

**OPTİK FİBERLİ VE MEMS JİROSKOPLARIN
ELEKTRONİK DEVRELERİNDE ELEKTROMANYETİK
UYUMLULUK ANALİZİ VE MODELLENMESİ**

Emirhan SAĞ



T.C.
BURSA ULUDAĞ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**OPTİK FİBERLİ VE MEMS JİROSKOPLARIN ELEKTRONİK
DEVRELERİNDE ELEKTROMANYETİK UYUMLULUK ANALİZİ VE
MODELLENMESİ**

Emirhan SAĞ
0000-0002-2030-4357

Prof. Dr. Güneş YILMAZ
(Danışman)

DOKTORA TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

BURSA – 2023
Her Hakkı Saklıdır

TEZ ONAYI

Emirhan SAĞ tarafından hazırlanan “OPTİK FİBERLİ VE MEMS JİROSKOPLARIN ELEKTRONİK DEVRELERİNDE ELEKTROMANYETİK UYUMLULUK ANALİZİ VE MODELLENMESİ” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Bursa Uludağ Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Prof. Dr. Güneş YILMAZ

- | | | | |
|---------------|---|---|------|
| Başkan | : | Prof. Dr. Güneş YILMAZ
0000-0001-8972-1952
Bursa Uludağ Üniversitesi,
Mühendislik Fakültesi,
Telekomünikasyon Anabilim Dalı | İmza |
| Üye | : | Doç. Dr. Cemal HANILÇI
0000-0002-9174-0367
Bursa Teknik Üniversitesi,
Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi,
Telekomünikasyon Anabilim Dalı | İmza |
| Üye | : | Dr. Öğr. Üyesi Sibel YENİKAYA
0000-0002-9423-1752
Bursa Uludağ Üniversitesi,
Mühendislik Fakültesi,
Elektromanyetik Alanlar ve Mikrodalga Tekniği Anabilim Dalı | İmza |
| Üye | : | Dr. Öğr. Üyesi Arif BAŞGÜMÜŞ
0000-0002-0611-3220
Bursa Uludağ Üniversitesi,
Mühendislik Fakültesi,
Telekomünikasyon Anabilim Dalı | İmza |
| Üye | : | Dr. Öğr. Üyesi Ekrem DÜVEN
0000-0003-4957-6126
Bursa Teknik Üniversitesi,
Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi,
Kontrol Sistemleri Anabilim Dalı | İmza |

Yukarıdaki sonucu onaylarım

Prof. Dr. Hüseyin Aksel EREN
Enstitü Müdürü
.../.../....

B.U.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçları bilimsel ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
- atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak gösterdiğimi,
- kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapmadığımı,
- ve bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversite veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı

beyan ederim.

26/12/2022

Emirhan SAĞ

**TEZ YAYINLANMA
FİKRİ MÜLKİYET HAKLARI BEYANI**

Enstitü tarafından onaylanan lisansüstü tezin/raporun tamamını veya herhangi bir kısmını, basılı (kâğıt) ve elektronik formatta arşivleme ve aşağıda verilen koşullarla kullanıma açma izni Bursa Uludağ Üniversitesi'ne aittir. Bu izinle Üniversiteye verilen kullanım hakları dışındaki tüm fikri mülkiyet hakları ile tezin tamamının ya da bir bölümünün gelecekteki çalışmalarda (makale, kitap, lisans ve patent vb.) kullanım hakları tarafımıza ait olacaktır. Tezde yer alan telif hakkı bulunan ve sahiplerinden yazılı izin alınarak kullanılması zorunlu metinlerin yazılı izin alınarak kullandığını ve istenildiğinde suretlerini Üniversiteye teslim etmeyi taahhüt ederiz.

Yükseköğretim Kurulu tarafından yayınlanan “**Lisansüstü Tezlerin Elektronik Ortamda Toplanması, Düzenlenmesi ve Erişime Açılmasına İlişkin Yönerge**” kapsamında, yönerge tarafından belirtilen kısıtlamalar olmadığı takdirde tezin YÖK Ulusal Tez Merkezi / B.U.Ü. Kütüphanesi Açık Erişim Sistemi ve üye olunan diğer veri tabanlarının (Proquest veri tabanı gibi) erişimine açılması uygundur.

Prof. Dr. Güneş YILMAZ
Tarih

Emirhan SAĞ
Tarih

İmza

Bu bölüme kişinin kendi el yazısı ile okudum
anladım yazmalı ve imzalanmalıdır.

İmza

Bu bölüme kişinin kendi el yazısı ile okudum
anladım yazmalı ve imzalanmalıdır.

ÖZET

Doktora Tezi

OPTİK FİBERLİ VE MEMS JİROSKOPLARIN ELEKTRONİK DEVRELERİNDE ELEKTROMANYETİK UYUMLULUK ANALİZİ VE MODELLENMESİ

Emirhan SAĞ

Bursa Uludağ Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Güneş YILMAZ

Eylemsiz bir uzaya göre sabit bir eksen etrafındaki açısal hızı ölçmeyi sağlayan jiroskoplar, önemli bir sensör sınıfı olarak ortaya çıkmakta ve uygulamaları sürekli artmaktadır. Navigasyon, güdüm, kontrol ve stabilizasyon gibi birçok uygulamada açısal hızı algılamak için kullanılmaktadırlar. Jiroskoplar, Ataletsel Ölçüm Birimi, Tutum ve Yön Referans Sistemi ve Ataletsel Navigasyon Sistemi gibi karmaşık sistemlerin önemli bir parçasıdır. Bu sistemler havacılık, denizaltı, uzay araçları, uydular, füze sistemleri ve otomotiv sektöründe yaygın olarak kullanılmaktadır.

Mekanik, optik ve mikro-elektro-mekanik sistemler gibi farklı çalışma prensiplerine dayanan jiroskop türleri mevcuttur. Optik jiroskopların mikro-elektro-mekanik sistem (MEMS) jiroskoplara kıyasla düşük gürültü seviyeleri, hareketli parça içermeme, titreşim ve darbeye karşı dayanıklılık ve ayrıca tasarım ve konfigürasyonda esnekliği içeren birçok avantajı bulunmaktadır. Buna karşı MEMS jiroskopların küçük hacimli ve düşük maliyetli olmak gibi avantajları bulunmaktadır.

Bu tezde, interferometrik fiber optik jiroskobun (IFOG) optik kaynağı için akım sürücü ve sıcaklık kontrolü devresi ile alıcı ve geribesleme işlemlerini yapan elektronik devre kartlarının tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bacaklı ve yüzey montaj devre elemanları ile yapılan iki farklı tasarım için IFOG'ların performansları Allan varyans yöntemi ile analiz edilmiş ve ticari sınıf bir MEMS jiroskop ile karşılaştırılmıştır. Tasarlanan elektronik devre kartlarının otomotiv ve askeri elektromanyetik uyumluluk standartlarına göre iletilen ışığa ve yayılan ışığa testlerinin benzetimleri gerçekleştirilerek karşılaştırmalı analizi yapılmıştır. Kart tasarımına bağlı akım ve güç yoğunluklarındaki değişimler ile termal kamera ölçümleri ile elde edilen ısınma problemleri karşılaştırılarak analiz edilmiştir. Ayrıca sıcaklığın ölçülebilir minimum açısal hıza etkisi incelenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Fiber optik jiroskop, MEMS jiroskop, elektromanyetik uyumluluk, Allan varyans.

2023, xiii + 132 sayfa.

ABSTRACT

PhD Thesis

ANALYSIS AND MODELING OF ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY IN ELECTRONIC CIRCUITS OF OPTICAL FIBER AND MEMS GYROSCOPES

Emirhan SAĞ

Bursa Uludağ University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Güneş YILMAZ

Gyroscopes, which enable measuring the angular velocity around a fixed axis with respect to an inertial space, emerge as an important sensor class and their applications are constantly increasing. They are used to detect angular velocity in many applications such as navigation, guidance, control, and stabilization. Gyroscopes are an essential part of complex systems such as Inertial Measurement Unit, Attitude and Heading Reference System, and Inertial Navigation System. These systems are widely used in aviation, submarines, space vehicles, satellites, missile systems, and the automotive industry.

There are types of gyroscopes based on different operating principles such as mechanical, optical, and micro-electro-mechanical systems. Optical gyroscopes have many advantages over micro-electro-mechanical system (MEMS) gyroscopes, including low noise levels, no moving parts, resistance to vibration and shock, as well as flexibility in design and configuration. On the other hand, MEMS gyroscopes have advantages such as small size and low cost.

In this thesis, the design of the electronic circuit boards that operate as current driver and temperature control circuit for its optical source, as well as executing the receiver and feedback operations of the interferometric fiber optic gyroscope (IFOG) has been achieved. IFOG performances for two different designs performed with through hole and surface mount technology circuit elements have been analyzed by the Allan variance method and compared with a commercial grade MEMS gyroscope. Comparative analysis of the designed electronic circuit boards has been carried out by simulating the conducted emission and radiated emission tests according to automotive and military electromagnetic compatibility standards. The changes in current and power densities due to the board design and the heating problems obtained by thermal camera measurements have been compared and analyzed. In addition, the effect of temperature on the detectable minimum rotation rate has been investigated.

Key words: Fiber optic gyroscope, MEMS gyroscope, electromagnetic compatibility, Allan variance

2023, xiii + 132 pages.

TEŐEKKÖR

Öncelikle her zaman yanımda olan aileme; anneme, babama ve kardeőime ayrı ayrı teőekkÖrlerimi sunarım.

Öğrenim sürecim boyunca akademik ve kişisel, bilgi ve tecrübelerinden istifade ettiğim danışman hocam Prof. Dr. Güneş YILMAZ'a teőekkÖrlerimi sunarım.

Bu tez çalışması, TÜBİTAK BİDEB 2244 Sanayi Doktora Programı'nın 118C100 numaralı "Bursa Uludağ Üniversitesi - TUSAŞ Sanayi Doktora Programı" projesinin bir parçası olarak tamamlanmıştır. Projeye olan destekleri için TÜBİTAK'a teőekkÖrlerimi sunarım.

Emirhan SAĞ
31/01/2023

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	x
ÇİZELGELER DİZİNİ	xiii
1. GİRİŞ	1
2. KAYNAK ARAŞTIRMASI	5
3. MATERYAL ve YÖNTEM.....	11
3.1. Jiroskoplardaki Fiziksel Etkiler.....	11
3.1.1. Sagnac etkisi	11
3.1.2. Coriolis kuvveti etkisi	14
3.2. Fiber Optik Jiroskoplar	17
3.3. İnterferometrik Fiber Optik Jiroskop	20
3.3.1. Açık döngü faz kaydırma yapısı	22
3.3.2. Kapalı döngü sinyal işlemeli IFOG yapısı.....	25
3.4. İnterferometrik Fiber Optik Jiroskop Konfigürasyonları.....	29
3.4.1. Tam faz korumalı IFOG.....	29
3.4.2. PM fiber/entegre optik IFOG	30
3.4.3. Depolarize-IFOG	30
3.5. Jiroskop Performans Parametreleri	31
3.6. Performans Doğruluğu ve Bozucu Etkiler	33
3.6.1. Optik elemanlardan kaynaklanan gürültüler	34
3.6.2. Erbiyum katkılı süperfloresan fiber kaynak.....	34
3.6.3. Faz-tipi kayma hatası	38
3.6.4. Polarizasyon karşılıksızlık	38
3.6.5. Faraday etkisi	38
3.6.6. Kerr etkisi.....	39
3.6.7. Shupe etkisi	39
3.7. Mikro-Elektro-Mekanik Sistem Jiroskoplar	39
3.7.1. Çift Eksenli MEMS Jiroskop	40
3.7.2. Bozucu Etkiler ve Tasarım Kriterleri.....	41
3.8. Allan Varyansı	43
3.8.1. Açısal rasgele yürüme	44
3.8.2. Sabit kayma kararsızlığı.....	46
3.8.3. Hızdaki rasgele yürüme	47
3.8.4. Hız rampası	48
3.8.5. Kuantalama gürültüsü	49
3.8.6. Toplam gürültü.....	50
3.9. Elektromanyetik Uyumluluk.....	50
3.9.1. Temel elektromanyetik girişim modeli	51
3.9.2. Elektromanyetik gürültü kaynakları.....	52
3.9.3. Kuplaj türleri	53
3.9.4. İletilen ve yayılan ışımaya	55

3.10. EMI Azaltma Yöntemleri.....	60
3.10.1. Ekranlama	60
3.10.2. Filtreler.....	63
3.10.3. Topraklama	63
3.11. Elektromanyetik Uyumluluk Standartları	67
3.12. İnterferometrik Fiber Optik Jiroskop Tasarımı	72
3.12.1. IFOG optik tasarımı	72
3.12.2. SLD sürücü devresi tasarımı	73
3.12.3. Açık-döngü IFOG elektronik tasarımı	76
3.12.4. Kapalı-döngü IFOG elektronik tasarımı	80
4. BULGULAR ve TARTIŞMA.....	82
4.1. Alıcı Devre Kartının Benzetimi ve Gerçeklenmesi	82
4.2. Tasarlanan IFOG'ların Performans Analizleri.....	88
4.2.1. THT elemanlar ile yapılan tasarım için analizler.....	88
4.2.2. SMD elemanlar ile yapılan tasarım için analizler.....	89
4.2.3. MEMS jiroskop için analizler	91
4.2.4. Gürültü parametrelerinin karşılaştırılması	92
4.3. EMC Testleri için Benzetim Sonuçları	93
4.3.1. THT devre için EMC testleri benzetim sonuçları	94
4.3.2. SMD devre için EMC testleri benzetim sonuçları	97
4.3.3. Devre kartlarının analizi.....	101
4.4. Ortam Sıcaklığı ile Ölçülebilir Minimum Açısal Hız İlişkisi	103
4.4.1. Yüksek çıkış gücü için sıcaklık ile ortalama dalgaboyu değişimi	104
4.4.2. Yüksek çıkış gücü için sıcaklık ile minimum açısal hız değişimi	105
4.4.3. Düşük çıkış gücü için sıcaklık ile ortalama dalgaboyu değişimi	108
4.4.4. Düşük çıkış gücü için sıcaklık ile minimum açısal hız değişimi	109
4.5. MEMS Jiroskop Yayılan Işıma Ölçümleri.....	112
5. SONUÇ	115
KAYNAKLAR	120
EKLER.....	124
EK 1 IFOG Alıcı Devresi Tasarımı	125
EK 2 Tasarlanan Baskı Devre Kartlarının Gerçeklenmesi	126
EK 3 EMI Testleri için Benzetim Modelleri.....	129
EK 4 SLD Modülü Bilgisi	130
EK 5 PINFET Fotodedektör Modülü Bilgisi	131
EK 6 J112 JFET Bilgisi	132
ÖZGEÇMİŞ	133

SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler	Açıklama
α_d	Fresnel-Fizeau sürüklenme katsayısı
B	Bandgenişliği
c	Boşluktaki ışık hızı
D	Fiber sargı çapı
D_x	x-ekseni sönümleme katsayısı
D_y	y-ekseni sönümleme katsayısı
d	Elektrik alanın uzaklığı
$E_{CM,max}$	Ortak mod akımlarının oluşturduğu elektrik alan
$E_{DM,max}$	Diferansiyel mod akımlarının oluşturduğu elektrik alan
$\Delta\phi$	Faz farkı
$\Delta\phi_{env}$	Çevresel etkilerin oluşturduğu faz farkı
$\Delta\phi_{FB}$	Geribesleme faz farkı
$\Delta\phi_m$	Modülasyon faz farkı
$\Delta\phi_R$	Dönmeye bağlı oluşan faz farkı
$\Delta\phi_{RS}$	Sıfırlama faz farkı
$\Delta\phi_S$	Sagnac faz farkı
$\Delta\phi_T$	Toplam faz farkı
Δl	Mesafe farkı
Δt	Zaman farkı
$\Delta\tau_g$	Grup gecikmesi
\vec{F}_C	Coriolis kuvveti
f_m	Modülasyon frekansı
ϕ_m	Modülasyon fazının genliği
ϕ_{PR}	Faz rampası
ϕ_S	Sagnac fazı
I	Optik yoğunluk
I_0	Dönme olmadığında optik yoğunluk
I_D	Dedektöre gelen optik yoğunluk
I_{CM}	Ortak mod akım
I_{DM}	Diferansiyel mod akımı
J_x	Birinci türden Bessel fonksiyonunun x. terimi
k_x	x-ekseni yay sabiti
k_y	y-ekseni yay sabiti
L	Fiber uzunluğu
\mathcal{L}	İletken hat uzunluğu
L_{CW}	Saat yönünde ilerleyen ışığın aldığı yol
L_{CCW}	Saat yönünün tersinde ilerleyen ışığın aldığı yol
λ	Dalgaboyu
λ_m	Ortalama dalgaboyu
λ_p	Pompalama lazerin dalgaboyu

n	Ortamın kırılma indisi
Ω	Cismin açısal hızı
Ω_{min}	Minimum açısal hız
Q_y	Algılama modu kalite faktörü
q	Elektron yükü
P	Optik güç
R	Fiber sargı yarıçapı
s	İletkenler arası
σ^2	Allan varyansı
σ_{arw}^2	Açısal rasgele yürüme için Allan varyansı
σ_{bi}^2	Sabit kayma kararsızlığı için Allan varyansı
σ_q^2	Kuantalama için Allan varyansı
σ_{rr}^2	Hız rampası için Allan varyansı
σ_{rrw}^2	Hızdaki rasgele yürüme için Allan varyansı
σ_{total}^2	Toplam gürültüler için Allan varyansı
τ_r	Geçiş süresi
V_{CM}	Ortak mod gerilimi
V_{DM}	Diferansiyel mod gerilimi
v	Cismin doğrusal hızı
ω	Açısal hız

Kısaltmalar

Açıklama

AB	Avrupa Birliği
ABD	Amerika Birleşik Devletleri
AC	Alternative Current
AGK	Araya Girme Kaybı
AHRS	Attitude and Heading Reference System
ALSE	Absorber-Lined Shielded Enclosure
AOM	Acousto Optic Modulator
AR	Anti-Reflection
ARW	Angle Random Walk
ASE	Amplified Spontaneous Emission
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
BI	Bias Instability
CENELEC	Comité Européen de Normalisation Électrotechnique
CM	Common Mode
CMG	Control Moment Gyroscope
CW	Clockwise
CCW	Counter-clockwise
CISPR	Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques
D-FOG	Depolarizer Fiber Optic Gyroscope
DPB	Double Pass Backward
DAC	Digital Analog Converter
DBF	Double Pass Forward
DC	Direct Current
DM	Differential Mode

DMRR	Detectable Minimum Rotation Rate
DUT	Device Under Test
DPB	Double Pass Backward
DTG	Dynamic Tuned Gyroscope
EM	Electromagnetic
EMC	Electromagnetic Compatibility
EMI	Electromagnetic Interference
EUT	Equipment Under Test
FBG	Fiber Bragg Grating
FEM	Finite Element Method
FFT	Fast Fourier Transform
FPGA	Field Programmable Gate Array
FOG	Fiber Optic Gyroscope
HRG	Hemispherical Resonator Gyroscope
IEC	International Electrotechnical Commission
IFOG	Interferometric Fiber Optic Gyroscope
IOC	Integrated Optic Chip
ISO	International Organization for Standardization
ITE	Information Technology Equipment
IMU	Inertial Measurement Unit
INS	Inertial Navigation System
JFET	Junction Field Effect Transistor
LD	Laser Diode
LISN	Line Impedance Stabilization Network
MEMS	Micro-Electro-Mechanical Systems
MFB	Multiple Feedback
MIOC	Multi-functional Integrated Optic Chip
MRM	Multipoint Reset Modulation
MW	Mean Wavelength
PCB	Printed Circuit Board
PI	Proportional Integral
PINFET	P-Intrinsic-N, Field-Effect Transistor
PM	Phase Modulation
PSD	Power Spectral Density
PZT	Piezoelectric Transducer
RF	Radio Frequency
RFOG	Resonant Fiber Optic Gyroscope
RIN	Relative Intensity Noise
RLG	Ring Laser Gyroscope
RR	Rate Ramp
RRW	Rate Random Walk
SAE	Society of Automotive Engineers
SF	Scale Factor
SFS	Super fluorescent Fiber Source
SLD	Super luminescent Diode
SNR	Signal Noise Ratio
SPF	Single Pass Forward
SRM	Single-point Reset Modulation

SMD	Surface Mount Device
TEC	Thermoelectric Cooler
TFF	Thin Film Filter
THT	Through Hole Technology
TIA	Transimpedance Amplifier
UAV	Unmanned Aerial Vehicle
Q	Quantization
WDM	Wavelength Division Multiplexer
WSC	Wavelength Selective Coupler
WSR	Wavelength Selective Reflector

ŞEKİLLER DİZİNİ

	Sayfa
Şekil 3.1.	Halka interferometresi..... 11
Şekil 3.2.	İki serbestlik dereceli yay kütlesi sönümlleme sistemi 15
Şekil 3.3.	Optik jiroskop topolojileri 18
Şekil 3.4.	Temel IFOG yapısı 20
Şekil 3.5.	Minimum IFOG yapısı 21
Şekil 3.6.	Faz kaymasına göre yoğunluğun değişimi 22
Şekil 3.7.	Faz modülatörü ile faz kaydırılmış IFOG yapısı 23
Şekil 3.8.	Maksimum hassasiyet noktasına kaydırılmış bir jiroskop çıkışı 23
Şekil 3.9.	Dönmeyle girişen dalgalar arasındaki faz farkı ile yoğunluk değişimi 25
Şekil 3.10.	IFOG kapalı döngü çalışma prensibi 26
Şekil 3.11.	Analog testere dişli faz rampa modülasyonu 27
Şekil 3.12.	Faz rampasının sıfırlanmasının etkisi 28
Şekil 3.13.	Tam faz korumalı IFOG yapısı 29
Şekil 3.14.	PM fiber/entegre optik IFOG yapısı 30
Şekil 3.15.	Depolarize-IFOG yapısı 31
Şekil 3.16.	Bozucu etmenlerin çıkış sinyali üzerindeki etkileri 33
Şekil 3.17.	a) SPB ve SPF, b) DPB ve c) DPF yapıları 35
Şekil 3.18.	DPB SFS yapısı 36
Şekil 3.19.	Çift eksenli MEMS jiroskop yapısı 41
Şekil 3.20.	Açısal rasgele yürüme için Allan sapması 45
Şekil 3.21.	Sabit kayma kararsızlığı için Allan sapması 46
Şekil 3.22.	Hızdaki rasgele yürüme için Allan sapması 47
Şekil 3.23.	Hız rampası için Allan sapması 48
Şekil 3.24.	Kuantalama gürültüsü için Allan sapması 49
Şekil 3.25.	Toplam gürültülerin Allan sapması ile gösterimi 50
Şekil 3.26.	EMI temel modeli 51
Şekil 3.27.	EMI biçimleri 54
Şekil 3.28.	EMI oluşumunun temel esasları 54
Şekil 3.29.	Elektromanyetik gürültünün yayılımı 56
Şekil 3.30.	İletilen ışımaya yapısı 56
Şekil 3.31.	Modların yayılan ışımaya etkileri 58
Şekil 3.32.	Tellerin konumunun yayılan ışımaya etkisi 59
Şekil 3.33.	Ekranlama amaçları 61
Şekil 3.34.	Kablo giriş/çıkışları ve ekranlamaya etkileri 61
Şekil 3.35.	Açıklığın ekranlamaya etkisi 62
Şekil 3.36.	Ortak empedans bağlantısı 64
Şekil 3.37.	Çift taraflı PCB için topraklama 65
Şekil 3.38.	a) Düşük ve b) yüksek frekanslarda akım davranışı 65
Şekil 3.39.	a) Seri ve b) paralel tek-nokta topraklama 66
Şekil 3.40.	İdeal çok-nokta topraklama 67
Şekil 3.41.	CISPR-25 LISN yapısı 69
Şekil 3.42.	MIL-STD-461F LISN yapısı 71
Şekil 3.43.	Kapalı döngü IFOG konfigürasyonu 73

Şekil 3.44.	SLD bağlantıları ve iç yapısı	74
Şekil 3.45.	LM317 akım regülatörü.....	75
Şekil 3.46.	Analog TEC devre şeması	75
Şekil 3.47.	Genel bir TIA yapısı.....	77
Şekil 3.48.	Çoklu geribesleme bandgeçiren filtre yapısı	77
Şekil 3.49.	Tasarlanan MFB filtrenin genlik cevabı.....	78
Şekil 3.50.	AD630 dengeli modülatör/demodülatör entegresi	79
Şekil 3.51.	IFOG kapalı-döngü çalışması.....	80
Şekil 3.52.	Kararsız osilatör devre şeması.....	81
Şekil 3.53.	Serrodin sinyal üretici devre şeması	81
Şekil 4.1.	Dönme olmadığında dedektör çıkışının benzetimi.....	82
Şekil 4.2.	Dönme olmadığında dedektör çıkışının ölçülmesi	83
Şekil 4.3.	Dönme durumunda dedektör çıkışı benzetimi.....	83
Şekil 4.4.	Dönme durumunda dedektör çıkışı ölçümü	83
Şekil 4.5.	Dönme için bandgeçiren filtre çıkışı benzetimi	84
Şekil 4.6.	Dönme için bandgeçiren filtre çıkışı ölçümü	84
Şekil 4.7.	Çarpıcı çıkışı için benzetim sonuçları	85
Şekil 4.8.	Çarpıcı çıkışı için ölçüm sonuçları	85
Şekil 4.9.	Açık döngü IFOG çıkışı benzetimi	85
Şekil 4.10.	Açık döngü IFOG çıkışı ölçümü	86
Şekil 4.11.	Kararsız osilatör çıkışı benzetimi	86
Şekil 4.12.	Kararsız osilatör çıkışı ölçümü.....	87
Şekil 4.13.	Geri besleme çıkışı benzetimi	87
Şekil 4.14.	Geri besleme çıkışı ölçümü	87
Şekil 4.15.	THT elemanlar ile oluşturulan devreden toplanan veri.....	88
Şekil 4.16.	THT devre için hesaplanan Allan varyansı	89
Şekil 4.17.	THT devre için Allan sapması ve gürültü parametreleri.....	89
Şekil 4.18.	SMD elemanlar ile oluşturulan devreden toplanan veri.....	90
Şekil 4.19.	SMD devre için hesaplanan Allan varyansı	90
Şekil 4.20.	SMD devre için Allan sapması ve gürültü parametreleri	91
Şekil 4.21.	MEMS jiroskoptan toplanan veri	91
Şekil 4.22.	MEMS jiroskop için hesaplanan Allan varyansı.....	92
Şekil 4.23.	MEMS jiroskop için Allan sapması ve gürültü parametreleri.....	92
Şekil 4.24.	IFOG ve MEMS senkron açısal hız ölçümleri	93
Şekil 4.25.	THT devre CISPR-25 CE EMI genlik ölçümleri	94
Şekil 4.26.	THT devre CISPR-25 CE EMI ölçümleri	95
Şekil 4.27.	THT devre CISPR-25 RE EMI ölçümleri	95
Şekil 4.28.	THT devre MIL-STD461F CE EMI genlik ölçümleri	96
Şekil 4.29.	THT devre MIL-STD461F CE102 EMI ölçümleri	96
Şekil 4.30.	THT devre MIL-STD461F RE102 EMI ölçümleri	97
Şekil 4.31.	SMD devre CISPR-25 CE EMI genlik ölçümleri	98
Şekil 4.32.	SMD devre CISPR-25 CE EMI ölçümleri	98
Şekil 4.33.	SMD devre CISPR-25 RE EMI ölçümleri	99
Şekil 4.34.	SMD devre MIL-STD-461F CE EMI genlik ölçümleri.....	99
Şekil 4.35.	SMD devre MIL-STD-461F CE102 EMI ölçümleri.....	100
Şekil 4.36.	SMD devre MIL-STD-461F RE102 EMI ölçümleri.....	100
Şekil 4.37.	a) THT ve b) SMD devreleri için akım ve güç yoğunlukları	101
Şekil 4.38.	a) THT ve b) SMD ile tasarlanan alıcıların termal kamera görüntüleri	102

Şekil 4.39.	a) THT ve b) SMD ile tasarlanan SLD sürücülerin termal kamera görüntüleri	103
Şekil 4.40.	TFF ve FBG filtre esaslı DPB SFS için sıcaklık ile ortalama dalgaboyu değişimi.....	104
Şekil 4.41.	TFF filtre esaslı DPB SFS için sıcaklık ile minimum açısal hız değişimi	106
Şekil 4.42.	FBG filtre esaslı DPB SFS için sıcaklık ile minimum açısal hız değişimi	107
Şekil 4.43.	TFF ve FBG filtre esaslı DPB SFS için sıcaklık ile ortalama dalgaboyu değişimi.....	108
Şekil 4.44.	TFF esaslı DPB SFS için sıcaklık ile minimum açısal hız değişimi	109
Şekil 4.45.	FBG filtre esaslı DPB SFS için sıcaklık ile minimum açısal hız değişimi	110
Şekil 4.46.	Yakın alan tarayıcı diyagramı ve kurulumu	112
Şekil 4.47.	Yakın alan tarama sonuçları	113
Şekil 4.48.	Kartın a) ön ve b) arkasındaki elektrik alan dağılımı	113
Şekil 4.49.	IEMI deney düzeneği şeması	114
Şekil 4.50.	Yüksek güçlü IEMI saldırısında MEMS jiroskop verisi	114
Ek Şekil 1.1.	IFOG alıcı devresi tasarımı	125
Ek Şekil 2.1.	Gerçekleştirilen IFOG THT alıcı devresi	126
Ek Şekil 2.2.	Gerçekleştirilen IFOG SMD alıcı devresi	126
Ek Şekil 2.3.	Gerçekleştirilen IFOG THT SLD sürücü devresi.....	127
Ek Şekil 2.4.	Gerçekleştirilen SMD SLD sürücü devresi	127
Ek Şekil 2.5.	Sistem test düzeneği	128
Ek Şekil 3.1.	THT devre için EMI testi devre şeması.....	129
Ek Şekil 3.2.	SMD devre için EMI testi devre şeması.....	129

ÇİZELGELER DİZİNİ

	Sayfa
Çizelge 3.1. FOG üreten bazı şirketler ile uygulama alanları	19
Çizelge 3.2. Jiroskop performans parametreleri ve kategorileri.....	32
Çizelge 3.3. CISPR-25 iletilen ışıma limitleri	69
Çizelge 3.4. CISPR-25 yayılan ışıma limitleri	70
Çizelge 3.5. MIL-STD-461E iletilen ve yayılan ışıma gereklilikleri	70
Çizelge 3.6. MIL-STD-461F CE102 limitleri	71
Çizelge 3.7. MIL-STD-461F RE102-d limitleri.....	72
Çizelge 3.8. SLD'ye ait optik ve elektriksel karakteristikler.....	74
Çizelge 4.1. Tasarlanan jiroskopların gürültü parametrelerinin karşılaştırılması.....	93
Çizelge 4.2. Alıcı devrelere ait tasarım özellikleri	102
Çizelge 4.3. TFF'li sistemde farklı çıkış güçleri için MW ve DMRR değişimleri ..	111
Çizelge 4.4. FBG'li sistemde farklı çıkış güçleri için MW ve DMRR değişimleri..	111

1. GİRİŞ

Eylemsiz bir uzaya göre sabit bir eksen etrafındaki açısal hızı ölçmeye izin veren jiroskoplar önemli bir sensör sınıfı olarak ortaya çıkmakta ve uygulamaları sürekli artmaktadır. Navigasyon, güdüm, kontrol ve stabilizasyon gibi birçok uygulamada açısal hızı algılamak için kullanılmaktadır (Skalský vd., 2019).

Jiroskoplar, Ataletsel Ölçüm Birimi (IMU), Ataletsel Navigasyon Sistemi (INS) ve Tutum ve Yön Referans Sistemi (AHRS) gibi karmaşık sistemlerin önemli bir parçasıdır (Passaro vd., 2017). Bu sistemler havacılık, denizaltı, uzay araçları, uydular, füze sistemleri ve otomotiv sektöründe yaygın olarak kullanılmaktadır (Armenise vd., 2010). Son kırk yılda, esas olarak açısal momentumun korunması, Sagnac ve Coriolis etkilerine dayanan farklı jiroskop türlerini tasarlamak, optimize etmek ve üretmek için yoğun bir araştırma çabası sarf edilmiştir.

Döner kütle jiroskoplar, optik jiroskoplar ve titreşimli jiroskoplar olmak üzere jiroskoplar üç farklı türde tanımlanabilir. Birinci kategoride, serbest hareketli bir eksene göre dönen bir kütleyle sahip cihazlar yer alır. Optik jiroskoplar, dönen bir halka girişim-ölçerdeki zıt yönde ilerleyen iki dalga arasındaki faz kaymasının döngü açısal hızı ile orantılı olduğunu belirten Sagnac etkisine dayanır. Titreşimli jiroskoplar, mekanik bir rezonatörün iki rezonans modu arasında bir bağlantıyı indükleyen Coriolis etkisine dayanır.

Jiroskopun temel konfigürasyonu, yüksek hızda dönen bir tekerleğin (veya rotorun), bir gövdenin moment yönündeki herhangi bir değişikliğe direnme eğilimi nedeniyle dönüş ekseninin yönünü koruma eğilimi olan eylemsizlik (atalet) özelliğini kullanmaktadır. 1960'larda bu fiziksel prensibe dayanan Dinamik Ayarlı Jiroskop (DTG) geliştirilmiştir. DTG, uzay ve askeri endüstride uzun yıllar kullanılmış ve Uzay Mekiği (Space Shuttle) programının IMU'ya dahil edilmiştir.

En başarılı döner kütle jiroskoplarından biri, uyduların stabilizasyonu için yaygın olarak kullanılan Kontrol Momenti Jiroskopudur (CMG). Bir dönme rotoru ve rotorun açısal momentumuna eğim veren bir veya daha fazla motorlu kadrandan oluşur. Rotor eğildikçe,

değişen açısal moment uzay aracını döndüren jiroskopik bir torca neden olur. CMG'ler yıllardır Skylab, Mir Uzay İstasyonu ve Uluslararası Uzay İstasyonu dahil olmak üzere büyük uzay araçlarında kullanılmıştır.

Döner kütle jiroskopların küçük boyutlara getirilmesi çok zordur ve bunun sonucunda ortaya çıkan gerileme, sırasıyla mikro-elektro-mekanik sistemler (MEMS) ve entegre optik teknolojiler tarafından etkili bir şekilde minyatürleştirilebilen titreşimli ve optik jiroskoplar için ilginç iş fırsatları yaratmıştır.

1980'lerde yüksek performanslı titreşimli Yarımküre Rezonatör Jiroskop (HRG) geliştirildi. HRG algılama elemanı, ince bir metal filmle kaplanmış yarı küresel (çapı 30 mm civarında) optik cam kabuktur. Bu cihaz çok hassas ve yaygın bir jiroskoptur ve Yakın Dünya Asteroid Randevusu ve Cassini de dahil olmak üzere bazı uzay görevlerinde kullanılmıştır.

Silikon ve kuvars MEMS jiroskopları yenilikçi minyatür titreşimli açısal hız sensörleridir. Düşük maliyet ve gelişmelerine bağlı olarak giderek artan bir performans sağlamaktadır. MEMS jiroskop pazarı hızla büyümektedir ve 2010 yılında 800 milyon dolara ulaşmıştır.

Sagnac etkisine dayanan ilk Halka Lazer Jiroskopu (RLG) üretildiği 1963 yılından beri, Fiber Optik Jiroskoplar (FOG) ve entegre optik jiroskoplar dahil olmak üzere bir dizi fotonik jiroskop önerilmiş ve gerçekleştirilmiştir. 1990'larda, uzayda ilk FOG, X-1'ini Zamanlama Keşif görevinde kullanıldı.

Bir jiroskop ile ilgili ölçütler ve performans parametrelerine ilişkin esaslar uluslararası kuruluşlar tarafından belirlenmektedir. Bu tezde çalışılan ve durum kontrol sistemlerinde, açısal yer değiştirme ölçüm sistemlerinde ve açısal hız ölçüm sistemlerinde sensör olarak kullanılan tek eksenli interferometrik fiber optik jiroskop (IFOG) için gerekli tanım, ölçütler ve test gereksinimleri, elektrik ve elektronik mühendisleri enstitüsü (IEEE) tarafından 1997 yılında yayınlanan IEEE-952/1997 standardı ile belirlenmiştir.

Yukarıda bahsedildiği gibi insanlı, insansız kara, deniz ve hava araçlarında yer alan bu jiroskopların araç içindeki diğer sistemlerle birlikte sorunsuz çalışması zorunluluğunu da beraberinde getirmektedir.

Herhangi bir elektronik sistemin bir alt elemanının, diğer alt elemanları ile veya diğer sistemlerle olan elektromanyetik girişim problemi, elektriksel sistemlerle çalışılmaya başlandığından beri bilinmektedir. Elektronik cihazların ve sistemlerin, çalışmasını bozan ya da performansını etkileyen elektromanyetik alan kaynakları, yıldırım ve elektrostatik deşarj gibi doğal olaylar ve yüksek güçlü radarlar, radyo ve televizyon vericileri, elektronik cihazların çalışmasıyla istenmeyen radyo frekans (RF) ışınımları gibi insan yapısı kaynakları içerir. Elektrik ve elektronik cihaz sayılarının sürekli olarak artması, elektromanyetik girişim problemlerinin de artmasına neden olmaktadır.

Bu nedenlerle uluslararası kurum ve kuruluşlar tarafından elektrik ve elektronik cihazların ışıma ve bağışıklığına dair limitler ile bu cihazların test edilmesine ilişkin prosedürler belirlenmiştir. Cihazların kullanılacağı sektöre (otomotiv, askeri) göre farklı standartlar bulunmaktadır.

Bu tez çalışmasında Avrupa Elektroteknik Standardizasyon Komitesi (CENELEC) tarafından otomotiv sektöründe kullanılan ticari araçlar için oluşturulan CISPR-25 ve Amerika Birleşik Devletleri savunma bakanlığı tarafından askeri ürünler için oluşturulan MIL-STD-461 standartlarına ilişkin detaylar verilmiştir.

Cihazların standartlar tarafından belirlenen limitleri aşmaması için ekranlama, topraklama, filtre ve kapalı döngü alanlarının azaltılması gibi elektromanyetik gürültü azaltma teknikleri kullanılmaktadır. Bu teknikler ile öngörülebilecek problemlerin tasarım aşamasında çözülmesi ile üretim ve test maliyetlerinin düşürülmesi hedeflenmektedir.

Tez çalışmasında bir interferometrik fiber optik jiroskobun SLD sürücü devresi ve alıcı devresinin elektronik devre tasarımları gerçekleştirilmiştir. Devrelere ait birinci tasarımda bacaklı (THT) devre elemanları, ikinci tasarımda yüzey montaj elemanlar

(SMD) kullanılmıştır. İkinci tasarım ile birlikte iletim hatları kısaltılarak ve döngü alanları azaltılarak elektromanyetik girişim problemlerinin iyileştirilmesi hedeflenmiştir.

İki farklı tasarım için IFOG ölçüm performansları, jiroskoptan toplanan verilerin Allan varyans analizi yapılarak karşılaştırılmıştır. Benzer şekilde ticari sınıf bir MEMS jiroskoptan veri toplanarak IFOG'lar ile karşılaştırmalı analizi yapılmıştır.

Tasarlanan ve gerçekleştirilen iki farklı elektronik devrenin CISPR-25 ve MIL-STD-461F standartlarına göre iletilen ışıma ve yayılan ışıma testlerinin benzetimi yapılarak gerçek bir test öncesinde elektromanyetik girişim probleminin belirlenmesi ve bu problemin sadece kart tasarımının değiştirilmesi ile çözülmesine ilişkin sonuçlar detaylarıyla verilmiştir. Elde edilen veriler ışığında analizi gerçekleştirilmiştir.

Tasarımın elektromanyetik girişim açısından iyileştirilirken ortaya çıkan ısınma problemi termal kamera ile gözlemlenmiş, bu sorunun interferometrik fiber optik jiroskop performansına etkileri benzetim ile incelenmiştir. Elde edilen verilerden matematiksel denklemler türetilerek sıcaklık ile ölçülebilir minimum açisal hız arasındaki ilişki analiz edilmiştir.

Son olarak Kim ve diğerleri (2022) tarafından yapılan, ticari bir insansız hava aracının uçuş kontrol kartındaki MEMS sensörlerin EMI analizi verilerek, jiroskop performansına etkileri değerlendirilmiştir.

2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

1967'nin başlarında Pircher ve Hepner tarafından önerilen ve 1976'da Vali ve Shorthill tarafından deneysel olarak gösterilen fiber optik jiroskop, katı hal konfigürasyonu nedeniyle benzersiz avantajlar sağladığı için o zamandan beri büyük ilgi görmüş (Lefèvre, 2022) ve üzerinde araştırma - geliştirme çalışmaları günümüze kadar devam etmiştir.

Bu çalışmalarda açısal hızın algılanmasında jiroskop tasarımından kaynaklanan veya dışarıdan gelen bozucu etkiler araştırılmıştır. Bu etkilerin azaltılması için fiber optik jiroskobun optik bileşenlerinin iyileştirilmesi, farklı yöntemler veya farklı malzemeler kullanılması, geri-besleme, modülasyon, fiber sargı yapısı ve elektronik bileşenlerin değiştirilmesi gibi birçok farklı yaklaşım bu konuda yapılan yayınların içeriğini oluşturmaktadır.

Bergh ve diğerleri (1982), elektro-optik etki olarak bilinen Kerr etkisinin azaltılması ve ihmal edilebilir bir seviyeye indirilmesi için süperlüminesans diyot (SLD) veya bazı çok modlu lazer kaynaklarının kullanılabilirliğini göstermişlerdir.

Kay (1985), bir kapalı döngü fiber optik jiroskopta bir serrodin modülatörünün davranışını bilgisayar modeli ve deneysel çalışmalarla açıklamış, ölçek faktörü ve doğrusallığına olan bozucu etkilerini incelemiştir.

Ebberg ve Schiffner (1985), kapalı döngü fiber optik jiroskopta faz sıfırlama işlemi için testere dişi modülasyonu uygulanmasına ilişkin teorik ve deneysel araştırmaları rapor etmişlerdir.

Moeller ve diğerleri (1989), polarizasyon korumalı (PM) fiber kullandıkları açık döngü fiber optik jiroskop için çıkış ve ölçek faktörü kararlılığındaki iyileşmeleri incelemiştir.

Burns ve diğerleri (1990), fiber optik jiroskopta kullanılan farklı optik kaynakların neden olduğu fazlalık gürültüsünün matematiksel ve deneysel değerlendirmesini yapmışlardır.

Burns ve Moeller (1996), optik kaynağın bağıl yoğunluk gürültüsü (RIN), foton atış, termal ve elektronik gürültülerin katkıları dahil olmak üzere açık döngü, yüksek hassasiyetli fiber optik jiroskoptaki gürültüleri deneysel olarak araştırmışlardır.

Wang ve Su (1999), bir çift geçişli geriye doğru (DPB) erbiyum katkılı süperfloresan fiber kaynağının (SFS) ortalama dalga boyu kararlılığı, hat genişliği ve çıkış gücü gibi özelliklerini teorik olarak ayrıntılı olarak analiz etmişlerdir. Fiber uzunluğu, pompa dalga boyu, fiber ayna yansımaları, optik geri besleme ve erbiyum konsantrasyonundaki değişikliklerin özellikler üzerindeki etkilerini araştırarak, DPB konfigürasyonundaki bir SFS'nin navigasyon sınıfı fiber optik jiroskop uygulamaları için ışık kaynağı olarak hizmet edebileceğini göstermişlerdir.

Song ve diğerleri (2002), titreşim hatasının ana nedenleri hakkında teorik ve benzetim çalışmaları yapmış ve bu çalışmalara dayanarak, FOG'un dinamik performansını iyileştirmek için bazı önlemler önermişlerdir.

Kim ve diğerleri (2005), fiber optik jiroskopta hava çekirdekli bir fotonik bant aralıklı fiber kullanımının Rayleigh geri saçılımının yanı sıra karşılıksız ve termal etkilerin neden olduğu gürültüyü ve faz kaymasını büyük ölçüde azaltabileceğini teorik ve deneysel olarak göstermişlerdir.

Han ve diğerleri (2006), bir dijital kapalı döngü fiber optik jiroskobun dinamik ve stokastik modellerini geliştirerek karşılaştırmalı analizini yapmışlardır.

Gu ve diğerleri (2007), Jones matrisinden yararlanarak, polarizasyon korumalı interferometrik fiber optik jiroskopta (PM IFOG) ışığın iletildiği sistemin ilk defa tam bir matematiksel modelini oluşturmuşlardır. Bu modele dayalı olarak, optik yol polarizasyonu üzerine teorik analiz yapılarak, süperfloresan fiber kaynağı, polarizasyon koruma kuplörü, Y-kavşağı dalga kılavuzu modülatörü ve polarizasyon koruma fiber halkası dahil olmak üzere her bir aparatın polarizasyon gürültüsü üzerindeki etkilerini incelemişlerdir.

Blin ve diğeri (2008), minimum konfigürasyona sahip bir fiber optik jiroskopta frekans modülasyonlu bir lazer kullanmayı önermişlerdir. Bir lazer kullanımıyla ortaya çıkan güçlü geri yansıma ve tutarlı geri saçılma gürültüsünün, lazer frekansının modüle edilmesiyle büyük ölçüde azaldığını göstermişlerdir. Hem geleneksel bir FOG'da hem de hava çekirdekli fiber kullanan bir FOG'da, bu tekniğin, modüle edilmemiş bir lazerle çalıştırılan aynı jiroskoplara kıyasla bu iki gürültü kaynağını en az dört kat azalttığını deneysel olarak göstermişlerdir.

Wang ve diğeri (2008), Y dalgı kılavuzundaki farklı faz hatası faktörlerine odaklanarak, IFOG'daki modülasyon fazı distorsiyon hatası karakterinin teorik analizine dayalı hata kaynaklarını sınırlamak ve yalıtılmak için ilgili araçları benimseyerek modülasyon sinyallerini iyileştirmenin etkilerini araştırmışlardır.

Çelikel ve San (2009), sinüs dalgası yönlendirme modülasyonu ve SLD kullanılan tamamen sayısal kapalı döngü interferometrik fiber optik jiroskop prototipinin tasarım ayrıntılarını ve karakterizasyonunu açıklamışlardır.

Sun ve diğeri (2010), teorik olarak iki tür (kare dalga ve testere dişi) modüle edilmiş faz arasındaki ilişkiyi ve IFOG kaymasının performansını analiz etmiş ve iki fazdaki hata bilgilerini araştırmıştır.

Jing ve diğeri (2010), sayısal kapalı döngü fiber optik jiroskopta faz modülasyonu ve kapalı döngü denetleyicisi arasında elektriksel çapraz-karışma kuplajı oluşabildiğini göstermişlerdir. Benzetim ve deneysel çalışmalarla bu kuplaj mekanizmasının düşük ve yüksek açısal hızlarda jiroskop çıkışına etkilerini incelemişlerdir.

Medjadba ve diğeri (2011), çok modlu fiber bileşenleri kullanan düşük hassasiyetli bir fiber optik jiroskobun tasarımı ve performans analizini sunmuşlardır.

Lloyd ve diğeri (2011), geniş band optik kaynak yerine dar bantlı lazer kullanılan bir açık döngü interferometrik fiber optik jiroskop için foton atış gürültüsüne yakın sınırlı

performansının deneysel sonuçlarını ilk kez raporlamışlardır. Bu sonuç lazer faz gürültüsünü büyük ölçüde azaltan çok dar bir hat genişliği kullanılarak elde edilmiş ve bu mükemmel gürültü performansının geleceğin fiber jiroskop teknolojileri ve bir Sagnac interferometre kullanan diğer sensörler için uygulanabileceğini belirtmişlerdir.

Du ve diğerleri (2012), fiber sargısına uygulanan sıcaklık değişimine karşı interferometrik fiber optik jiroskoptaki sapmanın bağımlılığını araştırmışlardır. Sargıya termal analiz yapmak için sonlu elemanlar yöntemi (FEM) kullanmışlardır. Ayrıca, bir fiber sargı üzerinde farklı yönlerden sıcaklık uyarılarıyla Shupe etkisini incelemişlerdir.

Liu ve diğerleri (2012), farklı güç ve frekansa sahip elektromanyetik girişim sinyalinin uygulanmasına göre, model oluşturma analizi yöntemi ve varyans analizi yöntemi ile test verilerine dayalı olarak elektromanyetik duyarlılığını incelemek için bir elektromanyetik ortam benzetim sistemi sunmuşlardır.

Sun ve diğerleri (2013), Alanda programlanabilir kapı dizisine (FPGA) dayalı FOG'un sayısal kapalı döngü kontrol sistemi için bir tasarım yöntemi sunmuşlardır. Önerilen çift kapalı döngü tekniğinin jiroskobun sabit kayma kararsızlığını geliştirdiği ve FPGA'nın kullanılması ile yazılım tarafından sayısal sinyal işlemeyi, sistem güvenilirliğini ve çevikliğini artırmanın yanı sıra tasarımın küçültülebileceği raporlanmıştır.

Nazir ve diğerleri (2016), SLD çıkış gücünün sıcaklığa bağlı değişimini dengelemek için bir termoelektrik soğutucu (TEC) kullanan kapalı döngü fiber optik jiroskop için bir sıcaklık kontrol sistemi önermişlerdir.

Pérez ve diğerleri (2016), çalışmalarında farklı benzetim araçları aracılığıyla, sinüzoidal faz modülasyonu ile kapalı döngü konfigürasyonuna dayanan bir İnterferometrik Fiber Optik Jiroskop (IFOG) prototipinin tam bir analizini ve tasarımını sunmaktadır. Sinüzoidal faz modülasyonu gibi bazı yenilikler ve serrodin faz modülasyon sinyalini üretmek için bir integratörün kullanımı dahil olmak üzere optik ve elektronik farklı blokların eksiksiz tasarımını sunmuşlardır.

Ling ve diğlerleri (2016), interferometrik fiber optik jiroskoplarda Shupe etkisini azaltmak için yeni bir çift silindirli sarma yöntemi sunmuşlardır.

Liu ve diğlerleri (2017), çift duyarlılığa sahip interferometrik fiber optik jiroskoplarda Faraday etkisinin neden olduğu sapma hatasının Jones matris yöntemi ile analizini gerçekleştirmişlerdir.

Navruz ve diğlerleri (2019), Jiroskopun dedektör çıkışında üretilen işaretin harmonik analizi yapılarak, açısal dönüş hızını yüksek doğrulukta ilişkilendiren yeni bir model sunmuşlardır. Bu model kullanılarak, açık çevrim bir fiber jiroskopta açısal hızın daha geniş ölçüm aralığında daha yüksek ölçüm duyarlılığı ile ölçülebileceğini göstermişlerdir.

Li ve diğlerleri (2019), fiber optik jiroskop için koruma etkinliğini etkileyen faktörlerin incelenmesine dayalı olarak, dairesel boşluk yapısına sahip yeni bir manyetik ekran tipi tasarlamışlardır. Optimize edilmiş tasarım parametreleri, katman sayısının, katman aralığının, geçiş deliklerinin ve boşluk genişliğinin ekranlama etkinliği üzerindeki etkileri incelenerek elde edilmiştir.

Pan ve diğlerleri (2019), fiber optik jiroskopta sayısal analog dönüştürücüdeki (DAC) bir bozulma tarafından oluşabilecek ölü bölge veya sapma hatasını araştırmışlardır.

Zhang ve diğlerleri (2020), sonlu elemanlar yöntemine ve ısı transferi teorisine dayanarak, ısı kaynağının konumlarının fiber optik jiroskop ölçek faktörü sıcaklık hatası üzerindeki etkisini analiz etmişlerdir. Ayrıca, fiber çapının ve fiber sargısının dönüşlerinin ve katmanlarının ölçek faktörü sıcaklık hatası üzerindeki etkisini araştırmışlardır.

Hong ve diğlerleri (2020), çok noktalı sıfırlama modülasyonuna (MRM) dayalı bir elektriksel karışma hatası bastırma yöntemi önermektedirler. Elektrik karışmasının fiber optik jiroskop üzerindeki etkisinin matematiksel modeli oluşturulmuştur. Tek nokta sıfırlama (SRM) ve MRM altındaki elektriksel karışma hataları, simülasyon ve test yoluyla analiz edilmiştir.

Kim ve diğeri (2022), ticari bir insansız hava aracına (UAV) ait uçuş kontrol kartında bulunan farklı tipteki sensörlerin kasıtlı elektromanyetik girişim analizini yapmışlardır. Bu sensörlerden birisi olan MEMS jiroskobun bulunduğu bölgedeki yayılan ışımaya yakın alan elektrik alan ölçümleri ile deneysel olarak elde etmişlerdir. Belirlenen frekans değerlerinde yapılan kasıtlı elektromanyetik girişimin jiroskop performansına etkisini incelemişlerdir.

Keskin ve diğeri (2022), yeni bir pompa lazer kontrollü kapalı döngü yöntemi kullanılarak, jiroskop performansı, sinyal-gürültü oranı (SNR) dahil olmak üzere önemli ölçüde iyileştirilebileceğini göstermişlerdir. Tasarımda jiroskop hassasiyetini artırmak için ışık kaynağı olarak 15nm bandgenişliğinde, geniş ışımaya spektrumlarına sahip bir Yb katkılı güçlendirilmiş kendiliğinden ışımaya (ASE) kaynağı içermektedir.

Bu tez çalışmasında literatürden farklı olarak, tasarlanan bir interferometrik fiber optik jiroskobun elektronik devre kartlarında oluşan elektromanyetik gürültülerin (EMI) sebepleri araştırılarak CISPR-25 ve MIL-STD-461 test standartlarına göre incelenmesi ve EMI azaltma teknikleri ile tasarımın iyileştirilmesi ele alınmıştır.

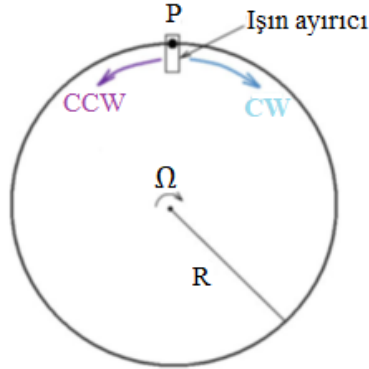
3. MATERYAL ve YÖNTEM

3.1. Jiroskoplardaki Fiziksel Etkiler

Bu bölümde optik ve mikro-elektro-mekanik jiroskopların çalışma prensipleri sırasıyla Sagnac ve Coriolis kuvveti etkilerinin teorik temelleri verilmiştir.

3.1.1. Sagnac etkisi

Tüm optik jiroskopların çalışma prensibi Sagnac etkisine dayanır. Halkaya dik bir eksen etrafında dönen bir halka interferometresi içinde zıt yönlerde ilerleyen iki optik sinyal arasında bir $\Delta\phi$ faz kaymasına ya da kendisine dik bir eksen etrafında dönen bir optik kavite içinde saat yönünde (CW) ve saat yönünün tersine (CCW) yönlerde ilerleyen iki rezonant modu arasında bir frekans kaymasına neden olur. (Armenise vd., 2010).



Şekil 3.1. Halka interferometresi (Armenise vd., 2010)

CW ve CCW ışınları arasındaki rotasyona bağlı faz kaymasının analitik ifadesini türetmek için basit bir kinematik yaklaşım kullanılabilir. Şekil 3.1’de gösterildiği gibi iki dalganın vakumda zıt yönlerde yayıldığı dairesel bir halka interferometresi için ışık interferometreye P noktasından girer ve bir ışın ayırıcısı ile CW ve CCW yönlerinde yayılan sinyallerine bölünür. İnterferometre, hareketsiz ataletsel bir referansa göre durağan durumdayken zıt yönlerde ilerleyen iki optik sinyalin (CW ve CCW sinyalleri) optik yol uzunlukları eşittir. Ayrıca iki sinyalin hızı c'ye (boşluktaki ışık hızı) eşittir.

Döngüde yayılan her iki dalga, Denklem 3.1’de verilen τ_r 'ye eşit bir zaman aralığından sonra ışın ayırıcıya geri döner.

$$\tau_r = \frac{2\pi R}{c} \quad (3.1)$$

Burada R, halka interferometre yarıçapıdır. Eğer halka interferometresi Ω hızında dönerse, P de bulunan hüzme ayırıcı τ_r zaman aralığında $\Delta l = \Omega R \tau_r$ uzunluğu kadar hareket eder.

CW (Ω ile eş-yönlü) ışını, bir turu tamamlamak için $2\pi R$ 'den biraz daha büyük bir yol uzunluğuyla karşılaşır, çünkü halka interferometresi tur süresi boyunca küçük bir açıyla döner. CCW ışını, bir tur sırasında $2\pi R$ 'den biraz daha az bir yol uzunluğuyla karşılaşır. CW (L_{CW}) ve CCW (L_{CCW}) dalgalarının optik yolları arasındaki fark,

$$\Delta L = L_{CW} - L_{CCW} = 2\Delta l = 2\Omega R \tau_r = \frac{4\pi\Omega R^2}{c} \quad (3.2)$$

olarak ifade edilir. CW ve CCW dalgaları aynı hızda yayıldığı için (vakumdaki ışık hızına eşittir), CCW dalgası CW dalgasından önce P'ye gelir. Bu iki optik sinyal arasındaki gecikme süresi,

$$\Delta t = \frac{\Delta L}{c} = \frac{4\pi\Omega R^2}{c^2} \quad (3.3)$$

olarak elde edilir. İnterferometre dönüşünden dolayı CW ve CCW optik sinyalleri arasındaki $\Delta\phi$ faz kayması,

$$\Delta\phi = \Delta t \frac{2\pi c}{\lambda} = \frac{8\pi^2 R^2}{c\lambda} \Omega \quad (3.4)$$

olarak yazılabilir. Burada λ optik sinyalin dalgaboyudur. Denklem 3.4'teki faz kaydırma ifadesi bir dairesel döngü için geçerlidir. CW ve CCW ışınlarının optik yolu N turdan oluşuyorsa, faz kayması $\Delta\phi$ ifadesi,

$$\Delta\phi = \frac{8\pi^2 R^2 N}{c\lambda} \Omega \quad (3.5)$$

olarak hesaplanır. Denklem 3.3'te belirtilen zaman gecikmesi ifadesi de özel görelilik çerçevesinde elde edilebilir. Vakumun yerine kırılma indisi n 'ye eşit homojen bir dielektrik ortamın bulunduğu benzer bir interferometre ele alınsın. İnterferometre hareketsizken, ışık her iki yönde c/n hızında hareket eder ve her iki dalganın döngüsü etrafındaki yayılma süresi $n \cdot \tau_r$ 'ye eşittir.

Dairesel yol dönüyorsa, P'de bulunan hüzme ayırıcı, $n \cdot \tau_r$ yayılma süresinde $n\Delta l$ uzunluğunda hareket etmiştir. Bu nedenle, bir turda CW dalgasının kat ettiği optik yol uzunluğu,

$$L_{CW}^* = 2\pi R + n\Delta l = 2\pi R + \frac{2\pi n \Omega R^2}{c} \quad (3.6)$$

olarak ifade edilir. Bir turda CCW dalgasının kat ettiği optik yol uzunluğu ise,

$$L_{CCW}^* = 2\pi R - n\Delta l = 2\pi R - \frac{2\pi n \Omega R^2}{c} \quad (3.7)$$

olarak hesaplanır. Bu durumda, ışığın hızı artık her iki karşı yayılma sinyali için aynı değildir. Özellikle CW dalgasının hızı,

$$v_{CW} = \frac{c}{n} + \alpha_d \Omega R \quad (3.8)$$

olarak elde edilir. Benzer şekilde CCW dalgasının hızı ise,

$$v_{CCW} = \frac{c}{n} - \alpha_d \Omega R \quad (3.9)$$

olarak hesaplanır. Burada α_d Fresnel-Fizeau sürüklenme katsayısıdır ve,

$$\alpha_d = 1 - n^{-2} \quad (3.10)$$

olarak ifade edilir. Denklem 3.8 ve 3.9'daki ışık hızı ifadelerindeki ilave terimler, ışığın düzgün bir şekilde hareket eden bir ortamda ilerlemesinden kaynaklanmaktadır.

CW ve CCW dalgaları farklı anlarda P noktasına gelirler. Bu iki zaman örneği arasındaki gecikme,

$$\Delta t^* = \frac{L_{CW}^*}{v_{CW}} - \frac{L_{CCW}^*}{v_{CCW}} = \frac{2\pi R + \frac{2\pi n \Omega R^2}{c}}{\frac{c}{n} + \alpha_d \Omega R} - \frac{2\pi R - \frac{2\pi n \Omega R^2}{c}}{\frac{c}{n} - \alpha_d \Omega R} \quad (3.11)$$

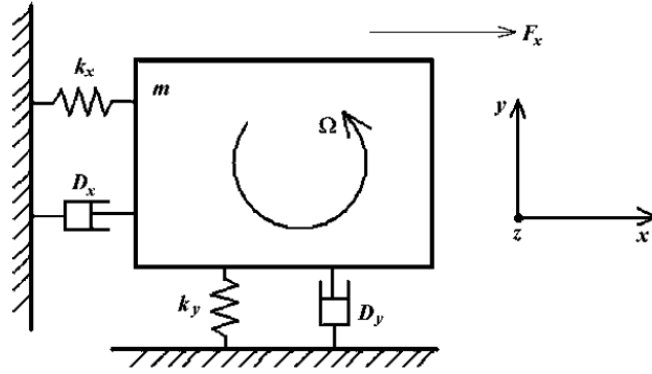
olarak ifade edilir. Denklemde $c^2/n^2 \gg \alpha_d \Omega^2 R^2$ olduğu varsayımı yapılarak tekrar düzenlenirse,

$$\Delta t^* \cong \frac{4\pi R^2 n^2 \Omega (1 - \alpha_d)}{c^2} = \frac{4\pi \Omega R^2}{c^2} \quad (3.12)$$

elde edilir. Denklem 3.12 ve 3.3'ü karşılaştırarak $\Delta t = \Delta t^*$ olduğu sonucuna varılabilir. Bu nedenle, optik yayılma vakumda veya n'ye eşit kırılma indisine sahip homojen bir ortamda gerçekleştiğinde, dönme ile oluşan faz kayması eşittir.

3.1.2. Coriolis kuvveti etkisi

Tüm titreşimli jiroskopların çalışma prensibi, Coriolis kuvvetinin titreşimli bir kütle üzerindeki etkisine dayanır. Titreşimli açısal hız sensörlerinin basit bir modeli, Şekil 3.2'de gösterilen iki serbestlik dereceli yay kütleli sönümleme sistemidir (Armenise vd., 2010).



Şekil 3.2. İki serbestlik dereceli yay kütleli sönümlenme sistemi (Armenise vd., 2010)

Coriolis kuvveti, dönen bir referans çerçevesinde hareket eden bir m kütleinin deneyimlediği hayali bir kuvvettir, ve

$$\vec{F}_c = 2m(\vec{v} \times \vec{\Omega}) \quad (3.13)$$

olarak ifade edilir. Burada \vec{v} , dönen referans çerçevesindeki kütle hızı ve $\vec{\Omega}$, referans çerçevenin açısal hızıdır. Coriolis kuvvetinin, Şekil 3.2'de gösterilen iki derece-kapalı devirli yay-kütle-sönümleyici sistemi üzerindeki etkisi, sistemin dönen bir referans çerçevesindeki hareketini açıklayan dinamik denklemlerden başlanarak elde edilebilir.

Şekil 3.2'de m kütle x ve y -eksenleri boyunca hareket edebilir ve $\vec{\Omega}$, z -ekseni boyunca yönlendirilir. x -eksenindeki salınım, yani sürücü veya birincil salınım modu, x -ekseni boyunca yönlendirilen F_x kuvveti tarafından uyarılırken, y -eksenindeki salınım, algılama veya ikincil salınım modu, z -ekseni etrafındaki sistem dönüşünden kaynaklanır. İki serbestlik dereceli sistemin hareket denklemleri,

$$\begin{cases} m \frac{d^2x}{dt^2} + D_x \frac{dx}{dt} + k_x x - 2\Omega m \frac{dy}{dt} = F_x \\ m \frac{d^2y}{dt^2} + D_y \frac{dy}{dt} + k_y y + 2\Omega m \frac{dx}{dt} = 0 \end{cases} \quad (3.14)$$

olarak yazılabilir.

Burada, Ω referans sistemi açısal hız modülü, D_x ve D_y sırasıyla x ve y-eksenlerindeki sönümleme katsayıları, k_x ve k_y sırasıyla x ve y-eksenlerindeki yay sabitleridir.

Genellikle birincil salınım modu sinüzoidal bir F_x kuvveti tarafından uyarılır ve genliği a_x 'da sabit tutulur. a_x 'i maksimuma çıkarmak için, uyarıcı kuvvet ω_d 'nin açısal frekansı, birincil rezonatörün rezonans frekansı $\omega_x = \sqrt{k_x/m}$ 'ye çok yakındır. Bu nedenle x(t) Denklem 3.15'teki gibi yazılabilir.

$$x(t) = a_x \sin(\omega_d t) \cong a_x \sin(\omega_x t) \quad (3.15)$$

Denklem 3.14'teki sistemin ikinci eşitliği kullanılarak y(t) hesaplanabilir. Denklem tekrar düzenlenerek yazılırsa,

$$\frac{d^2 y}{dt^2} + \frac{\omega_y}{Q_y} \frac{dy}{dt} + \omega_y^2 y = -2a_x \Omega \omega_x \cos(\omega_x t) \quad (3.16)$$

ifadesi elde edilir. Burada, $\omega_y = \sqrt{k_y/m}$ ikinci rezonatörün rezonans frekansı ve $Q_y = \sqrt{mk_y}/D_y$ algılama modunun kalite faktörüdür. Geçici rejimden sonra, y(t)'nin varsayılan genel formu,

$$y(t) = a_y \cos(\omega_x t + \phi_y) \quad (3.17)$$

olarak ifade edilir. Burada, a_y ve ϕ_y , ikincil rezonatörün sırasıyla ω_x 'deki genliği ve faz tepkisidir. Denklem 3.17'den dy/dt ve $d^2 y/dt^2$ hesaplanarak Denklem 3.16'da yerine konulduğunda,

$$\begin{aligned} & \left[-a_y \omega_x^2 \cos(\phi_y) + a_y \omega_y^2 \cos(\phi_y) - \frac{a_y \omega_x \omega_y}{Q_y} \sin(\phi_y) \right] \cos(\omega_x t) \dots \\ & + \left[a_y \omega_x^2 \sin(\phi_y) - a_y \omega_y^2 \sin(\phi_y) - \frac{a_y \omega_x \omega_y}{Q_y} \cos(\phi_y) \right] \sin(\omega_x t) \dots \quad (3.18) \\ & = -2a_x \Omega \omega_x \cos(\omega_x t) \end{aligned}$$

elde edilir. Denklem 3.18, Denklem 3.19'daki cebirsel sistemi sağlamaktadır.

$$\begin{cases} \left[-a_y \omega_x^2 \cos(\phi_y) + a_y \omega_y^2 \cos(\phi_y) - \frac{a_y \omega_x \omega_y}{Q_y} \sin(\phi_y) \right] = -2a_x \Omega \omega_x \\ \left[a_y \omega_x^2 \sin(\phi_y) - a_y \omega_y^2 \sin(\phi_y) - \frac{a_y \omega_x \omega_y}{Q_y} \cos(\phi_y) \right] = 0 \end{cases} \quad (3.19)$$

Denklem sistemi çözülerek, a_y ve $y(t)$ ifadeleri aşağıdaki gibi türetilir.

$$a_y = - \frac{2a_x \Omega \omega_x}{\sqrt{(\omega_x^2 - \omega_y^2)^2 + \omega_x^2 \omega_y^2 / Q_y^2}} \quad (3.20)$$

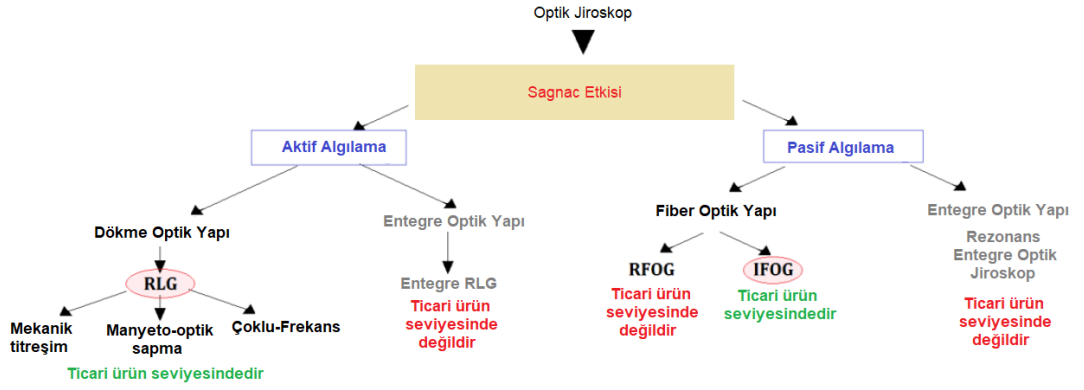
$$y(t) = - \frac{2a_x \Omega \omega_x}{\sqrt{(\omega_x^2 - \omega_y^2)^2 + \omega_x^2 \omega_y^2 / Q_y^2}} \cos(\omega_x t + \phi_y) \quad (3.21)$$

Denklem 3.21, algılama modunun genliğinin Ω açısal hızıyla doğru orantılı olduğunu göstermektedir. Daha sonra, iki serbestlik dereceli yay kütle sönümleyici sisteminin açısal hızı, y-ekseni boyunca salınımın genliği ölçülerek kolayca tahmin edilebilir.

3.2. Fiber Optik Jiroskoplar

Fiber optik jiroskopun (FOG) geliştirilmesi 1960'ların sonunda ABD Deniz Araştırma Laboratuvarları'nda başlamıştır. Optik açısal hız sensörü gerçekleştirmek için optik fiberlerin kullanılması ile maliyeti düşürme, üretim sürecini basitleştirme ve He-Ne RLG'ye göre doğruluğu artırmak amaçlanmıştır (Armenise vd., 2010).

Şekil 3.3'te (Passaro vd., 2017) gösterildiği gibi Sagnac etkisine dayanan temelde iki optik jiroskop topolojisi mevcuttur. Bunlar optik kaynağın, optik yolun içinde bulunduğu aktif yapı ve optik yolun dışında bulunduğu pasif yapılarıdır.



Şekil 3.3. Optik jiroskop topolojileri (Passaro vd., 2017)

Halka Lazer Jiroskoplar frekans titreşimine ihtiyaç duymaları, daha zor yapıda ve He-Ne tüpünün ömrü ile sınırlı olmalarına rağmen, onlarca yıldır önde gelen bir teknoloji olmuştur. IFOG'lar ticari olarak piyasaya çıktığında, RLG'lere daha ucuz bir alternatif olarak kabul edilmiştir. Son yıllardaki çalışmalarda, polarizasyon-korumalı optik fiber ve entegre bir elektro-optik modülatör kullanan en yüksek dereceli IFOG'lar, RLG'lerin performansını aşarak 0,001 derece/saat ($^{\circ}/sa$)'ten daha iyi bir kararlılık elde edilmiştir (Skalský vd., 2019). RLG ve IFOG'lara ek olarak Rezonans FOG ve Uyarılmış Brillouin Saçılmalı FOG bulunmakta olup teorik açıdan uygulama zorluğu nedeniyle ürün aşamasına geçilememiştir.

FOG'un gelişimi son 30 yıl içinde artmıştır. Bir laboratuvar deneyinden üretim katlarına geçmiş ve böylece uçak, füzeler, otomobiller, robotlar ve uzay araçlarının navigasyonu, yönlendirilmesi ve kontrolü gibi pratik uygulamalara dönüşmüştür. On yıldan fazla bir süredir birçok şirket tarafından üretilmektedir.

Performans doğruluğu 1,0 $^{\circ}/sa$ gerektiren bir dizi uygulamada RLG'nin yerini alan FOG'lar, 0,1 $^{\circ}/sa$ 'ten daha iyi bir doğruluk gerektiren sistemlere (füzeler, AHRS, robotik, uydular vb.) sayısız navigasyon, rehberlik ve stabilizasyon uygulamasında çözüm sunar. 0,01 $^{\circ}/sa$ 'ten daha az sapma ve milyonda 10 parçadan (ppm) daha küçük ölçek faktörüne sahip uçak ve uzay uygulamaları için navigasyon sınıfı jiroskopların geliştirilmesine büyük çaba gösterilmiştir. FOG'lar şu anda Boeing 777 gibi uçakların navigasyon sisteminde kullanılmaktadır.

En yaygın FOG'lar, bir fiber sargı içinde yayılan iki ışık huzmesi arasındaki dönüşe bağlı faz kaymasının ölçülmesiyle açısal hızın tahmin edildiği faz duyarlı konfigürasyonudur. Bu faz kayması bir girişimölçer teknikle tespit edildiğinden, bu FOG'lara İnterferometrik Fiber Optik Jiroskop (IFOG) denir.

Çizelge 3.1'den de görüldüğü gibi Northrop Grumman, Honeywell, Litton ve benzeri birçok büyük şirket gerek askeri gerekse sivil amaçlı uygulamalarda kullanılmak üzere FOG üretimine önem vermektedir (Lin vd., 2020).

Çizelge 3.1. FOG üreten bazı şirketler ile uygulama alanları (Lin vd., 2020)

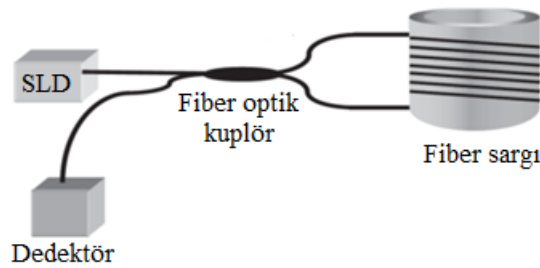
Ülke	Şirket	Sabit kayma kararsızlığı	Uygulama
ABD	Litton Industries Inc.	0,008 °/sa	Ataletsel Ölçüm Sistemi ve GPS/INS entegre Navigasyon Sistemleri
ABD	Honeywell International Inc.	0,00023 °/sa	Uydu, Roket, Uçak ve diğer Havacılık uygulamaları (Boeing 777 vb.)
ABD	Northrop Grumman	< 0,005 °/sa	Amerika'daki büyük hava yolu şirketleri
Japonya	Hitachi, Ltd.	(10 °/sa)	Bazı hava yolu şirketleri ile hava, deniz ve kara araçları
Rusya	Fizoptika	0,05 °/sa	VG949, VG941B gibi ticari ürünleri bulunmaktadır.
Fransa	IXSea	0,003 °/sa	Denizaltı ve uzay uygulamaları.
Almanya	LITEF	< 0,01 °/sa	Askeri ve sivil uygulamalar
Çin	China Aerospace Times Electronics Co. Ltd.	0,01 °/sa	Havacılık ve Uzay alanında uygulamalar

Bir pasif optik halka rezonatörü gerçekleştirmek için de optik fiber kullanılabilir. Bu rezonatör bir dizi rezonans modunu destekler. Optik boşluk hareketsiz durumda, boşluk CW yönünde veya CCW yönünde ilerleyen bir optik sinyal ile uyarıldığında her rezonans moduna karşılık aynı olan bir rezonans frekansı gelir. Boşluk döndüğünde, her rezonans moduna iki rezonans frekansı karşılık gelir. Biri CW yayılma yönü ile, diğeri CCW yayılma yönü ile ilişkilidir. Bu iki rezonans frekansı arasındaki fark açısal hız ile orantılıdır. Fiber halka rezonatörün kullanımına dayanan bir FOG'a Rezonans FOG (RFOG) denir.

Optik olarak pompalanan fiber halka lazeri, Brillouin veya Raman saçılması kullanılarak veya erbiyum katkılı bir fiber kullanılarak gerçekleştirilebilir. Bu fiber halka lazer aktif bir optik jiroskopun temel yapı taşı olarak kullanılabilir. Bu cihazda, fiber halka lazerin içinde dönmeye bağlı bir frekans kayması gösteren zıt yönde yayılan iki sinyal üretilir. Üretilen sinyallerin frekansları arasındaki fark açısal hızla orantılıdır (Krohn vd., 2014).

3.3. İnterferometrik Fiber Optik Jiroskop

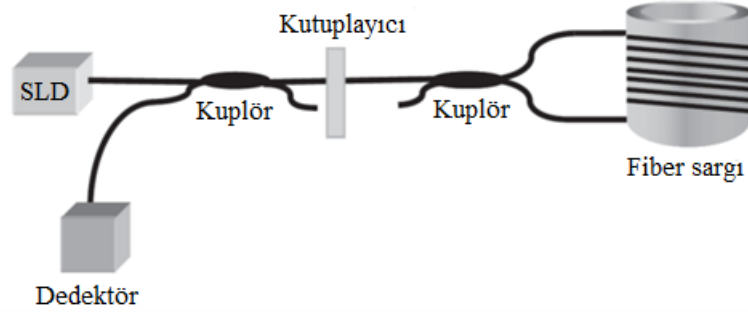
Sagnac etkisine dayanan temel bir IFOG yapısı Şekil 3.4'te verilmiştir. Bu yapı da süperlüminesans diyot (SLD) gibi geniş bantlı bir kaynaktan gelen ışık, ışığı iki dalgaya ayıran 3-dB fiber optik kuplöre yansıtılır (Yin vd., 2008).



Şekil 3.4. Temel IFOG yapısı (Yin vd., 2008)

Kuplörden geçtikten sonra, iki ışık dalgası fiber optik sargı etrafında zıt yönlerde eşit olarak yayılır. Işık dalgaları kuplöre döndükten sonra girişime uğrar ve bir fotodedektör üzerine bir saçak deseni yansıtır.

Temel IFOG konfigürasyonu, dönme hareketi olmadığında karşılıklı değildir; yani, her iki ışık dalgası da fiber optik kuplörde yeniden birleşene kadar özdeş yolları geçmez. Saat yönünde ilerleyen ışık dalgası fiber optik kuplör aracılığıyla iki yansıma yaşarken, saat yönünün tersinde ilerleyen ışık dalgası kuplör aracılığıyla iki iletimle karşılaşır ve bu da bir dereceye kadar karşılıksızlık (nonreciprocity) oluşturur. Shaw ve Stanford'daki araştırma ekibi, 1981'deki temel IFOG yapısındaki istenmeyen karşılıksızlık sorununu çözmüştür. Stanford grubu, Şekil 3.5'te gösterildiği gibi minimum bir IFOG konfigürasyonu önermiştir (Yin vd., 2008).

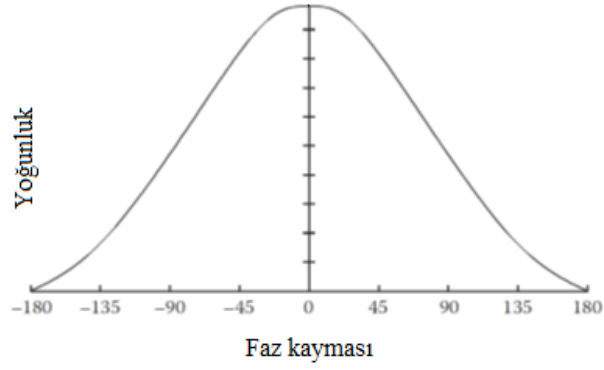


Şekil 3.5. Minimum IFOG yapısı (Yin vd., 2008)

Kutuplayıcıdan sonra, CW ve CCW dalgalarındaki yoğunluğu eşitleyerek özdeş yollar sağlamak için ikinci bir bağlayıcı eklenmiştir. Tek modlu bir filtre olarak da işlev gören kutuplayıcı, iki ışık dalgasının tek bir polarizasyonda ilk kuplöre geri dönmesini sağlar, böylece fotodedektör üzerinde bir saçak deseni oluşturur. Dönme hareketine bağlı oluşan Sagnac faz kayması ile açısal hız arasındaki ilişki,

$$\phi_s = \left(\frac{2\pi DL}{\lambda c} \right) \Omega = SF \cdot \Omega \quad (3.22)$$

olarak hesaplanır. Burada, $SF = (2\pi DL/\lambda c)$ açık döngü için ölçek faktörüdür. Ölçek faktörünün karakteristikleri ışık kaynağının kararlılığına bağlıdır. Fiber uzunluğu L ve fiber sargının çapı D ile ifade edilmiştir.



Şekil 3.6. Faz kaymasına göre yoğunluğun değişimi (Yin vd.,2008)

Herhangi bir iki dalga interferometresine göre, iki ışık dalgasının bir karışımını temsil eden fotodetektör üzerindeki yoğunluk, Şekil 3.6'da gösterildiği gibi maksimum değeri sıfır olan Sagnac faz kayması $\Delta\phi_s$ 'nin kosinüsü olarak değişir. Bu yoğunluk değişimi,

$$I_D = I_0[1 + \cos(\Delta\phi_s)] \quad (3.23)$$

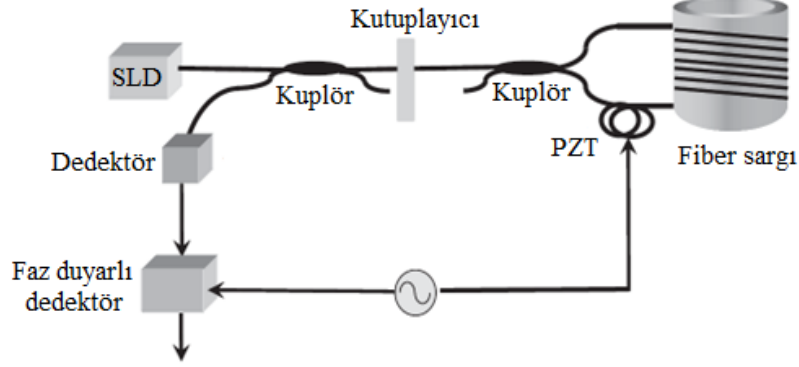
olarak ifade edilir. Burada I_0 durağan durumdaki ortalama yoğunluktur. Algılanan yoğunluk, dönüş hızını hesaplama için kullanılır. Hareket olmadığı ($\Delta\phi_s = 0$) durum için ışık dalgalarının aynı fazda birleşmesi sonucu yoğunluk maksimum olur.

3.3.1. Açık döngü faz kaydırma yapısı

Bir dönme durumunda, ışık dalgaları farklı uzunluklardaki yollarda ilerler ve biraz faz dışı karışırlar. Yıkıcı girişimin derecesi nedeniyle yoğunluk azalmaktadır. Sıfıra göre simetrik olan kosinüs fonksiyonu orada minimum eğimdedir. Küçük dönüş hızları için, eğimin sıfıra yakın olduğu Şekil 3.6'daki simetrik dönüş yönünü (CW veya CCW) belirlemek imkansızdır. Ayrıca, bu modda çalışan jiroskop sıfıra yakın bölgede minimum hassasiyete sahiptir.

Döngüde asimetric olarak (sargının bir ucuna yakın) sürücü modülasyonu özelliğine sahip bir titreşim faz modülatörünün dahil edilmesi, jiroskobu maksimum hassasiyet noktasına yönlendirmek için bir karşılıksız faz kayması oluşturulmasını sağlar. Bu

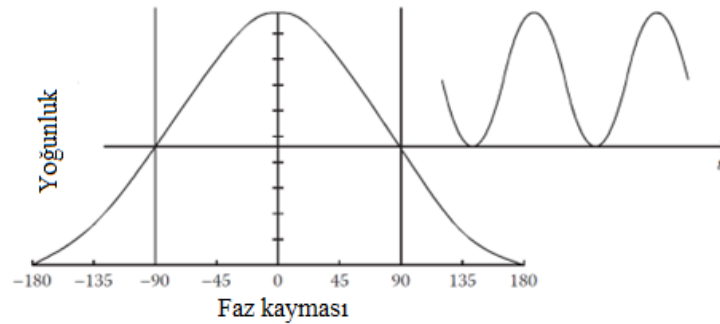
düzeltilici önlem hem düşük hassasiyet sorununu hem de düşük dönüş oranlarında belirsiz dönüş yönü sorununu çözer.



Şekil 3.7. Faz modülatörü ile faz kaydırılmış IFOG yapısı (Yin vd., 2008)

Şekil 3.7'de gösterilen piezoelektrik dönüştürücü (PZT) faz modülatörü, bir gerilimin uygulanmasıyla fiberi kontrollü oranda uzatır (Yin vd., 2008). Faz modülatörü, uygulanan gerilimin sonucu olarak bir optik kayma üretir. Kuplörden çıktıktan sonra, CCW dalgası veya darbesi, tamamen gerilmiş olan faz modülatörüyle karşılaşır. Sargı döngüsünde belirli bir süre ilerledikten sonra dalga kuplöre geri döner.

Faz modülatörü, CW yönünde yayılan ışık dalgası faz modülatörüne ulaştığında gerilmenin ortadan kalkacağı şekilde zamanlanır. Bu nedenle, CCW yönünde yayılan ışık dalgası daha uzun bir mesafe kat eder. İki ışık dalgası, bu yol uzunluğu farkı nedeniyle net bir karşılıklı olmayan faz kayması yaşar.



Şekil 3.8. Maksimum hassasiyet noktasına kaydırılmış bir jiroskop çıkışı (Yin vd.,2008)

Sıfır dönme girişi için maksimum hassasiyet noktasına kaydırılmış bir jiroskop çıkışının şeması Şekil 3.8'de gösterilmektedir. Bir faz modülatörü kullanıldığında, fotodetektör üzerindeki yoğunluk,

$$I_D = I_0[1 + \cos(\Delta\phi_s + \Delta\phi_m)] \quad (3.24)$$

olarak ifade edilir. Dönme olmadığı durum ($\Delta\phi_s = 0$) için,

$$I_D = I_0[1 + \cos(\Delta\phi_m)] \quad (3.25)$$

olarak elde edilir. Buradan faz kayması ifadesi,

$$\Delta\phi_m = 2\phi_m \sin\left(\frac{\omega_m \tau}{2}\right) \cos\left[\omega_m \left(t - \frac{\tau}{2}\right)\right] \quad (3.26)$$

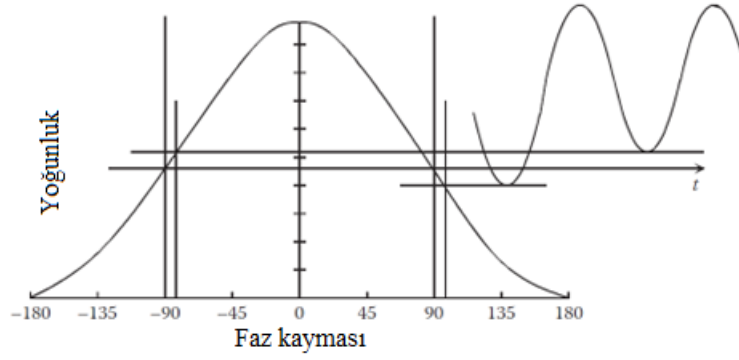
olarak hesaplanır. Burada $\omega_m = 2\pi f_m$ modülasyon frekansı, τ ışığın fiber boyunca geçiş süresi ve ϕ_m faz modülasyonunun genliğidir. Detektör, dönüş hareketi nedeniyle çıkıştaki herhangi bir değişikliğin saptanmasına izin vermek için bu dönüşümlü saptırma sinyaline senkronize edilir. Faz kaymasının maksimum değeri,

$$f_m = 1/2\tau = c/2nL \quad (3.27)$$

olarak elde edilir. Burada, n fiberin kırılma indisidir. Denklem 3.25 kullanılarak duyarlılık ifadesi,

$$\left| \frac{dI}{d\phi_m} \right| = I_0 \sin(\Delta\phi_m) \quad (3.28)$$

olarak yazılabilir. Denklem 3.28'den 90° 'lik faz kaymasında ($\Delta\phi_m = \pi/2$) çalıştığında, duyarlılığın maksimum olacağı açıkça görülmektedir.



Şekil 3.9. Dönmeyle girişen dalgalar arasındaki faz farkı ile yoğunluk değişimi

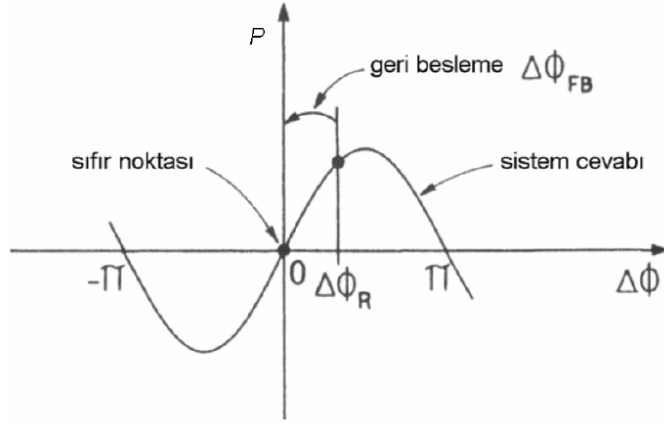
Şekil 3.9'da gösterildiği gibi CCW dönüşü için yoğunluk artarken CW dönüşü için azalmaktadır. Bir dönme olduğunda maksimum hassasiyette, $\Delta\phi_m = \pi/2$, çalışan bir IFOG'un fotodedektöründeki optik yoğunluğu,

$$I_D = I_0[1 + \sin(\Delta\phi_s)] \approx I_0[1 - \Delta\phi_s] \quad (3.29)$$

olarak ifade edilir. Açık döngü IFOG'lar, ortalama bir ölçek faktörü kararlılığına ve iyi bir kayma kararlılığına sahiptir. Ayrıca temel olarak rastgele gürültüden etkilenmezler ancak dinamik ölçüm aralıkları sınırlıdır. Açık döngü IFOG konfigürasyonunda çalışırken büyük dönüş hızları için çıkış işareti doğrusal olmayan hale gelir. Denklem 3.29 'dan, açısal dönüş hızlarının $\Delta\phi_m = \pm\pi/2$ değerleri tarafından sınırlandırıldığı görülmektedir.

3.3.2. Kapalı döngü sinyal işlemeli IFOG yapısı

Yüksek performanslı bir jiroskopun kararlı ve düşük gürültülü bir sapmaya sahip olması isteniyorsa, yalnızca sifıra yakın noktalarda değil, tüm dinamik aralıkta iyi bir doğruluk gerektirir. Geçmişteki herhangi bir hata gelecekteki bilgileri de etkileyecektir. Bu kısıtlama, her bir hızda doğru bir ölçüm ihtiyacını, doğru bir ölçek faktörünü gerektirir. Ayrıca, bir interferometrenin doğal yanıtı sinüzoidal iken, jiroskop çıkış işaretinin doğrusal olması istenmektedir (Lefèvre, 2022).



Şekil 3.10. IFOG kapalı döngü çalışma prensibi (Lefèvre, 2022)

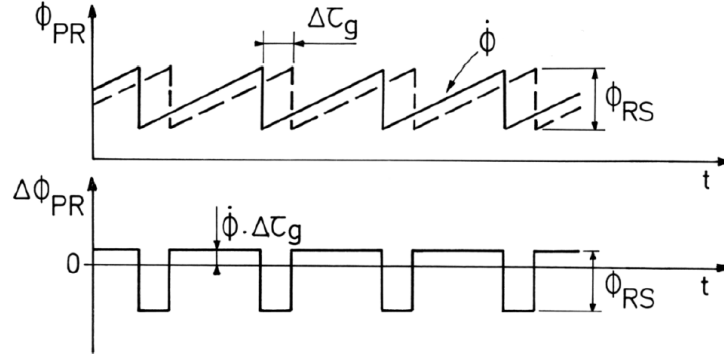
Bu problem, kapalı döngü (veya faz-sıfırlama) sinyal işleme yaklaşımı ile çözülür. Demodüle edilmiş sinyal (veya açık döngü sinyali), dönüş kaynaklı faz farkı $\Delta\phi_R$ 'nin zıttı olan ek bir geri besleme faz farkı $\Delta\phi_{FB}$ oluşturmak için sisteme geri beslenen bir hata sinyali olarak kullanılır (Şekil 3.10). Toplam faz farkı sıfır olacağından sistem her zaman yüksek eğimli bir nokta etrafında çalıştırılır ve iyi hassasiyet sağlar. Böyle bir kapalı döngü yapısında, yeni ölçüm sinyali $\Delta\phi_{FB}$ 'nin değeridir. Bu geri besleme değeri $\Delta\phi_{FB}$, geri dönen optik güçten ve algılama zincirinin kazancından bağımsız olduğundan, iyi kararlılığa sahip doğrusal bir yanıt verir. Dönüş hızının ölçülen değeri,

$$\Omega = -\frac{\lambda c}{2\pi LD} \Delta\phi_{FB} \quad (3.30)$$

olarak ifade edilir. Kapalı döngü işlemi, interferometredeki optik faz farkının sabit ve doğrusal bir ölçümünü sağlar, ancak dönme hızı ölçümünün ölçek faktörünün doğruluğu aynı zamanda $\bar{\lambda}$ ortalama dalgaboyu kararlılığına ve sargı alanın geometrik kararlılığına da bağlıdır.

Kapalı döngü operasyonun önerilen ilk düzenlemelerinde aynı zamanda Bragg hücreleri olarak da adlandırılan akustik-optik modülatörler (AOM) ile üretilen bir frekans kayması kullanılmıştır. Sagnac etkisi aslında sargı ışın ayırıcı üzerinde bir Doppler etkisi olarak yorumlanabilir. Bu nedenle, sargının başına yerleştirilen bir frekans kaydırıcı, Sagnac-Laue etkisinin Doppler kaymasını geçersiz kılabilir.

Bununla birlikte, tüm dinamik aralığı kapsamak için, bu geri besleme frekans kayması Δf_{FB} , artı ve eksi birkaç yüz kilohertz arasında değişmelidir. AOM'ler yalnızca yüksek bir merkez frekansında (tipik olarak 50 – 100 MHz) çalıştığından, bu durum, geri besleme frekans kayması oluşturmak için iki hücrenin kullanılmasını gerektirmektedir. Ancak akustik-optik frekans değiştiricilerle bu kapalı döngü yaklaşımı, teknolojik olarak karmaşıktır ve güç tüketimi nispeten yüksektir.



Şekil 3.11. Analog testere dişli faz rampa modülasyonu (Lefèvre, 2022)

Akustik-optik frekans kaydırıcı çiftlerinin bu kararlılık sorunu, Şekil 3.11’de gösterildiği gibi bir lineer faz rampası kullanılarak tamamen aşılmıştır. Frekans, fazın türevidir ve frekans kaydırıcı yerine $\Delta f = \dot{\phi}/2\pi$ frekans kaymasına eşdeğer, bir faz modülatörü ile uygulanan bir faz rampası modülasyonu $\phi_{PR}(t) = \dot{\phi}t$ (burada $\dot{\phi}$ zaman türevidir (yani eğimdir)),

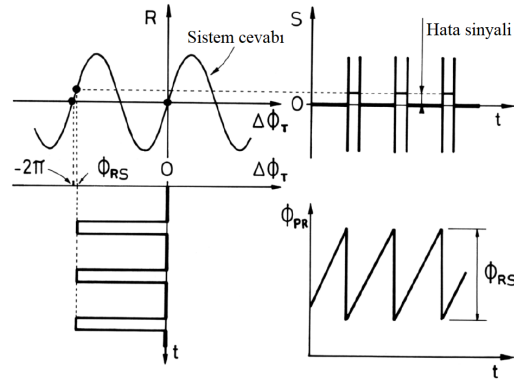
$$\sin[2\pi ft + \dot{\phi}t] = \sin \left[2\pi \left(f + \left(\frac{\dot{\phi}}{2\pi} \right) \right) t \right] \quad (3.31)$$

olarak hesaplanır. Serrodin modülasyonu olarak da adlandırılan bu yapı, rampa eğiminin işaretine bağlı olarak, sıfır civarında pozitif veya negatif çalışmasına izin verir. Böylece halka interferometrenin içsel karşılıklılığı yok ettiği gösterilen yüksek merkez frekansına olan eski ihtiyacı ortadan kaldırır. Bununla birlikte, rampa sonsuz olamaz ve pratikte, sıfırlamada çok hızlı bir geri dönüş ile bir testere dişi modülasyon formu kullanılmalıdır.

Bir jiroskop üzerindeki etki, faz modülatörü ile ayırıcıyı birbirine bağlayan uzun ve kısa yollar arasındaki grup gecikme farkı $\Delta\tau_g$ dikkate alınarak doğrudan görüntülenebilir. Yönlendirme modülasyonu durumunda olduğu gibi $\phi_{PR}(t)$ faz rampası geri besleme modülasyonu iki zıt dalgaya (CW ve CCW) da uygulanır. Ancak $\Delta\tau_g$ gecikmesi nedeniyle bu durum bir geri besleme faz farkı $\Delta\phi_{PR}(t)$ üretir.

$$\Delta\phi_{PR}(t) = \phi_{PR}(t) - \phi_{PR}(t - \Delta\tau_g) \quad (3.32)$$

$\Delta\phi_{PR}(t)$, rampa sırasında $\dot{\phi} \cdot \Delta\tau_g$ 'ye ve geri dönüşten sonraki $\Delta\tau_g$ süresi boyunca $\dot{\phi} \cdot \Delta\tau_g - \phi_{RS}$ 'ye eşittir. Burada ϕ_{RS} değeri, faz sıfırlamanın yüksekliğidir. Şekil 3.12'de gösterildiği gibi ϕ_{RS} , interferometre yanıtının periyodu olan 2π 'ye (veya 2π 'nin katına) eşit olmadığında bir hata oluşmaktadır.



Şekil 3.12. Faz rampasının sıfırlanmasının etkisi (Lefèvre, 2022)

İşleme döngüsü kapatıldığında, $\dot{\phi}$ eğiminin dönme kaynaklı faz farkını $\Delta\phi_R$ telafi edecek şekilde ayarlandığını ve toplam faz farkı $\Delta\phi_T$ 'nin sıfırlandığı varsayılırsa,

$$\Delta\phi_T = \Delta\phi_R + \Delta\phi_{RS} = 0 \quad (3.33)$$

olarak yazılabilir. Buradan ifade,

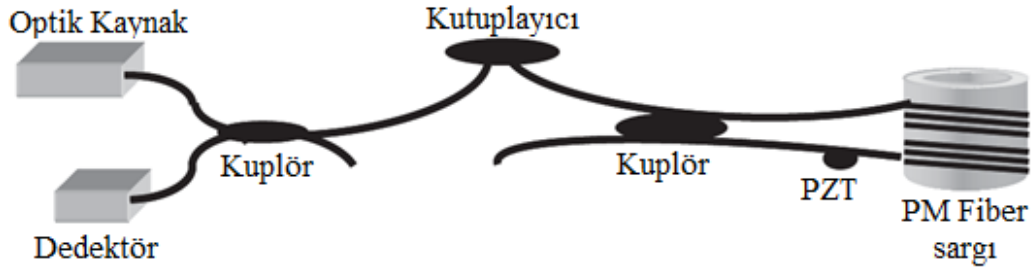
$$\Delta\phi_R = -\dot{\phi} \cdot \Delta\tau_g \quad (3.34)$$

olarak elde edilir. Sıfırlamadan sonra $\Delta\phi_T$, sıfır yerine ϕ_{RS} 'ye eşit olur. Basit olması için interferometrenin bir sinüs yanıtı olduğunu varsayarsak, sinyal $\Delta\phi_T = 0$ olduğunda sıfırdır, ancak her sıfırlamadan sonra $\Delta\tau_g$ süresi boyunca $\sin(\phi_{RS})$ olur. Bu sahte sinyalin anahtarlanması önerilmiştir ancak bunun her sıfırlamada etkinleştirilen ikinci bir geri besleme döngüsü ile faz modülatör verimliliğini kontrol etmek için çok uygun bir hata sinyali olduğu gösterilmiştir.

3.4. İnterferometrik Fiber Optik Jiroskop Konfigürasyonları

3.4.1. Tam faz korumalı IFOG

Tam faz korumalı fiber jiroskop konfigürasyonunun yapısı Şekil 3.13'te gösterilmektedir. Tasarım, polarizasyon korumalı (PM) fiber, fiber optik bileşenler, ışık kaynağı, fotodetektör ve PM fiber sargılı algılama sargısı içermektedir .

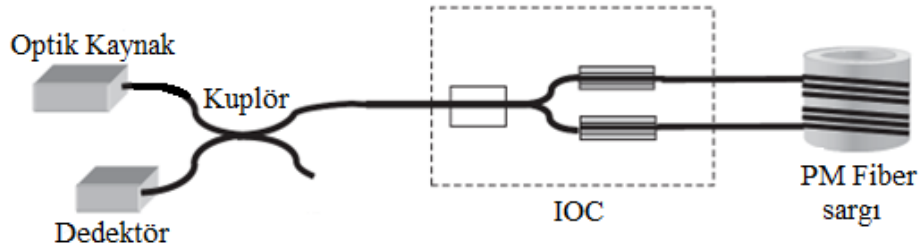


Şekil 3.13. Tam faz korumalı IFOG yapısı (Yin vd., 2008)

PM fiber, polarizasyon gürültüsünü en aza indirir ve performansı artırır. Bir faz modülatörü, fiberin bir kolunun bir kısmının bir piezoelektrik silindir etrafına sarılması ve bir gerilim uygulandığında fiberin isteğe göre gerginleşmesi ve gevşetilmesi ile oluşturulur. Işık dalgalarının fazı, elasto-optik etki ile modüle edilir. PZT'nin modülasyon frekansı sınırlıdır. Bu yapı düşük ve orta performanslı uygulamalarda kullanılmaktadır.

3.4.2. PM fiber/entegre optik IFOG

Bir fiber-entegre optik jiroskop konfigürasyonu Şekil 3.14'te gösterilmektedir. Fiber optik bileşenler yerine IFOG devresine bir entegre optik çip (IOC) dahil edilmiştir. Genel olarak optik dalga kılavuzu, lityum niyobatta (LiNbO_3) tavlanmış bir proton değişimi kullanılarak üretilir. LiNbO_3 'ün mükemmel polarizasyon özellikleri nedeniyle fiber kutuplayıcı ortadan kaldırılmış olur. Entegre optik elemanda faz modülatörü, iki elektrotun dalga kılavuzuna bitişik konumlandırılmasıyla oluşturulur. Dalga kılavuzu içinde bir elektrik alan oluşturularak ışık dalgalarının fazını değiştirir.



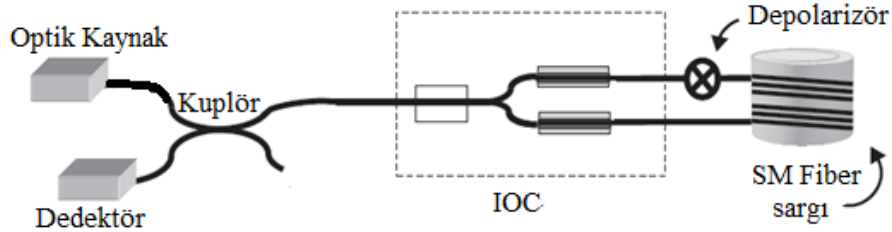
Şekil 3.14. PM fiber/entegre optik IFOG yapısı (Yin vd., 2008)

Modülasyon frekansı kapasitesi, IOC'de önemli ölçüde artırılmıştır. Bir Y-dallı ışın ayırıcı da çipe entegre edilmiştir. Bu tasarım yaklaşımı, fiber ara kabloların çipe bağlanmasını gerektirir. IOC'ye fiber ara kabloların takılması zaman alıcı olabilir. IOC, IFOG bileşenlerinin sayısını azaltır ve üstün modülasyon ve polarizasyon özellikleri sağlar. Entegre optik jiroskop küçük, düşük maliyetli, yüksek güvenilirlikte ve toplu üretilebilir bir IFOG elde etmek için gereklidir. Navigasyon sınıfı jiroskopta tipik olarak 1000 m olan PM fiberin maliyeti, FOG için baskın maliyet faktörüdür.

3.4.3. Depolarize-IFOG

Bir Depolarize-tek modlu interferometrik fiber optik jiroskop (D-IFOG) konfigürasyonu Şekil 3.15'te gösterilmektedir. Geniş bant kaynağından gelen ışık, depolarizörle karşılaşmadan önce IOC'den geçerek doğrusal olarak polarize edilir. D-IFOG'da, ışığı fiber sargı döngüsündeki tüm polarizasyon durumları arasında eşit olarak dağıtarak,

polarizasyon hatasını ve manyetik alan hassasiyetini azaltmak ve sinyal zayıflamasını önlemek için depolarizör kullanılmaktadır.



Şekil 3.15. Depolarize-IFOG yapısı (Yin vd., 2008)

Düşük maliyetli tek modlu fiber kullanan depolarize IFOG tasarımı, tipik olarak daha pahalı PM fiber yaklaşımından daha karmaşıktır. Tam PM fiber konfigürasyonundaki aynı atış gürlütüsü ile sınırlı performansı elde etmek için önemli ölçüde daha fazla fiber gerekmektedir. Bunun nedeni, fiberlere 45°'lik bir açıyla birleştirilen depolarizörlerin eklenmesinden kaynaklanan kayıptır. D-IFOG yaklaşımı, ortalama maliyet gerektiren yüksek performanslı uygulamalar için uygundur.

3.5. Jiroskop Performans Parametreleri

Farklı jiroskop teknolojileri genellikle maliyet, güç tüketimi, güvenilirlik, ağırlık, hacim, termal kararlılık, dış bozulmaya karşı bağımsızlık ve daha karmaşık bir sistemde kurulduğunda jiroskop davranışını tanımlayan diğer önemli performans parametreleri açısından karşılaştırılır. Jiroskop statik giriş-çıkış karakteristiğinden başlayarak ölçek faktörü, sapma, giriş ve çıkış aralığı, tam aralık, çözünürlük, dinamik aralık ve ölü bant gibi bir dizi jiroskop performans parametresi tanımlanabilir.

Jiroskop ölçek faktörü (SF), sensör çıkışındaki değişiklik ile ilgili açısal hız değişimi arasındaki oran olarak tanımlanır. Genellikle doğrusal ayarlanmış giriş-çıkış verileri ile elde edilebilen düz çizginin eğimi olarak değerlendirilir. Optik jiroskopun hassasiyetini temsil eden ölçek faktörü kararlılığı önemli bir parametredir. Düşük ölçek faktörü kararlılığı algılayıcı hatalarını (sabit kayma kararsızlığı ve açısal rasgele yürüme vb.)

azaltırken daha iyi cihazlara ve yüksek doğruluğa ihtiyaç duymaktadır. Buna bağlı olarak da maliyet artmaktadır (Passaro vd., 2017).

Sabit kayma, giriş dönüşü veya hızlanma ile hiçbir ilişkisi olmayan jiroskop çıkışının belirtilen bir zaman aralığı boyunca ortalaması olarak tanımlanır. Sabit kayma $^{\circ}/sa$ veya $^{\circ}/s$ olarak ölçülür.

Giriş aralığı, jiroskop performansının belirli bir hassasiyetle eşleştiği giriş değerleri aralığıdır. Çıkış aralığı, giriş aralığı ile ölçek faktörü arasındaki üründür. Giriş aralığının üst ve alt değerleri arasındaki cebirsel farka tam aralık denir.

Algılanabilir minimum açısal hız veya çözünürlük ($^{\circ}/sa$ veya $^{\circ}/s$ cinsinden ifade edilir), bir jiroskopa tespit edilebilen minimum açısal hızdır. Tam aralık ve çözünürlük arasındaki oran dinamik aralık (boyutsuz niceliktir) olarak adlandırılır. Son olarak, ölü bant, girişteki değişimlerin çıkışı beklenenden %10 daha az değiştirdiği, giriş sınırları arasında bir aralıktır.

Jiroskop performansının ana göstergeleri genel olarak ölçek faktörü kararlılığı, sabit kayma kararsızlığı, rastgele yürüme, menzil ve maliyet parametreleridir. Bu parametrelere göre, jiroskoplar Çizelge 3.2'de verildiği gibi strateji sınıfı, navigasyon sınıfı, taktik sınıfı ve ticari sınıfı olmak üzere dört kategoriye ayrılabilir (Lin vd., 2020).

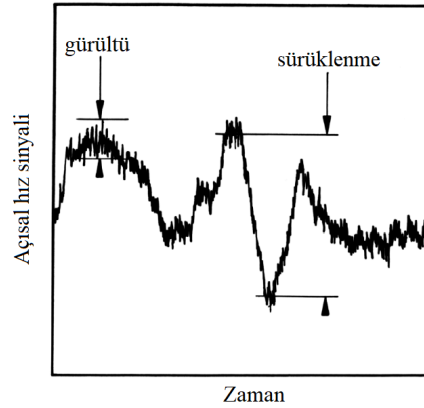
Çizelge 3.2. Jiroskop performans parametreleri ve kategorileri (Lin vd., 2020)

Performans Parametresi	Strateji Sınıfı	Navigasyon Sınıfı	Taktik Sınıfı	Ticari Sınıfı
Ölçek Faktörü kararlılığı (ppm)	<1	1-100	100-1000	>1000
Sabit kayma kararsızlığı ($^{\circ}/sa$)	<0,01	0,01-0,15	0,15-15	>15
Açısal Rasgele Yürüme ($^{\circ}/\sqrt{sa}$)	<0,01	0,01-0,05	0,05-0,5	>0,5
Ölçüm aralığı ($^{\circ}/s$)	>500	>500	>400	50-1000
Maliyet (\$)	20000	10000	1000	500

3.6. Performans Doğruluğu ve Bozucu Etkiler

Sürüklenme ve gürültü gibi bozucu etkilerin interferometrik fiber optik jiroskop çıkış sinyali üzerindeki etkisi Şekil 3.16'da gösterilmektedir. Sürüklenmeye neden olan parazittik etkiler ve IFOG'ların çıkışında sıfır referansının zamanla değişmesi, performans doğruluğunu sınırlar ve yüksek performanslı işlemler için en aza indirilmelidir.

Optik geri saçılmalar (Rayleigh), ışık kaynağı kararsızlıkları, polarizasyon gürültüsü, elektro-optik etkiler (Kerr), manyeto-optik etkiler (Faraday), termal ve gerilme değişimleri (Shupe) ile elektronik gürültüler çıkış sinyalini bozan temel gürültü kaynaklarıdır. Bu gürültü kaynakları doğrudan jiroskop tasarımı ve fiber parametreleri ile ilişkilidir (Yin vd., 2008).



Şekil 3.16. Bozucu etmenlerin çıkış sinyali üzerindeki etkileri (Lefèvre, 2022)

Gürültü ve sürüklenme, uygulamalara bağlı olarak farklı gereksinimlerdir. Düşük sapma gürültüsü, hızlı yanıt stabilizasyonu ve kontrolü için önemlidir, ancak navigasyon için düşük sapma kayması daha temel bir parametredir. Dönme hızı sinyali, açısal yönelimdeki değişikliği elde etmek için matematiksel olarak entegre edilir ve bu entegrasyon süreci, uzun vadede sürüklenmenin etkisini baskın hale getiren beyaz gürültünün bir ortalamasını üretir (Lefèvre, 2022).

3.6.1. Optik elemanlardan kaynaklanan gürültüler

Rayleigh geri saçılmasına fiberdeki doğal kusurlar, eklemeler gibi fiber uzunluğu boyunca kırılma indisindeki mikroskobik değişiklikler neden olur. Bu, eş-evreli ve eş-evresiz geri saçılma ve yansıma gürültüsü şeklinde olabilir. Fotodedektördeki ışık yoğunluğunu etkileyen gürültünün eş-evresiz bileşeni, bir foton atış gürültü kaynağıdır. Dönme hatasına neden olmayan bu gürültü bileşeni, atış gürültüsüne etkisi 1 dB'den daha azdır.

Lazer gibi yüksek eş-evreli kaynak kullanılması ters yönde yayılan ışık dalgalarının birleştiklerinde aralarındaki fazın değişmesine neden olur. Bu etkiyi bastırmak için SLD ve SFS gibi düşük eş-evreli optik kaynaklar kullanılmaktadır. Düşük zamansal eş-evreliliğe sahip geniş bantlı kaynak kullanıldığında Rayleigh geri saçılmasından kaynaklanan girişimin ortalaması sıfıra çekilebilir.

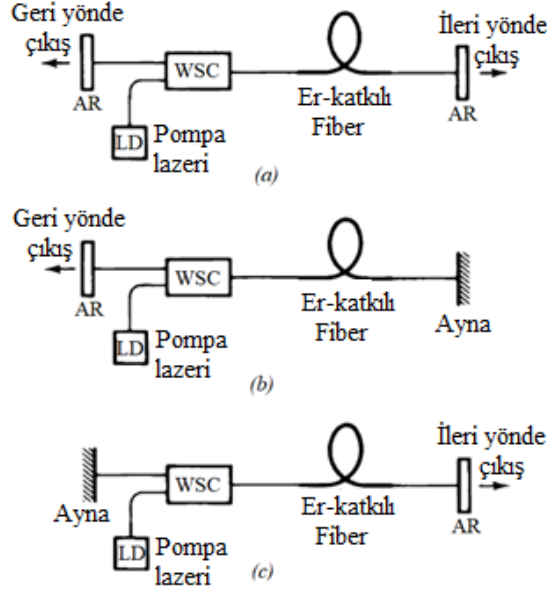
Çoğu SLD, 400 ppm/°C düzeyinde bir ortalama dalga boyu değişimi sergilemektedir. Ayrıca, bir SLD tarafından yayılan güç, tek modlu bir fibere verimli bir şekilde bağlanamaz ve bu tür cihazların ömrü, genellikle alan kullanımı için yetersiz olduğu raporlanmaktadır (Wysocki vd., 1994).

3.6.2. Erbiyum katkılı süperfloresan fiber kaynak

Erbiyum katkılı süperfloresan fiber kaynak temel olarak, erbiyum katkılı fiberin (EDF) kuvvetlendirilmiş kendiliğinden ışımaya (ASE) prensibine dayanmaktadır. Erbiyum katkılı SFS, IFOG ölçek faktörünü doğrusal tutmak için iyi bir ortalama dalga boyu kararlılığına, parazit girişimlerden kaynaklanan faz kaymasını azaltmak için düşük zamansal eş-evreliliği olan geniş spektrum genişliğine ve sinyal/gürültü oranını (SNR) iyileştirmek için büyük çıkış gücüne sahiptir. Ayrıca, Navigasyon sınıfı olan 10 ppm/°C değerini karşılamaktadırlar. Ancak bu optik kaynak türünde, fazlalık gürültüsü oluşmaktadır (Yang vd., 2002).

Erbiyum katkılı süperfloresan fiber kaynağı (SFS) için tek-geçiş geri-sinyal (SPB), tek-geçiş ileri-sinyal (SPF), çift-geçiş ileri-sinyal (DBF) ve çift-geçiş geri-sinyal (DPB)

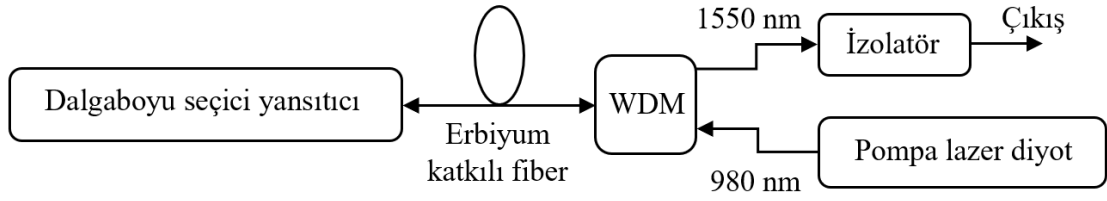
olmak üzere farklı konfigürasyonlar bulunmaktadır (Wysocki vd., 1994). Bu çalışmada, çift-geçiş geri-sinyal (DPB) yapılı konfigürasyon esas alınmaktadır. Bu konfigürasyonlar Şekil 3.17’de gösterilmektedir (Desurvire, 2002).



Şekil 3.17. a) SPB ve SPF, b) DPB ve c) DPF yapıları (Desurvire, 2002)

Şekil 3.17’deki konfigürasyonlarda kullanılan elamanlar, dalgaboyu seçmeli kuplör (WSC), yansıtma önleyici bileşen (AR) ve lazer diyot (LD)’dur. Çift geçişli konfigürasyonlar, tek geçişli konfigürasyonlara göre daha verimlidir (Huang vd., 2016). Çift geçişli konfigürasyonlar, etkin kazanç uzunluğunun iki katına çıkması nedeniyle daha yüksek çıkış gücüne sahiptir. Ayrıca, geri yönde ASE’nin ileri yönde ASE’den daha büyük olması nedeniyle DPB konfigürasyonu DPF’a göre daha yüksek bir çıkış gücüne sahiptir (Desurvire, 2002).

Erbiyum katkılı SFS’lerde spektrum kararlılığını sağlamak amacıyla, optik fiberin sonunda konumlandırılan dalgaboyu seçmeli yansıtıcı (WSR) kullanılmaktadır. Bu reflektörler, fiber Bragg ızgara (FBG) ve ince film filtre (TFF) tipinde yansıtıcı elemanlar olabilmektedir. Bu çalışmada, Şekil 3.18’de verilen WSR kullanılan çift geçişli geriye sinyal (DPB) esaslı SFS konfigürasyonundan yararlanılmıştır.



Şekil 3.18. DPB SFS yapısı (Guillaumond ve Meunier, 2001)

Şekil 3.18'de verilmiş olan DPB SFS konfigürasyonunda, ışık kaynağı olarak pompa lazer, dalgaboyu bölmeli çoğullayıcı, erbiyum katkılı fiber, dalgaboyu seçici yansıtıcı ve optik izolatör bulunmaktadır (Guillaumond ve Meunier, 2001). Bu konfigürasyonda, pompa lazer kaynağının pompaladığı 980 nm dalgaboyundaki optik sinyal optik fiber üzerinden dalgaboyu bölmeli çoğullayıcı (WDM)'e ulaşmaktadır. Optik sinyal daha sonra EDF ile kuvvetlendirilmek suretiyle dalgaboyu seçimli yansıtıcı elemana gelerek geri yönde kılavuzlamaktadır. Geriye saçılan optik sinyalin WDM üzerinden geçirilerek, 1550 nm dalgaboyunda yüksek çıkış gücüne sahip optik bir kaynak elde edilmektedir.

1480 nm dalgaboyunda pompalama 980 nm'de pompalamaya göre daha pahalıdır. Bu yüzden genellikle, 980 nm dalgaboyunun kullanıldığı tasarımlar tercih edilmektedir (Li vd., 2015). 980 nm pompa dalgaboyu DPB konfigürasyonunda Fiber Bragg Grating ve TFF ile kullanılırken (Gaiffe vd., 1996), 1480 nm dalgaboyunda DPF konfigürasyonunda ise Faraday döndürücü ayna kullanılmaktadır (Falquier vd., 1999).

Bir SFS optik kaynak için sıcaklık ile ortalama dalgaboyu arasındaki ilişki,

$$\frac{d\lambda_m}{dT} = \frac{\partial\lambda_m}{\partial T_f} + \frac{\partial\lambda_m}{\partial\lambda_p} \frac{\partial\lambda_p}{\partial T} + \frac{\partial\lambda_m}{\partial P} \frac{\partial P}{\partial T} \quad (3.35)$$

olarak ifade edilmektedir. Denklem 3.35'te ilk terim iç termal katsayısına, ikinci ve üçüncü terimler ise pompa lazerin sıcaklığa bağlı olarak sırasıyla dalgaboyuna ve güç değişimlerine karşılık gelmektedir. SFS kaynak kullanılan IFOG açışal hız ölçümünde sınırlayıcı iki gürültü türü, foton-atış gürültüsü ve fazlalık gürültüsüdür. Foton-atış

gürültüsü ve fazlalık gürültülerinin etkilerine bağlı olarak fotodedektördeki ortalama akımın karesindeki dalgalanma,

$$\langle(\Delta I)^2\rangle = 2q\langle I\rangle B + \frac{\langle I\rangle^2 B}{\Delta\lambda} \quad (3.36)$$

olarak yazılabilmektedir (Burns vd., 1990). Burada I fotodedektör akımı, q elektron yükünü, B elektriksel bandgenişliğini ve $\Delta\lambda$ kaynağın spektral bandgenişliğini ifade etmektedir. 1. terim foton atış gürültüsünü ve 2. terim fazlalık gürültüyü ifade etmektedir.

Sistemde foton-atış ve fazlalık gürültüleri mevcut iken algılanabilen minimum açısal hız Denklem 3.37'deki gibi ifade edilmektedir. (Burns vd., 1990).

$$\Omega_{min} = \frac{\lambda \cdot c}{2 \cdot \pi \cdot D \cdot L} \left(\frac{1 + J_0}{J_1} \right) \left(\frac{q}{\langle I \rangle} + \frac{\lambda^2}{2 \cdot c \cdot \Delta\lambda} \right)^{\frac{1}{2}} \sqrt{B} \quad (3.37)$$

Burada $J_0 = 0.34$ ve $J_1 = 0.58$ maksimum hassasiyet noktasında birinci türden Bessel fonksiyonu değerleridir.

Şu anda telekomünikasyonda kullanılan ışık kaynakları $1.55 \mu\text{m}$ 'de çalışmaktadır. Tipik olarak, 40 nm 'den büyük hat genişlikleri ile 10 mW 'dan fazla güç üreten bu kaynaklar, FOG'larda da kullanılmaktadır. Düşük eş-evrelilik durumunda, geniş bantlı ışık kaynağının dalga boyları birbirlerine çarparak yoğunluk gürültüsüne neden olurlar. Bu tür ışık kaynağı kararsızlıkları, çıkış sinyalinde dalgalanmalara (yoğunluk ve frekans) yol açar. Yarı iletken lazer kaynaklarındaki yoğunluk gürültüsü, foton atış gürültüsünü $1-2 \text{ dB}$ arasında artırır.

3.6.3. Faz-tipi kayma hatası

Çevresel etkiler, uygulamada yüksek performanslı IFOG'ların açısal ölçüm doğruluğunu sınırlayabilir. Faraday etkisi ve Shupe etkisi gibi çevresel gürültü kaynakları, optik yoğunluktan kaynaklanan karşılıksızlık olgusunu ortaya çıkarır. Çevresel etkilerin büyüklüğü, çoğunlukla FOG'un paketlenme ve kullanım sırasında uygulanma şekline bağlıdır. Duragan durumunda, çevresel bozulmaların etkisiyle optik yoğunluk,

$$I_D = I_0[1 + \cos(\Delta\phi_m + \Delta\phi_{env})] \quad (3.38)$$

olarak ifade edilebilir (Yin vd., 2008). Burada $\Delta\phi_m$, faz modülasyonu ve $\Delta\phi_{env}$, polarizasyon karşılıksızlık, Faraday etkisi, Kerr etkisi ve Shupe etkisinin toplamından oluşan çevresel bozulmalara bağlı parazitik faz kaymasıdır. En iyi jiroskop performansını elde etmek için bu etkiler en aza indirilmelidir.

3.6.4. Polarizasyon karşılıksızlık

Fiber sargıdaki polarizasyon mod bağlaşımı karşılıksızlık etkileri oluşturabilir. Bağlaşım, iki polarizasyon modunu destekleyen geleneksel tek modlu fiberde, fiber üzerinde bükülmeler ve yanal basınçların etkisiyle biraz farklı kılavuzlanmış dalga yayılma sabitlerine sahip kısmen bozulmuş iki mod arasında meydana gelir. Bağlaşım noktaları, fiber sargıda termal ve mekanik etkilerle rastgele bir şekilde hızla değişir. Polarizasyon korumalı fiber kullanımı genellikle bu sorunu çözmektedir.

3.6.5. Faraday etkisi

Cam fiberdeki Faraday etkisi veya manyeto-optik etki, ışığın polarizasyon düzlemi bir manyetik alanın etkisi altında döndürülmesiyle ortaya çıkar. Faraday etkisini en aza indirmek için yüksek kaliteli PM fiber ve manyetik koruma kullanılabilir.

3.6.6. Kerr etkisi

Cam fiberde üçüncü dereceden doğrusal olmayan Kerr etkisi, karşılıklı yayılan ışık dalgalarının yoğunluklarının eşit olmadığı durumda ortaya çıkar. Kerr etkisini en aza indirmek için geniş bantlı ışık kaynakları kullanılabilir.

3.6.7. Shupe etkisi

IFOG'lardaki en büyük hata kaynağı olan Shupe etkisi akustik gürültü ve titreşimlerin yanı sıra fiber optik algılama sargısı boyunca ısıl ve gerginlik bozulmalarından kaynaklanmaktadır. Bu dış bozucu etkiler, fiber uzunluğu boyunca kırılma indisinin zamana bağlı olarak değişmesine neden olur.

Her iki uçtan eşit uzaklıkta bulunan fiber sargısı kesitlerini birbirine mümkün olduğunca yakın yerleştirecek şekilde sarmak, termal geçişlerden kaynaklanan Shupe etkisini en aza indirecektir. Sargı paketindeki fiber sarımlarının yapıştırılması, farklı zamanla oluşan gerginlik değişiminden kaynaklanan sorunu çözmektedir (Yin vd., 2008).

3.7. Mikro-Elektro-Mekanik Sistem Jiroskoplar

Düşük maliyetleri, boyutları, ağırlıkları ve güç tüketimi ile mikro-elektro-mekanik sistem (MEMS) jiroskoplarının çok sayıda uygulama alanı bulunmaktadır. Dönüşü algılamak için titreşimli mekanik elemanlar kullandıklarından, MEMS jiroskopları titreşimli jiroskoplardır.

MEMS jiroskoplar, tipik olarak silikon bazlı mikro işleme teknolojisi ile üretilirler. Birincil mod ve ikincil mod olmak üzere iki rezonans modunu destekleyen mekanik bir rezonatörden oluşurlar. Bu modlar sırasıyla algılama ve sürücü modu olarak da adlandırılır. Sensör açısal hıza maruz kaldığında, Coriolis kuvveti bu iki rezonans modunu yani algılama ve sürücü modlarını etkileşime geçirir.

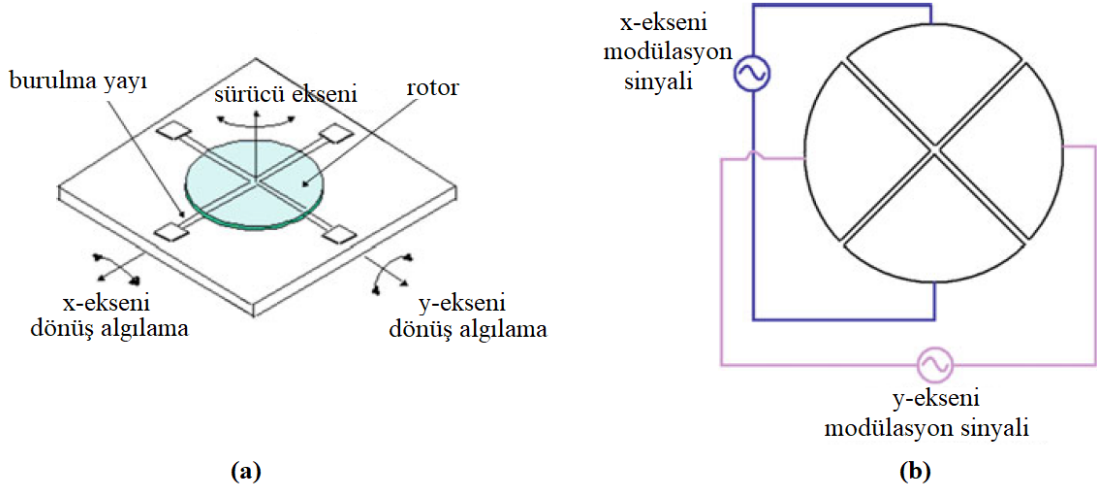
MEMS açısal hız sensörleri, uyumlu mod veya bölünmüş mod koşullarında çalışabilir. Uyumlu mod çalışma koşulları altında, algılama modu, sürücü modu ile aynı (veya çok yakın) rezonans frekansına sahip olacak şekilde tasarlanmıştır. Bölünmüş mod durumunda ise sürücü ve algılama modlarının iki farklı rezonans frekansı vardır. Uyumlu mod konfigürasyonda çalıştırılan jiroskoplar daha yüksek hassasiyet ve daha iyi çözünürlük sunar. Bölünmüş mod konfigürasyonu, yüksek sağlamlığın gerekli olduğu otomotiv uygulamalarında daha yaygındır.

MEMS jiroskopları, mikro-mekanik ve elektronik parçaların tek bir yonga üzerinde veya iki ayrı yonga üzerinde olmasına göre sınıflandırılabilir. Tek yonga uygulamasının avantajları, mekanik ve elektronik parçalar arasındaki ara bağlantıda üretilen parazitik kapasitanslar nedeniyle oluşacak elektronik gürültünün azaltılması ve boyutlarının küçük olmasıdır. Paketleme aşamasında iki kalıbı birleştirmek için gereken ekstra adımlar da ortadan kalkmış olur. Öte yandan iki ayrı yonga uygulaması, mekanik ve elektronik parçaların üretilmesi için kullanılan teknolojilerin ayrı ayrı optimizasyonunu mümkün hale getirmekte ve üretim süreçlerinin bağımsız verim kontrolüne izin vermektedir.

3.7.1. Çift Eksenli MEMS Jiroskop

Çift eksenli MEMS jiroskoplar, aynı anda iki eksen etrafında açısal hareketi algılayabilir. İlk çift eksenli MEMS açısal hız sensörü 1997'de ortaya çıkmıştır. Şekil 3.19.a'da gösterilen sensör yapısı, alt tabakaya sabitlenmiş dört burulma yayı ile askıya alınan sert bir polisilikon rotorun açısal rezonansına dayanmaktadır (Armenise vd., 2010).

Eylemsiz rotor, tarak elektrotları tarafından plakaya dik olan z-ekseni etrafında dönmesi için uyarılır. x-ekseni etrafındaki bir dönme hareketi, y-ekseni etrafında bir Coriolis açısal salınımına neden olur ve benzer şekilde y-ekseni etrafında bir dönme hareketi, x-ekseni etrafında bir Coriolis açısal salınımına neden olur. Bu Coriolis salınımı, Şekil 3.19.b'de gösterildiği gibi rotor ile rotorun altındaki dört "çeyrek daire" elektrot arasındaki kapasite değişikliği kullanılarak ölçülmektedir.



Şekil 3.19. Çift eksenli MEMS jiroskop yapısı (Armenise vd., 2010)

İki eksenli çalışma, her bir elektrot çifti için farklı bir modülasyon frekansı kullanılarak gerçekleştirilebilir. Her algılama eksenini için ayrı demodülasyon devresi kullanılacak ve ilgili eksenler etrafındaki açısal hız girişleriyle orantılı iki voltaj çıkışı üretecektir.

3.7.2. Bozucu Etkiler ve Tasarım Kriterleri

MEMS jiroskoplar, açısal hızı ölçmek için açık veya kapalı döngü yapılarında çalışabilir. Dönme hızında bir değişiklik olduğunda algılama modunun genliği anında değişmeyecek ve kararlı duruma ulaşmak için biraz zaman gerekecektir. Uyumlu algılama ve sürücü rezonans modları ile birlikte yanıt süresi, sensörün bant genişliğini birkaç Hz ile sınırlandırmaktadır. Açık döngü yapısında çalışan jiroskopların bant genişliği, algılama ve sürücü modu rezonans frekanslarının biraz farklı seçilmesi ile artırılabilir, ancak bu durum hassasiyeti azaltacaktır.

Kapalı döngü çalışma yapısında algılama modunun genliği sürekli olarak izlenir ve sıfıra ayarlanır. Kapalı döngü yapısı ile sensörün bant genişliği ve dinamik aralığının artırılması sağlanır. Kapalı döngü konfigürasyonunda bant genişliği, okuma ve kontrol elektroniği ile sınırlıdır ve yapının rezonans frekansına yaklaşan değerlere kadar yükseltilebilir.

MEMS jiroskop çözünürlüğü farklı parametrelere bağlıdır. Uyumlu algılama ve sürücü rezonans modlarına sahip bir açık döngü yapısında çözünürlük, okuma devresinin gürültüsünü azaltarak, cihazın Coriolis kaynaklı kapasitans değişimini artırarak, rezonans frekansını düşürerek, mekanik kalite faktörünü arttırarak ve parazittik kapasitansları en aza indirerek iyileştirilebilir.

Sürücü modu titreşiminin genliği arttırılarak daha güçlü Coriolis kuvvetleri elde edilebilir. Rezonans yapı vakumda çalıştığında enerji kayıplarını önemli ölçüde azaltarak kalite faktörü güçlü bir şekilde artırılabilir. Bunun için sensör alt tabakasına yapıştırılmış silikon veya cam yonga plakası gibi hava geçirmeyecek şekilde kapatılmış, sağlam vakumlu paketlenme teknikleri gerekmektedir. Ayrıca, sürücü ve algılama modlarının rezonans frekansları uyumluysa, modlar arasındaki bağlantı kuvvetlendirilerek çözünürlük artırılır. Ancak cihazı iki rezonans frekansı mükemmel uyumlu olacak şekilde tasarlamak, sıcaklık aralığı ve diğer çevresel faktörler nedeniyle oldukça zordur.

MEMS jiroskop için önemli bir diğer performans parametresi de sabit kayma kararsızlığıdır. Titreşimli mekanik yapının geometrisinde algılama ve sürücü modlarını kontrol eden elektrotlardaki kusurlar ve yapının asimetric sönümlenmesi, dönme olmadığında bile bir çıkış sinyali üretebilir. Dik faz hatası olarak adlandırılan bu hata bazen Coriolis sinyalinden daha büyük seviyelerde olabileceğinden dönüş hızı algılamada hatalara neden olabilir. Sabit kayma kararsızlığı, algılama ve sürücü modlarının elektriksel ve mekanik olarak ayrılması ve fabrikasyon süreci hatalarının azaltılmasıyla önemli ölçüde giderilebilir. Ayrıca düşük iç sönümlemeye sahip yüksek kaliteli malzemeler de sabit kayma kararsızlığını azaltabilir.

Yüksek performanslı bir jiroskop, geniş bir dinamik ölçüm aralığında düşük sıcaklık hassasiyeti ile kararlı bir ölçek faktörüne sahip olmalıdır. İyi bir performans elde etmek için, sensör üretiminde malzemeler büyük bir dikkatle seçilmelidir. Aynı yapıda birkaç farklı malzemenin kullanılması, sıcaklıkla birlikte ölçek faktörünün değişmesine neden olabilir. En iyi performans, tamamen silikon cihazlarda elde edilebilir.

3.8. Allan Varyansı

Allan varyansı, başlangıçta osilatörlerin frekans kararlılığını incelemek için geliştirilmiş bir zaman alanı analiz tekniğidir. Veri gürültüsüne neden olan temel rasgele süreçlerin karakterini belirlemek için kullanılabilir. Bu nedenle, verilerdeki belirli bir gürültü teriminin kaynağını belirlemeye yardımcı olur. Kaynak, aracın doğasında olabilir, ancak araç içinde makul bir mekanizmanın yokluğunda, kaynağı test düzeneğinde aranmalıdır. Bu standartta benimsenen Allan varyansı, tek başına bir veri analizi yöntemi olarak veya frekans alanı analiz tekniklerinden herhangi birini tamamlamak için kullanılabilir. Bununla birlikte Allan varyans değeri, cihazın fiziğini anlama derecesine bağlıdır (IEEE Std 952-1997, 2008). Bu bölümde, Allan varyansı analizinin jiroskopların gürültü özelliklerine uyarlanmasıyla ilgili ayrıntılar verilmiştir.

Örnekleme zamanı τ_0 olan N adet örnek içeren jiroskop verisi için $\tau_0, 2\tau_0, \dots, k\tau_0$ ($k < N/2$) uzunluklarında veri kümeleri oluşturulur ve bu kümenin uzunluğu boyunca kümede yer alan her bir veri noktalarının toplamının ortalaması alınır. Allan varyansı, bu küme süresinin bir fonksiyonu olarak tanımlanır.

Spesifik olarak, Allan varyansı çıkış oranı veya $\Omega(t)$ çıkış açısı cinsinden tanımlanabilir.

$$\theta(t) = \int_0^t \Omega(t) dt \quad (3.39)$$

Tanımlarda sadece açı farkları kullanıldığı için integral alt limiti belirtilmemiştir. Açı ölçümleri $t=k\tau_0$, $k=1, 2, 3, \dots, N$ ile verilen ayrık zamanlarda yapılır. Buna göre notasyon $\theta_k=\theta(k\tau_0)$ yazılarak basitleştirilir. t_k ve $t_k + \tau$ süreleri arasında ortalama hız,

$$\bar{\Omega}_k(\tau) = \frac{\theta_{k+m} - \theta_k}{\tau} \quad (3.40)$$

olarak ifade edilir. Burada $\tau = m\tau_0$ ortalama süre ve m kestirim değişkenidir. Bu durumda Allan varyans,

$$\begin{aligned}\sigma^2(\tau) &= \frac{1}{2} \langle (\bar{\Omega}_{k+m} - \bar{\Omega}_k)^2 \rangle \\ &= \frac{1}{2\tau^2} \langle (\theta_{k+2m} - 2\theta_{k+m} + \theta_k)^2 \rangle\end{aligned}\quad (3.41)$$

olarak tanımlanır. Burada $\langle \rangle$ grup ortalamasıdır. Allan varyansı ifadesi,

$$\sigma^2(\tau) = \frac{1}{2\tau^2(N-2m)} \sum_{k=1}^{N-2m} (\theta_{k+2m} - 2\theta_{k+m} + \theta_k)^2 \quad (3.42)$$

olarak elde edilir. Öngörülen işlemlerin gerçekleştirilmesiyle elde edilen Allan varyansı, orijinal veri setindeki gürültü terimlerinin güç spektral yoğunluğu (PSD) ile ilişkilidir. Allan varyansı ile $S_{\Omega}(f)$ iki taraflı PSD arasındaki ilişki,

$$\sigma^2(\tau) = 4 \int_0^{\infty} S_{\Omega}(f) \frac{\sin^2(\pi f \tau)}{(\pi f \tau)^2} df \quad (3.43)$$

olarak hesaplanır. Denklem 3.43'ten filtre band geçişinin τ 'ya bağlı olduğu görülmektedir. Bu, filtre band geçişini ayarlayarak, yani τ değiştirilerek farklı rasgele işlem türlerinin incelenebileceğini göstermektedir. Bu nedenle, Allan varyansı, verilerde bulunan çeşitli gürültü terimlerini belirleme ve niceleme imkânı sağlar. Allan varyansının karekökünün (Allan sapması $[\sigma(\tau)]$) τ 'ya bağlı değişimi log-log olarak çizilir.

Allan'ın tanımı ve sonuçlar, açısız rastgele yürüme (ARW), hızdaki rastgele yürüme (RRW), sabit kayma kararsızlığı (BI), kuantalama gürültüsü (Q) ve hız rampası (RR) olarak adlandırılan beş temel jiroskop gürültüsü terimiyle ilişkilidir ve jiroskop veri indirgemesine uygun bir notasyonla ifade edilmektedir.

3.8.1. Açısız rastgele yürüme

Bu hatanın ana kaynağı fotonların kendiliğinden yayılmasıdır. IFOG açısız rastgele yürümenin bu bileşeni, optik kaynak çıkışında her zaman mevcut olan kendiliğinden yayılan fotonlardan kaynaklanır. Kendiliğinden yayılan fotonlardan kaynaklanan açısız rastgele yürümeye kuantum limiti de denir (IEEE Std 952-1997, 2008).

Korelasyon süresi örnekleme süresinden çok daha kısa olan diğer yüksek frekanslı gürültü terimleri de jiroskop açısasal rastgele yürümeye katkıda bulunabilir. Ancak, bu kaynakların çoğu tasarım yoluyla ortadan kaldırılabılır. Bu gürültü terimlerinin tümü, jiroskop hızı çıkışındaki beyaz bir gürültü spektrumu ile karakterize edilir.

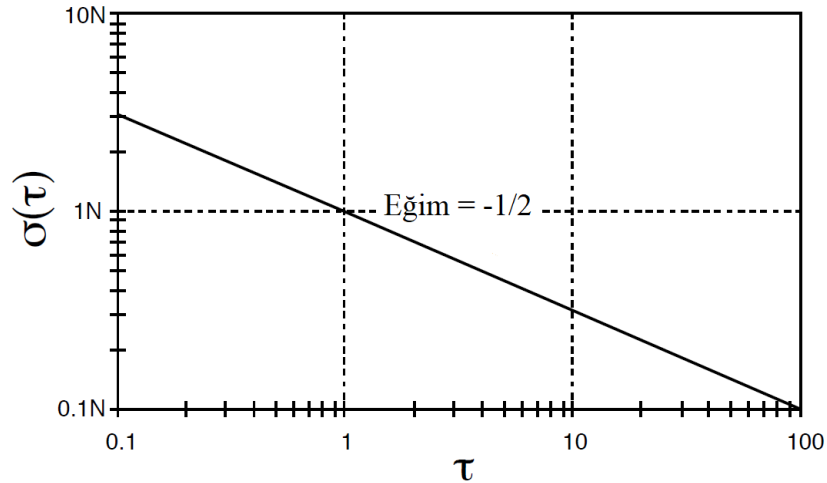
Açısasal rasgele yürüme gürültüsüyle ilişkili PSD,

$$S_{\Omega}(f) = N^2 \quad (3.44)$$

olarak ifade edilir (IEEE Std 952-1997, 2008). Burada N, açısasal rasgele yürüme katsayısıdır. Denklem 3.44, Denklem 3.43'te yerine koyulursa açısasal rasgele yürümeye ait Allan varyansı,

$$\sigma^2_{arw}(\tau) = \frac{N^2}{\tau} \quad (3.45)$$

olarak elde edilir. Denklem 3.45'ten $\sigma_{arw}(t)$ τ 'ya bağılı log-log ekseninde çizilmesi ile -1/2 eğime sahip bir doğru elde edilir. Ayrıca, N katsayısının sayısal değeri, Şekil 3.20'de gösterildiği gibi doğrudan $\tau = 1$ 'deki eğim çizgisi okunarak elde edilebilir.



Şekil 3.20. Açısasal rasgele yürüme için Allan sapması (IEEE Std 952-1997, 2008)

3.8.2. Sabit kayma kararsızlığı

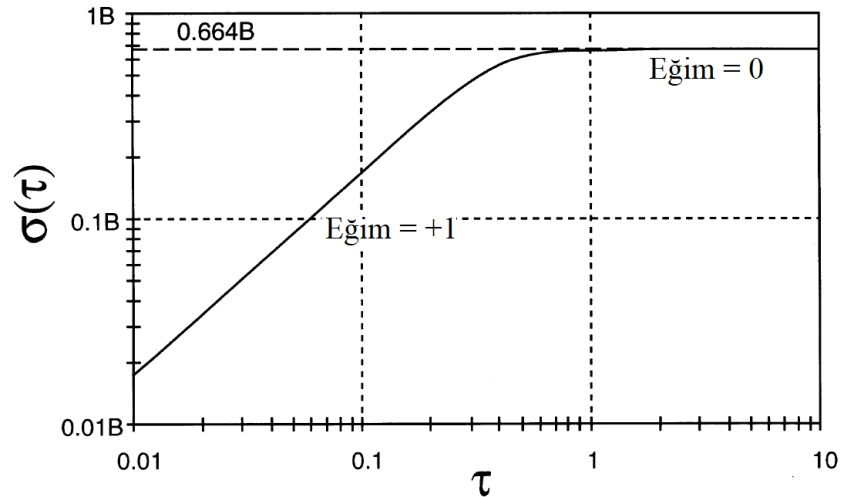
Sabit kayma kararsızlığına neden olan gürültünün kaynağı, rastgele titremeye duyarlı elektronik parçalar veya diğer bileşenlerdir. Düşük frekanslı yapısı nedeniyle, verilerde sapma dalgalanmaları olarak ortaya çıkar. Bu gürültüyle ilişkili PSD oranı,

$$S_{\Omega}(f) = \begin{cases} \left(\frac{BI^2}{2\pi}\right) \frac{1}{f} & f \leq f_0 \\ 0 & f > f_0 \end{cases} \quad (3.46)$$

olarak ifade edilir (IEEE Std 952-1997, 2008). Burada BI, sabit kayma kararsızlığı katsayısı ve f_0 kesim frekansıdır. Denklem 3.46, Denklem 3.43'te yerine koyulursa ve τ süresi $1/f_0$ 'dan oldukça büyük kabul edilirse sabit kayma kararsızlığına ait Allan varyansı,

$$\sigma_{bi}^2(\tau) = \frac{2BI^2}{\pi} \ln 2 \quad (3.47)$$

olarak elde edilir. Sabit kayma kararsızlığı için Allan sapmasına ait eğri Şekil 3.21'de gösterilmiştir.



Şekil 3.21. Sabit kayma kararsızlığı için Allan sapması (IEEE Std 952-1997, 2008)

3.8.3. Hızdaki rasgele yürüme

Bu, kaynağı belirsiz rastgele bir süreçtir, muhtemelen çok uzun bir korelasyon süresi ile üstel olarak ilişkili bir gürültünün sınırlayıcı bir durumudur.

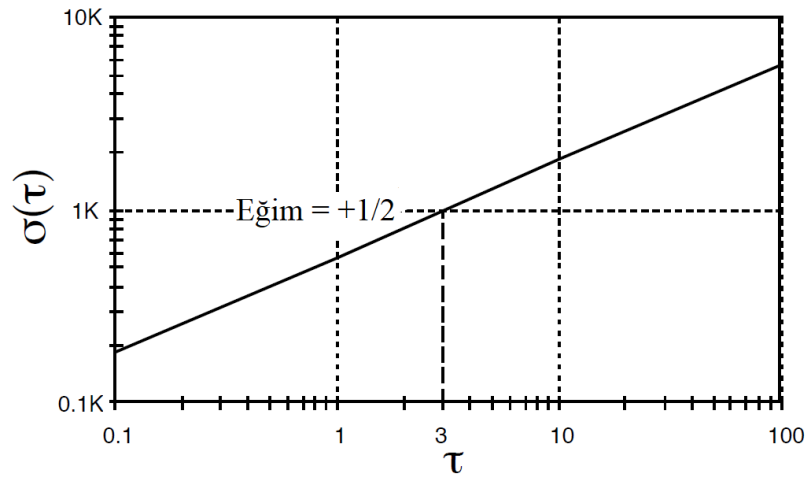
Bu gürültüyle ilişkili PSD oranı,

$$S_{\Omega}(f) = \left(\frac{K}{2\pi}\right)^2 \frac{1}{f^2} \quad (3.48)$$

olarak ifade edilir (IEEE Std 952-1997, 2008). Burada K, hızdaki rasgele yürüme katsayısıdır. Denklem 3.48, Denklem 3.43'te yerine yazıldığında hızdaki rasgele yürümeye ait Allan varyansı,

$$\sigma^2_{rrw}(\tau) = \frac{K^2\tau}{3} \quad (3.49)$$

olarak elde edilir. Denklem 3.49'dan $\sigma_{rrw}(\tau)$ 'nin τ 'ya bağlı log-log ekseninde çizilmesi ile 1/2 eğime sahip bir doğru elde edilir. Bu gürültünün genliği, Şekil 3.22'de gösterildiği gibi Allan sapmasının 1K olduğu $\tau=3$ 'teki eğim çizgisinden okunabilir.



Şekil 3.22. Hızdaki rasgele yürüme için Allan sapması (IEEE Std 952-1997, 2008)

3.8.4. Hız rampası

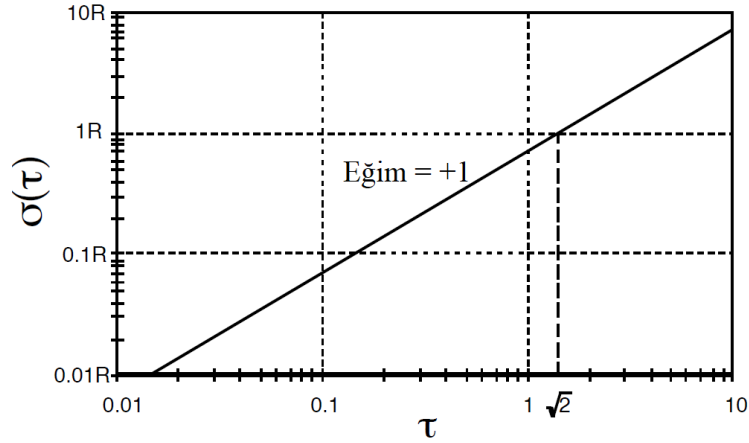
Uzun, ancak belirli zaman aralıkları için rastgele bir gürültüden çok deterministik bir hatadır. Verilerdeki varlığı, uzun bir süre devam eden IFOG kaynak yoğunluğunun çok yavaş, monoton bir değişimini gösterebilir. Ayrıca, platformun aynı yönde çok küçük bir ivme kazanması ve uzun bir süre boyunca devam etmesi de olabilir. IFOG açısal hızına etkisi,

$$\Omega = R \cdot t \quad (3.50)$$

olarak ifade edilir. Burada R, hız rampa katsayısıdır. Denklem 3.50 ile verilen bir girdiyi içeren veri kümesi oluşturulur ve işlenirse hız rampasına ait Allan varyansı,

$$\sigma_{rr}^2(\tau) = \frac{R^2 \tau^2}{2} \quad (3.51)$$

olarak ifade edilir. Denklem 3.51'den $\sigma_{rr}(\tau)$ 'nin τ 'ya göre log-log ekseninde çizilmesiyle +1 eğime sahip bir doğru elde edilir.



Şekil 3.23. Hız rampası için Allan sapması (IEEE Std 952-1997, 2008)

Bu gürültünün genliği, Şekil 3.23'te görüldüğü gibi Allan sapmasının 1R olduğu $\tau = \sqrt{2}$ 'teki eğim çizgisinden okunabilir. Bu gürültüyle ilişkili PSD oranı,

$$S_{\Omega}(f) = \frac{R^2}{(2\pi f)^3} \quad (3.52)$$

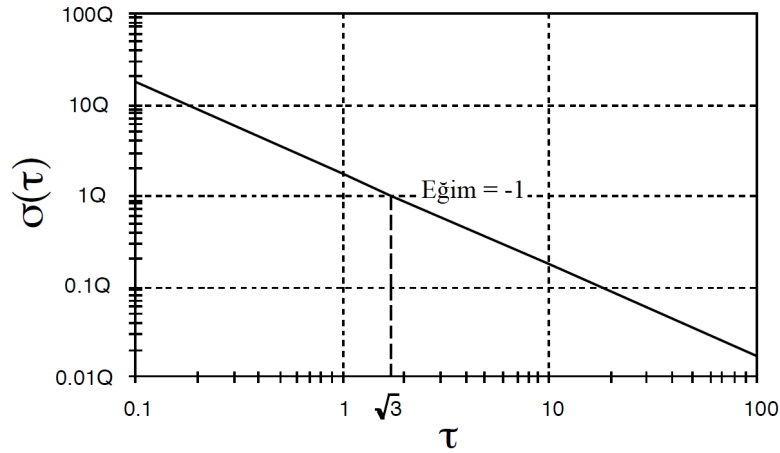
olarak ifade edilir (IEEE Std 952-1997, 2008).

3.8.5. Kuantalama gürültüsü

Bu gürültü kesinlikle IFOG çıkışının dijital yapısından kaynaklanmaktadır. Okuma elektroniği, yalnızca jiroskop fazı önceden belirlenmiş bir miktarda değiştiğinde bir sayım kaydeder. Kuantalama gürültüsüne ait Allan varyansı,

$$\sigma_q^2(\tau) = \frac{3Q^2}{\tau^2} \quad (3.53)$$

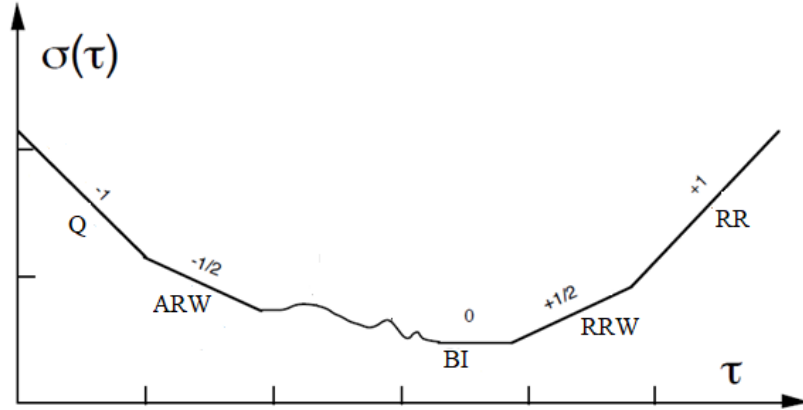
olarak ifade edilir (IEEE Std 952-1997, 2008). Burada Q kuantalama gürültü katsayısıdır. Denklem 3.53'ten $\sigma_q(t)$ 'nin τ 'ya bağlı log-log ekseninde çizilmesi ile -1 eğime sahip bir doğru elde edilir. Bu gürültünün genliği, Şekil 3.24'te gösterildiği gibi Allan sapmasının 1Q olduğu $\tau = \sqrt{3}$ 'teki eğim çizgisinden okunabilir.



Şekil 3.24. Kuantalama gürültüsü için Allan sapması (IEEE Std 952-1997, 2008)

3.8.6. Toplam gürültü

Genel olarak, yukarıda tartışılan herhangi bir sayıda rasgele süreç (diğerlerinin yanı sıra) verilerde mevcut olabilir. Bu nedenle, tipik bir Allan sapması grafiği, Şekil 3.25'te gösterildiği gibidir.



Şekil 3.25. Toplam gürültülerin Allan sapması ile gösterimi (IEEE Std 952-1997, 2008)

Çoğunlukla, τ 'nin farklı bölgelerinde farklı gürültü terimlerinin ortaya çıkmaktadır. Bu durum verilerde bulunan çeşitli rasgele süreçlerin kolayca tanımlanmasını sağlar. Mevcut rasgele süreçlerin istatistiksel olarak bağımsız olduğu varsayılabilirse, herhangi bir τ 'deki Allan varyansının, aynı τ 'deki bireysel rasgele süreçlerden kaynaklanan Allan varyanslarının toplamı olduğu gösterilebilir. Toplam gürültü,

$$\sigma^2_{total} = \sigma^2_{arw} + \sigma^2_{bi} + \sigma^2_{rrw} + \dots \quad (3.54)$$

olarak ifade edilir.

3.9. Elektromanyetik Uyumluluk

Elektromanyetik uyumluluk (EMC) uluslararası standartlarda, “bir aygıt, donanım veya sistemin, bulunduğu elektromanyetik çevre içinde, bu çevreyi veya diğer donanımları rahatsız edecek düzeyde elektromanyetik gürültü oluşturmadan ve ortamdaki diğer

sistemlerin oluşturduğu girişimden etkilenmeden, kendisinden beklenen işlerini yerine getirme yeteneği” şeklinde tanımlanmaktadır (Arı ve Özen, 2008).

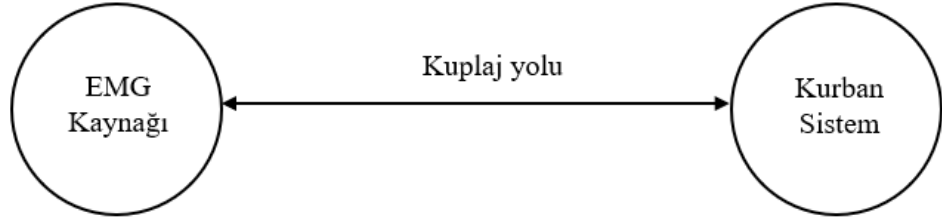
Elektromanyetik açıdan uyumlu bir sistemin,

- Diğer sistemlerle girişim yapmaması,
- Diğer sistemlerden kaynaklanan EM ışımaya karşı bağışık olması,
- Kendi bileşenleri arasında da girişim oluşturmaması,

olarak ifade edilebilecek üç temel özelliği sağlaması gerekmektedir.

3.9.1. Temel elektromanyetik girişim modeli

Bir elektromanyetik girişim (EMI), ortamda bulunan elektromanyetik enerji nedeniyle bir cihaz, donanım ya da sistemin performansında oluşan olumsuz etkilenme olarak tanımlanabilir (Arı ve Özen, 2008).



Şekil 3.26. EMI temel modeli (Arı ve Özen, 2008)

Bir EMI problemi Şekil 3.26’da gösterildiği gibi üç bileşenle tanımlanabilir. Bu bileşenler, elektromanyetik kaynak, etkilenen sistem (kurban sistem) ve EMI kaynağı ile kurban sistem arasındaki kuplaj yoludur.

3.9.2. Elektromanyetik gürültü kaynakları

EMI kaynakları çeşitli başlıklar altında sınıflandırılabilir. Bunlar arasında en yaygınları, kaynağın özelliğine göre (doğal ve insan yapımı), kaynağın yerine göre (dahili ve harici) ve bant genişliğine göre yapılan sınıflandırmalardır.

Yıldırım, güneş patlaması, jeomanyetik fırtına vb. olaylar doğal girişim kaynaklarını oluşturur. Yıldırım düşmesi sonucunda kısa bir zaman diliminde çok büyük bir enerji açığa çıkar. Yıldırım esnasında hızlı akım değişimlerinden geniş bantlı radyo frekans (RF) sinyalleri yayılır ve bu sinyaller girişim sorunları oluşturur. Güneşte meydana gelen patlamalardan ortaya çıkan elektromanyetik enerji, dünyaya kadar ulaşmakta ve özellikle haberleşme sistemlerinde girişimlere neden olmaktadır.

İnsan yapımı girişim kaynaklarına ise radar sistemleri, televizyon vericileri, cep telefonları, mikrodalga fırınlar, açma-kapama sistemleri vb. örnek olarak verilebilir.

Enerji sistemlerinde açma-kapama işlemi ile meydana gelen girişim dahili girişim kaynağıdır. Güneşten gelen zararlı ışınlar ve uzayın derinliklerinden gelen kozmik ışınlar ise harici girişim kaynaklarına örnek verilebilir.

Son olarak girişim kaynakları bant genişliğine göre dar bant ve geniş bant olarak sınıflandırılabilir.

Yıldırım, güneş patlaması gibi yüksek irtifa elektromanyetik darbelerin (HEMP) yanı sıra elektronik sistemlerdeki bozulmalar için kötü amaçlı, kasıtlı elektromanyetik girişimler (IEMI) oluşturulabilmektedir.

IEMI ile ilgili yapılan ilk çalışmalar, önemli ölçüde yüksek güçlü elektromanyetik girişim (HPEM) üzerinedir. Bu nedenle elektromanyetik girişime ilişkin sınıflandırmada yüksek güçlü IEMI'ya odaklanırken, düşük güçlü IEMI'ya daha az dikkat edilmiştir. Yapılan sınıflandırma frekans aralığı, kullanılan teknoloji ve hedef üzerindeki etkiler gibi çeşitli kriterlere dayanmaktadır. Bununla birlikte son zamanlarda araştırmalar, yeterli etkiyi elde

etmek için sınırlı gücün verimli bir şekilde nasıl dağıtılacağına odaklanmıştır. Araştırmacılar bu çalışmaları kapsayacak şekilde sınıflandırma yöntemleri önermişlerdir. Kim ve diğerleri (2022), elektromanyetik girişimi yüksek güçlü IEMI, düşük güçlü IEMI ve RF-olmayan kaynaklar şeklinde üç kategoriye ayırmışlardır.

Yüksek güçlü IEMI, bir elektronik aygıtı yok etmek veya ciddi şekilde bozulmasına neden olmak için yeterince yüksek güce sahip bir elektromanyetik sinyal kullanır. Geleneksel olarak, doğal olarak meydana gelen tüm elektromanyetik fenomenleri içeren yüksek güçlü elektromanyetik (HPEM) ortam adı esas olarak kullanılır. HPEM olarak sınıflandırılacak kesin bir güç kriteri yoktur; ancak hedef çevresinde 100 V/m'nin üzerinde bir alan yoğunluğuna sahipse genellikle HPEM olarak sınıflandırılmaktadır.

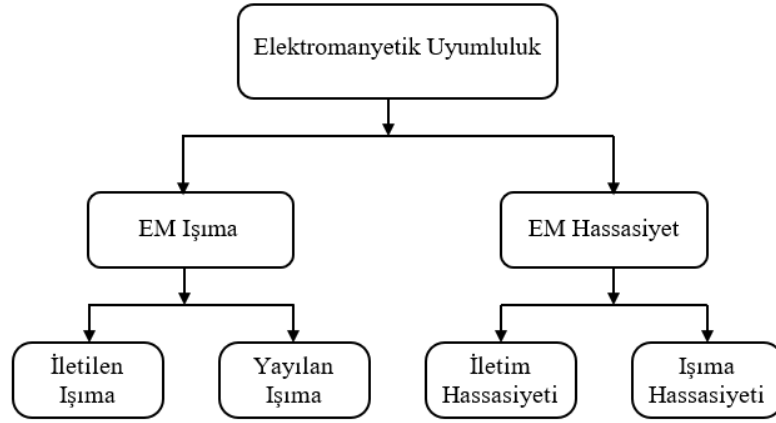
Düşük güçlü IEMI, hedefin arızalanmasına neden olmak için nispeten düşük güçlü bir elektromanyetik sinyal kullanır. Yüksek güçlü IEMI'dan temel farkı, düşük güçlü IEMI'da uygulanan sinyal gücünün hedefin çalışma mekanizmasını göz önünde bulundurarak ayarlamasıdır. Düşük güçlü IEMI'nin hedefleri, analog sensörler, dijital sensörler ve iletişim modülleri olarak belirtilmiştir.

Elektromanyetik girişim için, yalnızca radyo frekansı sinyalleri değil, aynı zamanda akustik ve optik sinyalleri de girişim sinyalleri olabilirler.

3.9.3. Kuplaj türleri

EMI sonucunda elektromanyetik enerjiden etkilenen sistem içerisinde cihazın performansında olumsuz etkiler oluşturabilecek akım ve gerilimler meydana gelebilmektedir. Bu etkiler kaynaktan ortama yayılan EM enerjinin, iletim yoluyla veya elektromanyetik ışımayla etkilenen (kurban) cihaza ulaşması sonucu oluşur.

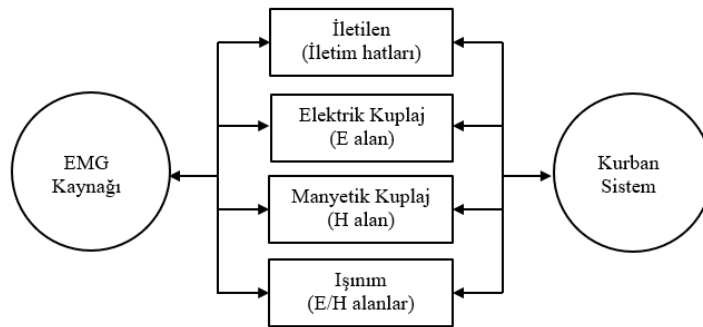
İletim yoluyla girişim kapasiteler ve transformatörler gibi bileşik elemanlar içeren iletken yollar ve ortak bir iletim hattı kullanımıyla gerçekleşir. Işıma yoluyla girişim ise elektromanyetik alan vasıtasıyla bir ortam üzerinden aktarılan EM enerjiyle gerçekleşir.



Şekil 3.27. EMI biçimleri (Arı ve Özen, 2008)

EMI kaynağının başka bir cihaza olan etkisi, iletilen ışıma ve yayılan ışıma ile karakterize edilirken, normal çalışması olumsuz etkilenen cihazın karakteristikleri iletim hassasiyeti ve ışıma hassasiyeti olarak ifade edilir. Bu dört temel etkileşim biçimi Şekil 3.27’de gösterilmiştir.

EMI probleminin analizinde iletim veya ışıma ya da her ikisinin birleşimi olarak, kaynak ve çalışması etkilenen duyarlı cihaz arasındaki yolun sınıflandırılması, problemin doğru tanımlanabilmesi bakımından önemlidir. EMI kaynağı ile etkilenen sistem arasında oluşan girişim, EM enerjinin dört temel kuplaj biçimi ile hedef sisteme aktarılması sonucu gerçekleşir. Bunlar, iletim hatları üzerinden iletilen, ortamdaki elektrik alanla oluşan elektrik kuplaj, manyetik alanla gerçekleşen manyetik kuplaj ve elektrik/manyetik (E/H) alanların ışıması sonucunda oluşan girişimlerdir. Bu dört EM girişim türü Şekil 3.28’de verilmiştir.



Şekil 3.28. EMI oluşumunun temel esasları (Arı ve Özen, 2008)

Bir EMI kaynağından bir alıcı devreye sinyal kuplajının çok sayıda yolu vardır. Ortak güç kaynakları, ortak hatlar vb. gibi ortak bağlantı hatlarına sahip sistemler, cihazlar arasında oluşan kapasiteler, yakın iletkenler arasında karşılıklı endüktans, bir hat vasıtası ile yayılan EM ışıma ve değişken EM alan içindeki iletkenler örnek olarak verilebilir.

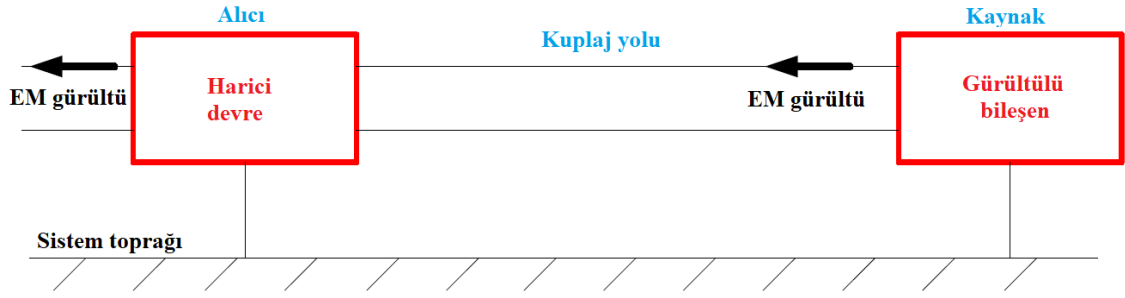
İletim yoluyla gerçekleşen girişim problemlerinin daha iyi anlaşılabilmesi için mod kavramının tanımlanması gereklidir. Ortak mod (CM) ve diferansiyel mod (DM) olmak üzere iki ana iletilen ışıma türü vardır. Toprak hattından bağımsız olarak sistem iletkenleri arasında bir gerilim oluşuyorsa bu diferansiyel mod olarak adlandırılır. Toprak hattı ile sistem iletkenleri arasında bir gerilim oluşturuyorsa bu ortak mod olarak adlandırılır.

Diferansiyel biçimde oluşan mod akımları eşit şiddetle fakat paralel iletkenler üzerinde ters yönlü olarak akarlar. Ortak mod akımları ise genellikle bir parazit kapasitesi üzerinden sisteme girer ve sistem iletkenleri üzerinden döner. Ortak mod akımları eşit şiddetle ancak paralel iletim yollarında ters yönlü olarak akarlar.

Bu girişimlerin önlenmesi veya limit seviyenin altında olması için birtakım önlemlerin alınması gereklidir. Bu durumda uygulanması gereken çözümün mantığında ise, cihazlara istenmeyen gürültülerden korunması için bir koruma kalkanı yapmak ya da cihaza istenmeyen gürültülere karşı bağımsızlık kazandırmakta yatmaktadır.

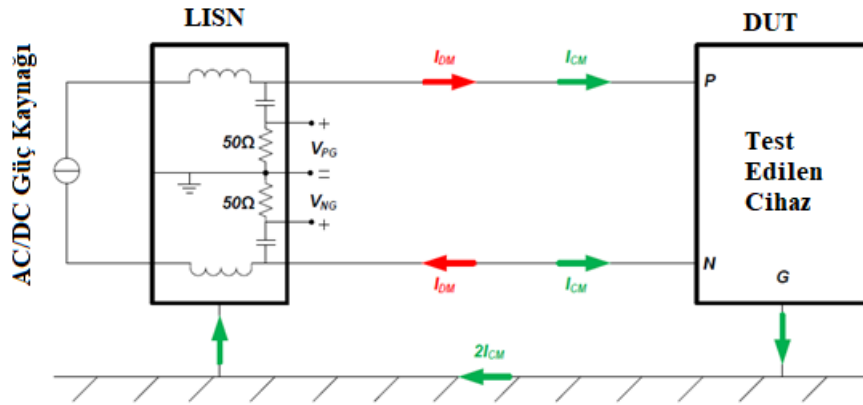
3.9.4. İletilen ve yayılan ışıma

İletilen ışımalar, Şekil 3.29'de gösterildiği gibi ilgili sistem ile harici devre arasındaki fiziksel bağlantılar aracılığıyla dolaşan EM gürültüsüdür (Bishnoi, 2013). Şekilde gösterilen oklar, akımın yönünü değil, yalnızca gürültü yayılımının yönünü göstermektedir. Tüm sistem, EMI'ya neden olan gürültü kaynağı, EMI'dan etkilenen alıcı ve kuplaj yollarını oluşturan elektrik bağlantıları olmak üzere üç bölüme ayrılabilir.



Şekil 3.29. Elektromanyetik gürültünün yayılımı (Bishnoi, 2013)

Şekil 3.30, standart bir iletilen ışımaya kurulumunu açıklar. Kurulum, yapay bir harici devreye bağlı bir anahtarlamalı güç dönüştürücüsünü (gürültü kaynağı) göstermektedir. Yapay ağ, hat empedansı stabilizasyon ağı (LISN) olarak adlandırılır ve iletilen tüm ışımaya standartlarına göre gereklidir. Kullanıcı, uygulamasına bağlı olarak farklı harici ağlara sahip olabileceğinden, elektronik ürünlerin EMC uyumluluğunu değerlendirmek için kullanılması gereken standartlarla sabit bir ağ tanımlanır. LISN, test edilen cihaz (DUT) tarafından bakıldığında $50\ \Omega$ giriş empedansına sahip bir tür hat filtresidir. DC/AC şebekesini DUT'tan izole eder ve bu nedenle yalnızca DUT'tan gelen gürültünün doğru bir şekilde ölçülmesini sağlar. Sonlandırma, EMI gürültüsünü ölçmek için kullanılan bir spektrum analizörünün (veya bir EMC alıcısının) $50\ \Omega$ portunu eşleştirmek için $50\ \Omega$ olarak seçilir.



Şekil 3.30. İletilen ışımaya yapısı (Bishnoi, 2013)

DM akımı (I_{DM}), LISN ve DUT arasında ters yönde akar. Bu işlevsel akımlar, sistemdeki sinyal yolunu kullanırlar. CM akımı (I_{CM}) ise aynı yönde akar ve ardından bir toprak

bağlantısı üzerinden geri döner. Bu, sistemdeki istenmeyen yayılma yoludur. Şekil 3.30'dan, LISN boyunca geçen gürültü gerilimleri,

$$V_{PG} = 50(I_{DM} + I_{CM}) \quad (3.55)$$

$$V_{NG} = 50(-I_{DM} + I_{CM}) \quad (3.56)$$

olarak ifade edilir. Böylece LISN boyunca ölçülen gürültü gerilimi (V_{PG} ve V_{NG}) hem CM hem de DM gürültüsüne sahip olacaktır. Denklem 3.55 ve Denklem 3.56'dan, CM ve DM gürültüleri,

$$V_{DM} = 50I_{DM} = \frac{V_{PG} - V_{NG}}{2} \quad (3.57)$$

$$V_{CM} = 50I_{CM} = \frac{V_{PG} + V_{NG}}{2} \quad (3.58)$$

olarak elde edilir. Denklem 3.57, LISN'nin bir tarafında ölçülen DM gürültüsünü verirken Denklem 3.58 sistemdeki toplam CM gürültüsünü verir. Toplam DM gürültüsü $2V_{DM}$ 'ye eşittir (veya $V_P - V_N$ 'ye eşittir). Bazı standartlar, gürültü gerilimi yerine gürültü akımlarını temel alır. Tellerdeki gürültü akımları,

$$I_P = I_{DM} + I_{CM} \quad (3.59)$$

$$I_N = -I_{DM} + I_{CM} \quad (3.60)$$

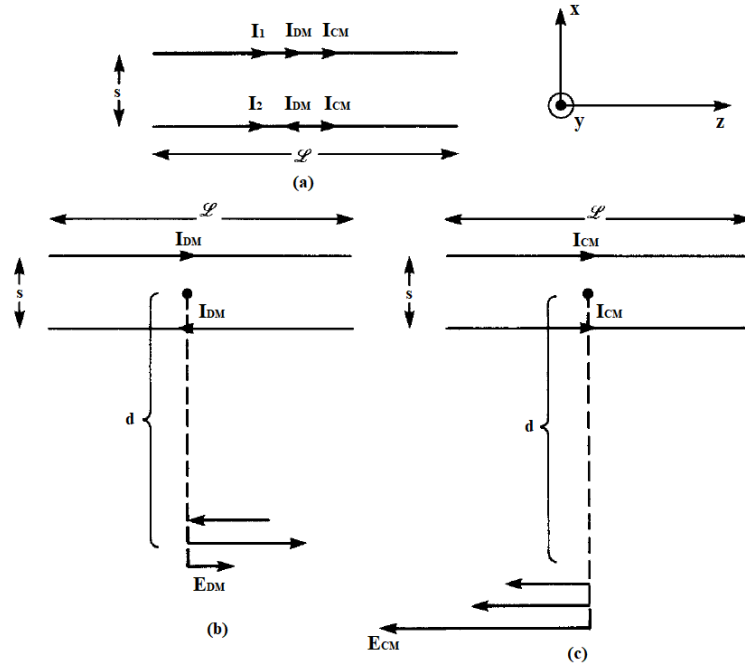
olarak elde edilir. Pozitif ve negatif yan akımların ölçümü, CM ve DM gürültülerini hesaplamak için Denklem 3.61 ve 3.62'deki gibi kullanılabilir.

$$I_{DM} = \frac{I_P - I_N}{2} \quad (3.61)$$

$$I_{CM} = \frac{I_P + I_N}{2} \quad (3.62)$$

Yukarıdaki denklemlerdeki tüm niceliklerin vektörel olduğu ve bu nedenle gürültüyü ayırmak için hem büyüklük hem de fazın gerekli olduğu unutulmamalıdır. CM ve DM gürültüsünü doğrudan ölçmek için bir gürültü ayırıcı kullanılabilir. Diğer yol, bir osiloskop kullanarak V_{PG} ve V_{NG} 'yi (veya I_P ve I_N) aynı anda zaman alanında ölçmek ve ardından ölçülen sinyalleri frekans alanına dönüştürmek için Hızlı Fourier Dönüşümü (FFT) kullanmaktır. Bu şekilde hem faz hem de büyüklük elde edilebilir.

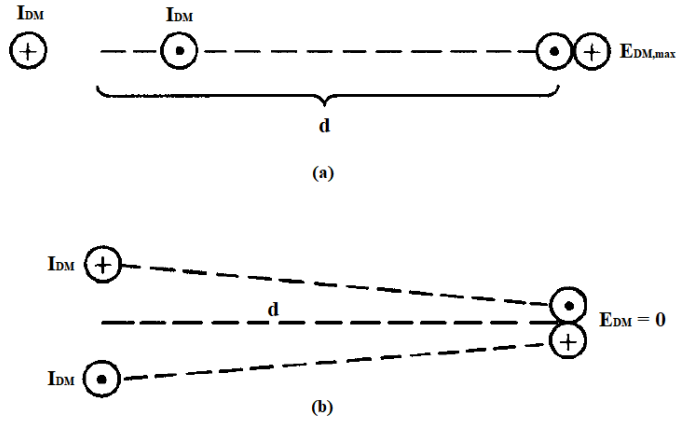
Hattın bir enine kesitinde, diferansiyel mod akımları I_{DM} büyüklük olarak eşit fakat yön olarak zıttır. Bunlar hattaki işlevsel veya istenen akımlardır. Ortak mod akımları I_{CM} ise istenmeyen akımlardır. Herhangi bir hat kesitinde, ortak mod akımları büyüklük olarak eşittir, ancak diferansiyel mod akımlarının aksine, ortak mod akımları aynı yönde yönlendirilir. Ortak mod akımlarına bazen "anten modu akımları" denir (Paul, 2006). Hattın bağlandığı elektronik cihazların işlevsel performansı için gerekli değildirler.



Şekil 3.31. Modların yayılan ışımaya etkileri (Paul, 2006)

Şekil 3.31'de diferansiyel mod ve ortak mod akımlarından kaynaklı oluşan elektrik alanlar gösterilmektedir (Paul, 2006). İki tel tarafından üretilen alanlar, DM akımları durumunda zıt yönlerde ve bu nedenle net alan azalacaktır, oysa CM akımları durumunda, üretilen alanlar aynı yöndedir ve dolayısıyla ortaya çıkan net alan artacaktır.

Tipik olarak, ortak mod akımları, diferansiyel mod akımlarından önemli ölçüde daha küçük olacaktır. Ancak bu durum ortak mod akımlarının yayılan ışımalarının önemsiz olduğu anlamına gelmemektedir. Ortak mod akımları önemsiz değildir ve genellikle diferansiyel mod akımlarından daha büyük yayılan ışımalar üretirler (Paul, 2006). DM akımlarının neden olduğu ışımalar yüksek frekanslarda, CM akımlarının neden olduğu ışımalar alçak frekanslarda baskın olmaktadır (Ott, 2009).



Şekil 3.32. Tellerin konumunun yayılan ışımaya etkisi (Paul, 2006)

Maksimum ışıma, Şekil 3.32.a'da gösterildiği gibi, tellerin yan tarafındaki düzlemde meydana gelir. Şekil 3.32.b'de gösterildiği gibi, her telden eşit uzaklıkta bir noktada yayılan alanlar birbirini götürür (Paul, 2006). Bu nedenle, bir çift paralel telin yayılan ışımaları, kablunun dönüşüne oldukça duyarlı olmaktadır. Diferansiyel mod akımlarının d uzaklıktaki bir noktada oluşturduğu elektrik alanın maksimum değeri,

$$|E_{DM,max}| = 263 \times 10^{-16} \frac{|I_{DM}| f^2 \mathcal{L} s}{d} [V/m] \quad (3.63)$$

olarak ifade edilir (Ott, 2009). Burada f (Hz) sinyal frekansı, \mathcal{L} (m) hat uzunluğu, s (m) teller arasındaki mesafedir. Yayılan maksimum elektrik alanlar frekansın karesi, döngü alanı $A = \mathcal{L} s$ ve mevcut I_{DM} (A) akımı ile değişir. Bu nedenle, diferansiyel mod akımları nedeniyle yayılan ışımaları belirli bir frekansta azaltmak için akım seviyesi ve döngü alanını azaltılabilir. Döngü alanının azaltılması, tasarımın erken aşamalarında ele alınmalıdır. Bu, PCB'lerde kablo demetlerine göre daha fazla sorun olma eğilimindedir.

Ortak mod akımlarının d uzaklıktaki bir noktada oluşturduğu elektrik alanının maksimum değeri,

$$|E_{CM,max}| = 12,6 \times 10^{-7} \frac{|I_{CM}| f \mathcal{L}}{d} [V/m] \quad (3.64)$$

olarak ifade edilir (Ott, 2009). Yayılan maksimum elektrik alanlar frekansa, hat uzunluğu \mathcal{L} 'ye ve mevcut I_{CM} akımı göre değişir. Bundan dolayı, ortak mod akımları nedeniyle yayılan ışımaları belirli bir frekansta azaltmak için akım seviyesi ve hat uzunluğu azaltılabilir.

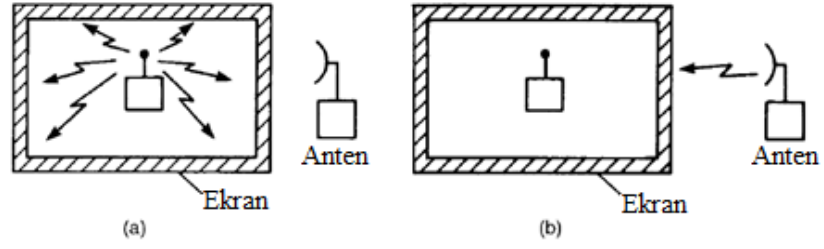
Hat uzunluğunun azaltılması, yine tasarımın başlarında ele alınmalıdır. Bu, kablo demetlerinde daha çok bir sorun olma eğilimindedir, ancak baskı devre kartları (PCB) üzerindeki uzun mesafelerden de kaçınılmalıdır. Bu nedenle, saat ışımasını azaltmak için osilatör (veya kristal) beslediği modüle yakın yerleştirilmelidir. Ayrıca uzunluklarını ve döngü alanlarını küçük tutmak için kabloları yönlendirilebilir. Kablo uzunlukları genellikle çevresel aygıtlara bağlanmak için gerekli uzunluklar gibi sistem hususları tarafından belirlenir.

3.10. EMI Azaltma Yöntemleri

3.10.1. Ekranlama

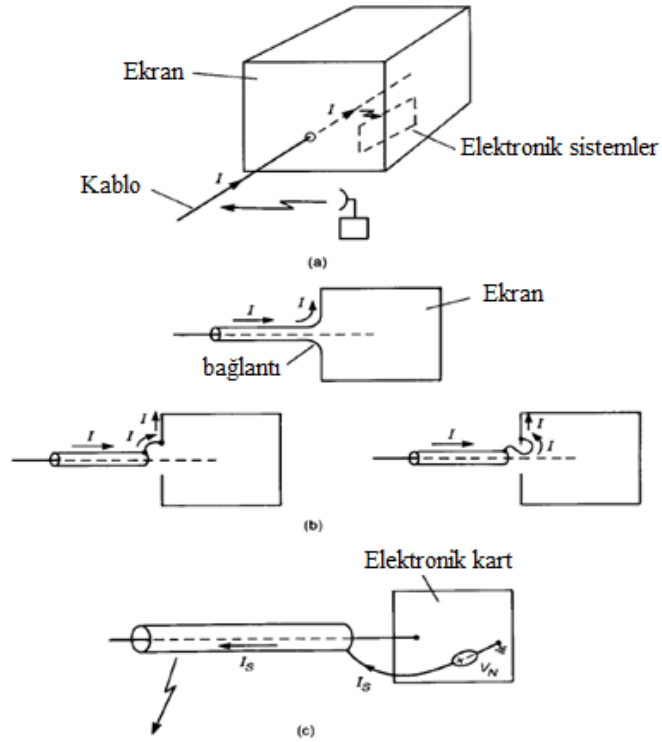
Ekranlama terimi genellikle bir elektronik ürünü veya bu ürünün bir bölümünü tamamen çevreleyen metalik bir muhafazayı ifade eder. Ekranlamanın iki amacı bulunmaktadır.

Şekil 3.33.a'da gösterildiği gibi birinci amaç ürünün elektronik elemanlarının veya bu elemanların bir kısmının ürün sınırları dışına ışımaya yapmasını önlemektir. Buradaki motivasyon, bu ışımaların ürünün yayılan ışımaya sınırlarına uymasını sağlamak veya ürünün diğer elektronik ürünlerle etkileşime girmesini önlemektir. Şekil 3.33.b'de gösterilen ikinci amaç ise dışarıdan yayılan ışımaların ürünün elektronik elemanlarına kuplaj yoluyla girişime neden olmasını önlemektir (Paul, 2006).



Şekil 3.33. Ekranlama amaçları (Paul, 2006)

Ekranlama kavramsal olarak elektromanyetik alanların iletimi için bir bariyerdir. *Ekranlama etkinliğini*, bariyerde meydana gelen elektrik (manyetik) alanın büyüklüğünün, bariyerden iletilen elektrik (manyetik) alanın büyüklüğüne oranı olarak tanımlanabilir. Bir diğer şekilde ürünün elektronik elemanlarına ekranın olmadığı durumda gelen elektrik (manyetik) alanın, ekranın olduğu duruma oranı olarak ifade edilebilir (Paul, 2006).

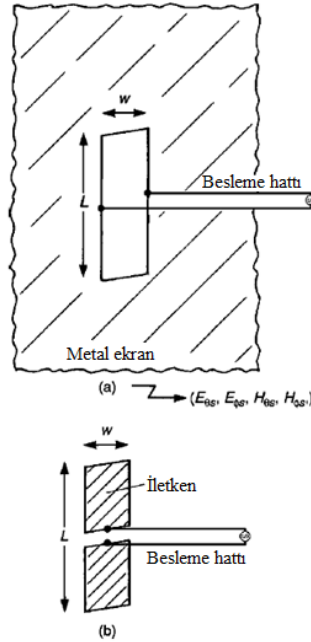


Şekil 3.34. Kablo giriş/çıkışları ve ekranlamaya etkileri (Paul, 2006)

Ekranlama etkinliği kablo giriş-çıkışları ve açıklıklar nedeniyle azalmaktadır. Bazı yaygın yöntemler, kablonun giriş/çıkış noktasında filtrenmesini sağlamak veya Şekil 3.34.b'de gösterildiği gibi ekranları ürün ekranına çevresel olarak bağlanan ekranlı kablolar kullanmaktır. Kablo tellerinin etrafına yerleştirilen bir ekran, kablonun yayılan ışımalarını kesin olarak azaltmayacaktır.

Kablonun yayılan ışımalarını azaltmada bir kablo ekranının ekranlama etkinliğini gerçekteştirmek için kablo ekranı sıfır potansiyel bir noktaya (ideal bir topraklama) bağlanmalıdır. Şekil 3.34.c'de gösterildiği gibi blendaj "örgüsünün" bağlandığı noktanın gerilimi değişiyorsa, örneğin bir elektronik PCB'nin mantık toprağı, o zaman kablo ekranı tek kutuplu (monopol) bir anten gibi davranır.

Kablo ekranının uzunluğu dalgaboyunun dörtte biri ise, ekran bir verici anten haline gelir. Kişisel bilgisayarlar için yazıcı kabloları gibi açıktaki kablolar, 50 MHz'in çeyrek dalgaboyu olan 1,5 m uzunluğu sahiptirler.



Şekil 3.35. Açıklığın ekranlamaya etkisi (Paul, 2006)

Diğer bir yaygın ekran zaafı, ekran duvarındaki bir delik veya açıklıktır. Ekran içindeki veya dışındaki alanlar bu açıklıktan yayılacak ve böylece ekranın etkinliğini azaltacaktır.

Açıklıkların, iletken boyutları açıklığın boyutları ile aynı olan antenler kadar etkili vericiler olabileceği Şekil 3.35'te gösterilmektedir (Paul, 2006).

Gelen elektrik (manyetik) alanların ekranlanmasında bu açıklıklar nedeniyle kaçaklar meydana gelir. Bir ekran üzerinde bu şekilde mevcut süreksizlik noktaları nedeniyle oluşan kaçak miktarı temel olarak üç ana faktöre bağlıdır. Bunlar açıklık boyutu, dalga empedansı ve kaynak frekansıdır.

3.10.2. Filtreler

Gürültü azaltma yöntemlerinden biri de filtre kullanmaktır. Bir filtre en basit şekliyle kapasite ve endüktans elemanlarından oluşur. Filtre istenmeyen frekanslardaki sinyalleri engellerken istenilen frekanstaki sinyallerin geçişine izin veren iki kapılı bir devredir. Filtreler EMI'yı azaltmak için tasarlanabilir.

EMI filtrelerinde araya girme kaybı (AGK) tanımı kullanılmaktadır. AGK filtrenin belirli bir frekansta bir sinyali ne kadar zayıflattığının bir ölçüsüdür. Sayısal olarak, bir filtrenin AGK'sı filtrenin girişindeki sinyal seviyesinin filtre çıkışındaki sinyal seviyesine oranıdır (Arı ve Özen, 2008).

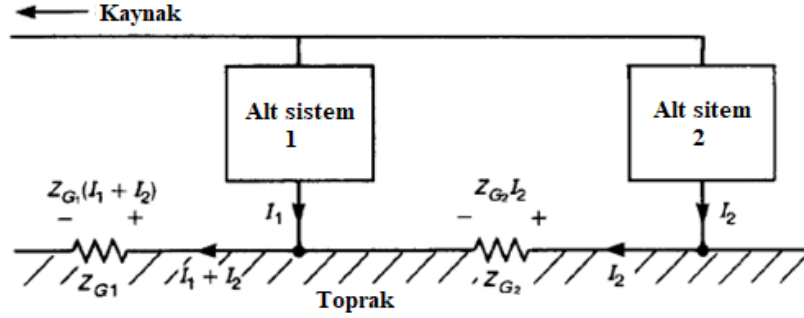
$$AGK = 20 \log \frac{\text{Giriş Sinyal Genliği}}{\text{Çıkış Sinyal Genliği}} \quad (3.65)$$

Filtre türleri temel olarak alçak geçiren, yüksek geçiren, band geçiren ve band durduran filtrelerdir.

3.10.3. Topraklama

EMI problemlerinin azaltılmasında uygun yapılmış bir topraklama çok önemlidir. İyi bir topraklama ile bazı temel EMI problemleri, yüksek maliyetli filtre sistemlerinin kullanılmasına gerek kalmadan çözülebilir (Paul, 2006).

Geleneksel "toprak" kavramı, sıfır empedans, eş-potansiyel yüzeydir ve çoğu zaman sadece DC performansı açısından değerlendirilir. Ancak tüm iletkenlerin belirli bir miktarda empedansı vardır. Bu nedenle, "toprak" dan geçen herhangi bir akım, bu empedanstaki gerilim düşüşü nedeniyle yüzeyindeki noktaların farklı potansiyellerde olmasına neden olacaktır.



Şekil 3.36. Ortak empedans bağlantısı (Paul, 2006)

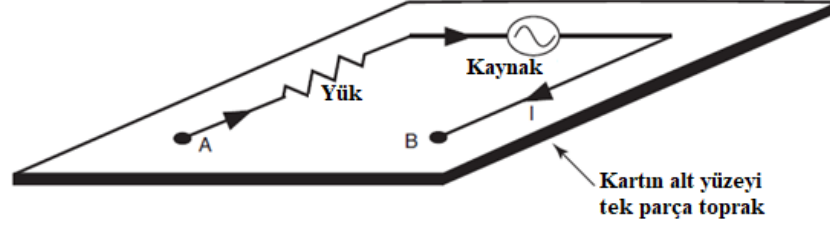
Şekil 3.36'da gösterilen bağlantı, ortak empedans bağlantısı olarak adlandırılır ve hat karışmasına neden olmaktadır. Bu olay toprak empedansının ideal olmayan etkisinin önemini göstermektedir.

Bir diğer önemli yanlış anlama, toprak empedansının DC veya düşük frekans direnci olduğudur. Yayılan ışımaya limiti olan $30 \text{ MHz} > 1 \text{ GHz}$ frekanslarında, iletkenlerin direnci, deri etkisi de dahil olmak üzere iletken indüktansına kıyasla daha küçüktür.

Topraklama sistemlerinin farklı amaçları olabilir. Sıfır potansiyele sahip bir yüzey için toprak kavramı, DC veya düşük frekanslarda uygun olabilir. Ancak iletkenler önemli empedansa (endüktans) sahip olduğundan ve yüksek frekanslı akımlar bu empedanslardan geçerek toprak üzerinde farklı potansiyele sahip noktalara neden olduğu için yüksek frekanslarda bu tanım doğru olmayacaktır. Bu durum güvenlik toprağı ve sinyal toprağı olmak üzere iki tür toprak kavramı ortaya çıkarmaktadır.

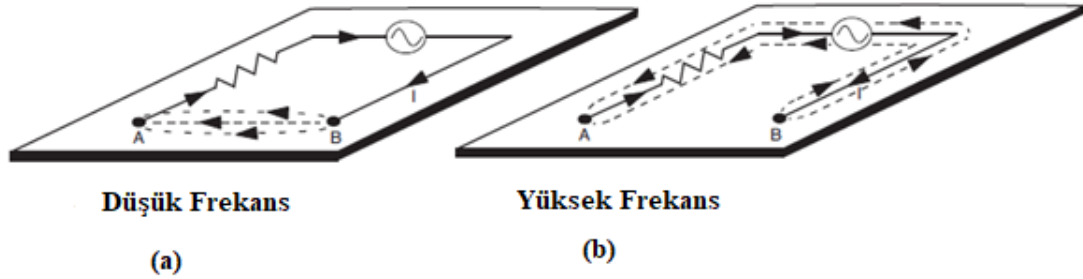
Güvenlik toprağı, sistemi şok tehlikesine karşı koruma sağlamak için gereklidir. Bu güvenlik toprağı genellikle "şasi toprağı" olarak da adlandırılır. Diğer topraklama türü ise sinyal akımlarının kaynağına geri döndüğü sinyal toprağıdır. Sinyal toprağı olarak döngü

alanına sahip toplam yol ve yüzeyinde sıfırdan farklı değişik gerilimler olan sinyal geri dönüş iletkenleri düşünülebilir (Paul, 2006).



Şekil 3.37. Çift taraflı PCB için topraklama (Ott, 2009)

Şekil 3.37'de çift taraflı bir PCB gösterilmiştir. Kartın üst tarafında yönlendirilmiş bir yol ve alt kısmında tek parça bir toprak düzlemi bulunmaktadır. A ve B bağlantı noktaları, akım döngüsünü tamamlamak için üst taraftaki yolları toprak düzlemine bağlamaktadır (Ott, 2009).

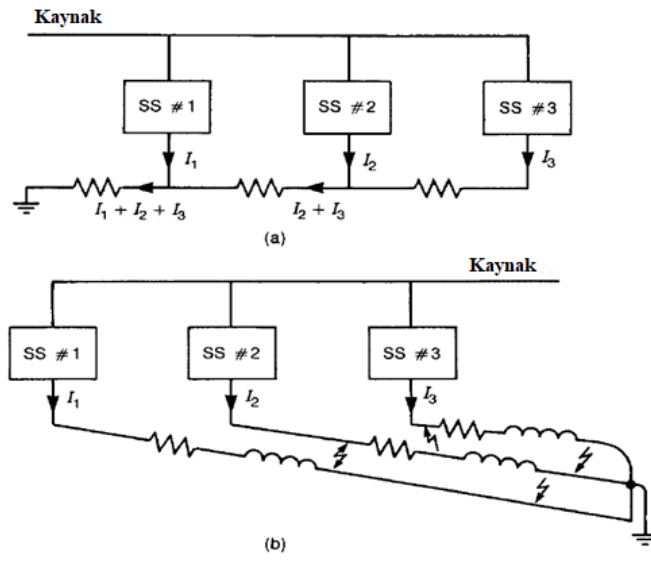


Şekil 3.38. a) Düşük ve b) yüksek frekanslarda akım davranışı (Ott, 2009)

Düşük frekanslarda toprak akımı, Şekil 3.38.a'da gösterildiği gibi doğrudan A ve B noktaları arasındaki en az dirençli yolu alacaktır. Bununla birlikte, yüksek frekanslarda toprak akımı, Şekil 3.38.b'de gösterildiği gibi doğrudan izin altındaki en küçük endüktanslı yolu alır, çünkü bu en küçük döngü alanını temsil eder. Bu nedenle, akım dönüş yolları düşük frekansta ve yüksek frekansta farklıdır. Bu durumda, düşük frekans ile yüksek frekans arasındaki fark tipik olarak birkaç yüz kilohertzdir.

Düşük frekans durumu için (Şekil 3.38.a), akımın çok büyük bir döngü etrafından akmaktadır ve bu istenmeyen bir durumdur. Yüksek frekans durumunda (Şekil 3.38.b) ise akım küçük bir döngü (sinyal yolunun uzunluğu, kartın kalınlığıyla çarpılır) etrafında akar. Bu nedenle düşük frekanslı toprak akımlarının istenilen yere akması için yönlendirilmesi (veya zorlanması) gerekir.

Sinyal topraklamasında farklı birimlerin veya elemanların bağlantı yapılarına göre, tek-nokta ve çok-nokta olmak üzere farklı topraklama biçimleri mevcuttur.



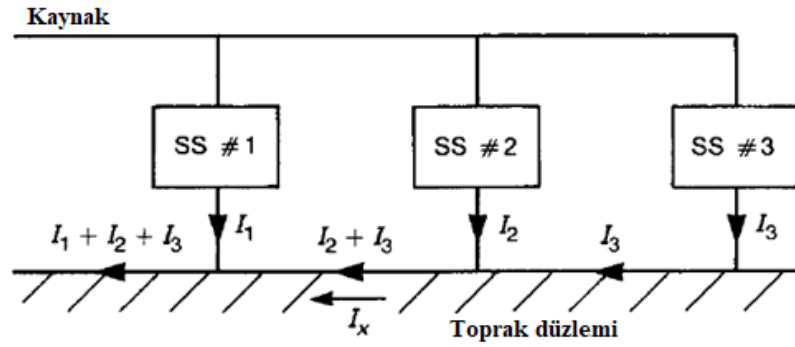
Şekil 3.39. a) Seri ve b) paralel tek-nokta topraklama (Paul, 2006)

Şekil 3.39.a'da gösterilen seri tek-nokta topraklama biçiminde her alt sistem referans toprağa ayrı ayrı bağlanır ve küçük sistemler için oldukça kullanışlıdır. Büyük yapıli sistemlerde ise toprak yolunda oluşan büyük değerli endüktans, toprak çevrimleri, sistem ile ilgili oluşan saçılmış kapasiteler ve çok fazla bağlantı yolu gerektirmesi gibi EMI açısından sorunlar oluşmaktadır.

Çok sayıda alt sisteme sahip devrelerde seri bağlantı ortak empedansı arttıracığı için bu tür devrelerde Şekil 3.39.b'de gösterildiği gibi paralel bağlantılar daha iyi EMI kontrolü sağlamaktadır. Ancak yüksek frekanslarda toprak bağlantı iletkenlerinin empedans değeri yükselir ve iletkenler anten gibi davranmaya başlarlar. Sinyal frekansı 300 kHz e kadar

olan analog devreler tek-nokta topraklaması için uygunken frekansı MHz seviyesinde olan analog/dijital devreler için çok-nokta topraklama tercih edilir.

Şekil 3.40'ta gösterildiği gibi çok noktalı topraklamada her bir eleman toprağa ayrı bağlanır. Yüksek frekanslarda iç sistemler arasında farklı noktalarda farklı gerilimler oluşabilir. Bu potansiyel farkları sıfır toprak potansiyeline getirebilmek için çok noktadan yapılan topraklama daha iyi sonuç vermektedir.



Şekil 3.40. İdeal çok-nokta topraklama (Paul, 2006)

3.11. Elektromanyetik Uyumluluk Standartları

Elektromanyetik uyumluluk ile ilgili test gereksinimleri, standartları ve prosedürleri dünya çapında yapılan yayınlar ve hazırlanan raporların derlenmesi ile oluşturulmaktadır. Belirlenen ilkeler ile uyumluluğun minimum geliştirme maliyeti ve daha kısa tasarım döngüleri ile elde edilmesini sağlamak hedeflenmektedir. Standartların oluşturulma süreci, Uluslararası Elektroteknik Komisyonu'na (IEC) rapor veren uzman teknik komitelerin çalışmalarına dayanmaktadır.

IEC, Birleşmiş Milletler tarafından yetkilendirilen Uluslararası Standartlar Organizasyonu (ISO) ile yakın iş birliği içinde çalışır. Dünya çapında birçok ülke bu komisyona üyedir. IEC, belirli bir ürün sektörü üzerinde çalışan teknik komitelerin çalışmalarını denetler. IEC'nin hedefleri, "uluslararası standartlar biçiminde tavsiyeler de dahil olmak üzere yayınlar yayınlamaya elverişli, standardizasyonla ilgili tüm konularda uluslararası iş birliğini teşvik etmektir" (Montrose, 2000).

Uluslararası Radyo Girişimi Özel Komitesi (CISPR) EMC standartları üzerinde çalışan komitelerden birisidir. CISPR yayınları, öncelikle potansiyel olarak rahatsız edici kaynakların veya ışımaların radyo girişim özelliklerinin sınırları ve ölçümleriyle ilgilenir. CISPR ve IEC standartları, EMC uyumluluğuyla ilgili çoğu teknik yönü tanımlamak için bir arada bulunur.

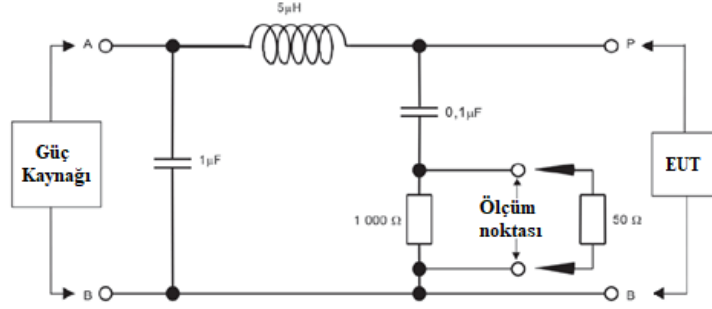
Ayrı bir kuruluş olan Avrupa Elektroteknik Standardizasyon Komitesi (CENELEC), elektrikli ekipman için Avrupa standartlarının geliştirilmesinden sorumludur. CENELEC, tüzüğünü Avrupa Birliği Parlamenter Komisyonu'ndan almıştır ve genellikle IEC ve CISPR yayınlarına dayalı olarak EMC Direktifi ile kullanım için EMC standartları üretir. Telekomünikasyon ekipmanı için, Avrupa Telekomünikasyon Standartları Enstitüsü (ETSI), standartları belirleyen kuruluştur. ETSI, radyo iletişim ekipmanı ve yayın vericilerine ek olarak, aboneye sağlanmayan telekomünikasyon ağ ekipmanı için standartlar geliştirir.

Uluslararası EMC yayınları, Avrupa Komisyonu tarafından kabul edildikten ve yayımlandıktan sonra gerçek standardın önüne bir EN (Avrupa Normalleştirme) numarası eklendiğinde, genellikle CISPR veya IEC olarak anılır. Özetlemek gerekirse, Avrupa Komisyonu, CENELEC ve ETSI'nin himayesinde CISPR ve IEC ile diğer Avrupa çalışma grupları ve komiteleri tarafından geliştirilen gereklilikleri yasaya uyarlar.

Ticari araçlar (otomobiller ve kamyonlar) performansları için araç içi elektroniklere (özellikle dijital elektroniklere) giderek daha bağımlı hale gelmektedir. Bu yerleşik elektronik cihazların kendilerine veya harici alıcılara girişime neden olmamasını sağlamak için araçlar belirli standartlara göre test edilmektedir. Bu standartlar, test prosedürlerinin yanı sıra ışımaya limitleri ve bağışıklık da içermektedir.

Avrupa Komisyonu tarafından araçlar, botlar ve içten yanmalı motorlar için oluşturulan uluslararası standartlar CISPR-12 ve CISPR-25'tir. İki standart arasındaki en temel fark yayılan ışımaya testlerinde CISPR-12 araç dışında bulunan (bina vb.) sistemleri korumaya yönelik ışımaya limitlerini tanımlarken CISPR-25, araç içinde bulunan elektronik sistemleri korumak için ışımaya limitlerini tanımlamaktadır. (Paul, 2006).

Tez çalışmasında tasarlanan elektronik baskı devre kartlarının elektromanyetik uyumluluğuna ilişkin benzetimlerde esas alınan standartlardan birisi CISPR-25'tir. Şekil 3.41'de iletilen ışıma ölçümleri için standartta tanımlanan LISN yapısı ve bağlantı noktalarına ait detaylar verilmiştir.



Şekil 3.41. CISPR-25 LISN yapısı (CISPR-25, 2017)

İletilen ışıma testinde gerilim ölçümleri, yalnızca tek uçlardaki ışımaları karakterize edebilir. Test yöntemi, örneğin elektronik bileşenlerin baskılı kartı üzerindeki farklı anten yapıları tarafından iletilen yayılan ışımayı karakterize etmek veya ekranlamanın etkinliğini karakterize etmek için kullanılmamaktadır (CISPR-25, 2017).

Çizelge 3.3. CISPR-25 iletilen ışıma limitleri (CISPR-25, 2017)

Frekans (MHz)	Sınıf 5 CE Limitleri (dBµV)		
	Tepe	Sözde-tepe	Ortalama
0,15 – 0,30	70	57	50
0,53 – 1,8	54	41	34
5,9 – 6,2	53	40	33
76 - 108	38	25	18

Çizelge 3.3 ve 3.4'te sırasıyla CISPR-25 iletilen ışıma ve yayılan ışıma limitleri verilmiştir. Burada araç üstü elektronik bileşenleri içeren Sınıf 5 değerleri yer almaktadır. Farklı ölçüm teknikleri için tepe, sözde-tepe ve ortalama limit değerleri bulunmaktadır. Tez çalışmasında tepe değerleri kullanılmıştır.

Çizelge 3.4. CISPR-25 yayılan ışıma limitleri (CISPR-25, 2017)

Frekans (MHz)	Sınıf 5 RE Limitleri (dB μ V/m)		
	Tepe	Sözde-tepe	Ortalama
0,15 – 0,30	46	33	26
0,53 – 1,8	40	27	20
5,9 – 6,2	40	27	20
76 - 108	38	25	18

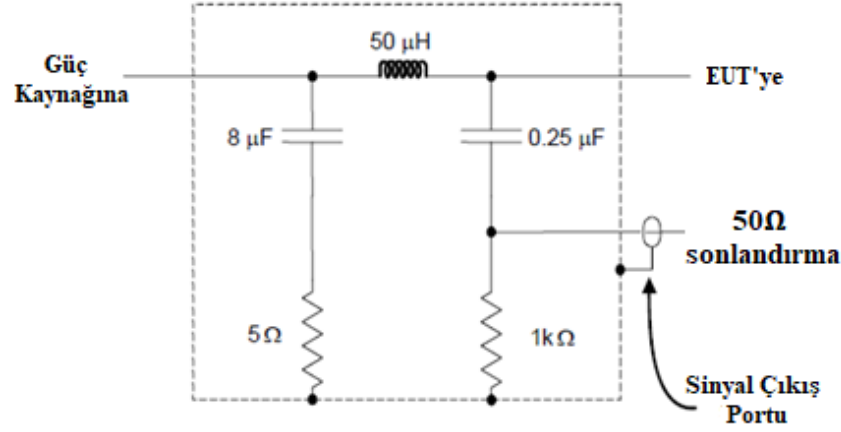
Bir diğer önemli EMC standartları grubu, ABD Savunma Bakanlığı tarafından yayınlanan ve askeri ve havacılık ekipmanlarına uygulanan standartlardır. 1968'de Savunma Bakanlığı, hizmetin çeşitli dallarından çok sayıda farklı EMC standardını evrensel olarak uygulanabilir iki standartta birleştirdi. MIL-STD-461, karşılanması gereken sınırları ve MIL-STD-462, MIL-STD-461'de yer alan testleri yapmak için test yöntemlerini ve prosedürlerini belirledi. 1999'da MIL-STD-461D (Sınırlar) ve MIL-STD-462D (Test Prosedürleri) hem limitleri hem de test prosedürlerini kapsayan tek bir standart MIL-STD-461E'de birleştirilmiştir.

Çizelge 3.5'te MIL-STD-461E tarafından belirlenen iletilen ve yayılan ışıma gereksinimlerinin bir listesidir. Hem yayılan hem de iletilen ışımaların yanı sıra yayılan, iletilen ve yüksek gerilimli geçici duyarlılık için testler gereklidir (Paul, 2006).

Çizelge 3.5. MIL-STD-461E iletilen ve yayılan ışıma gereklilikleri (Paul, 2006)

Gereklilik	Açıklama
CE101	İletilen Işıma, Güç hatları, 30 Hz – 10 kHz
CE102	İletilen Işıma, Güç hatları, 10 kHz – 10 MHz
CE106	İletilen Işıma, Anten terminalleri, 10 kHz – 40 GHz
RE101	Yayılan Işıma, Manyetik Alan, 30 Hz – 100 kHz
RE102	Yayılan Işıma, Elektrik Alan, 10 kHz – 18 GHz
RE103	Yayılan Işıma, Anten parazittik ve harmonik çıkışlar , 10 kHz – 40 GHz

Tez çalışmasında tasarlanan elektronik baskı devre kartlarının elektromanyetik uyumluluğuna ilişkin benzetimlerde esas alınan diğer standart ise MIL-STD-461F'dir. Şekil 3.42'de iletilen ışıma ölçümleri için standartta tanımlanan LISN yapısı ve bağlantı noktalarına ait detaylar verilmiştir.



Şekil 3.42. MIL-STD-461F LISN yapısı (MIL-STD-461F, 2007)

Çizelge 3.6'da gösterilen CE102 iletilen ışıma limitleri, test altındaki cihazın (EUT) parçası olmayan diğer kaynaklardan güç alan dönüşler dahil tüm güç kabloları için 10 kHz'den 10 MHz'e kadar geçerlidir (MIL-STD-461F, 2007).

Çizelge 3.6. MIL-STD-461F CE102 limitleri (MIL-STD-461F, 2007)

Frekans (MHz)	CE Limitleri (dBµV)
0,01	94
0,5 - 100	60

RE102, yayılan ışımlar, EUT'lere (bekleme modundaki alıcılar ve vericiler) kalıcı olarak monte edilmek üzere tasarlanmış ekipman ve alt sistem mahfazalarından, tüm ara bağlantı kablolarından ve antenlerden yayılan ışımlar için geçerlidir. Gereklik, verici temel frekanslarında ve sinyalin gerekli kullanılan bant genişliğinde geçerli değildir. Gerekliklerin kullanılan sisteme göre frekans değerleri a) karada 2 MHz - 18 GHz*, b) gemilerde 10 kHz - 18 GHz*, c) denizaltılarda 10 kHz - 18 GHz*, d) uçaklarda (ordu ve donanma, ASW) 10 kHz - 18 GHz, e) uçaklarda (hava kuvvetleri ve donanma)

2 MHz – 18 GHz* ve f) uzay için 10 kHz - 18 GHz* aralıklarında belirlenmiştir. * Test, hangisi daha büyükse, 1 GHz'e veya EUT içinde kasıtlı olarak üretilen en yüksek frekansın 10 katına kadar gereklidir. 18 GHz'in üzerindeki ölçümler gerekli değildir. Tez çalışmasında kullanılan RE102-d limitleri Çizelge 3.7'de verilmiştir.

Çizelge 3.7. MIL-STD-461F RE102-d limitleri (MIL-STD-461F, 2007)

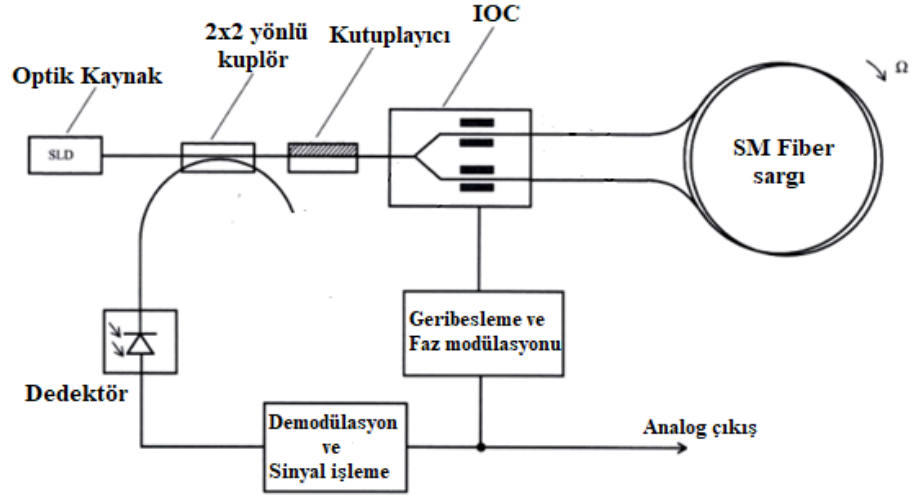
Frekans (MHz)	RE Limitleri (dB μ V/m)
0,01	60
0,5 - 100	24
18000	69

3.12. İnterferometrik Fiber Optik Jiroskop Tasarımı

Bu bölümde interferometrik fiber optik jiroskop tasarımında kullanılan optik ve elektronik elemanların özellikleri verilmiştir. Bu özelliklere bağlı olarak tasarımın matematiksel analizi yapılmıştır. Benzetim programı ile tasarlanan alıcı devre şeması EK 1'de verilmiştir.

3.12.1. IFOG optik tasarımı

Şekil 3.43'te sinüzoidal faz modülasyonuna sahip bir kapalı döngü IFOG tasarımı gösterilmiştir. Tasarımda yer alan optik elemanlar sırasıyla 1310 nm dalgaboyunda, 40 nm spektral bandgenişliğinde, 1 mW optik çıkış gücüne sahip bir SLD, 50/50 2x2 yönlü Kuplör, içerisinde kutuplayıcı, Y-bölücü ve LiNbO₃ faz modülatörü bulunan çok fonksiyonlu entegre optik çip (MIOC) ve 1310 nm'de çalışan PINFET optik alıcı modülüdür. Ayrıca 1880 m uzunluğunda 9/125 tek modlu fiber kablo 14,8 cm çapında bir makaraya sarılarak algılama sargısı oluşturulmuştur.



Şekil 3.43. Kapalı döngü IFOG konfigürasyonu

Tasarlanan sistemin ölçek faktörü,

$$SF = \frac{2\pi LD}{\lambda c} = \frac{2\pi(1880)(0.148)}{(1310 \times 10^{-9})(3 \times 10^8)} = 4.448 \quad (3.66)$$

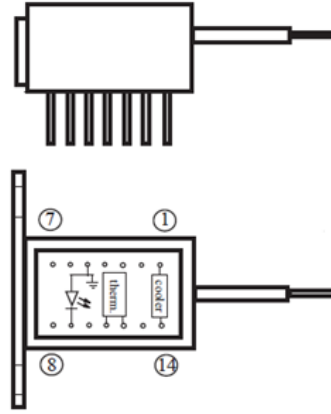
olarak hesaplanmaktadır. Burada, L fiber uzunluğu, D sargı çapı, λ dalgaboyu ve c ışık hızını ifade etmektedir. Tasarlanan açık döngü IFOG için dönme hızı ölçüm sınırı,

$$\Omega_{\pi} = \frac{\lambda c}{2LD} = 0.706 \text{ rad/s} = 40.46 \text{ }^{\circ}/\text{s} \quad (3.67)$$

olarak ifade edilmektedir.

3.12.2. SLD sürücü devresi tasarımı

Tasarlanan sistemde ışık kaynağı olarak kullanılan SLD'ye ait bacak bağlantıları ve iç yapısı Şekil 3.44'te, modüle ait detaylar Ek 4'te verilmiştir. Buna göre SLD içerisinde 1310 nm dalgaboyunda çalışan bir fotodiyot, sıcaklığı ölçmek için termistör ve soğutma için bir termoelektrik soğutucu (TEC) bulunmaktadır.



Şekil 3.44. SLD bağlantıları ve iç yapısı

SLD'ye ait optik ve elektriksel karakteristikler Çizelge 3.8'de verilmiştir. Buradan da görüldüğü gibi 1310 nm'de çalışan ışık kaynağının spektral bandgenişliği 40 nm'dir. Sürücü akımını 120 mA için optik çıkış gücü 1 mW ve sürücü geriliminin maksimum 2 V olduğu belirtilmiştir.

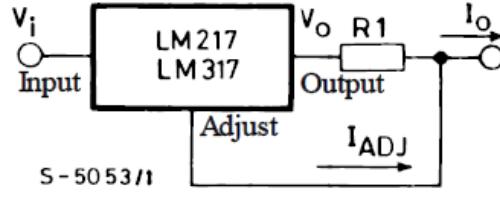
Çizelge 3.8. SLD'ye ait optik ve elektriksel karakteristikler

Parametreler	En az	Tipik	En fazla	Birim
Optik Güç	0,5	1	-	mW
Gerilim	-	-	2,0	V
Tepe dalgaboyu	1280	1310	1330	nm
Spektral genişlik	25	40	-	nm
Termistör	9,0	10,0	11,0	k Ω
TEC akımı	-	-	0,8	A

Tasarlanan devrede Şekil 3.45'te gösterilen ayarlanabilir gerilim/akım regülatörü LM317T kullanılmıştır. 15 Ω direnç değeri kullanılarak SLD'ye 83 mA sabit akım verilmektedir. Burada R_1 direnci ile ayarlanan akım değeri,

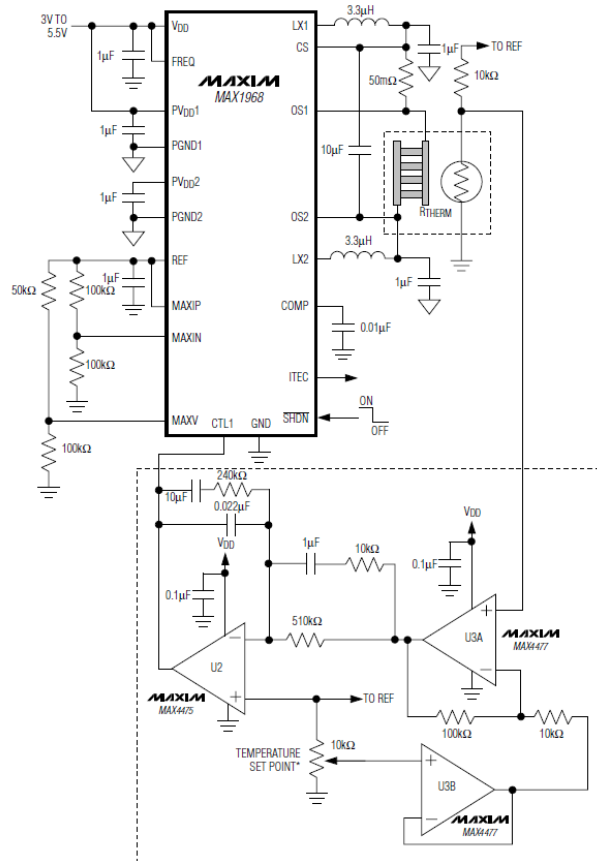
$$I_0 = \left(\frac{V_{Ref}}{R_1} \right) + I_{Adj} = 1.25 \frac{V}{R_1} \quad (3.68)$$

olarak hesaplanmaktadır.



Şekil 3.45. LM317 akım regülatörü (STMicroelectronics, 2021)

Fotodiyotun ısınmasına bağlı olarak termistör değeri değişmekte ve direnç üzerinden geçen akım artmaktadır. Bu akım değerine göre sistemin soğutulması için SLD içerisinde bulunan termoelektrik soğutucu kullanılmaktadır. Termistör üzerinden akan akımı okuyarak soğutucuyu kontrol etmek için MAX1968EU+ termoelektrik soğutucu kontrol entegresi kullanılmıştır. Analog bir kontrol sistemi için devre şeması Şekil 3.46'da verilmiştir.



Şekil 3.46. Analog TEC devre şeması (Maxim Integrated, 2015)

Sistemin beslemesi için LM7805 gerilim regülatörü ve analog kontrol devresi için LM358 opamp kullanılmıştır. Gerekli bağlantılar SLD ve MAX1968 kataloglarına göre yapılarak oluşturulan sürücü devresinin blok şeması eklerde verilmiştir. Sistemin maksimum akım sınırlarını aşıp devre elemanlarına zarar vermesinin önüne geçmek için 100 mA ve 500 mA değerlerindeki sigorta dirençler tasarıma eklenmiştir (Şenyürek, 2012).

3.12.3. Açık-döngü IFOG elektronik tasarımı

Fotodedektör ile alınan optik örüntünün elektrik sinyaline dönüştürülmesi ve açısal hız bilgisinin elde edilerek anlamlandırılması için elektronik bir devre tasarımına ihtiyaç duyulmaktadır.

Faz modülatörü kullanılan bir sistemdeki fotodedektör üzerine düşen yoğunluk ifadesi Denklem 3.24'te verilmişti. Modülasyon sinyali $\phi_m \cdot \sin(\omega_m \cdot t)$ ifadesi yerine yazılırsa,

$$I_D = I_0 [1 + \cos(\phi_s + \phi_m \cdot \sin(\omega_m \cdot t))] \quad (3.69)$$

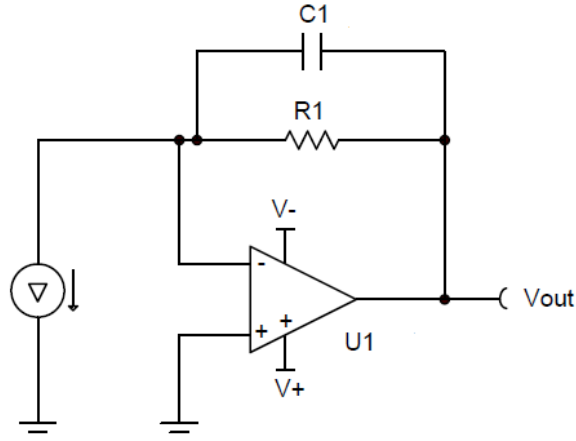
$$I_D = \frac{I_0}{2} [1 + \cos\phi_s \cdot \cos(\phi_m \cdot \sin(\omega_m \cdot t)) - \sin\phi_s \cdot \sin(\phi_m \cdot \sin(\omega_m \cdot t))] \quad (3.70)$$

olarak hesaplanır. Bu eşitlik birinci türden Bessel fonksiyonlarına açıldığında,

$$I_D = \frac{I_0}{2} [1 + J_0(\phi_m) \cdot \cos\phi_s] + I_0 \cdot J_2(\phi_m) \cdot \cos(2 \cdot \omega_m \cdot t) \cdot \cos\phi_s \dots \\ - I_0 \cdot J_1(\phi_m) \cdot \sin(\omega_m \cdot t) \cdot \sin\phi_s \quad (3.71)$$

olarak elde edilir. Açısal hız bilgisini taşıyan $\sin\phi_s$ 'i elde edilmek için demodülasyon işlemi gerçekleştirilir. Öncelikle fotodedektörde elde edilen akım ifadesi Şekil 3.47'de gösterilen Transimpedance Amplifier (TIA) ile gerilime dönüştürülür.

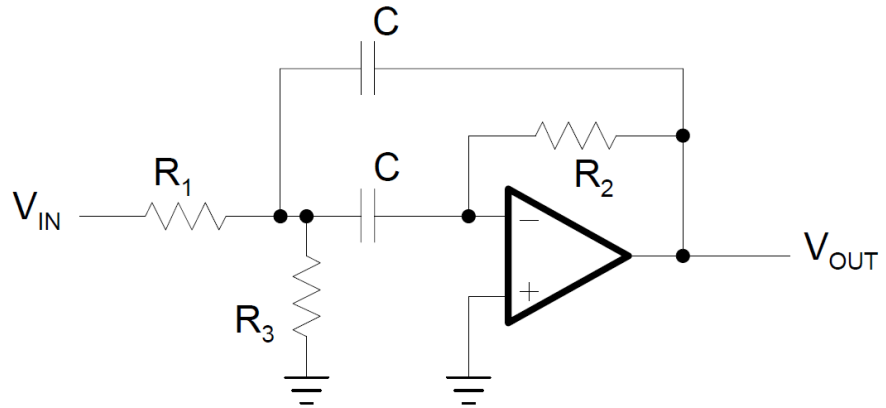
Buradaki direnç değeri ile gerilim/akım oranı ayarlanırken kondansatör değeri ile sistemin bandgenişliği ayarlanmaktadır. Bu tezde tasarlanan sistemde kullanılan ve ürün bilgisi Ek 5'te verilen PINFET optik alıcı modülü içerisinde TIA bulunmakta olup çıkış işaretini gerilim olarak vermektedir.



Şekil 3.47. Genel bir TIA yapısı

Daha sonra açışal hız bilgisini içeren $\sin \phi_s$ ifadesini elde etmek için bandgeçiren bir filtre kullanılır. Bilgi içeren işareti taşıyan sinyal frekansı f_m Denklem 3.27'den 54.8 kHz olarak hesaplanmıştır. Denklem 3.68'deki diğer bileşenler kosinüs işaretleri olduğu için yön bilgisini vermeyecektir. Bu işaretler DC ve modülasyon frekansının 2 katı olan 109.6 kHz'de yer almaktadır.

Bandgeçiren filtre için farklı tasarımlar mevcut olsa da maliyet ve performans açısından Şekil 3.48'de gösterilen Butterworth filtre türü olan çoklu geribesleme bandgeçiren filtre (MFB) yapısı tercih edilmiştir. Diğer bir alternatif olan Sallen-Key topolojisine kıyasla yan bantların bastırılmasında daha verimlidir.



Şekil 3.48. Çoklu geribesleme bandgeçiren filtre yapısı

Bu yapı için tasarımda kullanılan denklemler aşağıdaki gibidir.

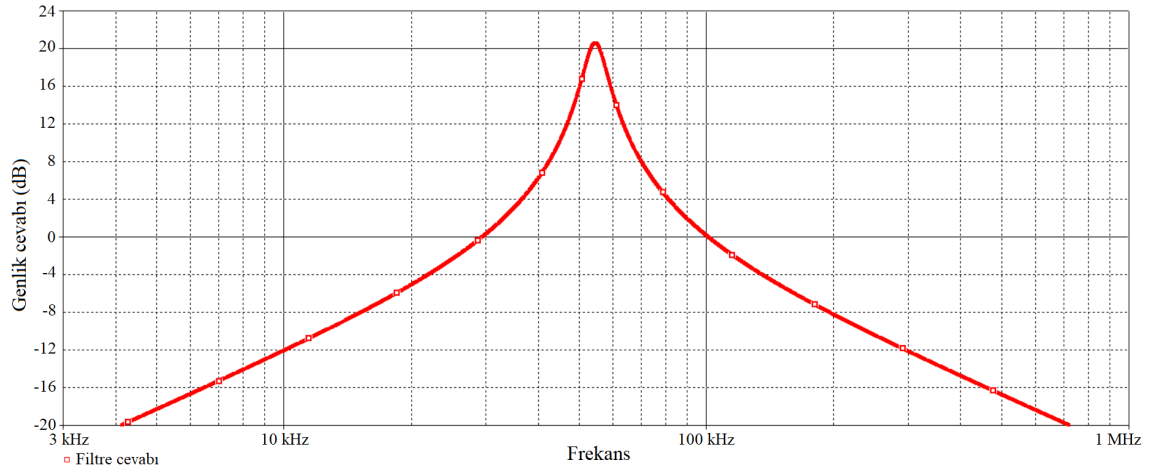
$$\text{Merkez frekansı: } f_m = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3}} \quad (3.72)$$

$$\text{Merkezdeki kazanç: } -A_m = \frac{R_2}{2R_1} \quad (3.73)$$

$$\text{Filrenin kalitesi: } Q = \pi f_m R_2 C \quad (3.74)$$

$$\text{Bandgenişliği: } B = \frac{1}{\pi R_2 C} \quad (3.75)$$

MFB filtre denklemlerden de görüldüğü gibi R_3 direnci ile filtrenin kazanç, bandgenişliği ve kalite değerlerini etkilemeden merkez frekansının değiştirilebilmesini sağlar. Tasarımda filtrenin merkez frekansı, faz modülasyonu frekansı olan 54.8 kHz olarak alınmıştır. Filtreye ait genlik cevabı Şekil 3.49'da gösterilmiştir.



Şekil 3.49. Tasarlanan MFB filtrenin genlik cevabı

Fotodedektör çıkışındaki sinyal 30 mV seviyesinde olduğundan ayrıca bir kuvvetlendirme katı yerine kuvvetlendirme işlemi de filtreye gerçekleştirilmiştir. Kondansatörler $C = 1$ nF için kazanç değeri ~ 10 , bandgenişliği 6.77 kHz olarak hesaplanmıştır. Filtre tasarımında 15 MHz bandgenişliğine sahip LM318 opamp kullanılmıştır.

Filtre çıkışında elde edilen elektriksel sinyalin matematiksel ifadesi,

$$V_{DF} = A_m \cdot V_D \cdot \sin(\omega_m \cdot t) \cdot \sin\phi_s \quad (3.76)$$

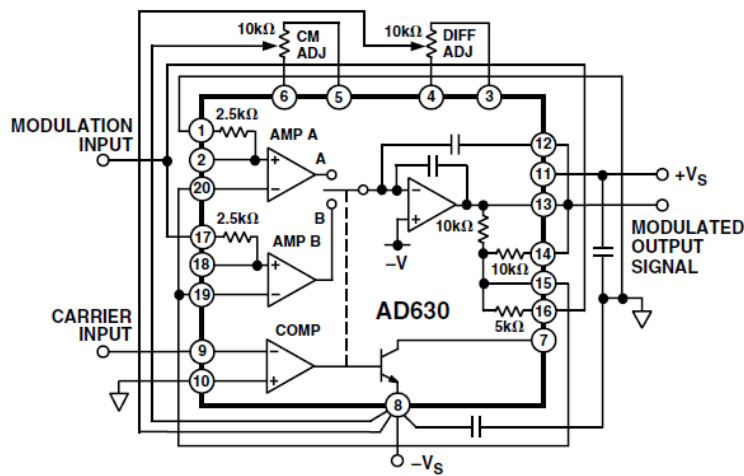
olarak elde edilir. Burada, V_D dedektör çıkışındaki genliği, V_{DF} filtre çıkışındaki genliği ifade etmektedir. Bilgi sinyalini elde etmek için son olarak ifade aynı frekanstaki M genlikli $\sin(\omega_m \cdot t)$ ile çarpıldığında (Çelikel, 2008);

$$V_{DM} = K \cdot \sin^2(\omega_m \cdot t) \cdot \sin\phi_s \quad (3.77)$$

olarak elde edilir. Burada $K = A_m \cdot V_D \cdot M$ olup $\sin^2(\omega_m \cdot t)$ ifadesi açılarak Denklem 3.77'de yerine yazıldığında,

$$V_{DM} = \frac{K}{2} \sin\phi_s - \frac{K}{2} \cos(2\omega_m \cdot t) \sin\phi_s \quad (3.78)$$

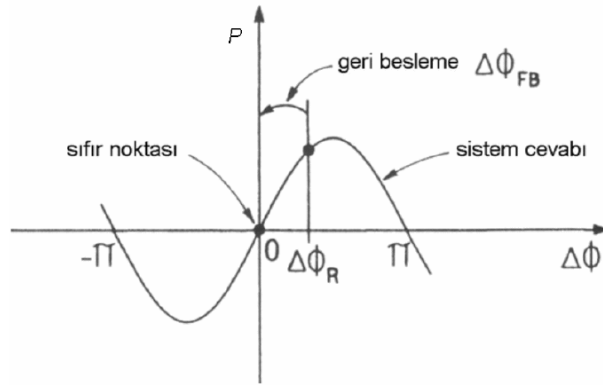
olarak elde edilir. Denklem 3.78'den görüldüğü gibi açılma hız bilgisini taşıyan işaret sabit bir katsayıya sahip DC işareti şeklini almaktadır. Bu ifade alçak geçiren bir filtre yardımı ile kolayca elde edilebilir. Bu şekilde Açık-döngü IFOG yapısı elde edilmiş olur. Burada çarpma işlemi için kullanılan AD630 dengeli modülatör/demodülatör entegresinin iç yapısı Şekil 3.50'de gösterilmektedir.



Şekil 3.50. AD630 dengeli modülatör/demodülatör entegresi (Analog Devices, 2016)

3.12.4. Kapalı-döngü IFOG elektronik tasarımı

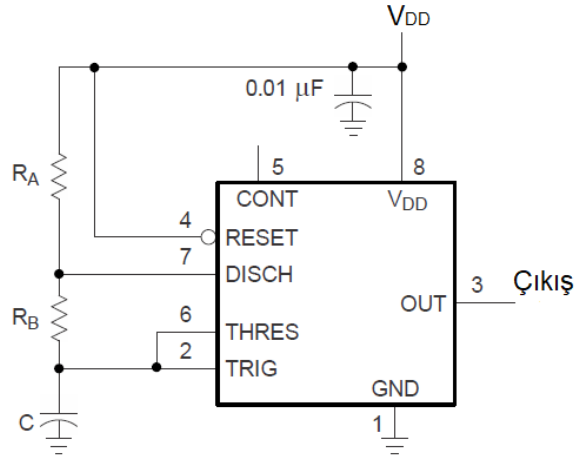
Açık-döngü tasarımının dezavantajlarından birisi de ölçüm aralığının sınırlı olmasıdır. Bu nedenle kapalı-döngü sistemler geliştirilmiştir. Burada açık-döngü ile elde edilen bilgi ile orantılı bir geribesleme yapılarak bir sonraki açısal hız ölçümünün de Şekil 3.51’de gösterildiği gibi sistemin maksimum hassas olduğu başlangıç noktasına geri çekilmesi hedeflenmektedir.



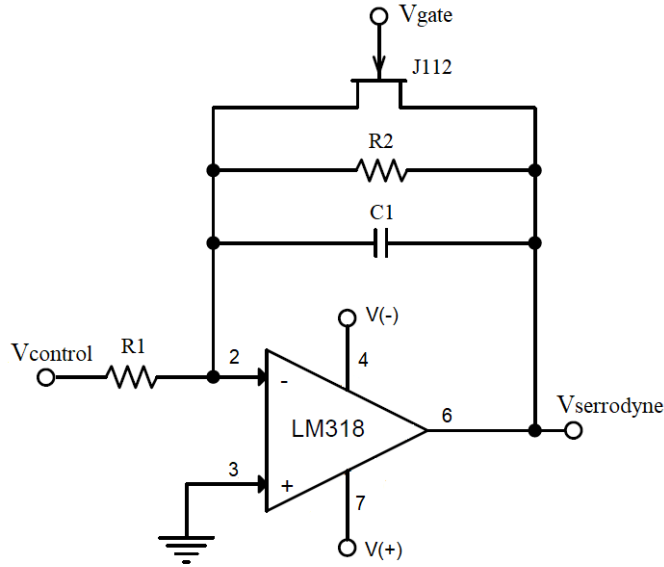
Şekil 3.51. IFOG kapalı-döngü çalışması

Açık-döngü çıkışındaki sinyalin, toprak hattından kaynaklanabilecek gürültüden arındırılmasını sağlayan fark alıcı devre bulunmaktadır. Bu devrenin çıkışında ise sinyalin genliği ile kontrol edilen bir serrodin sinyali üretilir. Bunun için Ek 6’da bilgileri verilen J112 N-Kanallı JFET transistör kullanılmıştır. Transistörün işlevi, kapasitör gerilimini periyodik olarak kısa devre yaparak opamp integral alıcının geri besleme dalındaki gerilimi anında sıfırlamaktır.

Kısa devre JFET transistörünün zaman periyodu, 555 entegresi kullanılarak oluşturulan kararsız osilatör (Şekil 3.52) tarafından kontrol edilmektedir. Şekil 3.53’te gösterilen devre çıkışında doğrusal bir rampa gerilimi üretir ve bu rampa, V_{gate} gerilimi tarafından sürülen her zaman periyodunda sıfırlanır. Bu şekilde, ortaya çıkan bir serrodin-dalga gerilimi bu integral alıcı devresinin çıkışında kolaylıkla üretilir ve geri besleme faz modülasyon zinciri üzerinde testere dişli sinyal elde edilir (Pérez vd., 2016).



Şekil 3.52. Kararsız osilatör devre şeması



Şekil 3.53. Serrodin sinyal üretici devre şeması

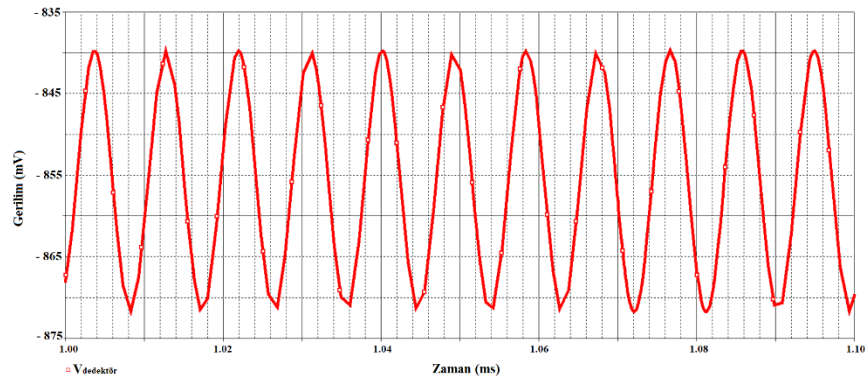
Geri besleme faz modülasyon sinyali olarak çalışan analog serrodin dalgası, sinüzoidal sinyal ile ilgili olarak iki önemli avantaj sunar: (a) basit bir integral alıcı devre (Miller integratörü) vasıtasıyla serrodin dalgası basit ve düşük maliyetli elektronik bileşenlerle üretilebilir ve (b) kontrol döngüsü içindeki faz iptali süreci daha basit ve daha verimli hale gelir. Üretilen serrodin sinyali, modülasyon sinyaline eklenerek faz sıfırlama işlemi gerçekleştirilmiş olur.

4. BULGULAR ve TARTIŞMA

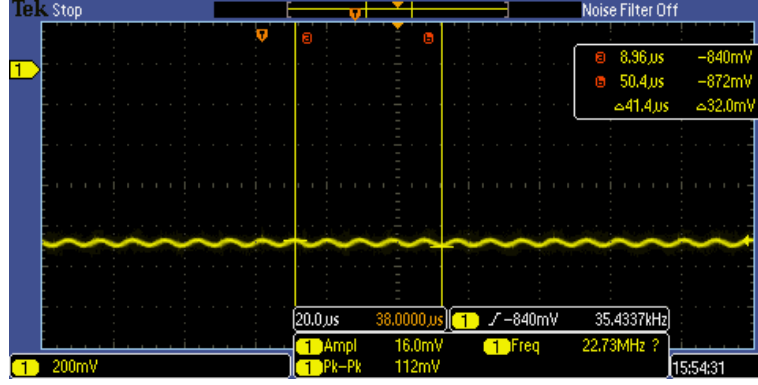
Bu bölümde öncelikle tasarlanan IFOG için benzetim ve gerçekleştirilen devre çıktıları karşılaştırılacaktır. Farklı PCB tasarımları gerçekleştirilen IFOG'un performansı Allan varyans yöntemi ile incelenecek ve satın alınan ticari sınıf bir MEMS jiroskop ile karşılaştırmalı analizi yapılacaktır. İki farklı tasarım için CISPR-25 ve MIL-STD-461F standartlarına göre elde edilen iletilen ve yayılan ışımaya benzetim sonuçları incelenecektir. Ayrıca erbiyum katkılı SFS kaynak kullanılan bir IFOG benzetim modeli için ortam sıcaklığına bağlı optik kaynak dalgaboyundaki değişimin ölçülebilir minimum açısal hıza etkisi analiz edilmiştir. Ölçümlerde Tektronix DPO-2014 osilatör ve Fluke Ti400 termal kamera kullanılmıştır.

4.1. Alıcı Devre Kartının Benzetimi ve Gerçeklenmesi

Fotodedektörün elektriksel özellikleri belirlenerek benzetim için uygun şekilde modellenmiştir. Optik kaynak kapalı iken fotodedektör çıkışında -1,25 V ölçülmüştür. Optik kaynak ve faz modülatörü çalışırken herhangi bir dönme olmadığı durumda ise - 856 mV DC ve 16 mV genlikli kosinüs sinyali ölçülmüştür. Denklem 3.68 kullanılarak dönme hareketine bağlı olarak tek ve çift bileşenlerin genlikleri hesaplanabilir. Jiroskop durağan halde iken ($\Omega = 0$) dedektör çıkışında gözlenen DC ve çift bileşene ait grafikler benzetim ve gerçek devre için sırasıyla Şekil 4.1 ve 4.2'de gösterilmiştir.

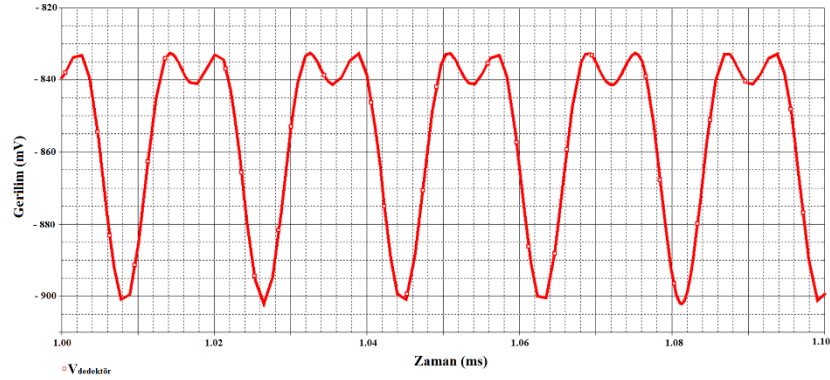


Şekil 4.1. Dönme olmadığı durumda dedektör çıkışının benzetimi

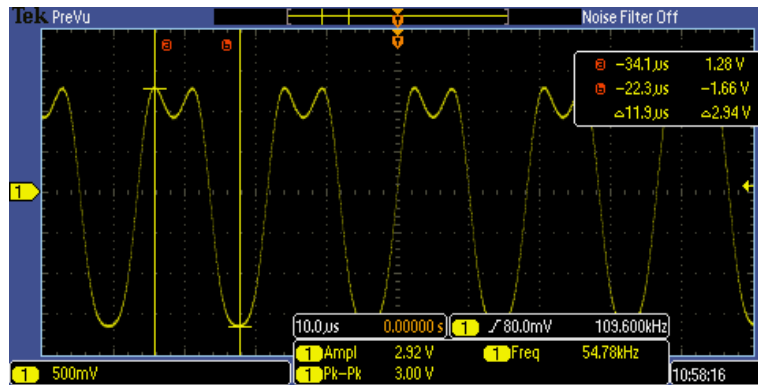


Şekil 4.2. Dönme olmadığında dedektör çıkışının ölçülmesi

Dönme hareketi sonucu dedektör çıkışında hem çift hem de tek bileşenler birlikte gözlemlenmiştir. Bu duruma ait benzetim ve osiloskop ölçüm sonuçları Şekil 4.3 ve 4.4'te verilmiştir. Osiloskop ölçümlerinde şeklin daha iyi anlaşılabilmesi için DC bileşen filtrelenmiş ve diğer değerler kuvvetlendirilmiştir.

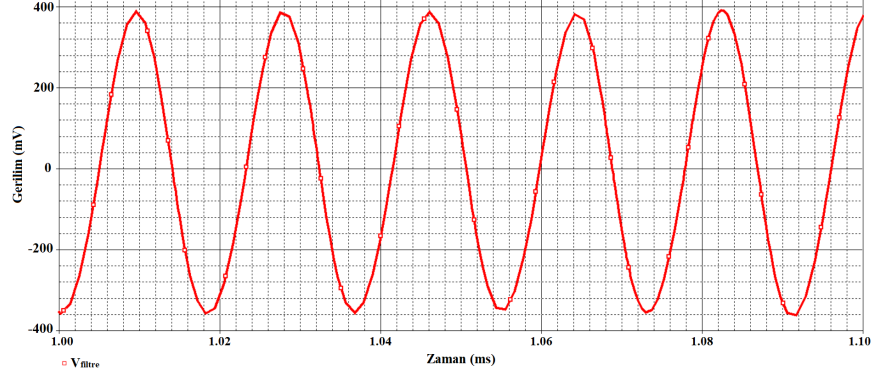


Şekil 4.3. Dönme durumunda dedektör çıkışı benzetimi

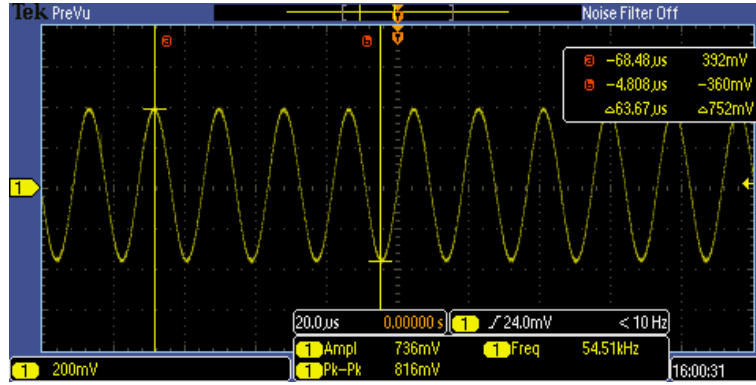


Şekil 4.4. Dönme durumunda dedektör çıkışı ölçümü

20 °/s açısız dönme için bandgeçiren filtre çıkışında, DC ve çift bileşen bastırılırken tek bileşen sinüs 10 kat kuvvetlendirilmiş olarak elde edilir. Filtreye ait benzetim ve osiloskop ölçüm sonuçları sırasıyla Şekil 4.5 ve 4.6’da verilmiştir.

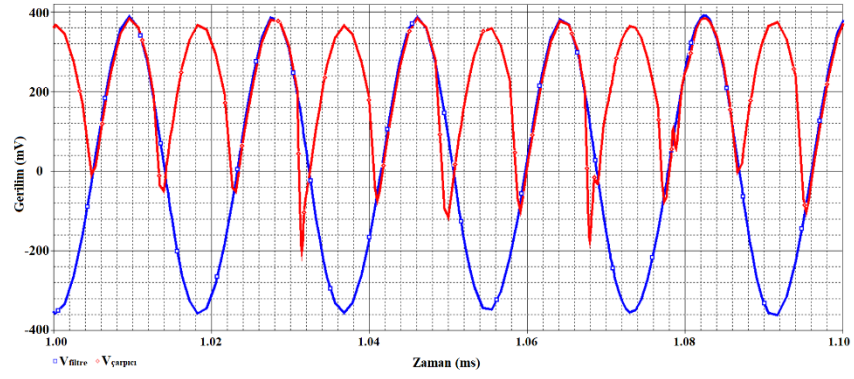


Şekil 4.5. Dönme için bandgeçiren filtre çıkışı benzetimi

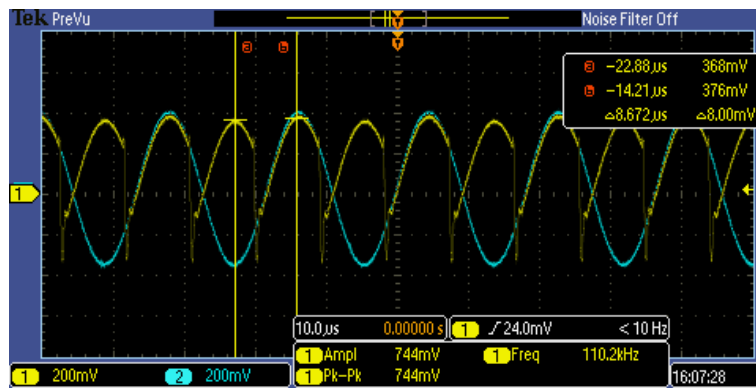


Şekil 4.6. Dönme için bandgeçiren filtre çıkışı ölçümü

Filtre çıkışında açısız hızın yön bilgisini de içeren tek bileşen elde edilmiştir. Bu sinyal aynı frekanstaki modülasyon sinyali ile çarpılır. Bu işlem için AD630 dengeli modülatör/demodülatör entegresi kullanılmıştır. Çarpıcı çıkışındaki benzetim ve osiloskop ölçüm sonuçları sırasıyla Şekil 4.7 ve 4.8’de verilmiştir.

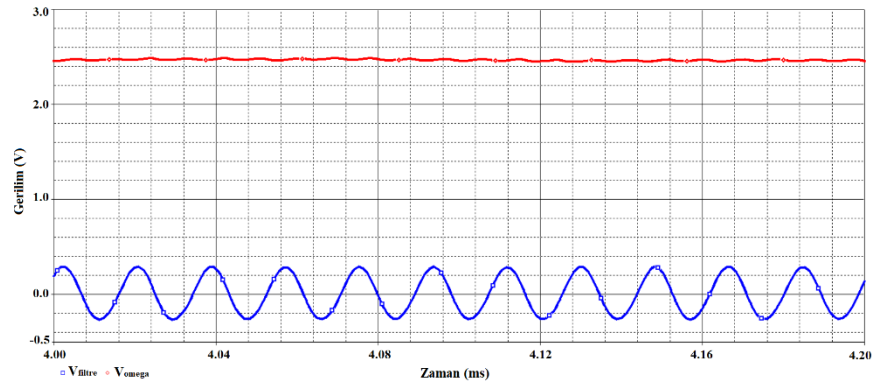


Şekil 4.7. Çarpıcı çıkışı için benzetim sonuçları

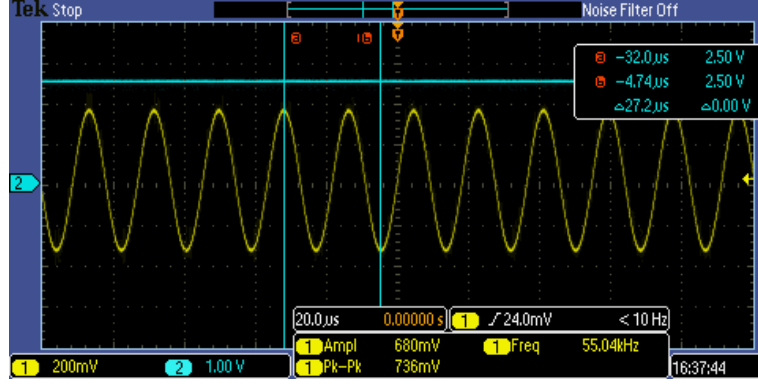


Şekil 4.8. Çarpıcı çıkışı için ölçüm sonuçları

Çarpma işlemi sonucunda filtre çıkışındaki sinyalin yarı genliğine sahip DC ve modülasyon frekansının iki katında bulunan sinyaller elde edilir. DC sinyal alçak geçiren filtre yardımı ile alınarak açısal hız ile yaklaşık olarak doğrusal bir oranda değişen bir değer elde edilmiş olur. Açık döngü IFOG çıkışına ait benzetim ve osiloskop sonuçları sırasıyla Şekil 4.9 ve 4.10’da verilmiştir.



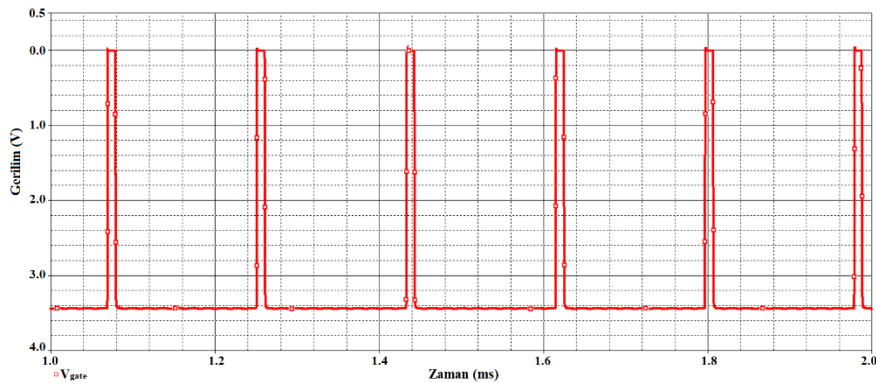
Şekil 4.9. Açık döngü IFOG çıkışı benzetimi



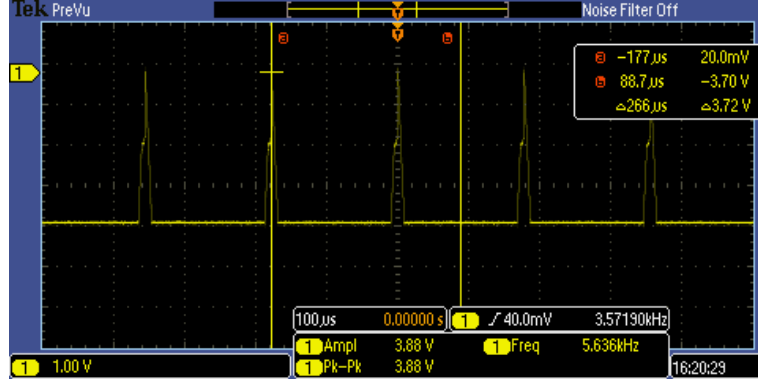
Şekil 4.10. Açık döngü IFOG çıkışı ölçümü

Aktif alçak geçiren filtre çıkışında DC işaret kuvvetlendirilerek maksimum dönme için 2,5 V olacak şekilde ayarlanmıştır. Böylece açık döngü IFOG çıkışı $\pm 2,5$ V aralığında değişmektedir.

Kapalı döngü yapısında ise açık döngü sinyalinin genliği ile orantılı ancak ters işaretli bir serrodin sinyali üretilerek modülasyon sinyaliyle geribesleme işlemi gerçekleştirilir. Bunun için opamp ile integral alıcı ve sıfırlama işlemini gerçekleştiren N kanallı JFET transistör bulunan bir devre oluşturulmuştur. JFET'in sıfırlama frekansı 555 entegresi kullanılarak oluşturulan kararsız osilatör devresi ile kontrol edilmiştir. JFET kapı girişine gelen osilatör sinyaline ait benzetim ve osiloskop ölçüm sonuçları sırasıyla Şekil 4.11 ve 4.12'de verilmiştir.

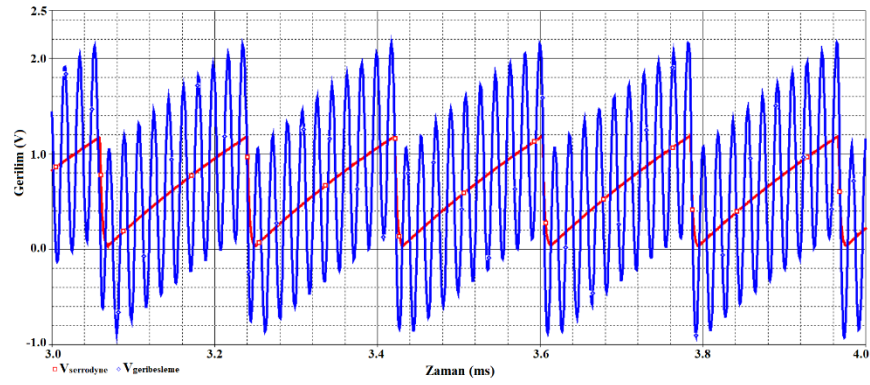


Şekil 4.11. Kararsız osilatör çıkışı benzetimi

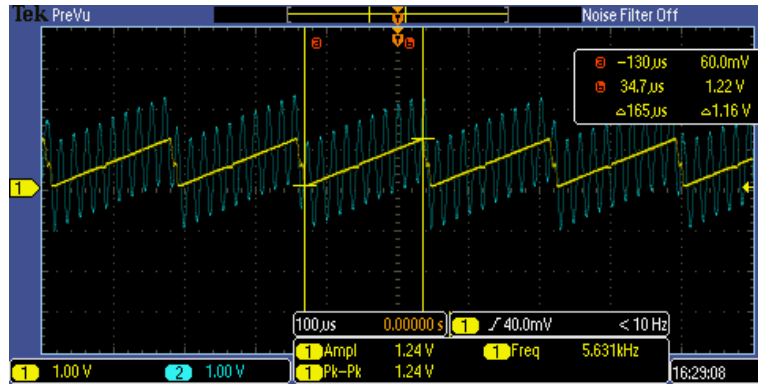


Şekil 4.12. Kararsız osilatör çıkışı ölçümü

Oluşturulan serrodin sinyali, modülasyon sinyaline eklenerek faz modülatörüne gönderilir. -2,5 V açık döngü çıkışı için geribesleme sinyaline ait benzetim ve osiloskop ölçüm sonuçları Şekil 4.13 ve 4.14'te gösterilmektedir.



Şekil 4.13. Geri besleme çıkışı benzetimi



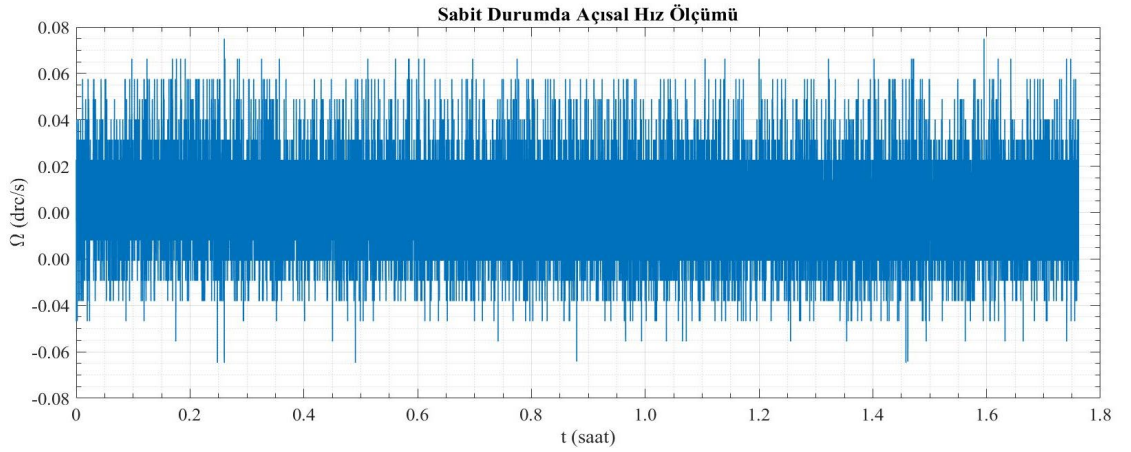
Şekil 4.14. Geri besleme çıkışı ölçümü

4.2. Tasarlanan IFOG'ların Performans Analizleri

Benzetim programı ile tasarımı tamamlanan IFOG için 1. aşamada tamamen bacaklı (THT) elemanlar, 2. aşamada ise yüzey montaj (SMD) elemanlar ile olmak üzere iki ayrı PCB tasarımı Ek 2'de gösterildiği gibi gerçekleştirilmiştir. İki farklı devre tasarımına ait durağan halde açısal hızdaki gürültü tespiti için 100 Hz örnekleme frekansında yaklaşık 2 saat veri toplanmıştır. Bu işlem her iki sistem için ayrı ayrı beşer kez tekrarlanmıştır. Toplanan veri Allan varyans analizi ile içeriğindeki açısal rasgele yürüme (ARW), sabit kayma kararsızlığı (BI) ve hızdaki rasgele yürüme (RRW) gürültü parametreleri hesaplanmıştır. Bu parametrelerin anlamlandırılması için ticari sınıf bir MEMS jiroskop ile aynı analizler gerçekleştirilmiştir. Çıkan sonuçlar karşılaştırılarak değerlendirilmiştir.

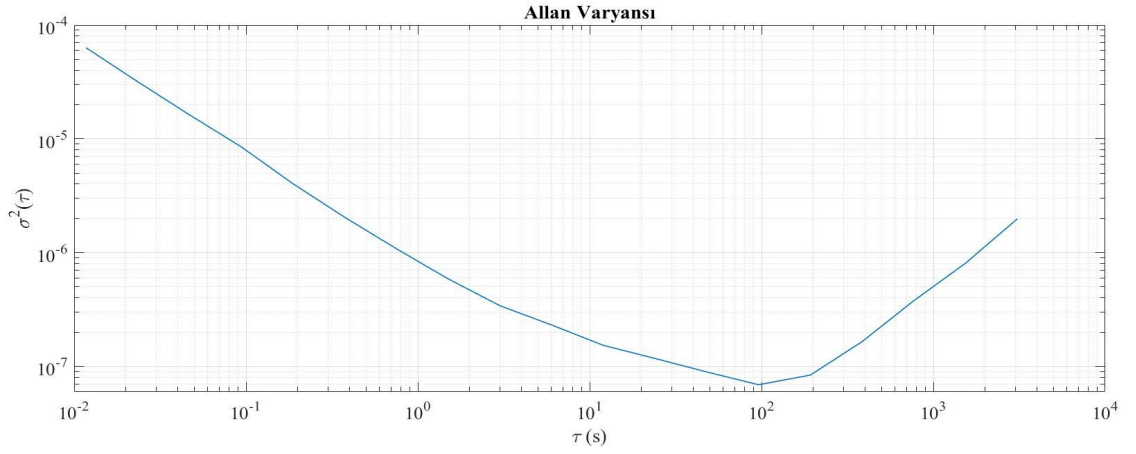
4.2.1. THT elemanlar ile yapılan tasarım için analizler

THT elemanlar ile oluşturulan devre tasarımı için alınan sonuçlar Şekil 4.15'te verilmiştir. IFOG sabit durumda iken jiroskop çıkışında gürültüye bağlı gözlemlenen açısal hızdaki değişim yaklaşık $\pm 0,07$ %/s aralığındadır.

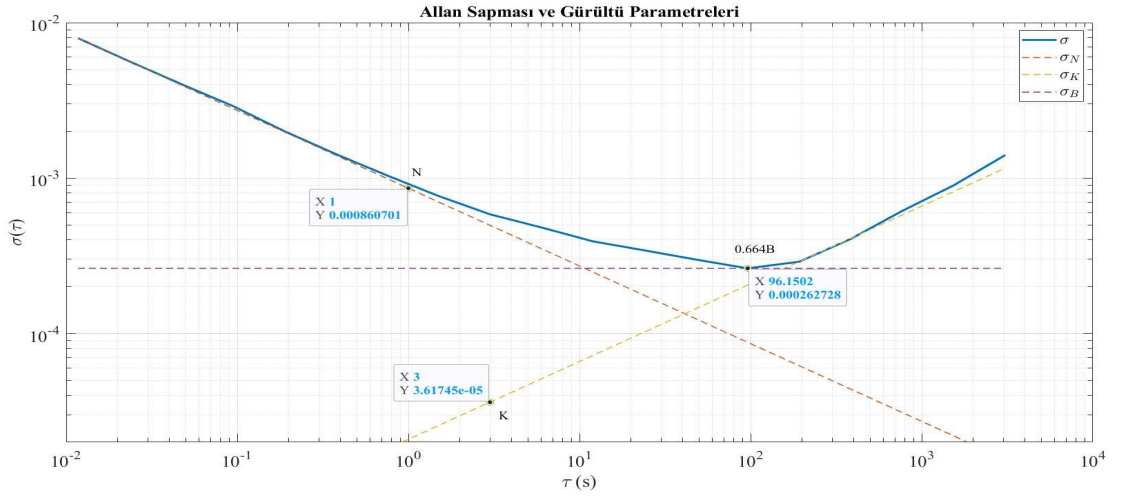


Şekil 4.15. THT elemanlar ile oluşturulan devreden toplanan veri

Açısal hızdaki gürültü parametrelerini incelemek için toplanan verinin Allan varyansı hesaplanarak Şekil 4.16'da gösterilmiştir. Allan varyansın karekökü olan Allan sapması ve buna bağlı ARW, BI ve RRW gürültülerine ait değerler ise Şekil 4.17'de verilmiştir.



Şekil 4.16. THT devre için hesaplanan Allan varyansı

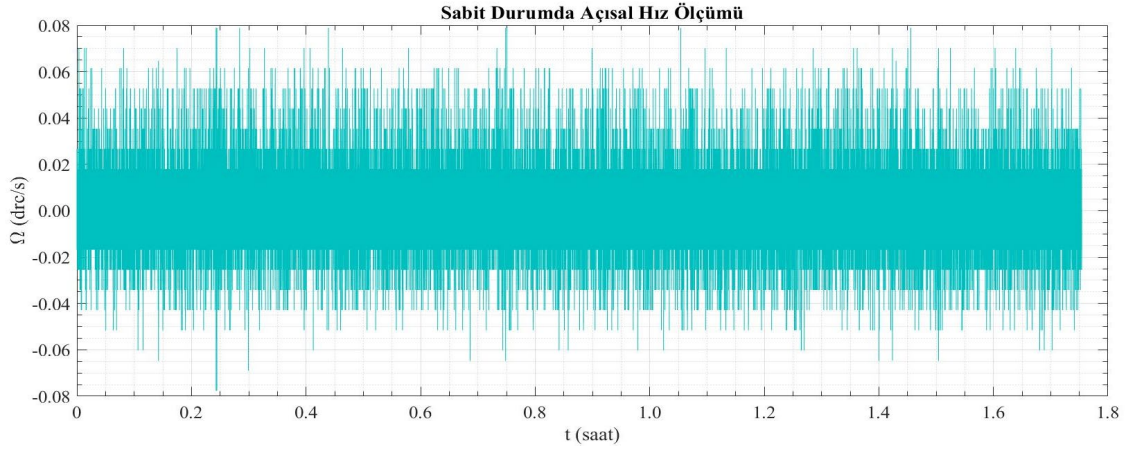


Şekil 4.17. THT devre için Allan sapması ve gürültü parametreleri

Şekil 4.17'den görüldüğü gibi THT elemanlar ile tasarlanan PCB devrenin kullanıldığı İnterferometrik Fiber Optik Jiroskop için açısal rasgele yürüme değeri $0,0516 \text{ }^\circ/\sqrt{sa}$, sabit kayma kararsızlığı değeri $1,4238 \text{ }^\circ/sa$ ve hızdaki rasgele yürüme değeri $7,8137 \text{ }^\circ/\sqrt{sa^3}$ olarak hesaplanmıştır.

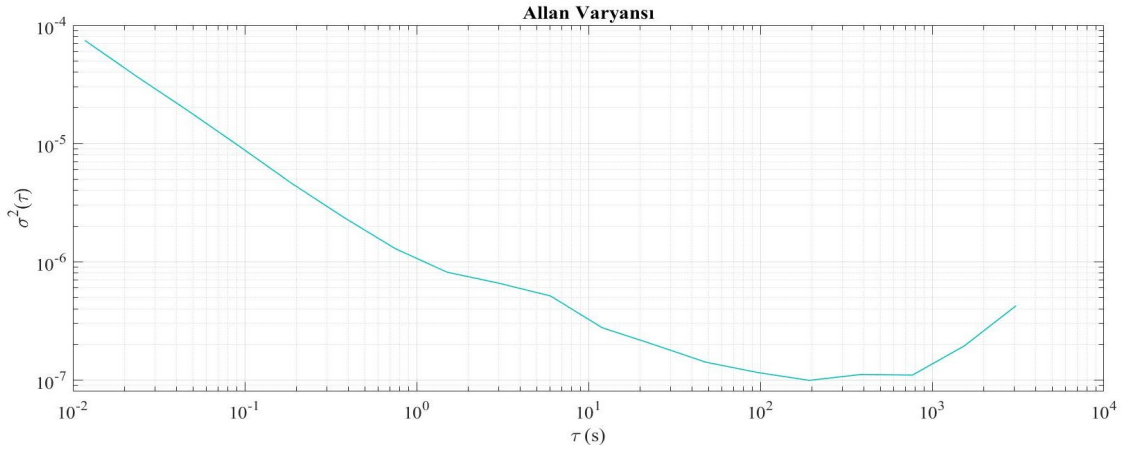
4.2.2. SMD elemanlar ile yapılan tasarım için analizler

SMD elemanlar ile oluşturulan devre tasarımı için alınan sonuçlar Şekil 4.18'de verilmiştir. IFOG sabit durumda iken jiroskop çıkışında gürültüye bağlı gözlemlenen açısal hızdaki değişim yaklaşık $\pm 0,08 \text{ }^\circ/s$ aralığındadır.



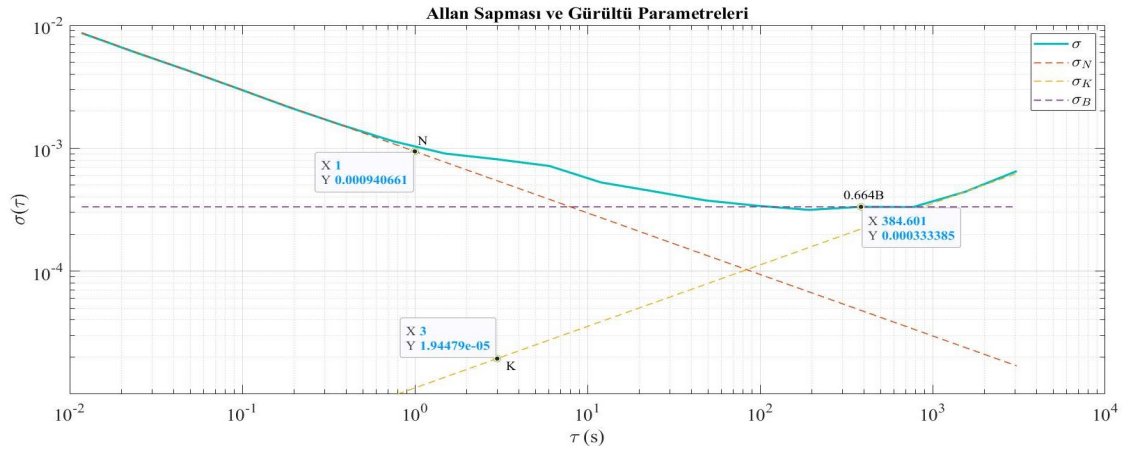
Şekil 4.18. SMD elemanlar ile oluşturulan devreden toplanan veri

Açısal hızdaki gürültü parametrelerini incelemek için toplanan verinin Allan varyansı hesaplanarak Şekil 4.19’da gösterilmiştir. Allan varyansın karekökü olan Allan sapması ve buna bağlı ARW, BI ve RRW gürültülerine ait değerler ise Şekil 4.20’de verilmiştir.



Şekil 4.19. SMD devre için hesaplanan Allan varyansı

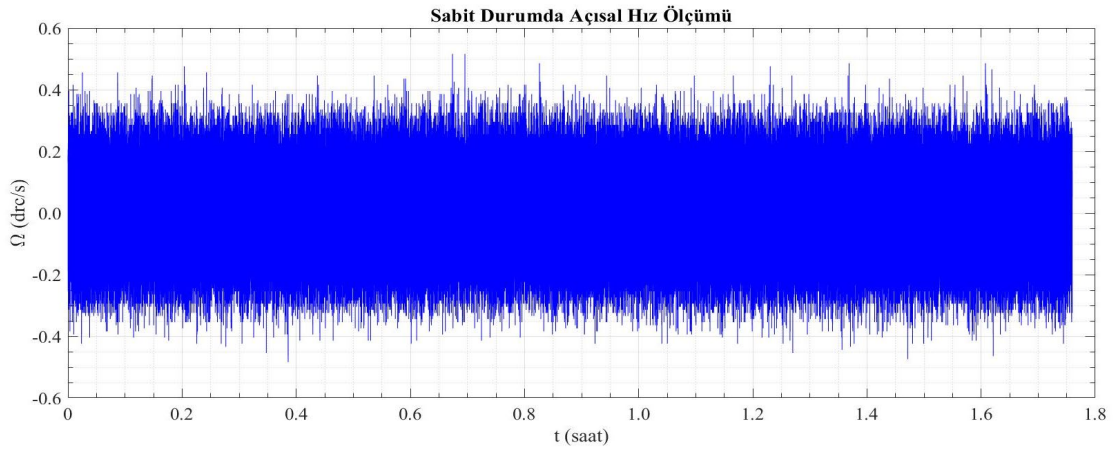
Şekil 4.20’den görüldüğü gibi SMD elemanlar ile tasarlanan PCB devrenin kullanıldığı İnterferometrik Fiber Optik Jiroskop için açısal rasgele yürüme değeri $0,0564 \text{ }^\circ/\sqrt{sa}$, sabit kayma kararsızlığı değeri $1,8067 \text{ }^\circ/sa$ ve hızdaki rasgele yürüme değeri $4,2007 \text{ }^\circ/\sqrt{sa^3}$ olarak hesaplanmıştır.



Şekil 4.20. SMD devre için Allan sıpması ve gürültü parametreleri

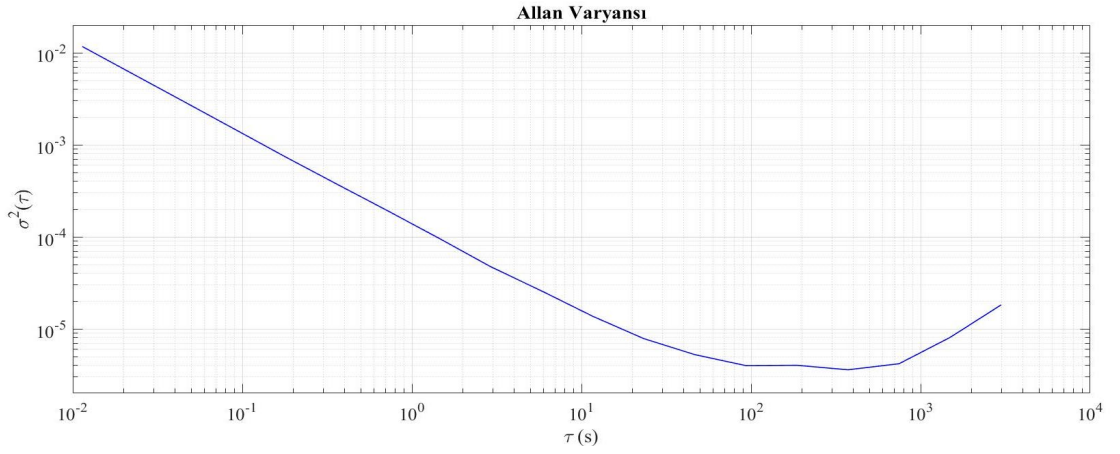
4.2.3. MEMS jiroskop için analizler

Tasarlanan fiber optik jiroskop ile karşılaştırmak üzere alınan MEMS jiroskop için toplanan veri ait grafik Şekil 4.21’de verilmiştir. MEMS sabit durumda iken jiroskop çıkışında gürültüye bağlı gözlemlenen açısal hızdaki değişim yaklaşık $\pm 0,5$ °/s aralığındadır.

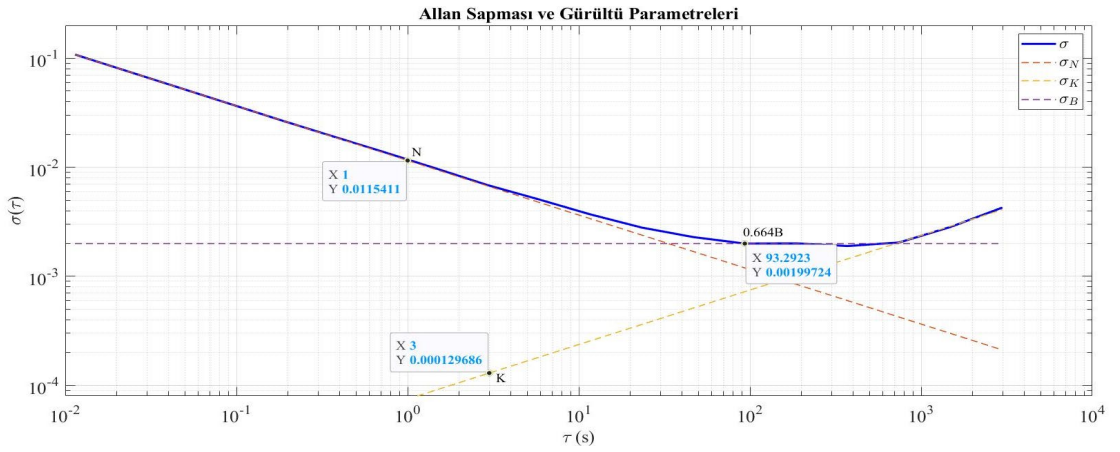


Şekil 4.21. MEMS jiroskoptan toplanan veri

Açısal hızdaki gürültü parametrelerini incelemek için toplanan verinin Allan varyansı hesaplanarak Şekil 4.22’de gösterilmiştir. Allan varyansın karekökü olan Allan sıpması ve buna bağlı ARW, BI ve RRW gürültülerine ait değerler ise Şekil 4.23’te verilmiştir.



Şekil 4.22. MEMS jiroskop için hesaplanan Allan varyansı



Şekil 4.23. MEMS jiroskop için Allan sapması ve gürültü parametreleri

Şekil 4.23'ten görüldüğü gibi MEMS jiroskop için açısız rasgele yürüme değeri $0,7071 \text{ }^\circ/\sqrt{sa}$, sabit kayma kararsızlığı değeri $10,7459 \text{ }^\circ/sa$ ve hızdaki rasgele yürüme değeri $27,0375 \text{ }^\circ/\sqrt{sa^3}$ olarak hesaplanmıştır.

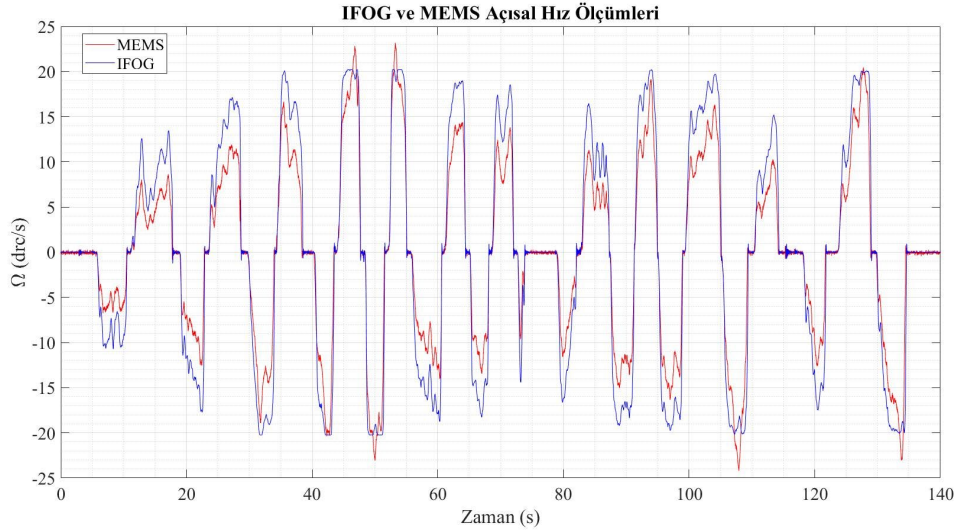
4.2.4. Gürültü parametrelerinin karşılaştırılması

Üç farklı ölçüm için elde edilen sonuçlar Çizelge 4.1'de verilmiştir. Buna göre tasarlanan IFOG'lar ticari sınıf bir MEMS jiroskopa göre ARW gürültüsünde ~ 13 kat, BI gürültüsünde ~ 6 kat ve RRW gürültüsünde ~ 5 kat daha iyi performans göstermiştir. Gürültü parametreleri açısından değerlendirildiğinde tasarlanan interferometrik fiber optik jiroskoplar taktik sınıfı özelliklerini karşılamaktadır.

Çizelge 4.1. Tasarlanan jiroskopların gürültü parametrelerinin karşılaştırılması

Gürültü Türü	THT IFOG	SMD IFOG	MEMS
ARW ($^{\circ}/\sqrt{sa}$)	0,052	0,057	0,707
BI ($^{\circ}/sa$)	1,424	1,807	10,746
RRW ($^{\circ}/\sqrt{sa^3}$)	7,814	4,201	27,038

Ayrıca tasarlanan IFOG ve MEMS jiroskopları için açısal hız ölçümleri yapılmıştır. Döndürülebilir manuel bir sistemde ± 25 $^{\circ}/s$ aralığında yapılan senkron ölçümlerde farklı dönüş hızları için jiroskop çıkışındaki açısal hız değerleri Şekil 4.24’te verilmiştir.



Şekil 4.24. IFOG ve MEMS senkron açısal hız ölçümleri

Elde edilen sonuçlardan da görüldüğü gibi IFOG optik tasarımından kaynaklı olarak dinamik ölçüm aralığı $\pm 20,23$ $^{\circ}/s$ ile sınırlanmış durumdadır. Buna karşılık olarak gürültü parametreleri düşük ve ölçüm hassasiyeti yüksektir.

4.3. EMC Testleri için Benzetim Sonuçları

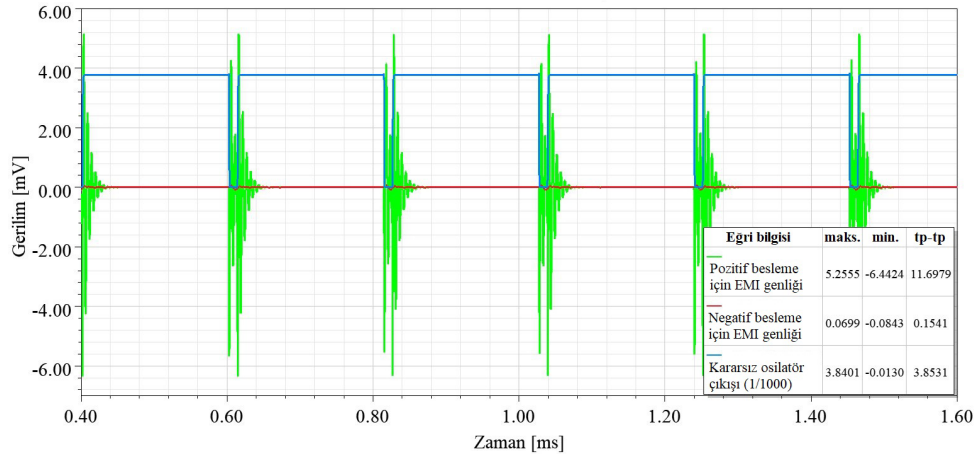
Bu bölümde tasarlanan iki farklı IFOG alıcı baskı devre kartı için elektronik devre elemanlarından kaynaklı gürültünün incelenmesi için Ek 3’te verildiği gibi ANSYS EM Suite programı ile sırasıyla otomotiv sektöründe kullanılan CISPR-25 ve askeri

sistemlerde kullanılan MIL-STD-461F standartlarına ait iletilen (CE) ve yayılan ışıma (RE) test benzetimleri yapılmıştır. ANSYS SIwave ile güç hattı için hesaplanan S-parametreleri, ANSYS Electronics Desktop'a aktarılarak test düzeneğine eklenmiştir.

4.3.1. THT devre için EMC testleri benzetim sonuçları

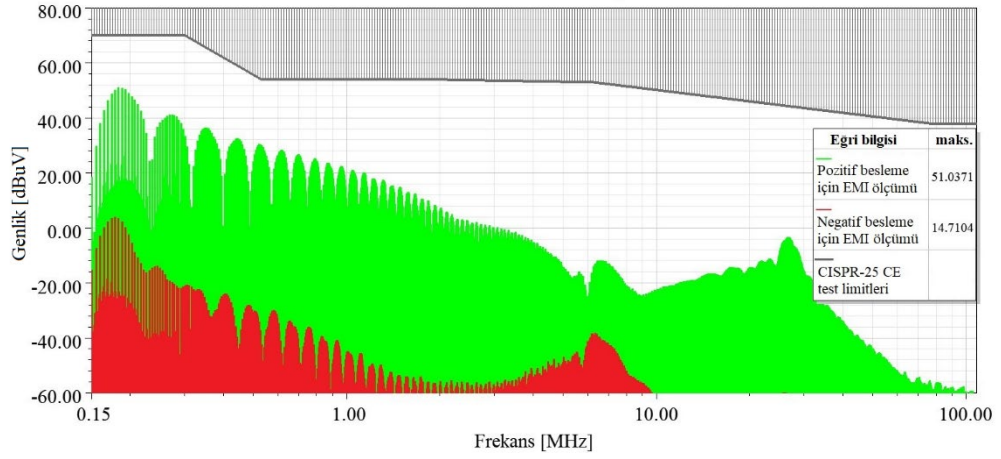
THT devre elemanları kullanılarak tasarlanan IFOG alıcı devresinin güç hattındaki iletilen ve yayılan ışımaların incelenmesi için standartlarda belirtilen LISN yapısı güç girişine benzetim programı yardımıyla yerleştirilmiştir.

Şekil 4.25'te CISPR-25 standardına göre yapılan ölçümlerde elde edilen gürültü sinyalinin genlikleri görülmektedir. Bu gürültünün kararsız osilatör ile J112 JFET transistörünü açma ve kapama anlarında ortaya çıktığı tespit edilmiştir. Yine Şekil 4.25'te osilatör çıkışı ile gürültü değerlerinin örtüştüğü görülmektedir. Burada analizin görsel olarak kolaylaştırılması için osilatör çıkışı 1/1000 oranında küçültülmüştür.



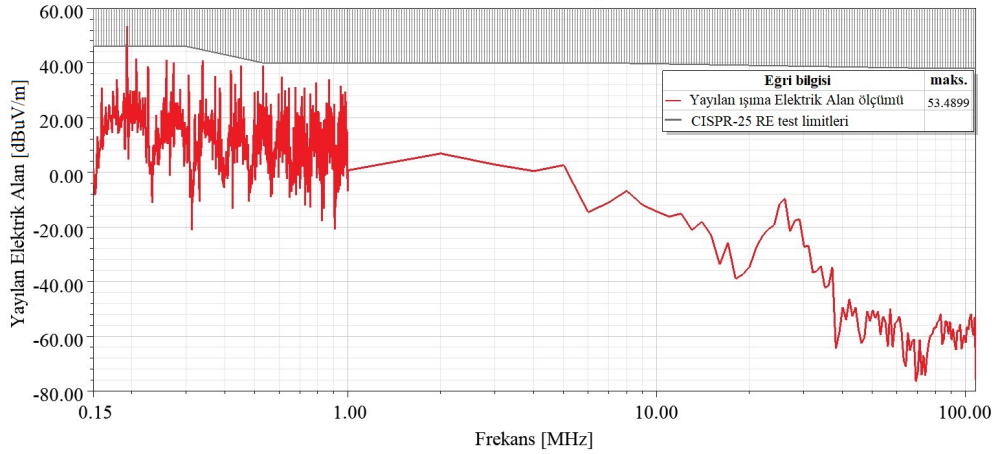
Şekil 4.25. THT devre CISPR-25 CE EMI genlik ölçümleri

Gürültünün maksimum genliği ± 6 mV arasında değişirken daha düşük genlikte harmoniklere sahip olduğu da görülmektedir. Değerlerin anlamlandırılması için elde edilen veri FFT ile frekans bölgesine aktarılmıştır. Şekil 4.26'da CISPR-25 standardı için iletilen ışıma testi benzetim sonuçları verilmiştir.



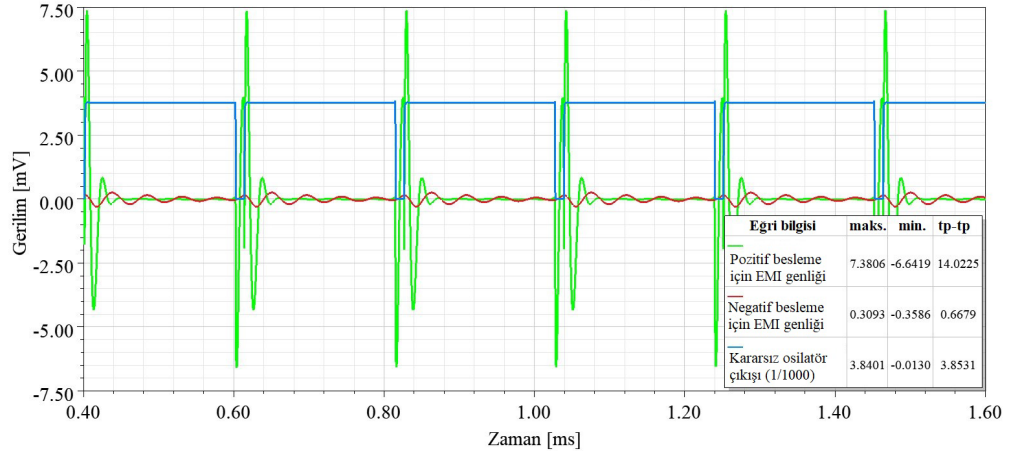
Şekil 4.26. THT devre CISPR-25 CE EMI ölçümleri

İletilen ışın testi benzetim sonuçlarına göre standartta belirtilen 150 kHz – 108 MHz frekans aralığında yer alan sınır değerlerinin aşılmadığı görülmektedir. Gürültü kaynağına ait harmonikler 183,6 kHz’de 51,0371 dB μ V ile maksimum değerini almaktadır. Aynı devre için uzak alan analizleri yapılarak yayılan ışın testi benzetim sonuçları Şekil 4.27’de verilmiştir.



Şekil 4.27. THT devre CISPR-25 RE EMI ölçümleri

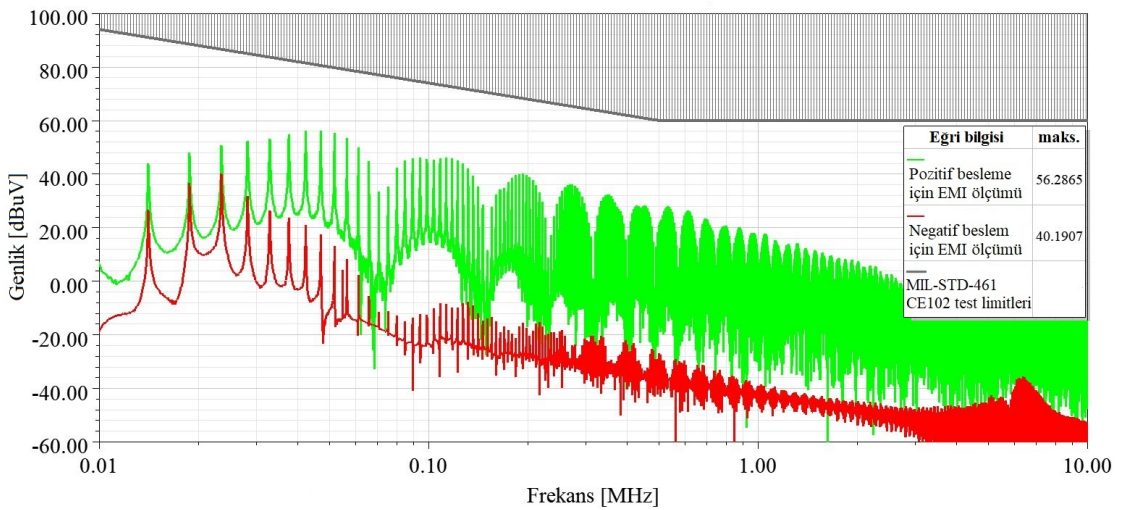
Yayılan ışın testi benzetim sonuçlarına göre standartta belirtilen 150 kHz – 108 MHz frekans aralığında yer alan sınır değerlerinin 193 kHz’de aşıldığı görülmektedir. Gürültü kaynağına ait harmonikler 193 kHz’de 53,4899 dB μ V/m ile maksimum değerini almaktadır. 0,15 – 1 MHz aralığında 1 kHz, 1 – 180 MHz arasında 1 MHz örnekleme yapılmıştır.



Şekil 4.28. THT devre MIL-STD461F CE EMI genlik ölçümleri

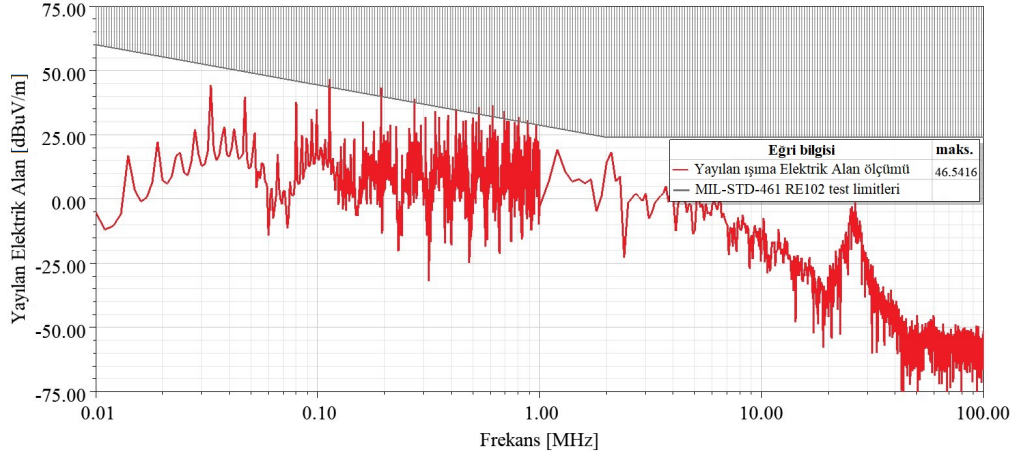
Şekil 4.28’de MIL-STD-461F standardına göre yapılan ölçümlerde elde edilen gürültü sinyalinin genlikleri görülmektedir. Diğer ölçüme benzer şekilde osilatör çıkışı ile gürültü işaretlerinin örtüştüğü görülmektedir. Burada analizin görsel olarak kolaylaştırılması için osilatör çıkışı 1/1000 oranında küçültülmüştür.

Gürültünün maksimum genliği $\pm 7,5$ mV arasında değişirken daha düşük genlikte harmoniklere sahip olduğu da görülmektedir. Değerlerin anlamlandırılması için elde edilen veri FFT ile frekans bölgesine aktarılmıştır. Şekil 4.29’da MIL-STD-461F standardı için iletilen ışın testi (CE102) benzetim sonuçları verilmiştir.



Şekil 4.29. THT devre MIL-STD461F CE102 EMI ölçümleri

CE102 testi benzetim sonuçlarına göre standartta belirtilen 10 kHz – 10 MHz frekans aralığında yer alan sınır değerlerinin aşılmadığı görülmektedir. Gürültü kaynağına ait harmonikler 47,1 kHz’de 56,2865 dB μ V ile maksimum değerini almaktadır. Aynı devre için uzak alan analizleri yapılarak yayılan ışımaya (RE102) testi benzetim sonuçları Şekil 4.30’da verilmiştir.



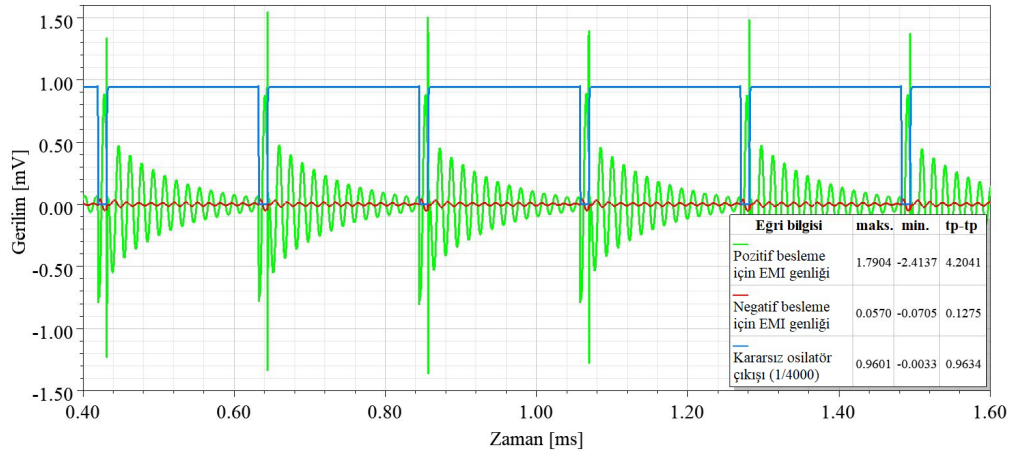
Şekil 4.30. THT devre MIL-STD461F RE102 EMI ölçümleri

RE102 testi benzetim sonuçlarına göre standartta belirtilen 10 kHz – 10 MHz frekans aralığında yer alan sınır değerlerinin 100kHz – 1 MHz arasında aşıldığı görülmektedir ve 113 kHz’de 46,5416 dB μ V/m ile maksimum değerini almaktadır. 0,01 – 1 MHz arasında 1 kHz, 1 – 100 MHz arasında 100 kHz örnekleme yapılmıştır.

4.3.2. SMD devre için EMC testleri benzetim sonuçları

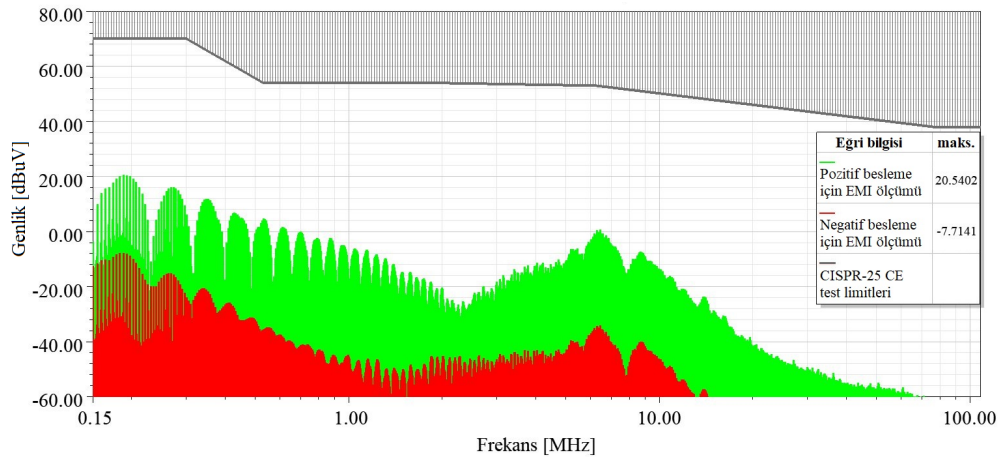
SMD devre elemanları kullanılarak tasarlanan IFOG alıcı devresinin güç hattındaki iletilen ve yayılan ışımaların incelenmesi için standartlarda belirtilen LISN yapısı güç girişine benzetim programı yardımıyla yerleştirilmiştir.

Şekil 4.31’de CISPR-25 standardına göre yapılan ölçümlerde elde edilen gürültü sinyalinin genlikleri görülmektedir. Bu gürültünün kararsız osilatör ile J112 JFET transistörünü açma ve kapama anlarında ortaya çıktığı tespit edilmiştir. Yine Şekil 4.25’te osilatör çıkışı ile gürültü değerlerinin örtüştüğü görülmektedir. Burada analizin görsel olarak kolaylaştırılması için osilatör çıkışı 1/4000 oranında küçültülmüştür.



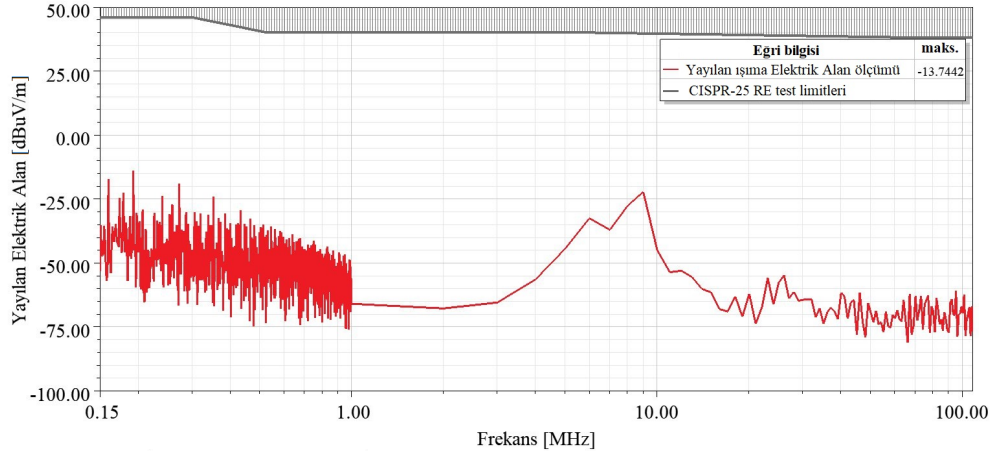
Şekil 4.31. SMD devre CISPR-25 CE EMI genlik ölçümleri

Gürültünün maksimum genliği $\pm 1,5$ mV arasında değişirken daha düşük genlikte harmoniklere sahip olduğu da görülmektedir. Değerlerin anlamlandırılması için elde edilen veri FFT ile frekans bölgesine aktarılmıştır. Şekil 4.32’de CISPR-25 standardı için iletilen ışıma testi benzetim sonuçları verilmiştir.



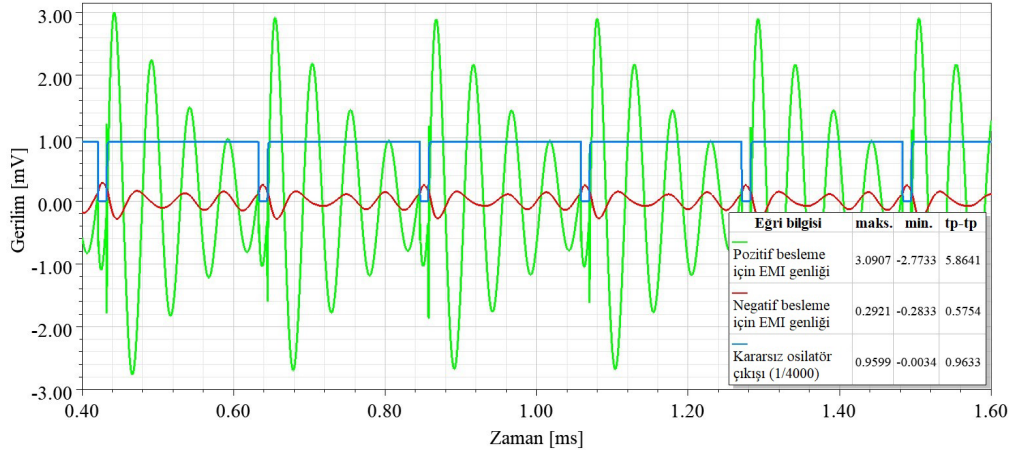
Şekil 4.32. SMD devre CISPR-25 CE EMI ölçümleri

İletilen ışıma testi benzetim sonuçlarına göre standartta belirtilen 150 kHz – 108 MHz frekans aralığında yer alan sınır değerlerinin aşılmadığı görülmektedir. Gürültü kaynağına ait harmonikler 188,3 kHz’de 20,5402 dBµV ile maksimum değerini almaktadır. Aynı devre için uzak alan analizleri yapılarak yayılan ışıma testi benzetim sonuçları Şekil 4.33’te verilmiştir.



Şekil 4.33. SMD devre CISPR-25 RE EMI ölçümleri

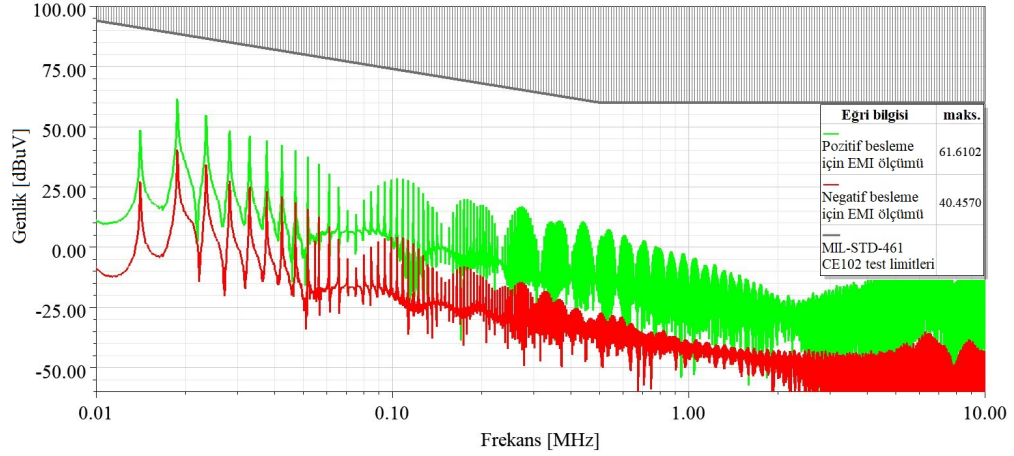
Yayılan ışınma testi benzetim sonuçlarına göre standartta belirtilen 150 kHz – 108 MHz frekans aralığında yer alan sınır değerlerinin aşılmadığı görülmektedir. Gürültü kaynağına ait harmonikler 193 kHz'de -13.7442 dBµV/m ile maksimum değerini almaktadır. 0,15 – 1 MHz aralığında 1 kHz, 1 – 180 MHz arasında 1 MHz örnekleme yapmıştır.



Şekil 4.34. SMD devre MIL-STD-461F CE EMI genlik ölçümleri

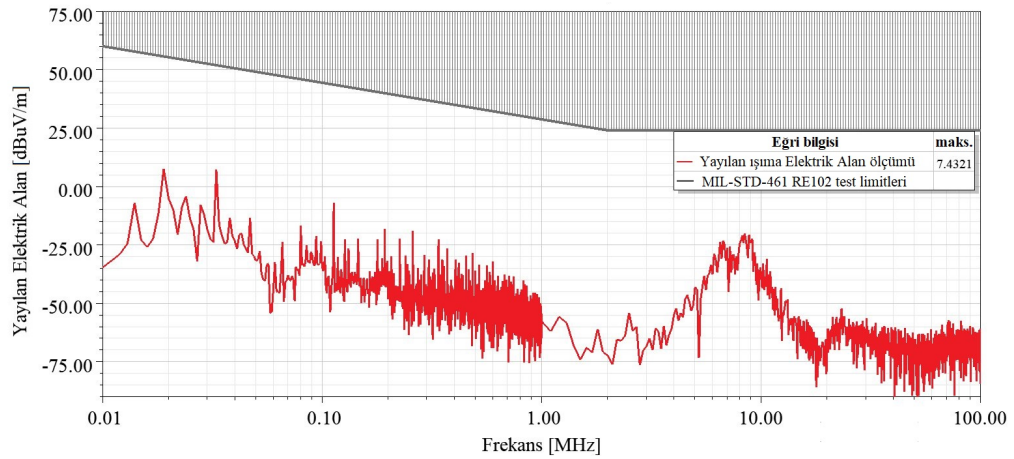
Şekil 4.34'te MIL-STD-461F standardına göre yapılan ölçümlerde elde edilen gürültü sinyalinin genlikleri görülmektedir. Diğer ölçüme benzer şekilde osilatör çıkışı ile gürültü işaretlerinin örtüştüğü görülmektedir. Burada analizin görsel olarak kolaylaştırılması için osilatör çıkışı 1/4000 oranında küçültülmüştür.

Gürültünün maksimum genliği ± 3 mV arasında değişirken daha düşük genlikte harmoniklere sahip olduğu da görülmektedir. Değerlerin anlamlandırılması için elde edilen veri FFT ile frekans bölgesine aktarılmıştır. Şekil 4.35'te MIL-STD-461F standardı için iletilen ışın testi (CE102) benzetim sonuçları verilmiştir.



Şekil 4.35. SMD devre MIL-STD-461F CE102 EMI ölçümleri

CE102 testi benzetim sonuçlarına göre standartta belirtilen 10 kHz – 10 MHz frekans aralığında yer alan sınır değerlerinin aşılmadığı görülmektedir. Gürültü kaynağına ait harmonikler 18,8 kHz'de 61,6159 dB μ V ile maksimum değerini almaktadır. Aynı devre için uzak alan analizleri yapılarak yayılan ışın (RE102) testi benzetim sonuçları Şekil 4.36'da verilmiştir.

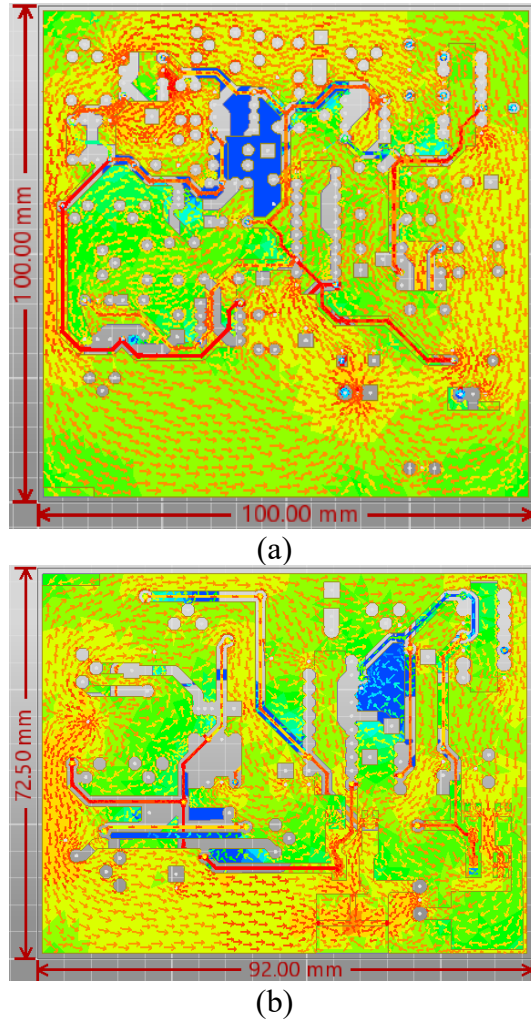


Şekil 4.36. SMD devre MIL-STD-461F RE102 EMI ölçümleri

RE102 testi benzetim sonuçlarına göre 150 kHz – 108 MHz frekans aralığında yer alan sınır değerlerinin aşılmadığı görülmektedir ve 19 kHz’de 7,4321 dB μ V/m ile maksimum değerini almaktadır. 0,01 – 1 MHz arasında 1 kHz, 1 – 100 MHz arasında 100 kHz örnekleme yapılmıştır.

4.3.3. Devre kartlarının analizi

İnterferometrik fiber optik jiroskop alıcı devresinin tasarımında THT ve SMD elemanlar kullanılarak iki farklı tasarım yapılmıştır. Buradaki amaç ikinci tasarımda devre boyutunun küçülmesine bağlı olarak döngü alanları azalması ve bağlantı yollarının kısalmasını sağlamaktır. Şekil 4.37’de iki baskı devre kartında akım ve güç yoğunlukları gösterilmektedir.

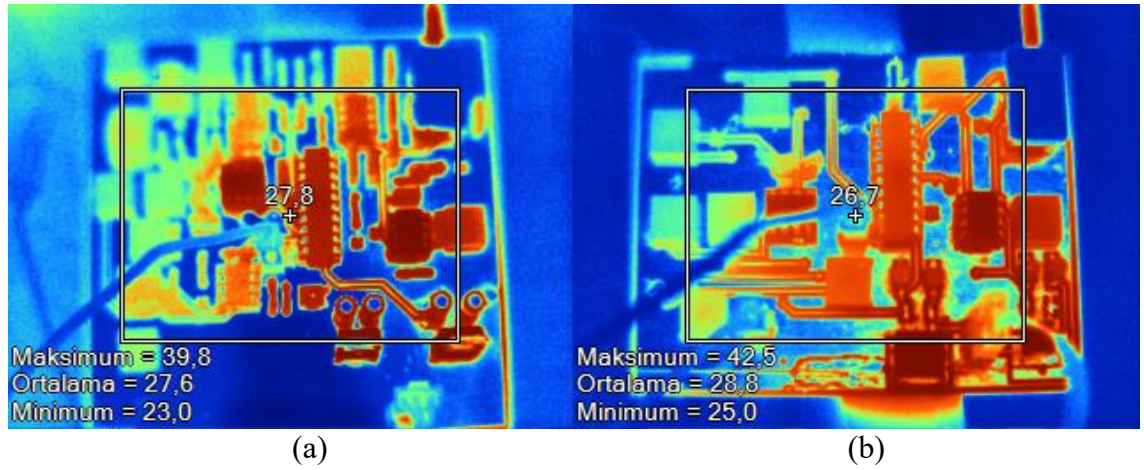


Şekil 4.37. a) THT ve b) SMD devreleri için akım ve güç yoğunlukları

Çizelge 4.2. Alıcı devrelere ait tasarım özellikleri

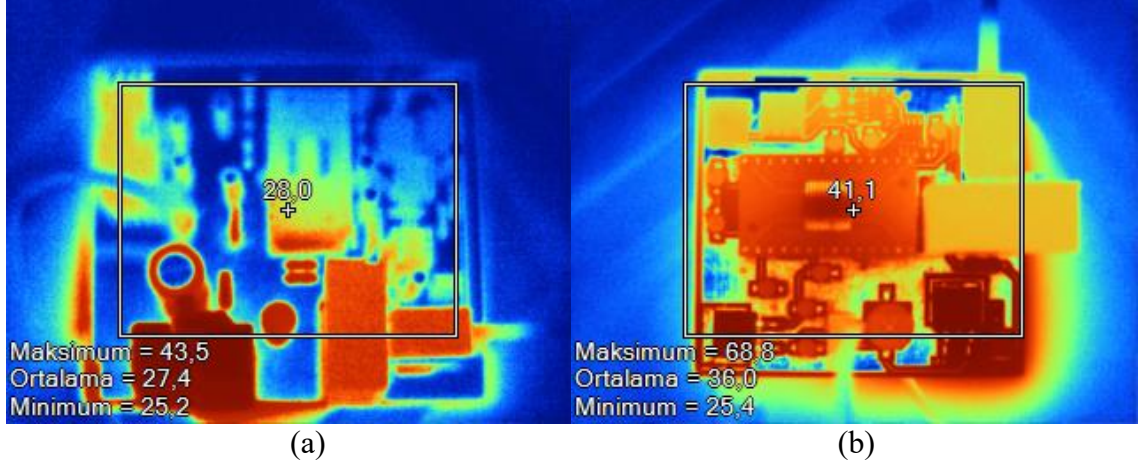
Özellikler	1. Tasarım	2. Tasarım	Değişim (%)
Kullanılan eleman türü	Bacaklı elemanlar	SMD elemanlar	
Devre boyutu	100 x 100 mm ²	92 x 72,5 mm ²	-33,3
Toplam güç hattı uzunluğu	262,68 mm	237,86 mm	-9,5
Maksimum yol uzunluğu	25,42 mm	22,86 mm	-10
Maksimum akım yoğunluğu	1,057x10 ⁷ A/m ²	1,708x10 ⁷ A/m ²	+61,6
Maksimum güç yoğunluğu	1,927x10 ⁶ W/m ³	5,030x10 ⁶ W/m ³	+161
Maksimum sıcaklık	39,8 °C	42,5 °C	+6,8

Çizelge 4.2’de iki tasarıma ait özellikler karşılaştırmalı olarak verilmiştir. SMD elemanlar kullanılan ikinci tasarımda THT devre elemanları kullanılan birinci tasarıma göre devre boyutu %33,3 oranında azalmıştır. Ayrıca güç hattı uzunluğu ikinci tasarımda birinci tasarıma göre %9,5 oranında azalmıştır. İkinci tasarımda elemanların ve devrenin küçülmesine karşın elektriksel özelliklerin aynı kalmasına bağlı olarak maksimum akım yoğunluğu %61,6 ve maksimum güç yoğunluğu %161 oranında artmıştır.



Şekil 4.38. a) THT ve b) SMD ile tasarlanan alıcıların termal kamera görüntüleri

Şekil 4.38’de sırasıyla THT ve SMD elemanlar ile tasarlanan alıcı kartların termal kamera görüntüleri verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi THT elemanlar ile tasarlanan birinci devrede sıcaklık değeri en fazla 39,8 °C ölçülürken, SMD elemanlar ile tasarlanan ikinci devrede en fazla 42,5 °C ölçülmüştür.



Şekil 4.39. a) THT ve b) SMD ile tasarlanan SLD sürücülerin termal kamera görüntüleri. Benzer şekilde SLD sürücü kartlarının termal kamera görüntüleri Şekil 4.39'da yer almaktadır. Şekilden de görüldüğü gibi ikinci tasarımda sıcaklık seviyesinde artış olmuş dolayısıyla kartın ısınma problemi ortaya çıkmıştır. Birinci tasarımda sıcaklık en fazla 43,3 °C ölçülürken, ikinci tasarımda ise en fazla 68,8 °C ölçülmüştür. Ölçümler sırasında ortam sıcaklığı 25 °C'dir.

Sıcaklık artışında etkili olan devre elemanları gerilim ve akım regülatörleridir. Tasarımda bu elemanlar devrenin kenarlarına gelecek şekilde yerleştirilmiştir. THT devre tasarımlarında bu elemanlar için alüminyum soğutucular kullanılmıştır.

Özellikle sürücü devresindeki sıcaklık artışı beraberinde optik kaynağın merkez dalgaboyunda kayma meydana getirdiği bilinmektedir. Çalışmanın devamında ortam sıcaklığının IFOG performansına etkisi incelenmiştir.

4.4. Ortam Sıcaklığı ile Ölçülebilir Minimum Açısal Hız İlişkisi

Bu bölümde, TFF ve FBG yansıtıcılı bir DPB SFS kaynaklı IFOG konfigürasyonu üzerinden farklı çıkış güçleri için, ortam sıcaklığı ile ortalama dalgaboyu ve sıcaklık ile ölçülebilir minimum açısal hız (DMRR) arasındaki değişimler analiz edilerek ilgili simülasyonlar MATLAB 2020b kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Ortam sıcaklığı ile DMRR arasındaki ilişkiyi elde etmek amacıyla, yüksek (19 mW ve 18 mW) ile düşük (2,5 mW ve 3,5 mW) olmak üzere farklı çıkış güçlerine sahip TFF ve FBG yansıtıcılı SFS

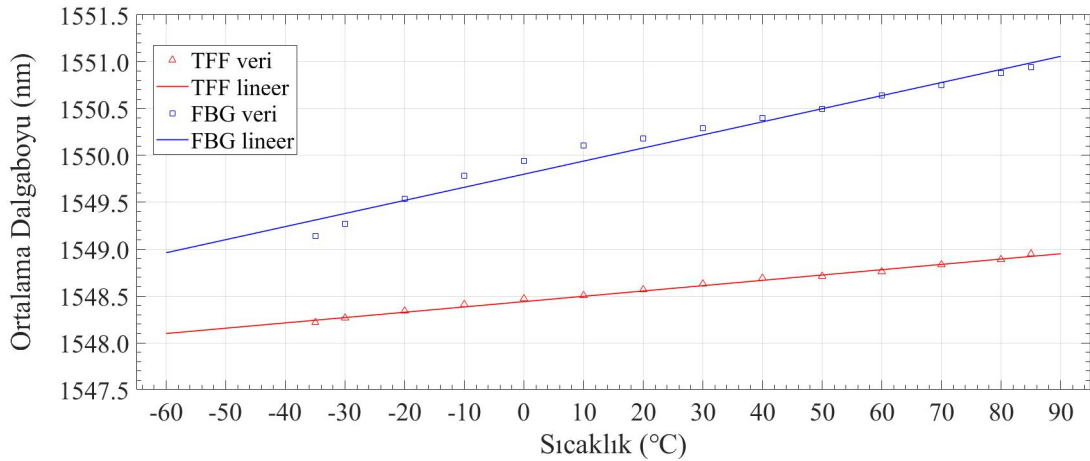
kaynaklı bir sistem için, sıcaklık-ortalama dalgaboyu değişimlerini veren veri setlerinden (Guillaumond ve Meunier, 2001) ve (Yang vd., 2002) yararlanılmıştır.

Eğri uydurma ve interpolasyon metotlarından yararlanılarak $-60\text{ }^{\circ}\text{C} - 90\text{ }^{\circ}\text{C}$ aralığında sıcaklık değişimleri ile minimum açısal hız değişimleri arasındaki bağıntıyı veren lineer denklem takımları elde edilmiştir. Ayrıca, farklı çıkış güçlerinin sistem performansı üzerindeki etkilerini görmek için 10 mW ortalama çıkış gücüne sahip SFS kaynaklı bir sistemde, sıcaklığa bağlı DMRR değişimine ilişkin veriler elde edilmiştir (Sağ vd., 2022).

Yapılan benzetimler ile minimum açısal hız ve sıcaklık arasındaki ilişkileri veren lineer denklem takımlarının elde edilmesinde optik fiber uzunluğu 1500 m , fiber sargı çapı 10 cm , pin fotodedektör duyarlılığı $0,9\text{ A/W}$ ve normalize elektriksel bandgenişiği 1 Hz olan bir açık döngü IFOG tasarımı esas alınmıştır.

4.4.1. Yüksek çıkış gücü için sıcaklık ile ortalama dalgaboyu değişimi

Sırasıyla 19 mW ve 18 mW çıkış güçlerine sahip TFF ve FBG filtre esaslı DPB SFS konfigürasyonları için sıcaklık ile ortalama dalgaboyu değişimi Şekil 4.40'ta gösterilmektedir.



Şekil 4.40. TFF ve FBG filtre esaslı DPB SFS için sıcaklık ile ortalama dalgaboyu değişimi (Guillaumond ve Meunier, 2001)

Şekil 4.40'ta gösterildiği gibi MATLAB ortamında eğri uydurma metodu ile ara değerler türetilerek TFF esaslı DPB SFS için sıcaklık ve ortalama dalgaboyu değişimi

$$MW_{TFF1} = 0,0056758 \cdot T + 1548,44 [nm] \quad (4.1)$$

olarak elde edilmiştir. Burada MW_{TFF1} , yüksek çıkış gücüne sahip TFF tabanlı sistem için merkez dalgaboyuna ve T , °C olarak sıcaklığa karşılık gelmektedir. -60 °C ve 90 °C sıcaklık değerleri için ortalama dalgaboyu sırasıyla 1548,099 nm ve 1548,951 nm'dir. 20 °C referans sıcaklık için ortalama dalgaboyu 1548,553 nm'dir. Şekil 4.40'ta sıcaklığa bağlı değişim 3,67 ppm/°C olarak hesaplanmaktadır.

FBG esaslı DPB SFS için sıcaklık ve ortalama dalgaboyu bağımlılığı, eğri uydurma metodu kullanılarak,

$$MW_{FBG1} = 0,013977 \cdot T + 1549,8 [nm] \quad (4.2)$$

olarak ifade edilir. Burada MW_{FBG1} , FBG için merkez dalgaboyuna karşılık gelmektedir.

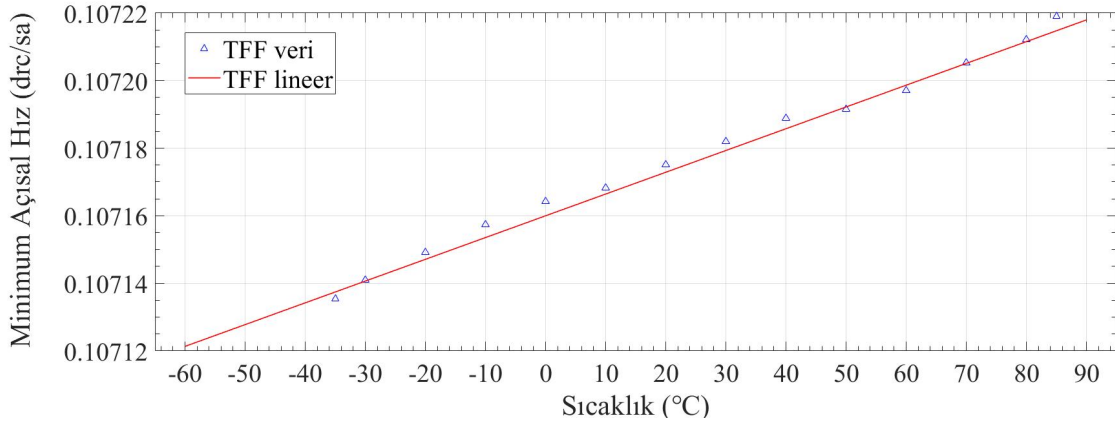
Şekil 4.40'tan da açık bir biçimde görüldüğü gibi, -60 °C ve 90 °C sıcaklık değerleri için ortalama dalgaboyu sırasıyla 1548,961 nm ve 1551,058 nm olarak elde edilmektedir. 20 °C referans sıcaklığı değeri için, ortalama dalgaboyu 1550,079 nm'dir. Sıcaklığa bağlı değişim ~9,02 ppm/°C olarak hesaplanmaktadır.

4.4.2. Yüksek çıkış gücü için sıcaklık ile minimum açısal hız değişimi

IFOG konfigürasyonunda, foton atış ve fazlalık gürültülerine bağlı olarak, ölçülebilir minimum açısal hız sıcaklıkla değişim gösterdiğinden, bu ilişki kullanılarak, 19 mW çıkış gücüne sahip İnce film (TFF) adapte edilmiş filtre esaslı DPB SFS için sıcaklık ile minimum açısal hız değişimi Şekil 4.41'de gösterildiği gibi elde edilmektedir. Denklem 4.1 ile elde edilen sıcaklığa bağlı ortalama dalgaboyu değerleri Denklem 3.37'de yerine koyulduğunda sıcaklık-minimum açısal hız arasındaki ilişki,

$$\Omega_{min_{TFF1}} = 6,4424 \times 10^{-7} \cdot T + 0,10716 \text{ [}^\circ/\text{sa]} \quad (4.3)$$

olarak elde edilmiştir. Burada, $\Omega_{min_{TFF1}}$ TFF için minimum açısal hız karşılık gelmektedir.

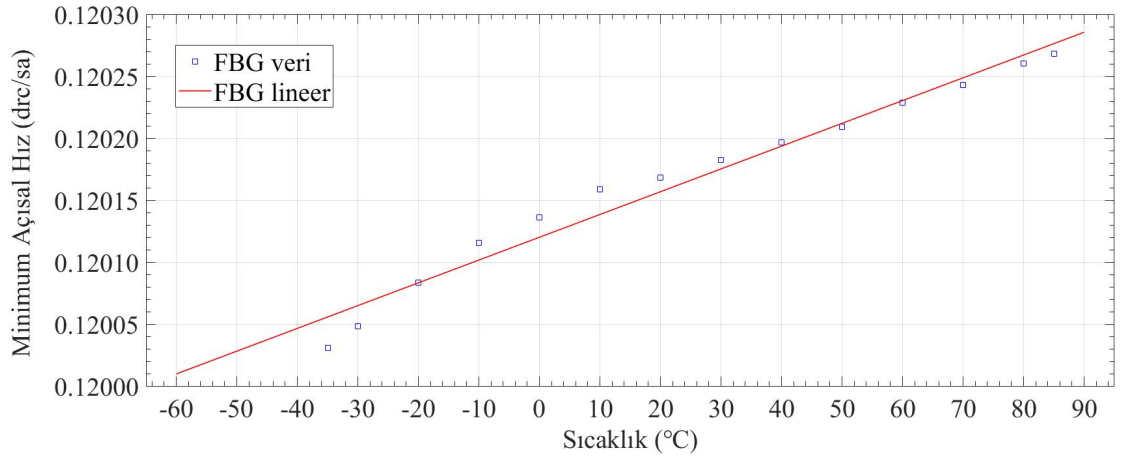


Şekil 4.41. TFF filtre esaslı DPB SFS için sıcaklık ile minimum açısal hız değişimi

Şekil 4.41'den görüldüğü gibi, -60 °C ile 90 °C aralığında sıcaklık değişimine karşılık, minimum açısal hız değerinde yaklaşık olarak 0,10712 °/sa ile 0,10722 °/sa aralığında değişim olmaktadır. Referans sıcaklık değeri 20 °C için, ölçülebilir minimum açısal hız değeri 0,10717 °/sa olarak hesaplanmaktadır. Şekil 4.41'deki benzetim ve Denklem 4.3'ten yararlanılarak minimum açısal hız değişimine karşılık, sıcaklık değişimi 6,01 ppm/°C olarak hesaplanmaktadır.

Denklem 4.1 ile elde edilen ortalama dalgaboyu ifadesi kullanılıp 20 °C referans sıcaklığında, TFF yansıtıcılı SFS kaynağın çıkış gücü azaltılarak 10 mW alındığında IFOG ölçülebilir minimum açısal hız değerleri 0,12332 °/sa ve sıcaklığa bağlı değişimi 5,43 ppm/°C hesaplanmıştır.

18 mW çıkış gücüne sahip Fiber Bragg Grating (FBG) adapte edilmiş filtre esaslı DPB SFS için sıcaklık ile minimum açısal hız değişimi Şekil 4.42'de gösterilmektedir. Görüldüğü gibi minimum açısal hız, ortam sıcaklığı ile lineer olarak artmaktadır.



Şekil 4.42. FBG filtre esaslı DPB SFS için sıcaklık ile minimum açısal hız değişimi

Denklem 4.2 ile elde edilen sıcaklığa bağlı ortalama dalgaboyu değerleri Denklem 3.37'de yerine koyulduğunda sıcaklık-minimum açısal hız arasındaki ilişki,

$$\Omega_{min_{FBG1}} = 1,8386 \times 10^{-6} \cdot T + 0,12012 \text{ [}^\circ\text{/sa]} \quad (4.4)$$

olarak ifade edilmektedir. Burada $\Omega_{min_{FBG1}}$, FBG için minimum açısal hızı ifade etmektedir.

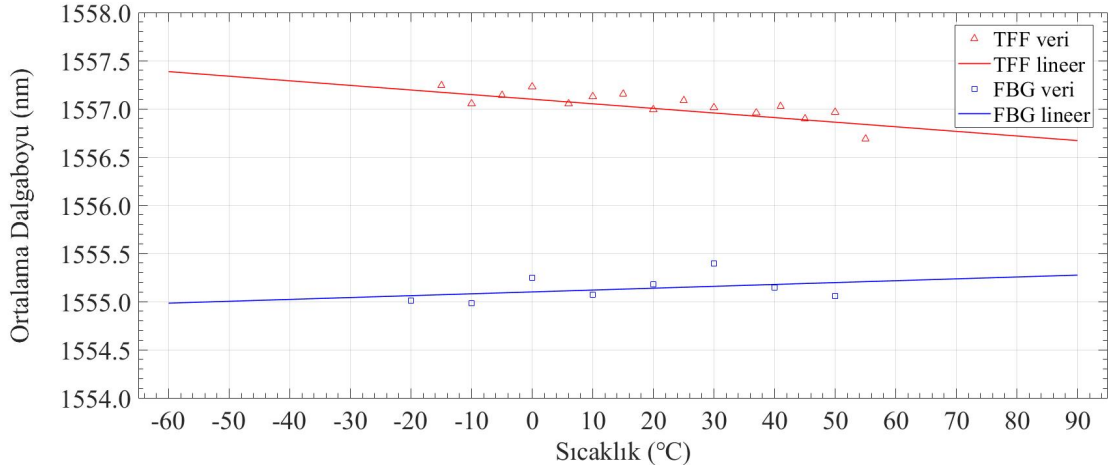
Denklem 4.4 kullanılarak -60 °C ve 90 °C aralığında sıcaklık değişimine karşılık, minimum açısal hız değişimi 0,12001 °/sa ve 0,12029 °/sa aralığında elde edilmektedir. 20 °C referans sıcaklık için, minimum açısal hız değişimi 0,12016 °/sa olarak hesaplanmaktadır. Sıcaklığa bağlı değişim, Şekil 4.42'deki benzetim kullanılarak ~15,31 ppm/°C olarak hesaplanmaktadır.

Denklem 4.2 ile elde edilen ortalama dalgaboyu ifadesi kullanılıp 20 °C referans sıcaklığında, FBG yansıtıcılı SFS kaynağın çıkış gücü azaltılarak 10 mW alındığında IFOG ölçülebilir minimum açısal hız değerleri 0,13393 °/sa ve sıcaklığa bağlı değişimi 14,08 ppm/°C hesaplanmıştır.

Her iki yansıtıcılı (filtreli) sistemde de çıkış gücü azaldığında ölçülebilir minimum açısal hız artarken sıcaklığa bağlı değişimin (dalgalanma) azaldığı gözlemlenmiştir.

4.4.3. Düşük çıkış gücü için sıcaklık ile ortalama dalgaboyu değişimi

Sırasıyla 2,5 mW ve 3,5 mW çıkış güçlerine sahip TFF ve FBG filtre esaslı DPB SFS konfigürasyonları için sıcaklık ile ortalama dalgaboyu değişimi Şekil 4.43'te gösterilmektedir.



Şekil 4.43. TFF ve FBG filtre esaslı DPB SFS için sıcaklık ile ortalama dalgaboyu değişimi (Yang vd., 2002)

TFF esaslı DPB SFS için sıcaklık ve ortalama dalgaboyu değişimi arasındaki ilişkiyi veren bağıntı,

$$MW_{TFF2} = -0,0047706 \cdot T + 1557,1 [nm] \quad (4.5)$$

olarak elde edilmiştir. Burada MW_{TFF2} , TFF için ortalama dalgaboyuna karşılık gelmektedir. Denklem 4.5 kullanılarak $-60 \text{ }^\circ\text{C}$ ve $90 \text{ }^\circ\text{C}$ sıcaklık değerleri için ortalama dalgaboyları sırasıyla, $1557,3862 \text{ nm}$ ve $1556,67065 \text{ nm}$ olarak bulunmaktadır. Referans sıcaklığının $20 \text{ }^\circ\text{C}$ değeri için ortalama dalgaboyu $1557,00459 \text{ nm}$ olarak hesaplanır. Şekil 4.43'teki benzetim ve Denklem 4.5 kullanılarak sıcaklığa bağlı ortalama dalgaboyu değişimi, $3,06 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ olarak hesaplanmaktadır.

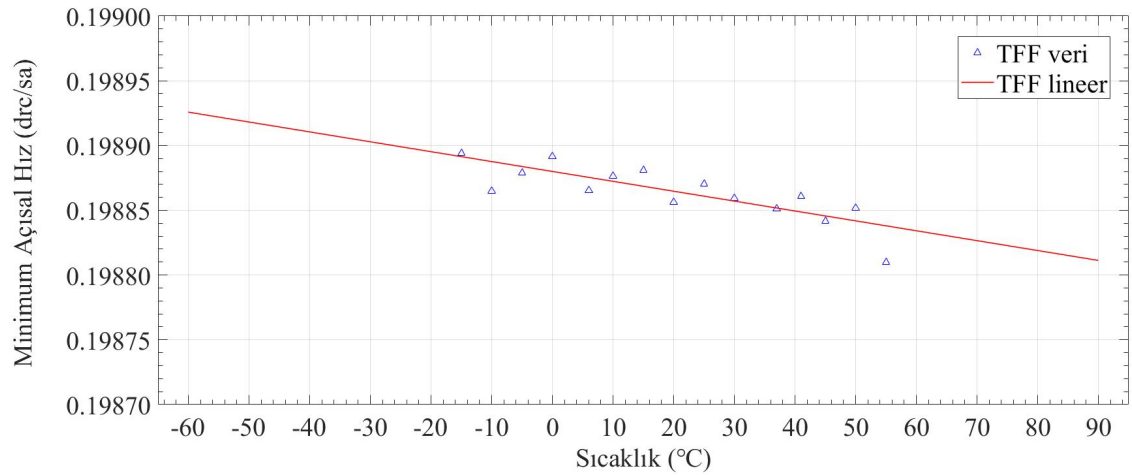
Dalgaboyu seçici yansıtıcı olarak FBG filtre esaslı DPB SFS konfigürasyonu için ortalama dalgaboyu değişimi, ortam sıcaklığının fonksiyonu olarak,

$$MW_{FBG2} = 0,0019385 \cdot T + 1555,1 [nm] \quad (4.6)$$

elde edilmiştir. Burada MW_{FBG2} , FBG için ortalama dalgaboyunu ifade etmektedir. Denklem 4.6 kullanılarak $-60 \text{ }^\circ\text{C}$ ve $90 \text{ }^\circ\text{C}$ sıcaklık değerleri için ortalama dalgaboyu değerleri sırasıyla, $1554,98369 \text{ nm}$ ve $1555,27446 \text{ nm}$ olarak hesaplanmaktadır. $20 \text{ }^\circ\text{C}$ referans sıcaklığı için ortalama dalgaboyu $1555,13877 \text{ nm}$ 'dir. Sıcaklığa bağlı, ortalama dalgaboyu değişimi $1,25 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ olarak hesaplanmaktadır.

4.4.4. Düşük çıkış gücü için sıcaklık ile minimum açısal hız değişimi

2,5 mW çıkış gücüne sahip TFF adapte edilmiş filtre esaslı DPB SFS için sıcaklık ile minimum açısal hız değişimi Şekil 4.44'te gösterilmektedir. Şekilden görüldüğü gibi, minimum açısal hız, sıcaklıkla lineer olarak azalmaktadır.



Şekil 4.44. TFF esaslı DPB SFS için sıcaklık ile minimum açısal hız değişimi

Denklem 4.5 ile elde edilen sıcaklığa bağlı ortalama dalgaboyu değerleri Denklem 3.37'de yerine koyulduğunda sıcaklık-minimum açısal hız arasındaki ilişki,

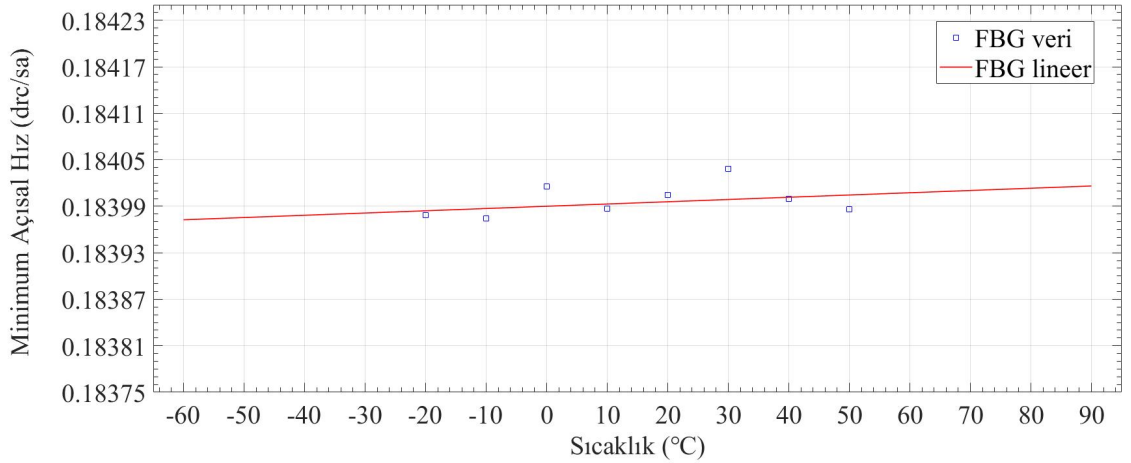
$$\Omega_{min_{TFF2}} = -7,633 \times 10^{-7} \cdot T + 0,19888 [^\circ/sa] \quad (4.7)$$

olarak ifade edilmiştir. Burada $\Omega_{min_{TFF2}}$, TFF için minimum açısal hıza karşılık gelmektedir. $-60 \text{ }^\circ\text{C}$ ve $90 \text{ }^\circ\text{C}$ sıcaklık değerleri için ölçülen minimum açısal hızlar

sırasıyla 0,19893 °/sa ve 0,19881 °/sa'dir. Referans sıcaklığının 20 °C değeri için minimum açısal hız 0,19886 °/sa'tir. Ortam sıcaklığına bağlı olarak minimum açısal hız değişimi, 3,83 ppm/°C olarak hesaplanmaktadır.

Denklem 4.5 ile elde edilen ortalama dalgaboyu ifadesi kullanılıp 20 °C referans sıcaklığında, TFF yansıtıcı SFS kaynağın çıkış gücü artırılarak 10 mW alındığında IFOG ölçülebilir minimum açısal hız değerleri 0,12538 °/sa ve sıcaklığa bağlı değişimi 4,36 ppm/°C hesaplanmıştır.

3,5 mW çıkış gücüne sahip FBG adapte edilmiş filtre esaslı DPB SFS için sıcaklık ile minimum açısal hız değişimi Şekil 4.45'te gösterilmektedir.



Şekil 4.45. FBG filtre esaslı DPB SFS için sıcaklık ile minimum açısal hız değişimi

Denklem 4.6 ile elde edilen sıcaklığa bağlı ortalama dalgaboyu değerleri Denklem 3.37'de yerine koyulduğunda sıcaklık-minimum açısal hız arasındaki ilişki,

$$\Omega_{min_{FBG2}} = 2,9071 \times 10^{-7} \cdot T + 0,18399 \text{ [}^\circ\text{/sa]} \quad (4.8)$$

olarak elde edilmiştir. Burada $\Omega_{min_{FBG2}}$, FBG için minimum açısal hızı ifade etmektedir. Denklem 4.8'den -60 °C ve 90 °C sıcaklık değerleri için ölçülebilir minimum açısal hız değerleri sırasıyla 0,18397 °/sa ve 0,18402 °/sa olarak bulunur. 20 °C referans

sıcaklığında, minimum açısal hız $0,18399 \text{ }^\circ/\text{sa}$ 'tir. Sıcaklığa bağlı değişim $1.58 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ olarak hesaplanmaktadır.

Denklem 4.6 ile elde edilen ortalama dalgaboyu ifadesi kullanılıp $20 \text{ }^\circ\text{C}$ referans sıcaklığında, FBG yansıtıcılı SFS kaynağın çıkış gücü artırılarak 10 mW alındığında IFOG ölçülebilir minimum açısal hız değerleri $0,1384 \text{ }^\circ/\text{sa}$ ve sıcaklığa bağlı değişimi $2,02 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ hesaplanmıştır.

Her iki yansıtıcılı sistemde de çıkış gücü artırıldığında ölçülebilir minimum açısal hız azalırken sıcaklığa bağlı değişimin (dalgalanma) arttığı gözlemlenmiştir. Farklı SFS çıkış güçleri için TFF ve FBG yansıtıcı kullanıldığında elde edilen ortalama dalgaboyu değişimi ve minimum açısal hız değişimi değerleri Çizelge 4.3 ve 4.4'te verilmektedir.

Çizelge 4.3. TFF'li sistemde farklı çıkış güçleri için MW ve DMRR değişimleri

SFS Çıkış Gücü	MW değişimi	DMRR değişimi
19 mW	3,67 ppm/ $^\circ\text{C}$	6,01 ppm/ $^\circ\text{C}$
2,5 mW	3,06 ppm/ $^\circ\text{C}$	3,83 ppm/ $^\circ\text{C}$

19 mW çıkış gücüne sahip TFF tabanlı sistemde minimum açısal hızın sıcaklığa bağlı değişimi, ortalama dalgaboyu değişiminin $1,64$ katı, 18 mW çıkış gücüne sahip FBG tabanlı sistemde minimum açısal hızın sıcaklığa bağlı değişimi, ortalama dalgaboyu değişiminin $1,69$ katıdır.

Çizelge 4.4. FBG'li sistemde farklı çıkış güçleri için MW ve DMRR değişimleri

SFS Çıkış Gücü	MW değişimi	DMRR değişimi
18 mW	9,02 ppm/ $^\circ\text{C}$	15,31 ppm/ $^\circ\text{C}$
3,5 mW	1,25 ppm/ $^\circ\text{C}$	1,58 ppm/ $^\circ\text{C}$

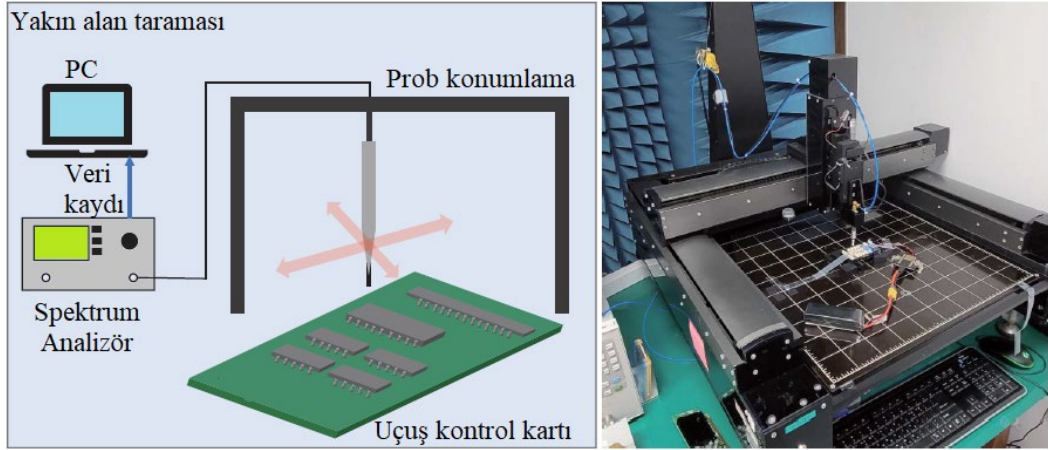
$2,5 \text{ mW}$ çıkış gücüne sahip TFF tabanlı sistemde minimum açısal hızın sıcaklığa bağlı değişimi, ortalama dalgaboyu değişiminin $1,25$ katı, $3,5 \text{ mW}$ çıkış gücüne sahip FBG

tabanlı sistemde minimum açısal hızın sıcaklığa bağlı değişimi, ortalama dalgaboyu değişiminin 1,26 katıdır.

Buradan, yüksek çıkış gücüne sahip erbiyum katkılı optik kaynaktaki sıcaklığa bağlı dalgaboyu değişiminin minimum açısal hıza etkisi, düşük çıkış gücüne sahip kaynağa göre daha fazla olduğu görülmektedir.

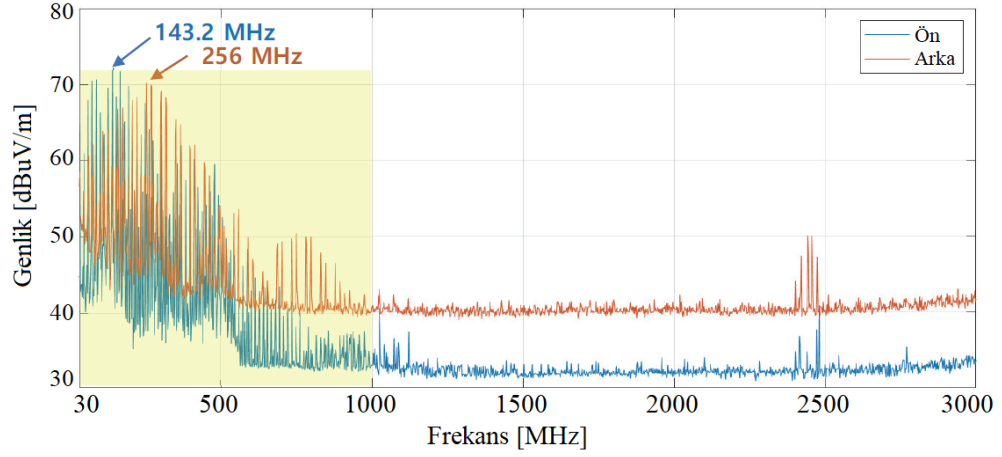
4.5. MEMS Jiroskop Yayılan Işıma Ölçümleri

Kim ve diğerleri (2022), ticari bir insansız hava aracı (UAV) olan drona ait uçuş kontrol kartındaki MEMS sensörlerin EMI analizini yapmışlardır. Bunun için yakın alan taraması tekniğini kullanmışlardır. Yakın alan tarayıcısının diyagramı ve deneysel kurulumu Şekil 4.46'da gösterilmiştir. Yakın alan tarayıcı bir spektrum analizörü, prob konumlama düzeneği ve probdan oluşmaktadır.



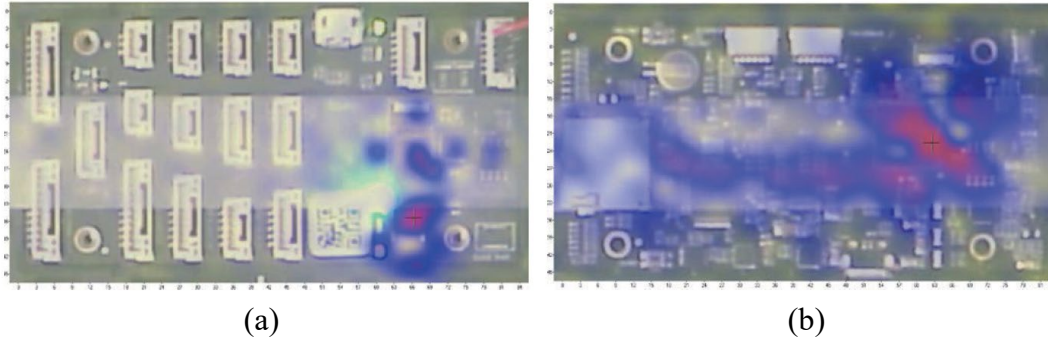
Şekil 4.46. Yakın alan tarayıcı diyagramı ve kurulumu (Kim vd., 2022)

Prob, önceden tanımlanmış ölçüm noktalarından geçmekte ve kartın üzerinde iki boyutlu bir elektrik alan dağılımı oluşturmak için yakın alan verilerini kaydetmektedir. Uçuş kontrol cihazının ön ve arka tarafları için tarama işlemleri, karta ve sensöre güç verilirken 30 MHz'den 3 GHz'e kadar gerçekleştirilmiştir. Uçuş kontrol kartının yakın alan tarama sonucu Şekil 4.47'de gösterilmiştir. Kartın her iki tarafında da baskın elektrik alanları 30 MHz ile 600 MHz arasında maksimum değerlerini almaktadır.



Şekil 4.47. Yakın alan tarama sonuçları (Kim vd., 2022)

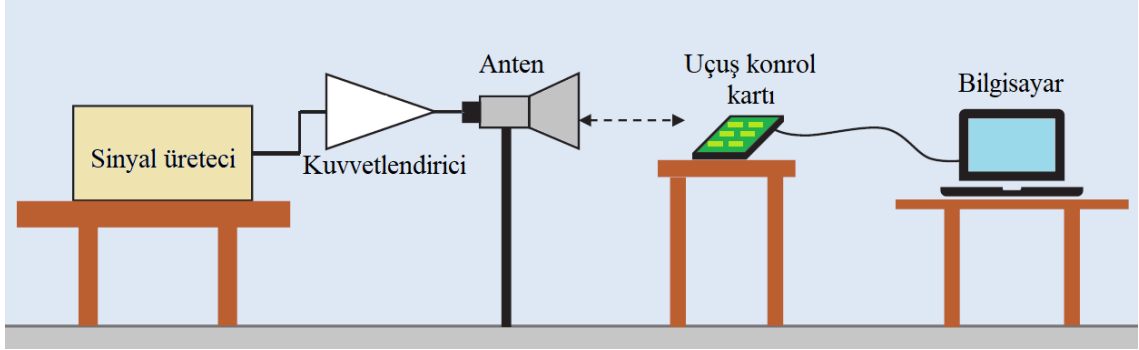
Şekil 4.48’de gösterildiği gibi, elektrik alanının sıcak noktaları, IMU'yu arka tarafa ve ana işlemciyi arka tarafa bağlayan şerit kablodur. Her iki parçanın da ortak noktası, verilerin aktif olarak iletilmesi ve alınmasıdır, bu da onları HPEM saldırısına karşı savunmasız hale getirebilir. Sonuç olarak, saldırı sinyalinin frekansı, en yüksek elektrik alan seviyesini gösteren 143.2 MHz ve 256 MHz olarak ayarlanmıştır.



Şekil 4.48. Kartın a) ön ve b) arkasındaki elektrik alan dağılımı (Kim vd., 2022)

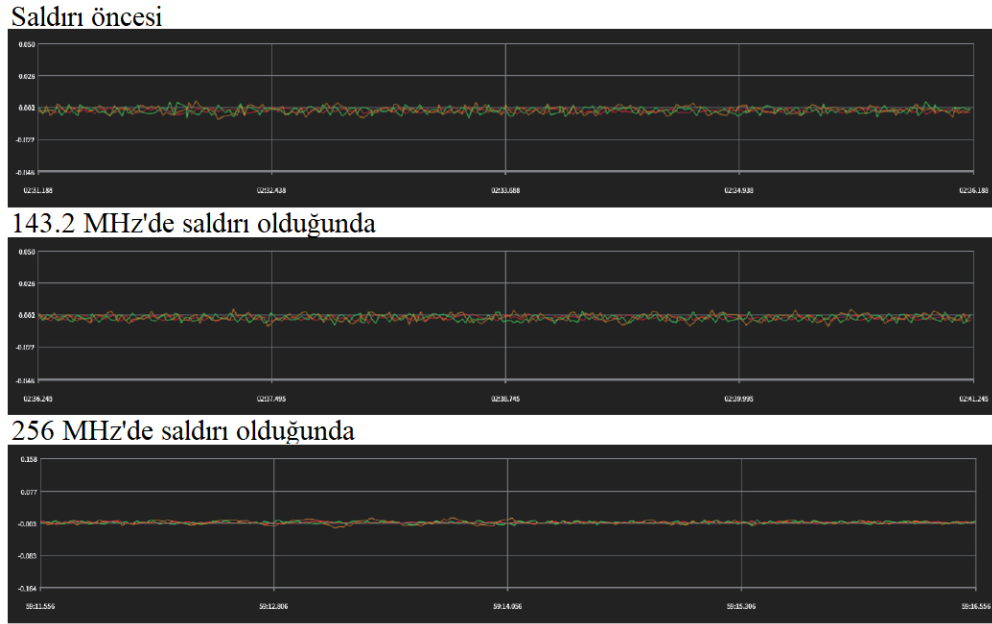
Tespit edilen 143,2 MHz ve 256 MHz frekanslarında uçuş kontrol cihazındaki IMU'nun sensör verilerini hedef alan girişim deneyleri yapılmıştır. Şekil 4.49'da deney düzeneği şeması görülmektedir. 30 MHz – 2 GHz frekans aralığına ve seçilen frekans aralığında tipik kazancı 6 dB olan bir BiLog anteni kullanılmıştır. IEMI'nin etkisini artırmak için, mümkün olan maksimum çıkışı elde etmek için antenle birlikte 50 dB kazançlı bir amplifikatör kullanılmıştır. Kablo ve konektörlerin kaybı göz önüne alındığında, anten

girişi olarak kullanılan sinyal çıkışı yaklaşık 50 dBm'dir. Hedef etrafındaki alan şiddeti, anten özelliklerine ve anten ile hedef arasındaki yol kaybına göre belirlenmiştir.



Şekil 4.49. IEMI deney düzeneği şeması (Kim vd., 2022)

Şekil 4.50, iki farklı frekansa sahip IEMI sinyalleri uygulandığında jiroskop verilerini göstermektedir. Hem jiroskopta hem de ivmeölçerde, devreye yetersiz miktarda kuplaj nedeniyle her iki frekansta da sensör verilerinde herhangi bir değişiklik gözlenmemiştir. Bu düşük kuplaj seviyesinin nedeni, hedef devrenin boyutlarının küçük olmasıdır. Bu sorunun üstesinden gelmek için, geniş bant özelliklerine sahip oldukça yüksek güçlü sinyaller gerekmektedir.



Şekil 4.50. Yüksek güçlü IEMI saldırısında MEMS jiroskop verisi (Kim vd., 2022)

5. SONUÇ

Tez çalışmasında bir interferometrik fiber optik jiroskobun optik ve elektronik tasarımının matematiksel hesaplamaları, benzetim programı ile analizi ve ürün olarak gerçekleştirilmesi yapılmıştır. IFOG performansı, bacaklı ve yüzey montaj devre elemanları kullanılarak tasarlanan farklı elektronik devre kartları için Allan varyans yöntemi ile ayrı ayrı analiz edilmiştir. Elde edilen sonuçlar ticari sınıf bir MEMS jiroskop ile karşılaştırılmıştır.

Çalışmaları ve performansları doğrulanan tasarımların elektromanyetik gürültü seviyeleri uluslararası otomotiv (CISPR-25) ve askeri (MIL-STD-461F) standartlara göre analiz edilmiştir. Tasarlanan iki farklı PCB'nin güç hattı için S-parametreleri elde edilmiş ve iletilen ışımaya (CE) ve yayılan ışımaya (RE) testlerinin benzetimleri standarda uygun LISN kullanılarak tamamlanmıştır.

Ayrıca tasarlanan devrelerin ısınma problemleri termal kamera kullanılarak elde edilen verilerle incelenmiştir. Sıcaklığın jiroskop performansına etkilerini gözlemlemek için erbiyum katkılı SFS optik kaynaklar için literatürde yapılan deneysel çalışmalardan elde edilen veriler kullanılarak benzetim programı ile analizler gerçekleştirilmiştir. Buradan sıcaklık ile ölçülebilir minimum açısal hız arasındaki ilişki matematiksel denklemler türetilerek açıklanmıştır.

Yapılan bütün analizler sırasında, elektronik devrelerin benzetimlerinde ORCAD Pspice, baskı devre kartlarının tasarlanmasında Altium Designer, PCB'lerin elektriksel ve elektromanyetik uyumluluk analizleri için ANSYS EM Suite, Allan varyans ve ölçülebilir minimum açısal hız analizleri için MATLAB programları kullanılmıştır.

Örnekleme frekansı 100 Hz olan bir işlemci ile yaklaşık 2 saat boyunca toplanan verilerin Allan varyans analizi ve gürültü değerleri aşağıdaki gibi elde edilmiştir. Veri toplama işlemi her bir sistem için beşer kez tekrar edilmiştir.

İnterferometrik fiber optik jiroskoplar ölçüm performansları açısından karşılaştırıldığında, THT devre elemanları ile yapılan birinci alıcı devre tasarımı için açısız rasgele yürüme değeri $0,052 \text{ }^\circ/\sqrt{sa}$ ve SMD elemanlar ile yapılan ikinci alıcı devre tasarımı için açısız rasgele yürüme değeri $0,057 \text{ }^\circ/\sqrt{sa}$ olarak ölçülmüştür. Her iki tasarım da taktik sınıfı için gerekli $0,05 - 0,5 \text{ }^\circ/\sqrt{sa}$ değer aralığındadır. Sabit kayma kararsızlığı değerleri birinci tasarım için $1,424 \text{ }^\circ/sa$ ve ikinci tasarım için $1,807 \text{ }^\circ/sa$ olarak ölçülmüştür. Her iki tasarım da taktik sınıfı için gerekli $0,15 - 15 \text{ }^\circ/sa$ değer aralığında yer almaktadır. Ayrıca hızdaki rasgele yürüme değerleri birinci ve ikinci tasarım için sırasıyla $7,8137 \text{ }^\circ/\sqrt{sa^3}$ ve $4,2007 \text{ }^\circ/\sqrt{sa^3}$ olarak elde edilmiştir.

Karşılaştırma için alınan MEMS jiroskobun ölçülen açısız rasgele yürüme $0,7071 \text{ }^\circ/\sqrt{sa}$ ile ticari sınıf için gerekli $0,5 \text{ }^\circ/\sqrt{sa}$ ve üzeri değer aralığındadır. Benzer şekilde MEMS jiroskop için ölçülen sabit kayma kararsızlığı $10,7459 \text{ }^\circ/sa$ ile ticari sınıf için gerekli $15 \text{ }^\circ/sa$ ve üzeri değer aralığından daha iyi performans göstermiştir. Ayrıca hızdaki rasgele yürüme değeri $27,0375 \text{ }^\circ/\sqrt{sa^3}$ olarak elde edilmiştir.

Üç farklı ölçüm için elde edilen sonuçlara göre tasarlanan IFOG'lar ticari sınıf bir MEMS jiroskopa göre açısız rasgele yürüme gürültüsünde ~13 kat, sabit kayma kararsızlığı gürültüsünde ~6 kat ve hızdaki rasgele yürüme gürültüsünde ~5 kat daha iyi performans göstermiştir. Gürültü parametreleri açısından değerlendirildiğinde tasarlanan interferometrik fiber optik jiroskoplar taktik sınıfı, MEMS jiroskop ticari sınıfı özelliklerini karşılamaktadır.

Tasarlanan devreler elektromanyetik girişim açısından karşılaştırıldığında, THT devre elemanları ile yapılan birinci tasarım için CISPR-25 iletilen ışımaya testi benzetim sonuçlarına göre gürültü kaynağına ait harmonikler 183,6 kHz'de $51,0371 \text{ dB}\mu\text{V}$ ile maksimum değerini almaktadır. SMD devre elemanları ile yapılan ikinci tasarım için ise 188,3 kHz'de $20,5402 \text{ dB}\mu\text{V}$ ile maksimum değerini almaktadır. CISPR-25 iletilen ışımaya maksimum değerinin ikinci tasarımda birinci tasarıma göre %59,7 oranında azaldığı tespit edilmiştir.

Birinci tasarım için CISPR-25 yayılan ışımaya testi benzetim sonuçlarına göre gürültü kaynağına ait harmonikler 193 kHz'de $53,4899 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{m}$ ile maksimum değerini almaktadır. İkinci tasarım için ise 193 kHz'de $-13,7442 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{m}$ ile maksimum değerini almaktadır. CISPR-25 yayılan ışımaya maksimum değerinin ikinci tasarımda birinci tasarıma göre %125,7 oranında azaldığı tespit edilmiştir.

Birinci tasarım için MIL-STD-461F CE102 testi benzetim sonuçlarına göre gürültü kaynağına ait harmonikler 47,1 kHz'de $56,2865 \text{ dB}\mu\text{V}$ ile maksimum değerini almaktadır. İkinci tasarım için ise 18,8 kHz'de $61,6159 \text{ dB}\mu\text{V}$ ile maksimum değerini almaktadır. MIL-STD-461F iletilen ışımaya maksimum değerinin ikinci tasarımda birinci tasarıma göre %9,5 oranında arttığı tespit edilmiştir.

Birinci tasarım için MIL-STD-461F RE102 testi benzetim sonuçlarına göre gürültü kaynağına ait harmonikler 113 kHz'de $46,5416 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{m}$ ile maksimum değerini almaktadır. İkinci tasarım için ise 19 kHz'de $7,4321 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{m}$ ile maksimum değerini almaktadır. MIL-STD-461F yayılan ışımaya maksimum değerinin ikinci tasarımda birinci tasarıma göre %84,4 oranında azaldığı tespit edilmiştir.

Alıcı devreler tasarım parametreleri açısından karşılaştırıldığında ikinci tasarımda birinci tasarıma göre devre boyutunun 10.000 mm^2 'den 6670 mm^2 'ye %33,3 oranında azaldığı, güç hattı toplam uzunluğunun $262,68 \text{ mm}$ 'den $237,86 \text{ mm}$ 'ye %9,5 oranında azaldığı tespit edilmiştir. Ayrıca en uzun iletim hattının birinci tasarımda $25,42 \text{ mm}$ 'den ikinci tasarımda $22,86 \text{ mm}$ 'ye %10 oranında kısaldığı tespit edilmiştir.

EMI testlerinden elde edilen verilerden SMD elemanlar ile gerçekleştirilen ikinci tasarımda yol uzunlukları ve döngü alanlarının azaltılmasına bağlı olarak THT devre elemanları ile gerçekleştirilen birinci tasarıma göre iletilen ve yayılan ışımaya seviyelerinde düşüş olduğu görülmektedir. Literatürdeki çalışmalarda IFOG elektronik devre kartlarının elektromanyetik girişim analizi yapılmamıştır. Bu tez çalışmasında tasarlanan PCB devreler farklı elektromanyetik uyumluluk standartlarına göre analiz edilmiş, gürültüye sebep olabilecek yapılar tespit edilmiş ve tasarım elektromanyetik uyumluluk açısından iyileştirilmiştir.

Tasarımda iletim hatlarının ve döngü alanlarının azalmasıyla ikinci tasarımda maksimum akım yoğunluğunun birinci tasarıma göre $1,057 \times 10^7 \text{ A/m}^2$ 'den $1,708 \times 10^7 \text{ A/m}^2$ 'ye %61,6 oranında arttığı ve maksimum güç yoğunluğunun birinci tasarıma göre $1,927 \times 10^6 \text{ W/m}^3$ 'den $5,030 \times 10^6 \text{ W/m}^3$ 'e %161 oranında arttığı tespit edilmiştir. Termal kamera ile elde edilen görüntülerden alıcı devre kartındaki maksimum sıcaklığın ikinci tasarımda birinci tasarıma göre $39,8 \text{ }^\circ\text{C}$ 'den $42,5 \text{ }^\circ\text{C}$ 'ye %6,8 oranında arttığı tespit edilmiştir. SLD sürücü devre kartında ise maksimum sıcaklığın ikinci tasarımda birinci tasarıma göre $43,3 \text{ }^\circ\text{C}$ 'den $68,8 \text{ }^\circ\text{C}$ 'ye %58,2 oranında arttığı tespit edilmiştir.

Özellikle sürücü devresindeki sıcaklık artışı beraberinde merkez dalgaboyunda kayma meydana getirdiği bilinmektedir. Sıcaklığın jiroskop performansına etkisinin analiz edilmesi için detayları aşağıda verilen bir sistemin benzetimi yapılmıştır.

Erbiyum katkılı fiber optik kaynaklarda ortam sıcaklığı, ortalama dalgaboyunu etkilemektedir. Bu çalışmada, DPB SFS'e sahip temel bir IFOG konfigürasyonu kullanılarak, ortalama dalgaboyundaki değişimin DMRR üzerindeki etkileri analiz edilmiştir. Ortalama dalgaboyu ve DMRR sıcaklığa bağımlılığına ilişkin simülasyonlar elde edilmiştir. Ayrıca, $-60 \text{ }^\circ\text{C}$ – $90 \text{ }^\circ\text{C}$ sıcaklık aralığında, TFF ve FBG yansıtıcılı SFS kaynaklara ait sıcaklığa bağlı ortalama dalgaboyu ve DMRR değerleri türetilmiş ve bu parametrelerin birbirleriyle ilişkisini veren lineer denklem takımları eğri uydurma yönteminden yararlanılarak teorik olarak elde edilmiştir. Analizler ve simülasyonlarda DMRR değişimleri, fazlalık ve foton atış gürültülerinin etkileri esas alınarak gerçekleştirilmiştir.

Sıcaklığın ölçülebilir minimum açısal hıza etkisi $-60 \text{ }^\circ\text{C}$ – $90 \text{ }^\circ\text{C}$ sıcaklık aralığında, TFF yansıtıcılı SFS kullanılan IFOG konfigürasyonunda optik çıkış gücü 19 mW iken $6,01 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ve $2,5 \text{ mW}$ iken $3,83 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ olarak hesaplanmıştır. FBG yansıtıcılı SFS kullanılan IFOG konfigürasyonunda optik çıkış gücü 18 mW iken $15,31 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ve $3,5 \text{ mW}$ iken $1,58 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ olarak hesaplanmıştır. Sıcaklığa bağlı ortalama dalga boyundaki değişimlerin ölçülebilir minimum açısal hıza etkisi, yüksek çıkış gücüne sahip sistemlerde arttığı görülmüştür.

Ortam sıcaklığı 20 °C’de sabit tutulduğunda, TFF yansıtıcı IFOG konfigürasyonunda ölçülebilir minimum açısal hız değerleri optik çıkış gücü 19 mW iken 0,10717 °/sa ve 2,5 mW iken 0,19886 °/sa olarak hesaplanmıştır. Buna karşılık, FBG yansıtıcı konfigürasyonda ölçülebilir minimum açısal hız değerleri optik çıkış gücü 18 mW iken 0,12016 °/sa ve 3,5 mW iken 0,18399 °/sa olarak hesaplanmıştır. Dolayısıyla buradan, optik çıkış gücü arttıkça, DMRR değerinin artma eğiliminde olduğu görülmektedir.

10 mW sabit çıkış gücünde ve 20 °C sabit ortam sıcaklığında TFF yansıtıcı SFS kaynağa sahip IFOG ile ölçülebilir minimum açısal hız değeri 0,12538 °/sa, FBG yansıtıcı SFS kaynağa sahip sistem için 0,1384 °/sa olarak elde edilmiştir. Her iki sistem de navigasyon uygulamaları için gerekli olan 0,01 °/sa – 0,15 °/sa açısal hız kayma kararlılığı değer aralığında yer almaktadır. Benzetimler ve teorik sonuçlara göre, optik çıkış güçleri aynı sistemler için TFF adapte edilmiş SFS kaynakların, FBG filtre kullanılan kaynaklara kıyasla daha iyi performans gösterdiği görülmektedir.

Bu tez çalışmasıyla elektromanyetik girişimin interferometrik fiber optik jiroskoplardaki etkisi analiz edilmiş ve elektronik özellikler aynı tutularak, devreye ekleme yapmadan, bilinen yöntemler ile tasarım değiştirilerek girişimin azaltılabileceği gösterilmiştir. Eşit optik özelliklere sahip iki farklı IFOG devre kartının EMI seviyeleri ile termal görüntüler karşılaştırıldığında yollar ve alanın azalması ile ısınmanın arttığı gösterilmiştir. Ortam sıcaklığı ile ölçülebilir minimum açısal hız ilişkisini veren denklem takımları elde edilmiştir.

KAYNAKLAR

- Analog Devices. (2016). *AD630 Balanced Modulator/Demodulator*.
<https://www.analog.com/en/products/ad630.html>
- Arı, N., & Özen, Ş. (2008). *Elektromanyetik Uyumluluk* (1. baskı). Palme Yayıncılık.
- Armenise, M. N., Ciminelli, C., Dell'Olio, F., & Passaro, V. M. N. (2010). *Advances in gyroscope technologies*. Springer Berlin Heidelberg. <https://doi.org/10.1007/978-3-642-15494-2>
- Bergh, R. A., Culshaw, B., Cutler, C. C., Lefevre, H. C., & Shaw, H. J. (1982). Source statistics and the Kerr effect in fiber-optic gyroscopes. *Optics Letters*, 7(11), 563–565. <https://doi.org/10.1364/ol.7.000563>
- Bishnoi, H. (2013). *Behavioral EMI Models of Switched Power Converters Behavioral EMI Models of Switched Power Converters*. Virginia Polytechnic Institute and State University.
- Blin, S., Digonnet, M. J. F., & Kino, G. S. (2008). Fiber-optic gyroscope operated with a frequency-modulated laser. *19th International Conference on Optical Fibre Sensors, 7004*, 697–700. <https://doi.org/10.1117/12.786165>
- Burns, W. K., & Moeller, R. P. (1996). Noise Effects in High Sensitivity Fiber Optic Gyros. *Fiber Optic Gyros: 20th Anniversary Conference, 2837*, 381–387. <https://doi.org/10.1117/12.258201>
- Burns, W. K., Moeller, R. P., & Dandridge, A. (1990). Excess Noise in Fiber Gyroscope Sources. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2(8), 606–608. <https://doi.org/10.1109/68.58063>
- Çelikel, O. (2008). *Açık-döngü ve kapalı-döngü interferometrik fiber optik jiroskop (İFOJ) prototipinin tasarımı ve optoelektronik karakterizasyonu*. Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü.
- Çelikel, O., & San, S. E. (2009). Design details and characterization of all digital closed-loop interferometric fiber optic gyroscope with superluminescent light emitting diode. *Optical Review*, 16(1), 35–43. <https://doi.org/10.1007/s10043-009-0008-5>
- CISPR 25. (2017). *BS EN 55025, Vehicles, boats and internal combustion engines - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers*. <https://webstore.iec.ch/publication/64645>
- Desurvire, E. (2002). *Erbium-doped fiber amplifiers: principles and applications* (1. baskı). John Wiley & Sons. Inc.
- Du, S., Guan, Y., Jin, J., & Zhang, C. (2012). Finite element model of thermal transient effect for crossover-free fiber optic gyros. *Optik*, 123(8), 748–751. <https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2011.06.036>
- Ebberg, A., & Schiffner, G. (1985). Closed-loop fiber-optic gyroscope with a sawtooth phase-modulated feedback. *Optics Letters*, 10(6), 300–302.
- Falquier, D. G., Digonnet, M. J. F., & Shaw, H. J. (1999). Improved polarization stability of the output mean wavelength in an Er-doped superfluorescent fiber source incorporating a Faraday rotator mirror. *Optical Devices for Fiber Communication*, 3847, 10–15. <https://doi.org/10.1117/12.371255>
- Gaiffe, T. P., Simonpietri, P., Morisse, J., Cerre, N., Taufflieb, E. M., & Lefevre, H. C. (1996). Wavelength stabilization of an erbium-doped-fiber source with a fiber Bragg grating for high-accuracy FOG. *Fiber Optic Gyros: 20th Anniversary Conference, 2837*, 375–380. <https://doi.org/10.1117/12.258200>

- Gu, H., Yang, G., Yang, Y., Weng, H., & Zhao, Q. (2007). Analysis and Simulation of Optical Polarization Fluctuation of Interferometric Fiber Optic Gyroscope. *Fundamental Problems of Optoelectronics and Microelectronics III*, 6595, 878–883. <https://doi.org/10.1117/12.726615>
- Guillaumond, D., & Meunier, J. P. (2001). Comparison of two flattening techniques on a double-pass erbium-doped superfluorescent fiber source for fiber-optic gyroscope. *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics*, 7(1), 17–21. <https://doi.org/10.1109/2944.924004>
- Han, J., Ge, S., Shen, Y., & Li, X. (2006). Modeling and simulation of digital closed-loop fiber optic gyroscope. *Proceedings of the World Congress on Intelligent Control and Automation*, 1659–1663. <https://doi.org/10.1109/WCICA.2006.1712634>
- Hong, W., Lou, S., Huang, B., Zhang, P., Ma, Y., Li, Y., Hu, X., Wang, M., & Ding, C. (2020). Multipoint reset modulation for reduced crosstalk in a miniaturized fiber optic gyroscope. *2020 DGON Inertial Sensors and Systems, ISS 2020 - Proceedings*, 16, 1–13. <https://doi.org/10.1109/ISS50053.2020.9244885>
- Huang, T. C., He, Q., Shu, X. W., & Liu, C. (2016). Characteristic analysis of praseodymium doped superfluorescent fluoride fiber source operating at 1.3 μm . *Optical and Quantum Electronics*, 48(2), 1–11. <https://doi.org/10.1007/s11082-015-0318-8>
- IEEE Std 952-1997. (2008). *IEEE Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Single-Axis Interferometric Fiber Optic Gyros*. <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.1998.86153>
- Jin, J., Tian, H. T., Pan, X., & Song, N. F. (2010). Electrical crosstalk-coupling measurement and analysis for digital closed loop fibre optic gyro. *Chinese Physics B*, 19(3), 030701. <https://doi.org/10.1088/1674-1056/19/3/030701>
- Kay, C. J. (1985). Serrodyne Modulator in a Fibre-Optic Gyroscope. *IEE Proceedings, Part J: Optoelectronics*, 132(5), 259–264. <https://doi.org/10.1049/ip-j.1985.0051>
- Keskin, H., Vural, H. A., Altinöz, B., Bektik, Ü., & Altan, H. (2022). 1030 nm All-Fiber Closed-Loop Fiber Optic Gyroscope with High Sensitivity. *Journal of Sensors*, 2022, 1–8. <https://doi.org/10.1155/2022/8967827>
- Kim, H. K., Dangui, V., Digonnet, M., & Kino, G. (2005). Fiber-optic gyroscope using an air-core photonic-bandgap fiber. *17th International Conference on Optical Fibre Sensors*, 5855, 198–201. <https://doi.org/10.1117/12.623788>
- Kim, S.-G., Lee, E., Hong, I.-P., & Yook, J.-G. (2022). Review of Intentional Electromagnetic Interference on UAV Sensor Modules and Experimental Study. *Sensors*, 22(6), 2384. <https://doi.org/10.3390/s22062384>
- Krohn, D. A., MacDougall, T. W., & Mendez, A. (2014). *Fiber Optic Sensors: Fundamentals and Applications* (4. baskı). SPIE Press. <https://doi.org/10.1117/3.1002910>
- Lefèvre, H. C. (2022). *The Fiber-Optic Gyroscope* (3. Baskı). Artech House.
- Li, X., Li, H., Gu, Y., Liu, P., Zhang, Y., Guo, Y., & Meng, Q. (2019). Design of high shielding effectiveness magnetic shield for fiber optic gyroscope. *Optik*, 198, 163160. <https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2019.163160>
- Li, Y., Sun, Y., Wang, X., & Jiang, M. (2015). Er-doped superfluorescent fiber source with enhanced mean-wavelength stability incorporating a fiber filter. *Infrared and Laser Engineering*, 44(1), 244–248.

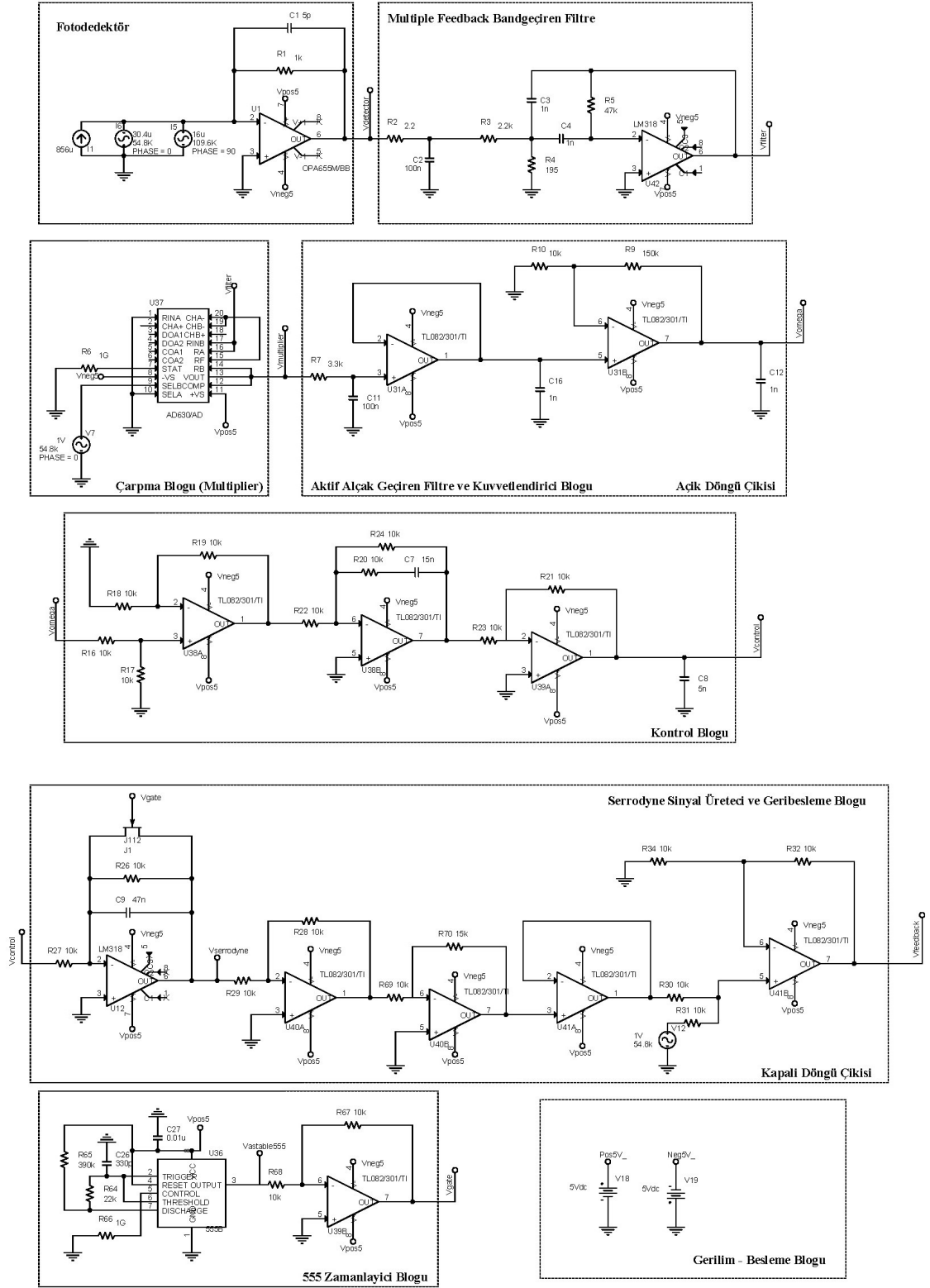
- Lihui, W., Sun, F., & Wang, R. (2008). Research on the modulation phase distortion error character of y wave-guide in fiber optic gyroscope. *2008 International Symposium on Intelligent Information Technology Application Workshop*, 847–850. <https://doi.org/10.1109/IITA.Workshops.2008.42>
- Lin, X., Han, W., Chen, K., & Zhang, W. (2020). On the Development and Application of FOG. İçinde *Gyroscopes - Principles and Applications*. IntechOpen. <https://doi.org/10.5772/intechopen.88542>
- Ling, W., Li, X., Yang, H., Liu, P., Xu, Z., & Wei, Y. (2016). Reduction of the Shupe effect in interferometric fiber optic gyroscopes: The double cylinder-wound coil. *Optics Communications*, 370, 62–67. <https://doi.org/10.1016/j.optcom.2016.02.064>
- Liu, J., Xu, J., & Ma, X. (2012). Research on electromagnetic susceptibility of fiber optical gyroscope. *2012 Symposium on Photonics and Optoelectronics, SOPO 2012*, 1–4. <https://doi.org/10.1109/SOPO.2012.6270494>
- Liu, P., Li, X., Guang, X., Li, G., & Guan, L. (2017). Bias Error Caused by the Faraday Effect in Fiber Optical Gyroscope with Double Sensitivity. *IEEE Photonics Technology Letters*, 29(15), 1273–1276. <https://doi.org/10.1109/LPT.2017.2723007>
- Lloyd, S. W., Digonnet, M. J. F., & Fan, S. (2011). Near shot-noise limited performance of an open loop laser-driven interferometric fiber optic gyroscope. *21st International Conference on Optical Fiber Sensors*, 7753, 1462–1465. <https://doi.org/10.1117/12.899550>
- Maxim Integrated. (2015). *MAX1968/MAX1969 Power Drivers for Peltier TEC Modules*. <https://www.analog.com/en/products/max1968.html>
- Medjadba, H., Lecler, S., Simohamed, L. M., Fontaine, J., & Kiefer, R. (2011). An optimal open-loop multimode fiber gyroscope for rate-grade performance applications. *Optical Fiber Technology*, 17(6), 546–553. <https://doi.org/10.1016/j.yofte.2011.06.018>
- MIL-STD-461F. (2007). *Interface Standard Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment*.
- Moeller, R. P., Burns, W. K., & Frigo, N. J. (1989). Open-Loop Output and Scale Factor Stability in a Fiber-Optic Gyroscope. *Journal of Lightwave Technology*, 7(2), 262–269. <https://doi.org/10.1109/50.17765>
- Montrose, M. I. (2000). *Printed Circuit Board Design Techniques for EMC Compliance: A Handbook for Designers* (2. baskı). IEEE. <https://doi.org/10.1109/9780470545676>
- Navruz, İ., Arı, F., Yücel, K., & Çetinkaya, F. K. (2019). Açık çevrim fiberoptik jiroskop için yeni bir açısız hız modellemesi. *Gazi Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Dergisi*, 34(1), 339–350. <https://doi.org/10.17341/gazimmfd.416497>
- Nazir, J., Vivek, T., & Jaisingh, T. (2016). Temperature stabilization in fibre optic gyroscopes for high altitude aircraft. *Optik*, 127(20), 9701–9710. <https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2016.03.083>
- Ott, H. W. (2009). *Electromagnetic Compatibility Engineering* (1. baskı). John Wiley & Sons, Inc. <https://doi.org/10.1002/9780470508510>
- Pan, X., Wang, L., Zhang, S., & Song, N. (2019). Effect of digital-to-analog converter glitch on the modulation and demodulation of a digital closed-loop fiber-optic gyroscope. *Optical Fiber Technology*, 47, 43–50. <https://doi.org/10.1016/j.yofte.2018.11.024>

- Passaro, V. M. N., Cuccovillo, A., Vaiani, L., De Carlo, M., & Campanella, C. E. (2017). Gyroscope technology and applications: A review in the industrial perspective. *Sensors (Switzerland)*, *17*(10), 2284. <https://doi.org/10.3390/s17102284>
- Paul, C. R. (2006). *Introduction to Electromagnetic Compatibility* (2. baskı). John Wiley & Sons, Inc. <https://doi.org/10.1002/0471758159>
- Pérez, R. J., Álvarez, I., & Enguita, J. M. (2016). Theoretical design of a depolarized interferometric fiber-optic gyroscope (IFOG) on SMF-28 single-mode standard optical fiber based on closed-loop sinusoidal phase modulation with serrodyne feedback phase modulation using simulation tools for tactical and industrial grade applications. *Sensors (Switzerland)*, *16*(5), 604. <https://doi.org/10.3390/s16050604>
- Sağ, E., Günday, A., & Yılmaz, G. (2022). Influence of temperature on detectable minimum rotation rate in i-FOGs using Er-doped SFSs. *Journal of Electrical Engineering*, *73*(2), 146–151. <https://doi.org/10.2478/jee-2022-0019>
- Şenyürek, V. Y. (2012). *Fiber optik jiroskopların performanslarının sayısal işaret işleme yöntemleri ile artırılması*. Marmara Üniversitesi.
- Skalský, M., Havránek, Z., & Fialka, J. (2019). Efficient modulation and processing method for closed-loop fiber optic gyroscope with piezoelectric modulator. *Sensors (Switzerland)*, *19*(7), 1710. <https://doi.org/10.3390/s19071710>
- Song, N., Zhang, C., & Du, X. (2002). Analysis of vibration error in fiber optic gyroscope. *Advanced Sensor Systems and Applications*, *4920*, 115–121. <https://doi.org/10.1117/12.481959>
- STMicroelectronics. (2021). *LM317 adjustable voltage regulators*. <https://www.st.com/en/power-management/lm317.html>
- Sun, F., Wang, L., Wang, G., & Liu, G. (2010). Study on the drift of modulated phase in interference fiber optic gyroscope. *Journal of Computers*, *5*(3), 394–400. <https://doi.org/10.4304/jcp.5.3.394-400>
- Sun, Q. D., Zhu, Z. H., & Larouche, B. P. (2013). Implementation of closed loop control system of FOG based on FPGA. *Sensors and Transducers*, *20*(4), 46–52.
- Wang, L. A., & Su, C. D. (1999). Modeling of a double-pass backward Er-doped superfluorescent fiber source for fiber-optic gyroscope applications. *Journal of Lightwave Technology*, *17*(11), 2307–2315. <https://doi.org/10.1109/50.803024>
- Wysocki, P. F., Dignonnet, M. J. F., Kim, B. Y., & Shaw, H. J. (1994). Characteristics of erbium-doped superfluorescent fiber sources for interferometric sensor applications. *Journal of Lightwave Technology*, *12*(3), 550–567. <https://doi.org/10.1109/50.285318>
- Yang, Y., Yu, S., Zheng, Z., Zhang, W., Jin, W., & Jiang, X. (2002). Erbium-doped superfluorescent fiber source for fiber optic gyroscope. *Advanced Sensor Systems and Applications*, *4920*, 111–114. <https://doi.org/10.1117/12.481957>
- Yin, S., Ruffin, P. B., & Yu, F. T. S. (2008). *Fiber Optic Sensors* (2. baskı). CRC Press.
- Zhang, Y., Li, X., Liu, C., Li, H., & Du, S. (2020). Investigation of heat source position and fiber coil size for decreasing the FOG scale factor temperature error. *Optik*, *204*, 164203. <https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2020.164203>

EKLER

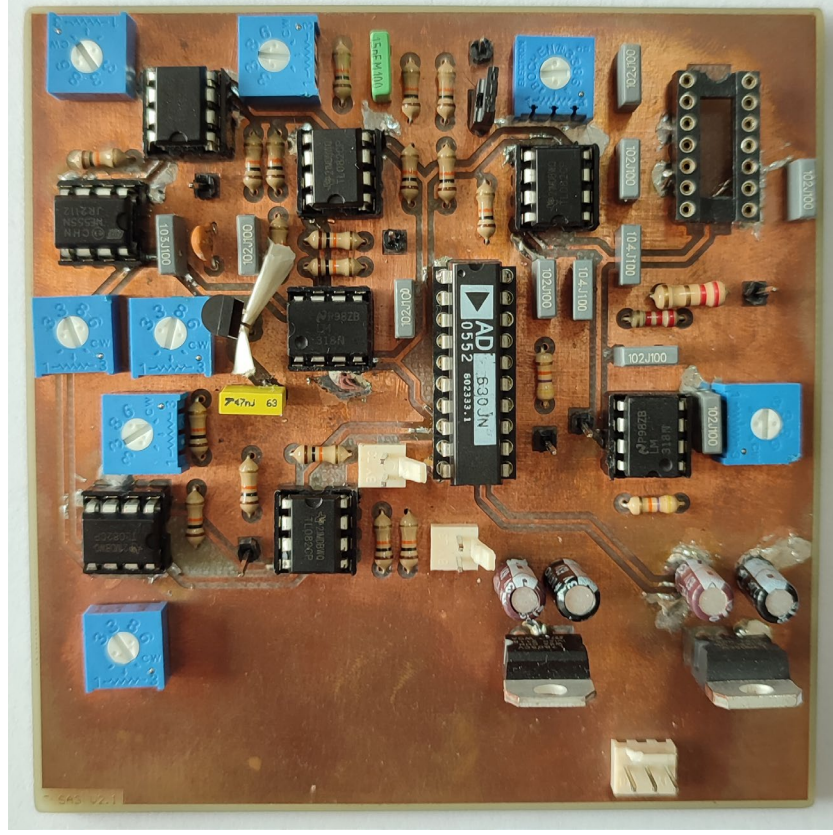
- EK 1** IFOG Alıcı Devresi Tasarımı
- EK 2** Tasarlanan Baskı Devre Kartlarının Gerçeklenmesi
- EK 3** EMI Testleri için Benzetim Modelleri
- EK 4** SLD Modülü Bilgisi
- EK 5** PINFET Fotodedektör Modülü Bilgisi
- EK 6** J112 JFET Bilgisi

EK 1 IFOG Alıcı Devresi Tasarımı

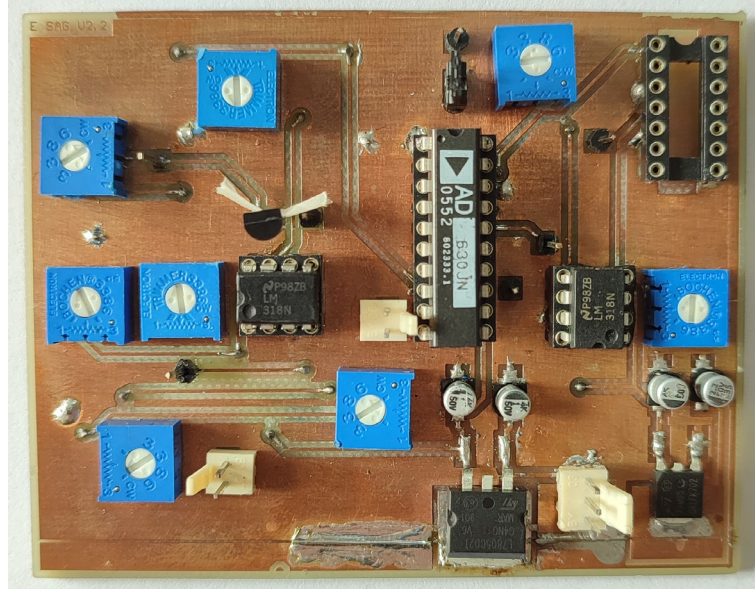


Ek Şekil 1.1. IFOG alıcı devresi tasarımı

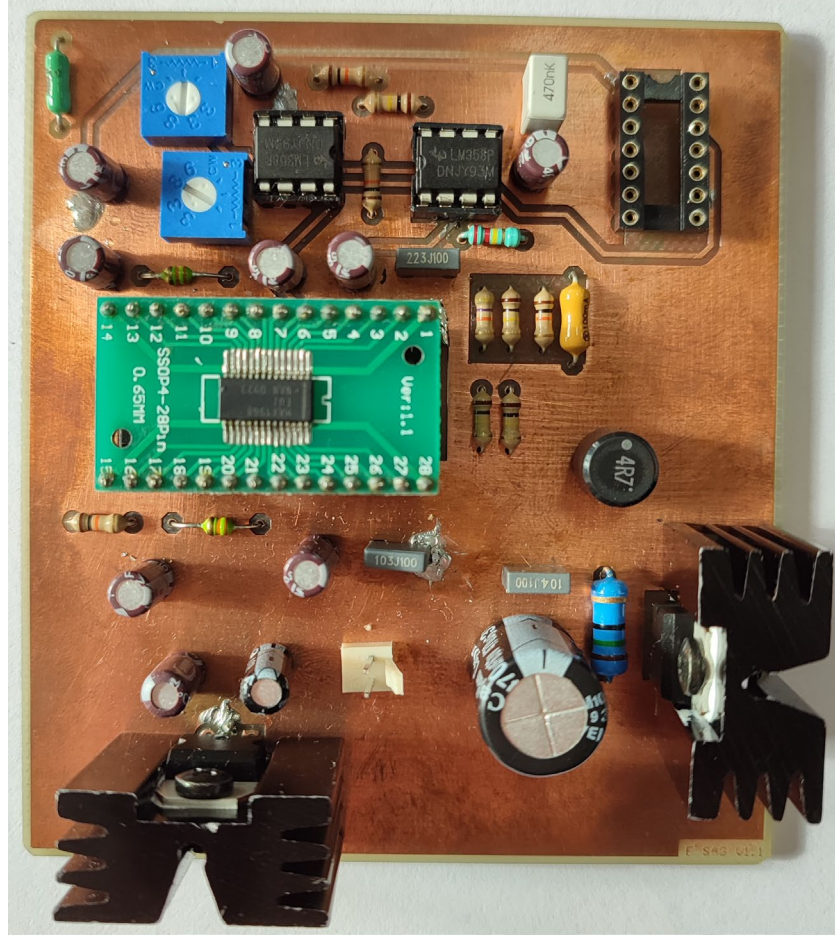
EK 2 Tasarlanan Baskı Devre Kartlarının Gerçeklenmesi



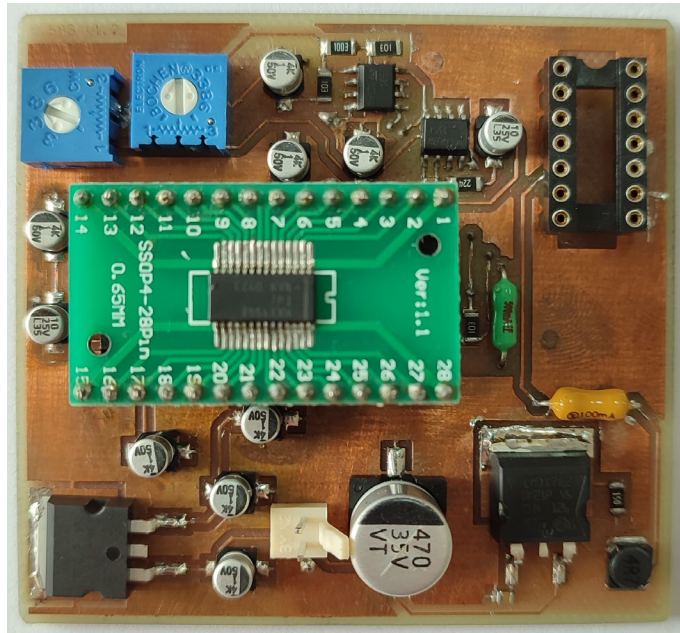
Ek Şekil 2.1. Gerçekleştirilen IFOG THT alıcı devresi



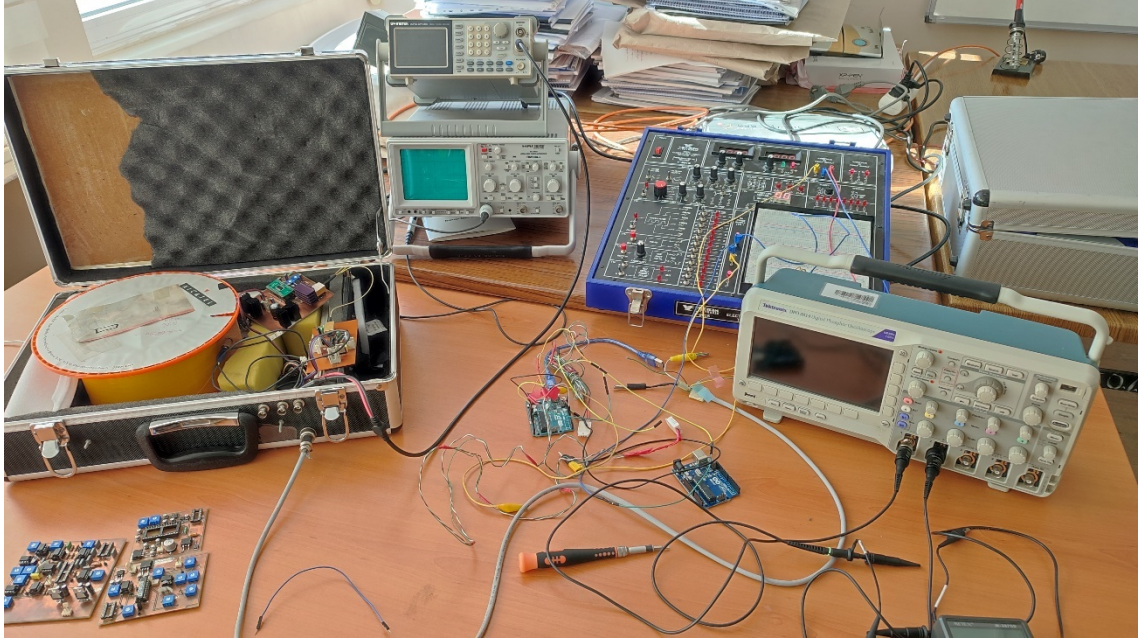
Ek Şekil 2.2. Gerçekleştirilen IFOG SMD alıcı devresi



Ek Şekil 2.3. Gerçekleştirilen IFOG THT SLD sürücü devresi

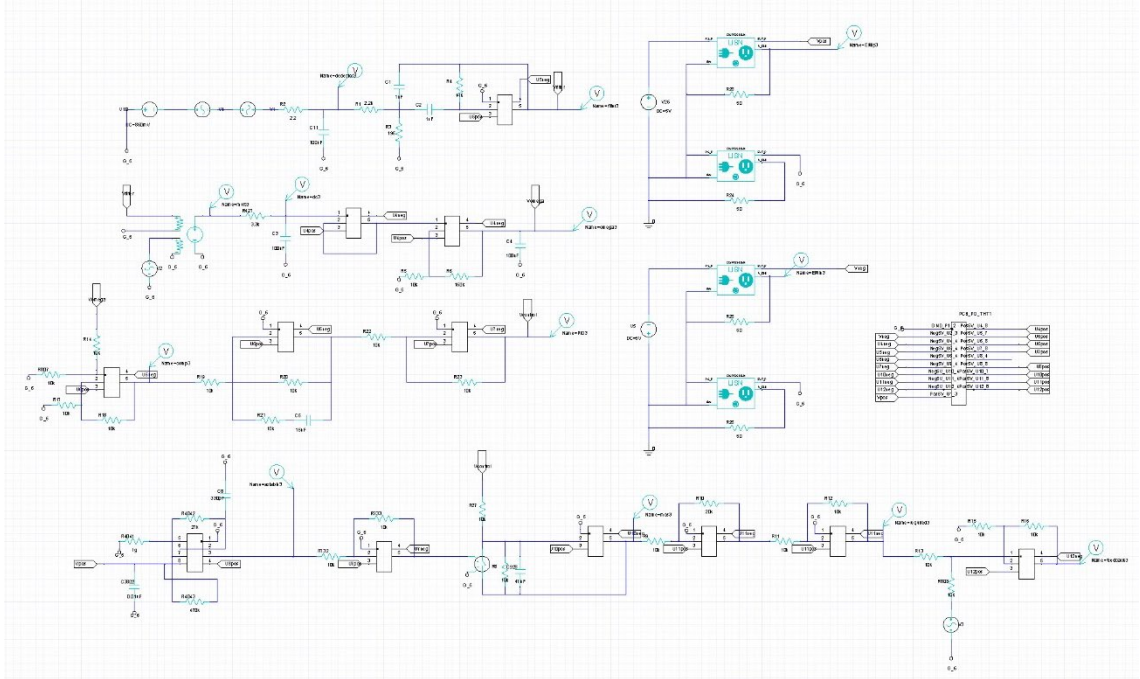


Ek Şekil 2.4. Gerçekleştirilen SMD SLD sürücü devresi

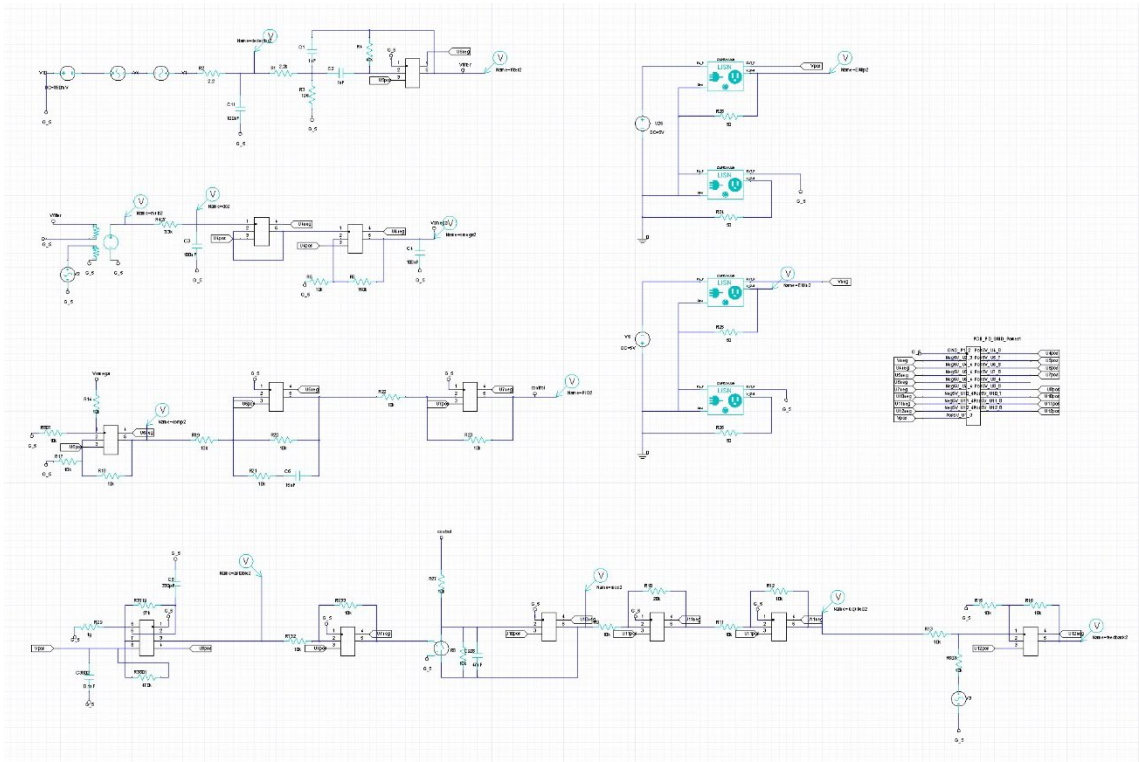


Ek Şekil 2.5. Sistem test düzeneği

EK 3 EMI Testleri için Benzetim Modelleri



Ek Şekil 3.1. THT devre için EMI testi devre şeması



Ek Şekil 3.2. SMD devre için EMI testi devre şeması

EK 4 SLD Modülü Bilgisi

1310nm Superluminescent Diode

DESCRIPTION

SLD-1310-DPs are superluminescent diodes with broad spectral width and low coherence for fiber-optic test and measurements and sensing applications. The diode is packaged in a 14 pin DIP package with a thermo-electric cooler.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T = 25°C)

PARAMETER	RATING	UNITS
Storage Temperature	-30 to +80	°C
Operating Temperature	-10 to +50	°C
Forward Current	150	mA
Reverse Voltage	2	V

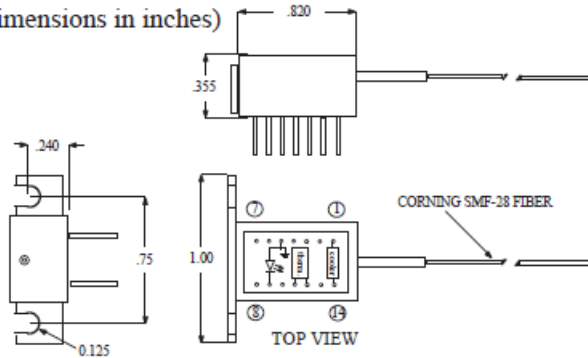


OPTICAL AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T = 25°C)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Optical Power	P_o	CW, $I_f = 120\text{mA}$	0.5	1	-	mW
Forward Voltage	V_f	CW, $I_f = 120\text{mA}$	-	-	2.0	V
Peak Wavelength	λ_p	CW, $P=P_o$	1280	1310	1330	nm
Spectral Half Width	$\Delta\lambda$	CW, $P=P_o$	25	40	-	nm
Thermistor	R	$T_{SLD} = 25^\circ\text{C}$	9.0	10.0	11.0	K Ω
TEC Current	I_{TEC}	-	-	-	0.8	A

DIMENSIONAL OUTLINE

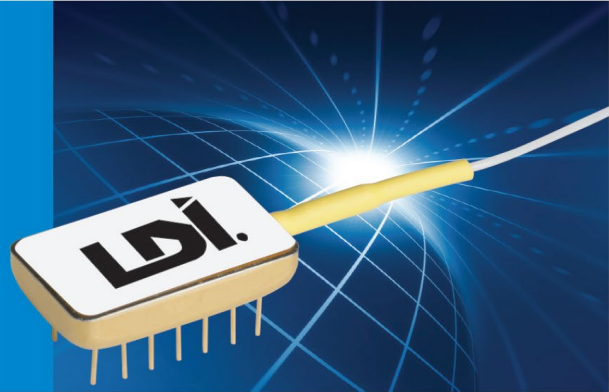
(All dimensions in inches)



Pin #	Function
1	Cooler (+)
2-4	N/C
5	LD Anode (+), GND
6-8	N/C
9	LD Cathode (-)
10	N/C
11	Thermistor
12	Thermistor
13	N/C
14	Cooler (-)

EK 5 PINFET Fotodedektör Modülü Bilgisi

- GR-468-CORE Telcoridia Qualified
- High Sensitivity
- High Overload Power
- Wide Dynamic Range
- 850, 1310, 1550nm Operation
- Hermetic Package - Industry Standard 14 Pin DIP Package
- MIL or IEC Screening available upon request



The OSI Laser Diode Inc. PINFET provides an excellent solution for optical receiver systems that require both high sensitivity and wide dynamic range. Applications include telecommunications line-terminating equipment or repeaters and optical sensor systems. The receiver package offers high reliability satisfying Telcordia specifications.

Common Characteristics @ 25°C

		LDSF Series			LDPF Series			LDPW Series		
		min	typ	max	min	typ	max	min	typ	max
Dark Current @ -5V	nA		0.5	1		0.5	1		0.5	1
Maximum Optical Input @ -5V	dBm		Sensitivity Level (dBm) +25dB			Sensitivity Level (dBm) +25dB		-3	0	
Sensitivity Derating Over Temperature	dB		<1			<1			<1	
Detector Responsivity	A/W		0.5			0.90			0.95	
						0.90			0.95	
						0.95			0.95	
Maximum Output Signal Level	Vpp		2.5			2.5			0.8	
Output Impedance	Ohms		10			10			10	
Load Impedance	Ohms		1000			1000			1000	
Supply Voltage	V	4.5		5.5	4.5		5.5	4.5		5.5
Power Supply Current +5V	mA		25	35		25	35		25	35
Power Supply Current -5V	mA		10	15		10	15		10	15
Fiber - MM Tight Buffer	um		50/125/245/900			50/125/245/900			50/125/245/900	

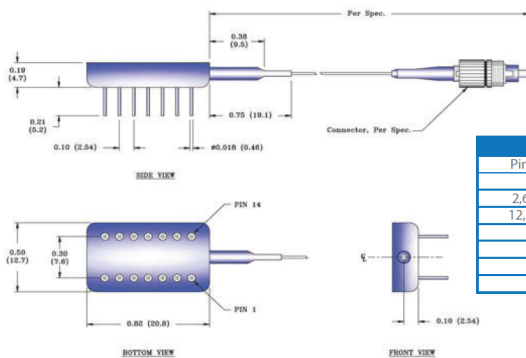
Absolute Maximum Ratings

	Units	LDPF, LDPW & LDSF Series
Operating Temperature	°C	-40 to +70
Storage Temperature	°C	-40 to +85
Positive Supply Voltage	V	+7
Negative Supply Voltage	V	-7
Detector Bias	V	-10
Soldering time at 260°C	secs	10

Notes:

1. Bandwidth is measured at the -3dB point.
2. A given bandwidth will typically support an NRZ data rate of 1.4 times the 3dB bandwidth.
3. Sensitivity is calculated using the noise voltage measured at 25°C and $T_a=25^\circ\text{C}$ for a BER of 10^{-9}

Outline Drawing



Pin	Function
1	-5 V detector bias
2,6,9,11	no connection
12,13,14	no connection
3,5,8	ground
4	-5 volts
7	output
10	+5 volts

Part Numbering Diagram

Bandwidth
 0003 = 3MHz
 0004 = 4MHz
 0012 = 12MHz
 0024 = 24MHz
 0032 = 32MHz
 0065 = 65MHz
 0120 = 120 MHz
 0250 = 250MHz

Series Indicator
 LDPF
 LDPW
 LDSF

RoHS Compliant Designator

Connector Type
 FC = FC / PC
 LC = LC / PC
 SC = SC / PC
 ST = ST*

No Characters = No Connector

Dimensions: Inches [mm]
 Detailed package drawings are available upon request.
 Standard fiber lengths: 1m min. unconnectorized; 1m +/- 0.1m connectorized

EK 6 J112 JFET Bilgisi

J111, J112

JFET Chopper Transistors N-Channel — Depletion

Features

- Pb-Free Packages are Available*

MAXIMUM RATINGS

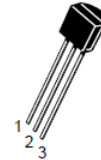
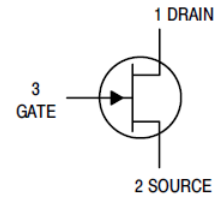
Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Gate Voltage	V_{DG}	-35	Vdc
Gate-Source Voltage	V_{GS}	-35	Vdc
Gate Current	I_G	50	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above = 25°C	P_D	350 2.8	mW mW/°C
Lead Temperature	T_L	300	°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +150	°C

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>



TO-92
CASE 29-11
STYLE 5

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Emirhan SAĞ
Doğum Yeri ve Tarihi : KONAK, 28.06.1992
Yabancı Dil : İngilizce

Eğitim Durumu
Lise : Övgü Terzibaşoğlu Anadolu Lisesi
Lisans : Bursa Uludağ Üniversitesi
Yüksek Lisans : Yıldız Teknik Üniversitesi

Çalıştığı Kurum/Kurumlar : -

İletişim (e-posta) : emirhan.sag@gmail.com

Yayımları :

Sağ, E., Günday, A., ve Yılmaz, G. (2022). Influence of temperature on detectable minimum rotation rate in IFOGs using Er-doped SFSs. *Journal of Electrical Engineering*, 73(2), 146-151.

Kılınçarslan, K., Sağ, E. ve Günday, A. (2021). Effects of Photon-Shot and Excess Noises on Detectable Minimum Rotation Rate in IFOG Design for Autonomous Vehicles, *International Conference on Advanced Engineering, Technology and Applications (ICAETA 2021)*, 103-107.

Coşkun, O., Çevik, Ö., Sağ, E. ve Yılmaz, G. (2021). Otomobil Yan Sinyal Lambasının LED Sürücü Kartına Ait İletilen Emisyon Testinin Modellenmesi ve Benzetimi, *10th International Automotive Technologies Congress (OTEKON 2020)*, 1536-1545.

Sağ, E., Coşkun, O., Yılmaz, G. (2019). Modelling, Simulation and Balancing of a Car Direction with Fiber Optic Gyroscope and Fuzzy Logic Algorithms, *11th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO 2019)*, 427-431.

Sağ, E., ve Kavas, A. (2018). Modelling and Performance Analysis of 2.5 Gbps Inter-satellite Optical Wireless Communication (IsOWC) System in LEO Constellation. *J. Commun.*, 13(10), 553-558.

118C100, Bursa Uludağ Üniversitesi - TUSAŞ Sanayi Doktora Programı, TÜBİTAK BİDEB-2244, Burslu, Yürürlükte, Projeye Katılma Tarihi: 18.03.2019, Proje Başlangıç/Bitiş Tarihleri: 15.02.2019 - 15.02.2027.