

Aralık'17 December'17

Sayı/Number: 14 Cilt/Volume: 7
Yıl/Year: 2017
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 2017

Sayfa Düzeni

Hakkı ÜNLÜ

TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası
İhlamur Sokak No:10 Kat:3 Kızılay / Ankara
Telefon: +90 (312) 425 32 72 / 137
E-Posta: hakki.unlu@emo.org.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. Ayhan Altıntaş
Bilkent Üniversitesi

Prof. Dr. Cengizhan Öztürk
Boğaziçi Üniversitesi

Prof. Dr. Erhan Akın
Fırat Üniversitesi

Prof. Dr. Güven Önbilgin
Ondokuz Mayıs Üniversitesi

Prof. Dr. H. Altay Güvenir
Bilkent Üniversitesi

Doç. Dr. İzzet Gökhan Özbilgin
ISACA

Prof. Dr. Murat Eyüboğlu
Orta Doğu Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Timur Aydemir
Gazi Üniversitesi



TMMOB
Elektrik Mühendisleri Odası
UCTEA/Chamber of Electrical Engineers

DANIŐMA KURULU

- Prof. Dr. Ahmet Koltuksuz, YaŐar Üniversitesi
Prof. Dr. Ali Hikmet Doğru, Ortadođu Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Arif Nacarođlu, Gaziantep Üniversitesi
Prof. Dr. Atilla Bir, İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Aydın Köksal, BiliŐim A.Ő.
Prof. Dr. Aydođan Özdemir, İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Aysin Baytan Ertüzün, Boğaziçi Üniversitesi
Prof. Dr. Belgin Türkay, İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Bülent Sankur, Boğaziçi Üniversitesi
Prof. Dr. Cüneyt Güzelif, YaŐar Üniversitesi
Prof. Dr. Erdal Panayırıcı, Kadir Has Üniversitesi
Prof. Dr. Erkan Afacan, Gazi Üniversitesi
Prof. Dr. Ferit Acar Savacı, İzmir İleri teknoloji Enstitüsü
Prof. Dr. H. Bülent Ertan, Ortadođu Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. H. Özcan Gülçür, Boğaziçi Üniversitesi
Prof. Dr. Haldun Karaca, Dokuz Eylül Üniversitesi
Prof. Dr. İbrahim Eksin, İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. İnci Çilesiz, İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. İrfan Karagöz, Gazi Üniversitesi
Prof. Dr. Kemal Leblebiciođlu, Ortadođu Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Muhittin Gökmen, MEF Üniversitesi
Prof. Dr. Murat AŐkar, İzmir Ekonomi Üniversitesi
Prof. Dr. Müjde Güzelkaya, İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Osman Erođul, GATA (Gülhane Askeri Tıp Akademisi)
Prof. Dr. Oya Kalıpsız, Yıldız Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Sermin Onaygil, İstanbul Teknik Üniversitesi
Doç. Dr. Lale Tükenmez Ergene, İstanbul Teknik Üniversitesi
Doç. Dr. Osman Abul, TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Doç. Dr. Özlem Özgün, Hacettepe Üniversitesi
Dr. Bora Güngören, Portakal Teknoloji
Ahmet Tarık Uzunkaya, Entes Elektronik
Bülent Damar, Pelka Elektrik
Fikret Küçükdeveci, TEPA
Serdar Bozkurt, SIEMENS

İÇERİK/CONTENTS

EM Kirlilik Ölçümü İçin Geniş Bant ve Frekans-Seçici Ölçümlerin Karşılaştırılması.....	5
<i>Comparison Between Broadband and Frequency-Selective Measurements for EM Pollution Survey</i>	
<i>Cafer Bahadır Tektaş, Muhammed Hasan Aslan</i>	
Uyarlamalı Ağ Tabanlı Bulanık Çıkarım Sistemi ve Bulanık Mantık Tabanlı MPPT Tasarımı ve Kıyaslanması.....	13
<i>Comparison and Design of Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System and Fuzzy Logic Based MPPT</i>	
<i>Mahdi Hussaini , Okan Güngör</i>	
İki Yönlü Dik Uzaysal Modülasyon.....	21
<i>Two-Way Vertical Spatial Modulation</i>	
<i>Zehra Yiğit, Ertuğrul Başar</i>	



EM Kirlilik Ölçümü İçin Geniş Bant ve Frekans-Seçici Ölçümlerin Karşılaştırılması

Comparison Between Broadband and Frequency-Selective Measurements for EM Pollution Survey

Cafer Bahadır Tektaş¹, Muhammed Hasan Aslan²

¹Elektromanyetik Laboratuvarı

TÜBİTAK UME

bahadir.tektas@tubitak.gov.tr

²Fizik Anabilim Dalı

Gebze Teknik Üniversitesi

maslan@gtu.edu.tr

Özet

Baz istasyonları, TV vericileri, kablosuz cihazlar gibi aktif antenlerin sayısı arttıkça insanlar elektromanyetik maruziyetten ve sağlıklarından giderek daha fazla endişe etmeye başlamıştır. Bunun bir sonucu olarak, maruz kalınan elektromanyetik maruziyet seviyesinin ölçülmesi gerekli hale gelmiştir. EM kirliliğinin maruziyet düzeyini ölçmek için kullanılan, geniş bant ve frekans seçici diğer adıyla dar bant olmak üzere iki yaygın ölçüm yöntemi vardır. Bu çalışmada, frekans seçici ölçümleri gerçekleştirebilen ve sonucunda güçleri toplayıp toplam maruz kalma seviyesini hesaplayabilen bir yazılım çözümü geliştirdik. Daha sonra, bir elektromanyetik alan probu ile elde edilen geniş bant ölçüm sonuçları ile bir spektrum analizörü ve bir mini-bikonik anten kullanarak gerçekleştirilen frekans seçici ölçüm yöntemi ile elden edilen sonuçları arasında iyi bir karşılaştırma yapılmıştır.

Anahtar kelimeler: Geniş bant, Elektromanyetik, Frekans-Seçici, Ölçüm, Kirlilik

Abstract

As the number of radiators such as base stations, TV transmitters, wireless devices increases, people are getting more and more concerned about the exposure and their health. As a result, it has become necessary to measure the level of electromagnetic exposure that is being exposed. There are two common methods to measure the exposure level of EM pollution; broadband and frequency selective, alias narrow-band, measurement methods. In this work, we developed a software solution that can perform frequency-selective measurements and finally can collect the powers and calculate the total exposure level. Thereafter, we made a good comparison between broadband measurement results obtained with a field probe and frequency-selective ones

which are obtained by using a spectrum analyzer and a mini-biconical antenna.

Keywords: Broadband, Electromagnetic, Frequency-Selective, Measurement, Pollution

1. Giriş

EM kirliliğinin ölçümünde kullanılan iki yaygın yöntem vardır. Bunlardan birincisi, geniş bant alan sensörleri gerektiren ve genellikle frekans seçici ölçüme göre daha az zaman isteyen geniş bant ölçümdür. Geniş bant ölçümü ile ölçüm basit ve hızlı bir şekilde gerçekleştirilebilir. Alan probunun izotropik özelliğinden dolayı maksimum alan yönü bilinemez. Öte yandan, geniş bant alan problemleri, radyo, TV yayını veya GSM baz istasyonları gibi farklı frekansların emisyonlarını ayırt etmek üzere tasarlanmamıştır ve ayrıca ölçülen alan seviyelerinin standart sınırlarla karşılaştırılması, frekans seçiciliğinin olmaması nedeniyle çok sorunludur. Buna ek olarak, geniş bant alan problemleri, ölçülen sinyalin modülasyonlarından dolayı sinyal gücünün hızlı değişimlerine cevap veremez. Bir alan probunun kalibrasyon faktörü genellikle sürekli dalga (CW) sinyallerinde geçerlidir, bu nedenle modüle edilmiş sinyaller ölçülürken ek hatalar oluşur. Alan probu ile ilgili bir diğer konu, frekans aralığı boyunca değişken faktörlerdir. Buna ek olarak, halk maruziyeti genellikle geniş bant alan problemlerinin algılama eşiklerindeki bölgede veya altındadır [1,2,3]. İkinci yöntem olan frekans seçici ölçüm, bir spektrum analizörü, bir koaksiyel kablo ve uygun bir anten vasıtasıyla kullanıldığında, yukarıda belirtilen kısıtlamalar ortaya çıkmaz. Frekans seçici dar bant ölçümü ile her okuma için ölçüm frekansı bilinir ve frekansa bağlı anten faktörü uygulanabilir [4]. Böylece maruziyetin doğru bir şekilde belirlenmesi için, uygun frekansa bağlı limitlerde kolayca uygulanabilir. Frekans seçici ölçümün bahsedilen avantajlarına rağmen, geniş bant ölçümüne kıyasla çok zaman alıcı ve kapsamlı olabilir. Çünkü antenler belirli yönlendiriciliğe sahip olduğu için ölçümler farklı polarizasyonlarda gerçekleştirilmelidir [3,5].

Bu araştırmada öncelikle frekans seçici bir ölçüm yazılımı çözümünü Visual C ++ kullanarak tasarladık. Yazılım, tepe noktaları ayrı ayrı belirleyebilir ve ölçülen tepe noktalarına ve tanımlanan limitlere bağlı olarak toplam maruziyeti hesaplayabilir. Aygıt sürücüsü sistemine dayanan yazılımda, çözünürlük, bant genişliği, detektör tipi, ortalama modu vb. gerekli tüm hayati ölçüm parametreleri ayrı bir sürücü dosyası üzerinde ayarlanabilir ve ana yazılım çekirdeğinde herhangi bir değişiklik yapmadan uygun sürücü dosyasını seçtikten sonra ölçüm başlatılabilir.

Daha sonra, yapılan araştırmalar ve ortaya koyduğumuz kirlilik ölçümü yazılımı sonucunda, iki yöntem deneysel olarak araştırılmış, laboratuvar ve ofis ortamlarında farklı frekanslarda yapay olarak üretilen çoklu sinyaller eş zamanlı olarak ölçülerek karşılaştırılmıştır.

2. Teori ve Deneysel Düzenek Kurulumu

Standartlarda maruziyet limit değerleri, sırasıyla güç akı yoğunluğu (W/m^2) elektrik alan şiddeti E (V/m) veya manyetik alan şiddeti H (H/m) cinsinden verilir. 300 MHz' in altında, ölçüm noktası uzak alanda olmayabilir. Aynı zamanda ($E=H*377$) eşitliği bu frekanslarda sağlanamayabileceğinden, genel olarak hem elektriksel hem de manyetik alan kuvvetlerinin ölçülmesi önerilir. 300 MHz' in üstünde ise ölçüm noktası muhtemelen bir GSM baz istasyonu gibi aktif antenin uzak alanındadır ve denklik (1)' de belirtildiği gibi elektrik alanının ölçümü yeterlidir [6]. Aksi belirtilmedikçe ve maruziyet limitleri frekansa bağlı olmadığı sürece, maruz kalma seviyeleri her zaman RMS değeri olarak verilir. Çoklu sinyal ve çoklu frekanslı ortamlarda, her sinyal ilgili maruz kalma limitinin bir oranı olarak toplanmalıdır [7]. Tüm sinyaller için bu toplam, denklik (2)' de verildiği gibi "1" değerini aşmamalıdır [8,9]. Bu nedenle, geniş bant alan problemleri ölçümler için uygun değildir. Frekans seçici yöntem ise düzgün bir ölçüm gerçekleştirmek için zorunludur.

$$S\left(\frac{W}{m^2}\right) = \frac{E^2(V/m)}{377(\Omega)} \quad (1)$$

$$\sum \frac{S_{ölçülen}(f_1)}{S_{lim}(f_1)} + \sum \frac{S_{ölçülen}(f_2)}{S_{lim}(f_2)} + \sum \frac{S_{ölçülen}(f_3)}{S_{lim}(f_3)} + \dots \leq 1 \quad (2)$$

Bir spektrum analizörü gibi frekans seçici bir alıcı kullanılırken, çözünürlük bant genişliği (RBW), spektrumu ayırık sinyaller haline getirmek için yeterli olmalıdır. Örneğin, GSM tabanlı ölçümler için, GSM 200 kHz aralıklı birkaç frekans kanalı kullanır. Her bir baz istasyonu, iletim ağı ve ana istasyonun kendisi hakkında bilgi içeren bir temel kanal sağlar. Bu kanal belirli bir frekans bandı kullanır ve buna Yayın Kontrol Kanalı (BCCH) adı verilir. Bu kanal sabit alan kuvvetiyle iletilir. Ses ve veri sinyallerini iletmek için trafik kanalları (TCH) adı verilen bir veya daha fazla trafik kanalı eklenir. Bu kanalların alan şiddeti yükü bağlı olarak değişir ve tamamen kapatılabilir. GSM, 200 kHz' lik bir kanal aralığı kullandığından, 100 kHz' lik bir çözünürlük bant genişliği, spektrumu tek tek kanallara ayırtmak için yeterlidir. Ölçüm, bir frekans için herhangi bir konumda, x, y ve z eksenlerindeki

her bir yönde gerçekleştirilmelidir. Her bir yön için elde edilecek elektrik alan şiddeti denklik (3) kullanılarak belirlenir.

$$E_i = V_i \cdot AF \cdot C_L \cdot K_{MOD} \quad (3)$$

Burada E_i , i anten yönüne paralel olarak yönlendirilmiş alan seviyesi, V_i , spektrum analizör ekranında okunan gerilim değeri, AF, anten faktörü, C_L , kablo kaybı, K_{MOD} ise spektrum analizörün modüle edilmiş sinyallere cevabını telafi etmek için kullanılan düzeltme faktörüdür. Spektrum analizörün spesifik bir RBW'si için K_{MOD} , spektrum analizör ve güç ölçerin CW sinyale ve modüle edilmiş sinyale verdikleri tepkilerin karşılaştırılmasıyla basitçe ölçülür.

Daha sonra vektör toplamı ile elde edilen elektrik alan denklik (4) kullanılarak hesaplanmalıdır [10,11].

$$E_{kontrol} = \sqrt{E_x^2 + E_y^2 + E_z^2} \quad (4)$$

GSM ölçüm örneğine devam edersek, genellikle, ilgili BCCH kanalı frekansları biliniyorsa ölçümler basittir. Bilinmiyor olsalar bile, BCCH kanalı frekanslarının alan güçleri TCH kanallarına kıyasla çok daha dengeli olması nedeniyle kolayca tanımlanabilirler. Öncelikle BCCH kanalı, ışımının x, y ve z bileşenleri için denklik (3)' deki gibi E_{BCCH} olarak ölçülür. Hücrenin izin verilen maksimum güç düzeyi P_{maks} ile çalıştırılmadığını biliyorsak, E_{BCCH_maks} denklik (5)' te verilen şekilde hesaplanır. Servis sağlayıcısından mevcut baz istasyon gücü ve maksimum izin verilebilir güç hakkında bilgi yoksa, bu adımı atlayabiliriz [10].

$$E_{BCCH_maks} = E_{BCCH} \cdot \sqrt{\frac{P_{maks}}{P_{BCCH}}} \quad (5)$$

Tüm TCH kanalları tamamen dolu olduğunda ortaya çıkacak bir hücrenin toplam alan gücü E_{maks} , BCCH' in alan gücünün ekstrapolasyonu ile elde edilir.

$$E_{maks} = E_{BCCH_maks} \cdot \sqrt{n} \quad (6)$$

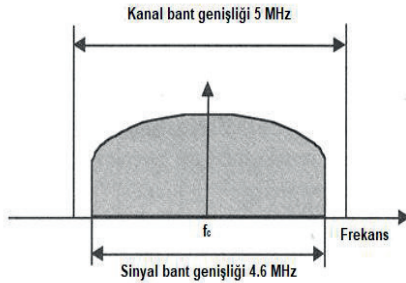
Burada n, BCCH kanallarını da içeren toplam trafik kanalı sayısıdır. Elbette, mümkünse, trafik kanallarının sayısı servis sağlayıcısı tarafından verilmelidir. Belirli bir bölgede GSM ölçümü gerçekleştirildiğinde, tipik olarak her biri 120°'lik açığa sahip üç antenle, 360° derecelik bir alanı kapsayan bir sektör antenin üç BCCH kanalı olacaktır ve bunun yanında diğer sağlayıcılardan gelen olası BCCH kanalları olacaktır. Bu durumda GSM bandı için toplam alan maruziyeti seviyesi denklik (7)'deki gibi olmalıdır.

$$E_{toplam} = \sqrt{E_{maks1}^2 + E_{maks2}^2 + E_{maks3}^2 + \dots + E_{maksn}^2} \quad (7)$$

Burada n BCCH kanallarının sayısıdır. GSM radyasyonu açısından belirli bir noktada "başarılı" veya "başarısız" kararı almak için, belirlenen E_{maks} değerleri denklik (8)' de görüldüğü gibi kullanılır ve nihai sonucun "1" değerinden küçük olması beklenir.

$$\sum \frac{E_{maks1}^2}{E_{lim1}^2} + \sum \frac{E_{maks2}^2}{E_{lim2}^2} + \sum \frac{E_{maks3}^2}{E_{lim3}^2} + \dots \leq 1 \quad (8)$$

Yukarıda belirtilen ölçüm yöntemleri uygun çözünürlük bant genişliği (RBW) ve uygun detektör tipi kullanıldığı sürece UMTS (3G) ve LTE (4G) gibi farklı spektrumlardaki haberleşme sistemleri içinde bazı farklılıklar dışında neredeyse benzer olacaktır. Bu çalışma kapsamında incelenmemiş olsa da UMTS ve LTE bantlarının ölçümünün frekans seçici olarak gerçekleştirilmesi GSM ölçümlerinden farklı olarak bilinmesi gereken bazı noktalar vardır. Bir UMTS spektrumuna baktığımızda, yayın yapan üç sektör antenden her biri Şekil 1’deki örnek UMTS spektrumunda görüldüğü gibi en az bir tane 5 MHz’lik kanal bant genişliğine sahip UMTS sinyali bulunur ve çözünürlük bant genişliğinin (RBW), GSM sinyalinden farklı olarak 5 MHz olması gerekir [12,13].



Şekil 1: Örnek UMTS (3G) sinyali spektrumu

Spektral ölçümde, Şekil 1’deki UMTS spektrumu ne kadar ayrılmıyor gibi gözükse de, merkez frekansın belirlenip ölçülmesi anlık ölçümde doğru sonucu verecektir. Eğer operatör tarafından verilmesi gereken ekstrapolasyon faktörü (K) biliniyorsa ve trafik yükünün olmadığı varsayıldığı durumda ölçülen sinyal ($P_{sinyalizasyon}$), P_{min} olarak kabul edilirse, spektrumun maksimum gücü P_{maks} denklik (9)’da ki gibi bulunur.

$$P_{maks} = K \cdot P_{min} \quad (9)$$

Ancak ölçüm sırasında konuşma kanalları gibi trafik yüküne sebep olacak kanallar varsa, P_{maks} belirgin şekilde beklenenden fazla çıkacaktır. Spektral ölçümün bu dezavantajlarından kaçınmak için kullanılan bir diğer yöntem “kod çözücü” ölçümlerdir. Kod çözücü ölçüm, her bir antenin CPICH sinyali tarafından üretilen alan şiddetini tespit eder. Bu sinyalin gücü 5 MHz’lik tam sinyal bant genişliği üzerinden dağıtılır ve şifreleme kodları tarafından kodlanır. Bir baz istasyonuna ele alırsak, bu istasyona ait 3 sektör antenin her biri için elektrik alan denklik (10)’daki gibi belirlenir. Toplam seviye ise denklik (11)’deki gibi bu sektör antenlerin elektrik alan seviyelerinin toplanmasıyla elde edilir [14].

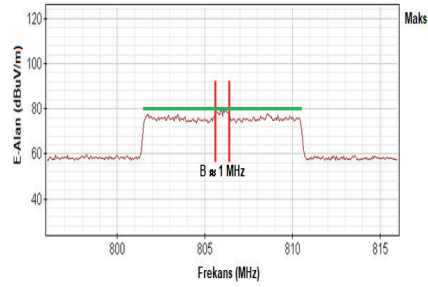
$$E_{sektörN} = CPICH_{powerN} \cdot \frac{P_{maksN}}{P_{CPICH(N)}} \quad (10)$$

$$E_{toplam} = \sqrt{E_{sektör1}^2 + E_{sektör2}^2 + E_{sektör3}^2} \quad (11)$$

Burada N, her bir sektör antenin numarasıdır.

LTE spektrumuna baktığımızda ise yayın yapan her sektör 2 veya 4 antenden oluşmaktadır. Her sektör için farklı kanal bant genişliğine (1.4/3/5/10/15/20 MHz) ve sinyal bant genişliğine (1.08/2.7/4.5/9/13.5/18 MHz) sahip sinyaller bulunabilir.

LTE spektrumunda kontrol kanalı ölçümünde karşımıza Şekil 2’deki gibi örnek bir spektrum analizör görüntüsü çıkacaktır [15].



Şekil 2: Örnek LTE (4G) sinyali spektrumu

Burada, spektrumda iki kırmızı çizgi arasında yer alan çıkıntının bant genişliğinin (1 MHz), LTE sinyalinin toplam bant genişliğine oranı bize ekstrapolasyon faktörünü (K) verecektir. Buradan maksimum elektrik alan (E_{maks}) denklik (12)’deki gibi elde edilecektir. Bu hesaplama yapılırken, spektral ölçümlerde kullanılan RMS (ortalama karekök) detektör için tarama süresinin (sweep time) ayarlanması gerekmektedir. Tarama süresi denklik (13)’deki gibi belirlenir.

$$E_{maks} [dB\mu W / m] = E_{ölçülen} [dB\mu W / m] + K [dB] \quad (12)$$

$$Tarama \text{ süresi} = n \cdot 70\mu s \quad (13)$$

Burada n yatay tarama noktalarının sayısıdır.

Ancak UMTS’de olduğu gibi LTE ölçümlerinde de spektral ölçümlerin bazı sakıncaları vardır. Örneğin spektral ölçüm bir baz istasyonundaki farklı antenlere ait sinyalleri ayıramayacaktır. Ölçüm sırasında bu sektör antenlerden ışıma yapmayan bir anten olsa bile bunu spektral ölçümle belirlemek imkansızdır. Maksimum elektrik alan seviyesini hesaplarken kullandığımız ekstrapolasyon faktörünün antenden antene değişmesi yine yanlış ölçüme neden olacaktır. Bu durumların önüne geçmek için kullanılacak olan yöntem yine “kod çözücü” yöntemidir. LTE baz istasyonlarına baktığımızda, P-SS (Primary Synchronization Signal), S-SS (Secondary Synchronization Signal) ve RS (Reference Signal) sinyalleri antenlere spesifik olarak kodlanmıştır. Bu sinyallerden RS sinyali en kararlı olan sinyaldir. Bu nedenle bir LTE kanalında, her bir anten ait RS değerlerinin ölçülerek kanalın gücüne oranı denklik (14)’deki gibi ekstrapolasyon faktörü K’yı verecektir. K faktörünü kullanarak her bir anten için maksimum elektrik alan denklik (15)’deki gibi hesaplanır. Toplam LTE ise bu maksimum seviyelerin toplamı olacaktır.

$$K_i[dB] = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{\max,i}}{P_{RS,i}} \right) \quad (14)$$

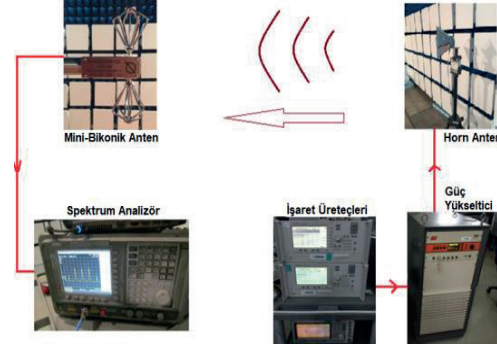
$$E_{i,maks}[dB\mu V/m] = E_{i,RS}[dB\mu V/m] + K_i[dB] \quad (15)$$

Burada, K_i i antenin ekstrapolasyon faktörü, $P_{\max,i}$ i antenin maksimum gücü, $P_{RS,i}$ ise i antenin referans sinyal gücü olarak verilmiştir.

Bu çalışmada, “Elektromanyetik Kirlilik Ölçümü” yazılımını Visual C++ yazılımı ile geliştirdik. Yazılım sadece bu çalışmanın içeriği olan GSM frekansları ölçümüne yönelik olarak değil, TV, radyo, UMTS (3G), LTE (4G), Radar vb. sinyalleri frekans seçici olarak ölçebilecek kabiliyette tasarlanmıştır. Yazılımın kullanımında sürücü dosyaları spektrum analizör ile uyumlu olduğu sürece herhangi bir spektrum analizör kontrolü yazılım tarafından kolaylıkla sağlanabilir yapıdadır. Sürücü hazırlama bölümü de yazılıma entegre edilmiştir. Çözünürlük bant genişliği (RBW), detektör tipi, ortalama tipi (average type) gibi spektrum analizör ölçüm parametreleri, bu ayrı sürücü dosyaları içerisinde ayarlanabilirken, başlama frekansı, orta frekans, durma frekansı, anten faktörü, modülasyon cevabı düzeltme faktörü, kablo kayıpları, maruziyet limitleri gibi parametreler yazılım ana ekranından girilebilir.

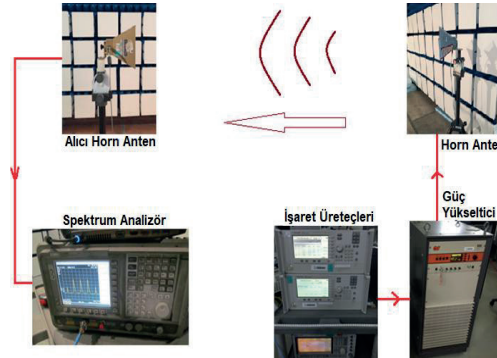
Yazılım, x, y ve z koordinatları için ölçümleri ayrı ayrı gerçekleştirebiliyor ve tespit edilen her frekans için vektör toplamını gerçekleştirebiliyor. Bir eksen ölçümü sırasında, yazılım gürültü seviyesini aşan her tepe noktayı (peak) tespit edebilir ve tespit edilen her noktayı birer birer ölçebilir. Yazılım belirli bir frekans aralığı için, herhangi bir ölçümü başlatmadan, öncelikle ekranda birinci tepe noktasını arar ve ölçer. Daha sonra, önceden tanımlanmış eşişe göre gürültü düzeyini aşan bir sonraki tepe noktasını arar, tespit eder ve benzer şekilde ölçer. Bu işlemler spektrum analizör ekranındaki son tepe nokta tespit edilene kadar aynı şekilde devam eder. Daha sonra aynı işlem antenin diğer yönleri (Y ve Z) için tekrarlanır. Son olarak, toplam alan seviyesi ve toplam maruziyet seviyesi belirli frekans bandı için, örneğin GSM900 bandındaki tüm tepe noktalar için hesaplanabilir. Eğer istenirse toplam maruziyet seviyesini elde etmek için UMTS (3G), LTE (4G), TV gibi ölçülen tüm frekans bantları hesaplamaya dâhil edilebilir. Son olarak, ölçüm sonucuna göre “başarılı” veya “başarısız” olduğuna denklik (8) kullanılarak yüklenen limit çizgilerine bağlı olarak yazılım tarafından karar verilir. Bu çalışmada, geniş bant ve frekans seçici ölçüm yöntemlerini karşılaştırabilmek için üç sinyal üretici ve sinyalleri tek bir çıkıştan verebilmek için bir araya getiren ve yükselticinin girişine yönlendiren bazı RF birleştiricileri kullanarak farklı frekanslarda çeşitli yapay sinyaller ürettik. Güç yükselticiden sonra, kuvvetlendirilmiş toplam sinyal, belirli yönde yayın yapabilmek ve yeterli bir elektrik alan seviyesi üretebilmek için verici anten olarak kullanılan horn antenin girişine bağlanmıştır. Alıcı anten olarak kullanılan, çok yönlü ışıma modeli olan ve frekans aralığı 500 MHz ile 3 GHz frekans aralığını kapsayan mini-bikonik anten (Schwarzbeck, SBA 9113), verici antenden 3 m uzağa yerleştirilmiştir.

Kurulan düzeneğin şematik görünümü Şekil 3’ deki gibi verilmiştir.



Şekil 3: Alıcı mini-bikonik anten ile kurulan ölçüm düzeneği şematik görünümü

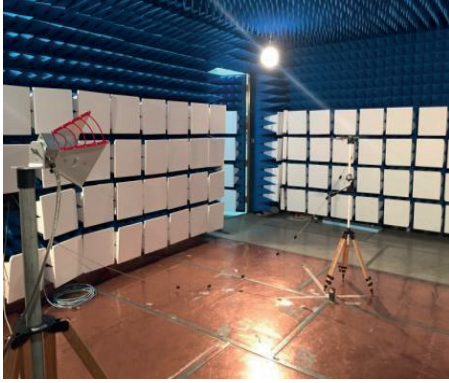
Aynı ölçüm düzeneği, anten yönlendiriciliğinin ölçüm sonuçlarına etkisini göstermek amacıyla, alıcı horn anten (Schaffner, 9118) kullanılarak Şekil 4’ deki gibi tekrar kurulmuştur. Ölçümlerde alıcı anten her eksenini ayrı ayrı ölçebilmesi için X, Y ve Z eksenlerinde ölçümler gerçekleştirilmiştir. Verici anten ise sadece tek bir eksen yerine X, Y ve Z eksenlerinde de yayın yapabilmesi için 45° döndürülmüştür.



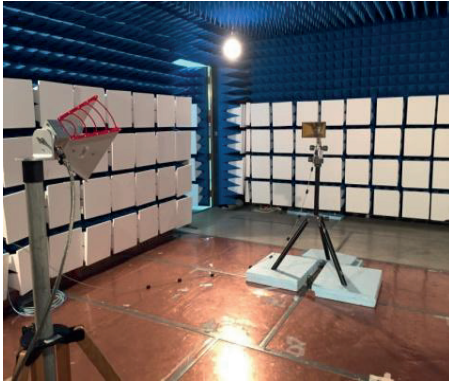
Şekil 4: Alıcı horn anten ile kurulan ölçüm düzeneği şematik görünümü

İlk aşama olarak ölçümlere laboratuvar ortamında (yarı yansımaz oda) başlanmıştır. Öncelikle GSM900 downlink bandı (indirme bandı) ölçümlerini simüle etmek için, 935 MHz, 940 MHz ve 945 MHz frekanslarında, 3 farklı CW sinyal üretilmiş ve bu sinyaller mikrodalga birleştiricileri ile birleştirilerek geniş bant alan probunda yaklaşık 15 V/m ile 25 V/m arasında elektrik alan oluşturacak şekilde işaret üretici sinyal seviyeleri belirlenmiştir.

Ardından kurulmada bir değişiklik yapmadan, geliştirdiğimiz yazılıma, başlangıç ve bitiş frekanslarını girdikten sonra gerekli sürücüler yüklenerek, 200 kHz’lik RBW ve 20 saniyelik ölçüm süresi ile mini-bikonik anten ve horn anten kullanılarak frekans seçici ölçümler yapılmıştır. Ölçümler, kirlilik ölçümlerinde sıklıkla kullanılan detektör tipleri olan RMS ve maksimum tepe detektörleri için gerçekleştirilmiştir. Ölçüm düzeneği ile ilgili resimler sırasıyla Şekil 5 ve Şekil 6’ da verilmiştir.

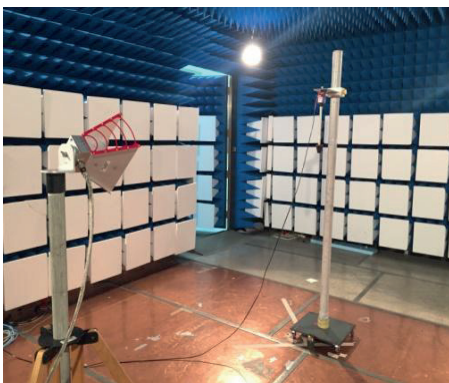


Şekil 5: Laboratuvar ortamında alıcı mini-bikonik anten ile kurulan ölçüm düzeneği



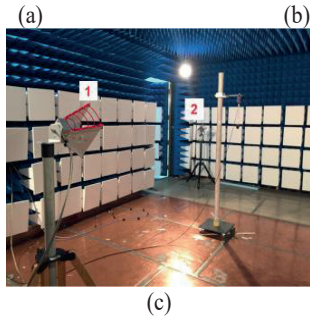
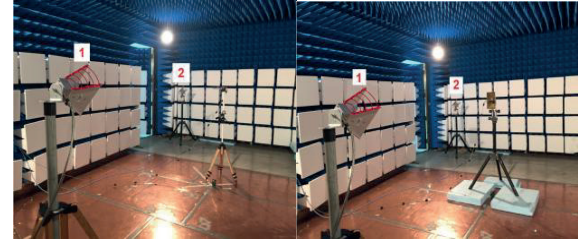
Şekil 6: Laboratuvar ortamında alıcı horn anten ile kurulan ölçüm düzeneği

Alıcı antenler ile yapılan her ölçüm sonrasında, aynı noktaya, Şekil 7' deki gibi bir geniş bant elektrik alan probu konumlandırılarak geniş bant ölçüm yöntemi ile ölçüm yapılmış ve CW sinyaller için bu iki yöntemin sonuçları karşılaştırılmıştır. Daha sonra, GSM radyasyonunu ve kompleks GMSK (Gauss Minimum Kaydırmalı Anahtarlama) modülasyonu simüle etmek amacıyla, aynı frekanslarda bu üç sinyal darbe modülasyonlu (darbe genişliği = $577\mu s$, darbe periyodu = $4600\mu s$) olarak uygulanmış ve benzer karşılaştırma bu durum içinde yapılmıştır [16]. Bütün bu ölçüm adımları GSM1800 bandı için, 1810 MHz, 1840 MHz ve 1860 MHz frekanslarında tekrarlanmıştır.



Şekil 7: Laboratuvar ortamında geniş bant alan probu ile kurulan ölçüm düzeneği

İkinci adım olarak, birden fazla kaynağın ve alıcı antene farklı yönlerden gelen radyasyonların olduğu bir ortamı simüle etmek ve alıcı tüm yönlü mini bikonik anten ile yüksek yönlendiriciliğe sahip alıcı horn antenin performanslarını kontrol etmek için, iki verici anten yarı yansız oda içerisinde Şekil 8' de görüldüğü gibi farklı pozisyonlara yerleştirilmiştir. Aynı karşılaştırmalar bu ölçüm düzeneği içinde yapılmıştır ve anten yönlendirmelerinin, ölçüm performansı üzerindeki etkileri açıkça ortaya konmuştur.



Şekil 8: Laboratuvar ortamında çift kaynak ile kurulan ölçüm düzeneği, (a) alıcı mini-bikonik anten, (b) alıcı horn anten, (c) geniş bant alan probu

Son olarak, ortamdaki yansımaların ölçüm sonuçlarına ve karşılaştırmaya nasıl bir etki yapacağını görmek amacıyla, etrafta birçok yansıtıcı yüzeyin bulunduğu bir ofis ortamında, tek kaynak ve mini-bikonik anten kullanılarak, frekans seçici ve geniş bant ölçüm yöntemleri ile ölçümler gerçekleştirilmiştir. Aynı karşılaştırmalar ofis ortamı içinde yapılmıştır. Ofis ortamında yapılan ölçümler ile ilgili örnek resimler Şekil 9 ve Şekil 10' da verilmiştir.



Şekil 9: Ofis ortamında alıcı mini-bikonik anten ile kurulan ölçüm düzeneği



Şekil 10: Ofis ortamında alıcı geniş bant alan probu ile kurulan ölçüm düzeneği

3. Deneysel Sonuçlar

Frekans seçici ve geniş bant ölçüm yöntemlerinin sonuçları, GSM900 ve GSM1800 downlink bantlarında yapay olarak üretilmiş CW ve GMSK modülasyonlu üç sinyal için elde edilmiştir. Laboratuvar ortamında yapılan, tek kaynak ölçümlerinin sonuçları CW sinyal ve GMSK modülasyonlu sinyal için Tablo 1 ve Tablo 2' de, çift kaynak ölçümlerinin sonuçları Tablo 3 ve Tablo 4' te verilmiştir.

Tablo 1: Laboratuvar ortamı, tek kaynak, CW sinyal ölçüm sonucu

Tek Kaynak		CW Sinyal			
		Bikonik (V/m)	Prob (V/m)	Horn (V/m)	Prob (V/m)
GSM 900	RMS det.	15,9	17,6	16,8	17,5
	Maksimum Tepe det.	15,4		17,0	
GSM 1800	RMS det.	18,1	19,3	17,1	19,1
	Maksimum Tepe det.	19,1		17,1	

Tablo 2: Laboratuvar ortamı, tek kaynak, GMSK modülasyonlu sinyal ölçüm sonucu

Tek Kaynak		GMSK Modülasyonlu Sinyal			
		Bikonik (V/m)	Prob (V/m)	Horn (V/m)	Prob (V/m)
GSM 900	RMS det.	5,4	6,1	6,02	6,27
	Maksimum Tepe det.	15,5		17,7	
GSM 1800	RMS det.	6,1	6,8	5,7	6,6
	Maksimum Tepe det.	18,7		17,2	

Tablo 3: Laboratuvar ortamı, çift kaynak, CW sinyal ölçüm sonucu

Çift Kaynak		CW Sinyal			
		Bikonik (V/m)	Prob (V/m)	Horn (V/m)	Prob (V/m)
GSM 900	RMS det.	20,3	22,0	13,5	22,2
	Maksimum Tepe det.	20,4		13,5	
GSM 1800	RMS det.	18,6	20,2	11,6	20,7
	Maksimum Tepe det.	18,8		11,6	

Tablo 4: Laboratuvar ortamı, çift kaynak, GMSK modülasyonlu sinyal ölçüm sonucu

Çift Kaynak		GMSK Modülasyonlu Sinyal			
		Bikonik (V/m)	Prob (V/m)	Horn (V/m)	Prob (V/m)
GSM 900	RMS det.	6,5	7,5	4,8	7,6
	Maksimum Tepe det.	20,2		13,6	
GSM 1800	RMS det.	6,4	7,0	3,9	7,3
	Maksimum Tepe det.	20,2		11,8	

Benzer şekilde ofis ortamında yapılan tek kaynak ölçümlerinin, CW sinyal ve GMSK modülasyonlu sinyal için ölçüm sonuçları ise Tablo 5 ve Tablo 6' da verilmiştir.

Tablo 5: Ofis ortamı, tek kaynak, CW sinyal ölçüm sonucu

Tek Kaynak		CW Sinyal	
		Frekan Seçici	Geniş Bant
		Bikonik (V/m)	EA. Probu (V/m)
GSM 900	RMS det.	22,0	22,5
	Maksimum Tepe det.	21,1	
GSM 1800	RMS det.	19,1	21,0
	Maksimum Tepe det.	18,5	

Tablo 6: Ofis ortamı, tek kaynak, GMSK modülasyonlu sinyal ölçüm sonucu

Tek Kaynak		GMSK Modülasyonlu Sinyal	
		Frekan Seçici	Geniş Bant
		Bikonik (V/m)	EA. Probu (V/m)
GSM 900	RMS det.	8,1	8,1
	Maksimum Tepe det.	22,5	
GSM 1800	RMS det.	6,4	7,3
	Maksimum Tepe det.	18,8	

4. Sonuç

Bu çalışmada, elektromanyetik kirlilik ölçümleri için kullanılan, frekans seçici ve geniş bant ölçüm yöntemlerini deneysel olarak inceledik. Frekans seçici yöntem için, ölçümleri tamamen otomatik hale getirmek amacıyla yazılım çözümü tasarladık ve ölçümleri alıcı (ölçüm) tarafında kullanılan ekipmanlardan bağımsız hale getirebilmek için, ayrı aygıt sürücü sistemini yazılımımıza entegre ettik. Laboratuvar ve ofis ortamlarında yapay olarak sinyal ürettiğimiz GSM900 ve GSM1800 bantlarına ait downlink frekanslarını, frekans seçici ve geniş bant ölçüm yöntemleri ile karşılaştırdık. Çift kaynak ve horn antenin birlikte kullanıldığı ölçümler haricinde, sonuçların birbiriyle maksimum 1 dB' lik farkla uyduğunu gözlemledik. Çift kaynak ve horn antenin birlikte kullanıldığı düzende ise iki yöntem arasındaki sonuçlarda Tablo 3 ve Tablo 4' te görüldüğü gibi bu uyum sağlanamamıştır. Bu durum bize, kaynağın yeri ve ışıma yönünün bilinmediği zamanlarda, alıcı olarak horn antenin kullanılması, antenin yönlendiriciliğinden kaynaklı olarak, yanlış ölçümler gerçekleştirebileceğimizi ortaya koymuştur. Ayrıca, GMSK modülasyonlu sinyalleri ölçerken RMS detektörün kullanılmasını, frekans seçici yöntemle yapılacak ölçümlerde daha uygun olduğu ölçüm sonuçları ile görülmüştür. Gelecekte, laboratuvar ve ofis ortamlarında gerçekleştirdiğimiz bu karşılaştırmaları, dışarıda, gerçek baz istasyonlarının civarında, sadece GSM değil UMTS (3G) ve LTE (4G) gibi frekans spektrumlarını da ölçerek gerçekleştireceğiz.

5. Kaynaklar

- [1] T.G. Cooper, S.M. Mann, M. Khalid, R.P. Blackwell, "Exposure of the General Public to Radio Waves near Microcell and Picocell Base Stations for Mobile Telecommunications", NRPB-W62, 2004
Online:
www.ifre.re.kr/board/filedown.php?seq=142
- [2] T.G Cooper, S.M Mann, M. Khalid, R.P Blackwell, "Public exposure to radio waves near GSM microcell and picocell base stations", J. Radiol Prot. 2006 Jun;26(2):199-211, 2006 May 26
- [3] Wolfgang Müllner, Georg Neubauer, Harald Haider , "ADD3D, A New Technique For Precise Power Flux Density Measurements At Mobile Communications Base Stations"
Online:
https://rf.seibersdorf-laboratories.at/fileadmin/uploads/intranet/dateien/2000_a_dd3d_new_technique.pdf
- [4] A.H. Al-Otaibi, D. Al-Ajmi, T. Williams, D. McGee, J.A. Dennis and M.U. Beg, "Monitoring of Electromagnetic Radiation from Cellular Base Stations in Kuwait", Radiation Protection Dosimetry Volume 80, Issue 4, pp.397-404
- [5] Tahani Ahmed Bashir Khalifa, Amin Babiker Abed Alnabi, "Electromagnetic Pollution Emitted from Base Station", International Journal of Science and Research (IJSR), ISSN (Online): 2319-7064.
- [6] As, N., Dilek, B., Şahin, M., E., Karan, Y. "Electromagnetic pollution measurement in the RTE university campus area", Global Journal on Advances in Pure & Applied Sciences, 2014
Online:
<https://www.researchgate.net/publication/271440470>
- [7] Craig W. Fanning, "Evaluating Cell Phone and Personal Communications Equipment and their EMC Effects on Automotive Audio and In-Cabin Modules", IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Honolulu, HI, USA, 9-13 July 2017
Online:
<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4305618>
- [8] Mann SM, Cooper TG, Allen SG, Blackwell RP and Lowe AJ, "Exposure to radio waves near mobile phone base stations". Chilton, NRPB-R321, May, 2000
Online:
<http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.472.7687&rep=rep1&type=pdf>
- [9] "A Guide to power Flux Density and Field Strength Measurement", NPL, UK, 2004
Online:
<http://www.npl.co.uk/publications/a-guide-to-power-flux-density-and-field-strength-measurement>.
- [10] "GSM measurements with the Selective Radiation Meter SRM-3000", NARDA, Germany, 2007
Online:
http://www.gruppompb.com/support/manuals/narda_srm_application_note.pdf
- [11] Ö. Genc, M. Bavrak, E. Yıldız. "Analysis of the Effects of GSM Bands to the Electromagnetic Pollution in the RF Spectrum". Progress In Electromagnetics Research, Vol. 101, 17-32, 2010.
Online:
<http://www.jpier.org/PIER/pier101/02.09111004.pdf>
- [12] Bornkessel, C., Wuschek, M.: "Exposure Measurements of Modern Digital Broadband Radio Services", German Microwave Conference, Karlsruhe, Germany, 2006
- [13] G. Neubauer, K. Lamedschwandner, S. Cecil, G.Schmid, "Exposure Assessment Methods for Emerging New Technologies"
Online:
http://www.ursi.org/proceedings/procGA08/papers/KAE_p7.pdf
- [14] Christof Olivier, Luc Martens, "Measurement And Processing Techniques For The Exposure Assessment Of Electromagnetic Fields Of Base Stations Using Spread-Spectrum Modulation"
Online:
[http://www.ursi.org/proceedings/procGA05/pdf/KAE.2\(01170\).pdf](http://www.ursi.org/proceedings/procGA05/pdf/KAE.2(01170).pdf)
- [15] Bornkessel, C., Hein M., Wuschek, M. "Measurement of human exposure to LTE base stations present status and future challenges in measurement methodology", European Microwave Conference (EuMC), Paris, France, 7-10 Sept. 2015

**Cafer Bahadır TEKTAŞ**

2014 yılında Beykent Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği bölümünden mezun olmuştur. Gebze Teknik Üniversitesi'nde Metroloji yüksek lisansına tez aşamasında devam etmektedir. 2014 yılından itibaren TÜBİTAK Ulusal Metroloji Enstitüsü (UME) Elektromanyetik Laboratuvarın'da araştırmacı olarak görev almaktadır. Çalışma alanları arasında sivil ve askeri EMC testleri/ölçümleri ve kalibrasyonları bulunmaktadır. Ayrıca laboratuvarın katılım sağladığı EMRP (European Metrology Research Programme) projeleri'nde de görev almaktadır.

**Prof. Dr. M. Hasan ASLAN**

1984 yılında İstanbul Üniversitesi Fizik bölümünden mezun olmuştur. 1992 yılında İstanbul Üniversitesinden Yüksek Lisans derecesini almıştır. Yüksek Lisans tez başlığı "Monte Carlo Benzeşim Yöntemi ile Protonların Erişme Uzaklık Dağılımlarının İncelenmesi" dir ve tez danışmanlığını Prof. Dr. Çetin Bolcal yapmıştır. 1993 yılında YÖK'nun açmış olduğu yurtdışı Yüksek Lisans/Doktora bursluluk sınavını GYTE Fizik bölümü adına kazanmıştır. Doktora eğitimine 1994 yılında Colorado School of Mines üniversitesinde başlamıştır. Tez çalışması çeşitli yöntemlerle (PVD, CVD, Closed Space Sublimation) üretilmiş çoklu kristal yapısındaki CdS/CdTe ince film tabanlı güneş pillerinin optik karakterizasyonu üzerinedir. Tez danışmanlığını Prof. Dr. Reuben T. Collins yürütmüştür ve 1999 yılında Doktora çalışmasını tamamlamıştır. Yarıiletken malzemelerin ince film üretiminde, elektrik – manyetik ve optik karakterizasyon yöntemlerinde uzmanlaşmıştır. Aynı zamanda sol-gel ve RF sıçratma yöntemiyle metal-oksit ince film üretimi üzerinde çalışmalarını da devam etmektedir.

Uyarlamalı Ağ Tabanlı Bulanık Çıkarım Sistemi ve Bulanık Mantık Tabanlı MPPT Tasarımı ve Kıyaslanması

Comparison and Design of Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System and Fuzzy Logic Based MPPT

Mahdi HUSSAINİ¹, Okan GÜNGÖR²

¹Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü
Sakarya Üniversitesi Mühendislik Fakültesi
mahdihossaini58@gmail.com

²Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü
Sakarya Üniversitesi Mühendislik Fakültesi
okangungor07@gmail.com

Özet

Güneş panelleri günümüzde önemli bir konu olarak düşünülmektedir. Panellerinin kullanımındaki önemli mesele: çıkış verimini iyileştirerek, sistemi maksimum güç noktasına yakın çalıştırmaktır. Maksimum elektrik gücü belirli çalışma noktalarında güneş panellerinden elde edilebilir. Bu bağlamda MPPT(Maksimum Güç Noktası Takibi) metodları güneş panellerinden maksimum verimi elde etmek için kullanılmaktadır. Bu çalışmada Bulanık Mantık (FL) ve Uyarlamalı Ağ Tabanlı Bulanık Çıkarım Sistemi (ANFIS) aracılığıyla MPPT tasarımı ve karşılaştırılması Matlab/Simulinkte yapılmaktadır. Modeller değişken radyasyon şartlarında simule edilerek ve simülasyon sonuçları elde edilmektedir. Simülasyon bölümünde, sonuçlar önemli miktarda ekstra enerjinin elde edilebileceğini ve farklı hava koşullarında ANFIS metodunun, geçici ve sürekli durumdaki verimliliği gösterilmiştir.

Anahtar kelimeler: Maksimum Güç Noktası Takibi (MPPT), Dc-Dc dönüştürücü, Uyarlamalı Ağ Tabanlı Bulanık Çıkarım Sistemi (ANFIS), Bulanık Mantık Kontrolörü(FLC)

Abstract

Photovoltaic system, at the present time is considered as an important scheme. A significant issue in the use of photovoltaic system is to operate the system near maximum power point to improve the output efficiency of PV panel. In the PV panel, Maximum electric power can be extracted at a particular operating point. Therefore MPPT methods are used to get maximum efficiency from PV panel. In this research, Fuzzy Logic (FL) and Adaptive-Neuro Fuzzy Inference System (ANFIS) based Maximum Power Point Tracking (MPPT) are designed and compared in Matlab/Simulink. The models are simulated in variable irradiances and the simulation results are obtained. In the simulation part, the results show that an important amount of extra energy can be

obtained, and they show the effectiveness of ANFIS during transient response, steady state at different weather conditions.

Keywords: Maximum Power Point Tracking (MPPT), Dc-Dc Converter, Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System(ANFIS), Fuzzy Logic Controller (FLC)

1. Giriş

Gelişen dünyamız ve ülkemizde enerjiye olan bağımlılık hızla artmaktadır. Kullanılan enerjinin büyük miktarı fosil temelli yakıtlardan elde edilmektedir. Bu tür yakıtların kullanımı enerji bakımından dışa bağımlı olan ülkemizi hem ekonomik hem de çevresel olarak kötü etkilemektedir. Bu bağlamda ülkemizin yıllık toplam güneşlenme süresi 2737 saat ve yıllık toplam gelen güneş enerjisi 1527 kWh/m² olması nedeniyle güneş enerjisi cazip bir kaynak olarak dikkat çekmektedir [1]. Ülkemizin 2014 yılı sonu itibariyle kaynak bazında dağılımına bakıldığında güneş enerjisi %0.10 luk bir dilime sahiptir [2]. Son yıllarda verilen destekler ile bu oran hızla artmaktadır. 2017 yılı Temmuz ayı sonu itibariyle ülkemizde 1.773 adet güneş enerjisi santrali bulunmaktadır ancak güneş enerji santrallerinin kurulumunda verim kaynaklı bazı problemler mevcuttur [3].

Günümüzde kullanılan güneş panelleri güneş ışığını elektrik enerjisine dönüştürmekte çok verimli değildir [4]. Verim, modül ısı, güneş ışığı ve yüke göre daha da düşebilir. Güneş paneli karakteristiği coğrafik ve hava şartlarına göre değişir. Literatürde, güneş panelinden gelen maksimum gücü elde etmek için pek çok metod sunulmuştur [5-6].

Bu metodlar: Değiştir&Gözle (Perturb & Observation) metodu, Artan İletkenlik (Incremental Conductance) metodu, Bulanık Mantık (Fuzzy Logic) metodu, Uyarlamalı Ağ Tabanlı Bulanık Çıkarım Sistemi (Adaptive-Network Based Fuzzy Inference System) metodu olarak geniş bir yelpazede toplanır. Değiştir&Gözle (Perturb & Observation) metodu basit

ve kolay uygulanmasından dolayı en çok kullanılan metoddur. Ancak maksimum güç noktasını belirlemekte zorlandığı için verimi düşüktür [7].

Artan İletkenlik (Incremental Conductance) metodu, P-V karakteristiği eğrisinde maksimum güç noktasını bulmak için türev algoritmasını kullanır. Bu metot, kontrolör de kompleks hesaplama gerektirmesi nedeniyle ve daha fazla hesaplama, hafızaya ihtiyaç duyar. Bunun sonucu olarak da maliyet artar[8 , 9].

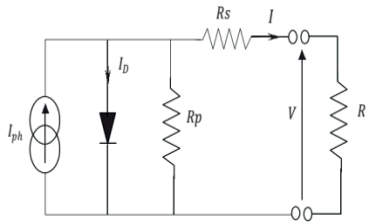
Bulanık Mantık (Fuzzy Logic) metodu model bilgisine ihtiyaç duymadan, güçlü ve kolay tasarım yapabilme yeteneğine sahiptir [10]. Bu metot, çıkarım kurallarının oluşturulması için uzman bilgisini kullanır. Fakat maksimum güç noktası takibi için bulanık mantık kontrolörünün verimliliği, uzmanın seçtiği doğru hata hesabı ve kural tablosuna çok fazla bağlıdır [5 , 10].

Yapay Zeka (Artificial Intelligence) metodu esnek doğasından dolayı yenilenebilir enerji sistemlerinde daha yaygın kullanılmaktadır. Yapay zeka tekniği doğrusal olmayan sistemlerde son derece başarılıdır, çünkü düzgün eğitildiğinde rastgele verileri yüksek doğrulukla interpolasyon ve ekstrapole edebilirler. Bu yüzden teknik sistem bilgisine ihtiyaç duymadan bir kara kutu gibi çalışır.

Uyarlamalı Ağ Tabanlı Bulanık Çıkarım Sistemi (Adaptive-Network Based Fuzzy Inference System) metodu yapay zeka ve bulanık mantığın birleşmesinden oluşan bir tekniktir. Bu çalışmada, bulanık mantık metodu ile ANFIS metodunun modellenmesi ve çıktılarının karşılaştırılması sunulmuştur.

2. Fotovoltaik (PV) Panel

Fotovoltaik (PV) panel, arzu edilen gerilim ve akım değerini sağlamak için paralel ve seri tarzda bağlı pek çok PV hücrelerinin birleşimi tarafından oluşmaktadır. Solar hücre bir foto akım kaynağına paralel bir diyottan meydana gelir. Gerçeğe daha yakın bir model elde etmek için ise seri ve paralel direnç eklenir. Bu makalede Şekil-1 modeli kullanılmaktadır.



Şekil 1: Solar hücrenin bir diyotlu modelinin eşdeğer devresi

Şekil-1 de bulunan devredeki I-V karakteristik denklemi aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$I = N_p \cdot I_{ph} - N_p \cdot I_0 \left[\exp \left(\frac{V + I \cdot (N_s / N_p) \cdot R_s}{N_s \cdot a \cdot V_T} \right) - 1 \right] - \frac{V + I \cdot (N_s / N_p) \cdot R_s}{(N_s / N_p) \cdot R_s} \quad (1)$$

I : PV panelin çıkış akımı

V : PV panelin çıkış gerilimi

I_0 : Diyotun ters doyma veya sızıntı akımı

a : Diyot idealite faktörü

R_s ve R_p : Seri ve paralel direnç

V_T : Panelin termal gerilimi,

$$V_T = kT / q \quad (2)$$

q : Elektron sarjı (1.60217646e-19 C)

k : Boltzmann sabiti (1.60217646e-23 J/K)

T : p-n bölgesinin sıcaklığı (Kelvin olarak)

I_{ph} : Işık tarafından nominal şartlarda üretilen akımdır ve çoğunlukla radyasyon (G) ve hücre sıcaklığına (T) bağlıdır [11].

$$I_{ph} = [I_{ph_STC} + K_i(T - T_{STC})](G / G_{STC}) \quad (3)$$

G : Sistem yüzeyindeki radyasyon (metrekare başına düşen güç)

G_{STC} : Nominal radyasyon

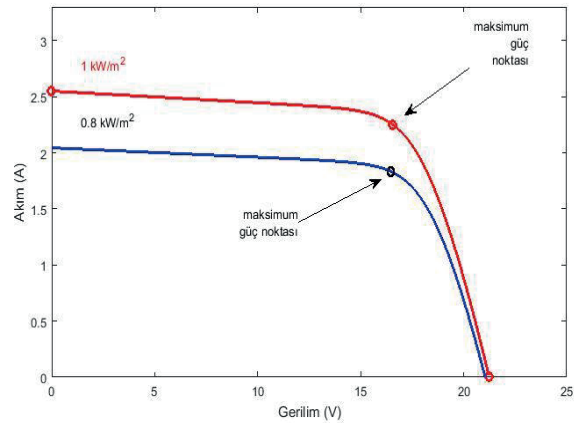
K_i : Üreticisi tarafından sağlanan kısa devre akımın katsayısıdır. Hücrenin doyma akımı I_0 hücrenin sıcaklığı ile değişir [11]

$$I_0 = \frac{I_{ph_STC} + K_i(T - T_{STC})}{\exp \left(\frac{(V_{oc_STC} + K_v(T - T_{STC})) / a \cdot V_T}{V_T} \right) - 1} \quad (4)$$

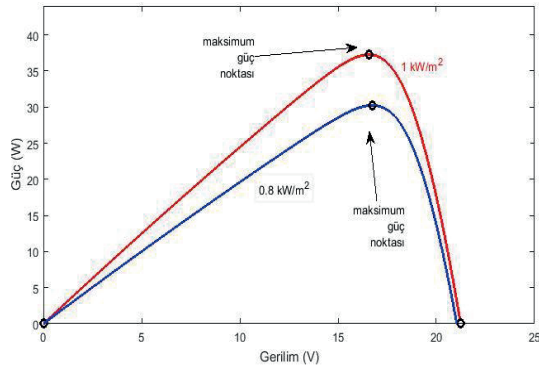
Yukarıdaki denklemlerde verilen PV panel modeli ve Tablo 1 de verilen elektriksel değerlerin listesini kullanarak farklı radyasyon seviyeleri için I-V (Şekil 2) ve P-V (Şekil 3) karakteristik eğrileri çizilmektedir.

Tablo 1: Güneş panelinin elektriksel karakteristik değerleri

V_{oc} açık devre gerilimi	21.24V
I_{oc} açık devre akımı	2.55A
V_{mpp} maksimum güç noktasındaki gerilim	16.56V
I_{mpp} maksimum güç noktasındaki akım	2.25A
P_{mpp} maksimum güç, (25C°, 1000w/m ²)	37.08W



Şekil 2: Farklı radyasyon değerleri için I-V karakteristik eğrileri.

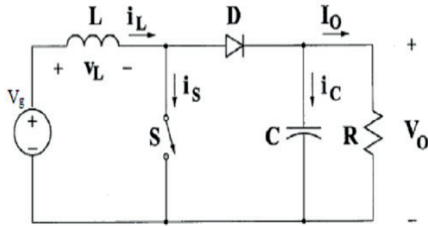


Şekil 3: Farklı radyasyon değerleri için P-V karakteristiği.

3. Boost Dönüştürücü

DC-DC dönüştürücüler temel olarak üç farklı yapıda kullanılırlar: buck, boost ve buck-boost. Buck dönüştürücü genellikle batarya şarj uygulamalarında, Boost dönüştürücü şebeke etkileşimli sistemlerde ve daha esnek kontroller için de buck-boost dönüştürücü tercih edilmektedir.

Bu makalede Boost dönüştürücü kullanılmaktadır. Boost dönüştürücü yarı iletken anahtar (Mosfet, IGBT), diyot, bobin ve kapasite elemanlarından oluşmaktadır (Şekil 4).



Şekil 4: Boost dönüştürücü

a) İletim durumu: S anahtarı kapatıldığında bobinden geçen akım artar ve bunun bir sonucu olarak bobin üzerinde enerji depolanır.

b) Kesim durumu: S anahtarı kesime gittiğinde bobinden akmakta olan şarj akımı D diyot üzerinden C kapasitesine ve R yüküne akmaya başlar. Bobinin enerjisi boşaldıktan sonra bobin üzerindeki gerilimin polaritesinin yönü gerilim polaritesinin yönü ile aynı olur ve D diyotu üzerinden yüke bağlanır. Böylece çıkış geriliminin seviyesi yükseltilir ve D diyodu da kesime gider [12].

Boost dönüştürücüsünün giriş ve çıkış gerilimi arasındaki ilişki:

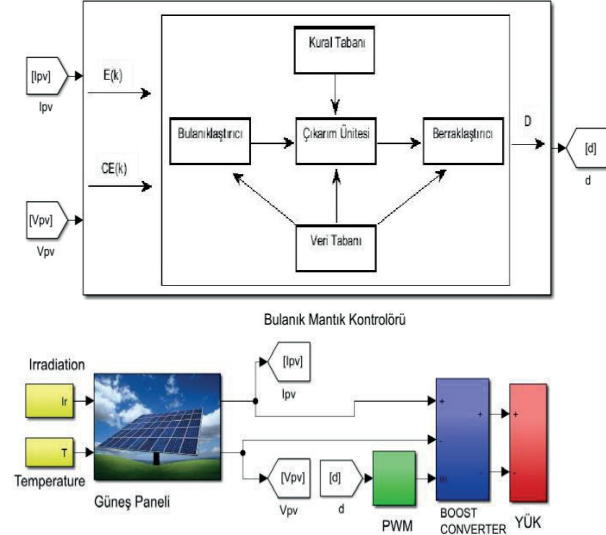
$$V_0 / V_g = 1 / (1 - D) \quad (5)$$

4. Bulanık Mantık Tabanlı MPPT Tasarımı

Son zamanlarda bulanık mantık PV sistemlerinde MPP takibi için kullanılmaktadır. Bu teknik güçlü ve nispeten tasarlanması basittir. Bunun sebebi tam modelleme bilgisine ihtiyaç duymamasıdır. Ancak bir diğer taraftan, PV sisteminin

tasarımcı tarafından işleyişi ile ilgili tam bilgiye ihtiyaç duyulur.

Bu makalede Bulanık Mantık MPPT kontrolörü, iki giriş ve bir çıkışa sahiptir (Şekil 5).



Şekil 5: Bulanık Mantık modeli

Hata (E(k)) ve hatanın değişimi (CE(k)), bulanık mantık giriş değişkenleridir. Pph(k) photovoltaic generatörün anlık gücüdür.

$$E(k) = P_{ph}(k) - P_{ph}(k-1) / V_{ph}(k) - V_{ph}(k-1) \quad (6)$$

$$CE(k) = E(k) - E(k-1) \quad (7)$$

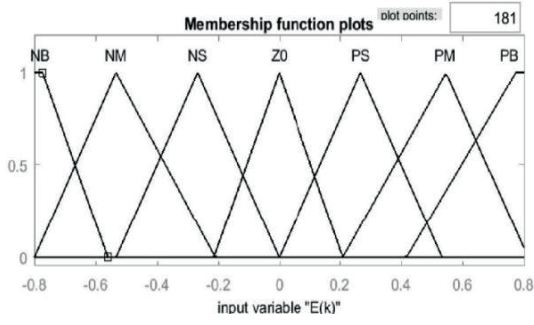
Giriş E(k) yük çalışma noktasının P-V karakteristiği üzerinde, maksimum güç noktasının sağ veya sol tarafında konumlanıp konumlanmadığını gösterirken, giriş CE(k) bu noktanın hareket yönünü ifade eder.

Bu çalışmada tasarımı gerçekleştirilen bulanık mantık MPPT kontrolörü Mamdani kural yapısında tasarlanmıştır (Tablo 2).

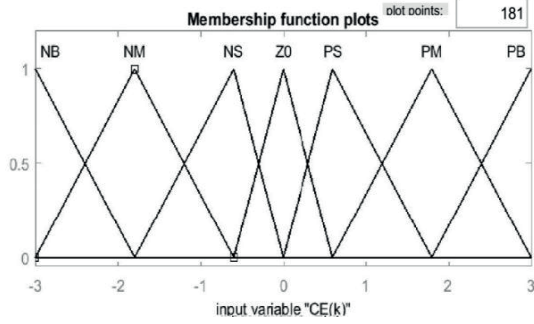
Tablo 2: Bulanık Mantık kuralları

E/CE	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	ZO	ZO	ZO	NM	NM	NB	NM
NM	ZO	ZO	ZO	NS	NS	NM	NB
NS	NS	ZO	ZO	ZO	NS	NS	NS
ZO	NM	NS	ZO	ZO	PS	PS	PM
PS	PS	PM	PM	PS	PS	ZO	ZO
PM	PM	PM	PM	PS	ZO	ZO	ZO
PB	PB	PM	PM	PS	ZO	ZO	ZO

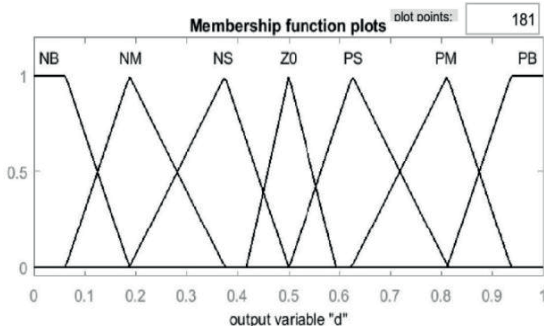
Matlabtaki Fuzzy Logic Tool Boxı kullanarak üyelik fonksiyonları ve kural veri tabanı tasarlanmaktadır. Şekil 6, Şekil 7 ve Şekil 8 bulanık mantık kontrolörünün hata, hata değişimi ve kontrol sinyalini gösterir.



Şekil 6: Hata sinyali



Şekil 7: Hata sinyalinin değişimi



Şekil 8: Kontrol sinyali

5. ANFIS Tabanlı MPPT Tasarımı

ANFIS giriş ve çıkış data setlerini kullanarak bir bulanık mantık oluşturan ve bu bulanık mantığın üyelik fonksiyonlarının parametrelerini melez optimizasyon (hybrid optimization) yöntemi ile ayarlayan bir tasarım metoddur. Melez optimizasyon (hybrid optimization) yöntemi, geri yayılım algoritması (backpropagation algorithm) ve küçük kareler (leastsquares) yönteminin birleşimidir.

Sunulan ANFIS Tabanlı MPPT kontrolörünün blok şeması Şekil 9 da anlatılmaktadır.

- 1-Güneşin radyasyonu ve sıcaklığı ANFIS'de giriş eğitim datası olarak alınmaktadır.
- 2-ANFIS denetleyicisi belirli bir sıcaklık ve radyasyon koşullarında, maksimum mevcut gücü vermektedir
- 3-Çalışma gerilimi ve akımı ölçülerek PV modülden gelen gerçek çıkış gücü hesaplanmaktadır.
- 4-Kontrol sinyali üretmek için iki güç (ANFIS ve PV modülden gelen güçler) karşılaştırılmaktadır ve hata bulanık mantığa aktarılmaktadır.

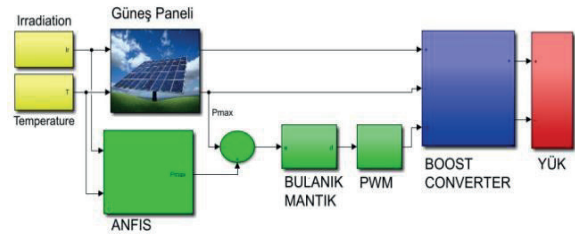
6-Hata (denklem-8) ve hata değişimi (denklem-9) giriş olarak bulanık mantığa verilmekte ve çıkış olarak kontrol sinyali PWM'e aktarılmaktadır. (Şekil 10, Şekil 11, Şekil 12 sırasıyla hata, hata değişikliği ve kontrol sinyali üyelik fonksiyonlarını göstermektedir. Bulanık mantık kuralları: Tablo 3).

$$E = P_{\max} - P_{pv} \quad (8)$$

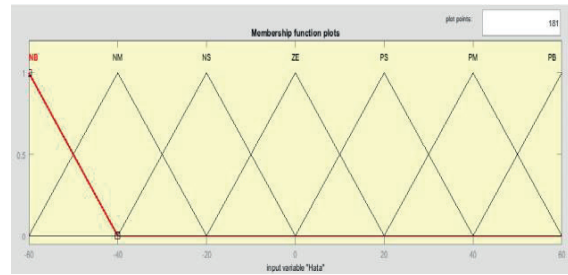
$$\Delta E(k) = E(k) - E(k-1) \quad (9)$$

5-Bulanık mantıktan gelen kontrol sinyali PWM bloğuna verilmektedir ve PWM sinyali, kontrol ve yüksek frekanslı taşıyıcı sinyalin kıyaslanması ile üretilmektedir.(Taşıyıcı sinyalin frekansı 10khz ayarlanmaktadır).

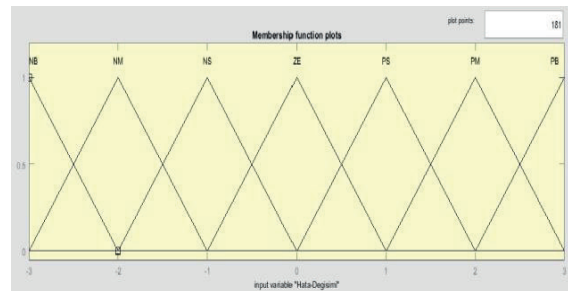
6-DC-DC dönüştürücü PWM sinyali aracılığıyla PV modülünün çalışma noktasını ayarlamaktadır.



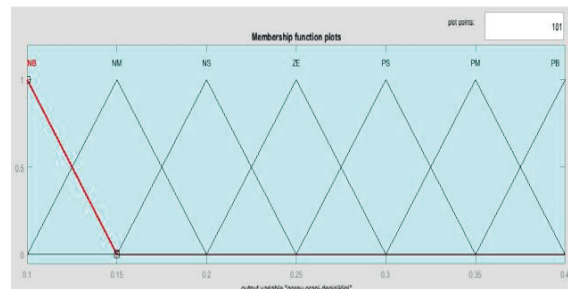
Şekil 9: ANFIS Tabanlı MPPT Tasarımı Blok Şeması



Şekil 10: Hata (E)



Şekil 11: Hata Değişimi (ΔE)

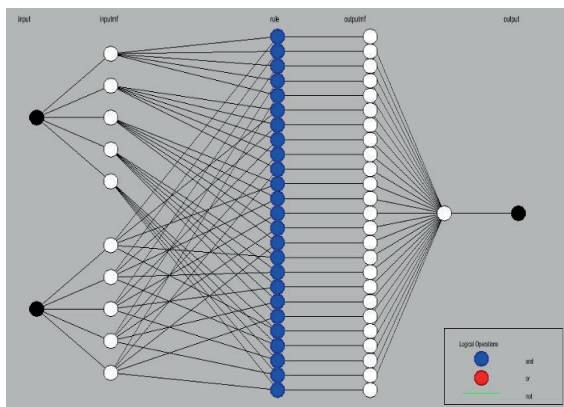


Şekil 12: Kontrol sinyali

Tablo 3: Bulanık Mantık kuralları

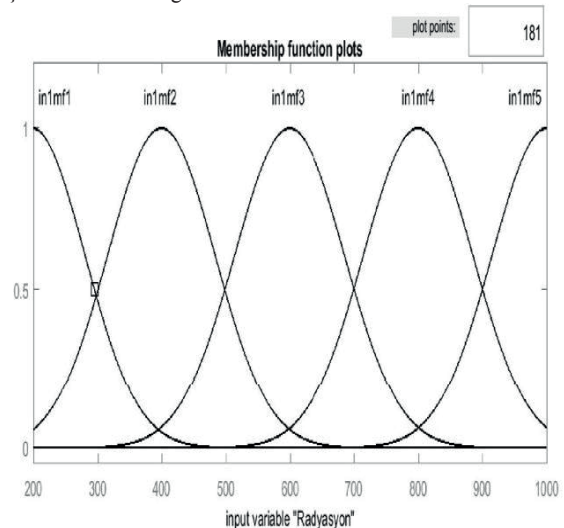
E/CE	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NM	NM	NS	NS	ZE
NM	NB	NM	NM	NS	NS	ZE	PS
NS	NM	NM	NS	NS	ZE	PS	PS
ZO	NM	NS	NS	ZE	PS	PS	PM
PS	NS	NS	ZE	PS	PS	PM	PM
PM	NS	ZE	PS	PS	PM	PM	PB
PB	ZE	PS	PS	PM	PM	PB	PB

Matlab kodlarından oluşturulan ANFIS yapısı bir beş katmanlı ağ yapısı vardır (Şekil 13). Mevcut çalışmada, radyasyon seviyesi(200W/m²-1000W/m², 50W/m² değişimle) ve çalışma sıcaklığı (20°C-60°C, 6°C değişimle) giriş ve de her bir giriş için beş üyelik fonksiyonu bulunmaktadır. Çıkış maksimum güçtür. Ağ 1000 iterasyonda (epoch) eğitilmiştir. Hedef hata %6 ya ayarlanmıştır.

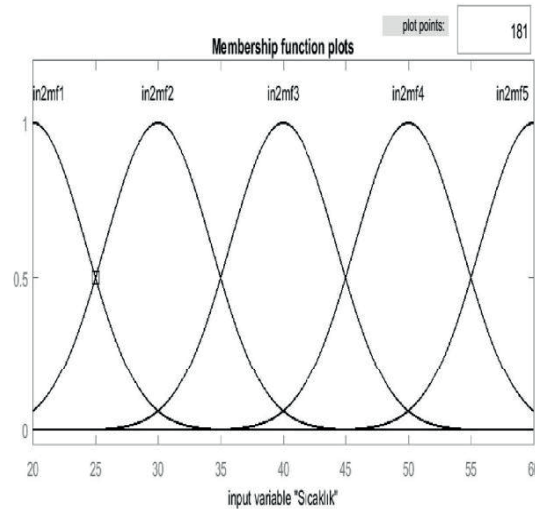


Şekil 13: ANFIS kontrolörünün ağ yapısı

ANFIS yöntemiyle eğitilen her giriş için üyelik fonksiyonları Şekil 14 ve 15 de gösterilmektedir.

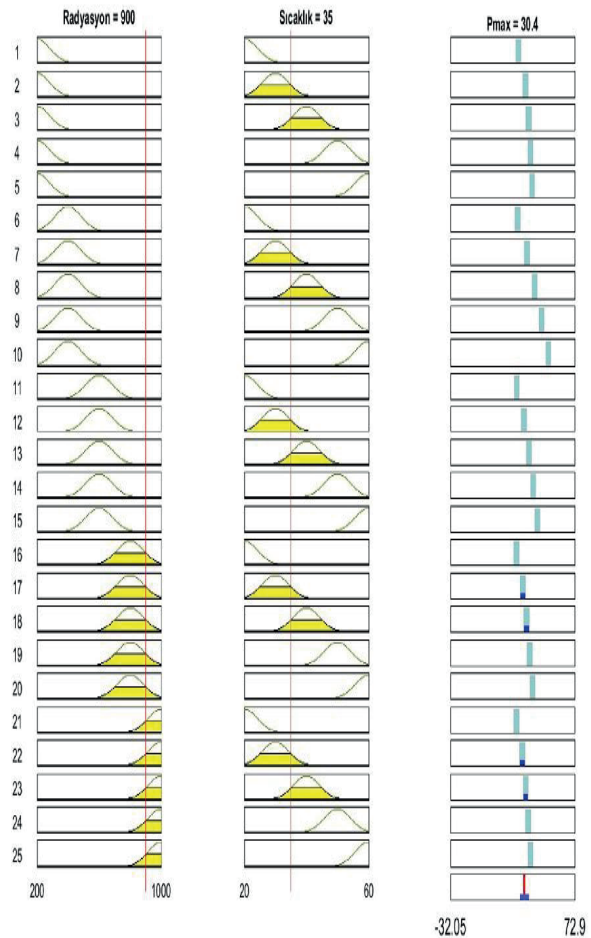


Şekil 14: Radyasyon için üyelik fonksiyonları



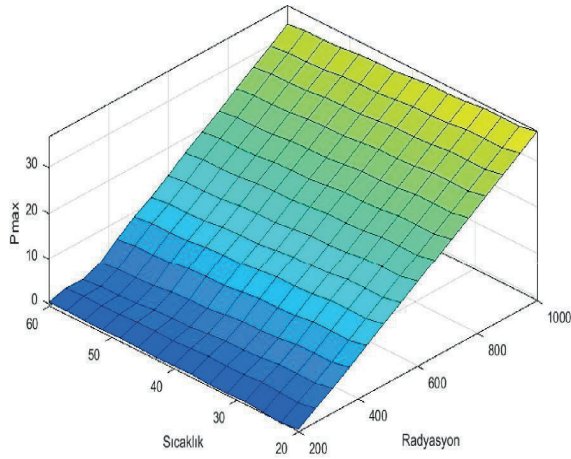
Şekil 15: Sıcaklık için üyelik fonksiyonları

Şekil.16, belirli bir çalışma sıcaklığı ve radyasyon değeri için bulanık kuralın çıktısını göstermektedir. On giriş üyelik fonksiyonundan yirmi beş bulanık kuralı üretilmektedir.



Şekil 16: Bulanık Mantık kuralları

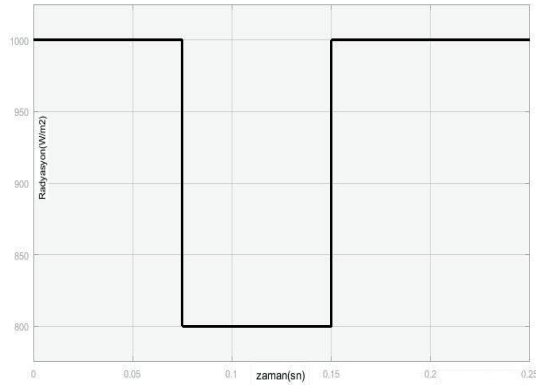
ANFIS tarafından oluşturulan yüzey Şekil 17 de gösterilmektedir. Bu yüzey sıcaklık, radyasyon ve maksimum güç arasındaki ilişkiyi ifade etmektedir. Sıcaklık ve radyasyonun artışı, PV modülünden gelen elde edilebilecek maksimum gücü artırır.



Şekil 17: ANFIS metoduna göre sistem yüzeyi

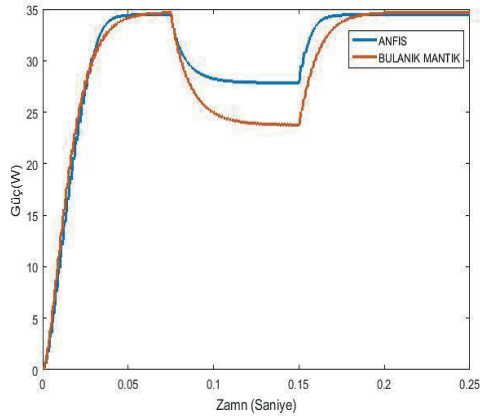
6. SONUÇ

Kapsamlı bir simülasyon hem ANFIS hem de FLC teknikleri kullanılarak MATLAB'da yapılmıştır. İki metoddan da gelen sonuçlar kıyaslanmıştır. Şekil 18, zaman ile değişen farklı radyasyon seviyelerini (1000W/m²-800W/m²-1000W/m²) gösterir.

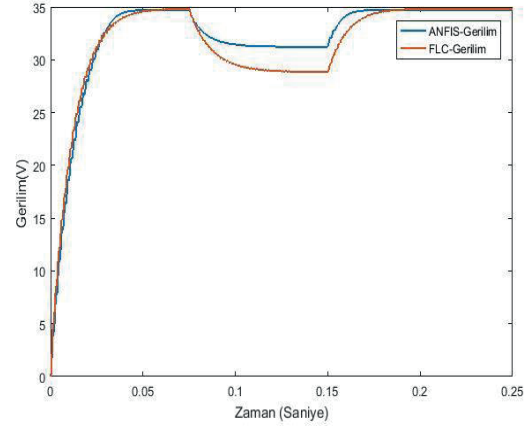


Şekil 18: Zamana göre radyasyon değişimi

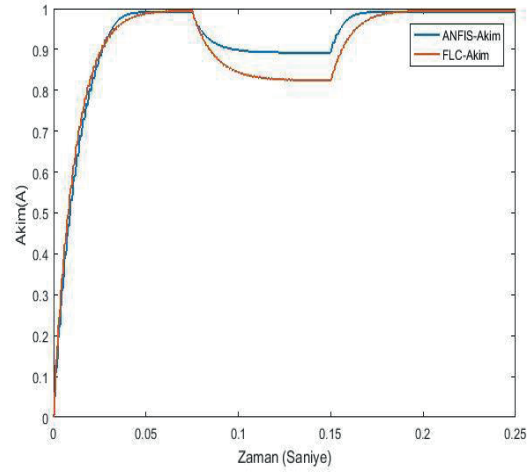
Şekil 19,20,21 FLC ve ANFIS kontrolörleri tarafından tasarlanan modelin güç, akım ve gerilim eğrileri verilmektedir.



Şekil 19: FLC ve ANFIS kullanarak güç takibi



Şekil 20: FLC ve ANFIS kullanarak gerilim takibi



Şekil 21: FLC ve ANFIS kullanarak akım takibi

Grafiklerden de görüldüğü üzere ANFIS kontrolörü tabanlı tasarlanan model FLC modeline göre daha yumuşak ve daha hızlı cevap verir. Güç, akım ve gerilim dalga şekli ANFIS tekniği ile maksimum değerine, FLC tekniğinden daha hızlı ve daha az salınım ile ulaşmıştır. Yapılan çalışmada farklı hava şartlarında (değişken radyasyon, sabit sıcaklık ve sabit yük), ANFIS metodunun MPPT uygulamalarında FLC metoduna göre daha uygun olduğu sonucuna ulaşılmıştır.

7. Kaynaklar

- [1] Enerji ve Tabii Kaynaklar Bakanlığı. Bilgi Merkezi <http://www.enerji.gov.tr/tr-TR/Sayfalar/Gunes> son erişim tarihi: 20.12.2017.
- [2] Enerji ve Tabii Kaynaklar Bakanlığı 2015. 2014 Faaliyet Raporu, Strateji Geliştirme Başkanlığı, Ankara.
- [3] Enerji ve Tabii Kaynaklar Bakanlığı. Bilgi Merkezi <http://www.enerji.gov.tr/tr-TR/Sayfalar/Elektrik> son erişim tarihi: 20.12.2017
- [4] Blakers A, Wright PD, Gazzoni DL, Hestnes AG, Kituyi E, Kretschmar J, et al. "Research and development on renewable energies. A global report on photovoltaic and wind energy", ISPRES; December 2009.
- [5] Lingareddy V, Ravichandra G, Maddukuri PK. "Effective strategy for MPPT in PV/wind hybrid electric power system interconnected with electrical utility grid". Int J Adv Res Comput Sci Softw Eng 2013
- [6] Gupta MK, Jain R. "MPPT simulation with DC submersible solar pump using output sensing direct control method and cuk converter". Int J Renew Energy Res 2013
- [7] Li-qun L, Zhi-xin WA. "Rapid MPPT algorithm based on the research of solar cell's diode factor and reverse saturation current". WSEAS Trans Syst 1109-2777 2008;7
- [8] Azab MA. "New maximum power point tracking for photovoltaic systems". Int J Electr Electron Eng 2009.
- [9] Chaouachi A, Kamel RM, Nagasaka KA. "Novel multi-model neuro-fuzzy-based MPPT for novel multi-model neuro-fuzzy-based mppt for three-phase grid-connected photovoltaic system photovoltaic system". Sol Energy; 2010
- [10] Esram T, Chapman PL. "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques". IEEE Trans Energy Convers 2007
- [11] Villalva MG, Gazoli JR. "Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays". IEEE T Power Electr, 2009
- [12] Erdoğan Y, Dinçler T, Kuncan M, Ertunç M. "Güneş Panelleri için Yüksek Verimli Maksimum Güç Noktası İzleyicisi (MPPT) Tasarımı", TOK bildiri Kitabı, 2014



Mahdi HUSSAİNİ

2015 Yılında Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde lisans eğitimini bitirmiştir. Şu anda Sakarya üniversitesinde yüksek lisansını sürdürmektedir. İlgili alanları: Yenilenebilir Enerji Sistemleridir.



Okan GÜNGÖR

2014 yılında Süleyman Demirel Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde lisans eğitimini bitirmiştir. Sakarya Üniversitesi Mühendislik fakültesinde yüksek lisans eğitimine devam etmektedir. İlgili alanları: Akıllı Şebekeler ve Yenilenebilir Enerji Sistemleridir.

İki Yönlü Dik Uzaysal Modülasyon

Zehra Yiğit, Ertuğrul Başar

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, İstanbul Teknik Üniversitesi, 34469, Maslak, İstanbul.

yigitz@itu.edu.tr, basarer@itu.edu.tr

Özet

Bu çalışmada, iki kullanıcının dik uzaysal modülasyon (quadrature spatial modulation (QSM)) iletim tekniği kullanarak, yarı çift-yönlü (half-duplex) bir röle yardımı ile haberleşmesini sağlayan iki-yönlü QSM sistemi önerilmiştir. Buna göre, birinci zaman diliminde, eşit hızlı iki kullanıcı, bilgilerini, QSM iletim tekniği ile yarı çift-yönlü bir röleye iletmektedir. İkinci zaman diliminde ise, iki kullanıcıdan röleye gelen bilgi simgeleri ortak olarak çözüldükten sonra bit düzeyinde XOR (ayrıcılık veya işlemi uygulanarak, QSM iletim tekniği ile kullanıcılara gönderilmektedir. Her kullanıcı, röleden gönderilen bilgi ile kendi bilgisine XOR işlemi uygulayarak diğer kullanıcının bilgisine ulaşmaktadır. QSM için tasarlanan sistem, aynı şekilde referans bir yapı olabilmesi açısından uzaysal modülasyon (spatial modulation (SM)) sistemi için de gerçekleştirilmiştir. İki-yönlü QSM ve SM sistemlerinin kuramsal hata analizi yapılarak ortalama bit hata olasılığı (ABEP) elde edilmiştir. Ayrıca farklı bant verimlilikleri ve MIMO yapıları için iki-yönlü QSM ve iki-yönlü SM sistemlerinin hata başarımları karşılaştırılmıştır.

1. Giriş

İlk kez üçüncü nesil haberleşme sistemleri ile hayatımıza giren çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) iletim teknikleri telsiz haberleşme sistemlerinin hizmet kalitesini, tek-girişli tek-çıkışlı (SISO) iletim tekniklerine göre önemli derecede artırmıştır. MIMO sistemlerinde çoğullama ve çeşitleme kazancı sağlamak için sırasıyla uzaysal çoğullama (spatial multiplexing (SMX)) ve uzay-zaman blok kodlama (space-time block coding (STBC)) gibi iletim teknikleri tasarlanmıştır. STBC iletim teknikleri ile bilginin, farklı zaman aralıklarında, farklı antenler üzerinden alıcıya ulaştırılarak verici anten çeşitlemesi elde edilmesi amaçlanmaktadır [1]. SMX teknikleri ile birden çok bilgi işaretinin verici antenler üzerinden aynı anda alıcıya ulaştırılması sağlanmaktadır. Literatürde sıkça karşılaşılan SMX iletim tekniklerinden biri olan Vertical-Bell Labs layered space-time (V-BLAST) [2] tekniğinde, bütün verici antenlerin aynı anda iletimde olması, alıcı kısmında üssel olarak artan optimum kod çözme karmaşıklığına ve kanallar arası girişim (inter-channel interference (ICI))'e neden olmaktadır. V-BLAST iletim tekniğinde, alıcıda daha düşük kod çözme karmaşıklığı sağladıkları için optimum hata başarımları sağlayan en büyük olabirlikli (maximum likelihood (ML)) sezim tekniği yerine en küçük karesel hata (minimum mean square error (MMSE)) gibi optimum olmayan alıcılar kullanılmaktadır. Bu da hata başarımlarını oldukça kötüleştirir.

Uzaysal modülasyon (spatial modulation (SM)) [3] sisteminde, bilgi, faz kaydırmalı anahtarlama (phase shift keying

(PSK)) veya dik genlik modülasyonu (quadrature amplitude modulation (QAM)) işaret kümelerinin elemanlarının yanı sıra anten indisleri ile de taşınmaktadır. SM tekniğinde, geleneksel MIMO iletim tekniklerinden farklı olarak, verici antenlerden sadece biri etkinleştirilerek bilginin bu etkin anten indisi üzerinden iletilmesi sağlanmaktadır. Böylece, alıcıda hem ICI girişim oluşmamakta, hem de sezim karmaşıklığı SMX sistemlere göre oldukça azalmaktadır. Bu da SM tekniğini alternatif bir MIMO iletim tekniği haline getirmektedir [4, 5].

Literatürde SM üzerine yapılmış birçok çalışma mevcuttur. Sadece anten indislerini bilgi taşımak için kullanılan uzay kaydırmalı anahtarlama (space-shift keying (SSK)) [6] tekniği, SM yaklaşımının işbirlikli iletişim sistemlerine uygulandığı [7, 8] iletim teknikleri, klasik SM sisteminin etkin anten sayısı artırılarak çoğullama kazancı sağlayan genelleştirilmiş SM (generalised SM (GSM)) sistemleri [9–12] ve Alamouti STBC iletim ilkesini kullanarak, SM'e verici anten çeşitlemesi kazandıran STBC-SM [13], SM üzerine yapılmış en dikkat çeken çalışmalardandır.

Dik uzaysal modülasyon (quadrature spatial modulation (QSM)) [14] sistemi ise son zamanlarda SM üzerine yapılan en özgün çalışmalardandır. QSM sisteminde, M modülasyon seviyesi olmak üzere, karmaşık M -QAM işaret kümesine ait bilgi simgesi, gerçek ve sanal kısımlarına ayrılarak, her bir kısım SM yaklaşımı ile ilişkin etkin antenleri üzerinden birbirinden bağımsız bir şekilde iletilmektedir. Bilgi simgesinin, gerçek ve sanal kısımlarını ileten taşıyıcılar (sin ve cos) arasındaki 90° 'lik faz farkından dolayı, alıcıda ICI oluşmamaktadır. QSM sistemi, literatürdeki SM üzerine yapılmış en güncel çalışmalardan biri olmasına rağmen, araştırmacılar tarafından büyük ilgi görmektedir.

Bu çalışmada, QSM sisteminin, işbirlikli sistemlere uyarlandığı iki-yönlü QSM sistemi önerilmiştir. Bu sistemde, QSM iletim tekniğini kullanan iki kullanıcı, bir yarı-çift yönlü (half-duplex) röle yardımı ile iletişmektedir. Birinci zaman diliminde, her bir kullanıcıdan röleye QSM iletim tekniği kullanılarak bilgi simgeleri gönderilmektedir. Röle, aldığı işaretleri çözerek, kullanıcılara ait bilgi bitlerine birlikte karar vermektedir. Daha sonra, iki kullanıcıya ait kestirilen bilgiler bit düzeyinde XOR (ayrıcılık veya işlemine tabi tutulmakta ve yeni oluşturulan bit dizisinin karşılık geldiği QSM iletim vektörü, ikinci zaman diliminde kullanıcılara tekrar gönderilmektedir. Her bir kullanıcı, röleden aldığı bilgiyi bit düzeyinde çözdükten sonra kendi bilgisine XOR işlemine tabi tutarak karşıdaki kullanıcının bilgisine ulaşmaktadır. Önerilen bu iki-yönlü iletim sistemi, iki-yönlü SM adı altında, klasik SM sistemine de uyarlanmıştır. İki-yönlü QSM ve SM sistemlerinin kuramsal hata analizi yapılarak ortalama bit hata olasılığı (average bit error probability (ABEP)) başarımları elde edilmiştir. Ayrıca, farklı

MIMO yapıları için, iki-yönlü QSM ve SM sistemlerinin BER başarımları bilgisayar benzetimleri ile gerçekleştirilmiştir.

Gösterimler: Bu çalışmada, matrisler kalın büyük harfler ile ve vektörler ise kalın küçük harfler ile gösterilmektedir. $(\cdot)^T$, $(\cdot)^*$ ve $(\cdot)^H$ sırasıyla evriği, karmaşık eşleniği ve Hermisyen eşleniğini göstermektedir. $\|\cdot\|$, matrisler için Frobenius ve vektörler için ise Öklid normunu göstermek için kullanılmaktadır. $\det(\cdot)$, $\text{rank}(\cdot)$ sırasıyla determinanı ve rankı göstermektedir. $\Re(\mathbf{x})$ karmaşık \mathbf{x} vektörünün gerçek kısmını, $\Im(\mathbf{x})$ sanal kısmını, M , işaret kümesinin eleman sayısını, $P(\cdot)$ bir olayın olasılığını, $Q(\cdot)$, standart Gauss dağılımının kuyruk olasılığını, $\mathcal{CN}(m_x, \sigma_x^2)$, m_x ortalamalı, σ_x^2 varyanslı karmaşık Gauss dağılımını, \oplus ayrıcalıklı veya (XOR) işlemini göstermektedir.

2. Dik Uzaysal Modülasyon (QSM)

Güncel SM iletim tekniklerinden biri olan dik uzaysal modülasyon (QSM) [14], GSM sistemlerinde olduğu gibi iletimdeki anten sayısı artırılarak klasik SM yapısının bant verimliliğini arttırmak için tasarlanan özgün bir MIMO iletim tekniğidir. QSM tekniğinde, M -QAM'li karmaşık bilgi işareti gerçek ve sanal kısımlarına ayrılarak ilişkin etkin antenleri üzerinden iletilmektedir.

İşaret uzayı Şekil 1'de verilen QSM tekniğinde, $u = \log_2(M) + 2 \log_2(N_t)$ uzunluğundaki bit dizisinin, ilk $\log_2(M)$ biti ile belirlenen karmaşık $s = s_{\Re} + js_{\Im}$ bilgi simgesi, gerçek ve sanal kısımlarına ayrılarak bu bilgi simgesinin gerçek kısmı (s_{\Re}) ve sanal kısmı (s_{\Im}), sırasıyla her biri $\log_2(N_t)$ bit ile belirlenen $l_{1\Re}$ ve $l_{1\Im}$ indisli antenler üzerinden, birbirlerinden bağımsız olarak klasik SM yaklaşımı ile iletilmektedir, $l_{\Re}, l_{\Im} \in \{1, 2, \dots, N_t\}$. QSM sisteminde, s_{\Re} ve s_{\Im} ileten taşıyıcılar arasındaki 90° lik faz farkı alıcıda, ICI oluşmasının önüne geçmektedir. QSM için iletim vektörü: $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$:

$$\mathbf{x} = [0 \dots 0 \underbrace{s_{\Re}}_{l_{\Re}} 0 \dots 0 \underbrace{js_{\Im}}_{l_{\Im}} 0 \dots 0]^T \quad (1)$$

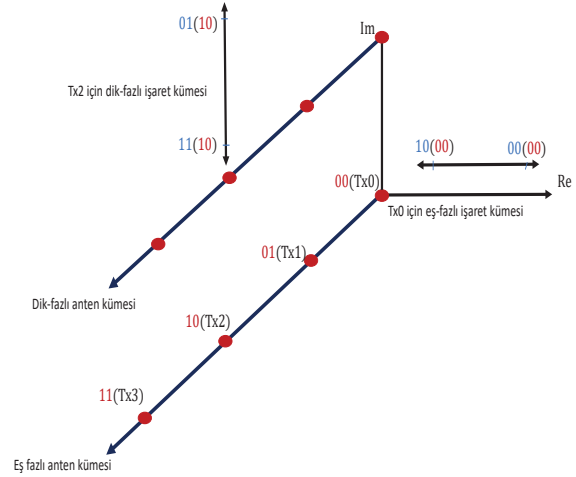
olarak gösterilebilmektedir. \mathbf{H} ve \mathbf{n} sırasıyla elemanları $\mathcal{CN}(0, N_0)$ ve $\mathcal{CN}(0, 1)$ dağılımlı ve bağımsız ve eşdağılımlı (independent and identically distributed (i.i.d)) raslantı değişkenlerinden oluşmakta ve alıcıya gelen işaret şu şekildedir:

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}_{l_{\Re}} s_{\Re} + j \mathbf{h}_{l_{\Im}} s_{\Im} + \mathbf{n}. \quad (2)$$

$\mathbf{h}_{l_{\Re}}$ ve $\mathbf{h}_{l_{\Im}}$ sırasıyla \mathbf{H} kanal matrisinin l_{\Re} ve l_{\Im} 'inci sütun vektörleri olmak üzere QSM yapısının alıcı kısmında, ML sezim tekniği kullanılarak M -QAM işaret kümesinin iletilen karmaşık s bilgi simgesine ve etkin anten indislerine ortak karar verilmektedir:

$$\left[\hat{l}_{\Re}, \hat{l}_{\Im}, \hat{s} \right] = \arg \min_{l_{\Re}, l_{\Im}, s} \|\mathbf{y} - (\mathbf{h}_{l_{\Re}} s_{\Re} + j \mathbf{h}_{l_{\Im}} s_{\Im})\|^2. \quad (3)$$

QSM iletim tekniği, oldukça yeni bir çalışma olmasına rağmen araştırmacılar tarafından büyük bir ilgi görmektedir. [14]'te önerilen QSM sisteminin, kusurlu veya kusursuz kanal kestirimi durumunda Rayleigh [15], Nakagami [16], Rician [17], Weibull [18] ve α - μ , κ - μ ve η - μ gibi sönümlenmeli kanallar için [19, 20] hata başarımları analizi yapılmıştır. QSM sisteminin, alıcıda, optimum sezicisinin kod çözme karmaşıklığını düşürmek için sıkıştırılmış algılama (compressive sensing (CS)) [21, 22],



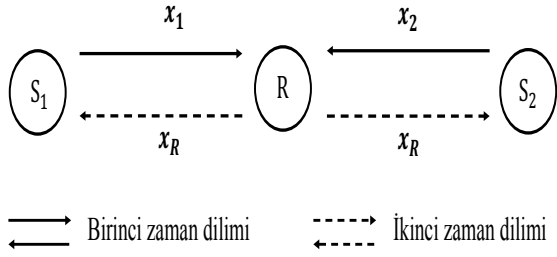
Şekil 1: QSM sisteminin işaret uzayı.

küresel kod çözme (sphere decoder (SD)) [23], ilişkili ve ilişkisiz Rayleigh kanallar için MMSE tabanlı [24] düşük karmaşıklıkla alıcı yapıları tasarlanmıştır. QSM ve klasik işbirlikli iletişim sistemlerinin bir araya getirilmesi ile [25, 26] ve iletim bandının daha verimli kullanılması için QSM tabanlı bilişsel radyo (cognitive radio) teknikleri [27–29] geliştirilmiştir. Ayrıca, [30–32]'de yüksek-hızlı kablosuz iletim tekniklerinde kullanılan ve yeni nesil haberleşme sistemleri için umut verici bir iletim tekniği olarak görülen milimetre dalga (millimeter-wave (mmW)) teknolojileri de QSM sistemi ile biraraya getirilerek QSM tabanlı mmW sistemler tasarlanmıştır. Ayrıca QSM'den esinlenerek yüksek hızlı bir SM şeması önerilmiştir [33].

3. İki Yönlü Dik Uzaysal Modülasyon

Ağ kodlama (network coding), ilk kez [34]'de, birden fazla kullanıcının, bir röle yardımı ile bilgi alış-verişinde buldukları işbirlikli iletişim sistemleri olarak tanımlanmıştır. Ağ kodlama tekniğinde, iki farklı kullanıcıdan röleye iletilen bilgi, doğrudan kullanıcılara iletilmek yerine, bit seviyesinde XOR işlemine tabi tutulmakta ve oluşan yeni bilgi, kullanıcılara aynı anda gönderilmektedir. Daha sonra, her bir kullanıcı, gelen bilgiden, kendi bilgisini çıkararak karşı kullanıcının bilgisini elde etmektedir. İki kullanıcının, fiziksel katmanda, ağ kodlama tekniği ile bilgi alış-verişi yapma fikri, ilk kez [35]'de ortaya atılmış ve daha sonraki çalışmalarda, fiziksel katman ağ kodlama (physical layer network coding (PLNC)) [36] olarak adlandırılmıştır. PLNC'nin bir uygulaması olarak iki-yönlü röleli iletişim sistemleri (two-way relay communication (TWRC)) geliştirilmiştir [37]. Literatürde, TWRC sisteminin, klasik MIMO iletim teknikleri ile birleştirildiği [38, 39] çalışmaların yanı sıra, alternatif bir MIMO iletim tekniği olarak görülen klasik SM sistemiyle birleştirildiği [40, 41] çalışmalar da mevcuttur.

Önerilen iki yönlü iletim tekniğinde, S_1 ve S_2 kullanıcıları klasik SM veya QSM iletim sistemlerini kullanarak iki zaman aralığında sadece veri alan veya veri ileten yarı çift-yönlü bir röle (R) yardımıyla iletişime geçmektedir. Birinci zaman aralığında, her iki kullanıcıdan gelen işaretler R 'de ortak olarak çözülür. İkinci zaman diliminde R 'de bit düzeyinde kestirilen işaretler XOR işlemi ile tek bir SM/QSM işareti olarak S_1 ve S_2 kul-



Şekil 2: İki-yönlü QSM ve SM sistem şeması.

lanıcılarına tekrar gönderilmektedir. R 'den gönderilen işaret S_1 ve S_2 kullanıcılarında yine bit düzeyinde çözülmektedir. Her bir kullanıcıda çözülen bitler kendi bilgi bitleri ile XOR işlemine tabi tutularak karşıdaki kullanıcının bilgisi elde edilmektedir.

Aynı veri hızındaki S_1 ve S_2 kullanıcılarına ait bilgi bit dizileri \mathbf{u}_1 ve \mathbf{u}_2 sırasıyla \mathbf{x}_1 ve \mathbf{x}_2 QSM iletim vektörlerine dönüştürmektedir. Birinci zaman diliminde, $\mathbf{x}_1 \in \mathbb{C}^{N_{t_1} \times 1}$ ve $\mathbf{x}_2 \in \mathbb{C}^{N_{t_2} \times 1}$ işaretleri, sırasıyla N_{t_1} ve N_{t_2} verici antenler üzerinden, N_r antenli R rölesine iletilmektedir. $\mathbf{H}_1 \in \mathbb{C}^{N_r \times N_{t_1}}$, S_1 ve R , $\mathbf{H}_2 \in \mathbb{C}^{N_r \times N_{t_2}}$, S_2 ve R arasındaki kanal matrisleri olmak üzere R 'de alınan $\mathbf{y}_R \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ işaret vektörü:

$$\mathbf{y}_R = \mathbf{H}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{H}_2 \mathbf{x}_2 + \mathbf{n}_R \quad (4)$$

olarak gösterilmektedir. Alınan \mathbf{y}_R işareti, optimum ML sezici yardımıyla çözülmektedir:

$$[\hat{\mathbf{x}}_1, \hat{\mathbf{x}}_2] = \arg \min_{\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2} \|\mathbf{y}_R - (\mathbf{H}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{H}_2 \mathbf{x}_2)\|^2. \quad (5)$$

Sırasıyla, (5)'te kestirilen $\hat{\mathbf{x}}_1$ ve $\hat{\mathbf{x}}_2$ QSM vektörlerine karşılık gelen $\hat{\mathbf{u}}_{R_1}$ ve $\hat{\mathbf{u}}_{R_2}$ bit dizilerine, XOR işlemi uygulanarak \mathbf{u}_R bit dizisi elde edilmektedir:

$$\mathbf{u}_R = \hat{\mathbf{u}}_{R_1} \oplus \hat{\mathbf{u}}_{R_2}. \quad (6)$$

İkinci zaman diliminde, \mathbf{u}_R 'ye karşılık gelen $\mathbf{x}_R \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ QSM işareti S_1 ve S_2 kullanıcılarına gönderilmektedir. Bu durumda, $i \in \{1, 2\}$ olmak üzere i 'nci kullanıcının aldığı işaret vektörü $\mathbf{y}_i \in \mathbb{C}^{N_{t_i} \times 1}$:

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{H}_i^T \mathbf{x}_R + \mathbf{n}_i \quad (7)$$

olarak gösterilebilmektedir. (7)'de $\mathbf{H}_i^T \in \mathbb{C}^{N_r \times N_{t_i}}$, \mathbf{H}_i kanal matrisinin evriğini göstermektedir. S_i kullanıcılarına gönderilen \mathbf{x}_R işareti, yine ML sezici yardımıyla çözülmekte ve her bir kullanıcıda, $\hat{\mathbf{x}}_{R_i} \in \mathbb{C}^{N_{t_i} \times 1}$ olarak kestirilmektedir:

$$\hat{\mathbf{x}}_{R_i} = \arg \min_{\mathbf{x}_R} \|\mathbf{y}_i - \mathbf{H}_i^T \mathbf{x}_R\|^2. \quad (8)$$

S_i kullanıcılarında kestirilen $\hat{\mathbf{x}}_{R_i}$ işaret vektörlerinin bit düzeyinde karşılıkları \mathbf{b}_i bit dizisi olmak üzere, her bir kullanıcı, karşı kullanıcının bilgisine, şu şekilde karar vermektedir:

$$\hat{\mathbf{u}}_2 = \mathbf{u}_1 \oplus \mathbf{b}_1, \quad \hat{\mathbf{u}}_1 = \mathbf{u}_2 \oplus \mathbf{b}_2. \quad (9)$$

Önerilen iki yönlü QSM yapısında, aynı hızdaki S_1 ve S_2 kullanıcılarının anten sayıları eşit ($N_{t_1} = N_{t_2} = N_s$) olarak kabul edilmekte, ancak R 'deki alıcı anten sayısı N_r , N_t 'den

Gönderim Tarihi: 27/07/2017 **Kabul Tarihi:** 13/03/2018

aynı veya farklı anten sayısına sahip olabilmektedir. Böylece, sırasıyla M ve M_R , \mathbf{x}_i ve \mathbf{x}_R QSM vektörlerini oluşturan karmaşık simgelerin modülasyon seviyeleri olmak üzere, sistemin bant verimliliği $m = 2 \log_2(N_s) + \log_2(M) = 2 \log_2(N_r) + \log_2(M_R)$ [bit/sn/Hz] olmaktadır. Önerilen iki-yönlü QSM sistemi, $N_r \geq N_s$ için tasarlanmıştır. $N_r > N_s$ olması durumunda; ikinci zaman diliminde, birinci zaman dilimine kıyasla QSM sisteminin etkin anten indislerini belirlemek için daha fazla bilgi bitine ihtiyaç duyulmakta ($2 \log_2 N_r > 2 \log_2 N_s$) dolayısıyla, aynı hızda iletim yapabilmeye için geriye kalan bilgi bitleri ile gerçek ve sanal kısımlarına ilişkin etkin antenleri üzerinden iletilmek üzere daha düşük modülasyonlu ($M_R < M$) bir karmaşık simge belirlenmektedir.

3.1. İki Yönlü QSM Sisteminin Kuramsal Hata Analizi

Bu bölümde, iki-yönlü QSM sisteminin ABEP analizi yapılmıştır. P_R , röledeki, P_{S_1} ve P_{S_2} ise sırasıyla S_1 ve S_2 kullanıcılarının hata olasılıkları olmak üzere, bütün sistemin hata olasılığı:

$$\begin{aligned} P_E &= 1 - ((1 - P_R)(1 - P_{S_1})(1 - P_{S_2})) \\ &= P_R + 2P_S - P_S^2 - 2P_R P_S + 2P_R P_S^2 \\ &\approx P_R + 2P_S \\ &\approx P_R + 2P_{S_i} \quad i \in \{1, 2\} \end{aligned} \quad (10)$$

olarak hesaplanmıştır. Buna göre, (4)'te verilen \mathbf{y}_R alınan işareti:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_R &= \mathbf{H}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{H}_2 \mathbf{x}_2 + \mathbf{n}_R \\ &= \underbrace{[\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2]}_{\mathbf{H}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} + \underbrace{\mathbf{n}_R}_{\mathbf{n}} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (11)$$

olarak tekrar yazılabilmektedir. (11)'de, $N_t = N_{t_1} + N_{t_2}$ olmak üzere, $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ yeni kanal matrisi ve $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ iletim vektörünü göstermektedir. $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1^T \ \mathbf{x}_2^T]^T$ ve $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1 \ \mathbf{H}_2]$ olmak üzere \mathbf{x} 'in R 'de yanlışlıkla $\hat{\mathbf{x}}$ olarak çözüldüğünü varsayalım. Bu durumda, R 'deki koşullu çiftsel hata olasılığı (conditional error probability (CPEP))

$$P(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | \mathbf{H}) = P(\|\mathbf{y} - \mathbf{H} \mathbf{x}\|^2 > \|\mathbf{y} - \mathbf{H} \hat{\mathbf{x}}\|^2) \quad (12)$$

olarak hesaplanmaktadır. Gerekli sadeleştirmeler yapıldıktan sonra CPEP,

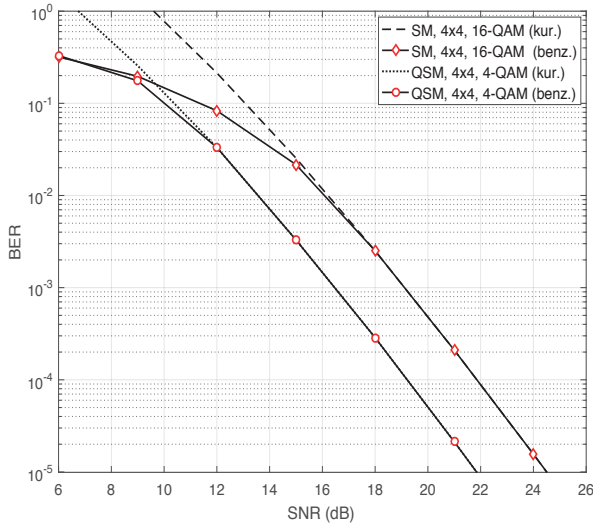
$$P_R(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | \mathbf{H}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{H}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}})\|^2}{4N_0 \sin^2 \theta}\right) d\theta. \quad (13)$$

olarak tekrar yazılabilmektedir. Moment üretme işlevi (moment generating function (MGF)) yaklaşımı ile \mathbf{H} üzerinden (13)'ün ortalaması alınarak çiftsel hata olasılığı (pairwise error probability (PEP)) hesaplanmaktadır:

$$P_R(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{\sin^2 \theta}{\sin^2 \theta + \frac{\|\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}\|^2}{4N_0}} \right)^{N_r} d\theta. \quad (14)$$

Son olarak, R 'deki ABEP, [42]'tan faydalanılarak

$$P_R \approx \frac{1}{2m2^{2m}} \sum_{\mathbf{x}} \sum_{\substack{\hat{\mathbf{x}} \\ \hat{\mathbf{x}} \neq \mathbf{x}}} P_R(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) e_R(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}}) \quad (15)$$



Şekil 3: $m = 6$ bit/sn/Hz için iki-yönlü QSM ve SM sistemlerinin kuramsal ve benzetimlerle elde edilen BER başarımları.

olarak hesaplanmaktadır. (15)'te $e_R(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}})$ her bir PEP olayında gerçekleşen hatalı bit sayısını göstermektedir.

Benzer şekilde, R 'de çözülen $\hat{\mathbf{x}}$ vektörünün S_1 ve S_2 'den gönderilen işaret vektörlerine karşılık gelen bilgi bitleri (6)'te XOR işlemine tabi tutularak \mathbf{x}_R QSM iletim vektörüne dönüştürülmekte ve ikinci zaman diliminde, \mathbf{x}_R , S_1 ve S_2 kullanıcılarına tekrar gönderilmektedir. \mathbf{x}_R 'nin S_i kullanıcıсында yanlışlıkla $\hat{\mathbf{x}}_{R_i}$ 'ye çözüldüğünü varsayalım. Bu durumda S_i kullanıcıсында CPEP:

$$P_{S_i}(\mathbf{x}_R \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_{R_i} | \mathbf{H}_i^T) = Q\left(\sqrt{\frac{\|\mathbf{H}_i^T(\mathbf{x}_R - \hat{\mathbf{x}}_{R_i})\|^2}{2N_0}}\right) \quad (16)$$

olmaktadır. Gerekli sadeleştirmeler yapıldıktan sonra S_i kaynağındaki hata olasılığı:

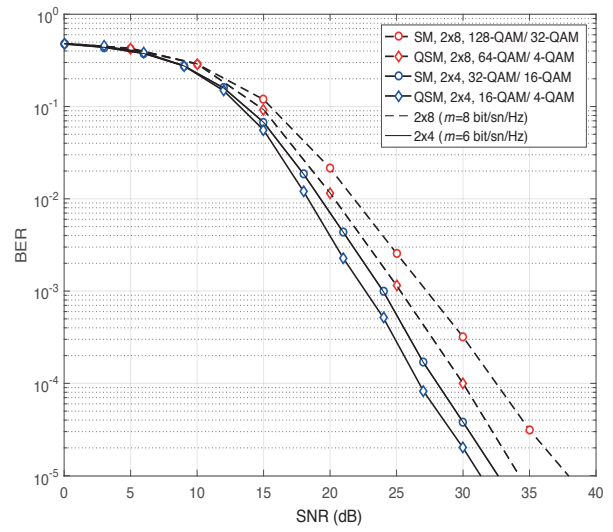
$$P_{S_i} \approx \frac{1}{m2^m} \sum_{\mathbf{x}_R} \sum_{\substack{\hat{\mathbf{x}}_{R_i} \\ \hat{\mathbf{x}}_{R_i} \neq \mathbf{x}_R}} P(\mathbf{x}_R \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_{R_i}) e_{S_i}(\mathbf{x}_R, \hat{\mathbf{x}}_{R_i}) \quad (17)$$

olarak hesaplanmaktadır. (17)'de, $P_{S_i}(\mathbf{x}_R \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_{R_i})$, S_i kaynağındaki PEP ve $e_{S_i}(\mathbf{x}_R, \hat{\mathbf{x}}_{R_i})$, her bir PEP olayındaki hatalı bit sayısını göstermektedir.

İki-yönlü QSM sisteminin hata oranı, sırasıyla (15) ve (17)'de elde edilen R ve S_i kullanıcılarındaki hata oranları toplamından (10)'da verildiği gibi elde edilmektedir.

3.2. Benzetim Sonuçları

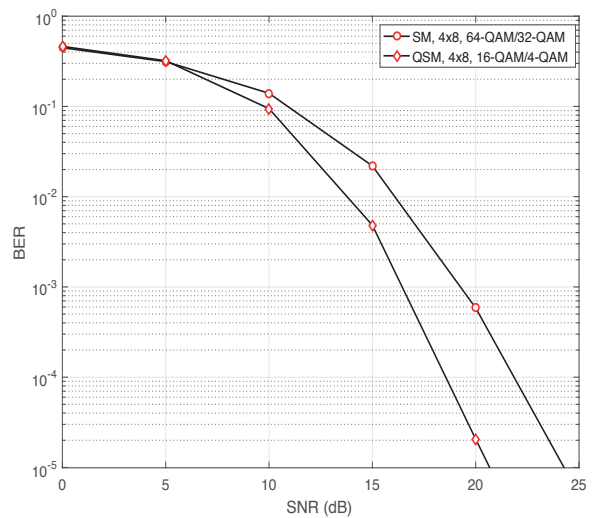
Bu bölümde, ilk olarak, iki-yönlü QSM ve SM sistemlerinin hata analizi yapılarak, kuramsal olarak ve bilgisayar benzetimleri ile ABEP başarımları elde edilmiştir. Ayrıca, farklı bant verimlilikleri için röledeki anten sayısının kullanıcılarındaki anten sayısına eşit ya da farklı olduğu durumlar için iki-yönlü SM ve QSM sistemlerinin hata başarımları elde edilmiştir. Bit hata oranı (bit error rate (BER)) başarımları her bir alıcı antendeki ortalama işaret gürültü oranı (signal to noise ratio (SNR))'na göre çizdirilmiştir.



Şekil 4: $m = 6$ ve 8 bit/sn/Hz için 2×4 ve 2×8 iki-yönlü QSM ve SM sistemlerinin BER başarımları.

Şekil 3'te, S_1 ve S_2 kullanıcılarının ve R rölesinin 4-antenli olması durumunda ve $m = 6$ bit/sn/Hz bant verimliliği altında, iki-yönlü 4-QAM'li QSM ve 16-QAM'li SM sistemlerinin ABEP başarımları kuramsal olarak ve bilgisayar benzetimleri ile elde edilmiştir. Yüksek SNR değerleri için, benzetim sonuçlarının, kuramsal sonuçlarla tutarlılık gösterdiği görülmektedir.

Şekil 4'te, $m = 6$ ve $m = 8$ bit/sn/Hz için, R 'nin sırasıyla 4 ve 8 alıcı antenli, S_1 ve S_2 kullanıcılarının 2 verici antenli, olması durumunda, iki-yönlü QSM ve SM sistemlerinin bit hata oranı başarımları verilmiştir. Buna göre, $m = 6$ bit/sn/Hz durumunda birinci zaman diliminde, iki-yönlü QSM ve SM sistemlerinde, kullanıcılarından röleye sırasıyla 16-QAM'li QSM ve 32-QAM'li SM vektörü iletilirken, ikinci zaman diliminde, iki-yönlü QSM ve SM sistemlerinde, röleden kullanıcılarına sırasıyla 4-QAM'li QSM ve 16-QAM'li SM vektörü gönderilmektedir. Benzer şekilde,



Şekil 5: $m = 8$ bit/sn/Hz için 4×8 iki-yönlü QSM ve SM sistemlerinin BER başarımları.

$m = 8$ bit/sn/Hz bant verimliliği altında iki-yönlü QSM ve SM sistemleri için, 2-antenli kullanıcılardan R' 'ye sırasıyla, 64-QAM'li ve 128-QAM'li SM vektörü iletilmekte, buna karşılık, ikinci zaman diliminde, 8-antenli röleden kullanıcılara, sırasıyla, 4-QAM'li QSM ve 32-QAM'li SM vektörü iletilmektedir. Bilgisayar benzetimleri sonucunda, $m = 6$ ve $m = 8$ bit/sn/Hz için iki-yönlü QSM, iki-yönlü SM sistemine göre 1.5 ve 2.5 dB SNR kazancı sağladığı görülmektedir.

Şekil 5'te, $m = 8$ bit/sn/Hz bant verimliliği için, iki-yönlü QSM ve iki-yönlü SM sistemlerinin BER başarımları verilmiştir. Buna göre, birinci zaman diliminde, 4-antenli kullanıcılardan R' 'ye 16-QAM'li QSM ve 64-QAM'li SM vektörü iletilirken, ikinci zaman diliminde, 8-antenli R' 'den kullanıcılara, 4-QAM'li QSM ve 32-QAM'li SM vektörü iletilmektedir. Benzetim sonuçları, iki-yönlü QSM'in iki-yönlü SM sistemine göre yaklaşık 4 dB SNR kazancı sağladığını göstermektedir.

4. Sonuç

Bu çalışmada, QSM iletim tekniğinin işbirlikli iletişim sistemlerine uyarlandığı iki-yönlü QSM sistemi önerilmiştir. Bu sisteme göre, QSM iletim tekniği kullanan iki kullanıcı, yarı çift-yönlü bir röle yardımı ile bilgi alış-verişinde bulunmaktadır. Birinci zaman aralığında, kullanıcılar kendi bilgilerini röleye iletmektedir. Röle, iki kullanıcıya ait bilgileri çözdükten sonra kesirilen bilgilerin bit düzeyinde karşılıklarını XOR işlemine tabi tutarak, oluşan yeni bit dizisini, QSM iletim tekniği ile kullanıcılara geri göndermektedir. Önerilen iki-yönlü iletim sistemi, klasik SM tekniği için de gerçekleştirilerek iki-yönlü SM olarak tanımlanmıştır. Önerilen iki-yönlü QSM ve SM sistemlerinin hata analizi yapılarak, hata başarımı için üst sınır elde edilmiştir. Son olarak, röledeki anten sayısının kullanıcılardaki anten sayıları ile aynı veya farklı olduğu durumlar için iki-yönlü QSM ve SM sistemlerinin hata başarımları bilgisayar benzetimleri ile elde edilmiştir.

5. Kaynaklar

- [1] H. Jafarkhani, *Space-time coding: theory and practice*. Cambridge University Press, 2005.
- [2] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell Lab. Tech. J.*, vol. 1, no. 2, pp. 41–59, 1996.
- [3] R. Mesleh, H. Haas, C. W. Ahn, and S. Yun, "Spatial modulation—a new low complexity spectral efficiency enhancing technique," in *Commun. Netw., 2006. (ChinaCom'06)*. IEEE, 2006, pp. 1–5.
- [4] E. Basar, "Index modulation techniques for 5G wireless networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 54, no. 7, 2016.
- [5] E. Basar, M. Wen, R. Mesleh, M. Di Renzo, Y. Xiao, and H. Haas, "Index modulation techniques for next-generation wireless networks," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 16 693–16 746, 2017.
- [6] J. Jeganathan, A. Ghayeb, L. Szczecinski, and A. Ceron, "Space shift keying modulation for mimo channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 8, no. 7, pp. 3692–3703, 2009.

Gönderim Tarihi: 27/07/2017 Kabul Tarihi: 13/03/2018

- [7] N. Serafimovski, S. Sinanovic, M. Di Renzo, and H. Haas, "Dual-hop spatial modulation (Dh-SM)," in *IEEE 73rd Veh. Technol. Conf. (VTC Spring)*, 2011, pp. 1–5.
- [8] S. Narayanan, M. Di Renzo, F. Graziosi, and H. Haas, "Distributed spatial modulation: A cooperative diversity protocol for half-duplex relay-aided wireless networks," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, no. 5, pp. 2947–2964, 2016.
- [9] A. Younis, N. Serafimovski, R. Mesleh, and H. Haas, "Generalised spatial modulation," in *Proc. Signals, Sys. Comput.*, 2010, pp. 1498–1502.
- [10] J. Fu, C. Hou, W. Xiang, L. Yan, and Y. Hou, "Generalised spatial modulation with multiple active transmit antennas," in *Proc. IEEE Globecom Workshops*, 2010, pp. 839–844.
- [11] T. Datta, H. S. Eshwaraiah, and A. Chockalingam, "Generalized space-and-frequency index modulation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, no. 7, pp. 4911–4924, 2016.
- [12] C.-C. Cheng, H. Sari, S. Sezginer, and Y. T. Su, "Enhanced spatial modulation with multiple signal constellations," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 6, pp. 2237–2248, Jun. 2015.
- [13] E. Basar, U. Aygolu, E. Panayirci, and H. V. Poor, "Space-time block coded spatial modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 59, no. 3, pp. 823–832, 2011.
- [14] R. Mesleh, S. S. Ikki, and H. M. Aggoune, "Quadrature spatial modulation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 64, no. 6, pp. 2738–2742, Jun. 2015.
- [15] R. Mesleh and S. S. Ikki, "On the impact of imperfect channel knowledge on the performance of quadrature spatial modulation," in *IEEE Wireless Commun. Netw. Conf. (WCNC)*, 2015, pp. 534–538.
- [16] A. Younis, R. Mesleh, and H. Haas, "Quadrature spatial modulation performance over Nakagami- m fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, no. 12, pp. 10 227–10 231, 2016.
- [17] M. M. Alwakeel, "Quadrature spatial modulation performance analysis over Rician fading channels," *J. of Commun.*, vol. 11, no. 3, 2016.
- [18] S. Koila, N. Neha, and U. Sripathi, "Performance of spatial-modulation and spatial-multiplexing systems over Weibull fading channel," in *IEEE Int'l Conf. Computing and Netw. Commun. (CoCoNet)*, 2015, pp. 389–394.
- [19] O. S. Badarneh and R. Mesleh, "Performance of quadrature spatial modulation with imperfect channel information over correlated α - μ fading channels," in *IEEE Wireless Commun. Netw. Conf. (WCNC)*, 2016, pp. 1–5.
- [20] —, "A comprehensive framework for quadrature spatial modulation in generalized fading scenarios," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 64, no. 7, pp. 2961–2970, 2016.
- [21] L. Xiao, P. Yang, S. Fan, S. Li, L. Song, and Y. Xiao, "Low-complexity signal detection for large-scale quadrature spatial modulation systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 20, no. 11, pp. 2173–2176, 2016.
- [22] Z. Yigit and E. Basar, "Low-complexity detection of quadrature spatial modulation," *IET Electron.Lett.*, vol. 52, no. 20, pp. 1729–1731, 2016.

- [23] I. Al-Nahhal, O. Dobre, and S. Ikki, "Quadrature spatial modulation decoding complexity: Study and reduction," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, 2017.
- [24] J. Li, X. Jiang, Y. Yan, W. Yu, S. Song, and M. H. Lee, "Low complexity detection for quadrature spatial modulation systems," *Wireless Personal Commun.*, pp. 1–13, 2017.
- [25] A. Afana, R. Mesleh, S. Ikki, and I. E. Atawi, "Performance of quadrature spatial modulation in amplify-and-forward cooperative relaying," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 20, no. 2, pp. 240–243, 2016.
- [26] A. Afana, E. Erdogan, and S. Ikki, "Quadrature spatial modulation for cooperative MIMO 5G wireless networks," in *IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, 2016, pp. 1–5.
- [27] A. Afana, I. Atawi, S. Ikki, and R. Mesleh, "Energy efficient quadrature spatial modulation MIMO cognitive radio systems with imperfect channel estimation," in *IEEE Int. Conf. Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB)*, 2015, pp. 1–5.
- [28] A. Afana, S. Ikki, R. Mesleh, and I. Atawi, "Spectral-efficient quadrature spatial modulation cooperative amplify and forward spectrum-sharing systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 66, no. 3, pp. 2857–2861, 2017.
- [29] I. A. Mahady, A. Afana, R. Mesleh, S. Ikki, and I. Atawi, "Cognitive MIMO quadrature spatial modulation systems with mutual primary-secondary co-channel interference," in *IEEE Wireless Commun. Netw. Conf. (WCNC)*, 2016, pp. 1–5.
- [30] R. Mesleh and A. Younis, "Capacity analysis for LOS millimeter-wave quadrature spatial modulation," *Springer Wireless Netw.*, pp. 1–10, 2017.
- [31] A. Younis, N. Abuzgaia, R. Mesleh, and H. Haas, "Quadrature spatial modulation for outdoor millimeter-wave communications: Capacity analysis," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 2017.
- [32] R. Mesleh and A. Younis, "LOS millimeter-wave communication with quadrature spatial modulation," in *IEEE Int. Symp. Signal Proc. Inf. Technol. (ISSPIT)*, 2016, pp. 109–113.
- [33] Z. Yigit and E. Basar, "Double spatial modulation: A high-rate index modulation scheme for MIMO systems," in *Wireless Commun. Systems (ISWCS), 2016 Int. Symp.* IEEE, 2016, pp. 347–351.
- [34] R. Ahlswede, N. Cai, S.-Y. Li, and R. W. Yeung, "Network information flow," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 46, no. 4, pp. 1204–1216, 2000.
- [35] Y. Wu, P. A. Chou, S.-Y. Kung *et al.*, "Information exchange in wireless networks with network coding and physical-layer broadcast," MSR-TR-2004, Tech. Rep., 2005.
- [36] S. Zhang, S. C. Liew, and P. P. Lam, "Hot topic: Physical-layer network coding," in *Proc. 12th Annu. Int. Conf. Mobile Comput. and Netw.* ACM, 2006, pp. 358–365.
- [37] P. Popovski and H. Yomo, "Physical network coding in two-way wireless relay channels," in *IEEE Int. Conf. Commun. (ICC'07)*, 2007, pp. 707–712.
- [38] D. Gunduz, A. Goldsmith, and H. V. Poor, "MIMO two-way relay channel: Diversity-multiplexing tradeoff analysis," in *IEEE Signals, Systems and Computers, 42nd Asilomar Conf.*, 2008, pp. 1474–1478.
- [39] I. Hammerstrom, M. Kuhn, C. Esli, J. Zhao, A. Wittneben, and G. Bauch, "MIMO two-way relaying with transmit csi at the relay," in *IEEE Signal Processing Advances in Wireless Commun. (SPAWC), 8th Workshop*, 2007, pp. 1–5.
- [40] X. Xie, Z. Zhao, M. Peng, and W. Wang, "Spatial modulation in two-way network coded channels: Performance and mapping optimization," in *IEEE Personal Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC), 2012 IEEE 23rd Int. Symp.*, 2012, pp. 72–76.
- [41] Y. Yang, "Spatial modulation exploited in non-reciprocal two-way relay channels: Efficient protocols and capacity analysis," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 64, no. 7, pp. 2821–2834, 2016.
- [42] M. K. Simon and M.-S. Alouini, *Digital communication over fading channels*. John Wiley & Sons, vol. 95, 2005.



Zehra Yiğit

Zehra Yiğit lisans derecesini 2013 yılında Gaziantep Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden, yüksek lisans derecesini 2017 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümünden almıştır. Halen, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümünde, doktora öğrencisi olup araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır. İlgili alanları, MIMO iletişim teknikleri, uzay-zaman kodlama, işbirlikli haberleşme sistemleridir.



Ertuğrul BAŞAR

Ertuğrul Başar lisans derecesini 2007 yılında İstanbul Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden, yüksek lisans ve doktora derecelerini ise sırasıyla 2009 ve 2013 yıllarında İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümünden (İTÜ-EHMB) almıştır. Dr. Başar, 2011-2012 akademik yılını ise, ABD'de bulunan Princeton Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü bünyesinde araştırmacı olarak geçirmiştir. 2009-2014 yılları arasında araştırma görevlisi olarak görev aldığı İTÜ-EHMB'de, 2014-2017 yılları arasında yardımcı doçent doktor olarak görev yapmıştır. Dr. Başar, 2017 yılından itibaren ise aynı bölümde doçent olarak görev yapmaktadır. Dr. Başar'ın ilgi alanları gelecek nesil (5G ve ötesi) telsiz iletişim sistemleri, çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) sistemler, uzay-zaman kodlama, indis modülasyonu, dalga formu tasarımı, haberleşme için işaret işleme ve görünür ışıkla haberleşmedir. 2016 yılında Institute of Electrical and Electronics Engineers Kıdemli Üyesi (IEEE Senior Member) olan Dr. Başar halen IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, IEEE ACCESS ve Physical Communication (Elsevier) dergilerinde Associate Editor (Yardımcı Editör) olarak görev almaktadır.

Dr. Başar, 2017 Türkiye Bilimler Akademisi (TÜBA) Üstün Başarılı Genç Bilim İnsanı (GEBİP) Ödülü, 2017 IEEE Türkiye Teşvik Ödülü, 2016 International Conference on Communications En İyi Makale Ödülü, 2013 Yılı İTÜ En İyi Doktora Tezi Ödülü ve 2011 EMO Yılın En İyi Makalesi Ödülü sahibidir.

