

모노펄스 추적용 선형 배열 안테나 빔 패턴 및 여기 전류 가중치들의 최적 합성에 관한 연구

A Study on the Optimum Synthesis of Beam Patterns and Excitation Current Weights for Monopulse Tracking Linear Array Antennas

박 의 준

Eui Joon Park

요 약

등간격 안테나 소자들로 구성된 모노펄스 추적용 선형 배열 안테나의 합 및 차 패턴 합성 문제에서 원하는 패턴을 만족시키도록 하는 개별 안테나 급전 여기 전류의 상대적인 가중치들을 도출하는 효율적인 수치적 방법을 제안한다. 이 방법은 패턴 배열 인자를 표현하는 Schelkunoff 다항식에 내재된 패턴 null 점들의 최적 섭동에 기본을 둔다. 따라서 여기 전류 가중치들을 직접 최적화하는 기존의 방식과는 달리, 이 방법은 null 점 제어에 의해 원하는 개별 sidelobe 레벨(SLL)들을 갖는 패턴과 해당 여기 전류 가중치들을 쉽게 합성할 수 있는 장점을 가진다. 또한, 최적화 과정에서 null 점 초기값에 따라 두 가지 형태의 차 패턴들을 합성할 수 있음을 보인다. 임의의 SLL들을 갖는 패턴들을 합성하고, 도출된 결과들을 배열 인자 식에 대입함으로써 제안한 방법의 타당성을 수치적으로 검증한다.

Abstract

In the sum and difference pattern synthesis problem of the equi-spaced monopulse tracking linear array antennas, an efficient numerical approach to deriving the relative excitation current weights of antenna elements is presented for the desired patterns. This method is based on the optimum perturbation of null points which are inherent to the Schelkunoff's polynomial representing the pattern array factor. Accordingly, opposite to the conventional method in which the excitation weights are directly optimized, this method is advantageous in that the patterns with the desired individual sidelobe levels(SLLs) and the corresponding excitation weights are easily synthesized by the control of null points. Furthermore, it is showed that two types of difference patterns can be synthesized as imposing the different initial values of null points in the optimization process. The proposed method is numerically validated by synthesizing the patterns with the arbitrary SLLs and substituting the extracted results into the array factor equation.

Key words : Antenna Pattern Synthesis, Sum And Difference Pattern, Sidelobe Control

I. 서 론

모노펄스 추적용 배열 안테나의 경우, 합 및 차 패턴이 필요하다. 합 패턴은 원거리 목표물 감지와

간섭 신호 억압을 위해 높은 지향성과 낮은 SLL을 요구한다. 또한, 미세한 각도 추적을 위한 차 패턴은 낮은 SLL뿐만 아니라 boresight에서 예리한 경사각을 가져야 한다^[1]. 배열 안테나의 패턴 합성 문제는

「본 연구는 금오공과대학교 학술연구비에 의하여 연구된 논문임.」

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

· 논문 번호 : 20080214-018

· 수정완료일자 : 2008년 4월 1일

기본적으로 원하는 빔 패턴을 만족시키도록, 개별 안테나들의 급전 여기 전류들 각각에 대해 상대적인 가중치들을 적절히 설정하는데 있다. 이 가중치 계산을 위해 푸리에 변환법 혹은 Woodward-Lawson 샘플링법 등의 방법들^[2]이 있으나, 이 방법들은 sidelobe에 의한 패턴 null 점들의 정확한 예측 및 제어가 어려운 단점을 가진다. 또한, Dolph-Chebyshev 합성법^[2]은 SLL의 조절에 의해 주 빔의 폭을 제어함으로써 좁은 빔 폭과 낮은 SLL을 구현할 수 있으나, SLL들이 일정한 값을 가짐으로써 배열 개수가 많을수록 이론적으로 큰 전력을 공급해야 하는 비효율성이 존재한다. 이 단점을 보완하기 위해 Taylor의 합 패턴^[3]과 Bayliss의 차 패턴^[4]을 많이 활용하고 있다. 이들은 \bar{n} 개념을 도입하여 $n \geq \bar{n}$ 의 범위에서 SLL을 지수함수적으로 감소시켜 sidelobe 효율을 개선시킴과 동시에, $n < \bar{n}$ 의 범위에서는 Dolph-Chebyshev 패턴과 유사한 SLL들을 갖도록 함으로써 좁은 빔 폭을 유지하도록 하였다. 그러나 이 방법들은 연속적으로 분포된 선전원(line source) 전류 분포 함수에 의한 패턴 합성법이므로 이산적으로 배열된 안테나들에 의한 빔 패턴과 해당 급전 전류 가중치를 계산하기 위해서는 연속적인 분포 함수로부터 샘플링을 해야 하며, 배열 개수가 작을수록 원하는 패턴을 구현하기 어렵다.

본 연구에서는 이산적으로 배열된 선형 배열 안테나 합성 문제에서, 임의의 SLL들을 갖는 합 및 차 패턴 최적 합성과 해당 급전 여기 전류 가중치들을 도출하는 효율적인 방법을 제안하였다. 배열 인자(array factor)식에 내재된 가중치들을 최적화 기법을 사용하여 계산할 수 있으나^{[5]-[7]}, 이 방법들은 초기값 선정이 중요하며 배열 개수가 많아지면 global 최적화가 어려울 뿐만 아니라, 개별 SLL의 제어가 어려운 점이 있다. 따라서 본 연구에서는 우선 배열 인자를 Schelkunoff 다항식으로 표현하고, 그 식에 포함되어 있는 패턴 null 점을 최적 섭동시켜 원하는 패턴과 급전 전류 가중치를 동시에 도출하였다. 이 경우, null 점의 반복 계산을 위한 초기값은 간단히 Taylor와 Bayliss 패턴식에서의 n 을 사용할 수 있다. 또한, 차 패턴의 경우 null 점의 초기값에 따라 Bayliss 패턴과는 다른 새로운 차 패턴이 합성될 수 있음

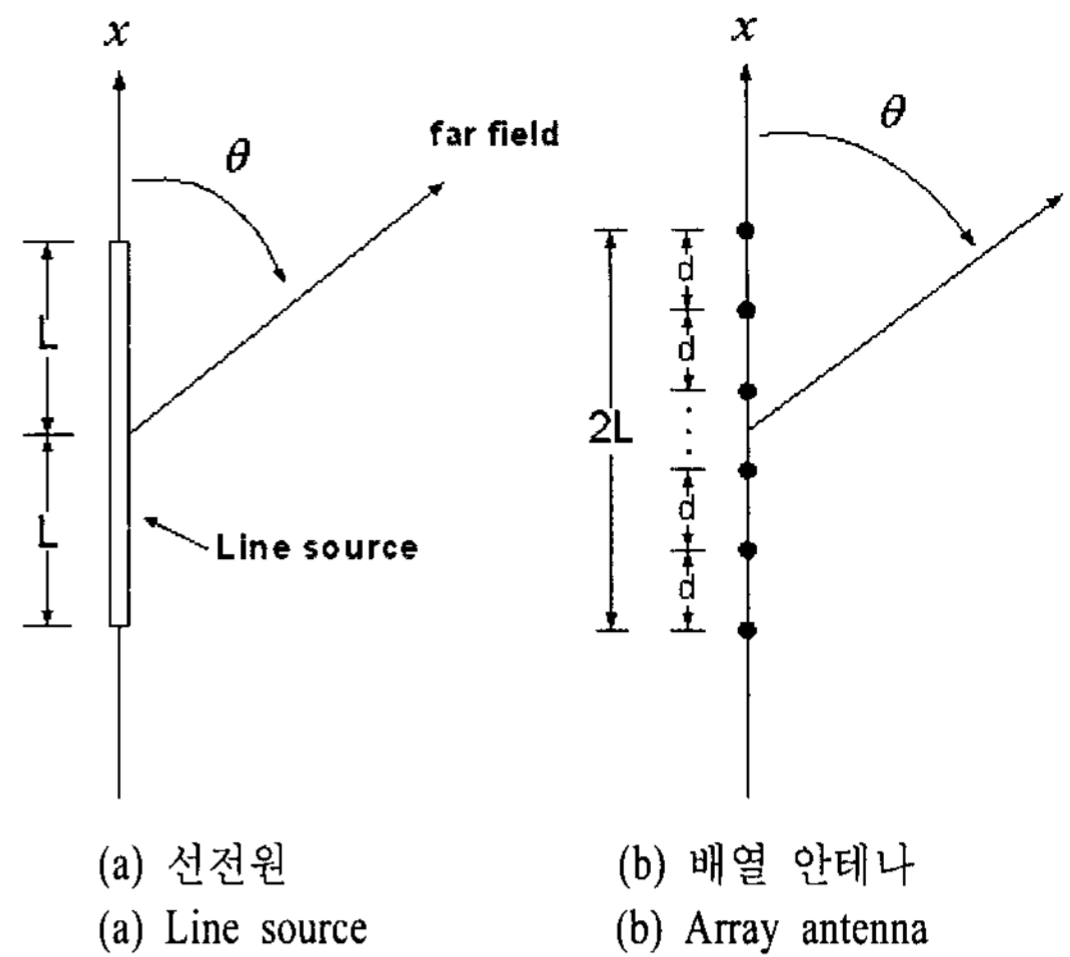


그림 1. 선전원과 안테나 배열 기하 구조
Fig. 1. Geometries of line source and antenna array.

을 보였다. 임의의 SLL을 갖는 패턴들을 합성하고, 그 과정에서 유도된 null 점 혹은 급전 전류 가중치들을 배열 인자에 대입함으로써 합성 방법의 타당성을 수치적으로 검증하였다.

II. 패턴 합성을 위한 기본식

x 축 방향으로 연속적으로 분포된 선전원과 이산적으로 배열된 안테나 소자들을 그림 1에 보였다. 각각에 대한 공간 인자(space factor)와 배열 인자는 일반적으로 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$SF(\theta) = \int_{-L}^L I(x) \cdot \exp[jkx \cos \theta] dx \quad (1)$$

$$AF(\theta) = \sum_{m=1}^M I_m \cdot \exp[jmkd \cos \theta] \quad (2)$$

여기서 식 (1)의 공간 인자는 연속적으로 분포된 선전원의 배열 인자로 볼 수 있다. $I(x)$ 는 길이 $2L$ 인 선전원 전류 분포 함수이며, I_m 은 이산적으로 배열된 M 개의 안테나들 중 m 번째 여기 전류 가중치를 의미한다. $k = 2\pi/\lambda$ 는 파수, λ 는 파장, d 는 안테나간의 간격, 그리고 θ 는 endfire 방향으로부터 원거리 장점(field point) 위치를 나타낸 각을 의미한다. 계산의 편의를 위해 $SF(\theta)$ 를 치환하면 다음과 같다.

$$SF(z) = \int_{-\pi}^{\pi} I(p) \cdot \exp(jpz) dp \quad (3)$$

여기서 $z = (2L/\lambda)\cos\theta$ 이며, $p = \pi x/L$ 로 치환한 결과로서 선전원은 $-L \leq x \leq L$ 의 범위 내에 있으므로 $-\pi \leq p \leq \pi$ 가 성립한다. 식 (3)을 Taylor의 합 패턴식으로 표현하고 해당 전류 분포를 표현하면 다음과 같다.

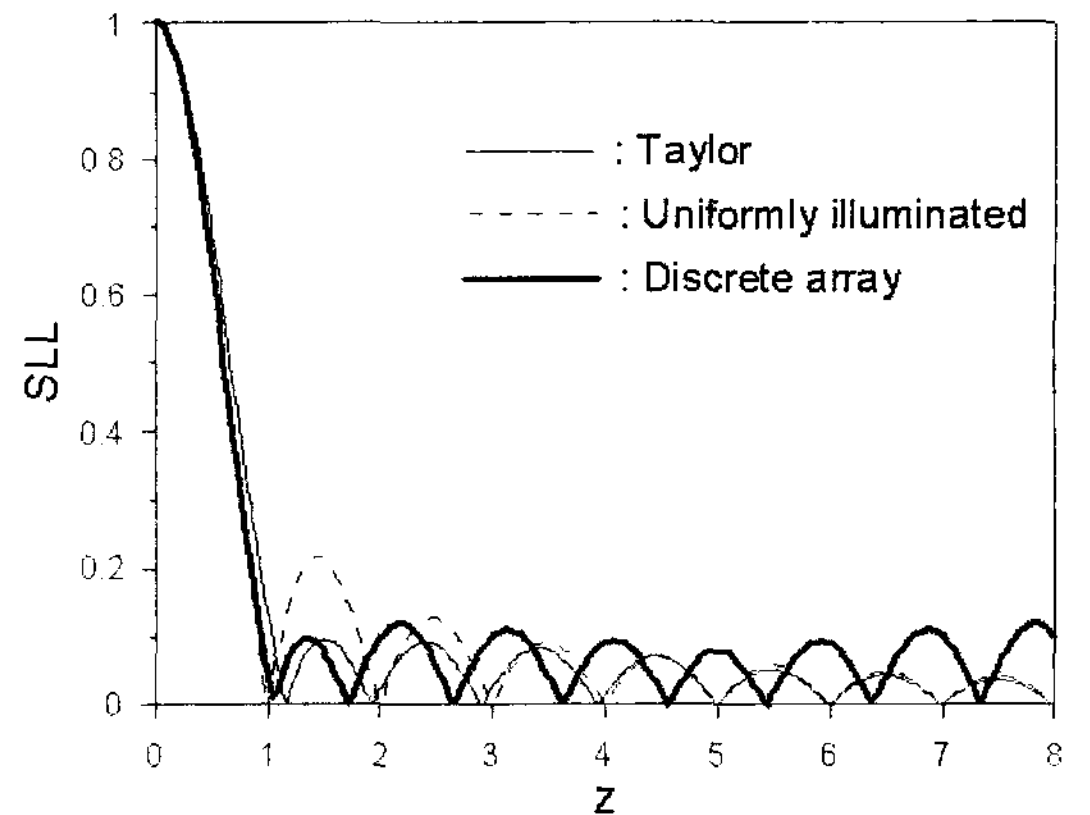
$$SF_s(z) = C \cdot \frac{\sin \pi z \prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \left(1 - \left(\frac{z}{z_n}\right)^2\right)}{\pi z \prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \left(1 - \left(\frac{z}{n}\right)^2\right)} \quad (4)$$

$$I_s(p) = \frac{1}{2\pi} [SF_s(0) + 2 \sum_{n=1}^{\bar{n}-1} SF_s(n) \cdot \cos(np)] \quad (5)$$

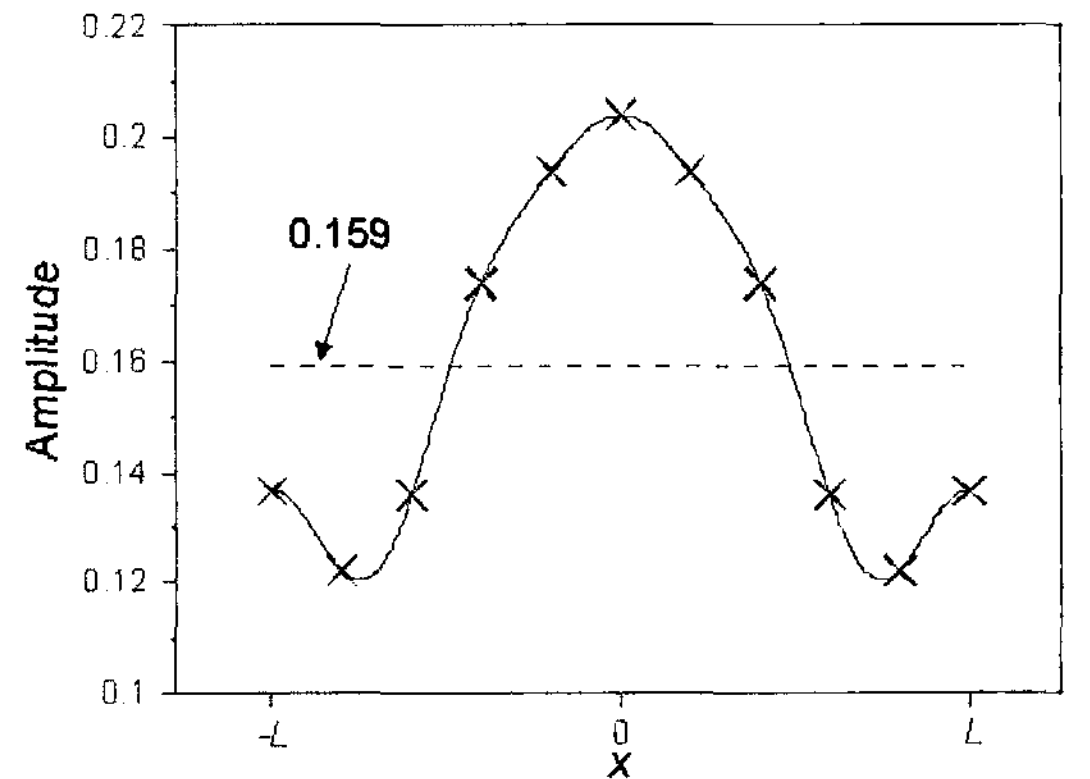
식 (4)는 z 영역에서 우함수이며, $n < \bar{n}$ 의 범위에서 z_n 은 패턴 null 점을 의미하고, $n \geq \bar{n}$ 의 범위에서는 $z = n$ 에서 null 점을 가지게 된다. 그리고 C 는 $z = 0$ 에서의 패턴 크기를 의미한다. 또한, $1 - (z/n)^2$ 항은 $z = n$ 일 때 $\sin(\pi z)/\pi z$ 의 특이점을 제거하는 역할을 한다. 식 (5)에서 $SF_s(n)$ 은 $z = n$ 일 때 $SF_s(z)$ 의 샘플값을 의미한다.

예로서 그림 2(a)에서 점선은 균일한 소스 분포 함수에 의해 $z_n = n$ 에서 null 점을 가지는 패턴을 도시한 것이다. 여기서 $C = 1$ 로 정규화시켰으며, 해당 균일 분포 함수는 식 (5)로부터 0.159이며, 그림 2(b)에 보였다. 또한, 가는 실선은 $\bar{n} = 5$ 와 SLL이 0.0316 (-30 dB)인 경우, Taylor에 의해 주어진 z_n 식^[3]에 의해 계산된 식 (4)를 도시한 그림이다. 이 경우 $n = 5$ 부터 null 점이 정확히 정수로 나타남을 알 수 있다. 식 (5)로부터 계산된 해당 분포 함수를 그림 2(b)에 보였다. 그림 2(a)에서 굵은 실선은 $M = 15$ 인 경우, 그림 2(b)와 같이 Taylor 소스 분포 함수를 샘플링한 값을 식 (2)의 I_m 에 대입하여 배열 안테나의 정규화된 합 패턴을 보인 것이다. 이 그림으로부터 원하는 SLL을 갖는 배열 인자를 만족시키는 전류 가중치 I_m 을 합성할 필요가 있음을 알 수 있다.

한편, 식 (3)을 Bayliss 차 패턴으로 표현하고, 해당 선전원 분포 함수를 표현하면 다음과 같다.



(a) z 영역에서의 합 패턴
(a) Sum patterns in the z domain



(b) 분포 함수의 샘플 값
(b) Sampled values from distribution function

그림 2. 선전원 분포 함수의 샘플링에 의해 합성된 합 패턴 예

Fig. 2. Examples of sum pattern synthesized by sampling of line source distribution function.

$$SF_d(z) = \pi z \cdot \cos \pi z \cdot \frac{\prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \left(1 - \left(\frac{z}{z_n}\right)^2\right)}{\prod_{n=0}^{\bar{n}-1} \left(1 - \left(\frac{z}{n+1/2}\right)^2\right)} \quad (6)$$

$$I_d(p) = \frac{1}{\pi} \sum_{n=0}^{\bar{n}-1} SF_d(n+1/2) \cdot \sin[(n+1/2)p] \quad (7)$$

식 (6)은 z 영역에서 기함수이며, $n < \bar{n}$ 의 범위에서 z_n 은 패턴 null 점을 의미하고, $n \geq \bar{n}$ 의 범위에서는 $z = n+1/2$ 에서 null 점을 가지게 된다. 또한, 식

(7)에서 $SF_d(n+1/2)$ 은 $z=n+1/2$ 일 때 $SF_d(z)$ 의 샘플값을 의미한다.

본 논문에서는 식 (6)의 Bayliss 차 패턴과는 달리 $n \geq \bar{n}$ 의 범위에서, $z=n$ 에서 null 점을 가지는 차 패턴 합성법을 제안하고, 이산적으로 배열된 경우의 차 패턴 합성시 null 점 초기값 선정에 활용하였다. 제한된 범위의 푸리에 계수^[8]를 고려하여, 복소 계수를 $c_n = a_n + jb_n$ 이라 두면 $-\pi \leq p \leq \pi$ 영역에서 식 (3)의 $I(p)$ 는 일반적으로 다음과 같이 지수함수형 푸리에 급수로 전개할 수 있다.

$$I(p) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-(\bar{n}-1)}^{\bar{n}-1} c_n \cdot \exp(jnp) \quad (8)$$

위 식을 식 (3)에 대입하면 $SF(z)$ 는 Woodward 샘플링법^[8]에 의해 다음과 같이 표현된다.

$$SF(z) = \sum_{n=-(\bar{n}-1)}^{\bar{n}-1} SF(n) \frac{\sin \pi(z-n)}{\pi(z-n)} \quad (9)$$

$SF(z)$ 가 우함수이고, c_n 이 실수라면 $a_{-n} = a_n$ 로부터 $a_0 = SF(0)/2\pi$, $a_n = SF(n)/\pi$ 의 관계가 성립하고, 식 (8)은 식 (5)와 일치한다. 만약 식 (8)에서 $a_n = 0$ 로 두고 p 영역에서 기함수 분포 함수를 가지려면 $b_n = -b_{-n}$ 의 관계가 성립해야 하고, 이는 차 패턴을 위한 분포 함수를 의미하므로 식 (8)로부터 차 패턴 분포 함수는 다음과 같이 표현된다.

$$I_D(p) = \sum_{n=1}^{\bar{n}-1} (d_n) \cdot \sin(np) \quad (10)$$

여기서 $d_n = -b_n/\pi$ 를 의미하며, 차 패턴 식은 $z=0$ 일 때 $SF_s(z)$ 가 z 영역에서 0을 통과할 수 있도록 기함수로 표현되어야 하므로 식 (4)는 식 (9)로부터 다음과 같이 수정될 수 있다.

$$SF_D(z) = j[SF_s(z) - D_0 - D_1] \quad (11)$$

여기서 $Sa(\cdot)$ 를 샘플링 함수라 하면 다음과 같다.

$$D_0 = 2\pi a_0 \cdot Sa(\pi z) \quad (12)$$

$$D_1 = 2\pi \sum_{n=1}^{\bar{n}-1} a_n \cdot Sa(\pi(u+n)) \quad (13)$$

따라서 차 패턴을 합성하기 위해서는 우선 원하는 SLL을 갖는 합 패턴 $SF_s(z)$ 을 구하고, 식 (11)을 사용하여 z 영역에서 0을 통과하는 차 패턴을 계산한다. 식 (9)로부터 $d_n = SF_D(n)/\pi$ 이 되며, 원하는 개별 SLL을 갖도록 하는 d_n 의 최적값은 다음 절에서 설명될 일반화된 최적화 방법으로부터 계산이 가능하다.

III. 배열 인자의 null 점과 최적화

식 (2)로부터 $\varphi = kd \cos \theta$ 와 $w = e^{j\varphi}$ 로 치환하면 다음의 Schelkunoff 다항식^[9]으로 표현될 수 있다.

$$AF(w) = \sum_{m=1}^M I_m w^m = I_M w^{-M} f(w) \quad (14)$$

여기서 I_M 은 정규화를 위한 상수이고, $f(w)$ 는 다음과 같다.

$$f(w) = w^M + \frac{I_{M-1}}{I_M} w^{M-1} + \dots + \frac{I_{-M}}{I_M} \quad (15)$$

$$= \prod_{m=1}^{M-1} (w - w_m) \quad (16)$$

여기서 w_m 은 $f(w)$ 의 복소근을 의미하며, 식 (15)의 계수들은 각 소자들의 상대적 급전 전류 가중치를 의미한다. 만약 근 w_m 이 복소 w 평면에서 단위 원 상에 존재한다면 $AF(w)$ 의 크기는 null 점들을 갖는 lobe 패턴이 된다. 이때 w_m 은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$w_m = \exp(j2\pi z_m / M) \quad (17)$$

식 (17)로부터 null 점 z_m 을 적절히 산출한다면 식 (15)와 식 (16)의 관계로부터 상대적인 전류 가중치가 계산되고, 식 (14) 혹은 식 (2)로부터 패턴의 크기가 계산된다.

한편, 패턴 합성을 위해 위 식들에 보인 $SF_s(z)$, $SF_d(z)$, $SF_D(z)$, $AF(z)$ 의 크기를 일반화된 기호 $F_G(z)$ 로 두고, $F_G^k(z)$ 를 k 차 SLL 피크값으로 정의한다. 그리고 k 차 SLL 피크 목표값을 P_G^k 으로 두고, 대수적인 차를 오차함수로 정의하면 다음과 같다.

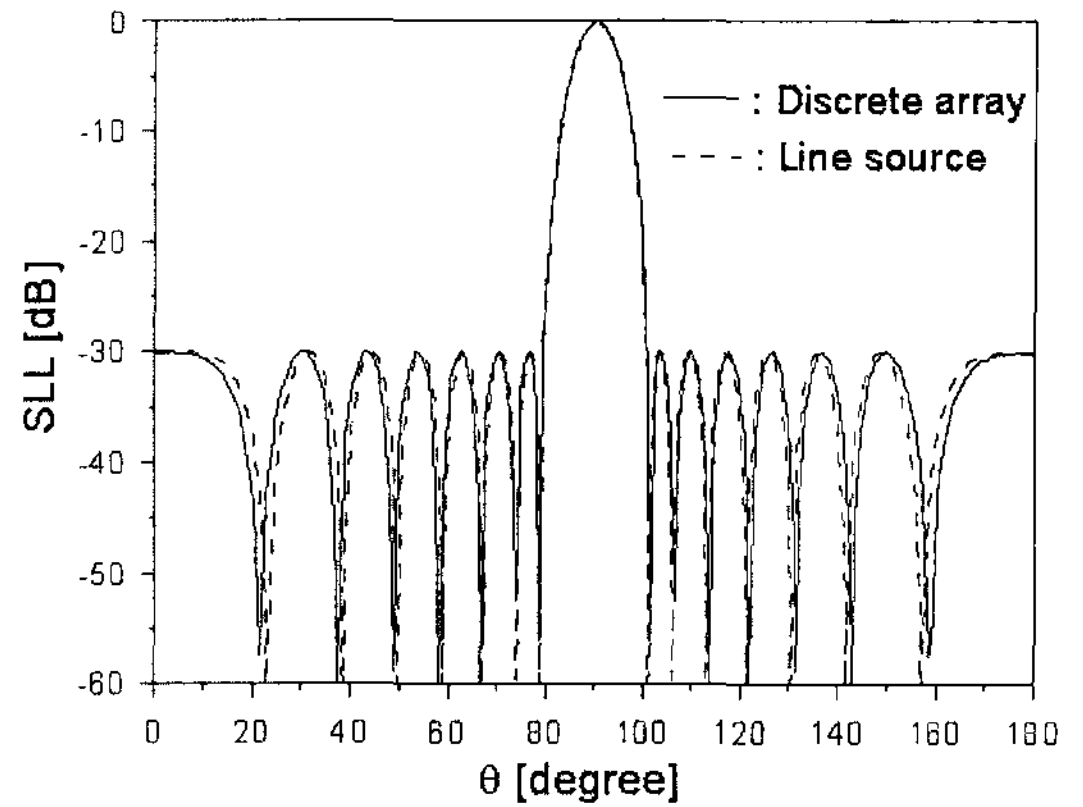
$$E(\mathbf{Z}) = \sum_{k=1}^{\bar{n}-1} (\ln(F_G^k) - \ln(P_G^k))^2 \quad (18)$$

여기서 $\mathbf{Z} = (z_1, z_2, \dots, z_{\bar{n}-1})$ 을 의미하며, 이 \mathbf{Z} 의 값을 초기값 Z^0 로부터 최적 섭동시킴으로써 F_G^k 는 update 되고, 오차 함수는 최소화된다. 본 연구에서는 $E < \epsilon = 10^{-6}$ 을 수렴 조건으로 두었고, 최소화 과정을 위해 conjugate gradient법 중 Davidon-Fletcher-Powell 알고리즘을 사용하였다.

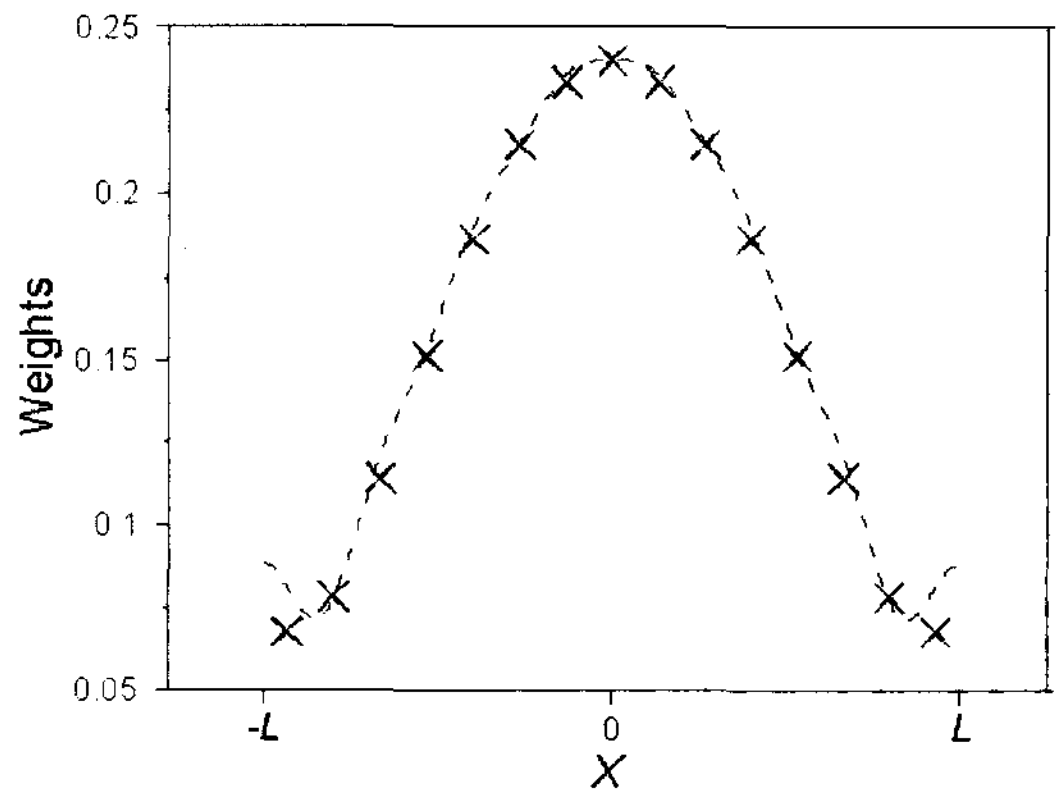
IV. 패턴 합성예와 결과 분석

합 패턴 합성 예로서 $M=15$, SLL이 -30 dB 및 $d = \lambda/2$ 인 경우 최적화된 결과를 그림 3에 보였다. $d = \lambda/2$ 인 경우 null 점은 가시영역에서 $(M-1)$ 개가 나타나므로^[5], null 점의 초기값은 $Z^0 = [-7, \dots, -1, 1, \dots, 7]$ 로 두었으며, 식 (14)~(17)로부터 초기 패턴 크기를 정규화시켜 계산하였다. 이때 SLL 목표값 $P_G^k = 0.0316$ (-30 dB)을 만족시키기 위한 null 점들을 구하기 위해 식 (18)을 사용하여 최적화시켰다. 최적화된 w_m 을 식 (16)에 대입하고, θ 영역에서의 그 크기를 그림 3(a)에 보였다. 또한, 식 (15)의 계수들, 즉 여기 전류의 상대적인 가중치들을 계산하였으며, 그 결과를 그림 3(b)에 보였다. 그리고 식 (4)를 사용하여 $2L=7.5 \lambda$ 및 $\bar{n}=8$ 인 경우의 연속적인 선전원에 의한 패턴 최적 합성 결과를 동시에 보였다. 그림 3(b)에서 여기 전류 가중치의 최대값은 비교를 위해, 정규화된 선전원 패턴에 대응하는 식 (5)의 분포 함수 최대값과 일치시켜 상대적인 값들을 이산적으로 나타내었다.

그림 4는 $M=19$ 인 경우, mainlobe 좌우로 3, 4, 5 번째 SLL들은 -40 dB로, 나머지 12개의 SLL들은 -30 dB를 목표값으로 설정하여 최적화한 결과이다. 여기서 $d=0.7 \lambda$ 로 두었으며, 이는 Schelkunoff 단위 원 상에서 1.4 회전에 의한 가시영역 확장에 기인하여 24개의 SLL을 가지게 되며, 대칭성을 고려하여 그 절반만 도시하였다. 표 1에 도출된 최적 null 점과 여기 전류 가중치들을 보였다. 여기서 식 (14)와 식 (16)의 m 의 범위를, 편의를 위해 0을 중심으로 하여 좌우 대칭이 되도록 설정하였다. 이들을 식 (14) 혹은 식 (16)에 대입하여 정규화시키면 그림 4의 점선



(a) 선전원 및 이산적인 배열에 의해 합성된 패턴 비교
(a) Comparison of patterns synthesized by line source and discrete array



(b) 해당 분포 함수와 여기 전류 가중치
(b) Corresponding distribution function and excitation current weights

그림 3. 최적 합성된 합 패턴 예($2L=7.5 \lambda, d = \lambda/2$)
Fig. 3. Examples of optimally synthesized sum patterns($2L=7.5 \lambda, d = \lambda/2$).

과 같이 합성된 패턴과 일치함을 확인할 수 있다. 그림 5는 $\bar{n}=8$ 인 경우, 연속적인 선전원에 의한 차 패턴의 최적 합성된 결과들을 나타낸다. 그림 5(a)에서 점선은 Bayliss 차 패턴을 위한 식 (6), (7)을 사용하여 합성한 결과이며, $n \geq 8$ 인 영역에서 $n+1/2$ 의 null 점이 발생함을 알 수 있다. 실선은 식 (10)~(13)을 사용하여 합성된 차 패턴을 보인 것이며, 이는 Taylor 합 패턴으로부터 직접 최적화된 결과이므로, $n \geq 8$ 에서 n 의 null 점을 가짐을 확인할 수 있다. 이들 최적화된 패턴으로부터 식 (7)과 식 (10)의 계수들(표 2)을 계산하고, 이 계수들로부터 계산된 선

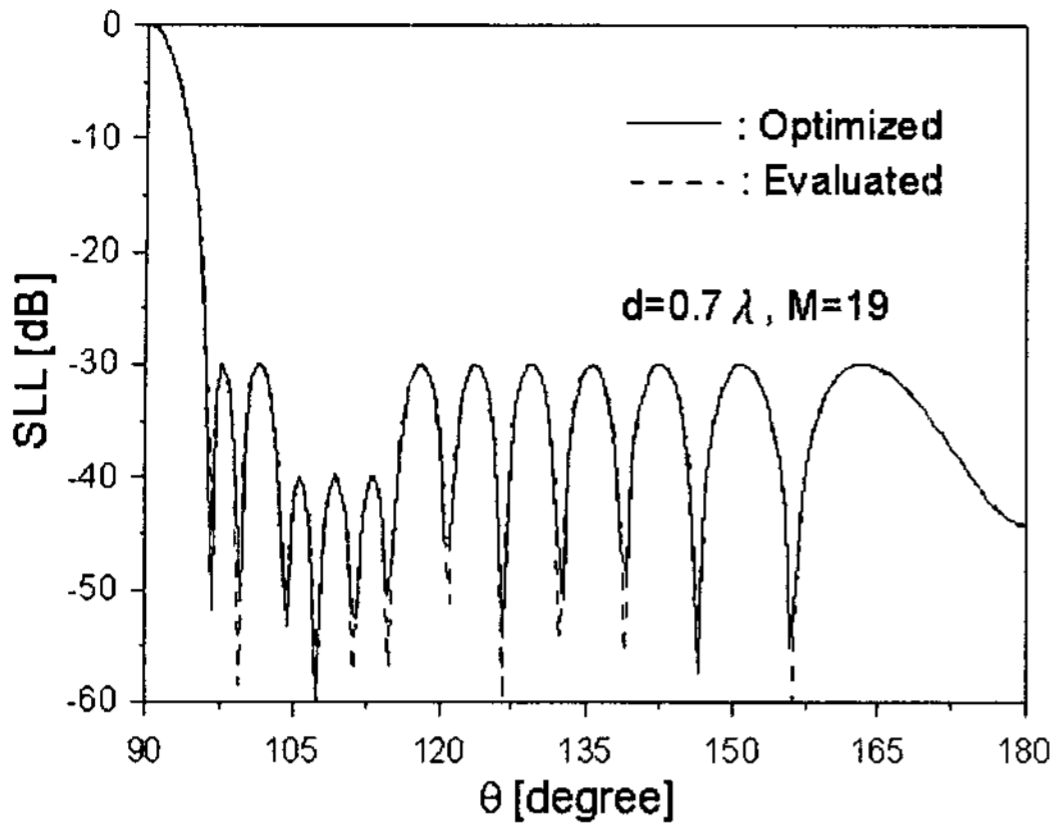


그림 4. 임의의 sidelobe 피크값을 갖는 합 패턴의 최적 합성과 평가

Fig. 4. Optimum synthesis and its evaluation for sum pattern with arbitrary sidelobe peaks.

표 1. 최적 null 점과 여기 전류 가중치들(그림 4).

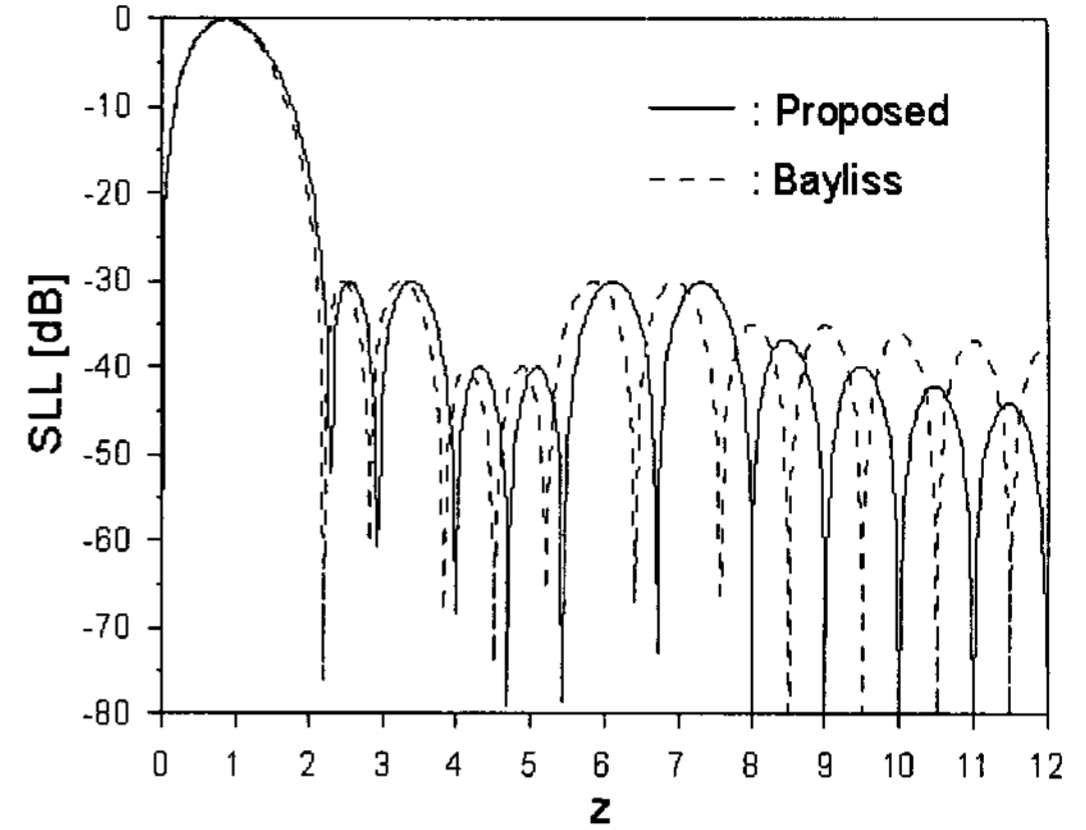
Table 1. Optimum nulls and excitation current weights(Fig. 4).

m	z_m^{opt}	I_m^{opt}
0		1
± 1	± 1.5385	0.9582
± 2	± 2.1938	0.8879
± 3	± 3.2684	0.8231
± 4	± 3.9941	0.7160
± 5	± 4.8333	0.5901
± 6	± 5.5953	0.5123
± 7	± 6.8298	0.4054
± 8	± 7.9077	0.2021
± 9	± 8.9717	0.2256

표 2. 분포 함수를 위해 최적화된 계수들(그림 5).

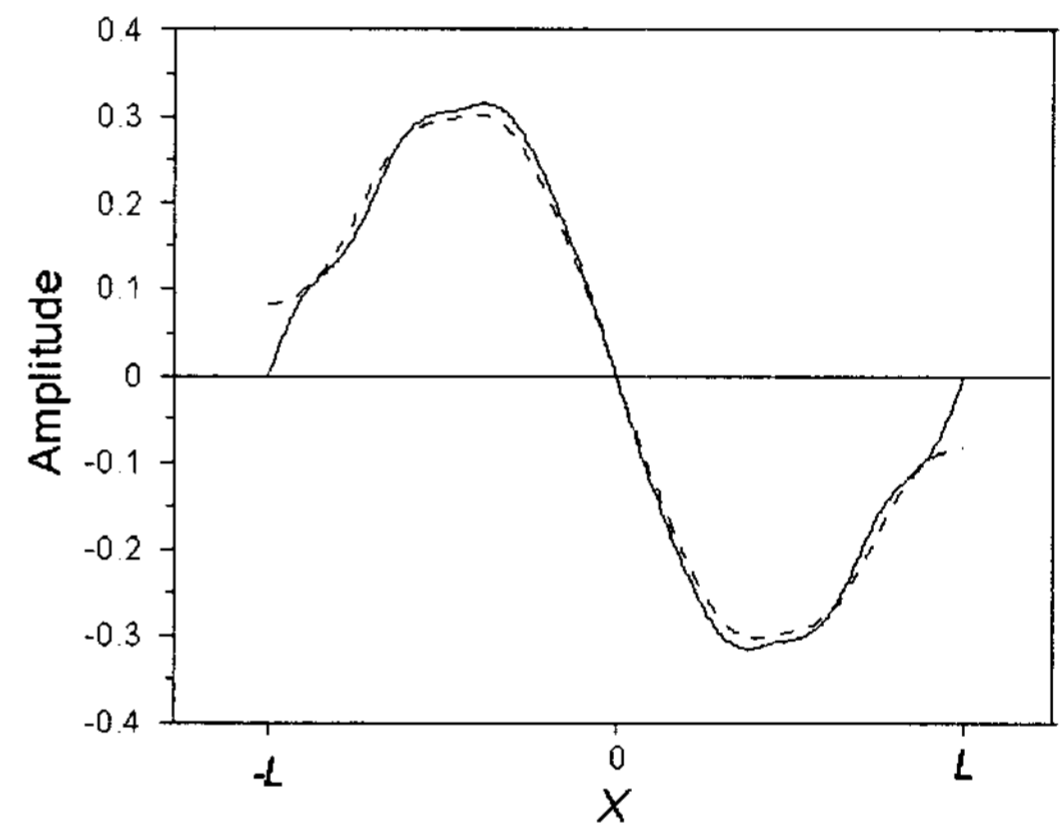
Table 2. Optimum coefficients for distribution functions(Fig. 5).

n	d_n	$SF_d(n+1/2)\pi$
0		-259.2812
1	-310.9930	-166.1445
2	-42.0189	9.7443
3	-2.6171	-7.2565
4	0.2281	0.0632
5	-2.9628	5.9408
6	9.5496	-2.4051
7	-6.8266	-1.7140



(a) 합성된 차패턴

(a) Synthesized difference patterns



(b) 해당 분포 함수

(b) Corresponding distribution functions

그림 5. 최적 합성된 차 패턴과 해당 선전원 분포 함수
Fig. 5. Optimally synthesized difference patterns and corresponding line source distribution functions.

전원 분포 함수를 그림 5(b)에 각각 보였다. 최적화된 Bayliss 패턴을 점선으로 표시하였으며, 이는 선전원 edge($p = \pm\pi$)에서 0이 아닌 분포 함수 값을 가지므로, 선형 개구 혹은 와이어안테나 등의 edge 부에서 0이 아닌 전류값을 가져야 하는, 물리적으로 실현하기 어려운 단점을 가진다. 물론 이산적으로 배열된 안테나의 경우는 이산적인 여기 전류를 급전시키므로 연속적인 선전원에서와 같은 문제는 발생하지 않지만, 다음 예에서도 볼 수 있듯이 Bayliss 패턴은 주 빔 근처의 SLL이 낮아질수록 \bar{n} 이상의 SLL은 커지는 단점을 가진다^[9].

V. 결 론

본 연구에서는 등간격으로 배열된 선형 배열 안테나의 합 및 차 패턴 합성 문제에서, 임의의 SLL들을 갖는 패턴 합성과 각 소자들의 해당 급전 여기 전류의 상대적인 가중치를 구하는 방법을 제안하였다. 이 방법에서는 배열 인자를 표현하는 Schelkunoff 이산화 다항식을 도입하고, 그 식에 내재된 패턴 null 점들의 최적 섭동에 기본을 둔다. 따라서 여기 전류 가중치들을 직접 최적화할 때 발생할 수 있는 초기 값 선정 문제와 global 최적화의 어려움을 해결할 수 있고, null 점 섭동에 의해 임의의 SLL들을 갖는 패턴을 쉽게 합성할 수 있도록 하였다. 또한, 선전원에 의한 차 패턴 합성의 경우, Bayliss 패턴에 기반한 차 패턴과는 달리 $n \geq \bar{n}$ 영역에서 n 의 null 점들을 갖는 차 패턴을 합성할 수 있음을 보이고, 이 방법을 사용하여 추출한 null 점들을 초기값으로 활용하여 섭동시킴으로써 이산적인 배열에 의한 최적 차 패턴 및 해당 여기 전류 가중치를 쉽게 합성할 수 있음을 보였다.

참 고 문 헌

- [1] H. L. Van Trees, *Optimum Array Processing Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory*, John Wiley & Sons, 2002.
- [2] C. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, John Wiley & Sons, 1996.
- [3] T. T. Taylor, "Design of line source antennas for narrow beamwidth and low sidelobes", *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 3, pp. 16-28, Jan. 1955.
- [4] E. T. Bayliss, "Design of monopulse antenna difference patterns for low sidelobes", *Bell System Technical Journal*, vol. 47, pp. 623-650, Jun. 1968.
- [5] R. S. Elliot, *Antenna Theory and Design*, Prentice Hall, 1981.
- [6] P. Lopez, J. A. Rodriguez, F. Ares, and E. Moreno, "Subarray weighting for the difference patterns of monopulse antennas: Joint optimization of subarray configurations and weights", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, pp. 1606-1608, Nov. 2001.

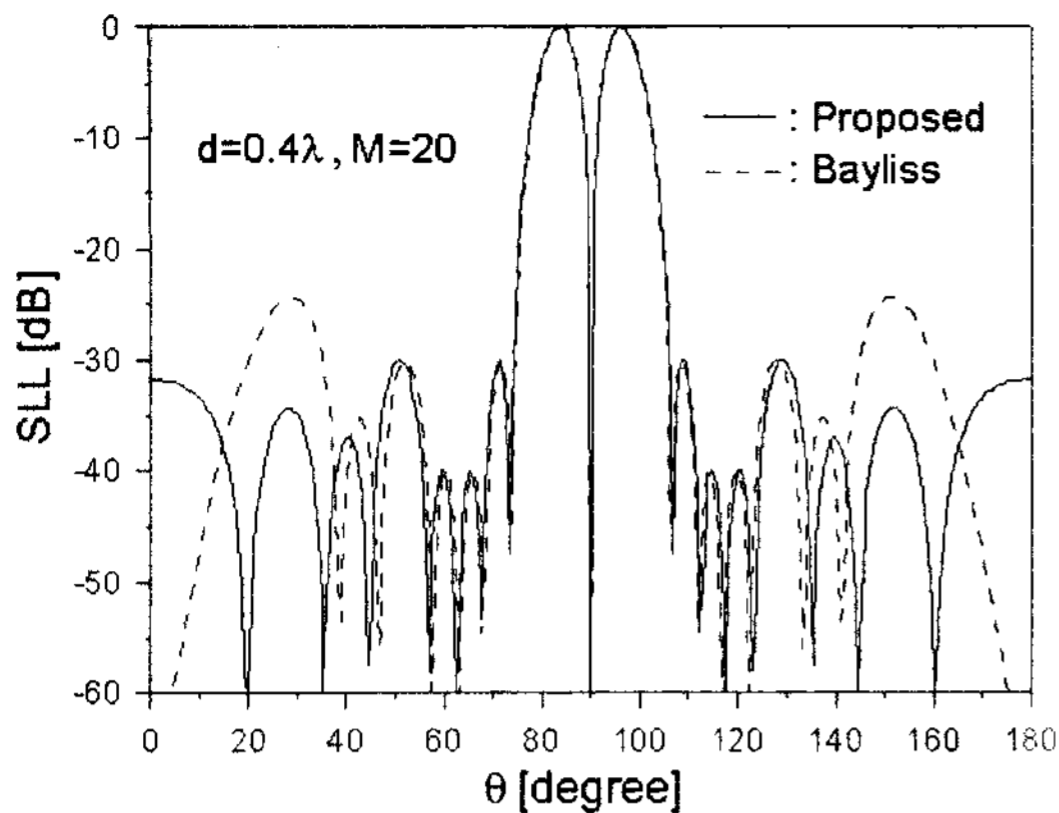


그림 6. 이산적인 배열에 의한 차 패턴 최적 합성 예
Fig. 6. Examples of optimum synthesis of difference pattern by discrete array.

그림 6은 $M=20$ 및 $d=0.4 \lambda$ 인 경우, 주 빔에 인접한 SLL 중 첫 번째와 네 번째는 -30 dB, 두 번째와 세 번째는 -40 dB로 목표값을 임의로 두고 최적화한 차 패턴을 보인 그림이다. 우선 그림 5에서와 같이 선전원에 의한 패턴의 최적 합성에 의해 도출된 null 점들을 초기값으로 사용하여, 식 (17)에 대입하고, 식 (16)의 초기 패턴으로부터 최적화한 결과를 그림 6에 보였다. 여기서 최적 계산된 null 점 및 여기 전류들의 상대적인 가중치들을 표 3에 보였다. 이들을 식 (14) 혹은 식 (16)에 대입하면 합성된 패턴을 확인할 수 있다.

표 3. 최적 null 점과 여기 전류 가중치들(그림 6)
Table 3. Optimum nulls and excitation current weights(Fig. 6).

m	Proposed		Bayliss	
	z_m^{opt}	I_m^{opt}	z_m^{opt}	I_m^{opt}
0	0		0	
±1	±2.2947	±0.1807	±2.2535	±0.2835
±2	±3.0534	±0.5440	±2.9950	±0.5028
±3	±3.6851	±0.7632	±3.6103	±0.7838
±4	±4.3800	±0.9248	±4.2833	±0.9969
±5	±5.6944	±1.0000	±5.4972	±1.0000
±6	±6.5209	±0.8852	±6.2415	±0.9507
±7	±7.5365	±0.7421	±8.0335	±0.8049
±8	±9.0260	±0.4883	±8.1153	±0.5368
±9	±10	±0.3384	±9.8004	±0.3506
±10		±0.1831	±10.5	±0.2563

[7] K. L. Malde, M. L. Taylor, "Pattern characteristics of linear arrays using the constrained least squares distribution", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 51, no. 4, pp. 772-775, Apr. 2003.

[8] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, McGraw-Hill, 1966.

[9] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*, Artech House, 1994.

박 의 준



1983년: 동아대학교 전자공학과 (공학사)

1986년: 고려대학교 전자공학과 (공학석사)

1990년: 고려대학교 전자공학과 (공학박사)

1990년~현재: 금오공과대학교 전

자공학부 교수

[주 관심분야] 전자장이론 및 안테나, 마이크로파 전송선로 및 회로설계 등