



**UÇUŞ ZAMANINA DAYALI KİLOMETRE MENZİLLİ MİKROJoule
ENERJİLİ LAZER MESAFE ÖLÇER İÇİN SiPM ALICI DEVRENİN
GELİŞTİRİLMESİ**

Mehmet TİKEN

**DOKTORA TEZİ
İLERİ TEKNOLOJİLER ANA BİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

HAZİRAN 2023

ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Mehmet TİKEN

23/06/2023

UÇUŞ ZAMANINA DAYALI KİLOMETRE MENZİLLİ MİKROJoule ENERJİLİ LAZER MESAFE ÖLÇER İÇİN SiPM ALICI DEVRENİN GELİŞTİRİLMESİ

(Doktora Tezi)

Mehmet TİKEN

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Haziran 2023

ÖZET

Bu tez çalışmasında, yeni nesil dedektör silikon fotoçoğullayıcıların (SiPM) anlaşılması ve yüksek algılama performanslarının, açık hava koşullarında nesne veya doğal yüzeylerin kilometre ölçeğindeki mesafelerinin düşük enerjili kısa darbe lazer diyot ile ölçülerek, belirlenmesi amaçlanmıştır. Yapılan çalışmalar, binoküler lazer mesafe ölçer tasarımı ve prototip geliştirme çerçevesinde sürdürülmüştür. Bu kapsamda, elektronik çalışmalarda SiPM dedektör, lazer sürücü ve veri toplama kartları; optik ve mekanik çalışmalarda ise lazer kollimatör ve dedektör odaklama optikleri ile bileşenlerin yerleştirileceği mekanik aksamlar tasarlanarak üretilmiştir. Çalışmada, düşük gürültüsü nedeniyle SiPM dedektörü olarak Hamamatsu imali S15639-1325PS modeli tercih edilmiştir. SiPM karakterizasyon çalışması ile, başta ön yükselteç olmak üzere okuma devresinin tüm bileşenlerinin tasarımı ve simülasyonu için SiPM'in çıkış kapasitansı, çıkış direnci ve tepki zamanlarını içeren parametreler elde edilmiştir. SiPM'in gürültü tipi ve farklı ışık seviyeleri altında spektral güç ölçümü yapılmıştır. Bandgenişliği 100 MHz, kazancı >23 dB ve gürültü değeri (noise figure) değeri < 6 dB olan düşük gürültülü voltaj yükselteci (LNA) tasarlanmıştır. Kısa darbe lazer diyot için, 40-80 A arasında tepe akımı ve 10-100 ns arasında darbe genişliği ayarlanabilir bir sürücü elektroniği tasarlanmıştır. Lazer darbesi dalga formu, sürücü devresi modifiye edilerek düz tepe veya Gauss formuna dönüştürülebilmektedir. 12 µJ enerjili kısa darbe lazer diyot kullanılarak 2674 m uzaklıktaki doğal bir tepe >2 sinyal gürültü oranı (SNR) ile başarılı bir şekilde ölçülmüştür. İki- darbe tekrarlama frekanslı (PRF) mesafe belirsizliği tekniği, incelenmiş ve standart mesafe ölçüm tekniği ile karşılaştırılmıştır. SiPM dedektörü kullanılarak 16 ns darbe genişliğindeki 2,3 µJ enerjili lazer darbeleri ile 1880 m uzaklıktaki bir mesafe iki yöntemle de ölçülmüş ve mesafe belirsizliği tekniğinin 9 kat daha iyi SNR sağladığı görülmüştür. Bunlara ek olarak, Wavelet ve Wiener filtreleme tekniklerinin SNR kazançları karşılaştırmıştır. Wavelet filtrelemenin Wiener'e göre en az 2 kat daha iyi SNR sağladığı görülmüştür.

Bilim Kodu : 20218

Anahtar Kelimeler : Silikon Fotoçoğullayıcı (SiPM) Dedektör, Lazer Mesafe Ölçer, Binoküler Optik Tasarım, Eş Fazlı Ortalama, Sayısal Gürültü Azaltma

Sayfa Adedi : 134

Danışman : Prof. Dr. Elif ORHAN

DEVELOPMENT OF SiPM RECEIVER CIRCUIT FOR TIME OF FLIGHT BASED
MICROJOULE-ENERGY LASER RANGEFINDER WITH KILOMETER RANGE

(Ph. D. Thesis)

Mehmet TIKEN

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

June 2023

ABSTRACT

This thesis aims to understand the new generation of silicon photomultiplier (SiPM) detectors and to determine their high detection performance by measuring the kilometer scale distances of objects or natural surfaces in outdoor conditions using a low energy short pulse laser diode. Studies have been carried out within the framework of binocular laser distance meter design and prototype development. In this context, SiPM detector, laser driver, and data collection cards in electronic studies; in optical and mechanical works, laser collimator, detector focusing optics, and the mechanical parts where the components will be placed have been designed and manufactured. In the study, Hamamatsu's S15639-1325PS model was preferred as the SiPM detector due to its low noise. With the SiPM characterization study, parameters including terminal capacitance and resistance, and response times of SiPM were obtained. The noise type of SiPM has been determined and the spectral power of the noise has been measured under different light levels. A low noise amplifier (LNA) with 100 MHz bandwidth, >23 dB gain and <6 dB noise figure was designed. For the short pulse laser diode, driver electronics are designed with a peak current of 40-80 A and an adjustable pulse width of 10-100 ns. By modifying the driver circuitry, the laser pulse can be converted to flat top or Gaussian shape. Using a short-pulse laser diode with 12 μ J energy, a natural hill at a distance of 2674 m was successfully detected with a signal-to-noise ratio (SNR) of >2. Two-PRF (pulse repetition frequency) range ambiguity techniques were examined and compared with the standard distance measurement technique. With the SiPM detector, a distance of 1880 m was measured using laser pulses with 16 ns pulse width and 2.3 μ J energy by the two methods and 9 times better SNR was obtained with the range ambiguity technique. In addition, an attempt has been made to compare Wavelet and Wiener filtering techniques in terms of SNR gain. It has been observed that Wavelet filtering provides at least 2 times better SNR than the Wiener technique.

Science Code : 20218

Key Words : Silicon Photomultiplier (SiPM) Detector, Laser Range Finder, Binocular Optical Design, In-Phase Average, Numerical Noise

Page Number : 134

Supervisor : Prof. Dr. Elif ORHAN

TEŞEKKÜR

Bu tezi, çalıŐma sűresince yokluęumu çocuklarıma hissettirmeyen fedekar ve sevgi dolu canım eŐim Nilűfer TİKEN'e ithaf ediyorum. Bu çalıŐmanın tűm iltifatlarını, gelecekteki gűzel çalıŐmalarına teŐvik edici olması dileęiyle ocuklarım Ahmet TİKEN ve Elif TİKEN'e veriyorum. Doktoraya baŐlamam için teŐvik eden ve tűm sűrete bilgileriyle, tecrűbeleriyle ve en önemlisi kendilerinden saymaları nedeniyle danıŐman hocam Prof. Dr. Elif ORHAN'a ve Prof. Dr. Halil BERBEROęLU'na çok teŐekkűr ediyorum. Yoęun iŐ hayatumızda, doktoramın devamı için beni sűrekli motive eden deęerli bűyűęűm Dr. Can CANDAN'a çok teŐekkűr ediyorum. Levent EVECEN, Faruk ZTŲRK, Erhan BAYAT, Nesin TŲRKİLERİ ve ūu anda ismini anmadıęım yardımlarını esirgemeyen tűm iŐ arkadaŐlarıma çok teŐekkűr ediyorum. Test çalıŐmalarında laboratuvar imkânlarını kullanmama izin veren 5'inci Ana Bakım Fabrika Műdűrlűęűne çok teŐekkűr ediyorum.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	x
ŞEKİLLERİN LİSTESİ	xi
RESİMLERİN LİSTESİ	xvi
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xviii
1. GİRİŞ.....	1
2. TEORİK TEMELLER	5
2.1. Silikon Fotoçoğullayıcı (SiPM) ve LiDAR	5
2.2. SiPM Dedektörünün Potansiyel Uygulama Sahaları	7
2.3. SiPM Tabanlı LiDAR	9
2.4. SiPM Dedektör Hesapları	13
3. KISA DARBE LAZER DİYOT SÜRÜCÜ TASARIMI	19
3.1. Temel Bilgiler	19
3.2. Kısa Darbe Lazer Diyotların Özellikleri	20
3.3. Dalga Boyuna Bağlı LiDAR Performansı	22
3.4. Kısa Darbe Lazer Diyot Seçimi	24
3.5. Anahtar Birimi Seçimi	25
3.6. Kısa Darbe Lazer Diyot Sürücü Tasarımı	27
3.7. Düz Tepe Kısa Darbe Lazer Diyot Sürücü Modeli.....	31
3.8. Sürücü Devre Tasarımları	32
3.8.1. Düz tepe akım darbesi üretici devre tasarım çalışmaları	32

	Sayfa
3.8.2. Gauss formu akım darbesi üretici tasarımı	36
3.9. Sürücü Devre Uygulamaları ve Deneysel Sonuçlar	37
3.9.1. Osram UL90AT08 sürücü devresi	37
3.9.2. Hamamatsu L11854-336-05 sürücü devresi	42
3.9.3. Osram SPL UL90AT08 lazer diyotun aşırı akımla sürülmesi	45
4. SiPM KARAKTERİZASYONU VE OKUMA DEVRESİ TASARIMI	49
4.1. Temel Bilgiler	49
4.2. SiPM Dedektörlerinin Yapısı	52
4.3. SiPM Dedektörlerin Elektriksel Özellikleri	55
4.4. SiPM Dedektörlerin Gürültü Tipleri	59
4.5. SiPM Dedektörlerin Foton Algılama Olasılığı	62
4.6. Çıkış-Okuma Elektronik Tasarımı	63
4.7. Hamamatsu S15639-1325PS SiPM Dedektörün Karakterizasyonu	69
4.8. SiPM Dedektörü Ön Yükselteç Tasarımı	74
5. SiPM DEDEKTÖRÜNÜN GÜRÜLTÜ ANALİZİ VE SAYISAL FİLTRELEME TEKNİKLERİ	81
5.1. Temel Bilgiler	81
5.2. Eş Fazlı Ortalama	82
5.3. Kuantizasyon	87
5.4. SiPM ve Ön Yükselteç Devresi Gürültü Analizi	88
5.5. Gürültü Azaltma Algoritmaları	92
5.5.1. Wavelet ile gürültü azaltma	92
5.5.2. FIR Wiener filtresi	96
5.5.3. Eş fazlı ortalama, Wavelet ve Wiener gürültü azaltma performansı	100
5.5.4. Eşik seviyesi ve anlamlı darbenin tespiti	105
6. SiPM TABANLI LİDAR TASARIMI VE PERFORMANS SONUÇLARI	107

	Sayfa
6.1. Temel Bilgiler	107
6.2. Optik ve Optomekanik Tasarım.....	107
6.2.1. Mesafe ölçümünde etkin parametreler.....	107
6.2.2. Verici tasarımı ve hizalama	109
6.2.3. Alıcı tasarımı ve hizalama	110
6.3. Veri Toplama ve İşlemci Modülü	113
6.3.1. MYiR MYC-C7Z010/20 tabanlı veri toplama ve işlemci modülü.....	113
6.3.2. NI tabanlı veri toplama ve işlemci modülü.....	117
6.3.3. Mesafe belirsizliği yöntemi ile mesafe ölçümü	119
7. SONUÇ VE ÖNERİLER	123
KAYNAKLAR	125
ÖZGEÇMİŞ	133

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. Hamamatsu PMT ve SiPM dedektörlerinin karşılaştırılması.....	7
Çizelge 3.1. Kısa darbe lazer diyotların emisyon alanı, emisyon sayısı ve çıkış gücü ..	20
Çizelge 3.2. 905 nm ve 1550 nm dalga boyunda kısa darbe lazer diyotların çıkış güçleri.....	23
Çizelge 3.3. Farklı üreticilerin karşılaştırmalı kısa darbe lazer diyot parametreleri	24
Çizelge 3.4. EPC firması imali GaNFET ($V_{DS,max}=200$ V) listesi	26
Çizelge 3.5. Testte kullanılan ölçüm cihazları	38
Çizelge 3.6. SPL UL90AT08 lazer diyot sürücüsünün lazer çıkış ve akım tüketimi.....	42
Çizelge 3.7. L11854-336-05 lazer diyot sürücüsü çıkış gücü ve akım tüketimi.....	45
Çizelge 3.8. 80A 16ns Osram SPL UL90AT08 lazer diyot akımı	46
Çizelge 4.1. SiPM dedektörün temel parametreleri ve değer aralıkları	50
Çizelge 4.2. Silikon fotoçoğullayıcı dedektörlerin karşılaştırmalı özellikleri.....	51
Çizelge 4.3. Hamamatsu S15639-1325PS dedektörü karakterizasyon değerleri	74
Çizelge 4.4. Tasarım için seçilen Mini Circuits imali MMIC yükselteçlerin özellikleri	75
Çizelge 4.5. Yükselteçlerin simülasyon ile ölçülen parametreleri	76
Çizelge 4.6. Yükselteç simülasyon sonuçları	78
Çizelge 6.1. LiDAR denkleminde kullanılan parametreler	108
Çizelge 6.2. Hesaplanan kademeli sinyal ve gürültü güçleri	108
Çizelge 6.3. Mesafe belirsizliği tekniğinde kullanılan parametreler.....	120
Çizelge 6.4. Farklı tekraralama frekanslar için karşılaştırma tablosu.....	122

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. PMT'nin alt bileşenlerinin şematik yerleşimi	6
Şekil 2.2. Alan taramalı ve çizgisel taramalı LiDAR	9
Şekil 2.3. Darbe ToF, AMCW ve FMCW LiDAR dalga formları	11
Şekil 2.4. LiDAR tekniklerine göre mesafe hassasiyeti diyagramı	11
Şekil 2.5. APD çalışma modlarına göre bias voltajı-akım eğrisi	12
Şekil 2.6. ToF tabanlı LiDAR mimarisi	13
Şekil 2.7. LiDAR hesaplarında geometrik parametreler	14
Şekil 2.8. Poission dağılım (kırmızı çizgi) ve simülasyon eğrisi (siyah noktalar)	16
Şekil 2.9. Farklı ışık ve farklı hedefler için algılama olasılıkları	17
Şekil 3.1. Farklı güçte kısa darbe lazer diyotların yakın alan paternleri	20
Şekil 3.2. Kısa darbe lazer diyotun lazer akımına bağlı çıkış gücü ve bias voltajı	21
Şekil 3.3. Kısa darbe lazer diyotun elektriksel eşdeğer devresi	21
Şekil 3.4. Kısa darbe lazer diyot basitleştirilmiş elektriksel eşdeğeri	22
Şekil 3.5. MOSFET tiplerinin frekans ve güç seviyesine göre gruplandırılması	25
Şekil 3.6. EPC2019 GaNFET termal empedansının darbe süresine göre değişimi	27
Şekil 3.7. Kısa darbe lazer diyot sürücülerin genel yapısı	27
Şekil 3.8. Temel seviyede kısa darbe lazer diyot sürücüsü devre şeması	29
Şekil 3.9. Anahtarlama biriminin gate-source ve drain-source voltaj darbesi	29
Şekil 3.10. Kapasitörlü kısa darbe lazer diyot sürücüsü ve zamanlama diyagramı	30
Şekil 3.11. Düz tepe darbe üretici ve yük akımı dalga formu	32
Şekil 3.12. Tasarlanan düz tepe kısa darbe lazer diyot sürücü elektroniği	33
Şekil 3.13. Lazer diyot ana darbe akımı.....	33
Şekil 3.14. Lazer diyot darbe akımı ve akım örnekleme voltajı	34
Şekil 3.15. Lazer diyot darbe akımının hızlı deşarj ve yavaş deşarj bileşenleri	34
Şekil 3.16. 10 kHz, 20 kHz ve 40 kHz frekanslarda lazer darbe akımları	35

Şekil	Sayfa
Şekil 3.17. Farklı darbe genişliği ve tepe genliğinde lazer diyot darbe akımları	35
Şekil 3.18. Gauss akım darbesi için modifiye edilmiş devre şeması	36
Şekil 3.19. Gauss darbe akımı, tepe akımı 80 A ve darbe genişliği 20 ns	37
Şekil 3.20. Düz tepe darbe akımı, tepe akımı 80 A ve darbe genişliği 20 ns.....	37
Şekil 3.21. Osram SPL UL90AT08 sürücüsü: 40 A tepe akımı ve 100 ns darbe süresi	38
Şekil 3.22. Osram SPL UL90AT08 sürücüsü: 100 ns'lik darbenin kenar yükselişi.....	39
Şekil 3.23. Osram SPL UL90AT08 sürücüsü: 100 kHz darbe serisi	40
Şekil 3.24. Osram SPL UL90AT08 Sürücü devresi 40 A tepe akımı ve 10 ns darbe süresi	40
Şekil 3.25. Osram SPL UL90AT08 sürücüsü akım örnekleme voltajı	41
Şekil 3.26. Hızlı ve yavaş deşarj kapasitör gruplarının şeması	44
Şekil 3.27. 16ns 1 kHz frekansta Osram SPL UL90AT08 lazer diyot akımı	46
Şekil 3.28. 16ns 100 kHz frekansta Osram SPL UL90AT08 lazer diyot akımı	47
Şekil 4.1. Aynı anda tetiklenmiş üç mikro hücrenin toplanmış çıkışı	49
Şekil 4.2. Işıksız ortamda, SiPM dedektörün bias voltajına bağlı karanlık akımı	50
Şekil 4.3. Tetikleme zamanına bağlı SiPM hücrelerin ürettiği akım darbeleri	55
Şekil 4.4. SiPM'in elektriksel eşdeğer devresi	56
Şekil 4.5. Aktif hücre deşarj/toparlanma eğrisi	56
Şekil 4.6. SiPM kazanç-bias voltaj eğrisi	58
Şekil 4.7. SiPM akım-bias voltaj eğrisi	58
Şekil 4.8. DCR'in aşırı voltaj ve sıcaklığa bağlı değişimi	60
Şekil 4.9. Ardıl çıkış ve optik etkileşimli çıkış kaynaklı karanlık darbe gürültüleri	60
Şekil 4.10. SiPM foton algılama olasılığı-aşırı voltaj eğrisi	62
Şekil 4.11. SiPM dedektörünün dinamik aralığı	63
Şekil 4.12. SiPM çıkış okuma elektronığı mimarisi ve temel bileşenleri	64
Şekil 4.13. SiPM dedektörü akım ön yükseltici	65
Şekil 4.14. SiPM dedektörü transempedans ön yükseltici	65

Şekil	Sayfa
Şekil 4.15. SiPM dedektörü voltaj ön yükselteci	66
Şekil 4.16. SiPM'e seri bağlı farklı dirençlerinin voltaj ön yükselteç çıkışlarına etkisi	67
Şekil 4.17. Kaskat yapıda voltaj yükselteçleri	68
Şekil 4.18. Kaskat bağlı aynı voltaj yükselteçlerin çıkışlarındaki değişimler	68
Şekil 4.19. S15639-1325PS dedektörü ters bias voltajı-akım eğrisi	70
Şekil 4.20. S15639-1325PS dedektörü ters bias voltaj-terminal kapasitör eğrisi	71
Şekil 4.21. S15639-1325PS dedektörü ileri bias voltajı-akım eğrisi	72
Şekil 4.22. S15639-1325PS dedektörü karanlık darbesi.	73
Şekil 4.23. S15639-1325PS dedektörü karanlık darbe frekansı ölçümü.....	74
Şekil 4.24. PHA-13LN, MAR-8ASM, KASKAT yükselteç simülasyonu	75
Şekil 4.25. 100 MHz giriş ile PHA-13LN, MAR-8ASM ve KASKAT çıkışı.....	77
Şekil 4.26. VNA ile test: PHA-13LN, MAR-8ASM ve KASKAT çıkışı.....	79
Şekil 5.1. Gürültü azaltma algoritması.....	81
Şekil 5.2. Eş fazlı ortalama proses şeması	83
Şekil 5.3. Ham ve eş fazlı ortalama sinyallerin olasılık yoğunluk fonksiyonları	84
Şekil 5.4. Periyodik gürültü bileşenlerinin eş fazlı ortalamaya etkisi	85
Şekil 5.5. Eş fazlı ortalamanın spektral tepkisi	85
Şekil 5.6. Eş fazlı toplama filtresinin gürültü bandı ile çakışma ve gürültü bastırma .	86
Şekil 5.7. Eş fazlı ortalama uyartı-tepki gecikme dalgalanmaları	86
Şekil 5.8. SiPM ve APD dedektörlerinin termal etkiyle ürettiği gürültüler.....	88
Şekil 5.9. SiPM dedektörünün gün ışığı altında ürettiği ışıkların gürültüsü.....	89
Şekil 5.10. SiPM dedektörün gün ışığında gürültü histogramı ve en yakın normal dağılımı	90
Şekil 5.11. Eş fazlı ortalama ile gürültü histogramı ve en yakın normal dağılım eğrisi.....	90
Şekil 5.12. SiPM dedektörü ile ön yükselteç (MAR-8ASM) spektral gürültüsü.....	91

Şekil	Sayfa
Şekil 5.13. SiPM dedektör ve ön yükseltecin gürültü katkıları.....	91
Şekil 5.14. Wavelet ile sinyal filtreleme prosesi.....	92
Şekil 5.15. Temel wavelet tipleri	93
Şekil 5.16. db6 wavelet için ayrıştırma ve tekrar yapılandırma filtre katsayıları	93
Şekil 5.17. 3-katmanlı wavelet ayrıştırma detaylı blok şema.	94
Şekil 5.18. Üç katmanlı wavelet tekrar yapılandırma şeması.	96
Şekil 5.19. Wiener Filtre Katsayılarının Hesaplanması	97
Şekil 5.20. Wiener Filtre ile gürültü temizleme algoritması.....	98
Şekil 5.21. Gürültülü noktasal lazer mesafe ölçer sinyali.	99
Şekil 5.22. Wiener filtre katsayılarının belirlenmesi için J(MSE) değerleri.....	99
Şekil 5.23. Hesaplanan wiener katsayılarının filtre genlik tepkisi.....	100
Şekil 5.24. Gürültülü sinyalin hesaplanan wiener filtre katsayıları ile filtrelenmesi.	100
Şekil 5.25. Eş fazlı 400 ortalama ile gürültülü sinyalin iyileştirilmesi.	101
Şekil 5.26. Eş fazlı 400 ortalama ve wavelet db6 seviye-6 filtre uygulanması.....	102
Şekil 5.27. Eş fazlı 400 ortalama ve wiener filtre uygulanması.....	103
Şekil 5.28. Eş fazlı 10000 ortalama ve wavelet db6 seviye-6 filtre uygulanması.....	103
Şekil 5.29. Eş fazlı 10000 ortalama ve bu sinyale wiener filtre uygulanması.	104
Şekil 5.30. SNR=1.35 için wavelet filtre çıkışı NP eşik uygulaması.....	105
Şekil 5.31. SNR=1.5 için wavelet filtre çıkışı ve eşik uygulaması.	106
Şekil 6.1. Lazer mesafe ölçer konsept tasarım ve üstten kesit görünüm.....	110
Şekil 6.2. Alıcı optiği konsept tasarım	111
Şekil 6.3. Dedektör alanı enerji dağılımı.....	111
Şekil 6.4. Bakış optiğinin görünür ışık için modülasyon transfer fonksiyonu.	112
Şekil 6.5. SoC MYiR MYC-C7Z010/20 işlemci modülü blok şeması	114
Şekil 6.6. Eş fazlı ortalama Labview blok diagramı	117
Şekil 6.7. 100 kHz ve 92.047 kHz tekrarlama frekanslarında ölçülen sinyaller	121

Şekil	Sayfa
Şekil 6.8. 10 kHz tekrarlama frekans 100 çerçeve eş fazlı ortalama sinyali.....	121
Şekil 6.9. 1 kHz tekrarlama frekans 10 çerçeve eş fazlı ortalama sinyali.....	122

RESİMLERİN LİSTESİ

Resim	Sayfa
Resim 2.1. Photonis XP3062 PMT ve Hamamatsu SiPM	5
Resim 2.2. SiPM dedektörü ve SPAD mikro hücreler	6
Resim 2.3. PMT dedektör dizini içeren ilk bilgisayarlı kafa tomografi cihazı	8
Resim 2.4. Çerenkov teleskop dizinleri, PMT modülü ve SiPM modülü	8
Resim 2.5. CCD görüntüsü ve 3D LiDAR görüntüsü	10
Resim 3.1. Osram SPL UL90AT08 sürücü kartının ön yüzü ve arka yüzü	37
Resim 3.2. Hamamatsu L11854-336-05 sürücü kartının ön yüzü ve arka yüzü	43
Resim 3.3. Hamamatsu L11854-336-05 yüksek voltaj kartı ön yüzü ve arka yüzü.....	44
Resim 4.1. Silikon fotoçoğullayıcı dedektör	49
Resim 4.2. SiPM dedektörün hücre yapısı ve alt bileşenleri	52
Resim 4.3. a) NIR ve b) UV SiPM hücre yapıları	53
Resim 4.4. a) Poly-Si dirençli ve b) metal dirençli SiPM hücresi	53
Resim 4.5. EQR SiPM hücre yapısı	54
Resim 4.6. Ön yüz ve arka yüzden aydınlatmalı SiPM hücreleri	54
Resim 4.7. Optik etkileşimli korelasyon gürültü tiplerinin oluşum süreci	61
Resim 4.8. S15639-1325PS dedektörü kart üzerinde normal ve büyütülmüş hali.....	69
Resim 4.9. SiPM dedektör ve güç kartı.....	78
Resim 4.10. S15639-1325PS SiPM dedektör kartı ön yüzü ve arka yüzü	78
Resim 6.1. Lazer diyot modülü ve alıcı hizalama düzeneği.....	109
Resim 6.2. Sonsuza odaklanmış lazer diyot beam profili.	110
Resim 6.3. Dedektör ve çevresindeki ledlerin beam profil görüntüsü.	112
Resim 6.4. SoC CPU modülün: ön yüzü ve arka yüzü	113
Resim 6.5. SoC Modülü ve arayüz kartı	114
Resim 6.6. SoC MYiR MYC-C7Z010/20 tabanlı test düzeneği.....	116
Resim 6.7. 2674 m mesafedeki eğimli düz toprak hedef	116

Resim	Sayfa
Resim 6.8. Ölçüm arayüz ekranı eş fazlı ortalama ve wavelet filtrelenmiş sinyal.....	117
Resim 6.9. Eş fazlı ortalama Labview ön paneli	118
Resim 6.10. NI Tabanlı veri toplama test düzeneği	118
Resim 6.11. 1880 m uzaklıkta bir trafik yönlendirme levhası	120

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler

Açıklamalar

A/W	Amper/Watt
cps	Count Per Second
db	Desibel
kHz	KiloHertz
m²	Metrekare
nm	Nanometre
ns	Nanosecond

Kısaltmalar

Açıklamalar

3D	3 Dimension
ACQ	ACQsition
ADC	Analog to Digital Conversion
AMCW	Amplitude Modulation Continuous Wave
APD	Avalanche PhotoDiode
ARM	Advanced RISC Machine
CTA	Cherenkov Telescope Array
CCD	Charge Coupled Display
CW	Continuous Wave
Db	Daubechies
DCR	Dark Count Rate
ECAP	Erlangen Center for AstroParticle
ECF	Excess Charge Factor
EM-CCD	Elektron Multiplying- Charge Coupled Display
EPC	Efficient Power Conversion Corporation
FF	FulFill

Kısaltmalar**Açıklamalar**

FMCW	Frequency Modulation Continuous Wave
FOV	Field Of View
FPGA	Field Programmable Gate Array
FWHM	Full Width Half Maximum
GaN FET	Gallium Nitride Field Effect Transistor
GM-APD	Geiger Mode- Avalanche PhotoDiode
I-CCD	Intensified-Charge Coupled Display
InGaAs	Indium Gallium Arsenide
LASER	Light Amp. by Stimulated Emission of Radiation
LED	Light Emission Diode
LiDAR	Light Detection And Ranging
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MPPC	Multi Piksel Photon Counter
MR	Magnetic Resonance
MRI	Magnetic Resonance Imaging
MQR	Metal Quenching Resistor
MSE	Mean Square Error
PMT	PhotoMultiplier Tube
PET	Positron Emission Tomography
PDE	Probability Detection Efficiency
Si	Silicon
SiC	Silicon Carbide
SiPM	Silicon PhotoMultiplier
SNR	Signal to Noise Ratio
SPAD	Single Photon Avalanche Detector
SPECT	Single Photon Emission Computer Tomography
SYNC	SYNChronize
TOF	Time of Flight

1. GİRİŞ

Teknoloji, bireyler ve toplumlar için önemli ve değerli amaçlara ulaşmak için bilim ve bilginin hayatın birçok alanında düzenli ve düşünülerek uygulanmasına dayanan kapsamlı bir süreç olarak tanımlanmaktadır. Teknoloji, insanlığın yaşam kalitesini artırmak ve karşı karşıya kaldığı tüm mevcut ve gelecekteki zorlukların aşılmasındaki ana çözümdür. Her alanın gelişimini teknolojiye borçlu olması teknolojinin hayatımızın her alanında önemini açıkça göstermektedir. Önemli faydalar sunduğu için teknoloji alanında sürekli çalışma ve ilerlemeler kaydedilmektedir. Ve bu faydaların günlük yaşamlarımızın yanı sıra sağlık, otomobil, iletişim, üretim gibi sayısız alanlarda büyük bir etkisi var. Ancak teknolojiyi ve tüm gelişmeleri elektronik cihazlar olmadan hayal etmek imkânsızdır. Bir elektronik cihaz, teknolojinin farklı sektörlerde hayata geçirilmesinde, önemli bir rol oynamaktadır. Elektronik cihazlar, tanımı gereği, sistem kontrolü ve bilginin işlenmesi için elektrik akımlarını kontrol eden bileşenler veya aletlerdir. Diyotlar, dedektörler, transistörler, dönüştürücüler gibi bileşenleri kapsar. Günümüzde kullanılan en popüler elektronik cihazlardan biri lazer mesafe ölçerlerdir.

Lazer uzaktan algılama teknolojisi sayesinde bugün tam otonom otomobillerin hayata geçirilmesi konusunda büyük ilerleme kaydedildi. Bu teknoloji ile üretilen cihazlar, çevredeki araçların, yayaların, binaların ve diğer nesnelere mesafesini, şeklini ve göreceli konumlarını yüksek doğrulukla bulmayı mümkün kılan yüksek çözünürlüğe sahiptir. Gelişmiş Sürücü Destek Sistemleri (ADAS) ve Otomatik Kılavuzlu Araçlar (AGV) dahil olmak üzere çeşitli uygulamalarda potansiyel kullanımı nedeniyle bu teknoloji büyük bir ilgi odağı olmuştur. İnsansız Hava Araçları (İHA)'nda, mühendislik ve inşaat uygulamalarında, coğrafi bilgi sistemleri (CBS) gibi uygulamalarında bu teknolojinin kullanılmasının benimsenmesi ve ticari drone'ların farklı alanlarda kullanımına ilişkin düzenlemelerin kolaylaşması, lazer uzaktan algılama teknolojisinin pazarının büyümesini sağlayan faktörlerdir.

Işık algılama ve menzil belirleme (LiDAR), lazer tabanlı atmosfer ölçümleri [1,2], uçuş süresine dayalı mesafe ölçümleri [3-6] ve görünür ışıkla haberleşme [7,8] gibi çok sayıda uygulama ile en çok uyarlanabilen aktif uzaktan ölçüm tekniklerinden biri haline gelmiştir. Özellikle otonom araba geliştirme atılımı, uçuş süresi (ToF) tekniklerine dayalı LiDAR alanında bir ivmelenmeye yol açmıştır. ToF teknikleri, lazer darbesinin yayımı ile bu

darbenin geri saçılanın saptanması arasındaki zaman gecikmesini ölçen LRF (lazer telemetre) sistemlerinin temelidir. Yaygın olarak kullanılan lazerler, yaklaşık 0,9 μm ve 1,5 μm spektrum bandında çalışmaktadır. 1,5 μm dalga boyunun su emilimi, 0,9 μm 'den 100 kat daha fazla olması nedeniyle göze zararsız içinde olduğu iyi bilinmektedir [9]. Daha uzun dalga boylarının atmosferik nemden daha fazla saçılması nedeniyle, daha güçlü olması gerektiği anlaşılmaktadır. Öte yandan, saçılmanın dalga boyunun dördüncü kuvvetiyle ters orantılı olduğunu belirten Rayleigh saçılımını göz önüne aldığımızda, daha kısa dalga boylarının daha uzun dalga boylarına göre daha fazla saçılacağından, lazer telemetrelerin daha kısa dalga boylarındaki performansı daha düşük olacaktır. Ayrıca, güneş radyasyonunun 0,9 μm 'de çok daha fazla olduğu iyi bilinmektedir. Operasyonel dalga boyuna karar verirken kaçınılmaz olarak maliyet başka bir konudur. 0,9 μm , silikon temelli olduğundan, büyük hacimli üretimlerde InGaAs'a göre çok daha uygun maliyetlidir. Lazer dalga boyunun seçimi, lazer mesafe bulucuları tasarlarken dikkatli bir şekilde göz önünde bulundurulması gereken birçok yöne sahiptir.

Si tabanlı sistemlerin maliyeti ve performansı, 0,9 μm dalga boyunu dedektörler için tercih edilen çalışma bandı yapar. ToF tabanlı sistemlerde maksimum menzil, lazer gücü, ışın kalitesi, Tx ve Rx optiği, dedektör seçimi, sinyal işleme vb. gibi birçok faktöre bağlıdır. Bu tür sistemlerde net etki, tüm optiklerin bulunduğu algılama birimi tarafından belirlenir. ve optik ve elektriksel gürültü kendisini bir sinyal-gürültü oranı (SNR) olarak gösterir. Gürültü, fotodedektör ve okuma elektronik kaynaklıdır. Yüksek SNR için gürültüsü düşük ve kazancı yüksek fotodedektör seçimi ve bu performansı düşürmeyen okuma elektroniği tasarımı gereklidir. Yüksek dahili kazançta sahip çığ fotodiyotlar (APD), düşük güç algılamanın gerekli olduğu Silikon (Si) APD [10] tabanlı görünür ışık optik iletişimleri ve lazer telemetreler [11,12] gibi uygulamalar için yaygın olarak kullanılmaktadır. Genel olarak, doğrusal modda çalışan, yani kırılım (breakdown) voltajının altında bias edilmiş bir Si-APD'de yaklaşık 100–200 V'luk büyük ters bias gerektirir. SNR'deki gelişme genellikle foto-üretilmiş taşıyıcıların çığla çoğalması işlemiyle elde edilir. Ancak bu çarpma işlemi, kazanç arttıkça APD'de aşırı gürültü de oluşturur. Bu nedenle, çığ çoğaltma işlemindeki dalgalanmalar, yüksek ters voltaj tarafından üretilen aşırı gürültü ve sıcaklığa bağlı kazanç, kazancın faydalı aralığını sınırlar.

APD, kırılım geriliminin üzerinde bias olduğunda, 1989'da tanıtılan Geiger modunda çalışır [13]. Böyle bir durumda ön gerilim ile kırılım gerilimi arasındaki farka aşırı gerilim

denir. Bu anlamda, tek fotonlu çığ diyotları (SPAD) ancak kırılım voltajının üzerinde çalışmak üzere tasarlanmıştır. SPAD'ların fiziksel özellikleri literatürde iyi tanımlanmıştır [14-18]. SPAD dizileri, mikro hücrenin boyutuna bağlı olarak mm² başına birkaç yüzden birkaç bine kadar mikro hücre yoğunluklarından oluşan SiPM'ler olarak da bilinir. Dizi yapısı nedeniyle bir SPAD, APD'lere kıyasla düşük doldurma faktörüne ve halihazırda daha küçük aktif alanlara sahiptir. Dahası, söndürme devreleri nedeniyle, foton geldiğinde bir süre (yaklaşık 10 nanosaniye) körleşirler (ölü zaman olarak bilinir). Ancak, özellikle ultra düşük ışık uygulamalarında, SPAD'ler geleneksel APD'lere göre üstün performans sunar. Analog SiPM'lerde, her SPAD kendi pasif söndürme devrelerine bağlıdır. Doğal olarak, SiPM'lerin potansiyel uygulamalarından biri, foton sayımı, foton zamanlaması ve foton görüntüleme amacıyla tek foton tespitidir [17].

Bildiğimiz kadarıyla, SiPM'nin gerçek ortamda düşük enerjili lazerle uzun menzilli yeteneği veya testi literatürde bildirilmemiştir. Mevcut alışmalar [1,2,19] temel olarak SiPM kullanan daha yüksek enerjili lazer uygulamalarını kapsamaktadır.

H, atmosferi karakterize etme yeteneği nedeniyle yalnızca otomotiv, 3D görüntüleme ve telemetre uygulaması alanlarında değil, aynı zamanda atmosfer bilimlerinde de giderek daha önemli bir teknoloji haline geldi. Hava molekülleri tarafından saçılan lazer ışığı ve askıda kalan aerosol partikülleri alıcılar tarafından algılanarak geri saçılma katsayısı profilleri belirlenebilir. Bu aerosoller atmosferik kirliliğin göstergesidir. Çalışma [2], kaynak olarak 532 nm'de darbeli bir Nd:YAG lazer kullanılarak, SiPM'nin, fotoçoğaltıcı tüplerle (PMT'ler) karşılaştırılabilir bir performansla elastik geri saçılan aerosol LiDAR için kullanıldığını göstermektedir. Diğer araştırmalar [1,19], SiPM'nin, atmosferik uygulamalar için hem foton sayımı hem de analog mod performansını, PMT ile karşılaştırmak için yapılmıştır. Bu çalışmada, her iki mod için, geri saçılma katsayıları da başarılı bir şekilde gösterilmiştir.

Genel SNR açısından, 360 m mesafede dış mekanda yapılan TOF ölçümlerinde, 22 SNR değeri ile SiPM'in APD'ye göre daha iyi performans gösterdiği zaten kanıtlanmıştır[3]. SiPM'nin SNR'si her koşulda APD'nin SNR'sinden en az bir kat daha yüksek olduğu görölmüştür.

LRF sistemlerinin lazer kaynağı ile ilgili olarak, katı hal lazerleri, özellikle uzun menzilli (>5 km) operasyonlarda, birkaç milijoule'lük yüksek enerji seçeneklerinin olması ve yarı iletken lazerler ile karşılaştırıldığında daha iyi beam saçılma performansına sahip olmaları nedeniyle tercih edilmektedir. Bununla birlikte, katı hal lazerleri, birçok pratik uygulama için yüksek maliyet, büyük boyut, düşük verimlilik ve yüksek elektrik enerjisi tüketimi gibi çeşitli dezavantajlar getirir. Öte yandan, yarı iletken lazerler, birkaç mikrojoule sınırlı atım enerjilerine rağmen, yüksek hızlı modülasyona ek olarak düşük maliyet, küçük hacim, entegrasyon kolaylığı, yüksek verimlilik ve düşük elektrik tüketimi gibi birçok pratik avantaj vaat etmektedir. Yarı iletken lazerlerin ayrıca, oldukça büyük sapma açılarına ve yüksek astigmatizme sahip eliptik ışın şekilleri gibi bazı doğal eksiklikleri vardır, ancak bu sorunlar, uzun menzilli uygulamalar için Tx ve Rx optiklerinde silindirik lensler veya anamorfik prizmalar kullanmak gibi uygun optik tasarımla yönetilebilir. Böylece yarı iletken lazerler, uygun optik tasarım ve SiPM'ler ile birlikte kullanılarak, uygun maliyetli ve küçük boyutlu özelliklere sahip uzun menzilli bir LRF sistemi tasarlanabilir ve buna ek olarak, düşük güç algılama yeteneği sayesinde 0,9 μm bandında göze zarar vermeyen özelliğe sahip olabilir.

Son yirmi yılda, SiPM'ler, düşük çalışma voltajı, yüksek kazanç, yüksek foton algılama verimliliği, foton numarası çözme kabiliyeti nedeniyle oldukça hassas algılama uygulamalarında kapsamlı bir şekilde değerlendirilmiştir. SiPM, Geiger modunda çalışan yoğun bir dizi küçük mikro hücreden (SPAD) oluşur ve her biri kendi entegre pasif söndürme dirençlerine sahiptir. Bu hücreler bir matris biçiminde dizilir ve ortak bir anot ve katot oluşturacak şekilde paralel bağlanır [20]. İlk olarak nükleer uygulamalarda konvansiyonel bir PMT'ye alternatif olarak kullanılmaları amaçlandı [21,22]. SiPM, karanlık sayım oranı (DCR), foton algılama olasılığı, bekleme süresi ve darbe sonrası etkiler [13,23,24] ile karakterize edilen kendi benzersiz performansına sahiptir. SiPM'ler artık LiDAR [25], biyoloji ve fizikte floresan ışık tespiti [26,27], yüksek enerji fiziği [28], kuantum optiği [29,30] ve tıbbi amaçlar [31-33].

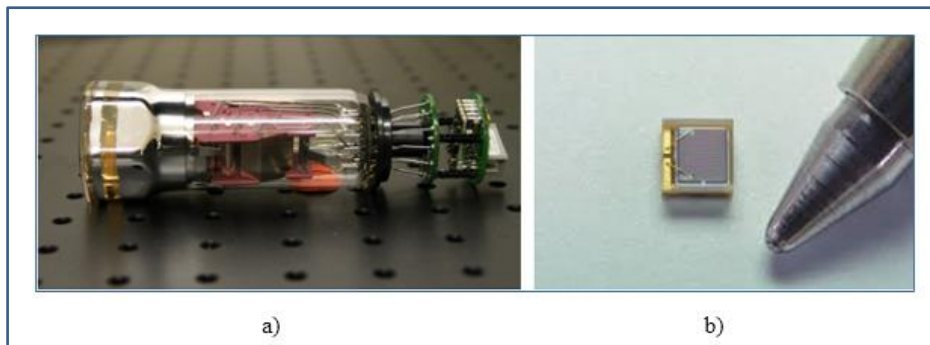
Bu tez çalışması kapsamında, yeni nesil dedektör SiPM'lerin performansının anlaşılması, açık hava koşullarında nesne veya doğal yüzeylerin kilometre ölçeğindeki mesafelerinin düşük enerjili kısa darbe lazer diyot ile ölçülmesi amaçlanmıştır. 905 nm yarı iletken lazer ve SiPM dedektörü ile birkaç km'lik lazer telemetreler için çok uygun maliyetli bir çözüm geliştirilmiştir.

2. TEORİK TEMELLER

2.1. Silikon Fotoçoğullayıcı (SiPM) ve LiDAR

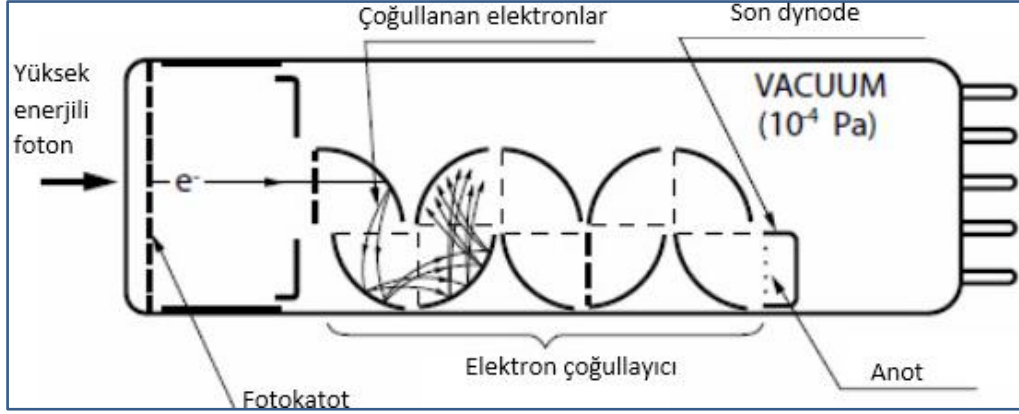
Silikon fotoçoğullayıcılar (SiPM), fotoçoğullayıcı tüplerin (PMT) fonksiyonel olarak eşdeğeridir. PMT’lerde olduğu gibi tek bir fotonu algılayabilecek çok düşük bir gürültü seviyesine ve çok büyük içsel kazançla sahiptirler. Sıklıkla SiPM veya MPPC (Multi-pixel photon counter-çok pikseli foton sayıcı) kısaltmalarıyla ifade edilmektedirler. SiPM, PMT yerine alternatif bir teknoloji olarak geliştirilmesi nedeniyle genellikle özellikleri ve uygulama sahaları birbirleriyle karşılaştırılmalı olarak verilmektedir.

PMT teknolojisi, fotokimyasal kaplama ve hassas hizalanmış elektron çoğullayıcı mekanik yüzeylerden oluşan bir vakum tüpü iken, SiPM yarıiletken temelli mikro üretim teknolojisine dayalı bir dedektördür. PMT ve SiPM dedektörlerin örnekleri Resim 2.1’de görülmektedir. SiPM, büyük hacimli üretim avantajından kaynaklı düşük maliyeti, milimetre ölçeğinde fiziksel boyutları ve düşük voltaj ile kolaylıkla bias ve kontrol edilmesi yönünden oldukça üstün özellikleri bulunmaktadır.



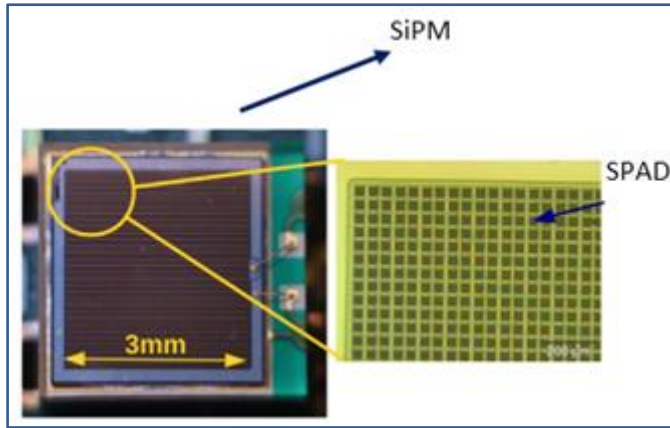
Resim 2.1. a) Photonis XP3062 PMT ve b) Hamamatsu SiPM [34,35]

PMT’nin çalışma prensibini gösteren şematik çizim Şekil 2.1’de görülmektedir. Fotokatot, yüksek enerjili fotonların çarparak elektron kopardığı yarı geçirgen bir yüzeydir. Fotokatot yüzeyden kopan elektronlar, yüksek voltaj altında anoda doğru sürüklenirken, dynode adı verilen yüzeylere çarparak çoğullanırlar. Bu çoğullayıcı yüzeylerin sayısı, PMT’nin kazancını belirlemektedir. 80 yıl öncesine dayanan geçmişi ile günümüzde yüksek enerji fiziği ve medikal sahada teknik olarak tekamül etmiş bir teknolojidir [34, 36].



Şekil 2.1. PMT'nin alt bileşenlerinin şematik yerleşimi [36]

SiPM dedektörler, birbirine paralel bağlı tek foton dedektör (SPAD) hücrelerinden oluşmaktadır. Tek çıkışlıdır. Çiğ fotodiyotlarının (APD) aksine kırılım (breakdown) voltajının üzerinde bias edilmekte olup sönümlenme devresi ile birlikte entegre edilmiş çok yüksek kazançlı dedektörlerdir. Mikro hücrelerin doğrudan çıkışa bağlı tiplerine, çıkış sinyalleri analog olması nedeniyle, analog SiPM'de denilmektedir [37]. Analog SiPM dedektörü ve SPAD mikro hücreler Resim 2.2'de görülmektedir.



Resim 2.2. SiPM dedektörü ve SPAD mikro hücreler [37]

Hamamatsu imali benzer foto algılama ve kazançta sahip SiPM ve PMT dedektörlerinin karşılaştırma amaçlı bazı parametreleri Çizelge 2.1'de verilmiştir. SiPM'in düşük bias voltajı, küçük boyutları ve yükselen kenar süresi dikkat çekici oranda üstün olduğu görülmektedir.

Çizelge 2.1. Hamamatsu PMT ve SiPM dedektörlerinin karşılaştırılması [38,39]

Parametreler	PMT	SiPM
Dedektör alanı	51 mm	1,3x1,1 mm
Foto algılama	1,7x10 ⁴ A/W	2x10 ⁴ A/W
Kazanç	3,3x10 ⁵	1,3x10 ⁶
Foton Verimliliği	% 8	% 9
Kenar yükseliş Süresi	9 ns	1,5 ns
Toparlanma Süresi	70 ns	46 ns
Çalışma Voltajı	1200 V	52 V

2.2. SiPM Dedektörünün Potansiyel Uygulama Sahaları

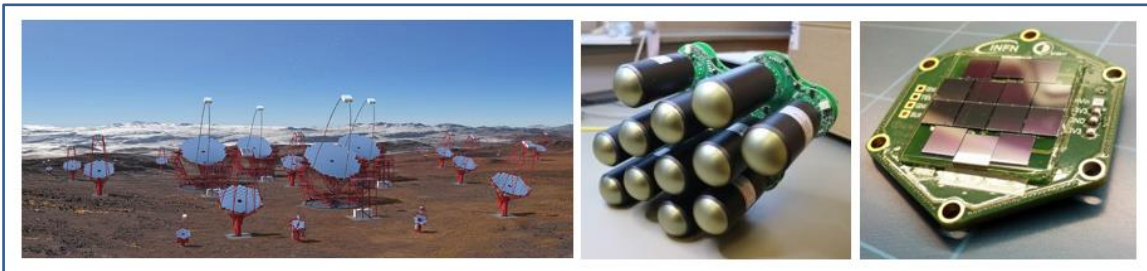
SiPM'in laboratuvar çalışmaları on yıllar sürmesine rağmen ticari olarak ilk üretimi 2007 yılında Hamamatsu tarafından gerçekleştirilmiştir. Geçen 15 yıl süre içerisinde, tıpta, uzay çalışmaları ve nükleer fizik deneylerinde PMT yerine SiPM ana dedektör olarak tercih edilir olmuştur. PMT dedektörünün yaygın kullanıldığı ancak yerini devretmeye hazırlandığı bazı uygulamalar da mevcuttur. Tıp sahasında özellikle tarama ve görüntüleme teknikleri açısından örnekler sunulabilir. Resim 2.3'te PMT dizinleri ile geliştirilen ilk kafa tomografi cihazı görülmektedir. Pozitron emisyon tomografisi (PET) ve tek foton emisyon tomografisi (SPECT) tarayıcılar yüksek kazançlı dedektör kullanılan teknikler olup yüklü beta ışını (pozitron) ve tek foton (gamma) algılamaktadır. PMT, sintilatör ile beraber kullanılmaktadır. Sintilatör, monolitik bir kristal olup yüksek enerjili fotonları düşük enerjili fotonlara dönüştürür. PMT dedektör dizinleri tarafından ise düşük enerjili fotonlar elektronlara ve sonra katlanarak işlenebilir bir akım seviyesine çıkarılır. Silikon fotoçoğullayıcıların düşük seri üretim maliyeti ve kompak yapısı nedeniyle PMT'nin yerine kullanımını sağlamıştır. Ayrıca, manyetik alan ile etkileşmemesi, yüksek manyetik alan özellikli bu uygulamalarda kullanımını hızlandırmıştır [31-40]. PET ve SPECT tekniklerinin Manyetik rezonans görüntüleme (MRI) ile birleştirilerek hibrit yöntemlerin geliştirilmesini sağlamıştır. MRI ile tespit edilen tümörlü dokuların, PET/MR ve SPECT/MR ile evrelemesi yapılabilmektedir [41].



Resim 2.3. PMT dedektör dizini içeren ilk bilgisayarlı kafa tomografi cihazı [42]

TOF-PET, detaylı görüntü sağlayan tıbbi tekniklerden olup fotonların zıt yöndeki dedekörlere varış zamanının farkının kullanıldığı bir tarama tipidir. Dedektörün zaman çözünürlüğü ve kararlılığı (time jitter) çok önemlidir. SiPM tabanlı TOF-PET'ler, daha kısa sürede daha iyi kalitede resim vermesi, hastanın daha az radyoaktif ilaç kullanması açısından, önemli bir gelişmedir [31,41-45].

Yer tabanlı atmosferik görüntüleme için kullanılan Çerenkov Teleskopları (CTA), çok yüksek enerjili gama ışınlarını algılamak için PMT dizinleri kullanmaktadır. Atmosfere giren yüksek enerjili parçacıkların atmosferdeki etkileşimleri ile farklı enerjide gama ışınları yayılmaktadır. Bu gama ışınları, teleskopik ayna tarafından PMT dizinlerine odaklanır. Bu cihazlar ile astro-parçacık fiziği ve kozmoloji açısından önemli keşifler yapılmıştır.

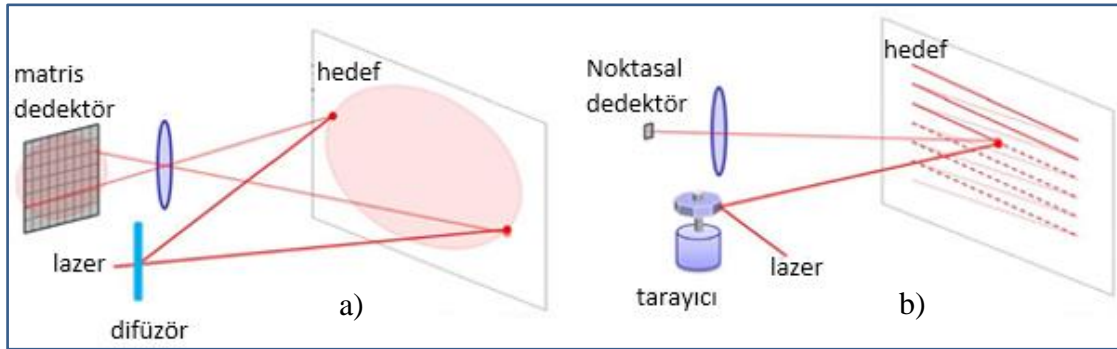


Resim 2.4. a) Çerenkov teleskop dizinleri, b) PMT modülü ve c) SiPM modülü [46, 47]

Almanya merkezli ECAP astrofizik enstitüsü tarafından geliştirilen CTA teleskop dizini ile PMT ve silikon fotoçoğullayıcı kamera modülleri Resim 2.4'te görülmektedir. PMT modül, 12 PMT'den oluşmakta olup her biri bir pikseli temsil etmektedir. Teleskop dizini onlarca PMT modülü içermektedir. PMT'ye alternatif olarak geliştirilen silikon fotoçoğullayıcı modüller, yapılan testlerde mükemmel uyumluluk ve performans sağlamıştır [46-49].

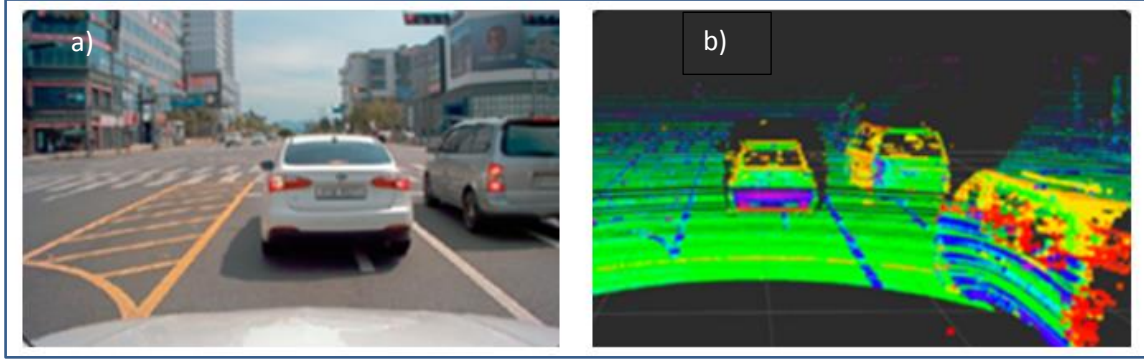
2.3. SiPM Tabanlı LiDAR

LiDAR, SiPM için yükselen trende sahip çalışma sahalarındandır. 3D LiDAR, modüleli ışık kaynağı ile çevredeki objelerin mesafe bilgilerinin çıkarılarak üç boyutlu resim oluşturulmasını ifade etmektedir. Noktasal, çizgisel ve alan taramalı (flash) olarak farklı teknikler ile uygulanmaktadır. Alan ve çizgisel tarama LiDAR tekniklerinin şematik gösterimi Şekil 2.2'dedir.



Şekil 2.2. a) Alan taramalı ve b) çizgisel taramalı LiDAR [50]

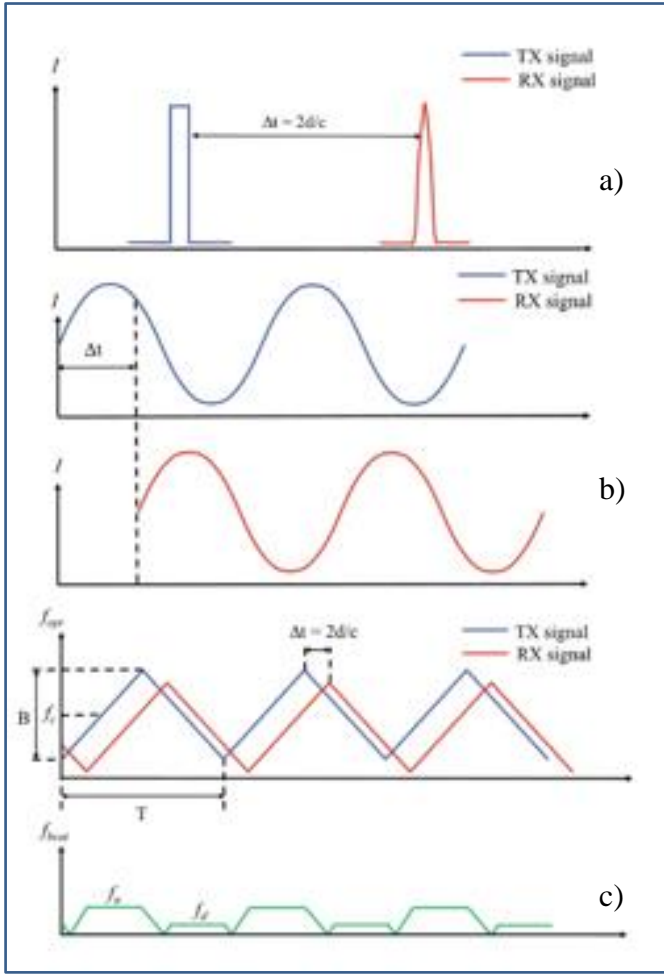
Çizgisel taramada, yüksek hızla döndürülen poligon veya galvo ayna tarafından hedef bölge taranır ve geri yansımaların algılanmasıyla uçuş zamanı (ToF) veri bulutu oluşturulur. ToF veri bulutu görüntü işleme teknikleri ile işlenerek görselleştirilir. Alan taramalı LiDAR matris dedektörleri, çoklu piksel yapısında olup her bir pikselin bağımsız çıkışı vardır. Işık kaynağı ile geniş bir alan aydınlattığından, dedektör kazançları yüksek olmalıdır. Çiğ fotodiyot ve tek foton dizinleri tercih edilen dedektör tipleridir. Her bir pikseli silikon fotoçoğullayıcı olan bir matris dedektör, LiDAR için mükemmel bir uyumluluk sağlayabilir.



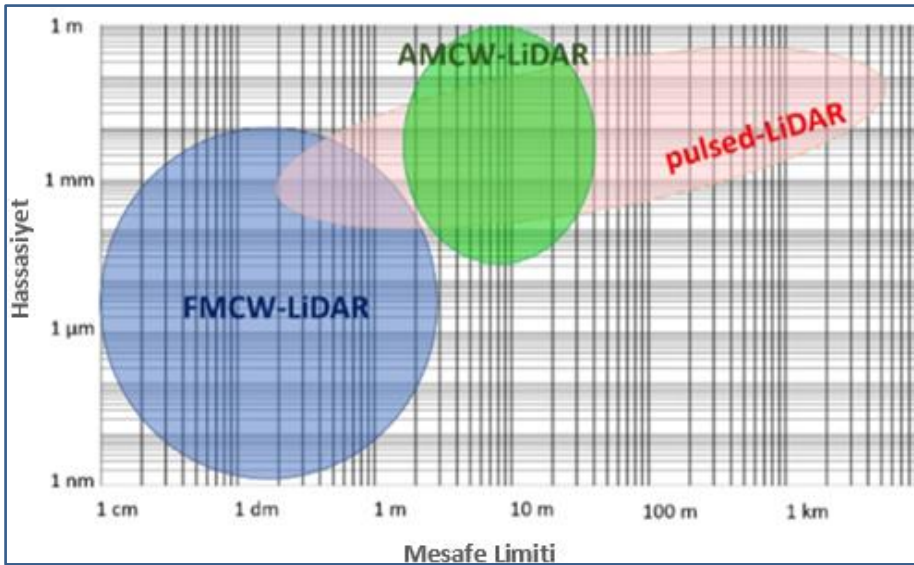
Resim 2.5. a) CCD görüntüsü ve b) 3D LiDAR görüntüsü [51]

Yapay zekâ ile birleştirilmiş 3D alan taramalı LiDAR uygulaması otonom araç teknolojisinin çekirdeğidir. CCD ve alan taramalı LiDAR kamerası ile alınmış görüntüler Resim 2.5'te yer almaktadır. Yapay zekâ eğitilerek kamera görüntülerindeki nesnelerin ayrıştırılması sağlanabilmekte ve kendi kendine güvenli bir sürüş yapılabilmektedir. LiDAR uygulaması ışıksız, yağmurlu ve sisli ortamlarda da görüntü alabilmektedir [51].

LiDAR, ışık kaynağının modülasyonuna göre, darbe (pulsed), genlik (AMCW) ve frekans modülasyonlu (FMCW) olarak da sınıflandırılabilir. Modülasyon tipleri mesafe hesabına farklı bir yaklaşım getirmektedir. Şekil 2.3'te, modülasyon tipine göre, gönderilen ile yansıyan arasındaki temel ilişki görülmektedir. Darbe modülasyonunda, tepe gücü yüksek kısa darbeler belirli frekans ile arka arkaya hedefe gönderilir. Gönderilen ile yansıyan darbelerin arasındaki zaman farkı yani uçuş süresi (ToF) bulunarak mesafe hesaplanır. Tekrarlama frekansı, mesafe bilgisini sağlayan uçuş süresini kapsayacak şekilde seçilir. FMCW, dalga boyunun testere dişli (chirped) modülasyonu ile hareketli hedeften Doppler etkisi ile oluşan frekans kaymasına göre hız ve yön bilgisi hesaplanır. Hız ve yön bilgileri işlenerek mesafe bilgisi elde edilir. AMCW ise gönderilen ile yansıyan arasındaki faz farkı bulunarak mesafe hesaplanmaktadır.



Şekil 2.3. a) Darbe ToF, b) AMCW ve c) FMCW LiDAR dalga formları [52]

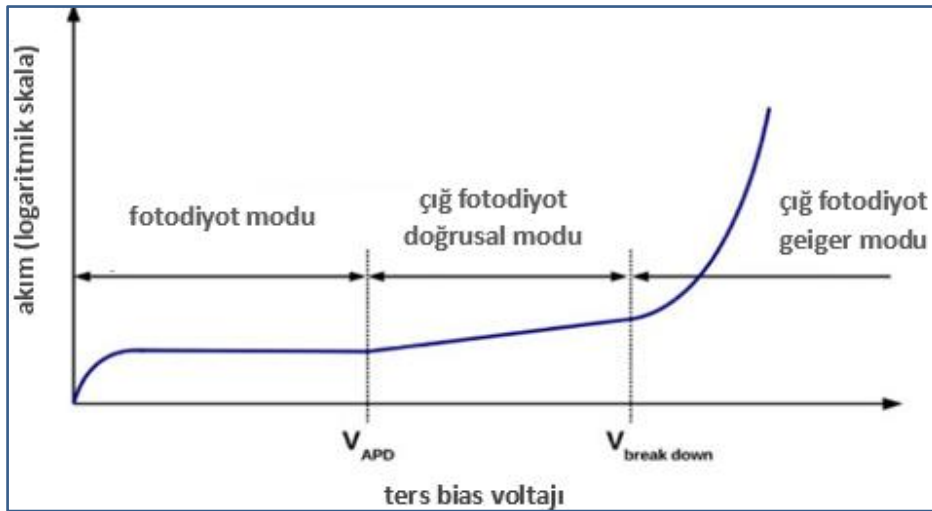


Şekil 2.4. LiDAR tekniklerine göre mesafe hassasiyeti diyagramı [53]

Modülasyon tipine göre ölçüm mesafesi ve mesafe hassasiyeti diyagramı Şekil 2.4'te görülmektedir. Uzak mesafe ölçümleri darbe modülasyonu ön plana çıkarken, kısa mesafede en yüksek mesafe hassasiyeti FMCW sağlamaktadır.

LiDAR sisteminde kullanılan dedektör tipleri, EM-CCD, I-CCD, lineer APD, Geiger mod (GM) APD ve SiPM dedektörlerdir. CCD, silikon yapısında ve yüksek hassasiyete sahip dedektörlerdir. Algılama bölgesi, UV, görünür ve yakın kızılötesi bandlarını kapsamaktadır. Ancak kazançları düşüktür. I-CCD'de (Intensifier-CCD), yüksek kazanç için yoğunlaştırıcı tüp entegre edilmiştir. Yoğunlaştırıcı tüp, bir çeşit vakum tüpü olup fotokatot, mikro kanal tabaka (elektron çoğullayıcı) ve fosfor ekrandan oluşmaktadır. EM-CCD (Electron Multiplier-Charge Coupled Detector), düşük ışık seviyelerinde görüntüleme (low light imaging) amacıyla kullanılmaktadır. Elektron çoğullayıcı register aracılığıyla okuma gürültüsünü arttırmadan sinyal kuvvetlendirilmektedir. Ortalama kazanç seviyesi bin kata kadar çıkmaktadır. Ancak, bu performans için sıcaklığın -80°C 'de soğutulması gerekmektedir. I-CCD ve EM-CCD birleştirilerek maksimum kazanç elde edilerek tek foton algılayıcı olarak kullanılmaktadır [53].

APD, temelde p-n ekleminden oluşan bir dedektör olup çalışma modlarına göre bias voltajına-akım grafiği Şekil 2.5'te görülmektedir. Lineer APD'nin kazancı 50-100 arasında iken GM-APD'nin kazancı 10^5 - 10^7 arasındadır. Geiger modunda uygulanan bias voltajı, kırılım voltajının üzerindedir.



Şekil 2.5. APD çalışma modlarına göre bias voltajı-akım eğrisi [37]

$$A_l = \frac{\pi(\theta_{TR})^2}{4} \quad (2.2)$$

$$A_T = (FOV \cdot R)^2 \quad (2.3)$$

$$FOV = \frac{\Delta}{f_0} \quad (2.4)$$

Burada f_0 alıcı optiğinin odağını ifade etmektedir. Vericiden çıkan lazer darbesi q-anahtarlamalı tipte olup matematiksel modeli Eş. 2.2'de olup darbe formu Şekil 2.12'de görülmektedir.

$$P_E(t) = A \cdot \frac{t}{\tau} \exp(-t/\tau) \quad (2.5)$$

Ortamdaki varsayımsal hedefin Lambert ve görüş alanını doldurduğu kabul edilmektedir. Lazer darbesinin hedeften yansiyarak alıcı SiPM dedektörü tarafından algılandığında, her bir SPAD hücresi tarafından oluşturulan ortalama fotoelektron sayısı (Ns) Eş. 2.6'da verilmiştir [24].

$$N_s = E_p \cdot \frac{\eta_q}{h\nu} \cdot \rho_t \cdot \eta_T \cdot \eta_R \cdot \frac{A_R A_T \cos \theta_{target}}{\pi \cdot R^2 A_l} \cdot FF \cdot \left(\frac{p}{\Delta}\right)^2 \cdot \exp(-2\sigma_{atm}R) \quad (2.6)$$

SiPM tabanlı LiDAR sistemindeki gürültüler, ortam ışığı ve ısı kaynaklı karanlık darbe veya dürtü (DCR) üretimlerdir. Bu gürültü kaynakları, birbirinden bağımsız olsalar da çıkışta üst üste binerek şiddeti arttırmaktadır. Eğer ortam ışığı şiddetli ise gürültü kaynağı olarak baskın olacaktır. Isıl kaynaklı DCR bileşeni ihmal edilebilir. Bu durumda, ortam ışığından kaynaklı fotoelektron sayısı Eş. 2.7'de verilmiştir.

$$N_n = \beta_{amb} \cdot \frac{\eta_q}{h\nu} \cdot \Delta f \cdot \rho_t \cdot \eta_R \cdot S_{FOV} \cdot \frac{A_R}{\pi \cdot R^2} \cdot FF \cdot \left(\frac{p}{\Delta}\right)^2 \cdot \exp(-\sigma_{atm}R) \quad (2.7)$$

Burada N_n ortam ışığı altında bir SPAD hücresi tarafından üretilen fotoelektron sayısı, β_{amb} gün ışınımı, Δf optik filtre bandgenişliğini, S_{FOV} görüş alanını ifade etmektedir. Çoğu durumda, hedef tarafından yansıtılan ve dedektör yüzeyine ulaşan fotonların sayısı ile fotoelektronların sayısı Poisson Dağılımına uygundur. Bu sonuçla, SPAD hücre yüzeyine ulaşan ortalama foton sayısı sabit tutulduğunda, hücre tarafından üretilen fotoelektron sayısının k olma olasılığı Eş. 2.18'de verilmiştir.

$$P_k = \frac{n^k e^{-n}}{k!} \quad (2.8)$$

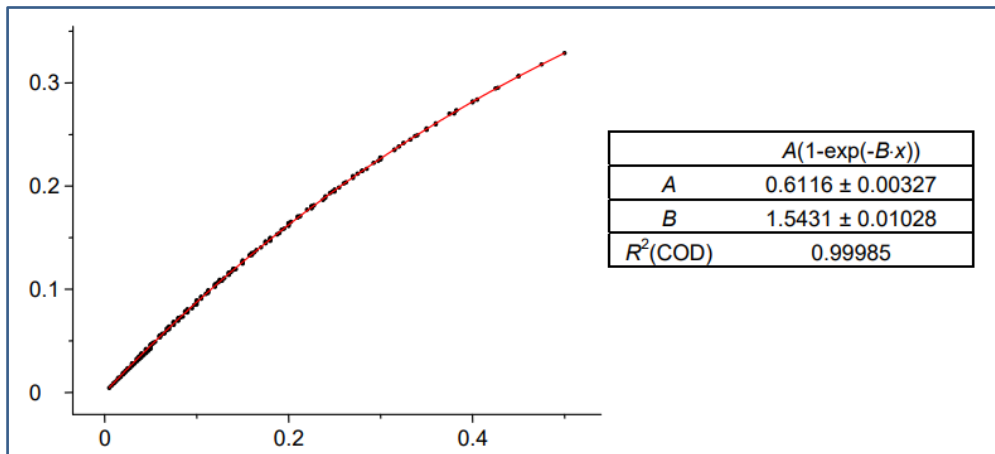
Burada n , hücre yüzeyine düşen fotonların ortalama sayısıdır. Hücre, üzerine düşen foton tarafından uyarılmış veya uyarılmamış olabilir. Hücre uyarılmamış ise $k=0$ değerini alır, olasılık ise $P_0=e^{-n}$ eşit olur. Eğer hücre uyarılmış ise fotoelektron oluşma olasılığı $1-P_0$ eşit olacaktır. Bu kapsamda, arkaplan ışması ile uyarılan bir SPAD hücresinin fotoelektron üretme olasılığı Eş. 2.9'da verilmiştir.

$$P_{single} = 1 - \exp(-N_n \tau_{dead}) \quad (2.9)$$

Burada $N_n \tau_{dead}$, arkaplan ışması ile bekleme zamanı içerisinde gelen toplam foton sayısını ifade etmekte olup Eş. 2.8'deki n sayısına eşittir. Ayrıca Eş. 2.9, hücrenin gürültü fotonları tarafından meşgul edilme olasılığı olarak ta yorumlanabilir. Chen Jianguang ve arkadaşları [57] tarafından teorik ve deneysel sonuçları birbirine uyarlayarak elde ettikleri fonksiyon Eş. 2.10 verilmiştir.

$$P_{SPAD} = 0,61(1 - \exp(-1,54N_n \tau_{dead})) \quad (2.10)$$

Poission dağılım eğrisi ve simülasyon verileri uyumlaştırıldığında (fitting curve) dağılım fonksiyonunun katsayıları ve uyumlaştırma derecesi Şekil 2.8'de görülmektedir.



Şekil 2.8. Poission dağılım (kırmızı çizgi) ve simülasyon eğrisi (siyah noktalar) [57]

SiPM'in çıkışı rastgele uyarılan hücrelerin toplamı şeklindedir. Arkaplan ışması ile uyarılan toplam SPAD sayısı $N_{amb}=N_{cell}P_{SPAD}$ olacaktır. Bu gürültüyü anlamlı sinyalden

ayırmak için bir eşik belirlememiz gereklidir. Gürültünün eşik seviyesini aşması durumunda yanlış alarm olasılığı (False Alarm Probability) Eş. 2.11’de verilmiştir.

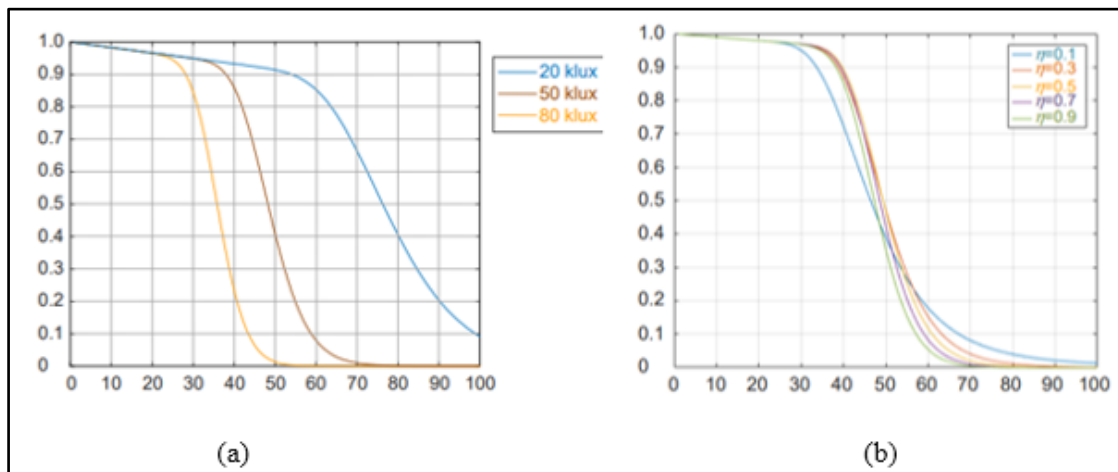
$$P_{noise} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \int_{T_n}^{\infty} \exp\left(-\frac{(N-N_{amb})^2}{2\sigma_n^2}\right) dN \quad (2.11)$$

Burada σ_n , N_{amb} ’ın standart sapması olup yaklaşık değeri N_{amb} ’dır. Eş. 2.11’de görüldüğü üzere yanlış alarm olasılığını kontrol etmenin tek yolu eşik seviyesini ayarlamaktır. Benzer olarak, hedeften yansıyan sinyalinin eşik seviyesini geçmesi durumundaki algılama olasılığı Eş. 2.12’de verilmiştir.

$$P_{signal} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_s} \int_{T_n}^{\infty} \exp\left(-\frac{(N-N_{laser})^2}{2\sigma_s^2}\right) dN \quad (2.12)$$

Burada σ_n , N_{laser} ’ın standart sapmasıdır. Yansıyan sinyalinin başarılı bir şekilde algılanması için yerine getirilmesi zorunlu iki koşulu vardır. Bunlar, arkaplan ışımalarının etkilediği SiPM çıkışının eşik seviyesini geçmemesi ve lazer eko sinyalinin oluşturduğu SiPM çıkışının eşik seviyesini geçmesidir.

İlk koşulun olasılığı, algılanacak mesafeye ve P_{noise} yanlış alarm olasılığına bağlıdır. Bu koşulun olasılığı, $P_1 = 1 - \frac{2R}{\tau_{gate} \cdot c} P_{noise}$ olup, τ_{gate} lazerin ardışık darbeleri arasındaki süre ve c ise ışık hızıdır. İkinci koşulun olasılığı, $P_2 = P_{signal}$ dir. Hedefin başarılı bir şekilde ölçüm olasılığı ise $P_{success} = P_1 P_2$ ’dir.



Şekil 2.9. a) Farklı ışık ve (b) farklı hedefler için algılama olasılıkları [58]

Teorik sonuçların simülasyonları Şekil 2.9’da görülmektedir. Ortam ışığının şiddetinin mesafe algılamasında oldukça önemli rol aldığı, ancak hedef reflektansının çok düşük olmadığı sürece benzer bir şekilde algılama olasılığına etki ettiği anlaşılmaktadır.

3. KISA DARBE LAZER DİYOT SÜRÜCÜ TASARIMI

3.1. Temel Bilgiler

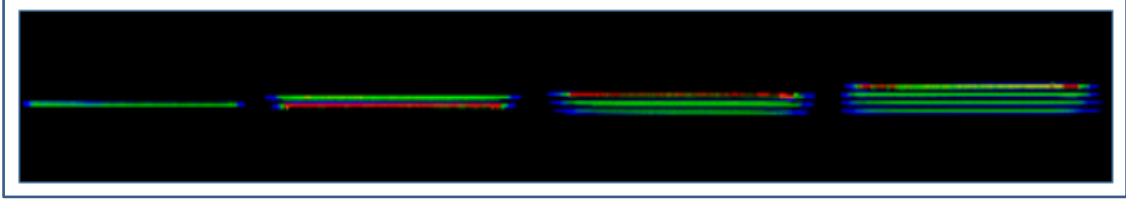
Sürekli dalga (CW) lazer diyotlar, belirli bir optik çıkış gücünden daha yüksek optik çıkış gücü vermeye çalışıldığında, darbe genişliği kısa olsa bile, optik boşluğu zarar görür ve optik çıkış üretilemez. Darbe lazer diyotları, kısa süreli büyük akım ile yüksek güçlü optik çıkış üretmek için tasarlanmıştır. Uygulanan akım, yüksek optik çıkış gücü darbeleri üretmek için birkaç amper ile birkaç on amper arasındadır. Darbeli lazer diyotları, yüksek optik çıkış gücü elde etmek için çoklu ışık yayan katmanlardan oluşan bir yığın yapısı kullanır [59-62].

Emisyon alanı ne kadar darsa, optik yoğunluk o kadar yüksek ve aynı optik çıkış gücüyle mesafe o kadar uzun ölçülebilir. Bu da daha yüksek çözünürlüklü bir LiDAR modülünün kullanılmasını sağlar. Bu durum, LiDAR teknolojisinin mobil kullanılabilirliğinin yolunu açmış ve birçok sahada gelişmenin ivmelenmesinde kilit rol oynamıştır. Güvenlik ve askeri sahada, mesafe ölçüm ve güdüleme teknolojisinin taşınabilir gözetleme cihazlarıyla bütünleştirme potansiyelini oluşturmuştur. Akıllı otomobiller ve cep telefonları için 3D haritalama ve engel tespit yapay zekâ ile ortak gelişen uygulamalardır. Medikal sahada 3D protez baskı için lazer tarama ve tedavi amaçlı lazer cihazların daha düşük maliyetlere düşmesi yaygınlaşmasını kolaylaştırmaktadır [63].

Kısa darbe tabiri genellikle 200 ns altındaki darbe genişliği için kullanılmaktadır. Darbe süresinin kısalması daha yüksek doğrulukla mesafe ölçümü sağlamaktadır. Bununla birlikte, tepe akımı ya da tepe gücü ölçüm mesafesini belirlemektedir. Bu nedenle, darbe süresinin ve tepe akımı birlikte iyileştirilmesi gereken parametrelerdir [63]. Kısa darbe süreli lazer diyotlardan arzu edilen performans, uygun sürücü elektroniğinin tasarımı ile mümkündür. Yüksek frekanslarda anlık süreli büyük akımların anahtarlama zorluğu, daha etkin yöntemlerin bulunması için çalışma motivasyonu sağlamaktadır. Sürücü elektroniklerinin temel parametreleri, darbe süresi, yükselen kenar, tepe akımı ve tekrarlama frekansıdır. Darbe akımı profilinin de yüksek enerjili ışın gönderme ve düşük güç tüketiminde etkili olması tasarımı karmaşıklaştırmaktadır. Performans üst limitlerini esas olarak lazer diyot ve anahtarlama biriminin özellikleri belirlense de hassas zamanlama ile enerji depolama birimlerini kontrolü tasarımın odak noktasını teşkil etmektedir.

3.2. Kısa Darbe Lazer Diyotların Özellikleri

Kısa darbe lazer diyotlar, pn eklemli yarıiletken diyottur. Ancak, yüksek tepe gücü için emisyon alanı şerit şeklindedir. Şeritlerin kısa kenarı birkaç mikron iken, uzun kenarı onlarca mikron seviyesindedir. Farklı çıkış güçleri için emisyon bölgelerinin yakın alan paterni (near field pattern) Şekil 3.1’de görülmektedir.



Şekil 3.1. Farklı güçte kısa darbe lazer diyotların yakın alan paternleri [64]

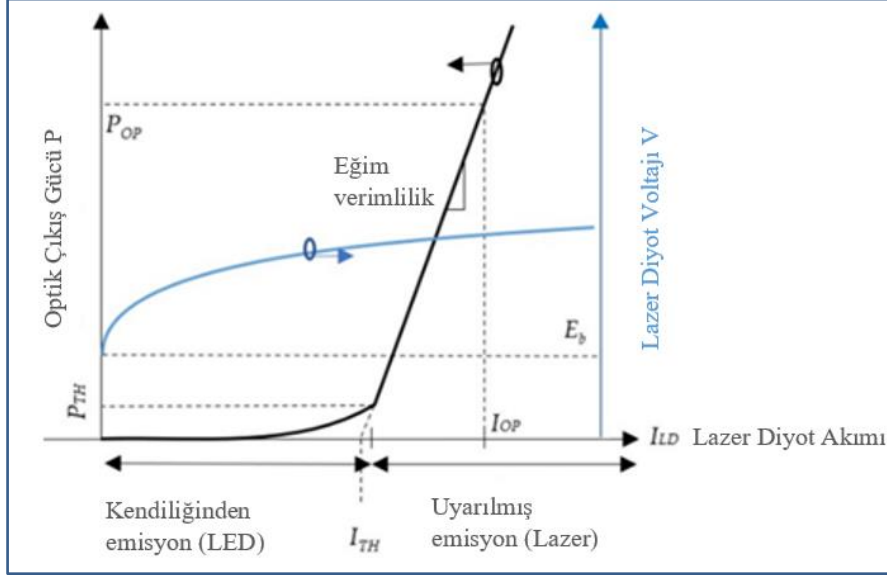
Excelitas 225 μm stripe serisi [63] kısa darbe lazer diyotların bir kısmı örnekleme seçilerek emisyon boyutları, şerit ve lazer çip sayıları ile optik çıkış güçleri Çizelge 3.1’de verilmiştir. Görüldüğü üzere, 200 W’dan küçük çıkış güçleri için, lazer diyot paketi içerisinde bir adet lazer çip bulunmaktadır. Lazer çipin sağladığı güç, şerit sayısı ile orantılıdır. Seçilen seride, bir lazer çipin şerit sayısı en fazla 6 ile sınırlıdır

Çizelge 3.1. Kısa darbe lazer diyotların emisyon alanı, emisyon sayısı ve çıkış gücü

Parametre	QPGAS1S09H	QPGAS2S09H	QPGAS3S09H
Emisyon alanı	225x15 μm	225x200 μm	225x400 μm
Emisyon sayısı	4	8	12
Lazer çip sayısı	1	2	3
Çıkış Gücü	100 W	200 W	300 W

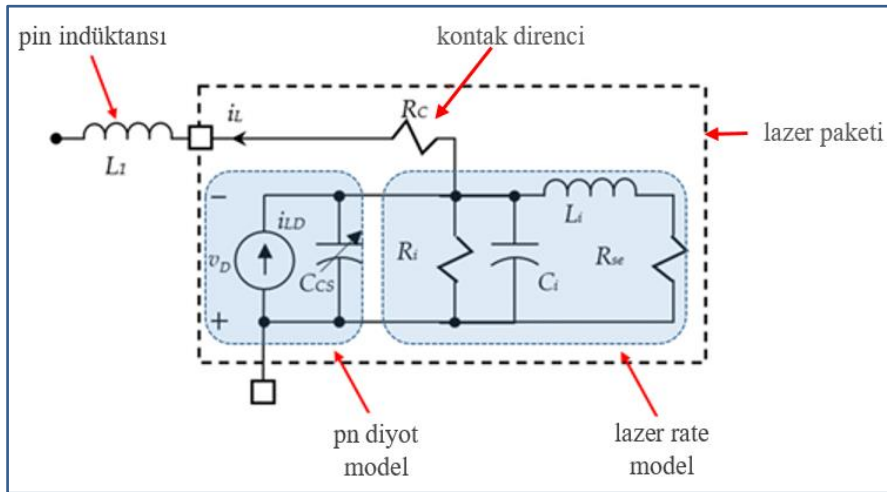
Tek lazer çipi için şeritler alt alta vektör şeklinde dizilmişken, daha fazla lazer çip içeren paketlerde şerit dizilimi matris formunda olmaktadır. Şeritlerin arasındaki mesafelerin ve paket içerisindeki lazer çip sayısının artması nedeniyle lazer ışınının kolimasyonu karmaşıklaşmaktadır. Bu nedenle, çok bileşenli ve yüksek maliyetli optik tasarımı zorunlu hale gerektirmektedir.

Kısa darbe lazer diyotun akım-çıkış gücü ve akım-polarlama voltaj eğrisi Şekil 3.2’de görülmektedir. Siyah çizgi, akım ile optik güç; mavi çizgi ise akım ile bias voltaj ilişkisini göstermektedir.



Şekil 3.2. Kısa darbe lazer diyotun lazer akımına bağlı çıkış gücü ve bias voltajı [65]

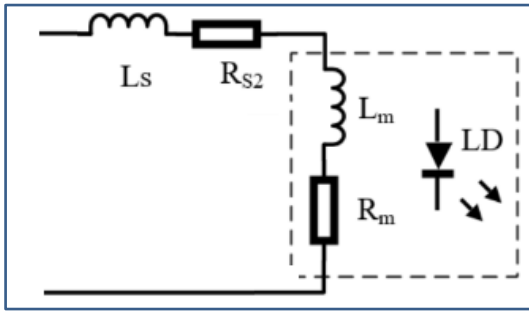
Lazer diyot, çalışma akımının eşik seviyesinin (I_{TH}) altında veya üstünde olmasına göre kendiliğinden (spontaneous) veya uyarımlı (stimulated) emisyon fazında çalışmaktadır. Uyarımlı emisyon fazında akım ile optik çıkış gücü doğrusaldır. Lazer akımı artırılırken, lazer diyot voltajındaki artış çok küçük seviyededir. Kısa darbe lazer diyotun elektriksel eşdeğer devresi Şekil 3.3’te görülmektedir.



Şekil 3.3. Kısa darbe lazer diyotun elektriksel eşdeğer devresi [65]

Kesikli çizgiyle gösterilen bölge lazer diyotun içsel elektriksel eşdeğeridir. C_{CS} , pn eklemi difüzyon kapasitansıdır. L_i indüktansı, lazer rate denklemlerinin küçük sinyal analizinden kaynaklı olup, C_i kapasitörü ile lazer diyotun rezonans olayından sorumludur. R_i direnci, lazer rate denklemlerinde kendiliğinden ve uyarılmış birleşiminden (recombination) kaynaklı sönümlenmesinden sorumlu diferansiyel direncidir. R_{se} direnci, lazer moduna kuplaj olmuş kendiliğinden emisyon kaynaklı sönümlenme direncini modellemektedir. Paket yapısından kaynaklı parazitik elemanlar L_1 pin indüktansını ve R_C kontak direncini göstermektedir.

Analiz kolaylığı için lazer diyot, Şekil 3.4'teki noktalı çerçevenin içinde olduğu gibi L_m indüktansı ve seri bir R_m direnci ile gösterilebilmektedir. L_s indüktansı ve R_{S2} parazitik bileşenler, yüksek akım darbesi üretimi esnasında etkin olduğundan sürücü elektroniği tasarımında ihmal edilemezler.



Şekil 3.4. Kısa darbe lazer diyot basitleştirilmiş elektriksel eşdeğeri [66]

3.3. Dalga Boyuna Bağlı LiDAR Performansı

Kısa darbe süreli lazer diyot tabanlı lazer mesafe ölçer cihazlarda, yaygın olarak 905 nm ve 1550 nm dalga boyunu kullanılmaktadır. GaAs tabanlı yarıiletkenler, 905 nm dalga boyu lazer diyotların yapıtaşlarıdır. GaAs yarıiletkenlerin yaygın kullanılması nedeniyle kısa darbe lazer diyotlarının hem iyileştirilmesine katkıda bulunmakta hem de düşük maliyet sağlamaktadır. 905 nm dalga boyunun silikon esaslı dedektörlerin algılama spektrumunda yer alması ve yüksek kazançta sahip silikon esaslı single foton ve foto çoğullayıcı (SiPM) dedektörlerin varlığı, tercih konusunda bir eğilim oluşturmaktadır. 1550 nm dalga boyu lazer diyotların temel taşı InP yarıiletkenidir [67]. InP yarıiletkeninin üretim maliyeti yüksektir. 1550 nm dalga boyu dedektörlerinin algılayıcıları olan InGaAs APD

dedektörlerinin kazancı da Si APD'lere göre düşüktür. SiPM benzeri çok yüksek kazançlara sahip InGaAs temelli dedektör bildiğimiz kadarıyla bulunmamaktadır.

1550 nm dalga boyunun, göze zararsız olması ve atmosfer ışık spektrumunda bulunmaması önemli özelliklerindedir. Algılayıcılarının tipik olarak düşük kazançları olmasına karşın atmosfer ışık gürültüsünden etkilenmemesi, sinyal gürültü oranının iyileştirilmesi açısından avantajlıdır. Düşük nemli atmosfer şartlarında, 905 nm'nin zayıflama katsayısı, 1550 nm'den iki kat daha büyüktür. Bunun anlamı, 1550 nm'nin temiz havada çok daha fazla yayılmasıdır. Atmosferdeki nem artışının zayıflamaya etkisi çok önemli değildir. Buna karşın sis ve yağmurlu hava koşullarında zayıflama etkisi şaşırtıcı oranda tersine dönmektedir. Sisli havada, her iki dalga boyunun çok büyük oranda zayıfladığı, ancak 1550 nm'de nispeten çok daha fazla olmaktadır. Yağmurlu havada ise 1550 nm'nin 2-4 kat daha fazla zayıflamaktadır. Islak hedeflerinde benzer şekilde reflektansı 905 nm'de yaklaşık %5–15, 1550 nm'de ise %10–60 oranında azalmaktadır. Bu tespitler ile 905 nm dalga boyunun hava değişimlerine karşı daha dirençli olduğu görülmektedir [68].

Çıkış güçleri açısından karşılaştırma yapılan modeller Çizelge 3.2'dedir. Modeller, hem 905 nm hem de 1550 nm kısa darbe lazer diyot üreten Excelitas ürünlerinden seçilmiş olup emisyon boyutları ve içerdikleri stack sayılarının aynı olmasına dikkat edilmiştir. 905 nm dalga boyuna sahip kısa darbe lazer diyotların daha düşük akım, küçük emisyon alanı ve az sayıda stack sayısı ile daha yüksek çıkış gücü elde edildiği görülmektedir.

Çizelge 3.2. 905 nm ve 1550 nm dalga boyunda kısa darbe lazer diyotların çıkış güçleri

Parametre	PGA S1S09H	PVGS2S06H	QPGAS1S09H	PVGR4S12H
Dalga boyu	905 nm	1550 nm	905 nm	1550 nm
Emisyon alanı	225x1 μm	150x125 μm	225x15 μm	300x350 μm
Emisyon sayısı	1	2	4	4
Lazer Akımı	30 A	40 A	30 A	80 A
Çıkış Gücü	23 W	24 W	100 W	100 W

3.4. Kısa Darbe Lazer Diyot Seçimi

Bu tez çalışmasında tasarımı yapılacak lazer ToF mesafe ölçerin algılayıcısı olarak silikon fotoçoğullayıcı dedektör kullanılacağından 905 nm dalga boyunda kısa darbe lazer diyot tercih edilecektir. Karşılaştırma amacıyla, Osram'ın Nanostack teknolojisi ile üretilen modeli ile Hamamatsu ve Excelitas'ın benzer güçteki kısa darbe lazer diyotların özellikleri Çizelge 3.3'te verilmiştir.

Çizelge 3.3. Farklı üreticilerin karşılaştırmalı kısa darbe lazer diyot parametreleri

Model	Üretici	I_F (A)	V_F (V)	P_{opt} (W)	Emisyon alanı	Saçılma
SPLUL90AT08	Osram	40 A	11 V	125 W	220x10 μm	10°x25°
L11854-336-05	Hamamatsu	35 A	12 V	100 W	360x10 μm	10°x23°
TPGA S1S09H	Excelitas	75 A	12,5 V	70 W	225x10 μm	10°x25°

Nanostack teknolojisi ile 3 epitaksiyel stack yapılı yüksek güç yoğunluğuna sahip lazer diyotlar, optik çıkış gücü ve kollimatör gereksinimi açısından uygun bir çözüm sağladığı değerlendirilmiştir. Kısa darbe lazer diyotlarını güvenli saha içerisinde kullanılması için nominal tepe akımı, darbe süresi ve duty cycle değerlerine uygun olarak sürülmesi gerekmektedir. Bu sınırlar içerisinde kullanıldığı zaman pasif veya aktif soğutmaya ihtiyaç duyulmaz. Duty cycle yüzdelik bir değerle ifade edilmektedir. Daha yüksek frekanslarda kullanımı için bu değer yüksek olması istenir. İncelenen lazer diyotlar duty cycle değerinin maksimum %0.1 olarak verilmiş olup 40 A tepe akımı ve 100 ns darbe süresi için maksimum tekrarlama frekansının 10 kHz'den küçük olması gerekmektedir. Emisyon alanının büyüklüğünün, büyük tepe akımı ve yüksek tekrarlama frekansından kaynaklı sıcaklık artışına daha dayanıklı olabileceği değerlendirilmektedir. Nominal tepe akımı, veri sayfasında tanımlı nominal darbe süresi sınırlıdır. Ancak, tepe akımı ile darbe süresi arasındaki oran ters kare kuralına uygun olduğunda optik çıkış gücünü arttırmak mümkün olabilmektedir. Eş 3.1'de verildiği üzere, darbe süresi nominal değere göre kaç kat kısaltılmış ise elde edilen çarpanın tersinin karekökü kadar tepe akım arttırılabilmektedir [69,70].

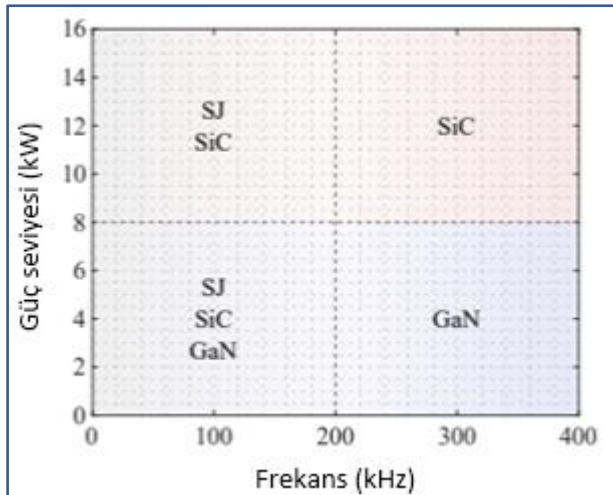
$$I_{tepe} = I_{tepe_nominal} \left(\frac{t_{on_yeni}}{t_{on_nominal}} \right)^{-0.5} \quad (3.1)$$

Örnek olarak kısa darbe lazer diyot akım darbe süresi nominal değer olan 100 ns'nin yerine 50ns yapılırsa, nominal tepe akımı olan 40 A yerine 56 A'de sürülebilmektedir. Bu durumda optik çıkış güç ise nominal 120 W yerine 150 W olacaktır. Bu kural, kısa darbe lazer diyotlarda yıkıcı optik hasarın (COD, catastrophic optical damage) oluşmaması için güvenli payı sağlamaktadır. COD, lazer diyotun parlatılmış çıkış yüzeylerinin geçirgenlik ve yansıtıcılıklarında ortaya çıkan hasarlar için kullanılan bir terimdir.

Lazer verici (transmitter) optiğinin tasarımında genel olarak saçılma açısı esas alınır. Ancak, kısa darbe lazer diyotların emisyon bölgesinin çizgi ve çoklu kaynak (stack) yapısı karmaşık tasarımı zorunlu kılmaktadır. Saçılma açısının yakın olduğu durumlarda emisyon bölgesinin küçük olması tasarım açısından kolaylaylık sağlamaktadır. Tasarımda kullanılmak üzere emisyon bölgesi en küçük Osram SPL UL-90AT08 ve emisyon alanı en büyük Hamamatsu L11854-336-05 kısa darbe lazer diyotları kullanılacaktır. Yapılacak testlerde emisyon alanından kaynaklı kollimasyon etkileri ile aşırı akımla sürme ve yüksek anahtarlama yönünden karşılaştırma yapılacaktır.

3.5. Anahtar Birimi Seçimi

Anahtar biriminin özellikleri kısa darbe akımının genişliği, tekrarlama frekansı ve darbe şeklinin belirlenmesinde son derece etkindir. Yüksek akım anahtarlama ile ilgili yaygın kullanılan elektronik parça MOSFET'tir. Güç ve frekans gereksinimlerin optimizasyonu ile MOSFET tipinin belirlenmesi gerekmektedir. GaNFET, Si, SuperJunction ve SiC tipindeki MOSFET'ler için optimizasyon gruplandırılması Şekil 3.5'te görülmektedir.



Şekil 3.5. MOSFET tiplerinin frekans ve güç seviyesine göre gruplandırılması [71]

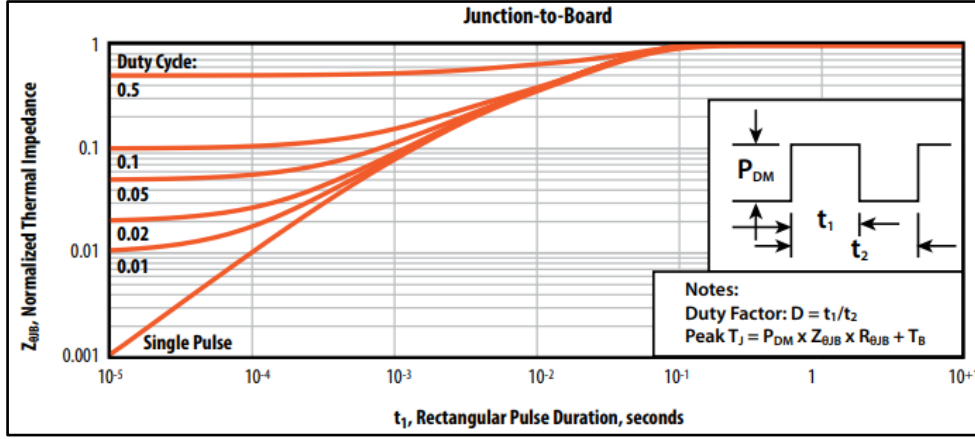
Görüldüğü üzere, 8 kW ve altındaki güç seviyeleri ile 200 kHz ve üzerindeki anahtarlama gereksinimleri için GaNFET en uygun seçimdir. Akım darbesinin düşen kenarı yükselen kenarına göre çok daha hızlı düşmektedir. Akımın bu hızlı değişimi indüktif yükler aracılığıyla anahtarın akım geçiren uçlarına yüksek voltaj indüklenir.

Çizelge 3.4. EPC firması imali GaNFET ($V_{DS,max}=200$ V) listesi [72]

Part Number	Status	Configuration	V_{DS} max	V_{GS} max	Max $R_{DS(on)}$ (m Ω) @5V $_{GS}$	Q_G typ (nC)	Q_{GS} typ (nC)	Q_{GD} typ (nC)	Q_{oss} typ (nC)	I_D (A)	Pulsed I_D (A)
			350		3300	25	8.9	3.4	115	102	639
EPC2054	Preferred	Single	200	6	43	2.9	0.9	0.3	15	3	32
EPC2019	Active	Single	200	6	42	2.4	0.8	0.6	20	8.5	45
EPC2010C	Active	Single	200	6	25	3.7	1.3	0.7	40	22	90
EPC7007	Engr	Single Rad Hard	200	6	25	5.4	1.5	1	37	20	80
EPC2207	Preferred	Single	200	6	22	4.5	1.3	0.7	23	14	54
EPC2307	Engr	Single	200	6	10	10.6	3.8	1.3	58	48	130
EPC2034C	Active	Single	200	6	8	11.4	3.8	2.1	95	48	213
EPC2215	Preferred	Single	200	6	8	13.6	3.3	2.1	69	32	162
EPC2304	Engr	Single	200	6	5	21	7.5	2.6	115	102	260

Tasarladığımız devrede bu voltaj, minimum tepe akımı, 40 A, anahtarlendiğinde 130 V; maksimum tepe akımı, 56 A, iken 180 V'a çıkmaktadır. V_{DS} parametresi bu voltajı ifade etmekte olup $V_{DS,max}>180$ V olacak şekilde incelenen EPC imali GaNFET modelleri Çizelge 3.4'te görülmektedir. Seçim yapılırken akım limiti, anahtarlama hızı ile ilgili parametreler ve dinamik direncinin uygunluğu da dikkate alınmıştır.

Akım limiti, MOSFET'in aktif bölge sıcaklığı (T_J) ile ilişkili olduğu düşünülmektedir. Şekil 3.6'da görüldüğü üzere T_J sıcaklık limiti tepe akımı, darbe süresi ve duty cycle ile belirlenmektedir. Lazer diyot'tan kaynaklı olarak tasarım için limit değerleri tepe akımı için 80 A, darbe süresi için 100 ns ve duty cycle için %0.1 olarak belirlenmiştir. Bu tasarım limitlerinde, GaNFET'i tanımlanan akım limitinin 10 katına kadar sürülebileceği değerlendirilmiştir.

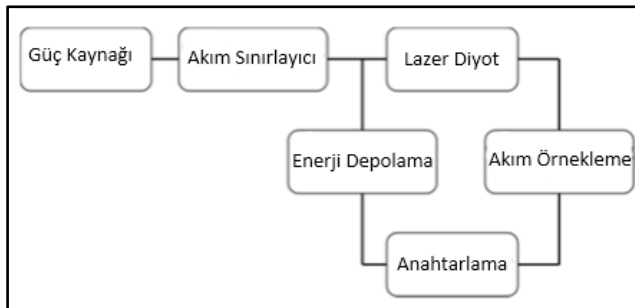


Şekil 3.6. EPC2019 GaNFET termal empedansının darbe süresine göre değişimi [72]

Ayrıca, yüksek hızlarda anahtarlama için Q_{GS} parametresinin düşük olması ve düşük güç tüketimi için R_{DS} dinamik direncinin küçük olması gereklidir. Bu değerlendirmeler doğrultusunda, anahtar birimi olarak EPC2019 modeli GaNFET seçilmiştir.

3.6. Kısa Darbe Lazer Diyot Sürücü Tasarımı

Sürücü elektroniği, optik darbenin hem gücünü hem de darbe şeklini belirleyen bir birimdir. Kısa darbe lazer diyot teknolojisi gelişimi ile beraber sürücü elektroniği ile gereksinimler de değişmektedir. Sürücü elektroniğinin değişimi sadece devre tasarımı olarak değil alt birim olarak kullanılan temel elektronik bileşenlerin teknolojik gelişimini de zorlamaktadır. Örneğin anahtarlama birimi olarak kullanılan MOSFET'lerin (Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor) yerine daha iyi performans sağlayan GaN FET'lere (Gallium Nitride Field-Effect Transistor) geçiş olmuştur.



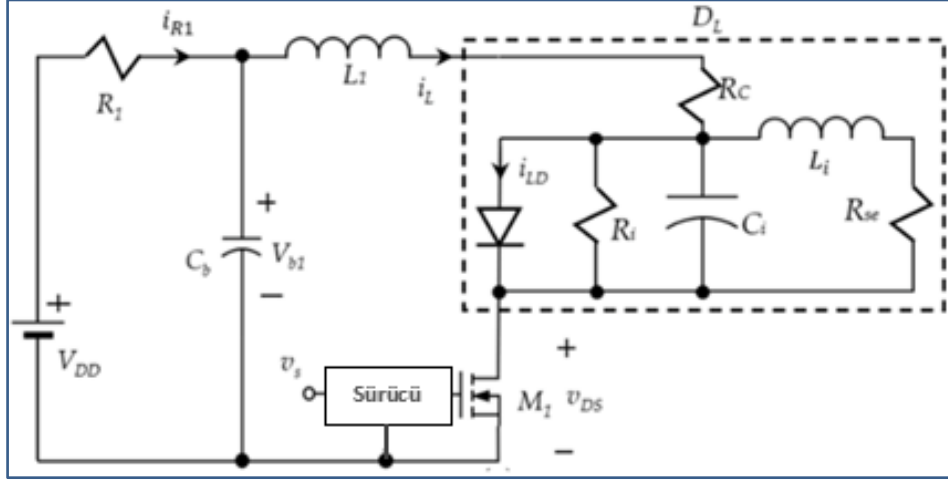
Şekil 3.7. Kısa darbe lazer diyot sürücülerin genel yapısı [66]

Sürücü elektroniklerin tanımlanmasında kullanılan parametreler, darbe yükseliş zamanı, darbe süresi, tepe akımı ve tekrarlama frekansındır. Performans üst limitlerini, lazer diyot ve

anahtarlama biriminin özellikleri belirlemektedir. Bu limitlere uygun olarak, hassas zamanlama ile enerji depolama birimlerini kontrolü tasarımın odak noktasını oluşturmaktadır. Genel olarak kısa darbe lazer diyot sürücülerin alt birimlerini içeren blok şema Şekil 3.7’de görülmektedir.

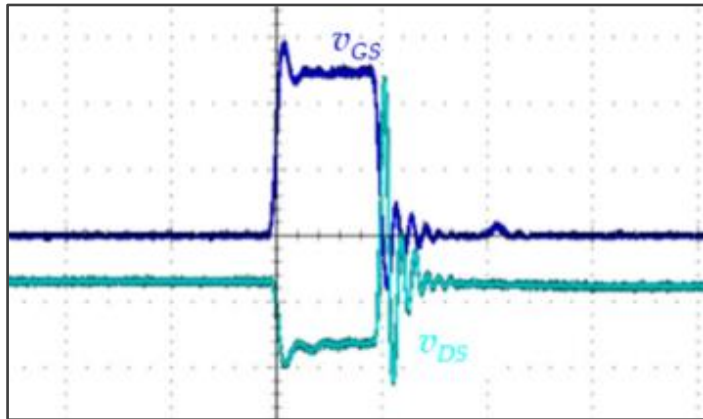
Sürücü elektroniği, güç kaynağı (power supply), akım sınırlayıcı birimi (current limiting unit), enerji depolayıcı birimi (energy storage unit), lazer diyot (laser diode), anahtarlama birim (switching unit) ve akım örnekleme biriminden (current sampling unit) oluşmaktadır. Akım sınırlama biriminde genellikle iki yöntem kullanılır: direnç ile akımı sınırlama ve indüktans ile akım sınırlaması. Direnç ile akımı sınırlama yöntemi kullanıldığında sınırlayıcı direnç üzerinden akım geçtiğinde gereksiz enerji kayıpları oluşacaktır. Sürücü devre saniyede çok yüksek darbe üretecek şekilde çalıştırıldığında, akım sınırlayıcı direnç üzerinden daha fazla enerji kaybedilir ve ciddi ısı ortaya çıkar. Ancak indüktans ile akımı sınırlama yönteminde çok fazla enerji kaybı sorunu yoktur. Akım sınırlama işleminde kullanılan indüktans üzerinde depoladığı enerjiyi şarj durumunda tekrar kullanacaktır. Bu yöntemin tek dezavantajı, akım sınırlama yönetiminin çok kısa süre için kullanışlı olmasıdır. Enerji depolama birimi genellikle bir kapasitör veya birbirine paralel bağlı kapasitör grubudur. Enerji depolama kapasitörü için iki seçenek vardır. Birincisi, büyük bir kapasitans değeri almaktır. Deşarj esnasında, enerji depolama kapasitörü üzerindeki voltaj neredeyse hiç değişmez. Ancak bu yöntem, anahtarlama hızı ve darbe genişliği ile sınırlıdır. İkinci seçenek ise küçük bir kapasitans değeri seçmektir. Deşarj esnasında, bir lazer darbesi oluşturmak için kapasitör tamamen boşalır. Lazer darbesinin tepe gücü ve darbe genişliği büyük ölçüde kapasitörün değerinden etkilenir. Anahtarlama ünitesi, MOSFET ve GaN FET gibi yüksek güçlü hızlı anahtarlama cihazına ihtiyaç duyar. Üçüncü nesil bir yarı iletken malzeme olarak GaN cihazları, silikon bazlı MOSFET ile karşılaştırıldığında birçok açıdan büyük avantaj sağlar. GaN cihazları, mükemmel kesim kabiliyeti, daha yüksek elektron yoğunluğu ve yüksek çalışma sıcaklığına sahiptir. Bunlara ek olarak, GaN cihazları daha kısa anahtarlama süresine, kısa toparlanma (recovery) süresine ve düşük anahtarlama kayıplarına sahiptir. Akım örnekleme birimi olarak genellikle örnekleme direnci kullanılır. Örnekleme direncinin değeri çok küçüktür (0,1–1 Ω), ancak örnekleme direncinin varlığı, deşarjın direnç değerini ve PCB (Printed Circuit Board) üzerindeki yolların neden olduğu parazitik etkileri artırmaktadır. Diğer bir yöntem ise kapasitör üzerindeki voltajının takip edilmesidir. Bununla parazitik etkiler daha düşük

seviye tutulabilir. Şekil 3.7'deki blok şemaya uygun olarak temel bir sürücü elektroniği devre şeması Şekil 3.8'de görülmektedir.



Şekil 3.8. Temel seviyede kısa darbe lazer diyot sürücüsü devre şeması [65]

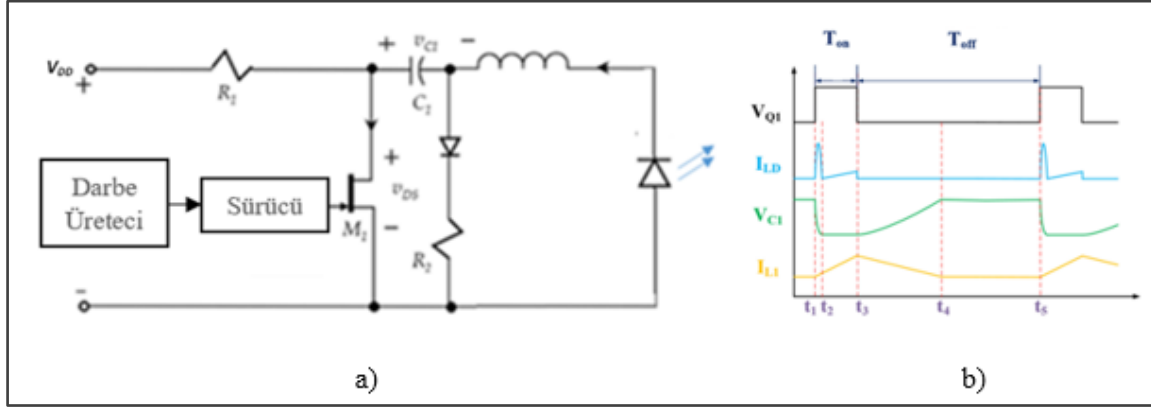
Burada güç kaynağı (V_{DD}) akımı sınırlayıcısı olarak R_1 direnci, voltaj stabilasyonu için C_b kapasitörü kullanılmıştır. Lazer diyot akımı, net voltajın R_1 direncine oranıdır. Akımı arttırmak için güç kaynağının voltajını arttırmaktan başka seçenek yoktur. Ayrıca, devredeki indüktans etkisiyle darbe sonlarında büyük osilasyonlar oluşmaktadır. Bu hasar verici osilasyonların örneği Şekil 3.9'da görülmektedir.



Şekil 3.9. Anahtarlama biriminin gate-source ve drain-source voltaj darbesi [65]

Kapı sürücüsü (Gate Driver) voltajı (V_{GS}) ve M_1 anahtarlama birimi voltajı (V_{DS}) Şekil 3.9'da görülmektedir. V_{GS} voltajının düşen kenarı ile beraber M_1 anahtarı off konumuna geçmesi gerekirken karasız duruma girerek V_{DS} voltajı dalgalanmıştır. Bu dalgalanmayı önlemek için güç kaynağından çekilen yüksek akımın sınırlandırılması gerekmektedir. R_1

direncinin artırılması durumunda, lazer akımı da azalacağından, Şekil 3.10'da görüldüğü üzere güç kaynağına paralel enerji miktarı ile optimize edilmiş C_1 kapasitör grubu eklenmelidir.



Şekil 3.10. a) Kapasitörlü kısa darbe lazer diyot sürücüsü ve b) zamanlama diyagramı [66]

T_{on} zamanında, t_1-t_2 arasında C_1 enerji depolama kapasitörü büyük bir I_{LD} darbe akımını M_1 anahtarı ve lazer diyot üzerinden akıtarak tamamen deşarj olur ve bu esnada lazer diyottan lazer darbesi yayılır; t_2-t_3 arasında, güç kaynağından çekilen I_{L1} akımı artmaya başlar. T_{off} zamanında, t_3-t_4 arasında C_1 kondansatörü, M_1 anahtarı açık olduğundan, güç kaynağı V_{DD} ve koruma diyodu üzerinden deşarj olur; t_4-t_5 arası, C_1 tamamen şarj edildikten sonraki tekrarlama frekansı nedeniyle bekleme süresidir. Kapasitör voltajı V_{C1} ve darbe süresi ile ilişkili ω_{on} açılmal frekans arasındaki ilişki Eş.3.2'dedir [64].

$$\frac{d^2v_{C1}}{dt^2} + \omega_{on}^2 v_{C1} = 0 \quad (3.2)$$

$$\omega_{on} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (3.3)$$

$$v_{C1} = (V_{DD} - V_{LD,on}) \cos(\omega_{on} t) \quad (3.4)$$

Yüksek akım darbesinin süresi, Eş.3.3'te görüldüğü üzere L_1 ve C_1 değerlerine bağlıdır. Başlangıçta $V_{C1}=V_{DD}$ olduğu varsayılarak, Eş 3.4'te görüldüğü kapasitör voltajının tepe gerilimi besleme voltajına ve değişim frekansı darbe süresi ile ilişkilidir. C_1 kapasitörü üzerindeki V_{C1} voltajı, M_1 anahtarının on (kapalı) konumda olmasıyla birlikte azalmaya başlar ve M_1 off (açık) konuma geçmesiyle tekrar artmaya başlayarak kaybettiği voltajı tamamlar. C_1 kapasitöründen giden enerjinin büyük kısmı lazer diyot tarafından ışık

darbesine dönüştürülür. Işık olarak elde edilen güç Eş. (3.5)'te, kapasitör voltajı cinsinden lazer akımı Eş. (3.6)'da ifade edilmiştir [64].

$$P = \frac{C_1}{t_{on}} (V_{DD} - \frac{1}{2} \Delta v_{C1}) \Delta v_{C1} \quad (3.5)$$

$$i_L = -L_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = \omega_{on} L_1 (V_{DD} - V_{LD,on}) \sin(\omega_{on} t) \quad (3.6)$$

Şekil 3.9'daki devrenin sağladığı en önemli avantaj, anahtar on konumdayken lazer diyot akım yolu üzerinde M1 anahtarının dinamik direnci haricinde başka bir direncin bulunmamasıdır. Anahtarın dinamik direnci çok küçük yapıldığında, maksimum ışık akımı VDD ile orantılı olacaktır.

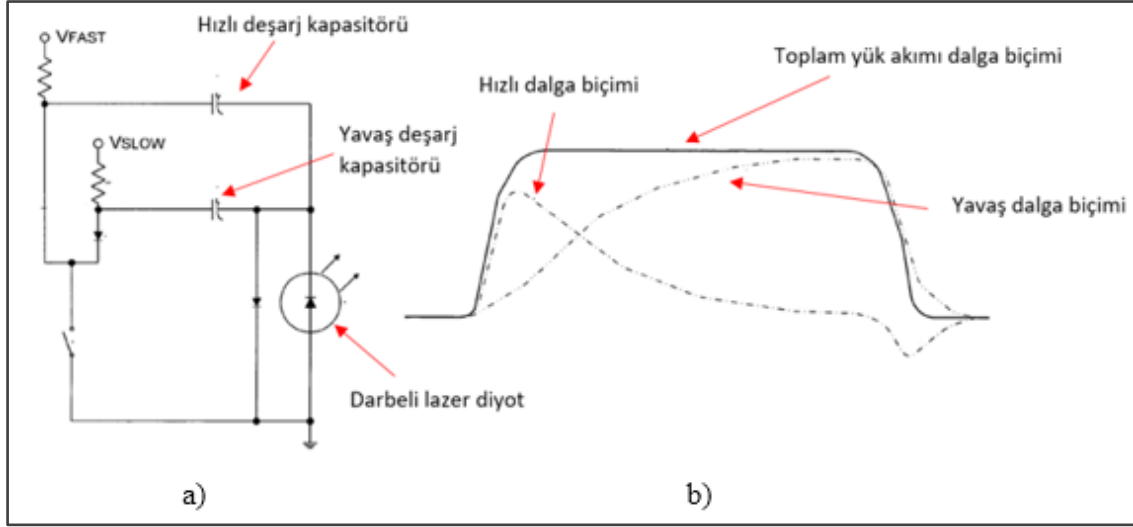
Diğer bir önemli parametre, darbe tekrarlama frekansıdır; Tekrarlama frekansı arttığında toparlanma süresi kritik olur, dolayısıyla aynı darbe süresi için anahtarlamanın görevi artar. Anahtar off konumuna geçtiğinde, C1 kapasitörü R1 ve R2 üzerinden şarj edilir. Eş 3.7'de şarj zaman sabiti görülmektedir.

$$\tau_{c1} = (R_1 + R_2)C_1 \approx R_1 C_1 \quad (3.7)$$

C₁ kapasitörünün toparlanma süresi T_{C1,R}, T_{C1} zaman sabitinin dört katı olarak tahmin edilebilir. Bu süre içerisinde C₁ üzerindeki voltaj, gerilim kaynağı V_{DD} voltajın yaklaşık %98'ine ulaşır. Tasarım aşamasında, her üç gereksinim için L₁ indüktansının en aza indirilmesi gerektiği görülmektedir. Lazer çıkışının yüksek tepe gücü dışında, C₁ kapasitansının küçük olması tercih edilir. Tekrarlama oranını artırmak için düşük dirençli bir R₁ seçmemiz ve lazer çıkışının tepe gücünü artırmak için V_{DD} voltajını artırmamız gerekmektedir.

3.7. Düz Tepe Kısa Darbe Lazer Diyot Sürücü Modeli

Daha uzak mesafeleri ölçmek için lazer ışınlarının tümünü tepe gücünde iletmenin faydalı olabileceği düşünülmüştür. US7,545,839 B2 numaralı patent [73] dokümanında farklı yöntemler kullanılarak düz tepe kısa darbe akımı üreten sürücü elektroniği hakkında detaylı bilgiler sunulmaktadır.



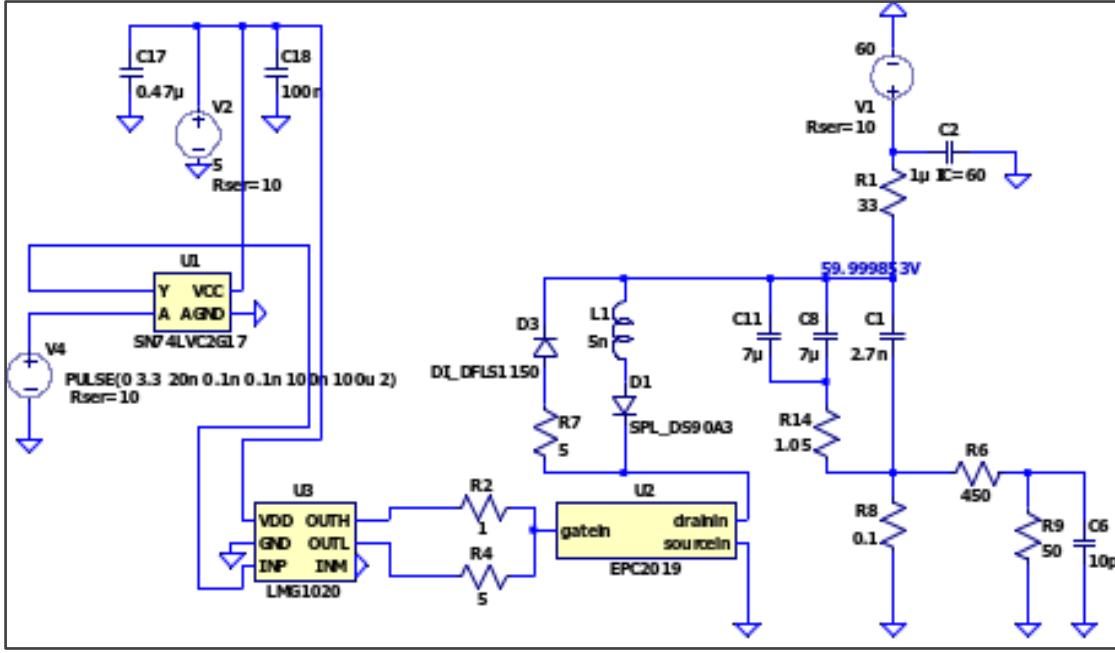
Şekil 3.11. (a) Düz tepe darbe üretici ve (b) yük akımı dalga formu [73]

Bu referans çerçevesinde, temel olarak düz tepe kısa darbe çıkışlı lazer diyot sürücüsü ve toplam yük akımı dalga biçimi Şekil 3.11’de görülmektedir. V_{FAST} , V_{SLOW} ’a göre çok daha yüksek voltaj kaynağı olup besledikleri kapasitör grupları hızlı deşarj ve yavaş deşarj kapasitörleri olarak ifade edilmektedir. Hızlı deşarj grubu düşük kapasiteli olup anlık bir zamanda lazer diyot üzerinden boşalmaktadır. Kısa darbe akımının yükselen kenarının dik olmasını sağlamaktadır. Yavaş deşarj grubu, yüksek kapasiteli olup kısa darbe akımının tepe seviyesini ve darbe süresini belirlemektedir. Anahtarın off konuma geçmesiyle akım darbesi aniden sonlanmaktadır. Hızlı ve yavaş deşarj gruplarının akımı, toplam akımı ve şeklini oluşturmaktadır.

3.8. Sürücü Devre Tasarımları

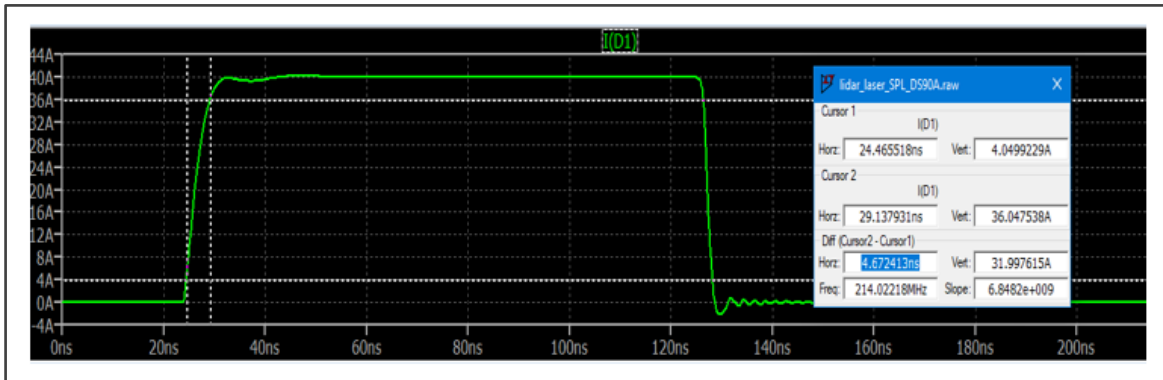
3.8.1. Düz tepe akım darbesi üretici devre tasarım çalışmaları

Tasarımı yapılan sürücü devresi anahtarlama şeması, Şekil 3.12’de görülmektedir. Simülasyon ortamı olarak LTSpice kullanılmıştır.



Şekil 3.12. Tasarlanan düz tepe kısa darbe lazer diyot sürücü elektroniği

Deşarj kapasitörleri ve direnç değerleri düz tepe kısa darbe akımı verecek şekilde seçilmiştir. C1 kapasitörü hızlı deşarj ve C11 ve C8 ise yavaş deşarj kapasitörleridir. Tümü aynı yüksek voltaj kaynağına bağlı olduğundan Şekil 3.11'deki devreden farklılaşmaktadır. SPL UL90AT08 kısa darbe lazer diyotun pspice modeli üretici firma tarafından sağlanmadığından en yakın model olarak SPL DS90_3 kullanılmıştır. Lazer diyotun pspice modeli, paket yapısından kaynaklı parazitik bileşenleri içermediğinden indüktansların toplamı olarak 5nH'lik seri olarak indüktans eklenmiştir. Lazer diyot üzerinden geçen ana darbe akımı Şekil 3.13'te görüldüğü üzere düz tepeli, darbe genişliği 100ns ve yükselen kenarının 4.6ns'dir.



Şekil 3.13. Lazer diyot ana darbe akımı

Akım örnekleme, darbe akımın test noktasıdır. R_8 üzerindeki tepe akım değeri yaklaşık darbe akımının tepe değerine eşittir. R_8 direnci üzerinden okunan voltaj, darbe akımının R_8 direnci ile çarpımına eşit olacaktır. Akım test noktası, ölçüm cihazları ile empedans uyumluluğu için 50Ω üzerinden alınmıştır. Tepe akımı:

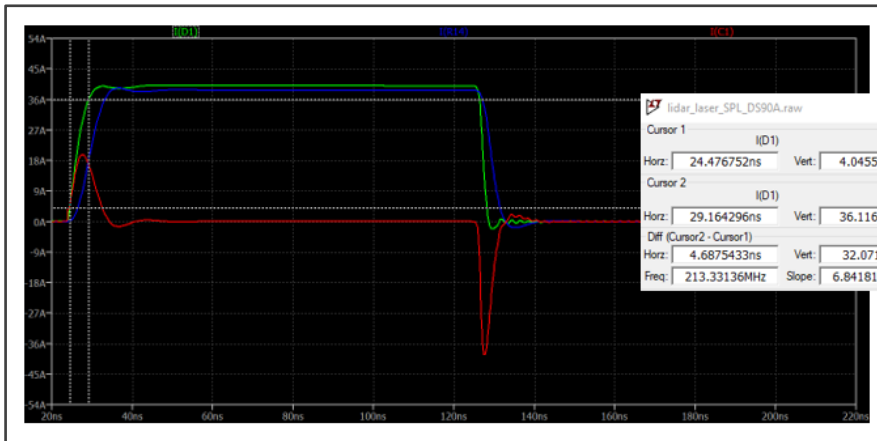
$$I_{tepe} = 100 \times V_{R9} \quad (3.8)$$

Burada V_{R9} , R_9 direnci üzerinden okunan voltaj olup volt biriminden, akım ise amper biriminden alınarak hesaplama yapılmaktadır. Şekil 3.14'te, R_9 üzerinden alınan akım örnekleme voltaj eğrisi mavi renkli çizgi ile gösterilmektedir. Voltaj eğrisi, akım darbesinde olduğu gibi düz tepelidir ve tepe noktası 387 mV 'tur. (6) no'lu eşitlikten $100 \times 0.387 = 38.7 \text{ A}$ olduğu hesaplanabilmektedir.

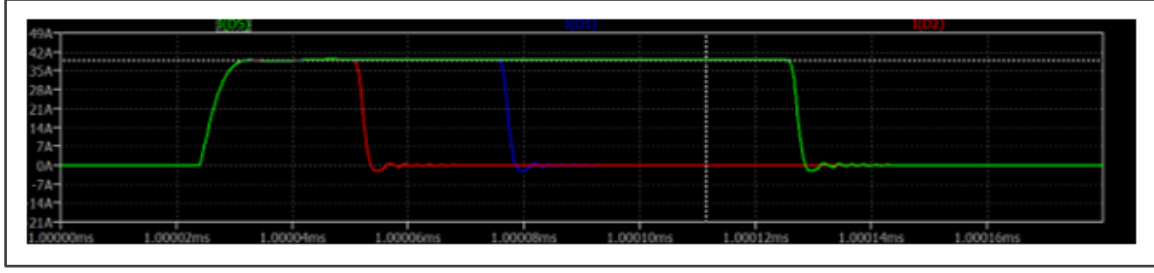


Şekil 3.14. Lazer diyot darbe akımı ve akım örnekleme voltajı

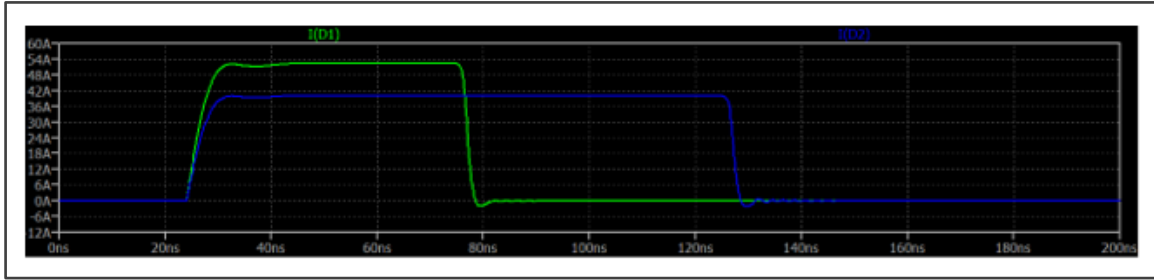
Hızlı ve yavaş deşarj kapasitör gruplarının birbirinden bağımsız olarak darbe akımına katkıları Şekil 3.15'te görülmektedir.



Şekil 3.15. Lazer diyot darbe akımının hızlı deşarj ve yavaş deşarj bileşenleri



Şekil 3.16. 10 kHz, 20 kHz ve 40 kHz frekanslarda lazer darbe akımları

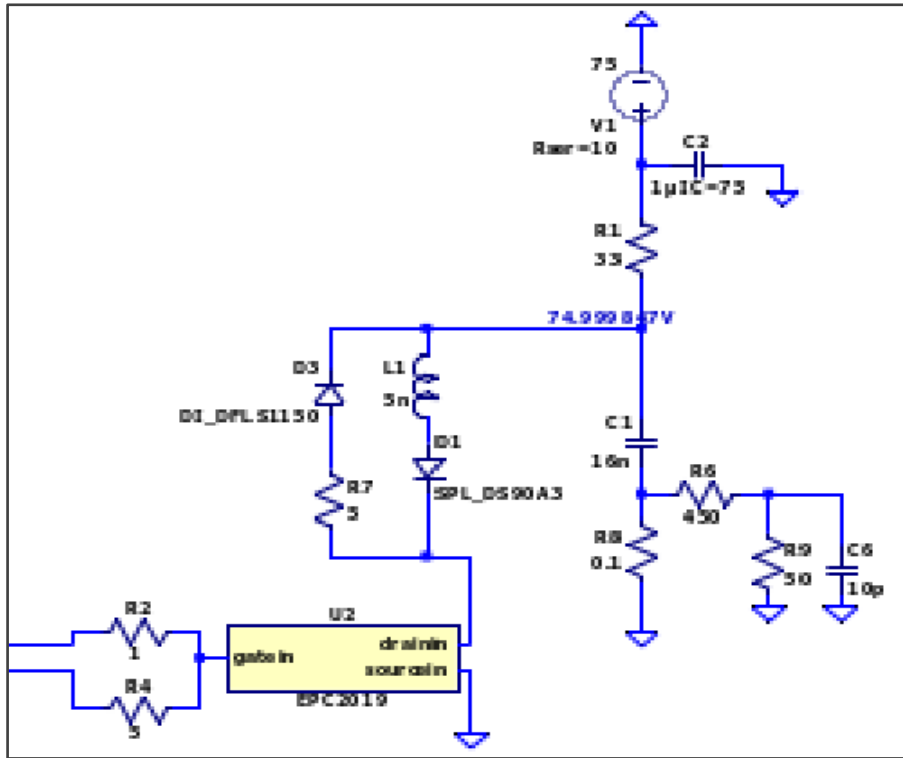


Şekil 3.17. Farklı darbe genişliği ve tepe genliğinde lazer diyot darbe akımları

Hızlı deşarj kapasitörü C_1 'in akım katkısı mavi renkli çizgi ile gösterilmiş olup C_1 üzerindeki akım ölçülerek elde edilmiştir. C_1 kapasitörünün lazer diyot akımının yükselen kenarı oluşturacak kadar enerjisi vardır. C_8 ve C_{11} kapasitör grubu aynı anda ana akıma destek vermiş olsa da yükselen kenar aşamasında katkısı düşüktür. Darbe akımının tepe noktasına ulaşıldıktan sonra C_1 'in enerjisi tükendiğinden esas katkıyı yavaş deşarj kapasitörleri C_8 ve C_{11} sağlamaktadır. C_8 ve C_{11} kapasitörlerin sağladığı akım bileşenleri sarı renkli çizgi ile gösterilmiş olup R_{14} direnci üzerinden geçen akım ölçülerek elde edilmiştir. Farklı frekanslarda darbe akımları Şekil 3.16'da görülmektedir. Sürücü devrenin aşırı akım ile sürülmesi durumunda yüksek voltaj artırılarak veya R_{14} direnci düşürülerek tepe akımı yükseltilebilir. Örnek olarak, yüksek voltaj kaynağı 60 V'tan 77 V'a çıkarılarak darbe akımın tepe genliği 40 A'den 52 A'e yükseltilmiştir. Simülasyon sonuçları Şekil 3.17'da görülmektedir. Burada mavi eğri 60 V yüksek voltajda 40 A tepe ve 100 ns darbe genişliğine sahip darbe akımını, yeşil eğri ise 77 V yüksek voltajda 52 A tepe ve 50 ns darbe genişliğine sahip darbe akımını göstermektedir. Darbe akımının kenar yükseliş süresi değişmemiş ve osilasyon oluşmamıştır.

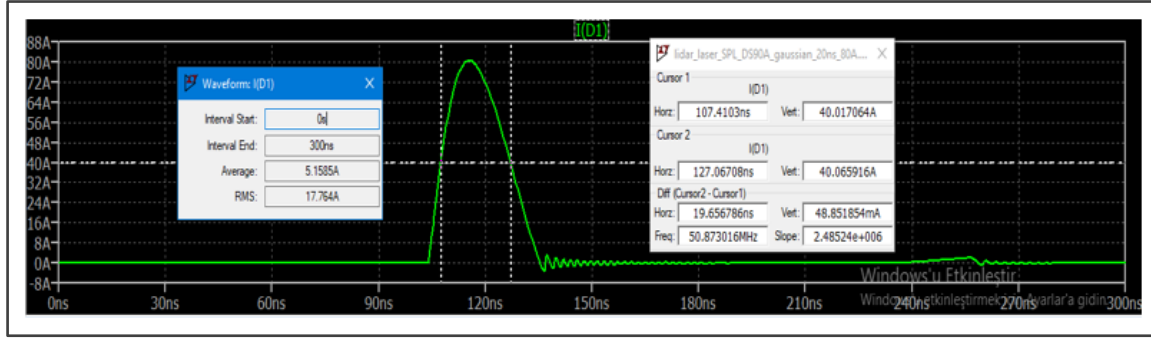
3.8.2. Gauss formu akım darbesi üretici tasarımı

Gaus formunda darbe akımı üretmek için sürücü devrenin ana kısmı Şekil 3.18’de görüldüğü üzere yeniden düzenlenmiştir. İlk bakışta görülen değişiklik, enerji depolama kapasitörü olarak tek kapasitör kullanılmasıdır. Tepe akımı 80 A ve darbe genişliği (FWHM) 20 ns elde etmek için yüksek voltaj kaynağı 75 V ve C1 kapasitörü 16nF olacak şekilde değiştirilmiştir.

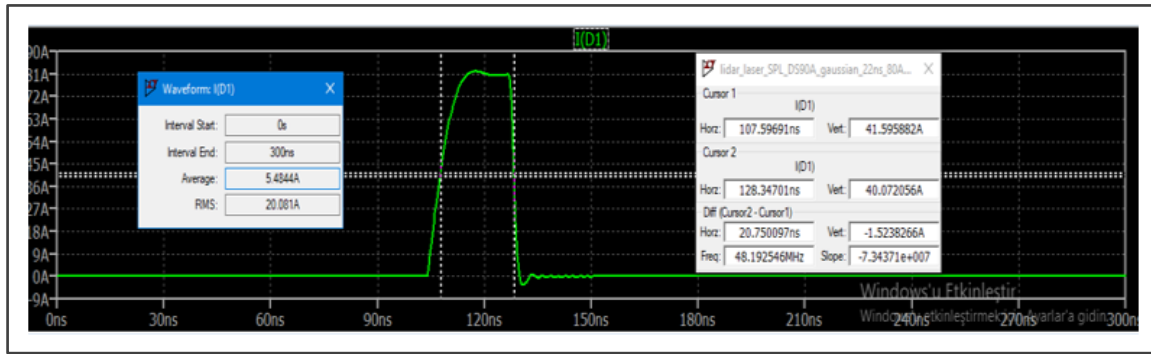


Şekil 3.18. Gauss akım darbesi için modifiye edilmiş devre şeması

Simülasyon ile elde edilen darbe akımı Şekil 3.19’da görülmektedir. Güç tüketimlerinin karşılaştırılması için, Şekil 3.18’deki sürücü devrenin yüksek voltajı 75 V’a ve R14 direnci 0.4 Ω ile değiştirilerek 80 A tepe akımı ve 20 ns darbe genişliğinde düz tepe darbe akımı üretilmiştir. Düz tepe darbe akımının simülasyonu Şekil 3.20’de görülmektedir. Aynı zaman aralığında, Gauss darbe akımı için güç kaynağından çekilen akımın etkin (rms) değeri 17.76 A iken düz tepe darbe akımı için 20 A çekilmiştir. Güç tasarrufu açısından Gauss darbe akımı, düz tepe akımına göre avantajlıdır.



Şekil 3.19. Gauss darbe akımı, tepe akımı 80 A ve darbe genişliği 20 ns

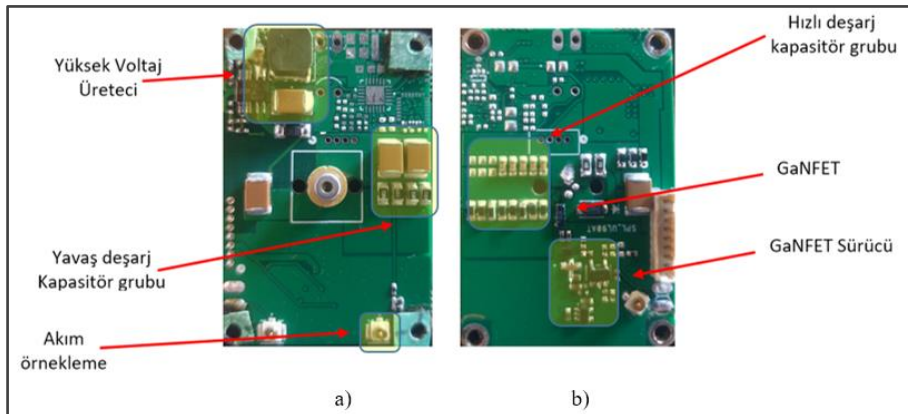


Şekil 3.20. Düz tepe darbe akımı, tepe akımı 80 A ve darbe genişliği 20 ns

3.9. Sürücü Devre Uygulamaları ve Deneysel Sonuçlar

3.9.1. Osram UL90AT08 sürücü devresi

Osram SPL UL90AT08 [27] kısa darbe lazer diyot sürücünün baskılı devresi Resim 3.1'de görülmektedir. Baskılı devre iki yüzünde de bileşenleri olup 4 katlı olarak üretilmiştir. Ön ve arka yüzünde yer alan önemli bileşenler sarı bölge ile işaretlenmiştir.

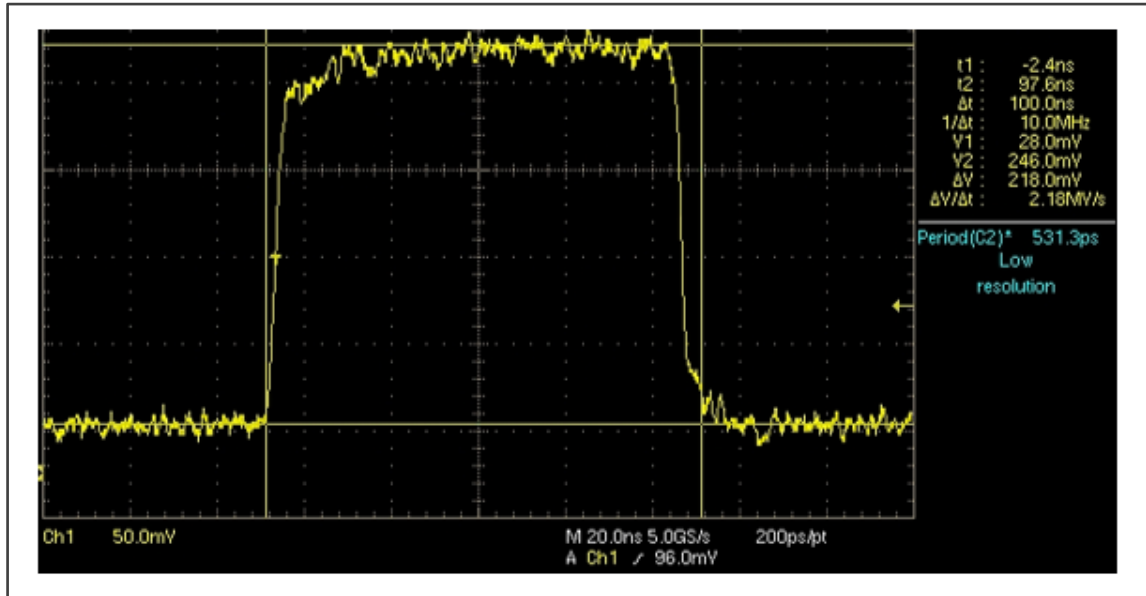


Resim 3.1. Osram SPL UL90AT08 sürücü kartının a) ön yüzü ve b) arka yüzü

Baskı devre kartının farklı darbe sürelerinde ve tekrarlama frekanslarındaki çıkışları osiloskop ve enerji ölçer cihazları ile ölçülmüştür. Kullanılan cihazların modelleri Çizelge 3.5'te görülmektedir.

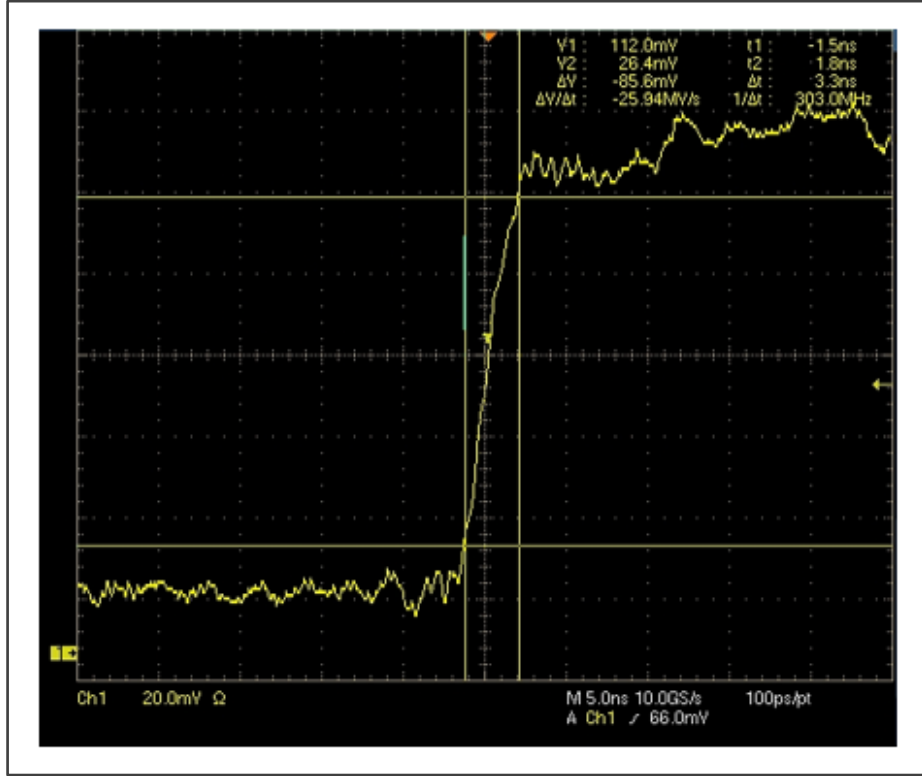
Çizelge 3.5. Testte kullanılan ölçüm cihazları

Ölçüm/Kaynak	Üretici	Modeli	Özellikleri
Osiloskop	Tektronix	TDS7104B Digital	1 GHz-10 GS/s
Fotodiyot Modülü	Thorlabs	APD430A2/M - Si	DC-400 MHz
Enerji Ölçer	Coherent	Fieldmax2	
Lazer Enerji Sensörü	Coherent	J-10MB-LE	300 nJ-600 μ J/1000 pps
Lazer Güç Ölçer	Thorlabs	PM100D	
Lazer Güç Sensörü	Thorlabs	S120C	50 nW-50 mW/Resp<1 μ s
Sinyal Jeneratörü	Agilent	33250A	80 MHz
Güç Kaynağı	Rigol	DP831A	



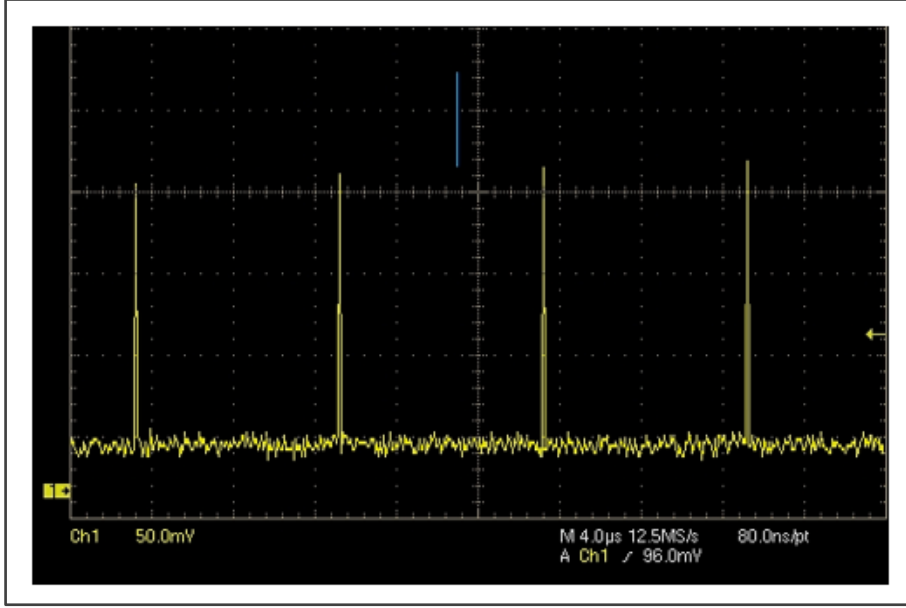
Şekil 3.21. Osram SPL UL90AT08 sürücüsü: 40 A tepe akımı ve 100 ns darbe süresi

Osram SPL UL90AT08 lazer diyot sürücüsü, 1 kHz tekrarlama frekansında 100 ns darbe genişliğine sahip sinyal jeneratörü ile sürülmüştür. Fotodiyot modülü ile elde edilen lazer darbe sinyalinin osiloskop görüntüsü Şekil 3.21’de görülmektedir.



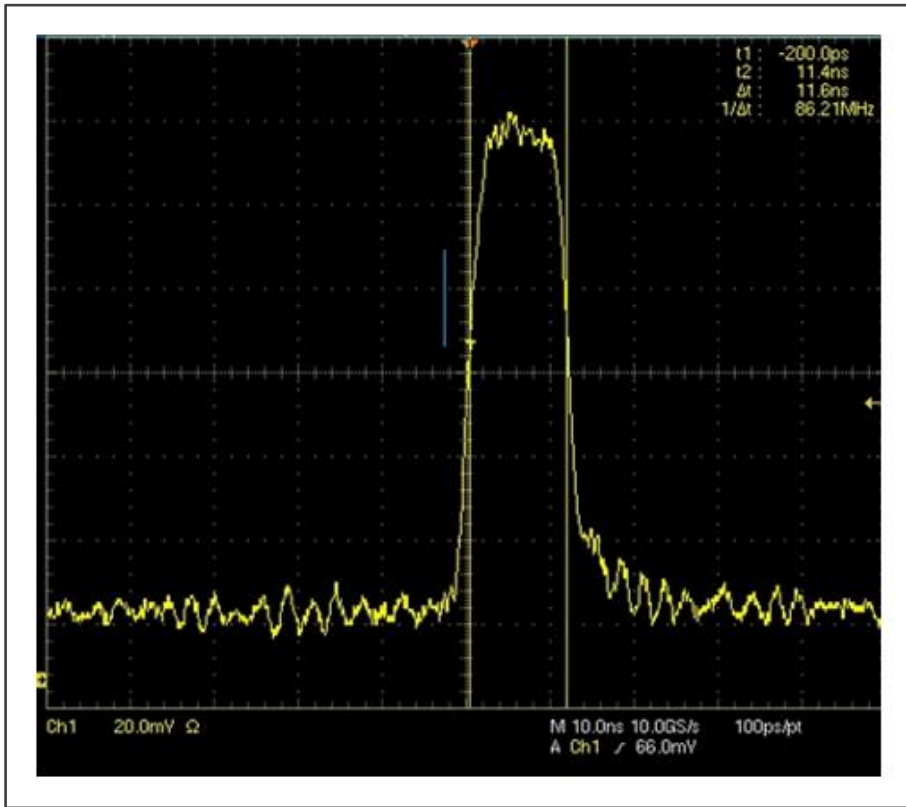
Şekil 3.22. Osram SPL UL90AT08 sürücüsü: 100 ns’lik darbenin kenar yükselişi

Darbe şekli düz tepeli olup %100 darbe aralığı 100 ns’dir. Kenar yükseliş zamanı 3.3 ns olarak ölçülmüştür. Kenar yükseliş zamanı ölçülerini gösteren osiloskop görüntüsü Şekil 3.22’de görülmektedir.

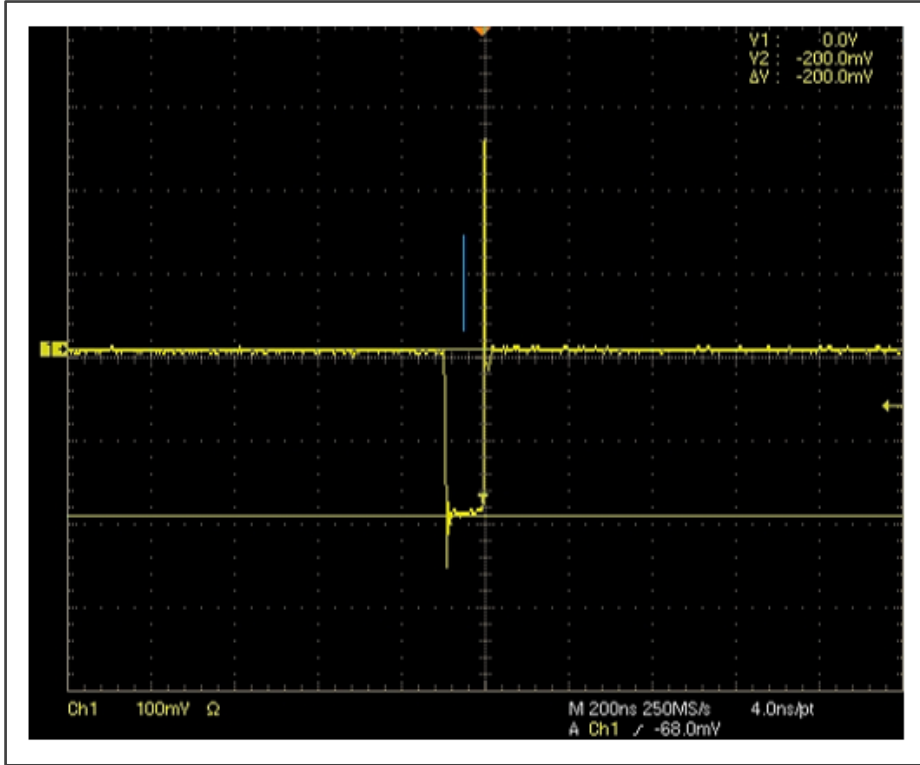


Şekil 3.23. Osram SPL UL90AT08 sürücüsü: 100 kHz darbe serisi

Sürücü devrenin limitleri, 100 kHz tekrarlama frekansında 10 ns darbe genişliği için test edilmiştir. Fotodiyot tarafından algılanan darbe serisi Şekil 3.23'te ve darbe genişliği Şekil 3.24'te görülmektedir.



Şekil 3.24. Osram SPL UL90AT08 Sürücü devresi 40 A tepe akımı ve 10 ns darbe süresi



Şekil 3.25. Osram SPL UL90AT08 sürücüsü akım örnekleme voltajı

Sürücü devrenin, 1 kHz tekrarlama frekansı ve 100 ns darbe genişliği ve 40 A tepe akımında, akım örnekleme voltajının osiloskop görüntüsü Şekil 3.25'te görülmektedir. Eş. 3.8'ten $100 \times 0.4 = 40$ A olarak hesaplanabilmektedir. Farklı tekrarlama frekanslarında, 40 A tepe akımı ve 100 ns darbe genişliğine sahip darbe serisi için ortalama güç ve sürücüden çekilen akım ölçülmüştür. Ölçüm sonuçları Çizelge 3.6'da görülmektedir.

Darbe tepe gücü ve darbe enerjisi, Eş. (7 ve 8) no'lu eşitlikler kullanılarak hesaplanmıştır.

$$P_{peak} = \frac{P_{avg}}{f_{rep} \cdot \tau_{pulse}} \quad (3.9)$$

$$E_{pulse} = P_{peak} \tau_{pulse} \quad (3.10)$$

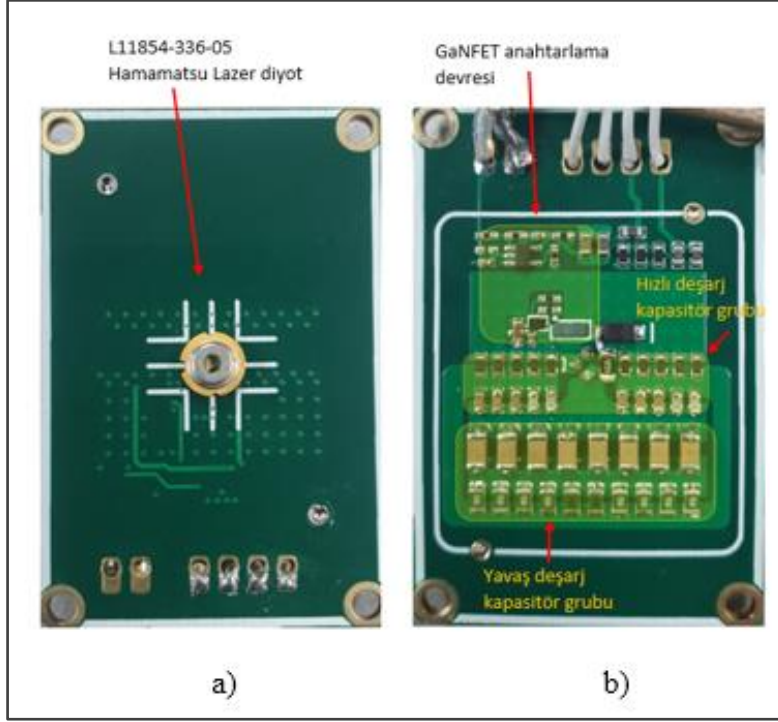
Çizelge 3.6. SPL UL90AT08 lazer diyot sürücüsünün lazer çıkış ve akım tüketimi

Darbe Akımı (A)	Darbe Genişliği (ns)	Tekrarlama Frekansı (kHz)	Ortalama Güç (mW)	Tepe Gücü (W)	Darbe Enerjisi (μ j)
40	100	1	9	90	9
40	100	2	18	90	9
40	100	5	44	88	8,8
40	100	10	86,4	86,4	8,64
40	50	1	4,3	86	4,3
40	50	2	8,5	85	4,25
40	50	10	42	84	4,2
40	50	20	82,2	82,2	4,11
40	25	1	1,8	72	1,8
40	25	2	3,7	74	1,85
40	25	20	35,3	70,6	1,765
40	25	40	69,9	69,9	1,745
40	12,5	1	0,7	56	0,7
40	12,5	2	1,3	52	0,65
40	12,5	40	25,2	50,4	0,63
40	12,5	100	62,1	49,68	0,791

3.9.2. Hamamatsu L11854-336-05 sürücü devresi

Hamamatsu L11854-336-05 [60] kısa darbe lazer diyotunun Osram SPL UL90AT08 ile karşılaştırılması amacıyla yeni bir kartın tasarlanmasına ihtiyaç duyulmuştur. Birincil nedeni, Hamamatsu L11854-336-05 lazer diyotunun pin yerleşiminin Osram SPL UL90AT08'den farklı olmasıdır. İkincil olarak, Osram SPL UL90AT08 sürücü kartı ile yapılan testlerde, yüksek voltaj üreticindeki arızaların diğer kısımlara göre daha fazla olduğu gözlemlendiğinden, anahtarlama ve yüksek voltaj üreteç kısımlarının ayrı kartlarda

olmasının gerektiği düşünülmüştür. Bunun için Hamamatsu L11854-336-05 sürücü kartı, anahtarlama kartı ve yüksek voltaj üreteç kartı ayrı olacak şekilde tasarlanarak bastırılmıştır. Hamamatsu L11854-336-05 sürücüsünün anahtarlama kartı, Resim 3.2’de görülmektedir.

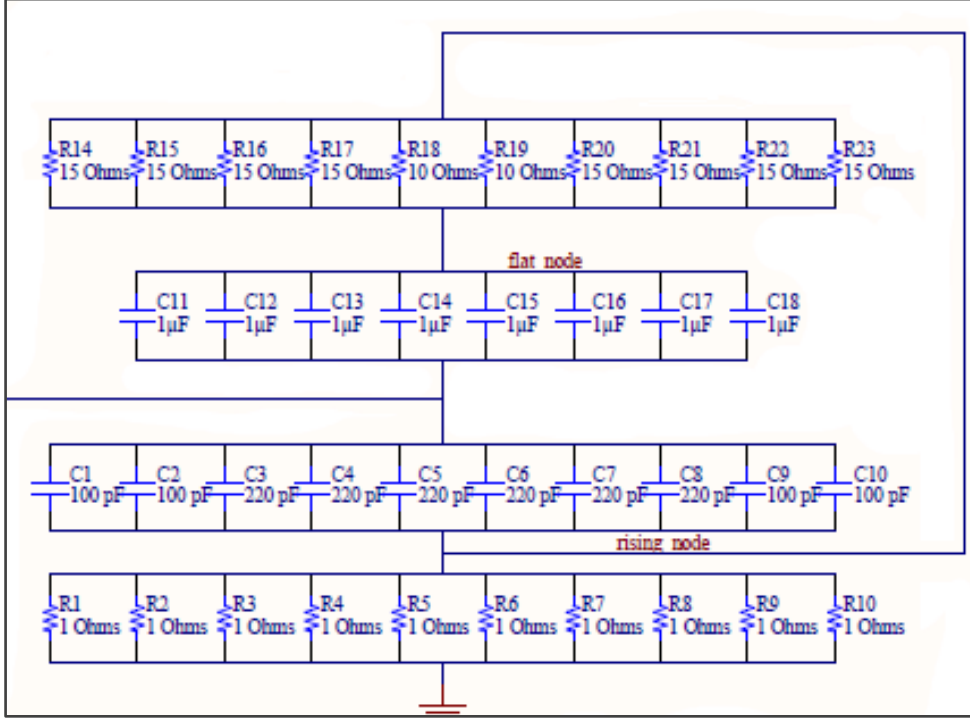


Resim 3.2. Hamamatsu L11854-336-05 sürücü kartının a) ön yüzü ve b) arka yüzü

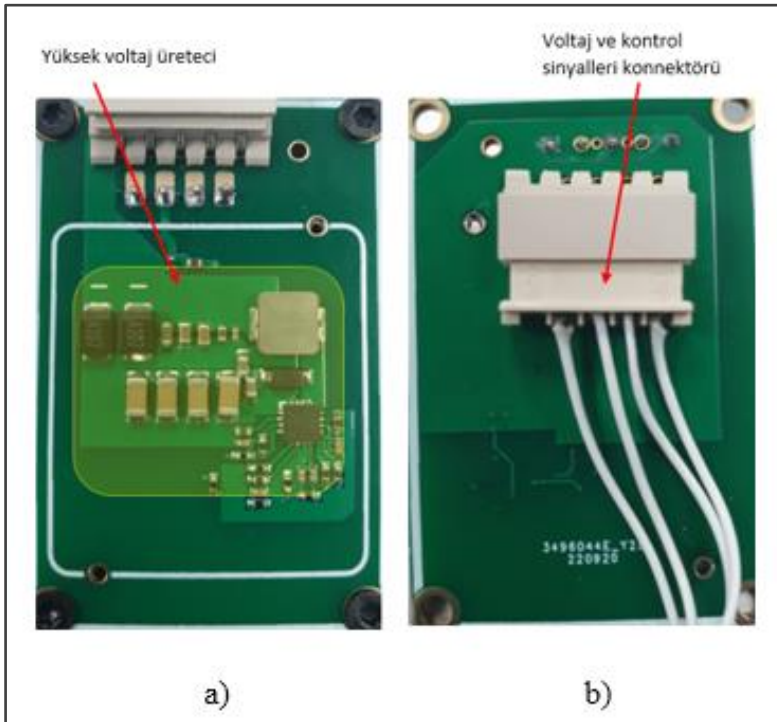
Kartın ön yüzünde sadece kısa darbe lazer diyot, arka yüzünde ise enerji depolama kapasitör grupları ile anahtarlama kısımlarını bulunmaktadır. Osram sürücü kartı ile benzer olmakla birlikte hızlı kapasitör grubunu besleyen voltaj 75 V’tan 60 V’a ve akım ise 40 A’dan 35 A’e düşürüldüğü için farklılıkları bulunmaktadır. Yavaş kapasitör grubu yeterince yüksek olduğu için aralarında pek bir fark yoktur. Baskı devre kartlarının iletim hatlarından kaynaklı indüktans ve dirençlerinin düşürülmesi için Şekil 3.26’daki paralel kapasitör grup yapısı tercih edilmiştir.

Yüksek voltaj üreteç kartı Resim 3.3’te görülmektedir. Bu kart, anahtarlama kartına çip besleme ve yüksek voltajı ile kontrol (enable) sinyalleri sağlamaktadır. Yüksek voltaj kaynağı, LM51581-Q1 dc boost konvertör devresi olup 60 V a ayarlıdır. 10-80 V arasında ayarlanabilir ve nominal 2 W’tan maksimum 4 W’a kadar güç gereksinimi sağlayabilir.

Tepe akım seviyesi 35 A olacak şekilde ayarlanmış olup farklı darbe süresi ve tekrarlama frekansı için ortalama güç, dc güç kaynağından ölçülen çekilen akım ve osiloskop ile ölçülen akım örnekleme sonuçları Çizelge 3.7’de görülmektedir.



Şekil 3.26. Hızlı ve yavaş deşarj kapasitör gruplarının şeması



Resim 3.3. Hamamatsu L11854-336-05 yüksek voltaj kartı a) ön yüzü ve b) arka yüzü

Çizelge 3.7. L11854-336-05 lazer diyot sürücüsü çıkış gücü ve akım tüketimi

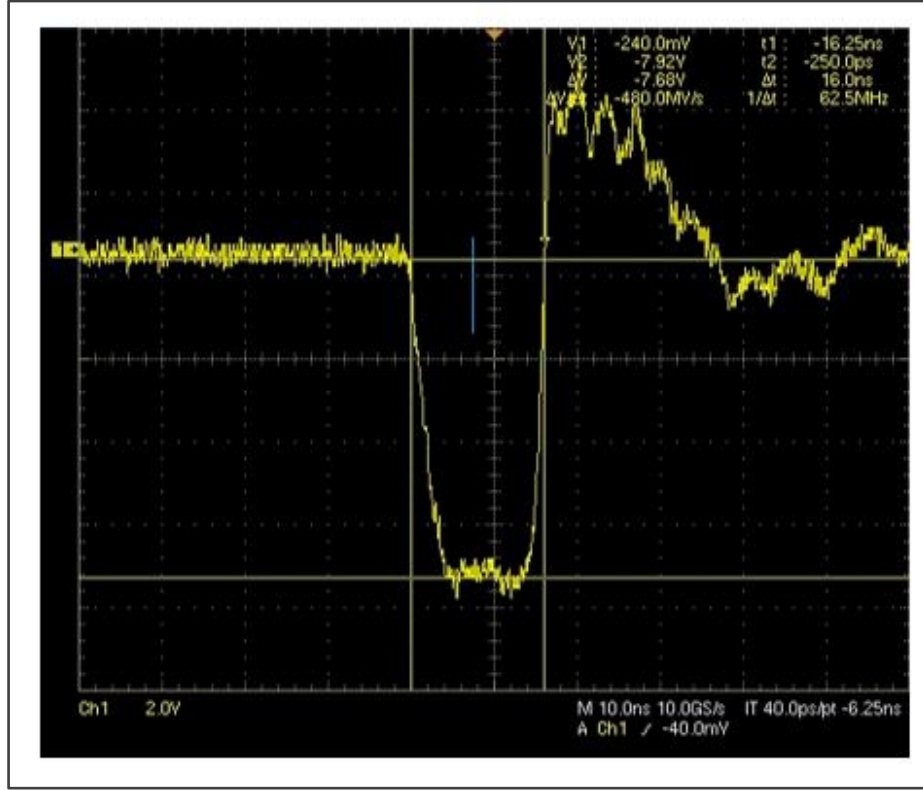
Darbe Genişliği (ns)	Tekrarlama Frekansı (kHz)	Ortalama Güç (mW)	Tepe Güç (W)	Çekilen Akım (mA)
100	1	8,0	80,0	78,0
100	2	15,8	79,0	133,0
100	5	40,2	80,4	288,0
100	10	77,7	77,7	513,0
50	1	4,0	80,0	51,0
50	2	8,3	83,0	81,0
50	10	40,4	80,8	277,0
50	20	79,0	79,0	497,0
25	1	2,1	84,0	36,0
25	2	4,1	82,0	52,0
25	20	40,2	80,4	268,0
25	40	78,3	78,3	477,0
15	100	120,0	80,0	663,0
12,5	1	1,0	80,0	32,0
12,5	2	2,1	84,0	35,0
12,5	40	42,0	84,0	249,0
12,5	100	93,3	74,6	539,0
10,0	100,0	80,0	80,0	436,0

3.9.3. Osram SPL UL90AT08 lazer diyotun aşırı akımla sürülmesi

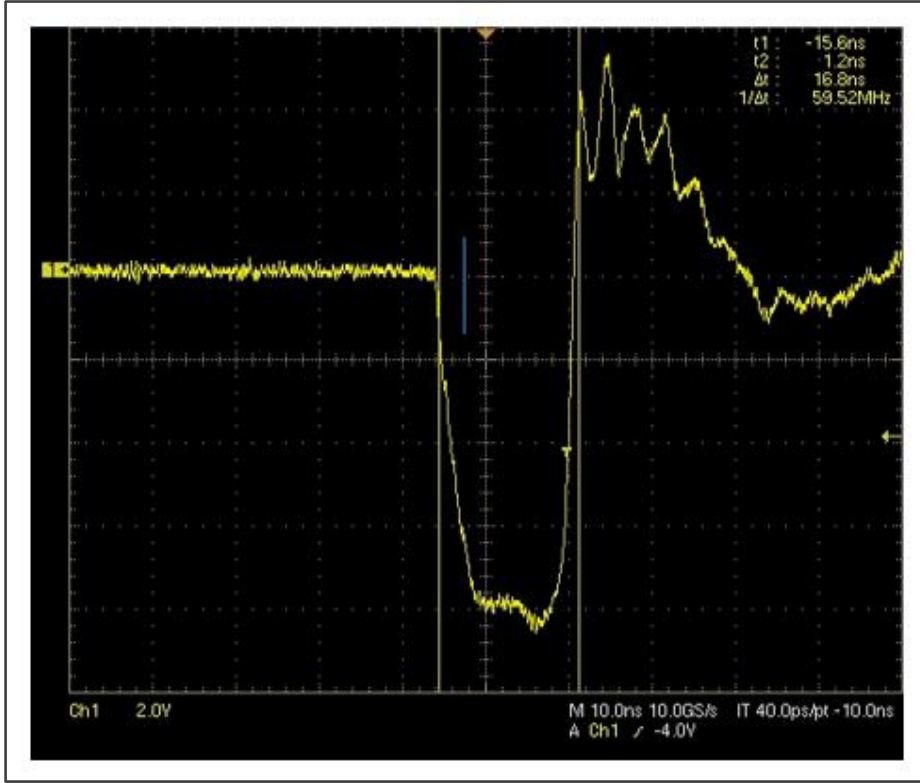
Osram lazer diyonu aşırı akımla sürülecek şekilde tekrar düzenlenmiştir. Ters kare kuralına uygun olarak darbe süresi 4 kat azaltılarak akım 2 kat arttırılmıştır. 25 ns darbe süresi için tepe lazer akımı 80 A'e yükseltilmiştir. 1 kHz ve 100 kHz tekrarlama frekansı için 16 ns'lik darbelerin ortalama güç ve lazer tepe akımı ölçümleri ile hesaplanan tepe güç değerleri Çizelge 3.8'de görülmektedir. Lazer diyoda zarar verilmemesi için sinyal üretici burst modunda çıkış verecek şekilde ayarlanmıştır. Beklenen değer, Çizelge 3.6'daki ölçümle doğru orantılı olarak 40 A'de elde edilen değerın 2 katı olarak artmıştır. Bir ölçüm hatası olup olmadığını kontrol etmek için hem 1 kHz'de hem 100 kHz'de lazer tepe akımı ölçülmüştür. Osiloskop giriş empedansı 1 M Ω 'da iken ölçümler alınmıştır.

Çizelge 3.8. 80A 16ns Osram SPL UL90AT08 lazer diyot akımı

Darbe süresi (ns)	Tekrarlama Frekansı (kHz)	Lazer Akımı (A)	Ortalama Güç (mW)	Tepe Gücü (W)
16,0	1,0	76 A	2,3	144
16,0	100,0	80,0 A	ölçülemedi	151,0



Şekil 3.27. 16ns 1 kHz frekansta Osram SPL UL90AT08 lazer diyot akımı



Şekil 3.28. 16ns 100 kHz frekansta Osram SPL UL90AT08 lazer diyot akımı

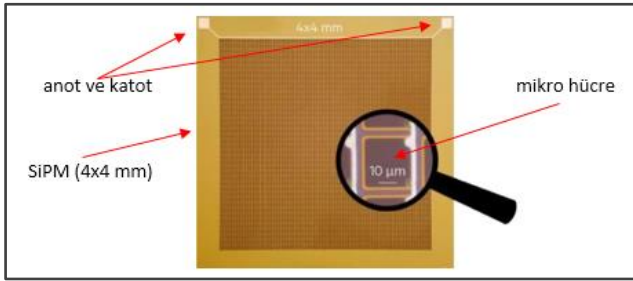
1 kHz tekrarlama frekansında 16ns darbelerin akım örnekleme Şekil 3.27’de görülmektedir. Akım darbesinin düz tepe olduğu ve cursor fonksiyonu ile alınan ölçümlerde darbe süresinin başlangıç-bitiş noktası olarak 16ns ve tepe noktası ortalama değeri için 7,6 V olduğu görülmektedir. Yüksek giriş empedans için bu voltaj değeri 10 ile çarpılarak akıma çevrildiğinden tepe akımın yaklaşık 76 A olduğu belirlenmiştir. Çizelge 3.8’de görüldüğü üzere ortalama güç kullanılarak hesaplanan tepe güç yaklaşık 144 W’tır.

100 kHz tekrarlama frekansında 16ns darbelerin akım örnekleme Şekil 3.28’de görülmektedir. Akım darbesinin ortalama tepe değeri 8 V olduğu görülmektedir. Bu voltaj değerinin karşılığı olan akım 80A’dır. Ortalama güç değeri ölçüm için kullanılan güç ölçerin limit dışına çıktığından ölçülemez.

4. SiPM KARAKTERİZASYONU VE OKUMA DEVRESİ TASARIMI

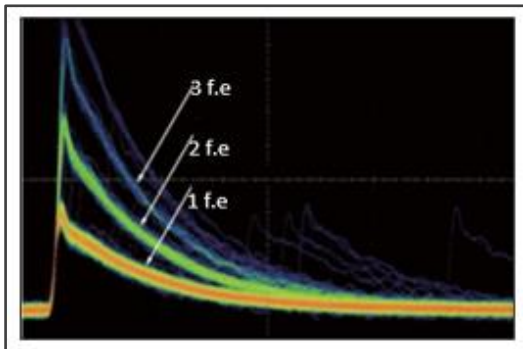
4.1. Temel Bilgiler

Silikon fotoçoğullayıcılar (SiPM) çok pikseli paralel dizin yapısında, tek çıkışlı ve çok yüksek kazançta sahip bir dedektör tipidir. Pikseller, boyutları nedeniyle mikro hücre olarak tanımlanır. Tüm mikro hücreler, milimetre boyutlarında büyük bir pikseli oluştururlar. Yüzlerce $10\ \mu\text{m}$ 'lik mikronluk hücre içeren $4\times 4\ \text{mm}$ boyutlarında tek pikseli SiPM dedektörü Resim 4.1'de görülmektedir.



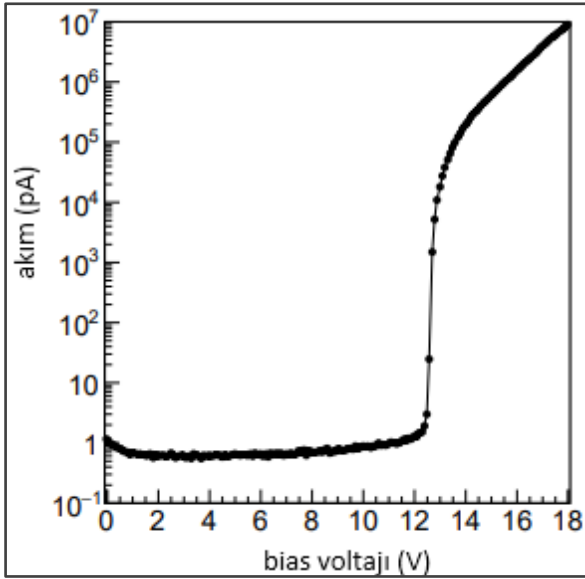
Resim 4.1. Silikon fotoçoğullayıcı dedektör [74]

Mikro hücre tarafından bir foton algılandığında üretilen elektron bir çığı tetikleyebilir. Dedektör kırılım (breakdown) voltajının üstünde bir gerilim ile kutuplandığından (biased) kazançları 10^5 - 10^6 seviyelerine çıkmaktadır. Aynı anda tetiklenen hücrelerin çıkışları, Şekil 4.1'de görüldüğü üzere üst üste toplanmış bir sinyal olarak izlenir. Mikro hücre tetiklendiği zaman çığ bitene kadar körelir yani fotonlara karşı etkisiz kalır. Işıksız ve sıcaklık kontrollü bir ortamda tek foton algılayabilir ve foton sayıcı olarak ta kullanılabilir. Foton sayısı arttıkça doğrusallık bozulur, yüksek kazançlı bir foton dedektörü olarak çalışır.



Şekil 4.1. Aynı anda tetiklenmiş üç mikro hücrenin toplanmış çıkışı [75]

50 μm mikro hücre boyutlarına sahip 5x5 tek çıkışlı bir SiPM dedektörün I-V karakteristiği Şekil 4.2’de görülmektedir. Burada kullanılan SiPM dedektörün kırılma voltajı yaklaşık 12 V’tur. Bias voltajı, kırılma voltajından küçük iken karanlık akım birkaç pikoamperin seviyesinde olup kaçak akımını göstermektedir. Kırılma voltajına ulaşıldığında, akım aniden birkaç mikroamper seviyesine zıplamaktadır. Kırılma voltajını aştıktan sonra sönümlenme direncinin etkisiyle akım artışı sınırlanarak doğrusal hale gelmektedir.



Şekil 4.2. Işıksız ortamda, SiPM dedektörün bias voltajına bağlı karanlık akımı [76].

Çizelge 4.1. SiPM dedektörün temel parametreleri ve değer aralıkları [77-79]

Dedektör boyutu		1x1-6x6 mm ²
Mikro hücre boyutu		10-100 μm
Terminal Kapasitansı	Küçük boyutlu (1x1 mm ²)	< 100 pF
	Büyük boyutlu (6x6 mm ²)	> 1 nF
Sönümlenme direnci (Ω)		10 k-10 M
Foton algılama olasılığı (% PDE)		% 20-50
Karanlık gürültü frekansı		50 kHz-1 MHz/mm ²
Ters besleme gerilimi		20-70 V

Silikon fotoçoğullayıcı dedektörler, yüksek enerji fizik deneylerinden endüstriyel uygulamalara kadar çok geniş sahada kullanılmaktadır. Uygulama sahasına göre dedektör parametreleri belirlenmelidir. SiPM dedektörlerin temel parametreleri ve ürün yelpazesinin genişliği nedeniyle alabileceği değer aralıkları Çizelge 4.1’de sunulmuştur. Büyük alana sahip hücreler tepkileri yavaş ancak kazançları yüksektir. Kontrollü ortamda foton sayıcı olarak çok iyi bir tercih olabilir. Bununla birlikte, küçük alanlı hücrelerin kazançları düşük, ancak gürültüleri düşük ve tepkileri de daha hızlıdır. Dış ortam uygulamalarında ve hassas zaman tespiti gerektiren durumlar için ideal bir seçim olabilir.

Çizelge 4.2. Silikon fotoçoğullayıcı dedektörlerin karşılaştırmalı özellikleri

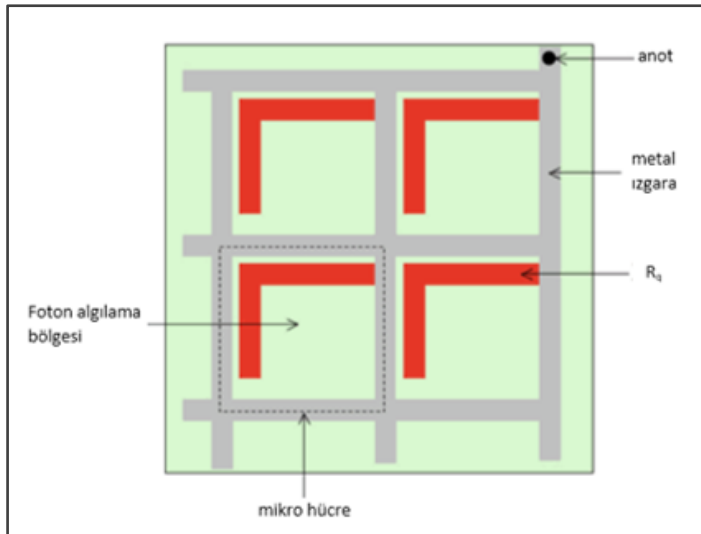
Parametreler	Sensl microrb-10035	Hamamatsu S15639-1325PS
Mikro hücre boyutu	35 μm	25 μm
Mikro hücre sayısı	620	2120
Dedektör boyutu	1x1 mm	1,3x1,1 mm
Mikro hücre doluluk yüzdesi	% 76	% 92
Kırılım voltajı	25 V	42 V
Aşırı voltaj	7 V	10 V
Foton algılama olasılığı	% 9,1 (905 nm için)	% 9 (905nm için)
Kazanç	$1,7 \times 10^6$	$1,3 \times 10^6$
Ortalama çıkış akımı	3 mA	1 mA
Karanlık akım	1,5 μA	0,2 μA
Karanlık darbe frekansı	2,6 MHz	0,7 MHz
Ardıl çığ (afterpulse)	% 1	% 1
Çapraz etkileşim (crosstalk)	% 43	% 4
Terminal kapasitansı	20 pF	42 pF
Sönümlenme direnci	3,65 k Ω	1 k Ω
Toparlanma zamanı	73 ns	46 ns

Dedektör seçimi aynı zamanda okuma devresi tasarımının da ilk aşamasıdır. Analog dedektörün okuma devresi temelde iki kademelidir. Bunlar, ön yükselteç ve analog dijital çevirilerdir. Ön yükselteç, çığ akımının dalga formunu bozmadan kuvvetlendirerek analog dijital çeviricilerin okuyabileceği seviyeye yükseltmesi beklenir. Bu nedenle, seçilen dedektörün statik ve dinamik parametrelerin ölçülerek tasarıma başlanması tavsiye edilir.

Dinamik ölçümler, ışıkla yapılan testleri ifade etmektedir. Ön yükselteç olarak akım yükseltici, transempedans yükseltici ve voltaj yükseltici kullanılan yaygın modellerdir. Dedektöre göre uygun yükselteç modelin belirlenmesi bir ön tasarım gereksinimidir. Bu çalışmada, SiPM dedektör kontrolsüz dış ortam şartlarında noktasal mesafe ölçüm dedektörü olarak kullanılacaktır. Dış ortamdan kaynaklı gürültünün çokluğu, SiPM'in yüksek performansını etkileyip etkilemediği araştırılacaktır. Tez çalışmasında, 905 nm dalga boyunda kısa darbe lazer diyot kullanılacağı ikinci bölümde belirtilmiştir. Bu amaçla incelenen ve tepe algılama noktası yakın kızılötesi (NIR) bölgesine yakın iki SiPM dedektörün özellikleri Çizelge 4.2'de verilmiştir. Mikro hücre doluluk yüzdesinin yüksekliği ve gürültü akımının düşük olması özellikle çapraz etkileşimli çığ akım frekansının düşüklüğü nedeniyle Hamamatsu S15639-1325PS dedektörü tercih edilmiştir.

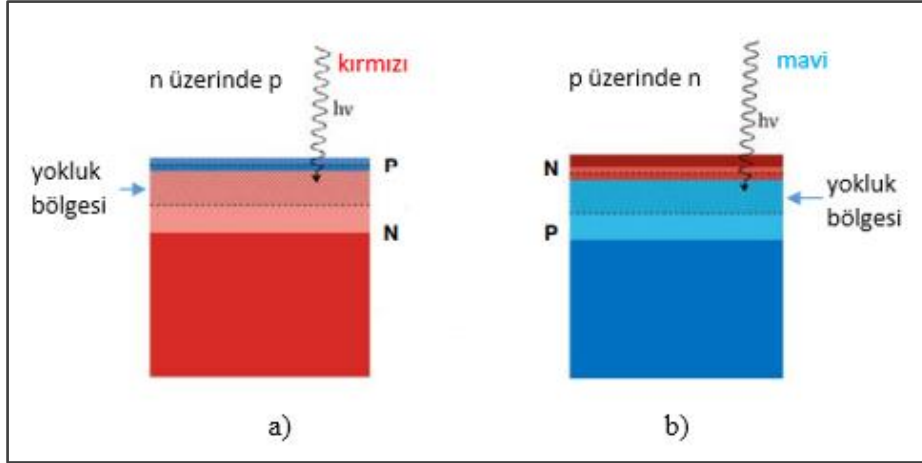
4.2. SiPM Dedektörlerinin Yapısı

SiPM, aynı alttaş üzerinde büyütülmüş çok sayıda mikro hücreden oluşmaktadır. Sönümlenme direnci (R_q) ve hücreleri birbirinden izole eden metal ızgara aynı süreçte üretilen diğer önemli alt bileşenlerdir. Dedektörün yapısal yerleşim şematiği Resim 4.2'de görülmektedir. Metal ızgara, hücreleri izole etmekle birlikte sönümlenme direnci R_q üzerinden paralel bağlantı sağlamaktadır. Anot çıkışı, metal ızgara üzerindedir. R_q direncinin yapısı, aktif sönümlenme devresi gerektirmeden, pasif olarak hücrelerin çığ süreçlerinin sönümlenmesini yapmaktadır. Bu özellik, dedektörün geliştirilmesinde kilit noktası olduğu değerlendirilmektedir.



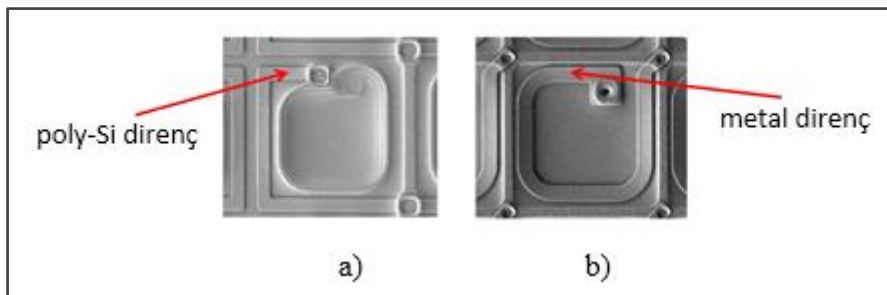
Resim 4.2. SiPM dedektörün hücre yapısı ve alt bileşenleri [75]

Algılama bölgesine düşen bir fotonun ürettiği elektronlar, her zaman n-katkılı bağlantı yönünde akar. Kendi kendine sürdürülebilir bir çığm tetiklenmesi, bir elektron-deşik çiftinin p-n ekleminden geçerken ikincil bir elektron-deşik çifti oluşturma olasılığına bağlıdır. Bu olasılık, p-n eklemindeki elektrik alanının büyüklüğüne ve mikro hücrenin yapısına bağlıdır.



Resim 4.3. a) NIR ve b) UV SiPM hücre yapıları [80]

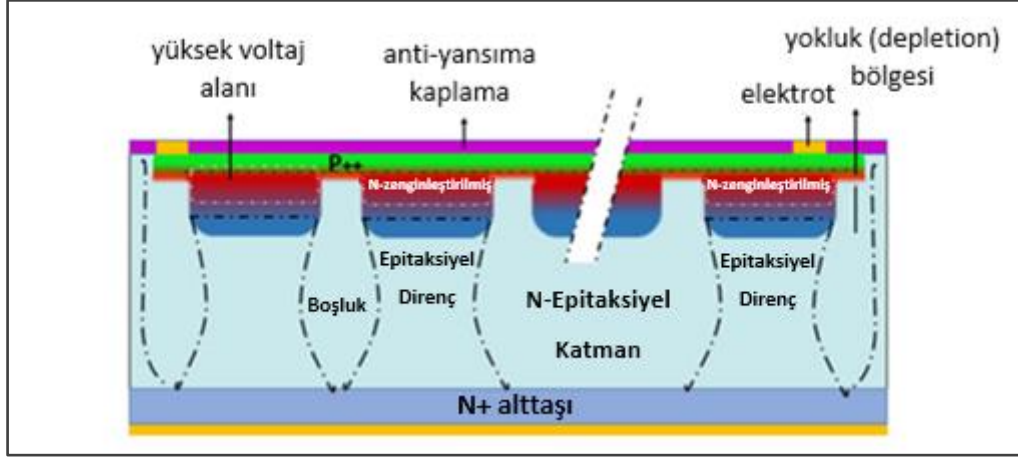
Algılama bölgesinin iki farklı konfigürasyonu bulunmaktadır [20,80]. Bunlar p-katkılı üzerine n-katkılı ve n-katkılı üzerine p-katkılı konfigürasyonlar olup şematik yapıları Resim 4.3'te görülmektedir. Konfigürasyon yapısı, spektral tepe noktasını belirlemektedir n-katkılı aktif yüzeye sahip konfigürasyon UV bandına iken p-katkılı aktif yüzeye sahip olan tepe noktası NIR bandındadır.



Resim 4.4. a) Poly-Si dirençli ve b) metal dirençli SiPM hücresi [77]

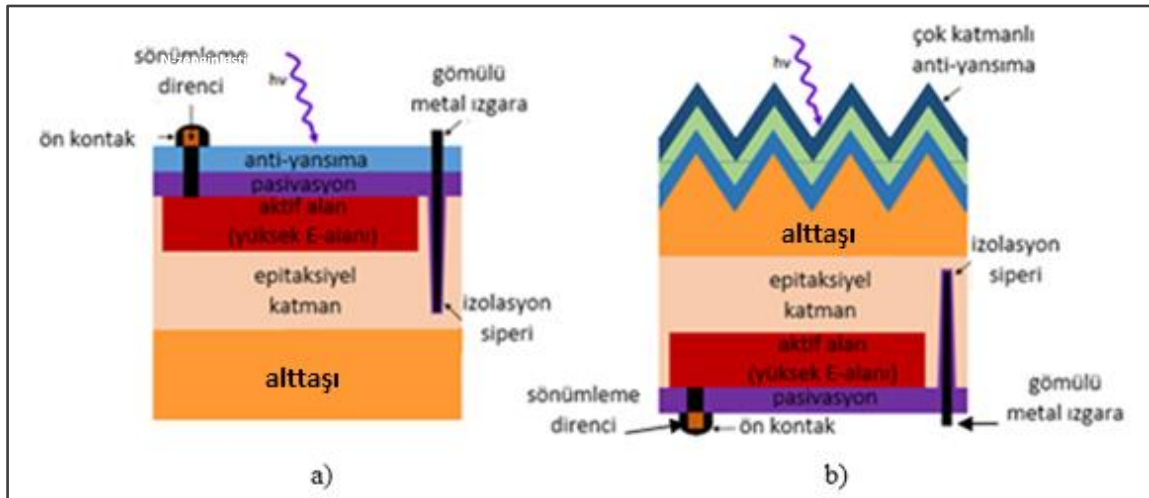
Pasif direnç, çığ sönmüleme direncidir. İlk gelişim yıllarında, düşük katkılı Poly-Si direnci yaygın olarak kullanılmıştır. Algılayıcı yüzey doldurma faktörünü (fill factor) arttırmak için geçirgenliği yüksek metal direnç (MQR) teknolojisi geliştirilmiştir. Metal dirençli

hücrelerde, foton algılama verimliliği daha yüksek ve sıcaklığa bağlı değişimleri az olduğundan desarj süresi ve toparlanma zamanı daha karardır. Farklı direnç yapısına sahip SiPM mikro hücrelerin taramalı elektron mikroskopu (SEM) ile çekilmiş görüntüleri Resim 4.4’de görülmektedir.



Resim 4.5. EQR SiPM hücre yapısı [81]

EQR (Epitaksiyel Quenching Resistor), yeni gelişmekte olan bir teknolojidir. Burada, aktif alanın altındaki epitaksiyel silikon tabaka, sönümleme direnci olarak kullanılmaktadır. EQR uygulanmış mikro hücre yapısı Resim 4.5’te görülmektedir.



Resim 4.6. a) Ön yüz ve (b) arka yüzden aydınlatmalı SiPM hücreleri [82]

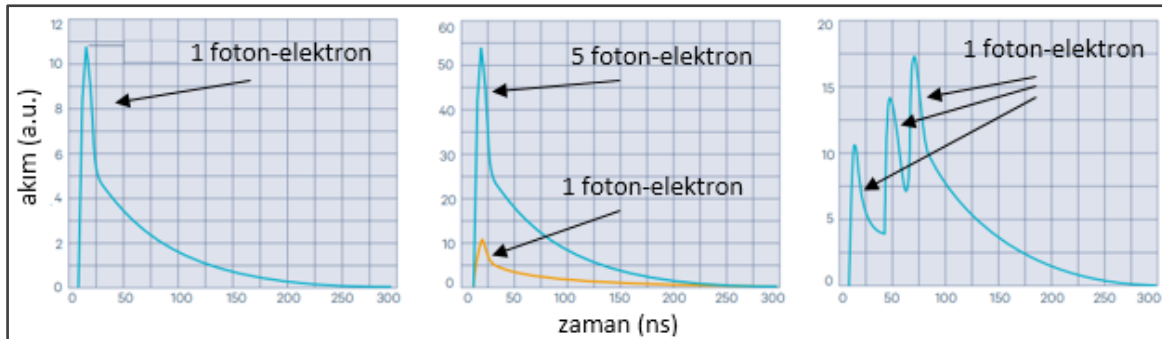
EQR teknolojisi ile, mikro hücre boyutları daha küçük olabilmekte ve bu sayede fill faktör oranı ve PDE yüzdesi artmaktadır. Bitişik hücreler arasındaki boşluk (gap), elektro-optik kuplajdan kaynaklı istenmeyen çığ süreçlerini engellemekte yeterli değildir. Bu etkileri

azaltmak için aktif algılayıcı alanını çevreleyen izolasyon siper (isolation trench) kullanımı geliştirilmiştir.

Geleneksel olarak mikro hücreler dedektör bölgesinden aydınlatılırlar. Bunlar ön-aydınlatmalı tiplerdir. Yeni nesil tiplerde, algılayıcı alan veya çığ bölgesi direk aydınlatılan bölge olmayıp karşı tarafta yer almaktadır. Bunlar da arka-aydınlatmalı tipler olarak tanımlanmaktadır. Resim 4.6'da ön yüzünden ve arka yüzünden aydınlatmalı mikro hücrelerin yapısal modeli görülmektedir. Ön aydınlatmalı tiplerde ince film metalik anti-yansımaya kaplama aktif bölgenin üzerine düzlemsel olarak yapılmaktadır. Buna karşın, arka aydınlatmalı tiplerde çok katmanlı dokulu anti-yansımaya kaplaması geliştirilmiştir. Yapılan karşılaştırmalarda, dokulu anti-yansımaya kaplamalı tiplerin çok daha düşük yansımaya sağladığı görülmüştür. Geleneksel ön-aydınlatmalı tiplerde yapısı gereği fill faktörün yüzde sekseni aşamadığı halde arka-aydınlatmalı tiplerde ise bu oran yüzde yüze yakın olmaktadır. Çok katmanlı dokulu anti-yansımaya kaplamanın verdiği iyileştirme ile arka-aydınlatmalı tiplerin foton algılama verimliliği çok ümit verici seviyelere ulaşmaktadır.

4.3. SiPM Dedektörlerin Elektriksel Özellikleri

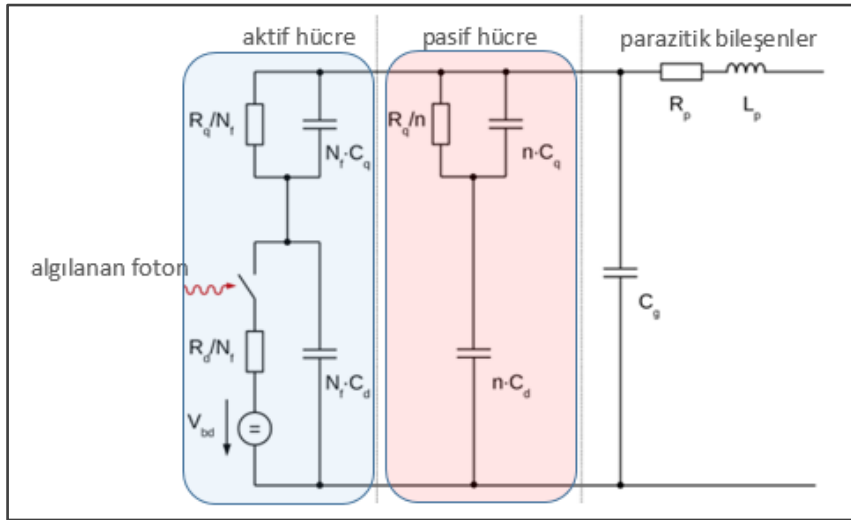
Tek çıkışlı fotoçoğullayıcılarda, foton algılanmasıyla başlayan çığ süreci, hücreleri pasif durumdan aktif duruma geçirirler. Aktif olan her hücre, çıkış akımına aynı oranda katkıda bulunur. Aynı anda ve gecikmeli gelen fotonların ürettiği örnek akım darbeleri Şekil 4.3'te görülmektedir.



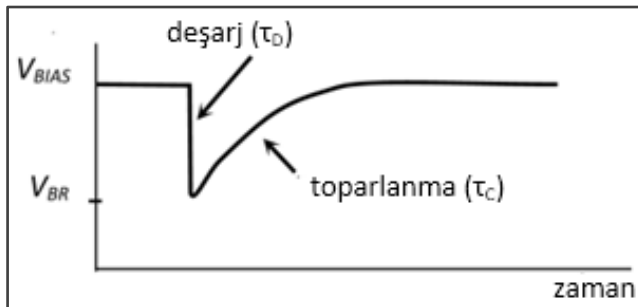
Şekil 4.3. Tetikleme zamanına bağlı SiPM hücrelerin ürettiği akım darbeleri [83]

Foton tetiklenmesiyle, 1 mikro hücrenin ürettiği çığ akımının (solda) genliği 10 birim iken, 5 mikro hücrenin farklı fotonlar ile aynı anda tetiklenmesiyle üretilen akımların (orta) çıkışta tek darbe ve genliğinin 50 birim ve 3 mikro hücrenin farklı fotonlar ile gecikmeli olarak tetiklenmesiyle ürettiği akımların (sağda) çıkışta ayırık ancak darbelerin kısmen çakışması nedeniyle genliklerinin 10-20 birim arasında olduğu görölmektedir.

Aktif ve pasif hücreleri içeren bir silikon fotoçoğullayıcı dedektörün elektriksel eşdeğeri Şekil 4.4'te görölmektedir. Aktif hücre sayısı N_f için p-n ekleminden kaynaklı eşdeğer kapasitör $N_f C_d$ ve direnç R_d/N_f iken, sönümlenme dirençlerinin eşdeğeri R_q/N_f ve C_q/N_f olur. Geriye kalan n adet pasif hücre için pn ekleminden dolayı nC_q eşdeğer kapasitansı, sönümlemeden kaynaklı olarak R_q/n ve nC_q elde edilir. Paralel bağlı mikro hücreler ortak anot ve katod hattına bağlandığından dedektöre parazitik R_p direnci ve L_p indüktansı yükler.



Şekil 4.4. SiPM'in elektriksel eşdeğer devresi [80].



Şekil 4.5. Aktif hücre deşarj/toparlanma eğrisi [87]

Bir hücrenin tetiklenmesi durumunda C_d kapasitörünün voltajın değişimi Şekil 4.5'te görülmektedir. Başlangıçta, anahtar açık (off) pozisyonunda iken, p-n eklem bölgesi C_d kapasitörü ile ifade edilir. C_d kapasitörü, bias voltajı ile şarj olmuş durumdadır. Foton algılanması ile anahtar kapalı (on) pozisyonuna geçer. C_d üzerindeki voltajı, kırılım (breakdown, V_{bd}) voltajından büyük olması durumunda deşarj süreci yani çığ tetiklenir. Voltaj seviyesi, kırılım voltajına eşit oluncaya kadar R_d ve R_q dirençleri üzerinden deşarj olur. Eklem bölgesinin içsel direnci R_d yaklaşık 1 k Ω seviyesindedir. R_q sönümlenme direnci olup R_d 'den çok büyüktür. C_q kapasitörü, R_q 'den kaynaklı olup C_d 'den çok küçüktür. Çıkış akımının yükselen kenarının R_d direnci, deşarj süresini ise R_q belirlemektedir. Bu nedenle, SiPM dedektörlerin tepki süresi hızlı, toparlanma süresi ise uzundur.

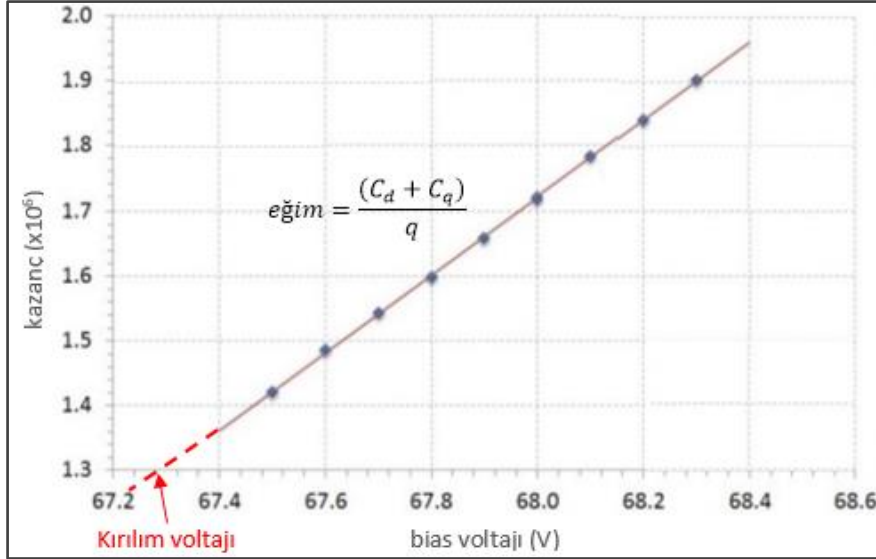
C_d kapasitörü üzerindeki voltaj, $\exp(-t/\tau_D)$ değişimi hızı ile deşarj olur. Toparlanma esnasında, C_d kapasitansı R_q üzerinden $\exp(-t/\tau_R)$ ile şarj olur. Burada, $\tau_D=R_d C_d$ ve $\tau_R=R_q C_d$ zaman sabitleridir. Toparlanma, deşarj süresine göre oldukça uzun olup yaklaşık bir kaç yüz nanosaniyedir. Deşarj akımı da benzer olarak $i(t)=(Q/\tau_D) \exp(-t/\tau_D)$ ile ifade edilir. Burada Q çığ yüküdür. Kazanç, çığ yükünün birim yüke oranı olarak Eş.4.1'de verilmiştir.

$$G = \frac{Q}{q} = \frac{I_{max} \cdot \tau_C}{q} = \frac{1}{q} \cdot \frac{\Delta V}{R_d + R_q} \cdot (R_q C_{hücre}) \triangleq \frac{\Delta V \cdot (C_d + C_q)}{q} \quad (4.1)$$

Burada $q=1,602 \times 10^{-19}$ C'tur. Kazanç ile aşırı voltaj ($\Delta V = V_{BIAS} - V_{BR}$) ve toplam kapasitif yük arasında doğrusal ilişki vardır. I_{max} , deşarj akımının tepe değeridir. Kırılım voltajı V_{BR} , sıcaklığa bağlıdır. Kazancın kararlı olması için ΔV sabit tutulmalıdır. Ayrıca, mikro hücrelerin boyutları büyüdükçe C_d kapasitansı, dolayısıyla kazanç, doğrusal olarak artacaktır. Ancak, büyük alanlı hücrelerin sıcaklığa bağlı kırılım voltajı daha fazla değişir. Sıcaklığın kontrol edilemediği ortamlarda, mV/°C biriminden olan katsayı, geribesleme çarpanı olarak kullanılarak sıcaklık sensörü kontrollü bias kontrol devresi kurulmalıdır.

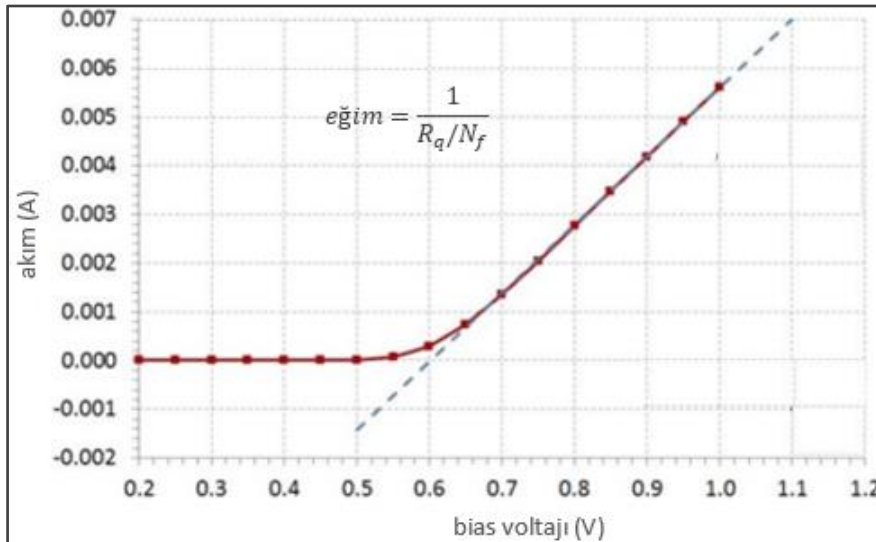
SiPM dedektörün eşdeğer devresi ve kırılım voltajı, akım-bias voltaj ve kazanç-bias voltajı eğrileri ile tek bir mikro hücrenin çıkışı kullanılarak oluşturulabilir. Prosedür genellikle LED gibi düşük ışık kaynakları kullanılarak sıcaklık kontrollü ortamlarda uygulanır. Bir SiPM dedektörünün kazanç-bias voltaj eğrisi Şekil 4.6'da görülmektedir. V_{BR} voltajı,

kazancın bias voltajına göre eğrisinin x eksenini kestiği noktadır. Kırmızı kesikli eğri, ölçüm ile elde edilen mavi eğrinin doğrusallaştırılmasıyla elde edilmiştir. Kırılma voltajının 67,28 V olduğu belirlenmiştir. SiPM dedektörün terminal kapasitansı $C_{hücre}$, doğrusallaştırılmış kazanç-aşırı voltaja eğrisinin eğimi ile temel yük biriminin çarpılmasıyla 80 fF elde edilmiştir.



Şekil 4.6. SiPM kazanç-bias voltaj eğrisi [88]

Aynı SiPM dedektörünün akım-bias voltajı eğrisi Şekil 4.7’de görülmektedir. R_q/N_f , 67 Ω olarak hesaplanmıştır.



Şekil 4.7. SiPM akım-bias voltaj eğrisi [87]

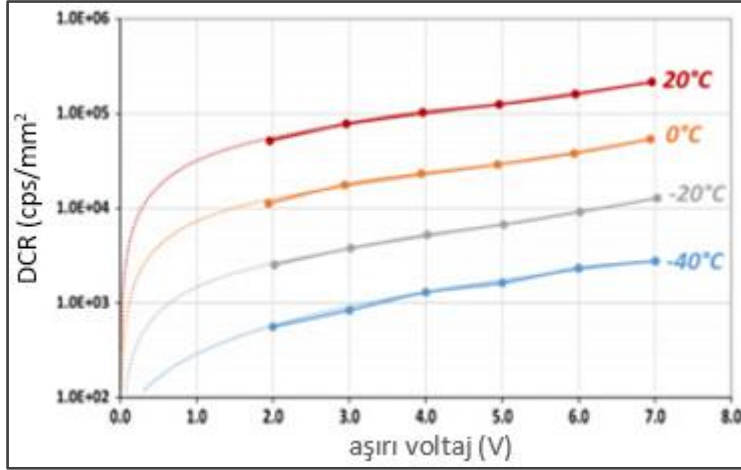
τ_D ve τ_R zaman sabitleri Şekil 3.5'teki tek foton-elektron darbe akımı şeklinden elde edilebilir. Karanlık akım darbesi de tek foton-elektron darbesine eşit olduğundan kullanılabilir. τ_R elde edildiği zaman, R_q kullanılarak C_d kapasitörü hesaplanabilir. Çıkış kapasitörü $C_{hücre}$ ve C_d kullanılarak C_q çıkarılabilir. τ_D hesabından C_d tekrar elde edilerek hesapların kontrolü yapılabilir.

4.4. SiPM Dedektörlerin Gürültü Tipleri

SiPM dedektörlerin toplam gürültüsü karanlık (dark) akım ile tanımlanır. Karanlık akım, birincil ve korelasyon kaynaklı gürültülerin toplamıdır. Birincil gürültüler karanlık darbelerdir. Karanlık darbelerden, termal etkiyle oluşan elektron ve deşik çiftleri sorumludurlar. Temel kaynağı kristaldeki kusurlardır. Bu kusurların konsantrasyonu arttıkça DCR da artar. ECF ise afterpuls ve crosstalk gürültüler olup korelasyon gürültü kaynakları olarak da ifade edilmektedir. DCR ve ECF gürültüleri, ışığın yokluğunda tetiklenen çığ süreçleridir. SiPM dedektöründe karanlık akım Eş.4.2'de verilmiştir.

$$I_{dark} = q * G(V_{OV}) * DCR(V_{OV}) * ECF \quad (4.2)$$

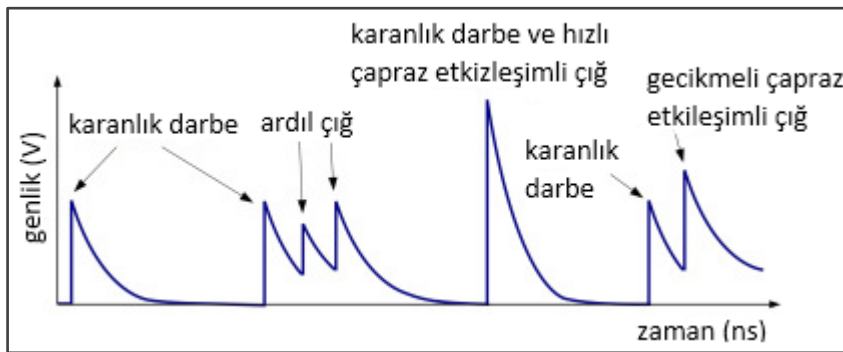
Burada G, dedektör kazancını, DCR karanlık akım darbe frekansını ve ECF ise fazla yük çarpanı olup toplam yükün foton ile indüklenmiş çığ yüküne oranıdır DCR frekansı, birim zamandaki darbe sayısı olup Hz veya CPS (count per second) biriminde ifade edilmektedir. DCR, mikro hücrenin büyüklüğü ve aşırı voltaja bağlı bir fonksiyondur. Yokluk bölgesinin (depletion region) hacminin de DCR'a etkisi vardır. Örnek olarak, NIR hassasiyeti yüksek olan SiPM'lerde, daha kalın epitaksiyel katman ve depletion region olduğundan DCR daha yüksek çıkmaktadır.



Şekil 4.8. DCR'nin aşırı voltaj ve sıcaklığa bağlı değişimi [80]

DCR ile aşırı voltaj ilişkisinin sıcaklığa bağlı değişimi Şekil 4.8'de görülmektedir. Sıcaklığın azaltılması DCR'ı da belirgin oranda düşürmektedir. Kroyojenik sıcaklıklarda tünelleme etkisiyle DCR tekrar artmaya başlar. Tünelleme etkisinin büyüklüğü, kırılım voltajının seviyesi ile ilişkili olup arttıkça DCR değeri de artar.

Korelasyon gürültüleri, dark-count üretiminden sorumlu ikincil gürültü kaynaklarıdır. Bir foton-elektron veya termal etkiyle tetiklenen çığ olayı, devam ederken veya sonrasında aynı hücrede veya yan hücrede ardı sıra yeni çığlar oluşabilmektedir. Korelasyon gürültü tipleri Şekil 4.9'da görülmektedir

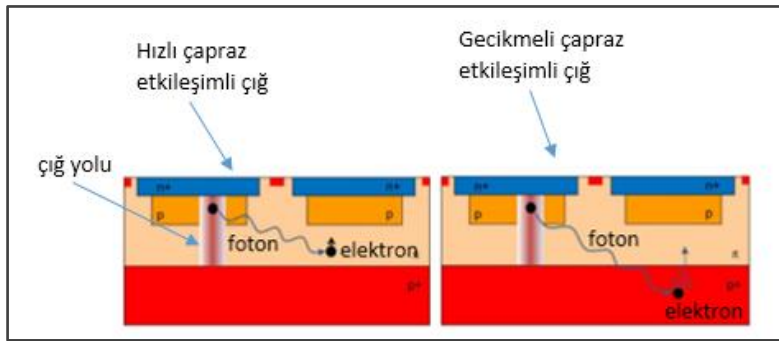


Şekil 4.9. Ardıl çığ ve optik etkileşimli çığ kaynaklı karanlık darbe gürültüleri [80].

Bunlar, kristal kusurlarından kaynaklı oluşan ara enerji bölgesindeki yüklerin yüksek elektrik alan altında oluşturduğu ikincil çıglardır. Kristal kusurları, büyük band genişliğine sahip aktif bölgede sığ enerji seviyeleri ile kendini gösterir. Çok büyük miktarda taşıyıcı yük bu bölgeden geçiş yaparken, bir kısmı bu tuzaklara (trap) takılır ve çığ sonrasında yeni

çığ oluştururlar. Bu tip çığlara, ardıl çığ (afterpulse) denir. Ardıl çığlar optik olarak ta endüklenebilir. Esas çığ sonrasında elektron deşik birleşiminden oluşan ikincil bir foton yeni bir çığı tetikleyebilir. Eğer taşıyıcı yüklerin yaşam süresi hücrenin tekrar şarj olma zamanına göre çok kısa ise bu olay ihmal edilebilecek seviyededir. Çığ sürecinde oluşan ikincil fotonlar yan hücrede bir çığı tetikleyebilir. Bunlar çok az gecikme ile oluşmuş ise birincil çığın genliğini arttıracak şekilde kendilerini gösterirler ve hızlı (prompt or direct) çapraz etkileşimli olarak tanımlanırlar. Diğer bir tipi ise gecikmeli (delayed) çapraz etkileşimli çığ olup birincil çığ ile zaman farkı daha uzundur.

Karanlık darbeler tek bir mikro hücrenin oluşturduğu gürültülerdir. Ardıl çığlar, aynı mikro hücrede meydana gelen ardışık çığlar olduğundan genliği kuvvetlendirmemektedir. Hızlı çapraz etkileşimli gürültüler, karanlık darbenin genliğini arttıracak şekilde oluşmuştur. Gecikmeli çapraz etkileşimli çığlar karanlık darbeleri kısmen kuvvetlendirmiştir. Resim 347’de, dedektörün yapısı üzerinde, optik çapraz etkileşimli korelasyon gürültülerin oluşum süreci görülmektedir.



Resim 4.7. Optik etkileşimli korelasyon gürültü tiplerinin oluşum süreci [80]

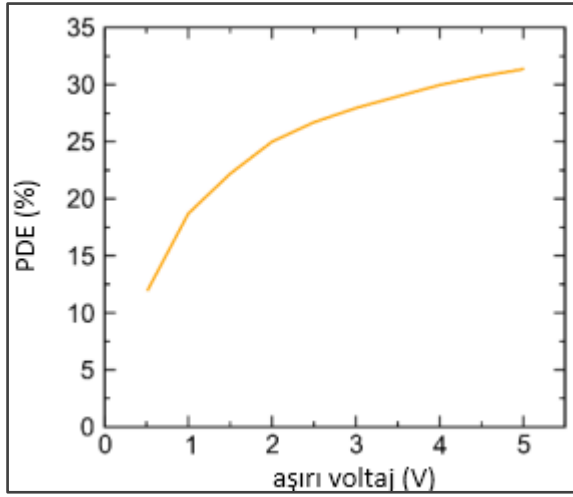
Hızlı etkileşimli çığ (solda) süreci, aktif bölgede elektron-deşik çiftinin birleşmesiyle oluşan bir foton yan komşu bölgesinin epitaksiyel katmanında elektron koparmakta ve yeni bir çığ oluşturmaktadır. Gecikmeli etkileşimde (sağda) ise aktif bölgede oluşan foton yan komşu bölgesindeki p alttaşından elektron koparmaktadır. Hem daha fazla yol alması hem de elektrik alanının nispeten daha düşük olması yeni çığ başlangıcında bir zaman gecikmesi oluşturmaktadır. Ardıl çığ, mikro hücrenin toparlanma aşamasında yani birincil çığın kuyruk bölgesinde görülür. Optik çapraz etkileşimde ise birincil çığın genliğini arttıracak veya gecikmeli bir çığ olarak görülür.

4.5. SiPM Dedektörlerin Foton Algılama Olasılığı

Foton algılama olasılığı (PDE), hücre üzerine düşen fotonların çığ başlatma olasılığını veya yüzdesini göstermektedir. Kuantum verimliliği, çığ tetikleme olasılığı ve doluluk yüzdesine bağlı olup Eş.4.3'te verilmiştir.

$$PDE(Vov) = QE * P_D * FF \quad (4.3)$$

Burada QE, kuantum verimliliğini, PD tetikleme olasılığını ve FF ise doluluk yüzdesini (fillfactor) göstermektedir. QE, bir fotonun dedektör içinde elektron-deşik çifti oluşturma olasılığını ifade eder. Fotonun dalga boyu ve geliş açısına bağlıdır. PD, üretilen elektron-deşik çiftlerinin çığ başlatma olasılığını ifade eder. Güçlü bir şekilde aşırı voltaja veya yüksek elektrik alanının oluşturduğu iyonlaşma oranına bağlıdır. Doluluk yüzdesi ise algılama alanlarının ölü alanlarına oranıdır. Ölü alanları, izolasyon hatları, iletken ızgara ve sönümlenme direncinden oluşur. QE ve FF faktörleri üretimle birlikte sabitlenir. Kullanım aşamasında algılama olasılığı sadece aşırı voltaja bağlı bir fonksiyon olur. PDE ile aşırı voltaj arasındaki ilişki şekil 4.10'da görölmektedir.



Şekil 4.10. SiPM foton algılama olasılığı-aşırı voltaj eğrisi [57]

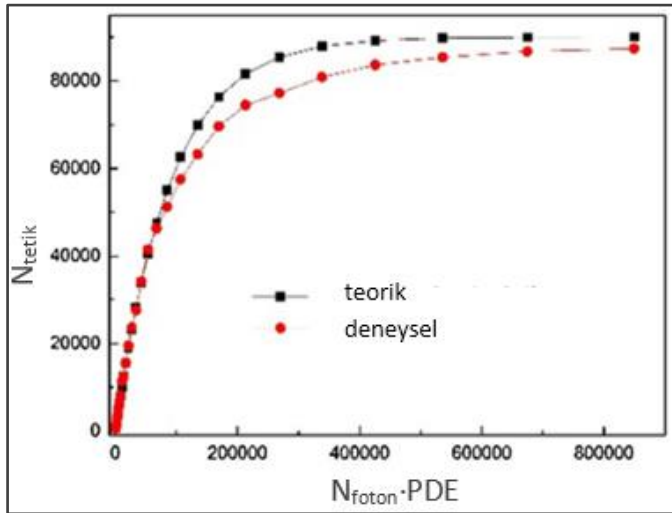
Bir hücrenin foton algılama olasılığı poisson dağılımı ile modellenmektedir. Bir ölçümde tetiklenen ortalama hücre sayısı:

$$N_D = N_{hücre} \left(1 - e^{-\left(\frac{N_{Toplam} * PDE}{N_{hücre}} \right)} \right) \quad (4.4)$$

Burada N_{Toplam} , anlamlı ve anlamsız tüm foton sayısını göstermektedir. Anlamlı sinyal ile tetiklenmiş hücre sayısı Eş.4.5'te verilmiştir. Genellikle, $T_{Signal} > 6\sigma$ olarak seçilmektedir.

$$N_s = \frac{N_{Cell}}{PDE} \ln \left(\frac{N_{Cell}}{N_{Cell} - N_D} \right) - N_{Noise} T_{Signal} \quad (4.5)$$

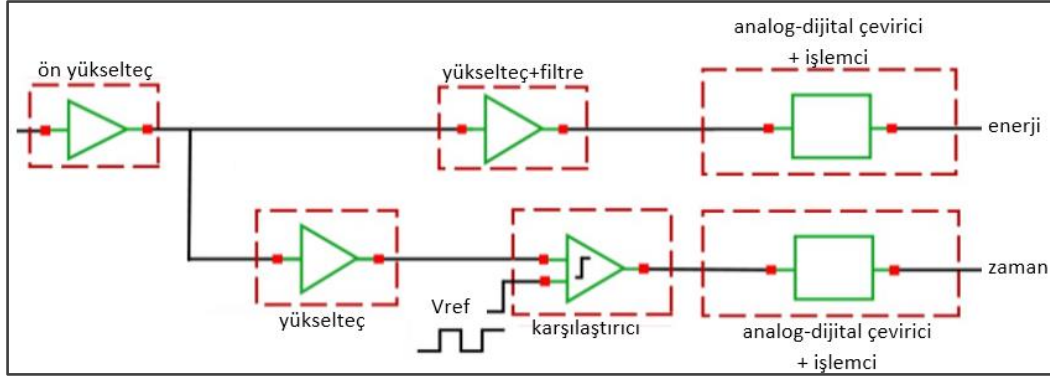
Dinamik aralığının teorik ve deneysel elde edilen eğrisi Şekil 4.11'de gösterilmiştir. SiPM dedektörünün çıkış voltajı tetiklenen hücre sayısı ile orantılıdır. Hücre sayısına göre çok az foton algılanması durumunda dedektör çıkışı doğrusaldır. Hücre başına algılanan ortalama foton sayısı PDE ($N_{foton}/N_{hücre}$) < 1 şartını sağlamaz ise dedektör doyuma geçmiş olur ve sinyal formu bozulur.



Şekil 4.11. SiPM dedektörünün dinamik aralığı [57]

4.6. Çıkış-Okuma Elektroniği Tasarımı

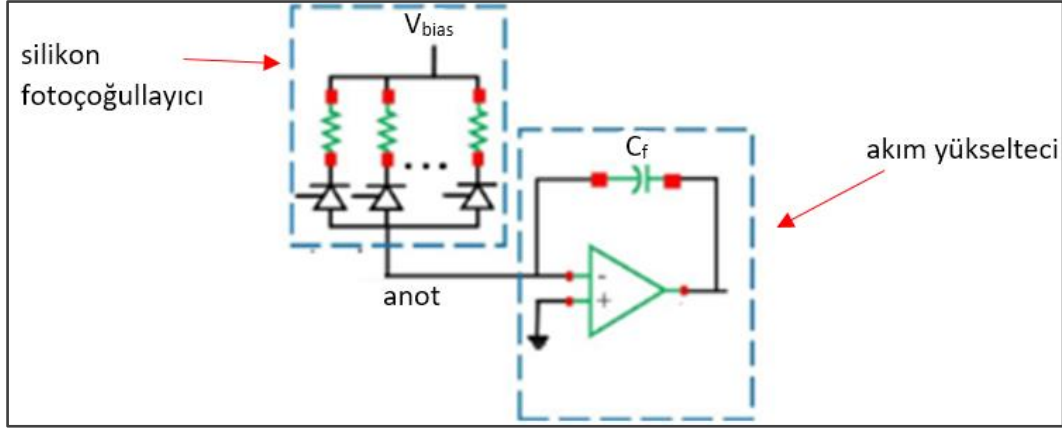
Çıkış elektroniği, dedektör çıkışındaki gürültülü sinyalin filtrelenmesi ve anlamlı sinyalin enerjisi veya zamanını ölçmek için kurgulanan bir mimariye sahip olup Şekil 4.12'de blok şeması görülmektedir.



Şekil 4.12. SiPM çıkış okuma elektronigi mimarisi ve temel bileşenleri [88]

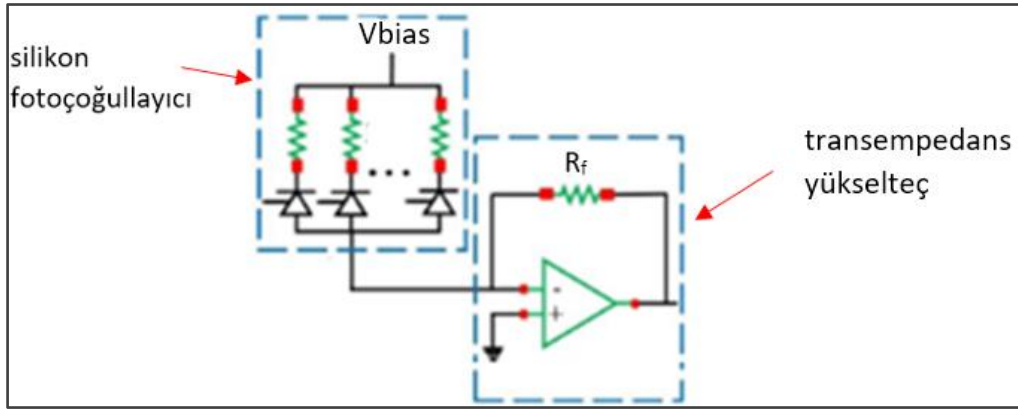
Temel olarak ön yükselteç, filtre sinyal şekillendirici, karşılaştırıcı, analog-dijital çevirici ve işlemci birimlerini içermektedir. Ön yükselteç çıkış elektroniginin dedektör ile yüzleşen ilk birimidir. Bu aşamada ortaya çıkan uyumsuzluklar diğer birimlerin sonuçlarını da etkileyeceği için doğru modelin seçilmesi çok önemlidir. Silikon fotoçoğullayıcı dedektörün ön yükselteci olarak 3 temel model yaygın olarak kullanılmaktadır. Bunlar akım yükselteci, trans-empedans ve voltaj yükselteçleridir.

Akım yükselteci, dedektörün çıkış akımının integrali ile orantılı bir çıkış voltajı üretmektedir. Temel bağlantı şeması Şekil 4.13'te görülmektedir. Yükselteç kazancı, geribesleme kapasitörü ile belirlenmektedir. Op-amp'in giriş empedansı çok yüksek olduğundan akım doğrudan geribesleme kapasitörüne yönelmektedir. Miller etkisi nedeniyle, girişte çok büyük kapasitans yüklenir. Bu kapasitans $C_{eff}=(1+A)C_f$ eşit olup girişteki diğer parazitik kapasitanslara paralel olarak bulunur. Yükselteç çıkışının doyuma girmemesi için geribesleme kapasitörünün sürekli deşarj edilmelidir. Geribesleme deşarj devresi aktif (transistör tabanlı) veya pasif (RC tabanlı) olarak uygulanabilmektedir. Aktif deşarj devresi, düşük gürültü ve hassas zamanlama ayarı için tercih edilmektedir. Aktif geribesleme tasarımına yönelik çalışmalarında, mosfet ve voltaj kontrollü anahtar kullanılarak deşarj devresinde 4.5 MHz'a kadar anahtarlama frekansı elde edilmiştir. Akım yükselteçleri, Hassas zaman ölçümü, çok iyi gürültü performansı nedeniyle küçük boyutlu mikro hücre içeren SiPM dedektörler için iyi bir seçenektir.



Şekil 4.13. SiPM dedektörü akım ön yükselteci [87]

Transempeans (TIA), dedektör akımını doğrudan çıkış voltajına dönüştürür. Akım yükselteci ve sinyal şekillendiricinin fonksiyonunu tek başına yerine getirmektedir. Akım yükselteçlerine göre yükseliş zamanı (rise time) daha kısa ve yetişme hızı (slew rate) daha yüksektir. Ayrıca, düşük güç tüketimi ve küçük boyutları ile avantaj sağlar. Şekil 4.14'te SiPM dedektörüne bağlı transempeans bağlantısı görülmektedir.

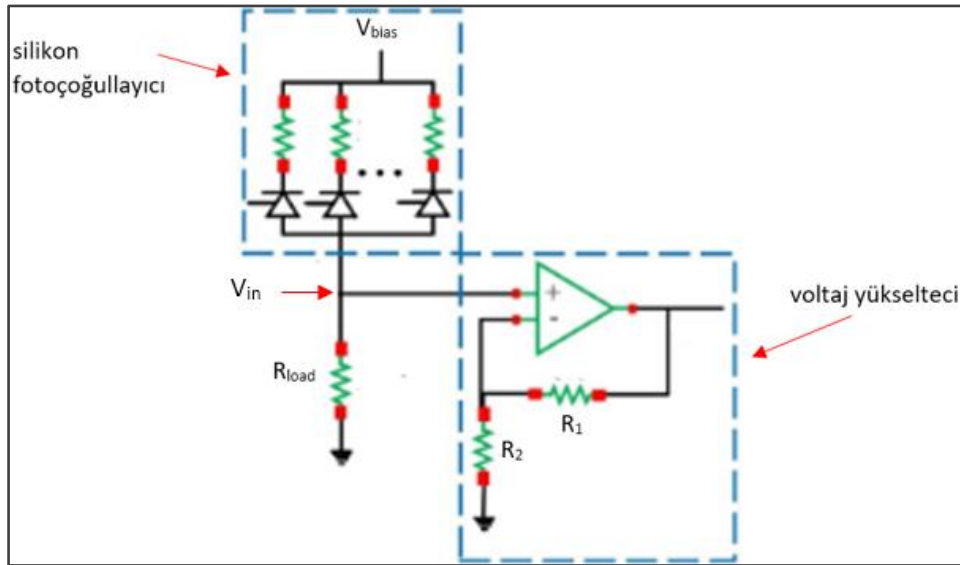


Şekil 4.14. SiPM dedektörü transempeans ön yükselteci [87]

TIA giriş direnci $R_{in} = R_f / (A+1)$ olup, yüksek kazanç durumunda minimize edilebilmektedir. Yükseltecin yetişme hızı, RC zaman sabitine bağlıdır. RC zaman sabiti küçüldükçe yetişme hızı yükselmekte ve yüksek hızda sayım yapılan uygulamalar için yeterli koşulu sağlamaktadır. Buna karşın, yüksek kapasitanslı dedektör ile kullanımı durumunda transempeans çıkışında osilasyonlara neden olmaktadır. Osilasyonları azaltmak için geribesleme direncine paralel olarak geribesleme kapasitörü eklenir. Bandgenişliği ile kazanç arasında da optimum bir noktanın bulunması gerekir. TIA'nin bandgenişliği Eş.4.6'da verilmiştir.

$$BW_{TIA} = \sqrt{\frac{GBW}{2\pi R_f C_{hücre}}} \quad (4.6)$$

Burada GBW, op-amp'ın "gain-bandwidth product" parametresini, $C_{hücre}$ SiPM terminal kapasitansını ve R_f ise geribesleme direncini göstermektedir. GBW parametresinin yüksek seçilmesi gerektiği açıkça görülmektedir. R_f , TIA'nın kazanç, yetiştirme hızı ve bandgenişliğinde etkin bir parametredir. Dedektörün çıkış kapasitansı ile birlikte optimize edilmesi gerekmektedir. SiPM'in yüksek kapasitansı ve yükseltecin düşük input empedansı RC zaman sabitini işe yarayacak şekilde küçülebilmektedir. Böylece, yüksek frekanslı uygulamalar için uygun bir seçim olabilmektedir.

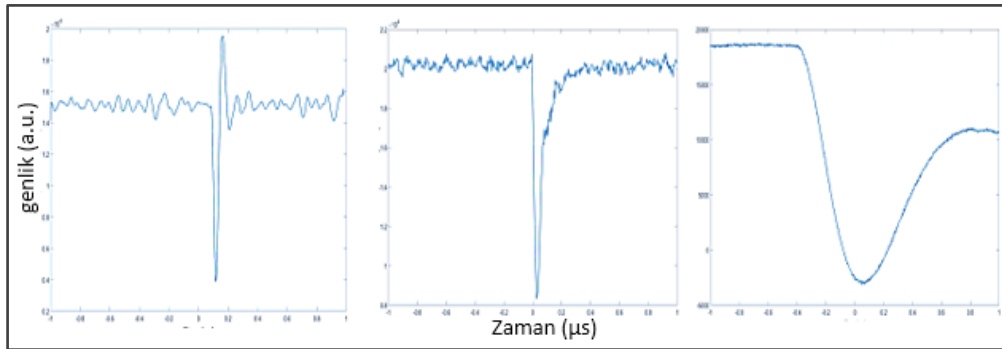


Şekil 4.15. SiPM dedektörü voltaj ön yükselteci [87]

Voltaj ön yükselteci, Şekil 4.15'te görüldüğü üzere, SiPM dedektörüne seri R_{load} direncinin üzerindeki V_{in} voltajını yükseltmektedir. Yükselteç kazancı, geribesleme dirençlerine bağlıdır. SiPM dedektörünün terminal kapasitansı ile yükseltecin giriş kapasitörü paralel olup eşdeğeri, Voltaj yükseltecinin giriş kapasitansı olur. SiPM dedektörünün çıkış kapasitansı, yükseltecin giriş kapasitansına göre çok daha büyük olduğundan, ihmal de edilebilir. Yüksek hızlı sinyallerin yakalanması için giriş kapasitansı ve direncinin oluşturduğu zaman sabitini minimize etmek gerekir. R_{load} direnci, yükseltecin giriş direncine göre yeteri kadar küçüktür. Çıkış sinyalin hızlı bileşeni (Eş 4.7) no'lu eşitlikte görülmektedir.

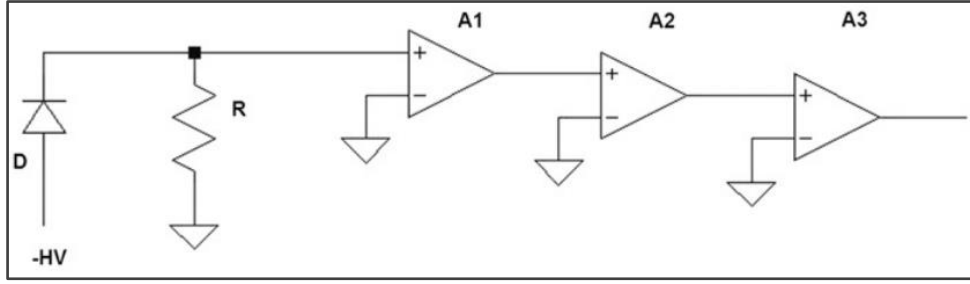
$$V_{in} = \frac{Q_F}{C_{HF}} * e^{-t/\tau_F} \quad (4.7)$$

Burada $\tau_F=R_{load}C_{HF}$ zaman sabitini, $C_{HF} = C_p + N\left(\frac{C_d C_q}{C_d + C_q}\right)$ hızlı bileşen için giriş kapasitansını ve Q_F , deşarj yükünü yani toplam yükün hızlı bileşendeki miktarını ifade etmektedir. $Q_{tot}=(C_d+C_q)(V_{bias}-V_{br})$ toplam yüküdür. N , mikro hücre sayısı ve C_p parazitik kapasitansdır. Q_F yükü, R_{load} direnci üzerinden deşarj olmaktadır. $C_q \ll C_d$ olduğu için $C_{HF}=C_p+NC_q$ yaklaşımını yapabiliriz. R_{load} direncinin düşürülmesi hızlı bileşeni hızlandırır, yavaş bileşene pek etkisi olmaz. Voltajın genliğini seri direnci arttırarak yükseltebiliriz. Ancak bu durumda sinyalin eğimi azalacağından sinyalin kuyruğu uzayacaktır. Çıkış sinyalinin yavaş bileşeni için etken zaman sabiti $\tau_S=\tau_R+R_{load}C_{LF}$ 'dir. Burada τ_R dedektörün toparlanma dönemi için zaman sabitini göstermekte olup $\tau_R =R_q(C_d+C_q)$ 'dur. $C_{LF}=C_G+NC_d$ eşit olup düşük frekanslar için dedektörün eşdeğer kapasitansdır. Seri direnç R_{load} , sönümlenme direnci R_q 'ya göre çok küçük olduğundan ihmal edilebilir. İyi bir zamanlama hassasiyeti için hızlı bileşen daha önemlidir.



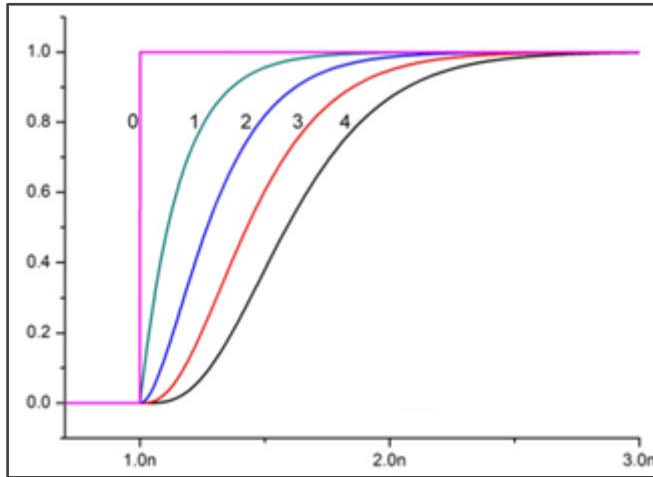
Şekil 4.16. SiPM'e seri bağlı farklı dirençlerinin voltaj ön yükselteç çıkışlarına etkisi [78]

Şekil 4.16'da, farklı seri direnç ile yapılan voltaj yükselteçlerin çıkışları görülmektedir. En solda, seri direncin küçük seçilmesi nedeniyle hızlı deşarj nedeniyle oluşan osilasyonlar görülmektedir. En sağda, seri direncin büyük seçilmesi nedeniyle hızlı bileşen yavaşladığı görülmektedir. Ortada, doğru seri direnci seçilmesi ile sinyal formu bozulmamıştır. Yüksek kazançlı yükselteçlerin kazançları kazanç-bandgenişliği sınırlaması nedeniyle genellikle 20dB veya daha düşüktür.



Şekil 4.17. Kaskat yapıda voltaj yükselteçleri [85].

Bu nedenle kazancı arttırmak için Şekil 4.17’de görülen kaskat yapılar tercih edilir. Ancak kaskat yapı içerisindeki yükselteçlerin bandgenişlikleri aynı olsa bile darbe sinyalinin hızlı bileşenlerinin yavaşlatır. Kaskat bağlı voltaj yükselteçlerin bandgenişliğindeki değişim Şekil 4.18’de görülmektedir.



Şekil 4.18. Kaskat bağlı aynı voltaj yükselteçlerin çıkışlarındaki değişimler [85]

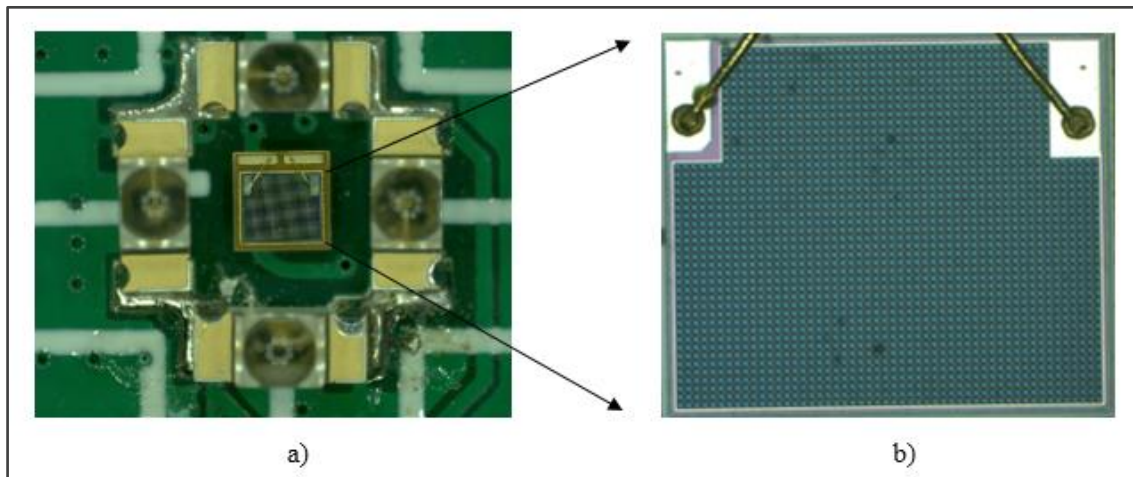
1 GHz bandgenişliğine sahip dört voltaj yükselteci kaskat bağlanılarak simülasyon ile yükseliş zamanındaki değişim kontrol edilmiştir. 0 numaralı eğri giriş sinyalini göstermektedir. Yükselteç sayısı arttıkça yükseliş eğrisinin eğiminin düştüğü görülmektedir. Bu nedenle, kaskat bağlamak hem genlikten hem de bandgenişliğinden kayıp yaşanmasına neden olmaktadır.

SiPM dedektörünün çıkışındaki anlamlı darbe sinyali, çevre şartlarının kontrol edilemediği durumlarda, gürültü çığları arasında kaybolabilmektedir. Çünkü her ikisi de benzer genlikte bir dürtü (impulsive) sinyali formundadır. Uzun örnekleme süresi içerisinde anlamlı sinyalin tuttuğu zamanın çok küçük olması, çözümü daha da karmaşık hale

getirmektedir. Anlamlı sinyalin gürültü çığlarından ayrıştırılması, ileri sinyal işleme teknikleri ile çözülebilecek bir problem olarak ortaya çıkmaktadır. İleri sinyal işleme teknikleri kullanılması durumunda ön yükselteç ve analog-dijital çevirici aşamalarından sonra tüm gereksinimler işlemci üzerinden sağlanır. FPGA tipi işlemciler kullanılması durumunda aynı anda birden fazla işlemin paralel hızlı yapılabilmektedir. Ancak, güç gereksinimi ve boyutsal gereksinimlerden taviz verilmesi gerekebilmektedir.

4.7. Hamamatsu S15639-1325PS SiPM Dedektörün Karakterizasyonu

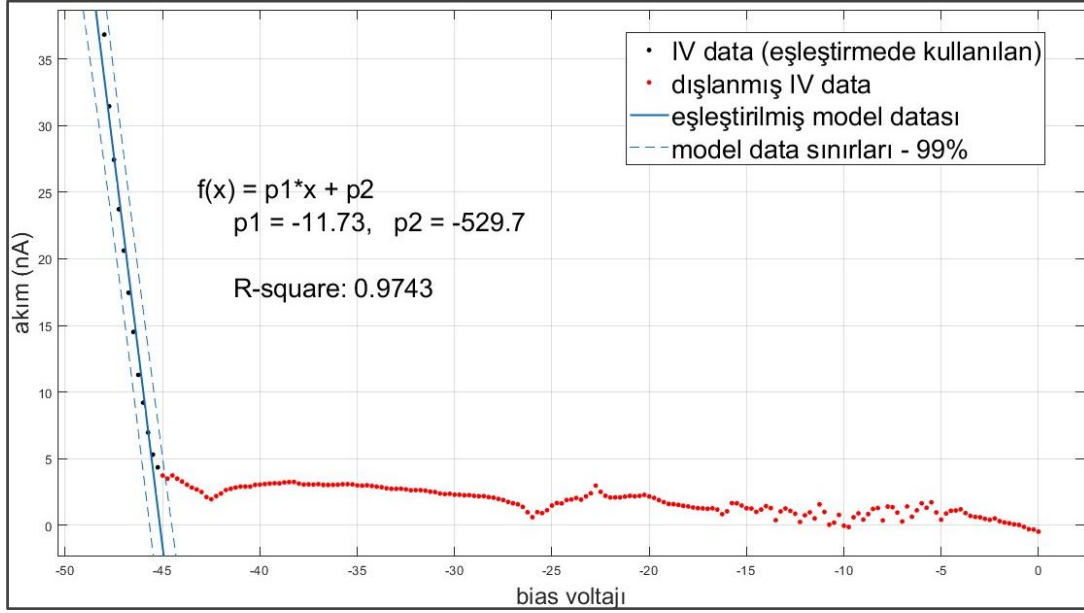
SiPM dedektörlerinin önemli parametreleri teknik bilgi sayfalarında tanımlanmaktadır. Bu parametrelerin teyit edilmesine ihtiyaç duyulduğunda veya daha hassas tayininde, 4.3'te anlatılan prosedür çerçevesinde yapılacak karakterizasyon ölçümleri ile dedektörün kırılım voltajı, terminal kapasitansı, sönümlenme direnci ve karanlık darbe frekansı tekrar elde edilebilir. Ayrıca, ön yükselteç tiplerinin doğru seçilmesi ve tasarımı aşamasında dedektörün bazı parametrelerinin bilinmesine ihtiyaç duyulmaktadır. Hamamatsu S15639-1325PS SiPM dedektörünün elektronik kart üzerinde çekilmiş resmi ile büyütülmüş mikro hücreler Resim 4.8'de görülmektedir. Bu resimler, Zeiss Smartzoom5 ile çekilmiştir. Dedektörün iki pini vardır: anot ve katod uçları. SiPM dedektörü, lehimleme esnasında veya dış ortama maruz kalması durumunda yüzeyi kirlenebileceğinden, hassas ve temiz ortamda uygulama yapılmalıdır.



Resim 4.8. S15639-1325PS dedektörü kart üzerinde a) normal ve b) büyütülmüş hali

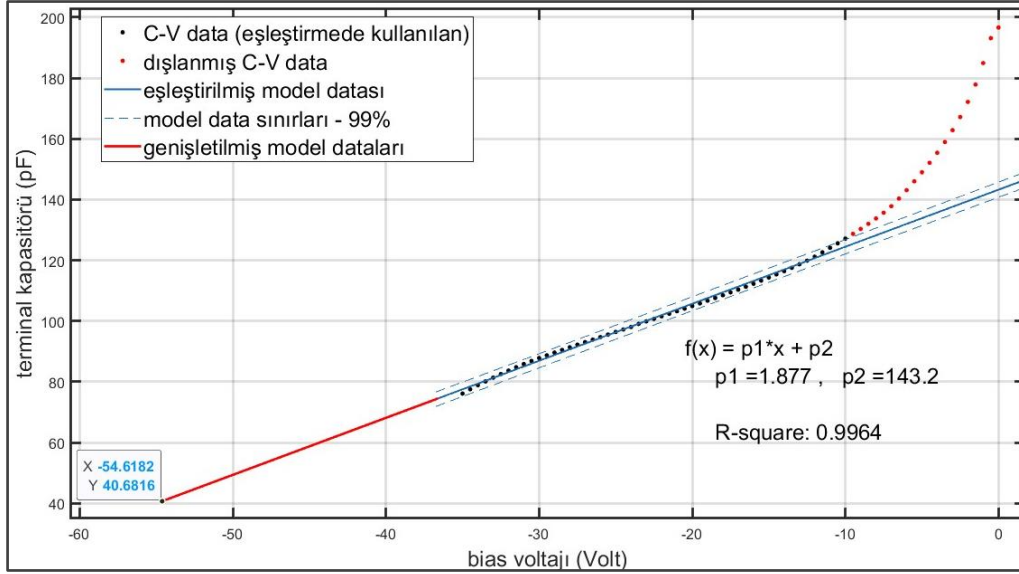
Hamamatsu S15639-1325PS dedektörü karanlık akım-bias voltaj eğrisi Şekil 4.19'da görülmektedir. Ölçümler için Keysight B2901B SMU cihazı ve eğrilerin çizimi ile

doğrusallaştırma için ise Matlab Curve Fitting App kullanılmıştır. SiPM dedektörü, ölçümler esnasında, ışık geçirmez bir kutu içerisine yerleştirilmiştir. Dedektörün anot ucuna negatif voltaj uygulanmıştır.



Şekil 4.19. S15639-1325PS dedektörü ters bias voltajı-akım eğrisi

Uygulanan bias voltajı -45 V'a kadar karanlık akım 0-4 nA arasında değerler alırken, -47 V'a geldiğinde karanlık akım 40 nA'e doğrusal bir artışla ulaşmıştır. Ters bias voltajı kırılım voltajından itibaren hızla artışa geçeceği bilindiğinden, data eğrisinin lineer modeli kullanılarak kırılım voltajının -45 V olduğu tespit edilmiştir.

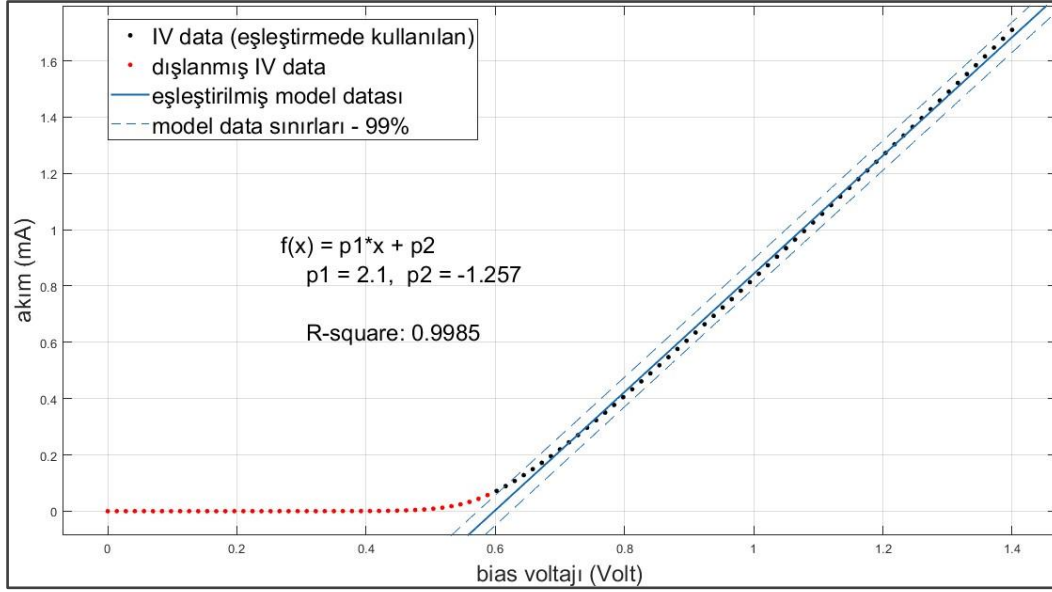


Şekil 4.20. S15639-1325PS dedektörü ters bias voltaj-terminal kapasitör eğrisi

Aynı test koşullarında, SiPM dedektörünün ters bias voltajına karşılık anot-katot ucundaki terminal kapasitörünün değerleri HP 4192A cihazı ile ölçülmüştür. Ters bias voltajına karşılık terminal kapasitans eğrisi Şekil 4.20’de görülmektedir. Eğrilerin çizimi ile doğrusallaştırma, Matlab Curve Fitting App kullanılarak yapılmıştır.

Kırılım voltajı -45 Volt olarak ölçülmüştü. -55 V ters bias voltajında terminal kapasitör yaklaşık 40 pF olarak hesaplanmaktadır. Üretici firmanın 10 V aşırı voltajdaki terminal kapasitörü 42 pF verilmiştir. Bu değer, ölçümle elde edilen değere oldukça yakındır. Her bir mikro hücre için eşdeğer kapasitans $C_d + C_q = \frac{\text{terminal kapasitör}}{N_f} = \frac{40}{2120} = 18,9 \text{ fF}$ olarak hesaplanmıştır.

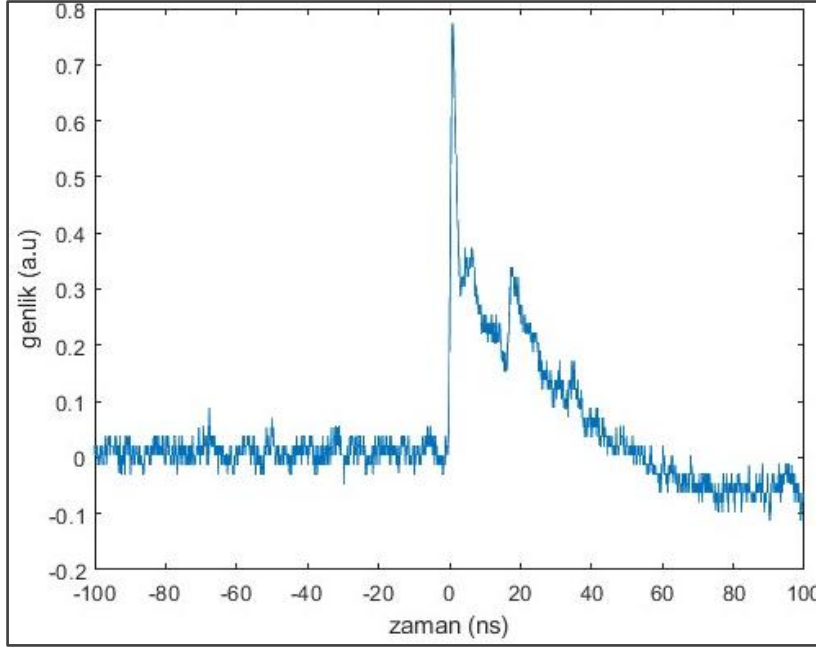
Hamamatsu S15639-1325PS dedektörünün ileri bias voltajına karşılık çıkış akımı Keysight B2901B SMU cihazı ile ölçülmüştür. Elde edilen eğri Şekil 4.21’de görülmektedir. Eğrilerin çizimi ile doğrusallaştırma, Matlab Curve Fitting App kullanılarak yapılmıştır.



Şekil 4.21. S15639-1325PS dedektörü ileri bias voltajı-akım eğrisi

İleri bias voltajı-akım eğrisinin tipik bir diyot eğrisi olduğu görülmektedir. Şekil 4.7’de gösterildiği üzere, eğrinin eğimi ile mikro hücre sayısının çarpımından sönmleme direnci elde edilir. Curve fitting app kullanılarak eğrinin eğimi 2.1 olarak hesaplanmıştır. Elde edilen sönmleme direnci, $R_q = \text{eğim} * N_{cell} = \frac{1}{2.1} \times 2120 = 1 \text{ k}\Omega$ ve her bir mikro hücrenin foton ile uyarıldıktan sonra toparlanma süresi, $\tau_{recovery} = (C_d + C_q) \times R_q = 40 \text{ pF} \times 1 \text{ k}\Omega = 40 \text{ ns}$ olarak elde edilmiştir. Hesaplanan bu değerler, dedektörün veri sayfasındaki değerler ile uyumlu olduğu görülmüştür.

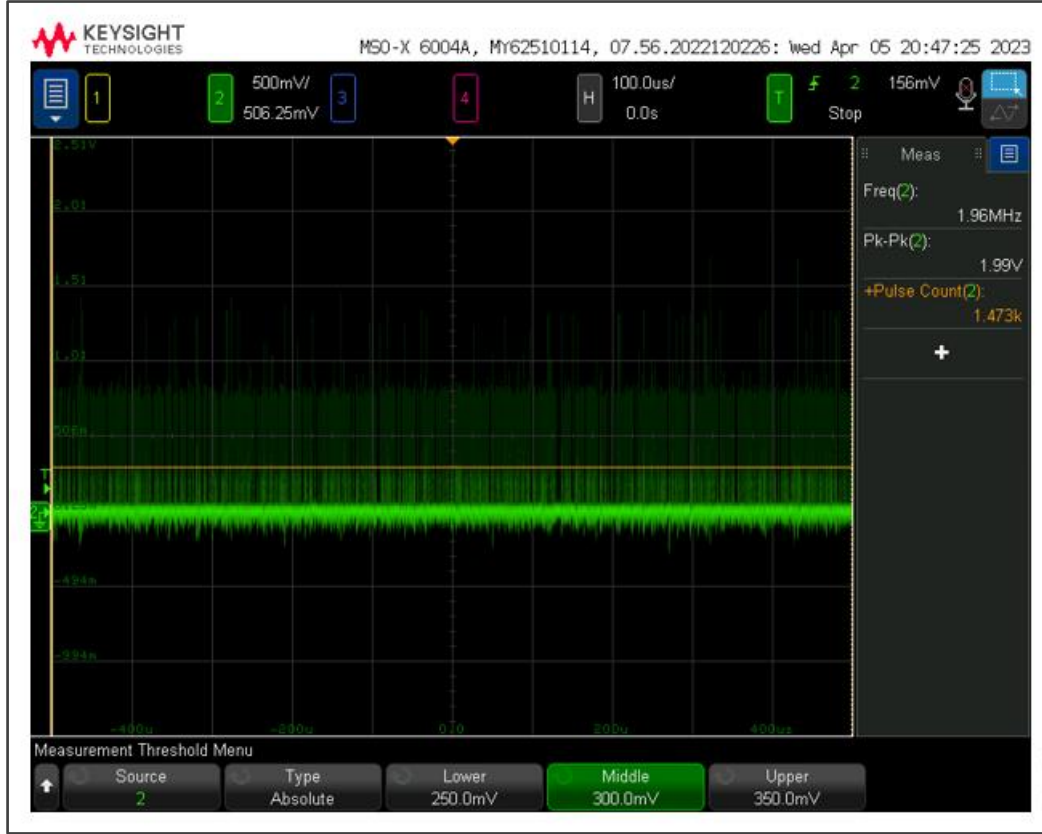
Hamamatsu S15639-1325PS dedektörünün karanlık darbesi, Şekil 4.22’de görülmektedir. SiPM dedektörü oda koşullarında, ışıktan izole edilerek ve bias voltajı -50 V’ta iken ölçüm yapılmış olup, PHA-13LN ve MAR-8ASM kaskat bağlı ön yükselteç çıkışından alınmıştır. Kaskat yükseltecin kazancı 50 dB ve band genişliği 1 GHz’dir. Ölçümlerde Keysight MSOS404A model osiloskop kullanılmış olup giriş direnci 50 Ω ’a ayarlanmıştır. Karanlık darbenin şarj fazına ait eğrisi toparlanma süresini vermektedir. Ardıl çığların etkisi ihmal edilir ise toparlanma süresi yaklaşık 40 ns’dir. Dedektörün karakterizasyon ölçümleri sonucunda daha önce hesaplanan süre 40 ns olduğundan, ölçüm sonucunun hesaplama ile elde edilen sonuçla uyumlu olduğu görülmüştür. Buna ek olarak, karanlık darbenin deşarj fazı incelendiğinde yükseliş zamanının 1.3 ns olduğu belirlenmiştir.



Şekil 4.22. S15639-1325PS dedektörü karanlık darbesi.

Deşarj fazının zaman sabiti ($\tau_{\text{discharge}}$), dedektörün aktif alanının kapasitörü (C_d) ve direncine (R_d) bağlıdır. $R_d = \frac{\tau_{\text{discharge}}}{C_d} = \frac{1.3 \text{ ns}}{40 \text{ pF}} = 32.5 \Omega$ elde edilmiştir.

Hamamatsu S15639-1325PS dedektörünün karanlık ortamda karanlık darbe sayısı ölçümü yapılmıştır. Ölçüm, kazancı 50 dB olan bir yükseltecin çıkışından alınmış olup osiloskop görüntüsü Şekil 4.23'te görülmektedir. Eşik seviyesi sarı renkli çizgi ile gösterilmektedir. Karanlık darbelerin ortalama genliğinin üzerinde genlikli darbeler de görülmektedir. Bu darbelerin aynı anda tetiklenmiş darbeler olduğu değerlendirilmiştir. 1 milisaniyelik sürede, verilen eşik seviyeleri arasına giren, sayılan darbe sayısı "pulse count" başlığı altında görülmekte olup 1473 adettir. Darbe sayımı osiloskopun matematik işlemcisi tarafından yapılmıştır. Karanlık darbe frekansı yaklaşık 680 kHz olacaktır. Üretici tarafından verilen değer ile uyumlu olduğu görülmüştür. Karakterizasyon ölçümlerinde elde edilen değerler özet olarak Çizelge 4.3'te sunulmuştur.



Şekil 4.23. S15639-1325PS dedektörü karanlık darbe frekansı ölçümü

Çizelge 4.3. Hamamatsu S15639-1325PS dedektörü karakterizasyon değerleri

Kırılım voltajı	Vbr	-45 V
Sönümlenme direnci	Rq	1000 Ω
Deşarj direnci	Rd	32.5 Ω
Terminal kapasitörü	Nf(Cd+Cq)	40 nF
Mikro hücre kapasitörü	(Cd+Cq)	18.9 fF
DCR		680 kHz

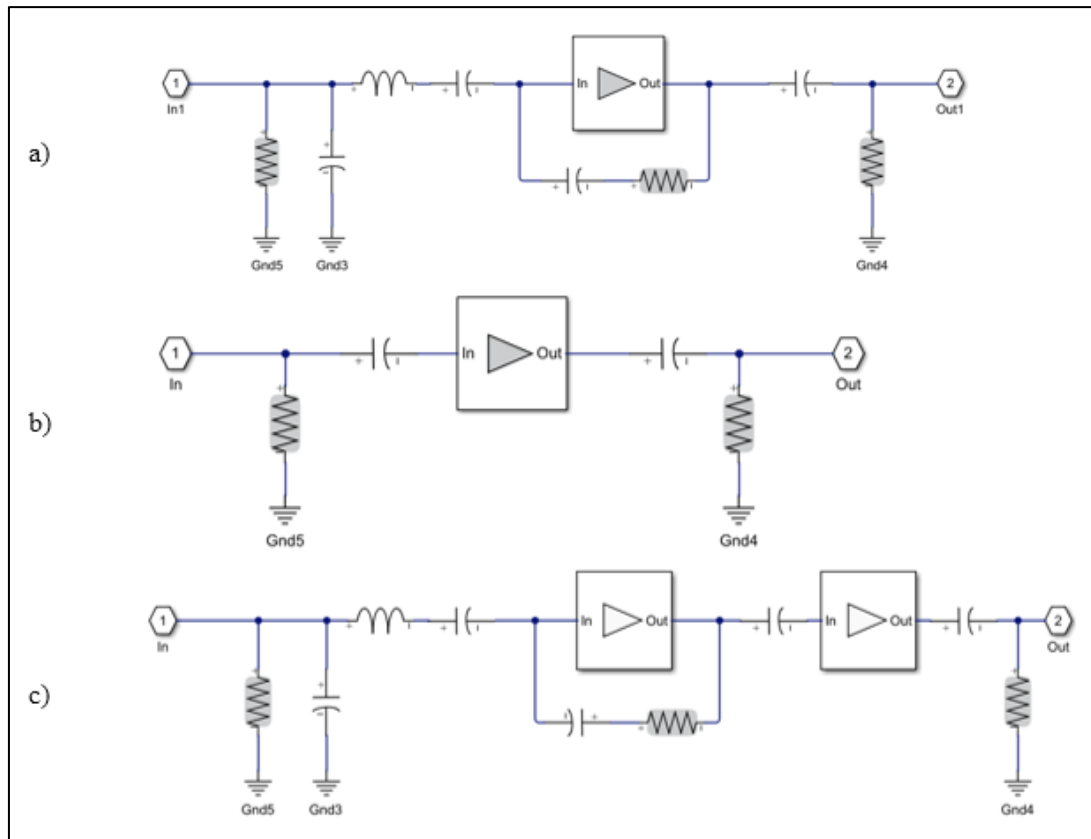
4.8. SiPM Dedektörü Ön Yükselteç Tasarımı

MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits) teknolojisi ile DC'den GHz frekanslarda çalışan aktif, pasif ve ara bağlantı birimleri içeren tümleşik devre üretilmektedir. Özellikle yüksek frekans uygulamalarında en çok tercih edilen çiplerdir.

Ayrık veya hibrit tiplere göre küçük boyutları, düşük maliyeti ve tekrarlanabilir performansı ile üstünlükleri vardır [18]. Yüksek kazançlı ve düşük gürültülü MMIC yükselteçlerinden simülasyon ve deneysel olarak incelenen modellerin özellikleri Çizelge 4.4'te sunulmuştur.

Çizelge 4.4. Tasarım için seçilen Mini Circuits imali MMIC yükselteçlerin özellikleri [51].

Model	Düşük Frekans	Yüksek Frekans	Kazanç	Gürültü Değeri	Giriş VSWR	Çıkış Gücü
PHA-13LN+	1 MHz	1000 MHz	22.4 dB	1 dB	1,3:1	+31 dBm
MAR-8ASM+	DC	1000 MHz	25 dB	3,1 dB	1,4:1	+12 dBm



Şekil 4.24. a) PHA-13LN, b) MAR-8ASM, c) KASKAT yükselteç simülasyonu

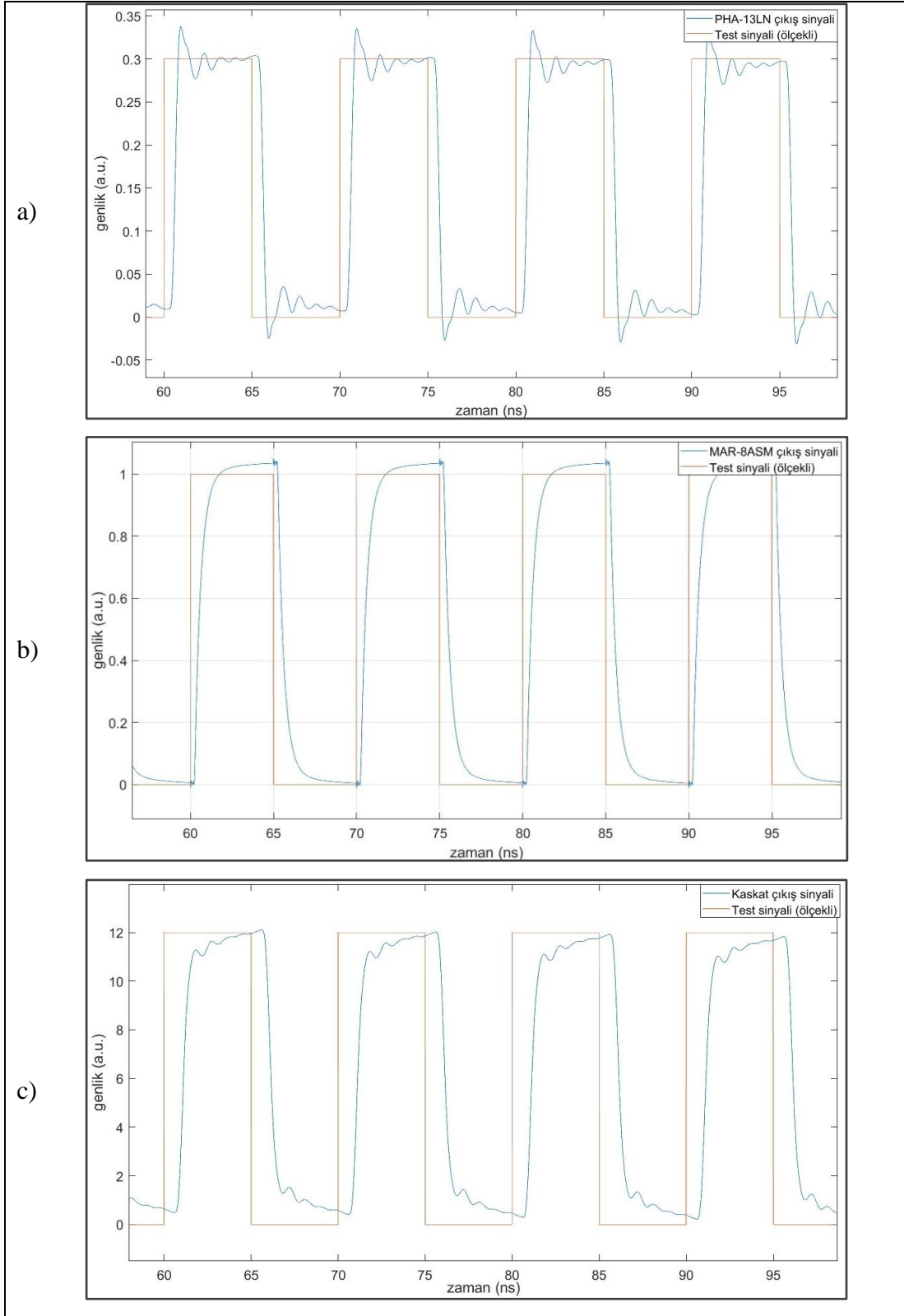
Mini circuits imali PHA-13LN+ ve MAR-8ASM+ modelleri frekans aralığı, kazancı ve gürültü faktörleri nedenleri ile tercih edilmiştir. Bu yükselteç çiplerinin üretici tarafından

verilen simülasyon kütüphaneleri s parametrelerine dayanmaktadır. Bu nedenle çiplerin tekli veya kaskat bağlı iken performanları RF Blockset Simulink Tools kullanılarak simülasyonları yapılmıştır. RF blockset tool kullanılarak Simulink'te kurulan test düzenekleri Şekil 4.24'te görülmektedir. Simülasyon test düzenekleri, tasarlanıp üretilen alıcı devre ile uyumludur. Yükselteç sembolünün içeriğinde üretici firma tarafından sağlanan ve modeli tanımlayan s2p uzantılı dosyası yüklenmiştir. Simülasyon ile elde edilen ölçüm sonuçları Çizelge 4.5'te sunulmuştur.

Çizelge 4.5. Yükselteçlerin simülasyon ile ölçülen parametreleri

Yükselteç Modeli	Kazanç (S21)	Gürültü Değeri	S(11)
PHA-13LN+	15.55 dB (3.098°)	4.09 dB	-10.9 dB (-3.01°)
MAR-8ASM+	23.87 dB (3.105°)	5.28 dB	-14.4 dB (-3.119°)
Kaskat Bağlantı	47.5 dB (-0.09397°)	4.175 dB	-8.16 dB (-3.124°)

10 MHz frekans'ta yapılan simülasyon sonuçlarına göre, kazancı beklenenden en çok sapan PHA-13LN+ yükselteç devresi, gürültü değeri beklenenden en çok sapan MAR-8ASN+ yükselteci ve giriş portundan geri yansıması en kötü olan ise kaskat yükselteci olmuştur. Ön yükselteç devre tasarımları, simülasyon ortamında, lazer darbe sinyalinin formuna uygun olarak dikdörtgen bir darbe sinyali ile de test edilmiştir. Test sinyali olarak 100 MHz frekansında ve darbe genişliği 5 ns olan kare dalga kullanılmıştır. Test sinyali ve yükselteç çıkışları Şekil 4.25'te görülmektedir.

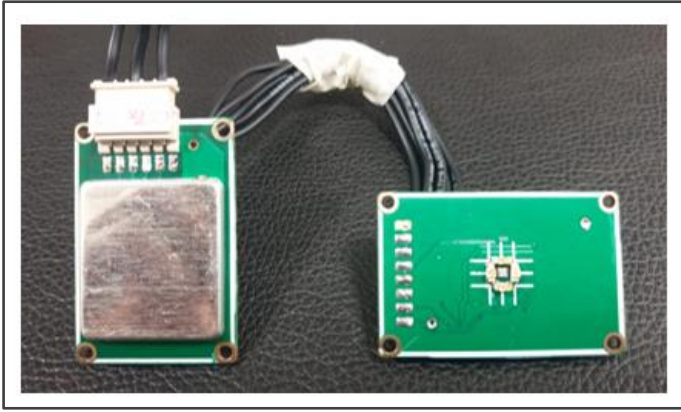


Şekil 4.25. 100 MHz giriş ile a) PHA-13LN, b) MAR-8ASM ve c) KASKAT çıkışı

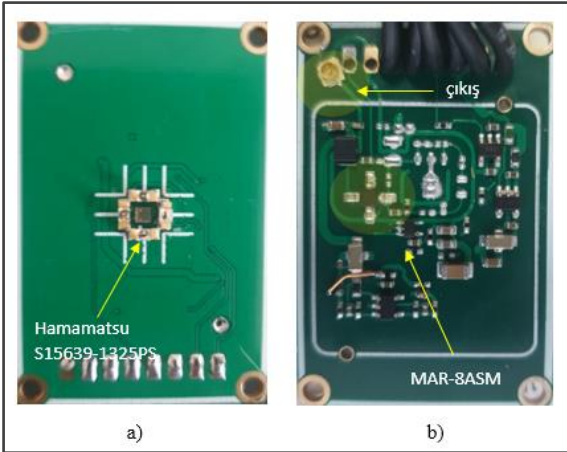
Simülasyon sonuçlarına göre yükselteç performans değerlendirmeleri Çizelge 4.6'da sunulmuştur.

Çizelge 4.6. Yükselteç simülasyon sonuçları

Model	Sinyal formu	Faz gecikmesi	Overshoot	Kenar Yumuşatma
Pha-13ln	Az	Orta	Çok	Az
Mar-8asm	Orta	Az	Yok	Çok
Kaskat	Orta	Orta	Az	Orta



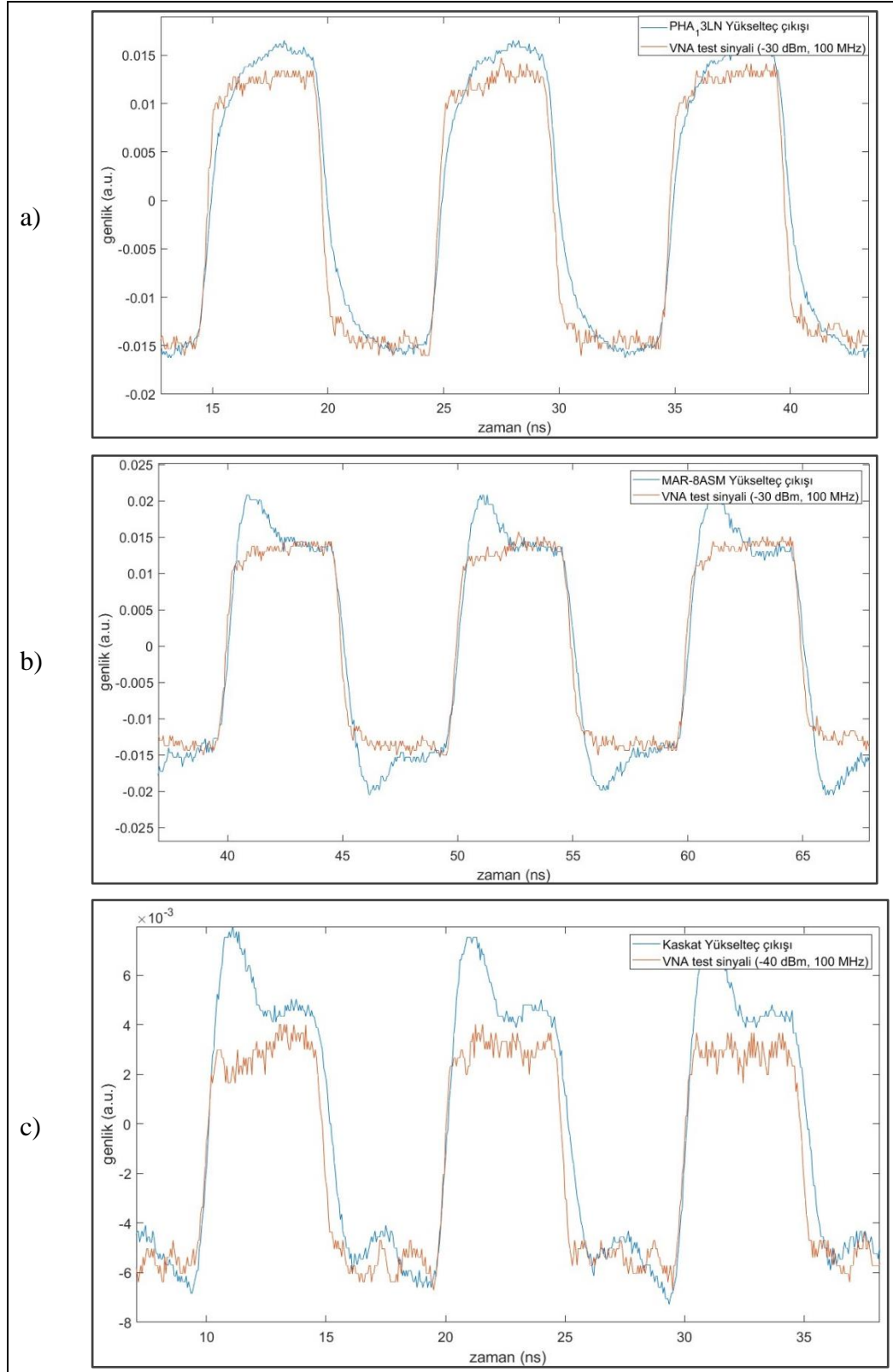
Resim 4.9. SiPM dedektör ve güç kartı



Resim 4.10. S15639-1325PS SiPM dedektör kartı a) ön yüzü ve (b) arka yüzü

Tasarlanan dedektör ve güç devresi kartları Resim 4.9’da görülmektedir. Hizalama gereksinimleri ve güç kartından kaynaklı ısınmayı engellemek için iki farklı kart olarak tasarlanmıştır. SiPM dedektör kartı Resim 4.10’da görülmektedir. SiPM kartın ön yüzünde ve merkezine yerleştirilmiş olup etrafında merkezleme amacıyla minyatür led bulunmaktadır. Kartın arka yüzünde yükselteç bulunmaktadır. Yükselteç devresi PHA-

13LN ve MAR-8ASM yükselteç çiplerinin hem ayrıık hem de kaskat bağlantı yapacak şekilde tasarlanmıştır.



Şekil 4.26. VNA ile test: a) PHA-13LN, b) MAR-8ASM ve c) KASKAT çıkışı

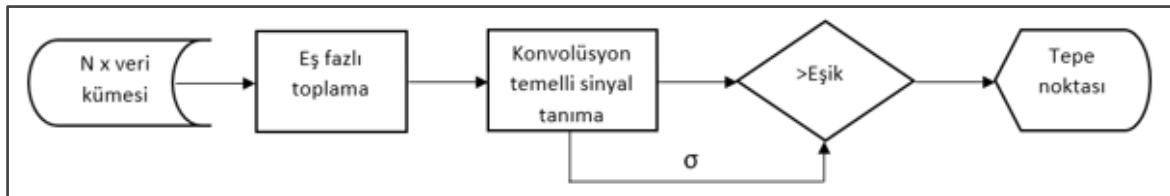
Yükselteç konfigürasyonları, VNA sinyal üretici ile gerçek sinyal ile test edilmiştir. Test sinyali ve yükselteç çıkışları Şekil 4.26'da görülmektedir. Sinyal üretici, 100 MHz frekansına kare dalga formunda ve sinyal gücü yükselteçleri doyuma ulaştırmayacak şekilde ayarlanmıştır. Test sinyalinin darbe süresi 5 ns ve yükselen ve düşen kenar süreleri 1 ns'den küçüktür. Test sinyali ve yükselteç çıkışının karşılaştırılabilmesi için ölçeklendirme yapılmıştır. Şekil 4.26 a)'da, -30 dBm sinyal gücünde test sinyali (kırmızı renkli) ve PHA-13LN yükselteç çıkışı (mavi renkli) görülmektedir. PHA-13LN yükselteç çıkışında keskin kenarların yumaşatıldığı ve daha uzun kenar sürelerinin olduğu görülmektedir. Şekil 4.26 b)'de, -30 dBm sinyal gücünde test sinyali (kırmızı renkli) ve MAR-8ASM yükselteç çıkışı (mavi renkli) görülmektedir. MAR-8ASM yükselteç çıkışının test sinyalini takip ettiği ancak overshoot gözlemlenmektedir. Şekil 4.26 c)'de, test sinyali (kırmızı renkli) ve kaskat yükselteç çıkışı (mavi renkli) görülmektedir. Test sinyalinin gücü, yükselteci doyuma sokmaması için, -40 dBm'e ayarlanmıştır. Kaskat yükselteç çıkışında hem overshoot hem de kenar sürelerinin daha uzadığı görülmektedir.

5. SiPM DEDEKTÖRÜNÜN GÜRÜLTÜ ANALİZİ VE SAYISAL FİLTRELEME TEKNİKLERİ

5.1. Temel Bilgiler

SiPM dedektörü ışıklı ortamlarda kullanıldığında, yüksek frekanslı ve düşük genlikli anlamlı sinyaller gürültü bileşenleri içine gömülmektedir. Periyodunun çok küçük kısmını kaplayan darbe formundaki anlamlı sinyal için, yoğun gürültünün analog filtre ile temizlenmesi, zaman ve enerji ölçümünde kayıplar ortaya çıkacaktır. Bunun yerine, kaba filtrelemeden sonra sayısal ortama alınan gürültü sinyal, korelasyon temelli matematiksel yöntemler kullanılarak, anlamlı sinyal formuna benzetilmiş özel sayısal kalıplar ile filtrelemek doğruluğu yüksek bir ölçüm için daha uygun olabilir.

Silikon fotoçoğullayıcı dedektörlerin gürültüsü çığ mekanizması nedeniyle dürtüsel (impulsive) tiptedir. Bu durum, uçuş zamanına bağlı noktasal mesafe ölçümünde yaygın olarak kullanılan tek darbe formundaki anlamlı sinyalin tespitinde büyük bir handikap oluşturmaktadır. Yüksek frekanslı algılama devrelerinde darbe süreleri çığ gürültüleri ile kolaylıkla karıştırılabilir. Eşik seviyesinin yükseltilmesi veya darbe süresinin arttırılması ilk aşamada akla gelen çözümler olsa da ölçüm mesafesinden kayıp veya ölçüm süresinin uzaması gibi dezavantajları nedeniyle kolaylıkla tercih edilmezler. Sinyal formunu ve genliğini değiştirmeden geliştirilecek karmaşık filtre devrelerin fiziksel boyut, güç gereksinimi ve mühendislik maliyetleri açısından rekabet gücünü oldukça düşürecektir. Günümüz teknolojisinde, küçük kapasiteli FPGA ve birden fazla çekirdek mimarisine sahip ARM işlemcileri kullanılarak hem düşük güç tüketiminde hem de sayısal kaskat filtre tasarımı artık mümkündür.



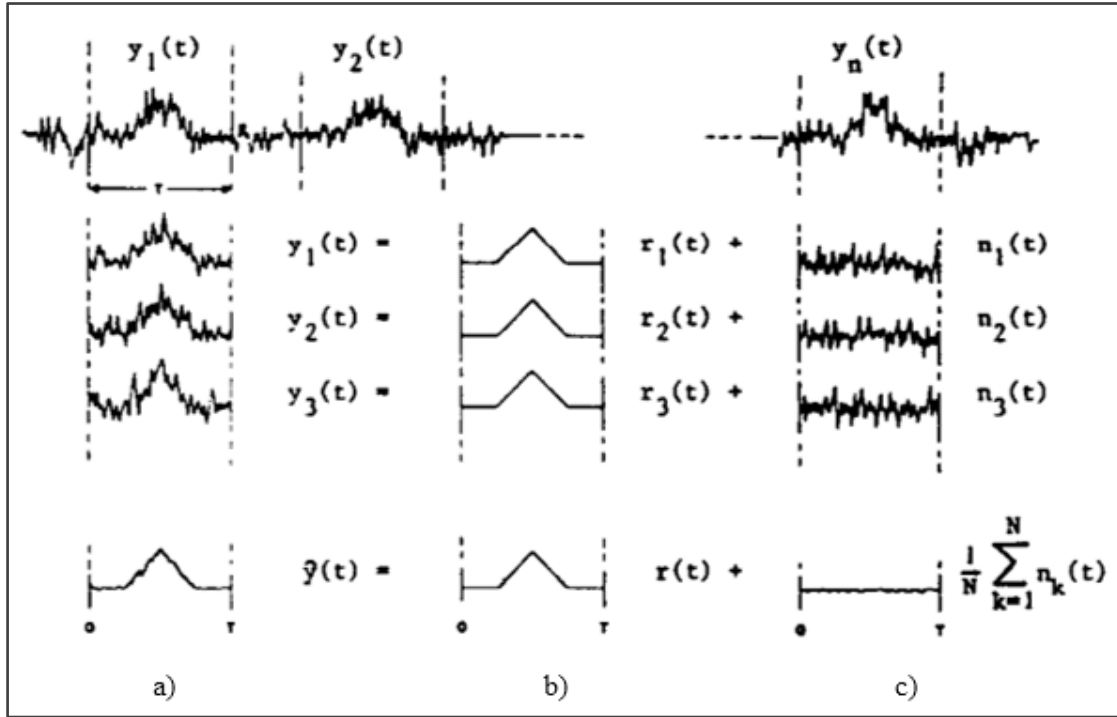
Şekil 5.1. Gürültü azaltma algoritması

Sayısal işlem teknikleri ile oluşturulan bir gürültü azaltma algoritması Şekil 5.1’de görülmektedir. Veri kümesi, gözlem süresince bir çerçeve (frame) içinde toplanan verileri

ifade etmektedir. N adet veri kümesinin alınması ve eş fazlı ortalama, süreçleri kısaltmak için genellikle aynı anda yapılır. Eş fazlı ortalama (coherent averaging), gürültüye boğulmuş anlamlı sinyali ortaya çıkarmada kullanılan ana tekniklerdendir. Proses, ardışık tekrarlanan gözlemler ile elde edilen sayısallaştırılmış sinyal veri kümesinin ortalamasını esas alır. Basitliğine karşılık sağladığı fayda dikkate alındığından oldukça değerli bir filtre olduğu söylenebilir. Eş fazlı ortalama ile ortaya çıkarılan anlamlı sinyalin, ilişkisiz olduğu gürültü bileşenlerinden ayırıştırılması ikinci aşamanın sürecidir. Wiener ve wavelet filtre teknikleri bu kapsamda incelenen sinyal işleme tekniklerindedir. Bu teknikler temel olarak konvolüsyon işlemine dayanmaktadır. Konvolüsyon, referans sinyalin veri kümesinde kaydırılarak eşletilmesi ve benzerlik derecesine göre veri kümesinin ilgili kısmının kuvvetlendirilmesidir. İşlemleri, çarpma ve toplamadan ibaret olduğundan istenilen işlem basitliğini sağlamaktadır. Eşik kontrolü de sürecin önemli bir parçasıdır. Dış ortamının değişkenliğine bağlı olarak sabit eşik belirlemek uygun değildir. Belirli bir koşul için belirlenen eşik, diğer koşullarda hatalı sonuç verebilir. Gereğinden fazla yüksek eşik, ölçüm aralığının oldukça kısıtlayacaktır. Bu nedenle, algılama teorisinde tanımlı dinamik eşik kullanımı daha uygun bir seçim olacaktır. Dinamik eşik, hatalı tespit olasılığı (pfa) ve sinyal işleme süreci tamamlanmış veri kümesinin standart sapmasına bağlı bir fonksiyondur.

5.2. Eş Fazlı Ortalama

Bu teknik, seri olarak uyarı verip tepki gözlemlenen sistemlerde kullanılır. Uyarılar genellikle kısa süreli darbelerden oluşur. Uyarı serisine verilen tepkinin her bir segmenti $y(t)$ ($0 \leq t \leq T$) olup içeriğinde uyarıya verilen tepki $r(t)$ ve gürültü parçası $n(t)$ bulunur. Tepki bileşeni $r(t)$ değişmez olmalıdır. Eş fazlı ortalama, $r(t)$ sistematik olarak eklenirken, $n(t)$ toplanır ve sifıra doğru yaklaşır. Eş fazlı ortalamanın temel prensip şeması Şekil 5.2'de görülmektedir. Tepki sinyali segmentlerine ayrılmış alt alta toplam şeklinde (a) bölgesinde, tepki sinyalinin anlamlı sinyal bileşeni alt alta toplam şeklinde (b) bölgesinde, tepki sinyalinin rastgele gürültü bileşenleri alt alta toplam şeklinde (c) bölgesindedir. Rastgele gürültünün sifıra yaklaştığı, anlamlı sinyal sabit kaldığı ve ana sinyalin ise gürültüsünün azaltılmış olduğu görülmektedir.



Şekil 5.2. Eş fazlı ortalama proses şeması [89].

Anlamli sinyal $r(t)$ 'nin zamanla değişmediğinden, eş fazlı ortalama sinyalin sadeleştirilmiş hali Eş.5.1'de görölmektedir.

$$y(t) = r(t) + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} n(t + kT) \quad (5.1)$$

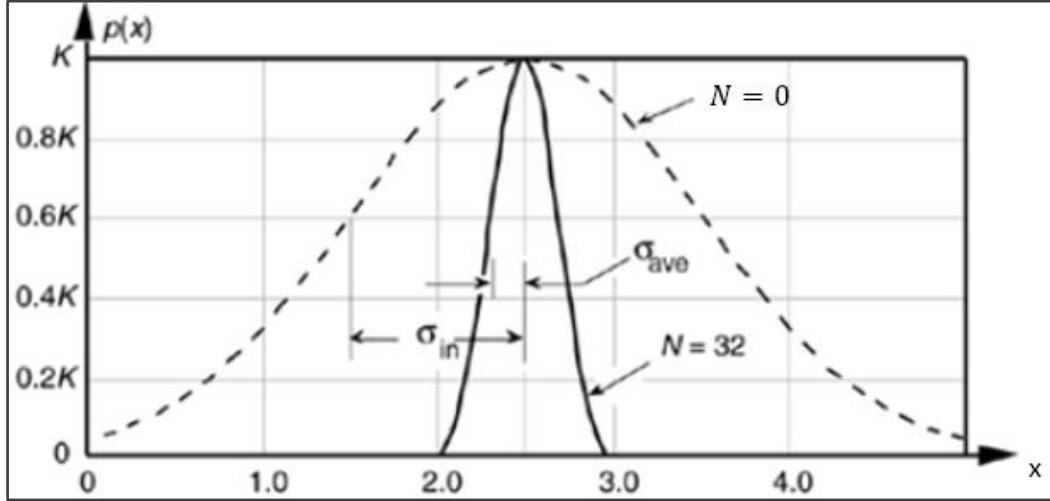
Yapılan işlemin kalitesini belirlemek için $y(t)$ 'nin beklenen değeri ve varyansı kontrol edilmelidir. $E[n(t)] = 0$ kabul edilirse, $E[y(t)] = r(t)$ yani $r(t)$ 'nin doğru değer tahmincisi (unbiased estimator) $y(t)$ olacaktır. $y(t)$ 'nin varyansı:

$$Var[y(t)] = Var[r(t)] + Var\left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} n(t + kT)\right] - Cov(\dots) \quad (5.2)$$

Gürültü ile $y(t)$ arasında bir korelasyon olmadığından, Eş.5.2'nin kovaryans terimi sıfır olacaktır. Ayrıca, $r(t)$ sinyali deterministik olduğundan $Var[r(t)] = 0$ 'dır. Gürültünün durağan ve segmentleri arasında bir korelasyon olmadığından varyans Eş.5.3 olarak sadeleştirilebilir.

$$Var[y(t)] = \frac{1}{N} Var[n(t)] \quad (5.3)$$

Görüldüğü üzere, eş fazlı ortalama ile varyans N kat zayıflamıştır. Ham veri (N=0) ve eş fazlı ortalama (N=32) uygulanmış sinyallerin olasılık yoğunluk fonksiyonları arasındaki fark Şekil 5.3'te görülmektedir.



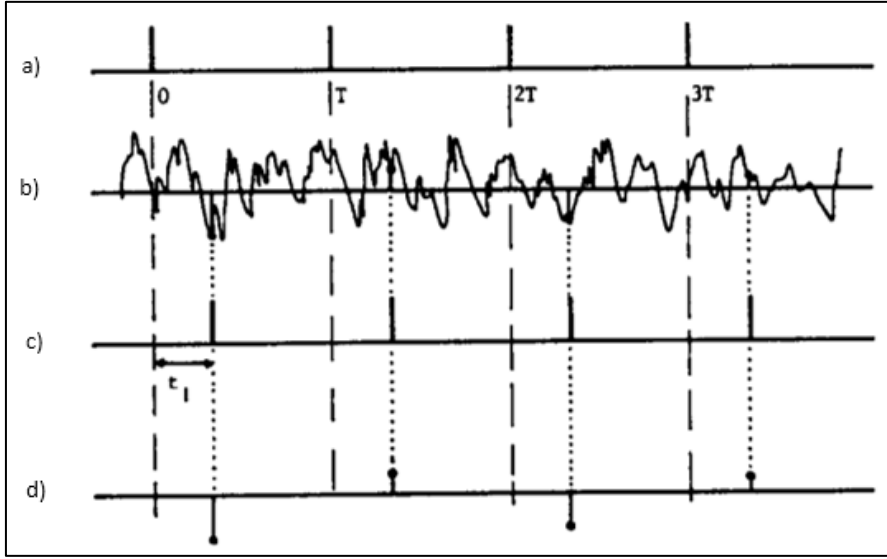
Şekil 5.3. Ham ve eş fazlı ortalama sinyallerin olasılık yoğunluk fonksiyonları [90].

Eş fazlı ortalama ile elde edilen kazanç, sinyal gürültü oranı cinsinden Eş.5.4'te desibel olarak Eş 5.5'te verilmiştir.

$$SNR_{coh,gain} = \frac{SNR_{ave}}{SNR_{in}} = \frac{\sigma_{ave}}{\sigma_{in}} = \sqrt{N} \quad (5.4)$$

$$SNR_{coh,gain}(dBm) = 10\log_{10}(N) \quad (5.5)$$

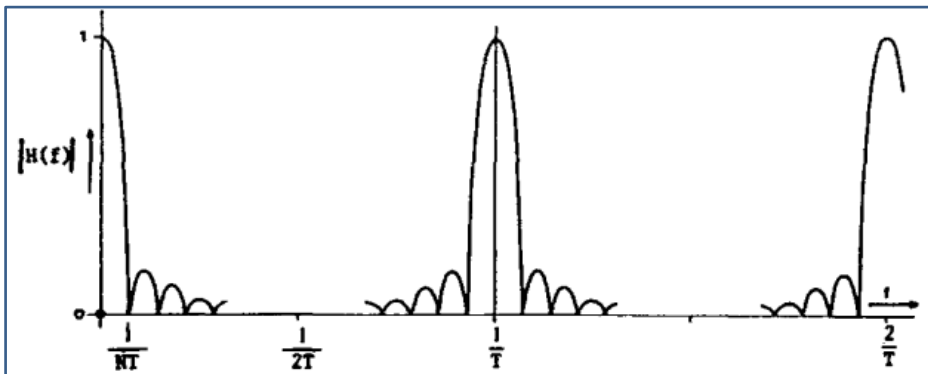
Eş fazlı ortalama, toplanan sinyalin gürültü bileşenleri arasında sinüs benzeri periyodik bir sinyal olduğunda, eşdeğer (equivalent) filtre olarak tepki vermeye başlar. Uyarı ve periyodik sinyallerin frekansları arasında tamsayı katları şeklinde bir oran olması durumunda beklenen gürültü azaltma performansı gerçekleşmez. Periyodik gürültü bileşenlerin, eş fazlı ortalama ile tepki sinyaline eklenmesi Şekil 5.4'te görülen zamanlama diyagramı kullanılarak daha iyi anlaşılabilir.



Şekil 5.4. Periyodik gürültü bileşenlerinin eş fazlı ortalamaya etkisi [89].

Şekil 5.4 a)'da T periyoduna sahip uyarı serisi, Şekil 5.4 b)'de tepki sinyali serisi, Şekil 5.4 c)'de periyodik bozucu sinyalin tepe noktaları, Şekil 5.4 d)'de bastırılmayacak periyodik sinyalinin genlikleri görülmektedir.

Eş fazlı ortalamamanın eşdeğer filtre olarak spektral tepkisi Şekil 5.5'te görülmektedir. Uyarı frekansı $\frac{1}{T}$ olmak üzere, bu frekansın artan ve azalan katlarında band geçiren filtre veya boxcar fonksiyonu olarak çalışmaktadır.

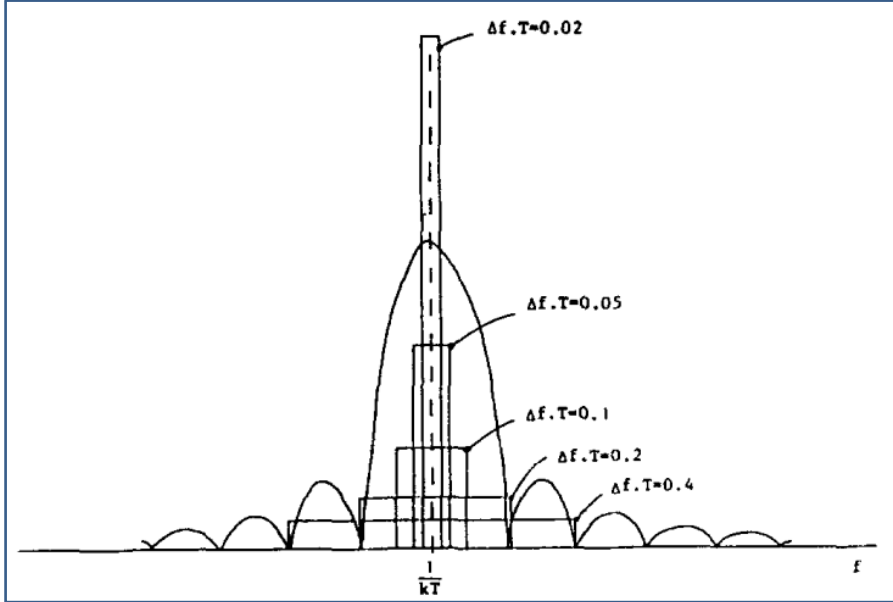


Şekil 5.5. Eş fazlı ortalamamanın spektral tepkisi [89]

Bu filtrenin varyans azaltma oranı Eş.5.6'da verilmiştir.

$$A = \int_{f_c - 1/2\Delta f}^{f_c + 1/2\Delta f} \left[\frac{\sin N\pi f T}{N \sin \pi f T} \right]^2 df \quad (5.6)$$

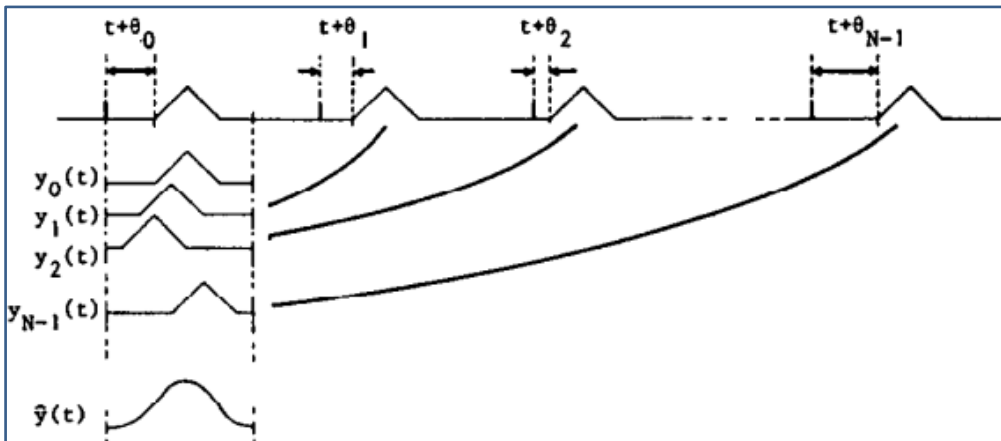
Varyanstaki zayıflama, N , T , f_c ve Δf 'ye bağlıdır. $f_c = \frac{1}{aT}$ periyodik gürültü bileşenin frekansı ve Δf frekans bandını göstermektedir.



Şekil 5.6. Eş fazlı toplama filtresinin gürültü bandı ile çakışma ve gürültü bastırma [89]

Kötü senaryo, gürültü bandının filtrenin ana lobu ile çakışması ile ortaya çıkar. Çakışma derecesi, $\beta = \Delta fT$, ne kadar küçülürse gürültü bastırma da o kadar düşük olacaktır. Şekil 5.6'da farklı β değerleri için gürültü bastırma seviyeleri filtrenin spektral tepkisi üzerinde görülmektedir.

Uyartı ile tepki sinyali arasındaki zaman sabit değil de dalgalanıyor ise eş fazlı ortalamının sonucu şematik olarak Şekil 5.7'de görülmektedir.



Şekil 5.7. Eş fazlı ortalama uyarı-tepki gecikme dalgalanmaları [91].

Gürültünün olmadığı, tepki sinyalinin sadece anlamlı sinyali içerdiği varsayılmıştır. Eşdeğer filtrenin aksine anlamlı sinyali etkilemiştir. Trigger jitter etkisi olarak ta ifade edilen bu fonksiyon düşük geçiren bir filtredir. -3dB kesme frekansı $f_0 = 0.45f_s$ 'dir. Örnekleme teoremine uygun olarak örnekleme frekansı f_s maksimum frekansının f_m iki katı seçilmiş ise $f_0 = 2 \times 0.45f_m$ yani $f_0 \cong f_m$ olacaktır. Örnekleme frekansı doğru seçilmesi durumunda anlamlı sinyal trigger jitter'dan etkilenmeyecektir.

5.3. Kuantizasyon

Eş fazlı ortalama tekniğinde ilk aşama analog sinyallerin sayısallaştırılmasıdır. Bu süreç, sayısal veri analizinin başarılı olmasında kilit bir rol oynamaktadır. Genellikle ilgilenilen bant genişliği kullanılarak Nyquist kriteri oranına uygun olarak örnekleme frekansı tahmin edilir, ancak çözünürlük dikkate alınmaz. Buna karşın, giriş sinyalinin sinyal-gürültü oranı, A/D dönüşümünün çözünürlüğüne uygun olmalı ve ilgilenilen frekans bandına görülen katlama frekanslarını önlemek için uygun filtreleme uygulanmalıdır.

Sayısallaştırma, iki ayrı işlemde oluşur: örnekleme ve niceleme. Bir analog sinyalin kuantizasyonu, ilişkisiz olarak görülebilecek ek bir gürültü ortaya çıkarır. Bu gürültünün ortalaması sıfır ve n-bit sayısal dalga formu yeniden yapılandırma sistemi için varyansı $\sigma^2 = \frac{1}{n}$ 'dir. 12 bitlik ADC için kuantizasyon gürültüsünün varyansı $\frac{1}{12}$, standart sapması veya rms değeri $\frac{1}{\sqrt{12}}$ olur. Sinüs benzeri bir sinyalin kuantizasyonu yapıldığı varsayılarak n-bit ADC'nin sinyal gürültü oranı Eş.4.7'de ve desibel cinsinden Eş. 5.8'de verilmiştir.

$$\left(\frac{S}{N}\right)_q = \frac{2^{n-1}}{\sqrt{2}} \sqrt{12} = 1.225 \times 2^n \quad (5.7)$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_q = 20(\log 1.225 + n \log 2) \approx (1.76 + 6.02n) \quad (5.8)$$

Eş.5.7'deki S/N oranı, minimum kuantizasyon hatası içindir. Sistemden kaynaklı veya rastgele bir kaynaktan gelen hata ile S/N oranı daha da düşebilmektedir. Bu eşitlik, sinyalin tepeden tepeye değeri ile gürültünün rms değeri arasında elde edilebilir bir ilişki olan sinyal formları için geçerlidir. Eğer sinyalin formu bilinmiyorsa, gürültünün gauss dağılıma sahip olduğu varsayılarak sinyal gürültü oranının yeni hali Eş. 5.9'da ve ve desibel cinsinden Eş. 5.10'de verilmiştir.

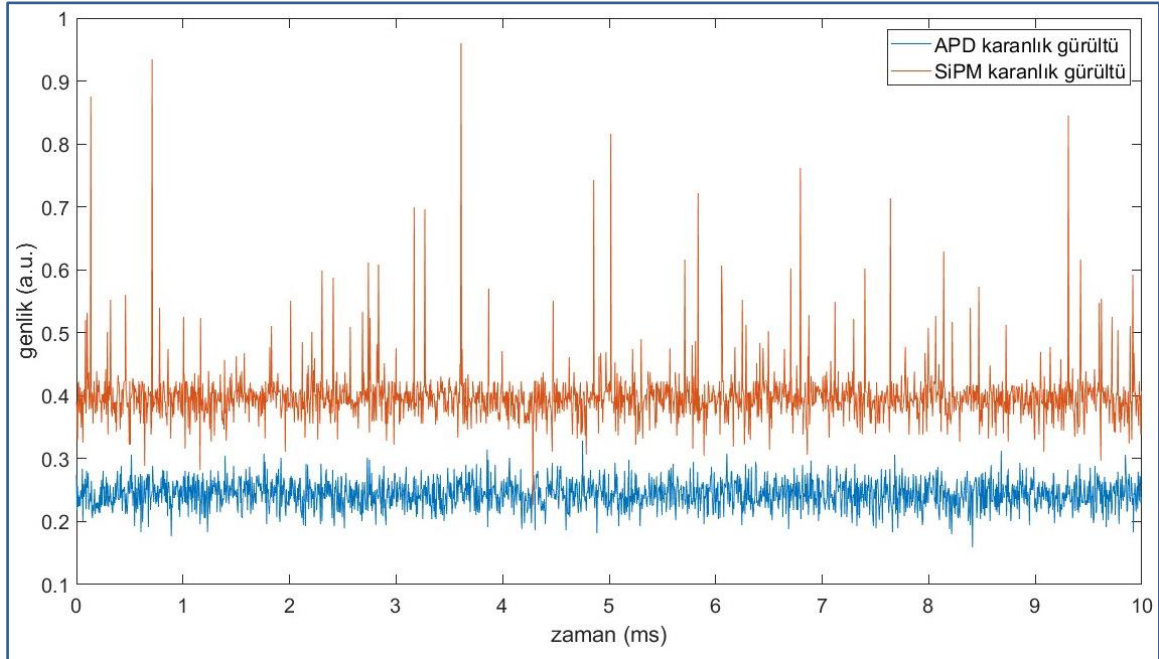
$$\left(\frac{S}{N}\right)_q = \frac{2^n}{6} \sqrt{12} = 0.577x2^n \quad (5.9)$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_q = 20(\log 0.577 + n \log 2) \approx (6.02n - 4.776) \quad (5.10)$$

Tasarımda kullandığımız ADC 11 bitlik olduğundan, Eş.4.10 kullanılarak kuantizasyon kaynaklı minimum gürültü 61.446 dB olarak hesaplanmaktadır. A/D dönüştürülmüş bir sinyal eş fazlı ortalamaya tabi tutulduğunda, eklenen kuantizasyon gürültüsü, sinyal gürültüsündeki düşüş kadar azalmaktadır. A/D öncesi sinyal gürültüsü σ_x/\sqrt{N} ve A/D sonrası eklenen kuantizasyon gürültüsü σ_q/\sqrt{N} olacaktır. Eş fazlı ortalamadan önce toplam gürültü: $\sigma_{total} = (\sigma_x^2 + \sigma_q^2)^{1/2}$ iken, kuantizasyon sonrası gürültü artışı olmaması için ortalama sayısı $N_2 > N_1$ olmalıdır. Bu çalışmada, n=11 bit için $N_2 \approx N_1$ olduğundan ortalama sayısını değiştirmeye gerek yoktur [92].

5.4. SiPM ve Ön Yükselteç Devresi Gürültü Analizi

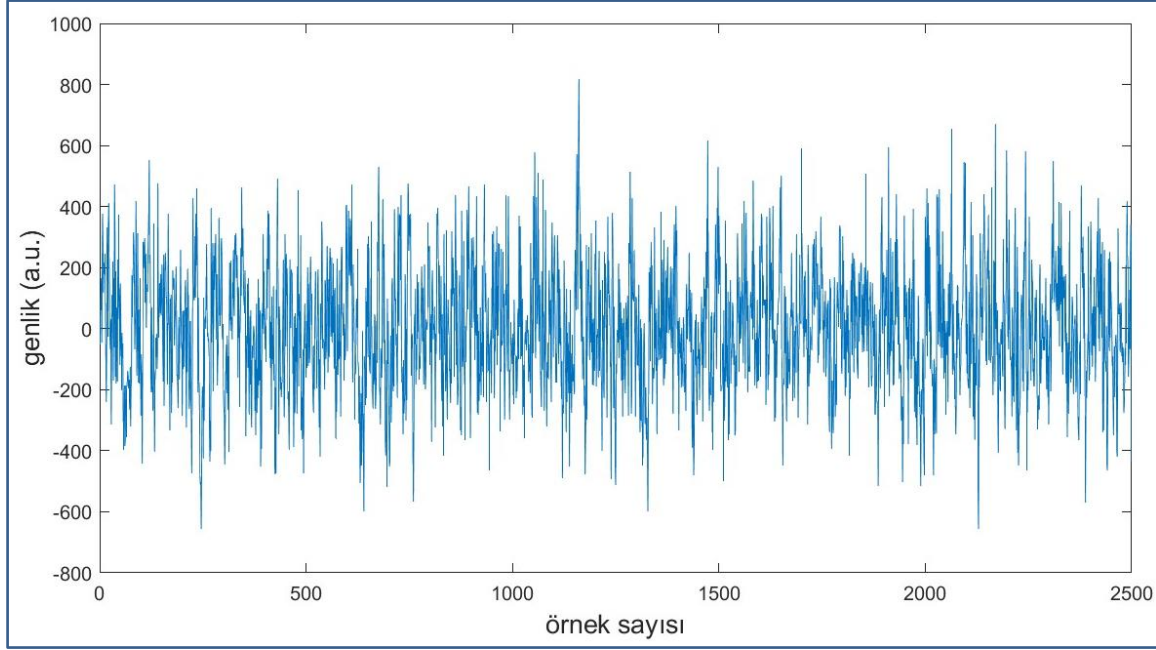
SiPM, dış ortamda kullanıldığında, optik filtre kullanılsa dahi APD dedektörlerine göre gürültü seviyesi çok yüksektir. Hamamatsu SiPM S15639-1325PS ve Thorlabs APD 430 dedektörlerinin oda koşullarındaki gürültü alt tabanları Şekil 5.8’de görülmektedir.



Şekil 5.8. SiPM ve APD dedektörlerinin termal etkiyle ürettiği gürültüler

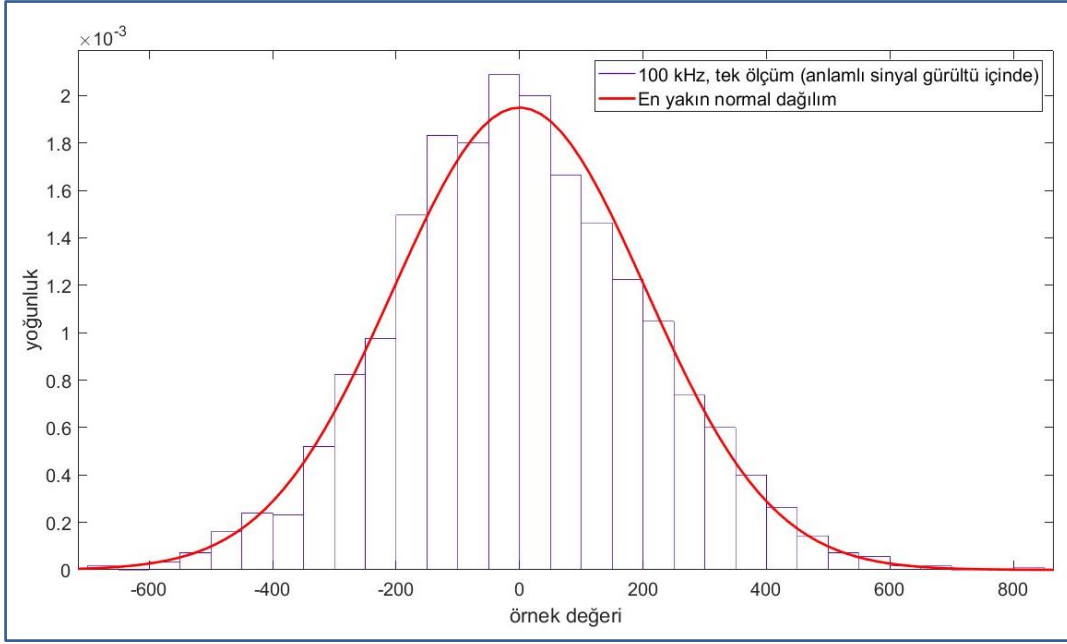
Gürültü seviyesini minimize etmek için karanlık ortamda alınmıştır. Bu gürültüler, termal etki kaynaklı olup, APD dedektörünün gürültüsü beyaz gürültü iken, SiPM’de dürtü formundaki bileşenler oldukça belirgindir.

Dedektörün gün ışığına maruz kalması durumunda, termal etkiler ve istenmeyen fotonların neden olduğu çığların oluşturduğu gürültü Şekil 5.9’da görülmektedir.

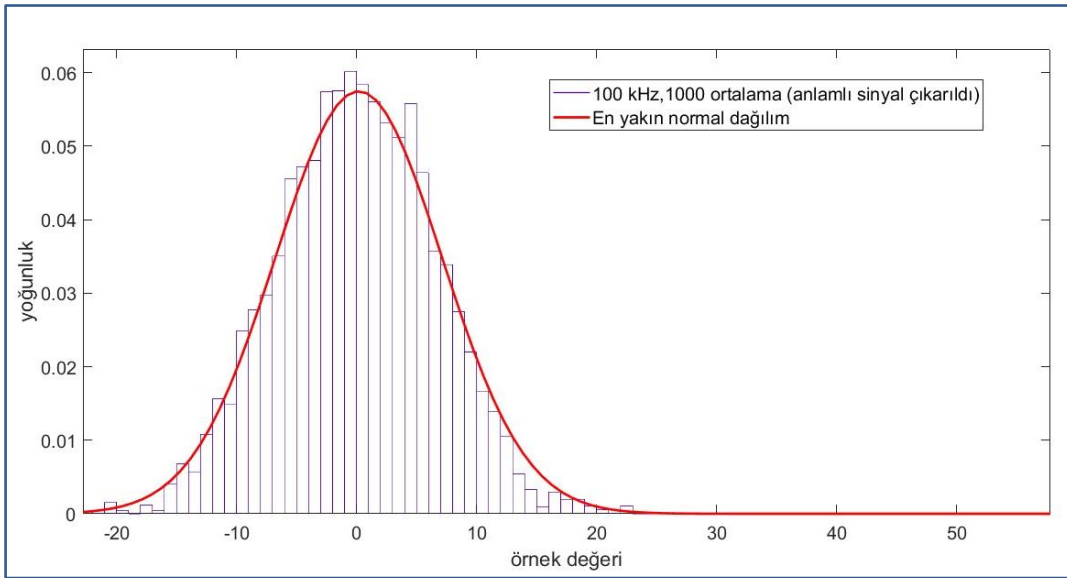


Şekil 5.9. SiPM dedektörünün gün ışığı altında ürettiği çığların gürültüsü

Çığ darbelerinin oluşturduğu bu yumak gürültü beyaz (white) gürültü değildir. Bu gürültü bileşenlerinin histogramı ve en yakın (fit) normal dağılım fonksiyonu üst üste Şekil 5.10’da görülmektedir. Histogramın simetrik olmadığı ve normal dağılıma uygun olmayan bileşen yoğunluğu görülmektedir. Sinyal işleme sürecinin ön prosesi olan eş fazlı ortalama ile dedektörün gürültü karakteristiği değişmektedir. Şekil 5.11’de 1000 ortalama sonucunda oluşan gürültünün histogramı ve en yakın normal dağılım eğrisi görülmektedir. Histogramın simetrik olduğu ve normal dağılım eğrisine daha çok benzediği görülmektedir.

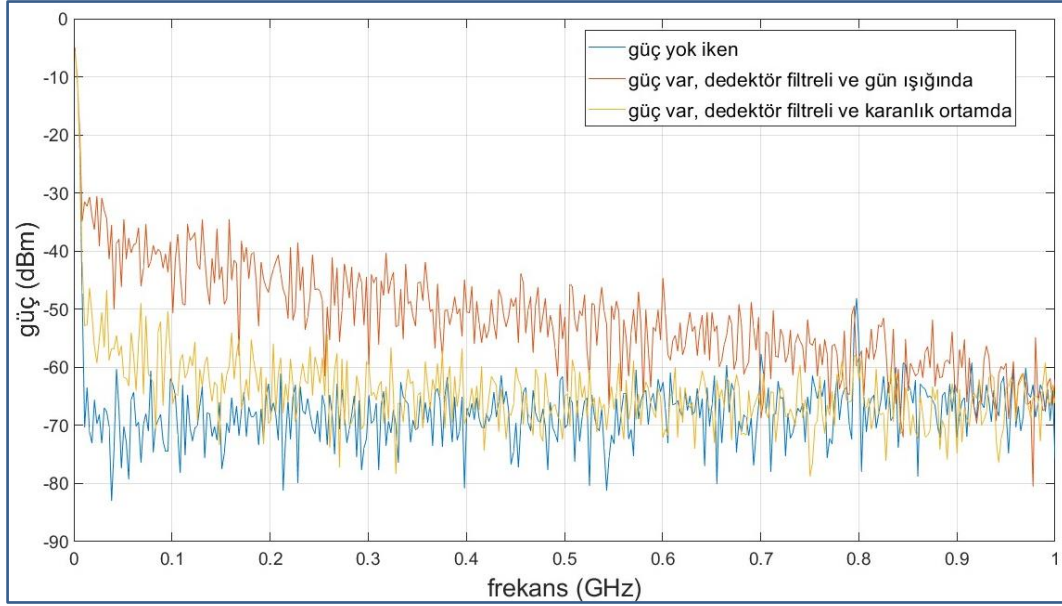


Şekil 5.10. SiPM dedektörün gün ışığında gürültü histogramı ve en yakın normal dağılımı



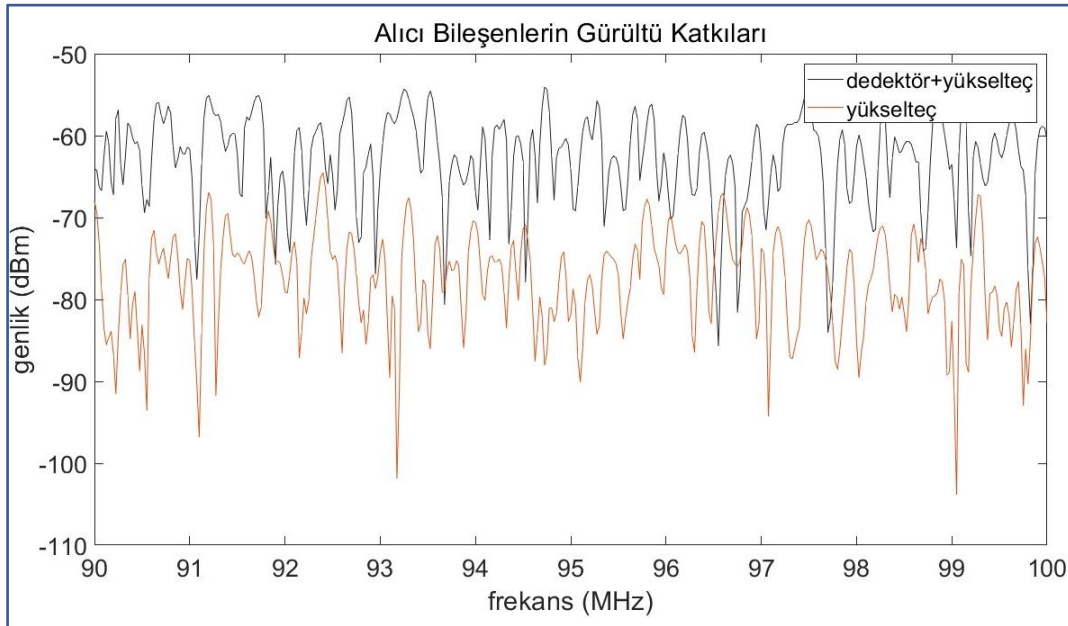
Şekil 5.11. Eş fazlı ortalama ile gürültü histogramı ve en yakın normal dağılım eğrisi.

Hamamatsu S15639-1325PS dedektörünün ön yükselteç devresi (MAR-8ASM) ile birlikte ölçülen spektral gürültüsü Şekil 5.12’de görülmektedir. Devreye güç verilmediği durumda, gürültü tabanı düz ve seviyesinin -70 dBm olduğu, güç verilmesi durumunda ise frekans yükseldikçe gürültü seviyesinin azaldığı görülmektedir. Gün ışığında iken, 100 MHz frekansta, gürültü seviyesi -40 dBm’e kadar çıkmaktadır.



Şekil 5.12. SiPM dedektörü ile ön yükselteç (MAR-8ASM) spektral gürültüsü

Dedektör ve yükselteç bileşenlerin gürültü katkısını belirlemek için ayrı ayrı gürültü seviyeleri ölçülmüştür. Yanlış kaskat bağlı yükselteç varken ve dedektör bağlı iken spektral gürültü seviyesi Şekil 5.13'te görülmektedir.



Şekil 5.13. SiPM dedektör ve ön yükseltecin gürültü katkıları

Frekans aralığı 90-100 MHz'dir. Karanlık ortamda alınan ölçümlerde, dedektörün çıkışa 20 dBm'lik gürültü eklediği görülmektedir. Noktasal lazer mesafe ölçümlerinde genellikle darbe genişliği 10-100 ns arası seçildiğinden ön yükselteç önünde DC-100 MHz band

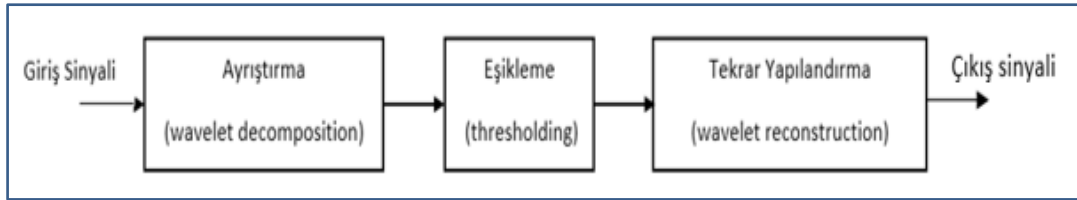
genişliğine sahip düşük geçiren bir filtre kullanılması gerektiği gürültü analizi ile anlaşılmıştır.

5.5. Gürültü Azaltma Algoritmaları

Eş fazlı ortalama ile anlamlı darbe sinyali belirginleşmiş ancak düşük sinyal gürültü oranı nedeniyle hala gürültü dürtülerin genliklerine yakın bir seviyede bulunan bir sinyal vektörüne ikinci bir gürültü azaltma tekniği uygulanması gereklidir. Bu kapsamda, wavelet ve adaptif metodlar kullanılarak başarılı sonuçlar alınmaktadır. İlk olarak wavelet metodu ve sinyal vektörüne uygulaması, ikinci olarak wiener metodu uygulaması yapılarak karşılaştırma yapılacaktır.

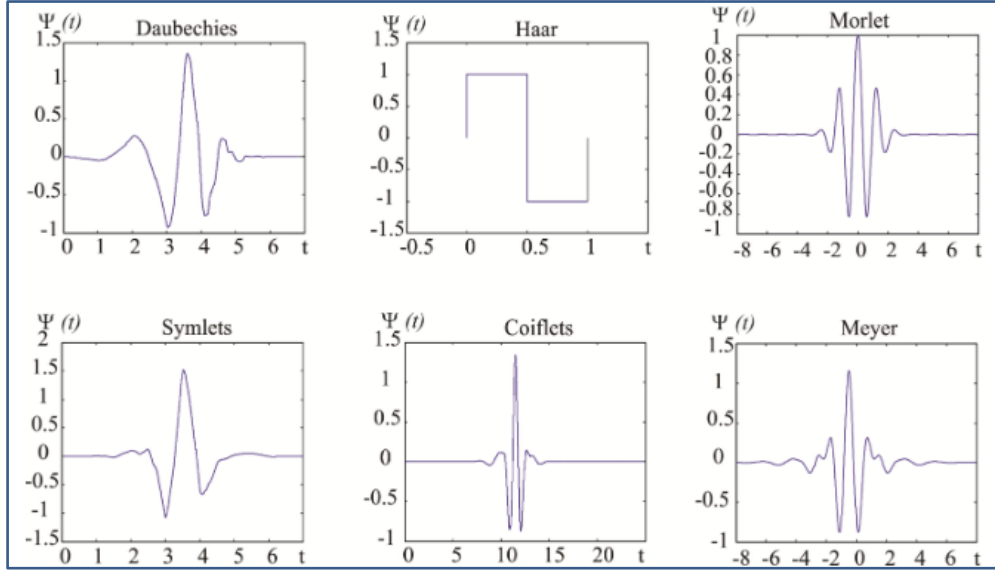
5.5.1. Wavelet ile gürültü azaltma

Gürültülü bir sinyalin düşük ve yüksek frekanslı bileşenlerini birbirinden ayırması, belirlenen eşik seviyesine göre yüksek frekanslı bileşenlerin süzülmesi ve düşük frekanslı ve kalan yüksek frekanslı bileşenlerin tekrar birleştirilmesi ile temel sinyalin tekrar elde edilmesine dayanır. Şekil 5.14'te wavelet ayrıştırma ve istenmeyen yüksek frekans bileşenlerin süzüldüğü prosesin basitleştirilmiş blok şeması görülmektedir.



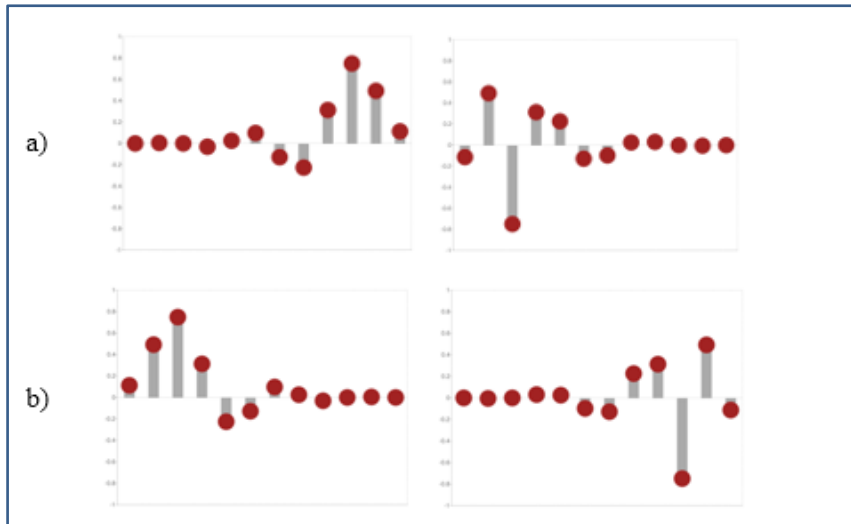
Şekil 5.14. Wavelet ile sinyal filtreleme prosesi

Bu süreç, anlamlı sinyale en çok benzeyen wavelet'in seçilmesiyle başlar. Wavelet ana tipleri ve bu tiplerin altında çok sayıda alt-tip bulunmaktadır. Temel wavelet tipleri Şekil 5.15'te görülmektedir. Her bir wavelet'in ayrıştırma ve tekrar yapılandırma için düşük geçiren ve yüksek geçiren filtre katsayıları vardır.

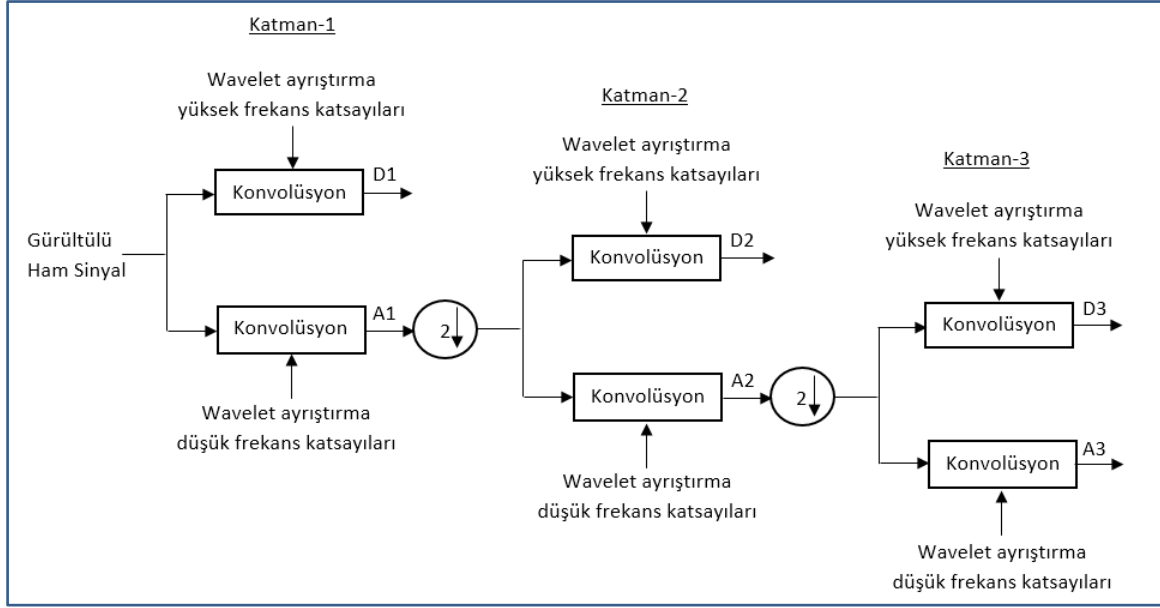


Şekil 5.15. Temel wavelet tipleri [93].

Daubechies db6 filtre katsayılarının grafikleri Şekil 5.16'da görülmektedir. Üstteki grafikler ayrıştırma prosesinde, alttaki grafikler ise tekrar yapılandırma prosesinde kullanılır. Soldaki grafik düşük geçiren, sağdaki grafik yüksek geçiren filtre grafikleridir. Bu grafiklerin sayısal değerleri ilgili referansta bulunmaktadır. Bu katsayı vektörleri, ayrıştırma prosesinin her katmanında sinyal vektörü ile konvolüsyon yapılır. Katman sayısı, anlamlı sinyalin formunu bozmayacak şekilde belirlenir.



Şekil 5.16. db6 wavelet için a) ayrıştırma ve b) tekrar yapılandırma filtre katsayıları [94]



Şekil 5.17. 3-katmanlı wavelet ayrıştırma detaylı blok şema.

3-katmanlı ayrıştırma prosesinin detaylı blok şeması Şekil 5.17'de görülmektedir. Birinci katmanda, gürültülü sinyal vektörü, düşük geçiren (LPF) filtre katsayıları konvolüsyon yapılır ve örnek sayısı çift indeksli elemanların kaldırılması yoluyla yarıya düşürülür. Elde edilen yeni vektör A1 olacaktır. Gürültülü sinyal vektörü, yüksek geçiren (HPF) filtre katsayıları ile de konvolüsyon yapılır ve tekrar yapılandırmada kullanmak için D1 vektörü olarak depolanır. İkinci katmanda, A1 vektörü, düşük geçiren filtre katsayıları konvolüsyon yapılır ve örnek sayısı yarıya düşürülür. Elde edilen yeni vektör A2 olacaktır. A1 vektörü, yüksek geçiren filtre katsayıları ile de konvolüsyon yapılır ve tekrar yapılandırmada kullanmak için D2 vektörü olarak depolanır. Üçüncü katmanda, A2 vektörü, düşük geçiren filtre katsayıları konvolüsyon yapılır. Elde edilen yeni vektör A3 olacaktır. A2 vektörü, yüksek geçiren filtre katsayıları ile konvolüsyon yapılır ve tekrar yapılandırmada kullanmak için D3 vektörü olarak depolanır. A3 vektörü, anlamlı sinyalin genel formuna benzemelidir. Katman sayısını belirlemede bu kriter göz önünde bulundurulmalıdır.

Ayrıştırma işleminden sonra, detail olarak ta adlandırılan yüksek frekans bilşenleri D1, D2 ve D3 vektörleri eşiklemeye (thresholding) tabi tutulur. Gürültüyü oluşturan yüksek frekanslı bileşenlerin genliklerinin azaltılması veya sıfırlanması amaçlanır. Eşik seviyesi, küçük seçilirse sinyal vektörü gürültülü kalır; büyük seçilirse düzleşme olur. Düzleşme, anlamlı sinyalin kaybı anlamına gelmektedir. Optimum eşik seviyesinin belirlenmesi,

gürültünün azaltılmasında önemli bir aşamadır [95,96]. Eşik seviyesinin, sinyal vektöründeki örneklere (samples) nasıl uygulanacağına yönelik iki temel fonksiyon bulunmaktadır. Bunlar, hard ve soft eşiklemedir. Hard eşiklemede, örneklerin mutlak değerleri eşik seviyesinin üstünde ise örnekler aynı şekilde kalmakta; eşik seviyesinin altında kalmış ise sıfırlanmaktadır.

$$y(i) = \begin{cases} y(i) & \rightarrow |y(i)| > eşik \\ 0 & \rightarrow |y(i)| < eşik \end{cases} \quad (5.11)$$

Soft eşikleme, hard eşiklemenin yumuşatılmış halidir. Örneklerin mutlak değerleri eşik seviyesinin üstünde ise örneklerin eşik ile farkı, örneğin yeni değeri olmaktadır. Yeni örneğin işareti, eski örnek ile aynıdır. Eğer örneklerin mutlak değerleri eşik seviyesinin altında kalmış ise sıfırlanmaktadır.

$$y(i) = \begin{cases} \text{signy}(i)[y(i) - eşik] & \rightarrow |y(i)| > eşik \\ 0 & \rightarrow |y(i)| < eşik \end{cases} \quad (5.12)$$

Hard veya soft eşikleme için eşik seviyesi universal olarak belirlenir ise;

$$eşik = \sqrt{\sigma^2 \ln(N)} \quad (5.13)$$

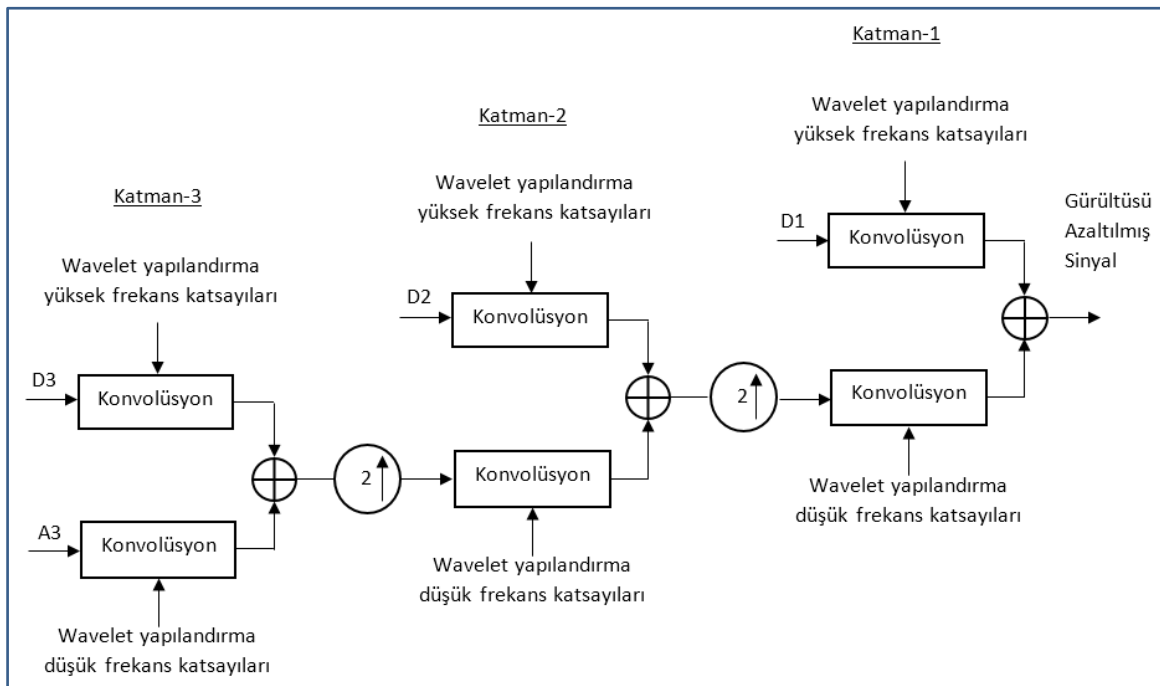
Burada N, sinyal vektöründeki örnek sayısını ve σ^2 , wavelet ayrıştırma en yüksek katmandaki yüksek frekanslı bileşenden (finest level of detail) tahmin edilen varyansı göstermektedir. Hard eşiklemede süreksizliğin olması ve soft eşiklemede ise bias değerinin büyük olması nedeniyle ara bir fonksiyon önerilmiştir. Hibrit eşikleme fonksiyonu Eş.4.14 ve eşik seviyesi Eş.5.15'tedir.

$$y(i) = \begin{cases} \text{signy}(i) \left[y(i) - \frac{eşik^2}{y(i)} \right] & \rightarrow |y(i)| > eşik \\ 0 & \rightarrow |y(i)| < eşik \end{cases} \quad (5.14)$$

$$eşik = \sqrt{3\sigma^2} \quad (5.15)$$

Tekrar yapılandırma, ayrıştırma işleminin tam tersidir. Üç katmanlı tekrar yapılandırma prosesinin detaylı blok şeması Şekil 5.18'de görülmektedir. Birinci katmanda, A3 vektörü, düşük geçiren filtre katsayıları ile konvolüsyon yapılır. D3 vektörü de yüksek geçiren filtre

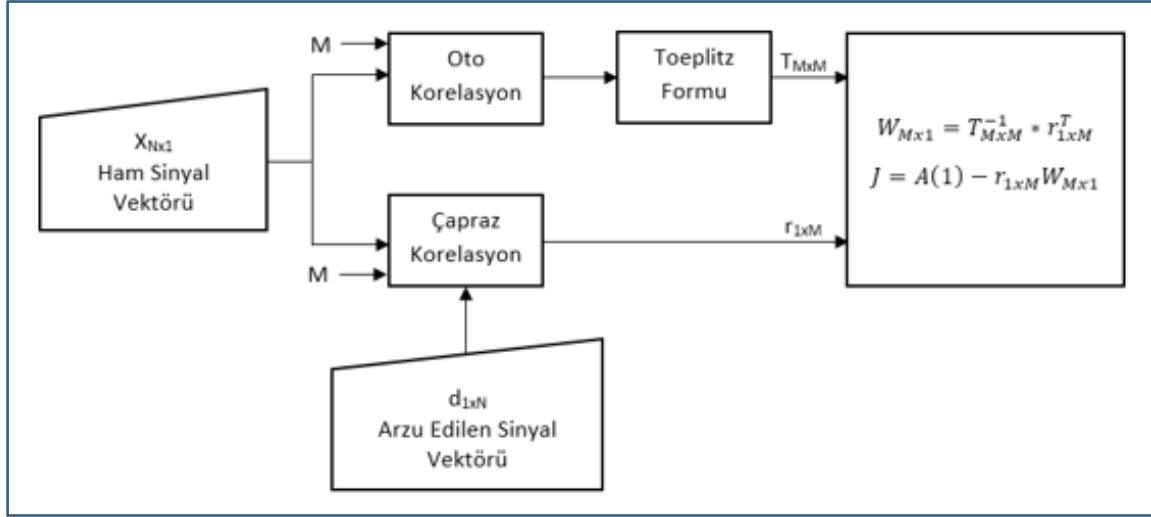
katsayıları ile konvolüsyon yapılır. Elde edilen vektörler toplanır ve örnek sayısı 2 katına çıkarılır. Yeni vektör A3D3, düşük frekanslı bileşendir. İkinci katmanda, A3D3 ile düşük geçiren filtre katsayıları konvolüsyon yapılır. D2 vektörü de yüksek geçiren filtre katsayıları ile konvolüsyon yapılır. Elde edilen vektörler toplanır ve örnek sayısı 2 katına çıkarılır. Yeni vektör A3D3D2, düşük frekanslı bileşendir. Üçüncü katmanda, A3D3D2 ile düşük geçiren filtre katsayıları konvolüsyon yapılır. D1 vektörü de yüksek geçiren filtre katsayıları ile konvolüsyon yapılır ve toplanır. Elde edilen vektörler toplanır. Yeni vektör Y(t), gürültüsü azaltılmış sinyal vektörü olacaktır.



Şekil 5.18. Üç katmanlı wavelet tekrar yapılandırma şeması.

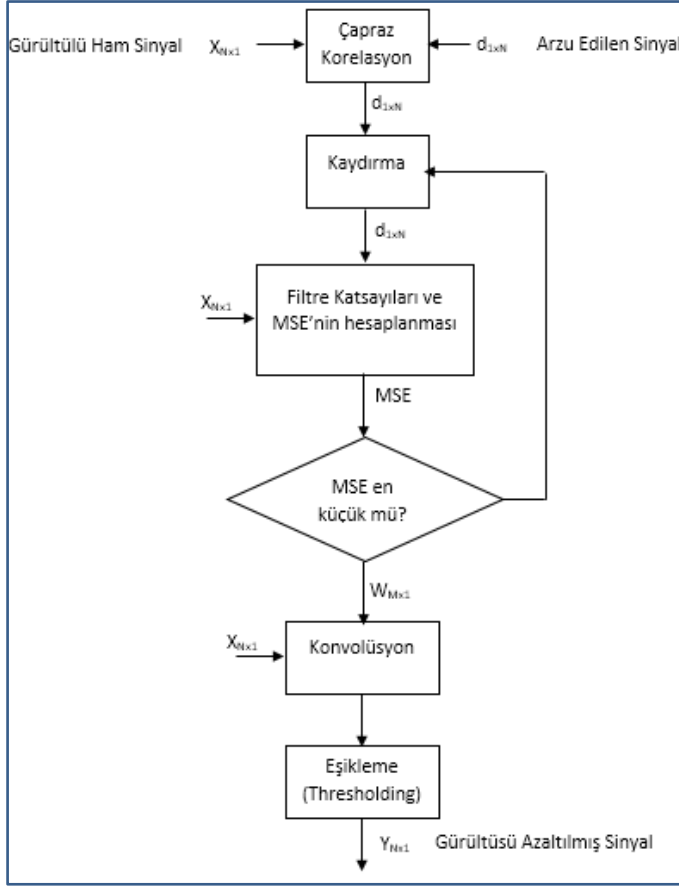
5.5.2. FIR Wiener filtresi

Wiener filtresi, istatistiksel sinyal işleme tiplerinden birisi olup wiener-hopf denkleminin uygulaması olarak bir sayısal filtredir. Şekil 5.19'da görüldüğü üzere, Wiener filtre katsayıları ham sinyal ile arzu edilen sinyalin spektral özellikleri kullanılarak hesaplanmaktadır.



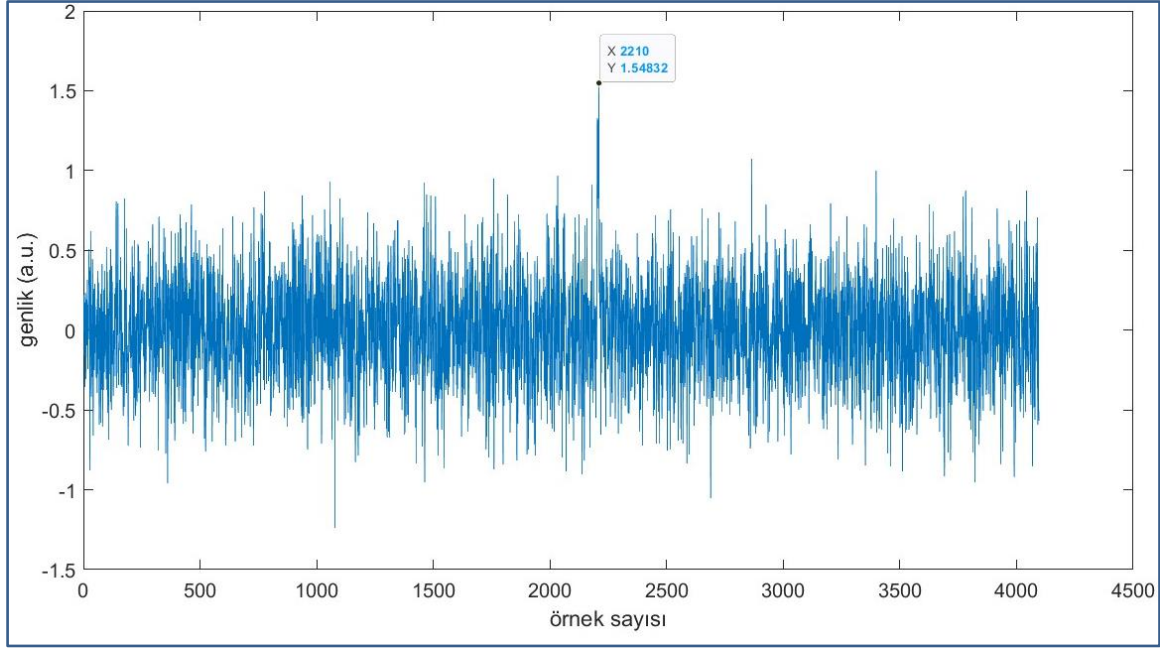
Şekil 5.19. Wiener Filtre Katsayılarının Hesaplanması [97].

Burada W_{Mx1} filtre katsayı vektörünü, M katsayı vektörün eleman sayısını ve J ise ortalama hata karesidir. J 'nin değeri 0 ile 1 arasında olup en iyi durum için 0, en kötü durum için 1'e yaklaşacaktır. Noktasal mesafe ölçümü için, wiener gürültü azaltma algoritması Şekil 5.20'de görülmektedir.



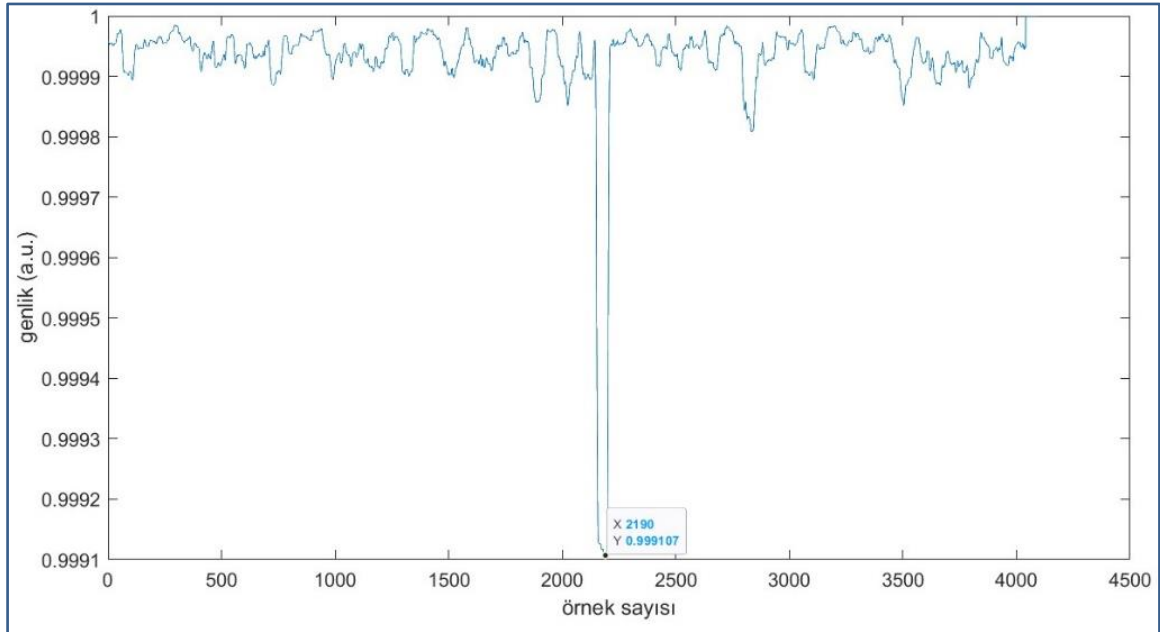
Şekil 5.20. Wiener Filtre ile gürültü temizleme algoritması [97].

Arzu edilen çıkış sinyalinin çok az kısmı darbe formunu oluşturmakta, bunun dışında kalan örneklerin çoğu sıfır genliklidir. Bu nedenle arzu edilen sinyali doğruluğu, darbe formunu belirleyen örneklerin doğru belirlenmesiyle sağlanmaktadır. Darbe formu ve örnek sayısı bilindiğinden başlangıçta N elemanlı $d_{1 \times N}$ rastgele belirlenmektedir. Giriş sinyali ile rastgele belirlenen $d_{1 \times N}$ çapraz korelasyon yapılarak doğruya yakın $d_{1 \times N}$ elde edilmektedir. Darbe noktası periyod boyunca birer birer kaydırılarak her defasında J (MSE) değeri hesaplanmaktadır. J 'nin minimum olduğu noktanın darbe formunun doğru yere yerleştiği kabul edilmekte ve böylece arzu edilen çıkış sinyali belirlenmektedir. Bu noktada elde edilen katsayılar ise filtre elemanı olarak kullanılacaktır. Örnek bir uygulama olarak, Wiener gürültü azaltma algoritması kullanılarak, Şekil 5.21'deki gürültülü lazer mesafe ölçer sinyali temizlenmiştir. Şekil 5.22'de, hesaplanan tüm J (MSE) değerleri görülmektedir. En düşük J değerine karşılık gelen filtre katsayıları $1.0e-03 \times [0.3226, 0.3757, 0.4763, 0.4944, 0.6203, 0.6754, 0.6194, 0.5279, 0.4453, 0.3886, 0.2864]$ olarak hesaplanmıştır.

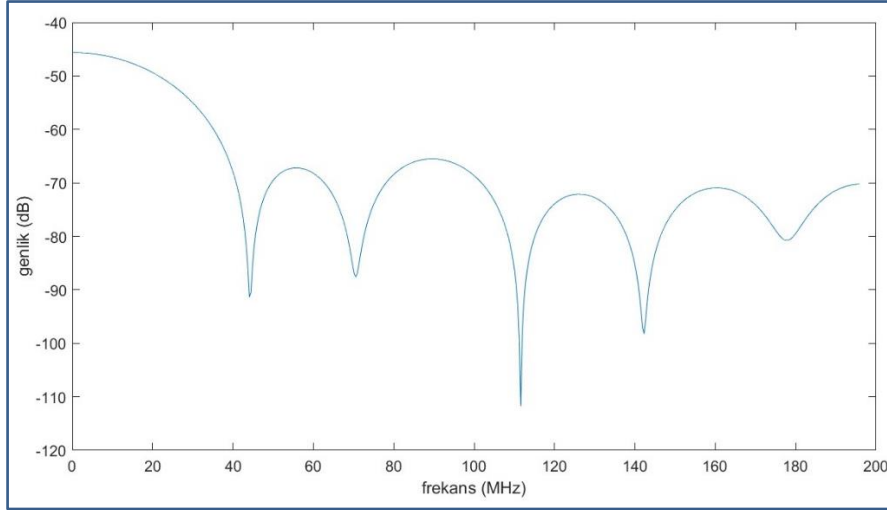


Şekil 5.21. Gürültülü noktasal lazer mesafe ölçer sinyali.

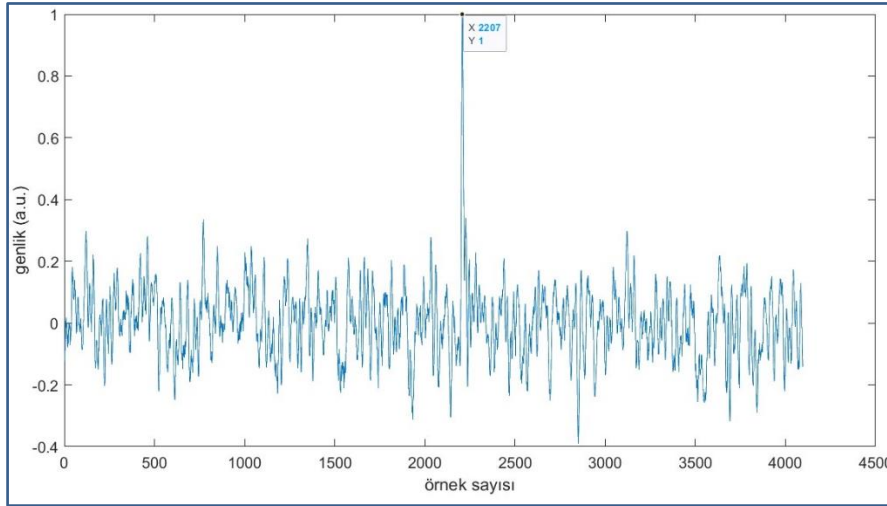
Hesaplanan filtre katsayılarının genlik tepkisi 5.23'te ve bu filtre ile temizlenmiş lazer mesafe ölçer sinyali Şekil 5.24'te görülmektedir.



Şekil 5.22. Wiener filtre katsayılarının belirlenmesi için $J(MSE)$ değerleri



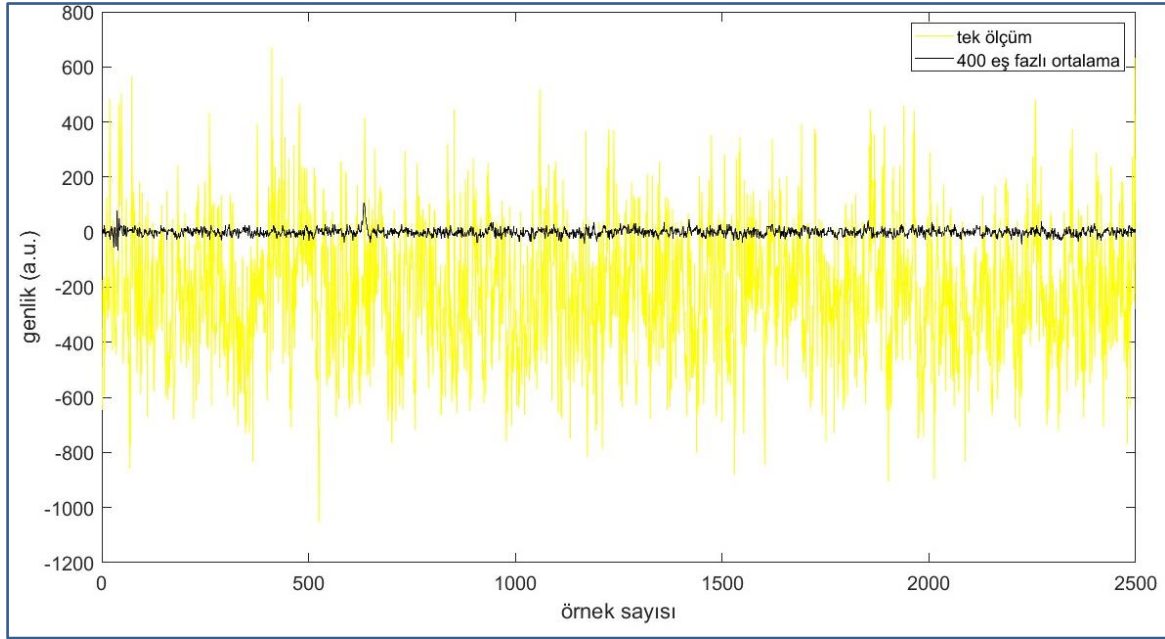
Şekil 5.23. Hesaplanan wiener katsayılarının filtre genlik tepkisi



Şekil 5.24. Gürültülü sinyalin hesaplanan wiener filtre katsayıları ile filtrelenmesi.

5.5.3. Eş fazlı ortalama, Wavelet ve Wiener gürültü azaltma performansı

Tek ölçüm ve 400 eş fazlı ortalama ile elde edilen sinyal vektörü Şekil 5.25'te görülmektedir. Sarı renkli çizgi tek ölçümü, siyah renkli çizgi eş fazlı 400 ortalamayı göstermektedir. Tek ölçümde, gürültü yoğunluğu nedeniyle anlamlı darbe sinyali görülmemektedir.



Şekil 5.25. Eş fazlı 400 ortalama ile gürültülü sinyalin iyileştirilmesi.

Eş fazlı 400 ortalama da teorik olarak gürültünün $\sqrt{400} = 20$ kat azalması beklenmektedir.

Tek ölçüm ve 400 ortalamanın gürültü bileşenlerinden:

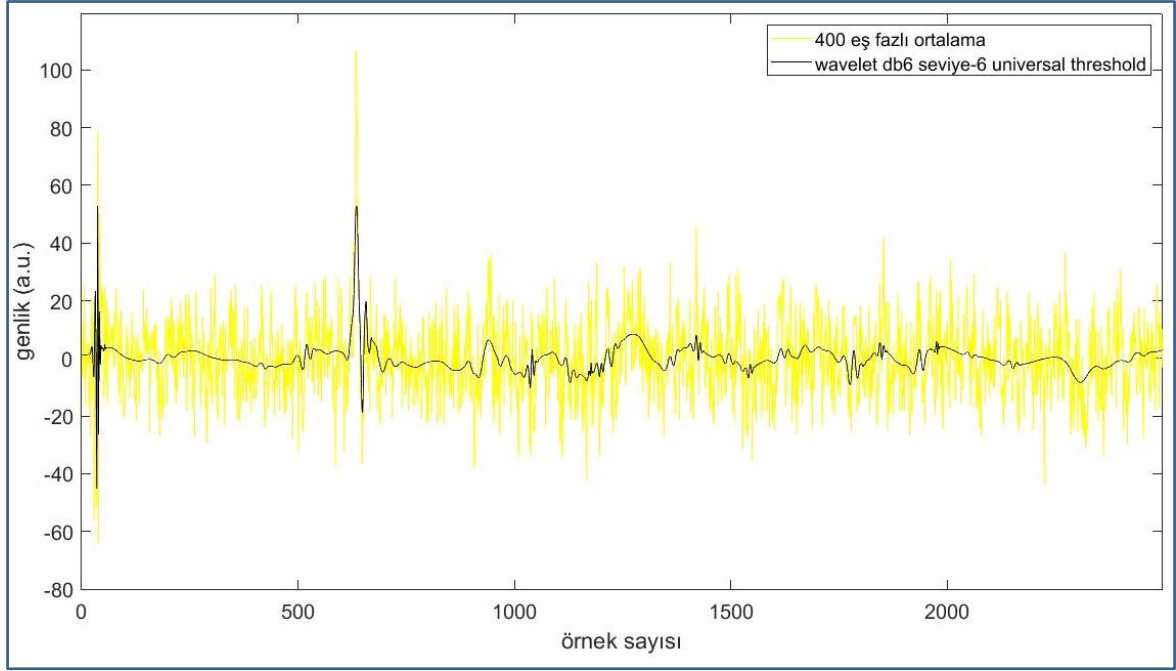
$$SNR = \frac{std(\text{tek ölçüm})}{std(400 \text{ ortalama})} = \frac{235.3040}{12.4026} = 18.9722$$

elde edilmektedir. Uygulama sonucu, teorik sonuçla uyumlu olduğu görülmüştür. Eş fazlı ortalama, sinyal işlemenin ön prosedir. Bu aşamada iyileştirilen sinyale sonra wavelet veya wiener filtreleme uygulanmaktadır. Bu filtreleme ile yüksek genlikli dürtü gürültülerinin zayıflatılması amaçlanmaktadır.

Eş fazlı 400 ortalama ve db6 ve 6'inci seviye wavelet uygulanmış sinyaller Şekil 5.26'da görülmektedir. Sarı renkli çizgiler eş fazlı 400 ortalama, siyah renkli çizgi wavelet filtresi uygulanmış sinyali göstermektedir. Her iki yöntemin gürültü bileşenlerinden;

$$SNR = \frac{std(400 \text{ ortalama})}{std(\text{wavelet})} = \frac{12.4026}{2.9703} = 4.1756$$

elde edilmektedir. Wavelet ile gürültü bileşenlerinin standart sapması yaklaşık 4 kat azalmasına karşın anlamlı sinyalin seviyesi de 2 kat azalmıştır. Bu nedenle anlamlı sinyal gürültü oranının yaklaşık 2 kat artmaktadır.

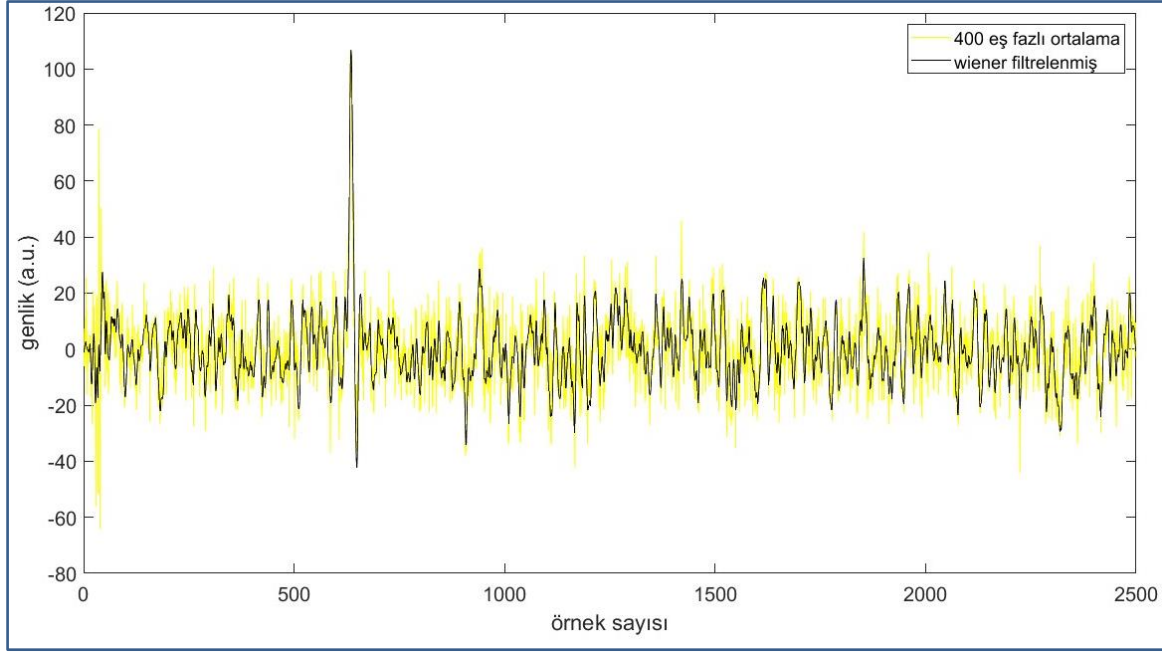


Şekil 5.26. Eş fazlı 400 ortalama ve wavelet db6 seviye-6 filtre uygulanması.

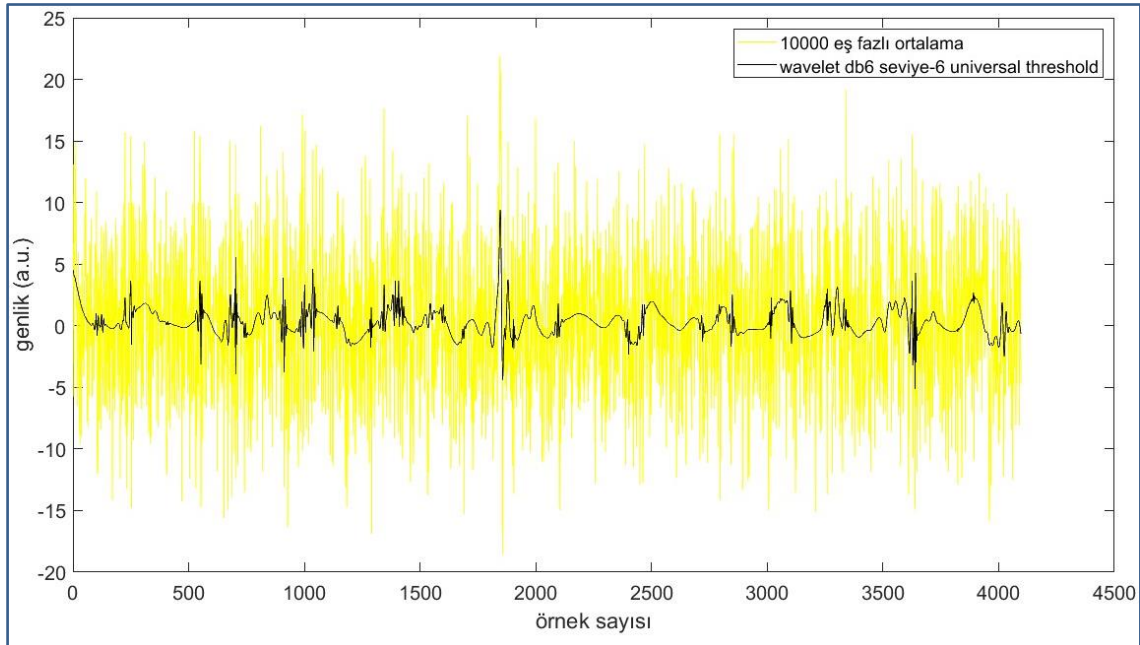
Eş fazlı 400 ortalama ve wiener filtre uygulanmış sinyaller Şekil 5.27’de görülmektedir. Sarı renkli çizgiler eş fazlı 400 ortalama, siyah renkli çizgi wiener filtresi uygulanmış sinyali göstermektedir. Her iki yöntemin gürültü bileşenlerinden;

$$SNR = \frac{std(400\ ortalama)}{std(wiener)} = \frac{12.4026}{11.7507} = 1.0555$$

Eş fazlı 400 ortalama alınmış sinyalin SNR değeri 8.6 iken wiener filtreleme ile SNR değeri 9.1’e yükselmiştir. Wavelet ile wiener filtreleme karşılaştırıldığında düşük gürültülü sinyaller için wavelet’in daha başarılı sonuç verdiği görülmektedir.



Şekil 5.27. Eş fazlı 400 ortalama ve wiener filtre uygulanması.



Şekil 5.28. Eş fazlı 10000 ortalama ve wavelet db6 seviye-6 filtre uygulanması

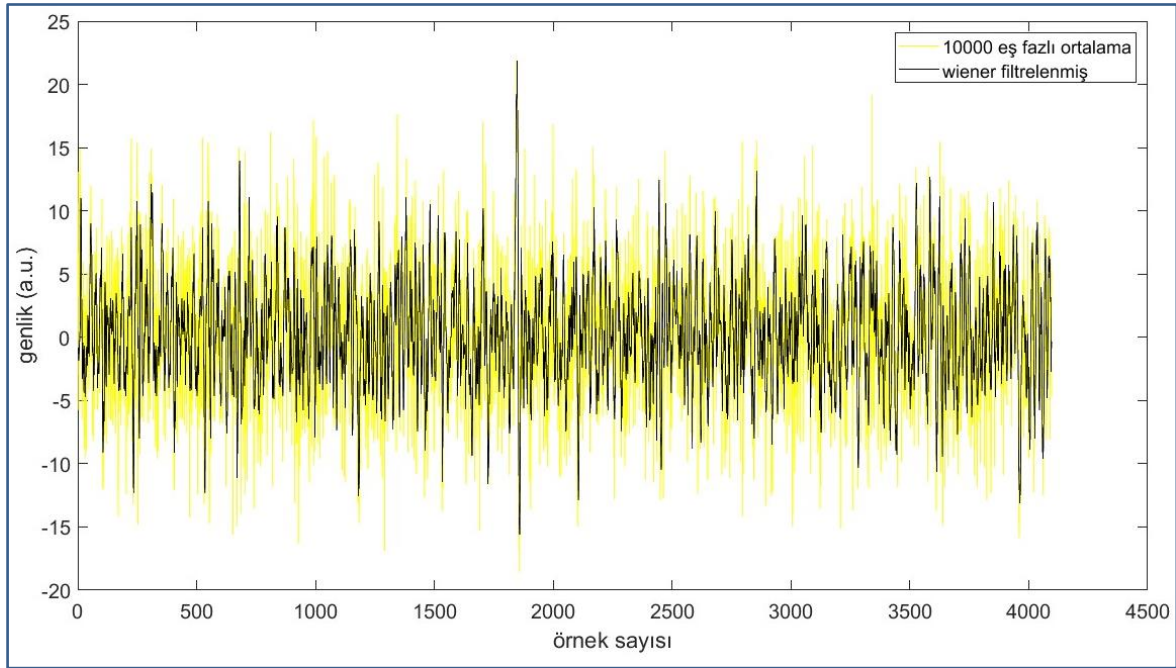
Eş fazlı ortalama ile iyileştirilmiş ancak bir önceki uygulamaya göre gürültüsü 2 kat olan bir sinyale wavelet filtreleme yapılarak gürültü azaltma performansı test edilmiştir. Şekil 5.28'de eş fazlı 10000 ortalama ve db6 ve 6'nci seviye wavelet uygulanmış sinyaller görülmektedir. Sarı renkli çizgiler eş fazlı 10000 ortalama, siyah renkli çizgi wavelet filtresi uygulanmış sinyali göstermektedir. Her iki yöntemin gürültü bileşenlerinden;

$$SNR = \frac{std(10000 \text{ ortalama})}{std(wavelet)} = \frac{5.5922}{2.3763} = 2.35$$

Wavelet filtreleme ile anlamlı darbe sinyali ile karıştırılabilecek yüksek genlikli dürtü sinyalleri zayıflatılmış olup sinyal gürültü oranı en az 2 kat arttırılmıştır. Yüksek gürültülü aynı sinyale wiener filtreleme uygulanarak gürültü azaltma performansı test edilmiştir. Şekil 5.29'da, sarı renkli çizgiler eş fazlı 10000 ortalama, siyah renkli çizgi wiener filtresi uygulanmış sinyali göstermektedir. Her iki yöntemin gürültü bileşenlerinden;

$$SNR = \frac{std(10000 \text{ ortalama})}{std(wiener)} = \frac{5.5922}{4.1754} = 1.34$$

Wiener filtreleme ile anlamlı darbe sinyali ile karıştırılabilecek yüksek genlikli dürtü sinyalleri zayıflatılmış olup sinyal gürültü oranı 1.34 kat arttırılmıştır.



Şekil 5.29. Eş fazlı 10000 ortalama ve bu sinyale wiener filtre uygulanması.

Wavelet ve wiener filtreleme yöntemleri anlamlı darbe sinyali seçilebilen az gürültülü ve çok gürültülü sinyallere uygulanarak performansları karşılaştırılmıştır. Wavelet filtrelemenin wiener'e göre 2 kat daha iyi sonuç alındığı görülmüştür.

5.5.4. Eşik seviyesi ve anlamlı darbenin tespiti

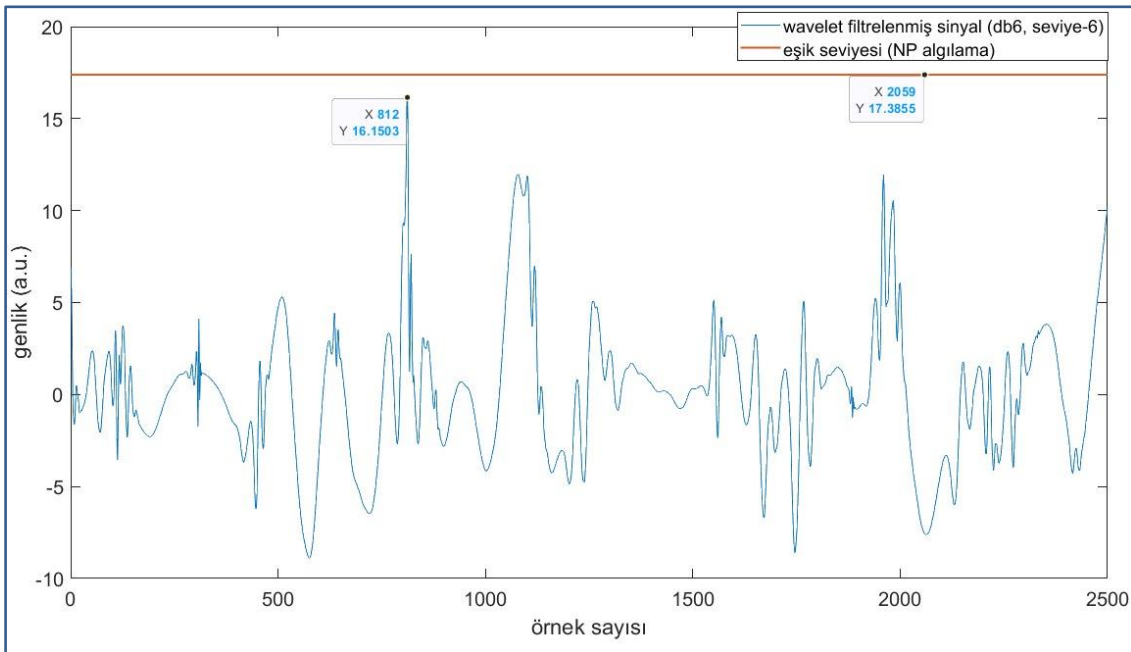
Sayısal sinyal işleminin son safhasında anlamlı darbe sinyali ile dürtü gürültülerinin ayrıştırılması için eşik seviyesinin belirlenmesidir. Çok sayıda ölçümün eş fazlı ortalaması sonucunda sinyal vektörünün içeriğindeki gürültü örneklerinin birbirinden bağımsız ve gauss olasılık dağılım fonksiyonuna yakınsadığı tespit edilmişti. Gerçek değerlikli beyaz gürültü içinde Neyman Pearson algılama metodu [98], SiPM dedektörlerin çıkışlarına başarılı bir şekilde uygulanabilmektedir. Eşik seviyesi, Gürültülü sinyal vektörünün varyansına (σ^2), örnek sayısına (N) ve hata alarm olasılığına (PFA) bağlıdır. Eşik seviyesi, sinyal gürültü oranı ile ifade edilirse;

$$SNR = \frac{\lambda}{\sigma} = \sqrt{2N}(\operatorname{erfc}^{-1}(2pfa)) \quad (5.16)$$

$$SNR_{dB} = 10\log_{10}\left(\frac{\lambda^2}{\sigma^2}\right) = 10\log_{10}\sqrt{2N}(\operatorname{erfc}^{-1}(2pfa)) \quad (5.17)$$

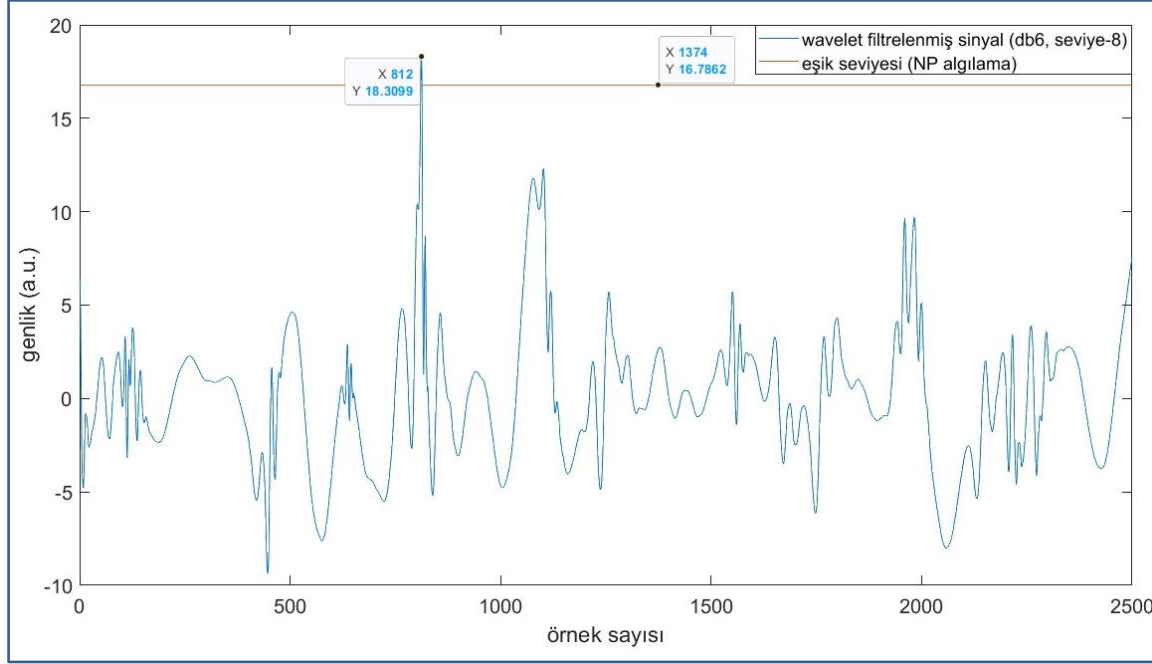
Burada erfc^{-1} , hata fonksiyonun tümleyeninin tersi olup $\operatorname{erfc}(x)=1-\operatorname{erf}(x)$ 'dir. Hata fonksiyonu ise;

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-t^2) dt \quad (5.18)$$



Şekil 5.30. SNR=1.35 için wavelet filtre çıkışı NP eşik uygulaması.

Şekil 5.30'da, 200 eş fazlı ortalama uygulanmış gürültülü sinyale wavelet filtresi sonrasında Eş 5.16'ya göre eşik hesaplanmıştır. SNR=1.35 için anlamlı darbe sinyali en yüksek dürtü bileşeninden büyük olsa da pfa=1E-6 için eşik seviyesinin altında kalmıştır. Bu ölçüm kayıp olarak ifade edilmektedir.



Şekil 5.31. SNR=1.5 için wavelet filtre çıkışı ve eşik uygulaması.

Şekil 5.31'de, 210 eş fazlı ortalama uygulanmış gürültülü sinyale wavelet filtresi sonrasında Eş 5.16'ya göre eşik hesaplanmıştır. SNR=1.5 için anlamlı darbe sinyali en yüksek dürtü bileşeninden büyük ve PFA=10⁻⁶ için eşik seviyesi üstünde ve algılanmıştır. Daha düşük PFA değerleri için eşik seviyesi düşeceğinden algılama olasılığı artacaktır. Ancak bu durum hatalı tespit olasılığını da artacağından genellikle 10⁻⁶ seviyelerinde tercih edilmektedir.

6. SiPM TABANLI LİDAR TASARIMI VE PERFORMANS SONUÇLARI

6.1. Temel Bilgiler

Günümüzde, noktasal lazer mesafe ölçerlerde dedektör olarak lineer mod APD dedektörü tercih edilmektedir. APD üzerinde uzun yıllardır çalışılmış olmasının verdiği tecrübe ile birçok üretim ve kullanım sorunu ortadan kalkmış, endüstriyel bir ürün olarak kendini kanıtlamıştır. Silikon ve InGaAs yapıtaşları sayesinde görünür bölgeden yakın kızılötesi bandını kapsayan ürün seçeneklerine kolaylıkla ulaşabilmektedir. Çığ fotodiyot tabanlı noktasal lazer mesafe ölçerler ile yüksek güçlü lazerler ile birlikte kullanıldığında onlarca kilometreye varan mesafeler ölçülebilmektedir. Düşük enerjili lazerler ile kullanıldığında ölçüm mesafesi ortalama 1 km bandına kadar çıkmaktadır.

Bu çalışmada, SiPM dedektörlerinin yüksek algılama hassasiyetini test etmek için iki kilometre bandının üzerindeki mesafeleri ölçme performansı araştırılmıştır. Bu amaçla, optik, optomekanik, elektronik ve yazılım işlerini kapsayan bir test ortamı hazırlanmıştır. Bu bölümde, optik ve optomekanik tasarımlar ile test ortamında kullanılan işlemci modülü ve hesaplama yazılımı hakkında bilgi verilecek ve farklı teknikler ile mesafe ölçüm testleri yapılarak performans sonuçları değerlendirilecektir.

6.2. Optik ve Optomekanik Tasarım

6.2.1. Mesafe ölçümünde etkin parametreler

SiPM performansını çevresel faktörlerden izole ederek değerlendirmek mümkün olmadığından LiDAR denklemi kullanılarak ölçüm şartlarının tanımlanması gerekmektedir. LiDAR denklemi Eş.6.1'dedir.

$$P_r = \frac{(e^{-\sigma R})^2 \tau \epsilon_T \epsilon_r D^2 A_{target}}{16\pi \theta_{div}^2 R^4} P_t \quad (6.1)$$

Eş 6.1'in parametreleri ve sayısal değerleri Çizelge 6.1'de verilmiştir. LiDAR test düzeneği, ölçülecek mesafe, hedef bilgileri ve atmosfer koşulları ile ilgili parametrelerin sayısal değerleri gerçeğe uygun olarak belirlendiğinde yansıyan güç miktarı

hesaplanabilmektedir. Teorik ve deneysel sonuçları birlikte değerlendirildiğinde, SiPM dedektörünün algılama performansı yaklaşık olarak elde edilebilecektir.

Çizelge 6.1. LiDAR denkleminde kullanılan parametreler

Parametre	Açıklama	Değeri	Birimi veya Koşulu
P_r	Yansıyan güç		W
σ	Atmosfer zayıflama katsayısı		Açık ve 15 km görünürlük
R	Ölçülen mesafe	2674	m
τ	Hedef reflektansı	0,1	0-1 arası
ε_T	Verici verimliliği	0,8	0-1 arası
ε_r	Alıcı verimliliği	0,95	0-1 arası
D_r	Alıcı optik çapı	0,04	m
A_{target}	Hedef alanı	50	m ²
φ_{target}	Hedef açısı	30°	rad
θ_{div}	Lazer saçılma açısı	2.6	rad
P_t	Lazer gücü	140	W

Çizelge 6.2. Hesaplanan kademeli sinyal ve gürültü güçleri

Sinyal Gücü (dBm)			Gürültü Gücü (dBm)				
Yansıyan Güç	SiPM Çıkışı	Ön Yükselteç Çıkışı	SiPM Çıkışı	Ön Yükselteç Çıkışı	Gürültü Değeri	Eş Fazlı Ort.	Wavelet
-73,17	10,86	30	-30	30	4	-37	-6

Dedektör kazancı için Hamamatsu S15639-1325PS'in parametreleri kullanılmış olup dedektör üzerine düşen güçten fotoakımın 50 Ω direnç üzerinden aktığı kabul edilmiştir. Hesaplanan sinyal ve gürültü güçleri kademeli olarak Çizelge 6.2'de verilmiştir.

$$SNR_{dB} = P_{signal} - P_{gürültü}$$

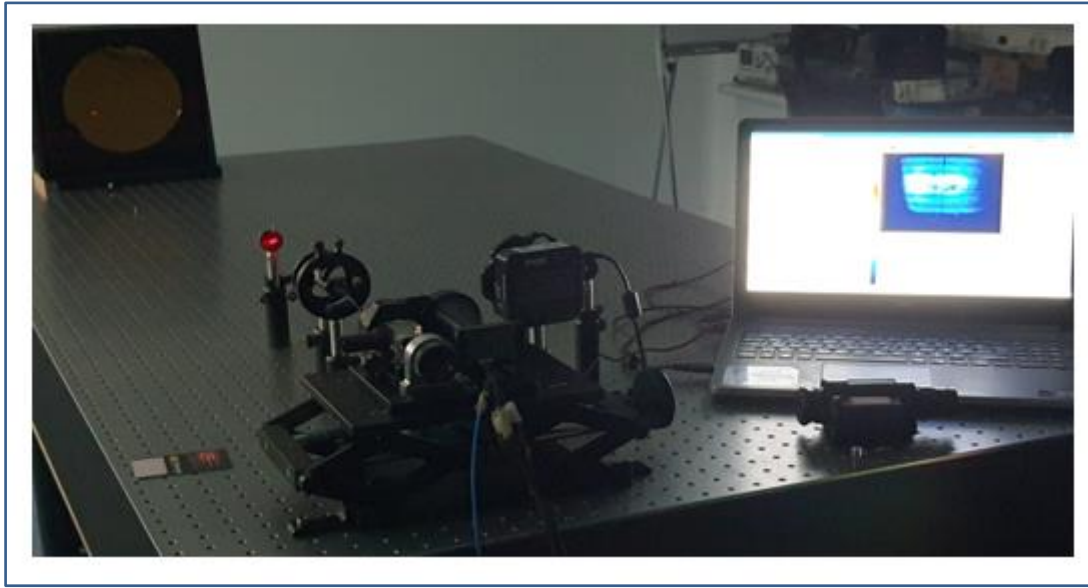
$$SNR_{dB} = (-73.17 + 10.86 + 30) - (-30 + 30 + 4 - 37 - 6) = 6,69 \text{ dB}$$

$$SNR_{linear}=4,66$$

Yapılan teorik hesaplamalar sonucunda, -73.17 dBm gücündeki zayıf bir sinyal SiPM tabanlı bir alıcı devre tarafından yeterli bir SNR değerinde algılanmıştır. Bu sinyal gücü SiPM için taban değer kabul edilebilir.

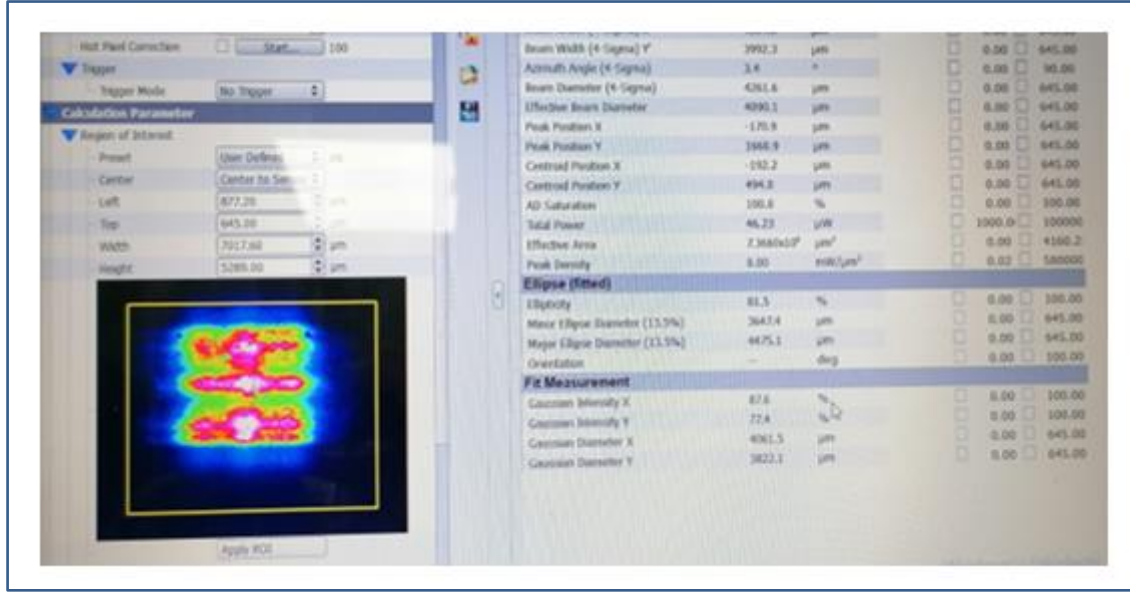
6.2.2. Verici tasarımı ve hizalama

Lazer ve alıcı hizalama düzeneği Resim 6.1'de görülmektedir. Lazer diyot ile mercek arasındaki hizalama mekanik tolerans içerisinde çözümlenmiştir. Lazer saçılması açısı her iki ekseninde <2.6 mrad olacak şekilde odaklama ayarı yapılabilmektedir. Lazer diyot ve alıcı göz hattının sonsuzda aynı noktada çakıştırmak için parabolik ayna kullanılmıştır.



Resim 6.1. Lazer diyot modülü ve alıcı hizalama düzeneği

Verici kısmında lazer kaynağı olarak 120 W Osram imali SPL UL90AT08 model numaralı lazer diyot kullanılmıştır. Kollimasyon için 50 mm çapında yüksek hassasiyetli küresel olmayan bir mercek kullanılmış olup lazer diyotun sonsuzda odaklanmış görüntüsü beam profil ile takip edilmiştir. Lazer diyotun beam profili Resim 6.2'de görülmektedir. Lazer beam'in x eksenindeki kenar uzunluğu 4061.5 μm , y eksenindeki uzunluğu 3822.1 μm 'dir.

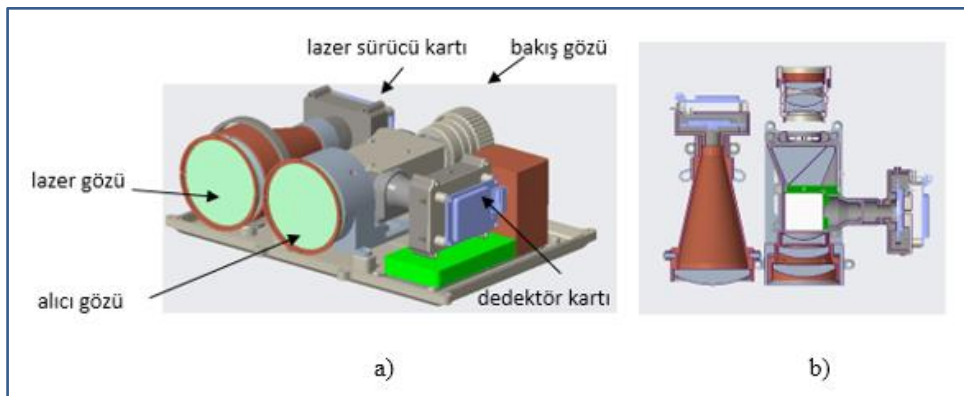


Resim 6.2. Sonsuza odaklanmış lazer diyot beam profili.

Parabolik aynanın odak uzunluğu 1.6 m olup, iki eksendeki lazer saçılma açıları $\theta_x = \arctan\left(\frac{4.0615}{1600}\right) \frac{\pi}{180} = 2.54 \text{ mrad}$ ve $\theta_y = \arctan\left(\frac{3.8221}{1600}\right) \frac{\pi}{180} = 2.4 \text{ mrad}$ olarak hesaplanmıştır.

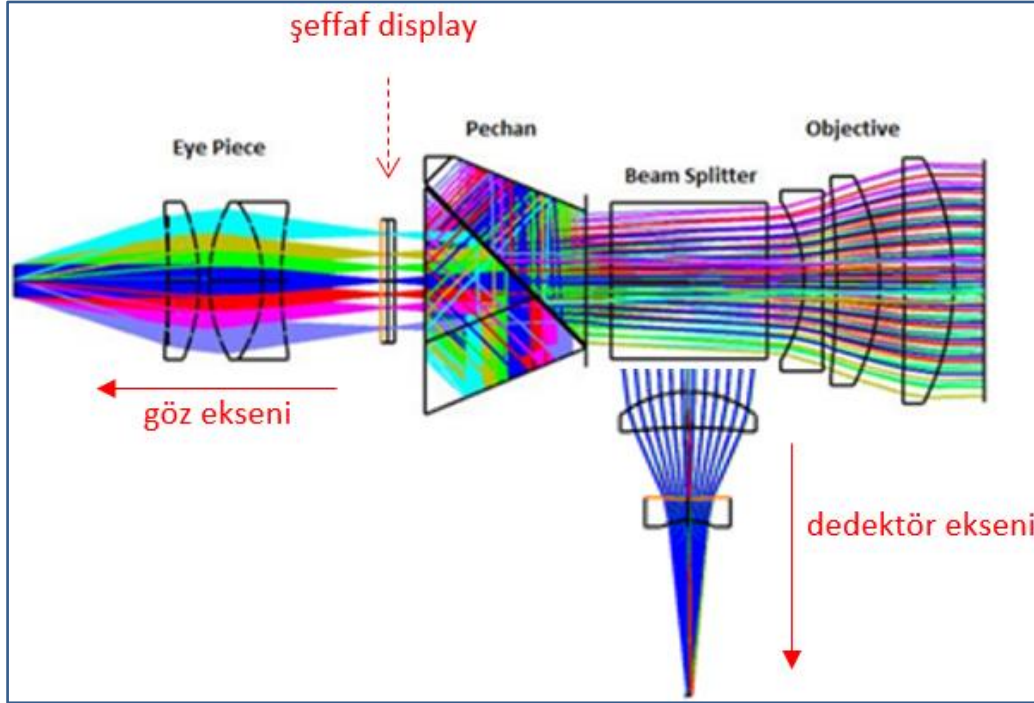
6.2.3. Alıcı tasarımı ve hizalama

Noktasal mesafe ölçer binoküler mimaride tasarlanmış olup kosept tasarım Şekil 6.1'de görülmektedir. Lazer ve alıcı eksenleri ayrı ancak alıcı ve göz hattı aynı eksen üzerinde ve beam ayırıcı ile birbirinden ayrılmaktadır. Alıcı kısmın hizalanmış optik alt bileşenleri Şekil 6.2'de görülmektedir.



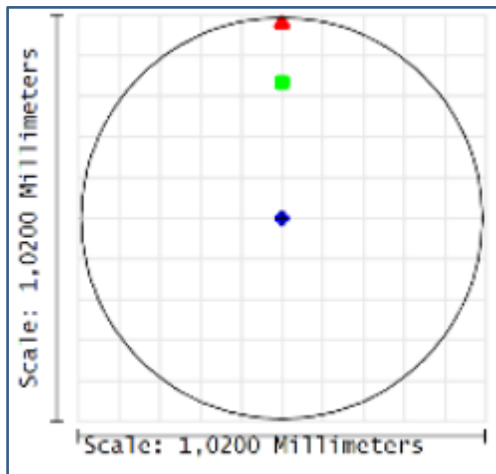
Şekil 6.1. a) Lazer mesafe ölçer konsept tasarım ve b) üstten kesit görünüm

Bakış optiğinin FOV değeri 36° ve objektif büyütmesi 6x'dir. Dedektör FOV değeri 5.5 mrad olup yansıyan lazerin homojen olarak dedektör yüzeyine dağılımı hedeflenmiştir.



Şekil 6.2. Alıcı optiği konsept tasarımı

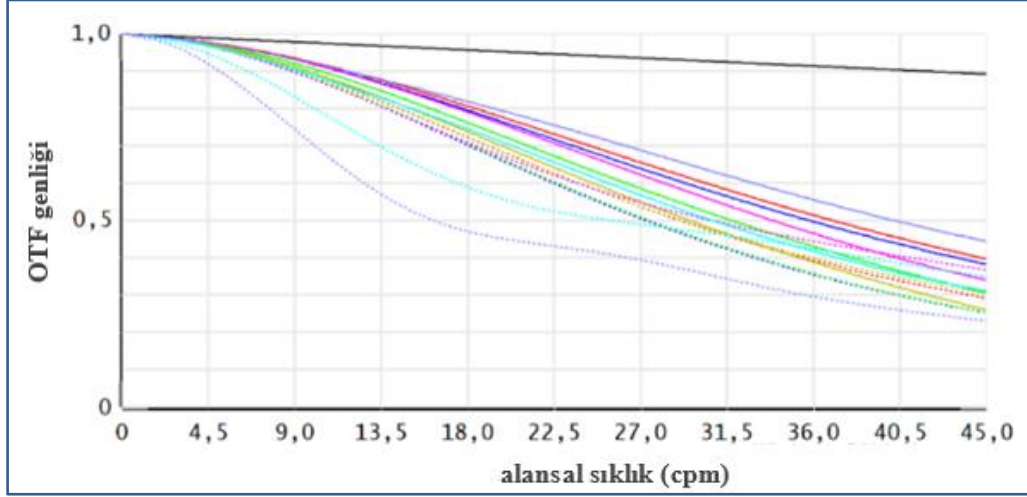
Dedektör üzerindeki enerji dağılımı Şekil 6.3'te görülmektedir. Mavi nokta on-axis lazer ışınlarını, kırmızı nokta ise 5.5 mrad off-axis ışınları göstermektedir.



Şekil 6.3. Dedektör alanı enerji dağılımı

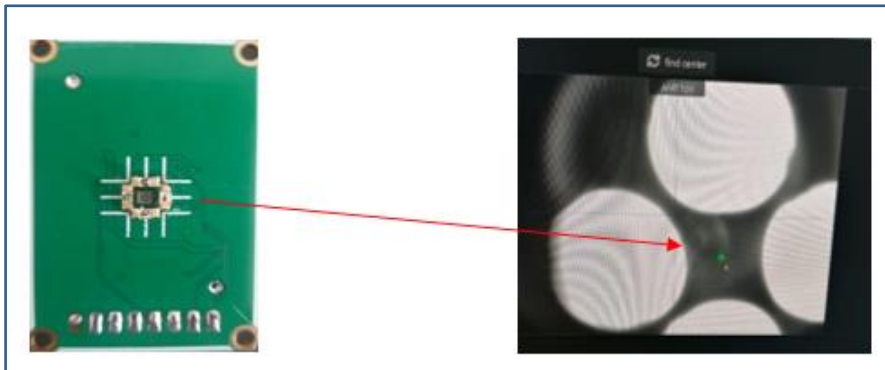
Beam ayırıcı, 905 nm lazer ışınlarını %99 oranında dedektör eksenine yönlendirecek şekilde kaplamalıdır. Bakış optiğinin tüm elementleri görünür ışık için şeffaftır. Mercek ve

yerleşim toleranslarından kaynaklı en kötü senaryoda bakış optiğinin modülasyon transfer fonksiyonu Şekil 6.4'te görülmektedir.



Şekil 6.4. Bakış optiğinin görünür ışık için modülasyon transfer fonksiyonu.

Alıcı optiğinin elementleri tasarımla belirlenmiş bölgelere mekanik tolerans çerçevesinde yerleştirildikten sonra opticentric® ile merkezleme ve düzlemlerini referans düzlem ile ayarlanır. Resim 6.1'deki parabolic ayna düzeneği ile alıcı ve verici optikleri sonsuzda aynı noktada birleştirilir. Verici optiği ve göz hattı optik elementlerinin aynı noktada birleşmesi kolaylıkla test edilebilir. Ancak, dedektörün aynı noktaya baktığının kontrolü biraz karmaşıktır. Kolaylaştırmak amacıyla, dedektörün çevresine düşük güçte 4 adet kızılötesi led takılmıştır. Resim 6.3'te görüldüğü üzere, ledlerin oluşturduğu karenin merkezinde dedektör olduğu bilindiğinden merkez noktasının lazer ve göz hattı ile birleştirilmesi sağlanarak hizalama işlemi sonlandırılır.



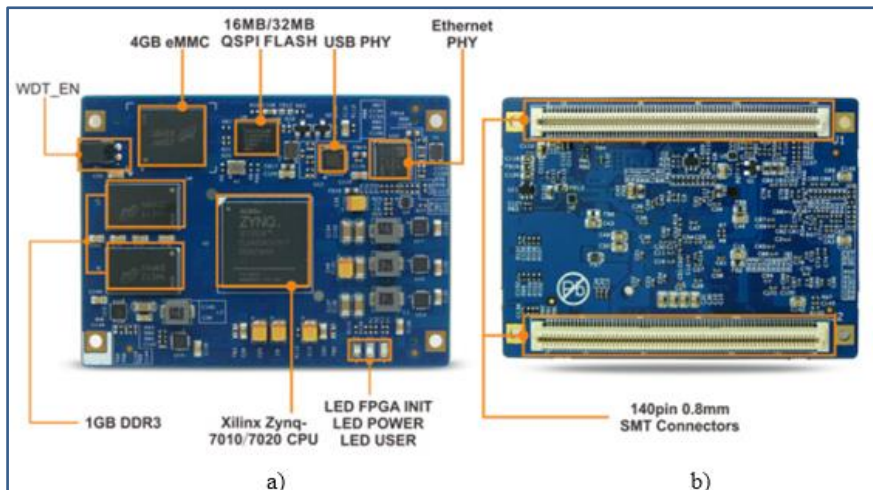
Resim 6.3. Dedektör ve çevresindeki ledlerin beam profil görüntüsü.

6.3. Veri Toplama ve İşlemci Modülü

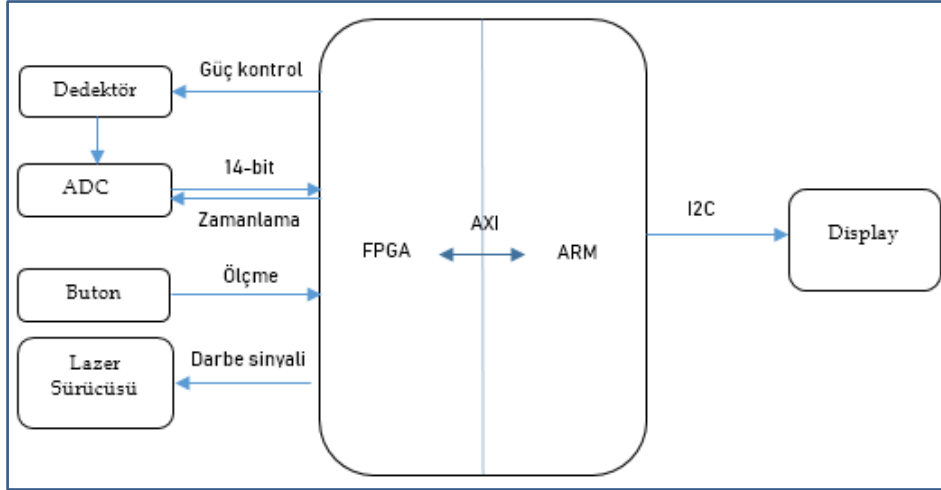
Noktasal lazer mesafe ölçer test düzeneğinin alt bileşenleri senkronizasyonu için zamanlama sinyallerinin üretilmesi, dedektör kartının analog çıkışını sayılaştırılması ve sayısal işlemlerin yapılması ile ilgili 2 farklı veri toplama ve işlemci modülü hazırlanmıştır. Bunlar, SoC MYiR MYC-C7Z010/20 CPU ve NI5761/NI 7932R tabanlı modüllerdir.

6.3.1. MYiR MYC-C7Z010/20 tabanlı veri toplama ve işlemci modülü

Lazerin belirli bir frekansta sürülmesi ve aynı zamanda detektörden analog sayısal dönüştürücü aracılığı ile alınan verilerin kaydedilerek sinyal işleme için hazır hale getirilmesi gerekmektedir. Bu yüzden sistemde, FPGA'in yüksek hızda paralel çalışabilme kabiliyetinden yararlanma gereği doğmaktadır. Ancak FPGA'lar yüksek hızda ve paralel çalışabilme avantajlarına rağmen matematiksel işlemleri yapmakta kötüdürler. Dijital filtre olarak kullanılan Wavelet-dB6 algoritmasının karmaşıklığını göz önüne aldığımızda FPGA içerisine gömmek yerine bir işlemciye gömmenin daha verimli olacağı düşünülerek SoC (System on Chip) kullanılmasına karar verilmiştir. SoC olarak üzerinde Dual ARM Cortex A9 işlemci ve Artix-7 FPGA (ZYNQ-7020) bulunduran MYiR MYC-C7Z010/20 kartı seçilmiştir. SoC modülünün ön ve arka yüzü ile alt bileşenlerini Resim 6.4'te görülmektedir. Paralel olarak yürütülen verilerin alınması ve eş fazlı ortalama işlemleri FPGA'da, sıralı yürütülen filtreleme işlemleri mikro işlemciler tarafından gerçekleştirilmiştir.



Resim 6.4. SoC CPU modülün: (a) ön yüzü ve (b) arka yüzü [99]

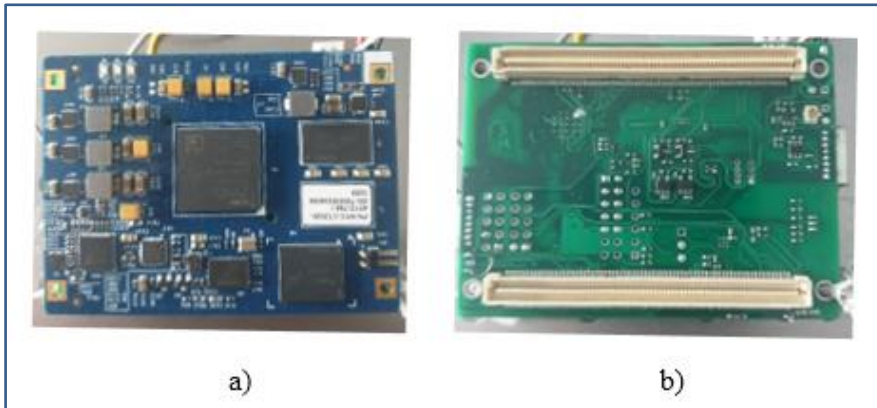


Şekil 6.5. SoC MYiR MYC-C7Z010/20 işlemci modülü blok şeması

SoC modülü tabanlı modülün blok şeması Şekil 6.5'te görülmektedir. Analog sayısal dönüştürücü (ADC) olarak 125 MHz örnekleme hızına ve 14-bit örnekleme hassasiyetine sahip ADS4125IRGZT model kullanılmıştır. Tüm elektronik sistemin 125 MHz zamanlama sinyali ADC tarafından üretilmektedir. Referans gerilim aralığı $V_{min} = (-1 V)$, $V_{max} = (+1 V)$ olarak belirlenmiştir. ADC'nin adım büyüklüğü:

$$\text{Adım Büyüklüğü} = \frac{\text{Örneklenecek Aralık}}{2^{\text{Bit Hassasiyeti}}} = \frac{(V_+) - (V_-)}{2^n} = \frac{(+1) - (-1)}{2^{14}} = 0.122 \text{ mV}$$

ADC'nin ürettiği veriler analog olarak -1 ve +1 V arasında ve sayısal olarak ise -8192 ve +8192 aralığındadır. Sayısal olarak alınan değer 0.122 mV ile çarpılarak analog voltaj değeri hesaplanmaktadır.



Resim 6.5. (a) SoC Modülü ve (b) arayüz kartı

SoC modülünün çevre birimlerine arayüz uyumlaştırması ve ADS4125IRGZT model ADC'nin entegre edildiği arayüz kartı özgün olarak tasarlanmıştır. SoC modülü ve arayüz kartı Resim 5.5'te görülmektedir. Veri toplama ve işlemci biriminin fonksiyonel çalışması özetle şu şekilde ifade edilebilir. Ölçüm almak için butona basıldığında ilk olarak dedektör ön yükselteçlere güç verilir ve 10 ms beklemeden sonra lazer atım işlemine geçilir. FPGA kullanılarak 5 kHz frekans ve 100 ns genişliğinde lazer darbeleri gönderilmektedir. 125 MHz ile örneklenen dedektör verileri ADC üzerinden FPGA tarafından toplanır ve Eş Fazlı Ortalama işlemi için kümülatif bir şekilde FPGA'nın Block Ram'inde depolanır. Her bir lazer darbesi için 4096 veri alınmaktadır ve bu işlem 5000 kez yapılmaktadır. Toplanan verilerin kümülatif bir şekilde depolandığından veri bloklarında taşma meydana gelmemesi için veriler 32-bit derinliğindeki Block Ram'lerde tutulmaktadır. 'i' her darbe için toplanan veriyi ve 'j' darbe sayısını temsil etmek üzere FPGA'de kümülatif yapılan veri toplama ve depolama işlemi $V_{(i,j)} = V_{ADC} + V_{(i,j-1)}$ olarak ifade edebiliriz. Ölçüm işlemi tamamlandıktan sonra dedektör amplifikatörlerinin besleme gerilimi tekrar kapatılarak bir sonraki ölçüm için butona basılması beklenir. Veri toplama işlemi tamamlandıktan sonra FPGA Block Ram'inde tutulan veriler General Purpose AXI Port aracılığı ile Handshaking (el sıkışma) yöntemi ile ARM'a gönderilir. İstenildiğinde 5000 adet olarak belirlenen frame sayısı işlemci üzerinden AXI aracılığıyla değiştirilebilir. ARM tarafından alınan veriler Eş Fazlı Ortalama'nın tamamlanması için ilk olarak 5000'e bölünür ve Wavelet için hazırlanır. Wavelet-db6 algoritması 6-level olmak üzere Matlab kullanılarak hazırlanmıştır ve ARM işlemcisinde çalıştırılabilmesi için Matlab'de bulunan C Coder uygulaması kullanılarak C koduna dönüştürülmüş ve ARM'a gömülmüştür. Algoritmanın çalıştırılması için SoC donanımında bulunan 1Gb DDR hafıza birimi kullanılmıştır. Sistem çalıştırıldıktan sonra ARM işlemcisinde bulunan Timer kullanılarak Interrupt bloğunda 1 saniyelik kesmeler oluşturulur ve 60 saniye boyunca ölçüm alınmazsa, sistemin enerjisi ARM tarafından kesilir.

SoC MYiR MYC-C7Z010/20 tabanlı test düzeneği Resim 6.6'da görülmektedir. Tekrarlama frekansı ve eş fazlı ortalama için ölçüm veya çerçeve sayısı ayarlanabilir şekilde tasarlanmıştır. Genel olarak tekrarlama frekansı 1 kHz ve çerçeve sayısı 5000 olarak kullanılmıştır. Bir çerçevedeki örnek sayısı 4096 ile sınırlandırıldığından, ölçüm mesafesi en fazla 4915.2 m'dir.



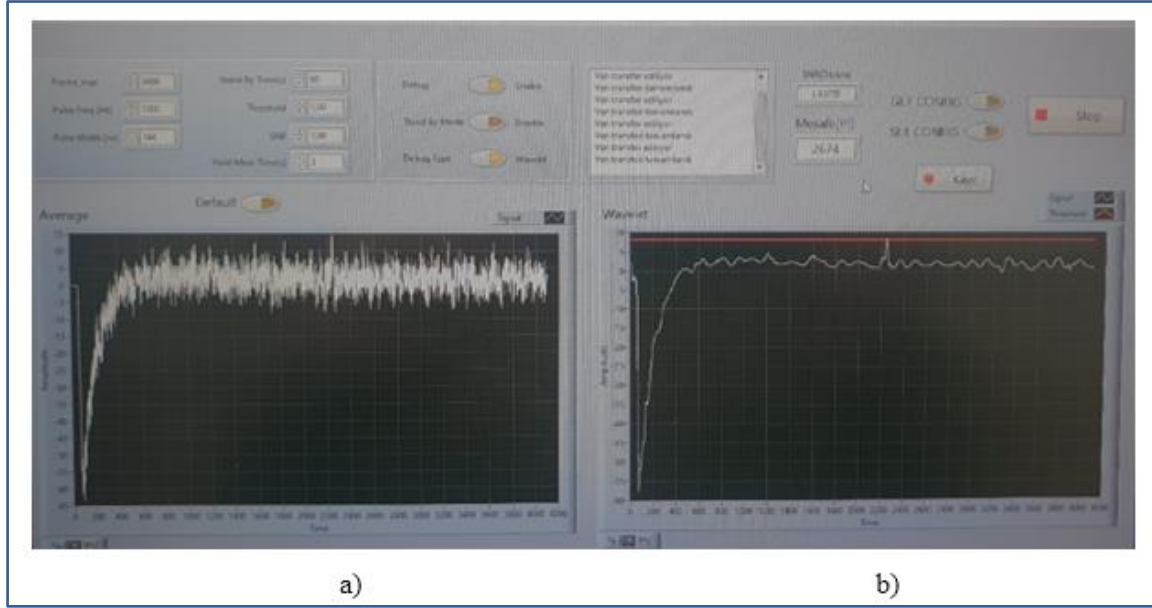
Resim 6.6. SoC MYiR MYC-C7Z010/20 tabanlı test düzeneği

Bu test düzeneği ile yapılan örnek bir ölçümle ilgili hedef bölgesi Resim 6.7’de ve ölçüm sonucunun takip edildiği sonuç arayüz programının görüntüsü Şekil 6.8’de görülmektedir.



Resim 6.7. 2674 m mesafedeki eğimli düz toprak hedef

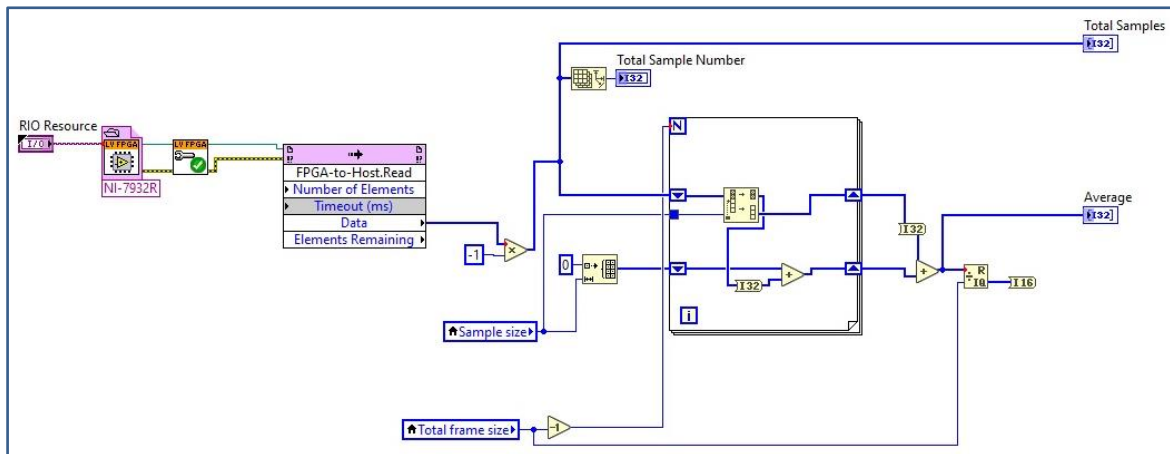
Sonuç arayüzünde sol üst tarafta görüldüğü üzere çerçeve (frame) sayısı 5000, tekrarlama frekansı (pulse freq) 1000 Hz ve lazer darbe genişliği (pulse width) 144 ns olarak ayarlanmıştır. Şekil 6.7’de görülen 2674 m’deki eğimli toprak hedef başarılı bir şekilde ölçülebilmştir. Sonuç ekranı Resim 6.8’de görülmektedir. SNR değerleri teorik hesaplama ile uyumlu çıkmıştır.



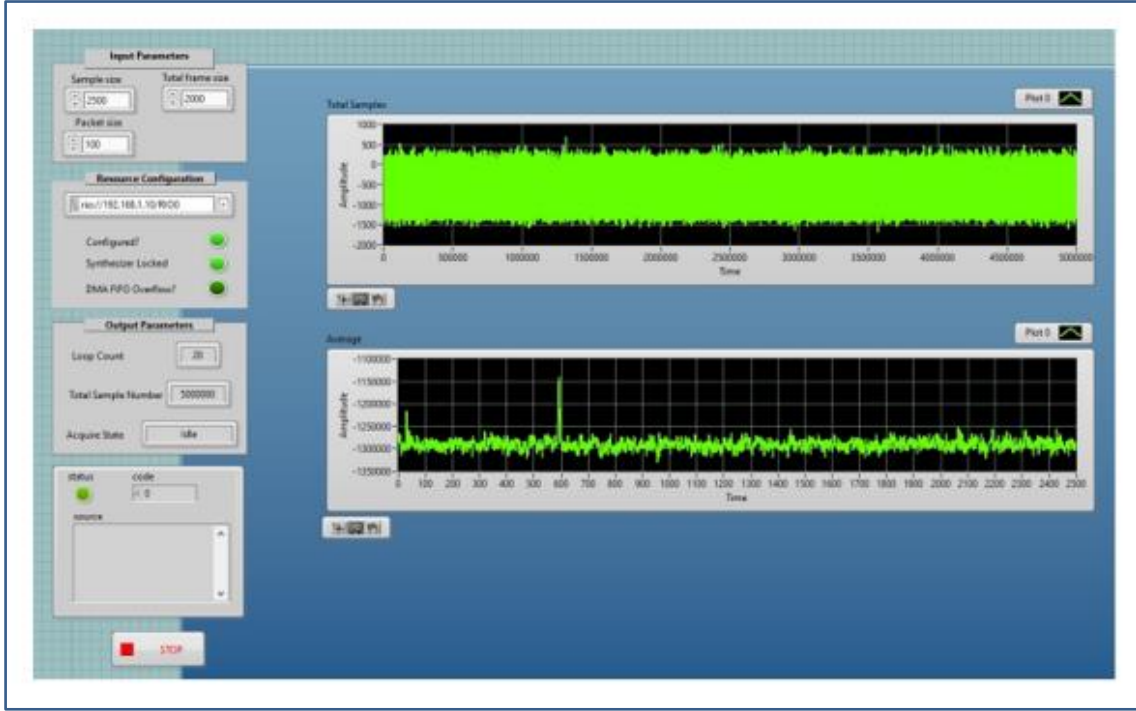
Resim 6.8. Ölçüm arayüz ekranı (a) eş fazlı ortalama ve (b) wavelet filtrelenmiş sinyal

6.3.2. NI tabanlı veri toplama ve işlemci modülü

NI 5761 modülü 4 kanal, 250MS/s veri hızında ve 14-bit analog sayısal dönüştürücü olarak kullanılmaktadır. NI 7932R kontrolcüsü, Xilinx Kintex-7 K325T FPGA ve çift çekirdekli ARM Cortex-A9 işlemcisi içermektedir. Bu birimlerden kurulu veri toplama ve işlemci modülü hazırlanmıştır. Eş fazlı ortalama işlemi blok diyagramı Şekil 6.6'da, kullanıcı arayüzü ise Resim 6.9'da görülmektedir.

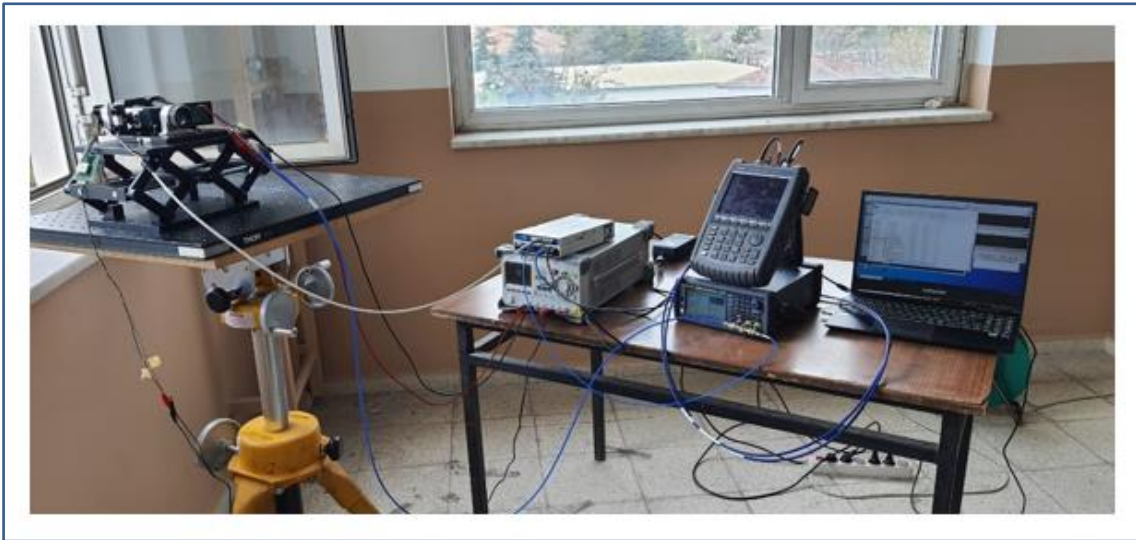


Şekil 6.6. Eş fazlı ortalama Labview blok diagramı



Resim 6.9. Eş fazlı ortalama Labview ön paneli

FPGA işlemcisi tarafından çerçeve sayısı 100'er paketler halinde eş fazlı ortalama için bilgisayara aktarılmaktadır. “Sample size” bir çerçeve içerisindeki örnek sayısını, “Total frame size” eş fazlı ortalama için kullanılacak çerçeve sayısını ve “Total sample number” tüm çerçeveler yanyana birleştirildiğinde elde edilecek örnek sayısını göstermektedir. “Total samples” ölçüm süresince toplanan tüm örnekleri, “Average” ise eş fazlı ortalama ile elde edilmiş bir çerçeve olup örnek sayısı başlangıçta tanımlanmaktadır.



Resim 6.10. NI Tabanlı veri toplama test düzeneği

NI 5761 Adaptör ve NI 7932R kontrolcü Tabanlı Veri Toplama test düzeneği Resim 6.10'da görülmektedir. Örnekleme frekansı 250 MHz ve bir çerçevedeki örnek sayısı 2500'dir. Böylece ölçüm mesafesi en fazla 1500 metredir. Tekrarlama frekansı 100 kHz ve çerçeve sayısı ise 1000 olup ayarlanabilir şekilde tasarlanmıştır. Lazer kaynağının frekansı ve darbe genişliği sinyal üretici ile ayarlanmaktadır. Resimde görülen spektrum analizör dedektörün gürültü gücünü ölçmek için kullanılmıştır.

6.3.3. Mesafe belirsizliği yöntemi ile mesafe ölçümü

Daha yüksek SNR ve yanlış hedef tespitini azaltmak için mesafe belirsizliği (range ambiguity) tekniği tercih edilmektedir. Bu teknikte, mesafesi ölçülen hedef, darbe tekrarlama frekansı (PRF) ile belirlenen maksimum ölçüm mesafesinden daha uzakta olabilir. Eko sinyali alıcıya ulaşmaya kadar birkaç periyot boş geçebilir. Bu durumda, eko sinyalin algılandığı periyot ile mesafe hesabı yanlış olacaktır. Bunu çözmek için en az iki farklı PRF kullanılmaktadır. Farklı PRF'lerde algılanan eko sinyallerinin geliş zamanının çakıştığı periyot hesaplama için kullanılan periyot olmaktadır [100,101].

İki farklı tekrarlama frekans ile yapılan menzil belirsizliği ölçümüne göre Eş 6.2 kullanılarak eko sinyallerinin çakışmasına kadar geçen darbe sayısı n_1 ve Eş.6.3 kullanılarak gerçek mesafe R hesaplanmaktadır.

$$x = \tau_x f_1$$

$$y = \tau_y f_2 \quad (6.1)$$

$$y = \left(\frac{f_2}{f_1}\right)x + n_1 \left[\left(\frac{f_2}{f_1}\right) - 1\right] \quad (6.2)$$

$$R = (n + x)R_{PRF1} \quad (6.3)$$

Burada f_1 , küçük tekrarlama frekansını, f_2 , büyük tekrarlama frekansını, τ_x , f_1 için eko sinyalin gecikme zamanı, τ_y , f_2 için eko sinyalin gecikme zamanı, n_1 , f_1 için boş geçen periyot sayısını, R_{PRF1} , f_1 için maksimum ölçüm mesafesini ve R, ölçülen hedefin doğru mesafesini göstermektedir. NI tabanlı lazer mesafe ölçer test düzeneği kullanılarak menzil belirsizliği (range ambiguity) tekniği ile mesafe ölçümü gerçekleştirilecektir.



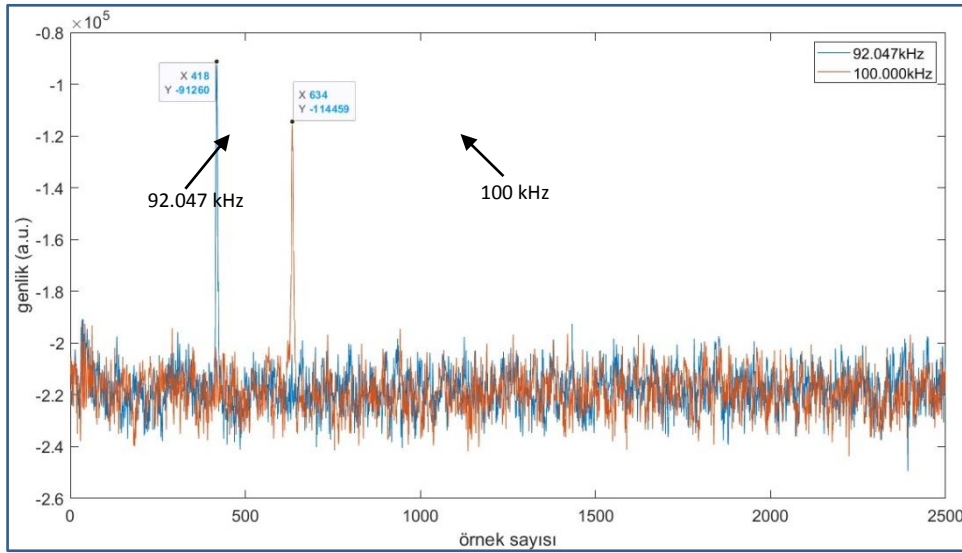
Resim 6.11. 1880 m uzaklıkta bir trafik yönlendirme levhası

Uygulama için lazer darbe süresi 16 ns ve örnekleme frekansı 250 MHz seçilmiştir. Tekrarlama frekansları, 100 kHz ve 92,047 kHz olarak belirlenmiştir. 100 kHz tekrarlama frekansında, çerçevedeki örnek sayısı 2500 iken, 92.047 kHz tekrarlama frekansında örnek sayısı 2716 olacaktır. Test için seçilen hedef, yansıtıcılığı yüksek trafik levhası olup alıcı bakış hattından çekilen fotoğrafı Resim 6.11’de görülmektedir. 100 kHz ve 92.047 kHz tekrarlama frekansında ölçülen ve 200 çerçeve ile eş fazlı ortalaması alınan sinyaller üst üste Şekil 6.7’de görülmektedir. Eko sinyalleri çakışmasına rağmen zaman farklarının daha kolay görülebilmesi için başlangıç darbeleri aynı hizaya getirilerek yeniden düzenlenmiştir.

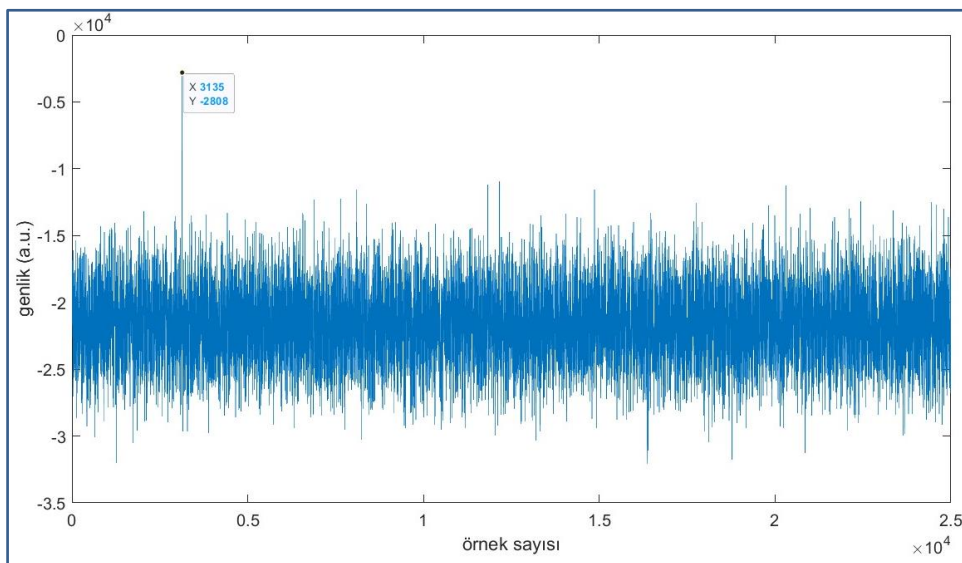
Çizelge 6.3. Mesafe belirsizliği tekniğinde kullanılan parametreler

Parametreler	Ölçümdeki değeri
f_1	92,047 kHz
f_2	100 kHz
τ_x	418x4=1539 ns
τ_y	634x4=2536 ns
R_{PRF1}	1629,6 m

Şekil 6.7'deki τ_x ve τ_y alınarak Eş 6.1 ile $x=0,1539$ ve $y=0,2536$ hesaplanmıştır. Hesaplanan x ve y değerleri kullanılarak Eş 6.2 denklemi çözülerek $n_1=1$ bulunmuştur. Gerçek mesafe R , Eş 6.3 ile hesaplanarak 1880,4 m elde edilmiştir. PRF_1 ve PRF_2 eko sinyallerin SNR değerleri ise sırasıyla 12,34 ve 9,6 olarak elde edilmiştir. Mesafe belirsizliği tekniğinin SNR avantajını göstermek amacıyla mesafe belirsizliği olamadan, gözlem süresi sabit tutularak, 10 kHz ve 1 kHz tekrarlama frekanslarında aynı hedefin mesafesi tekrar ölçülmüştür. 10 kHz tekrarlama frekansında ve 100 çerçeve ile eş fazlı ortalaması alınmış eko sinyal, Şekil 6.8'de görülmektedir. Hedef mesafesi 1881 m ve SNR değeri 1,072 olarak hesaplanmıştır.

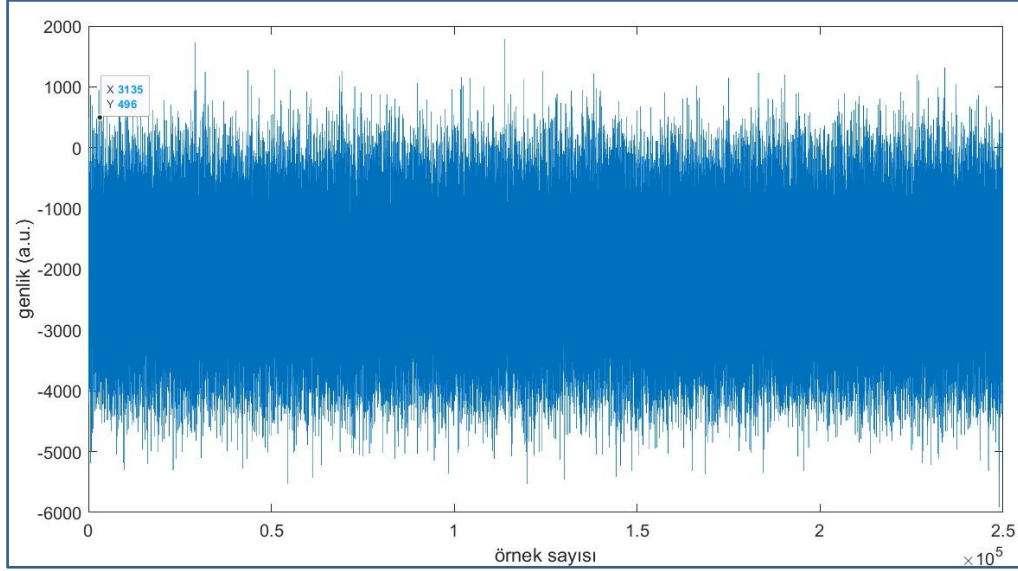


Şekil 6.7. 100 kHz ve 92.047 kHz tekrarlama frekanslarında ölçülen sinyaller



Şekil 6.8. 10 kHz tekrarlama frekans 100 çerçeve eş fazlı ortalama sinyali

Benzer şekilde, 1 kHz tekrarlama frekansında ve 10 çerçeve ile eş fazlı ortalaması alınmış eko sinyal, Şekil 6.9'da görülmektedir. Eko sinyali gürültü içerisinde gömüldüğünden önceki ölçümden yararlanılarak eko sinyal bulunmuş ve SNR değeri 0,5944 olarak hesaplanmıştır.



Şekil 6.9. 1 kHz tekrarlama frekans 10 çerçeve eş fazlı ortalama sinyali

Yapılan testlerin sonuçları Çizelge 6.4'te görülmektedir. Tekrarlama frekansı arttıkça eş fazlı ortalamaya dahil edilecek çerçeve sayısı artmaktadır.

Çizelge 6.4. Farklı tekrarlama frekanslar için karşılaştırma tablosu

Tekrarlama frekansı (kHz)	Maksimum Mesafe (m)	Örnek sayısı	Çerçeve sayısı	Toplam Örnek Sayısı	SNR
100	3000	2500	1000	2500000	9.58
10	30000	25000	100	2500000	1.07
1	300000	250000	10	2500000	0.59

Eş fazlı ortalama da çerçeve sayısı arttıkça gürültünün gücü daha fazla düştüğünden, mesafe belirsizliği tekniğinde sinyal gürültü oranı daha da yükselmektedir.

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, fotoçoğullayıcı tüplerin alternatifi olarak geliştirilen silikon fotoçoğullayıcıların, lazer mesafe ölçer uygulaması ile algılama kapasitesi araştırılmıştır. Bu uygulama çerçevesinde, SiPM dedektörü hem fiziksel olarak yapısı incelenmiş hem de elektriksel karakterizasyonu yapılarak eşdeğer devresi çıkarılmıştır. Tetiklenen alt hücrelerinin tekrar hazır olma süresi hesaplanarak frekans tepkisi elde edilmiştir. İçsel gürültüsü, lineer çığ dedektörleri ile karşılaştırılarak hem genlik hem de istatistiksel açıdan farklılıkları incelenmiştir. Teorik formülasyonlar ile algılama kazancı hesaplanmıştır. Uygulamaya bağlı olarak tercih edilen ön yükselteç tipleri araştırılmıştır. SiPM'in mikro hücre boyutları ve terminal kapasitansına göre uyumlu yükselteç yapıları belirlenmiştir. Düşük gürültülü yükselteç için MMIC tabanlı voltaj ön yükselteci tasarlanarak, simülasyon ve deneysel olarak SiPM dedektörüne uygunluğu araştırılmıştır. MMIC yükseltecin kazanç, S11, S21 ve gürültü değeri parametreleri ölçülerek yapılan tasarımın kalitesi değerlendirilmiştir. Farklı MMIC çipleri ayrı ayrı ve kaskat bağlantı ile gürültü ve frekans tepkisi incelenmiştir. SiPM dedektörünün ürettiği gürültünün baskın olduğu, diğer bileşenlerin gürültü seviyesinin ihmal edilebilir olduğu görülmüştür. SiPM dedektörünün gürültüsünü hem beyaz gürültüye dönüştürmek hem de azaltmak için eş fazlı ortalama tekniği detaylı olarak incelenmiştir. Teorik ve deneysel sonuçların uyumluluğu görülmüştür. İleri sinyal işleme tekniği olarak wavelet ve wiener filtre karşılaştırılmıştır. 6.seviye wavelet dB6 gürültü azaltma tekniği kullanılarak tatmin edici sonuçlar alınmıştır.

Lazer mesafe ölçer uygulaması için kısa darbe lazer diyot sürücü devre tasarımı üzerinde çalışma yapılmıştır. Düz tepeli ve gauss dalga formunda akım üretilerek lazer diyot sürülmüştür. Akım ve lazer dalga formlarının uyumluluğu test edilmiştir. 10-100 ns darbe genişliğinde akım ile sürülerek lazer diyotun anahtarlama frekansı ölçülmüştür. Darbe genişliği kısaltılarak aşırı akımda lazer gücü ölçülerek teorik beklentilere uygunluğu gözlemlenmiştir. Optik tasarım hem lazer diyot hem de dedektör açısından kritik bir role sahiptir. Lazer mesafe ölçer binoküler optik yapısında tasarlanmıştır. Optik gözlerinden biri lazer kaynağının kollimasyonuna, diğer göz ise alıcı olup SiPM dedektör ve göz bakışı için atanmıştır. Zemax simülasyon çalışmaları ile simülasyon ile belirlenen optik bileşenler uygulamalı ölçümler ile doğruluğu test edilmiştir. Merceklerin birbirine göre hizalamaları mikron ölçülerinde yapılmıştır. Kollimasyon ve gözlerin birbirine göre ayarı off axis parabolik ayna ile hassas bir şekilde yapılmıştır. Bu sayede ölçüm koşulları hassas olarak

belirlenmiştir. SiPM tabanlı kurulan lazer mesafe ölçer test düzeneği ile mikro joule enerji skalasında kısa darbe lazer diyot kullanılarak 2500 metrenin üzerinde mesafeye sahip eğimli bir toprak hedef yeterli bir SNR ile ölçülebilmektedir. Ölçümler, hem 90 W ve 100 ns darbe genişliği hem de 140 W ve 16 ns darbe genişliği için başarılı bir şekilde gerçekleştirilmiştir.

SiPM dedektörün uzak mesafe ölçüm başarısı göz önüne alınarak bir SiPM dizin tasarlanarak 3 boyutlu görüntü elde edilmesi için çalışmaların sürdürülmesi bu yönde devam eden bilimsel çalışmalara katkı sağlayacaktır. SiPM array dedektör üretimleri henüz ticari olarak bulunmamaktadır. Mevcut tek çıkışlı sipm dedektörlerden matris oluşturularak bir LiDAR kamerası uygulaması hem güç hem de fiziksel büyüklük açısından ihtiyacı karşılamaktan çok uzak olacaktır. Multidisipliner bir grup çalışması ile çipin ihtiyaca göre tasarlanması ve uygulanmasının önemli sonuçlara hızla ulaşılmasını sağlayacağı değerlendirilmektedir.

Su altı yüksek hızlı haberleşmede SiPM dedektörünün kullanımına yönelik bilimsel çalışmalar sürmektedir. Optik haberleşmenin yüksek veri hızlarına ulaşılması ancak suyun soğurması nedeniyle uzak mesafe haberleşmesinde ilerleme sağlanamaması SiPM dedektörünü gelecekte su altı haberleşmenin önemli bir bileşeni yapması beklenmektedir. Ancak SiPM dedektörünün bandgenişliği ve sığ sularda gün ışığının gürültü etkileri üzerinde çalışılması gereken zorluklardandır. Bandgenişliği ile ilgili olarak aktif sönümlenme ve terminal kapasitansının düşürülmesi ihtiyacı özel SiPM dedektör tasarımlarını gerektirebileceği değerlendirilmektedir.

KAYNAKLAR

1. Agishev, R., Comerion, A., Rodriguez, A. and Sicard, M. (2014). Dimensionless parameterization of LiDAR for laser remote sensing of the atmosphere and its application to systems with SiPM and PMT detectors. *Applied Optics*, 53(15), 3164-3175.
2. Riu, J., Sicard, M., Royo, S. and Comerón, A. (2012). Silicon photomultiplier detector for atmospheric LiDAR applications. *Optics Letters*, 37(7), 1229-1231.
3. Adamo, G. and Busacca, A. (2016). Time of Flight measurements via two LiDAR systems with SiPM and APD. *2016 AEIT International Annual Conference*, 1-5.
4. Bogdanov, S.V., Kolobov, N.A., Levin, E.V., Pozdnyakov, Y.I., Shubin, V., Shushakov, D.A., Sitarsky, K.Y., Torgovnikov, R.A. and Shpakovskiy, T.V. (2018). The new-type silicon photomultiplier for ToF LiDAR and other pulse detecting applications. *Optoelectronic Imaging Multimedia Technology*, 10817, 131-139.
5. McCarthy, A., Collins, R.J., Krichel, N.J., Fernández, V., Wallace, A.M. and Buller, G.S. (2009). Long-range time-of-flight scanning sensor based on high-speed time-correlated single-photon counting. *Applied Optics*, 48(32), 6241-6251.
6. Vinogradov, S.L. (2017). Evaluation of performance of silicon photomultipliers in LiDAR applications. *Photon Counting Applications*, 10229, 92-101.
7. Zhang, L., Chun, H. and Ahmed, Z. (2019). The Future Prospects for SiPM-Based Receivers for Visible Light Communications. *Journal of Lightwave Technology*, 37(17), 4367-4374.
8. Zhang, L., Tang, X., Sun, C., Chen, Z., Li, Z., Wang, H., Jiang, R., Shi, W. and Zhang, A. (2020). Over 10 attenuation length gigabits per second underwater wireless optical communication using a silicon photomultiplier (SiPM) based receiver. *Optics Express*, 28(17), 24968-24980.
9. Wojtanowski, J., Zygmunt, M., Kaszczuk, M., Mierczyk, Z. and Muzal, M. (2014). Comparison of 905 nm and 1550 nm semiconductor laser rangefinders' performance deterioration due to adverse environmental conditions. *Opto-Electronics*, 22, 183-190.
10. Oubei, H.M. (2016). 2.3 Gbit/s underwater wireless optical communications using directly modulated 520 nm laser diode. *Optics Express*, 23(16), 20743-20748.
11. Son, K.T. and Lee, C.C. (2010). Multiple-Target Laser Ranging Receiver Using a Silicon Photomultiplier Array. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 59(11), 3005-3011.
12. Cho, H.-S., Kim, C.H. and Lee, S.G. (2014). A High-Sensitivity and Low-Walk Error LADAR Receiver for Military Application. *IEEE Transactions on Circuits System I: Regular Papers*, 61(10), 3007-3015.

13. Cova, S., Ghioni, M., Lacaita, A., Samori, C. and Zappa, F. (1996). Avalanche photodiodes and quenching circuits for single-photon detection. *Applied Optics*, 35(12), 1956-1976.
14. Spinelli, A. and Lacaita, L. (1997). Physics and numerical simulation of single photon avalanche diodes. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 44(11), 1931-1943.
15. McIntyre, R.J. (1996). A new look at impact ionization-Part I: A theory of gain, noise, breakdown probability, and frequency response. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 46(8), 1623-1631.
16. Kang, Y., Lu, H.X., Lo, Y.-H., Bethune, D.S. and Risk, W.P. (2003). Dark count probability and quantum efficiency of avalanche photodiodes for single-photon detection. *Applied Physics Letters*, 83(14), 2955-2957.
17. Bronzi, D., Villa, F., Tisa, S., Tosi, A. and Zappa, F. (2015). SPAD Figures of Merit for Photon-Counting, Photon-Timing, and Imaging Applications: A Review. *IEEE Sensors Journal*, 16(1), 3-12.
18. Taylor, D.M., Jackson, J.C., Morrison, A.P., Mathewson, A. and Rarity, J.G. (2004). Characterization of novel active area silicon avalanche photodiodes operating in the Geiger mode. *Journal of Modern Optics*, 51(9-10), 1323-1332.
19. Agishev, R.R., Comerón, A., Bach, J., Rodriguez, A., Sicard, M., Riu, J. and Royo, S.R. (2013). LiDAR with SiPM: Some capabilities and limitations in real environment. *Optics and Laser Technology*, 49, 86-90.
20. Internet: OnSemi Introduction to the Silicon Photomultiplier (SiPM). *Cippec*. URL: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND9770-D.PDF>, Son Erişim Tarihi: 02.05.2023.
21. Buzhan, P., Dolgoshein, B., Filatov, L., Ilyin, A., Kantzerov, A., Kaplin, V., Karakash, A., Kayumov, F., Klemin, S. and Popova, E. (2003). Silicon photomultiplier and its possible applications. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 504(1-3), 48-52.
22. Golovin, V. and Saveliev, V. (2004). Novel type of avalanche photodetector with Geiger mode operation. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 518(1-2), 560-564.
23. Stewart, A.G., Wall, L. and Jackson, J. (2008). Properties of silicon photon counting detectors and silicon photomultipliers. *Journal of Modern Optics*, 56(2-3), 240-252.
24. Stewart, A.G., Greene-O'Sullivan, E., Herbert, D., Saveliev, V., Quinlan, F., Wall, L.L., Hughes, P.J., Mathewson, A. and Jackson, J.C. (2006). Study of the properties of new SPM detectors. *Semiconductor Photodetectors III*, 6119, 84-93.
25. Acerbi, F., Paternoster, G., Gola, A., Regazzoni, V., Zorzi, N. and Piemonte, C. (2018). High-Density Silicon Photomultipliers: Performance and Linearity

- Evaluation for High Efficiency and Dynamic-Range Applications. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 54(2), 1-7.
26. Zimmermann, R., Braun, F., Achtnich, T., Lambercy, O., Gassert, R. and Wolf, M. (2013). Silicon photomultipliers for improved detection of low light levels in miniature near-infrared spectroscopy instruments. *Biomedical Optics Express*, 4(5), 659-666.
 27. Kalashnikov, D. and Krivitsky, L.A. (2014). Measurement of photon correlations with multipixel photon counters. *Journal of the Optical Society of America*, 31(10), 25-33
 28. Kudenko, Y. (2009). Representing the T2K Collaboration. The near neutrino detector for the T2K experiment. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 598(1), 289-295.
 29. Balygin, K.A., Zaitsev, V.I., Klimov, A.N., Kulik, S.P. and Molotkov, S.N. (2018). A quantum random number generator based on the 100-Mbit/s poisson photocount statistics. *Journal of Experimental and Theoretical Physics*, 126, 728–740.
 30. Hadfield, R.H. (2009). Single-photon detectors for optical quantum information applications. *Nature Photonics*, 3(12), 696–705.
 31. Linga, K., Godik, E., Levin, E.V., Krutov, J., Zaytsev, V., Shubin, V.E., Shushakov, D.A. and Vinogradov, S.L. (2006). Bio-sensing: The use of a novel sensitive optical detector, In *Optical Fibers and Sensors for Medical Diagnostics and Treatment Applications*. *Optical Fibers and Sensors for Medical Diagnostics and Treatment Applications IV*, 6083, 76-85.
 32. Bisogni, M.G., Del Guerra, A. and Belcari, N. (2019). Medical applications of silicon photomultipliers. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 926, 118-128.
 33. Re, R., Martinenghi, E., Mora, A.D., Contini, D., Pifferi, A. and Torricelli, A. (2016). Probe-hosted silicon photomultipliers for time-domain functional near-infrared spectroscopy: Phantom and in vivo tests. *Neurophotonics*, 3(4), 045004.
 34. Zorn, J., Daumiller, K., Engel, R., Mathes, H.J., Riegel, M., Šmída, R. And Werner, F. (2019). A photomultiplier tube test stand and on-site measurements to characterise the performance of Photonis XP3062 photomultiplier tubes at increased background light conditions and lower gain. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 938, 20-28.
 35. İnternet: Highly Sensitive MPPC for LiDAR. *Cipec*.URL: https://www.photonics.com/Products/Highly_Sensitive_MPPC_for_Lidar/pr67990, Son Erişim Tarihi: 26.04.2023.
 36. İnternet: Polyakov, S.V. Photomultiplier Tubes. *Cipec*.URL: https://tsapps.nist.gov/publication/get_pdf.cfm?pub_id=914456, Son Erişim Tarihi: 26.04.2023.

37. Gundacker, S. and Heering, A. (2020). The silicon photomultiplier: Fundamentals and applications of a modern solid-state photon detector. *Physics in Medicine and Biology*, 65(17), 17TR01.
38. İnternet: Photomultiplier Tube. *Cipec*.URL: https://www.hamamatsu.com/us/en/product/optical-sensors/pmt/pmt_tube-alone/head-on-type/R669.html. Son Erişim Tarihi: 26.04.2023.
39. İnternet: MPPC S15639-1325PS. *Cipec*.URL: <https://www.hamamatsu.com/eu/en/product/optical-sensors/distance-position-sensor/lidar-sensor/mppc-for-lidar/S15639-1325PS.html>, Son Erişim Tarihi: 26.04.2023.
40. İnternet: Harvey, R. Can you please give a brief introduction to silicon photomultipliers (SiPM) and their use in medical imaging?. *Cipec*.URL: <https://www.news-medical.net/news/20170322/Advances-in-SiPM-for-medical-imaging.aspx>, Son Erişim Tarihi: 26.04.2023.
41. Bisogni, M.G. Guerra, A.D. and Belcari, N. (2019). Medical applications of silicon photomultipliers. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 926, 118-128.
42. Lecoq, P. and Gundacker, S. (2021). SiPM applications in positron emission tomography: toward ultimate PET time-of-flight resolution. *The European Physical Journal Plus*, 136(3), 292.
43. Sonni I, Baratto L, Park S, Hatami N, Srinivas S, Davidzon G, Gambhir SS, Iagaru A. (2018). Initial experience with a SiPM-based PET/CT scanner: influence of acquisition time on image quality. *European Journal of Nuclear Medicine and Molecular Imaging Physics*, 5(1), 1-12.
44. Vandenberghe, S., Mikhaylova, E., D’Hoe, E., Mollet, P. and Karp, J.S. (2016). Recent developments in time-of-flight PET. *European Journal of Nuclear Medicine and Molecular Imaging Physics*, 3, 1-30.
45. Wagatsuma, K., Miwa, K. Sakata, M. Oda, K., Ono, H., Kameyama, M., Toyohara, J. and Ishii, K. (2017). Comparison between new-generation SiPM-based and conventional PMT-based TOF-PET/CT. *Physica Medica*, 42, 203-210.
46. Guberman, D., Cortina, J., Ward, J., Hahn, A., Mazin, D., Boix, J., Detlaff, A., Fink, D., Gaweda, J., Haberer, W., Illa, J., Mundet, J., Vera, Y. and Wetteskind, H. (2018). Light-Trap: A SiPM Upgrade for Very High Energy Astronomy and Beyond. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 912, 61-63.
47. İnternet: The Cherenkov Telescope Array, *Cipec*.URL: <https://ecap.nat.fau.de/index.php/research/gamma-ray-astronomy/cta/>, Son Erişim Tarihi: 26.04.2023.
48. Berti, A., Chiavassa, A., Corti, D., Depaoli, D., Di Pierro, F., Lessio, L., Mallamaci, M., Mariotti, M., Perennes, C., Rando, R., Vallania, P. and Vigorito, C. (2020). Development and test of a SiPM cluster for a SiPM version of the Cherenkov Telescope Array LST camera. *Nuclear Instruments and Methods in Physics*

Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, 982, 164373.

49. Ambrosi, G., Bertucci, B., Caprai, M., Fiandrini, E., Ionica, M., Tosti, L. and Vagelli, V. (2018). Characterization and possible astrophysics applications of UV sensitive SiPM devices. *Nuova Cimento C Geophysics Space Physics C*, 41(1-2), 1-2.
50. Ambrosi, G., Vagelli, V. (2022). Applications of silicon photomultipliers in ground-based and spaceborne high-energy astrophysics. *The European Physical Journal Plus*, 137(1), 170.
51. Yoo, H.W., Druml, N., Brunner, D., and et al. (2018). MEMS-based LiDAR for autonomous driving. *Elektrotechnik und Informationstechnik*, 135, 408–415.
52. İnternet: Sensor Fusion, *Cipec* URL: <https://www.futurelearn.com/info/courses/intelligent-systems/0/steps/247629>, Son Erişim Tarihi: 07.01.2023.
53. Li, N., Ho, C.P., Lim, L.W., Chen, G., Fu, Y.H. and Lee L.Y.T. (2022). A Progress Review on Solid-State LiDAR and Nanophotonics-Based LiDAR Sensors. *Laser and Photonics Reviews*, 16(11), 2100511.
54. Villa, F.; Severini, F.; Madonini, F.; Zappa, F. (2021). SPADs and SiPMs Arrays for Long-Range High-Speed Light Detection and Ranging (LiDAR). *Sensors*, 21(11), 3839.
55. Donati, S. (2021). *Avalanche Photodiode, SPAD, and SiPM Photodetectors: Devices, Circuits and Applications* (Edition 2). Willey-IEEE Press, 175-220.
56. Pantoli, L. and et al. (2019). Electronic Interface for LiDAR System and Smart Cities Applications. *Journal of Communications Software and Systems*, 15(2), 118-125.
57. Luo, H., Xu, B., Xu, H., Chen, J. and Yadan Fu, Y. (2015). Maximum detection range limitation of pulse laser radar with Geiger-mode avalanche photodiode array. *Journal of Modern Optics*, 62(9), 761-768.
58. Chen J G, Ni X X, Yuan B and et al. (2021). Analysis of detection probability performance of SiPM LiDAR under sunlight. *Opto-Electronic Engineering*, 48(10), 210196.
59. İnternet: Laser Diode for LiDAR. *Cipec*.URL: https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/opto/laser_diode/high_power/ld_for_lidar_spice_an-e.pdf, Son Erişim Tarihi: 28.04.2023.
60. İnternet: Triple-Junction Laser Diodes. *Cipec*.URL: <https://seminex.com/triple-junction/>, Son Erişim Tarihi: 30.04.2023.
61. İnternet: Metal Can TO56, SPL UL90AT08. *Cipec*.URL: <https://ams-osram.com/products/lasers/ir-lasers-eel/osram-metal-can-to56-spl-ul90at08>, Son Erişim Tarihi: 30.04.2023.

62. İnternet: Pulsed Laser Diode L11854-336-05. *Cipec*.URL: https://www.hamamatsu.com/content/dam/hamamatsu-photonics/sites/documents/99_SALES_LIBRARY/lpd/L11854-336-05_E.pdf, Son Erişim Tarihi: 01.05.2023.
63. İnternet: Rainbow, P. High-Power Pulsed Laser Diodes Take on New Industrial and Commercial Applications. *Cipec*.URL: https://www.optoscience.com/maker/lc/pdf/pulsed_laser_diodes.pdf, Son Erişim Tarihi: 30.04.2023.
64. İnternet: PGA Series of Multi- and Single-epi 905 nm Pulsed Laser Semiconductor Diodes. *Cipec* URL : <https://www.excelitas.com/product-category/905nm-pulsed-semiconductor-laser-diodes>, Son Erişim Tarihi: 07.01.2023.
65. Liu, C.Y., Wu, C.C., Tang, L.C., Chieng, W.H., Chang, E.Y., Peng, C.Y. and Kuo, H.C. (2022). Design of High Peak Power Pulsed Laser Diode Driver. *Photonics*, 9(9), 652.
66. Chen, Z., Yan, Y., Shu, J., Liu, K. and Qiu, J. (2021). Modulated High Power and Narrow Pulse Width Laser Drive Circuit for LiDAR System. *Electronics*, 10(7), 823.
67. Li, L., Xu, H., Yan, L., Li, G., Wang, D., Ying, J. and Huang, F. (2023). Designing a 1550 nm Pulsed Semiconductor Laser-Emission Module Based on a Multiquantum-Well Equivalent Circuit Model. *Electronics*, 12(7), 1578.
68. Lopac, N., Jurdana, I., Brnelić, A. and Krljan, T. (2022). Application of Laser Systems for Detection and Ranging in the Modern Road Transportation and Maritime Sector. *Sensors*, 22(16), 5946.
69. Sánchez, M., Gallego, D and Lamela, H. (2021). Overdrive Short Pulse High Peak Power Diode Lasers Without Catastrophic Optical Damage. *IEEE Photonics Journal*, 13(4), 1-7.
70. Sanchez, M., Gallego, D. and Lamela, H. (2022). High current short pulse driver using a high power diode laser for optoacoustic biomedical imaging techniques. *Optics Express*, 30(25), 44954-44966.
71. Prado, E.O.; Bolsi, P.C.; Sartori, H.C. and Pinheiro, J.R. (2022). An Overview about Si, Superjunction, SiC and GaN Power MOSFET Technologies in Power Electronics Applications. *Energies*, 15(14), 5244.
72. İnternet: Product Selector Guide for Gallium Nitride (GaN) FETs and Ics. *Cipec*.URL: <https://epc-co.com/epc/products/gan-fets-and-ics>, Son Erişim Tarihi: 28.04.2023.
73. Giorgi, D.M., Philippbar, J. and Long J. (2009). Apparatus and Method for Driving Pulsed Laser Diode. *United State Patent US7,545,839 B2*.
74. İnternet: What are Silicon Photomultipliers (SiPMs)?. *Cipec*.URL: <https://www.azosensors.com/article.aspx?ArticleID=865>, Son Erişim tarihi: 02.05.2023.

75. İnternet: Physics and operation of the MPPC silicon photomultiplier. *Cipec*.URL: <https://hub.hamamatsu.com/us/en/technical-notes/mppc-sipms/physics-and-operation-of-the-MPPC-silicon-photomultiplier.html>, Son Erişim Tarihi: 02.05.2023.
76. D'Ascenzo, N.; Zhang, X. and Xie, Q. (2017). Application of CMOS Technology to Silicon Photomultiplier Sensors. *Sensors*, 17(10), 2204.
77. İnternet: Ootani, W., SiPM, Status and Perspectives. *Cipec*.URL: https://indico.cern.ch/event/392833/contributions/1829473/attachments/785875/1077253/SiPMReview_OotaniRD51.pdf, Son Erişim Tarihi: 02.05.2023.
78. A. Fabbri and et al. (2022). Low Background Readout Electronics for Large Area Silicon Photomultipliers. *Journal of Physics: Conference Series*, 2374(1), 012085.
79. Kitsmiller VJ, Campbell C and O'Sullivan TD. (2020). Optimizing sensitivity and dynamic range of silicon photomultipliers for frequency-domain near infrared spectroscopy. *Biomedical Optics Express*, 11(9), 5373-5387.
80. Gundacker S and Heering A. (2020). The silicon photomultiplier: fundamentals and applications of a modern solid-state photon detector. *Physics in Medicine and Biology*, 65(17), 17TR01.
81. Jiang, J.; Jia, J.; Zhao, T.; Liang, K.; Yang, R. and Han, D. (2017). Recovery Time of Silicon Photomultiplier with Epitaxial Quenching Resistors. *Instruments*, 1(1), 5.
82. Tao, Y., Rajapakse, A. and Erickson, A. (2022). Advanced antireflection for back-illuminated silicon photomultipliers to detect faint light. *Scientific Reports*, 12(1), 13906.
83. İnternet: Introduction to silicon photomultipliers (SiPMs). *Cipec*.URL: https://www.first-sensor.com/cms/upload/appnotes/AN_SiPM_Introduction_E.pdf, Son Erişim Tarihi: 02.05.2023.
84. Acerbi, F. and Gundacker, S. (2019). Understanding and simulating SiPMs. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 926, 16-35.
85. Huizenga, J., Seifert, S., Schreuder, F., Van Dam, H.T., Dendooven, P., Löhner, H., Vinke R. and Schaart, D.R. (2012). A fast preamplifier concept for SiPM-based time-of-flight PET detectors. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 695, 379-384.
86. Kolka, Z., Barcik, P. and Biolkova, V. (2022). Statistical Analysis of Silicon Photomultiplier Output Signals. *Sensors*, 22(23), 9134.
87. Marano, D., Bonanno, G., Garozzo, S., Grillo, A., and Romeo, G. (2016). A New Simple and Effective Procedure for SiPM Electrical Parameter Extraction. *IEEE Sensors Journal*, 16(10), 3620-3626.

88. Hesari, S.H.; Haque, M.A. and McFarlane, N. (2021). A Comprehensive Survey of Readout Strategies for SiPMs Used in Nuclear Imaging Systems. *Photonics*, 8(7), 266.
89. Rompelman, O. and Ros, H. H. (1986). Coherent averaging technique: A tutorial review Part 1: Noise reduction and the equivalent filter. *Journal of Biomedical Engineering*, 8(1), 24-29.
90. Lyons, R, G. (2010). *Understanding Digital Signal Processing* (Edition 2). Prentice Hall, 590-597.
91. Rompelman, O. and Ros, H. H. (1986). Coherent averaging technique: A tutorial review Part 2: Trigger jitter, overlapping responses and non-periodic stimulation. *Journal of Biomedical Engineering*, 8(1), 30-35.
92. Goovaerts, H.G. and Rompelman, O. (1991). Coherent average technique-a tutorial review. *Journal of Biomedical Engineering*, 13(4), 275-280.
93. Alegria, O. C and et al. (2015). Empirical Wavelet Transform-based Detection of Anomalies in ULF Geomagnetic Signals Associated to Seismic Events with a Fuzzy Logic-based System for Automatic Diagnosis. In Wavelet transform and some of its real-world applications. *Intechopen*, 111-114.
94. İnternet:Wavelet, Daubechies (db6) Properties. *Cipec*.URL: <https://wavelets.pybytes.com/wavelet/db6/>, Son Erişim Tarihi:07.05.2023.
95. Priya, K.D., Sasibhushana G.R. and Subba P.S.V. (2016). Comparative Analysis of Wavelet Thresholding Techniques with Wavelet-wiener Filter on ECG Signal. *Procedia Computer Science*, 87, 178-183.
96. Maarten Jansen (2001). *Noise Reduction by Wavelet Thresholding*. New York: Springer,161-175.
97. Candan, C., Tiken, M., Berberoglu, H., Orhan, E. and Yeniay, A. (2021). Experimental Study on Km-Range Long-Distance Measurement Using Silicon Photomultiplier Sensor with Low Peak Power Laser Pulse. *Applied Sciences*, 11(1), 403.
98. İnternet: Mathworks, Npwnthresh. *Cipec*.URL: <https://www.mathworks.com/help/phased/ref/npwnthresh.html>, Son Erişim Tarihi:02.05.2023.
99. İnternet: MYC-C7Z010/20 CPU Module. *Cipec*.URL: <https://www.myirtech.com/list.asp?id=525>, Son Erişim Tarihi:21.05.2023.
100. Richards, M. A. (2014). *Fundamentals of Radar Signal Processing* (Edition 2). New York: McGraw-Hill, 188-192.
101. Hovanessian, S. A. (1976). An Algorithm for Calculation of Range in a Multiple PRF Radar. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, (2), 287-290.



Gazili olmak ayrıcalıktır