



Dual-band and dual-mode annular ring microstrip patch antenna with slots for GSM-1800 and GPS operations

Cihan Döğüşgen Erbaş*

Electrical and Electronics Engineering Department, Faculty of Engineering and Architecture, İstanbul Yeni Yüzyıl University, İstanbul, 34010, Türkiye

Highlights:

- Dual-band annular ring microstrip patch antenna design for GSM-1800 and L2 band GPS operations
- Enabling dual-mode operation via TM_{21} and TM_{11} mode excitations
- Circular polarization for L2 band GPS operation

Keywords:

- Rectangular slot
- GPS
- GSM-1800
- Annular ring microstrip patch antenna
- TM mode

Article Info:

Research Article

Received: 20.05.2020

Accepted: 27.02.2022

DOI:

10.17341/gazimmfd.740475

Correspondence:

Author: Cihan Döğüşgen Erbaş

e-mail:

cihan.dogusgen@yeniyuzyil.edu.tr

phone: 444 5001

Graphical/Tabular Abstract

In this study, a novel, dual-band and dual-mode annular ring microstrip patch antenna with 6 equal rectangular slots in ground plane is designed, fabricated and analyzed. Optimized slot width and length dimensions are 3 mm and 67 mm, respectively. Edge length of the square antenna is 180 mm. The antenna operates in TM_{21} ve TM_{11} modes for GSM-1800 (1.710–1.880 GHz) and L2 band GPS (1.215–1.240 GHz) operations, respectively. TM_{21} mode excitation results in a conical radiation pattern while TM_{11} mode excitation yields a unidirectional radiation pattern. The antenna is circularly polarized for GPS operation. Measurements are in good agreement with simulations. Figure A shows the top view and the bottom view of the designed antenna along with the measurement setup

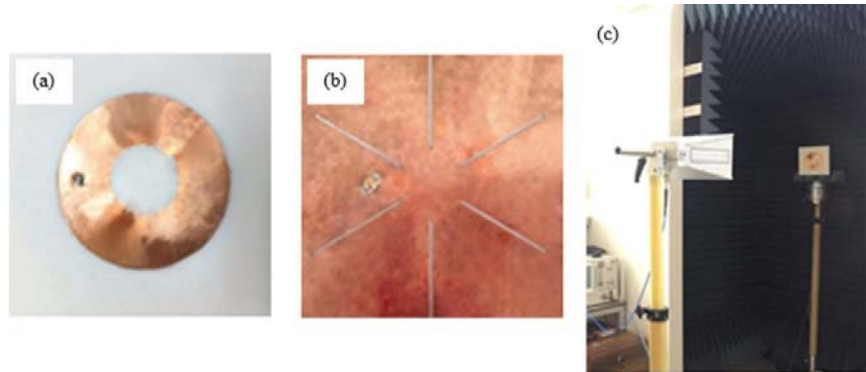


Figure A. (a) Top view, (b) bottom view (c) measurement setup

Purpose:

A novel, dual-band and dual-mode annular ring microstrip patch antenna for GSM-1800 and L2 band GPS operations is proposed.

Theory and Methods:

In order to excite TM_{21} mode for the slotless annular ring microstrip patch antenna, a resonant frequency is determined first. Next, inner and outer radii of the annular ring patch is calculated theoretically. Rectangular slots with initial dimensions are placed in the ground plane. Final slot dimensions aimed for GSM-1800 operation frequency range are determined by optimization. TM_{11} mode excitation for L2 band GPS operation is achieved by using an FR-4 material between the annular ring and the substrate as well as between the substrate and the ground plane. The antenna is fed by a 50-ohm coaxial probe.

Results:

Measured -10 dB return loss fractional bandwidths are 33.510% (1.540–2.160 GHz) and 15.130% (1.100–1.280 GHz) for GSM-1800 and GPS frequency bands, respectively. While the antenna has a conical radiation pattern for GSM-1800 operation, it has a unidirectional radiation pattern for GPS operation. Measured maximum gain for the operation frequency of 1.227 GHz is 7.410 dBi and this parameter is 5.600 dBi for the operation frequency of 1.800 GHz. The antenna is circularly polarized for GPS operation and its 3 dB axial ratio fractional bandwidth is 4.59% (1.192–1.248 GHz).

Conclusion:

Inclusion of the rectangular slots in the ground plane is utilized for resonant frequency tuning of GSM-1800 operation. FR-4 material usage yields another resonant frequency for GPS operation.



GSM-1800 ve GPS uygulamaları için çift bantlı ve çift modlu yarıklı halka mikroşerit yama anten

Cihan Döğüşgen Erbaş*^{ID}

İstanbul Yeni Yüzyıl Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, 34010, İstanbul, Türkiye

Ö N E Ç İ K A N L A R

- GSM-1800 ve L2 bantı GPS uygulamaları için çift bantlı halka mikroşerit yama anten tasarımı
- TM₂₁ ve TM₁₁ mod uyarımları ile çift modlu çalışma sağlanması
- L2 bantı GPS uygulaması için dairesel polarizasyon

Makale Bilgileri

Araştırma Makalesi
Geliş: 20.05.2020
Kabul: 27.02.2022

DOI:

10.17341/gazimmfd.740475

Anahtar Kelimeler:

Dikdörtgenel yarık,
GPS,
GSM-1800,
halka mikroşerit yama anten,
TM modu

ÖZ

Bu çalışmada, toprak düzleminde 6 eşit dikdörtgenel yarık bulunduran özgün, çift bantlı ve çift modlu bir halka mikroşerit yama anten tasarlanmış, üretilmiş ve incelenmiştir. Ardışık yarıklar arasındaki açı 60° değerindedir. Anten, GSM-1800 (1,710–1,880 GHz) ve L2 frekans bandında çalışan GPS (1,215–1,240 GHz) uygulamaları için aynı anda kullanılabilir ve bahsedilen uygulamalar için sırasıyla TM₂₁ ve TM₁₁ modlarında çalışmaktadır. Ölçülen -10 dB dönüş kaybına ait oransal bant genişlikleri GSM-1800 ve GPS frekans bantları için sırasıyla %33,510 (1,540–2,160 GHz) ve %15,130 (1,100–1,280 GHz) biçimindedir. Anten GSM-1800 uygulaması için konik ışınma örüntüsüne sahipken GPS uygulaması için tek yönlü ışınma örüntüsüne sahiptir. 1,227 GHz çalışma frekansı için ölçülen maksimum kazanç değeri 7,410 dBi ve 1,800 GHz çalışma frekansı için bu parametre 5,600 dBi değerindedir. GPS uygulaması için anten dairesel polarizasyona sahiptir ve 3 dB eksensel orana ait oransal bant genişliği %4,590 (1,192–1,248 GHz) değerindedir. Ölçümler benzetim sonuçlarıyla uyumludur.

Dual-band and dual-mode annular ring microstrip patch antenna with slots for GSM-1800 and GPS operations

H I G H L I G H T S

- Dual-band annular ring microstrip patch antenna design for GSM-1800 and L2 band GPS operations
- Enabling dual-mode operation via TM₂₁ and TM₁₁ mode excitations
- Circular polarization for L2 band GPS operation

Article Info

Research Article
Received: 20.05.2020
Accepted: 27.02.2022

DOI:

10.17341/gazimmfd.740475

Keywords:

Rectangular slot,
GPS, G
SM-1800,
annular ring microstrip patch
antenna,
TM mode

ABSTRACT

In this study, a novel, dual-band and dual-mode annular ring microstrip patch antenna with 6 equal rectangular slots in ground plane is designed, fabricated and analyzed. Angle between two consecutive slots is 60°. The antenna can be used simultaneously for GSM-1800 (1.710–1.880 GHz) and L2 frequency band GPS (1.215–1.240 GHz) operations, and functions in TM₂₁ ve TM₁₁ modes for the mentioned operations, respectively. Measured -10 dB return loss fractional bandwidths are 33.510% (1.540–2.160 GHz) and 15.130% (1.100–1.280 GHz) for GSM-1800 and GPS frequency bands, respectively. While the antenna has a conical radiation pattern for GSM-1800 operation, it has a unidirectional radiation pattern for GPS operation. Measured maximum gain for the operation frequency of 1.227 GHz is 7.410 dBi and this parameter is 5.600 dBi for the operation frequency of 1.800 GHz. The antenna is circularly polarized for GPS operation and its 3 dB axial ratio fractional bandwidth is 4.59% (1.192–1.248 GHz). Measurements are in good agreement with simulations.

*Sorumlu Yazar/Yazarlar / Corresponding Author/Authors : *cihan.dogusgen@yeniuyuzyl.edu.tr / Tel: 444 5001

1. Giriş (Introduction)

Mikroşerit yama antenler küçük boyutlu, düşük profilli ve üretimi kolay olduklarından kablosuz iletişim sistemlerinde sıklıkla kullanılırlar [1]. Bu antenlerde, baskın çalışma modundaki polarizasyon saflığını ve empedans uyumunu iyileştirme, aynı zamanda anten boyutunu küçültme amaçlarıyla genellikle yarık, çentikler ve çıkıntılardan yararlanılır [2–5]. Özellikle, yarık kullanımına ait tasarım ve incelemeler çeşitli çalışmalarda raporlanmıştır: Aydemir [6] dikdörtgenel yamaya sahip iki mikroşerit yama antenden birinin yamasına dikdörtgen şeklinde, diğerine ise H şeklinde yarık yerleştirerek bahsedilen antenlerin tasarımında kullanılabilir 4 optimizasyon algoritmasının performanslarını değerlendirmiştir. Radavaram ve Pour [7] yamasında simetrik olarak adlandırılan U şeklinde 2 yarık içeren bir dikdörtgenel mikroşerit yama anten tasarlamışlardır. Anten, iki koaksiyel prob ile beslenmekte ve geniş bantlı olup 1,980 GHz–4,000 GHz arasında çalışmaktadır. Bir çalışmada [8] yine U şeklinde iki yarık dikdörtgenel bir yamada bulunmakta, anten tek koaksiyel prob ile beslenmektedir. Söz konusu yapının 1,720 GHz ile 4,100 GHz arasında çalışan kablosuz iletişim sistemleri için uygun olduğunu belirtmiştir. Liu vd. [9] yamasında 3 dikdörtgenel yarık bulunduran, WLAN uygulaması için uygun, üç bantlı (2,400/5,200/5,800 GHz) bir dikdörtgenel mikroşerit yama anten sunmuşlardır. Sonuçta, düşük profilli ve ışıma örüntüsünde düşük seviyede yan loblara sahip bir yapı elde etmişlerdir. Liu vd. [10] iki dikdörtgenel parçadan oluşan ve ışıma yaması olarak adlandırılan yamanın bir parçasına dikdörtgenel bir yarık yerleştirerek tasarladıkları antenin empedans uyumunu sağlamışlar, kısa devre pinleri kullanarak da bant genişliği ve hüzmeye genişliği parametrelerini iyileştirmişlerdir. Anten çift bantlı olmakla birlikte 3,450 GHz–3,770 GHz ve 5,750 GHz–6,040 GHz frekans aralıklarında çalışmaktadır. Bir başka çalışmada [11] kısmi toprak düzlemi ve dikdörtgenel yamada girinti şeklinde oluşturulan yarık ile 2,530 GHz ve 5,770 GHz merkez frekanslarında olmak üzere iki ayrı bantta kablosuz iletişim uygulamalarına yönelik bir mikroşerit yama anten incelenmiştir. Ayrıca, farksal evrim algoritması kullanılarak yapı boyutları optimize edilip rezonans frekansı, dönüş kaybı ve kazanç parametreleri uygunlaştırılmıştır. Li vd. [12] dikdörtgenel bir yamanın kısa kenarına paralel olarak yerleştirilen dikdörtgenel 3 yarık ile 1,770 GHz–2,650 GHz frekans aralığında çalışma elde etmişlerdir. Hassan vd. [13] ise bir katmanlı hava aralığı olan üç katmanlı bir mikroşerit yama anten üzerinde çalışmışlardır. En üst katmanda dikdörtgenel bir yamadan, orta katmanda ise üçgenel bir yarıktan faydalanılmıştır. Sistem, 1,800 GHz ve 2,400 GHz frekanslarında rezonans sağlamaktadır ve kırpıcı bir devre ile birleştirilerek enerji hasat teknolojisinde kullanılabilir hale getirilmiştir. Bir çalışmada [14] Ka bandında polarizasyonu değiştirilebilir uygulamalar için geliştirilen, dikdörtgenel bir yamanın uzun kenarında girinti biçiminde oluşturulmuş iki yarık içeren ve alt tabana entegre edilmiş dalga kılavuzu ile sürülen bir mikroşerit yama anten tasarlanmıştır. Oluşturulan yarıkların ışıma örüntüsünü kayda değer şekilde iyileştirdiği görülmüştür. Alam vd. [15] yamasında dairesel bir yarık ile çıkıntı biçiminde 4 kola sahip bir mikroşerit yama antenin kısmi toprak düzleminde rezonans frekansı ayarlaması amacıyla yine bir yarık bulundurmışlardır. Anten 6,300 GHz ile 21,300 GHz frekansları arasında olmak üzere 7 rezonans frekansına sahiptir. Bir makalede ise [16] Vinayak yarığın sahip dikdörtgenel mikroşerit anten uydusu, kablosuz haberleşme ve uzay araştırmalarına yönelik olarak 5,640/5,990/6,350/7,130 GHz rezonans frekansları için geliştirilmiştir. Chakraborty vd. [17] dikdörtgenel bir yamaya açılan halter şeklindeki 2 yarık sayesinde incelenen mikroşerit yama antenin bant genişliği ve çapraz polarizasyonlu ışıma parametrelerinin iyileştirildiğini raporlamışlardır. Bhowmik vd. [18] bir dikdörtgenel yamaya ve toprak düzlemine birer dikdörtgenel yarık ekleyerek ve kullanılan alt taban için farklı dielektrik

malzemeler deneyerek parametrik bir analiz gerçekleştirmişler, yarık boyutlarının rezonans frekansı düzenlemesinde baskın rol oynadığını belirtmişlerdir. Bir çalışmada [19] yine dikdörtgenel bir yamada yer alan L şeklinde, karesel ve dikdörtgenel 6 yarık kullanılarak GPS ve WLAN uygulamalarına yönelik, 1,480 GHz ve 5,610 GHz çalışma frekanslarına sahip bir mikroşerit yama anten tasarlanmıştır. Nasimuddin vd. [20] ise geniş bantlı, tek koaksiyel beslemeli, dairesel polarizasyonlu, yığılı bir mikroşerit yama anten yapısı üzerinde çalışmışlardır. Söz konusu yapı üç katmandan ve kare şeklinde iki yamadan oluşmakta, her bir yama daire biçiminde bir yarık içermektedir. Anten, RFID uygulamasına yönelik olarak önerilmiştir.

Bir mikroşerit yama anten türü, küçük ve taşınabilir birimlere entegre edilebilen halka mikroşerit yama antenlerdir. Bu antenlerin bant genişliği, giriş empedansı ve ışıma örüntüsü özellikleri farklı araştırmalarda analiz edilmiş ve yeni geometriler önerilmiştir: Bir çalışmada [21] iç içe geçmiş iki eşmerkezli ve eşdüzlemli halka yamadan oluşan bir halka mikroşerit yama anten L1 bandında çalışan GPS uygulaması için incelenmiştir. Bahsedilen yapının üç radyofrekans girişim kaynağını bastırabildiği raporlanmıştır. Sun vd. [22], alt tabanın her iki tarafına yerleştirilmiş iç içe geçmiş iki halka yamaya sahip yığılı bir mikroşerit yama anteni yine GPS uygulaması için tasarlamışlardır. Liang vd. [23] 2,100 GHz ile 3,600 GHz frekansları arasında çalışan, tek katmanlı, çift bantlı, dairesel polarizasyonlu ve eş merkezli olmayan, farklı boyutlarda iki halka yamaya sahip bir mikroşerit yama anten geliştirmişlerdir. Tasarımda kapasitif kuplajlı besleme amacıyla kullanılan yay şeklinde bir hat da yamalar arasında yerleştirilmiştir. Başka bir çalışmada [24], BeiDou seyrüsefer uydusu sistemi için yığılı, çift bantlı ve dairesel polarizasyonlu bir halka mikroşerit yama anten incelenmiştir. Yapıda, iki katmanlı alt taban üzerine yığılı L şeklinde hatlara sahip iki yama kullanılmıştır. Sistem 1,595–1,632 GHz ve 2,395–2,574 GHz frekansları arasında çalışmaktadır.

Halka mikroşerit yama anten yapılarında da yama ve/veya toprak düzleminde yarık kullanımına rastlanmaktadır [25]. Tasarlanan antenler ile ilgili sonuçlar çeşitli çalışmalarda raporlanmıştır: Singh vd. [26] yamasında 4 yarık olan bir halka mikroşerit yama anten ve bir dairesel yama antenden oluşan yığılı bir topoloji sunmuştur. Yapı; L, S ve C frekans bantlarında olmak üzere birden çok rezonans frekansına sahip olmakla birlikte yapının sunulan çalışmamıza göre daha dar bantlı ve üretiminin zor olduğu göze çarpmaktadır. Lin ve Huang [27], DCS ve L1 bandında çalışan GPS uygulamaları için toprak düzleminde 4 yarık bulunduran bir halka mikroşerit yama anten ile kesiklik kare mikroşerit yama antenden oluşan bir konfigürasyonu incelemişlerdir. Sistemin DCS ve GPS frekans bantlarında çalışabilmesi için iki ayrı antene ihtiyaç duyulmaktadır. Çalışmamızda ise iki ayrı uygulama (L2 frekans bandı için GPS ve GSM-1800) tek bir anten ile sağlanabilmektedir. Ayrıca, bahsedilen iki ayrı anten çalışma konumuz olan antenle kıyaslandığında rezonans frekanslarında daha düşük kazanç değerlerine sahiptir ve GPS anteninin 3 dB eksensel orana ait oransal bant genişliği daha dardır. Bao and Ammann [28], halka şeklindeki yamanın merkezine eklenen dairesel yama ve toprak düzleminde artı şeklinde bir yarık olan dairesel polarizasyonlu bir halka mikroşerit anten incelemesi yapmışlardır fakat tasarımı hangi amaçla gerçekleştirdiklerini belirtmemişlerdir. Buna ek olarak, -10 dB dönüş kaybına ait oransal bant genişliği, 3 dB eksensel orana ait oransal bant genişliği ve kazanç değerleri çalışmamıza göre daha azdır.

Bu çalışmada kare şeklindeki toprak düzleminde 6 dikdörtgenel yarık olan, çift bantlı, çift modlu özgün bir halka mikroşerit anten tasarlanmış, üretilmiş ve değerlendirilmiştir. Tasarlanan yapı ile TM₂₁ modunda olmak üzere yarıksız antenin rezonans frekansının istenen GSM-1800 (1,710–1,880 GHz) uygulamasına yönelik olarak

düşürülmesi mümkün olmuştur. Buna ek olarak, alt taban malzemesinden farklı özelliklere sahip FR-4 malzemesinin anten yapısı içerisinde iki farklı bölgeye yerleştirilerek malzeme kalınlıklarının optimize edilmesiyle L2 bandında çalışan GPS (1,215–1,240 GHz) uygulaması için baskın TM_{11} modunda çalışma sağlanmıştır. Anten ölçümleri dönüş kaybı, ışınma örüntüsü ve kazanç parametreleri dahilinde gerçekleştirilmiş, ölçümlerin benzetim sonuçlarıyla uyumlu olduğu görülmüştür. Anten düşük kayıplı, yekpare, üretimi kolay ve düşük maliyetlidir. Aynı zamanda iç ve dış ortamlarda (araç üzerine montaj imkanı ile) kullanılabilir. Benzetimler, Sonlu Elemanlar Metoduna (SEM) dayalı ve ticari bir yazılım olan ANSYS HFSS programı ile gerçekleştirilmiştir. HFSS, hesaplamalı elektromagnetik kapsamında otomatik uyarlamalı ağ üretimi, teğet vektör sonlu elemanları, sonlu ötesi elemanlar ve azaltılmış dereceli modelleme gibi farklı teknolojilere sahiptir. Yazılım belli bir topolojiyi girdi olarak alır ve bu topoloji için bir sonlu eleman ağı hesaplar. Daha sonra problemi ağ üzerinde çözer, her elemandaki hatayı hesaplar ve en büyük hataya sahip elemanları rafine eder. Kesin sonuca, ard arda rafine edilen ağ ile problemi yinelemeli olarak çözen bir süreç olan uyarlamalı ağ üretimi kullanılarak ulaşılır. Kullanıcı çözümün yakınsamasını gözlemleyebilir. Bu çalışmada, analiz süreci anten benzetimlerinde daha az bilinmeyenle daha iyi sonucu elde etme amacıyla kullanılan, hesaplamalı elektromagnetikte yer alan, bahsedilen teknolojiler dahil edilerek gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, HFSS çalışma içerisinde gereken optimizasyonlar için de kullanılmıştır.

2. Anten Tasarımı (Antenna Design)

Tasarlanan mikroserit yama anten Şekil 1'de sunulmuştur. Antenin yarıklı toprak düzlemi kare biçimindedir ve kenar uzunluğu a ile gösterilmiştir. Her bir dikdörtgenel yarığın genişliği ve uzunluğu sırasıyla W ve L ile ifade edilmiştir. Ardışık iki yarığın arasındaki açı 60° değerindedir. Alt taban olarak kullanılan dielektrik madde hava benzeri özellik göstermekte olup bağıl dielektrik sabiti 1,03 ve kayıp tanjantı 0,0001 değerlerindedir. Alt taban yarıklı toprak düzlemi ile yama arasına yerleştirilmiş, boyutu toprak düzlemi ile aynı ve kalınlığı t_1 kadardır. Anten yaması halka biçimindedir; iç ve dış yarıçapları ise sırasıyla $R_{iç}$ ve $R_{dış}$ ile gösterilmiştir. Şekil 1a ve Şekil 1b'de verilen halka yamanın ve yarıklı toprak düzleminin merkez noktaları (0; 0; 0) mm ile ifade edilen orijin noktasına karşılık gelmekle birlikte dikey eksen y eksenini, yatay eksen ise x eksenini temsil etmektedir.

Anten tasarımına öncelikle yarıksız halka mikroserit yama antene ait bir rezonans frekansının belirlenmesi, ardından $R_{iç}$ ve $R_{dış}$ değerlerinin hesabıyla başlanmıştır. Elektromagnetik alanların yama ve toprak düzlemi arasındaki dielektrik hacimde sınırlandırıldığı varsayıldığında alanların TM modunu sağladığı bilinmektedir [29].

Antende TM_{21} modunun uyarılabilmesi için bir ortalama yarıçap (R) ve halka genişliği ($2w$) Eş. 1 ve Eş. 2 ile tanımlanmıştır:

$$R = 0,5(R_{iç} + R_{dış}) \quad (1)$$

$$2w = R_{dış} - R_{iç} \quad (2)$$

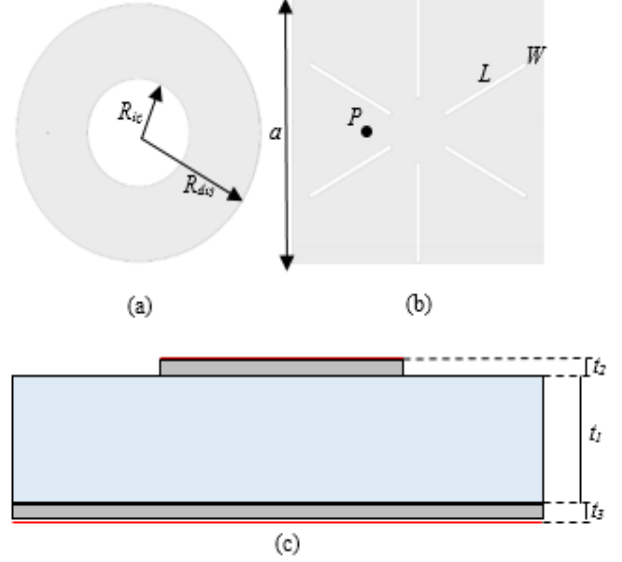
Ayrıca Eş. 3 ve Eş. 4 sağlanmalıdır:

$$kR = 2 \quad (3)$$

$$\frac{2w}{R} = 0,8 \quad (4)$$

Eş. 3 içerisinde verilen $k=2\pi/\lambda_0$ radyal ilerleme sabiti iken boş uzay için dalgaboyu $\lambda_0=c/f$ olarak ifade edilmiştir (c and f sırasıyla ışık hızı

ve çalışma frekansı olmak üzere). Tasarım esnasında öncelikle çalışma frekansı belirlenmiş, daha sonra da Eş. 1–Eş. 4 yardımıyla $R_{iç}$ and $R_{dış}$ hesaplanmıştır.



Şekil 1. (a) Halka yama, (b) yarıklı toprak düzlemi (c) malzeme kalınlıkları
(a) Annular ring patch, (b) slotted ground plane (c) material thicknesses)

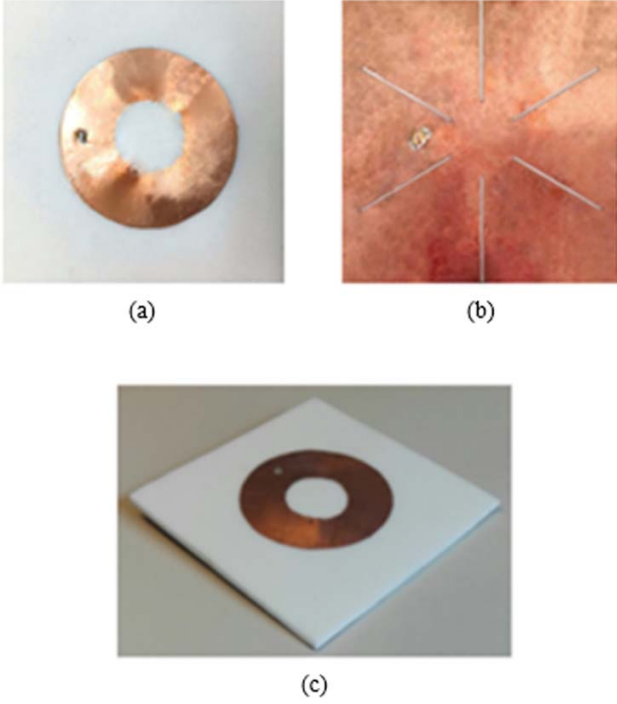
Bir sonraki adımda başlangıç boyutları belirlenmiş olan dikdörtgenel yarıklar toprak düzlemine yerleştirilmiş ve GSM-1800 uygulaması için istenen rezonans frekansı ve bant genişliği elde edilecek biçimde W ve L boyutları optimize edilmiştir. TM_{21} modunda çalışmanın korunması için $R_{iç}$ ve $R_{dış}$ değerleri değiştirilmemiştir.

Ardından, bağıl dielektrik sabiti 4.2 ve kayıp tanjantı 0,02 olan FR-4 malzemesi halka yama ve alt taban arasına, aynı zamanda alt taban ve toprak düzlemi arasına başlangıç kalınlık değerleri belirlenerek yerleştirilmiştir. FR-4 malzeme kalınlıklarının optimizasyonu TM modu için yansımada sabitinde kayda değer bir azalmaya yol açmaktadır. Elde edilen rezonans frekansındaki dönüş kaybı değeri -10 dB değerinin altında olmakta ve TM_{11} modunda çalışma ile L2 frekans bandı için GPS uygulaması imkanı sağlanmaktadır. Optimizasyon sonucunda elde edilen kalınlıklar halka yama ile alt taban arası ve alt taban ile toprak düzlemi arası için sırasıyla t_2 ve t_3 ile gösterilmiştir. Sonuçta, çift bantlı ve çift modlu bir halka mikroserit yama anten yapısı elde edilmektedir. Antenin çift bantlı olması iki kablosuz iletişim uygulamasının aynı anda kullanımı, çift modlu olması ise bahsedilen kablosuz iletişim uygulamalarında kanal kapasitesinin artması ve çok yollu sönümlenmenin azaltılması avantajlarını sağlamaktadır [30]. Anten beslemesi için 50-ohm değerinde bir koaksiyel prob Şekil 1b'de gösterilen P noktasına yerleştirilmiştir. P noktasının koordinatları (-39; 0; 0) mm olarak optimizasyon sonucunda belirlenmiştir. Tablo 1 ise milimetre cinsinden anten boyutlarını listelemektedir.

Tablo 1. Halka mikroserit yama anten boyutları (mm)
(Annular ring patch antenna dimensions (mm))

a	W	L	$R_{iç}$	$R_{dış}$	t_1	t_2	t_3
180	3	67	22	52.5	6.4	0.1	1.3

Anten yapısında bulunan halka yama ile yarıklı toprak düzlemi bakırdan üretilmiş ve anten kimyasal dağlama yöntemiyle imal edilmiştir. Üretilen anten Şekil 2'de sunulmuştur.



Şekil 2. (a) Anten görünümü (ön), (b) anten görünümü (arka) (c) anten görünümü (yan)
(a) antenna view (front), (b) antenna view (back) (c) antenna view (side))

3. Sonuçlar ve Tartışmalar (Results And Discussions)

Anten tasarımı adımları gereği başlangıçta yarıksız anten yapısı için bir çalışma frekansı belirlenerek değeri 2.560 GHz olarak kullanılmıştır. Eş. 1–Eş. 4 yardımıyla analitik olarak hesaplanan R_{ic} ve R_{ds} boyutları ve Tablo 1’de listelenen diğer boyutlar yardımıyla (t_2 ve t_3 hariç) anten HFSS ortamında modellenmiş ve benzetim sonuçları elde edilmiştir. Benzetim sonucunda rezonans frekansı 2,500 GHz olarak doğrulanmıştır. Yarıklar eklendiğinde, W ve L boyutları optimize edilerek 1,880 GHz rezonans frekansına ulaşılmıştır. Yapıya dikdörtgenel yarıkların eklenmesinin yarıksız duruma göre rezonans frekansını düşürdüğü görülmektedir. Bunun sebebi, yarıkların eklenmesine bağlı olarak yarıklı toprak düzlemi üzerindeki yüzey akım yolunun uzamasıdır. Yüzey akım yolu uzunluğu dielektrik malzeme içerisindeki rezonant dalga boyunun yarısına eşit olduğunda rezonans ortaya çıkmaktadır [8]. Yüzey akım yolu uzadığında buna karşılık gelen rezonant dalga boyu da artmakta ve dolayısıyla rezonans frekansı düşmektedir. Tablo 2’de yarık boyutları $1,2 \leq W \leq 3,0$ mm ve $40 \text{ mm} \leq L \leq 67$ mm iken seçilen değerler için rezonans frekansları listelenmiştir. W ve L boyutlarının her ikisinin artmasıyla birlikte rezonans frekansının düşüş gösterdiği gözlenmektedir. Ayrıca, hangi boyuttaki artışın rezonans frekansında daha fazla düşüşe sebep olduğunu incelemek amacıyla Tablo 2’deki $W=2,4$ mm ve $L=60$ mm değerleri ve bu değerlere karşılık gelen 2,025 GHz rezonans frekansı referans alınarak W ve L boyutları sırasıyla 0,5 mm artırılmıştır. Yani öncelikle $W=2,9$ mm ve $L=60$ mm durumu, daha sonra da $W=2,4$ mm ve $L=65$ mm durumu ele alınmıştır. $W=2,9$ mm ve $L=60$ mm durumu için elde edilen rezonans frekansı 2,015 GHz iken $W=2,4$ mm ve $L=65$ mm durumu için rezonans frekansı 1,935 GHz olarak elde edilmiştir. Sonuçta, W boyutundaki 0,5 mm artış (diğer boyut sabit iken) rezonans frekansında 10 MHz değerinde bir düşüşe sebep olurken, L boyutundaki 0,5 mm artışın (diğer boyut sabit iken) ise rezonans frekansında 90 MHz değerinde bir düşüşe yol açtığı gözlenmiştir. L boyutundaki artış rezonans frekansında daha fazla düşüşe sebep olmaktadır çünkü L dikdörtgenel bir yarığın uzunluğunu

temsil etmekte ve L boyutundaki artış yarıklı toprak düzlemi üzerindeki yüzey akım yolunu W boyutundaki (yarığın eni) artışa göre daha fazla uzatmaktadır. Buna bağlı olarak dielektrik malzeme içerisindeki rezonant dalga boyu daha fazla uzamakta ve sonuçta rezonans frekansı daha fazla düşmektedir. Bahsedilen karşılaştırmaya ait değerler Tablo 2’nin son iki satırında verilmiştir.

Tablo 2. Yarık eni (W) ve yarık uzunluğu (L) değerleri için benzetim sonucu bulunan rezonans frekansları (f)
(Simulated resonant frequencies (f) for slot width (W) and slot length (L) values)

W (mm)	L (mm)	f (GHz)
1,2	40	2,275
1,5	45	2,210
1,8	50	2,185
2,1	55	2,150
2,4	60	2,025
2,7	65	1,925
3,0	67	1,880
2,9	60	2,015
2,4	65	1,935

FR-4 malzemesinin anten yapısına eklenmesi rezonans frekansını daha da azaltarak 1,820 GHz değerini almasına yol açmıştır. Bu durumun sebebi ise FR-4 malzemesinin alt taban malzemesi ile birlikte kullanımının efektif dielektrik sabitini artırmasıdır. Artan efektif dielektrik sabiti (ϵ_{eff}) ile anten rezonans frekansı (f_{nm}) Eş. 5 gereği ters orantılı olduğundan rezonans frekansı düşmektedir:

$$f_{nm} = \frac{x_{nm}c}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (5)$$

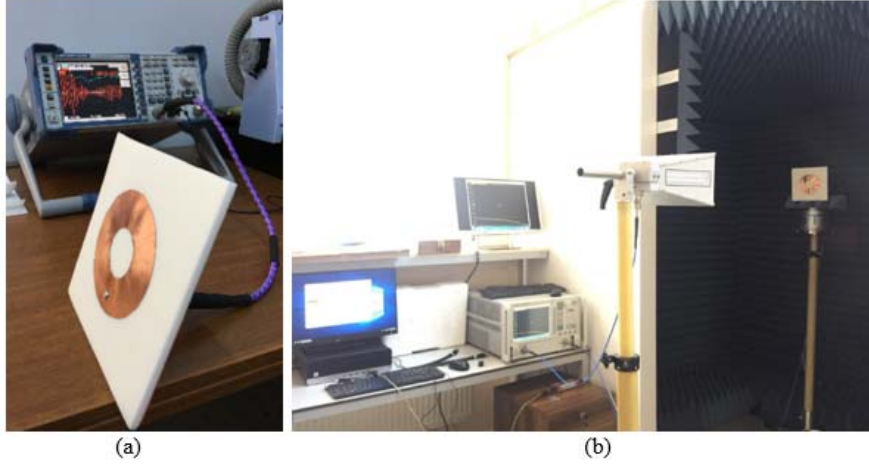
Eş. 5’te verilen x_{nm} Eş. 6’da sunulan karakteristik eşitliğin kökleridir.

$$J'_n(k_{nm}R_{in})Y'_n(k_{nm}R_{out}) - J'_n(k_{nm}R_{out})Y'_n(k_{nm}R_{in}) = 0 \quad (6)$$

Burada n Bessel fonksiyonunun derecesi, m fonksiyonun m . sıfırı, $J_n(x)$ and $Y_n(x)$ ise n . dereceden sırasıyla birinci ve ikinci tür Bessel fonksiyonudur. Kesme işareti x değişkenine göre türev operatörünü ifade etmektedir. Eş. 5’te görüldüğü üzere artan efektif dielektrik sabiti anten rezonans frekansının düşmesine sebep olmaktadır. Benzer biçimde, L2 frekans bandında çalışan GPS uygulamasına yönelik olarak FR-4 malzemesi kullanılmadığı durumda benzetim sonucu elde edilen rezonans frekansı 1,255 GHz iken FR-4 malzemesi kullanıldığı durumda bu değer 1,200 GHz değerine düşmüştür.

Üretilen antenin ölçümleri Selçuk Üniversitesi ve Karamanoğlu Mehmetbey Üniversitesi anten laboratuvarlarında gerçekleştirilmiştir. Dönüş kaybı parametresi Rohde&Schwarz ZVL ağ çözümleyicisi ile ölçülmüştür. Işıma örüntüsü ve kazanç ölçümleri ise EAMS1-18 anten ölçüm sistemi yardımıyla yansız oda içerisinde yapılmıştır. Referans anten olarak 1–18 GHz arasında çalışabilen Schwarzbeck BBHA 9120 D çift oluklu geniş bantlı horn anten kullanılmıştır. Dönüş kaybı, ışımaya örüntüsü ve kazanç ölçümlerine ait fotoğraflar Şekil 3’te gösterilmektedir.

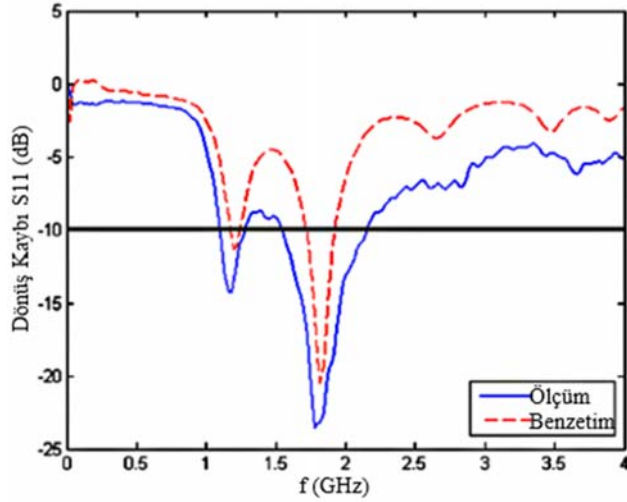
Şekil 4, dönüş kaybı parametresinin ölçüm ve benzetim sonuçları dahilinde frekansla değişimini sunmaktadır. L2 frekans bandında çalışan GPS uygulaması göz önüne alındığında, ölçülen rezonans frekansının 1,160 GHz olduğu görülmüştür. Ölçülen -10 dB dönüş kaybı değerine ait bant genişliğinin alt (f_d) ve üst (f_u) frekans sınırları sırasıyla 1,100 GHz ve 1,280 GHz olarak oluşmuştur. Dolayısıyla, -10 dB dönüş kaybı değerine ait bant genişliği 180 MHz, buna karşılık gelen oransal bant genişliği (OBG) ise %15,130 olarak gerçekleşmiştir. OBG tanımı Eş. 7’de verilmiştir.



Şekil 3. (a) Dönüş kaybı ölçümü, (b) yansız oda içerisinde ışın örüntüsü ve kazanç ölçümleri
(a) Return loss measurement, (b) radiation pattern and gain measurements in anechoic chamber)

$$OBG = \frac{2(f_0 - f_A)}{(f_0 + f_A)} \quad (7)$$

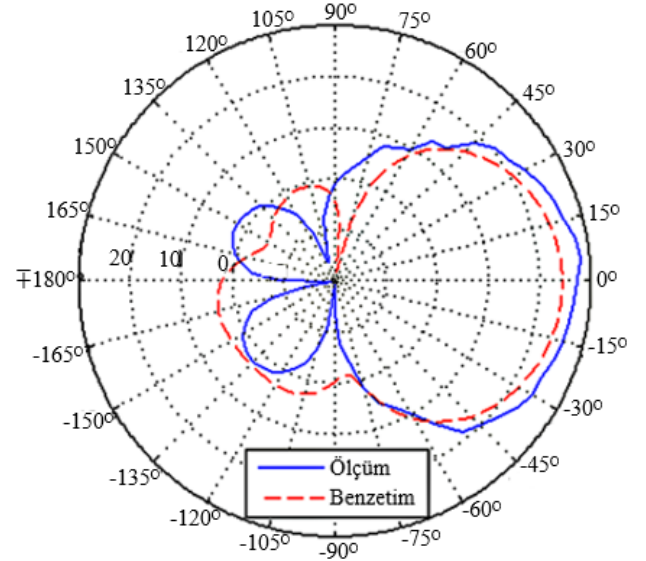
GSM-1800 uygulamasına yönelik olarak ölçülen rezonans frekansı 1,780 GHz değerindedir. Ölçülen -10 dB dönüş kaybı değerine ait bant genişliğine ait f_A ve f_0 frekansları sırasıyla 1,540 GHz ve 2,160 GHz değerlerindedir. Dolayısıyla, -10 dB dönüş kaybı değerine ait bant genişliği 620 MHz ve OBG ise %33,510 olmuştur. Beslemeden dolayı oluşan akım, yarıklı toprak düzlemi üzerinde iki ayrı yolda akararak $f=1,160$ GHz ve $f=1,780$ GHz frekanslarında, bağlaışık iki rezonans frekansı oluşturmuştur.



Şekil 4. Ölçülen ve benzetim sonucunda elde edilen dönüş kaybının frekansla değişimi
(Measured and simulated return loss versus frequency)

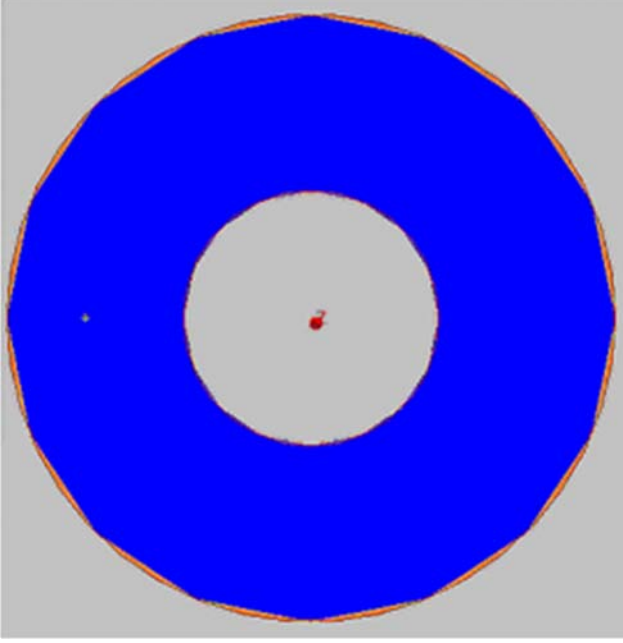
Şekil 5, ölçüm ve benzetim sonucunda bulunan, $f=1,227$ GHz frekansı için XZ düzlemindeki ışın örüntülerini göstermektedir. Ölçülen ışın örüntüsü baz alındığında, ana hüme yönünün 5° , 3 dB açılal hüme genişliğinin ise 40° olduğu görülmüştür. Anten TM_{11} moduna özgü tek yönlü ışın örüntüsüne sahiptir. TM_{11} modunun sağlandığının doğrulanması amacıyla $f=1,227$ GHz frekansındaki elektrik alan yoğunluğu dağılımının sırasıyla 0° ve 90° faz açıları için benzetim sonuçları Şekil 6 ve Şekil 7'de sunulmaktadır. Her iki faz açısı değeri için elektrik alan yoğunluğu sıfırını anten merkezinde

oluşarak TM_{11} modu oluşumuna sebebiyet vermiştir, bu durum yüzey elektrik akım yoğunluğu dağılımıyla da uyumludur. [31]. Elektrik alan yoğunluğunun anten merkezinde sıfır, halka yama kenarlarında sıfırdan farklı olması maksimum ışınımın yaklaşık olarak enine ışınım (boresight) yönünde olduğunun da göstergesidir. Şekil 6 ve Şekil 7'de maksimum elektrik alan yoğunluğu genlik değeri 1.05×10^4 Volt/m olarak elde edilmiş ve kırmızı tonlarıyla ifade edilmiştir.

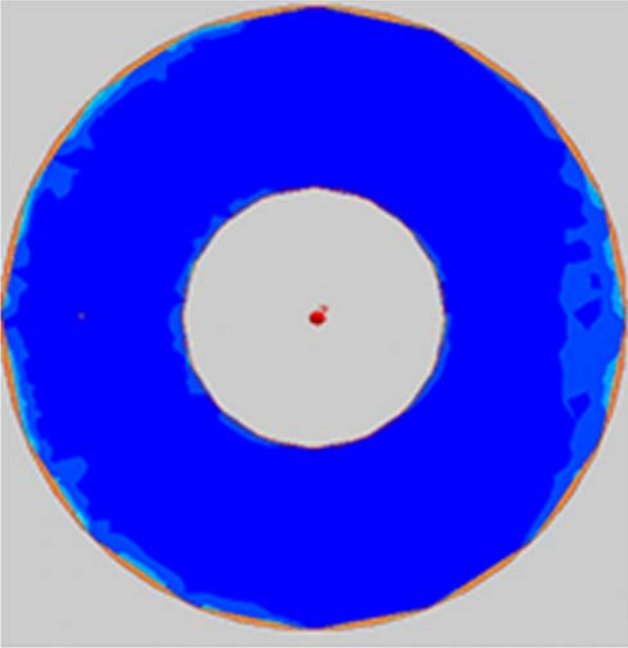


Şekil 5. Ölçülen ve benzetim sonucunda elde edilen ışın örüntüleri ($f=1.227$ GHz) (Measured and simulated radiation patterns ($f=1.227$ GHz))

Şekil 8, ölçüm ve benzetim sonucunda elde edilen, 1,800 GHz frekansı için XZ düzlemindeki ışın örüntülerini sunmaktadır. Antenin, tasarım sürecinde belirlenen TM_{21} moduna özgü olan konik ışın örüntüsüne sahip olduğu görülmektedir. Konik ışın örüntüsü, düşük elevasyon açılarına ihtiyaç duyulan coğrafi bölgelerde kablosuz iletişim sistemleri için tercih edilmektedir [11, 12]. Ölçülen ışın örüntüsü baz alındığında, ana hüme yönü 35° , 3 dB açılal hüme genişliği ise 40° olarak elde edilmiştir. Anten, XZ ve YZ düzlemlerinde, her iki çalışma frekansında benzer ışın örüntülerine ve yaklaşık olarak aynı hüme genişliklerine sahip olduğundan her iki düzlemde ışın örüntülerinin çizdirilmesine ihtiyaç duyulmamıştır.



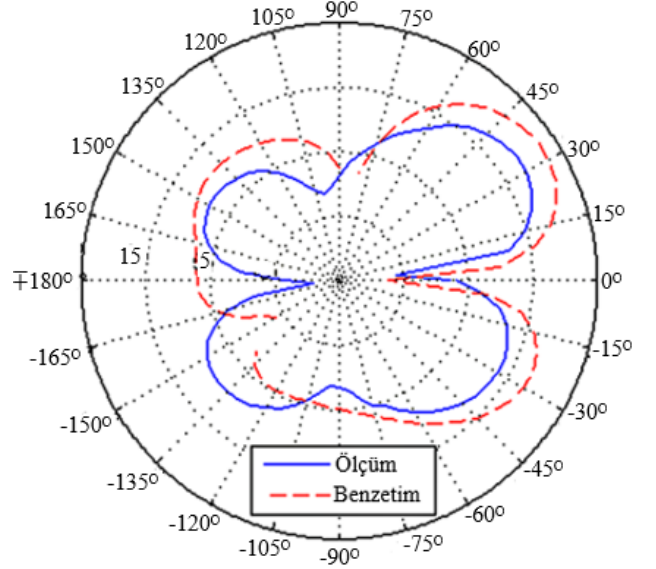
Şekil 6. Elektrik alan yoğunluğunun halka yama üzerindeki dağılımı ($f=1,227$ GHz, faz açısı= 0°) (Electric field density distribution on annular ring patch ($f=1,227$ GHz, phase angle= 0°))



Şekil 7. Elektrik alan yoğunluğunun halka yama üzerindeki dağılımı ($f=1,227$ GHz, faz açısı= 90°) (Electric field density distribution on annular ring patch ($f=1,227$ GHz, phase angle= 90°))

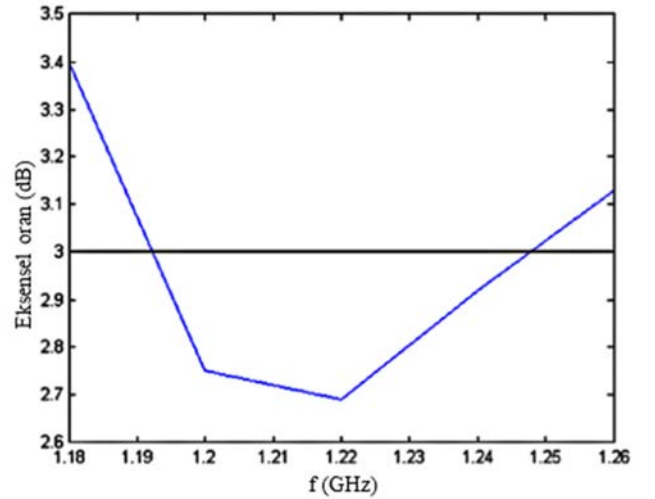
Antene ait ölçülen maksimum kazanç $f=1,227$ GHz frekansı için 7,410 dBi iken benzetim sonucu bulunan maksimum kazanç 7,020 dBi olarak oluşmuştur. Benzer şekilde, ölçülen maksimum kazanç $f=1,800$ GHz frekansı için 5,600 dBi iken benzetim sonucu elde edilen maksimum kazanç 5,920 dBi olarak bulunmuştur. L2 bandında çalışan GPS ve GSM-1800 uygulamaları için sunulan ölçüm ve benzetim sonuçlarının uyumlu olduğu gözlenmektedir. Ölçüm ve benzetim sonuçları arasındaki farklılıkların bir sebebi kullanılan alt taban malzemesinin süngerimsi bir yapıda olması nedeniyle koaksiyel

besleme bağlantısındaki düzgünsüzlük olabilir. Ayrıca, ışınma örüntüsü ölçümlerinde yararlanılan referans antenin doğrusal polarizasyonlu, tasarlanan ve üretilen antenin ise $f=1,227$ GHz frekansında dairesel polarizasyonlu olması bir başka hata katkısı olarak sayılabilir.



Şekil 8. Ölçüm ve benzetim sonucunda elde edilen ışınma örüntüleri ($f=1,800$ GHz) (Measured and simulated radiation patterns ($f=1,800$ GHz))

Şekil 9'da ise benzetim sonucunda bulunan eksensel oranın frekansla değişimi verilmiştir. L2 bandında çalışan GPS uygulamasına yönelik olarak 3 dB eksensel oranına ait oransal bant genişliği %4,590 olarak elde edilmiştir. 3 dB bant genişliğinin alt ve üst frekans sınırları sırasıyla 1,192 GHz ve 1,248 GHz olarak bulunmuş ve L2 bandı GPS uygulamasının çalışma frekans aralığı göz önüne alındığında bu uygulama için dairesel polarizasyonun sağlandığı görülmüştür.

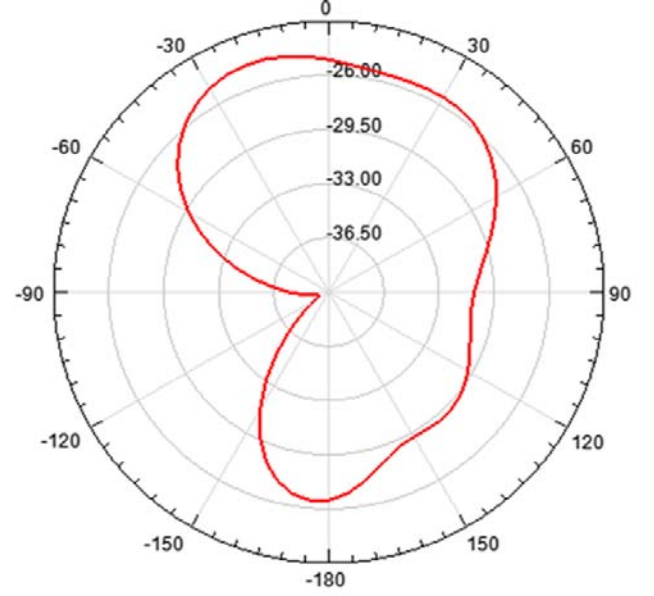


Şekil 9. Eksensel oranın frekansla değişimi (Axial ratio versus frequency)

Karşılaştırma amaçlı olarak, toprak düzleminde dikdörtgen biçiminde 8 ve 4 yarık bulunduran iki ayrı halka mikroşerit yama antene ait benzetimler de gerçekleştirilmiştir. Benzetimler sırasında halka yamanın boyutu değiştirilmemiştir. Sekiz yarıklı yapı için yarık

boyutları korunmuş ($W=3$ mm ve $L=67$ mm iken) ve yarıklar arasındaki açı 45° olarak belirlenmiştir. Empedans uyumu açısından en uygun koaksiyel besleme noktası optimizasyon yolu ile $(-36,03; 14,92; 0)$ mm olarak bulunmuştur. Elde edilen dönüş kaybı değişimi incelendiğinde, L2 bandı GPS uygulaması için gereken dönüş kaybı değerleri -10 dB sınırının altında olmadığından bu uygulama için antenin kullanılamayacağı değerlendirilmiştir. Ayrıca, GSM-1800 uygulamasının frekans aralığı göz önüne alındığında ($1,710-1,880$ GHz) hedeflenen frekans aralığının sağlanmadığı ve -10 dB dönüş kaybı parametresine ait alt ve üst frekansların $1,825$ GHz ve $1,955$ GHz değerlerini aldığı izlenmiştir. Ayrıca, $1,800$ GHz frekansında elde edilen ışınma örüntülerinin 6 yarıklı anten yapısına göre daha yönlü olduğu görülmüştür. Benzer şekilde, 4 yarıklı yapı için de yarık boyutları korunmuş, yarıklar arasındaki açı ise 90° değerini almıştır. Empedans uyumu açısından en uygun koaksiyel besleme noktası optimizasyon ile $(-40; 0; 0)$ mm olarak elde edilmiştir. Dönüş kaybı parametresinin frekans ile değişimi L2 bandı GPS uygulaması için gerekli frekans bandının sağlanmadığını göstermiştir. GSM-1800 uygulaması için ise -10 dB dönüş kaybı değerinin olduğu alt ve üst frekansların $1,725$ GHz ve $1,835$ GHz olduğu göz önüne alındığında uygulama için hedeflenen frekans aralığına ulaşılamadığı sonucuna varılmıştır. Mikroşerit yama antenlerde, elektrik alan düzlemine dik yönde olan yamanın altındaki elektrik alan osilasyonları, yüksek dereceli modlara, yani yüksek dereceli ortogonal rezonansa sebebiyet verir. Bu yüksek dereceli modlardan dolayı çapraz polarizasyonlu ışınmalar oluşur. Çalışmamızda olduğu gibi, mikroşerit yama antenlerde koaksiyel besleme kullanılması yama üzerinde asimetrik alan dağılımına yol açar. Alandaki asimetri, elektrik yüzey akımında da asimetriye sebep olur. Halka mikroşerit yama anten geometrisi için ayrıntılı bilgiye rastlanmamakla birlikte, dikdörtgenel yamaya sahip mikroşerit yama anten için elektrik yüzey akımındaki asimetrisinin yama boyu doğrultusunda olduğu söylenebilir. Yama boyu yönündeki elektrik yüzey akımı bileşeni merkezde maksimum olmaz (merkezden kayma gözlenir). Işınma yapmayan kenarda yer alan, yama boyu yönündeki elektrik yüzey akımı bileşeni antenin yüksek çapraz polarizasyonlu ışınma yapmasına neden olur.

Çalışmamızda yüksek dereceli TM_{21} modu nedeniyle oluşmuş çapraz polarizasyonlu ışınmaları incelemek amacıyla benzetim yoluyla bulunan, GSM-1800 uygulamasına yönelik olarak $1,800$ GHz çalışma frekansında, XZ düzleminde çapraz polarizasyonlu ışınma örüntüsü sunulmuştur. İlgili örüntü Şekil 10'da gösterilmiş olup, maksimum değer $-26,759$ dB olduğu ve bu değer -170° yönünde olduğu görülmektedir. XZ ve YZ düzlemlerindeki ışınma örüntüleri benzer olduğundan YZ düzlemindeki çizime yer verilmemiştir.



Şekil 10. Benzetim sonucunda elde edilen çapraz polarizasyonlu ışınma örüntüsü ($f=1,800$ GHz)
(Simulated cross-polarized radiation pattern ($f=1.800$ GHz))

Tablo 3. Mevcut çalışmaların çeşitli anten parametreleri ile karşılaştırılması
(Comparison of present studies through various antenna parameters)

Referans No	Çalışma Frekansı (GHz)	Maksimum Kazanç (dBi)	Anten Boyutu (enxboy) (mm)
[6]	1,800 (Dikdörtgen şeklinde yarıklı) 1,800/2,600/5,200 (H şeklinde yarıklı)	Belirtilmemiş	35x35
[7]	1,980-4,000	9,6	40x40
[8]	1,720-4,100	7,0	95x95
[9]	2,400/5,200/5,800	7,5	50x54
[10]	3,450-3,770 ve 5,750-6,040	6,0	120x120
[11]	2,530/5,770	3,84	90x130
[12]	1,770-2,650	9,2	70x70
[13]	1,800/2,400	7,8	135x135
[14]	~31,000-32,250	11,5	89x111
[15]	6,300/7,100/7,500/8,700/12,800/17,000/21,00/30,000	~4,9	Belirtilmemiş
[16]	5,640/5,990/6,350/7,130	22,4	11x15
[17]	~9,000-10,500	6,1	90x146
[18]	5,993	3,8	90x90
[19]	1,480/5,610	4,4	16x24
[20]	0,833-1,033	7,0	40x40
[21]	1,575	~5,0	200x200
[22]	1,227/1,575	7,0	64 (çap)
[23]	2,100/3,600	~9,0	140x140
[24]	1,595-1,632 ve 2,395-2,574	6,4	70x70
[26]	1,880/2,510/3,810/4,880	8,0	80x80
[27]	1,575/1,800	5,9	140x140
[28]	1,039-1,094	2,5	180x180
			100x100

Yine karşılaştırma amaçlı olarak, Bölüm 1’de sunulan mevcut literatür çalışmalarında yer verilen çalışma frekansı, maksimum kazanç ve anten boyutu parametreleri Tablo 3’te listelenmiştir.

4. Sonuçlar (Conclusions)

Toprak düzleminde 6 eşit boyutlu ve eşit aralıkla yerleştirilmiş dikdörtgenel yarık içeren halka mikroserit yama anten tasarlanmış, üretilmiş, ölçümleri gerçekleştirilmiş ve değerlendirilmiştir. Yapıda yarıkların yer alması rezonans frekansını kayda değer miktarda azaltmış ve GSM-1800 uygulaması için TM_{21} modunda çalışma ortaya çıkarmıştır. Yarıksız anten yapısı ile GSM-1800 uygulaması için uygun frekans aralığı elde edilememektedir. Ayrıca, kablosuz iletişim sistemlerinde önem arz eden anten boyutu yarık kullanımı ile azaltılmıştır. Buna ek olarak, sisteme dahil edilen FR-4 malzemesinin kalınlığı optimize edilerek dairesel polarizasyonlu, TM_{11} modunda, L2 bandında çalışan GPS uygulamasına imkan tanınmıştır. Dönüş kaybı, ışıma örüntüsü ve maksimum kazanç parametreleri için ölçüm ve benzetim sonuçları sunulmuş, bahsedilen sonuçların uyum içerisinde olduğu görülmüştür. GPS uygulaması için tek yönlü bir ışıma örüntüsü elde edilirken GSM-1800 uygulaması için konik bir ışıma örüntüsü gözlemlenmiştir. GPS uygulamasına yönelik olarak, benzetim yardımıyla hesaplanan 3 dB eksensel orana ait oransal bant genişliği değeri verilmiştir. Sekiz ve 4 yarıklı anten konfigürasyonları ile önerilen anten yapısının karşılaştırılmaları sunulmuş, önerilen yapının bahsedilen kablosuz iletişim uygulamaları için daha uygun olduğu sonucu elde edilmiştir. Tam dalga ve frekans domeni hesaplamalı elektromagnetik çözücüsü olan HFSS programı ile sözkonusu halka mikroserit yama antenin ölçümlerle gerçekleştirilen yüksek doğruluklu anten modellemesi yapılmıştır.

Teşekkür (Acknowledgement)

Yazar, değerli desteği ve katkılarından dolayı Sayın Prof. Dr. Ali Okatan’a, ölçüm sürecinde yardımlarını esirgemeyen Sayın Dr. Öğr. Üyesi Dilek Uzer’e, Sayın Arş. Gör. Rabia Toprak’a ve Sayın Arş. Gör. Mehmet Yerlikaya’ya teşekkürlerini sunar.

Kaynaklar (References)

1. Kumar M., Nath V., Introducing multiband and wideband microstrip patch antennas using fractal geometries: development in last decade, *Wireless Pers. Commun.*, 98, 2079–2105, 2018.
2. Das S., Sarkar P. P., Chowdhury S. K., Analysis of an open-ended inverted L-shaped slot-loaded microstrip patch antenna for size reduction and multifrequency operation, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 29 (7), 874–890, 2015.
3. Faruque M. R. I., Hossain M. I., Islam, M. T., Low specific absorption rate microstrip patch antenna for cellular phone applications, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 9 (14), 1540–1546, 2015.
4. Trong N. N., Hall L., Fumeaux, C., A frequency- and polarization-reconfigurable stub-loaded microstrip patch antenna, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63 (11), 5235–5240, 2015.
5. Khan M. U., Sharawi M. S., Mitra, R., Microstrip patch antenna miniaturisation techniques: a review, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 9 (9), 913–922, 2015.
6. Aydemir M. E., Performance of some optimization methods for patch antenna problems, *Journal of the Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University*, 29 (3), 579–588, 2014.
7. Radavaram S., Pour M., Wideband radiation reconfigurable microstrip patch antenna loaded with two inverted U-slots, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 67 (3), 1501–1508, 2019.
8. Varma R., Ghosh J., Bhattacharya R., A compact dual frequency double U-slot rectangular microstrip patch antenna for WiFi/WiMAX, *Microw. Opt. Technol. Letters*, 59 (9), 2174–2179, 2017.
9. Liu N. W., Chen X. P., Zhu L., vd., Low-profile triple-band microstrip antenna via sharing a single multi-mode patch resonator, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 13 (10), 1580–1585, 2019.
10. Liu N. W., Zhu L., Liu Z. X., vd., Dual-band single-layer microstrip patch antenna with enhanced bandwidth based on reshaped multiresonant modes, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 67 (11), 7127–7132, 2019.
11. Kaur J., Panwar N. R., Design and optimization of a dual-band slotted microstrip patch antenna using Differential Evolution Algorithm with improved cross polarization characteristics for wireless applications, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 33 (11), 1427–1442, 2019.
12. Li W. W., Li Q. H., Meng Y., vd., A broadband microstrip patch antenna with multiple open slots, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 61 (3), 626–632, 2018.
13. Hassan N., Zakaria Z., Sam W. Y., vd., Design of dual-band microstrip patch antenna with right-angle triangular aperture slot for energy transfer application, *International Journal of RF and Microwave Computer Aided Engineering*, 29 (1), 1–11, 2018.
14. Ren F., Hong W., Wu K., vd., Polarization-adjustable planar array antenna with SIW-fed high-order-mode microstrip patch, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65 (11), 6167–6172, 2017.
15. Alam M. J., Faruque M. R. I., Hasan M. M., vd., Split quadrilateral miniaturised multiband microstrip patch antenna design for modern communication system, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 11 (9), 1317–1323, 2017.
16. Kaushal D., Shanmuganatham T., A Vinayak slotted rectangular microstrip patch antenna design for C-band applications, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 59 (8), 1833–1837, 2017.
17. Chakraborty S., Ghosh A., Chattopadhyay S., vd., Improved cross-polarized radiation and wide impedance bandwidth from rectangular microstrip antenna with dumbbell-shaped defected patch surface, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 15, 84–88, 2016.
18. Bhowmik A., Chakraborty U., Bhattacharjee A. K., A study on frequency tuning and miniaturization of a ground slotted rectangular microstrip patch antenna built with different dielectric substrates, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 58 (12), 2859–2864, 2016.
19. Ahsan M. R., Islam M. T., Ullah, M. H., A microstrip-fed reformed rectangular shape slotted patch antenna for simultaneous operation in GPS and WLAN bands, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 57 (9), 2204–2207, 2015.
20. Nasimuddin, Qing X., Chen Z. N., A wideband circularly polarized stacked slotted microstrip patch antenna, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 55 (6), 84–99, 2013.
21. Rezazadeh N., Shafai L., A compact microstrip patch antenna for civilian GPS interference mitigation, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 17 (3), 381–384, 2018.
22. Sun X., Zhang Z., Feng Z., Dual-band circularly polarized stacked annular-ring patch antenna for GPS application, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 10, 49–52, 2011.
23. Liang Z., Yang D., Wei X., Li E., Dual-band dual circularly polarized microstrip antenna with two eccentric rings and an arc-shaped conducting strip, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 15, 834–837, 2016.
24. Chen K., Yuan J., Luo X., Compact dual-band dual circularly polarized annular-ring patch antenna for BeiDou navigation satellite system application, *IET Microwaves, Antennas&Propagation*, 11 (8), 1079–1085, 2017.
25. Jhamb K., Rambabu L. L. K., Frequency adjustable microstrip annular ring patch antenna with multi-band characteristics, *IET Microwaves, Antennas&Propagation*, 5, 1471–1478, 2011.
26. Singh A. K., Gangwar R. K., Kanaujia B. K., Orthogonal slot-loaded coaxially stacked annular ring antenna with circular patch for multiband application, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 29 (12), 1630–1643, 2015.
27. Lin S. Y., Huang K. C., A compact microstrip antenna for GPS and DCS application, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53 (3), 1227–1229, 2005.
28. Bao X. L., Ammann M. J., Compact annular-ring embedded circular patch antenna with cross-slot ground plane for circular polarisation, *Electronics Letters*, 42, 192–193, 2006.
29. Wolff J., Knoppik N., Microstrip ring resonator and dispersion measurement on microstrip lines, *Electronics Letters*, 7 (26), 779–781, 1971.

30. Xu G., Peng H. L., Zhang Y., vd., Cavity model analysis of differential dual-polarised annular-ring patch antenna, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 13, 1389–1393, 2019.
31. Wang Z., Long Y., A simple wide-bandwidth and high-gain microstrip patch antenna with both sides shorted, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 18 (6), 1144–1148, 2019.