

Haziran'19
June'19

Sayı/Number: 1 Cilt/Volume: 9
Yıl/Year: 2019

Yayın Sahibi
TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası
adına
Gazi İPEK

Sorumlu Yazı İşleri Müdürü
İbrahim SARAL

Yayın İdare Merkezi
İhlamur Sokak No: 10 Kat:3
Kızılay/Ankara
Tel: (312) 425 32 72
Faks: (312) 417 38 18
<http://bilimseldergi.emo.org.tr>
bilimseldergi@emo.org.tr
EMO üyelerine parasız dağıtılır

Teknik Editör
E. Orhan ÖRÜCÜ

Teknik Sekreter
Oylum YILDIR

Yayın Türü
Yerel Süreli Yayın
6 ayda bir yayınlanır

Basım Adedi
500

Basım Tarihi
Temmuz 2019

Sayfa Düzeni

Hakkı ÜNLÜ
İhlamur Sokak No: 10 Kat:3
Kızılay/Ankara
Tel: (312) 425 32 72/137
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
İSACA

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 GüzeliŐ, 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

İÇİNDEKİLER / CONTENTS

Makale Türü: Araştırma Makalesi

Atomik Sensörler İle Çınlama Odalarının Yüksek Seviyeli Elektromanyetik Alan Şiddetlerinde Deneysel Olarak Doğrulanması Experimentally Verification of Reverberation Chambers at the High Level Electromagnetic Field Strengths via Atomic Sensors <i>Mustafa Çetintaş , Çağlar Aslan</i>	5
Atomik Sensörlerde Güç Genişleme Etkisi İle Yüksek Seviyeli Mikrodalga Alan Şiddeti Ölçümü High Level Microwave Field Strength Measurement at the Atomic Sensors with Power Broadening Effect <i>Mustafa Çetintaş , Çağlar Aslan</i>	15
GSM, UMTS ve LTE Baz İstasyonu Sinyallerinin Oluşturduğu Maruziyetin Frekans Seçici Ölçümleri ve Analizi Frequency Selective Measurements and Analysis of Exposure to GSM / UMTS / LTE Base Station Signals <i>Mustafa Çetintaş , Cafer Bahadır Tektaş</i>	25
Yağ Emdirilmiş Kağıtlı Kondenser (YEKK) Buşingler İçin Farklı Frekanslarda Kayıp Faktörü Ölçümü Dissipation Factor Measurement in Different Frequencies to Oil-impregnated Paper (OIP) Bushings <i>Orhan Cengiz Usta</i>	37
Akı Borusu Kuplajlayıcıları Kullanılarak Manyetik Kuplajlı Ayarlanabilir Yiğın Elemanlı Filtre Tasarımı Magnetically Coupled Tunable Lumped Element Filter Design Using Flux-Pipe Couplers <i>Seyit Ahmet Sis</i>	47

Atomik Sensörler ile Çınlama Odalarının Yüksek Seviyeli Elektromanyetik Alan Şiddetlerinde Deneysel Olarak Doğrulanması Experimentally Verification of Reverberation Chambers at the High Level Electromagnetic Field Strengths via Atomic Sensors

Mustafa Çetintas¹, Çağlar Aslan¹

¹ TÜBİTAK Ulusal Metroloji Enstitüsü, Kocaeli, Türkiye

mustafa.cetintas@tubitak.gov.tr, caglar.aslan@tubitak.gov.tr

Öz

Bu çalışmada ilk defa elektromanyetik çınlama odalarında oluşturulan yüksek seviyeli düzgün elektrik alanın teorik değerinin, lazer-atom-mikrodalga etkileşimine dayanan bir Cs atomik sensör sistemi kullanılarak deneysel olarak doğrulanması araştırılmıştır. Çalışma kapsamında lazer ışınının frekansı Cs atomlarının D₂ enerji seviyesindeki 6S_{1/2} (F=4) ↔ 6P_{3/2} (F=4) enerji geçişine kilitlenmiştir. İlk olarak çınlama odası içinde oluşturulan homojen 9,192 GHz frekansındaki mikrodalga alan ile 6S_{1/2} (F=3) ↔ 6S_{1/2} (F=4) geçişinde DROR (çift radyo optik rezonans) elde edilmiştir. Ardından DROR rezonansının genliğinin çınlama odası içerisinde oluşturulan homojen ve yönden bağımsız mikrodalga alana bağlılığı araştırılmış, daha sonra ise DROR rezonansının DC manyetik alan altında Zeeman alt seviyeleri gözlenmiştir. Bunlardan 6S_{1/2} (F=3, m_F=0) ↔ 6S_{1/2} (F=4, m_F=0) π-geçişindeki merkez Zeeman rezonansının bant genişliği ve genliğinin çınlama odası içerisinde oluşturulan homojen ve yönden bağımsız mikrodalga alana bağlılığı araştırılmıştır. Çalışma sonucunda çınlama odalarının yüksek seviyeli elektromanyetik alan şiddetlerinde deneysel olarak doğrulanmasında yeni bir sensör olarak kullanılabilmesinin temelleri atılmıştır.

Anahtar kelimeler: Çınlama odaları, lazer-atom-mikrodalga etkileşimi, atomik sensör.

Abstract

In this study, for the first time, it was investigated that the uniform high level theoretical electrical field value generated in electromagnetic reverberation chambers was experimentally verified using a Cs atomic sensor system based on laser-atom-microwave interaction. The scope of the work, the frequency of the laser is locked to the 6S_{1/2} (F=4) ↔ 6P_{3/2} (F=4) energy transition in the D₂ line of Cs atomic transition. The DROR (double radio optical resonance) resonance was obtained by applying a high level uniform microwave field at the frequency of 9,192 GHz in reverberation chamber corresponding to 6S_{1/2} (F=3) ↔ 6P_{3/2} (F=4) energy transition. Zeeman sub-levels of DROR resonance were observed under the DC magnetic field and resonance on the 6S_{1/2} (F=3, m_F=0) ↔ 6S_{1/2} (F=4, m_F=0) π-transition were investigated. The dependence of the bandwidth and amplitude of the Zeeman resonance at 6S_{1/2} (F=3, m_F=0) ↔ 6S_{1/2} (F=4, m_F=0) π-transition and also amplitude of the DROR resonance were investigated as a function of applied uniform and isotropic high-level microwave field strength in reverberation chamber. As a result of the study, it showed that use the atomic sensors as a new sensor in experimental verification of high electromagnetic field strengths in reverberation chambers.

Keywords: Reverberation chambers, laser-atom-microwave interaction, atomic sensor.

1. Giriş

Çınlama odaları girişlerine uygulanan düşük güçteki değerleri, oda boyutlarını, anten parametrelerini kullanarak içerisinde yüksek seviyeli ve düzgün (uniform field) elektromanyetik alan oluşturabilmektedirler. Oda içerisinde belirlenen test alanı içinde oluşturulan alanın düzgünlüğü ve düşük giriş gücü avantajı dikkate alındığında, çınlama odaları EMC/EMI testleri ve bilimsel çalışmalar için önemli bir test ortamıdır. Çınlama odaları içinde oluşturulması hedeflenen teorik elektromanyetik alanın değeri ve düzgünlüğü istatistiksel yöntemlerle belirlenmektedir. İstatistiksel yöntem, çınlama odalarının düşük seviyelerde (örneğin 20 V/m - 100 V/m arasında) gerçekleştirilen bir kaç ön ölçüm ve kalibrasyondan elde edilen kalibrasyon faktörlerinin, ulaşılmak istenen yüksek seviyeli elektromanyetik alanın hesaplanmasında kullanılmasına dayanmaktadır. Literatürde bahsedilen kalibrasyon ve ölçüm prosedürleri, [1-4]'de bazıları verilen standartlar tarafından tanımlanmıştır. Fakat bu standartlar temelde aynı kalibrasyon yöntemlerine dayansa da test ve ölçüm sonuçlarının analizi aşamasında farklı sonuçlar verebilmektedir [5].

Çınlama odalarının kalibrasyonu elektrik alan problemleri yardımıyla düşük elektrik alan seviyelerinde gerçekleştirilir. Elektrik alan problemlerinin algılayabileceği alan şiddetinin üst sınırı, test ölçümleri esnasında çınlama odası içinde oluşturulan yüksek seviyeli elektromanyetik alan şiddetinin altında olduğundan, odanın kalibrasyon ölçümleri tamamlandıktan sonra elektrik alan problemleri oda içerisinden çıkarılmaktadır.

Çınlama odalarının kalibrasyon ölçümlerinden elde edilen kalibrasyon faktörleri kullanılarak Test Altındaki Cihaz'ın (TAC) bağımsızlık ölçümleri esnasında odanın içerisinde ne kadar alan oluşacağını hesaplamak mümkün olmaktadır. Bu yarı teorik elektrik alan değeri test esnasında uygulanan yüksek seviyeler nedeniyle elektrik alan probunun odadan çıkarılmasıyla gerçek zamanlı ve deneysel olarak doğrulanamamaktadır. Buradan yola çıkarak odanın kalibrasyonunun yanında TAC'ın test ölçümleri esnasında da oda içinde bulunabilen, yüksek seviyeli elektromanyetik alan şiddetini anlık olarak algılayabilen bir atomik sensör yardımı ile teorik alan şiddetinin deneysel ve gerçek zamanlı olarak doğrulanması hedeflenmiştir.

Son yıllarda çeşitli araştırma projelerine konu olan son teknoloji atomik sensörler hızla gelişmektedir [6-8]. Ayrıca bazı alanlarda pratik olarak kullanılmaya başlanmıştır [9,10]. BIPM (Uluslararası Ölçüler ve Ağırlıklar Bürosu)'in bu tür araştırmaları stratejik hedefleri arasına alması ve geleneksel CCEM (Elektrik ve Manyetizma Alanında Temsilciler Komitesi) toplantısında aldığı kararlar ile raporlarında yer vermesi bu alanlardaki gelişmeleri desteklediğini göstermektedir. Son gelişmelere göre ise atomik sensörlerin elektromanyetik test ve kalibrasyon ortamlarında da (TEM cell, Anechoic Chamber, Reverberation Chamber vb.) ölçülmesine geçilmesi planlanmaktadır [11,12].

Atomun bir dış mikrodalga alan altında nasıl tepki verdiği ve bir sensör olarak kullanıldığında hangi özelliklerinin ön plana çıktığına dair önemli deneysel çalışmalar [13-16]'da verilmiştir. Ancak verilen bu çalışmaların DROR (double radio optical resonance) olarak bilinen çift radyo optik rezonanslarını çalışılan büyük bir kısmının konseptlerine bakıldığında, uzak alanda oluşturulan

mikrodalga elektromanyetik alan şiddeti ile DROR rezonansının genliği arasındaki ilişki çalışılmıştır.

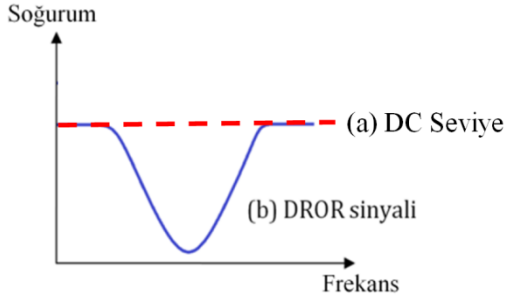
Bu çalışma ile ilk defa bir atomik sensörün çınlama odalarında oluşturulan yüksek seviyeli mikrodalga elektromanyetik alanların ölçümünde kullanılması incelenmiştir. Bu amaçla öncelikle atomik sensörün, mikrodalga etkileşiminden doğan çift radyo optik rezonansları ile DC manyetik alan altında oluşan Zeeman ayrışmaları çınlama odasında üretilen mikrodalga alan ile görüntülenmiştir. Daha sonra çınlama odası içinde bu rezonanslardan DROR rezonansının genlik ve Zeeman rezonansının genlik ve bant genişliği ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Ölçüm sonuçları yorumlanarak atomik sensörün çınlama odalarının yüksek seviyeli mikrodalga alan şiddetlerini doğrulamada kullanılabilmesi tartışılmıştır.

2. Teori

Cs atomlarının D₂ enerji geçişi 852 nm dalga boyundaki lazer ışınlarına karşılık gelmektedir. İçerisinde Cs atomları bulunan kuvarz camdan yapılmış silindirik bir tüp içerisinden geçirilen lazer demeti Cs atomlarını 6S_{1/2} (F=4) ↔ 6P_{3/2} (F=5, 4, 3) geçişlerini yapacak şekilde taramaktadır. Bu geçişlere Doppler altı rezonanslar denilmektedir ve lazerin frekansı çalışma kapsamında 6S_{1/2} (F=4) ↔ 6P_{3/2} (F=4) geçişine kilitlenecektir.

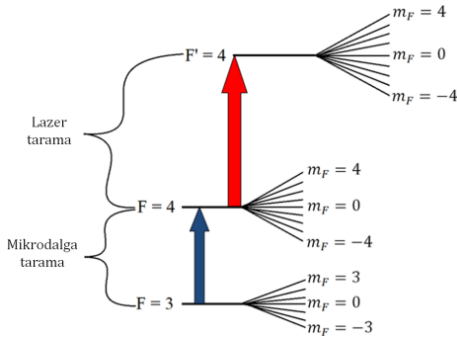
Lazerin frekansı 6S_{1/2} (F=4) ↔ 6P_{3/2} (F=4) enerji geçişine kilitlendiğinde, cam küvet içindeki atomlar, 6S_{1/2} (F=4) seviyesinden 6P_{3/2} (F=4) olan üst seviyeye çıkmaktadırlar. Daha sonra bu atomlar bir kısmı kendiliğinden geri 6S_{1/2} (F=4) seviyesine, diğer kısmı ise kullanılmayan 6S_{1/2} (F=3) seviyesine geçiş yapmaktadırlar.

Lazer frekansı 6S_{1/2} (F=4) ↔ 6P_{3/2} (F=4) enerji geçişine kilitli iken 6S_{1/2} (F=3) ↔ 6S_{1/2} (F=4) seviyeleri arasındaki enerji farkı elektromanyetik spektrumun mikrodalga frekans bölgesine denk gelmektedir. Mikrodalga alanın frekansı 6S_{1/2} (F=3) ve 6S_{1/2} (F=4) geçişine tam olarak denk gelen 9,192631770 Hz frekansına eşit olduğunda, 6S_{1/2} (F=3) alt seviyesinde bulunan atomlar mikrodalga ışınmasını soğurarak bir üst seviye olan 6S_{1/2} (F=4) seviyesine geçiş yapmaktadırlar. Bu geçiş sonucunda 6S_{1/2} (F=4) seviyesindeki atomların sayısı, dolayısıyla 6S_{1/2} (F=4) ↔ 6P_{3/2} (F=4) geçişine kilitlenmiş lazerin soğurumu da artmaktadır. Böylece sezyum küvetinden geçen lazerin soğurum rezonansı olan Doppler soğurumu bir miktar artış göstermektedir. Bu artış ise DROR rezonansı olarak bilinen çift radyo optik rezonans olarak adlandırılmaktadır [17]. DROR rezonansının 6S_{1/2} (F=4) ↔ 6P_{3/2} (F=4) geçişindeki Doppler soğurum rezonansının maksimum olduğu noktanın karşılığı olan zamanla değişmeyen sabit sinyal üzerinde gösterimi Şekil 1'de verilmiştir.



Şekil 1. DROR rezonansının DC seviye üzerinde gösterimi (a) $6S_{1/2}(F=4) \leftrightarrow 6P_{3/2}(F=4)$ geçişinde meydana gelen soğurum sinyalinin tepe noktasına ayarlanmış DC seviye (maksimum soğurum değeri) (b) mikrodalga açılması ile soğurumdaki artış-DROR sinyali

Mikrodalga alan altında DROR işaretine ek olarak normalde var olmayıp Cs atomlarına dış bir DC manyetik alan uygulandığında ortaya çıkan Zeeman enerji yarılımları meydana gelmektedir. Cs atomlarının lazer ve mikrodalga ile etkileşime girdiği enerji seviyeleri ile Zeeman yarılımlarının gösterimi Şekil 2.'de verilmiştir [18].

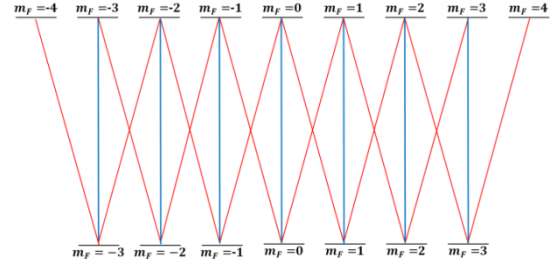


Şekil 2. Cs atomlarının D_2 enerji geçişinde Zeeman enerji yarılımları gösterimi

Şekil 2'de $6S_{1/2}(F=3)$ ve $6S_{1/2}(F=4)$ seviyeleri $2F+1$ adet alt enerji seviyesine ayrılmaktadır. Bu durumda $F=4$ ve $F'=4$ geçişlerinde $2F+1=2*4+1=9$ adet yani $m_F=+4...-4$ kadar, $F=3$ geçişinde ise $2F+1=2*3+1=7$ adet yani $m_F=+3...-3$ Zeeman yarılması meydana gelmektedir. Meydana gelen Zeeman yarılımları arasında oluşan geçişlerin türleri aşağıda denklem (1) ile verilen kurala göre belirlenmektedir.

$$\Delta m_F = m'_F - m_F \quad (1)$$

Burada Δm_F değeri kuantum mekaniğine göre $\Delta m_F=0, \pm 1$ değerlerini alabilmektedir. Yani valans elektron yalnızca aralarında $0, \pm 1$ farkları oluşabilen geçişleri yapabilmektedir. $\Delta m_F=0$ ise yapılan geçiş π -geçışı, $\Delta m_F=\pm 1$ ise yapılan geçiş σ -geçışı olarak adlandırılmaktadır.



Şekil 3. Zeeman geçiş türlerinin renkli gösterimi, mavi çizgiler $\Delta m_F=0$ olan π -geçişlerini, kırmızı çizgiler ise $\Delta m_F=\pm 1$ olan σ -geçişlerini temsil etmektedir.

Burada 14 adet σ -geçişinden 12 tanesi çiftler halinde bulunmaktadır. Çift σ geçişleri arasındaki frekans farkı sistemimiz tarafından algılanamayacak kadar küçük olduğundan toplamda $14 - 12/2 = 8$ adet σ -geçışı görülmektedir. Şekil 3'te verildiği üzere 8 adet σ -geçışı ve 7 adet de π -geçışı olmak üzere toplamda 15 adet geçiş görülmektedir. $6S_{1/2}(F=3) \leftrightarrow 6S_{1/2}(F=4)$ geçişinde meydana gelen tüm Zeeman enerji yarılımları indekslenerek, geçiş türleri ve geçiş adları L_{m_F, m'_F} gösterimi ile Tablo 1'de verilmektedir.

Tablo 1. $6S_{1/2}(F=3)$ ve $6S_{1/2}(F=4)$ seviyelerinde meydana gelen tüm Zeeman enerji yarılımları indeksi ve geçiş tipleri

İndeks	Geçiş adı	Geçiş tipi
1	$L_{-4,-3}$	σ^-
2	$L_{-3,-3}$	π
3	$L_{-3,-2}, L_{-2,-3}$	σ^\pm
4	$L_{-2,-2}$	π
5	$L_{-2,-1}, L_{-1,-2}$	σ^\pm
6	$L_{-1,-1}$	π
7	$L_{0,-1}, L_{-1,0}$	σ^\pm
8	$L_{0,0}$	π
9	$L_{1,0}, L_{0,1}$	σ^\pm
10	$L_{1,1}$	π
11	$L_{2,1}, L_{1,2}$	σ^\pm
12	$L_{2,2}$	π
13	$L_{3,2}, L_{2,3}$	σ^\pm
14	$L_{3,3}$	π
15	$L_{4,3}$	σ^+

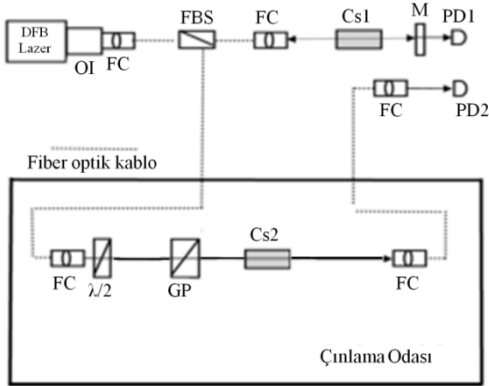
3. Deneysel Düzenek ve Ölçüm Yöntemi

Ölçüm düzenekleri temelde bir optik ve bir mikrodalga kısım olmak üzere iki ana düzenekten oluşmaktadır. Optik ölçüm düzenekleri de kendi içinde ikiye ayrılmaktadır, bunlardan optik ölçüm düzeneklerinin ilk kısmı çınlama odası dışında bulunan optik masa üzerinde kurulu düzenektir. Bu kısım Şekil 4 ile verilen referans Cs1 küvetinde oluşan Doppler altı rezonansları görüntülemek amacıyla kullanılmaktadır. Çalışmanın temelini oluşturan ölçüm düzeneklerinin blok şeması Şekil 5'te verilmiştir.



Şekil 4. Cs1 küvetinde Doppler soğurumu spektrumu üzerinde Doppler soğurum içi rezonansların osiloskop ekranındaki görünümü

Optik masa üzerinde 852 nm dalga boyunda lazer ışını üretmek için bir DFB (Distributed Feedback Laser) lazer kaynağı kullanılmıştır. DFB lazer kaynağının sıcaklığı (25 GHz/K) ve akımı (1GHz/mA) uygun olarak değiştirilerek lazer frekansı sezyum atomlarının $6S_{1/2}$ ($F=4$) ve $6P_{3/2}$ ($F=3, 4$ ve 5) geçişini yapacak şekilde ayarlanmış ve Şekil 5'te yer alan düzenekte Toptica marka DL100 model DFB lazerin çıkış demeti FC ışın toplayıcıya yönlendirilmiştir. Lazer ışığı fiber kablodan geçerek bir fiber ışın ayırıcı FBS ile 10/90 oranında ikiye ayrılmış ve lazer ışığının %10'luk kısmı referans Cs1 küvetine, diğer %90'lık kısmı ise çınlama odası içerisindeki Cs2 küvetine gönderilmiştir. Fiber optik ile sonlandırılmış bir FC ışın toplayıcısı kullanarak %10'luk lazer ışını Cs1 küveti üzerinden geçirilerek Doppler içi rezonansları gözlemlemek için M aynasından geçirilerek bir kısmı geri yansıtılmıştır. Geri dönen ışık ile iletilen ışık birbiri ile tam olarak kesişecek şekilde hassas ayarlanmıştır. İletilen lazer ışını ilk foto diyot olan PD1 ile algılanır. Burada Cs1 referans küveti zamanla değişmeyen sabit bir lazer frekansının üretilmesi için gerçekleştirilecek olan kilitleme işleminde kullanılmıştır. Burada ölçümlerde kullanılan Cs1 küvetinin boyutları 7 cm (boy) x 2 cm (en)'dir. Cs1 küveti referans küvet olup oda dışındaki optik masada konumlandırılırken, Cs2 küveti ise ölçümlerin yapılacağı sensör olup çınlama odası içerisine yerleştirilmiştir.



Şekil 5. Optik deney düzeneğinin (a) çınlama odası dışında ve optik masa üzerinde bulunan kısmı (b) çınlama odası içinde bulunan kısmı

Optik ölçüm düzeneğinin ikinci kısmı homojen ve yüksek seviyeli mikrodalga alan üretmek amacıyla çınlama odası içinde kurulmuştur. Şekil 4'te çınlama odası içinde bulunan optik deney düzeneği bir adet 2 (cm) x 2 (cm) boyutlarında

silindirik Cs2 test tüpü, $\lambda/2$ polarizatörü, bir adet $\lambda/2$ dalga düzlemi ve FC ile verilen verilen fiber kuplajlayıcı ışın toplayıcılardan oluşmaktadır.

Daha önce optik deney düzeneğinin birinci kısmında ışın bölücü FBS ile 10/90 oranında ikiye bölünen lazer ışığının kalan %90'luk kısmı FC çıkışlı 50 m'lik bir fiber kablo ile çınlama odası içerisine gönderilmiştir. Bu lazer ışını bir dalga düzlemi $\lambda/2$ 'den geçirilerek, GP ışın polarizatörüne oradan da Cs2 küvetinden geçirilerek yine 50 m'lik ucunda FC çıkışı bulunan fiber optik kablo ile çınlama odası dışında bulunan optik masa üzerindeki ikinci foto diyot olan PD2'ye getirilmiştir.

Ölçümlerde kullanılan fiber kablolar tek modlu (single mode) ve polarizasyona duyarlı kablolardır. Işın polarizatörü ise lineer polarizeli lazer ışığı üretmek için kullanılmıştır. Cs küvetlerinden geçen lazer ışığının çapı yaklaşık 5 mm olarak ayarlanmıştır.

Şekil 5'te verilen düzenekte Doppler içi rezonansları görüntülenmesi ve kilitleme işleminin gerçekleştirilmesi için Cs1 referans tüpünün çıkışında bulunan PD1 foto diyotu ve çift radyo optik rezonansın gözleneceği PD2 foto diyotunun çıkışları farklı osiloskoplar ile gözlenmiştir.

Çift radyo optik rezonansın gözlenebilmesi için Cs2 tüpü üzerine gönderilen mikrodalga alanın frekansının (9,192631770 Hz) belirli bir bant genişliğinde taranarak gönderilmesi gerekmektedir. Mikrodalga alanın frekansının tarama işlemi FM (Frequency Modulation) sinyal gönderilerek yapılmaktadır. Uygulanan mikrodalga işaret taraması DROR işareti üzerinde yaklaşık 20,85 MHz'lik bant genişliğine karşılık gelecek şekilde ayarlanmıştır.

$6S_{1/2}$ ($F=4$) ve $6P_{3/2}$ ($F=3, 4$ ve 5) geçişlerini tarayan DFB lazerin frekansı zamanla lazerin akım ve sıcaklık değişimlerinden dolayı kayacağından, lazerin frekansı $6S_{1/2}$ ($F=4$) ve $6P_{3/2}$ ($F=4$) geçişinde bir kilitleme cihazı kullanılarak sabitlenmiştir [19].

Düzeneğin mikrodalga üretim kısmı bir mikrodalga işaret üretici, 500 W çıkış gücüne sahip mikrodalga güç yükseltici, standart kazançlı horn anten içermektedir. Horn anten girişindeki gücü ölçmek ve sezyum çalışma küveti üzerinde kontrollü bir elektrik alanı oluşturmak için güç yükselticinin RF örnekleme (RF sample) portundan ileri yönde iletilen güç değerleri ölçülmüştür.

Çınlama odasında bulunan Cs2 test tüpünün konumunda mikrodalga alan şiddeti HI-6053 model elektrik alan probu yardımıyla ölçülmüştür. Elektrik alan probunun ölçtüğü elektrik alan değeri referans alınarak çınlama odasının karıştırıcısı (tuner) 0.5° adımlarla döndürülmüştür. Maksimum elektrik alanının ölçüldüğü karıştırıcı pozisyonu $259,7^\circ$ olarak kaydedilmiştir. Bu karıştırıcı pozisyonu ölçümler boyunca sabit tutularak ve oda içerisinde herhangi bir değişiklik yapmadan atomik sensörün çift radyo optik rezonansının değişimleri, elektrik alan probunun ölçtüğü değerler ile eş zamanlı olarak kaydedilmiştir.

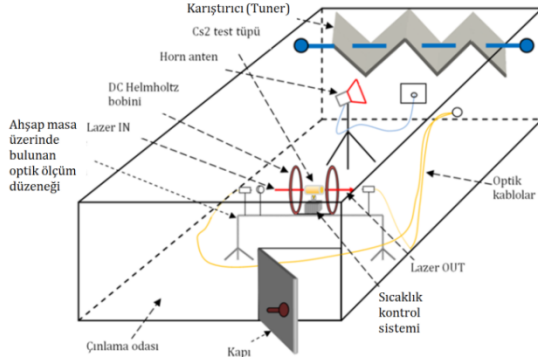
Çınlama odası içindeki ölçümlerde teorik mikrodalga alanı hesaplanmamış, bunun yerine ölçümler sırasında elektrik alan seviyesi probun zarar göreceği seviyenin altında olduğundan elektrik alan probu oda içerisinde bırakılmıştır. Böylece Cs2 tüpü üzerinde oluşan elektrik alan değeri kalibreli bir elektrik alan probu ile gerçek zamanlı olarak atomik sensör ile aynı anda eş zamanlı ölçme imkanı vermiştir. Elektrik alan probunun okuduğu değeri ekranda görmek için PC ile haberleşme programı olarak ETS-LINDGREN firmasına ait Probe ViewLT yazılımı kullanılmıştır.

Ölçüm düzeneğinin Zeeman yarılmalarının üretildiği ve DC manyetik alanın oluşturulduğu kısımda DC güç kaynağı, Helmholtz bobinleri ve $0,5 \Omega$ değerinde bir direnç kullanılmıştır. Multimetre yardımıyla $0,5 \Omega$ direnç üzerinden okunan gerilimler Zeeman komponentlerinin üretilmesi için gerekli olan manyetik alan değerinde kaydedilmiştir. DC manyetik alan üretimi için kullanılan Helmholtz halkasının çapı ve bobinler arasındaki mesafe 18 cm 'dir.

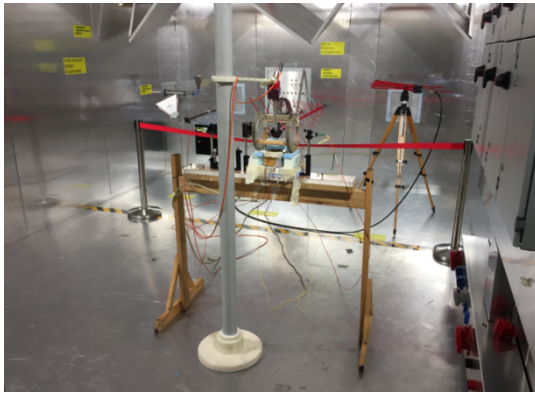
Çınlama odası içinde ölçümler sırasında lazerin polarizasyonu lineer olarak tutulmuştur. Bu metot kullanılarak, yüksek seviyeli elektromanyetik dalgaların ölçümleri sürekli dalga (Continuous wave) modunda yapılmıştır.

Optik ölçüm düzeneğinin çınlama odası içerisinde ahşap masa üzerinde konumlandırılan bölümü ile horn antenin çınlama odası içerisindeki yerleşimi Şekil 6'da verilmiştir. Çınlama odası içinde bulunan ölçüm düzeneğinin örnek görünümü ise Şekil 7'de verilmiştir.

Verilen düzenekte, DC Helmholtz halkası ile çevrelenmiş sezyum tüpü, horn anten ve lazer giriş/çıkışına imkan veren fiber kafaları çınlama odası içerisinde konumlandırılırken, lazer ve mikrodalga kaynakları ve diğer ilgili tüm elektronik cihazlar oda dışarısında konumlandırılmıştır.



Şekil 6. Çınlama odası ve içindeki ölçüm düzeneği temsili gösterimi



Şekil 7. Çınlama odası içerisindeki ölçüm düzeneğinin görünümü

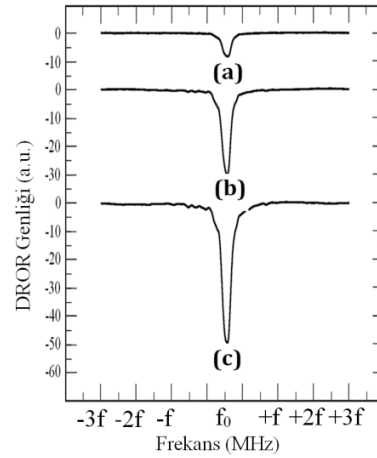
4. Sonuçlar

Çınlama odası içinde oluşturulabilecek mikrodalga alanı tamamen oda boyutları ve mikrodalga güç yükselticinin maksimum çıkış gücü ile sınırlıdır. Bu nedenle bu oda boyutları $(4,9 \text{ m}) \times (3,6 \text{ m}) \times (3 \text{ m})$ ve laboratuarda mevcut bulunan 500 W güç yükseltici ile maksimum 500 V/m seviyelerine ulaşılmıştır. Bu seviyeler oda boyutları küçültülerek veya daha yüksek güçlü özel darbe (pulse) kuvvetlendiriciler yardımıyla artırılabilir. Yine de çınlama odası içinde oluşan mikrodalga alan değeri homojen bir elektrik alan ortamı olması bakımından daha gerçek ve etkili bir elektrik alan değeridir.

Çınlama odası içindeki ölçümler 100 V/m , 200 V/m , 300 V/m , 400 V/m ve 500 V/m seviyelerinde gerçekleştirilmiştir. Mikrodalga alan seviyesinin düşük olması nedeniyle maksimum etkileşim için ölçümler maksimum lazer gücü olan $12,2 \text{ mW}$ değerinde alınmıştır. Osiloskop üzerinde ölçümler alınırken bant genişliği ölçümleri genliğin yarıya düştüğü yerde osiloskopun “- width” dedektörü kullanılarak, genlik ölçümleri ise osiloskopun “V amplitude” dedektörü kullanılarak alınmıştır.

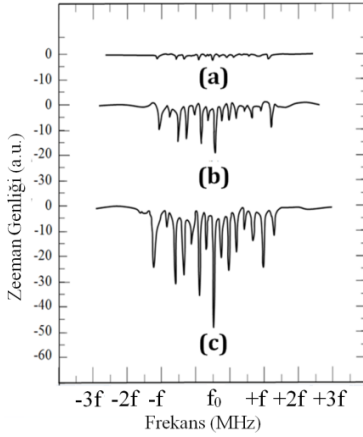
Ölçümlerde lazer polarizasyonu ve DC manyetik alan birbirine paralel olarak ayarlanmıştır.

Sabit $12,2 \text{ mW}$ lazer gücünde farklı mikrodalga alan seviyelerine karşılık osiloskop ekranında gözlenen çift radyo optik rezonansın görselleri Şekil 8'de verilmiştir.



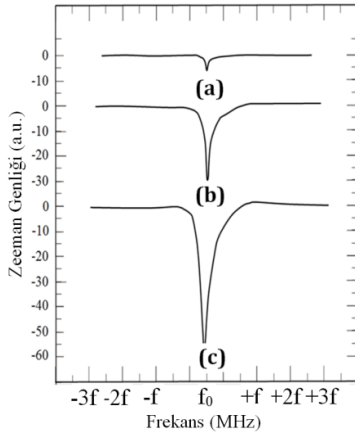
Şekil 8. $12,2 \text{ mW}$ sabit lazer gücünde farklı mikrodalga alan seviyelerinde $6S_{1/2} (F=3) \leftrightarrow 6S_{1/2} (F=4)$ geçişinin DROR sinyalinin genlik değişimi gösterimleri (yatay eksen $f_0 \approx 9,192 \text{ GHz}$ ve $\approx 10 \text{ MHz}$), elektrik alan seviyeleri a) 100 V/m , b) 300 V/m ve c) 500 V/m

Bu ölçümlerde osiloskop ekranında çift radyo optik rezonans gözlemlendikten sonra DC manyetik alan altında Zeeman yarılmaları üretilmiştir. Sabit $12,2 \text{ mW}$ lazer gücünde farklı mikrodalga alan seviyelerinde gözlenen 15 adet Zeeman ayrışmasının görselleri Şekil 9'da verilmiştir.



Şekil 9. 12,2 mW sabit lazer gücünde farklı mikrodalga alan seviyelerinde gözlenen 15 adet Zeeman spektrumunun gösterimi (yatay eksende $f_0 \approx 9,192$ GHz ve $f \approx 10$ MHz) (a) 100 V/m, (c) 300 V/m, (d) 500 V/m

Osiloskop ekranında Zeeman spektrumu gözlemlendikten sonra yalnızca $6S_{1/2} (F=3, m_F=0) \leftrightarrow 6S_{1/2} (F=4, m_F=0)$ π -geçişini olan merkez Zeeman rezonansı kalana kadar DC manyetik alan değeri yaklaşık 1100 μ T şiddetine kadar artırılmıştır. $6S_{1/2} (F=3, m_F=0) \leftrightarrow 6S_{1/2} (F=4, m_F=0)$ π -geçişini olan merkez Zeeman rezonansının sabit 12,2 mW lazer gücünde, farklı mikrodalga alan seviyelerine karşılık osiloskop ekranında gözlenen genlik değişimleri Şekil 10'da verilmiştir.



Şekil 10. 12,2 mW sabit lazer gücünde ve farklı mikrodalga alan seviyelerinde $6S_{1/2} (F=3, m_F=0) \leftrightarrow 6S_{1/2} (F=4, m_F=0)$ π -geçişini için merkez Zeeman rezonansının gösterimi (yatay ekseninde $f_0 \approx 9,192$ GHz ve $f \approx 2$ MHz), (a) 100 V/m, (b) 300 V/m, (c) 500 V/m

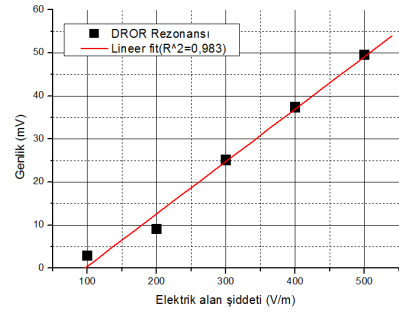
Çalışmada $6S_{1/2} (F=3, m_F=0) \leftrightarrow 6S_{1/2} (F=4, m_F=0)$ π -geçişinde Zeeman rezonansının genlik ve bant genişliği ölçümlerine ek olarak DROR rezonansı genliği de ölçülmüştür. Ölçümler 12,2 mW sabit lazer gücünde, 100 V/m-500 V/m mikrodalga alan seviyeleri arasında 100 V/m adımlarla gerçekleştirilmiştir. Atomik sensörün DROR rezonansının genlik cevabı Şekil 11'de,

$6S_{1/2} (F=3, m_F=0) \leftrightarrow 6S_{1/2} (F=4, m_F=0)$ π -geçişinde Zeeman rezonansının bant genişliği ve genlik sonuçları ise sırasıyla Şekil 12 ve Şekil 13'te verilmiştir.

Mikrodalga alan şiddetinin artışıyla Zeeman merkez rezonansının bant genişliğindeki (çizgi kalınlığı) artışın düşük lazer güçlerinde aşağıda denklem (2) ile verilen kurala uyması beklenmektedir [17].

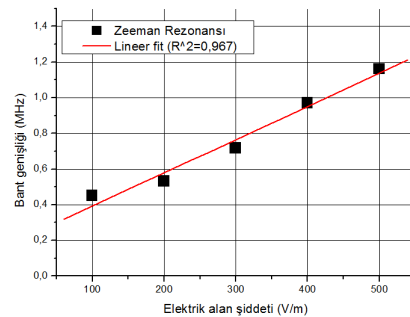
$$\Delta\omega \sim a/2 + a/2\sqrt{1 + \frac{E^2}{b}} \quad (2)$$

Burada a merkez Zeeman sinyalinin minimum lazer gücünde ve minimum mikrodalga alan altındaki çizgi kalınlığıdır. E ise mikrodalga alanın elektrik alan bileşenidir. b değişkeni ise atomun geçiş olasılıklarına ve lazerin çapı gibi lazer ışınının diğer geometrik parametrelerine bağlı bir sabittir. Bu formüle göre de rezonansın bant genişliği ile mikrodalga alan arasındaki ilişki belirli bölgede lineer olma özelliğine sahiptir.



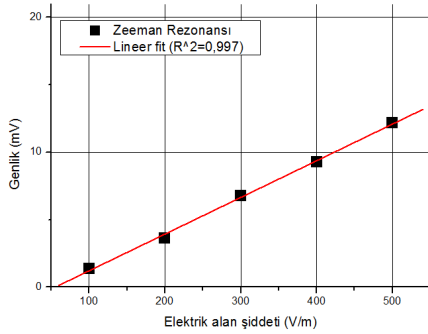
Şekil 11. 12,2 mW sabit lazer gücünde $6S_{1/2} (F=3) \leftrightarrow 6S_{1/2} (F=4)$ enerji geçişinde DROR rezonansının genliğinin mikrodalga alan şiddetine bağlılığı

Şekil 11'deki grafikte DROR rezonansı genlik değişimi ile uygulanan mikrodalga alanın şiddeti arasındaki ilişki lineer eğri uyulmama yapıldığında R^2 değeri 0,983 bulunmuştur. Mikrodalga alan şiddeti 100 V/m değerinden 500 V/m değerine arttırıldığında DROR rezonansının genliği mikrodalga etkisi sonucunda 2,80 mV değerinden 48,50 mV değerine kadar lineer olarak genişlemiştir.



Şekil 12. 12,2 mW sabit lazer gücünde $6S_{1/2} (F=3, m_F=0) \leftrightarrow 6S_{1/2} (F=4, m_F=0)$ π -geçişini için Zeeman rezonansının bant genişliğinin mikrodalga alan şiddetine bağlılığı

Şekil 12’de mikrodalga alan şiddeti 100 V/m değerinden 500 V/m değerine arttırıldığında DROR rezonansının $6S_{1/2}$ ($F=3, m_F=0$) \leftrightarrow $6S_{1/2}$ ($F=4, m_F=0$) π -geçişinde Zeeman sinyalinin bant genişliği mikrodalga etkisi sonucunda 0,45 MHz değerinden 1,16 MHz değerine kadar lineer olarak genişlemiştir.



Şekil 13. 12,2 mW sabit lazer gücünde $6S_{1/2}$ ($F=3, m_F=0$) \leftrightarrow $6S_{1/2}$ ($F=4, m_F=0$) π -geçiş için Zeeman rezonansının genliğinin mikrodalga alan şiddetine bağlılığı

Şekil 13’te mikrodalga alan şiddeti 100 V/m değerinden 500 V/m değerine arttırıldığında DROR rezonansının $6S_{1/2}$ ($F=3, m_F=0$) \leftrightarrow $6S_{1/2}$ ($F=4, m_F=0$) π -geçişine karşılık gelen Zeeman sinyalinin genliği mikrodalga etkisi sonucunda 1,39 mV değerinden 12,17 mV değerine kadar lineer olarak genişlemiştir.

Şekil 11 ve Şekil 12 birlikte yorumlandığında artan mikrodalga alan şiddetine karşılık $6S_{1/2}$ ($F=3, m_F=0$) \leftrightarrow $6S_{1/2}$ ($F=4, m_F=0$) π -geçişinde merkez Zeeman rezonansında genliğin artmasıyla birlikte bant genişliği de lineer olarak artmaktadır. $6S_{1/2}$ ($F=3, m_F=0$) \leftrightarrow $6S_{1/2}$ ($F=4, m_F=0$) π -geçişinde merkez Zeeman rezonansının Şekil 12 ile verilen mikrodalga alan şiddetine bağlılığı lineer eğri uyulmama yapıldığında R^2 değeri 0,967 bulunurken, Şekil 13 ile verilen Zeeman rezonansının genliğinin mikrodalga alana bağlılığı lineer eğri uydurma yapıldığında R^2 değeri 0,997 olarak bulunmaktadır. Lineer eğri uydurma için bulunan R^2 değerleri çalışma kapsamında ölçümleri gerçekleştirilen Zeeman bant genişliği ve genlik değişimlerinin 100 V/m-500 V/m mikrodalga alan seviyeleri arasında lineer bir uyum içinde olduğunu göstermektedir. Ancak burada makalenin giriş kısmında da değinildiği gibi rezonansın genlik ve bant genişliği ölçümlerinde optik arka plan gürültüsü, sinyal/gürültü oranı ve foto diyotun doyum etkileri gibi bazı bozucu etkenler bulunmaktadır. Bahsedilen olumsuz etkiler rezonansın genlik ölçümlerine direkt etki edebilirken, rezonansın bant genişliği ölçümlerinin yatay eksen ve frekansa bağlı gerçekleştirilmesi nedeniyle daha az hissedilecektir.

DROR işaretinin Zeeman rezonansının bant genişliği ölçümleri ($k=2$ kapsam faktörü ve %95 güven aralığında) 3,5 dB ölçüm belirsizliği içinde gerçekleştirilmiştir. Burada 2,5 dB değeri oluşturulan mikrodalga alanın belirsizliği, geriye kalan 1 dB ise bant genişliğinin ölçülmesinde lazer gücündeki değişimler, optik arka plan gürültüsü, sinyal/gürültü oranı, foto diyotun doyum etkileri ile foto diyotun doğrusallığı ve osiloskobun frekans ölçme hassasiyeti gibi belirsizlik bileşenlerinden gelmektedir.

DROR rezonansının genlik ölçümleri ile DROR rezonansının merkez Zeeman rezonansının genlik ölçümleri ise 4,5 dB ($k=2$ kapsam faktörü ve %95 güven aralığında) ölçüm belirsizliği içinde gerçekleştirilmiştir. Burada yine oluşturulan mikrodalga alanın belirsizliği 2,5 dB iken optik arka plan gürültüsü, sinyal/gürültü oranı, osiloskopun genlik ölçme hassasiyeti, lazer gücündeki değişimler ve foto diyotun doyum etkileri ile foto diyotun doğrusallığı gibi ölçüm parametreleri rezonansın genlik ölçümleri üzerinde daha fazla etkili olduğundan bu kısımdan gelen belirsizlik değeri ise 2 dB’dir.

5. Tartışma

Bu çalışmada literatürde ilk defa çınlama odası içinde oluşturulan homojen ve yüksek seviyeli elektromanyetik alan ortamında Cs atomunun enerji geçişlerinden elde edilen DROR rezonansları ve Zeeman rezonansları görüntülenmiş ve bu rezonanslardan DROR rezonansının genlik ölçümleri, $6S_{1/2}$ ($F=3, m_F=0$) \leftrightarrow $6S_{1/2}$ ($F=4, m_F=0$) π -geçişinin merkez Zeeman rezonansının ise bant genişliği ile genlik ölçümleri çalışma kapsamında mümkün olan maksimum mikrodalga alan seviyelerinde gerçekleştirilmiştir. Atomik geçişlerden elde edilen bu rezonanslar ile çınlama odası içinde üretilen mikrodalga alan şiddeti arasındaki ilişki araştırılmıştır.

Atomik sensörler küçük boyutları, dielektrik yapısı ve geniş dinamik aralıkları ile üstün özelliklere sahiptir. Özellikle frekans seçici olmaları ile yüksek mikrodalga alan seviyelerinde daha fazla hissedilen harmonik problemlerinin de etkisini azaltıcı bir avantaj da sunmaktadır.

Sonuç olarak bu çalışma ile atomik sensör sisteminin DROR rezonansının Zeeman bant genişliği ile genlik ölçümleri uygun şekilde kullanıldığında, bu atomik sensörün çınlama odalarının kalibrasyon ölçümlerinin yanı sıra yüksek seviyelerde gerçekleştirilen test ölçümleri esnasında da oda içinde bulunabileceği, oda içinde oluşturulan elektromanyetik alanın değerinin deneysel ve gerçek zamanlı olarak ölçülmesine olanak sağlayan yeni bir ölçüm sisteminin temellerinin atıldığı söylenebilir.

Kaynaklar

- [1] IEC 61000-4-21, Testing and measurement techniques-Reverberation chamber test methods, 2nd ed., International Electrotechnical Commission, 2011.
- [2] RTCA DO-160F, Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment.
- [3] RTCA DO-160G, Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment.
- [4] “Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems And Equipment”, Department of Defence USA, MIL-STD-461F-2007.
- [5] Çakır S., Aslan Ç. and Leferink F.” Comparison of Test Standards for Immunity Testing in Reverberation Chambers”, Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), Seoul, Korea, 2017.
- [6] Holloway C. L., Gordon J. A., Simons M. T., Fan H., Kumar S., Shaffer J. P., Anderson D. A., Schwarzkopf A., Miller S. A., Thacharoen N., Raithe G., “Atom-based RF electric field measurements: An initial investigation of the measurement uncertainties”,

- Electromagnetic Compatibility IEEE International Symposium, 467-472, 2015.
- [7] Fan H., Kumar S., Sedlacek J., Kübler H., Karimkashi S., Shaffer J. P., "Atom based RF electric field sensing", *Journal of Physics B: Atomic, Molecular and Optical Physics*, 48, 202001, 2015.
- [8] Holloway C. L., Gordon J.A., Jefferts S., Schwarzkopf A., Anderson D. A., Miller S. A., Thaicharoen N., Raithel G., "Broadband Rydberg Atom-Based Electric-Field Probe for SI-Traceable Self-Calibrated Measurements", *Antennas and Propagation IEEE Transactions*, 62, 12, 6169-6182, 2014.
- [9] Song Z., Feng Z., Liu X., Li D., Zhang H., Liu J., Zhang L., "Quantum-Based Determination of Antenna Finite Range Gain by Using Rydberg Atoms", *Antennas and Wireless Propagation Letters IEEE*, 16, 1589-1592, 2017.
- [10] Song Z., Zhang W., Liu X., Zou H., Zhang J., Jiang Z., Qu J., "Quantum-Based Amplitude Modulation Radio Receiver Using Rydberg Atoms", *Globecom Workshops IEEE*, 1-6, 2018.
- [11] Web 1, <https://www.bipm.org/en/measurement-units/rev-si/>, 2017.
- [12] Web2, <https://www.bipm.org/cc/CCEM/Allowed/30/CC-EM-17-Report-NIST.pdf>, 2017.
- [13] Çetintaş M., Hamid R., Şen O., Çakır S., "Traceable field strength measurements based on laser spectroscopy techniques", TP-2 20th Int. Zurich Symp. Electromagn. Compat., Zurich, Switzerland, 2009.
- [14] Çetintaş M., Hamid R., Şen O., Çakır S., "Characterization of a far-field microwave magnetic field strength sensor based on double radio-optical resonance," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, 52, 1, 21-31, 2010.
- [15] Çetintaş M., Çakır S., Hamid R., Şen O., "Toward absolute measurements of far-field microwave magnetic field by atomic sensor based on double radiooptical resonance", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compat.*, 54, 1, 225-227, 2012.
- [16] Çakır S., Hamid R., Çetintaş M., Çakır G., Şen O., "Sensing of RF Magnetic Fields Using Zeeman Splitting of Double Radiooptical Resonance and a New Approach to Helmholtz Coil Calibrations", *Sensors Journal IEEE*, 12, 7, 2465-2473, 2012.
- [17] Demtröder W., "Laser Spectroscopy", 2nd ed., Springer-Verlag, New York, 1996.
- [18] Steck D. A., "Cesium D Line Data", revision 2.1.4, 2010.
- [19] Gamidov R.G., Taşkın İ., Çetintaş M., Sautenkov V., "Unmodulated External-Cavity Diode Laser Stabilized on Cesium D2 Line", *IEE Proc. Science, Measurement and Technology*, 143, 4, 263-264, 1996.



Dr. Mustafa Çetintaş

Mustafa Çetintaş, 1992 yılında ODTÜ Fizik Bölümünden mezun olmuştur. Kocaeli Üniversitesi Fizik bölümünden 1998 yılında yüksek lisans derecesini, doktora derecesini ise Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsünden 2003 yılında almıştır. 1993 yılından itibaren TÜBİTAK UME (Ulusal Metroloji Enstitüsü)'de çalışmaktadır. Güncel araştırma konuları arasında mikrodalga atomik frekans standartları, lazer spektroskopi çalışmaları, lazerlerin frekans stabilizasyonunun artırılması ve metrolojik uygulamaları ve elektromanyetik metroloji yer almaktadır.



Çağlar Aslan

Çağlar Aslan, 2012 yılında Erciyes Üniversitesi Fizik Bölümünden mezun olmuştur. Yüksek lisansını ise Gebze Teknik Üniversitesi, Fizik Anabilim Dalı, Metroloji Programında 2019 yılında tamamlamıştır. 2014 yılından beri TÜBİTAK UME (ULUSAL METROLOJİ ENSTİTÜSÜ) Elektromanyetik Laboratuvarında EMC/EMI Test ve kalibrasyon ölçümleri, elektromanyetik kirlilik ölçümleri, çınlama odaları (reverberation chambers), lazer-atom-mikrodalga etkileşimi ve elektromanyetik metroloji konuları üzerine çalışmaktadır.



Atomik Sensörlerde Güç Genişleme Etkisi ile Yüksek Seviyeli Mikrodalga Alan Şiddeti Ölçümü High Level Microwave Field Strength Measurement at the Atomic Sensors with Power Broadening Effect

Mustafa Çetintas¹, Çağlar Aslan¹

¹TÜBİTAK Ulusal Metroloji Enstitüsü, Kocaeli, Türkiye
mustafa.cetintas@tubitak.gov.tr, caglar.aslan@tubitak.gov.tr

Öz

Bu çalışmada yüksek seviyeli mikrodalga alanların algılanması amacıyla lazer-atom-mikrodalga etkileşimine dayanan bir Cs atomik sensör sistemi önerilmiştir. Çalışma kapsamında lazer ışınının frekansı, Cs atomik sensörünün D_2 enerji geçişinde bulunan $6S_{1/2}$ ($F=4$) \leftrightarrow $6P_{3/2}$ ($F=4$) enerji geçişine kilitlenmiştir. $6S_{1/2}$ ($F=3$) \leftrightarrow $6S_{1/2}$ ($F=4$) enerji geçişine denk gelen 9,192 GHz frekansında yüksek seviyeli mikrodalga alan uygulanarak DROR (çift radyo optik rezonans) elde edilmiştir. Bu rezonansın DC manyetik alan altında Zeeman alt seviyeleri gözlenmiş ve bunlardan $6S_{1/2}$ ($F=3$, $m_F=0$) \leftrightarrow $6S_{1/2}$ ($F=4$, $m_F=0$) π -geçişine odaklanılmıştır. Atomik sensörün farklı lazer güçlerinde ve 500 V/m ile 7.5 kV/m arasında değişen yüksek seviyeli mikrodalga alan şiddetlerinde ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Uygulanan yüksek seviyeli mikrodalga alan şiddetlerinde, $6S_{1/2}$ ($F=3$, $m_F=0$) \leftrightarrow $6S_{1/2}$ ($F=4$, $m_F=0$) π -geçişinin bant genişliği ve genlik ölçümlerinin değişimi araştırılmıştır. Bunun sonucunda yüksek seviyeli mikrodalga alanların algılanmasında kullanılacak olan DROR rezonansının Zeeman geçişi için bant genişliği ölçümlerinin genlik ölçümlerine göre üstünlükleri tartışılmıştır.

Anahtar kelimeler: Elektromanyetik alanlar,
Lazer-atom-mikrodalga etkileşimi.

Abstract

In this study, a Cs atomic sensor system is proposed to detect high-level microwave field based on laser-atom-microwave interaction. Within the scope of the study, the frequency of the laser is locked to the $6S_{1/2}$ ($F=4$) \leftrightarrow $6P_{3/2}$ ($F=4$) energy transition on the D_2 line of Cs atomic transition. The DROR (double radio optical resonance) resonance was obtained by applying a high level microwave field at the frequency of 9,192 GHz corresponding to $6S_{1/2}$ ($F=3$) \leftrightarrow $6S_{1/2}$ ($F=4$) energy transition. Zeeman sub-levels of DROR resonance were observed under the DC magnetic field and resonance on the $6S_{1/2}$ ($F=3$, $m_F=0$) \leftrightarrow $6S_{1/2}$ ($F=4$, $m_F=0$) π -transition were investigated. Measurements of the atomic sensor were performed at various laser powers and at high levels of microwave field strengths ranging from 500 V/m to 7.5 kV/m. The dependence of the bandwidth and amplitude of the Zeeman resonance at $6S_{1/2}$ ($F=3$, $m_F=0$) \leftrightarrow $6S_{1/2}$ ($F=4$, $m_F=0$) π -transition were investigated as a function of applied high-level microwave field strength. As a result of this, the superiority of bandwidth measurements to the amplitude measurements were discussed for the Zeeman transition of the DROR which will be used in the sensing of high level microwave fields.

Keywords: Electromagnetic fields, Laser-atom-microwave interaction,

1. Giriş

Elektromanyetik dalgaların lazer-atom-mikrodalga etkileşimine dayanan atomik sensörler yardımıyla algılanmaya çalışılması oldukça popüler bir konudur.

Atomik sensörler küçük boyutları, dielektrik yapıları, frekans seçici bir anten gibi davranarak harmoniksiz ölçüm yapabilmelerinin yanında düşük belirsizliklerle ölçüm yapabilme özelliklerine sahip olması nedeni ile tercih edilmektedirler. BIPM (Uluslar Arası Ölçüler ve Ağırlıklar Bürosu)'in SI (International System of Units) birimlerin yeniden tanımlanması ve evrensel kuantum sabitlerine bağlanması için çeşitli projeler yürütmesi de konuya olan ilgiyi artırmaktadır [1]. Ayrıca elektrik alan veya manyetik alan şiddetinin en hassas ölçülebilir SI birimi olan frekanstan elde edilmesine yönelik araştırma projelerini de desteklemektedir. Özellikle son yıllarda BIPM'in geleneksel CCEM (Elektrik ve Manyetizma Alanında Temsilciler Komitesi) toplantısında laboratuvar ortamında geliştirilen atomik sensörlerin elektromanyetik test ve kalibrasyon ortamlarında (TEM cell, Anechoic Chamber, Reverberation Chamber vb.) kullanılmasına yönelik kararlar alması da bu durumu destekleyici niteliktedir [2].

Literatürde atomik sensörler hakkında temel niteliğindeki ilk çalışmalarda sensör yapısı detaylı olarak araştırılmıştır [3-9]. Daha sonra atomik sensörlerin kuantum tabanlı mikrodalga güç ölçüm sistemi olabileceği görülmüş ve bir referans standart olabilmeye yönelik bilimsel çalışmalar yapılmıştır [10-14].

Ancak Cs atomun bir dış mikrodalga alan altında nasıl tepki verdiğine ve bir sensör olarak kullanıldığında hangi özelliklerinin ön plana çıktığına dair çalışmalar, bir diğer deyişle Cs atomun bir dış elektromanyetik alan altında davranışının karakterize edilmesine yönelik çok değerli çalışmalar ise [15-18]'de verilmiştir. Bunun yanı sıra atomik sensörlerin çeşitli özelliklerinin araştırıldığı, farklı gazların da elektromanyetik alan altında davranışını inceleyen, kullanım alanlarının genişletilmesine ve bir mikrodalga güç ölçüm standardı olmasına yönelik farklı yaklaşımlar ve yöntemlerle gerçekleştirilmiş çalışmalar [19-24]'de verilmiştir.

Günümüzde son teknoloji atomik sensörler hızla gelişmektedir [25-27]. Birçok çalışmada da pratik olarak kullanılmaya başlanmıştır [28, 29]. Bu çalışmaların DROR (Double Radio Optical Resonance) olarak bilinen çift radyo optik rezonanslarını çalıştırarak büyük bir kısmının konseptlerine bakıldığında mikrodalga alan şiddeti ile DROR olarak bilinen çift radyo optik rezonansın genliği arasındaki ilişki çalışılmıştır. Uzak alanda gerçekleşen bu ölçümlerde değişen mikrodalga alan şiddetinin çift radyo optik rezonansın genliği üzerinde meydana getirdiği değişimler incelenmiştir [16-18].

Ancak DROR rezonansının genliği üzerindeki çalışmalar ölçüm sonuçlarına direkt etki edebilen bazı dezavantajları da beraberinde getirmektedir. Bu dezavantajlardan bazıları, sinyal/gürültü (S/N ratio) oranı, ortamdaki optik gürültü, foto diyotun doyum etkileri olarak ortaya çıkmaktadır. Bir diğer deyişle ölçüm yapılan ortamın koşulları, kullanılan foto diyotun lineer çalışma aralığı ile ölçüm sistemlerinin kalitesinin ölçüm sonuçları üzerinde ciddi etkisi olmaktadır. Bu koşullara bağlı olarak da yeterli bir sinyal/gürültü oranı olmadığında yapılan ölçüm bu etkileri barındıracak ve ölçüm sonuçları üzerinde hissedilecektir. Aynı şekilde ölçüm esnasında ölçüm yapılan ortamın optik arka plan gürültüsünde değişimler meydana geldiğinde bu etkiler ölçüm sonuçları üzerinde daha da belirginleşecektir. Bir diğer konu ise optik soğurumun algılanmasında kullanılan foto diyotların doğrusalılıklarıdır. Foto diyotlar yapıldıkları yarı iletken malzemenin yapısına bağlı olarak belli dalga boylarında ve optik gücün belli bir dinamik aralığında lineer çalışmaktadır. Bunun dışında foto diyot yüksek optik güç değerlerinde doyuma girmekte ve bu tür değişen optik güçler bulunduğu ölçümlerde hataya neden olmaktadır.

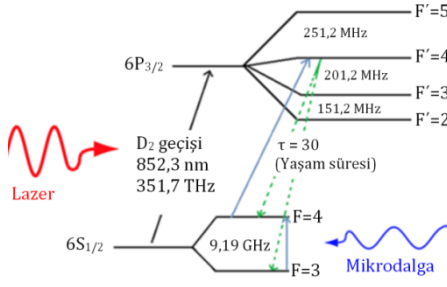
Buna karşın çift radyo optik rezonansın genliği yerine bant genişliği ile çalışmak bu tür hataların minimize edilmesinde fayda sağlayabilmektedir. Genlik ölçümlerinde olduğu gibi değişen mikrodalga alan şiddeti aynı zamanda çift radyo optik rezonansın bant genişliğinde de değişime neden olur. Rezonansın bant genişliği ölçümleri ise genlik eksenine yerine de frekans ekseninde gerçekleştirileceğinden daha önce yukarıda bahsedilen sinyal/gürültü oranı, optik ortam gürültüsü ve foto diyotun doyum etkisi gibi etkenler daha az hissedilecektir. Çünkü bant genişliği ölçümleri alınırken sinyalin genliğinin yarıya düştüğü noktalardan ölçülmektedir. Böylece genliğin tepe değerindeki değişimler yatay frekans ekseninde toplamda herhangi bir kayma yapmayacak veya genliğin yarıya düştüğü yerde bant genişliği ölçüleceğinden daha az hissedilecektir.

Yüksek seviyeli elektromanyetik dalgaların algılanmasında çift radyo optik rezonansın genlik ölçümlerinde daha önce yukarıda bahsedilen parametreler nedeniyle kararlı ölçümlerin alınması daha zordur. Aynı zamanda yüksek mikrodalga alan seviyelerinde genişleme çok daha fazla hissedileceğinden bant genişliği ölçümleri bu açıdan bakıldığında da ciddi anlamda katkı sağlayacaktır.

Bu çalışmada atomik sensörün, daha önce yapılmış ve [16-18]'de verilen çift radyo optik rezonansın genlik ölçümlerine dayalı karakterizasyon ölçümlerinden farklı olarak mikrodalga alanın şiddeti ile çift radyo optik rezonansın bant genişliği arasındaki ilişkiye odaklanılmıştır. Ayrıca Horn antenden belli bir d mesafesinde oluşan (0,5-7,5 kV/m) yüksek seviyeli elektromanyetik alan şiddeti gerçek zamanlı olarak herhangi bir ticari elektrik alan probu ile ölçülememektedir. Bu son yıllarda daha da önemli bir teknoloji haline gelen RC (Reverberation Chamber) odalarının kalibrasyon ve test aşamalarının farklı elektrik alan seviyelerinde yapılmasına, test esnasında oda içindeki alanın gerçek zamanlı ve deneysel olarak ölçülememesine neden olmaktadır. Bu nedenle laboratuvar ortamındaki cihazların teknik özellikleri ile sınırlı olmak üzere mümkün olan maksimum mikrodalga alan seviyelerinde ölçümler alınacaktır. Bu çalışmada Cs atomunun $6S_{1/2} (F=4) \leftrightarrow 6P_{3/2} (F=5, 4, 3)$ geçişlerinde meydana gelen rezonansları ile DC manyetik alan altında dejenere olduğu zaman ortaya çıkan Zeeman enerji geçişleri kullanılmıştır. Ölçümlerde ekranlı odada sabit 9,192 GHz frekansında bir horn anten yardımıyla yakın alanda 500 V/m'den 7,5 kV/m'ye kadar 500 V/m'lik adımlarla değişen yüksek seviyeli elektromanyetik alan oluşturulmuştur. Cs atomunun Zeeman enerji geçişlerinde meydana gelen güç genişlemesine odaklanılarak uygulanan elektromanyetik alan şiddeti ile Cs atomunun merkez Zeeman rezonansında meydana gelen bant genişliği arasındaki ilişki farklı lazer güçlerinde incelenmiştir.

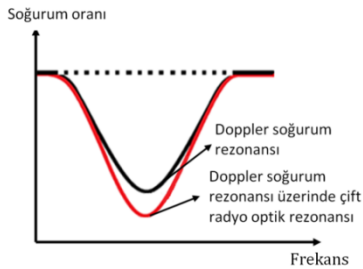
2. Teori

Sezyum atomları alkali atomlardır ve son yörüngelerinde bir valans elektronu bulunur. Alkali atomlar (Cs, Rb vb.) bu özelliklerinden dolayı H (Hidrojen) atomuna indirgenerek enerji seviyeleri ve etkileşim rezonansları çözülebilmektedir. Aynı zamanda Cs atomunun enerji seviyeleri arasındaki farklar lazer ışınlarının frekanslarına denk gelmektedir. Bu açıdan lazer atom etkileşimlerinin incelenbilmesi bakımından Cs atomları bu alanda oldukça sık kullanılmaktadır. Böyle bir çalışma için içerisinde Cs atomları bulunan kuvarz camdan yapılmış silindirik bir tüp üzerine 852,3 nm dalga boyunda lazer demeti gönderilir. Bu dalga boyu çalışmamızın temelini oluşturan ve Şekil 1 ile detaylandırılan Cs atomlarının D_2 enerji geçişine karşılık gelmektedir. Gönderilen lazer demeti Cs atomlarının $6S_{1/2} (F=4) \leftrightarrow 6P_{3/2} (F=5, 4, 3)$ geçişlerini yapacak şekilde taranmaktadır.



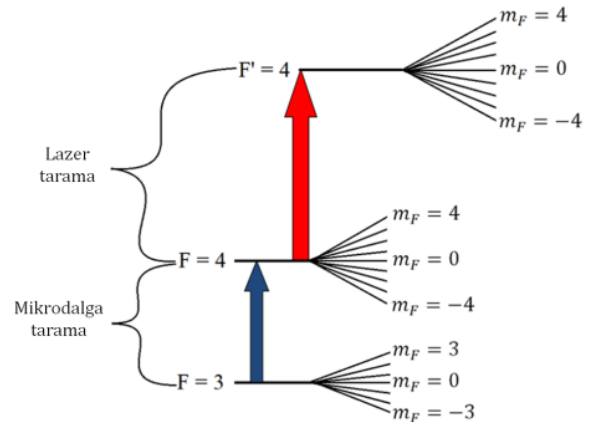
Şekil 1. Cs atomunun D₂ enerji geçişlerinde lazer ve mikrodalga etkileşimi gösterimi [30]

Lazerin frekansı, $6S_{1/2}$ ($F=4$) \leftrightarrow $6P_{3/2}$ ($F=4$) enerji geçişine denk gelecek frekansa ayarlandığında, cam küvet içindeki atomlar, $6S_{1/2}$ ($F=4$) seviyesinden $6P_{3/2}$ ($F=4$) olan üst seviyeye çıkarlar. Oradan da spontan olarak bu atomların bir kısmı geri $6S_{1/2}$ ($F=4$) seviyesine, diğer kısmı ise kullanılmayan $6S_{1/2}$ ($F=3$) seviyesine geçiş yaparlar. Bu optik pompalama sonucunda da temel seviye olan $6S_{1/2}$ ($F=4$) seviyesindeki atom sayısı azalır ve böylece bu seviyeden $6P_{3/2}$ ($F=4$) seviyesine ayarlanan lazer soğurumu da azalır. Yalnızca sabit 351,7 THz (852,3 nm) lazer frekans değerinde meydana gelen bu soğurum, sabit lazer gücünde kısa süre içerisinde dengeye gelir. Bundan sonra Şekil 1'den görüldüğü gibi $6S_{1/2}$ ($F=3$) \leftrightarrow $6S_{1/2}$ ($F=4$) seviyeleri arasındaki enerji farkına denk gelen 9,19 GHz frekansında bir mikrodalga alan uygulanır. Mikrodalga alanın frekans taraması $6S_{1/2}$ ($F=3$) ve $6S_{1/2}$ ($F=4$) geçişine denk gelen tam olarak 9,192631770 Hz frekansına geldiğinde, $6S_{1/2}$ ($F=3$) alt seviyedeki atomlar mikrodalga ışınmasını soğurarak üst seviye olan $6S_{1/2}$ ($F=4$) seviyesine geçerler. Bu geçiş sonucunda $6S_{1/2}$ ($F=4$) seviyesindeki atomların sayısı arttığı için $6S_{1/2}$ ($F=4$) \leftrightarrow $6P_{3/2}$ ($F=4$) geçişine ayarlanmış lazerin soğurumu artacaktır ve böylece sezyum küvetinden geçen lazerin soğurum rezonansı artış gösterecektir. Bu artış ise DROR (Double radio optical resonance) olarak bilinen çift radyo-optik rezonans olarak adlandırılmaktadır [31]. DROR rezonansının Doppler soğurum rezonansı üzerinde gösterimi Şekil 2'de verilmiştir.



Şekil 2. Mikrodalga alan uygulandığında meydana gelen DROR işaretinin Doppler soğurum rezonansı üzerinde gösterimi

DROR işaretini elde ettikten sonra ek olarak sezyum atomlarına normalde var olmayıp dış bir DC manyetik alan uygulandığında ortaya çıkan ve Şekil 3 ile verilen Zeeman enerji yarılımları meydana gelmektedir.



Şekil 3. Cs atomlarının D₂ enerji geçişinde Zeeman enerji yarılımları gösterimi

Uygulanan DC manyetik alanın şiddetinin seviyesine bağlı olarak $6S_{1/2}$ ($F=3$) ve $6S_{1/2}$ ($F=4$) seviyeleri $2F+1$ adet alt enerji seviyesine ayrılacaktır. Bu durumda $F=4$ ve $F'=4$ geçişlerinde $2F+1=2*4+1=9$ adet yani $m_F=+4...-4$ seviyelerinde, $F=3$ geçişinde ise $2F+1=2*3+1=7$ adet yani $m_F=+3...-3$ seviyelerinde Zeeman yarılması meydana gelecektir.

Zeeman alt enerji seviyeleri arasındaki fark, frekans ölçeğinde kHz veya MHz mertebelerinde bant genişliklerine sahiptir ve Eşitlik (1) ile verilen formül kullanılarak elde edilebilir.

$$\Delta E = -g_L \mu_B m_F B \quad (1)$$

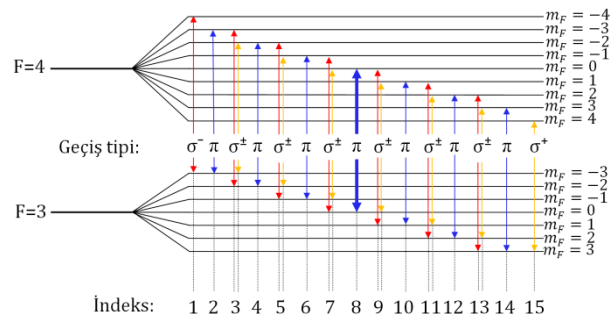
g_L : Lande' g-faktör
 μ_B : Bohr magnetonu
 m_F : Manyetik kuantum sayısı
B: DC manyetik alan

Meydana gelen Zeeman yarılımları arasında oluşan geçişlerin türleri aşağıda Eşitlik (2) ile verilen kurala göre belirlenmektedir.

$$\Delta m_F = m'_F - m_F \quad (2)$$

Burada Δm_F değeri kuantum mekaniğine göre $\Delta m_F=0, \pm 1$ değerlerini alabilmektedir. Yani valans elektron yalnızca aralarında 0, ± 1 farkları oluşabilen geçişleri yapabilmektedir. $\Delta m_F=0$ ise yapılan geçiş π -geçışı, $\Delta m_F=\pm 1$ ise yapılan geçiş σ -geçışı olarak adlandırılmaktadır.

DC manyetik alan altında meydana gelen bu Zeeman yarılımları arasındaki geçişleri ve indekslenmiş temsili gösterimleri ile geçiş türleri Şekil 4'te verilmiştir.



Şekil 4. Zeeman geçişlerinin sayısı ile geçiş türlerinin temsili gösterimi

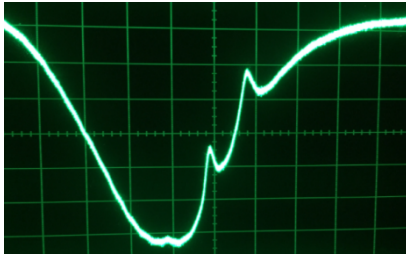
Burada 14 adet σ -geçişinden 12 tanesi çiftler halinde bulunmaktadır. Çift σ -geçişleri arasındaki frekans farkı bizim sistemimizin frekans hassasiyetinin çok ötesinde olduğundan toplamda $14 - 12/2 = 8$ adet σ -geçişi görülecektir. Şekil 4'ten de görüleceği üzere 8 adet σ -geçişi ve 7 adet de π -geçişi olmak üzere toplamda 15 adet geçiş görülecektir. $6S_{1/2}$ ($F=3$, $m_F=0$) \leftrightarrow $6S_{1/2}$ ($F=4$, $m_F=0$) geçişinde meydana gelen tüm Zeeman enerji yarımaları indekslenerek, geçiş türleri ve geçiş adetleri L_{m_i, m_f} gösterimi ile Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1. $6S_{1/2}$ ($F=3$) ve $6S_{1/2}$ ($F=4$) seviyelerinde meydana gelen tüm Zeeman enerji yarımaları indeksi ve geçiş tipleri ile adetleri

İndeks	Geçiş adı	Geçiş tipi
1	$L_{-4,-3}$	σ^-
2	$L_{-3,-3}$	π
3	$L_{-3,-2}$, $L_{-2,-3}$	σ^\pm
4	$L_{-2,-2}$	π
5	$L_{-2,-1}$, $L_{-1,-2}$	σ^\pm
6	$L_{-1,-1}$	π
7	$L_{0,-1}$, $L_{-1,0}$	σ^\pm
8	$L_{0,0}$	π
9	$L_{1,0}$, $L_{0,1}$	σ^\pm
10	$L_{1,1}$	π
11	$L_{2,1}$, $L_{1,2}$	σ^\pm
12	$L_{2,2}$	π
13	$L_{3,2}$, $L_{2,3}$	σ^\pm
14	$L_{3,3}$	π
15	$L_{4,3}$	σ^+

3. Deneysel Düzenek ve Ölçüm Yöntemi

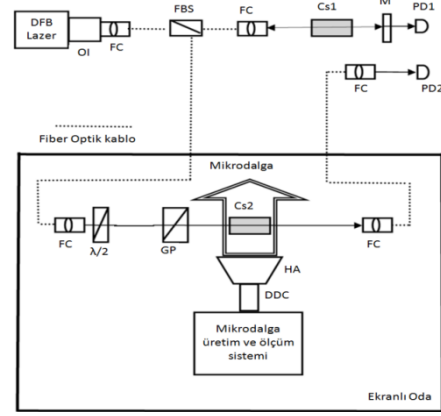
Ölçüm düzenekleri temelde bir optik ve bir mikrodalga kısmı olmak üzere iki ana düzenekten oluşmaktadır. Optik ölçüm düzenekleri de kendi içinde ikiye ayrılmaktadır. Optik ölçüm düzeneklerinin ilk kısmı ekranlı oda dışında bulunan optik masa üzerinde kurulu düzenektir. Bu kısım Şekil 5 ile verilen referans Cs1 küvetinde Doppler içi rezonansları görüntülemek amacıyla kullanılmaktadır. Çalışmanın temelini oluşturan ölçüm düzeneklerinin blok şeması Şekil 6'da verilmiştir.



Şekil 5. Cs1 küvetinde Doppler soğurumu spektrumu üzerinde Doppler soğurum içi rezonanslarının osiloskop ekranındaki görünümü

Optik masa üzerinde 852 nm dalga boyunda lazer ışını üretmek için bir DFB (Distributed Feedback Laser) lazer kaynağı kullanılmaktadır. DFB lazer kaynağının sıcaklığı (25 GHz/K) ve akımı (1GHz/mA) uygun olarak değiştirilerek lazer frekansı sezyum atomlarının $6S_{1/2}$ ($F=4$) ve $6P_{3/2}$ ($F=3$, 4 ve 5) geçişini yapacak şekilde ayarlanmıştır. Şekil 6'da yer alan düzenekte Toptica firmasından DL100 model DFB lazerin çıkış demeti FC kolimatöre yönlendirilmiştir. Lazer ışığı fiber kablodan geçerek bir fiber ışın ayırıcı FBS ile 10/90 oranında ikiye ayrılmıştır. Lazer ışığının %10' luk kısmı referans Cs1

küvetine, diğer %90' luk kısmı ise ekranlı oda içerisindeki Cs2 küvetine gönderilir. Fiber optik ile sonlandırılmış bir FC kolimatörü kullanarak % 10' luk lazer ışını Cs1 küveti üzerinden geçirilir ve Doppler içi rezonansları gözlemlemek için M aynasından geçirilerek bir kısmı geri yansıtılır. Geri dönen ışık ile iletilen ışık birbiri ile tam olarak kesişecek şekilde hassas ayarlanır. İletilen lazer ışını ilk foto diyot (PD1) ile algılanır. Burada Cs1 referans küveti zamanla değişmeyen sabit bir lazer frekansı üretmek amacıyla daha sonra detayları verilecek olan kilitleme işleminde kullanılmaktadır. Burada ölçümlerde kullanılan Cs1 küvetinin boyutları 7 cm (boy) x 2 cm (en)'dir. Cs1 küveti referans küvet olup oda dışındaki optik masada konumlandırılırken, Cs2 küveti ise ölçümlerin yapılacağı sensör olup ekranlı oda içerisine yerleştirilmiştir.



Şekil 6. Deneysel düzenek blok şeması

Ölçüm düzeneklerinin ikinci kısmı mikrodalga üretim sistemi ile birlikte 40 GHz'lik kesim frekansı olan ekranlı odada kurulmuştur. Şekil 6'da ekranlı oda içinde bulunan optik deney düzenekleri bir adet 2 (cm) x 2 (cm) boyutlarında silindirik Cs2 test tüpü, GP polarizatörü, bir adet $\lambda/2$ dalga düzlemi ve fiber kablolu kolimatörlerden oluşmaktadır.

Daha önce optik deney düzeneklerinin birinci kısmında ışın bölücü FBS ile 10/90 oranında ikiye bölünmüştü. Lazer ışığının kalan %90'luk kısmı FC çıkışı 50 m' lik bir fiber kablo ile ekranlı oda içerisine gönderilir. Bu lazer ışını bir dalga düzlemi $\lambda/2$ 'den geçirilerek, GP ışın polarizatörüne oradan da Cs2 küveti içerisinden geçirilerek yine 50 m'lik ucunda FC çıkışı bulunan fiber optik kablo ile ekranlı oda dışında bulunan optik masa üzerindeki ikinci foto diyot olan PD2'ye getirilir. Burada ölçümler farklı lazer güçlerinde gerçekleştirileceği için optik filtreler kullanılarak Cs2 tüpü önünde ve PD2 foto diyotu girişinde ışık zayıflatma işlemleri ve optimizasyonu yapılmıştır.

Ölçümlerde kullanılan fiber kablolar tek modlu (single mode) ve polarizasyona duyarlı kablolardır. Işın polarizatörü ise lineer polarizeli lazer ışığı üretmek için kullanılmıştır. Cs küvetlerinden geçen lazer ışığının çapı yaklaşık 5 mm olarak ayarlanmıştır.

Şekil 6'da verilen düzenekte Doppler içi rezonansları görüntülemek ve kilitleme işlemini gerçekleştirmek için Cs1 referans tüpünün çıkışında bulunan PD1 ve PD2 foto diyotlarının çıkışları osiloskop ile gözlenmektedir.

Çift radyo optik rezonansın gözlenebilmesi için Cs2 tüpü üzerine gönderilen mikrodalga alanının frekansının (9,192631770 Hz) belirli bir bant genişliğinde taranarak gönderilmesi gerekmektedir. Mikrodalganın frekansının tarama işlemi FM (Frequency Modulation) sinyal gönderilerek yapılmaktadır. Uygulanan mikrodalga işaret taraması DROR işareti üzerinde yaklaşık 20,85 MHz bant genişliğine karşılık gelmektedir.

$6S_{1/2}$ ($F=4$) ve $6P_{3/2}$ ($F=3$, 4 ve 5) geçişlerini tarayan DFB lazerin frekansı zamanla lazerin akım ve sıcaklık

değişimlerinden dolayı kayacağından, lazerin frekansı $6S_{1/2}$ ($F=4$) ve $6P_{3/2}$ ($F=4$) geçişinde bir kilitleme cihazı kullanılarak sabitlenmiştir [32]. Burada kilitleme cihazının çıkışında ve DFB lazerin girişinde 20 dB zayıflatıcı kullanılmıştır. Düzenegın mikrodalga üretim kısmı bir mikrodalga işaret üretici, 500 W çıkış gücüne sahip mikrodalga güç yükseltici, Şekil 6'da DDC (Dual Directional Coupler) olarak verilen çift yönlü kuplör ve HA olarak gösterilen standart kazançlı horn anten içermektedir. Horn anten girişindeki net gücü ölçmek ve sezyum çalışma küveti üzerinde kontrollü bir elektrik alanı oluşturmak için DDC isimli yönlü bağlayıcı üzerinden güç değerleri ölçülür. Bilinen net güç ve bilinen anten kazancı ile Cs2 tüpünün bulunduğu noktada oluşturulan elektrik alan değeri Eşitlik (3) ile verilen formül kullanılarak kabaca teorik olarak hesaplanır. Maksimum elektromanyetik alanı oluşturabilmek için sezyum çalışma küveti (Cs2) küveti ve horn antenin ucu arasındaki mesafe yaklaşık 12 cm olarak ayarlanmıştır.

$$E = \frac{1}{d} \sqrt{\frac{n_0 P_{net} G}{4\pi}} \quad (3)$$

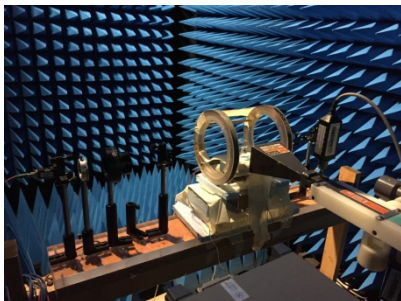
Burada η_0 serbest uzay karakteristik empedansı 377Ω , P_{net} (W) anten girişindeki net güç değeri ve d (m) ise mesafedir. Sezyum çalışma küveti, horn antenin ön uç merkezini tam karşısına, zeminden 120 cm yükseklikte yerleştirilmiştir. Burada anten boyutu $D \approx 12$ cm ve $\lambda \approx 3,3$ cm ($f = 9,192$ GHz) dir.

Ölçüm düzenegının Zeeman yarılmasının üretildiği DC manyetik alanın oluşturulduğu kısımda DC güç kaynağı, Helmholtz bobinleri ve $0,5 \Omega$ değerinde bir direnç kullanılmıştır. Multimetre yardımıyla $0,5 \Omega$ direnç üzerinden okunan gerilimler Zeeman komponentlerinin üretilmesi için gerekli olan manyetik alan değerinde kaydedilmiştir. DC manyetik alan üretimi için kullanılan Helmholtz halkasının çapı ve bobinler arasındaki mesafe 18 cm'dir.

Ölçüm düzenegının mikrodalga kısmı ile diğer ölçüm cihazlarının (osiloskop ve işaret üreteçleri vb.) tamamı bilgisayar kontrollü bir sistemdir. Düzenekte ayrıca Cs2 tüpünün sıcaklığını sabit tutmak, anlık olarak sıcaklık bilgisi almak amacıyla bir sıcaklık kontrol sistemi kullanılmıştır.

Ekranlı oda içinde ölçümler sırasında lazerin polarizasyonu lineer olarak tutulmuş ve sezyum tüpü dikey polarize horn antenden yaklaşık 12 cm mesafede, antenin yakın alanında konumlandırılmıştır. Bu metot kullanılarak, yüksek seviyeli elektromanyetik dalgaların ölçümleri sürekli dalga (Continuous wave) modunda yapılmıştır.

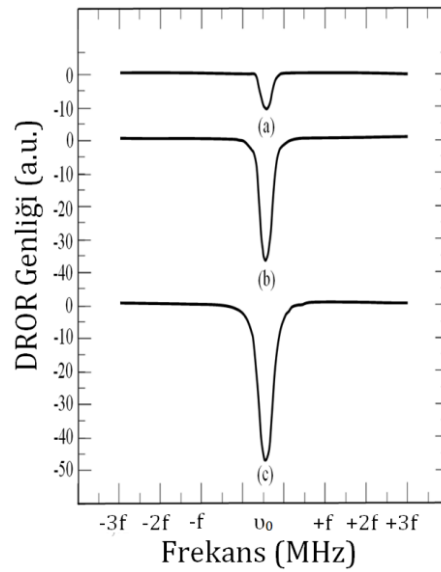
Ekranlı oda içerisinde bulunan ölçüm düzenegından örnek görünüm Şekil 7'de sunulmuştur. Verilen düzenekte, DC Helmholtz halkası ile çevrelenmiş sezyum tüpü, horn anten ve lazer giriş/çıkışına imkan veren fiber kafaları ekranlı oda içerisinde konumlandırılırken, lazer ve mikrodalga kaynakları ve diğer ilgili tüm elektronik cihazlar oda dışarısında konumlandırılmıştır.



Şekil 7. Ekranlı oda içerisindeki ölçüm düzenegının görünümü

Rezonans etkileşim sırasında, lazer ışını Cs atomlarını $6S_{1/2}$ ($F=4$) enerji düzeyinden $6S_{3/2}$ ($F=4$) uyarılmış düzeye sürmektedir. Uyarılmış atomlar tekrar $6S_{1/2}$ ($F=4$) ve $6S_{1/2}$ ($F=3$) taban durumuna anlık (spontan) emisyon ile düşerler. Bu nedenle, bu etkileşim $6S_{1/2}$ ($F=4$) düzeyinde atom sayısını azaltıyor olmasına karşın, atomların $6S_{1/2}$ ($F=3$) teki sayıları artmaktadır. Mikrodalga uygulandığında ise atomlar $6S_{1/2}$ ($F=3$) düzeyinden tekrar $6S_{1/2}$ ($F=4$) düzeyine sürülür. Uygulanan mikrodalga alanının genliği arttırıldığında $6S_{1/2}$ ($F=3$) seviyesinde bulunan atomlar tekrar $6S_{1/2}$ ($F=4$) seviyesine geçiş yapacağından $6S_{1/2}$ ($F=4$) seviyesindeki atom popülasyonu artacak dolayısıyla optik pompalama etkisiyle DROR rezonansı artacak, böylece foton soğurumu da artacaktır [18].

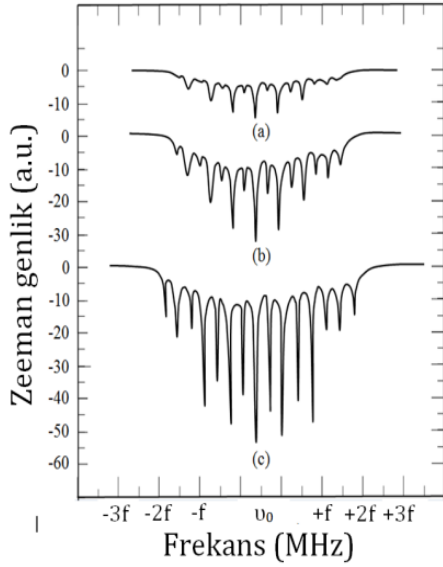
3,2 mW sabit lazer gücünde farklı mikro mikrodalga alan seviyelerinde $6S_{1/2}$ ($F=3$) \leftrightarrow $6S_{1/2}$ ($F=4$) geçişinde meydana gelen DROR rezonansının mikrodalga alan şiddetine göre değişimi Şekil 8'de sunulmuştur.



Şekil 8. Sabit 3,2 mW lazer gücünde, $6S_{1/2}$ ($F=3$) \leftrightarrow $6S_{1/2}$ ($F=4$) geçişinde ve farklı mikrodalga alan seviyeleri için DROR gösterimleri, (yatay eksen $v_0 \approx 9,192$ GHz ve $f \approx 10$ MHz) (a) 1 kV/m elektrik alan şiddeti, (b) 5 kV/m elektrik alan şiddeti, (c) 7,5 kV/m elektrik alan şiddeti

Araştırma kapsamında ekranlı oda içerisinde çalışılan mikrodalga alan seviyeleri alt sınır 500 V/m ile üst sınır 7,5 kV/m olarak belirlenmiştir. 500 W mikrodalga güç yükseltici -10 dBm'den sonra harmonik üretmeye ve doyuma girmektedir. Bu nedenle üst sınır 7,5 kV/m değerinde kesilmiştir. Ancak daha güçlü ve harmoniksiz mikrodalga güç yükselticileri kullanılarak bu seviye rahatlıkla arttırılabilir.

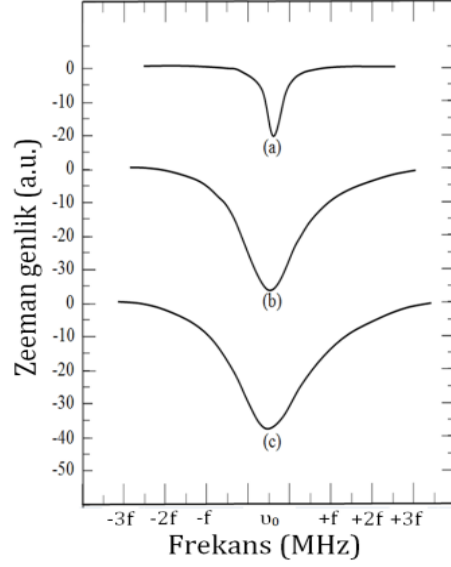
Mikrodalga alanlara karşın Zeeman yarılmasının gözlenmesi ile genlik ve bant genişliklerindeki değişimlerin ölçülmesi için bir Helmholtz halkası aracılığı ile ayrıca DC manyetik alan uygulanmıştır. DC manyetik alanın yönü mikrodalga alanının manyetik alanına ve lazer ilerleme yönüne paralel tutulmuştur. Uygulanan DC manyetik alan ile $6S_{1/2}$ ($F=3$) \leftrightarrow $6S_{1/2}$ ($F=4$) geçişinde meydana gelen toplam Zeeman komponentlerinin artan mikrodalga alan ile olan değişimini görsel olarak göstermek amacıyla sabit DC manyetik alan ve sabit lazer gücünde DROR sinyalinin üretilen Zeeman ayrışma spektrumu Şekil 9'da sunulmuştur. Gösterilen spektrumlar 3,2 mW sabit lazer gücünde ve sabit statik manyetik alan altında sırasıyla 1,5 kV/m, 3 kV/m and 7 kV/m mikrodalga alanlarında kayıt edilmiştir.



Şekil 9. 3,2 mWabit lazer gücünde, $6S_{1/2} (F=3) \leftrightarrow 6S_{1/2} (F=4)$ geçişinde görülen 15 adet Zeeman rezonansının farklı mikrodalga alan seviyeleri için gösterimi (yatay eksen $v_0 \approx 9,192$ GHz ve $f \approx 10$ MHz) (a) 1,5 kV/m elektrik alan şiddeti, (b) 3 kV/m elektrik alan şiddeti, (c) 7 kV/m elektrik alan şiddeti

Şekilde 9’da görünen spektrumda sayısı 14 olan σ geçişlerinin 12 tanesi çiftler halinde bulunmaktadırlar ve birbirine çok yakın frekanslara sahiptir. Her bir çiftin bileşenleri arasındaki frekans, çok küçük olduğundan 14 adet σ geçişi yerine 8 adet σ geçişi osiloskop ekranında görünmektedir. 7 adet π geçişi ile beraber toplam 15 adet geçiş osiloskop ekranında gözlenmektedir.

Bu alanda yapılmış daha önceki çalışmalardan da bilindiği üzere statik manyetik alan değeri arttıkça Zeeman ayrışmasındaki her bir Zeeman rezonansı arasındaki mesafe artmaktadır [18]. Bir başka ifade ile Zeeman alt seviyeleri arasındaki bant genişliği artmakta, genliklerinde ise herhangi bir değişim olmamaktadır. Burada da ölçülmek istenen Zeeman rezonansı $6S_{1/2} (F=3, m_F=0) \leftrightarrow 6S_{1/2} (F=4, m_F=0)$ π -geçiş olduğu için statik manyetik alan yeterli seviyeye kadar artırılarak ve mikrodalga frekans taraması ayarlanarak sadece $m_F=0 \leftrightarrow m_F=0$ Zeeman rezonansı osiloskop ekranında gözlenmiş ve araştırılmıştır (Şekil 10). Zeeman seviyeleri arasındaki enerji farkı frekans ölçeğinde bant genişliği yaklaşık kHz mertebelerinde olduğundan artan bant genişliği nedeniyle diğer Zeeman rezonansları mikrodalga tarama aralığının dışında kalır ve yalnızca merkezde olduğu için yeri değişmeyen 8 indeks numaralı $6S_{1/2} (F=3, m_F=0) \leftrightarrow 6S_{1/2} (F=4, m_F=0)$ π -geçiş kalır. $6S_{1/2} (F=3, m_F=0) \leftrightarrow 6S_{1/2} (F=4, m_F=0)$ π -geçişine denk gelen DROR Zeeman rezonansının artan mikrodalga alan ile değişimi Şekil 10’da verilmiştir. Ölçümler yaklaşık 1100 μ T sabit DC manyetik alan ve sabit lazer gücünde yapılmıştır.



Şekil 10. 3,2 mWabit lazer gücünde $6S_{1/2} (F=3, m_F=0) \leftrightarrow 6S_{1/2} (F=4, m_F=0)$ π -geçişinin DROR sinyali ve genlik değişimi (yatay eksen $v_0 \approx 9,192$ GHz ve $f \approx 2$ MHz) (a) 1 kV/m alan şiddeti, (b) 5 kV/m elektrik alan şiddeti, (c) 7 kV/m elektrik alan şiddeti

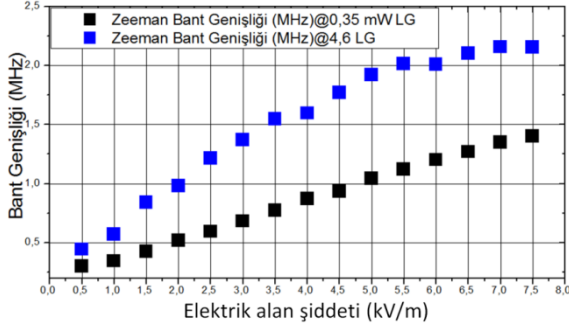
Şekil 10’da görüldüğü üzere artan mikrodalga alan genliği ile $6S_{1/2} (F=3, m_F=0) \leftrightarrow 6S_{1/2} (F=4, m_F=0)$ π -geçişinde Zeeman komponentinin genliği ve çizgi kalınlığı artış göstermektedir.

4. Sonuçlar

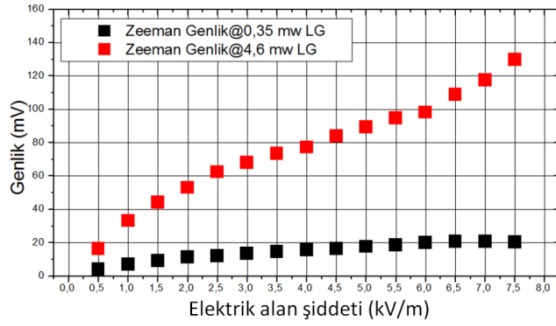
$6S_{1/2} (F=3, m_F=0) \leftrightarrow 6S_{1/2} (F=4, m_F=0)$ π -geçiş olan merkez Zeeman komponentinin mikrodalga alana bağımlılığı araştırılmıştır. Mikrodalga alana karşılık elde edilen merkez Zeeman komponentinin genlik ve bant genişliği ölçüm sonuçları Şekil 11 ve Şekil 12’de sunulmuştur. Ölçüm sonuçlarından da görüldüğü üzere mikrodalga alandaki artış DROR işaretinin Zeeman komponentinin hem bant genişliğini hem de genliğini artırmaktadır. Mikrodalga alan şiddetinin artışıyla Zeeman merkez komponentinin bant genişliğindeki (çizgi kalınlığı) artışın düşük lazer güçlerinde aşağıda Eşitlik (4) ile verilen kurala uyması beklenmektedir [31].

$$\Delta\omega \propto \frac{a}{2} + \frac{a}{2} \sqrt{1 + \frac{E^2}{b}} \quad (4)$$

Burada a merkez Zeeman sinyalinin minimum lazer gücünde ve minimum mikrodalga alan altındaki çizgi kalınlığıdır. E ise mikrodalga alanın elektrik alan bileşenidir. b değişkeni ise atomun geçiş olasılıklarına ve lazerin çapı gibi lazer ışınının diğer geometrik parametrelerine bağlı bir sabittir. Bu formüle göre de rezonansın bant genişliği ile mikrodalga alan arasındaki ilişki belirli bölgede lineer olma özelliğine sahiptir.



Şekil 11. Farklı lazer güçlerinde $6S_{1/2} (F=3, m_F=0) \leftrightarrow 6S_{1/2} (F=4, m_F=0)$ π -geçişinin DROR sinyalinin bant genişliğinin mikrodalga alan şiddetine bağlılığı

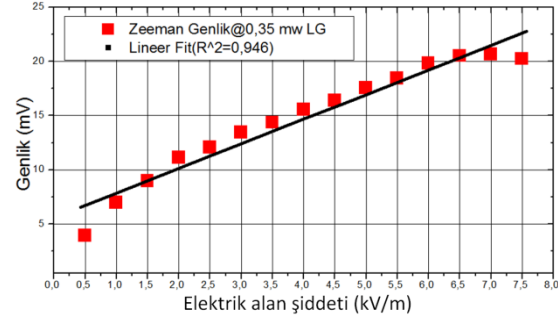


Şekil 12. Farklı lazer güçlerinde $6S_{1/2} (F=3, m_F=0) \leftrightarrow 6S_{1/2} (F=4, m_F=0)$ π -geçişinin DROR sinyalinin genliğinin mikrodalga alan şiddetine bağlılığı

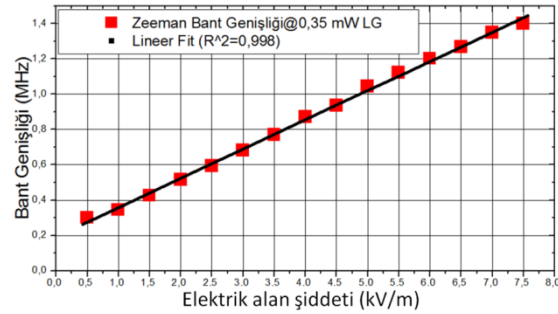
Çalışma kapsamında Şekil 11 ile Şekil 12’de sunulan grafiklerde $6S_{1/2} (F=3, m_F=0) \leftrightarrow 6S_{1/2} (F=4, m_F=0)$ π -geçişinin bant genişliği ve genliğinin yüksek elektromanyetik alan altında davranışını anlamak amacıyla farklı lazer ve mikrodalga güçlerine bağlılığı araştırılmıştır. Bu araştırma yaklaşık 1100 μ T statik alanda, farklı lazer güçlerinde ve mikrodalga alan seviyelerinde gerçekleştirilmiştir. Ölçümlerde sezyum tüpü antenin yakın alan bölgesinde olup net bir şekilde alan değerini bilebilmek mümkün değildir ve seviyelerde herhangi bir elektrik alan probun ölçme aralığının çok üstünde olduğundan ancak teorik olarak hesaplanabilmektedir. Bu ölçümlerde lazer güçleri sırasıyla 0,35 mW, 4,6 mW olarak seçilmiştir. Mikrodalga alan şiddetleri ise her bir lazer gücü için sırasıyla 0,5 kV/m, 1 kV/m, 1,5 kV/m, 2 kV/m, 2,5 kV/m, 3 kV/m, 3,5 kV/m, 4 kV/m, 4,5 kV/m, 5 kV/m, 5,5 kV/m, 6 kV/m, 6,5 kV/m, 7 kV/m, 7,5 kV/m değerlerinde uygulanmıştır. Bant genişliği ölçümleri genliğin yarıya düştüğü yerde osiloskobun “width” detektörü kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Genlik ölçümlerinde ise sinyalin tepe noktası ölçülmüş olup osiloskobun “V amplitude” detektörü kullanılmıştır.

Şekil 11 ve Şekil 12 ile verilen ölçüm sonuçları şu şekilde yorumlanabilir. Sabit lazer gücünde, mikrodalgada alandaki artış $6S_{1/2} (F=3)$ ve $6S_{1/2} (F=4)$ enerji düzeyleri arasında daha fazla atomik pompalamaya sebep olmaktadır. $6S_{1/2} (F=4) \leftrightarrow 6P_{3/2} (F=4)$ seviyeleri arasında kilitlenen lazer daha fazla atom ile etkileşmekte ve optik soğurumu artırmaktadır. Optik soğurumdaki bu artış nedeniyle $6S_{1/2} (F=3, m_F=0) \leftrightarrow 6S_{1/2} (F=4, m_F=0)$ π -geçışı enerji düzeyindeki Zeeman komponent seviyesi de artmaktadır.

Düşük lazer güç seviyelerindeki (0,35 mW) işaret genliğindeki artış daha lineer iken optik pompalama işlemindeki doyum işleminden dolayı yüksek lazer güç seviyesinde, 4,6 mW lazer gücünden itibaren daha erken lineer olmayan artışlar meydana gelmektedir. Bunun nedeni yüksek lazer güçlerinden kaynaklanan optik pompalamanın etkisiyle $6S_{1/2} (F=4)$ seviyesinde bulunan atom sayısı, mikrodalganın etkisiyle bu seviyeye aktarılan atom sayısından çok daha fazla azalmaktadır. Bu nedenle de $6S_{1/2} (F=4) \leftrightarrow 6S_{3/2} (F=4)$ seviyeleri arasında meydana gelen geçişler dengelenememektedir. Bu durum rezonansların genlik ve bant genişliklerinde lineer olmayan artışlar meydana getirir. Bu nedenle foto diyotta tespit edilen işaret, lazer gücüne bağlı olarak lineer olmayan bir şekilde artar. Başka bir deyişle aslında yüksek lazer güçlerinde rezonanslardaki genişleme yalnızca mikrodalga alanın etkisi ile değil lazer ışınından da kaynaklanmaktadır. Rezonans geçişte lazerin gücünden kaynaklı bir etki olmaması için lazer gücü olabildiğince düşük tutulmalıdır. Bu etki Şekil 13 ve Şekil 14’te daha iyi anlaşılmaktadır.



Şekil 13. 0,35 mW sabit lazer gücünde $6S_{1/2} (F=3, m_F=0) \leftrightarrow 6S_{1/2} (F=4, m_F=0)$ π -geçişinin DROR sinyalinin genliğinin mikrodalga alan şiddetine bağlılığı



Şekil 14. 0,35 mW sabit lazer gücünde $6S_{1/2} (F=3, m_F=0) \leftrightarrow 6S_{1/2} (F=4, m_F=0)$ π -geçişinin DROR sinyalinin bant genişliğinin mikrodalga alan şiddetine bağlılığı

0,35 mW lazer gücünde alınan bu ölçümlerde lazer gücünün etkisi minimize edilerek mikrodalga alanın lineer dinamik ölçüm aralığı arttırılmıştır. Bu lineerlik bant genişliği ölçümlerinde (Şekil 14) daha fazla gözlenmektedir.

Mikrodalga alan şiddeti 0,5 kV/m değerinden 7,5 kV/m değerine arttırıldığında Zeeman DROR rezonansının çizgi kalınlığı alan genişlemesi (power broadening) etkisi sonucunda 0,3 MHz değerinden 1,4 MHz değerine kadar lineer olarak genişlemiştir. Şekil 14’te rezonansın çizgi kalınlığı genişlemesi ölçümünde lineer fit yapıldığında R^2

değeri 0,998 olarak bulunmuştur. Şekil 13'teki genlik ölçümlerinden de görüldüğü gibi çizgi kalınlığı ölçümleri genlik ölçümlerine göre daha lineer davranış sergilemektedir. Şekil 13'te sunulan genlik ölçümlerindeki R^2 değeri 0,946 olarak bulunmuştur.

DROR işaretinin Zeeman komponentinin bant genişliği ölçümleri ($k=2$ kapsam faktörü ve %95 güven aralığında) 3 dB ölçüm belirsizliği içinde gerçekleştirilmiştir. Burada 2 dB değeri oluşturulan mikrodalga alanın belirsizliği, geriye kalan 1 dB ise bant genişliğinin ölçülmesinde foto diyotun doğrusallığı, osiloskobun frekans ölçme belirsizliği ve genlik ölçümlerinin standart sapması gibi belirsizlik bileşenlerinden gelmektedir. DROR işaretinin Zeeman komponentinin genlik ölçümleri ise 4 dB ($k=2$ kapsam faktörü ve %95 güven aralığında) belirsizlik içinde gerçekleştirilmiştir. Burada yine oluşturulan mikrodalga alanın belirsizliği 2 dB iken daha önce de bahsedildiği gibi optik arka plan gürültüsü, sinyal/gürültü oranı lazer gücündeki değişimler ve foto diyotun doyum etkileri rezonansın genlik ölçümlerinde daha fazla etkili olduğundan bu kısımdan gelen belirsizlik değeri ise 2 dB'dir.

Sonuç olarak geliştirilen atomik sensör uygun lazer güçlerinde dinamik aralığı değiştirilerek yüksek seviyeli mikrodalga alanları algılamak için kullanılabilme özelliğine sahiptir. Ancak çok yüksek lazer güçlerinde doyum etkileri gözlenebileceğinden sensörün çalışacağı dinamik aralık oldukça iyi tanımlanmalıdır.

5. Tartışma

Sonuçlar değerlendirildiğinde atomik sensörün dinamik ölçüm aralığının lazer gücü ile değiştirilebileceği görülmüştür. Dinamik aralık uygun bir şekilde ayarlandığında yüksek mikrodalga alanlar ile Zeeman komponentinin genlik ve bant genişlikleri arasındaki lineer ilişkinin korunduğu belirlenmiştir. Daha önce makalenin giriş kısmında vurgulandığı gibi mikrodalga alan ölçümlerinin DROR rezonansının bant genişliğine göre yapılması daha avantajlı olmuştur. Bu anlamda beklendiği gibi bant genişliği ölçümlerinin genlik ölçümlerine nazaran daha lineer artış gösterdiği tespit edilmiştir. Sonuç olarak bu çalışmada geliştirilen yöntem atomik sensörler ile yüksek seviyeli elektromanyetik alanların algılanması ve uygulama ölçümleri açısından faydalı olabilir.

Kaynaklar

- [1] Web 1, <https://www.bipm.org/en/measurement-units/rev-si/>, 2017.
- [2] Web2, <https://www.bipm.org/cc/CCEM/Allowed/30/CC-EM-17-Report-NIST.pdf>, 2017.
- [3] Rabi I. I., "Space quantization in a gyrating magnetic field", Phys. Rev., 51, 652-654, 1937.
- [4] Kastler A., "Production et detection optique d'une inegalite de population", J. Phys. Radium, 11, 255-265, 1950.
- [5] Dehmelt H. G., "Modulation of a light beam by precessing absorbing atoms", Phys. Rev., 105, 1924-1925, 1957.
- [6] Bell W. E., Bloom A., "Optical detection of magnetic resonance in alkali metal vapor", Phys. Rev., 107, 1559-1565, 1957.
- [7] Ali A. W., Griem H. R., "Theory of Resonance Broadening of Spectral Lines by Atom-Atom Impacts" Phys. Rev.140, A1044 – Published 15 November 1965; Erratum Phys. Rev., 144, 366, 1966.
- [8] Aleksandrov E. B., Mamyrin A. B., Naumov A. P., "Hfs-magnetometer for absolute measurement of magnetic induction of weak magnetic-fields", Meas. Tech., 20, 1048-1051, 1977.
- [9] Happer W., "Optical pumping" Rev. Mod. Phys., 44, 169-249, 1972.
- [10] Osterwalder A., Merkt F., "Using high Rydberg states as electric field sensors", Phys. Rev. Lett., 82, 1831-1834, 1999.
- [11] Donley E. A., Crowley T. P., Heavner T. P., Riddle B. F., "Quantum-based microwave power measurement performed with a miniature atomic fountain", Proc. IEEE Int. Frequency Control Symp., 135-137, 2003.
- [12] Savukov I. M. S. S., Romalis M. V., Sauer K. L., "Tunable atomic magnetometer for detection of radio-frequency magnetic fields", Phys. Rev. Lett., 95, 063004, 2005.
- [13] Crowley T. P., Donley E. A., Heavner T. P., "Quantum-based microwave power measurements: Proof-of-concept experiment", Rev. Sci. Instrum., 75, 2575-2580, 2004.
- [14] Paulusse D. C., Rowell N. L., Michaud A., "Accuracy of an atomic microwave power standard", IEEE Trans. Instrum. Meas., 54, 2, 692-695, 2005.
- [15] Çetintaş M., Hamid R., Şen O., Çakır S., "Traceable field strength measurements based on laser spectroscopy techniques", TP-2 20th Int. Zurich Symp. Electromagn. Compat., Zurich, Switzerland, 2009.
- [16] Çetintaş M., Hamid R., Şen O., Çakır S., "Characterization of a far-field microwave magnetic field strength sensor based on double radiooptical resonance," IEEE Trans. Electromagn. Compat., 52, 1, 21-31, 2010.
- [17] Çetintaş M., Çakır S., Hamid R., Şen O., "Toward absolute measurements of far-field microwave magnetic field by atomic sensor based on double radiooptical resonance", IEEE Trans. on Electromagnetic Compat., 54, 1, 225-227, 2012.
- [18] Çakır S., Hamid R., Çetintaş M., Çakır G., Şen O., "Sensing of RF Magnetic Fields Using Zeeman Splitting of Double Radiooptical Resonance and a New Approach to Helmholtz Coil Calibrations", Sensors Journal IEEE, 12, 7, 2465-2473, 2012.
- [19] Vanier J., Godone A., Levi F., "Coherent population trapping in cesium: Dark lines and coherent microwave emission", Phys. Rev. A, 58, 3, 2345-2358, 1998.
- [20] Ripka P., Janosek M., "Advances in magnetic field sensors," IEEE Sensors J., 10, 6, 1108-1116, 2010.
- [21] Kitching J., Knappe S., Donley E. A., "Atomic sensors-a review", IEEE Sensors J., 11, 9, 1749-1758, 2011.
- [22] Zibrov A. S., Zhukov A. A., Yakovlev V. P., Velichansky V. L., "Shape of the signal of double radio-optical resonance in 85Rb atomic vapors in strong fields" JETP Lett., 83, 4, 136-140, 2006.
- [23] Litvinov A., Kazakov G., Matisov B., Mazets I., "Double radio-optical resonance in 87Rb atomic vapour in a finite-size buferless cell", J. Phys. B: At. Mol. Opt. Phys., 41, 125401-1-8, 2008.
- [24] Paulusse D., Rowell N., Michaud A., "Realization of a atomic microwave power standard", Proc. Conf.

- Precision Electromagn. Meas., Ottawa, Canada, 194–195, 2002.
- [25] Holloway C. L., Gordon J. A., Simons M. T., Fan H., Kumar S., Shaffer J. P., Anderson D. A., Schwarzkopf A., Miller S. A., Thaicharoen N., Raithel G., “Atom-based RF electric field measurements: An initial investigation of the measurement uncertainties”, *Electromagnetic Compatibility IEEE International Symposium*, 467-472, 2015.
- [26] Fan H., Kumar S., Sedlacek J., Kübler H., Karimkashi S., Shaffer J. P., “Atom based RF electric field sensing”, *Journal of Physics B: Atomic, Molecular and Optical Physics*, 48, 202001, 2015.
- [27] Holloway C. L., Gordon J.A., Jefferts S., Schwarzkopf A., Anderson D. A., Miller S. A., Thaicharoen N., Raithel G., “Broadband Rydberg Atom-Based Electric-Field Probe for SI-Traceable Self-Calibrated Measurements”, *Antennas and Propagation IEEE Transactions*, 62, 12, 6169-6182, 2014.
- [28] Song Z., Feng Z., Liu X., Li D., Zhang H., Liu J., Zhang L., (2017), “Quantum-Based Determination of Antenna Finite Range Gain by Using Rydberg Atoms”, *Antennas and Wireless Propagation Letters IEEE*, 16, 1589-1592.
- [29] Song Z., Zhang W., Liu X., Zou H., Zhang J., Jiang Z., Qu J., “Quantum-Based Amplitude Modulation Radio Receiver Using Rydberg Atoms”, *Globecom Workshops IEEE*, 1-6, 2018.
- [30] Steck D. A., “Cesium D Line Data”, revision 2.1.4, 2010.
- [31] Demtröder W., “Laser Spectroscopy”, 2nd ed., Springer-Verlag, New York, 1996.
- [32] Gamidov R.G., Taşkın İ., Çetintaş M., Sautenkov V., “Unmodulated External-Cavity Diode Laser Stabilized on Cesium D2 Line”, *IEE Proc. Science, Measurement and Technology*, 143, 4, 263-264, 1996.

**Dr. Mustafa Çetintaş**

Mustafa Çetintaş, 1992 yılında ODTÜ Fizik Bölümünden mezun olmuştur. Kocaeli Üniversitesi Fizik bölümünden 1998 yılında yüksek lisans derecesini, doktora derecesini ise Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsünden 2003 yılında almıştır. 1993 yılından itibaren TÜBİTAK UME (Ulusal Metroloji Enstitüsü)'de çalışmaktadır. Güncel araştırma konuları arasında mikrodalga atomik frekans standartları, lazer spektroskopisi çalışmaları, lazerlerin frekans stabilizasyonunun artırılması ve metrolojik uygulamaları ve elektromanyetik metroloji yer almaktadır.

**Çağlar Aslan**

Çağlar Aslan, 2012 yılında Erciyes Üniversitesi Fizik Bölümünden mezun olmuştur. Yüksek lisansını ise Gebze Teknik Üniversitesi, Fizik Anabilim Dalı, Metroloji Programında 2019 yılında tamamlamıştır. 2014 yılından beri TÜBİTAK UME (ULUSAL METROLOJİ ENSTİTÜSÜ) Elektromanyetik Laboratuvarında EMC/EMI Test ve kalibrasyon ölçümleri, elektromanyetik kirlilik ölçümleri, çınlama odaları (reverberation chambers), lazer-atom-mikrodalga etkileşimi ve elektromanyetik metroloji konuları üzerine çalışmaktadır.

GSM, UMTS ve LTE Baz İstasyonu Sinyallerinin Oluşturduğu Maruziyetin Frekans Seçici Ölçümleri ve Analizi

Frequency Selective Measurements and Analysis of Exposure to GSM / UMTS / LTE Base Station Signals

Mustafa Çetintas¹, Cafer Bahadır Tektaş²,

^{1,2}TÜBİTAK Ulusal Metroloji Enstitüsü, Kocaeli, Türkiye
mustafa.cetintas@tubitak.gov.tr, bahadir.tektas@tubitak.gov.tr

Öz

Günümüzde, elektromanyetik alanların sebep olduğu maruziyetin seviyesini ölçmek için yaygın olarak frekans seçici ölçüm yöntemi kullanılmaktadır. Ancak bu ölçümler uzmanlık gerektiren ve uygulamada farklı sonuçlar verebilen hassas ölçümlerdir. Bu nedenle, farklı GSM (Global System for Mobile Communication), UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) ve LTE (Long Term Evolution) baz istasyonu antenlerinden gelen sinyallerin RF maruziyetinin hassas bir şekilde ve frekans seçici olarak ölçülmesi ve değerlendirilmesi gerekmektedir. Bu amaçla, frekans seçici ölçüm yöntemi kullanılarak Almanya/Regensburg'da bulunan elektromanyetik kirlilik ölçümleri konusunda uzman, referans bir laboratuvar ile TÜBİTAK Ulusal Metroloji Enstitüsü (UME), Elektromanyetik Laboratuvarı arasında karşılaştırma ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Çalışma kapsamında ölçümler, Almanya/Bayreuth'da 4 farklı bölgede bulunan baz istasyonlarında, her bölgede 2 ölçüm noktası seçilerek eş zamanlı olarak gerçekleştirilmiş ve değerlendirilmiştir. Dört farklı konumda bulunan, 8 farklı ölçüm noktasındaki bağıl farkın 0 dB ile 1.4 dB arasında olduğu belirlenmiştir. Elde edilen karşılaştırma sonucu verileri incelendiğinde her iki ölçüm ekibi tarafından oluşturulan ölçüm sonuçlarının iyi bir uyum içinde olduğu görülmüştür.

Anahtar kelimeler: Elektromanyetik, Maruziyet, Frekans Seçici, Karşılaştırma, Ölçüm

Abstract

Nowadays, the frequency selective measurement method is commonly used to measure the level of exposure caused by electromagnetic fields. However, these measurements are sensitive measurements that require expertise and can give different results in practice. For this reason, the RF exposure of the signals from different GSM (Global System for Mobile Communication), UMTS (Universal Mobile

Telecommunications System) and LTE (Long Term Evolution) base station antennas needs to be measured sensitively as frequency selective and evaluated accurately. For this purpose, the comparison measurements were performed between the Electromagnetic Laboratory of TÜBİTAK National Metrology Institute (UME) and the reference laboratory, which are experts in electromagnetic pollution measurements situated in Germany/Regensburg by using frequency selective measurement method. Within the scope of study, the measurements were performed and evaluated simultaneously at 4 different locations of base stations in Bayreuth, Germany by selecting 2 measurement points in at each location. The relative difference in 8 different measuring points at the 4 different locations was determined to be between 0 dB and 1.4 dB. When the comparison result data were investigated, it was seen that the measurement results generated by both measurement teams were in good agreement.

Keywords: Electromagnetic, Exposure, Frequency Selective, Comparison, Measurement

1. Giriş

Elektromanyetik alanların sebep olduğu maruziyetin belirlenmesi için gerçekleştirilen elektromanyetik kirlilik ölçümlerinde yaygın olarak kullanılan iki ölçüm yöntemi bulunmaktadır. Bu yöntemlerden ilki, geniş bant alan problemlerinin kullanımını gerektiren, basit ve hızlı ölçüm çözümler sunan geniş bant ölçüm yöntemidir. Geniş bant ölçümlerinde kullanılan alan problemleri çok geniş frekans aralığında, sahip oldukları izotropik yapı gereği prob içerisinde bulunan x, y ve z eksenlerinden her birinin ölçtüğü elektrik veya manyetik alan değerini, toplayarak tek bir değer olarak vermektedir. Ancak geniş bant alan problemleri, radyo, TV yayını veya baz istasyonları gibi farklı frekans aralıklarındaki radyasyonları sınıflandırmak üzere tasarlanmamıştır. Bu durum ölçülen elektromanyetik alan seviyesini maruziyet limitleriyle karşılaştırılması durumunda

sorunlara neden olmaktadır [1]. Ayrıca baz istasyonları gibi modülasyonlu ve sinyal gücünün hızlı değiştiği sinyaller ölçülürken okuma hataları ortaya çıkabilmektedir. Geniş bant ölçüm yönteminin sahip olduğu bu dezavantajları nedeniyle elektromanyetik kirlilik ölçümlerinde kullanılması sakıncalı olabilmektedir. Bu noktada karşımıza diğer bir ölçüm yöntemi olan ve çalışmanın temelini oluşturan frekans seçici ölçümler çıkmaktadır [2,3].

İkinci yöntem olan frekans seçici ölçümlerde, güvenlik analizi ve yüksek frekanslı elektromanyetik alanların çevresel ölçümleri için kompakt frekans seçici ölçüm cihazları kullanılmaktadır. Bu yöntem ile geniş bir frekans bandı içerisindeki istenilen bir frekans aralığı bölgesi ölçülebilir [4]. Cihazın sahip olduğu frekans bilgisi sayesinde ölçülen her sinyale ait ölçüm sonucu görüntülenmekte ve böylece frekansa karşılık gelen limitler de kolaylıkla uygulanabilmektedir. Frekans seçici ölçüm cihazları kullanılarak yapılacak frekans seçici ölçümler ile birçok mobil telefon servis sağlayıcısının ortak anten gruplarını kullandıkları mekânlar olarak adlandırılan baz istasyonları ve ihtiva ettikleri alanların bilinmediği benzeri ortamlarda, hem toplam alan seviyesi hem de her bir tekil servis sağlayıcısının toplam alan içindeki payı gerek mutlak değer gerekse izin verilen seviyenin yüzdesi olarak gösterilebilir. Bu sayede her servis kendi kanallarına çözümlenir ve her kanalın toplam alan yayımı içerisindeki payı ölçülebilir. Frekans seçici ölçümlerde kullanılan cihazlar genel olarak bir spektrum analizörün evrensel olarak kullanılan genel özelliklerini taşırlar. Birden fazla ölçüm modları bulunmakta ve sahip oldukları bu modlar ile baz istasyonlarından yayılan GSM, UMTS ve LTE sinyallerini çok hassas bir şekilde ölçülebilir ve yüksek kesinlikle hesaplayabilirler [5].

Bu çalışmada frekans seçici ölçüm cihazı ve cihazın içerisinde bulunan spektral ölçüm modu ve kod çözücü ölçüm modu kullanılarak, referans bir laboratuvar ile karşılaştırma ölçümleri yapılmıştır. Ölçümler, Almanya/Bayreuth'da 4 farklı baz istasyonunda eş zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir. Her lokasyonda 2 ölçüm noktası seçilmiş ve tüm ölçüm noktaları baz istasyonu antenlerine doğrudan bakan dış mekan noktaları olarak belirlenmiştir. Ölçümü gerçekleştirilen her noktaya ait ölçüm sonucu için paralel değerlendirmeler ve hesaplamalar yapılmıştır. Son olarak her iki laboratuvar tarafından elde edilen ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır.

2. Baz İstasyonları

RF radyo vericileri etrafında ölçülen maruziyet değerleri genellikle elektrik alan şiddeti E (V/m), manyetik alan şiddeti H (A/m) veya güç akı yoğunluğu S (W/m^2) olarak verilir. Bir vericinin uzak alanında, elektrik ve manyetik alan şiddeti ve güç yoğunluğu sabit bir oranla birleştirilir. Cep telefonu baz istasyonları etrafındaki ölçümler, genellikle baz istasyonundan yeterince uzakta gerçekleştirildiği için uzak alan koşulları kabul edilebilir [6]. Bu nedenle maruz kalma değerlendirmesi yapılırken denklik (1)'de belirtildiği gibi bu üç büyüklükten elektrik alanın ölçülmesi yeterlidir. Özel olarak belirtilmediği sürece, maruz kalma seviyelerinin her zaman RMS değeri olarak verildiği ve maruz kalma sınırlarının frekansa bağlı olduğu belirtilmelidir. Çoklu sinyal ve çoklu frekanslı ortamlarda, her bir sinyal, karşılık

gelen maruz kalma sınırının bir oranı olarak toplanmalıdır. Tüm sinyaller için birleşik oranlar denklik (2)'de verildiği gibi "1" değerini aşmamalıdır [7,8]. Bu nedenle, maruziyet seviyesinin belirlenebilmesi için, frekans seçici ölçüm cihazları, uygun bir ölçüm yapmak için bir zorunluluktur.

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

(1)

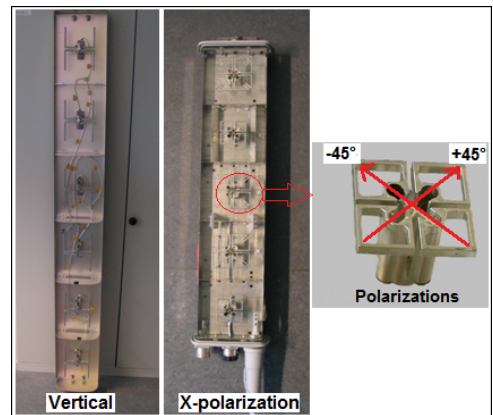
$$\sum \frac{S_{ölçülen}(f_1)}{S_{lim}(f_1)} + \sum \frac{S_{ölçülen}(f_2)}{S_{lim}(f_2)} + \sum \frac{S_{ölçülen}(f_3)}{S_{lim}(f_3)} + \dots \leq 1$$

(2)

Frekans seçici yöntem ile ölçümü gerçekleştirilen baz istasyonlarının yapısına baktığımızda, Şekil 1'de görüldüğü gibi genel olarak her biri 120°'lik açığa sahip üç antenle, 360° derecelik bir alanı kapsayan sektör antenlerden oluşmaktadır. Her bir baz istasyonunda genellikle 3 sektör anten bulunurken, her bir sektör antende ise Şekil 2'deki gibi aralarında 180° olan 2 anten veya aralarında 90° olan 4 anten bulunmaktadır [9,10].



Şekil 1. Baz istasyonu sektör antenleri



Şekil 2. Baz istasyonu sektör antenlerinin iç yapısı [11]

Baz istasyonları, sahip olduğu anten yapısının yanı sıra, hizmet ettiği bölge ve konuma göre farklı trafik kapasitelerine, farklı sinyal güçlerine ve farklı güç üretimlerine sahiptirler. Bu durum her baz istasyonunun farklı bir elektromanyetik maruziyet seviyesine sahip olmasına neden olur [12]. Ancak elektromanyetik maruziyet ölçümünde en önemli olan nokta baz istasyonunun hangi hücrel haberleşme sistemlerini bünyesinde bulundurduğunun frekans seçici olarak tespit edilebilmesidir.

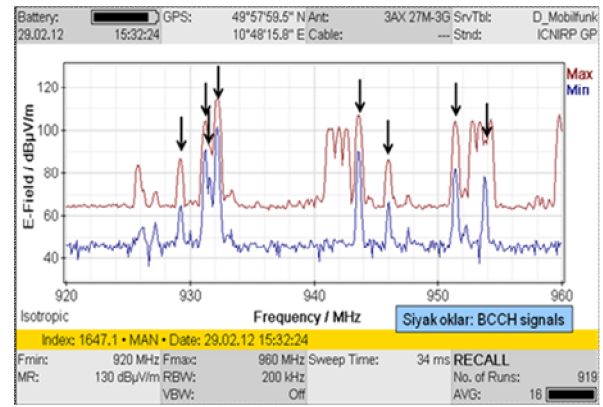
Günümüzde, hücrel mobil baz istasyonları GSM (2G), UMTS (3G) ve LTE (4G) haberleşme teknolojilerini içermektedir. Baz istasyonları sahip oldukları sektör antenler ile bu üç teknolojiyi ayrı ayrı veya aynı anda servis edebilir [13]. Ancak, GSM, UMTS ve LTE sinyalleri aynı anda tek bir baz istasyonu üzerinden yayın gerçekleştirse de, sahip oldukları farklı frekans aralıkları, modülasyon tipleri, kanal ve sinyal bant genişlikleri gibi özelliklerinden dolayı elektromanyetik maruziyet ölçümleri sırasında her birinin ayrı ayrı ölçülmesi gerekmektedir. Bu noktada yapılması gereken frekans seçici olarak ölçümleri gerçekleştirebilen ölçüm cihazlarını, ölçümü yapılacak sinyale uygun ayarlarını yaparak kullanmaktır. Frekans seçici ölçümler sırasında dikkat edilmesi gereken bir diğer nokta ise ölçüm tekniğidir. Farklı ölçüm teknikleri olmasına rağmen en çok kullanılan teknik, tarama yöntemi (sweeping method) dir. Bu teknikle frekans seçici ölçüm cihazı manuel olarak yönlendirilir ve hacim taraması yapılarak ölçümler gerçekleştirilir. Tarama sırasında, izotropik anten farklı polarizasyonlarda ölçüm alacak şekilde gezdirilir. Ölçümlerde, en az bir insan boyu kadar yükseklikte belirli bir alan maksimum seviyeyi bulmak için taranır. Ölçümün gerçekleştirileceği noktanın yansıtıcı yüzeylerden en az 50 cm uzakta olması gerekmektedir [14].

2.1. GSM Baz İstasyonları

GSM (Global System for Mobile Communication) baz istasyonları ses ve veri sinyallerini iletmek için çeşitli teknikleri bir araya getiren tipik olarak 3 sektör antenden oluşmaktadır. GSM, 200 kHz sinyal bant genişliğine sahip birkaç frekans kanalı (taşıyıcı) kullanır. Bu frekans kanallarının her biri sekiz zaman aralığı (veya zaman kanalı) içerir. Her zaman dilimi (darbe genişliği = 577µs, darbe periyodu = 4600µs) sadece bir ses kanalı taşır, bu nedenle teorik olarak en fazla 8 telefon bir verici frekansı ile servis edilebilir (TDMA = zaman bölmeli çoklu erişim). Her bir GSM baz istasyonu, ağ ve baz istasyonunun kendisi hakkında bilgiler içeren bir baz kanalı sağlar [15]. Bu kanal belirli bir frekans bandını kaplar ve Broadcast Control Channel (BCCH) olarak adlandırılır. Pratik olarak sabit alan şiddetinde iletilir. Ses ve veri sinyallerini iletmek için buna trafik kanalları (TCH) adı verilen bir veya daha fazla frekans kanalı eklenir. Bu kanalların alan şiddeti yüke göre değişir ve tamamen kapatılabilirler [16,17]. Mevcut bir bağlantının kesintisiz olarak farklı frekans kanallarına geçirildiği durumlarda frekans atlama da mümkündür. Frekans seçici ölçüm cihazları kullanılarak gerçekleştirilecek GSM baz istasyonu ölçümlerinde downlink frekans bandındaki BCCH frekans kanalları biliniyorsa ölçüm cihazının spektrum analiz

modunda ölçümleri kolaylıkla yapılabilir. Eğer frekans bilgisi bulunmuyor ise, BCCH kanalı frekanslarının alan güçleri TCH kanallarına kıyasla çok daha dengeli olması nedeniyle spektrumda kolayca tanınabilirler [18]. Bunun için frekans seçici ölçüm cihazı ile spektral modda maksimum ve minimum işaret seviyelerine bakılarak Şekil 3'deki gibi spektrumda gücü sabit kalan frekanslar BCCH kanalı olarak tespit edilir. BCCH kanalı frekansları belirlendikten sonra, spektrumu tek tek kanallara ayırtırmak için yeterli çözünürlük bant genişliği, video bant genişliği, detektör tipi vb. ayarlamalar ölçüm cihazı üzerinden ayarlanır ve her bir sektör anten için, hücrenin izin verilen maksimum güç düzeyinde (Pmax) çalıştırılmadığı durumda, denklik (3) kullanılarak E_{BCCH} elektrik alan şiddeti hesaplanır.

$$E_{BCCH_maks,ant} = E_{BCCH,ant} \cdot \sqrt{\frac{P_{maks,ant}}{P_{BCCH,ant}}} \quad (3)$$



Şekil 3. BCCH kanalı frekanslarının tespiti

İzin verilen maksimum çıkış gücü P_{max} seviyesinin gerçek P_{BCCH} güç seviyesine oranını belirlemek için servis sağlayıcısı tarafından verilen bilgiye ihtiyaç vardır. Tüm trafik kontrol kanalları (TCH) tam olarak yüklenmişse ortaya çıkacak olan hücrenin toplam alan şiddeti E_{max}, denklik (4)'teki gibi BCCH'in alan gücünün ekstrapolasyonu ile elde edilir.

$$E_{maks} = E_{BCCH_maks} \cdot \sqrt{n} \quad (4)$$

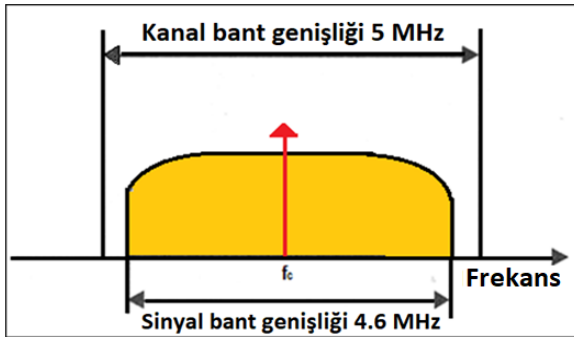
Burada n, BCCH dahil olmak üzere toplam trafik kanalı sayısıdır. Ancak mümkünse ölçümlerden önce muhtemel trafik kanalı sayısı servis sağlayıcısı tarafından alınmalıdır. Tipik olarak, bir sağlayıcıdan üç BCCH ve belirli bir alan için ölçülecek diğer sağlayıcılardan gelen olası BCCH kanalları olacaktır. Bu durumda GSM bandı için toplam alan maruziyeti seviyesi denklik (5)'teki gibi olmalıdır.

$$TEQ_E = \sqrt{\left(\frac{E_{maks,1}}{E_{G1}}\right)^2 + \left(\frac{E_{maks,2}}{E_{G2}}\right)^2 + \dots + \left(\frac{E_{maks,n}}{E_{Gn}}\right)^2} \cdot 100\% \quad (5)$$

Burada n, BCCH kanallarının sayısıdır. Formüle bakıldığında, $E_{max,n}$, her bir frekans kanalı için ekstrapolasyonlu alan şiddetini, E_{Gn} , frekansa uygulanacak limit değeri, TEQ_E ise toplam maruz kalma oranını göstermektedir [19].

2.2. UMTS Baz İstasyonları

UMTS (3G) (Universal Mobile Telecommunications System), üçüncü nesil cep telefonu standardıdır. UMTS ile GSM (2G) karşılaştırıldığında, değişken ve çok daha yüksek veri aktarım hızına sahip olduğu görülür. Daha yüksek bir veri hızı daha kısa bir spektrum aralığı ile birleştiğinden, daha yüksek bir verici istasyon yoğunluğu gereklidir. UMTS ve GSM gibi kablosuz servisler genellikle aynı anten konumunu paylaştıkları için UMTS'ye bağlı toplam saha maruziyet seviyesinin oranı sadece frekans seçici ölçümle belirlenebilir [6,20]. UMTS, ses ve veri sinyallerini iletmek için geniş bant kod bölme çoklu erişim prosedürünü (W-CDMA) kullanır. Her bir ses ve veri kanalı farklı kodlarla aynı frekans bandında iletilir. Her sağlayıcı, Şekil 4'teki gibi her biri 5 MHz bant genişliğine sahip bir veya daha fazla frekans kanalı kullanabilir. Her UMTS baz istasyonu bu frekans kanallarından birinde çalışır. Böylece, birçok hücre aynı frekansı kullanabilmektedir. UMTS sinyallerinin iki farklı modu bulunmaktadır. Bunlar, uplink ve downlink için ortak tek bir frekans kanalının kullanıldığı FDD modu ve ayrı kanalların kullanıldığı TDD modudur. TDD nadiren kullanılmaktadır, genellikle FDD modu kullanılır [21].



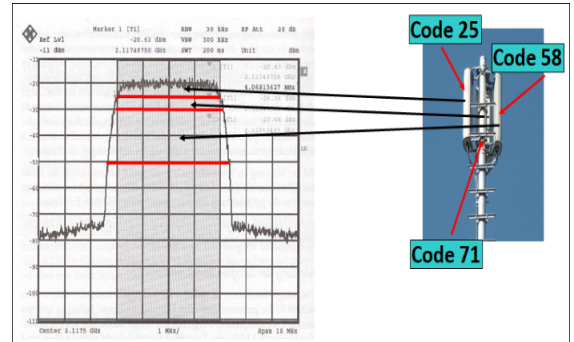
Şekil 4. UMTS sinyaline ait örnek bir spektrum

UMTS kanallarının frekans seçici spektral ölçümüne bakıldığında her bir kanala ait spektrumun merkez frekansı (f_c) belirlenip anlık olarak ölçüldüğünde doğru sonucu verecektir. Ancak buradaki sonuç bazı koşullar altında doğru

olarak kabul edilebilir. Bir spektrum ölçümü ile yalnızca her bir frekans kanalının toplam alan gücü tespit edilebilirken, her antenin bireysel katkısını ayırma imkânı yoktur. Örneğin baz istasyonu antenlerinden herhangi biri yayın yapmadığı takdirde bu durum spektral ölçüm ile fark edilemeyebilir. Ölçümü yapılacak UMTS spektrumunda komşu kanallar var ise spektrum analiz modunda bireysel kanalların ayrılması zorlaşır veya imkânsız hale gelir. Bu nedenle spektral ölçüm ile UMTS kanallarının ölçümü ancak "trafik yükü yok" varsayımı altında gerçekleştirilebilir [22]. Operatör tarafından verilmesi gereken ekstrapolasyon faktörünün (K) bilindiği ve trafik yükünün olmadığı varsayıldığı durumda ölçülen sinyal, P_{min} olarak kabul edilirse, spektrumun maksimum gücü P_{max} denklik (6)' da ki gibi bulunur.

$$P_{maks} = K \cdot P_{min} \quad (6)$$

Denklik (6), "trafik yükü yok" varsayımını kullandığı için maksimum trafiğin kaba bir tahminini vermekte olup, özellikle trafik varken, gerçek maruziyetin daha fazla tahmin edilmesine sebep olabilmektedir. UMTS maruziyetinin belirlenmesinde spektral ölçümünün bu dezavantajlarından kaçınmak için çok daha hassas bir metot olan kod çözümü ölçüm metodu kullanılmaktadır. UMTS baz istasyonlarında ayrı ses ve veri kanallarındaki bilgiler, bir kanalizasyon kodu tarafından ayrı ayrı kodlanır ve Şekil 5'teki gibi aynı anda 5 MHz'lik bir tam sinyal bant genişliği üzerinden yayılır. Bir hücrenin downlink'teki tüm bilgi akışı tekrar bir karıştırma kodu (Scrambling code) kullanılarak karıştırılır. Anten başına bir P-CPICH kanalı (Birincil Ortak Pilot Kanalı), multipleks sinyale gömülür. Bu kanal sabit bir güç seviyesinde ve sürekli olarak iletilir. Bu kanalın alan şiddeti kod çözme yoluyla ölçülebilir ve karıştırma kodu vasıtasıyla belirli bir hücreye atanabilir. Bu değer, "en kötü durum" senaryosunu, yani hücre kapasitesi tamamen kullanıldığında maksimum alan şiddetini tahmin etmek için kullanılabilir.



Şekil 5. Aynı frekans kanalı içerisinde kodlanmış UMTS sinyalleri [11]

Kod çözümü metoda göre, UMTS baz istasyonuna ait her bir sektör antene ait CPICH sinyallerinin alan şiddeti, E_{CPICH} ölçülür ve maksimum kanal gücüne göre ekstrapolasyonu (P_{max}/P_{CPICH} oranı şebeke operatörü tarafından verilmelidir) yapılır. Maksimum elektrik alan denklik (7)'deki gibi belirlenir. Burada n her bir sektör antenin numarasıdır [23].

$$E_{maks,n} = E_{CPICH,n} \cdot \sqrt{\frac{P_{maks,n}}{P_{CPICH,n}}}$$

(7)

Son olarak tüm antenlerin toplam maruziyet seviyesi denklik (8)'deki gibi hesaplanır.

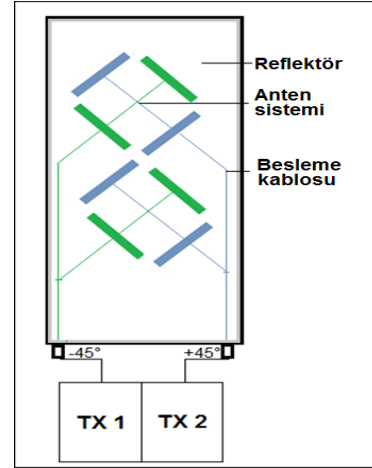
$$TEQ_E = \sqrt{\left(\frac{E_{maks,1}}{E_{G1}}\right)^2 + \left(\frac{E_{maks,2}}{E_{G2}}\right)^2 + \dots + \left(\frac{E_{maks,n}}{E_{Gn}}\right)^2} \cdot 100\%$$

(8)

Bu formülde $E_{maks,n}$, n kodlu sinyal için ekstrapolasyonlu alan şiddetini, E_{Gn} , frekansa uygulanacak ICNRP limit değerlerini, TEQ_E ise toplam maruz kalma oranını göstermektedir. UMTS baz istasyonu ölçümlerinde genellikle tarama ölçüm yöntemi (sweeping method) kullanılır. Kod çözücü ölçümler göreceli uzun bir işlem süresi gerektirdiği için tarama sırasında ölçüm cihazı yavaşça hareket ettirilmelidir [23].

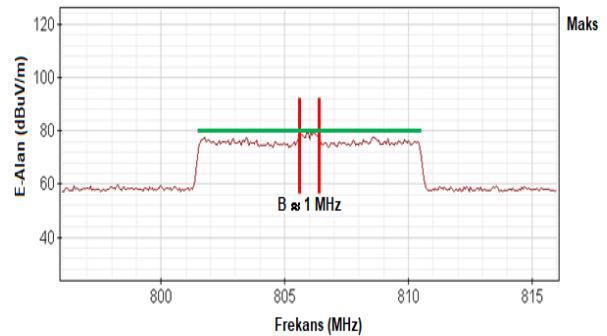
2.3. LTE Baz İstasyonları

LTE (Long Term Evolution), öncüleri GSM ve UMTS ile karşılaştırıldığında, daha yüksek veri hızları, frekans spektrumunun daha verimli kullanılması ve düşük gecikme süreleri ile karakterize edilmiş bir teknolojidir. LTE baz istasyonlarına baktığımızda yayın yapan her sektör 2 veya 4 antenden oluşmaktadır. Her sektörde farklı kanal bant genişliğine (1.4/3/5/10/15/20 MHz) ve farklı sinyal bant genişliğine (1.08/2.7/4.5/9/13.5/18 MHz) sahip sinyaller bulunabilir. Bu sinyaller OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) modülasyonlu sinyallerdir [24]. LTE teknolojisi de UMTS de olduğu gibi FDD ve TDD olmak üzere iki moda çalıştırılmaktadır. Ancak şebekeler genellikle FDD modunda çalıştırılır. Bir LTE baz istasyonunun tipik iletim gücü, kanal başına yaklaşık 20 W ila 50 W arasındadır. Bu seviye GSM ve UMTS istasyonlarının kanal çıkış gücü ile karşılaştırılabilir olmasını sağlar. LTE baz istasyonlarında sinyaller MIMO (Multiple Input - Multiple Output) üzerinden sağlanır. Şekil 6'da verilen MIMO yapısı aslında bir veri üretimini artırma tekniğidir. İki ayrı fiziksel sinyal, iki ayrı anten üzerinden, X polarizasyonunda $\pm 45^\circ$ ile aynı anda yayılır. Gelecekte 4 kanallı MIMO antenlerinin kullanılabilmesi için günümüzde çalışmalar devam etmektedir [6,25].



Şekil 6. İki kanallı MI-MO yapısı [11]

Bir LTE sinyalinin en küçük zaman birimi “sembol”dür ve 70 μ s dir. Ardışık olarak bir araya gelen 7 sembol 1 “slot” oluşturur ve 0.5 ms bir zaman dilimi kapsar. Ardışık olarak bir araya gelen 20 slot ise “frame” oluşturur ve 10 ms’dir. Frekans alanında, LTE sinyali için kullanılan modülasyon yöntemi OFDMA (ortogonal frekans bölümü çoklu erişim) nedeniyle 15 kHz’lik bir taşıyıcı boşluğa sahip birçok alt taşıyıcı içerir. En küçük zaman frekansı ünitesine, yani bir semboldeki (15 kHz x 70 μ s) bir alt taşıyıcıya bir kaynak elemanı (RE) denir. Ardışık 12 alt taşıyıcı ve 7 sembol ise Resource Block (RB) oluşturur [26]. Günümüzde LTE baz istasyonlarında maruz kalma ölçümleri, UMTS’de olduğu gibi frekans seçici ölçüm cihazları kullanılarak spektral yöntem ve kod çözücü yöntem ile gerçekleştirilir. Spektral yöntemde, Şekil 7’deki gibi LTE spektrumunda merkez frekansın etrafındaki 1 MHz sinyalleşme bölümüne odaklanılır. Frekans seçici ölçüm cihazı standart bir spektrum analizörü gibi kullanılarak, 1 MHz’lik bir çözünürlük bant genişliği (RBW) ile sinyal bölümü spektrumdan filtrelenebilir ve istasyonun maksimum yüküne ekstrapolasyonu için kullanılabilir. Baz istasyonu sinyalinin yüksek tepe faktörü nedeniyle spektral ölçümde RMS detektörün kullanılması zorunludur. RMS detektörü ile beraber tarama süresinin de (sweep time) ayarlanması gerekmektedir.



Şekil 7. LTE sinyaline ait örnek bir spektrumu

Tarama süresi ne RMS hesaplaması için yeterli örnekleme yapılamayacak kadar kısa ne de aktif semboller arasında oluşacak boşluklardaki ortalamalardan dolayı düşük tahmine sebep olacak kadar uzun olmamalıdır. Maksimum trafik yüküne ekstrapolasyon, baz istasyonun maksimum iletim gücünün, ölçülen sinyalin iletim gücüne oranı kullanılarak gerçekleştirilir. LTE sinyalinin toplam bant genişliğine oranı bize ekstrapolasyon faktörünü (K) verecektir. Buradan maksimum elektrik alan (E_{maks}) denklik (9)'daki gibi elde edilir. Yapılan hesaplama sırasında spektral ölçümlerde kullanılan RMS detektör için ayarlanacak tarama süresi ise denklik (10)'daki gibi belirlenir.

$$E_{maks}[dB\mu V/m] = E_{ölçülen}[dB\mu V/m] + K[dB] \quad (9)$$

$$\text{Tarama süresi} = n \cdot 70 \mu s \quad (10)$$

Burada n yatay tarama noktalarının sayısıdır.

Ancak UMTS' de olduğu gibi LTE sinyallerinin spektral ölçümünde de bazı sakıncalar bulunmaktadır. LTE, tek frekanslı bir ağıdır, bu nedenle farklı hücrelerin sinyalleri, spektral ölçümlerle (hem frekans hem de zaman alanında) ayırlamaz. Baz istasyonunun üç sektör anteninden birinin veya bazı MIMO kanallarının ölçüm sırasında yayın yapmadığını fark etmek imkânsızdır. Sektör antenlerden hepsi yayın yapsa bile sahip olabilecekleri farklı ekstrapolasyon faktörleri nedeniyle tam hassasiyetle ölçümler yapılamaz. Spektral ölçüm yönteminden kaynaklanan bu durumların önüne geçebilmek için kullanılacak olan en iyi alternatif yöntem yine kod çözücü ölçüm yöntemidir. Her LTE baz istasyonu için (hücre), hücreye özel olarak kodlanmış bazı sinyaller vardır. Bu sinyaller, P-SS (Primary Synchronization Signal), S-SS (Secondary Synchronization Signal) ve RS (Reference Signal) sinyalleridir. Bir LTE kod çözücünün yardımı ile bu sinyaller, alınan baz istasyonu sinyalinden filtre edilebilir. Gerçek trafikten bağımsız olarak sabit güçle iletildiklerinden, bu sinyallerin maruziyet hesaplamaları baz istasyonunun azami yüküne ekstrapolasyonu temel alınarak gerçekleştirilir. Bu sinyallerden en önemlisi RS sinyalidir. Çünkü RS sinyalleri, en kararlı ve MIMO anten kanallarına göre ayrılabilen sinyallerdir. Kod çözücü yöntem ile RS sinyalleri tarafından kaynak elemanı (RE) başına üretilen alan şiddeti belirlenebilir. Ölçüm, spektrumun tanımlanmış bir kısmının ortalaması alınarak yapılır ve ekstrapolasyon faktörü ile maksimum maruz kalma, ölçüm değerlerinden hesaplanabilir [27].

Bir LTE kanalında kod çözücü ölçüm, yalnızca ayarlı kanal bant genişliği (CBW) üzerinden ortalama bir RS elemanının gücünü ölçer. RS kodunun çözülmesinin yapılacağı kaynak şebekeden gelen alt taşıyıcıların sayısı, "CBW" için seçilir. Örneğin, 10 MHz'lik bir kanal bant genişliğine sahip bir LTE-800 sinyali ölçülecekse, CBW ayarı 10 MHz'den daha fazla olmamalıdır. Ancak, daha küçük CBW değerleri kullanılabilir. 1,4 MHz'lik en düşük ayarda (1,08 MHz'lik bir sinyal bant genişliğine karşılık gelir), ölçüm cihazı RS'i

yalnızca merkez frekansın etrafındaki 72 alt taşıyıcı aralığında çözer. Kanal bant genişliğinin seçimi tarama süresini etkileyeceği için, tarama yöntemi ile gerçekleştirilecek ölçümlerde genellikle kanal bant genişliği 1,4 MHz seçilir. LTE kanalının çözümünde yalnızca ayarlı kanal bant genişliği üzerinden ortalama bir RS elemanının gücü ölçüldüğünden, sistem için en yüksek çalışma yüküne göre hesaplanmalıdır. Ölçülen her bir hücre için, bir maksimum değerlendirme faktörü (K_i) oluşur. Bu faktör denklik (11)'deki gibi, mümkün olan maksimum kanal çıkış gücü ve bir RS elemanının ortalama gücü arasındaki logaritmik güç oranını dikkate alır [28].

$$K_i[dB] = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{maks,i}}{P_{RS,i}} \right) \quad (11)$$

Her anten için ekstrapolasyon faktörü K_i hesaplanır ve denklik (12)'deki gibi ölçüm sonuçları ilgili ekstrapolasyon faktörü ile hesaplanır.

$$E_{i,maks}[dB\mu V/m] = E_{i,RS}[dB\mu V/m] + K_i[dB] \quad (12)$$

Burada K_i , i numaralı antene ait ekstrapolasyon faktörü, $P_{maks,i}$, antenin maksimum gücü, $P_{RS,i}$ ise anten referans sinyalinin gücü olarak tanımlanır. Eğer ölçüm sırasında tüm alt taşıyıcılar aynı güç değerine ayarlanmışsa (yani "RS yükseltme" olmazsa), maksimum sinyal gücü, kaynak eleman başına RS sinyali gücünün, alt taşıyıcıların sayısı ile çarpımına eşit olacaktır. Yani ekstrapolasyon faktörü, alt taşıyıcıların sayısı ile aynı olacaktır. Bu durumda bir LTE sinyalinin bant genişliğinin bir alt taşıyıcıya (15 kHz) oranına göre hesaplanmış ve kullanılacak olan ekstrapolasyon faktörleri Tablo 1'deki gibi olacaktır. Ancak alt taşıyıcıların aynı güç değerine ayarlanmadığı yani RS sinyallerinin gücünün artırıldığı (tipik olarak 3 dB RS yükseltme) durumlarda maruziyet seviyesi tahmininin normalden daha yüksek olmasını önlemek için ise Tablo 2'deki gibi 3 dB azaltılmış ekstrapolasyon faktörleri kullanılacaktır.

Tablo 1. Ekstrapolasyon faktörleri (RS yükseltmesiz)

Kanal Bant Genişliği (CBW) (MHz)	Sinyal Bant Genişliği (SBW) (MHz)	Ekstrapolasyon Faktör	Ekstrapolasyon Faktör (dB)
1,4	1.08	72	18.6
3	2.7	180	22.6
5	4.5	300	24.8
10	9	600	27.8
15	13,5	900	29.5
20	18	1200	30.8

Tablo 2. Ekstrapolasyon faktörleri (3dB RS yükseltmeli)

Kanal Bant Genişliği (CBW) (MHz)	Sinyal Bant Genişliği (SBW) (MHz)	Ekstrapolasyon Faktör	Ekstrapolasyon Faktör (dB)
1,4	1.08	36	15.6
3	2.7	90	19.6
5	4.5	150	21.8
10	9	300	24.8
15	13,5	450	26.5
20	18	600	27.8

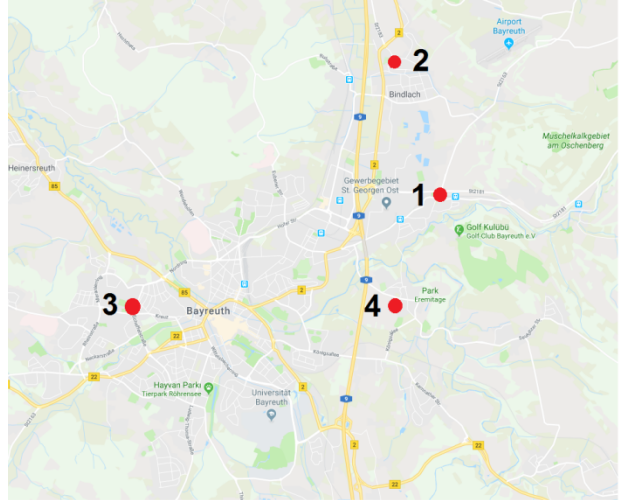
3. Karşılaştırma Ölçümleri

Bu çalışma, TÜBİTAK UME, Elektromanyetik Laboratuvarı ile Almanya/Regensburg'da bulunan elektromanyetik kirlilik ölçümleri konusunda uzman, referans bir laboratuvar arasında gerçekleştirilen bir karşılaştırmanın sonuçlarını açıklamaktadır. Karşılaştırmanın amacı, farklı konumlardaki GSM / UMTS / LTE baz istasyonlarından gelen sinyallerin oluşturduğu RF maruziyetin frekans seçici ölçüm yöntemiyle ölçülmesi ve değerlendirilmesidir. Ölçümler, karşılaştırmaya katılan ekipler tarafından aynı ölçüm noktalarında gerçekleştirilmiştir. Ölçüm verilerinin toplanmasından sonra sonuçlar her iki laboratuvar ekibi tarafından paralel olarak değerlendirilmiştir. Her ölçüm noktası için mevcut tüm sinyaller ICNIRP 1998 maruz kalma referans seviyeleri ile karşılaştırılmış ve bir Excel elektronik tablosu kullanılarak toplama yapılmıştır [29,30]. Son olarak, toplam maruz kalma oranı (TEQ) hesaplanarak iki laboratuvarın ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır.

Karşılaştırma ölçümleri, Almanya/Bayreuth'da, kuru ve güneşli hava koşullarında 25 - 27 Şubat 2019 tarihleri arasında yapılmıştır.

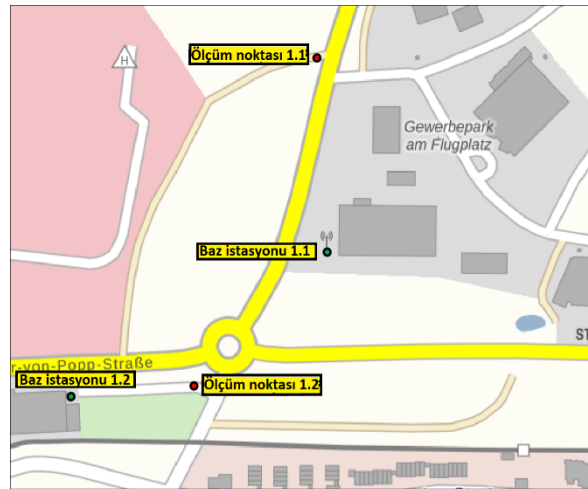
3.1. Ölçüm Noktaları

Karşılaştırma ölçümleri 95445 Bayreuth, Almanya'da Şekil 8'de harita üzerinde işaretlenmiş 4 farklı konumda, her konum için belirlenen iki farklı ölçüm noktasında gerçekleştirilmiştir. Seçilen tüm ölçüm noktalarının ortak özelliği baz istasyonlarının antenlerine doğrudan bakan dış mekan noktaları olmasıdır.



Şekil 8. Ölçüm gerçekleştirilen bölgelerin konumu

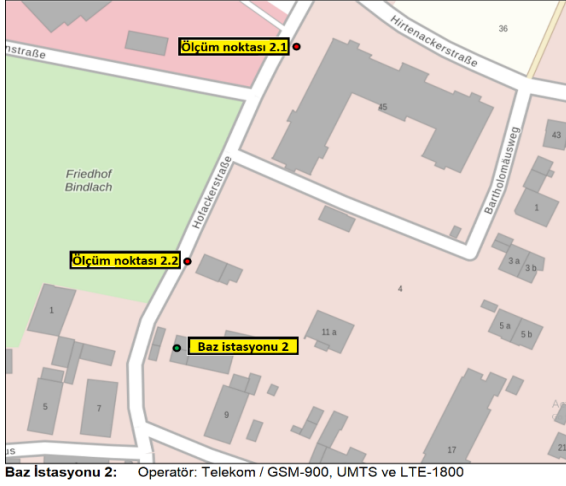
Belirlenen konumlarda maruziyet ölçümü gerçekleştirilen baz istasyonlarına ait detaylar ve her bir konumdaki ölçüm noktaları Şekil 9 ile Şekil 12 arasında verilmiştir.



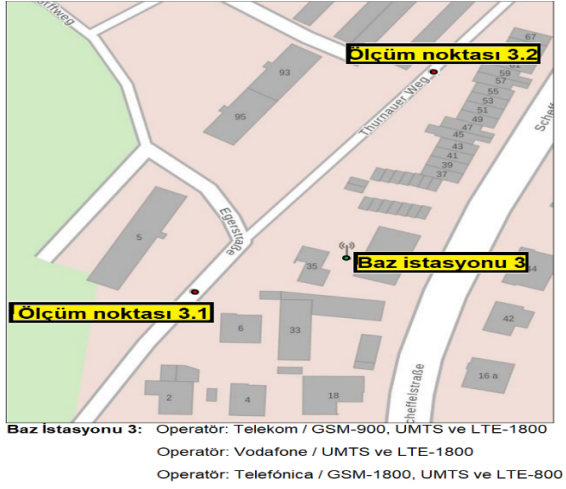
Baz İstasyonu 1.1: Operatör: Telefonica / GSM-900 ve UMTS

Baz İstasyonu 1.2: Operatör: Telekom / GSM-900 ve UMTS

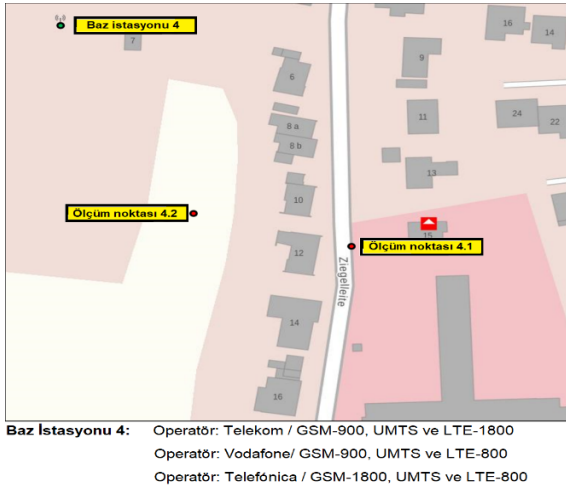
Şekil 9. 1. ölçüm konumuna ait baz istasyonları ve ölçüm noktaları



Şekil 10. 2. ölçüm konumuna ait baz istasyonu ve ölçüm noktaları



Şekil 11. 3. ölçüm konumuna ait baz istasyonu ve ölçüm noktaları



Şekil 12. 4. ölçüm konumuna ait baz istasyonu ve ölçüm noktaları

3.2. Kullanılan Ekipmanlar ve Ölçüm Prosedürü

Karşılaştırma ölçümleri sırasında referans laboratuvar ve TÜBİTAK UME tarafından sırasıyla Tablo 3 ve Tablo 4'te verilen ekipmanlar kullanılmıştır.

Tablo 3. Referans laboratuvar ölçüm ekipmanı

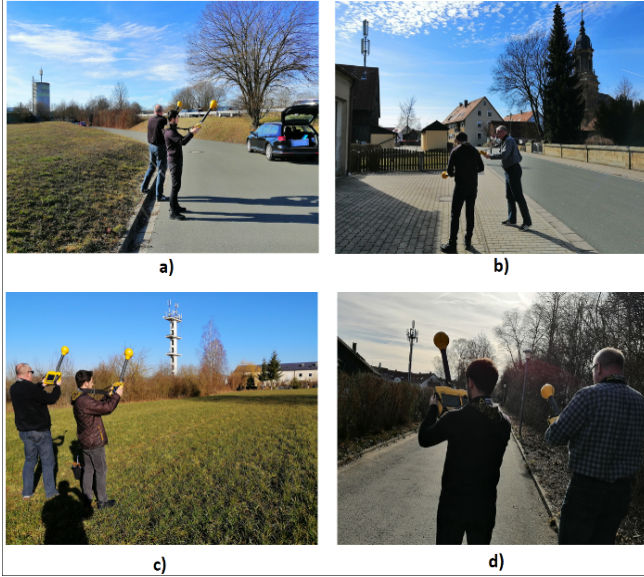
Ekipman	Üretici	Tip	Seri No.	Kalibrasyon Tarihi
SRM-3006	NARDA STS	UMTS ve LTE için kod çözümü ölçüm seçeneği olan 9 kHz - 6 GHz taşınabilir spektrum analizörü	C-0034	12/2018
3AX 27M-3G	NARDA STS	Üç eksenli E-Alan Probu 27 MHz - 3 GHz	D-0043	12/2018

Tablo 4. TÜBİTAK UME/Elektromanyetik laboratuvarı ölçüm ekipmanı

Ekipman	Üretici	Tip	Seri No.	Kalibrasyon Tarihi
SRM-3006	NARDA STS	UMTS ve LTE için kod çözümü ölçüm seçeneği olan 9 kHz - 6 GHz taşınabilir spektrum analizörü	D-0294	03/2018
3AX 27M-3G	NARDA STS	Üç eksenli E-Alan Probu 27 MHz - 3 GHz	M-0433	03/2018

Ölçümlere başlamadan önce her iki ölçüm ekibi de ölçüm cihazları için, ilk olarak cihazın son yazılım versiyonunu yüklemiş, sonrasında ise aynı ölçüm ayarlarını yapmışlardır. Ölçümlerde, spektrum analizör ve uygun bir alıcı antenle, incelenen radyo servislerinin frekans ve sinyal seviyesi, ölçüm noktasında değerlendirilmiştir. Alınan seviyeden ve antenin kalibrasyon verilerinden ölçüm noktasındaki alan şiddeti otomatik olarak hesaplanarak cihaz tarafından görüntülenmiştir. Ölçümler sırasında, tarama metodu (sweeping method) kullanılmıştır. Spektrum analizör "Max Hold" moduna alınmış, alıcı anten yavaşça ölçüm hacminde hareket ettirilerek (yükseklik ≈ 0.8 m - 2.0 m, çap en az 1 m) ölçümler gerçekleştirilmiştir. Ölçümler, ölçüm sonucu ekranında hiçbir değişiklik olmadığı gözlemlenene kadar devam ettirilmiş, maksimum ölçüm seviyesi tespit edildiğinde bitirilmiştir. Bu yöntem ile ölçüm cihazı, ölçüm hacmi içindeki maksimum maruziyeti güvenilir bir şekilde algılamış ve kaydetmiştir. Tarama yöntemi ile yapılan ölçümler zemine, tavana, duvarlara ve metal nesnelere en az 50 cm uzaklıktaki mesafelerde gerçekleştirilmiştir. Her bir ölçüm noktasında, baz istasyon antenleri tarafından üretilen maruz kalma değerleri ICNIRP 1998 standardı tarafından verilen toplama formülüne uygun olarak hesaplanmış ve toplam maruz kalma oranı (TEQ) elde edilmiştir. Düşük seviyelerinden dolayı toplam maruziyete katkısı olmayan sinyaller ihmal edilmiştir.

Dört farklı bölgede yapılan karşılaştırma ölçümlerinin tamamında aynı ekipmanlar kullanılmış ve aynı ölçüm prosedürüne göre ölçümler gerçekleştirilmiştir. Karşılaştırma ölçümlerine ait örnek resimler Şekil 13'te verilmiştir.



Şekil 13. Karşılaştırma ölçümleri, a) 1. ölçüm konumu, b) 2. ölçüm konumu, c) 3. ölçüm konumu, d) 4. ölçüm konumu

3.3. Ekstrapolasyon Faktörlerinin Belirlenmesi

Cep telefonu baz istasyonları tarafından üretilen elektromanyetik alanlar zamanla sabit değildir, ancak trafikle ve bağlantı kalitesine bağlı olarak değişmektedir. Geceleri, maruziyet seviyesi sistemlerin sürekli olarak iletilen sinyalleri ile ortaya çıkan asgari değere düşmektedir. Ancak maruziyetin tespiti için ölçümler, en kötü durum yani baz istasyonunun en yüksek operasyonel durumunda performans gösterdiği durum baz alınarak gerçekleştirilmelidir. Karşılaştırma ölçümleri sırasında bu durumu sağlayabilmek için GSM, UMTS ve LTE sinyalleri için ekstrapolasyon faktörleri aşağıdaki gibi belirlenmiştir:

3.3.1. GSM

Birden fazla verici kanalına sahip olan GSM baz istasyonlarında, kanal 1 (yayın kontrol kanalı, BCCH) maksimum verici gücüyle sürekli çalışırken, 2. kanaldan itibaren değişken iletim gücüyle çalışmaya başlar. Ölçülen anlık maruziyetten maksimum olası maruziyete ekstrapolasyon yapmak için, her bir sektör antenin BCCH kanalı tarafından oluşturulan pozlama, kurulu gerçek kanal sayısı ile birleştirilmiştir. Hesaplamalar sırasında ekstrapolasyon için, radyo hücresi başına 4 GSM kanalı olduğu varsayılmıştır.

3.3.2. UMTS

UMTS baz istasyonlarında, mevcut trafik ne olursa olsun, tanımlanmış ve sabit güçle iletilen bir sinyalizasyon sinyali ("Ortak Pilot Kanalı", CPICH) vardır. Mevcut her CPICH

sinyalinin alan şiddeti, bir "kod çözücü" ölçümü ile belirlenmiştir.

Maksimum maruz kalma, ölçülen CPICH maruziyetinin ekstrapolasyon faktörü ile çarpımı ile elde edilir. Buradaki ekstrapolasyon faktörü, radyo hücresi UMTS sinyallerinin maksimum verici gücünün, hali hazırda ölçülen CPICH sinyalinin kullanılan gücüne oranı ile belirlenir. Hesaplamalar sırasında ekstrapolasyon faktörleri 10 veya 20 olarak kabul edilmiştir.

3.3.3. LTE

UMTS ile kıyaslandığında, bir LTE baz istasyonunun gerçek aktarılan gücü de trafik yüküyle birlikte değişir. Bu nedenle, LTE için, her sektör anteni ve MIMO yolu için mevcut trafikten bağımsız olarak (RS0 ve RS1) tanımlanmış ve sabit güce sahip bir referans sinyali belirlemek için özel bir kod seçici ölçüm tekniği kullanılmıştır. Bant genişliği 9 MHz olan LTE sinyalleri için ekstrapolasyon faktörü 600 olarak, 18 MHz bant genişliğine sahip sinyaller için ise ekstrapolasyon faktörü 1200 olarak kabul edilmiş ve bu faktörler ile ölçüm sonuçları ekstrapolasyona tabi tutulmuştur.

4. Ölçüm Sonuçları

Karşılaştırma ölçümleri sırasında, dört farklı konumdaki ölçüm noktaları için mevcut tüm sinyaller ICNIRP 1998 maruz kalma referans seviyeleri ile karşılaştırılmış ve Şekil 14'te örneği verilen bir Excel elektronik tablosu kullanılarak toplama yapılmıştır.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Signal Frequency [MHz]	Scz Code (UMTS) Cell ID-RS No. (LTE)	Operator	Signal type	Limit [V/m]	E (measured) [dB/μV/m]	Meas. Uncertainty [dB]	Factor max. Immission	E _{max} [dB/μV/m]	E _{max} [V/m]	E _{max} Limit consumpt. [μW]
925.4	n.a.	Telefonica	GSM-900	41.8	124.7	3.0	4.0	133.7	4.8	11.6
932.6	n.a.	Telefonica	GSM-900	41.8	104.9	3.0	4.0	114.0	0.5	1.2
942.6	n.a.	Telefonica	GSM-900	41.8	101.7	3.0	4.0	110.7	0.3	0.8
942.6	n.a.	Telekom	GSM-900	42.3	114.0	3.0	4.0	123.1	1.4	3.4
947.6	n.a.	Telekom	GSM-900	42.3	94.0	3.0	4.0	103.0	0.1	0.3
952.0	n.a.	Telekom	GSM-900	42.3	96.0	3.0	4.0	105.0	0.2	0.4
2112.8	70	Vodafone	UMTS-2100	61.0	98.8	3.0	20.0	114.8	0.5	0.9
2112.8	3	Vodafone	UMTS-2100	61.0	82.9	3.0	20.0	98.9	0.1	0.1
2112.8	143	Vodafone	UMTS-2100	61.0	86.7	3.0	20.0	102.7	0.1	0.2
2112.8	56	Vodafone	UMTS-2100	61.0		3.0	20.0	16.0	0.0	0.0
2157.2	500	Telefonica	UMTS-2100	61.0	111.0	3.0	10.0	124.0	1.6	2.6
2157.2	471	Telefonica	UMTS-2100	61.0	87.7	3.0	10.0	100.7	0.1	0.2
2157.2	497	Telefonica	UMTS-2100	61.0		3.0	10.0	13.0	0.0	0.0
2167.2	61	Telekom	UMTS-2100	61.0	106.1	3.0	20.0	122.1	1.3	2.1
2167.2	349	Telekom	UMTS-2100	61.0	81.3	3.0	20.0	97.3	0.1	0.1
2167.2	283	Telekom	UMTS-2100	61.0		3.0	20.0	16.0	0.0	0.0
2167.2	440	Telekom	UMTS-2100	61.0	77.0	3.0	20.0	93.0	0.0	0.1
								Summation:TEQ: [μW]		1.6
								Summation:TEQ: [μW]		12.6

Şekil 14. Hesaplamaların yapıldığı Excel elektronik tablosu

Üç gün boyunca yapılan karşılaştırma ölçümlerinde, ölçüm noktalarında ekipler tarafından belirlenen ve ekstrapolasyon faktörleri kullanılarak hesaplanan toplam maruz kalma değerleri Tablo 5'te özetlenmiş ve karşılaştırılmıştır. Sitenin maksimum operasyonel durumu için maksimum maruziyet baz istasyonunun maksimum olası telefon ve veri trafiğiyle mümkün olan en yüksek iletim gücünde çalıştığı varsayılmıştır.

Tablo 5'te her bir ölçüm noktasında referans laboratuvar ve TÜBİTAK UME tarafından elde edilen ölçüm sonuçlarının mutlak alan şiddeti değerleri gösterilmemiş, sadece ICNIRP

Aynı zamanda, ülkemizde gerçekleştirilen elektromanyetik kirlilik ölçümlerinde kullanılan geniş bant ölçüm yönteminin sakıncalarını ortaya koymuş, maruziyet ölçümlerinde Avrupa da aktif olarak kullanılan frekans seçici/kod çözücü ölçüm yönteminin daha uygun bir yöntem olduğunu göstermiştir. Karşılaştırma ölçümleri sonucunda elde edilen olumlu veriler, elektromanyetik kirlilik ölçümlerinde frekans seçici/kod çözücü ölçüm yönteminin kullanılmasına geçiş için önemli bir adım olacaktır.

Teşekkür

Yazarlar, Prof. Dr.-Ing. Matthias Wuschek'e bu yazıda incelenen konularla ilgili vermiş olduğu teknik destek ve yardımcı önerileri için teşekkür eder.

The authors would like to thank Prof. Dr.-Ing. Matthias Wuschek for his technical support and helpful advice on the issues examined in this paper.

Kaynaklar

- [1] Cooper T. G., Mann S. M., Khalid M., Blackwell R. P., "Exposure of the General Public to Radio Waves near Microcell and Picocell Base Stations for Mobile Communications, Final Report", National Radiological Protection Board, Report Nr. NRPB-W62, Chilton, U.K, 2004.
- [2] Tektaş, C. B., & Aslan, M. H. EM "Kirlilik Ölçümü İçin Geniş Bant ve Frekans-Seçici Ölçümlerin Karşılaştırılması", EMO BİLİMSEL DERGİ, 7(14), 5-12, 2017.
- [3] Cooper T. G., Mann. S. M., Blackwell., R. P., Allen S. G., "Occupational exposure to electromagnetic fields at radio transmitter sites", Health protection Agency Report HPA-RPD-026, UK, June 2007.
- [4] Müllner W., Neubauer G., Haider H., (2000), "Add3D, a new technique for precise power flux density measurements at mobile communications base stations", ARC Seibersdorf Research GmbH, February 2000.
- [5] Tektaş, C. B., Aslan, M. H., Çakır, S. "Baz İstasyonu Civarında UMTS (3G) Ölçümü İçin Geniş Bant Ve Frekans-Seçici Ölçümlerin Karşılaştırılması", URSTÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, KTO Karatay Üniversitesi, Konya, 6-8 Eylül 2018.
- [6] Bornkessel C., Wuschek M., (2006), "Exposure measurements of modern digital broadband radio services", German Microwave Conference, 1-4, Karlsruhe/Germany, 28-30 March 2006.
- [7] Henderson S.I., Bangay M. J., "Survey of RF Exposure Levels from Mobile Telephone Base Stations in Australia", Bioelectromagnetics, 27, (1), 73-76, 2006.
- [8] Fanning C. W., "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.
- [9] Khalifa T. A. B., Alnabi A. B. A., "Electromagnetic Pollution Emitted from Base Station", International Journal of Science and Research (IJSR), 4, (1), 1125-1132, 2015.
- [10] Zhang, X., Yang, G., Wang, X., & Li, B. A Dual-Band And Dual-Polarized Antenna Array for 2G/3G/LTE Base Stations. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 26(2), 154-163, 2016.
- [11] Wuschek M., (2017), "Frequency Selective Measurements of Human Exposure to RF Electromagnetic Fields". EMF Measurement Training Course, Part 5 - 6, November 2017.
- [12] Sandıkçı, G., "Radiation Measurement to Base Stations", Graduate Thesis, Rize University, Department of Physics, 39-45, 2011.
- [13] Genç O., Bayrak, M., Yaldiz, E., "Analysis of the Electromagnetic Pollution for a Pilot Region in Turkey", J. Electromagnetic Analysis & Applications, 2: 139-144 2010.
- [14] Sahin M. E., As N., Karan Y., "Selective Radiation Measurement for Safety Evaluation on Base Stations". Gazi University Journal of Science, 26, (1), 73-83, 2013.
- [15] Genc O., Bavrak M., Yaldiz E., "Analysis of the effects of GSM bands to the electromagnetic pollution in the RF spectrum", Progress in Electromagnetics Research, 101, 17-32, 2010.
- [16] Neubauer G., Lamedschwandner K., Cecil S., Schmid G., "Exposure assessment methods for emerging new technologies", Proc. XXIX URSI General Assembly, 1-4, 2008.
- [17] Ozovehe A., Usman A. U., Hamdallah A., "Electromagnetic Radiation Exposure From Cellular Base Station: A Concern For Public Health", Nigerian Journal of Technology, 34, (2), 355-358, 2015.
- [18] Nitu, V. Electromagnetic field exposure from GSM and UMTS indoor base stations. In Applied Mechanics and Materials (Vol. 332, pp. 98-103). Trans Tech Publications, 2013.
- [19] NARDA, "GSM measurements with the Selective Radiation Meter SRM-3000", NARDA, Narda Safety Test Solutions GmbH, Germany, 2007.
- [20] Sanchez M.G., Alejos A.V., Cuias I., "Urban wide-band measurements of the UMTS electromagnetic environment," IEEE Trans. on Vehicular Technology, 53, (4), 1014-1022, 2004.
- [21] Martens L., Olivier C., "Accurate electromagnetic exposure assessment around UMTS base stations with a spectrum analyzer", In Proceedings of the 18th General Assembly of International Union Radio Science (URSI), 2005.
- [22] Olivier C., Martens L., "Optimal settings for frequency-selective measurements used for the exposure assessment around UMTS base stations", IEEE transactions on instrumentation and measurement, 56, (5), 1901-1909, 2007.
- [23] NARDA, "UMTS measurements with the Selective Radiation Meter SRM-3000", NARDA, Narda Safety Test Solutions GmbH, Germany, 2008.
- [24] Olivier C., Martens L., "Measurement and processing techniques for the exposure assessment of electromagnetic fields of base stations using spread-spectrum modulation", Proc. GA Int. Union Radio Science, 2002.
- [25] Bornkessel C., "Immission measurements in the vicinity of LTE base stations", Narda Safety Test Solutions GmbH, Germany, 2013.
- [26] Bornkessel C., Hein M., Wuschek M., (2015), "Measurement of human exposure to LTE base stations present status and future challenges in measurement methodology". In Microwave Conference (EuMC), 881-884, Paris, France, September 2015.
- [27] Pythoud F., and Mühlemann B., "Measurement method for LTE base stations," METAS-report 2012-218-808, Bern, May 2012.
- [28] Verloock L., Joseph W., Gati A., Varsier N., Wiart J., Martens L., and Hansson B., "Low-cost extrapolation method for maximal LTE radio base station exposure

estimation: test and validation”, Radiation Protection Dosimetry, pp. 1-5, doi:10.1093/rpd/ncs307, 2012.

- [29] EN 50492, “Basic standard for the in-situ measurement of electromagnetic field strength related to human exposure in the vicinity of base stations,” EN 50492:2008 + A1:2014.
- [30] ICNIRP, “Guidelines for Limiting Exposure To Time Varying Electric, Magnetic, And Electromagnetic Fields (up to 300 GHz)”, Health Physics, 74, (4), 494–522, 1998.

**Dr. Mustafa Çetintaş**

Mustafa Çetintaş, 1992 yılında ODTÜ Fizik Bölümünden mezun olmuştur. Kocaeli Üniversitesi Fizik bölümünden 1998 yılında yüksek lisans derecesini, doktora derecesini ise Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsünden 2003 yılında almıştır. 1993 yılından itibaren TÜBİTAK UME (Ulusal Metroloji Enstitüsü)'de çalışmaktadır. Güncel araştırma konuları arasında mikrodalga atomik frekans standartları, lazer spektroskopisi çalışmaları, lazerlerin frekans stabilizasyonunun artırılması ve metrolojik uygulamaları ve elektromanyetik metroloji yer almaktadır.

**Cafer Bahadır Tektaş**

2014 yılında Beykent Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği bölümünden mezun olmuştur. Yüksek lisans derecesini ise Gebze Teknik Üniversitesi Fizik Anabilim Dalı Metroloji Programında 2018 yılında tamamlamıştır. 2014 yılından itibaren Ulusal Metroloji Enstitüsü (UME) Elektromanyetik Laboratuvarı'nda araştırmacı olarak görev almaktadır. Çalışma alanları arasında sivil ve askeri EMC testleri/ölçümleri ve eğitimi, elektromanyetik metroloji konuları ve geniş band/frekans seçici elektromanyetik kirlilik ölçümleri bulunmaktadır.

Yağ Emdirilmiş Kağıtlı Kondenser (YEKK) Buşingler İçin Farklı Frekanslarda Kayıp Faktörü Ölçümü

Dissipation Factor Measurement in Different Frequencies to Oil-impregnated Paper (OIP) Bushings

Orhan Cengiz Usta

Türkiye Elektrik İletim A.Ş., 10. Bölge Müdürlüğü, Samsun, Türkiye
orhancengiz.usta@teias.gov.tr

Öz

Yüksek gerilim güç trafosu buşinglerindeki nem, izolasyonun bozulmasına ve buşinglerin zarar görmesine neden olabilir. Uygulamada, güç trafolarında kullanılan buşinglerin izolasyon durumlarını tespit etmek amacıyla 50 Hz frekansta dielektrik kayıp faktörü ölçümü yapılmaktadır. Geleneksel 50 Hz frekansta dielektrik kayıp faktörü ölçüm metodu, buşingdeki nem durumunu tespit etmekte hassas olamayabilmektedir. Değişik frekanslarda kayıp faktörü ölçümü yapmak buşinglerin nem durumunu belirlemek için daha hassas bir değerlendirme imkanı sunmaktadır. Bu çalışmada, yağ emdirilmiş kağıtlı kondenser (YEKK) buşinglerin kayıp faktörlerinin geleneksel ölçüm metodundaki şebeke frekansından (50 Hz) farklı olarak, değişik frekanslarda (15-400 Hz arası) buşing kayıp faktörlerinin ölçülmesi yapılmakta ve bu sonuçlar başka çalışmalarda karşılaştırılmaktadır. Ölçümler yıllarca işletmede bulunan ve 50 Hz frekanstaki kayıp faktörü ölçümleri neticesinde kayıp faktöründe artış bulunan buşinglere uygulanmıştır. Anahtar kelimeler: Buşing, Kayıp Faktörü, Nem

Abstract

Moisture within a high voltage power transformer bushing can cause to the deterioration of insulation and bushings failures. In practice, in order to determine the insulation status of the bushings used in power transformers, dielectric loss factor measurement is performed at 50 Hz frequency. The traditional loss factor measurement at 50 Hz frequency method can not be sensitive to detecting the moisture in the bushing. To make measurement of loss factor at different frequencies in the bushing offers a more sensitive evaluation to determine moisture in bushing. Unlike the traditional frequency method of loss factors of bushings (50 Hz), in this study, the loss factors of oil-impregnated paper (OIP) bushings are measured in different frequencies (between 15 and 400Hz), and the results are compared with other studies. Measurements were performed in bushings, which have been in operation for many years and increased loss factors in 50

Hz frequency. Measurement results were compared with other similar studies.

Keywords: Bushing, Dissipation Factor, Moisture

1. Giriş

Elektrik enerjisinin iletilmesi amacıyla bir alternatif gerilim ve akım sistemini, aynı frekanstaki ve genellikle farklı değerlerdeki başka bir gerilim ve akım sistemine elektromanyetik indüksiyon yoluyla dönüştüren iki veya daha çok sargısı bulunan statik cihaz, güç transformatorü olarak tanımlanır[1].

Buşing, bir tank gibi bir bölme içinden bir veya birkaç iletkenin geçmesini sağlayan ve bu iletkenleri bölmeden yalıtan bir düzendir. Bölmeye tutturma düzenleri (flanş veya tespit düzeni) buşingin bir parçasını oluşturmaktadır[2,3]. Buşinglerin ilk fonksiyonu tanka veya boşluğa enerjili iletkenin bağlantısını yalıtmayı sağlamaktır. Buşing ayrıca diğer enerjili kısımlara destek olarak hizmet verebilir[4]. Alçak gerilimlerde katı buşingler, yüksek gerilimlerde ise kondenser tipi buşingler kullanılmaktadır[5].

Tüm trafo arızalarının % 10'undan fazlası buşing arızalarından kaynaklanmaktadır. Bir buşingin arızalanması tamamen trafonun zarar görmesine neden olabilir. Bundan dolayı düzenli ölçüm yapıp buşingin durumunu takip etmek, trafonun güvenli bir şekilde çalışma için önem arz etmektedir[6].

Kondenser buşingin yapısına bağlı olarak dielektrik kayıp faktörünün belirlenen standart değerlerde ve üreticilerin tespit ettiği aralıklarda bulunması gerekmektedir. Aksi takdirde buşing izolasyonu zayıflayacak ve buşingin hasar görmesi ve istenmeyen yangınlara neden olması, kaçınılmaz hale gelecektir. Buşinglerin izolasyon seviyesinin takibi açısından kayıp faktörü ölçümü ciddi bir önem kazanmaktadır. İzolasyon bozulmalarının veya zayıflamalarının saha testlerinde tespitinin yapılarak buşingin değiştirilmesi yada sorunun araştırılması gerekmektedir.

Geleneksel kayıp faktörü ölçümleri 50 Hz frekansta yapılmaktadır. Ancak yeni test ölçüm metodlarının geliştirilmesi farklı frekanslarda da kayıp faktörünün ölçülmesini ve buşing izolasyonu hakkında ayrıntılı bilgi edinilmesini sağlamıştır. Bu çalışmada Türkiye Elektrik İletim Anonim Şirketi (TEİAŞ)'a bağlı farklı trafo merkezlerindeki (TM) güç trafolarına ait buşinglerin kayıp faktörünün 50 Hz frekansta ölçülmesinin yanı sıra, alternatif gerilim (AC) izolasyon test cihazlarıyla ile farklı frekanslarda (15-400 Hz arası) kayıp faktörü ölçümleri yapılmıştır. Buşinglerin izolasyon durumları hakkında belirgin sonuçlara ulaşılmış ve bulunan sonuçların benzer çalışmalar ile karşılaştırılmaları yapılmıştır.

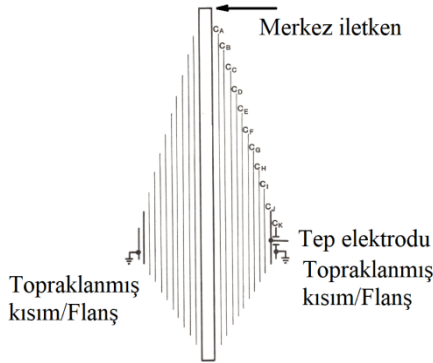
2. Teorik Çerçeve

2.1. Kondenser Buşing

Buşingler kullanılacakları yere metal flanşları aracılığıyla monte edilmektedir. Bu nedenle flanşlar buşinglerin toprak potansiyelindeki bir parçasını oluşturmaktadır. Buşinglerin havaya açık olan dış yüzeyi, elektrik gerilimi atlama direncini artırmak amacıyla yapılmış çok katlı siperlerden ya da eteklerden (pedigot) oluşmaktadır. Böylece yüzeyel kaçak yolu uzunluğunun da (krepaj mesafesi) büyük olması sağlanmaktadır[7].

2.1.1. Kondenser Buşing Yapısı

Yüksek gerilimde kullanılan kondenser buşingler, arkları önlemek ve delinme dayanıklılığını artırmak için kağıt izolasyon tabakaları içerisine belli aralıklarla birbirinden izole alüminyum yada bakır folyolar sarılarak şekil 1'de görüldüğü gibi kondenser tipte tasarlanmaktadır.

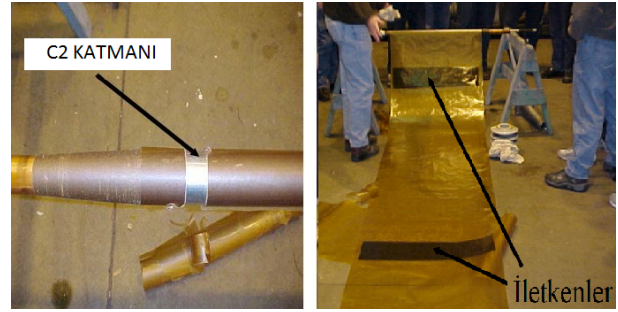


Şekil 1. Tipik kondenser buşing yapısı[4].

Sargının tanktan çıktığı noktada merkez iletken ile flanş arasında elektrik alan dağılımı buşing izolasyonunu zorlamaktadır. Bu nedenle elektrik alan dağılımı izolasyon içerisinde homojen hale getirilmelidir. Kondenser katlar, kapasitif olarak indüksiyon gerilimini bölerek merkez iletken ile flanş arasında homojen elektrik alan dağılımını sağlamaktadır. Kullanılan kağıdın elektrikselsel dayanımını ilaveten artırmak için kağıda izolasyon yağı emdirilmektedir. Merkez iletken ile dış pedigotlar arasında kalan kağıt ve kondenser katlar, izolasyon yağı ile kuşatılmış durumdadır. Bu yağ izolasyonu daha iyi hale getirmek ve kağıdın nem almasını önlemek amacıyla kullanılmaktadır. Bu yağın

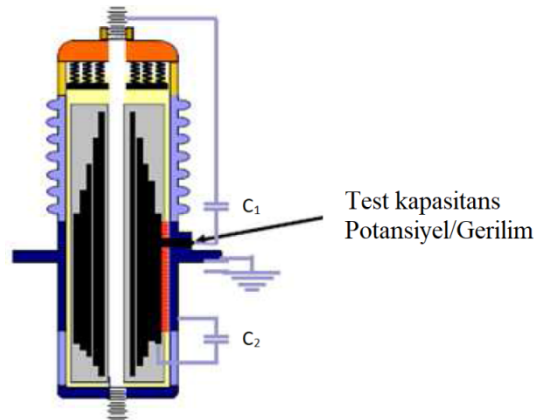
transformatör kazanındaki yağla herhangi bir teması bulunmamaktadır. Merkez iletkenin elektrik alanı, kondenser katlardan dışa doğru gidildikçe azalmakta, bütün kondenser katmanlara homojen olarak dağılmamaktadır. Kondenser katmanların üzerindeki elektrik alanının homojen olabilmesi için, silindirik şeklindeki kondenser katların, en ve boylarının belirli bir orantıda olması gerekmektedir. Bu tasarım ile kondenser katlar, merkez iletken ile flanş arasındaki izolasyon üzerinde, homojen bir elektrik alan dağılımı sağlamaktadır.

Resim 1'de görüldüğü gibi belli sayıda kağıt katmanı sarıldıktan sonra bir kat alüminyum (ya da bakır) folyo sarılmakta ve bunun tekrarlanması ile kondenser katmanlar oluşturulmaktadır. Kondenser katların kapasite değerleri aynıdır. Kapasite değeri katmanların boyları ile doğru orantılı, katmanların merkez iletkenine göre yarıçap oranlarının doğal logaritmik değeri ile ise ters orantılıdır. Dolayısıyla kapasite değerini katmanların yüzey alanları etkilemektedir. Alüminyum katmanların, dışa doğru gidildikçe sarım kalınlaştığından dolayı enleri büyümektedir. Yüzey alanını sabit tutabilmek için dışa doğru gidildikçe alüminyum katman boyları kısaltılmaktadır. Merkez iletkenine yakın olan katmanın eni küçük, boyu uzun iken en dıştaki katmanın eni büyük, boyu ise kısadır. Böylece kondenser katmanların yüzey alanları ve kapasiteleri eşitlenmektedir[8].



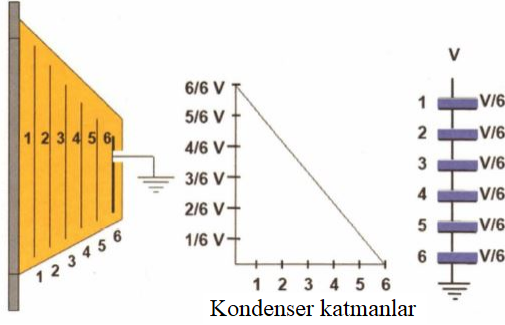
Resim 1. C2 katmanı (Sol), yağa emdirilmiş kağıt yalıtımının ana çekirdeğin sarılmamış durumu (Sağ)[8]

Şekil 2 'de görüldüğü gibi, yüksek gerilim buşingleri ana kapasite C₁'den ve tep kapasitesi C₂'den oluşmaktadır.



Şekil 2. Kondenser tip buşingin ana ve tep kapasitansı [5]
Kondenser katmanlar, merkez iletkenin oluşturduğu indüksiyon gerilimlerini bölerek tanka doğrudan deşarjı

önlemekte ve bölmüş oldukları indüksiyon gerilimini tep ucu vasıtası ile sıfır potansiyeldaki toprağa iletmektedirler. Şekil 3’ te görüldüğü gibi her kondenser katman, indüksiyon gerilimini bölmekte ve son kondenser katmana geldiğinde gerilimi sıfır değerine indirmektedir.

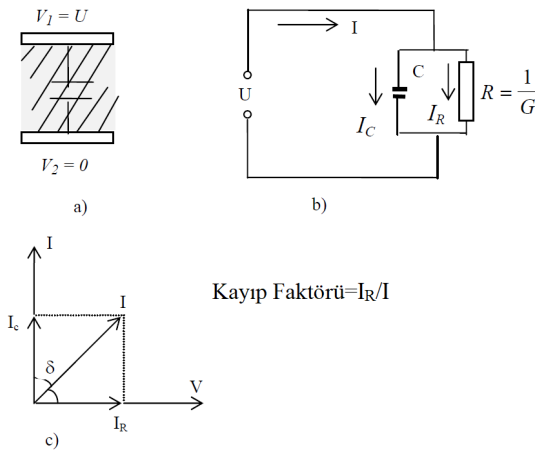


Şekil 3. Kondenser katmanların etkisi [8]

2.2. Dielektrik Kayıp Faktörü ($\tan\delta$ veya $\cos\phi$)

2.2.1. Genel Teori

Dielektrik kayıp faktörü, mevcut yalıtım sisteminin elektriksel özelliğini göstermektedir. Kayıp faktörü ve kapasitede olabilecek değişiklikler, mevcut yalıtım veya elektrot düzenindeki değişimlerden etkilenmektedir. Ayrıca nem, yalıtımdaki bozulmalar, yabancı parçacıklar ve iyonizasyon yalıtımın dayanımını etkileyen faktörlerdir. Kapasite, yalıtkan malzemenin özelliklerine ve elektrotların yapısına çok bağlıdır. Malzemenin özelliklerinde ve elektrot düzeninde bir değişme söz konusu olduğunda ölçülecek kapasitede dahi değişiklik meydana gelmektedir[9]. Uygulamada kullanılan tüm yalıtım malzemelerinde, nominal gerilimde ve nominal frekansta düşük dielektrik kayıplar bulunmaktadır. Bu kayıplar, iyi yalıtım malzemelerinde oldukça düşüktür[10].



Şekil 4. a) Yalıtkan b) Eşdeğer devre c) Vektör diyagramı [10]

Uygulamada kullanılan tüm yalıtkanların, normal çalışma gerilimi ve frekansında az da olsa bir miktar yalıtkanlık

kayıbı vardır. İyi yalıtkanlarda bu kayıplar çok küçüktür. Bu kayıp takriben uygulanan gerilimin karesi ile doğru orantılı olarak değişmektedir. Bir basit kapasitenin, elektrod ve yalıtkan düzeninin yapısı ve eşdeğer şeması, devre elemanları cinsinden şekil 4’te gösterilmektedir. Şekil 4’te görüldüğü gibi yalıtkindan toplam “I” akımı akmaktadır. Bu akımın kapasitif “ I_C ” ve omik “ I_R ” şeklinde iki bileşeni mevcuttur. Kapasitenin değerinin yanında, toplam akım “I” ile kapasitif akım “ I_C ” arasındaki açı δ ve omik akım “ I_R ” arasındaki açı ϕ , yalıtkanın durumu hakkında bilgi veren temel faktörlerdir. Burada, $\tan\delta$, kayıp faktörü ve $\cos\phi$, güç faktörü (% PF) şeklinde tanımlanmaktadır [8]. Burada δ açısı çok küçük olduğundan $\tan\delta \approx \cos\phi$ (%PF)’dir.

Kayıp faktörü (açısı), yalıtım malzemesinin kalınlığına ve yüzeyine, yalıtkanın özelliğine, malzeme cinsine, (yalıtkan içerisinde iyonizasyona neden olan nem, yabancı maddeler, hava boşlukları v.b. gibi) bağlıdır. Şekil 4’ ten görüldüğü gibi kayıp faktörü, gerilimden bağımsızdır. Buşingin ölçülerinden de bağımsızdır. Buna rağmen sıcaklığa duyarlıdır. Yalıtkan, kullanımı ile birlikte yaşlanacak ve kayıpları da yükselecektir. Nem veya kimyasal etkilerle kayıplar artarken, olabilecek fiziksel bozulmalar da kayıpları etkilemektedir. Çoğunlukla yalıtkanın kayıplarını doğuran koşullar ve nedenler yalıtkanın dayanımının azalması sonucunu da doğurmaktadır. Bu nedenle belli bir frekansta yalıtkan maddesi hakkında, kayıp açısı ölçümü belirli bir fikir vermekte ve gelecekteki ölçümler için referans oluşturmaktadır. İşletme sırasında yapılacak ölçmeler de, yalıtımın genel durumunu gösteren önemli göstergelerden biri olup katı yalıtımın yaşlanması ve yağın bozulması durumu, tanı için arızanın yeri ve olası nedenleri hakkında bilgi vermektedir[9].

2.2.2. Buşing Kayıp Faktörü Ölçüm Devresi ve Ölçümün Uygulanışı

Kapasite, $\tan\delta$, aktif kayıp ve $\cos\phi$ belirli gerilimlerde köprü yöntemleri (örneğin, schering veya transformatör kollu köprüler) veya ölçme cihazları (örneğin, kayıp faktörü/ $\cos\phi$ ölçme cihazları) ile ölçülebilmektedir. Bu köprü veya cihazlarla, uygulanan gerilim, akım, kapasite ve kayıp faktörü ölçülebilmekte ve hesap edilebilmektedir.

C_1 kayıp faktörü ölçümünde, transformatörün anma işletme gerilimine kadar herhangi bir gerilim seviyesi uygulanabilir. Ancak işletmedeki/sahadaki ölçmeler taşınabilir cihazlarla yapılabileceğinden, bunlarla ilgili üretilen cihazlar göz önüne alındığında, uygun ölçme gerilimi en fazla 10-12 kV’tur [9].

Ölçmeler sırasında, ortamın nem ve sıcaklığı ile transformatörün yağ sıcaklığının da kaydedilmesi gereklidir. Kayıp faktörü, sıcaklığa bağlı olarak çok değişmektedir. Bu nedenle daha sonra karşılaştırma yapılabilmesi için referans sıcaklığa (20° C referans sıcaklığı) bir çarpan kullanarak dönüştürülmesi gerekmektedir. Sıcaklık değeri olarak, ortam sıcaklığıyla buşing sıcaklığının ortalaması alınmaktadır[4,11].

Düzeltilme bağıntısı :

$$F_{20} = F_t / K$$

F_{20} : 20 °C'taki kayıp faktörü

F_t : t ölçme sıcaklığındaki kayıp faktörü değeri, K: düzeltme faktörü, üreticilere göre değişiklik göstermektedir. Her buşingin üreticisinden sıcaklık dönüştürme çarpanlarının alınması, değerlendirmeyi daha sağlıklı yapacaktır.

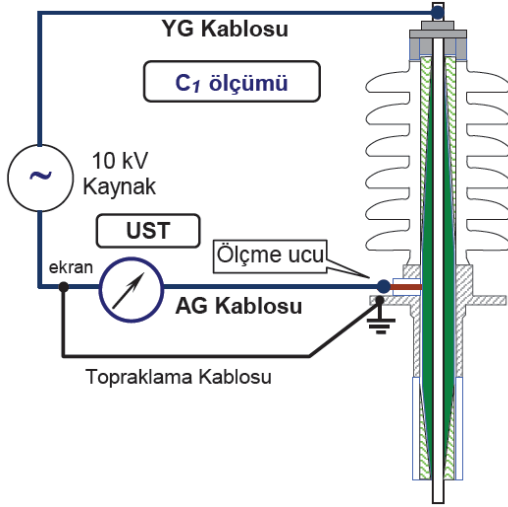
Aşırı nemli, yağışlı ve çok soğuk ortamlarda, sonuçlar çok olumsuz etkileneceğinden, ölçüm yapmaktan kaçınılmalıdır[9].

Şekil 4'e göre devrenin aktif kaybı ile ilgili bağıntı:

$$P = U \cdot I \cdot \cos \varphi = U^2 \cdot C \cdot \omega \cdot \tan \delta \quad \text{olmaktadır.} \quad (1)$$

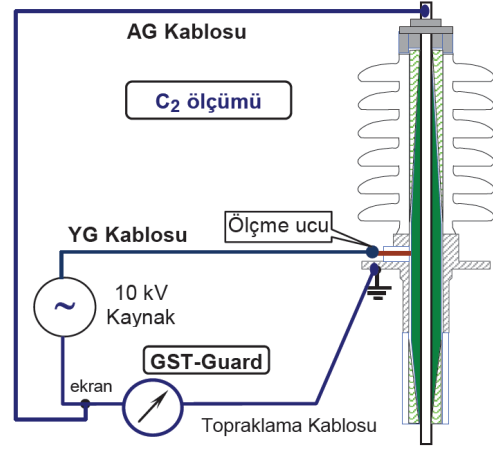
Güvenlik ve sargı endüktans etkilerini azaltmak için trafonun üzerindeki buşingler kısa devre edilmektedir[12]. Buşingler kısa devre edilmez ise sargı endüktansından dolayı buşinglerde potansiyel farklar oluşmaktadır[4]. Bu nedenle ölçümlerde yanlış sonuçlar alınmaktadır. Buşinglerde ölçümler iki noktadan yapılmaktadır. Bunlardan birincisi buşingin aktif kısmını içeren ana yalıtımda (C_1) ve diğeri ise ölçme (tep) ucunda (C_2) yapılan ölçümlerdir[9].

Şekil 5'te görüldüğü gibi, C_1 ölçümü yapılırken ölçme cihazı alçak gerilim (AG) kablosu tep ucunda, yüksek gerilim kablosu (YG) buşingin üst ucunda olacak şekilde bağlanmakta ve ölçme cihazı, topraklanmamış örnek testi (UST) pozisyonuna alınmaktadır. Bu durumda sadece C_1 kapasitesi ve $C_1 \%PF$ 'si ölçülür.



Şekil 5. C_1 ölçümü bağlantısı

Şekil 6'da görüldüğü gibi, C_2 ölçümü yapılırken ölçme cihazı AG kablosu, buşingin üst ucunda YG kablosu tep ucunda olacak şekilde bağlanmakta ve ölçme cihazı ekranlı topraklanmış örnek testi (GST-Guard) pozisyonuna alınmaktadır. Bu durumda sadece C_2 kapasitesi ve $C_2 \%PF$ 'si ölçülmektedir. C_1 kapasitesi ekranlanmaktadır.



Şekil 6. C_2 ölçümü bağlantısı

Buşingin merkez iletkeninin etrafındaki iç atlamalar, bütün sızdırmaz kademeli kapasiteli buşingler için gerçek ve ciddi bir tehdit oluşturmaktadır.

C_2 kayıp faktörü ölçümü, bazı durumlarda yağlı tip buşinglerde iç kirlenme için belirgin bir gösterge aracı olabilmektedir.

Bazı durumlarda ise negatif kayıp faktörü ölçümü söz konusu olabilmektedir. Negatif direnç söz konusu olmadığına göre, bu durum, buşing yüzeylerinde (özellikle yağ içindeki alt kısımda) oluşan kirlilikler, ölçme cihazı, çekirdek ve ölçüm yapılan transformatörün topraklanmasının kötü oluşu ve buşing iç kısmında ölçme ucu bağlantılarının çözülmesi veya iç kopukluklar nedenlerinden kaynaklanmaktadır [9].

2.2.3. Buşing C_1 Kayıp Faktörü Limitleri

Buşing kayıp faktörü limitleri üreticiler tarafından belirlenmektedir[13]. IEEE 62-1995 ve IEEE C57.19.01 standartlarında buşingler için limit değerler belirlenmiştir[13,14].

Tablo 1. IEEE kayıp faktörü limit değerleri [13,14]

	Kayıp Faktörü ($\tan\delta$) Limit değerleri (20 °C)		
	Yeni	Eski	Uyarı alarm
Buşing(YEKK)	<0,5 %	<1%	>1 %

M. Ohlen ve P. Werelius, ölçülen C_1 % PF değerinin, buşing etiket değerinin 2 katına kadar normal kabul edilebileceğini söylemekte, ölçülen bu değer, etiket değerinin 2 ile 3 katı arasında ise buşing yakın takip edilmeli, 3 katın üzerine çıkması durumunda ise buşingin servisten kaldırılması gerektiğini ifade etmektedirler [15].

Çoğu modern buşinglerin C_1 %PF' si %1'i aşarsa sorgulanmaktadır. Ayrıca farklı buşing markaları için % PF değerlendirmeleri farklılık göstermektedir. Örneğin Asea marka buşinglerde C_1 %PF'si, C_1 %PF etiket değerinin %75'ini aşarsa, Haefely Trech marka buşing (Cot) tipi C_1

%PF'si, C_1 %PF etiket değerinin 2 katını aşarsa değiştirilmesi gerektiği buna karşılık, Passoni Villa marka buşinglerde (PNO,PAO tipi) C_1 %PF'si 0,7'yi aşarsa yakın takibe alınması gerektiği belirtilmektedir[11].

Yağ emdirilmiş kağıtlı kondenser yeni buşingler için IEC 60137 standardında C_1 %tanδ, maksimum 0,7'nin kabul şartı olduğu ifade edilmektedir[2].

Yeni bir YEKK buşing için C_1 %tanδ 0,2-0,4 olarak kabul edilmektedir. IEEE ve IEC standartlarında belirtilen kayıp faktörü değerleri, 20 °C sıcaklığına irca edilmiş değerlerdir[6].

CIGRE bakım tavsiyesi olarak, buşinglerin 30 yıl sonunda değiştirilmesi gerektiğini söylemektedir[16].

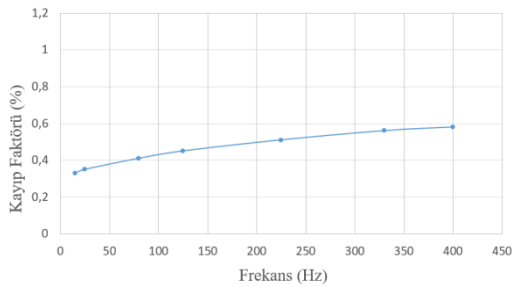
Abb buşing firması ise kendi buşingleri için C1 izolasyonu %PF değerlerinde fabrika değerlerine göre %25-40 arasındaki artışları, harici enterferans etkilerine ve buşing içerisine yağ seviye göstergesi contalarından nem girişlerine bağlamaktadır. C1 izolasyonu %PF değerlerindeki artışlar %40-75 arasında ise ölçümlerin her ay tekrarlanması ve buşinglerin takip edilmesi, artışın %75'i geçmesi durumunda buşinglerin işletmeden kaldırılması gerektiği belirtilmektedir. Ancak artışın %75'i geçmesine rağmen %PF değeri 0,4'ten küçük ise buşingın işletmede kalmasına izin verilebileceği ifade edilmektedir[8].

3. Farklı Frekanslarda Kayıp Faktörü Ölçümü

Farklı frekanslardaki kayıp faktörü ölçümü, yağ emdirilmiş katı selüloz malzemede yüksek nem ve genel izolasyon durumu hakkında değerlendirmeye imkan vermektedir.

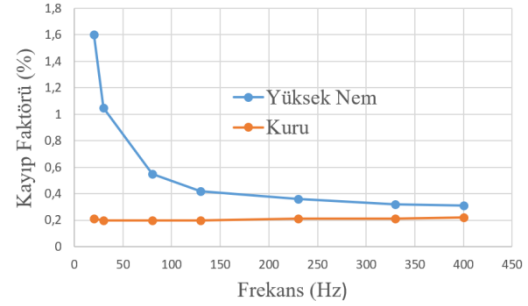
3.1. Test Metodu ve Literatür Çalışmaları

Farklı frekanslardaki kapasite ve kayıp faktörü ölçüm bağlantısı ve test pozisyonu, aynen şekil 5'teki gibi yapılmaktadır. Şekil 5'teki ölçümden farklı ölçüm frekansının 15 Hz'den başlayarak 400 Hz'e kadar farklı frekanslarda ve 2 kV'da ölçüm yapılmıştır[16]. Şekil 7'de yeni bir YEKK yüksek gerilim buşingın kayıp faktörünün frekansla değişim eğrisi gösterilmektedir[6]. Şekil 7'den görüldüğü gibi eğriler oldukça düzdür. Minimum eğriler en düşük test frekansı 15 Hz'in altındadır.



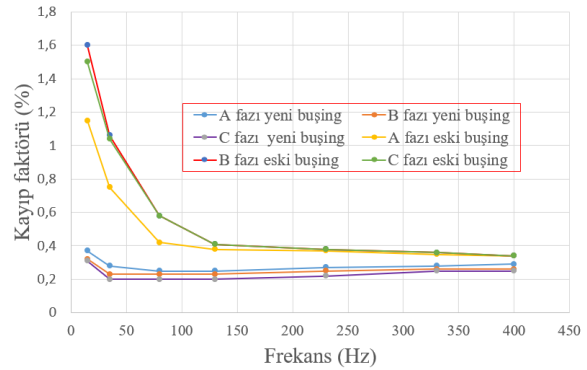
Şekil 7. Yeni YEKK buşingın dielektrik cevabı [6]

CIGRE grup çalışmasında, yüksek gerilim buşing uygulamasında, düşük frekanslarda kayıp/güç faktörü ölçümünün yüksek hassasiyette nemin belirlenmesine olanak sağladığı belirtilmiştir. Şekil 8'de YEKK buşingın 20-400 Hz arası yapılan kayıp faktörü ölçümünde kayıp faktörünün tipik neme duyarlılığı gösterilmektedir[16]. Şekil 8'den görüldüğü gibi düşük frekanslarda kayıp faktörü artış göstermekte yüksek frekanslardaki ölçümlerde kayıp faktörü düşmektedir.



Şekil 8. YEKK buşinglerde farklı frekanslarda kayıp faktörü ölçümü[16]

M. Kruger ve arkadaşlarının yaptığı çalışmada, yeni ve eski buşingler 15'den 400 Hz'e 30 °C'de test edilmiştir. Özellikle düşük frekanslarda şekil 9'da gösterildiği gibi yüksek farklılıklar ölçülmüştür. Bu çalışma, açık bir şekilde düşük frekanslarda kayıp faktörü ölçümünün yüksek hassasiyette, buşingdeki nemi tespit edebildiğini göstermektedirler[6]. A,B,C fazı eski buşinglerin kayıp faktörü ölçümlerinde düşük frekanslarda yüksek kayıp faktörü ölçüldüğünden buşingler işletmeden kaldırmıştır.A,B,C fazı yeni buşinglerin farklı rekanslardaki kayıp faktörü ölçüm değerleri farklılık göstermediğinden buşingın durumunun iyi olduğu anlaşılmaktadır.



Şekil 9. Farklı nemlerde 30 °C'de kayıp faktörü [6]

Carl Pankratz yaptığı çalışmada, C1 kayıp faktörü değeri %1'in üzerinde olan 2 adet buşingde, farklı frekanslardaki kayıp faktörü ölçümleri yapmış ve alçak frekanslarda yüksek kayıp faktörü ölçümleri tespit etmiştir. Buşing C1 kayıp faktörü değeri normal olan diğer bir buşingın, farklı frekanslardaki kayıp faktörü ölçüm sonuçlarında tüm frekanslarda kayıp faktörü değerlerinin yakın değerler olduğunu belirlemiştir[17].

3.2. Farklı Frekanslarda Kayıp Faktörü Limitleri

Farklı frekanslardaki kayıp faktörü ölçümü standart bir ölçüm olarak düşünülebilir. Düşük frekanslardaki ölçümler (15 Hz) nemin hassas değerlendirilmesine imkan tanımaktadır. Yüksek frekanslardaki ölçümler, ölçü tep ucunda veya en iç katman bağlantısında kontak problemlerinin veya sıralı katmanlar arası yüksek dirençli kısmi bozulmaların hassas bir şekilde değerlendirmesine katkıda bulunmaktadır. Tablo 2’de yeni ve eski buşinglerin farklı frekanslardaki tipik %PF limitleri gösterilmektedir. Tüm testler 2 kV test geriliminde yapılmıştır[6].

Tablo 2. YEKK buşing için 2 kV’da farklı frekanslarda tipik kayıp faktörü limitleri [6]

Yağ Emdirilmiş Kağıtlı Kondenser Buşing (YEKK)		
Frekans (Hz)	Yeni	Eski
15 Hz	<0,5 %	<0,7 %
50/60 Hz	<0,4 %	<0,5 %
400 Hz	<0,5 %	<0,7 %

4. Bulgular

Bu çalışmada TEİAŞ’a bağlı trafo merkezlerinde bulunan güç trafolarındaki buşinglerin izolasyonunun durumunun tespit edilmesine çalışılmıştır. Bu amaçla çalışmada TEİAŞ’a bağlı olan iki adet trafo merkezindeki izolasyonu zayıflamış bulunan buşingler seçilmiş ve bunların üzerinde farklı frekanslardaki kayıp faktörü ölçümü yapılmıştır. TEİAŞ’a bağlı farklı iki (A ve B) trafo merkezlerinde bulunan güç trafoları buşinglerinde, 2 kV gerilimde (15,20,35,50,135,220, 305 ve 400 Hz) 8 farklı frekansta, Omicron Tetrano600 AC izolasyon test cihazıyla kayıp faktörleri ölçülmüştür.

4.1. A TM’deki Güç Trafosu Buşinglerinde Yapılan Ölçümler

Güç trafosunun YEKK buşinglerinde (A,B,C fazları ve Nötr Buşingleri: ASEA-Brown Boveri, 170 kV, 1250 A, Tip:GOB750) yapılan geleneksel kayıp faktörü ölçüm sonuçları tablo 3’te gösterilmektedir. 2009-2012 yıllarındaki ölçümleri, Doble M2H marka AC izolasyon test cihazı ile, 2015-2018 yılı ölçümleri Doble M4100 marka AC izolasyon test cihazıyla yapılmıştır.

Tablo 3. A TM’deki güç trafosunun 50 Hz’de kayıp faktörü değerleri

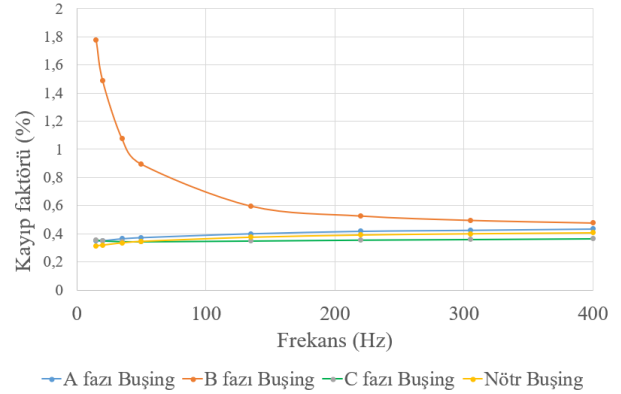
Faz	12.06.2018		15.11.2015		04.09.2012		24.06.2009	
	%PF	°C	%PF	°C	%PF	°C	%PF	°C
A	0,37	25	0,41	18	0,50	14	0,38	30
B	1,06	25	0,91	18	0,97	14	0,37	30
C	0,35	25	0,37	18	0,54	14	0,38	30
N	0,35	25	0,40	18	0,38	14	0,37	30

Tablo 3’den görüldüğü gibi A,C fazları ve nötr buşingin kayıp faktörü ölçüm sonuçları 2009 yılı ile diğer yıllardaki ölçüm sonuçları karşılaştırıldığında artış yönünde ciddi bir değişiklik

görülmemektedir. Ancak B fazı buşingi 2009 yılındaki ölçüm sonuçları (0,38) ile 2018 yılındaki ölçüm sonuçları (1,06) karşılaştırıldığında kayıp faktöründe ciddi bir artış söz konusudur. Farklı frekanslarda (15 ile 400 Hz arası) Omicron Tetrano600 marka AC izolasyon test cihazıyla 12.06.2018 tarihinde ve 24 °C sıcaklıkta yapılan buşing kayıp faktörü ölçümüne ait değerler tablo 4’te gösterilmektedir. Kayıp faktörüne ait grafik şekil 10’da gösterilmektedir.

Tablo 4. A TM’deki güç trafosu buşinglerinin farklı frekanslarda yapılan kayıp faktörü ölçüm değerleri

Frekans(Hz)	Kayıp Faktörü (%)			
	A fazı buşing	B fazı buşing	C fazı buşing	Nötr buşing
15	0,350	1,777	0,358	0,315
20	0,352	1,488	0,351	0,319
35	0,366	1,076	0,346	0,335
50	0,374	0,896	0,345	0,346
135	0,401	0,598	0,35	0,376
220	0,418	0,528	0,356	0,392
305	0,425	0,497	0,36	0,401
400	0,434	0,478	0,365	0,408



Şekil 10. A TM’deki güç trafosu buşinglerinde farklı frekanslarda yapılan kayıp faktörü ölçüm grafiği

Tablo 3’ten görüldüğü gibi, 50 Hz ile yapılan kayıp faktörü ölçüm sonuçlarından kayıp faktörünün arttığı tespit edilmektedir. Şekil 10’dan görüldüğü gibi farklı frekanslardaki kayıp faktörü ölçüm sonuçlarına göre ise, B fazı buşingin düşük frekanslardaki kayıp faktörleri yüksektir. Yüksek frekanslarda ise kayıp faktörleri düşük değerler gösterdiğinden B fazı buşingin nem aldığı frekans taramasından görülmektedir.

4.2. B TM’deki Güç Trafosu Buşinglerinde Yapılan Ölçümler

Güç trafosunun YEKK buşinglerinde (A fazı: Passoni Villa, 170 kV,800A,Tip:PNO170750800,Üretim yılı:2011), B ve C fazları: ASEA,145 kV, 1250 A, Tip:GOB 650) yapılan geleneksel kayıp faktörü ölçümleri tablo 5’te gösterilmektedir. 2014 yılı ölçümleri Doble M2H, 2015-2017 yılı ölçümleri Doble M4100 marka AC izolasyon test cihazıyla, 2018 yılı ölçümleri Omicron Tetrano600 AC izolasyon test cihazıyla yapılmıştır.

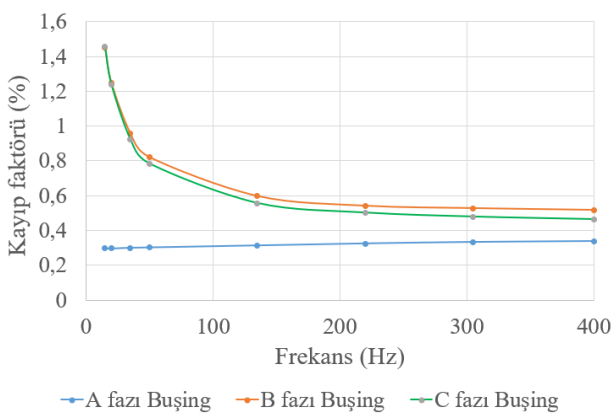
Tablo 5. B TM'deki güç trafosunun 50 Hz'de kayıp faktörü değerleri

	04.06.2018		25.12.2017		30.04.2015		20.04.2014	
Faz	%PF	°C	%PF	°C	%PF	°C	%PF	°C
A	0,31	30	0,54	12	0,34	20	0,34	25
B	0,99	30	0,76	12	0,53	20	0,40	25
C	0,94	30	0,64	12	0,57	20	0,39	25

Tablo 5'ten görüldüğü üzere A fazı buşingin 2014 yılı ile diğer yıllardaki ölçüm sonuçları karşılaştırıldığında ciddi bir değişiklik görülmemektedir. A fazı için 2017 yılındaki yükseklik testin yapıldığı tarihteki sıcaklıktan kaynaklanmaktadır. B ve C fazı buşingin 2014 yılı ile 2018 yılı kayıp faktörü ölçümleri karşılaştırıldığında ciddi bir artış söz konusudur. Farklı frekanslarda (15 ile 400 Hz arası) Omicron Testrano 600 marka AC izolasyon test cihazıyla 04.06.2018 tarihinde ve 30 °C sıcaklıkta yapılan buşing kayıp faktörü ölçümüne ait ölçümüne ait değerler tablo 6'da gösterilmektedir. Kayıp faktörüne ait grafik şekil 11'de gösterilmektedir.

Tablo 6. B TM'deki güç trafosu buşinglerin farklı frekanslarda yapılan kayıp faktörü ölçüm değerleri

Frekans (Hz)	Kayıp Faktörü (%)		
	A fazı buşing	B fazı buşing	C fazı buşing
15	0,296	1,450	1,458
20	0,296	1,249	1,239
35	0,300	0,957	0,923
50	0,302	0,821	0,784
135	0,313	0,597	0,557
220	0,324	0,541	0,502
305	0,332	0,527	0,479
400	0,337	0,517	0,464



Şekil 11. B TM'deki güç trafosu buşinglerinde farklı frekanslarda yapılan kayıp faktörü ölçümü

Tablo 5'te görüldüğü gibi, 50 Hz frekans ile yapılan kayıp faktörü ölçüm sonuçlarından B ve C fazlarının 2018 değerleri ile 2014 yılındaki ölçüm değerleri karşılaştırıldığında kayıp faktörünün arttığı tespit edilmektedir. Farklı frekanslardaki kayıp faktörü ölçüm sonuçlarına göre ise B ve C fazı buşinglerinin düşük frekanslarda yüksek kayıp faktörü

değerleri görülmektedir. Şekil 11'den görüldüğü gibi B ve C fazı buşinglerin nem aldığı anlaşılmaktadır. B ve C fazları izolasyonu zayıfladığından A fazına göre kayıp faktörü değerleri daha fazla yükseklik göstermektedir. A fazının ise 2014 yılı ile 2018 yılları arası 50 Hz frekansındaki kayıp faktörü ölçümlerinde değişiklik gözlenmemektedir. A fazının farklı frekansındaki kayıp faktörü ölçüm sonuçları da farklı frekanslarda değişiklik göstermemektedir. Bu ölçüm sonuçlarından A fazı buşinginin durumunun normal olduğu anlaşılmaktadır.

5. Sonuçlar

Buşing kayıp faktörü ölçümlerinde 50 Hz'de yapılan kayıp faktörlerinin yanı sıra farklı frekans aralıklarında yapılan kayıp faktörü ölçümleri, buşingin izolasyon durumu hakkında, nem alıp almadığı konusunda ilave bilgiler vermektedir. Yapılan çalışmalardan görüldüğü üzere farklı frekanslarda gerçekleştirilen ölçümlerde buşing izolasyon durumu hakkında daha net bilgi sahibi olunabilmektedir. Nem aldığı düşünülen buşinglerde yapılan ölçümlerde, düşük frekanslarda ölçülen kayıp faktörünün yüksek, yüksek frekanslarda düşük olması noktası diğer çalışmaları [6,16,17] destekliyi niteliktedir.

Bu çalışmada, güç trafosunda bulunan buşinglerin izolasyon durumları ölçülmeye çalışılmıştır. Yeni gelişen teknolojilere göre yeni ölçüm metodu olan farklı frekanslarda kayıp faktörü ölçümü yapılarak türkçe literatüre katkı sağlanmak istenmiştir. Diğer farklı tip buşinglere de uygulanmak suretiyle yeni ölçüm yönteminin farklı sahalarda uygulanması sağlanabilir.

Özellikle 50 Hz frekansında ölçülen kayıp faktörü değerlerinde artış olan buşinglerde farklı frekanslarda da ölçümlerin gerçekleştirilmesi, daha sağlıklı değerlendirmeler yapılabilmesine katkı sağlayacaktır.

Teşekkür

Bu çalışmanın ölçümleri TEİAŞ olanakları ile gerçekleştirilmiştir. TEİAŞ'a teşekkürlerimi sunarım.

Kaynaklar

- [1] TSE EN60076-1 Güç Transformatörleri, Türk Standartları Enstitüsü, Ankara, 2012.
- [2] IEC 60137, Insulated Bushings for Alternating Voltages Above 1 000 V, Edition 7.0, 2017.
- [3] TS EN 60137, Yalıtkan Geçit İzolâtorleri - 1 kV'nın Üzerindeki Alternatif Gerilimler İçin, 2000.
- [4] Doble M2H Instruction Manual, Doble Engineering Company, Watertown, Massachusetts, USA, 1988.
- [5] Suwnansri, T., Pongmanee, A., and Suwanasri, C., "On-line Monitoring for Bushing of Power Transformer", Gmsarn International Journal 8, Thailand, pp.47- 52, 2014.
- [6] Kruger, M., Kraetge, A., Koch, M., Rethmeier, K., Pütter, M., Hulka, L., Muhr, M., Summereder, C., "New Diagnostic Tools For High Voltage Bushing", Cigre VI Workspot-İnternaional Wuokshop On Power Transformers, 25-28 April 2010.
- [7] Yazgaç, İ., Güç Transformatörleri Arızalar ve Saha Testleri, TEİAŞ Yayını, Ankara, 2017.

- [8] Pustu, M., Güç Trafoları ve Saha Testleri, EMO Yayınları, Ankara, 2013.
- [9] Odođlu, H., Transformatör ve Şönt Reaktör Deneyleri, Emo Yayınları, Ankara, 2013.
- [10] Alstom Saha Test Klavuzu Güç Transformatörleri, STM-Rev.004 – Kocaeli, 2011.
- [11] Horning, M., Basic Instruction Notes, Doble Engineering Company, Watertown, Massachusetts, USA, 2012.
- [12] ABB Brochure, Bushing Diagnostics and Conditioning, Ludvika, Sweden, 2000.
- [13] IEEE Std 62 -1995: Guide for Diagnostic Field Testing of Electric Power Apparatus- Part 1: Oil Filled Regulators and Reactors, 1995.
- [14] IEEE Std C57.19.01: Performance Characteristics and Dimensions for Outdoor Apparatus Bushings, 2000.
- [15] Ohlen, M., and Werelius, P., “Bushing Insulation Diagnostics Based on Dielectric Response”, Electricity+Control, South Africa: Crown Publications, pp. 50-59, 2011.
- [16] Cigre Guide for Transformer maintenance Working Group.A2.34, February 2011.
- [17] Pankratz, C., “Bushing Power Factor Testing Training”, 85th International Conference of Doble Client, Massachusetts USA, April 8-13, 2018.



Orhan Cengiz USTA,

1981 yılında Trabzon' da doğdu. Lisans ve yüksek lisansını sırasıyla 2003 ve 2010 yıllarında Karadeniz Teknik Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü' nde tamamladı. 2007 yılından beri Türkiye Elektrik İletim A.Ş. kurumunda test başmühendisi olarak çalışmaktadır. Evli ve üç çocuk babasıdır. Çalışma konuları: Enerji iletim hatları, güç trafoları, reaktör, oto trafo, yüksek gerilim şalt teçhizatları testleridir.

Akı Borusu Kuplajlayıcıları Kullanılarak Manyetik Kuplajlı Ayarlanabilir Yığın Elemanlı Filtre Tasarımı

Magnetically Coupled Tunable Lumped Element Filter Design Using Flux-Pipe Couplers

Seyit Ahmet Sis

Elektrik Elektronik Müh., Mühendislik Fakültesi
Balıkesir Üniversitesi, Balıkesir, Türkiye
seyit.sis@balikesir.edu.tr

Öz

Bu çalışmada, manyetik olarak bağlaşımda bir çift LC rezonatör kullanılarak ikinci dereceden ve frekans ayarlı filtre tasarımı ve ölçüm sonuçları sunulmaktadır. Bahsi geçen LC rezonatörler arasındaki bağlaşım bobinler arasında oluşan manyetik alan vasıtasıyla gerçekleştirilmektedir. Bobinler iki helik yapıda alt-bobinin ortak bir ferrit çekirdek üzerine sarılarak oluşturduğu akı-borusu formunda üretilmişlerdir. Akı borusu yapısı, alt-bobinler arası mesafenin mekanik olarak değiştirilmesine olanak sağlayan yapıdır. Alt bobinler arası bu mesafe değişimi de bobinlerin öz-endüktans değerini değiştirmekte ve dolayısıyla filtrenin merkez frekansını kaydırmaktadır. İki adet minyatürize boyutlarda akı borusu bobin bağlaştırmaları kullanarak bir HF filtre üretilmiş ve karakterize edilmiştir. Alt-bobinler arası mesafenin 2 mm den 12 mm ye kadar sürekli değişimiyle, filtrenin merkez frekansı 9.4 MHz den 12.4 MHz'e kadar kaydırılabilmektedir.

Anahtar kelimeler: Ayarlı filtreler, akı borusu bağlaştırmacı, HF filtre, yığın elemanlı filtre.

Abstract

In this paper, we present a frequency tunable second order HF filter with two coupled lumped element LC resonators. Inter-resonator coupling is achieved through magnetic coupling between the inductors. The inductors are fabricated in the form of a flux-pipe structure, employing two helical sub-coils wound around a common ferrite core. The geometry of flux-pipe couplers is suitable for mechanically changing the separation between the sub-coils. Such a change, in turn, results in shifting the self-inductance of these couplers. An HF filter is fabricated with two miniaturized version of flux-pipe couplers. Filter's center frequency is tuned from 9.4 MHz to 12.4 MHz by changing the separation between sub-coils from 2 mm to 12 mm.

Keywords: Tunable filters, flux-pipe coupler, HF filter, lumped element filter.

1. Giriş

Ayarlanabilir ve anahtarlanabilir filtreler çoklu-band ve frekans-ayarlı kablosuz sistemlerin en önemli elemanlarından biridir. Bu tür filtreler alıcı-vericileri (transceiver) radyo frekans (RF) katlarında ya da ara frekans (IF) katında sıklıkla kullanılmaktadır. Ayarlanabilir filtrelere bakıldığında, filtrenin merkez frekansı elektronik olarak [1]–[6], mekanik olarak [7], [8], ya da manyetik ayarlama teknikleri [4] kullanılarak değiştirilebilmektedir. Anahtarlanabilir filtrelerin nasıl uygulandığına bakıldığında ise, farklı frekanslarda çalışan dizi halinde ayrılcı filtrelerin giriş ve çıkışlarına kaskad bağlı mikroelektromekanik sistem (MEMS) temelli ya da yarı iletken temelli anahtarların bağlanmasıyla filtre bankası oluşturulduğu görülmektedir [9]. Anahtarları bir kontrol birimi vasıtasıyla kontrol ederek istenilen bantta ki filtre sinyal hattına bağlanmaktadır. Anahtarlanabilir filtre bankaları ayarlanabilir filtrelere göre daha geniş frekans aralığını kapsayabilmektedir; fakat, kapsadığı frekans aralığında ayrılcı şekilde frekans ayarı yapmakta ve ayarlanabilir filtreler göre daha geniş yer kaplamaktadırlar.

Son yıllarda piezoelektrik katsayısı dc voltajla anahtarlanabilen ferroelektrik ince filmler ön plana çıkmaktadır. Bu ince filmler kullanılarak üretilen özünden anahtarlamalı (intrinsically-switchable) akustik filtreler kompakt filtre bankalarının gerçekleştirilmesi için önerilmektedir [10], [11]. Bu filtreler harici RF anahtarları elimine etme potansiyeline sahiptirler; fakat ince film akustik dalga filtrelerin çok düşük frekanslarda ve yüksek güçlerde kullanımı sınırlıdır. Kompak HF band mikroelektromekanik filtreler düşük frekanslar için kullanılmışlardır [12], fakat yine bu filtrelerinde yüksek güçlü uygulamalarda kullanımı pek mümkün değildir.

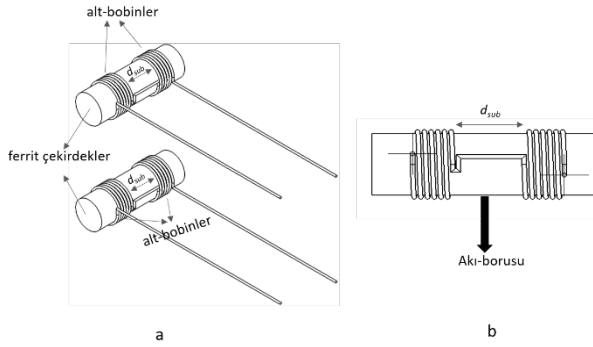
Bu çalışmada, yeni bir bobin türü kullanılarak ikinci dereceden mekanik olarak ayarlanabilir bir yığın eleman (lumped element) filtre tasarımı sunulmaktadır. İki LC rezonatör, bobinler arasında oluşan ortak manyetik alan

vasıtasıyla kuplajlanmaktadır. Buradaki bobinler esasında akı borusu kuplajlayıcılar olarak da anılmaktadırlar ve her bir bobin ya da kuplajlayıcı ortak bir ferrit çekirdek üzerine sarılmış alt bobinlerden oluşmaktadır. Akı borusu kuplajlayıcıları ilk olarak kablosuz güç aktarım sistemlerinde kullanılmışlardır [13]. Bu kuplajlayıcıların yapıları alt-bobinler arası mesafeyi değiştirmeye uygundur. Bu karakteristik de filtrenin merkez frekansının değiştirilmesine olanak sağlamaktadır.

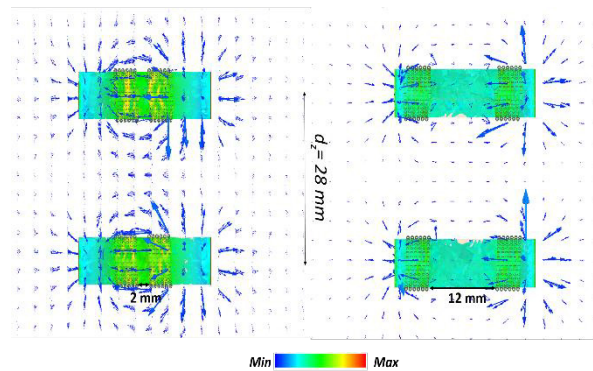
2. Kuplajlayıcı Yapısı ve Filtre Modeli

2.1. Akı-Borusu Kuplajlayıcı Yapısı

Bir akı borusu kuplajlayıcı iki adet alt-bobinin ortak bir ferrit üzerine sarılmasıyla elde edilmektedir. Alt-bobinler birbirlerine elektriksel olarak seri ya da paralel bağlıdır; fakat paralel bağlantı gerekli bobin değerlerinin elde edilebilmesi için çok sayıda sargı ve tel kullanımı gerektirmektedir. Bu nedenle bu çalışmada alt-bobinler arası bağlantının seri olarak gerçekleştirilmesi uygun görülmektedir. Şekil 1 (a) da kuplajlanmış bir çift akı borusu yapısı, Şekil 1 (b) de ise tek bir akı borusunun önden görüntüsü teknik çizim olarak verilmektedir.



Burada belirtilmesi gereken önemli bir husus seri bağlı alt-bobin bağlantılarının bağlantı konfigürasyonunun ferrit içerisinde her bir alt-bobinden dolayı oluşan manyetik akının yapıcı şekilde toplanmasını sağlayacak şekilde olması gerektiğidir [13]. Şekil 2 de bir elektromanyetik (EM) benzetim programında yapılan benzetim sonuçları verilmektedir. Görüldüğü üzere, alt bobinler tarafından oluşturulan manyetik alan ferrit içinde yapıcı şekilde toplanmaktadır.



Şekil 2: EM benzetim sonuçlarından elde edilen ve alt-

bobinler arası mesafelerin 2 mm ve 12 mm olduğu durumlar için Ferrit çekirdek içerisinde manyetik akı dağılımı.

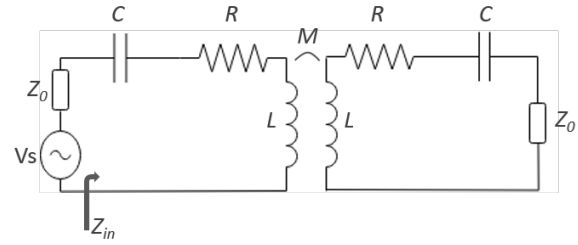
Yine aynı şekilden görüldüğü üzere alt-bobinler arası mesafe (dsub) 2 mm den 12 mm ye çıkarıldığında, ferritler içindeki akı dağılımı oldukça değişmektedir. Kablosuz güç transferi uygulamalarında ferrit içerisinde meydana gelen bu değişim bobinler (kuplajlayıcılar) arasındaki kuplaj sabitini ayarlamak, özellikle artırmak için kullanılmaktadır. Bu çalışma da ise, ilk defa alt bobinler arasında mesafe değişiminden kaynaklanan bu ferritler içindeki manyetik akı değişimi frekansı ayarlanabilir filtre tasarımında kullanılmaktadır.

2.2. Manyetik Olarak Kuplajlanmış İkinci Dereceden Filtre için Devre Modeli

Manyetik olarak kuplajlanmış ikinci dereceden filtrenin frekans cevabı Şekil 3 de verilen devre modeli kullanılarak elde edilebilir. Filtrenin araya girme kaybı bu model kullanılarak aşağıdaki gibi çıkarılabilir:

$$S_{21}(\text{dB}) = 10 \log \left(\frac{4Z_0^2 \omega^2 M^2}{4(R+Z_0)^2 \left[\omega L - \frac{1}{\omega C} \right]^2 + \left[(R+Z_0)^2 - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2 + \omega^2 M^2 \right]} \right) \quad (1)$$

Burada ω , Z_0 , L , R , M ve C sırasıyla açısal frekansı ($2\pi f$), sistem empedansını, kuplajlayıcıların öz-endüktansını, kuplajlayıcıların kayıp direncini, kuplajlayıcılar arası karşılıklı endüktansı ve kuplajlayıcılara seri olarak bağlanan kapasitörleri temsil etmektedirler.



Şekil 3: İkinci dereceden manyetik olarak kuplajlanmış filtrenin devre modeli

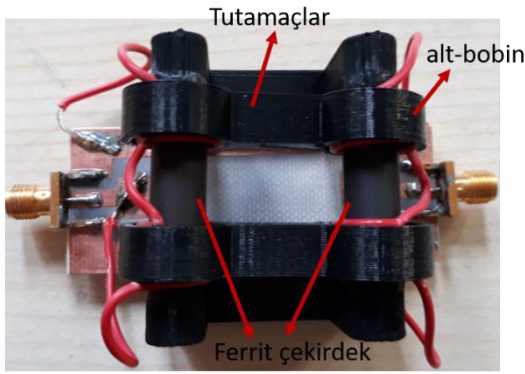
Filtrenin giriş yansıma katsayısı aşağıda denklem (2) de verildiği üzere elde edilmektedir. Elektromanyetik benzetim programı ve burada anlatılan devre modeli istenilen filtre cevabını elde etmek amacıyla tasarımda birlikte kullanılabilir.

$$S_{11}(\text{dB}) = 20 \log \left(\frac{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) + \frac{(\omega M)^2}{R + Z_0 + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} - Z_0}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) + \frac{(\omega M)^2}{R + Z_0 + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} + Z_0} \right) \quad (2)$$

3. Filtrenin Üretimi ve Ölçüm Sonuçları

Filtre üretimine ilk olarak alt bobinlerin bir kalıba sarılmasıyla başlanmıştır. Sargılar daha sonra kalıptan çıkarılıp bir hızlı yapıştırıcıyla sertleştirilmişlerdir. Daha sonra bu sargılarla elde edilen alt-bobinler 3-boyutlu (3-d) yazıcıda üretilen metalik olamayan tutamaç yapılarına yerleştirilmişlerdir.

Üretilen bu tutamaçlar, bobinler (kuplajlayıcılar) arası mesafeyi sabit tutmaya ve alt-bobinler arası mesafeyi kolayca değiştirmeye olanak sağlamaktadırlar. Son olarak da kuplajlayıcılar rezonans kapasitörlerine seri olarak bağlanmışlardır. Filtre 50 Ω sistem empedansına sahip ağ analizöründe ölçüleceği için, giriş çıkış portlarına bağlantılar 50 Ω karakteristik empedansına sahip mikroşerit hatlarla gerçekleştirilmektedir. Şekil 4 de üretimi gerçekleştirilen ikinci dereceden filtrenin fotoğrafı gösterilmektedir.



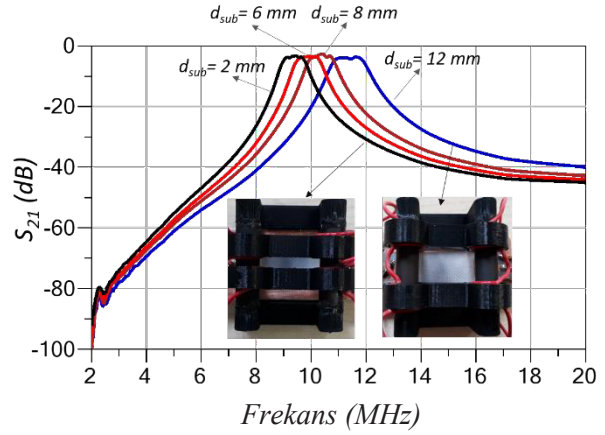
Şekil 4: Üretimi gerçekleştirilen filtrenin fotoğrafı

Ferrit çekirdekler dairesel kesitli yarıçapı 8 mm ve uzunluğu 26 mm olan çubuk şeklinde yapıdadırlar. Ferritlerin bağlı manyetik geçirgenliği (μ_r) 125 dir. Akı boruları arası mesafe 26 mm dir ve bu mesafe, alt-bobinler arası mesafe 6 mm iken, akı boruları arası 0.82 μH değerinde karşılıklı endüktans (M) değeri oluşmasını sağlamaktadır. Alt bobinler arası çeşitli mesafeler (d_{sub}) için bobinlerin ölçülen öz endüktans değerleri aşağıda Tablo 1 de verilmektedir. Akı boruları 22 pF değerinde seri bağlı kapasitörlerle rezonansa sokulduklarında, 10 MHz merkez frekansında ve 750 kHz band genişliğinde bir band geçiren filtre cevabı sergilemektedirler. Burada alt bobinler arası mesafe (d_{sub}) 6 mm dir. Filtrelerin ölçümü Rohde & Schwarz FSH8 Spectrum + Network markalı bir ağanalizörü ile gerçekleştirilmiştir.

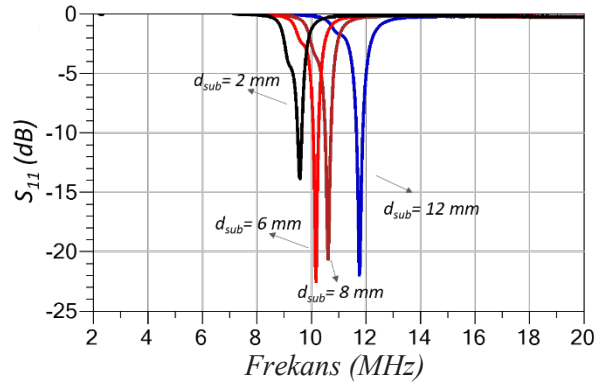
Tablo 1: Çeşitli d_{sub} değerleri için bobinlerin ölçülen öz endüktans değerleri

d_{sub}	2 mm	6 mm	8 mm	12 mm
L	13.2 μH	11.5 μH	10.8 μH	9 μH

Şekil 5 ve Şekil 6 da ağ analizöründen ölçülen araya grime kaybı (S_{21}) ve giriş yansımaya katsayısı (S_{11}) değerlerinin frekansa göre değişim grafikleri verilmektedir. Burada her iki veri de alt bobinler arası mesafelerin hem 2 mm hem de 12 mm olduğu durumlar için gösterilmektedir. Bu grafiklerden görüldüğü üzere, filtreler alt-bobinler arası mesafenin 8 mm ye kadar olduğu durumlar için yaklaşık 3.5 dB araya girme kaybı sergilemektedir. Fakat alt-bobinler arası mesafe 12 mm iken araya girme kaybı yaklaşık 4.2 dB ye kadar çıkmaktadır. 12 mm de araya girme kaybındaki bu artış kuplajlanma sabiti değerinin çok yüksek olmasından dolayıdır. Filtrenin merkez frekansı 9.4 MHz den 11.4 MHz değerine alt bobinler arası mesafenin mekanik olarak 2 mm den 12 mm ye değiştirilmesiyle kaydırılabilmektedir. Tablo 2 ölçülen filtrenin performansını tüm mekanik ayarlama durumları için özet olarak vermektedir.



Şekil 5: Çeşitli d_{sub} değerleri için araya girme kaybının frekansa göre değişimi



Şekil 6: Çeşitli d_{sub} değerleri için giriş yansımaya katsayısının frekansa göre değişimi

Tablo 2: Ölçülen filtrenin çeşitli ayarlama durumları için elektriksel performansı

d_{sub}	Araya Girme Kaybı	Merkez Frekansı	1 dB Bant genişliği
2 mm	~ 3.6 dB	9.4 MHz	685 kHz
6 mm	~ 3.6 dB	9.9 MHz	750 kHz
8 mm	~ 3.4 dB	10.4 MHz	820 kHz
12 mm	~ 4.2 dB	11.4 MHz	1070 kHz

Üretilen bu filtrelerin çalışma frekansları mevcut ferritlerin yüksek frekans performanslarıyla sınırlıdır. Düşük manyetik geçirgenliğe sahip ve güç elektroniği devrelerinde de sıklıkla kullanılan Nikel Çinko (NiZn) malzemeden yapılan ferrit çekirdekler birkaç on MHz lere düşük kayıplarda sabit geçirgenlik değerlerini koruyabilmektedirler.

4. Sonuç

Bu makalede, ikinci dereceden mekanik olarak frekansı ayarlanabilen bir yığın eleman tasarımı ve ölçüm sonuçları sunulmaktadır. İki adet LC rezonatör arasındaki bağlaşım bobinler arasındaki manyetik alan kuplajlanmasıyla sağlanmaktadır. Bobinler esasında akı-borusu olarak isimlendirilen kuplajlayıcı yapısındadırlar. Akı borusu yapısı bir filtre tasarımı için ilk defa kullanılmıştır.

Kaynaklar

- [1] T. S. Kalkur *et al.*, “Low Voltage Tunable Band Pass Filters Using Barium Strontium Titanate Parallel Plate Capacitors,” *Integr. Ferroelectr.*, vol. 112, no. 1, pp. 1–7, 2010.
- [2] C. Schuster *et al.*, “Performance analysis of reconfigurable bandpass filters with continuously tunable center frequency and bandwidth,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 65, no. 11, pp. 4572–4583, 2017.
- [3] H. Aldeeb and T. S. Kalkur, “Tunable dual band filter with BST capacitors,” *Integr. Ferroelectr.*, vol. 157, no. 1, pp. 95–100, 2014.
- [4] A. S. Hussaini, R. Abd-Alhameed, and J. Rodriguez, “Tunable RF filters: Survey and beyond,” in *2011 18th IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems*, 2011, pp. 512–515.
- [5] X. Wang, P. Bao, T. J. Jackson, and M. J. Lancaster, “Tunable microwave filters based on discrete ferroelectric and semiconductor varactors,” *IET microwaves, antennas Propag.*, vol. 5, no. 7, pp. 776–782, 2011.
- [6] E. Fourn *et al.*, “Bandwidth and central frequency control on tunable bandpass filter by using MEMS cantilevers,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003*, 2003, vol. 1, pp. 523–526.
- [7] S. Kurudere and V. B. Ertürk, “Novel microstrip fed mechanically tunable combline cavity filter,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 23, no. 11, pp. 578–580, 2013.
- [8] Y. Ishikawa *et al.*, “Mechanically tunable MSW bandpass filter with combined magnetic units,” in *IEEE International Digest on Microwave Symposium*, 1990, pp. 143–146.
- [9] S. Mahon, J. Zepess, M. Andrews, and T. Semiconductor, “BAW flip-chip switched filter bank delivers dramatic form factor reduction,” in *High Freq. Electron.*, 2008, pp. 24–28.
- [10] S. A. Sis, S. Lee, V. Lee, and A. Mortazawi, “An intrinsically switchable, monolithic BAW filter using ferroelectric BST,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 26, no. 1, pp. 25–27, 2016.
- [11] V. Lee, S. Lee, S. A. Sis, and A. Mortazawi, “Intrinsically Switchable Frequency Reconfigurable Barium Strontium Titanate Resonators and Filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 65, no. 9, pp. 3221–3229, 2017.
- [12] F. D. Bannon, J. R. Clark, and C.-C. Nguyen, “High-Q HF microelectromechanical filters,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 4, pp. 512–526, 2000.
- [13] M. Budhia, G. Covic, and J. Boys, “A new IPT magnetic coupler for electric vehicle charging systems,” *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 2487–2492, 2010.



Seyit Ahmet Sis

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