

귀납알고리즘을 이용한 소나 송신빔의 형성

Sonar Transmitting Beam Generation using Recursion Formula

허성욱*, 성평모*
(Seong-Wook Heo*, Koeng-Mo Sung*)

요약

일반적으로 소나에서의 송신빔형성시에는 운용할 빔의 특성에 따라 array의 각 소자에 인가할 신호를 ROM에 저장한 후 송신빔을 형성하는 방법을 사용해 왔다. 이 경우 인가 신호의 길이가 길어지거나 다양한 형태의 신호를 사용하는 경우 많은 메모리가 필요하게 된다. 본 논문에서는 귀납알고리즘(recursive algorithm)을 이용하여 적은 메모리량으로 인가신호를 합성하여 송신빔을 형성하는 방안을 제시하였다. 이 신호합성방법을 사용하면 각 변환자에 인가할 신호를 신호저장에 부합하도록 계산된 초기값과 사인테이블의 값으로부터 간단히 합성할 수 있다. 본 논문에서는 운용하고자 하는 빔을 형성하기 위한 신호를 합성하는 경우의 필요 메모리와 계산량을 정량화하여 보였으며 합성한 신호와 실제 신호와의 오차를 분석하여 이의 타당성을 보였다.

ABSTRACT

The most commonly used method to generate sonar transmitting beam is extracting digital samples out of memory, which are to excite transducers of the phased array respectively. As several types of signals have been used in sonar to enhance the performance of sonar in various environments, a large amount of memory is required to store them. In this paper, we adopt recursive algorithm to synthesize every different time-delayed signal for transmitting beams with small amount of memory and simple arithmetic operations. The error due to recursive calculation is also analyzed.

I. 서론

소나(SONAR)에서 수중표적의 탐지, 식별성능을 증대시키기 위해서는 탐지하고자 하는 표적까지의 거리와 위치, 표적의 상대속도, 표적의 음향학적 특성 등의 여러 상황에 따라 송신신호의 형태, 구동주파수, 길이 등을 다양하게 변화시켜야 한다. 또한, 넓은 탐지영역을 확보하기 위해서는 공간상에 빔을 여러 조향각도(squint angle)로 형성해야 한다. 각 운용빔에 대하여 array변환자에 인가할 신호는 array의 기하학적 구조와 빔의 조향각도를 고려한 최적화기법을 이용하여 구한 크기가중값과 시간지연으로부터 구현한다.

빔형성기에서 주어진 허용최대부엽준위와 빔폭제원, 조향성능을 만족시킬 수 있는 최적가중값은 Dolph-Chevyshv 기법이나 Taylor가 제안한 기법, Cheng의 지향성 최대화기법등의 알고리즘을 사용하여 구할 수 있다.[1, 2]

일반적으로 각 변환자에 인가할 시간지연된 신호를 ROM에 저장하여 송신빔을 형성하는 방법이 사용되어 왔

다. 그러나 평면배열의 기하학적 구조와 조향각도에 의해 각 변환자 신호의 시간지연과 크기가중값이 모두 다른 값을 갖게 되므로 운용빔의 수가 많아지거나 신호(ping)의 길이가 길어지는 경우 신호저장을 위한 메모리량이 증가한다는 단점이 있다. 이러한 문제점의 해결을 위하여 신호의 위상을 시간에 대한 다항식으로 전개하고 귀납알고리즘(recursive algorithm)을 적용하여 위상을 계산하였다. 계산된 위상으로부터 참조할 사인테이블의 색인값(address)을 구하여 신호값을 구하고 이에 각 변환자의 크기 가중치를 곱하면 송신빔 형성을 위한 신호를 적은 메모리와 간단한 계산으로 정확히 합성할 수 있다.

II. 귀납알고리즘을 이용한 신호합성

소나에서는 탐지거리나 도플러추이변화를 정확히 변별해내기 위하여 신호특성에 따라 다양한신호를 사용하는데 대표적인 경우로 range-doppler domain에서의 신호특성이 상반되는 CW(continuous wave)와 FM(frequency modulation) 신호의 두 가지 신호를 가장 많이 사용하므로 본 논문에서는 이들 신호의 합성에 관하여 고찰하여 보았다. 소나에서 사용되는 신호들의 위상성분을 시간에

*서울대학교 공과대학 전자공학과
접수일자: 1997년 1월 30일

대한 다항식으로 표현하고 recursive 알고리즘을 인가신호의 위상성분의 계산에 응용하면 신호를 합성할 수 있다.

CW신호나 FM신호를 시간영역에서 살펴보면 각각의 위상성분이 시간에 대하여 다항식으로 표현됨을 알 수 있다. 구동주파수 f_0 , 신호길이 t_0 [sec], 주파수편이치를 Δf , 시간지연값이 τ 의 신호특성을 갖는 CW, LFM, HFM신호는 각각 다음과 표현할 수 있다.

$$CW(t) = \sin 2\pi f_0(t - \tau), \quad 0 \leq t \leq t_0$$

$$LFM(t) = \cos 2\pi [f_0(t - \tau) + \beta(t - \tau)^2], \quad 0 \leq t \leq t_0, \quad [\beta = (\Delta f / t_0)]$$

$$HFM(t) = \cos 2\pi [f_0(t - \tau) + \gamma(t - \tau)^3], \quad 0 \leq t \leq t_0, \quad [\gamma = (\Delta f / t_0^2)]$$

각 신호를 f_s (Nyquist ratio $\cdot f_0$)로 표본화할 경우의 위상성분은 아래의 식과 같다.

$$C(n) = [(f_0 / f_s) \cdot n - f_0 \cdot \tau], \quad 0 \leq n \leq L \tag{1}$$

$$L(n) = [(\beta \tau^2 - f_0 \tau) + ((f_0 - 2\beta \tau) / f_s) n + (\beta / f_s^2) n^2], \quad 0 \leq n \leq L \tag{2}$$

$$H(n) = [(-\gamma \tau^3 - f_0 \tau) + ((f_0 + 3\gamma \tau^2) / f_s) n - (3\gamma \tau / f_s^2) n^2 + (\gamma / f_s^3) n^3], \quad 0 \leq n \leq L \tag{3}$$

L 은 t_0 까지의 표본화된 신호의 개수로 $f_s \times t_0$ 이다.

위의 식들로부터 시간에 대한 k 차 신호의 경우 n 번째 샘플링시간에서의 신호의 위상(phase)성분, $P(n)$ 을 아래의 식 (4)와 같이 표현할 수 있음을 알 수 있다.

$$P(n) = a + bn + cn^2 + dn^3 + \dots + xn^k, \quad k: \text{order of the signal} \tag{4}$$

합성하고자 하는 신호의 위상이 식 (4)와 같이 k 차의 다항식으로 표현되고 이는 수학적으로 계차수열의 꼴이 된다. 그러므로 위상 $P(n)$ 은 k 개의 difference equation과 $k+1$ 개의 초기치로부터 귀납적으로 간단하게 계산해낼 수 있다.[6, 7]

일례로 LFM(linear FM)신호를 합성하는 경우에 신호의 n 번째 샘플의 위상은 식 (2)와 같으며 이는 $P(n) = a + bn + cn^2$ 로 표현되고 이는 두 개의 difference equation과 신호특성에 의하여 결정된 $a = \beta \tau^2 - f_0 \tau$, $b = (f_0 - 2\beta \tau) / f_s$, $c = \beta / f_s^2$ 로부터 구할 수 있다.

$$P(n) = P(n-1) + T(n)$$

$$T(n) = T(n-1) + 2c \quad 0 \leq n \leq L \tag{5}$$

식 (5)로부터 매개변수인 $T(n)$ 과 시간지연에 해당하는 초기위상과 위상증분에 해당하는 초기값인 $T(0) = b - c$, $P(0) = a$ 로부터 2번의 덧셈연산을 통해 다음 샘플의 위상값을 구할 수 있음을 알 수 있다. HFM신호의 위상도 시간의 3차함수꼴로 전개할 수 있으므로 위와 같은 방법으

로 각 샘플링 시간에서의 위상값을 구할 수 있다. 단, 차수가 3차이므로 3번의 덧셈연산이 필요하게되며 CW신호의 경우는 1번의 덧셈연산으로 계산 가능하다. 위의 신호합성방법으로부터 합성하고자 하는 신호파형의 위상을 샘플링시간에 대한 m 차의 다항식으로 전개하여 표시할 수 있으면 변환자의 개수 N 개의 array에 대하여 $N * (m + 1)$ 개의 초기치와 m 번의 덧셈연산으로 계산할 수 있음을 보였다.

위식들로부터 구한 위상값 $P(n)$ 을 $[0, 2\pi]$ 사이의 값으로 정규화하여 참조하는 사인테이블의 해당 색인치(address)를 계산, 테이블의 값을 출력하면 인가신호를 합성해낼 수 있다. n 번째 샘플시간에서의 위상에 해당하는 사인테이블의 색인치는 아래와 같이 1번의 곱셈과 modulo연산, round-off연산을 통하여 구할 수 있다.

$$Addr = INT \{ (N_s \cdot P(n)) \cdot \text{mid} \cdot N_s \}, \quad N_s: \text{Size of Sine Table}$$

정규화된 위상의 정수부분만을 취하면 사인테이블의 색인값이 되므로 색인값에 해당하는 샘플값을 출력하면 원하는 N 개의 변환자에 인가할 시간지연된 파형을 합성할 수 있고 이 값에 신호의 크기가중치를 곱한 후 각 변환자에 D/A변환하여 인가하면 원하는 송신빔을 형성할 수 있다. 일례로 LFM신호의 합성 알고리즘을 그림 1에 블록도로 표시하였다.

귀납알고리즘을 적용한 신호합성기법에서는 신호의 변조지수(modulation index)등의 인가신호특성과 최적화기법으로부터 구해진 각 변환자 고유의 시간지연으로부터 초기위상을 계산하여 이를 메모리에 저장해 두고 이 값으

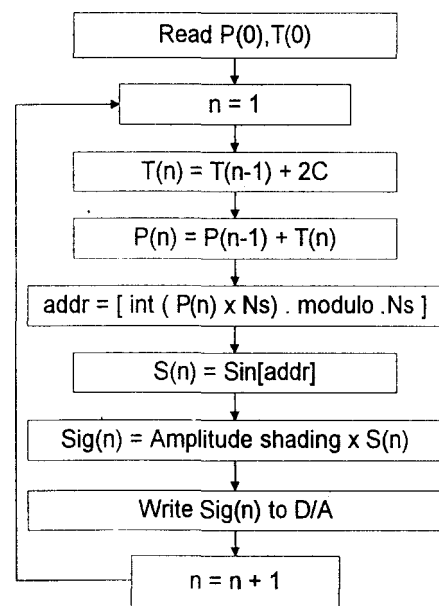


그림 1. Recursive 알고리즘을 이용한 LFM 신호의 합성 블록도

로부터 다음 샘플의 위상값을 계산, 이 위상값을 정규화하고 rounding하여 사인 테이블의 해당 색인값(address)을 구하여 신호샘플을 계산할 수 있음을 보였다. 계산된 신호샘플에 크기가중치를 곱하면 형성하고자 하는 송신빔을 위한 각 변환자 인가신호를 합성할 수 있게 된다.

III. 모의실험 결과 및 분석

제안한 신호합성기법을 위한 기억용량과 계산량을 각 경우에 대해 기존의 신호저장 방법과 비교하여 정량화하기 위해 사용신호의 종류가 M, 배열의 변환자의 갯수가 N, 임의의 각도로 조향을 하기 위한 변환자의 시간지연이 t_i , 표본주파수가 f_s , 가장 긴 신호의 길이가 t_0 인 경우에 대하여 모의실험을 수행하였다. N개의 변환자를 갖는 array에서 송신빔을 (θ_0, ϕ_0)의 각도로 조향했을 경우 각 변환자의 초기 sample phase delay는 $f_0 \cdot t_i$ 가 된다. 변환자 하나의 신호형성을 위한 메모리가 $f_s \times t_0$ 만큼 필요하므로 신호저장을 위한 전체 메모리는 $M \times N \times f_s \times t_0$ 가 소요된다. 신호저장방식을 사용하는 경우 변환자에 인가할 신호저장을 위한 메모리는 시간지연 t_i 의 값에는 무관하고 표본화 주파수와 신호길이에 비례한다.

귀납알고리즘을 이용하여 인가신호를 합성하는 경우는 위상이 시간에 대한 k차의 다항식으로 나타나면 $M \times N \times (k+1)$ 개의 초기치를 저장할 메모리와 1주기 사인파를 저장할 메모리만으로 구현가능하다. 평면 배열의 array를 사용하는 경우 조향각도(θ_0, ϕ_0)와 array구조에 따라 각 변환자의 시간지연 차이가 선형배열의 경우보다 작은 값을 가지고 신호특성에 따라 위상중분이 달라지므로 정확한 합성을 위해서는 사인테이블을 저장할 메모리 크기가 커져야 한다. 인가신호 형성을 위한 두 방법의 필요메모리량을 표 1에 표시하였다. 표 1의 신호에 대하여 귀납알고리즘을 이용한 신호합성방법의 경우 인가신호의 종류나 길이에 관계없이 1MWords미만의 메모리로 적은 오차의 신호를 합성할 수 있음을 알 수 있다. 신호저장방법의 경우 신호의 길이와 종류에 따라 산술급수적으로 증가하므로 신호합성방법이 H/W의 부담을 줄일 수 있다.

신호합성방법에서의 계산량을 살펴보면 한 샘플당 간격마다 인가신호의 위상계산을 위해서는 CW인 경우 N회, LFM인 경우 2N회, HFM인 경우 3N회의 덧셈연산이 필요하며 사인테이블의 색인값 계산을 위하여 각 1번의 곱셈과 modulo연산, 그리고 rounding연산이 필요하게 된다. 신호합성시의 계산량은 표본화주파수×변환자수×(instruction수/one sample calculation)만큼 필요하며 크기가중치를 곱하는 연산까지 포함하여 한 샘플의 계산에 신호의 차수에 따라 증가하지만 10개 내외의 연산으로 계산가능하다. 표 1의 신호의 경우 50 MIPS 내외의 계산량이 필요하다. 표 1에서 보면 신호합성방식의 필요계산량은 array의 변환자 개수와 구동주파수에 비례하여

증가하게 되는데 신호저장방식에서는 저장되어 있는 샘플값을 메모리로부터 읽는 연산만이 소요된다. 위의 계산결과로부터 신호합성방법의 적용시 필요메모리량은 작으나 계산량이 신호의 제원에 따라 증가할 수 있으므로 고속의 연산기능을 갖는 H/W가 요구되는 trade-off 관계가 존재한다.

표 1. 필요 메모리량의 비교

Sampling frequency: 100kHz, 5 operating beams/one waveform.
of elements in array: 50, signal duration: 25ms, 50ms, 100ms, 200ms

Signal	Conventional method	Proposed method		
		sine table	initial value	Processing capability
CW	5 [MWords]	64 [kWords]	0.5 [kWords]	45 [MIPS]
LFM	5 [MWords]		0.75 [kWords]	50 [MIPS]
HFM	5 [MWords]		1.0 [kWords]	55 [MIPS]
Total	15 [MWords]	66.25 [kWords]		

송신빔형성시에 recursive 알고리즘을 사용하여 신호를 합성한 경우 합성신호와 실제신호간에 오차가 발생하게 된다. 이는 계산된 위상값이 실수값이 되므로 이에 해당하는 참조 사인테이블의 색인치 계산을 위해 rounding연산을 수행함으로써 발생하는 round-off 오차이다. 이 오차의 크기는 참조하는 사인테이블의 크기에 의하여 좌우되는데 동일한 길이의 신호에 대해서 사인테이블의 크기에 따라 지수적으로 감소하는 경향을 보인다.

계산 위상값으로부터 실제 신호샘플을 구하는 과정에서 발생하는 이 round-off 오차의 크기는 연산수행시의 정밀도(accuracy)와 밀접한 관계가 있다. 신호합성방법에서는 신호 샘플의 위상을 각 신호의 시간지연과 위상중분치에 해당하는 초기치들로부터 이후 위상을 귀납적으로 구하여 나가기 때문에 본질적으로 초기치와 연산의 정밀도(accuracy)에 의하여 계산값의 정확도가 결정된다. 그러므로, 신호와 길이가 길어지게 되면 연산오차가 누적되어 증가하는 경향을 나타내고 이에 따라 round-off 오차가 증가하게 되는 것이다.

신호길이에 따른 오차의 형태를 그림 2에 표시하였다. 모의실험은 32bit floating-point 연산으로 64kWords의 사인테이블을 참조하여 20ms-200ms까지 20ms간격의 길이를 갖는 신호에 대하여 수행하였다. 그림에서도 알 수 있듯이 신호길이가 증가함에 따라 연산 오차가 선형적으로 증가하므로 이에 따라 신호합성시에 round-off 오차도 역시 증가함을 알 수 있다. 합성하고자 하는 신호의 차수가 증가하면 연산오차도 증가하므로 모의실험에서 사용한 신호합성에서는 HFM신호의 round-off 오차의 증가 기울기가 가장 큼을 볼 수 있다. 그림 3에서는 100ms 길이의 각 신호에 대하여 참조하는 사인테이블의 크기를 8kWord에서 256kWord까지 증가시켜가며 최대 오차를 구하여

표시하였다. 오차는 사인테이블의 크기에 반비례함을 알 수 있다. 사인테이블의 크기가 16kWords 이상이면 0.01% 이하의 오차가 발생함을 확인할 수 있었으며 64kWords 이상에서는 거의 차이가 없음을 알 수 있었다. 모의실험 결과로부터 소나 송신빔은 신호합성방법을 사용하여 형성하기 위해서는 조향각도, 배열구조에 따른 각 변환자의 시간지연 초기값과 시용신호의 특성에 따른 위상중분 초기값을 정확히 계산, 저장하고 floating-point 연산을 수행해야 한다. 또한, 참조하는 사인테이블의 크기도 클수록 인가신호를 정확하게 합성할 수 있다. 모의실험으로부터 사인테이블의 크기도 클수록 인가신호를 정확하게 합성할 수 있다. 모의실험으로부터 신호합성시의 오차를 0.1% 이하로 할 수 있음을 알 수 있다. 실제의 빔형성기에서 크기가중치와 시간지연 가중치의 오차가 1% 내외의

오차도 빔의 특성에 거의 영향을 미치지 않음은 Quasi능에[3-5] 의하여 알려져 있으므로 신호합성방식을 사용함으로써 발생하는 10^{-4} order 정도의 오차는 충분히 허용할 수 있는 값이라고 생각할 수 있다.

모의실험 결과로부터 보편적으로 사용되는 12bit 내지 16bit의 D/A 변환기의 해상도를 고려한다면, 최대 64 kWords 정도의 사인테이블과 floating-point 연산을 사용하면 형성빔의 특성에 영향을 주지 않는 정도의 신호를 합성할 수 있음을 확인할 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 recursive 알고리즘을 이용한 송신빔 신호합성방법을 제안하였고 작은 메모리와 간단한 연산으로 신호제원에 부합하는 인가신호를 합성할 수 있고 여러 형태의 신호에 대해서도 쉽게 적용할 수 있음을 보였다. 각 변환자에 인가할 시간지연된 신호를 recursive 알고리즘으로 구현하는 경우 신호의 길이나 갯수에 제약받지 않고 수십 kWord 정도의 사인테이블과 floating-point 연산으로 구현할 수 있었다. 신호 합성시의 오차 역시 신호의 특성에 따라 다르나 허용오차 0.1% 이내의 결과를 얻을 수 있었다.

참 고 문 헌

1. Lawrence E. Kinsler, Austin R. Frey, Alan B. Coppens, James V. Sanders, *Fundamentals Of Acoustics*, John Wiley & Sons, New York, pp.415-423, 1980.
2. Fung-i Tseng and David K. Cheng, "Optimum Scannable Planar Arrays with an invariant side lobe level," *Proc. IEEE*, vol. 56, no. 11, Nov. 1968, pp.1771-1778.
3. Azizul H. Quasi, "Array beam response in the presence of amplitude and phase fluctuations," *J. Acoust. Soc. Am.* 72 (1), July 1982.
4. Douglas A. Gray, "Effect of Time-Delay Errors on the Beam Pattern of a Linear Array," *IEEE Transactions on Ocean Engineering*, Vol. OE-10, no.3, pp.269-277, July 1985.
5. Jal Chand Goroda, "The Effect of Phase-Shifter Errors on the Performance of an Antenna-Array Beamformer," *IEEE Transactions on Ocean Engineering*, Vol. OE-10, no.3, pp. 278-284, July 1985.
6. Albert H. Nuttall, "Efficient Evaluation of Polynomials and Exponentials of Polynomials for Equispaced Arguments," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing ASSP-35*, no.10, 1987, pp.1486-1487.
7. Douglars L. Jones, Thomas W. Parks, "On Computing Equally Spaced Samples of a Complex Gaussian Function," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing ASSP-35*, no.10, 1987, pp.1479-1480.

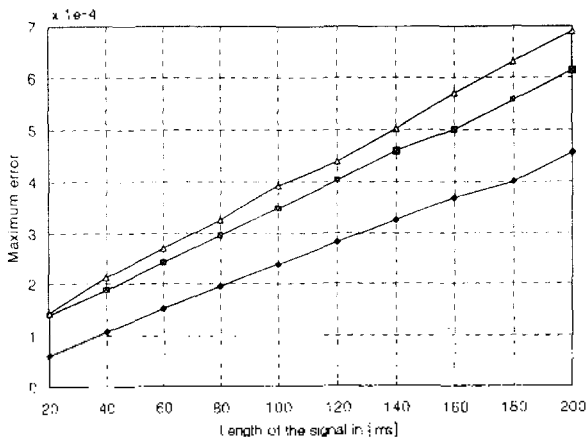


그림 2. 신호길이에 따른 신호합성기법의 최대 절대오차
 신호제원: time delay τ : 689 [ns] (corresponding to 1 degree),
 f_s : 50kHz

●: CW, ■: LFM, △: HFM [사인테이블의 크기: 64kWords]

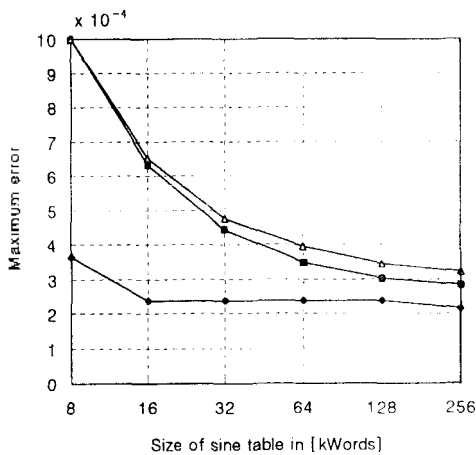


그림 3. 사인테이블의 크기에 따른 신호합성기법의 최대 절대오차

신호제원: time delay τ : 689 [ns] (corresponding to 1 degree),
 신호길이: 200[ms], f_s : 50kHz

●: CW, ■: LFM, △: HFM

▲허 성 옥(Seong-Wook Heo)

1990년 2월: 서울대학교 전자공학과(학사)

1992년 2월: 서울대학교 전자공학과(석사)

1992년 3월~현재: 서울대학교 전자공학과 박사과정 재학중

※주관심분야: 수중음향, 디지털 신호처리

▲성 궁 모(Koeng-Mo Sung): 12권 5호 참조