

아다말 변환을 이용한 적응부엽제거기의 수렴성능 개선

Improvement of Convergence Performance for Generalized Sidelobe Canceler Using Hadamard Transform

*오신범 *이채욱 *홍준표

*대구대학교 정보통신공학부

*Shin Byum Oh, *Chae Wook Lee, and *Chun Pyo Hong

*Dept. of Computer and Communication Engineering

요약

본 논문에서는 수렴속도 향상을 위해 시간영역의 적응알고리즘을 직교변환인 아다말(Hadamard) 변환을 이용하여 적응알고리즘을 변환영역에서 수행하며, 변환영역에서 수렴성능 향상을 위해 가변스텝 사이즈를 갖는 적응알고리즘을 제안한다. 제안한 알고리즘을 일반적인 부엽제거기(Generalized Sidelobe Canceller : GSC)에 적용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 하였으며, 각 알고리즘들의 계산량, 수렴성능을 이용하여 각각 비교, 분석하여 제안한 알고리즘의 성능이 우수함을 입증하였다.

I. 서론

적용필터란 필터계수를 자동적으로 바꾸면서 시스템 스스로 최적의 상태에 이르도록 하는 기술로서 통신분야뿐만 아니라 소나(sonar), 레이더(radar), 제어 분야 등에 적용되고 있다. steepest descent 방식인 LMS(Least Mean Square) 알고리즘은 식이 간단하고 계산량이 비교적 적기 때문에 널리 사용되고 있다. 그러나 시간영역에서 처리할 경우 입력신호의 고유치 변동폭이 넓게 분포되어 수렴속도가 저하하는 문제점이 있다. 이를 해결하기 위하여 신호를 주파수영역으로 변환하여 신호간의 상관도를 제거함으로써 시간영역에서 LMS알고리즘을 적용할 때 보다 수렴속도를 크게 향상시킬 수 있다[1].

그러나 주파수 영역으로 변환시키는 DFT는 복소변환이므로 실제 응용에서 복소계산이 요구되어 진다. 이것은 실수값을 갖는 직교변환 알고리즘에 관한 연구의 계기가 되었으며, DCT, WHT(Walsh-Hadamard Transform) 등이 대표적이다[1][2].

본 논문에서는 수렴속도 향상을 위해 시간영역의 적응알고리즘을 직교변환인 아다말(Hadamard) 변환을 이용하여 적응알고리즘을 변환영역에서 수행하며, 변환영역에서 수렴성능 향상을 위해 가변스텝사이즈를 갖는 적응알고리즘을 제안한다. 제안한 알고리즘을 일반적인 부엽제거기(Generalized Sidelobe Canceller : GSC)에 적용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 하였으며, 각 알고리즘들의 계산량, 수렴성능을 이용하여 각각 비교, 분석하여 제안한 알고리즘의 성능이 우수함을 입증하였다.

II. 적응알고리즘을 이용한 GSC

1. 1차원 주파수영역 적응 GSC

GSC는 1982년 Griffith와 Jim이 제안한 새로운 구조의 부엽제거기이다[4]. GSC는 일반적인 부엽제거기와 다르게 안테나를 주 안테나와 보조 안테나로 따로 만들지 않고 여러 개의 동일한 안테나의 출력신호를 조합하는 방법에 따라 주채널과 보조채널을 형성하여 사이드로브를 제거하는 구조를 가진다. 그러나 Griffith와 Jim이 제안한 GSC는

시간영역에서 LMS알고리즘을 수행하기 때문에 입력상관 행렬의 고유치 분포폭이 넓게 분포하여 적응 GSC알고리즘의 성능을 떨어뜨리는 결과를 초래한다.

이러한 문제점을 해결하기 위하여 Chen과 Fang은 시간영역의 LMS알고리즘을 주파수영역으로 변환하여 적응알고리즘을 수행하였다[5]. 다음 그림 1은 주파수영역 적응 GSC의 구조이다. K개의 어레이 안테나와 지연소자를 이용하여 표적신호의 방향으로 빔패턴을 지향한다. 이 때 지연소자는 각 안테나 사이로 입사되는 표적신호의 위상차를 없애주는 역할을 수행하므로 지연소자를 통과한 표적신호 성분들은 서로 위상이 같게 된다. 주채널은 지연소자를 거친 안테나의 출력신호를 더한 후 1/K의 이득을 가지는 고정 표적신호 여파기로 구성되며, 보조채널은 K-1개의 감산기를 이용하여 표적신호를 없앤다. 다음으로 보조채널은 L-1개의 지연소자를 가진 TDL(tapped-delay line)에 의하여 지연되어지며 주파수영역 변환을 거쳐 주파수영역 적응알고리즘이 이루어진다. 주파수영역으로 신호를 변환하는 것은 탭입력 신호간의 시간적 상관도를 제거하여 수렴속도를 향상시키고자 하는데 있다[5][6][7].

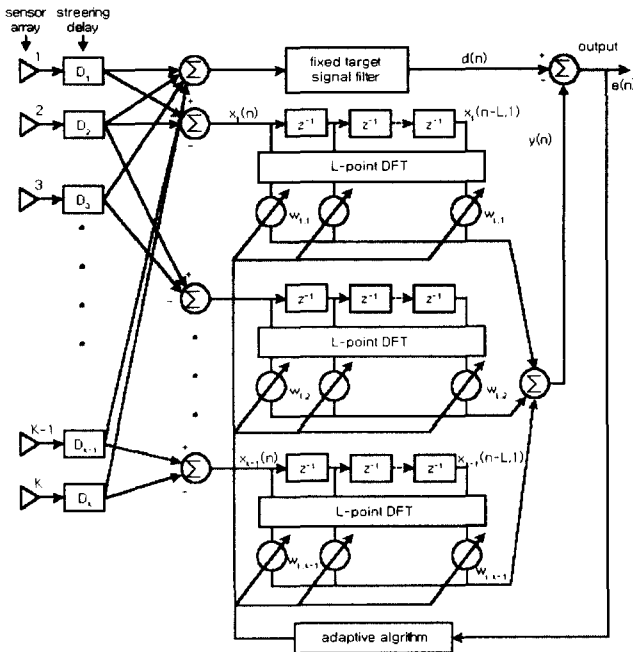


그림 1. 일차원 주파수영역 GSC 구조도

n번째 반복구간에서 i번째 보조입력 벡터 $X_i(n)$ 은

$$X_i(n) = [x_i(n), x_i(n-1), \dots, x_i(n-L+1)]^T \quad (1)$$

$$U_i(n) = [u_i(n), u_i(n-1), \dots, u_i(n-L+1)]^T \quad (2)$$

여기서 $U_i(n)$ 는 $X_i(n)$ 의 주파수영역으로 변환된 벡터이다. $X(n)$ 은 시간영역의 모든 TDL의 입력신호를 나타내는 $(K-1) \times L$ 차원의 신호벡터이고 $U(n)$ 은 $X(n)$

DFT 변환한 주파수영역의 신호벡터이며 $W(n)$ 은 전체 가중치벡터이다.

$$X(n) = [X_1^T(n), X_2^T(n), \dots, X_{K-1}^T(n)]^T \quad (3)$$

$$U(n) = [U_1^T(n), U_2^T(n), \dots, U_{K-1}^T(n)]^T \quad (4)$$

$$W(n) = [W_1^T(n), W_2^T(n), \dots, W_{K-1}^T(n)]^T \quad (5)$$

보조채널의 출력은

$$y(n) = W^H(n)U(n) \quad (6)$$

이며, 주채널 $d(n)$ 과 출력 $y(n)$ 차인 $e(n)$ 에 의하여 가중치 값들이 업데이트 된다.

$$W_{n+1} = W_n + 2\gamma R_{uu}^{-1} U(n) e(n)^* \quad (7)$$

$$R_{uu}^{-1} = E [U(n)U(n)^T] \quad (8)$$

$$0 < \gamma < \frac{1}{(K-1)L} \quad (9)$$

R_{uu}^{-1} 주파수영역이 입력신호벡터 $U(n)$ 의 자기상관행렬이며 γ 는 적응상수로서 적응알고리즘이 수렴하기 위해서는 식(9)을 만족해야 한다. 그러나 실제로는 R_{uu}^{-1} 값을 알지 못하므로 입력되는 신호로부터 추정해야 한다. 먼저 자기상관행렬을 대각행렬로 근사화하면

$$R_{uu} \approx \text{diag}(r_{0,1}, \dots, r_{L-1,1}, \dots, r_{0,k-1}, \dots, r_{L-1,k-1}) \quad (10)$$

$$r_{l,k} = E [|u_{l,k}(n)|^2] \quad (11)$$

이며, R_{uu}^{-1} 는 전력추정 알고리즘에 의하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{r}_{l,k}(n) = \beta \hat{r}_{l,k}(n-1) + (1-\beta)|u_{l,k}(n)|^2 \quad (12)$$

$$0 < \beta < 1$$

β 는 전력추정에 사용되는 smoothing 상수이다. 식(12)에서부터 알 수 있는 것은 어떤 돌발적인 상황, 즉 입력전력이 갑자기 감소하여 적응시스템을 붕괴할 수 있는 상황에서 전력의 추정값을 이전의 전력값에 의해 보상할 수 있는 알고리즘이다.

2. 2차원 주파수영역 GSC

실제 대부분의 GSC의 응용에 있어서는 탭 입력신호 사이의 시간적 상관도 뿐만 아니라 인접 어레이 입력신호 사이의 공간적 상관도가 존재하며 이 공간적 상관도를 제거해야만 수렴속도를 더욱 향상시킬 수 있다.

An과 Champagne는 입력신호에 대하여 2차원 변환을 수행하여 시간적 상관도와 공간적 상관도를 모두 제거함으로써 수렴속도를 더욱 향상시켰다. 그림 2는 이차원 변환 영역 LMS알고리즘을 사용한 GSC의 블록도이다. 변환을 이차원으로 수행하는 것을 제외하고는 앞의 1차원 변환 GLS 구조와 동일한 과정으로 알고리즘이 수행된다.

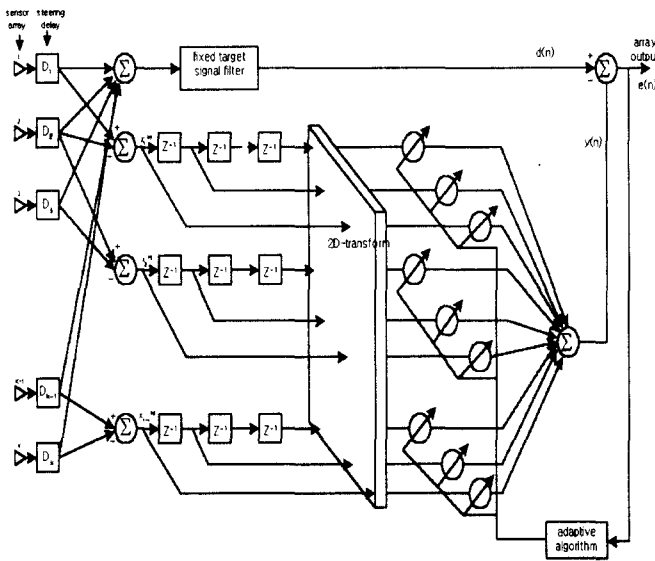


그림 2. 이차원 주파수영역 GSC 구조도

III. 제안하는 알고리즘

적용신호처리를 시간영역에서 처리할 경우 입력신호의 고유치 분포폭이 넓게 되어 수렴속도가 저하하는 문제점이 있다. 이를 해결하기 위하여 신호를 주파수 영역으로 변환하여 입력신호의 상관도를 줄임으로써 수렴속도를 향상시킬 수 있다. 그러나 주파수 영역으로 변환시켜주는 푸리에 변환은 복소변환이므로 복소계산이 요구되어 진다. 이것은 많은 계산량을 필요로 하게 되어 실제 DSP칩을 이용한 시스템의 구현에 있어서 상당한 부담이 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 실수 값을 갖는 직교변환 형태의 연구가 주목을 받게 되었으며, 그중에서 이산코사인 변환, 윌시-아다말변환 등이 알려져 있다.

본 논문에서는 복소변환으로 인한 계산량을 줄이기 위해 실수값을 갖는 직교변환인 아다말변환을 사용하여 변환영역에서 알고리즘을 수행하기로 한다. 아다말 변환은 푸리에 변환이 사인과 및 코사인파이 기본 주파수와 그 고조파 성분에 대해서 함수변환 연산을 행하는데 비해, 사인과 및 코사인파를 포함시켜 +1과 -1의 2치를 취하도록 하는 것이다. 적용신호처리에서 DFT를 이용한 직교변환이 복소곱셈과 복소덧셈이 필요로 한 반면 아다말 변환은 오직 실수덧셈만을 필요로 한다. 이는 DFT에 비해 상당한 계산량을 줄일 수 있음을 의미한다. 아다말변환 또한 DFT의 FFT처럼 고속 알고리즘을 사용하여 계산량을 줄일 수 있다.

다음은 적응상수 값을 자동적으로 조절하는 알고리즘을 적용하여 사전지식을 가지지 않고 임의로 선택하지 않으며 환경변화에도 뛰어난 적응력을 갖는 알고리즘을 제안

한다. 먼저 적응상수를 시변이라고 가정하면 변환영역 알고리즘은 다음과 같다.

$$W_{n+1} = W_n + 2\gamma(n) R_{uu}^{-1} \frac{U(n) e(n)^*}{(K-1)L} \quad (13)$$

$$0 < \gamma(n) < 1$$

식(13)은 식(12)에서 적응상수의 값을 0과 1사이 값을 가지도록 $(K-1)L$ 로 정규화하였다. 다음으로 식(12)와 비교했을 때, 다른 것은 $\gamma(n)$ 의 존재일 것이다. $\gamma(n)$ 은 식(12)가 고정된 반면 각 반복구간마다 변화하는 값을 의미한다.

가변스텝사이즈를 갖는 변환영역 적응알고리즘을 만들기 위해 적응상수를 오차의 절대값에 따라 변화시킨다. 즉 적응상수는 오차의 절대값이 클 때는 크게 잡아 빠른 수렴속도를 얻도록하며 오차가 적을 경우 적게하여 MSE값을 줄인다. 수렴범위 내에 정규화된 적응상수의 변화를 얻기 위해서 exponential함수에 적용하여 다음과 같은 수식을 얻는다.

$$\gamma(n) = 1 - \exp(-\alpha|e(n)|) \quad (14)$$

식(13)과 (14)은 가변스텝사이즈를 갖는 적응알고리즘이다. 가변스텝사이즈를 갖는 알고리즘은 고정된 적응상수를 갖는 알고리즘에 비해 각 반복수행마다 가중치벡터에 대해 개별적으로 수렴인자 값이 주어지며 빠르고 안정된 수렴특성을 가진다. α 는 forgetting 인자로서 $0 < \alpha < 1$ 사이의 값을 가진다.

본 논문에서는 편의상 그림 1의 1차원 주파수영역 GSC를 FLMS알고리즘, 그림 2의 2차원 주파수영역 GSC를 2DFLMS알고리즘, 그리고 제안한 알고리즘 중에서 아다말변환을 적용한 경우를 FHT, 2DFHT 아다말변환에 가변스텝사이즈를 적용한 알고리즘을 V-FHT라고 부르기로 하겠다.

계산량을 알아보기 위해서 TDL이 L이고 안테나 수가 K인 GSC에 대한 각 알고리즘에 대한 복소 곱셈량을 살펴보면, FLMS인 경우 $(K-1)L \log_2 L + 3.5(K-1)L$ 번이 복소 곱셈이 필요로 하며, 2DFLMS 알고리즘인 경우 $KL \log_2 L + 3.5(K-1)L + (k-1) \log_2 (K-1)$ 번, FHT와 2DFHT인 경우는 $2L(K-1)$ 번이 필요하며 아다말변환 영역 적응알고리즘이 주파수영역에 비해 훨씬 계산량이 작음을 알 수 있다. 또한 2DFHT는 FHT와 비교했을 때, 덧셈에서만 차이가 날 뿐, 곱셈량에 있어서는 FHT와 같다. V-FHT알고리즘인 경우는 2DFHT에서 exponential 연산만 추가하면 된다.

IV. 시뮬레이션

시뮬레이션은 환경은 다음과 같다.

- 어레이 센서 $K=17$, 탭길이 $L=8$
- 표적신호
주파수 = 0.1, 입사각 = 0도, SNR = 10dB
- 간섭신호
주파수 = 0.3, 입사각 = 34도, JNR = 20dB
- $\gamma=1.21 \times 10^{-3}$, $\beta=0.7$, $\alpha=1 \times 10^{-4}$

각 알고리즘의 성능을 비교하기 위해서 MSE곡선을 dB로 나타내었다.

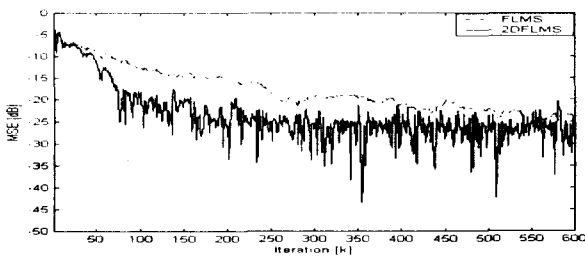


그림 3. FLMS와 2DFLMS에 대한 MSE 곡선

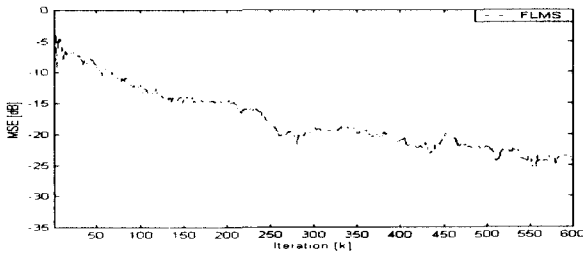


그림 4. FLMS에 대한 MSE 곡선

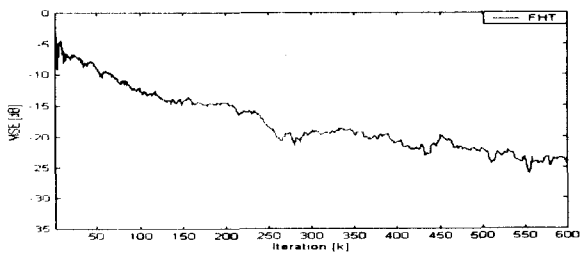


그림 5. FHT에 대한 MSE 곡선

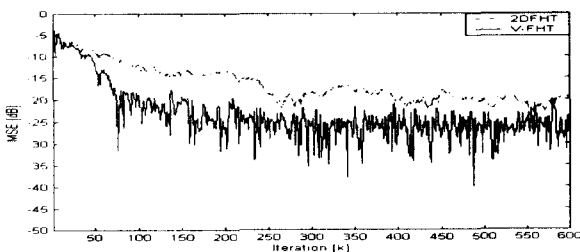


그림 6. 2DFHT와 V-FHT에 대한 MSE곡선

V. 결론

본 논문에서는 가변스텝사이즈를 갖는 아다말변환 적응

알고리즘을 제안하였으며 제안한 알고리즘을 부엽제거기인 GSC에 적용하여 컴퓨터시뮬레이션을 하였다. 그 결과 일차원 주파수영역변환 GSC보다 이차원 변환 GSC가 시간적상관도와 공간적상관도 모두를 제거함으로써 성능이 우수하였으며, 복소변환인 푸리에변환 대신 아다말변환을 사용한 경우는 그 특성이 거의 일치함을 알 수 있었다. 그러나 아다말변환인 경우에는 변환과정에서 곱셈연산을 사용하지 않으므로 다른 직교변환에 비해 상당한 계산량을 줄일 수 있었다. 마지막으로 가변스텝사이즈를 갖는 방식이 알고리즘은 오차의 변화에 따라 적응상수 값을 변화시킴으로써 그 성능이 고정된 적응상수를 사용하는 알고리즘에 비해 성능이 가장 우수하였다.

향후연구 과제로는 여러 형태의 변환영역 적응알고리즘의 특성을 비교, 분석하는 것과 보다 계산량을 줄일 수 있는 효율적인 알고리즘에 대한 연구가 있어야 하겠다.

참고문헌

- [1] S.S.Narayan, M.Peterson, and J.Narasimha, "Transform domain LMS algorithm" *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-31, pp. 609-615, June. 1983.
- [2] D.F.Marashall, W.K.Jenkins and J.J.Murphy "The use of orthogonal transform of adaptive filters" *IEEE Trans. Circ. Syst.*, pp. 474-484, Apr. 1989.
- [3] W.K.Jenkins and J.R.Kreidle, "Adaptive digital filters using the Walsh-Hadamard transform" in *Proc.1986 Int. Symp. on Circuits and Systems*, San Jose, CA, pp.875-878, May. 1986.
- [4] CRIFFITHS,L.J., and JIM,C.W., "An alternative approach to linearly constrained adaptive beamforming" *IEEE Trans.Antennas Propag.* 1982, AP-30,PP.27-34
- [5] CHEN, Y.H and FANG, H.D "Frequency domain implementation of Griffith-Jim adaptive beamformer", *J.Acoust. Soc. Am.*, 1992. pp. 3354-3366
- [6] J.AN, B.CHAMPAGNE, "GSC realizations using the two-dimensional transform LMS algorithm", *IEEE Proc. Radar, Sonar, Navig.*, Vol. 141, No. 5, October 1994
- [7] 문성훈,한동석,이규만,조명제, "계산량 감소를 적용 C-GSC 알고리즘", *대한전자공학회 추계학술대회 논문집*, Vol. 21, No 2, pp 1187-1190, 1999