

Schelkunoff 다항식을 사용한 다중의 넓은 Null들을 가지는 선형 배열 안테나 패턴 합성

Synthesis of Linear Antenna Array Patterns with Multiple Broad Nulls Using Schelkunoff Polynomial

박 의 준

Eui Joon Park

요 약

본 논문에서는 간섭 신호 방향으로 넓은 폭의 null(BN)들을 가지도록 하는 선형 배열 안테나 패턴 합성 방법을 새로이 제안한다. 배열 소자들의 가중치들을 최적화시켜 BN 을 제어하는 기존의 방법과는 달리, 본 방법에서는 배열계수를 Schelkunoff 다항식으로 변환하고, 이 다항식에 내재된 영점들을 최적 섭동시킴으로써 다중의 BN 방향 및 폭의 제어를 간단히 하였다. 또한, 이 방법은 위상 배열 안테나에도 쉽게 적용됨을 보였다. 도출된 복소 가중치들을 배열계수에 대입함으로써 제안한 방법의 타당성을 수치적으로 검증하였다.

Abstract

In this paper, a method for synthesizing the linear antenna array patterns with broad nulls(BN) at the interference directions is newly presented. Opposit to the conventional methods in which the weights of array elements are optimized for BN control, this method simplifies the control process for multiple BN directions and widths by optimally perturbing the zero positions inherent to Schelkunoff polynomial transformed from the array factor. It is also shown that this method can be easily applicable to the phased array antennas. The proposed scheme is numerically verified by substituting the extracted complex weights into the array factor.

Key words : Broad Nulls, Array Antenna, Array Factor

I. 서 론

레이더, 소너, 정보 통신 시스템 등에 많이 사용되는 배열 안테나에 간섭 신호가 임의 방향으로 도래하면 안테나 패턴 null점을 그 방향으로 위치시킴으로써 간섭 신호를 억압시키는 null 제어 기법이 많이 연구되어 왔다^{[1]~[4]}. 그러나 부엽(sidelobe)들 사이에 형성되는 좁은 폭의 null들은 간섭 신호 방향의 변동이나 안테나 플랫폼의 미세한 변화 등이 발생하면

실시간으로 그 방향을 제어하는 데는 어려운 점이 있으므로, BN 을 가지는 패턴 합성법도 아울러 연구되어 왔다^{[5]~[8]}. 즉, null의 폭, 방향 및 깊이를 동시에 만족시키는 패턴 합성을 위해 안테나 소자에 인가되는 복소 가중치를 최적화하는 방법이 일반적이거나, 이 방법은 최적화시 null의 폭, 방향 및 깊이를 제한 요소로 두기 위한 적분 방정식이 필요하고, 이 계산을 위해 고유값 문제를 다루어야 하므로 계산 과정이 복잡한 단점을 가진다^[5]. Taguchi법^[6]이나 유전자

「본 연구는 금오공과대학교 학술연구비에 의하여 연구된 논문임.」

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

· 논문 번호 : 20110928-108

· 교신저자 : 박의준(e-mail : ejpark@kumoh.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2011년 10월 31일

알고리즘을 사용한 방법^[7]도 제시된 바 있으나, 대칭형 패턴에 국한된 단점이 있다. 또한, 가중치들의 위상들만을 최적화시키는 근사화된 방법^{[4],[8]}은 주엽(main lobe)의 인근에 존재하는 null을 제어하는 데는 적합하지 못하며, 주엽을 중심으로 대칭적인 방향에서 동시에 null을 형성시킬 수 없는 단점이 있다.

본 연구에서는 배열계수를 Schelkunoff 다항식^[9]으로 변환하고, 이 다항식에 내재된 영점들의 적절한 섭동을 통해, 그 영점들에 대응되는 배열계수 패턴의 null들을 제어함으로써 다중의 원하는 BN들을 가지는 패턴을 쉽게 합성하는 방법을 제안하였다. 즉, 그 영점들을 섭동시켜 간섭 신호 도래 방향 근처에 매우 낮은 크기의 부엽(dwarf lobe, DL)들을 가지는 패턴을 우선 합성하고, 이 DL들이 가지는 null들에 대응하는 영점들만을 최적 섭동시킴으로써 BN의 폭, 방향 및 깊이를 동시에 만족시키도록 하였다. 이 방법을 위상 배열인 경우에도 적용함으로써, 이 방법은 다중 BN들을 가지는 비대칭 패턴 합성에 대한 일반성을 제공할 수 있음을 보였다. 최종 결정된 가중치들을 배열계수에 대입함으로써 합성 방법의 타당성을 수치적으로 검증하였다.

II. Schelkunoff 다항식과 영점의 활용

N 개의 안테나 소자로 구성된 선형 배열 안테나(그림 1)의 원거리 배열계수 패턴^[2]은 다음과 같이 주어진다.

$$G(\theta) = \mathbf{W}^H \mathbf{S}(\theta) \quad (1)$$

여기서 \mathbf{W} 는 소자들의 복소 가중치 벡터이며, H 는 Hermitian 전치행렬을 의미한다. \mathbf{W} 와 \mathbf{S} 는 다음과 같다.

$$\mathbf{W} = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T \quad (2)$$

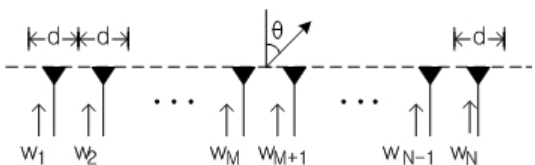


그림 1. 선형 배열 안테나 기하 구조
Fig. 1. Geometry of linear array antenna.

$$\mathbf{S}(\theta) = \begin{bmatrix} \exp\left(j2\pi\frac{d}{\lambda}(\sin\theta - \sin\theta_0)\right) \\ \exp\left(j2\pi\frac{2d}{\lambda}(\sin\theta - \sin\theta_0)\right) \\ \vdots \\ \exp\left(j2\pi\frac{Nd}{\lambda}(\sin\theta - \sin\theta_0)\right) \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서 T 는 전치행렬을 의미하고, d 는 소자간 간격, λ 는 신호의 파장, θ_0 는 주엽의 방향을 의미한다. 일반적으로 BN을 가지는 패턴 합성 문제는 초기 패턴(initial pattern)이, 간섭 신호 방향으로 원하는 폭과 깊이를 만족시키는 BN을 가지는 패턴으로 적응되도록 하는 \mathbf{W} 를 도출해 내는 과정이라 볼 수 있다. 본 연구에서는 서론에서 언급한 기존의 방법들, 즉 \mathbf{W} 를 직접 최적화하는 방법들 대신 초기 패턴이 가지는 좁은 폭의 날카로운 null 점들을 적절히 섭동시켜 합성하는 방법을 제안하였다. 이를 위해 $\psi = 2\pi d(\sin\theta - \sin\theta_0)/\lambda$ 와 $z = \exp(j\psi)$ 로 두고 z 로 나누면 식 (1)은 다음과 같이 z 영역에서의 Schelkunoff 다항식^[9]으로 변환된다.

$$G(z) = \sum_{n=1}^N w_n z^{-(n-1)} \quad (4)$$

$$= (z+1)^i \prod_{n=1}^{N-1-i} (z-z_n) \quad (5)$$

여기서 N 이 짝수 개($N=2M$)이면 $i=1$ 이고, 홀수개($2M-1$)이면 $i=0$ 이다. 식 (5)의 z 영역 패턴 $|G(z)|$ 을 주엽의 크기로 정규화시켜 θ 영역에서 나타내면 \mathbf{W} 의 계산 없이 $|G(\theta)|$ 의 정규화된 패턴과 일치하게 된다. 따라서 θ 영역에서의 $|G(z)|$ 를 G_θ 로 두면, 복소 영점 z_n 의 적절한 섭동을 통해 원하는 G_θ 가 합성될 수 있다. 효율적인 섭동을 위해 $z_n = \exp(j2\pi u_n/N)$ 로 표현하고 실수인 u_n 을 섭동시키면, G_θ 의 null 방향과 부엽들의 피크값들이 변화하게 된다. 여기서 G_θ 의 null들을 N_θ 로 두고, 이 중 m 번째 null을 N_θ^m 이라 두면, u_n 과 N_θ^m 은 서로 1:1 대응 관계를 가지므로 N_θ^m 들은 서로 독립적으로 제어될 수 있다. 그리고 원하는 G_θ 을 만족시키는 최적화된 u_n 을 산출하면 식 (5)에 대입하여 식 (4)와 한 번의 계수 비교를 통해 해당 가중치 w_n 들을 도출할 수 있다.

III. 최적화 알고리즘

θ 영역에서 Q 개의 간섭 신호들이 도래한다면, $\theta = -90^\circ$ 부터 q 번째 간섭 신호 도래 방향을 θ_q 로 둔다. 이 때 $q=0, 1, 2, \dots, Q$ 이며, $q=0$ 는 간섭 신호가 없는 것을 의미한다. q 번째 BN 을 BN_q 라 할 때, BN_q 가 θ_q 를 중심으로 $\Delta\theta_q$ 의 폭을 가지며, 그 깊이는 임의의 상수 ξ_q 이하를 목표로 한다. 그리고 원하는 부엽들의 피크값과 null 방향을 동시에 만족시킬 수는 없으므로 다음과 같이 2단계로 나누어 합성하였다.

- 1) 초기 패턴의 부엽들 중 θ_q 근방의 부엽 일부를 피크값이 ξ_q 인 DL_q 로 설정한 후, u_n 을 섭동시켜 중심이 θ_q^v 이고, 폭이 $\Delta\theta_q^v$ 인 근사적인 BN_q^v 를 가지는 $G_{\theta_q^v}$ 를 합성한다. 이때 도출된 u_n 을 u_n^v 으로 둔다.
- 2) 다음으로 $G_{\theta_q^v}$ 에 내포된 DL_q 가 가지는 null들에 대응하는 u_n^v 들만 최적 섭동시킴으로써 목표하는 BN_q 를 가지는 최종 패턴 $G_{\theta_q^f}$ 를 합성한다.

우선 DL 을 형성시키기 위해 G_θ 의 k 번째 lobe를 L^k 로 정의하고, $G_\theta^k(\mathbf{U})$ 를 L^k 의 피크값이라 정의한다. 그리고 초기 패턴 G_0 의 L^k 피크값을 G_0^k 로 둔다. 오차 함수를 정의하면 다음과 같다.

$$E_1(\mathbf{U}) = \sum_{k=1}^K (G_\theta^k(\mathbf{U}) - \mu_q^k G_0^k)^2 \quad (6)$$

여기서 μ_q^k 는 k 번째 DL 의 피크값을 목표값으로 정할 상수이며, $\mu_q^k G_0^k = \xi_q$ 를 의미한다. 따라서 $\Delta\theta_q^v$ 는 DL_q 의 개수 p_q 에 의해 결정될 수 있다. $N=2M$ 인 경우 주엽을 포함한 lobe의 개수는 $K=2M-1$ 이고 null 개수는 $2M-2$ 이며, $\mathbf{U} = [u_1, u_2, \dots, u_{2M-2}]$ 는 update될 변수들을 나타낸다. 이 변수들의 초기값은 $\mathbf{U}^0 = [u_1^0, u_2^0, \dots, u_{2M-2}^0]$ 로 둔다. 식 (6)에 대해 다음과 같이 제한된 최소화 과정을 거치도록 하였다.

$$\text{minimization } E_1(\mathbf{U}) \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \text{subject to } & \{|\theta_q - \theta_q^v|_{\min}, (p_q)_{\min} \\ \text{subject to } & \Delta\theta_q < \Delta\theta_q^v \} \end{aligned} \quad (8)$$

식 (8)은 θ_q^v 와 $\Delta\theta_q^v$ 가 목표값에 가장 근접할 수 있

도록 하는 p_q 개의 DL_q 를 결정하도록 한다. 즉, 식 (8)을 만족시키도록 초기 패턴으로부터 몇 번째 부엽을 DL 로 설정할 것인가를 결정해야 한다. 이는 간섭 신호 도래 방향인 θ_q 에 형성된 부엽을 포함한 그 인근의 부엽들의 개수 p_q 를 약간의 반복을 통해 간단히 결정될 수 있다. 서로 인접한 null 점들 간의 간격을 좁히면 그 두 null 사이의 부엽의 피크값은 감소하는 특성을 고려하여 $\Delta\theta_q < \Delta\theta_q^v$ 의 제한 조건을 설정하였다. 즉, 다음에 설명될 두 번째 단계에서 폭 $\Delta\theta_q^v$ 을 $\Delta\theta_q$ 로 축소시킴으로써 ξ_q 로 설정된 DL_q 들의 피크값들이 ξ_q 이하를 만족시키게 된다. 그리고 식 (7)을 만족시키는 \mathbf{U} 를 $\mathbf{U}^v = [u_1^v, u_2^v, \dots, u_{2M-2}^v]$ 로 둔다.

다음으로 1차 합성된 패턴 $G_{\theta_q^v} = G_\theta(\mathbf{U}^v)$ 의 DL_q 에 내포된 null들을 N_{θ_q} 로 두면, u_n^v 중 N_{θ_q} 에 대응되는 것만 최적 섭동시킴으로써 최종 패턴을 합성할 수 있다. 즉, DL_q 에 내포된 p_q+1 개의 null 점들에 각각 대응하는 u_n^v 을 $\mathbf{U}_q = [u_{q1}, u_{q2}, u_{q3}, \dots, u_{qp_q}, u_{q(p_q+1)}]$ 로 두고, m 번째 null 점을 $N_{\theta_q}^m(\mathbf{U}_q')$ 로, m 번째 목표 null 점을 $N_{\theta_q}^m$ 로 정의하면 오차함수는 다음과 같다.

$$E_2(\mathbf{U}_q) = \sum_{q=1}^Q [e_A + e_{B1} + e_{B2}] \quad (9)$$

여기서

$$e_A = \sum_{m=2}^{p_q} t(N_{\theta_q}^m(\mathbf{U}_q') - N_{\theta_q}^m)^2 \quad (10)$$

$$e_{B1} = (G_{\theta_q}^-(u_{q1}) - \xi_q)^2 \quad (11)$$

$$e_{B2} = (G_{\theta_q}^+(u_{q(p_q+1)}) - \xi_q)^2 \quad (12)$$

여기서 $\mathbf{U}_q' = [u_{q2}, u_{q3}, \dots, u_{qp_q}]$ 를 의미한다. 그리고 $G_{\theta_q}^- = G_\theta(\theta_q - \Delta\theta_q/2)$ 와 $G_{\theta_q}^+ = G_\theta(\theta_q + \Delta\theta_q/2)$ 를 의미한다. 이 때 변수 u_{q1} 과 $u_{q(p_q+1)}$ 은 각각 $G_{\theta_q}^-$ 와 $G_{\theta_q}^+$ 이 ξ_q 가 되도록 최적화된다. 또한, \mathbf{U}_q 중 u_{q1} 와 $u_{q(p_q+1)}$ 를 제외한 \mathbf{U}_q' 은 $N_{\theta_q}^m$ 이 $N_{\theta_q}^m$ 에 수렴되도록 최적화된다. 이 때 $p_q=1$ 일 경우는 $t=0$ 로서 u_{q1} 과 $u_{q(p_q+1)}$ 만 최적화된다. 따라서 식 (9)의 최소화를 위한 변수들은 \mathbf{U}_q (여기서 $q=0, 1, 2, \dots, Q$)로서 \mathbf{U}^v 중 일부만 최적 섭동된다. 그리고 목표값 $N_{\theta_q}^m$ 은 임의로 선정할 수 있으나, 본 연구에서는 다음과 같이

설정하였다.

$$N_{aq}^m = (\theta_q - \Delta\theta_q/2) + m \times \Delta\theta_q / (p_q + 2) \quad (13)$$

한편, 식 (6)을 최소화시키기 위해 다음과 같이 Newton-Raphson법^[10]을 사용하였다.

$$\mathbf{U}^{i+1} = \mathbf{U}^i - \alpha^i \cdot \mathbf{H}^{-1}(\mathbf{U}^i) \cdot \nabla E(\mathbf{U}^i)^T \quad (14)$$

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

$$\nabla E(\mathbf{U}^i) = \left[\frac{\partial E(\mathbf{U}^i)}{\partial u_1}, \frac{\partial E(\mathbf{U}^i)}{\partial u_2}, \dots, \frac{\partial E(\mathbf{U}^i)}{\partial u_{2M-2}} \right] \quad (15)$$

그리고 식 (6)과 식 (9)의 최소화를 위한 수렴 조건은 $E_1 \leq \epsilon$ 과 $E_2 \leq \epsilon$ 로 두고, $\epsilon = 10^{-5}$ 으로 설정하였다. 한편, 식 (9)의 최소화는 식 (14)에서 \mathbf{U} 대신 \mathbf{U}_q 로 두고 실행된다. 이 때 식 (15)에서 \mathbf{U}_q 를 제외한 u_n 에 대한 편미분은 0이므로 \mathbf{U}^v 중 \mathbf{U}_q 만 최적화되어, 최종적으로 $\mathbf{U}^f = [u_1^f, u_2^f, \dots, u_{2M-2}^f]$ 가 산출되고, 최종 패턴 $G_{\theta f} = G_{\theta}(\mathbf{U}^f)$ 이 합성된다. \mathbf{U}^f 를 식 (5)에 대입하고 식 (4)와 계수 비교하면 가중치 w_n 이 도출된다.

IV. 시뮬레이션 예 및 결과 분석

예로서 $N=22$, $d = \lambda/2$ 와 $\theta_0 = 0^\circ$ 인 경우 -30 dB 체비셰프 패턴을 초기 패턴 G_0 로 두면 그림 2의 점선과 같다. θ_q 가 각각 $\theta_1 = -55^\circ$, $\theta_2 = -20^\circ$, $\theta_3 = 30^\circ$ 인 3개($Q=3$)의 간섭 신호가 도래할 때 BN_q 의 $\Delta\theta_q$ 가 각각 $\Delta\theta_1 = 4^\circ$, $\Delta\theta_2 = 2^\circ$, $\Delta\theta_3 = 8^\circ$ 이고, 깊이가 각각 $\xi_1 = -70$ dB, $\xi_2 = -55$ dB, $\xi_3 = -60$ dB 이하를 목표로 할 경우, 식 (8)을 만족하는 DL_q 의 개수 p_q 는 각각 $p_1 = 2$, $p_2 = 1$, $p_3 = 3$ 이며, DL_q 를 형성하는 L^k 는 각각 (L^2, L^3) , (L^8) , (L^{15}, L^{16}, L^{17}) 이다. 따라서 식 (7)의 계산에 사용될 μ_q^k 는 $\mu_1^2 = \mu_2^3 = 10^{-2}$, $\mu_2^8 = 5.62 \times 10^{-2}$, $\mu_3^{15} = \mu_3^{16} = \mu_3^{17} = 3.16 \times 10^{-2}$ 이며, 나머지 μ 값은 1이 된다. 식 (14)로부터 계산된 \mathbf{U}^v 의 값을 표 1에 보였다. 이 계산을 위한 초기값 \mathbf{U}^0 은 $[-10, -9, \dots, -1, 1, \dots, 9, 10]$ 을 사용해도 되나, 여기서는 초기 패턴의 \mathbf{U} 값을 초기값으로 사용하였다. \mathbf{U}^v 를 식 (5)에 대입하여 $G_{\theta v}$ 를 계산한 결과는 그림 2의 실선과 같다. 이 때 $\theta_1^v = -55.82^\circ$,

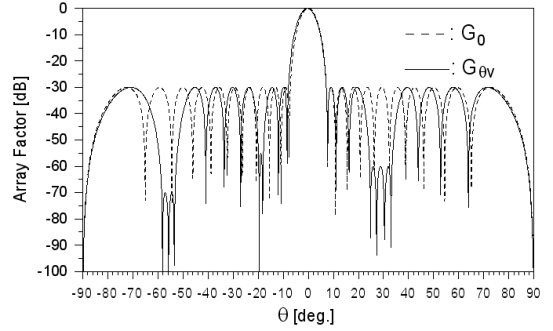


그림 2. DL들을 가지는 패턴의 합성 예($\theta_0 = 0^\circ$).

Fig. 2. Example for synthesis of pattern with DL ($\theta_0 = 0^\circ$).

$\theta_2^v = -18.89^\circ$, $\theta_3^v = 28.94^\circ$ 이며, $\Delta\theta_1^v = 5.34^\circ$, $\Delta\theta_2^v = 2.01^\circ$, $\Delta\theta_3^v = 8.92^\circ$ 이므로 목표값 θ_q 및 $\Delta\theta_q$ 을 만족시키도록 식 (9)를 최소화시켰다. 즉, 식 (9)에서 $N_{\theta 1}^2$, $N_{\theta 3}^2$, $N_{\theta 3}^3$ 은 각각 (u_{12}) , (u_{32}, u_{33}) 의 최적 섭동에 의해 식 (13)에서 설정한 $N_{\theta 1}^2$, $N_{\theta 3}^2$, $N_{\theta 3}^3$ 에 각각 수렴되며, (u_{11}, u_{13}) , (u_{21}, u_{22}) , (u_{31}, u_{34}) 는 각각 $(G_{\theta 1}^-, G_{\theta 1}^+)$, $(G_{\theta 2}^-, G_{\theta 2}^+)$, $(G_{\theta 3}^-, G_{\theta 3}^+)$ 이 ξ_1, ξ_2, ξ_3 에 각각 수렴되도록 최적 섭동된다. 식 (14)을 사용하여 식 (9)를 최소화시킨 \mathbf{U}^f 를 표 1에 보였으며, \mathbf{U}_q 를 제외한 u_n^v 의 값은 동일함을 알 수 있다. \mathbf{U}^f 를 식 (5)에 대입하여 합성한 최종 패턴 $G_{\theta f}$ 를 그림 3에 보였다. 그림 4(a)~(c)는 그림 3의 BN_q 를 확대하여 그 정확성을 보인 그림이다. DL_q 에 내포된 null점을 제외한 나머지 null점들은 $G_{\theta v}$ 의 null점들과 일치됨에 따라 부엽들의 왜곡이 크지 않음을 알 수 있다.

또 다른 예로서 $N=24$, $d = \lambda/2$ 와 $\theta_0 = 30^\circ$ 인 위

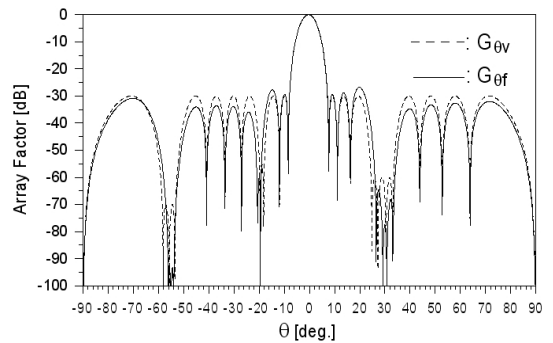
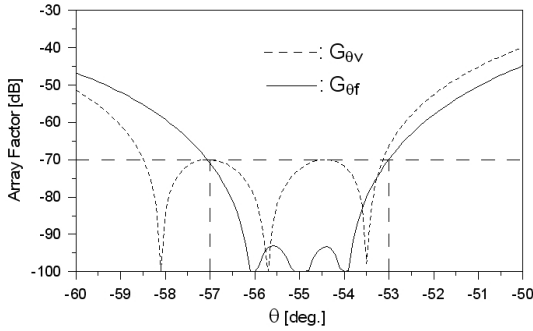
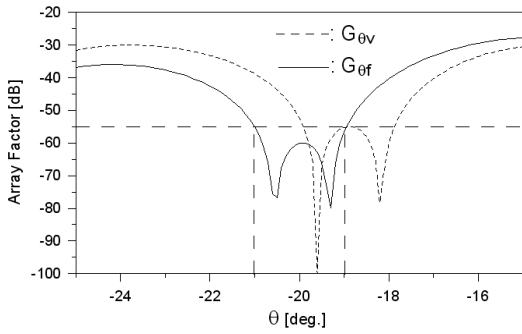


그림 3. 합성된 최종 패턴 $G_{\theta f}$.

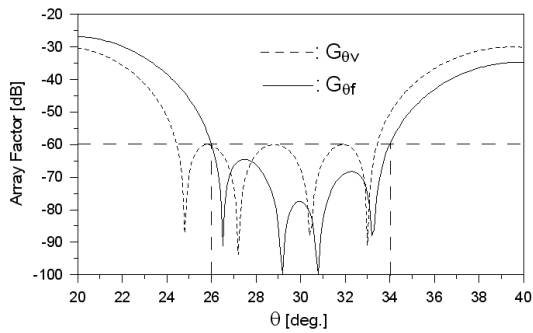
Fig. 3. Finally synthesized pattern $G_{\theta f}$.



(a) 합성된 BN_1
(a) Synthesized BN_1



(b) 합성된 BN_2
(b) Synthesized BN_2



(c) 합성된 BN_3
(c) Synthesized BN_3

그림 4. 최적화된 BN_q 들의 상세도.

Fig. 4. Details of optimized BN_q .

상 배열인 경우 초기 패턴인 -30 dB 체비세프 패턴 그림 5에서 점선으로 보였다. θ_q 가 각각 $\theta_1 = -45^\circ$, $\theta_2 = 0^\circ$, $\theta_3 = 20^\circ$, $\theta_4 = 60^\circ$ 인 4개($Q=4$)의 간섭 신호가 도래할 때 $\Delta\theta_q$ 가 각각 $\Delta\theta_1 = 10^\circ$, $\Delta\theta_2 = 6^\circ$, $\Delta\theta_3 = 2^\circ$, $\Delta\theta_4 = 6^\circ$ 이고, 깊이가 모두 $\xi_q = -60$ dB 이하를 목표로 할 경우, DL_q 의 개수 p_q 는 각각 $p_1 = 3$,

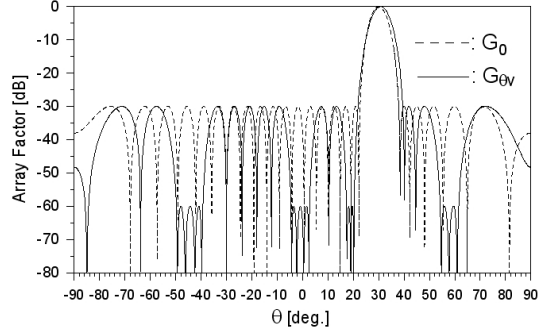


그림 5. DL 들을 가지는 위상 배열 패턴의 합성 예 ($\theta_0 = 30^\circ$).

Fig. 5. Example for synthesis of phased-array pattern with $DL(\theta_0 = 30^\circ)$.

$p_2 = 3$, $p_3 = 2$, $p_4 = 2$ 이며, 위의 예와 같은 과정을 거쳐 계산된 DL_q 를 포함한 패턴 G_{θ_v} 를 그림 5에서 실선으로 나타내었다. 이 때 $\theta_1^v = -44.56^\circ$, $\theta_2^v = -0.90^\circ$, $\theta_3^v = 18.84^\circ$, $\theta_4^v = 57.89^\circ$ 이며, $\Delta\theta_1^v = 10.51^\circ$, $\Delta\theta_2^v = 7.41^\circ$, $\Delta\theta_3^v = 3.07^\circ$, $\Delta\theta_4^v = 7.28^\circ$ 이다. 이 결과들을

표 1. 최적화된 u_n

Table 1. Optimized u_n .

u_n No.	$\theta_0 = 0^\circ$		$\theta_0 = 30^\circ$	
	U^v	U^f	U^v	U^f
1	-9.338	-9.123	-10.840	-10.840
2	-9.089	-9.010	-9.711	-9.711
3	-8.840	-8.897	-8.553	-8.553
4	-7.190	-7.190	-6.896	-6.547
5	-6.076	-6.076	-6.466	-6.135
6	-4.992	-4.992	-5.908	-5.874
7	-3.690	-3.861	-5.479	-5.449
8	-3.431	-3.641	-3.831	-3.831
9	-2.266	-2.266	-2.382	-2.012
10	-1.611	-1.611	-2.102	-1.891
11	1.469	1.469	-1.860	-1.773
12	2.121	2.121	1.734	1.734
13	3.079	3.079	2.422	2.422
14	4.617	4.911	3.793	4.157
15	5.031	5.361	4.139	4.390
16	5.573	5.628	4.491	4.578
17	5.993	6.031	6.046	6.046
18	7.620	7.620	7.232	7.232
19	8.759	8.759	8.902	8.891
20	9.868	9.868	9.336	9.334
21			9.899	9.789
22			10.333	10.222

표 2. 도출된 복소 가중치들

Table 2. Extracted complex weights.

w_n No.	$\theta_0 = 0^\circ$		$\theta_0 = 30^\circ$	
	Mag.	Phase	Mag.	Phase
1	1.000	0.000	1.000	0.000
2	1.299	7.944	0.816	12.720
3	2.219	10.461	1.617	-17.750
4	2.680	-2.342	1.879	8.171
5	3.321	7.319	2.153	-29.155
6	3.592	10.182	2.725	-34.306
7	4.360	11.084	3.223	-31.451
8	4.804	12.842	3.452	-34.903
9	5.438	10.733	4.214	-35.356
10	5.749	11.350	4.222	-33.548
11	5.795	12.675	4.420	-38.957
12	5.795	17.089	4.706	-47.386
13	5.749	18.434	4.706	-45.373
14	5.438	19.041	4.420	-53.765
15	4.804	16.923	4.222	-59.165
16	4.360	18.689	4.214	-57.412
17	3.592	19.593	3.452	-57.847
18	3.321	22.453	3.223	-61.279
19	2.680	32.114	2.725	-58.440
20	2.219	19.312	2.153	-63.586
21	1.299	21.829	1.879	-100.91
22	1.000	29.773	1.617	-74.991
23			0.816	-105.46
24			1.000	-92.741

식 (9)에 적용하고 최소화하여, 계산한 최종 패턴 G_{θ_f} 을 그림 6의 실선으로 나타내었으며, BN_q 들의 목표값에 잘 부합됨을 보이고 있다. 위 과정에서 도출된 U 값들을 표 1에 보였다. 이 경우에도 식 (15)로부터 DL_q 에 내포된 null 점에 대응하는 u_n^v 만 섭동됨을 알 수 있다. 표 1에 보인 최종 도출된 U^f 를 식 (5)에 대입하고, 식 (4)와 계수 비교를 통해 계산된 가중치들을 표 2에 보였다. 이 가중치들을 식 (1)에 대입하면 최종 합성된 패턴 G_{θ_f} 과 잘 일치함을 확인할 수 있으며, 그림 7에 $\theta_0 = 30^\circ$ 인 경우에 대해 그 정확성을 보였다. 결과적으로 본 연구에서 제시한 방법은 서론에서 언급한 기존의 방법들과는 달리 주엽 방향을 제외한 모든 방향에서 BN 을 쉽게 제어할 수 있으며, 특히 위상 배열에 의한 비대칭 패턴인 경우도 null들을 직접 제어함으로써 주엽의 방향 고정을 위한 별도의 계산 과정^[11]이 필요치 않은 장점

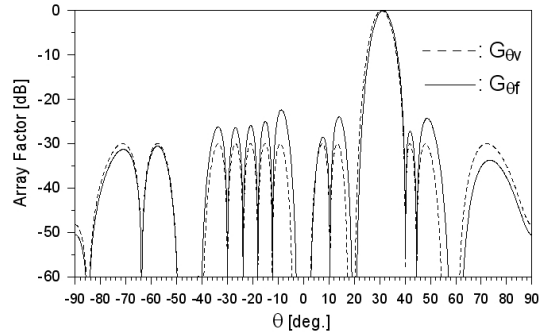
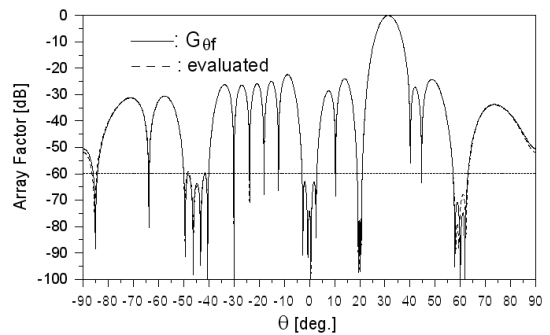
그림 6. 합성된 최종 패턴 G_{θ_f} .Fig. 6. Finally synthesized pattern G_{θ_f} .

그림 7. 도출한 가중치로부터 계산된 패턴에 비교된 최종 합성된 패턴

Fig. 7. Finally synthesized pattern compared to pattern evaluated from extracted weights.

을 가진다.

V. 결 론

본 연구에서는 간섭 신호 방향으로 넓은 폭의 null을 가지는 선형 배열 안테나 패턴을 합성하기 위해 안테나 소자에 인가되는 가중치들을 최적화하는 방법 대신, 배열계수를 Schelkunoff 다항식으로 표현하고, 이 다항식에 내재된 영점들을 섭동시켜 null들을 제어하는 방법을 제안하였다. 따라서 주 빔 방향을 제외한 모든 방향에서 원하는 폭과 깊이를 가지는 null을 형성시킬 수 있으며, 위상 배열 안테나 패턴과 같이 비대칭 패턴에도 이 합성법을 쉽게 적용할 수 있는 장점을 가진다. 수치적 계산 예들을 통해 그 정확성을 보였고, 최종 도출된 소자 가중치들을 배열계수에 대입함으로써 제안 방법의 타당성을 검증하였다.

참 고 문 헌

- [1] R. L. Haupt, "Null synthesis with phase and amplitude controls at the subarray outputs", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 33, no. 5, pp. 505-509, May 1985.
- [2] H. L. Van Trees, *Optimum Array Processing*, John Wiley & Sons, 2002.
- [3] A. Georgiadis, A. Collado, and A. Suarez, "Pattern nulling in coupled oscillator antenna arrays", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 55, no. 5, pp. 1267-1274, May 2007.
- [4] H. Steyskal, "Methods for null control and their effects on the radiation pattern", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 34, pp. 404-409, Mar. 1986.
- [5] M. H. Er, "Linear antenna array pattern synthesis with prescribed broad nulls", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 38, pp. 1496-1498, Sep. 1990.
- [6] W. C. Wang, F. Yung, and A. Z. Elsherbeni, "Linear antenna array synthesis using Taguchi's method: A novel optimization technique in electromagnetics", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 55, no. 3, pp. 723-730, Mar. 2007.
- [7] J. Ye, Y. Wang, "Synthesis of linear array with broad nulls using immune algorithm", *9th International Symposium on Antennas Propagation and EM theory*, pp. 1238-1241, Nov. 2010.
- [8] T. Heath, "Simultaneous beam steering and null formation with coupled, nonlinear oscillator arrays", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 53, no. 6, pp. 2031-2035, Jun. 2005.
- [9] R. S. Elliott, *Antenna Theory and Design*. Prentice Hall, 1981.
- [10] K. C. Gupta, R. Garg, and R. Chadha, *Computer Aided-Design of Microwave Circuits*, Artech House, 1981.
- [11] H. Jixian, Z. Shuqing, "Linear array pattern synthesis with multiple broad nulls", *International Conference on Computational Electromagnetics and Its Applications*, pp. 160-163, Nov. 1999.

박 의 준



1983년: 동아대학교 전자공학과 (공학사)

1986년: 고려대학교 전자공학과 (공학석사)

1990년: 고려대학교 전자공학과 (공학박사)

1990년~현재: 금오공과대학교 전자공학부 교수

[주 관심분야] 마이크로파 공학, 안테나 공학 등