

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**YAKIN ALAN SAYISAL KODLU RADAR SİSTEMİ TASARIMI VE
BENZETİMİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Fatih AKGÜL

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

MAYIS 2020

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**YAKIN ALAN SAYISAL KODLU RADAR SİSTEMİ TASARIMI VE
BENZETİMİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Fatih AKGÜL
(504161308)**

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

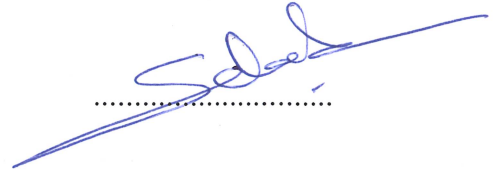
Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Selçuk PAKER

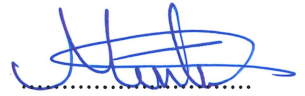
MAYIS 2020

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504161308 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi Fatih AKGÜL, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “YAKIN ALAN SAYISAL KODLU RADAR SİSTEMİ TASARIMI VE BENZETİMİ” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. Selçuk PAKER**
İstanbul Teknik Üniversitesi



Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Mesut KARTAL**
İstanbul Teknik Üniversitesi



Prof. Dr. Ali ALKUMRU
Gebze Teknik Üniversitesi



Teslim Tarihi : 22 Nisan 2020
Savunma Tarihi : 23 Mayıs 2020





Aileme,



ÖNSÖZ

Mensubu olmaktan onur duyduğum İstanbul Teknik Üniversitesi'ndeki tez çalışmam boyunca sonsuz anlayış ve sabırla bana yol gösteren, yardımını hiçbir zaman esirgemeyen, engin bilgi ve tecrübelerinden faydalandığım danışman hocam Sayın Prof. Dr. Selçuk Parker'e teşekkürlerimi sunmayı bir borç bilirim.

Ayrıca tüm eğitim hayatım boyunca benden maddi ve manevi desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen her zaman yanımda olan sevgili aileme sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Nisan 2020

Fatih Akgül
Elektronik ve Haberleşme Mühendisi



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
SEMBOLLER	xiii
ÇİZELGE LİSTESİ	xv
ŞEKİL LİSTESİ	xvii
ÖZET	xix
SUMMARY	xxi
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	3
1.2 Yapılan Çalışmalar	4
1.3 Kapsam ve Sınırlar	5
2. SAYISAL KODLU RADAR İŞARET MODELİ.....	7
2.1 Radar Dalga Formları.....	7
2.2 Sayısal Darbe Sıkıştırma Tekniği.....	12
2.2.1 İkili faz kodları.....	16
2.2.2 Frank kodlar	17
2.2.3 Yalancı rastgele kodlar.....	18
2.3 Yalancı Rastgele Kodlu Radar İşaret Modeli.....	25
3. SAYISAL KODLU RADAR SİSTEMİ.....	29
3.1 Sayısal Kodlu Radar Sistemi Alıcı Yapısı	29
3.1.1 Radyo frekansı bölümü	31
3.1.2 Ara frekans bölümü.....	32
3.1.3 Analog sayısal dönüştürücü bölümü	33
3.2 Sinyal İşleme Bölümü	35
4. SAYISAL KODLU RADAR SİSTEMİ BENZETİMİ.....	41
4.1 Sabit Yanlış Alarm Oranı Detektörü	51
5. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	59
KAYNAKLAR	61
ÖZGEÇMİŞ.....	63



KISALTMALAR

DFT	: Discrete Fourier Transform
FFT	: Fast Fourier Transform
IFFT	: Inverse Fast Fourier Transform
PRF	: Pulse Repetition Frequency
LFM	: Lineer Frekans Modülasyonu
SNR	: Signal to Noise Ratio
MLS	: Maximum Length Sequences
PN	: Pseudo Noise
PRN	: Pseudo-Random Noise
LFSR	: Linear Feedback Shift Register
BPSK	: Binary Phase Shift Keying
RF	: Radio Frequency
IF	: Intermediate Frequency
FPGA	: Field Programmable Gate Array
PDF	: Probability Density Function
ADC	: Analog to Digital Converter
LNA	: Low Noise Amplifier



SEMBOLLER

R	: Hedefin menzili
Δt	: Zaman gecikmesi
τ	: Darbe genişliği/Sayısal kodlu dalga formunun periyodu
T_{prf}	: Darbe tekrarlama periyodu
c	: Işık hızı
t	: Zaman
P_{av}	: Ortalama iletilen güç
P_t	: İletilen tepe gücü
E_p	: Darbenin enerjisi
B	: Radar sisteminin bant genişliği
R_u	: Radarın net maksimum menzili
ΔR	: Menzil çözünürlüğü
τ_{alt}	: Alt darbelerin genişliği/İkili kod süresi
B_{alt}	: Alt darbelerin oluşturduğu bant genişliği
N_{alt}	: Darbeyi oluşturan alt darbelerin sayısı
$\emptyset$	: İşaretin fazı
a_n	: Kod dizisi
ΔR_{alt}	: Alt darbelerin menzil çözünürlüğü
L	: Kaydırma yazmacı devresi uzunluğu
f_c	: Taşıyıcı frekansı
t_0	: Alınan işaretin gönderilen işarete göre gecikme süresi
R_w	: Menzil penceresi
N_{RW}	: Menzil penceresi boyunca toplanan örneklerin sayısı
f_s	: Örnekleme hızı/Örnekleme frekansı
T_s	: Örnekleme aralığı
T_{max}	: SNR'nin maksimum olduğu zaman
N	: Örnek sayısı



ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 : Barker kod ailesi.....	16
Çizelge 2.2 : L.dereceden $h(x)$ polinomu için katsayılar.....	20
Çizelge 2.3 : Maksimum uzunluk kodları için yalancı rastgele dizi üreten yazmacı devresi geri besleme bağlantıları.	21
Çizelge 2.4 : 5 bloklı lineer geri beslemeli kaydırma yazmacı devresinin kod uzunluğu 31 olan yalancı rastgele kod dizisini üretme şekli.	24
Çizelge 2.4 (devam) : 5 bloklı lineer geri beslemeli kaydırma yazmacı devresinin kod uzunluğu 31 olan yalancı rastgele kod dizisini üretme şekli.	25
Çizelge 4.1 : Sayısal kodlu radar sisteminin simülasyon parametreleri.	50
Çizelge 4.2 : CA-CFAR dedektörü CFAR pencere uzunluğunun belirlenmesi.	56
Çizelge 4.3 : $N_{alt}=127$ iken CFAR pencere uzunluğu (M) ve SNR karşılaştırmalı performans sonuçları.....	57
Çizelge 4.4 : $M=87$ iken kod uzunluğu (N_{alt}) ve SNR karşılaştırmalı performans sonuçları.....	57



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : Radar Sistemi Temel Blok Diyagramı.	2
Şekil 1.2 : Radar sistemi temel anten konfigürasyonları (a) Bistatik. (b) Monostatik.	6
Şekil 2.1 : Gönderilen ve alınan üçgen formundaki LFM sinyalleri ile sabit hedef için vurum frekansı.	8
Şekil 2.2 : Gönderilen ve alınan darbe dizisi.	9
Şekil 2.3 : Menzil belirsizliği gösterimi.	10
Şekil 2.4 : Radarın iletilen darbe genişliğine bağlı olarak menzilindeki hedefleri birbirinden ayırt edebilme yeteneği gösterimi.	11
Şekil 2.5 : Faz kodlu dalga formunu oluşturan alt darbe dizisinde yer alan talt genişlikli alt darbe gösterimi.	14
Şekil 2.6 : Faz kodlu dalga formuna uygulanan darbe sıkıştırma sonucunda ana lob ve yan loblardan oluşan spectrum.	14
Şekil 2.7 : İki olası faz durumlu talt genişlikli alt darbelerden oluşan N_{talt} genişlikli iki fazlı kodlanmış darbeli dalga formu.	14
Şekil 2.8 : İkili faz kodu olarak B7 Barkod dizisi şekli.	16
Şekil 2.9 : B13 Barkod dizisi ve otokorelasyon fonksiyonuna ait grafiği.	17
Şekil 2.10 : Yalancı rastgele kod dizisi üretmek için kullanılan yazmacı devresi. ...	19
Şekil 2.11 : Kod uzunluğu 7 olan maksimum uzunluklu dizinin oluşturduğu dalga formu.	22
Şekil 2.12 : Kod uzunluğu 7 olan maksimum uzunluklu dizinin otokorelasyonu.	22
Şekil 2.13 : Kod uzunluğu 7 olan maksimum uzunluklu dizinin güç spektral yoğunluğu.	23
Şekil 2.14 : Kod uzunluğu 31 olan yalancı rastgele kod dizisini üreten bir lineer geri beslemeli kaydırma yazmacı devresi.	24
Şekil 2.15 : Taşıyıcısı ikili faz kodlu dalga formu yapısı.	26
Şekil 2.16 : Sayısal kodlu radar sistemi verici yapısı blok diyagramı.	26
Şekil 2.17 : Kod uzunluğu 11 olan faz kodlu dizi ile oluşturulan temel banttaki dalga formu.	28
Şekil 2.18 : Kod uzunluğu 11 olan faz kodlu dizi ile oluşturulan faz modüleli dalga formu.	28
Şekil 3.1 : Hedef menzilin 3-boyutlu ortamda gösterimi.	31
Şekil 3.2 : Sayısal kodlu radar sistemi alıcı yapısı blok diyagramı.	31
Şekil 3.3 : Karıştırıcı vasıtasıyla yankı işaretinin RF'den IF'e dönüşümü (Tx: Verici, LO: Yerel Osilatör).	32
Şekil 3.4 : Ara frekans bölgesinde bulunan B bant genişlikli yankı işareti.	34
Şekil 3.5 : $n=10$ ve $n=27$ örnekleri arasındaki kare darbeleri içeren gürültülü işaret spektrumu.	39
Şekil 3.6 : Gürültülü işaret ile iletilen işaretin bir kopyası arasındaki çapraz korelasyon spektrumu.	39
Şekil 4.1 : Radar ve hedef konumlarının 3 boyutlu koordinatta gösterimi.	41

Şekil 4.2 : Radar verici yapısında oluşturulan sayısal kodlu dalga formu.....	43
Şekil 4.3 : si işaretine uygulanan FFT işlemi ile elde edilen grafik.....	43
Şekil 4.4 : si işaretinin filtreli FFT formu.	44
Şekil 4.5 : Filtreli si işareti.....	45
Şekil 4.6 : Filtreli si işaretinin otokorelasyonu.	45
Şekil 4.7 : Bant sınırlı çok hedefli filtreli s işareti.	47
Şekil 4.8 : Gürültülü s işareti.	47
Şekil 4.9 : Bant sınırlı çok hedefli gürültülü s işareti.	48
Şekil 4.10 : Bant sınırlı çok hedefli gürültülü s işareti ile filtreli si işaretinin çapraz korelasyonu.	49
Şekil 4.11 : CA-CFAR dedektör yapısı.	52
Şekil 4.12 : Sayısal kodlu radar sistemi CFAR dedektörü toplayıcısının çıkışı.....	55
Şekil 4.13 : Sayısal kodlu radar sisteminde CFAR işlemi sonrası tespit edilen hedefler.	55



YAKIN ALAN SAYISAL KODLU RADAR SİSTEMİ TASARIMI VE BENZETİMİ

ÖZET

Bu tez çalışmasında, tasarımı yapılan radar sistemi için radarın yakın alan çevresinde (yaklaşık 100-200 metre menziline) bulunan hedeflerin menziline tespit edebilmesi amacıyla kullanabileceği sayısal kodlu dalga formu önerilmiştir ve alıcı yapısı oluşturularak işaret işleme algoritması tasarlanmıştır. Tasarımı ve benzetimi yapılacak radar sistemi bir verici, bir alıcı ve bir sinyal işleme yapısından oluşmaktadır.

Radar işaret formunun yapısı ve özellikleri, bir radar sisteminin tasarımı ve performansı ile ilgili en önemli etmenlerin başında yer almaktadır. Radar sistemleri, dalga formu olarak sürekli veya darbeli dalga formlarını modülasyonlu veya modülasyonsuz olarak kullanabilmektedir. Radarın performansını arttırmak veya radara yeni yetenekler kazandırmak amacıyla radar dalga formları farklı modülasyon yöntemleri ile modüle edilebilir. Bu kapsamda, dalga formlarına uygulanacak modülasyon teknikleri ise analog ve sayısal olarak sınıflandırılmaktadır.

Dalga formu tasarımı gerçekleştirilirken işaret gürültü oranı (SNR: Signal to Noise Ratio) ve menzil çözünürlüğü parametreleri ile birlikte bant genişliği, örnekleme hızı, güç, yan lob seviyeleri gibi gereksinimler ve kısıtlar da dikkate alınır. Bu parametrelerden menzil çözünürlüğü, radarın menzilineki hedefleri birbirinden ayırt etme kabiliyeti olarak nitelendirilir. Modülasyon tekniklerinden yararlanarak radar dalga formunun bant genişliği arttırılabilir, böylelikle darbenin genişliği azaltılmadan dalga formu için daha iyi bir menzil çözünürlüğü elde edilir. Bu teknikler, analog ve sayısal olmak üzere iki türde olan darbe sıkıştırma teknikleri ile birlikte radar dalga formlarına uygulanabilmektedir. Analog darbe sıkıştırma teknikleri, doğrusal ve doğrusal olmayan frekans modülasyonlu yöntemlerden oluşmaktadır. Sayısal darbe sıkıştırma teknikleri ise ikili faz kodları, frank kodlar ve yalancı rastgele kodlar olarak sınıflandırılabilir. Bu tez çalışmasında, ikili faz kodlarından olan yalancı rastgele kodlu yapı kullanılarak faz modülasyonlu dalga formu oluşturulacaktır.

Tasarımı ve benzetimi yapılacak olan yakın alan sayısal kodlu radar sisteminin fonksiyonu esas olarak, sayısal kodlu bir radar dalga formunun sistemin vericisi tarafından üretilip anteni tarafından yakın alanda yer alan hedefe doğru iletilmesi sonrasında hedeften saçılan dalga formunun anten tarafından algılanması ve bu yankı işaretinin alıcısı tarafından demodüle edilip hedefin menzil bilgisinin elde edilmesine dayanmaktadır. Bu kapsamda, sayısal darbe sıkıştırma tekniği kullanılarak faz kodlu dalga formu üretildikten sonra radyo frekans (RF: Radio Frequency), karıştırıcı, ara frekans (IF: Intermediate Frequency) ve analog sayısal dönüştürücü (ADC: Analog to Digital Converter) bölümlerinden oluşan alıcı yapısı incelenmiştir. Radyo frekans bölümünde düşük gürültülü bir kuvvetlendirici (LNA: Low Noise Amplifier) ile alıcı girişine gelen yankı işareti kuvvetlendirildikten sonra bant geçiren filtre ile yankı işaretinde bulunan bant dışı frekans bileşenleri kaldırılır. RF bölümü çıkışında elde

edilen işaret, yerel osilatör frekansı ile karıştırılarak bir ara frekansa kaydırılır. IF bölümünde, IF kuvvetlendirme katından sonra işaret bant geçiren filtreye geçirilir. Bu filtreleme işlemi ile işaretin frekans bandı dışında kalan frekanslardaki bileşenler ve karıştırıcı bölümünde meydana gelebilecek istenmeyen bileşenler yok edilir. Bu işlemden sonra artık ADC'nin örnekleme hızına uygun, daha rahat örnek alabileceği bölgeye indirgenmiş ara frekans işareti oluşturulur. ADC bölümünde de işaret ara frekansta örneklenerek sayısal forma getirilir ve alıcı yapısı çıkışından sinyal işleme bölümüne giriş için hazır olur.

Tasarımı yapılan radar sisteminin en son kısmı olan sinyal işleme bloğunda çalışmak üzere hedefin menzil bilgisini tespit edebilmek amacıyla çeşitli matematiksel modeller oluşturularak algoritmalar tasarlanmaktadır. Bu tez çalışmasında, korelasyon yöntemine dayalı bir sinyal işleme algortiması tasarımı yapılarak algoritmanın benzetimi MATLAB programında gerçekleştirilmiştir. Korelasyon, bilinen bir işaretin varlığını başka bir işarete tespit etmenin ve tam olarak tespit edilecek işaretin nerede gerçekleştiğini belirlemenin en iyi yöntemidir. Bu kapsamda, radar sisteminin alıcısındaki gürültülü işaret ile radar sisteminin verici yapısında üretilen kodlu işaretin çapraz korelasyonu sonucunda hedefin menzil profili bilgisi çıkarılmıştır.

NEAR FIELD DIGITAL CODED RADAR SYSTEM DESIGN AND SIMULATION

SUMMARY

In this thesis, a digital coded waveform is proposed for the radar system designed to detect the range of targets in the near field of the radar (approximately 100-200 meters range) and the signal processing algorithm is designed by constructing the receiver structure. The radar system to be designed and simulated consists of a transmitter, a receiver and a signal processing structure.

The structure and characteristics of the radar signal form are among the most important factors related to the design and performance of a radar system. Radar systems can be used as continuous or pulsed waveforms with or without modulation. Radar waveforms can be modulated with different modulation methods to improve the performance of the radar or to give new capabilities to the radar. In this scope, modulation techniques to be applied to waveforms are classified as analog and digital.

When designing the waveform, the signal to noise ratio (SNR) and range resolution parameters are taken into consideration along with the requirements and constraints such as bandwidth, sampling rate, power, side lobe levels. Range resolution of these parameters is described as the ability of the radar to distinguish targets within range. By benefiting from modulation techniques, the bandwidth of the radar waveform can be increased; therefore, a better range resolution for the waveform without reducing the width of the pulse is achieved. These techniques can be applied to radar waveforms in combination with two types of pulse compression techniques named as analog and digital. Analog pulse compression techniques consist of linear and nonlinear frequency modulation methods. Digital pulse compression techniques can be classified as binary phase codes, frank codes and pseudo-random codes. In this thesis, a phase modulated waveform will be generated by using a pseudo random coded structure which is one of the binary phase codes.

The function of the near field digital coded radar system to be designed and simulated is essentially based on the detection of the waveform scattered from the target by the antenna after a digital coded radar waveform is generated by the transmitter of the system and transmitted by the antenna to the target located in the near field. This function is also based on obtaining the range information of the target via demodulating this signal in the receiver. In this scope, after constructing phase coded waveform by using digital pulse compression technique, receiver structure consisting of radio frequency (RF), mixer, intermediate frequency (IF) and analog to digital converter (ADC) parts was examined. After the echo signal to the receiver input is amplified by a low noise amplifier in the radio frequency section, the out-of-band frequency components in the echo signal are removed by the bandpass filter. Then, the signal obtained at the output of the RF section is shifted to an intermediate frequency by mixing with the local oscillator frequency. In the IF section, the signal

is passed to the bandpass filter after the IF amplification layer. This filtering process eliminates components at frequencies outside the frequency band of the signal and any unwanted components that may occur in the mixer section. After this process, the intermediate frequency signal, which is reduced to the region where ADC can be sampled more easily according to the sampling rate, is created. In the ADC section, the signal is sampled at intermediate frequency and converted into a digital form and ready for entry into the signal processing section from the output of the receiver structure.

The algorithms are designed by creating various mathematical models for determination of the range information of the target in order to work in the signal processing block which is the last part of the designed radar system. In this thesis, a signal processing algorithm has been designed based on the correlation method and the simulation of the algorithm has been realized in MATLAB program. Correlation is the best method of detecting the presence of a known signal in another signal and determining exactly where the signal to be detected occurs. In this scope, the range profile information of the target was extracted as a result of the cross correlation of the noisy signal at the receiver of the radar system and the coded signal generated in the transmitter structure of the radar system.

The process of detecting a target within the range of the radar takes place as a result of the comparison of the measurement made at the receiver of the system with a threshold value. Measurements that exceed this threshold value are associated with echoes emitted from targets, while measurements below the threshold are associated with noise sources such as thermal noise, signals emitted by other devices around the radar, or interference effects. For this reason, the threshold value of the detector structure in the radar system is chosen to obtain the highest possible target detection and false alarm probability based on a specific SNR value. A false alarm occurs when a noise source generates a measured value that exceeds the detection threshold in the radar system where there is no target in the radar's range. At this point, a radar system is designed to achieve a certain false alarm probability and to sustain it.

The detector structure in the signal processing section of the radar system gives one of three possible results, which are called as correct decision, missed detection or false alarm. The correct decision is a decision in which the detector accurately reports the presence or absence of a target within range of the radar. A missed detection is a decision in which the detector reports that it has not detected that target, while the measurement actually contains an echo emitted from a target. The false alarm occurs when the detector reports the presence of a target, in the absence of an echo emitted from a target in the actually measured data. In this context, the signal printed as a result of the correlation is provided as an input to the CFAR (Constant False Alarm Rate) detection algorithm, which is a method used to detect targets within the range of the radar. The CFAR detection algorithm is an algorithm that says that the measurements in the range of the radar compared to the measurement made in its receiver with a threshold value, the measurements exceeding the threshold belong to the echoes emitted from the targets. By applying this algorithm in MATLAB, targets within the range of the numerical code radar can be determined. The range profile information of the targets has been calculated from the delay times corresponding to the relevant sample, which exceeded the threshold value as a result of the CFAR algorithm.

It has been concluded that the length of the code in the numerical signal created in the transmitter structure of the system, and the CFAR window length parameters in the detector structure running the CFAR algorithm in the signal processing section of the system play an important role in the performance of the system. As a result of running certain scenarios in MATLAB, it has been observed that it can detect targets in the range of the numerically coded radar system with high accuracy with the selection of appropriate code length and CFAR window length. In this thesis, it is evaluated that this proposed numerically coded radar model can be used in systems that will be used in the detection of targets located at a distance of approximately 100-200 meters.



1. GİRİŞ

Radar, kendisinin bulunduğu noktadan bir nesnenin uzaklığını ve konumunu belirlemek için kullanılan elektromanyetik tabanlı bir sistemdir. Radar kelimesi, “Radio Detection and Ranging” kelimelerinin kısaltmasından meydana gelmektedir. Radar sistemleri temel olarak, elektromanyetik sinyalin taşıdığı enerjiyi yayarak ve bu elektromanyetik enerjinin yansıdığı hedeflerden geri dönen yankıyı, yani yankı sinyalini tespit ederek çalışır. Yankı sinyalinin yapısı ise hedef hakkında radarın hedefe olan uzaklığı ve hedefin hızı bilgilerini içeren verileri içermektedir [1]. Hedefe ait bu bilgiler, radar sistemi tarafından alınan yankıya ait dalga formuna sinyal işleme algoritmaları uygulanarak tespit edilir [2].

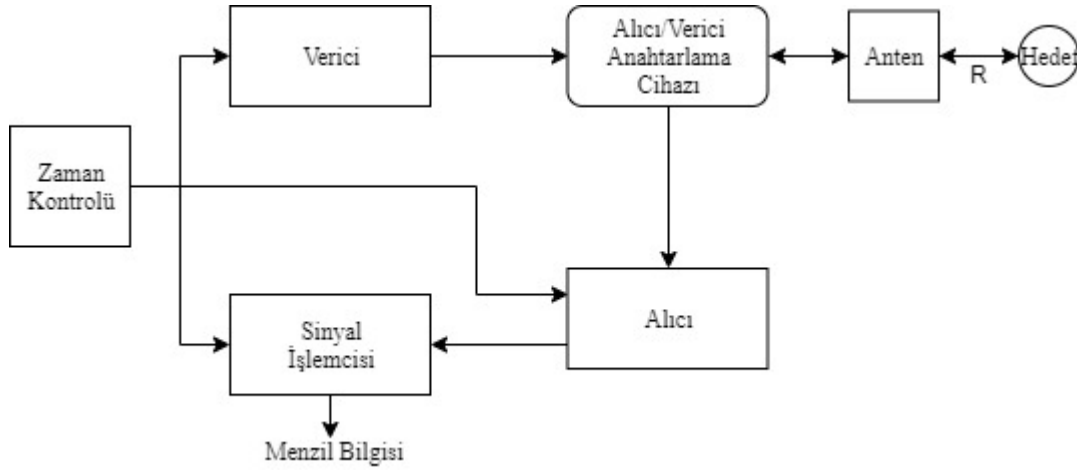
Radar sistemleri monostatik ve bistatik olarak sınıflandırılabilir. Monostatik bir radarın vericisi ve alıcısı aynı yerde bulunurken, bistatik radarın vericisi ve alıcısı ise radarda kullanılan dalga boyuna göre çok uzakta yer almaktadır. Radar sistemleri ayrıca vericisi tarafından iletilen sinyallerin özelliklerine göre sürekli dalga formu radarı ve darbe radarı olarak da sınıflandırılabilir. Sürekli dalga biçimi radarı tek bir sürekli dalga formu iletirken, darbe radarı çok kısa darbeler iletir. Modern radarların çoğu ise monostatik darbe radarlarıdır [2].

Sürekli dalga radarları, yüksek frekanslı sinüsoidal formda bir sinyali devamlı yayınlar. Modüle edilmemiş sürekli dalga radarları, hedefin hızını Doppler kayması ile doğru bir şekilde ölçebilir. Fakat bu tür radarlarda, menzil bilgisi modülasyon tekniği kullanılmadan elde edilemez. Modüle edilmemiş sürekli dalga radarları, temel olarak hedefe ait hız bilgisini elde etme ve hedefi izleme amacıyla kullanılır. Hedefin mesafe bilgisinin elde edilebilmesi için ise taşıyıcı frekansın modüle edilmesi gerekmektedir [3]. Bu tür radarlarda en yaygın olarak kullanılan dalga formu, özellikle otomotiv radarları gibi kısa menzilli radar uygulamalarında kullanılan frekans modülasyonlu sürekli dalgadır [4].

Darbeleri radarlar, darbeleri dalga formları dizisi kullanır. Bu radar sistemleri darbe tekrarlama frekansı (PRF: Pulse Repetition Frequency) temel alınarak düşük PRF,

orta PRF ve yüksek PRF radarları şeklinde sınıflandırılabilir. Düşük PRF radarları, hedefin hızının belirlenmeyeceği yerlerde öncelikli olarak hedefe olan uzaklığın tespit edilmesinde kullanılmaktadır. Yüksek PRF radarlardan ise temel olarak hedefin hızını ölçmek için yararlanılmaktadır [3].

Radar sistemi, temel bileşenleriyle birlikte Şekil 1.1’de belirtilen blok diyagram ile ifade edilebilir.



Şekil 1.1: Radar Sistemi Temel Blok Diyagramı.

Zaman kontrol bloğu, sistem boyunca gerekli olan senkronizasyon zamanlama sinyallerini üretir. Modüleli sinyal, verici bloğu tarafından oluşturularak anten sistemine gönderilir. Alıcı/Verici anahtarlama cihazı, anten sisteminde kullanım durumuna göre verici ve alıcı mod değişimini sağlayarak radar sisteminin bir anten ile hem sinyal gönderimine hem de sinyal alımına imkan verir. Bu cihaz, radar sinyalinin hedefe gönderilmesi esnasında elektromanyetik enerjiyi antene doğru yönlendirirken hedeften yansıyan sinyali alıcı bloğuna iletilmesinde rol oynar. Radar anteninin büyüklüğü ise kısmen radarın çalıştığı frekansa ve yerde sabit veya hareketli bir araçta bulunup bulunmadığına bağlıdır. Radarın çalışma frekansı ne kadar yüksekse dalga boyu küçüleceği için fiziksel olarak radar anteninin boyutu da küçülecektir. Alıcı bloğu, kendisine gelen yankı sinyalini kuvvetlendirerek sinyali işlemek için hazır hale getirir. Hedefe ait bilgilerin ortaya çıkarılması konusunda ise sinyal işleme bloğu görev almaktadır. Hedefin menzili (R), radardan çıkan sinyalin hedeften yansıyarak tekrar radara gelmesiyle geçen süreye karşı gelen zaman gecikmesinin (Δt) ölçülmesiyle hesaplanır [1, 3].

Son zamanlarda, otonom araçlar üzerine birçok araştırma ve çalışma yapılmaktadır. Bu amaç doğrultusunda, otomobillerde radar, lidar ve kamera gibi çeşitli sensörler kullanılmaktadır. Etrafındaki nesneleri taramak için lazer ışını kullanan lazer sensörleri, yüksek derecedeki konum bulma doğruluğuyla uzun mesafe ölçüm yeteneğini ortaya koymaktadır. Fakat hava koşulları ve yüksek maliyetlerinden dolayı lidar sensörlerinin kullanımı kısıtlı olmaktadır. Kameralar, etrafında bulunan nesneler ile ilgili birçok bilgi verebilirken işleme hızları yavaş ve konum ile hız kestirimlerinin doğruluğu düşük olduğu için yetenekleri sınırlı olmaktadır. Bunlar arasında radarın, bu tür problemlere sahip olmaması ve maliyetlerinin de giderek azalması sebebiyle otonom araçlardaki kullanımı yaygınlaşmaktadır. Sonuç olarak, radarların yakınındaki nesnelere ait uzaklık ve hız gibi bilgileri toplamak için önemli bir rol oynadığı söylenebilir. Bu kapsamda, günümüzde yakın alanları kapsayacak şekilde çalışan radar sistemlerine olan gereksinim giderek artmaktadır [5].

1.1 Tezin Amacı

Radarın, yakın alan çevresinde (yaklaşık 100 metre menziline) bulunan hedeflerin menziline tespit edebilmesi amacıyla kullanabileceği sayısal kodlu dalga formu önerilmiştir ve bu radara ait alıcı yapısı oluşturularak benzetim algoritması yazılmıştır. Günümüzde, hayatın birçok alanında kullanımda olan otonom sistemlerde ve otomotiv alanında yakın alan radar sistemlerinden yaygın olarak faydalanılmaktadır. Bu tez çalışması, bu alanlarda kullanılacak olan radar sistemlerinin geliştirilmesine ışık tutacaktır.

Radar sensörleri bu zamana kadar savunma, hava izleme ve uydu görüntüleme gibi alanlardaki karmaşık algılama uygulamaları için kullanılmıştır. Düşük maliyetli, yüksek performanslı, mikrodalga ve elektronik devrelerin geliştirilmesi ekonomik radar sistemlerinin geliştirilmesine katkı sağlamıştır. Bu tür cihazlar, duvar arkasını algılama, araçlarda çarpışma önleme, izinsiz giriş tespiti ve otonom robot sistemlerini içeren artan sayıda kısa menzilli uygulamalar için ultra geniş bantlı radar dalga formlarının ve radar sistemlerinin geliştirilmesini kolaylaştırmıştır [6].

Radar sistemi tasarımı, uygulanan düzenlemelere uyma ihtiyacı ile istenen radar performansını elde etmek için iletilen dalga formuna ait parametrelerinin dengelenmesini gerektirir. Radar sistemleri genellikle darbeli veya sürekli dalga sistemleri olarak sınıflandırılmaktadır. Darbeli radar sistemleri, hedefe ait ölçümleri

yapmak için RF enerjili darbeler kullanır. Bu sistemlerin, hedeften yansıyan ve yeterli enerji içeren yankı sinyallerini kullanarak kaliteli ölçümler yapabilmesi için ortalama bir güce ihtiyaç duyar ve bu ortalama gücü, yüksek tepe iletim gücü ile sürekli kılar. Sürekli dalga radar sistemleri ise iletimleri sürekli olduğu için darbeli radar sistemlerine göre aynı ortalama gücü daha düşük tepe iletim gücü ile sağlar. Ayrıca, bir radar sisteminin belirli performans gereksinimlerini karşılamak için modülasyon tekniklerinin kullanılması gerekmektedir. Modülasyon tekniklerinde yer alan parametreler arasında dalga formunun bant genişliği ve PRF bulunmaktadır [6].

Bir radar sistemi tarafından kullanılan dalga formunun tasarımı, radarın performansının ve uygulamasının belirlenmesinde kilit bir etmendir. Son yıllarda, radar sistemlerinde kullanılan yapıların sayısallaştırılması giderek artmaktadır. Bu sebeple, radar sinyallerine ait dalga formlarının oluşturulmasında sayısallaştırma yöntemlerinden yararlanılması, günümüzde kullanılan ve gelecekte kullanılacak olan yakın alan radar sistemlerinin performansı özelinde önemli bir etkisi olacaktır [7].

Dünya genelinde her yıl 1.2 milyon insanın trafik kazalarında öldüğü ve 50 milyon insanın da yaralandığı bilinmektedir. Trafik kazalarını azaltmak için aktif güvenlik sistemlerinde otomotiv alanında kullanılabilecek radar sistemleri geliştirilmiştir. Bu radarların artan kullanımı ve birbirleriyle olan etkileşimleri sebebiyle bu sistemlerde karşılıklı girişim bir sorun haline gelmektedir. Bu durum, radarların hedefleri tespit etme konusunda sıkça yanlış alarm ve güvenli olmayan kararlara sebep olabilmektedir. Bu sorunları çözebilmek için karmaşık radar sinyalinin ve spesifik sinyal işleme algoritmasının tasarımı gerekmektedir [8]. Bu tez çalışmasının kapsamı, otonom sistemlerde ve otomotiv alanında kullanılan yakın alan radar sistemleri için önerilen sayısal kodlu radar sistemi tasarımı ve benzetimini içermektedir.

1.2 Yapılan Çalışmalar

Radar kavramı ilk defa 19.yüzyılın sonlarında ve 20.yüzyılın başlarında ortaya çıktığında, esas olarak uçakları ve gemileri izleme, yön bulma ve silahların hedefleri tespit etmesi gibi askeri uygulamalar için kullanılacak bir teknoloji şeklinde görülmüyordu. Sonrasında radarın, sivil havacılık, meteoroloji, tıp vb. hayatın diğer alanlarındaki uygulamaları yavaş yavaş ortaya çıkarken özellikle son 40 yılda otomotiv sektöründe çarpmayı algılama, engel tespiti ve frenleme gibi uygulamaları

için çalışmalar yapıldı. Uzun yıllar boyunca, araba üreticileri acil durum fren yardımı ve adaptif seyir kontrolü sistemleri gibi çeşitli sürücü destek fonksiyonlarını kolaylaştırmak için radarın sağlamış olduğu bu yeteneklerden yararlandı. Tamamen otonom sürüş gibi daha karmaşık fonksiyonlar ise menzil ve hız ölçümü ile olumsuz hava ve zayıf ışık koşullarına dayanımı yeteneklerini radar sayesinde üst düzeyde sağlamaktadır. Bu sebeple, radarların hem otonom hem de insana dayalı araçlarda araç içindeki insanların seyahat konforunu ve güvenliğini yükseltmesinden dolayı kullanımlarının günden güne yaygınlaştığı söylenebilir [9, 10].

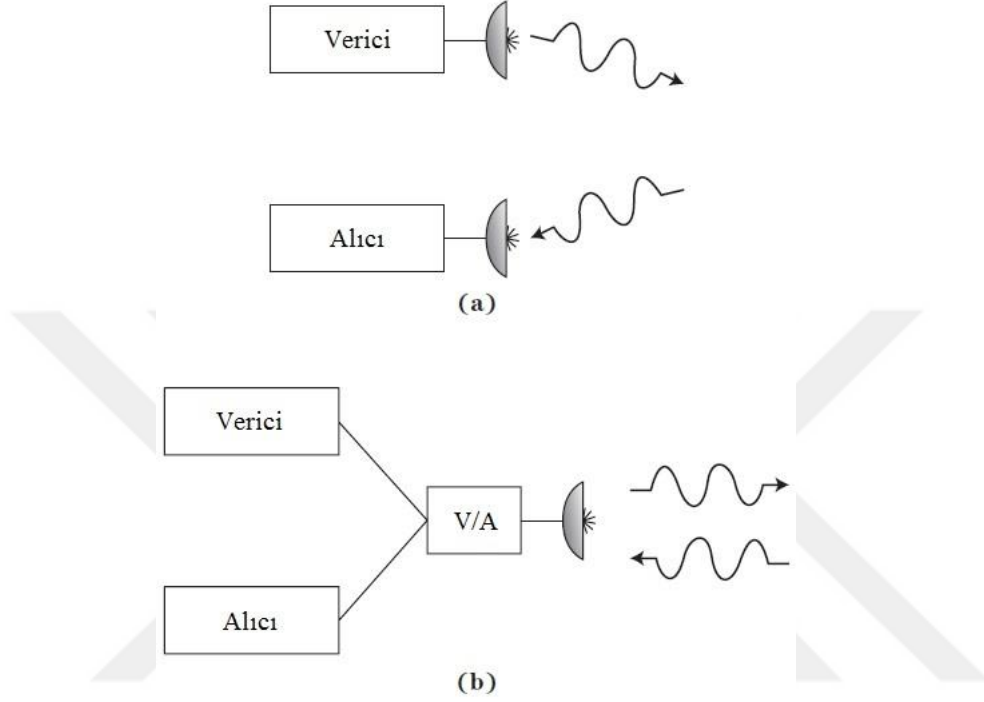
Otonom sistemlerde ve otomotiv alanında, özellikle ultra genişbantlı sensörleri içeren kısa menzilli radar sistemleri kullanılmaktadır. Genellikle 24 GHz ve 77 GHz frekanslarında çalışarak daha yüksek hız ve menzil çözünürlüğü sunan bu radarlar adaptif seyir kontrolü, çarpışma uyarısı, çarpışmayı hafifletme, kör nokta izleme, ileri ve geri giderek park etme yardımı, şerit değiştirme yardımı ve arkadan arınma çarpışma uyarısı gibi çeşitli fonksiyonların araçlarda kullanılmasına olanak sağlamaktadır. 2005 senesinde Mercedes, sürücü destek ve güvenlik fonksiyonlarını arttırabilmek için park yardımı ve çarpışmayı önleyen veya çarpışmanın etkisini azaltabilen frenleme yardımı sistemlerini darbeli radar konseptine dayalı ultra bant genişlikli kısa menzilli radar sensörlerinden yararlanarak sunmuştur. 24 GHz frekansında çalışan bu radar sistemi hedefleri, yaydığı sinyal ile hedeften yansıyıp alınan sinyalin korelasyonlu formu arasında geçen süreyi ölçerek tespit etmektedir. Bu sistemde kullanılan zaman bağlantılı korelasyon alıcı yapısı mimarisi ile hedefe olan 0.2 m – 30 m aralığındaki uzaklığın tespiti, 15 cm menzil çözünürlüğü ile gerçekleştirilebilmektedir [11].

1.3 Kapsam ve Sınırlar

Bu tez çalışmasında, otonom sistemlerde ve otomotiv alanında kullanılacak radar sistemlerine ışık tutacak sayısal kodlu radar sistemi tasarımı ve benzetimi yapılacağı için kısa mesafedeki hedefler temel alınacaktır. Bundan dolayı, çalışma frekansı 24 GHz ve üstü olarak belirlenmiştir.

Radar sistemlerinin monostatik ve bistatik olmak üzere iki temel anten konfigürasyonu bulunmaktadır. şekil 1.2’de görüleceği üzere monostatik konfigürasyonda, bir anten hem vericinin hem de alıcının gereksinimini karşılarken bistatik konfigürasyonda, iletim ve alım radar fonksiyonları için ayrı antenler vardır.

Ancak radar sisteminde iki antenin ayrı ayrı kullanılması, sistemin monostatik veya bistatik olup olmadığını göstermemektedir. Eğer iki anten birbirine çok yakınsa sistemin monostatik olduğu, eğer yalnızca iki anten arasında yeterli ayrım varsa sistemin bistatik olarak kabul edilir. [14]. Bu tez çalışmasının kapsamında, radar sisteminin bir parçası olan anten yapısı olmayacaktır.



Şekil 1.2: Radar sistemi temel anten konfigürasyonları (a) Bistatik. (b) Monostatik.

2. SAYISAL KODLU RADAR İŞARET MODELİ

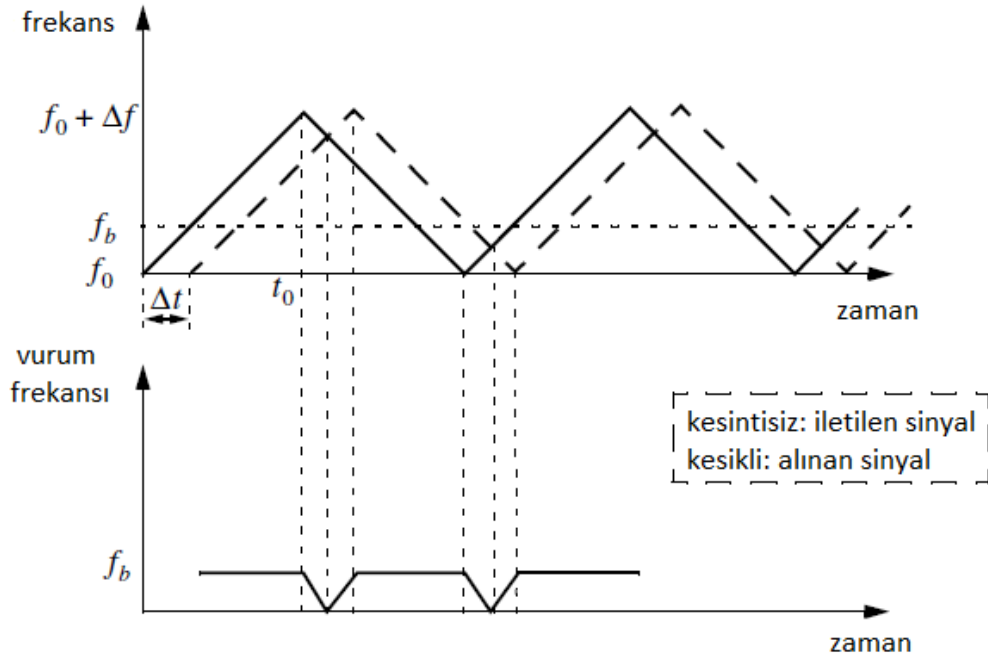
Radar işaret formunun yapısı ve özellikleri, bir radar sisteminin tasarımı ve performansı ile ilgili en temel faktör olarak nitelendirilebilir. Tasarımı yapılacak radar sisteminde kullanımı tercih edilecek radar işaret formunun, radar sisteminin tüm bileşenleri üzerinde kritik bir etkisi olacaktır. Radar dalga formu oluşturulurken dikkat edilecek noktalardan biri de radar sisteminin çalışma frekansıdır. Çalışma frekansının belirlenmesi, tasarım ve gerçekleştirme sonucunda ortaya çıkacak radar donanımının belirlenmesinde ve bu sistemin kullanılacağı çalışma alanlarına adaptasyonu konusunda önem arz etmektedir. Çalışma frekansı düşük (örneğin 1 – 3 GHz) olan radarlar, uzak mezafedeki hedeflerin tespit edilmesine yönelik tasarlanmaktadır. Bu radarların tasarımı sonucunda elde edilen donanım, düşük çalışma frekansından dolayı ortaya çıkan uzun dalga boyları sebebiyle daha büyük ekipmanlardan oluşmaktadır. Çalışma frekansı daha yüksek (örneğin 24 GHz) olan radarlar ise kısa mezafedeki hedeflerin tespit edilmesine yönelik tasarlanmaktadır. Bu radarların tasarımı sonucunda elde edilen donanım da yüksek çalışma frekansından dolayı ortaya çıkan kısa dalga boyları sebebiyle daha küçük ekipmanlardan oluşmaktadır. Bu sebeple, radarın çalışma frekansının belirlenmesi, radar sisteminde kullanılacak olan radar dalga formunun tasarımında temel adımların başında gelmektedir. Çalışma frekansı ile birlikte belirlenen dalga formu dışında tepe gücü, darbe süresi, bant genişliği, darbe tekrarlama frekansı ve kodlama türü radar sistemi tasarımı sırasında göz önünde bulundurulacak diğer parametreler olarak belirtilebilir [7]. Bu bölümde, radar sistemlerinde kullanılan dalga formlarından bahsedilecek olup sonrasında bu tez çalışmasında gerçekleştirilecek olan yakın alan sayısal kodlu radar sisteminin tasarımı için bir radar işaret modeli belirlenecektir.

2.1 Radar Dalga Formları

Otonom sistemlerde ve otomotiv alanında kullanılan radar sistemlerinin etrafındaki hedeflerini yüksek derecede doğrulukla tespit edilebilmesi, son derece yüksek performans gerektirmektedir. Bu gereksinimin karşılanması için radar dalga formu

tasarım tekniği öne çıkmaktadır. Radar sistemleri, dalga formu olarak sürekli dalga veya darbeli dalga formlarını modülasyonlu veya modülasyonsuz olarak kullanabilmektedir. Dalga formlarına uygulanacak modülasyon teknikleri ise analog veya sayısal olabilmektedir. Genel olarak oluşturulan bu dalga formları da zaman veya frekans domeninde ilgili sinyal işleme teknikleri kullanılarak analiz edilebilmektedir [3, 12].

Sürekli bir sinyal yayınlayan sürekli dalga radarları, tek frekanslı formda olduğu zaman menzil ölçümü için gerekli olan gönderim ve alım sinyali arasındaki Δt zaman farkını menzil bilgisine dönüştürmekte kullanılmak üzere bir zaman işaretlemesi yapamamaktadır. Sabit duran bir nesnenin menzilin ölçümü için gerekli böyle bir zaman referansı ancak gönderim sinyalinin modülasyonu ile elde edilebilir. Günümüzde modern radar sensörleri ise iletilen sinyal olarak genellikle lineer frekans modülasyonlu (LFM) sürekli dalga sinyalini kullanmaktadır. Bu tür bir sinyale örnek olarak Şekil 2.1’de belirtilen üçgen biçimli LFM sinyal gösterilebilir [3, 13].

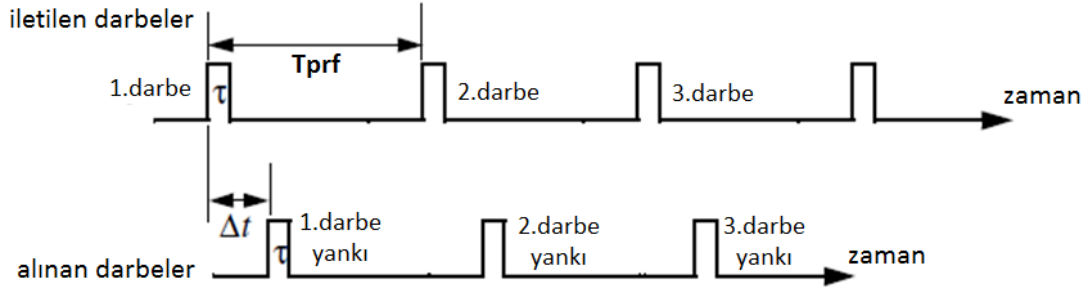


Şekil 2.1 : Gönderilen ve alınan üçgen formundaki LFM sinyalleri ile sabit hedef için vurum frekansı.

Şekil 2.1’de görüleceği üzere, üçgen biçimindeki lineer frekans değişimi sırasında yankı sinyali, geçen süre ile zamansal olarak Δt kadar kaymaktadır. İletim frekansı ile gecikmiş yankı sinyali arasında bir frekans farkı meydana gelmektedir. Ortaya

ıkan bu frekans farkı ise hedefin menzilini hesaplamada kullanılan bir parametre olarak ifade edilir. Bu parametre aynı zamanda vurum frekansı olarak adlandırılır.

Radar işareti olarak darbeli dalga formunu kullanan radar sistemleri, darbe genişliği τ olan modüle edilmiş darbeler dizisi gönderir ve gönderilen darbeler arasında ise hedeften yansıyan darbeli sinyalleri bekler. Bu darbeli dalga formu zarfı içerisinde taşıyıcı bulunmaktadır. Bu senaryo, şekil 2.2’de ifade edilmektedir.



şekil 2.2 : Gönderilen ve alınan darbe dizisi.

Gönderilen bir darbe sinyalinin ardından gönderilen ikinci sinyalin başlamasına kadar geçen süreye Darbe Tekrarlama Periyodu (T_{prf}) denir. Darbe Tekrarlama Periyodunun tam tersi ise Darbe Tekrarlama Frekansı olarak adlandırılır.

$$PRF = \frac{1}{T_{prf}} = \frac{1}{T} \quad (2.1)$$

Hedefe olan menzil (R) bilgisi, iletilen ve alınan bir darbe arasındaki iki yönlü zaman gecikmesi (Δt) kullanılarak çıkarılır.

$$R = \frac{c \times \Delta t}{2} \quad (2.2)$$

Denklem 2.2’de R parametresi metre, Δt parametresi ise saniye birimindedir. $\frac{1}{2}$ çarpanı, iki yönlü zaman gecikmesinin hesaplanmasında kullanılmaktadır. Her bir darbe tekrarlama periyodu boyunca radar, τ saniye süresi kadar enerji iletir ve darbe tekrarlama periyodunun geri kalan sresinde ise hedeften yansıyan darbeleri dinler. Radarın ortalama ilettiği güç P_{av} ise (2.3) eşitliği ile ifade edilir:

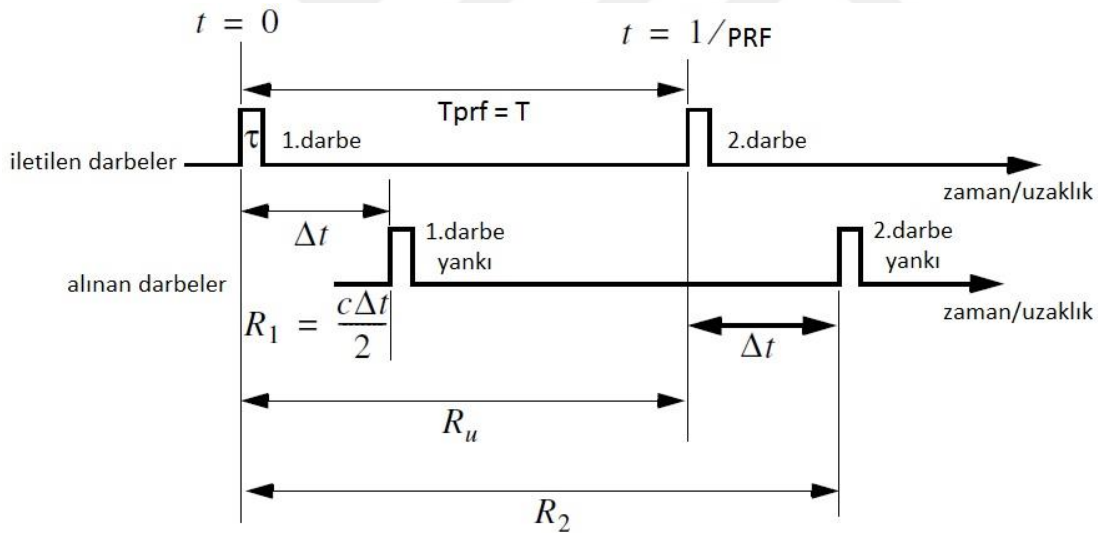
$$P_{av} = P_t \times \frac{\tau}{T} \quad (2.3)$$

Denklem (2.3)'de P_t , radarın iletilen tepe gücüne karşı gelen parametredir. Darbenin enerjisi E_p ise (2.4) eşitliği ile ifade edilir:

$$E_p = P_t \times \tau = P_{av} \times T_{prf} = \frac{P_{av}}{PRF} \quad (2.4)$$

Radarların, hedeflerin menzillerini tespit etmede belirsiz durumlar oluşabilir. Şekil 2.3'e bakıldığında, 1.darbe yankısı radardan hedefe gönderilen 1.darbenin $R_1 = c \times \Delta t / 2$ uzaklığındaki hedeften yansımısını temsil etmektedir. 2.darbe yankısı ise radardan aynı hedefe gönderilen 2.darbenin yansımısını veya önceki hedeften daha uzakta bulunan başka bir hedefe gönderilen 1.darbenin yansımısını temsil edebilir. Bu durumda, radarın hedefe olan uzaklığı R_2 denklem (2.5)'de belirtildiği gibi iki şekilde ifade edilebilir:

$$R_2 = \frac{c \times \Delta t}{2} \quad \text{veya} \quad R_2 = \frac{c \times (T + \Delta t)}{2} \quad (2.5)$$



Şekil 2.3 : Menzil belirsizliği gösterimi.

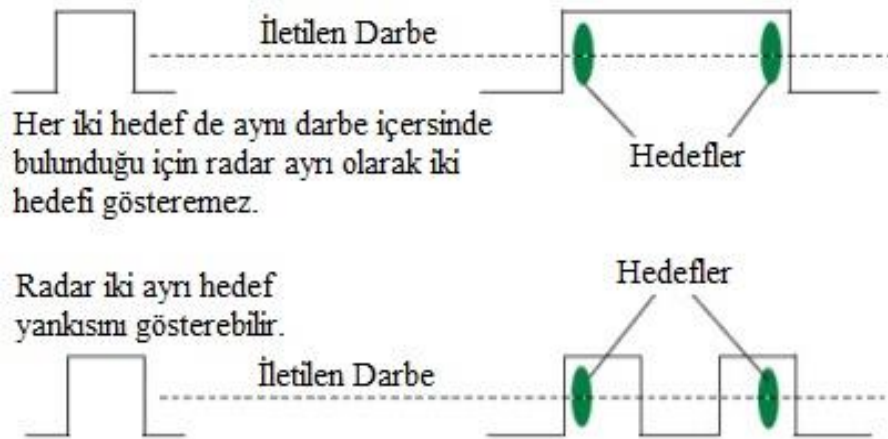
Şekil 2.3'ten de görüleceği üzere, hedefe olan uzaklık belirsizliği 2.darbe yankısı ile ilgilidir. Bu sebeple, radardan bir darbe iletildiği zaman radar yeterli bir süre beklemeli ve böylelikle bir sonraki darbe iletilmeden önce radarın maksimum menzili içinde bulunan hedeflerden yansımalar gerçekleşmelidir. Radarın net maksimum menzili R_u , darbe tekrarlama periyodunun yarısına tekabül etmektedir ve bu ifade denklem (2.6) ile gösterilebilir [3, 14].

$$R_u = c \times \frac{T_{prf}}{2} = \frac{c}{2 \times PRF} \quad (2.6)$$

Radar dalga formu olarak kullanılan darbelerin genişliği (τ), radar sisteminin bant genişliği (B) ile yakından ilgilidir ve menzil çözünürlüğünü belirler. Menzil çözünürlüğü ise radarın menzilineki hedefleri birbirinden ayırt etme yeteneği olarak tanımlanır. Bir radar sisteminde menzil çözünürlüğünün kalitesi sistemin ilettiği darbenin genişliğine, menzilineki hedeflerin türüne ve boyutuna bağlıdır. Bunların içerisinde menzil çözünürlüğünü belirleyen en kritik faktör, darbe genişliği parametresidir. Radar dalga formuna modülasyon uygulanmadığı durumda menzil çözünürlüğü ΔR , denklem (2.7) ile tanımlanır:

$$\Delta R = \frac{c \times \tau}{2} = \frac{c}{2B} \quad (2.7)$$

Denklem (2.7)'de B , radarın bant genişliğine karşı gelen parametredir. Radar performansının artırılması için radar sisteminin sağlamış olduğu menzil çözünürlüğü minimize edilmeye çalışılır. Denklem (2.7)'den de görüleceği üzere, menzil çözünürlüğünün azaltılması için darbe genişliği azaltılmalıdır. Şekil 2.4 ile radarın ilettiği darbenin genişliğine bağlı olarak menzilineki hedefleri birbirinden ayırt edebilme yeteneği gösterilmiştir.



Şekil 2.4 : Radarın iletilen darbe genişliğine bağlı olarak menzilineki hedefleri birbirinden ayırt edebilme yeteneği gösterimi.

(2.3) ve (2.7) denklemlerinden görüleceği üzere, darbe genişliğinin azalması radarın ortalama ilettiği gücün azalmasına ve çalışma bant genişliğinin artmasına neden olur. Bu noktada, yeterli miktarda ortalama iletilen güç sağlanırken menzil çözünürlüğünü

radar performansını arttırma konusunda istenilen seviyeye getirebilmek için darbe sıkıştırma tekniklerinden yararlanılmaktadır. Darbe sıkıştırma metodunun kullanıldığı radarlarda menzil çözünürlüğü, artık radarın ilettiği darbenin genişliği ile değil, darbe sıkıştırması sonrası ortaya çıkan darbenin genişliği ile belirlenmektedir. Bu sayede, bu radarların iletmış olduğu uzun genişlikteki darbelere rağmen çok daha iyi bir menzil çözünürlüğüne ulaştıkları söylenebilir [3, 7, 14].

Bu başlık altında bahsedilen darbe tekrarlama frekansı, darbe genişliği ve taşıyıcı frekansı parametreleri ile birlikte modülasyon tekniği hesaba katılarak darbeleri radar dalga formları bütünüyle tanımlanmış olur. Radarın performansını arttırmak ya da radara yeni yetenekler ekleyebilmek için radar dalga formları farklı modülasyon teknikleri ile modüle edilebilir. Bu kapsamda, radar dalga formlarının modülasyonunda kullanılabilecek modülasyon teknikleri, darbe sıkıştırma teknikleri ile birlikte incelenecektir.

2.2 Sayısal Darbe Sıkıştırma Tekniği

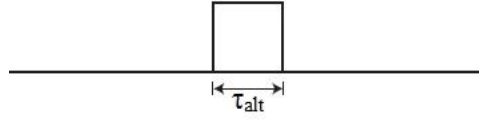
Radar sistemlerinde, çok kısa genişlikli darbelerin kullanılmasıyla menzil çözünürlüğü kayda değer derecede iyileştirilebilir. Fakat kısa darbelerin kullanımı ile ortalama iletim gücü azalmaktadır ve bu durum radarın normal çalışma moduna engel olabilecek sonuçlara kadar gidebilmektedir. Ortalama iletim gücü, doğrudan alıcının işaret-gürültü oranı (SNR: Signal to Noise Ratio) ile ilişkilidir ve darbe genişliği arttırılarak da SNR arttırılabilmektedir. Radar sistemlerinde oluşturulan darbelerdeki enerjinin bir fonksiyonu olan SNR ise radarın hedefleri tespit edebilme performansının ve hedefe olan mesafenin ölçüm doğruluğunun bir ölçütüdür. Normalde darbenin enerjisi ve SNR, darbenin genişliği daha da genişletilerek arttırılabilir. Fakat bu durum denklem (2.7)'den de görüleceği üzere menzil çözünürlüğünde bozulmaya sebep olur. Bu durumda, ortalama iletim gücünü bozmadan hatta daha uzun genişlikli darbeler kullanılarak menzil çözünürlüğünde bozulmaya sebep olmayacak bir yöntem olarak darbe sıkıştırma teknikleri radar sistemlerinde uygulanabilir. Bu yöntem, uzun süreli darbelerde denklem (2.4)'de de görüleceği üzere darbe süresi ile tepe gücü çarpımının sonucunda tayin edilen enerji miktarının daha fazla gönderilebilmesi üstünlüğünü ve çok kısa genişlikli darbelerin daha iyi olan menzil çözünürlüğü yeteneği üstünlüğünü bir arada kullanır. [3, 14, 15].

Modern radar sistemleri, hem frekans hem de faz modülasyonlu dalga formlarını kullanır. Dalga formu tasarımı yapılırken SNR ve menzil çözünürlüğü parametrelerinin yanı sıra bant genişliği, örnekleme hızı, güç, yan lob gibi gereksinimleri ve kısıtları da dikkate alınır. Tüm bu radar sistem gereksinimlerini karşılamak için hem sürekli dalga hem de darbeli radarlar için birçok dalga formu modülasyon yöntemi geliştirilmiştir. Modülasyon yöntemlerinden faydalanarak radar dalga formunun bant genişliği arttırılabilir ve böylece darbenin genişliği azaltılmadan dalga formu için daha iyi bir menzil çözünürlüğü elde edilir [14]. Bu yöntemler, darbe sıkıştırma teknikleri ile birlikte radar dalga formlarına uygulanabilmektedir. Her iki radar türü için de kullanılabilecek darbe sıkıştırma teknikleri analog ve sayısal olarak ikiye ayrılır. Analog darbe sıkıştırma teknikleri, doğrusal ve doğrusal olmayan frekans modülasyonlu yöntemlerden oluşmaktadır. Sayısal darbe sıkıştırma teknikleri ise ikili faz kodları, frank kodlar ve yalancı rastgele kodlar olarak sınıflandırılabilir. Sayısal darbe sıkıştırma yaklaşımı cihaz bağımlılığı, seçilebilir yan lob kontrolü, darbe genişliği ve bant genişliği sınırlamaları gibi analog sıkıştırma yaklaşımı ile gelen ilgili bazı dezavantajların üstesinden gelebilmektedir. Kodlu yapıların faz modülasyonlu dalga formunda kullanılmasıyla sayısal darbe sıkıştırma tekniği radar sisteminde kullanılmış olur [3, 14, 16].

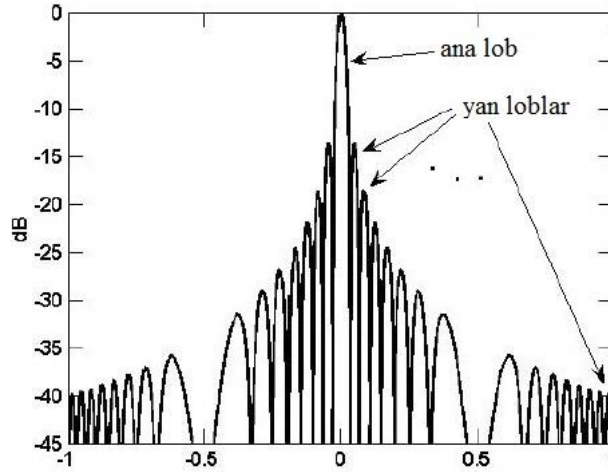
Modern radar sensörleri genellikle iletim sinyali olarak lineer frekans modülasyonlu sürekli dalga formunda bir radar işareti kullanmaktadır. Günümüzde kullanımı oldukça yaygınlaşan sayısal devrelerin artan kabiliyetlerinden yararlanma durumu, birçok alanda cazip hale geldiği gibi otonom sistemlerde ve otomotiv alanında kullanılan radar sistemlerinin geliştirilmesi konusunda da cazip hale gelmektedir. Bu noktada, sayısal devrelerin esnekliğini artı bir özellik olarak kullanabilmek için radar iletim işaretinin LFM sinyal olması yerine faz kodlu sinyal olması tercih edilebilecek bir yaklaşım olarak görülebilir [13]. Bu tez çalışmasında sayısal kodlu radar işaret modeli, sayısal darbe sıkıştırma tekniği kullanılarak faz kodlu dalga formu biçiminde oluşturulacaktır.

Faz kodlu dalga formları, istenen seviyede ana lob ve yan lob cevaplarını içeren bir işaret spektrumu oluşturmak için seçilen ve Şekil 2.5'te bir örneği görülen alt darbelerden oluşan darbe dizisinin kodlanması ile meydana getirilir. Günümüzde modern radar sistemlerinde kullanılan bu dalga formlarının özellikleri büyük ölçüde, kullanılan kodlama dizisine bağlıdır. Şekil 2.5'teki bu darbe formuna, ilgili darbe

sıkıştırma tekniği uygulandıktan sonra Şekil 2.6'dan da görüleceği üzere $B_{alt} = \frac{1}{\tau_{alt}}$ bant genişlikli sinc biçiminde bir spektrum ortaya çıkar [14].

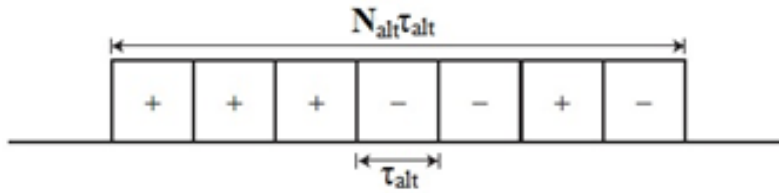


Şekil 2.5 : Faz kodlu dalga formunu oluşturan alt darbe dizisinde yer alan τ_{alt} genişlikli alt darbe gösterimi.



Şekil 2.6 : Faz kodlu dalga formuna uygulanan darbe sıkıştırma sonucunda ana lob ve yan loblardan oluşan spectrum.

Faz kodlu dalga formları, Şekil 2.7'de de görüleceği üzere N_{alt} tane alt darbenin birleştirilmesiyle ve radar sistemi alıcısında kullanılan bir uyumlu filtrenin çıkışında istenen bir ana lob ve yan lob cevabı elde etmek için her bir alt darbenin fazının seçilmesiyle oluşturulur [14].



Şekil 2.7 : İki olası faz durumlu τ_{alt} genişlikli alt darbelerden oluşan $N\tau_{alt}$ genişlikli iki fazlı kodlanmış darbeleri dalga formu.

Şekil 2.7'de gösterilen temel bantta bulunan bu dalga formunu oluşturan alt darbeler $\emptyset = 0^\circ$ ve $\emptyset = 180^\circ$ faz değerlerinde ve $e^{j\emptyset}$ terimi ile de 1 veya -1 genlik değerlerinde olabilmektedir. Bu alt darbeler, denklem (2.8)'de görüleceği üzere a_n kod dizisini oluşturur [14].

$$a_n = e^{j\phi_n} \quad n = 0, 1, \dots, N_{alt} - 1 \quad (2.8)$$

Denklem (2.8)'de yer alan ϕ_n faz parametresi radyan birimindedir ve n_{alt} darbeye karşı gelen fazı belirtmektedir. Bir faz kodlu dalga formu, derece veya radyan birimleri olarak ifade edilen faz dizisi veya denklem (2.8)'deki denklem ile tanımlanan karmaşık veya gerçekte dizi olarak ifade edilir. Yine bu dalga formunun sahip olduğu enerji, toplam darbe süresi olan $\tau = N_{alt} \times \tau_{alt}$ ile orantılıdır. Bu dalga formunun oluşturulması için seçilen faz kodları, denklem (2.7)'den de görüleceği üzere $\Delta R_{alt} = \frac{c \times \tau_{alt}}{2}$ değerinde bir menzil çözünürlüğü verir. Bir faz kodlu dalga formuyla ilişkili zaman bant genişliği çarpımı, denklem (2.9)'da da görüleceği üzere kod dizisindeki toplam alt darbe sayısına eşittir [14].

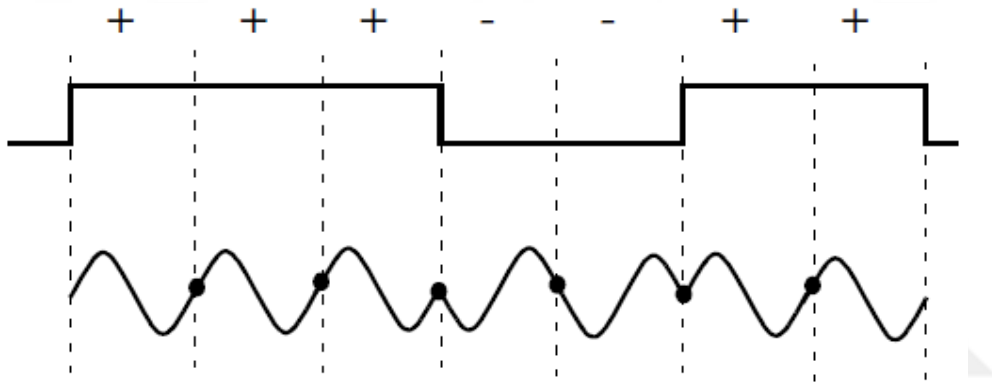
$$\tau \times B = \tau \times B_{alt} = \frac{\tau}{\tau_{alt}} = N_{alt} \quad (2.9)$$

Genel olarak, yan lob seviyeleri kod dizisi uzunluğu ile ters orantılıdır. Aynı zamanda SNR gereksinimlerini karşılamak için uzun kod dizilerine ihtiyaç duyulabilir çünkü bir faz kodlu dalga formunun enerjisi, dalga formu süresi $N_{alt}\tau_{alt}$ ile doğru orantılıdır. Menzil çözünürlüğünü iyileştirmek için alt darbelerin süresi (τ_{alt}) azaltılabilir, böylece sabit uzunluktaki bir kod için dalga formundaki enerji azalmış olur. Bu sebeple, dalga formunun hem düşük yan lob seviyelerine hem de yüksek SNR'a sahip olması gereksinimlerini karşılamak için dalga formu tasarımında uzun kodların kullanılması gerekebilir [14].

Dalga formunu oluşturulmasında kullanılacak faz kodunun seçimi, başta yan lob cevabı ve kod dizisi uzunluğu olmak üzere birçok faktöre dayanmaktadır. Belirli bir kod uzunluğu için minimum tepe yan lobunu sağlayan uygun yapıda kodlar bulunmaktadır. Bu kod yapıları arasında ikili faz kodları, frank kodlar ve yalancı rastgele kodlar yer almaktadır. Bir kodun darbe sıkıştırma kalitesi, kodun otokorelasyon fonksiyonuna bağlıdır çünkü gürültü yok sayıldığında uyumlu filtrenin çıkışı kodun otokorelasyonu ile orantılıdır. Belirli bir kodun otokorelasyon fonksiyonu göz önüne alındığında, sıkıştırılmış darbe genişliğine tekabül eden ana lob genişliği ve yan lob seviyeleri, kodun darbe sıkıştırma özelliklerini değerlendirmek için göz önünde bulundurulması gereken etmenlerdir [3, 14].

2.2.1 İkili faz kodları

İkili faz kodlu yapısında τ' genişlikli bir darbe, daha küçük N_{alt} tane $\Delta\tau=\tau'/N_{alt}$ genişlikli darbelere bölünür. Sonrasında, her bir alt darbenin fazı referans sinyaline göre rastgele 0 veya π radyan olarak seçilir. Genel olarak, $\emptyset = 0^\circ$ fazlı bir alt darbe şekil olarak “1” veya “+” karakterleri ile ifade edilirken $\emptyset = 180^\circ$ fazlı bir alt darbe ise şekil olarak “0” veya “-” karakterleri ile ifade edilir. Bu yapıdaki kodlar, $\tau'/\Delta\tau$ sıkıştırma oranı ile darbe sıkıştırma işlemine uğramaktadır. Sabit yan lob seviyeleriyle sıkıştırılmış dalga formlarını üreten ikili faz kodlardan birisi Barker kod ailesidir. Şekil 2.8’de kod uzunluğu $N_{alt}=7$ olan bir Barker kod dizisi ($B_7 = \{1, 1, 1, -1, -1, 1, -1\}$) görülebilir [3, 16].



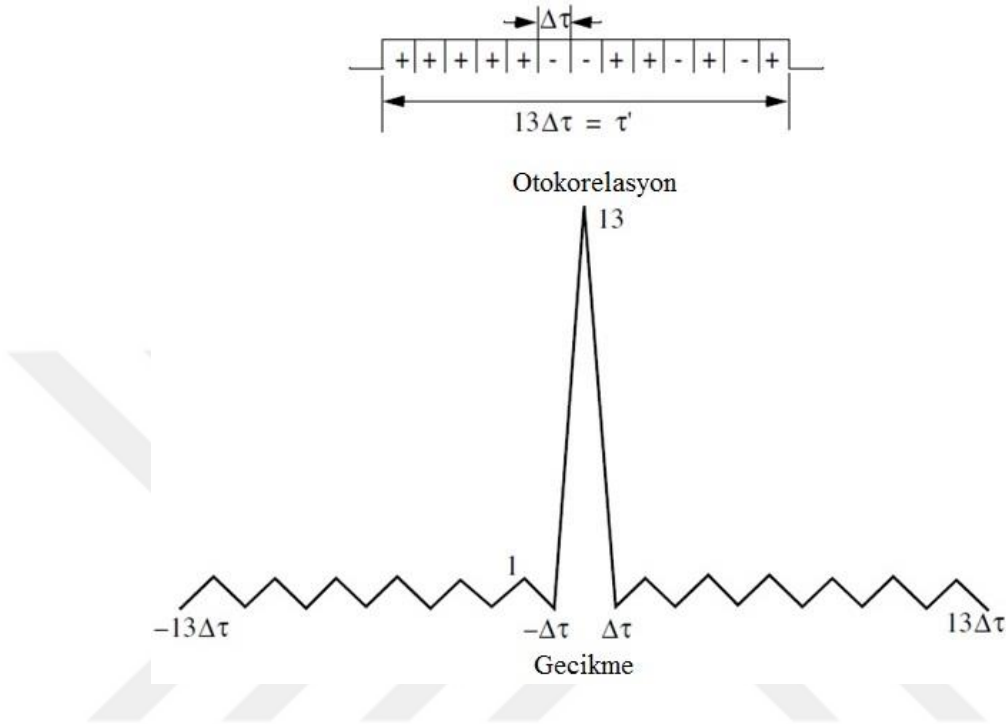
Şekil 2.8 : İkili faz kodu olarak B7 Barker dizisi şekli.

Çeşitli uzunluk değerlerinde Barker kod dizisi oluşturulmuştur. Çizelge 2.1’de Barker kod ailesi yer almaktadır. Çizelge 2.1’deki en sağ sütun, Barker kod dizilerinin sahip olduğu yan lob seviyelerine ait oranları göstermektedir [3, 14, 16].

Çizelge 2.1 : Barker kod ailesi.

Kod sembolü	Kod uzunluğu	Kod elemanları	Tepe yan lob
B_2	2	+ -, + +	- 6.0 dB
B_3	3	+ + -	- 9.5 dB
B_4	4	+ + - +, + + + -	- 12.0 dB
B_5	5	+ + + - +	- 14.0 dB
B_7	7	+ + + - - + -	- 16.9 dB
B_{11}	11	+ + + - - + - - + -	- 20.8 dB
B_{13}	13	+ + + + + - - + + - + -	- 22.3 dB

N uzunluklu Barker kodun otokorelasyon fonksiyonuna ait ana lob genişliği $2\Delta\tau$, tepe noktası değeri N_{alt} ve ana lobun yanında bulunan yan lobların sayısı ise $(N_{alt}-1)/2$ olarak ifade edilir. Bu durum, Şekil 2.9 ile $N_{alt}=13$ uzunluklu Barker kod dizisi ile gösterilebilir [3].



Şekil 2.9 : B₁₃ Barkod dizisi ve otokorelasyon fonksiyonuna ait grafiği.

2.2.2 Frank kodlar

Belirli bir temel faz artışına dayanarak harmonik ilişkili herhangi bir faz kullanan kod yapıları, çok fazlı kodlar olarak tanımlanır. Bu kodlama tekniği, Frank kodlar kullanılarak gerçekleştirilebilir. Frank kodlu yapıda τ' genişlikli bir darbe, N_{alt} tane eşit gruba bölündükten sonra her bir grup da N_{alt} tane $\Delta\tau$ genişlikli alt darbelerle bölünür. Her bir darbenin içerisinde yer alan alt darbelerin toplam sayısı N_{alt}^2 olarak ifade edilir. Bu N_{alt}^2 tane alt darbeli bir Frank kod da N_{alt} -fazlı Frank kod olarak adlandırılır. Bu yapıdaki kodlar aynı zamanda N^2 sıkıştırma oranı ile darbe sıkıştırma işlemine uğramaktadır. [3, 15].

Frank kodu hesaplamada ilk adım, temel faz artışını $\Delta\varphi$ hesaplamaktır.

$$\Delta\varphi = \frac{360^\circ}{N_{alt}} \quad (2.10)$$

Denklem (2.10)'dan da görüleceği üzere, N_{alt} tane eşit gruba bölünen Frank kod yapısındaki grupların sayısı arttıkça temel faz artışı azalmaktadır. N_{alt} -fazlı Frank kod için her bir alt darbenin fazı ise denklem (2.11)'de yer alan ifadeden yola çıkarak hesaplanır [3].

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 2 & 3 & \dots & N_{alt} - 1 \\ 0 & 2 & 4 & 6 & \dots & 2(N_{alt} - 1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & (N_{alt} - 1) & 2(N_{alt} - 1) & 3(N_{alt} - 1) & \dots & (N_{alt} - 1)^2 \end{bmatrix} \Delta\varphi \quad (2.11)$$

Denklem (2.11)'de yer alan matris yapısındaki satırlar, N_{alt} tane eşit gruba bölünen Frank kodun yapısındaki her bir grubu temsil ederek sütunlar ise her bir gruptaki alt darbeleri temsil etmektedir. 4-fazlı Frank kod için $N_{alt}=4$, temel faz artışı ise $\Delta\varphi = 360^\circ/4 = 90^\circ$ olmaktadır [3].

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 2 & 3 \\ 0 & 2 & 4 & 6 \\ 0 & 3 & 6 & 9 \end{bmatrix} 90^\circ = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & j & -1 & -j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -j & -1 & j \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

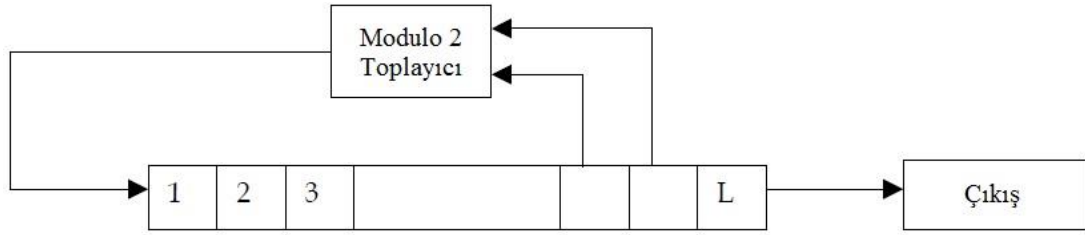
Denklem (2.12)'den çıkan sonuca göre 16 elemanlı bir Frank kod ortaya çıkar ve bu kod dizisi $F_{16} = \{1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ j \ -1 \ -j \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -j \ -1 \ j\}$ şeklinde ifade edilir [3].

2.2.3 Yalancı rastgele kodlar

Barker kodlarını içeren iki fazlı kodlar, belirli bir kod dizisi uzunluğu için en düşük tepe yan lobunu elde etmektedir. Ancak birçok radar uygulamasında düşük yan lob seviyelerine sahip kaliteli bir kodun mevcut olması koşuluyla bu tür bir kodun kullanımı gerekli değildir. Bu noktada, iki fazlı maksimum uzunluklu diziler (MLS: Maximum Length Sequences) olarak da bilinen yalancı rastgele (PRN: Pseudo-Random Noise, PN: Pseudo Noise) kodlar kullanılabilir ve bu kodlar $10\log_{10}\frac{1}{N}$ değerine yaklaşan öngörülebilir tepe yan lob oranları sağlar [3, 14].

En az herhangi iki geri besleme bağlantısına sahip olan kaydırma yazmacı devreleri (LFSR: Linear Feedback Shift Register) kullanılarak yalancı rastgele kodlar

üretilebilmektedir. Bu kodların, bu devreler ile üretimini ifade eden şema Şekil 2.10'da yer almaktadır [13, 16].



Şekil 2.10 : Yalancı rastgele kod dizisi üretmek için kullanılan yazmacı devresi.

Şekil 2.10'da gösterilen ve uzunluğu L parametresi ile ifade edilen kaydırma yazmacı devresi ile $N_{alt}=2^L-1$ uzunluklu kendini tekrar etmeyen kod dizisi üretilir. Üretilen bu maksimum uzunluklu diziler, N_{alt} periyot ile periyodiktir ve kod değerleri $+1$ ve -1 şeklinde ikili değerleri alır. Bu dizilerin üretimi aynı zamanda denklem (2.13)'teki matematiksel model ile de ifade edilebilir. Bu modeldeki $\{s_i, s_{i-1}, \dots, s_{i-L}\}$ kaydırma yazmacı blokları geri besleme işlemine gelen bloklara ve $\oplus$ sembolü de modulo 2 toplama işlemine karşı gelmektedir [13, 14].

$$s_i = a_1 s_{i-1} \oplus a_2 s_{i-2} \oplus \dots \oplus a_L s_{i-L} \quad (2.13)$$

$$i = 1, \dots, 2^L - 1$$

Kaydırma yazmacı devreler, her biri 0 veya 1 değerlerine karşı gelen devre içindeki bloklar ile geri besleme sağlamaktadır. Geri besleme katsayıları ise denklem (2.14)'te belirtilen sadeleştirilmeyen bir polinomdan elde edilmektedir [14].

$$h(x) = d_L x^L + d_{L-1} x^{L-1} + \dots + d_1 x + 1 \quad (2.14)$$

Denklem (2.14)'teki polinomda bulunan d_k katsayıları 0 veya 1 olmaktadır ve bu katsayılar denklem (2.13)'teki matematiksel modelde yer alan kaydırma yazmacı devrenin katsayılarına eşittir ($d_L = a_L$). Çizelge 2.2'de 13.dereceye kadar karşı gelen L .dereceden $h(x)$ polinomu için ilgili katsayıların ne olduğu görülmektedir. Örneğin, uzunluğu $L=3$ olan kaydırma yazmacı devresinin geri besleme bağlantılarını tanımlayan $h(x)$ polinomu, 3.dereceden bir polinom olmaktadır ve bu polinom $h(x)=1+x+x^3$ olarak tanımlanabilir [14, 17].

Çizelge 2.2 : L.dereceden $h(x)$ polinomu için katsayılar.

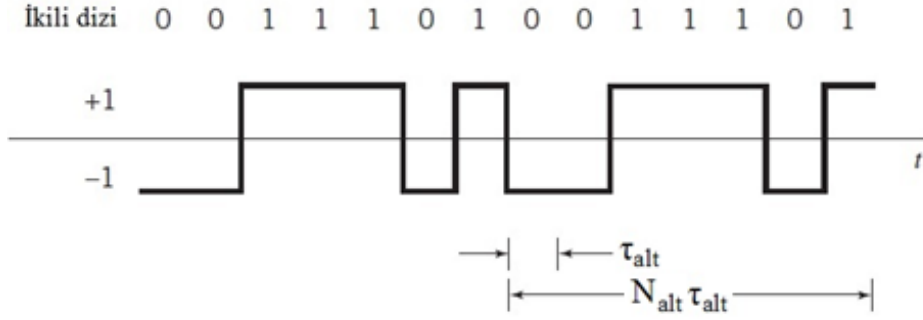
Polinom derecesi	Geri besleme katsayıları	$h(x)$ polinomu
2	111	x^2+x+1
3	1011	x^3+x+1
4	10011	x^4+x+1
5	100101	x^5+x^2+1
6	1000011	x^6+x+1
7	10001001	x^7+x^3+1
8	100011101	$x^8+x^4+x^3+x^2+1$
9	1000010001	x^9+x^4+1
10	10000001001	$x^{10}+x^3+1$
11	100000000101	$x^{11}+x^2+1$
12	1000001010011	$x^{12}+x^6+x^4+x+1$
13	10000000011011	$x^{13}+x^4+x^3+x+1$

Geri beslemeli kaydırma yazmacı devreler en az 2 adet geri besleme bağlantısına sahiptir. Çizelge 2.3'te yalancı rastgele kod dizisi üreten geri beslemeli kaydırma yazmacı devrelerinin oluşturulmasında kullanılabilecek olası geri besleme bağlantılarına ait bilgiler verilmiştir. Örneğin, 5 bloktan oluşan kaydırma yazmacı devresinin üçüncü ve beşinci bloklarının geri besleme bağlantılarını gerçekleştirmek için modulo 2 toplayıcı bloğuna bağlanarak üretmiş olduğu yalancı rastgele kod dizisinin uzunluğu ile ikinci, üçüncü, dördüncü ve beşinci bloklarının geri besleme bağlantılarını gerçekleştirmek adına modulo 2 toplayıcı bloğuna bağlanarak üretmiş olduğu yalancı rastgele kod dizisinin uzunluğu aynıdır. Bu sebeple, kaydırma yazmacı devresinde yalancı rastgele kod üretimi için 2 adet geri besleme bağlantısı olması yeterli olmaktadır [16].

Çizelge 2.3 : Maksimum uzunluk kodları için yalancı rastgele dizi üreten yazmacı devresi geri besleme bağlantıları.

Blok sayısı (L)	Kod uzunluğu (N_{alt})	Geri besleme blok bağlantıları
2	3	{1,2}
3	7	{2,3}
4	15	{3,4}
5	31	{3,5},{2,3,4,5},{1,3,4,5}
6	63	{5,6},{1,4,5,6},{2,3,5,6}
7	127	{6,7},{4,7},{4,5,6,7}, {2,5,7,6},{2,4,6,7}, {1,4,6,7},{3,4,5,7}, {2,3,4,5,6,7},{1,2,4,5,6,7}
8	255	{1,6,7,8},{3,5,7,8}, {2,3,7,8},{4,5,6,8}, {3,5,6,8},{2,5,6,8}, {2,4,5,6,7,8},{1,2,5,6,7,8}, {5,9},{2,7,8,9},{5,6,8,9}, {4,5,8,9},{1,5,8,9},{2,4,8,9}, {4,6,7,9},{2,5,7,9},{3,5,6,9}, {3,5,6,7,8,9},{1,5,6,7,8,9}, {3,4,6,7,8,9},{2,4,6,7,8,9}, {2,3,6,7,8,9},{1,3,6,7,8,9}, {1,2,6,7,8,9},{3,4,5,7,8,9}, {2,4,5,7,8,9},{1,4,5,6,8,9}
9	511	

Maksimum uzunluklu diziler, 0 veya 1 ikili sembollerinin varlığının eşit derecede muhtemel olduğu bir dizi olan rastgele ikili dizilerin sahip olduğu birçok özelliği tam anlamıyla yansıtmaktadır. Bu özelliklerden biri, maksimum uzunluktaki bir dizinin her bir periyodunda 1'lerin sayısının 0'ların sayısından daima birden fazla olması anlamına gelen denge özelliğidir. Bir diğer özellik ise korelasyon özelliğidir. Maksimum uzunluktaki bir dizinin otokorelasyon fonksiyonu periyodiktir ve ikili değere sahiptir. Şekil 2.11'de gösterilen kod uzunluğu $N_{alt}=7$ olan maksimum uzunluklu dizinin oluşturduğu $c(t)$ dalga formunun periyodu (τ) denklem (2.15) ile verilmiştir [13, 17].



Şekil 2.11 : Kod uzunluğu 7 olan maksimum uzunluklu dizinin oluşturduğu dalga formu.

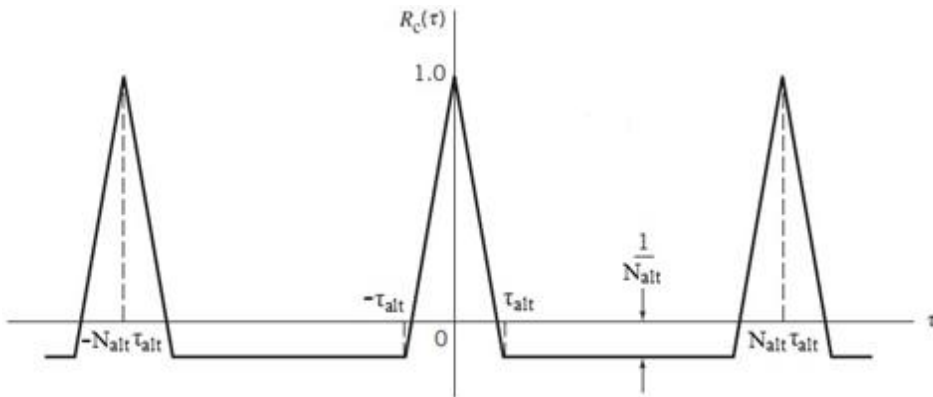
$$\tau = N_{alt} \times \tau_{alt} \quad (2.15)$$

Denklem (2.15)'te τ_{alt} parametresi, maksimum uzunluklu dizideki ikili değere tahsis edilmiş süreye karşı gelmektedir. $c(t)$ işaretinin periyodik olan otokorelasyon fonksiyonu ise denklem (2.16)'da belirtilmiştir [17].

$$R_c(\tau) = \frac{1}{\tau} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} c(t)c(t-\tau)dt \quad (2.16)$$

Denklem (2.16)'daki otokorelasyon fonksiyonu, $c(t)$ 'ye uygulandığında denklem (2.17)'deki ifade ve Şekil 2.12'deki grafik elde edilir [17].

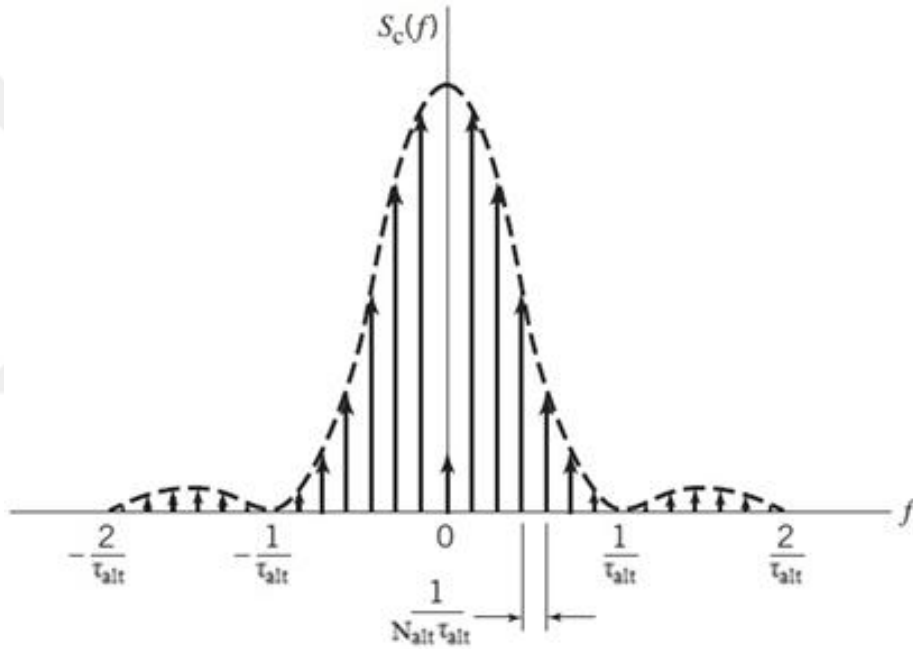
$$R_c(\tau) = f(x) = \begin{cases} 1 - \frac{N_{alt} + 1}{N_{alt} \tau_{alt}} |\tau|, & |\tau| \leq \tau_{alt} \\ -\frac{1}{N_{alt}}, & \text{periyodun geri kalanı} \end{cases} \quad (2.17)$$



Şekil 2.12 : Kod uzunluğu 7 olan maksimum uzunluklu dizinin otokorelasyonu.

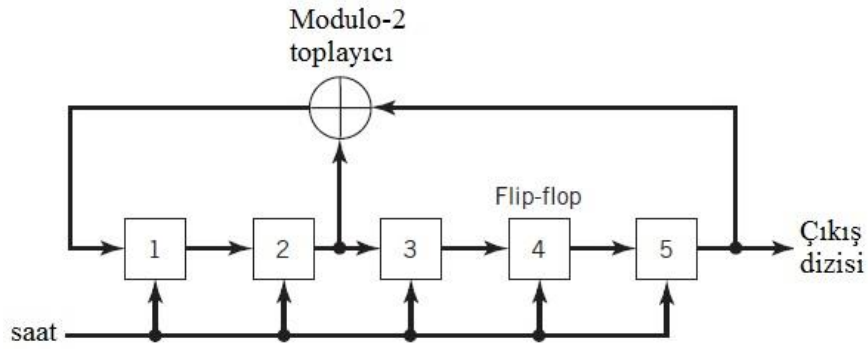
Zaman domenindeki periyodiklik, frekans domenindeki örnekleme dönüştürülmektedir. Zaman ve frekans domenleri arasındaki bu etkileşim, maksimum uzunluklu dizi yapılı dalga formu $c(t)$ 'nin güç spektral yoğunluğu ile ortaya çıkmaktadır. Denklem (2.17)'deki ifade ile verilen $R_c(\tau)$ otokorelasyon fonksiyonunun Fourier dönüşümü alındığında $c(t)$ 'nin güç spektral yoğunluğu elde edilir. Bununla ilgili elde edilen matematiksel ifade denklem (2.18)'de, grafik ise Şekil 2.13'te verilmiştir [17].

$$S_c(f) = \frac{1}{N_{alt}} \delta(f) + \frac{1 + N_{alt}}{N_{alt}^2} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \text{sinc}^2\left(\frac{n}{N_{alt}}\right) \delta\left(f - \frac{n}{N_{alt} \tau_{alt}}\right) \quad (2.18)$$



Şekil 2.13 : Kod uzunluğu 7 olan maksimum uzunluklu dizinin güç spektral yoğunluğu.

Şekil 2.14'te uzunluğu $L=5$ olan, yani beş bloktan oluşan geri beslemeli kaydırma yazmacı devresi bulunmaktadır. Bu devrede 2 numaralı blok ile 5 numaralı blok geri besleme bağlantıları olarak kullanılmaktadır. Bu kaydırma yazmacı devresinin üreteceği yalancı rastgele kod, $N_{alt}=2^5-1=31$ uzunluğunda olacaktır. Başlangıçta devredeki blokların ikili değerlerinin 10000 olduğu varsayıldığında, Şekil 2.14'teki devre tarafından oluşturulan yalancı rastgele kod dizisi, 31 iterasyonluk bir periyot sonucunda üretilir. Çünkü 31.iterasyondan sonra tekrar devredeki blokların ikili değerleri 10000 olmaktadır. Bu durum, Çizelge 2.4'te belirtilmiştir [17].



Şekil 2.14 : Kod uzunluğu 31 olan yalancı rastgele kod dizisini üreten bir lineer geri beslemeli kaydırma yazmacı devresi.

Şekil 2.14'teki devrenin çıkışında yer alan blok, 5 numaralı blok olduğu için bu bloğun 31 iterasyon boyunca almış olduğu ikili değerlerin tümü, bu devre tarafından üretilen yalancı rastgele kod dizisi olur. Çizelge 2.4'teki 5 numaralı sütunda ilk 31 satır, yazmacı devre tarafından üretilen yalancı rastgele kod dizisinin sahip olduğu ikili değerleri içermektedir. Buradan, üretilen yalancı rastgele kod dizisinin 0000101011101100011111001101001 formda olduğu söylenebilir [17].

Çizelge 2.4 : 5 bloklı lineer geri beslemeli kaydırma yazmacı devresinin kod uzunluğu 31 olan yalancı rastgele kod dizisini üretme şekli.

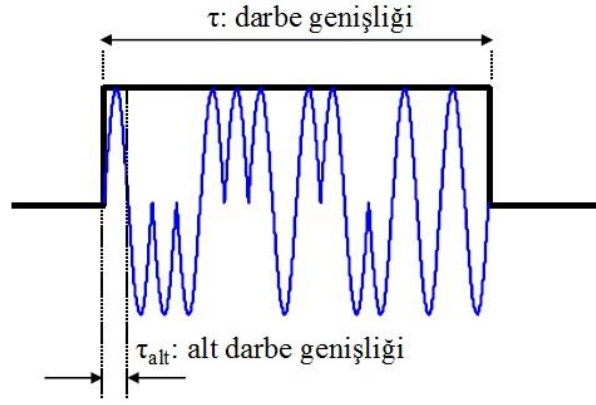
İterasyon sayısı	Blokların ikili değerleri					Geri besleme
	1	2	3	4	5	$1 = 2 \oplus 5$
1	1	0	0	0	0	0
2	0	1	0	0	0	1
3	1	0	1	0	0	0
4	0	1	0	1	0	1
5	1	0	1	0	1	1
6	1	1	0	1	0	1
7	1	1	1	0	1	0
8	0	1	1	1	0	1
9	1	0	1	1	1	1
10	1	1	0	1	1	0
11	0	1	1	0	1	0
12	0	0	1	1	0	0
13	0	0	0	1	1	1

Çizelge 2.4 (devam) : 5 bloklı lineer geri beslemeli kaydırma yazmacı devresinin kod uzunluğu 31 olan yalancı rastgele kod dizisini üretme şekli.

İterasyon sayısı	Blokların ikili değerleri					Geri besleme
	1	2	3	4	5	$1 = 2 \oplus 5$
14	1	0	0	0	1	1
15	1	1	0	0	0	1
16	1	1	1	0	0	1
17	1	1	1	1	0	1
18	1	1	1	1	1	0
19	0	1	1	1	1	1
20	0	0	1	1	1	1
21	1	0	0	1	1	1
22	1	1	0	0	1	0
23	0	1	1	0	0	1
24	1	0	1	1	0	0
25	0	1	0	1	1	0
26	0	0	1	0	1	1
27	1	0	0	1	0	0
28	0	1	0	0	1	0
29	0	0	1	0	0	0
30	0	0	0	1	0	0
31	0	0	0	0	1	1

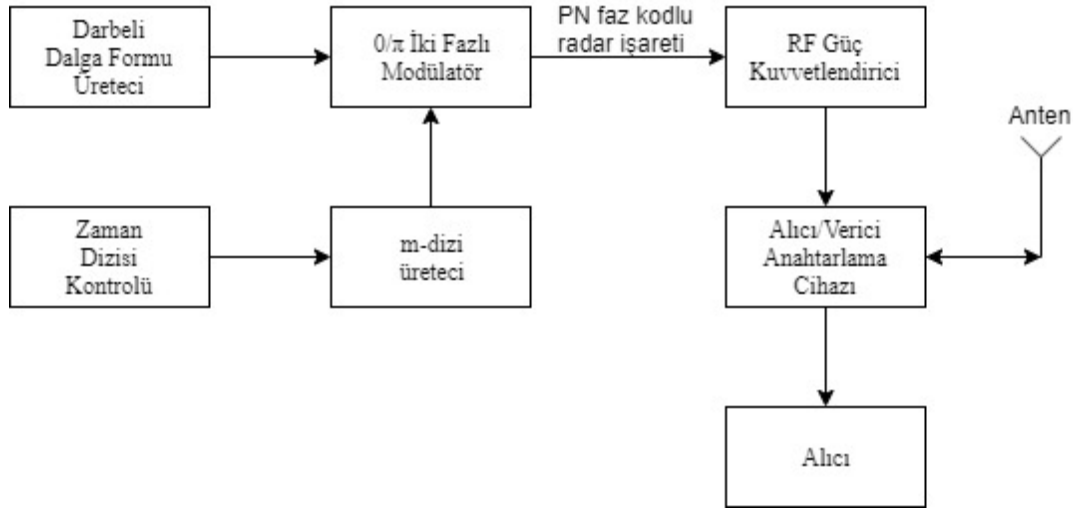
2.3 Yalancı Rastgele Kodlu Radar İşaret Modeli

Bir haberleşme sisteminde vericideki gelen bir mesaj dizisinin spektrumunu yaymak için ve alıcı çıkışındaki orijinal mesaj sinyalini elde edebilmek amacıyla alınan sinyali yeniden yaymak için bir taşıyıcı olarak görülen maksimum uzunluktaki diziler kullanılabilir [17]. Maksimum uzunluklu diziler, ikili kod yapısında olduğundan dolayı faz parametresine karşı gelecektir. Bu tez çalışmasında sayısal kodlu radar işaret modeli, sayısal darbe sıkıştırma tekniği kullanılarak taşıyıcısı yalancı rastgele kod dizisi olacak şekilde faz kodlu dalga formu ile oluşturulacaktır. Bu dalga formunda taşıyıcı yalancı kod dizisine karşı gelen kodlu işaret olacaktır. Bu işaret formuna ait örnek Şekil 2.15'te verilmiştir.



Şekil 2.15 : Taşıyıcısı ikili faz kodlu dalga formu yapısı.

Radar sistemleri temel olarak verici ve alıcı yapılarının bir araya gelmesiyle oluşmaktadır. Bir radar sisteminin ürettiği iletim sinyali, sistemin verici yapısında meydana gelen işlemler neticesinde ortaya çıkmaktadır. Tasarımı yapılacak yakın alan sayısal kodlu radar sisteminin verici yapısı Şekil 2.16’da belirtilmiştir [14, 19, 20, 21].



Şekil 2.16 : Sayısal kodlu radar sistemi verici yapısı blok diyagramı.

Şekil 2.16’da belirtilen bu yapının temel bant kısmı, esas olarak yalancı rastgele kod dizisi ve bu dizinin modülasyonu olan ikili faz kaydırmalı anahtarlama (BPSK: Binary Phase Shift Keying) kullanılarak yayılan darbe dalga formunun üretiminden oluşmaktadır. Yalancı rastgele kod dizisi kaydırma yazmacı devredeki geri besleme mekanizmasına ait polinom, m-dizi sayısı, dizinin başlangıç durumu ve örnekleme zamanı gibi parametrelerin değiştirilmesi sonucunda sabit ikili akışların elde edilmesiyle oluşur. BPSK modülasyonlu temel bant işaretinin çıkışı ise RF karıştırıcı ve güç kuvvetlendiricisinden oluşan RF verici sistemine iletilir [20].

Radar sistemlerinde iletim sinyalinin kompleks gösterimi genellikle denklem (2.19)'da belirtildiği gibi verilmektedir [18].

$$s(t, f_c) = b(t) \times e^{j2\pi f_c t} \quad (2.19)$$

Denklem (2.19)'da işaretin taşıyıcı frekansı f_c , kompleks zarfı ise $b(t)=a(t) \times e^{j\phi(t)}$ parametreleri ile ifade edilir. İşarete genlik modülasyonu uygulanacaksa $b(t)$, frekans veya faz modülasyonu uygulanacaksa $\phi(t)$ parametresinin göz önünde bulundurulması gerekmektedir [18]. Bu tez çalışmasında, modeli belirlenecek radar işaretine faz modülasyonu uygulanacaktır. Faz modülasyonlu radar işaret modeli, yalancı rastgele kod dizisi kullanılarak sayısal kodlu bir yapıda olacağı için işaret modeli ifadesinde yer alacak a_n kod dizisi denklem (2.20)'deki gibi tanımlanır [14].

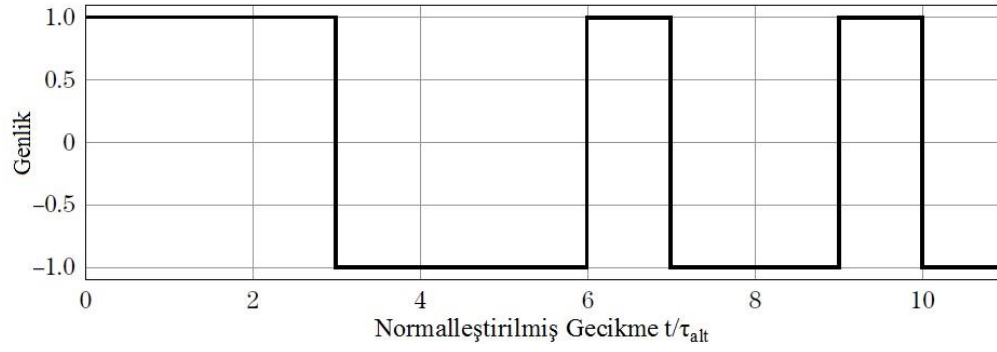
$$a_n = e^{j\phi_n} \quad n = 0, \dots, N - 1 \quad (2.20)$$

Denklem (2.20)'de ϕ_n parametresi, yalancı rastgele kodlu dalga formunu oluşturan n .alt darbeyi kapsayan radyan birimindeki faz parametresine tekabül etmektedir. Faz kodlu dalga formu, derece veya radyan biriminde belirtilen faz dizisi ya da denklem (2.20)'de yer alan denklem göz önünde bulundurularak tanımlanan kompleks veya gerçek dizi şeklinde ifade edilir. Bu kapsamda, tasarımı ve benzetimi yapılacak sayısal kodlu radar sisteminin radar dalga formu denklem (2.21)'de belirtildiği şekilde tanımlanır [14].

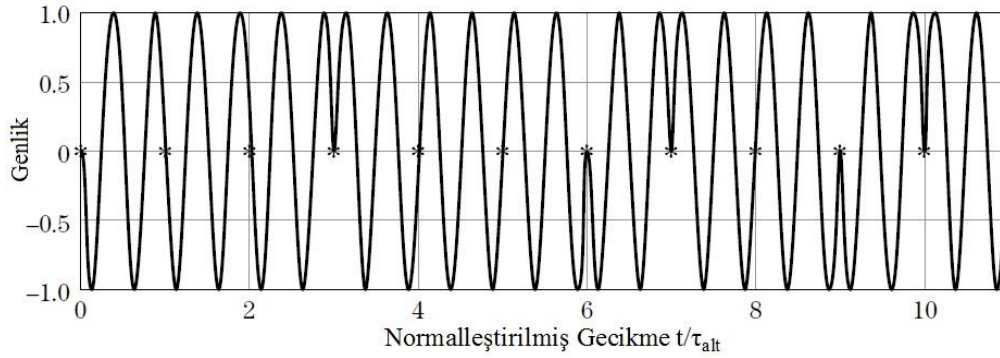
$$s(t) = \cos\{2\pi f_c t + \phi_n[u(t - n\tau_{alt}) - u(t - (n + 1)\tau_{alt})]\} \quad (2.21)$$

$$0 \leq t \leq \tau, 0 \leq n \leq N - 1$$

Denklem (2.21)'de $s(t)$ radar işaret modelinde işaretin genliği 1 olduğu varsayılmıştır ve modelde $u(t)$, birim basamak fonksiyonunu ifade etmektedir. Örneğin, denklem (2.20)'den yararlanarak kod uzunluğu $N_{alt}=11$ olan $\{1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1\}$ bir kod dizisi ile faz kodlu bir dalga formunun temel banttaki spektrumu Şekil 2.17'deki gibi elde edilir. Temel banttaki bu faz kodlu dalga formuna, modülasyon işlemi uygulandığında ise Şekil 2.18'de görüleceği üzere faz modüleli kodlu dalga formu elde edilir. Buradaki faz geçişleri, kod dizisinde meydana gelen değişikliğe tekabül eden darbe sınırları içerisinde oluşur [14].



Şekil 2.17 : Kod uzunluğu 11 olan faz kodlu dizi ile oluşturulan temel banttaki dalga formu.



Şekil 2.18 : Kod uzunluğu 11 olan faz kodlu dizi ile oluşturulan faz modüledi dalga formu.

Bir doğrusal veya doğrusal olmayan frekans modülasyonlu dalga formunun spektrumundan farklı olan bir faz kodlu dalga formunun spektrumundan, bu dalga formuyla ilişkili özellikler çıkarılabilmektedir. Faz kodlu dalga formunun içeriğinde yer alan τ genişliğindeki darbeler, $\tau_{alt} = \frac{\tau}{N_{alt}}$ genişlikli sabit genlikli alt darbelere bölünür. Bu alt darbeler, sabit $\phi_n = 0^\circ$ veya $\phi_n = 180^\circ$ faz değerleri ile modüle edilerek iki fazlı kodlu yapıda bir işaret modeli oluşturulur. Bu noktada, bir faz kodlu dalga formunun yapısı doğal olarak her τ_{alt} saniyede bir ani faz geçişi içerdiğinden dolayı kod dizisinin radar vericisine fiziksel olarak uygun bir şekilde nasıl uygulanacağını konusu da önem kazanmaktadır.

3. SAYISAL KODLU RADAR SİSTEMİ

Tasarımı ve benzetimi yapılacak olan yakın alan sayısal kodlu radar sisteminin çalışma mantığı temel olarak, sayısal kodlu bir radar dalga formunun sistemin vericisi tarafından üretilip anteni tarafından yakın alanda bulunan hedefe doğru yayılması sonrasında hedeften saçılan dalga formunun anten tarafından algılanması ve bu yankı işaretinin alıcısı tarafından demodüle edilip hedefin menzil bilgisinin tespitine dayanmaktadır. Hedefin menzil bilgisi, radar sisteminin alıcı yapısının çıkışında ortaya çıkan sinyalin işlenmesi sonucunda elde edilmektedir. Sistemin sinyal işleme yapısında ise hedefin menzilin tespiti için sinyal işleme algoritması çalışmaktadır. Bu sinyal işleme algoritmaları, radar sistemlerinde kullanılan alanda programlanabilir kapı dizileri (FPGA: Field Programmable Gate Array) devrelerinde programlanabilmektedir. Bu kapsamda, tez çalışmasının bu bölümünde sayısal kodlu radar sistemin alıcı ile sinyal işleme yapıları anlatılmış ve hedefin menzilin çıkarılmasına yönelik sinyal işleme algoritması oluşturulmuştur. Oluşturulan bu algoritma, MATLAB programında yazılmış ve simülasyonu gerçekleştirilmiştir.

3.1 Sayısal Kodlu Radar Sistemi Alıcı Yapısı

Radar sisteminde vericiden iletilen radar işareti, alıcı/verici anahtarlama cihazı ile antene iletilir. Burada alıcı/verici anahtarlama cihazının görevi, iletilen radar sinyalini düşük kayıpla antene bağlamaktır. Bu cihaz, gönderilen radar işaretini antene iletirken iletim sırasında radar sisteminin alıcısında mevcut olan herhangi bir radar işaretini kabul etmemektedir. Gönderilen radar işaretinin antene iletim işleminin tamamlanması sonrasında bu işaret, anten vasıtasıyla radar sisteminin menziline bulunan hedefe doğru yayılır. Hedeften saçılan işaretler ise alıcıda alıcı/verici anahtarlama cihazı vasıtasıyla düşük kayıpla birleştirilir. Radar sisteminin alıcısına gelen bu yankı işaretlerine ait matematiksel model denklem (3.1)'deki gibi tanımlanabilir [9].

$$r(t) = s(t - t_0) + n(t) \quad (3.1)$$

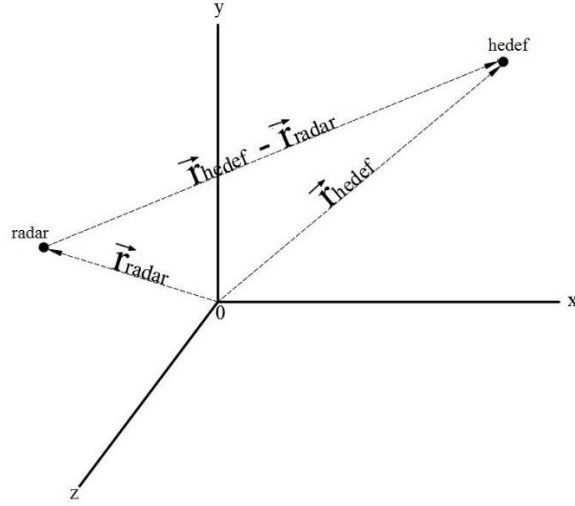
Denklem (3.1)'den görüleceği üzere hedeften saçılarak radar sisteminin alıcısına gelen $r(t)$ işareti, vericiden gönderilen $s(t)$ işaretinin mesafeye göre t_0 süre gecikmiş kadarı $s(t-t_0)$ ile $n(t)$ bozucu etkilerin eklenmesi sonucunda oluşmaktadır. Bozucu etkiler radar alıcısında üretilen ısı gürültü, komşu radarların ve diğer haberleşme cihazlarının yaydığı sinyaller, girişim etkileri, parazit yayın yapan radyo istasyonları ve yıldırım gibi doğa olaylarının neticesinde ortaya çıkmaktadır [1]. Bu tez çalışmasında bozucu etki olarak radar alıcısında üretilen ısı gürültü baz alınacaktır. Alıcı yapısını oluşturan bileşenlerin doğasında olan bu gürültü, sıfır ortalamalı σ^2 varyanslı beyaz Gauss gürültüsüdür ve bu gürültü bir radarın hedefleri tespit edebilme özelliğini kısıtlar [14, 17, 22]. Sıfır ortalamalı σ^2 varyanslı beyaz Gauss gürültüsü $n(t)$, denklem (3.2)'deki olasılık yoğunluk fonksiyonu (PDF: Probability Density Function) ile ifade edilebilir [23].

$$PDF[n(t)] = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2 t}} e^{-\frac{n^2(t)}{2\sigma^2 t}} \quad (3.2)$$

Denklem (3.1)'deki gecikme süresi t_0 , denklem (3.3)'teki gibi ifade edilir.

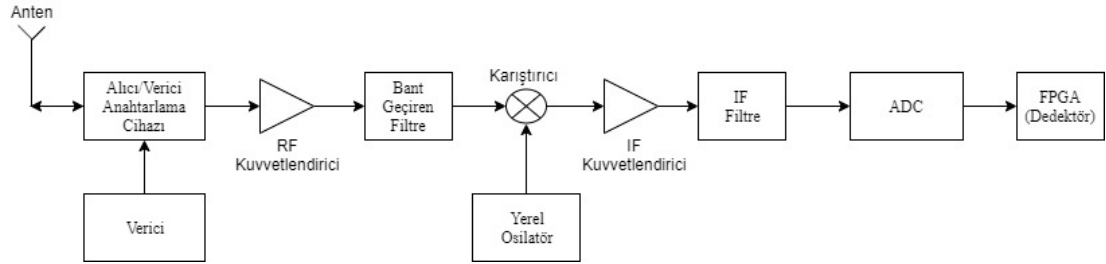
$$t_0 = 2 \frac{|\vec{r}_{hedef}(t) - \vec{r}_{radar}(t)|}{c} \quad (3.3)$$

Denklem (3.3)'de c parametresi ışık hızını, $|\vec{r}_{hedef}(t) - \vec{r}_{radar}(t)|$ ifadesi ise radar sistemi ile sistemin menziline bulunan hedef arasındaki mesafeyi ifade etmekte olup bu mesafenin 3-boyutlu ortamda gösterimi Şekil 3.1'de belirtilmiştir.



Şekil 3.1 : Hedef menzilin 3-boyutlu ortamda gösterimi.

Yankı sinyali alıcıya geldikten sonra alıcıda sırasıyla radyo frekansı, karıştırıcı, ara frekans ve analog/sayısal dönüştürücü (ADC: Analog to Digital Converter) bölümlerinden geçerek dedektör bölümüne ulaşır [14]. Radar sisteminin alıcı yapısını anlatan blok diyagram Şekil 3.2’de gösterilmektedir.



Şekil 3.2 : Sayısal kodlu radar sistemi alıcı yapısı blok diyagramı.

Radar sistemi alıcısının fonksiyonu, kendisine gelen yankı işaretlerini kuvvetlendirmek ve bu işaretleri mümkün olduğunca istenmeyen bozucu etkilerinden filtrelemektir [1].

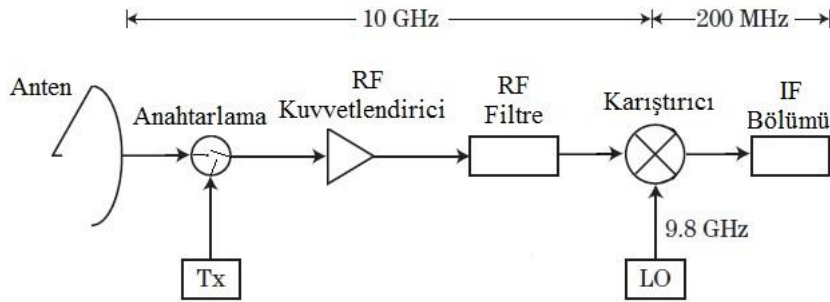
3.1.1 Radyo frekansı bölümü

Modern alıcılar, genellikle alıcı girişinde düşük gürültülü bir kuvvetlendiriciye (LNA: Low Noise Amplifier) ve ardından alıcının gürültüsünü azaltmak için bir bant geçiren filtreye sahiptir. Radyo frekans bölümünde RF kuvvetlendirici olarak da LNA kullanılmaktadır. Bant geçiren filtre ile karıştırıcı girişine gelmeden önce yankı işaretinde bulunan bant dışı frekans bileşenleri kaldırılır ve karıştırıcıya gelmeden

önce karıştırıcıda oluşabilecek yan bantlı gürültü etkilerinin üstesinden gelir [14, 20].

3.1.2 Ara frekans bölümü

RF bölümünde yankı işareti kuvvetlendirildikten sonra yerel osilatör frekansı ile karıştırılarak bir ara frekansa kaydırılır. Kaydırılan ara frekans değeri genellikle bant genişliğinin üstünde 10^2 MHz mertebelerinde olur. Bu işlemi yapan karıştırıcılar, iki giriş sinyalinin ürünüyle orantılı bir çıktı üreten çarpanlar olarak işlev görür. Karıştırıcıya f_{RF} frekanslı RF işareti ile f_{LO} frekanslı yerel osilatör işareti girdiğinde karıştırıcı çıkışında $f_{IF}=f_{RF}-f_{LO}$ frekansına indirgeme işlemi gerçekleşmiş olur. Karıştırıcı vasıtasıyla yankı işaretinin RF'den IF'ye dönüşüm işlemi örnek olarak Şekil 3.3'ten görülebilir.



Şekil 3.3 : Karıştırıcı vasıtasıyla yankı işaretinin RF'den IF'e dönüşümü (Tx: Verici, LO: Yerel Osilatör).

Şekil 3.3'teki örnekte görüleceği üzere, yankı işaretinin 10 GHz radyo frekansından 200 MHz ara frekansına indirgenme işlemi 9.8 GHz frekanslı yerel osilatör ile gerçekleşmiştir. Ara frekans değeri, IF sinyalinin ADC bölümünde sayısal formata çevirilebilmesi için yeterince düşük seviyede olması gerekmektedir. Bu sebeple, yerel osilatörün frekansı radyo frekansına yakın değerde olmalıdır.

Ara frekans bölümünde işaretin kuvvetlendirilme işlemi, sadece mikrodalga frekansından daha az maliyetli ve daha kararlı bir formda olmakla kalmayıp aynı zamanda istenen yankı tarafından kapsanan daha geniş bant genişliği ile filtreleme işlemini kolaylaştırır. Alıcının işaret bant genişliği de IF bloğunda yapılan işlemler sonucunda elde edilen IF işaretinin bant genişliği ile belirlenir.

IF kuvvetlendirme katından sonra işaret IF filtreye geçirilir. IF filtre olarak bant geçiren filtre veya alçak geçiren filtre kullanılarak saçılan işaretin frekans bandı dışında kalan frekanslardaki bileşenler ve karıştırıcı bölümünde meydana gelebilecek

istenmeyen bileşenleri ortadan kaldırılabilir. Bu işlemden sonra artık ADC'nin örnekleme hızına uygun, daha rahat örnek alabileceği bölgeye indirgenmiş ara frekans işareti oluşturularak ADC bloğuna giriş için hazırlık tamamlanmış olur [1, 14, 20].

3.1.3 Analog sayısal dönüştürücü bölümü

Günümüzde radar sistemlerinin çoğu, radar işaretleri analog olmasına rağmen menzildeki hedefleri algılama, izleme ve görüntüleme fonksiyonlarını yerine getirebilmek adına sayısal işaret işlemeyi kullanmaktadır. Bu noktada, analog işaretleri sayısal işaretlere çevirebilmek için radar sistemlerinde ADC yapıları yer almaktadır. Birçok modern radar alıcısı, işaret işleme algoritmalarının koştugu işlemcilerle sahip dedektörlere IF bileşenlerini doğrudan sayısal formata örnekleme işlemi sonucunda dönüştürerek sayısal işaretleri sağlayan ADC bölümünü içermektedir. ADC ve sayısal işaret işleme teknolojilerinde çözünürlük, hız ve maliyet konusundaki gelişmeler, sayısal kodlu radar sistemlerindeki alıcı tasarımlarına önemli katkı sağlamakta ve analog alıcılar yerine sayısal alıcılarının kullanımını yaygınlaştırmaktadır.

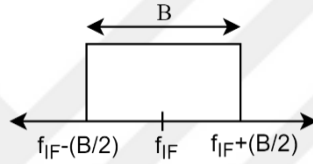
İstenmeyen sinyal ve gürültü bileşenlerinin bozucu etkisini önleme konusunda önemli bir parametre olan ADC örnekleme hızının seçimi, IF bant genişliğine göre belirlenir. Temel bantta olmayan bant sınırlı bir IF işareti, işaretin örnekleme hızı bant genişliğinin en az iki katı kadar olduğu sürece örneklenebilir. Nyquist örnekleme teoremine göre her bir işaretin veya kanalın en yüksek frekans bileşenine eşit veya iki katından daha yüksek bir oranda örnekleme gerçekleştirilir. Temel bant merkezli bant sınırlı bir işaret için en yüksek frekans, bant genişliğinin yarısına eşittir. Bu nedenle ADC'nin, dalga formu bant genişliğine eşit veya daha büyük bir hızda örnek alması gerekmektedir. Radar sistemi alıcı yapısında yer alan bant geçiren filtreler, radar dalga formunun bant genişliğine eşit bir bant genişliği ile tasarlanır ve bu frekans bandının dışında kalan işaretleri kaldırır [14].

Sayısal işaret işleme ile sayısal haberleşme için temel bir işlem olan ve Nyquist teoremi ile açıklanan örnekleme, genellikle zaman domeninde tanımlanmaktadır. Örnekleme işlemi yoluyla bir analog işaret zaman içinde düzgün aralıklı olacak şekilde bu işarete tekabül eden bir örnek dizisine dönüştürülür. Bu işlemin, düzgün bir şekilde gerçekleşebilmesi için örnekleme hızının işaretin bant genişliğine uygun

şekilde seçilmesi gerekmektedir. Nyquist teoremi göz önünde bulundurularak IF’de örnekleme işlemini gerçekleştirecek ADC’nin örnekleme hızı f_s ve örnekleme aralığı T_s , denklem (3.4)’de belirtilen ifadedeki kritere göre belirlenmelidir [14, 17].

$$f_s = \frac{1}{T_s} > B \quad (3.4)$$

Denklem (3.4)’ten görüleceği üzere ADC’nin örnekleme hızı, sistemin bant genişliğinden büyük olmalıdır. Böylece, Şekil 3.4’te bir örneği bulunan ara frekanstaki yankı işaretinin örneklenmesi sonucunda istenmeyen sinyal ve gürültü bileşenlerinin bozucu etkisi ortadan kaldırılır. Ayrıca örtüşme olarak bilinen işaretlerin üst üste binmesi problem de meydana gelmez [14, 17].



Şekil 3.4 : Ara frekans bölgesinde bulunan B bant genişlikli yankı işareti.

Günümüzdeki radar uygulamalarında, ADC’lerin örnekleme hızlarındaki gelişimlerden dolayı sayısal eş fazlı/dört evreli (I/Q: In-phase/Quadrature) örnekleme de kullanılmaktadır. Sayısal örneklemenin en önemli artışı, analog I/Q indirgeme ile meydana gelebilecek faz ve genlik ofsetleriyle ilgili hataları ortadan kaldırmasıdır. IF bölümünden gelen analog I/Q işaretleri ADC girişine gelerek beslenir. ADC çıkışındaki I/Q işaretleri, matematiksel olarak gerçek ve imajiner bölümden oluşarak denklem (3.5)’deki gibi ifade edilebilir [14].

$$x[n] = x_I[n] + jx_Q[n] \quad (3.5)$$

Denklem (3.5)’deki ifade, IF bölümü çıkışındaki işaretin sayısallaştırılmış halidir. Faz bilgisi yoluyla menzil profili çıkarılacağı zaman I/Q işaretlerinin sayısal formları işaret işleme algoritmaları içerisinde kullanılmaktadır. Fakat, bu tez çalışmasında menzil profil bilgisi gecikme bilgisinden çıkarılacaktır [14].

Radar sistemleri, başlangıç ve bitiş noktaları olan belirli bir menzil penceresinde yankıları toplamak için tasarlanmıştır. Radar sisteminin alıcısı, başlangıç noktasına karşı gelen bir zaman gecikmesinde aktif duruma getirilir ve bitiş noktasını içeren

yankıların toplanma aralığının tamamlanmasına karşı gelen bir zaman gecikmesinde ise devre dışı bırakılır. Menzil penceresi ile ilişkili zaman gecikmesi T_{R_w} , denklem (3.6)'da belirtilmiştir [14].

$$T_{R_w} = \frac{2R_w}{c} \quad (3.6)$$

Denklem (3.6)'da belirtilen R_w , pencerenin menzil miktarını belirtmektedir. Başlangıç noktasından bitiş noktasına kadar menzil pencereleri ile yankı darbesinin tamamının toplanması için gerekli olan minimum süre T_t , denklem (3.7)'de belirtilmiştir [14].

$$T_t = \tau + \frac{2R_w}{c} \quad (3.7)$$

Bir menzil penceresi boyunca toplanan örneklerin sayısı N_{RW} , denklem (3.8)'de belirtilmiştir [14].

$$N_{RW} = f_s \left(\tau + \frac{2R_w}{c} \right) \quad (3.8)$$

3.2 Sinyal İşleme Bölümü

Sayısal tabanlı radar sistemlerinin bant genişliğinin tamamının örnekleme gerektiğinden dolayı bu sistemlerde daha yüksek ADC örnekleme hızı ve bellek önem kazanmaktadır. Bu durum, bu tür radarların sahip olduğu yazılım tanımlı kabiliyetleri ile çözüme kavuşmaktadır. Otomotiv alanında kullanılan yakın alan radar sistemlerinin gelmiş olduğu daha karmaşık yapı için yazılım tanımlı sayısal kodlu radarlar dalga formu yapısında çeşitlilik ve sinyal işleme bölümünde verimlilik sağlar [9].

Radar sisteminin en son bloğu olan sinyal işleme bölümünde çalışmak üzere hedefin menzil bilgisini tespit edebilmek amacıyla çeşitli matematiksel modeller oluşturularak algoritmalar tasarlanmaktadır. Bu tez çalışmasında, korelasyon yöntemine dayalı bir sinyal işleme algoritması tasarımı yapılacaktır ve bu algoritmanın benzetimi MATLAB programında gerçekleştirilecektir.

Korelasyon, radar sistemi tarafından bilinen ve sistemin verici yapısında oluşturulup iletilen temel bant işaretinin gürültülü alınan temel bant işaretindeki zaman bilgisini tespit edebilen yöntemdir. Korelasyon yöntem tabanlı sinyal işleme algoritmasının koştugu ve temel banttaki iletilen radar işareti ile hedeften saçılan işaretin alıcıda temel banda indirgenmiş halini karşılaştıran dedektör, hedefin mesafe profili bilgisini sağlayan çıkışı verir. Dedektör yapısı, sayısal işaret işlemcilerin bulunduğu FPGA devrelerine karşı gelmektedir. Bu tez çalışmasında MATLAB programında benzetimi yapılacak olan radar sisteminin menzilinde bulunan hedefe ait menzil profili bilgisini verecek korelasyon yöntemine dayalı işaret işleme algoritması, bu tür devrelerdeki işlemciler tarafından çalıştırılmaktadır.

Radar sisteminin sinyal işleme bölümünde, sinyal işleme tekniği olarak kullanılan sayısal darbe sıkıştırma yöntemi tercih edilebilir. Sayısal darbe sıkıştırma teknikleri, radar sisteminin hem verici yapısında sayısal kodlu radar dalga formlarının üretilmesinde hem de alıcı yapısı çıkışında elde edilen işaretin sinyal işleme yapısında uyumlu filtreleme işlemi için kullanılır [1, 3, 14]. Tasarımı ve benzetimi yapılacak olan sayısal kodlu radar sisteminin sinyal işleme bölümünde sayısal darbe sıkıştırma, uyumlu filtreleme işlemi için kullanılacaktır.

Darbe sıkıştırma işlemi, kodlanan geniş darbelerin iletilmesini ve daha sonra dar darbelerle sıkıştırmak için alınan darbelerin işlenmesini içerir. Geniş darbeler, istenen hassasiyeti ve dolayısıyla istenen maksimum menzili elde etmek için gerekli ortalama iletilen gücü sağlarken sıkıştırılmış dar darbeler ise istenen menzil çözünürlüğünü sağlar. Ayrıca, darbe sıkıştırma ile kodlanan geniş darbeler için dar darbe ile aynı genişlikte bant genişliği sağlanır. Böylece, bant genişliğindeki bu artış, radar sisteminin alıcı yapısı tarafından alınan işaretin darbe sıkıştırma işlemiyle birleştirilmesiyle menzil çözünürlüğünde iyileşmeye katkı sağlar. Bunun dışında, bant genişliğini artırarak yapılan kodlama işlemi, radar işaretinin taşıdığı bilgi miktarını da artırır. Bu durum da menzil çözünürlüğündeki iyileşmede rol oynar. Menzil çözünürlüğündeki iyileşmeye katkı sağlayacak tüm bu işlemleri gerçekleştirmek için kodlanmış dalga formu alıcıda sıkıştırılmalıdır [14].

Radar sistemlerinde SNR, sistemin hedefi algılama ve izleme gibi uygulamalarında performansın ve verimliliğin en önemli etmenidir. Bir radar sisteminin SNR değeri ne kadar yüksek olursa sistemin hedefi tespit edebilme olasılığı o kadar yüksek olur. Bu sebeple, radar verilerinin SNR değerlerini arttırmak, verici gücü ve anten

boyutundan verilere uygulanan sinyal işleme işlemlerine kadar her şeyi etkileyen radar sistemi tasarımının esas amacı olmaktadır. Bu kapsamda, radar sisteminde yer alan sinyal işleme işlemcileri, istenen işaret bileşenini güçlendirirken gürültüyü giderecek şekilde verileri filtreleyerek SNR değerinin artırılmasında katkıda bulunabilir. Bu noktada, Radar sisteminin menzilineki hedefin tespitini kolaylaştırmak için alınan işaret veya temel bant işareti, sinyal işleme bölümünde uyumlu filtre tarafından işlenebilir [14].

Bozucu etki beyaz gürültü olduğunda radar sisteminin sinyal işleme bölümünde kullanılabilecek filtreye ait en uygun filtre katsayıları, elde edilmesi istenen işaretin örneklerinin sadece eşleniği olur. Bu durumda, işaret değiştikçe mümkün olan maksimum SNR değerini korumak için filtre katsayılarının da değiştirilmesi gerekmektedir. Uyumlu filtrenin dürtü cevabı $h(t)$, Schwarz eşitsizliğinin uygun modeli kullanılarak sürekli zamanlı işaretler için denklem (3.9)'daki gibi türetilebilir [14].

$$h(t) = ks^*(T_{max} - t) \quad (3.9)$$

Denklem (3.9)'da yer alan T_{max} , SNR değerinin en üst düzeye çıkarıldığı zamanı ifade etmektedir. İşaret darbe genişliği τ ile sınırlı uzunlukta olduğu için nedenselliğin sağlanması adına $T_{max} \geq \tau$ olmalıdır. $s(t)$ işaretinin denklem (3.9)'daki $h(t)$ dürtü cevabına sahip uyumlu filtre ile filtrelenmesi, sürekli-zaman otokorelasyon fonksiyonunun hesaplanmasına tekabül etmektedir. Bu kapsamda, $s(t)$ ve $h(t)$ 'nin konvolüsyonu denklem (3.10) ile belirtilir [14].

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(u)h^*(u + T_{max} - t)du \quad (3.10)$$

Radar sistemlerinin sinyal işleme bölümünde, uyumlu filtre dışında korelasyon karıştırıcı filtresi de kullanılabilir. Uyumlu filtre, radar sisteminin herhangi bir menziline bulunan hedeften yankıları işleyebilir ve bu yankı işaretinin tespit edilebilirliğini yüksek seviyeye çıkararak istenmeyen işaretleri azaltır. Korelasyon karıştırıcısı filtre ise alıcıya gelen yankı işaretleri ile radar vericisi tarafından iletilen işaretin gecikmeli bir kopyasını karşılaştırarak filtreleme işlemini gerçekleştirir. Bu filtre, matematiksel model olarak uyumlu filtreye eşdeğerdir, fakat sadece belirli

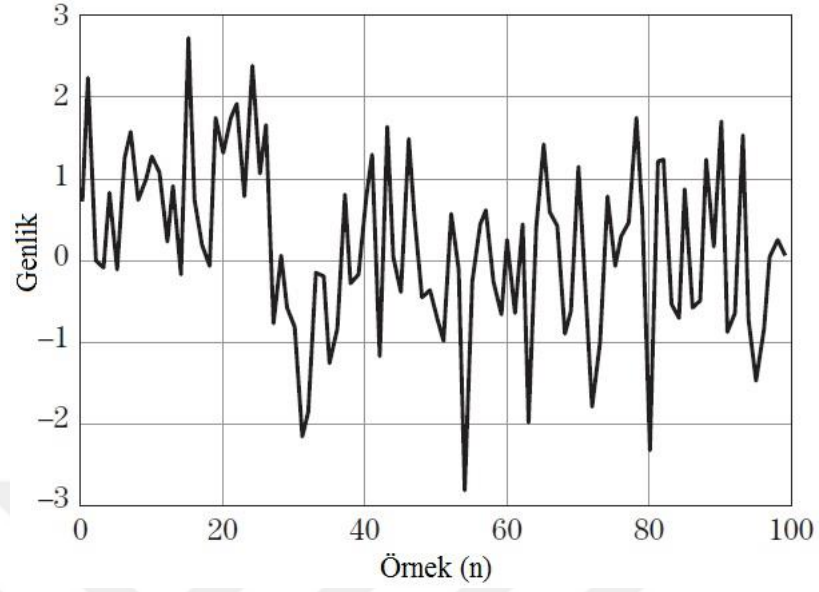
menzil bölgesinde bulunan hedeflerden saçılan yankılara cevap verir. [1] Bu tez çalışmasında radarın, yakın alan çevresinde bulunan bir hedeften saçılan işaret ile radar vericisinde üretilen sayısal kodlu işaretin korelasyonunu temel alan bir algoritmanın çalıştığı uyumlu filtre önerilecektir. Bu iki işaret, ADC çıkışında örneklenmiş işaret ile radar sisteminin vericisinde üretilen sayısal kodlu işaret referans işaret alınarak uyumlu filtreye girecek iki işaret olup bu işaretler zaman domeninde çapraz korelasyona girecektir.

Uyumlu filtre, herhangi bir dalga formu için sayısal bir korelatör kullanılarak uygulanabilir. Sayısal yöntemlerde, radar sisteminin alıcı yapısında IF bandında bulunan yankı işareti ADC’de düzenli aralıklarla örneklenerek filtre girişine uygun bir yapıya dönüştürülmelidir. Sonrasında örneklenen bu yankı işareti uyumlu filtrede, radar sisteminin vericisinde üretilmiş giriş işaretinin bir kopyası olan sayısal kodlu referans işareti ile sürekli olarak karşılaştırılır. Karşılaştırma, belirli pencerede örnek-örnek alınarak yapılan çapraz korelasyon işlemi olarak adlandırılan matematiksel bir işlem kullanılarak iki işaret arasında farklı gecikme süreleri ile yapılır. Bu işlem bir korelatör tarafından gerçekleştirilir. Korelasyon, bilinen bir işaretin varlığını başka bir işarete tespit etmenin ve tam olarak tespit edilecek işaretin nerede gerçekleştiğini belirlemenin en iyi yoludur. Radar sisteminin alıcısındaki gürültülü $r[n]$ işareti ile radar sisteminin verici yapısında üretilen $s[n]$ işaretinin çapraz korelasyonu denklem (3.11)’de verilmiştir [1, 14].

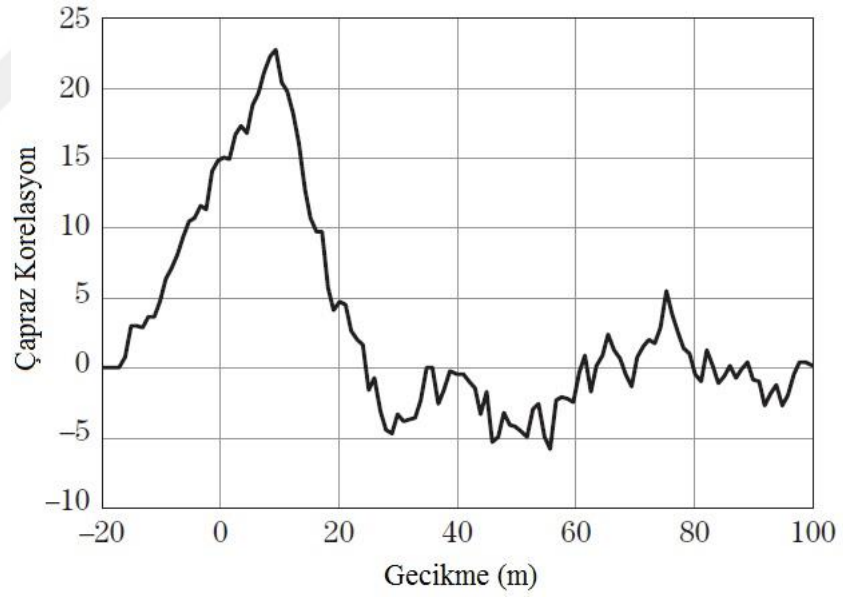
$$c_{rs}[m] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} r[n] s[n - m] \quad (3.11)$$

Denklem (3.11)’deki m parametresi korelasyon gecikmesi olarak tanımlanır. Korelasyon yönteminin sinyal işlemede birincil kullanımı, bilinen bir işaretin yüksek gürültüde varlığını tespit etmek ve bilinen işaretin gürültülü verilerdeki yerini tahmin etmektir. Bu noktada, benzetimi yapılacak korelasyon tabanlı işaret işleme algoritması, radar sisteminin alıcı yapısındaki yankı işareti ile verici yapısında üretilen sayısal kodlu işaret arasındaki benzerliğin ölçümüne dayanmaktadır. Şekil 3.5’te, sıfır ortalamalı beyaz Gauss gürültüsü $w[n]$ formunu içeren gürültülü $r[n]$ işareti ile $n=10$ ve $n=27$ arasında bulunan 18 örnekli genliği 2 olan kare darbeleri $s[n]$ işaretini gösteren spektrum bulunmaktadır. Şekil 3.6’da ise Şekil 3.5’teki $r[n]$ işareti ile $s[n]$ işaretinin çapraz korelasyonu $c_{rs}[m]$ ’yi göstermektedir. Bu iki şekile

bakıldığında $n=10$ 'daki gecikmede tepe, referans $s[n]$ darbesi ile $n=10$ 'da başlayan $r[n]$ örnekleri arasında yüksek bir korelasyon olduğunu göstermektedir [14].



Şekil 3.5 : $n=10$ ve $n=27$ örnekleri arasındaki kare darbeleri içeren gürültülü işaret spektrumu.

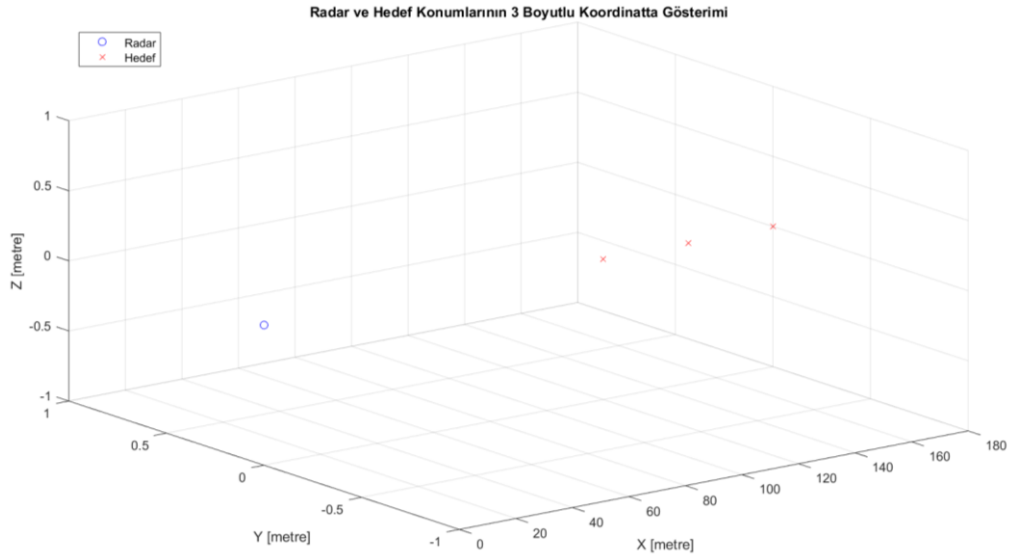


Şekil 3.6 : Gürültülü işaret ile iletilen işaretin bir kopyası arasındaki çapraz korelasyon spektrumu.



4. SAYISAL KODLU RADAR SİSTEMİ BENZETİMİ

Tasarımı yapılan radar sisteminin, yakın alan çevresinde bulunan bir hedeften saçılan işaret ile radar vericisinde üretilen sayısal kodlu işaretin korelasyonunu temel alan işaret işleme algoritmasının benzetimi MATLAB programında yapılmıştır. Bu kapsamda temel alınan çalışma senaryosu çerçevesinde, kartezyen koordinat sisteminde konumu (0, 0, 0) olarak kabul edilen radarın menziline bulunan hedefler arasında x koordinat ekseninde d mesafesi kadar bir uzaklık olduğu varsayılmıştır. Yani, radarın menzilineki hedeflerin konum koordinatlarının y ve z eksenlerinde aynı olduğu, x ekseninde ise aralarında d mesafesi kadar bir uzaklık olduğu ve bu uzaklığın da metre cinsinden istenen değerin MATLAB programında girilebileceği kabul edilmiştir. Bu durumda, radara en yakın mesafede bulunan radarın tespit edebileceği hedefin konum koordinatları (x_i, y_i, z_i) iken diğer tespit edebileceği hedeflerin konum koordinatları da (x_i+d, y_i, z_i) şeklindedir. Göz önünde bulundurulan sistem senaryosu ise Şekil 4.1'deki gibi düşünülebilir.



Şekil 4.1 : Radar ve hedef konumlarının 3 boyutlu koordinatta gösterimi.

Şekil 4.1'de radarın konumu (0, 0, 0) ve $d = 30$ m için hedeflerin konumları sırasıyla (120, 0, 0), (150, 0, 0) ve (180, 0, 0) olarak görünmektedir.

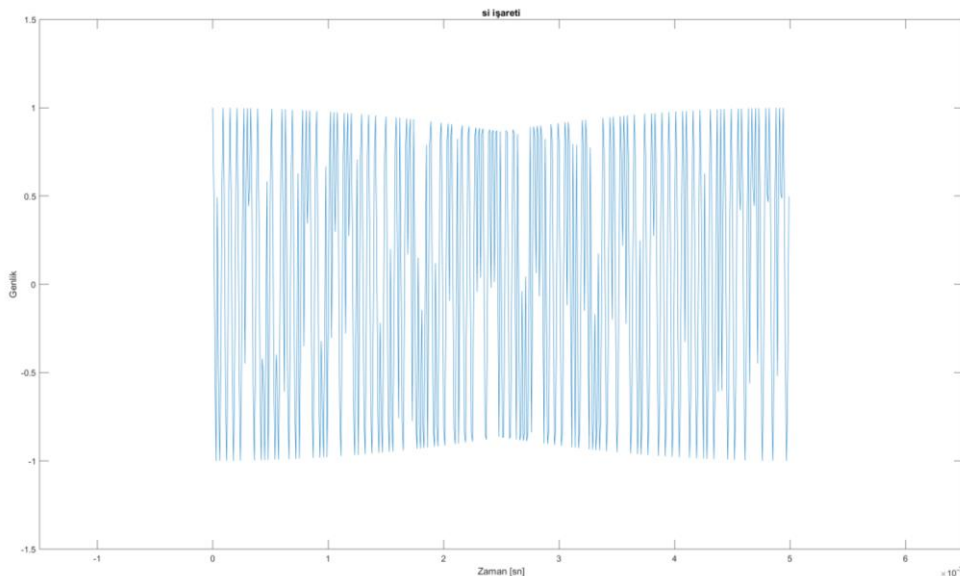
Tasarımı yapılan radar sistemi, bir verici ve bir alıcı yapısından oluşmaktadır. Verici kısmında üretilen işaret, PN kod dizisini içeren sayısal kodlu bir dalga formudur. MATLAB’da, uzunluğu $L = 7$ olan kaydırma yazmacı devresinin geri besleme bağlantılarını tanımlayan 7.dereceden $h(x)$ polinomu, Çizelge 2.2’de belirtilen katsayılar göz önünde bulundurularak x^7+x^3+1 şeklinde oluşturularak $N_{alt} = 2^7 - 1 = 127$ uzunluklu PN kod dizisi üretilmiştir. Üretilen bu kod dizisini (b) içeren $\tau = 500$ ns darbe genişliğinde ve $f_c - f_{rf} = f_{if} = 167$ MHz frekansındaki dalga formu, denklem (4.1)’de yer alan ifadeye uygun olarak oluşturulmuştur.

$$s_i(t) = b \times \cos(2\pi(f_c - f_{rf})t) \quad (4.1)$$

Denklem (4.1)’deki dalga formu, sayısal kodlu radar sisteminin verici yapısında oluşturulmuş olan işarete karşı gelmektedir. $N_{alt} = 127$ adet alt darbeye sahip olan bu işaretin içerdiği her bir alt darbenin genişliği denklem (4.2)’de belirtilen formül ile hesaplanmıştır. Bununla birlikte, bu işaret MATLAB’da, denklem (4.3)’te belirtilen T_s örnekleme aralığı ile birlikte denklem (4.1) ifadesindeki t parametresi üzerinden örnekler alınarak oluşturulmuştur ve bunun sonucunda Şekil 4.2’deki işaret elde edilmiştir.

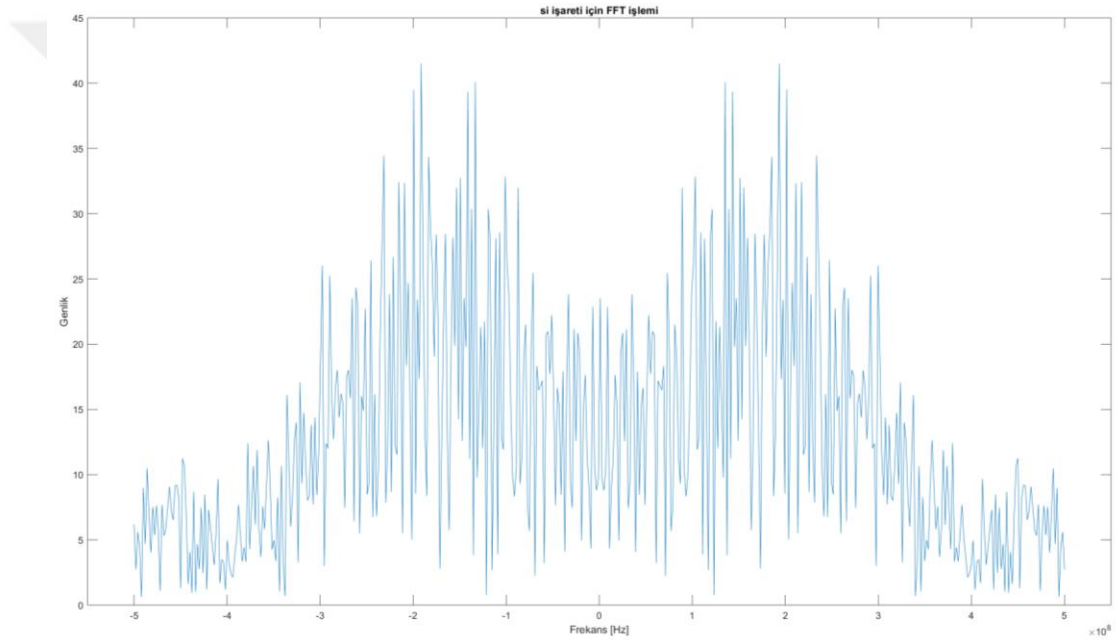
$$\tau_{alt} = \frac{\tau}{N_{alt}} = \frac{500 \text{ ns}}{127} \cong 3.94 \text{ ns} \quad (4.2)$$

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{1 \text{ GHz}} = 1 \text{ ns} \quad (4.3)$$



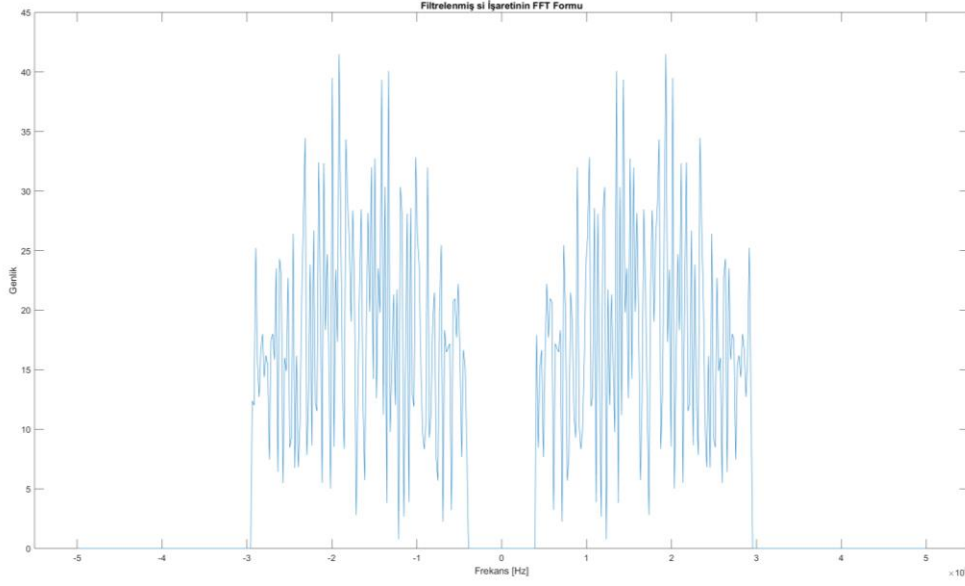
Şekil 4.2 : Radar verici yapısında oluşturulan sayısal kodlu dalga formu.

Şekil 4.2’deki $\tau = 500$ ns darbe genişliği içerisinde $T_s = 1$ ns örnekleme aralığı ile 500 adet örnek alınarak oluşturulan zaman domenindeki s_i işaretinin içerdiği frekans bileşenlerini ve bu bileşenlerinin ağırlıklarının belirlenmesi amacıyla bu işaretin Fourier dönüşümü alınmıştır. Fourier dönüşümü ile bir işaretin zaman domeninden frekans domenine geçişi sağlanmaktadır. Fourier dönüşümü normalde ayrık Fourier dönüşümü (Discrete Fourier Transform, DFT) veya hızlı Fourier dönüşümü (Fast Fourier Transform, FFT) olarak uygulanabilmektedir. Daha hızlı ve verimli olması açısından FFT uygulanmaktadır. Bu sebeple, s_i işaretine MATLAB’da FFT işlemi uygulanarak Şekil 4.3’teki işaret elde edilmiştir.



Şekil 4.3 : s_i işaretine uygulanan FFT işlemi ile elde edilen grafik.

Şekil 4.3’te görülen s_i işaretinin frekans domenindeki formunun elde edilmesiyle birlikte kompleks bir işaret elde edilmiştir. Bu frekans domeninde işaretin bileşenlerinin ağırlıkları gözlemlenir. Ayrıca, işarete bulunan istenmeyen frekans bileşenleri için filtreler uygulanabilir ve bunun sonucunda kalan işaret bileşenleri için ters Fourier dönüşümü (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) işlemi ile tekrardan zaman domenine geçiş yapılabilir. Bu kapsamda, FFT’si alınan ve Şekil 4.3’te yer alan s_i işareti için ara frekansta ve ara frekans değerinin bant genişliği çerçevesinde işaretin bileşenleri kalacak şekilde filtreleme yapılarak Şekil 4.4’teki frekans bileşenlerinin bulunduğu işaret formu elde edilmiştir.



Şekil 4.4 : s_i işaretinin filtreli FFT formu.

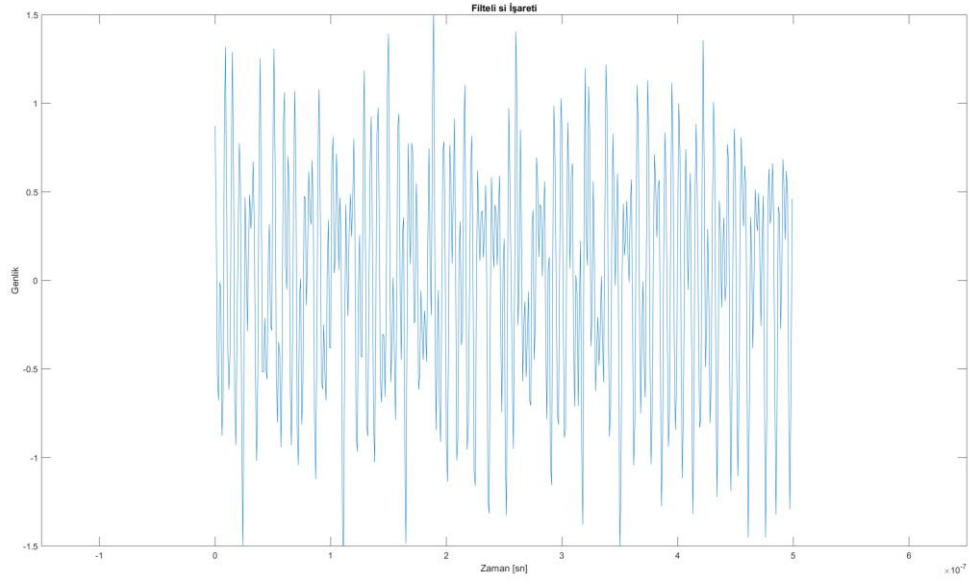
Şekil 4.4’te yer alan s_i işaretinin filtreli FFT formu elde edebilirken denklem (4.4)’te belirtilen kurala göre tasarımı ve benzetimi yapılan radar sisteminin bant genişliği belirlenerek ara frekans etrafında sistemin bant genişliği kadar bileşen kalacak şekilde filtreleme işlemi yapılmıştır.

$$f_{if} + \frac{B}{2} < \frac{f_s}{2} \quad (4.4)$$

Denklem (4.4)’teki kural göz önünde bulundurularak $f_{if} = 167$ MHz ve $f_s = 1$ GHz değerleri tasarımı ve benzetimi yapılan radar sistemi için belirlendiğinde $B = \frac{1}{\tau_{alt}} = 254$ MHz olarak seçilmiştir.

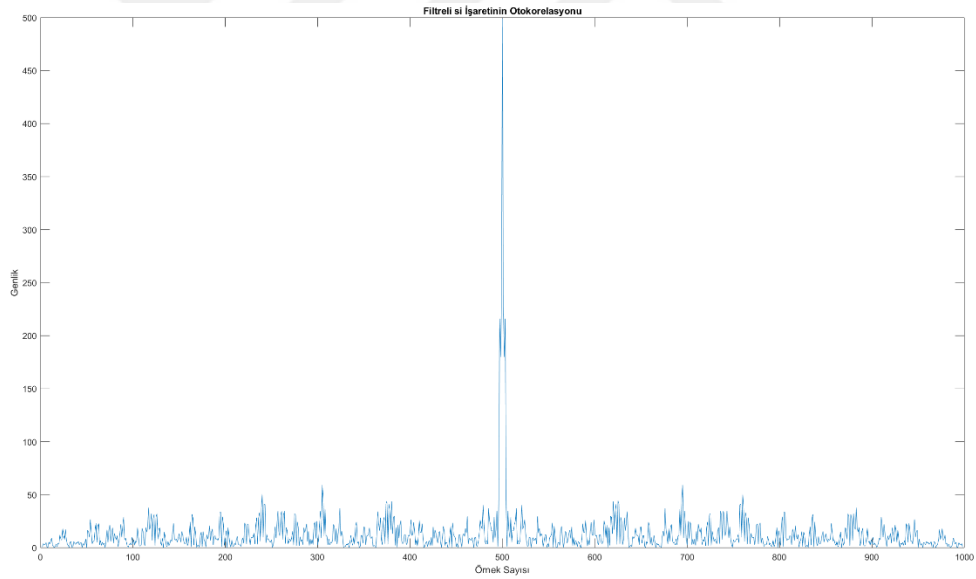
Tasarımı yapılan sayısal kodlu radar sisteminin önemli parametrelerinden biri olan menzil çözünürlüğü, radarın menzilineki hedefleri birbirinden ayırt etme yeteneği olarak ortaya çıkmaktadır. Radarın verici kısmında dalga formu oluşturulurken uygulanan faz kodlu sayısal darbe sıkıştırma tekniği neticesinde elde edilen sistemin bant genişliği $B = 254$ MHz ile birlikte denklem (2.7)’den faydalanarak menzil çözünürlüğü değeri $\Delta R = 0.59$ m bulunmuştur.

Şekil 4.4’te elde edilen s_i işaretinin filtreli FFT formu, MATLAB’da IFFT işleminden geçirildikten sonra elde edilen işareten kompleks bileşenler çıkarılarak zaman domeninde filtrelenmiş s_i işareti oluşturulmuştur. Oluşturulan bu s_i işaretine ait dalga formu Şekil 4.5’te gösterilmiştir.



Şekil 4.5 : Filtreli s_i işareti.

Şekil 4.5'te elde edilen filtreli s_i işaretinin otokorelasyonu MATLAB'da hesaplanarak Şekil 4.6'daki grafik elde edilmiştir.



Şekil 4.6 : Filtreli s_i işaretinin otokorelasyonu.

Benzetimi yapılan sayısal kodlu radar sistemi, denklem (3.6)'ya göre başlangıç ve bitiş noktaları olan belirli bir menzil penceresinde hedeflerden saçılan yankıları toplamak için tasarlanmıştır. Buna göre, radarın hedefleri tespit edebildiği minimum mesafe $R_{\min}=45$ m ve maksimum mesafe $R_{\max}=300$ m belirlenerek menzil penceresi ile ilişkili zaman gecikmesi $t_{\min}$ ve $t_{\max}$ parametreleri denklem (4.5)'te hesaplanmıştır.

$$t_{min} = \frac{2R_{min}}{c} = 300 \text{ ns}, t_{max} = \frac{2R_{max}}{c} = 2000 \text{ ns} \quad (4.5)$$

Radar sistemi verici yapısında oluşturulan sayısal kodlu s_i işareti, radarın menziline bulunan hedeflere gönderildikten sonra hedeften saçılarak belli bir gecikme süresi ile sistemin alıcı yapısı tarafından alınmaktadır. Hedeflerin menzil profil bilgileri ise bu gecikme sürelerinden çıkarılmaktadır. Bu kapsamda, tasarımı ve benzetimi yapılan sayısal kodlu radar sisteminin alıcı kısmında çoklu hedeften saçılmalar sonucu süperpozisyon ilkesine dayanarak oluşturulan işaret modeli denklem (4.6)'da verilmiştir.

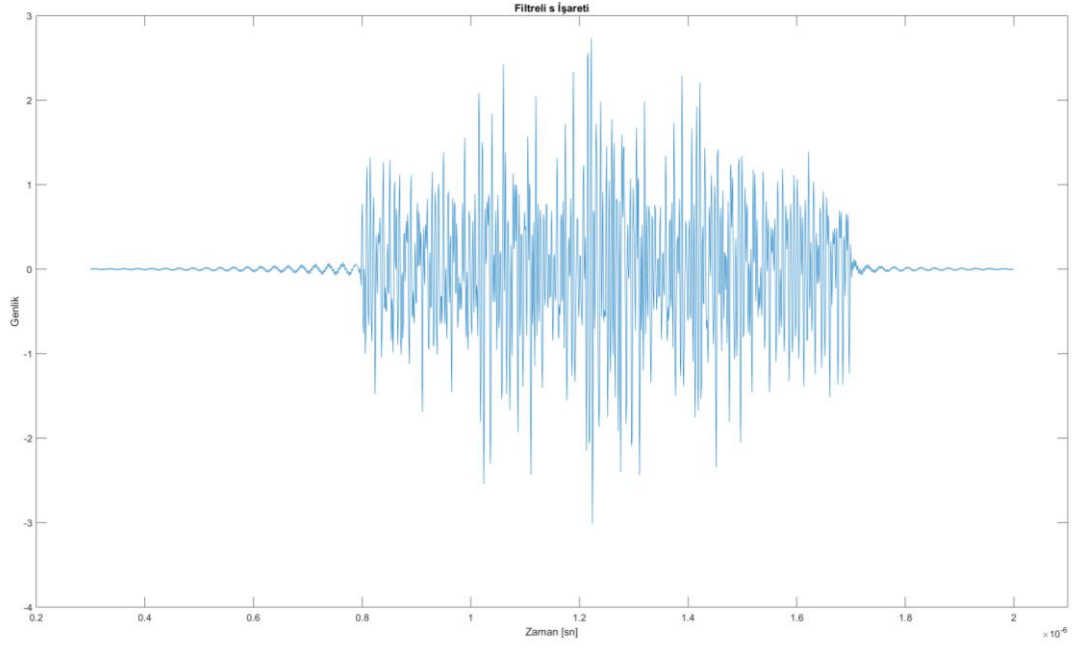
$$s(t) = \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{t=t_{min}}^{t_{max}} b \times \cos\left(2\pi(f_c - f_{rf})t - 2\pi(f_c - f_{rf})\left(\frac{2R_i}{c}\right)t\right) \quad (4.6)$$

Denklem (4.6)'da yer alan N_t parametresi radarın menzilineki hedef sayısını, $\frac{2R_i}{c}$ parametresi ise hedeften saçılarak radarın alıcısına gelen yankının gecikme süresini ifade etmektedir. Denklem (4.6)'daki s işareti, denklem (4.7)'de belirtilen koşullara uygun pencereler ile MATLAB'da denklem (4.8)'deki ifadede yer alan N örnek sayısında oluşturulmuştur.

$$\frac{2R_i}{c} < t < \left(\frac{2R_i}{c} + \tau\right) \quad (4.7)$$

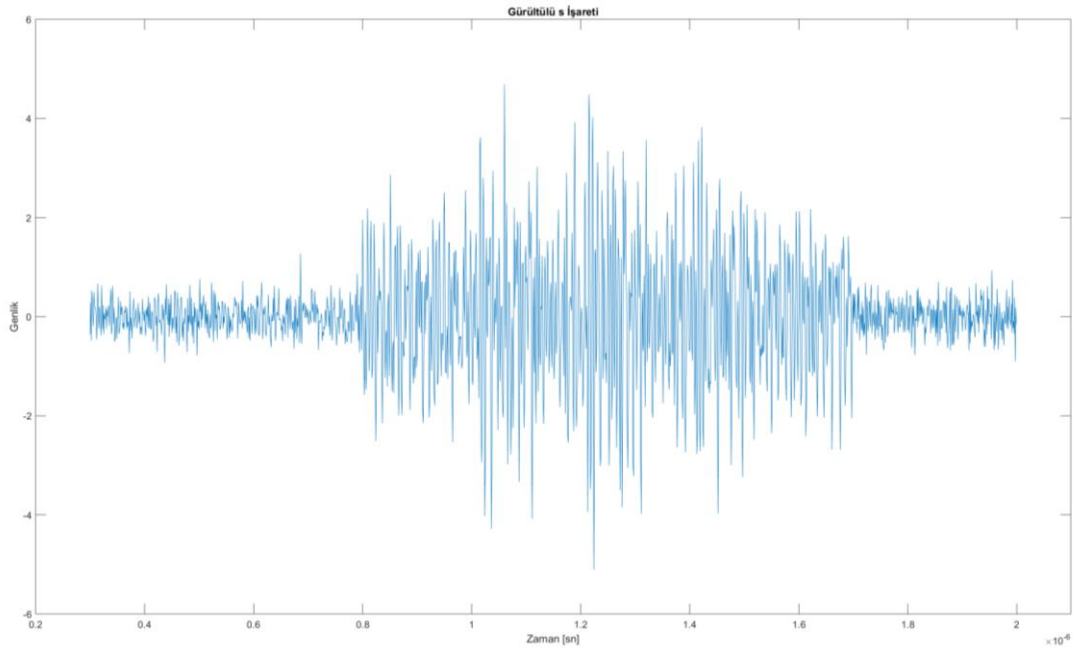
$$N = \frac{t_{max} - t_{min}}{T_s} \quad (4.8)$$

Oluşturulan s işaretinde bulunan istenmeyen frekans bileşenleri için s_i işaretinde yapıldığı gibi s işaretine de filtreleme işlemi uygulanmıştır. Bu kapsamda, FFT'si alınan ve denklem (4.8)'e göre $N = 1700$ adet örnek içeren s işareti için ara frekansta ve ara frekans değerinin bant genişliği çerçevesinde işaretin bileşenleri kalacak şekilde filtreleme yapılarak frekans bileşenlerinin bulunduğu işaret formu elde edilmiştir. Sonrasında, bu işaret formunun ters Fourier dönüşümü (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) alınarak tekrardan zaman domenine geçiş yapılmıştır ve filtreli s işareti elde edilmiştir. Bant sınırlı çok hedefli filtreli s işaretine ait MATLAB'da elde edilen dalga formu Şekil 4.7'de verilmiştir.



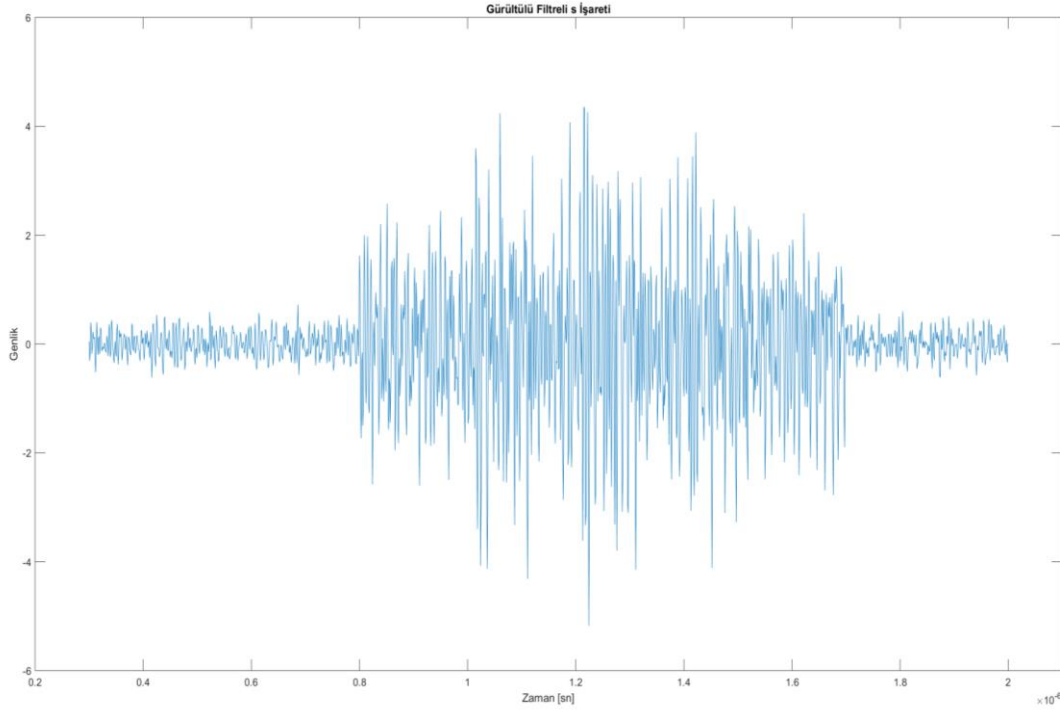
Şekil 4.7 : Bant sınırlı çok hedefli filtreli s işareti.

Şekil 4.7’de belirtilen bant sınırlı çok hedefli filtreli s işaretine bozucu etki olarak radar alıcısında üretilen ısı gürültüyü modelleyecek sıfır ortalamalı σ^2 varyanslı beyaz Gauss gürültüsü MATLAB’da üretilmiştir. Üretilen bu gürültünün doğrudan bağlı olduğu radar sisteminin SNR değerinin 10 dB seviyeli formunun filtreli s işaretine eklenmesi sonucu MATLAB’da elde edilen gürültülü s işareti Şekil 4.8’de verilmiştir.



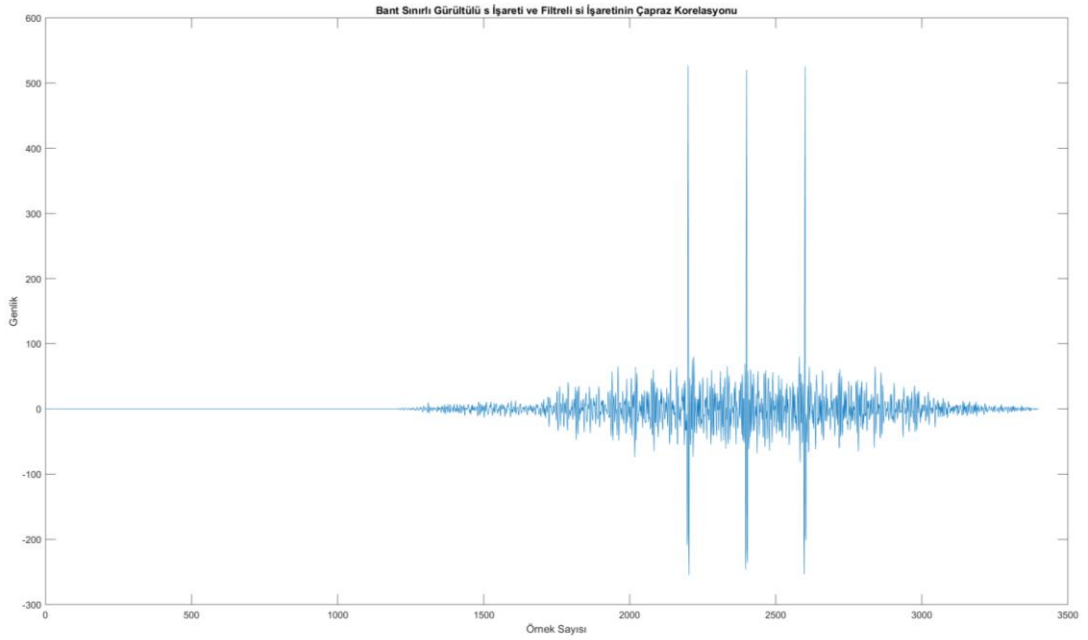
Şekil 4.8 : Gürültülü s işareti.

Şekil 4.8’de belirtilen gürültülü s işareti için de yine bu işarete bulunan istenmeyen frekans bileşenleri için filtreleme işlemi uygulanmıştır. Bu kapsamda, s_i ve s işaretlerinde sırasıyla uygulanan işlemler gürültülü s işareti için de MATLAB’da uygulanarak bant sınırlı çok hedefli gürültülü s işareti oluşturulmuştur. Böylece, sayısal kodlu radar sisteminin çalışacağı frekans bandı dışında kalan işaretlerin temizlenmesi sağlandı. Bunun sonucunda elde edilen dalga formu Şekil 4.9’da verilmiştir.



Şekil 4.9 : Bant sınırlı çok hedefli gürültülü s işareti.

Benzetimi yapılan sayısal kodlu radar sisteminin sinyal işleme bölümünde, hedeflerin menzil bilgisini tespit edebilmek amacıyla korelasyon tabanlı bir sinyal işleme algoritması kullanılmıştır. Bu algortimanın MATLAB’da uygulanması ile birlikte radar sisteminin verici yapısında oluşturulup iletilen IF bandındaki işaretinin, gürültülü alınan IF bandındaki işaret içindeki hedeflere ait gecikmeli zaman bilgileri tespit edilmiştir. Bant sınırlı çok hedefli gürültülü s işareti ile bant sınırlı filtreli s_i işaretinin çapraz korelasyon işlemine tabi tutulması sonucunda Şekil 4.10’daki dalga formu elde edilmiştir.



Şekil 4.10 : Bant sınırlı çok hedefli gürültülü s işareti ile filtrelili s_i işaretinin çapraz korelasyonu.

Şekil 4.10’da dalga formu yer alan çapraz korelasyon sonucu oluşan işaret, çapraz korelasyon işlemine giren bant sınırlı çok hedefli gürültülü s işareti ile bant sınırlı filtrelili s_i işaretinden örnek sayısı fazla olanın iki katından bir eksiği kadar örnek içermektedir. Bu iki işaretin çapraz korelasyon işlemi gerçekleştirilmek için örnek sayılarını birbirine eşitlemek gerekmektedir. Bu sebeple, çapraz korelasyon işlemine giren bu iki işaretin uzunlukları bu işlem için eşitlenmiştir. Benzetimi yapılan sayısal kodlu radar sisteminde 1700 adet örneği olan bant sınırlı çok hedefli gürültülü s işaretinin örnek sayısı, 500 adet örneği olan bant sınırlı filtrelili s_i işaretinin örnek sayısından fazla olduğu için bant sınırlı filtrelili s_i işaretinin geri kalan değerlerine sıfır verilerek 1700 adet örneğe tamamlanmıştır ve böylece eşitleme işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu kapsamda, denklem (3.11)’de belirtilen formül temel alınarak MATLAB’da çapraz korelasyon algoritmasının uygulanması sonucunda Şekil 4.10’da elde edilen işaretin sahip olduğu örnek sayısı 3399 adet olmuştur. Bununla birlikte, Şekil 4.10’daki işarete bakıldığında üç noktada tepe değerlerin olduğu görülmektedir. Bu tepe değerler, radarın menziline bulunan hedeflere ait bilgiler taşımaktadır.

Tasarımı ve benzetimi yapılan sayısal kodlu radar sistemine ait tüm sistem parametreleri Çizelge 4.1’de verilmiştir.

Çizelge 4.1 : Sayısal kodlu radar sisteminin simülasyon parametreleri.

Sistem parametreleri	Değerler
Radarın konum koordinatı	(0, 0, 0)
Hedef sayısı (N_t)	3
1.hedefin konum koordinatı	(120, 0, 0)
2.hedefin konum koordinatı	(150, 0, 0)
3.hedefin konum koordinatı	(180, 0, 0)
Taşıyıcı frekansı (f_c)	24 GHz
Radyo frekansı (f_{rf})	23.833 GHz
Ara frekans (f_{if})	167 MHz
Darbe genişliği (τ)	500 ns
PN kod uzunluğu (N_{alt})	127
Alt darbe genişliği (τ_{alt})	3.94 ns
Örnekleme frekansı (f_s)	1 GHz
Örnekleme aralığı (T_s)	1 ns
Bant genişliği (B)	254 MHz
Menzil çözünürlüğü (ΔR)	0.59 m
Radar alıcısı menzil penceresi minimum mesafe (R_{min})	45 m
R_{min} değerine karşı gelen gecikme zamanı (t_{min})	300 ns
Radar alıcısı menzil penceresi maksimum mesafe (R_{max})	300 m
R_{max} değerine karşı gelen gecikme zamanı (t_{max})	2000 ns
ADC örnek sayısı (N)	1700
İşaret-gürültü oranı (SNR)	10 dB

Çizelge 4.1’de belirtilen sistem parametreleri ile tasarımı ve benzetimi yapılan sayısal kodlu radar sistemi, sinyal işleme bölümündeki detektör yapısının vereceği karar neticesinde menziline bulunan hedefleri tespit etmektedir.

4.1 Sabit Yanlış Alarm Oranı Detektörü

Radarın menzilineki bir hedefi tespit etme işlemi, sistemin alıcısında yapılan ölçümün bir eşik değeriyle karşılaştırması sonucunda gerçekleşmektedir. Bu eşik değeri aşan ölçümler hedeflerden saçılan yankılarla ilişkiliyken eşik değerin altında kalan ölçümler ise ısı gürültü, radarın etrafında bulunan diğer cihazların yaydığı sinyaller veya girişim etkileri gibi gürültü kaynakları ile ilişkilidir. Bu sebeple, radar sistemindeki dedektör yapısının eşik değeri, belirli bir SNR değerini baz alarak olası en yüksek hedefi tespit etme olasılığını ve yanlış alarm olasılığını elde etmek için seçilir. Radarın menziline herhangi bir hedef olmadığı durumda bir gürültü kaynağı, radar sisteminde tespit etme eşikini aşan ölçülen bir değerin üretilmesine sebep olduğu zaman yanlış alarm oluşur. Bu noktada bir radar sistemi, belirli bir yanlış alarm olasılığını elde etmek ve bu olasılığı sürdürülebilir kılmak için tasarlanmaktadır [3, 14].

Radar sisteminin sinyal işleme bölümünde bulunan dedektör yapısı doğru karar, kaçırılan tespit veya yanlış alarm olmak üzere üç olası sonuçtan birini vermektedir. Doğru karar, dedektörün radarın menzilineki bir hedefin varlığını veya yokluğunu doğru bir şekilde bildirdiği bir karardır. Kaçırılan bir tespit, gerçekte ölçüm, bir hedeften saçılan yankı içerirken dedektörün o hedefi tespit etmediğini bildirdiği bir karardır. Yanlış alarm ise dedektör bir hedefin varlığını bildirirken gerçekte ölçülen verilerde bir hedeften saçılan yankının olmadığı durumda oluşur [3, 14].

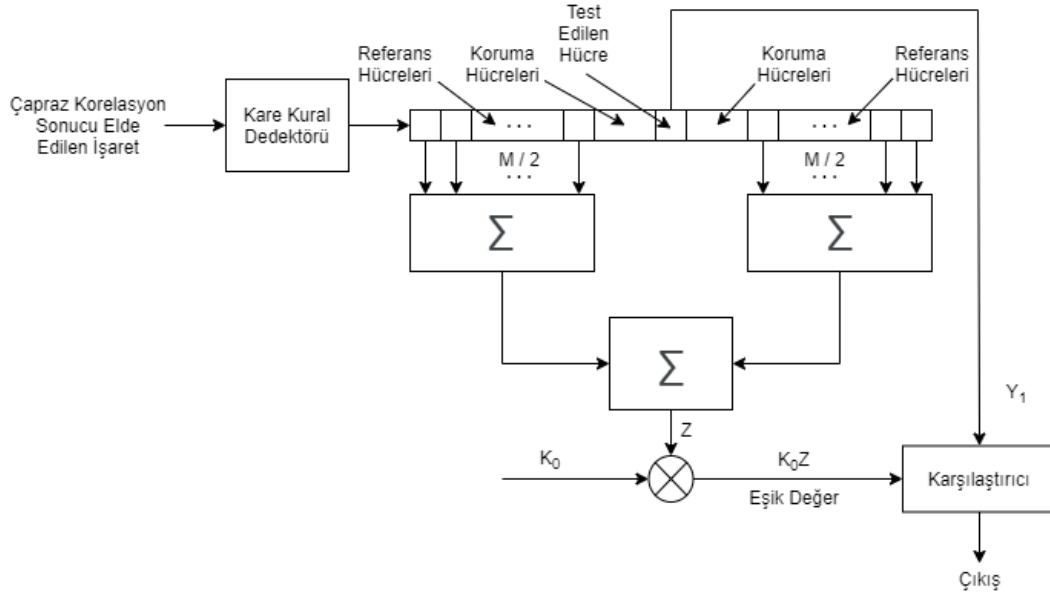
Tespit eşik değeri, radar sisteminin alıcısı tarafından önceden belirlenmiş sabit bir yanlış alarm olasılığını koruyacağı şekilde hesaplanır. Denklem (4.9), tespit eşik değeri V_T ile yanlış alarm olasılığı P_{fa} arasındaki ilişkiyi ifade etmektedir:

$$V_T = \sqrt{2\gamma^2 \ln\left(\frac{1}{P_{fa}}\right)} \quad (4.9)$$

Denklem (4.9)'daki γ^2 gürültü gücünün sabit olduğu varsayılırsa, bu denklemde ifade edilen tespit eşik değeri V_T 'nin sabit kalabilmesi sağlanabilir. Fakat bu durum, pratikte mümkün olmamaktadır. Bu noktada, radar sistemlerinde gürültü işaretlerinin gücüne göre hassasiyetini otomatik olarak ayarlayan bir özelliğe sahip adaptif eşik değeri belirleyen dedektör kullanılmalıdır. Böylece sabit bir yanlış alarm olasılığı değerinde süreklilik sağlanır. Bu özelliğe sahip bir dedektör ise sabit yanlış alarm

oranı (CFAR: Constant False Alarm Rate) dedektörü olarak adlandırılmaktadır. Bu dedektör, sabit bir yanlış alarm olasılığını sürdürülebilir kılmak için tespit eşik değerinin gürültü varyansının tahminlerine göre sürekli olarak güncelleme yeteneğine sahiptir.

Adaptif eşik değeri sunan CFAR dedektörünün temel modeli, hücre ortalaması alan CFAR (CA-CFAR: Cell Averaging Constant False Alarm Rate) dedektörüdür. Bu dedektörün yapısını anlatan blok şema Şekil 4.11’de verilmiştir.



Şekil 4.11 : CA-CFAR dedektör yapısı.

Tasarımı ve benzetimi yapılan sayısal kodlu radar sisteminde, bant sınırlı çok hedefli gürültülü s işareti ile bant sınırlı filtreli s_i işaretinin çapraz korelasyon işlemine girmesi sonucunda ortaya çıkan işaret, zarf dedektörü çıkışı olarak da nitelendirilir ve bu işaret Şekil 4.11’de de görüldüğü üzere menzıl hücrelerinde örneklenmiş olan CA-CFAR dedektörü işlemcisine girdi sağlar. Bu hücreler referans penceresini oluşturur. Referans hücre sayısının artması ise tespit olasılığının artmasına sebep olur.

Denklem (4.9)’daki ifadede yer alan γ^2 gürültü gücü, CA-CFAR dedektörü yapısında yer alan ve çapraz korelasyon sonucu elde edilen işaretin girdi olarak sağlandığı kare kural dedektörünün çıkışındaki gücü temsil etmektedir. Radar sistemlerinde yaygın olarak uygulanan kare kural dedektörünün çıkışındaki olasılık yoğunluk fonksiyonu değerleri ve ortaya çıkan matematiksel analiz nispeten izlenebilirdir. Bu sebeple, radar sisteminin CA-CFAR dedektörü yapısında kullanılmaktadır.

CA-CFAR dedektörü yapısında kare kural dedektörü çıkışında ortaya çıkan örneklerin bulunduğu veri penceresi içerisinde CFAR penceresi bulunur ve bu pencere referans hücreleri, koruma hücreleri ve test edilen bir hücreden oluşur. Test edilen hücre bölümü, CFAR dedektörünün eşik değerinin uygulanacağı mevcut hücreye karşılık gelir. Test edilen hücrenin her iki tarafında yer alan sabit sayıdaki çözünürlük hücresi de koruma hücreleri olarak adlandırılır. Koruma hücrelerinde bulunan ölçümler gürültünün tespitine ait kestirim işlemi için kullanılmaz çünkü test edilen hücredeki hedefle ilişkili yankıları içerebilir ve bu durum da gürültü kestiriminde sapmaya neden olabilir. Referans pencereleri ise koruma hücresi bölgesinin dışında tanımlanır. Referans pencerelerinde yapılan ölçümler, test edilen hücre etrafındaki gürültü verilerini tahmin etmek için kullanılır. Bu gürültü tahmini hesabı ise denklem (4.10) göz önünde alınarak CFAR dedektörü tarafından yapılır.

$$\gamma^2 = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M x_m \quad (4.10)$$

Denklem (4.10)'da M parametresi CFAR penceresindeki referans hücrelerinin sayısına, x_m ise bu hücrelerin her birinin içerisindeki örneğe karşı gelmektedir. Eğer x_m örnek değerleri CFAR dedektöründeki kare kural dedektörünün çıkışı olursa, o zaman tahmini γ^2 gürültü gücünü temsil eder.

Tasarımı yapılan sayısal kodlu radar sisteminin sinyal işleme bölümünde kullanılan ve benzetimi MATLAB'da yapılan CA-CFAR algoritması, referans penceresindeki ortalama gürültü gücünün bir tahminine dayanarak bir tespit eşik değerinin hesaplanması bakımından temel bir yöntemdir. Bu algorithmada CFAR penceresi, kare kural dedektörünün çıkışında elde edilen veri penceresinden her seferinde bir örnek veya hücre ile taşınır. Her konumda, test edilen hücredeki ölçüm ile ilgili bir tespit kararı verilir. Test edilen hücreye uygulanan tespit eşik değeri, referans pencerelerde bulunan ölçümlerden elde edilir. Ölçümler sadece referans pencerelerinde yapılmakta olup test edilen hücre ve bu hücrenin her bir yanındaki koruma hücreleri pencerelerinde herhangi bir ölçüm yapılmamaktadır. Bu ölçümlerin neticesinde ortaya çıkan eşik değeri, tüm referans hücrelerden alınan ortalama tahmini verilerin ölçeklendirme için kullanılan bir sabit ile çarpılmasıyla elde edilir. CA-CFAR dedektörü yapısını açıklayan Şekil 4.11 de göz önünde bulundurularak denklem (4.11)'deki ifade ile test edilen hücreye ait tespit kararı verilir.

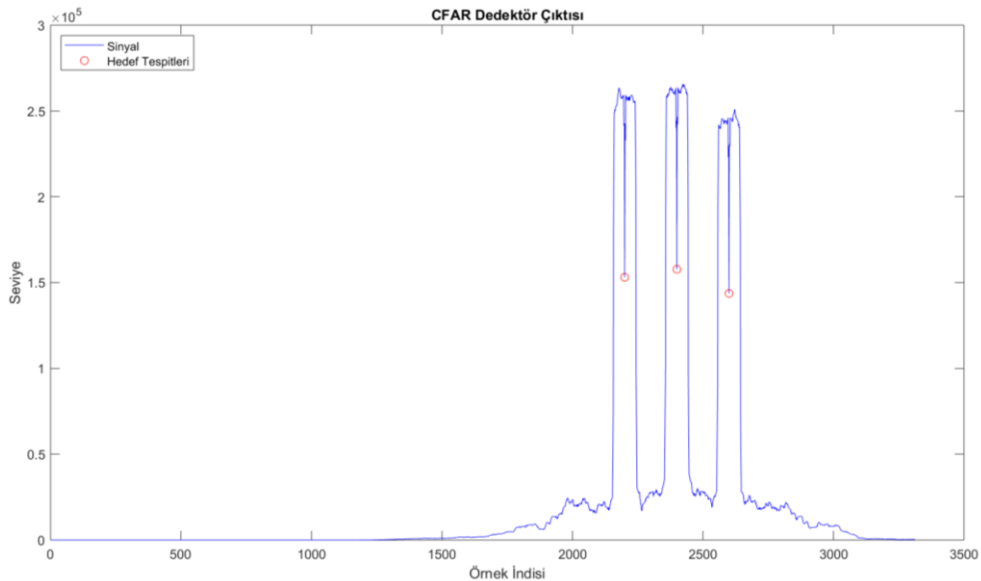
$$Y_1 \geq K_0 Z \quad (4.11)$$

CA-CFAR algoritması, ilgilenilen hedefin test edilen hücre içinde olduğunu ve tüm referans hücrelerinin sıfır ortalamalı bağımsız Gauss varyans gürültüsü içerdiğini varsayar. Bu nedenle, referans hücrelerin çıktıları da rastgele bir değişkeni temsil eder. Denklem (4.11)'de yer alan K_0 ölçeklendirme faktörü parametresi, denklem (4.12)'de belirtilen formül ile bulunur.

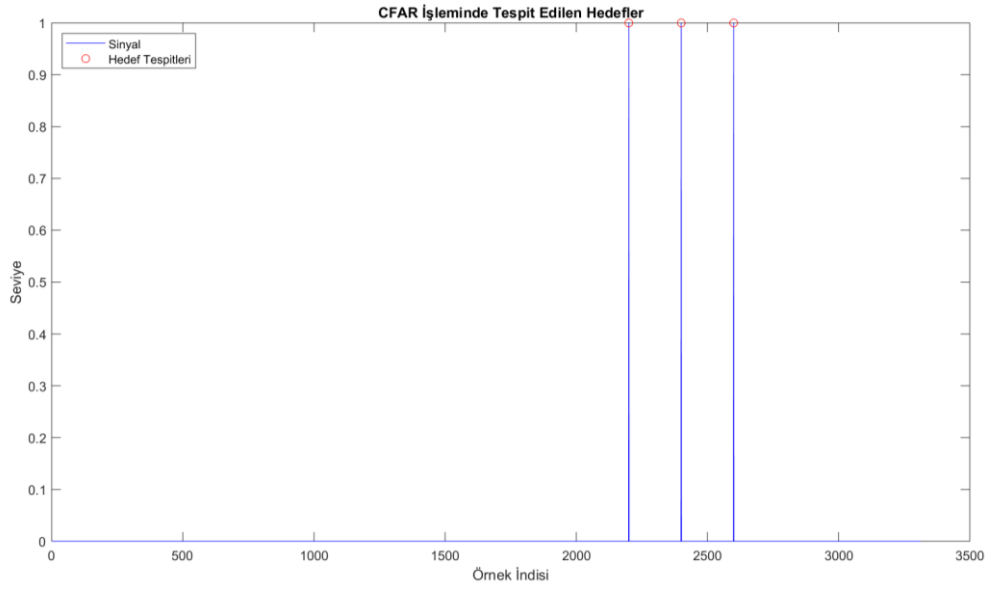
$$K_0 = \sqrt[M]{\frac{1}{P_{fa}}} - 1 \quad (4.12)$$

Denklem (4.12)'den de görüleceği üzere K_0 ölçeklendirme faktörü, gürültü gücünden bağımsız olarak sadece yanlış alarm oranı P_{fa} ve referans pencere boyutu M parametrelerine bağlıdır. Dedektör böylece gürültü gücü hakkında önceden bilgi sahibi olmadan sabit bir yanlış alarm oranı elde etmektedir. Bu özellik de CFAR dedektörü tanımlamak için kullanılır.

Tasarımı yapılan sayısal kodlu radar sisteminin sinyal işleme bölümünde kullanılan CA-CFAR dedektör yapısının benzetimi Şekil 4.11'deki blok şema ile denklem (4.11) ve denklem (4.12)'deki ifadeler göz önünde bulundurularak yapılmıştır. Bu doğrultuda, $P_{fa}=10^{-12}$ sabit yanlış alarm oranı ve $M=87$ olan CFAR penceresi boyutu için $K_0 = 0.3738$ olarak hesaplanmıştır. Bu hesaplama ile birlikte MATLAB'da uygulanan CA-CFAR algortiması sonucunda elde edilen grafikler Şekil 4.12'de ve Şekil 4.13'te gösterilmiştir.



Şekil 4.12 : Sayısal kodlu radar sistemi CFAR dedektörü toplayıcısının çıkışı.



Şekil 4.13 : Sayısal kodlu radar sisteminde CFAR işlemi sonrası tespit edilen hedefler.

Şekil 4.12'deki grafik, CA-CFAR dedektöründe karşılaştırmacı bloğuna giren K_0Z parametresinin aldığı değerlere göre çizdirilmiştir. Bu grafikte, belirli bir bölgede işaretlerin yoğunlaşarak 3 adet tepenin oluşmuş olduğu gözlemlenmektedir. Her bir tepe bölgesinde var olan işaret yoğunluğu içerisinde bir işaretin keskin bir şekilde görece aşağıya doğru indiği görülmektedir. Bu işaretin bulunduğu ve grafikte de kırmızı yuvarlak ile belirtilen nokta, radarın menzilineki bir hedefe ait bilgiyi taşımaktadır. Bu bilgi, o noktanın K_0Z dizisinde karşı geldiği örnek indisi değerine tekabül etmektedir. Bu indis bilgisinden yola çıkarak sayısal kodlu radar sisteminin menzilineki ilgili hedeften saçılarak radarın alıcısına gelen yankının gecikme süresi bilgisine ulaşılır. Denklem (2.2)'de belirtilen formülde gecikme süresi yerine konduğunda da sayısal kodlu radar sisteminin menzilineki hedefin ne kadar mesafede olduğu sonucuna ulaşılmaktadır.

Şekil 4.13'deki grafik, CA-CFAR dedektöründe karşılaştırmacı bloğuna giren K_0Z ile test edilen hücrede bulunan kare kural dedektörü çıkışındaki işaret Y_1 'in denklem (4.11)'de belirtilen kurala göre MATLAB'da karşılaştırılması sonucunda elde edilen değerlere göre çizdirilmiştir. Karşılaştırmacı bloğu çıkışı $Y_1 \geq K_0Z$ olduğunda 1, $Y_1 < K_0Z$ olduğunda ise 0 değerini vermektedir. Şekil 4.13'deki grafiğe bakıldığında 3 adet eşik değeri geçen noktanın bulunduğu gözlemlenmektedir. Grafikte de kırmızı

yuvarlak ile belirtilen noktalar, radarın menzilineki hedeflere ait bilgiyi taşımaktadır. Bu bilgi de Şekil 4.12’de elde edilen bilgiye eşdeğerdir.

MATLAB’da uygulanan CA-CFAR dedektör algoritması sonucunda sayısal kodlu radar sisteminin menzilineki üç hedef bulunduğ Şekil 4.12’den ve Şekil 4.13’ten de görölerek tespit edilmiştir. Bu hedeflerin radara olan uzaklıkları ise ilgili hedeflerden saçıarak radarın alıcısına gelen yankının içerdğ gecikme süresi bilgilerinden yola çıkılarak MATLAB tarafından hesaplanmıştır. Bu hesaba göre radarın menzilineki hedeflerin radara olan uzaklıkları sırasıyla 120 m, 150 m ve 180 m değerinde olduğ görölmüştür.

Çizelge 4.1’deki sistem parametrelerine karşı gelen değler baz alınarak tasarımı yapılan sayısal kodlu radar sisteminin CA-CFAR dedektörü yapısındaki CFAR pencere uzunluğ değerin belirlenmesi için Çizelge 4.2’de belirtilen çalışma yapılmıştır.

Çizelge 4.2 : CA-CFAR dedektörü CFAR pencere uzunluğunun belirlenmesi.

CFAR pencere uzunluğ (M)	Yanış alarm oranı (P_{fa})
27	10^{-7}
37	$[10^{-8}, 10^{-10}]$
57	$[10^{-11}, 10^{-15}]$
87	$[10^{-12}, 10^{-22}]$
127	$[10^{-16}, 10^{-32}]$
167	$[10^{-21}, 10^{-40}]$

MATLAB benzetim ortamında Çizelge 4.2’de belirtilen çeşitli CFAR pencere uzunluğ değleri verilerek tasarımı yapılan sayısal kodlu radar sisteminin menzilineki üç hedefi hangi yanış alarm oranı aralğında tespit edebildiğ çalışması gerçekleştirilmiştir. Çizelge 4.2’de, ilgili CFAR pencere uzunluklarına karşı gelen yanış alarm oranı aralıklarında sayısal kodlu radar sisteminin menzilineki üç hedefi de tespit edebildiğ test edilmiştir. Çizelge 4.2’den de yola çıkarak benzetim ortamı için $M=87$ ve $P_{fa}=10^{-12}$ değleri belirlenmiştir.

Tasarımı ve benzetimi yapılan sayısal kodlu radar sisteminin performans değlendirmesini yapmak adına MATLAB ortamında CFAR pencere uzunluğ (M),

SNR ve kod uzunluğu (N_{alt}) parametreleri değiştirilerek sistemin yanlış alarm oranı (P_{fa}) sonuçları çıkartılmıştır. Bu sonuçlar ise Çizelge 4.3 ve Çizelge 4.4'te verilmiştir.

Çizelge 4.3 : $N_{alt}=127$ iken CFAR pencere uzunluğu (M) ve SNR karşılaştırmalı performans sonuçları.

M	SNR							
	0 dB		5 dB		10 dB		15 dB	
	Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max
27	9.7×10^{-7}	1.5×10^{-6}	8.2×10^{-7}	2.2×10^{-6}	2.7×10^{-7}	1.0×10^{-5}	2.7×10^{-7}	1.0×10^{-5}
47	2.8×10^{-10}	2.7×10^{-7}	2.6×10^{-11}	1.5×10^{-6}	1.1×10^{-11}	9.1×10^{-6}	6.5×10^{-12}	6.3×10^{-6}
87	2.8×10^{-17}	4.7×10^{-10}	1.0×10^{-18}	6.3×10^{-8}	2.0×10^{-19}	2.7×10^{-7}	4.2×10^{-20}	5.3×10^{-6}
107	1.7×10^{-20}	5.1×10^{-8}	2.8×10^{-22}	1.3×10^{-7}	1.0×10^{-23}	8.2×10^{-7}	2.8×10^{-24}	5.4×10^{-6}
147	2.5×10^{-25}	1.6×10^{-8}	1.1×10^{-28}	1.6×10^{-8}	2.5×10^{-30}	5.8×10^{-8}	9.9×10^{-31}	5.8×10^{-8}

Çizelge 4.4 : M=87 iken kod uzunluğu (N_{alt}) ve SNR karşılaştırmalı performans sonuçları.

N_{alt}	SNR							
	0 dB		5 dB		10 dB		15 dB	
	Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max
63	4.7×10^{-10}	1.3×10^{-7}	9.3×10^{-10}	1.3×10^{-7}	4.7×10^{-10}	1.3×10^{-7}	2.4×10^{-10}	1.3×10^{-7}
127	2.8×10^{-17}	4.7×10^{-10}	1.0×10^{-18}	6.3×10^{-8}	2.0×10^{-19}	2.7×10^{-7}	4.2×10^{-20}	5.3×10^{-6}

Çizelge 4.1'de verilen sistem parametreleri geçerli iken ve kod uzunluğu $N_{alt}=127$ iken Çizelge 4.3'te belirtilen CFAR pencere uzunluğu (M) ve SNR değerlerine göre

sayısal kodlu radarın menzilineki 3 hedefi bulabilen yanlış alarm oranı P_{fa} değeri aralıkları tespit edilmiştir. Çizelge 4.3'e bakıldığında SNR değerleri sabitken CFAR pencere uzunluğu (M) arttıkça sayısal kodlu radarın menzilineki 3 hedefi tespit edebilme performansının arttığı P_{fa} değeri aralıklarının genişlemesi ve P_{fa} değerlerinin küçülmesi ile görülmektedir. Yine Çizelge 4.3'e bakıldığında CFAR pencere uzunluğu (M) değerleri sabitken SNR arttıkça sayısal kodlu radarın menzilineki 3 hedefi tespit edebilme performansının genel olarak arttığı P_{fa} değeri aralıklarının genişlemesi ve P_{fa} değerlerinin küçülmesi ile görülmektedir.

Çizelge 4.1'de verilen sistem parametreleri geçerli iken ve bu sefer $M=87$ iken Çizelge 4.4'te belirtilen kod uzunluğu (N_{alt}) ve SNR değerlerine göre sayısal kodlu radarın menzilineki 3 hedefi bulabilen yanlış alarm oranı P_{fa} değeri aralıkları tespit edilmiştir. Çizelge 4.4'e bakıldığında SNR değerleri sabitken kod uzunluğu (N_{alt}) arttıkça sayısal kodlu radarın menzilineki 3 hedefi tespit edebilme performansının arttığı P_{fa} değeri aralıklarının genişlemesi ve P_{fa} değerlerinin küçülmesi ile görülmektedir. Bu çalışmada, $N_{alt}=15$ ve daha altındaki kod uzunluklarında test yapıldığında ise sayısal kodlu radarın menzilineki hedefleri yanlış veya eksik tespit ettiği görülmüştür. Bu sebeple, bu kod uzunlukları için ilgili değerler Çizelge 4.4'te belirtilememiştir. Ayrıca $N_{alt}=255$ ve üstündeki kod uzunluklarında denklem (4.4) göz önünde bulundurulduğunda sistemin bant genişliği dışına çıkma durumu olduğu için yine bu kod uzunlukları için test yapılmamıştır. Yine Çizelge 4.4'e bakıldığında kod uzunluğu (N_{alt}) değerleri sabitken SNR arttıkça sayısal kodlu radarın menzilineki 3 hedefi tespit edebilme performansının genel olarak arttığı P_{fa} değeri aralıklarının genişlemesi ve P_{fa} değerlerinin küçülmesi ile görülmektedir.

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında öncelikle radar sistemi ve radar sisteminde oluşturulan işaret modelleri hakkında bilgiler verilmiştir. Sonrasında, radar sisteminin tasarımı ve performansı ile ilgili en belirleyici unsur olan işaret modeli olarak sayısal darbe sıkıştırma tekniğinin kullanılmasıyla faz kodlu dalga formu biçiminde bir sayısal kodlu radar işaret modeli önerilmiştir. Bu yapıda bir işaretin oluşturulabilmesi için kullanılabilecek kod aileleri incelenmiştir ve bu kod ailelerinden yalancı rastgele kodu seçilerek sayısal kodlu işaret MATLAB ortamında oluşturulmuştur. Sonraki bölümde ise oluşturulan bu işaret formunun kullanılmasıyla tasarımı yapılan sayısal kodlu radar sisteminin menzilineki hedefleri nasıl tespit edebildiği anlatılmıştır.

Radar sisteminin verici yapısında üretilen sayısal kodlu işaret, menzilineki hedeflere gönderilir. Bu hedeflerden saçılan işaret, belirli bir gecikme süresi ile sistemin alıcı yapısına gelir. Bu işaret radar sisteminin alıcısı yapısında ADC'de örneklenerek sinyal işlemeye hazır hale getirilir. MATLAB'da benzetimi yapılan sayısal kodlu radar sisteminin menziline sisteme 120 m, 150 m ve 180 m mesafelerinde bulunan üç adet hedefin olduğu varsayılmıştır. Bu mesafelere göre hesaplanan gecikme süreleri ile alıcı yapısındaki işaret oluşturularak örneklenmiştir. Sonrasında bu işaret ile vericide oluşturulan işaretin çapraz korelasyonunu baz alan bir algoritma temel alınarak MATLAB programında benzetim gerçekleştirilmiştir. Korelasyon sonucunda çıktısı alınan işaret ise radarın menzilineki hedeflerin tespit edilebilmesinde kullanılan bir yöntem olan CFAR tespit algoritmasına girdi olarak sağlanmıştır.

CFAR tespit algoritması radarın menzilineki hedefleri, alıcısında yapılan ölçümün bir eşik değeriyle karşılaştırması sonucunda eşik değeri geçen ölçümlerin hedeflerden saçılan yankılara ait olduğunu söyleyen bir algoritmadır. Bu algoritmanın uygulaması MATLAB'da yapılarak sayısal kodlu radarın menzilineki hedefler tespit edilebilmiştir. Hedeflerin menzil profil bilgileri ise CFAR algoritması sonucu eşik değeri geçen ilgili örneğe karşı gelen gecikme sürelerinden çıkarılmıştır.

Tasarımı ve benzetimi yapılan sayısal kodlu radar sisteminde, sistemin verici yapısında oluşturulan sayısal işaretteki kodun uzunluğu ile sistemin sinyal işleme bölümünde bulunan ve CFAR algoritmasını çalıştıran dedektör yapısındaki CFAR pencere uzunluğu parametrelerinin sistemin performansında önemli bir rol oynadığı sonucuna varılmıştır. MATLAB’da belirli senaryoların koşturulması neticesinde, uygun kod uzunluğu ve CFAR pencere uzunluğu seçimi ile birlikte sayısal kodlu radar sisteminin menzilineki hedefleri yüksek doğrulukla tespit edebildiği görülmüştür. Bu tez çalışmasında, önerilen bu sayısal kodlu radar modelinin, yaklaşık 100-200 metre mesafede bulunan hedeflerin tespitinde kullanılacak sistemlerde performanslı bir şekilde kullanılabileceği değerlendirilmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] Skolnik, M. I. (1990). *Radar Handbook Second Edition*, Mc Graw Hill, Boston.
- [2] Chen, C. (2009). *Signal processing algorithms for MIMO radar* (Doktora Tezi). California Institute of Technology, Pasadena, California.
- [3] Mahafza, B. (2000). *Radar systems analysis and design using Matlab*. Boca Raton: Chapman & Hall/CRC.
- [4] Blunt, S. D. & Mokole, L. E. (2016). Overview of Radar Waveform Diversity, *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine* Vol 31. (2–42).
- [5] Son, Y. & Heo, S. W. (2018). A novel multi-target detection algorithm for automotive FMCW radar, *2018 International Conference on Electronics, Information, and Communication (ICEIC)*. Honolulu, HI, USA: January 24-27.
- [6] Reneau, J. & Adhami, R. R. (2014). Phase-coded LFM CW waveform analysis for short range measurement applications, *2014 IEEE Aerospace Conference*, Big Sky, MT, (pp. 1-6). doi:10.1109/AERO.2014.6836285
- [7] Barker, C. J. & Griffiths, H. D. (2004). Radar systems and waveforms, *2004 International Waveform Diversity & Design Conference*, Edinburgh, (pp. 1-7). doi:10.1109/IWDDC.2004.8317560
- [8] Mu, L., Zhang, T., Xiangqian, T. and Liu, Q. (2011). A novel PN-coded FMCW radar design and implementation, *Proceedings of 2011 IEEE CIE International Conference on Radar*, Chengdu, (pp. 1004-1007). doi:10.1109/CIE-Radar.2011.6159721
- [9] Hakobyan, G. & Yang, B. (2019). High-Performance Automotive Radar: A review of signal processing algorithms and modulation schemes, *IEEE Signal Processing Magazine*, (vol. 36, no. 5, pp. 32-44), Sept. 2019. doi:10.1109/MSP.2019.2911722
- [10] Patole, S. M., Torlak, M., Wang, D. and Ali, M. (2017). Automotive radars: A review of signal processing techniques, *IEEE Signal Processing Magazine*, (vol. 34, no. 2, pp. 22-35), 22-35, March 2017. doi:10.1109/MSP.2016.2628914
- [11] Wenger, J. (2007). Short range radar - being on the market, *2007 European Radar Conference*, (pp. 255-258), Munich, 2007. doi:10.1109/EURAD.2007.4404985
- [12] Rohling, H., Fölster, F., Meinecke, M. and Mende, R. (2004). A new generation of automotive radar waveform design techniques, *2004 International Waveform Diversity & Design Conference*, (pp. 1-5), Edinburgh, 2004. doi:10.1109/IWDDC.2004.8317521

- [13] **Haderer, H., Feger, R., and Stelzer, A.** (2014). A comparison of phase-coded CW radar modulation schemes for integrated radar sensors, *2014 11th European Radar Conference*, (pp. 593-596), Rome, 2014. doi:10.1109/EuRAD.2014.6991340
- [14] **Richards M. A., Scheer J. A., and Holm W. A.** (2010). *Principles of Modern Radar Basic Principles*. Institution of Engineering and Technology.
- [15] **Muralidhara, N., Rajesh B, Biradar, R. C., and Jayaramaiah, G.V.** (2017). Designing Polyphase code for Digital Pulse Compression for surveillance Radar, *2017 2nd International Conference on Computing and Communications Technologies (ICCCT)*, (pp. 1-5), Chennai, 2017. doi:10.1109/ICCCT2.2017.7972239
- [16] **Nash, G.** (2004). *Preliminary report on pulse compression waveforms and their application to waveform agility*, DSTO Systems Sciences Laboratory, Edinburgh, Australia DSTO-TR-1631, Oct. 2004.
- [17] **Haykin, S.** (2014). *Digital Communication Systems*. John Wiley & Sons, Inc.
- [18] **Guangmin, S., Guosui, L., and Hong, G.** (2004). Signal analysis and processing for random binary phase coded pulse radar, *Journal of Systems Engineering and Electronics*, (vol. 15, no. 4, pp. 520-524), December 2004.
- [19] **Zacharia, L., Lal, M. J., Jibukumar, M. G., and Apren, T. J.** (2015). Design and Implementation of a Spread Spectrum Based Radar Altimeter, *2015 Fifth International Conference on Advances in Computing and Communications (ICACC)*, (pp. 334-337), Kochi, 2015. doi:10.1109/ICACC.2015.68
- [20] **Shirude, N., Pinto, R. P., and Panse, M. S.** (2014). Range estimation using direct sequence spread spectrum, *2014 International Conference on Communication and Signal Processing*, (pp. 677-681), Melmaruvathur, 2014. doi:10.1109/ICCSP.2014.6949928
- [21] **Shirude, N., Pinto, R. P., and Panse, M. S.** (2009). The Traffic-Flow Detection Based on Pseudo-Random Coded Radar, *2009 International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation*, (pp. 630-632), Zhangjiajie, Hunan, 2009. doi:10.1109/ICMTMA.2009.639
- [22] **Li, Y., and Long, T.** (2008). A long-term coherent integration method of phase-coded pulse train, *2008 9th International Conference on Signal Processing*, (pp. 2334-2337), Beijing, 2008. doi:10.1109/ICOSP.2008.4697617
- [23] **Katayama, M., Yamazato, T., and Okada, H.** (2006). A mathematical model of noise in narrowband power line communication systems, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, (vol. 24, no. 7, pp. 1267-1276), July 2006. doi:10.1109/JSAC.2006.874408

ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : Fatih Akgül

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2014, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği.
- **Yükseklisans** : 2020, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı, Telekomünikasyon Mühendisliği Programı.

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

- 2015 yılından beri ASELSAN A.Ş.'de Elektronik Test Tasarım Mühendisi olarak çalışmaktadır.