

論文2001-38TC-1-4

Aperture와 Feedline Gap 結合으로 給電되는 마이크로스트립 패치 안테나의 電磁氣 結合 메커니즘

(Electromagnetic Coupling Mechanism in the Aperture-Coupled and Feedline Gap-Coupled Microstrip Patch Antenna)

金 鍾 奎*, 尹 二 根*, 趙 榮 基**

(Jong-Kyu Kim, Lee-Geun Yoon, and Young-Ki Cho)

요 약

개구결합으로 급전되는 마이크로스트립 안테나 구조에 대해, 접지면과 패치사이의 간격에 따라 'cavity'형과 'parasitic'형의 두 가지 결합 메커니즘으로 나눌 수 있음을 이론적, 실험적으로 제시하였으며, 보다 단순한 급전구조로서 gap-결합 급전 마이크로스트립 안테나구조에서도 유사한 현상이 나타남을 확인하였다. 이러한 두 가지 결합메커니즘의 특징적 차이에 대하여 논의하였다.

Abstract

This article describes an observation that the aperture coupling mechanisms in the aperture coupled microstrip antenna can be divided into two categories, cavity and parasitic types, depending on the separation between the microstrip patch and the ground plane. The similar phenomenon was observed in the relatively simple gap-coupled microstrip antenna. The specific characteristics between two coupling mechanisms is discussed.

I. 서 론

최근에 기존의 개구결합 마이크로스트립 안테나 구조에 대해 개구를 통한 전자장의 결합 메커니즘에 관한 보다 깊은 물리적 현상의 이해를 목적으로, 평행평판 윗면의 좁은 슬릿을 통한 인접 도체스트립과의 복사결합문제에 관한 연구가 발표되었다^[1]. 참고문헌 [1]에서는 개구결합문제를 2차원으로 단순화시킨 모델이

제시되었고, 모든 구조적 크기와 물질상수는 일반적인 마이크로스트립 안테나에 상응하는 값으로 선택되었다. 또한 아랫단 급전 평행평판의 단락면을 슬릿중심으로 부터 $\lambda/2$ 단락 스테브로 구현하였는데, 이것은 기존의 개구결합 마이크로스트립 안테나의 급전부에서 슬롯을 지나 확장된 $\lambda/4$ 개방 스테브와 동일한 역할을 한다.

참고문헌 [1]의 연구결과, 평행평판 윗면과 인접 도체 스트립 사이의 간격에 따라 'cavity type'과 'parasitic type'의 두 가지 결합 메커니즘이 있음이 관찰되었다. 따라서, 본 논문에서는 이러한 연구를 바탕으로 두 가지의 결합 메커니즘이 실제적인 개구결합 마이크로스트립 안테나 구조에서도 나타남을 확인하기 위하여, 전형적인 개구결합 급전 마이크로스트립 안테나와 비교적 단순한 형태의 급전구조인 feedline-gap 결합 마이크로스트립 안테나 구조에 대해 이론적, 실험적 방법으로 두 결합 메커니즘의 특징적 차이에 대하여 보다 상

* 正會員, 慶北大學校 電子電氣工學部
(School of Electronic and Electrical Eng., Kyungpook National University)

** 正會員, 慶北大學校 電子電氣工學部
(School of Electronic and Electrical Eng., Kyungpook National University)

接受日字:2000年8月11日, 수정완료일:2000年12月20日

세히 기술하고자 한다.

II. 본 론

본 논문에서 해석하고자 하는 구조는 그림 1과 같다. 해석의 방법으로 파수 영역의 모멘트법(Spectral domain MoM)을 사용하였다. 접지면과 유전체 기판은 x, y 방향으로 무한대이고 급전선, 패치 위의 전류, 그리고 개구슬롯의 전장은 모두 y 방향성분만 존재한다고 가정한다^[2].

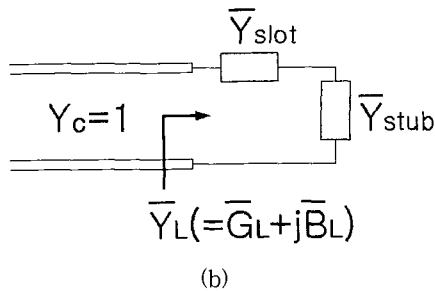
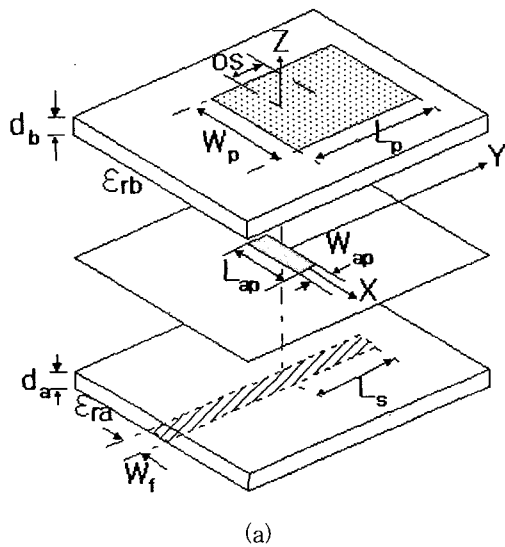


그림 1. 해석구조와 등가회로
Fig. 1. Geometry, associated symbols and its equivalent circuit.

먼저, 적분방정식을 구하기 위한 경계조건은 다음과 같다. 첫째, 패치에서 전계 E의 접선성분은 0, 둘째, 마이크로스트립 선로에서 E의 접선성분은 0, 그리고 마지막으로, 개구에서 H의 접선성분은 연속이다. 이것을 정리하면 식(1)과 같다.

$$\begin{aligned}
 [E_b^y(J_p) - E_b^y(M_s)]_{\text{on the patch}} &= 0 \\
 [E_a^y(J_{inc}) + E_a^y(J_f) + E_a^y(M_s)]_{\text{on the feedline}} &= 0 \\
 [H_a^x(J_{inc}) + H_a^x(J_f) + H_a^x(M_s)] &= \\
 H_b^x(J_p) - H_b^x(M_s)]_{\text{at the aperture}} &
 \end{aligned} \tag{1}$$

여기서 아래 첨자 a, b는 각각 급전선 부분과 안테나 부분의 영역을 의미하며, J_{inc} 는 급전선로에 인가되는 입사전류이고, J_f 와 J_p 는 급전선과 패치에 유기되는 전류, 그리고 M_s 는 슬롯에 유기되는 등가 자기전류를 나타낸다.

급전선과 패치 및 슬롯에 유기되는 미지의 전류계수를 구하기 위하여 기저함수로 패치 위 전류의 y 성분은, y 방향으로 PWS(Piecewise Sinusoidal) 함수를 사용하고 x 방향에 대해서는 균일하다고 가정한다. 급전선의 입사전류는 sine 및 cosine 함수, 반사전류에 대해서는 슬롯개구 부근과 슬롯에 PWS 함수로 각각 y, x 변수에 대하여 정의하며, 급전선과 슬롯 전류의 x, y 성분은 균일하다고 가정한다.

적분방정식을 풀기 위한 급전선 부분(a영역)과 안테나 부분(b영역)의 파수영역 그린함수는 참고문헌 [2]에서와 같이 정의된다.

시험함수로 기저함수와 동일한 함수를 사용하는 Galerkin 방법으로 구한 최종 선형방정식은 식 (2)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 [Z^b][I^b] + [T^b]V^{ab} &= 0 \\
 [Z^a][I^a] + ([Z^c] + j[Z^s])I_c - [T^a]V^{ab} \\
 &= -[Z^c] + j[Z^s] \\
 &\quad - [C^a][I^a] - (c^c + j c^s)I_c + (y^a + y^b)V^{ab} + [C^b][I^b] \\
 &= c^c - j c^s
 \end{aligned} \tag{2}$$

여기서 각 행렬의 의미는 참고문헌 [2]에 나타나 있다.

III. 수치해석/실험 결과 및 논의

1. 개구결합 마이크로스트립 안테나

먼저 제작된 안테나 구조의 임피던스 정합특성을 측정하였다. 접지면과 패치 사이의 간격이 비교적 작은 'cavity'형에 대해서 패치의 offset이 $os = 14 \text{ mm}$ 일 때의 임피던스 제적의 이론 및 실험결과를 그림 2(a)에 나타

내었다. 여기서 os 는 그림 3의 어드미턴스 곡선으로부터 결정되는 값으로 정합이 되는 패치의 offset점, $os/\lambda_d = \pm 0.17$ (λ_d 는 상단 기판에서의 파장)과 일치한

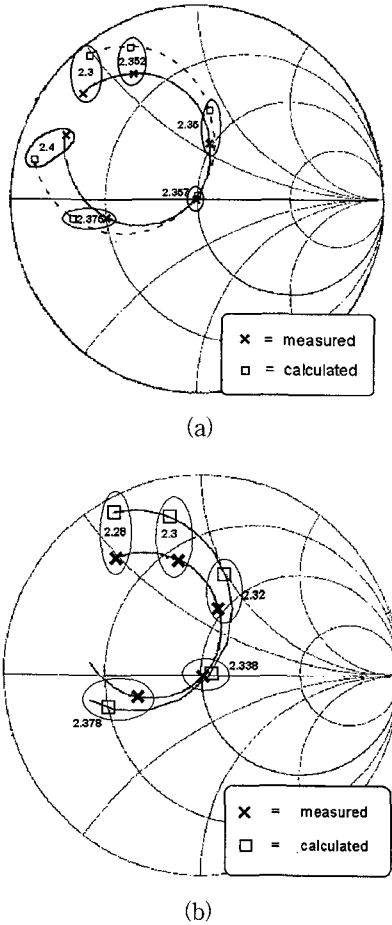


그림 2. 스미스 도표

(a) Cavity형 ; $d_a = 1.6 \text{ mm}$, $d_b = 0.8 \text{ mm}$, $os = 14 \text{ mm}$, $\epsilon_{ra} = 2.54$, $\epsilon_{rb} = 2.4$, $L_p = 40 \text{ mm}$, $W_p = 30 \text{ mm}$, $L_{ap} = 11.2 \text{ mm}$, $W_{ap} = 1.55 \text{ mm}$, $W_f = 4.42 \text{ mm}$, $L_s = 20 \text{ mm}$

(b) Parasitic형 ; $d_a = 1.6 \text{ mm}$, $d_b = 1.6 \text{ mm}$, $os = 0 \text{ mm}$, $\epsilon_{ra} = 2.54$, $\epsilon_{rb} = 2.54$, $L_p = 38.5 \text{ mm}$, $W_p = 30 \text{ mm}$, $L_{ap} = 10.2 \text{ mm}$, $W_{ap} = 1.55 \text{ mm}$, $W_f = 4.42$, $L_s = 20 \text{ mm}$

Fig. 2. Smith chart for

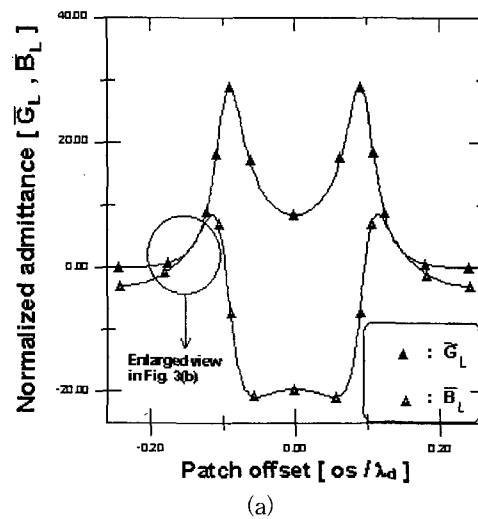
(a) Cavity형 ; $d_a = 1.6 \text{ mm}$, $d_b = 0.8 \text{ mm}$, $os = 14 \text{ mm}$, $\epsilon_{ra} = 2.54$, $\epsilon_{rb} = 2.4$, $L_p = 40 \text{ mm}$, $W_p = 30 \text{ mm}$, $L_{ap} = 11.2 \text{ mm}$, $W_{ap} = 1.55 \text{ mm}$, $W_f = 4.42 \text{ mm}$, $L_s = 20 \text{ mm}$.

(b) Parasitic형 ; $d_a = 1.6 \text{ mm}$, $d_b = 1.6 \text{ mm}$, $os = 0 \text{ mm}$, $\epsilon_{ra} = 2.54$, $\epsilon_{rb} = 2.54$, $L_p = 38.5 \text{ mm}$, $W_p = 30 \text{ mm}$, $L_{ap} = 10.2 \text{ mm}$, $W_{ap} = 1.55 \text{ mm}$, $W_f = 4.42$, $L_s = 20 \text{ mm}$.

다. 'Parasitic' 형에 대해서 동일한 경우의 결과를 그림 2(b)에 나타내었다. 그림에서 어드미턴스 \bar{Y}_L 은 그림 1(b)에 보인 바와 같이 총 부하 어드미턴스로, 패치와 슬롯 그리고 정합용 개방 스테브 등을 모두 고려한 양으로, 마이크로스트립 선로의 특성 어드미턴스로 정규화 시킨 값이다. 그림 3-6에 나타난 모든 데이터는 cavity형과 parasitic형에 대해 각각 임피던스 정합 주파수 $f = 2.357 \text{ GHz}$, $f = 2.338 \text{ GHz}$ 에서 얻은 결과들이다.

그림 3(a)에 나타낸 바와 같이 완전한 임피던스 정합은 offset이 없는 점에 대칭적으로 $os = \pm 14 \text{ [mm]}$ 의 두 점에서 이루어지며, 동축 프로브나 마이크로스트립 선로로 급전하는 offset 급전 직사각형 마이크로스트립 패치안테나^[3]와 동일한 상황이다. 이것은 cavity 모드 field의 강한 여기(excitation)에 의한 것으로, 다시 말해서 그림 6(a)에서 분명하게 알 수 있는 바와 같이 y축을 따라서 패치 중심으로부터 기대칭인 TM_{01} 모드에 기인한다. 정합이 일어나는 경우에, 어드미턴스는 그림 3(b)의 확대된 그림에 보인 바와 같이 $1 + j0$ 가 된다.

정합용 스테브 길이 L_s 는 대략 $\lambda/4$ (λ : 급전 기판에서의 파장)로 잡았으므로, 슬롯에서 바라본 어드미턴스 \bar{Y}_{stab} 은 주파수 v_p/λ (v_p =급전 마이크로스트립 선로를 따라 전파되는 파의 위상속도)에서 무한대가 된다. 이 경우, \bar{Y}_L 은 단순히 그림 1(b)에서 패치의 부하 효과를 포함하는 슬롯에 대한 어드미턴스 \bar{Y}_{slot} 이며, 패치가 없는 경우 그림 3의 offset이 큰 영역에서의 어드미턴스 변화양상으로부터, 슬롯 자체는 매우 작은 용



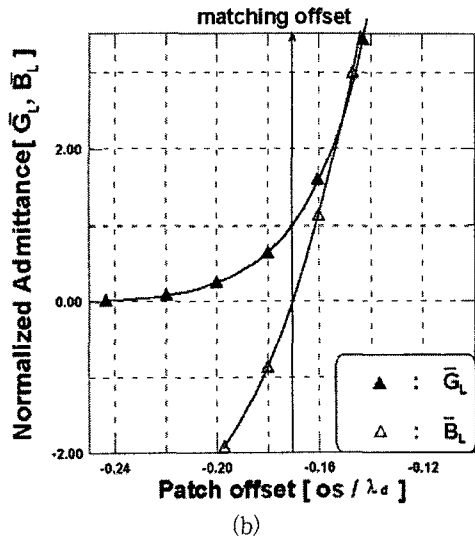


그림 3. 패치 offset에 대한 어드미턴스($f=2.357\text{GHz}$)
 (a) 그림 2(a)와 동일한 파라미터에 대한 cavity형의 어드미턴스
 (b) 정합 offset 근처의 확대된 그림

Fig. 3. Admittance versus the patch offset($f=2.357\text{GHz}$).
 (a) Admittance for the cavity type with all the parameters same as those in Fig.2(a)
 (b) Enlarged view near the matching offset.

량성과 유도성 서셉턴스의 병렬회로로 표현할 수 있다. 여기서 패치의 부하효과는 무시할 수 있다. 한가지 주시할 것은, 슬롯의 크기가 슬롯자체의 공진 길이 보다 작아서 그 서셉턴스가 잘 알려진 바와 같이 유도성이 라는 사실이다. 따라서 패치가 존재함으로써 콘덕턴스를 1정도까지 증가시키고 최대 복사결합이 될 수 있는 적절한 용량성 서셉턴스를 만들어주는 것으로 생각되어진다. 이것은 뒤에서 설명할 parasitic형 결합 메커니즘에서도 동일한 현상이다. 슬롯을 막는 패치가 최대 복사에 요구되는 서셉턴스를 만들어 준다는 관점에서 두 가지의 결합 메커니즘은 참고문헌 [4]에 논의된 고 절적인 'aperture-body 공진문제'의 좋은 예로 생각된다. 지금까지의 논의를 바탕으로 접지면과 패치 사이의 간격이 작은 이 경우를, 다음에 설명할 parasitic형과 분별하기 위하여 'cavity형'이라고 명칭을 정하기로 한다.

다음으로 parasitic형 결합 메커니즘에 대하여 설명하고자 한다. 패치와 접지면 사이의 간격 d_b 가 증가할수록, 정합이 이뤄지는 두 개의 offset 점들은 서로 접근해가고 최대 복사결합(정합)을 만들어주는 패치의 길이

L_p 는 점차 줄어든다. 따라서 임피던스 정합 조건(즉, $\bar{Y}_L (= \bar{G}_L + j \bar{B}_L) = 1 + j0$)을 만족하는 offset이 영일 때 결합이 최대가 되며, 이 offset이 증가할수록 결합이 감소한다. 큰 값의 d_b 에 대한 이 경우의 결과를 그림 4에 도시하였다. 이것은 참고문헌 [2]와 유사한 결과를 보인다.

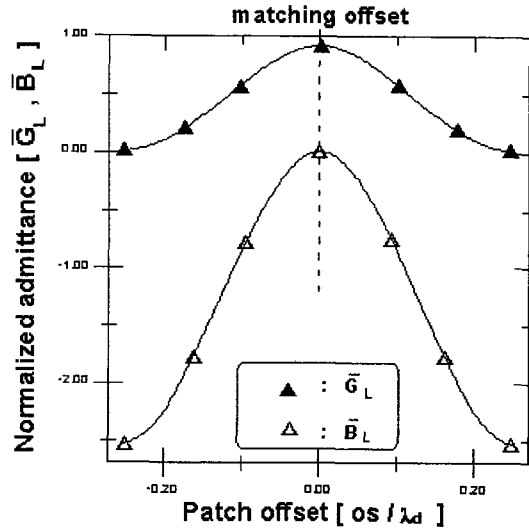


그림 4. 그림 2(b)와 동일한 매개변수의 Parasitic형의 패치 offset에 대한 어드미턴스($f=2.338\text{GHz}$)
 Fig. 4. Admittance versus the patch offset for the parasitic type with all the parameters same as those in Fig. 2(b) ($f=2.338\text{GHz}$).

그림 4에서 이 경우의 어드미턴스 변화는 cavity형과 다른 양상을 보인다. 즉, cavity형의 어드미턴스 변화양상과는 달리 콘덕턴스 (≈ 1)와 서셉턴스가 정상상태의 값(stationary value)으로 될 때 최대 결합이 일어난다. 그리고 패치 위에 유기되는 전류의 크기는 cavity형의 경우보다 더 작음을 확인하였다.

본 논문의 마이크로스트립 안테나 구조의 경우 참고문헌 [1]에서와 같이 단순화된 문제와는 달리 급전 마이크로스트립 선로로 입사되는 전력이 전방과 후방방향으로 어떻게 복사되어 분포되는지 조사해볼 필요가 있다. 복소전력 이론에 따라, 즉 $M \cdot H^*$ ($*$: complex conjugate)를 슬롯영역 구간에 대해 적분하여 상반면 공간으로 복사되는 전력을 구한 결과 앞의 cavity형과 parasitic형 각각에 대하여 입사전력의 약 58%, 98%를 얻었다. 두 가지 형태의 안테나로 실험적으로 구한 상대 복사 패턴을 그림 5에 도시하였는데,

이것은 동일한 입사 전력에 대한 것으로 parasitic형의 전방 복사전력 레벨이 cavity형에 비하여 180도 각도 범위 내에서 평균적으로 2dB 이상 높은 것을 알 수 있다. 여기서 패치는 슬롯으로부터 패치로의 복사를 이끌어주는 역할을 하는 것으로 보이며, 이것은 2소자 Yagi-Uda 배열구조^[5]에서 도파기와 같은 역할을 하는 것으로 생각할 수 있다. 이 구조가 cavity형에 비하여 원하는 방향으로 주 빔을 상당히 향상시켜 준다는 의미에서 “parasitic type”이라고 표현한다.

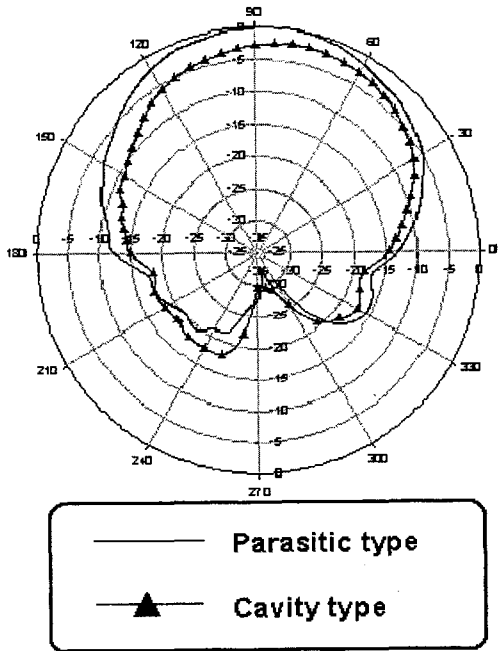


그림 5. 상대 복사패턴 [dB](cavity : f = 2.357GHz, parasitic : f=2.338GHz)
 Fig. 5. Relative radiation patterns [dB](cavity : f=2.357GHz, parasitic : f=2.338GHz).

다음으로, 두 가지 형태의 구조에 대하여 패치 아래 y-z 평면(x=0)의 전계 분포를 조사하여 그림 6에 나타내었다. 예측한 바와 같이 그림 6(a), (b)에서와 같이 cavity형의 경우 강한 모드 field(TM_{01} 모드)가 여기됨을 알 수 있으며, 반면 parasitic형의 경우 전계 분포가 슬롯부근을 확대한 그림 6(d)에서 보는 바와 같이 앞의 공진 모드와 분명하게 다름을 확인할 수 있다. 슬롯 중심에서 패치 바로 밑으로 올라감에 따라 전계의 y-성분 크기가 증가하는 사실은 흥미로운 일이다. 여기서 주의할 것은 패치 바로 위의 전계 분포를 패치 바로 아래와 같은 것으로 간주해야 한다는 사실이다.

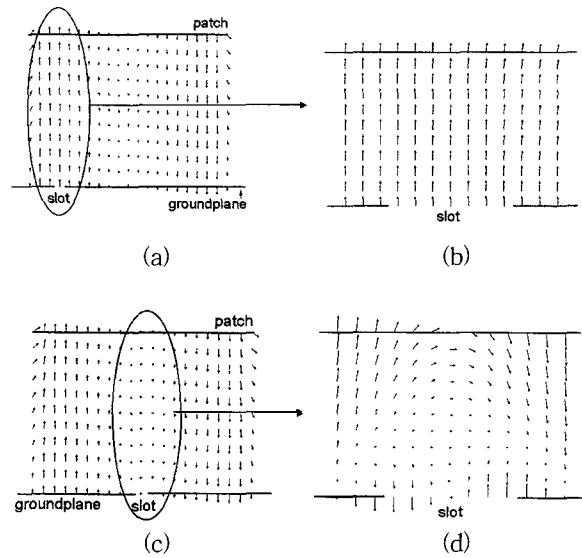


그림 6. 패치 아래의 전계분포
 (a) cavity형 (f=2.357GHz)
 (b) 그림 6(a)의 슬롯 근처의 확대된 그림
 (c) parasitic형 (f=2.338GHz)
 (d) 그림 6(c)의 슬롯 근처의 확대된 그림

Fig. 6. Electric field configuration underneath the patch.
 (a) cavity type case(f=2.357GHz)
 (b) enlarged view near the slot of Fig. 6(a)
 (c) parasitic type case(f=2.338GHz)
 (d) enlarged view near the slot of Fig. 6(c)

그림 3과 4에서 offset이 증가함에 따라 어드미턴스 $\bar{Y}_L (= \bar{G}_L + j \bar{B}_L)$ 이 cavity형이거나 parasitic형에 관계없이 근사적으로 동일한 상수 값(만약 두 슬롯이 동일한 크기라면 정확하게 일치한다)으로 접근해감을 예상한 바와 같이 확인할 수 있다. 이 상수 값은 앞의 cavity형에 대해서 논의한 바와 같이 패치가 없는 경우의 어드미턴스 \bar{Y}_L , 또는 슬롯 자체의 어드미턴스를 의미한다. 여기서 슬롯 자체의 서셉턴스가 유도성인 반면, 참고문헌 [1]의 단순화된 문제에서 무한한 횡단 슬롯의 어드미턴스는 용량성이라는 사실을 유념해야 한다. 이 차이점만 제외하면 여기서 다른 cavity형과 parasitic형 복사 결합은 모두 단순화된 모델에서 관찰되는 현상과 본질적으로 동일하다고 생각된다.

기존의 개구결합 안테나에 대한 유사한 연구결과들에서는 cavity형과 parasitic형 두 가지 경우의 중간쯤에 대해서 동작하는 안테나가 설계되어 왔거나, 이러한 두 가지 결합 메커니즘에 대한 명확한 이해가 없이 parasitic형에 다소 근접한 조건에 맞추어 해석되어 온

것으로 보인다. 따라서 기존의 cavity 모델, 전송선 모델 등과 같은 단순한 방법으로는 참고문헌 [6]에서 논의된 바처럼 그다지 정확한 해답을 기대할 수 없었다. 그럼에도 불구하고, 참고문헌 [7-8]에서 보고되었듯이 비록 근사적인 방법이었지만 비교적 유용한 결과들을 얻어왔던 셈이다. 그 까닭은 첫째, parasitic형의 경우 만약 그림 6(c)의 y-성분 filed를 무시한다면, 패치 바로 아래 전계의 분포형태가 그림 6(a)의 cavity형과 근사적으로 일치하게 되며, 둘째로는 임피던스 정합을 구현할 수 있는 많은 급전 변수가 존재하기 때문인 것으로 생각된다.

2. Gap 결합 마이크로스트립 안테나

지금까지 살펴본 직사각형 개구를 통한 결합구조보다 비교적 단순한 형태의 급전구조로서, 그림 7과 같은 급전선 gap 결합 마이크로스트립 안테나 구조를 제작하여 전술한 두 가지 결합 메커니즘이 관찰되는지 실험을 하였다.

모든 안테나 파라미터는 그림 7에 주어진 바와 같이 고정하고, 주요 관심 변수인 상단 기판의 두께 d_b 를 0.8 mm와 1.6 mm의 두 가지 경우에 대해 feedline의 gap 중심으로부터 패치 중심의 offset 변화에 따른 임

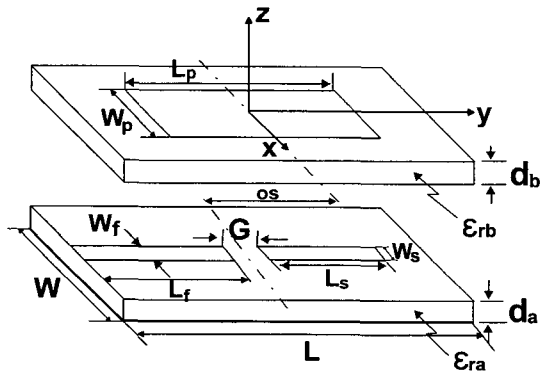


그림 7. 급전선 gap 결합 마이크로스트립 패치 안테나
 $L=100\text{ mm}$, $W=100\text{ mm}$, $L_p=40\text{ mm}$,
 $W_p=32\text{ mm}$, $d_a=1.6\text{ mm}$, $W_f=4\text{ mm}$,
 $L_f=49.75\text{ mm}$, $G=0.5\text{ mm}$, $L_s=20\text{ mm}$,
 $W_s=4\text{ mm}$, $\epsilon_{ra}=\epsilon_{rb}=2.5$)

Fig. 7. Feedline gap-coupled microstrip patch antenna.

$L=100\text{ mm}$, $W=100\text{ mm}$, $L_p=40\text{ mm}$, $W_p=32\text{ mm}$,
 $d_a=1.6\text{ mm}$, $W_f=4\text{ mm}$, $L_f=49.75\text{ mm}$,
 $G=0.5\text{ mm}$, $L_s=20\text{ mm}$, $W_s=4\text{ mm}$,
 $\epsilon_{ra}=\epsilon_{rb}=2.5$)

피던스 정합특성을 조사하여 그림 8에 나타내었다. 여기서 급전선 gap 불연속 뒤쪽의 마이크로스트립 선로는 중심주파수 2.5 GHz에서 대략 $\lambda/4$ 인 개방 스테르브로 구성하였다.

그림 8에서 marker 1과 marker 2는 d_b 가 각각 0.8 mm, 1.6 mm일 때 임피던스 정합이 된 것으로, 전자의 경우 gap 중심으로부터 패치 중심의 offset이 y 방향으로 11mm이고 후자의 경우 0이다. 즉, 패치와 접지면 사이의 간격이 작은 경우 패치 아래에 강한 cavity 모드가 형성됨으로써 정합을 이루기 위해서는 적절한 offset이 필요하며, 상대적으로 큰 경우 정합을 위해 offset을 줄 필요가 없음을 알 수 있다. 이것은 각각 앞 절에서 논의한 cavity형과 parasitic형의 특성에 해당한다. 여기서 각각의 경우에 대해 정합이 일어나는 주파수가 다른 이유는, 패치의 크기는 동일하게 하고 상단 기판의 두께만 변화시켜 정합이 되기 위한 offset의 필요성 여부만을 확인하였기 때문이다.

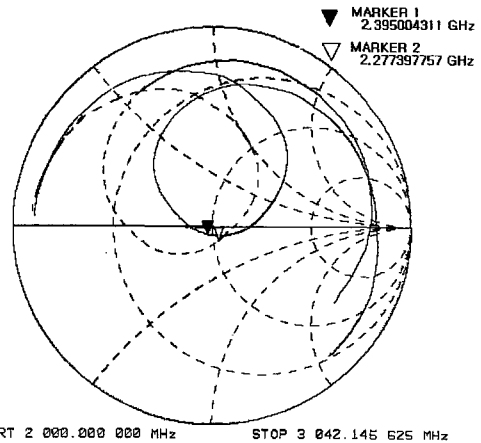


그림 8. 급전선 gap 결합 마이크로스트립 안테나의 상단 기판 두께 변화에 따른 정합특성
 Marker 1 ; $d_b=0.8\text{ mm}$, $os=11\text{ mm}$ (실선)
 Marker 2 ; $d_b=1.6\text{ mm}$, $os=0\text{ mm}$ (점선)

Fig. 8. Impedance matching characteristics of the feedline gap-coupled microstrip antenna with respect to the variation of the upper substrate height.
 Marker 1 ; $d_b=0.8\text{ mm}$, $os=11\text{ mm}$ (실선)
 Marker 2 ; $d_b=1.6\text{ mm}$, $os=0\text{ mm}$ (점선)

IV. 결 론

본 논문에서는 개구를 통해 전자기적 결합으로 급전

되는 마이크로스트립 패치 안테나 구조에 대하여, 지금까지 비교적 잘 알려지지 않았던 두 가지의 결합 메커니즘을 기존의 전형적인 직사각 개구결합 마이크로스트립 안테나와 보다 단순화된 급전구조를 갖는 급전선 gap 결합 마이크로스트립 안테나 구조에 대해, 평행평판의 윗면에 있는 무한한 횡단 슬릿을 통한 인접 도체 스트립으로의 결합문제와 마찬가지로, 접지면과 패치 사이의 간격에 따라서 cavity형과 parasitic형의 두 가지 결합 메커니즘으로 나눌 수 있음을 확인하였다. 그리고 두 경우에 대하여 주요한 차이점을 강조하여 상세한 설명을 하였다.

참 고 문 헌

[1] J. K. Kim, J. I. Lee, C. H. Lee, Y. S. Lee, H. Son, and Y. K. Cho, "Maximum Electromagnetic Coupling to a nearby Conducting Strip through a Narrow Slit in the Parallel Plate Waveguide", *proc. of ISAP 2000*, Fukuoka, Japna, Vol. 1, pp. 101-104, Aug.
 [2] P. L. Sullivan and D. H. Schaubert, "Analysis of an Aperture Coupled Microstrip Antenna, *IEEE Trans. " Antennas Propagat.*, vol. AP-34,

no. 8, pp. 977-984, 1986.
 [3] I. J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip Antennas*, Artech House, pp. 48-55, 1980.
 [4] R. F. Harrington, "Resonant Behavior of Small Aperture backed by a Conducting Body", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-30, no. 2, pp. 205-212, Mar. 1982.
 [5] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, John Wiley and Sons, pp. 187-196, 1998.
 [6] B. Lindmark and J. Sanford, "Optimization of Aperture Coupled Patch Antenna Element for Mobile Communication Applications", *IEEE Antennas Propagation Symp. Digest*, pp.1586-1589, Baltimore MD, 1996.
 [7] M. Himdi, J. P. Daniel, and C. Terret, "Analysis of Aperture-Coupled Microstrip" Antenna using Cavity Method, *Electron Lett.*, vol. 25, no. 6, pp. 391-392, 1989.
 [8] M. Himdi, J. P. Daniel, and C. Terret, "Transmission Line Analysis of Aperture-Coupled Microstrip Antenna", *Electron Lett.*, vol. 25, pp. 1229-1236, 1989.

저 자 소 개



金鍾奎(正會員)
 1995年 2月 경북대학교 전자공학과 졸업. 1997年 2月 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1997년 3월~현재 경북대학교 대학원 전자공학과 박사과정. 주관심분야는 전자파의 개구 결합문제, 안테나이론임



尹二根(正會員)
 1999年 2月 경북대학교 전자공학과 졸업. 1999년 3월~현재 경북대학교 대학원 전자공학과 석사과정. 주관심분야는 안테나 설계/수치해석임



趙榮基(正會員)
 1978年 2月 서울대학교 전자공학과 졸업. 1981年 8月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학석사). 1998年 2月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 1981年 9월~현재 경북대학교 전자·전기공학부 교수. 주관심분야는 안테나 이론, 마이크로파공학, 전자기 산란 및 전자기 이론