

# Parazitik Elemanlar Kullanılarak Bant Filtreleyici Düzlemsel Anten Tasarımı Band Filtering Planar Antenna Design by Using Parasitic Elements

Harun Şimşek<sup>1</sup> , Oğuzhan Erdoğan<sup>1</sup> , Cihan Döğüşgen Erbaş<sup>1</sup> 

<sup>1</sup>Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü  
İstanbul Yeni Yüzyıl Üniversitesi, İstanbul, Türkiye  
harun3143@gmail.com, benoguz14@gmail.com, cihan.dogusgen@yeniuyuzil.edu.tr

## Özet

Bu çalışmada, belirlenmiş bir frekans bandını filtreleyebilen bir düzlemsel anten tasarlanmıştır. Filtreleme işlemi anten yapısına 4 adet parazitik elemanın eklenmesiyle gerçekleştirilmiştir. Her bir parazitik elemanın geometrisi, dar bir yamuk şeklindedir. Filtreleme alt ve üst frekans sınırları sırasıyla 9,2 GHz ve 10,7 GHz' dir. Öncelikle anten parazitik elemanlar göz önüne alınmadan benzetim yoluyla tasarlanmıştır. Daha sonra sözkonusu frekans sınırları yardımıyla analitik olarak parazitik eleman boyutları hesaplanmıştır. Parazitik elemanların anten kenarına olan uzaklığı ve analitik olarak hesaplanan parazitik eleman boyutları için parametrik analiz gerçekleştirilerek hedeflenen frekans bant filtrelemesine ulaşılmıştır. Benzetim sonucu bulunan dönüş kaybı, ışıma örüntüsü ve kazanç parametreleri sunulmuştur.

Anahtar kelimeler: Dönüş kaybı, düzlemsel anten, frekans bant filtreleme, optimum değer, parametrik analiz, parazitik eleman.

## Abstract

In this study, a planar antenna that can filter a defined frequency band is designed. Filtering is realized by adding 4 parasitic elements to the antenna structure. Geometry of each parasitic element is a narrow trapezoid. Lower and upper filtering frequency limits are 9,2 GHz and 10,7 GHz, respectively. First, the antenna is designed by simulations without taking into account the parasitic elements. Next, parasitic element dimensions are calculated through the mentioned frequency limits. Aiming frequency band filtering is achieved by a parametric analysis for the distance of the parasitic elements to the antenna edge and analytically-computed parasitic element dimensions. Simulated return loss, radiation pattern and gain parameters are presented.

Keywords: Return loss, planar antenna, frequency band filtering, optimum value, parametric analysis, parasitic element.

## 1. Giriş

Ultra geniş frekans bandı (UGFB) 3,1 – 10,6 GHz frekansları arasında tanımlıdır [1]. Yüksek hızlı iletişim, düşük güç tüketimi, düşük maliyet ve düşük elektromanyetik girişim (EMG) nedeniyle ultra geniş bant teknolojisi son yıllarda hızlı bir gelişim göstermiştir. Kısa mesafeli iletişim sistemleri ile radar ve mikrodalga görüntüleme teknolojileri UGFB' nin bahsedilen avantajlarına ihtiyaç duymaktadır. Bu sistemlerin taleplerini karşılayabilecek bir anten türü düzlemsel antenlerdir. Düzlemsel antenler basit yapılı, küçük ve düşük maliyetli olmaları nedeniyle kablosuz iletişim sistemleri ile ultra geniş bant genişliğine sahip uygulamalarda sıklıkla kullanılmaktadırlar [2]. Farklı amaçlar için tasarlanmış düzlemsel anten yapıları ile ilgili çalışmalar literatürde mevcuttur: 3. referansta, yarıkla sahip tam ve yarım paralelkenar şekillerindeki iki düzlemsel anten yapısı oluşturulmuş ve karşılaştırma yapılmıştır. Yarım paralelkenar yapısının üstün performans gösterdiği ve 1,02 – 17,14 GHz frekansları arasında çalıştığı gözlemlenmiştir. 4. referansta, oval biçimli ışıma parçasına ve L şeklinde saplamalı toprak düzlemine sahip bir düzlemsel anten incelenmiştir. Yapı 3,1 – 13,2 GHz frekansları arasında ışıma yaparken ışıma örüntülerinin bahsedilen frekans bandında kararlı olduğu görülmüştür. Mishra ve arkadaşları [5] L1, L2 ve L5 bantlarında çalışan GPS uygulaması için eliptik bir ışıma parçası ile iç içe geçmiş iki dairesel yarıklı dikdörtgen toprak düzleminden oluşan bir düzlemsel anten tasarlamışlardır. Anten dairesel polarizasyona sahiptir. 6. referansta, kesige sahip halka şeklinde bir ışıma parçası ile dikdörtgen toprak düzleminden oluşan düzlemsel anten WLAN ve WiMAX uygulamalarına yönelik olarak tasarlanmıştır. Anten 4,02 – 9,54 GHz frekansları arasında dairesel polarizasyonludur. Gautam ve arkadaşları [7] dikdörtgenel yarıkları olan kare şeklindeki bir ışıma parçası ve yarıksız bir toprak düzlemi ile oluşturulmuş düzlemsel anteni eniyileyerek 2,45 GHz frekansında RFID uygulaması için çalışır hale getirmişlerdir. 8. referansta, kısa devre edilmiş çeyrek dalgaboyu uzunlukta bir yamadan ve bir elektrik dipolünden oluşan ışıma parçasına sahip düzlemsel anten yine 2,45 GHz merkez frekansı için tasarlanmıştır. Yassini ve arkadaşları [9] kesikli halka şeklinde yarığa sahip dikdörtgenel ışıma parçası ve karşılıklı yerleştirilmiş iki çeyrek dairesi olan toprak düzlemi kullanarak bir düzlemsel anteni WiMAX (3,5/5,5 GHz) ve WLAN (2,4/5,2/5,8 GHz) uygulamalarına yönelik olarak önermişlerdir. Kumari ve arkadaşları [10] dikdörtgenel bir

yama, U şeklinde bir ışıma parçası ile parazitik elemanlar içeren düzlemsel anten yapısını incelemişlerdir. L şeklinde iki hattan faydalanarak da dairesel polarizasyon elde etmişlerdir. Anten WLAN, WiMAX ve kamu güvenliği uygulamaları için uygundur. 11. referansta, düzenlenmiş dairesel yama ile girintili dikdörtgenlerden oluşan toprak düzlemi yardımıyla meydana getirilen düzlemsel antenin 2,5 – 12,2 GHz arasında çalıştığı, WLAN, WiMAX ve X bandı uygulamaları için kullanılabilir olduğu belirtilmiştir. Ellis ve arkadaşları [12] L şeklinde ışıma parçası ve toprak düzlemine sahip, dairesel polarizasyonlu bir düzlemsel anteni 2,5 – 6,5 GHz arasında çalışacak biçimde tasarlamışlardır. Yang ve arkadaşları [13] T şeklindeki asimetrik bir hattı yay biçimindeki bir besleme hattıyla birleştirerek elde ettikleri düzlemsel anten vasıtasıyla WLAN ve WiMAX uygulamaları için çift bantlı ve dairesel polarizasyonlu bir yapı oluşturmuşlardır. 14. referansta ise ongen şeklindeki ışıma parçası ile dikdörtgen bir yarığa sahip toprak düzleminde oluşan düzlemsel anten için 2,3 – 12,8 GHz arasında rezonans elde edilmiştir.

Belli bir frekans bandında çalışan antenler için EMG engelleme amacıyla istenen frekans bant aralığını/aralıklarını filtrelemek yaygın bir yaklaşımdır. Bu amaçla anten yapılarında fraktal, birim hücre, yarık, saplama (stub) ve parazitik eleman kullanımına rastlanmaktadır [15]. Düzlemsel antenlerde de bahsedilen yöntemlere başvurulmaktadır. Örneğin, 16. referansta, fraktal bir ışıma parçasından faydalanılarak UGFB içerisinde WLAN uygulamasına ait çalışma frekans aralığı filtrelenmiştir. Kim ve arkadaşları [17] artı şeklinde bir yarığa sahip frekans seçici yüzey birim hücresi kullanarak 5,15 – 5,825 GHz arasında çalışan WLAN frekans bandını filtrelemişlerdir. Önerilen yapı için maksimum kazanç 2 dBi değerindedir. Mewara ve arkadaşları [18] düzlemsel monopol bir antendeki Y şeklindeki bir ışıma parçası ve toprak düzlemine yarıklar açarak UGFB içinde WiMAX, WLAN, X bandı uydu haberleşmesi, ITU-8 bandı ve telsiz seyirüfe frekans bandı filtrelemesi gerçekleştirmişlerdir. 19. referansta ise, düzlemsel monopol anteni besleyen mikroşerit hatta paralel olarak bağlanan çeyrek dalgaboyu uzunluğundaki açık devre saplama sayesinde UGFB içerisinde kalan WLAN frekans bandı filtrelenmiştir. Abbosh ve Bialkowski [20] kısmi bir toprak düzlemi olan düzlemsel bir antende ana ışıma parçası çevresine yerleştirilen parazitik elemanlar yardımıyla UGFB içinde bulunan 5 ayrı alt frekans bandını filtreleyebilmişlerdir. Sharbati ve arkadaşları [21] ise iki saplama ve bir parazitik elemanı tasarladıkları düzlemsel antenin ışıma parçasında aynı anda kullanarak WLAN (5,15 – 5,35 GHz ve 5,725 – 5,825 GHz) ile DSRC (5,85 – 5,925 GHz) uygulamalarına ait frekans bantlarını filtrelemişlerdir.

Antenlerde besleme amacıyla çeşitli yöntemler kullanılmaktadır. Geniş bantlı empedans uyumlandırma amaçlandığında azalimli (tapered) mikroşerit hatlar ve eşdüzlemli dalga kılavuzları (coplanar waveguide) öne çıkmaktadır [22, 23]. Bu yöntemlerin dışında mikroşerit hat besleme, gömülü hat besleme ve çeyrek dalga transformatörü uyumlandırmalarının da kullanıldığı bilinmektedir [24 – 26]. Ancak çeyrek dalga transformatörü durumunda, hat tek bir frekansta çeyrek dalga uzunluğunda olduğundan daha dar frekans bantlı bir uyumlandırmanın sözkonusu olduğu unutulmamalıdır.

Bu çalışmada UGFB’ de çalışabilen bir düzlemsel anten için, 4 adet dikdörtgen ve uca doğru üçgen azalimli parazitik eleman yardımıyla, belirlenmiş bir frekans bandının filtrelenmesi benzetim yoluyla sağlanmıştır. Besleme yöntemi olarak mikroşerit hat besleme kullanılmıştır. Frekans bant filtrelemesi, dönüş kaybının -10 dB değerinin üstünde olduğu frekans aralığında gerçekleşmektedir. Empedans bant genişliği, dönüş kaybının -10 dB değerine karşılık gelen frekans aralığının üst ve alt frekans sınırları arasındaki fark olarak tanımlıdır. Analitik olarak hesaplanan parazitik eleman boyutları ve parazitik elemanların anten kenarına olan uzaklığı eniyelenmiştir. Benzetimler ve ‘Parametrik süpürme (parametric sweep)’ yardımıyla yapılan eniyelemeler ANSYS HFSS programında gerçekleştirilmiştir.

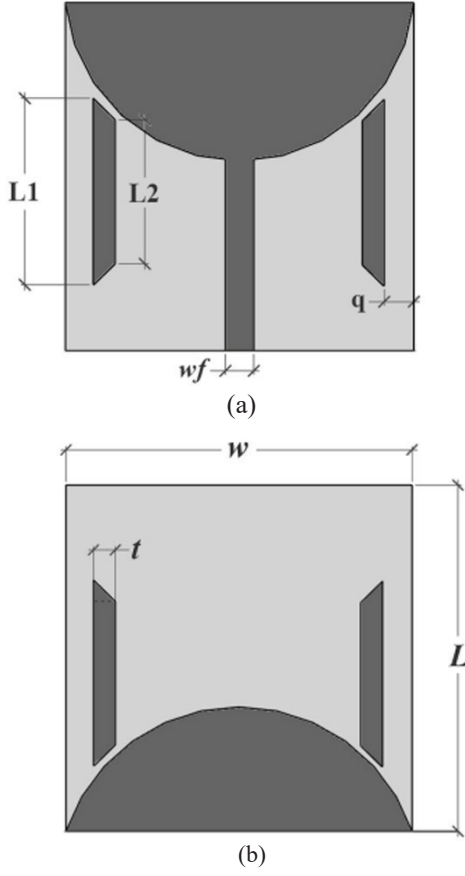
Makale organizasyonu dahilinde Bölüm 2’ de anten tasarım aşamaları, Bölüm 3’ te parazitik elemanların kullanılmadığı ve kullanıldığı durumlar için benzetim sonuçları, Bölüm 4’ te parametrik analiz gerçekleştirilmesi ve son olarak Bölüm 5’ te değerlendirmeler ile sonuçlar anlatılmıştır.

## 2. Anten

Tasarlanan anten düzlemsel monopol bir antendir. Antende kullanılan alt tabanın üst tarafına bir ışıma yapan yüzey yerleştirilmiştir. Alt tabanın alt tarafında ise bir toprak düzlemi bulunmaktadır. Işıma yapan yüzey ve toprak düzlemi yarım daire şeklindedirler. Sözkonusu yapı, genişliği hesaplanmış [27] bir mikroşerit hat ile beslenmektedir. İstenen frekans aralığının filtrelenmesine yönelik olarak anten üst ve alt yüzeylerinde ikişer adet olmak üzere toplam 4 adet parazitik eleman kullanılmıştır. Her bir parazitik eleman dikdörtgen biçimindedir ve uca doğru üçgen azalımıdır. Anten yapısının genişliği ve uzunluğu sırasıyla  $w$  ve  $L$  ile ifade edilmektedir. Mikroşerit hat genişliği  $w_f$  ile gösterilmektedir. Parazitik eleman genişliği sabit kabul edilmiş ve değeri  $t$  olarak belirlenmiştir. Alt taban yüksekliği  $p$  kadardır. Alt taban malzemesi olarak FR-4 seçilmiş olup bağıl dielektrik sabiti  $\epsilon_r$  ve kayıp tanjantı  $\tan\delta$  değerindedir. Parazitik elemanların uzun ve kısa kenarları sırasıyla  $L_1$  ve  $L_2$  ile gösterilmekte,  $q$  ise parazitik elemanların anten uzunluğuna olan mesafesini ifade etmektedir.  $L_1$ ,  $L_2$  ve  $q$  değerleri Bölüm 4’ te ifade edilecek parametrik analiz yöntemi ile optimum olarak hesaplanmaktadır. Şekil 1 anten boyut gösterimlerini içeren, antene ait üst ve alt yüzey modellerini sunmaktadır. Anten yapısındaki parametreler ve değerleri Tablo 1’ de verilmiştir.

Anten tasarlanırken öncelikle parazitik eleman kullanılmadan benzetimler gerçekleştirilmiştir. Benzetim sonuçları Bölüm 3’ te sunulmuştur. Parazitik elemanların kullanılmadığı durum için HFSS programında oluşturulan anten yapısı Şekil 2’de gösterilmektedir. Daha sonra parazitik eleman uzunlukları analitik olarak hesaplanıp, ardından parametrik analiz gerçekleştirilerek optimum boyutlar belirlenmiş ve anten yapısına eklenmiştir. Bir parazitik eleman gösterilimi Şekil 3’te verilmiştir. Şekil 3’te görülen  $\alpha$  açısı, parazitik elemanın uzun ve kısa kenar uçlarının birleştirilmesi ile oluşan üçgenin tepe açısıdır.

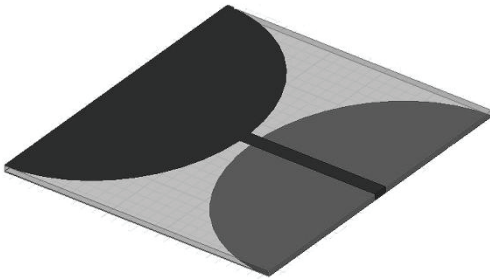
Parazitik elemanlara ait  $L_1$  ve  $L_2$  uzunlukları Eşitlik (1) ve Eşitlik (2) kullanılarak hesaplanmıştır [20]:



Şekil 1: Anten modeli: (a) üst yüzey ve (b) alt yüzey.

Tablo 1: Anten yapısındaki parametreler ve değerleri

Simge	Parametre	Değer
$w$	Anten genişliği	22 mm
$L$	Anten uzunluğu	22,5 mm
$wf$	Mikroşerit hat genişliği	0,4 mm
$t$	Parazitik elemanların genişliği	0,4 mm
$p$	Alt taban yüksekliği	0,3 mm
$\epsilon_r$	Alt taban bağıl dielektrik sabiti	3,38
$\tan\tau$	Alt taban kayıp tanjantı	0,0027



Şekil 2: Parazitik elemanların kullanılmadığı durum için anten yapısı.



Şekil 3: Bir parazitik eleman gösterilimi.

$$L_1 = \frac{c}{2f_L \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (1)$$

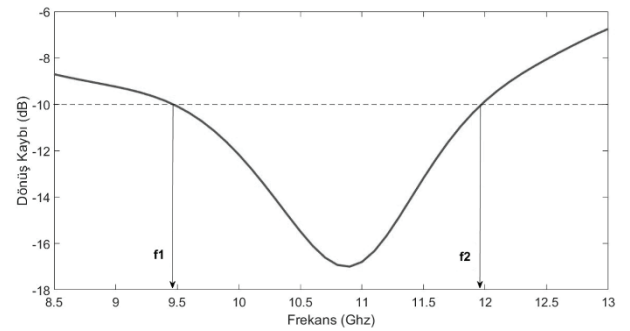
$$L_2 = \frac{c}{2f_H \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (2)$$

Yukarıdaki eşitliklerde  $c$  ışık hızını ( $c = 3.10^8$  m/sn),  $f_L$  ve  $f_H$  filtrelenmek istenen frekans bant genişliğinin sırasıyla alt ve üst sınırlarını göstermektedir. Bahsedilen frekans sınırları  $f_L = 9,2$  GHz ve  $f_H = 10,7$  GHz olarak seçilmiştir. Bu değerlerin seçim sebebi Bölüm 3 içerisinde Şekil 4'te de sunulan, parazitik elemanların kullanılmadığı durum için elde edilen dönüş kaybı grafiğinde -10 dB empedans bant genişliğinin alt sınırı olan 9,46 GHz ile UGFB üst sınırı olan 10,6 GHz frekanslarını kapsayacak biçimde bir filtrelemenin gerçekleştirilmek istenmesidir. Bu bağlamda,  $f_L$  ve  $f_H$  sayısal değerlerinin Eşitlik (1) ve Eşitlik (2)'de kullanılması sonucu elde edilen  $L_1$  ve  $L_2$  değerleri sırasıyla 11,01 mm ve 9,46 mm olarak hesaplanmıştır. Bulunan  $L_1$  ve  $L_2$  değerleri ile belirlenen bir  $q$  değeri için ( $q = 0,3$  mm) elde edilen dönüş kaybının frekans ile değişimi Bölüm 3'te verilmiştir.

### 3. Benzetim Sonuçları

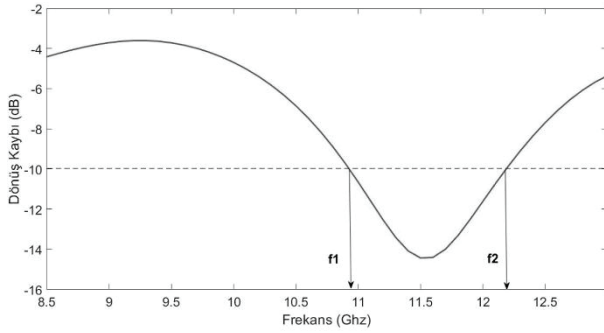
Bu bölümde anten yapısında parazitik elemanların kullanılmadığı durum için ve analitik olarak hesaplanan  $L_1$  ve  $L_2$  değerlerinden faydalanılarak oluşturulan anten yapısı için elde edilen benzetim sonuçları sunulmuştur.

Parazitik elemanların kullanılmadığı durumda elde edilen dönüş kaybı Şekil 4'te gösterilmiştir. Antenin -10 dB empedans bant genişliği göz önüne alındığında  $f_1 = 9,46$  GHz ile  $f_2 = 11,97$  GHz aralığında ışıma yaptığı açıktır.



Şekil 4: Anten yapısında parazitik eleman kullanılmadığında elde edilen dönüş kaybı.

Parazitik elemanlar göz önüne alındığında, analitik olarak hesaplanan  $L_1 = 11,01$  mm ve  $L_2 = 9,46$  mm değerleri ile seçilen  $q = 0,3$  mm değeri için elde edilen dönüş kaybı Şekil 5'te sunulmuştur. Antenin -10 dB empedans bant genişliği göz önüne alındığında  $f_1 = 10,98$  GHz ve  $f_2 = 12,18$  GHz aralığında ışınım yaptığı görülmektedir. Analitik olarak hesaplanan  $L_1$  ve  $L_2$  değerleri ile seçilen  $q = 0,3$  mm değeri amaçlanan 9,2 – 10,7 GHz frekans aralığını filtrelemede yetersiz kalmaktadır. Bu nedenle, bahsedilen filtrelemenin yapılması amacıyla  $q$ ,  $L_1$  ve  $L_2$  parametreleri kullanılarak Bölüm 4' te bir parametrik analiz gerçekleştirilmiştir. Parametrelerden olan  $\alpha$  tepe açısı için parametrik analiz gerçekleştirilmesine gerek yoktur çünkü  $L_1$  ve  $L_2$  uzunlukları belirlendiğinde  $\alpha$  parametresi de belirlenmiş olur.



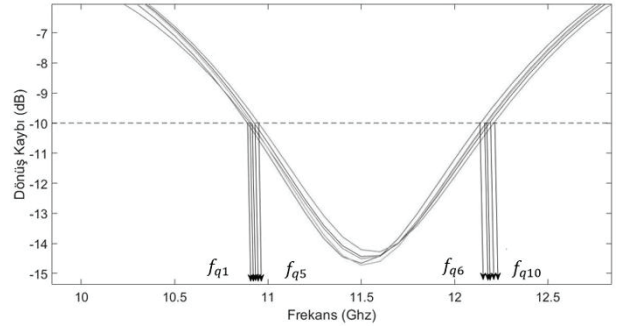
Şekil 5: Anten yapısında parazitik elemanlar kullanıldığında analitik olarak hesaplanan  $L_1$  ve  $L_2$  değerleri ile elde edilen dönüş kaybı.

Tüm benzetimlerde kullanılan bilgisayar ASUS X550JX (IntelR CoreTM i7-4720HQ) özelliğindedir. HFSS 15.0.2 versiyonu kullanılmıştır. Mesh hücresi tipi tetrahedraldir. Çözüm tipi olarak sürütlü (driven) sekmesi altında terminal ve ağ analizi seçilmiştir. Sınır koşulları olarak metal yüzeyler için mükemmel elektrik iletken (PerfE) sınır koşulu ve uzaydaki yayılımı modelleme amacıyla ışınım sınır koşulu (radiation boundary condition) seçilmiştir. Süpürme (sweep) tipi olarak hızlı (fast) süpürme, maksimum geçiş (pass) sayısı 20 ve Delta S değeri 0.02 olarak belirlenmiştir. Besleme portu olarak 50 ohm dirence sahip toplu (lumped) port kullanılmıştır.

## 4. Parametrik Analiz

### 4.1. $q$ Parametresi için Analiz

Filtrelenmek istenen frekans aralığı için analitik olarak hesaplanan  $L_1$  ve  $L_2$  değerlerinin kullanılması suretiyle  $q$  parametresi 0,25 mm ile 0,45 mm arasında değiştirilerek parametrik analiz gerçekleştirilmiştir. Sonuçta elde edilen dönüş kaybı grafikleri Şekil 6'da sunulmuştur. Her bir dönüş kaybı grafiği için, -10 dB empedans bant genişliğinin alt ve üst frekans sınırları yine Şekil 6'da gösterilmektedir. Şekil 6 içerisindeki  $f_{qi}$  ( $1 \leq i \leq 10$ ) notasyonları soldan sağa doğru birer artmaktadır. Bu gösterim makaledeki benzer şekiller için de geçerlidir. Tablo 2 ise belli  $q$  değerlerine karşılık gelen -10 dB empedans bant genişliklerinin alt ve üst frekans sınırları ile elde edilen bant genişliklerinin değerlerini listelemektedir. Amaçlanan 10,7 GHz filtreleme frekans sınırına en yakın değere  $q = 0,3$  mm için ulaşıldığı görülmektedir.



Şekil 6:  $q$  parametresi için gerçekleştirilen parametrik analiz sonucunda elde edilen dönüş kaybı.

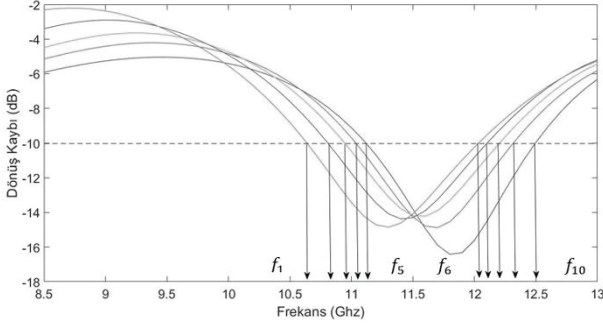
Tablo 2:  $q$  parametresi için gerçekleştirilen parametrik analiz sonuçları

$q$ Değeri (mm)	Işınım Yapılan Frekans Aralığı (GHz)	Işınım Yapılan Bant Genişliği (GHz)
0,25	$f_{q2} = 10,90$ $f_{q7} = 12,16$	1,26
0,3	$f_{q1} = 10,88$ $f_{q6} = 12,13$	1,25
0,35	$f_{q3} = 10,91$ $f_{q8} = 12,17$	1,26
0,40	$f_{q4} = 10,98$ $f_{q9} = 12,18$	1,20
0,45	$f_{q5} = 10,94$ $f_{q10} = 12,20$	1,26

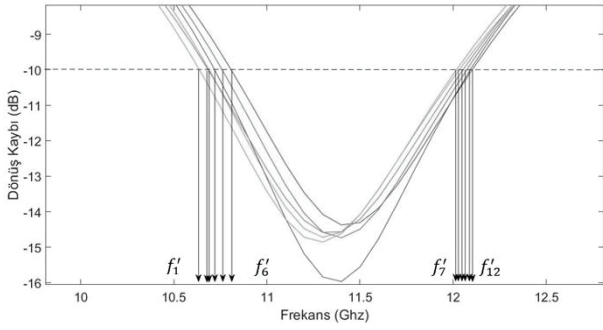
### 4.2. $L_1$ ve $L_2$ Parametreleri için Analiz

$L_1$  ve  $L_2$  parametreleri çerçevesinde parametrik analiz gerçekleştirmek için  $L_1$ ; 10 mm ile 12 mm aralığında,  $L_2$  ise 8,45 mm ile 10,45 mm aralığında seçilerek farklı ikili değerler için dönüş kaybı grafikleri ve -10 dB empedans bant genişliğinin alt ve üst frekans sınırları elde edilmiştir (Şekil 7). Bu veriler doğrultusunda, istenen 10,7 GHz filtreleme frekans sınırına  $L_1$ ; 11,5 mm ile 12 mm arasında iken,  $L_2$  ise 9,95 mm ile 10,45 mm arasında iken ulaşılabileceği öngörüldüğünden belirtilen  $L_1$  ve  $L_2$  aralıkları dahilinde yeni bir parametrik analiz gerçekleştirilmiştir. Şekil 8, sözkonusu aralıklar için bulunan dönüş kaybı grafiklerini ve -10 dB empedans bant genişliğinin alt ve üst frekans sınırlarını göstermektedir. Bulunan sayısal sonuçlar değerlendirildiğinde, 10,7 GHz filtreleme frekans sınırına  $L_1$ ; 11,8 mm ile 11,9 mm arasında iken,  $L_2$  ise 10,25 mm ile 10,35 mm arasında iken ulaşılabileceği öngörülmüş ve parametrik analiz sözkonusu  $L_1$  ve  $L_2$  aralıkları için yinelenmiştir. Bahsedilen aralıklar için dönüş kaybı grafikleri ve -10 dB empedans bant genişliğinin alt ve üst frekans sınırları Şekil 9'da sunulmuştur.  $10 \text{ mm} \leq L_1 \leq 12 \text{ mm}$  ve  $8,45 \text{ mm} \leq L_2 \leq 10,45 \text{ mm}$  aralıkları için gerçekleştirilen, bahsedilen 3 adımlı parametrik analiz verileri Tablo 3'te sunulmuştur. Sonuç olarak, amaçlanan 10,7 GHz filtreleme frekansının  $L_1 = 11,84$  mm ve  $L_2 = 10,29$  mm uzunlukları için sağlandığı görülmüştür. Bu uzunluklara karşılık gelen  $\alpha$  açısı  $27,3^\circ$  iken kullanılan  $q$  parametresi bir önceki bölümden en iyi sonucu sağlayan 0,3 mm değerindedir.

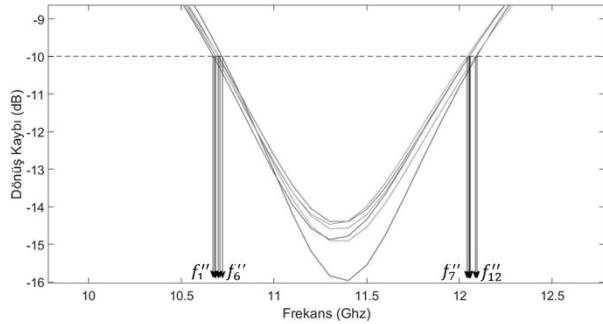




Şekil 7:  $10 \text{ mm} \leq L_1 \leq 12 \text{ mm}$  ve  $8,45 \text{ mm} \leq L_2 \leq 10,45 \text{ mm}$  aralığı için gerçekleştirilen parametrik analiz sonucunda elde edilen dönüş kaybı.



Şekil 8:  $11,5 \text{ mm} \leq L_1 \leq 12 \text{ mm}$  ve  $9,95 \text{ mm} \leq L_2 \leq 10,45 \text{ mm}$  aralığı için gerçekleştirilen parametrik analiz sonucunda elde edilen dönüş kaybı.



Şekil 9:  $11,8 \text{ mm} \leq L_1 \leq 11,9 \text{ mm}$  ve  $10,25 \text{ mm} \leq L_2 \leq 10,35 \text{ mm}$  aralığı için gerçekleştirilen parametrik analiz sonucunda elde edilen dönüş kaybı.

## 5. Değerlendirme ve Sonuç

Bölüm 4' te elde edilen sonuçlar doğrultusunda 10,7 GHz filtreleme frekans sınırına  $L_1=11,84 \text{ mm}$ ,  $L_2=10,29 \text{ mm}$ ,  $\alpha=27,23^\circ$  ve  $q=0,3 \text{ mm}$  optimum değerleri ile erişildiği görülmüştür. Bu değerler için, Tablo 3' te verilen ışıma frekans aralığının merkezi olarak seçilen 11,39 GHz çalışma frekansında elde edilen kazanç değişimleri Şekil 10'da sunulmuştur. Maksimum kazanç değerleri parazitik elemanlar kullanıldığında;  $\phi=0^\circ$  düzlemi için 3,68 dBi,  $\phi=90^\circ$  düzlemi için ise 3,64 dBi şeklindedir.

Şekil 11, parazitik elemanların kullanıldığı ve kullanılmadığı durumlar için kazancın frekansla değişimini göstermektedir.

Tablo 3:  $10 \text{ mm} \leq L_1 \leq 12 \text{ mm}$  ve  $8,45 \text{ mm} \leq L_2 \leq 10,45 \text{ mm}$  aralığı için gerçekleştirilen parametrik analizlerin sonuçları

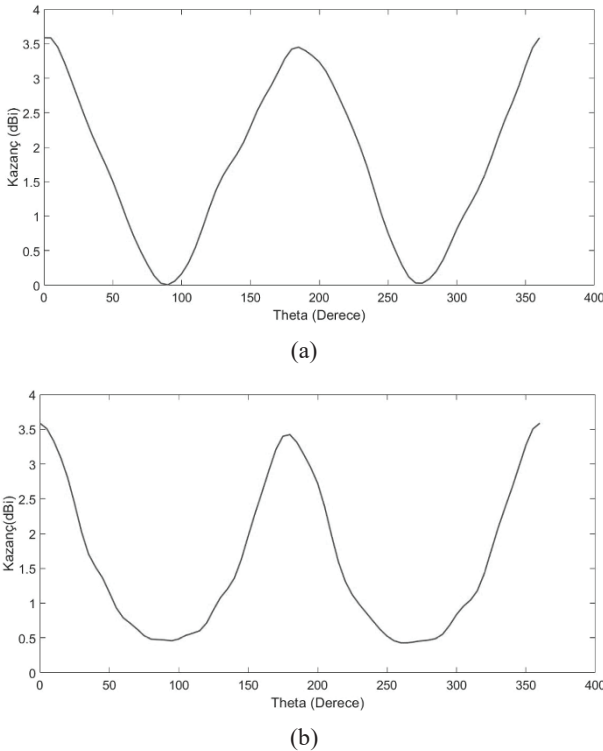
$L_1$ (mm)	$L_2$ (mm)	İşılama Yapılan Frekans Aralığı (GHz)	İşılama Yapılan Bant Genişliği (GHz)
10	8,45	$f_5 = 11,11$ $f_{10} = 12,49$	1,38
10,5	8,95	$f_4 = 11,03$ $f_9 = 12,31$	1,28
11	9,45	$f_3 = 10,94$ $f_8 = 12,20$	1,26
11,5	9,95	$f_2 = f_6' = 10,80$ $f_7 = f_{12} = 12,10$	1,30
11,6	10,05	$f_5' = 10,75$ $f_{10} = 12,07$	1,32
11,7	10,15	$f_3' = 10,68$ $f_7' = 12,01$	1,33
11,8	10,25	$f_4' = f_6'' = 10,71$ $f_{11} = f_{12} = 12,09$	1,38
11,82	10,27	$f_5'' = 10,70$ $f_9' = 12,05$	1,35
11,84	10,29	$f_4'' = 10,70$ $f_{11}'' = 12,08$	1,38
11,86	10,31	$f_1'' = 10,67$ $f_8'' = 12,05$	1,38
11,88	10,33	$f_3'' = 10,68$ $f_7'' = 12,04$	1,36
11,9	10,35	$f_2'' = f_2'' = 10,68$ $f_9'' = f_{10}'' = 12,05$	1,37
12	10,45	$f_1 = f_1' = 10,63$ $f_6 = f_8 = 12,03$	1,40

Şekil 11'den de anlaşıldığı gibi parazitik elemanların kullanılması, filtrelenen frekans bandında önemli bir kazanç düşüşüne sebep olmaktadır. Örneğin 9,5 GHz frekansındaki kazanç düşüş büyüklüğü 16.14 dB değerindedir.

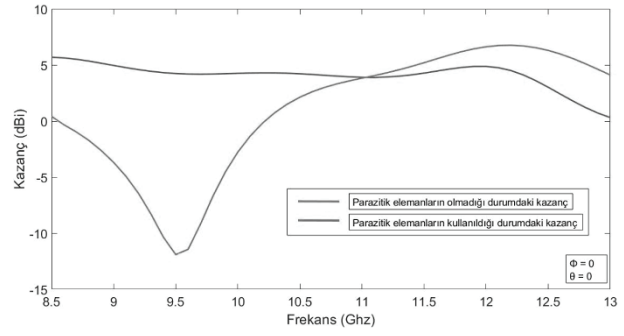
İşılama örüntüleri Şekil 12'de verilmiştir.  $\phi=0^\circ$  düzlemi ve  $\phi=90^\circ$  düzlemi için elde edilen ışıma örüntülerinde maksimum ışıma değerlerinin sırasıyla  $5^\circ$  ve  $0^\circ$  açılarında olduğu gözlenmektedir. Belirlenen çalışma frekansında, tasarlanan antenin ışıma yaptığı açıktır. Parazitik eleman genişliği olan  $t$  parametresinin artmasının -10 dB altında kalan çalışma frekans bandını ileriye doğru ötelediği gözlemlenmiştir.

Çalışmada öncelikli olarak filtrelenmek istenen frekans aralığı alt ve üst frekans sınırları sırasıyla  $f_L = 9,2 \text{ GHz}$  ve  $f_H = 10,7 \text{ GHz}$  olarak belirlenmiştir. Daha sonra parazitik elemanlar yokken anten tasarımı yapılmış ve benzetimler gerçekleştirilmiştir. Antenin -10 dB empedans bant genişliği dahilinde  $f_1 = 9,46 \text{ GHz}$  ile  $f_2 = 11,97 \text{ GHz}$  aralığında ışıma yaptığı gözlemlenmiştir. Ardından parazitik eleman boyutları analitik olarak hesaplanmıştır. Elde edilen analitik değerler  $L_1 = 11,01 \text{ mm}$  ve  $L_2 = 9,46 \text{ mm}$  şeklindedir. Bu değerler ile belirlenen bir  $q=0,3 \text{ mm}$  uzaklığı için benzetim gerçekleştirilmiş ve dönüş kaybının frekansa göre değişimi bulunmuştur. Anten, analitik olarak boyutları hesaplanan parazitik elemanlar kullanıldığında ve -10 dB empedans bant

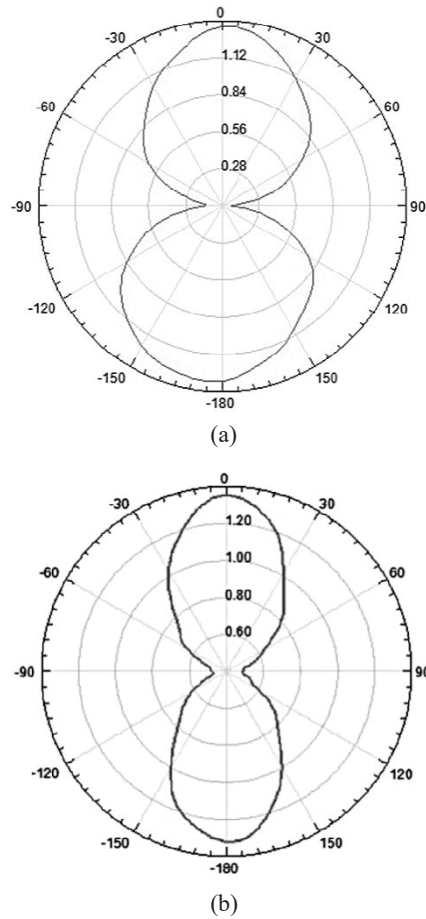
genişliği göz önüne alındığında  $f_1 = 10,98$  GHz ve  $f_2 = 12,18$  GHz aralığında ışıma yapmaktadır. Bu durumda, filtrelenmek istenen frekans bandının üst sınırı olan 10,7 GHz değerine ulaşamadığından parametrik analiz uygulanmıştır.  $q$  uzunluğu için gerçekleştirilen parametrik analiz sonucunda 10,7 GHz frekans sınırına en yakın frekans (10,88 GHz)  $q = 0,3$  mm için elde edilmiştir. Bahsedilen  $q$  değeri kullanılarak,  $L_1$  uzunluğu için  $10 \text{ mm} \leq L_1 \leq 12 \text{ mm}$  ve  $L_2$  uzunluğu için  $8,45 \text{ mm} \leq L_2 \leq 10,45 \text{ mm}$  aralıkları göz önüne alınarak bir parametrik analiz daha gerçekleştirilmiştir. Benzetimler sonucunda oluşturulan dönüş kaybı gereğince 10,7 GHz filtreleme frekans sınırına  $11,5 \text{ mm} \leq L_1 \leq 12 \text{ mm}$  ve  $9,95 \text{ mm} \leq L_2 \leq 10,45 \text{ mm}$  iken ulaşılabileceği öngörülmüş ve bahsedilen aralıklar için yeni bir parametrik analiz uygulanmıştır. Yine benzetim sonucu bulunan dönüş kaybı gereğince 10,7 GHz filtreleme frekans sınırına bu kez  $11,8 \text{ mm} \leq L_1 \leq 11,9 \text{ mm}$  ve  $10,25 \text{ mm} \leq L_2 \leq 10,35 \text{ mm}$  durumunda erişilebileceği düşünülmüş ve söz konusu değer aralıkları için tekrar parametrik analiz gerçekleştirilmiştir. Dönüş kaybı değişimleri dahilinde istenen 10,7 GHz filtreleme frekans üst sınırına  $L_1 = 11,84 \text{ mm}$  ve  $L_2 = 10,29 \text{ mm}$  optimum uzunluklarıyla ulaşıldığı görülmüş ve parametrik analiz sonlandırılmıştır. Bahsedilen filtreleme frekans üst sınırı ile filtreleme frekans alt sınırı olan 9,2 GHz değeri arasında ışıma gerçekleşmemektedir. Dolayısıyla istenen frekans aralığında filtreleme, tasarlanan parazitik elemanlar kullanılarak sağlanmıştır. Optimum değerler için benzetim sonuçları sunulmuştur.



Şekil 10: Optimum değerler için karşılaştırmalı kazanç grafikleri: (a)  $\phi=0^\circ$  düzlemi ve (b)  $\phi=90^\circ$  düzlemi.



Şekil 11: Parazitik elemanların kullanıldığı ve kullanılmadığı durumlar için kazancın frekansla değişimi. Grafiğin başlangıç frekansında (8.5 GHz) parazitik elemanların kullanıldığı durum için daha düşük kazanç değeri elde edilmektedir.



Şekil 12: Optimum değerler için ışıma örüntüsü grafikleri: (a)  $\phi=0^\circ$  düzlemi ve (b)  $\phi=90^\circ$  düzlemi.

Tablo 4, bu çalışmada referans olarak gösterilen araştırmalarda anlatılan, frekans bant filtreleme işlemini gerçekleştirebilen düzlemsel antenlerin çeşitli parametrelerini sunan bir literatür karşılaştırması içermektedir. Tablo 4 incelendiğinde, çalışmamızda tasarlanan düzlemsel anten boyutunun 21. referans hariç diğer tüm antenlerden daha küçük olduğu gözlemlenmektedir. Filtrelenen frekans bandı 17., 19. ve 21. referansta verilen antenler ile 20. referansta listelenen anten 1 ile kıyaslandığında daha geniştir. On

sekizince referans ve 20. referansta sunulan anten 3, parçalı frekans bant filtreleme gerçekleştirdiğinden kıyaslamaya dahil edilmemiştir. Çalışmamıza ait maksimum kazanç değerinin 6,76 dBi olduğu düşünüldüğünde, bu değer Tablo 4' teki tüm maksimum kazanç değerlerinden daha büyük olduğu açıktır.

Tablo 4: Literatür karşılaştırılması

Ref. no	Filtrelenen Frekanslar (GHz)	Maksimum Kazanç (dBi)	Anten Boyutu (enxboy) (mm)
[16]	4,67 – 6,21	5	26x27
[17]	5,15 – 5,825	2	28x34
[18]	3,45 – 4 5,15 – 5,90 6,77 – 8 8,3 – 9,1 9,3 – 10,6	4,51	36x38
[19]	5,08 – 5,96	~1.5	25x33
[20]	Anten 1: 5 – 6 Anten 2: 4 – 7 Anten 3: 4,5 – 5,5 6,5 – 7,5 8,5 – 9,5	Anten 1: ~3 Anten 2: ~4 Anten 3: ~2,5	25x25,5
[21]	4,87 – 6,08	~5	17x19,5

Bu çalışmada 20. referanstan farklı olarak ayrı bir frekans bandı (9,2 – 10,7 GHz aralığı) filtrelemesi gerçekleştirilmiştir. Filtrelenen frekans bandı farklı olduğundan, elde edilen parazitik eleman boyutları da farklılık arz etmektedir. Ayrıca kullanılan alt taban yüksekliği, anten genişliği, anten uzunluğu ve mikroşerit hat genişliği 20. referanstaki değerlerden farklıdır. Buna ilave olarak 20. referansta ele alınmamış olan, parazitik elemanların anten uzunluğuna olan mesafesinin ( $q$  parametresi) anten performansı üzerine etkisi ayrıntılı olarak parametrik analiz kullanılarak incelenmiştir.

## 6. Kaynaklar

[1] H. S. Singh, ve S. Kalraiya, "Design and Analysis of a Compact WiMAX and WLAN Band Notched Planar Monopole Antenna for UWB and Bluetooth Applications", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 28, 1-10, 2018.

[2] Z. Zhong, Z. He, Z. Wang, ve arkadaşları, "A Novel Planar Monopole UWB Antenna with Quad Notched Bands Using Quad-Mode Stepped Impedance Resonator", *Progress in Electromagnetics Research Letters*, 69, 29-36, 2017.

[3] R. N. Tiwari, P. Singh, ve B. K. Kanaujia, "A Half Cut Design of Low Profile UWB Planar Antenna for DCS/PCS/WLAN Applications", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 29, 1-9, 2019.

[4] M. T. Tan, J. Q. Li, ve Z. Y. Jiang, "A Miniaturized Ultra-Wideband Planar Monopole Antenna with L-shaped Ground Plane Stubs", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 29, 1-7, 2019.

[5] S. Mishra, S. Das, S. S. Pattnaik, ve arkadaşları, "Low-Profile Circularly Polarized Planar Antenna for GPS L1, L2, and L5 Bands", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 62, 806-815, 2019.

[6] M. Midya, S. Bhattacharjee, ve M. Mitra, "Triple-Band Dual-Sense Circularly Polarised Planar Monopole Antenna", *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 13, 2020-2025, 2019.

[7] A. K. Gautam, M. Farhan, N. Agrawal, ve arkadaşları, "Design and Packaging of Compact Circularly Polarised Planar Antenna for 2.45-GHz RFID Mobile Readers", *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 13, 2310-2314, 2019.

[8] L. Wang, Y. C. Jiao, ve Z. Weng, "Novel Planar Reconfigurable Circularly Polarized Complementary Antenna for Unidirectional End-Fire Radiation", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 2020, 1-7, 2020.

[9] E. A. Yassini, S. Ibnyaich, S. Chabaa, ve arkadaşları, "Miniaturized Broadband-Multiband Planar Antenna with a Symmetric Quarter-Circular Ground Plane for WLAN/WiMAX Standards", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 1-12, 2020.

[10] K. Kumari, R. K. Jaiswal, ve K. V. Srivastava, "A Compact Triple Band Circularly Polarized Planar Antenna for Wireless Application", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 62, 2611-2617, 2020.

[11] S. Hota, S. Baudha, B. B. Mangaraj, ve arkadaşları, "A Compact, Ultrawide Band Planar Antenna with Modified Circular Patch and a Defective Ground Plane for Multiple Applications", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 61, 2088-2097, 2019.

[12] M. S. Ellis, A. R. Ahmed, J. J. Kponyo, ve arkadaşları, "Simple Circularly Polarized Planar Monopole Inverted T-shaped Antenna", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 62, 405-410, 2019.

[13] D. Yang, H. Zhai, K. Xue, ve arkadaşları, "A Dual-Band Circularly Polarized Planar Monopole Antenna for Wireless Local Area Network/Worldwide Interoperability for Microwave Access Applications", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 61, 399-404, 2019.

[14] A. Ali, K. Topalli, M. Ramzan, ve arkadaşları, "Optically Reconfigurable Planar Monopole Antenna for Cognitive Radio Application", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 61, 1110-1115, 2019.

[15] G. Kumar, ve R. Kumar, "A Survey on Planar Ultra-Wideband Antennas with Band Notch Characteristics:

- Principle, Design, and Applications", *International Journal of Electronics and Communications*, 109, 76-98, 2019.
- [16] R. K. Garg, M. V. D. Nair, S. Singhal, ve arkadaşları, "A New Type of Compact Ultra-Wideband Planar Fractal Antenna with WLAN Band Rejection", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 1-9, 2020.
- [17] J. Y. Kim, J. H. Choi, ve C. W. Jung, "Band-Notched Planar UWB Antenna Using Unit Cells of Frequency Selective Surfaces", *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 26, 2291-2303, 2012.
- [18] H. S. Mewara, J. K. Deegwal, ve M. M. Sharma, "A Slot Resonators Based Quintuple Band-Notched Y-Shaped Planar Monopole Ultra-Wideband Antenna", *International Journal of Electronics and Communications*, 83, 470-478, 2018.
- [19] C. Y. Pan, K. Y. Chiu, J. H. Duan, ve arkadaşları, "Band-Notched Ultra-Wideband Planar Monopole Antenna Using Shunt Open-Circuited Stub", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 53, 1535-1537, 2011.
- [20] A. M. Abbosh, ve M. E. Bialkowski, "Design of UWB Planar Band-Notched Antenna Using Parasitic Elements", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 57, 796-799, 2009.
- [21] V. Sharbati, P. Rezaei, ve M. M. Fakharian, "Compact Planar UWB Antenna with Enhanced Bandwidth and Switchable Band-Notch Function for WLAN and DSRC", *IETE Journal of Research*, 63, 805-812, 2017.
- [22] W. Hu, Z. Tang, L. Zhou, ve Y. Yin, "Design of planar differential-fed antenna with dual band-notched characteristics for UWB applications", *ACES Journal*, 32, 209-214, 2017.
- [23] G. Kumar, ve R. Kumar, "A survey on planar ultra-wideband antennas with band notch characteristics: Principle, design, and applications", *International Journal of Electronics and Communications*, 109, 76-95, 2019.
- [24] M. Elhabchi, M. N. Srifi, ve R. Touahni, "A tri-band-notched UWB planar monopole antenna using DGS and semi arch-shaped slot for WIMAX/WLAN/X-band rejection", *Progress in Electromagnetics Research Letters*, 70, 7-14, 2017.
- [25] N. Tahir, ve G. Brooker, "A novel approach of feeding, impedance matching and frequency tuning of microstrip patch antenna by single microstrip line", *IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications*, 593-597, Malezya, 2011.
- [26] A. Genç, M. F. Çağlar, ve B. Şenel, "Ortak beslemeli dikdörtgen 10 GHz mikroşerit dizi antenlerin tasarım parametrelerinin karşılaştırılması", *IEEE 22nd Signal Processing and Communications Applications Conference*, 1786-1789, Trabzon, Türkiye, 2014.
- [27] K. Gupta, R. Garg, I. Bahl, ve arkadaşları, *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House, Boston, MA, ABD, 1996.



## Harun ŞİMŞEK



Harun Şimşek, 29 Ocak 1996 tarihinde Bursa’da doğmuştur. İlk ve orta öğretimini 2003 - 2010 yılları arasında Bursa’da tamamlamıştır. Lise öğrenimine Bursa’da başlamış ( 2010 / Şehit Onbaşı Hakan Yutkun Anadolu Lisesi), Kütahya’da devam etmiş ( 2010 - 2012 / Özel Başaran Yıldız Anadolu Lisesi , 2012 – 2013 Kılıçarslan Anadolu Lisesi) ve Afyonkarahisar’da mezun olmuştur (2013 – 2014 / Afyon Anadolu Lisesi). Lisans öğrenimini 2014 – 2018 yılları arasında İstanbul Yeni Yüzyıl Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümünde tamamlamıştır. Eğitim hayatına Kanada’da endüstriyel otomasyon üzerine devam etmektedir (2019 / Niagara College).

## Oğuzhan ERDOĞAN



Oğuzhan Erdoğan, 4 Ağustos 1996 tarihinde Antalya’da doğmuştur. İlk ve orta öğrenimini 2002-2010 yılları arasında Antalya’da tamamlamıştır. Lise öğrenimini 2010-2014 tarihleri arasında Antalya Levent Aydın Anadolu Lisesi’nde tamamlamıştır. Lisans öğrenimini 2014-2018 yılları arasında İstanbul Yeni Yüzyıl Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde tamamlamıştır. TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası üyesidir. Lisans öğrenimi mezuniyetinden itibaren özel sektör içerisinde Elektrik-Elektronik Mühendisi pozisyonunda çalışmaktadır. Halen enerji, yapı, otomasyon alanlarında taahhüt, danışmanlık, iş koordinasyon ve iş geliştirme görevlerinde yer almaktadır.

## Dr. Öğr. Üyesi Cihan DÖĞÜŞGEN ERBAŞ



Cihan Döğüşgen Erbaş 1979’da İstanbul’da doğdu. Lisans ve yüksek lisans derecelerini sırasıyla 2001 ve 2003 yıllarında İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği’nden aldı. Doktora eğitimini 2009 yılında Iowa State University (ABD), Elektrik Mühendisliği Bölümü’nde, Uygulamalı Matematik yan dalı ile tamamladı. Halen İstanbul Yeni Yüzyıl Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nde doktor öğretim üyesi olarak çalışmaktadır. Araştırma konuları arasında anten tasarımı, mikrodalga bandında radyometri, elektromagnetik uyumluluk problemleri ve yapay açıklıklı radar bilgi işleme yer almaktadır. Cihan Döğüşgen Erbaş IEEE üyesidir.