



**GERÇEK ZAMANLI GENİŞ BANT İZGE ALGILAMA  
SİSTEMİNİN GÖMÜLÜ SİSTEMLERDE UYGULANMASI**

**IMPLEMENTING REAL-TIME WIDEBAND SPECTRUM  
SENSING SYSTEM ON EMBEDDED SYSTEMS**

**CEVAT ÇAĞATAY AKKURT**

**DR. ÖĞR. ÜYESİ BARIŞ YÜKSEKKAYA**

**Danışman**

**DR. ADNAN ORDUYILMAZ**

**2. Danışman**

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı için Öngördüğü

YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak hazırlanmıştır.

Mayıs 2023

## ÖZET

# GERÇEK ZAMANLI GENİŞ BANT İZGE ALGILAMA SİSTEMİNİN GÖMÜLÜ SİSTEMLERDE UYGULANMASI

**Cevat Çağatay AKKURT**

**Yüksek Lisans, Elektrik Elektronik Mühendisliği**

**Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Barış YÜKSEKKAYA**

**Eş Danışman: Dr. Adnan ORDUYILMAZ**

**Mayıs 2023, 134 sayfa**

Gerçek zamanlı geniş bant izge algılama ihtiyacı, karmaşık sinyallerin bulunduğu yoğun ortamlarda ortam farkındalığının oluşturulması için ortaya çıkmıştır. Kablosuz haberleşme sistemlerinde kullanılmayan izge kanallarının kestriminde, verimli kaynak kullanımında ve elektronik harp ortamlarında hassas ve detaylı parametre çıkarımlarında izge algılama önemli rol oynamaktadır.

Bu tez çalışmasında, geniş bant izge algılama çalışması hem bilgisayar benzetim ortamında hem de gerçek zamanlı olarak alanda programlanabilir kapı dizileri (Field Programmable Gate Array, FPGA) üzerinde gerçekleştirilmiştir. İzge algılama için uyarlanan işaret işleme algoritması 4 GHz örnekleme frekansına sahip ve Nyquist tabanlı olacak şekilde geliştirilmiştir. Bilgisayar ortamında gerçekleştirilen benzetim sonuçları bir karşılaştırma mekanizması olarak kullanılmış ve gerçek zamanlı benzetim performanslarıyla karşılaştırılmıştır. Gerçek zamanlı çalışmalarda anlık olarak 2 GHz bant genişliğinde sonuçlar incelenmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** FPGA, FFT, Geniş Bant İzge Algılama, Nyquist

## **ABSTRACT**

# **IMPLEMENTING REAL-TIME WIDEBAND SPECTRUM SENSING SYSTEM ON EMBEDDED SYSTEMS**

**Cevat Çağatay AKKURT**

**Master of Science , Electrical and Electronics Engineering**

**Supervisor: Dr. Öğr. Üyesi Barış YÜKSEKKAYA**

**2nd Supervisor: Dr. Adnan ORDUYILMAZ**

**May 2023, 134 pages**

The need for real-time wideband spectrum sensing has emerged for creating environmental awareness in dense environments where complex signals are present. Spectrum sensing plays an important role in efficient resource utilization and the detection of unused spectral channels in wireless communication systems, as well as in the extraction of precise and detailed parameters in electronic warfare environments.

This thesis work presents a wideband spectrum sensing study that is implemented both in computer simulation environment and in real-time on Field Programmable Gate Array (FPGA) devices in the field. The signal processing algorithm adapted for spectrum sensing is developed with a sampling frequency of 4 GHz and Nyquist-based. The simulation results obtained in the computer environment are used as a comparison mechanism and compared with real-time simulation performance. In real-time studies, results were obtained with a bandwidth of 2 GHz in real-time were investigated.

**Keywords:** FPGA, FFT, Wideband Spectrum Sensing, Nyquist

# İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET .....	i
ABSTRACT .....	ii
İÇİNDEKİLER .....	iii
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	v
ŞEKİLLER DİZİNİ .....	vii
KISALTMALAR .....	x
1. GİRİŞ .....	1
1.1. Literatürde Geniş Bant İzge Algılama.....	2
1.2. Tezin Kapsamı .....	4
1.3. Tezin Organizasyonu .....	5
2. İZGE ALGILAMA .....	6
2.1. Geniş Bant İzge Algılama .....	7
3. KAVRAMSAL TEMELLER .....	11
3.1. Nyquist .....	11
3.2. Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform, FFT) .....	11
3.3. Kanallaştırıcı .....	12
3.4. Geniş Bant FFT Algoritması .....	14
3.5. Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri (Field Programmable Gate Arrays, FPGA) ve Analog Sayısal Dönüştürücü (Analog-to-Digital Converter, ADC) Yapısı.....	16
4. SAYISAL TASARIM .....	18
4.1. FFT Bloğu .....	22
4.2. Twiddle Factors .....	23
4.3. Max Hold .....	23
4.4. FIFO.....	23
5. BİLGİSAYAR ORTAMINDA BENZETİM SONUÇLARI ve KARŞILAŞTIRMA ..	25
5.1. Giriş .....	25

5.2. Matlab Benzetimi .....	25
5.2.1. Benzetim Ortamı .....	25
5.2.2. İşaret Modelleri .....	25
5.2.3. Sonuçlar .....	27
5.3. FPGA Benzetimi .....	48
5.3.1. Benzetim Ortamı .....	49
5.3.2. İşaret Modelleri .....	49
5.3.3. Sonuçlar .....	50
6. GERÇEK ZAMANLI FPGA BENZETİMİ ve SONUÇLARI .....	66
6.1. Sonuçlar .....	72
6.1.1. Gürültü Ölçümü için Gerçek Zamanlı Uygulama Sonuçları .....	72
6.1.2. Sürekli ve Darbeli İşaretler için Gerçek Zamanlı Uygulama Sonuçları .....	79
6.1.3. Aynı Ortamda Bulunan İşaretler için Gerçek Zamanlı Uygulama Sonuçları .....	96
6.1.4. Düşük Güçteki İşaretler için Gerçek Zamanlı Uygulama Sonuçları .....	105
6.1.5. Frekans Modülasyonlu İşaret İçin Gerçek Zamanlı Uygulama Sonucu .....	109
7. SONUÇ .....	113

## ÇİZELGELER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Tablo 4.1 Geniş Bant FFT Giriş-Çıkış .....	21
Tablo 4.2 Geniş Bant FFT IP-Core Arayüz Tanımlamaları .....	22
Tablo 5.1 Benzetim-1 Parametreleri .....	28
Tablo 5.2 Benzetim-1 Parametreleri .....	31
Tablo 5.3 Benzetim-3 Parametreleri .....	34
Tablo 5.4 Benzetim-4 Parametreleri .....	37
Tablo 5.5 Benzetim-5 Parametreleri .....	40
Tablo 5.6 Benzetim-6 Parametreleri .....	43
Tablo 5.7 Benzetim-7 Parametreleri .....	46
Tablo 5.8 FPGA Benzetim-1 Parametreleri .....	50
Tablo 5.9 FPGA Benzetim-2 Parametreleri .....	54
Tablo 5.10 FPGA Benzetim-3 Parametreleri .....	57
Tablo 5.11 FPGA Benzetim-4 Parametreleri .....	59
Tablo 5.12 FPGA Benzetim-5 Parametreleri .....	62
Tablo 6.1 FPGA Kartı Genel Kaynak Tüketimi .....	67
Tablo 6.2 Geniş Bant FFT IP Kaynak Tüketimi .....	68
Tablo 6.3 Geniş Bant FFT IP Yazmaç Tablosu, Y:Sadece Yazma O:Sadece Okuma YO:Okuma ve Yazma .....	70
Tablo 6.4 Sürekli Yayın-1 Parametreleri .....	80
Tablo 6.5 Sürekli Yayın-1 Parametreleri .....	81
Tablo 6.6 Sürekli Yayın-1 Parametreleri .....	82
Tablo 6.7 Darbeli Yayın-1 Parametreleri .....	91
Tablo 6.8 Darbeli Yayın-2 Parametreleri .....	93
Tablo 6.9 3. Nyquist Sürekli Yayın Parametreleri .....	95
Tablo 6.10 Aynı ortamda bulunan iki işaret için parametreler .....	97
Tablo 6.11 Aynı ortamda bulunan iki darbeli işaret için parametreler .....	99

Tablo 6.12 Aynı ortamda bulunan birinci sürekli işaret için parametreler .....	101
Tablo 6.13 Aynı ortamda bulunan ikinci sürekli işaret için parametreler .....	102
Tablo 6.14 Frekans Modülasyonlu İşaret Yayın Parametreleri .....	110



## ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 3.1	Ayarlanabilir Geniş Bant FFT yapısı ..... 14
Şekil 4.1	Sayısal Tasarım Blok Şeması ..... 18
Şekil 4.2	Geniş Bant FFT IP Yapısı..... 20
Şekil 5.1	Sürekli İşaret Yayın Örneği ..... 26
Şekil 5.2	Darbeli İşaret Yayın Örneği ..... 27
Şekil 5.3	Benzetim-1 Geniş Bant FFT Sonucu ..... 29
Şekil 5.4	Benzetim-1 Max-Hold Sonucu ..... 30
Şekil 5.5	Benzetim-2 Geniş Bant FFT Sonucu ..... 32
Şekil 5.6	Benzetim-2 Max-Hold Sonucu ..... 33
Şekil 5.7	Benzetim-3 Geniş Bant FFT Sonucu ..... 35
Şekil 5.8	Benzetim-3 Max-Hold Sonucu ..... 36
Şekil 5.9	Benzetim-4 İzge Sonucu ..... 38
Şekil 5.10	Benzetim-4 Max-Hold Sonucu ..... 39
Şekil 5.11	Benzetim-5 İzge Sonucu ..... 41
Şekil 5.12	Benzetim-5 Max-Hold Sonucu ..... 42
Şekil 5.13	Benzetim-6 İzge Sonucu ..... 44
Şekil 5.14	Benzetim-6 Max-Hold Sonucu ..... 45
Şekil 5.15	Benzetim-7 İzge Sonucu ..... 47
Şekil 5.16	Benzetim-7 Max-Hold Sonucu ..... 48
Şekil 5.17	Matlab Üzerinden FPGA Benzetim-1 Girdi İşareti Gösterimi ..... 51
Şekil 5.18	Vivado Üzerinden FPGA Benzetim-1 Girdi İşareti Gösterimi ..... 51
Şekil 5.19	Questa-Sim Üzerinden FPGA Benzetim-1 Geniş Bant FFT Tek Kanal Gösterimi ..... 52
Şekil 5.20	Questa-Sim Üzerinden FPGA Benzetim-1 Geniş Bant FFT 8 Kanal Gösterimi ..... 52
Şekil 5.21	Matlab Üzerinden FPGA Benzetim-1 Max-Hold Gösterimi ..... 53

Şekil 5.22	Questa-Sim Üzerinden FPGA Benzetim-2 Geniş Bant FFT Tek Kanal Gösterimi .....	55
Şekil 5.23	Questa-Sim Üzerinden FPGA Benzetim-2 Geniş Bant FFT 8 Kanal Gösterimi .....	55
Şekil 5.24	Matlab Üzerinden FPGA Benzetim-2 Max-Hold Gösterimi .....	56
Şekil 5.25	Matlab Üzerinden FPGA Benzetim-3 Max-Hold Gösterimi .....	58
Şekil 5.26	Questa-Sim Üzerinden FPGA Benzetim-4 Geniş Bant FFT 8 Kanal Gösterimi .....	60
Şekil 5.27	Questa-Sim Üzerinden FPGA Benzetim-4 Geniş Bant FFT 8 Kanal Gösterimi .....	60
Şekil 5.28	Matlab Üzerinden FPGA Benzetim-4 Max-Hold Gösterimi .....	61
Şekil 5.29	Matlab Üzerinden FPGA Benzetim-5 girdi İşareti Gösterimi .....	63
Şekil 5.30	Questa-sim Üzerinden FPGA Benzetim-5 Girdi İşareti Gösterimi .....	63
Şekil 5.31	Questa-sim Üzerinden FPGA Benzetim-5 girdi Tek Kanal Gösterimi .	63
Şekil 5.32	Questa-sim Üzerinden FPGA Benzetim-5 girdi Tek Kanal Gösterimi .	64
Şekil 5.33	Matlab Üzerinden FPGA Benzetim-5 Max-Hold Gösterimi .....	65
Şekil 6.1	FPGA zamanlama (timing) sonucu.....	69
Şekil 6.2	32 FFT boyutu ile gürültü seviyesi .....	73
Şekil 6.3	64 FFT boyutu ile gürültü seviyesi .....	74
Şekil 6.4	128 FFT boyutu ile gürültü seviyesi.....	75
Şekil 6.5	256 FFT boyutu ile gürültü seviyesi.....	76
Şekil 6.6	512 FFT boyutu ile gürültü seviyesi.....	77
Şekil 6.7	1024 FFT boyutu ile gürültü seviyesi .....	78
Şekil 6.8	2048 FFT boyutu ile gürültü seviyesi .....	79
Şekil 6.9	32 FFT boyutu ile 800 MHz sürekli yayın.....	83
Şekil 6.10	64 FFT boyutu ile 800 MHz sürekli yayın .....	84
Şekil 6.11	128 FFT boyutu ile 800 MHz sürekli yayın .....	85
Şekil 6.12	256 FFT boyutu ile 800 MHz sürekli yayın .....	86
Şekil 6.13	512 FFT boyutu ile 800 MHz sürekli yayın .....	87
Şekil 6.14	1024 FFT boyutu ile 800 MHz sürekli yayın .....	88

Şekil 6.15	2048 FFT boyutu ile 800 MHz sürekli yayın .....	89
Şekil 6.16	32 FFT boyutu ile 800 MHz 15 db güç kaybı sürekli yayın .....	90
Şekil 6.17	32 FFT boyutu ile 1600 MHz darbeleri yayın .....	92
Şekil 6.18	32 FFT boyutu ile 3450 MHz darbeleri yayın .....	94
Şekil 6.19	32 FFT boyutu ile 5100 MHz sürekli yayın .....	96
Şekil 6.20	32 FFT boyutu 800 MHz + 1600 MHz sürekli yayın .....	98
Şekil 6.21	32 FFT boyutu 800 MHz + 1600 MHz darbeleri yayın .....	100
Şekil 6.22	32 FFT boyutu 800 MHz + 807 MHz sürekli yayın.....	103
Şekil 6.23	64 FFT boyutu 800 MHz + 807 MHz sürekli yayın.....	104
Şekil 6.24	64 FFT boyutu 800 MHz + 807 MHz sürekli yayın yakınlaştırılmış sonucu .....	105
Şekil 6.25	32 FFT boyutu ile -60 dBm 800 MHz sürekli yayın .....	106
Şekil 6.26	1024 FFT boyutu ile -60 dBm 800 MHz sürekli yayın.....	107
Şekil 6.27	2048 FFT boyutu ile -60 dBm 800 MHz sürekli yayın.....	108
Şekil 6.28	2048 FFT boyutu ile -70 dBm 800 MHz sürekli yayın.....	109
Şekil 6.29	32 FFT boyutu ile 1400 MHz merkez frekanslı frekans modülasyonlu sürekli yayın izge gösterimi .....	110
Şekil 6.30	32 FFT boyutu ile 1400 MHz merkez frekanslı frekans modülasyonlu sürekli yayın yakınlaştırılmış izge gösterimi .....	111
Şekil 6.31	32 FFT boyutu ile 1400 MHz merkez frekanslı frekans modülasyonlu sürekli yayın izge gösterimi .....	112

## KISALTMALAR

<b>ADC</b>	: Analog-to-Digital Converter	Analog Sayısal Dönüştürücü
<b>AWGN</b>	: Additive White Gaussian Noise	Eklenir Beyaz Gauss Gürültü
<b>BRAM</b>	: Block Random Access Memory	Blok Rastgele Erişimli Bellek
<b>CLB</b>	: Configurable Logic Block	Yapılandırılabilir Mantık Blokları
<b>CW</b>	: Continous Wave	Sürekli İşaret
<b>DAC</b>	: Digital-to-Analog Converter	Sayısal Analog Dönüştürücü
<b>DFT</b>	: Discrete Fourier Transform	Ayrık Fourier Dönüşümü
<b>DSP</b>	: Digital Signal Processing	Sayısal İşaret İşleme
<b>FF</b>	: Flip Flop	İki Durumlu Devre
<b>FFT</b>	: Fast Fourier Transform	Hızlı Fourier Dönüşümü
<b>FIFO</b>	: First In First Out	İlk Giren İlk Çıkar
<b>FPGA</b>	: Field Programmable Gate Array	Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri
<b>Fs</b>	: Frequency Sampling	Örnekleme Frekansı
<b>IF</b>	: Intermediate Frequency	Anlık Frekans
<b>IP-Core</b>	: Intellectual Property-Core	Fikri Mülkiyet Çekirdeği
<b>LUT</b>	: Look-Up Table	Aramalı Tablo
<b>PRI</b>	: Pulse Repetition Interval	Darbe Tekrarlama Aralığı
<b>PW</b>	: Pulse Width	Darbe Genişliği
<b>RF</b>	: Radio Frequency	Radyo Frekansı
<b>SNR</b>	: Signal-to-Noise Ratio	İşaret-Gürültü Oranı
<b>TF</b>	: Twiddle Factors	Büküm Faktörü
<b>VHDL</b>	: Very High-Speed Integrated Circuit Hardware Description Language	Yüksek Hızlı Tümlleşik Devreler için Donanım Tanımlama Dili

# 1. GİRİŞ

Geniş bant izge algılama, gelecek nesil kablosuz iletişim sistemleri için önemli bir süreçtir. Kablosuz sistemlerde veri trafiğine olan talep giderek artmaktadır. Gelecekteki ağlarda çok daha yüksek veri hızları sağlamak için, iletim kaynakları bugünkünden daha etkin bir şekilde kullanılmalıdır. Kablosuz sistemlerde kaynakların etkin kullanımı, verimli ve güvenilir bir kablosuz iletişim sağlamak için son derece önemlidir. Kablosuz sistemlerde kaynaklar, kablosuz cihazlar tarafından kullanılacak olan sınırlı radyo frekansı izgesi, frekans bantları, veri aktarım gücü ve ağ bant genişliği gibi faktörleri ifade eder. Bu kaynakların, kullanıcıların yüksek kaliteli kablosuz hizmetler alması için etkin bir şekilde kullanılması gerekmektedir. Kaynakların etkin kullanımı, daha fazla kullanıcının aynı anda bağlanabilmesini ve daha hızlı veri aktarımı yapabilmesini sağlar. Ayrıca, etkin kaynak kullanımı, kablosuz hizmetlerin daha düşük maliyetle sunulmasına ve kullanıcıların daha uygun fiyatlarla hizmet alabilmesine yardımcı olur [1].

Özellikle, radyo frekansı izgesi, kablosuz sistemler için sınırlı, değerli ve hayati bir kaynak olarak önemlidir. İzge, kablosuz iletişim için kullanılan elektromanyetik frekansların aralığına karşılık gelir. Bu izge, farklı frekans bantlarına ayrılmıştır ve her bant belirli bir kablosuz hizmet veya uygulama için kullanılabilir. Örneğin; bazı frekans bantları hücresel iletişim için kullanılırken, diğerleri Wi-Fi veya Bluetooth için kullanılır. Kablosuz cihaz ve hizmet sayısı arttıkça, izge talebi de artar. Bu nedenle, izgenin etkin ve verimli bir şekilde kullanılması, tüm kullanıcıların yüksek kaliteli kablosuz hizmetlere erişimini sağlamak için kritiktir. Verimsiz izge kullanımı, tıkanıklık, girişim ve düşük hizmet kalitesine neden olabilir, bu da kullanıcıları olumsuz etkileyebilir ve kablosuz hizmetlerin büyümesini sınırlandırabilir. İzge algılama, geniş frekans bantları üzerinde kullanılmayan izge boşluklarını tespit etmeyi amaçlar ve bu boşlukların ikincil kullanıcılar tarafından hizmet kalitesi gereksinimlerini karşılamak için kullanılmasını sağlar. Bu yüzden izge algılama algoritmaları birçok kez çalışılmıştır [2]. İzge algılama algoritmaları, kablosuz sistemlerde izge verimliliği sağlamak ve optimize etmek için kullanılan önemli araçlardan biridir. Bu algoritmalar, bir kablosuz cihazın kullanılabilir olan frekans bantlarını tespit

etmesini ve kullanılmayan frekans bantlarını diğer cihazlar için kullanılabilir hale getirmesini sağlar. Kullanılmayan frekans bantlarının tespit edilmesi, tıkanıklığı önler ve daha fazla kullanıcıya yüksek hızda kablosuz hizmet sağlar. Bunun yanı sıra, izgenin etkin bir şekilde kullanılması, daha fazla cihazın aynı anda çalışmasına olanak tanır ve kablosuz hizmetlerin daha geniş bir çerçevede sunulmasına yardımcı olur. Ayrıca izge algılama algoritmaları, belirli bir frekans bandının meşgul olup olmadığını da tespit edebilir [3].

Günümüzde yoğun elektromanyetik alanların artması, birden fazla işaretlerin aynı ortamda bulunması ve ortam farkındalığının oluşturulmak istenmesi hızlı, verimli ve etkin bir izge algılama ihtiyacını ortaya çıkarmıştır. Yüksek bant genişlikli işaretlerin işlenmesi için de günümüzdeki sistemlerin yeni nesil geniş bant işaret işleme algoritmalarını kullanması gerekmektedir. Gelişen teknoloji ile beraber yüksek örnekleme frekanslarına sahip (Sampling Frequency, Fs) analog sayısal dönüştürücülerin varlığı geniş bant işaret işleme algoritmalarının gömülü sistemler üzerinde gerçek zamanlı olarak işlenmesine olanak vermektedir.

## **1.1. Literatürde Geniş Bant İzge Algılama**

Geniş bant, kullanılan frekans aralığının geniş olması anlamına gelir. Geniş bant izge algılama, ortam farkındalığı oluşturmak için frekans bantlarının çıkarımında kullanılır. Örneğin bir kablosuz ağda kullanılabilen boş frekans bantlarını tespit etmek için kullanılabilir. Kullanılmayan frekans bantlarının tespit edilmesine olanak tanır ve böylece bu bantlar diğer kablosuz ağlar için kullanılabilir hale gelir. Geniş bant izge algılama, kablosuz ağların performansını artırmak ve kablosuz iletişimdeki tıkanıklığı azaltmak için önemli bir teknolojidir. Geniş bant izge algılama bilişsel radyo ağları, elektronik harp, haberleşme gibi günümüzde birçok farklı alanda kullanılmaktadır [4]. İzge algılama problemi üzerine de geleneksel ve modern sistemler için yoğun bir şekilde çalışılmıştır [5, 6].

Geniş bant izge algılama problemine çözüm olarak literatürde genellikle Nyquist ve Alt-Nyquist algoritmalar kullanılmaktadır [7]. Alt-Nyquist yöntemleri olarak sıkıştırılmalı algılama algoritmaları kullanılmaktadır. Sıkıştırılmalı algoritma, örneklenen ölçümlerin

sayısını azaltır ve bu az sayıdaki ölçümlerden orijinal işareti oluşturur. Alt-Nyquist yöntemleri, seyrek gösterim, ölçüm veya kodlama ve seyrek gerikazanım veya kod çözme olmak üzere üç ana süreci içerir. Sıkıştırılmış algılama teorisi, seyreklik ve karşılıklı koherans olmak üzere iki temel kavrama dayanmaktadır. Bu iki koşul, belirsiz bir doğrusal sistem olan seyrek kurtarma probleminin çözülebilmesini sağlamak için gereklidir. Kablosuz iletişimde, işaretlerin çoğu frekans alanında seyrek olduğundan, frekans kanalı sürekli olarak birincil kullanıcıları tarafından işgal edilirken diğerleri kullanılmaz veya seyrek kullanılır. Bu özellik, sıkıştırılmış algılamanın geniş bant izge algılama için uygulanmasını mümkün kılmıştır. Nyquist tabanlı yöntemlerde ise dalga temelli algılama [8, 9], çoklu bant birleşik algılama [10] ve filtre bantı temelli algılama yöntemleri [11] sıklıkla kullanılmıştır. Dalga temelli algılama yaklaşımı, işgal edilen kanalların kenarlarını karakterize eden bir kenar temelli algılamadır. Bu bilgiyi kullanarak dalga temelli algılama teknikleri geniş bant izgeyi birkaç temel yapı bloğuna böler ve daha sonra izgenin yapısındaki düzensizlikleri tespit etmek için bir dalgasal dönüşümü (wavelet transform) uygular. Bu düzensizlikler, işgal edilen kanallar ve frekans konumları hakkında değerli bilgiler taşır. Bu teknikler önemli bir gecikmeye neden olur. Bu gecikmeyi azaltmanın bir yolu, birkaç bantı birlikte algılamaktır. Çoklu bant birleşik algılamada, ikincil bir kullanıcı birkaç alt bantı aynı anda algılar ve her bant için alınan örneklerin enerjisi hesaplanır. Daha sonra, tüm alt bantlar için optimal eşikler belirler ve algılama olasılığını maksimize etmek ve yanlış alarm olasılığını minimize etmek için bir optimizasyon sorunu çözer. Optimal eşikleri bulmak için optimizasyon problemi, gecikmeyi azaltmak yerine büyük bir gecikmeye neden olur. Filtre bankası temelli algılamada, birkaç bant geçiren filtreyi kullanılır. Her filtre çıkışında, bir enerji algılayıcısı birincil kullanıcının aktivitesini algılamak için kullanılır. Yukarıda bahsedilen tüm teknikler yüksek örnekleme hızı, büyük gecikme ve yüksek güç tüketimi gibi sınırlamalara sahiptir. Ayrıca, bu çalışmaların çoğunda, frekans kanallarını algılamak ve işgal oranlarını tahmin etmek için enerji algılama kullanılmıştır [12]. Bu çalışmada bilinmeyen işaretler için enerji tespit algoritması kullanılmış ve gürültü gaussian kabul edilmiş ve ortalaması sıfır olarak kabul edilmiştir. Enerji algılama, gürültüye çok hassastır, bu nedenle bu teknik özellikle düşük işaret-gürültü oranında (Signal to Noise Ratio, SNR) değerlerinde etkisizdir. Bazı çalışmalarda siklotasyonel (Cyclostationary) tabanlı izge algılama konusu üzerinde

durulmuştur [13]. Bu çalışmalarda ilk önce siklotasyonel işlemlerin genel özelliklerinden bahsedilir ve izge algılama uygulamaları hakkında bilgi verilir.

Geniş bant almaç yapılarında Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri (Field Programmable Gate Arrays, FPGA) tabanlı çalışmalar mevcuttur [14]. Bu çalışmalarda daha çok kaynak tüketimleri ve benzetimler üzerinde durulmuş ve çok yüksek bant genişliklerine çıkılmamıştır.

FPGA üzerinde gürültü azaltılması için çokfazlı kanallaştırıcı yapıları genel olarak tercih edilmektedir [15]. Çokfazlı kanallaştırıcı yapılarında bant belirli genişlikte bantlara bölünerek her bir bant bağımsız olarak işlenmektedir. FPGA tarafında ise bu durum kaynak miktarını arttırabilmektedir. Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform, FFT) tabanlı kanallaştırıcılar ise kaynak tüketimi açısından ve kolay uygulanabilirliği sayesinde verimli bir yapı olarak karşımıza çıkmaktadır [16]. Bu tez çalışmasında da FFT tabanlı kanallaştırıcı yapısı kullanılmıştır.

Genel olarak literatürde gerçekleştirilen çalışmalarda çok yüksek bant genişliğine ulaşamamıştır. Yapılan çalışmaların büyük çoğunlu gömülü sistemler üzerinde gerçekleştirilmeden benzetim düzeyinde kalmıştır ve belirli bir amaca yönelik çalışmalarla sınırlı kalmış genel bir çözüm arayışında bulunulmamıştır. Bu tez çalışmasında ise geniş bant izge algılama algoritması FFT tabanlı olarak FPGA üzerinde 2 GHz yüksek bant genişlikli ve gerçek zamanlı sonuçlar elde edilebilecek şekilde üretilmiştir. Algoritma tasarımında belirli bir amaca yönelik olmaması için özel tasarımlar geliştirilmiş ve farklı alanlarda kullanım için gerekli genellemeler gerçekleştirilmiştir. Sonuçlar farklı alanlarda kullanılması için gerekli genellemeler gerçekleştirilmiştir.

## **1.2. Tezin Kapsamı**

Bu tez çalışmasında küçük parçalı FFT yapıları ile fazları kaydırılmış paralel örnekler kullanılarak Nyquist tabanlı bir geniş bant izge algoritmasının FPGA üzerinde gerçekleştirilmesi yapılmıştır. Bu tezin literatüre katkıları ve özgün değeri aşağıdaki gibi özetlenebilir:



- Nyquist tabanlı geniş bant FFT izge algılama yöntemi gerçek zamanlı olarak FPGA üzerinde gerçekleştirilmiştir.
- Önceki çalışmalardan farklı olarak gerçek zamanlı 2 GHz bant genişliğinde anlık olarak izge çıkarımı yapılmıştır.
- Haberleşme, elektronik harp, parametre çıkarımı gibi farklı alanlardaki çalışmalar için izge çıkarımı kullanılabilir.

### 1.3. Tezin Organizasyonu

Tez yedi bölümden oluşmaktadır:

- Bölüm 1’de tez çalışmasının amacı ve kapsamı belirtilmiştir.
- Bölüm 2’de izge algılamadan bahsedilmiş ve konu ile ilgili yapılan literatürdeki çalışmalar özetlenmiştir.
- Bölüm 3’te algoritmanın teorik alt yapısı anlatılmış ve FPGA ile ilgili kısa anlatım yapılmıştır.
- Bölüm 4’te algoritmanın sayısal tasarımı anlatılmıştır.
- Bölüm 5’te gerçekleştirilecek algoritmanın benzetimleri yapılmıştır ve sonuçlar paylaşılmıştır. Öncelikle bilgisayar ortamında Matlab [17] programı üzerinden bir benzetim gerçekleştirilmiş daha sonrasında ise sayısal tasarımı yapılan algoritmanın questa-sim [18] kullanılarak FPGA benzetimi gerçekleştirilmiştir. Benzetim sonuçları için farklı işaretler denenmiş ve sonuçlar birbirleriyle karşılaştırılmıştır.
- Bölüm 6’da benzetimleri yapılmış algoritmanın sayısal tasarım kısmının FPGA üzerinde gerçek zamanlı olarak çalıştırılması ele alınmıştır. Sonuçlar benzetim sonuçları ile kıyaslanmış ve FFT boyutunun algoritma üzerinde etkisi incelenmiştir.
- Bölüm 7’de uygulanan yöntemin genel bir değerlendirilmesi yapılmış ve ileride bu konuda yapılabilecek çalışmalar ile ilgili öneriler sunulmuştur.

## 2. İZGE ALGILAMA

Bu bölümde genel olarak izge algılamadan ve geniş bant üzerinde izge algılama yöntemlerinden, yapılan çalışmalardan bahsedilmiştir. Ağırlıklı olarak tez çalışmasında ele alınan geniş bant izge çıkarımı problemini daha iyi tanımlayabilmek için literatürde çalışılmış geniş bant izge algılama yöntemlerinden bazıları özetlenmiştir.

İzge algılama süreci, bir Radyo Frekansı (Radio Frequency, RF) işaretinin varlığını tespit etmeyi amaçlar, ancak aynı zamanda işaret gücü, frekansı, kipleme şekli gibi özelliklerini de tespit edebilir [19]. Bu bilgi, RF işaretinin kaynağını tespit etmeye yardımcı olur ve işaret iletimi ve alımı sırasında oluşabilecek güçlüklerin önlenmesine yardımcı olur.

İzge algılamada, literatürde enerji algılama, ilinti algılama, eşleştirilmiş filtre algılama ve siklotasyonel özellik algılama (Cyclostationary Feature Detection) gibi yöntemler kullanılarak yapılmaktadır [20–22]. Bu teknikler, hassasiyetleri, doğrulukları ve karmaşıklıkları açısından birbirlerinden farklıdır ve teknik seçimi, özel uygulama ve sistemin gereksinimlerine göre değişebilir.

Enerji algılama yöntemleri, verinin bir frekans aralığında toplandıktan sonra verinin toplam enerjisi üzerinden algılama yapar [23]. Bu yöntemler, verinin izgesel yoğunluğunun daha yüksek olduğu dar frekans aralıklarında daha hassas verinin izgesel yoğunluğu daha düşük olan geniş frekans aralıklarında daha az hassas olmaktadır.

İlinti algılama yöntemleri de dar bant izge algılama yöntemleri arasında yer alır. Bu yöntemler, verinin bir frekans aralığında toplandıktan sonra verinin ilintisini ölçerek algılama yapar [24].

Siklotasyonel algoritmaya dayalı tespit, gürültüye karşı sağlamdır ve enerji tespiti ile karşılaştırıldığında yüksek tespit performansına sahiptir [20–22].

Eşleştirilmiş filtre tabanlı tespit, alınan örnekleri işareten kaydedilmiş bazı örnekleriyle karşılaştırarak birincil kullanıcı işareti hakkında önceden bilgi sahibi olmayı gerektirir [25]. Bu teknik, işaret hakkındaki bilginin genellikle mevcut olmaması nedeniyle pratik değildir.

Bu yöntemler, verinin dar bir frekans aralığında toplanmasını ve işlenmesini içerir ve genellikle verinin izgesel yoğunluğunun daha yüksek olduğu dar frekans aralıklarında kullanılır. Geniş frekans bantlarında geniş bant izge algılama için bu tekniklerin direk uygulanması mümkün değildir.

## 2.1. Geniş Bant İzge Algılama

Geniş Bant İzge Algılama, yüksek örnekleme hızını gerektirdiğinden yüksek işleme süresi ve enerji tüketimiyle sonuçlanan bir zorluk olarak araştırmacılar tarafından çalışılan ve gelecek nesil iletişim sistemlerinin tasarımı için karşılaşılan zorluklardan biridir. Geleneksel iletişim sistemlerinde, bu algılama Nyquist hızında çalışan bir Analog Sayısal Dönüştürücü (Analog to Digital Converter,ADC) tarafından gerçekleştirilir, bu da yüksek bir örnekleme hızı ve uygulama karmaşıklığına neden olur [7]. Örneğin, 0 ile 6 GHz aralığındaki geniş frekans bantları üzerinde geniş bantlı bir işareti algılamak için bu işaret, Nyquist hızında çalışan yüksek çözünürlüklü bir ADC ile örneklendirilmelidir. Bu, bant sınırlı işaretin maksimum frekansının en az iki katı olması gerektiği anlamına gelir; yani 12 GHz veya daha yüksek. Nyquist tabanlı algılama tekniklerinin uygulanması, donanım sınırlamaları ve hesaplama maliyeti nedeniyle geniş bant izge algılaması için pratik değildir. Bu nedenle, daha yenilikçi yaklaşımlar üzerinde çalışılmıştır. Dalga Tabanlı Tespit (Wavelet-Based Detection) [8, 9, 26], Çoklu Bant Birleştirme Tabanlı Tespit (Multi-Band Joint-Based Detection) [10], Filtre Bankası Birleştirme Tabanlı Tespit (Filter Bank-Joint Detection) [27] ve Alt-Nyquist örneklemeyle dayalı daha yenilikçi yaklaşımlar [28, 29], hem akademik hem de endüstriyel alanda geniş çaplı araştırma konusu olmuştur. Bu yöntemler arasında Alt-Nyquist örnekleme yöntemleri olarak, Sıkıştırılmış Algılama (Compressive Sensing, CS) yöntemleri ve Çoklu Anten yöntemleri bulunmaktadır. Bu yöntemlerin başarımı, benzetimler ve deneyler aracılığıyla değerlendirilebilir [30].

Dalga Tabanlı Tespit yaklaşımı, işgal edilen kanalların kenarlarını karakterize eden bir kenar tabanlı tespittir. Bu bilgiyi kullanarak dalga tabanlı tespit teknikleri geniş bant izgesini birkaç temel yapı bloğuna ayırır ve ardından izgenin yapısındaki düzensizlikleri tespit etmek

için dalgasal dönüşümü (wavelet transform) uygular. Bu yöntem, işgal edilen kanalların frekans konumları hakkında değerli bilgileri taşır. Ancak bu teknik önemli bir gecikme süresi yaratmaktadır. Bu gecikmeyi azaltmanın bir yolu birkaç bantı birlikte algılamaktır. Çoklu bant birleştirme tespitinde, ikincil bir kullanıcı aynı anda birkaç alt bant algılar ve her bant için alınan örneklerin enerjisi hesaplanır. Sonra, tüm alt bantlar için optimal eşikler belirlenir ve tespit olasılığını en üst düzeye çıkarmak ve yanlış alarm olasılığını en aza indirmek için. Optimal eşikleri bulmak için optimizasyon problemi çözmek, gecikme süresini azaltmak yerine büyük bir gecikme süresi tanıtır. Filtre bankası-tabanlı tespit, birkaç bant geçiren filtre kullanılır. Her filtre çıkışında, bir enerji dedektörü kullanılarak birincil kullanıcının etkinliği tespit edilir. Yukarıda bahsedilen tüm tekniklerin yüksek örnekleme hızı, büyük gecikme süresi ve yüksek güç tüketimi gibi sınırlamaları vardır. Ek olarak, bu araştırma çalışmalarının çoğunda frekans kanallarını algılamak ve işgal oranlarını tahmin etmek için enerji tespiti kullanılmıştır. Ancak, enerji tespiti gürültüye çok hassastır çünkü gürültü ile işaretler arasında ayırım yapmaz. Bu nedenle, özellikle düşük SNR değerlerinde bu teknikler verimsizdir [31].

Geniş Bant İzge Algılama ve algılanmasını hızlandırmak için sıkıştırılmış algılama önerilmiştir [32]. CS, verinin özetini az sayıda örnekleme noktası kullanarak çıkarma işlemine dayalı bir yöntemdir [33]. Bu yöntem, veri örnekleme oranını azaltarak veri toplama ve işleme sırasında tasarruf etmeyi amaçlar [34]. Bu işlemler üç ana süreçten oluşur: seyrek temsil (sparse representation), ölçme (measurement) veya kodlama (encoding) ve seyrek kurtarma (sparse recovery) veya çözümlenme (decoding) CS yöntemi, örnekleme sırasında verinin önceden bilinen bir özelliğine (örneğin, sınırlı destek veya sınırlı dönüşüm) uygun bir şekilde örnekleme yapılarak uygulanır. Örnekleme sırasında, veri örnekleri önceden bilinen bir dönüşüm uygulanarak dönüştürülür ve dönüştürülmüş veri örnekleri az sayıda örnekleme noktası kullanılarak toplanır. Dönüştürülmüş veri örnekleri, örnekleme sırasında verinin özelliklerine uygun bir şekilde seçilir ve bu nedenle verinin özetini çıkarma işlemi için yeterlidir. Dönüştürülmüş veri örnekleri, örnekleme işlemi tersine çevirerek orijinal verinin özetini çıkartır. Orijinal verinin özeti, CS yöntemi kullanılarak elde edilen veri örneklerinin bir kümesine dayanır ve bu nedenle verinin özeti, örnekleme sırasında verinin

özelliklerine uygun bir şekilde seçilir. CS algoritması iki temel kavrama dayanmaktadır: seyreklik (sparsity) ve karşılıklı uyum (mutual coherence) [35]. Bu iki koşul, seyrek kurtarma sorununun, belirsiz bir doğrusal sistem olduğundan emin olmak için gereklidir. Kablosuz iletişimde, işaretlerin çoğu frekans alanında seyrek olup, az sayıda frekans kanalı sürekli olarak birincil kullanıcılar tarafından kullanılırken diğerleri kullanılmaz veya seyrek olarak kullanılır. Bu özellik, geniş bant izgenin algılanması için sıkıştırılmış algılama uygulamasını mümkün kılmıştır [32].

Çoklu anten yöntemleri, geniş bant izge algılamada birden fazla anten kullanılarak verinin toplanması ve işlenmesine dayalı bir yöntemdir [36]. Bu yöntemler, birden fazla anten kullanılarak verinin farklı açılardan toplanmasını ve bu verilerin birleştirilerek işlenmesini içerir. Çoklu anten yöntemleri, birden fazla anten kullanılarak verinin daha hassas bir şekilde toplanmasını ve işlenmesini sağlar. Bu yöntemler arasında, örneğin, hümeleme yöntemleri, çok kanallı yöntemler ve bütünleşik yöntemler bulunur. Bu yöntemlerin başarımı, benzetimler ve deneyler aracılığıyla değerlendirilebilir.

Geniş bant izge algılama, özellikle bilişsel radyo alanında önemli bir uygulama alanıdır, burada verilen frekans bandında mevcut olan çeşitli RF işaretlerin tanımlanması ve sınıflandırılması için kullanılır [4]. Bu bilgi, bilişsel radyo sistemleri tarafından kendi iletim parametrelerini, örneğin frekans, güç ve kipleme, diğer işaretlerle etkileşimi önlemek ve mevcut izgen verimli bir şekilde kullanılmasını eniyilemek için uyarlanabilir.

Geniş bant izge algılama, ayrıca radar sistemleri, kablosuz haberleşme sistemleri ve askeri ve istihbarat amaçlı elektromanyetik izge izlenmesi gibi çeşitli diğer uygulamalarda da kullanılabilir [37]. Bu uygulamalarda, geniş bant izge algılama, farklı türde RF işaretlerin tespit edilmesi ve sınıflandırılması, aynı zamanda işaret kaynaklarının konumunun ve güçlerinin belirlenmesi için kullanılabilir.

Geniş bant izge algılama, genellikle büyük bir bant genişliği üzerinde, RF işaretlerinin varlığını ve güçlerini tespit etme sürecidir. Bu, genellikle RF alıcıları veya yazılım tanımlı radyolar (Software Defined Radio, SDR) gibi özel sensörler kullanılarak yapılır, bu sensörler izge inceleyerek RF işaretlerinin varlığını tespit edebilir [38].

Geniş bant izge algılama yöntemleri, geniş bir frekans aralığında izge algılamaya yönelik yöntemlerdir. Bu yöntemler, geleneksel izge algılama yöntemlerine göre daha geniş bir frekans aralığını kapsayabilir ve böylece daha fazla izgesel fırsatı tespit edebilir. Geniş bant izge algılama yöntemleri, geleneksel Nyquist örnekleme yöntemlerine göre daha az örnekleme hızı gerektirir ve bu nedenle daha az veri toplama ve işleme gerektirir. Ancak, geniş bant izge algılama yöntemleri gürültüye karşı daha az dayanıklıdır.

Alt-Nyquist teknikleri, Nyquist teoremine göre örnekleme hızını azaltarak maliyeti düşürmekte ve sistemler için güç tasarrufu sağlamaktadır. Ancak bu tekniklerin doğruluk ve hassasiyeti Nyquist tekniklerine göre düşük olmaktadır.

Alt-Nyquist teknikleri genellikle RF işaretlerinin özelliklerinin az bilindiği veya değişken olduğu durumlarda tercih edilir. Örneğin, bilişsel radyo sistemleri gibi dinamik ortamlarda işaret özellikleri sürekli olarak değişebilir, bu nedenle alt-Nyquist teknikleri kullanılabilir.

Alt-Nyquist tekniklerine örnek olarak kompresyon tabanlı örnekleme ve çoklu örnekleme gösterilebilir [39]. Bu yöntemlerin hangisinin kullanılacağı, özel uygulama ve sistemin gereksinimlerine göre değişebilir.

Bu tez kapsamında da alt-Nyquist yöntemi kullanılarak geniş bant izge algılama üzerinde çalışılmıştır.

### **3. KAVRAMSAL TEMELLER**

Bu bölümde, tezin tamamında kullanılan yöntemler ve bu yöntemlerin anlaşılması için kavramsal bilgilere yer verilmiştir. Bu bölüm, beş alt başlıktan oluşmaktadır. Birinci alt bölümde, Nyquist örnekleme teorisi anlatılmıştır. İkinci alt bölümde, Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform, FFT) yapısından bahsedilmiştir. Üçüncü alt bölümde, yüksek örnekleme frekansına sahip olmak için Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri (Field Programming Gate Arrays, FPGA) üzerinde yapılacak kanallaştırıcı yapısı anlatılmıştır. Dördüncü alt bölümde, FPGA üzerinde gerçekleştirilecek Geniş Bant FFT algoritması anlatılmıştır. Beşinci alt bölümde, kullanılacak olan FPGA çipinden ve FPGA üzerinde bulunan Analog Sayısal Dönüştürücü (Analog-to-Digital Converter, ADC) yapısından bahsedilmiştir.

#### **3.1. Nyquist**

Örnekleme teoremi olarak da bilinen Nyquist teoremi yaklaşık analog işaretlerin sayısallaştırılmasında kullanılmaktadır. Orjinal dalga formunda en yüksek frekansta döngü başına iki örnek, karışık işaretler ile uğraşacaksa bizim için eşik olmalıdır ve bu noktada karşılık gelen örnekleme frekansına Nyquist oranı denilmektedir. Analog işaret Nyquist oranından daha düşük bir frekansta örneklenirse, orjinal işaret istenilen şekilde yapılandırılmaz. Nyquist teoremi örnekleme frekansının işleyeceğimiz işaretin en az iki katı olması gerektiğini söylemektedir [40].

Bu tez kapsamında, anlık 2 GHz bant genişliği çıkarımı yapılmıştır ve bu yüzden örnekleme frekansı 4 GHz olarak seçilmiştir.

#### **3.2. Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform, FFT)**

FFT, bir dizinin ayrık Fourier dönüşümünü (Discrete Fourier Transform, DFT) ya da ters ayrık dönüşümünü hesaplayan bir algoritmadır. Fourier analizinde bir işaret bulunduğu

uzaydaki (genellikle zaman uzayı) gösteriminden frekans uzayındaki gösterimine ya da tersine dönüştürülür. DFT’de ise ayırık veri dizileri farklı frekans öğelerine ayrılır. Bu operasyon her ne kadar birçok alanda kullanışlı olsa da, doğrudan formüllerle hesabı hızlı ve pratik değildir; bu nedenle DFT hesabı için FFT algoritmaları kullanılmaktadır.

FFT algoritmaları DFT dönüşüm matrisinin seyrek matrislere ayrıştırılması ile çalışır. Bu şekilde DFT’nin karmaşıklığını düşürmektedir. Veri boyutunun binler veya milyonlar mertebesinde olması durumunda FFT standart DFT’den çok daha hızlı çalışır. Yuvarlama hatası olması durumunda ise birçok FFT algoritmasının daha doğru sonuç verdiği belirtilebilir [41].

Gömülü sistemlerde FFT algoritmalarının gerçekleştirilmesi DFT yapısına göre daha kolaydır. Bu yüzden gömülü sistemlerde FFT algoritmaları tercih edilmektedir. Özellikle FPGA üzerinde FFT gerçekleştirilmesi konusunda da çalışmalar mevcuttur [42].

$N$  boyutlu FFT Eş. 1’de gösterilmiştir.

$$S(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n)W_N^{kn} \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

Burada  $k$  FFT indeksi,  $n$  ise örnek indeksidir.  $W$  fonksiyonu Eş. 2 ile tanımlanır.

$$W_N^{kn} = e^{-j2\pi kn/N} \quad (2)$$

### 3.3. Kanallaştırıcı

Kanallaştırıcı kullanılmasının üç ana sebebi vardır. Birinci sebebi hassasiyeti arttırmak, ikinci sebebi aynı Ara Frekans (Intermediate Frequency, IF) bandındaki farklı frekanslardaki istenmeyen işaretleri eleyebilmek ve üçüncü sebebi de FPGA’lerdeki işlem yükünü azaltmaktır.



Gürültü, Eklenir Beyaz Gauss Gürültü (Additive White Gaussian Noise, AWGN) olarak varsayıldığında, gürültü seviyesi bant genişliği ile doğru orantılıdır. Kanallaştırıcı kullanılarak, sadece istenen frekans bandı filtrelerden geçirilerek, İşaret-Gürültü Oranında (Signal-to-Noise Ratio, SNR) artış sağlanabilir. SNR oranındaki artış (3)'deki formüle göre hesaplanabilir.

$$SNR = 10 \log_{10}\left(\frac{N_{ch}}{2}\right) \quad (3)$$

$$SNR = A - n - G \quad (4)$$

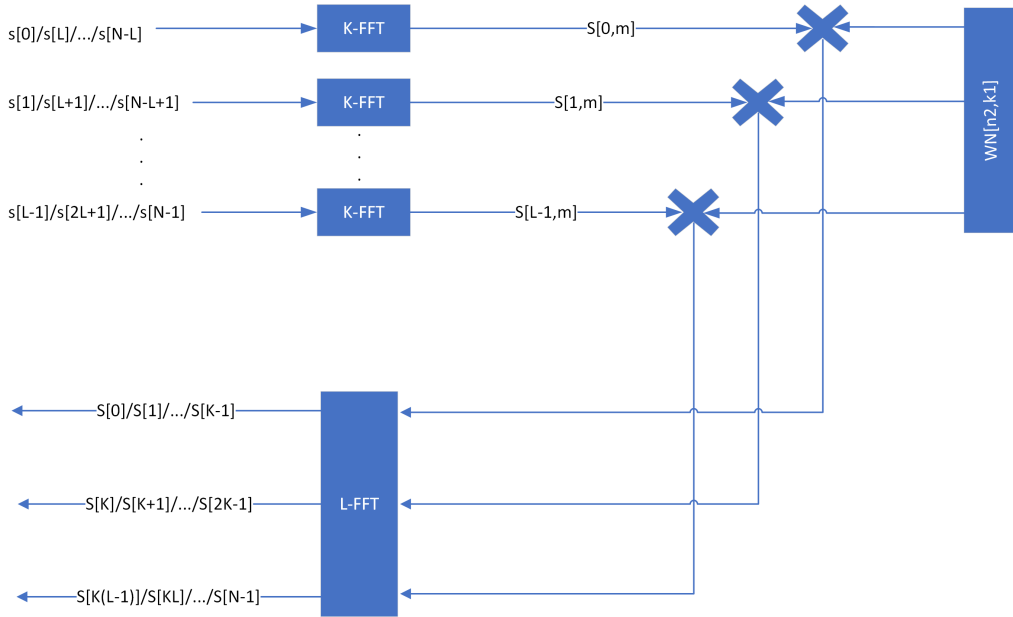
Eş. 4'te,  $A$  işaret seviyesi,  $n$  ortalama gürültü seviyesi ve  $G$  parametresi de Matlab'da alınan FFT işleminin kattığı kazançtır.  $G$  parametresi Eş. 3'de  $N$  yerine FFT uzunluğu kullanılarak hesaplanabilir.

Kanallaştırıcı, SNR üzerine getirdiği iyileştirmenin yanında, istenmeyen işaretleri elemek için de kullanılabilir. Literatürde [43], kanallaştırıcı Analiz Filtre Bankası (AFB) olarak da adlandırılmıştır. Farklı frekans bantlarını birleştiren yapı ise Sentez Filtre Bankası (SFB) olarak adlandırılmıştır. AFB-SFB yapısında istenen kanallar seçilerek istenmeyen işaretler elenebilmektedir.

İstenmeyen işaretleri eleme, hassasiyeti artırmanın yanında kanallaştırıcı kullanımı FPGA'lerdeki işlem yükünü de azaltmaktadır. ADC'lerden 4GSPS ile gelen örnekleri işlemek yerine bunun kanal sayısı kadar azaltılmış halini işlemek kullanılan sayısal işaret işleme algoritmalarını basitleştirmektedir. Geniş Bant durumunda bir saat darbesinde birden fazla örnek FPGA içine geldiği için sayısal işaret işleme algoritmalarının paralelleştirilmesi gerekmektedir fakat kanallaştırıcı kullanıldığı durumda, işaret bant genişliğinin düşmesi örnekleme hızının da düşmesine imkan vermekte ve saat darbesi başına gelen örnek sayısı bire kadar düşürülebilmektedir. Böylece sayısal işaret işleme algoritmalarındaki paralelleştirme ihtiyacı kaybolmakta ve algoritmaların harcadığı kaynak sayısı azalmaktadır. Ayrıca işaret kaydetmenin gerektiği durumlarda hafıza ihtiyacı da azalmaktadır.

### 3.4. Geniş Bant FFT Algoritması

Bu tezde kullanılan algoritmada Şekil 3.1 üzerinde görüldüğü gibi kanallaştırılmış bir şekilde alınan  $s[n]$  işareti, paralel  $L$  kanal olarak işlenmiştir [44, 45]. Her bir kanalda  $\frac{F_s}{L}$  örnekleme hızıyla örneklenmiş işaretler  $s[1], \dots, s[LK + 1]$  bulunmaktadır. Şekil 3.1’de sunulan Geniş Bant FFT yapısında temel olarak her bir kanala küçük FFT dönüşümleri uygulanıp daha sonra bu kanallar birleştirilmiştir. Böylece paralel alınan örneklerin faz kaydırılması ile yeniden düzenlenmesi yoluyla küçük boyutlu FFT yapısı ile birleştirilebilir.



Şekil 3.1 Ayarlanabilir Geniş Bant FFT yapısı

Bu yapıda her bir kanalda  $K$  boyutlu FFT ( $K$ -FFT) yapısı bulunmaktadır. Elde edilen  $S[0, m], \dots, S[L - 1, m]$  FFT sonuçları Eş. 5 ile tanımlanan Twiddle Factors (TF) ile çarpılarak  $L$  boyutlu paralel  $L$ -FFT yapısına sokulmaktadır. Her bir kanaldan sıralanarak çıkan işaretler  $N$  boyutlu Geniş Bant FFT yapısını oluşturmaktadır. Algoritma gerçek zamanlı olarak ayarlanabilir olduğundan alınan işaretin özelliğine göre ayarlama yapılabilmektedir.  $L$  kanal sayısı sabit kalmakla birlikte her bir kanala düşen küçük FFT boyutu değiştirilebilmektedir ve böylece zaman-frekans çözünürlüğü ayarlanabilmektedir.

$$TF = W_N^{n_2 k_1}, \quad n_2 = 0, \dots, K-1, \quad k_1 = 0, 1, \dots, L-1 \quad (5)$$

Eş. 2 için  $n$  ve  $k$  değerlerini Eş. 6 ve Eş. 7 ile tanımlarsak,

$$n = Kn_1 + n_2, \quad n_1 = 0, 1, \dots, L-1, \quad n_2 = 0, \dots, K-1 \quad (6)$$

$$k = Lk_2 + k_1, \quad k_1 = 0, 1, \dots, L-1, \quad k_2 = 0, \dots, K-1 \quad (7)$$

Eş. 8 ve Eş. 9 elde edilir.

$$S(Lk_2 + k_1) = \sum_{n_1=0}^{L-1} \sum_{n_2=0}^{K-1} s(Kn_1 + n_2) W_N^{(Kn_1+n_2)(Lk_2+k_1)} \quad (8)$$

$$S(Lk_2 + k_1) = \sum_{n_1=0}^{L-1} \sum_{n_2=0}^{K-1} s(Kn_1 + n_2) W_N^{(KLn_1k_2)} W_N^{(Kn_1k_1)} W_N^{(Ln_2k_2)} W_N^{(n_2k_1)} \quad (9)$$

Eğer  $N = KL$  alınırsa Eş. 10 elde edilir.

$$S(Lk_2 + k_1) = \sum_{n_1=0}^{L-1} \sum_{n_2=0}^{K-1} s(Kn_1 + n_2) W_L^{(n_1k_1)} W_K^{(n_2k_2)} W_N^{(n_2k_1)} \quad (10)$$

Eş. 10 üzerinde sıralamalar değiştirilirse Eş. 11 elde edilir.

$$S(Lk_2 + k_1) = \sum_{n_1=0}^{L-1} \left( \sum_{n_2=0}^{K-1} s(Kn_1 + n_2) W_K^{(n_2k_2)} \right) W_N^{(n_2k_1)} W_L^{(n_1k_1)} \quad (11)$$

Böylece Eş. 11 ile Şekil 3.1'de verilen Geniş Bant FFT yapısı tanımlanmaktadır. Çıkan sonuçlar daha sonra işaretlerin en yüksek seviyelerinin tespiti amacıyla bir tepe bulucuya (Max-Hold) yapısında kullanılmıştır. Burada temel amaç her bir FFT indeksine karşılık gelen

değerlerin en yüksek sonuçlarını bulmaktır. Bu sayede ortamda farklı frekanslarda bulunan işaretlerin ayrımı ve darbeli işaretlerin tespiti daha kolay hale gelmiştir.

### **3.5. Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri (Field Programmable Gate Arrays, FPGA) ve Analog Sayısal Dönüştürücü (Analog-to-Digital Converter, ADC) Yapısı**

Bu bölümde FPGA hakkında kısa bilgi verilecek, kullanılacak FPGA çipi anlatılacak ve son olarak ADC yapısından bahsedilecektir.

FPGA, yarı iletken teknolojisine sahip, tekrar programlanabilen mantık kapılarına sahip ve geniş uygulama alanları olan tümleşik devrelerdir. Bu tez kapsamında yüksek hızlı çalışma frekansı, paralel işlem yapma yeteneği ve esneklik sağlaması nedeniyle gömülü sistem birimi olarak FPGA kullanılmıştır. İçlerinde Yapılandırılabilir Mantık Blokları (Configurable Logic Blocks, CLB), Blok Rastgele Erişimli Bellek (Block Random Access Memory, BRAM), Aramalı Tablo (Look-Up Table, LUT), İki Durumlu Devre (Flip Flop, FF) ve Çoklayıcı (Multiplexer, MUX) elemanlarını bulundurlar. CLB blokları ile toplama ve çıkarma işlemleri gibi operasyonlar gerçekleştirilirken, DSP'ler ile çarpma işlemleri gerçekleştirilir. BRAM'ler ise hafıza birimi olarak kullanılmaktadır. FPGA'ler paralel işlem kabiliyeti ve saat darbesi ile senkron olacak şekilde işlem yapabilmesi nedeniyle ön plana çıkmaktadır.

FPGA'ler üzerinde kaynaklar sınırlı şekilde bulunmaktadır. Bu da tasarımı kritik hale getirmektedir. Kaynak tüketimini iyi ayarlamak zaman (timing) problemleri gibi sorunları ortadan kaldırmaktadır. Daha önceki bölümlerde anlatılan kanallaştırıcı yapısı ve çoklu fazlı yapılar FPGA üzerinde kaynak tüketimini arttırmaktadır. Hızlı ve etkin kaynak tüketimi için çalışmalar mevcuttur.[46] İleriki bölümlerde tez için kaynak tüketimi, zaman raporları sunulmuştur.

Bu tez çalışmasında AMD-Xilinx firmasına ait Zynq UltraScale+ RFSoc (Gen-1) kullanılmıştır. FPGA kartının üzerinde 8 adet 4GSPS frekasında çalışabilen 12 bit ADC bulunmaktadır. Ayrıca üzerinde Zynq ARM Cortex işlemci bulunmaktadır. Tez

kapsamında işlemci, kartın ayağa kaldırılması ve FPGA ile haberleşme sağlanması amacıyla kullanılmıştır. Yüksek hızlı ADC ve Sayısal Analog Dönüştürücü (Digital-to-Analog Converter, DAC) kabiliyetine sahip olması, üzerinde işlemci birimi bulundurması sebebiyle birçok alanda kullanılmaktadır.[47]

FPGA üzerinde bulunan ADC örnekleme frekansı 4GHz olacak şekilde kullanılmıştır. FPGA saat darbesi olarak bu örnekleme frekansına ulaşmak mümkün olmadığından burada kanallaştırıcı yapısı devreye girmektedir. Sayısallaştırılmış büyük miktardaki veri, zaman alanında analog sinyallerin kaydırılmış örnekleri olarak paralelleştirilir, kanallara ayrılır ve FPGA'ya gönderilir. Kanal sayısı olarak 16 seçildiği için FPGA saat darbesi 250 MHz olmaktadır. 16 kanalı her bir saat darbesinde paralel olarak senkron bir şekilde işleyebildiğimiz için istenilen örnekleme frekansına ulaşabiliyoruz. Böylece istenilen örnekleme frekansına ulaşıldığından Aliasing problemi ortadan kalkmış olur. Burada, kanallı şekilde alınan işaret  $s[n]$  olarak kabul edip, bu işareti paralel L kanal olarak işlediğimizi varsayalım. Böylece her bir kanalda  $\frac{F_s}{L}$  örnekleme hızıyla örneklenmiş işaretler  $s[1], \dots, [Lk + 1]$  bulunmaktadır. Kanallaştırıcı yapısı ile ilgili özellikle FFT tabanlı çalışmalar da mevcuttur.[48] Kullandığımız algoritmada paralel ve kanallaştırılmış örnekleri işlememizi mümkün kılmaktadır. Önerilen tasarım kullanılarak, ADC'nin yüksek veri akış hızları düşük FPGA saat hızlarıyla sayısal olarak işlenebilir.

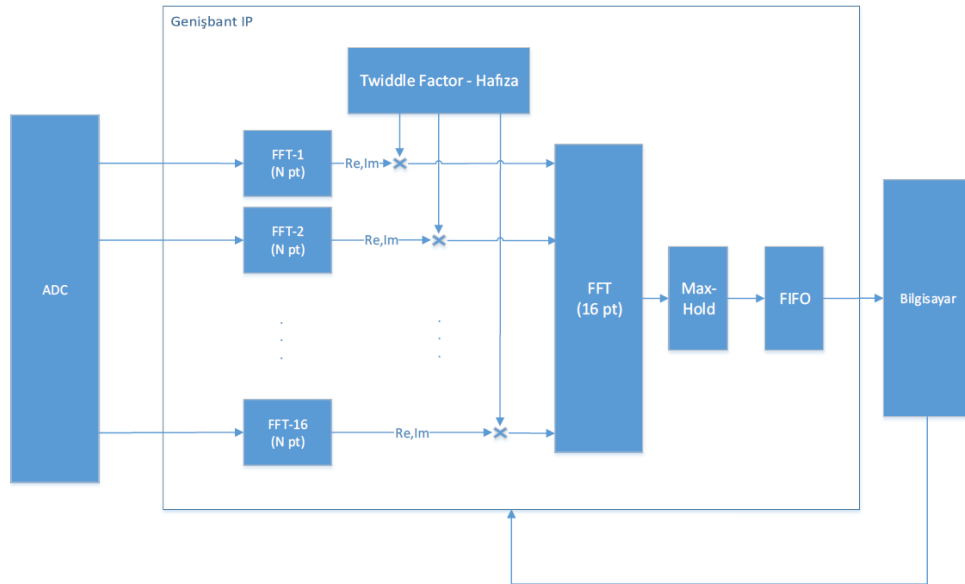
Yapılan tez çalışmasında, FPGA için benzetim ve gerçek zamanlı olarak uygulama yapılmıştır ve sonuçlar tartışılmıştır. FPGA üzerinde donanım tanımlama dillerinden biri olan VHDL ve benzetim aracı olarak Questa-Sim aracı kullanılmıştır. Detaylı tasarım, daha sonraki bölümlerde ayrıntılı olarak anlatılmıştır.

## 4. SAYISAL TASARIM

Alanda programlanabilir kapı dizileri (Field Programmable Gate Array, FPGA) ortamında benzetim ve gerçek zamanlı uygulamalar için uygulanacak algoritmanın sayısal tasarımının yapılması gerekmektedir. FPGA programlama için VHDL, Verilog gibi donanımsal diller bulunmaktadır. Bu tez çalışmasında çalışılmış algoritma için VHDL donanımsal dili kullanılmıştır. VHDL donanımsal dil kullanılarak, Vivado [49] ortamında sayısal tasarım gerçekleştirilmiştir.

Çalışma kapsamında yapılmış olan sayısal tasarım tek bir blok içinde modülleri içeren bir Fikri Mülkiyet Çekirdeği (Intellectual Property-Core, IP-Core) yapısı şeklinde tasarlanmıştır [50]. IP-Core'lar FPGA teknolojilerinden bağımsız olarak tasarlanabileceği gibi, gerektiği durumda belli bir FPGA ailesi için de optimize edilebilir. Bu sayede benzetim için FPGA ortamından bağımsız bir şekilde çalışılmıştır. IP-Core yapısının bir diğer avantajı ise daha sonra geliştirilecek bir FPGA bazlı projelere çok kolay entegre edilmesidir.

Tez çalışması için yapılmış olan sayısal tasarım blok şeması Şekil 4.1 üzerinde gösterilmiştir.



Şekil 4.1 Sayısal Tasarım Blok Şeması

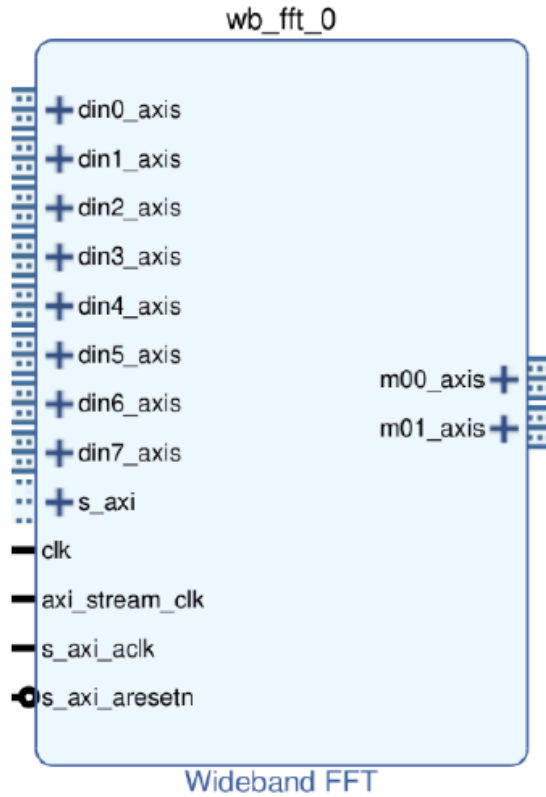
Bu tez çalışmasında Eş. 11 ile verilen Geniş Bant FFT algoritmasının, FPGA üzerinde çalışacak şekilde sayısal tasarımı yapılmıştır. Şekil 4.1 üzerinde gösterilen Genişbant IP yapısı Analog Sayısal Dönüştürücü (Analog-to-Digital Converter, ADC) üzerinden gelecek işareti işleyerek çıktı üretecektir. ADC, gelen işareti örnekleme frekansı 4 GSPS olacak şekilde işlemektedir. ADC üzerinden veri akışı ve ADC biriminin kontrolü RF Data Converter IP'si üzerinden sağlanmıştır. ADC'den çıkan veri 256 bit uzunluğundadır. FPGA tarafında bu örnekleme hızına yetişmek ve yüksek bant genişliğinde gürültü seviyesini düşük tutmak için kanallaştırıcı yapısı kullanılmıştır. Kanallaştırıcı 16 kanaldan oluşmaktadır. Bu yüzden FPGA saat darbesi frekansı 250 MHz olarak seçilmiştir.

Eş. 11 tekrar incelersek iç içe toplama işlemlerinin yapıldığını görebiliriz. Bu toplam işlemleri Eş. 1 ile verilen FFT işlemine benzetilebilir. İlk toplam sembolü işlemi doğrudan FFT işlemine denk gelmektedir. ADC 12 bit uzunluğunda olmasına karşın, RF Data Converter IP üzerinden gelen veriler 4 bit sola kaydırılmış şekilde her biri 16 bit olan 16 kanal çıktısı 250 MHz örnekleme frekansı ile paralel bir şekilde FFT işlemine sokulmuştur. FFT çıktıları, daha önce Matlab programı kullanılarak hazırlanıp bir hafızaya (ram) yerleştirilen kompleks katsayılar ile çarpılır. Kompleks çarpma işlemi VHDL dilinde Eş. 12 uygulanarak ayrıca tasarlanmıştır. Daha sonra Eş. 11 üzerinde gösterilen ikinci toplam sembolünün olduğu işleme geçilir. Buradaki yapı da FFT işlemine benzetilebilir. Yapılan işlemin normal FFT işleminden farkı ise tek örnek yerine 16 adet paralel örneklerin aynı anda FFT işlemine sokulmasıdır. Yani 16 adet girdi alan bir FFT bloğu yapısı tasarlanmıştır. Bu işlem için FPGA içerisinde kaynak tüketimini düşürmek amacıyla FFT Konvolüsyon Yöntemi [51] kullanılmıştır. FFT Konvolüsyon Yöntemi için giriş verisi segmentlere bölünür. Bu segmentler, FFT işleminden önce sıfırlarla doldurulur. FFT çıktıları, katsayılarla çarpılır. Temel olarak yapılan bu işlemler ile Eş. 11 ile verilen algoritmanın en uygun şekilde FPGA üzerine aktarılması sağlanmıştır. Bu bloktan çıkan sonuçlar artık algoritmanın çıktıları olacaktır. En son olarak gerçek (real) ve sanal (imaginer) gelen sonuçlar için büyüklük (magnitude) hesabı yapıp ayrı bir hafıza birimine (block ram) kaydedilir. Buradaki amaç, çoklu işaretlerin tespitini kolaylaştırmak, darbeleri kaçırılmadan göstermek ve güçlü işaretleri tutmaktır. Karakök işlemi FPGA tarafından yapılması zor bir işlem olduğu

için kareler toplamının karakökü alınmamıştır. Hafızada tutulan değerler istenildiği zaman yazmaçlar üzerinden kullanıcı tarafından işlemci tarafına aktarılabilir. Bu aktarma işlemi için de ayrı bir hafıza birimi olan FIFO yapısı kullanılmıştır.

$$R = (a + bi)(c + di) = (ac - bd) + i(ad + bc) \quad (12)$$

Oluşturulmuş IP-Core yapısı Şekil 4.2 üzerinde gösterilmiştir. IP-Core yapısı için girdi ve çıktı açıklamaları Tablo 4.1 ile gösterilmiştir. Oluşturulan yapı IP-Core olduğu için ek olarak kullanıcı tarafından parametrik bilgiler de alabilmektedir. Bu bilgiler Tablo 4.2 üzerinde gösterilmiştir.



Şekil 4.2 Geniş Bant FFT IP Yapısı



Şekil 4.2 üzerinde Geniş Bant FFT IP-Core yapısında girdi ve çıktı bölümleri görülmektedir. IP-Core sayesinde herhangi bir sayısal tasarım üzerinden girdilerin ve çıktuların bağlantıları kolay bir şekilde yapılabilmektedir.

Giriş-Çıkış	Açıklama
<i>din0_axis</i> [255:0]	1. ADC üzerinden gelen 256 bit işaret bilgisi
<i>din1_axis</i> [255:0]	2. ADC üzerinden gelen 256 bit işaret bilgisi
<i>din2_axis</i> [255:0]	3. ADC üzerinden gelen 256 bit işaret bilgisi
<i>din3_axis</i> [255:0]	4. ADC üzerinden gelen 256 bit işaret bilgisi
<i>din4_axis</i> [255:0]	5. ADC üzerinden gelen 256 bit işaret bilgisi
<i>din5_axis</i> [255:0]	6. ADC üzerinden gelen 256 bit işaret bilgisi
<i>din6_axis</i> [255:0]	7. ADC üzerinden gelen 256 bit işaret bilgisi
<i>din7_axis</i> [255:0]	8. ADC üzerinden gelen 256 bit işaret bilgisi
<i>clk</i>	Algoritma için kullanılacak saat darbesi
<i>axi_stream_clk</i>	Çıkış birimi için gerekli olan saat darbesi
<i>s_axi_clk</i>	Yazmaç okuma-yazma işlemi için gereken saat darbesi
<i>s_axi_aresetn</i>	Yazmaç okuma-yazma işlemi için gereken reset işareti
<i>m00_axis</i> [255:0]	1. çıkış 256 bit
<i>m01_axis</i> [255:0]	2. çıkış 256 bit

Tablo 4.1 Geniş Bant FFT Giriş-Çıkış

IP-Core üzerinde bulunan girdi ve çıktı açıklamaları Tablo 4.1 üzerinde gösterilmiştir.

Arayüz İsmi	Açıklama
<i>G_ADC_Num</i>	Aktif ADC sayısı bilgisini tutar
<i>G_Axi_Addr_Width</i>	Yazmaçlar için gereken adres bilgisi bit uzunluğu
<i>G_Axi_Data_Width</i>	Yazmaçlar için gereken bilgilerin kaç bit olarak saklanacağı bilgisi
<i>G_FFT_Size</i>	FFT boyutu
<i>G_FPGA_Board</i>	Kullanılacak kartın ismi
<i>G_FPGA_Board_Bitlen</i>	ADC üzerinden gelen işaretin bit uzunluğu

Tablo 4.2 Geniş Bant FFT IP-Core Arayüz Tanımlamaları

Tablo 4.2 ile gösterilen arayüz tanımlamaları doğrultusunda kullanıcı IP-Core ayarlarını yapabilecektir.

Geliştirilmiş sayısal tasarım IP-Core yapısında olmaktadır. Geniş bant FFT IP-Core yapısı üzerinde bulunan girdi ve çıktılar Tablo 4.1 ile gösterilmiştir. Parametrik, kullanıcı tarafından değiştirilen yapılar ise Tablo 4.2 ile gösterilmiştir. Bundan sonraki alt bölümlerde ise Şekil 4.2 üzerinde gösterilen birimler anlatılmıştır.

#### 4.1. FFT Bloğu

FFT birimleri algoritma için gereken FFT işlemini gerçekleştirmektedir. AMD-Xilinx firmasına ait FFT IP-Core yapısı kullanılmıştır. Kanallaştırıcı üzerinden gelen işaret bilgileri (birbirine paralel 16 kanal) FFT IP-Core yapısına girmektedir. Böylece kanallaştırılmış işaretler, paralel bir şekilde FFT işlemine sokulmuştur. AMD-Xilinx firmasına ait kullanılmış FFT IP-Core ile ilgili dökümanlar [52] üzerinden incelendiğinde farklı ayarların yapılabileceği görülmektedir. Tez çalışması için kullanılan FFT IP-Core, FFT boyutu ayarlanabilir en yüksek 2048 boyutlu olmak üzere, gerçek zamanlı ve saat darbesi 250 MHz olacak şekilde ayarlanmıştır. Sadece FFT çıktıları ile Twiddle Factors değerleri ile

çarpımların girdiği FFT bloğu sabit 16 boyutlu olarak tutulmuştur. FFT IP-Core yapısı yazmaçlar tarafından ayarlanılabilecektir.

## **4.2. Twiddle Factors**

Twiddle Factors Eş. 5 ile gösterilmiştir. FPGA üzerinde bu tür işlemler için ekstra yük getireceğinden, Eş. 5 ile verilen denklem Matlab üzerinden üretilmiştir. Üretilen sonuçlar daha sonra FPGA'de kullanılmak için bir hafıza biriminde (ram) tutulmuştur. Sonuçların boyutu FFT boyutu ile değişmektedir. Tassarlanan sayısal tasarım için FFT boyutunun alabileceği en yüksek değer 2048 olduğu için üretilen sonuçlar 2048 boyutlu bir FFT yapısını kapsayacak şekilde oluşturulmuştur. Böylece FFT boyutu değişse bile her bir FFT indeksine karşılık gelen Twiddle Factors (kompleks değerler) değerleri karşılanmış olur. Buradaki sonuçlar FFT IP-Core çıktıları ile kompleks çarpma işlemine sokulmuştur. Böylece fazları kaydırılmış ve kanallaştırılmış sonuçlar elde edilmiştir.

## **4.3. Max Hold**

Genişbant FFT çıktılarının tutulduğu, her bir FFT indeksine karşılık gelen değerlerin maksimum değerinin tutulduğu yapıdır. Kullanıcı tarafından gelen süre bilgisine göre kayıt yapacaktır. Örneğin kullanıcı tarafından 500 ms bilgisi geldiğinde 500 ms'de bir kayıt yapıp değerler güncellenecektir. Bu yapı sayesinde darbeleri işaretlerin gösterimi ve ortamda birden fazla bulunan işaretlerin tespiti kolaylaşmıştır. Hafıza birimi olarak xilinx firmasının Block Memory Generator IP-Core kullanılmıştır.[53]

## **4.4. FIFO**

FIFO bir hafıza birimidir. Max-Hold bloğu üzerinden kaydı yapılan sonuçlar buraya aktarılır. Buradaki sonuçlar ise kullanıcı tarafından istendiği zaman yazmaçlar üzerinden okunabilir. AMD-Xilinx firmasına ait FIFO Generator IP-Core kullanılmıştır.[54]

Geniş Bant FFT IP yapısı AXI4-Lite ve AXI4-Stream protokollerini kullanacak şekilde tasarlanmıştır. Bu protokoller [55] üzerinde belirtildiği gibi AXI AMBA ARM tabanlı protokoldür. AXI4-Lite ve AXI4-Stream ise AMD Xilinx firması tarafından geliştirilmiştir. AXI4-Lite yapısı yazmaçlar için kullanılmıştır. AXI4-Stream yapısı ise girdi ve çıktılar üzerinden veri alış verişi için kullanılmıştır.

Geniş Bant FFT IP-Core, FPGA ve kullanıcı arasında yazmaçlar üzerinden haberleşmeyi etkin kılmaktadır. Bu sayede FPGA üzerinde bulunan IP-Core'ların ayarlanması, algoritma için gerekli komutların verilmesi ve dış dünyaya verilerin aktarılması gibi işlemlerin yapılması mümkündür.

Yazmaçlar, gerekli komut bilgilerinin tutulduğu ve sonuçların yazıldığı hafıza birimleridir. Kullanıcı, bilgileri bu hafıza birimleri üzerinden almakta ya da iletmektedir. Bilgilerin adreslere göre ayrıştırılması, sayısal tasarım biriminden giden bilgilerin de doğru adreslere yerleştirme işlemleri önem arz etmektedir. VHDL ile yazılan kod sayesinde adres bilgileri ilgili yazmaçlarla eşleşecek ve böylece adres tabanlı okuma ve yazma işlemi gerçekleşecektir.

Tasarımı yapılmış ve IP-Core haline getirilen sayısal tasarım daha sonra benzetim için kullanılmış ve gerçek zamanlı uygulamada kart üzerinde çalıştırılmıştır.

## **5. BİLGİSAYAR ORTAMINDA BENZETİM SONUÇLARI ve KARŞILAŞTIRMA**

### **5.1. Giriş**

Bu bölümde tez çalışmasında yapılan benzetimler gösterilmiştir. Matlab ve FPGA benzetimleri yapılmıştır. Benzetim sonuçları ile algoritmanın çalıştığı doğrulanmış ve gerçek zamanlı uygulama için referans noktası olmuştur. İlk olarak Matlab benzetimi gerçekleştirilmiştir. Matlab üzerinden sonuçlar alındıktan sonra FPGA benzetimine geçilmiştir.

### **5.2. Matlab Benzetimi**

Benzetim için Matlab programı kullanılmıştır. Algoritma için bir Matlab kodu yazılmıştır. Ayrıca benzetim için gerekli giriş işaretleri Matlab üzerinden üretilmiştir. Giriş işaretleri üretilirken genlikleri 12 bit Analog Sayısal Dönüştürücü (Analog-to-Digital Converter, ADC) dikkate alınarak -2048 +2047 arasına indirgenmiştir. Bu kısım benzetim ortamı, işaret modelleri ve sonuçlar olmak üzere 3 alt başlıktan oluşmaktadır.

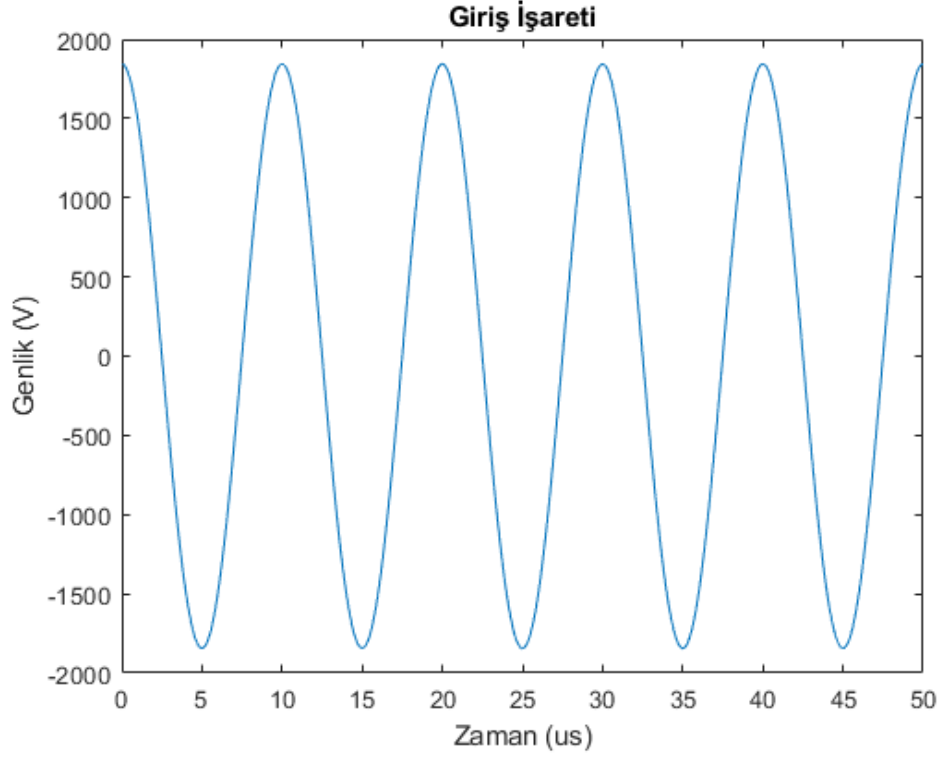
#### **5.2.1. Benzetim Ortamı**

Benzetim aracı olarak Matlab seçilmiştir. Matlab programı üzerinden script ve fonksiyon düzeyinde kodlar yazılmıştır.

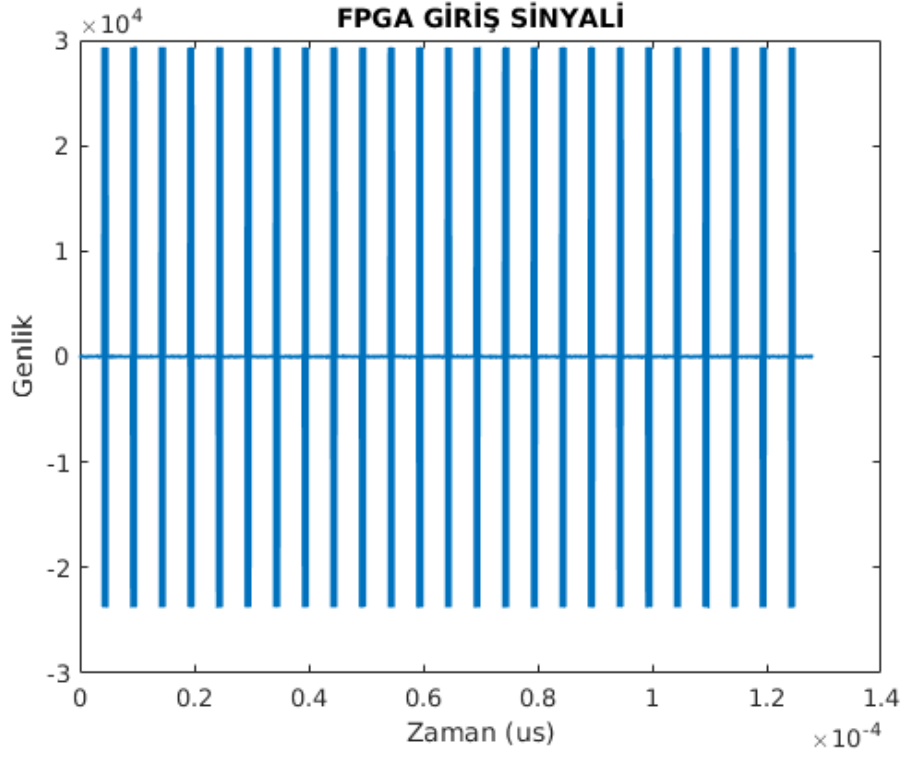
#### **5.2.2. İşaret Modelleri**

Tez çalışmasında kullanılan algoritmanın Matlab üzerinden benzetimi için bazı işaret modelleri kullanılmıştır. Matlab üzerinden üretilen işaretleri sürekli ve darbeli işaretler olmak üzere ikiye ayırabiliriz. Şekil 5.1 üzerinde 800 MHz frekansa sahip bir sürekli yayın örneği

görülmektedir. Şekil 5.2 üzerinde ise 1600 MHz frekansında 1 us darbe genişliğinde ve 5 us darbe tekrarlama aralığına sahip örnek bir darbeleri yayın görülmektedir.



Şekil 5.1 Sürekli İşaret Yayın Örneği



Şekil 5.2 Darbeli İşaret Yayın Örneği

### 5.2.3. Sonuçlar

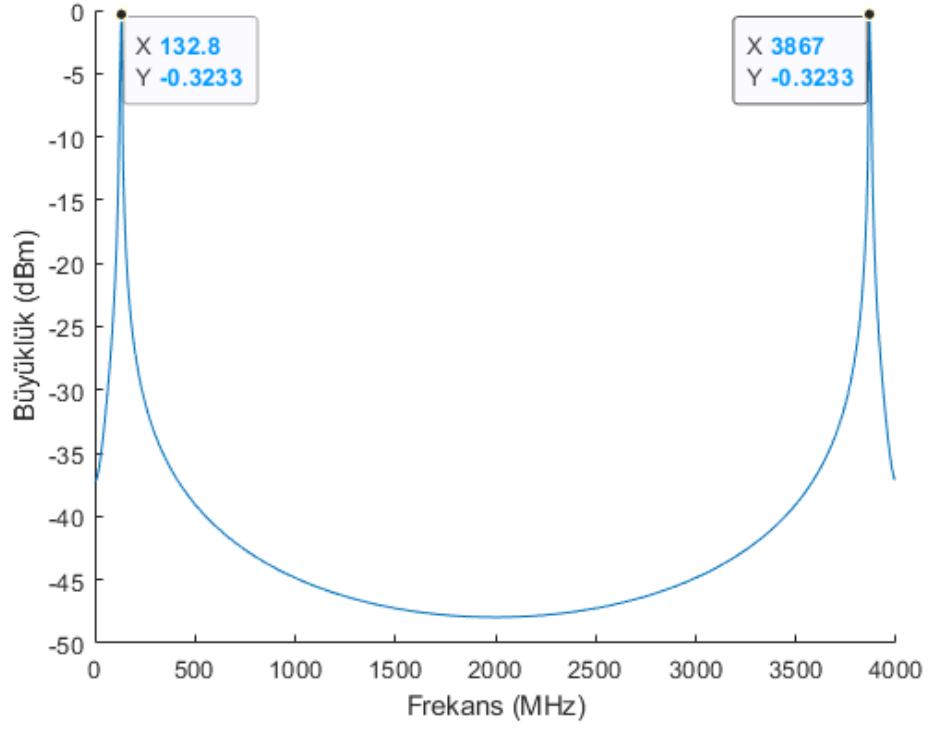
Tez kapsamında yapılan benzetim çalışmasında ilk olarak sürekli yayınlar üzerinden sonuçlar çıkarılmıştır. Yapılan ilk benzetim için veriler Tablo 5.1 üzerinde gösterilmiştir.

<b>Parametre</b>	<b>Değer</b>
$F_s$	4 GHz
Giriş Frekansı	130 MHz
Güç	~ 0 dBm
İşaret Tipi	Sürekli
İşaret Süresi	5 us
FFT Boyutu	32
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	512 (32×16)
Frekans Çözünürlüğü	7.8125 MHz
1.Nyquist bölgesi frekans	132.8125 MHz
2.Nyquist bölgesi frekans	3867.1875 MHz

Tablo 5.1 Benzetim-1 Parametreleri

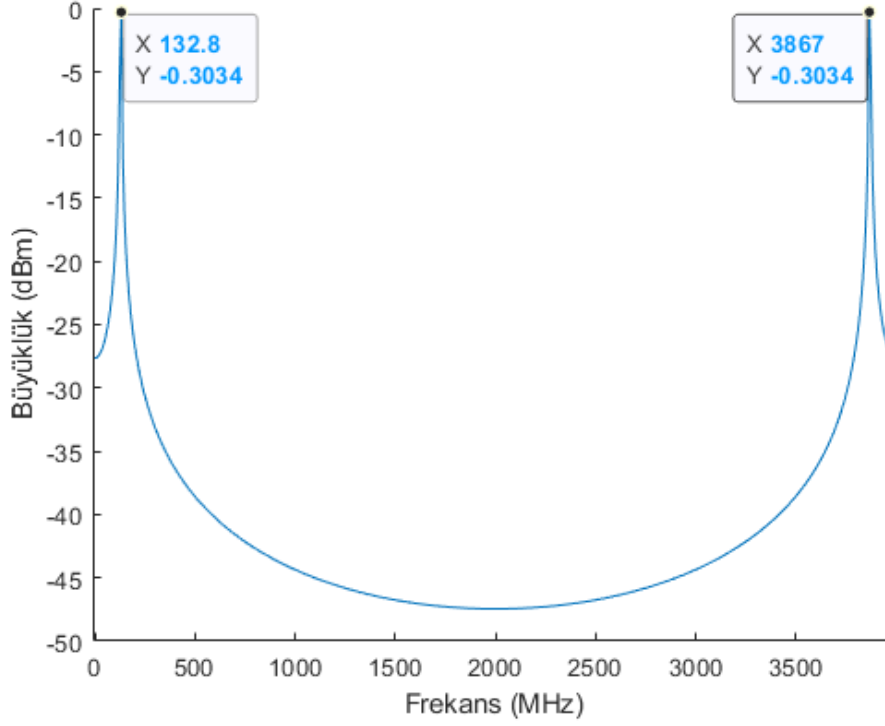
Tablo 5.1 üzerinde de görüleceği üzere 130 MHz frekansında sürekli bir yayın için benzetim yapılmıştır. Geniş bant FFT sonucu Şekil 5.3 üzerinde gösterilmiştir. Burada gerçek zamanlı bir sistem benzetilmeye çalışılmıştır, bu yüzden birden fazla gelen yayın için kayıt alınmıştır. Alınan bu yayınlar da Max-Hold algoritmasına sokularak, en yüksek büyüklükteki işaret tespit edilmiştir ve Şekil 5.4 üzerinde gösterilmiştir.





Şekil 5.3 Benzetim-1 Geniş Bant FFT Sonucu

Şekil 5.3 üzerinde Geniş Bant FFT algoritması çıktısı görülmektedir. Algoritmadan çıkan sonuçların ortalaması alınarak çizim yapılmıştır.



Şekil 5.4 Benzetim-1 Max-Hold Sonucu

Şekil 5.4 ile Geniş Bant FFT çıktıları büyüklük algoritmasına sokulmuş ve sonuç çizdirilmiştir. Şekil 5.4 üzerinden anlaşılacağı üzere örnekleme frekansı 4 GHz olduğu için birinci Nyquist ve ikinci Nyquist bölgelerine düşen işaretleri görmekteyiz. Burada 0-2000 MHz birinci Nyquist, 2000-4000 MHz ise ikinci Nyquist bölgesidir.

Frekans bin numarasını  $F_B$ , frekans çözünürlüğünü  $F_R$  ve aktif FFT boyutunu  $FFT_R$  kabul edersek, frekans çözünürlüğünü Eş. 13 ile gösterebiliriz.

$$F_R = \frac{F_s}{FFT_R} \quad (13)$$

Bu benzetim için frekans çözünürlüğümüz 7.8125 MHz olur. Frekans hesabı ise Eş. 14 ile tanımlanır.

$$Frekans = F_R \times F_B \quad (14)$$

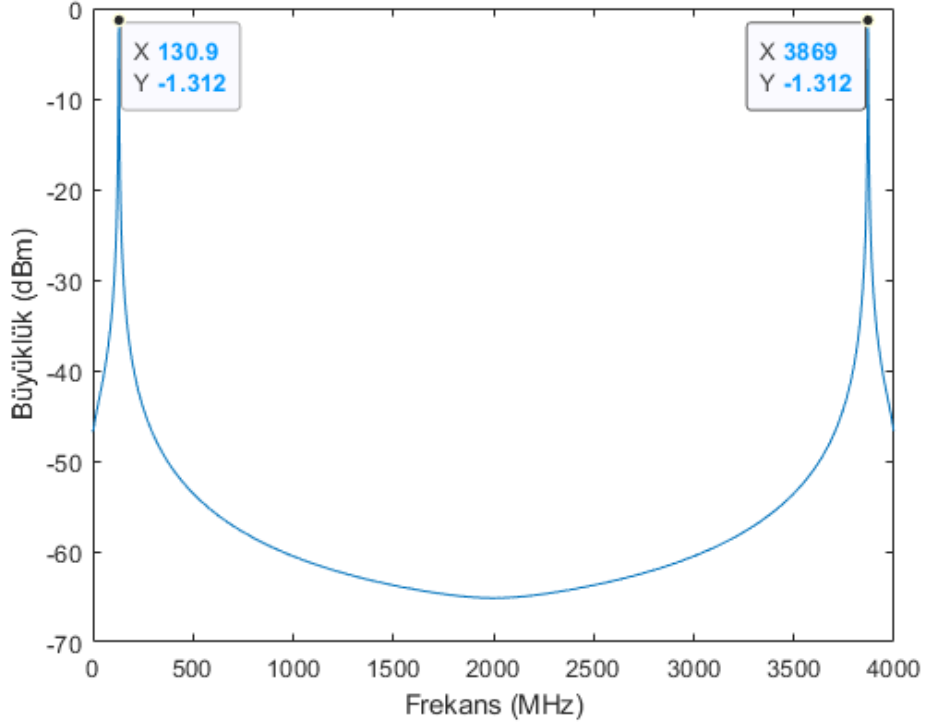
Benzetim-1 için frekans değerlerini hesaplırsak(17.bin) birinci Nyquist bölgesi için 132.8125 MHz ve ikinci Nyquist bölgesi için 3867.1875 MHz olarak bulunur ve bu sonuçlar Şekil 5.3 ve Şekil 5.4 üzerinde gösterilmiştir.

İkinci çalışmada giriş işareti olarak benzetim-1 için kullanılan işaret seçilmiştir, sadece FFT boyutu artırılmıştır ve sonuçlar incelenmiştir. FFT boyutu 128 olarak seçilmiştir ve Tablo 5.2 üzerinde benzetim-2 için ortaya çıkan parametreler ve değerleri gösterilmiştir.

Parametre	Değer
$F_s$	4 GHz
Giriş Frekansı	130 MHz
Güç	~ 0 dBm
İşaret Tipi	Sürekli
İşaret Süresi	5 us
FFT Boyutu	128
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	2048(128×16)
Frekans Çözünürlüğü	1.953125 MHz
1.Nyquist bölgesi frekans	130.859375 MHz
2.Nyquist bölgesi frekans	3869.140625 MHz

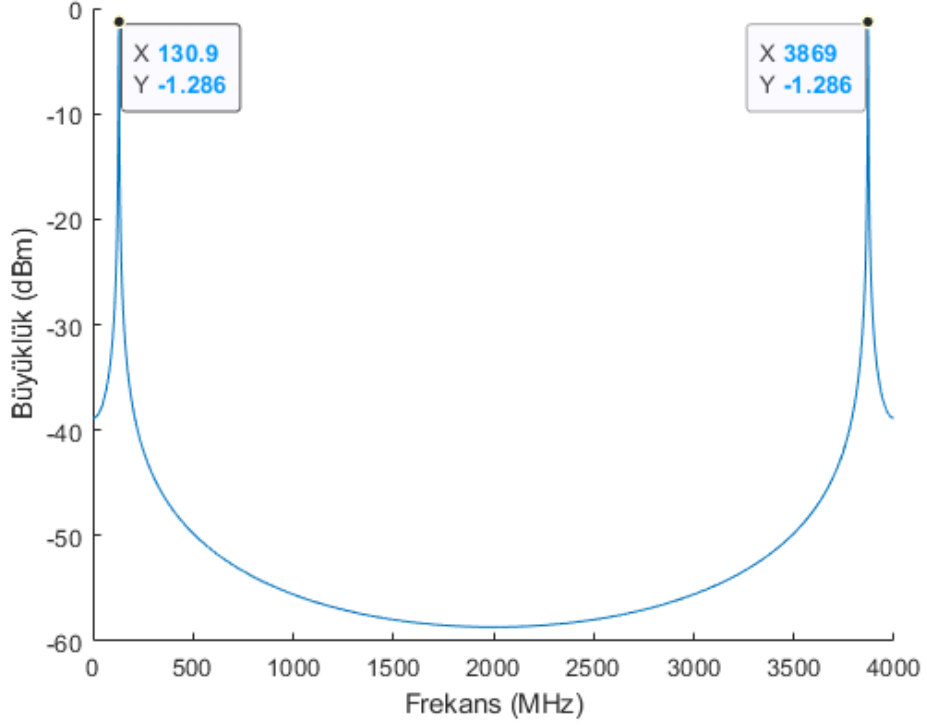
Tablo 5.2 Benzetim-1 Parametreleri

Tablo 5.2 üzerinde gösterilen parametreler ile benzetim yapılmış ve benzetim sonuçları Şekil 5.5 ve Şekil 5.6 ile gösterilmiştir.



Şekil 5.5 Benzetim-2 Geniş Bant FFT Sonucu

Şekil 5.5 üzerinde görüldüğü gibi Geniş Bant FFT algoritması sonuçlarının ortalaması alınarak çizdirilmiştir.



Şekil 5.6 Benzetim-2 Max-Hold Sonucu

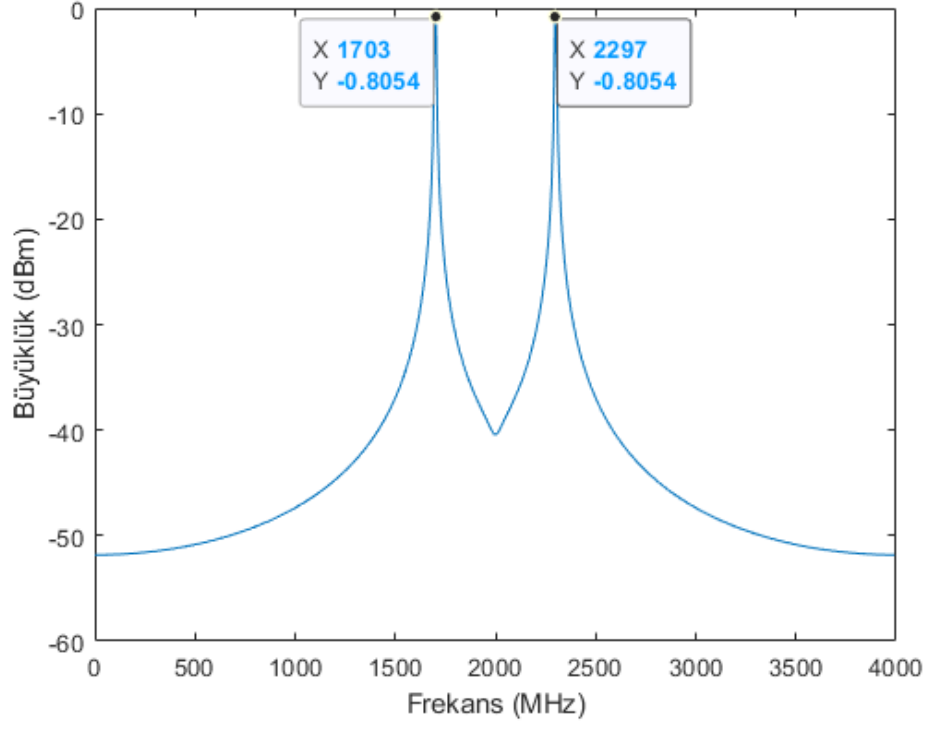
Şekil 5.5 ve Şekil 5.6 üzerinde gösterilen frekans değerleri ve güç değerleri sonuçları Tablo 5.2 ile verilen değerler ile örtüşmektedir.

Benzetim-1 ve benzetim-2 arasındaki tek fark olan FFT boyutunun değişmesi frekans çözünürlüğümüzü etkilemiştir. Ayrıca gürültü tabanında 10 dB fark görülmektedir.

Üçüncü çalışmada daha yüksek frekansa sahip bir sürekli işaret için benzetim yapılmıştır. 1700 MHz frekansında sürekli işaret için benzetim parametreleri Tablo 5.3 üzerinde, benzetim sonuçları Şekil 5.7 ve Şekil 5.8 üzerinde gösterilmiştir.

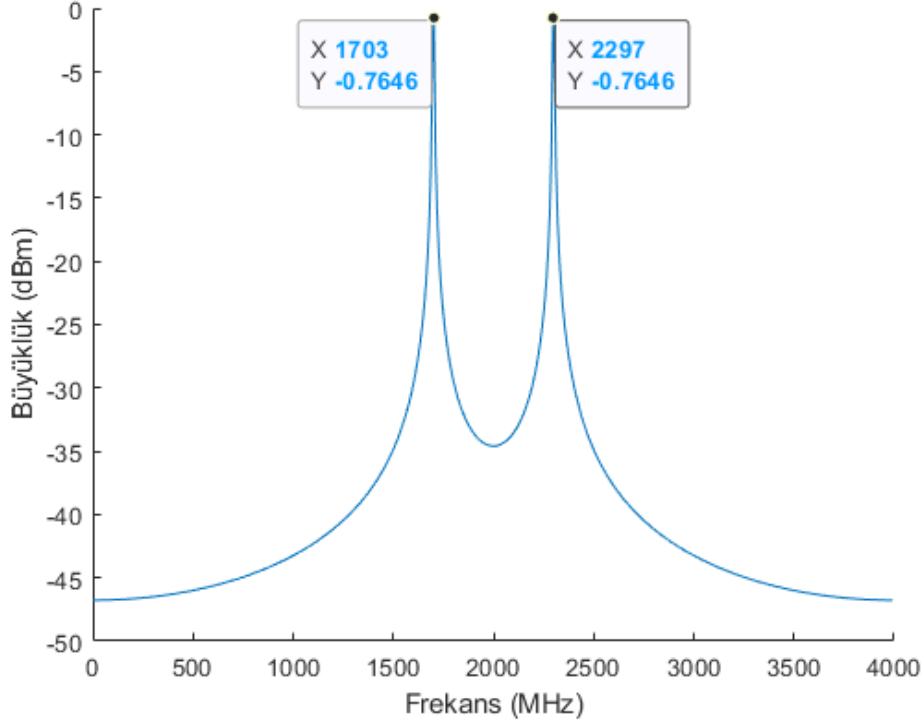
<b>Parametre</b>	<b>Değer</b>
$F_s$	4 GHz
Giriş Frekansı	1700 MHz
Güç	~ 0 dBm
İşaret Tipi	Sürekli
İşaret Süresi	5 us
FFT Boyutu	32
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	512(32×16)
Frekans Çözünürlüğü	7.8125 MHz
1.Nyquist bölgesi frekans	1703.125 MHz
2.Nyquist bölgesi frekans	2296.875 MHz

Tablo 5.3 Benzetim-3 Parametreleri



Şekil 5.7 Benzetim-3 Geniş Bant FFT Sonucu

Şekil 5.7 üzerinde sürekli işaretin Geniş Bant FFT sonucu görülmektedir. Çıkan sonuçlar ortalamaları alınarak çizdirilmiştir. Daha sonra sonuçlar büyüklük bulma (Max-Hold) işlemine sokularak Şekil 5.8 ile frekans bilgisi elde edilmiştir.



Şekil 5.8 Benzetim-3 Max-Hold Sonucu

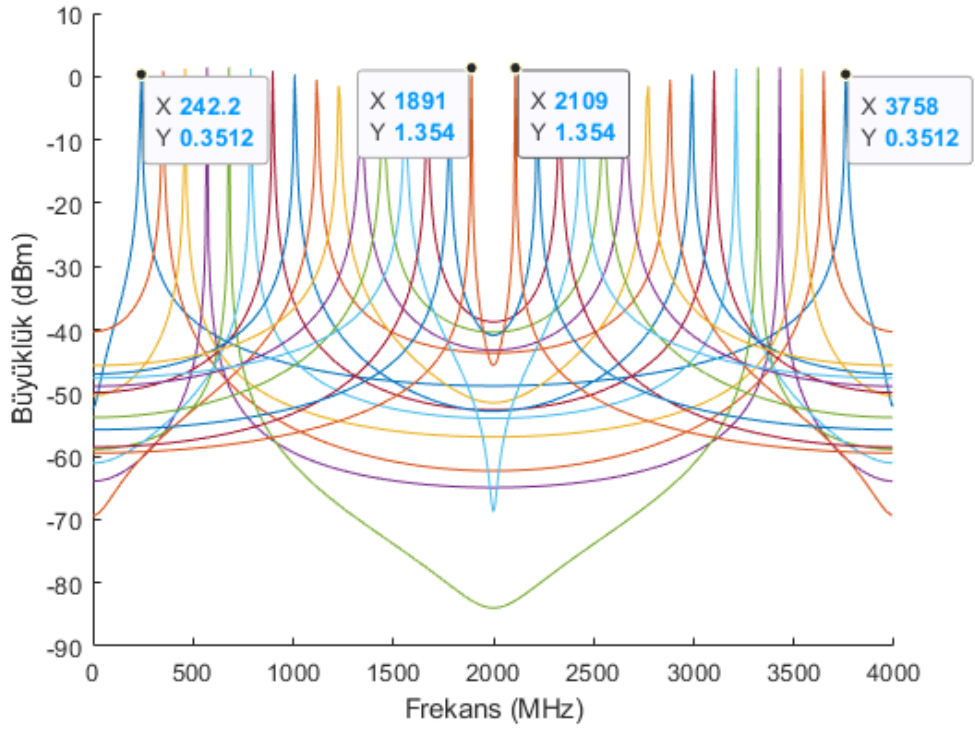
Şekil 5.8 üzerinde Max-Hold sonucu görülmektedir. Max-Hold ile en yüksek güç seviyesinde bulunan işaretin doğru bir şekilde algılandığı görülmektedir.

Dördüncü benzetim çalışmasında sürekli işaret taraması yapılmıştır. Bu çalışmada 240 MHz frekansında başlayarak 110 MHz atlayarak 2000 MHz frekansına kadar işaretler üretilmiştir. Özet olarak belirli frekans aralıklarında atlama yapılarak işaretler çıkarılmaya çalışılmıştır. Tablo 5.4 üzerinde ilgili yayın parametreleri ve değerleri gösterilmiştir. Şekil 5.9 üzerinde Geniş Bant FFT sonucu birinci Nyquist ve ikinci Nyquist bölgelerine düşen değerleri gösterilmiştir. Şekil 5.10 üzerinde Max-Hold sonuçları gösterilmiştir. Şekil 5.10 üzerinde max-hold sonuçları için başlangıç frekansının ve bitiş frekansının birinci Nyquist ve ikinci Nyquist bölgelerine düşen değerleri gösterilmiştir.



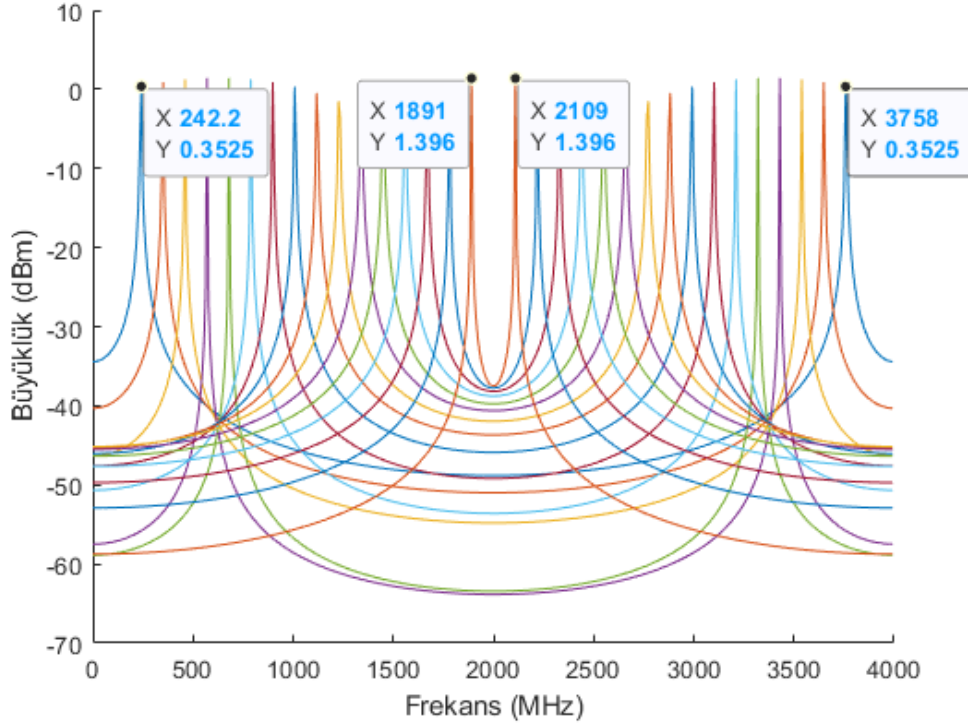
<b>Parametre</b>	<b>Değer</b>
$F_s$	4 GHz
Başlangıç Frekansı	240 MHz
Bitiş Frekansı	2000 MHz
Atlama Frekansı	110 MHz
Güç	~ 0 dBm
İşaret Tipi	Sürekli Taramalı
İşaret Süresi	5 us
FFT Boyutu	32
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	512(32×16)
Frekans Çözünürlüğü	7.8125 MHz
1.Nyquist bölgesi başlangıç frekansı	242.1875 MHz
2.Nyquist bölgesi başlangıç frekans	3757.8125 MHz
1.Nyquist bölgesi bitiş frekansı	1890.6255 MHz
2.Nyquist bölgesi bitiş frekans	2109.375 MHz

Tablo 5.4 Benzetim-4 Parametreleri



Şekil 5.9 Benzetim-4 İzge Sonucu

Şekil 5.9 ile işaretlerin genel gösterimi izge alanında yapılmıştır ve Geniş Bant FFT sonuçları ile girdi işaretleri tespit edilmiştir. Şekil 5.9 üzerinde başlangıç ve bitiş frekansları gösterilmiştir. Daha sonra Max-Hold sonuçları çizdirilmiş ve Şekil 5.10 üzerinde gösterilmiştir.



Şekil 5.10 Benzetim-4 Max-Hold Sonucu

Şekil 5.10 üzerinde Geniş Bant FFT çıktılarının en yüksek güç değerlerine sahip işaretleri görülmektedir. Şekil 5.10 üzerinde başlangıç ve bitiş frekansları gösterilmiştir.

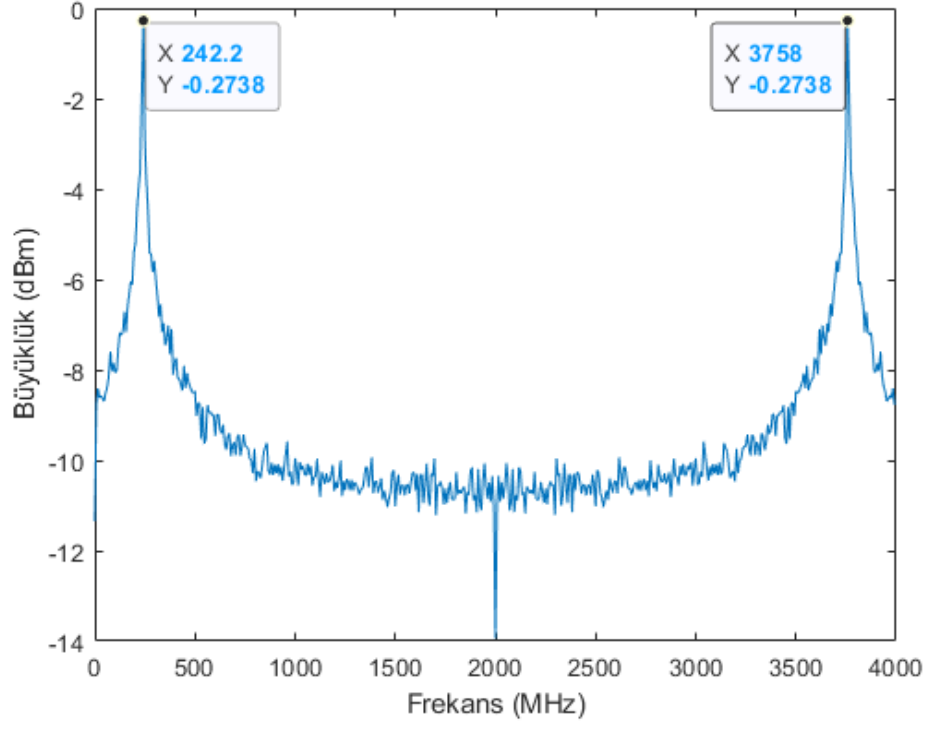
Buraya kadar olan benzetimler için sürekli işaretler kullanılmıştır ve Matlab üzerinden yapılan sonuçlara bakıldığında sürekli yayınlar için algoritmanın benzetiminin çalıştığı görülmüştür.

Beşinci benzetimi yapmak için Matlab üzerinden darbeli bir işaret üretimi yapılmıştır. İşaret üzerine gürültü eklenerek darbeli işaretin gösterimi kolaylaştırılmıştır ve böylece darbeli bir işaret için algoritmanın benzetimi denenmiştir. Tablo 5.5 üzerinde benzetim-5 için gerekli parametreler gösterilmiştir.

Giriş işareti olarak 240 MHz frekansa sahip 1 us darbe genişlikli ve 5 us darbe tekrarlama aralığına sahip bir işaret üretilmiştir. Geniş Bant İzge sonucu Şekil 5.11 ve Max-Hold sonucu ise Şekil 5.12 üzerinde gösterilmiştir.

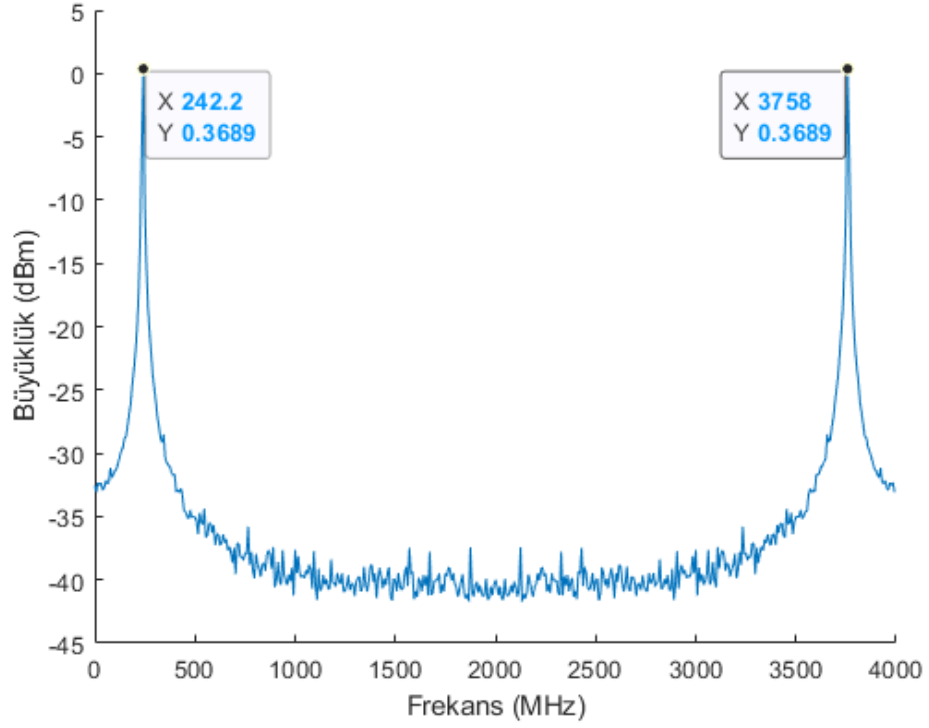
<b>Parametre</b>	<b>Değer</b>
$F_s$	4 GHz
Başlangıç Frekansı	240 MHz
Güç	~ 0 dBm
İşaret Tipi	Darbeli
İşaret Süresi	50 us
Darbe Genişliği	1 us
Darbe Tekrarlama Aralığı	5 us
FFT Boyutu	32
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	512(32×16)
Frekans Çözünürlüğü	7.8125 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	242.1875 MHz
2.Nyquist bölgesi frekans	3757.8125 MHz

Tablo 5.5 Benzetim-5 Parametreleri



Şekil 5.11 Benzetim-5 İzge Sonucu

Şekil 5.11 üzerinde Max-Hold bloğundan önce Geniş Bant FFT çıktısı görülmektedir. Birden fazla alınan kayıtların ortalaması çizdirilmiştir.



Şekil 5.12 Benzetim-5 Max-Hold Sonucu

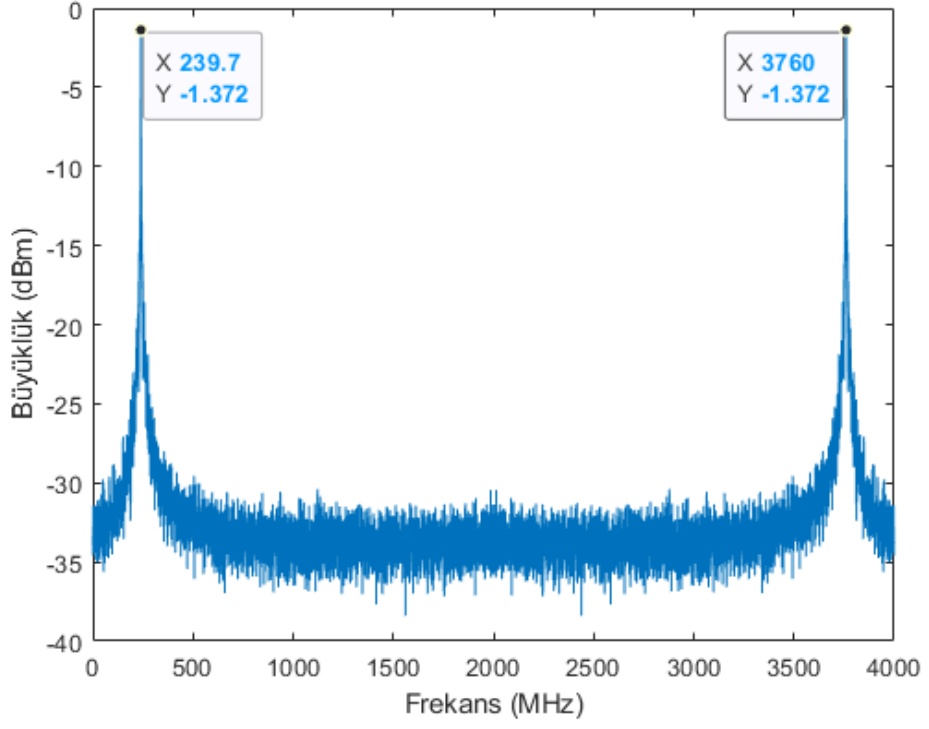
Şekil 5.12 üzerinde Max-Hold sonucu görülmektedir. Tablo 5.5 ile gösterilen değerler Şekil 5.11 ve Şekil 5.12 üzerinde gösterilen sonuçlar örtüşmektedir.

Altıncı benzetim çalışmasında FFT boyutu artırılmış ve darbeli işaret sonucu üzerindeki etkisi incelenmiştir. Giriş işareti 240 MHz frekansında 1 us darbe genişliği ve 5 us darbe tekrarlama aralığı olacak şekilde değişmemiştir. Tablo 5.6 üzerinde parametreler gösterilmiştir.

<b>Parametre</b>	<b>Değer</b>
$F_s$	4 GHz
Başlangıç Frekansı	240 MHz
Güç	~ 0 dBm
İşaret Tipi	Darbeli
İşaret Süresi	50 us
Darbe Genişliği	1 us
Darbe Tekrarlama Aralığı	5 us
FFT Boyutu	512
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	8192(512×16)
Frekans Çözünürlüğü	0,4883 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	240.234375 MHz
2.Nyquist bölgesi frekans	3759.765625 MHz

Tablo 5.6 Benzetim-6 Parametreleri

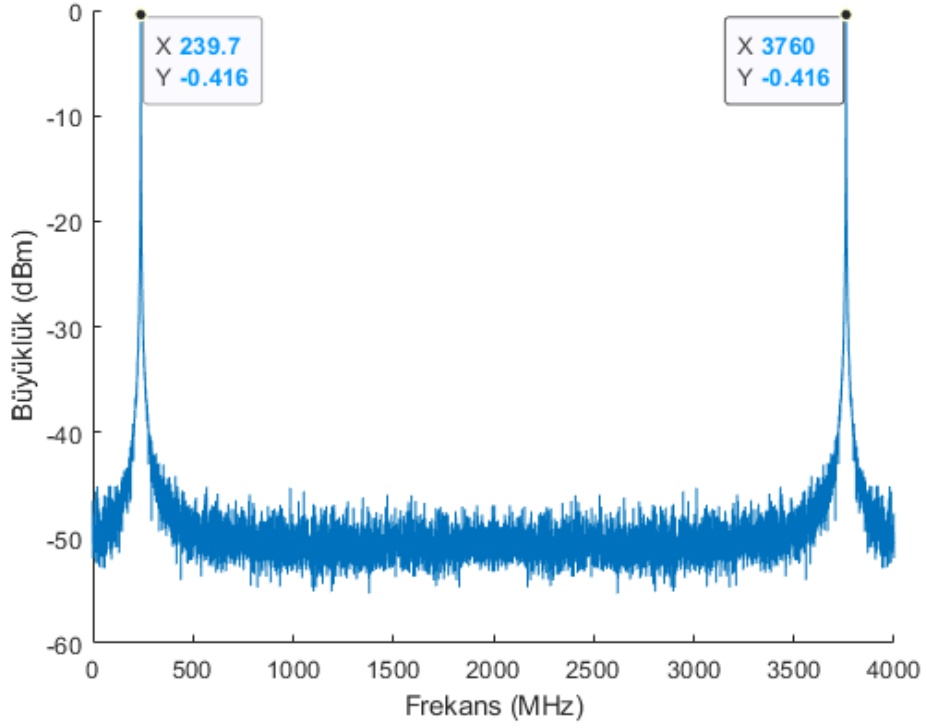
Şekil 5.13 üzerinde Geniş Bant FFT sonucu görülmektedir. Ayrıca Şekil 5.14 üzerinde ise Max-Hold sonucu gösterilmiştir.



Şekil 5.13 Benzetim-6 İzge Sonucu

Şekil 5.13 ile izge algılama için kullanılan işaretin frekans bilgisi doğru bir şekilde gösterilmiştir. Max-Hold algoritmasından önce yine birden fazla kayıt alınan işaretin ortalaması alınarak çizim yapılmıştır.





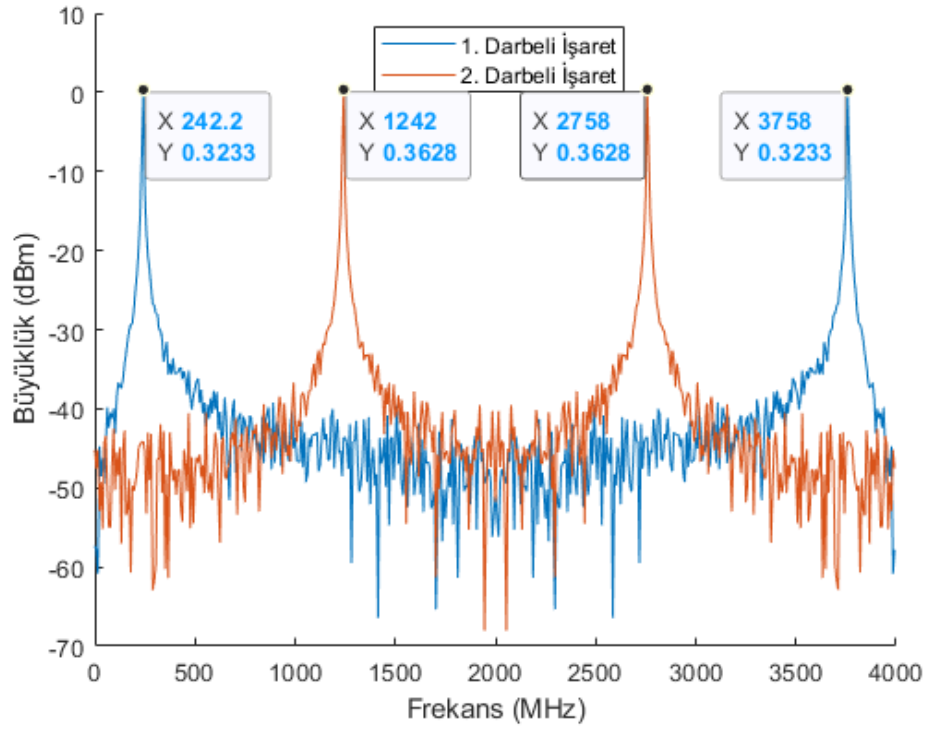
Şekil 5.14 Benzetim-6 Max-Hold Sonucu

FFT boyutunun artması frekans çözünürlüğümüzde beklenildiği gibi iyileştirirken, gürültü tabanını düşürmüştür.

Yedinci benzetim çalışmasında ise aynı ortamda bulunan farklı frekanslardaki darbeli işaretler için işaretler üretilmiş ve sonuçlar çıkarılmıştır. Tablo 5.7 üzerinde benzetim ile ilgili gerekli parametreler tanımlanmıştır.

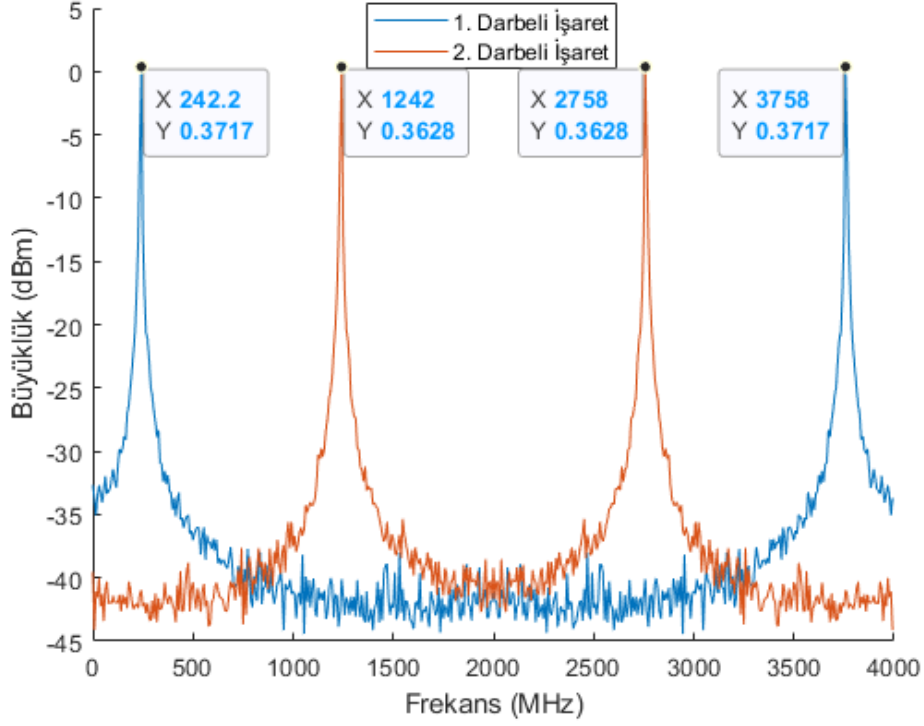
Parametre	Değer
$F_s$	4 GHz
1. Darbenin Frekansı	240 MHz
2. Darbenin Frekansı	1240 MHz
Güç	~ 0 dBm
İşaret Tipi	Darbeli
İşaret Süresi	50 us
1.Darbe ve 2.Darbe Genişliği	1 us
1.Darbe ve 2.Darbe Tekrarlama Aralığı	5 us
FFT Boyutu	32
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	512(32×16)
Frekans Çözünürlüğü	7.8125 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	242.1875 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	1242.1875 MHz
2.Nyquist bölgesi frekans	3757.8125 MHz
2.Nyquist bölgesi frekans	2757.8125 MHz

Tablo 5.7 Benzetim-7 Parametreleri



Şekil 5.15 Benzetim-7 İzge Sonucu

Şekil 5.15 üzerinde Geniş Bant FFT sonuçları gösterilmiştir.



Şekil 5.16 Benzetim-7 Max-Hold Sonucu

Şekil 5.16 üzerinde Max-Hold sonuçları gösterilmiştir. Farklı frekansların tespit edildiği gözlemlenmiştir.

Bu bölümde Matlab programı üzerinden gerçekleştirilen algoritmanın benzetimi yapılmıştır. Farklı FFT boyutlarında benzetim sonuçları çıkarılmış, FFT boyutunun etkisi incelenmiştir. Ayrıca farklı işaret tipleri, çoklu frekans ortamları gibi durumlar benzetimde incelenmiştir. Algoritmanın Matlab üzerindeki benzetim sonuçları başarılı bir şekilde çıkarılmıştır. İşaret tiplerinden bağımsız bir şekilde izge çıkartma işlemi başarılı bir şekilde benzetilmiştir. FFT boyutunun frekans çözünürlüğü için olan etkisi görülmüş ve gürültü tabanının değiştiği gözlemlenmiştir.

### 5.3. FPGA Benzetimi

Bu kısımda daha önce sayısal tasarımı yapılan algoritma için FPGA benzetimi yapılmıştır. FPGA benzetimi yapmak için birden fazla program bulunmaktadır. Bu tez çalışmasında

benzetim için Vivado programı üzerinden questa-sim programı kullanılmıştır. Sayısal tasarımı yapılan algoritma için FPGA benzetimi yapılmıştır. Ayrıca benzetim için gerekli giriş işaretleri Matlab üzerinden üretilmiştir. Giriş işaretleri üretilirken genlikleri 12 bit ADC dikkate alınarak -2048 +2047 arasına indirgenmiştir. Sonuçlar Matlab programı üzerinden çizdirilmiş ve gösterilmiştir. Bu kısım benzetim ortamı, işaret modelleri ve sonuçlar olmak üzere 3 alt başlıktan oluşmaktadır.

### **5.3.1. Benzetim Ortamı**

FPGA benzetimi için gerekli işaretler Matlab üzerinden üretilmiştir. Sayısal tasarımı VHDL ile yapılan algoritmanın benzetimi için Vivado programı ve questa-sim kullanılmıştır. Ayrıca benzetim için Vivado programı üzerinden VHDL dilinde bir test bench yazılmıştır. Yazılan bu test bench üzerinden sayısal tasarımı yapılan Geniş Bant IP-Core bloğu test edilmiştir. Gerekli olan saat darbeleri de yazılan test bench üzerinden üretilmiştir. Giriş işaretleri Matlab üzerinden bir ".txt" file üzerine yazılmıştır. Test bench üzerinden bu dosya okunarak işaret bilgileri alınmıştır. İşaretlerin anlamlı hale gelmesi için cihaz üzerinde bulunan ADC'yi taklit etmek için VHDL dili ile benzetim kodu yazılmıştır. Böylece ADC tarafından örneklenen paralel ve kanallaştırılmış veri seti elde edilmiştir. Ayrıca IP bloğundan çıkan sonuçların anlamlı bir şekilde gösterilmesi için de Sayısal Analog Dönüştürücü (Digital-to-Analog Converter, DAC) bloğunu taklit eden bir benzetim kodu VHDL dilinde test benche eklenmiştir. Yazmaç okuma-yazma işlemi de yine test bench üzerinden olmaktadır. Burada da IP bloğu için gerekli bilgiler yazmaçlar üzerinden yazılıp okunmuştur.

Yazmaçlar üzerinden alınan sonuçlar bir ".txt" dosyası üzerine yazdırılmıştır. Yazdırılan bu sonuçlar Matlab üzerinden çizdirilmiştir. VHDL üzerinden dosyaya yazma ve okuma işlemi gerçekleştirilmiştir.

### **5.3.2. İşaret Modelleri**

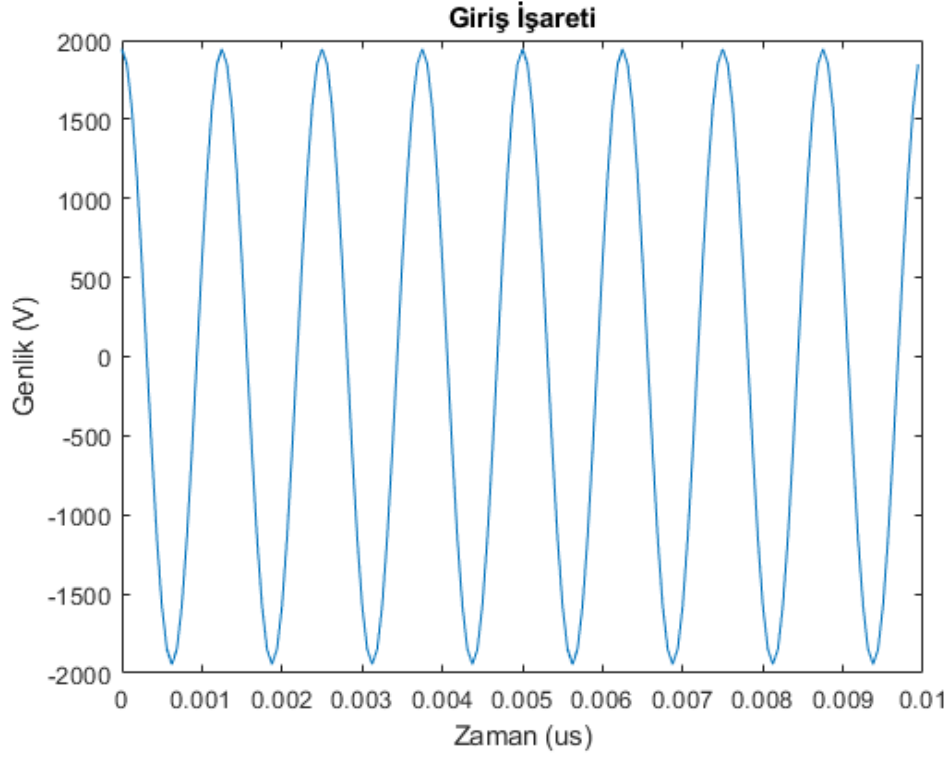
İşaret modelleri olarak sürekli ve darbeli işaretler kullanılmıştır.

### 5.3.3. Sonuçlar

FPGA benzetimi için ilk olarak 800 MHz frekansında sürekli bir işaret için çalışılmıştır. Benzetim için gerekli parametreler Tablo 5.8 üzerinde gösterilmiştir. FPGA benzetimi için Matlab üzerinden üretilen girdi işaretinin Matlab üzerinden gösterimi Şekil 5.17 ile yapılmıştır. Şekil 5.18 üzerinde ise test bench üzerinden girdi işareti gösterilmiştir. Burada işaretin periyodunun 1.25 ns olduğu görülmektedir.

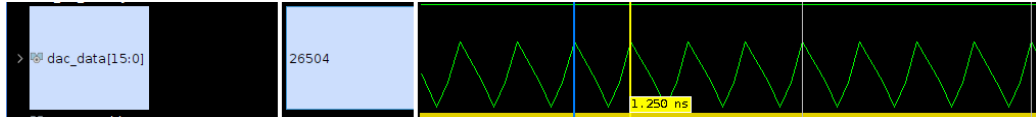
Parametre	Değer
$F_s$	4 GHz
Frekans	800 MHz
G	~ 0 dBm
İşaret Tipi	Sürekli
İşaret Süresi	500 us
FFT Boyutu	32
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	512(32×16)
Frekans znrlė	7.8125 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	796.875 MHz
2.Nyquist bölgesi frekans	3203.125 MHz

Tablo 5.8 FPGA Benzetim-1 Parametreleri



Şekil 5.17 Matlab Üzerinden FPGA Benzetim-1 Girdi İşareti Gösterimi

Şekil 5.17 üzerinde Matlab üzerinden üretilen sürekli işaret yayını görülmektedir.

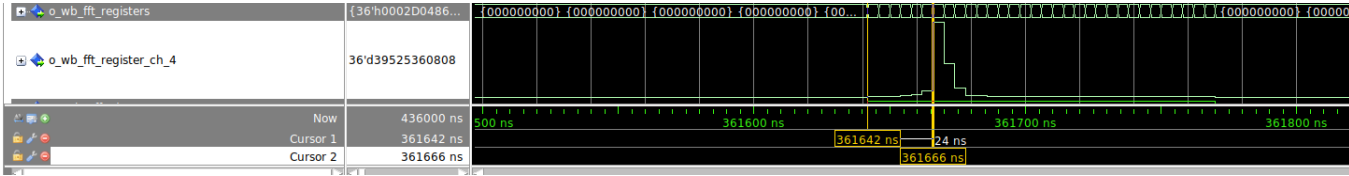


Şekil 5.18 Vivado Üzerinden FPGA Benzetim-1 Girdi İşareti Gösterimi

800 MHz frekansı 16 kanal içinden 4. kanal içerisinde (750 Mhz - 1000 MHz) yer almaktadır. Frekans bin numarasını  $F_B$ , kanal numarasını  $N_C$  ve frekans çözünürlüğünü  $F_R$  ile gösterirsek, bu frekansın karşılık geldiği bin numarası Eş. 15 ile bulunur. Her bir kanal bant genişliği 250 MHz olduğundan ve FFT boyutu 32 seçildiği için 800 MHz'lik frekans işareti 4. kanalda 6. FFT bin numarasına denk gelmektedir. Şekil 5.19 üzerinde izge gösterilmiştir. İşaretin olduğu yer ile izge başlangıç arasında 24 ns zaman farkı görülmektedir. Başlangıç zamanını  $T_B$ , işaretin çıktığı zamanı  $T_i$  kabul edersek Eş. 16 ile frekans bin numarasının 6 olduğu doğrulanmış olur. (Saat darbesi periyodu 4 ns)

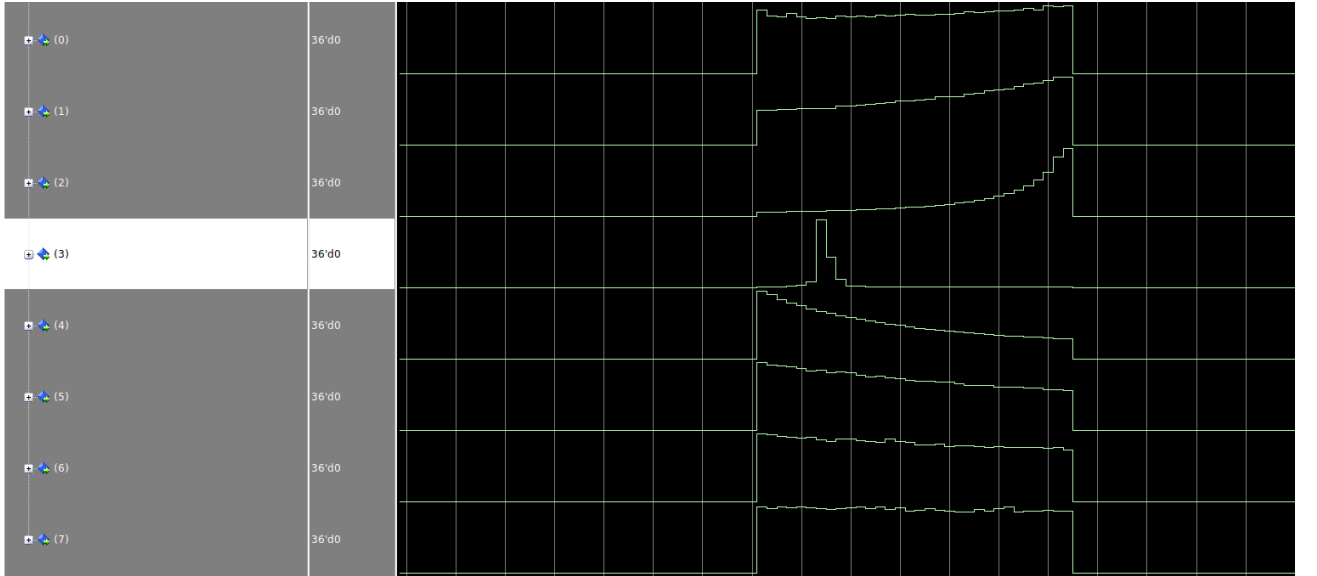
$$F_B = \frac{Frekans - [250 \times (N_C - 1)]}{F_R} \quad (15)$$

$$F_B = \frac{T_B - T_i}{4 \text{ ns}} \quad (16)$$



Şekil 5.19 Questa-Sim Üzerinden FPGA Benzetim-1 Geniş Bant FFT Tek Kanal Gösterimi

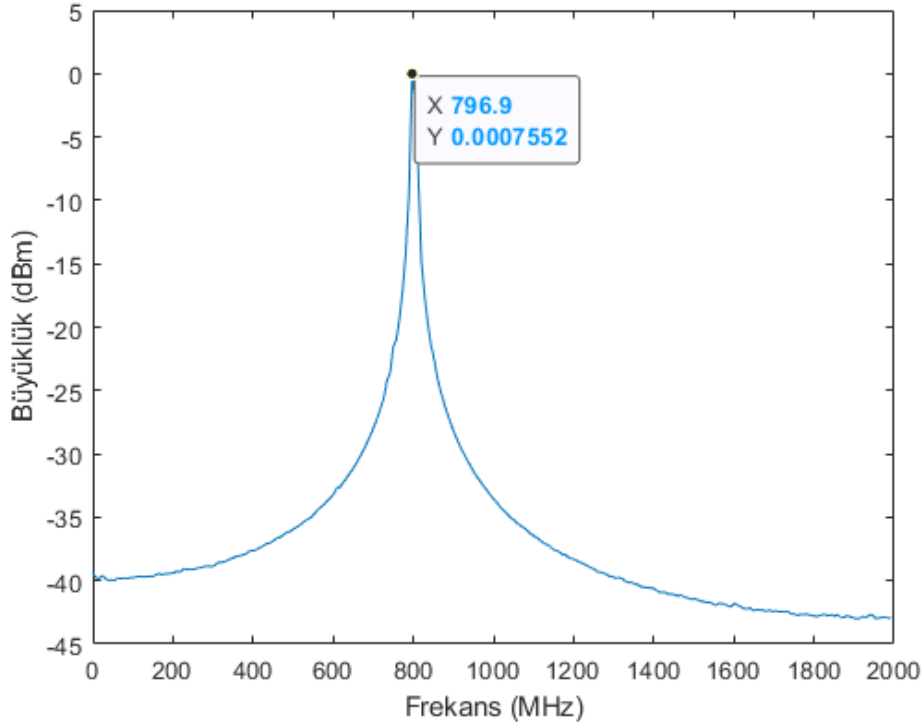
İşaretin algoritma sonucu 8 kanala yayılmış durumu Şekil 5.20 üzerinde gösterilmiştir. Burada birinci Nyquist değerleri gösterilmiştir. Diğer 8 kanal (ikinci Nyquist bölgesi) bu kanalın ayna görüntüsü olmaktadır. Matlab üzerinden izge Max-Hold sonucu ise 5.21 üzerinde gösterilmiştir.



Şekil 5.20 Questa-Sim Üzerinden FPGA Benzetim-1 Geniş Bant FFT 8 Kanal Gösterimi



Şekil 5.20 üzerinde görülen kanallar her biri 250 MHz bant genişliğinde frekans aralıklarına denk gelmektedir. Bütün kanallar paralel bir şekilde işlendiği için her bir kanalın uç uca eklenmesi 2 GHz bant genişliğinde izge gösterimini meydana getirmektedir.



Şekil 5.21 Matlab Üzerinden FPGA Benzetim-1 Max-Hold Gösterimi

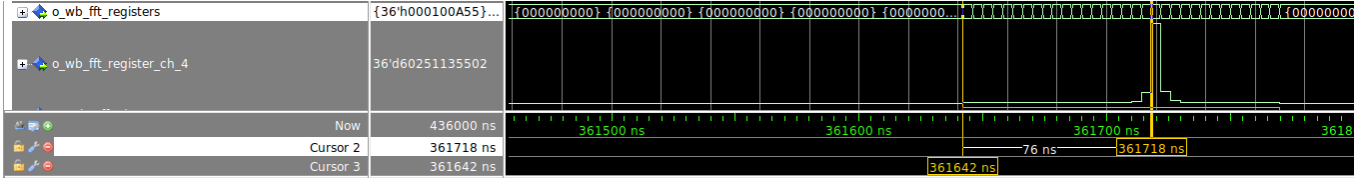
FPGA benzetiminden çıkan sonuçlar test bench üzerinden yazmaçdan okunmuş, bir ".txt" uzantılı dosyaya kayıt edilmiştir. Daha sonra sonuçlar Matlab üzerinden çizdirilmiştir ve Şekil 5.21 ile gösterilmiştir.

İkinci benzetim çalışmasında yine sürekli bir işaret seçilmiştir. Bu benzetimde frekans değeri değiştirilmiş ve sonuçlar alınmıştır. Tablo 5.9 üzerinde gerekli bilgiler gösterilmiştir.

<b>Parametre</b>	<b>Değer</b>
$F_s$	4 GHz
Frekans	900 MHz
Güç	~ 0 dBm
İşaret Tipi	Sürekli
İşaret Süresi	500 us
FFT Boyutu	32
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	512(32×16)
Frekans Çözünürlüğü	7.8125 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	898.4375 MHz
2.Nyquist bölgesi frekans	3101.5625 MHz

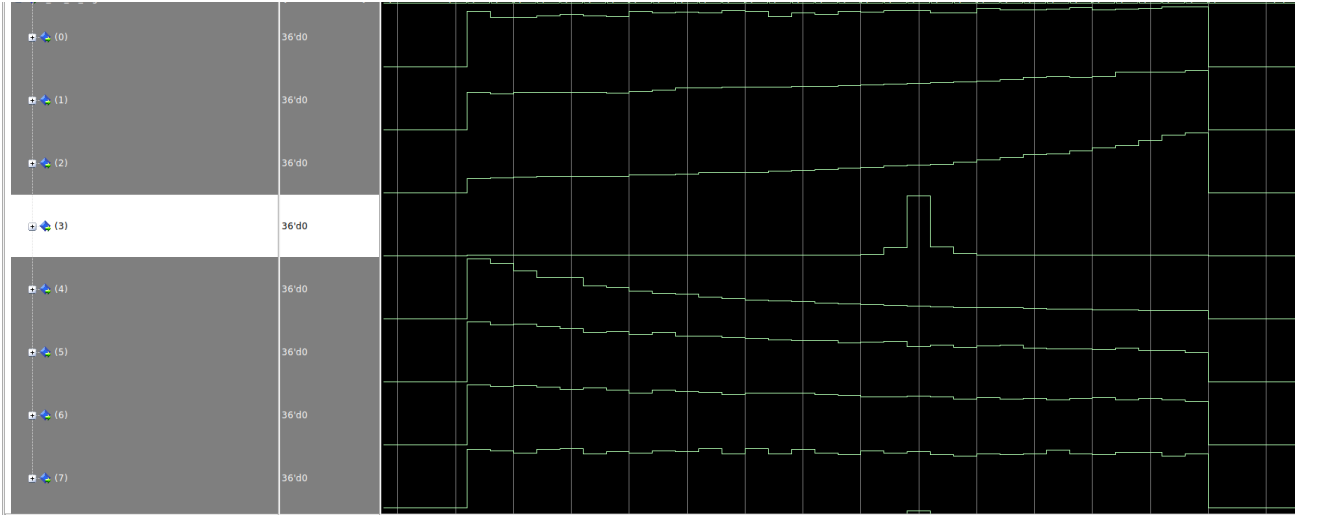
Tablo 5.9 FPGA Benzetim-2 Parametreleri

900 MHz frekansı 16 kanal içinden 4. kanal içerisinde (750 Mhz - 1000 MHz) yer almaktadır. Bu frekansın karşılık geldiği bin numarası ise yine Eş. 15 ile bulunur. Her bir kanal bant genişliği 250 MHz olduğundan ve FFT boyutu 32 seçildiği için 900 MHz'lik frekans işareti 4. kanalda 19. FFT bin numarasına denk gelmektedir. Şekil 5.22 üzerinde izge sonucu gösterilmiştir. İşaretin olduğu yer ile izge başlangıç arasında 76 ns zaman farkı görülmektedir. Eş. 16 ile frekans bin numarasının 19 olduğu doğrulanmış olur.



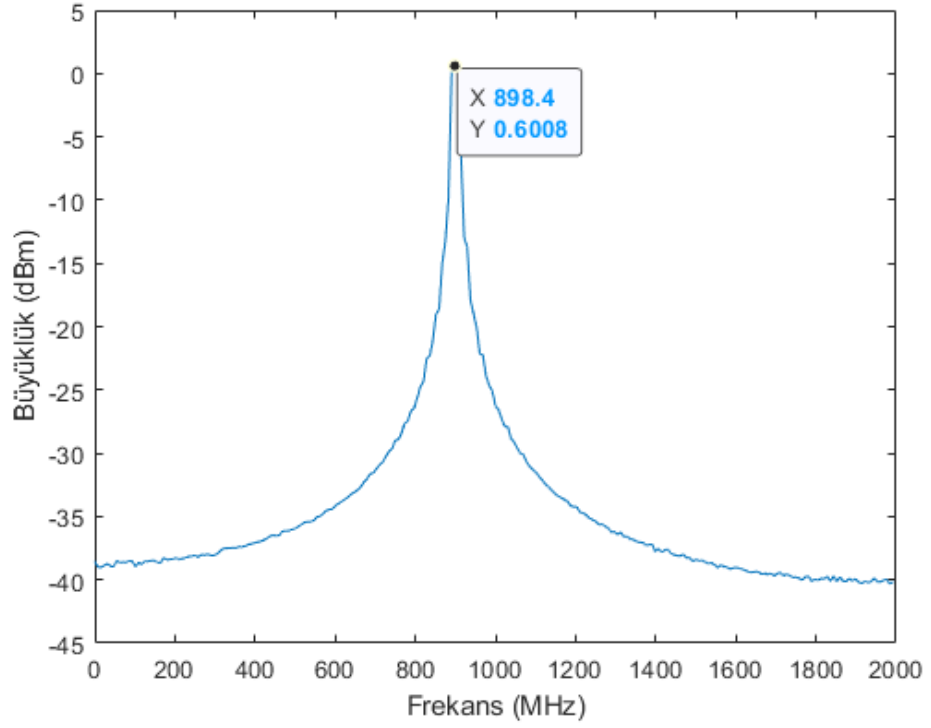
Şekil 5.22 Questa-Sim Üzerinden FPGA Benzetim-2 Geniş Bant FFT Tek Kanal Gösterimi

İşaretin algoritma sonucu 8 kanala yayılmış durumu Şekil 5.23 üzerinde gösterilmiştir. Matlab üzerinden çizdirilmiş izge max-hold ise Şekil 5.24 üzerinde gösterilmiştir.



Şekil 5.23 Questa-Sim Üzerinden FPGA Benzetim-2 Geniş Bant FFT 8 Kanal Gösterimi

Şekil 5.23 üzerinde frekans bilgisinin 4 numaralı kanalda olduğu görülmektedir.



Şekil 5.24 Matlab Üzerinden FPGA Benzetim-2 Max-Hold Gösterimi

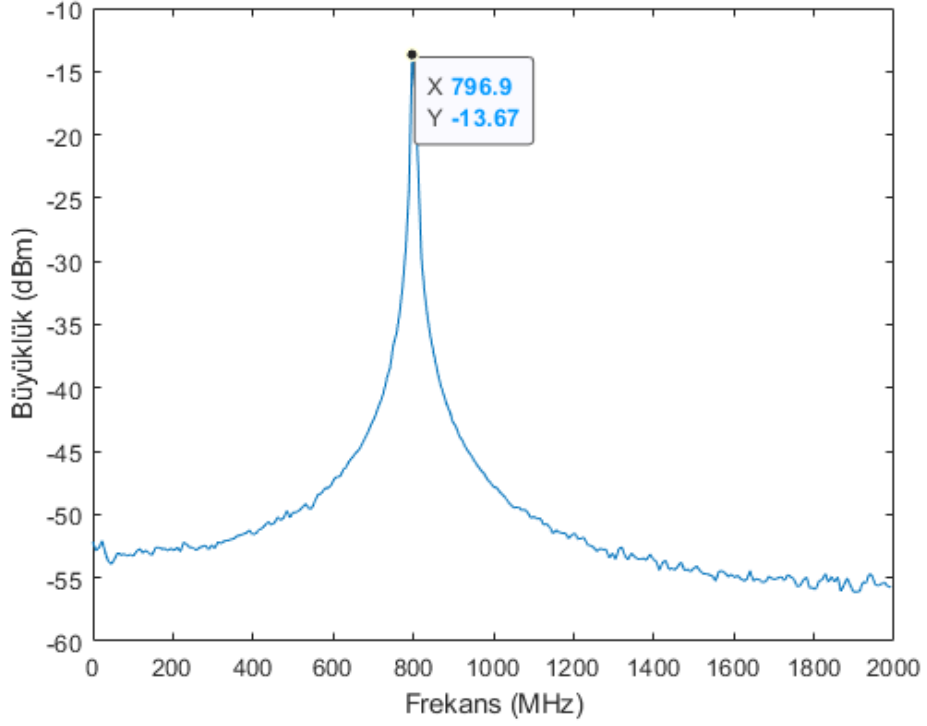
Şekil 5.24 üzerinden gösterilen Max-Hold sonucu ile frekans doğru bir şekilde gösterilmiştir.

Üçüncü çalışmada 800 MHz'lik sürekli işaret kullanılmıştır. İşaretin gücü yaklaşık olarak 15 db düşürülerek sonuçlar alınmıştır. Tablo 5.10 üzerinde benzetim-3 için gerekli olan parametre bilgileri yer almaktadır.

<b>Parametre</b>	<b>Değer</b>
$F_s$	4 GHz
Frekans	800 MHz
Güç	~ -15 dBm
İşaret Tipi	Sürekli
İşaret Süresi	500 us
FFT Boyutu	32
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	512(32×16)
Frekans Çözünürlüğü	7.8125 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	796.875 MHz
2.Nyquist bölgesi frekans	3203.125 MHz

Tablo 5.10 FPGA Benzetim-3 Parametreleri

Questa-sim üzerinden aynı frekans değeri için daha önce gösterim yapıldığından bu benzetim için sadece Matlab üzerinden çizdirilen izge sonucu Şekil 5.25 üzerinde gösterilmiştir.



Şekil 5.25 Matlab Üzerinden FPGA Benzetim-3 Max-Hold Gösterimi

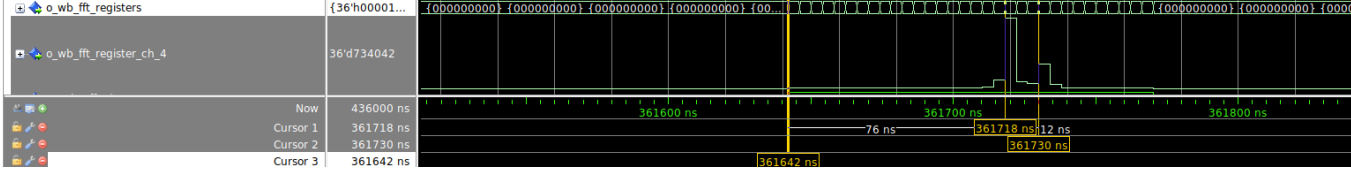
Bu benzetimde daha önce FPGA benzetimi yapılmış bir girdi işareti için farklı güç seviyesi durumu için çalışma yapılmıştır. Şekil 5.25 üzerinde görüleceği üzere girdi işaretinin gücünün yaklaşık olarak 15 dB düşmesi Max-Hold sonucunu etkilememektedir.

FPGA benzetimi için dördüncü çalışmada birbirine yakın frekansda iki sürekli işaret yayını üzerinden sonuçlar çıkarılmıştır. 900 MHz ve 920 MHz frekanslarında iki yayın için parametre bilgileri Tablo 5.11 üzerinde gösterilmiştir.

<b>Parametre</b>	<b>Değer</b>
$F_s$	4 GHz
1.Frekans	900 MHz
2.Frekans	920 MHz
1.Güç	~ -10 dBm
2.Güç	~ -15 dBm
İşaret Tipi	Sürekli 2 Yayın
İşaret Süresi	500 us
FFT Boyutu	32
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	512 (32×16)
Frekans Çözünürlüğü	7.8125 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	898.4375 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	921.875 MHz
2.Nyquist bölgesi frekansı	3101.5625 MHz
2.Nyquist bölgesi frekansı	3078.125 MHz

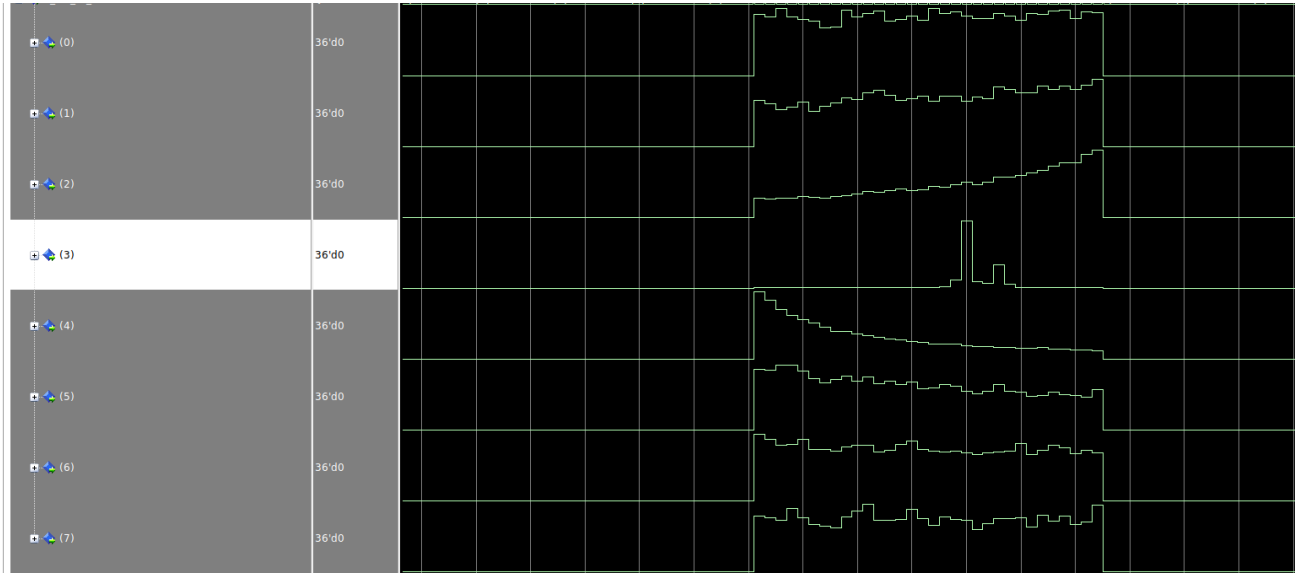
Tablo 5.11 FPGA Benzetim-4 Parametreleri

Questa-sim üzerinden alınan sonuçlar tek kanal için Şekil 5.26 üzerinde, çok kanal için Şekil 5.27 üzerinde gösterilmiştir. Şekil 5.28 üzerinde Matlab izge max-hold gösterimi görülmektedir.



Şekil 5.26 Questa-Sim Üzerinden FPGA Benzetim-4 Geniş Bant FFT 8 Kanal Gösterimi

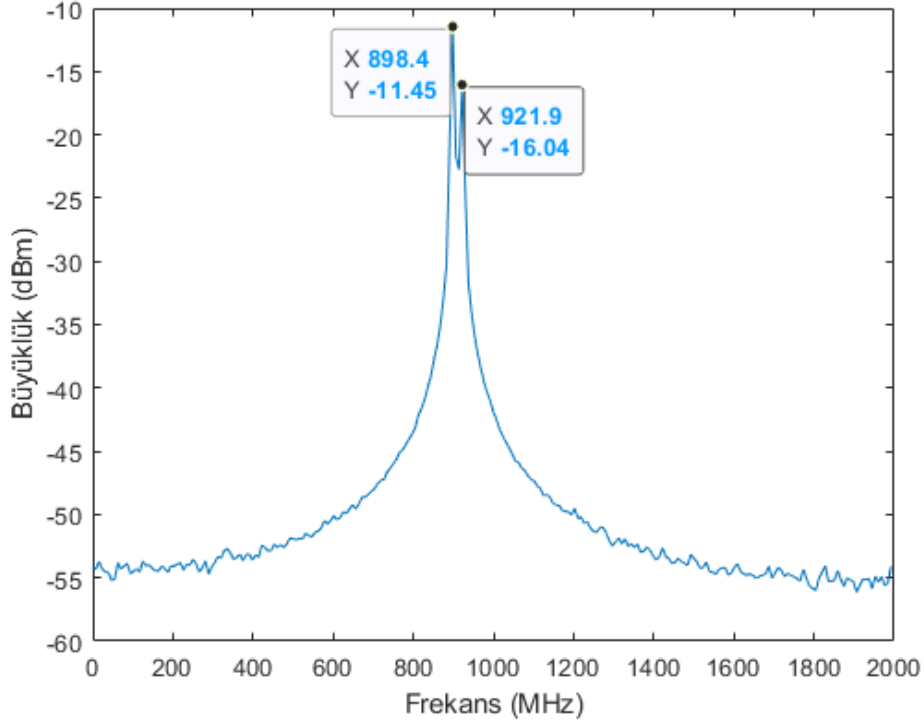
900 MHz için 76 ns değerinin 19. bin numarasına denk geldiği gösterilmiştir. 88 ns değeri ile de 920 MHz için 22. bin numarasına denk geldiği Şekil 5.26 üzerinde görülmektedir.



Şekil 5.27 Questa-Sim Üzerinden FPGA Benzetim-4 Geniş Bant FFT 8 Kanal Gösterimi

Tüm kanallar ve en yüksek işaretin bulunduğu kanal Şekil 5.27 üzerinde görülmektedir.





Şekil 5.28 Matlab Üzerinden FPGA Benzetim-4 Max-Hold Gösterimi

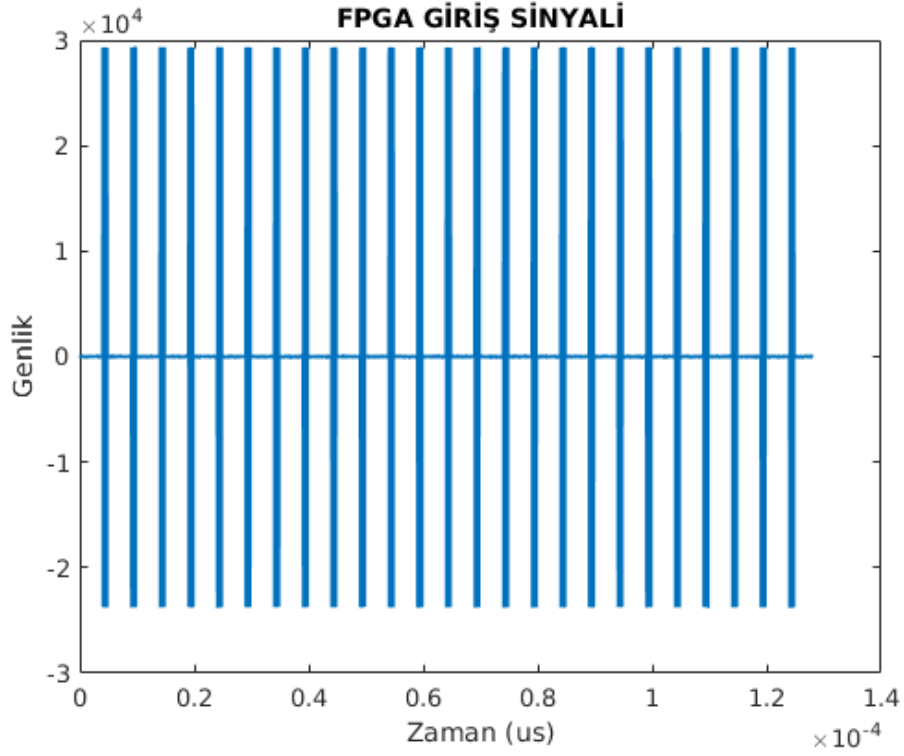
Çoklu kanal sonuçları alındıktan sonra Matlab üzerinden çizdirilerek Şekil 5.28 üzerinde gösterilmiştir.

Dördüncü çalışmada aynı ortamda bulunan farklı işaretlerin gösterimi yapılmıştır. Farklı güç değerlerine ve farklı frekans bilgilerine sahip işaretler FPGA benzetim programı ve Matlab üzerinden gösterilmiştir.

Beşinci ve son benzetimde darbeli bir işaret kullanılarak FPGA benzetimi yapılmıştır. Tablo 5.12 üzerinde parametreler gösterilmiştir. Girdi işareti ise Şekil 5.29 üzerinde görülmektedir. FPGA test bench üzerinden sayısallaştırılmış girdi işareti gösterimi ise Şekil 5.30 üzerinde gösterilmiştir. Şekil 5.30 üzerinde darbe genişliği ve darbe tekrarlama süresi görülmektedir.

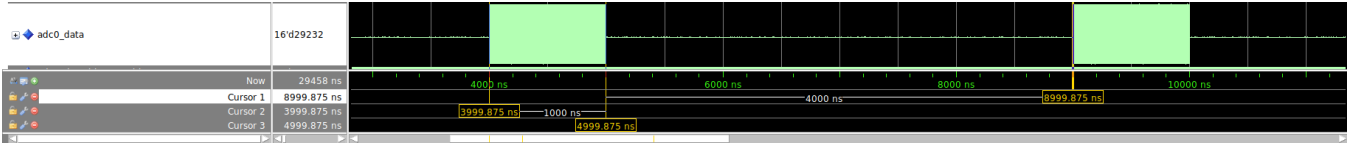
<b>Parametre</b>	<b>Değer</b>
$F_s$	4 GHz
Frekans	1600 MHz
1.Güç	~ 0 dBm
İşaret Tipi	Darbeli
İşaret Süresi	500 us
Darbe Genişliği	1 us
Darbe Tekrarlama Aralığı	5 us
FFT Boyutu	32
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	512(32×16)
Frekans Çözünürlüğü	7.8125 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	1601.5625 MHz
2.Nyquist bölgesi frekansı	2398.4375 MHz

Tablo 5.12 FPGA Benzetim-5 Parametreleri



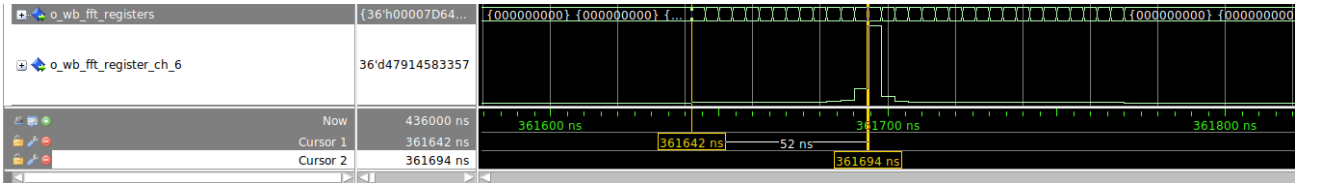
Şekil 5.29 Matlab Üzerinden FPGA Benzetim-5 girdi İşareti Gösterimi

Şekil 5.29 üzerinde benzetim için kullanılan darbeli işaret yayın gösterilmiştir.



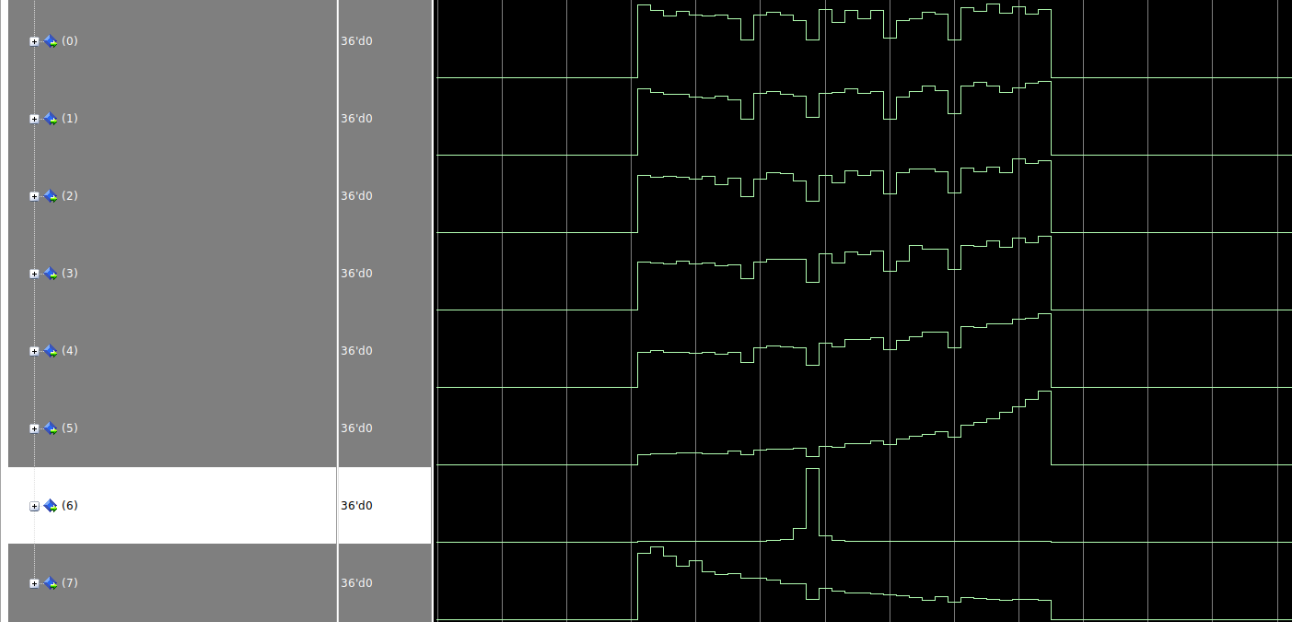
Şekil 5.30 Questa-sim Üzerinden FPGA Benzetim-5 Girdi İşareti Gösterimi

Şekil 5.30 üzerinde ise FPGA benzetiminde kullanılan Questa-sim programı üzerinden darbeli işaret yayın gösterilmiştir.



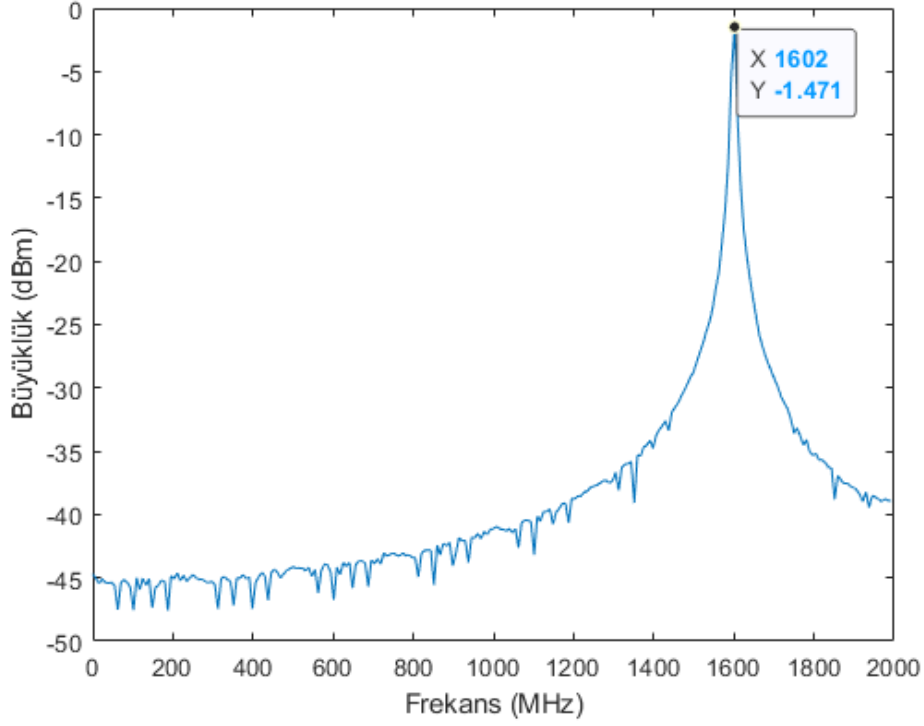
Şekil 5.31 Questa-sim Üzerinden FPGA Benzetim-5 girdi Tek Kanal Gösterimi

1600 MHz işaret 7. kanala denk gelmektedir. Şekil 5.31 üzerinde 52 ns değer ile 13.bin numarasına denk geldiği görülmektedir.



Şekil 5.32 Questa-sim Üzerinden FPGA Benzetim-5 girdi Tek Kanal Gösterimi

Bütün kanallar için gösterim Şekil 5.32 üzerinde gösterilmiştir. En yüksek değere sahip olan kanalın ve izge bilgisinin 6 numaralı kanal üzerinde olduğu görülmektedir.



Şekil 5.33 Matlab Üzerinden FPGA Benzetim-5 Max-Hold Gösterimi

Matlab üzerinden max-hold izge gösterimi Şekil 5.33 üzerinde gösterilmiştir.

FPGA benzetimleri sayesinde gerçek zamanlı uygulama yapılmadan önce tasarlanan sayısal tasarımın doğruluğu gösterilmiştir. FPGA benzetimi, tasarlanan IP üzerinde oluşacak muhtemel hataları görmemizi sağlamış ve gerçek zamanlı sonuçların karşılaştırılması için bir taban oluşturmuştur. Benzetim çalışmasında benzetim süresinin yavaş olması, kayıt işlemlerinin hafızada yer tutması sebebiyle ve benzetim yapılan bilgisayarın aşırı güçlü bir bilgisayar olmamasından dolayı kullanılan işaretlerin uzunluğu düşük seçilmiştir.

## 6. GERÇEK ZAMANLI FPGA BENZETİMİ ve SONUÇLARI

Bu bölümde sayısal tasarımı gerçekleştirilmiş ve Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri (Field Programmable Gate Arrays, FPGA) benzetimi yapılan algoritmanın FPGA kartı üzerinde çalıştırılması ve gerçek zamanlı olarak sonuçların alınmasından bahsedilecektir. AMD Xilinx firmasına ait Zynq UltraScale+ RFSoc kartı üzerinde algoritma çalıştırılmıştır. [56]

Kart üzerinde bulunan 12 bit Analog Sayısal Dönüştürücü (Analog-to-Digital Converter, ADC) 4 GHz örnekleme frekansında kullanılmıştır. ADC üzerindeki bit sayısı, analog işaretlerin sayısal işaretlere dönüştürülmesinde kullanılan hassasiyeti belirleyen bir parametredir. Sayısal işaretler, örnekleme ve nicemleme adımlarıyla analog işaretlerden elde edilir. Örnekleme, analog işaretin belli aralıklarla ölçülmesini ifade eder. Nicemleme ise, ölçülen analog sinyal değerlerinin sayısal değerlere dönüştürülmesini ifade eder. Bit sayısı, nicemleme adımındaki hassasiyeti belirler. Yani, daha fazla bit sayısı, daha yüksek bir hassasiyet anlamına gelir. Örneğin, 8-bit bir ADC, işaretleri 256 farklı sayısal değere dönüştürebilirken, 12-bit bir ADC, işaretleri 4096 farklı sayısal değere dönüştürebilir. Bu nedenle, daha yüksek bit sayısı, daha yüksek bir çözünürlükle sonuçlanır ve daha doğru sonuçlar elde edilmesini sağlar. Bu tez kapsamında ise kart üzerinde kullanılacak ADC bit sayısı çalışma için yeterli seviyededir. Harici ADC için ekstra maliyetlerin fazlalığı ve yüksek bant genişlikli ADC'nin az sayıda bulunması, kart üzerinde bulunan ADC'nin seçilmesinde etken rol oynamıştır.

Giriş işaretleri olarak gerçek işaretler üzerinde çalışılmıştır. Kart üzerinde bulunan Zynq işlemci sayesinde FPGA ile haberleşmesi sağlanılmıştır. Böylece yazmaç kontrolleri Zynq işlemci üzerinden yapılmıştır. Şekil 4.2 ile geniş bant Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform, FFT) Fikri Mülkiyet Çekirdeği (Intellectual Property-Core, IP-Core) bloğunda görülmektedir. IP-Core bloğu üzerinde bulunan girdiler doğrudan AMD Xilinx firmasına ait RF Data Converter IP [57] bloğundan gelen ADC işaretine (*m00\_axis*) bağlanmıştır. Bu

bloktan çıkan saat darbesi (*clk\_adc0*) ise ADC verilerinin senkron bir şekilde işlenmesi için genişbant FFT IP bloğunda da kullanılmıştır. Çıkan sonuçlar Zynq işlemci üzerinden geniş bant FFT IP bloğundan yazmaçlar ile alınmıştır. Yazmaçlardan okunan değerler daha sonra Matlab üzerinden gerçek zamanlı olarak izge şeklinde gösterilmiştir. FPGA tarafında yer kazanmak için sadece birinci Nyquist bölgesine düşen sonuçlar çıkarılmıştır. İkinci Nyquist bölgesi birinci Nyquist bölgesinin ayna görüntüsü olduğundan kaynak tüketimini azaltmak için kullanılmamıştır.

Zynq işlemci üzerinde gerçek zamanlı olarak çalıştırılması için gömülü Linux kurulmuştur. Xilinx ürünleri üzerinde derleme ve çalıştırma işlemleri için de Petalinux araçları [58] kullanılmıştır.

FPGA kartı için gerekli bit dosyası üretimi ise Vivado programı üzerinden gerçekleştirilmiştir. Burada karşılaşılan en büyük sorun zamanlama (timing) sorunu olmuştur. Bu sorunun çözümü için VHDL kodunda optimizasyonlar yapılmıştır ve zamanlama (timing) sorunu olmadan bit dosyası başarılı bir şekilde oluşturulmuş ve PetaLinux ile Zynq FPGA kartı için derlenmiştir. Derleme işlemi bittikten sonra FPGA kartı üzerinde ne kadar kaynak tüketildiği Tablo 6.1 üzerinde gösterilmiştir. En çok LUT en az ise DSP kaynağı tüketilmiştir.

Kaynak	Tüketim Miktarı
LUT	86158 (%42.74)
BRAM	102461 (%57.18)
DSP	4794 (%9.06)
FF	6045 (%30.65)

Tablo 6.1 FPGA Kartı Genel Kaynak Tüketimi

Kaynaklar genel olarak belirli işlevleri yerine getirmek için kullanılmaktadır. BRAM kaynakları hafıza birimleri için, DSP kaynakları matematiksel işlemlerin yapılması için, LUT ve FF kaynakları ise girdi-çıkıktı bağlantıları, yazmaçlar için kullanılmaktadır.

Vivado programı her bir IP bloğu için ayrı ayrı kaynak tüketimlerinin gösterilmesine olanak sağlamaktadır. Bu tez çalışmasında kullanılan geniş bant FFT IP bloğu için tüketilen kaynak miktarları Tablo 6.2 üzerinde gösterilmiştir. Böylece genişbant FFT IP bloğunun genel olarak ne kadar kaynak tükettiği görülebilmektedir. Ayrıca IP bloğu içinde kullanılan alt bloklarında ne kadar kaynak tükettiği bilgisi görülmektedir.

<b>Kaynak</b>	<b>Tüketim Miktarı</b>
CLB LUTs	86158 (%20.26)
CLB Registers	102461 (%12.05)
CLB	18156 (%34.15)
LUT as Logic	62462 (%14.69)
LUT as Memory	23696 (%11.09)
FF	54465 (%12.81)
BRAMs	216 (%20.00)
DSPs	368 (%8.6)

Tablo 6.2 Geniş Bant FFT IP Kaynak Tüketimi

Vivado programı üzerinden kaynak tüketiminin yanı sıra zamanlama (timing) sonuç belgesi de çıkmaktadır. Şekil 6.1 üzerinde zamanlama sonuçları görülmektedir. Böylece tasarımıımız problem yaşamadan zamanlamayı doğru bir şekilde sağlamıştır.



Setup	Hold	Pulse Width
Worst Negative Slack (WNS): 0.070 ns	Worst Hold Slack (WHS): 0.010 ns	Worst Pulse Width Slack (WPWS): 0.000 ns
Total Negative Slack (TNS): 0.000 ns	Total Hold Slack (THS): 0.000 ns	Total Pulse Width Negative Slack (TPWS): 0.000 ns
Number of Falling Endpoints: 0	Number of Falling Endpoints: 0	Number of Falling Endpoints: 0
Total Number of Endpoints: 651873	Total Number of Endpoints: 651061	Total Number of Endpoints: 307254

**All user specified timing constraints are met.**

Şekil 6.1 FPGA zamanlama (timing) sonucu

Vivado programı üzerinden başarılı bir şekilde bitstream yapılan tasarım PetaLinux üzerinden derlenerek JTAG yardımı ile kart üzerinde yüklenmiştir. Kart üzerinde FPGA ve kullanıcı arasında haberleşme yazmaçlar üzerinden gerçekleştirilmiştir. Burada Zynq işlemci köprü görevi görmektedir. Geniş bant FFT IP bloğu üzerinde bulunan yazmaç bilgileri Tablo 6.3 üzerinde gösterilmiştir.

Yazmaç	Açıklama
Yazmaç1-32 bit[31:0]	Versiyon bilgisini tutar.(O)
Yazmaç2-1 bit[0:0]	Geniş Bant FFT algoritmasını başlatır.(YO)
Yazmaç3-32 bit[31:0]	FFT boyutunu tutar.(YO)
Yazmaç4-32 bit[31:0]	Max-Hold süresini tutar.(YO)
Yazmaç5-32 bit[31:0]	Hafızada ne kadar sonuç olduğunu gösterir.(O)
Yazmaç6-32 bit[31:0]	Hafızada tutulan 1. kanal sonuçları(O)
Yazmaç7-32 bit[31:0]	Hafızada tutulan 2. kanal sonuçları(O)
Yazmaç8-32 bit[31:0]	Hafızada tutulan 3. kanal sonuçları(O)
Yazmaç9-32 bit[31:0]	Hafızada tutulan 4. kanal sonuçları(O)
Yazmaç10-32 bit[31:0]	Hafızada tutulan 5. kanal sonuçları(O)
Yazmaç11-32 bit[31:0]	Hafızada tutulan 6. kanal sonuçları(O)
Yazmaç12-32 bit[31:0]	Hafızada tutulan 7. kanal sonuçları(O)
Yazmaç13-32 bit[31:0]	Hafızada tutulan 8. kanal sonuçları(O)
Yazmaç14-32 bit[31:0]	Hafızadan okuma işlemini başlatır.(YO)
Yazmaç15-1 bit[0:0]	Tüm sistemi sıfırlar(reset).(YO)

Tablo 6.3 Geniş Bant FFT IP Yazmaç Tablosu, Y:Sadece Yazma O:Sadece Okuma YO:Okuma ve Yazma

Zynq üzerinden haberleşme için C, C++ dillerinde kodlama yapılmıştır. Böylece işlemci üzerinde koşturulan kod sayesinde FPGA ve kullanıcı ile haberleşme sağlanmıştır. Yapılan kodlama için [59] üzerinden faydalanılmıştır.

İlk olarak yazmaç3 bilgisi (FFT boyutu) girilmiştir. Yazmaç3 sayesinde FFT boyutu kullanıcı tarafından değiştirilmiş ve farklı FFT boyutları için performans ölçümleri yapılmıştır. Yazmaç3 üzerine yazılacak değeri  $R_3$  kabul edersek, bu değer Eş. 17 ile hesaplanır. Bu yazmaç için en büyük FFT boyutu değeri 2048'dir. Daha sonra Max-Hold için gerekli süre bilgisi saat darbesi cinsinden yazmaç4 üzerinden verilmiştir. Yazmaç4 üzerine yazılacak Max-Hold süresini  $R_4$  ile gösterirsek, Eş. 18 ile Max-Hold süresi için yazmaç4 üzerine yazılacak değer hesaplanabilir. Algoritma için gerekli bilgiler girildikten sonra yazmaç2 mantıksal 1 yapılarak algoritmanın başlatılması sağlanır. Artık sonuçlar üretilmeye başlanmış ve hafızaya yerleştirilmiştir.

$$R_3 = \log_2(FFT\ Boyutu) \quad (17)$$

$$R_4 = \frac{\text{süre (ns)}}{\text{saat darbesi süresi (4 ns)}} \quad (18)$$

Max-Hold yapısı sayesinde tazeleme süresi ile sonuçlar FPGA içerisinde sürekli güncellenmektedir. Yazmaç5 bilgis ile hafızada ne kadar sonuç olduğu okunur ve hafıza dolduğundan sonuçlar yazmaç15 üzerinden önce mantıksal 1 yapılır ve sonuçlar ilgili yazmaçlardan okunarak bir dizi elemanına aktarılır, ardından mantıksal 0 yapılarak sonuçlar teker teker çekilmiştir. Sayısal tasarım kısmında hafızadan okuma yapabilmek için 1 saat darbesi periyodunda tek bir darbe gereklidir. Bunu sağlayabilmek için yazmaç15 önce mantıksal 1 sonra mantıksal 0 yapılır. Eğer yazmaç15  $R_{15}$ , bir saat darbesi geciktirilmiş yazmaç15 değerini  $D_{15}$  ve hafızadan okuma için gerekli işareti  $T_{15}$  kabul edersek FPGA üzerinde Eş. 19 uygulanarak (yazmaç15 ve bir saat darbesi geciktirilmiş yazmaç15'in tersi ile ve (and) mantıksal kapısından geçirilerek) tek saat darbesi periyodunda bir darbe sağlanmış olur. Bu işlem hafızada veri bitene kadar devam eder ve hafıza dolduğunda tekrar aynı işlemler tekrarlanır. FPGA içerisindeki hafıza biriminin boyutu en yüksek FFT boyutudur.(Bu tez çalışmasında 4096 olarak seçilmiştir.)

$$T_{15} = R_{15} \wedge \neg D_{15} \quad (19)$$

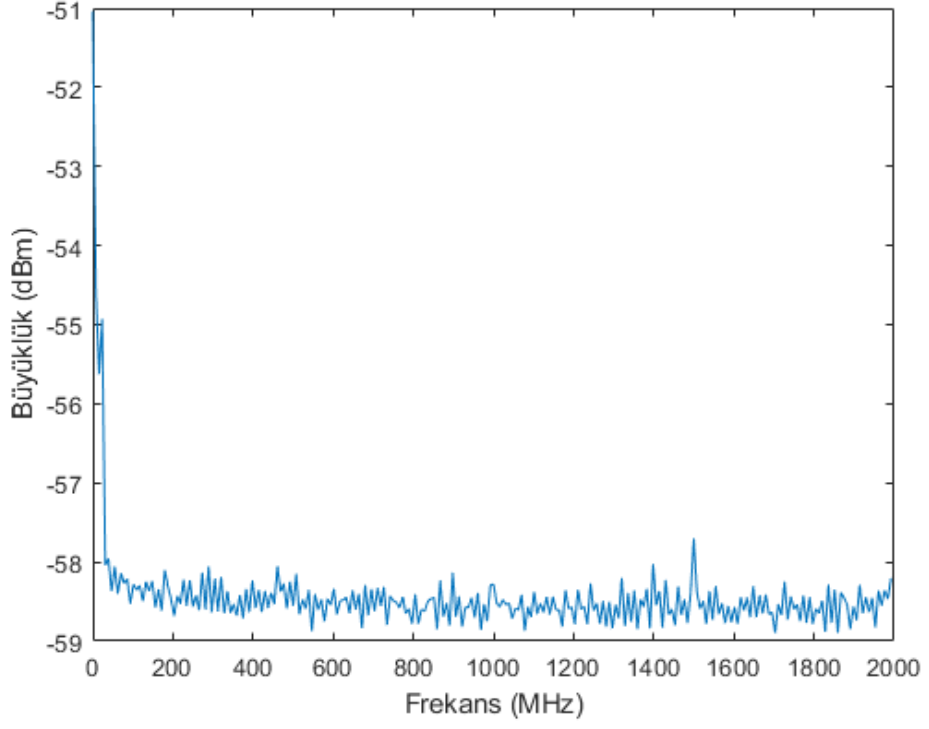
Yazmaç6, yazmaç7, yazmaç8, yazmaç9, yazmaç10, yazmaç11, yazmaç12 ve yazmaç13 üzerinde okunan değerler bir dizi elamanında tutulmuştur. Her bir kanala karşılık gelen değerler FPGA içerisindeki hafıza boşalana kadar çekilmiştir. Daha sonra bir ".txt" uzantılı dosya üzerine yazdırılmış ve Matlab üzerinden sonuçlar çizdirilmiştir. Okunan sonuçlar gerçek ve kompleks değerlerinin karesi olduğundan ".txt" uzantılı dosyaya karakökleri alınarak yazılmışlardır. Daha sonra Matlab üzerinde logaritma fonksiyonu kullanılarak sonuçlar dBm alanına çevrilmiştir.

## 6.1. Sonuçlar

Bu alt başlık içinde sonuçlar gösterilmiştir. Farklı tipteki işaretler incelenmiş ve FFT boyutunun etkisine bakılmıştır.

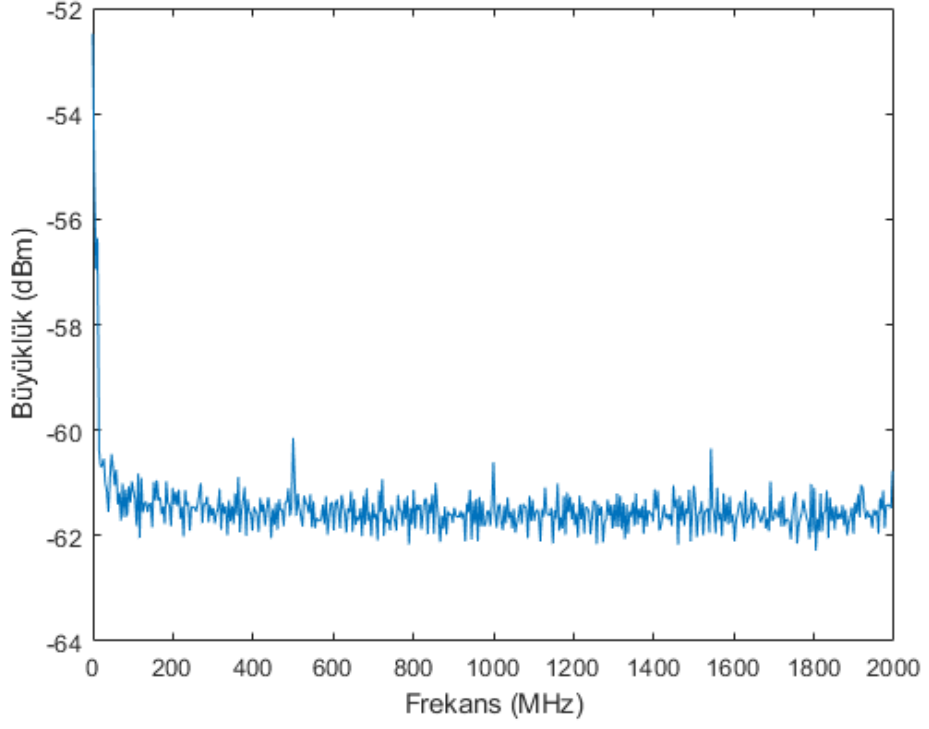
### 6.1.1. Gürültü Ölçümü için Gerçek Zamanlı Uygulama Sonuçları

Gerçek işaretler ile çalışılmadan önce ortamdaki gürültü seviyesi ölçülmüştür. Farklı FFT boyutlarındaki gürültü seviyeleri çıkarılmıştır. İlk olarak yazmaçlar üzerinden FFT boyutu 32 olarak ayarlanılmış ve Şekil 6.2 sonucu elde edilmiştir. Daha sonra FFT boyutu sırasıyla 64,128,256,512,1024 ve 2048 yapılarak sonuçlar çizdirilmiştir. Şekil 6.3, Şekil 6.4, Şekil 6.5, Şekil 6.6, Şekil 6.7 ve Şekil 6.8 üzerinde gürültü sonuçları gösterilmiştir.



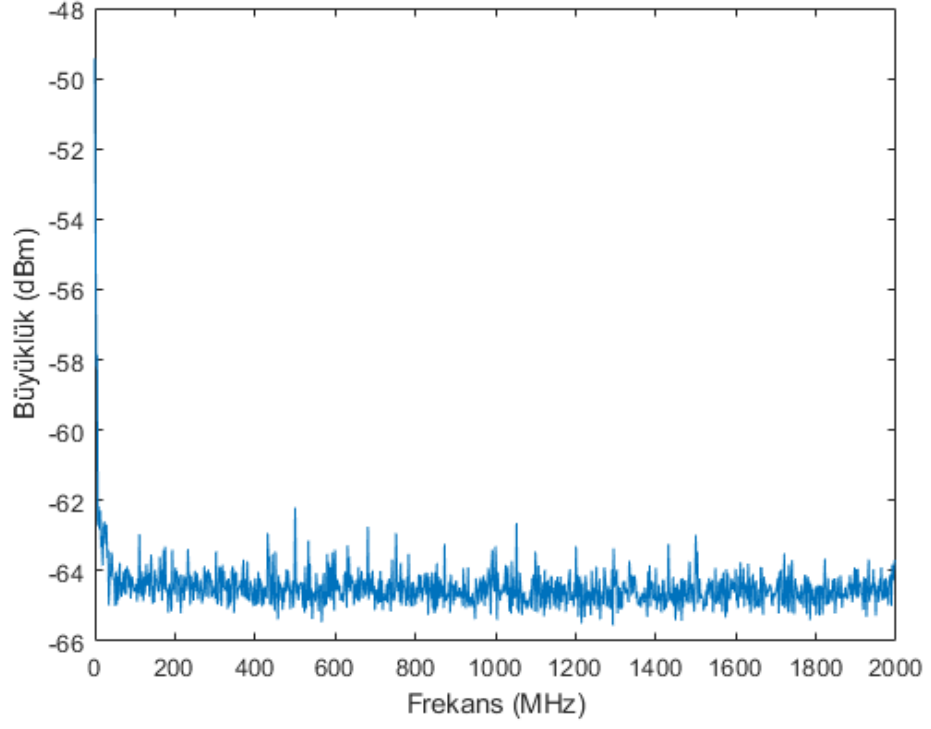
Şekil 6.2 32 FFT boyutu ile gürültü seviyesi

32 FFT boyutu için gürültü seviyesi Şekil 6.2 üzerinde görüleceği üzere -57 dBm ve -60 dBm arasındadır. Bu güç seviyelerinin altındaki bir işaretin algılanması ise 32 FFT boyutu için mümkün değildir.



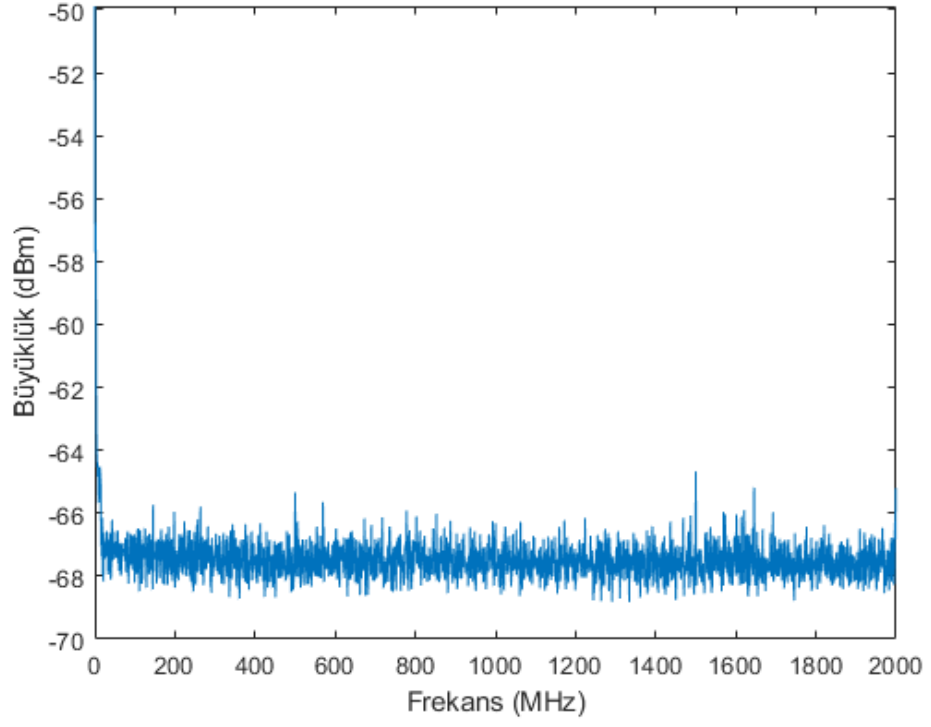
Şekil 6.3 64 FFT boyutu ile gürültü seviyesi

64 FFT boyutu için gürültü seviyesi Şekil 6.3 üzerinde görüleceği üzere -60 dBm ve -63 dBm arasındadır. Bu güç seviyelerinin altındaki bir işaretin algılanması ise 32 FFT boyutu için mümkün değildir.



Şekil 6.4 128 FFT boyutu ile gürültü seviyesi

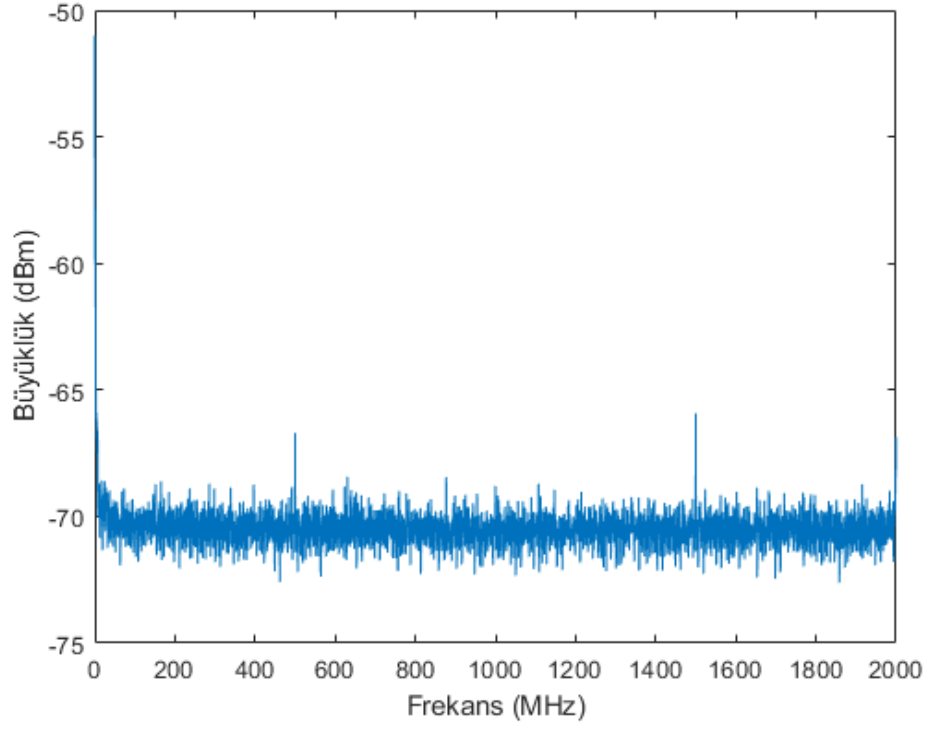
128 FFT boyutu için gürültü seviyesi Şekil 6.4 üzerinde görüleceği üzere -63 dBm ve -66 dBm arasındadır.



Şekil 6.5 256 FFT boyutu ile gürültü seviyesi

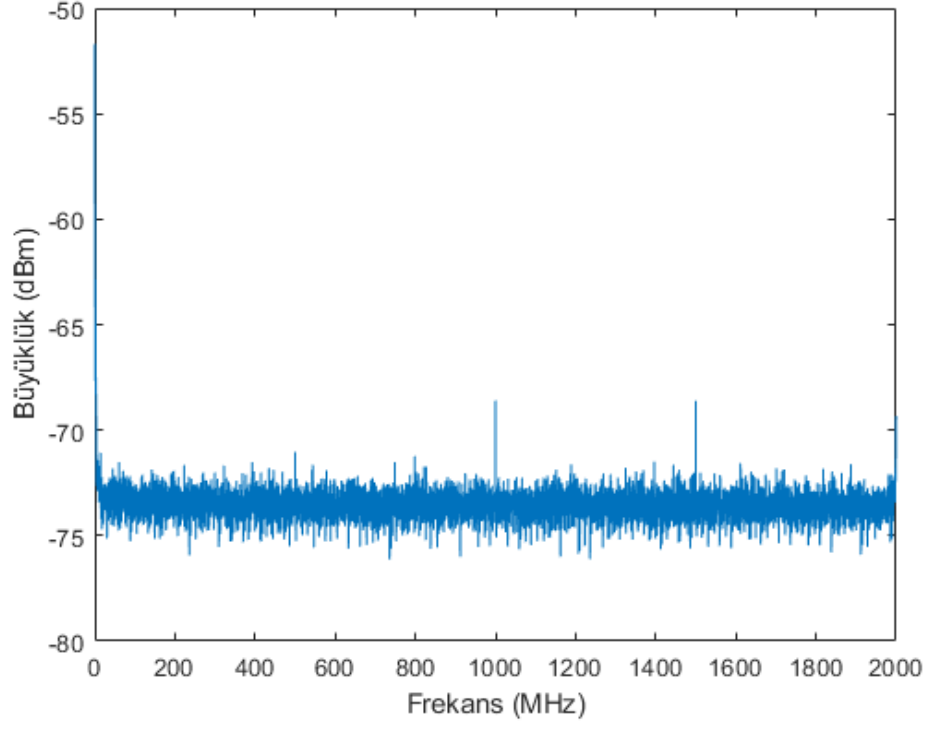
256 FFT boyutu için gürültü seviyesi Şekil 6.5 üzerinde görüleceği üzere -66 dBm ve -69 dBm arasındadır.





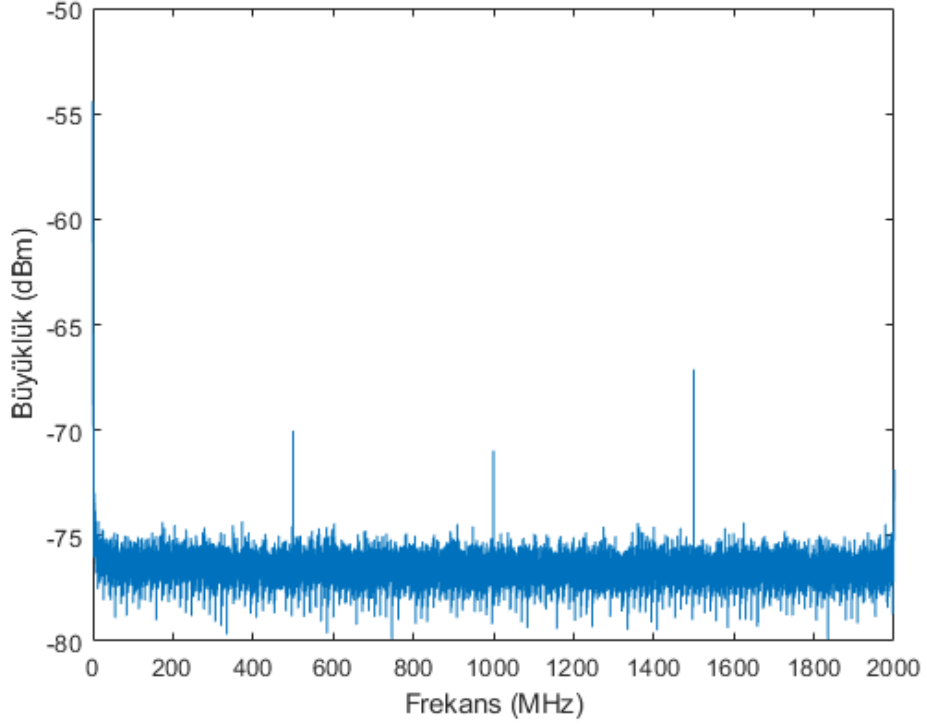
Şekil 6.6 512 FFT boyutu ile gürültü seviyesi

512 FFT boyutu için gürültü seviyesi Şekil 6.6 üzerinde görüleceği üzere -69 dBm ve -72 dBm arasındadır.



Şekil 6.7 1024 FFT boyutu ile gürültü seviyesi

1024 FFT boyutu için gürültü seviyesi Şekil 6.7 üzerinde görüleceği üzere -72 dBm ve -75 dBm arasındadır.



Şekil 6.8 2048 FFT boyutu ile gürültü seviyesi

2048 FFT boyutu için gürültü seviyesi Şekil 6.8 üzerinde görüleceği üzere -75 dBm ve -78 dBm arasındadır.

Sonuçlar üzerinde görüldüğü gibi gürültü tabanı seviyesi FFT boyutu arttıkça azalmaktadır ve düşük güçlerdeki işaretlerin algılanması artmaktadır.

### 6.1.2. Sürekli ve Darbeli İşaretler için Gerçek Zamanlı Uygulama Sonuçları

Sürekli ve darbeli işaretler için sonuçlar bu kısımda gösterilmiştir. İlk olarak 800 MHz frekansında bir sürekli yayın girdi olarak verilmiştir. Bu yayın için ölçüm parametreleri Tablo 6.4, Tablo 6.5 ve Tablo 6.6 üzerinde gösterilmiştir.

<b>Parametre</b>	<b>Değer</b>
$F_s$	4 GHz
Frekans	800 MHz
Güç	~ 0 dbm
İşaret Tipi	Sürekli
FFT Boyutu	32
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	512(32×16)
Frekans Çözünürlüğü	7.8125 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	796.875 MHz
FFT Boyutu	64
Aktif FFT Boyutu	1024(64×16)
Frekans Çözünürlüğü	3.90625 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	800.7915 MHz

Tablo 6.4 Sürekli Yayın-1 Parametreleri

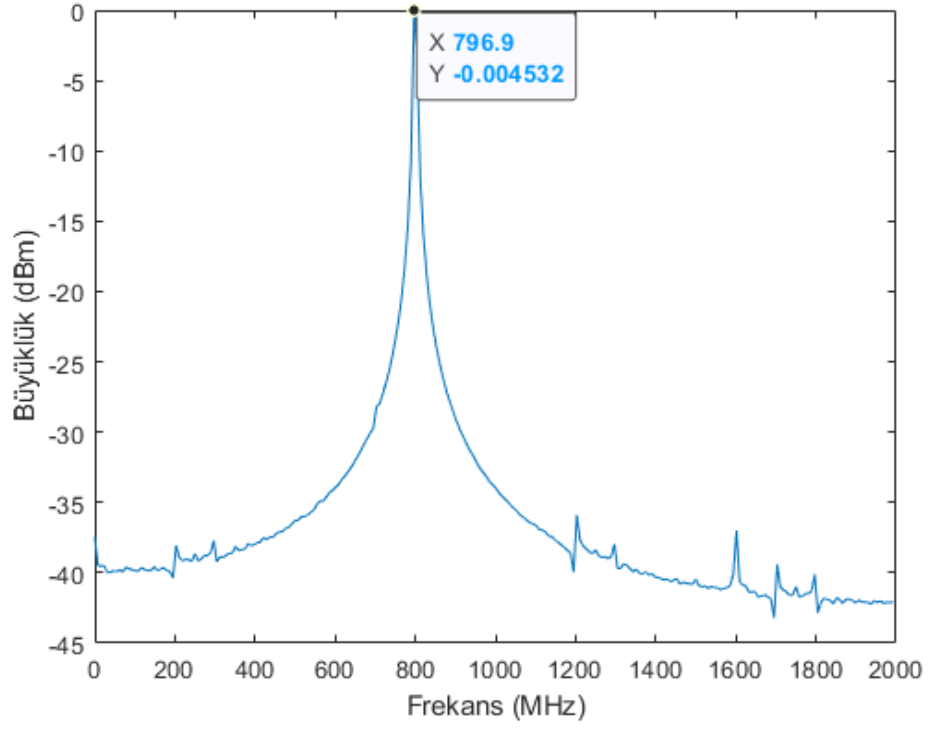
Parametre	Değer
$F_s$	4 GHz
Frekans	800 MHz
Güç	~ 0 dbm
İşaret Tipi	Sürekli
FFT Boyutu	128
Aktif FFT Boyutu	2048(128×16)
Frekans Çözünürlüğü	1.9531 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	800.7710 MHz
FFT Boyutu	256
Aktif FFT Boyutu	4096(256×16)
Frekans Çözünürlüğü	0.9766 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	799.8354 MHz
FFT Boyutu	512
Aktif FFT Boyutu	8192(512×16)
Frekans Çözünürlüğü	0.4883 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	799.8354 MHz

Tablo 6.5 Sürekli Yayın-1 Parametreleri

<b>Parametre</b>	<b>Değer</b>
$F_s$	4 GHz
Frekans	800 MHz
Güç	~ 0 dbm
İşaret Tipi	Sürekli
FFT Boyutu	1024
Aktif FFT Boyutu	16384(1024×16)
Frekans Çözünürlüğü	0.2441 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	799.9157 MHz
FFT Boyutu	2048
Aktif FFT Boyutu	32768(2048×16)
Frekans Çözünürlüğü	0.1221 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	799.9992 MHz

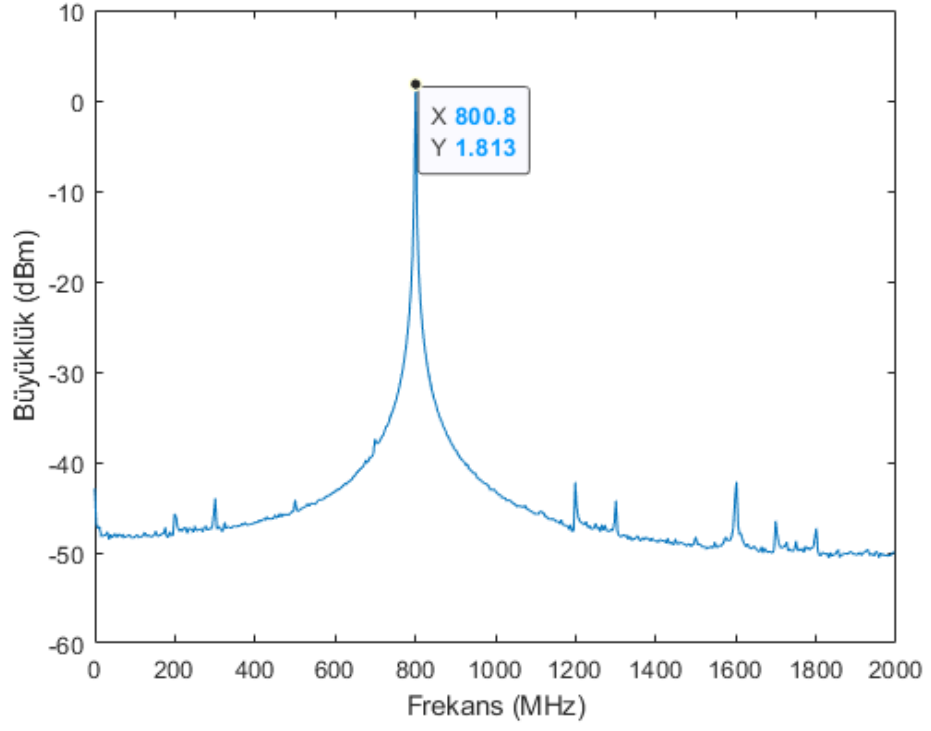
Tablo 6.6 Sürekli Yayın-1 Parametreleri

Şekil 6.9, Şekil 6.10, Şekil 6.11, Şekil 6.12, Şekil 6.13, Şekil 6.14 ve Şekil 6.15 üzerinde sonuçlar gösterilmiştir.



Şekil 6.9 32 FFT boyutu ile 800 MHz sürekli yayın

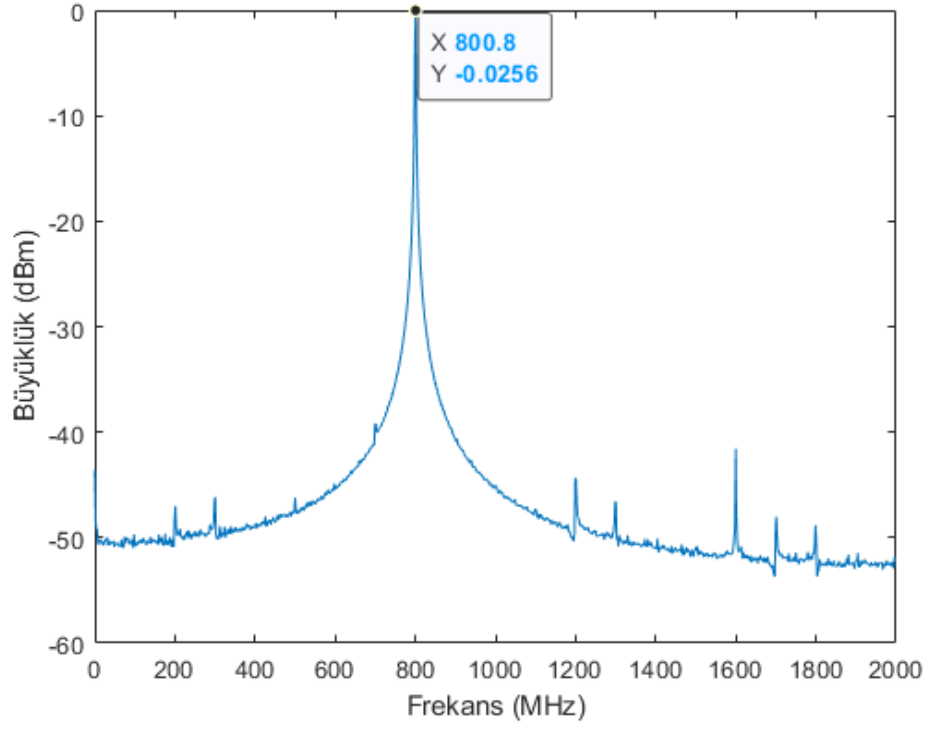
Şekil 6.9 üzerinde gösterilen ölçüm değeri Tablo 6.4 üzerinde 32 FFT boyutu için karşılık gelen birinci Nyquist frekansı bilgine denk gelmektedir.



Şekil 6.10 64 FFT boyutu ile 800 MHz sürekli yayın

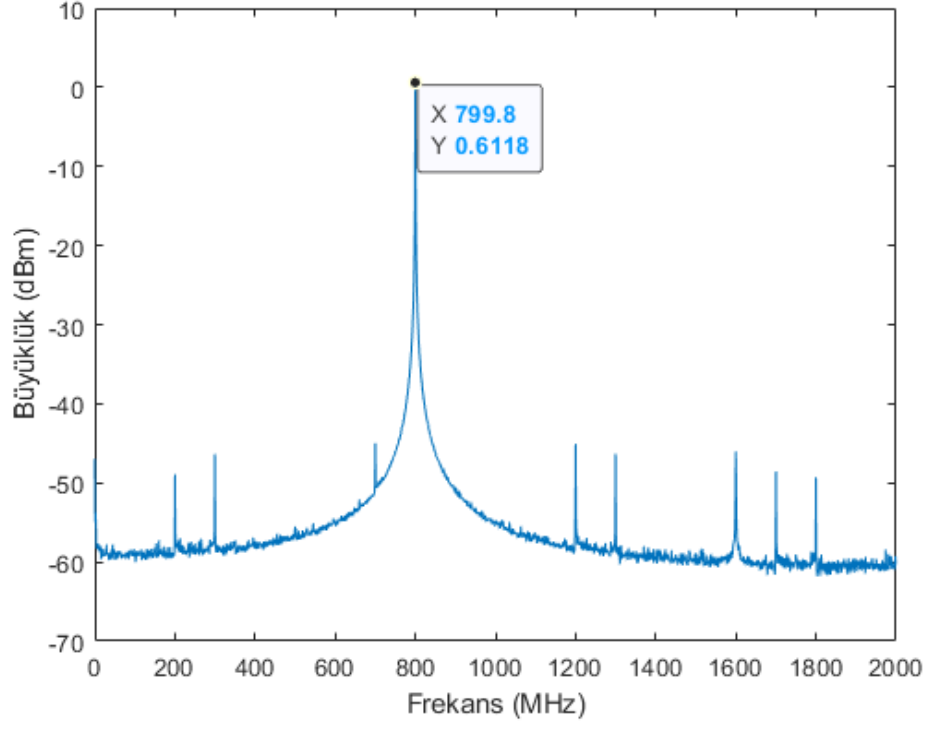
Şekil 6.10 üzerinde gösterilen ölçüm değeri Tablo 6.4 üzerinde 64 FFT boyutu için karşılık gelen birinci Nyquist frekansı bilgine denk gelmektedir.





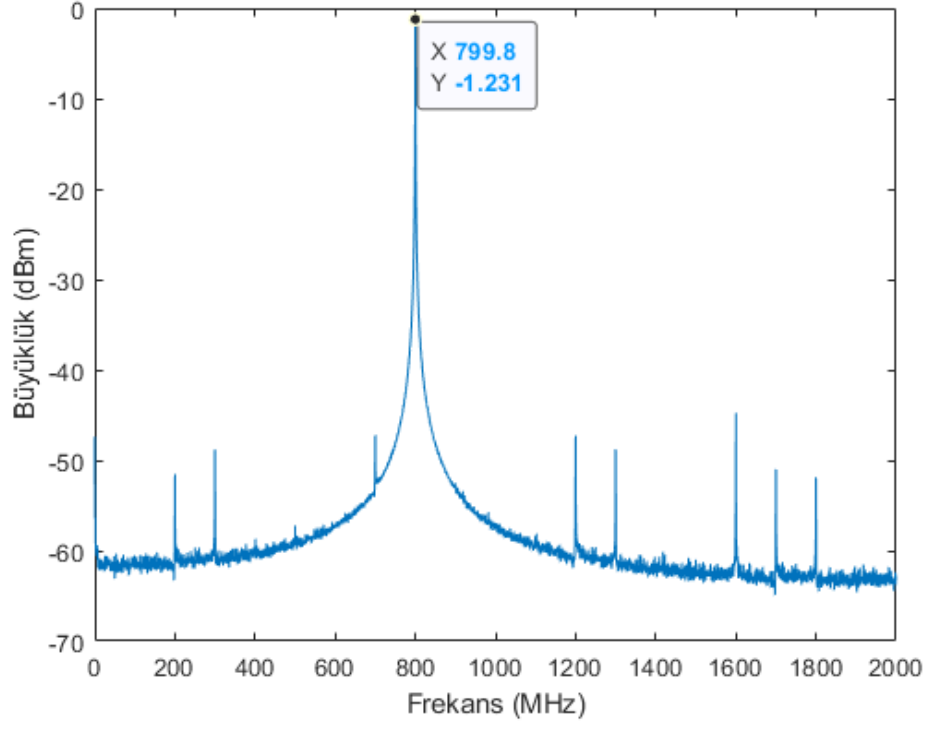
Şekil 6.11 128 FFT boyutu ile 800 MHz sürekli yayın

Şekil 6.11 üzerinde gösterilen ölçüm değeri Tablo 6.5 üzerinde 128 FFT boyutu için karşılık gelen birinci Nyquist frekansı bilgine denk gelmektedir.



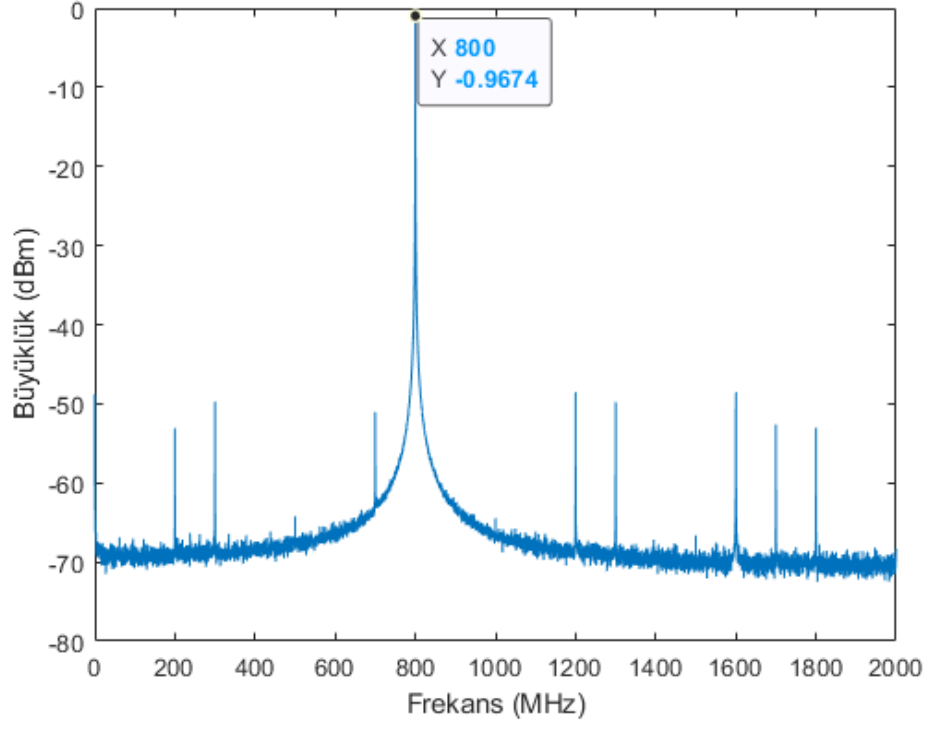
Şekil 6.12 256 FFT boyutu ile 800 MHz sürekli yayın

Şekil 6.12 üzerinde gösterilen ölçüm değeri Tablo 6.5 üzerinde 256 FFT boyutu için karşılık gelen birinci Nyquist frekansı bilgine denk gelmektedir.



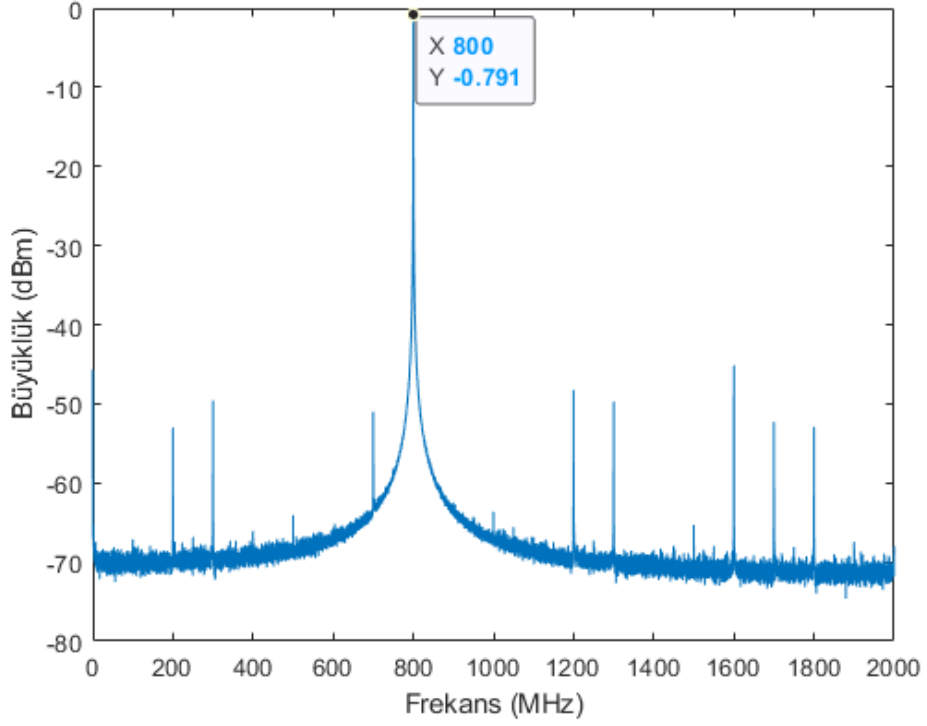
Şekil 6.13 512 FFT boyutu ile 800 MHz sürekli yayın

Şekil 6.13 üzerinde gösterilen ölçüm değeri Tablo 6.5 üzerinde 512 FFT boyutu için karşılık gelen birinci Nyquist frekansı bilgine denk gelmektedir.



Şekil 6.14 1024 FFT boyutu ile 800 MHz sürekli yayın

Şekil 6.14 üzerinde gösterilen ölçüm değeri Tablo 6.6 üzerinde 1024 FFT boyutu için karşılık gelen birinci Nyquist frekansı bilgine denk gelmektedir.

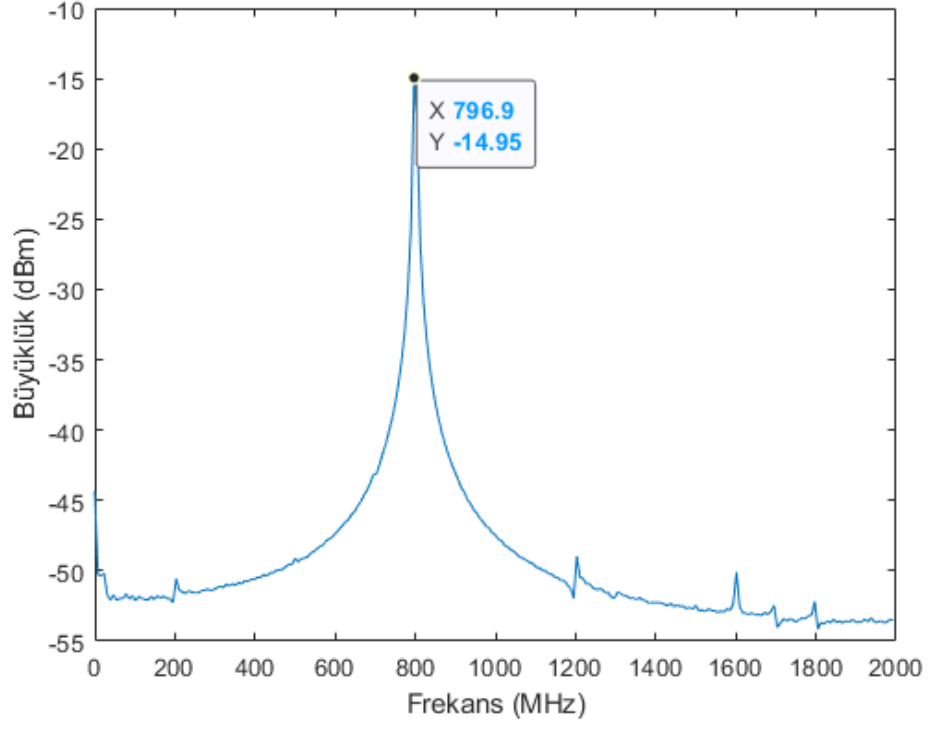


Şekil 6.15 2048 FFT boyutu ile 800 MHz sürekli yayın

Şekil 6.15 üzerinde gösterilen ölçüm değeri Tablo 6.6 üzerinde 2048 FFT boyutu için karşılık gelen birinci Nyquist frekansı bilgine denk gelmektedir.

Her farklı FFT boyutu için frekans değeri doğru olarak bulunmuş ve FFT boyutu arttıkça frekans çözünürlüğü arttığı için 800 MHz değerini ifade etmek daha kolay hale gelmiştir.

İkinci aşamada gelen işaretin gücü 15 dB azaltılarak girilmiştir ve Şekil 6.16 üzerinde izge sonucu gösterilmiştir. Böylece 15 dB güç kaybı olan işaretin izgesi gösterilmiştir.



Şekil 6.16 32 FFT boyutu ile 800 MHz 15 db güç kaybı sürekli yayın

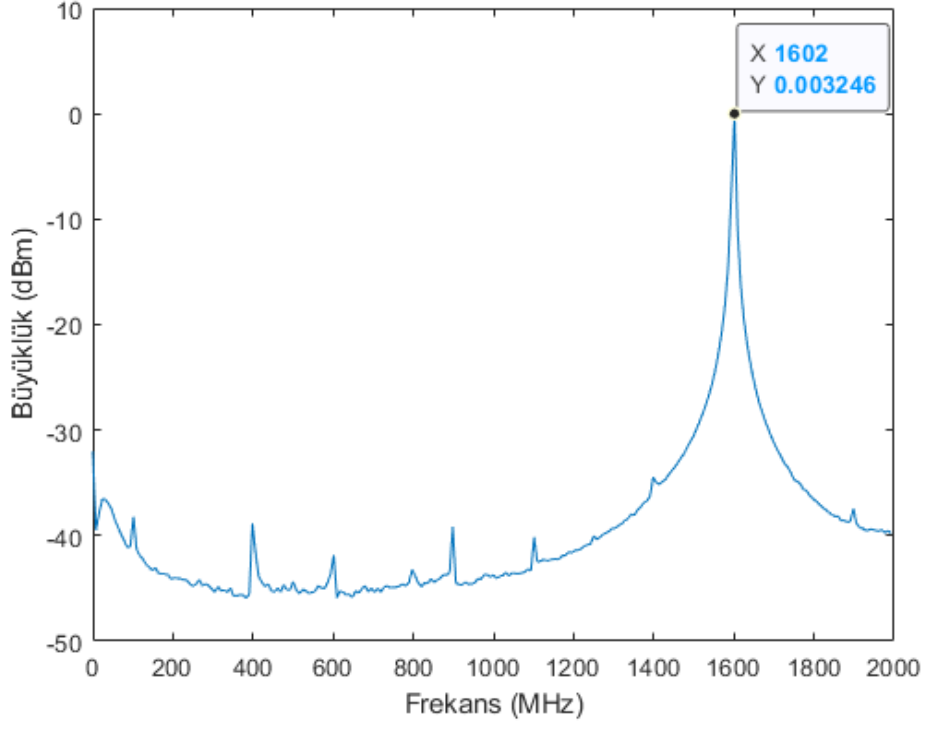
İşaretin gücünün düşürülerek verilmesi izge çıkarımında da görülmüştür.

Üçüncü aşamada farklı frekanslardaki darbeli işaretler kart üzerinde test edilmiştir. Sürekli yayınlar ile aynı sonuç beklendiğinden FFT boyutundaki değişime bakılmamıştır. Tablo 6.7 üzerinde darbeli işaretin parametreleri görülmektedir.

Parametre	Değer
$F_s$	4 GHz
Frekans	1600 MHz
Güç	$\sim 0$ dbm
İşaret Tipi	Darbeli
Darbe Süresi	1 us
Darbe Tekrarlama Aralığı	5 us
FFT Boyutu	32
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	512(32 $\times$ 16)
Frekans Çözünürlüğü	7.8125 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	1601.6 MHz

Tablo 6.7 Darbeli Yayın-1 Parametreleri

Bu yayın için sonuç Şekil 6.17 üzerinde gösterilmiştir. Giriş yayını başarılı bir şekilde izge alanında gösterilmiştir.



Şekil 6.17 32 FFT boyutu ile 1600 MHz darbeleri yayın

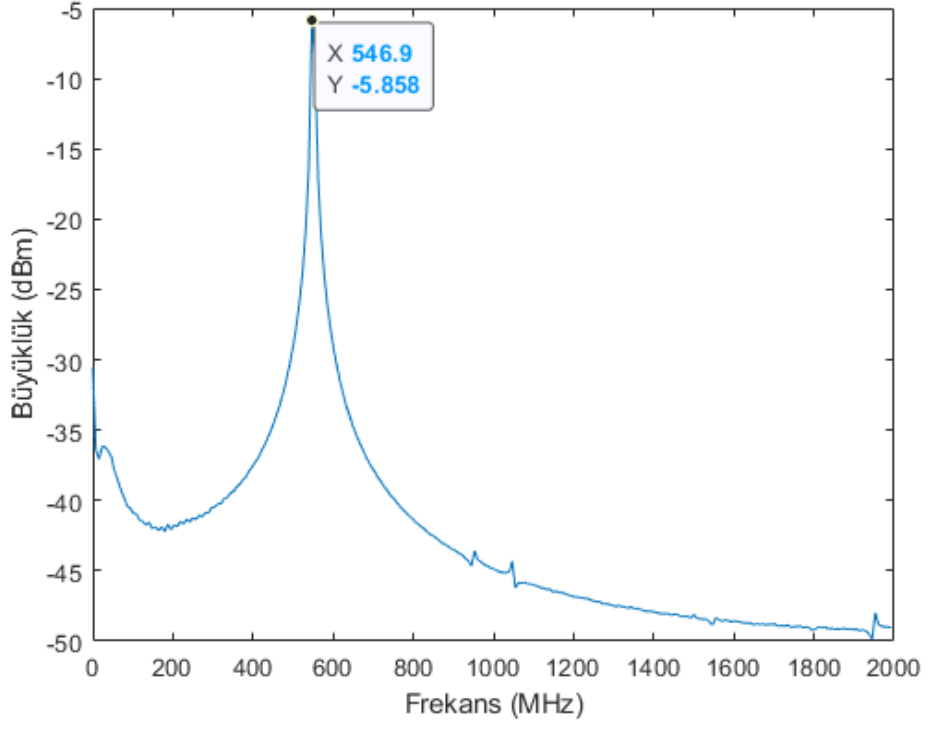
6.17 üzerinde görüleceği üzere darbeleri yayın işareti parametreleri ile Tablo 6.7 parametreleri örtüşmektedir.

Sonraki aşamada ikinci Nyquist bölgesine denk gelecek şekilde darbeleri bir işaret girdi olarak verilmiştir ve yine 32 FFT boyutu ile izge çıkarımı yapılmıştır. Tablo 6.8 üzerinde bu yayın için parametreler gösterilmiştir.



<b>Parametre</b>	<b>Değer</b>
$F_s$	4 GHz
Frekans	3450 MHz
Güç	~ 0 dbm
İşaret Tipi	Darbeli
Darbe Süresi	5 us
Darbe Tekrarlama Aralığı	20 us
FFT Boyutu	32
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	512(32×16)
Frekans Çözünürlüğü	7.8125 MHz
1.nyquist bölgesi frekansı	546.9 MHz

Tablo 6.8 Darbeli Yayın-2 Parametreleri



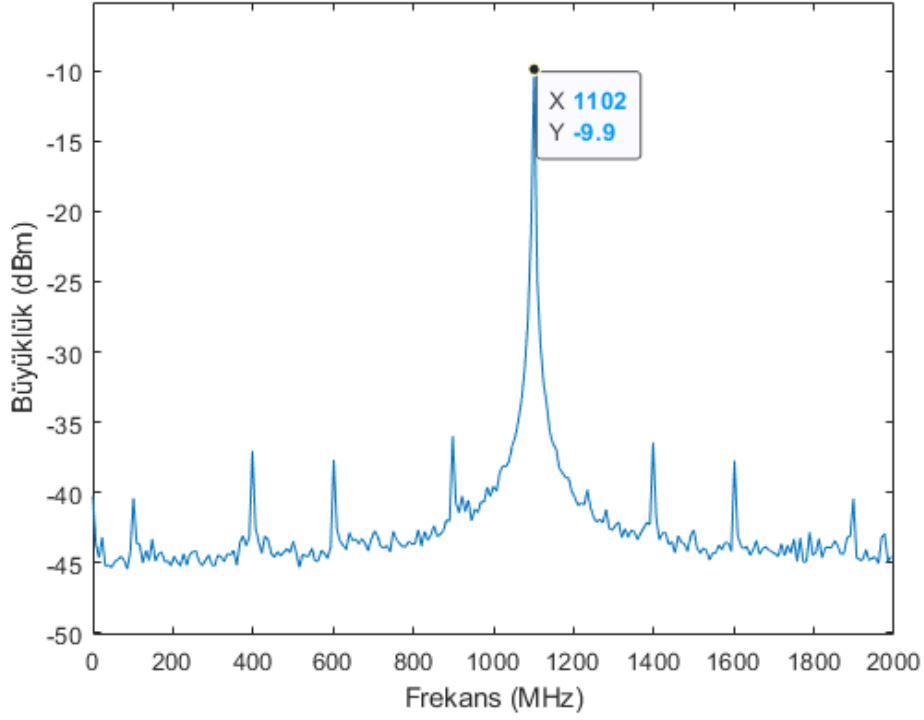
Şekil 6.18 32 FFT boyutu ile 3450 MHz darbeleri yayın

Şekil 6.18 üzerinde görüleceği üzere birinci Nyquist bölgesine düşen karşılığı başarılı bir şekilde gösterilmiştir.

Son olarak üçüncü Nyquist bölgesinde bir darbeleri işaret girdi olarak verilmiştir. İşaret ile ilgili bilgiler Tablo 6.9 üzerinde gösterilmiştir. Sonuç Şekil 6.19 üzerinde gösterilmiştir.

<b>Parametre</b>	<b>Değer</b>
$F_s$	4 GHz
Frekans	5100 MHz
Güç	$\sim 0$ dbm
İşaret Tipi	Sürekli
FFT Boyutu	32
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	512(32 $\times$ 16)
Frekans Çözünürlüğü	7.8125 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	1101.6 MHz

Tablo 6.9 3. Nyquist Sürekli Yayın Parametreleri



Şekil 6.19 32 FFT boyutu ile 5100 MHz sürekli yayın

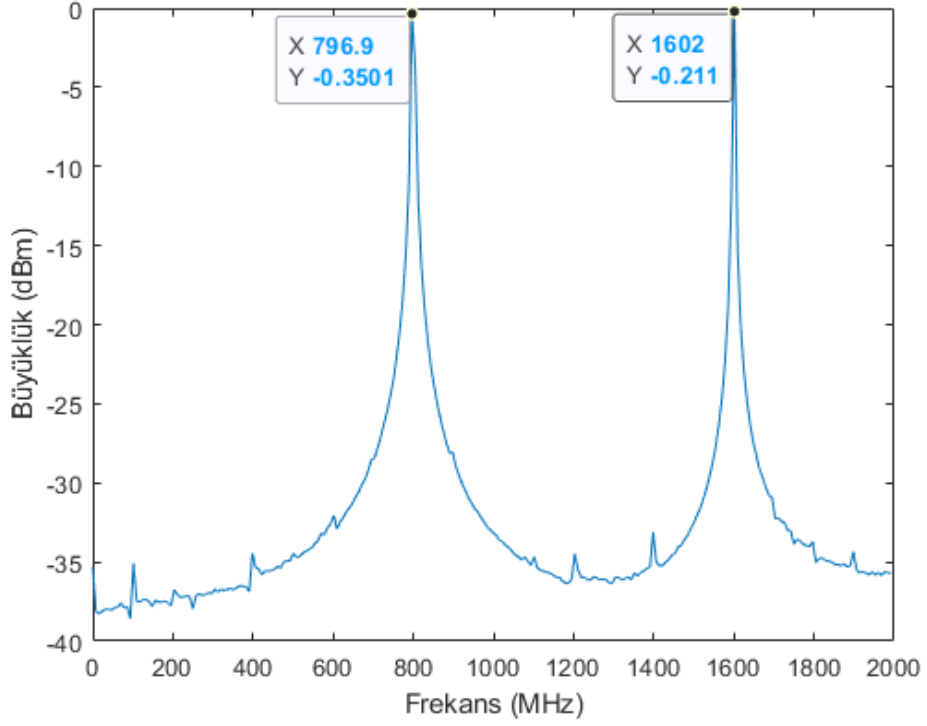
Böylece algoritmanın farklı Nyquist bölgelerindeki işaretler için de çıkarım yaptığı gösterilmiştir.

### 6.1.3. Aynı Ortamda Bulunan İşaretler için Gerçek Zamanlı Uygulama Sonuçları

İlk olarak güç seviyeleri birbirine eşit 2 sürekli işaretin toplamı girdi olarak verilmiştir. İşaret parametreleri Tablo 6.10 üzerinde verilmiştir. Şekil 6.20 üzerinde görüleceği üzere işaretler başarılı bir şekilde izge alanında gösterilmiştir.

<b>Parametre</b>	<b>Değer</b>
$F_s$	4 GHz
Frekans	800 MHz
Güç	~ 0 dbm
İşaret Tipi	Sürekli
FFT Boyutu	32
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	512(32×16)
Frekans Çözünürlüğü	7.8125 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	796.875 MHz
Frekans	1600 MHz
Güç	~ 0 dbm
İşaret Tipi	Sürekli
FFT Boyutu	32
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	512(32×16)
Frekans Çözünürlüğü	7.8125 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	1601.5625 MHz

Tablo 6.10 Aynı ortamda bulunan iki işaret için parametreler



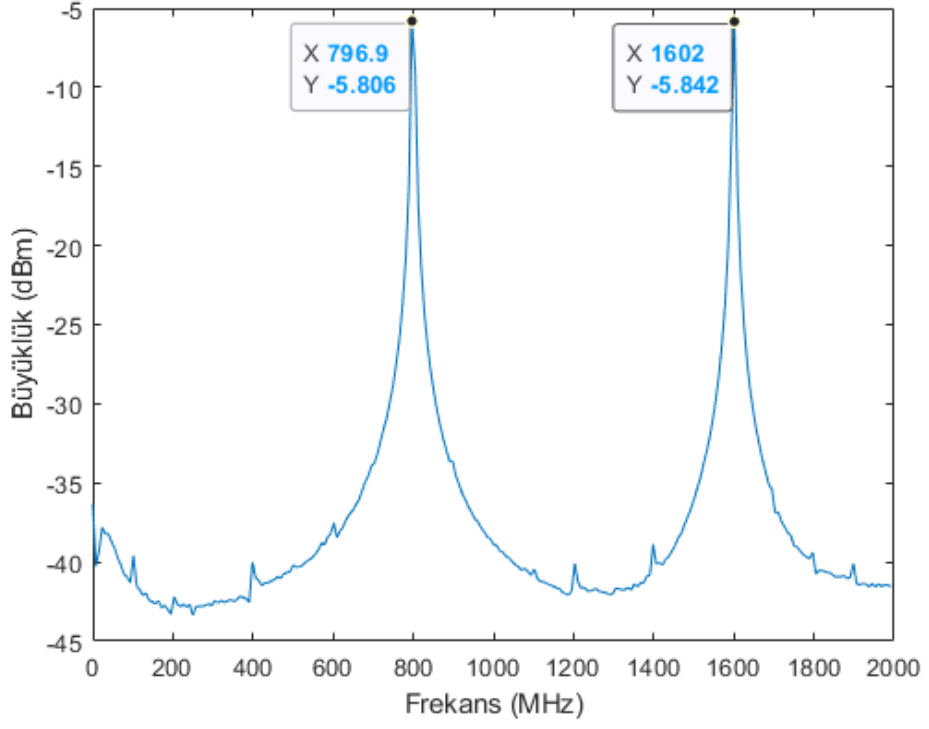
Şekil 6.20 32 FFT boyutu 800 MHz + 1600 MHz sürekli yayın

Bu test ile aynı güç seviyelerinde farklı frekans bilgilerine sahip sürekli işaretlerin izge algılamasının yapıldığı gösterilmiştir.

Aynı ortamda bulunan farklı parametrelere sahip darbeleri işaretler için de kart üzerinde çalışılmıştır. Tablo 6.11 üzerinde girdi işaretleri için parametre değerleri görülmektedir. Burada farklı parametre değerlerine sahip iki darbeleri işaretin toplamı girdi olarak verilmiştir. Şekil 6.21 üzerinde sonuç görülmektedir.

Parametre	Değer
$F_s$	4 GHz
Frekans	800 MHz
Güç	~ 0 dbm
İşaret Tipi	Darbeleri
Darbe Süresi	5 us
Darbe Tekrarlama Aralığı	20 us
FFT Boyutu	32
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	512 (32×16)
Frekans Çözünürlüğü	7.8125 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	796.875 MHz
Frekans	1600 MHz
Güç	~ 0 dbm
İşaret Tipi	Darbeleri
Darbe Süresi	15 us
Darbe Tekrarlama Aralığı	30 us
FFT Boyutu	32
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	512 (32×16)
Frekans Çözünürlüğü	7.8125 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	1601.5625 MHz

Tablo 6.11 Aynı ortamda bulunan iki darbeleri işaret için parametreler



Şekil 6.21 32 FFT boyutu 800 MHz + 1600 MHz darbeleri yayın

Aynı ortamda bulunan Darbeleri işaretler de başarılı bir şekilde gösterilmiştir.

Bu kısım için son olarak aynı ortamda bulunan frekansları birbirine yakın iki sürekli işaret için çalışma yapılmıştır. Tablo 6.12 ve Tablo 6.13 üzerinde aynı ortamda bulunan iki işaret için parametre değerleri gösterilmiştir. 32 FFT boyutu için sonuçlar Şekil 6.22 ile gösterilmiştir.

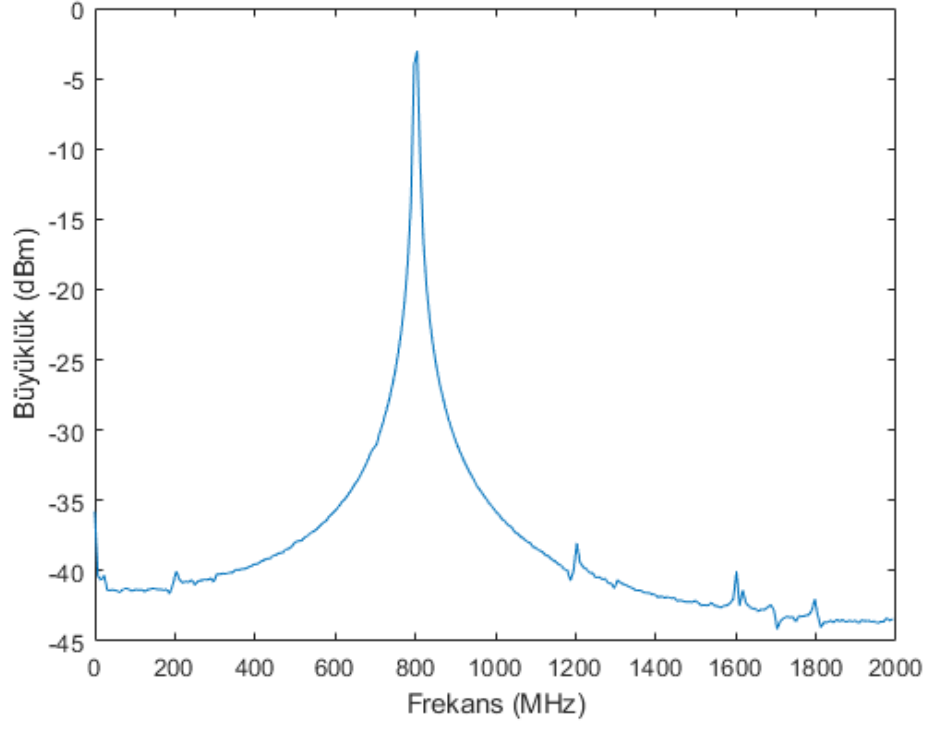


<b>Parametre</b>	<b>Değer</b>
$F_s$	4 GHz
Frekans	800 MHz
Güç	~ -5 dbm
İşaret Tipi	Sürekli
FFT Boyutu	32
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	512(32×16)
Frekans Çözünürlüğü	7.8125 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	796.875 MHz

Tablo 6.12 Aynı ortamda bulunan birinci sürekli işaret için parametreler

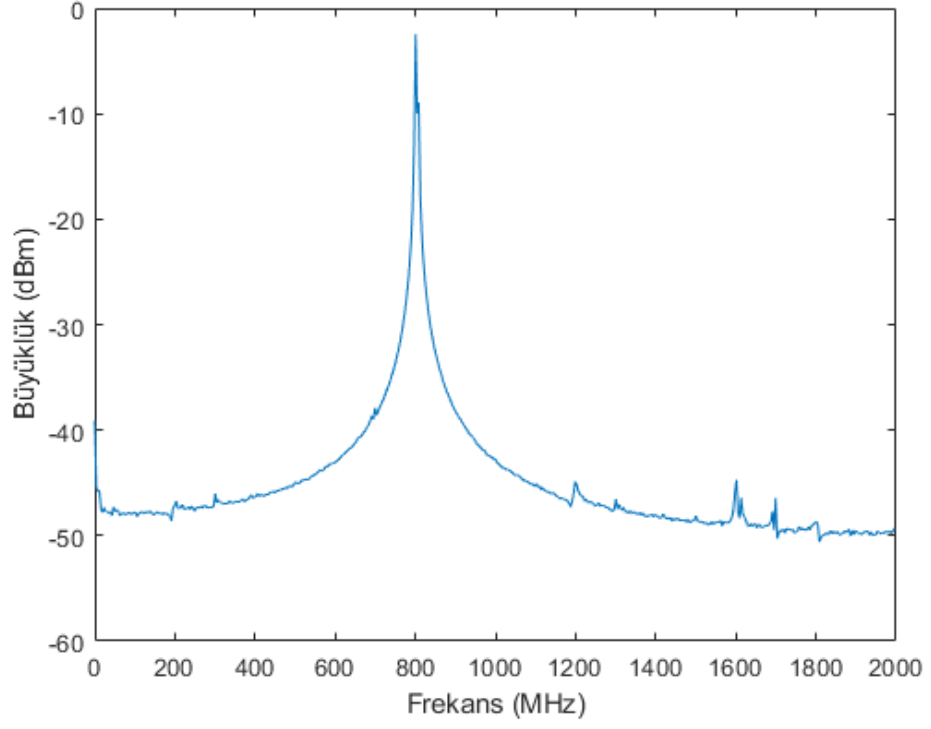
<b>Parametre</b>	<b>Değer</b>
$F_s$	4 GHz
Frekans	807 MHz
Güç	~ -10 dbm
İşaret Tipi	Sürekli
FFT Boyutu	32
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	512(32×16)
Frekans Çözünürlüğü	7.8125 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	804.6875 MHz

Tablo 6.13 Aynı ortamda bulunan ikinci sürekli işaret için parametreler



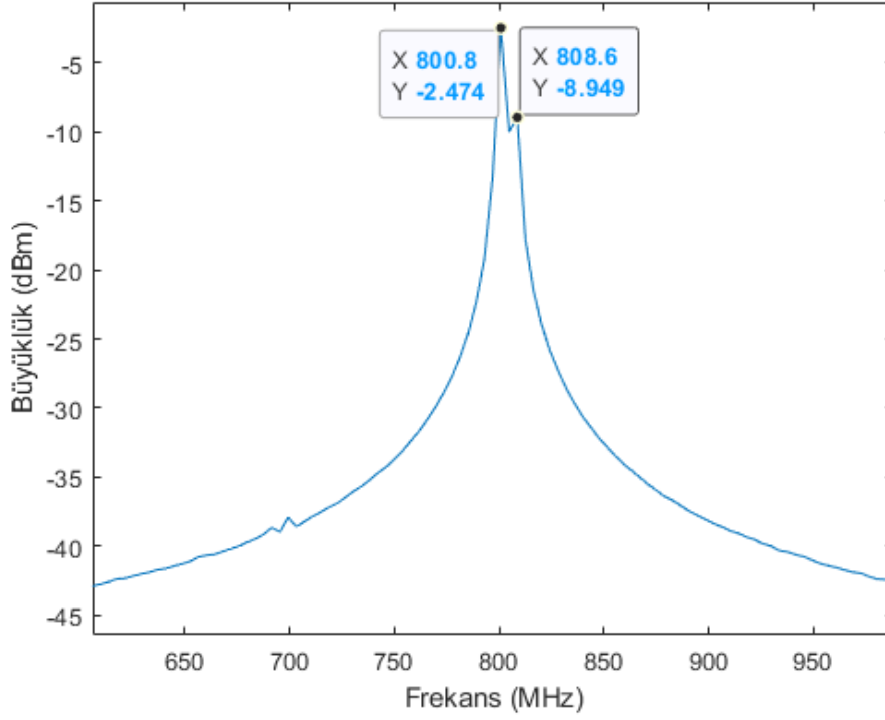
Şekil 6.22 32 FFT boyutu 800 MHz + 807 MHz sürekli yayın

Şekil 6.22 üzerinde iki işaret için ayırım yapmak zor olmuştur. FFT boyutunu 64 yaptığımızda ise Şekil 6.23 ve Şekil 6.24 üzerinde görüldüğü üzere iki işaret arasında ayırım yapmak kolaylaşmıştır.



Şekil 6.23 64 FFT boyutu 800 MHz + 807 MHz sürekli yayın

Şekil 6.23 üzerinde ilgili frekans değerlerine yakınlaştırma yaparsak Şekil 6.24 görüntüsü elde edilir.



Şekil 6.24 64 FFT boyutu 800 MHz + 807 MHz sürekli yayın yakınlştırılmış sonucu

Şekil 6.24 üzerinde 800 MHz ve 807 MHz sürekli yayınların algılanması görülmektedir.

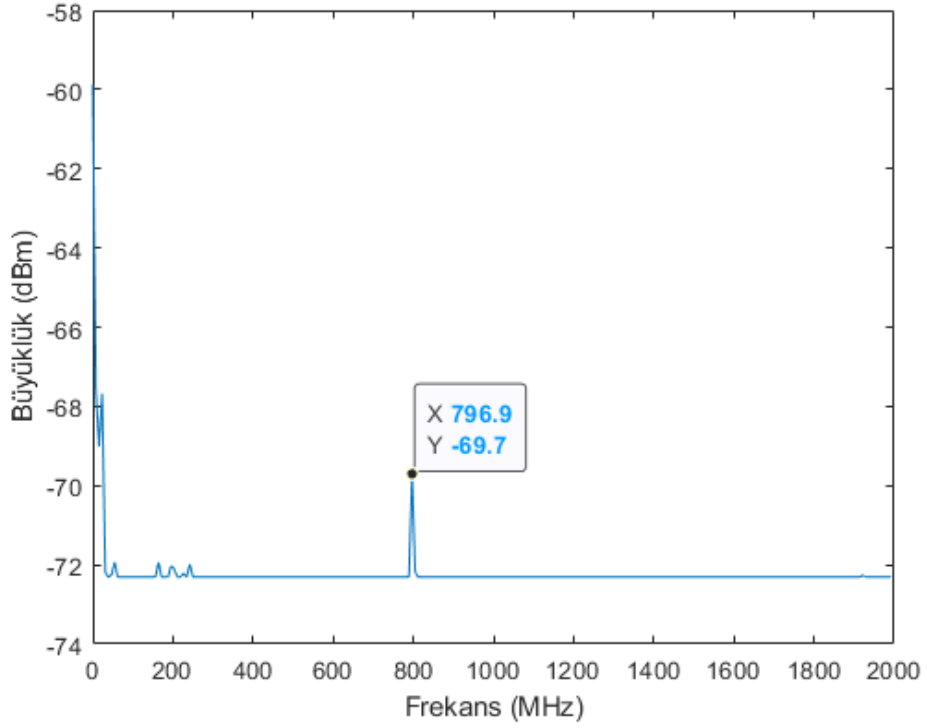
FFT boyutu artırılarak frekans çözünürlüğünün artırıldığı doğrulanmıştır, böylece birbirine yakın frekansdaki işaretlerin daha kolay ayrıldığı gözlemlenmiştir.

#### 6.1.4. Düşük Güçteki İşaretler için Gerçek Zamanlı Uygulama Sonuçları

Ortamda bulunan düşük güçteki işaretlerin algılanması farkındalık için önem arz etmektedir. Bu bölümde farklı FFT boyutları için farklı düşük güç seviyelerindeki işaretler için sonuçlar çıkarılmıştır.

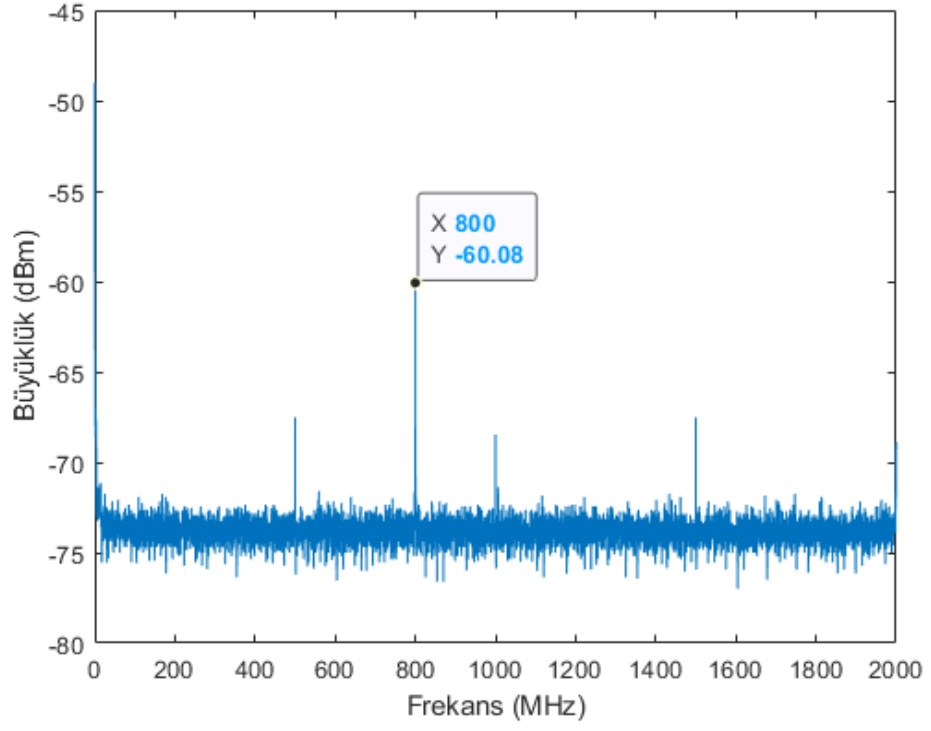
Başlangıç olarak 800 MHz frekansında -60 dBm gücünde sürekli işaret girdi işareti olarak seçilmiştir. Daha sonra FFT boyutu değiştirilerek bu seviyedeki işaret için sonuçlar alınmıştır. Şekil 6.25 üzerinde 32 FFT boyutundaki izge sonucu görülmektedir. FFT

boyutunun ayarlanabilir olması sayesinde düşük güçteki işaretlerin izge ekranında ifade edilmesi kolaylaşmıştır.



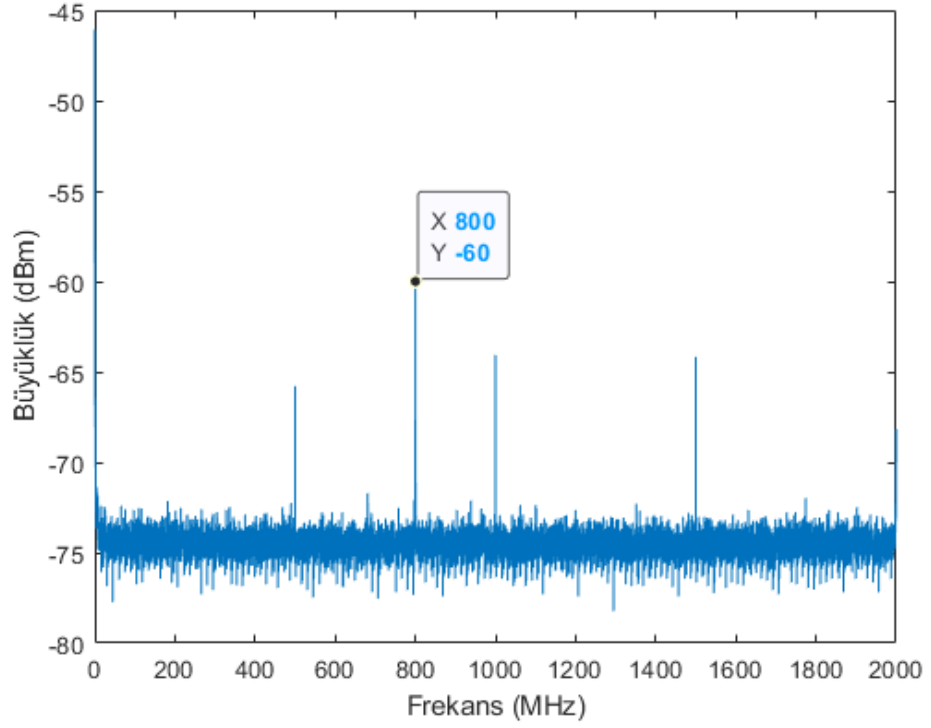
Şekil 6.25 32 FFT boyutu ile -60 dBm 800 MHz sürekli yayın

32 FFT boyutu ile yapılan test sonuçları izge alanında bozulmalar meydana getirmiştir. Sonrasında FFT boyutları sırasıyla 1024 ve 2048 yapılarak sonuçlar çıkarılmıştır. Şekil 6.26 üzerinde 1024 FFT boyutundaki sonucu ve Şekil 6.27 üzerinde ise 2048 FFT boyutundaki izge sonuçları görülmektedir.



Şekil 6.26 1024 FFT boyutu ile -60 dBm 800 MHz sürekli yayın

1024 FFT boyutu ile gürültü seviyesi belirgin hale gelmiştir ve işaretin algılanması kolaylaşmıştır.

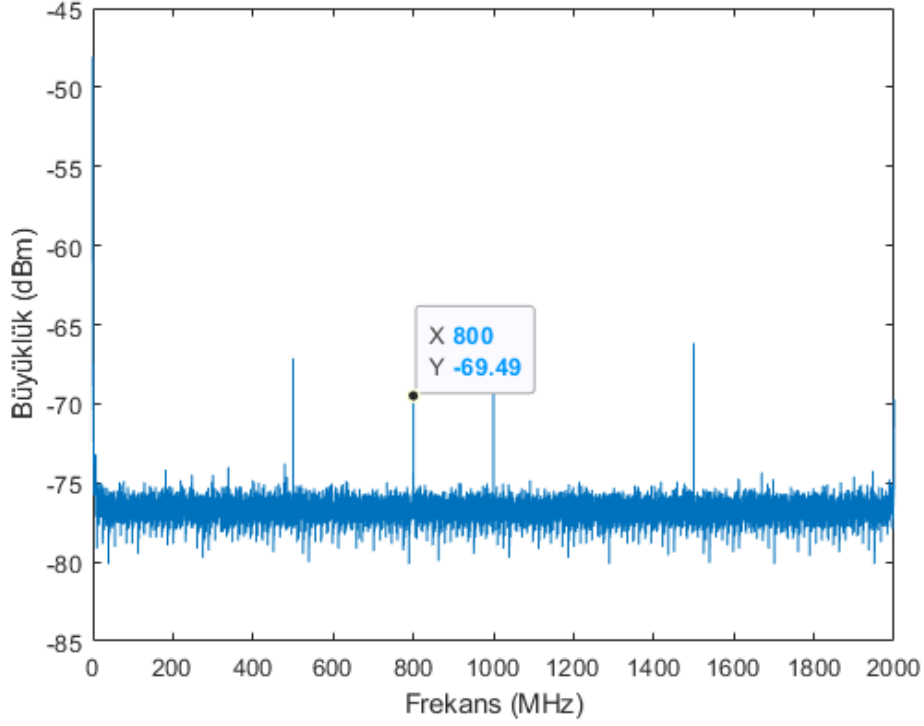


Şekil 6.27 2048 FFT boyutu ile -60 dBm 800 MHz sürekli yayın

Girdi olarak verilen işaret yüksek FFT boyutlarında başarılı bir şekilde izge alanında gösterilmiştir.

Son olarak 2048 FFT boyutunda -70 dBm gücündeki girdi işareti için izge çıkarımı yapılmıştır. Şekil 6.28 üzerinde işaret görülmektedir.





Şekil 6.28 2048 FFT boyutu ile -70 dBm 800 MHz sürekli yayın

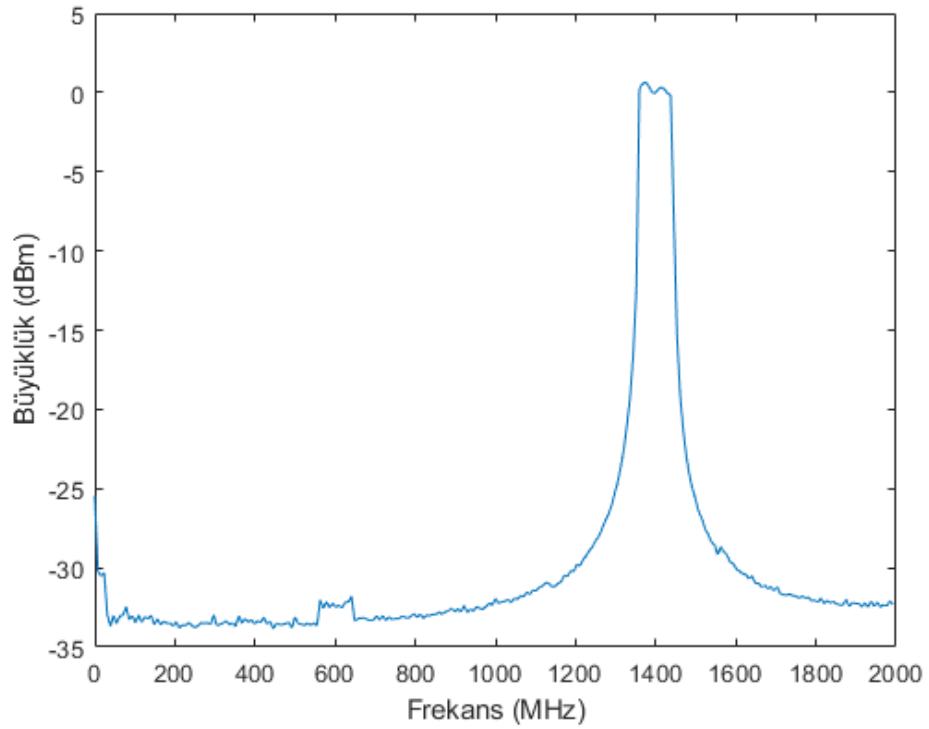
FFT boyutunun artması gürültü seviyesinde olumlu etki yaratmış ve düşük seviyedeki işaretlerim algılanması kolaylaşmıştır. Fakat kart üzerinde oluşan veya ortamdan kaynaklanan düşük seviyedeki diğer işaretler de belirginleşmeye başlamıştır. Şekil 6.28 üzerinde 500 MHz, 1000 MHz ve 1500 MHz üzerinde görülen işaretler ADC saat darbesi yapısından kaynaklanan işaretlerdir. Güç seviyeleri düşük olduğu için FFT boyutunun değişmesiyle belirginlikleri değişmektedir.

#### 6.1.5. Frekans Modülasyonlu İşaret İçin Gerçek Zamanlı Uygulama Sonucu

Test için gerekli parametre bilgileri Tablo 6.14 ile gösterilmiştir. Üretilen işaret, işaret üreticiden kaynaklanan sebepten dolayı güç seviyesi dalgalı bir şekilde oluşmuştur. Sonuç Şekil 6.29 ile gösterilmiştir.

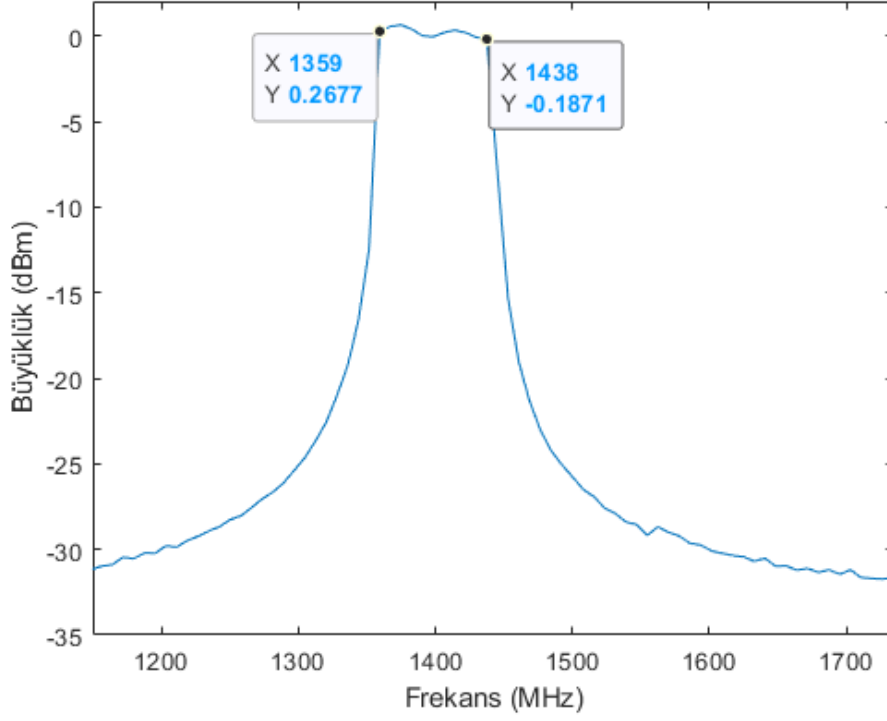
Parametre	Değer
$F_s$	4 GHz
Merkez Frekansı	1400 MHz
Bant Genişliği (Frekans Sapması)	80 MHz (+40 MHz)
Güç	~ -12 dbm
İşaret Tipi	Frekans Modülasyonlu Sürekli (FMCW)
FFT Boyutu	32
Kanal Sayısı	16
Aktif FFT Boyutu	512(32×16)
Frekans Çözünürlüğü	7.8125 MHz
1.Nyquist bölgesi frekansı	1398.6875 MHz

Tablo 6.14 Frekans Modülasyonlu İşaret Yayın Parametreleri



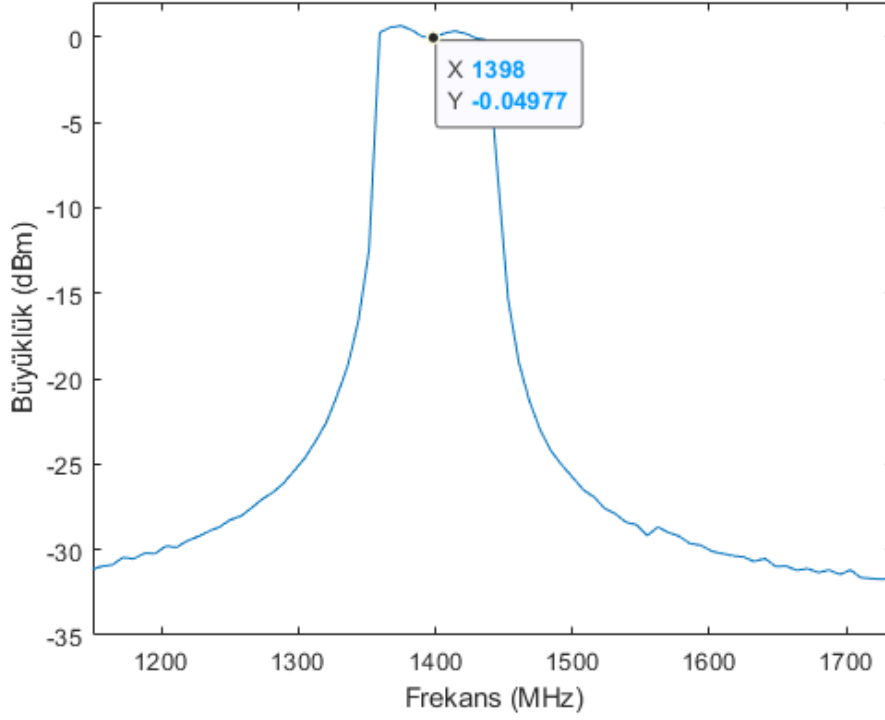
Şekil 6.29 32 FFT boyutu ile 1400 MHz merkez frekanslı frekans modülasyonlu sürekli yayın izge gösterimi

Çizdirilen izge sonucunun daha iyi görülmesi için yakınlaştırılmış çizimleri Şekil 6.30 ve Şekil 6.31 üzerinde gösterilmiştir.



Şekil 6.30 32 FFT boyutu ile 1400 MHz merkez frekanslı frekans modülasyonlu sürekli yayın yakınlaştırılmış izge gösterimi

Şekil 6.30 üzerinde başlangıç ve bitiş frekansları görülmektedir. Aynı şekilde bant genişliğinin 80 MHz olduğu görülmektedir.



Şekil 6.31 32 FFT boyutu ile 1400 MHz merkez frekanslı frekans modülasyonlu sürekli yayın izge gösterimi

Şekil 6.31 üzerinde ise merkez frekansının 1400 MHz olduğu görülmektedir.

Bu bölümde sayısal tasarımı gerçekleştirilen ve bilgisayar ortamında benzetimi yapılan geniş bant izge algılama algoritması FPGA üzerinde çalıştırılmış ve sonuçlar gösterilmiştir. FFT boyutunun artması işaretleri daha rahat ifade edebilmemizi sağlamaktadır, gürültü seviyesini ise aşağıya çekmektedir. Büyük FFT boyutları için düşük seviyelerde ADC örnekleme frekansından gelen harmonikler belirgin hale gelmektedir. Genişbant FFT algoritmasının Max-Hold yapısı sayesinde darbeli işaretler rahatlıkla izge alanında kaybolmadan görülebilmektedir. Bilgisayar tabanlı benzetim sonuçları ile gerçek zamanlı uygulama sonuçları örtüşmüştür.

## 7. SONUÇ

Haberleşme sistemlerinde kanal seçimi, veri iletiminde kullanılacak uygun bir kanalın seçilmesi anlamına gelir. Kanal seçimi, verimli bir veri iletimi için gereklidir, çünkü uygun olmayan bir kanal kullanıldığında, işaretde bozulmalar ve hatalar oluşabilir. İzge algılama, uygun bir kanalın seçilmesinde yardımcı olan bir tekniktir. İzge algılama, kullanılmakta olan frekans bandında diğer işaretlerin varlığını tespit etmek için kullanılır. Bu sayede, seçilecek olan kanalın diğer işaretlerle karışmaması ve daha verimli bir veri iletimi sağlanması mümkün olur. Özellikle günümüzde frekans bantlarının yoğunluğu nedeniyle, izge algılamanın önemi daha da artmaktadır. Birçok farklı haberleşme cihazı ve uygulama, aynı frekans bandını kullanmaktadır. Bu nedenle, bir kanalın diğer cihazlar tarafından kullanılıp kullanılmadığının tespiti için izge algılama oldukça önemlidir. Elektronik harp, haberleşme gibi alanlarda yoğun elektromanyetik ortamlarda bulunan işaretlerin ayrıştırılması ve ortam farkındalığı için farklı izge algılama algoritmaları kullanılmıştır. Bu çalışma kapsamında alt-Nyquist tabanlı Geniş Bant Hızlı Fourier Dönüşümü (Fast Fourier Transform, FFT) algoritması çalışılmış, bilgisayar ortamında benzetim sonuçları çıkarılmış ve gerçek zamanlı olarak Alanda Ayarlanabilir Kapı Dizileri (Field Programming Gate Arrays, FPGA) üzerinde koşturulmuştur.

Sunulan tez çalışması beş temel başlıkta özetlemiştir. Bu kapsamda; i) Geniş Bant İzge Algılama yöntemlerinden ve literatürdeki yerinden bahsedilmiş; ii) Geniş Bant FFT algoritmasının matematiksel yaklaşımı verilmiş; iii) Geniş Bant FFT izge algılama için yapılan sayısal tasarım anlatılmış; iv) kavramsal temelleri verilen ve sayısal tasarımı yapılan algoritma için Matlab ve FPGA benzetimleri gerçekleştirilmiş ve v) FPGA kartı üzerinde gerçek zamanlı uygulaması çalıştırılarak sonuçlar incelenmiştir.

Bilgisayar ortamında Matlab programında benzetim için algoritma çalıştırılmıştır. Sürekli ve darbeli işaretler ile birlikte, aynı ortamda bulunan birden fazla işaret senaryoları benzetim üzerinde denenmiştir. Farklı FFT boyutlarının SNR üzerindeki etkisi tespit edilmiştir. Matlab üzerinde yapılan benzetim çalışması sayısal tasarım için bir ön ayak oluşturmuştur. Matlab

üzerinde yapılan benzetim sonuçları daha sonra FPGA benzetimi sonuçları ve gerçek zamanlı uygulamada çıkan sonuçlar ile karşılaştırılmıştır.

Geniş Bant İzge Algılama için sayısal tasarım Vivado programı üzerinden VHDL dilinde yapılmıştır. Sayısal tasarım Fikri Mülkiyet Çekirdeği (Intellectual Property-Core, IP-Core) şeklinde tasarlanılmıştır, böylece parametrik bir yapı oluşturulmuş ve farklı cihazlarda çalıştırılması kolaylaştırılmıştır. Yapılan sayısal tasarımın doğruluğu VHDL dilinde yazılan bir benzetim test kodu üzerinden doğrulanmıştır. Questa-sim benzetim programı kullanarak yapılan sayısal tasarım test edilmiştir. Benzetim için gerekli olan işaretler Matlab programı üzerinden üretilmiştir ve gerçek zamanlı uygulama için kullanılacak FPGA kartında bulunan Analog Sayısal Dönüştürücü (Analog to Digital Converter, ADC) için benzetim kodu yazılarak, üretilen işaretlerin sanki ADC üzerinden gelen bir veri seti şeklinde olması sağlanılmıştır. FPGA benzetiminde karşılaşılan en büyük zorluk ise sayısal tasarımda kullanılan kanallaştırıcı yapısının (birden fazla FFT bloğunun yer alması) olması sebebiyle benzetim süresinin uzun sürmesidir. Bu yüzden sanal olarak üretilen işaretin uzunluğu, FPGA benzetimi hızı kullanılacak bilgisayarın özelliklerine bağımlı bir şekilde değişmektedir. FPGA benzetiminden çıkan sonuçlar yine Matlab programı kullanılarak işlenmiştir.

Gerçek zamanlı uygulama için AMD-Xilinx firmasına ait Zynq UltraScale+ RFSoc kartı kullanılmıştır. Alıcı tarafında yüksek örnekleme frekansı değerlerine çıkan kart sayesinde 4 GHz örnekleme frekansında 0-2 GHz ve 2-4 GHz aralıklarında izge algılama gerçekleştirilmiştir. Kart üzerinde yapılacak testler için kullanılan işaretler bir işaret üretici tarafından çıkarılmış ve kart üzerinde bulunan ADC girişine verilmiştir. Farklı FFT boyutlarının SNR üzerindeki etkisi ve aynı ortamda bulunan işaretlerin ayıştırılması incelenmiştir. FFT boyutu arttıkça gürültü seviyesinde iyilemeler meydana gelmiş ve işaretlerin ayrıştırılması kolaylaştırılmıştır. FFT boyutunun artması frekans çözünürlüğünde artış yaparken, zaman çözünürlüğü ise düşmüştür. Gerçek zamanlı izge sonuçları kart üzerinde bulunan ARM işlemci ile kayıt edilmiş ve daha sonra Matlab programında işlenmiştir.

Benzetim sonuçları ile gerçek zamanlı uygulama sonuçları birbirleri ile tutarlı sonuçlar vermiştir. Ayarlanabilir FFT boyutu sayesinde zaman ve frekans alanında çözünürlük istenildiği gibi ayarlanabilmektedir ve sayısal tasarım bir IP-Core bloğu şeklinde yapıldığı için Geniş Bant FFT algoritmasının farklı FPGA kartları üzerinde gerçekleştirilmesi daha kolay hale gelmiştir.

Gerçek Zamanlı Geniş Bant İzge Çıkarımı başarılı bir şekilde gerçekleştirilerek haberleşme, elektronik harp gibi farklı alanlar içinde parametre çıkarımı, kanal kestirimi gibi konular üzerinde çalışılması için bir temel görevi görecektir.

## KAYNAKLAR

- [1] Mohammad Abaai, Yajian Liu, and Rahim Tafazolli. An efficient resource allocation strategy for future wireless cellular systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 7(8):2940–2949, **2008**. doi:10.1109/TWC.2008.060161.
- [2] Takeshi Ikuma and Mort Naraghi-Pour. A comparison of three classes of spectrum sensing techniques. In *IEEE GLOBECOM 2008 - 2008 IEEE Global Telecommunications Conference*, pages 1–5. **2008**. doi:10.1109/GLOCOM.2008.ECP.843.
- [3] Jens Zander. Can we find (and use) "spectrum holes"? spectrum sensing and spatial reuse opportunities in "cognitive" radio systems. In *VTC Spring 2009 - IEEE 69th Vehicular Technology Conference*, pages 1–5. **2009**. doi:10.1109/VETECS.2009.5073427.
- [4] Erik Axell, Geert Leus, Erik G. Larsson, and H. Vincent Poor. Spectrum sensing for cognitive radio : State-of-the-art and recent advances. *IEEE Signal Processing Magazine*, 29(3):101–116, **2012**. doi:10.1109/MSP.2012.2183771.
- [5] Tevfik Yucek and Huseyin Arslan. A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 11(1):116–130, **2009**. doi:10.1109/SURV.2009.090109.
- [6] Won-yeol Lee and Ian. F. Akyildiz. Optimal spectrum sensing framework for cognitive radio networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 7(10):3845–3857, **2008**. doi:10.1109/T-WC.2008.070391.
- [7] Zhi Tian, Yohannes Tafesse, and Brian M. Sadler. Cyclic feature detection with sub-nyquist sampling for wideband spectrum sensing. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 6(1):58–69, **2012**. doi:10.1109/JSTSP.2011.2181940.



- [8] Zhi Tian and Georgios B. Giannakis. A wavelet approach to wideband spectrum sensing for cognitive radios. In *2006 1st International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications*, pages 1–5. **2006**. doi:10.1109/CROWNCOM.2006.363459.
- [9] Abhishek Kumar, Seemanti Saha, and Rajarshi Bhattacharya. Improved wavelet transform based edge detection for wide band spectrum sensing in cognitive radio. In *2016 USNC-URSI Radio Science Meeting*, pages 21–22. **2016**. doi:10.1109/USNC-URSI.2016.7588492.
- [10] Zhi Quan, Shuguang Cui, Ali H. Sayed, and H. Vincent Poor. Optimal multiband joint detection for spectrum sensing in cognitive radio networks. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 57(3):1128–1140, **2009**. doi:10.1109/TSP.2008.2008540.
- [11] Behrouz Farhang-Boroujeny. Filter bank spectrum sensing for cognitive radios. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 56(5):1801–1811, **2008**. doi:10.1109/TSP.2007.911490.
- [12] H. Urkowitz. Energy detection of unknown deterministic signals. *Proceedings of the IEEE*, 55(4):523–531, **1967**. doi:10.1109/PROC.1967.5573.
- [13] Hamed Sadeghi and Paeiz Azmi. Cyclostationarity-based cooperative spectrum sensing for cognitive radio networks. In *2008 International Symposium on Telecommunications*, pages 429–434. **2008**. doi:10.1109/ISTEL.2008.4651341.
- [14] David Adamy. *EW 101: A first course in electronic warfare*, volume 101. Artech house, **2001**.
- [15] Xiangrui Li, Aijun Wen, Xiaoyang Li, and Jianzhang Zhao. Wideband rf subsampling and disambiguation based on phase shift analysis. *Journal of Lightwave Technology*, 40(4):1027–1035, **2022**. doi:10.1109/JLT.2021.3129515.

- [16] Miguel A. Sanchez, Mario Garrido, Marisa Lopez-Vallejo, and Jesús Grajal. Implementing fft-based digital channelized receivers on fpga platforms. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 44(4):1567–1585, **2008**. doi:10.1109/TAES.2008.4667732.
- [17] MATLAB. *version 9.5.0 (R2018b)*. The MathWorks Inc., Natick, Massachusetts, **2018**.
- [18] QuestaSim. *version 10.7c*. Mentor Graphics, Wilsonville, Oregon, United States, **2019**.
- [19] A. Burak Pinarçik, A. Bugra Korucu, Y. Kemal Alp, and Lutfiye Durak-Ata. Multi-resolution and multi-rate uwb esm receiver design via direct rf sub-nyquist sampling. In *2020 IEEE Radar Conference (RadarConf20)*, pages 1–6. **2020**. doi:10.1109/RadarConf2043947.2020.9266335.
- [20] John G Proakis and Masoud Salehi. *Digital communications*, volume 4. McGraw-hill New York, **2001**.
- [21] F.F. Digham, M.-S. Alouini, and M.K. Simon. On the energy detection of unknown signals over fading channels. In *IEEE International Conference on Communications, 2003. ICC '03.*, volume 5, pages 3575–3579 vol.5. **2003**. doi:10.1109/ICC.2003.1204119.
- [22] Jarmo Lunden, Visa Koivunen, Anu Huttunen, and H. Vincent Poor. Collaborative cyclostationary spectrum sensing for cognitive radio systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 57(11):4182–4195, **2009**. doi:10.1109/TSP.2009.2025152.
- [23] Nasrullah Armi, Mashury Wahab, and H Asep Yudi. Performance evaluation of energy detector in cooperative spectrum sensing. In *2014 8th International Conference on Telecommunication Systems Services and Applications (TSSA)*, pages 1–4. **2014**. doi:10.1109/TSSA.2014.7065917.

- [24] Jarmo Lunden, Saleem A. Kassam, and Visa Koivunen. Robust nonparametric cyclic correlation-based spectrum sensing for cognitive radio. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 58(1):38–52, **2010**. doi:10.1109/TSP.2009.2029790.
- [25] Fatima Salahdine, Hassan El Ghazi, Naima Kaabouch, and Wassim Fassi Fihri. Matched filter detection with dynamic threshold for cognitive radio networks. In *2015 International Conference on Wireless Networks and Mobile Communications (WINCOM)*, pages 1–6. **2015**. doi:10.1109/WINCOM.2015.7381345.
- [26] Yu Zhao, Yuanyuan Wu, Jian Wang, Xuexia Zhong, and Lin Mei. Wavelet transform for spectrum sensing in cognitive radio networks. In *2014 International Conference on Audio, Language and Image Processing*, pages 565–569. **2014**. doi:10.1109/ICALIP.2014.7009857.
- [27] I Raghu, Sai Sumanth Chowdary, and Elizabeth Elias. Efficient spectrum sensing for cognitive radio using cosine modulated filter banks. In *2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, pages 2086–2089. **2016**. doi:10.1109/TENCON.2016.7848393.
- [28] Moslem Rashidi, Kasra Haghighi, Arash Owrang, and Mats Viberg. A wideband spectrum sensing method for cognitive radio using sub-nyquist sampling. In *2011 Digital Signal Processing and Signal Processing Education Meeting (DSP/SPE)*, pages 30–35. **2011**. doi:10.1109/DSP-SPE.2011.5739182.
- [29] G.P. Aswathy and K. Gopakumar. Sub-nyquist wideband spectrum sensing techniques for cognitive radio: A review and proposed techniques. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 104:44–57, **2019**. ISSN 1434-8411. doi:https://doi.org/10.1016/j.aeue.2019.03.004.
- [30] Zhi Tian and Georgios B. Giannakis. Compressed sensing for wideband cognitive radios. In *2007 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal*

- Processing - ICASSP '07*, volume 4, pages IV–1357–IV–1360. **2007**. doi:10.1109/ICASSP.2007.367330.
- [31] Mohsen Riahi Manesh, Md. Shakib Apu, Naima Kaabouch, and Wen-Chen Hu. Performance evaluation of spectrum sensing techniques for cognitive radio systems. In *2016 IEEE 7th Annual Ubiquitous Computing, Electronics & Mobile Communication Conference (UEMCON)*, pages 1–7. **2016**. doi:10.1109/UEMCON.2016.7777829.
- [32] Saad Qaisar, Rana Muhammad Bilal, Wafa Iqbal, Muqaddas Naureen, and Sungyoung Lee. Compressive sensing: From theory to applications, a survey. *Journal of Communications and Networks*, 15(5):443–456, **2013**. doi:10.1109/JCN.2013.000083.
- [33] Dennis Sundman, Saikat Chatterjee, and Mikael Skoglund. On the use of compressive sampling for wide-band spectrum sensing. In *The 10th IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology*, pages 354–359. **2010**. doi:10.1109/ISSPIT.2010.5711810.
- [34] Fatima Salahdine, Naima Kaabouch, and Hassan El Ghazi. A survey on compressive sensing techniques for cognitive radio networks. *Physical Communication*, 20:61–73, **2016**.
- [35] Taha A Khalaf, Mohammed Y Abdelsadek, and Mohammed Farrag. Compressed measurements based spectrum sensing for wideband cognitive radio systems. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2015, **2015**.
- [36] SeungHwan Won and Lajos Hanzo. Initial synchronisation of wideband and uwb direct sequence systems: Single- and multiple-antenna aided solutions. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 14(1):87–108, **2012**. doi:10.1109/SURV.2011.101310.00028.
- [37] John S. Hansen and Greg Jue. New approach to spectrum and emitter simulation: For the evaluation of radar and electronic warfare systems. In *2013*

- International Conference on Radar*, pages 532–536. **2013**. doi:10.1109/RADAR.2013.6652044.
- [38] J. C. Merlano-Duncan, Tadilo Endeshaw Bogale, and Long Bao Le. Sdr implementation of spectrum sensing for wideband cognitive radio. In *2015 IEEE 82nd Vehicular Technology Conference (VTC2015-Fall)*, pages 1–5. **2015**. doi:10.1109/VTCFall.2015.7391127.
- [39] Marwa Mashhour and Aziza I. Hussein. Sub-nyquist wideband spectrum sensing based on random demodulation in cognitive radio. In *2017 12th International Conference on Computer Engineering and Systems (ICCES)*, pages 712–716. **2017**. doi:10.1109/ICCES.2017.8275398.
- [40] Emiel Por, M v Kooten, and Vanja Sarkovic. Nyquist-shannon sampling theorem. *Leiden University*, 1:1, **2019**.
- [41] Paul Heckbert. Fourier transforms and the fast fourier transform (fft) algorithm. *Computer Graphics*, 2:15–463, **1995**.
- [42] Jizhong Han, Gang Ren, and Chengde Han. A novel fixed-point fft algorithm on embedded digital signal processing systems. In *WCC 2000 - ICSP 2000. 2000 5th International Conference on Signal Processing Proceedings. 16th World Computer Congress 2000*, volume 1, pages 48–53 vol.1. **2000**. doi:10.1109/ICOSP.2000.894441.
- [43] Gökçen Özdemir, Nurhan Karaboğa, and Türker Koza. Performance comparison of two channel cmfb and qmf bank designed via abc algorithm. In *2017 25th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, pages 1–4. **2017**. doi:10.1109/SIU.2017.7960422.
- [44] Adnan Orduyilmaz, Mehmet Ispir, Mahmut Serin, and Murat Efe. Ultra wideband spectrum sensing for cognitive electronic warfare applications. In *2019 IEEE Radar Conference (RadarConf)*, pages 1–6. IEEE, **2019**.

- [45] Adnan Orduyilmaz. *Low probability of intercept (LPI) Radar Detection and Classification in Multi Signal Environment*. Ph.D. thesis, Ankara University, **2020**.
- [46] Yu-Wei Lin, Hsuan-Yu Liu, and Chen-Yi Lee. A 1-gs/s fft/iff processor for uwb applications. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 40(8):1726–1735, **2005**. doi:10.1109/JSSC.2005.852007.
- [47] Khoa Dang Pham, Anuj Vaishnav, Malte Vesper, and Dirk Koch. Zucl: A zynq ultrascale+ framework for opencl hls applications. In *FSP Workshop 2018; Fifth International Workshop on FPGAs for Software Programmers*, pages 1–9. **2018**.
- [48] Miguel A. Sanchez, Mario Garrido, Marisa Lopez-Vallejo, and Jesús Grajal. Implementing fft-based digital channelized receivers on fpga platforms. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 44(4):1567–1585, **2008**. ISSN 1557-9603. doi:10.1109/TAES.2008.4667732.
- [49] VIVADO. *version 2020.2.2*. Advanced Micro Devices Xilinx, Inc, San Jose, California, **2020**.
- [50] Intellectual Property. <https://www.xilinx.com/products/intellectual-property.html>. (Erişim tarihi: **15 Mart 2023**).
- [51] Ömer Özdil, Mehmet İspir, Emrah Onat, and Alper Yıldırım. Implementation of fpga-based fft convolution. In *IET International Conference on Radar Systems (Radar 2012)*, pages 1–4. **2012**. doi:10.1049/cp.2012.1728.
- [52] FFT IP Core Xilinx. [https://china.xilinx.com/content/dam/xilinx/support/documents/ip\\_documentation/xfft/v9\\_1/pg109-xfft.pdf](https://china.xilinx.com/content/dam/xilinx/support/documents/ip_documentation/xfft/v9_1/pg109-xfft.pdf). (Erişim tarihi: **15 Mart 2023**).
- [53] Block Memory Generator IP Core. <https://docs.xilinx.com/v/u/en-US/pg058-blk-mem-gen>. (Erişim tarihi: **15 Mart 2023**).

- [54] FIFO Generator IP Core. <https://docs.xilinx.com/v/u/13.1-English/pg057-fifo-generator>. (Erişim tarihi: **15 Mart 2023**).
- [55] AXI Protocols. <https://developer.arm.com/documentation/ihl0022/hc/?lang=en>. (Erişim tarihi: **15 Mart 2023**).
- [56] Zynq Ultrascale+ RFSoc. <https://www.xilinx.com/products/silicon-devices/soc/rfsoc.html>. (Erişim tarihi: **15 Nisan 2023**).
- [57] Zynq Ultrascale+ RFSoc Data Converter IP. [https://www.xilinx.com/content/dam/xilinx/support/documents/ip\\_documentation/usp\\_rf\\_data\\_converter/v2\\_6/pg269-rf-data-converter.pdf](https://www.xilinx.com/content/dam/xilinx/support/documents/ip_documentation/usp_rf_data_converter/v2_6/pg269-rf-data-converter.pdf). (Erişim tarihi: **15 Nisan 2023**).
- [58] PetaLinux Tools. <https://www.xilinx.com/products/design-tools/embedded-software/petalinux-sdk.html>. (Erişim tarihi: **15 Nisan 2023**).
- [59] GitHub- Xilinx/embeddedsw: Xilinx Embedded Software Development. <https://github.com/Xilinx/embeddedsw>. (Erişim tarihi: **15 Nisan 2023**).