

선형 위상 배열 안테나의 비대칭 Sidelobe 레벨 제어 및 다중 Nulling에 관한 연구

A Study on the Control of Asymmetric Sidelobe Levels and Multiple Nulling in Linear Phased Array Antennas

박 의 준

Eui Joon Park

요 약

본 논문에서는 선형 위상 배열 안테나 패턴 합성 문제에서, 주 빔 패턴 양쪽에 임의로 설정한 비대칭 sidelobe 레벨(SLL)들을 만족시키는 안테나 소자 가중치들을 계산하는 방법을 새로이 제안한다. 소자 가중치들을 배열 인자로부터 직접 최적화하는 기존의 방법들과는 달리, 이 방법은 배열 인자를 표현하는 Schelkunoff 다항식에 내재된 복소근의 최적 섭동에 기본을 둔다. 제안한 방법으로부터 여러 개의 jammer들의 방향으로 다중 nulling도 가능하며, 이는 각 jamming 방향에 대응하는 복소근들만의 독립적인 섭동에 의해 이루어진다. 따라서 해 공간 차원의 적절한 감소에 의해 수치적 절차가 간소화될 수 있다. 또한 배열 소자들의 복소 가중치들은 최적 섭동된 복소근들을 Schelkunoff 다항식에 대입함으로써 쉽게 계산된다. 몇 가지 예를 들어 검토하고, 도출된 가중치들을 배열 인자 방정식에 대입함으로써 타당성을 수치적으로 검증한다.

Abstract

This paper newly proposes a methodology towards computing antenna element weights which are satisfying asymmetric sidelobe levels(SLLs) specified arbitrarily on both sides of the main beam pattern, in the linear phased array antenna pattern synthesis problem. Opposite to the conventional methods in which the element weights are directly optimized from the array factor, this method is based on the optimum perturbations of complex roots inherent to the Schelkunoff's polynomial form which is described for the array factor. From the proposed methodology, the capability of nulling the directions of multiple jammers is also possible by independently perturbing only the complex roots corresponding to each jamming direction, hence allowing an enhancement of the simplicity of the numerical procedure by means of a proper reduction of the dimension of the solution space. The complex weights over the array are then easily computed by substituting the optimally perturbed complex roots to the Schelkunoff's polynomial. Some examples are examined and numerically verified by substituting the extracted weights into the array factor equation.

Key words : Phased Array Antennas, Beam Pattern Synthesis, Nulling

I. 서 론

선형적으로 배열된 임의 안테나 소자를 사용하여 위상 배열 안테나 시스템을 구성하기 위해서는 일반

적으로 두 가지의 기본 방법론이 필요하다. 즉, 원하는 복사 패턴을 만족시킬 수 있도록 배열 소자들에 여기되는 전류 혹은 전압 가중치들을 결정하는 방법과, 원하는 가중치를 만족시키는 회로망 구성 방법

「본 연구는 금오공과대학교 학술연구비에 의하여 연구된 논문임.」

금오공과대학교 전자공학부(School of Electronic Engineering, Kumoh National Institute of Technology)

· 논문 번호 : 20090908-104

· 수정완료일자 : 2009년 10월 26일

이 필요하다^{[1]~[3]}. 본 논문은 배열 소자들의 가중치들의 분포를 결정하는 방법에 대한 것으로서, 임의 크기의 sidelobe들 혹은 임의의 방향으로의 다중 null 점들을 갖는 복사 패턴의 합성과 해당 가중치들을 효율적으로 도출하는 방법을 제안하였다. 배열 안테나의 복사 패턴은 배열 인자에 의해 거의 결정되므로, 기존의 방법^{[4]~[6]}들은 원하는 복사 패턴을 만족시키는 개별 소자 가중치들의 분포를 배열 인자 식에 반복법을 직접 적용하여 계산하였다. 이 경우는 가중치들의 초기값 선정이 매우 중요하다. 주 빔을 중심으로 SLL들이 대칭적으로 존재할 경우 가중치들은 순수한 실수값을 가지나^[6], 비대칭적으로 존재할 경우는 복소수로 나타나기 때문에 진폭과 위상을 동시에 도출해야 한다. 따라서 가중치들의 초기값에 따라 서로 다른 패턴이 합성될 수 있고 소자 개수의 두 배에 해당하는 미지수를 구해야 하는 단점을 가진다.

본 연구에서는 배열 인자를, Z-변환시킨 Schelkunoff 다항식^{[3],[7]}으로 표현하고, 이 식에 포함된 복소근들의 최적 섭동을 통해, 원하는 패턴을 만족시키는 가중치들을 구하는 방법을 제안하였다. 즉, 임의의 SLL 피크값들을 목표값으로 설정하고, 그 패턴을 만족시키도록 최적 섭동된 복소근을 구한 후 다항식으로부터 직접 가중치들을 계산하였다. 또한 이 방법을 적용할 경우 복소근들의 미세 섭동을 통해 목표로 하는 비대칭 sidelobe null 점들을 갖는 배열 인자를 쉽게 계산할 수 있다. 즉, 복소근들의 섭동에 따른 null 점들의 변화 감도를 계산한 후, 0이 아닌 감도에 대응하는 복소근만을 섭동시켜, SLL들의 변화를 최소화시키면서 해당 null 점들을 원하는 방향으로 고정시키게 된다. 따라서 가중치의 진폭 제어 및 진폭과 위상의 동시 제어에 의한 nulling 문제에 대한 일반적인 방법을 제공할 수 있다. 그리고 안테나 소자 개수가 홀수 개 및 짝수 개인 경우 각각에 대해 이 방법이 적용될 수 있음을 보였다. 낮은 SLL과 좁은 빔 폭을 갖는 Taylor 패턴^{[1]~[3]}을 기본으로 하여, 비대칭 sidelobe들을 갖는 패턴 합성 및 다중 nulling에 대한 몇 가지 예를 보이고, 그 결과들로부터 도출된 가중치들을 배열 인자 식에 대입하여 제안 방법의 타당성을 보였다.

II. 빔 패턴 제어를 위한 기본 식

안테나 소자 개수가 N 개이며, n 번째 소자 급전 전류 가중치가 $I_n = a_n \exp(jp_n)$ 이고, 소자간의 간격이 d 인, 그림 1과 같은 배열 안테나의 원거리 배열 인자는 다음과 같다^[4].

$$AF(\theta) = \sum_{n=1}^N a_n e^{jp_n} e^{jnk d \cos(\theta) - jn\phi_0} \quad (1)$$

여기서

- a_n : n 번째 소자 가중치의 진폭
- p_n : n 번째 소자 가중치의 위상
- $\phi_0 = kd \cos(\theta_0)$, 소자간의 일정한 위상차이며, $\theta = \theta_0$ 에서 mainlobe 형성
- $k = 2\pi/\lambda$, 신호의 파수이며, λ 는 신호의 파장.

복소 가중치들의 진폭과 위상을 $\mathbf{A} = [a_1, a_2, \dots, a_N]$, $\mathbf{P} = [p_1, p_2, \dots, p_N]$ 로 표현한다. p_n 이 모두 0이면 식 (1)은 $\theta = \theta_0$ 에서의 mainlobe를 중심으로 대칭적인 sidelobe들이 나타나며, 비대칭적인 경우는 \mathbf{A} 와 \mathbf{P} 를 동시에 구해야 한다. 낮은 SLL과 좁은 빔 폭을 갖는 패턴 합성에 대한 기존의 방법^{[4],[5]}들은, 선 전원(line source)에 의한 Chebyshev 패턴, Taylor 혹은 Villeneuve의 \bar{n} 패턴^[8]과 같은 잘 알려진 기본

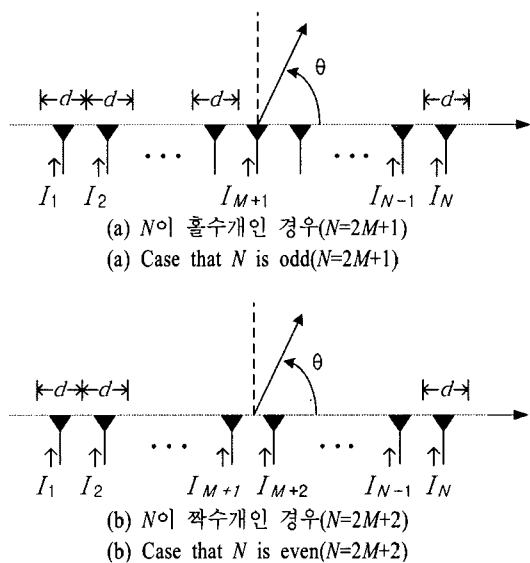


그림 1. 선형 배열 구조
Fig. 1. Geometry of linear array.

패턴들을 정적인 패턴(quiescent pattern, QP)으로 간주하고, 그들의 소스 분포함수들로부터 샘플링한 값을 초기 가중치로 두었다. 그리고 식 (1)로부터 가중치의 최적화를 통해 원하는 패턴(desired pattern, DP)을 합성하였다. 그러나 이들 방법은 N 개의 가중치 진폭과 N 개의 위상 변수를 직접 최적화시켜야 하므로 SLL들의 제한 범위 설정에 따라 수렴도에 영향을 미칠 수 있다. 만약 특정 방향으로 sidelobe를 nulling할 경우는 mainlobe의 위치를 고정시킨 상태에서 개별 sidelobe 제한 범위 설정이 용이하지 않다. 따라서 본 연구에서는 패턴 null 점들의 미세 섭동에 의해 SLL들이 개별적으로 변화하는 점을 고려하여, Schelkunoff 다항식을 도입하고, 최적화 방법을 제안하였다. 즉, 식 (1)로부터 $\varphi = kd(\cos(\theta) - \cos(\theta_0))$, $Z = \exp(j\varphi)$ 로 두고, Z 로 나누면 식 (1)의 크기는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$AF(Z) = \sum_{n=1}^N w_n Z^{n-1} = (Z+1)^i \prod_{n=1}^{N-1-i} (Z - Z_n) \quad (2)$$

여기서 $d = \lambda/2$ 인 경우 소자 개수가 홀수개($N=2M+1$)이면 $i=0$ 이며, $2M$ 개의 null 점을 가진다. 그리고 짝수개($N=2M+2$)이면 $i=1$ 이며, $Z=-1$ 에서 null 점을 가지므로 θ 가 0° 와 180° 에서 null 점을 가지며, 그 사이에서 $2M$ 개의 null 점들을 가진다. 그리고 $w_n = a_n e^{j\varphi_n}$ 이며, Z_n 은 z -평면에서 단위원 상의 복소근을 의미한다. 연속적으로 분포된 선전원에 의한 null 점과 대응시키기 위해 $u = Nd \cos(\theta) / \lambda$ 로 두면 $Z_n = \exp(j2\pi u_n / N)$ 로 표현될 수 있다. Nd 는 배열 안테나 길이를 의미하므로 u_n 은 선전원의 u 영역에서의 null 점에 대응된다^[1]. 그러므로 QP의 u_n 을 초기값 u_n^0 으로 활용하여 다음 절에서 설명될 최적 섭동 방법을 통해 DP를 합성할 수 있다. 즉, 최적 섭동에 의해 u_n 과 Z_n 이 결정되면 식 (2)로부터 계수 비교를 통해 N 개의 w_n 이 쉽게 계산되며, 따라서 식 (1)의 대응하는 \mathbf{A} 와 \mathbf{P} 가 동시에 구해진다.

III. 최적화 방법

원하는 패턴을 만족시키기 위해, 최적 가중치를 도출하기 위한 기존의 최적화 과정은 다음과 같은

오차함수 E 의 최소화 과정이라 볼 수 있다.

$$\underset{A, P}{\text{minimize}} E(\mathbf{A}, \mathbf{P}) \quad (3)$$

그러나 본 연구에서는 II절에서 언급한 바와 같이 식 (2)를 사용하여 최적화하는 방법을 다루었다. 식 (1)의 크기는 식 (2)의 크기에 비례되므로 식 (2)의 크기를 $F_Z(\mathbf{U})$ 라 두고, $F_Z^k(\mathbf{U})$ 를 $2M$ 개의 SLL 피크 값 중 k 차 피크값이라 정의한다. 그리고 θ 영역에서 $2M$ 개의 null 점 중 m 차 null 점들을 $N_T^m(\mathbf{U})$ 이라 정의한다. k 차 SLL 목표 피크값 및 m 차 목표 null 점 값들을 각각 $F_A^k(\mathbf{U})$ 및 $N_A^m(\mathbf{U})$ 로 두고, 수렴도를 고려하여 최소화될 오차함수를 다음과 같이 정의한다.

$$E(\mathbf{U}) = \sum_{k, m \leq 2M} [W_F \cdot \ln(F_Z^k(\mathbf{U}) / F_A^k(\mathbf{U})) + W_N \cdot \ln(N_T^m(\mathbf{U}) / N_A^m(\mathbf{U}))] \quad (4)$$

여기서 W_F 와 W_N 은 무게 함수를 의미하며, $\mathbf{U} = [u_1, u_2, \dots, u_{N-1-i}]$ 는 update될 변수들을 나타낸다. 식 (4)의 최소화를 위해 gradient법 중 다음과 같이 탐색 계수 α ($0 \leq \alpha < 1$)를 사용한, 일반화된 Newton-Raphson법^[9]을 사용하였다.

$$\mathbf{U}^{i+1} = \mathbf{U}^i - \alpha^i \cdot \mathbf{H}^{-1}(\mathbf{U}^i) \cdot \nabla E(\mathbf{U}^i)^T \quad (5)$$

여기서 \mathbf{H} 는 Hessian 행렬을 나타내며, E 의 gradient는 다음과 같다.

$$\nabla E(\mathbf{U}^i) = \left[\frac{\partial E(\mathbf{U}^i)}{\partial u_1}, \frac{\partial E(\mathbf{U}^i)}{\partial u_2}, \dots, \frac{\partial E(\mathbf{U}^i)}{\partial u_{N-1-i}} \right] \quad (6)$$

식 (6)은 섭동될 개별 u_n 에 대한 오차함수의 감도로 활용될 수 있으며, 만약 감도가 0인 경우는 해당 u_n 에 대한 최적화는 필요치 않으므로, 식 (6)을 통해 최적화 과정을 간소화시킬 수 있으며, 특히 다음 절에서 설명될 null 점 최적화시 유용하게 활용될 수 있다.

IV. 시뮬레이션 결과 및 분석

시뮬레이션 예에 사용할 QP를 위해, 배열 개수가 $N=19$ 와 $N=20$ 인 경우의 Taylor 패턴을 그림 2에 보였

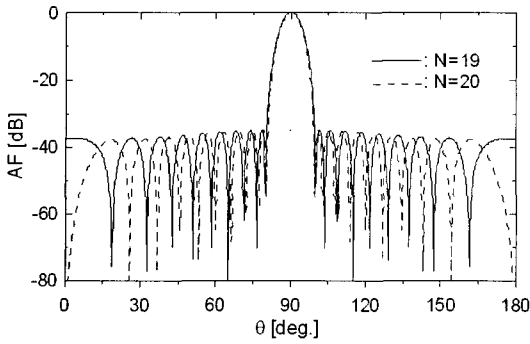


그림 2. 정적인 패턴
Fig. 2. Quiescent patterns.

다. 이 패턴은, $SLL = -35$ dB, $\bar{n} = 5$ 인 경우의 선전원 Taylor 패턴이 갖는 u_n 을 사용하여, 식 (2)로부터 계산한 그림이다. 이 QP가 갖는 u_n 을 초기값 u_n^0 으로 표현하고, 표 1에 보였다. 이 패턴들은 sidelobe들이 주 빔을 중심으로 대칭적이므로, 가중치들은 실수로 나타난다.

그림 3은 개별 SLL 값들을 비대칭적으로 임의로

표 1. QP의 u_n 과 DP(그림 3)의 최적화된 u_n
Table 1. u_n of QP and optimized u_n of DP(Fig. 3).

| n | u_n^0 | u_n^{opt} ($N=19$) | u_n^{opt} ($N=20$) |
|-----|---------|---------------------------|---------------------------|
| 1 | -9.0000 | -8.7894 | -9.1968 |
| 2 | -8.0000 | -7.8584 | -8.2664 |
| 3 | -7.0000 | -6.9003 | -7.3103 |
| 4 | -6.0000 | -5.9374 | -6.3500 |
| 5 | -5.0000 | -4.9833 | -5.3992 |
| 6 | -4.0143 | -4.0530 | -4.4719 |
| 7 | -3.0743 | -3.1729 | -3.5908 |
| 8 | -2.2380 | -2.4060 | -2.8299 |
| 9 | -1.6696 | -1.9037 | -2.3224 |
| 10 | 1.6696 | 1.3961 | 0.9620 |
| 11 | 2.2380 | 2.0307 | 1.5943 |
| 12 | 3.0743 | 2.9238 | 2.4877 |
| 13 | 4.0143 | 3.9063 | 3.4647 |
| 14 | 5.0000 | 4.9277 | 4.4791 |
| 15 | 6.0000 | 5.9709 | 5.5139 |
| 16 | 7.0000 | 7.0337 | 6.5631 |
| 17 | 8.0000 | 8.1285 | 7.6290 |
| 18 | 9.0000 | 9.4057 | 8.7244 |

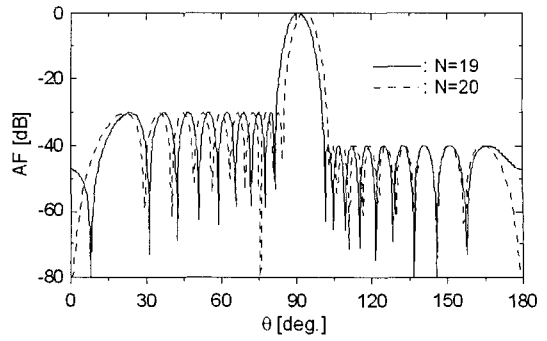
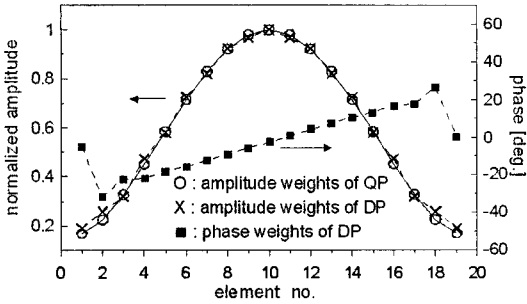


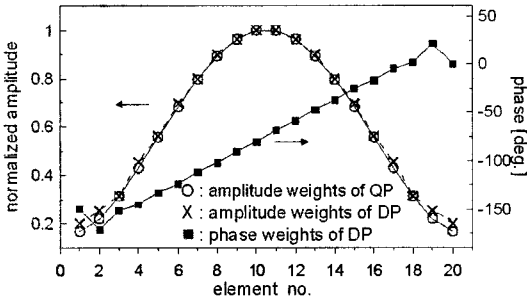
그림 3. 제어된 비대칭 sidelobe 패턴 예
Fig. 3. Example of controlled asymmetric sidelobe patterns.

둔 경우의 일반적인 예를 보인 그림이다. 즉, $k=10$ 에 해당하는 mainlobe의 크기를 1(=0 dB)로 정규화시키고, 주 빔의 좌측과 우측의 개별 SLL들의 목표값을 위해, $k=1\sim 9$ 에서 $F_A^k(\mathbf{U})=0.0316$ (=-30 dB), $k=10\sim 18$ 에서 $F_A^k(\mathbf{U})=0.01$ (=-40 dB)로 설정하였다. 이 경우, 식 (4)로부터 $W_F=1$, $W_N=0$ 이며, 식 (4)가 최소가 될 수 있도록 식 (5)로부터 초기값 u_n^0 을 update 시키는 과정을 거친다. Update 과정에서의 $F_Z^k(\mathbf{U})$ 가 $F_A^k(\mathbf{U})$ 에 수렴할 조건으로 $E \leq \epsilon$ 를 설정하고, 본 연구에서는 $\epsilon=10^{-6}$ 로 두었다. 그림 3으로부터 특히 배열 개수가 우수개인 경우 오른쪽 SLL들이 낮아지면, 빔 방향이 조금 shift되며, 이는 빔 폭이 다소 늘어나면서 주 빔의 최대값 변동에 기인한다^[10]. 도출된 최적 u_n , 즉 u_n^{opt} 의 값들을 표 1에 동시에 보였으며, 이 값들을 식 (2)에 대입하면 그림 3과 일치하게 된다. 그리고 식 (2)에 표현된 두 개의 식들의 계수 비교를 통해 계산된 복소 가중치 값의 크기와 위상을 그림 4에 보였다. 식 (2)에 u_n 대신 u_n^0 을 대입하고, 계수 비교를 통해 계산한 QP의 실수 가중치를 비교를 위해 그림 4에 동시에 보였다. 이 도출된 가중치들을 식 (1)에 대입하면 역시 그림 3과 일치하게 된다.

그림 2와 그림 3에서 볼 수 있듯이 u_n 의 적절한 섭동에 의해 θ 영역에서 null 점들이 변화되고, 개별 SLL들은 임의의 크기로 조절된다. 따라서 실제 패턴 방향을 나타내는 θ 영역에서 임의의 null 점들을 고정시키고, 원하는 SLL 값들을 동시에 만족시키는 것은 매우 어려우므로 기존의 방법들은 식 (1)로부터 직



(a) $N=19$ 인 경우
(a) Case that $N=19$



(b) $N=20$ 인 경우
(b) Case that $N=20$

그림 4. 계산된 복소 가중치의 진폭과 위상
Fig. 4. Amplitudes and phases of calculated complex weights.

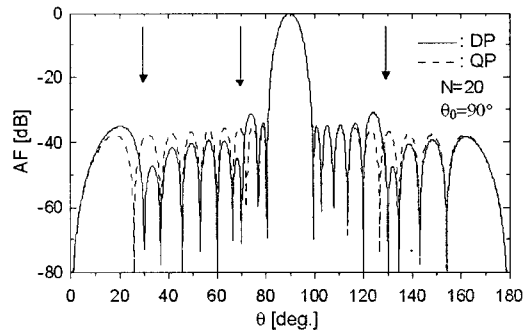
접 가중치들의 최적화를 통한 nulling할 경우 SLL 값의 변동폭을 제한 요소로 두고, 수렴이 안될 경우 그 변동폭 제한 요소를 변화시키면서 최적화해야 하는 어려움이 있다. 따라서 본 연구에서는 u 영역에서의 null 점들인 u_n 과 θ 영역에서의 null 점들인 N_T^m 과의 1:1 대응 관계를 이용하여, θ 영역에서 원하는 null 점들을 목표값으로 설정하고, u_n 의 섭동만으로 그 목표값에 수렴할 수 있도록 하였다. 즉, 최적 nulling을 위해 식 (4)로부터 $W_F=0$, $W_N=1$ 로 두고, 식 (4)를 최소화시키는 과정에서, j 번째 $[u_n]_{n=j}$ 이 $u_{j-1} < u_j < u_{j+1}$ 의 범위에서 섭동되면, θ 영역에서 대응되는 m 번째 null 점인 N_T^m 가 $N_T^{m-1} < N_T^m < N_T^{m+1}$ 의 범위에서 변화하게 된다. 따라서 u_j 만을 최적 섭동시켜 N_T^m 가 목표값 N_A 에 수렴되도록 할 수 있다. 이 과정은 식 (6)의 gradient를 감도로 활용하면 쉽게 할 수 있으며, 요약하면 다음과 같다.

- 1) 목표 null 점, 즉 jamming 방향 N_A 가 주어지면, QP로부터 가장 인접한 좌, 우 null 점들 범위를

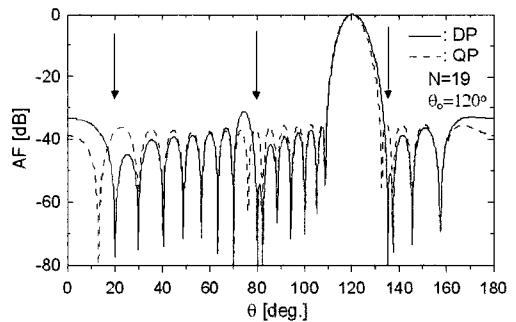
설정할 수 있다. 즉, $N_T^m < N_A < N_T^{m+1}$.

- 2) $E(\mathbf{U}) = \ln[N_T^m(\mathbf{U}) / N_A^m(\mathbf{U})]$ 이므로 초기값 $\nabla E(\mathbf{U}^0)$ 를 계산하면, N_T^m 에 대응하는 u_j 에 대한 감도인 $\partial E(\mathbf{U}^0) / \partial u_j$ 를 제외한 나머지 $[\partial E(\mathbf{U}^0) / \partial u_n]_{n \neq j}$ 는 모두 0이 된다.
- 3) 따라서 식 (5)의 update 과정에서 u_j 만을 섭동시키면 QP가 갖는 대응 null 점을 독립적으로 변화시킬 수 있고, 변화되는 null 점 인근의 SLL들에만 다소의 영향을 주게 되어, QP의 SLL의 변화를 최소화시킬 수 있다.

예로서 $N=20$, $\theta_0=90^\circ$ 일 때, 30° , 70° 및 130° 를 nulling 목표값 N_A 로 두면, 그림 2의 QP로부터 $m=1, 6, 15$ 혹은 $m=2, 7, 16$ 일 때의 N_T^m 가 독립적으로 변화되면서 N_A 에 수렴될 수 있다. 그림 5(a)는 $m=1, 7, 15$ 인 경우의 N_T^m 를 최적 nulling 한 결과이다. 여기서 $\partial E(\mathbf{U}^0) / \partial u_j$ 는 $j=18, 12, 4$ 에서만 0이 아니며, update된 해당 u_j 를 표 2에 보였다. 그림 5(b)는



(a) 30° , 70° 및 130° 에서의 nulling
(a) Nulling at 30° , 70° and 130°



(b) 20° , 80° 및 135° 에서의 nulling
(b) Nulling at 20° , 80° and 135°

그림 5. 최적 nulling된 패턴 예.
Fig. 5. Examples of optimally nulling patterns.

표 2. 최적 nulling을 위해 계산된 u_n
Table 2. u_n calculated for optimum nulling.

| u_j^{opt} (Fig. 5(a)) | u_j^{opt} (Fig. 5(b)) | u_j^{opt} (Fig. 6) |
|----------------------------|----------------------------|-------------------------|
| $u_{18}=8.6518$ | $u_{16}=6.4032$ | $u_3=-5.3081$ |
| $u_{12}=3.4131$ | $u_9=-1.9685$ | $u_2=-5.3081$ |
| $u_4=-6.4282$ | $u_5=-5.3268$ | |

$N=19$, $\theta_0=120^\circ$ 일 때, 20° , 80° 및 135° 를 nulling 목표값 N_A 로 두고, $m=1, 8, 15$ 일 때의 N_T^m 들을 최적 nulling한 결과를 실선으로 나타내었다. 이때 update된 대응하는 u_j 는 $j=16, 9, 5$ 일 때이며, 그 결과를 표 2에 보였다.

한편, 배열 안테나 원거리 복사 패턴은 안테나 소자간의 상호 결합, 소자 인자(element factor) 등의 영향에 의해 배열 인자 패턴의 왜곡이 존재할 수 있으

므로, 경우에 따라 배열 인자의 null 점이 매우 깊어야 할 필요가 있다. 이는 인접한 null 점의 중첩에 의해 이루어질 수 있다. 예로서 $N=15$, $\theta_0=45^\circ$ 일 때, 90° 위치를 nulling 목표값 N_A 로 둘 경우, QP로부터 $m=6$ 일 때의 N_T^m 가 N_A 에 수렴하도록 하기 위해, $\partial E(\mathbf{U}^0)/\partial u_j$ 를 계산하면 $j=3$ 일 때만 값을 가진다. 따라서 u_3 만을 $u_2 < u_3 < u_4$ 범위에서 최적 섭동 시키면, 최적 nulling이 이루어진다. 여기서 u_2 혹은 u_4 를 u_3^{opt} 와 일치시키면 N_T^7 혹은 N_T^5 가 목표값 N_A^6 에 일치되면서, 인근 SLL 피크값이 다소 증가하면서 깊은 null 점이 형성된다. 그림 6은 $u_2 = u_3^{opt}$ 로 둔 결과이며, 1개의 null 점이 줄어든 대신 90° 에서 -100 [dB] 이하의 null 점을 보이고 있다. 식 (2)로부터 계산된 복소 가중치 값들을 표 3에 보였으며, 도출된 가중치 값들을 식 (1)에 대입하여 평가한 그림을 그림 6에 동시에 보임으로서, 합성 결과의 타당성을 확인할 수 있다.

표 3. 최적 nulling을 위해 도출된 복소 가중치들
Table 3. Complex weights extracted for optimum nulling.

| n | For Fig. 5(a) | | For Fig. 5(b) | | For Fig. 6 | |
|----|---------------|---------|---------------|----------|------------|--------|
| | A | P | A | P | A | P |
| 1 | 0.1465 | -7.8771 | 0.1373 | -23.1632 | 0.1716 | 9.2105 |
| 2 | 0.2197 | -0.0835 | 0.1850 | -20.9613 | 0.2462 | 3.8053 |
| 3 | 0.3194 | -0.5778 | 0.3032 | -18.1683 | 0.4130 | 5.9577 |
| 4 | 0.4192 | -3.3320 | 0.4065 | -21.6687 | 0.5506 | 6.0009 |
| 5 | 0.5721 | -5.1893 | 0.5421 | -18.8677 | 0.7322 | 3.9952 |
| 6 | 0.6762 | -3.5496 | 0.7109 | -18.0005 | 0.8628 | 6.0790 |
| 7 | 0.7818 | -3.2833 | 0.8078 | -16.4303 | 0.9362 | 4.0630 |
| 8 | 0.8811 | -4.3295 | 0.9096 | -13.9488 | 1.0000 | 4.6054 |
| 9 | 0.9778 | -2.7077 | 0.9911 | -14.1956 | 0.9362 | 5.1476 |
| 10 | 1.0000 | -3.5000 | 1.0000 | -11.5810 | 0.8628 | 3.1312 |
| 11 | 1.0000 | -4.3806 | 0.9911 | -8.9676 | 0.7322 | 5.2151 |
| 12 | 0.9778 | -5.1660 | 0.9096 | -9.2152 | 0.5506 | 3.2097 |
| 13 | 0.8811 | -3.5457 | 0.8078 | -6.7330 | 0.4130 | 3.2528 |
| 14 | 0.7818 | -4.5959 | 0.7109 | -5.1625 | 0.2462 | 5.4052 |
| 15 | 0.6762 | -4.3286 | 0.5421 | -4.2955 | 0.1716 | 0 |
| 16 | 0.5721 | -2.6874 | 0.4065 | -1.4946 | | |
| 17 | 0.4192 | -4.5449 | 0.3032 | -4.9948 | | |
| 18 | 0.3194 | -7.2993 | 0.1850 | -2.2017 | | |
| 19 | 0.2197 | -7.9606 | 0.1373 | 0 | | |
| 20 | 0.1465 | 0 | | | | |

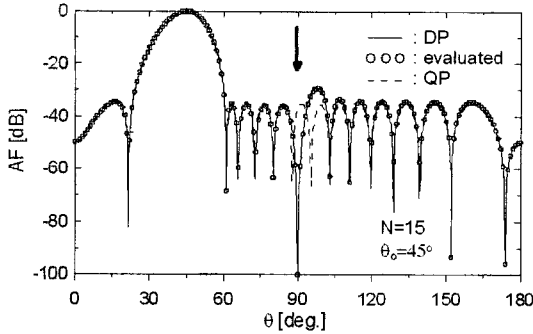


그림 6. 90°에서 깊은 null 점을 갖는 합성 패턴과 평가

Fig. 6. Synthesized pattern with deep null position at 90° and its evaluation.

V. 결 론

본 연구에서는 선형 배열 안테나 원거리 패턴 합성 문제에서, mainlobe의 좌, 우에 존재하는 sidelobe 피크값들을 임의로 조절하기 위한 효율적인 방법을 제안하였다. 즉, 원하는 임의 패턴을 만족시키기 위해, 개별 안테나 소자에 여기되는 신호의 최적 가중치들을 배열 인자로부터 직접 계산하지 않고, 배열 인자에 내재된 복소근들의 최적 섭동을 통해, 가중치들을 도출하였다. 또한 실 공간의 개별 null 점들은 개별적으로 대응하는 해당 복소근의 섭동에 의해서만 변화될 수 있음을 고려하여, SLL값 변동을 최소화시키면서 최적 nulling이 쉽게 이루어질 수 있음을 보였다. Grating lobe가 존재하지 않도록 소자 간격을 $d = \lambda/2$ 로 두고, 위상 배열인 경우의 예에도 적용할 수 있음을 보였고, 최적 섭동된 복소근 혹은 도출된 가중치들을 배열 인자 식에 대입함으로써 제안한 방법의 타당성을 검증하였다.

참 고 문 헌

[1] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*,

Artech House, 1994.

- [2] R. C. Hansen, *Array Chapters in Handbook of Antenna Design*, vol. 2, A. W. Rudge et al. Eds. Peter Peregrinus, 1983.
- [3] R. S. Elliott, *Antenna Theory and Design*, Prentice Hall, 1981.
- [4] R. L. Haupt, "Null synthesis with phase and amplitude controls at the subarray outputs", *IEEE Trans. Antenna Propag.*, vol. 33, no. 5, pp. 505-509, May 1985.
- [5] A. Georgiadis, A. Collado, and A. Suarez, "Pattern nulling in coupled oscillator antenna arrays", *IEEE Trans. Antenna Propag.*, vol. 55, no. 5, pp. 1267-1274, May 2007.
- [6] W. C. Weng, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, "Linear antenna array synthesis using Taguchi's method: A novel optimization technique in electromagnetics", *IEEE Trans. Antenna Propag.*, vol. 55, no. 3, pp. 723-730, Mar. 2007.
- [7] C. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, John Wiley & Sons, 1996.
- [8] H. L. Van Trees, *Optimum Array Processing Part IV of Detection, Estimation and Modulation Theory*, John Wiley & Sons, 2002.
- [9] K. C. Gupta, R. Garg, and R. Chadha, *Computer Aided-design of Microwave Circuits*, Artech House, 1981.
- [10] C. -S. Chuang, L. W. Couch, "The design of narrow beamwidth asymmetric sidelobe array antenna patterns using analytic signal concept", *IEEE Trans. Antenna Propag.*, vol. 39, no. 10, pp. 1530-1532, Oct. 1991.

박 의 준



1983년: 동아대학교 전자공학과 (공학사)

1986년: 고려대학교 전자공학과 (공학석사)

1990년: 고려대학교 전자공학과 (공학박사)

1990년~현재: 금오공과대학교 전자

공학부 교수

[주 관심분야] 전자장 이론 및 안테나, 마이크로파 전송선로 및 회로 설계 등