

**Aralık'20**

**December'20**

Sayı/Number: 2 Cilt/Volume: 10  
Yıl/Year: 2020

**Yayın Sahibi**

TMMOB  
Elektrik Mühendisleri Odası Adına  
Bülent PALA

**Sorumlu Yazı İşleri Müdürü**

Can İNCEBİYİK

**Yayın İdare Merkezi**

Ihlamur Sokak No:10 Kat:3  
Kızılay - Ankara  
Tel: (312) 425 32 72  
Faks: (312) 417 38 18  
<http://bilimseldergi.emo.org.tr>  
[bilimseldergi@emo.org.tr](mailto:bilimseldergi@emo.org.tr)  
EMO Üyelerine parasız dağıtılır

**Dergi Koordinatörü**

Oylum YILDIR  
[oylum.yildir@emo.org.tr](mailto:oylum.yildir@emo.org.tr)

**Sayfa Düzeni**

TMMOB  
Elektrik Mühendisleri Odası

**Yayın Türü**

Yerel Süreli Yayın  
6 ayda bir yayınlanır

**Basım Adedi**

1000

**Basım Tarihi**

Aralık 2020

# EMO BİLİMSEL DERGİ

Elektrik, Elektronik, Bilgisayar, Biyomedikal  
Mühendisliği Bilimsel Dergisi

The Journal of Electrical, Electronics, Computer and  
Biomedical Engineering

## YAYIN KURULU

### BAŞ EDITÖR/EDITOR IN CHIEF

Prof. Dr. A. Hamit Serbest  
*Çukurova Üniversitesi*

### EDİTÖRLER/EDITORIAL BOARD

Prof. Dr. Cengizhan Öztürk  
*Boğaziçi Üniversitesi*

Prof. Dr. Erhan Akın  
*Fırat Üniversitesi*

Prof. Dr. Güven Önbilgin  
*Ondokuz Mayıs Üniversitesi*

Prof. Dr. H. Altay Güvenir  
*Bilkent Üniversitesi*

Doç. Dr. İzzet Gökhan Özbilgin  
*ISACA*

Prof. Dr. Murat Eyüboğlu  
*Orta Doğu Teknik Üniversitesi*

Prof. Dr. Timur Aydemir  
*Gazi Üniversitesi*



**TMMOB**

**Elektrik Mühendisleri Odası**

UCTEA/Chamber of Electrical Engineers



## EMO Bilimsel Dergi Danışma Kurulu

Prof. Dr. A. Hamit Serbest	Çukurova Üniversitesi
Prof. Dr. Altay Güvenir	Bilken Üniversitesi
Prof. Dr. Cengizhan Öztürk	Boğaziçi Üniversitesi
Prof. Dr. Erhan Akın	Fırat Üniversitesi
Prof. Dr. Güven Önbilgin	Ondokuz Mayıs Üniversitesi
Prof. Dr. Murat Eyüboğlu	Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Timur Aydemir	Gazi Üniversitesi
Prof. Dr. Ali Hikmet Doğru	Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Arif Nacaroglu	Gaziantep Üniversitesi
Prof. Dr. Atilla Bir	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Aydın Köksal	Bilişim A.Ş.
Prof. Dr. Aydoğan Özdemir	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Aydın Baytan Ertüzün	Boğaziçi Üniversitesi
Prof. Dr. Belgin Türkay	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Bülent Sankur	Boğaziçi Üniversitesi
Prof. Dr. Cüneyt Güzeliş	Yaşar Üniversitesi
Prof. Dr. Erdal Panayırıcı	Kadir Has Üniversitesi
Prof. Dr. Erkan Afacan	Gazi Üniversitesi
Prof. Dr. Ferit Acar Savacı	İzmir İleri Teknoloji Enstitüsü
Prof. Dr. H. Bülent Ertan	Atılım Üniversitesi
Prof. Dr. Haldun Karaca	Dokuz Eylül Üniversitesi
Prof. Dr. İbrahim Eksin	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. İnci Çilesiz	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. İrfan Karagöz	Gazi Üniversitesi
Prof. Dr. İsmail Hakkı Altaş	Karadeniz Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. İsmail Hakkı Çavdar	Karadeniz Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Kemal Leblebicioğlu	Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Lale Tükenmez Ergene	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Mithat İdemen	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Muhittin Gökmen	MEF Üniversitesi
Prof. Dr. Murat Aşkar	İzmir Ekonomi Üniversitesi
Prof. Dr. Müjde Güzelkaya	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Osman Eroğul	TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Prof. Dr. Oya Kalıpsız	Yıldız Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Özlem Özgün	Hacettepe Üniversitesi
Prof. Dr. Sermin Onaygil	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Tayfun Akgül	İstanbul Teknik Üniversitesi
Doç. Dr. Ahmet Koltuksuz	Yaşar Üniversitesi
Doç. Dr. Osman Abul	TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Bora Güngören	Portakal Teknoloji
Fikret Küçükdeveci	TEPA
Hasan Ali Pazar	Siemens



## İÇİNDEKİLER / CONTENTS

<b>Bölünmüş İzge İşleme ile Video Devinim Büyütme</b> Video Motion Magnification Using Split Spectrum Processing <i>Reyhan Gürleyen, Tayfun Akgül</i> Makale Türü: Araştırma Makalesi	7
<b>Baskı Devrelerde Dönüş Yolu Üzerindeki Süreksizliklerden Kaynaklanan Elektromanyetik Girişimin Nümerik Analizi ve Deneysel Doğrulanması</b> Numerical Analysis and Experimental Verification of Electromagnetic Interference Due to Return Path Discontinuity in PCBs <i>Seyit Ahmet Sis, Ekrem Demirel, Mücahid Taha Mersin, Fatih Üstüner</i> Makale Türü: Araştırma Makalesi	15
<b>Parazitik Elemanlar Kullanılarak Bant Filtreleyici Düzlemsel Anten Tasarımı</b> Band Filtering Planar Antenna Design by Using Parasitic Elements <i>Harun Şimşek, Oğuzhan Erdoğan, Cihan Döğüşgen Erbaş</i> Makale Türü: Araştırma Makalesi	23
<b>Fırçasız Doğru Akım Motorunun Aralıklı Tip-2 Bulanık Mantık Denetleyici Tabanlı Hız Denetimi</b> Interval Type-2 Fuzzy Logic Controller Based Speed Control of Brushless Direct Current Motor <i>Salime Bereketoğlu, Hakan Açıkgöz, Mustafa Şekkeli</i> Makale Türü: Araştırma Makalesi	33
<b>Sınıflandırma Başarımını Ölçme ve Seyreklik İşleme Üzerine</b> On Evaluating Classification Performance and Handling Rarity <i>Umut Konur</i> Makale Türü: Araştırma Makalesi	43



## Bölünmüş İzge İşleme ile Video Devinin Büyütme Video Motion Magnification Using Split Spectrum Processing

Reyhan Gürleyen<sup>1</sup> , Tayfun Akgül<sup>2</sup> 

<sup>1</sup>Biyomedikal Mühendisliği Bölümü, Fatih Sultan Mehmet Vakıf Üniversitesi, İstanbul, Türkiye  
rgurleyen@fsm.edu.tr

<sup>2</sup>Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul,  
Türkiye  
tayfunakgul@itu.edu.tr

### Öz

Video devinin büyütme, insan gözünün algılayamadığı küçük mertebedeki devinimlerin uygun bir yöntemle büyütülmesi ve bu devinimlerin videoda gözle görülebilir hale getirilmesi işlemidir. Bu algoritmalar, video çerçevelerini hem uzamsal hem de zamansal alanda işleme tabi tutarak minik devinim ve titreşimlerin büyütülüp videoya geri gömülmesi temeline dayanmaktadır. Örneğin, nabız atımının bilekte oluşturduğu devinim, köprü salınımları ve bina titreşimleri gibi algılanması zor olan devinimlerin yanında ses geriçatımı ve optik gibi çeşitli alanlarda da bu yöntemler kullanılmaya başlanmıştır. Bu çalışmada video devinin büyütmede kullanılan Euler yönteminin zamansal işleme katmanında, radar ve sesötesi (ultrasound) gibi sinyal işleme alanlarında uygulanan ve sinyal-gürültü oranını artıran Bölünmüş İzge İşleme yöntemi kullanılmıştır. Önerilen yöntem ve Euler devinin büyütme yöntemi, yapısal benzerlik indeksi üzerinden karşılaştırılmış ve iyileştirmeler gösterilmiştir.

Anahtar kelimeler: devinin büyütme; bölünmüş izge işleme; yapısal benzerlik indeksi.

### Abstract

Video motion magnification is the process of enlarging small-scale movements that cannot be detected by the human eye. To achieve this, first, the video frames are processed in both spatially and temporally via magnifying the subtle movements and vibrations and then, these processed frames are embedded back into the video to create visibility. Various applications in different fields are studied, i.e., magnification of pulse motion on the wrist, oscillations of bridges, vibrations of buildings, and sound recovery of trembling surfaces from video. In this study, a well-known signal processing method, namely, split spectrum processing method which is used to increase the signal-to-noise ratio of returning signals in radar and ultrasound, is successfully employed on the temporal processing layer of popular Euler motion amplification technique for video magnification. Our proposed and classical Euler magnification methods are compared in terms of their structural similarity index and improvements are demonstrated.

Keywords: motion magnification; split spectrum processing; structural similarity index.

### Giriş

İnsanın görme sistemi devinimleri algılamada ve yorumlamada dikkate değer bir özelliğe sahip olsa da hassasiyeti sınırlıdır ve bir eşik değer altında bulunan küçük devinimleri algılayamaz, halbuki bu eşik değer altındaki devinimler büyük önem arz edebilmektedir. Son zamanlarda video işleme algoritmalarında algılanması zor veya imkansız olan bu küçük titreşimleri ölçen ve daha sonra bir büyüteç gibi işlem gören yöntemler geliştirilmiştir. Örneğin, insan derisinin rengi kan dolaşımına bağlı olarak değişmekte, insan el bileğinde nabız atım esnasında çok küçük de olsa bir farklılık meydana gelmektedir [1], [2]. Bu ve buna benzer şekilde düşük uzamsal genliğe sahip devinimleri ortaya çıkarmak, onları büyütme mümkün hale gelmiştir [1]. Devininli çerçeveler üzerinde uygulanan bu algoritmalar, köprü titreşimleri [3], [4], robotik [5], yüz ifadelerini tanıma [6], sesötesi kayıtları [7] gibi çeşitli alanlarda da kullanılmaya başlanmıştır. Ayrıca videolarda algılanması güç olan bu devinimleri yapay olarak büyütmenin yanı sıra nesnelere titreşimlerini ortaya çıkaran ve bu titreşimleri üreten sesi geriçatan çalışmalar da yapılmıştır. Sesin bir nesneye çarptığında nesnenin yüzeyinde küçük titreşimlere neden olduğu bilgisi kullanılarak yapılan bu çalışmalara görsel mikrofon adı verilmiştir. Hızlı kameralar ile saniyede 1 000 ile 20 000 arasında görüntü karesi elde edilmesiyle herhangi bir nesneden ses geriçatımı yapılabilir hale gelmiştir [8].

Yukarıda belirtildiği gibi insan gözünün algılayamadığı devinimleri belirgin hale getiren birçok etkili video büyütme yöntem ve yordamları geliştirilmiştir. Örneğin, *Lagrange Yaklaşımı* diye adlandırılan ilk hareket büyütme yöntemi, optik akışın kestirilmesi, her bir video karesindeki devininin sezilmesi ve hız vektörlerinin büyütülerek videonun tekrar oluşturulması esasına dayanır [9]. Bu yöntemde, belirgin büyüklükteki hareketler değişmeden bırakılırken, küçük devinimler abartılarak belirgin hale getirilir [9], [10].

Devinim büyütme amacıyla hem uzamsal hem de zamansal alanda ayrı ayrı işlem yapmayı gerektiren ancak Lagrange yaklaşımına göre daha etkili, kestirim veya izleme gerektirmeyen *Euler Yaklaşımı* da geliştirilmiştir [2]. Euler devinin büyütme yöntemlerinin, nesne ve kamera sabit iken kan akışını büyütmede, nabız atımı veya küçük solunum

hareketlerini daha belirgin hale getirmede başarılı sonuçlar verdiği savunulmaktadır [2].

Lagrange yaklaşımı salt küçük devinimleri gözle görülebilir hale getirirken, Euler yöntemi hem devinimler hem de renk değişimleri üzerinde etkilidir [2], [10], [11].

Euler temelli bir diğer büyütme tekniği ise faz bilgisini kullanan optik akış yönteminden esinlenilerek üretilmiş zamana bağlı harekette meydana gelen faz değişimlerinin gözlenmesine dayanmaktadır [10]. Bu yöntem, uzamsal alanda ayrıştırma için Laplace piramitleri yerine faz tabanlı görüntü piramitleri kullanarak daha yüksek büyütme değerine sahip ve gürültü duyarlılığı daha düşük bir yaklaşım sunmaktadır [10]. Faz tabanlı video devinim işleme yönteminin hesaplama süresinin kısaltılması için Riesz görüntü piramitlerinin kullanılması da önerilmektedir [11]. Gerek faz tabanlı gerekse de Riesz piramitleri yoluyla video büyütme yöntemlerinin doğrusal bir yaklaşım olan Euler devinim büyütme yöntemine göre gürültü karakteristiklerinin daha iyileştirici olduğu ifade edilmektedir [11], [12].

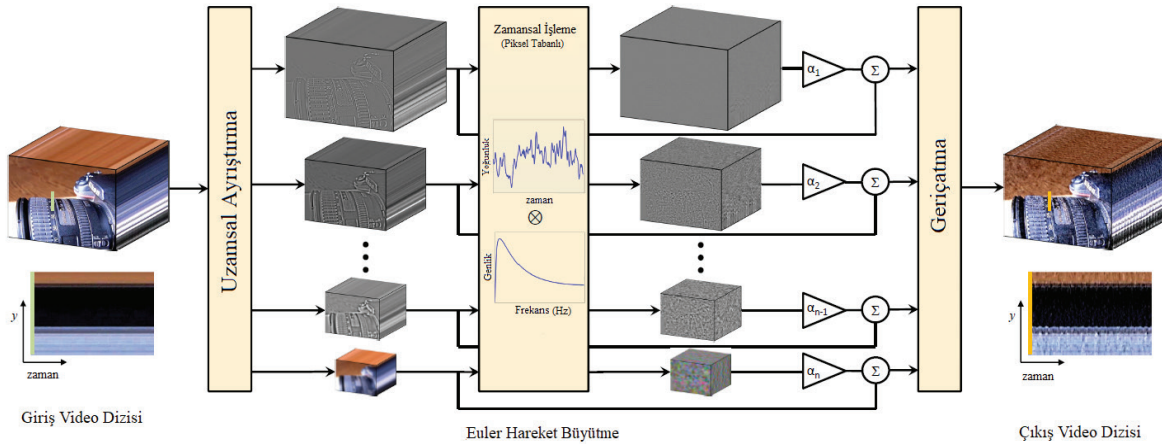
Önceki çalışmalardan farklı, büyük devinimler içerisinde meydana gelen küçük değişimleri büyüten *Katman tabanlı devinim büyütme yaklaşımı* da mevcuttur [13]. Doğrusal yaklaşım, faz tabanlı ve Riesz piramitleri ile video büyütme yöntemleri; belirli bir bölgede tek bir devinimin varlığı varsayımıyla geliştirilmiş algoritmalar [2], [10–13]. Genellikle incelenen bölgenin sınırlarında arka plan sürüklenme etkisi meydana getirebilmektedirler. Katman tabanlı devinim büyütme yöntemi ise ilgilenilen bölgedeki nesneyi arka

plandan ayırarak işleme tabi tutmaktadır. Böylelikle arka plan ve devinimli cisim etrafında meydana gelen gürültülerin giderilmesi söz konusudur [13]. Euler yönteminde süzgeçleme için birinci türev temel alınırken bir diğer çalışmada ikinci dereceden türev esas alınarak zamansal süzgeçleme işlemi de gerçekleştirilmektedir [9]. Böylece hareketli bir kamerayla kaydedilen devinimli nesnelerin veya sahnelerin küçük değişimlerinin büyütülmesi sağlanabilmektedir [9].

Şekil 1’de görüldüğü gibi, Euler devinim büyütme yöntemi, uzamsal ayrıştırma yaptıktan sonra zamansal süzgeçleme işlemi gerçekleştirmektedir. Kullanılan zamansal süzgeç, büyütme işleminin türüne göre farklılık gösterebilir. Renk değişimlerini ortaya çıkarmak için dar aralıklı bant geçiren süzgeç seçilirken, küçük devinimler için daha geniş bant aralığına sahip bant geçiren süzgeç tercih edilmektedir [2].

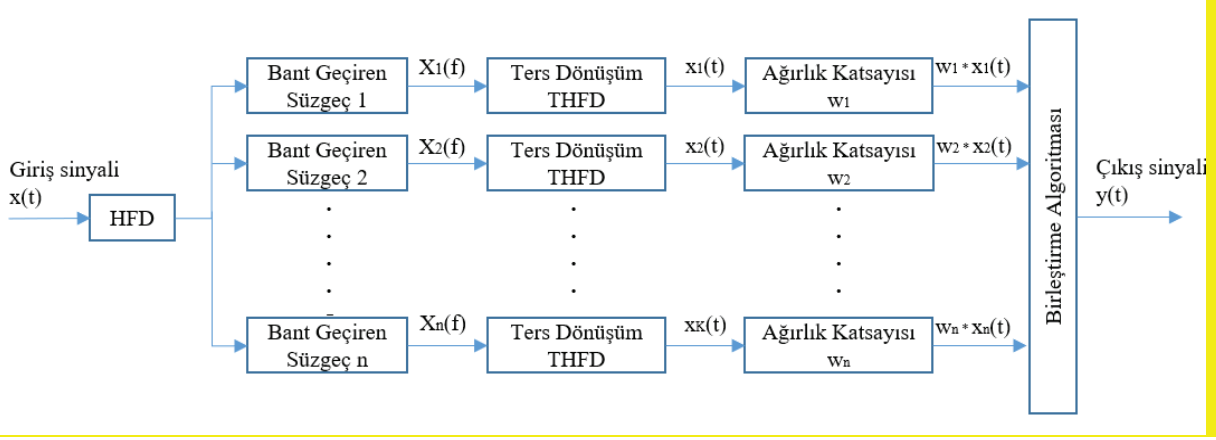
Çalışmamızda ise, Euler devinim büyütmede insan bileğinin nabız atım bölgesinde meydana gelen değişimi incelemek için kullanılan sonsuz dürtü yanıtı (*Infinite Impulse Response, IIR*) süzgeç yerine Bölünmüş İzge İşleme (*Bİİ, Split Spectrum Processing*) kullanılarak iyileştirici bir yöntem önerilmektedir. Bir sonraki bölümde, devinim büyütme yöntemlerinin temeli olan ve birinci dereceden Taylor serisine dayanılarak geliştirilen Euler yaklaşımının teorik altyapısı matematiksel ifadelerle açıklanıp çalışmamızda kullanılan Bİİ ile süzgeçleme yöntemi özetlenecektir.

## 2. Materyal ve Yöntem



Şekil 1: Euler devinim büyütme yöntemi, uzamsal ve zamansal işleme olarak iki bölümden oluşmaktadır. Öncelikle girdi video dizisi uzamsal ayrıştırılmaya tabi tutularak Laplace piramitleri elde edilir. Uzamsal ayrıştırmanın amacı, birden fazla pikseli bir araya getirerek zamansal sinyal-gürültü oranını artırarak mevcut olmayan detayları üretmeden azami bilgi içeriğine sahip olmaktır [12]. Bir sonraki işlemde her pikselin yoğunluğuna karşılık gelen zaman serileri tek boyutlu sinyal olarak değerlendirilerek zamansal süzgeçlemeye tabi tutulur. Uzamsal ayrıştırması yapılarak farklı frekans bantlarında ve farklı sinyal-gürültü oranlarına sahip olan süzgeçlenmiş sinyaller bir  $\alpha$  büyütme faktörü ile büyütülür [5], [12], [13]. Büyütülmüş sinyaller orijinal sinyallere eklenir. Ayrıştırılan ve işlemden geçirilen görüntü piramitleri çıkış video dizisi üretmek için geriçatma yapılır.





Şekil 2: Bölünmüş izge işleme blok diyagram

Devinim büyütme yönteminin ilk aşamasında her bir çerçeve, farklı uzamsal bantlara ayırtırmayı sağlayan görüntü piramitleri işlemine tabi tutulur. Bir görüntü piramidi, bir imgenin hiyerarşik temsili olarak kabul edilir ve birden fazla pikseli birleştirerek sinyal-gürültü oranını artırması hedeflenir [14], [15]. Böylelikle farklı uzamsal bantlarda bulunan ve farklı sinyal-gürültü oranlarına sahip görüntüler ayrı ayrı ele alınıp büyütülerek bilgi enbüyüklenebilir [12]. İlk aşamada uzamsal ayırtırması yapılan görüntüler, sonrasında zamansal işlemeye tabi tutularak istenen frekans aralığındaki devinimlerin elde edilmesi sağlanır.

Zamansal süzgeçleme ile devinim büyütme arasındaki ilişkiyi bir boyutlu bir sinyal üzerinden açıklayıp iki boyutlu devinime aktarabiliriz. Şöyle ki;  $f(x^* + \delta(t))$  fonksiyonu ele alalım. Burada  $x^*$ , sabit bir nokta olarak kabul edilsin. Bu noktanın etrafında bulunan yakın komşularında bir değişme -yani hızlarında artıp azalma olup olmadığı- incelenerek, bu değişimi göstermek için de,  $\delta$ , yer değiştirme terimini kullanalım. Ayrıca yer değiştirmenin de çok küçük olduğunu varsayalım [2]. Herhangi bir görüntüdeki  $x$  konumunda ve  $t$  zamanındaki bir pikselin  $I(x, t)$  yoğunluk değeri için de benzer bir ilişki yazılabilir:

$$I(x, t) = f(x^* + \delta(t)) \quad (1)$$

Devinim büyütmedeki ana amaç,  $\delta$  yer değiştirme teriminin bir büyütme katsayısı  $\alpha$  ile daha belirgin hale getirilmesidir:

$$\hat{I}(x, t) = f(x^* + (1+\alpha)\delta(t)) \quad (2)$$

Taylor serisi yaklaşımı kullanılarak, görüntüde  $t$  zamanında ve  $x$  konumunda bulunan bir piksel,  $\delta$  yer değiştirme terimine bağlı bir fonksiyon olarak yaklaşık elde edilebilir:

$$I(x, t) \approx f(x) + \delta(t)f'(x) \quad (3)$$

Büyütme katsayısı da bu açılıma eklendiği zaman denklem aşağıdaki ifadeye erişir:

$$\hat{I}(x, t) \approx f(x) + (1+\alpha)\delta(t)f'(x) \quad (4)$$

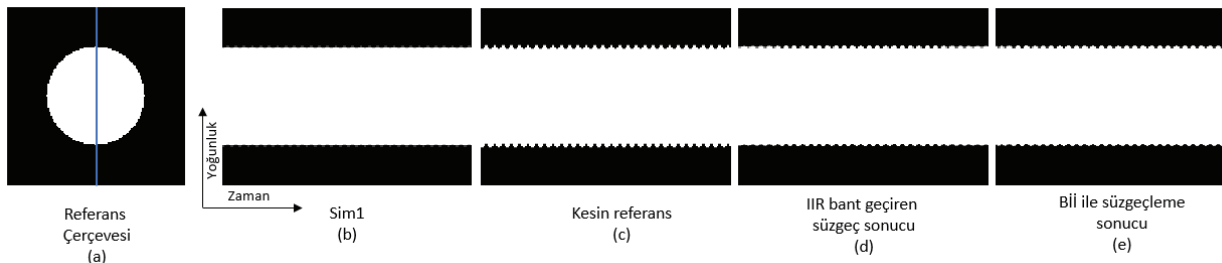
Yer değiştirmenin belirli bir frekans bandı aralığında bulunacağı varsayımı altında istenen değişimin güçlendirilmesi sağlanabilir:

$$B(x, t) = \delta(t) \frac{df(x)}{dx} \quad (5)$$

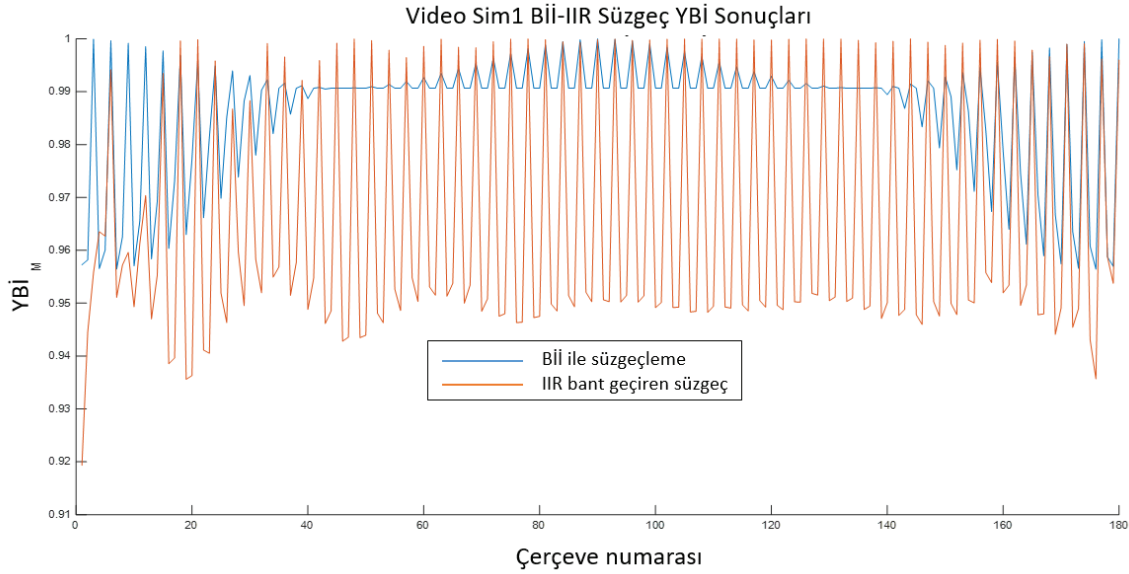
Burada sinyalin bir bant geçiren  $B(x, t)$  süzgeciyle süzgeçlendiği varsayılmakta,  $\alpha$  büyütme katsayısı ile büyütülen yer değiştirme, yeniden sinyalin üzerine eklenerek (4)'teki denklem

$$f(x) + \delta(t)f'(x) + \alpha\delta(t)f'(x) = f(x^* + (1+\alpha)\delta(t)) \quad (6)$$

şeklinde elde edilmekte ve böylelikle (2)'de belirtilen amaç denklemine ulaşılmaktadır.



Şekil 3: Bİİ sonucunun kesin kerteriz doğrulama ile IIR bant geçiren süzgeç ile karşılaştırılması



Şekil 4: Sonsuz dürtü yanıtı bant geçiren süzgeç ve bölünmüş izge işleme ile süzgeçleme sonuçlarının yapısal benzerlik indeks değerleri

Çalışmamızda kullanılan görüntü kareleri devinim büyütme çalışması için hazırlanan bir videodan alınmıştır [2]. Doğrusal yaklaşımda bilekteki atım devinimini ortaya çıkarmak için zamansal işleme bölümünde IIR bant geçiren süzgeç kullanılırken çalışmamızda alternatif bir süzgeçleme tekniği olan Bİİ ile süzgeçleme önerilmiştir. Bİİ başlangıçta radar sinyal işleme alanında kullanılırken sinyal-gürültü oranını iyileştirici etkisinden dolayı sesötesi sinyal işleme alanında da kullanılmaktadır [17-20]. Bİİ çalışma prensibi Şekil 2’de adım adım gösterilmektedir. Giriş sinyali, merkez frekansları farklı bir dizi Gauss alt-bant süzgeç bankası ile çarpılır ve Ters Fourier Dönüşümü (TFD) alınıp bir katsayıyla ağırlıklandırılarak birleştirilir. Birleştirme yordamları, uygulamaya bağlı olarak, zamandaki ayrık-sinyal örneklerinin enküçüklemesi, enbüyüklemesi, ortalama değerlerin alınması veya kutup eşikleme gibi temel işlemlerden oluşabilir [2]. Çalışmamızda, ortalama değer alma tercih edilmiştir:

$$y(t) = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n w_k * x_k(t) \quad (7)$$

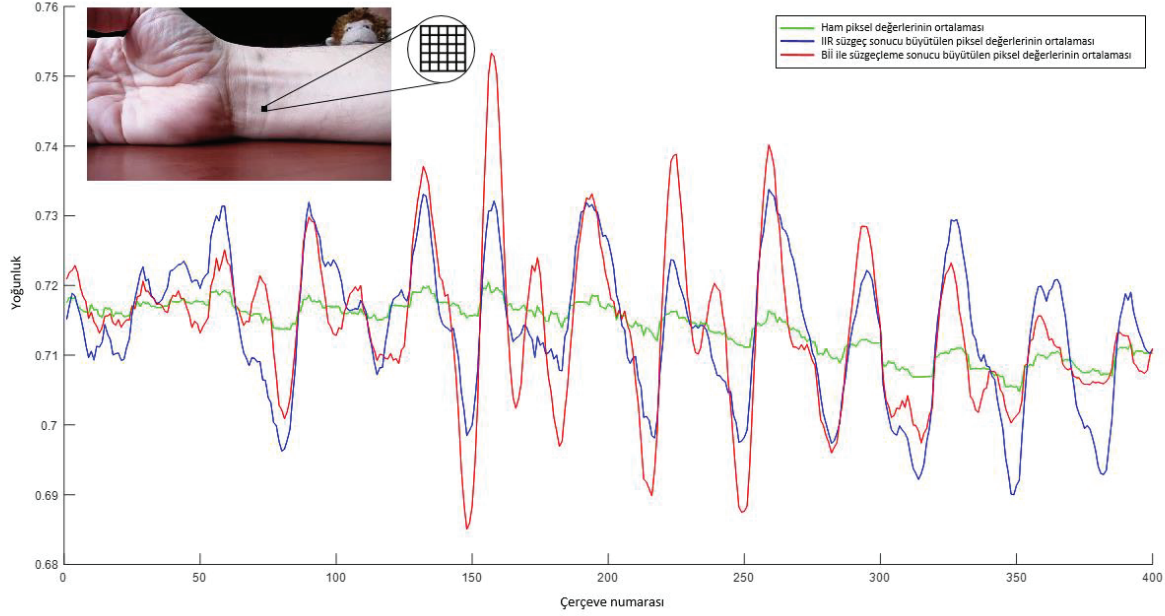
### 3. Sınama ve Karşılaştırma

İnsan bileğinde kan akışından kaynaklı kan damarlarında algılanması güç devinimler meydana gelmekte ve bu devinimleri belirgin hale getirmek için devinim büyütme algoritmaları kullanılmaktadır. Euler devinim büyütme algoritmasında zamansal alanda süzgeçleme işlemi için Sonsuz dürtü yanıtı süzgeç yerine bölünmüş izge işleme kullanılmış ve sonuçları karşılaştırılmıştır. Kıyaslama için bilek videosu kullanılmakla beraber kontrollü sınamalar yapılarak bölünmüş izge işleminin daha güçlü sonuçlar verdiği gösterilmiştir.

Kontrollü sınama için siyah zemin üzerine bir beyaz daire kerteriz (referans) çerçevesi oluşturulmuştur. Şekil 3(a)’da kerteriz çerçevesi üzerindeki mavi çizgi için uzamsal-zamansal dilim gösterilmiştir. Yapay bir yerel devinim  $d_j = A \sin(2\pi \frac{f}{f_s} j)$ ,  $A=0.25$  piksel,  $f=5$  döngü/çerçeve ve  $f_s=30$  çerçeve/saniye olacak şekilde tanımlanmıştır. Her bir  $j$  çerçevesi toplamda 180 çerçeve,  $d_j$  ile dikey yönde kaydırılarak beyaz dairenin titreştiği Sim1 diye adlandırdığımız Şekil 3(b)’de gösterilen bir video dizisi üretilmiştir.  $A$  ve  $f$  sırasıyla titreşimin genliği ve frekansını temsil etmektedir. Amaç, beyaz dairenin titreşim deviniminin her iki süzgecin büyütme yeteneğine göre karşılaştırmaktır. Karşılaştırma işlemi gerçekleştirilmek için de “bilinen” kerteriz video dizisi üretilmiştir. Kesin kerteriz dizisi, Sim1 video dizisinde kullanılan yöntemden yararlanılarak üretilmiştir. Bir büyütme katsayısına,  $\alpha$ , denk gelecek şekilde oluşturulan bu dizi, Şekil 3(c)’de gösterilen beyaz dairenin deviniminin  $d_j = A(\alpha+1) \sin(2\pi \frac{f}{f_s} j)$  fonksiyonu ile büyütülmüş halidir. Burada büyütme katsayısı  $\alpha=5$  olarak alınmış ve titreşim yukarıda belirtildiği gibi 5 Hz’te tutulmuştur [4].

Şekil 3’te, incelenen her bir çerçeve için (bilinen kerteriz baz alınarak) Yapısal Benzerlik İndeksi (YBİ, *Structural Similarity Index*) kestirilmiştir. YBİ(I1, I2), I1 ve I2 resimleri arasındaki yapısal benzerliği ölçmektedir [15], [21]. Burada YBİ=1, I1 ile I2 resimlerinin birebir benzerliğini gösterirken, YBİ=0 değeri iki resmin benzeşmediğini ifade eder. Şekil 4’te kesin kerteriz ile, çalışmamızda kullandığımız Bİİ yöntemi arasındaki benzerliğin IIR bant geçiren süzgeç işleminden daha yüksek sonuç verdiği görülmektedir.

Bir diğer karşılaştırmada, saniyede 30 çerçeveye ve 352 x 640 çözünürlüğe sahip olan bilek videosu kullanılmıştır [2]. Şekil 5’te bilek videosuna ait bir çerçeve ve vurgulanmak istenen



Şekil 5: Çalışmada kullanılan bilek videosuna ait bir çerçeve ve nabız atım bölgesi (sol üst) ve bu bölgeye ait ham ve işlenmiş yoğunluk değerlerinin grafiği

nabız atım bölgesi gösterilmiştir. Devinin meydana geldiği bölgedeki piksel değerlerinin her bir çerçevedeki ortalaması yeşil çizgi ile gösterilmiştir. Şekil 1’de belirtildiği gibi öncelikle video çerçeveleri uzamsal alanda işleme tabi tutulmuş ve sonrasında zamansal alanda süzgeçleme işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu işlem için kalp atış hızını içeren frekans bandındaki her iki süzgeç ham sinyaller üzerine uygulanmış ve elde edilen sonuçlar belirli bir büyütme katsayısı ile çarpılarak ham sinyal değerleri üzerine eklenmiştir. Şekil 5’te, Bİİ ile süzgeçleme sonucu büyütülen nabız atım bölgesindeki piksel değerlerinin her bir çerçevedeki ortalama değeri kırmızı çizgi ile, IIR süzgeç kullanılarak büyütülen değerlerin her bir çerçevedeki ortalama değeri ise mavi çizgi ile gösterilmiştir. Yeşil çizgi ile belirtilen arterlerin devinimi belirgin iken devinim büyütme algoritması ile nabız atımı insan gözünün algılayabileceği hale getirilmiştir. Şekil 5’te nabız atım devinimlerinin kırmızı çizgi ile gösterilen Bİİ ile süzgeçleme sonuçlarında daha gürbüz olduğu görülmektedir.

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada Euler devinim büyütme yönteminin kullandığı bant geçiren süzgeç yerine alternatif bir bölünmüş izge işleme yöntemi kullanılması önerilmektedir. Sınamalar, bölünmüş izge işleme ile süzgeçlenip büyütülen devininin yapısal benzerlik indeksi değerleri esas alındığında daha gürbüz sonuç verdiğini göstermektedir. Çalışmanın bir sonraki aşamasında, devinim yerine ivmenin büyütülmesi için bölünmüş izge işleme tekniğinin uygulanması hedeflenmektedir.

#### Teşekkür

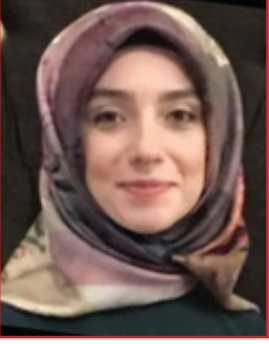
Bu çalışma İTÜ-BAP #41682 kapsamında kısmen desteklenmiştir.

#### Kaynaklar

- [1] C. Liu, A. Torralba, W. T. Freeman, F. Durand, ve E. H. Adelson, “Motion magnification,” *ACM Transactions on Graphics (TOG)*, vol. 24, no.3, pp. 519-526, 2005.
- [2] H. Y. Wu, M. Rubinstein, E. Shih, J. Guttag, F. Durand, ve W. Freeman, “Eulerian video magnification for revealing subtle changes in the world,” *ACM Transactions on Graphics (TOG)*, vol. 31, no.4, pp. 1-8, 2012.
- [3] L. Terán, C. Ordóñez, S. García-Cortés, ve A. Menéndez, “Detection and magnification of bridge displacements using video images,” *Optics and Measurement International Conference*, vol. 10151, pp. 1015109, 2016.
- [4] N. Wadhwa, J. G. Chen, J. B. Sellon, D. Wei, M. Rubinstein, R. Ghaffari ve S. H. Kang, “Motion microscopy for visualizing and quantifying small motions,” *Proceedings of the National Academy of Sciences*, vol. 114, no.44, pp. 11639-11644, 2017.
- [5] Y. Zhu, J. Hao, J. Yang, ve E. Dong, “Subtle vibration sensing and dimension measurement with a bio-inspired optical tactile sensor,” *IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA)*, pp. 1248-1253, 2019.
- [6] W. Peng, X. Hong, Y. Xu ve G. Zhao, “A boost in revealing subtle facial expressions: A consolidated eulerian framework,” *14th IEEE International Conference on Automatic Face & Gesture*

- Recognition*, pp. 1-5, 2019.
- [7] V. Perrot, S. Salles, D. Vray ve H. Liebgott, "Video magnification applied in ultrasound," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol.66, no.1, pp. 283-288, 2018.
- [8] A. Davis, M. Rubinstein, N. Wadhwa, G. J. Mysore, F. Durand ve W. T. Freeman, "The visual microphone: Passive recovery of sound from video," *ACM Transactions on Graphics*, vol.33, no.4, pp.1-10, 2014.
- [9] Y. Zhang, S. L. Pinteá ve J. C. Van Gemert, "Video acceleration magnification," *Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition*, pp. 529-537, 2017.
- [10] N. Wadhwa, M. Rubinstein, F. Durand ve W. T. Freeman, "Phase-based video motion processing," *ACM Transactions on Graphics (TOG)*, vol. 32, no.4, pp. 1-10, 2013.
- [11] N. Wadhwa, M. Rubinstein, F. Durand ve W. T. Freeman, "Riesz pyramids for fast phase-based video magnification," *IEEE International Conference on Computational Photography (ICCP)*, pp. 1-10, 2014.
- [12] K. Kamble, N. Jagtap, R. A. Patil ve A. Bhurane, "A review: eulerian video motion magnification," *International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering (IJRCCE)*, 3, pp. 2384-2390, 2015.
- [13] M. Elgharib, M. Hefeeda, F. Durand ve W. T. Freeman, "Video magnification in presence of large motions," *Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition*, pp. 4119-4127, 2015.
- [14] V. Kaur ve J. Kaur, "Comparison of Image Fusion Techniques: Spatial and Transform Domain based Techniques," *International Journal of Engineering and Computer Science*, vol. 4, pp. 12109–12112, 2015.
- [15] K. Kalaivani ve Y. A. V. Phamila,, "Analysis of image fusion techniques based on quality assessment metrics," *Indian Journal of Science and Technology*, vol. 9, no. 31, 2016.
- [16] A. L. Garcia, *Numerical methods for physics*. Prentice Hall Englewood Cliffs, NJ, 2000.
- [17] M. Karaođuz, N. Bilgutay, T. Akgul ve S. Popovics, "Defect detection in concrete using split spectrum processing," *Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium*, pp.843-846, 1998.
- [18] M. Karaođuz, N. Bilgutay, T. Akgul ve S. Popovics, "Ultrasonic testing of concrete using split spectrum processing," *Materials Evaluation*, vol.57, no.11, pp. 1183-1190, 1999.
- [19] S. Popovics, N. Bilgutay, M. Karaođuz ve T. Akgul, "High-frequency ultrasound technique for testing concrete," *ACI Materials Journal*, vol.97, no.1, pp. 58-65, 2000.
- [20] S. K. Pedram, P. Mudge ve T. H. Gan, "Enhancement of ultrasonic guided wave signals using a split-spectrum processing method," *Applied Sciences*, vol.8, no.10, pp. 1815, 2018.
- [21] I. S. Wahyuni, "Multi-focus image fusion using local variability," Université Bourgogne Franche-Comté (Doctoral dissertation), 2018.

## Reyhan GÜRLEYEN



Reyhan Gürleyen lisans derecesini 2017 yılında FSMVÜ Biyomedikal Mühendisliği Bölümü'nde tamamladı. Bitirme tezini "Otomatik Cilt Kanseri Teşhisi" başlıklı çalışma üzerine gerçekleştirdi. Aynı yıl FSMVÜ Biyomedikal Mühendisliği Bölümü'nde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya başladı ve halen devam etmektedir. 2020 yılında İTÜ Biyomedikal Mühendisliği Bölümü Yüksek Lisans Programı'nı Prof. Dr. Tayfun Akgül danışmanlığında "Video-larda Devinim ve İvme Büyütme Yöntemleri" başlıklı bitirme tezi ile tamamladı. 2020 yılında Boğaziçi Üniversitesi Biyomedikal Mühendisliği Enstitüsü'nde Doktora Programı'na başladı.

## Prof. Dr. Tayfun AKGÜL



Prof. Dr. Tayfun Akgül lisans ve yüksek lisans derecelerini, sırasıyla 1985 ve 1988 yıllarında İTÜ Elektronik ve Haberleşme Bölümü'nde tamamladı. Doktorasını 1994 yılında Pittsburgh Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde bitirdi. 1986 - 1988 arası TÜBİTAK Temel Bilimler Araştırma Enstitüsü'nde, Eylül 1988'den itibaren Çukurova Üniversitesi'nde çalışmaya başladı. 1989-1994 arasında Pittsburgh Üniversitesi'nde doktora çalışması yaptı. 1996'da Çukurova Üniversitesi'nde Doçent oldu. 1997-1999 tarihleri arasında Drexel Üniversitesi'nde bulundu. 1999 - 2002 arasında TÜBİTAK-MAM'da Başuzman Araştırmacı unvanıyla çalıştı. Temmuz 2002'den itibaren İTÜ Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'nde görev yapmaktadır. İTÜ ARIS Lab (Advanced Research on Images and Signals – İleri Sinyal ve Görüntü İşleme) adlı araştırma laboratuvarının kurucusu ve yöneticisidir.





# Baskı Devrelerde Dönüş Yolu Üzerindeki Süreksizliklerden Kaynaklanan Elektromanyetik Girişimin Nümerik Analizi ve Deneysel Doğrulanması

## Numerical Analysis and Experimental Verification of Electromagnetic Interference Due to Return Path Discontinuity in PCBs

Seyit Ahmet Sis<sup>1,2</sup> , Ekrem Demirel<sup>1</sup> , Mücahid Taha Mersin<sup>1</sup> , Fatih Üstüner<sup>1</sup> 

<sup>1</sup>TÜBİTAK-BİLGEM, Gebze-Kocaeli, Türkiye

<sup>2</sup>Elektrik Elektronik Müh., Mühendislik Fakültesi Balıkesir Üniversitesi, Balıkesir, Türkiye  
seyit.sis@balikesir.edu.tr

### Öz

Toprak düzlemdaki bir yarığı dik kesen bir mikroşerit yolun iyi bir elektromanyetik ışıyıcı olduğu bilinen bir durumdur. Buna karşılık, toprak düzlemdaki yarıklar, baskı devre kartları (PCB) üzerindeki farklı devreler arasındaki gürültüyü izole etmek için kullanılan elzem yapılardır. Bu makalede, toprak düzlemdaki bir yarığı dik kesen mikroşerit iletim hattı elektromanyetik ışıma açısından tam-dalga simülasyonlarda incelenmiş ve dikiş kapasitörünün ışıma üzerine etkisi analiz edilmiştir. Simülasyon sonuçları, yankısız oda içerisinde yapılan ölçüm sonuçlarıyla teyit edilmiştir.

Anahtar kelimeler: Elektromanyetik girişim, PCB'lerde EMC, dönüş yolu süreksizliği

### Abstract

A trace, crossing over a slot on the ground plane, is a well-known radiation source of electromagnetic interference. On the other hand, the slots or splits are often unavoidable for isolating the noise of different circuits on the printed circuit board (PCB). In this paper, the emission from a slot on the ground plane and crossing over a microstrip line is investigated through a full-wave simulator and the effect of stitching capacitor is analyzed. Simulations are verified with measurements inside an anechoic chamber.

Keywords: Electromagnetic interference, EMC in PCBs, return path discontinuity

### 1. Giriş

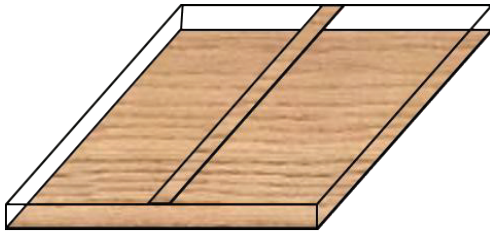
Karışık sinyal (mixed signal) devrelerinde güç ve toprak plakalarındaki yarıklar hassas analog devrelerini gürültülü sayısal devrelerden izole etmekte sıklıkla kullanılmaktadır [1]. Toprak ve güç düzlemlerinde kullanılan ayrıklar ise birden fazla güç kaynağından beslenen PCB kartlarda, farklı doğru

akım (DC) seviyelerden beslenen devreleri izole etmek için, oldukça yaygın şekilde kullanılmaktadır [1].

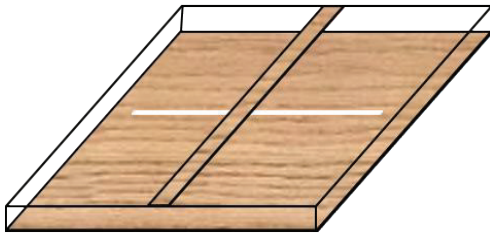
Toprak hat üzerinde oluşturulan dönüş yolu süreksizlikleri kimi zaman mikrodalga filtre tasarımlarında kimi zaman da anten ışıma karakteristiklerini manipüle etmek amaçlı anten tasarımlarında sıklıkla kullanılmaktadır. Toprak düzlemleri üzerine çeşitli geometrilerde yerleştirilen bu yarıklar literatürde bozuk toprak yapısı (defected ground structure, DGS) olarak isimlendirilmektedir [2]. Periyodik olarak arka arkaya yerleştirilen DGS yapılarıyla alçak geçiren, band geçiren ve band durduran mikrodalga filtreler tasarlanmıştır [2-8]. Yine antenlerde çapraz polarizasyonu ve harmoniklerde oluşan ışımaları bastırmak için, ya da anten dizilerinde yakın anten elemanları arasındaki kuplajlanmayı bastırmak için DGS yapıları sıklıkla kullanılmıştır [9-11].

Yukarıda bahsedilen yarıklar elektronik devrelerdeki en önemli elektromanyetik girişim (EMI) kaynaklarından biridir; çünkü yarıklar tarafından oluşturulan dönüş yolu üzerindeki süreksizlikler dönüş akımının yolunu uzatarak bir tür ışıyıcı gibi davranmaktadır [12]. Yarığın karşılıklı iki kenarına lehimlenen, ve dikiş kapasitörü diye isimlendirilen kapasitör sayesinde dönüş akım yolu üzerindeki empedans azaltılarak ışıma seviyesi sınırlandırılabilir. Nitekim literatürde toprak düzlemdaki yarıkların elektromanyetik girişim açısından analizi ve dikiş kapasitörlerinin etkileri üzerine çeşitli çalışmalar bulunmaktadır [12-17]. Ko ve diğerleri tarafından, yarıktan ışıma problemi hesaplamalı elektromanyetik araçlarıyla basite indirgenmiş şekilde incelenmiş ve ışıma seviyelerini dikiş kapasitörleri varken ve yokken ki durumlar için ölçülmüştür [13]. Toprak düzlemde yarıklar bulunan PCB durumu üzerine yoğunlaşan dört farklı tipik elektromanyetik uyumluluk (EMC) problemi Archambeault ve diğerleri tarafından detaylı şekilde tartışılmıştır [14]. Yine toprak düzlem üzerinde yarıklı ve yankısız durumlar için baskı devrelerin detaylı simülasyon sonuçları Antonini ve arkadaşları tarafından raporlanmıştır

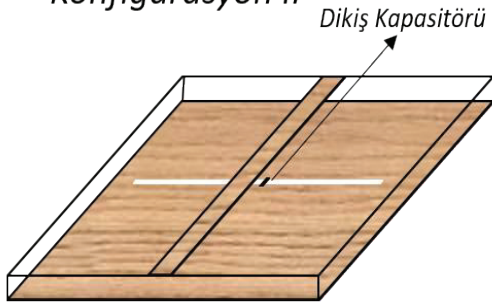
[15]. Aynı çalışmada simülasyonlara iki farklı değerde dikiş kapasitörleri de dahil edilerek tüm durumlar için ışınma sonuçları karşılaştırmalı şekilde sunulmuştur. Toprak düzlemindeki geri dönüş süresizlikleri, yukarıda bahsi geçen EMI hususları dışında, aynı zamanda sinyal bütünlüğüne (signal integrity) de olumsuz etkiler gösterebilmektedir. Literatürde, geri dönüş süresizliklerinin sinyal bütünlüğü üzerine etkileri çeşitli çalışmalarda irdelenmiştir [16-18].



Konfigürasyon I



Konfigürasyon II



Konfigürasyon III ve IV

Şekil 1: Çalışmada analiz edilen dört farklı konfigürasyonun çizimsel gösterimi.

Bu çalışmada, izolasyon amacıyla toprak düzleminde oluşturulan yarıklara elektromanyetik uyumluluk açısından yaklaşılmıştır. Bu bağlamda, toprak üzerinde yarığı dik kesen bir hattın EMC analizi aşağıda verilen dört farklı konfigürasyon üzerinden hem simülasyon hem de deney ortamında analiz edilmiştir:

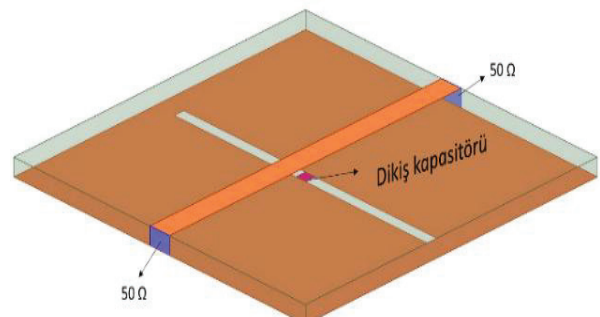
- Konfigürasyon 1: yarıksız toprak düzlem
- Konfigürasyon 2: toprak düzleminde yarığın yarığı dik kesen hat
- Konfigürasyon 3: toprak düzleminde yarığın yarığında 1 nF dikiş kapasitörü ve yarığı dik kesen hat

- Konfigürasyon 4: toprak düzleminde yarığın yarığında 100 nF dikiş kapasitörü ve yarığı dik kesen hat.

Yukarıdaki dört farklı konfigürasyonun açık gösterimi Şekil-1 de verilmektedir. Çalışmada yarıklı ve yarıksız yapılar tam dalga elektromanyetik simülasyonlarda analiz edilmiştir. Ayrıca yarıklı durumda dikiş kapasitörleri eklenerek, bu kapasitörlerin kullanımının ışınma seviyesine etkisi incelenmiştir. Akabinde, simülasyon sonuçları yansız ortamda deneysel olarak da teyit edilmiş ve benzer şekilde burada da dikiş kapasitörlerinin EMI-EMC açısından olumlu etkileri gözlemlenmiştir.

## 2. Tam Dalga EM Simülasyon Düzenliği

Simülasyonlar moment metodu (MOM) temelli ticari bir elektromanyetik simülasyon olan FEKO ve sonlu elemanlar metodu (FEM) temelli yine ticari bir elektromanyetik simülasyon olan HFSS ile birlikte iki farklı simülasyon ortamında karşılaştırmalı olarak gerçekleştirilmiştir. Mikroserit hattın bir ucuna  $50 \Omega$  empedanslı giriş portu tanımlanırken hattın diğer ucu ise  $50 \Omega$ 'luk yük ile sonlandırılmıştır. Giriş portundan 200 MHz'den 1 GHz'e 25 MHz adımlarla 0 dBm gücünde yüksek frekans sinyali uygulanırken, PCB'nin ön yüzeyinden, yani hattın olduğu yüzeyden, 3 m uzaklıkta oluşan elektrik alan değeri yakın alan varsayımıyla hesaplanmıştır. Mikroserit hattın karakteristik empedansı da hat üzerindeki duran dalgayı minimum düzeyde tutmak için yaklaşık  $50 \Omega$  seviyelerinde tutulmuştur. FEM tabanlı simülasyonlarda mükemmel uyumlu katman (perfectly matched layer, PML) sınır koşulları kullanılmıştır. Yarığın yarığına bağlanmış bir yüzey üzerinde RLC sınır koşulu olarak tanımlanmıştır. Mikroserit hat, kalınlığı 1.55 mm olan FR4 malzemeli ve 300x200 mm boyutlu PCB üzerine üretilmiştir. Simülasyonlarda bağıl dielektrik sabiti 4.8 olarak alınmıştır. Mikroserit hattın uzunluğu 200 mm, genişliği ise 2.3 mm dir. Toprak düzleminde oluşturulan yarığın yarığına, hattın dik kesmesi için PCB'nin uzun kenarı boyunca konumlanmış olup, boyu ve genişliği sırasıyla 254 mm ve 0.5 mm seçilmiştir. HFSS ve FEKO programlarından elde edilen, toprak düzleminde yarığın yarığına yokken, yarığın oluşturulup ve yarığın üzerine iki farklı değerde dikiş kapasitörü konularak yukarıda bahsi geçen dört farklı konfigürasyonda simülasyonlar yapılmıştır. Aşağıda Şekil 2'de HFSS simülasyon ortamında oluşturulan modelin görüntüsü verilmektedir.

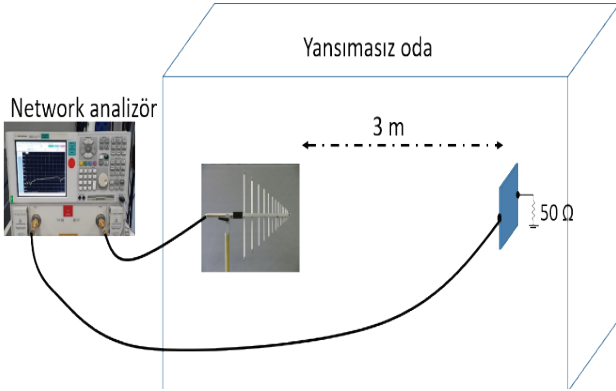


Şekil 2: HFSS simülasyon ortamında oluşturulan modelin görüntüsü.



### 3. Deneysel Düzenek, Ölçüm ve Simülasyon Sonuçları

Toprak düzleminde yarıklı bulunan ve bulunmayan olmak üzere iki adet mikroşerit hat 1.55 mm kalınlıkta FR4 dielektrige sahip ayrı PCB'ler üzerinde üretilmiştir. Üretilen PCB'lerin, hattın ve yarığın boyutları yukarıdaki bölümde simülasyonları yapılan ve detayları verilen PCB'ler ile aynıdır. Üretilen PCB'lerin ışınma seviyeleri Agilent'in PNA serisi E8362B network analizörü kullanılarak yansısız odada (anechoic chamber) ölçülmüştür. Buradaki ölçüm düzenekinin çizimsel gösterimi ve fotoğrafları sırasıyla Şekil 3 ve Şekil 4'de verilmektedir. Şekil 3'de görüldüğü üzere, network analizörün birinci portu (port 1), Schwarzbeck UHALP 9108A1 marka log-periyodik antenin girişine bağlanmıştır. Anten yatay polarizasyonda tutulurken baskı devrenin yarığı yere dik, mikroşerit hattı ise yere paralel olacak şekilde konumlandırılmıştır (Bkz. Şekil 4 (a) ve (b)). Network analizörün ikinci portu üretilen PCB'de mikroşerit hattın girişine bağlanmıştır. Mikroşerit hattın diğer ucu ise kalibrasyon kitinde kullanılan geniş-bant 50 Ω yük ile sonlandırılmıştır. PCB ile anten arasındaki mesafe 3 m olarak sabitlenmiştir ve network analizörün güç çıkışı 0 dBm olarak ayarlanmıştır. Hem anten hem de mikroşerit hat yerden 1.5 m mesafede konumlandırılmıştır (Şekil 4 (b)). Kablolar ve bağlantılardan dolayı sisteme dahil edilen kayıp ve faz gecikmeleri açık-kısa-yük-doğru (open-short-load-thru) olarak tam iki port kalibrasyon yapılarak normalize edilmişlerdir.

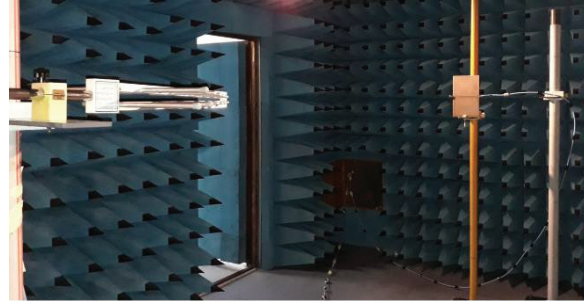


Şekil 3: Deneysel düzenekinin çizimsel gösterimi

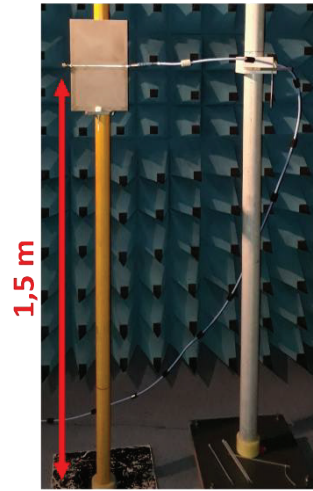
200 MHz ile 1 GHz arası S<sub>21</sub> ölçümü gerçekleştirilmiş olup antenden 3 m uzaklıkta antenin olduğu noktadaki elektrik alan şiddeti aşağıdaki şekilde hesaplanmıştır:

$$E(dB V/m) = 0 dBm + S_{21} dB + AF + 107 dB - 120 dB \quad (1)$$

Burada dB lineer skaladaki değerlerin desibele dönüşümlerini gösterir birimdir.  $E(dB V/m)$  ve  $AF$  sırasıyla ölçülen elektrik alanının desibel cinsinden gösterimini ve log periyodik antenin anten faktörünü temsil etmektedir.



(a)



(b)

Şekil 4: Deneysel düzenekinin (a) genel fotoğrafı, (b) PCB konumuna yaklaştırılmış fotoğrafı.

PCB'den ışınan elektrik alan seviyeleri dört farklı konfigürasyon için de ölçülmüştür. Ölçüm sonuçları her bir konfigürasyon için HFSS ve FEKO'dan elde edilen simülasyon sonuçlarıyla Şekil-5'de verildiği üzere karşılaştırılmaktadır. Şekil 5 (a) ve (b) yarıksız durumlar karşılaştırıldığında, toprak düzleme yarıklı yapısının eklenmesi dönüş akım yolu üzerinde süreksizliğe neden olduğu için elektrik alan şiddetini 15 dB ile 30 dB arasında artırmaktadır. Yarıklı üzerinde karşılıklı iki kenarı mikroşerit hattın tam altından birleştirilecek şekilde iki farklı dikiş kapasitörü konularak ölçülen sonuçlar ise Şekil 5 (c) ve (d)'de verilmektedir. Dikş kapasitörlerinin etkisini daha iyi görebilmek adına Şekil 6'da sadece ölçüm sonuçları dört farklı durum (yarıksız, yarıklı ve kapasitörsüz, yarıklı ve 1 nF dikş kapasitörlü ve yarıklı ve 100 nF dikş kapasitörlü) için aynı grafik üzerinde çizdirilmiştir. Şekil 5 (c)-(d) ve Şekil 6'dan görüldüğü üzere, yarığın dikş kapasitörlerinin eklenmesi elektrik alan şiddetini kapasitörsüz duruma (Şekil 5 b)) kıyasla ölçüm yapılan frekans aralığında 10 dB ile 20 dB arasında düşürmektedir. Yinede dikş kapasitörlü durumlarda dahi ışınma seviyesinin yarıklı duruma kıyasla 2 dB ile 15 dB arası daha yüksek seviyede çıktığı gözlemlenmiştir. Buradaki sonuçlar, literatürde toprak düzlem üzerindeki süreksizlikler kaynaklı EMI problemleri üzerine yapılan çalışmalarda sonuçlarla uyumludur [12-17]. Örneğin, [15]'de sunulan çalışmada 100 MHz ve 2 GHz arası yapılan simülasyon sonuçlarına göre, toprak düzlem üzerine konulan yarıklı,

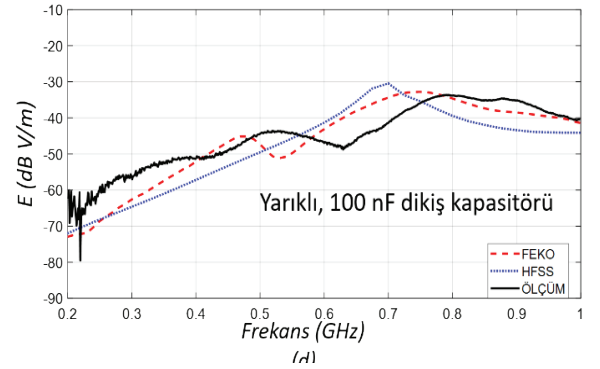
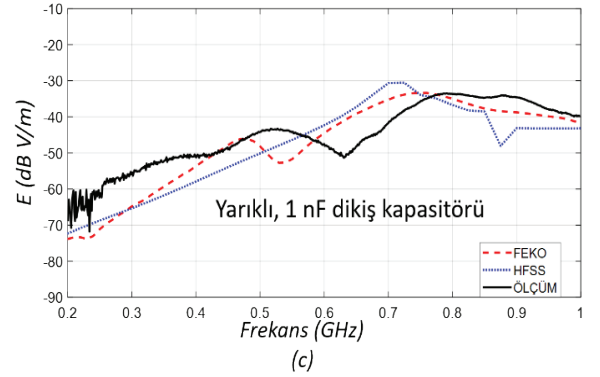
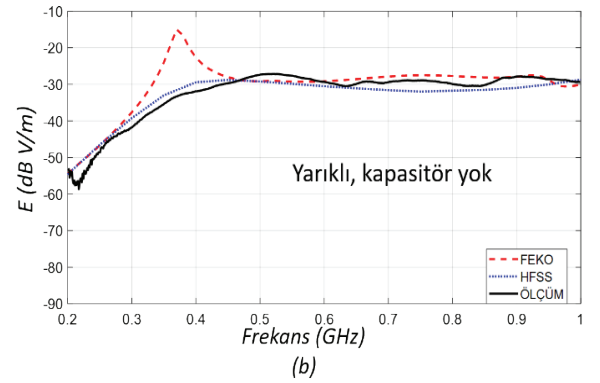
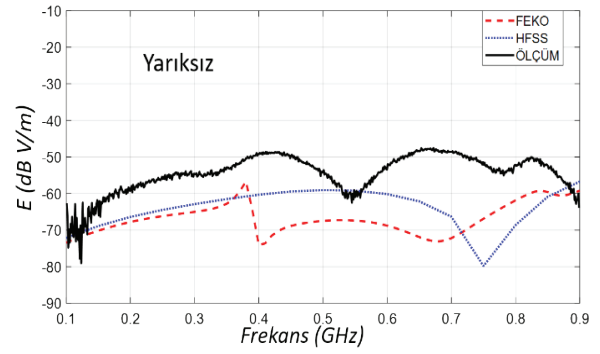
yarıksız bir toprak düzleme sahip PCB'ye göre ışıma seviyesini 5 dB kadar artırdığı gözlenmiştir. Yine yarık üzerine konulan farklı değerlerde dikiş kapasitörleriyle, simülasyon yapılan frekans aralığında ışıma seviyesinin 20 dB kadar düşürdüğü gösterilmiştir [15]. Tablo I'de literatürde yayınlanan konuyla ilgili benzer çalışmalar ve elde edilen sonuçlar bu çalışma ile karşılaştırılmaktadır. İki farklı yöntemle dayalı simülasyon programları kullanılarak toprak düzlem üzerindeki süreksizliklerin neden olduğu etkilerin incelenmesi, diğer ilgili çalışmalarla [12-17] karşılaştırıldığında bu çalışmanın literatüre sunduğu önemli bir katkıdır.

Tablo 1: Literatürde raporlanan benzer çalışmalar ve bu çalışma ile karşılaştırma sonuçları.

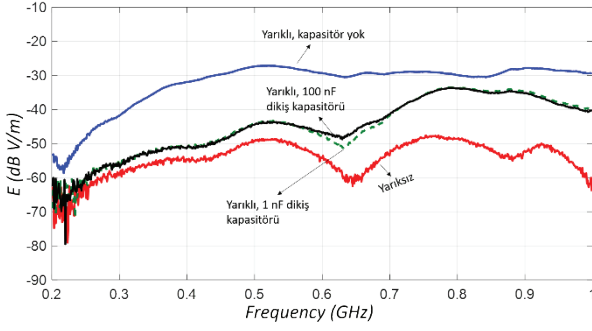
	Frekans Aralığı	Simülasyon / Ölçüm	Dikiş Kapasitör Sayısı	Maksimum Bastırma Miktarı
[12]	200 -2000 (MHz)	Yalnızca Simülasyon	1 ve 2	~ 20 dB
[13]	200 -2000 (MHz)	Simülasyon+ Ölçüm	1	~ 15 dB
[15]	100 -2000 (MHz)	Yalnızca simülasyon	1	~ 20 dB
<b>Bu çalışma</b>	<b>200 -1000 (MHz)</b>	<b>Simülasyon (iki farklı program) + Ölçüm</b>	<b>1</b>	<b>~ 20 dB</b>

Şekil 5 (a), (b), (c) ve (d)'de verilen simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılmasına bakıldığında, yarıksız durumda ölçüm sonucu her iki simülasyon sonucundan da daha yukarıda çıkmıştır. Bunun nedeni deneysel yapıdaki FR-4 alttaındaki ve kazıma usulüyle yapılan PCB hatlarının simülasyonda kullanılan değerlerden farklı olmasına bağlanabilir. Dikiş kapasitörü ile ilgili simülasyon sonuçları ile deneysel sonuçlar birbirleriyle büyük ölçüde tutarlı çıkmıştır. Burada FEKO simülasyon sonucunun deneysel sonuçtaki 630 MHz civarındaki rezonans etkilerini frekans farkı olmakla beraber yakaladığı görülmektedir. FEKO ve HFSS simülasyon sonuçlarındaki fark, her iki simülasyon programının farklı çözüm metodları kullanmasına bağlanabilir. HFSS sonlu elemanlar yöntemi ile nümerik hesaplamalar yaparken, FEKO moment metodu yaklaşımıyla hesaplamalar yapmaktadır. Literatürde sunulan çeşitli çalışmalarda da, HFSS, FEKO ve CST gibi simülasyon programlarının sonuçlarındaki farklılıklar açıkça görülmektedir [19-21].

Son olarak da, dikiş kapasitörlerinin EMI-EMC açısından olumlu etkilerini nicel olarak görebilmek adına dört farklı konfigürasyon için 0.2 GHz, 0.5 GHz, 0.75 GHz ve 1 GHz frekans noktalarında ölçülen elektrik alan değerleri Tablo II'de verilmektedir. Tablo II'den görüldüğü üzere 0.5 GHz'de yarıksız PCB'de ölçülen elektrik alan -55 dB V/m iken, toprak düzlemde yarık olan PCB de -28 dB V/m seviyelerine kadar yükselmektedir. Yarık üzerine 1 nF ve 100 nF kapasitörler bağlandığında ise aynı frekansda ölçülen elektrik alan değerleri sırasıyla yaklaşık olarak -45 dB V/m ve -44 dB V/m seviyelerine düşmektedir. Diğer frekanslarda da dikiş kapasitörlerinin yarıktan yayılan ışıma seviyesini 10 dB ile 20 dB arasında düşürdüğü görülmektedir (Tablo II).



Şekil 5: Ölçüm ve simülasyon sonuçları: (a) yarıksız durum için (konfigürasyon 1), (b) yarıklı, kapasitörsüz durum için (konfigürasyon 2), (c) yarıklı ve yarık üzerinde 1 nF dikiş kapasitörü kullanılan durum için ve (d) yarıklı ve yarık üzerinde 100 nF dikiş kapasitörü kullanılan durum için.



Şekil 6: Dört farklı durum (yarıksız, yarıklı kapasitörsüz, yarıklı 1 nF dikiş kapasitörlü ve yarıklı 100 nF dikiş kapasitörlü) için ölçüm sonuçları

Tablo II: 0.2 GHz, 0.5 GHz, 0.75 GHz ve 1 GHz frekans dört farklı konfigürasyonda ölçülen elektrik alan değerleri

Frekans	0.2 GHz	0.5 GHz	0.75 GHz	1 GHz
Yarıksız Ölçüm (dBV/m)	~ -62	~ -55	~ -52	~ -60
Yarıklı Ölçüm (dBV/m)	~ -55	~ -28	~ -29	~ -30
Yarıklı Üzeri 1 nF Kapasitör (dBV/m)	~ -65	~ -45	~ -35	~ -39
Yarıklı Üzeri 100 nF Kapasitör (dBV/m)	~ -65	~ -44	~ -37	~ -40

#### 4. Sonuç

Bu çalışmada baskı devrelerde dönüş yolu süreksizliklerinin giderilmesinde kullanılan dikiş kapasitörü uygulamasının nümerik analizi ve deneysel doğrulanması gerçekleştirilmiştir. Toprak düzlem üzerinde oluşturulan ve dönüş akım yolunda süreksizliğe neden olan yarıklı yapıların elektromanyetik ışımayı artırdığı hem simülasyon hem de ölçüm sonuçlarıyla teyit edilmiştir. Yarıklar ışıma seviyesini yarıksız duruma göre 15 dB ile 30 dB arası artırırken, bu yarıklar üzerine lehimlenen dikiş kapasitörlerinin ise artan bu ışıma seviyesini 10 dB ile 20 dB arası azalttığı gözlemlenmiştir. Bu sonuçlar, dönüş akım yolu üzerindeki süreksizliklerin EMI etkilerini inceleyen birçok çalışmada elde edilen sonuçlarla uyumlu çıkmaktadır. Sonlu elemanlar ve moment metodu temelli iki farklı simülasyon programıyla aynı elektromanyetik yapıyı ayrı ayrı benzetimini yaparak bu iki yöntemin yarıklı yapılar üzerindeki karşılaştırılması ilk olarak bu çalışmada gerçekleştirilmiştir.

#### Teşekkür

Bu makaledeki çalışma TÜBİTAK/BİLGEM ve ROKETSAN A.Ş. arasındaki 100152.12.11 no'lu sözleşme kapsamında gerçekleştirilmiştir. HFSS simülasyonlarının yürütülmesindeki

desteklerinden dolayı Sn. Burak Demirdöğen'in şahsında ROKETSAN A.Ş.'ye teşekkürlerimizi sunarız.

#### Kaynaklar

- [1] K. Jung, J. Lee, Y. C. Chung ve J. H. Choi, Circuit model analysis for traces that cross a DGS. *Journal of electromagnetic engineering and science*, 12(4), 240-246, 2012.
- [2] M. K. Khandelwal, B. K. Kanaujia ve S. Kumar, Defected ground structure: fundamentals, analysis, and applications in modern wireless trends. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2017.
- [3] A. Boutejdar, Design of compact reconfigurable broadband band-stop filter based on a low-pass filter using half circle DGS resonator and multi-layer technique. *Progress in Electromagnetics Research*, 71, 91-100, 2017.
- [4] Y. Han, Z. Liu, C. Zhang, C. Mei, Q. Chen, K. Hu ve S. A. Yuan, flexible microstrip low-pass filter design using asymmetric Pi-shaped DGS. *IEEE Access*, 7, 49999-50006, 2019.
- [5] U. R. Bhat, K. R. Jha ve G. Singh, Wide stopband harmonic suppressed low-pass filter with novel DGS. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 28(5), e21235, 2018.
- [6] A. Boutejdar, Design of 5 GHz-compact reconfigurable DGS-bandpass filter using varactor-diode device and coupling matrix technique. *Microwave and Optical Technology Letters*, 58(2), 304-309, 2016.
- [7] J. Lu, J. Wang ve H. Gu, Design of compact balanced ultra-wideband bandpass filter with half mode dumbbell DGS. *Electronics Letters*, 52(9), 731-732, 2016.
- [8] H. Chen, D. Jiang ve X. Chen, Wideband bandstop filter using hybrid microstrip/CPW-DGS with via-hole connection. *Electronics Letters*, 52(17), 1469-1470, 2016.
- [9] J. Acharjee, K. Mandal, ve S. K. Mandal, Reduction of mutual coupling and cross-polarization of a MIMO/diversity antenna using a string of H-shaped DGS. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 97, 110-119, 2018.
- [10] M. Yunus, P. A. Nugraha, H. Nusantara ve A. Munir, Meandered Inductor Shape of DGS for Coupling Suppression Between Adjacent Elements of Array Antenna. In *2018 Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-Toyama)*, pp. 1813-1816, IEEE, 2018.
- [11] S. Biswas, C. K. Ghosh, A. Medda ve D. Mandal, Harmonics suppression of microstrip patch antenna using defected ground structure. In *2016 International Conference on Microelectronics, Computing and Communications*, pp. 1-4, IEEE, 2016.
- [12] H. W. Ott, "Electromagnetic Compatibility Engineering" Wiley, pp. 626-630, 2009.
- [13] Y. Ko, K. Ito, J. Kudo ve T. Sudo, "Electromagnetic radiation properties of a printed circuit board with a slot in the ground plane" in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compatibility*, 1999.
- [14] B. Archambeault, S. Pratapneni, L. Zhang, D.C. Wittwer ve J. Chen "A proposed set of specific

- standard EMC problems to help engineers evaluate EMC modeling tools” in *IEEE EMC International Symposium. Symposium Record. International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2001.
- [15] G. Antonini, M. Italiani, C. Moca ve A. Orlandi “Effects of Trace Crossing Split in Ground-Reference Plane” in *Uaq EMC Lab Technical Brief*, 2006.
- [16] A. Ciccomancini Scogna ve E. Bogatin. "Analysis of return path discontinuities in multilayer PCBs and their impact on the signal and power integrity." *2010 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, IEEE, 2010.
- [17] Q. Chen ve J. Zhao, Via and return path discontinuity impact on high speed digital signal quality. In *IEEE 9th Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging, Cat. No. 00TH8524*, pp. 215-218, IEEE, October, 2000.
- [18] A. E. Engin, M. Coenen, H. Koehne, G. Sommer ve W. John, Modeling and analysis of the return path discontinuity caused by vias using the 3-conductor model. In *2003 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2003. EMC'03*. (Vol. 2, pp. 1110-1113), IEEE, May, 2003.
- [19] I. I. A. Sulayman, S. H. Almalki, M. S. Soliman, ve M. O. Dwairi, A comparative study for designing and modeling patch antenna with different electromagnetic CAD approaches—A case study. In *2016 Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)* (pp. 2803-2806), IEEE, August, 2016.
- [20] B. Chaber, Z. Krawczyk and J. Starzyński, "Log-periodic antenna — The comparison of different simulation models," *16th International Conference on Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*, Lviv, 2015, pp. 17-20, doi: 10.1109/CPEE.2015.7333327, 2015.
- [21] V. Grout, M. O. Akinsolu, B. Liu, P. I. Lazaridis, K. K. Mistry ve Z. D. Zaharis, Software solutions for antenna design exploration: A comparison of packages, tools, techniques, and algorithms for various design challenges. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 61(3), 48-59, 2019.



## Do.ç. Dr. Seyit Ahmet SİS



2005 yılında Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü elektronik mühendisliği bölümünden lisans derecesini aldıktan sonra 2007 yılına kadar TÜBİTAK-UEKAE elektromanyetik uyumluluk (EMC) laboratuvarında araştırmacı olarak çalışmıştır. 2008 ve 2014 yıllarında, sırasıyla Syracuse Üniversitesi ve Michigan Üniversitesi (Ann Arbor) elektrik mühendisliği bölümlerinden yüksek lisans ve doktora derecelerini almıştır. 2014-2015 yılları arasında Balıkesir Üniversitesi elektrik elektronik mühendisliği bölümünde Dr. Araştırma Gör., 2015 yılından beri ise Dr. Öğr. Üyesi olarak görev yapmaktadır. 2020 yılında Doçent unvanı almıştır. Çalışma alanları RF & Mikrodalga devre ve sistemleri, kablosuz güç transfer sistemleri ve elektromanyetik uyumluluk üzerinedir

## Ekrem DEMİREL



Lisans ve Yüksek Lisans Derecelerini Bilkent Üniversitesi Fizik Bölümünden 1997 ve 1999 yıllarında aldı. Doktora derecesini, 2011 yılında Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü Fizik Bölümünden aldı. 1997-2003 yılları arasında Bilkent Üniversitesinde araştırma görevlisi olarak çalışmıştır. 2003 yılından itibaren TÜBİTAK'ta, EMI/EMC test ve analiz laboratuvarında araştırmacı olarak çalışmaktadır. Araştırma ilgi alanları arasında EMI, EMC, metamalzemeler, fotonik kristaller, ferromanyetik rezonans, nükleer manyetik rezonans, düşük boyutlu quantum sistemleri yer almaktadır.

## Mücahid Taha MERSİN



2016 yılında Yıldız Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği bölümünden lisans derecesini almıştır. 2019 yılında Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Haberleşme Anabilim dalından yüksek lisans derecesi almıştır. 2017 yılından itibaren TÜBİTAK-BİLGEM EMI/EMC Laboratuvarında araştırmacı olarak çalışmaktadır. Çalışma alanları RF & Mikrodalga sistemleri, Elektromanyetik girişim ve elektromanyetik uyumluluk üzerinedir.

## Fatih ÜSTÜNER



Lisans ve yüksek lisans eğitimini Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliğinde sırasıyla 1991 ve 1994 yıllarında tamamladı. Doktora derecesini Sakarya Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliğinden 2002 yılında aldı. 1991-1994 yılları arasında Aselsan A.Ş.'de RF tasarım mühendisi olarak çalıştı. Askerlik görevi sonrası 1996 yılında girdiği TÜBİTAK Ulusal Elektronik ve Kriptoloji Araştırma Enstitüsü'nde elektromanyetik uyumluluk laboratuvarının kuruluşunda yer aldı. TÜBİTAK'ta çalıştığı süre boyunca elektromanyetik ortam etkileri alanında uzmanlaştı ve bu alanda yaptığı çalışmaları 50'den fazla makale ve bildiriyle paylaştı. iNARTE EMC Mühendisi sertifikasına sahip olan Fatih Üstüner, TÜBİTAK BİLGEM'de Program Yönetimi Müdürü olarak görev yapmaktadır.



# 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 seyrufer 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.

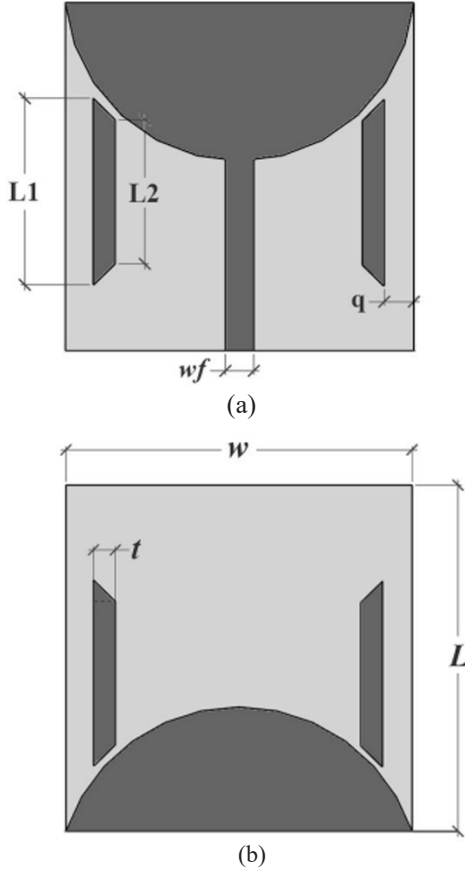
## 2. Anten

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]:

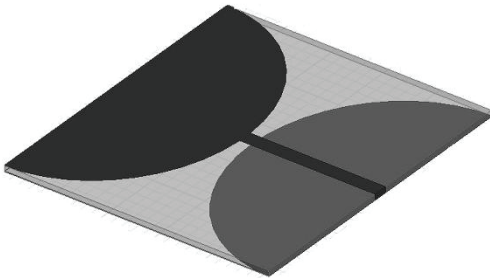




Şekil 1: Anten modeli: (a) üst yüzey ve (b) alt yüzey.

Tablo 1: Anten yapısındaki parametreler ve değerleri

Simge	Parametre	Değer
$w$	Anten genişliği	22 mm
$L$	Anten uzunluğu	22,5 mm
$wf$	Mikroserit 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.

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

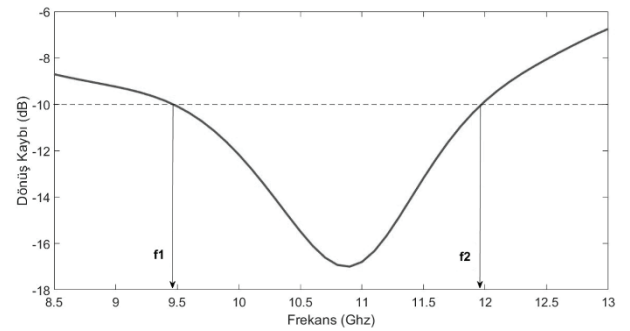
$$L_2 = \frac{c}{2f_H \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (2)$$

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

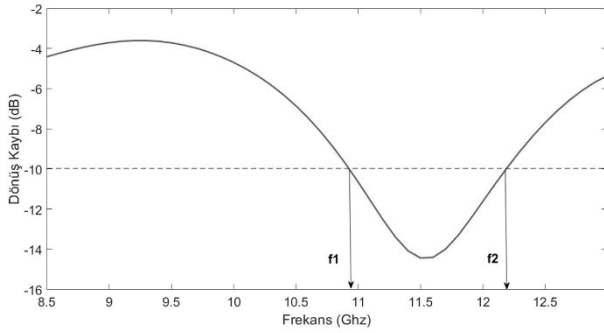
Bu bölümde anten yapısında parazitik elemanların kullanılmadığı durum için ve analitik olarak hesaplanan  $L_1$  ve  $L_2$  değerlerinden faydalanılarak oluşturulan anten yapısı için elde edilen benzetim sonuçları sunulmuştur.

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.



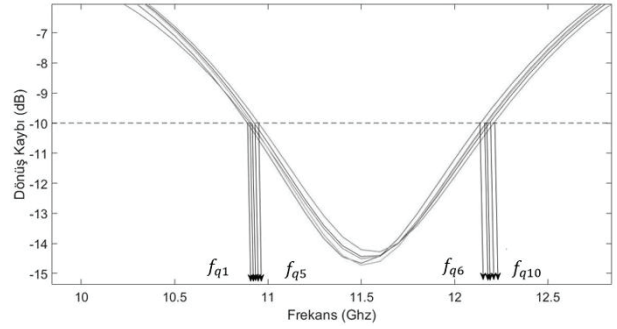
Şekil 5: Anten yapısında parazitik elemanlar kullanıldığında analitik olarak hesaplanan  $L_1$  ve  $L_2$  değerleri ile elde edilen dönüş kaybı.

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.



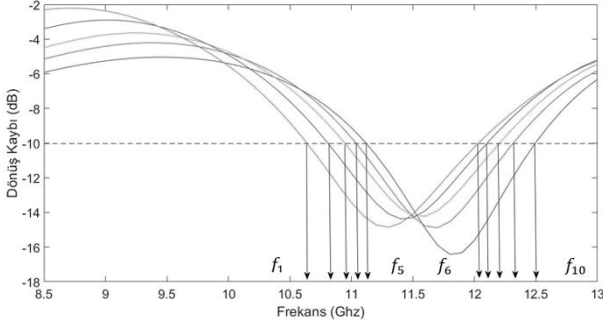
Şekil 6:  $q$  parametresi için gerçekleştirilen parametrik analiz sonucunda elde edilen dönüş kaybı.

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

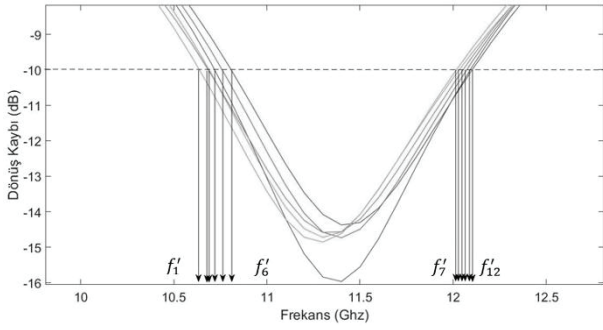
$q$ Değeri (mm)	Işınım Yapılan Frekans Aralığı (GHz)	Işınım Yapılan Bant Genişliği (GHz)
0,25	$f_{q2} = 10,90$ $f_{q7} = 12,16$	1,26
0,3	$f_{q1} = 10,88$ $f_{q6} = 12,13$	1,25
0,35	$f_{q3} = 10,91$ $f_{q8} = 12,17$	1,26
0,40	$f_{q4} = 10,98$ $f_{q9} = 12,18$	1,20
0,45	$f_{q5} = 10,94$ $f_{q10} = 12,20$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

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

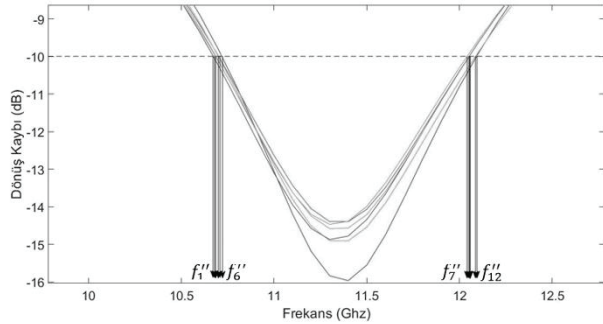
$L_1$  ve  $L_2$  parametreleri çerçevesinde parametrik analiz gerçekleştirmek için  $L_1$ ; 10 mm ile 12 mm aralığında,  $L_2$  ise 8,45 mm ile 10,45 mm aralığında seçilerek farklı ikili değerler için dönüş kaybı grafikleri ve -10 dB empedans bant genişliğinin alt ve üst frekans sınırları elde edilmiştir (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

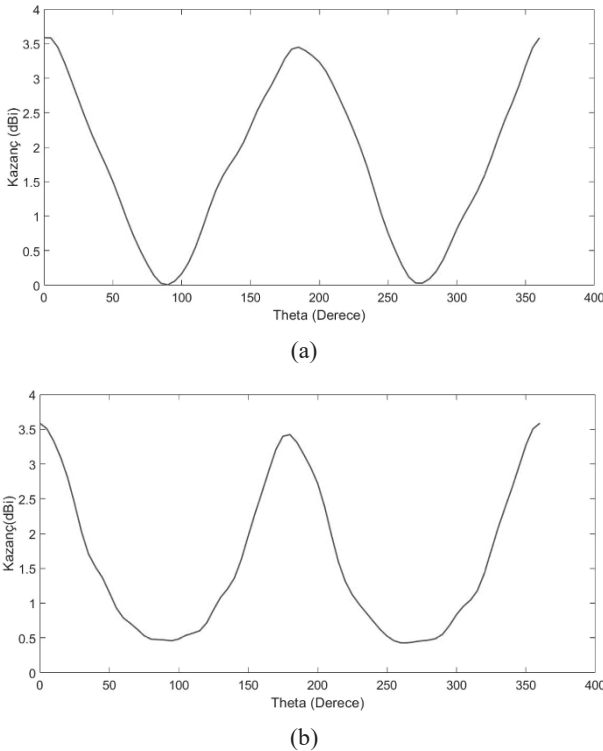
$L_1$ (mm)	$L_2$ (mm)	İşıma Yapılan Frekans Aralığı (GHz)	İşıma Yapılan Bant Genişliği (GHz)
10	8,45	$f_5 = 11,11$ $f_{10} = 12,49$	1,38
10,5	8,95	$f_4 = 11,03$ $f_9 = 12,31$	1,28
11	9,45	$f_3 = 10,94$ $f_8 = 12,20$	1,26
11,5	9,95	$f_2 = f_6' = 10,80$ $f_7 = f_{12} = 12,10$	1,30
11,6	10,05	$f_5' = 10,75$ $f_{10} = 12,07$	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.

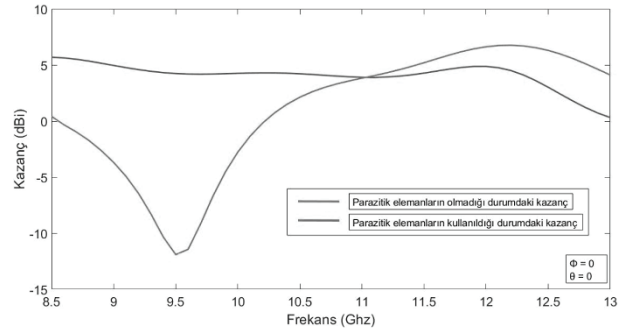
İşıma örüntüleri Şekil 12'de verilmiştir.  $\phi=0^\circ$  düzlemi ve  $\phi=90^\circ$  düzlemi için elde edilen ışıma örüntülerinde maksimum ışıma değerlerinin sırasıyla  $5^\circ$  ve  $0^\circ$  açılarında olduğu gözlenmektedir. Belirlenen çalışma frekansında, tasarlanan antenin ışıma yaptığı açıktır. 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

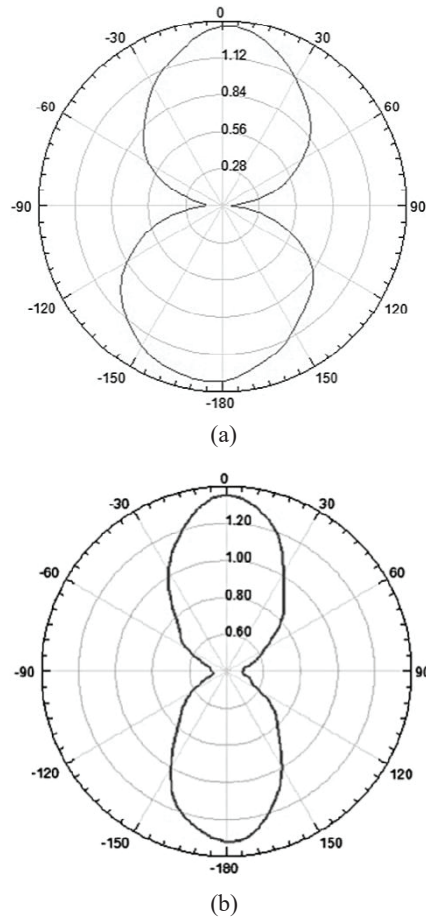
genişliği göz önüne alındığında  $f_1 = 10,98$  GHz ve  $f_2 = 12,18$  GHz aralığında ışına yapmaktadır. Bu durumda, filtrelenmek istenen frekans bandının üst sınırı olan 10,7 GHz değerine ulaşamadığından parametrik analiz uygulanmıştır.  $q$  uzunluğu için gerçekleştirilen parametrik analiz sonucunda 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 ulaşabileceği 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. Bahsedilen filtreleme frekans üst sınırı ile filtreleme frekans alt sınırı olan 9,2 GHz değeri arasında ışına 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 ışına 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.





# Fırçasız Doğru Akım Motorunun Aralıklı Tip-2 Bulanık Mantık Denetleyici Tabanlı Hız Denetimi

## Interval Type-2 Fuzzy Logic Controller Based Speed Control of Brushless Direct Current Motor

Salime Bereketoğlu<sup>1</sup> , Hakan Açıkgöz<sup>2</sup> , Mustafa Şekkeli<sup>1</sup> 

<sup>1</sup>Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Mühendislik ve Mimarlık Fakültesi, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Kahramanmaraş, Türkiye  
salimebereketoglu@gmail.com, msekkeli@ksu.edu.tr

<sup>2</sup>Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, Gaziantep İslam Bilim ve Teknoloji Üniversitesi, Gaziantep, Türkiye  
hakan.acikgoz@gibtu.edu.tr

### Öz

Bu çalışmada, Fırçasız Doğru Akım Motorundan (FDAM) etkin bir hız denetim performansının elde edilmesi amaçlanmıştır. Bunun için, uzman kişinin bilgi birikimlerinden yararlanarak tasarlanan ve denetlenecek olan sistemin matematiksel modeline gereksinim duymayan Aralıklı Tip-2 Takagi-Sugeno-Kang Bulanık Mantık Denetleyici (AT2-TSK-BMD) önerilmiştir. Bu denetleyici yapısının hız performansını incelemek ve değerlendirmek için Matlab/Simulink ortamında benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Ek olarak, AT2-TSK-BMD'nin geçici ve sürekli durumlardaki hız cevapları Tip-1 BMD (T1BMD) ve Oransal+Integral (PI) denetleyici ile karşılaştırılmıştır. Benzetim çalışmaları sonuçlarından, AT2-TSK-BMD'nin daha dayanıklı dinamik hız cevaplarına sahip olduğu gözlemlenmiştir.

Anahtar kelimeler: Fırçasız Doğru Akım Motoru, PI Denetleyici, Tip-1 Bulanık Mantık Denetleyici, Tip-2 Bulanık Mantık Denetleyici

### Abstract

In this study, it is aimed to obtain an effective speed control performance from Brushless Direct Current (BLDC) motor. For this purpose, Interval Type-2 Takagi-Sugeno-Kang Fuzzy Logic Controller (IT2-TSK-FLC), which is designed using the knowledge of the expert and does not require the mathematical model of the system, is proposed. The simulation studies are carried out in Matlab/Simulink environment to investigate and evaluate the speed performance of the proposed controller structure. In addition, the speed responses obtained from IT2-TSK-FLC under transient and steady-state conditions are compared to the Type-1 FLC (T1FLC) and PI controller. From the results of the simulation studies, it is observed that IT2-TSK-FLC has more durable dynamic speed responses.

Keywords: Brushless Direct Current Motor, PI controller, Type-1 Fuzzy Logic Controller, Type-2 Fuzzy Logic Controller

### 1. Giriş

Klasik Doğru Akım (DA) motorlarında komütasyon için fırça kullanılmaktadır. Bu işlem gerçekleşirken istenmeyen gürültüler, fırçalarda sürtünme ve kıvılcımlanma ya da fırça yapısında fiziksel problemler oluşmaktadır. Bu problemler motorun bakım maliyetlerini artırmaktadır. Normal şartlarda birçok uygulama için tercih edilen klasik DA motorların barındırdığı komütasyon fırçalarının güvenlik problemleri nedeniyle kullanımları azalmıştır [1-3]. Günümüz teknolojinin yeniliklerine sahip olan Fırçasız Doğru Akım Motorlarının (FDAM) geliştirilmesi ile mekanik olarak gerçekleşen komütasyon yerine elektronik olarak komütasyon gerçekleştirmekte ve fırçalar kullanılmamaktadır [4-6]. FDAM'ların elektronik olarak komütasyonunu gerçekleştirebilmeleri için algılayıcılar ve motor sürücülerini kullanılmaktadır. Algılayıcılar rotor kısmında bulunan demir oksit maddeli mıknatısların pozisyonunu belirlemek için kullanılmaktadırlar. Belirlenen pozisyona göre motorun dönmesi için iletken tellere sahip sargılar tahrik edilmektedir. FDAM'larda fırçaların elimine olması için demir oksit maddeli mıknatıslar rotor kısmında ve iletken tellere sahip sargılar stator kısmında bulunmaktadır. FDAM'lar yapı olarak sabit mıknatıslı motorlara benzemektedir. Bu motorların ayırımının yapılmasında en önemli unsur zıt-emk kuvvetlerinin sahip oldukları dalga biçimleridir [7-10].

FDAM'ların sahip olduğu zıt-emk yamuk dalga formunda iken sabit mıknatıslı motora ait zıt-emk sinüzoidal dalga formundadır. FDAM'ların iletken telli sargıları daha konsantredir, sürücülerini daha basittir ve yapısal sistem maliyetleri daha düşüktür. Ayrıca bu iki motor türünün sürücü devreleri eviricilerden oluşmasına rağmen sabit mıknatıslı motorlarda aynı anda üç faz sargısından da akım akarken

FDAM'larda eş zamanlı olarak iki faz sargısından akım geçmektedir. Bu sebeple sabit mıknatıslı motorlar 180°'lik iletim modunda çalışırken fırçasız motorlar 120°'lik iletim modunda çalışmaktadırlar [10-12].

FDAM'ların hız denetimlerinin etkin bir şekilde yapılması bu motorlardan yüksek performans elde edilmesinde oldukça önemlidir. Bu nedenle geçici ve sürekli durumlarda tatmin edici hız cevaplarının elde edilmesi temel amaç olarak düşünülebilir. Klasik denetleyicilerden biri olan ve yapısının basit olmasından dolayı birçok uygulamada sıklıkla kullanılan Oransal+Integral (PI) denetleyiciler FDAM'ların hız denetiminde de kullanılmaktadır [4-5]. PI denetleyicilerin kazanç parametrelerinin belirlenmesinde uzman kişi ya deneme-yanılma yöntemi kullanılmakta ya da denetlenecek sistemin indirgenmiş matematiksel modelini çıkarmaktadır. PI denetleyicinin parametrelerinin sabit olması bozucu girişlere ve sistem değişimlerine karşı tatmin edici olmayan cevaplara neden olmaktadır. Denetim sistemlerindeki yeniliklere paralel olarak birçok akıllı denetleyici yapıları geliştirilmekte ve tasarlanmaktadır. Bu yapılardan biride geçmiş uzun yıllara dayalı olan Bulanık Mantık Denetleyici (BMD)'lerdir. Denetlenecek sistemin modelinden bağımsız olarak tasarımlarının yapılabilmesi bu denetleyicileri tercih edilme nedeni haline getirmektedir. BMD'ler uzun yıllar boyunca birçok sistemde yaygın olarak kullanılmış ve oldukça tatmin edici performans sonuçları sağlamıştır. Fakat yapısında çok fazla belirsizlik barındıran sistemlerin denetimlerinde birtakım sorunlara da sahip oldukları birçok çalışmada raporlanmıştır. Bu nedenle L. Zadeh tarafından Tip-1 BMD (T1BMD)'nin geliştirilmiş bir yapısı olarak görülen Tip-2 BMD (T2BMD) kavramı önerilmiştir [13]. T2BMD'lerde, T1BMD'lerden farklı olarak her elemana ait üyelik fonksiyonlarının değerleri birer bulanık kümeden oluşmaktadır ve T1BMD'ler keskin üyelik değerleri kullanırken T2BMD'ler üç boyutlu alan belirten üyelik fonksiyon değerlerini kullanmaktadır [14-16]. Bu nedenle belirsizliklerin üstesinden gelmede daha başarılı bir denetim türü olarak bilinmektedir [17-20].

FDAM'ların hız denetimleri için literatürde birçok çalışma mevcuttur. Premkumar ve arkadaşları [6], FDAM'ın hız denetimini gerçekleştirmek amacı ile uyarlanabilir sinirsel bulanık denetleyici yapısını önermişlerdir. Bu yapılar; PI, PD ve PD-I Sinirsel Bulanık Denetleyicilerden (SBD) oluşmaktadır. Benzetim çalışmaları Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Türker [7], çalışmasında FDAM'ın hızını denetlemek amacıyla uyarlamalı geri adımlı denetleyici metodu önermiştir. Denetim kuralları doğrusal olmayan sistemler için kullanılan Lyapunov fonksiyonu ile oluşturulmuştur. Matlab/Simulink ortamında benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Bernat ve arkadaşları [8], FDAM'ın hız denetiminden yüksek verim elde etmek için uyarlamalı denetleyici yapısını geliştirmişlerdir. Bu denetleyici yapısı giriş akımı ve çıkış hızını kullanan yeni bir doğru akım motorun referans modelini kullanmaktadır. Bu modelin kullanılması moment dalgalanmalarının azalmasını ve yük momentinin dengelenmesi yeteneklerini içermektedir. Kandiban ve arkadaşları [9], üç fazlı FDAM'ın hızını denetlemek için geleneksel-PID, PID-bulanık mantık ve uyarlamalı bulanık PID denetleyicileri kullanmışlar ve performanslarını incelemişlerdir. Bu denetleyicilerin yüklü, yüksüz ve ani yük değişimi

altındaki performansları karşılaştırmıştır. Potnuru ve arkadaşları [10], FDAM'ın hız denetim birimine uygulanan PID denetleyicinin kazanç parametrelerinin belirlenmesi için çiçek tozu algoritması metodunu önermişlerdir. Önerilen PID denetleyicinin hız denetim performansı, parçacık sürüsü optimizasyonu tabanlı PID, ateşböceği algoritması tabanlı PID ve Ziegler-Nichols metodu ile elde edilen PID denetleyiciler ile karşılaştırılmıştır. Prasad ve arkadaşları [11], FDAM'ın hız denetimi için FPGA tabanlı akıllı bulanık kayan mod denetleyici yapısını önermişlerdir. Bu denetleyici yapısı, BMD ile kayan mod denetleyicinin kombine edilmesi ile tasarlanmış melez bir yapıya sahiptir. Balamurugan ve arkadaşları [12], FDAM'ın hız ve moment denetimi için SBD tabanlı kesirli dereceli bir PID denetleyici yapısını önermişlerdir. Kesirli dereceli PID denetleyicinin kazanç katsayılarını ayarlamak amacıyla Fil Sürü Optimizasyonu kullanılmıştır.

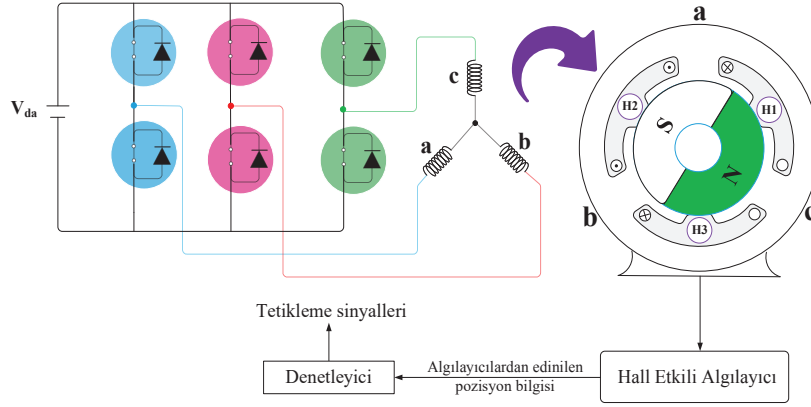
Bu çalışmada, FDAM'ın hız denetimi için Aralıklı Tip-2 Takagi-Sugeno-Kang Bulanık Mantık Denetleyici (AT2-TSK-BMD) yapısı Matlab/Simulink ortamında tasarlanmış ve hız denetiminin etkin bir şekilde gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Önerilen denetleyicinin performansını daha detaylı analiz edebilmek için T1BMD ve PI denetleyici ile karşılaştırma çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Çalışmanın diğer kısımları ise şu şekilde organize edilmiştir. FDAM'ın genel yapısal özellikleri ve matematiksel modeli 2. bölümde detaylıca sunulmuştur. 3. bölümde AT2-TSK-BMD hakkında bilgiler verilerek matematiksel modeli yapılmıştır. 4. bölümde Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilen karşılaştırma çalışmaları detaylıca verilmiştir. Sonuç bölümünde ise elde edilen tüm sonuçlar birçok yönden değerlendirilmiştir.

## 2. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Yapısı ve Matematiksel Modeli

FDAM'lar rotorda bulunan demir oksit maddeli mıknatısların konum bilgisinin tespit edilmesi, elde edilen bilgilere göre fırça kullanmadan hangi fazın uyarılması gerekiyor ise uyarma işleminin elektronik bir şekilde gerçekleştirilmesi ve sürekli olarak moment oluşumunun sağlanması ilkesine göre çalışmaktadır. FDAM'ın eviricilerden oluşan sürücü devresi Şekil 1'de gösterilmiştir. Bu sürücü devre sırayla iletime geçen fazlara uyarma akımını iletmek için kullanılmaktadır. Statorda bulunan iletken tel sargılar, rotorda bulunan demir oksit maddeli mıknatısların konumunun belirlenmesi ile fazlar arası değişikliği sağlayan ve anahtarlama işleminde faydalanan yarı iletken bileşenleri kullanılmaktadır. Yarı iletken bileşenler ise sürücü devresine ait anahtarlama elemanlarıdır. Motorun çalışmasında her anahtarın iletim modunun süresi 120°'ye denk gelmektedir. Ayrıca bu yarı iletken bileşenlerin çalışması ile döner bir alan meydana gelmektedir [2-4]. FDAM'ın yapısal özelliklerini taşıyan fakat komütasyon için fırça barındırmayan, AA motorlarına göre daha kolay denetlenebilen ve sabit mıknatıslı senkron motora göre birçok avantaja sahip olan FDAM'a ait matematik model için gerekli denklemler aşağıda verilmektedir. FDAM'a ait statorun her fazına ait gerilimler aşağıdaki gibi tanımlanabilir [4].

$$V_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d\lambda_{abc}}{dt} \quad (1)$$

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2)$$



Şekil 1: FDAM'ın genel yapısı

Burada,  $R_s$  ve  $i_{bacs}$ , sırasıyla stator faz direnci ve stator akımlarıdır. Statora ait akı bileşenini oluşturan iki faktör vardır:

$$\lambda_{abc}(s) = \lambda_{abc(s)} + \lambda_{abc(f)} \quad (3)$$

Burada;  $\lambda_{abc(s)}$  ve  $\lambda_{abc(f)}$  statora ve mıknatısa ait olan manyetik akı değerleridir. Gerilim ifadesi yeniden düzenlenirse aşağıdaki denklem elde edilir.

$$V_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d\lambda_{abc}(s)}{dt} + e_{abc} \quad (4)$$

Üç faza ait zıt-emk değeri  $e_{abc} = d\lambda_{abc(f)}/dt$  olarak ifade edilmektedir. Buna göre her faza ait zıt emk değerleri aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$e_{abc} = \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} = \omega_n \begin{bmatrix} \lambda_{asf} \\ \lambda_{bsf} \\ \lambda_{csf} \end{bmatrix} = \omega_m \lambda_f \begin{bmatrix} f(\theta_r) \\ f(\theta_r - 120^\circ) \\ f(\theta_r - 240^\circ) \end{bmatrix} \quad (5)$$

Burada;  $\lambda_f = N\phi_f$ 'tir.  $N$  ve  $\phi_f$  ise sırasıyla sargı sipir sayısını ve manyetik akıyı temsil etmektedir. Komütasyon fazı için gereken değışikliğı yapmayı sağlayan zıt-elektromotor kuvvetinin sahip olduğı dalga şeklini simgeleyen birim fonksiyon ifadesi:

$$f(\theta_r) = \begin{cases} 6\frac{\theta_r}{\pi} & (0 \leq \theta_r < \pi/6) \\ 1 & (0 \leq \theta_r < \pi/6) \\ -6\frac{\theta_r}{\pi} & (0 \leq \theta_r < \pi/6) \\ -1 & (0 \leq \theta_r < \pi/6) \\ 6\frac{\theta_r}{\pi} - 12 & (0 \leq \theta_r < \pi/6) \end{cases} \quad (6)$$

olarak verilebilir. Burada,  $f(\theta_r)$  zıt-emk'nın dalga şeklini belirten birim fonksiyondur. Ayrıca,  $\theta_r$  rotor akı pozisyonu temsil etmektedir. Simetrik olan üç fazlı sargılar için tüm öz endüktanslar aynıdır.

Stator için akı değerleri her faz için:

$$\lambda_{abc(s)} = L_s i_{abc} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (7)$$

olarak elde edilebilir. Burada,  $L_{aa}$ ,  $L_{bb}$  ve  $L_{cc}$  her faza ait öz endüktans değerlerini temsil etmektedir. Her faza ait stator gerilim ifadesi tekrar düzenlenirse FDAM'a ait her fazın gerilim değeri:

$$V_{as} = R_s i_{as} + (L_s - M) \frac{di_{as}}{dt} + e_{as} \quad (8)$$

$$V_{bs} = R_s i_{bs} + (L_s - M) \frac{di_{bs}}{dt} + e_{bs} \quad (9)$$

$$V_{cs} = R_s i_{cs} + (L_s - M) \frac{di_{cs}}{dt} + e_{cs} \quad (10)$$

olarak elde edilebilir. Burada,  $e_{abc}$  her faza ait zıt-emk'dır.  $L_s$  ve  $M$  ise stator ve ortak endüktanstır. Moment değerinin hesaplanması için kullanılan çıkış gücü aşağıdaki gibidir.

$$P_e = e_{as} i_{as} + e_{bs} i_{bs} + e_{cs} i_{cs} \quad (11)$$

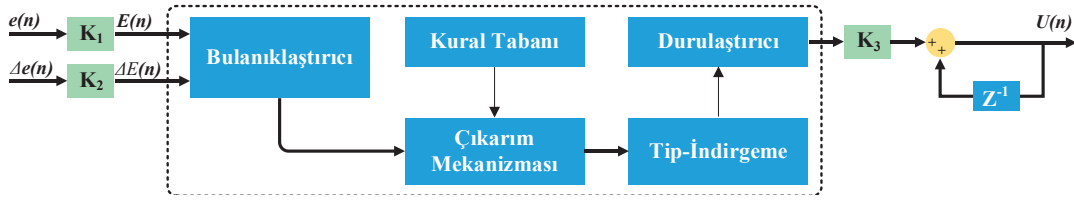
Çıkışta oluşan moment değeri ise aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_m} = \frac{e_{as} i_{as} + e_{bs} i_{bs} + e_{cs} i_{cs}}{\omega_m} \quad (12)$$

Burada;  $i_{as}=I$ ,  $i_{bs}=-I$ ,  $i_{cs}=0$ ,  $e_{as}=E$  ve  $e_{bs}=-E$  olmaktadır. Buna göre çıkışta oluşan moment denklemi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$T_e = \frac{e_{as} i_{as} + e_{bs} i_{bs} + e_{cs} i_{cs}}{\omega_m} = 2 \frac{EI}{\omega_m} \quad (13)$$

Burada,  $\omega_m$  motorun açısal hızıdır. İletken tel sargılara sahip statora uygulanan uyarma akımı düzgün şekilli ve sabit değerde olmasına rağmen zıt-emk'nın dalga şekli düzgün yamuk biçiminde değil ise çıkışta oluşan momentte dalgalanmalar meydana gelmektedir.



Şekil 2: AT2BMD'nin temel blok şeması

### 3. Denetleyici Yapıları

#### 3.1. Aralıklı Tip-2 Bulanık Mantık Denetleyici

Doğrusal bir yapıda olmayan sabit mknatsızlı senkron motorun bir çeşidi olan FDAM çalışırken meydana gelen hız değerinin ya da motora bindirilen yük değerinin ani değişiminden en az oranda etkilenmesi yüksek verim ve performans elde edilmesinde çok önemlidir. Bu nedenle motorun doğrusal olmayan yapısına uygun bir denetleyiciye ihtiyaç duyulmaktadır [5-7].

Bulanık küme kavramı 1965 yılında Lotfi Zadeh tarafından tanıtılmıştır. Bulanık kümelerin keskin kümelerle benzerlik gösteren özelliği bulanık kümelerinde 0 ile 1 arasında değer almasıdır fakat farkı ise ya 0 ya da 1 değil, bu iki değer arasında milyonlarca değere sahip olabilmektedir. T2BMD'ler belirsizliklerle daha iyi baş edebilmesinden ve bu olumsuz etkilerin en aza indirilmesinde T1BMD'lerden daha iyi performansa sahip olması nedeniyle birçok sistemde sıklıkla kullanılmaktadır [18-19]. T2BMD'lerin hesaplama yükü daha az olan Aralıklı T2BMD (AT2BMD) yapısı da mevcuttur. Bu yapının sonuç kısmında doğrusal bir fonksiyon ile temsil edilen Takagi-Sugeno-Kang (TSK) metodu kullanılmaktadır [14] ve bu çalışmada da tercih edilmiştir. Şekil 2'de gösterilen AT2BMD yapısı, Bulanıklaştırıcı, Kural tabanı, Çıkarım mekanizması, Tip indirgeyici ve Durulaştırıcı birimlerinden oluşmaktadır. AT2BMD'nin girişleri hata  $e(n)$  ve hatadaki değişim  $\Delta e(n)$  olarak belirlenmiştir. Bu girişler  $K_1$  ve  $K_2$  kazançları ile ölçeklendirilerek bulanıklaştırıcı birimine iletilmiştir.

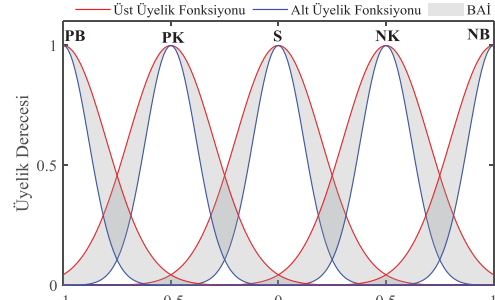
$$E(n) = K_1 e(n) \quad (14)$$

$$\Delta E(n) = K_2 [e(n) - e(n-1)] \quad (15)$$

Bulanıklaştırılmış girişler çıkarım mekanizmasının kural tabanını kullanmasıyla tip-2 bulanık çıkışların elde edilmesini sağlamaktadır. Bu çalışmada her bir giriş için beş tane Gauss tipi üyelik fonksiyonu tercih edilmiş ve aşağıdaki denklem ile ifade edilmiştir.

$$\mu_{\tilde{G}}(x) = \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{x-m}{\sigma_{ij}} \right)^2 \right], \sigma_{ij} \in [\bar{\sigma}_{ij}, \underline{\sigma}_{ij}] \quad (16)$$

Burada,  $x$  giriş değişkenidir.  $m$  ve  $\sigma$  ise sırasıyla üyelik fonksiyonunun merkezi ile standart sapmasıdır. Şekil 3'de hata ve hatanın değişimi için kullanılan üyelik fonksiyonları gösterilmiştir.



Şekil 3: Hata ve hatanın değişiminde kullanılan üyelik fonksiyonları

AT2-TSK-BMD'nin kural tabanı:

$$\begin{aligned} \text{Kural}^i : & \text{Eğer } E(n), \tilde{B}_1^i \text{ ve } \Delta E(n), \tilde{B}_2^i \text{ ise,} \\ & \text{O Halde } y(n) = b_1^i E(n) + b_2^i \Delta E(n) \end{aligned} \quad (17)$$

olarak tanımlanabilir. Burada,  $i$  ( $i=1, \dots, 5$ ) kural sayısıdır.  $b_1^i$  ve  $b_2^i$  ise sonuç parametreleridir.  $i$ . kural için alt ve üst üyelik fonksiyonlarının ateşleme kuvvetleri aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\bar{f}^i = \bar{\mu}_{\tilde{B}_1^i}(E(n)) * \bar{\mu}_{\tilde{B}_2^i}(\Delta E(n)) \quad (18)$$

$$\underline{f}^i = \underline{\mu}_{\tilde{B}_1^i}(E(n)) * \underline{\mu}_{\tilde{B}_2^i}(\Delta E(n)) \quad (19)$$

Burada \*, t-norm operatörüdür.  $\bar{\mu}_{\tilde{B}_1^i}$  ve  $\underline{\mu}_{\tilde{B}_1^i}$  ise  $i$ . kuralın alt ve üst üyelik fonksiyonlarını belirtmektedir. Normleştirme işlemi ise aşağıdaki denklemler yardımıyla yapılmaktadır.

$$\bar{F}^i = \frac{\bar{f}^i}{\sum \bar{f}^i}, \underline{F}^i = \frac{\underline{f}^i}{\sum \underline{f}^i} \quad (20)$$

Çıkış kısmında ise tip indirgeme ve durulaştırma için daha az hesaplama yüküne sahip olan Biglarbegian-Melek-Mendel [20] yöntemi kullanılmıştır.

$$U_L(n) = \frac{\sum_i^M \bar{F}^i U_i(n)}{\sum_i^M \bar{F}^i}, U_R(n) = \frac{\sum_i^M \underline{F}^i U_i(n)}{\sum_i^M \underline{F}^i} \quad (21)$$

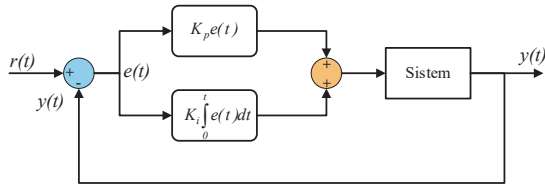
$$U(n) = qU(n) + (1-q)U_R(n) \quad (22)$$

Burada,  $q$  tasarım parametresidir ve bu çalışmada 0.5 olarak seçilmiştir.

### 3.2. PI Denetleyici

PI denetleyiciler basit yapılarından dolayı birçok endüstriyel uygulamada kullanılmaktadır. Bu denetleyiciler sistemin kararlı durum hatasını azaltmakta ve sistemin geçici durum cevabını da iyileştirmektedir. Şekil 4'te PI denetleyicinin genel yapısına ait blok şeması verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi PI denetleyicinin oransal ( $K_p$ ) ve integral ( $K_i$ ) gibi kazanç parametreleri bulunmaktadır. PI denetleyiciye ait eşitlik ise aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$y(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (23)$$



Şekil 4: PI denetleyicinin blok şeması

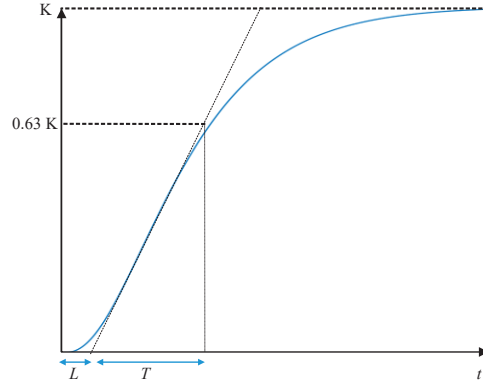
PI denetleyicinin kazanç değerlerini hesaplamak için kullanılan yaygın yöntemlerden biri Ziegler-Nichols yöntemidir. Ziegler-Nichols yöntemine göre PI denetleyicinin kazanç parametreleri Tablo 1'deki gibi elde edilebilmektedir [21].

Tablo 1: Ziegler-Nichols Kazanç Parametreleri

Denetleyici	Kazanç Parametreleri	
	$K_p$	$T_i$
P	$T/L$	-
PI	$0.9 T/L$	$3.33 L$

Şekil 5'te verilen Ziegler-Nichols reaksiyon eğrisinde ilk olarak zaman sabitinin (T) ve zaman gecikmesinin (L) değerleri eğrinin eğiminin yön değiştirdiği noktadan bir teğet çizilmesi ile elde edilmektedir. Tablo 1'de verilen değerlerin yardımıyla PI denetleyicinin kazanç parametreleri elde edilmiştir.

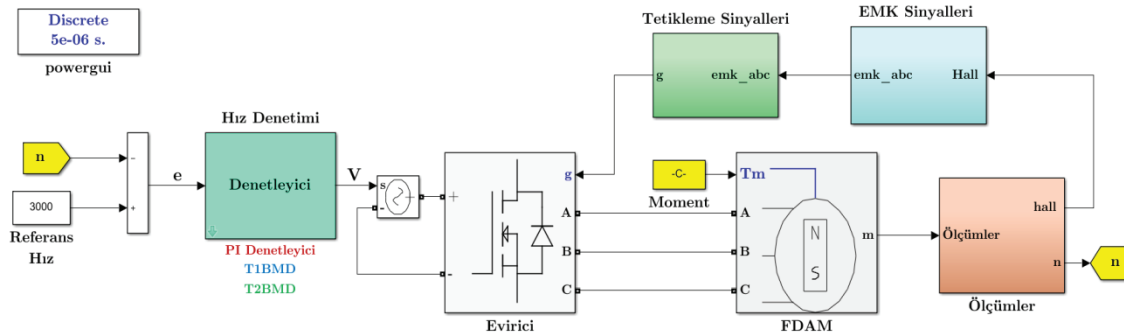
Bu değerler daha sonra deneme-yanılma yöntemi yardımıyla ayarlanmıştır. PI denetleyicinin parametreleri  $K_p=0.15$  ve  $K_i=30$  olarak bulunmuştur.



Şekil 5: Ziegler-Nichols reaksiyon eğrisi

### 4. Benzetim Çalışmaları

FDAM'ın hız denetim performansını incelemek amacıyla Matlab/Simulink ortamında benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmaları için modellenen FDAM yapısı; hız denetim bloğu, üç fazlı evirici, ölçüm ve tetikleme sinyallerinin elde edildiği bloklardan oluşmaktadır. Hız denetim bloğuna referans hız değeri ile ölçüm bloğunun çıkışından elde edilen hız değeri uygulanmış ve aradaki hata değeri bulunmuştur. Ayrıca hız denetim bloğunun içerisine PI, T1BMD ve AT2-TSK-BMD denetleyici yapıları yerleştirilmiştir. Denetleyici yapılarının uygulanmasının kolay olması için farklı etiketlerle isimlendirilmiştir. Elde edilen hata değerleri ise denetleyicilere uygulanarak gerilim kaynağının denetimi yapılmıştır. Böylece FDAM'ın hız denetimi etkin bir şekilde gerçekleştirilmiştir. Eviricinin çıkışına FDAM bağlanmış ve farklı hızlar için tetikleme sinyalleri elde edilmiştir. Modellenen tüm sistem Şekil 6'da gösterilmiştir. Ayrıca, çalışmada kullanılan FDAM'ın parametreleri Tablo 2'de verilmiştir.



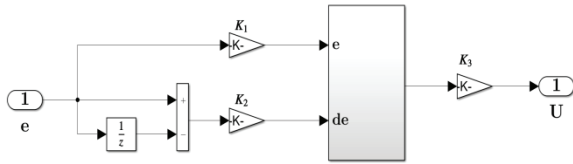
Şekil 6: FDAM'ın Matlab/Simulink modeli



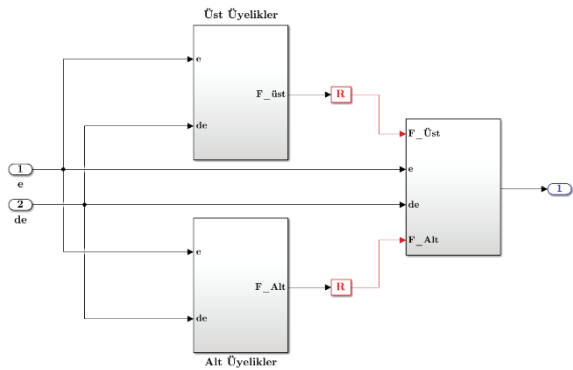
Tablo 2: Benzetim çalışmalarında kullanılan FDAM'a ait parametreler

Parametre	Değer
Motor Gücü	1 kW
Nominal Hız	3000 d/dk
Kutup Sayısı	4
Atalet Momenti	0.0008 kg.m <sup>2</sup>
Viskoz Sönümlenme	0.001 N.m.s
Stator Faz Direnci	2.875 Ω
Stator Faz Endüktansı	8.5 mH

FDAM için gerekli olan tüm Matlab/Simulink modelleri tasarlandıktan sonra FDAM'ın hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Önerilen denetleyici yapısı için Matlab/Simulink ortamında geliştirilen model Şekil 7'de sunulmuştur. Ayrıca AT2-TSK-BMD'nin iç yapısı ise Şekil 8'de gösterilmiştir. FDAM'ın hız denetiminde kullanılan denetleyicilerin performansını karşılaştırmak için sabit referans hız, referans hız değişimi ve ani yük uygulamasından oluşan üç farklı senaryo oluşturulmuştur. Klasik PI denetleyici, T1BMD ve AT2-TSK-BMD'nin dinamik cevapları yükselme zamanı, yerleşme zamanı ve aşım gibi performans kriterleri bakımından kıyaslanmıştır.



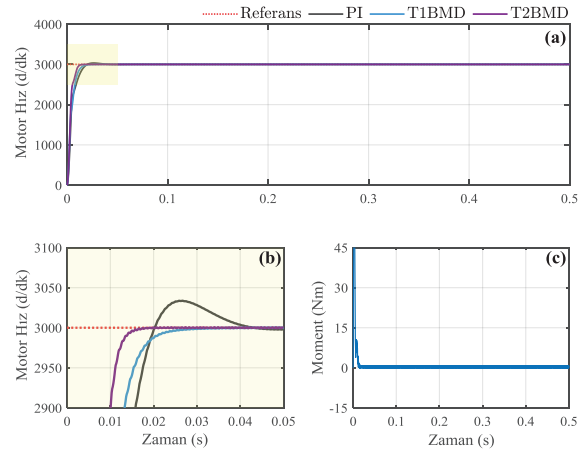
Şekil 7: AT2BMD'nin Matlab/Simulink modeli



Şekil 8: AT2BMD'nin iç yapısı

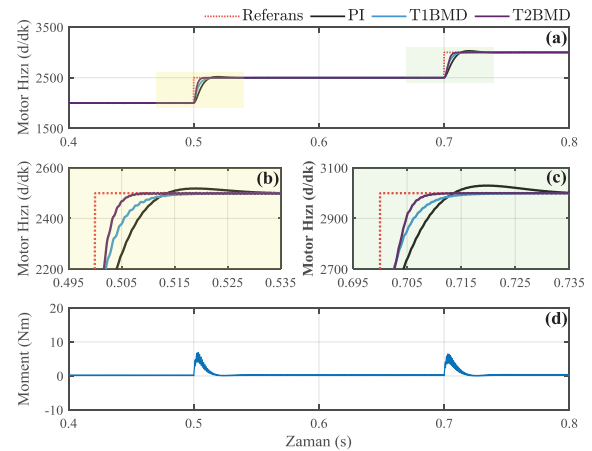
İlk senaryoda FDAM'ın referans hızı 3000 d/dk olarak ayarlanmıştır. Bu senaryo ile denetleyici yapılarının dinamik cevapları incelenmiştir. Denetleyici yapılarından elde edilen tüm cevaplar Şekil 9'da detaylıca gösterilmiştir. Ayrıca hız performanslarının daha iyi gözlemlenebilmesi için t=0 ile t=0.05 sn arası detay gösterim olarak Şekil 9(b)'de verilmiştir. Şekil 9 (a-b)'de verilen hız cevapları incelendiğinde, AT2-TSK-

BMD'nin aşım yapmaksızın 6.6 ms yükselme zamanı ve 10.9 ms yerleşme süreleri ile referans hız değerini yakaladığı görülmektedir. T1BMD ise yapısı gereği aşım yapmadan 8.3 ms ve 14.8 ms yükselme ile yerleşme süreleriyle arzu edilen hıza ulaşmıştır. Klasik PI denetleyici ise diğer denetleyicilerin performanslarına yapısı gereği ulaşamamıştır. Şekil 9(c)'de ise motorun ürettiği moment cevabı sunulmuştur. Şekilde görüldüğü gibi motor sadece boşta çalışma kayıplarını karşılamak için moment üretmiştir.



Şekil 9: Sabit referans hızdan elde edilen sonuçlar

İkinci senaryo ise denetleyici yapılarının hız değişimlerine karşı verdikleri cevapların incelenmesi için gerçekleştirilmiştir. Bu amaç için ilk olarak motor hızı 2000 d/dk olarak ayarlanmıştır. Daha sonra motorun hızı t=0.5 sn'de 2000 d/dk'dan 2500 d/dk'ya yükseltilmiştir. Daha sonra ise t=0.7 sn'de motorun hızı 2500 d/dk'dan 3000 d/dk'ya değiştirilmiştir. Bu çalışma koşulları altında denetleyicilerin verdikleri cevaplar Şekil 10'da sunulmuştur.

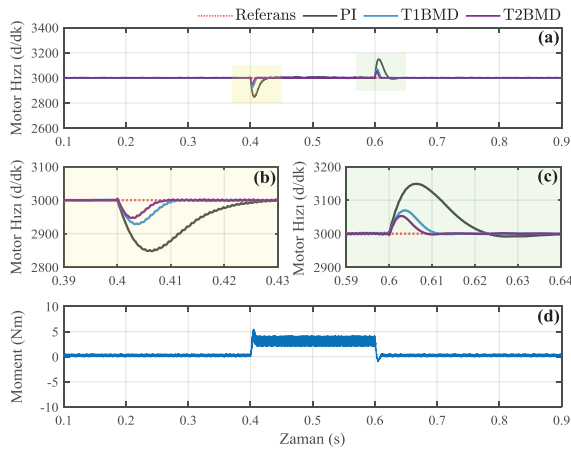


Şekil 10: Hız değişiminden elde edilen sonuçlar

Ayrıca, hız değişimlerinin daha iyi analiz edilebilmesi için detay gösterimler belirli aralıklar için Şekil 10(b-c)'de verilmiştir. Şekiller incelendiğinde AT2-TSK-BMD, 8.2 ms sonra referans hız değerine ulaşırken T1BMD'nin 10.9 ms sonra referans hızı yakaladığı görülmektedir.

PI denetleyici ise 32.5 ms sonra arzu edilen hız değerine gelmiştir. Bu çalışma durumunda T1BMD ve AT2-TSK-BMD aşım yapmazken PI denetleyici %1.125'lik bir aşım yapmıştır. Şekil 10(d)'de ise AT2-TSK-BMD'den elde edilen moment cevabı verilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi referans hız değişimlerinde moment cevabı anlık olarak artmaktadır. Geçici durumlardan kalıcı duruma geçişlerde ise motor sadece kayıplar için moment üretmektedir.

Üçüncü senaryo ise ani yük değişimlerine karşı denetleyici yapılarının verdikleri hız ve moment cevaplarını analiz etmek için gerçekleştirilmiştir. Motor hızı 3000 d/dk'ya sabitlenmiştir. Daha sonra motora  $t=0.4$  sn'de 4 N.m'lik bir yük uygulanmıştır. Motora uygulanan yük 0.2 sn sonra  $t=0.6$  sn'de ortadan kaldırılmıştır.



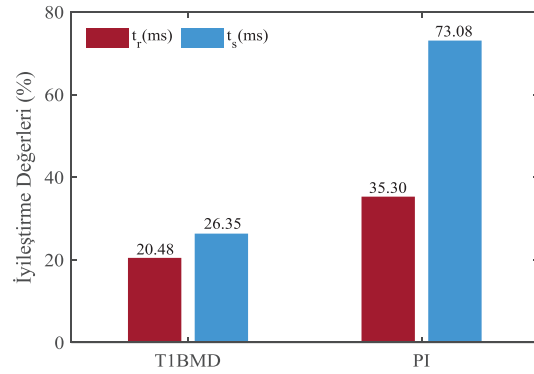
Şekil 11: Ani yük değişiminden elde edilen sonuçlar

Bu çalışma durumları altında denetleyici yapılarından elde edilen cevaplar Şekil 11'de sunulmuştur. Hız cevaplarının daha iyi incelenmesi için Şekil 11(b)'de yük uygulamasının yakınlaştırılmış hali verilmiştir. Şekil detaylıca incelendiğinde yükün bindirilmesi ile AT2-TSK-BMD'nin hız cevabı yaklaşık olarak 2947 d/dk'ya ( $\approx$ %1.76 aşım) inmiş ve 9.7 ms sonra referans hızı takip etmiştir. T1BMD'nin hız cevabı ise 2928 d/dk'ya ( $\approx$ %2.37 aşım) düşerek 11.6 ms sonra referans hızı yakalamıştır. PI denetleyiciden elde edilen hız cevabı ile yerleşim zamanı ise sırası ile 2845 d/dk ( $\approx$ %5.14 aşım) ve 30.3 ms olarak bulunmuştur. Daha sonra  $t=0.6$  sn'de yük ortadan kaldırılmıştır. Elde edilen detaylı hız cevapları Şekil 11 (c)'de gösterilmiştir. AT2-TSK-BMD, T1BMD ile PI denetleyicinin aşım miktarları sırası ile %1.73, %2.32 ve %4.93 olarak hesaplanmıştır. Denetleticilerin referans hıza yerleşme süreleri ise 9.8 ms, 11.7 ms ve 39.5 ms olarak bulunmuştur. Elde edilen sonuçlara göre AT2-TSK-BMD'den elde edilen hız cevapları diğer denetleyicilere göre oldukça tatmin edici değerlerdedir. Bu senaryodan elde edilen moment cevabı ise Şekil 11(d)'de sunulmuştur. Yük uygulandığında motorun kayıpları ve yükü karşılamak için moment ürettiği görülmektedir. Yük ortadan kaldırılınca motor sadece kayıplar için moment üretmeye gereksinim duymaktadır.

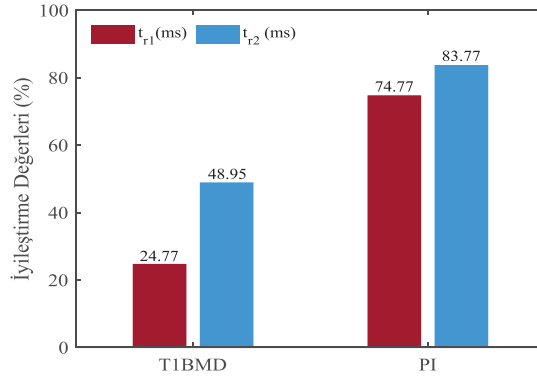
Ayrıca önerilen denetleyici yapısının diğer denetleyicilerin yükselme, yerleşme ve aşma değerlerini ne kadar iyileştirdiği belirlenmiştir. Şekil 12'de sabit

hızdaki performans iyileştirmesine ait yüzdelere verilmiştir. Şekilden de görüleceği üzere AT2-TSK-BMD, yükselme zamanı açısından T1BMD'nin performansını %24.48 arttırırken PI denetleyicide bu değer %35.30 olarak hesaplanmıştır. Yerleşme zamanı bakımından ise T1BMD ve PI denetleyicinin performansları sırası ile %26.35 ile %73.08 değerlerinde iyileştirilmiştir.

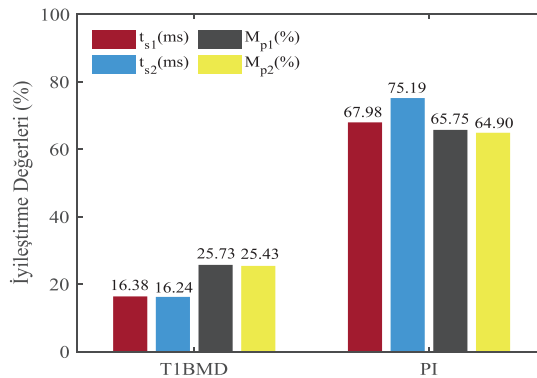
İkinci senaryodaki referans hız değişimine karşı denetleyici yapılarının performans iyileştirme değerleri Şekil 13'de verilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi sadece yerleşme zamanı bakımından incelenmiştir. AT2-TSK-BMD, referans hızdaki birinci ve ikinci değişimde T1BMD'nin performansını %24.77 ve %48.95 oranında iyileştirirken PI denetleyici de bu değerler %74.77 ile %83.77 olarak hesaplanmıştır.



Şekil 12: Sabit referans hızdaki iyileştirme değerleri



Şekil 13: Referans hız değişimindeki iyileştirme değerleri



Şekil 14: Ani yük değişimindeki iyileştirme değerleri

Şekil 14'te ise ani yük değişimindeki iyileştirme değerleri sunulmuştur. Yük uygulandığında, AT2-TSK-BMD, T1BMD'nin yerleşme ve aşım değerlerini sırası ile %16.38 ve %25.73 oranında iyileştirirken PI denetleyici için iyileştirme değerleri %67.98 ile %65.75 olarak elde edilmiştir. Yüklü durumunda yüksüz duruma geçişte ise T1BMD'nin yerleşme ve aşım cevapları %16.24 ile %25.43 değerlerinde iyileştirilmiştir. PI denetleyici de ise bu değerler sırasıyla %75.19 ve %64.90 olarak elde edilmiştir. Tüm karşılaştırma ve iyileştirme değerleri analiz edildiğinde AT2-TSK-BMD'nin hız cevapları hem klasik PI denetleyiciye hem de T1BMD'ye göre oldukça tatmin edici değerlerde olduğu açıkça görülmektedir.

## 5. Sonuçlar

Bu çalışmada, FDAM'dan elde edilen dinamik cevapların optimal seviyede olması temel amaç olarak düşünülmüştür. Bu nedenle klasik denetleyici yapılarının yerine akıllı denetleyici yapılarının FDAM'ın hız denetiminde kullanılması gerekmektedir. Denetleyici yapılarından istenilen en bariz özellik ise sistem parametrelerinin değişimine ya da değişen çalışma durumlarına karşı dayanıklı ve tatmin edici bir denetim cevabının sağlanmasıdır. İlk olarak FDAM'ın matematiksel modeline ihtiyaç duymadan uzman kişinin bilgi birikimi ile tasarımı gerçekleştirilen AT2-TSK-BMD modeli oluşturulmuştur. Daha sonra bu denetleyici yapısı FDAM'ın hız denetim birimine uygulanmıştır. FDAM'ın hız denetiminin önerilen denetleyici ile gerçekleştirildiğine ne kadarlık bir performans iyileştirmesi sağlayacağını göstermek ve doğrulamak için benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmalarında AT2-TSK-BMD'den elde edilen dinamik cevaplar T1BMD ile PI denetleyici ile karşılaştırılmıştır. Benzetim çalışmalarından elde edilen tüm sonuçlardan önerilen denetleyicinin kullanılması ile FDAM'dan daha etkin bir hız denetim performansının elde edildiği görülmüştür.

## Kaynaklar

- [1] S. H. Kim, "Electric Motor Control", Elsevier Science, 2017.
- [2] F. Burger, P.A. Besse, R. S. Popovic, "New Single Chip Hall Sensor for Three Phases Brushless Motor Control", *Sensor and Actuators*, 81, pp. 320-323, 2000.
- [3] R. Çelikel, Ö. Aydoğmuş, "Reducing Mechanical Resonance Time of a Flywheel Energy Storage System By Using A Current Control Algorithm For Satellites", *Gazi University Journal of Science*, 30(4), pp. 200-214, 2017.
- [4] M. Gokbulut, B. Dandil, C. Bal, "Development and Implementation of a Fuzzy-Neural Network Controller for Brushless DC Drives", *Intelligent Automation & Soft Computing*, 13(4), pp. 415-427, 2007.
- [5] H. Acikgoz, "Speed Control of DC Motor Using Interval Type-2 Fuzzy Logic Controller", *International Journal of Intelligent Systems and Applications in Engineering*, 6(3), pp. 197-202, 2018.
- [6] K. Premkumar, B. V. Manikandan, "Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System Based Speed Controller for Brushless DC Motor", *Neurocomputing*, 138, pp. 260-270, 2014.
- [7] T. Türker, "Fırçasız doğru akım motorunun hız kontrolü için uyarlamalı geri adımlamalı kontrolcü tasarımı", *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 24, (2), ss. 214-218, 2018.
- [8] J. Bernat, S. Stepień, "The Adaptive Speed Controller for the BLDC Motor Using MRAC Technique", *Proceedings of the 18th World Congress The International Federation of Automatic Control*, pp. 4143-4148, 2011.
- [9] R. Kandiban, R. Arulmozhiyal, "Speed Control of BLDC Motor Using Adaptive Fuzzy PID Controller", *International Conference on Modelling, Optimisation and Computing*, pp. 306-313, 2012.
- [10] D. Potnuru, K. A. Mary, S.C. Babu, "Experimental Implementation of Flower Pollination Algorithm for Speed Controller of a BLDC Motor", *Ain Shams Engineering Journal*, 10, pp. 287-295, 2019.
- [11] K. A. Prasad, U. Nair, "Intelligent Fuzzy Sliding Mode Controller Based on FPGA for the Speed Control of a BLDC Motor", *International Journal of Power Electronics and Drive System*, 11(1), pp. 477-486, 2020.
- [12] K. Balamurugan, R. Mahalakshmi, "ANFIS-Fractional order PID with Inspired Oppositional Optimization Based Speed Controller for Brushless DC Motor", *International Journal of Wavelets Multiresolution and Information Processing*, 18(1), pp. 1-18, 2020.
- [13] L.A. Zadeh "The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning-I", *Information Sciences*, 8(3), pp. 199-249, 1975.
- [14] T. Takagi, M. Sugeno, "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control", *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, 15, pp. 116-132, 1985.
- [15] N.N. Karnik, J.M. Mendel, Q. Liang, "Type-2 fuzzy logic systems", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 7, pp. 643-658, 1999.
- [16] J. M. Mendel, X. Liu, "Simplified Interval Type-2 Fuzzy Logic Systems", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 21(6), pp. 1056-1069, 2013.
- [17] J.M. Mendel, "Advances in Type-2 Fuzzy Sets and Systems", *Information Sciences*, 177, pp. 84-110, 2007.
- [18] X. Du, H. Ying, "Derivation and Analysis of the Analytical Structures of the Interval Type-2 Fuzzy-PI and PD Controllers", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 18, (4), pp. 802-814, 2010.
- [19] O.F. Kececioglu, A. Gani, M. Sekkeli, "Design and Hardware Implementation Based on Hybrid Structure for MPPT of PV System Using an



Interval Type-2 TSK Fuzzy Logic Controller”,  
*Energies* 13, 1842, 2020.

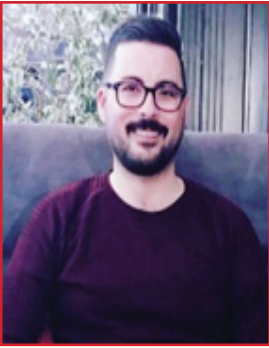
- [20] M. Biglarbegian, W.W. Melek, J.M. Mendel, “On the stability of Interval Type-2 TSK fuzzy logic control systems”, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, 40, pp. 798-818, 2010.
- [21] J.G. Ziegler, N.B. Nichols, “Optimum Settings for Automatic Controllers”, *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, 115, pp.759-765, 1993.

### Salime BERKETOĞLU



Salime Bereketoğlu, Osmaniye doğumludur. Lisans ve Yüksek Lisans eğitimini sırasıyla 2018 ve 2020 yıllarında Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesinde tamamlamıştır. Yüksek lisans eğitimini tamamladığı yıl yine aynı üniversitede doktora çalışmasına başlamıştır. Doktora çalışmasına başlaması ile beraber yine 2020 yılında özel bir firmada yazılım analisti olarak görev almaya başlamıştır.

### Dr. Öğr. Üyesi Hakan AÇIKGÖZ



Hakan Açıkgöz, Kahramanmaraş doğumludur. Lisans ve Yüksek Lisans eğitimini sırasıyla 2008 ve 2010 yıllarında Fırat Üniversitesinde tamamlamıştır. 2013-2018 yılları arasında, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği alanında doktora çalışmasını tamamlamıştır. 2010-2012 yılları arasında Batman Üniversitesi Mekatronik Mühendisliği bölümünde Araştırma Görevlisi olarak çalışmıştır. 2013-2019 yılları arasında ise Kilis 7 Aralık Üniversitesi Elektrik-Enerji bölümünde Öğretim Görevlisi olarak çalışmıştır. 2020 yılından itibaren ise Gaziantep İslam Bilim Ve Teknoloji Üniversitesi Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde Öğretim Üyesi olarak çalışmaya devam etmektedir. Araştırma alanları güç dönüştürücülerinin denetimi, optimizasyon, yapay zekâ ve makine öğrenmesidir.

### Prof. Dr. Mustafa ŞEKKELİ



Mustafa Şekkelî, Kahramanmaraş doğumludur. Lisans, Yüksek Lisans ve Doktora Eğitimlerini sırasıyla 1986, 1989 ve 2005 yıllarında İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde tamamlamıştır. 1999-2007 yılları arasında Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde Öğretim Görevlisi olarak çalışmıştır. Aynı üniversitede 2014-2019 arasında Doçent olarak çalışmıştır. 2019 yılından itibaren ise Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde Profesör olarak görev yapmaktadır. Araştırma alanları güç kalitesi, güç elektroniği, elektrik motorlarının denetimi, reaktif güç kompanzasyonu ve yenilenebilir enerji sistemleridir.

# Sınıflandırma Başarımını Ölçme ve Seyreklik İşleme Üzerine On Evaluating Classification Performance and Handling Rarity

Umut Konur 

Zonguldak Bülent Ecevit Üniversitesi Bilgisayar Mühendisliği Bölümü Zonguldak, Türkiye  
konur@beun.edu.tr

## Öz

Sezgisel olarak, sınıflandırıcı başarımını ölçme, sinama örnekleri üzerinde koşma yaparak ve doğru kararların tüm kararlara oranı gözlemlenerek yapılabilir görünmektedir. Ne var ki, çoğu zaman eldeki probleme bağlı olan, doğru ve yanlış kararların bağıl önemi (ağırlığı) ve çeşitli işletim noktaları dikkate alındığında, konu bu kadar basit değildir. Genellikle belli bir ölçev türünden yüksek başarımlar istenirken, başka bir ilintili ölçev türünden daha düşük bir başarımlar kabul edilebilmektedir. Böyle bakılırsa, başarımlar ölçme, mühendislik görüngülerinin çoğundaki gibi, bir ödünleşim süreci olarak anlaşılabilir. Bu makalede, sınıflandırıcıların karşı karşıya olduğu farklı koşullar da dikkate alınarak başarımlar ölçme üzerine bir derleme sunulurken, sınıflandırma başarımını azaltan ve benzer özellikler barındıran durum/sınıf seyrekliliği ve sınıf dengesizliği (dengelenmemiş durum/sınıf dağılımları) sorunları üzerinde durulmaktadır. Derleme, bu bağlamda, söz konusu darboğazların üstesinden gelmeyi amaçlayan tamamlayıcı bir örnek yöntemler kümesi sunmaktadır.

Anahtar kelimeler: ölçev, alıcı işletim eğrisi, seyreklilik, sınıf dengesizliği, tümevarımsal yanlılık, örnekleme, iteleme, öznitelik seçimi, karma öğrenme, alan bilgisi

## Abstract

Evaluating classifier performance intuitively seems to be achievable by running it on test samples and observing the fraction of correct decisions. However, this matter is not that simple when one considers the relative importance (weight) of correct and incorrect decisions, usually depending on the problem at hand, and various operating points. One can generally desire high performance in terms of a specific metric whereas a lower performance with another related metric can be accepted. From this point of view, performance evaluation can be conceived as a trade-off process, as in most engineering phenomena. In this article, while a review of performance evaluation metrics considering different conditions that classifiers are subject to is presented, the similar problems of case/class rarity and class imbalance (imbalanced case/class distributions) which degrade classifier performance are dealt with. Within this context, the review presents a complementary set of representative methods to tackle these bottlenecks.

Keywords: metric, receiver operating characteristics, rarity, class imbalance, inductive bias, sampling, boosting, feature selection, hybrid learning, domain knowledge

## 1. Giriş

Sınıflandırıcılar hayatımızın vazgeçilmezleri arasıdır. Uydu imgelerinden petrol saçımlarının belirleme [1], belge kategorizasyonu [2], hava tahminleri [3], ürünlerdeki kusurları bulma [4], bilgisayar ağ saldırılarını ayırtma [5], müşteri risk analizi [6], hastalık sezimi yapma [7] gibi birçok alanda; genellikle tanısal sistemler biçiminde karşımıza çıkan sınıflandırıcıların başarımını nicel olarak ortaya koyabilmek, ilk etapta düşünüldüğünün aksine, kolay bir problem olarak ele alınmamalıdır. Sınıflandırıcıların tasarımı aşamasında kullanılan öğrenme kümelerinde, var olan sınıfların tümüne ait yeterli örneğin olmaması ve bu yüzden öznitelik uzayının da problem açısından dengeli biçimde taranamayıp göstericiliğin azalması zorluğu belirginleştirmektedir. Başarımlar yönünden, beklentiler farklı olabilir. Örneğin, bir kategoriye ait örnekleri yanlış sınıflandırmak katlanılmaz iken, başka kategoriler için durum bu kadar önemli olmayabilir. Sınıflandırıcıların başarımını görmek, koşma koşullarını düzenlemek ve koşullara bağlı olarak farklı seçimler arasından en iyi sınıflandırıcıyı tercih etmek için en az bir araç bulunması da sınıflandırıcı tasarımında önemlidir.

Bu çalışmada, başarımlar ölçveleriyle ilgili kısa açıklamalar yapılmakta, başarımlar farklı işletim noktalarında değerlendiren alıcı işletim eğrisi (ROC) [8] çözümlemesi üzerinde durulmakta, öğrenme aşamasında seyreklilik (dengesiz dağılımlı) veri kullanan sınıflandırıcıların bu problemle nasıl baş edebilecekleri konusunda bir derleme sunulmakta ve genel ilkeler olarak işe yaraması beklenen sonuçlara varılmaktadır.

## 2. Başarımlar Ölçveleri

Sınıflandırma başarımını ölçme, en temelde, söz konusu sınıflandırıcının sinama örneklerinin hangi sınıfa ait olduklarına dair kararlarını örneklere ait doğru sınıf etiketleriyle karşılaştırmak yoluyla yapılmaktadır. Başarımlar bildiriminde yararlanılan her ölçev, bu karşılaştırmaların sonuçlarının fonksiyonları olarak formüle edilmektedir. Basitlik açısından sınıflandırma problemleri iki sınıfa indirgenip tanısal problemler olarak ifade edildiğinde, iki ayrı sınıftan söz edilir: *pozitif* ve *negatif*. Sezimi daha önemli olan sınıf pozitif sınıf, diğeri negatif sınıf olarak adlandırılır. Bir örneğe dair sınıflandırıcının pozitif veya negatif olarak karar verdiği etiket örneğin etiketiyle aynıysa, sınıflandırıcının örnek üzerinde başarılı, aksi durumda başarısız olduğu söylenir. Her örnek için iki olası olay gerçekleşmesi ve iki olası karar bulunan tanısal bir sistemde, sınıflandırma herbiri

başarı ya da başarısızlık olarak değerlendirilen dört farklı sonuç verebilir. *TP* (true positive) pozitif olarak karar verilen pozitif örnekleri, *FP* (false positive) pozitif olarak karar verilen negatif örnekleri, *FN* (false negative) negatif olarak karar verilen pozitif örnekleri ve *TN* (true negative) negatif olarak karar verilen negatif örnekleri göstermektedir. Bu durumların gerçekleşme sayıları olan *TPs*, *FPs*, *FNs* ve *TNs* değerleri bir olasılık tablosu (olasılık matrisi) [9] olarak gösterilebilir. Tablo 1 iki-sınıflı bir probleme ait olasılık tablosudur. Sütunlar gerçek olaylarla (örneklerin pozitif veya negatif olmasıyla), satırlar ise örneklere ait kararlarla ilgilidir.

Tablo 1: Olasılık tablosu

		Olay	
		pozitif	negatif
Karar	pozitif	<i>TPs</i>	<i>FPs</i>
	negatif	<i>FNs</i>	<i>TNs</i>

*Os* örnek sayısını, *Ps* pozitif örneklerin sayısını, *Ns* de negatif örneklerin sayısını gösterirken aşağıdakiler geçerlidir:

$$Ps = TPs + FNs \quad (1)$$

$$Ns = TNs + FPs \quad (2)$$

$$Os = Ps + Ns \quad (3)$$

Yanlış negatiflere (*FN*), sıklıkla, Tip I hata; yanlış pozitiflere (*FP*) ise Tip II hata denir.

Veri madenciliği [10], yapay öğrenme [11] gibi alanlarda kullanılan en temel ölçev olan *doğruluk* (accuracy) *A*, doğru kararlarının sayısının tüm örneklerin sayısına oranıdır:

$$A = \frac{TPs + TNs}{TPs + TNs + FPs + FNs} \quad (4)$$

İşe yarar görünmekle beraber, dengelenmemiş dağılımlı veri kümelerinde, *A* değerlerinin büyüklüğü daha iyi başarımla anlamına gelmeyebilir. Örneğin, 99 negatif, 1 pozitif örnekten oluşan veri için bütün örnekleri negatif olarak sınıflayan bir sistemde, %99 başarımla görülecek ancak seyrek olan pozitif örneğe ait karar yanlış olduğu için, sistem pratikte başarısız olarak değerlendirilecektir. Kaldı ki, böyle problemlerde değerli olan seyrek sınıfa ait örneklere ait kararların doğru verilebilmesi ve sıradışı (seyrek) örneklerin sezilebilmesidir.

*Duyarlık* (sensitivity) olarak da bilinen *geri getirme* (recall) *R* ve *kesinlik* (precision) *P* başlı başına kendi değerleriyle veya diğer ölçevlerin hesaplanmasında kullanılacak temel başarımla ölçevlerindedir. Sınıflandırma başarımlarını ölçmede amaç, başarımla bildirimini çoğunlukta olan (örnek sayısı diğer sınıflardan oldukça fazla olan) sınıfa göre yapmak değildir. Aksine, seyrek sınıf üzerindeki yüksek başarımla daha değerlidir. Pozitif sınıf üyelerine göre tanımlanan geri getirme *R<sub>p</sub>* ve kesinlik *P<sub>p</sub>*, sırasıyla (5) ve (6)'da verilmektedir:

$$R_p = \frac{TPs}{Ps} = \frac{TPs}{TPs + FNs} \quad (5)$$

$$P_p = \frac{TPs}{TPs + FPs} \quad (6)$$

Geri getirme ve kesinlik ölçevleri negatif sınıf üyelerine göre tanımlandığında (*R<sub>n</sub>* ve *P<sub>n</sub>*) gösterim (7) ve (8)'deki gibidir:

$$R_n = \frac{TNs}{Ns} = \frac{TNs}{TNs + FPs} \quad (7)$$

$$P_n = \frac{TNs}{TNs + FNs} \quad (8)$$

Pozitif örnekler için geri getirme *R<sub>p</sub>*, doğru sınıflandırılan pozitif örneklerin sayısının bütün pozitif örneklerin sayısına oranına, kesinlik *P<sub>p</sub>* de doğru yapılan pozitif sınıflandırmaların sayısının tüm pozitif sınıflandırmaların sayısına oranına karşılık gelir. Doğru sınıflandırılan negatif örneklerin sayısının negatiflerin toplam sayısına oranı (negatifler için geri getirme *R<sub>n</sub>*) *özgüllük* (specificity) olarak adlandırılır. Pozitifler için geri getirme, negatiflerin ne kadarının yanlış sınıflandırıldığı konusunda bir görüş sağlamazken, kesinlik pozitiflerin ne kadarının negatif olarak sınıflandırıldığına göstergesi değildir. Geri getirme ve kesinlik ölçevlerini beraber kullanmak, dengesiz veriyle öğrenen sınıflandırıcılar için, başarımla ortaya koymanın etkin bir yoludur.

Bilgiye geri erişim [12] alanında sıklıkla kullanılan *F-ölçevi* (F-measure) *F*, geri getirme ve kesinliğin bağlı önemlerini ağırlıklandırır. *R* iki-sınıflı bir problemde herhangi bir sınıf için geri getirmeyi, *P* de kesinliği gösterirken, bu sınıf için *F*'nin genel biçimi aşağıdadır:

$$F = \frac{1}{\lambda \frac{1}{R} + (1-\lambda) \frac{1}{P}}, 0 \leq \lambda \leq 1 \quad (9)$$

Pozitif sınıf üyeleri için *F-ölçevi* *F<sub>p</sub>* ele alındığında;  $\lambda$  değerini artırmak, geri getirmeye verilen önemi artırmakta (yanlış negatifler *FN*'yi azaltmak amacıyla) ve  $\lambda$  değerini azaltmak kesinliğe verilen önemi artırmaktadır (yanlış pozitifler *FP*'yi azaltmak amacıyla). Geri getirme ve kesinliğe eşit önem verildiğinde ( $\lambda = 0.5$ ), (9) aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$F = \frac{2RP}{R+P} \quad (10)$$

Bir diğer yaygın başarımla ölçevi (11)'deki herhangi bir sınıf için *geri getirme ve kesinliğin geometrik ortası* (Geometric Mean of Recall and Precision: *GMRP*)dır. Benzer biçimde, iki sınıflı problemlerde, *geri getirmelerin geometrik ortası* (Geometric Mean Of Recalls: *GMOR*), (12)'deki gibidir:

$$GMRP = \sqrt{RP} \quad (11)$$

$$GMOR = \sqrt{R_p R_n} \quad (12)$$

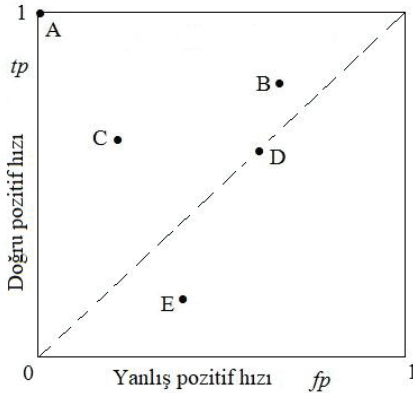
*Geritirmelerin toplamı* (sum of recalls) ölçevi *SOR*, pozitif ve negatif sınıflar için geri getirmelerin toplamıdır. Bu ölçüye *ağırlıklı doğruluk* da denir:

$$SOR = R_p + R_n \quad (13)$$

Sözü edilen ölçümlerin yanı sıra, özellikle seyrek sınıf problemlerindeki sınıflandırma başarımını bilgi-kuramsal ölçen bilgi puanı [13], seyrek sınıfın doğru sınıflandırılmasını çoğunluktaki sınıfın doğru sınıflandırılmasından daha fazla ödüllendiren, benzer biçimde çoğunluktaki sınıfın yanlış sınıflandırılmasını seyrek sınıfın yanlış sınıflandırılmasından daha çok cezalandıran, bu bağlamda iki sınıfı da dikkate aldığı için bütüncül başarımı tek bir nicelik olarak ortaya koyan bir ölçümdür. Geri getirme ve kesinlik ölçümlerinin bir ödenleşim ilişkisi içinde olduğu gözlemine dayanan, bu iki ölçüvin eşitlenebileceği düzeyi belirleyen *eşitleme noktası* (break-even point) kimi zaman kullanılan bir diğer ölçümdür.

### 3. ROC Çözümlemesi

Önceki bölümdeki ölçümler, sınıflandırma başarımını tek bir işleviş noktasında tanımlamak için kullanılır. Buna karşın, sınıflandırıcıların başarımlarını değerlendirmesi, herbiri yanlış pozitif kararlarının çoğalması pahasına başarılan daha fazla doğru pozitif kararları ile belirlenen farklı noktalar (bir işleviş noktaları eğrisi) boyunca yapılabilir. Sınıflandırıcı başarımının değerlendirilmesi için *alıcı işletim eğrisi* (receiver operating characteristics: *ROC*) [8] adı verilen kullanışlı bir araç bulunmaktadır. Söz konusu eğri üstündeki herbir nokta bir doğru pozitif hızını (*tp*) ve karşılık gelen bir yanlış pozitif hızını (*fp*) göstermektedir. Her noktanın ayrı bir işletim noktası olduğu eğri boyunca yapılan inceleme (ROC çözümlemesi) sınıflandırıcıların tasarımı ve parametrelerin belirlenmesi sürecinde işe yararmaktadır. İki-boyutlu (2D) çizgilerle görselleştirilen ROC uzayında, *fp* ve *tp* sırasıyla *x* ve *y* eksenlerine karşılık gelir. Şekil 1, beş ayrı sınıflandırıcının (A, B, C, D, E) işaretlendiği bir ROC çizgesidir.

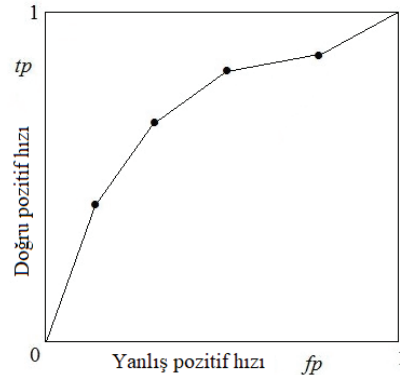


Şekil 1: A, B, C, D, E sınıflandırıcılarının ROC çizgesi

Kusursuz bir sınıflandırıcı, hiç yanlış pozitif kararı vermeden bütün pozitifleri doğru sınıflandırır. Şekil 1'deki A, *fp* = 0 ve *tp* = 1 değerlerine sahip (ROC çizgesindeki (0, 1) noktası) kusursuz bir sınıflandırıcıdır. Sınıflandırıcıları karşılaştırıp "daha iyi" olanlarını seçerken, yüksek *tp*'ye ve düşük *fp*'ye sahip olmaları istenir. Bu gözlem, bir sınıflandırıcıya ait ROC noktası başka birisine ait ROC noktasının kuzey-batısında ise, ilkinin başarımının ikincininkinden daha iyi olduğu anlamına gelir. Şekil 1'deki A'nın bütün sınıflandırıcıların en iyisi olduğu ve C'nin D'den daha iyi olduğu sonuçlarına varılabilir. (0, 0) noktası, o noktada işleyen bir sınıflandırıcının hiç doğru pozitif karar vermediğini ve hiç yanlış pozitif karara yol açmadığını göstermektedir. Aslında, (0, 0) herhangi bir sınıflandırıcının

hiç karar vermediği bir noktadır (var olmayan bir sınıflandırıcı). Diğer uç nokta (1, 1), o noktada işleyen bir sınıflandırıcının bütün örnekler için pozitif olma kararı verdiği, bu yüzden de bütün pozitifleri doğru sınıflandırırken bütün negatifleri de yanlış sınıflandırdığı anlamına gelir. Pozitif kararlarını kolay vermek ((1, 1) noktasındaki gibi) ve zor vermek (yalnız güçlü delil varsa), sınıflandırıcıların "hür (liberal)" veya "muhafazakar (conservative)" olarak nitelendirilebileceğini göstermektedir [8]. Hür bir sınıflandırıcı, doğru pozitif kararlarını daha fazla vermekle birlikte daha fazla yanlış pozitif hataları yapar. Bunun tersine, muhafazakar sınıflandırıcılar örneklerin pozitif olduğuna sık olarak karar vermez ve yanlış pozitif hataları da doğru pozitif kararları da az olur. Şekil 1'deki C, B'den muhafazakardır (veya, B, C'den hürdür). Sınıflandırıcıların köşegen üstündekileri (*y* = *x*), rasgele karar verenler olarak görülebilir. Kararlarının yarısı pozitif diğer yarısı negatif olan bir sınıflandırıcı (0.5, 0.5) noktasındadır. Benzer biçimde, kararlarının %20'si pozitif olan bir sınıflandırıcı (0.2, 0.2) noktasında işlemektedir. D, rasgele karar veren bir sınıflandırıcıdır. Bir sınıflandırıcı (Şekil 1'deki E gibi), ROC köşegeninin altında ise, gerçekçi değildir, çünkü başarımı rasgele karar verenlerinkinden azdır ve kararların tersini almak köşegenin yukarısında yer alan bir sınıflandırıcı üretecektir.

Çoğu sınıflandırıcı, ROC uzayında tek nokta verecek şekilde tasarlanmaktadır. Diğer yandan, bazı sınıflandırıcılar bir tür puan üretir (örnek olasılığı gibi) ve kararlarını bu puana dayandırır. Puanı kullanan eşik değerleri sınıflandırma kuralını değiştirmek üzere ayarlandığında, ROC çizgesinde, puanı farklı eşik değerleriyle kullanan bir sınıflandırıcıya (farklı işletim noktalarında çalıştırılan bir sınıflandırıcıya) ait farklı noktalar elde edilir. Bir sınıflandırıcıya ait ROC çizgesindeki farklı işletim noktalarına karşılık gelen noktalar birleştirilince, ROC uzayında bağlı bir eğri oluşmakta ve böyle eğriler *fp* ve *tp* değerleri boyunca sınıflandırma başarımına gösterge olmaktadır. Bir ROC eğrisi oluşturma, puanı uygun değerlerde örneklemek, sınıflandırıcıyı bütün örneklenen değerler için (bütün işletim noktalarında) koşturmak ve elde edilen noktaları uygun biçimde bağlamakla başarılır. ROC noktalarını ((*fp*, *tp*) ikilileri) bağlamak için doğrusal aradeğerleme kullanılırsa, bu noktalar, en küçük *fp* değerine sahip noktadan başlayarak en büyük *fp* değerine sahip noktaya doğru sırayla bağlanır. *x* ve *y* eksenlerinin bütün erimini kapsamak için, en soldaki noktayı (0, 0) noktasına, en sağdakini de (1, 1) noktasına bağlamak gerekir. Şekil 2, dört noktada işletilen bir sınıflandırıcının ROC çizgesidir.



Şekil 2: Dört noktada işletilen bir sınıflandırıcının ROC çizgesi



ROC eğrileri kullanılarak, eğri ve  $x$  eksenini ( $fp$ ) arasındaki alanın değerine sahip *ROC eğrisi altındaki alan* (area under the ROC curve: *AUC*) [14] başarımlı ölçü tanımlanır. *AUC*, tek bir noktayı değil bütün eğriyi gözetir ve eğri boyunca sınıflandırıcının bütüncül başarımlı ölçer. Daha büyük *AUC* değerleri daha yüksek başarımlı göstermektedir. Gerçekçi bir sınıflandırıcının *AUC* değeri 0.5'ten küçük olamaz.

#### 4. Seyreklik Madenciliği

Veri madenciliği problemlerindeki seyreklik sorunu, temelde *seyrek sınıflar* (yaygın olarak *sınıf dengesizliği*) ve *seyrek durumlar* olmak üzere ikiye ayrılmaktadır [15]. Seyrek sınıflar, etiketlenmiş örnekler bulunan sınıflandırma ile ilgilidir. Fetal kafataslarının ultrason imgelerinden spina bifida patolojisini sezme probleminde [16][17], 358 kafatası imgesinden 329'u sağlıklı ve 29'u hastalıklı etiketlenmiştir. 358 imgeden yalnızca 29'unda bulunan "hastalıklı kafatasları" iyi bir seyrek sınıf örneğidir. Buna karşın, seyrek durumlar verinin anlamlı ama görece küçük bir altkümesine (örnek uzayının küçük bir bölgesine) karşılık gelir. Seyrek durumlar, yalnızca veri dağılımına bağlı oldukları için hem etiketlenmiş hem de etiketlenmemiş veri için tanımlanabilir. Örneğin, etiketlenmiş veriyle ilgilenilen durumda, seyrek bir durum az bulunan bir alt sınıfı gösterebilir. Seyrek durumları belirlemek çoğu zaman zor olup gruplandırma (clustering) gibi öğreticisiz teknikler bu durumların saptanmasında yararlı olabilir. Bir sınıflandırıcının, az sayıda öğrenme örneği içeren küçük bölgeleri de seyrek durumları ortaya koyabilir. Seyrek sınıfların ve durumların tanımları arasında kavramsal bir fark bulunmakla beraber, her ikisi için de karşılaşılan problemler ve çözüm yaklaşımları benzerlik gösterir.

Bir düzey daha ileri gidilirse, seyrek sınıflar/durumlar iki farklı çerçevede anlaşılabilir. Sınıf/durum örneklerinin sayısının *mutlak* anlamda küçük olması (veriden yoksun olma) ve bazı sınıf/durum örneklerinin diğerlerine göre azlığı anlamına gelen *görece* seyreklik (sınıf/durum dengesizliği), verideki düzensizlikleri saptama açısından sorunlara yol açmakta, böylelikle yetersiz veya yanıltıcı öğrenmeye ve yanlış genelleştirmeye neden olmaktadır.

Mutlak veya görece seyreklik içeren veri madenciliğinde zorlaştırıcı etkenler incelendiğinde, yöntemleri yönlendirmede ve sonuçları değerlendirmede kullanılan ölçümlerin seçiminin (seçimler aynı yöntemin farklı aşamalarında farklı olabilir) ciddi önemi olduğu görülür. Ayrıca, seyrekliğe böl-ve-yönet yöntemleriyle çözüm arayan öğrenme algoritmalarının *veri parçalanmasına* ve düzensizliklerin yalnızca daha az veri içeren bölüntülerde bulunmasına yol açtığı bilinir. Sonuç olarak, seyreklik içeren problemler böl-ve-yönet taktikleriyle ele alınmamalıdır. Öğrenen sistemlerdeki diğer bir sorun olan tümevarımsal yanlılık seçiminin genelliği desteklemek yönünde olması ve üstüydürmeden (overfitting) kaçınması, seyrek sınıflar/durumlar için başarımlı olumsuz etkileyebilir. Başlı başına bir sorun olan *gürültü* olgusu da, seyreklik içeren problemlerdeki öğrenme üstünde daha belirgin etki gösterir. Az sayıdaki gürültülü örnek öğrenilen altkavramları etkiler ve üstüydürmelerden kaçınmanın daha önemli olduğu görülür.

Seyreklik (sınıf dengesizliği) probleminde daha önce sunulan çözümleri kategorilere ayırmak bağlamında, araştırmacılar farklı görüşler ortaya koymaktadır. Bir görüşe göre [18], çözümler üç grupta incelenebilir: 1) veri ön işlemeyle dayalı, 2) algoritmaya dayalı ve 3) öznitelik seçimine dayalı. Maheshwari ve diğerleri [19], yöntemleri iki ana gruba

ayırmayı seçerek yeni algoritma tasarımına ve farklı algoritmalar kullanmaya dayalı çözümleri *iç yaklaşımlar*, veri dengesizliğinin etkisini yok etmek için veriyi önceden işlemeyi *dış iş süreci* olarak adlandırmıştır. Diğer bir gruplama [20]; veri kümesinin değiştirilerek dengeli dağılım gösteren duruma getirildiği *veri-düzeyinde* yöntemler, tek bir sınıflandırıcı veya kolektif sınıflandırıcılardan oluşup seyreklik problemini amaca yönelik tasarlanan *algoritmalarla* çözmeye çalışan yaklaşımlar ve hem veri hem algoritmaların işin içinde olduğu *karma çözümler* olarak yapılmaktadır. Birçok çözüm hem veriyi dengeleme hem de seyrekliği ele alan algoritmalar kullanma yollarına beraber başvurduğu için karma çözümler kategorisindedir.

Bu bölümün kalanında, seyreklik probleminde farklı bakışlar ve önerilen çözümlere, kategorileştirmenin tam olarak nasıl yapıldığına takılmaksızın, örnekler sunulmaktadır. Belli bir başlıkta sunulan bir yöntem, başka yönlerine bakılırsa diğer bir başlıkta sunulmaya uygun olabilir. Açıklamaların çoğu seyrek sınıflara yönelik olmakla beraber, seyrek durumlar için söylenecekler de benzerdir ve çevrim doğrudan yapılabilir.

##### 4.1. Uygun Değerlendirme Ölçümleri

Seyrekliğin üstesinden gelmeye çalışan yöntemler, genellikle seyrekliğin yol açtığı belirli sorun veya sorunlara odaklanarak istenmeyen etkilerin azaltılması temelinde iş görürler. Bu bağlamda, seyrek veriyle çalışmak zorunda olan sistemlerin başarımlı ölçümlerinin ne olduğuna uygun bir biçimde karar verilmesi ilk gereksinimdir. 2. ve 3. bölümlerdeki ölçümlerin ve başarımlı değerlendirme araçlarının doğru kullanımını [8][9][21], tasarımcıların dikkatle üstünde durması gereken işlerdir. Geri getirme ve kesinlik ölçümlerinin çeşitlenmeleriyle veri madenciliği sürecini yönlendiren ve alınan sonuçları değerlendiren sistemler [1][22][23][24], genetik algoritmaları koşturan ve her yinelemeden sonra evrilen sınıflandırma kurallarının kullanılabilirliğini ölçmek için F-ölçümleri kullanan [22], farklı veri madenciliği algoritmalarının başarımlarını karşılaştırmak için yine F-ölçümlerinden yararlanan [25][26][27] çalışmalar bulunmaktadır. Quinlan [28], sınıf önsel olasılıklarını (sınıf dağılımlarını) dikkate alan, böylece seyrek sınıfların ve küçük bölgelerin doğruluk kestirimlerini iyileştiren daha gelişmiş bir hata kestirim ölçümleri sunmaktadır. Di Martino ve diğerleri [29], en çok doğruluk yerine en çok F-ölçümleri değerini, dengesiz dağılımlı problemlerde çalışması hedeflenen bir sınıflandırıcı tasarımında kullanmaktadır.

##### 4.2. Tümevarımsal Yanlılık

*Tümevarımsal yanlılık*, öğrenmenin gerçekleşebilmesi için özgül örneklerden yola çıkarak genelleştirme yapmak üzere olmazsa-olmaz bir unsurdur. Veri madenciliği sistemlerinin çoğunun tümevarımsal yanlılık tercihi, bütüncül sınıflandırma başarımlı artırmak için özelleştirme yerine genelleştirmeden yanadır. Bu tercih, yaygın durumlar için iyi olmakla beraber, seyrek durumlar için uygundur ve bazen tamamen yok sayılmalarına yol açabilir. Oysa ki, ilginç nesnelere seyrek olanlardır ve bu veri kümeleri için de geçerlidir. Seyrek durumlar/sınıflar üzerinde başarımlı artırmak için yanlılık tercihinin değiştirilen yaklaşımların bazıları [30] bu amaçlarına ulaşırken bütüncül başarımlı azaltmakta, çoğu karma yaklaşımlarla iş gören bazıları da [31][32] karışık başarımlı gözlenen (bazen daha iyi bazen daha kötü olarak değerlendirilen) sonuçlar üretmektedir.



### 4.3. Uygun Arama Yöntemleri

Sınıflandırma kurallarını oluştururken kullanılan *fırsatçı* (greedy) arama algoritmaları, seyreklik söz konusu olduğunda başarısız olabilir. *Fırsatçı olmayan* (nongreedy) arama yaklaşımlarından biri genetik algoritmalar kullanmaktır. Tek bir çözüm yerine, aday çözümlerden oluşan popülasyonlar ile çalışan ve global arama teknikleri olan genetik algoritmalar [33], arama sürecini yönlendirmede rasgele (stokastik) işlemler kullanırlar. Bu özellikleriyle, özellik etkileşimlerini daha iyi ele alarak yerel maksimumlarda tıkanmaktan kaçınmayı sağlayan genetik algoritmalar seyreklik problemini gidermede uygun yöntemlerdir [22][23][34]. Fırsatçı olmayan aramaya bir diğer örnek olan ve kaba kuvvet arama gerçekleştiren *Brute* [35], aramayı genellikle fırsatçı algoritmalarla yapan karar ağacı öğrenme yöntemlerine alternatif olarak geliştirilmiştir. *Brute*, doğru olan birleşimli kurallara varmak amacıyla ayrıntılı bir derinlik-sınırlı arama yapmaktadır. Genelde ayrıntılı arama yöntemleri kullanan ortaklık-kuralı madencilik sistemleri de [36], kuramsal olarak seyrek ortaklıkları bulma yeteneğine sahiptir.

### 4.4. Maliyete-duyarlı Öğrenme

Seyrek sınıflar/durumlar bağlamında sınıflandırıcı başarımının artırılması için maliyete-duyarlı veri madencilik yapmak başka bir alternatiftir. Tıbbi tanı sistemleri gibi birçok sınıflandırma işinde, birincil önemi olan sınıflar/durumlar seyrek olanlardır. Böyle problemlerde, yaklaşım, seyrek olan (pozitif) sınıfın yanlış sınıflandırılmasına, yaygın olan (negatif) sınıfın yanlış sınıflandırılmasına göre daha fazla maliyet atamak (ceza kesmek) ve böylece başarımı artırmak olabilir. Belirli maliyet bilgisini bulmak genelde zor olmakla birlikte, alan bilgisi olan uzmanlardan yardım almak bir seçenektir. Yanlış negatif (*FN*) ve yanlış pozitif (*FP*) öngörüler arasında olabildiğince doğru bir oran bulmak için bu oranı bir amaç fonksiyonunun yeterli bir değeri elde edilene kadar değiştirme [15], çok-sınıflı problemlerde herbir sınıfın en uygun yanlış-sınıflandırma maliyetini bulmak için genetik algoritmalar kullanma [37] ve maliyet/yarar çözümlemesi yaparak seyrek olaylarda sınıflandırma için koşulan *STOCS* (Statistical Online Cost Sensitive Classification) [38] bu kategoridendir. Frumosu ve diğerleri [39], maliyete-duyarlı öğrenmeyi üretim mühendisliğindeki ürün kusurlarının öngörüsünde kullanmaktadır.

### 4.5. Örneklem

Mutlak anlamda az sayıda durum/sınıf örneği içeren veya birden çok durum/sınıf örneği arasında birinin diğerlerine göre az örnek barındırdığı (görece seyreklik) öğrenme kümelerinde, seyreklik sorunlarının üstesinden gelmek için öğrenmede kullanılan verinin dağılımını değiştiren süreçler uygulamak tercih edilen yollardan biridir. Beklenti, bu türden bir önışlemenin, sınıflandırıcıların pozitif (seyrek) sınıf üyelerini saptama başarımını artıracığı ve beraberinde gerçekçi (akla uygun) nicel bir başarımlar ölçüsü üreteceğidir.

Öğrenme kümelerindeki veri dağılımı (seyreklik/dengesizlik) nedeniyle oluşan sorunları ele almak için kullanılan en temel dağılım değiştirme yöntemi *örneklem*dir (sampling). Basit örneklem teknikleri, çoğunluk sınıfına ait örnekleri rasgele seçerek çöpe atan *altörneklem* (undersampling) ve seyrek sınıf örneklerini rasgele seçerek kopyalarını oluşturan *üstörneklem*dir (oversampling). Rasgele altörneklem değerli bilgiyi kaybetmeye neden

olabilir, rasgele üstörneklem de öğrenim kümesine seyrek sınıf örneklerinin birebir kopyalarını ekleyip yeni bir bilgi katmaz ve üstuydurma riskini artırır.

Örneklemenin temel biçimleri pratikte yeterince iyi sonuçlar vermediği için, bazı buluşsal (heuristic) örneklem yöntemleri ortaya çıkmıştır. Özel çoğunluk sınıfı örneklerini (gürültülü, artık veya iki sınıfı ayıran sınıra yakın) eleyip bütün seyrek sınıf örneklerini tutan *OneSidedSelection* [40] ve herbir örneği ve  $k$  en-yakın komşularını kullanarak yapay (sentetik) örnekler üreterek seyrek sınıf üyelerinin üstörneklemesini yapan *SMOTE* (Synthetic Minority Oversampling Technique) [41] bu türden yöntemlerdir. *Borderline-SMOTE* [42], bütün seyrek sınıf örneklerini kullanmak yerine, yalnızca yanlış sınıflandırılmaya daha yakın olan seyrek sınıf örneklerini kullanarak yapay örnekler elde eder. Yanlış sınıflandırılmaya yakın olan seyrek sınıf örnekleri, iki sınıfı ayıran sınıra yakın konumda bulunurlardır. Bir seyrek sınıf örneğinin sınıra yakın olup olmadığının kararı, en yakın birkaç komşusunun sayılarak kaçının çoğunluk sınıfına kaçının seyrek sınıfa ait olduğunun gözlemlenmesine dayalı verilir.

Garcia ve diğerleri [43], evrimsel-tabanlı yöntemleri de kullanarak sınıflandırılması gereken örneklerin *Öklid n-uzayında* tutulan genelleştirilmiş örnekler olan uzaklığa göre sınıflandırıldığı bir yaklaşım sunmaktadır. Evrimsel yaklaşım, en uygun genelleştirilmiş örneklerin seçiminde bir eniyileme aracı olarak kullanılır. Das ve diğerleri [44], var olan üstörneklem yöntemleri kullanılıp yeni yapay örnekler üretilirken, seyrek sınıfın olasılık dağılımının genelde dikkate alınmadığından yola çıkarak *RACOG* ve *wRACOG* adlı iki olasılıksal üstörneklem yaklaşımı sunmaktadır. Önerilen yöntemler, yeni seyrek sınıf örneklerini üretip hangilerinin seçilmesi gerektiğine karar verirken, özneliklerin birleşik olasılık dağılımından ve Gibbs örneklemeden [45] yararlanır. *RACOG*'da Gibbs örnekleycinin önceden tanımlı bir gecikme değerine bağlı ürettiği, *wRACOG*'da öğrenme modelinin yanlış sınıflandırma olasılığının en yüksek olduğu örnekler seçilmektedir. Susan ve Kumar [46], dengesiz veri kümelerinin örnekleme konusunda eniyileme için çoğunluk ve azınlık sınıflarından örneklerin akıllı gösterimler ile seçilmesine dayalı tekniklerle ilgili bir derleme sunmaktadır.

### 4.6. İteleme

Temel olarak öğrenme kümelerinin dağılımlarını değiştiren ve genelleştirilmiş bir örneklem yöntemi olarak görülen *iteleme* (boosting), zayıf taban öğrenicilerin başarımını artırabilen bir kolektif öğrenme yöntemidir. Bir dizi temel sınıflandırıcı ele alındığında, öğrenme örneklerinin ağırlıkları uyarlamalı olarak değiştirilir ve önceki yinelemede yanlış sınıflandırılan örneklerin ağırlığına diğer örneklerinkinden daha büyük atamalar yapılır. Seyrek sınıf örnekleri çoğunluk sınıf örneklerine göre hataya daha yakın oldukları için, itelemenin seyrek sınıf örneklerine daha büyük ağırlıklar atayıp sınıflandırma başarımlarını artıracığına inanmak akla uygundur. Standart itelemede [47], doğru pozitif (*TP*) ve doğru negatif (*TN*) örneklere eşit önem verilir ve bu yüzden art arda yinelemelerden sonra öğrenim kümesindeki çoğunluk sınıfı baskın olmayı sürdürebilir. *RareBoost* (seyrek iteleme) [48], hem kesinlik hem geri çağırma ölçevlerine odaklanarak pozitif ve negatif örneklerin ağırlıklarını farklı değiştirir. *SMOTEBoost* [49] yaklaşımında, iteleme yinelemelerinde *SMOTE* [41] uygulanır. *AdaBoost* [47] yönteminin değişik bir türü olan *AdaCost* [50], maliyete-

duyarlı bir teknik benimseyerek birikimli yanlış sınıflandırma maliyetini azaltmak için öğrenim kümesinin dağılımını değiştirirken iki tip hataya farklı maliyetler atar. İtelemenin seyrekliğe bir çözüm sunmasının yanı sıra, taban sınıflandırıcının niteliklerinin de başarımda ciddi etkiye sahip olduğunu gösteren çalışmalar [27] ve çok-sınıflı problemlerde iteleme kullanımıyla ilgili derlemeler [51] de bulunmaktadır.

#### 4.7. Kolektif Öğrenme Yöntemleri

Tek başına iş gören sınıflandırıcıların başarımını artırmak amacıyla birden çok sınıflandırıcının öğrendiği ve alınan yanıtların birleştirildiği düzenekler *kolektif* (ensemble) yöntemler olarak bilinir. Birleştirme, genelde iteleme veya *önyükleme toplama* (Bootstrap AGgregation: bagging) [52] uygulanarak yapılmaktadır. İtelemde, söz konusu sınıflandırıcıların herbiri bir önceki sınıflandırıcının hatalarına odaklanarak üretilmekte ve yeni sınıflandırıcının hatalardan kaçınması için ağırlıklar uygun olarak belirlenmektedir. Önyükleme toplamada, öğrenme kümesi  $D$ 'den birbiri ve yerine koyarak örnekleme ile  $m$  tane öğrenme kümesi oluşturulur ve herbiri kullanılarak  $m$  model elde edilir. Kolektif sınıflandırıcıların kararları  $m$  tane kararın eşit ağırlıkta oylanmasıyla verilir. Önyükleme toplamanın yaklaşımı, eldeki veriden çok sayıda öğrenim kümesi üretmek öngörü değişimini azaltmak odaklıdır.

Guo ve Viktor tarafından geliştirilen *DataBoost-IM* yönteminde [53], iteleme algoritmasının koşması sırasında, hem çoğunluk sınıfı hem de seyrek sınıftan sınıflandırılması zor örnekler belirlenmektedir. Sonra, zor örneklerden her iki sınıf için ayrı ayrı yapay örnekler üretilmekte ve öğrenme kümesine eklenmektedir. Böylelikle, yeni öğrenme kümesindeki sınıf dağılımları ve farklı sınıfların toplam ağırlıkları dengelenir. Yapılan denemelerde, yöntemin bir sınıfı diğerine göre gözden çıkarmadığı ve iki sınıf için de yüksek doğruluklu öngörüler yaptığı gözlemlenmektedir.

Kang ve Cho [54], *altörneklenen destek vektör makineleri topluluğu* (Ensemble of Under-Sampled SVMs: *EUS SVMs*) adını verdikleri yöntemle, özellikle seyrek sınıfa ait örnek sayısının az olduğu durumda diğer yöntemlere üstün geldiğini göstermektedir. Bu yöntem, destek vektör makinelerinin genelleştirme yeteneğini iteleme kullanarak kolektif öğrenme kapsamında bir araya getirmekte, altörneklemenin eksikliğini ortadan kaldırmakta ve üstörneklemenin zaman karmaşıklığını azaltmaktadır.

Liu ve diğerlerinin *EasyEnsemble* yönteminde [55], negatif sınıftan  $C$  tane ve aynı sayıda eleman içeren örnek kümeleri elde edilmektedir. Örnek kümelerinin herbirindeki eleman sayısı  $n$  pozitif sınıfın tüm elemanlarının sayısıdır. Daha sonra, pozitif örnekler ve negatiflerden elde edilen örnek kümelerinin herbiri ayrı ayrı bir araya konmakta ve sınıflandırıcı *AdaBoost* [47] ile öğrenmektedir. En sonunda öğrenen bütün *AdaBoost* toplulukları, önyükleme toplama ile birleştirilmektedir. *EasyEnsemble*'daki temel motivasyon, altörneklemenin verimliliğinden yararlanırken potansiyel olarak yararlı olabilecek bilgi kaybını engellemektir. Aynı çalışmada sunulan *BalanceCascade* [55] yöntemi yine *AdaBoost* topluluklarını kullanarak çalışmakta ama negatif örnekleri rasgele silmek yerine bunu bir yönlendirilmiş silme yaklaşımıyla yapmaktadır. *EasyEnsemble* yöntemindeki sınıflandırıcılar paralel biçimde öğrenir, buna karşın *BalanceCascade*'de öğrenme sıralıdır ve bir sınıflandırıcının

doğru sınıflandırdığı örnekler, sonraki sınıflandırıcıların öğrenim kümelerinde kullanılmaz.

Guo ve diğerlerinin [56] yaklaşımında, her taban sınıflandırıcının iki adımda oluşturulduğu, kısıt izdüşüm (constraint projection) ve altörneklemekten yararlanan bir kolektif öğrenme yöntemi sunulmaktadır. İlk adımda, negatif ve pozitif sınıf kümelerinde altörneklemeye yapılarak ikili kısıtlardan oluşan bir kısıtlar kümesi oluşturulmakta ve bu kümeden bir izdüşüm matrisi öğrenilmektedir. İkinci adımda, ilk öğrenme kümesi altörneklenmekte ve edinilen yeni öğrenme kümesi kullanılarak, izdüşüm matrisiyle tanımlanan yeni öznelik uzayında bir taban sınıflandırıcı elde edilmektedir. İlk adım temel sınıflandırıcıların çeşitlemeleri olmasını amaçlamakta, ikinci adım temel sınıflandırıcıların seyrek sınıf örneklerinin sınıflandırma başarımını artırmayı ve çeşitlemeyi daha da ileri götürmeyi hedeflemektedir.

#### 4.8. Öznelik Seçimi

Çok boyutlu verideki ilgisiz öznelikler, özellikle dengesiz dağılımlı öğrenme kümeleri olan problemlerde sınıflandırma başarımını düşürür [57][58] veya kayda değer biçimde artırmaz [59]. Üstelik, çok öznelik kullanımı öğrenme ve tümevarım süreçlerini yavaşlatır. Bu durumda, sınıflandırma başarımını artıran önemli öznelikleri seçmek amaçlanmalıdır. Temel öznelik seçimi yöntemleri arasında ilinti katsayısı [60], ki-kare [61][62], olasılıklar oranı (odds ratio) [2][63] ve bilgi kazanımının (information gain) [64] kullanımı sayılabilir.

Kira ve Rendell [65][66], herbir öznelik için puan hesaplayan ve bu puanları sıralayıp seçimde en yüksek puanlı öznelikleri kullanan bir yöntem sunmaktadır. Zheng ve diğerleri [67], metin sınıflandırmada çok boyutlu dengesiz veri kümeleri için uygun olan bir bağlamda, pozitif ve negatif sınıfların özneliklerini kullanarak özel bir biçimde birleştiren bir öznelik seçimi çerçevesi sunmaktadır. Ertekin ve diğerleri [68], dengesiz dağılımlı veri özelliği bulunduran ağdaki (web) metinlerin kategorizasyonunda farklı öznelik seçimi tercihleri için başarıyı incelemektedir. Chen ve Wasikowski [69], sınıflandırma başarımını ölçmek için doğruluk yerine ROC-tabanlı öznelik seçimi kullanmaktadır. Alibeigi ve diğerleri [70], özneliklerin bütün sınıflar üzerindeki olasılık dağılımlarını ve ilintilerini ele alarak, her özneliğin sınıflandırmadaki katkısını derecelendirmektedir. Elde edilen dereceler, öznelik seçimini yönlendirmektedir. Yin ve diğerleri [71], iki yeni öznelik seçimi yaklaşımı sunmaktadır. İlkinde, büyük sınıflar görece daha küçük sözde alt sınıflara bölünüp etiketlenmektedir. İkincisinde, hesaplanmasında sınıfların önsel olasılık bilgisini kullanmadığı için güçlü derecede kayıksız-duyarsız (skew-insensitive) ve bir dağılım ıraksaması ölçüsü olarak işe yarayan Hellinger uzaklığını [72] kullanan bir yöntem önerilmektedir. Deneysel sonuçlar, dengesiz veri üzerinde diğer öznelik seçimi yöntemlerine üstünlük göstermektedir. Jovic ve diğerleri [73], standart süzgeç (filter), örtü/sarıcı (wrapper) ve gömülü yöntemlerle beraber karma öznelik seçimine bir bakış sağlamaktadır.

#### 4.9. Kural-tabanlı Yöntemler

Tümevarımsal yöntemler, seyrek sınıflar içeren problemlerde kesinliği ve geri çağırma enbüyütmeye çalışmaktadır. Birbiriyle yarışan iki ölçü birlikte büyümek karmaşık seyrek sınıf problemlerindeki dağınık yanlış pozitifler ve seyrek pozitif örneklerden kaynaklanan küçük

bölgeler gibi nedenlerle çok zordur. Bu sorunların üstesinden gelmek için *PNRule* [26] iki-aşamalı *kural-tümevarımı* (rule-induction) yaklaşımı sunmaktadır. İlk aşamada, hem pozitifler hem de negatifler içerebilecek yüksek destek ve makul doğruluk değerine sahip kurallar bulunur. İkinci aşamada, doğruluğu artırmak için yanlış pozitifleri ortadan kaldıran kurallar geliştirilir. Başka bir deyişle, ilk aşamada geri çağırılmaya odaklanılır, ikinci aşamada kesinlik eniyilenir. *PNRule* özellikle seyrek sınıf problemlerinde uygulanmaya elverişlidir.

*Görölmeye başlanan örüntüler* (Emerging Patterns: *EP*) [74], bir sınıf içindeki destekleri diğer sınıflardakilerden önemli derecede fazla olan öge kümelerini gösteren ve sınıflar arasındaki önemli çoklu-özellik farklılıklarını yakalayabilen, daha yeni bir örüntüler türüdür. Görölmeye başlanan örüntülerin (*EP*) seyrek sınıflar üzerindeki ayırıcı gücünü kullanan ilk yaklaşım olan *EPRC* [75] işini üç aşamada yapar. Önce, bulunmamış yeni seyrek sınıf *EPLeri* üretilir, sonra düşük destekli *EPLer* budanır, sonra da seyrek sınıf *EPLerinin* destekleri artırılır. *EPDT* [76] ve *DEP* [77], seyrek sınıf problemleri için geliştirilen diğer *EP* yöntemleridir.

Bulanık kural-tabanlı sınıflandırma sistemleriyle ilgili başka bir çalışmada [78], parametrik birleşim işleçleri kullanılarak işleyen uyarlamalı bir çıkarım sistemi aracılığıyla, bu sistemlerin dengesiz verideki davranışı incelenmektedir. Verideki dağılımı dengelemek için *SMOTE* [41] ile bir önileme de uygulanmaktadır. Görgül (ampirik) sonuçlar, kullanılan parametrik birleşim işleçleriyle dengesizlik oranları farklı tüm kümelerde daha yüksek başarımlar göstermektedir.

#### 4.10. Tanıma Yöntemleri (1-Sınıf Sınıflandırma)

Bütün sınıfları ayırt eden sınıflandırma kurallarını aramak yerine yalnızca seyrek sınıfı belirleyen bir tanıma yaklaşımı kullanılabilir. Tek sınıfı tanımak üzere sinir ağlarıyla yalnızca pozitif örneklerden öğrenen *Hippo* [79] ve aynı amaçla *destek vektör makinelerinin* kullanımının [80] yanı sıra, öğrenmeyi gerçekleştirirken bütün sınıfların örneklerini kullanıp yalnızca seyrek sınıfı öğrenen *Shrink* [1], *Ripper* [81], *Brute* [35] gibi çalışmalar bulunmaktadır. *Japkowicz* [82], dengesiz dağılımlı veri üzerinde 1-sınıf sınıflandırıcıların başarımını ikili sınıflandırıcıları ile karşılaştırmakta, örnek verinin hem örnekleme hem örnekleme yapmadan anlaşıldığı üzere, böyle yöntemler, hem öğreticisiz hem öğreticili sınıflandırma için kullanılabilir [85]. Başka bir çalışmada, çoğunluk sınıfının yerel gruplama ile alt sınıflara bölünmesi, seyrek sınıfın üstörnekleme ile birleştirilmektedir [86]. Amaç, seyrek sınıfın ortalama büyüklüğünü bölünen çoğunluk sınıfının parçalarının ortalama büyüklüğüne yaklaştırmak ve seyrekliği dikkate alınması gereken bir etken olmaktan uzak tutmaktır. Başka benzer yaklaşımlar, veriyi gruplama ile işleyip sınıf sayısını artırmak yerine öğrenme kümesini bölgelere ayırarak bütün örnek

#### 4.11. Veriyi veya Problemi Bölme

Çoğunluktaki sınıfın alt sınıflara bölünerek problemdeki seyreklik derecesini azaltmak yönünde çalışan yöntemler, bu doğrultuda gruplandırma gerçekleştirip karmaşık kavramları daha küçük parçalara ayırarak seyrekliğin üstesinden gelmektedir. Gruplamadan anlaşıldığı üzere, böyle yöntemler, hem öğreticisiz hem öğreticili sınıflandırma için kullanılabilir [85]. Başka bir çalışmada, çoğunluk sınıfının yerel gruplama ile alt sınıflara bölünmesi, seyrek sınıfın üstörnekleme ile birleştirilmektedir [86]. Amaç, seyrek sınıfın ortalama büyüklüğünü bölünen çoğunluk sınıfının parçalarının ortalama büyüklüğüne yaklaştırmak ve seyrekliği dikkate alınması gereken bir etken olmaktan uzak tutmaktır. Başka benzer yaklaşımlar, veriyi gruplama ile işleyip sınıf sayısını artırmak yerine öğrenme kümesini bölgelere ayırarak bütün örnek

uzayında seyrek olmakla beraber, ayrılan bölge içerisinde veya altproblemlerde seyrek olmayan sınıflarla çalışmaktadır [87].

#### 4.12. Algoritmik Çeşitlemeler

Ortaklık kurallarını (association rules) bulan sistemlerde, seyrek görülen öğeler arasındaki ve aslında güçlü ortaklıkların belirlenmesi, en az destek değerinin bulunan ortaklıkların sayısında ele alınması zor olan patlamalara yol açmaması için düşük alınmaması gereğiyle, klasik *Apriori* yöntemi [88], sözü edilen ortaklıkların bulunmasında başarılı olamamakta ve bir değişiklik veya ekleme gerekmektedir. Böyle bir durumda, az görülen öğeler için destek değerini düşük almak işe yaramaktadır. Bütün öğeler için destek değerini düşük herbir öğe için birlikteliklerde görülen sayılarına göre farklı destek değerleri belirlenmekte ve bir ortaklık kuralına karar verilirken, birliktelikte görülen öğelerden küçük destek değerine sahip olanları dikkate alınmaktadır. Sonuç olarak, özellikle seyrek öğeler farklı biçimde ele alınarak önemli ortaklık kuralları belirlenebilir [89]. Seyrek öğeleri ele almak odaklı *Apriori* algoritmasının çeşitlemeleri arasında; en az destek yerine en çok destek değerini kullanarak bu değerden küçük desteği olan aday öğe kümelerini bulup daha sonra ortaklık kurallarını bilinen *Apriori* ile üreten *AprioriInfrequent*, bazı eklentilerle beraber yine en çok destek değerini kullanan *AprioriInverse* [90] ve sık öğeleri belirleyip bilinen yöntemle ortaklıkları bulan ama seyrek öğeleri listedikten sonra bu öğeleri başka bir algoritmayla işleyen *AprioriRare* [91] sayılabilir.

Batuwita ve Palade [92], aykırı değerler ve gürültü problemini ele almak için kullanılan *bulanık destek vektör makineleri* (Fuzzy Support Vector machines: *FSVM*) sınıflandırıcısını, seyrek sınıfların varlığında da çalışması için geliştirmektedir. Önerilen yöntemde, hem aykırı değerler ve gürültülü veri probleminin hem de seyrek sınıf probleminin etkisini azaltmak üzere maliyete-duyarlı öğrenme ilkesi gözetilerek örneklere bulanık üyelik değerleri atanmaktadır.

#### 4.13. Alan Bilgisinin Etkileşimli Kullanımı

Doğasında etkileşimli bir süreç olan veri madenciliğinde insanların (uzmanlar) alan bilgisinden yararlanmak, seyreklik içeren problemlerde, başarımları artırmaktadır. Bilginin kullanımı, daha ileri öznelikler sağlayarak örneklerin daha iyi tanımlanması ve öznelikler arasındaki ilişkilerin problem açısından ne yönde yararlı olacağına ortaya konması yönünde işe yarayabilir. Alan bilgisi, seyrek sınıfları öngörmeye en yararlı öznelikleri önerme eğilimindedir. Kimi problemlerde, elde edilen sonuçlardan hangilerinin ilginç olduğu kararının uzmanlarca verilmesi, bu sonuçlar üzerinde ek madencilik yapılarak seyrek sınıfların aranmasında yardımcı olmaktadır [93]. *Kopanas* ve diğerleri [94], bir telekomünikasyon şirketinin müşterilerinin borçlarını ödeyememe profilleri üzerinde tanımlanan bir sınıflandırma problemi için alan bilgisinin nasıl kullanılabileceğine ilişkin bir örnek sunmaktadır.

Uzmanlar; öğrenme kümesindeki müşterilerin ilgisiz özelliklerini eleme, bazı birden çok öncelikli değerden daha soyut özellik çıkarma, eksik değerleri belirleme, gözlem yapılan dönemleri ve zaman ölçeğini tanımlama, örnekleme ve işlem eleme yollarıyla veri azaltmada yarar sağlamaktadır.



#### 4.14. Diğer Yöntemler

Peréz-Godoy ve diğerleri [95], dengesiz dağılımlı veriyle öğrenen sınıflandırma problemlerine uygulanan radyal taban fonksiyonu ağlarının tasarımında, evrimsel işbirlikli-yarışmalı model ( $CO^2RBFN$ ) kullanmakta ve  $SMOTE$  [41] ile işbirliğini incelemektedir. Önerilen yöntem; dengesiz dağılımlı örnekler üzerinde, gösterici nitelikteki sinir ağları, C4.5 karar ağacı [96] ve sıradüzensel bulanık kural-tabanlı sınıflandırıcılarla karşılaştırılmakta ve başarımın iyi olduğu gösterilmektedir. Nguwi ve Cho [97], dengesiz dağılımlı veride başarım sağlamak amacıyla, öznelik seçimini ve sınıflandırma algoritmasını beraber kullanan karma bir yaklaşım sunmaktadır. Öznelik seçimindeki ölçüt destek vektör makinelerinden elde edilmekte ve özneliklere bağlı ağırlık vektörü duyarlılığa dayanmaktadır. Sınıflandırmada yararlanılan araç olarak, öğreticisiz *görülmeye başlanan kendini örgütleyen eşlem* (Emergent Self-Organizing Map:  $ESOM$ ) [98] kullanılmaktadır.  $ESOM$ , çok-boyutlu verinin görülmeye başlanan esas yapısal özelliklerini iki-boyutlu bir eşlemede gösterebilmeyi sağlamaktadır. Haines ve Xiang [99], seyrek sınıfların bilinmediği ve öğrenme sırasında bulunması gereken problemler için, bir aktif öğrenme yöntemi önermektedir. Yöntemde, verilen bir örnek kümesi için, etiketlenmesi gereken örnekler aktif öğrenme ile seçilmektedir. Amaç, seçilen örneklerle bir sınıflandırıcı oluşturmak, bunu yaparken en iyi sınıflandırıcıyı elde etmekle harcanan çaba miktarı arasındaki dengeyi gözetmek, yapılan tercihlerle bu dengeyi eniyilemektir. Problem, hem seyrek sınıfları bulma hem de sınıflandırma yapmaya beraber odaklanmaktadır. Wankhade ve diğerleri [100];  $k$ -ortalamlar, kolektif öğrenme ve bölme-birleştirme yöntemlerini kullanarak sınıflandırma ve gruplamaya dayanan karma bir yaklaşım sunmaktadır. Koziarski ve diğerleri [101], etiket (sınıf kimliği) gürültüsünün olduğu çok-sınıflı dengesiz dağılımlı problemler için ayıklama (temizleme) ve yeniden örneklemenin birlikte kullanıldığı bir algoritma göstermektedir.

Birçok yönden incelenen ve çözüm arayışları süregelmekte olan seyreklik ve sınıf dengesizliği problemleri için, veri madenciliği disiplini derin öğrenme bakış açısıyla ele alındığında, ortaya konan yöntemlere ilişkin bir derleme Johnson ve Koshgoftaar [102] tarafından sunulmaktadır. Aynı problemlere büyük veri çerçevesinden ayrıntılı bir inceleme Leevy ve diğerlerinin [103] çalışmasında bulunabilir.

### 5. Sonuç

Veri madenciliğindeki karar verme süreçlerinde, dengesiz durum/sınıf dağılımları söz konusu olduğunda, sınıflandırma başarımının mantıklı ve doyurucu bir nicel ölçüsünün ortaya konması uzunca zamandır üzerinde durulmakta olan bir araştırma konusudur. Tablo 2, seyreklik içeren üç örnek veri kümesine ilişkin bilgi göstermektedir.

Tablo 2: Dengesiz dağılımlı veri kümelerinin örnekleri

<i>VERİ KÜMESİ</i>	<i>#p</i>	<i>#n</i>	<i>n (%)</i>
Medicare Part B [104]	1,409	3,691,146	99.962
PubChem AID 373 [105]	62	59,726	99.896
Fetal Kafatasları [16][17]	29	329	91.8994

Değerlendirmeler ve görüşler, başarım ölçme konusunun çözümlenmesi istenen problemin doğası ve ne başarılmak istendiğiyle yakından ilgili olduğunda birleşmektedir. Bununla beraber, seyrek durum/sınıf içeren bütün problemler için ortak bir çerçeveden bakıldığında, seyrek sınıfın öngörülmesinde geri getirme ve kesinlik değerlerinin ikisinin de daha yüksek olması ve sınıflandırıcıları yüksek değerler doğrultusunda ödüllendirme [21], uygun ölçeği belirlemedeki ana amaçtır.

Sınıflandırıcı başarımını görselleştirmek ve ölçmek için yararlı olduğu gösterilmiş bir diğer araç da ROC çizgeleridir [8]. Doğruluk, hata yüzdesi, yanlışların maliyeti gibi noktasal başarım ölçüleriyle karşılaştırıldığında, ROC çizgelerinin daha kapsamlı bir başarım ölçüsü sunduğu görülür. Sınıf kayıklığı (dengesiz sınıf dağılımları) ve hata maliyeti unsurlarını birbirinden ayırdığı için, kesinlik-geri getirme eğrileri gibi diğer çizgesel başarım gösterimi araçlarına göre üstün olan ROC çizgeleri, yine de bilinçli kullanılmalıdır.

Bir sınıflandırıcıyı gerçekleştiren örnek veri üstünde başarımını ölçmeden önce asıl yapılması gereken, sözü edilen başarım ölçme konusunda problemlere yol açan seyreklik veya dengesiz durum/sınıf dağılımı görüngüsünün üstesinden gelmek ve tasarımda çözümler bulabilmektir. Bu amaçla, literatürde önerilen bir çok yaklaşım bulunmaktadır. Öneriler, öğrenme verisinin önışlemeden geçirilerek dengesiz sınıf dağılımlarının daha dengeli duruma getirilmesi olabileceği gibi, sınıflandırma algoritmalarının dengesiz veriyle iş göreceği biçimde tasarlanmasıyla da olabilir. Bu yolların izlenmesinde izlenecek çeşitlenmeler çok sayıda olup, neredeyse her zaman, iki yaklaşımdan da yararlanan karma yöntemlerden söz edilebilir. Verinin özneliklerinin doğru seçimi ve problemin çözümüne en yararlı olacak biçimde düzenlenmesi de bu bağlamda ayrı bir yaklaşım olarak görülebilir.

Başarımı değerlendirmede kullanılan uygun ölçeklerin seçimi, başlı başına seyreklik problemiyle baş etmek için bir çözüm olabilirken, sınıflandırıcıların tümevarımsal yanlışlık seçiminin farklılaştırılması da öngörülerin daha amaca uygun biçimde gerçekleşmesine olanak tanıyabilir. Sınıflandırma kurallarını oluştururken öğrenme kümesi verisi üzerinde uygun arama yöntemlerini kullanmak, tasarım sırasında maliyete-duyarlı öğrenme yaklaşımından yararlanıp yanlış kararlar için uygun cezalar belirlemek, örnekleme gerçekleştirerek veri dağılımını değiştirmek, temelinde yine bir tür örnekleme olup zayıf taban öğrencileri yinelemelerle güçlü duruma getiren itelemenle yararlanmak, karar verici olan teklî sınıflandırıcılar yerine kolektif öğrenme ile birden çok sınıflandırıcının öğrenmesini sağlayarak kararı bir tür oylama ile aldirmek, tanıma yöntemlerine başvurmak ve yalnızca bir sınıfın varlığını aramak, problemi/veriyi bölme yaklaşımlarına gitmek, uzman bilgisini etkileşimli olarak kullanmak gibi birçok yol seyreklik içeren problemlerde kullanılmaktadır. Yaklaşımları gruplamak için başka yollar izlenebileceği gibi, adı geçen belirli örnek yöntemlerin başka kategorilerde bulunması gerektiğini savunan görüşler de olabilmektedir. Tablo 3, sözü edilen çözümler ve kaynaklara ilişkin bir özet sunmaktadır.

Tablo 3: Seyreklik problemini gidermek için çözüm önerileri

Uygun değerlendirme ölçevlerini seçme [8-9][21-29]
Tümevarımsal yanlılık tercihini değiştirme [30-32]
Uygun arama yöntemlerini kullanma [22-23][33-36]
Maliyete-duyarlı öğrenme gerçekleştirme [15][37-39]
Örnekleme ile veri dağılımını değiştirme [40-46]
İteleme (genelleştirilmiş örnekleme) kullanma [47-51]
Kolektif yöntemler [52-56]
Öznitelik seçimi ile ilgisiz öznitelikleri eleme [2][57-73]
Kural-tabanlı yöntemler [26][74-78]
Tanıma (1-sınıf sınıflandırma) [1][35][79-84]
Veriyi veya problemi bölme [85-87]
Algoritmaları çeşitlendirme [88-92]
Alan bilgisini etkileşimli kullanma [93-94]
Olası diğer yaklaşımlar [95-101]

Durum/sınıf dengesizliği problemini çözmek üzere birçok yaklaşım önerilmiş olmakla birlikte, bütün olası problemler ve dengesiz veri kümeleri için üzerinde anlaşılan genel bir çerçeve yoktur. Aslında, bu problemler için önerilen çözümlerin tümünü bir arada karşılaştırmak ve en üstün yöntemin hangisi olduğunu ortaya koymak için bir çerçeve oluşturmak da olası değildir. Bunun nedeni, problemi tamamen ortadan kaldırmak hedeflenmesi de derecesini azaltmak için izlenebilecek yolların çok sayıda etkene bağlı (çok boyutlu) olmasıdır. Örneğin; her problem farklıdır, bazı seyreklik giderme yöntemleri uygulanabilirken bazıları uygulanamaz, aynı problem için öğrenme sürecinde kullanılan verinin farklılaşması sonuçları etkileyebilir, farklı yapay öğrenme yöntemleri aynı çözüm yaklaşımı için farklı davranabilir, bir veri kümesinde üstün olduğu gözlemlenen bir yöntem bir başkası için daha zayıf olabilir, aynı problem için aynı verinin kullanıldığı karşılaştırmalarda bile yöntemler bağlı oldukları parametrelerin değerleri değiştirildiğinde farklı sonuçlar verebilir, problem-tabanlı olan başarımların ne olduğu seçilecek yöntemin hangisi olacağı konusunda belirleyici olabilir, vs. Seyreklik işleme yöntemlerinin başarımlarının karşılaştırılmasının sayılan etkenlerin ve belki daha fazlasının eşitlendiği koşullarda yapılması, sağlıklı ve tutarlı sonuçlar için doğru olacaktır. Bununla ilgili bir örnek, destek-vektör makineleri sınıflandırıcısı ile fetal kafataslarından spina bifida patolojisini belirleme [17] problemiyle ilgili olarak Tablo 4'te verilmektedir. Bu örnekte, ilk öğrenme kümesi aynı kalmak koşuluyla, borderline-SMOTE [42] ve rasgele altörnekleme birlikte kullanılarak, farklı örnekleme parametre değerleri için ve değişen rasgele altörnekleme yüzdeleri gözetilerek öğrenme ve sınav verisinde görülen AUC [14] değerleri sunulmaktadır.

Tablo 4: Bütün borderline-SMOTE örneklemeleri için AUC

VERİ / Oran	%0	%100	%200	%300	%400	%500
Öğrenme	0.619	0.754	0.793	0.815	0.823	0.835
Sınama	0.787	0.837	0.882	0.885	0.896	0.896

Bu makalede değinilen bütün yaklaşımların ve yöntemlerin farklı yönlerden üstünlük ve zayıflık gösteren yanları bulunmaktadır. Aşağıdakiler bu durumun örnekleridir:

- Gerçekleşmesi kolay olan örnekleme yöntemleri sınıflandırıcıya bağlı değildir, ama altörneklemede değerli veri kaybedilebilir, üstörneklemede ise hem zaman maliyeti hem de üstüydurma söz konusudur.
- İteleme yöntemleri, çoğu zaman üstüydurmadan kaçınmayı sağlar ama gürültülü veri ve aykırı değerlere duyarlılığı istenmeyen bir özelliktir.
- Maliyete-duyarlı öğrenmede, yanlılık tercihi seyrek sınıf yönünde yapılarak yanlış sınıflandırma maliyeti en aza çekilebilir, ama gerçek hata maliyetlerini bilmek veya bulmak genellikle zordur.
- Kolektif sınıflandırıcılar, tek bir sınıflandırıcıdan daha iyi başarımlar sağlar ve gürültüye dirençlidir, ama zaman ve üstüydurma yönünden zayıflık gösterir.
- Tanıma yöntemleri, çok öznitelik barındıran veri için uygun olmakla beraber, birçok sınıflandırıcı 1-sınıf sınıflandırmada kullanılmamaktadır.

Sonuç olarak, seyrek öğrenme kümeleri ile öğrenme gerçekleştirilmesi gereken veri madenciliği problemlerinde, sınıflandırıcı tasarımında birçok etkenin gözetilmesi ve uygun yöntemlerle sürecin ele alınması gerekir. Çözümler, genellikle probleme dayalı olup, bir alanda iyi sonuç veren seçeneklerin başka bir alanda aynı başarıyı sağlaması beklenmez. Bir sınıflandırıcıyı tasarlamak üzere yola çıkanların, başarımların ölçümlerinin ne anlama geldiği ve nasıl kullanılması gerektiğinden başlayarak, eldeki problemi iyi özümsemeleri, özel durumların farkında olarak seyrekliği gidermek için gerekli olan uygun yöntemleri uygulamaları ve tasarımı gerçekleştirmeleri gerekir.

## 6. Kaynaklar

- [1] M. Kubat, R.C. Holte ve S. Matwin, "Machine Learning for the Detection of Oil Spills in Satellite Radar Images", *Machine Learning*, 30(2-3), 195-215, 1998.
- [2] F. Sebastiani, "Machine Learning in Automated Text Categorization", *ACM Computing Surveys*, 34(1), 1-47, 2002.
- [3] P. Lynch, "The Origins of Computer Weather Prediction and Climate Modeling", *Journal of Computational Physics*, 227(7), 3431-3444, 2008.
- [4] A. Kumar, "Computer Vision-based Fabric Defect Detection: A Survey", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(1), 348-363, 2008.
- [5] A. Patel, Q. Qassim ve C. Wills, "A Survey of Intrusion Detection and Prevention Systems", *Information Management & Computer Security*, 18(4), 277-290, 2010.
- [6] M.A. Farajian ve S. Mohammadi, "Mining the Banking Customer Behavior using Clustering and Association Rules Methods", *International Journal of Industrial Engineering & Production Research*, 21(4), 239-245, 2010.
- [7] R. Takahashi, ve Y. Kajikawa, "Computer-aided Diagnosis: A Survey with Bibliometric Analysis", *International Journal of Medical Informatics*, 101, 58-67, 2017.
- [8] T. Fawcett, "An Introduction to ROC Analysis", *Pattern Recognition Letters*, 27, 861-874, 2006.
- [9] J.A. Swets, "Measuring the Accuracy of Diagnostic Systems", *Science*, 240(4857), 1285-1293, 1988.
- [10] J. Han, Kamber, M. ve Pei, J., *Data Mining: Concepts and Techniques*, Morgan Kaufmann Publishers, Waltham, Massachusetts, 2012.
- [11] E. Alpaydın, *Introduction to Machine Learning*, The MIT Press, Cambridge, Massachusetts, 2014.
- [12] C.J. van Rijsbergen, *Information Retrieval*, Butterworths, London, 1979.
- [13] I. Kononenko ve I. Bratko, "Information-based Evaluation Criterion for Classifier's Performance", *Machine Learning*, 6, 67-80, 1991.
- [14] A. Bradley, "The Use of the Area under the ROC Curve in the Evaluation of Machine Learning Algorithms", *Pattern Recognition*, 30(7), 1145-1159, 1997.
- [15] G.M. Weiss, "Mining with Rarity: A Unifying Framework", *ACM SIGKDD Explorations Newsletter*, 6(1), 7-19, 2014.
- [16] U. Konur, F. S. Gürgen, F. Varol ve L. Akarun, "Computer Aided Detection of Spina Bifida using Nearest Neighbor Classification with Curvature Scale Space Features of Fetal Skulls Extracted from Ultrasound Images", *Knowledge Based Systems*, 85, 80-95, 2015.
- [17] U. Konur, "Computerized Detection of Spina Bifida using SVM with Zernike Moments of Fetal Skulls in Ultrasound Screening", *Biomedical Signal Processing and Control*, 43, 18-30, 2018.
- [18] R. Longadge, S.S. Dongre ve M. Malik, "Class Imbalance Problem in Data Mining: Review", *International Journal of Computer Science and Network*, 2(1), 2013.
- [19] S. Maheshwari, R.C. Jain ve R.S. Jadon, "A Review on Class Imbalance Problem: Analysis and Potential Solutions", *International Journal of Computer Science Issues*, 14(6), 43-51, 2017.
- [20] S.S. Dongre ve L.G. Malik, "Rare Class Problem in Data Mining: Review", *International Journal of Advanced Research in Computer Science*, 8(7), 1102-1105, 2017.
- [21] M.V. Joshi, "On Evaluating Performance of Classifiers for Rare Classes", *IEEE International Conference on Data Mining*, 641-644, 2002.
- [22] G.M., Weiss, "Timeweaver: A Genetic Algorithm for Identifying Predictive Patterns in Sequences of Events", *Annual Conference on Genetic and Evolutionary Computation* 718-725, 1999.
- [23] D.R. Carvalho ve A.A. Freitas, "A Genetic Algorithm for Discovering Small-disjunct Rules in Data Mining", *Applied Soft Computing*, 2(2), 75-88, 2002.
- [24] N. Japkowicz, ve S. Stephen, "The Class Imbalance Problem: A Systematic Study", *Intelligent Data Analysis*, 6(5), 429-449, 2002.
- [25] Estabrooks, A. ve N. Japkowicz, "A Mixture-of-experts Framework for Learning from Imbalanced Data Sets", *International Symposium on Intelligent Data Analysis*, 34-43, 2001.
- [26] M.V. Joshi, R.C. Agarwal ve V. Kumar, "Mining Needles in a Haystack: Classifying Rare Classes via Two-phase Rule Induction", *ACM SIGMOD Conference on Management of Data*, 91-102, 2001.
- [27] M.V. Joshi, R.C. Agarwal ve V. Kumar, "Predicting Rare Classes: Can Boosting Make any Weak Learner Strong?", *ACM SIGKDD International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining*, 297-306, 2002.
- [28] J.R. Quinlan, "Improved Estimates for the Accuracy of Small Disjuncts", *Machine Learning*, 6, 93-98, 1991.
- [29] M. di Martino, A. Fernández, P. Iturralde ve F. Lecumberry, "Novel Classifier Scheme for Imbalanced Problems", *Pattern Recognition Letters*, 34(10), 1146-1151, 2013.
- [30] R.C. Holte, L.E. Acker ve B.W. Porter "Concept Learning and the Problem of Small Disjuncts", *International Joint Conference on Artificial Intelligence*, 813-818, 1989.
- [31] K.M. Ting, "The Problem of Small Disjuncts: Its Remedy in Decision Trees", *Canadian Conference on Artificial Intelligence*, 91-97, 1994.
- [32] A. van den Bosch, Weijters, T., van den Herik, H.J. ve Daelemans, W., "When Small Disjuncts Abound, Try Lazy Learning: A Case Study", *Belgian-Dutch Conference on Machine Learning*, 109-118, 1997.
- [33] D.E. Goldberg, *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*, Addison-Wesley Longman Publishing, Boston, Massachusetts, 1989.
- [34] P.A.A. Resende ve A.C. Drummond, "Adaptive Anomaly-based Intrusion Detection System using Genetic Algorithm and Profiling", *Security and Privacy*, 1(4), 1-13, 2018.



- [35] P. Riddle, R. Segal ve O. Etzioni, "Representation Design and Brute-force Induction in a Boeing Manufacturing Design", *Applied Artificial Intelligence*, 8, 125-147, 1994.
- [36] R. Agrawal, T. Imielinski ve A. Swami, "Mining Association Rules between Sets of Items in Large Databases", *ACM SIGMOD International Conference on Management of Data*, 207-217, 1993.
- [37] Y. Sun, M.S. Kamel ve Y. Wang, "Boosting for Learning Multiple Classes with Imbalanced Class Distribution", *International Conference on Data Mining*, 592-602, 2006.
- [38] J.H. Zhao, X. Li ve Z.Y. Dong, "Online Rare Events Detection", *Pacific-Asia Conference on Knowledge Discovery and Data Mining*, 1114-1121, 2007.
- [39] F.D. Frumosu, A.R. Khan, H. Schiöler, K. İlahçı, M., Zaki, M. ve Westermann-Rasmussen, P., "Cost-sensitive Learning Classification Strategy for Predicting Product Failures", *Expert Systems with Applications*, 161, 2020.
- [40] M. Kubat ve S. Matwin, "Addressing the Curse of Imbalanced Training Sets: One-sided Selection", *International Conference on Machine Learning*, 1997.
- [41] N.V. Chawla, K.W. Bowyer, L.O. Hall ve W.P. Kegelmeyer "SMOTE: Synthetic Minority Over-sampling Technique", *Journal of Artificial Intelligence Research*, 16, 321-357, 2002.
- [42] H. Han, W.Y. Wang ve B.H. Mao, "Borderline-SMOTE: A New Over-sampling Method in Imbalanced Data Sets Learning", *International Conference on Advances in Intelligent Computing*, 878-887, 2005.
- [43] S. García, J. Derrac, I. Triguero, C.J. Carmona ve F. Herrera, "Evolutionary-based Selection of Generalized Instances for Imbalanced Classification", *Knowledge Based Systems*, 25(1), 3-12, 2012.
- [44] B. Das, N.C Krishnan ve D.J. Cook, "RACOG and wRACOG: Two Probabilistic Oversampling Techniques", *IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering*. 27(1), 222-234, 2015.
- [45] G. Casella ve E.I. George, "Explaining the Gibbs Sampler", *The American Statistician*, 46(3), 167-174, 1992.
- [46] S. Susan ve A. Kumar "The Balancing Trick: Optimized Sampling of Imbalanced Datasets – A Brief Survey of the Recent State of the Art", *Engineering Reports*, 2020.
- [47] R.E. Schapire "A Brief Introduction to Boosting", *International Joint Conference on Artificial Intelligence*, 1-6, 1999.
- [48] M.V. Joshi, V. Kumar ve R.C. Agarwal, "Evaluating Boosting Algorithms to Classify Rare Cases: Comparisons and Improvements", *IEEE International Conference on Data Mining*, 257-264, 2001.
- [49] N.V. Chawla, A. Lazarevic, L.O. Hall ve K.W. Bowyer, "SMOTEBoost: Improving Prediction of the Minority Class in Boosting", *European Conference on Principles and Practice of Knowledge Discovery in Databases*, 107-119, 2003.
- [50] W. Fan, S.J. Stolfo, J. Zhang, ve P.K. Chan, "AdaCost: Misclassification Cost-sensitive Boosting", *International Conference on Machine Learning*, 97-105, 1999.
- [51] J. Tanha, Y. Abdi, N. Samadi, N. Razzaghi ve M. Asadpour, "Boosting Methods for Multi-class Imbalanced Data Classification: An Experimental Review", *Journal of Big Data*, 7(70), 2020.
- [52] L. Breiman, "Bagging Predictors", *Machine Learning*, 24, 123-140, 1996.
- [53] H. Guo ve H.L. Viktor, "Learning from Imbalanced Data Sets with Boosting and Data Generation: The DataBoost-IM Approach", *ACM SIGKDD Explorations Newsletter*, 6(1), 30-39, 2004.
- [54] P. Kang ve S. Cho, "EUS SVMs: Ensemble of Under-sampled SVMs for Data Imbalance Problems", *International Conference on Neural Information Processing*, 837-846, 2006.
- [55] X.Y. Liu, J. Wu ve Z.H. Zhou "Exploratory Undersampling for Class-imbalance Learning", *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics)*, 39(2), 539-550, 2009.
- [56] H. Guo, J. Zhou ve C-a. Wu, "Ensemble Learning via Constraint Projection and Undersampling Technique for Class-imbalance Problem", *Soft Computing*, 24, 4711-4727, 2019.
- [57] L. Lusa ve R. Blagus, "The Class-imbalance for High-dimensional Class Prediction", *International Conference on Machine Learning and Application*, 123-126, 2012.
- [58] K. Chomboon, K. Kerdprasop ve N. Kerdprasop, "Rare Class Discovery Techniques for Highly Imbalanced Data", *International MultiConference of Engineers and Computer Scientists*, 2013.
- [59] D. Mladenic ve M. Grobelnik, "Feature Selection for Unbalanced Class Distribution and Naive Bayes", *International Conference on Machine Learning*, 258-267, 1999.
- [60] M. Wasikowski ve X-w. Chen, "Combating the Small Sample Class Imbalance Problem using Feature Selection", *IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering*, 22(10), 1388-1400, 2010.
- [61] Y. Yang ve J.O. Pedersen, "A Comparative Study on Feature Selection for Text Categorization", *International Conference on Machine Learning*, 412-420, 1997.
- [62] X. Jin, A.Xu, R. Bie, ve P. Guo, "Machine Learning Techniques and Chi-Square Feature Selection for Cancer Classification using SAGE Gene Expression Profiles", *International Workshop on Data Mining for Biomedical Applications*, 106-115, 2006.
- [63] M.F. Caropreso, S. Matwin ve F. Sebastiani, "A Learner-independent Evaluation of the Usefulness of Statistical Phrases for Automated Text Categorization", *Text Databases and Document Management: Theory and Practice (ed: Chin, A.G.)*, Idea Group Publishing, Hershey, Pennsylvania, 78-102, 2001.
- [64] C. Shang, M. Li, S. Feng, Q. Jiang ve J. Fan, "Feature Selection via Maximizing Global Information Gain for Text Classification", *Knowledge Based Systems*, 54, 298-309, 2013.
- [65] K. Kira ve L.A. Rendell, "The Feature Selection Problem: Traditional Methods and New Algorithms", *AAAI Conference on Artificial Intelligence*, 129-134, 1992.

- [66] I. Kononenko, "Estimating Attributes: Analysis and Extension of RELIEF", *European Conference on Machine Learning*, 171-182, 1994.
- [67] Z. Zheng, X. Wu ve R. Srihari, "Feature Selection for Text Categorization on Imbalanced Data", *ACM SIGKDD Explorations Newsletter*, 6(2), 80-89, 2004.
- [68] Ş. Ertekin, J. Huang ve C.L. Gilles, "Active Learning for Class Imbalance Problem", *ACM SIGIR Conference on Research and Development in Information Retrieval*, 823-824, 2007.
- [69] X-w. Chen ve M. Wasikowski, "FAST: A Roc-based Feature Selection Metric for Small Samples and Imbalanced Data Classification Problems", *ACM SIGKDD International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining*, 124-132, 2008.
- [70] M. Alibeigi, S. Hashemi ve A. Hamzeh, "DBFS: An Effective Density Based Feature Selection Scheme for Small Sample Size and High Dimensional Imbalanced Data Sets", *Data and Knowledge Engineering*, 81-82(1), 67-103, 2012.
- [71] L. Yin, Y. Ge, K. Xiao, X. Wang ve X. Quan, "Feature Selection for High Dimensional Imbalanced Data", *Neurocomputing*, 105, 3-11, 2013.
- [72] M.S. Nikulin, "Hellinger Distance", *Encyclopedia of Mathematics*, EMS press, 2001.
- [73] A. Jovic, K. Brkic ve N. Bogunovic, "A Review of Feature Selection Methods with Applications", *International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics*, 1200-1205, 2015.
- [74] G. Dong ve J. Li, "Efficient Mining of Emerging Patterns: Discovering Trends and Differences", *ACM SIGKDD International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining*, 43-52, 1999.
- [75] H. Alhammady ve K. Ramamohanarao, "The Application of Emerging Patterns for Improving the Quality of Rare-class Classification", *Pacific-Asia Conference on Knowledge Discovery and Data Mining*, 207-211, 2004.
- [76] H. Alhammady ve K. Ramamohanarao, "Using Emerging Patterns and Decision Trees in Rare-class Classification", *IEEE International Conference on Data Mining*, 315-318, 2004.
- [77] H. Alhammady, "A Novel Approach for Mining Emerging Patterns in Rare-class Datasets", *Innovations and Advanced Techniques in Computer and Information Sciences and Engineering (ed: Sobh, T.)*, 207-211, 2007.
- [78] A. Fernández, M.J. del Jesus ve F. Herrera, "On the Influence of an Adaptive Inference System in Fuzzy Rule Based Classification Systems for Imbalanced Datasets", *Expert Systems with Applications*, 36(6), 9805-9812, 2009.
- [79] N. Japkowicz, C. Myers ve M. Gluck, "A Novelty Detection Approach to Classification", *International Joint Conference on Artificial Intelligence*, 518-523, 1995.
- [80] B. Raskutti ve A. Kowalczyk, "Extreme Re-balancing for SVMs: A Case Study", *ACM SIGKDD Explorations Newsletter*, 6(1), 60-69, 2004.
- [81] W.W. Cohen, "Fast Effective Rule Induction", *International Conference on Machine Learning*, 115-123, 1995.
- [82] N. Japkowicz, "Learning from Imbalanced Data Sets: A Comparison of Various Strategies", *AAAI Workshop on Learning from Imbalanced Data Sets*, 10-15, 2000.
- [83] H. Lee ve S. Cho, "The Novelty Detection Approach for Different Degrees of Class Imbalance", *International Conference on Neural Information Processing*, 21-30, 2006.
- [84] C. Bellinger, S. Sharma ve N. Japkowicz, "One-class versus Binary Classification: Which and When?", *International Conference on Machine Learning and Applications*, 102-106, 2012.
- [85] N. Japkowicz, "Supervised Learning with Unsupervised Output Separation", *International Conference on Artificial Intelligence and Soft Computing*, 321-325, 2002.
- [86] J. Wu, H. Xiong, P. Wu ve J. Chen, "Local Decomposition for Rare Class Analysis", *ACM SIGKDD International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining*, 814-823, 2007.
- [87] R. Gong ve S.R. Huang, "A Kolmogorov-Smirnov Statistic based Segmentation Approach to Learning from Imbalanced Datasets: With Application in Property Refinance Prediction", *Expert Systems with Applications*, 39(6), 6192-6200, 2012.
- [88] R. Agrawal ve R. Srikant, "Fast Algorithms for Mining Association Rules", *International Conference on Very Large Databases*, 487-499, 1994.
- [89] B. Liu, W. Hsu ve Y. Ma, "Mining Association Rules with Multiple Minimum Supports", *ACM SIGKDD International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining*, 337-341, 1999.
- [90] Y.S. Koh ve N. Rountree, "Finding Sporadic Rules using Apriori-inverse", *Pacific-Asia Conference on Knowledge Discovery and Data Mining*, 97-106, 2005.
- [91] L. Szathmary, A. Napoli ve P. Valtchev, "Towards Rare Itemset Mining", *International Conference on Tools with Artificial Intelligence*, 305-312, 2007.
- [92] R. Batuwita ve V. Palade, "FSVM-CIL: Fuzzy Support Vector Machines for Class Imbalance Learning", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 18(3), 558-571, 2010.
- [93] R. Kohavi, "Data Mining with MineSet: What Worked, What did not Work, and What might", *International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining*, 1-6, 1998.
- [94] I. Kopanas, N.M. Avouris ve S. Daskalaki, "The Role of Domain Knowledge in a Large Scale Data Mining Project", *Hellenic Conference on AI: Methods and Applications of Artificial Intelligence*, 288-299, 2002.
- [95] M.D. Pérez-Godoy, F. Alberto, A.J. Rivera ve M.J. del Jesus, "Analysis of an Evolutionary RBFN Design Algorithm, CO<sup>2</sup>RBFN, for Imbalanced Data Sets", *Pattern Recognition Letters*, 31(15), 2375-2388, 2010.
- [96] J. Quinlan, *C4.5: Programs for Machine Learning*, Morgan Kaufmann Publishers, San Mateo, California, 1993.
- [97] Y.Y. Nguwi ve S.Y. Cho, "An Unsupervised Self-organizing Learning with Support Vector Ranking for

- Imbalanced Datasets”, *Expert Systems with Applications*, 37(12), 8303-8312, 2010.
- [98] A. Ultsch ve F. Mörchen, “ESOM-maps: Tools for Clustering, Visualization and Classification with Emergent SOM”, *Teknik rapor 46*, Matematik ve Bilgisayar Bilimi Bölümü, Marburg Üniversitesi, 2005.
- [99] T.S.F. Haines ve T. Xiang, “Active Rare Class Discovery and Classification using Dirichlet Processes”, *International Journal of Computer Vision*, 106, 315-331, 2014.
- [100] K.K. Wankhade, K.C. Jondhale ve V.R. Thool, “A Hybrid Approach for Classification of Rare Class Data”, *Knowledge and Information Systems*, 56, 197-221, 2017.
- [101] M. Koziarski, M. Wozniak ve B. Krawczyk, “Combined Cleaning and Resampling Algorithm for Multi-class Imbalanced Data with Label Noise”, *Knowledge Based Systems*, 204, 2020.
- [102] J.M. Johnson ve T.M. Koshgoftaar, “Survey on Deep Learning with Class Imbalance”, *Journal of Big Data*, 6(27), 2019.
- [103] J.L. Leevy, T.M. Khoshgoftaar, R.A. Bauder ve N. Seliya, “A Survey on Addressing High Class Imbalance in Big Data”, *Journal of Big Data*, 5(42), 2018.
- [104] J.M. Johnson ve T.M. Koshgoftaar, “Medicare Fraud Detection using Neural Networks”, *Journal of Big Data*, 6(1), 2019.
- [105] A.C. Schierz, “Virtual Screening of Bioassay Data”, *Journal of Cheminformatics*, 1(21), 2009.

**Dr. Umut KONUR**



Umut Konur; lisans derecesini (BSc.) 2003'te, yüksek lisans derecesini (MSc.) 2006'da ve doktora derecesini (PhD) 2015'te Boğaziçi Üniversitesi Bilgisayar Mühendisliği Bölümü'nden almıştır. 2018'den bu yana Zonguldak Bülent Ecevit Üniversitesi Bilgisayar Mühendisliği Bölümü'nde öğretim üyesi olarak çalışmaktadır. Araştırma ve ilgi alanları arasında veri madenciliği, görüntü işleme, bilgisayarla görme, bilgisayar destekli tanı ve karar destek sistemleri bulunmaktadır.



