

논문 2011-48SP-4-18

효율적인 주파수 영역 빔형성기 구현을 위한 국부 스펙트럼 고속 연산 기법

(A Fast Partial Frequency Spectrum Computation Method for the
Efficient Frequency-Domain Beamformer)

하창읍*, 김완진***, 이동훈**, 김형남***

(Chang-Eup Ha, Wan-Jin Kim, Dong-Hun Lee, and Hyoung-Nam Kim)

요약

주파수 영역 빔형성기 (frequency domain beamformer)는 시간 영역 빔형성기에 비해 연산량 측면에서 효율성이 높아 다수의 빔과 센서가 요구되는 수동 소나 시스템에서 널리 사용되고 있다. 주파수 영역 빔형성기에서는 푸리에 변환을 통한 입력 신호의 스펙트럼 분석 과정이 필수적이며, 이 과정의 효율성에 따라 전체 시스템의 성능이 결정된다. 또한 기본적으로 실시간 신호처리가 요구되는 실제 전장 환경에서 이러한 스펙트럼 연산 과정 최적화의 중요성이 더욱 부각되고 있다. 따라서 본 논문에서는 실시간으로 수신되는 협대역 신호의 효율적인 국부 스펙트럼 분석 (partial spectrum analysis)을 위해, TD (transform decomposition) 기법과 GSFFT (generalized sliding fast Fourier transform) 기법의 장점을 모두 적용한 pruned-GSFFT 기법을 제안한다. 또한 제안된 기법의 구현상의 특성을 분석하고 요구되는 연산량을 기존 기법들과 비교한다.

Abstract

A Frequency domain beamforming technique is widely used in sonar systems with a large number of beams and sensors. In the battlefield environment requiring real-time signal processing, it is needed to optimize the computational complexity of the spectrum computation to implement an efficient and fast frequency domain beamformer. So, in this paper, we proposed the pruned-GSFFT (pruned generalized sliding fast Fourier transform) as a new spectrum computation method. The proposed method help to reduce the computational complexity of the real-time partial spectrum computation by eliminating the redundancy between consecutive input samples and skipping the regardless frequency bands. Also the characteristics of the proposed pruned-GSFFT method and its computational complexity are compared to those of previous FFT algorithms.

Keywords : SONAR, frequency domain beamformer, FFT, computational complexity

I. 서론

제 2차 세계대전 초기 독일은 U보트의 효과적인 운

* 학생회원, *** 정회원, 부산대학교 전자전기공학과
(School of Electrical Engineering, Pusan National University)

** 정회원, 국방과학연구소

(Agency for Defense Development)

※ 본 논문은 2009년 국방과학연구소의 “광대역 소나의 신호처리 최적화 기법 연구”에 대한 연구용역으로 이루어 졌음.

접수일자: 2010년12월29일, 수정완료일: 2011년6월11일

용을 통해 해상전에서 우위를 선점하였으며, 이를 통해 전체 전쟁에서도 주도권을 확보하고 연합군에 큰 타격을 입혔다. 그 이후 현대전에 이르기까지 방사 소음 최소화를 통한 수상함과 잠수함의 은밀한 작전수행 및 위협회피 능력의 중요성이 지속적으로 부각되고 있다. 또한 이에 대응하여 수중위협을 정확하게 탐지하고 식별하기 위한 정밀하고 빠른 처리속도의 소나 체계 개발의 중요성 역시 크게 강조되고 있다.

소나 (sound navigation and ranging, SONAR)란 음파를 이용하여 수중 물체의 위치 탐지, 식별 및 추적하

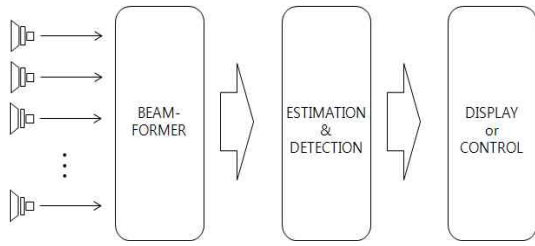


그림 1. 소나 신호처리 과정
Fig. 1. The signal processing in SONAR systems.

기 위한 다양한 응용기법을 총칭하는 용어이며, 그림 1 과 같이 빔 형성기, 탐지부, 영상 표시부 그리고 제어부 로 구성된다^[1]. 먼저 수중 청음기 (underwater hydrophone)에 수신된 음향 신호는 빔형성기를 거치게 된다. 대기에서 운용되는 레이더와 달리 소나 시스템은 해수의 영향과 수중 청음기의 무게로 인해 물리적으로 빔을 조향하기가 어렵다. 따라서 배열 센서에 입력되는 신호간의 시간 지연차 정보를 이용하는 빔형성 기법을 통해 물리적으로 송수신 빔을 조향하는 것과 동일한 효과를 얻는다. 이를 이용하여 특정 방향에서 입사하는 신호만을 선택적으로 수신할 수 있으며, 다양한 신호처리 기법을 적용하여 신호원의 속도, 거리 정보 등을 추정할 수 있다. 이 때 빔형성기의 정확도와 처리속도는 소나 시스템의 전체 성능을 결정짓는 중요한 부분이다. 특히, 음파신호의 능동적인 송신과정 없이 수신된 신호만을 이용하여 신호원을 탐지 및 식별하는 수동 소나 시스템에서는 그 역할이 더욱 커지게 된다.

사용되는 센서와 생성되는 빔의 개수가 적은 경우 시간 영역 빔형성 기법이 일반적으로 이용되지만, 다수의 센서와 빔형성이 요구되는 경우에는 연산량 측면에서 보다 효율적인 주파수 영역 빔형성 기법이 사용된다. 특히 LOFAR (low frequency analysis and recording) 또는 합성개구소나와 같이 수신신호의 주파수 영역 분석에 기반하는 시스템에서 주파수 영역 빔형성기는 필수적인 과정이다^[2]. 주파수 영역 빔형성기는 입력 신호의 주파수 영역 변환을 위해 FFT (fast Fourier transform) 기법을 사용한다^[3]. 하지만 수신신호가 협대역 (narrow band) 특성을 가지고 주파수 스펙트럼 분석이 짧은 시간 간격으로 수행되어야 하는 경우, FFT 기반의 주파수 영역 빔형성 기법에는 불필요한 연산과정이 존재한다. 따라서 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하여 연산량을 효과적으로 감소시키기 위해 TD (transform decomposition) 기법과 GSFFT (generalized sliding FFT) 기법을 결합한 새로운 실시간 국부 스펙

트럼 연산을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 주파수 영역 빔형성 기법의 기본 개념을 소개하고, III장에서는 제안된 pruned-GSFFT의 기반이 되는 TD 기법과 GSFFT 기법에 대해 설명한다. IV장에서 효율적인 실시간 협대역 신호 분석을 위한 pruned-GSFFT를 제안하고 구현상 특성과 연산량을 분석한다. 끝으로 V장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 주파수 영역 빔형성 기법

1. 주파수 영역 빔형성 기법

수중 청음기의 각 센서에 수신되는 음향신호는 그림 2와 같이 각 음파신호의 입사각에 따라 시간 지연차가 발생하며, 센서간 거리가 d 이고 수중에서 음파의 전파속도가 c 일 때 아래와 같이 정의된다^[4].

$$\tau_n(\theta) = n \cdot \frac{d}{c} \sin(\theta) \tag{1}$$

N 개의 센서로 구성되는 주파수 영역 빔형성기는 각 센서에 수신된 음향신호를 샘플링 주파수 f_s 로 샘플링한 후, 식 (2)와 같은 이산 푸리에 변환을 통해 주파수 영역으로 변환한다^[3].

$$X_n(k) = \sum_{m=0}^{M-1} x_n[m] e^{-j2\pi kn/M} \tag{2}$$

이 때, 0번째 센서의 입력 $x_0(m)$ 과 n 번째 센서의 입력 $x_n(m)$ 간에는 $\tau_n(\theta)$ 의 시간 지연차가 존재하므로, $X_0(k)$ 와 $X_n(k)$ 는 식 (3)과 같은 관계를 가진다.

$$X_n(k) = X_0(k) e^{j\frac{2\pi k}{M} f_s \tau(\theta)} \tag{3}$$

주파수 영역으로 변환된 각 센서의 입력신호를 입사

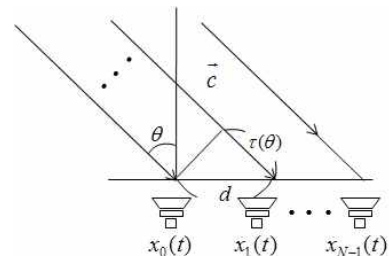


그림 2. 시간 지연과 입사각도의 관계^[4]
Fig. 2. The relation between time delay and propagation angle^[4].

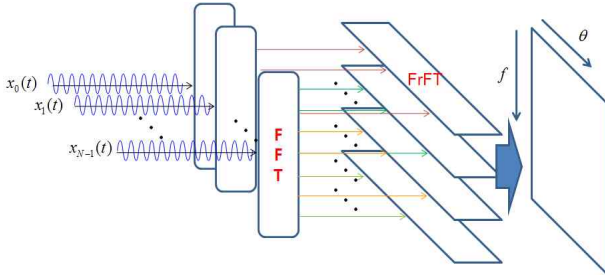


그림 3. 주파수 영역 빔형성기의 개념도
Fig. 3. The notion of a frequency domain beamformer.

각-주파수 평면에 표현하기 위해 식 (4)와 같이 시간 지연에 의한 $e^{j2\pi k f_s \tau_n(\theta)}$ 를 보상하여 입사각 θ 에 대해 정렬한다.

$$\begin{aligned}
 B(k, \theta) &= \sum_{n=0}^{N-1} X_n(k) e^{-j \frac{2\pi k}{M} f_s \tau_n(\theta)} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} X_n(k) e^{-j \frac{2\pi k}{M} f_s n \frac{d}{c} \sin(\theta)}
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

위의 식 (4)에 식 (5)와 (6)을 대입하여 정리하면, 식 (7)과 같은 분수차 푸리에 변환 (fractional Fourier transform, FrFT) 식을 얻을 수 있다^[2].

$$\alpha(k) = k f_s d / c M \tag{5}$$

$$\sin(\theta_l) = l / N, \quad l = -N, \dots, N-1 \tag{6}$$

$$B(k, l) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n(k) e^{-j \frac{2\pi l}{N} n \alpha(k)} \tag{7}$$

이러한 주파수 영역 빔형성 기법의 전체 신호처리 과정은 그림 3과 같다.

2. 효과적인 주파수 스펙트럼 연산의 필요성

주파수 영역 빔형성기에서는 각 센서 입력신호의 신속한 주파수 영역 변환을 위해서 FFT 기법을 사용한다. 하지만 그림 4와 같이 수상함이나 잠수함의 방사소음은 협대역에 분포하므로 전대역 FFT를 사용하는 경우에는 연산량이 불필요하게 증가된다^[5]. 따라서 특정한 관심 대역의 주파수 스펙트럼 정보만을 연산하는 pruned-FFT 기법을 적용하여 연산량을 감소시킬 수 있다. 또한 소나 시스템에서는 시간에 따른 입력신호의 주파수 스펙트럼의 변화를 정확히 분석하기 위해 짧은 시간 간격마다 반복적으로 FFT를 수행한다. 이 과정에서 매 FFT 과정에서의 이전과 현재 윈도우의 입력에 존재하는 중복 신호에 의한 불필요한 과정을 제거하면

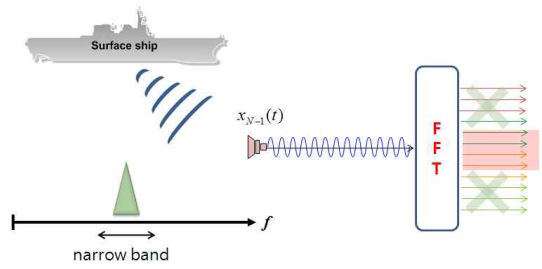


그림 4. 국부 스펙트럼 연산의 필요성
Fig. 4. The need of a partial spectrum computation method.

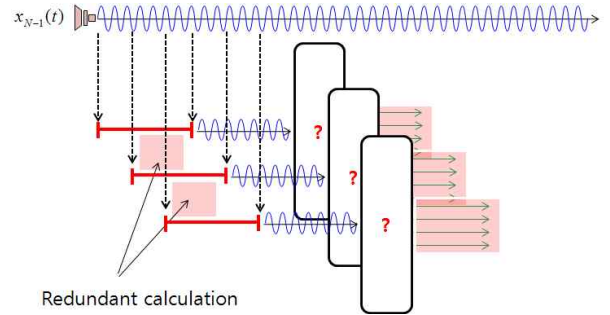


그림 5. 짧은 스펙트럼 갱신 주기를 가지는 부분 스펙트럼 연산 구조
Fig. 5. The structure of a partial spectrum computation with a short updating interval.

연산량이 효과적으로 감소될 수 있다.

따라서 본 논문에서는 그림 5와 같이 특정 대역의 주파수 정보만을 효율적으로 연산하는 TD 기법과 연속되는 입력 신호의 주파수 스펙트럼을 짧은 시간 갱신 간격으로 얻어낼 수 있는 GSFFT 기법의 장점을 결합한 pruned-GSFFT 스펙트럼 연산 기법을 제안한다.

III. Transform decomposition 기법과 generalized sliding FFT 기법

1. Transform decomposition 기법

TD 기법은 특정 대역의 스펙트럼만을 적은 연산량으로 계산하기 위한 프루닝 (pruning) 기법 중의 하나로서 Cooley-Tukey FFT 기법의 분할 정복법 (divide & conquer method)에 그 기반을 두고 있다^[6]. TD 기법은 그림 6과 같이 3단계의 과정을 거쳐 수행된다. 먼저 첫 번째 단계에서는 입력 샘플들을 Q 개의 P 블록으로 재정렬하고, 두 번째 단계에서는 각 블록의 샘플들에 대해 이산 푸리에 변환을 수행한다. 마지막 단계에서는 이전 단계의 결과를 이산 푸리에 변환을 통해 재결합한다. TD 기법의 세부 과정을 자세하게 살펴보면 다음과 같다.

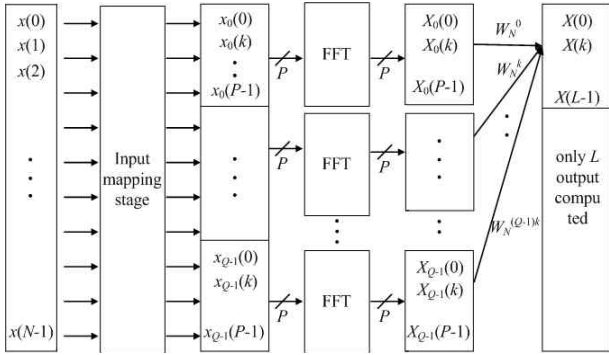


그림 6. TD 기법의 블록도
Fig. 6. The block diagram of TD method.

먼저 입력 신호를 P 개의 샘플로 구성된 Q 개의 블록으로 정렬하며, 이 단계에서 이산 인덱스 (discrete-index) n 은 아래 식과 같이 P 와 Q 로 표현된다.

$$n = Qn_1 + n_2, \quad \text{where} \begin{cases} n_1 = 0, 1, \dots, P-1 \\ n_2 = 0, 1, \dots, Q-1 \end{cases} \quad (8)$$

식 (8)을 이용하여 이산 푸리에 변환식을 정리하면 아래와 같다.

$$\begin{aligned} X(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{nk} \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \\ &= \sum_{n_2=0}^{Q-1} \sum_{n_1=0}^{P-1} x(n_1Q + n_2) W_N^{(n_1Q + n_2)k} \\ &= \sum_{n_2=0}^{Q-1} \left[\sum_{n_1=0}^{P-1} x(n_1Q + n_2) W_P^{n_1 \langle k \rangle_P} \right] W_N^{n_2k} \end{aligned} \quad (9)$$

식 (9)을 모듈로- P (modulo- P) 연산자 $\langle \cdot \rangle_P$ 를 이용하여 정리하면 아래 식과 같다.

$$X(k) = \sum_{n_2=0}^{Q-1} X_{n_2}(\langle k \rangle_P) W_N^{n_2k} \quad (10)$$

이 때, $X_{n_2}(\langle k \rangle_P)$ 는

$$\begin{aligned} X_{n_2}(j) &= \sum_{n_1=0}^{P-1} x(n_1Q + n_2) W_P^{n_1j} \\ &= \sum_{n_1=0}^{P-1} x_{n_2}(n_1) W_P^{n_1j} \end{aligned} \quad (11)$$

를 의미하며 j 는 0에서 $P-1$ 사이의 값이다. 두 번째 단계에서는 식 (11)을 이용한 P -점 이산 푸리에 변환을 수행하며, 이 과정에서 사용되는 알고리즘에 따라 TD 기법의 연산량이 결정된다. 마지막 단계에서는 식 (11)

의 결과와 식 (10)을 이용해 얻고자하는 특정 주파수

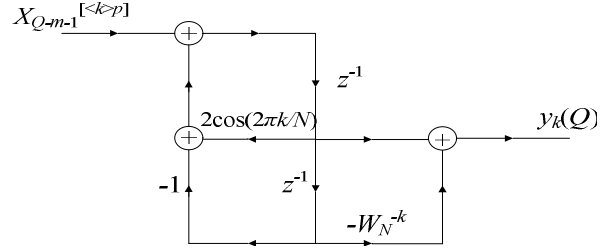


그림 7. 식 (12)를 구현한 신호 흐름도
Fig. 7. The signal flow of Eq. (12).

대역의 스펙트럼을 조합한다. 이 때, $8Q-2$ 번의 실수 연산이 필요한 일반적인 이산 푸리에 변환이 비해 Goertzel 알고리즘을 식 (10)에 적용하면 연산량을 $6Q+2$ 로 감소시킬 수 있다^[6]. 식 (10)에 $n_2 = Q-m-1$ 을 대입하면 식 (12)으로 수정된다.

$$X(k) = \sum_{m=0}^{Q-1} X_{Q-m-1}(\langle k \rangle_P) (W_N^k)^{Q-m-1} \quad (12)$$

식 (12)은 $X_{Q-m-1}(\langle k \rangle_P)$ 과 $(W_N^k)^{Q-m-1}$ 의 컨볼루션 (convolution) 관계로 해석할 수 있고, 이 때 $(W_N^k)^{Q-m-1}$ 의 전달함수 $H_k(z)$ 는 아래와 같다.

$$H_k(z) = \frac{z^{-1}}{1 - W_N^k z^{-1}} \quad (13)$$

식 (13)의 분모와 분자에 $1 - W_N^k z^{-1}$ 을 곱하면 식 (14)와 같이 수정되며, 그림 7과 같은 Goertzel 필터의 신호 흐름도를 얻을 수 있다.

$$H_k(z) = \frac{z^{-1}(1 - W_N^k z^{-1})}{1 - 2\cos(2\pi k/N)z^{-1} + z^{-2}} \quad (14)$$

위의 과정을 거치면 일반적인 FFT 기법을 적용한 경우보다 적은 연산량으로 특정 주파수 대역의 정보를 얻을 수 있다. 이와 같은 TD 기법은 협대역 신호처리가 요구되는 소나 시스템의 주파수 영역 빔형성 기법에 적용될 수 있다. 하지만 연속되는 입력신호의 주파수 스펙트럼 분석이 짧은 시간 간격마다 연속적으로 수행되어야 하는 경우, 매 입력 샘플이 갱신될 때마다 TD 기법의 반복적인 수행이 요구된다. 그러므로 이러한 입력신호의 중복성에서 기인하는 중복연산 과정을 제거할 수 있는 방법이 추가적으로 고려되어야 한다.

2. Generalized sliding FFT 기법

GSFFT 기법은 윈도우가 이동하면서 새롭게 갱신되

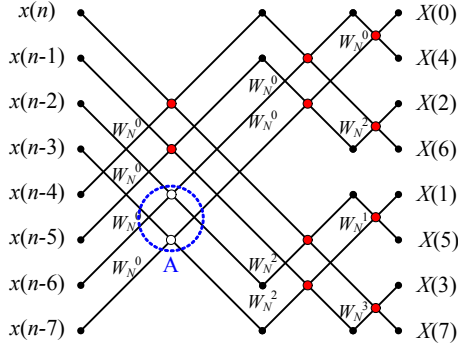


그림 8. Radix-2 FFT의 신호흐름도

Fig. 8. The signal flow of radix-2 FFT.

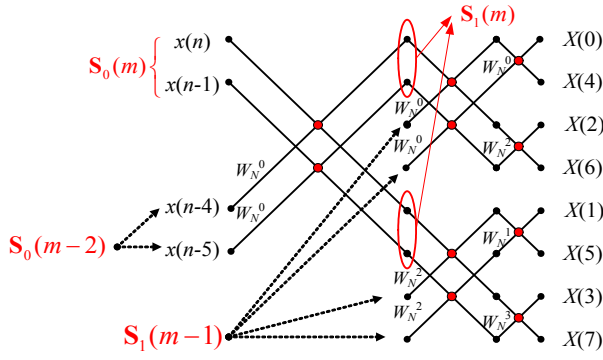


그림 9. GSFFT의 신호 흐름도

Fig. 9. The signal flow of GSFFT.

는 입력샘플과 관련된 부분만을 연산하고 나머지 부분은 이전 과정에서 저장된 결과를 이용하여 불필요한 연산과정을 최소화한다^[7]. 그림 8과 같은 radix-2 FFT 기법에서 윈도우의 크기 N 이 8이고 갱신되는 샘플의 수가 2일 때, 이전과 현재 윈도우를 연산할 때 중복되는 부분은 그림 8에서 'A'로 표시된 부분이다. 그림 8과 같은 radix-2 FFT 기법에 GSFFT 기법을 적용하면 그림 9와 같은 신호 흐름도로 수정된다. 그림 9에서 m 번째 윈도우 이동에 의해 갱신된 시간영역 샘플들을 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{U}(m) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-2^k+1)]^T \quad (15)$$

여기서 k 는 $M=2^k$ 를 만족하는 정수이고 M 은 새롭게 갱신된 입력샘플의 수이다. 그림 9에서 $\mathbf{S}_i(m)$ 은 i 번째 마디의 상태벡터를 뜻하며, i 는 radix-2 FFT의 단계(stage) 인덱스를 나타낸다. 그리고 이전에 저장된 데이터를 사용하는 단계 수를 나타내는 인덱스 q 를 $\log_2(N/M)$ 으로 정의한다. m 번째 시행에서 j 가 $0 \leq i \leq q$ 인 경우, 즉 저장된 메모리를 사용하여 연산

을 수행하는 경우 $\mathbf{S}_{i+1}(m)$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{S}_{i+1}(m) = \left(\mathbf{P}_{i,k} \left(\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \otimes \mathbf{I}_{2^{k+i}} \right) \right) \begin{bmatrix} \mathbf{S}_i(m) \\ \mathbf{V}_{i,k} \mathbf{S}_i(m-2^{q-i-1}) \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} \mathbf{S}_0 = \mathbf{U}(m) \\ \mathbf{P}_{i,k} = \mathbf{P}_i \otimes \mathbf{I}_{2^k} \\ \mathbf{V}_{i,k} = \mathbf{V}_i \otimes \mathbf{I}_{2^k} \\ \mathbf{P}_i = [\mathbf{e}_{\text{odd}} \ \mathbf{e}_{\text{even}}] \\ \mathbf{e}_{\text{odd}} = [\mathbf{e}_1 \ \mathbf{e}_2 \ \dots \ \mathbf{e}_{2^{i+1}-1}] \\ \mathbf{e}_{\text{even}} = [\mathbf{e}_2 \ \mathbf{e}_4 \ \dots \ \mathbf{e}_{2^{i+1}}] \\ \mathbf{V}_i = \text{diag}(W_N^{\sigma(0)}, W_N^{\sigma(1)}, \dots, W_N^{\sigma(2^i-1)}) \end{cases} \quad (16)$$

여기서 \mathbf{I}_{2^k} 는 $2^k \times 2^k$ 단위행렬이고 \otimes 는 텐서곱(Kronecker product)을 의미한다. \mathbf{P}_i 는 $2^{i+1} \times 2^{i+1}$ 의 치환행렬(permutation matrix), \mathbf{e}_r 은 r 번째 $2^{i+1} \times 2^{i+1}$ 단위행렬의 열벡터(column vector), \mathbf{V}_i 는 회전인자(twiddle factor) $W_N^{\sigma(r)}$ 의 대각 행렬을 의미한다. 여기서 $\sigma(r)$ 는 r 의 역비트(reverse bit)를 취한 값이다. 그리고 $q \leq i \leq k+q$ 인 경우, 메모리에 저장된 값을 이용하지 않는다면 $\mathbf{S}_i(m)$ 은 식 (17)로 표현되고

$$\mathbf{S}_i(m) = [\mathbf{S}_{i,0}(m) \ \mathbf{S}_{i,1}(m) \ \dots \ \mathbf{S}_{i,N-1}(m)]^T \quad (17)$$

$i+1$ 번째 단계의 상태벡터는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{S}_{i+1,t}(m) \\ \mathbf{S}_{i+1,t+2^{k+q-i-1}}(m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{i,t}(m) \\ \mathbf{V}_{i,t} \mathbf{S}_{i,t+2^{k+q-i-1}}(m) \end{bmatrix} \quad (18)$$

여기서 $\mathbf{V}_{i,t}$ 는 $W_N^{\sigma(r)}$ 이고 $\sigma(r)$ 는 $\langle t-1 \rangle_{N/2}^{i+1}$ 의 역비트를 취한 값이다.

일반적인 FFT 기법의 연산량이 윈도우 크기 N 에만 관계하는 것과 달리 GSFFT 기법의 연산량은 윈도우의 이동 간격 M 에도 영향을 받는다. 먼저 각 단계 마다 2^{i+k} 개의 butterfly-구조가 있으므로 메모리를 필요로 하는 butterfly-구조의 수는 아래와 같다.

$$\sum_{i=0}^{q-1} 2^{i+k} = 2^k (2^0 + 2^1 + \dots + 2^{q-1}) = 2^{q+k} - 2^k = N - M \quad (19)$$

메모리를 필요로 하지 않는 단계에서 butterfly-구조의 수는 $N/2$ 이므로 메모리를 필요로 하지 않는 butterfly-구조 수는 다음과 같다.

$$\sum_{i=0}^{q-1} \frac{N}{2} = \frac{N}{2} k = \frac{N}{2} \log_2 M \quad (20)$$

하나의 butterfly-구조에서 총 10번의 실수 연산을 수행하므로 GSFFT 기법에서 필요한 총 실수 연산은 아래와 같다.

$$OPR_{GSFFT} = 5N \log_2 M + 10N - 10M \quad (21)$$

IV. Pruned-GSFFT 기법과 빔형성기의 구현

1. Pruned-GSFFT 기법

그림 5와 같은 소나 시스템의 연산량을 최적화하기 위해서는 인접한 윈도우 사이의 중복연산을 제거하는 GSFFT와 관심의 주파수 대역의 연산과정을 제거하는 TD 기법의 특성을 동시에 가지는 새로운 방법이 요구된다. 따라서 본 논문에서는 TD 기법의 P-점 고속 푸리에 변환이 다른 알고리즘으로 대체가 가능하다는 점에 착안하여, 이를 기존의 GSFFT 기법으로 대체함으로써 두 기법의 장점을 모두 가지는 pruned-GSFFT 기법을 제안한다.

Pruned-GSFFT 기법은 그림 10과 같이 윈도우의 이동으로 새롭게 갱신되는 M개의 샘플만을 주파수 스펙트럼 연산에 이용하며, 입력된 샘플을 TD 기법과 동일한 방법으로 재정렬 및 배치한다. 즉 갱신된 샘플 $[x(n) x(n-1) \dots x(n-(M-1))]$ 들을 식 (22)을 이용하여 식 (23)과 같이 n_2 번째의 GSFFT 단의 입력으로 결정한다.

$$R_{n_1}^{n_2} = Qn_1 + n_2, \text{ where } \begin{cases} n_1 = 0, 1, K, M/Q - 1 \\ n_2 = 0, 1, K, Q - 1 \end{cases} \quad (22)$$

$$S_0^{n_2}(m) = [x(n - R_0^{n_2}) x(n - R_1^{n_2}) \dots x(n - R_{M/Q-1}^{n_2})]^T \quad (23)$$

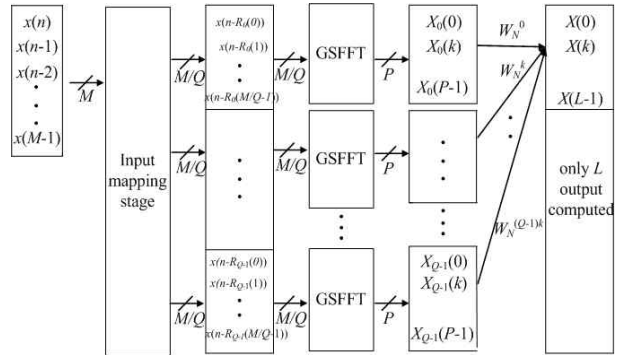


그림 10. Pruned-GSFFT 기법의 블록 다이어그램
Fig. 10. The block diagram of the pruned-GSFFT method.

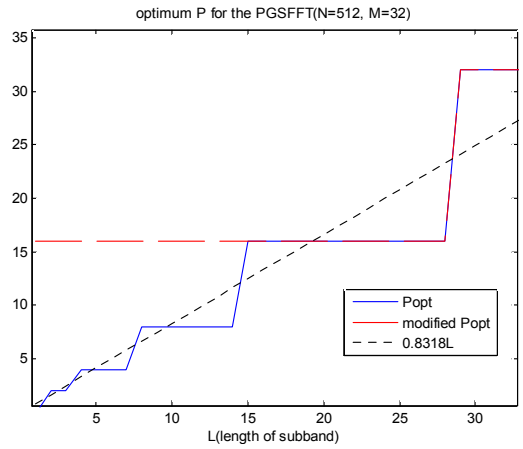


그림 11. 식 (25)에 의한 P_{opt} 와 제한조건을 고려한 의한 최적 P
Fig. 11. P_{opt} and the modified P constrained by Eq. (27).

식 (23)로 정의된 입력 신호를 식 (16)과 식 (18)을 이용하면 식 (11)과 동일한 결과를 얻을 수 있으며, 이후의 과정은 3장에서 언급한 TD 기법과 동일하다.

Pruned-GSFFT 기법의 연산량은 윈도우의 길이 N과 연산하고자 하는 주파수 대역의 길이 L, 윈도우의 이동으로 갱신되는 샘플의 수 M에 의해 결정된다. 먼저 Q를 P-점 GSFFT 단의 개수라 할 때, 각 단의 입력샘플 수는 M/Q가 되고, 이 때 연산량은 식 (21)에 의해 $5P \log_2 M/Q + 10P - 10M/Q$ 이다. 총 연산량은 Q개의 P-점 GSFFT 과정과 Goertzel 필터의 DFT 과정에서 요구되는 연산량을 합하여 아래와 같이 얻어진다.

$$OPR_{PGSFFT} = 5N \log_2 \frac{MP}{N} + 10N - 10M + \frac{6LN}{P} + 2L \quad (24)$$

이 때 식 (24)를 최소로 하는 최적의 P를 구하기 위

해, 식 (24)의 P에 대한 편미분 함수를 0로 하는 P를 구하고 가장 가까운 2의 멱수를 선택한다. 이 과정은 식 (25)과 같이 표현할 수 된다.

$$P_{opt} = \left\lfloor P \left| \frac{\partial OPR_{PGSFFT}}{\partial P} = 0 \right. \right\rfloor = \left\lfloor \frac{6}{5} \ln 2L \right\rfloor = \lfloor 0.8318L \rfloor \quad (25)$$

Pruned-GSFFT 기법의 윈도우 이동 간격 M은 2의 멱수이어야 하며, P-점 GSFFT의 개수 Q는 식 (26)과 같아야하는 조건을 만족하여야 한다.

$$M = Qx \quad \text{where } x = 2^d, 0 \leq d \leq \log_2 N \quad (26)$$

또한 식 (26)에 Q=N/P를 대입하면 최적의 P 값은 식 (27)과 같은 조건을 만족해야 한다.

$$P_{opt} = \frac{N}{M}x \quad \text{where } x = 2^d, 0 \leq d \leq \log_2 N \quad (27)$$

따라서 식 (25)에서 얻어진 P_{opt}와 식 (27)의 제한조건을 이용하여 수정된 최적의 P를 얻을 수 있다. 즉 그림 11에서와 같이 식 (25)에 의한 P_{opt}가 N/M보다 작을 경우 최적 P의 값은 N/M으로 대체된다.

2. Pruned-GSFFT을 이용한 주파수 영역 빔형성 기법

표 1에 PGSFFT 기법의 연산량을 기존의 FFT 기법들과 비교하였다. 일반적인 radix-2 FFT 기법의 연산량은 윈도우 길이 N에만 관계하며, pruned-FFT와 TD 기법은 윈도우 길이 N과 관심 주파수 대역의 길이 L에 의해 결정된다. 또한 GSFFT 기법은 갱신되는 입력 샘플의 크기 M에 의해 결정되며, 제안된 pruned-GSFFT는 N, L, M 값에 총 연산량이 결정된다.

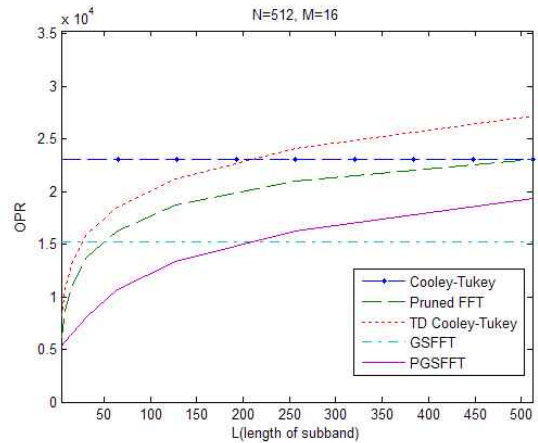
그림 12는 N=512일 때 M, L에 따른 pruned-GSFFT의 총 연산량을 기존 기법들과 비교하였다. 제안된 pruned-GSFFT의 총 연산량은 L과 M의 값이 적을수록 기존 기법에 비해 많은 장점을 가지며, L이 특정 문턱값을 초과하면 기존 GSFFT 기법에 연산량이 많아진다.

그림 13과 같이 N=512이고 센서의 수가 128개인 주파수 영역 빔형성기를 일반적인 FFT 기법을 이용하여 구현한다면 2949120 번의 실수 연산이 필요하다. 하지만 5 kHz에서 25kHz사이의 주파수 대역 (L=100)의 정

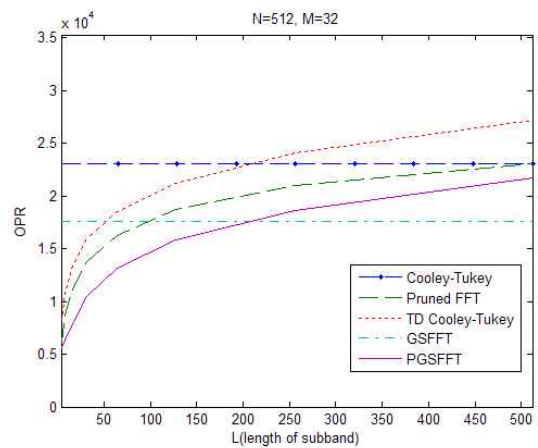
표 1. Pruned-GSFFT 기법과 기존 고속 푸리에 변환 알고리즘과의 연산량 비교

Table 1. The computational complexity of various algorithms with the pruned-GSFFT.

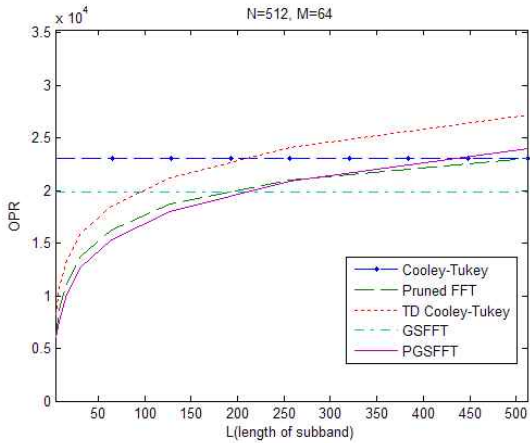
Algorithm	Real operations
Cooley-Tukey[8]	$5N \log_2 N$
Transform Decomposition (Cooley-Tukey)[6]	$5N \log_2 P + \frac{6LN}{P} + 2L$
Pruned FFT (Skinner)[9]	$5N \log_2 L + 2N - 2L$
GSFFT[10]	$5N \log_2 M + 10N - 10M$
PGSFFT	$5N \log_2 \left(\frac{MP}{N}\right) + 10N - 10M + \frac{6LN}{P} + 2L$



(a)



(b)



(c)

그림 12. M 과 L 에 따른 pruned-GSFFT의 연산량 ($N=512$), (a) $M=16$, (b) $M=32$, (c) $M=64$.

Fig. 12. The computational complexity of pruned-GSFFT versus a various values of M and L ($N=512$), (a) $M=16$, (b) $M=32$, (c) $M=64$.

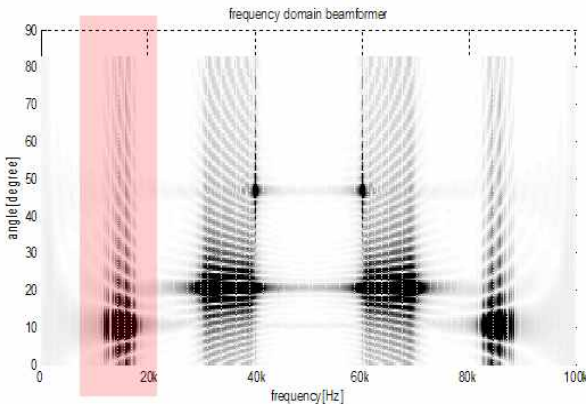


그림 13. 일반적인 FFT를 이용한 주파수 영역 빔형성 기법의 구현 ($N=512$, # of sensor=128)

Fig. 13. The implementation of frequency domain beamformer using a general FFT method ($N=512$, # of sensor=128).

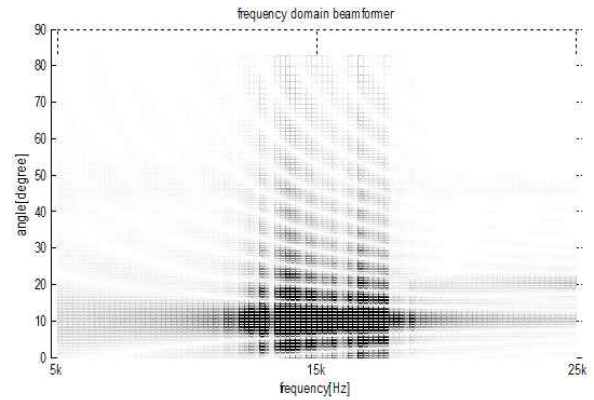


그림 14. Pruned-GSFFT를 이용한 주파수 영역 빔형성 기법의 구현 시뮬레이션 ($N=512$, $L=100$, $M=16$, # of sensor=128)

Fig. 14. The simulation of frequency domain beamformer using the pruned-GSFFT method ($N=512$, $L=100$, $M=16$, # of sensor=128).

보만이 필요하고, 16개의 입력 샘플이 갱신될 때마다 주파수 스펙트럼이 갱신된다고 가정하면 제안된 기법을 통해 보다 적은 연산량으로 관심 대역에서 동일한 결과를 가지는 주파수 영역 빔형성기를 구현할 수 있다. 그림 14와 같이 관심 대역인 5~25kHz의 스펙트럼 정보를 일반적인 FFT를 이용하여 구현할 때의 약 45% 감소된 연산량으로 구할 수 있다. 일반적으로 L 이 윈도우 길이의 1/3보다 작고, M 이 윈도우 길이의 1/8일 때 보다 작을 때, pruned-GSFFT를 이용하여 주파수 영역 빔형성기를 구현하는 것이 기존의 다른 스펙트럼 연산 기법들을 이용하는 것보다 효율적이다.

VI. 결 론

실시간 신호처리를 필요로 하는 전장 환경에서 효율적인 주파수 영역 빔형성기를 구현하기 위해, 본 논문에서는 기존의 TD 기법과 GSFFT 기법의 장점을 동시에 가지는 pruned-GSFFT 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 관심 주파수 대역의 길이가 윈도우 크기의 1/3보다 짧고, 갱신되는 입력 샘플의 수가 윈도우 크기의 1/8보다 적을 때, 기존의 FFT 기법에 비해 연산량 측면에서 우수한 성능을 가진다.

Pruned-GSFFT 기법은 하드웨어의 동작 특성을 고려한 최적화 과정을 통하여, 특정 협대역 주파수 대역의 실시간 분석이 요구되는 다양한 시스템에서 활용이 가능할 것으로 기대된다.

참고 문헌

[1] W. C. Knight, R. G. Pridham, "Digital signal processing for sonar," *IEEE Proc.*, vol. 69, pp. 1451-1506, 1981.

[2] T. Curtis, P. Kember, B. O'Connell, "Wide band, high resolution sonar techniques," *IEE Colloquium on*, pp. 410, London, UK, 1998.

[3] D. H. Johnson, D. E. Dudgeon, *Array Signal Processing*, Prantice-Hall, 1993.

[4] D. E. Dudgeon, "Fundamentals of Digital Array Processing," *IEEE Proc.*, vol. 65, pp. 898-904, 1977.

[5] O. N. Richard, *Sonar signal processing*, Artech House, 1991.

[6] H. V. Sorensen, C. Sidney, "Efficient Computation of the DFT with Only a Subset of Input or Output Points," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 41, no. 3, pp. 1184-1199, March 1994.

[7] S. Gazor, B. Farhang-Boroujeny, "A state space

approach for efficient implementation of block lms adaptive filters," *Proc. ICCS/ISITA conf Commun. Syst.*, pp. 808-812, Singapore, 1992.

[8] A. V. Oppenheim, *Array Signal Processing Discrete Time Signal Processing*, MacGraw-Hill, 1996.

[9] D. P. Skinner, "Pruning the decimation in-time FFT algorithm for computing a few DFT points," *IEEE Proc.*, vol. 24, pp. 193-194, 1976.

[10] B. Farhang-Boroujeny, S. Gazor, "Generalized sliding FFT and its application to implementation of block LMS adaptive filters," *IEEE Trans. Signal Proc*, vol. 42, pp. 532-538, 1994.

저 자 소 개



하 창 읍(학생회원)
2009년 부산대학교 전자공학과
학사 졸업.
2011년 부산대학교 전자공학과
석사 졸업.
2011년~현재 LIG Nex1 연구원.

<주관심분야 : 소나 신호처리, 통신 신호처리>



이 동 훈(학생회원)
1994년 경북대학교 전자전기
공학과 학사 졸업.
1996년 경북대학교 전자전기
공학과 석사 졸업.
1996년~현재 국방과학연구소
선임연구원.

<주관심분야 : 통신 신호처리, 멀티미디어 시스템, 소나시스템>



김 완 진(정회원)
2005년 부산대학교 전자전기통신
공학부 학사 졸업.
2007년 부산대학교 전자공학과
석사 졸업.
2007년~현재 부산대학교 전자
전기공학과 박사과정.

<주관심분야 : 적응신호처리, 레이더 및 소나시스템, 디지털통신, RFID, OFDM>



김 형 남(정회원)-교신처자
1993년 포항공과대학교 전자전기
공학과 학사 졸업.
1995년 포항공과대학교 전자전기
공학과 석사 졸업.
2000년 포항공과대학교 전자전기
공학과 박사 졸업.

2000년 포항공과대학교 전자컴퓨터공학부
박사후 연구원.
2003년 한국전자통신연구원 무선방송연구소
선임 연구원.
2007년 부산대학교 전자공학과 조교수.
2007년~현재 부산대학교 전자전기공학과
부교수.

<주관심분야 : 적응신호처리, 레이더 및 소나시스템, 생체신호처리, 디지털TV, 디지털통신, OFDM 시스템, RFID, 멀티미디어 시스템>