한국 과학 재단 최종 연구 보고서, 1988년도.
12. Stutzman. "Antenna Theory and Design," McGraw-Hill, pp.124-143.
13. W.E.Rodgers, R.T.Compton,Jr, "Adaptive Array Processing With Taped Delay-Line Processing, IEEE Trans. Aerospace And Electronic, System, Vol.AES-15, No.1, january 1979.
14. William D. Stanley, "Digital Signal Processing", Prentice Hall, Ch8, 1984.

www.dbpia.co.kr

韓 東 昊(Dong Ho HAN) 準會員
1966年 8 月18日生
1988年 2 月：亞洲大學校電子工學科卒業
1988年 3 月～現在：亞洲大學校 大學院 電子工學科 碩士 課程

林 光 鎬(Kwang Ho, YIM) 正會員
1934年11月29日生
1958年 4 月：海軍士官學校 卒業
1970年 9 月：US Naval Postgraduate School(Degree of. Electrical Engineer)
1986年～現在：亞洲大工科大學院 博士課程履修
1983年12月：海軍通信監(傳役)
1985年～現在：韓國科學技術大 教授職

愼 哲 宰(Chull-Chai SHIN) 正會員
1941年 6 月 4 日生
1960年～1964年：延世大學校 卒業(工學士)
1966年～1968年：延世大學校 大學院(工學碩士)
1980年～1983年：延世大學校 大學院(工學博士)
1967年～1970年：東洋工業專門大學助教授
1970年～1977年：光云大學校 助教授
1986年～1987年：美國Florida大學 客員教授
1977～現在：亞洲大學校 教授

www.dbpia.co.kr