

낮은 부엽 준위를 갖는 이중 대역 다이폴 배열 안테나

트린반손*, 권지나*, 황금철°, 박준영**, 김선주***, 김동환***

GA-Enhanced Dual-Band Aperiodic Linear Dipole Array with Low Sidelobe Level

Son Trinh-Van*, Gina Kwon*, Keum Cheol Hwang°, Joon-Young Park**, Seon-Joo Kim***, Dong-Hwan Kim***

요 약

본 논문에서는 유전 알고리즘(genetic algorithm)을 이용하여 이중대역 다이폴 배열(dipole array) 안테나의 설계 및 최적화 문제에 대해서 고찰하였다. 다이폴로 구성된 이중대역, 개구면 공유형 선형 배열은 4 GHz와 9.5 GHz에서 동작하도록 설계하였다. 또한, 다이폴의 전류 분포는 모멘트 기법(method of moment)을 이용하여 계산되었으며, 계산 과정에서 다이폴 간 상호 결합(mutual coupling)을 고려하였다. 두 공진 주파수 대역에서 낮은 부엽 준위를 도출하기 위해서 비주기 다이폴 배열 설계에 유전 알고리즘을 적용하였고, 최적 설계된 이중대역 다이폴 배열 안테나는 4 GHz와 9.5 GHz에서 각각 -15.7 dB, -17 dB로 낮은 PSL 특성을 나타내었다. 또한, 이 결과를 상용 시뮬레이션 결과와 비교 분석하였다.

Key Words : Linear dipole array, Genetic algorithm, Optimization, Mutual coupling, 선형 다이폴 배열, 유전 알고리즘, 최적화, 상호 결합

ABSTRACT

In this research, optimization of a dual-band dipole array was performed using genetic algorithm. A non-uniform, aperture-shared linear array was configured with dipoles which resonate at 4 GHz and 9.5 GHz. The excited current distributions on dipoles were computed considering mutual coupling between dipole elements. The current distributions were also computed using method of moment (MoM). The optimization using genetic algorithm was performed to obtain the low sidelobe levels in two operating frequency band. The PSLs of the optimized array for 4 GHz and 9.5 GHz are -15.7 dB and -17 dB, respectively. Comparison between computed and simulated results are also discussed.

I. 서 론

최근 전자기 분야에서 배열 패턴(array pattern) 최적화(optimization)에 대한 관심이 급증하고 있다. 배

열 패턴 해석에서 중요한 점은 널(null)의 구체적인 위치, 부엽 준위(sidelobe level), 또는 패턴의 빔 폭 (beam width)과 같은 방사 특성을 유도하는 것이다. 이와 같은 요구 조건을 만족하기 위해 amplitude

- ◆ 주저자 : 동국대학교 전자전기공학부, jsonbkhn@gmail.com, 학생회원
- ° 교신저자 : 동국대학교 전자전기공학부, kchwang@dongguk.edu, 정회원
- * 동국대학교 전자전기공학부
- ** 삼성탈레스 미래기술그룹
- *** 국방과학연구소 제3기술연구본부 2부

논문번호 : KICS2012-09-464, 접수일자 : 2012년 9월 27일, 최종논문접수일자 : 2012년 11월 22일

tapering, phase tapering 그리고 element spacing^[1] 등에 진화론에 기반한 유전 알고리즘을 접목하여 배열 특성을 구현하였다. 또한, 이러한 진화론에 기반한 최적화 기법은 thinned 선형 배열^[2], 낮은 부엽 준위를 갖는 thinned, 선형 다이폴 배열 설계에도 적용되었다^[3]. 반면, 집단을 이루는 구성요소(particle)들의 사회성에 근거하여 최적화 파라미터를 결정하는 입자군 최적화(particle swarm optimization) 기법을 이용한 선형 다이폴 배열 설계가 제안된 바 있다^[4].

그러나 지금까지 제안된 설계 기법들은 방사소자 간 상호 결합(mutual coupling)을 고려하지 않기 때문에, 안테나의 제작 및 측정 시, 예측 결과와 다르다는 단점이 있다. 따라서 정확한 방사 패턴을 예측하기 위해서는 배열 패턴 최적화에 방사소자 간 상호 결합이 고려되어야 한다. 전통적으로 다이폴 안테나 소자간 상호 결합을 계산하는데는 유도 기전력(induced electromotive force)법이 적용되었다^[5]. 또한 주기적인 원형 다이폴 배열의 상호 결합을 보상하기 위해 상호 결합 매트릭스(mutual coupling matrix)를 정립하였고, finite-difference time-domain(FDTD)법을 이용하여 배열을 해석하였다^[6]. 그러나 유도 기전력 법은 이중대역 다이폴과 같이 길이가 파장 대비 λ 보다 길어지는 경우, 정확한 상호 결합 계산이 어렵기 때문에 이중대역 다이폴의 방사 패턴을 예측 하는데 적용하기 불가능하다^[7]. 그러므로 다중대역 다이폴 배열의 상호 결합은 다이폴 길이가 달라도 정확한 계산이 가능한 모멘트 기법(method of moment)으로 계산하는 것이 유리하다.

본 논문에서는 모멘트 기법과 유전 알고리즘에 근거하여 상호 결합이 고려된 이중대역, 선형 다이폴 배열 안테나를 제안하였다. 또한 서로 다른 두 공진 주파수 대역에서 낮은 부엽 준위를 얻기 위해 각 대역 다이폴을 비주기적으로 배열하였으며, 다이폴간 거리를 최적화하였다. 2장에서는 다이폴 배열 해석에 방사소자 간 상호 결합을 고려하기 위해 적용된 모멘트 기법을 서술하였다. 모멘트 기법은 상호 결합이 고려된 다이폴의 전류분포를 계산하는데 적용 가능한 수치해석 기법이다^[7-9]. 3장에서는 두 공진 주파수 대역에서 최소 peak sidelobe level(PSL)을 갖는 이중대역, 비주기 선형 다이폴 배열의 방사소자 간 최적 거리를 도출하는데 유전자 알고리즘을 적용하고 비용 함수의 수렴성을 기준으로 최적화 성능을 평가하였다. 또한 최적 설계된 이중대역 다이폴 배열을 2장에서 제안한 모멘트 기법으로 해석하고, 최적화 기법의 성능을 검증하기 위해 CST Microwave Studio를

이용한 시뮬레이션 결과와 비교 분석한다.

II. 모멘트 기법

그림 1은 이중대역, 비주기 선형 다이폴 배열의 배치를 보여주고 있다. 다이폴은 y-z 평면(x=0)을 기준으로 비대칭적으로 배열되어 있으며, 다이폴의 arm은 y-축에 평행하다. 배열은 4 GHz에서 길이가 $\lambda_{4\text{GHz}}/2$ 인 10개의 방사소자(#1, 2, 4, 7, 10, 11, 14, 17, 19, 20)와 9.5 GHz에서 길이가 $\lambda_{9.5\text{GHz}}/2$ 인 10개의 방사소자(#3, 5, 6, 8, 9, 12, 13, 15, 16, 18)로 구성되었다. 또한 모든 다이폴은 중심에서 1 V의 구동 전압(driving voltage)으로 급전 된 것을 가정하였다. 본 연구에서는 다이폴 간 상호 결합이 고려된 각 다이폴의 전류 분포를 계산하기 위해 모멘트 기법을 적용하였다. 해석의 편의상 z-축 상에 위치하는 다이폴 배열은 구동 전압이 각각의 방사소자 중심에서 급전되었다고 가정하였다. i-번째 다이폴에는 구동 전압 V_i 와 전류 분포 $I_i(z)$ 가 흐른다. K개 다이폴 배열의 Hallen's 적분 방정식은 다음과 같이 유도할 수 있다^[7].

$$\frac{j\eta}{2\pi} \sum_{j=0}^K \int_{-\frac{l_j}{2}}^{\frac{l_j}{2}} G_{ij}(z-z') I_j(z') dz' = C_i \cos kz + V_i \sin k|z| \quad (1)$$

여기서 $k=2\pi/\lambda$ 는 전파 상수(wave number), l_j 는 j-번째 다이폴의 길이이며, C_i 는 i-번째 다이폴 양 끝 점에서의 경계 조건(boundary condition)에 의해 결정되는 상수이다. 또한 G_{ij} (impedance kernel)은 아래와 같이 유도할 수 있다.

$$G_{ij}(z-z') = \frac{e^{-jkR}}{R}, \quad R = \sqrt{(z-z')^2 + d_{ij}^2} \quad (2)$$

여기서 d_{ij} 는 상호 거리(mutual distance) 또는 다이폴의 반지름이다. 다이폴은 z-축을 따라서 $2M+1$ 개의 sample point로 샘플링 된다. 이 때, j-번째 다이폴에서 m-번째 sample point의 좌표 값은 다음과 같이 정의 할 수 있다.

$$z_m = m\Delta_j, \quad \Delta_j = \frac{l_j}{2M+1}, \quad -M \leq m \leq M \quad (3)$$

이때 전류 $I_j(z')$ 는 다시 기저함수(basis function)의 합으로 다음과 같이 표현된다.

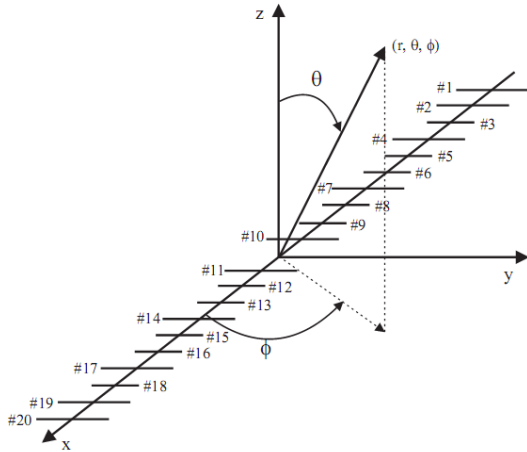


그림 1. 20개 다이폴로 구성된 이중대역, 비주기 선형 배열 구조
 Fig. 1. Geometry of dual-band, aperiodic linear array with twenty dipole elements

$$I_j(z') = \sum_{m=-M}^M I_j(z_m) B_j(z' - z_m), j = 1, 2, \dots, K \quad (4)$$

본 연구에서 기저함수 $B_j(z' - z_m)$ 는 다음과 같이 pulse 형태로 정의하였다.

$$B_j(z' - z_m) = \begin{cases} 1, & \text{if } |z' - z_m| \leq \Delta_j/2 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

(4)를 (1)에 대입하면 i -번째 다이폴에 대해 $z_m = n\Delta_i (-M \leq n \leq M)$ 에서 샘플링을 하면 다음과 같은 방정식을 도출할 수 있다.

$$\frac{j\eta}{2\pi} \sum_{j=0}^K \sum_{m=-M}^M I_j(z_m) \int_{-\frac{l_j}{2}}^{\frac{l_j}{2}} G_{ij}(z_n - z') B_j(z' - z_m) dz' = C_i \cos k z_n + V_i \sin k |z_n| \quad (6)$$

$N \times N$ 크기의 임피던스 행렬 Z_{ij} 는 다음과 같이 정의되며,

$$z_{ij}(n, m) = \frac{j\eta}{2\pi} \int_{-\frac{l_j}{2}}^{\frac{l_j}{2}} G_{ij}(z_n - z') B_j(z' - z_m) dz' = \frac{j\eta}{2\pi} \int_{-\frac{l_j}{2}}^{\frac{l_j}{2}} G_{ij}(z_n - z_m - z) B_j(z) dz \quad (7)$$

pulse 기저함수를 갖는 경우 아래와 같이 더욱 간

략해 진다.

$$z_{ij}(n, m) = \frac{j\eta}{2\pi} \int_{-\frac{\Delta_j}{2}}^{\frac{\Delta_j}{2}} G_{ij}(z_n - z_m - z) dz \quad (8)$$

$I_j(m) = I_j(z_m)$ 는 j -번째 다이폴의 샘플링 전류를 나타내며, 이를 이용하여 이산화된 Hallen's 방정식을 다음과 같이 도출하였다.

$$\sum_{j=0}^K \sum_{m=-M}^M Z_{ij}(n, m) I_j(m) = C_i \cos k z_n + V_i \sin k |z_n| \quad (9)$$

위 Hallen's 방정식을 이용하여 다이폴의 전류 분포($I_j(m)$)를 계산 하였으며, 유도된 전류 분포로부터 방사패턴을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$E = \hat{\theta} E_\theta = \hat{\theta} j k \eta \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} F_z(\theta, \phi) \sin \theta \quad (10)$$

$$H = \hat{\phi} H_\phi = \hat{\phi} j k \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} F_z(\theta, \phi) \sin \theta \quad (11)$$

이때, radiation vector $F_z(\theta, \phi)$ 는 다음과 같이 정의 할 수 있다.

$$F_z(\theta, \phi) = \sum_{m=-M}^M \sum_{j=1}^K I_j(m) e^{jk_m \Delta_j} e^{jk_x x_j + jk_y y_j} \Delta_j \frac{\sin(k_z \Delta_j/2)}{k_z \Delta_j/2} \quad (12)$$

여기서

$$k_x = k \sin \theta \cos \phi, k_y = k \sin \theta \sin \phi, k_z = k \cos \theta$$

이다. 따라서 정규화된 안테나 이득 패턴은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$g(\theta, \phi) = |\sin \theta F_z(\theta, \phi)|^2 \quad (13)$$

III. 최적화 설계 결과

본 논문에서는 진화론에 기반하여 우형 형질의 취사선택으로 최적화 파라미터를 결정하는 유전 알고리즘을 두 주파수 대역의 PSL이 최소화된 이중대역, 비주기 선형 다이폴 배열 설계에 적용하였다. 최적화 알고리즘을 통해 결정할 설계 파라미터 d_n 은 원점으로부터 각각의 다이폴까지 거리이므로, 20개의 최적 파라미터 $d_n (n = 1, 2, \dots, 20)$ 이 최적화 과정에서 고려되었다. GA와 MoM 해석기법을 연동한 이중대

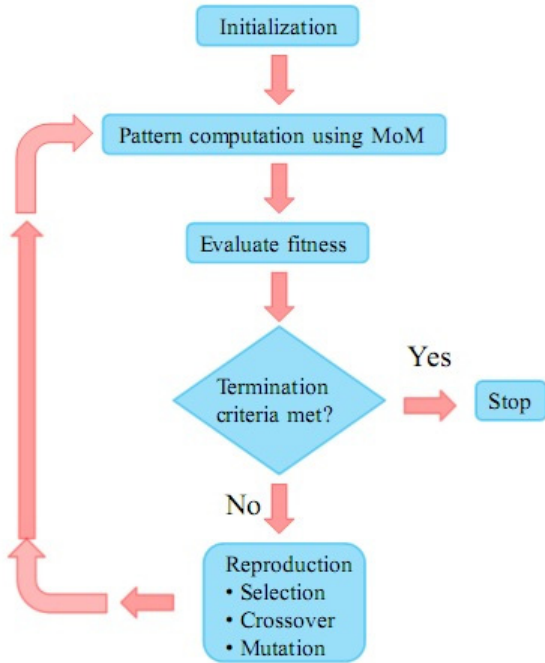


그림 2. 이중대역 다이폴 배열 최적화를 위한 순서도
Fig. 2. Flowchart for the optimization of dual-band dipole array

역 다이폴 최적화 순서도를 그림 2에 나타내었다. 최적화 정도의 적합도를 평가하기 위한 비용 함수(cost function)는 앞서도 언급했듯이, 두 공진 주파수 대역의 PSL을 최소화하는 형태로 다음과 같이 정의하였다.

$$\begin{aligned}
 Cost = SLL &= \min [\max_{(\theta_1 \in S_1)} (20 \log |g(\theta_1, \phi = 0^\circ, 180^\circ)|) \\
 &+ \max_{(\theta_2 \in S_2)} (20 \log |g(\theta_2, \phi = 0^\circ, 180^\circ)|)] \quad (14)
 \end{aligned}$$

여기서 S_1 과 S_2 는 각각 4 GHz 대역, 9.5 GHz 대역의 부엽 영역이며, PSL은 dB로 나타내었다. 최적화의 목표는 두 공진 주파수 대역에서 배열 패턴의 PSL이 동시에 최소값을 갖는 것이다.

유전 알고리즘은 MATLAB™ 7.9 코드로 구현하였고 두 공진 주파수 대역에서 최소 PSL을 얻기 위해 1000번의 iteration을 수행하는 것으로 설정하였다. 최적화에 사용된 개체의 수는 20이며 single-point crossover를 적용하였고, 전체 개체 수의 15% 변이(mutation)를 허용하는 조건으로 구현하였다. 그림 3은 최적화 iteration에 따른 비용함수의 수렴정도를 보여주고 있다. 실선 그래프는 가장 우수한 비용 함수 수렴정도를 나타낸 것으로, 각 iteration에서 20개의 개체가 갖는 비용 함수 중 가장 우수한 비용 함수

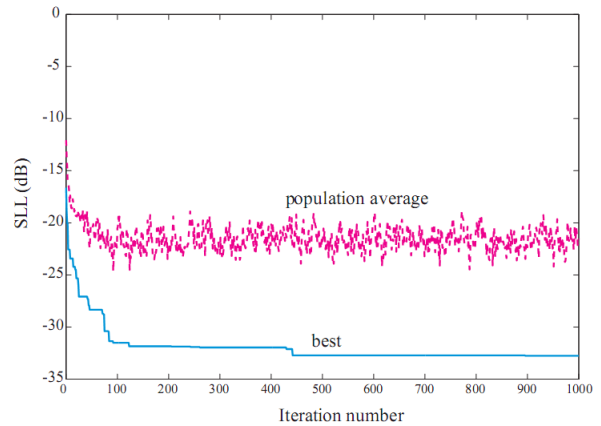


그림 3. 유전 알고리즘의 수렴도
Fig. 3. Convergence behavior of the genetic algorithm

수를 선택함으로써 구할 수 있다. 또한 가장 우수한 비용 함수 수렴 정도의 유효성을 입증하기 위해 개체들의 평균 비용 함수를 나타내었다. 그림 3에서 보는 것처럼 최초 비용 함수 값은 -16.63 dB이었으나, 약 450번의 iteration 후 -32.73 dB로 감소하였으므로 두 공진 주파수 대역에서 낮은 부엽 준위가 도출되었음을 확인 할 수 있다.

1000번의 iteration을 거친 후 최적화 된 다이폴 배열의 설계 파라미터 $d_n (n=1, 2, \dots, 20)$ 은 표 1에 나타내었다. 최적화 결과는 소수점 이하 다섯 자리까지 표기하였다. 표에서 알 수 있듯이 다이폴은 y-z 평면($x=0$)을 기준으로 비대칭적으로 위치하고 있다. 그림 4(a)와 4(b)는 최적화 된 설계 파라미터를 바탕으로 설계된 이중대역, 비주기 선형 다이폴 배열의 각각 4 GHz 대역과 9.5 GHz 대역에서의 방사 패턴을 보여주고 있다. 이때, 방사 패턴의 peak sidelobe level를 표 2에 정리하였다. 모멘트 기법과 유전 알고리즘에 근거하여 최적 설계된 이중대역, 비주기 선형 다이폴 배열 안테나는 두 주파수 대역에서 각각 -15.71 dB, -17.05 dB로 낮은 PSL 특성을 나타내었다. 그림 4에서 보는 것처럼 방사 패턴의 3 dB 빔 폭은 4 GHz에서 12°이고 9.5 GHz에서 7°이다. 또한, 상호 결합이 고려된 이중대역 다이폴 배열 해석 및 최적화 기법의 정확성을 검증하기 위해 상용 시뮬레이션 툴인 CST사의 Microwave Studio를 이용하여 시뮬레이션 하였고 비교 및 분석을 수행하였다. 주파수 대역이 4 GHz일 때, 모멘트 기법으로 계산된 방사 패턴의 부엽 준위가 시뮬레이션으로 얻어진 결과와 잘 일치함을 확인 할 수 있었다. 반면, 9.5 GHz의 시뮬레이션 결과는 4 GHz와 다르게 부엽준위가 계산

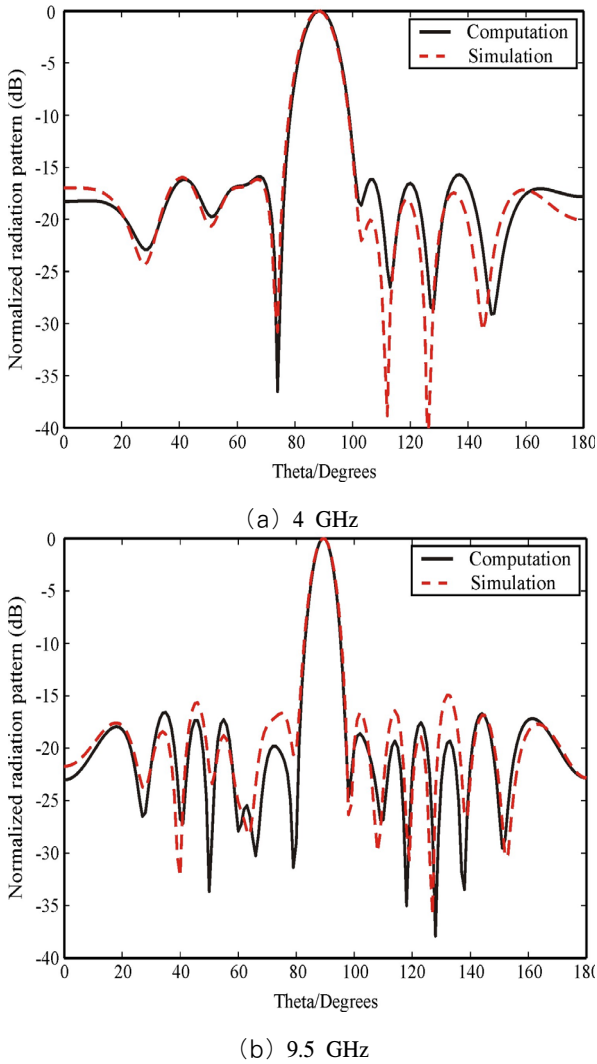


그림 4. 20개 다이폴로 최적화된 이중대역, 비주기 선형 배열의 normalized 방사 패턴
 Fig. 4. Normalized radiation patterns of the optimized dual-band, aperiodic linear array with twenty dipoles

결과보다 다소 높았다. 높은 주파수(9.5 GHz)에서의 이러한 오차의 원인은 주파수가 높을수록 파장이 짧아지게 되어, 특히 $\lambda_{4GHz}/2$ 다이폴에서 상호 결합에 따른 고차모드의 전류분포가 생성되기 때문이다. 따라서 본 논문의 상호 결합을 고려하기 위해 적용된 모멘트 기법과 유전 알고리즘을 이용한 최적화 기법은 다중대역, 비주기 선형 다이폴 배열을 해석하는데 매우 유용하다고 할 수 있다.

표 1. 최적화된 이중대역, 비주기 선형 배열의 원점에서부터 각 다이폴까지의 거리(d_n)
 Table 1. Distances for the dipoles from origin of optimized dual-band, aperiodic linear array

d_1	-154.68536 mm	d_{11}	4.70192 mm
d_2	-123.13646 mm	d_{12}	10.82591 mm
d_3	-117.07666 mm	d_{13}	33.00431 mm
d_4	-88.04326 mm	d_{14}	43.67741 mm
d_5	-76.68376 mm	d_{15}	58.17981 mm
d_6	-57.83156 mm	d_{16}	81.26821 mm
d_7	-46.30876 mm	d_{17}	88.60071 mm
d_8	-34.75416 mm	d_{18}	109.22251 mm
d_9	-14.78026 mm	d_{19}	149.18751 mm
d_{10}	-5.42000 mm	d_{20}	159.11690 mm

표 2. 4 GHz와 9.5 GHz 대역에서의 peak sidelobe level
 Table 2. Peak sidelobe levels at 4 GHz and 9.5 GHz

	4 GHz	9.5 GHz
Computation	-15.71 dB	-17.05 dB
Simulation	-15.79 dB	-14.94 dB

IV. 결 론

본 논문에서는 모멘트 기법과 유전 알고리즘에 근거하여 방사 패턴의 낮은 부엽 준위 구현을 위한 이중대역, 비주기 다이폴 배열 안테나의 해석 및 최적화를 수행하였다. 유전 알고리즘을 이용하여 두 공진 주파수 대역에서 낮은 부엽 준위가 구현되도록 이중대역, 비주기 다이폴 배열 간 최적 설계치를 도출하였다. 또한, 다이폴 간 상호 결합을 고려하기 위해 모멘트 기법으로 방사 패턴을 계산하였고, 최적 설계된 배열 안테나의 방사 패턴 결과는 시뮬레이션 결과와 잘 일치하였다. 최적화된 이중대역 다이폴 배열은 4 GHz와 9.5 GHz에서 각각 -15.71 dB, -17.05 dB의 낮은 PSL 특성을 나타냄을 보였다. 따라서 본 논문에서 제시한 최적화 기법 및 결과는 다중대역 배열 최적화에도 유용하게 활용될 수 있을 것이다.

References

[1] P. Rocca, R. L. Haupt, and A. Massa, "Interference suppression in uniform linear arrays through a dynamic thinning strategy," *IEEE Trans. Antenn. Propag.*, vol. 59, no.

12, pp 4525-4533, Dec. 2011.

[2] R. L. Haupt and D. H. Werner, *Genetic Algorithms in Electromagnetics*, Wiley, 2007.

[3] V. R. Lakshmi and G. S. N. Raju, "Optimization of thinned dipole arrays using genetic algorithm," *LACSIT Int. J. Eng. and Technol.*, vol. 3, no. 6, pp. 658-662, Dec. 2011.

[4] M. Rattan, M. S. Patterh, and B. S. Sohi, "Design of a linear array of half wave parallel dipoles using particle swarm optimization," *Progress in Electromagnetics Research M*, vol. 2, pp. 131-139, 2008.

[5] K. Nagasawa, R. Kitoh, T. Kondo, and N. Hasebe, "A design method of array antennas taking into account mutual coupling between elements: Uniform arrays consisting of parallel half-wavelength dipoles," *Electron. Commun. Jpn.*, Part. 1, vol. 86, no. 1, pp. 1-15, Jan. 2003.

[6] Z. Huang, C. A. Balanis, and C. R. Birtcher, "Mutual coupling compensation in UCAs: simulations and experiment," *IEEE Trans. Antenn. Propag.*, vol. 54, no. 11, pp. 3082-3086, Nov. 2006.

[7] S. J. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas(2010)*, Retrieved Mar., 15, 2012, from <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>

[8] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed., New York: Wiley, 2005.

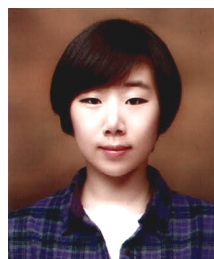
[9] H. C. Choi, S. Y. Kim, and J. W. Ra, "A spectral inverse scattering technique by using the moment method with series-expanded basis function : noise effect," *J. KICS*, vol. 21, no. 1, pp. 214-223, Jan. 1996.

트린반손 (Son Trinh-Van)



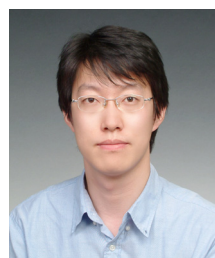
2010년 2월 베트남 하노이공과대학교 전자통신공학부 (공학사)
 2010년 9월~현재 동국대학교 전자전기공학부 석·박사통합과정
 <관심분야> 마이크로스트립 안테나, 위상배열 최적화

권지나 (Gina Kwon)



2012년 2월 동국대학교 전자전기공학부 (공학사)
 2012년 3월~현재 동국대학교 전자전기공학부 석사과정
 <관심분야> 위상배열 안테나

황금철 (Keum Cheol Hwang)



2001년 2월 부산대학교 전자공학과 (공학사)
 2003년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자전공 (공학석사)
 2006년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자전공 (공학박사)
 2006년 1월~2008년 7월 삼성탈레스 기술연구소 책임연구원
 2008년 9월~현재 동국대학교 전자전기공학부 부교수
 <관심분야> 전자파 복사 및 산란해석, 통신 및 레이다 안테나, 최적화 알고리즘 등

박준영 (Joon-Young Park)



1997년 2월 동아대학교 전자공학과 (공학사)
 1999년 2월 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
 1999년 2월~2002년 7월 (주)감마누리부설연구소 선임연구원
 2002년 8월~현재 삼성탈레스 (주) 레이더연구소 미래기술그룹 전문연구원
 <관심분야> 능동 위상 배열 레이더 시스템 설계, 전자파 복사 및 산란 해석, 안테나 등

김 선 주 (Seon-Joo Kim)



1986년 2월 아주대학교 전자공
학과 (공학사)

1988년 2월 아주대학교 전자공
학과 (공학석사)

1988년 3월~현재 국방과학연
구소 책임연구원

<관심분야> 반도체 송수신 모
듈 설계, 능동 위상 배열 레이더 시스템 설계, 항
공기 레이더

김 동 환 (Dong-Hwan Kim)



2005년 2월 아주대학교 전자공
학과 (공학사)

2007년 2월 서울대학교 전자공
학과 (공학석사)

2007년 2월~현재 국방과학연
구소 선임연구원

<관심분야> 능동 위상배열 레
이더 시스템 설계, 자원관리 알고리즘 등