

슬롯라인 결합을 이용한 능동 위상배열안테나에 관한 연구

正會員 문 철*, 김 선 택**, 윤 영 중*, 박 한 규*

A Study on the Active Phased Array Antennas with Slotline Coupling

Cheol Mun*, Seon-Taek Kim**, Young-Joong Yoon*,
Han-Kyu Park* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 발진기형 능동안테나를 접지면의 슬롯라인으로 결합한 5소자 능동 위상배열안테나(5-element active phased array antennas)를 설계, 제작하였다. 능동 위상배열안테나에 대한 최근의 연구들은 결합구조로서 강한 결합을 제공하며 결합 세기와 위상을 조절할 수 있는 전송선로를 이용하고 있다. 본 논문에서는 기존의 전송선로 결합이 2×2 이상의 평면배열안테나로의 확장이 어렵고 결합망에 의한 기생방사가 발생하는 단점을 가지고 있기 때문에 이 문제를 해결하기 위한 결합구조로서 접지면의 슬롯라인을 통하여 인접한 배열 소자들을 결합시키는 슬롯라인 결합구조를 제안하였다. 제안된 슬롯라인 결합구조를 사용하여 제작된 5소자 능동 위상배열안테나의 빔 천이특성을 확인하기 위해 배열 양 끝 소자의 발진주파수를 조정함으로써 빔이 브로드사이드로부터 -30° 에서 20° 까지 주사함을 확인하였다. 위의 실험결과는 본 논문에서 제안된 슬롯라인 결합구조가 능동 위상배열안테나에 적합한 결합구조이며, 기존 전송선로 결합의 단점인 결합망에 의한 기생방사를 없애고, 또한 확장성의 문제를 해결하여 2차원의 결합이 가능하다는 장점을 보여준다. 따라서 슬롯라인 결합구조는 빔을 2차원적으로 주사할 수 있는 평면 능동 위상배열안테나의 결합구조에 적용될 수 있을 것이다.

ABSTRACT

In this paper, the 5-element active phased array antennas coupled through slotline between elements are designed and fabricated. A recent studies on the active phased array antennas use the transmission line coupling which can be designed to provide strong coupling and the appropriate coupling phase. But this structure has limitation of

*연세대학교 전자공학과

**연세대학교 전자공학과

論文番號: 97054-0212

接受日字: 1997年 2月 12日

expanding in two dimensions for planar active phased array antennas and distortion of the radiation pattern caused by coupling network. Thus our work proposes the the slotline coupling structure as the broadband coupling network for the active phased array antenna. In experiment, 5-elements active phased array antennas have steering range from -30° to 20° off broadside as the free-running frequencies of end elements are controlled. The overall results show that the proposed slotline coupling structure is suited for the coupling network in the active phased array antenna system. And the proposed coupling structure solves the expansion problem and eliminates the distortion of the radiation pattern caused by the spurious radiation of the transmission line coupling network. Thus this can be expanded to two dimensional coupling network for the planar active phased array antenna system.

I. 서 론

최근 이동체에서 위성을 이용한 통신 및 위성방송 등 다양한 형태의 통신서비스를 이용하기 위해 소형, 고이득, 고효율의 빔이동이 가능한 위상배열안테나에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다. 기존의 위상배열안테나는 위상천이기 회로, 급전선, 제어신호를 안테나소자와 함께 집적해야 하기 때문에 실제 구현하기에는 많은 난점이 존재한다. 또한 PIN 다이오드나 페라이트를 이용한 위상천이기들은 자체에서 손실이 발생하여 효율이 떨어지며, 디지털 위상천이기의 경우 제한된 비트수 때문에 발생하는 양자화 오류(quantization error)가 존재한다.

최근에는 기존 위상배열안테나의 단점을 극복하기 위해 결합된 발진기형 능동안테나 배열에서 양 끝 소자의 발진 주파수만을 조절하여 빔을 원하는 방향으로 주사하는 능동 위상배열 안테나^[1]에 대한 연구가 진행되고 있다. 지금까지 연구된 결합 구조로는 안테나의 방사에 의한 방사 결합(radiative coupling)^[2]과 전송선로에 의한 결합(transmission line coupling)^[3]이 있다. 전송선로에 의한 결합은 방사 결합보다 강한 결합을 제공할 뿐 아니라 결합 세기와 위상을 정확하게 조절할 수 있는 장점이 있지만 구조상 안테나의 패치와 패치 사이를 전송선로로 연결해야 하기 때문에 2×2 이상의 평면배열안테나로의 확장이 어렵고 결합망의 기생방사에 의한 패턴의 왜곡을 가지는 단점이 있다.

본 논문에서는 능동 위상배열안테나에서 각 배열소자를 결합시키는 결합구조로서 기존에 사용되던 전송선로 결합구조의 단점인 확장성의 문제와 결합망에 의한 기생방사 문제를 해결하기 위한 결합구조

로서 슬롯라인을 이용한 결합구조를 제안하였다. 슬롯라인을 이용한 결합은 전송선로 결합 구조와 비슷한 결합 세기를 제공하면서 접지면에 존재하기 때문에 결합망을 평면으로 무한히 확장할 수 있으므로 평면 능동 배열안테나(planar active phased array antennas)에도 적용될 수 있다. 그리고 슬롯의 폭과 위치, 길이를 조절하여 결합 세기와 위상을 조절할 수 있다.

II. 슬롯라인으로 결합된 발진기 배열

능동 위상배열안테나에서 주사 범위를 넓히기 위해서는 발진기간에 강한 결합이 필요하다. 강한 결합을 제공하는 결합구조로는 전송선로에 의한 결합과 본 논문에서 제안한 슬롯라인에 의한 결합구조가 있다. York^[4]은 광대역 N-port 망에 의해 결합된 발진기 배열에서 진폭과 위상변화를 나타내는 방정식을 이끌어내고 그 결과로서 결합의 위상과 세기는 각각 선로의 전기적인 길이, 선로의 특성 임피던스와 부하저항의 비로 조절할 수 있음을 보였다.

그림 1과 같이 결합망은 Y-parameter로 나타낼 수 있으며, 포트 i에서의 입력 어드미턴스는 식(1)과 같이 나타낼 수 있다. 또한 발진기를 single-tuned oscillator model 로 모델링하고 결합을 $X_{ij} \equiv Y_{ij}/G_L$ 로 정의하면 식(2)의 광대역 조건을 유도할 수 있다.

$$Y_{arc,i} = \sum_{j=1}^N Y_{ij} \frac{V_j}{V_i} \quad (1)$$

$$\frac{\omega_i}{2Q} \sum_{j=1}^N \frac{\partial X_{ij}}{\partial \omega} \frac{A_j}{A_i} \ll 1 \quad (2)$$

여기서 A_i 는 발진기 출력신호의 진폭, θ_i 는 i번째 발진기의 순간 위상이다. X_{ij} 는 결합을 나타내는 복소

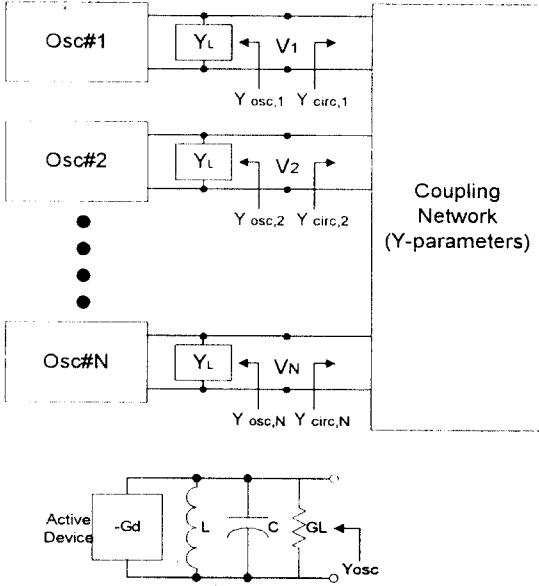


그림 1. Y-parameter로 표시된 결합망에 의해 결합된 발진기 배열

Fig 1. Oscillator array with coupling network described by Y-parameters

수이며 ω_i 는 발진이 일어나는 주파수 즉, free-running frequency 이다. 또한 발진기의 등가모델이 병렬 공진 회로이기 때문에 결합망의 Q factor는 $\omega_0 C/G_L$ 이다. 광대역 조건은 결합망의 주파수 특성이 발진기 회로의 주파수 특성보다 완만한 변화를 갖는 것을 나타내는 조건이다. 이는 리액티브 성분을 갖는 결합망의 경우 결합망의 Q가 발진기의 Q보다 작아야 하며 결합망에 손실을 가함으로서 가능하다. 슬롯라인 결합망의 경우 슬롯라인의 end-inductance 가 무시할 정도로 작기 때문에 결합망의 Q가 발진기의 Q보다 작고, 슬롯라인과 패치 안테나 사이의 변환부분에서 손실이 존재하기 때문에 광대역 조건을 만족한다고 할 수 있다.

따라서 광대역 조건을 만족하는 슬롯라인 결합망으로 결합된 발진기 배열의 진폭과 위상변화는 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} \frac{dA_i}{dt} &= \frac{\mu\omega_i}{2Q} S_i(A_i) A_i - \frac{\omega}{2Q} \sum_{j=1}^N A_j \operatorname{Re}[\chi_{ij} e^{j(\theta_j - \theta_i)}] \\ \frac{d\theta_i}{dt} &= \omega_i - \frac{\omega_i}{2Q} \sum_{j=1}^N \operatorname{Im}[\chi_{ij} \frac{A_j}{A_i} e^{j(\theta_j - \theta_i)}] \end{aligned} \quad (3)$$

$S_i(A_i) = 1 - A_i^2/\alpha_i^2$ 이고 α_i 는 free-running 발진의 진폭, 그리고 μ 는 발진기의 진폭 포화율을 결정하는 양이다. 식(3)은 약하게 결합된 발진기 배열의 위상변화^[5]와 거의 동일하며 단지 [5]에서의 결합세기는 경험적으로 결정되었던 양이었던 것에 비해 식(3)의 결합을 나타내는 복소수 χ_{ij} 는 부하 어드미턴스로 정규화된 Y-파라미터, 즉 Y_{ij}/G_L 임을 알 수 있다.

따라서 슬롯라인 결합의 결합 파라미터 χ_{ij} 는 다음과 같다.

$$\chi_{ij} = \begin{cases} \frac{\eta_i Z_L}{2Z_0} & i = j \\ -\frac{Z_L e^{-j(\beta L + \pi)}}{2Z_0} & |i - j| = 1 \\ 0 & \text{다른 이외의 경우} \end{cases} \quad (4)$$

$\left\{ \begin{array}{l} \beta L: \text{슬롯라인의 전기적인 길이,} \\ \eta_i = (2 - \delta_{i1} - \delta_{iN}), \delta_{ij} = \text{Kronecker } \delta \text{ 함수} \\ Z_0: \text{슬롯라인의 특성 임피던스, } Z_L: \text{부하 임피던스} \end{array} \right.$

위와 같은 분석을 통해 결합위상 Φ 는 단순히 슬롯라인의 전기적인 길이를 의미하고 결합의 세기 ϵ 는 슬롯라인의 특성 임피던스와 부하 임피던스와의 비임을 알 수 있다. 패치 안테나의 경우 부하 임피던스는 공진시 패치 양 가장자리 방사저항 (radiation resistance)의 병렬 임피던스이다.

실제 슬롯라인 결합망 설계시 결정해야 할 파라미터는 슬롯라인의 길이와 폭 그리고 위치이다. 위와 같은 파라미터들을 결정할 때 고려해야 할 것은 결합세기와 결합위상이다. 결합위상이 0° 가 되기 위해서는 결합구조에서 발생하는 위상차가 π 를 고려할때 $0.5\lambda_g$ 의 슬롯라인이 적합하다. 결합세기는 커질수록 주사범위가 늘어나므로 결합세기가 큰 값을 가지기 위해서는 식(4)에 의해 패치의 방사저항이 큰 값을 갖고 슬롯라인의 특성 임피던스가 작은 값을 갖도록 한다. 패치의 방사저항은 패치의 가장자리에서 최대를 갖기 때문에 슬롯라인이 패치의 가장자리에 위치하도록 했다. 슬롯라인의 특성 임피던스는 슬롯라인 폭이 작을수록 큰 값을 갖지만 슬롯라인의 폭이 작을수록 슬롯라인의 short end에서 반사되는 파가 많아지므로^[6] 적절한 값을 시뮬레이션을 통해 결정했다. 또한 패치와 겹쳐지는 슬롯라인의 길이도 반사되는 파의 양에 영향을 주기 때문에^[6] 시뮬레이션을 통해 결

정했다. 시뮬레이션은 moment법을 사용하는 Boulder Microwave Technology사의 Ensemble을 이용하였다. 시뮬레이션 결과 슬롯라인에 의한 결합 세기는 패치와 겹쳐지는 슬롯라인의 면적에 의해 결정된다. 즉 패치와 슬롯라인의 겹쳐지는 면적이 넓을수록 슬롯라인에 여기되는 전계의 양이 많아져서 결합의 양이 증가하게 되고 면적이 작을수록 결합의 양이 감소하게 된다. 또한 슬롯라인이 패치의 가장자리에 위치할수록 큰 결합세기를 갖는 것을 확인 할 수 있었다.

그림 2는 방사결합, 전송선로 결합, 슬롯라인 결합 세기를 비교한 그림이다. 방사결합은 폭과 길이가 각각 10mm, 12mm인 패치가 $0.6\lambda_0$ 의 간격으로 떨어져 있으며, 슬롯라인 결합은 폭이 1mm 이고 길이가 10mm인 슬롯라인이 패치의 양 가장자리에 위치했을 때이다. 전송선로를 이용한 결합은 50Ω 칩 저항이 전송선로의 양 끝에 연결되어 있으며 시뮬레이션이 불가능하여 실험값으로 대치 하였다. 비교 결과 슬롯라인 결합과 전송선로 결합의 세기는 12.5 GHz에서 -13dB로 비슷하여 방사결합보다 8dB 정도 크게 나타났다.

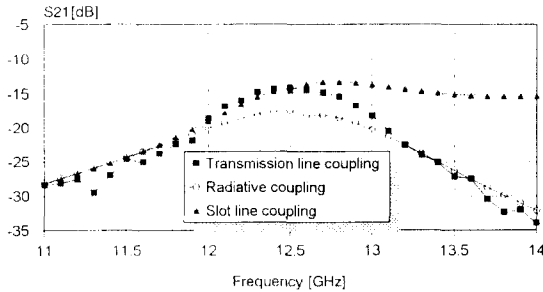


그림 2. 각 결합구조의 결합세기 비교
Fig 2. Comparison of coupling strength

본 논문에서 제안한 슬롯라인을 이용한 결합구조는 전송선로를 이용한 결합과 마찬가지로 강한 결합을 제공하며 결합의 위상은 슬롯라인의 길이로 조절이 가능하며 결합의 세기는 슬롯의 폭이나 슬롯의 위치로 조절이 가능하다. 또한 슬롯이 접지면에 위치하기 때문에 E-평면과 H-평면으로 결합이 가능하기 때문에 전송선로 결합이 2×2 이상의 평면배열안테나

에서 사용할 수 없는 반면에 슬롯라인 결합은 무한대로 확장이 가능하다. 또한 결합구조가 접지면에 위치하기 때문에 결합망에 의한 기생방사를 줄일 수 있는 장점이 있다.

식(3)에서 바로 옆 소자간의 결합만을 고려하는 nearest-neighbor 결합망의 경우 결합세기와 결합위상을 각각 $\epsilon = R_L/2Z_0$, $\Phi = \beta L$ 라고 하면 다음과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} \frac{dA_i}{dt} &= \frac{\omega_i}{2Q} [\mu S_i(A_i) - \eta_i \epsilon] A_i \\ &+ \frac{\epsilon \omega_i}{2Q} \sum_{j=i-1, j \neq 1}^{i+1} A_j \cos(\Phi + \theta_i - \theta_j) \\ \frac{d\theta_i}{dt} &= \omega_i - \frac{\epsilon \omega_i}{2Q} \sum_{j=i-1, j \neq 1}^{i+1} \frac{A_j}{A_i} \sin(\Phi + \theta_i - \theta_j) \quad i=1 \dots N \end{aligned} \quad (5)$$

발전기 배열의 진폭이 일정하다고 가정하면 결합 위상 $\Phi = 180^\circ$ 일 때 소자간의 연속적인 위상차, $\Delta\theta$ 를 얻기 위한 각 발전기의 free-running frequency ω_i 는 다음과 같다. ω_f 는 synchronization frequency이다.

$$\omega_i = \omega_f \begin{cases} 1 + \frac{\epsilon}{2Q} \sin \Delta\theta & \text{if } i = 1 \\ 1 & \text{if } 1 < i < N \\ 1 - \frac{\epsilon}{2Q} \sin \Delta\theta & \text{if } i = N \end{cases} \quad (6)$$

즉, 결합 위상이 0 일 때 소자간의 위상차는 단지 양 끝 소자의 발전주파수 ω_i 를 서로 반대방향으로 $\frac{\epsilon}{2Q} \omega_f \sin \Delta\theta$ 만큼 조절할 때 방사패턴은 $\sin^{-1}(-\frac{\Delta\theta}{kd})$ 만큼 이동하게 된다. 이 때의 동기 주파수 ω_f 는 내부 소자의 발전주파수와 같다.

III. 5소자 능동 위상배열안테나의 제작과 실험

본 논문에서는 Taconic 사의 유전율 2.5, 두께 0.508mm 기판위에 Avantek 사의 ATF-13786 MESFET를 사용하여 발전기를 제작했다. 공진기로 사용되는 안테나의 Q값이 상대적으로 낮기 때문에 안정적인 발진을 보장하고 넓은 가변범위를 갖기 위해 common-gate inductive feedback 회로형태를 사용하였다. 이는

common-source capacitance feedback의 궤환이 넓은 범위의 주파수대에 걸쳐 부성저항이 존재하는 반면 common-gate inductive feedback이 FET의 게이트 캐패시턴스와 궤환 인덕턴스의 공진주파수를 중심으로 부성저항이 좁은 주파수대에서 존재하기 때문이다¹⁷⁾.

발전기형 능동 안테나에서 마이크로스트립 패치 안테나는 발전 주파수를 안정화하는 공진기와 DC에서 전환된 RF 신호를 방사하는 부하로 동작하게 된다. 동일한 기준면을 중심으로 반사계수 Γ 를 갖는 안테나와 입력 S 파라미터 S_{11} 을 갖는 능동 회로 부분으로 나누었을 때 발전조건은 다음과 같다¹⁸⁾.

$$|1/S_{11}| < |\Gamma|$$

$$ang(1/S_{11}) = ang(\Gamma) \quad (7)$$

설계는 전체 회로를 선형 부분과 비선형 부분을 나누고 모멘트법을 이용해 구한 선형부분의 S 파라미터와 비선형 부분의 large signal S 파라미터를 합성하는 rigorous modelling 기법¹⁹⁾을 사용하였다. 그림 3에서 $1/S_{11}$ 와 Γ 가 교차하고 교차점 내부에서 주파수 변화에 대해 서로 반대 방향으로 진행함으로써 안정된 발전을 예상할 수 있다.

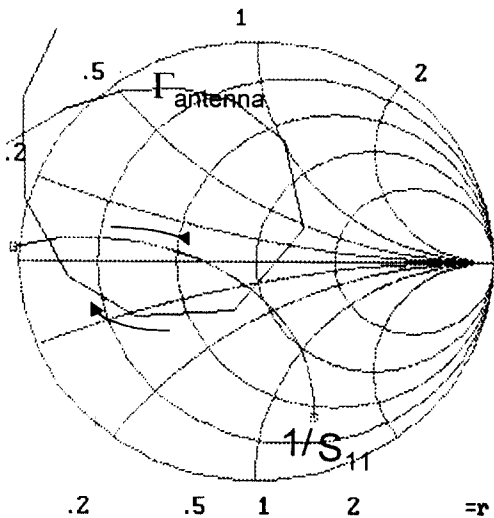
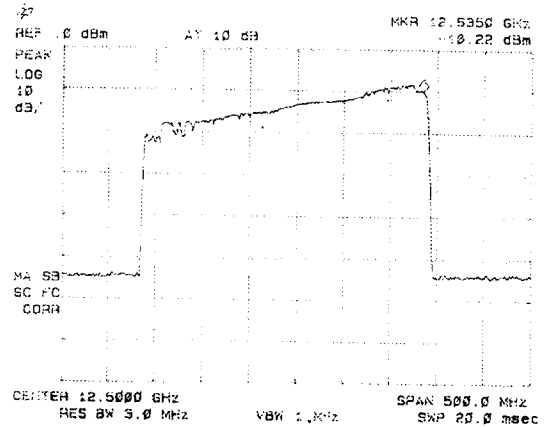
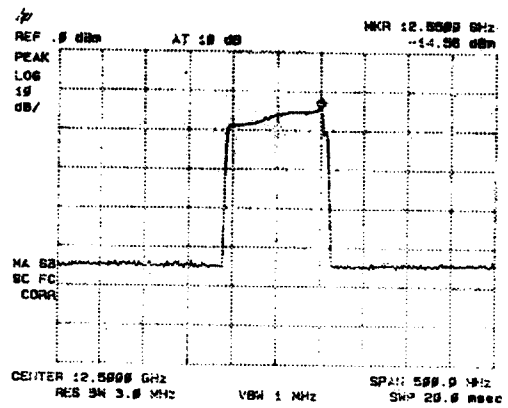


그림 3. 안테나와 발전기의 반사계수
Fig 3. Reflection coefficients of antenna and oscillator

위와 같이 제작된 발전기형 능동 안테나의 출력 스펙트럼은 그림 4와 같다. 제작된 발전기형 능동안테나의 발전주파수를 조절하는 방법에는 드레인 바이어스와 소스 바이어스를 조절하는 방법이 있는데, 실험결과 드레인단에 가해지는 바이어스 전압을 3V에서 9V로 변화시킬 때 발전 주파수는 12.34 GHz에서 12.635 GHz까지 변화하였으며 소스 전압을 0V에서



(a) 드레인 바이어스를 조절할 때의 발전 주파수 이동
(a) Tuning the free-running frequency by controlling drain bias



(b) 소스 바이어스를 조절할 때의 발전 주파수 이동
(b) Tuning the free-running frequency by controlling source bias

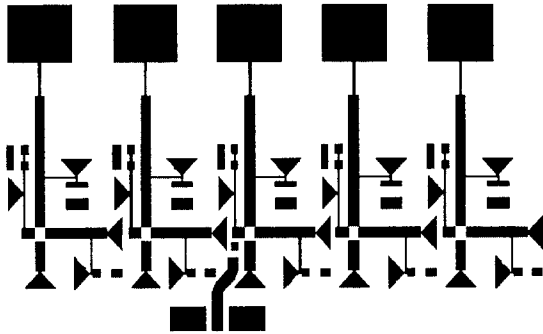
그림 4. 제어전압에 따른 발전 주파수의 변화

Fig 4. Tuning the free-running frequency by controlling bias voltage

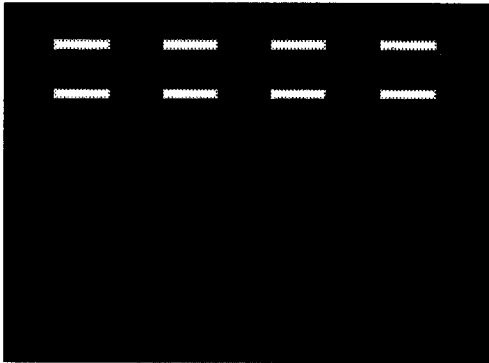
표 1. 제작된 5소자 능동위상배열안테나

Table 1. The fabricated 5 elements active phased array antenna

패치 폭	패치 길이	슬롯라인 길이	슬롯라인 폭	슬롯라인 갯수	안테나간 간격
9mm	7.2mm	10mm	1mm	2	14.4mm(0.6λ ₀)



(a) 회로면
(a) Circuit layer



(b) 접지면
(b) Ground layer

그림 5. 5소자 능동 위상배열안테나의 설계도면
Fig 5. The layout of 5-elements active phased array antenna

2.5V로 가변시켰을 때 12.45 GHz에서 12.55 GHz까지 변화하여 드레인 바이어스를 조절하는 방법이 더 넓은 가변범위를 가짐을 확인하였다. 또한 주파수 가변범위 내에서 출력 전력이 균일하지 않음을 알 수 있는데 이는 바이어스 전압이 작아지면 발진기의 출력 전력도 줄어들기 때문에 생기며 이 문제를 해결하기 위해서는 바이어스 전압을 조절하지 않고 발진 주

파수를 조절할 수 있는 varactor 다이오드를 주파수 가변소자로 사용하는 방법이 연구되어야 한다. 이와 같은 소자간의 전력 불균일성은 주사범위가 감소하는 주된 원인이 된다.

각 발진기들을 결합하는 슬롯라인은 슬롯의 폭, 길이, 위치를 반복하여 시뮬레이션 한 결과를 바탕으로 결합 세기가 -13dB 이고 결합 위상이 0°에 가까운 결합을 제공하도록 폭 1mm, λ_g/2 길이 10mm의 두 개의 슬롯라인이 패치의 가장자리에 각각 위치하도록 설계, 제작하였다.

표 1은 제작된 5 소자 능동위상배열안테나의 주요한 제원이다.

그림 5은 제작된 능동 위상배열안테나의 설계도면이다. 안테나 소자간의 간격은 0.6λ₀로 하여 주사범위 내에서 그레이팅 로브가 생기지 않도록 하였으며 각 발진기의 발진 주파수는 넓은 주파수 가변범위를 제공하는 드레인 바이어스 조절방법을 사용하였다.

식(6)에 의해 Synchronization frequency ω_s는 발진기 주파수 가변범위의 중심인 12.5 GHz로 하였으며, 따라서 가운데 세 소자의 발진주파수는 12.5 GHz로 고정하고 양 끝 소자의 발진주파수를 변화시켜가면서 실험하였다. 이 때의 출력주파수는 12.513 GHz였다.

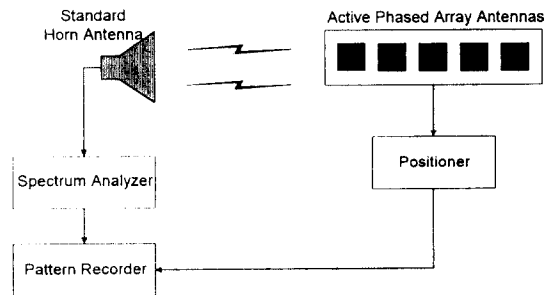


그림 6. 안테나의 방사패턴 측정 시스템 구성도
Fig 6. Setup for the antenna pattern measurement system

그림 6은 제작된 안테나의 방사패턴을 측정하기 위한 시스템의 구성도이다. 본 논문에서 제작한 안테나는 자체 신호원을 가지고 있는 능동안테나이기 때문에 제작된 안테나를 수신 안테나로 하는 일반적인 안테나 패턴 측정법과는 달리 제작된 안테나를 송신 안테나로 하고 기준 혼 안테나를 수신 안테나로 하는 측정법을 사용하였다. 반사파의 영향을 줄일 수 있는 무반향실에서 실험하였다.

그림 7에서 그림 9의 그림은 양 끝 소자의 발진 주파수를 조정하여 빔 패턴을 측정한 결과와 $\epsilon \approx 2, \phi = 0^\circ$ 를 대입하여 얻은 시뮬레이션 결과를 비교한 것이다. 실험은 먼저 모든 소자의 발진 주파수를 12.5 GHz로 고정하였을 때의 빔의 특성을 측정했다. 이 때의 빔은 브로드사이드를 향하였다. 두 번째 실험은 가운데 소자의 발진 주파수를 12.5 GHz로 고정하고 왼쪽 끝 소자의 발진 주파수를 12.443 GHz, 오른쪽 끝 소자의 발진 주파수를 12.557 GHz로 조절하여 측정한 결과 빔이 브로드사이드로부터 20°로 이동하였다. 시뮬레이션과 비교하였을 때 약 8 MHz의 차이가 있음을 알 수 있다. 세 번째 실험은 가운데 소자의 발진 주파수를 12.5 GHz로 고정하고 왼쪽 끝 소자의 발진 주파수를 12.557 GHz, 오른쪽 끝 소자의 발진 주파수를 12.443 GHz로 조절하여 측정한 결과 빔이 브로드사이드로부터 -30°로 이동하여 시뮬레이션과 거의 일치한다.

양 끝 소자의 발진 주파수를 조정하여 빔 패턴을 측정한 결과 -30°~+20°까지 주사함으로써 예측범위인 -30°~+30° 보다 주사범위가 약 10°정도 줄어들 수 있는데 여기에 대한 원인은 두가지로 분석될 수 있다.

첫째, 주사범위가 -30°에서 20°로 일반적인 위상배열안테나와는 달리 주사범위가 대칭적이지 못하고 주사범위가 감소한 것은 실험결과 분석에 따르면 발진기의 출력전력이 일정하지 못하기 때문이다. 그림 4에 따르면 바이어스 전압의 크기에 출력전압이 비례함을 알 수 있다. 따라서 빔이 20°로 이동되었을 때의 각 소자의 출력 전력의 크기는 점차 오른쪽으로 갈수록 증가하게 되며 가장 오른쪽 소자와 가장 왼쪽소자의 출력전력 크기의 차는 거의 5, 6dB 정도가 된다. 이러한 출력전력의 차는 식(5)의 두 번째 식에 의해 각 소자간 위상차에 영향을 주게 된다. 참고문헌 [3]

에서도 위와 같은 원인 때문에 이론적인 주사범위인 $\pm 60^\circ$ 에서 실제 주사범위가 $-30^\circ \sim 40^\circ$ 로 감소됨을 알 수 있다. 따라서 이러한 문제를 해결하기 위해서 varactor 다이오드와 같은 캐패시턴스를 조절할 수 있는 소자를 이용하여 주파수를 조절하는 방법에 대해 연구가 진행되어야 하며 이러한 형태의 발진기형 능동 안테나에 관한 연구결과는 이미 국내에서도 발표된 바 있다.^[10]

둘째, 시뮬레이션과 실험결과의 빔 주사범위의 차이는 시뮬레이션의 한계에 기인한다. 시뮬레이션은 발진기들의 출력 전력이 일정하다는 가정하에 수행되었기 때문에 본 논문에서 지적한 오차의 원인인 발진기들의 출력전력이 일정하지 않다는 것을 고려하

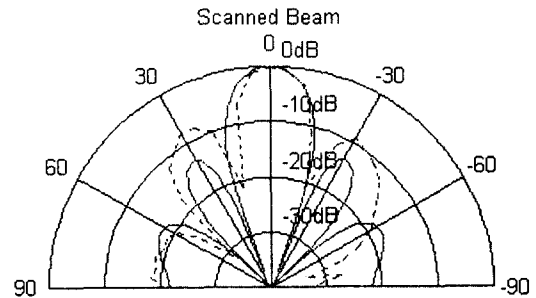


그림 7. 빔 패턴 ($\omega_1 = \omega_2 = \omega_3 = \omega_4 = \omega_5 = 12.5 \text{ GHz}$)
(시뮬레이션: —, 측정: - - - - -)

Fig 7. Beam pattern ($\omega_1 = \omega_2 = \omega_3 = \omega_4 = \omega_5 = 12.5 \text{ GHz}$)
(simulation: —, measured: - - - - -)

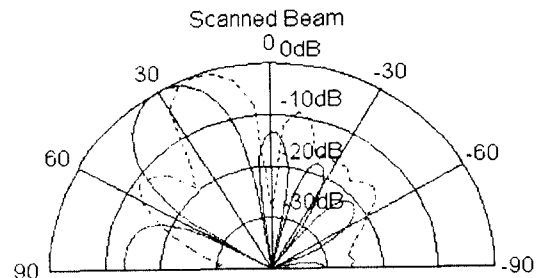


그림 8. 빔 패턴 ($\omega_1 = 12.443 \text{ GHz}, \omega_2 = \omega_3 = \omega_4 = 12.5 \text{ GHz}, \omega_5 = 12.557 \text{ GHz}$)
(시뮬레이션: —, 측정: - - - - -)

Fig 8. Beam pattern ($\omega_1 = 12.443 \text{ GHz}, \omega_2 = \omega_3 = \omega_4 = 12.5 \text{ GHz}, \omega_5 = 12.557 \text{ GHz}$)
(simulation: —, measured: - - - - -)

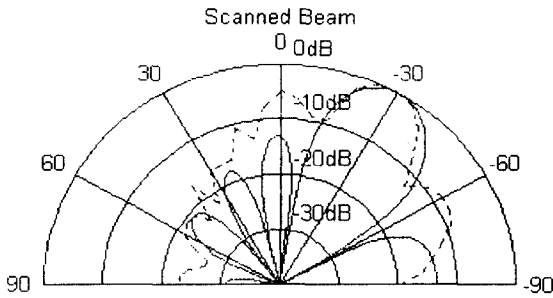


그림 9. 빔 패턴 ($\omega_1 = 12.557\text{GHz}$, $\omega_2 = \omega_3 = \omega_4 = 12.5\text{GHz}$, $\omega_5 = 12.443\text{GHz}$)
(시뮬레이션: —, 측정: - - - - -)

Fig 9. Beam pattern ($\omega_1 = 12.557\text{GHz}$, $\omega_2 = \omega_3 = \omega_4 = 12.5\text{GHz}$, $\omega_5 = 12.443\text{GHz}$)
(simulation: —, measured: - - - - -)

지 못했으며 발진기의 출력전력이 일정하지 않을 것을 고려하는 문제는 결합된 발진기 배열의 진폭과 위상 변화에 대한 좀 더 복잡한 이론적 전개가 필요하며 이에 대한 연구가 진행중에 있다.

또한 방사패턴의 SLL (Side Lobe Level)이 시뮬레이션 보다 높음을 알 수 있는데 이는 발진기 회로면의 기생방사에 의한 것으로 다층구조나 compact한 회로를 구성함으로써 개선될 수 있을 것이다.

IV. 결 론

본 논문에서는 12.5 GHz 대역에서 동작하는 슬롯라인 결합을 이용한 능동 위상배열안테나를 연구하였다. 능동 위상배열안테나의 구성은 MESFET을 사용한 발진기형 능동안테나 배열소자를 접지면의 슬롯라인을 통해 커플링하여 5소자 능동 위상배열안테나로 설계, 제작하였다. 제작된 5소자 능동 위상배열안테나의 빔 천이 특성을 확인하기 위해 가운데 위치한 세 소자의 발진주파수는 12.5 GHz로 고정하고 양 끝 소자의 발진주파수를 조정하여 빔이 브로드사이드로부터 -30° 에서 20° 까지 주사함을 확인하였다.

각 배열 소자를 결합시키는 결합구조로 본 논문에서 제안된 슬롯라인을 이용한 결합구조는 기존에 사용되던 전송선로 결합의 단점인 확장성의 문제와 결합망에 의한 기생방사 문제를 해결할 수 있다. 따라서 슬롯라인 결합을 이용하여 각 배열 소자를 E 평면

과 H 평면으로 결합시킴으로서 2차원적으로 주사가 가능한 평면 능동 위상배열안테나에 대한 연구가 진행되어야 할 것이다.

참 고 문 헌

1. P.Liao and R.A.York, "A new phase-shifterless beam-scanning technique using arrays of coupled oscillators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-41, pp. 1810-1815, Oct., 1993.
2. R.A.York, "Measurement and modeling of radiative coupling in oscillator arrays," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-41, pp. 438-443, Mar., 1993.
3. P.Liao and R.A.York, "A six-element beam-scanning array," *IEEE Microwave and Guided Wave Letter*, vol.4 No.1, Jan., 1994.
4. Robert A. York, Peter Liao and Jonathan J. Lynch, "Oscillator array dynamics with broadband N-port coupling networks," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-42, no. 11, pp. 2040-2045, Nov., 1994.
5. Robert A. York, "Nonlinear analysis of phase relationships in quasi-optical oscillator arrays," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-41, no. 10, pp.1799-1809, Oct., 1993.
6. Yu-De Lin, Jyh-Wen Sheen, and Ching-Kuang C. Tzuaang, "Analysis and design of feeding structures for microstrip leaky wave antenna," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-44, no. 9, pp. 1540-1547, Sep., 1996.
7. Adler A. Sweet, *MIC & MMIC Amplifier and Oscillator Circuit Design*, Artech House, pp 212, 1990.
8. John W. Boyles, "The oscillator as a reflection amplifier: an intuitive approach to oscillator design," *Microwave Journal*, pp 25-30, June, 1986.
9. R. Gillard, H. Legay, "Rigorous modelling of receiving active microstrip antenna," *Electronic Letters*, pp 2357-2358, Dec., 1991.
10. 황재호, 명노훈, "마이크로스트립 패치 안테나를

이용한 2.4 GHz~2.5 GHz에서 동작하는 전압 조정발진기의 설계 및 제작," 한국통신학회논문지, vol. 33, no. 2, pp.78-86



문 철(Cheol Mun) 정회원

1995년 2월:연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)

1997년 2월:연세대학교 전자공학과 대학원 졸업(공학석사)

1997년 3월~현재:연세대학교 전자공학과 대학원 박사과정 재학중

※주관심 분야:안테나, 이동통신

김 선 택(Seon-Taek Kim) 정회원

1992년 2월:연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)

1994년 2월:연세대학교 전자공학과 대학원 졸업(공학석사)

1994년 3월~현재:연세대학교 전자공학과 대학원 박사과정 재학중

※주관심 분야:마이크로파 응용, 적용배열안테나, 위성 및 이동통신

윤 영 중(Young-Joong Yoon) 정회원

한국통신학회 논문지 1996년 12월호 페이지 3214 참조

박 한 규(Han-Kyu Park) 정회원

한국통신학회 논문지 1996년 12월호 페이지 3214 참조