DBpia

논문 98-23-12-19 한국통신학회논문지 '98-12 Vol.23 No.12

Small Perturbation 방법을 개선한 새로운 반복 Null 조종 방법

정회원 정 세 영*, 박 천 석*

A Novel Iterative Null Steering Technique Improving the Small Perturbation Method

Se Young Jung*, Cheon Seok Park*

요 약

본 논문에서는 배열 안테나 패턴상에 null을 유도하는 방법으로 SPM(Small Perturbation Method)을 확장 개선한 ISPM(Iterative Small Perturbation Method) 방법을 제안한다. ISPM 방법으로 1번 반복 계산 후에 얻어지는 결과가 SPM과 동일한 결과를 주는 것을 ISPM에 대한 formulation으로부터 보여진다. null의 수가 안테나의 개수와 비교하여 상대적으로 많은 경우, 주빔과 가까운 각도에 여러 개의 null을 유도할 경우, 혹은 좁은 각도 범위 안에 여러 개의 null을 유도할 경우 등과 같이 null을 유도하기 위해 큰 가중치 값의 변이가 요구될 때, 지수함수를 선형함수로 근사하는 SPM(small perturbation method)은 null이 효과적으로 조종되지 않는 반면 ISPM은 null을 효과적으로 조종할 수 있음이 수치 해석 결과를 이용하여 입증된다.

ABSTRACT

In this paper the ISPM(Iterative Small Perturbation Method) extending SPM(Small Perturbation Method) is presented for efficiently steering null in array antenna pattern. ISPM's formulation shows that the result obtained at the first iteration step of the ISPM is exactly the same as the SPM's result. In the electromagnetic environmentals which require large perturbation for steering nulls, the ISPM steers effectively nulls while the SPM fails to steer deep nulls. In order to show good performance of the ISPM, some numerical results are compared between the ISPM and SPM. Also numerical results show that the convergence of the ISPM takes much less computational time than that of null steering technique using genetic algorithm.

I. 서 론

무선 전파원의 증가로 인해 전파 환경이 매우 악화되었다. 이로 인해 배열 안테나 상에서 신호가 도래하는 방향에 주빔을 위치시키고, 간섭 신호가 도래하는 방향에 null을 유도하여 전파 간섭으로부터 신호를 보호하여 양질의 신호를 수신하려는 연구가 진행되어 왔다. 배열 안테나 상에 도달하는 방해 신호의 간섭을 줄이기 위해서는 각각의 배열 안테나 요소에 곱해지는 연결 가중치를 조종하여 방해 신호가 도래하는 방향에 null을 위치시키고 신호가 도래하는 방향의 안테나 패턴을 크게 해야 한다. 이를 위한 방법으로 1967년 Widrow는 LMS(Least Mean Square)알고리듬을 이용하여 기준 신호(reference signal)와 배열 안테나로 수신되는 신호 사이의 차를 최소화하는 배열 요소의 연결 가중치를 찾아내는 방법[1]을 소개하였다.

* 성균관 대학교 전자공학과(syjung@skmwlab1.skku.ac.kr) 정회원
논문번호 : 98164-0413, 접수일자 : 1998년 4월 13일

www.dbpia.co.kr

그리고, 1976년 Applebaum은 수신되는 잡음의 상관 계수 행렬(covariance matrix)을 이용하여 수신하려는 신호와 잡음간의 비(SNR)를 최대화하는 연결 가중치를 얻는 방법을 제안하였다[2].

그러나, 이 방법들은 실제의 안테나 패턴 상에 null을 직접 삽입하는 방법이 아니기 때문에 방해 신호의 영향을 완전히 차단하지는 못하고 있다. 따라서 만일 신호의 도래 방향을 안다면 방해 신호의 도래 방향으로 안테나 패턴 상에 직접 null을 삽입하면 보다 효율적으로 방해 신호의 영향을 상쇄할 수 있다. 최근 Steyskal, Shore등이 배열 요소의 복소 가중치의 변이량이 작다(small perturbation)는 가정을 바탕으로 방해 신호의 방향에 직접 null을 삽입할 수 있는 해석적인 방법인 SPM(small perturbation method) 방법을 제안하였다. 이 방법은 배열 요소 복소 가중치의 작은 변이량(small perturbation)을 가정하여 지수함수인 배열 요소(array factor)를 1차 선형함수로의 근사를 통하여 선형의 연립 방정식을 유도한 다음, 이 선형 방정식을 만족하는 다수의 근 중 변이 량의 제곱의 합이 최소인 조건을 만족하는 배열 요소의 가중치를 구하여 수신 신호를 방해신호로부터 보호하는 방법이다[3~6]. SPM은 비교적 적은 양의 위상 변이를 요구하는 전파 환경에 대하여 실시간으로 null을 유도할 수 있으며 null의 깊이를 매우 깊이 유도할 수 있는 장점을 가지고 있다. 그러나 이 방법은 지수함수를 선형함수로 근사하는 근본적인 한계 때문에 null을 유도하기 위해 필요한 위상 변이 량이 큰 전파 환경, 예를 들면 안테나 개수와 비교하여 비교적 많은 개수의 null을 유도할 경우, 작은 각도 범위 안에 여러 개의 null을 유도할 경우, 주빔에 가까운 각도에 다수의 null을 유도하려고 할 경우 등에 대해 효과적으로 null을 유도하지 못하는 단점이 있다.

또한 최근에는 SPM의 단점을 극복할 수 있는 방법으로 안테나 패턴에 null을 삽입하기 위하여 정의된 비용함수에 대하여 최소 값을 주는 배열요소의 가중치를 유전 알고리듬을 이용하여 유도하는 방법이 제안되었다[7~9]. 이 방법은 선형근사를 사용하지 않기 때문에 null을 유도하기 위해 필요한 위상 변이 량이 큰 전파 환경에 대해서 어느 정도 null을 삽입할 수 있으나 여전히 개선할 여지가 있는 결과를 주고 있다. 또한 이 방법은 null을 유도하는데 걸리는 수렴 시간이 매우 긴 단점을 가지고 있다.

본 논문에서는 SPM 방법과 유전 알고리듬 방법의 단점을 보완하여 null을 유도하기 위해 큰 범위의 가중치 변이를 요구하는 전파환경에 대하여 거의 실시간으로 매우 깊은 null을 유도할 수 있는 방법으로 SPM을 확장 개선한 ISPM(Iterative Small Perturbation Method) 방법을 제안하고, 이에 대한 수치 해석 결과를 보이기로 한다. 또한 글로벌 최적화 알고리듬인 유전 알고리듬을 이용한 null 유도 방법[7~9]와 본 논문에서 제안한 ISPM 방법의 수치계산 결과의 비교로부터 제안된 방법의 우수성 보이기로 한다.

II. SPM(Small Perturbation Method)방법

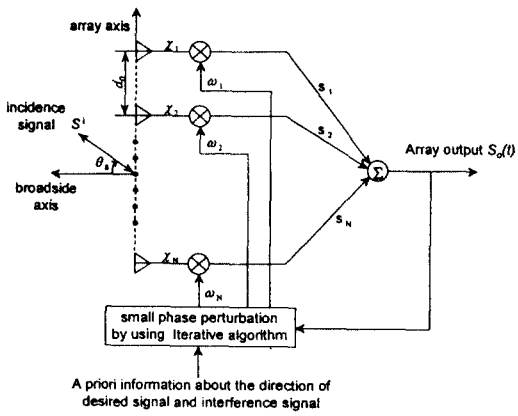


그림 1. 선형 배열 안테나의 null 조정을 위한 개념도
Fig. 1. Block diagram for stefering nulls in linear array antenna.

그림 1과 같이 N개의 배열로 구성된 배열 안테나가 원점을 중심으로 일정한 간격 d_0를 가지고 있다면, 이 배열 안테나에 수신되는 신호 S_0는 각각의 안테나에 수신되는 수신 신호 x_i에 복소 연결 가중치 ω_i을 곱한 다음, 이 값들을 더하여 얻어진다.

$$S_0(t) = \sum_{i=1}^{N} x_i \omega_i \tag{1}$$

원점을 중심으로 한 각각의 배열의 위치가

$$d_i = d_0(i - N/2 - 0.5) \tag{2}$$

로 표현된다고 하자. 파수 k인 평면파가 배열 안테나의 broad side 축으로부터 θ의 각도를 갖는 방향에서 입사할 때 i번째 안테나의 수신 신호는

$$x_i = Ae^{j\omega_0 t} f(\theta) e^{-jkd_i \sin\theta} \tag{3}$$

www.dbpia.co.kr

와 같이 표현된다. 여기서 $f(\theta)$는 단일 안테나의 패턴으로 모든 안테나에 대해 똑같은 값을 가진다고 가정하자. 그리고, 복소 연결 가중치 ω_i는 식 (4)으로 표현된다.

$$\omega_i = a_i e^{j\beta_i} \tag{4}$$

식 (3)과 (4)를 이용하여 배열 안테나의 출력을 다시 쓰면,

$$\begin{aligned} S_0(t) &= \sum_{i=1}^{N} \omega_i x_i \\ &= A f(\theta) e^{-j\omega_0 t} \sum_{i=1}^{N} a_i e^{-jkd_i \sin\theta + j\beta_i} \end{aligned} \tag{5}$$

이 된다. 이 식을 $\sum$ 앞부분의 값으로 규준화하면 배열 안테나의 패턴 함수를 식 (6)과 같이 얻을 수 있다.

$$P(\theta;\beta_i) = \sum_{i=1}^{N} a_i e^{-jkd_i \sin\theta + j\beta_i}. \tag{6}$$

만일 이 배열 안테나를 향하여 θ_s방향에서 수신 신호가 입사한다면, 연결 가중치 ω_i의 위상 β_i를 $\beta_i = kd_i \sin\theta_s$로 하면, θ_s의 방향으로 입사하는 신호를 최대로 수신할 수 있다. 그리고, 만약 위의 수신 신호 이외에 M개의 방해 신호가 수신 신호와 함께 θ_m $(m=1, \cdots, M)$의 방향에서 입사한다면, 연결 가중치의 위상 β_i, 가중치의 절대값 a_i, 혹은 각각의 배열 요소의 위치 d_i을 조종하여 수신 신호 방향에서 안테나 패턴 값을 최대가 되도록 하고, 동시에 방해 신호가 입사하는 각도 $\theta=\theta_m$ 위치에서의 배열 안테나의 패턴 값이 0이 되도록 하면 방해 신호의 간섭을 피하면서 신호를 효과적으로 수신할 수 있다.

이 중 연결 가중치 ω_i의 위상 β_i만을 조종하여 안테나 패턴 상에 null을 유도하려면, 식 (7)과 같이 위상 β_i를 놓고,

$$\beta_i = kd_i \sin\theta_s + \delta_i \tag{7}$$

방해 신호 위치의 패턴 값을 0으로 하는 δ_i값을 구하면 된다. 그러나, 패턴 $P(\theta;\beta_i)$는 N개의 δ_i에 의한 비선형 함수가 된다. 따라서, 방해 신호 위치의 패턴 값을 0으로 하는 정확한 δ_i를 구하기 어렵기 때문에, δ_i가 매우 작은 값을 갖는다는 가정 하에 Taylor정리를 이용하여 지수함수를 1차 선형함수로, 즉, $e^{j\delta_i} \approx 1 + j\delta_i$로 근사하면, 안테나 패턴 $P(\theta;\beta_i)$는 N개의 변이된 위상값 δ_i에 의한 선형 함수가 되고, 이를 정리하면 $P(\theta;\beta_i)$는 원래의 패턴 함수 $P_o(\theta)$와 위상 변이 δ_i에 의해 얻어지는 상쇄 함수 (cancelation function) $P_c(\theta;\beta_i)$로 나누어 쓸 수 있게 된다.

$$\begin{aligned} P(\theta;\beta_i) &\approx \sum_{i=1}^{N} a_i e^{-jkd_i(\sin\theta - \sin\theta_s)}(1 + j\delta_i) \\ &= P_o(\theta) + P_c(\theta;\delta_i) \end{aligned} \tag{8}$$

여기서 $P_c(\theta;\delta_i)$는 다음과 같이 주어진다.

$$P_c(\theta;\delta_i) = j\sum_{i=1}^{N} a_i \delta_i e^{-jkd_i(\sin\theta - \sin\theta_s)} \tag{9}$$

여기서 우리는 계수 a_i가 배열 안테나 중심에 대하여 우대칭이 되도록 설정하기로 하자. 그러면 $P_o(\theta)$는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_o(\theta) = \sum_{i=1}^{N} a_i \cos[kd_i(\sin\theta - \sin\theta_s)] \tag{10}$$

식 (8)에서 M개의 방해 신호 방향 $\theta_m (m=1, \cdots, M)$에 대하여, $P(\theta_m;\beta_i)=0$이 되도록 설정하면 N개의 미지수 δ_i $(i=1, \cdots, N)$에 대한 M개의 방정식을 식 (11)과 같이 유도할 수 있다.

$$P(\theta_m;\beta_i) = P_o(\theta_m) + \sum_{i=1}^{N} j a_i \delta_i e^{-jkd_i(\sin\theta_m - \sin\theta_s)} = 0 \tag{11}$$

식 (11)의 좌변 및 우변의 실수부와 허수부가 갖도록 놓으면 아래와 같은 두 식을 얻을 수 있다.

$$P_o(\theta_m;\beta_i) = \sum_{i=1}^{N} a_i \delta_i \sin[kd_i(\sin\theta_m - \sin\theta_s)] \tag{12.a}$$

www.dbpia.co.kr

$$0=\sum_{i=1}^{N} a_i\delta_i\cos[kd_i(\sin\theta_m-\sin\theta_s)] \quad \text{for } m=1,\cdots,M \tag{12.b}$$

식 (12)의 (a)와 (b)는 서로 종속이므로[10] 독립적인 방정식의 개수는 M개이고 미지수의 개수는 N개를 갖는다. 그런데 보통 M 과 N 사이에는 $M \ll N$의 관계를 가지므로 식(12)의 해는 다수의 값을 갖는다. 식 (12)의 유일한 해를 구하기 위해서는 추가적인 조건이 필요하다. 이를 위해 다음의 조건을 추가하기로 하자.

$$\sum_{i=1}^{N}\delta_i^2=\min \tag{13}$$

식(12) 및 (13)을 이용하면 δ_i는 식 (14)과 같이 쓸 수 있다[10].

$$\delta_i=\frac{1}{a_i}\sum_{m=1}^{M} c_m\sin[kd_i(\sin\theta_m-\sin\theta_s)] \quad \text{for } i=1,2,\cdots,N \tag{14}$$

여기서 c_m은 행 백터 $\boldsymbol{C}$의 m번째 열의 값을 나타낸다. 열 백터 $\boldsymbol{C}^T$는 식 (15)으로 표현되는 방정식으로부터 구할 수 있고, $\boldsymbol{C}$, $\boldsymbol{B}$, $\boldsymbol{Y}$는 각각 식 (16)의 (a), (b), (c)로 쓸 수 있다. 여기서 T는 Transpose를 의미한다.

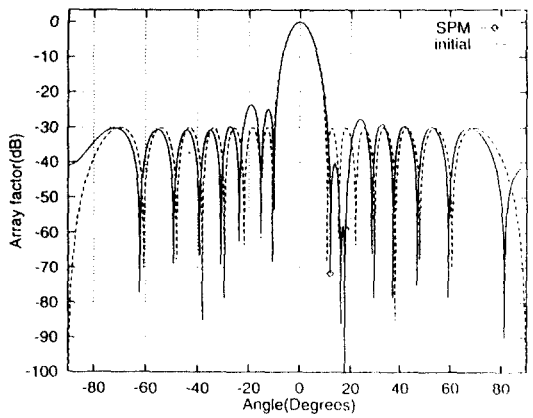
$$\boldsymbol{C}^T=(\boldsymbol{B}\,\boldsymbol{B}^T)^{-1}\,\boldsymbol{Y}^T \tag{15}$$

$$\boldsymbol{C}=[c_1,\ c_2,\ \cdots,\ c_M] \tag{16.a}$$

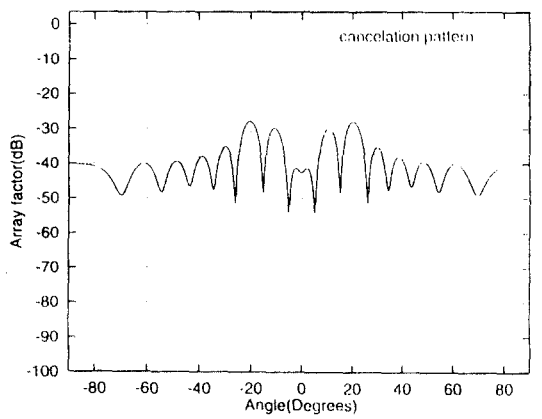
$$B=\begin{bmatrix} a_1\sin[kd_1(\sin\theta_1-\sin\theta_s)] & \cdots & a_N\sin[kd_N(\sin\theta_1-\sin\theta_s)] \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ a_1\sin[kd_1(\sin\theta_M-\sin\theta_s)] & \cdots & a_N\sin[kd_N(\sin\theta_M-\sin\theta_s)] \end{bmatrix} \tag{16.b}$$

$$\boldsymbol{Y}=\left[\sum_{i=1}^{N} a_i\cos[kd_i(\sin\theta_1-\sin\theta_s)],\ \cdots,\ \sum_{i=1}^{N} a_i\cos[kd_i(\sin\theta_M-\sin\theta_s)]\right] \tag{16.c}$$

그림 2의 (a)는 앞에 소개한 방법을 이용하여 16개의 배열 수를 가지는 배열 안테나에 대하여 12°와 18°위치에 null을 유도한 그림이다. 초기 패턴으로는 30dB체비세프 패턴을 사용하였다. 그림을 보면, 각각의 null위치에서 약 60dB이상의 null이 형성되었음을 볼 수 있다. 또, 좌우를 비교해 보면, null이 형성된 위치의 반대편 패턴 값이 원래의 패턴 값 보다 커져 있음을 볼 수 있다. 그림 2 (b)는 (a)의 원래 패턴에 대응하는 상쇄 함수, $P_c(\theta;\delta_i)$를 보인 그림이다. 신호가 입사하는 방향을 중심으로 우대칭 모양을 하고 있다. 이 상쇄함수가 null이 위치한 각도에서는 -로 더 해져 null을 형성하게 되고, 반대편에서는 +로 더해져 그림 2의 (a)와 같은 모양을 갖는 안테나 패턴을 형성한다.



(a)



(b)

그림 2. (a) 0.5 λ의 간격을 가진 16개로 구성된 배열 안테나에 SPM 방법을 적용하여 12°, 18°의 위치에 null을 유도한 결과, (b) (a)의 경우에 대한 상쇄 함수

Fig. 2 (a) The result steering nulls at 12°, 18° angle by using SPM in linear array antenna which is consists of 16-elements with interelement spacing 0.5 λ, (b) cancelation function for the case (a).

그러나, 이 방법은 그림 3과 같이 요구되는 null의

www.dbpia.co.kr

수가 많아질 경우 효과적으로 null을 유도하지 못하는 단점이 있다. 그림 3은 그림 2와 같은 조건에서 null 수를 5개로 하여 12°, 15°, 18°, 22°, 및 30°각도에 null을 유도한 그림인데, 초기 패턴의 부엽 수준 30dB에 비하여 거의 null이 형성되지 않은 모습을 볼 수 있다. 그림 3과 같은 경우는 유도하고자 하는 null의 수가 안테나 수에 비해 비교적 많은 경우로 이런 경우 null을 유도하기 위해 큰 양의 위상 변이를 요구한다. 이런 큰 양의 위상 변이를 요구하는 null 유도 문제에 대해 효과적으로 null을 유도할 수 있는 방법을 다음 장에 제시한다.

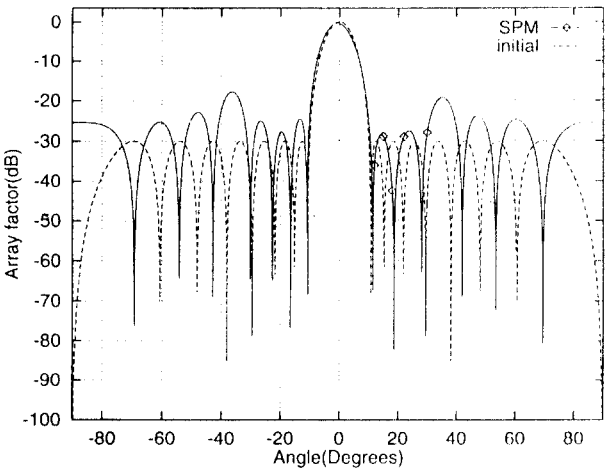


그림 3. 0.5 λ의 간격을 가진 16개로 구성된 배열 안테나에 SPM 방법을 적용하여 12o, 15o, 18o, 22o 및 30o의 위치에 null을 유도한 결과

Fig. 3 The result steering nulls at 12o, 15o, 18o, 22o and 30o angle by using SPM in linear array antenna which is consists of 16-elements with interelement spacing 0.5 λ.

III. ISPM(Iterative Small Perturbation Method)방법

앞장의 SPM 방법은 그림 3과 같이 유도하고자 하는 null의 수 M이 안테나의 개수 $N/2$에 가까운 경우, 유도하고자 하는 null이 주엽에 가까우면서 여러 개 있을 경우, 혹은 좁은 각도 안에 여러 개의 null을 유도할 경우에 효과적으로 null을 유도하지 못한다. 이런 경우들은 null을 유도하기 위해 비교적 큰 양의 위상 변이를 요구한다. SPM 방법은 지수함수를 1차 선형함수로 근사하기때문에 큰 양의 위상 변이를 요구하는 경우, null을 잘 유도하지 못하는 근본적인 약점을 가지고 있다. 따라서, 본 장에서는 이렇게 큰 양의 위상 변이를 요구하는 환경에 대해 효과적으로 null을 유도할 수 있는 ISPM 방법을 제안한다.

우선 초기의 가중치를 $\omega_i^{(0)} = a_i e^{j\beta_i^{(0)}}$, $\beta_i^{(0)} = kd_i \sin\theta_s$ 라하고, n번 반복후의 가중치를

$$\omega_i^{(n)} = a_i e^{j\beta_i^{(n)}} \quad \text{for} \quad i=1, \cdots, N \tag{17}$$

로 설정하자. n번 반복후의 가중치의 위상에 조그만 변이 $\delta_i^{(n+1)}$를 주어 $n+1$번 반복한 다음의 가중치 위상이 $\beta_i^{(n+1)} = \beta_i^{(n)} + \delta_i^{(n+1)}$가 된다고 하자. 이를 앞의 식(6)에 넣고 정리하면 $n+1$번 반복 계산 후의 패턴함수 $P^{(n+1)}$는 아래와 같다.

$$P^{(n+1)}(\theta;\beta_i^{(n+1)}) = \sum_{i=1}^{N} a_i e^{j\delta_i^{(n+1)}} e^{-j(kd_i\sin\theta-\beta_i^{(n)})} \tag{18}$$

식(8)과 같이 n+1번 반복 계산 단계에서의 미소 변이량 $\delta_i^{(n+1)}$이 작다고 가정하고 지수함수 $e^{j\delta_i^{(n+1)}}$를 1차 함수 $1+j\delta_i^{(n+1)}$로 근사하면, n+1번 반복 계산후의 패턴함수는 n번째 패턴함수에 n+1번째 감쇄함수의 합으로 구성된다.

$$\begin{aligned} P^{(n+1)}(\theta;\beta_i^{(n+1)}) &\simeq \sum_{i=1}^{N} a_i(1+j\delta_i^{(n+1)}) e^{-j(kd_i\sin\theta-\beta_i^{(n)})} \\ &= P^{(n)}(\theta;\beta_i^{(n)}) + P_c^{(n+1)}(\theta;\delta_i^{(n+1)}) \end{aligned} \tag{19}$$

M개의 각도 $\theta_m (m=1, \cdots, M)$에서 패턴 값이 $P^{(n+1)}(\theta_m;\beta_i^{(n+1)})=0$이 되는 조건에서 다음의 식(20)을 얻어 낼 수 있다.

$$\begin{aligned} P^{(n)}(\theta_m;\beta_i^{(n)}) &= -P_c^{(n+1)}(\theta_m;\delta_i^{(n+1)}) \\ &= -j\sum_{i=1}^{N} a_n \delta_i^{(n+1)} e^{j[kd_i\sin\theta_m-\beta_i^{(n)}]} \end{aligned} \tag{20}$$

식 (20)에서 a_i와 $\beta_i^{(n)}$가 각각 배열 안테나의 중심점에 대해 우대칭 및 기대칭으로 설정하면 위 식을 허수부와 실수부로 나누어 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\sum_{i=1}^{N} a_i \cos[kd_i\sin\theta_m-\beta_i^{(n)}] = \sum_{i=1}^{N} a_i\delta_i^{(n+1)}\sin[kd_i\sin\theta_m-\beta_i^{(n)}] \tag{21.a}$$

www.dbpia.co.kr

$$0=\sum_{i=1}^{N} a_i\delta_i^{(n+1)}\cos[\beta_i^{(n)}-kd_i\sin\theta_m] \quad (21.b)$$

for $m=1, \cdots, M$

식(21)에 조건 $\sum_{i=1}^{N}[\delta_i^{(n+1)}]^2=\min$을 추가하여 $\delta_i^{(n+1)}$를 구하면 $\delta_i^{(n+1)}$는 다음과 같다.

$$\delta_i^{(n+1)}=\frac{1}{a_i}\sum_{m=1}^{M} c_m^{(n+1)}\sin[kd_i\sin\theta_m-\beta_i^{(n)}] \quad (22)$$

n+1 반복 계산 과정에서 얻어지는 식(22)의 계수 $c_m^{(n+1)}$은 백터 $\boldsymbol{C}^T(n+1)$의 m번째 열의 값을 나타낸다. 여기서 T는 Transpose를 의미한다. 백터 $\boldsymbol{C}^T(n+1)$는 식(23)으로 표현되는 방정식으로부터 구할 수 있고, $\boldsymbol{C}(n+1)$, $\boldsymbol{B}(n+1)$, $\boldsymbol{Y}(n+1)$는 각각 식(24)의 (a), (b), (c)를 이용하여 구할 수 있다[10].

$$\boldsymbol{C}^T(n+1)=(\boldsymbol{B}(n+1)\ \boldsymbol{B}^T(n+1))^{-1}\ \boldsymbol{Y}^T(n+1) \quad (23)$$

여기서, $\boldsymbol{C}(n+1)$, $\boldsymbol{B}(n+1)$, $\boldsymbol{Y}(n+1)$는 각각 다음과 같다.

$$\boldsymbol{C}(n+1)=[c_1^{(n+1)},\ c_2^{(n+1)},\ \cdots,\ c_M^{(n+1)}] \quad (24.a)$$

$$\boldsymbol{B}(n+1)=\begin{bmatrix} a_1\sin[kd_1\sin\theta_1-\beta_1^{(n)}] & \cdots & a_N\sin[kd_N\sin\theta_1-\beta_N^{(n)}] \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ a_1\sin[kd_1\sin\theta_M-\beta_1^{(n)}] & \cdots & a_N\sin[kd_N\sin\theta_M-\beta_N^{(n)}] \end{bmatrix} \quad (24.b)$$

$$\boldsymbol{Y}(n+1)=\Big[\sum_{i=1}^{N} a_i\cos[kd_i\sin\theta_1-\beta_i^{(n)}],\ \cdots,\ \sum_{i=1}^{N} a_i\cos[kd_i\sin\theta_M-\beta_i^{(n)}]\Big] \quad (24.c)$$

식(22), (23), (24)를 이용하여 n+1 번째 미소 위상 변이량 $\delta_i^{(n+1)}$를 얻고, 이 $\delta_i^{(n+1)}$로부터 $(n+1)$번째 연결 가중치의 위상 $\beta_i^{(n+1)}$ 및 가중치 $\omega_i^{(n+1)}$을 각각 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\beta_i^{(n+1)}=\beta_i^{(n)}+\delta_i^{(n+1)},\qquad \omega_i^{(n+1)}=a_n e^{\beta_i^{(n+1)}} \quad (25)$$

이렇게 하여 가중치 $\omega_i^{(n+1)}$를 연속적으로 개선할 수 있고, 이로부터 이전의 null보다 개선된 null을 얻을 수 있다. 이 과정을 그림 4의 순서도에 나타내었다. 연결 가중치의 초기 값을 $\beta_i^{(0)}=kd_i\sin\theta_s$로 설정하면 식(16)과 (24)의 비교로부터, 제안된 방법 ISPM으로 1번 반복 계산 후에 구해지는 미소 위상 변이량 $\delta_i^{(1)}$은 section II의 SPM 방법으로 구한 미소 위상 변이량 δ_i와 같음을 볼 수 있다. 따라서 ISPM은 SPM을 확장 개선한 방법임을 알 수 있다.

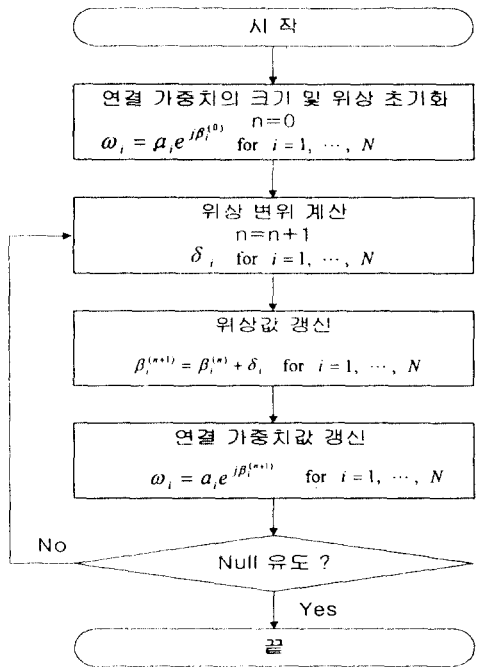


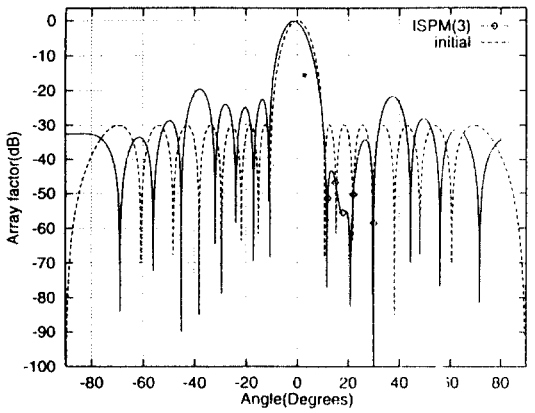
그림 4. ISPM 방법에 대한 순서도
Fig. 4. The flow chart of ISPM.

IV. 컴퓨터 계산 결과

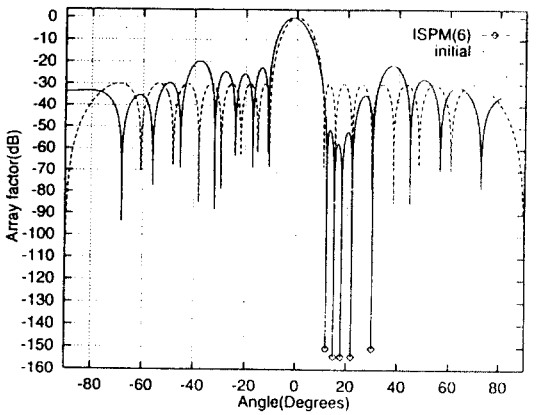
그림 3과 동일한 조건에 대하여 ISPM을 이용하여 null을 조종한 결과를 그림 5에 나타내었다. 그림 5(a)는 3 번 반복하여 얻은 결과로 앞의 그림 3의 null 깊이 약 30dB에 비해 대략 30dB 이상 깊은 null이 형성되었음을 볼 수 있다. 그리고, 6번 반복하면 그림 5(b)와 같이 거의 150 dB 정도 깊이의 null이 형성되는 것을 볼 수 있다. 즉, 본 논문에서 제안한 null 유도 방법은 SPM 방식으로 null을 유도하기에는 비교

www.dbpia.co.kr

적 많은 null이 이 존재하는 전파환경에 대하여 null을 매우 잘 유도하는 것을 볼 수 있다.



(a)



(b)

그림 5. 그림 3과 같은 조건에서 ISPM 방법에 의한 null 유도 결과, (a) 3번 반복, (b) 6번 반복

Fig. 5. The result of nulls steered by using ISPM for the same case as fig. 3 (a) 3rd iteration, (b) 6th iteration.

그림 6에 N 번 반복했을 때 얻어진 각각의 배열 안테나의 위상 변이 $\delta_i^{(n)}$의 합을 안테나수로 나누어 규준화한 값 $\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}|\delta_i^{(n)}|$을 반복 횟수에 따라 그려 놓았다. 그림을 보면, 각각의 안테나 위상 δ_i의 변동 폭이 처음에 매우 크고, 점차로 반복 횟수가 증가할수록 줄어들다가 약 5번 반복하면, 거의 수렴하는 것을 볼 수 있다. 즉 처음에 개개의 배열 안테나 위상이 크게 변하다가 점차로 일정한 점으로 수렴해 감을 볼 수 있다.

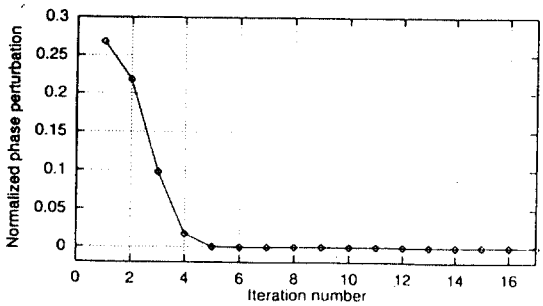


그림 6. 그림 5에 대하여 반복 횟수 대 규준화된 위상의 평균값

Fig. 6. The average value of normalized phase perturbation versus the number of iteration in the case of fig. 5.

그림 7은 SPM 방법으로 null이 잘 유도되지 않는 또 다른 경우인, null이 주엽에 가까우면서 두 개의 null 사이의 간격이 매우 좁은 경우에 대해 SPM 방법을 이용하여 null을 유도한 결과와 본 논문에서 제안한 ISPM 방법으로 null을 유도한 결과를 보인 그림이다. 그림 7(a) 및 (b)은 각각 SPM 및 ISPM 방법을 이용하여 null을 유도한 결과이다. 그림에서 보는 바와 같이 ISPM 방법이 SPM 방법보다 효과적으로 null을 유도함을 볼 수 있다.

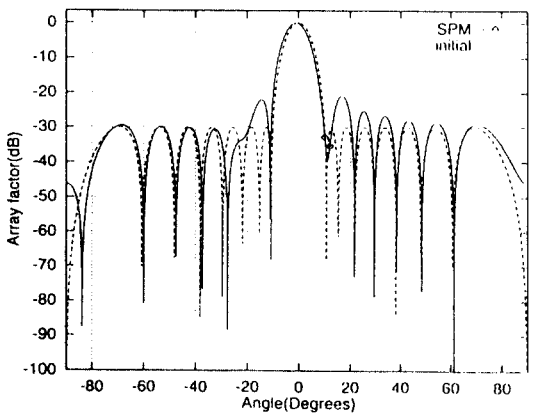
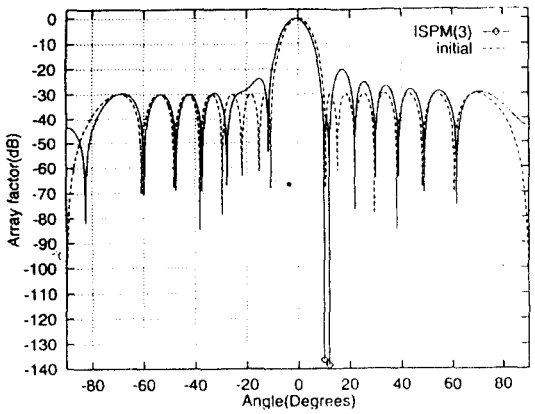


그림 7. 0.5 λ의 간격을 가진 16개로 구성된 배열 안테나에 대한 10o, 12o의 각도에 대한 null유도 결과 (a) SPM 방법, (b) ISPM 방법

Fig. 7. The result steering nulls at 10o, 12o angle (a)by using SPM and (b) ISPM, respectively, in linear array antenna which is consists of 16-elements with interelement spacing 0.5 λ.

www.dbpia.co.kr



ISPM의 성능 평가를 위하여, 최근에 활발하게 연구되고 있는 유전알고리듬을 이용한 null 조종 방법 [9]을 이용하여 앞의 그림 3과 같은 null 각도에 대하여 null을 유도한 결과를 그림8에 나타내었다. 그림 8의 결과는 군집 수를 60개로 하고, 100번 반복을 통하여 얻어졌다. 그림을 보면 30°에서 깊이 70 dB 이상의 null이 형성되었고, 18°도 부분에서는 초기패턴 값에 비해 거의 null이 형성되지 않은 모습을 볼 수 있다.

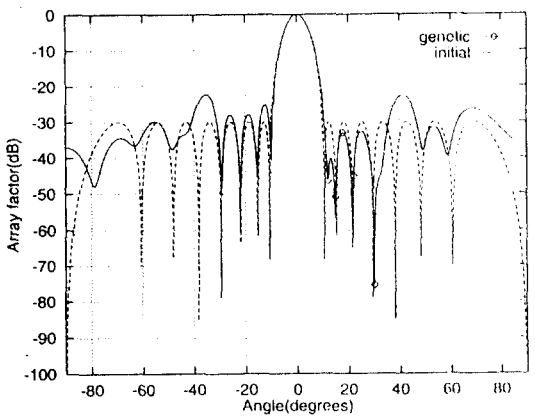


그림 8. 그림 3과 같은 조건에 대해 유전 알고리듬을 이용한 null 유도 결과

Fig. 8. the result steering nulls by using genetic algorithm of fig. 3.

ISPM방법의 특징을 좀더 자세히 살펴보기 위해서 그림 9 (a), (b)에 각각 16, 및 32개의 안테나로 구성된 배열 안테나에 대해 null의 개수를 1개로부터 $N/2$ 개까지 각각 하나씩 증가시켜가며 null을 유도한 결과를 보였다. 그림 9(a)는 각각의 주어진 null의 수에 대해 null의 각도 쌍 50개를 샘플로 추출한 다음, 각각의 모든 쌍에 대하여 null 각도에서 배열 안테나의 패턴 값들을 평균하고, 다시 이 값들을 평균하여 얻은 식 (26)으로 표현되는 평균값 P_M을 도시한 그림이다.

$$P_M = \frac{1}{I}\sum_{i=1}^{I}\frac{1}{M}\sum_{m=1}^{M} 20\log\left(P^{(n)}(\theta_m;\beta_i^{(n)})\right) \qquad (26)$$

식에서, I는 샘플수이다. 또한 그림 9(b)는 다른 조건은 앞의 그림 9(a)와 같이 하고 배열 안테나의 개수를 32개로 하여 얻어진 결과를 표현한 그림이다. 그림을 살펴보면, null의 수가 적은 경우 ISPM 방법이 SPM 방법이나 유전 알고리듬을 이용한 방법보다 매우 효과적으로 null을 유도하는 것을 볼 수 있으며, null의 개수가 안테나 수 N의 1/2에 가까운 경우에 유전 알고리듬을 이용한 null 유도 결과가 ISPM 방법에 비해 null을 잘 유도하는 것을 볼 수 있다. 그러나 수행 속도 면에서는 ISPM이 매우 빠른 것을 표1에서 볼 수 있다.

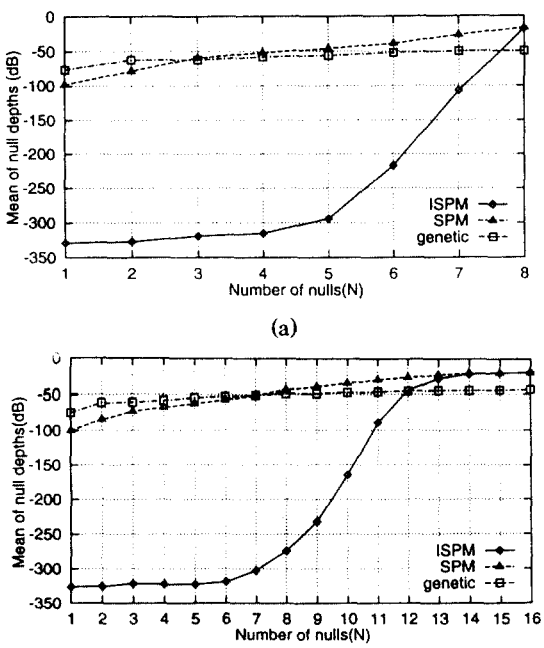


그림 9. 50개의 표본을 대상으로 null 개수의 증가에 따른 ISPM, SPM, genetic 방법에 의한 null 유도 결과 비교. (a) 안테나수 16개, (b) 안테나수 32개.

Fig. 9 Comparison of null steering result by ISPM, SPM, and genetic method versus number of nulls for 50 sample. (a) 16 arrays, (b) 32 arrays.

www.dbpia.co.kr

표 1에 ISPM 방법과 유전 알고리듬을 이용한 null 유도 방법간의 수행 속도를 비교하기 위한 컴퓨터 시뮬레이션에 소요된 시간을 정리하였다. 표 1은 Sparc Station20에서 얻은 시뮬레이션 결과로, 결과를 보면, 수렴 시간에 있어 ISPM 방법이 유전 알고리듬을 이용한 방법보다 비교할 수 없을 정도로 빠른 것을 볼 수 있다. 이상으로부터 ISPM 방법은 SPM 방법처럼 null수가 배열 안테나 수의 절반에 가까워지면 null을 유도하는 데 약점을 가지고 있으나 null의 수가 이에 비해 적다면 SPM 방법보다 효과적으로 null을 유도할 수 있으며, 유전 알고리듬을 이용한 방법보다 훨씬 빠르고 깊은 깊이의 null을 유도함을 알 수 있다.

표 1. ISPM을 이용한 방법과 유전알고리듬을 이용한 방법간의 수렴 시간 비교 (단위 :초)

Table 1. Comparison of convergence time between ISPM and genetic (second)

Null 수	1	2	3	4	5	6	7	8
ISPM	0.02	0.02	0.04	0.04	0.04	0.04	0.06	0.06
genetic	6.02	6.03	7.78	8.88	10.24	11.98	12.54	14.54

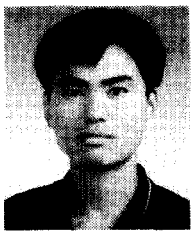
V. 결 론

본 논문에서는 선형 배열 안테나 패턴 상에 null을 유도하기 위한 방법으로 ISPM 방법을 제안하였다. 이 방법은 각각의 반복 과정 단계마다 구하는 위상의 변이가 작다고 가정하여 비선형 문제를 선형으로 근사한 다음 요구되는 위상 변이 값을 SPM 방법으로 구하는 방법으로, 원하는 결과가 나올 때까지 반복 계산하는 방법이다. ISPM 방법은 한 번 반복 계산으로부터 얻어진 결과가 SPM과 정확하게 일치함을 formulation을 통하여 보였다. 이로부터 제안된 방법은 SPM 방법을 확장 개선한 방법임을 볼 수 있었다. 이 방법은 이전의 SPM 방법으로 null이 잘 유도되진 않는 비교적 큰 규모의 위상 변이를 요구하는 경우에 대해서도 효과적으로 null을 유도할 수 있음을 수치 계산 결과를 통하여 보였다. 또한 제안된 방법은 유전 알고리듬을 이용한 방법보다 계산시간과 null 조종 결과 면에서 모두 성능이 우수함을 보였다. 지금까지 언급한 내용과 검증된 결과로부터 본 논문에서 제안한 null 조종 방법은 null 조종을 위해 연결 가중치의 위상을 많이 변화시켜야하는 열악한 전파환경에 특히 유리한 기법으로 판단되며 앞으로 원형, 평면 등의 다양한 형태의 배열 안테나에 대하여 제안된 기법의 확장을 위한 연구가 필요하다고 생각된다.

참 고 문 헌

1. B. Widrow, P. E. Mantey, L. J. Griffths, B. B. Goode, "Adaptive Antenna Systems", *IEEE Proceedings of the IEEE.* vol. 55, No. 12, pp. 2143-2159 Dec. 1967.
2. S. P. Applebaum, "Adaptive Arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.* vol. AP-24, pp. 585-598 Sep. 1976.
3. H. Steyskal, "Synthesis of Antenna Patterns with Prescribed nulls," *IEEE Trans. Antennas Propagat.* vol. AP-30, pp. 273-279, March. 1982.
4. H. Steyskal, "Simple Method for Pattern nulling by Phase Perturbation," *IEEE Trans. Antennas Propagat.* vol. AP-31, pp. 163-166, Jan. 1983.
5. R.A.Shore "nulling at Symmetric Pattern Location with Phase-Only Weight Control," *IEEE Trans. Antennas propagate.* vol. AP-32, pp. 530-533, May.1984.
6. T. S. Ismail and M. M. Dawould, "null Steering in Phased Arrays by Controlling the Element Positions," *IEEE Trans. Antennas Propagat.* vol. AP-39, pp. 1561-1566, Nov. 1991.
7. A. Tennant, M. M. Dawoud and A. P. Anderson, "Array Pattern nulling by Element Position Perturbations Using a Genetic Algorithm," *Electronics Letters,* vol. 30, pp. 174-176, Feb. 1994.
8. M. M. Dawould, A. Tennant, and A. P. Anderson, "null Steering in Adaptive Arrays Using a Genetic Algorithm," *24th European Microwave Conference,* 1994.
9. 박 천석, 정 세영, "유전 알고리듬을 이용한 선형 배열 안테나의 null 조종 방법", *Telecommunication Review,* 제 7권, 5호, pp. 644-660, 1997.
10. Rao C. R. and Mittra S. K., "Generalized Inverse of Matrices and Its Applications", John Wiley & Sons Inc., New York, 1971.

www.dbpia.co.kr



정 세 영(Se Young Chng) 정회원
1996년 2월 : 성균관대학교 전자공학과(학사)
1998년 2월 : 성균관대학교 전자공학과(석사)
<연구분야> 배열안테나, 전파전파 분야

박 천 석(Cheon Seok Park) 정회원
1998년 2월 : 서울대학교 전기공학과(학사)
1990년 2월 : 한국과학기술원 전기전자공학과(석사)
1995년 2월 : 한국과학기술원 전기전자공학과(박사)
1994년 3월 ~ 1995년 8월 : 인제대학교 전임강사
1995년 9월 ~ 현재 : 성균관대학교 전자공학과 조교수
<연구분야> 전자파 산란, 배열안테나, 전자파 수치해석
고출력 증폭기,선형증폭기

www.dbpia.co.kr