

Aralık'14 December'14

Sayı/Number: 8 Cilt/Volume: 4
Yıl/Year: 2014
ISSN: 1309-5501

Yayın Sahibi

TMMOB Elektrik Mühendisleri
Odası adına
Hüseyin YEŞİL

Sorumlu Yazı İşleri Müdürü

Hüseyin ÖNDER

Yayın İdare Merkezi

İhlamur Sokak No: 10 Kat: 3
Kızılay/Ankara
Tel: (0312) 425 32 72
Faks: (0312) 417 38 18
<http://bilimseldergi.emo.org.tr>
bilimseldergi@emo.org.tr
EMO üyelerine parasız dağıtılır

Teknik Editör

E. Orhan ÖRÜCÜ

Teknik Sekreteryası

Oylum YILDIR

Yayın Türü

Yerel süreli yayın
6 ayda bir yayınlanır

Basım Adedi

5000

Basım Tarihi

Aralık 2014

Sayfa Düzeni

PLAR

Planlama Yayıncılık Reklamcılık
Turizm İnşaat Tic. Ltd. Şti.
Yüksel Cad. No: 35/12 Yenışehir-Ankara
Tel: (0.312) 432 01 83-93 Faks: (0.312) 432 54 22
e-posta: plarlttd@gmail.com

Baskı Yeri

MATTEK MATBAACILIK
Basım Yayın Tanıtım Tic. San. Ltd. Şti.
Ağaç İşleri San. Sit. 1354 Cad. (21.Cad.)
1362 Sok. (601 Sok.). No:35 İvedik/ANKARA
Tel: (0312) 433 23 10 Pbx Faks: (0312) 434 03 56
e-posta: mattekmatbaa@yahoo.com.tr

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. Tayfun AKGÜL
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Murat EYÜBOĞLU
Ortadoğu Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. H. Altay GÜVENİR
Bilkent Üniversitesi

Prof. Dr. Güven ÖNBİLGİN
Ondokuz Mayıs Üniversitesi



TMMOB

Elektrik Mühendisleri Odası

UCTEA/Chamber of Electrical Engineers

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. Tayfun AKGÜL

İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Murat EYÜBOĞLU

Ortadoğu Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. H. Altay GÜVENİR

Bilkent Üniversitesi

Prof. Dr. Güven ÖNBİLGİN

Ondokuz Mayıs Üniversitesi

DANIŞMA KURULU

Prof.Dr. Metin AKAY	Arizona State University	Prof.Dr. Oya KALIPSIZ	Yıldız Teknik Üniversitesi
Prof.Dr. Mehmet AKŞİT	Twente University	Prof.Dr. İrfan KARAGÖZ	Gazi Üniversitesi
Müjdat ALTAY	Netaş	Prof.Dr. Aydın KÖKSAL	Bilişim A.Ş.
Prof.Dr. Ayhan ALTINTAŞ	Bilkent Üniversitesi	Fikret KÜÇÜKDEVECİ	Tepa A.Ş.
Prof.Dr. Volkan ATALAY	ODTÜ	Prof.Dr. Kemal LEBLEBİCİOĞLU	ODTÜ
Serdar BOZKURT	SIEMENS	Turgay MALERİ	Gate Elektronik
Prof.Dr. Alinur BÜYÜKAKSOY	Okan Üniversitesi	Dr. Ahmet MEREV	TÜBİTAK UME
Prof.Dr. Işık ÇADIRCI	Hacettepe Üniversitesi	Prof.Dr. Banu ONARAL	Drexel Üniversitesi
Doç.Dr. Hakan ÇAĞLAR	Anel	Prof.Dr. Sermin ONAYGİL	İTÜ
Dr. Semih ÇETİN	Cybersoft	Prof.Dr. M. Bülent ÖRENCİK	İTÜ
Prof.Dr. İnci ÇİLESİZ	İTÜ	Prof.Dr. Aydoğan ÖZDEMİR	İTÜ
Bülent DAMAR	Pelka	Prof.Dr. Erdal PANAYIRCI	Kadir Has Üniversitesi
Prof.Dr. Oğuz DİKENELLİ	Ege Üniversitesi	Prof.Dr. Bülent SANKUR	Boğaziçi Üniversitesi
Doç.Dr. Ali Hikmet DOĞRU	ODTÜ	Tarkan TEKCAN	Vestel
Dr. Hakan ERDOĞMUŞ	ODTÜ	Dr. Erkan TEKMAN	
Prof.Dr. Muammer ERMİŞ	ODTÜ	Prof.Dr. Belgin TÜRKAY	İTÜ
Prof.Dr. Osman EROĞUL	ODTÜ	Ahmet Tarık UZUNKAYA	Entes A.Ş.
Prof.Dr. H. Bülent ERTAN	Boğaziçi Üniversitesi	Prof.Dr. Yekta ÜLGİN	Boğaziçi Üniversitesi
Doç.Dr. H. Özcan GÜLÇÜR	Bilkent Üniversitesi	Davut YURTTAŞ	
Prof.Dr. Yusuf Ziya İDER	İşık Üniversitesi		
Prof.Dr. Yorgo İSTEFANAPULOS			

İÇERİK/CONTENTS

Önsöz

A. Hamit Serbest

Kaçak Elektrik Kullanımının GSM Aracılığıyla Takibi..... 29

Tracing the Illegal Usage of Electricity Via GSM Signals

Okan Güngör

İyileştirilmiş Geniş Durdurma Bandlı Taban İletkeni Kusurlu Alçak Geçiren Bir Mikroşerit Süzgeç Tasarımı 35

An Improved Broad Stopband Microstrip Low Pass Filter with Defected Ground Structure

Agâh Oktay Ertay, Mehmet Abbak, Can Suer

$1/f^a$ Gürültülerin Frekans Ölçekleme ile Üretimi 41

$1/f^a$ Generation of Noise via Frequency Scaling

Mehmet Kerem Türkcan, Tayfun Akgül

Seyreklik GÜdümlü Doğrusal Öngörü ile Yüksek Çözünürlüklü Radar Görüntüleme 47

High Resolution Radar Imaging with Sparsity Driven Linear Prediction

Koray Sarıkaya, Haldun Bozkurt, Işın Erer



ÖNSÖZ

EMO Bilimsel Dergi akademik ve teknolojik bilimsel makale türünde hazırlanmış dört makalenin yer aldığı bu sayısıyla dördüncü yılını tamamlamaktadır. Dergimiz yayın hayatına başladığından bu yana sekiz sayı çıkarılmış ve bu sayılarda toplam elli bir adet makale yayımlanmıştır.

“EMO Bilimsel Dergi”nin çıkarılma kararını verirken hedeflerimizden biri ülkemiz üniversitelerinde, sanayi kuruluşlarında ve diğer araştırma kurumlarında yürütülen bilimsel ve/veya teknolojik çalışmaların bir arada paylaşılabileceği bir platform yaratmaktır. Bugün geldiğimiz noktada, dergimizde yer alan makalelere bakarak, bu amacımızı büyük ölçüde yerine getirebildiğimizi söylemekten sevinç duyuyoruz. Ancak, üniversitelerdeki araştırmacıların akademik makaleleri kadar sanayide ve ARGE merkezlerinde çalışan mühendislerin yaptığı ilginç uygulama çalışmalarına yer verememiş olmamızı bir eksiklik olarak değerlendiriyoruz. Bu konuda Yayın Kurulu olarak proaktif bir yaklaşımla teknolojik özgünlük içeren çalışmalara daha çok yer vermek için çalışılacaktır.

EMO Bilimsel Dergi’nin önündeki ilk hedef TÜBİTAK ULAKBİM Mühendislik ve Temel Bilimler Veri Tabanında yer almaktır. Bu konuda ULAKBİM yetkilileri ile görüşmeler sürdürülmekte olup tavsiyeleri doğrultusunda EMO Bilimsel Dergi, Temmuz 2015’den itibaren ULAKBİM tarafından yönetilen DergiPark (<http://dergipark.ulakbim.gov.tr/index2.php?p=institutions&q=7>) yönetimindeki adrese taşınmıştır. Sonraki hedeflerimiz de saygın ve geçerli uluslararası endekslerce taranabilmek olacaktır.

Bu güne kadar derginin sürdürülebilirliğin sağlanmasında katkısı olan tüm meslektaşlarımıza teşekkür ediyor ve önümüzdeki hedefimizi gerçekleştirmemizde değerli destekleriyle yanımızda olacaklarına inanıyoruz.

Saygılarımızla,

Prof. Dr. A. Hamit SERBEST
Yayın Kurulu Adına



Kaçak Elektrik Kullanımının GSM Aracılığıyla Takibi

Tracing the Illegal Usage of Electricity Via GSM Signals

Okan Güngör
Elektrik Elektronik Müh.
Süleyman Demirel Üniversitesi
okangungor07@gmail.com



Öz

Bu çalışmada Arduino tipi mikrodenetleyici ve GSM modülleri ile kaçak elektrik kullanımlarının takibi yapılmıştır. Sistemde belirlenen bir nokta ile sayaç arasında akım ölçümü yapılmakta ve herhangi bir izinsiz müdahale durumlarını algılayıp merkezde bulunan arayüz ekranına taşıyan bir sistem geliştirilmiştir. Bu çalışma GSM haberleşmesini kullanarak benzer örneklerden ayrılmıştır. Proje hali hazırda kullanılan elektrik sayaçlarının üzerine eklenerek, kaçakları takip etmeyi sağlamaktadır.

Anahtar Kelimeler: Kaçak elektrik kullanımı, arduino, GSM, enerji takibi, akıllı şebeke.

Abstract

In the thesis, the usage of unauthorized usage of electricity has been traced by using Arduino typed microcontroller and mobile GSM based modules. It has been done the measurement of flow both on a specific point on the system and the energy meter and it has been developed a system which detects any unauthorized usage and reports it to the interface software, situated at the station. The project has been set itself apart from other similar samples by using GSM based communication.

Keywords: Illegal use of electricity, arduino, GSM, energy tracking, smart grid.

1. Giriş

Günümüzde devletler, ekonomilerinin büyüklüğüne göre büyük devletler sıralamasında yer almaktadır. Ekonominin can damarını ise enerji oluşturmaktadır. Çünkü enerji kaynakları sınırlıdır. Yenilenebilir enerji kaynaklarının ise maliyeti yüksektir. Bu nedenle iyi bir enerji politikamız olmalıdır. Enerji tüketicileri artan ihtiyaçlarını tespit etmeli, üretici firmaya bildirmeli, kullandığı enerjiyi verimli kullanmalı ve tasarruf etmelidir. Üretici şirketler ise yeni projeler geliştirmek, ürettikleri enerjinin kayıp ve kaçığını önleyerek tüketiciye ulaştırmak zorundadır. Son yıllarda geliştirilen uzaktan kontrollü sistemlerle sayaçların takibi, kaçak elektrik kullanımını önlemektedir. Fakat bu eski sayaçların sökülüp yenilerinin takılmasını gerektirdiğinden yüksek bir maliyet oluşturmaktadır. Bizim çalışmamız olan “Kaçak Elektrik Kullanımının GSM Aracılığıyla Tespiti” eski sayaçların sökülmeden (mekanik elektrik sayaçları) kaçak elektrik kullanımını tespit edebilmektedir. Bu alanda yapılan bazı çalışmalardan bahsetmek gerekirse:

Bahçeci (2010) tarafından önerilen sistemde aboneler radius server (sunucu) vasıtasıyla kontrol edilmekte ve bu şekilde yerel alan şebekesi oluşturulmaktadır. Her aboneye sabit IP’ler verilmiştir. Radius sunucular GPRS servis sağlayıcısı ile fiziksel olarak da bağlanmıştır. GPRS kapsama alanındaki bütün aboneler bu sunucu tarafından izlenmekte ve sayaçlar bölgesel olarak gruplandırılmıştır. Sayaçlara giden enerjide ana bir sayaç üzerinden geçerek ölçülmektedir. Kontrol yazılımı ve faturalandırma birimi sayaçları okurken, sayaçlardan aldığı tüketim verilerini toplar ve ilgili grup sayacının endeks verisi ile karşılaştırır. Bu mantıkla kaçakların önüne geçilmeye çalışılmıştır.

Çakmak ve Sokullu (2005) tarafından IEC1107 protokolüne uygun sayaç okuma yazılımları ve donanımı geliştirilmiştir. Araştırmalarında CBuilder 6.0 programlama dili ile istemci ve sunucuda çalışan yazılımlar oluşturulmuştur. Bu çalışmada, elektronik sayaçların optik port üzerinden okunması temel alınmıştır. Geliştirilen bu sistem ile internet veya intranet üzerinden elektronik sayaçlara uzaktan erişim imkanı yetkili birimlerce sağlanması hedeflenmiştir.

Özdemir ve Danışman (2005) tarafından önerilen sistemde kullanılan modemler GPRS modemleridir. Modem bir kontrol kartının üzerinde yer alır, bu kontrol kartı RS232, RS485, I2C haberleşme modellerini ve optik okumayı da desteklemektedir. Sistemde ise iki farklı elektronik elektrik sayacı kullanılır, bunlardan birincisi grup sayaçlarını besleyen yüksek güçlü ana sayaçlardır, ikincisi ise ev veya sanayi kullanıcılarının kullandıkları yüksek veya düşük güçlü sayaçlardır. Böylelikle karşılaştırma yapılmaktadır. Kullanılan bu sayaçların kesme kontaktörü yoksa sayacın açma ve kesme işlemi kontrol kartı üzerindeki kontaktör (sayacın uzaktan enerjisini kesmek için) ile yapılmaktadır. Kontrol kartındaki kesici kontaktör ve optik port sayesinde abonelerin mevcut elektronik elektrik sayaçları değiştirilmeden, modem bağlantısı yapılarak sisteme alınabilir. Bilgisayar üzerinde çalışan izleme ve faturalandırma programı ise verileri değerlendirip sistem takibini, kaçak durumunu, yasadışı oynama ihbarlarını ve faturalandırma işlemini yapmaktadır.

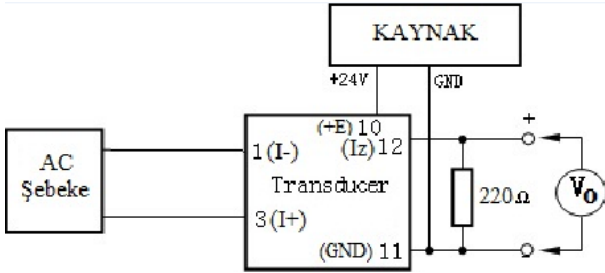
Yapılan çalışmalarda OSO sistemleri öne çıkmıştır. OSO sisteminde sayaçlarda bulunan bir haberleşme birimi sayesinde, merkezle sayaç haberleşmektedir. Haberleşme birimi olarak genellikle GPRS tabanlı sayaçlar ya da modüller kullanılmaktadır. OSO sistemleri sayaç endeksleri okumanın dışında ölçüm değerlerini kaydetmekte, herhangi sayaca yapılacak müdahaleleri merkeze bildirmekte ve sayaçlara internet üzerinden yüklemeyi yapabilmektedir.

Bu makalede kullanılan cihazlar, “Deneysel Düzenek” başlığı altında tanıtıldı; “Uygulama Yöntemi” bölümünde ise cihazların nerelere ve hangi fonksiyonu gerçekleştirmek için konulduğu anlatıldı, “Araştırma ve Bulgular” bölümünde ise sistemin hangi fonksiyonları gerçekleştirdiği C# arayüz ekranında gösterildi, “Sonuç ve Öneriler” bölümünde ise gerçekleştirilen düzenek hakkında eleştiriler ve kaçak elektrik kullanımı alanında genel bilgiler verilerek makale siz okurlarımıza sunuldu.

2. Deneysel Düzenek

2.1. Akım Transdüseri

Transdüserler, elektrik şebekelerinde akım, gerilim, aktif güç ve reaktif gücü DC akım kaynağına çeviren, SCADA sistemlerinde, düşük hata sınıflı çeviricilerdir (Acenersis, 2014). Çalışmada kullanılan akım transdüseri girişe uygulanan AC sinyali DC akıma çevirerek çıkışı iletir. Transdüserin çıkış sinyalini Arduino’nun analog girişinin değerlendirebileceği gerilim değerine dönüştürmek için, çıkış (Iz) ile toprak (GND) arasında 220 ohm konulmuştur (Şekil 2.1).

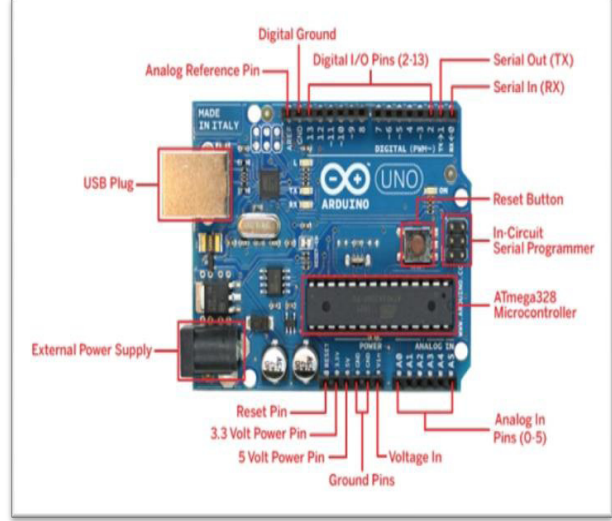


Şekil 2.1: Akım transdüseri bağlantısı (Acenersis, 2014)

2.2. Arduino Uno

Arduino, processing/Wiring dilini kullanarak çevre elemanları ile temel giriş çıkış uygulamalarını gerçekleştiren açık kaynaklı fiziksel programlama platformudur. Bu çalışma Arduino ailesinden Arduino Uno ile hazırlanmıştır. Arduino Uno, ATmega328 işlemcisini kullanan Arduino çeşididir (Şekil 2.2). On dört adet dijital giriş/çıkış pini bulunmakta, bunlardan 6’sı PWM çıkışı olarak kullanılabilir. Altı adet analog giriş pini bulunmaktadır. 16 MHz kristal osilatörü, USB bağlantısı, 2.1mm güç girişi, ICSP başlığı ve reset butonu kart üzerinde

mevcuttur. Çalışma gerilimi olarak DC 7~12V ihtiyaç duymaktadır (Arduino Türkiye, 2014).



Şekil 2.2: Arduino Uno kart (Arduino Türkiye, 2014)

2.3. Arduino GSM Shield

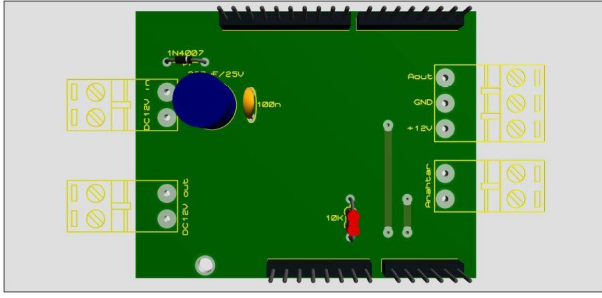
Arduino GSM Shield, Arduino Uno ile birlikte çalışmakta ve gerekli olan enerji beslemesini üzerine takılı olduğu Arduino karttan karşılamaktadır. Arduino GSM Shield’in işlemlerini yapabilmesi için bir SIM kart gereklidir (Arduino, 2014). Arduino GSM Shield haberleşmesi için 5V ve 2A değerinde bir güç kaynağına ihtiyaç duymaktadır. Arduino Uno kart ile Arduino GSM Shield üzerlerinde bulunan RX ve TX pinleri sayesinde kendi aralarında haberleşebilmektedirler (Şekil 2.3).



Şekil 2.3: Arduino GSM Shield (Arduino, 2014)

2.4. I/O Kart

Arduino beslemesini, akım transdüseri ölçümlerini ve anahtar bilgilerini Arduino’ya bildiren, kendi tasarımı olan bir karttır (Şekil 2.4). Sistemde kullanılan elektronik kartların modül haline gelmesine olanak sağlamıştır. I/O Kart ile birlikte Arduino Uno, Arduino GSM Shield olmak üzere üç katlı bir donanım oluşturulmuştur.



Şekil 2.4: I/O 3D görseli

3. Uygulama Yöntemi

Binada bulunan bütün sayaçları kapalı bir sistem içine yerleştirilerek sayaca yapılacak her türlü fiziksel müdahale önlenecektir.

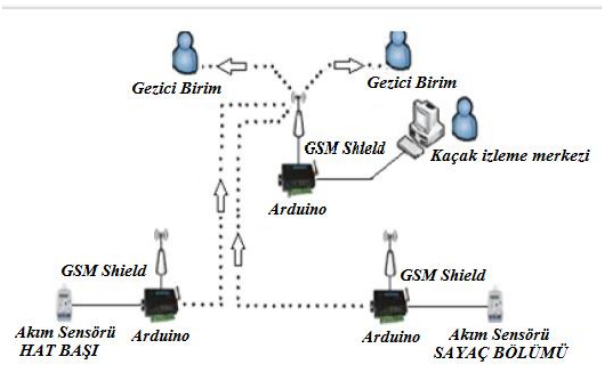
Abone olmayan ve havai iletim hattından kaçak elektrik kullananları önlemek için, havai iletim hattının hat başına ve sonuna (sayaç bölümüne) algılayıcı yerleştirilecektir. Bu iki algılayıcı arasında akım farkı olursa kaçak elektrik kullanımı var demektir ve Arduino tabanlı sistem ile ihbar hattına bilgi verilecektir.

Elektrik sayacının ve hat başında bulunan modülün enerjisi kesilmesi (hattın enerjisini tamamen keserek modüllere müdahale edilme ihtimaline karşı) durumunda her dakika yollanan bilgi kesilmiş olacak ve verilerin gelmediği kaçak izleme merkezinde görüntülenecektir.

Sayaç içine girilmesini ve Arduino karta yapılacak bir sabotajı önlemek amacıyla kartın bulunduğu modülün kapağında bir switch devresi bulunmaktadır. Kapak açıldığı anda switch bacak durumunu değiştirmekte ve Arduino kart bu değişimi ihbar hattına yollamaktadır.

Her dakika modüllerden gelen verilerin arşivlenmesi için bilgiler, txt dosyası olarak kaydedilmektedir.

İsteğe bağlı olarak modüllerden gelen bilgiler PC dışında birden fazla telefon hattına mesaj olarak iletilmektedir. Gerçekleştirilen bu sistemde modüllerden gelen mesajlar C# programı ile PC ekranında görüntülenmektedir. Kurulan sistemin blok şeması Şekil 3.1’ de yer almaktadır.



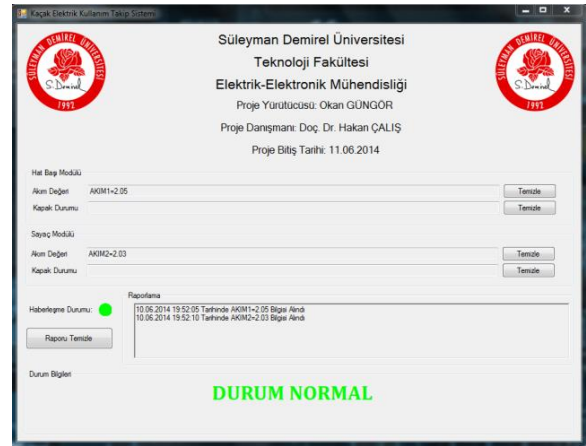
Şekil 3.1: Sistemin blok şeması

Sayaç içinde ve hat başında bulunan modüllerde kapak durum bilgisi sürekli olarak kontrol edilmekte eğer herhangi bir müdahale varsa merkeze SMS ile bildirilmektedir. Kapak durum bilgisi normal ise hattın üzerinden akım ölçümü yapılmakta ve bir dakikalık sürelerle SMS olarak merkeze yollanmaktadır. Merkeze gelen mesajlar arasındaki süre farkı eğer iki dakikayı geçmiş bulunuyor ise monitör ekranında kaçak olduğu belirtilmekte, geçmediyse gelen mesajın içeriğine bakılmaya devam edilmektedir.

4. Araştırma ve Bulgular

Bu çalışmada yapılan ölçümleri ve ölçümlerin sonuçlarını arayüz ekranında görüntülenmiştir.

Hat başında ve sayaç içinde ölçülen akım değerleri karşılaştırılmış ve ölçüm değerler Şekil 4.1’ de gösterilmiştir.



Şekil 4.1: Hat başı ve sayaç modüllerinden verilerin alınması

İki noktadan ölçülen akım değerleri arasındaki fark kayıptan kaynaklanan farkı geçince burada bir kaçak kullanım olduğunu arayüz ekranı belirlemektedir. Burada oluşan akım farkının nedeni sayaca gelemenden önce hatta yapılan bir müdahale olduğu düşünülmektedir. Bu durum txt dosyası olarak sistemin kaydına alınarak Şekil 4.2’ de gösterildiği gibi raporlanmıştır.



Şekil 4.2: Hatta müdahale olduğu durum

Sayaç ve sisteme ilave edilen modülün korunması için oluşturulan muhafaza sisteminin kapağının açılması sonucu sisteme müdahale olduğu anlaşılarak Şekil 4.3' de gösterildiği gibi raporlanmıştır.



Şekil 4.3: Sayaç bölümünde kapağa müdahale

5. Sonuç ve Öneriler

Kaçak elektrik kullanımı, kaçak kullanımının yaygın olduğu ülkemizde çözülmesi gereken önemli bir problemdir. Türkiye Elektrik Dağıtım Anonim Şirketi'nin (TEDAŞ) hazırlamış olduğu faaliyet raporuna göre, 2012 yılı için kaçak-takip ekip-lerince 3.971.244 adet abone taranmış olup 115.437 abonenin kaçak elektrik kullandığı tespit edilmiştir. 2011 yılında şebeke kaybı ve kaçak kullanım oranı %24.1. 2012 yılında ise bu oran %25.7 olmuştur (TEDAŞ Faaliyet Raporu-2011, 2012). Faaliyet raporlarında da görmüş olduğumuz kayıp kaçak oranının minimuma indirilmesi için bazı akademik ve pratik uygulamalar gerçekleştirilmiştir.

Bu çalışmada OSO sisteminden farklı olarak sayaç üzerinden endeks okuma ve sayaca yükleme yapılmamaktadır. Geriye kalan OSO alt yapısındaki fonksiyonları yerine getirilmektedir. Otomatik sayaç okuma sistemine göre avantajları kurulum kolaylığı ve maliyetidir. Sistem her türlü mevcut elektrik sayaçlarını değiştirmeden kaçakları tespit edebilecek özelliktedir.

Çalışmamız prototip olduğundan, üzerinde yapılacak geliştirmelere açıktır. Bu nedenle hazırlanan sistemi OSO sistemine daha da yakınlaştırmak amacı ile sayaçlardan endeks okuma özelliği eklenebilir. Arayüz ortamı daha da geliştirilerek sistemde ölçülen endeks değerleri kullanıcılara e-posta olarak veya hazırlanacak bir internet sayfasından sunulabilir. Kaçak elektrik kullanımının tespit edilmesi sonucunda, sayaçlara ilave olarak koyulacak sistemler sayesinde abonelerin enerjileri açılıp kapatılabilir. Ödeme tarihleri geçen kullanıcıların enerjileri kontrol edilebilir. Arayüz programının daha da geliştirmesi sonucunda sistemin gereksinimleri ve yatırım profili çıkarılabilir ve kayıp kaçak oranları yüzde olarak hesaplandırılabilir.

OSO uygulamaları, kullanılmak istenen haberleşme birimlerine göre çeşitlilik göstermektedir. Çalışmada kullanılan haberleşme

türü GSM olduğu için modülde sürekli olarak SIM kartı kullanılmaktadır.

Kaçak elektrik kullanımı alanında yapılan çalışmamız, ülkemizi akıllı şebeke sistemlerine geçilmesi yolunda hedefe bir adım daha yaklaştırmıştır.

6. Kaynaklar

Acenersis, Erişim Tarihi: 25.05.2014
http://www.acenersis.com/akim_gerilim_frekans_donusturuculer.html

Arduino Türkiye, Erişim Tarihi: 25.05.2014
<http://arduinoturkiye.com/>

Arduino, Erişim Tarihi: 01.06.2014
<http://arduino.cc/en/Main/ArduinoGSMShield>

Bahçeci B., 2010. Elektrik Kaçaklarını GPRS Tabanlı Belirleme ve Merkezi Kontrol Sisteminin Gerçekleştirilmesi, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, Ankara

Çakmak B., Sokullu R.I., 2005. Elektrik-su-gaz vb. Cihazların Uzaktan Bilgi Aktarımı, Elektrik Elektronik Bilgisayar Mühendisliği 11. Ulusal Kongresi ve Fuarı, İstanbul

Danışman K., Özdemir A.T., 2005. GPRS Üzerinden Web Tabanlı Bölgesel Enerji Takip Sistemi, Pamukkale Üniversitesi, III. Otomasyon Sempozyumu ve Sergisi, Denizli

Robotistan, Erişim Tarihi: 26.05.2014
<http://www.robotistan.com/Arduino-UNO-R3-Yeni-Versiyon,PR-903.html>

TEDAŞ 2011 Faaliyet Raporu, Erişim Tarihi: 11.05.2014
<http://www.tedas.gov.tr/BilgiBankasi/KitaplikIstatistikBilgiler/2011yılıfaaliyetraporu.pdf>

TEDAŞ 2012 Faaliyet Raporu, Erişim Tarihi: 19.03.2015
<http://www.tedas.gov.tr/KitaplikDuyuruDokumanlar/2012faaliyetraporu.pdf>

1Buton1Led, Erişim Tarihi: 19.05.2014
<http://1buton1led.com/arduino-ile-calismaya-baslamadan-once/>

7. Semboller ve Kısaltmalar

GSM	Mobil iletişim için küresel sistem
OSO	Otomatik Sayaç Okuma
RX	Alınan
TX	Gönderilen
I/O	Giriş/Çıkış
GPRS	Global Paket Radyo Sistemi
SIM	Abone Kimlik Modülü
SMS	Kısa mesaj hizmeti
PC	Kişisel bilgisayar
TEDAŞ	Türkiye Elektrik Dağıtım Anonim Şirketi
AC	Alternatif akım
DC	Doğru akım



Okan Güngör

2014 yılında Süleyman Demirel Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde lisans eğitimini bitirmiştir. İlgili alanları; kompanzasyon sistemleri, yüksek gerilim şalt cihazları ve akıllı şebekelerdir.



İyileştirilmiş Geniş Durdurma Bandlı Taban İletkeni Kusurlu Alçak Geçiren Bir Mikroşerit Süzgeç Tasarımı

An Improved Broad Stopband Microstrip Low Pass Filter with Defected Ground Structure

Agâh Oktay Ertay¹, Mehmet Abbak¹, Can Suer¹

¹Elektrik Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi (İTÜ)

aoertay@itu.edu.tr , abbak@itu.edu.tr , suerc@itu.edu.tr

Öz

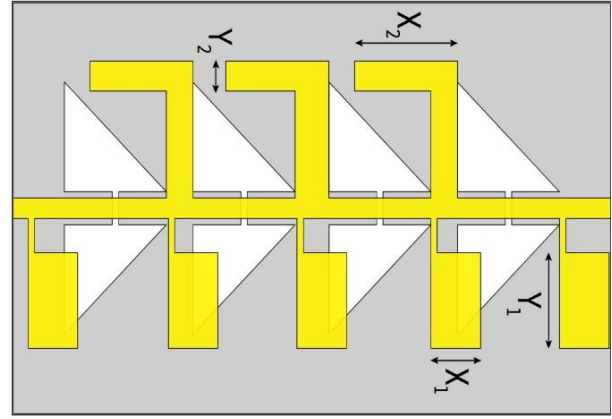
Bu makalede, çeşitli mikrodalga uygulamaları için kullanılabilecek, mikroşerit yapıda, taban iletkeni kusurlu bir alçak geçiren süzgeç tasarlanmıştır. Tasarımdaki hedeflerden biri geniş durdurma bandına sahip bir karakteristik elde etmektir. Ek olarak, geçiş bandında keskinlik istenmektedir. Bu amaçla öncelikle klasik süzgeç yaklaşımıyla bir süzgeç tasarlanmıştır ve sonrasında mikroşerit yapılar kullanılarak çeşitli tasarım adımları ile hedeflenen özelliklere ulaşılmıştır. Tasarım adımlarında devre modeli verilmiştir ve istenen özellikleri sağlaması için gerekli iyileştirmeler yapılmıştır. Benzetim işlemlerinde Yüksek Frekans Yapı Simülatörü (HFSS) kullanılmıştır. Tasarlanan süzgecin S11 ve S21 amaçlanan karakteristikleri elde edilmiş ve arzu edilen sonuçlara ulaşılmıştır. Bu tasarımın sonucunda elde edilen süzgeç 1.5 GHz kesim frekansına sahip, 1.7 GHz'den 14.1 GHz'e kadar uzanan geniş bir durdurma bandına sahiptir. Elde edilen süzgeç, modern mikrodalga uygulamaları için kullanılabilir.

Anahtar Kelimeler: Geniş durdurma bandı, DGS, taban iletkeni kusurlu yapılar, alçak geçiren süzgeç, mikroşerit süzgeç.

Abstract

In this article, a microstrip low pass filter with defected ground structure is designed for various microwave applications. One of the objectives in the design is to acquire a broad stopband characteristic. Additionally, a sharpness is desired in the transition band. In this context, firstly, a filter is designed by using classical filter approximation and then design objectives are achieved by using microstrip structures with several design procedures. Equivalent circuit is given in the design procedures and required improvements to obtain desired specifications is performed. High Frequency Structure Simulator (HFSS) is used for the simulation processes. Objective frequency characteristics of S11 and S21 of the designed filter is obtained and the desired results are achieved. As a result of the design, obtained filter has 1.5 GHz cut off frequency, a broad stopband extending from 1.7 GHz to 14.1 GHz. Obtained filter can be used for modern microwave applications

Keywords: Broad stopband, DGS, defected ground structures, low pass filter, microstrip filter.



Şekil 1: Tasarlanan süzgecin geometrik görünümü (X_1 :4 mm, Y_1 :7 mm, X_2 :8 mm, Y_2 :2.2 mm)

1. Giriş

Elektromanyetik spektrum oldukça geniş frekans aralığına sahip olup, RF ve Mikrodalga uygulamalarının çalıştığı belirli bir frekans aralığı (300 kHz – 300 GHz) vardır. Bu frekans aralıklarında ise her özel uygulamanın çalışabildiği dar veya geniş bandlar bulunmaktadır. İlgili uygulamaya özel, bu bandlarda çalışabilen cihazların kullanılabilmesi için süzgeç elemanlarına ihtiyaç olmaktadır [1].

RF ve mikrodalga uygulamalarında önemli bir yere sahip olan süzgeçler kablolu, mobil ve uydu haberleşmesi gibi birçok alanda kendine yer bulmuştur. Bilindiği üzere, süzgeçler ilgililenen frekans aralığını, tasarım hedefine uygun olarak, geçiren, durduran ve istenmeyen sinyal girişimlerinin önüne geçecek yetenekleri olan yapılardır. Bu yapıların band geçiren veya durduran, alçak veya yüksek geçiren, tüm geçiren türleri bulunmaktadır.

Modern mikrodalga haberleşme sistemlerinde, küçük boyut, keskin geçiş bandı, düşük araya girme kaybı gibi önemli gereklilikler ortaya çıkmaktadır. Bu gereksinimlerin karşılanması için tasarlanan süzgeçler mikroşerit yapılardan oluşabilmektedir.

Alçak geçiren süzgeçler de (AGS) mikroşerit yapılarla tasarlanabilmektedir. AGS'lerin tasarımında, geniş durdurma bandı, daha iyi keskinlik faktörü, düşük geçirme bandı dalgalanması gibi amaçlar yer almaktadır. Dolayısıyla tasarlanacak alçak geçiren mikroşerit süzgecin, uygulamanın gerektirdiği koşulları sağlaması için, tasarım adımlarında uygun değişikliklerin yapılması önemlidir.

Son yıllarda mikroşerit süzgeç tasarımında taban iletkeni kusurlu yapılar (DGS) [2]-[3] giderek yaygınlaşmaya başlamıştır. Taban iletkeni kusurlu yapıların klasik süzgeç tasarımına uyarlanması sonucunda farklı bir mikroşerit süzgeç tasarım prosedürü ileri sürülmüştür. Bu amaçla klasik süzgeç yaklaşımında seçilen topolojide yer alan endüktansların, birer taban iletkeni kusurlu yapı olarak modellenmesi sonucunda daha küçük mikroşerit süzgeçler tasarlanabilmektedir [4], [5] ve [6].

Bu makalede geniş durdurma bandına sahip, görece küçük alçak geçiren bir mikroşerit süzgeç tasarımı amaçlanmıştır. Bu amaçla, klasik süzgeç yaklaşımından hareketle mikroşerit hatlar ve taban iletkenine açılan uçları eşkenar dik üçgen halter biçimli kusurlar kullanılarak bir süzgeç tasarımı önerilmiştir. Ek olarak, tasarım sonucunda elde edilen frekans karakteristiğinin iyileştirilmesi amacıyla tasarlanan süzgeç üzerinden üç aşamadan oluşan bir tasarım prosedürü ortaya konarak arzu edilen süzgeç karakteristiğinin elde edilmesi sağlanmıştır. Tasarlanan süzgeç 1.5 GHz'de -3dB kesim frekansına, 0.01dB geçirme bandı dalgalanmasına sahiptir ve -20dB'deki durdurma bant genişliği 1.7 GHz'den 14.1 GHz'e kadar uzanmaktadır. Süzgecin boyutları 46.86 x 30 x 0.79 mm³'tür. Tasarımın elektromanyetik benzetim işlemleri sonlu elemanlar yöntemini kullanan HFSS [7] programında yapılmıştır. Bu süzgeç modern mikrodalga haberleşme uygulamaları için uygun özelliklere sahiptir.

2. Tasarımın Teorik Adımları

Tasarlanan süzgecin son hali Şekil 1'de verilmektedir. Tüm tasarım işlemlerinde kayıp tanjantı 0.02, bağıl dielektrik sabiti (ϵ_r) 4.4 olan FR-4 dielektrik malzemesi kullanılmıştır. Tasarımda giriş ve çıkış portları 50Ω karakteristik empedans ile uyumlu sonlandırılmıştır. Besleme hat genişliği 50Ω'a karşılık gelen 1.51 mm'dir.

Tasarlanmak istenen mikroşerit süzgecin özellikleri Tablo 1'de belirtilmektedir. Bu amaçla, öncelikle, Tablo 1'de belirtildiği gibi 0.01dB dalgalanma seviyesine sahip, 1.5 GHz kesim frekanslı, $8f_c$ 'den büyük bir durdurma bant genişliği olan ve geçiş bandı keskinliği 0.6'dan büyük bir alçak geçiren mikroşerit süzgeç tasarımı amaçlanmıştır.

Arzu edilen süzgeç özelliklerini sağlayan bir tasarım için dört adımdan oluşan süzgeç tasarım prosedürü gerçekleştirilmiştir. İlk adımda klasik süzgeç tasarımı kullanılarak taban iletkeni kusurlu alçak geçiren bir mikroşerit süzgeç tasarlanmıştır. İkinci adımda, elde edilen frekans karakteristiği tasarım hedeflerini karşılamadığı için mevcut tasarımdaki mikroşerit hatlara paralel yan hatlar eklenerek durdurma bandının genişletilmesine çalışılmıştır. Üçüncü adımda, karakteristiğin belirgin bir ölçüde iyileştirilmesine yönelik olarak, eklenen paralel yan hatların uç kısımları

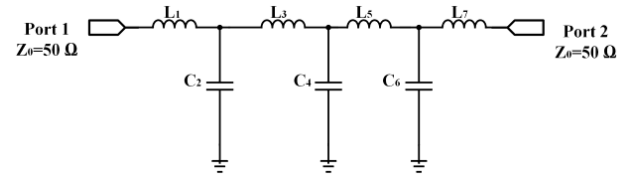
genişletilmiştir. Dördüncü ve son adımda ise üçüncü adımdaki süzgeç karakteristiğinin tam olarak arzu edilen süzgeç karakteristiğine yaklaştırmak amacıyla birinci adımda elde edilen paralel yan hatların yeniden düzenlenmesi söz konusudur.

Tablo 1: Süzgeç Özellikleri

Dalgalanma Seviyesi	0.01 dB
Kesim Frekansı	1.5 GHz
Durdurma Bandı Seviyesi	-20 dB
Durdurma Bant Genişliği	$>8f_c$
Keskinlik Faktörü	$f_c/f_0 > 0.6$

Tablo 2 : Birinci adım için elde edilen normalize eleman değerleri (Chebyshev Prototipi: 0.01dB Dalgalanma Seviyesi, N=7)

g0	g1	g2	g3	g4	g5	g6	g7	g8
1	0.80	1.39	1.75	1.63	1.75	1.39	0.8	1



Şekil 2: Birinci adımda elde edilen devre topolojisi ve eleman değerleri ($L_1=3.17\text{nH}$, $C_2=2.22\text{pF}$, $L_3=6.96\text{nH}$, $C_4=2.60\text{pF}$, $L_5=6.96\text{nH}$, $C_6=2.22\text{pF}$, $L_7=3.17\text{nH}$)

Bu adımlar sonucunda hem düşük frekans bölgesinde ciddi değişimler yaşanmamış hem de arzu edilen süzgeç özellikleri sağlanmış olmaktadır.

Bu tasarım prosedürüne göre, ilk adımda, klasik süzgeç yaklaşımı ile Chebyshev tipi alçak geçiren süzgeç prototipinden hareket edilerek 0.01dB dalgalanma seviyeli, 2 GHz kesim frekanslı alçak geçiren mikroşerit süzgeç tasarımı yapılmıştır.

Bu amaçla ilk olarak süzgeç derecesi N=7 olan Chebyshev prototipi için normalize eleman değerleri hesaplanmalıdır. Buna göre [8], elde edilen normalize eleman değerleri Tablo 2'de verilmektedir. Empedans ve frekans ölçeklemesi [8] sonucunda Şekil 2'de verilen devre topolojisi ve eleman değerleri ortaya çıkmaktadır.

Klasik süzgeç tasarımının taban iletkeni kusurlu yapılarla gerçekleştirilmesi işlemi için [2]'deki tasarım prosedürleri takip edilmiştir. Bu prosedüre göre, elde edilen endüktans ve kapasitelerin, mikroşerit hatlar ve tabana açılan kusurlar ile modellenmesi işlemi bulunmaktadır. Bu amaçla, her bir endüktans elemanı; uçları eşkenar dik üçgen halter biçimli DGS ile, her bir kondansatör elemanı ise ucu açık devre ile sonlandırılmış paralel yan hatlar ile modellenmiştir. Tasarımda taban iletkeni kusurlu yapılar kullanılacağı için ilk adımda, hedeflenen kesim frekansından daha yüksek bir kesim frekansı seçilmiştir. Çünkü mikroşerit süzgeç tasarımında taban iletkenine açılan kusurlar arzu edilen kesim frekansını değiştirmektedir ve bu değeri

İyileştirilmiş Geniş Durdurma Bandlı Taban İletkeni Kusurlu Alçak Geçiren Bir Mikroşerit Süzgeç Tasarımı

An Improved Broad Stopband Microstrip Low Pass Filter with Defected Ground Structure

Agâh Oktay Ertay¹, Mehmet Abbak¹, Can Suer¹

¹Elektrik Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi (İTÜ)

aoertay@itu.edu.tr , abbak@itu.edu.tr , suerc@itu.edu.tr

Öz

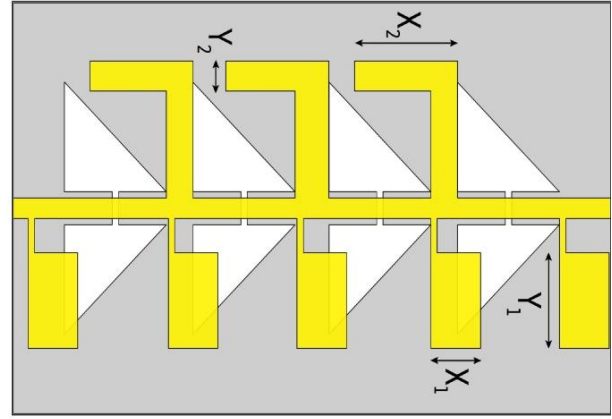
Bu makalede, çeşitli mikrodalga uygulamaları için kullanılabilecek, mikroşerit yapıda, taban iletkeni kusurlu bir alçak geçiren süzgeç tasarlanmıştır. Tasarımdaki hedeflerden biri geniş durdurma bandına sahip bir karakteristik elde etmektir. Ek olarak, geçiş bandında keskinlik istenmektedir. Bu amaçla öncelikle klasik süzgeç yaklaşımıyla bir süzgeç tasarlanmıştır ve sonrasında mikroşerit yapılar kullanılarak çeşitli tasarım adımları ile hedeflenen özelliklere ulaşılmıştır. Tasarım adımlarında devre modeli verilmiştir ve istenen özellikleri sağlaması için gerekli iyileştirmeler yapılmıştır. Benzetim işlemlerinde Yüksek Frekans Yapı Simülatörü (HFSS) kullanılmıştır. Tasarlanan süzgecin S11 ve S21 amaçlanan karakteristikleri elde edilmiş ve arzu edilen sonuçlara ulaşılmıştır. Bu tasarımın sonucunda elde edilen süzgeç 1.5 GHz kesim frekansına sahip, 1.7 GHz'den 14.1 GHz'e kadar uzanan geniş bir durdurma bandına sahiptir. Elde edilen süzgeç, modern mikrodalga uygulamaları için kullanılabilir.

Anahtar Kelimeler: Geniş durdurma bandı, DGS, taban iletkeni kusurlu yapılar, alçak geçiren süzgeç, mikroşerit süzgeç.

Abstract

In this article, a microstrip low pass filter with defected ground structure is designed for various microwave applications. One of the objectives in the design is to acquire a broad stopband characteristic. Additionally, a sharpness is desired in the transition band. In this context, firstly, a filter is designed by using classical filter approximation and then design objectives are achieved by using microstrip structures with several design procedures. Equivalent circuit is given in the design procedures and required improvements to obtain desired specifications is performed. High Frequency Structure Simulator (HFSS) is used for the simulation processes. Objective frequency characteristics of S11 and S21 of the designed filter is obtained and the desired results are achieved. As a result of the design, obtained filter has 1.5 GHz cut off frequency, a broad stopband extending from 1.7 GHz to 14.1 GHz. Obtained filter can be used for modern microwave applications

Keywords: Broad stopband, DGS, defected ground structures, low pass filter, microstrip filter.



Şekil 1: Tasarlanan süzgecin geometrik görünümü (X_1 :4 mm, Y_1 :7 mm, X_2 :8 mm, Y_2 :2.2 mm)

1. Giriş

Elektromanyetik spektrum oldukça geniş frekans aralığına sahip olup, RF ve Mikrodalga uygulamalarının çalıştığı belirli bir frekans aralığı (300 kHz – 300 GHz) vardır. Bu frekans aralıklarında ise her özel uygulamanın çalışabildiği dar veya geniş bandlar bulunmaktadır. İlgili uygulamaya özel, bu bandlarda çalışabilen cihazların kullanılabilmesi için süzgeç elemanlarına ihtiyaç olmaktadır [1].

RF ve mikrodalga uygulamalarında önemli bir yere sahip olan süzgeçler kablosuz, mobil ve uydu haberleşmesi gibi birçok alanda kendine yer bulmuştur. Bilindiği üzere, süzgeçler ilgililenen frekans aralığını, tasarım hedefine uygun olarak, geçiren, durduran ve istenmeyen sinyal girişimlerinin önüne geçecek yetenekleri olan yapılardır. Bu yapıların band geçiren veya durduran, alçak veya yüksek geçiren, tüm geçiren türleri bulunmaktadır.

Modern mikrodalga haberleşme sistemlerinde, küçük boyut, keskin geçiş bandı, düşük araya girme kaybı gibi önemli gereklilikler ortaya çıkmaktadır. Bu gereksinimlerin karşılanması için tasarlanan süzgeçler mikroşerit yapılardan oluşabilmektedir.

Alçak geçiren süzgeçler de (AGS) mikroşerit yapılarla tasarlanabilmektedir. AGS'lerin tasarımında, geniş durdurma bandı, daha iyi keskinlik faktörü, düşük geçirme bandı dalgalanması gibi amaçlar yer almaktadır. Dolayısıyla tasarlanacak alçak geçiren mikroşerit süzgecin, uygulamanın gerektirdiği koşulları sağlaması için, tasarım adımlarında uygun değişikliklerin yapılması önemlidir.

Son yıllarda mikroşerit süzgeç tasarımında taban iletkeni kusurlu yapılar (DGS) [2]-[3] giderek yaygınlaşmaya başlamıştır. Taban iletkeni kusurlu yapıların klasik süzgeç tasarımına uyarlanması sonucunda farklı bir mikroşerit süzgeç tasarım prosedürü ileri sürülmüştür. Bu amaçla klasik süzgeç yaklaşımında seçilen topolojide yer alan endüktansların, birer taban iletkeni kusurlu yapı olarak modellenmesi sonucunda daha küçük mikroşerit süzgeçler tasarlanabilmektedir [4], [5] ve [6].

Bu makalede geniş durdurma bandına sahip, görece küçük alçak geçiren bir mikroşerit süzgeç tasarımı amaçlanmıştır. Bu amaçla, klasik süzgeç yaklaşımından hareketle mikroşerit hatlar ve taban iletkenine açılan uçları eşkenar dik üçgen halter biçimli kusurlar kullanılarak bir süzgeç tasarımı önerilmiştir. Ek olarak, tasarım sonucunda elde edilen frekans karakteristiğinin iyileştirilmesi amacıyla tasarlanan süzgeç üzerinden üç aşamadan oluşan bir tasarım prosedürü ortaya konarak arzu edilen süzgeç karakteristiğinin elde edilmesi sağlanmıştır. Tasarlanan süzgeç 1.5 GHz'de -3dB kesim frekansına, 0.01dB geçirme bandı dalgalanmasına sahiptir ve -20dB'deki durdurma bant genişliği 1.7 GHz'den 14.1 GHz'e kadar uzanmaktadır. Süzgecin boyutları 46.86 x 30 x 0.79 mm³'tür. Tasarımın elektromanyetik benzetim işlemleri sonlu elemanlar yöntemini kullanan HFSS [7] programında yapılmıştır. Bu süzgeç modern mikrodalga haberleşme uygulamaları için uygun özelliklere sahiptir.

2. Tasarımın Teorik Adımları

Tasarlanan süzgecin son hali Şekil 1'de verilmektedir. Tüm tasarım işlemlerinde kayıp tanjantı 0.02, bağıl dielektrik sabiti (ϵ_r) 4.4 olan FR-4 dielektrik malzemesi kullanılmıştır. Tasarımda giriş ve çıkış portları 50Ω karakteristik empedans ile uyumlu sonlandırılmıştır. Besleme hat genişliği 50Ω'a karşılık gelen 1.51 mm'dir.

Tasarlanmak istenen mikroşerit süzgecin özellikleri Tablo 1'de belirtilmektedir. Bu amaçla, öncelikle, Tablo 1'de belirtildiği gibi 0.01dB dalgalanma seviyesine sahip, 1.5 GHz kesim frekanslı, $8fc$ 'den büyük bir durdurma bant genişliği olan ve geçiş bandı keskinliği 0.6'dan büyük bir alçak geçiren mikroşerit süzgeç tasarımı amaçlanmıştır.

Arzu edilen süzgeç özelliklerini sağlayan bir tasarım için dört adımdan oluşan süzgeç tasarım prosedürü gerçekleştirilmiştir. İlk adımda klasik süzgeç tasarımı kullanılarak taban iletkeni kusurlu alçak geçiren bir mikroşerit süzgeç tasarlanmıştır. İkinci adımda, elde edilen frekans karakteristiği tasarım hedeflerini karşılamadığı için mevcut tasarımdaki mikroşerit hatlara paralel yan hatlar eklenerek durdurma bandının genişletilmesine çalışılmıştır. Üçüncü adımda, karakteristiğin belirgin bir ölçüde iyileştirilmesine yönelik olarak, eklenen paralel yan hatların uç kısımları

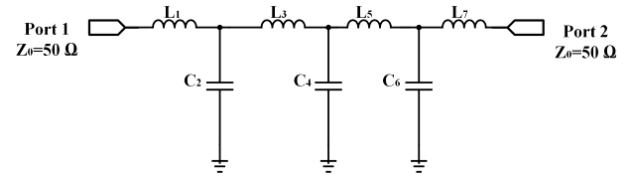
genişletilmiştir. Dördüncü ve son adımda ise üçüncü adımdaki süzgeç karakteristiğinin tam olarak arzu edilen süzgeç karakteristiğine yaklaştırmak amacıyla birinci adımda elde edilen paralel yan hatların yeniden düzenlenmesi söz konusudur.

Tablo 1: Süzgeç Özellikleri

Dalgalanma Seviyesi	0.01 dB
Kesim Frekansı	1.5 GHz
Durdurma Bandı Seviyesi	-20 dB
Durdurma Bant Genişliği	$>8fc$
Keskinlik Faktörü	$fc/f0 > 0.6$

Tablo 2 : Birinci adım için elde edilen normalize eleman değerleri (Chebyshev Prototipi: 0.01dB Dalgalanma Seviyesi, N=7)

g0	g1	g2	g3	g4	g5	g6	g7	g8
1	0.80	1.39	1.75	1.63	1.75	1.39	0.8	1



Şekil 2: Birinci adımda elde edilen devre topolojisi ve eleman değerleri ($L_1=3.17nH$, $C_2=2.22pF$, $L_3=6.96nH$, $C_4=2.60pF$, $L_5=6.96nH$, $C_6=2.22pF$, $L_7=3.17nH$)

Bu adımlar sonucunda hem düşük frekans bölgesinde ciddi değişimler yaşanmamış hem de arzu edilen süzgeç özellikleri sağlanmış olmaktadır.

Bu tasarım prosedürüne göre, ilk adımda, klasik süzgeç yaklaşımı ile Chebyshev tipi alçak geçiren süzgeç prototipinden hareket edilerek 0.01dB dalgalanma seviyeli, 2 GHz kesim frekanslı alçak geçiren mikroşerit süzgeç tasarımı yapılmıştır.

Bu amaçla ilk olarak süzgeç derecesi N=7 olan Chebyshev prototipi için normalize eleman değerleri hesaplanmalıdır. Buna göre [8], elde edilen normalize eleman değerleri Tablo 2'de verilmektedir. Empedans ve frekans ölçeklemesi [8] sonucunda Şekil 2'de verilen devre topolojisi ve eleman değerleri ortaya çıkmaktadır.

Klasik süzgeç tasarımının taban iletkeni kusurlu yapılarla gerçekleştirilmesi işlemi için [2]'deki tasarım prosedürleri takip edilmiştir. Bu prosedüre göre, elde edilen endüktans ve kapasitelerin, mikroşerit hatlar ve tabana açılan kusurlar ile modellenmesi işlemi bulunmaktadır. Bu amaçla, her bir endüktans elemanı; uçları eşkenar dik üçgen halter biçimli DGS ile, her bir kondansatör elemanı ise ucu açık devre ile sonlandırılmış paralel yan hatlar ile modellenmiştir. Tasarımda taban iletkeni kusurlu yapılar kullanılacağı için ilk adımda, hedeflenen kesim frekansından daha yüksek bir kesim frekansı seçilmiştir. Çünkü mikroşerit süzgeç tasarımında taban iletkenine açılan kusurlar arzu edilen kesim frekansını değiştirmektedir ve bu değeri

şiklik açılan kusurun alanı ile ters orantılıdır [2]. Bu işlemler sonucunda eş kenar dik üçgen halter biçimli DGS'nin bağlantı bölgesinin uzunluğu, genişliği ve ilgili üçgen DGS'nin kenar uzunluğu sırasıyla 2.4mm, 0.5mm ve 8mm olarak alınmıştır. Her bir endüktansa karşılık gelebilecek en uygun DGS boyutları [2]'deki ve [4]'teki prosedüre uygun olarak eğri uydurma adımları ile çıkarılmıştır. Kondansatör elemanına karşılık gelen ucu açık devre ile sonlandırılmış paralel yan hatların modellenmesi için (1) [1] ve (2) [1] ifadeleri kullanılmıştır.

$$l = \frac{\lambda_g}{2\pi} \tan^{-1}(Z_0 \omega C) \Leftarrow l < \frac{\lambda_g}{4} \quad (1)$$

$$\lambda_g = \frac{300}{f(\text{GHz})\sqrt{\epsilon_{re}}} \text{mm} \quad (2)$$

Denklem (1) ve (2)'de yer alan l , λ_g , Z_0 , ω , C , f ve ϵ_{re} ifadeleri sırasıyla ucu açık devre ile sonlandırılmış paralel yan hattın uzunluğunu, kılavuzlanmış dalga boyunu, ilgili paralel yan hattın karakteristik empedansını, açısal frekansını ve kondansatörün kapasite değerini, çalışma frekansını ve etkin dielektrik sabitini göstermektedir. (1)'deki denklem yoluyla her bir kondansatöre karşılık gelen ucu açık devre ile sonlandırılmış mikroşerit hattın uzunluk ve genişlikleri hesaplanmıştır. Buna göre, Şekil 2'deki $C_2=C_6$ değerleri için hesaplanan hat genişlik ve uzunlukları sırasıyla 2.09 mm ve 10 mm'dir. C_4 değeri için hesaplanan hat genişliği ve uzunluğu sırasıyla 2.66 mm ve 10 mm'dir.

Şekil 3'te her bir tasarım adımını gösteren prosedür görülmektedir. Şekil 3'teki her adımda taban iletkeni kusurlu yapılar Şekil 1'deki haliyle yer almaktadır ve her adımda aynı boyutlarda alınmıştır.

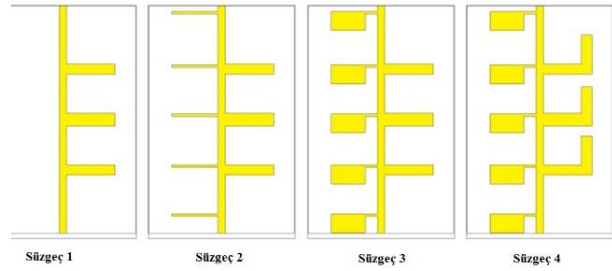
İlk tasarım adımı sonucunda endüktansa karşılık gelen bir taban iletkeni kusurlu yapı, kondansatöre karşılık gelen ucu açık devre ile sonlandırılmış bir paralel yan hat modellemesi yapılmıştır. Bu işlem sonucunda Şekil 3'te yer alan "Süzgeç 1" tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu tasarım adımına ait frekans karakteristiği Şekil 4'te "Ver1" olarak gösterilmektedir. Buna göre "Süzgeç 1"ın kesim frekansı 1.53 GHz civarında çıkmış olup -20dB seviyesindeki durdurma bantları sırasıyla 2.18 GHz -7.2 GHz, 8.17 GHz -9.86 GHz ve 10.26 GHz -13.5 GHz aralıklarında oluşmuştur. Keskinlik faktörünün ise 0.56 seviyelerinde olduğu hesaplanmıştır. Dolayısıyla arzu edilen tasarım hedeflerine henüz ulaşamamıştır. Bu nedenle ikinci adıma geçilmiştir.

İkinci adımda Şekil 3'te görüldüğü gibi ucu açık devre ile sonlandırılmış paralel yan hatlara "Süzgeç 1" yapısına eklenmiştir. Bu işlem sonucunda Şekil 4'teki "Ver2" ile gösterilen frekans karakteristiği elde edilmiştir. Bu karakteristiğe göre, alçak frekanslarda kayda değer bir değişiklik oluşmamakla beraber 3 GHz-5 GHz aralıklarında daha iyi durdurma bandı elde edilmiştir. Keskinlik faktörü ve kesim frekansı değerleri Süzgeç 1 ile aynı olup istenilen özellikler tamamen sağlanamadığı için üçüncü adıma geçilmiştir.

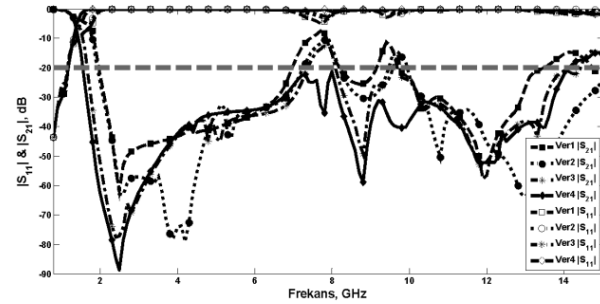
Üçüncü adımda Şekil 3'te gösterildiği üzere, "Süzgeç 2"de eklenen paralel yan hatlara farklı empedansa sahip mikroşerit hatlar ilave edilmiştir. Bu yolla frekans karakteristiğinin önemli derecede değiştiği Şekil 4'te "Ver3" olarak görülmektedir. Bu

işlem sonucunda kesim frekansı 1.50 GHz yakınlarına inmiş olup keskinlik faktörü ise 0.6 seviyelerine çıkmıştır. Buna rağmen geniş durdurma bandı özelliği ($>8fc$) henüz sağlanamamıştır. Bu sebeple, son adım "Süzgeç 3"e uygulanmıştır.

Dördüncü ve son adımda Şekil 3'te görüldüğü gibi, "Süzgeç 1"de tasarlanmış olan ucu açık devre ile sonlandırılmış paralel yan hatlara mikroşerit hatlar eklenerek tasarım düzenlenmiştir. Şekil 4'teki son adım ile oluşan frekans karakteristiği "Ver4" olarak gösterilmektedir.



Şekil 3: Süzgeç tasarım adımları



Şekil 4: Tasarlanan süzgeçlerin frekans karakteristiklerinin görünümü

Buna göre, kesim frekansı 1.5 GHz olan, keskinlik faktörü 0.6'dan büyük, geniş durdurma bandına sahip ($>8fc$) alçak geçiren bir mikroşerit süzgeç tasarımı elde edilmiştir. Dolayısıyla, arzu edilen süzgeç özelliklerini sağlayan bir mikroşerit alçak geçiren süzgeç tasarlanabilmektedir.

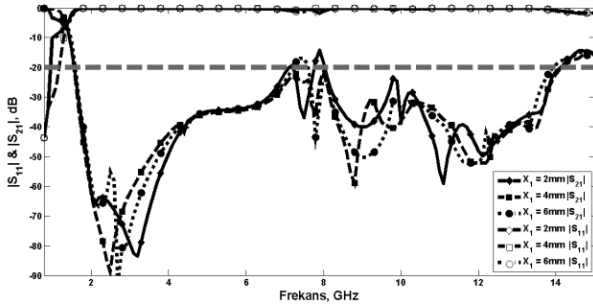
3. Parametrik Analizler

Şekil 1'de ve Şekil 3'te (Süzgeç 4) amaçlanan süzgecin son hali görülmektedir. Bu aşamaya gelene kadar, en uygun tasarım parametrelerinin bulunması için birçok parametrik analiz yapılmıştır. Bu makalede yapılan parametrik analizler mikroşerit yapıları ve DGS'lere ait tasarım parametrelerini içermektedir. Bu işlemler sonucunda görüldü ki, mikroşerit hatlarda yer alan her bir parametre süzgecin frekans karakteristiğinde ciddi değişiklikler yapabilmektedir.

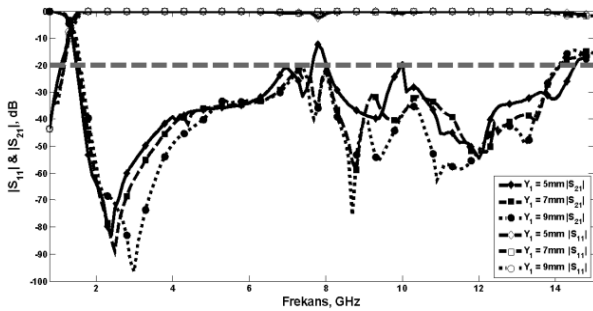
Bu bölümdeki parametrik analizler önceki bölümdeki son tasarım adımı ile elde edilen süzgecin ("Süzgeç 4") en uygun karakteristiği vermesine yönelik benzetimleri içermektedir. Buna göre, "Süzgeç 3"te eklenmiş olan mikroşerit hattın uzunluğunun (Y_l) ve genişliğinin (X_l) durdurma bandı karakteristiğini

etkilediği görülmüştür. Şekil 4'te görüldüğü gibi, arzu edilen geniş durdurma bandı karakteristiğinin elde edilmesi açısından X_1 'in alabileceği en uygun değerin 4 mm olduğu gözlenmiştir. Ek olarak, Y_1 uzunluğunun da bu amaçla en uygun seçilmesi önemlidir. Bu sebeple yapılan parametrik analizler sonucunda en uygun değerin 7 mm olduğu Şekil 6'den görülmektedir. Ayrıca X_1 ve Y_1 uzunluklarının mevcut süzgecin rezonans frekansında değişiklikler oluşturarak keskinlik faktörünü etkilediği görülmüştür.

Süzgecin frekans karakteristiğini etkileyen diğer önemli parametreler ise, son tasarım adımında eklenen mikroşerit hattın genişliği (Y_2) ve uzunluğu (X_2)'dur. Şekil 7'de X_2 'nin parametrik analizi sonucunda elde edilen frekans karakteristiği görülmektedir. Buna göre X_2 'nin uygun aralıklarda olması özellikle 8 GHz civarındaki iletim karakteristiği seviyesinin düşürülmesinde önemlidir. Bu sebeple, X_2 'nin alabileceği en uygun değerin 8 mm olduğu gözlenmiştir. Y_2 uzunluğunun Şekil 8'de görüldüğü gibi süzgecin geçirme bandı ve geçiş bandında önemli bir değişiklik oluşturmadığı fakat geniş durdurma bandı elde edilmesinde önemli bir katkı sağladığı görülmüştür. Sonuçta Y_2 için en uygun değerin 2.2 mm olduğu gözlenmiştir.



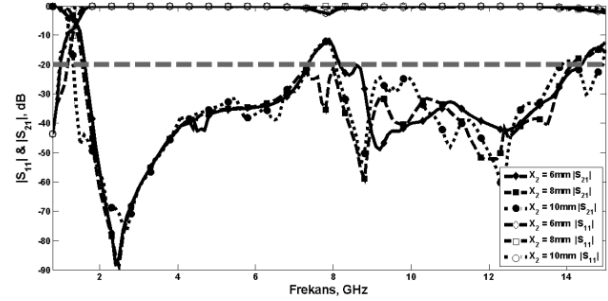
Şekil 5: X_1 uzunluğunun son süzgeç karakteristiğine etkisi



Şekil 6: Y_1 uzunluğunun son süzgeç karakteristiğine etkisi

Tamamen bir tasarım amacına yönelik adımların izlendiği bu makalede, taban iletkeni kusurlu yapılardan ve paralel yan hatlardan oluşan bir mikroşerit alçak geçiren süzgeç tasarlanmıştır. Bu tasarım sonucunda Şekil 9'da yer alan frekans karakteristiği elde edilmiştir. Şekil 9'da görüldüğü gibi, tasarlanan mikroşerit süzgecin 1.5 GHz'lik -3dB kesim frekansına, -20dB seviyesindeki durdurma bandı yeteneğinin 1.7 GHz'den 14.1 GHz'e kadar uzandığı ($>8fc$), durdurma bandında özellikle 2 GHz-3

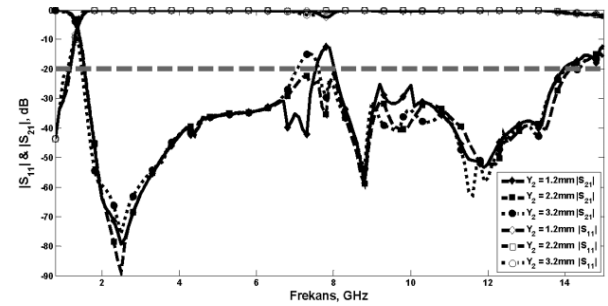
GHz aralığında -40dB seviyelerini gördüğü ve yer yer -50dB ye varan iletim karakteristikleri (9 GHz ve 12 GHz civarı) oluştuğu gözlenmiştir.



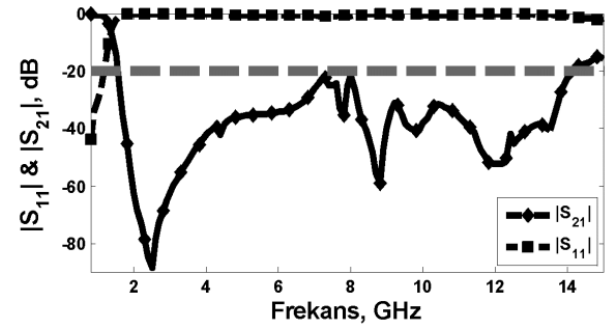
Şekil 7: X_2 uzunluğunun son süzgeç karakteristiğine etkisi

4. Sonuç

Bu çalışmada, 1.5 GHz kesim frekansına sahip, kesim frekansının 8 katından daha fazla bir durdurma bandına sahip alçak geçiren bir mikroşerit süzgeç tasarlanmıştır. Bu özelliklerin sağlanması için dört adımdan oluşan bir süzgeç tasarım prosedürü amaçlanmıştır. Bundan hareketle öncelikle klasik süzgeç yaklaşımı ile bir tasarım yapılmıştır ve bu tasarımdan yola çıkarak arzu edilen tasarıma ulaşmak için mikroşerit yapılar kullanılarak iyileştirmeler yapılmıştır. En uygun sonucu elde edebilmek için çeşitli parametrik analizler yapılmıştır. Tüm benzetimlerde HFSS programı kullanılmıştır. Tasarlanan süzgecin mikrodalga uygulamalarında kullanılabileceği görülmüştür.



Şekil 8: Y_2 uzunluğunun son süzgeç karakteristiğine etkisi



Şekil 9: Amaçlanan son süzgecin frekans karakteristiği

5. Bilgilendirme

Yazarlar, değerli görüşlerini paylaştığı için Doç. Dr. Serkan Şimşek'e teşekkür etmektedir.

6. Kaynaklar

- [1] Hong, Jia-Shen G. and Michael J. Lancaster., *Microstrip filters for RF/microwave applications*, John Wiley & Sons, 2004.
- [2] Ahn, Dal, J. S., Kim, C. S., Kim, J., Qian, Y., & Itoh, T. "A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure." *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* "49.1, 86-93, 2001.
- [3] Ertay, A., O., "Taban iletkeni kusurlu mikroşerit yapılarla filtre tasarımları", Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Ocak 2014.

[4] Lim, Jong-Sik, v.d., "Design of low-pass filters using defected ground structure." *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 53.8, 2539-2545, 2005.

[5] Park, Jongkuk, Jeong-Phill Kim, ve Sangwook Nam. "Design of a novel harmonic-suppressed microstrip low-pass filter." *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* 17.6, 424-426, 2007.

[6] Abdel-Rahman, Adel B., v.d., "Control of bandstop response of Hi-Lo microstrip low-pass filter using slot in ground plane." *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 52.3, 1008-1013, 2004.

[7] Ansys Corp., High Frequency Structure Simulator (HFSS) v.11. Pittsburgh, PA, 2010.

[8] Kinayman, N. ve Aksun, I., *Modern microwave circuits*. Artech House, 2005.

**Agâh Oktay Ertay**

Lisans derecesini Yıldız Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliğinden, yüksek lisans derecesini İstanbul Teknik Üniversitesi Telekomünikasyon Mühendisliğinden sırasıyla 2010 ve 2014 yıllarında almıştır. 2011 yılından bugüne kadar İstanbul Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği bölümünde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaktadır. Kendisinin ilgi ve araştırma alanları; mikrodalga mühendisliği, elektromanyetik teori, mikrodalga filtrelerin tasarımı ve üretilmesidir.

**Mehmet Abbak**

Lisans ve yüksek lisans derecelerini Sabancı Üniversitesi Telekomünikasyon Mühendisliği ve Elektronik Mühendisliği programlarından, doktora derecesini ise İstanbul Teknik Üniversitesi Uydu Haberleşmesi ve Uzaktan Algılama programından sırasıyla, 2006, 2008 ve 2015 yıllarında almıştır. 2010 yılından bu yana MITOS Medikal Teknolojiler 'de araştırmacı olarak çalışmaktadır. Araştırma alanları; mikroşerit antenler, filtreler ve mikrodalga görüntülemeye oldukça geniş bantlı antenlerinde dâhil olduğu mikrodalgada pasif elemanlardır.

**Can Suer**

2011 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden Lisans derecesini aldı. 2014 yılında ise İstanbul Teknik Üniversitesi Telekomünikasyon Mühendisliği Bölümü'nden Yüksek Lisans derecesi sahibi oldu. Aynı yıl, aynı bölümde doktora yapmaya başladı. 2011 yılından bu yana İstanbul Teknik Üniversitesi'nde Araştırma Görevliliği yapmakta olan Can Suer, düz ve ters saçınım, nümerik yöntemler ve kompleks fonksiyonlar üzerinde çalışmaktadır. Dahil olduğu ITU ERG grubunda ise çok katmanlı ortamlarda gömülü cisim bulma, kompleks ortamların dielektrik profillerinin çıkarılması gibi konular üzerinde araştırmalar yapmaktadır.

1/f^α Gürültülerin Frekans Ölçekleme ile Üretimi

1/f^α Generation of Noise via Frequency Scaling

Mehmet Kerem Türkcan¹, Tayfun Akgül¹

¹Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

İstanbul Teknik Üniversitesi

turkcan@itu.edu.tr, tayfunakgul@itu.edu.tr

Öz

Bu makalede, 1/f^α gürültülerinin üretilmesi için yenilikçi bir yöntem önerilmektedir. 1/f gürültülerinin üretilmesinin, frekans-ölçekleme uzayındaki Dirac özilintili bir rassal sürecin ters dönüşümü üzerinden modellenebileceği gösterilmektedir. 1/f değişkeni 1/f^α'ya genelleştirilerek istenen için gürültü süreçlerinin oluşturulması sağlanmaktadır. Çeşitli α değerleri için üretilen örnek süreçlerin benzetim sonuçları verilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Gürültü, 1/f gürültüsü, 1/f gürültü üretimi, ölçekleme-ile-değişmezlik, ölçek dönüşümü

Abstract

In this paper a novel method for 1/f^α noise generation is proposed. Theoretical generation of 1/f noise is shown to be possible through the inverse transformation of a frequency scaling domain random process with Dirac delta autocorrelation. By substituting the 1/f variable with 1/f^α, generation of general noise is rendered possible. Finally, simulation results for different α values are presented.

Keywords: Noise, 1/f noise, 1/f noise generation, scale invariance, scale transform

1. Giriş

1/f^α gürültüsü, ilkin Johnson tarafından 1925 yılında gösterilmiş [1], sonrasında yarıiletken fiziği [1], [2], nöral aktivite [3], müzik [4], insanların zaman algısı [5], jeosinyaller [6], [7] ve ağ trafiği [8] gibi bir çok uygulamada ele alınmıştır. Bu tür gürültüleri modellemek amacıyla da kendini organize eden kritiklik [9], kesirli Brown hareketi [10], [11], tersinilebilir Markov zinciri [12] ve doğrusal olmayan stokastik diferansiyel denklemler [13] gibi bir çok yaklaşım önerilmiştir.

Bir 1/f^α gürültüsü, güç spektral yoğunluğu $S_X(f)$,

$$S_X(f) \sim \frac{\sigma^2}{|f|^\alpha} \quad (1)$$

bağıntısıyla modellenen bir gürültüdür. Burada, α spektral üstel, α² sabit değişinti değeri ve ~ istatistiksel denkliği ifade etmektedir [14]. Böyle bir sürecin özbenzeşimli (fraktal) yapısı gözönüne alındığında, özbenzeşimli süreçlerin ölçekleme-

ile-değişmezlik özelliği sayesinde, süreç için ölçek-frekans uzayında bir üretim modeli fikri oluşturulabilir. Ölçek-frekans uzayından frekans uzayına geçiş $f > 0$ için

$$X(f) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} X(c) \frac{e^{j \ln(f^c)}}{\sqrt{f}} dc \quad (2)$$

ile gösterilebilen bir ters frekans-ölçek dönüşümü ile gerçekleştirilir [15]. Bu denklemde, c ölçeği, f de frekansı tanımlar. X(c), bir zaman süreci x(t)'nin Fourier dönüşümü olan X(f)'in ölçek dönüşümüdür.

Bu makalede önerilen 1/f^α üretim yöntemi, literatürdeki üretim yöntemlerinden farklıdır. 1/f gürültüleri frekans-ölçek uzayında Dirac delta özilintili rassal süreçler şeklinde modellenip 1/f^α'ya genelleştirme yoluyla üretim sağlandığı gösterilmektedir.

2. Ters Ölçek Dönüşümü ile 1/f Gürültü Üretimi

Özilinti fonksiyonu $R(c_1, c_2) = \sigma^2 \delta(c_1 - c_2)$ (sabit bir σ² için) ve ters ölçek dönüşümü $X(f)$ ile simgelenen bir rassal süreç $X(c)$ 'nin güç spektral yoğunluğu, $\Omega < \infty$ olacak şekilde, $[-\Omega, \Omega]$ destekli bir frekans uzayı sinyali $X_\Omega(f)$ düşünülerek

$$\begin{aligned} S_X(f) &= \lim_{\Omega \rightarrow \infty} E[X_\Omega(f) X_\Omega^*(f)] \\ &= \frac{1}{2\pi f} \frac{1}{2\Omega} \iint \sigma^2 \delta(c_1 - c_2) e^{j \ln(f^{(c_1 - c_2)})} dc_1 dc_2 \\ &= \frac{\sigma^2 / 2\pi}{f} \end{aligned} \quad (3)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada, E[.] beklenen değeri göstermektedir. Bu güç spektral yoğunluğu terimi, (1)'de verilen tanıma uygundur. (2) nolu denklemdeki f'nin yerine f^α konulmasıyla

$$X_\alpha(f) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} X(c) \frac{f^{\alpha j c}}{f^{\alpha/2}} dc \quad (4)$$

ifadesi elde edilir; ve bu ifade, 1/f^α süreçlerinin üretilmesinde kullanılabilir. Beklendiği üzere ve [1]'de de açıklandığı gibi, böyle bir dönüşüm f^α yerine f üzerinde çalışan bir

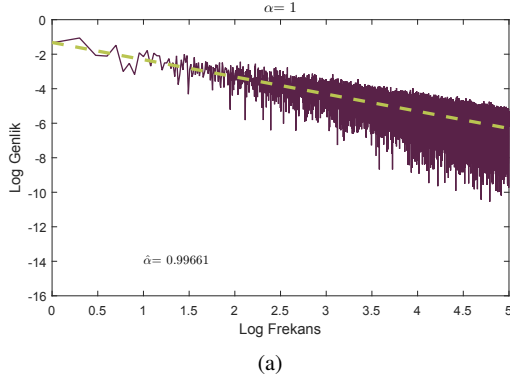
gibi, böyle bir dönüşüm f^α yerine f üzerinde çalışan bir ölçek dönüşümüne eş düşmektedir. (4) numaralı denklem için, (3)'teki işlemler tekrarlanırsa,

$$S_{X_\alpha}(f) = \frac{\sigma^2/2\pi}{f^\alpha} \quad (5)$$

şeklinde bir güç yasası sürecine karşılık düşen spektral güç yoğunluğu elde edilebilir.

3. Benzetim Sonuçları

Benzetim için, yukarıda ifade edilen güç yasasını sağlayan süreçlerin hesaplanması ayrık zamanda bir ters Fourier dönüşümü alınmasına denk olacaktır. p noktaları eş aralıklıysa, e^p noktaları üstel dağılımlı olacaktır. Eğer frekans uzayının da eş aralıklı olması isteniyorsa, aradeğerlemeye ve yeniden eş örnekleme ihtiyacı vardır. e^p noktaları arasındaki en büyük fark, p büyüdükçe artacağından, istenen eş örnekleme periyodunun bu farkı geçmemesini sağlamak, uygun bir örnekleme için gereklidir [16].



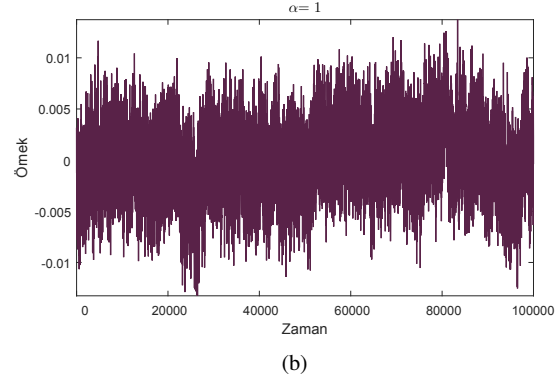
$1/f^\alpha$ süreçlerinin, seçilen bir α değeri için zaman uzayındaki benzetimlerini elde edebilmek için, sıfır ortalamalı, birim değışintili, Dirac delta özilintiye sahip bir Gauss gürültü süreci ile başlanabilir. Ardından, geri dönüşüm kullanılarak $X(f)$ elde edilebilir ve ters Fourier dönüşümü ile de bu süreçlere karşılık düşen zaman sinyali $x(t)$ elde edilir. Üretilen süreçlerin α değerinin seçilen değerlere yakınlığı (fikir vermesi bakımından) kestirmek için (3) denkleminin iki tarafının logaritması alınarak, bağıntının doğrusallaştırılması ve çıktıların doğrusal bir eğriye uydurulması yeterlidir. Burada, $\hat{\alpha}$ kestirim değeri, s_i ve y_i , sırayla frekansın ve güç yoğunluğunun i indisi değerlerine, n de toplam indis sayısına karşılık gelecek şekilde, en küçük kareler yöntemiyle

$$\hat{\alpha} = - \frac{\sum_{i=1}^n y_i \sum_{i=1}^n s_i^2 - \sum_{i=1}^n s_i \sum_{i=1}^n s_i y_i}{n \sum_{i=1}^n s_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n s_i \right)^2} \quad (7)$$

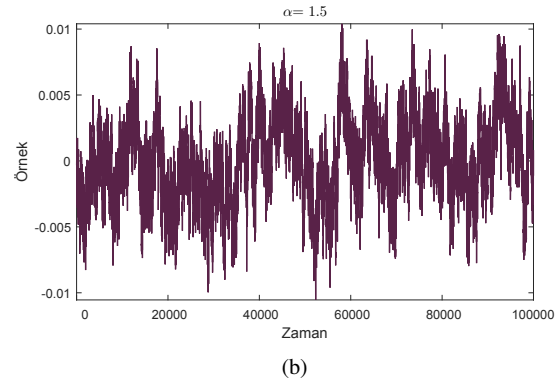
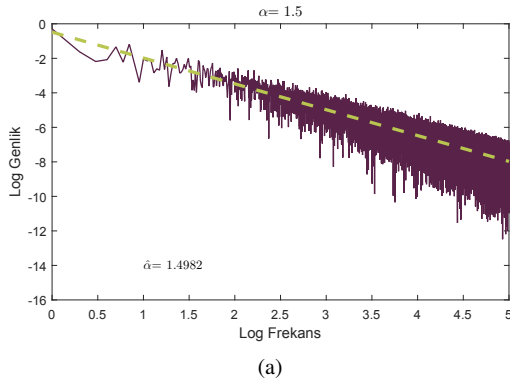
eşitliği kullanılarak hesaplanabilir.

Benzetimlerin tümünde, zaman uzayı süreci için 10^5 örnek alınıp hem frekans hem de zaman süreçleri, birim enerji ve sıfır ortalamaya sahip olacak şekilde ölçeklenmiştir.

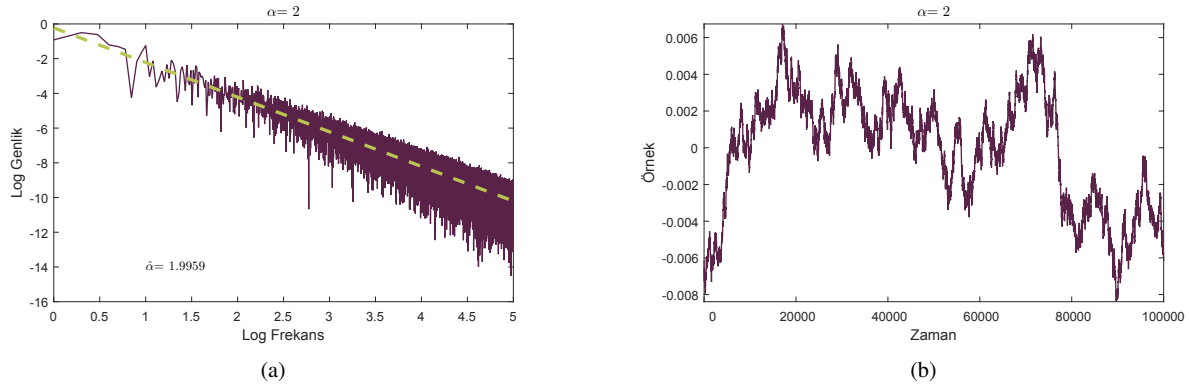
α değeri 1'e karşılık düşen $1/f^\alpha$ gürültülere pembe gürültü denir [17]. Şekil 1(a)'da, $\alpha = 1$ alınarak, (6) kullanılarak üretilmiş (kestirim $\hat{\alpha}$ 'sı 0.99661 bulunan) bir pembe gürültü sürecinin log-log spektrum grafiğı gösterilmiş ve Şekil 1(b)'de zaman uzayında oluşturulan pembe gürültü süreci verilmiştir.



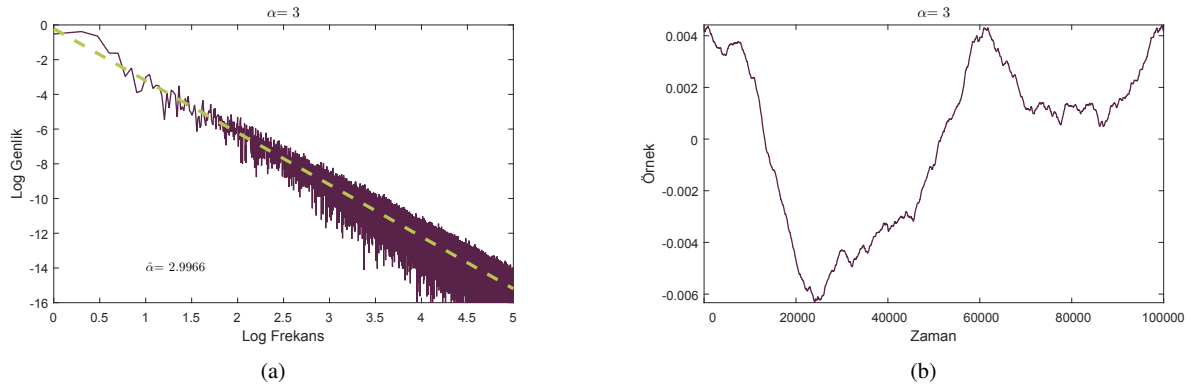
Şekil 1: (a) $\alpha = 1$ için üretilmiş bir pembe gürültü sürecinin log-log spektrum grafiğı; (b) pembe gürültünün zamandaki değışimi.



Şekil 2: (a) $\alpha = 1.5$ için üretilmiş gürültü sürecinin log-log spektrum grafiğı; (b) sürecin zamandaki değışimi.



Şekil 3: (a) $\alpha = 2$ için üretilen bir kahverengi gürültü sürecinin log-log spektrum grafiği; (b) kahverengi gürültü sürecinin zamandaki değişimi.



Şekil 4: (a) $\alpha = 3$ için üretilen bir siyah gürültü sürecinin log-log spektrum grafiği; (b) siyah gürültü sürecinin zamandaki gösterimi.

Şekil 2(a)'da, $\alpha = 1.5$ seçilmesiyle, (6) nolu denklemden üretilmiş (doğrusal kestirimle $\hat{\alpha}$ 'sı 1.4982 ölçülmüş) bir gürültü sürecinin log-log spektrumu verilmiş, zaman uzayında oluşturulan $1/f^{1.5}$ gürültüsünün süreci de Şekil 2(b)'de gösterilmiştir.

α değeri 2'ye karşılık düşen $1/f^\alpha$ gürültülere kahverengi gürültü denir [17]. (6) nolu bağıntı kullanılarak üretilmiş (kestirimi $\hat{\alpha} = 1.9959$ bulunan) bir kahverengi gürültü sürecinin log-log spektrumu Şekil 3(a)'da verilmiş, zaman uzayında üretilen kahverengi gürültü süreci Şekil 3(b)'de çizdirilmiştir. Son örnek, siyah gürültü diye de adlandırılan [17], α değeri 2'den büyük bir $1/f^\alpha$ sürecine ilişkindir. Şekil 4(a)'da, $\alpha = 3$ seçilerek, (6) nolu bağıntı kullanılarak üretilmiş (kestirim değeri $\hat{\alpha} = 2.9966$ bulunan), bir siyah gürültü sürecinin log-log spektrumu gösterilmiştir. Bu sürecin zaman uzayındaki karşılığı Şekil 4(b)'de çizdirilmiştir.

4. Sonuç

Bu makalede ters ölçek dönüşümü kullanılarak $1/f$ gürültülerinin üretilmesi için yeni bir yöntem önerilmiş, üretim bağıntıları verilmiş, çeşitli spektral üstel değerler ($\alpha = 1, 1.5, 2, 3$) için benzetim örnekleri sunulmuştur. Farklı uygulamalarda ve/veya benzetim çalışmalarında kullanılabilecek $1/f^\alpha$ gürültülerinin pratik bir şekilde bu yöntemle üretilebileceği gösterilmiştir.

5. Kaynaklar

- [1] J. B. Johnson, "The schottky effect in low frequency circuits," *Physical Review*, 26, 1, p. 71, 1925.
- [2] H. Wong, "Low-frequency noise study in electron devices: review and update," *Microelectronics Reliability*, 43, 4, pp. 585–599, 2003.
- [3] P. Allegrini, D. Menicucci, R. Bedini, L. Fronzoni, A. Gemignani, P. Grigolini, B. J. West, ve P. Paradisi, "Spontaneous brain activity as a source of ideal $1/f$ noise," *Physical Review E*, 80, 6, 2009.
- [4] R. F. Voss ve J. Clarke, " $1/f$ noise in music and speech," *Nature*, 258, pp. 317–318, 1975.
- [5] D. Gilden, T. Thornton, M. Mallon et al., " $1/f$ noise in human cognition," *Science*, pp. 1837–1837, 1995.
- [6] A. Mao, C. G. Harrison, ve T. H. Dixon, "Noise in GPS coordinate time series," *Journal of Geophysical Research: Solid Earth*, 104, B2, pp. 2797–2816, 1999.
- [7] S. Baykut, T. Akgül, ve S. Ergintav, "Estimation of spectral exponent parameter of $1/f$ process in additive white background noise," *EURASIP Journal on advances in signal processing*, 2007, 15, 2007.

- [8] T. Akgül, S. Baykut, M. Erol Kantarcı, ve S. F. Oktug, "Periodicity-based anomalies in self-similar network traffic flow measurements," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 60, 4, pp. 1358–1366, 2011.
- [9] P. Bak, C. Tang, ve K. Wiesenfeld, "Self-organized criticality: An explanation of the $1/f$ noise," *Physical Review Letters*, 59, 4, pp. 381–384, 1987.
- [10] B. B. Mandelbrot ve J. W. Van Ness, "Fractional Brownian motions, fractional noises and applications," *SIAM review*, 10, 4, pp. 422–437, 1968.
- [11] P. Flandrin, "Wavelet analysis and synthesis of fractional Brownian motion," *IEEE Transactions on Information Theory*, 38, 2, pp. 910–917, 1992.
- [12] S. Erland ve P. E. Greenwood, "Constructing $1/\omega^\alpha$ noise from reversible Markov chains," *Physical Review E*, 76, 3, 2007.
- [13] B. Kaulakys, J. Ruseckas, V. Gontis, ve M. Alaburda, "Nonlinear stochastic models of $1/f$ noise and power-law distributions," *Physica A: Statistical Mechanics and its Applications*, 365, 1, pp. 217–221, 2006.
- [14] G. W. Wornell ve C. F. Gaumond, "Signal processing with fractals: a wavelet based approach," *The Journal of the Acoustical Society of America*, 105, 1, 1999.
- [15] L. Cohen, "The scale representation," *IEEE Transactions on Signal Processing*, 41, 12, pp. 3275–3292, 1993.
- [16] A. De Sena ve D. Rocchesso, "A fast Mellin and scale transform," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2007.
- [17] M. R. Schroeder, *Fractals, chaos, power laws: Minutes from an infinite paradise*. Courier Corporation, 2012.



Mehmet Kerem Türkcan

1992 yılında İstanbul'da doğmuştur. 2011 yılından beri İstanbul Teknik Üniversitesi'nin Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'nde lisans öğrenimini sürdürmektedir.



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'de İTÜ'ye Profesör ünvanıyla atandı. Halen İTÜ Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'nde görev yapmaktadır. *International Journal of Information and Communication Engineering* ve *Elektrik Mühendisleri (EMO) Dergisi* ile *EMO Bilimsel Dergi*'nin yayın kurulları üyesidir. IEEE'nin çeşitli kurullarında görev yaptı. Sinyal ve görüntü işleme alanında (yakın zamanda özellikle "yüz tanıma" konusunda) araştırmalar yapmaktadır.



Seyreklik GÜdümlü Doğrusal Öngörü ile Yüksek Çözünürlüklü Radar Görüntüleme

High Resolution Radar Imaging with Sparsity Driven Linear Prediction

Koray Sarıkaya¹, Haldun Bozkurt², Işın Erer²

¹ASELSAN A.Ş. Radar Elektronik Harp ve İstihbarat Sistemleri, Ankara
ksarikaya@aselsan.com.tr

²Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
ierer@itu.edu.tr, bozkurtha@itu.edu.tr

Öz

2B doğrusal öngörü temelli ISAR görüntüleme 2B AR katsayıların eldesi için l_2 norm minimizasyonu kullanır. Fakat bu yöntem sonuç görüntüde yalancı tepelerin oluşmasına neden olur. AR katsayılarına TDA kesmesinin uygulanmasının başarımlı saçıcı sayısının kestirimine bağlıdır. Saıcı sayısının yanlış kestirimi bazı saçıcıların kestirilememesine ya da yan lobların etkin şekilde indirgenememesine neden olur. Bu çalışmada, seyreklik regülarizasyonlu AR modeller sunulmuş ve yüksek çözünürlüklü radar görüntüleme problemine uygulanmıştır. Seyreklik öncelinin kullanılmasıyla AR katsayı vektörü seyrek olmaya zorlanmıştır. Elde edilen seyrek katsayı vektörünün kullanılmasıyla hedefin geri plandan daha kolay ayırt edilmesine olanak veren yan lobları indirgenmiş radar görüntüleri elde edilmiştir. Önerilen yöntem dar band-dar açı durumunda da başarıyla çalışmaktadır. Önerilen seyrek AR modeller radar görüntülemenin yanı sıra ISAR görüntülerin sınıflandırılmasına da uygulanmıştır. Sonuçlar önerilen yöntemin diğer AR temelli yöntemlere göre daha yüksek başarımlı sahip olduğunu göstermektedir.

Anahtar Kelimeler: Radar görüntüleme, doğrusal öngörü, özbağlanımlı modelleme, seyrek gösterimler, regülarizasyon.

Abstract

ISAR imaging based on the 2D linear prediction uses the l_2 norm minimization of the prediction error to obtain 2D AR model coefficients. However, this approach causes many spurious peaks in the resulting image. SVD truncation of AR coefficients depends on the choice of scattering coefficients and a wrong choice may cause underestimation of scattering centers or inefficient suppression of sidelobes. In this study, we present sparsity regularized AR models and apply them to the problem of high resolution radar imaging. By using the sparsity prior we constrain AR coefficient vector to be sparse. The use of resulting coefficient vector yields radar images with reduced side lobes improving the discrimination of the target from the background. This method also works successfully in case of narrow frequency band and angular sector. The proposed sparse AR models have been applied to the ISAR imaging problem as well as classification of ISAR images. The results show that the proposed method has higher performance compared to the other AR based methods.

Keywords: Radar imaging, linear prediction, autoregressive modeling, sparse representations, regülarizasyon.

1. Giriş

Ters yapay açıklıklı radar (ISAR) görüntülemeye kullanılan geleneksel yöntem hızlı ve işlem maliyetinin düşük olması nedeniyle 2 boyutlu Fourier dönüşümüne dayanan polar format algoritmasıdır [1]. Radar görüntülemeye menzıl çözünürlüğü frekans bant genişliğine, çapraz menzıl çözünürlüğü ise gözlem açı aralığına bağlı olduğundan 2 boyutlu Fourier dönüşümüyle yüksek çözünürlüklü görüntü elde edebilmek için geniş bant-geniş gözlem açı aralığında veri toplamak gerekmektedir. Ancak gerçek hayatta gerçekleştirilen uygulamalarda bu koşulları sağlamak oldukça zordur. Dar bant-dar açı koşullarında 2 boyutlu Fourier dönüşümü istenen çözünürlüğü sağlayamamaktadır. Literatürde bu problemin çözümü için yüksek çözünürlüklü spektral kestirim yöntemlerinden Multiple Signal Classification (MUSIC) ve özbağlanımlı (autoregressive, AR) modelleme metodları kullanılmıştır [2-6]. MUSIC metodu verinin özilişki matrisinin sinyale ve gürültü özevktörlerinin dikliğine dayanmaktadır [4]. AR modelleme ise 2-boyutlu kartezyen frekans spektrumunun 2-boyutlu doğrusal kestirimine dayanmaktadır [2].

MUSIC algoritması ile yüksek çözünürlüklü radar görüntüler elde edilebilmesine rağmen, veri toplanan frekans bandı ve açı sektörü daraldıkça radar hedef görüntüsünde bozulmalar önemli ölçüde artmaktadır. AR modellemeye ise dar frekans bandı ve açılal sektörde hedef radar görüntüsü korunsun da çok sayıda sahte saçıcılar oluştuğundan görüntüde hedef ile arka plan ayrımı zorlaşmaktadır. AR modellemeye sahte saçıcıların bastırılması amacıyla tekil değeri ayrışımı (TDA) kullanılır. Bu yöntem özbağlanımlı modelleme ile elde edilen radar hedef görüntüsünde sahte saçıcıları bastırmayı başarsa da radar hedef görüntüsünde veri kaybını engelleyememektedir [2].

MUSIC yönteminde ve AR-TDA ile çözümünde görüntüleme başarımlı saçıcı sayısı kestirimine önemli ölçüde bağlıdır [2].

Bu çalışmada regülarizasyon yöntemleri AR modelleme ile birleştirilerek seyrek AR modeller oluşturularak, ISAR görüntülemeye uygulanacak ve varolan AR model temelli yöntemlere göre arka planı daha temiz olan yüksek çözünürlüklü görüntüler elde edilecektir. Regülarizasyon yöntemleri kötü koşullanmış (ill-posed) problemlerde ek olarak yumuşatma ya da seyrek-

lik (sparsity) bilgilerini probleme katarak alternatif çözümler sağlamaktadır [7]. En eski yöntemlerden biri olan Tichkonov regülarizasyonunda ceza terimi olarak bilinmeyen vektörünün l_2 normu kullanılmaktadır. l_2 norm ceza terimi dahil edilmesi ile geniş değerli bileşenleri kısıtlamakta ve daha yumuşak geçişler sunan çözümler elde edilmektedir. Sonuç direkt (kapalı form) veya konjuge gradyan gibi iteratif yöntemlerle elde edilebilir. Son zamanlarda l_0 norm ceza fonksiyonu (penalty function) kullanılan seyreklik önceli (sparsity prior) regülarizasyon yöntemleri bir çok uygulamada kullanılmaktadır. l_0 norm minimizasyonu NP zor problem (NP hard problem) olduğundan cezalandırma fonksiyonu olarak l_1 norm kullanılır ve bu yöntemle l_0 normunun çözümüne yaklaşılr. Ceza terimi olarak kullanılan l_1 normu ile az sayıda sıfırdan farklı katsayı içeren sonuçlar üretilmektedir. l_1 norm ceza terimi içeren regülarizasyon problemleri türevlenebilir (differentiable) değildir ve l_2 norm durumundan farklı olarak bir kapalı form çözümüne sahip değildir. Diğer yandan bu problemler konveks kuadratik problemlere dönüştürülebilir ve konveks optimizasyon yöntemleriyle çözülebilirler [7].

Çalışmanın ikinci bölümünde doğrusal öngörü ile ISAR görüntüleme problemi ana hatlarıyla tanıtılmış, üçüncü bölümde önerilen seyreklik güdümlü ISAR görüntüleme yöntemi verilmiş, 4. bölümde ise radar görüntüleri ve sınıflama sonuçları sunulmuştur. Son bölümde ise çalışma sonuçlarıyla ilgili değerlendirilmeler yer almaktadır.

2. Doğrusal Öngörü ile ISAR Görüntüleme

d adet saçıcıdan oluşan bir hedeften geri yansıyan işaret f_m frekans ve θ_n ($n = 0, 1, \dots, N-1$, $m = 0, 1, \dots, M-1$) bakış açısı olmak üzere,

$$E(f_m, \theta_n) = u(f_m, \theta_n) + \sum_{k=1}^d a_k \exp \left(-j \frac{4\pi f_m}{c} (x_k \cos \theta_n + y_k \sin \theta_n) \right) \quad (1)$$

şeklinde verilir [2]. Burada a_k, x_k, y_k sırasıyla k . saçıcı merkezin şiddetine ve koordinatlarına karşı gelmektedir.

$u(f_m, \theta_n)$ 0 ortalamalı ve σ^2 varyanslı beyaz Gauss gürültüsüdür ve c ışık hızıdır. Odaklanmış bir ISAR görüntüsü elde etmek için, (1) ile verilen frekans-açı verisi $y(f_m, \theta_n)$

$$f_x = \frac{2f}{c} \cos \theta \quad (2)$$

Ve

$$f_y = \frac{2f}{c} \sin \theta \quad (3)$$

dönüşümleri kullanılarak konumsal frekans uzayına geçirilir ve aşağıdaki gibi gösterilebilir:

$$E(m, n) = \sum_{k=1}^d a_k \exp \left(-j2\pi (x_k f_x(m) + y_k f_y(n)) \right) + u(m, n) \quad (4)$$

$$\begin{aligned} f_x(m) &= f_x(0) + m\Delta f_x & m &= 1, 2, \dots, M \\ f_y(n) &= f_y(0) + n\Delta f_y & n &= 1, 2, \dots, N \end{aligned}$$

Burada $f_x(0)$ ve $f_y(0)$ sırasıyla f_x ve f_y nin başlangıç değerlerine karşılık gelmektedir. M ve N değerleri konumsal frekans uzayındaki örnek değerleridir, $M = N$ alınarak (4) ile verilen konumsal frekans uzayındaki geri saçılan alan verisi 2B doğrusal öngörü kullanılarak aşağıdaki gibi modellenilebilir:

$$\hat{E}(l, n) = - \sum_{i=0}^L \sum_{j=0}^L a_{ij} E(l-i, n-j) \quad (5)$$

$$i = j \neq 0$$

$$l, n = L, L+1, \dots, N-1$$

Buradaki a_{ij} bilinmeyen katsayıları ifade etmektedir. Denklem (5) kestirilen değeri kendinden önceki değerlerin lineer kombinasyonu şeklinde ifade etmektedir. Denklem ayrıca L modelleme seviyeli özbağlanımlı (AR - autoregressive) modellemeyi ifade etmektedir. Eğer kestirilen değer kendinden sonraki L adet verinin lineer kombinasyonu kullanılarak bulunuyorsa bu yöntem geriye doğru kestirim (backward prediction) şeklinde ifade edilebilir. Bu durumda kestirilen değer $\hat{E}(l, n)$ şu şekilde yazılabilir:

$$\hat{E}(l, n) = - \sum_{i=0}^L \sum_{j=0}^L \tilde{a}_{ij} E(l+i, n+j) \quad (6)$$

$$i = j \neq 0$$

$$l, n = 0, 1, \dots, N-L-1$$

Burada $\tilde{a}_{ij}$ bilinmeyen katsayılardır. [2]'de gösterildiği üzere $\tilde{a}_{ij} = a_{ij}^*$. Dolayısıyla (6) şu şekilde yazılabilir:

$$\hat{E}^*(l, n) = - \sum_{i=0}^L \sum_{j=0}^L a_{ij} E^*(l+i, n+j) \quad (7)$$

$$i = j \neq 0$$

Eğer [2]'de bahsedilen bu kestirim doğru ise $\hat{E}(l, n) = E(l, n)$ olacaktır. (5) ve (7) kullanılarak bilinmeyen katsayı

değerleri a_{ij} bulunabilir. Burada $(L+1)^2 - 1$ bilinmeyen ve $2(N-L)^2$ lineer denklem bulunmaktadır. Normal olarak $N > 2L$ olacak şekilde seçilir. Sonuç olarak en küçük kareler (least square) çözümüyle ya da toplam en küçük kareler çözümüyle a_{ij} 'ler bulunabilir. Denklem (5) ve (7) matris notasyonu ile şu şekilde sunulabilir:

$$\mathbf{E}\mathbf{a} = -\mathbf{e} \quad (8)$$

Burada $\mathbf{E}$, $2(N-L)^2$ 'e $(L+1)^2 - 1$ 'lik bir matristir. $\mathbf{a}$, $(L+1)^2 - 1$ uzunluğunda bir vektördür. $\mathbf{e}$, $2(N-L)^2$ uzunluğunda bir vektördür. (7)'nin en küçük kareler çözümü şu şekildedir:

$$\mathbf{a} = -(\mathbf{E}^H \mathbf{E})^{-1} \mathbf{E}^H \mathbf{e} \quad (9)$$

Buradaki H eşlenik evrik alma işlemini göstermektedir.

Yukarıdaki bahislerde iki boyut için de f_x ve f_y ileriye doğru ya da geriye doğru kestirim yöntemleri anlatılmıştır. Alternatif olarak ileriye doğru kestirim yöntemi değerlerden biri için geriye doğru kestirim yöntemi de değerlerden diğeri için kullanılabilir. Bu durumda yine $2(N-L)^2$ kadar denklem ve a_{ij} 'den farklı olarak $(L+1)^2 - 1$ kadar bilinmeyen olacaktır. Bu bilinmeyen katsayılar b_{ij} şeklinde ifade edilmiştir. Eğer ileriye doğru kestirim f_x üzerinde ve geriye doğru kestirim f_y üzerinde kullanılırsa kestirilen değer şu şekilde yazılabilir:

$$\hat{E}(l, n) = - \sum_{i=0}^L \sum_{j=0}^L b_{ij} E(l-i, n+j) \quad (10)$$

$i = j \neq 0$

$$l = L, L+1, \dots, N-1$$

$$n = 0, 1, \dots, N-L-1$$

Diğer taraftan eğer geriye doğru kestirim f_x üzerinde ve ileriye doğru kestirim f_y üzerine kullanılırsa kestirilen değer şu şekilde yazılır:

$$\hat{E}^*(l, n) = - \sum_{i=0}^L b_{ij} E^*(l+i, n-j) \quad (11)$$

$i = j \neq 0$

$$l = 0, 1, \dots, N-L-1$$

$$n = L, L+1, \dots, N-1$$

(10) ve (11) kullanılarak denklemler çözülebilir ve b_{ij} katsayıları tespit edilebilir. Matris formunda formüller şu şekilde düzenlenebilir:

$$\tilde{\mathbf{E}}\mathbf{b} = -\tilde{\mathbf{e}} \quad (12)$$

Burada $\tilde{\mathbf{E}}$, $2(N-L)^2$ 'e $(L+1)^2 - 1$ 'lik bir matristir. $\mathbf{b}$, $(L+1)^2 - 1$ uzunluğunda bir vektördür. $\tilde{\mathbf{e}}$ ise $2(N-L)^2$ uzunluğunda bir vektördür. $\mathbf{b}$ katsayıları (9) da verildiği gibi en küçük kareler çözümünden bulunur.

Saçıcı merkezlerin konumlarına karşı gelen radar görüntüsü $P(x, y)$ tepe noktalarından bulunur.

$$P(x, y) = \frac{1}{|1 + \sum_{i=0}^L \sum_{j=0}^L a_{ij} z_1^{-i} z_2^{-j}|^2 + |1 + \sum_{i=0}^L \sum_{j=0}^L b_{ij} z_1^{-i} z_2^{-j}|^2} \quad (13)$$

$$i = j \neq 0$$

Burada $z_1 = \exp(j \frac{4\pi}{c} \Delta f_x x)$, $z_2 = \exp(j \frac{4\pi}{c} \Delta f_y y)$ şeklinde seçilir ve görüntülenecek bölgenin genişliği $-\frac{c}{4\Delta f} < x, y < \frac{c}{4\Delta f}$ ile verilir.

3. Önerilen Seyreklik Gündümlü Görüntüleme Algoritması

1-B özbağlanımlı (AR) modelleme kullanılarak 1B işaret örnekleri geçmiş örneklerin lineer kombinasyonu şeklinde tanımlanabilir [7].

$$x(n) = \sum_{k=1}^K a_k x(n-k) + e(n) \quad (14)$$

Burada $\{a_k\}$ özbağlanımlı model katsayılarına, $e(n)$ ise beyaz Gauss gürültüsüne karşı gelmektedir. [7]'de model katsayılarının kestirimi problemi, gözlemlenen gerçek $x(n)$ örnekleri kümesinden, $n=1, 2, \dots, N$ olacak şekilde, katsayı vektörlerini hatayı minimize edecek şekilde kestirebilecek bir optimizasyon problemi olarak ele almaktadırlar.

$\hat{\mathbf{e}} = \mathbf{x} - \mathbf{X}\hat{\mathbf{a}}$ vektörü genel olarak $\mathbf{e}$ 'nin kestirimi olan kalıntıyı (residual) ifade eder. Bu kalıntı vektörü aşağıdaki minimizasyon probleminin sonucu olan $\hat{\mathbf{a}}$ 'nın kestiriminden elde edilir [4].

$$\min_{\mathbf{a}} \|\mathbf{x} - \mathbf{X}\mathbf{a}\|_p^p + \lambda \|\mathbf{a}\|_k^k \quad (15)$$

Burada,

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x(N_1) \\ \vdots \\ x(N_2) \end{bmatrix}, \mathbf{X} = \begin{bmatrix} x(N_1 - 1) & \cdots & x(N_1 - K) \\ \vdots & & \vdots \\ x(N_2 - 1) & \cdots & x(N_2 - K) \end{bmatrix}$$

ve $\|\cdot\|_p$ l_p normunu ifade etmektedir. l_p

$$\|\mathbf{x}\|_p = (\sum_{n=1}^N |x(n)|^p)^{1/p}, p \geq 1 \text{ için,}$$

şeklinde ifade edilmektedir. N_1 ve N_2 başlangıç ve bitiş değerleri, $n < 1$ ve $n > N$ için $x(n) = 0$ varsayılacak şekilde, birçok şekilde seçilebilir. Örneğin, $p = 2$ ve $\lambda = 0$, $N_1 = 1$ ve $N_2 = N + K$ olacak şekilde seçilirse bu durum bizi Yule-Walker denklemlerinin çözümüne denk olan özilişki yöntemine (auto-correlation method) götürecektir; $N_1 = K + 1$ ve $N_2 = N$ seçimi ise kovaryans metoduna götürecektir.

Benzer şekilde 2-B seyrek özbağlanımlı modelleri oluşturmak için (8) ve (12) denklemleri aşağıdaki gibi modellenerek,

$$\mathbf{e}_{1-3} = \mathbf{E}\mathbf{a} + \mathbf{e} \quad (16)$$

$$\mathbf{e}_{2-4} = \tilde{\mathbf{E}}\mathbf{b} + \tilde{\mathbf{e}} \quad (17)$$

kestirim hata vektörleri oluşturulur.

Kestirim katsayılarının hesabı bir optimizasyon problemi olarak düşünülebilir. Bu optimizasyon problemi bir grup gözlemlenen kompleks işaretleri kullanarak katsayı kestirimi yapılmasını sağlar ve böylece kestirim hatasını minimuma indirir. Minimizasyon probleminin sonucu şu şekilde belirtilebilir:

$$\mathbf{a} = \min_{\mathbf{a}} \|\mathbf{e}_{1-3}\|_2^2 + \lambda \|\mathbf{a}\|_k^k = \min_{\mathbf{a}} \|\mathbf{E}\mathbf{a} + \mathbf{e}\|_2^2 + \lambda \|\mathbf{a}\|_k^k \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{b} &= \min_{\mathbf{b}} \|\mathbf{e}_{2-4}\|_2^2 + \lambda \|\mathbf{b}\|_k^k \\ &= \min_{\mathbf{b}} \|\tilde{\mathbf{E}}\mathbf{b} + \tilde{\mathbf{e}}\|_2^2 + \lambda \|\mathbf{b}\|_k^k \end{aligned} \quad (19)$$

$p = 2$ ve $\lambda = 0$ olarak seçildiğinde sonuç klasik en küçük kareler çözümü olmaktadır ve (9) ile elde edilen sonucu vermektedir. l_2 minimizasyon yaklaşımının bazı sıkıntıları vardır, özellikle yüksek mertebelerde TDA kullanımını gerektiren birçok istenmeyen tepe noktalarının görünmesine sebep olur. Bunun yerine, $p = 2$ ve $k = 2$ seçilerek Tykhonov tipi regülarizasyon çözümü kullanılabilir,

$$\mathbf{a} = \min_{\mathbf{a}} \|\mathbf{E}\mathbf{a} + \mathbf{e}\|_2^2 + \lambda \|\mathbf{a}\|_2^2 \quad (20)$$

$$\mathbf{b} = \min_{\mathbf{b}} \|\tilde{\mathbf{E}}\mathbf{b} + \tilde{\mathbf{e}}\|_2^2 + \lambda \|\mathbf{b}\|_2^2 \quad (21)$$

Bu ifadeler kapalı formda şu şekilde ifade edilebilir:

$$\mathbf{a} = -(\mathbf{E}^H \mathbf{E} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{E}^H \mathbf{e} \quad (22)$$

Farklı bir çözüm olarak l_1 norm içeren ceza terimi kullanılarak aşağıda verilen ve katsayıların seyrek olarak elde edildiği bir çözüm bulunabilir,

$$\mathbf{a} = \min_{\mathbf{a}} \|\mathbf{E}\mathbf{a} + \mathbf{e}\|_2^2 + \lambda \|\mathbf{a}\|_1 \quad (23)$$

$$\mathbf{b} = \min_{\mathbf{b}} \|\tilde{\mathbf{E}}\mathbf{b} + \tilde{\mathbf{e}}\|_2^2 + \lambda \|\mathbf{b}\|_1 \quad (24)$$

Cvx optimizasyon paketi [8] kullanılarak denklem (20), (21), (23) ve (24)'de tanımlanan minimizasyon problemleri efektif bir şekilde çözülebilir.

Regülarizasyon parametresi olan λ , kestirimcinin (AR katsayı vektörü) seyrekliği ile kalıntı teriminin l_2 normunun minimizasyonunun arasındaki ödünleşimi (trade-off) kontrol etmektedir. λ ceza terimi parametresinin sonuçlar üzerine etkisi önemli boyuttadır. Parametrenin düşük seçilmesi durumunda sonuç l_2 norma yakınsamakta, geri plandaki bozucu etkiler yeterince temizlenememektedir. Büyük değerlerin seçilmesi durumunda ise çözünürlük kötüleşmektedir. Literatürde λ parametresinin çözümü için L-curve yöntemi kullanılmaktadır [9]. L-curve yönteminde farklı λ parametreleri için elde edilen çözümlerin normlarının, $\|\mathbf{a}\|_k^k$, logaritmaları kalıntı işaretinin normunun, $\|\mathbf{E}\mathbf{a} + \mathbf{e}\|_p^p$, logaritmasına bağlı olarak çizilir. Elde edilen eğri L harfine benzediği için bu yöntem L-curve yöntemi denmektedir. Optimum λ parametresi L'nin dirseğinde yer alan noktadaki değer olarak tespit edilir [9].

4. Deneyisel Sonuçlar

Önerilen seyreklik güdümlü yöntem, mig25 verisine [10] uygulanarak radar görüntüleri elde edilmiştir.

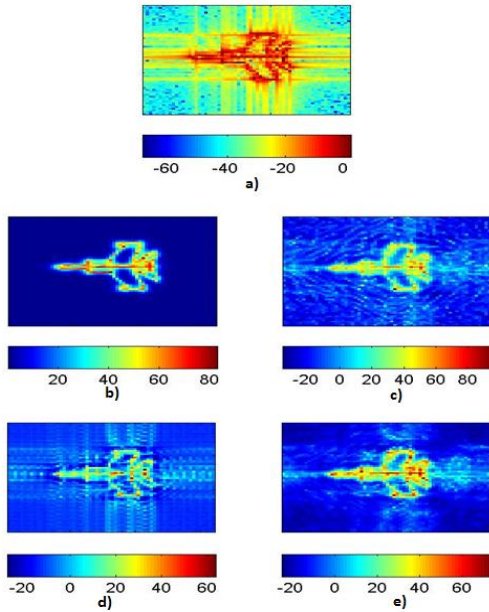
Şekil 4.1'de gösterilen Mig-25 hedefi için elde edilen polar format algoritması, MUSIC, AR modelleme, AR-SVD, önerilen seyreklik güdümlü özbağlanımlı (seyrek AR) modelleme sonuçları sırasıyla gösterilmektedir. Verinin boyutları 64x64, merkez frekansı $f_c = 9 \text{ GHz}$, band genişliği $B = 531 \text{ MHz}$ ve gözlem açısı aralığı $\Omega = 3.67^\circ$ dir. İşaret gürültü oranı $\text{SNR} = 30 \text{ dB}$ olacak şekilde toplamsal beyaz Gauss gürültüsü eklenmiştir.

Şekil 4.1-a'da gösterilen "Polar Format" algoritması sonucu beklendiği gibi yüksek genlikli yan loblar içermektedir.

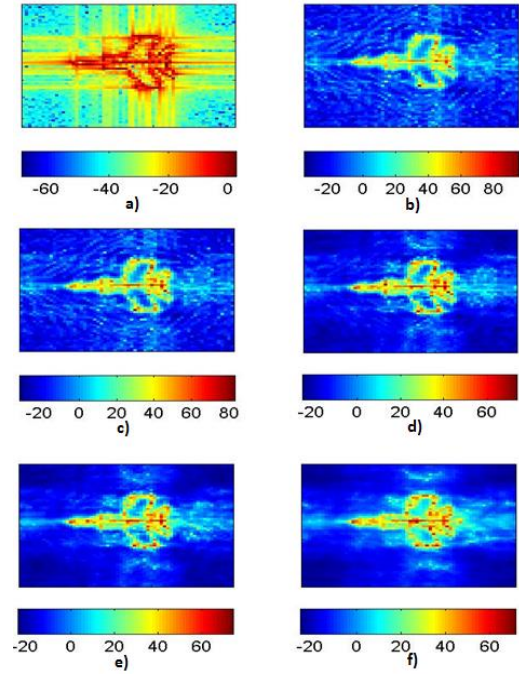
MUSIC algoritması sonucunda yan lobların azaldığı, çözünürlüğün de yükseldiğı görülmektedir. AR modelleme sonularınd a ise arka plandaki yan lobların bozucu etkisi gözlemlenmektedir. AR-TDA yönteminin performansı sadece saııcı sayısının kestirimine bağlıdır. Saııcı sayısının gereğinden düşük seçilmesi durumunda arka plandaki yan loblar yeterince temizlenememekte, büyük seçilmesi durumunda ise varolan saııcıların tamamının kestirilememesine sebep olmaktadır. Önerilen yöntemin klasik AR modelleme yöntemine göre daha temiz arka plana sahip görüntüler oluşturduğı şekil 4.1-e’den görülmektedir. l_1 norm ceza teriminin kullanılması yalancı saııcı sayısını azaltmış, daha temiz bir arka plan oluşturmuştur ve saııcıların belirginliğini artırmıştır. Ancak yöntemin performansı MUSIC yönteminin arkasında kalmaktadır. (22) ile verilen l_2 ceza teriminin kullanılması ise yan lobları yeterince indirgeyemediğinden sonuçlara dahil edilmemiştir.

Regülarizasyon parametresinin etkisi şekil 4.2’de verilmektedir. Parametrenin kk seçimi durumunda radar görüntüleri l_2 norm çözümüne, büyük seçimi ise düşük çözünürlüklü görüntüler elde edilmesine neden olmaktadır.

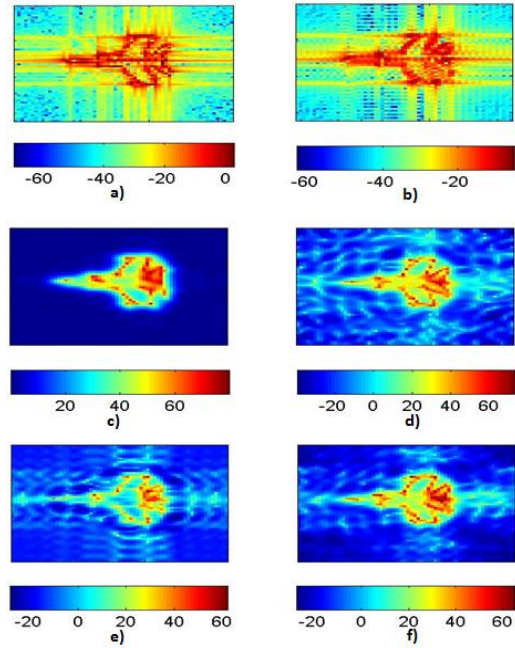
Dar bantlı data kullanımını etkisini gözlemleyebilmek için veri boyutları 32x32’ye indirilmiş ve beklendiğı gibi tüm yöntemlerin çözünürlüğün azaldığı şekil 4.3’de gözlenmiştir. 64x64 (geniş band) veri için en iyi sonucu veren MUSIC yöntemi, 32x32 (dar band) veri için şekil 4.3-c’de grlduğı gibi özellikle uçağın kuyruk bölgesinde ayrıntıları tamamen kaybetmektedir. AR modelleme temelli yöntemler kendi aralarında karşılaştırıldıklarında en iyi sonucun önerilen yöntemle elde edildiğı görülmektedir. Arka plandaki yan loblar l_2 norm çözümüne göre azalmıştır. AR-TDA sonucunda ise seçilen sayısı için yan lobların yeterince temizlenemediğı, buna karşın hedefin de yeterince modellenemediğı görülmektedir.



şekil 4.1: 64 x 64 veri boyutundaki Mig-25 hedefinin (SNR=30 dB) ISAR görüntüsünün elde edilmesi (alt matris boyutu ve modelleme seviyesi: 24): a) Polar format algoritması, b) MUSIC algoritması, c) AR modelleme yöntemi, d) AR-TDA zm, e) seyrek AR modelleme yöntemi ($\lambda=0,5$)



şekil 4.2: 64 x 64 veri boyutundaki Mig-25 hedefinin (SNR=30 dB) ISAR görüntüsünün, özbağlanımlı (AR) katsayılarının seyrek (sparse) yöntemi ile elde edildiğı durumda, kullanılan farklı λ değerleri için (modelleme seviyesi: 24) elde edilen görüntüleri a) Fourier dönüşümü yöntemi, b) $\lambda:0.001$, c) $\lambda: 0.1$, d) $\lambda:0.5$, e) $\lambda: 1$, f) $\lambda: 4$



şekil 4.3: 32 x 32 veri boyutundaki Mig-25 hedefinin (SNR=30 dB) ISAR görüntüsünün elde edilmesi (alt matris boyutu ve modelleme seviyesi=12): a) Polar format algoritması (64x64 boyutundaki veri ile), b) Polar format algoritması (32x32 boyutundaki daraltılmış veri ile), c) MUSIC algoritması, d) AR modelleme yöntemi, e) AR-TDA zm, f) seyrek AR modelleme yöntemi ($\lambda=0,5$)

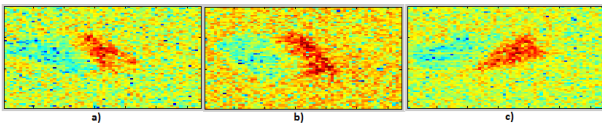
Tüm benzetimler Intel(R) Core(TM) i7 işlemci, 8 GB RAM, Windows 8 64 bit işletim sistemli bilgisayarda MATLAB 2012a ortamında gerçekleştirilmiştir. Sırasıyla polar format algoritması, MUSIC, AR modelleme, AR-TDA ve seyrek AR modelleme yöntemi 1.3 sn, 3.02 sn, 2.3 sn, 2.15 sn ve 48.23 sn sürmektedir. Her ne kadar seyrek AR modelleme yöntemi diğerlerine göre uzun sürüyor olsa da CVX yerine karmaşıklığı daha az olan OMP (Dikgen Eşleştirme Takibi) [11] gibi yöntemler kullanılarak süre MUSIC ve AR modelleme gibi bilinen spektral kestirim temelli radar görüntüleme yöntemleri mertebesine çekilebilmektedir.

Yöntemlerin performanslarını daha iyi karşılaştırmak amacıyla tüm yöntemler [12]'de verilen sınıflama algoritmasıyla MSTAR verilerinin [13] sınıflandırılmasında kullanılmıştır. MSTAR verileri Sandia National Laboratory (SNL) tarafından 1995 yılında, hareketli ve sabit hedef elde etme ve tanıma (Moving and Stationary Target Acquisition and Recognition-MSTAR) programı kapsamında toplanmıştır. Veriler 9.6 GHz merkez frekansında ve 591 MHz frekans bant genişliğinde SAR sisteminin spotlight modunda toplanmıştır. Radarın menzil ve çapraz menzil çözünürlükleri 0,304 metredir. Bu çalışmada sınıflandırma başarısının ölçümü için BMP2 ve T72 tankları ve BTR70 askeri nakliye aracının saçıcı alanlarından elde edilen ham verileri kullanılmıştır. Her bir hedef için 232 adet olmak üzere farklı açılarda elde edilmiş görüntüler ile toplamda 696 görüntüden veri tabanı oluşturulmuştur. Her bir hedef için 196 adet olmak üzere toplamda 588 adet görüntünün her biri için veri tabanı ile karşılaştırılma yapılmış ve hedefler sınıflandırılmıştır.

Radar hedef sınıflandırmada 591 MHz frekans bant genişliğine sahip ham veriler kullanılmıştır (dokümanda "geniş bantlı veri" şeklinde ifade edilmektedir). Polar format, MUSIC, AR modelleme ve çalışma kapsamında önerdiğimiz seyrek AR modelleme algoritmalarının sınıflandırma başarıları incelenmiştir. İkinci aşamada ise frekans bant genişliği ve açısal sektör daraltılarak verinin (dokümanda "dar bantlı veri" şeklinde ifade edilmektedir) çözünürlüğü düşürülmüş ve bu durumda polar format, MUSIC, AR modelleme ve seyrek AR modelleme algoritmalarının sınıflandırmadaki başarısı incelenmiştir.



Şekil 4.4: MSTAR hedeflerinin gerçek görüntüleri [14]



Şekil 4.5: MSTAR hedeflerinin ISAR görüntüleri a) BMP2, b) BTR70, c) T72

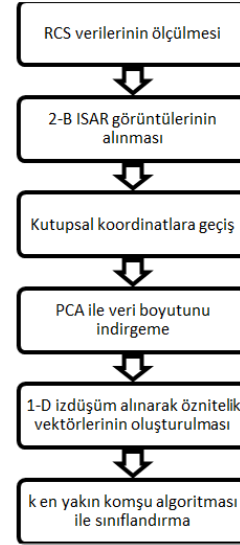
4.1.2 Boyutlu ISAR Sınıflama Algoritması

Şekil 4.6'da aşamaları verilen sınıflama algoritması aşağıdaki gibi özetlenebilir [12]:

1. ISAR görüntü uzayından kutupsal koordinatlara (r, θ) geçilerek, kutupsal görüntü $I_p(r, \theta)$ oluşturulur.
2. PCA kullanılarak kutupsal görüntülerin boyutu düşürülür.
3. Ek olarak, kutupsal görüntünün r ve θ eksenlerine ayrı ayrı izdüşümleri $I_p(r)$ ve $I_p(\theta)$ bulunarak öznelik seti oluşturulur.
4. K-en yakın komşu (k-nn) algoritması kullanılarak görüntüler sınıflandırılır.

4.1.1. Geniş Bantlı Veri İçin Sınıflandırma Sonuçları

Farklı görüntüleme yöntemleri kullanılarak ve görüntüleme teknikleri içerisinde yer alan farklı değişken değerleri için sınıflandırma sonuçları elde edilmiştir. Geleneksel polar-format algoritması ile %90.3 başarı sağlanmıştır. Yüksek çözünürlüklü spektral kestirim yöntemleriyle elde edilen görüntülerin sınıflandırma başarıları Tablo 1'de sunulmaktadır.



Şekil 4.6: Kullanılan sınıflama algoritmasının akış diagramı

Tablo 1: Farklı yöntemlere göre ve değişken parametre setlerine göre en iyi radar hedef sınıflandırma sonuçları (%)

Yöntem	Parametreler	Sonuç (%)
Polar Format	-	90.3
MUSIC	Alt Matris Boyut: 12	91.3
AR	Modelleme Seviyesi: 8	92.3
AR-SVD	Modelleme Seviyesi: 8	91.3
Seyrek AR	Modelleme Seviyesi: 8; λ : 0.5	92.7

AR modellemede TDA yöntemini kullanmanın, radar hedef görüntüsünü sahte saçıcılardan arındırmasına (yan lobları bastırmasına) rağmen, radar hedef sınıflandırmaya katkı sağlamadığı

görülmektedir. Bunun en önemli sebebi TDA yan lobları bastırırken radar hedefinin de kontrastını daraltmasıdır. Bu da sınıflandırmada istenen iyileştirmeyi sağlamasını engellemektedir. Diğer yandan geniş bantlı veri kullanıldığı durumda seyrek AR modellemenin sınıflandırma başarısına önemli bir katkı sağlamadığı söylenebilir.

Tablolar incelendiğinde geniş bantlı veriler için, yöntemler arasında sınıflandırma başarısı açısından ciddi bir fark olmadığı, değerlerin birbirine yakın düzeyde olduğu görülmektedir.

Tablo 2’de BMP2, BTR70 ve T72 hedeflerinin görüntüleri için sınıflandırma başarıları sergilenmektedir. Tablodan en başarılı sınıflandırma sonucunun T72 hedefi için elde edildiği görülmektedir. En kötü sınıflandırma sonucu ise BMP2 hedefine aittir. BMP2 hedefi yanlış sınıflandırıldığında büyük oranda T72 olarak sınıflandırılmıştır. Şekil 4.5’e bakılırsa bu hatalı sınıflandırmanın iki hedefin birbirine nispeten daha çok benzemesinden kaynaklandığı söylenebilir.

Tablo 2: Hedef sınıflandırma başarıları karmaşıklık matrisi (geniş bantlı verilere sahip olduğu durumda)

Polar Format		BMP2	BTR70	T72
	BMP2	168	13	5
	BTR70	6	174	2
	T72	22	9	189
MUSIC	BMP2	168	8	6
	BTR70	9	182	3
	T72	19	6	187
AR	BMP2	169	7	1
	BTR70	3	179	0
	T72	24	10	195
AR-SVD	BMP2	166	8	6
	BTR70	3	181	0
	T72	27	7	190
Seyrek-AR	BMP2	170	7	1
	BTR70	2	180	0
	T72	24	9	195

4.1.2. Dar Bantlı Veri İçin Sınıflandırma Sonuçları

Dar bantlı veri, 64x64’lük frekans-açı uzayındaki MSTAR verilerinin 32x32’lik kısmının alınması ile oluşturulmuş veri bloğudur. Bu noktada daha dar frekans bandında ve/veya daha dar açı sektöründe çalışma durumunda sınıflandırma başarısının farklı yöntemlere göre nasıl değiştiği incelenecektir. Yöntemlerden elde edilen görüntülerin sınıflandırma başarımları

Tablo 3’te sunulmaktadır. Dar bantlı verilerde, diğer spektral kestirim yöntemleri ile elde edilen görüntülerde sahte saçıcı problemi ve/veya radar hedef görüntüsünde önemli bozulmalar görülmektedir; seyrek özbağlanımlı yöntemde ise sahte saçıcılar bastırılırken radar hedef görüntüsü de önemli oranda korunmaktadır. Önerilen yöntemin Tablo 3’de gösterilen tüm modelleme seviyelerinde diğer yöntemlere göre daha başarılı olduğu görülmektedir.

Tablo 4’de BMP2, BTR70 ve T72 hedeflerinin dar bantlı veriler ile elde edilen görüntüleri için sınıflandırma başarıları sergilenmektedir. Yine en başarılı sınıflandırma sonucu T72 hedefi, en kötü sınıflandırma sonucu ise BMP2 hedefi için elde edilmiştir.

Tablo 3: Farklı Yöntemlere ve değişken parametre setlerine göre en iyi radar hedef sınıflandırma sonuçları (%) (dar bantlı veriler için)

Yöntem	Parametreler	Sonuç (%)
Polar format	-	72.1
MUSIC	Alt Matris Boyut: 8	73.8
AR	Modelleme Seviyesi: 10	72.6
AR-SVD	Modelleme Seviyesi: 8 ve 10	70.7
Seyrek AR	Modelleme Seviyesi: 8; $\lambda=4$	76.5

Tablo 4 : Hedef sınıflandırma başarıları karmaşıklık matrisi (dar bantlı verilere sahip olduğu durumda)

Polar format		BMP2	BTR70	T72
	BMP2	121	28	33
	BTR70	20	142	2
	T72	55	26	161
MUSIC	BMP2	134	33	31
	BTR70	31	142	7
	T72	31	21	158
AR	BMP2	128	36	28
	BTR70	22	136	5
	T72	46	24	163
AR-SVD	BMP2	117	41	28
	BTR70	30	135	4
	T72	49	20	164
Seyrek-AR	BMP2	138	30	23
	BTR70	22	143	4
	T72	36	23	169

5. Sonuçlar

Bu çalışma kapsamında 2B seyrek AR modeller oluşturularak ISAR görüntüleme problemine uygulanmıştır. Önerilen yöntem yaygın olarak kullanılan AR temelli yöntemler ve MUSIC yöntemiyle karşılaştırılmış, veriler dar frekans bandı ve açılal sektörde toplansa dahi radar görüntüsündeki sahte saçıcıların başarılı bir şekilde bastırıldığı ve hedefin görüntüsünde oluşabilecek bozulmaların önemli ölçüde engellendiği gösterilmiştir. Ayrıca tüm yöntemlerden elde edilen ISAR görüntüler sınıflandırılarak dar band durumunda en yüksek başarımın önerilen yöntemle elde edildiği ortaya konmuştur. Önümüzdeki dönemde 1B menzil profilleri seyrek AR modellenerek daha az işlem yükü gerektiren radar sınıflama yöntemleri üzerinde çalışılması planlanmaktadır.

6. Kaynakça

- [1] Özdemir, C., Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging with MATLAB Algorithms. New Jersey: Wiley, 2012.
- [2] Gupta I.J., "High resolution radar imaging using 2-D linear prediction", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 22, 31-37, Jan. 1994.
- [3] Kim K.T., S.W. Kim, H.T. Kim, "Two dimensional ISAR imaging using full polarization and superresolution processing techniques", *IEE Proceedings Radar, Sonar and Navigation*, Vol. 145, 240-246, Aug. 1998.
- [4] Erer I. and A.H. Kayran, "Superresolution ISAR Imaging Using 2-D Autoregressive Lattice Filters", *Microwave and Optical Technology Letters*, 32, 81-85, (2002).
- [5] Odendaal, J. W., Bernard, E. ve Pistorius, C. W. I. (1994). *Two-Dimensional superresolution radar imaging using the MUSIC algorithm*, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 42, No. 10.
- [6] Park J. I., Kim K.T., "A Comparative study on ISAR imaging algorithms for radar target identification", *Progress in Electromagnetic Research*, Vol. 108, 155-175, 2010.
- [7] Gracobello D., Christensen M. G., Murthi M.N., Jensen S.H., Moonene M., "Sparse Linear prediction and its applications to speech processing", *IEEE Trans on Audio Speech and LanguageProcessing*, Vol. 20, No.5, 2012 .
- [8] Grant M., Boyd S., CVX: Matlab software for Disciplined Convex Programming (web page and software) 2008 [online]. Available : <http://Stanford.edu/boyd/cvx>.
- [9] Hansen P. C., O'leary D.P., "The use of the L-curve in the regularization of discrete ill-posed problems", *SIAM on Sci. Comp.*, Vol. 14, No. 6, 1478-1503, 1993.
- [10] Chen V. C., Ling H., Time-frequency transforms for radar imaging and signal analysis, Boston: Artech House, 2002.
- [11] Tropp J., Gilbert AC. *Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit*. *IEEE Trans Inf Theory* 53(12):4655-4666,2007.
- [12] Kim K.T., Seo, D. K., and Kim, H. T., *Efficient classification of ISAR images*, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 53, 1611-1621, (2005).
- [13] Moving and Stationary Target Acquisition and Recognition (MSTAR) Public Dataset website: <https://www.sdms.afrl.af.mil/datasets/mstar/>
- [14] Na G. D., Wang G.K. Zhang Y., *Kernel linear representation: application to target recognition in synthetic aperture radar images* *Journal of Applied Remote Sensing*, Vol.8,No.1,2014.



Koray Sarıkaya

1987 Ankara doğumludur. İlk ve orta öğretime Bursa’da tamamlamıştır. 2009 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi Telekomünikasyon Mühendisliği bölümünden mezun olmuştur. 2014 yılında İTÜ Telekomünikasyon bölümünde yüksek lisans eğitimi tamamlamıştır. 2009’dan beri Aselsan A.Ş.’de elektronik harp sistem mühendisliği görevine devam etmektedir. Evli ve bir çocuk babasıdır.



Haldun Bozkurt

1988 Zonguldak doğumludur, ilk ve orta öğretime burada tamamlamıştır. 2012 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi Elektronik Mühendisliği bölümünden mezun olmuştur. Özel sektörde araştırma geliştirme mühendisi olarak çalışmakta olup, İTÜ Telekomünikasyon Mühendisliği bölümünde yüksek lisans eğitime devam etmektedir.



Işın Erer

1991 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü’nden mezun oldu. Aynı yıl İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi’nde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya başladı. Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği alanında 1993’de Yüksek Lisans, 2001’de Doktora derecelerini aldı. Aynı üniversitede 2002’de Yardımcı Doçent, 2006’da Doçent oldu. Işın Yazgan Erer işaret ve görüntü işleme, radar işaret işleme, uzaktan algılama konularında yüksek lisans/lisans seviyesinde ders vermekte, araştırma yapmaktadır ve bu alanda ulusal/uluslararası bilimsel dergi yayını ve konferans bildirileri bulunmaktadır.

TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası

EMO BİLİMSEL HAKEMLİ DERGİ YAZIM KURALLARI YÖNERGESİ

“EMO Bilimsel Hakemli Dergi”, özgün bilimsel araştırmalar ile ilginç uygulama çalışmalarına yer veren ve bu niteliği ile hem araştırmacılara hem de uygulamadaki mühendislere seslenmeyi amaçlayan hakemli bir dergidir. İlgili alanı Elektrik Mühendisleri Odası’na kayıtlı tüm mühendislik disiplinleridir. Yayın dili Türkçe olup, dergide yayınlanacak makaleler ve kısa bildiriler ile ilgili yazım kuralları aşağıda verilmektedir.

Makalelerin basıma hazır tam metni, pdf dosyası olarak <http://edergiportal.emomerkez.net/sayilar> adresindeki derginin **Makale Yönetim Sistemi** üzerinden iletilmelidir. Makale dosyaları, ilk yazarın soyadına göre adlandırılmalı, aynı yazara ilişkin birden fazla bildiri iletilmesi durumunda verilen ada ek olarak numaralandırma da yapılmalıdır.

Bilgisayar ortamında iletilmeyen makalelerin hakemlere gönderilmesi ve değerlendirilmesi olanağı bulunmamaktadır.

Makale yazım kuralları:

- Makale sayfaları, A4 (210 mm x 297 mm) kağıt boyutunda hazırlanmalıdır.
- Sayfa kenar boşlukları:
İlk sayfa için
üst = 3 cm, alt = 3,7 cm, sol = 2 cm, sağ = 2 cm
diğer sayfalar için
üst = 2,5 cm, alt = 3,7 cm, sol = 2 cm, sağ = 2 cm.
- Makale herbiri 80 mm genişliğinde iki sütun halinde yazılmalıdır. Sütunlar arasında 10 mm aralık bırakılmalıdır.
- Makale, Times New Roman yazı tipi ile tek satır aralıklı, iki yana dayalı hizalı olarak yazılmalıdır.
- Makale başlığında, bildiri adı, yazar adları, yazarların çalıştıkları kurumların adları ve e-posta adresleri yer almalıdır.
- Başlıktan sonra dört satır boşluk bırakılarak yazılacak Türkçe özet ve İngilizce özet (abstract) kısımları en az 100, en çok 150 kelimeden oluşmalıdır.
- Bölüm başlıkları, numaralandırılmalı, yalnızca baş harfleri büyük harflerle yazılmalı ve sütuna ortalanmalıdır.
- **Makalede kullanılacak yazı tipi boyut ve biçimleri:**

Başlık	14 Kalın Yalnızca baş harfleri büyük
Yazar adları	12 <i>İtalik</i>
Kurum adları	12
Özetler	9 <i>İtalik</i>
Alt ve üst simgeler	7
Başlıklar	11 Kalın
Metin	9

- Makale değerlendirme sonuçları, sisteme yüklendikten en geç 2 ay sonra e-posta ile yazarlara bildirilecektir. Aksi belirtilmedikçe yazışmalarda birinci yazarın adresi kullanılacaktır.

Tüm yazışmalar ve ilişkiler <http://bilimseldergi.emo.org.tr> web sayfasında açılacak olan alanda elektronik ortamda yapılacaktır.

Bu yazım kuralları, TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası Yönetim Kurulu ile EMO Bilimsel Hakemli Dergi’nin yayın kurulunca yürütülür.

