creative commons
COMMONS DEED

저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:

저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.

비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.

변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 이용허락규약(Legal Code)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

Disclaimer

dCollection

공학석사 학위논문

액정 기반 주파수 가변 구조형 고 이득 Fabry-Perot Cavity Antenna

Liquid Crystal Based Frequency Reconfigurable High Gain Fabry-Perot Cavity Antenna

2020 년 2 월

서울대학교 대학원

전기정보공학부

염 상 기

액정 기반 주파수 가변 구조형 고 이득 Fabry-Perot Cavity Antenna

지도 교수 오 정 석

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함
2020 년 2 월

서울대학교 대학원
전기정보공학부
염 상 기

염상기의 공학석사 학위논문을 인준함
2019 년 11 월

위 원 장 남 상 욱 (인)

부위원장 서 광 석 (인)

위 원 오 정 석 (인)

초 록

5G 통신 기술은 밀리미터파 대역 사용(28GHz, 39GHz)으로 획기적인 통신 성능 향상이 기대된다. 하지만 이러한 밀리미터파 대역의 전파는 큰 Path Loss를 가져 이를 극복하기 위해 고 이득 특성이 요구된다. 안테나의 이득은 방사되어 진행하는 전파가 큰 실효 방사 면적을 갖고 진행 단면에서 위상이 일정할수록 높다. Fabry-Perot Cavity(FPC) 안테나는 반복적인 반사파의 위상을 맞춰 주어 실효 방사 면적을 넓혀 Low-profile에서 고 이득을 갖는 구조이다. 하지만 공진 구조의 활용으로 인해 협대역의 특성을 지녀 이를 해결하기 위한 방안이 필요하게 된다. 주파수 동작 범위를 늘리기 위해 주파수 가변형 구조가 제시 될 수 있으며 물리적인 구조는 동일하지만 동작 주파수에 따라 다른 임피던스 값을 가지는 Partial Reflecting Surface(PRS)를 이용해 FPC 안테나를 설계한다면 주파수 사용 범위를 늘릴 수 있다. 이러한 주파수 가변형 FPC 안테나는 PRS 구조에 Liquid Crystal(LC)을 삽입하고 바이어스 구조를 결합해 구현될 수 있다. LC는 바이어스 값에 따라 다른 유전율 값을 가지는 유전율 이방성 특성을 지닌다. 이 특성을 통해 다른 동작 주파수에서 알맞은 임피던스를 갖는 PRS를 구현해 주파수 동작 범위를 늘릴 수 있다. 본 논문은 39GHz에서 주파수 가변형 PRS를 Unit Cell 분석을 통해 설계하고 Screen을 포함한 소스 안테나와 결합해 FPC 안테나를 설계하였다. HFSS를 통해 시뮬레이션 검증을 수행하고 실제 제작을 바탕으로 측정을 수행하였다.

주요어 : 고 이득, 주파수 가변 구조, 액정, Fabry-Perot(FPC), Partial Reflecting Surface(PRS)

학 번 : 2018-27455

목 차

제 1 장 서 론 1
제 1 절 연구의 배경 1

제 2 장 Fabry-Perot Cavity Antenna 2
제 1 절 FPC 구조를 통한 Gain 향상 이론 2
제 2 절 Partial Reflecting Surface 설계 7
제 3 절 Source Antenna 설계 10
제 4 절 FPC 구조 설계 12

제 3 장 Frequency Reconfigurable FPC Antenna 19
제 1 절 FPC 구조의 협대역 특성 19
제 2 절 Liquid Crystal PRS 설계 21
제 3 절 Frequency Reconfigurable FPC 구조 설계 25

제 4 장 제작 및 측정 31
제 1 절 FPC 구조 제작 및 측정 31

제 5 장 결론 34

참고문헌 35

Abstract 37

표 목차

[표 1-1] 8
[표 1-1] 8
[표 2] 9
[표 3-1] 11
[표 3-2] 11
[표 4-1] 13
[표 4-2] 13
[표 5-1] 16
[표 5-2] 17
[표 6-1] 20

[표 6-2] 20
[표 7-1] 23
[표 7-2] 23
[표 8] 27
[표 9-1] 28
[표 9-2] 28
[표 9-3] 29
[표 9-3] 29
[표 9-4] 29
[표 10-1] 33
[표 10-2] 33

그림 목차

[그림 1] 2
[그림 2] 4
[그림 3] 4
[그림 4] 5
[그림 5] 6
[그림 6] 7
[그림 7] 10
[그림 8] 10
[그림 9] 12
[그림 10] 12
[그림 11] 14
[그림 12] 14
[그림 13] 15
[그림 14] 15
[그림 15] 16
[그림 16] 18
[그림 17] 18
[그림 18] 21
[그림 19] 22
[그림 20] 25
[그림 21] 26
[그림 22] 31
[그림 23] 32

[그림 24] 32
[그림 25] 32

제 1 장 서 론

제 1 절 연구의 배경

최근, 화두가 되고 있는 5G 통신 기술은 밀리미터파 대역 사용으로 eMBB(enhanced Mobile Broad Band), URLLC(Ultra Reliable and Low Latency Communication), mMTC(massive Machine Type Communications)등의 특성을 달성할 것으로 예측된다. 하지만 이러한 밀리미터파 대역의 전파는 높은 직진성으로 큰 Path Loss를 가져 이를 극복하기 위해 고 이득 특성이 요구된다. 안테나의 이득은 방사되어 진행하는 전파가 큰 실효 방사 면적을 갖고 진행 단면에서 위상이 일정할수록 높다. 이러한 원리로 안테나의 이득을 높이기 위해서 사용되는 방법은 다수의 배열 안테나의 보강 간섭 배치를 이용하는 방법, 접시 형태의 반사경이나 렌즈를 통해 방사 진행 단면의 위상을 맞춰 주는 방법[1],[2] 그리고 Fabry-Perot Cavity(FPC) 구조를 통해 반복적인 반사파의 위상을 맞춰 주어 실효 방사 면적을 넓히는 방법 등이 있다. 이 방법들 중 FPC 안테나는 단일 패치 안테나와 공진 구조를 활용하므로 보다 낮은 복잡도와 작은 크기로 고 이득을 달성할 수 있다. 하지만 공진 구조의 활용으로 인해 협대역의 특성을 지녀 이를 해결하기 위한 방안이 필요하게 된다. FPC 안테나의 대역폭을 확장하기 위해 다층 구조의 PRS를 활용하거나 Ground를 Tapering하는 방법 등이 사용된다. [3],[4] 밀리미터파 대역에서 20dB 이상의 고 이득 FPC 안테나 구조는 주파수에 더욱 의존적이고 동작 범위를 늘리기 위해선 주파수 가변형 구조가 적합하다. 물리적인 구조는 동일하지만 동작 주파수에 따라 다른 임피던스 값을 가지는 Partial Reflecting Surface를 이용해 FPC 안테나를 설계한다면 주파수 사용 범위를 늘릴 수 있으며 이는 Liquid Crystal의 유전율 이방성을 이용해 구현될 수 있다. 본 논문의 2장에서는 FPC 안테나의 기본 설계 이론과 시뮬레이션 결과를, 3장에서는 Liquid Crystal이 적용된 FPC 안테나의 설계 이론과 시뮬레이션 결과를, 그리고 4장에서는 실제 제작과 측정 결과를 보여준다.

제 2 장 Fabry-Perot Cavity(FPC) Antenna

제 1 절 FPC 구조를 통한 Gain 향상 이론

그림 1은 Fabry-Perot Cavity(FPC) 구조를 통해 안테나의 이득이 향상되는 원리를 보여 준다. 무한히 넓은 기판 위의 Screen과 동일 평면상에 위치한 단일 안테나가 포인트 소스 형태로 작동한다고 가정한다. 소스로부터 방사되는 전계는 $Ef(\theta)$로 표현될 수 있고, 여기서 $f(\theta)$ 는 element pattern이다. 전파가 방사되어 Partial Reflecting Surface(PRS)에 도달하게 되면 일부는 반사되고 일부는 투과하게 된다. 이 과정은 무한 평면 상에서 반복되어 multiple reflection이 형성된다. 이 경우, PRS의 반사 계수는 $\Gamma e^{j\Phi_{PRS}}$ 로 표현 되고, PRS를 투과한 각 전계들은 식(1)로 표현된다. 또한 이들의 합은 식(2)로 표현 가능하다. [5]

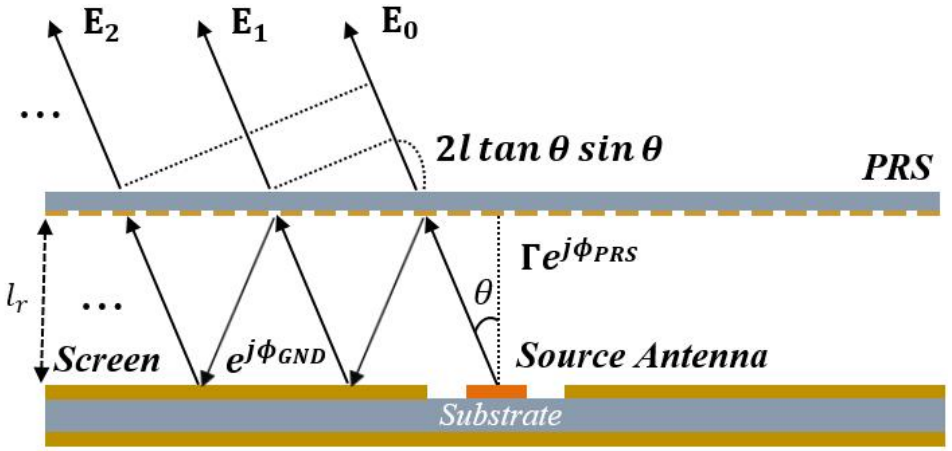


그림 1. FPC 구조를 통한 전계 분포와 반복 반사 과정

$$E_n = Ef(\theta)\Gamma^{n-1}\sqrt{1-\Gamma^2}e^{j\Phi_n} \qquad (1)$$

Where, $\Phi_n = n\Phi = n(\beta l + \Phi_{PRS} + \Phi_{GND})$

$$= n\left(\frac{4\pi l_r}{\lambda}\cos\theta + \Phi_{PRS} + \Phi_{GND}\right)$$

$$E_{tot} = \sum_{n=0}^{\infty} E_n = \sum_{n=0}^{\infty} Ef(\theta)\Gamma^{n-1}\sqrt{1-\Gamma^2}e^{j\Phi_n} \quad (2)$$

반사 계수의 크기는 1 보다 작기 때문에, PRS을 투과한 전계들의 합은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$|E_{tot}| = |E|f(\theta)\sqrt{\frac{1-\Gamma^2}{1+\Gamma^2-2\Gamma\cos\Phi}}$$

따라서, 전체 방사 구조의 Gain 은 식(3)과 같이 표현된다.[6]

$$G = \frac{|E_{tot}|^2}{|E|^2} = \frac{1-\Gamma^2}{1+\Gamma^2-2\Gamma\cos(\frac{4\pi l_r}{\lambda}\cos\theta+\Phi_{PRS}+\Phi_{GND})}f(\theta)^2 \quad (3)$$

소스로부터 방사 되는 전파가 Boresight 방향, 즉 $\theta = 0$ 일 때 Gain 향상의 최대값은 식(3)의 cos항이 1이 될 때 이루어진다. 이러한 최대 이득 향상을 만드는 Screen과 PRS 사이의 거리를 공진 길이 (l_r)라 하고 식(4)로 표현된다.

$$l_r = \frac{\lambda}{4\pi}(\Phi_{PRS}+\Phi_{GND}) + N\frac{\lambda}{2} \quad (4)$$

$$N = 0, 1, 2, 3 \cdots$$

이 공진 길이는 PRS 반사 계수의 위상으로 결정되며 최대 이득은 PRS 반사 계수의 크기로 결정된다. 따라서 구조 설계를 위해 PRS 반사 계수의 위상과 크기 (Γ, Φ_{PRS})가 결정되어야 하며 이는 PRS 표면의 패턴을 통해 조절된다. 금속 스트립의 임피던스 모델링은 잘 알려진 이론이다. 만약 그림 2와 같이 두께가 0이고 무한히 배열 된 금속 스트립과 평행한 방향으로 입사각 0도의 전계가 입사하게 된다면, 금속 스트립은 그림 3과 같은 등가 회로로 모델링 될 수 있다. 여기서 임피던스 값은 식(5)로 표현된다.[7-10]

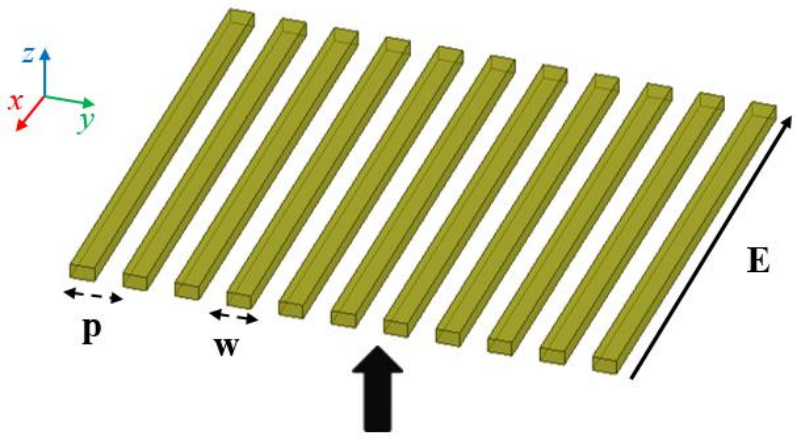


그림 2. 금속 스트립과 평행한 방향의 전계가 입사할 때 3D view

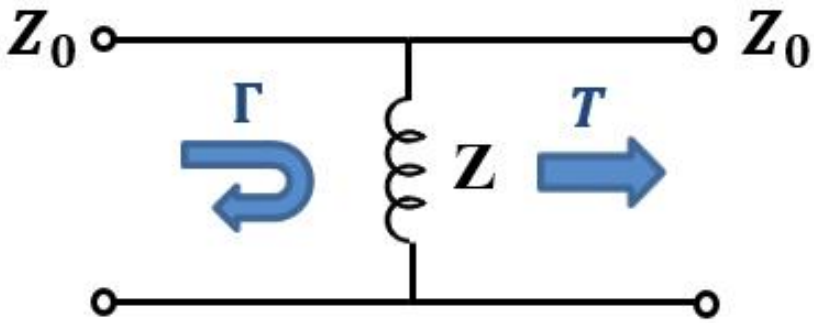


그림 3. 금속 스트립과 평행한 방향 전계의 등가 회로 모델링

$$Re(Z) = Z_0 \frac{p}{\lambda}\left\{ ln(csc\frac{\pi w}{2p}) + \frac{(1-B^2)^2\left[\left(1-\frac{B^2}{4}\right)A+2AB^2\right]}{\left(1-\frac{B^2}{4}\right)+2AB^2\left(1+\frac{B^2}{2}-\frac{B^2}{8}\right)+2A^2B^6} \right\} \quad (5)$$

$$A = \frac{1}{\sqrt{1-\left(\frac{p}{\lambda}\right)^2}} - 1, \quad B = sin\frac{\pi w}{2p}$$

그림 2에서 w는 메탈 스트립의 폭이며 p는 주기이다. 또한, 그림 3의 등가 회로는 $p < \lambda$ 의 조건에서 유효하다. 이 등가 회로를 통해 반사 계수가 계산 될 수 있으며 그 값은 식(6)으로 표현된다.

$$\mathbf{R} = \frac{(Z+Z_0)-Z_0}{(Z+Z_0)+Z_0} = \frac{Z}{Z+2Z_0} \tag{6}$$

여기서, $Z = j\omega L = jRe(Z)$, $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \approx 377\Omega$ 이다.

만약 그림 4와 같이 두께가 0이고 무한히 배열 된 금속 스트립과 수직 방향으로 입사각 0도의 전계가 입사하게 된다면, 금속 스트립은 그림 5와 같은 등가 회로로 모델링 될 수 있다. 여기서 어드미턴스 값은 식(7)로 표현된다.

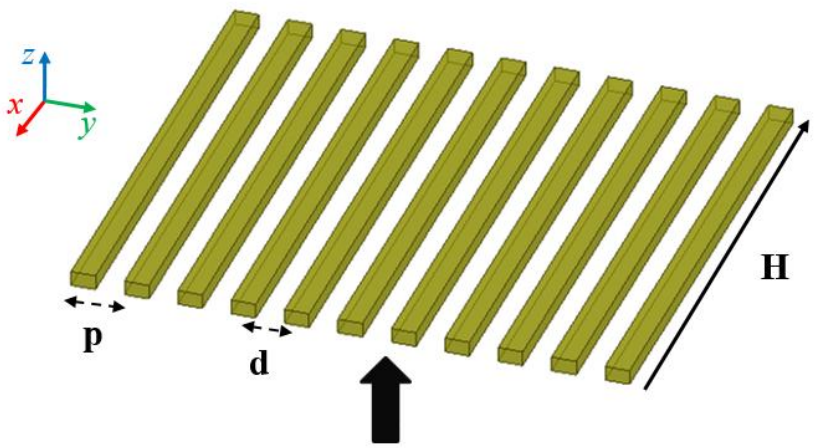


그림 4. 금속 스트립과 수직 방향의 전계가 입사할 때 3D view

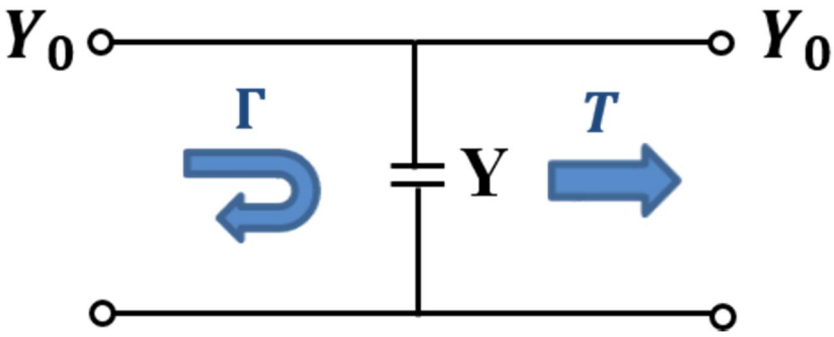


그림 5. 금속 스트립과 수직 방향 전계의 등가 회로 모델링

$$Re(Y) = Y_0 \frac{4p}{\lambda}\left\{ ln(csc\frac{\pi d}{2p}) + \frac{(1-B^2)^2\left[\left(1-\frac{B^2}{4}\right)A+2AB^2\right]}{\left(1-\frac{B^2}{4}\right)+2AB^2\left(1+\frac{B^2}{2}-\frac{B^2}{8}\right)+2A^2B^6} \right\} \quad (7)$$

$$A = \frac{1}{\sqrt{1-\left(\frac{p}{\lambda}\right)^2}} - 1, \quad B = sin\frac{\pi d}{2p}$$

그림 4에서 d는 메탈 스트립간의 간격이며 p는 주기이다. 또한, 그림 5의 등가 회로는 $p < \lambda$ 의 조건에서 유효하다. 이 등가 회로를 통해 반사 계수가 계산 될 수 있으며 그 값은 식(8)으로 표현된다.

$$\mathbf{R} = \frac{Y_0-(Y+Y_0)}{Y_0+(Y+Y_0)} = \frac{-Y}{Y+2Y_0} \quad (8)$$

여기서, $Y = j\omega C = jRe(Y)$, $Y_0 = \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \approx 2.65mS$ 이다.

식(6)과(8)을 통해 특정 최대 이득과 공진 길이를 위한 PRS 패턴의 기하학적 파라미터들을 결정 할 수 있다.

제 2 절 Partial Reflecting Surface 설계

실제 제작 가능한 PRS를 설계하기 위해선 기판과 결합 된 금속 스트립 구조를 통해 구현하여야 한다. 기판과 결합 된 금속 반사 계수의 크기와 위상은 HFSS 시뮬레이션의 Floquet Port 기능을 통해 얻을 수 있다. 그림 6의 Floquet Port 시뮬레이션은 단위 셀 형태의 구조가 격자 구조로 무한히 배열 되어 있다고 가정하고 전파 응답을 계산해 준다.

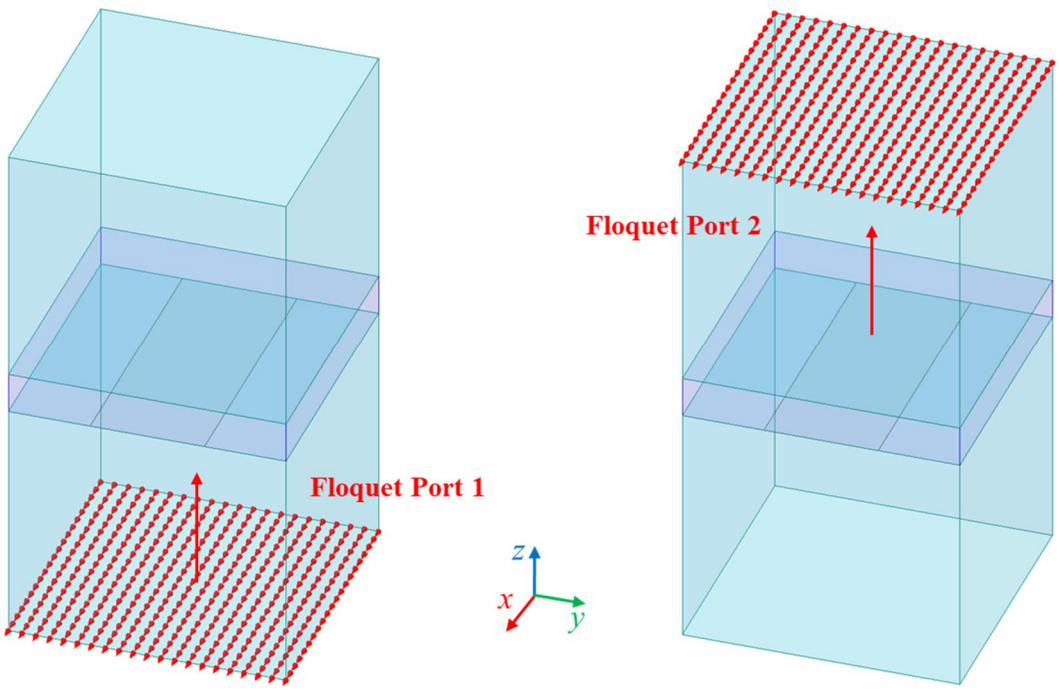


그림 6. PRS 설계를 위한 Floquet Port 시뮬레이션

Rogers RT/duroid 5880 기판(thickness = 0.254mm)과 1.7mm의 주기를 가진 금속 스트립의 결합 구조로 구성 된 PRS의 전파 응답을 39GHz 주파수 대역에서 시뮬레이션 한 결과는 표 1-1과 표 1-2와 같다. 금속 스트립과 전계의 방향이 평행하고 스트립의 폭(w)이 각각 0.6mm, 0.7mm, 0.8mm로 변화 할 때 반사 계수의 크기는 스트립의 폭과 비례하며 이는 식(5)와 식(6)의 결과와 일치한다.

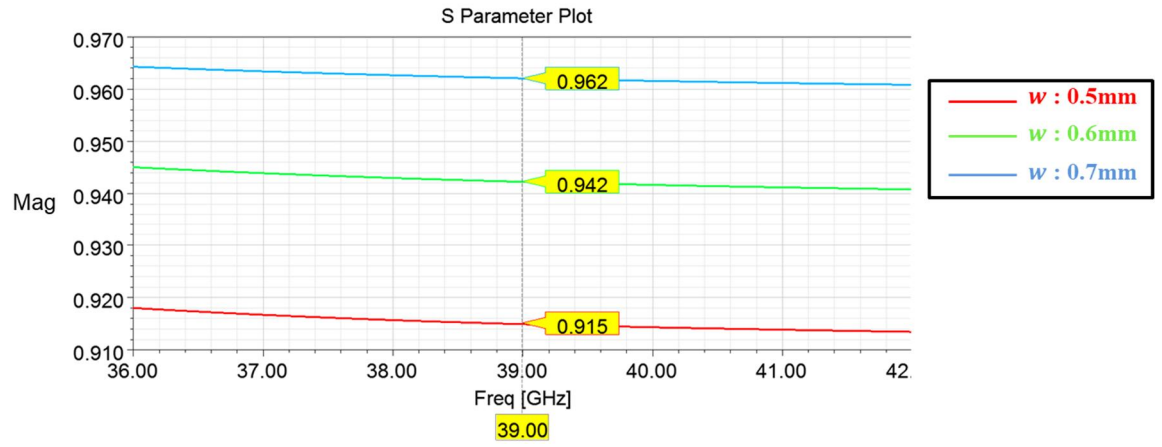


표 1-1. 금속 스트립 폭에 따른 PRS 반사 계수의 크기 응답

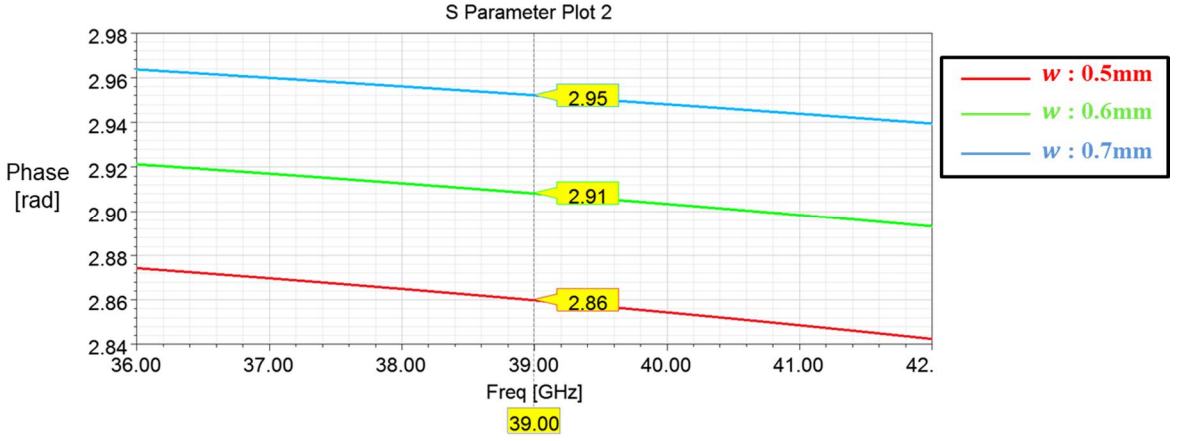


표 1-2. 금속 스트립 폭에 따른 PRS 반사 계수의 위상 응답

위와 같은 시뮬레이션 결과를 통해 각 PRS의 기하학적 파라미터에 대한 이상적인 최대 이득과 공진 길이를 계산 할 수 있다. 표 2는 이러한 파라미터에 대한 최대 이득 향상과 공진 길이를 나타낸 것이다. 여기서 전계와 스트립의 방향은 평행이다. G_E 는 단일 소스 안테나의 이득이며 이상적인 최대 이득은 식(3)에 의해 FPC 구조의 이득 향상 항과 G_E 의 합으로 계산된다.(dB scale) 또한, FPC 구조에 의한 이상적인 최대 이득은 식(9)의 Aperture Ideal Gain보다 낮아야 한다. 여기서, A_{em}은 최대 실효 개구면이다.

$$G_{AP} = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{em} \quad (9)$$

기판 두께 [mm]	스트립 주기/폭 [mm]	반사 계수 크기	반사 계수 위상 [rad]	이상적인 최대 이득 [dB]	공진 길이 [mm]
1.52	p =1.7/ w =0.5	0.915	2.86	11.76+$\mathbf{G}_E$	7.48
1.52	p =1.7/ w =0.6	0.942	2.91	13.53+$\mathbf{G}_E$	7.52
1.52	p =1.7/ w =0.7	0.962	2.95	15.25+$\mathbf{G}_E$	7.55

표 2. 기하학적 파라미터에 따른 이상적인 최대 이득과 공진 길이

제 3 절 Source Antenna 설계

단일 소스 안테나 이득을 얻기 위해 Screen을 포함한 소스 안테나 구조를 설계하여야 한다. 그림 7,8은 설계 가능한 Screen 포함 소스 안테나 모델 구조를 나타낸다. 안테나 모델 구조 1은 Ground 면이 반사를 일으키는 Screen 역할을 동시에 수행한다. 안테나 모델 구조 2는 Patch Antenna와 동일 면에 있는 금속 부분이 Screen 역할을 한다.

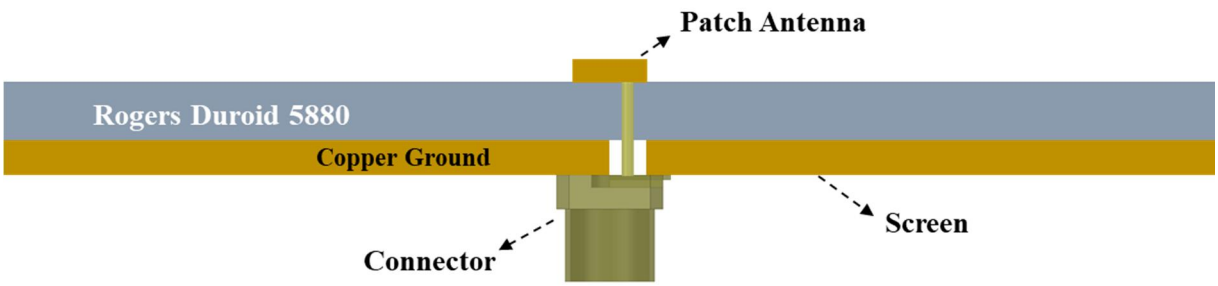


그림 7. Screen을 포함한 소스 안테나 모델 구조 1

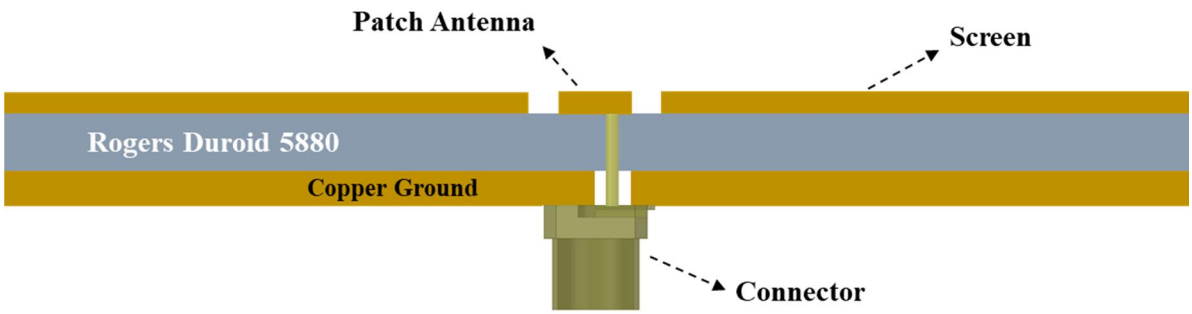


그림 8. Screen을 포함한 소스 안테나 모델 구조 2

표 3-1과 3-2는 각각 모델 구조 1과 2의 Realized Gain Pattern의 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 여기서, 안테나는 동작 주파수 39GHz로 설계되었다.

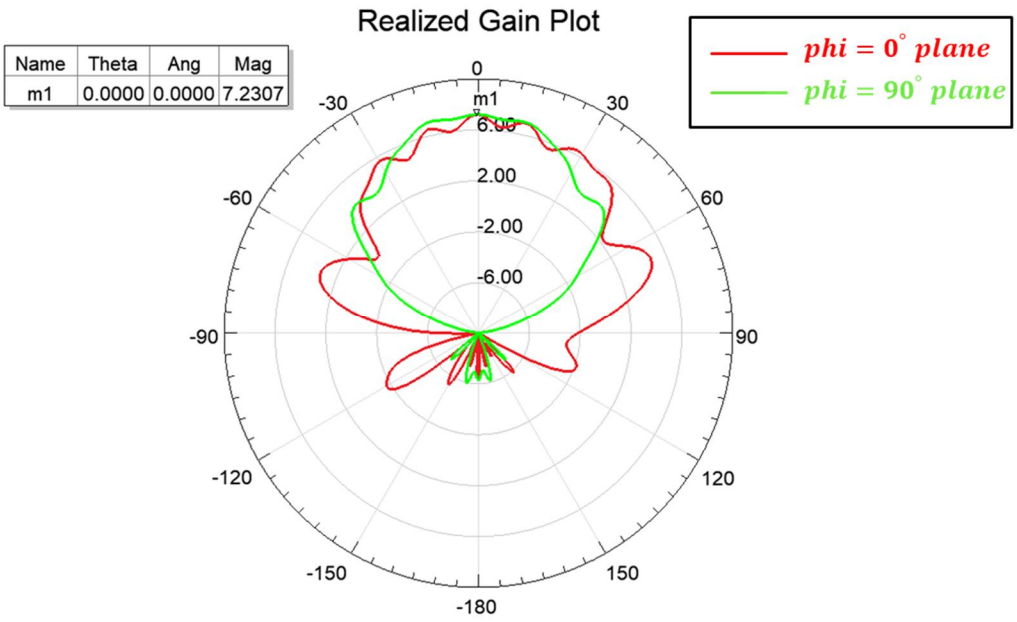


표 3-1. 안테나 구조 모델 1의 Realized Gain Plot

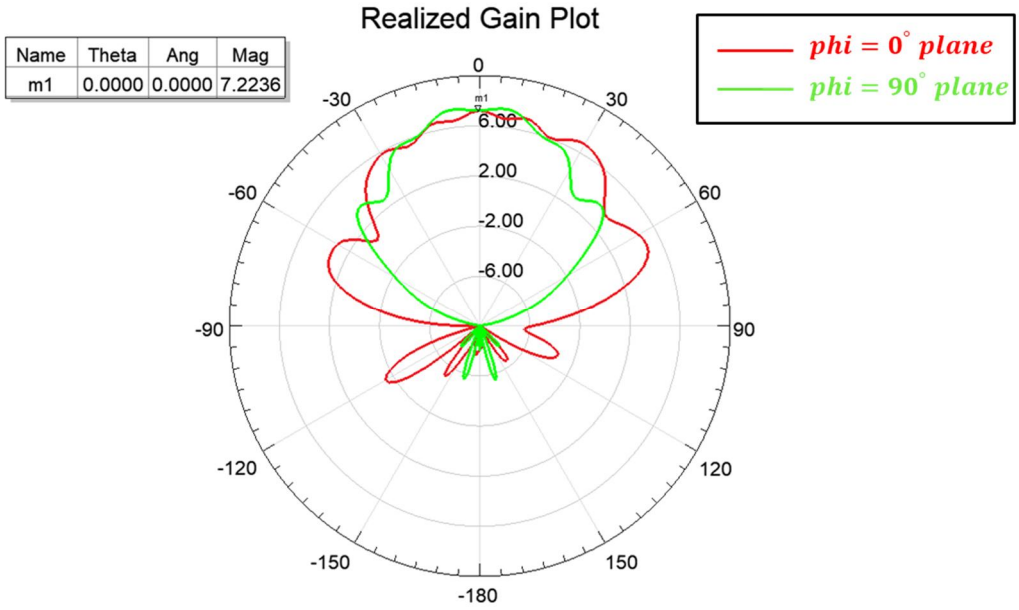
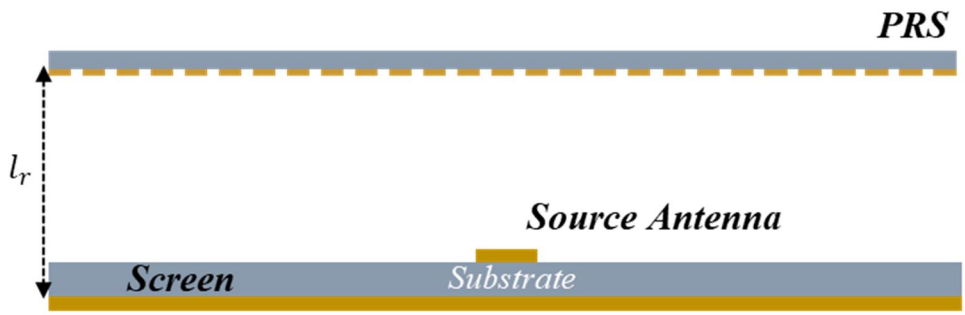


표 3-2. 안테나 구조 모델 2의 Realized Gain Plot

제 4 절 FPC 구조 설계

설계된 PRS와 소스 안테나를 결합해 FPC 구조를 구현할 수 있다. 그림 9, 10은 1.52mm의 기판 두께와 주기 1.7mm, 폭 0.7mm를 가진 PRS와 소스 안테나 모델 구조1,2를 결합한 모식도를 나타낸다.



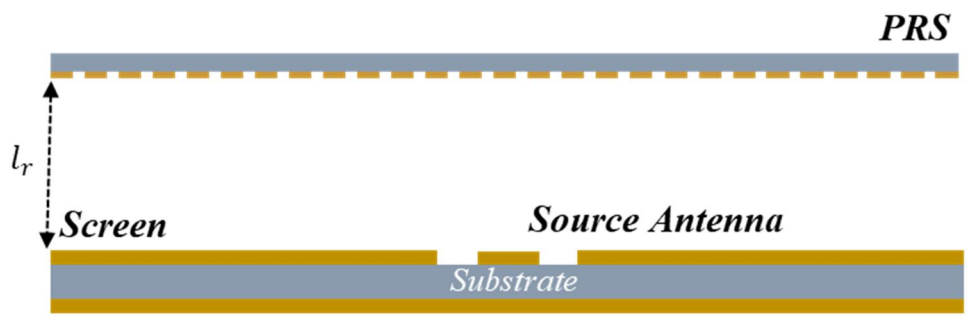


그림 9. PRS와 소스 안테나 모델 1의 결합 구조

그림 10. PRS와 소스 안테나 모델 2의 결합 구조

표 4-1과 4-2는 각각 그림 9와 그림 10의 Realized Gain Pattern의 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 두 구조 모두 식(3)에 의한 이상적인 최대 이득은 22.45dB이다.

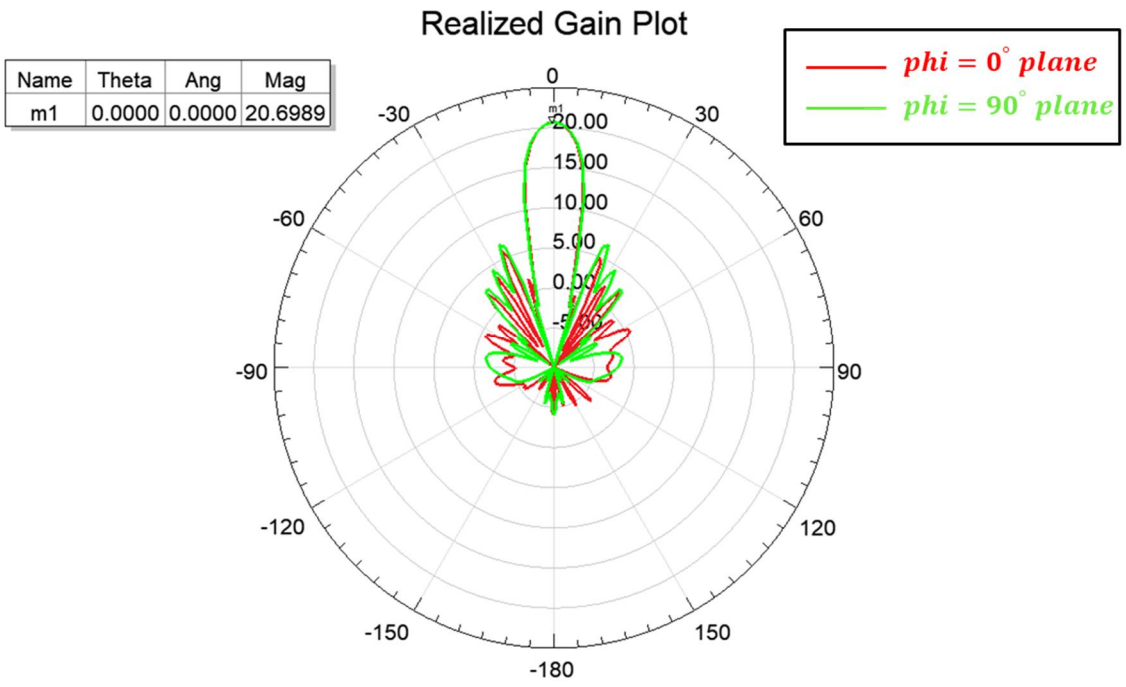


표 4-1. 그림 9 구조의 Realized Gain Plot

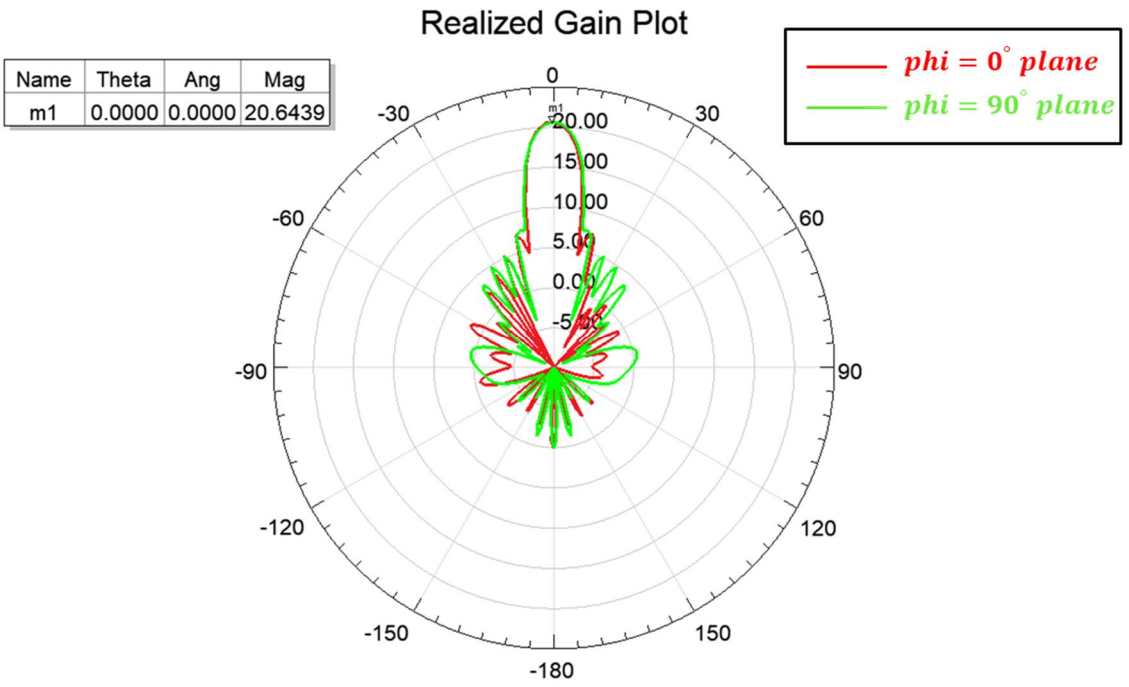


표 4-2. 그림 10 구조의 Realized Gain Plot

그림 11은 그림 9 구조의 전파 방사 과정을 HFSS 시뮬레이션을 통해 Plotting한 결과이다.

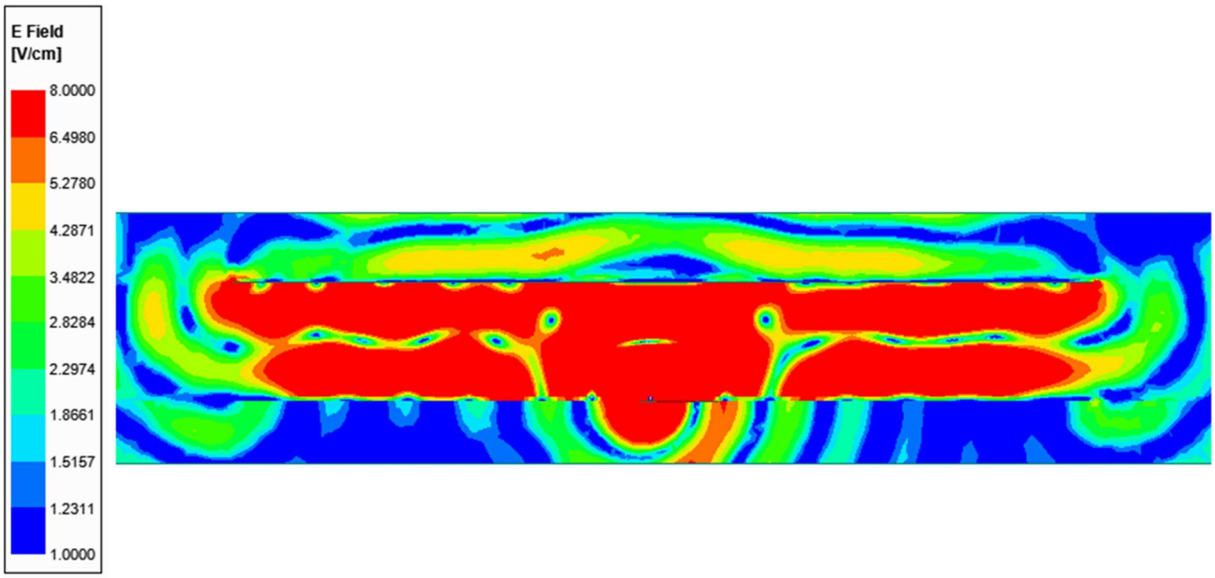


그림 11. 그림 9 구조의 전파 방사 과정

전파 방사 분석을 통해 FPC 구조의 양 끝부분에서 회절과 Spill over 현상으로 인해 이상적인 최대 이득보다 낮은 이득 향상이 일어났음을 알 수 있다. 그림 12는 이러한 현상을 나타낸 모식도이다.

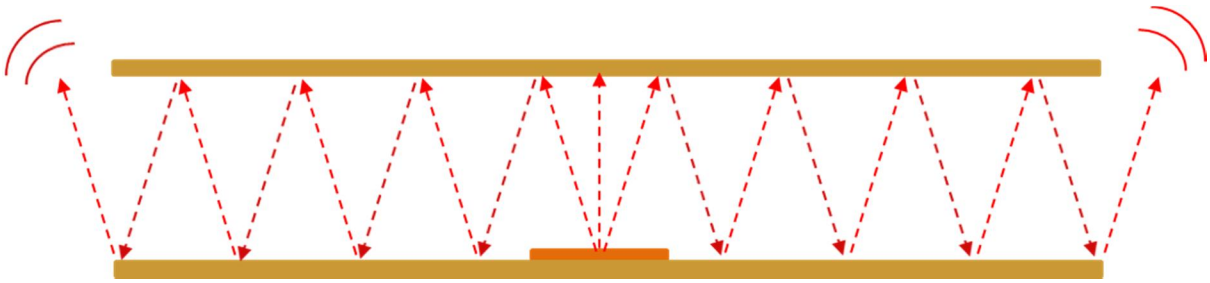


그림 12. 설계 구조에서 발생하는 Spill over 현상

이러한 문제를 해결하고 이상적인 최대 이득에 좀 더 가까운 값을 얻기 위해서 FPC 구조의 끝부분에 금속 기둥 반사판을 추가해 내부를 차폐하는 방법이 제시된다.

그림 13은 이러한 구조의 모식도를 나타낸다.

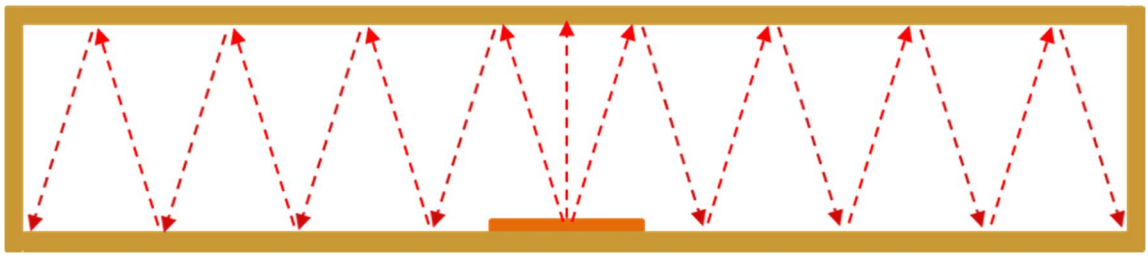


그림 13. 금속 기둥 반사판이 추가된 FPC 구조

금속 기둥 반사판이 포함 된 실제 설계 구조는 그림 14와 15로 나타낼 수 있다.

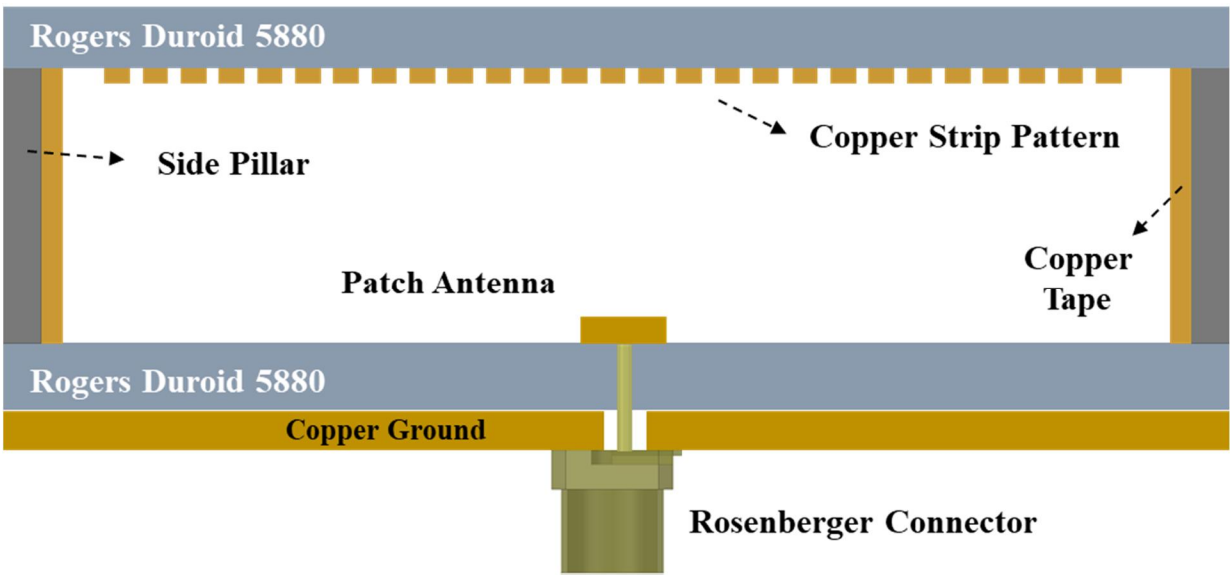


그림 14. 금속 기둥 반사판이 추가된 FPC 구조 설계 2D View

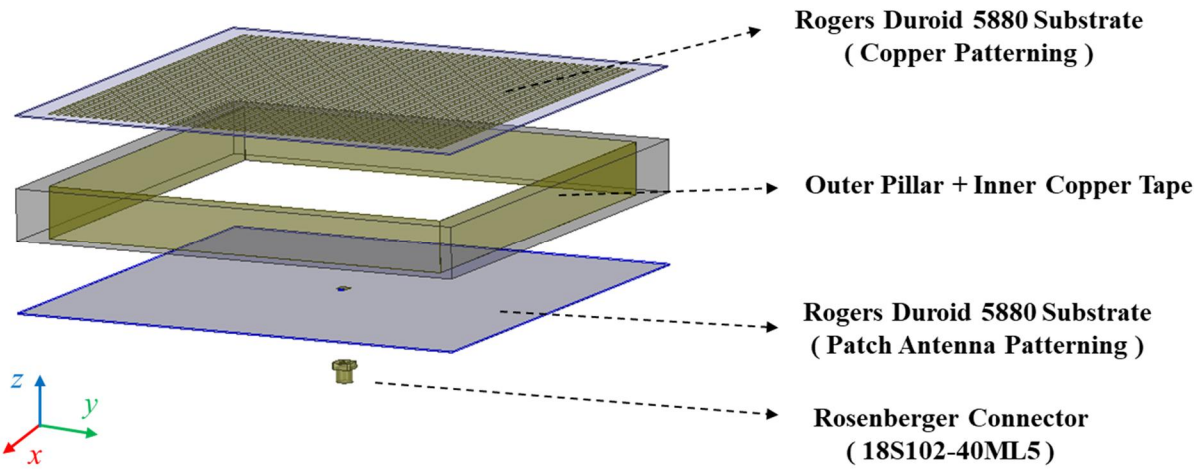


그림 15. 금속 기둥 반사판이 추가된 FPC 구조 설계 3D View

표5-1과 5-2는 안테나 소스 모델 1,2를 위와 같은 구조로 설계 후 Realized Gain Pattern의 시뮬레이션 결과를 나타낸다.

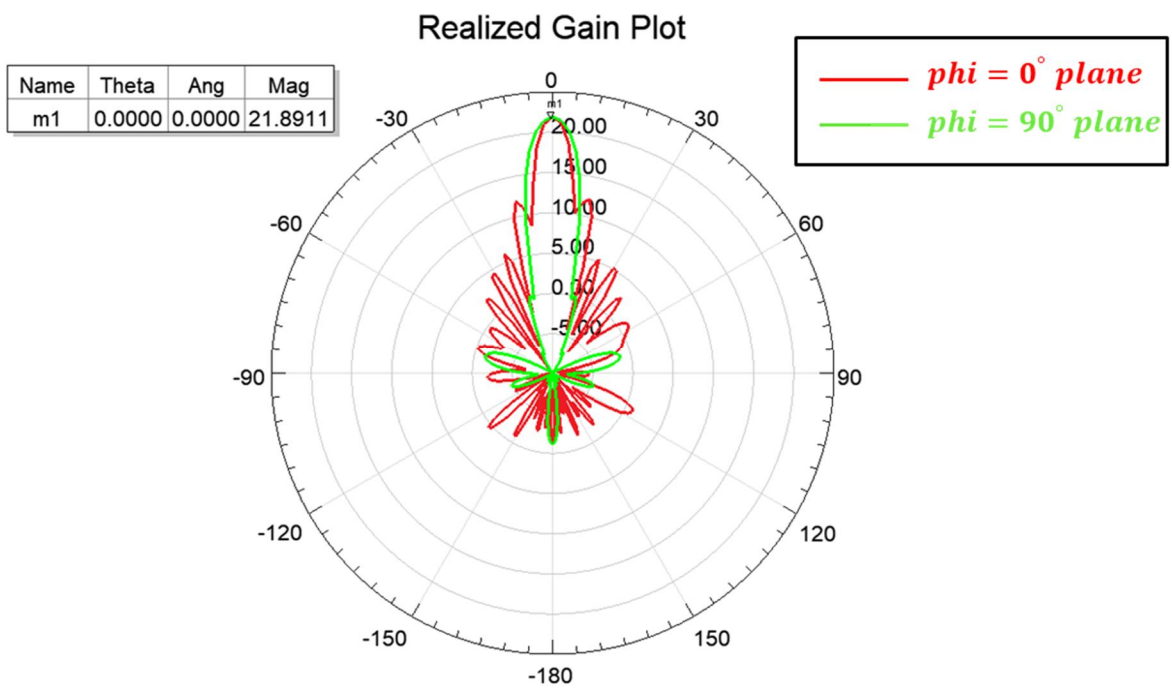


표 5-1. 소스 안테나 모델 1 FPC 구조의 Realized Gain Plot

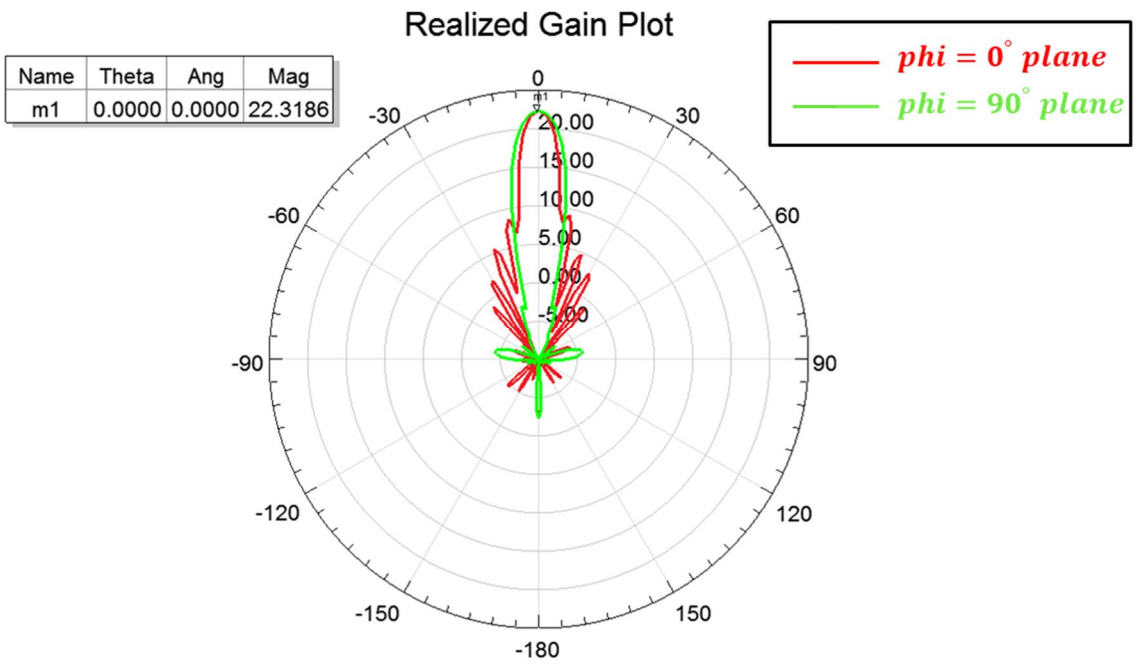


표 5-2. 소스 안테나 모델 2 FPC 구조의 Realized Gain Plot

모델 1과 2 구조 모두 금속 기둥 반사판 추가를 통해 약 2dB 정도의 이득 향상을 달성했다. 하지만 이상적인 최대 이득보다 낮은 값의 이득 향상이므로 전파 방사 과정을 HFSS 시뮬레이션을 통해 Plotting해 결과를 분석하였다. 그림 16과 17은 모델 1과2의 전파 방사 과정을 나타낸 시뮬레이션 결과이다. 금속 기둥 반사판을 통해 FPC 구조의 끝단에서 발생하는 Spill over 현상을 해결하였으며 이상적인 최대 이득과 가까운 시뮬레이션 결과를 나타냈다. 하지만 모델 1의 소스 안테나를 사용한 구조는 유전체 기판과 금속 기둥 반사판 사이 공간으로 인해 약간의 Spill over 현상이 발생하였고 이로 인해 모델 2의 소스 안테나를 사용한 구조에 비해 약간 낮은 Peak Gain 값을 가졌다.

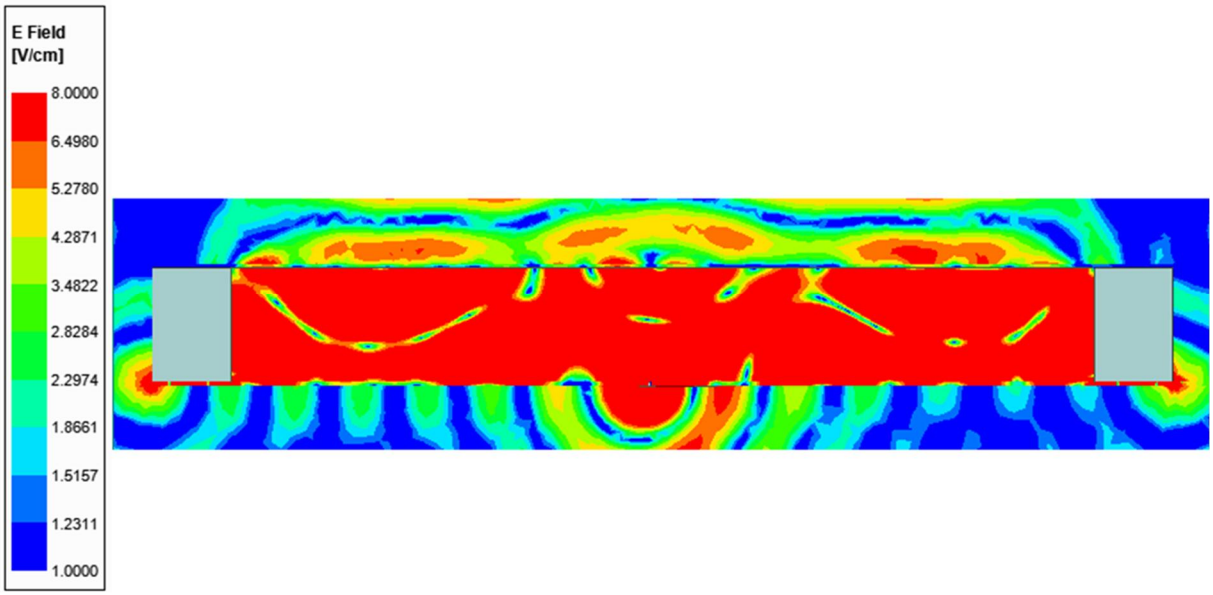


그림 16. 모델 1 FPC 구조의 전파 방사 과정

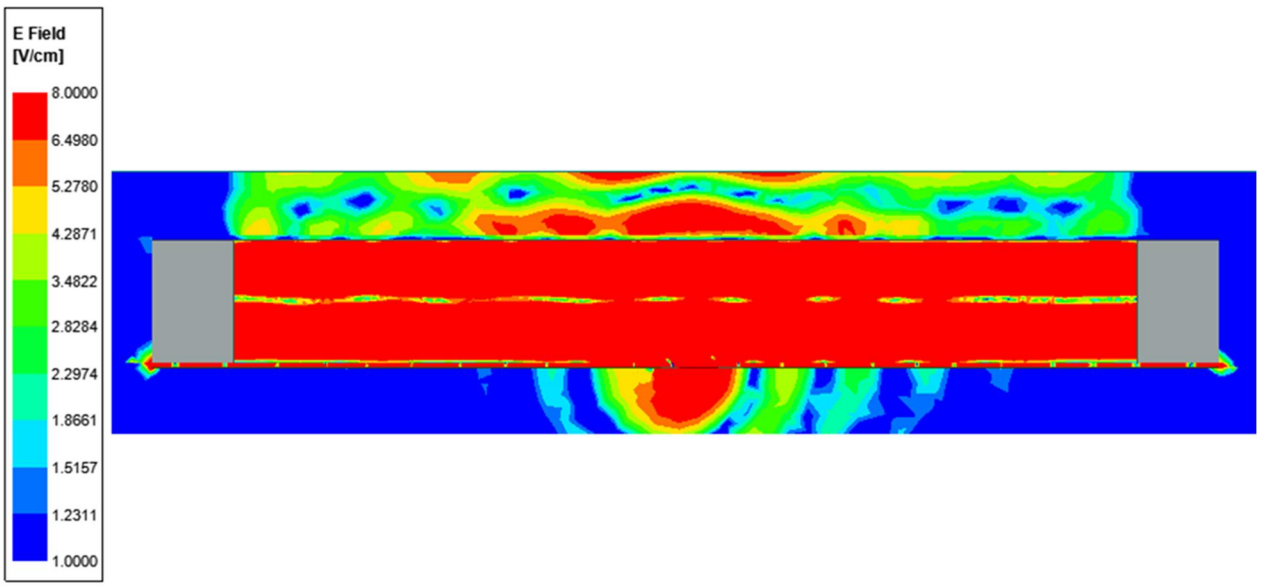


그림 17. 모델 2 FPC 구조의 전파 방사 과정

제 3 장 Frequency Reconfigurable FPC Antenna

제 1 절 FPC 구조의 협대역 특성

FPC 구조 안테나는 Low profile의 simple한 구조에서 고 이득을 달성하는 장점이 있지만 공진 특성으로 주파수 의존적이고 협대역을 갖는다.

$$\boldsymbol{l_r = \frac{\lambda_t}{4\pi}(\Phi_{PRS} + \Phi_{GND}) + N\frac{\lambda_t}{2}} \quad (10)$$

$$\boldsymbol{l_r \neq \frac{\lambda_{nt}}{4\pi}(\Phi_{PRS} + \Phi_{GND}) + N\frac{\lambda_{nt}}{2}} \quad (11)$$

$$\boldsymbol{l_r = \frac{\Delta\lambda}{4\pi}(\Delta\Phi_{PRS} + \Phi_{GND}) + N\frac{\Delta\lambda}{2}} \quad (12)$$

$$\boldsymbol{N = 0, 1, 2, 3 \cdots}$$

식 (10)은 설계 주파수($f_t = \frac{c}{\lambda_t}$) 에서 FPC의 공진길이를 나타낸다. 설계 주파수가 아닌 다른 동작 주파수($f_{nt} = \frac{c}{\lambda_{nt}}$) 에서는 식(11)과 같이 등식이 성립하지 않게 되고 식(3)에서 최대 이득 향상이 이루어지지 않는다. 표 6-1,2는 모델 1과2 FPC 구조의 설계 주파수(39GHz)와 다른 동작 주파수(38.75GHz, 39.25GHz)에서 Realized Gain Pattern의 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 두 구조 모두 다른 동작 주파수에서 Boresight 이득 향상이 줄어들고 Side Level Ratio가 커진다. 이와 같은 FPC 구조의 주파수 의존적인 특성을 해결하기 위해 주파수 가변형 PRS 구조가 필요하다. 주파수 가변형 PRS는 다른 동작 주파수에서 식(11)의 등식을 만족시키는 PRS 반사 계수의 위상을 조절 할 수 있다. 식 (12)는 이와 같은 개념을 나타낸다.

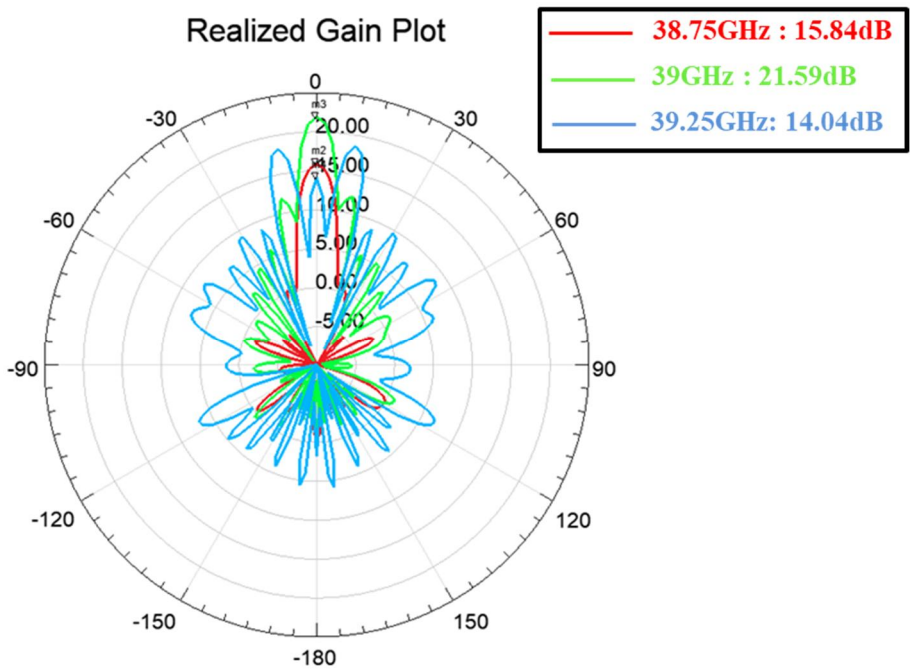


표 6-1. 모델 1 FPC 구조의 동작 주파수에 따른 Realized Gain Plot

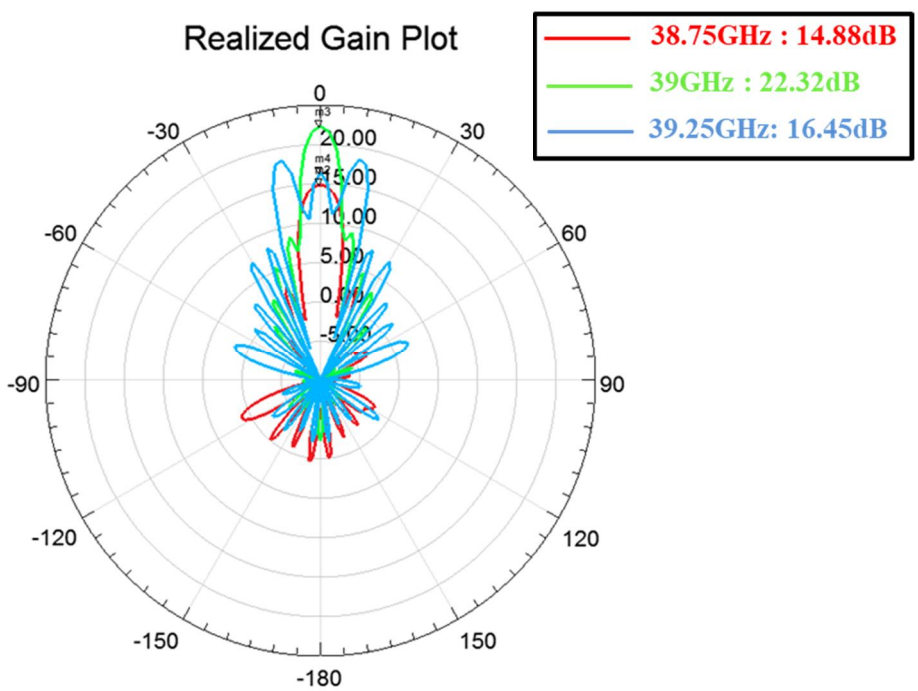


표 6-2. 모델 2 FPC 구조의 동작 주파수에 따른 Realized Gain Plot

제 2 절 Liquid Crystal PRS 설계

LC(Liquid Crystal)는 가해지는 바이어스 값에 따라 회전하며 다른 유전율 값을 가지는 유전율 이방성 특성을 가진다. 이와 같은 특성을 이용해 여러 주파수 가변형 안테나 구조에 응용된다.[11],[12]. PRS 역시 LC와 결합되어 주파수 가변형 구조의 특성을 나타낼 수 있다. 그림 18은 LC를 포함한 PRS의 Unit Cell 구조를 나타낸다.

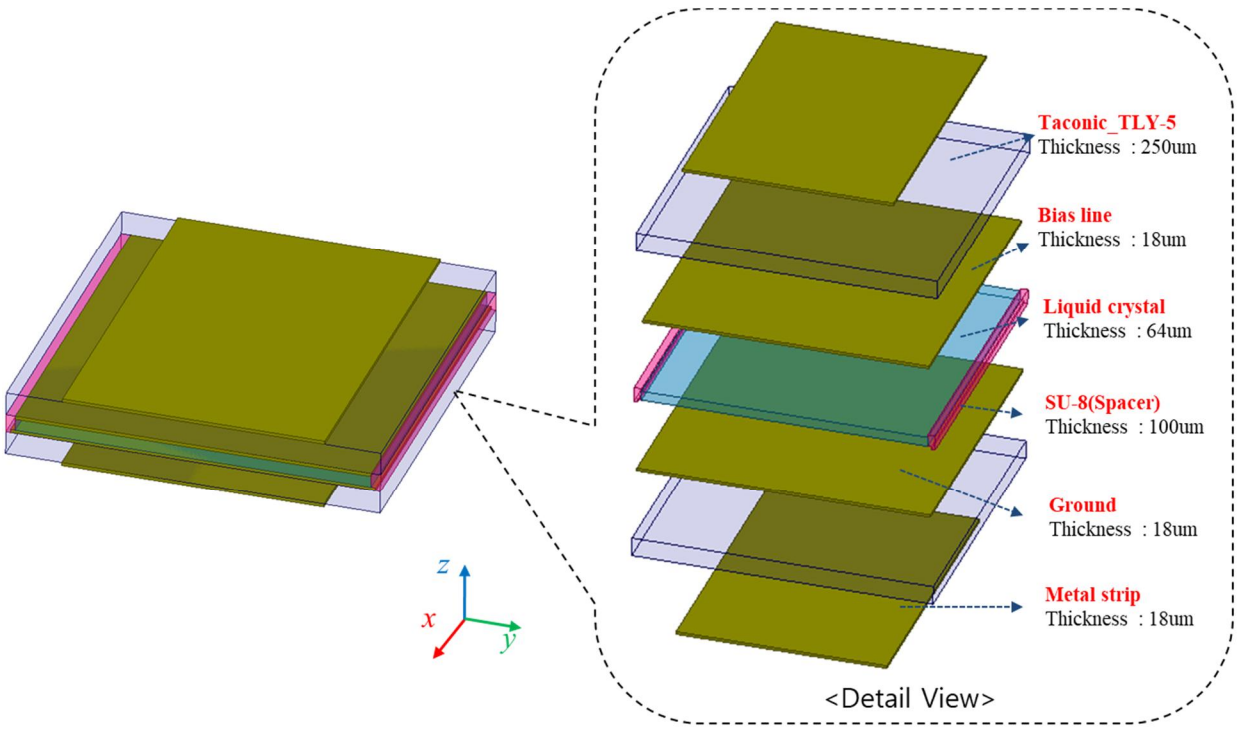


그림 18. Liquid Crystal PRS Unit Cell

Unit Cell을 등가 회로로 모델링하여 변환 하는 과정은 그림 19와 같으며 바이어스가 가해지게 되면 회로의 임피던스 성분이 변하게 되어 PRS의 반사 계수가 변하게 된다. 수식(13)은 회로의 각 성분들을 나타낸다.[13]

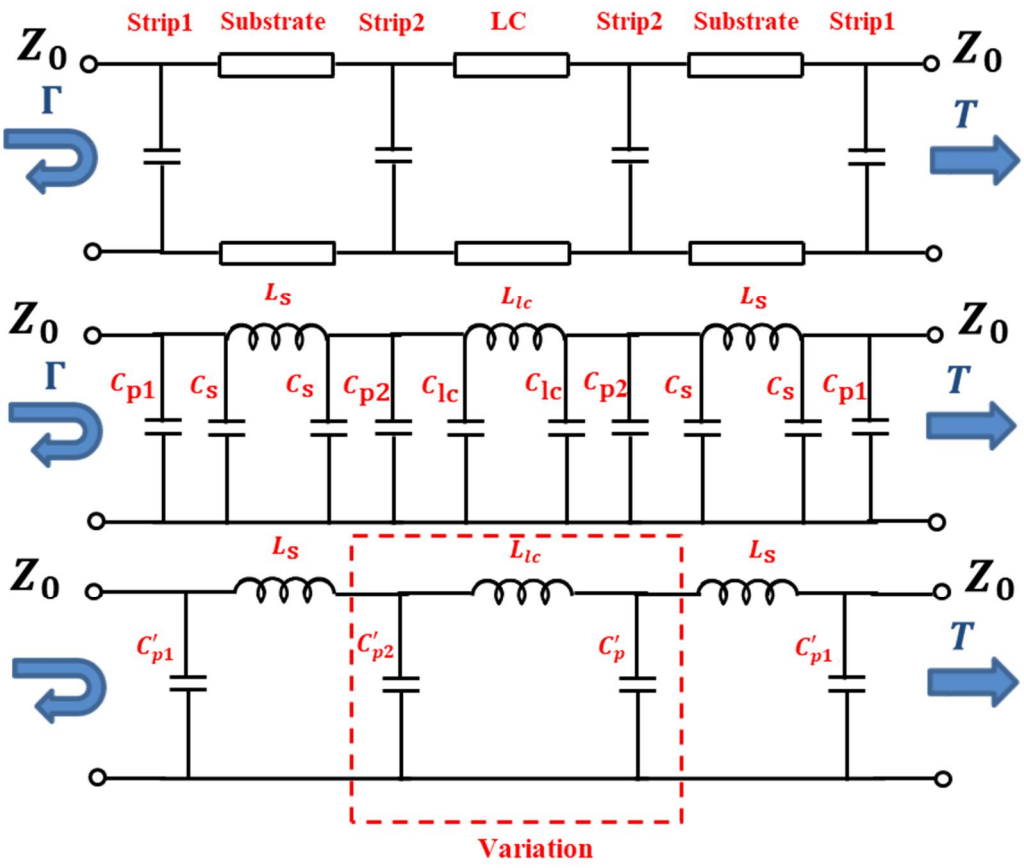


그림 19. Unit Cell의 등가 회로

$$C_p = \varepsilon_0 \varepsilon_{eff} \frac{2D}{\pi} \ln\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)$$

$$L_s = \mu_0 \mu_s h_s, \quad L_{lc} = \mu_0 \mu_{lc} h_{lc} \tag{13}$$

$$C_s = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_s h_s}{2}, \quad C_{lc} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{lc} h_{lc}}{2}$$

위와 같은 등가 회로 모델링을 통해 임피던스 변화의 경향성을 알 수 있고 보다 정확한 Unit Cell 분석은 HFSS 의 Floquet Port 기능으로 수행된다.

표 8-1,2 는 Floquet Port 시뮬레이션을 통한 Liquid Crystal PRS 의 반사 계수 크기와 위상을 나타낸다. 동작 주파수가 아닌 다른 주파수에서 식 (12)를 만족시키는 반사 계수의 위상은 LC 의 유전율에 의해 결정되며 이는 시뮬레이션 결과를 통해 구할 수 있다.

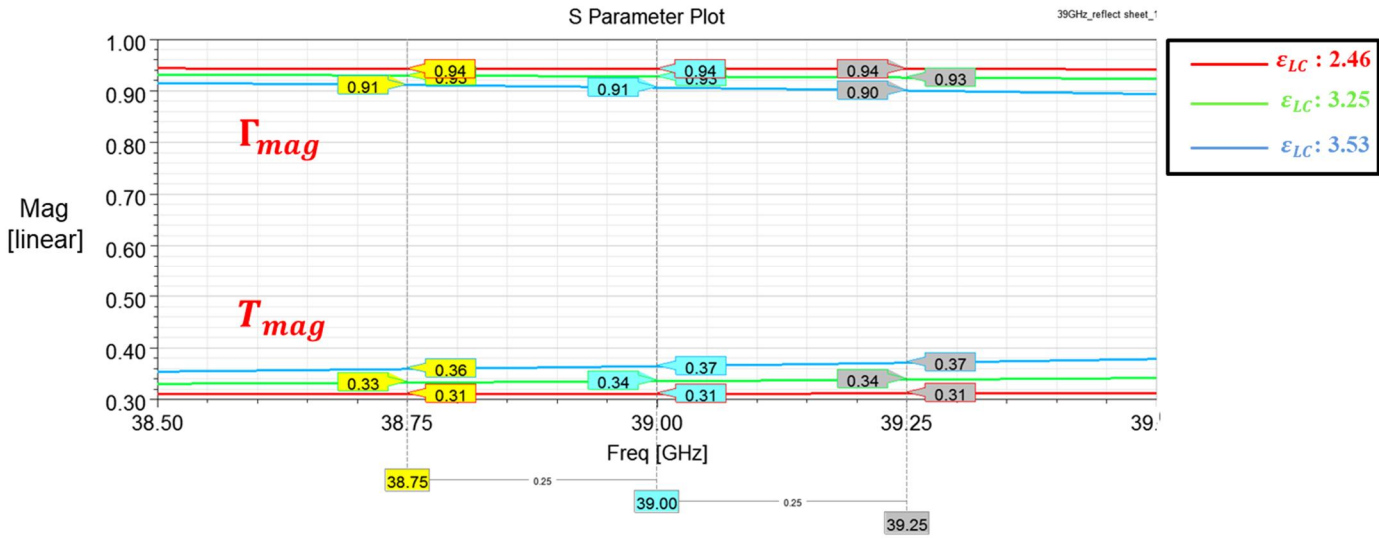


표 7-1. LC PRS 의 반사 계수와 투과 계수의 크기

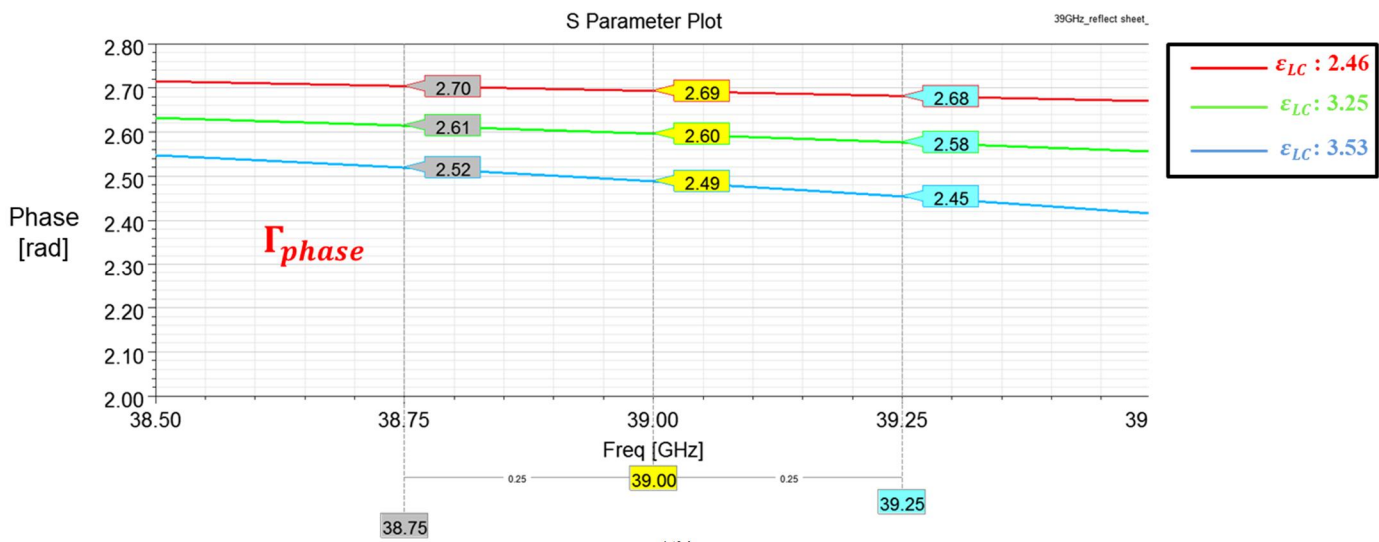


표 7-2. LC PRS 의 반사 계수의 위상

설계 시 고려해야 할 사항은 2 가지다. 첫 번째, LC 의 두께 선택이다. LC 가 차지하는 두께가 커질수록 유전율이 바뀔 때 반사 계수의 위상 변화 폭이 크지만 이에 따라 반사 계수의 크기 또한 크게 변화해 적정한 이득 향상을 위해선 LC 의 두께 선택이 중요하다. 두 번째, 금속 스트립의 폭이다. 금속 스트립의 폭에 의해 공진 구조가 결정되며 이 응답에 의해 $\Gamma_{mag}^2 + \mathrm{T}_{mag}^2$ 가 1 에서 멀어 질수록 식 (3)의 이상적인 기대 이득 향상 값과 멀어 진다. 또한, 금속 스트립의 폭은 LC 에 바이어스가 충분히 가해 질 만큼 넓어야 한다.

제 3 절 Frequency Reconfigurable FPC 구조 설계

Unit Cell 시뮬레이션을 통해 주파수 가변형 특성을 갖게 설계된 LC PRS와 Screen을 포함하는 소스 안테나 구조를 결합해 Frequency Reconfigurable FPC 안테나를 구현할 수 있다. 그림 20은 이러한 구조를 나타낸다.

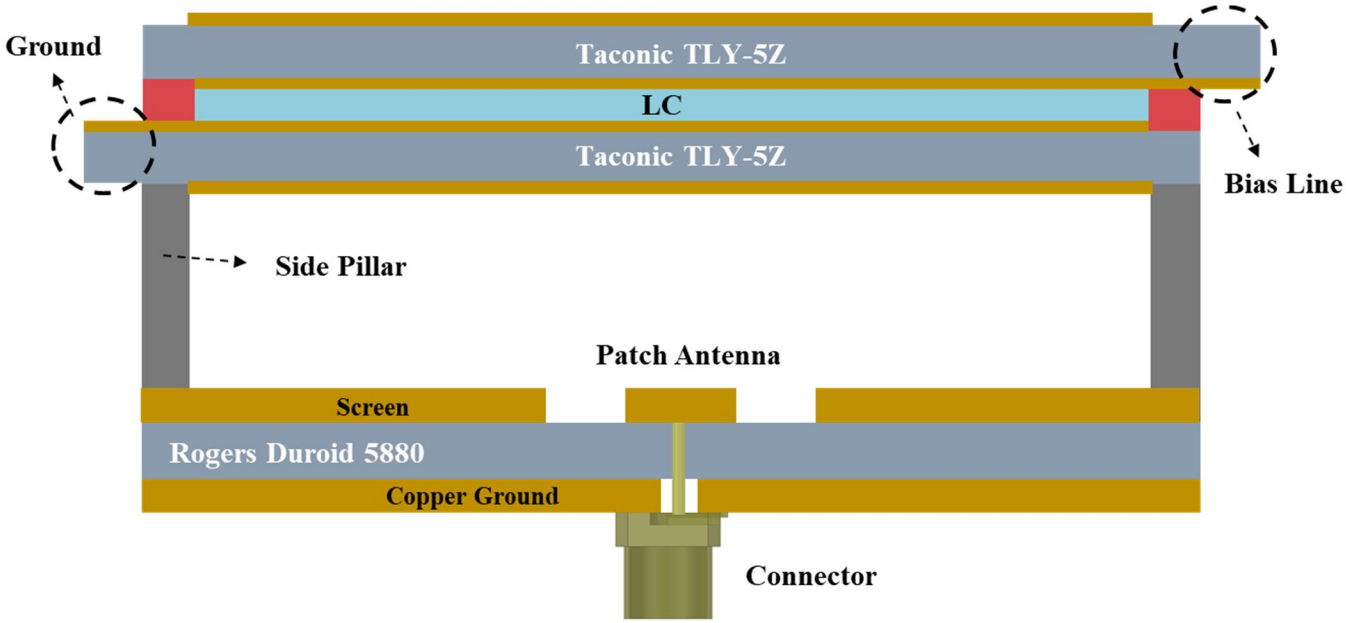


그림 20. Frequency Reconfigurable FPC 구조 2D View

LC PRS 는 2 개의 기판과 액정 그리고 Spacer 로 구성되며 Bias 구조를 포함한다. 그림 21 은 이러한 구조를 유전체, 금속 패턴, 액정으로 나누어 층 별로 나타낸 것이다. Layer 1,2 는 하부 기판과 금속 패턴 그리고 Spacer 패턴을 나타낸다. Layer 3 은 구조 내부에 위치하는 액정을 나타낸다. Layer 4,5 는 상부 기판과 금속 패턴 그리고 Spacer 패턴을 나타낸다. 기판의 Section 1 은 PRS 금속 패턴이 있는 구역이며 Section 2 는 금속 기둥과 접하는 부분, Section 3 은 Bias 구조를 나타낸다. 그림 20 의 Frequency Reconfigurable FPC 구조의 Realized Gain Pattern 을 시뮬레이션한 결과는 표 9 이다. 설계 타겟 주파수는

39.25GHz 이며 39GHz 와 38.75GHz 에서 각각 다른 유전율 값을 입력하였다.

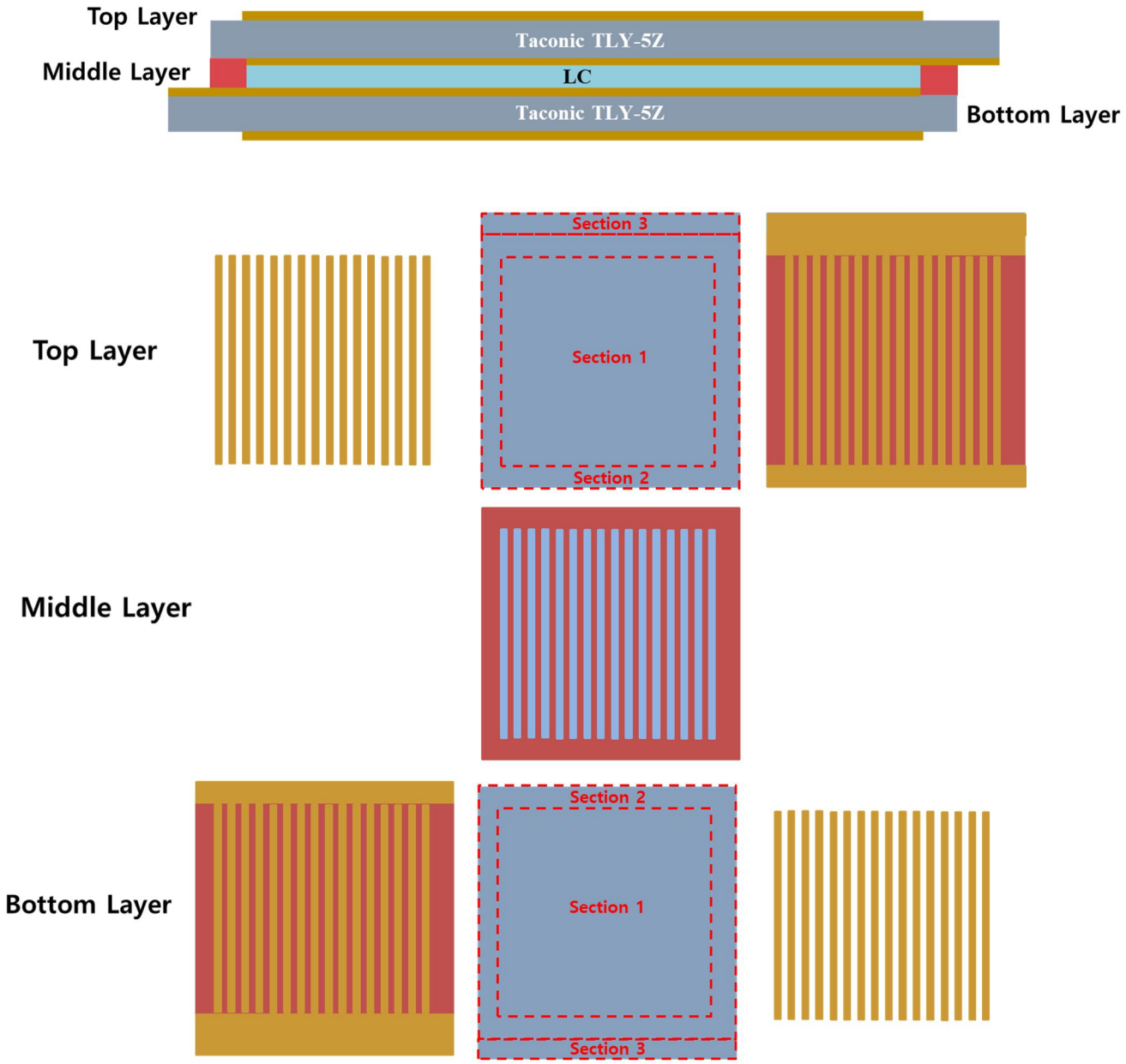


그림 21. LC PRS 구조의 층별 2D View

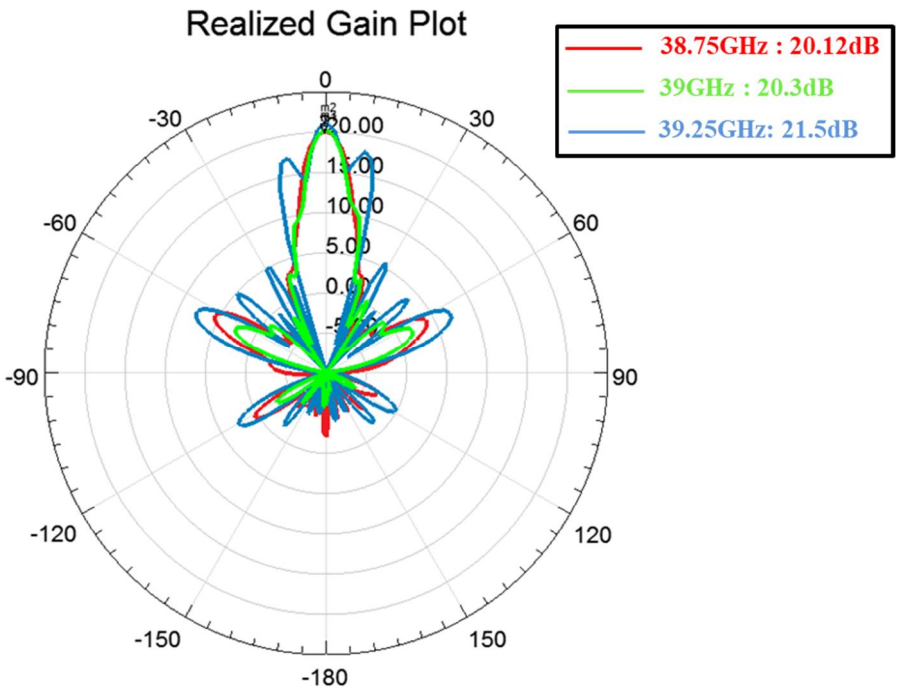


표 8. Frequency Reconfigurable FPC 구조의 동작 주파수에 따른 Realized Gain Plot

표 9 의 결과와 비교를 위해 2 장에서 설계한 PRS 와 Source Antenna 들을 이용해 4 가지 FPC 구조를 구현하였다. 1.7mm 의 주기와 0.5 와 0.6 의 스트립 폭을 가지는 2 가지 PRS 와 Source Antenna Model 1,2 를 이용해 4 종류의 FPC 구조를 설계하였고 면적은 Frequency Reconfigurable FPC 안테나와 동일한 60mm x 60mm 이다. 4 가지 구조의 Realized Gain Pattern 시뮬레이션한 결과는 표 10-1,2,3,4 와 같다.

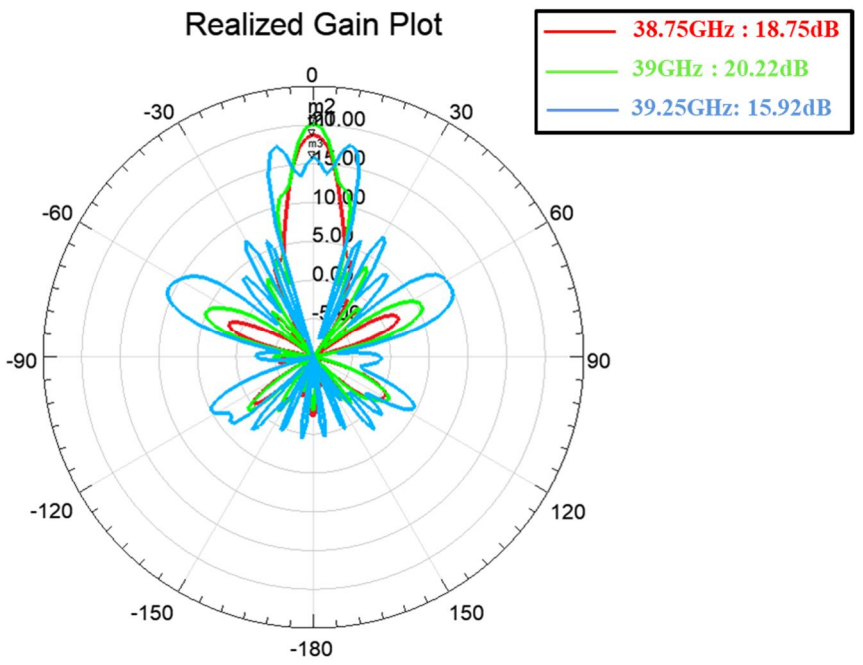


표 9-1. Model 1 Source Antenna와 PRS(p=1.7mm, w=0.5mm)의 결합 FPC구조의 Realized Gain Plot

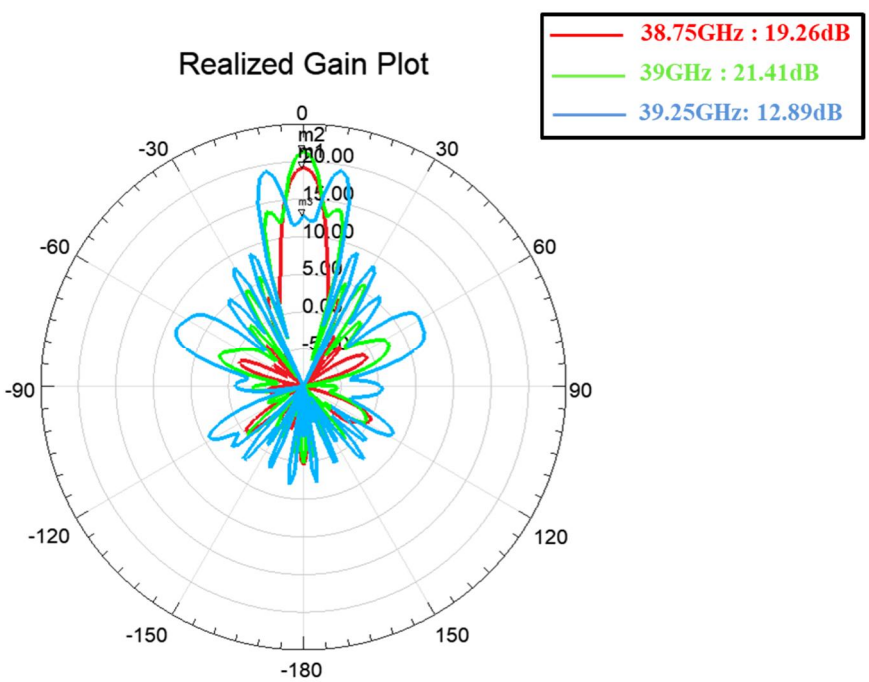


표 9-2. Model 1 Source Antenna와 PRS(p=1.7mm, w=0.6mm)의 결합 FPC구조의 Realized Gain Plot

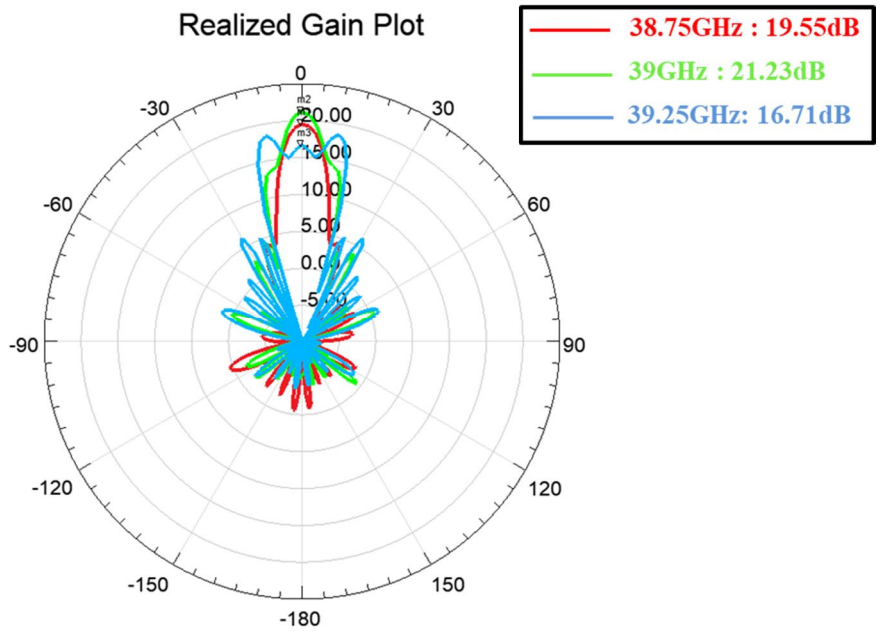


표 9-3. Model 2 Source Antenna와 PRS(p=1.7mm, w=0.5mm)의 결합 FPC구조의 Realized Gain Plot

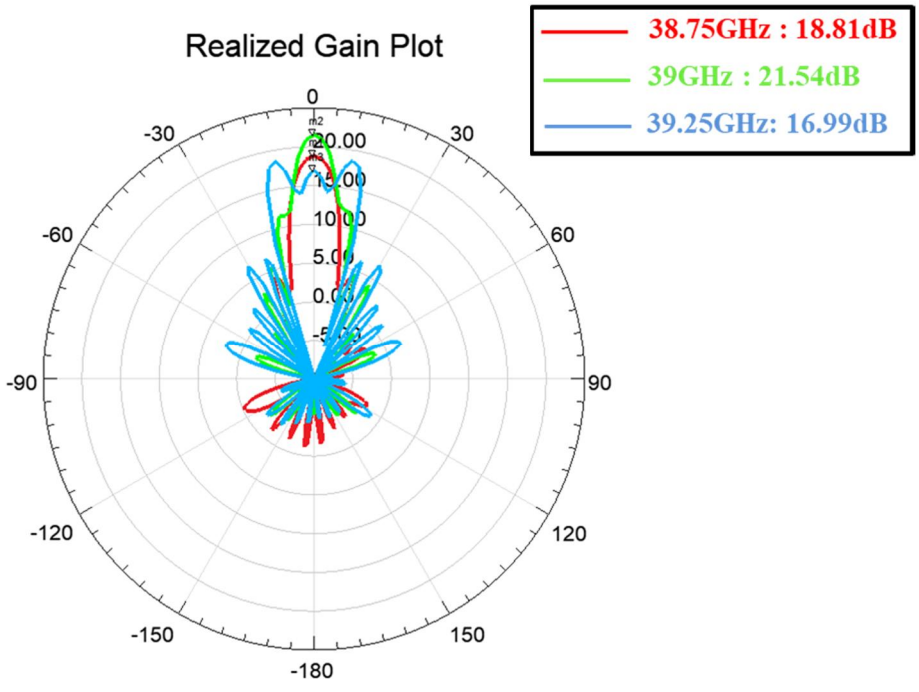


표 9-4. Model 2 Source Antenna와 PRS(p=1.7mm, w=0.6mm)의 결합 FPC구조의 Realized Gain Plot

표 9-1,2,3,4 의 결과를 통해 PRS 의 반사계수가 커질수록 Boresight 에서 Peak Gain 은 커지지만 다른 동작 주파수에서 Peak Gain 감쇠가 더 커짐을 확인할 수 있다. 또한 Frequency Reconfigurable FPC 안테나가 이러한 동작 주파수에 따른 Peak Gain 감쇠를 보상 해줄 수 있음을 알 수 있다. 이 결과는 LC PRS 을 통해 Frequency Reconfigurable FPC 안테나 구조를 구현할 수 있음을 나타내고 이를 통해 FPC 안테나의 주파수 동작 범위를 넓힐 수 있는 가능성을 제시한다.

제 4 장 제작 및 측정

제 1 절 FPC 구조 제작 및 측정

앞선 시뮬레이션 검증 결과를 바탕으로 실제 제작 및 측정을 수행하였다. 그림 22는 실제 구성한 측정 셋업을 나타낸다. 측정은 Anritsu의 Vector Network Analyzer(MS4647B)를 통해 이루어졌다

그림 22. FPC Antenna 측정 셋업

그림 23 과 24 는 FPC Antenna 제작을 위한 구성품을, 그림 25 은 완성된 FPC Antenna 구조를 보여준다. 1.7mm 의 스트립 주기와 0.5mm 의 폭을 갖는 PRS 와 Model 1,2 Source Antenna 를 이용해 2 가지 측정 안테나를 제작하였다. 표 10-1,2 는 제작 안테나의 시뮬레이션 결과와 측정 결과를 나타낸다.

.

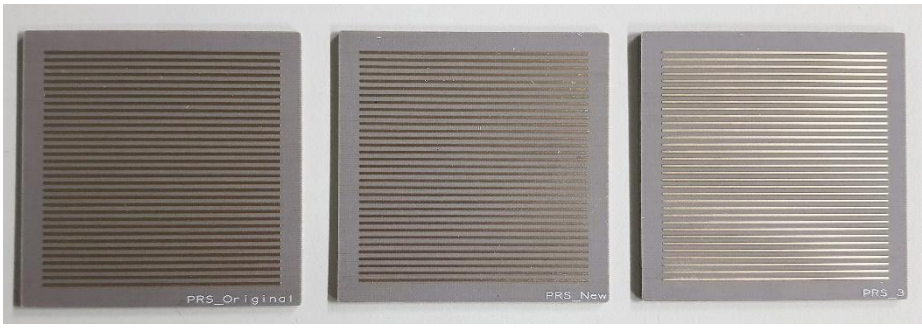


그림 23. Partial Reflecting Surface

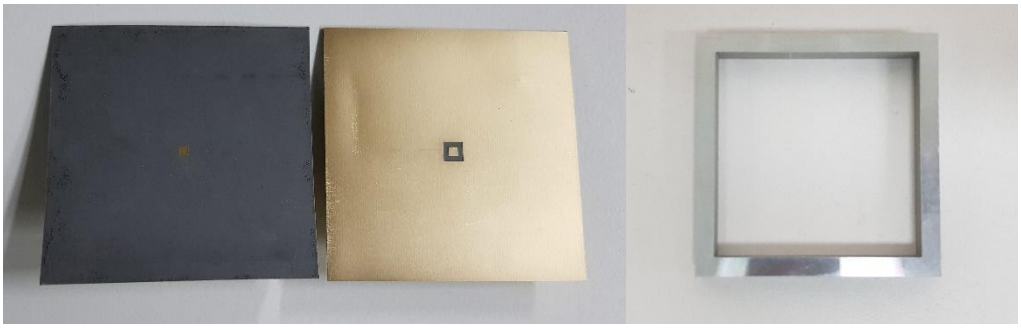


그림 24. Source Antenna와 Side Metal Pillar

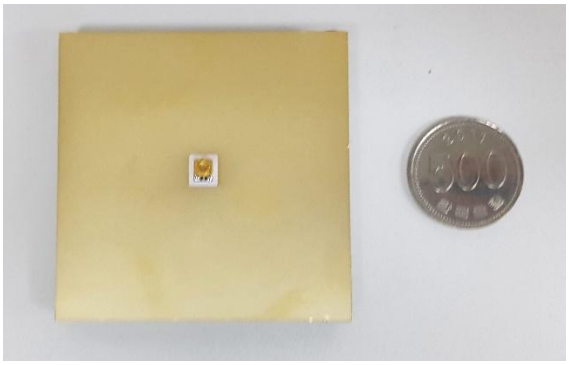


그림 25. 완성된 FPC Antenna

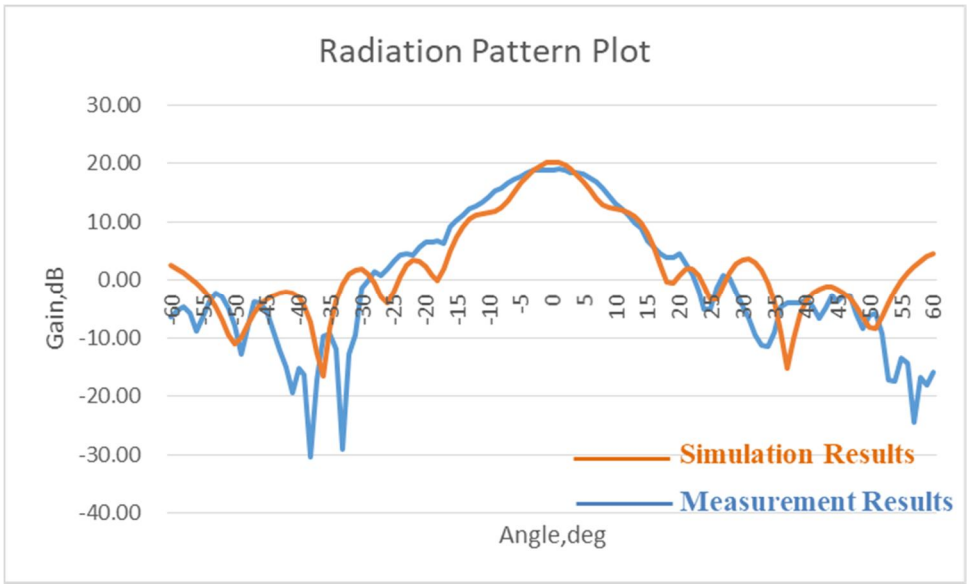


표 10-1. 39GHz에서 표9-3의 시뮬레이션 결과와 측정 결과 비교

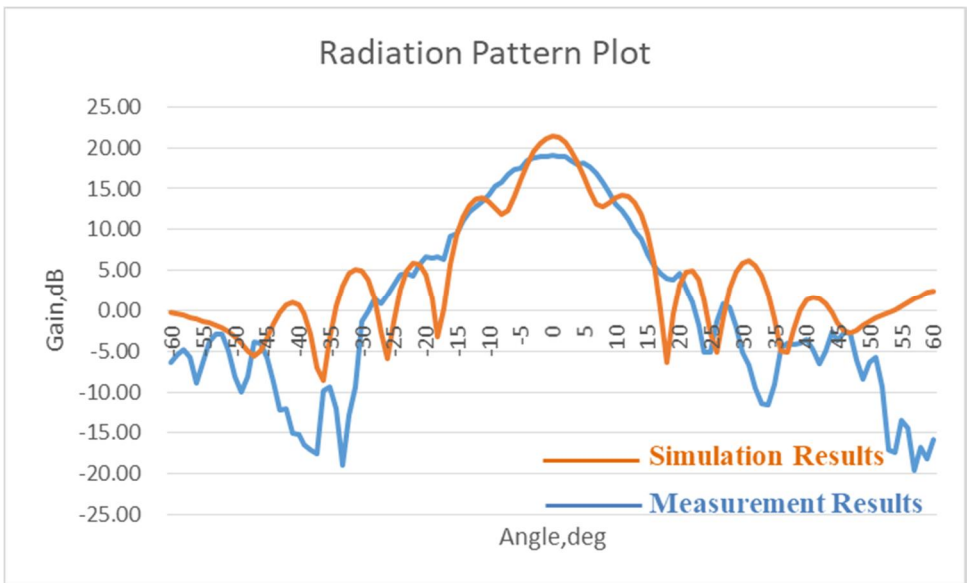


표 10-2. 39GHz에서 표9-4의 시뮬레이션 결과와 측정 결과 비교

표 9-3,4 에서 설계 된 구조를 바탕으로 실제 제작된 안테나의 측정 결과는 시뮬레이션 결과와 약간의 차이는 있었지만 유사한 경향성을 가졌고 20dB 에 근접하는 Peak Gain 을 확인할 수 있었다.

제 5 장 결 론

본 논문에서는 Liquid Crystal을 이용하여 고 이득의 FPC 구조 안테나의 동작 주파수 범위를 넓히는 설계 방법을 제시했다. FPC 구조 안테나는 단일 패치 안테나와 공진 구조를 활용하므로 보다 낮은 복잡도와 작은 크기로 고 이득을 달성할 수 있지만 공진 구조의 활용으로 인해 협대역의 특성을 지닌다. 이를 해결하기 위해 주파수에 맞는 PRS의 임피던스 조절을 시행해 준다면 동작 주파수 범위를 늘릴 수 있다. 이러한 임피던스 조절은 Liquid Crystal의 유전율 이방성을 통해 이뤄질 수 있다. 액정은 가해지는 전계에 따라 그 방향을 달리하여 다른 유전율 값을 가지며 이러한 특성을 PRS에 적용해 주파수 가변 구조형의 FPC 안테나를 설계할 수 있음을 시뮬레이션을 통해 확인하였다. FPC 구조의 실제 제작을 위해선 여러 가지 고려 사항이 있고 이를 최적화하기 위해 먼저 수동형 FPC 구조 안테나를 제작 및 측정하였다. 3D 프린팅 기둥과 PCB 안테나 그리고 PRS를 결합해 제작하였으며 측정 결과 시뮬레이션과 유사한 결과를 나타내었다. 이러한 결과를 바탕으로 액정이 적용된 FPC 구조 역시 시뮬레이션과 유사한 결과를 나타낼 것이라 예상되며 제안 된 구조가 활용 될 시 5G 통신 환경에서 보다 저 비용의 고 이득 안테나가 제작 가능할 것임을 예상한다.

참고 문헌

[1] J. Oh, "Millimeter-Wave Thin Lens Employing Mixed-Order Elliptic Filter Arrays," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 7, pp. 3222-3227, July 2016.

[2] Xiao-rong Tang and S. Gao, "Design of low-cross-polarization wideband spaceborne ring focus reflector antenna," *2014 Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC)*, Loughborough, 2014, pp. 469-472.

[3] K. Konstantinidis, A. P. Feresidis and P. S. Hall, "Multilayer Partially Reflective Surfaces for Broadband Fabry-Perot Cavity Antennas," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, no. 7, pp. 3474-3481, July 2014.

[4] L. Ji, H. Zhu, P. Qin and Y. J. Guo, "Broadband partially reflective surface antenna with tapered corrugated ground," 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Diego, CA, 2017, pp. 509-510.

[5] G. V. Trentini, "Partially reflecting sheet arrays," in *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 4, no. 4, pp. 666-671, October 1956.

[6] Kwon, "Taek-Sun, The Gain Estimation of a Fabry-Perot Cavity (FPC) Antenna with a Finite Dimension," in *Journal of Electromagnetic Engineering and Science,* vol. 17, no. 4, pp.241-243, Oct. 2017.

[7] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbok*. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 1951.

[8] A. Ericsson and D. Sjöberg, "Design and Analysis of a Multilayer Meander Line Circular Polarization Selective Structure," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 8, pp. 4089-4101, Aug. 2017.

[9] O. Luukkonen *et al.*, "Simple and Accurate Analytical Model of Planar Grids and High-Impedance Surfaces Comprising Metal Strips or Patches," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.

56, no. 6, pp. 1624–1632, June 2008.
[10] R. Rodriguez–Berral, C. Molero, F. Medina and F. Mesa, "Analytical Wideband Model for Strip/Slit Gratings Loaded With Dielectric Slabs," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 12, pp. 3908–3918, Dec. 2012.
[11] S. Foo, "Liquid–crystal reconfigurable metasurface reflectors," *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, San Diego, CA, 2017, pp. 2069–2070.
[12] Y. Zhao, C. Huang, A. Qing and X. Luo, "A Frequency and Pattern Reconfigurable Antenna Array Based on Liquid Crystal Technology," in *IEEE Photonics Journal*, vol. 9, no. 3, pp. 1–7, June 2017, Art no. 4600307.
[13] M. A. Al–Joumayly and N. Behdad, "A Generalized Method for Synthesizing Low–Profile, Band–Pass Frequency Selective Surfaces With Non–Resonant Constituting Elements," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 12, pp. 4033–4041, Dec. 2010.

Abstract

Liquid Crystal Based Frequency Reconfigurable High Gain Fabry-Perot Cavity Antenna

Sangki Yeom
Department of Electrical Engineering and Computer
Science College of Engineering
The Graduate School
Seoul National University

5G communication technology is expected to dramatically improve communication performance by using millimeter wave bands (28GHz and 39GHz). However, the millimeter wave band electromagnetic waves has a large path loss and high gain characteristics are required to overcome this. The gain of the antenna is higher as the radiated electromagnetic wave has a larger effective radiation area and the phase is constant in the traveling cross section. The Fabry-Perot Cavity (FPC) antenna has a high gain in low-profile by widening the effective radiation area by matching the phase of repetitive reflected waves. However, due to the use of the resonant structure has a characteristic of the narrow band it is necessary to solve the problem. To increase the frequency operating range, a frequency reconfigurable structure can be proposed. If the FPC antenna is designed using a Partial Reflecting Surface (PRS) with the same physical structure but different impedance values depending on the operating frequency,

the frequency usage range can be increased. Such a frequency variable FPC antenna may be implemented by inserting a liquid crystal (LC) into a PRS structure and combining a bias structure. LC has dielectric anisotropy with different permittivity values depending on the bias value. This feature allows the implementation of PRS with adequate impedance at different operating frequencies to extend the frequency operating range. In this paper, we designed a frequency reconfigurable PRS at 39 GHz through unit cell analysis and combined it with a source antenna including a screen to design an FPC antenna. Simulation verification was performed through HFSS and measurements were made based on actual production.

Keywords : High Gain, Frequency Reconfigurable, Liquid Crystal, Fabry-Perot(FPC), Partial Reflecting Surface(PRS)
Student Number : 2018-27455