

마이크로스트립 패치 안테나의 효율적 소형화 기법

Simple Miniaturization Method of a Microstrip Patch Antenna

이병제* · 이호준** · 강기조* · 김남영* · 이종철* · 김종헌*

Byungje Lee* · Ho-Jun Lee** · Gi-Cho Kang* · Nam-Young Kim* ·
Jong-Chul Lee* · Jong-Heon Kim*

요 약

본 논문은 새로이 제안된 안테나 소형화 기법을 이용하여 비교적 높은 이득과 광대역 특성을 지닌 마이크로 스트립 패치 안테나 (microstrip patch antenna)를 개구 결합형 급전구조 (aperture coupled feed)를 이용하여 셀룰러 대역의 (824~894 MHz) 중계기용으로 설계 및 제작되었다. 새로이 제안된 방법에서는 안테나의 크기를 줄이기 위하여 구형 마이크로스트립 패치 안테나의 TM_{01} 모드의 전계분포를 이용하여 전계분포가 가장 큰 패치의 가장자리 아랫부분에 공진 패치의 길이 방향으로 유전체를 삽입하여 안테나의 크기를 효율적으로 줄이고 유전율이 높아짐으로써 발생하는 안테나의 이득 감소를 최소화 시킬과 동시에 소형 경량의 안테나를 쉽게 제작할 수 있도록 설계 제작하였다. 또한 under-coupling 기법과 정합회로를 사용하여 셀룰러대역의 전 대역에서 VSWR이 1.5:1 이하가 되도록 설계하였다. 안테나 설계 툴 (Tool)은 Agilent Technologies사의 HFSS를 사용하였다.

Abstract

In this paper, using newly proposed size reduction technique, the aperture coupled microstrip patch antenna for a repeater system in a mobile communication cellular band (824~849 MHz) is developed with a wide bandwidth, small size, light weight, and low cost. The resonant frequency of microstrip antennas is related to the electric field distribution of the radiating patch. The field strength of TM_{01} mode of a rectangular patch antenna is strongest at each of the extremities of the radiating patch, but negligible at center. Therefore, the size of a patch antenna can be effectively minimized by inserting the narrow rectangular dielectric into just under the edges of the resonant patch. This paper also proposes the bandwidth improvement technique by using under-coupling technique with a tuning stub. The VSWR is less than 1.5 : 1 for the whole cellular band. The simulation tool was HFSS, Agilent Technologies, Inc.

I. 서 론

최근 위성 및 이동 통신, GPS (Global Positioning System), DBS (Direct Broadcasting Satellite), 개인휴대통신, WLAN (Wireless Local Area Networks) 등

무선통신의 모든 분야에 걸쳐서 마이크로스트립 패치 안테나의 수요가 계속 증가되고 있는 추세에 있으며, 특히 이동성이 증시되고 있는 이동 통신 시스템에 사용될 수 있는 안테나는 크기가 매우 작으며 부착하기 쉬워야 하기 때문에 소형 마이크로스트립

「이 논문은 2000학년도 광운대학교 교내 학술연구에 의하여 연구되었음」

* 광운대학교 RFIC 연구 및 교육센터/Mission Technology 연구센터 (RFIC Research and Education Center & Mission Technology Research Center, Kwangwoon University)

** 전자부품연구원 (Korea Electronics Technology Institute)

· 논문 번호 : 2000728-09S

· 수정완료일자 : 2000년 8월 22일

안테나에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다. 마이크로스트립 안테나의 크기를 줄이는 일반적인 방법은 높은 유전상수를 갖는 유전체를 사용하는 방법^[1]과 마이크로스트립 패치에 쇼팅핀 (shorting pin) 을 사용하는 방법^[2~4], 그리고 패치에 슬롯 (slot)을 삽입하는 방법^[5]등이 주로 사용되어 오고 있다. 그러나 일반적으로 마이크로스트립 안테나의 크기가 줄어들면 대역폭 특성이 나빠지고 이득 또한 감소하기 때문에 이러한 방법들에 의하여 소형화된 안테나는 대부분의 통신시스템에서의 요구되는 안테나 성능을 만족시킬 수 없는 경우가 많다. 그러므로 마이크로스트립 안테나의 소형화 방법에 대한 연구와 동시에 마이크로스트립 안테나의 협대역특성 개선 및 이득 향상 방법에 대한 연구가 필요하다. 본 논문은 이러한 사항을 고려하여 먼저 지금까지 사용되어온 일반적인 개구결합 마이크로스트립 패치 안테나에 대해서 살펴본 후에 TM_{01} 모드 전개분포를 이용한 새로이 제안된 소형화 기법을 적용하여 개구결합 마이크로스트립 안테나를 설계 및 제작하고자 한다.

마이크로스트립 안테나의 많은 장점은 여러 가지가 있지만 많은 응용에서 협대역로 인해서 제한을 받게 된다. 따라서 대역폭을 넓히는 많은 방법들이 연구되었고, 예를 들어 전기적으로 두꺼운 안테나 기판을 사용한다든지, 적층구조를 이용한 다중 패치를 이용하거나 다중 패치 엘리먼트 (element) 등을 사용해서 대역폭을 넓혀 왔다. 이러한 방법들은 임피던스 대역폭을 넓히는 대신 구조가 복잡해지거나 방사특성이 나빠지는 단점을 가지고 있다^[6]. 본 논문에서는 제안된 방법은 광대역 임피던스 매칭기술을 사용하면서 방사 소자 그 자체에는 어떠한 영향도 가하지 않으므로 방사패턴에는 아무런 영향도 주지 않는다. 대신에 급전 구조에서 결합 계수 β 를 조절하여 under-coupling을 만든 다음 정합회로를 사용해서 임피던스 대역폭을 증가시키고자 한다.

II. 일반적인 개구결합 마이크로스트립 패치 안테나

먼저 새로이 제안된 형태의 안테나와 비교를 위해 일반적인 형태의 개구결합 마이크로스트립 패치

안테나를 설계해 보았다. 패치와 급전선로의 기판은 모두 fr4기판의 유전율 4.7두께 (h) 1.6 mm, $\tan \delta = 0.04$ 인 기판을 사용하여 설계하였다. 개구결합형 급전구조의 안테나는 접지면을 기준으로 하층의 유전체에 마이크로스트립 급전선로가 있으며, 접지면에 있는 작은 개구 (aperture)를 통하여 전자기적 결합에 의해서 상층의 유전체에 있는 방사소자와 결합시켜 안테나를 급전한다. 이러한 급전 방식은 접지면에 의해서 방사소자와 급전선로가 서로 격리되어 있기 때문에 방사소자와 급전선로의 독립적인 설계가 가능하다. 방사소자가 위치한 곳에 사용되는 유전체는 유전율이 낮고 두께가 두꺼운 유전체를 사용하여 안테나의 방사효율과 대역폭 특성을 개선시킬 수 있으며, 급전선로가 위치한 곳에 사용되는 유전체는 유전율이 높고 두께가 얇은 유전체를 사용하여 급전선로에 의한 불필요한 방사나 손실을 줄이고 임피던스 정합회로나 능동 마이크로 웨이브 회로 (active microwave circuit)를 쉽게 접적화 할 수 있다. 때문에 이러한 개구결합 마이크로스트립 안테나는 Pozar^[7]가 제안한 이후로 많은 사람들에 의해 연구되어졌다. 그림 1은 일반적인 형태의 개구결합 마이크로스트립 안테나의 구조와 특성에 대한 시뮬레이션 (simulation) 결과를 보여 주고 있다.

개구 (aperture 또는 slot)은 안테나의 사용주파수 대역에서 공진이 일어나지 않도록 적절한 크기를 가져야 한다. 만일 슬롯 (slot)에 의해 중심 주파수 주위에서 공진이 일어나게 되면 패치에 의한 공진과 더불어 또 다른 공진이 일어나게 되어 임피던스 대역폭을 늘릴 수 있지만 슬롯에 의한 공진은 후방 방사를 일으키게 되어 방사특성을 저하시키게 된다. 적절한 슬롯의 길이와 폭은 각각 $0.1 \sim 0.2 \lambda_g$ 와 $0.01 \sim 0.2 \lambda_g$ 이며^[8], λ_g 는 관내파장 (guided wavelength)이다. 슬롯의 길이는 임피던스의 저항성분을 조절하고 개방회로 스테브 (Open-circuited stub)의 길이는 임피던스의 리액턴스 (reactance) 성분을 조절하여 임피던스 정합 (Impedance match)을 시킬 수가 있다. 일반적으로 스테브의 길이가 증가할수록 임피던스 로커스 (locus)는 스미스차트 (Smith chart) 상의 일정한 저항원 (resistance circle)을 따라 시계방향 (clockwise)으로 회전을 하게 되고 스테브의 길이가 $\lambda/4$ 에 가까우면 임피던스 곡선은 스미스차트

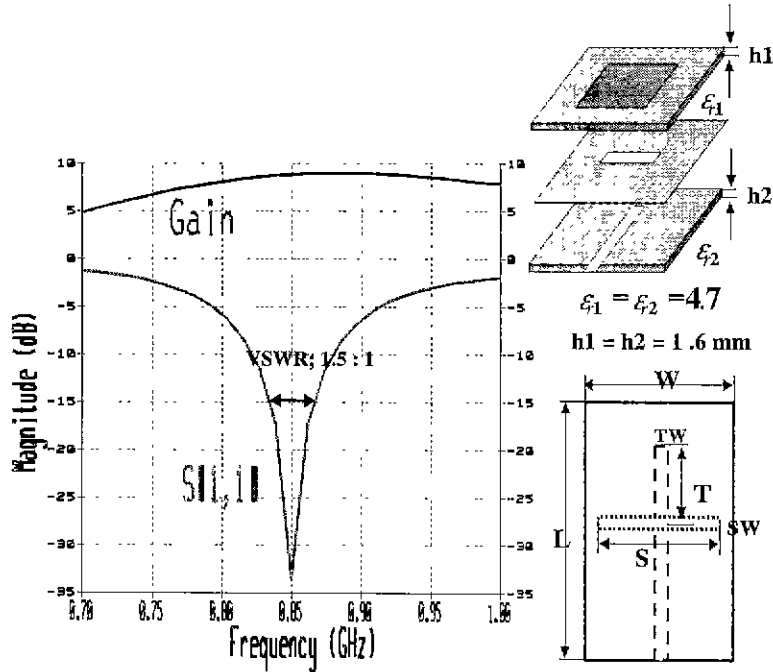


그림 1. 일반적인 개구결합 마이크로스트립 안테나의 구조 및 특성

Fig. 1. Characteristics and configuration of a conventional aperture-coupled microstrip patch antenna.

상의 실수축을 교차하게 된다. 패치에 대한 슬롯의 상대적 위치는 슬롯과 패치의 전자기적 최대 결합을 위해 패치의 중앙에 슬롯이 위치하도록 하였으며, 정합회로 (tuning stub)를 사용하지 않고서 시뮬레이션을 한 결과 대역폭은 중심주파수 (859 MHz)의 약 4% (35 MHz)가 나왔고, 이득은 8 dB가 나왔다. 패치의 길이와 폭은 130 mm, 92 mm이고 슬롯의 길이와 폭은 76 mm, 1.8 mm이다. 여기서 얻은 일반적인 구형 개구결합 마이크로스트립 안테나의 특성 (이하 그림들의 결과에서는 "Reference"라 표기됨)을 기준으로 해서 세리이 제안된 소형화 기법 및 대역폭 증가 기법을 사용해서 설계된 안테나의 특성을 비교하여 최적의 안테나를 도출하도록 하였다.

III. 효율적 안테나 소형화기법

본 논문에서 제안된 새로운 방법으로 마이크로스트립 안테나의 크기를 줄이기 위하여 그림 2와 같은 구형 마이크로스트립 패치 안테나의 TM_{01} 모드 전

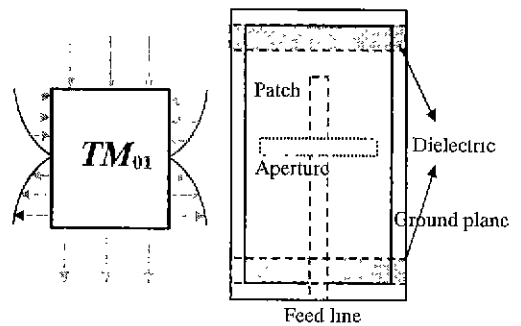


그림 2. 개구결합 구형 마이크로스트립 패치 안테나 TM_{01} 의 모드의 전계분포.

Fig. 2. The Electric field distribution of TM_{01} mode for an aperture-coupled microstrip patch antenna.

계분포를 이용하였다. TM_{01} 모드에서는 패치 내부의 중앙에서의 전계는 거의 존재하지 않기 때문에 전계분포가 가장 큰 패치의 가장자리 아랫부분에 유전체를 삽입하여 안테나의 크기를 효율적으로 줄이고 패치면의 가장자리 전계분포를 그대로 유지하

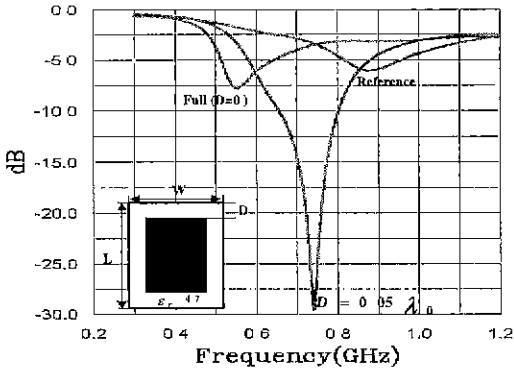


그림 3. 패치층의 아래에 채워지는 유전체의 면적을 감소시키면서 얻은 시뮬레이션 치의 S_{11} .
 Fig. 3. S_{11} from simulation by varying the area of dielectric substrate under patch layer.

여 안테나의 이득 감소를 최소화시킴과 동시에 소형 경량의 안테나를 쉽게 제작할 수 있도록 설계 및 제작하였다.

여기서 우리가 알 수 있는 것은 패치 아래부분을 모두 유전체로 채울 경우 안테나의 크기를 보다 더 많이 줄일 수 있지만 안테나 이득의 감소 및 제작비용의 증가와 안테나의 전체적인 무게가 증가하게 되는 단점이 있다는 것이다. 패치 가장자리 아래부분을 유전율 $\epsilon_r=4.7$, $\tan\delta=0.04$, 폭 $0.035\lambda_0$ ($=10.5$

mm), 높이 $h=0.055\lambda_0$ ($=19.2$ mm)인 fr4기판을 사용하여 최적의 안테나를 도출하기 위해서 몇 가지 안테나 구조에 대한 시뮬레이션 결과들을 살펴보기로 하겠다. 그림 3은 패치 아래부분 공기층의 면적을 전체적으로 fr4기판을 사용하여 유전체를 모두 채웠을 경우부터 조금씩 유전체의 면적을 감소시키면서 얻은 공진 주파수의 변화에 대한 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 그림 4는 공진 패치의 길이 부분의 가장자리 아래에서 동일한 fr4 기판을 사용하여 그 면적을 조금씩 늘려가면서 얻은 공진 주파수의 변화에 대한 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 그림 5에서는 길이 부분에 해당하는 패치의 가장자리 아래 부분에 유전체를 삽입하여 가장자리 부분부터 가운데로 이동시키면서 얻은 공진 주파수의 변화에 대한 시뮬레이션 결과를 나타내고, 그림 6은 패치의 폭 가장자리 아래 부분에 유전체를 삽입하여 가운데로 이동시키면서 얻은 주파수 변화에 대한 시뮬레이션 결과를 나타낸 그림이다. 그림 4~6으로부터 우리가 발견할 수 있는 것은 전계분포가 가장 큰 패치의 패치의 가장자리에 폭이 $0.035\lambda_0$ (10.5 mm)인 좁은 유전체 만을 삽입하여도 안테나의 크기를 상당히 소형화할 수 있다는 점이다.

$$(f_r)_{01} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1)$$

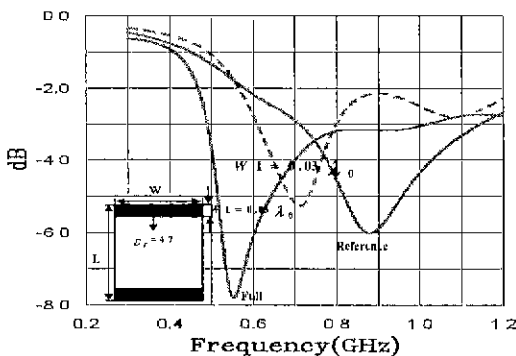


그림 4. 패치층의 아래에 패치 끝 가장자리부터 유전체를 채워가면서 얻은 시뮬레이션 치의 S_{11} .

Fig. 4. S_{11} from simulation by increasing the area of dielectric substrate from the edge under patch.

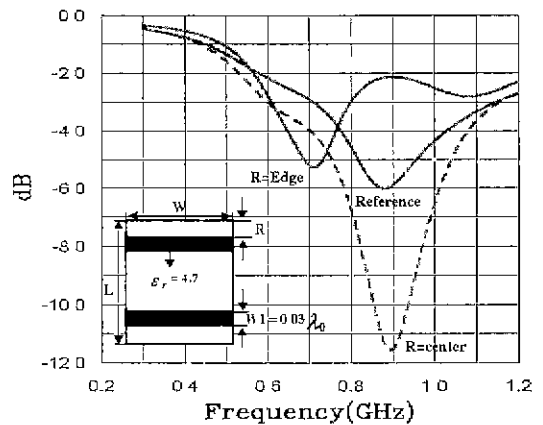


그림 5. 패치의 폭을 따라 삽입한 유전체의 위치를 패치의 길이를 따라 이동시키면서 얻은 시뮬레이션 치의 S_{11} .

Fig. 5. S_{11} from simulation by varying the position of dielectric substrate along patch length.

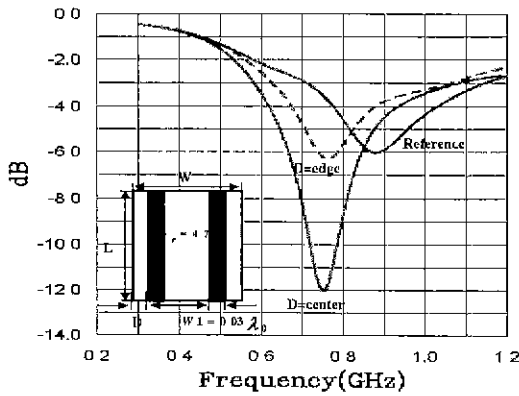


그림 6. 패치의 길이를 따라 삽입한 유전체의 위치를 패치의 폭을 따라 이동시키면서 얻은 시뮬레이션 치의 S_{11} .

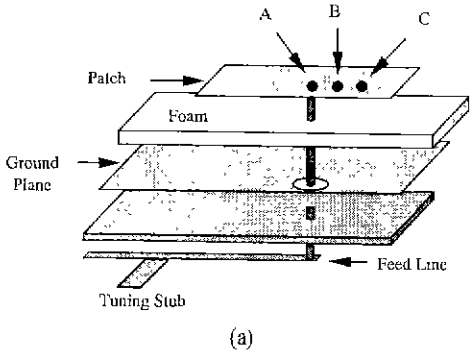
Fig. 6. S_{11} from simulation by varying the position of dielectric substrate along patch width.

여기서, L 은 패치의 길이, ϵ_r 은 유전상수, 그리고 c 은 자유공간에서의 빛의 속도이다. 식 (1)은 마이크로스트립 패치 안테나의 하나의 공진기로 간주하고 이론적으로 얻은 TM_{01} 에 대한 공진 주파수이다. 이 식에서 알 수 있듯이 TM_{01} 모드는 패치의 길이에 의해서 공진 주파수가 결정되기 때문에 패치의 길이부분에 해당하는 곳에 유전체를 삽입했을 경우 주파수 감소가 폭에 의한 감소보다 더 큰 것을 볼 수 있고 폭의 이동에 의한 주파수의 변화는 없음을 보여 주고 있다. 본 논문에서는 지금까지 얻은 결과를 바탕으로 마이크로스트립 안테나를 효율적으로 소형화할 수 있는 토대를 마련할 수 있었다. 다음으로는 소형화된 안테나의 대역폭을 개선하기 위해서 under coupling 기법을 병행한 정합회로 (tuning stub)에 대하여 살펴보겠다.

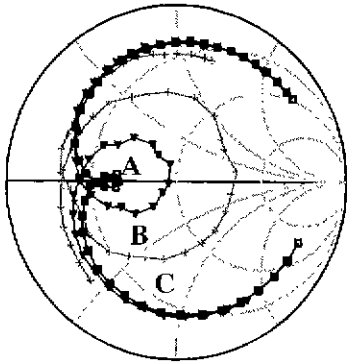
IV. 안테나 대역폭 개선

대부분의 마이크로스트립 안테나의 주파수 변화에 따른 안테나 특성을 조사해 보면 임피던스 변화가 가장 지배적인 대역폭 제한 요소이고 반면에 이득과 방사 패턴 변화는 대역폭의 10~20% 내에서는 거의 무시되어질 수 있다^[9]. 이러한 현상은 마이크로스트립 안테나를 공진기 (cavity) 분석 모델을

적용하면 쉽게 설명되어질 수 있다^[10]. 이 모델에 따르면 전체 입력 임피던스는 모델의 임피던스 합으로 표시되어질 수 있다. 여기서 모델은 병렬 공진 회로이고 전체 방사 필드는 모델 방사 필드의 합으로 쓰여질 수 있고 각 모델 필드는 주파수 임피던스 정규화 패턴과 주파수 의존 스칼라 여진 계수의 곱으로 표시될 수 있다. 그러므로 주파수가 변할 때 입력 임피던스는 병렬 공진 회로로 동작하고 방사 패턴은 주파수에 따라 거의 변하지 않는 것이다. 마이크로스트립 안테나를 공진기로 생각해서 공진기의 저항과 커플링 (coupling) 저항과의 비로 나타낼 수 있는 결합계수 β 에서 알 수 있듯이 공진기가 연결된 시스템의 정확한 성능은 공진기 그 자체의 특성과 공진기와 전송선 사이의 결합정도에 의존한다. 특히 공진기의 특성을 알고 싶을 때, 즉 unloaded Q (unloaded quality factor) 값을 알고 싶을 때 일반적으로 공진기와 전송선의 결합정도를 측정한다. $\beta = 1$ 일 때 결합 저항과 공진기의 손실은 같고 이때 공진기는 임계적으로 결합되어졌다고 한다. $\beta < 1$ 일 때 공진기는 under-coupled 되어졌다고 하고, $\beta > 1$ 일 때 공진기는 over-coupled 되어졌다고 한다. 같은 구조의 마이크로스트립 안테나의 Q_0 (ohmic Q)는 같다고 가정할 때 β 가 작을수록 즉, over-coupling에서 critical-coupling, under-coupling으로 갈수록 Q_{ext} (external Q) 값은 점점 증가하고 Q_L (loaded Q) 또한 증가한다. 그러나 이것은 매칭회로를 연결하기 전의 Q값이다. β (결합계수)의 정의에 의해서 결합 저항이 일정할 때 공진기의 저항을 작게 하면 under-coupling이 되는 것을 알 수 있다. 예로 프로브 (probe) 급전인 경우 패치에서 프로브의 위치를 패치의 중심으로 갈수록 공진기의 저항이 작아져서 under-coupling이 되는 것을 알 수 있고 마이크로스트립 선로의 직접 급전의 경우도 주입 깊이 (inset feed point)가 패치의 중심에 가까이 갈수록 공진기의 저항은 결합 저항에 비해 작아져서 under-coupling 및 critical-coupling을 만들 수 있다. 그리고 개구 결합 급전인 경우 공진기의 저항은 일정하게 하고 결합 저항을 단순히 슬롯 (slot)의 크기를 조절하여 critical-coupling과 under-coupling을 만들 수 있다. 물론 다른 파라미터를 조절하여 만들 수도 있지만 비교를 위해서 다른 파라미터는 기존의 설계 방법

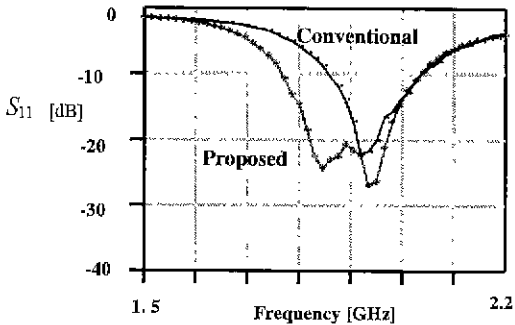


(a)



1.500GHz to 2.200GHz

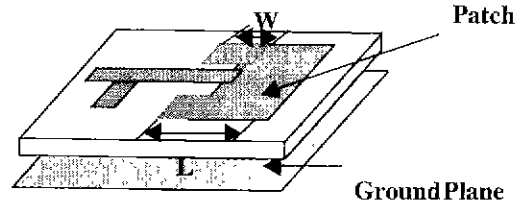
(b)



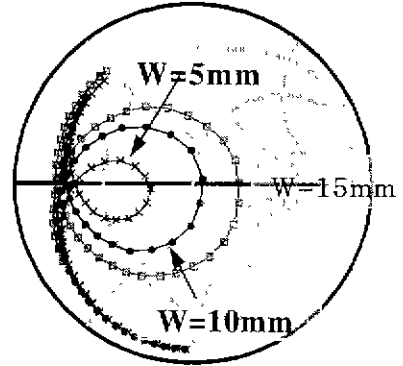
(c)

그림 7. 프로브 급전 마이크로스트립 안테나의 대역폭
Fig. 7. The bandwidth of a probe fed microstrip antenna.

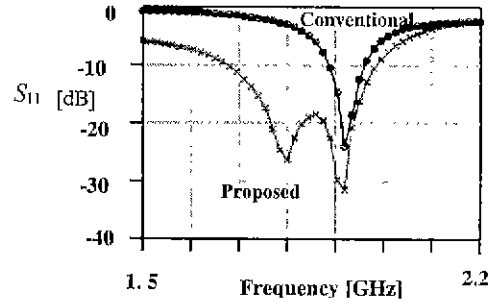
을 이용하였고 변화시키지 않았다. 다음으로는 under-coupling 되었을 때를 critical-coupling이나 over-coupling 되었을 때와 스미스 차트 (Smith chart)를 이용해서 비교해 보면 주파수 변화에 따른 임피던스가 스미스 차트 한쪽에서 작은 로커스 (locus)가 됨을 알 수 있다. 즉, under-coupling의 경



(a)



(b)



(c)

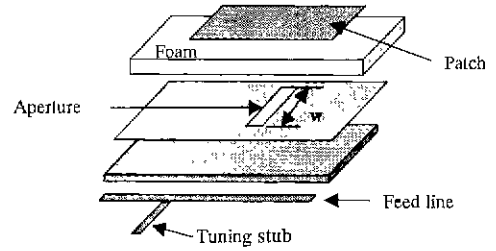
그림 8. 마이크로스트립 라인 급전 마이크로스트립 안테나의 대역폭

Fig. 8. The bandwidth of a microstrip line fed microstrip antenna.

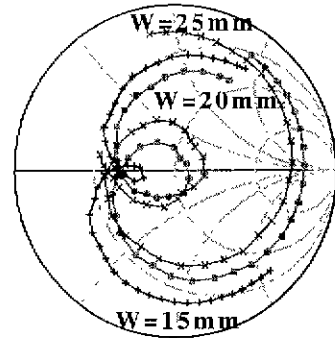
우 공진 주파수로부터 주파수가 멀어져도 작은 로커스가 형성되어 있는 주파수까지는 임피던스의 변화가 적음을 알 수 있다. 이러한 under-coupling에 의하여 스미스 차트의 한쪽에 형성된 작은 임피던스 로커스를 매칭 회로 (tuning stub)을 사용해서 스미스 차트의 1.0 포인트로 이동시켜서 안테나의 임피던스 대역폭을 증가시킨다.

지금까지 설명한 내용을 바탕으로 under-coupling

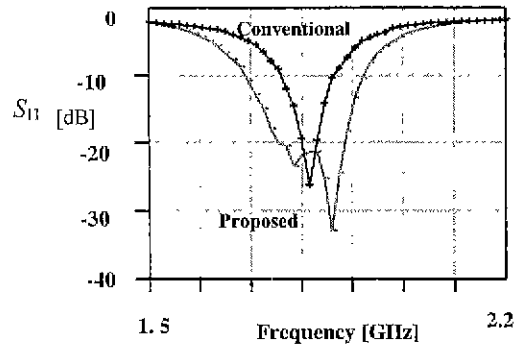
을 만드는 과정을 3가지 형태의 안테나별로 실제 제작 및 실험을 한 후 *under-coupling*과 매칭회로를 이용한 안테나 대역폭과 일반적인 방법에 의해서 제작한 안테나의 대역폭을 비교해 보았다. 먼저 프로브 급전된 안테나의 경우 그림 7(a)에서 보인 바와 같은 구조로 급전위치의 변화에 의해 결합 저항을 일정하게 하고 공진기의 저항을 변화시킨 실험 결과를 그림 7(b)에 보여 주었다. 프로브 급전된 안테나의 일반적인 방법에 의한 매칭을 했을 때의 임피던스 대역폭과 *under-coupling*과 매칭 회로를 이용한 경우의 임피던스 대역폭을 비교한 것을 그림 7(c)에서 보여 주고 있다. 프로브 급전된 안테나는 일반적인 방법으로 매칭을 하였을 때는 대역폭이 중심 주파수의 8.5% ($VSWR < 2:1$)인데 비해 여기서 제안한 방법은 대역폭이 13.4%가 되었다. 두 번째는 마이크로스트립 라인 급전의 구조로 그림 8(a)와 같이 *under-coupling*을 만들기 위해서 삽입의 크기 (inset length, W)를 조절하여 공진기의 저항을 조절하여 결합 계수의 변화를 보인 것이 그림 8(b)이다. 일반적인 방법으로 매칭을 했을 경우의 대역폭과 *under-coupling*과 매칭 회로를 이용한 임피던스 대역폭을 비교한 결과를 그림 8(c)에서 보여 주고 있다. 일반적인 방법으로 했을 때 임피던스 대역폭은 중심주파수의 3.4% ($VSWR < 2:1$)인데 본 논문에서 제안한 방법은 15.6%가 되었다. 마지막으로, 개구 결합 안테나의 구조가 그림 9(a)에 나타나 있고 *under-coupling*을 만들기 위해서 개구의 길이 (slot length, W)를 변화시켜 공진기의 저항을 조절한 후 결합 계수의 변화를 보인 것이 그림 9(b)이다. 개구 결합 안테나를 일반적인 방법으로 매칭했을 경우의 대역폭과 *under-coupling*과 매칭회로를 사용해서 얻은 임피던스 대역폭을 비교한 것을 그림 9(c)에서 보여 주고 있다. 개구 결합 급전구조에서 일반적인 방법으로 매칭했을 때 임피던스 대역폭이 중심주파수의 4% ($VSWR < 2:1$)인데 비하여 제안한 방법에서는 14%가 되었다. 여기서 우리가 언급하고 지나가야 할 점은 약간의 대역폭 차이는 임피던스 로커스의 크기를 크게 하면 대역폭은 넓게 나오지만 전 대역에서 $VSWR$ 이 안 좋아지는 단점이 있다. 즉 임피던스 로커스의 크기의 차이에 의해서 약간의 대역폭의 오차는 고려되어야 한다. 본 논문에서는 최



(a)



(b)



(c)

그림 9. 개구 결합 마이크로스트립 안테나의 대역폭
Fig. 9. The bandwidth of an aperture coupled microstrip antenna.

종적으로 새로이 제안된 효율적 소형화 기법과 *under-coupling* 기법을 이용하여 셀룰러 대역 (824~894 MHz)에서 사용되는 이동통신용 소형중계기에 사용될 최적의 안테나를 설계 및 개발하였다. 그림 10은 셀룰러 대역 안테나의 측정된 S_{11} 을 보여 주고, 그림 11은 측정된 안테나의 방사패턴을 보여 주고 있다.

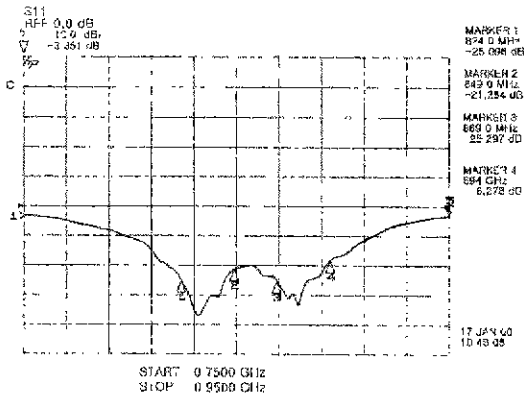


그림 10. 셀룰러 대역 (824~894 MHz) 안테나의 측정된 S_{11} .

Fig. 10. The measured S_{11} for an antenna in cellular band (824~894 GHz).

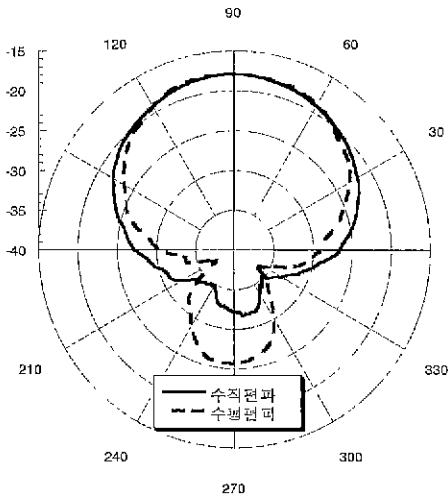


그림 11. 셀룰러 대역 안테나의 측정된 방사패턴 ($f=849$ MHz).

Fig. 11. The measured radiation pattern of a cellular band antenna at 849 GHz.

V. 결 론

지금까지 셀룰러 대역 소형 중계기용 마이크로스트립 패치안테나의 소형화에 관해서 구형 마이크로스트립 패치 안테나의 TM_{01} 모드 전계분포를 이용하여 설계, 제작, 측정 결과들을 살펴보았다. TM_{01} 모드의 전계분포를 이용하지 않은 일반적인 안테나

와 비교하였을 때 안테나 패치의 길이와 폭은 각각 87 mm, 69 mm에서 43 mm, 23 mm로 줄어든 것을 볼 수가 있었다. 제작된 안테나의 대역폭도 under-coupling을 이용한 정합회로 (tuning stub)를 사용하여 중심주파수 (859 MHz)의 14.55% (125 MHz)로 개선되었으며 이득 또한 전 대역에서 7dB이상의 높은 이득으로 안테나의 소형화에 따른 문제점이 개선되었다.

감사의 글

이 논문의 시뮬레이션 결과를 얻을 수 있도록 HFSS, Libra 및 ADS 등의 많은 설계 툴 (tool)을 제공해 주신 Agilent Technologies사에 깊은 감사를 드립니다.

참 고 문 헌

- [1] T. K. Lo, C. Ho, Y. Hwang, E. K. W. Lam, and B. Lee, "Miniature aperture-coupled microstrip antenna of very high permittivity," *Electron Lett.*, vol. 33, pp. 9-10, 1997.
- [2] R. Waterhous, "Small microstrip patch antenna," *Electron. Lett.*, vol. 31, pp. 604-605, 1995.
- [3] I. Park and R. Mitra, "Aperture-coupled small microstrip antenna," *Electron. Lett.*, vol. 32, pp. 1741-1742, 1996.
- [4] Y. Hwang, Y. P. Zhang, G. X. Zheng, and T. K. Lo, "Planar inverted F antenna loaded with high permittivity material," *Electron. Lett.*, vol. 31, pp. 1710-1712, 1995.
- [5] Wong, K. L., and Wu, J. Y., "Single-feed small circularly polarised square microstrip antenna," *Electron Lett.*, vol. 33, pp. 1833-1834, Oct., 1997.
- [6] E. Chang, S. A. Long, and W. F. Richards, "An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-34, pp.766-772, June 1986.
- [7] D. M. Pozar, "A Microstrip Antenna Aperture

Coupled to a Microstripline." *Electron. Lett.* vol. 21, pp. 49-50, Jan., 1985.

- [8] P. L. Sullivan and D. H. Schaubert, "Analysis of an aperture-coupled microstrip antenna," *IEEE Trans. Antennas & Propagat.*, AP-34, pp. 977-984, Aug., 1986.
- [9] C. H. Chen, A. Tulintseff, and R. M. Sorbello, "Broadband two-layer microstrip antenna," *IEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp. Dig.*, pp. 251-254, 1984.
- [10] G. Kumar and K. C. Gupta, "Directly coupled multiple resonator wideband microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol AP-33, pp.588-593, June, 1985.

이 병 제



1988년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
 1994년 5월. Southern Illinois University at Carbondale (공학석사)
 1997년 5월: Southern Illinois University at Carbondale (공학박사)
 1997년 6월 ~ 1998년 2월: 삼성전자 정보통신연구소 선임연구원

1998년 3월~2000년 3월: 광운대학교 전자공학부 전파공학과 전임강사
 2000년 4월~현재: 광운대학교 전자공학부 전파공학과 조교수
 [주 관심분야] 초고주파 안테나 해석 및 설계, 전기자기파 해석, 레이더 및 위성통신, 초고주파 응용, 스마트 안테나

이 호 준

1998년 2월: 서울산업대학교 전자공학과 (공학사)
 2000년 8월: 광운대학교 전파공학과 (공학석사)
 2000년 9월~현재: 전자부품연구원 무선회로기술그룹 연구원
 [주 관심분야] 안테나 설계 및 이론, 초고주파 회로 설계

강 기 조

1999년 2월: 광운대학교 전파공학과 (공학사)
 1999년 2월~현재: 광운대학교 전파공학과 석사과정
 [주 관심분야] 안테나 이론 및 설계, 초고주파 회로 설계

김 남 영



1987년 2월: 광운대학교 전자공학과 (공학사)
 1991년 2월: 미국 뉴욕 주립대학 (SUNY at Buffalo) (공학석사)
 1994년 2월: 미국 뉴욕 주립대학 (SUNY at Buffalo) (공학박사)
 1994년 9월~1999년 8월: 광운대학교 전자공학과 조교수

1999년 9월~현재: 광운대학교 전자공학과 부교수
 1998년 5월~현재: 광운대학교 RFIC 교육센터 센터장
 [주 관심분야] RFIC, MMIC, ASIC

이 중 철



1983년 2월: 한양대학교 전자공학과(공학사)
 1985년 2월: 한양대학교 대학원 전자공학 석사
 1989년 12월: 미국 Arizona State University 전자공학 석사
 1994년 5월: 미국 Texas A&M University 전자공학 박사

1994년 6월~1996년 2월: 현대전자 (주) 시스템 IC 연구소 광소자개발실 선임연구원
 1996년 3월~1998년 3월. 광운대학교 전파공학과 전임강사
 1998년 4월~현재: 광운대학교 전파공학과 조교수
 [주 관심분야] 초고주파 및 광전자공학, RF MEMS, 밀리미터파 능동 및 수동 소자

김 중 헌



1984년 2월: 광운대학교 전자통신공학 (공학사)
 1990년 6월: 독일 Ruhr Univ. Bochum 전자공학 (공학석사)
 1994년 8월: 독일 Dortmund 전자공학 (공학박사)
 1995년 4월: 광운대학교 전파공학과 조교수

1996년~현재: 한국전자파학회 편집위원
 1999년 4월~현재: 광운대학교 전파공학과 부교수
 [주 관심분야] 초고주파 및 광집적회로, 초고주파 측정 및 센서, EMI/EMC