

모노 펄스 레이더 센서용 직렬 급전 마이크로스트립 패치 배열 안테나 설계

Design of Series-Fed Microstrip Patch Array Antennas for Monopulse Radar Sensor Applications

박 의 준 · 정 의 수

Eui-Joon Park · Ik-Soo Jung

요 약

본 논문에서는 직사각형 마이크로스트립 패치들로 구성된 테이퍼형 단일 배열 안테나를 사용하여, 모노 펄스 레이더 센서 시스템에서 요구되는 합 및 차 패턴을 동시에 구현할 수 있는 방법을 제안한다. 우선 부엽 레벨(SLL) 제어 기법을 사용하여 모노 펄스 동작에 적용되는 기본 배열 계수 패턴과 해당 전압 가중치들을 합성하고, 이 가중치들로부터 패치들의 폭들을 결정하였다. 그리고 양 방향 직렬 급전 방식을 적용하고, 패치들 간의 연결선 길이들을 적절히 조절함으로써, 이 단일 배열 안테나는 위상 변위된 두 개의 빔을 형성하며, 이들은 180° 하이브리드 결합기의 역상 및 동위상 포트에서 각각 합 및 차 패턴을 합성시킨다. 9.5 GHz에서 설계한 구조에 대한 시뮬레이션 및 실험 결과를 서로 비교함으로써 제안된 방법의 타당성을 보였다.

Abstract

In this paper, a method for simultaneously realizing the sum and difference patterns which are required in the monopulse radar sensor systems, is presented by using single taper array antenna with rectangular microstrip patches. The widths of patches are first determined by the voltage weights which are synthesized for the fundamental array factor patterns to be applied to the monopulse operation by using the sidelobe levels(SLLs) control technique. As the bi-directionally series-fed technique is applied and the lengths of connecting lines between patches are appropriately adjusted, the single array generates two phase-shifted beams which activates out-of-phase and in-phase ports of a 180° hybrid coupler to synthesize the sum and difference patterns. The simulated results on the configuration designed at 9.5 GHz are compared with measured results showing the validity of the proposed method.

Key words : Monopulse Radar, Microstrip Array Antenna, Antenna Pattern

I. 서 론

모노 펄스 방식은 합 및 차 채널로 동시에 수신된 신호 패턴을 비교하여, 목표물 방향과 boresight 방향이 이루는 각의 오차를 최소화시키는 방향으로 목표물을 추적하는 방식으로서, 추적용 레이더 시스템에

서 많이 사용되고 있다^[1]. 최근에는 이동 물체의 속도 감지용 도플러 센서, RFID interrogation 시스템 및 차량 운행시 충돌 감지용 레이더 센서^{[2]-[4]} 등에 이 방식이 응용되고 있다. 이들 방위각 센서들은 기본적으로 두 개의 안테나를 사용하고, 각 안테나로부터 수신된 두 개의 동일 신호가 180° 방향성 결합기

「본 연구는 금오공과대학교 학술연구비에 의하여 연구된 논문임.」

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

· 논문 번호 : 20100722-093

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

· 수정완료일자 : 2010년 11월 1일

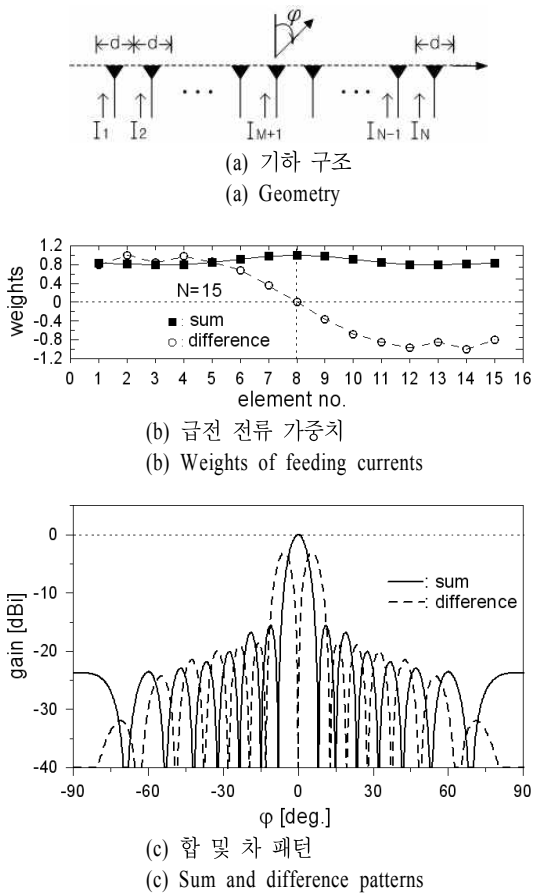


그림 1. 선형 배열 안테나의 패턴 생성을 위한 기존의 방법에

Fig. 1. Example of conventional method for generation of linear array antenna patterns.

에 각각 입력되면, 합 및 차 포트에서 간단히 합 패턴과 차 패턴이 형성된다. 그러나 이 구조는 빔 폭이 매우 넓으며, boresight 방향에서 예리한 경사각을 갖는 차 패턴을 구현하기 어렵다. 이 문제를 해결하기 위해 배열 안테나가 주로 사용된다. 그림 1(a)와 같이 $N=(2M+1)$ 개의 안테나 소자가 선형으로 배열될 경우, 소자간 간격 d 를 반파장으로 두고, $N=15$ 일 때의 -15 dB Taylor 합 패턴과 Bayliss 차 패턴^[5]을 예로 들면, 각 소자에 부여되는 정규화된 전류 가중치는 그림 1(b)와 같다. 그 결과 패턴은 그림 1(c)에 보였다. 따라서 소자 중심($M=8$)으로부터 좌우 배열된 소자들의 가중치들의 위상을 동상으로 두면 합 패턴을, 역상으로 두면 boresight에서 null점을 가지는 차 패턴이 형성된다. 만약 각 소자의 가중치 크기

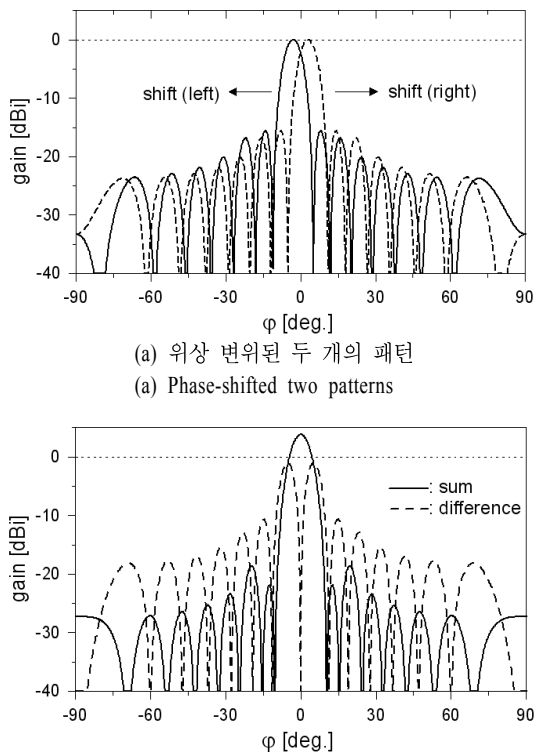
를 모두 동일하게 두면, 위에서 예로 든 두 개의 단일 소자에 의한 패턴 특성을 가질 수 있다^[2]. 따라서 배열 안테나의 경우, 합 패턴용 및 차 패턴용 배열 안테나가 각각 필요하며^{[6],[7]}, 이는 서로 다른 가중치 분포에 기인한다. 이 때 각 배열 안테나의 가중치들은 직렬 급전 방식 혹은 전력 분배기를 사용한 병렬 급전 방식에 의해 부여된다. 최근에 배열 개수가 매우 클 경우 최적 interleaving 방식을 통한 가중치 분배법을 사용하여 단일 배열 안테나를 사용한 합 및 차 패턴을 동시 구현 방법이 연구되고 있으나, 병렬 급전 방식을 채택되어야 하므로 다수의 전력 분배기가 필요하고, 합 및 차 패턴을 선택적으로 구현하기 위해 다수의 스위치가 필요하다^[8].

본 연구에서는 위에서 예로 든 기존의 방식 대신, 직사각형 마이크로스트립 패치들로 구성된 테이퍼형 단일 배열 안테나를 사용하여, 좁은 빔 폭을 갖는 합 패턴과 boresight 방향으로 예리한 경사각을 가지는 차 패턴을 동시에 구현할 수 있는 방법을 제안하였다. 즉, 양 방향에서 직렬 급전시키도록 하고, 각 패치들 사이의 연결선들의 길이를 적절히 함으로써, 양 방향에서 급전된 신호들이 연결선들을 거치면서 각각 점진적인(progressive) 위상차가 유발되고, 그 결과 boresight 방향을 중심으로 하여 좌·우 대칭적으로 위상 변위된 두 개의 빔 패턴이 형성된다. 그리고 하이브리드 링 결합기를 거쳐 이 두 빔 패턴들의 합 및 차 패턴이 생성된다. 따라서 하나의 가중치 분포를 가지는 패치 배열을 통해 합 및 차 패턴이 동시에 생성될 수 있는 장점을 가진다. 설계 과정을 요약하면, SLL 제어 기법을 사용하여 위상 변위될 기본 배열 계수 패턴과 해당 전압 가중치들을 합성하고, 이들 가중치들을 만족시키는 각 패치의 폭들을 최적 산출하였다. 그리고 배열 안테나의 등가 전송 선로 모델로부터 동일한 좌우 양 급전부 부하 임피던스와 연결선들의 길이의 변화에 따른 정합 특성을 분석하고, 이 분석 결과들을 사용하여 합당한 합 및 차 패턴을 구현할 수 있는 부하 임피던스 및 연결선 길이를 산정하였다. 안테나의 전자기적 특성 시뮬레이션을 위해 CST사의 상용 소프트웨어인 MWS(Microwave Studio)를 사용하였다. 제작을 위해 RT/Duriod 5880 기판을 사용하였으며, 배열 개수가 $N=9$ 인 경우, 9.5 GHz에서 설계, 제작 및 실험함으로써 설계의

타당성을 보였다.

II. 배열 안테나 구조와 전송 선로 모델

단일 배열 안테나로부터 합 및 차 패턴을 동시에 구현하기 위해, 그림 1과 같은 기존의 방식과는 달리, 그림 1(c)의 합 패턴을 기본 패턴으로 삼아, 그림 2(a)와 같이 변위각 $\pm\psi_0$ 로 위상 변위시키고, 변위된 두 패턴을 더하고, 빼면 그림 2(b)와 같이 합 및 차 패턴이 생성될 수 있다. 이 예는 $\psi_0 = 3^\circ$ 일 경우이며, 그림 1(c)의 패턴들과 비교하면 합 패턴의 경우, 이득이 다소 증가하면서 SLL이 낮아지며, 차 패턴의 경우, 이득이 다소 증가하면서 boresight에서의 경사각은 거의 유사한 특징을 가진다. 빔 폭, SLL 및 경사각 등은 위상 변위되는 기본 패턴의 형태와 변위각



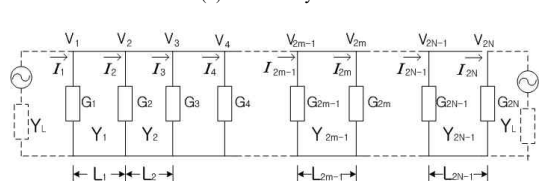
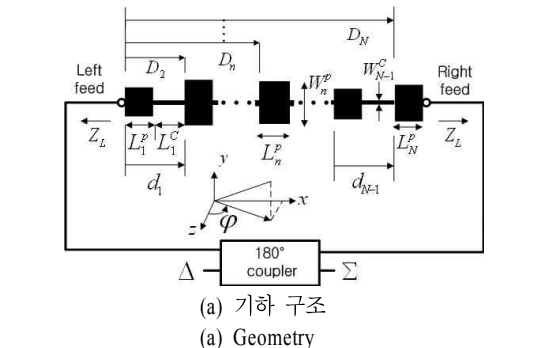
(a) 위상 변위된 두 개의 패턴
(a) Phase-shifted two patterns
(b) 위상 변위된 두 패턴의 합 및 차 패턴
(b) Sum and difference patterns of phase-shifted two patterns

그림 2. 위상 변위를 이용한 합 및 차 패턴 생성 방법 예

Fig. 2. Examples of method for generation of sum and difference patterns using phase-shifted two patterns.

ψ_0 에 의해 결정된다(그림 7 참조). 이와 같이 기본 패턴을 대칭적으로 좌, 우로 위상 변위시키고, 이 변위된 두 패턴의 합 및 차 패턴 구현을 위해 다음의 양 방향 직렬 급전 마이크로스트립 배열 안테나를 제안하였다.

양 방향으로 직렬 급전된 N 개의 마이크로스트립 (유전체 높이: h , 비유전율: ϵ_r) 패치들이 x 방향으로 배열된 임의의 기하 구조를 그림 3(a)에 보였다. ψ 는 boresight 방향(z 방향)으로부터 배열면으로 향하는 각을 의미한다. 합 및 차 패턴을 동시에 얻기 위해서는 대칭적인 구조를 가질 필요가 있다. 즉, 좌측에서 급전시킬 경우, 적절한 길이의 연결선들을 거치면서 점진적인 위상차가 유발되고, 방사 주 빔 방향이 boresight 방향으로부터 $\psi = \psi_0$ 만큼 변위하며, 우측에서 급전시키면 대칭성에 의해 $-\psi_0$ 만큼 변위하게 된다. 그리고 n 번째 패치의 관내 파장을 $\lambda_{g,n}^p$ 라 할 때, 개별 패치 안테나의 길이를 $\lambda_{g,n}^p/2$ 로 두면 개별 패치 양 모서리부에 여기되는 신호들의 위상은 서로 역상이 된다. 따라서 배열 안테나 좌, 우에서 동위상으로 동시에 급전시킬 경우 ψ_0 및 $-\psi_0$ 로 위상 변위된 두 신호는 역상으로 방사되므로 차 패턴을 형성



(a) 기하 구조
(a) Geometry
(b) 배열 안테나의 등가 전송 선로 모델
(b) Equivalent transmission line model of array antenna

그림 3. 양 방향으로 직렬 급전된 마이크로스트립 모노 펄스 배열 안테나

Fig. 3. Bi-directionally series-fed monopulse microstrip array antenna.

시키고, 좌, 우에서 역상으로 급전시키면 동상으로 방사되어 합 패턴을 형성시킨다. 그러므로 가역성에 의해, 좌측과 우측 급전부로 수신되는 신호는 boresight 방향으로부터 각각 ψ_0 와 $-\psi_0$ 만큼 변위되어 수신됨과 동시에 좌, 우 급전부에서 서로 역상으로 수신된다. 이 두 신호를 180° 방향성 결합기를 사용하여 합하면 차 패턴을, 빼면 합 패턴이 형성될 수 있다.

N 개의 패치 중 n 번째 패치의 폭과 길이는 각각 W_n^p 과 L_n^p 이며, $N-1$ 개의 연결선 중 W_n^c 와 L_n^c 는 각각 n 번째 연결선의 폭과 길이를 의미한다. 그리고 양 급전부 임피던스는 대칭성을 고려하여 $Z_L (= 1/Y_L)$ 로 같이 두었다. 또한, n 번째 패치 및 연결선의 특성 임피던스를 각각 $Z_n^p (= 1/Y_n^p)$ 와 $Z_n^c (= 1/Y_n^c)$ 로 둔다. λ_0 를 자유 공간에서의 파장이라 할 때, 패치의 슬롯 모델로부터, 패치의 양 가장자리에 존재하는 방사 컨덕턴스 G_n 은 다음과 같이 근사화된 결과로 표현될 수 있다⁹⁾.

$$G_n = \frac{1}{90} \left(\frac{W_n}{\lambda_0} \right)^2, \quad W_n \ll \lambda_0 \quad (1)$$

그림 3(b)는 배열 안테나의 좌측에서 급전시 등가 전송 선로 모델을 보인 그림으로서, 해석의 편의를 위해 첨자 n 대신 $m=1, 2, \dots, 2N-1$ 을 사용하고, m 번째 단자에서의 전압과 전류를 각각 V_m, I_m 로 두면, 다음과 같이 ABCD 행렬로 표현된 무손실 전송 선로 방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_{m+1} \\ I_{m+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & -j \frac{\sin(\theta_m)}{Y_m} \\ -j Y_m \sin(\theta_m) & \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -G_m & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_m \\ I_m \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서 $V_1=1, I_1=V_1 Y_L$ 로 두었고, $\theta_m = \beta_m L_m$ 은 전기적 길이를 의미한다. β_m, L_m, Y_m 은 각각 m 번째 선로의 위상 정수, 길이, 특성 어드미턴스를 의미한다. 이들 세 변수들에서 m 이 홀수이면 패치에, 짝수이면 연결선에 해당한다. 그리고 $G_{2m-1} = G_{2m}$ 이며, 이는 G_n 에 해당한다. 각 패치의 양 가장자리에 존재하는 기생 서셉턴스 성분들은 설계시 각 패치의 길이 L_n^p 의 미세 조정에 의해 보상되므로 포함시키지 않았다.

한편, n 번째 패치에 여기되는 소스 가중치를 $a_n = A_n \exp(j\phi_n)$ 로 두면, n 번째 패치로부터 방사되는 전력은 다음과 같다.

$$P_n = \frac{1}{2} G_n |V_n|^2 = \frac{1}{2} Y_n^p |a_n|^2 \quad (3)$$

여기서 n 번째 패치의 공진 길이를 $\lambda_{g,n}^p/2$ 로 두면, n 번째 패치에서 $|V_{2m-1}| = |V_{2m}|$ 를 만족하게 되며, 이 전압의 크기는 $|V_n|$ 에 해당한다. 식 (3)으로부터 n 번째 패치의 방사 컨덕턴스는 다음과 같이 표현된다.

$$G_n = Y_n^p A_n^2 / |V_n|^2 \quad (4)$$

만약 패치와 연결선들의 전기적 길이를 모두 180°로 두면 $|V_n|=1$ 이 되므로, 원하는 패턴을 위한 가중치 진폭 A_n 이 결정되면, 식 (1)과 식 (4)를 동시에 만족시키는 W_n^p 이 결정될 수 있으며, 계산 예는 IV절에 보였다.

III. 테이퍼형 배열 안테나의 배열 계수

그림 3(a)의 배열 계수(array factor)는 가중치 a_n 으로부터 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$AF(\psi) = \sum_{n=1}^N A_n \exp(j(k_0 D_n \sin(\psi) + \phi_n)) \quad (5)$$

여기서 $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ 는 신호의 파수이고, $d_n = \lambda_{g,n}^p/2 + L_n^c$ 이며, n 번째 연결 선로 길이 L_n^c 에 의해 가중치 위상 ϕ_n 이 결정된다. 그리고 D_n 과 d_n 간의 관계는 다음과 같다.

$$D_n = D_{n-1} + d_{n-1} \quad n = 2, \dots, N \quad (6)$$

$$D_1 = 0 \quad (7)$$

그림 3(a)에서 좌, 우 급전에 의해 변위될 주 빔의 방향은 다음과 같이 결정될 수 있다. 즉, $\psi = \psi_0$ 로 두고, 식 (5)의 지수항을 Φ_n 이라 두면 다음과 같이 표현된다.

$$\Phi_n = k_0 D_n \sin(\psi_0) + \phi_n \quad (8)$$

$$\Phi_{n+1} = k_0 D_{n+1} \sin(\psi_0) + \phi_{n+1} \quad (9)$$

$\psi = \psi_0$ 에서 식 (8)과 식 (9)는 서로 같으므로 다음

과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \psi_0 &= \sin^{-1}((\phi_{n+1} - \phi_n)/(k_0 d_n)) \\ n &= 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (10)$$

ϕ_n 은 등가 전송 선로 모델에서 V_n 의 위상에 대응되고, 패치들의 길이와 폭이 정해지면 V_n 의 위상은 연결선 길이 L_n^c 에 의해 결정되므로, 원하는 ψ_0 는 L_n^c 를 적절히 산정함으로써 구현될 수 있음을 알 수 있다.

IV. 패치 폭 합성

패치 폭들의 합성을 위해 우선 N 개의 안테나 소자간 간격을 등간격 d 로 두고, $\phi_n=0$ 로 두면 식 (5)는 다음과 같이 표현된다.

$$AF(\psi) = \sum_{n=1}^N A_n \exp(jk_0(n-1)d \sin(\psi)) \quad (11)$$

식 (11)로부터 $\psi' = k_0 d \sin(\psi)$ 와 $z = \exp(j\psi')$ 로 두면, 식 (11)의 크기는 다음 식의 크기에 대응될 수 있다^[10].

$$AF(z) = \sum_{n=1}^N w_n z^{n-1} = \prod_{n=1}^{N-1} (z - z_n) \quad (12)$$

여기서 w_n 은 가중치 진폭 A_n 에 대응되며, z_n 은 z 영역에서 단위원 상의 복소근을 의미한다. 이를 선전원에 의한 Taylor 패턴^[11]이 갖는 null점과 대응시키기 위해 $u = Nd \sin(\psi)/\lambda_0$ 로 두면 $z_n = \exp(j2\pi u_n/N)$ 로 표현될 수 있다. 따라서 u_n 은 선전원의 u 영역에서의 null점에 대응된다. 원하는 SLL을 갖는 패턴을 합성하기 위해 식 (12)의 크기를 $F(\mathbf{U})$ 로 두고, $F^k(\mathbf{U})$ 를 k 차 SLL 피크값이라 정의한다. 그리고 k 차 SLL 목표 피크값을 $S^k(\mathbf{U})$ 로 두고, 다음과 같이 대수적 차를 오차 함수로 정의한다.

$$E(\mathbf{U}) = \sum_{k=1}^K \ln(F^k(\mathbf{U})/S^k(\mathbf{U})) \quad (13)$$

여기서 $\mathbf{U}=[u_1, u_2, \dots, u_{N-1}]$ 는 update될 변수들을 나타낸다. 식 (13)의 최소화(본 연구에서는 $E \leq 10^{-6}$)를 위해 conjugated gradient 법을 사용하였다. 그리고 u_n 의 초기값은 $u_n^0=[1, 2, \dots, N-1]$ 로 두었다.

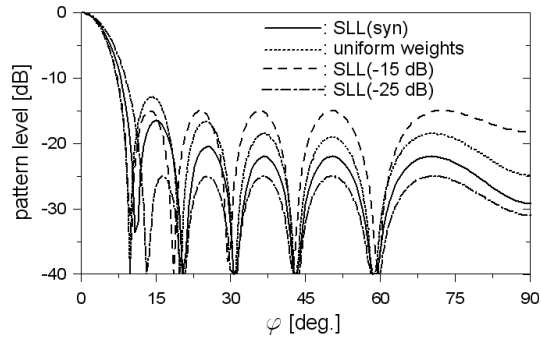


그림 4. 임의의 SLL들을 갖는 패턴 합성 예
Fig. 4. Examples of synthesized patterns with arbitrary SLLs.

예로서 $N=9$ 와 안테나 소자간 간격 $d=0.65 \lambda_0$ 로 두고, k 차 SLL 목표 피크값 $S^k(\mathbf{U})$ 이 모두 -15 dB인 경우 및 -25 dB인 경우에 대해 식 (13)을 사용하여 최적화하였다. 여기서 도출된 u_n 으로부터 z_n 을 산출하고, 식 (12)의 두 번째 식을 사용하여 계산한 Taylor 패턴을 그림 4에 보였다. 그리고 식 (12)로부터 계수 비교를 통해 w_n 을 계산하였고, 이는 가중치 A_n 들의 상대적인 값들을 의미한다. 그러나 패치 폭 산정을 위해서는 이 가중치들 중 하나의 절대 기준이 필요하므로, 우선 계산의 편의를 위해 마이크로 스트립 패치 폭 결정에 일반적으로 많이 사용하는 다음의 식 (9)를 기준으로 하여, -15 dB인 경우 및 -25 dB인 경우에 대해 분석하였다.

$$W = \frac{\lambda_0}{2} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2} \quad (14)$$

즉, 식 (14)로부터 계산된 패치 폭을 가중치가 제일 큰 패치에 적용하고, 나머지 패치 폭들은 위에서 도출한 가중치의 상대적 비를 고려하여 구하였다. 신호의 주파수가 $f=9.5$ GHz이며, 비유전율이 $\epsilon_r=2.2$, 높이가 $h=1.575$ mm인 마이크로 스트립 기판을 사용할 경우, $W_5^p=12.48$ mm이며, 이는 $Z_0^p=27.77$ 옴에 해당하고, 식 (1)과 식 (4)로부터 $A_5=0.220$ 가 된다. 나머지 가중치들은 위에서 계산한 가중치 진폭들의 상대적 비로 표현되며, 그 결과를 표 1에 보였다. 여기서 $n=5$ 를 제외한 나머지 패치 폭들은 다음 식과 같은 오차 함수를 최소화시키는 n 번째 패치 폭 W_n^p 을 도출함으로써, 식 (1)과 식 (4)를 동시

표 1. SLL에 따른 가중치들

Table 1. Weights according to SLLs.

	A_1, A_9	A_2, A_8	A_3, A_7	A_4, A_6	A_5
SLL(-15 dB)	0.228	0.156	0.190	0.212	0.220
SLL(-25 dB)	0.083	0.117	0.168	0.206	0.220
SLL(syn.)	0.136	0.165	0.193	0.206	0.212

에 만족시키는 W_n^p 과 G_n 이 결정될 수 있다.

$$E_n(W_n^p) = |A_n - ((W_n^p/\lambda_0)^2 Z_n^p/90)^{1/2}| \quad (15)$$

여기서 패치 임피던스는 $Z_n^p(f, h, \epsilon_{reff}(f), W_n^p)$ 와 같이 주파수 f , 주파수 의존성 실효 비유전율 $\epsilon_{reff}(f)$ 및 패치 폭과 관계되므로, 이들 관계를 나타내는 분산 특성을 고려한 Kirshning의 근사식^[12]들을 활용하였으며, 식 (15)의 최소화($E \leq 10^{-6}$)를 위해 conjugated gradient 법을 사용하였다. SLL(-15 dB) 패턴인 경우, 뒤에서 설명될 할 및 차 패턴의 SLL들이 매우 커질 수 있으며, A_1 과 A_9 가 A_5 보다 크므로, 양 가장자리 패치 폭이 중간 패치보다 커짐으로써 동일한 연결선들의 길이를 적용할 경우 기본 패턴의 왜곡이 커질 수 있다. 그리고 SLL(-25 dB)인 경우 $A_1=0.083$ 이며, 이는 $W_1^p=2.951$ mm, $Z_1^p=71.55$ Ω 으로서, 폭이 좁아지면 연결되는 급전선 폭에 필적하게 되어 방사 효율이 낮아지고 급전부에서의 불요 방사에 의해 SLL에 큰 영향을 줄 수 있는 단점을 가질 수 있다^[13].

따라서 본 연구에서는 비교적 낮은 SLL들을 가지면서 완전한 가중치들의 변화를 만족시키는 패턴을 구현하기 위해, 식 (13)에서 $S^1=-16.5$ dB, $S^2=-20.5$ dB, $S^{3,4,5}=-22.0$ dB를 목표값으로 두고 최적화시켰다. 그 결과, 패턴인 SLL(syn.)를 그림 2에 동시에 보였으며, 식 (12)로부터 도출된 가중치들의 상대적 비는 위에서 언급한 급전선 폭과 식 (14)를 고려하여 결정하였다. 즉, 임의로 $W_1^p = W_9^p = 6$ mm로 고정시켰으며, 이는 식 (1)과 (4)로부터 $A_1 = A_9 = 0.136$ 에 해당한다. 이 가중치를 기준으로, 도출된 가중치들의 상대적 비를 사용하여 나머지 가중치들을 정하였다. 이 때 해당 가중치들의 상대적인 값과 식 (15)의 최소화를 통해 계산한 해당 폭 및 특성 임피던스를 표 1과 표 2에 각각 보였다.

한편, 각 패치의 가장자리부가 갖는 등가 서셉턴

표 2. 설계된 패치들의 제원

Table 2. Geometries of designed patches.

	$n=1, 9$	$n=2, 8$	$n=3, 7$	$n=4, 6$	$n=5$
W_n^p (mm)	6.00	7.98	10.20	11.32	11.78
Z_n^p (Ω)	46.85	38.60	32.35	29.92	29.03
$G_n(\times 10^{-4})(S)$	4.01	7.10	11.59	14.27	15.46
L_n^p (mm)	9.675	9.533	9.425	9.383	9.367

스를 보상하기 위해 실제 패치들의 길이는 $L_n^p = (\lambda_{g,n}^p/2) - 2(\Delta L)_n$ 이며, 여기서 관내 파장 및 보상 길이 ΔL 은 패치 폭, 기판 높이 및 실효유전율에 의해 계산되는, 분산효과가 고려된 근사식^[12]들을 사용하였으며, 그 결과를 표 2에 동시에 보였다.

V. 연결선 길이 결정과 시뮬레이션

동일한 양 급전부 임피던스인 Z_L 의 값에 따라 정합 특성이 달라지므로, III절에서 언급한 바와 같이 원하는 ψ_0 및 우수한 정합 특성을 갖도록 하는 L_n^c 의 산정이 필요하다. 이를 위해 연결선들에 의해 점진적인 위상차가 유발됨을 고려하여 모든 연결선들의 전기적 길이를 θ^c 로 동일하게 두고, 특성 임피던스는 110 Ω ($W_n^c=1.2$ mm, $\lambda_g/2=11.78$ mm)으로 두었다. 그리고 등가 전송 선로 모델로부터, 표 2의 설계 치수와 변수 θ^c 로 표현된 전체 ABCD 파라미터들을 구하고, Z_L 과 θ^c 의 변화에 따른 반사 손실의 변화를 구하였다. 이 때 입력 임피던스 Z_{IN} (그림 6(a) 참조)과 반사 손실은 다음 식들로부터 계산하였다.

$$Z_{IN} = (AZ_L + B)/(CZ_L + D) \quad (16)$$

$$RL = -20 \log |(Z_{IN} - Z_L)/(Z_{IN} + Z_L)| \quad (17)$$

여기서 각 패치의 전기적 길이는 $\theta^p=180^\circ$ 로 두고 계산하였으며, 몇 가지 예들을 그림 5에 보였다. 이 중 $\theta^c=165^\circ$ 인 경우 $Z_L=101.6$ Ω 에서 -25 dB 이하의 반사 손실을 가지며, $\theta^c=140^\circ$ 인 경우 $Z_L=93.1$ Ω 에서 -35 dB 이하의 우수한 반사 손실을 가진다. $\theta^c=180^\circ$ 인 경우는 a_n 의 전기적 길이가 모두 360° 가 되어 $\psi_0=0^\circ$ 가 되지만, $\theta^c \neq 180^\circ$ 인 경우는 점진적인 위상차가 유발된다. 연결선 길이에 따른 정확한 위상 변위 값은 각 패치의 컨덕턴스, 패치 간의 상호 결

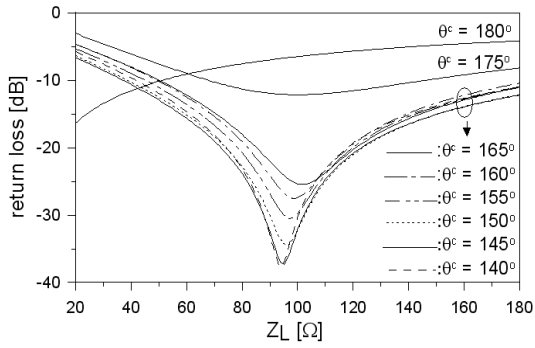


그림 5. 연결선 길이와 Z_L 변화에 따른 반사 손실
 Fig. 5. Return losses according to variations of connection line length and Z_L .

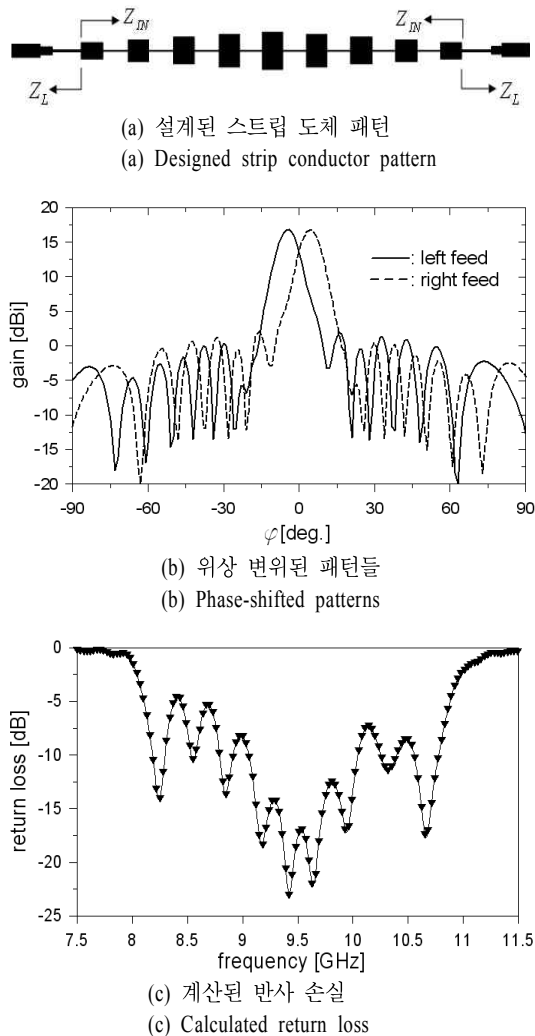
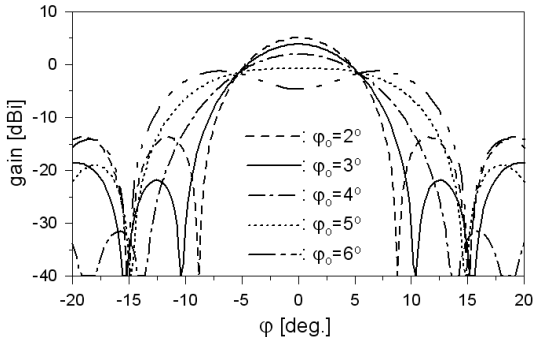


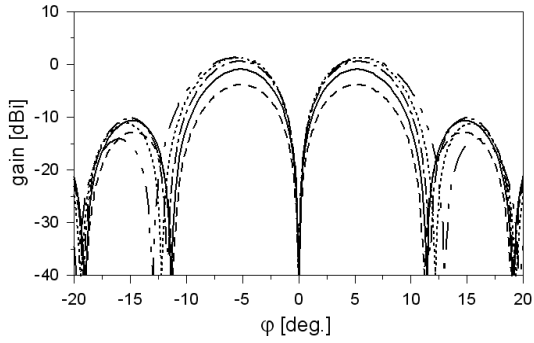
그림 6. 설계된 배열 안테나와 그 특성들
 Fig. 6. Designed array antenna and its characteristics.

합, 급전부에서의 불요 방사 및 손실 등을 고려하여 결정해야 하므로, 본 연구에서는 이를 위해 상용 소프트웨어 툴인 MWS를 사용하였다. 예로 $\theta^c = 165^\circ$ ($L_n^c = 10.798$ mm)인 경우에 대한 ψ_0 를 계산하기 위해, 시스템 임피던스를 $Z_0 = 50$ Ω(폭: 5.40 mm)로 두고, 설계의 편이를 위해 $Z_L = 101.6$ Ω 대신 $Z_L = 101$ Ω(폭: 1.5 mm)이 되도록, 그림 6(a)의 스트립 도체 패턴과 같이 $\lambda_g/4$ 길이의 임피던스 변환기(70.7 Ω)를 적용하였다. 이 구조에 대해 시뮬레이션한 방사 패턴 결과를 그림 6(b)에 보였다. 좌, 우 각각 16.79 dBi 및 16.75 dBi의 최대 이득을 가지며, $\psi_0 = -3.1^\circ$ 를 보이고 있다. 이 때 음수값은 θ^c 를 180° 보다 작게 둔 결과이며, 이는 배열 안테나 길이를 단축시키는 장점을 가진다.

한편, $\theta^c = 140^\circ$ ($L_n^c = 9.162$ mm)인 경우 $Z_L = 93$ Ω으로 두고 위와 같은 과정을 거쳐 스트립 도체 패턴을 구성한 후 시뮬레이션한 결과 $\psi_0 = -6.3^\circ$ 가 된다. 이 경우는 합 패턴의 주 빔이 리플을 가지며, 빔 폭도 매우 증가하게 된다. 따라서 그림 5로부터 반사 손실을 고려한 θ^c 의 적절한 선정 과정이 필요하다. 이를 위해 우선 그림 6(b)의 SLL 개수와 빔 폭이 유사한 그림 2(a)를 예로 들어, ψ_0 의 변화에 따른 합 및 차 패턴 변화를 그림 7에 보였다. 이 그림으로부터 ψ_0 가 작아질수록 빔 폭은 감소하지만 합 및 차 패턴의 최대 이득의 차이가 증가하고, 커질수록 합 패턴의 SLL은 감소하지만 빔 폭이 크게 증가하면서 주 빔에 리플이 존재함을 확인할 수 있다. 이 예로부터 대략 $2.5 \leq |\psi_0| \leq 5.0$ 의 범위를 설계 범위로 설정할 수 있으나, 반사 손실, 빔 폭, 합 및 차 패턴 이득의 차이 등에 대한 타협이 필요함을 알 수 있다. 본 연구에서는 그림 5의 결과와 MWS를 사용한 시뮬레이션 결과들을 바탕으로, 반사 손실은 -25 dB 이하, 합 및 차 패턴 주 빔 이득의 차이는 2.5 dB 이하(그림 10(a) 참조), 그리고 합 패턴 빔 폭은 9° 이하를 만족시키는 $\theta^c = 165^\circ$ ($\psi_0 = -3.1^\circ$, $Z_L = 100$ Ω)인 경우를 채택하여 설계하였다. 즉, θ^c 가 165° 보다 커지면 반사 손실이 커지면서, ψ_0 의 감소에 의해 차 패턴 이득이 감소하고, 165° 보다 작아지면 반사 손실은 작아지지만 ψ_0 의 증가에 의해 빔 폭이 매우 넓어지게 된다.



(a) 합 패턴
(a) Sum pattern



(b) 차 패턴
(b) Difference pattern

그림 7. 위상 변위 각에 따른 합 및 차 패턴 예
Fig. 7. Examples of sum and difference patterns according to variations of shifted angles.

표 3. $L_n^c=10.798$ mm와, $\psi_0 = -3.1^\circ$ 인 경우의 패치 간 위상차 및 간격

Table 3. Phase differences and spacings between patches in case that $L_n^c=10.798$ mm and $\psi_0 = -3.1^\circ$.

	$n=1$	$n=2, 8$	$n=3, 7$	$n=4, 6$	$n=5$
$\phi_{n+1} - \phi_n$ (deg.)	-12.616	-12.543	-12.465	-12.446	-12.445
$d_n (\lambda_0)$	0.648	0.644	0.640	0.639	0.638

$\theta^c = 165^\circ$ 인 경우, d_n 과 식 (10)으로부터 계산된 ϕ_n 의 값을 표 3에 보였다. $V_1=1$ 로 두었으므로 $\phi_1=0^\circ$ 이며, $\theta^c \neq 180^\circ$ 인 연결선의 길이에 의해 $|V_n|$ 은 점진적으로 변화하게 되며, 이는 식 (4)로부터 가중치의 변화를 초래하게 된다. 그 크기의 변화는 크지 않지만 그림 6(b)와 같이 기본 패턴과 비교하여

다소의 패턴 왜곡에 기여하며, 기본 패턴에 비해 부엽 개수가 증가한 것은 급전선 길이(180°) 및 급전부에서의 방사 영향에 기인한다^[10]. 그리고 -15 dB 이하의 SLL들을 가지며, 패치들의 소자 계수(element factor)에 의해 SLL들이 양쪽으로 갈수록 점차 낮아짐을 확인할 수 있다. 반사 손실에 대한 주파수 특성을 그림 6(c)에 보였으며, 설계 주파수에서 정합이 잘 이루어짐을 알 수 있다.

VI. 제작 및 결과 분석

앞 절에서 설명한 바와 같이 그림 6(b)의 두 빔을 사용하여 합 및 차 패턴을 동시에 구현하기 위해, 50 Ω 하이브리드 링 방향성 결합기를 그림 6(a)의 구조에 연결하였다. RT/Duroid 5880 기판($h=1.575$ mm, $\epsilon_r=2.2$) 상에 제작한 스트립 도체 패턴 사진을 그림 8에 보였다. 포트 1(Δ)을 50 Ω으로 종단시키고, 포트 2(Σ)를 입력 포트로 지정하여 E-평면 합 패턴을 계산하였으며, 이 경우 boresight에서 15.07 dBi의 이득을 가진다. 그리고 포트 2를 50 Ω으로 종단시키고, 포트 1을 입력 포트로 지정하여 계산한 차 패턴의 경우 -7° 에서 12.83 dBi, $+7^\circ$ 에서 12.90 dBi의 최대 이득을 가진다. 이들 결과를 최대 이득으로 정규화시켜 그림 9(a)와 (b)에 각각 실선으로 보였다. 합 패턴인 경우 그 빔 폭은 9° 이며, 차 패턴인 경우 boresight에서 -30 dB 이하의 깊은 null 점을 가진다. 그리고 기판 접지면에 SMA 동축 커넥터를 부착하고, 그 동축 내부 도체 핀을 방향성 결합기 포트 1 및 2에 납땜, 연결하였으며, 무반사실에서 2-D 수신 패턴을 측정하였다. 그 결과를 그림 9(a)와 (b)에 각각 점선으로 보였다. 측정된 합 패턴의 경우, 11.3° 의 빔 폭을 가지며, 이득은 13.8 dB로서, 50 Ω 선로의 길이에 따른 손실의 증가에 기인하여 시뮬레이션 결과보다 약 1.3 dB 감소하였다. 차 패턴의 경우 boresight에서 -28.6 dB의 null점을 가짐으로써 boresight에서 예리한 경사각을 가지며 예측된 패턴과 잘 부합함을 알 수 있다. 그리고 E-평면 패턴인 그림 9(a)와 (b)에 후방 lobe까지 포함시켜 그림 10에 다시 보였다. 약 -10 dB의 SLL들을 가지지만, 보다 낮은 SLL들을 가지는 기본 패턴을 채택한다면 개선을 기대할 수 있으나, 최적한 기준 패치 폭의 선정이 수반

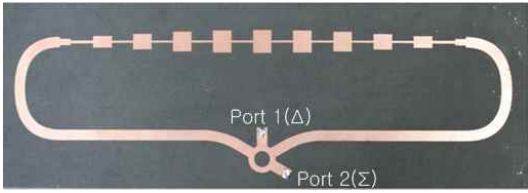


그림 8. 제작된 모노 펄스 마이크로스트립 배열 안테나 사진
 Fig. 8. Photograph of constructed monopulse microstrip array antenna.

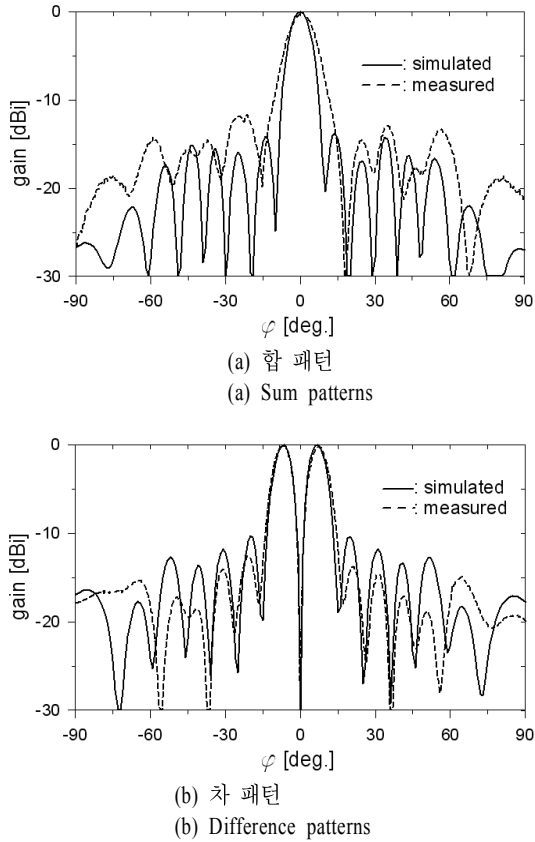
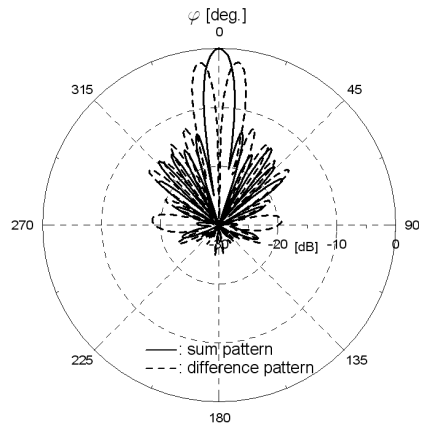
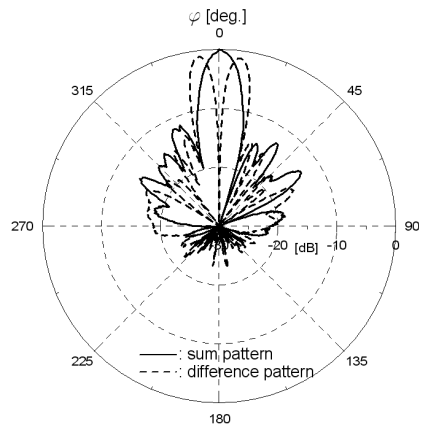


그림 9. E-평면 합 및 차 패턴
 Fig. 9. E-plane sum and difference patterns.

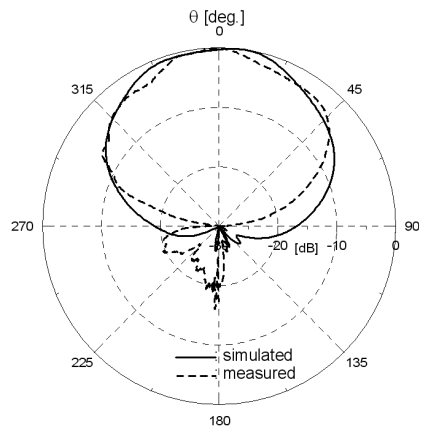
되어야 할 것으로 판단된다. 그림 10(c)는 포트 2에서 측정된 H-평면 패턴을 시뮬레이션한 결과와 비교한 그림으로써 잘 부합됨을 알 수 있다. 그리고 그림 11에 각 포트에서의 반사 손실에 대한 측정값을 보였으며, 계산 값에 근접한 정합 특성을 보이고 있다. 또한, 제작된 그림 8의 포트 2에서 신호를 입사시키면 배열 안테나 좌우 급전부에 서로 역상의 신호가



(a) 시뮬레이션된 E-평면 합 및 차 패턴
 (a) Simulated E-plane sum and difference patterns



(b) 측정된 E-평면 합 및 차 패턴
 (b) Measured E-plane sum and difference patterns



(c) H-평면 패턴
 (c) H-plane pattern

그림 10. 시뮬레이션 및 측정된 수신 방사 패턴들
 Fig. 10. Receiving radiation patterns which are simulated and measured.

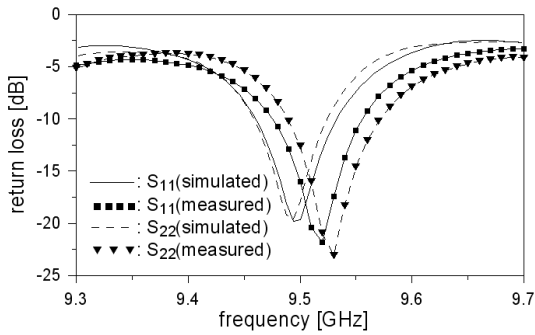


그림 11. 제작된 모노 펄스 안테나의 반사 손실
Fig. 11. Return losses of constructed monopulse antenna.

여기되어 합 패턴이 방사되므로, 목표물을 향해 신호를 송신할 수 있다. 따라서 그림 8의 구조는 송, 수신이 가능한 모노 펄스 센서용으로 적합한 구조를 가지고 있다.

단방향 직렬 급전 마이크로스트립 패치 배열 안테나인 경우, 정합을 위한 조건은 그림 3(b)로부터 $Y_L = (I_{2,N} / V_{2,N}) - G_{2,N}$ 이므로, 부하 임피던스가 쉽게 정해지며, 임의의 SLL들을 갖는 방사 패턴 구현을 위해 패치 폭 및 길이, 연결선 폭 및 길이의 최적화^{[6],[14]}가 가능하지만 합 및 차 패턴을 위해 서로 다른 가중치를 가지므로 두 개의 배열 안테나가 필요한 단점을 가진다. 본 연구에서의 양 방향 급전인 경우는 한 개의 가중치를 사용하여 두 패턴을 동시에 구현할 수 있는 장점을 가지지만, 대칭적 구조여야 하며 각 패치들의 전기적 길이가 180°로 정해져 있으므로, 합 및 차 패턴의 동시 구현을 위한 설계 변수들의 동시 최적화는 어려움이 있다. 따라서 본 연구에서는 위상 변위될 기본 패턴을 만족시키는 패치 폭 합성 방법과 합당한 모노 펄스 패턴을 구현하기 위한 부하 임피던스 및 연결선 결정 방법을 제시하고, 이상의 실험 결과들로부터 그 타당성을 보였다.

VII. 결 론

본 연구에서는 양 방향에서 직렬 급전되는 구조를 갖는 단일 마이크로스트립 직사각형 패치 배열 안테나와 하이브리드 링 결합기를 사용하여, 합 및 차 패턴을 동시에 구현할 수 있는 방법을 제안하였다. 우선 SLL들의 최적 제어를 통해 이 방식에 적용

되는 위상 변위될 기본 패턴과 해당 가중치들의 진폭을 합성하고, 이 가중치들을 만족시키는 패치 폭들을 산정하는 방법을 다루었다. 그리고 정합과 위상 변위 양을 동시에 고려하여 각 패치들 간의 연결선 길이를 적절히 함으로써, boresight를 중심으로 두 개의 위상 변위된 빔 패턴을 형성하고, 이들로부터 합 및 차 패턴을 구현하는 방법을 제안하였다. 설계된 테이퍼형 패치 배열 안테나를 9.5 GHz에서 제작 및 실험함으로써 설계 과정의 타당성을 검증하였으며, 이 구조는 모노 펄스 방위각 레이더 센서용으로 적합하다고 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] R. C. Johnson, *Antenna Engineering Handbook*, McGraw Hill, 1993.
- [2] J. M. Laheurte, "Uniplanar monopulse antenna based on odd/even mode excitation of coplanar line", *Electr. Lett.*, vol. 37, no. 6, pp. 338-339, Mar. 2001.
- [3] T. B. Hansen, M. L. Oristaglio, "Method for controlling the angular extent of interrogation zones in RFID", *IEEE Antennas and Wireless Propagat. Lett.*, vol. 5, pp. 134-137, 2006.
- [4] J. H. Meinel, "Commercial applications of millimeter waves history, present status and future trends", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 7, pp. 1639-1653, Jul. 1995.
- [5] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*, Artech House, 1994.
- [6] D. G. Babas, J. N. Sahalos, "Synthesis method of series-fed microstrip antenna arrays", *Electro. Lett.*, vol. 43, no. 2, pp. 78-80, Jan. 2007.
- [7] T. Yuan, N. Yuan, and L. W. Li, "A novel series-fed taper antenna array design", *IEEE Antennas and Wireless Propagat. Lett.*, vol. 7, pp. 362-365, 2008.
- [8] S. Caorsi et al., "Optimization of the difference patterns for monopulse antennas by a hybrid real/integer-coded differential evolution method", *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 53, no. 1, pp. 372-376, Jan. 2005.
- [9] K. Chang, *RF and Microwave Wireless Systems*,

John Wiley & Sons, 2000.

[10] R. S. Elliot, *Antenna Theory and Design*, IEEE Press, 2003.

[11] 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.

[12] R. K. Hoffmann, *Handbook of Microwave Integrated Circuits*, Artech House, 1987.

[13] K. L. Wu, M. Spenuk, and J. Litva, "Feedline effects analysis of series-fed microstrip antenna array by full wave discrete image technique", *IEEE AP Symposium Digest*, vol. 4, pp. 1754-1757, 1990.

[14] Z. Chen, S. Otto, "A taper optimization for pattern synthesis of microstrip series-fed patch array antennas", *Proc. 2'nd European Wireless Tech. Conference*, Rome, pp. 160-163, Sep. 2009.

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

정 익 수



2008년 2월: 금오공과대학교 전자공학부 (공학사)
 2010년 2월: 금오공과대학교 전자공학부 (공학석사)
 2010년 3월~현재: (주)루셈 LED 사업부
 [주 관심분야] 안테나 및 마이크로

파 회로 설계 등