

**ÖĞRENME VE ÇÖZÜMLEME KATMANLARINDAN
OLUŞAN
SAKLI MARKOV MODEL TABANLI
FREKANS KİPLEMELİ SÜREKLİ DALGA YAYIN TESPİTİ**

**FREQUENCY MODULATED CONTINUOUS WAVE
EMITTER DETECTION
BY USING HIDDEN MARKOV MODELS
COMPOSED OF LEARNING AND DECODING LAYERS**

YILMAZ BAYINDIR

DR. ÖĞR. ÜYESİ YAKUP ÖZKAZANÇ
Tez Danışmanı

Hacettepe Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim – Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü
YÜKSEK LİSANS TEZİ
olarak hazırlanmıştır.

2020

Her zaman yanımda olan canım anneme...

ÖZET

ÖĞRENME VE ÇÖZÜMLEME KATMANLARINDAN OLUŞAN SAKLI MARKOV MODEL TABANLI FREKANS KİPLEMELİ SÜREKLİ DALGA YAYIN TESPİTİ

Yılmaz BAYINDIR

Yüksek Lisans, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Yakup ÖZKAZANÇ

Ocak 2020, 108 sayfa

Elektronik harp sistemleri için LPI özellikli frekans kiplemeli sürekli dalga (FKSD) yayın yapan radarların tespit edilebilmesi son derece önemli bir kabiliyettir. Bu kabiliyete sahip olabilmek amacıyla bu tez kapsamında FKSD yayın yapan LPI radarların tespiti için saklı Markov model (SMM) tabanlı özgün bir tespit metodolojisi geliştirilmiştir. Geliştirilen saklı Markov model tabanlı yöntem öğrenme ve çözümü olmak üzere iki katmandan oluşmaktadır. Öğrenme katmanında beklenti enbüyütme yaklaşımına dayanan Baum-Welch algoritması kullanılmıştır. Çözümü katmanında ise Viterbi algoritması kullanılmıştır. Buna ek olarak; Matlab ortamında FKSD yayın simülatörü de geliştirilerek önerilen iki katmanlı algoritmaya girdi sağlanmış ve bilgisayar simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen tespit yöntemi, elektronik harp sistemlerinde gerçek zamanlı çalışan almaç yapılarında kullanılabilir niteliktedir. Bu sayede EH sistemlerinin LPI yayın tespit performansı artırılacaktır.

Anahtar Kelimeler: Elektronik Harp, Radar Sistemleri, Düşük Tespit Olasılıklı Radar, Frekans Kiplemeli Sürekli Dalga, Saklı Markov Modeli, Öğrenme, Çözümü, Baum-Welch Algoritması, Viterbi Algoritması.

ABSTRACT

FREQUENCY MODULATED CONTINUOUS WAVE EMITTER DETECTION BY USING HIDDEN MARKOV MODELS COMPOSED OF LEARNING AND DECODING LAYERS

Yılmaz BAYINDIR

Master of Science, Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Dr. Faculty Member Yakup ÖZKAZANÇ

January 2020, 108 pages

The ability of detection of frequency modulated continuous wave (FMCW) radar has strategic importance for electronic warfare systems. In order to have this ability, an original method, based on hidden Markov models (HMM), has been developed in this thesis. This method is composed of learning and decoding layers. In learning layer, Baum-Welch algorithm, based on expectation-maximization approach, is used. On the other hand, Viterbi algorithm is used in decoding layer. In addition, it is shown that the proposed method can run with required inputs by developing FMCW emitter simulator in Matlab environment. Also, the results are supported with computer simulations. The developed method can be used for receivers in electronic warfare systems. The performance of LPI emitter detection for electronic warfare systems can be improved.

Keywords: Electronic Warfare, Radar Systems, LPI Radar, Frequency Modulated Continuous Wave, Hidden Markov Model, Learning, Decoding, Baum-Welch Algorithm, Viterbi Algorithm.

TEŞEKKÜR

İlk günden itibaren bana olan inancı, gösterdiği anlayıő ve bu tezin oluőturulmasında sağladığı katkılardan ötürü tez danıőmanım Dr. Yakup ÖZKAZANÇ'a teőekkürlerimi sunuyorum.

Tüm yüksek lisans eğitimim süresince benimle bilgi ve deneyimlerini paylaőan; umutsuzluğa kapıldığımda beni cesaretlendiren ve her zaman yanımda olan Aselsan'daki tüm çalışma arkadaşlarıma sonsuz teşekkür ederim.

Tez süresince gösterdikleri anlayıő sebebiyle Aselsan'daki tüm yöneticilerime ve verdikleri her türlü destekten ötürü Aselsan İnsan Kaynakları Müdürlüğü'ne teşekkür ederim.

Bu süreci benimle beraber yaőayan ve bana her zaman destek olan aileme; özellikle hayatta attığım her adımda benim yanımda olan, beni cesaretlendiren, bugünlere gelmemi sağlayan, hayattaki en değerli varlığım olan canım annem Emine BAYINDIR'a teşekkür ederim.

Yılmaz BAYINDIR

Ocak 2020, Ankara

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR	iii
İÇİNDEKİLER	iv
ÇİZELGELER	vi
ŞEKİLLER	ix
SİMGELER VE KISALTMALAR	xv
SÖZLÜK	xvi
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	7
1.2 Tezin Akışı	7
2. ELEKTRONİK HARP KAVRAMLARI	8
3. LPI RADARLAR	16
4. SAKLI MARKOV MODELLERİ	25
5. FKSD RADAR YAYINI TESPİTİ	32
5.1 Yayın Simülatörü	32
5.1.1 Sinüs Formunda Frekans Kiplemesi Yapan Sinyal Üreteci	33
5.1.2 Pozitif Ramp Formunda Frekans Kiplemesi Yapan Sinyal Üreteci	35
5.1.3 Negatif Ramp Formunda Frekans Kiplemesi Yapan Sinyal Üreteci	37
5.1.4 Üçgensel Formda Frekans Kiplemesi Yapan Sinyal Üreteci	39
5.1.5 Sabit Formda Frekans Kiplemesi Yapan Sinyal Üreteci	41
5.1.6 Yayın Simülatörüne Genel Bakış	43
5.2 Veri Toplama Mekanizması	44

5.3 Markov Model Tabanlı Yayın Tespiti	47
5.3.1 Öğrenme Katmanı	49
5.3.2 Çözümleme Katmanı.....	57
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	60
6.1 Sonuçlar	60
6.1.1 Öğrenme Katmanı Sonuçları	60
6.1.2 Çözümleme Katmanı Sonuçları.....	80
6.2 Öneriler.....	103
7. KAYNAKLAR	104
ÖZGEÇMİŞ	108

ÇİZELGELER

	Sayfa
Tablo 3.1 "SCOUT MK3" LPI radarı teknik özellikleri [25].	23
Tablo 3.2 "ALPER" LPI radarı teknik özellikleri [26].	24
Tablo 5.1.1.1 Sinus formunda frekans kiplemesi yapan yayının parametreleri.	34
Tablo 5.1.2.1 Pozitif ramp formunda frekans kiplemesi yapan yayının parametreleri.	36
Tablo 5.1.3.1 Negatif ramp formunda frekans kiplemesi yapan yayının parametreleri.	38
Tablo 5.1.4.1 Üçgensel formda frekans kiplemesi yapan yayının parametreleri.	40
Tablo 5.1.5.1 Sabit formda frekans kiplemesi yapan yayının parametreleri.	42
Tablo 5.1.6.1 Kompozit sinyalin parametreleri.	43
Tablo 5.2.1 Ortamdaki üç yayının parametreleri.	44
Tablo 5.3.1.1 Revize edilmiş Baum-Welch algoritması - adım 1 [38].	53
Tablo 5.3.1.2 Revize edilmiş Baum-Welch algoritması - adım 2 [38].	53
Tablo 5.3.1.3 Revize edilmiş Baum-Welch algoritması - adım 3 [38].	53
Tablo 5.3.1.4 Revize edilmiş Baum-Welch algoritması - adım 4 [38].	53
Tablo 5.3.1.5 Revize edilmiş Baum-Welch algoritması - adım 5 [38].	54
Tablo 5.3.1.6 Revize edilmiş Baum-Welch algoritması - adım 6 [38].	54
Tablo 5.3.1.7 Revize edilmiş Baum-Welch algoritması - adım 7 [38].	55
Tablo 5.3.1.8 Revize edilmiş Baum-Welch algoritması - adım 8 [38].	55
Tablo 5.3.1.9 Revize edilmiş Baum-Welch algoritması - adım 9 [38].	56
Tablo 5.3.1.10 Revize edilmiş Baum-Welch algoritması - adım 10 [38].	56
Tablo 6.1.1.1 π (Başlangıç durum olasılıkları).	60
Tablo 6.1.1.2 A (Durum geçiş olasılıkları).	60
Tablo 6.1.1.3 π' (Yineleme adımı 1).	61
Tablo 6.1.1.4 A' (Yineleme adımı 1).	61
Tablo 6.1.1.5 π' (Yineleme adımı 2).	61
Tablo 6.1.1.6 A' (Yineleme adımı 2).	61
Tablo 6.1.1.7 π' (Yineleme adımı 3).	62
Tablo 6.1.1.8 A' (Yineleme adımı 3).	62

Tablo 6.1.1.9	π' (Yineleme adımı 4).	62
Tablo 6.1.1.10	A' (Yineleme adımı 4).	62
Tablo 6.1.1.11	π' (Yineleme adımı 5).	63
Tablo 6.1.1.12	A' (Yineleme adımı 5).	63
Tablo 6.1.1.13	π' (Yineleme adımı 6).	63
Tablo 6.1.1.14	A' (Yineleme adımı 6).	63
Tablo 6.1.2.1	Sabit formda frekans kiplemesi yapacak şekilde üretilen yayının parametreleri.	81
Tablo 6.1.2.2	Sabit formda frekans kiplemesi yapan yayının bulunduğu ortamda çözümlene katmanının tespit ettiği yayınların parametreleri.	82
Tablo 6.1.2.3	Pozitif ramp formunda frekans kiplemesi yapacak şekilde üretilen yayının parametreleri.	83
Tablo 6.1.2.4	Pozitif ramp formunda frekans kiplemesi yapan yayının bulunduğu ortamda çözümlene katmanının tespit ettiği yayınların parametreleri.	84
Tablo 6.1.2.5	Negatif ramp formunda frekans kiplemesi yapacak şekilde üretilen yayının parametreleri.	85
Tablo 6.1.2.6	Negatif ramp formunda frekans kiplemesi yapan yayının bulunduğu ortamda çözümlene katmanının tespit ettiği yayınların parametreleri.	86
Tablo 6.1.2.7	Üçgensel formda frekans kiplemesi yapacak şekilde üretilen yayının parametreleri.	87
Tablo 6.1.2.8	Üçgensel formda frekans kiplemesi yapan yayının bulunduğu ortamda çözümlene katmanının tespit ettiği yayınların parametreleri.	88
Tablo 6.1.2.9	Sinüs formunda frekans kiplemesi yapacak şekilde üretilen yayının parametreleri.	89
Tablo 6.1.2.10	Sinüs formunda frekans kiplemesi yapan yayının bulunduğu ortamda çözümlene katmanının tespit ettiği yayınların parametreleri.	90
Tablo 6.1.2.11	Sabit, pozitif ramp, negatif ramp, üçgensel ve sinüs formlarında frekans kiplemesi yapacak şekilde üretilen kompozit yayın parametreleri.	91
Tablo 6.1.2.12	Sabit, pozitif ramp, negatif ramp, üçgensel ve sinüs formlarında frekans kiplemesi yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda çözümlene katmanının tespit ettiği yayınların parametreleri.	92

Tablo 6.1.2.13 Karmaşık bir senaryo gereği; sabit, pozitif ramp ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapacak şekilde üretilen kompozit yayın parametreleri.	93
Tablo 6.1.2.14 Karmaşık bir senaryo gereği; sabit, pozitif ramp ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda çözümleme katmanının tespit ettiği yayınların parametreleri.	94
Tablo 6.1.2.15 Daha karmaşık bir senaryo gereği; sabit, pozitif ramp ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapacak şekilde üretilen kompozit yayın parametreleri.	95
Tablo 6.1.2.16 Daha karmaşık bir senaryo gereği; sabit, pozitif ramp ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda çözümleme katmanının tespit ettiği yayınların parametreleri.	96
Tablo 6.1.2.17 Sabit ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapacak şekilde üretilen kompozit yayın parametreleri.	98
Tablo 6.1.2.18 Sabit ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda çözümleme katmanının tespit ettiği yayınların parametreleri.	99
Tablo 6.1.2.19 Daha karmaşık bir senaryo gereği; sabit, pozitif ramp ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda alternatif A parametrelili çözümleme katmanının tespit ettiği yayınların parametreleri.	101
Tablo 6.1.2.20 Sabit ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda alternatif A parametrelili çözümleme katmanının tespit ettiği yayınların parametreleri.	102

ŞEKİLLER

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1 Elektromanyetik spektrum terminolojisi [17].....	8
Şekil 2.2 Elektronik harp alanı.	9
Şekil 2.3 Tipik EH sinyal ortamı.	9
Şekil 2.4 Sinyalin 3-dB bant genişliği.....	10
Şekil 2.5 Ayırıştırıcı işlevi.....	11
Şekil 2.6 Başlıca DTK parametreleri.....	12
Şekil 2.7 Darbe genişliği vs. darbe tekrarlama aralığı.	12
Şekil 2.8 Darbe tekrarlama aralığı tipleri a)Sabit b)Stagger c)Jitter d)Sliding e)Dwell&Switch f)Periyodik [20].....	14
Şekil 2.9 Doğrusal polarizasyon tipleri [21].....	15
Şekil 2.10 Dairesel polarizasyon tipleri [21].....	15
Şekil 3.1 SD radarlarda gönderici ve alıcı antenler.....	17
Şekil 3.2 Darbe radarı vs. SD radar.....	18
Şekil 3.3 Sabit hedefteki Doppler etkisi [17].	19
Şekil 3.4 Yaklaşan hedefteki Doppler etkisi [17].....	19
Şekil 3.5 Uzaklaşan hedefteki Doppler etkisi [17].....	19
Şekil 3.6 Pozitif ramp formunda frekans kipleme yapan yayın ve Doppler etkisi[23].	20
Şekil 3.7 Üçgen formunda frekans kipleme yapan yayın ve Doppler etkisi [23].	21
Şekil 3.8 Hedef cismin hız bileşenleri.	22
Şekil 3.9 "SCOUT MK3" LPI radarı [25].....	23
Şekil 3.10 "ALPER" LPI radarı [26].....	24
Şekil 4.1 Markov zincirine bir örnek.....	25
Şekil 4.2 İki durumlu basit Markov model örneği.	27
Şekil 4.3 Saklı Markov model mimarisi.	28
Şekil 4.4 Kap ve top deneyi.	29
Şekil 5.1.1.1 Sinüs formunda frekans kipleme.....	33
Şekil 5.1.1.2 Sinüs formunda frekans kipleme yapan yayının spektrogramı.	34

Şekil 5.1.2.1	Pozitif ramp formunda frekans kiplemesi.	35
Şekil 5.1.2.2	Pozitif ramp formunda frekans kiplemesi yapan yayının spektrogramı.	36
Şekil 5.1.3.1	Negatif ramp formunda frekans kiplemesi.	37
Şekil 5.1.3.2	Negatif ramp formunda frekans kiplemesi yapan yayının spektrogramı.	38
Şekil 5.1.4.1	Üçgensel formda frekans kiplemesi.	39
Şekil 5.1.4.2	Üçgensel formda frekans kiplemesi yapan yayının spektrogramı. ...	40
Şekil 5.1.5.1	Sabit formda frekans kiplemesi.	41
Şekil 5.1.5.2	Sabit formda frekans kiplemesi yapan yayının spektrogramı.	42
Şekil 5.1.6.1	Yayın simülatörünün eş zamanlı üretebildiği yayınlara ait ortak bir spektrogram.	43
Şekil 5.2.1	Üç yayının bulunduğu ortamda almacın bir kanalının herhangi bir andaki örnek bir spektrumu.	45
Şekil 5.2.2	Yüksek SNR şartlarında üç adet FKSD yayının zaman-frekans dağılımı.	45
Şekil 5.2.3	Düşük SNR'da tespit durumunda, almacın topladığı N_s adet örneğin spektrumu.	46
Şekil 5.2.4	Düşük SNR şartlarında üç adet FKSD yayının zaman-frekans dağılımı.	46
Şekil 5.3.1	İki katmanlı yayın tespit algoritması akış şeması.	48
Şekil 5.3.1.1	Önerilen yöntemin öğrenme katmanı.	49
Şekil 5.3.1.2	İleri algoritması ile α hesaplanması.	52
Şekil 5.3.1.3	Geri algoritması ile β hesaplanması.	52
Şekil 5.3.2.1	Önerilen yöntemin çözümlenme katmanı.	57
Şekil 6.1.1.1	Uç uca eklenmiş sabit formda frekans kiplemesi yapan örnek bir eğitim sinyal veri seti.	60
Şekil 6.1.1.2	Pozitif ramp formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası.	65
Şekil 6.1.1.3	Pozitif ramp formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik A parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.	65

Şekil 6.1.1.4	(101x101)'lik A parametresinden (501x501)'lik geniş A parametresinin elde edilmesi.....	66
Şekil 6.1.1.5	Pozitif ramp formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (501x501)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası.	67
Şekil 6.1.1.6	Pozitif ramp formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (501x501)'lik A parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.	67
Şekil 6.1.1.7	Negatif ramp formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası.	68
Şekil 6.1.1.8	Negatif ramp formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik A parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.	68
Şekil 6.1.1.9	Negatif ramp formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (501x501)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası.	69
Şekil 6.1.1.10	Negatif ramp formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (501x501)'lik A parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.	69
Şekil 6.1.1.11	Üçgensel formda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası.	70
Şekil 6.1.1.12	Üçgensel formda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik A parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.....	70
Şekil 6.1.1.13	Üçgensel formda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (501x501)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası.	71
Şekil 6.1.1.14	Üçgensel formda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (501x501)'lik A parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.....	71
Şekil 6.1.1.15	Sinüs formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası.	72
Şekil 6.1.1.16	Sinüs formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik A parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.....	72
Şekil 6.1.1.17	Sinüs formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (501x501)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası.	73
Şekil 6.1.1.18	Sinüs formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (501x501)'lik A parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.....	73

Şekil 6.1.1.19 Negatif ramp ve pozitif ramp formlarında frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası.	74
Şekil 6.1.1.20 Negatif ramp ve pozitif ramp formlarında frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik A parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.	74
Şekil 6.1.1.21 Negatif ramp ve pozitif ramp formlarında frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (501x501)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası.	75
Şekil 6.1.1.22 Negatif ramp ve pozitif ramp formlarında frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (501x501)'lik A parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.	75
Şekil 6.1.1.23 Negatif ramp, pozitif ramp ve sinüs formlarında frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası.	76
Şekil 6.1.1.24 Negatif ramp, pozitif ramp ve sinüs formlarında frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik A parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.	76
Şekil 6.1.1.25 Negatif ramp, pozitif ramp ve sinüs formlarında frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (501x501)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası.	77
Şekil 6.1.1.26 Negatif ramp, pozitif ramp ve sinüs formlarında frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (501x501)'lik A parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.	77
Şekil 6.1.1.27 Geniş A parametresinin $i=251$ iken durum geçiş olasılıkları dağılımı.	78
Şekil 6.1.1.28 A parametresinin $i=251$ iken yapay olarak oluşturulma aşamaları.	78
Şekil 6.1.1.29 Yapay olarak oluşturulan (501x501)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası.	79
Şekil 6.1.1.30 Yapay olarak oluşturulan (501x501)'lik A parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.	79

Şekil 6.1.2.1 Sabit formda frekans kiplemesi yapan yayının bulunduğu ortamda tüm tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.	81
Şekil 6.1.2.2 Sabit formda frekans kiplemesi yapan yayının bulunduğu ortamda çözümlene katmanının tespit ettiği yayınların tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.	82
Şekil 6.1.2.3 Pozitif ramp formunda frekans kiplemesi yapan yayının bulunduğu ortamda tüm tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.	83
Şekil 6.1.2.4 Pozitif ramp formunda frekans kiplemesi yapan yayının bulunduğu ortamda çözümlene katmanının tespit ettiği yayınların tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.	84
Şekil 6.1.2.5 Negatif ramp formunda frekans kiplemesi yapan yayının bulunduğu ortamda tüm tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.	85
Şekil 6.1.2.6 Negatif ramp formunda frekans kiplemesi yapan yayının bulunduğu ortamda çözümlene katmanının tespit ettiği yayınların tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.	86
Şekil 6.1.2.7 Üçgensel formda frekans kiplemesi yapan yayının bulunduğu ortamda tüm tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.	87
Şekil 6.1.2.8 Üçgensel formda frekans kiplemesi yapan yayının bulunduğu ortamda çözümlene katmanının tespit ettiği yayınların tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.	88
Şekil 6.1.2.9 Sinüs formunda frekans kiplemesi yapan yayının bulunduğu ortamda tüm tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.	89
Şekil 6.1.2.10 Sinüs formunda frekans kiplemesi yapan yayının bulunduğu ortamda çözümlene katmanının tespit ettiği yayınların tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.	90
Şekil 6.1.2.11 Sabit, pozitif ramp, negatif ramp, üçgensel ve sinüs formlarında frekans kiplemesi yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda tüm tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.	91
Şekil 6.1.2.12 Sabit, pozitif ramp, negatif ramp, üçgensel ve sinüs formlarında frekans kiplemesi yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda çözümlene katmanının tespit ettiği yayınların tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.	92

Şekil 6.1.2.13 Karmaşık bir senaryo gereği; sabit, pozitif ramp ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda tüm tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.	93
Şekil 6.1.2.14 Karmaşık bir senaryo gereği; sabit, pozitif ramp ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda çözümlene katmanının tespit ettiği yayınların tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.	94
Şekil 6.1.2.15 Daha karmaşık bir senaryo gereği; sabit, pozitif ramp ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda tüm tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.	95
Şekil 6.1.2.16 Daha karmaşık bir senaryo gereği; sabit, pozitif ramp ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda çözümlene katmanının tespit ettiği yayınların tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.	96
Şekil 6.1.2.17 Sabit ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda tüm tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.	98
Şekil 6.1.2.18 Sabit ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda çözümlene katmanının tespit ettiği yayınların tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.	99
Şekil 6.1.2.19 Daha karmaşık bir senaryo gereği; sabit, pozitif ramp ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda alternatif A parametrelili çözümlene katmanının tespit ettiği yayınların tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.	101
Şekil 6.1.2.20 Sabit ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda alternatif A parametrelili çözümlene katmanının tespit ettiği yayınların tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.	102

SİMGELER VE KISALTMALAR

DTK	Darbe Tanımlayıcı Kelime
ED	Elektronik Destek
EH	Elektronik Harp
EK	Elektronik Korunma
EM	Expectation Maximization
ET	Elektronik Taarruz
FFT	Fast Fourier Transform
FKSD	Frekans Kiplenmeli Sürekli Dalga
LPI	Low Probability of Intercept
LPID	Low Probability of Identification
PRI	Pulse Repetition Interval
PW	Pulse Width
SD	Sürekli Dalga
SMM	Saklı Markov Model
SNR	Signal to Noise Ratio

SÖZLÜK

Ayarlanabilir Eşik	: Adaptive Threshold
Bant Genişliği	: Bandwidth
Beklenti Enbüyütme	: Expectation Maximization
Çapraz Terim	: Cross Term
Darbe Genişliği	: Pulse Width
Darbe Tanımlayıcı Kelime	: Pulse Descriptor Word
Darbe Tekrarlama Aralığı	: Pulse Repetition Interval
Dinamik Alan	: Dynamic Range
Duyarlılık	: Sensitivity
Elektronik Destek	: Electronic Support
Elektronik Harp	: Electronic Warfare
Elektronik Korunma	: Electronic Protection
Elektronik Taarruz	: Electronic Attack
Frekans Kiplmeli Sürekli Dalga	: Frequency Modulated Continuous Wave
Görev Döngüsü	: Duty Cycle
Gürültü	: Noise
Saklı Markov Model	: Hidden Markov Model
Sinyal-Gürültü Oranı	: Signal to Noise Ratio
Sürekli Dalga	: Continuous Wave
Tespit Öncesi Takip	: Track Before Detection

1. GİRİŞ

Günümüzde elektronik harp ve radar sistemleri sivil veya askeri amaçlarla birçok alanda yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Hayatımızın her alanında bu karmaşık sistemleri görebiliriz. Elbette durum hep böyle değildi. İnsanlık, doğasında bulunan merak duygusu ile hareket ederek çağın ihtiyaçlarını karşılamak amacıyla sahip olduğu bilgi birikimini hep artırmak istemiştir. Elektronik harp ve radar sistemlerinin gelişimi de böyledir. Tarihsel süreci inceleyecek olursak, bu konuda pek çok kilometre taşı ile karşılaşırız.

İlk kilometre taşının tarihini belirlemek istersek, Michael Faraday (1791-1867) ve James Clerk Maxwell'in (1831-1879) çalışma yaptıkları döneme; yani 19. yüzyıla kadar gitmemiz gerekir. Bilindiği üzere Michael Faraday, elektromanyetik indükleme ve manyetik alan ile ilgili pek çok bulguyu bilim dünyasına sunmuştur. Faraday'ın çalışmaları daha çok deneylere dayanmaktadır. Onun elde ettiği sonuçları daha iyi anlayabilmek için James Clerk Maxwell'in kendi adıyla bildiğimiz dört denklemden oluşan Maxwell denklemlerine ihtiyaç duyarız [1]. 1886 yılında ise Alman fizikçi Heinrich Rudolf Hertz (1857-1894), Maxwell'in matematiksel olarak açıkladığı elektromanyetik dalgaları deneysel olarak gözlemledi ve onun teorisini kanıtladı. Bugün hala telsiz, radyo, telgraf vb. gibi buluşların öncülüğünü yapan bilim adamı olarak tanınan Guglielmo Marconi (1874-1937) ise 1897 yılında ilk kablosuz haberleşmeyi gerçekleştirerek bu sistemin patentini aldı [2]. Ardından 1901 yılında ilk radyo sinyali olarak kabul edilen sinyalleri Amerika kıtasından Atlas okyanusunun diğer tarafına gönderdi. 1900 yılında ise Nicola Tesla (1856-1943) elektromanyetik dalgaların objelere çarpıp geri dönmesiyle bu objelerin tespit edilebileceği fikrini ileri sürdü. Bu fikrin ilk pratik uygulamalarından biri ise 1904 yılında Christian Hülsmeier (1881-1957) tarafından gerçekleştirildi [3]. Hülsmeier'in elektromanyetik dalgaları gemilere çarptırıp geri döndüren, aradaki zaman farkını ölçen ve bu sayede geminin varlığını ve menzilini gösteren icadı ve bir patenti mevcuttur. Nicola Tesla'nın ileri sürdüğü görüşleri pratik anlamda bir adım daha ileri taşımayı başaran Hülsmeier her ne kadar kayda değer bir başarı sağlasa da çalışmaları ilgi görmeyi başaramadı. Marconi, 1922 yılında Tesla ile

benzer düşünceleri ve Hülsmeier'in uyguladığı gibi gemi ulaşımında bunun uygulanabileceğinin mümkün olduğuna tekrar dikkati çekti. Bunun akabinde ABD Donanma Araştırma Laboratuvarı, bir sürekli dalga radarı sistemi kurarak tahtadan yapılmış bir yüzer unsuru tespit edebilmişlerdir [3]. Bu yıllarda pek çok arge faaliyeti yapılmış ve önemli tecrübeler kazanılmıştır. Yine de çağın teknolojik şartları gereği karşılaşılan kısıtlar ve ekonomik desteğin sağlanamaması gibi nedenler, radarın tarihsel gelişimini yavaşlatmıştır. Bu alandaki gelişimin hızlanması için rekabet dolu 1930'lu yılları beklememiz gerekecektir.

Bilimin tarihsel gelişimine baktığımızda her zaman çağın ve insanlığın ihtiyaçları doğrultusunda gelişiminin hız kazandığını görürüz. Son yüzyıllarda bunun temel kaynağının askeri kaygılar olduğu görülmektedir. Bu yüzdendir ki dünyanın tekrar hızla ikinci bir dünya savaşına doğru gittiğinin öngörüldüğü 1930'lu yıllardan itibaren radarlar hakkında da ilk kayda değer denemeler başladı. Bu yıllarda dünyadaki pek çok ülke çalışmalarına hız vermişti. ABD'nin ilk askeri radarlarından biri Pearl Harbor saldırısı esnasında Hawai'de demirli bulunan gemilerde bulunuyordu. 7 Aralık 1941'de gerçekleşen bu saldırıyı burada bulunan radarlar tespit etmiş; ancak bombalar düşene kadar radarların gözlemleri önemsenmemişti [4]. İkinci dünya savaşı'ndan önce Almanya ve İngiltere de sahip olduğu radar sistemlerinin daha gelişmiş olduğuna inanıyorlardı. Örneğin; Alman Freya erken uyarı radar sistemi, ismini sadece karanlıkta görülebildiği anlatılagelen mitolojik kahraman Freya'dan alır. Bu bile Almanlar'ın en azından o güne kadar radar teknolojileri alanında kendilerine olan güveni ve bu sistemlere verdikleri önemi göstermektedir. 1939 yılının aralık ayında Freya radarı, kraliyet hava kuvvetlerine ait bombardıman uçaklarının Wilhelmshafen'e saldırı hazırlığında olduğunu tespit etmiştir ve Alman hava kuvvetlerini alarma geçirmiştir. Sonuç olarak da İngiliz bombardıman uçaklarının bu şehre ulaşmalarından çok önce önleri kesilip etkisiz hale getirilmeleri sağlanmıştır. O günden itibaren kraliyet hava kuvvetlerine ait bombardıman uçakları uçuşlarını geceye kaydırmışlardır. İkinci dünya savaşı'nda radarların önemi bir de Britanya savaşı olarak bilinen Almanlar'ın İngiliz anakarasına yapmış olduğu harekatta görüldü [5]. O günkü şartlarda İngilizlerin bu saldırıya karşı koyabilecek yeterli hava gücü yoktu. Bu saldırıyı da çok önceden öngördükleri için radar çalışmalarına hız vermiş, bu büyük savaştan kısa

sayılabilecek bir süre önce Chain Home radarları gibi bir dizi radar sistemi ile savunma ve izleme yapmaya başlamışlardı [3]. Nitekim bu radarlar sayesinde Almanlar'ın her hareketi izlenmiş, ağır kayıplar verdirilmiş ve hareketin Almanlar adına devam ettirilmesi imkansız hale getirilmiştir. Tüm bu tarihi olaylardan da anlaşılacağı üzere düşman unsurları önceden tespit edebilen teknolojilerin savaşın gidişatını değiştirebildiği rahatlıkla görülebilir.

Esasen elektronik harp teknolojileri ile radar teknolojileri birbiri ile yakından ilişkilidir. Biri savunma ve gözlem yaparken; diğeri en kaba tabirle bu sisteme karşı avantaj elde etmeye çalışır.

Elektronik harbin önemi son yüzyılda daha iyi anlaşılmaktadır. Tarihte elektronik harbin ilk örneklerinden birini 1915 yılında Çanakkale Savaşı'nda görmekteyiz [6]. Bu savaş esnasında düşman zırhlıları keşif uçaklarından aldıkları direktiflere göre kör noktalara atışlarda bulunmaktaydılar. Yıldız Telsiz Telgraf İstasyonu ise düşman uçak ve gemisinin haberleşmeleri için kullandıkları frekansını karıştırarak tarihteki ilk elektronik karıştırma örneklerinden birisini uyguladı ve aralarındaki telsiz bağlantısını büyük ölçüde bozmayı başardı. Bu sayede düşman bombardımanının başarısız olması sağlandı. Yine ikinci dünya savaşına gidecek olursak; tarihteki sinyal istihbaratı toplayan ilk EH sistemlerinden biri ile karşılaşırız. Almanlar, Britanya savaşının hemen öncesinde İngiliz anakarasındaki olağandışı faaliyetlerden şüphelenmiş ve İngilizlerin stratejik öneme sahip bir radar geliştirmiş olabileceğini düşünmüşlerdir. Almanlar, bu kanıyı doğrulamak veya çürütmek için sinyal istihbaratı yapmak amacıyla bir zeplini bölgeye gönderdi. Bir dizi şans silsilesi sonucu İngilizler'in hali hazırda sahip olduğu Chain Home radar sistemleri tespit edilemedi ve Almanlar adına bu bölgede bir tehlike olmadığı düşünüldü [7]. Bunun hemen akabinde Britanya savaşı patlak verdi ve daha önce de anlatıldığı gibi Alman hava unsurları beklediği bir dirençle karşılaştı. 4 Mayıs 1982'de ise EH sistemlerine sahip olmanın öneminin bir kez daha anlaşılacağı başka bir savaş patlak verdi. Falkland savaşı olarak bilinen bu savaş Arjantin ile İngiltere arasında Falkland adaları için yapıldı [8]. Savaşın başında Arjantin jetleri Kraliyet donanmasına ağır kayıplar verdirip, savaşı kendi lehine bitirmeye çok yakinken; Fransa, Arjantin'in kullandığı Fransız Exocet füzelerinin hedefe gitmesini

sağlayan sistemin frekansı hakkında teknik bilgileri İngilizler ile paylaştı ve savaşın seyrini bir anda değiştirdi. İngilizler bu bilgileri kullanarak diğer yüzer unsurlarıyla elektronik harp başlattı. Bu sayede artık Arjantin jetlerinin attığı füzeler hedeflerini vurmuyor, muharebe yetenekleri kısıtlanıyor ve açık hedef haline geliyordu. Nihayetinde savaş İngilizlerin galibiyetiyle sonuçlandı. Tüm bu tarihi olaylardan da anlaşılacağı üzere elektronik harp teknolojilerinin savaşın gidişatını değiştirebildiği bir kez daha rahatlıkla görülebilir.

Elektronik harp ve radar teknolojilerine sahip olmanın en kritik yanı, bu tip sistemleri dünyada hiçbir ülkenin başka bir ülke ile paylaşmamasıdır. En son teknolojiye ve fark yaratacak yeteneklere sahip elektronik harp sistemlerini üretebilmek çok önemlidir. Elbette elektronik harp, bir muharebe durumunda düşmana karşı kullanılacak son silahtır; ama öte yandan orduları avantajlı ve caydırıcı bir pozisyona getirebilecek stratejik bir güç çarpanıdır.

Günümüzdeki teknolojik trende baktığımızda gemilerden uçaklara, radarlardan elektronik harp sistemlerine pek çok platformda tespit edilmeme ve tespit edilmeden düşmanı bertaraf etme isteği mevcuttur. Elektronik harp ve radar sistemleri alanında da LPI (Low Probability of Intercept) özellikli radarlara sahip olabilme ve fark edilmeden bu radarları tespit edebilmenin stratejik öneme sahip gerekli bir kabiliyet olduğu tüm otoriteler tarafından kabul edilmektedir.

Sonuç olarak; elektronik harp ve radar teknolojilerinin savaşın gidişatını nasıl etkilediği özellikle ikinci dünya savaşı ve sonrasındaki gelişmelerde rahatlıkla görülebilir. Bu konuda devletlerin çağın son teknolojisine sahip olma yarışı daha iyi anlaşılmaktadır. Günümüz ihtiyaçlarını inceleyecek olursak; düşük görünürlüğe sahip radarlara sahip olmanın veya bu tip radarlara yakalanmadan onları tespit edebilen EH sistemlerine sahip olmanın önemi fazlasıyla hissedilmektedir.

Elektronik harp sistemlerinde kullanılmak üzere LPI radarların yayınlarını tespit edebilmek için Wigner-Ville dağılımı, Choi-Williams dağılımı, periyodik Wigner-Ville Hough dönüşümü, Cross Wigner Hough dönüşümü, quadrature mirror filtreleme,

radyal bazlı fonksiyon, yapay sinir ağı kullanımı gibi literatürde pek çok yöntem mevcuttur.

[9] çalışmasında, FKSD formunda yayın yapan LPI radarların tespiti için Wigner-Ville dağılımına dayanan bir yöntem önerilmektedir. Wigner-Ville dağılımına dayanan bu yöntem zaman-frekans düzleminde sinyal enerjisinin yoğunlaştığı hatta odaklanmaktadır. Çalışmada, bu yöntem kullanılarak FKSD formunda yayın yapan LPI radarların başarılı bir şekilde tespit edilebildiği gözlemlenmiştir. Öte yandan; çapraz terimlerin (cross terms) oluşmasından kaynaklanan bazı senaryolarda bu yöntemin tespit başarımının düştüğü gözlemlenmektedir.

[10] çalışmasında ise, FKSD formunda yayın yapan LPI radarların tespiti için Elman sinir ağlarından faydalanılarak oluşturulan bir gözetimli öğrenme tekniği önerilmektedir. Önerilen yöntem, özünde bir sınıflandırıcı işlevi görmektedir ve bunu yaparken sistemden edinilen öznitelikler kullanılmaktadır. Hesaplamaları basitleştirmek ve Wigner-Ville dağılımında gözlemlenen çapraz terimleri azaltmak amacıyla bu dağılım yerine Choi-Williams dağılımı kullanılmaktadır. Yapılan benzetimlerde -2 dB ve üzeri SNR seviyeleri için %94'lük başarılı tespit oranı gözlemlenmiştir.

Frekans diziliminin takip edilebilmesi için Hough dönüşümü ve Radon dönüşümü gibi örüntü tanıma teknikleri kullanılabilir. Wigner-Ville Hough dönüşümü; diğer bir deyişle Wigner-Ville dağılımının Hough dönüşümü sadece sinyalin tek bir periyodunun izlenmesinde işe yarayabilir [11]. Öte yandan; FKSD formunda yayın yapan LPI radarları tespit etmeye çalışan elektronik harp sistemlerinde ise gözlem süresi kontrol edilebilirdir ve dolayısıyla sinyalin birden fazla periyodu gözlemlenebilir. Bu durumda Wigner-Ville Hough dönüşümü optimal olmayacaktır. [12] çalışmasında buna bir çözüm olarak periyodik Wigner-Ville Hough dönüşümü isimli bir yöntem önerilmektedir. Bu yöntem sayesinde periyodik süreksizlikler içeren FKSD formunda yayınların tespit edilebilmesi mümkün hale gelmektedir. Yapılan benzetimlerde -10 dB gibi düşük SNR seviyelerinde bile FKSD yayınlarının tespiti yapılabilmektedir. Öte yandan, önerilen yöntemin karmaşıklığından dolayı işlem yükü olarak ciddi bir maliyete sebep olduğu vurgulanmıştır.

[13] çalışmasında ise, [12] çalışmasına benzer bir şekilde Cross Wigner-Ville Hough dönüşümü isimli bir yöntem önerilmektedir. Bu çalışmada, FKSD formunda yayın yapan LPI radarların tespiti için çapraz terimlerin özelliklerinden faydalanılmaktadır. Yapılan benzetimlerde başarılı bir tespitin yapılabildiği gözlemlenmiştir. Ayrıca, işlem yükü ve hızı açısından Wigner-Ville Hough dönüşümü tabanlı diğer yöntemlere göre biraz daha başarılı sonuçlar verdiği vurgulanmıştır.

[14] çalışmasında ise, FKSD formunda yayın yapan LPI radarların tespiti için quadrature mirror filtrelemeye dayalı bir yöntem geliştirilmiştir. Yapılan benzetimlerde farklı SNR seviyelerindeki yayınların başarılı bir şekilde ayrılarak tespit edilebildiği gözlemlenmiştir.

[15] çalışmasında ise, LPI radar yayınlarının tespitine yönelik iki aşamalı bir yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntemde göre ilk olarak sinyalin üzerindeki gürültü azaltılır; daha sonra da radyal bazlı fonksiyon sinir ağları aracılığıyla sonuca ulaşılır.

[16] çalışmasında ise, LPI radarların tespiti için yüksek dereceli spektral analiz tekniklerinden ve yapay sinir ağlarından faydalanılarak oluşturulan bir yöntem önerilmiştir.

Görüldüğü üzere, literatürde FKSD formunda yayın yapan LPI radarların tespiti için pek çok yöntem mevcuttur. Bu yöntemler, avantajlarının yanında dezavantajlara da sahiptir. Teorik olarak başarılı olsalar da önerilen çoğu yöntemin işlem yükü çok fazladır ve yavaş çalışabilir. Bu durum ise elektronik harp sistemleri gibi işlem hızının hayati öneme sahip olduğu karmaşık sistemlerde istenmeyen bir durumdur. Gerçek zamanlı olarak çalışacak yöntemler tespit başarısı yüksek olduğu kadar hızlı da olmalıdır. Problemin çözümü için tercih edilecek mimari bu kritere göre seçilmelidir. Bu bağlamda; saklı Markov modellerin FKSD formunda yayın yapan LPI radarların tespiti için uygun bir mimari sunabileceği düşünülmektedir.

1.1 Tezin Amacı

Bu çalışma kapsamında, dost EH sisteminin frekans kiplmeli sürekli dalga yayını yapan düşman LPI radarına yakalanmadan bu radarı tespit edebilmesi için etkili bir tespit metodolojisinin geliştirilmesi amaçlanmaktadır. Bu çerçevede içinde, literatürdeki benzer çalışmalar ve matematiksel modellemeler etüd edilerek saklı Markov modellerden yararlanma konusunda sistematik yaklaşımlar ortaya konmuştur. Ek olarak; saklı Markov model tabanlı öğrenme ve çözümleme alt tabakalarından oluşan iki katmanlı özgün bir yöntem ile başarılı bir tespit yapılması hedeflenmiştir.

1.2 Tezin Akışı

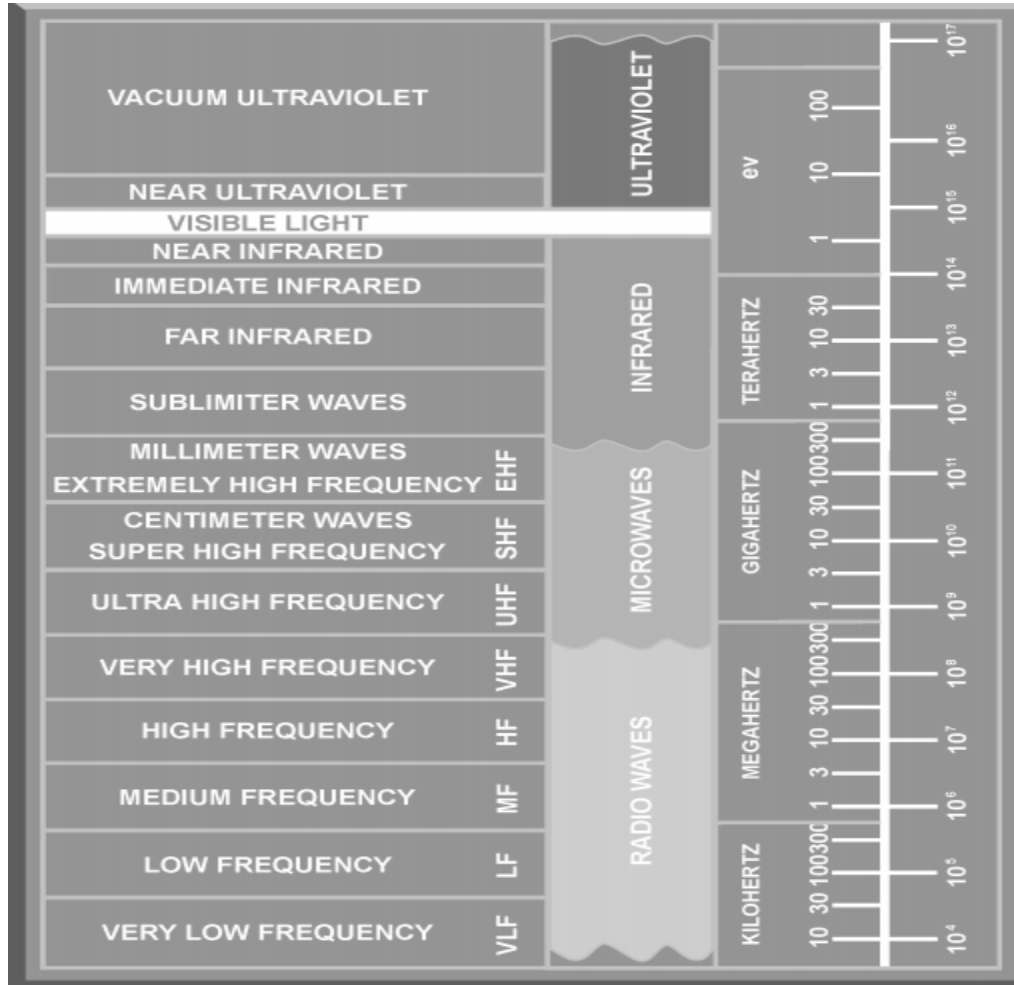
Bu çalışma kapsamında; ilk 4 bölüm elektronik harp ve radar teknolojilerine aşına olabilmek ve sunulacak olan yöntemi daha iyi anlayabilmek için gerekli bir literatür ve alan bilgisi sunmaktadır.

Bölüm 1’de elektronik harp ve radar teknolojilerinin tarihsel gelişim süreci, bu tip sistemlerin savaşların gidişatını değiştirebilecek kadar stratejik öneme sahip bir güç çarpanı olduğu ve günümüzdeki teknolojik trendin LPI özellikli radarlara sahip olabilmek ve bunları tespit edebilmeye doğru ilerlediği anlatılmaktadır. Bölüm 2’de ise; önerilen yöntem bir EH sisteminde kullanılacağı için literatürdeki terminolojiyi daha iyi anlayabilmek adına asgari ölçüde EH alan bilgisine yer verilmiştir. Bölüm 3’te LPI özellikli radarları daha iyi tanıyabilmek için bu tip sistemler hakkında temel bilgiler paylaşılmıştır. Bölüm 4’te ise; tez kapsamında önerilen yöntemin temelini oluşturan saklı Markov modeller anlatılmıştır. Bölüm 5’de FKSD (FMCW) radar yayını tespiti gerçekleştirmesinin nasıl yapıldığı aşama aşama anlatılmıştır. Bölüm 6’da sonuç ve öneriler kısmına yer verilmiştir. Bölüm 7’de ise kullanılan kaynaklar verilmiştir.

2. ELEKTRONİK HARP KAVRAMLARI

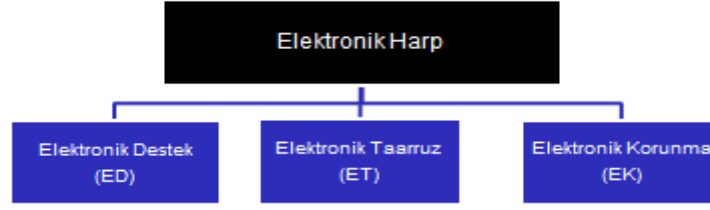
Elektronik harp, çeşitli teknikler kullanılarak elektromanyetik spektruma hakim olma savaşıdır. En kaba tabirle dost sistemleri düşman saldırılarından elektronik olarak korumak, barış dönemlerinde elektromanyetik spektrumu dinleyerek istihbarat toplamak, düşman hedeflere yanlış istihbarat vermek veya onları çalışamaz duruma getirmek; özetle silahlı kuvvetlerin caydırıcı bir güç çarpanı olmak elektronik harbin amaçları arasındadır.

Elektromanyetik spektrumu bu alanda kullanılan terminoloji ile ifade edecek olursak Şekil 2.1'deki gösterim faydalı olacaktır.



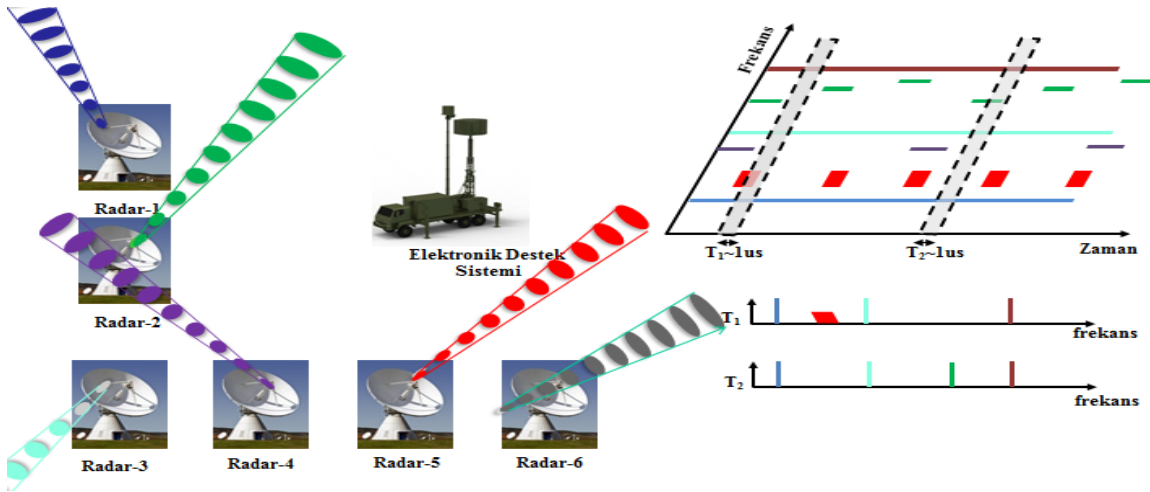
Şekil 2.1 Elektromanyetik spektrum terminolojisi [17].

Elektronik Harp alanı, başlıca 3 ayrı kategoride ele alınır: Elektronik Destek (ED), Elektronik Taarruz (ET) ve Elektronik Korunma (EK).



Şekil 2.2 Elektronik harp alanı.

ED sistemleri ortamdaki sinyalleri toplar, işler, değerlendirir ve gerektiğinde ET sistemleri gibi birlikte çalıştığı sistemlere bu bilgileri aktarır. Elektromanyetik enerji yaymadıklarından pasif bir elektronik harp sistemi olarak kabul edilirler. Şekil 2.3'te hedef radarların sinyallerini tespit etmeye çalışan örnek bir ED sistemi gösterilmiş; tipik bir elektronik harp ortamının ne tür bilinmezlerden oluştuğu hissettirilmeye çalışılmıştır.



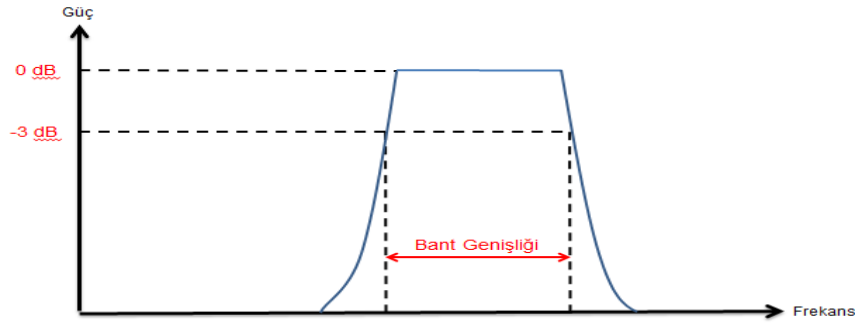
Şekil 2.3 Tipik EH sinyal ortamı.

ET sistemleri ise düşman elektronik sistemlerini işlevsiz hale getirmek için tasarlanan bir çeşit elektromanyetik saldırı sistemidir. Doğal olarak; elektromanyetik enerji yaydıklarından aktif bir elektronik harp sistemi olarak kabul edilirler.

EK sistemleri ise düşman ET sistemlerinin vereceği zararı yok etmek veya minimuma indirmek için çeşitli teknikler barındıran bir tedbirler bütünüdür.

EH almaçlarının performanslarını inceleyebilmek için bant genişliği, dinamik alan, duyarlılık, gürültü gibi temel kavramları bilmemiz gerekir.

Bant genişliği, sinyaller için frekans alanındaki genişliğini temsil eder. Sinyalin gücünün yarıya düştüğü noktaya; yani sinyalin gücünün zirve noktasından 3 dB azaldığı noktaya göre referans alınır. Şekil 2.4'te bu durum tasvir edilmiştir.



Şekil 2.4 Sinyalin 3-dB bant genişliği.

Bir EH almaçının bant genişliği ise almaçın görebildiği anlık frekans spektrum genişliğini temsil eder. Bu yüzden sinyallerin bant genişliği ile EH almaçlarının bant genişliğini karıştırmamak gerekir.

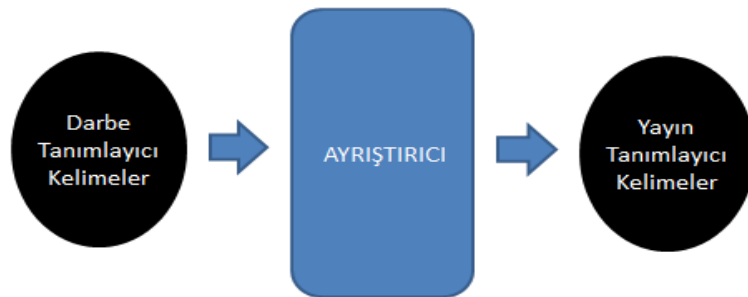
Bir EH almaçın dinamik alanı, aynı anda ve istenen sinyal-gürültü oranı düzeyinde algılayabileceği en güçlü ve en zayıf sinyal düzeyleri arasındaki farkı temsil eder. Tipik bir EH almaç hem çok güçlü hem de çok zayıf sinyalleri ayrı ayrı ve aynı anda algılayabilmelidir.

Bir EH almaçın duyarlılığı, algılanmak istenen sinyalin istenen sinyal-gürültü oranı ile algılanabileceği en düşük sinyal seviyesine temsil eder. Dinamik alan ile duyarlılık arasında ters orantı mevcuttur.

Gürültü, istenen sinyal ile birlikte gelen istenmeyen sinyalleri temsil eder. EH sistemlerinin kendi donanımları dahi bir gürültü oluşturur. Elektronik gürültü, EH almaçlarının zayıf anlamlı sinyalleri algılamasını zorlaştıran bir faktördür. EH almaçları gürültü altında çalışabilecek şekilde tasarlanırlar; çünkü gürültüyü tamamen yok etmek veya etkisini azaltmak çok zor bir işlemdir. Sinyal-gürültü oranı ne kadar yüksekse anlamlı sinyalin bozulma oranı o kadar düşük olur.

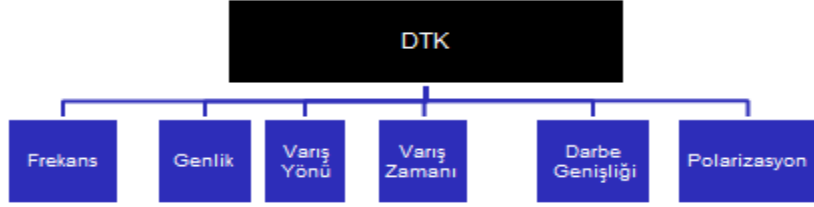
Bir EH sisteminde kullanılan almalçlardan beklenen temel gereksinimler vardır. Bunların arasında belki de en önemli olanı işlem hızının yüksek olması gerektiğidir. Eğer bir EH platformunun almacının işlem gücü, kritik bir seviyenin altında ise, bu platformun EH sistemine sahip olmayan başka bir platformla eşdeğer olduğu rahatlıkla söylenebilir. Diğer önemli gereksinimlerden bir tanesi de eş zamanlı sinyalleri işleyebilme yeteneğidir. Son olarak; duyarlılık ve dinamik alan arasındaki dengeyi başarılı bir şekilde sağlayabilmelidir; çünkü bu iki parametre birbirleriyle ters orantılı bir şekilde değışir. Yüksek duyarlılık, hedef radarı daha uzak mesafelerden tespit edebilmek adına çok önemli ve istenen bir özellik olmasına karşın; duyarlılığın artması aynı zamanda dinamik alanı daraltır. Bu da sahte sinyaller oluşturmadan eş zamanlı sinyalleri tespit edebilme yeteneğini kısıtlar.

Genelde EH almalçları ile haberleşme için kullanılan almalçlar birbirleri ile karıştırılabilirler. Öncelikle haberleşme için kullanılan almalçlarda algılanacak olan sinyaller hakkında daha önceden bilgi sahibi olunduğu için sistem buna göre tasarlanır. Alıcı ve verici arasında bir işbirliği söz konusudur. Öte yandan; EH almalçlarında ise bu bilgi mevcut değildir. Zaten elektronik harp sistemlerinin doğasında bilinmeyen bir sinyal ortamında başarılı bir tespit yapabilmek vardır ve almalçlar buna göre tasarlanır. Bir diğer fark da bu almalçların çıktılarında görülür. Haberleşme için kullanılan almalçların çıktısı gönderilen sinyal ile aynı yapıda olurken; EH almalçlarının çıktısı yayın tanımlayıcı kelimelerdir [18]. Bu kelimeler almalç içerisinde yer alan FPGA tarafından üretilen darbe tanımlayıcı kelimelerinin (DTK) genellikle işlemci üzerinde koşan ayrıştırıcının işlemesi ile oluşturulur. Özetle; Şekil 2.5'te tasvir edildiği gibi, üretilen DTK'lar ayrıştırıcı tarafından çeşitli teknikler kullanılarak ortamdaki aynı yayına ait olacak şekilde sınıflandırılır [19].



Şekil 2.5 Ayrıştırıcı işlevi.

Bir DTK teorik olarak pek çok bilgi barındırabilir. Öte yandan olmazsa olmaz bazı parametrelere sahip olması beklenir: Frekans, Genlik, Varış Yönü, Varış Zamanı, Darbe Genişliği, Polarizasyon.



Şekil 2.6 Başlıca DTK parametreleri.

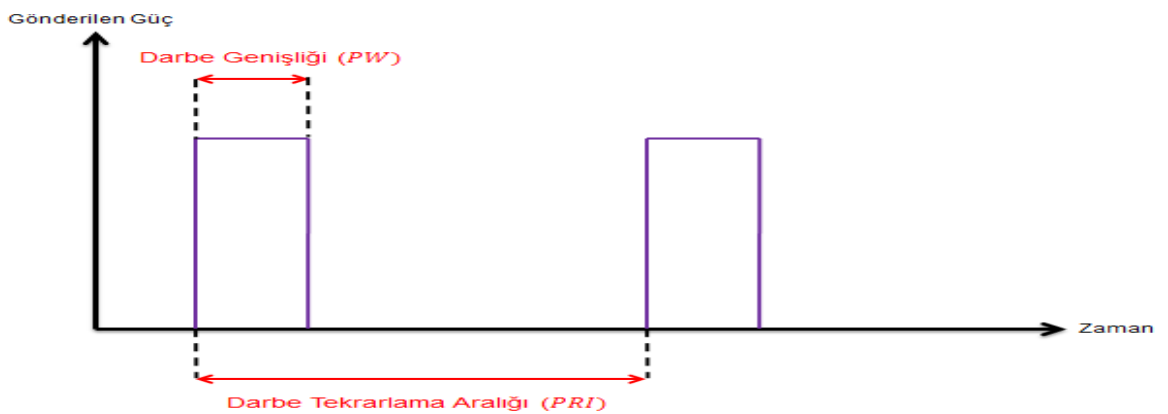
Frekans, bir radyo sinyalinin 1 saniyede yaptığı devir sayısını temsil eder. Frekans birimi olarak Hertz (Hz) kullanılır. Radar darbe sinyalinin karakteristiğini tanımlayan en önemli parametrelerden biridir.

Genlik, darbenin tepe noktasının yüksekliğini temsil eder. Darbenin etki gücünün bir ölçüsüdür.

Varış yönü, EH almacına göre darbenin geliş yönünü açısal olarak ifade eder.

Varış zamanı, EH almacı tarafından darbenin algılandığı zamanı temsil eder. Bu parametre kullanılarak, iki ardışık darbe arasında geçen süreyi temsil eden darbe tekrarlama aralığı (PRI) dolaylı olarak hesaplanabilir.

Darbe genişliği, darbenin bir turundaki devam etme süresidir.



Şekil 2.7 Darbe genişliği vs. darbe tekrarlama aralığı.

Başlıca PRI tipleri:

- Sabit
- Stagger
- Jitter
- Sliding
- Dwell & Switch
- Periyodik

olarak sıralanabilir.

Sabit darbe tekrarlama aralığı tipinde, darbenin PRI'ı zamanla değişmez, sabittir.

Stagger darbe tekrarlama aralığı tipinde, darbenin PRI'ı zamanla değişir; ancak bu değişim sabit bir dizi halinde tekrarlı olarak gerçekleşir. İki veya daha fazla farklı PRI sabit bir dizi içinde birbirini izler.

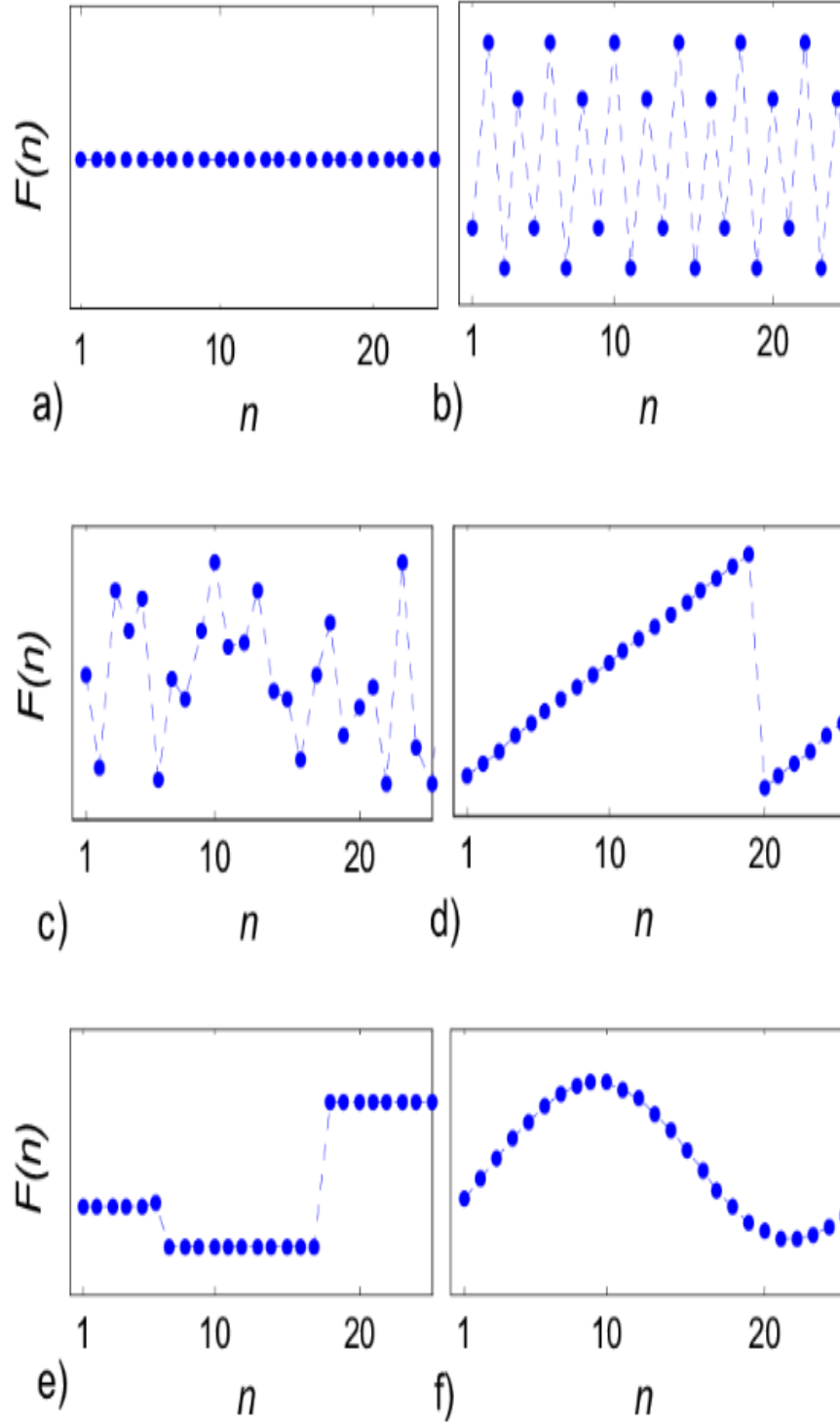
Jitter darbe tekrarlama aralığı tipinde, darbenin PRI'ı zamanla değişir; ancak bu değişim rastgele olarak gerçekleşir. Birbirini takip eden PRI'lar belirli bir minimum ve maximum değer arasında rastgele değişir.

Sliding darbe tekrarlama aralığı tipinde, darbenin PRI'ı zamanla değişir; ancak bu değişim aralarında sabit farklar olacak şekilde gerçekleşir. Birbirini takip eden PRI'lar belirli bir minimum ve maximum değer arasında sabit adımlarla aşağı veya yukarı doğru kayarak ilerler.

Dwell & Switch darbe tekrarlama aralığı tipinde, darbenin PRI'ı zamanla değişir; ancak bu değişim sabit bir dizi halinde tekrarlı olarak gerçekleşir. Stagger tipinden farkı, her bir PRI değeri için ayrıca tanımlanmış bir süre kadar çalışacak şekilde sıralı kullanılmasıdır.

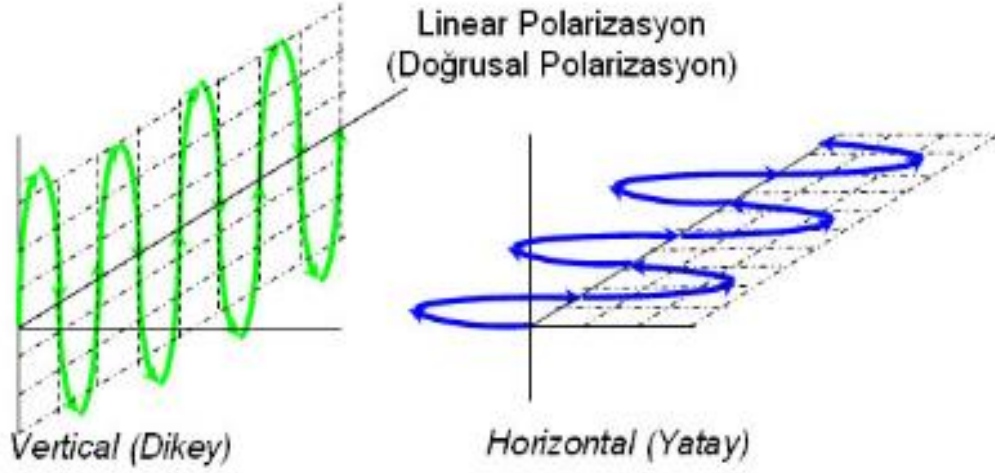
Periyodik darbe tekrarlama aralığı tipinde, darbenin PRI'ı periyodik bir formda değişir.

Şekil 2.8'de yukarıdaki sıra ile bu darbe tekrarlaması aralığı tipleri tasvir edilmiştir:

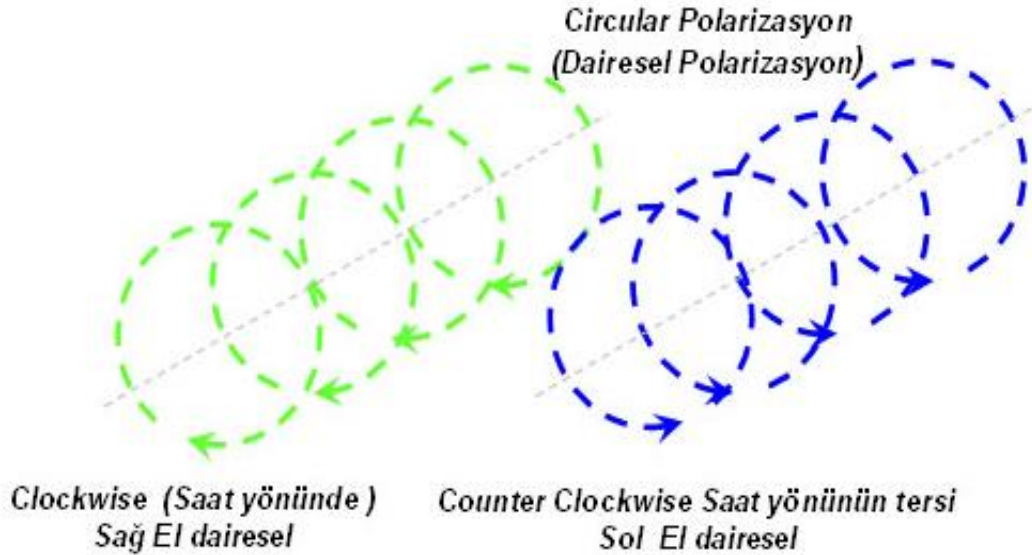


Şekil 2.8 Darbe tekrarlaması aralığı tipleri a)Sabit b)Stagger c)Jitter d)Sliding e)Dwell&Switch f)Periyodik [20].

Polarizasyon, antenlerin yerleştirilme şekli ile elektrik ve manyetik alanların yönlerine göre belirlenir. Bilindiği üzere; elektrik alan ve manyetik alan birbirlerine dik oldukları gibi dalganın yayılım yönüne de diktir. Doğrusal, dairesel, eliptik vb. gibi farklı polarizasyon tipleri vardır. Bu polarizasyon tiplerinin belirlenmesinde elektrik alanın yönü referans alınır. Şekil 2.9 ve Şekil 2.10'da sırasıyla doğrusal ve dairesel polarizasyon tipleri tasvir edilmiştir.



Şekil 2.9 Doğrusal polarizasyon tipleri [21].



Şekil 2.10 Dairesel polarizasyon tipleri [21].

3. LPI RADARLAR

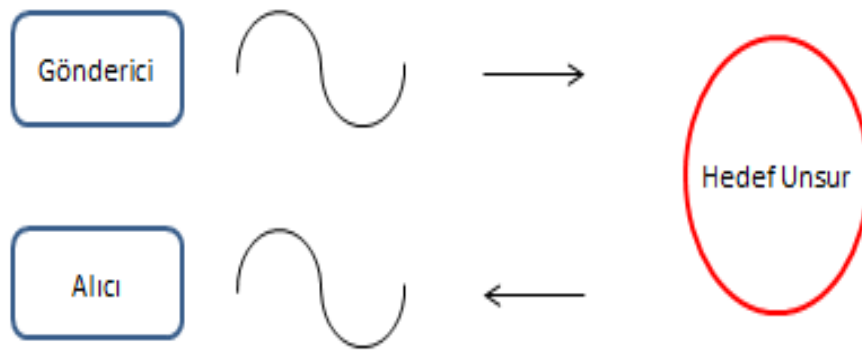
LPI kelimesinin İngilizce açılımı “Low Probability of Intercept” dir. İsminden de anlaşılacağı üzere; LPI radarlar tespit edilebilme ihtimali düşük olan radar tipleridir. Daha ayrıntılı bir tanım yapmamız gerekirse; bir LPI radar, yayınlarının düşman EH sistemleri tarafından tespit edilebilmesini önlemek için özel tasarım ve tekniklere sahip bir radar tipidir. Bir de LPID radarlar vardır. LPID kelimesinin İngilizce açılımı ise “Low Probability of Identification” dir. LPID radarlar içinde daha ayrıntılı bir tanım yapmamız gerekirse; bir LPID radar, yayınlarının düşman EH sistemleri tarafından tespit edilebilmesini önlemek için özel tasarım ve tekniklere sahip olmakla birlikte; düşman EH sistemleri tarafından tespit edilse dahi yayın parametrelerinin ve modülasyon tipinin kestirilmesini zorlaştırdığı için teşhis edilmesi zor bir radar tipidir. Bu tanımlardan da anlaşılacağı üzere her LPID radar aynı zamanda bir LPI radardır; ancak her LPI radar için LPID radar olmak zorundadır denilemez [22].

LPI radarlar yayın gücünü kontrol edebilme yeteneğine sahiptirler. Hedef unsuru tespit ettikten sonra yayın gücünü hedefin hareketine göre adaptif olarak ayarlayabilirler. Örneğin; hedef unsur LPI radar tarafından tespit edildikten sonra giderek bu radara yaklaşmaya devam ediyorsa, LPI radar yayın gücünü tespit ve takibini devam ettirebilecek minimum seviyeye çeker. Daha az güç kullanarak bulunabilecek bir hedef unsurun tespiti için daha fazla güç kullanmaya gerek yoktur. Nitekim bu gereksiz ve tehlikelidir; çünkü daha fazla güç kullanımı radarın tespit edilebilme olasılığını artırır. Özetle; yayın gücünü adaptif ayarlayabilme yeteneği LPI radarın tespit edilebilme olasılığını düşürür.

Bu noktada darbe radarları ve Sürekli Dalga (SD) radarlarından bahsetmemiz faydalı olacaktır.

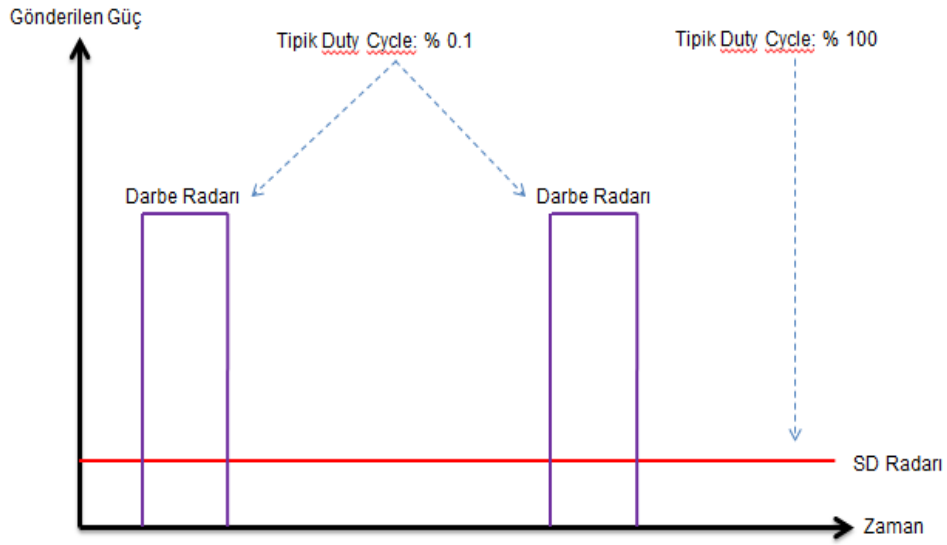
Darbe radarları en popüler radar tipleridir. Bu tip radarlar yüksek güçlü, düşük görev döngüsüne sahip darbe formunda sinyaller gönderirler. Genellikle darbe genişliği $\sim 1 \mu s$ ve darbe tekrarlama aralığı $\sim 1 ms$ civarındadır. Darbenin gönderildiği zaman ile bu darbeye ait yankı sinyalinin alıcıya ulaştığı zaman arasındaki fark ölçülür ve buna göre menzil tayini yapılır. Hedef unsur hareketli ise Doppler etkisini hesaba katan yöntemler de bu tip radarlarda kullanılabilir. Darbe radarları yüksek güçlü radarlar olduklarından menzilleri oldukça yüksektir. Karşımıza genellikle askeri radarlar olarak çıkarlar. Dünya'nın şekli, arazi yapısı vb. gibi faktörlerden dolayı istenmeyen yankı sinyallerinin alınmaması için yüksek noktalara konuşlandırılırlar ve bu sayede de amacına uygun olarak çok uzak mesafeleri izleyebilirler.

Sürekli dalga radarları ise adından da anlaşılacağı üzere ürettikleri sinyalleri sürekli olarak yayınlarlar ve aynı zamanda da yankı sinyallerini alabilmek için ilgili spektrumu sürekli dinlerler. Bu nedenle bu tip radarlarda genellikle Şekil 3.1'deki gibi alıcı ve gönderici olmak üzere iki ayrı birim bulunur. Gönderici tarafından yayılan sinyallerin henüz yansıması gelmeden yankı sinyalleriymiş gibi algılanmasının önüne geçmek için alıcı ile göndericinin kurulumları genellikle güvenli uzaklıkta kalacak şekilde farklı noktalara yapılır. Hedef unsur hareketli ise Doppler etkisini hesaba katan yöntemler de bu tip radarlarda kullanılabilir.



Şekil 3.1 SD radarlarda gönderici ve alıcı antenler.

Şekil 3.2'de geleneksel darbe radarları ile SD radarların farkı gösterilmiştir.



Şekil 3.2 Darbe radarı vs. SD radar.

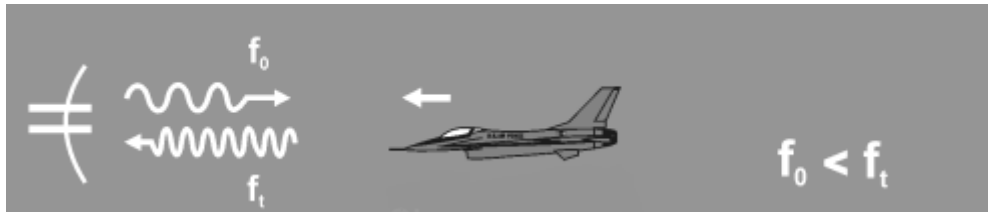
Görüldüğü üzere; SD radarlar 100% görev döngüsüne sahip, düşük güç kullanan radarlardır. Bu sayede tespit edilebilme olasılıklarını düşürürler. Buna ek olarak; geleneksel darbe radarlarından daha düşük güç kullanarak aynı tespit performansına sahip olabilirler.

LPI radarlar, karşımıza genellikle frekans kiplmeli sürekli dalga (FKSD) yayın yapan radarlar olarak çıkar. FKSD radarlar sinyal frekansını modüle eden SD radarlardır. FKSD radarlar, yayınlarının frekansını modüle etmelerinden dolayı bir referans noktasına sahiptir. Bu referans noktası sayesinde giden ve gelen sinyaller arasındaki zaman farkı ölçülebilir ve bu da hedef unsur ile aradaki uzaklığın ölçülebilmesine imkan verir. Bu uzaklık ölçümünün doğruluğu bu tip radarlarda çok yüksektir. Buna ek olarak; en küçük ölçüm uzaklıkları da oldukça düşüktür. Uzaklık ölçülebildiği gibi hız da başarılı bir şekilde ölçülebilir. Maliyet etkin radar tipleridir; çünkü alınan sinyal ara frekansa indirgenerek çok basit devreler ile analizi yapılabilir. Ayrıca, düşük güç kullandıklarından operatörler için daha güvenli sistemlerdir.

Radar sistemleri alanında Doppler etkisi veya kayması diye bilinen kavramdan da bahsetmek faydalı olacaktır. Bu kavram, radar tarafından gönderilen sinyallerin radara göre hareket eden bir hedefe çarpıp geri gelmesinden sonra sinyal frekansında değişim gözlemlenmesi ile alakalıdır. Yankı sinyalinin frekansındaki değişim miktarına bakılarak hedef unsurun hızı hakkında bilgi sahibi olunabilir. Şekil 3.3, Şekil 3.4 ve Şekil 3.5'te sırasıyla radara göre sabit, yaklaşan ve uzaklaşan hedef unsurdan kaynaklı Doppler etkisi tasvir edilmiştir. Görüldüğü üzere; sabit hedeften yansıyan radar sinyalinin frekansında herhangi bir değişim yoktur. Öte yandan; radara yaklaşan hedeften yansıyan radar sinyalinin frekansı gönderildiği frekansa göre artarken, radardan uzaklaşan hedeften yansıyan radar sinyalinin frekansı gönderildiği frekansa göre azalmıştır.



Şekil 3.3 Sabit hedefteki Doppler etkisi [17].



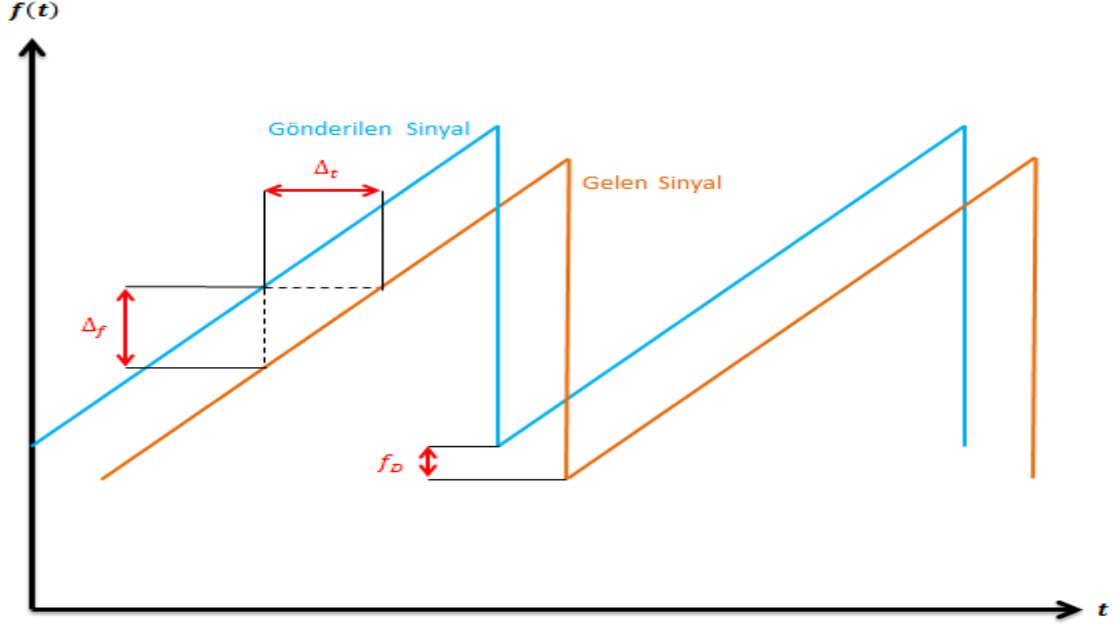
Şekil 3.4 Yaklaşan hedefteki Doppler etkisi [17].



Şekil 3.5 Uzaklaşan hedefteki Doppler etkisi [17].

Benzer yöntemler günümüzde pek çok farklı alanda uygulanmaktadır. Örneğin; Doppler etkisine dayalı yapılan ölçümler ile denizlerin derinlikleri hakkında bilgi sahibi olunabilmesi, yıldızların hızlarının hesaplanabilmesi veya galaksiler arasındaki mesafelerin ölçülebilmesi mümkün hale gelmiştir.

Doppler etkisini göz önünde bulundurarak menzil ölçümünün nasıl yapıldığını anlayabilmek için Şekil 3.6'da tasvir edilen pozitif ramp formunda frekans kiplemesi yapan yayını incelemek faydalı olacaktır.



Şekil 3.6 Pozitif ramp formunda frekans kiplemesi yapan yayın ve Doppler etkisi[23].

[23]'te de belirtildiği üzere menzil ölçümü şu şekilde yapılabilir:

$$R = \frac{c\Delta t}{2} = \frac{c\Delta f}{2m} \quad (3.1)$$

Burada;

R : Radar ile hedef cisim arasındaki uzaklık (menzil)

c : ışık hızı ($3 \cdot 10^8$ m/sn)

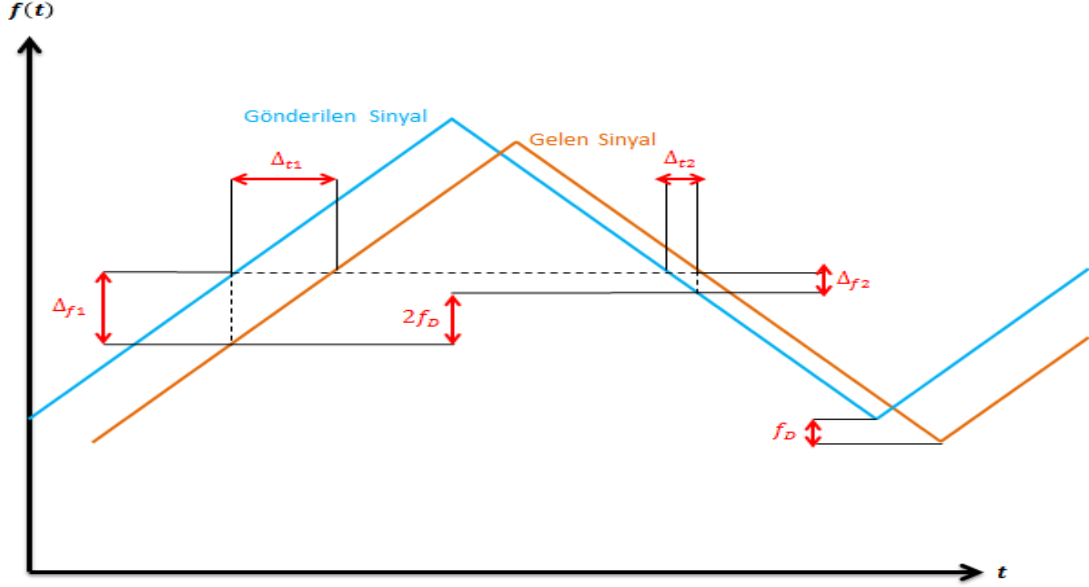
Δt : gidiş-dönüş süresi

Δf : frekans farkı

m : frekans değişim oranı (eğim)

olarak alınmalıdır.

Farklı frekans kiplenmeleri yapan yayınlar kullanılarak da menzil ölçümü yapmak mümkündür. Örnek olarak; Şekil 3.7’de tasvir edilen üçgen formunda frekans kiplenmesi yapan yayını incelemek faydalı olacaktır.



Şekil 3.7 Üçgen formunda frekans kiplenmesi yapan yayın ve Doppler etkisi [23].

[23]'te de belirtildiği üzere bazı ölçümler şu şekilde yapılabilir:

$$\Delta f = \frac{\Delta f_1 + \Delta f_2}{2} \quad (3.2)$$

$$f_D = \frac{\Delta f_1 - \Delta f_2}{2} \quad (3.3)$$

Burada;

Δf : ortalama frekans farkı

f_D : Doppler frekansı

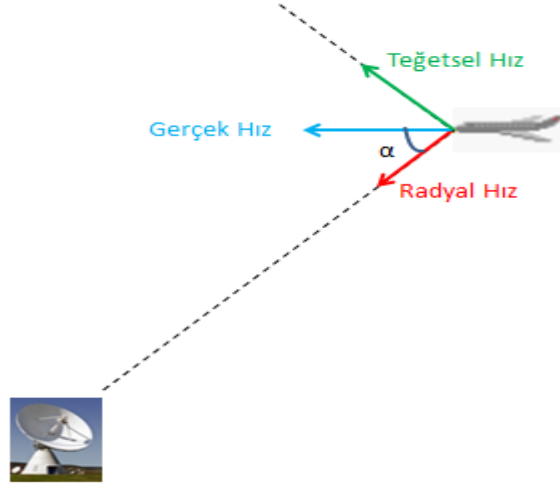
Δf_1 : pozitif eğime sahip bölümdeki frekans farkı

Δf_2 : negatif eğime sahip bölümdeki frekans farkı

olarak alınmalıdır.

(3.2)'de bulunan ortalama frekans farkı Δf , (3.1)'de yerine konularak menzil belirlenebilir.

İki örnekten de anlaşılabilirdiği gibi hedef cisim, Şekil 3.8’de tasvir edildiği üzere radara göre bir radyal hıza sahipse; diğer bir deyişle radara yaklaşıyor veya radardan uzaklaşıyorsa gelen sinyalin frekans kiplemesi Şekil 3.6 ve Şekil 3.7’de olduğu gibi f_D kadar aşağı veya yukarı kayar.



Şekil 3.8 Hedef cismin hız bileşenleri.

Doppler frekansı f_D kullanılarak hedefin hızı hakkında bilgi sahibi olunabilir. [24]’te belirtildiği gibi ilgili hesaplamalar şu şekilde yapılabilir:

$$f_D = \frac{2v}{\lambda} \quad (3.4)$$

$$f_D = \frac{2V\cos(\alpha)}{\lambda} \quad (3.5)$$

Burada;

- f_D : Doppler frekansı
 - λ : gönderilen sinyalin dalga boyu
 - v : hedefin radyal hızı
 - V : hedefin gerçek hızı
 - α : hedefin radyal hızı ile gerçek hızı arasındaki açı
- olarak alınmalıdır.

Özetle; FKSD radarlar menzil, Doppler veya menzil+Doppler ölçümü için kullanılabilir.

LPI radarlarda FKSD formu sıklıkla kullanılmaktadır.

LPI özellikli radarlara yurtdışından örnek verecek olursak; Thales şirketinin gemi platformları için geliştirdiği Şekil 3.9'da gösterilen "SCOUT MK3" isimli FKSD yayın yapan gözetleme radarı örnek olarak gösterilebilir.



Şekil 3.9 "SCOUT MK3" LPI radarı [25].

Başlıca teknik özellikleri Tablo 3.1'de verilmiştir.

Tablo 3.1 "SCOUT MK3" LPI radarı teknik özellikleri [25].

Dalga Biçimi	FKSD
Çıkış Gücü	1 mW – 3 W
Menzil Çözünürlüğü	1 m (6 NM mesafede)
Gönderme Frekansı	I/J-bandı (17 seçilebilir frekans)
Seçilebilir Menzil Skalası	6, 12, 24 NM
Tarama Hızı	10, 20, 40 RPM

LPI özellikli radarlara yurtiçinden örnek verecek olursak; Aselsan şirketinin gemi platformları için geliştirdiği Şekil 3.10'da gösterilen "ALPER" isimli FKSD yayın yapan gözetleme radarı örnek olarak gösterilebilir.



Şekil 3.10 "ALPER" LPI radarı [26].

Başlıca teknik özellikleri Tablo 3.2'de verilmiştir.

Tablo 3.2 "ALPER" LPI radarı teknik özellikleri [26].

Dalga Biçimi	FKSD
Çıkış Gücü	1 W, 0.1 W, 0.01 W, 0.001 W
Menzil Çözünürlüğü	<5 m (12 NM mesafe içerisinde)
Gönderme Frekansı	X-Bant
Seçilebilir Menzil Skalası	12, 24, 36 NM
Maksimum Menzil	36 NM
Tarama Hızı	>20 rpm

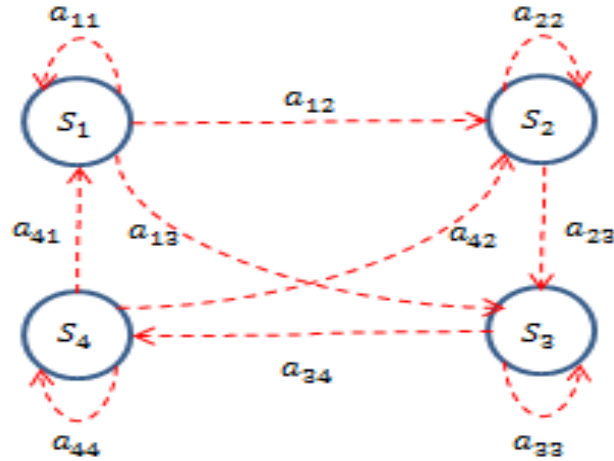
Tablo 3.1 ve Tablo 3.2'den de anlaşılacağı üzere LPI radarların çıkış güçleri çok düşüktür. Geleneksel darbe radarları kW seviyelerinde çalışırken, LPI radarlar mW seviyelerinde bile başarılı tespit performansı göstererek çalışabilmektedirler. Bu tip radarların düşük güçle çalışabilmesi onların tespit edilebilmesini zorlaştırır. LPI radar kavramının çıkış noktası budur.

4. SAKLI MARKOV MODELLERİ

Markov modelleri ismini Rus matematikçi Andrey Andreyevich Markov (1856-1922) 'dan alır. Bu ünlü matematikçinin istatistiksel yöntemlere dayalı pek çok çalışması mevcuttur. A.A.Markov, çalışmalarını bir adım daha öteye götürerek literatürde Markov zinciri olarak bilinen ilk Markov modellemelerini tasarlamıştır. Saklı Markov modelleri ise özel bir Markov model türü olup; ilk olarak 1966 yılında Leonard E. Baum ve Ted Petrie tarafından bilim dünyası ile paylaşılmıştır [27].

Bir Markov modeli S_1, S_2, \dots, S_N ile ifade edilebilecek N adet duruma sahiptir ve bir durumdan başka bir duruma geçebilecek şekilde tasarlanmıştır. Genel gösterim olarak; sistemin S_i durumundan S_j durumuna geçme işlemi S_{ij} ; bu olasılık ise a_{ij} ile gösterilir. Ayrıca; t anında sistemin bulunduğu gerçek durum q_t olarak ifade edilebilir.

Daha iyi anlaşılabilmesi için Şekil 4.1'de 4 duruma sahip örnek bir Markov zinciri resmedilmiştir:



Şekil 4.1 Markov zincirine bir örnek.

Bu noktada kabul edilen 2 varsayım vardır [28]. İlk varsayıma göre; birinci derece bir Markov zincirinde $t+1$ anındaki bir durumda bulunma olasılığı sadece t anındaki duruma bağlıdır. Diğer bir ifadeyle; t anından önceki durumların $t+1$ anı için yapılacak gelecek tahmininde bir anlamı yoktur. Bu durum Markov süreçlerinin onları hafızasız (memoryless) kılan en önemli özelliğidir. Daha yüksek dereceli Markov zincirleri de teorik olarak mümkün olsa da karmaşıklığı artıracağı için uygulamalarda fazla tercih edilmez. İkinci varsayıma göre; bu olasılıklar zamanla değişmeyen nicelikler olarak kabul edilir. [29] çalışmasında da anlatıldığı üzere, bu varsayımları matematiksel olarak da şu şekilde ifade edebiliriz:

$$P(q_{t+1} = S_j | q_t = S_i, q_{t-1} = S_k, \dots) = P(q_{t+1} = S_j | q_t = S_i) \quad (4.1)$$

$$a_{ij} = P(q_{t+1} = S_j | q_t = S_i) = P(S_{ij}), \quad 1 \leq i, j \leq N \quad (4.2)$$

$$a_{ij} \geq 0 \quad (4.3)$$

$$\sum_{j=1}^N a_{ij} = 1 \quad (4.4)$$

(4.1)'in arkasında yatan varsayımı kullanarak aşağıdaki gibi daha kullanışlı sonuçlara ulaşabiliriz:

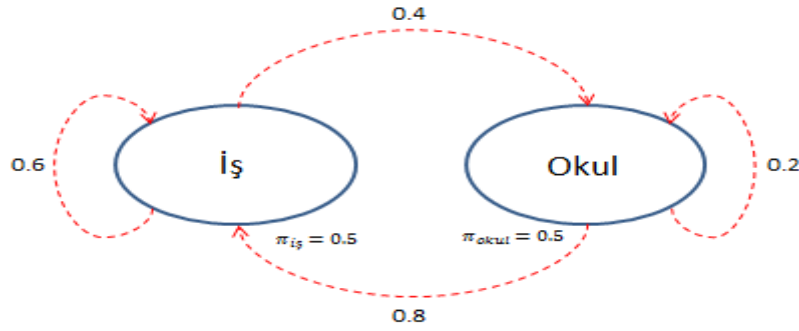
$$\begin{aligned} P(S_{i1}, S_{i2}, \dots, S_{iT}) &= P(S_{iT} | S_{i1}, S_{i2}, \dots, S_{iT-1})P(S_{i1}, S_{i2}, \dots, S_{iT-1}) \\ &= P(S_{iT} | S_{iT-1})P(S_{i1}, S_{i2}, \dots, S_{iT-1}) \\ &\dots \\ &\dots \\ &\dots \\ &= P(S_{iT} | S_{iT-1})P(S_{iT-1} | S_{iT-2}) \dots P(S_{i2} | S_{i1})P(S_{i1}) \end{aligned} \quad (4.5)$$

(4.5)'te görüldüğü üzere, bir de başlangıç olasılıklarına ihtiyaç duyulur. Başlangıç durum olasılıkları, başlangıç anında sistemin hangi durumda hangi olasılık ile bulunabileceğini temsil eder ve $\pi = [\pi_1, \pi_2, \dots, \pi_N]^T$ vektörü ile gösterilebilir.

Görüldüğü üzere, bir Markov modelini tasarlayabilmek için anlatılan tüm kurallara uymakla beraber; durum geçiş ve başlangıç olasılıkları tanımlanmak zorundadır.

Şimdiye kadar bahsedilen basit Markov modelleri gözlemlenebilir modellerdir; çünkü her durum aynı zamanda gözlemlenebilir bir olaya karşılık gelir. Bu fikri daha iyi anlayabilmek için bir örnek verelim. Mesela; hem çalışıp hem de akademik hayatına devam eden; dolayısıyla haftanın herhangi bir gününde sadece işyerinde veya okulda olma ihtimali olan biri olsun. O gün hangi konumda bulunuyor ise, buna göre bir sonraki gün başka hangi konumda olabileceği ihtimalleri bilinsin. Ayrıca, başlangıç konumu ihtimalleri de biliniyor olsun. Bu senaryo, örnek amaçlı verilmiş sayısal olasılıklar ile Şekil 4.2'deki gibi modellenenebilir.

$$\begin{aligned}
 P(q_t = S_{i\text{ş}} | q_{t-1} = S_{i\text{ş}}) &= 0.6, P(q_t = S_{okul} | q_{t-1} = S_{i\text{ş}}) = 0.4 \\
 P(q_t = S_{i\text{ş}} | q_{t-1} = S_{okul}) &= 0.8, P(q_t = S_{okul} | q_{t-1} = S_{okul}) = 0.2 \\
 P(q_1 = S_{okul}) &= 0.5, P(q_1 = S_{i\text{ş}}) = 0.5
 \end{aligned}$$



Şekil 4.2 İki durumlu basit Markov model örneği.

Örneğin; bu kişinin ilk dört gün sırasıyla {'Okul', 'İş', 'İş', 'Okul'} a gittiği gözlemlensin. Bu durumda; $P(q_1 = S_{okul}, q_2 = S_{i\text{ş}}, q_3 = S_{i\text{ş}}, q_4 = S_{okul})$ olasılığı:

$$\begin{aligned}
 &= P(q_4 = S_{okul} | q_3 = S_{i\text{ş}}) * P(q_3 = S_{i\text{ş}} | q_2 = S_{i\text{ş}}) * P(q_2 = S_{i\text{ş}} | q_1 = S_{okul}) * P(q_1 = S_{okul}) \\
 &= (0.4) * (0.6) * (0.8) * (0.5) \\
 &= 0.096
 \end{aligned}$$

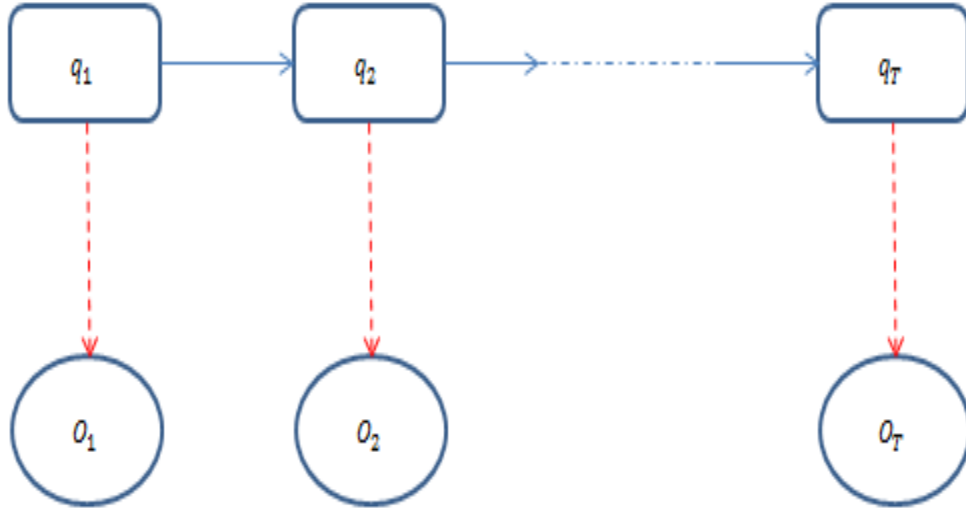
olarak hesaplanabilir.

Görüldüğü üzere, o gün içinde bulunulan konum, bu modelin durumu olarak temsil edilebilir. Aynı zamanda, bu bilgi; yani durumlar gözlemlenebilir bir bilgidir. Dolayısıyla, sadece durum geçiş olasılıkları ile sonuca ulaşılabilir.

Öte yandan, bu model gerçek dünyada karşılaştığımız problemlere karşı çok yetersiz kalır; çünkü çoğu zaman modelimizdeki gözlemler ile takip etmek istediğimiz durumlar aynı olmaz. Diğer bir deyişle, durumlar doğrudan gözlemlenemeyebilir. Bu noktada devreye saklı Markov modeller girer.

Saklı Markov modelleri Markov modellerin özelleşmiş bir türüdür. Burada durumlar gözlemci için doğrudan görünebilir değildir. Zaten bu tip modellere saklı Markov model denmesinin sebebi, modeldeki durumların görünebilir olmaması; yani saklı olmasıdır. Öte yandan bu durumlar, doğrudan anlaşılmasa da bu durumlar ile ilişkilendirilmiş ölçülebilir gözlemler ile durumlar hakkında dolaylı yoldan bilgi sahibi olunabilir; çünkü saklı Markov modellerde gözlemler, durumlar ile ilişkilendirilmiş ve onların olasılıksal fonksiyonları şeklinde ifade edilmişlerdir.

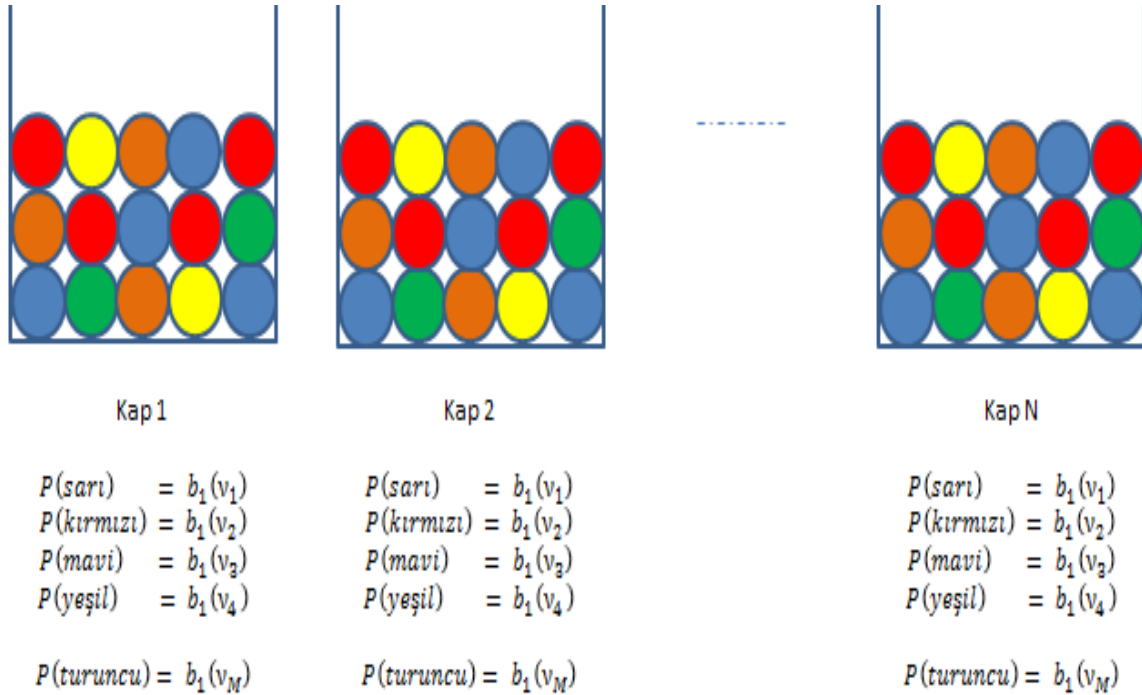
Şekil 4.3'te bir saklı Markov modelin genel yapısı gösterilmiştir. $\{q_1, q_2, \dots, q_T\}$ ile gösterilenler sistemin her t anındaki saklı durumlarıdır. $\{O_1, O_2, \dots, O_T\}$ ile gösterilenler ise, her t anında gözlemlenen ve bu t anlarındaki saklı durumları ile ilişkilendirilmiş gözlemlerdir.



Şekil 4.3 Saklı Markov model mimarisi.

Saklı Markov modellerini zihnimize daha iyi canlandırabilmek için, [29] çalışmasında da değinildiği gibi bu konuda verilebilecek literatürdeki en iyi örneklerden birine; yani kap ve top deneyine değinelim.

Diyelim ki izleyici olarak bir sahnedeyiz ve perde kapalı. Perdenin arkasında bu deneyi gerçekleştirecek bir kişi var. Bu kişinin önünde de dairesel sırayla dizilmiş N tane kap ve her kaptaki M tane farklı renkte top var. Hangi kaptaki hangi renkten kaç adet top olduğu herkesçe biliniyor olsun. Perdenin arkasındaki bu kişi ilk olarak kaplardan birini seçiyor. Daha sonra seçtiği bu kabın içinden bir top seçip rengini bize söylüyor ve kabı sıradan ayırıyor. Aynı işlemler tekrar tekrar yapılıyor ve bu işlemler esnasında biz perdenin diğer tarafındaki kişinin hangi kabı seçtiğini bilmiyoruz; yani bizden saklı. Doğrudan gözlemleyebildiğimiz tek şey, çekilen topların renklerinin dizisidir ve amacımız bizden saklı olan kap seçimi dizisini bulmaktır. Şekil 4.4'te kap ve top deneyi tasvir edilmiştir.



Örnek Gözlemler: $O = \{\text{'Mavi', 'Yeşil', 'Mavi', 'Kırmızı', 'Sarı' ...}, \text{'Turuncu'}\}$

Şekil 4.4 Kap ve top deneyi.

Bu deneyden de anlaşılacağı üzere; her yeni adımda seçilen kap, modelin saklı durumlarına ve ilan edilen top rengi de sistemin o an bulunduğu saklı durumuyla ilişkilendirilmiş gözlemine karşılık gelmektedir. Dikkat edersek; her saklı durum için gözlemlerin olasılıkları; yani seçilebilecek her kap için ilan edilecek renk türünün ait olduğu kaba göre gözlemlenme olasılıkları tanımlanmıştır. Bu olasılıklar bize dolaylı olarak saklı durumlar ile ilgili yararlı istatistiksel bilgiler sağlar.

Sonuç olarak; saklı Markov modeller, bize gerçek hayat problemleri için güçlü algoritmaların kullanabileceği matematiksel olarak esnek bir yapı ve sağlam bir temel sunar. Bu yüzden ki günümüzde meteoroloji, genetik, konuşma işleme ve ekonomi gibi pek çok farklı disiplinde bu modellerin yaygın bir şekilde kullanıldığı görülür.

Tüm bu bilgiler ışığında saklı Markov modellerini bilinen terminoloji ile tanımlayabiliriz. Öncelikle bu model $\lambda = (\mathbf{A}, \mathbf{B}, \boldsymbol{\pi})$ şeklinde tanımlanmaktadır. Bu modelde N adet durum vardır: S_1, S_2, \dots, S_N . Sistemin her durumunda görünebilir M adet farklı gözlem vardır: v_1, v_2, \dots, v_M . Ayrıca; sistemin her t anında bulunduğu saklı durum dizisi $Q = \{q_1, q_2, \dots, q_T\}$ ile gösterilir. Her t anında gözlemlenen ve bu t anlarındaki saklı durumları ile ilişkilendirilmiş gözlemler ise $O = \{O_1, O_2, \dots, O_T\}$ ile ifade edilir. Tüm bu gösterimler ile $\boldsymbol{\pi}_{N \times 1}$ başlangıç anında sistemin hangi durumda hangi olasılık ile bulunabileceğini, $\mathbf{A}_{N \times N}$ durum geçiş olasılıkları matrisini, $\mathbf{B}_{N \times M}$ ise gözlem olasılıkları matrisini temsil eder. $\boldsymbol{\pi}_{N \times 1}$ matrisinin elemanları $\{\pi_1, \pi_2, \dots, \pi_N\}$ ile gösterilir. $\mathbf{A}_{N \times N}$ matrisinin elemanları (4.2), (4.3) ve (4.4)'de tanımlandığı üzere a_{ij} ile gösterilir. $\mathbf{B}_{N \times M}$ matrisinin elemanları ise $b_j(k)$ ile gösterilir. Matematiksel olarak ifade edecek olursak [29]:

$$\pi_i = P(q_1 = S_i), \quad 1 \leq i \leq N \quad (4.6)$$

$$b_j(k) = P(v_k | q_t = S_j), \quad 1 \leq j \leq N \\ 1 \leq k \leq M \quad (4.7)$$

Saklı Markov modellerin sağlam mimarisi ve esnek yapısı sayesinde günümüzde çeşitli sektörlerde farklı amaçlarla kullanıldığından bahsetmiştik. Şimdi de bu modellerin kendi terminolojileri ile hangi amaçlarla kullanıldığından bahsedelim. [29] çalışmasında da bahsedildiği gibi saklı Markov modeller temel olarak 3 problemin çözümü için kullanılırlar:

İlk problemi bir değerlendirme problemi olarak düşünebiliriz. Bu problemin senaryosuna göre; saklı Markov modelin parametreleri $\lambda = (\mathbf{A}, \mathbf{B}, \boldsymbol{\pi})$ ve gözlem dizisi $O = \{O_1, O_2, \dots, O_T\}$ biliniyor olsun. Böyle bir durumda bu gözlem dizisinin olasılığını; yani $P(O | \lambda)$ 'nı hesaplamak amaç edinilir.

İkinci problemi bir öğrenme problemi olarak düşünebiliriz. Bu problemin senaryosuna göre; saklı Markov modelin boyutsal anlamda genel yapısı ve gözlem dizisi $O = \{O_1, O_2, \dots, O_T\}$ biliniyor olsun. Böyle bir durumda bu gözlem dizisini en büyük olasılıkla sağlayabilecek $\lambda = (\mathbf{A}, \mathbf{B}, \boldsymbol{\pi})$ parametrelerinin sayısal değerlerini kestirmek amaç edinilir. Çözümüne geleneksel olarak Baum-Welch algoritması ile ulaşılmaktadır. [30] çalışmasında bu bağlamda EM algoritmalarının kullanılacağı vurgulanmış ve [31] çalışmasında da bu konuda literatürde pek çok gradient yöntemin de mevcut olduğu belirtilmiştir.

Üçüncü ve son problemi bir çözümlenme problemi olarak düşünebiliriz. Bu problemin senaryosuna göre; saklı Markov modelin parametreleri $\lambda = (\mathbf{A}, \mathbf{B}, \boldsymbol{\pi})$ ve gözlem dizisi $O = \{O_1, O_2, \dots, O_T\}$ biliniyor olsun. Böyle bir durumda bu gözlem dizisini en büyük olasılıkla sağlayabilecek modelin saklı durum dizisini tespit etmek amaç edinilir. Çözümüne geleneksel olarak Viterbi algoritması ile ulaşılmaktadır.

Bilindiği üzere; bu tez çalışmasının daha ileriki aşamalarında detaylı olarak bahsedilecek olan '5.3 Markov Model Tabanlı Yayın Tespiti' başlığı altında frekans kiplemesini kullanan LPI radar yayın tespiti için iki katmanlı bir mekanizma çözüm olarak sunulacaktır. Dikkat edilirse; bu katmanlar yukarıda bahsedilen ikinci ve üçüncü problemi; yani sırasıyla öğrenme ve çözümlenme problemlerine karşılık gelmektedir ve bunların birbirini destekleyecek şekilde kullanılması amaçlanmaktadır.

5. FKSD RADAR YAYINI TESPİTİ

5.1 Yayın Simülatörü

Bu yayın simülatörü Matlab ortamında geliştirilmiş ve tipik bir elektromanyetik spektrumda var olma ihtimali olan, çeşitli formlarda frekans kiplemesi yapan sürekli dalga yayınları canlandırabilecek şekilde tasarlanmıştır.

Oluşturulan yayın simülatörü sayesinde yayın tespiti için önerilen iki katmanlı algoritmaya girdi sağlanabilecek ve bu sayede yayın tespiti açısından bu iki katmanlı algoritmanın çıktısı ve performansı test edilebilecektir.

Yayın simülatörü sinüs, pozitif ramp, negatif ramp, üçgensel ve sabit frekans kiplemelerine sahip yayınları üretebilir. Yayın simülatörü bu yayınları üretebilmek için her yayına özgü matematiksel kurallara bağlı olmak zorundadır. Bu noktada matematiksel yapıdan bahsetmek faydalı olacaktır.

Üretilen sinyal, matematiksel olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$x(t) = a(t) \cos(\phi(t)) + n(t) \quad (5.1)$$

$$\phi(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t f(\tau) d\tau \quad (5.2)$$

- $a(t)$: sinyal zarfı
 $\phi(t)$: sinyalin anlık fazı
 $f(t)$: sinyalin anlık frekansı
 $n(t)$: gürültü

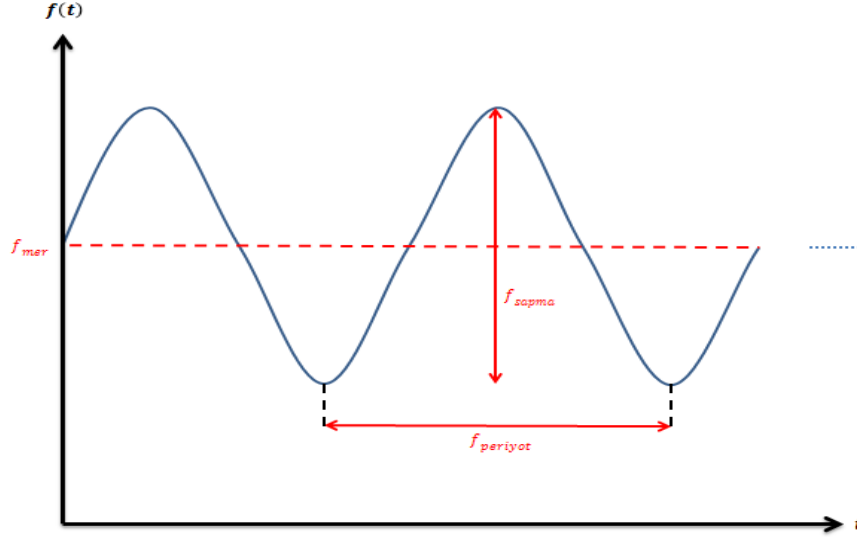
Gürültüyü $n(t) \sim N(0, \sigma^2)$ olacak şekilde modellersek sinyal-gürültü oranı şu şekilde hesaplanır [18]:

$$SNR = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (5.3)$$

$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (5.4)$$

5.1.1 Sinüs Formunda Frekans Kiplemesi Yapan Sinyal Üretici

Sinüs formunda frekans kiplemesi yapan bir sinyal Şekil 5.1.1.1'de tasvir edilmiştir.



Şekil 5.1.1.1 Sinüs formunda frekans kiplemesi.

Bu sinyal matematiksel olarak şu şekilde ifade edilebilir:

$$x(t) = A \cos(\phi(t)) + n(t) \quad (5.5)$$

$$\phi(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t f(\tau) d\tau \quad (5.6)$$

$$f(t) = f_{mer} + \frac{f_{sapma}}{2} \cos \left[\frac{2\pi}{f_{periyot}} t + \theta \right], \quad -\pi \leq \theta \leq \pi \quad (5.7)$$

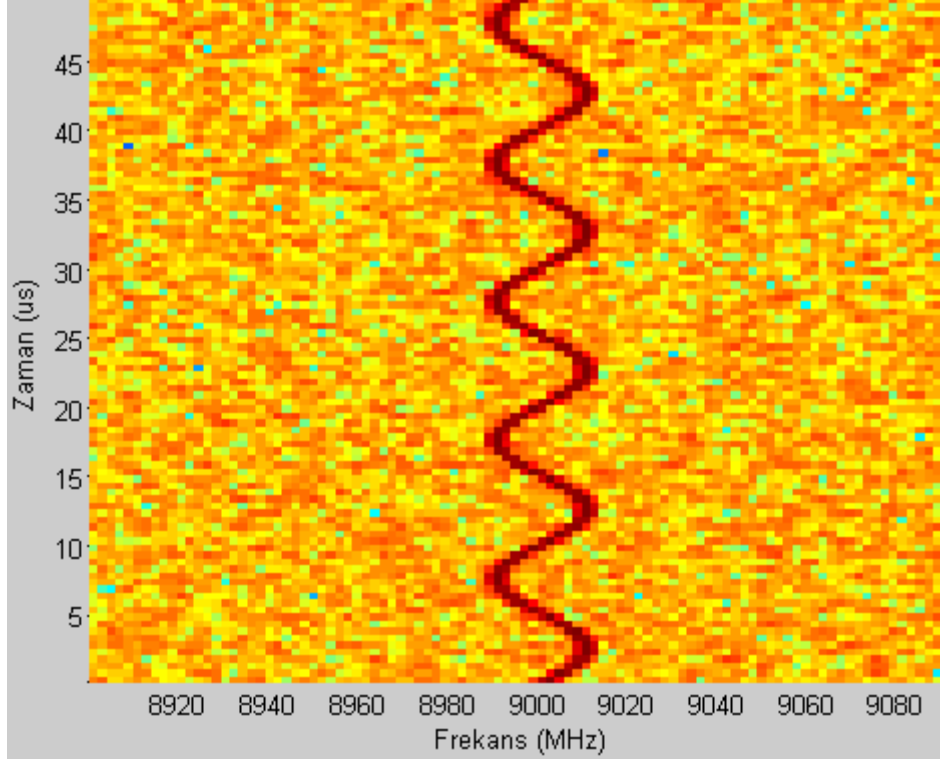
$$SNR = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (5.8)$$

(5.8) kullanılarak gürültü sinyalinin standart sapması şu şekilde bulunur:

$$\sigma = \sqrt{\frac{A^2}{2*SNR}} \quad (5.9)$$

Görüldüğü üzere; istenilen $SNR, A, f_{mer}, f_{sapma}, f_{periyot}, \theta$ değerleri ile sinüs formunda frekans kiplemesi yapan yayın üretilebilir.

Tüm bu bilgiler ışığında; sinüs formunda frekans kiplemesi yapan sinyalin üreticinin gerçekleşmesi sonucu elde edilen spektrogram Şekil 5.1.1.2'de gösterilmiştir. Şekil 5.1.1.2'de gösterilen sinyalin parametreleri Tablo 5.1.1.1'de verilmiştir.



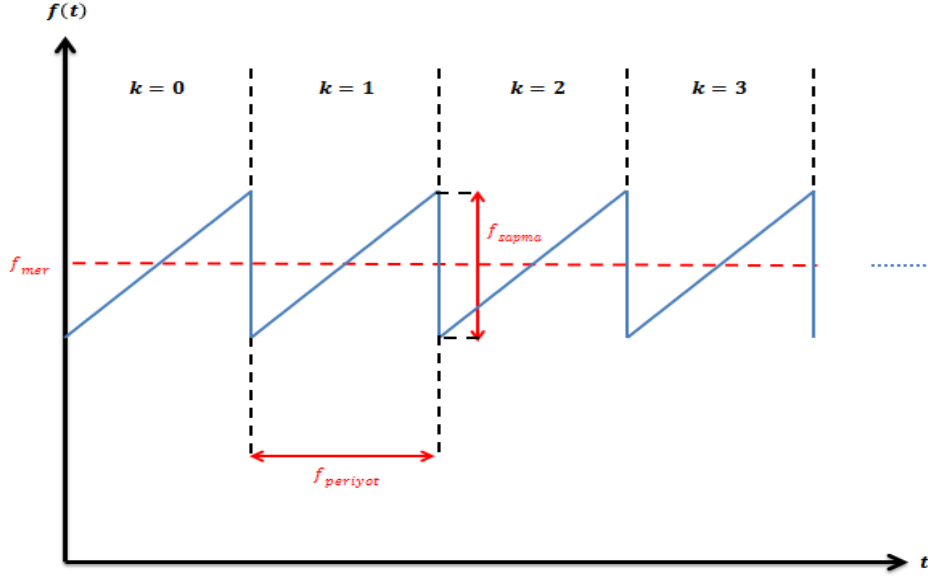
Şekil 5.1.1.2 Sinüs formunda frekans kiplemesi yapan yayının spektrogramı.

Tablo 5.1.1.1 Sinüs formunda frekans kiplemesi yapan yayının parametreleri.

Frekans Kipleme Tipi	f_{mer} (MHz)	f_{sapma} (MHz)	$f_{periyot}$ (μs)	SNR (dB)
Sinüs	9000	20	10	-15

5.1.2 Pozitif Ramp Formunda Frekans Kiplemesi Yapan Sinyal Üretici

Pozitif ramp formunda frekans kiplemesi yapan bir sinyal Şekil 5.1.2.1'de tasvir edilmiştir.



Şekil 5.1.2.1 Pozitif ramp formunda frekans kiplemesi.

Bu sinyal matematiksel olarak şu şekilde ifade edilebilir:

$$x(t) = A \cos(\phi(t)) + n(t) \quad (5.10)$$

$$\phi(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t f(\tau) d\tau \quad (5.11)$$

$$f(t) = f_{mer} + \frac{f_{sapma}}{f_{periyot}} \left(t - \frac{f_{periyot}}{2} - kf_{periyot} \right),$$

$$kf_{periyot} \leq t \leq (k+1)f_{periyot}, k \in \{0, 1, 2, \dots\} \quad (5.12)$$

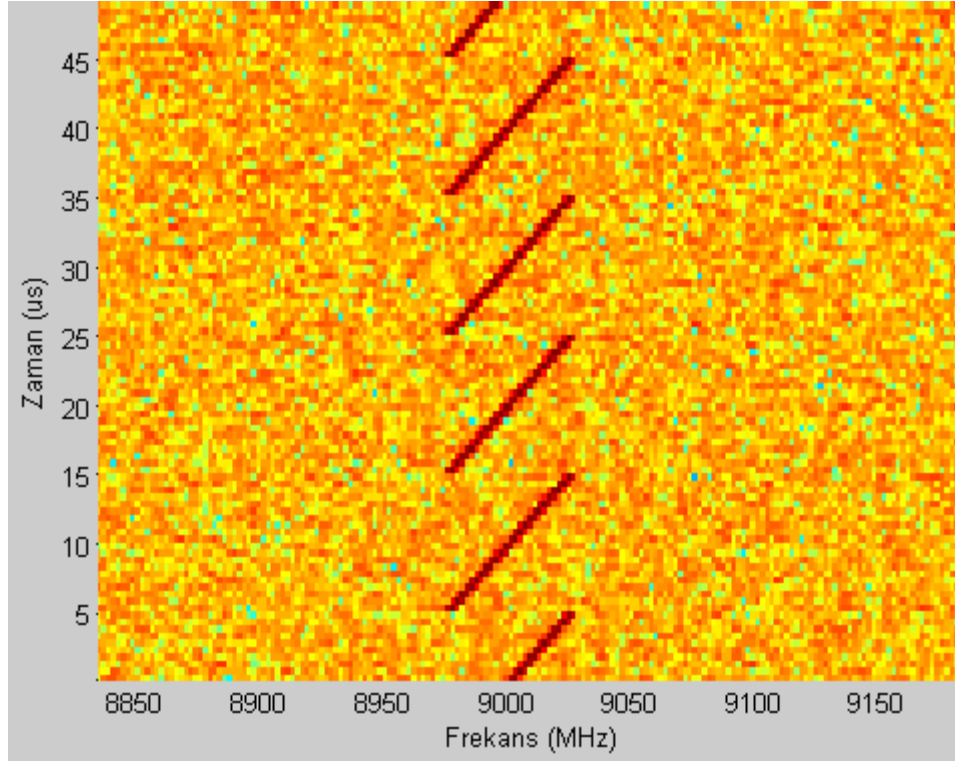
$$SNR = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (5.13)$$

(5.13) kullanılarak gürültü sinyalinin standart sapması şu şekilde bulunur:

$$\sigma = \sqrt{\frac{A^2}{2 \cdot SNR}} \quad (5.14)$$

Görüldüğü üzere; istenilen $SNR, A, f_{mer}, f_{sapma}, f_{periyot}$ değerleri ile pozitif ramp formunda frekans kiplemesi yapan sinyal üretilebilir.

Tüm bu bilgiler ışığında; pozitif ramp formunda frekans kipleme yapan sinyalin üreticinin gerçekleşmesi sonucu elde edilen spektrogram Şekil 5.1.2.2’de gösterilmiştir. Şekil 5.1.2.2’de gösterilen sinyalin parametreleri Tablo 5.1.2.1’de verilmiştir.



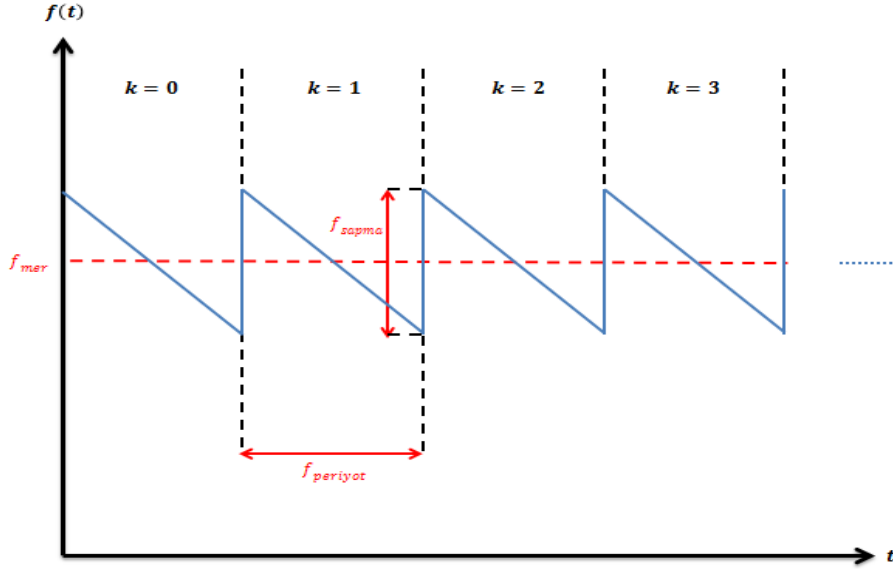
Şekil 5.1.2.2 Pozitif ramp formunda frekans kipleme yapan yayının spektrogramı.

Tablo 5.1.2.1 Pozitif ramp formunda frekans kipleme yapan yayının parametreleri.

Frekans Kipleme Tipi	f_{mer} (MHz)	f_{sapma} (MHz)	$f_{periyot}$ (μs)	SNR (dB)
Pozitif ramp	9000	50	10	-15

5.1.3 Negatif Ramp Formunda Frekans Kiplemesi Yapan Sinyal Üretici

Negatif ramp formunda frekans kiplemesi yapan bir sinyal Şekil 5.1.3.1'de tasvir edilmiştir.



Şekil 5.1.3.1 Negatif ramp formunda frekans kiplemesi.

Bu sinyal matematiksel olarak şu şekilde ifade edilebilir:

$$x(t) = A \cos(\phi(t)) + n(t) \quad (5.15)$$

$$\phi(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t f(\tau) d\tau \quad (5.16)$$

$$f(t) = f_{mer} - \frac{f_{sapma}}{f_{periyot}} \left(t - \frac{f_{periyot}}{2} - kf_{periyot} \right), \quad kf_{periyot} \leq t \leq (k+1)f_{periyot}, k \in \{0,1,2, \dots\} \quad (5.17)$$

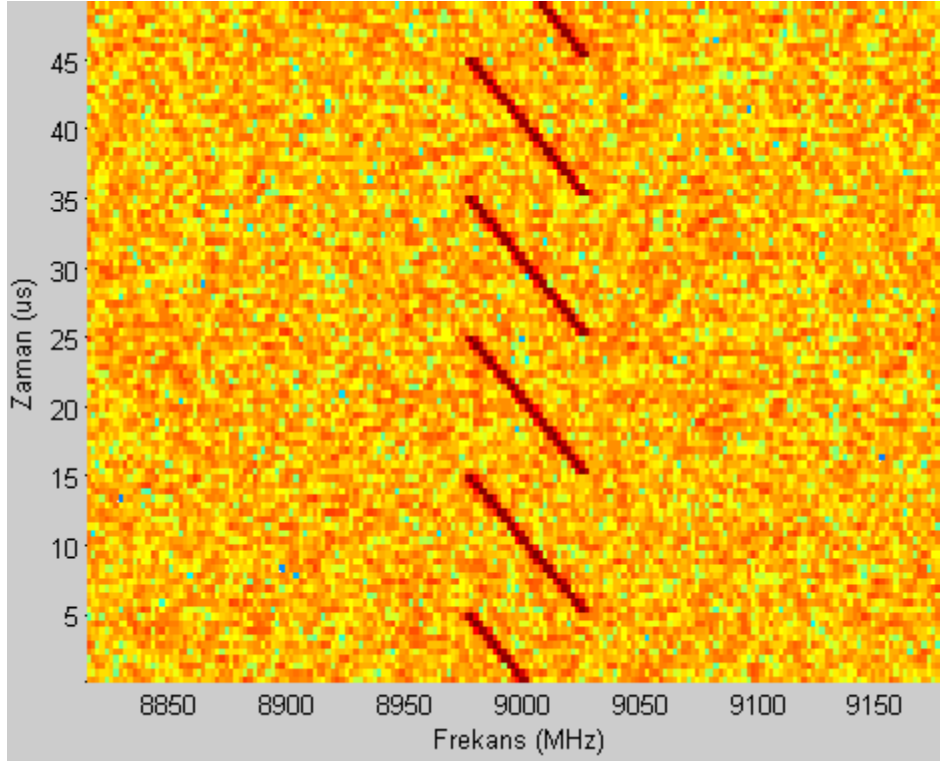
$$SNR = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (5.18)$$

(5.18) kullanılarak gürültü sinyalinin standart sapması şu şekilde bulunur:

$$\sigma = \sqrt{\frac{A^2}{2 \cdot SNR}} \quad (5.19)$$

Görüldüğü üzere; istenilen $SNR, A, f_{mer}, f_{sapma}, f_{periyot}$ değerleri ile negatif ramp formunda frekans kiplemesi yapan sinyal üretilebilir.

Tüm bu bilgiler ışığında; negatif ramp formunda frekans kiplemesi yapan sinyalin üreticinin gerçekleşmesi sonucu elde edilen spektrogram Şekil 5.1.3.2’de gösterilmiştir. Şekil 5.1.3.2’de gösterilen sinyalin parametreleri Tablo 5.1.3.1’de verilmiştir.



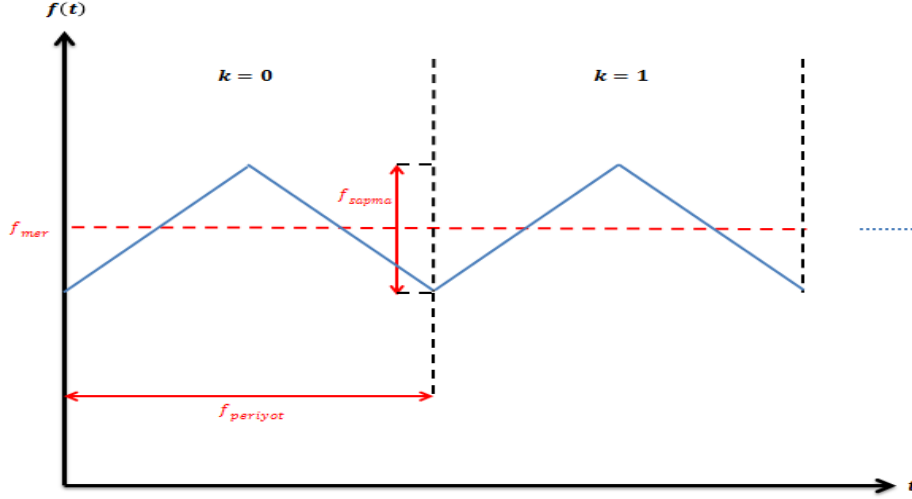
Şekil 5.1.3.2 Negatif ramp formunda frekans kiplemesi yapan yayının spektrogramı.

Tablo 5.1.3.1 Negatif ramp formunda frekans kiplemesi yapan yayının parametreleri.

Frekans Kipleme Tipi	f_{mer} (MHz)	f_{sapma} (MHz)	$f_{periyot}$ (μs)	SNR (dB)
Negatif ramp	9000	50	10	-15

5.1.4 Üçgensel Formda Frekans Kiplemesi Yapan Sinyal Üretici

Üçgensel formda frekans kiplemesi yapan bir sinyal Şekil 5.1.4.1'de tasvir edilmiştir.



Şekil 5.1.4.1 Üçgensel formda frekans kiplemesi.

Bu sinyal matematiksel olarak şu şekilde ifade edilebilir:

$$x(t) = A \cos(\phi(t)) + n(t) \quad (5.20)$$

$$\phi(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t f(\tau) d\tau \quad (5.21)$$

$$f(t) = \begin{cases} f_{mer} + \frac{2f_{sapma}}{f_{periyot}} \left(t - \frac{f_{periyot}}{4} - kf_{periyot} \right), & kf_{periyot} \leq t \leq kf_{periyot} + \frac{f_{periyot}}{2} \\ f_{mer} - \frac{2f_{sapma}}{f_{periyot}} \left(t - \frac{3 * f_{periyot}}{4} - kf_{periyot} \right), & kf_{periyot} + \frac{f_{periyot}}{2} \leq t \leq (k+1)f_{periyot} \end{cases} \quad (5.22)$$

$k \in \{0,1,2, \dots\}$

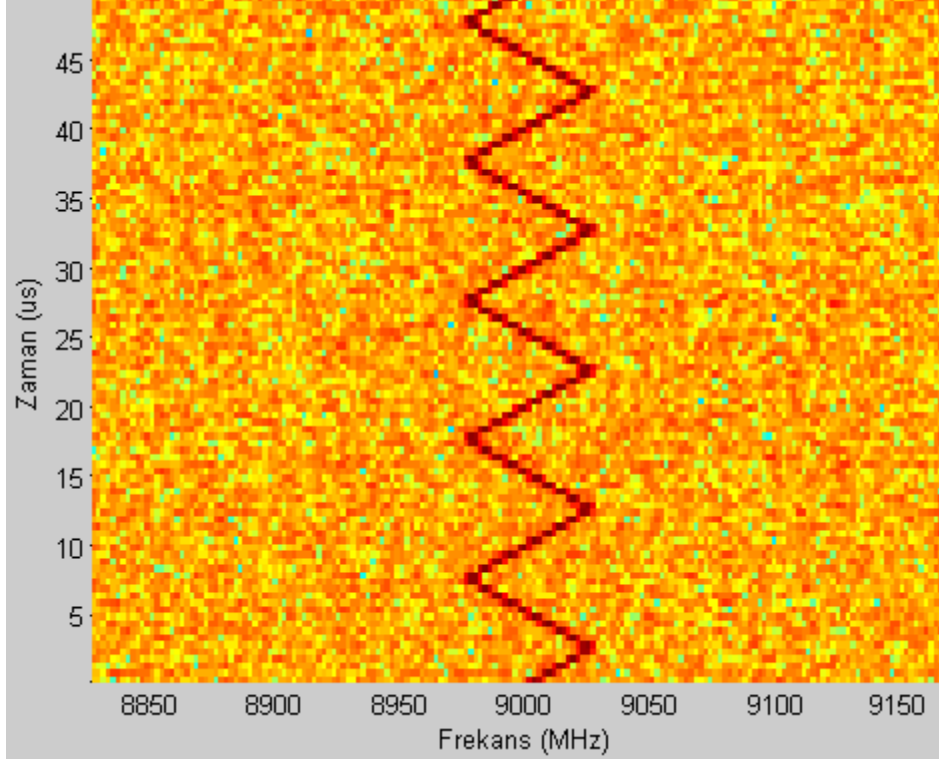
$$SNR = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (5.23)$$

(5.23) kullanılarak gürültü sinyalinin standart sapması şu şekilde bulunur:

$$\sigma = \sqrt{\frac{A^2}{2 * SNR}} \quad (5.24)$$

Görüldüğü üzere; istenilen $SNR, A, f_{mer}, f_{sapma}, f_{periyot}$ değerleri ile üçgensel formda frekans kiplemesi yapan sinyal üretilebilir.

Tüm bu bilgiler ışığında; üçgensel formda frekans kiplemesi yapan sinyalin üreticinin gerçekleşmesi sonucu elde edilen spektrogram Şekil 5.1.4.2’de gösterilmiştir. Şekil 5.1.4.2’de gösterilen sinyalin parametreleri Tablo 5.1.4.1’de verilmiştir.



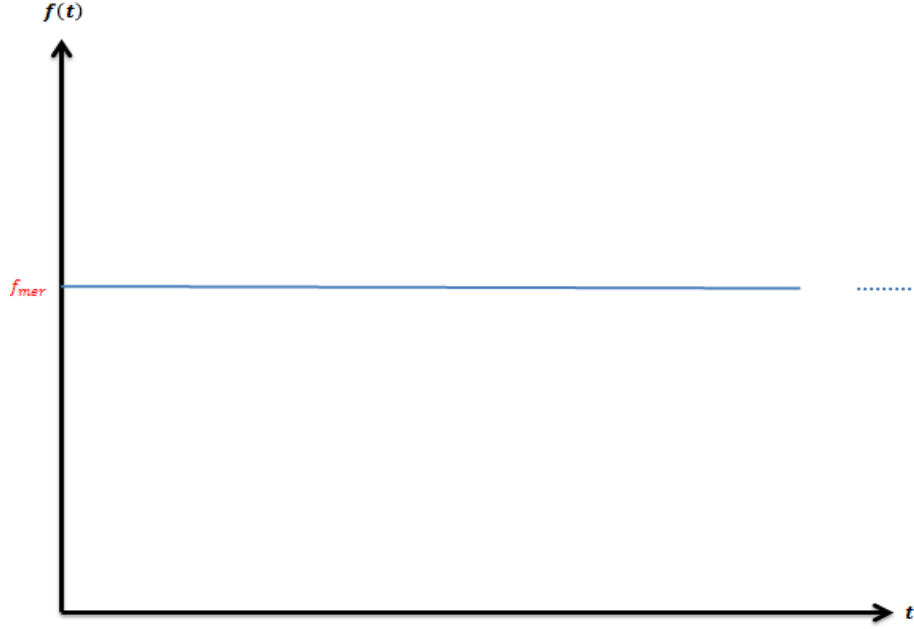
Şekil 5.1.4.2 Üçgensel formda frekans kiplemesi yapan yayının spektrogramı.

Tablo 5.1.4.1 Üçgensel formda frekans kiplemesi yapan yayının parametreleri.

Frekans Kipleme Tipi	f_{mer} (MHz)	f_{sapma} (MHz)	$f_{periyot}$ (μs)	SNR (dB)
Üçgensel	9000	50	10	-15

5.1.5 Sabit Formda Frekans Kiplemesi Yapan Sinyal Üretici

Sabit formda frekans kiplemesi yapan bir sinyal Şekil 5.1.5.1'de tasvir edilmiştir.



Şekil 5.1.5.1 Sabit formda frekans kiplemesi.

Bu sinyal matematiksel olarak şu şekilde ifade edilebilir:

$$x(t) = A \cos(\phi(t)) + n(t) \quad (5.25)$$

$$\phi(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t f(\tau) d\tau \quad (5.26)$$

$$f(t) = f_{mer} \quad (5.27)$$

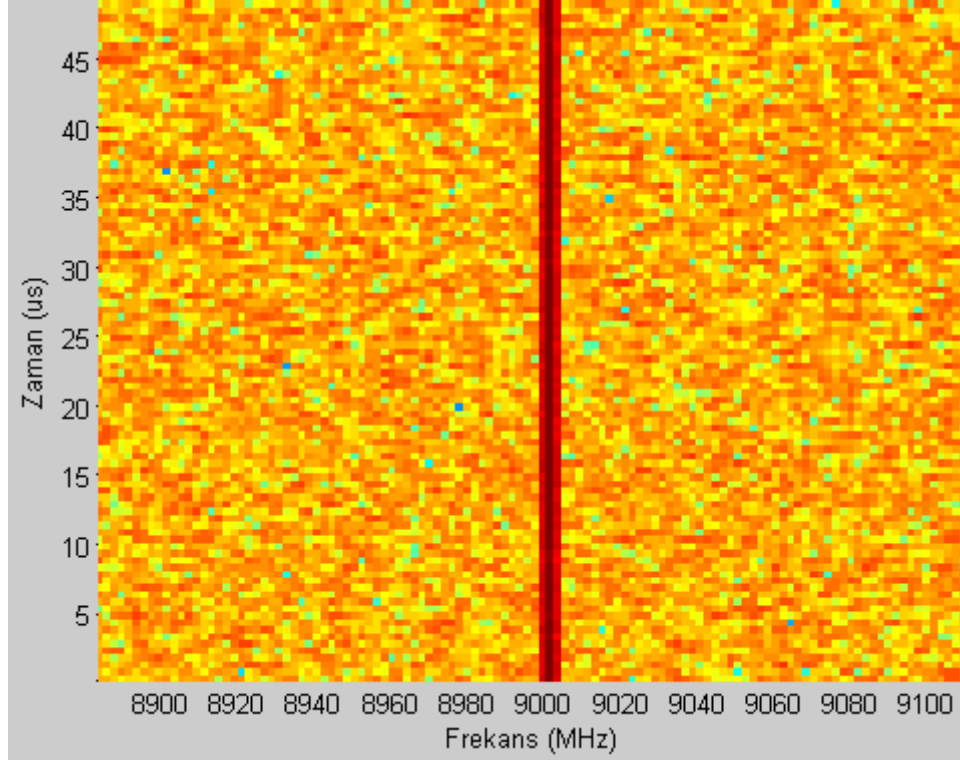
$$SNR = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (5.28)$$

(5.28) kullanılarak gürültü sinyalinin standart sapması şu şekilde bulunur:

$$\sigma = \sqrt{\frac{A^2}{2*SNR}} \quad (5.29)$$

Görüldüğü üzere; istenilen SNR , A , f_{mer} değerleri ile sabit formda frekans kiplemesi yapan sinyal üretilebilir.

Tüm bu bilgiler ışığında; sabit formda frekans kiplemesi yapan sinyalin üreticinin gerçekleşmesi sonucu elde edilen spektrogram Şekil 5.1.5.2’de gösterilmiştir. Şekil 5.1.5.2’de gösterilen sinyalin parametreleri Tablo 5.1.5.1’de verilmiştir.



Şekil 5.1.5.2 Sabit formda frekans kiplemesi yapan yayının spektrogramı.

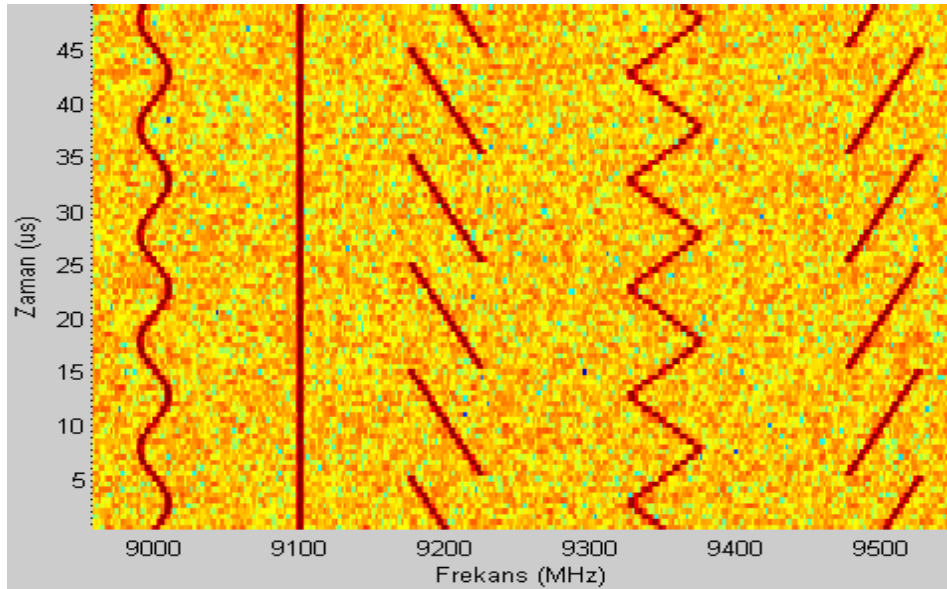
Tablo 5.1.5.1 Sabit formda frekans kiplemesi yapan yayının parametreleri.

Frekans Kipleme Tipi	f_{mer} (MHz)	SNR (dB)
Sabit	9000	-15

5.1.6 Yayın Simülatörüne Genel Bakış

Tüm bu bilgiler ışığında; yayın simülatörünün gerçekleşmesi sonucu çeşitli formlara sahip frekans kipleme yapan yayınlar üretilebilir. Böylelikle tipik bir elektronik harp spektrumu canlandırılabilir. Ayrıca önerilen yöntemle istenilen parametrelerde girdi sağlanıp, sistemin çıktısı ve performansı test edilebilir.

Yayın simülatörünün şimdiye kadar bahsedilen tüm formlarda frekans kipleme yapan yayınları üretebilme yeteneği örnek bir spektrogram verilerek Şekil 5.1.6.1'de gösterilmiştir. Şekil 5.1.6.1'de gösterilen kompozit sinyalin parametreleri Tablo 5.1.6.1'de verilmiştir.



Şekil 5.1.6.1 Yayın simülatörünün eş zamanlı üretebildiği yayınlara ait ortak bir spektrogram.

Tablo 5.1.6.1 Kompozit sinyalin parametreleri.

	Frekans Kipleme Tipi	f_{mer} (MHz)	f_{sapma} (MHz)	$f_{periyot}$ (μs)	SNR (dB)
Yayın-1	Sinüs	9000	20	10	-15
Yayın-2	Sabit	9100	-	-	-15
Yayın-3	Negatif ramp	9200	50	10	-15
Yayın-4	Üçgensel	9350	50	10	-15
Yayın-5	Pozitif ramp	9500	50	10	-15

5.2 Veri Toplama Mekanizması

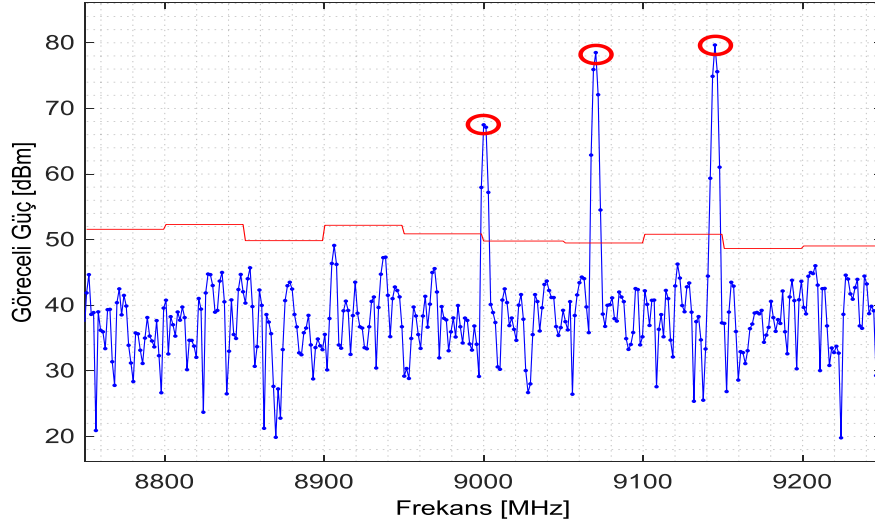
Bu bölümde EH almacından algoritmaya gelen veri tipi anlatılacaktır. Bu sayede alınan örneklerin algoritmaya girdi olarak sunulacak tepe noktalarına dönüştürülme süreci ve genel akış daha iyi anlaşılacaktır.

Tipik bir EH almacının aralıksız örnek alıp işleme gibi bir lüksü yoktur. Aksi takdirde elinde çok fazla örnek olur. Bu kadar fazla örneğin işlenmesi için de almacın yeterli işlem gücü ve zamanı yoktur. Bu yüzden almaç belirli zaman aralıklarıyla ve N_s adet yeterli örneği elde etmeyi sağlayabilecek belirli bir kalış süresi boyunca ortamdaki örnekler alır. Burada almacın örnekleme frekansı f_s 'dir. Ardından, bir sonraki tur için bir süre bekler ve tekrar örnekleri alır. Bu işlem sürekli tekrarlanır. Böylelikle T adet turda örnekler toplanır, FFT'leri alınır ve zamanla değişimi tespit edilmeye çalışılır. Öte yandan; [32] çalışmasında da anlatıldığı gibi örneklerin FFT'si alınarak ciddi bir SNR kazancı elde edilir. Bu kazanç alınan FFT'nin kaçlık alındığına göre değişkenlik gösterir. [33] çalışmasına göre, N_s adet FFT ile $10 \log_{10} \frac{N_s}{2}$ dB kadar SNR kazancı elde edilir. Bu hesaba göre; almacın 512'lik FFT aldığı varsayılırsa yaklaşık 24 dB SNR kazancı ya da 1024'lük FFT aldığı varsayılırsa yaklaşık 27 dB SNR kazancı sağlanmış olur.

Şekil 5.2.1'de 9000 MHz etrafında farklı frekanslarda bulunan, parametreleri Tablo 5.2.1'de gösterilen üç adet yayının var olduğu örnek bir elektronik harp ortamının belirli bir anı canlandırılmıştır. Bu şekle göre almaç, merkez frekansını 9000 MHz'e kilitlemiş ve tek bir kanalından N_s adet örneği toplamıştır. Mavi hat ile gösterilenler örneklere ait spektrumu, kırmızı hat ile gösterilenler ise almacın uyguladığı ayarlanabilir eşiği göstermektedir. Kırmızı daireler ile belirtilenler ise tespit edilen tepe noktalarıdır. Alınan örneklerin spektrumundaki herhangi bir noktaya tepe noktası denilebilmesi için spektrumdaki bu noktanın ayarlanabilir eşiği geçmesi ve bulunduğu noktada yerel maksimum olması gerekmektedir.

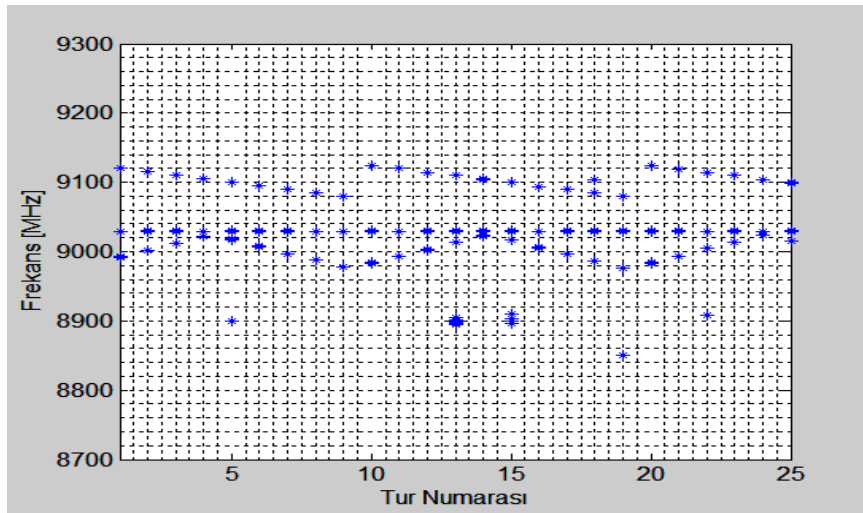
Tablo 5.2.1 Ortamdaki üç yayının parametreleri.

	Frekans Kipleme Tipi	f_{mer} (MHz)	f_{sapma} (MHz)	$f_{periyot}$ (μs)	SNR (dB)
Yayın-1	Sabit	9060	-	-	3
Yayın-2	Negatif ramp	9100	50	1000	5
Yayın-3	Üçgensel	9000	50	1000	-7



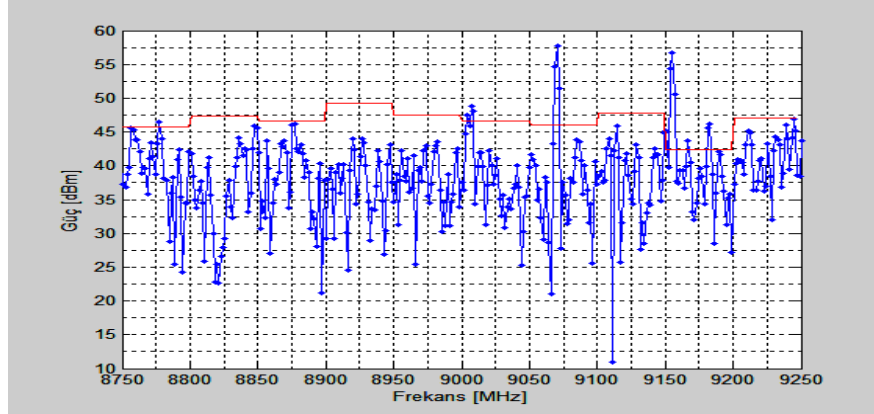
Şekil 5.2.1 Üç yayının bulunduğu ortamda almanın bir kanalının herhangi bir andaki örnek bir spektrumu.

Almaç, daha önce bahsedildiği gibi belirli zaman aralıklarıyla örnek toplayıp, topladığı her örnek bloğunun spektrumu üzerinden yukarıda bahsedilen ayarlanabilir eşikleme işlemini yaptığında tespit edilen tüm tepe noktaları zaman-frekans düzleminde Şekil 5.2.2'deki gibi bir görüntüyü oluşturmaktadır. Bu şekil üzerinden de anlaşılacağı üzere, ortamda farklı frekans kiplemeleri yapan üç adet yayın vardır ve bu yayınların tespiti için belirlenen tur sayısı kadar veri toplanmıştır. Herhangi bir turda $\frac{N_s}{f_s}$ süresi kadar veri toplanmakta; ardından belirli bir bekleme süresi kadar veri toplanmadan beklenmektedir. Sonraki turlar için de aynı veri toplama ve bekleme işlemleri art arda tekrarlanmaktadır.



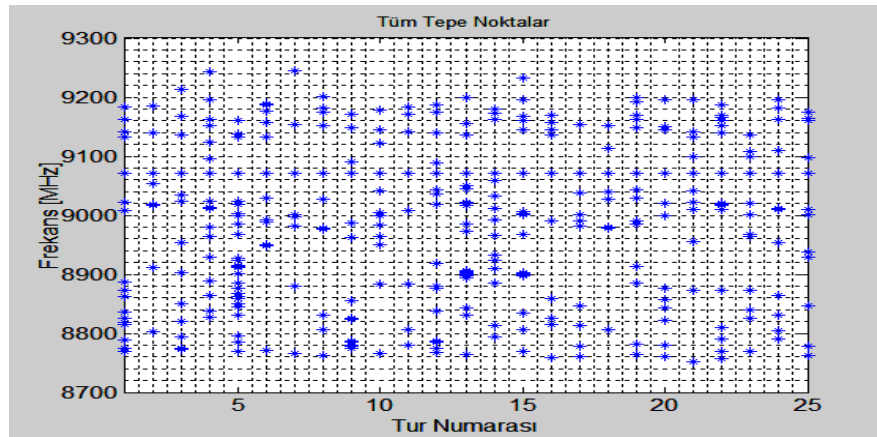
Şekil 5.2.2 Yüksek SNR şartlarında üç adet FKSD yayının zaman-frekans dağılımı.

Tipik bir elektronik harp senaryosunda, hedef radar, ED sisteminin bulunduğu platforma genelde uzaktan yaklaşır ve bu da hedef radarı düşük SNR durumunda bile tespit edebilme ihtiyacı doğurur. Düşük SNR'da yayın tespiti yapabilmek için kullanılan ayarlanabilir eşik katsayısını düşük seçmek gerekmektedir. Bu katsayı düşük seçildiğinde, almanın bir kanalının, bir turda topladığı örneklerin spektrumu ve uygulanan ayarlanabilir eşik Şekil 5.2.3'teki gibi olmaktadır.



Şekil 5.2.3 Düşük SNR'da tespit durumunda, almanın topladığı N_s adet örneğin spektrumu.

Ancak bu durumda yanlış alarm olasılığı artmakta ve tespit edilen tepe noktalarının zaman-frekans düzlemindeki görüntüsü Şekil 5.2.4'teki gibi olmaktadır. Görüldüğü üzere, düşük SNR'da tespit durumunda, basit kümeleme teknikleri ile tespit edilen tepe noktalarının ayrıştırılması mümkün gözükmemektedir. Buna çözüm olarak ise sonraki bölümlerde anlatılacak olan iki katmandan oluşan SMM tabanlı bir yöntem önerilecektir.



Şekil 5.2.4 Düşük SNR şartlarında üç adet FKSD yayının zaman-frekans dağılımı.

5.3 Markov Model Tabanlı Yayın Tespiti

Frekans modülasyonunu kullanan LPI radar yayınlarının tespiti için önerilen yöntem saklı Markov model tabanlı olup; öğrenme ve çözümlene katmanları olmak üzere 2 alt tabakadan oluşmaktadır. Önerilen yöntemin doğuş noktası olan saklı Markov modelleri ise 4. bölümde detaylı olarak ele alınmış ve genel yapısı anlatılmıştı. Bu bölümde ise kendi problemimize uygun bir saklı Markov modeli inşa edilecek ve yayın tespiti için bu temel üzerinde 2 katmanlı bir yöntem önerilecektir.

Bilindiği üzere; SMM'ler durumlardan ve bu durumlarda iken yapılan gözlemlerden oluşur. LPI radar yayın tespiti problemi için önerilen yöntemde tespit edilen belli bir frekansa sahip tepe noktaları modelin durumlarına ve bu tepe noktalarının genlikleri de yapılan gözlemlere karşılık gelecektir. Bu eşleşme temelinde bir saklı Markov model inşa edilecektir. Tepe noktalarının genliği gözlem olarak kabul edildiği için teorik olarak sonsuz sayıda seçenek vardır; yani M değeri sonsuzdur. Saklı Markov model elbette yayın tespit problemi için bir temel oluştursa da bu esnek yapı yapılan eşleşmeler doğrultusunda aynı anlama gelecek şekilde modifiye edilebilir. Her tepe noktasının bir genliği olduğu ve bu tepe noktaları her turda oluştuğu için M değeri yerine T; yani tur sayısı kullanılabilir. Bu tanımlamalara göre $\lambda = (\mathbf{A}, \mathbf{B}, \boldsymbol{\pi})$ modeli şu şekilde ifade edilir:

Teorik Karşılığı

$$\boldsymbol{\pi}_{Nx1}$$

$$\mathbf{A}_{NxN}$$

$$\mathbf{B}_{NxM}$$

$$b_j(k)$$

$$\mathbf{O} = \{O_1, O_2, \dots, O_T\}$$

$$\mathbf{Q} = \{q_1, q_2, \dots, q_T\}$$

Pratik Karşılığı

$$\boldsymbol{\pi}_{Nx1}$$

$$\mathbf{A}_{NxN}$$

$$\mathbf{B}_{NxT}$$

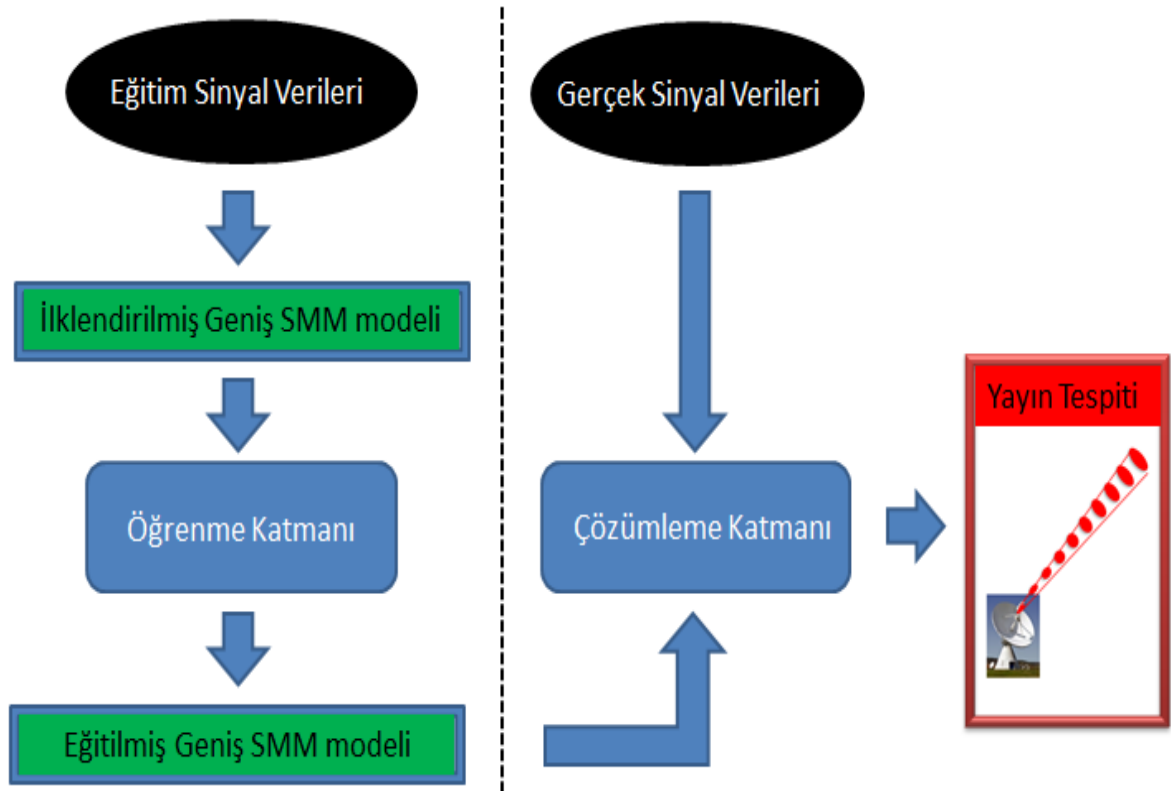
$$b_j(t)$$

$$\mathbf{O} = \{O_1, O_2, \dots, O_T\}$$

$$\mathbf{Q} = \{q_1, q_2, \dots, q_T\}$$

Önerilen yöntem öğrenme ve çözümü olmak üzere 2 katmandan oluşacaktır. İlk katmanda amaç; öğrenme yapılarak SMM parametrelerinden A 'yı en optimal şekilde belirlemektir. Öğrenme katmanında beklenti enbüyütme yaklaşımına dayanan Baum-Welch algoritması kullanılacaktır. İkinci katmandaki amaç ise; gerçek zamanlı ölçümlerden elde edilen B parametresi ve önceki katmanda belirlenen A parametresi kullanılacak şekilde çözümü yapılarak gerçek zamanlı LPI yayın tespitini yapmaktır. Çözümü katmanında Viterbi algoritması kullanılacaktır. Baum-Welch ve Viterbi algoritmaları dinamik programlama tabanlı algoritmalar olduğu için bu algoritmalarda daha önce yapılan işlemlerin tekrarlanmasına gerek duyulmaz ve ulaşılan sonuçlar tekrar tekrar kullanılır. Bu sayede algoritma çok hızlı çalışır ve zamandan tasarruf edilmiş olur. Önerilen yöntem gerçek zamanlı çalışan platformlarda çalışacağı için bu önemli bir kazanımdır. [34] çalışmasında da değinildiği gibi, dinamik programlama tabanlı bir algoritmanın kullanılması sahip olduğu pek çok avantajdan dolayı mantıklı olacaktır.

Şekil 5.3.1'de önerilen yöntemin akışı tasvir edilmiştir:



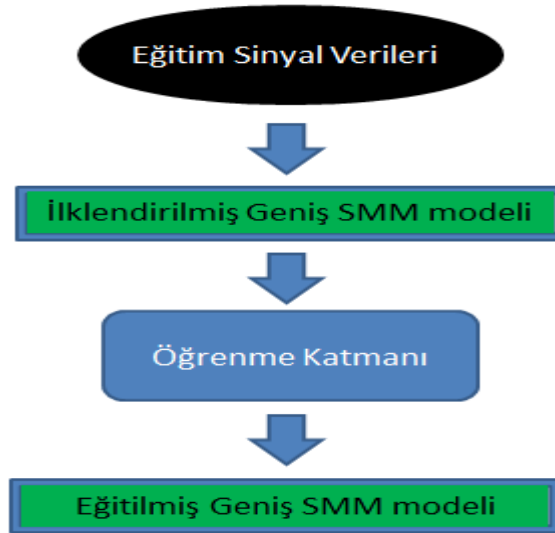
Şekil 5.3.1 İki katmanlı yayın tespiti algoritması akış şeması.

5.3.1 Öğrenme Katmanı

SMM'in genel yapısı ve yapılan ölçümler $\mathbf{O} = [O_1, O_2, \dots, O_T]^T$ şeklinde biliniyor olsun. Veriyi en optimal şekilde modelleyecek; yani $P(\mathbf{O}|\lambda)$ 'i en büyütecek SMM parametrelerinden \mathbf{A} parametresi beklenti enbüyütme yaklaşımına dayanan Baum-Welch algoritması kullanılarak bu katmanda belirlenir.

Bu katman, “çevrimdışı öğrenme katmanı” olarak da isimlendirilebilir; çünkü SMM parametrelerinden \mathbf{A} parametresinin kestirilmesi EH platformlarında gerçek zamanlı olarak yapılmayacaktır. Bunun yerine çok daha önce sahadan alınan veriler veya tarafımızdan üretilecek sahada karşılaşılmaması muhtemel olan tüm veriler, eğitim sinyal verileri olarak kullanılarak \mathbf{A} parametresinin kestirilmesi gerçekleştirilecektir. Hemen ardından; kestirilen \mathbf{A} parametresi, gerçek zamanlı yayın tespitinde çözümlene katmanı tarafından kullanılabilmesi için EH platformuna sayısal olarak gömülecektir. Diğer bir deyişle; öğrenme işlevi sahaya gitmeden önce yapılmaktadır ve bu katmanın çıktıları sahadaki gerçek zamanlı yayın tespitinde çözümlene katmanı tarafından kullanılmaktadır.

Şekil 5.3.1.1'de önerilen yöntemin öğrenme katmanının akışı tasvir edilmiştir:



Şekil 5.3.1.1 Önerilen yöntemin öğrenme katmanı.

Bu noktada; kullanılacak Baum-Welch algoritmasından bahsetmek faydalı olacaktır.

Baum-Welch Algoritması:

Baum-Welch algoritması, beklenti enbüyütme yaklaşımına dayanan dinamik programlama tabanlı yinelemeli bir algoritmadır. $P(\mathbf{O}|\lambda)$ 'i en büyütecek SMM parametrelerinden **A** parametresinin kestirilmesi amacıyla kullanılacaktır. Bu katmanda **B** parametresi, eğitim sinyal verilerinden elde edilen tepe noktalarının genlikleri ile ilişkilendirilmiştir; diğer bir deyişle **B** parametresi eğitim sinyal verileri üzerinden yapılan ölçümlerden elde edilir. **A** ve π parametreleri ise eşit olasılıklı dağılım gösterecek şekilde ilklendirilmiştir. π parametresi, eğitim sinyal verilerinin başlangıç noktası hakkında problemimiz için kullanışlı olmayan bilgi taşıdığı için öğrenme işlevi, yalnızca **A** parametresini kestirmek için anlamlı olacaktır. Bu nedenle algoritmada yalnızca **A** parametresinin temsil ettiği olasılıkların bulunmasına odaklanılacaktır. π parametresinin güncellenmesi anlamsız olsa da algoritmanın doğru çalışıp çalışmadığının göstergelerinden yalnızca biri olarak kontrol amaçlı bırakılıp, algoritmada bu parametrenin güncellenmesine devam edilecektir. Özetle; her yinelemede $P(\mathbf{O} | \lambda^{t+1}) \geq P(\mathbf{O} | \lambda^t)$ olasılıklarını sağlayacak şekilde eğitilmiş **A** parametresi elde edilecektir.

Baum-Welch algoritması, $\alpha_t(i)$ ve $\beta_t(i)$ olacak şekilde iki adet yardımcı değişken kullanır. Bu değişkenler sırasıyla ileri ve geri algoritmalarıyla bulunur. Bu hesaplamaların yapıldığı aşama ise algoritmanın beklenti aşamasını oluşturur. Daha matematiksel ifade ile bu değişkenler şu şekilde hesaplanır [29, 35, 36, 37]:

İleri algoritması:

İlklendirme:

$$\alpha_1(i) = \pi_i b_i(O_1), \quad 1 \leq i \leq N \quad (5.30)$$

Yinelemeler:

$$\alpha_t(j) = \left[\sum_{i=1}^N \alpha_{t-1}(i) a_{ij} \right] b_j(O_t), \quad \begin{array}{l} 1 \leq j \leq N \\ 2 \leq t \leq T \end{array} \quad (5.31)$$

Geri algoritması:

İlklendirme:

$$\beta_T(j) = 1, \quad 1 \leq j \leq N \quad (5.32)$$

Yinelemeler:

$$\beta_t(i) = \sum_{j=1}^N a_{ij} b_j(O_{t+1}) \beta_{t+1}(j), \quad \begin{array}{l} 1 \leq i \leq N \\ 1 \leq t \leq T - 1 \end{array} \quad (5.33)$$

Baum-Welch algoritması $\gamma_t(i)$ ve $\zeta_t(i, j)$ olacak şekilde iki adet yardımcı değişken daha kullanır. $\gamma_t(i)$; tüm ölçümler verildiği durumda, t anında i durumunda olma olasılığını temsil eder. $\zeta_t(i, j)$ ise; tüm ölçümler verildiği durumda, t anında i durumunda ve $t + 1$ anında j durumunda olma olasılığını temsil eder. Bu değişkenler ise matematiksel olarak şu şekilde hesaplanır [29, 35, 36, 37]:

$$\gamma_t(i) = \frac{\alpha_t(i) \beta_t(i)}{(\sum_{k=1}^N \alpha_t(k) \beta_t(k))}, \quad 1 \leq i \leq N$$

$$1 \leq t \leq T \quad (5.34)$$

$$\zeta_t(i, j) = \frac{\alpha_t(i) a_{ij} b_j(O_{t+1}) \beta_{t+1}(j)}{\sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N \alpha_t(k) a_{kl} b_l(O_{t+1}) \beta_{t+1}(l)}, \quad 1 \leq i, j \leq N$$

$$1 \leq t \leq T - 1 \quad (5.35)$$

$$\gamma_t(i) = \sum_{j=1}^N \zeta_t(i, j), \quad 1 \leq i \leq N$$

$$1 \leq t \leq T - 1 \quad (5.36)$$

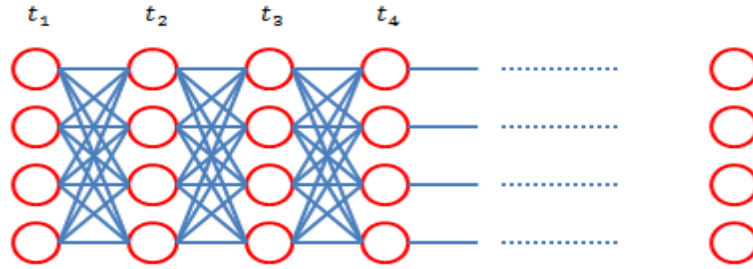
$\gamma_t(i)$ ve $\zeta_t(i, j)$ değişkenleri hesaplandıktan sonra \mathbf{A} ve $\boldsymbol{\pi}$ parametreleri bu verilere göre güncellenir. Bu güncelleme ise matematiksel olarak şu şekilde yapılır [29, 35, 36, 37]:

$$\pi'_i = \gamma_1(i), \quad 1 \leq i \leq N \quad (5.37)$$

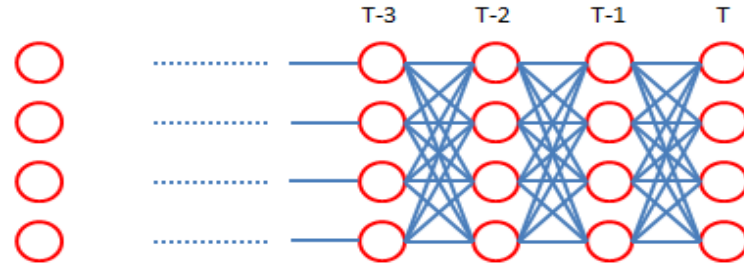
$$a'_{ij} = \frac{\sum_{t=1}^{T-1} \zeta_t(i, j)}{\sum_{t=1}^{T-1} \gamma_t(i)}, \quad 1 \leq i, j \leq N \quad (5.38)$$

$\gamma_t(i)$ ve $\zeta_t(i, j)$ değişkenlerinin hesaplandığı ve ardından \mathbf{A} ve $\boldsymbol{\pi}$ parametrelerinin güncellendiği aşama ise algoritmanın enbüyütme aşamasını oluşturur. Beklenti ve enbüyütme aşamaları art arda yapılır. Bir beklenti-enbüyütme çifti, bir yinelemeye karşılık gelir. Maksimum yineleme sayısı, parametrelerin değişim toleransı vb. gibi sonlandırma kriterleri dahilinde bu yinelemeler tekrarlanır ve nihai olarak girdi olarak verilen eğitim sinyal verilerine en uygun \mathbf{A} parametresi kestirilmiş olur. Kestirilen \mathbf{A} parametresi, sahada gerçek zamanlı yayın tespitinde çözümleme katmanı tarafından kullanılmak üzere EH platformuna gömülecektir.

Bu noktada önemli bir noktaya değinmek faydalı olacaktır. Baum-Welch algoritması teorik olarak başarılı bir algoritma olsa da pratikte bazı dezavantajları mevcuttur. Şekil 5.3.1.2'deki gibi ileri algoritması ile $\alpha_t(i)$ ve Şekil 5.3.1.3'teki gibi geri algoritması ile de $\beta_t(i)$ parametreleri hesaplanırken; dinamik programlama mantığı gereği önceki turda hesaplanan değerler tekrar tekrar kullanılmakta ve bu da bu parametrelerin zamanla sayısal değer olarak çok büyümesine ve dolayısıyla dijital ortamda işlenememesine neden olmaktadır.



Şekil 5.3.1.2 İleri algoritması ile α hesaplanması.



Şekil 5.3.1.3 Geri algoritması ile β hesaplanması.

Bu dezavantajın yok edilebilmesi için algoritma akışı bozulmayacak şekilde Baum-Welch algoritmasının yeniden düzenlenmesi gerekir. [38] çalışmasında bu soruna bir çözüm sunulmakta ve revize edilmiş Baum-Welch algoritması aşağıdaki gibi yeniden tasarlanmaktadır. Yeniden tasarlanan bu algoritma, geleneksel Baum-Welch algoritması ile aynı akışı takip etmekte ve yapılan işleme uygun olacak şekilde geleneksel Baum-Welch algoritmasının ilgili adımına karşılık gelmektedir. Revize edilmiş Baum-Welch algoritması, özetle çarpma ve toplama yerine üstsel ve logaritma fonksiyonlarını kullanmaktadır. Bu sayede de nümerik stabiliteyi sağlayarak mevcut dezavantajı yok etmektedir. Öte yandan; her işlem esnasında tekrar tekrar üstsel ve logaritma fonksiyonlarını kullanmak, algoritmanın çalışma zamanının uzamasına sebep olmaktadır. Bu uzama miktarı modelin büyüklüğü ile doğru orantılı olarak artmaktadır.

[38] çalışmasında anlatılan revize edilmiş Baum-Welch algoritmasında kullanılan dört adet yardımcı fonksiyon Tablo 5.3.1.1, Tablo 5.3.1.2, Tablo 5.3.1.3 ve Tablo 5.3.1.4'te gösterilmiştir. Bunlar bahsedilen algoritmanın kendisi değildir. Sadece belirtilen tanımlamalar ile algorithmada kullanılacak yardımcı fonksiyonlardır.

Tablo 5.3.1.1 Revize edilmiş Baum-Welch algoritması - adım 1 [38].

Algorithm 1 Compute $eexp(x)$

```

if  $x = LOGZERO$  then
  0
else
   $exp(x)$ 
end if

```

Tablo 5.3.1.2 Revize edilmiş Baum-Welch algoritması - adım 2 [38].

Algorithm 2 Compute $eln(x)$

```

if  $x = 0$  then
   $LOGZERO$ 
else if  $x > 0$  then
   $ln(x)$ 
else
  negative input error
end if

```

Tablo 5.3.1.3 Revize edilmiş Baum-Welch algoritması - adım 3 [38].

Algorithm 3 Compute $elnsum(eln(x),eln(y))$

```

if  $eln(x)=LOGZERO$  OR  $eln(y)=LOGZERO$  then
  if  $eln(x)=LOGZERO$  then
     $eln(y)$ 
  else
     $eln(x)$ 
  end if
else
  if  $eln(x) > eln(y)$  then
     $eln(x) + eln(1+exp(eln(y)-eln(x)))$ 
  else
     $eln(y) + eln(1+exp(eln(x)-eln(y)))$ 
  end if
end if

```

Tablo 5.3.1.4 Revize edilmiş Baum-Welch algoritması - adım 4 [38].

Algorithm 4 Compute $elnproduct(eln(x),eln(y))$

```

if  $eln(x)=LOGZERO$  OR  $eln(y)=LOGZERO$  then
   $LOGZERO$ 
else
   $eln(x)+eln(y)$ 
end if

```

Tablo 5.3.1.5 ve Tablo 5.3.1.6'da anlatılan algoritmalar, sırasıyla ileri ve geri algoritmasına karşılık gelmektedir. Diğer bir ifade ile (5.30) ve (5.31)'deki işlemler Tablo 5.3.1.5'teki algoritma ile yapılırken; (5.32) ve (5.33)'teki işlemler Tablo 5.3.1.6'daki algoritma ile yapılmaktadır. Bilindiği üzere, bu hesaplamaların yapıldığı aşama algoritmanın beklenti aşamasını oluşturur.

Tablo 5.3.1.5 Revize edilmiş Baum-Welch algoritması - adım 5 [38].

Algorithm 5 Compute $\text{eln}\alpha_t(i)$ for all states S_t and observations O_t

```

for  $i = 1$  to  $N$  do
   $\text{eln}\alpha_1(i) \leftarrow \text{elnproduct}(\text{eln}(\pi_t), \text{eln}(b_t(O_1)))$ 
end for
for  $t = 2$  to  $T$  do
  for  $j = 1$  to  $N$  do
     $\text{logalpha} \leftarrow \text{LOGZERO}$ 
    for  $i = 1$  to  $N$  do
       $\text{logalpha} \leftarrow \text{elnsum}(\text{logalpha}, \text{elnproduct}(\text{eln}\alpha_{t-1}(i), \text{eln}(a_{tj})))$ 
    end for
     $\text{eln}\alpha_t(j) \leftarrow \text{elnproduct}(\text{logalpha}, \text{eln}(b_j(O_t)))$ 
  end for
end for

```

Tablo 5.3.1.6 Revize edilmiş Baum-Welch algoritması - adım 6 [38].

Algorithm 6 Compute $\text{eln}\beta_t(i)$ for all states S_t and observations O_t

```

for  $i = 1$  to  $N$  do
   $\text{eln}\beta_T(i) \leftarrow 0$ 
end for
for  $t = T - 1$  to 1 do
  for  $i = 1$  to  $N$  do
     $\text{logbeta} \leftarrow \text{LOGZERO}$ 
    for  $j = 1$  to  $N$  do
       $\text{logbeta} \leftarrow \text{elnsum}(\text{logbeta}, \text{elnproduct}(\text{eln}(a_{tj}),$ 
         $\text{elnproduct}(b_j(O_{t+1}), \text{eln}\beta_{t+1}(j))))$ 
    end for
     $\text{eln}\beta_t(i) \leftarrow \text{logbeta}$ 
  end for
end for

```

Benzer şekilde; (5.34)'teki işlemler Tablo 5.3.1.7'deki algoritma ile yapılırken; (5.35)'deki işlemler Tablo 5.3.1.8'deki algoritma ile yapılmaktadır.

Tablo 5.3.1.7 Revize edilmiş Baum-Welch algoritması - adım 7 [38].

Algorithm 7 Compute $\text{eln}\gamma_t(i)$ for all states S_i and observations O_t

Require: The log space forward and backward variables have been computed

```

for  $t = 1$  to  $T$  do
  normalizer  $\leftarrow$  LOGZERO
  for  $i = 1$  to  $N$  do
     $\text{eln}\gamma_t(i) \leftarrow \text{elnproduct}(\text{eln}\alpha_t(i), \text{eln}\beta_t(i))$ 
    normalizer  $\leftarrow \text{elnsum}(\text{normalizer}, \text{eln}\gamma_t(i))$ 
  end for
  for  $i = 1$  to  $N$  do
     $\text{eln}\gamma_t(i) \leftarrow \text{elnproduct}(\text{eln}\gamma_t(i), -\text{normalizer})$ 
  end for
end for

```

Tablo 5.3.1.8 Revize edilmiş Baum-Welch algoritması - adım 8 [38].

Algorithm 8 Compute $\text{eln}\xi_t(i, j)$ for all state pairs S_i and S_j and observations O_t

Require: The log space forward and backward variables have been computed

```

for  $t = 1$  to  $T - 1$  do
  normalizer  $\leftarrow$  LOGZERO
  for  $i = 1$  to  $N$  do
    for  $j = 1$  to  $N$  do
       $\text{eln}\xi_t(i, j) \leftarrow \text{elnproduct}(\text{eln}\alpha_t(i), \text{elnproduct}(\text{eln}(a_{tj}),$ 
         $\text{elnproduct}(\text{eln}(b_j(O_{t+1})), \text{eln}\beta_{t+1}(j))))$ 
      normalizer  $\leftarrow \text{elnsum}(\text{normalizer}, \text{eln}\xi_t(i, j))$ 
    end for
  end for
  for  $i = 1$  to  $N$  do
    for  $j = 1$  to  $N$  do
       $\text{eln}\xi_t(i, j) \leftarrow \text{elnproduct}(\text{eln}\xi_t(i, j), -\text{normalizer})$ 
    end for
  end for
end for

```

Benzer şekilde; (5.37)'deki işlemler Tablo 5.3.1.9'daki algoritma ile yapılırken; (5.38)'deki işlemler Tablo 5.3.1.10'daki algoritma ile yapılmaktadır. Bilindiği üzere, Tablo 5.3.1.7, Tablo 5.3.1.8, Tablo 5.3.1.9 ve Tablo 5.3.1.10'da anlatılan algoritmalarda yapılan hesaplamalar algoritmanın enbüyütme aşamasını oluşturur.

Tablo 5.3.1.9 Revize edilmiş Baum-Welch algoritması - adım 9 [38].

Algorithm 9 Compute π_t , the estimated probability of starting in state S_t

Require: The log space variable $\text{eln}\gamma$ has been computed

$\pi_t \leftarrow \text{eexp}(\text{eln}\gamma_t(i))$

Tablo 5.3.1.10 Revize edilmiş Baum-Welch algoritması - adım 10 [38].

Algorithm 10 Compute a_{tj} , the estimated probability of transitioning from state S_t to S_j

Require: The $\text{eln}\gamma$ and $\text{eln}\xi$ variables have been computed

$\text{numerator} \leftarrow \text{LOGZERO}$

$\text{denominator} \leftarrow \text{LOGZERO}$

for $t = 1$ to $T - 1$ **do**

$\text{numerator} \leftarrow \text{elnsum}(\text{numerator}, \text{eln}\xi_t(i, j))$

$\text{denominator} \leftarrow \text{elnsum}(\text{denominator}, \text{eln}\gamma_t(i))$

end for

$a_{tj} \leftarrow \text{eexp}(\text{elnproduct}(\text{numerator}, -\text{denominator}))$

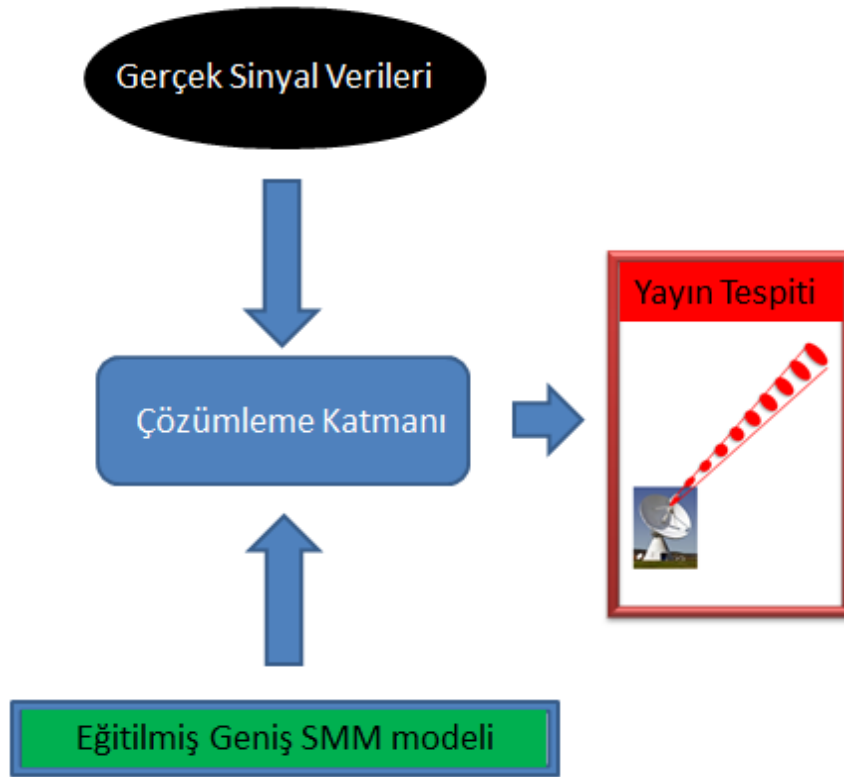
Önerilen yöntemde öğrenme işlemi gerçek zamanlı olmadığından (çevrimdışı) öğrenme sürecinin zamansal olarak uzaması önemli değildir. Ayrıca, numerik stabilite, işlem yapabilmek adına zaruri olduğundan bu tez çalışmasında revize edilmiş Baum-Welch algoritması kullanılacaktır.

5.3.2 Çözümleme Katmanı

SMM parametreleri; yani $(\mathbf{A}, \mathbf{B}, \boldsymbol{\pi})$ ve yapılan bazı ölçümler $\mathbf{O} = [O_1, O_2, \dots, O_T]^T$ şeklinde biliniyor olsun. $P(\mathbf{Q}, \mathbf{O}|\lambda)$ 'i enbüyültecek; diğer bir deyişle bu ölçüm dizisini üretecek istatistiki olarak en muhtemel durum dizisi $\mathbf{Q} = [q_1, q_2, \dots, q_T]$, Viterbi algoritması kullanılarak bu katmanda belirlenir.

Bu katman, “çevrimiçi çözümleme katmanı” olarak da isimlendirilebilir; çünkü ölçüm dizisini üretecek istatistiki olarak en muhtemel durum dizisinin belirlenmesi EH platformlarında gerçek zamanlı olarak yapılacaktır. Çözümleme katmanının girdileri sahadaki gerçek sinyal verileri ve çevrimdışı olarak gerçekleştirilip EH platformuna gömülen kestirilmiş parametrelerdir. Nihai olarak; bu katmanda sahada var olan LPI yayınların tespiti gerçek zamanlı olarak başarılı bir şekilde yapılacaktır.

Şekil 5.3.2.1’de önerilen yöntemin çözümleme katmanının akışı tasvir edilmiştir:



Şekil 5.3.2.1 Önerilen yöntemin çözümleme katmanı.

Bu noktada; kullanılacak Viterbi algoritmasından bahsetmek faydalı olacaktır.

Viterbi Algoritması:

Çözümleme katmanında Viterbi algoritması, her yinelemede en yüksek genlikli tek bir yayının önce takibini sonra da tespitini yapmaya çalışacaktır. Takip işlemi frekans düzleminde analiz edilecektir. [39] çalışmasında belirtildiği gibi; literatürde bu işlem “tespit öncesi takip” olarak isimlendirilmekle beraber frekans takibi için de pek çok yöntem [40] çalışmasında anlatılmıştır.

Bu katmanda ise $P(\mathbf{Q}, \mathbf{O}|\lambda)$ 'i enbüyültecek istatistiki olarak en muhtemel durum dizisinin; yani $\mathbf{Q} = [q_1, q_2, \dots, q_T]$ 'nin kestirilmesi amacıyla bu algoritmadan faydalanılacaktır. Bu algoritma SMM parametrelerini; yani $(\mathbf{A}, \mathbf{B}, \boldsymbol{\pi})$ 'i kullanarak çözümleme işlevini gerçekleştirecektir. Bu katmanda \mathbf{B} parametresi gerçek sinyal verilerinden elde edilen tepe noktalarının genlikleri ile ilişkilendirilmiştir; diğer bir deyişle \mathbf{B} parametresi gerçek sinyal verileri üzerinden yapılan ölçümlerden elde edilir. Buna ek olarak; \mathbf{A} parametresi de çevrimdışı öğrenme ile kestirilmiş ve EH platformuna gömülerek gelmiştir. $\boldsymbol{\pi}$ parametresi ise, eşit olasılıklı dağılım gösterecek şekilde varsayılmıştır.

Viterbi algoritması, $\delta_t(i)$ ve $\psi_t(i)$ olacak şekilde iki adet yardımcı değişken kullanır. [29, 36, 37] çalışmasında da belirtildiği gibi, bu değişkenlerin matematiksel olarak hesaplanması ve algoritmanın işleyişi şu şekilde yapılır:

İlklendirme:

$$\delta_1(i) = \pi_i b_i(O_1), \quad 1 \leq i \leq N \quad (5.39)$$

$$\psi_1(i) = 0, \quad 1 \leq i \leq N \quad (5.40)$$

Yinelemeler:

$$\delta_t(j) = \max_{1 \leq i \leq N} [\delta_{t-1}(i) a_{ij}] b_j(O_t), \quad 1 \leq j \leq N \quad (5.41)$$

$$\psi_t(j) = \operatorname{argmax}_{1 \leq i \leq N} [\delta_{t-1}(i) a_{ij}], \quad 1 \leq j \leq N \quad (5.42)$$

Sonlandırma:

$$P^* = \max_{1 \leq i \leq N} [\delta_T(i)], \quad (5.43)$$

$$q_T^* = \operatorname{argmax}_{1 \leq i \leq N} [\delta_T(i)], \quad (5.44)$$

Geriye dönük durum izleme:

$$q_t^* = \psi_{t+1}(q_{t+1}^*), \quad t = T - 1, T - 2, \dots, 1. \quad (5.45)$$

Viterbi algoritması ile daha önceki bölümlerde anlatılan ileri algoritması arasında benzerlikler mevcuttur. Viterbi algoritması maksimum değerler üzerinden giderken, ileri algoritması toplamlar üzerinden gitmektedir. Öte yandan; Viterbi algoritmasının en önemli özelliklerinden biri $2TN^T$ 'lik işlem yükünü $2TN^2$ 'ye düşürmesidir [41]. Bu nedenle, elektronik harp sistemleri gibi işlem hızının önemli olduğu sistemlerde tercih edilen etkili bir algoritmadır. Bilim dünyasında sıklıkla kullanılmaktadır.

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

6.1 Sonuçlar

Bu bölüm öğrenme ve çözümlene katmanlarının sonuçları kapsamında birbirini destekleyecek şekilde iki ayrı başlıkta sunulacaktır.

6.1.1 Öğrenme Katmanı Sonuçları

Öncelikle öğrenme katmanında kullanılan Baum-Welch algoritmasının nasıl çalıştığı hakkında fikir sahibi olunabilmesi için şu şekilde küçük bir örnek verelim. Diyelim ki 4 durumdan oluşan bir SMM modelimiz var. Saklı Markov modeli parametreleri Tablo 6.1.1.1 ve Tablo 6.1.1.2'deki gibi $\lambda = (\mathbf{A}, \boldsymbol{\pi})$ ile tanımlansın:

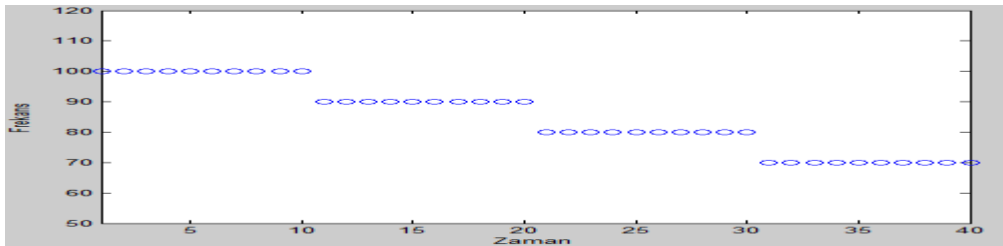
Tablo 6.1.1.1 $\boldsymbol{\pi}$ (Başlangıç durum olasılıkları).

π_1	0.25
π_2	0.25
π_3	0.25
π_4	0.25

Tablo 6.1.1.2 \mathbf{A} (Durum geçiş olasılıkları).

a_{ij}	a_{i1}	a_{i2}	a_{i3}	a_{i4}
a_{1j}	0.25	0.25	0.25	0.25
a_{2j}	0.25	0.25	0.25	0.25
a_{3j}	0.25	0.25	0.25	0.25
a_{4j}	0.25	0.25	0.25	0.25

Bu modeli öğrenme katmanına girdi olarak verelim. Eğitim sinyal verileri olarak da Şekil 6.1.1.1'deki gibi sırasıyla 1., 2., 3. ve 4. frekans seviyelerinde ilerleyen sabit formda frekans kiplemesi yapan dört adet uç uca eklenmiş yayın zincirini kullanalım.



Şekil 6.1.1.1 Uç uca eklenmiş sabit formda frekans kiplemesi yapan örnek bir eğitim sinyal veri seti.

Baum-Welch algoritması her yinelemede $P(\mathbf{O} | \lambda^{t+1}) \geq P(\mathbf{O} | \lambda^t)$ olasılıklarını sağlayacak şekilde saklı Markov modelinin parametrelerini günceller. Öğrenme katmanının çıktısı olarak eğitim sinyal verilerini en iyi modelleyecek şekilde güncellenmiş SMM parametreleri $\lambda' = (\mathbf{A}', \boldsymbol{\pi}')$, Baum-Welch algoritması (Bölüm 5.3.1) uyarınca her yinelemede şu şekilde elde edilir.

Baum-Welch Yineleme Adımı 1:

Tablo 6.1.1.3 $\boldsymbol{\pi}'$ (Yineleme adımı 1).

π_1	0.625
π_2	0.125
π_3	0.125
π_4	0.125

Tablo 6.1.1.4 \mathbf{A}' (Yineleme adımı 1).

a_{ij}	a_{i1}	a_{i2}	a_{i3}	a_{i4}
a_{1j}	0.4098	0.2136	0.1883	0.1883
a_{2j}	0.1820	0.4161	0.2136	0.1883
a_{3j}	0.1820	0.1883	0.4161	0.2136
a_{4j}	0.1850	0.1917	0.1917	0.4317

Baum-Welch Yineleme Adımı 2:

Tablo 6.1.1.5 $\boldsymbol{\pi}'$ (Yineleme adımı 2).

π_1	0.9348
π_2	0.0216
π_3	0.0216
π_4	0.0219

Tablo 6.1.1.6 \mathbf{A}' (Yineleme adımı 2).

a_{ij}	a_{i1}	a_{i2}	a_{i3}	a_{i4}
a_{1j}	0.6758	0.1466	0.0890	0.0886
a_{2j}	0.0848	0.6749	0.1497	0.0906
a_{3j}	0.0804	0.0954	0.6744	0.1498
a_{4j}	0.0814	0.0931	0.0974	0.7281

Baum-Welch Yineleme Adımı 3:Tablo 6.1.1.7 π' (Yineleme adımı 3).

π_1	0.9977
π_2	0.0008
π_3	0.0007
π_4	0.0008

Tablo 6.1.1.8 A' (Yineleme adımı 3).

a_{ij}	a_{i1}	a_{i2}	a_{i3}	a_{i4}
a_{1j}	0.8699	0.1035	0.0137	0.0129
a_{2j}	0.0141	0.8647	0.1064	0.0148
a_{3j}	0.0101	0.0195	0.8637	0.1067
a_{4j}	0.0102	0.0158	0.0204	0.9537

Baum-Welch Yineleme Adımı 4:Tablo 6.1.1.9 π' (Yineleme adımı 4).

π_1	1
π_2	0
π_3	0
π_4	0

Tablo 6.1.1.10 A' (Yineleme adımı 4).

a_{ij}	a_{i1}	a_{i2}	a_{i3}	a_{i4}
a_{1j}	0.8990	0.1005	0.0003	0.0002
a_{2j}	0.0008	0.8978	0.1009	0.0004
a_{3j}	0.0002	0.0014	0.8970	0.1015
a_{4j}	0.0004	0.0007	0.0019	0.9970

Baum-Welch Yineleme Adımı 5:Tablo 6.1.1.11 π' (Yineleme adımı 5).

π_1	1
π_2	0
π_3	0
π_4	0

Tablo 6.1.1.12 A' (Yineleme adımı 5).

a_{ij}	a_{i1}	a_{i2}	a_{i3}	a_{i4}
a_{1j}	0.9000	0.1000	0	0
a_{2j}	0	0.8999	0.1001	0
a_{3j}	0	0.001	0.8992	0.1008
a_{4j}	0	0	0.0001	0.9998

Baum-Welch Yineleme Adımı 6:Tablo 6.1.1.13 π' (Yineleme adımı 6).

π_1	1
π_2	0
π_3	0
π_4	0

Tablo 6.1.1.14 A' (Yineleme adımı 6).

a_{ij}	a_{i1}	a_{i2}	a_{i3}	a_{i4}
a_{1j}	0.9000	0.1000	0	0
a_{2j}	0	0.9000	0.1000	0
a_{3j}	0	0	0.8993	0.1007
a_{4j}	0	0	0	1

Böylelikle sabit dağılımla ilklendirilmiş $\lambda = (\mathbf{A}, \boldsymbol{\pi})$ modeli eğitilerek $P(\mathbf{O} | \lambda') \geq P(\mathbf{O} | \lambda)$ koşulunu sağlayan eğitim sinyal verilerine en uygun $\lambda' = (\mathbf{A}', \boldsymbol{\pi}')$ modeline yaklaşılar. Yakınlaşma derecesinin doğruluğu modelin zamansal olarak büyüklüğü; diğer bir deyişle örnek sayısı ile doğru orantılıdır. Sonlandırma koşulu olarak parametrelerin değişim karesi veya maksimum yineleme sayısı kullanılabilir.

Elbette yayın tespiti için sadece 4 durumdan oluşan bir model kullanılması, günümüz LPI sinyalleri için çok yetersiz kalır ve ilgilenilen tüm spektrum üzerinde başarılı bir şekilde durulamaz. Bu yüzden daha büyük bir modele ihtiyaç duyulur ve aynı öğrenme sürecinin daha kapsamlı modeller üzerinden işletilmesi gerekir.

Kullanılacak olan EH almacının anlık bant genişliğini 500 MHz olarak farz edelim. Öğrenme katmanında her bir frekans seviyesini de 1 MHz çözünürlükle ele alalım. Bu senaryoya göre; (501 x 501)'lik A parametresinden oluşan SMM modeli, yukarıda anlatıldığı gibi öğrenme katmanının çıktısı olarak eğitilebilir.

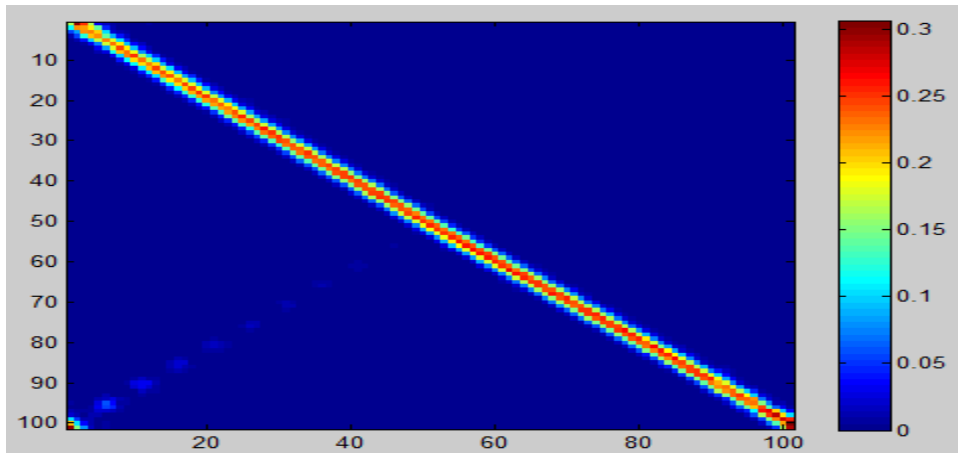
Eğitim çeşitli frekans kiplemelerine sahip yayınlar kullanılarak yeterince fazla sayıda örnek ile yapılacaktır. Daha önce anlatıldığı üzere, geliştirilen yayın simülatörü sayesinde bu yayınlar istenilen şekilde üretilip çoğaltılabilir ve öğrenme katmanına eğitim sinyal verisi olarak verilebilir. Bu bağlamda sırasıyla:

- Pozitif ramp
- Negatif ramp
- Üçgensel
- Sinüs
- Negatif ramp + Pozitif ramp
- Negatif ramp + Pozitif ramp + Sinüs

formlarında frekans kiplemeleri yapan uç uca eklenmiş yayınlar zinciri kullanılacaktır. Bu eğitim sonunda, belirlenen sistem isterleri dahilinde kestirilen A parametresi ile almacın tüm anlık bant genişliğini kapsayacak şekilde sistemde nihai olarak kullanılacak geniş A parametresi ile ilgili sonuçlar paylaşılacaktır.

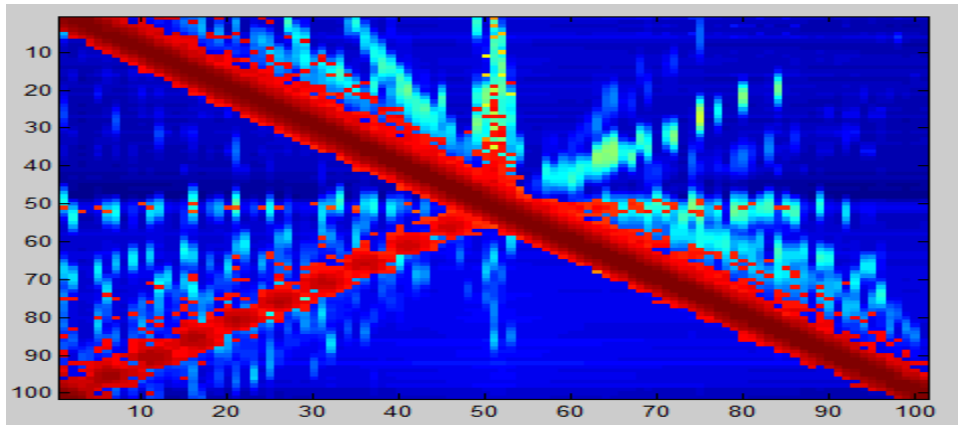
Diyelim ki kullanılacak olan EH almacının anlık bant genişliği 500 MHz olsun. Yine diyelim ki sistem isterlerinin gereği olarak bir yayına ait tepe noktalarının sahip olabileceği frekans değerlerinin maksimumu ile minimumu arasındaki fark en fazla 100 MHz olabilsin. Bu senaryo dahilinde; 1 MHz çözünürlükle A parametresi oluşturulacaksa, yayının merkez frekansı etrafında A parametresinin (101 x 101)'lik bir alanıyla ilgileniliyor olunacaktır.

Bahsedilen sistem isterleri dahilinde; eğitim sinyal verileri olarak aynı merkez frekans etrafında bant genişliği 10 MHz'den 100 MHz'e 10 MHz adımlarla ve periyodu ise 0.1 milisaniyeden 20 milisaniyeye 0.1 milisaniye adımlarla değişen *pozitif ramp* formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar, her bir ayar setinden 2 periyot süresince oluşacak şekilde uç uca eklenerek üretilsin. Üretilen bu eğitim sinyal veri seti, anahtarlama(tur) süresi olarak belirlenen optimum süre ile örneklensin. Nihai olarak oluşan bu veri seti, öğrenme katmanına girdi olarak verildiğinde Şekil 6.1.1.2'deki gibi (101 x 101)'lik normalize edilmiş *A* parametresinin olasılık dağılım haritası elde edilir.



Şekil 6.1.1.2 Pozitif ramp formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik *A* parametresinin olasılık dağılım haritası.

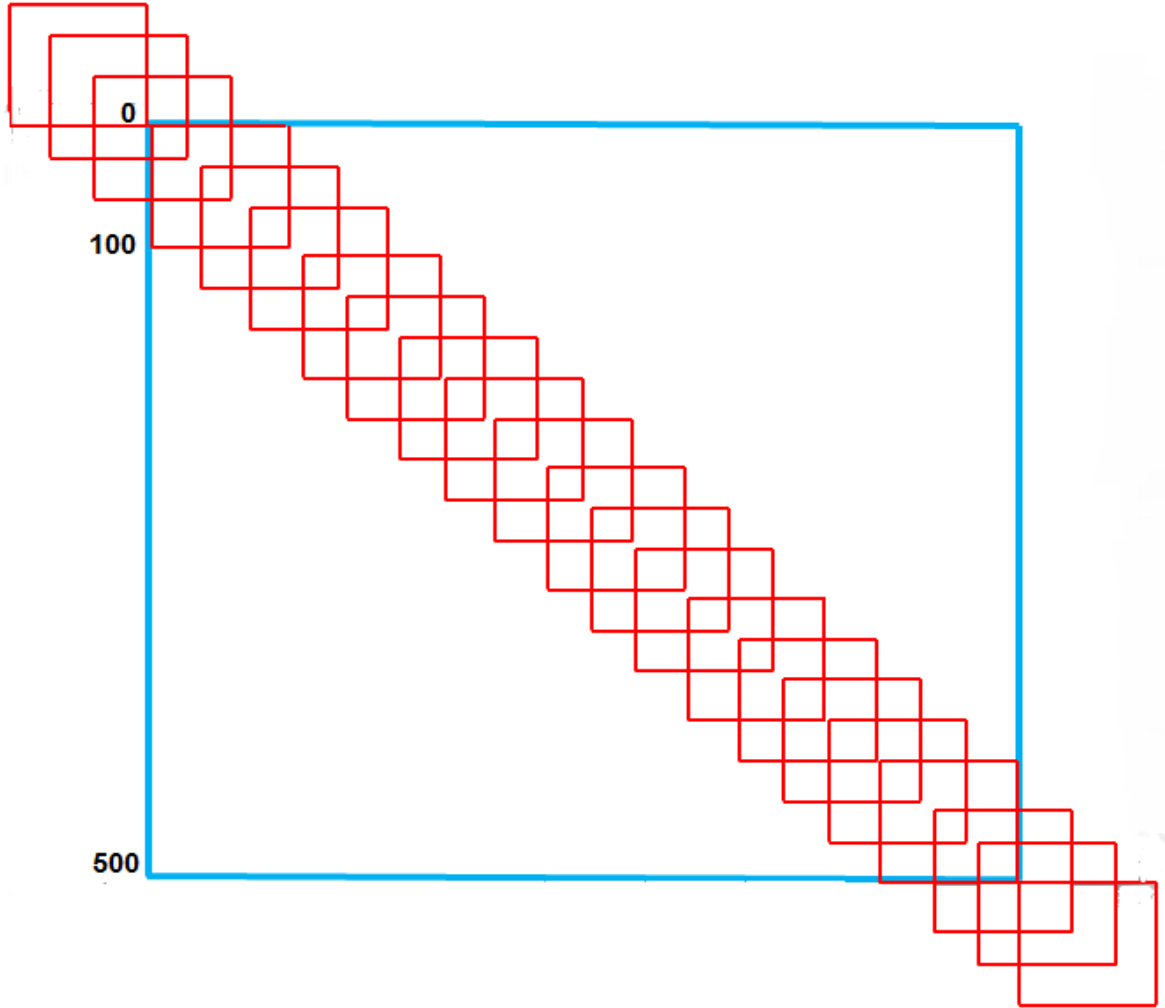
Şekil 6.1.1.2'deki olasılık haritasını sadece görsel olarak daha iyi görebilmek adına logaritması alınarak Şekil 6.1.1.3'teki gibi bir dağılım elde edilir.



Şekil 6.1.1.3 Pozitif ramp formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik *A* parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.

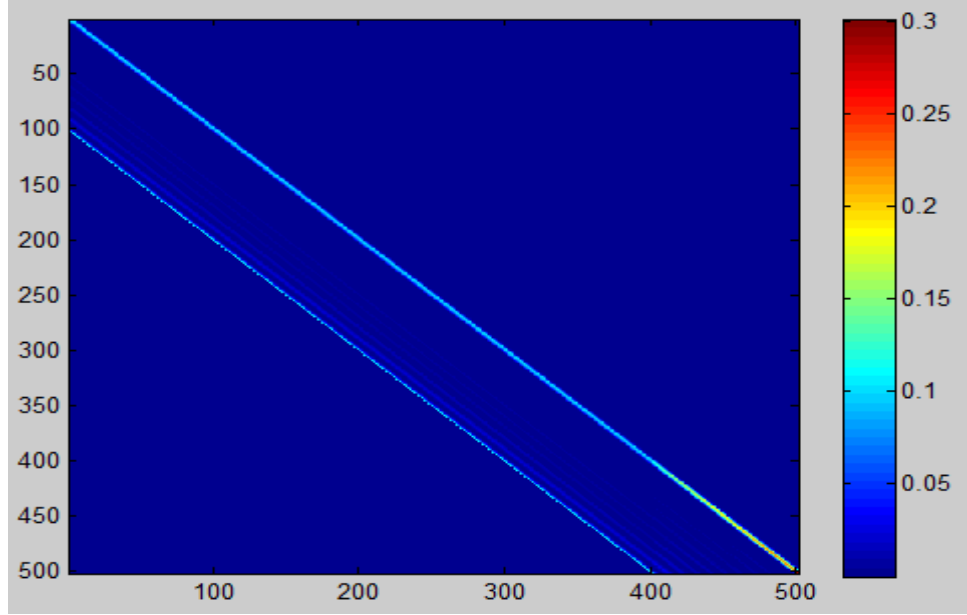
Şekil 6.1.1.2 ve Şekil 6.1.1.3'ten de anlaşılacağı üzere; elde edilen (101x101)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası, pozitif ramp formunda frekans kiplemesine sahip yayınların frekans sıçrama ve pozitif eğim ile devam etme gibi karakteristik özelliklerini göstermektedir.

Yapılan bu öğrenme işlevi, tek bir merkez frekans etrafında yapılmıştır. Bu merkez frekans almacın 500 MHz'lik anlık bant genişliğinde herhangi bir yerde bulunabilir. Aynı eğitim işlemi tekrarlamaya gerek olmadığından Şekil 6.1.1.2'deki eğitilen A parametresi, Şekil 6.1.1.4'teki tasvir edildiği üzere merkez frekansları 1 MHz çözünürlükle kaydırılıp, çakışan yerlerin maksimumu alınacak şekilde (501x501)'lik geniş A parametresi elde edilir.



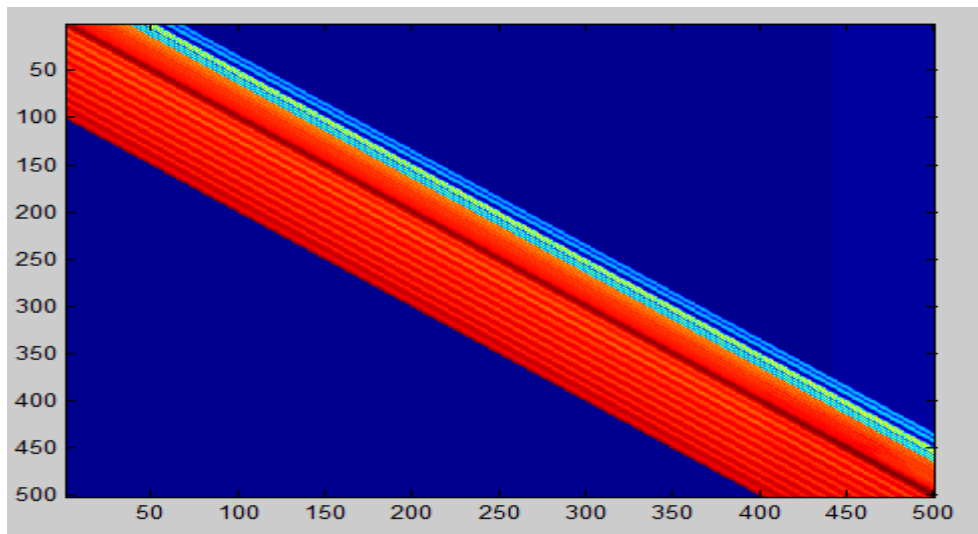
Şekil 6.1.1.4 (101x101)'lik A parametresinden (501x501)'lik geniş A parametresinin elde edilmesi.

Şekil 6.1.1.4'te tasvir edilen işlem yapılarak Şekil 6.1.1.2'deki (101x101)'lik A parametresinden almanın tüm anlık bant genişliğini kapsayacak şekilde sistemde nihai olarak kullanılacak Şekil 6.1.1.5'teki (501x501)'lik normalize edilmiş geniş A parametresinin olasılık dağılım haritası elde edilir.



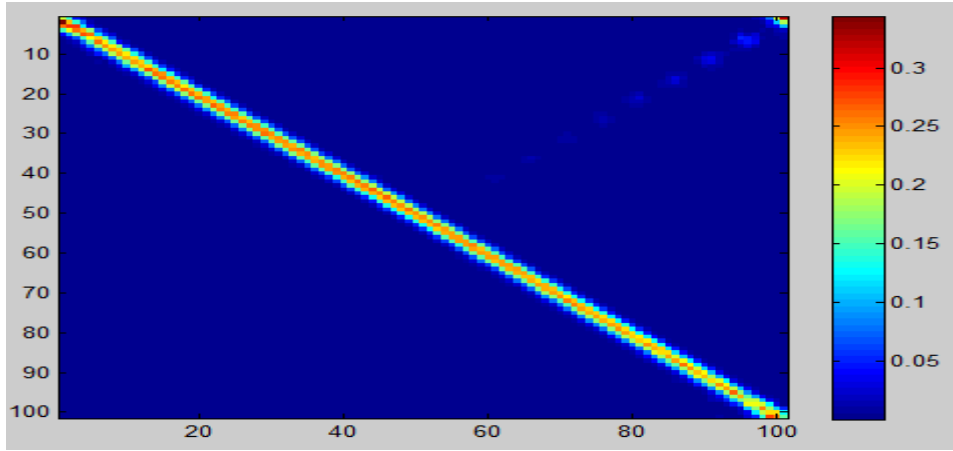
Şekil 6.1.1.5 Pozitif ramp formunda frekans kiplemesine sahip yayınlr kullanarak eğitilen (501x501)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası.

Şekil 6.1.1.5'teki olasılık haritasını sadece görsel olarak daha iyi görebilmek adına logaritması alınarak Şekil 6.1.1.6'daki gibi bir dağılım elde edilir.



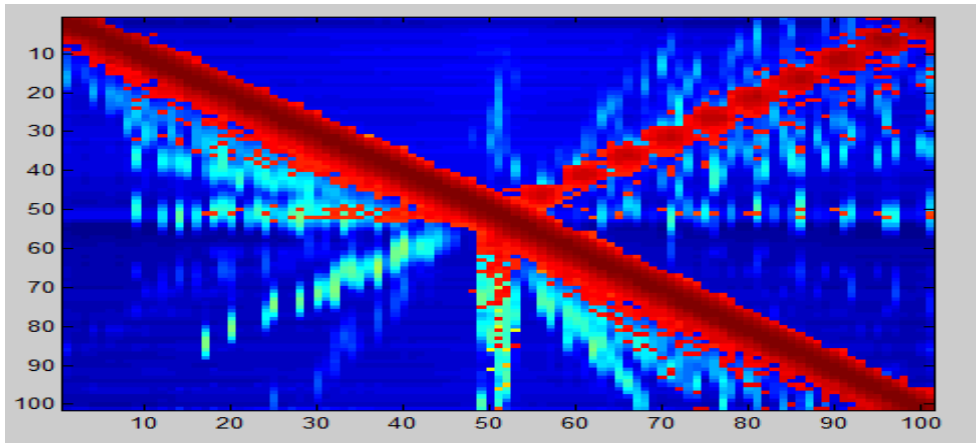
Şekil 6.1.1.6 Pozitif ramp formunda frekans kiplemesine sahip yayınlr kullanarak eğitilen (501x501)'lik A parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.

Şimdi de; bahsedilen sistem isterleri dahilinde; eğitim sinyal verileri olarak aynı merkez frekans etrafında bant genişliği 10 MHz'den 100 MHz'e 10 MHz adımlarla ve periyodu ise 0.1 milisaniyeden 20 milisaniyeye 0.1 milisaniye adımlarla değişen *negatif ramp* formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar, her bir ayar setinden 2 periyot süresince oluşacak şekilde uç uca eklenerek üretilsin. Üretilen bu eğitim sinyal veri seti, anahtarlama(tur) süresi olarak belirlenen optimum süre ile örneklensin. Nihai olarak oluşan bu veri seti, öğrenme katmanına girdi olarak verildiğinde Şekil 6.1.1.7'deki gibi (101 x 101)'lik normalize edilmiş *A* parametresinin olasılık dağılım haritası elde edilir.



Şekil 6.1.1.7 Negatif ramp formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik *A* parametresinin olasılık dağılım haritası.

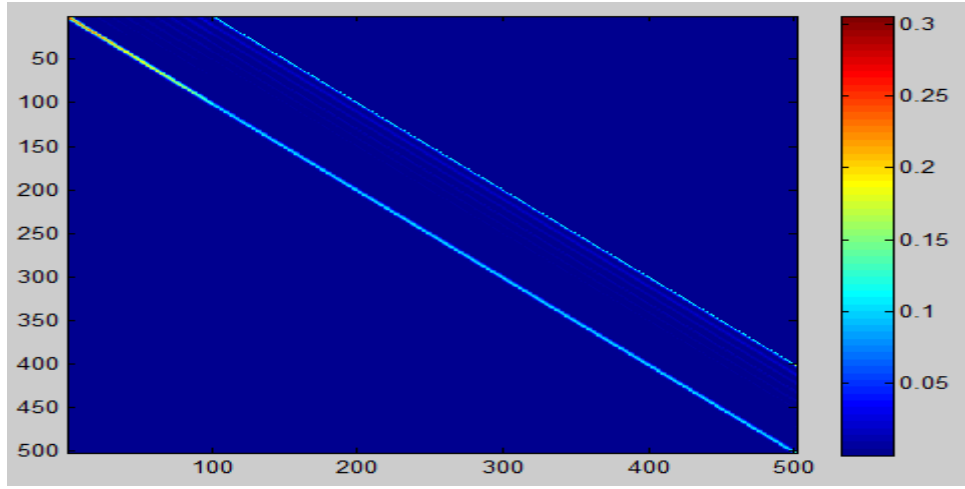
Şekil 6.1.1.7'deki olasılık haritasını sadece görsel olarak daha iyi görebilmek adına logaritması alınarak Şekil 6.1.1.8'deki gibi bir dağılım elde edilir.



Şekil 6.1.1.8 Negatif ramp formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik *A* parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.

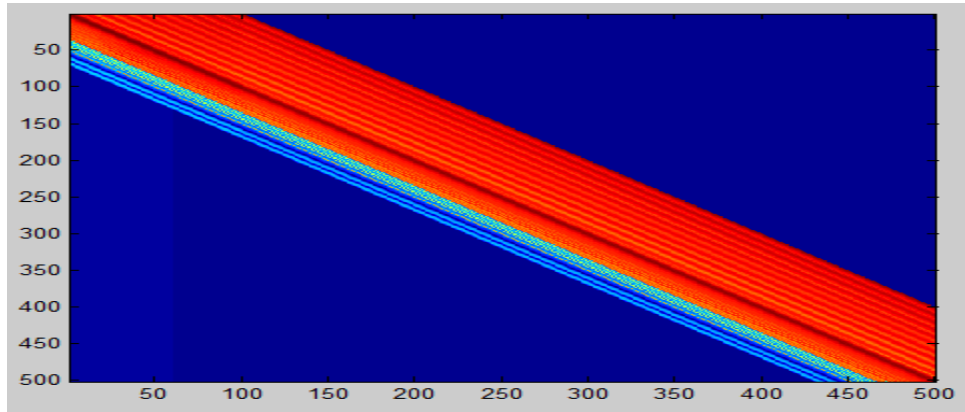
Şekil 6.1.1.7 ve Şekil 6.1.1.8'ten de anlaşılacağı üzere; elde edilen (101x101)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası, negatif ramp formunda frekans kiplemesine sahip yayınların frekans sıçrama ve negatif eğim ile devam etme gibi karakteristik özelliklerini göstermektedir.

Şekil 6.1.1.4'te tasvir edilen işlem yapılarak Şekil 6.1.1.7'deki (101x101)'lik A parametresinden almanın tüm anlık bant genişliğini kapsayacak şekilde sistemde nihai olarak kullanılacak Şekil 6.1.1.9'daki (501x501)'lik normalize edilmiş geniş A parametresinin olasılık dağılım haritası elde edilir.



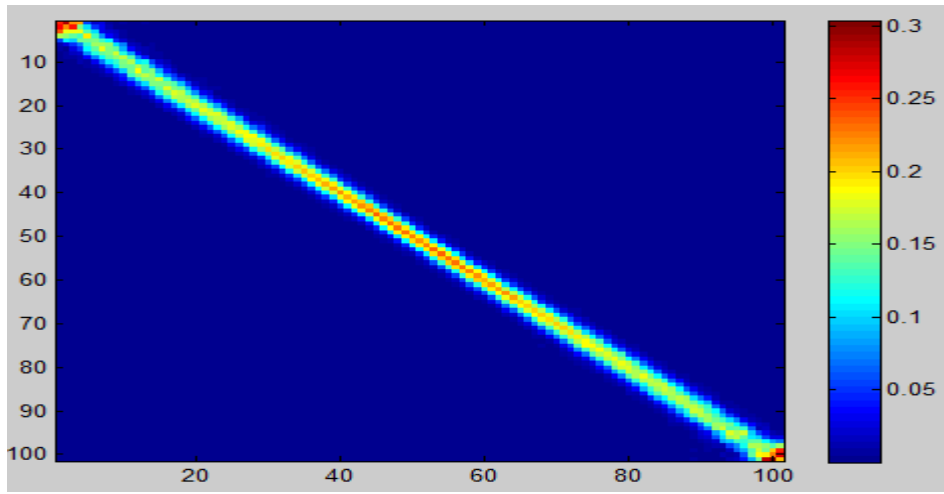
Şekil 6.1.1.9 Negatif ramp formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (501x501)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası.

Şekil 6.1.1.9'daki olasılık haritasını sadece görsel olarak daha iyi görebilmek adına logaritması alınarak Şekil 6.1.1.10'daki gibi bir dağılım elde edilir.



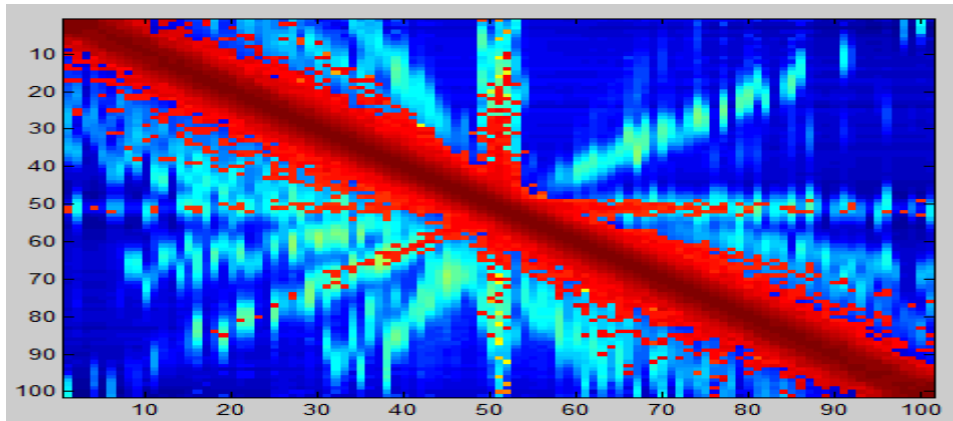
Şekil 6.1.1.10 Negatif ramp formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (501x501)'lik A parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.

Şimdi de; bahsedilen sistem isterleri dahilinde; eğitim sinyal verileri olarak aynı merkez frekans etrafında bant genişliği 10 MHz'den 100 MHz'e 10 MHz adımlarla ve periyodu ise 0.1 milisaniyeden 20 milisaniyeye 0.1 milisaniye adımlarla değişen *üçgensel* formda frekans kiplemesine sahip yayınlar, her bir ayar setinden 2 periyot süresince oluşacak şekilde uç uca eklenerek üretilsin. Üretilen bu eğitim sinyal veri seti, anahtarlama(tur) süresi olarak belirlenen optimum süre ile örneklensin. Nihai olarak oluşan bu veri seti, öğrenme katmanına girdi olarak verildiğinde Şekil 6.1.1.11'deki gibi (101 x 101)'lik normalize edilmiş *A* parametresinin olasılık dağılım haritası elde edilir.



Şekil 6.1.1.11 Üçgensel formda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik *A* parametresinin olasılık dağılım haritası.

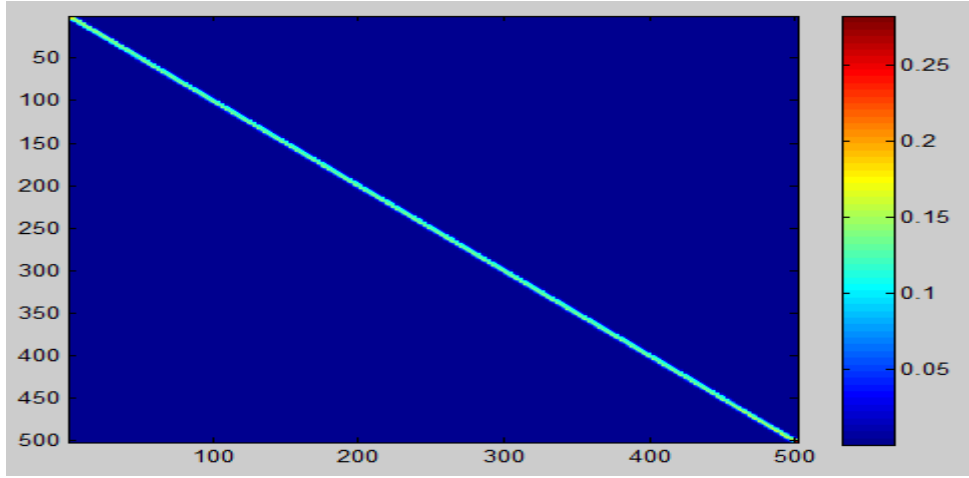
Şekil 6.1.1.11'deki olasılık haritasını sadece görsel olarak daha iyi görebilmek adına logaritması alınarak Şekil 6.1.1.12'deki gibi bir dağılım elde edilir.



Şekil 6.1.1.12 Üçgensel formda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik *A* parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.

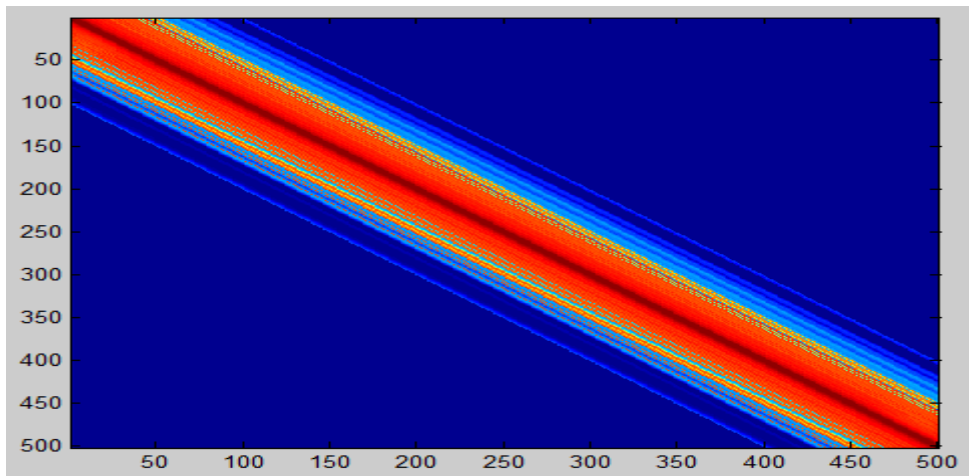
Şekil 6.1.1.11 ve Şekil 6.1.1.12'den de anlaşılacağı üzere; elde edilen (101x101)'lik **A** parametresinin olasılık dağılım haritası, üçgensel formda frekans kiplemesine sahip yayınların karakteristik özelliklerini göstermektedir.

Şekil 6.1.1.4'te tasvir edilen işlem yapılarak Şekil 6.1.1.11'deki (101x101)'lik **A** parametresinden almacın tüm anlık bant genişliğini kapsayacak şekilde sistemde nihai olarak kullanılacak Şekil 6.1.1.13'teki (501x501)'lik normalize edilmiş geniş **A** parametresinin olasılık dağılım haritası elde edilir.



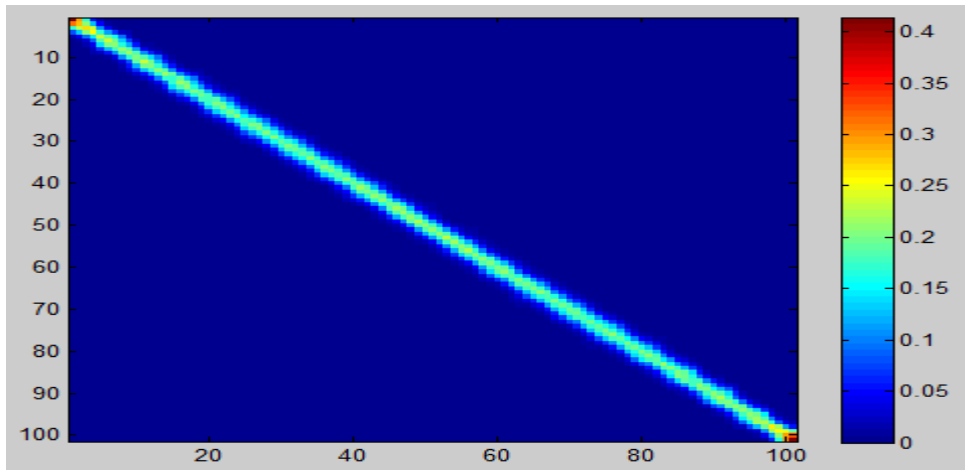
Şekil 6.1.1.13 Üçgensel formda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (501x501)'lik **A** parametresinin olasılık dağılım haritası.

Şekil 6.1.1.13'teki olasılık haritasını sadece görsel olarak daha iyi görebilmek adına logaritması alınarak Şekil 6.1.1.14'teki gibi bir dağılım elde edilir.



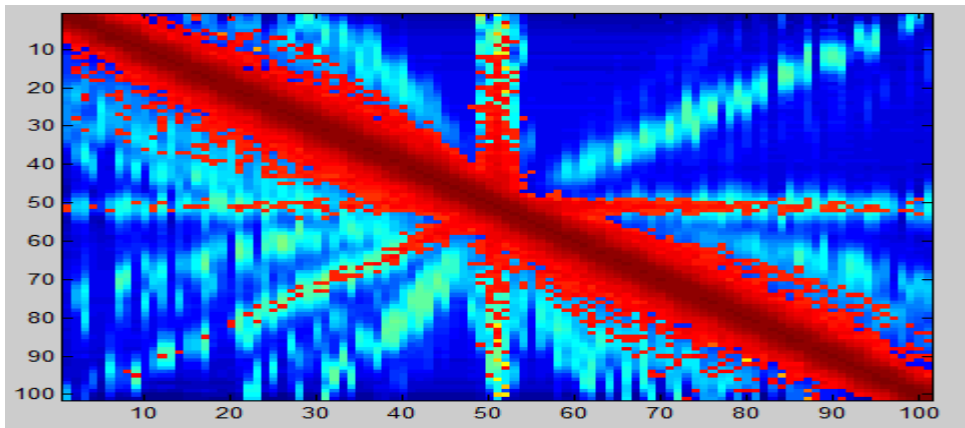
Şekil 6.1.1.14 Üçgensel formda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (501x501)'lik **A** parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.

Şimdi de; bahsedilen sistem isterleri dahilinde; eğitim sinyal verileri olarak aynı merkez frekans etrafında bant genişliği 10 MHz'den 100 MHz'e 10 MHz adımlarla ve periyodu ise 0.1 milisaniyeden 20 milisaniyeye 0.1 milisaniye adımlarla değişen *sinüs* formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar, her bir ayar setinden 2 periyot süresince oluşacak şekilde uç uca eklenerek üretilsin. Üretilen bu eğitim sinyal veri seti, anahtarlama(tur) süresi olarak belirlenen optimum süre ile örneklensin. Nihai olarak oluşan bu veri seti, öğrenme katmanına girdi olarak verildiğinde Şekil 6.1.1.15'teki gibi (101 x 101)'lik normalize edilmiş A parametresinin olasılık dağılım haritası elde edilir.



Şekil 6.1.1.15 Sinüs formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası.

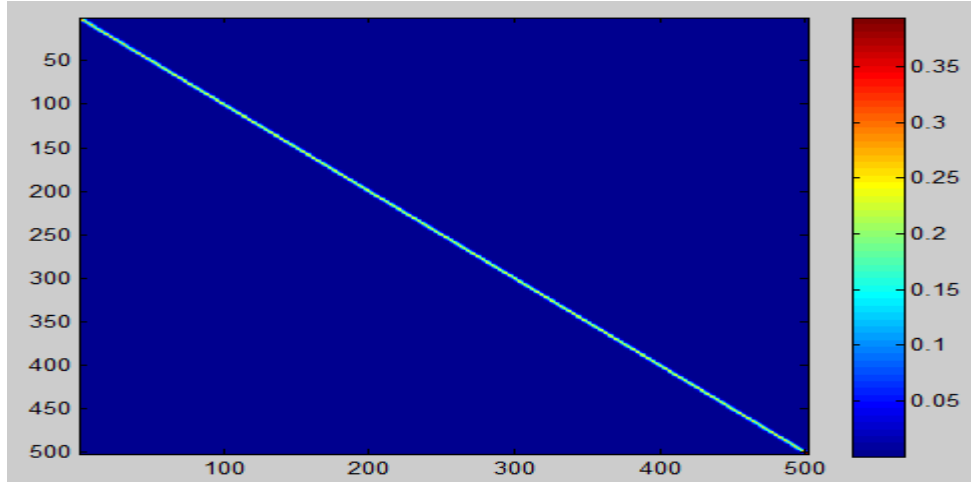
Şekil 6.1.1.15'teki olasılık haritasını sadece görsel olarak daha iyi görebilmek adına logaritması alınarak Şekil 6.1.1.16'daki gibi bir dağılım elde edilir.



Şekil 6.1.1.16 Sinüs formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik A parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.

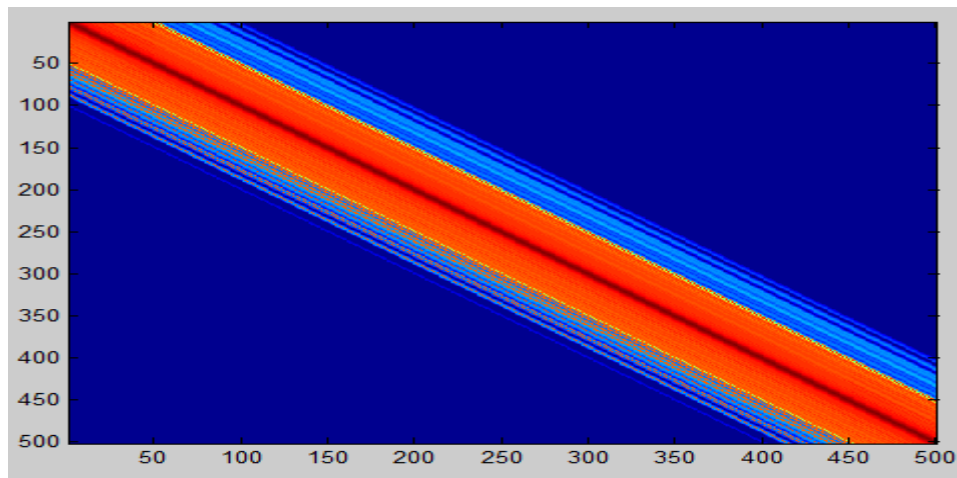
Şekil 6.1.1.15 ve Şekil 6.1.1.16'dan da anlaşılacağı üzere; elde edilen (101x101)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası, sinüs formunda frekans kiplemesine sahip yayınların karakteristik özelliklerini göstermektedir.

Şekil 6.1.1.4'te tasvir edilen işlem yapılarak Şekil 6.1.1.15'deki (101x101)'lik A parametresinden almacın tüm anlık bant genişliğini kapsayacak şekilde sistemde nihai olarak kullanılacak Şekil 6.1.1.17'deki (501x501)'lik normalize edilmiş geniş A parametresinin olasılık dağılım haritası elde edilir.



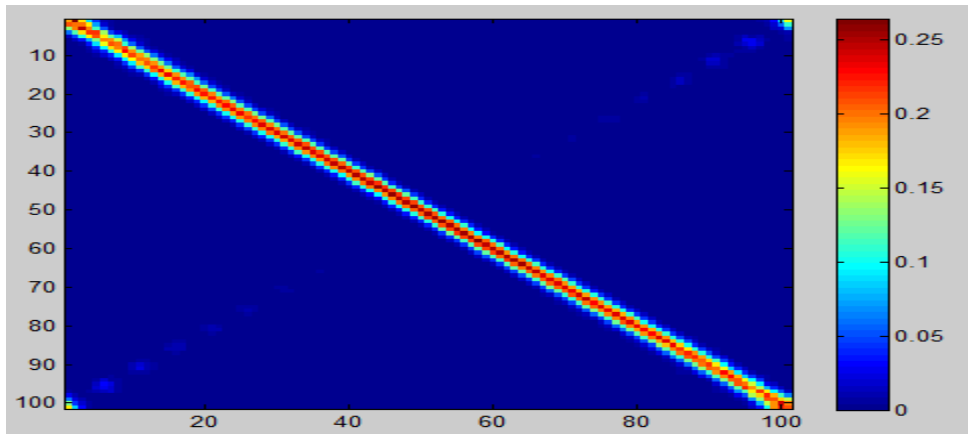
Şekil 6.1.1.17 Sinüs formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (501x501)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası.

Şekil 6.1.1.17'deki olasılık haritasını sadece görsel olarak daha iyi görebilmek adına logaritması alınarak Şekil 6.1.1.18'teki gibi bir dağılım elde edilir.



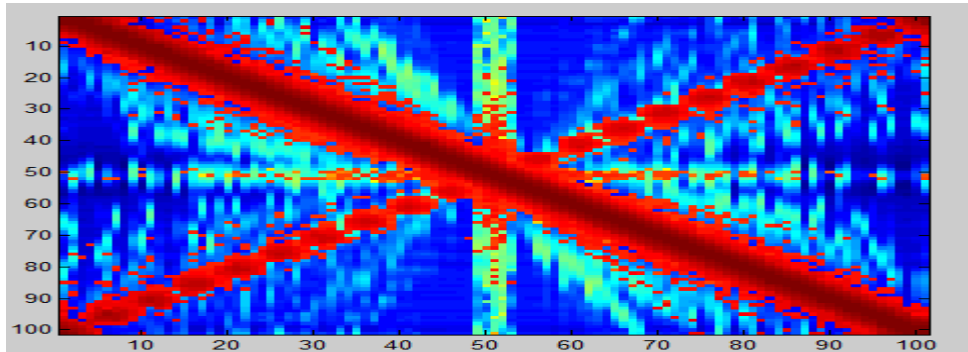
Şekil 6.1.1.18 Sinüs formunda frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (501x501)'lik A parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.

Şimdi de; bahsedilen sistem isterleri dahilinde; eğitim sinyal verileri olarak aynı merkez frekans etrafında bant genişliği 10 MHz'den 100 MHz'e 10 MHz adımlarla ve periyodu ise 0.1 milisaniyeden 20 milisaniyeye 0.1 milisaniye adımlarla değişen *hem negatif ramp hem de pozitif ramp* formlarında frekans kiplemesine sahip yayınlar, her bir ayar setinden 2 periyot süresince oluşacak şekilde uç uca eklenerek üretilsin. Üretilen bu eğitim sinyal veri seti, anahtarlama(tur) süresi olarak belirlenen optimum süre ile örneklensin. Nihai olarak oluşan bu veri seti, öğrenme katmanına girdi olarak verildiğinde Şekil 6.1.1.19'daki gibi (101 x 101)'lik normalize edilmiş A parametresinin olasılık dağılım haritası elde edilir.



Şekil 6.1.1.19 Negatif ramp ve pozitif ramp formlarında frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası.

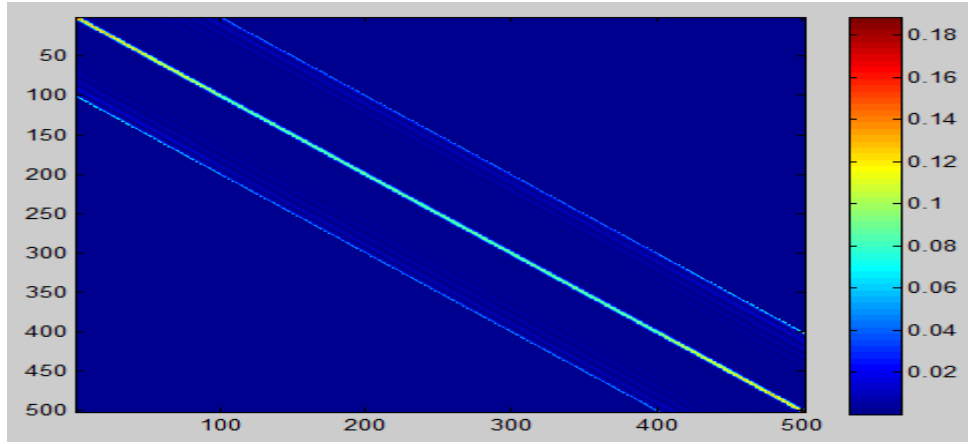
Şekil 6.1.1.19'daki olasılık haritasını sadece görsel olarak daha iyi görebilmek adına logaritması alınarak Şekil 6.1.1.20'deki gibi bir dağılım elde edilir.



Şekil 6.1.1.20 Negatif ramp ve pozitif ramp formlarında frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik A parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.

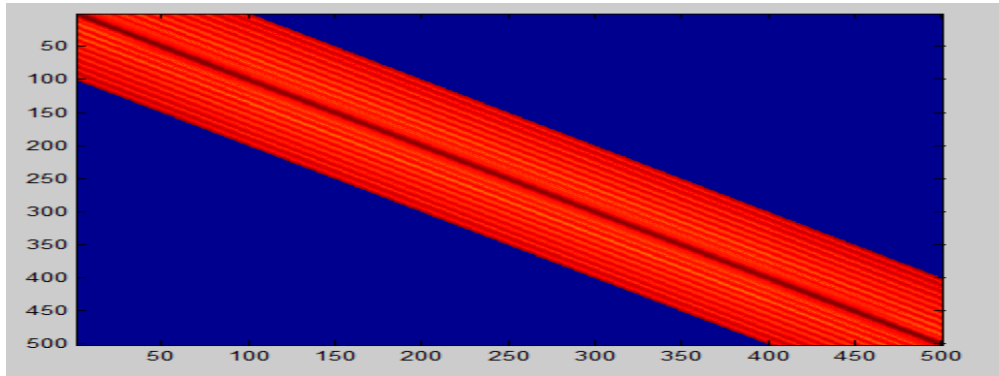
Şekil 6.1.1.19 ve Şekil 6.1.1.20'den de anlaşılacağı üzere; elde edilen (101x101)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası, negatif ramp ve pozitif ramp formlarında frekans kiplemesine sahip yayınların karakteristik özelliklerini göstermektedir.

Şekil 6.1.1.4'te tasvir edilen işlem yapılarak Şekil 6.1.1.19'daki (101x101)'lik A parametresinden almanın tüm anlık bant genişliğini kapsayacak şekilde sistemde nihai olarak kullanılacak Şekil 6.1.1.21'deki (501x501)'lik normalize edilmiş geniş A parametresinin olasılık dağılım haritası elde edilir.



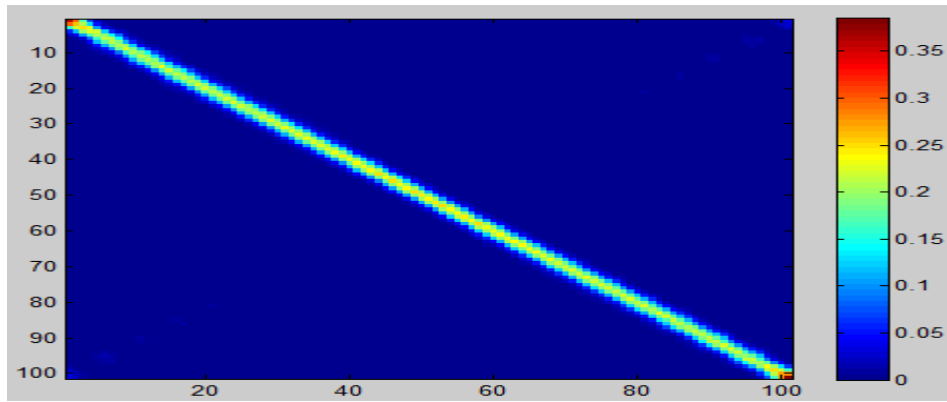
Şekil 6.1.1.21 Negatif ramp ve pozitif ramp formlarında frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (501x501)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası.

Şekil 6.1.1.21'deki olasılık haritasını sadece görsel olarak daha iyi görebilmek adına logaritması alınarak Şekil 6.1.1.22'deki gibi bir dağılım elde edilir.



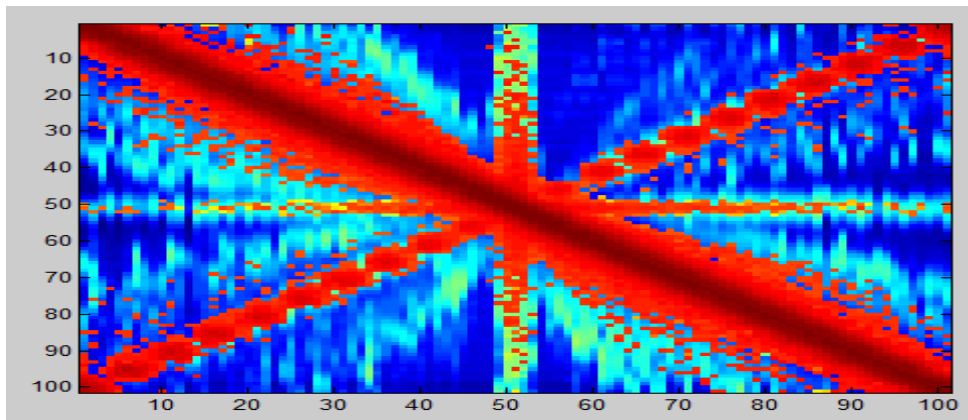
Şekil 6.1.1.22 Negatif ramp ve pozitif ramp formlarında frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (501x501)'lik A parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.

Şimdi de; bahsedilen sistem isterleri dahilinde; eğitim sinyal verileri olarak aynı merkez frekans etrafında bant genişliği 10 MHz'den 100 MHz'e 10 MHz adımlarla ve periyodu ise 0.1 milisaniyeden 20 milisaniyeye 0.1 milisaniye adımlarla değişen *hem negatif ramp hem pozitif ramp hem de sinüs* formlarında frekans kiplemesine sahip yayınlar, her bir ayar setinden 2 periyot süresince oluşacak şekilde uç uca eklenerek üretilsin. Üretilen bu eğitim sinyal veri seti, anahtarlama(tur) süresi olarak belirlenen optimum süre ile örneklensin. Nihai olarak oluşan bu veri seti, öğrenme katmanına girdi olarak verildiğinde Şekil 6.1.1.23'teki gibi (101 x 101)'lik normalize edilmiş A parametresinin olasılık dağılım haritası elde edilir.



Şekil 6.1.1.23 Negatif ramp, pozitif ramp ve sinüs formlarında frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası.

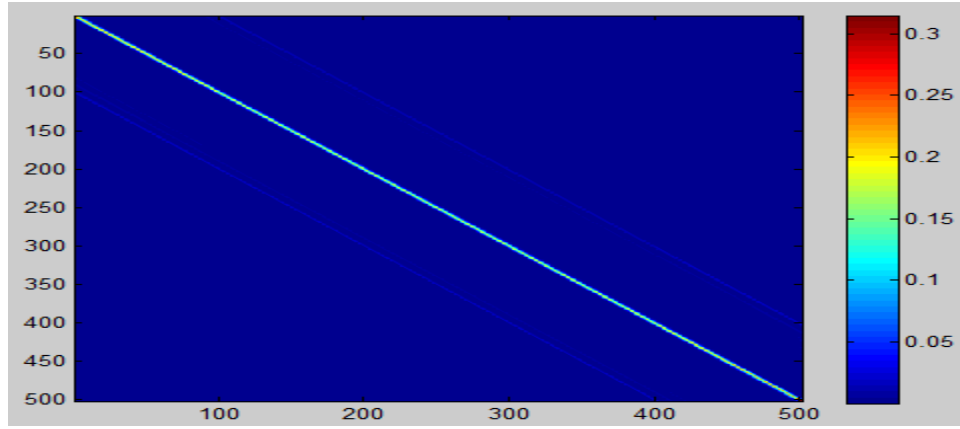
Şekil 6.1.1.23'teki olasılık haritasını sadece görsel olarak daha iyi görebilmek adına logaritması alınarak Şekil 6.1.1.24'teki gibi bir dağılım elde edilir.



Şekil 6.1.1.24 Negatif ramp, pozitif ramp ve sinüs formlarında frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (101x101)'lik A parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.

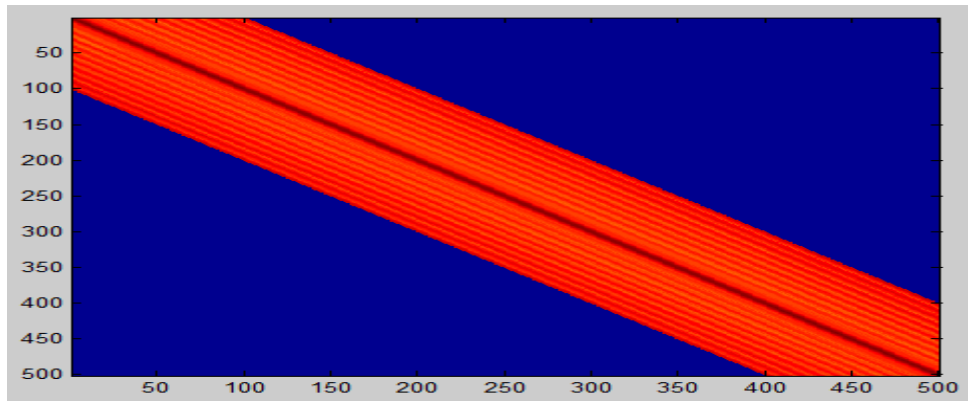
Şekil 6.1.1.23 ve Şekil 6.1.1.24'ten de anlaşılacağı üzere; elde edilen (101x101)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası, negatif ramp, pozitif ramp ve sinüs formlarında frekans kiplemesine sahip yayınların karakteristik özelliklerini göstermektedir.

Şekil 6.1.1.4'te tasvir edilen işlem yapılarak Şekil 6.1.1.23'teki (101x101)'lik A parametresinden almanın tüm anlık bant genişliğini kapsayacak şekilde sistemde nihai olarak kullanılacak Şekil 6.1.1.25'teki (501x501)'lik normalize edilmiş geniş A parametresinin olasılık dağılım haritası elde edilir.



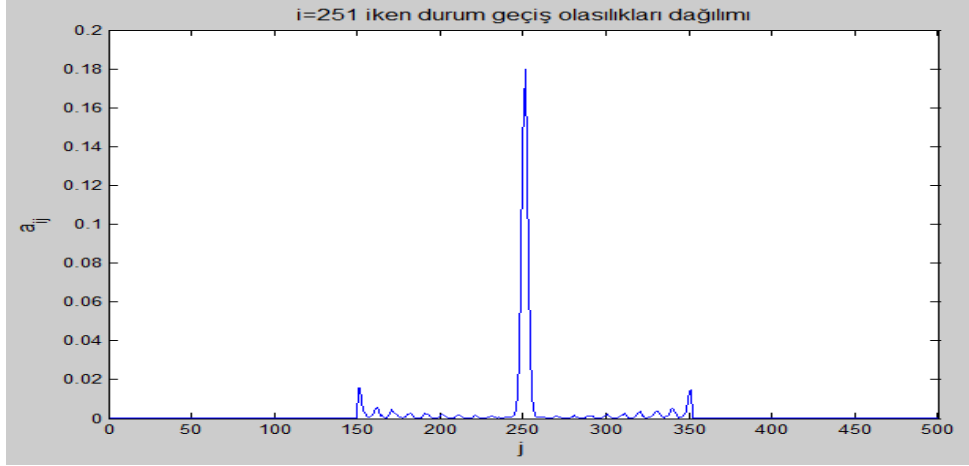
Şekil 6.1.1.25 Negatif ramp, pozitif ramp ve sinüs formlarında frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (501x501)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası.

Şekil 6.1.1.25'teki olasılık haritasını sadece görsel olarak daha iyi görebilmek adına logaritması alınarak Şekil 6.1.1.26'daki gibi bir dağılım elde edilir.



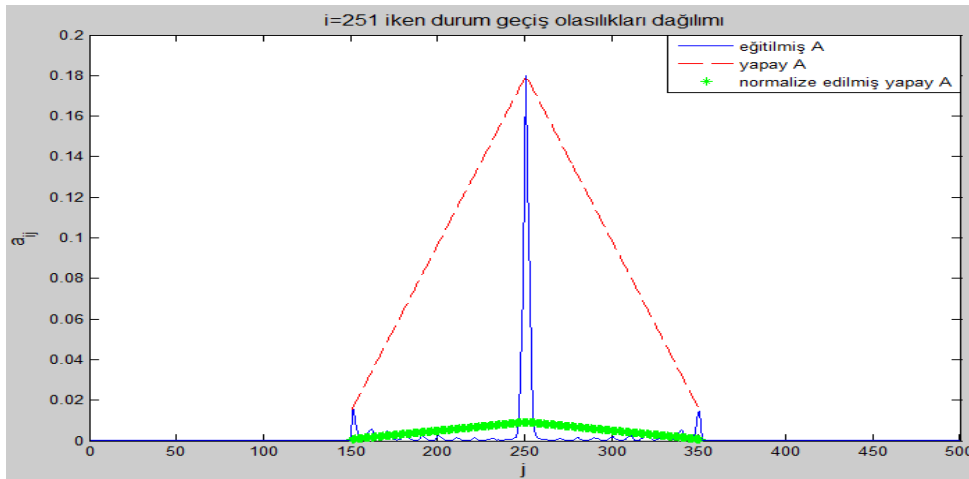
Şekil 6.1.1.26 Negatif ramp, pozitif ramp ve sinüs formlarında frekans kiplemesine sahip yayınlar kullanılarak eğitilen (501x501)'lik A parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.

Şimdi de buraya kadar anlatılanlardan farklı olarak; öğrenme katmanının olmadığı bir mimaride geniş A parametresinin yapay olarak oluşturulması için hızlı bir yol gösterilecektir. Bu bağlamda; Şekil 6.1.1.25'teki dağılımın incelenmesi faydalı olacaktır. Şekil 6.1.1.25'teki (501x501)'lik normalize edilmiş geniş A parametresinin $i = 251$ iken durum geçiş olasılıkları dağılımı Şekil 6.1.1.27'de gösterilmiştir.



Şekil 6.1.1.27 Geniş A parametresinin $i=251$ iken durum geçiş olasılıkları dağılımı.

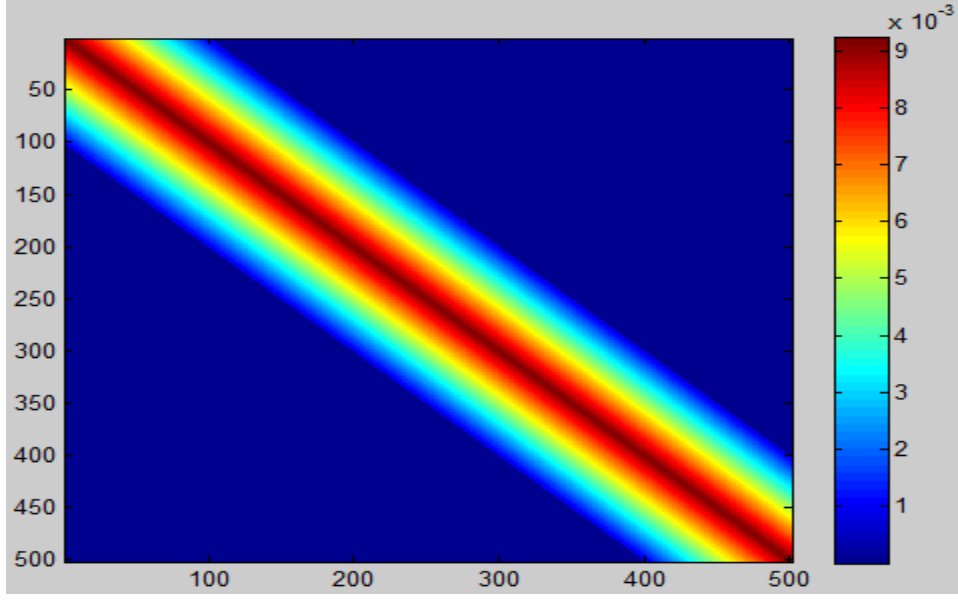
Örnek olarak; Şekil 6.1.1.27'de gösterilen dağılım, eşit olasılıklı dağılım gösterecek şekilde Şekil 6.1.1.28'deki gibi yapay olarak oluşturulup normalize edilebilir.



Şekil 6.1.1.28 A parametresinin $i=251$ iken yapay olarak oluşturulma aşamaları.

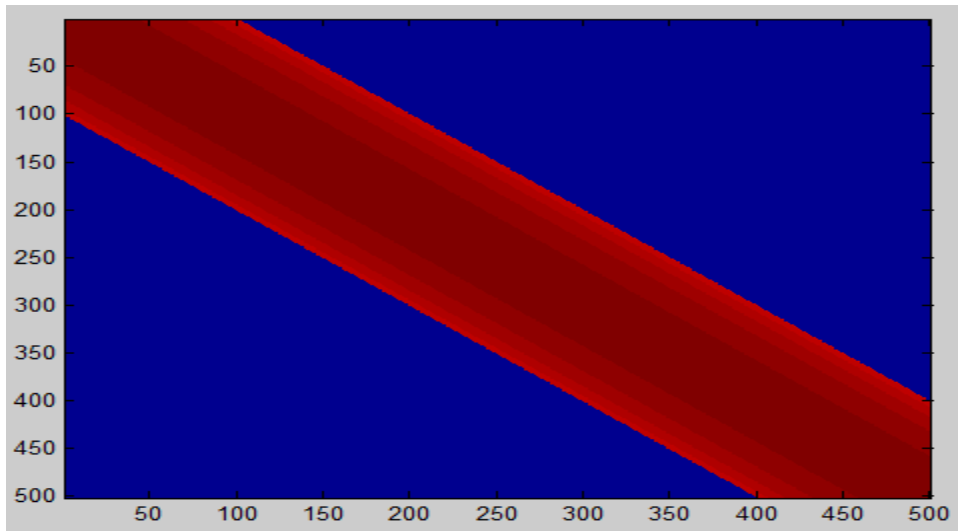
100 MHz'lik bant genişliği gibi sistem isterlerini karşılayacak şekilde herhangi bir referans noktasından Şekil 6.1.1.28'dekine benzer bir şekilde geniş A parametresinin verilen i değeri için bir dağılım elde edilebilir.

Şekil 6.1.1.4'te tasvir edilen yöntemle benzer bir işlem yapılarak Şekil 6.1.1.28'deki belirli bir i değeri için yapay olarak oluşturulmuş ve normalize edilmiş dağılımdan almanın tüm anlık bant genişliğini kapsayacak şekilde sistemde nihai olarak kullanılacak Şekil 6.1.1.29'daki (501x501)'lik normalize edilmiş geniş A parametresinin olasılık dağılım haritası elde edilebilir.



Şekil 6.1.1.29 Yapay olarak oluşturulan (501x501)'lik A parametresinin olasılık dağılım haritası.

Şekil 6.1.1.29'daki olasılık haritasını sadece görsel olarak daha iyi görebilmek adına logaritması alınarak Şekil 6.1.1.30'daki gibi bir dağılım elde edilir.



Şekil 6.1.1.30 Yapay olarak oluşturulan (501x501)'lik A parametresinin ayrıntılı olasılık dağılım haritası.

6.1.2 Çözümleme Katmanı Sonuçları

Çözümleme katmanında Viterbi algoritması, her yinelemede en yüksek genlikli tek bir yayının önce takibini sonra da tespitini yapmaya çalışacaktır. [41, 42] çalışmalarındaki gibi takip işlemi frekans düzleminde analiz edilecektir; zira bahsi geçen bu çalışmalarda Viterbi algoritması kullanılarak SMM tabanında anlık frekans takibi yapılabildiği kanıtlanmıştır. Bu bölümde paylaşılacak olan sonuçlar da bu mekanizma temelinde oluşturulmuştur.

Çözümleme, çeşitli frekans kiplemelerine sahip yayınlar kullanılarak yeterince fazla sayıda örnek ile yapılacaktır. Geliştirilen yayın simülatörü sayesinde bu yayınlar istenilen şekilde üretilip, sahada karşılaşıma ihtimali yüksek olan gerçek sinyal verileri canlandırılabilir. Bu sinyaller çözümleme katmanına gerçek sinyal verileri olarak verilerek, önerilen algoritmanın yayınları tespit edebilme performansı test edilebilir. Bu bağlamda sırasıyla:

- Sabit
- Pozitif ramp
- Negatif ramp
- Üçgensel
- Sinüs
- Sabit + Pozitif ramp + Negatif ramp + Üçgensel + Sinüs

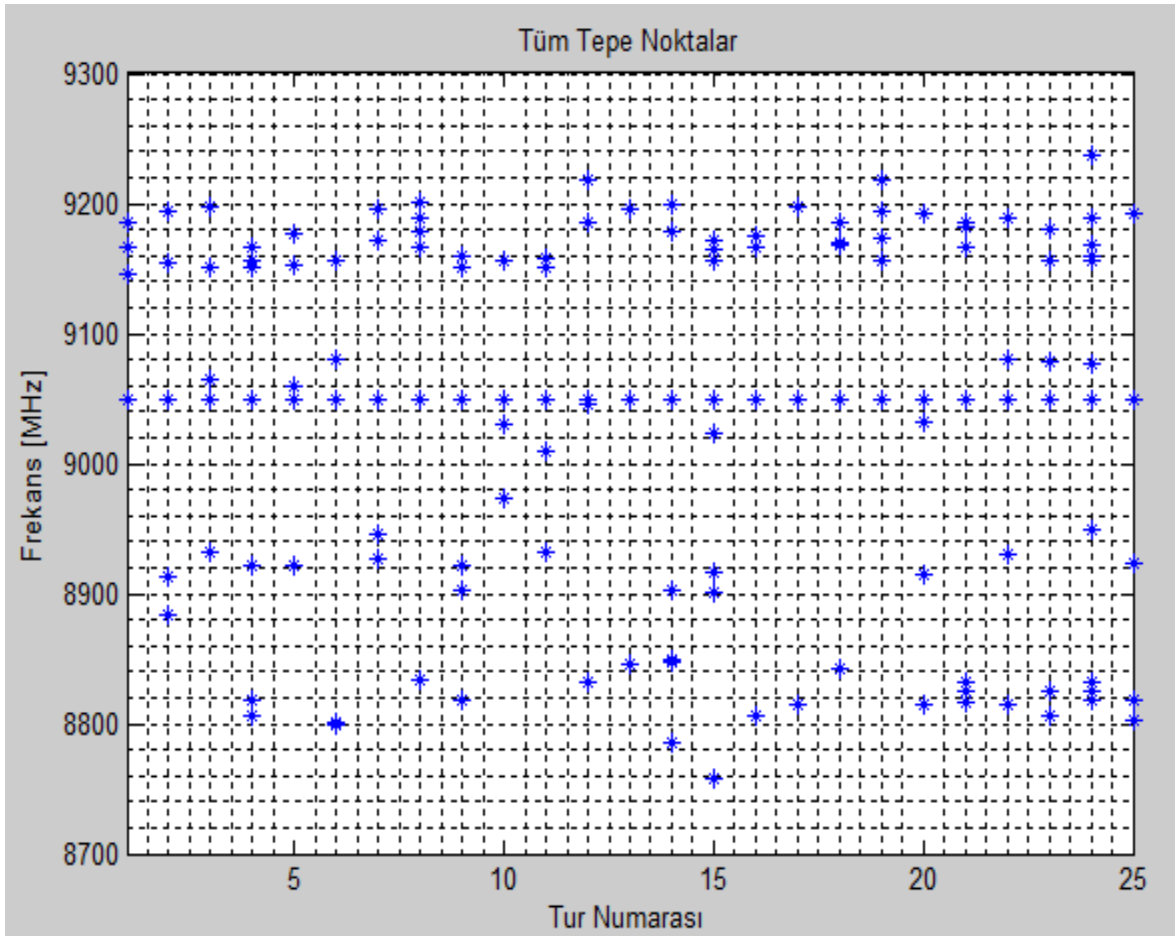
formlarında frekans kiplemelerine sahip yayınlar canlandırılarak algoritmanın başarısı sınanacaktır. Hemen ardından ise; gerçek dünyada karşılaşıma ihtimali olmayan muhtelif senaryolar üzerinde durulup, önerilen algoritmanın performansı test edilecektir. Bu bağlamda yukarıdaki altı konfigürasyona ek olarak üç ayrı test daha yapıp, elde edilen sonuçlar paylaşılacaktır. Bahsi geçen toplam dokuz adet test; Şekil 6.1.1.25'te gösterilen eğitilmiş geniş A parametresi, model parametresi olarak kabul edilerek gerçekleştirilecektir. Buna ek olarak; bahsedilen tüm testler Şekil 6.1.1.29'da gösterilen yapay olarak üretilmiş A parametresi kullanılarak tekrarlanacak ve sonuçları karşılaştırılacaktır.

Test 1: Sabit formda frekans kiplemesine sahip tek bir yayın, geliştirilen yayın simülatörü sayesinde Tablo 6.1.2.1'deki parametrelere sahip olacak şekilde üretilmiştir.

Tablo 6.1.2.1 Sabit formda frekans kiplemesi yapacak şekilde üretilen yayının parametreleri.

	Frekans Kipleme Tipi	Ortalama Frekans (MHz)	SNR (dB)
Yayın-1	Sabit	9050	-9.1

Yukarıda bahsedilen yayın için ayarlanabilir eşikleme işlemi yapıldığında tespit edilen tüm tepe noktaları, zaman-frekans düzleminde Şekil 6.1.2.1'de verilen görüntüyü oluşturmaktadır.



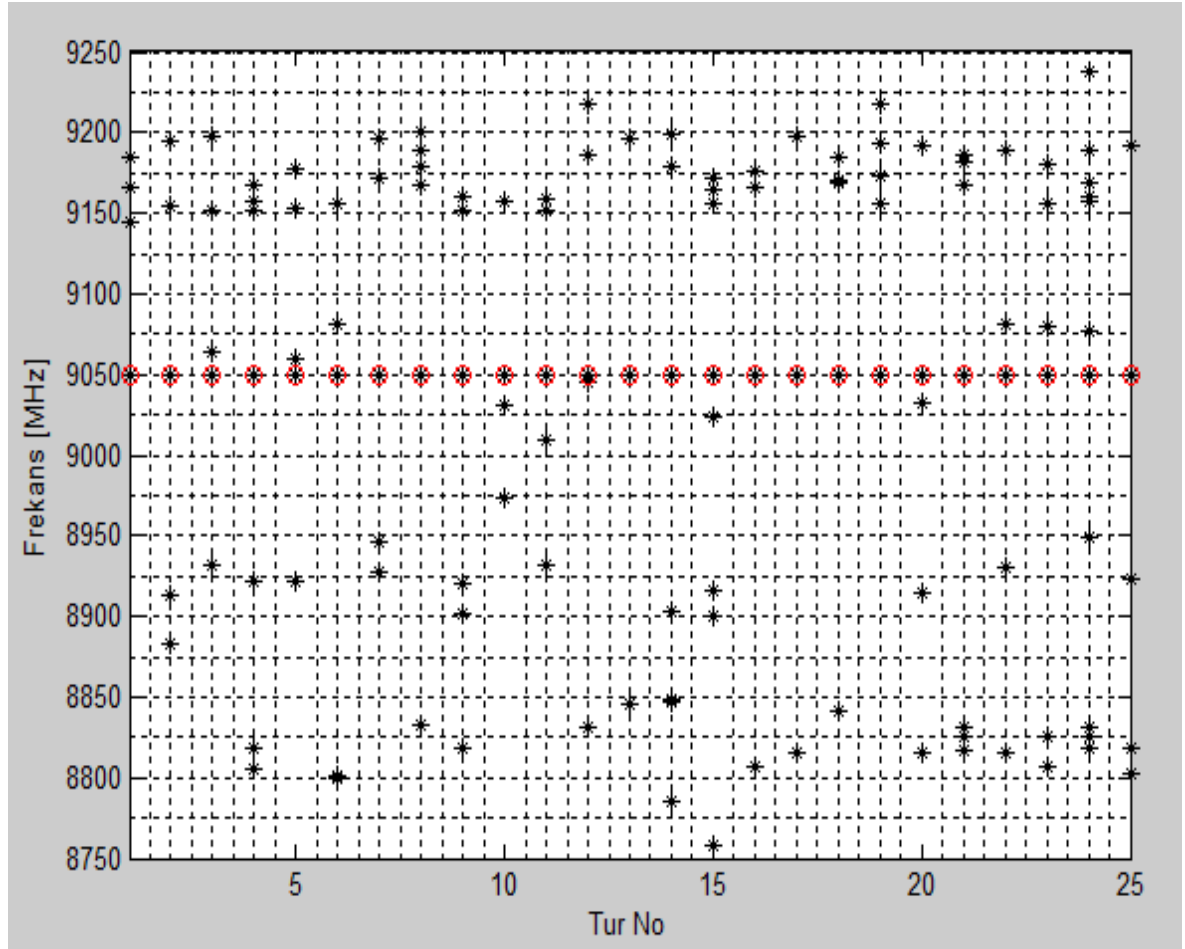
Şekil 6.1.2.1 Sabit formda frekans kiplemesi yapan yayının bulunduğu ortamda tüm tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.

Üretilen bu yayın, çözümüleme katmanına girdi olarak verildiğinde Tablo 6.1.2.2'deki parametrelere sahip olan yayınlar önerilen algoritma tarafından tespit edilmiştir.

Tablo 6.1.2.2 Sabit formda frekans kipleme yapan yayının bulunduğu ortamda çözümüleme katmanının tespit ettiği yayınların parametreleri.

	Frekans Kipleme Tipi	Ortalama Frekans (MHz)	Maksimum Frekans (MHz)	Minimum Frekans (MHz)	Bant Genişliği (MHz)
Yayın-1	Sabit	9050.003	9050.251	9049.789	0.462

Çözümüleme katmanı tarafından tespit edilen tüm yayınların tepe noktaları, zaman-frekans düzleminde Şekil 6.1.2.2'de verilen görüntüyü oluşturmaktadır.



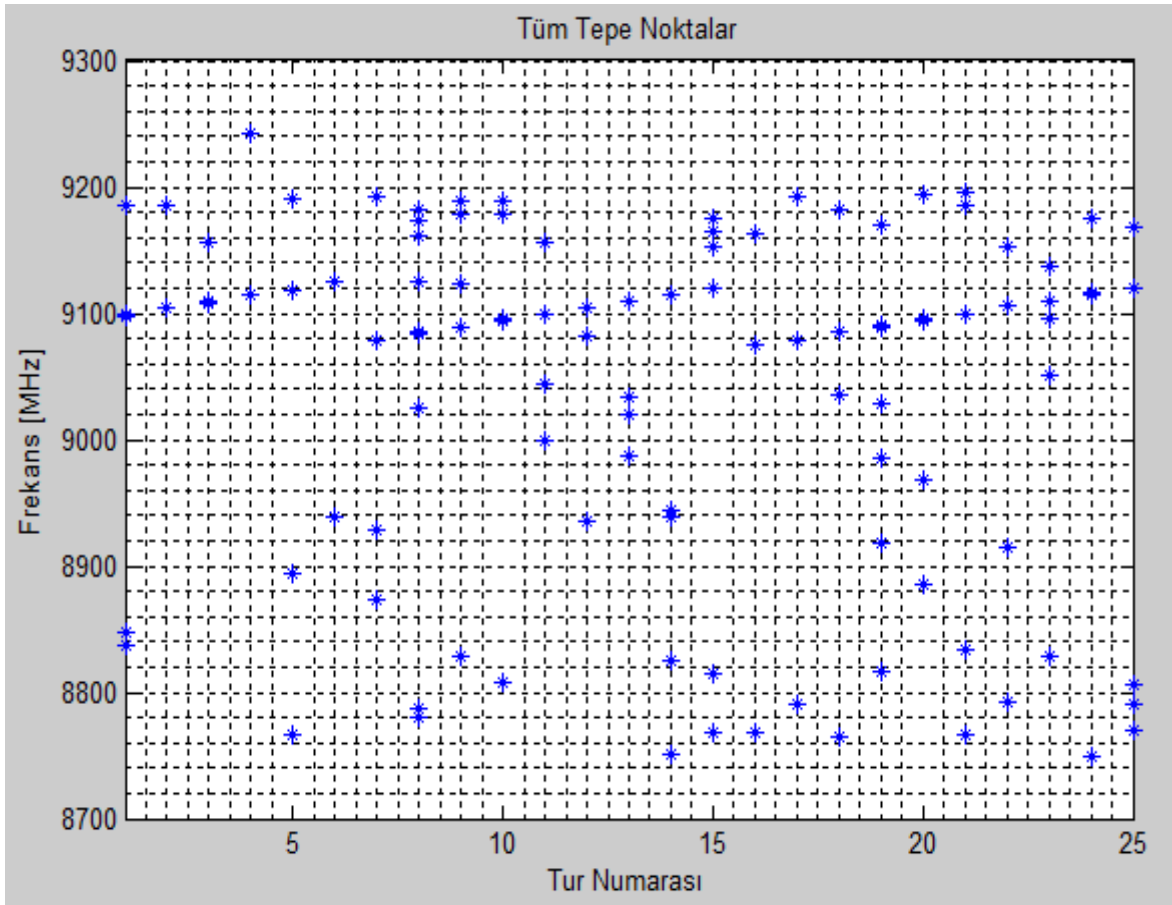
Şekil 6.1.2.2 Sabit formda frekans kipleme yapan yayının bulunduğu ortamda çözümüleme katmanının tespit ettiği yayınların tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.

Test 2: Pozitif ramp formunda frekans kiplemesine sahip tek bir yayın, geliştirilen yayın simülatörü sayesinde Tablo 6.1.2.3'teki parametrelere sahip olacak şekilde üretilmiştir.

Tablo 6.1.2.3 Pozitif ramp formunda frekans kiplemesi yapacak şekilde üretilen yayının parametreleri.

	Frekans Kipleme Tipi	Ortalama Frekans (MHz)	Bant Genişliği (MHz)	SNR (dB)
Yayın-1	Pozitif ramp	9100	50	-1.2

Yukarıda bahsedilen yayın için ayarlanabilir eşikleme işlemi yapıldığında tespit edilen tüm tepe noktaları, zaman-frekans düzleminde Şekil 6.1.2.3'te verilen görüntüyü oluşturmaktadır.



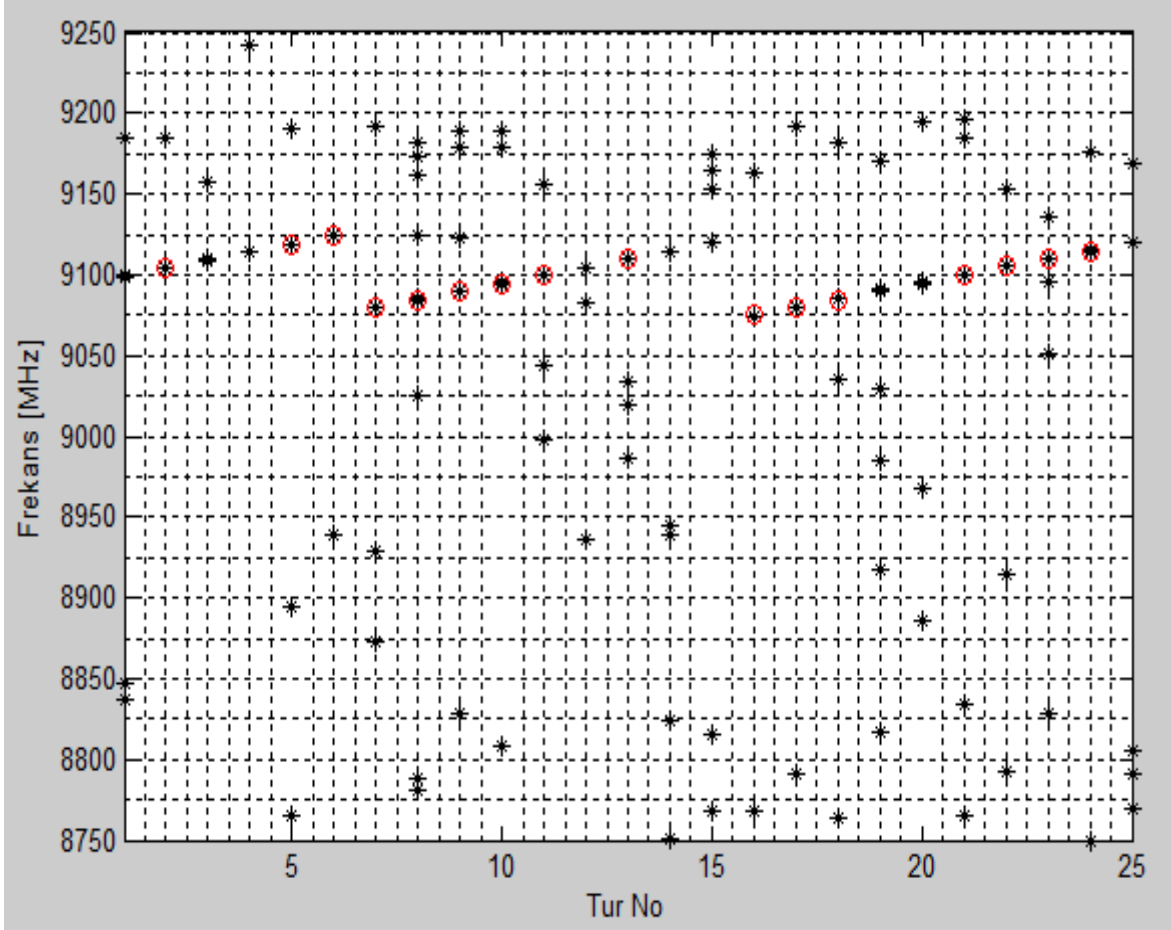
Şekil 6.1.2.3 Pozitif ramp formunda frekans kiplemesi yapan yayının bulunduğu ortamda tüm tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.

Üretilen bu yayın, çözümleme katmanına girdi olarak verildiğinde Tablo 6.1.2.4'teki parametrelere sahip olan yayınlar önerilen algoritma tarafından tespit edilmiştir.

Tablo 6.1.2.4 Pozitif ramp formunda frekans kipleme yapan yayının bulunduğu ortamda çözümleme katmanının tespit ettiği yayınların parametreleri.

	Frekans Kipleme Tipi	Ortalama Frekans (MHz)	Maksimum Frekans (MHz)	Minimum Frekans (MHz)	Bant Genişliği (MHz)
Yayın-1	Pozitif ramp	9098.422	9124.441	9075.111	49.330

Çözümleme katmanı tarafından tespit edilen tüm yayınların tepe noktaları, zaman-frekans düzleminde Şekil 6.1.2.4'te verilen görüntüyü oluşturmaktadır.



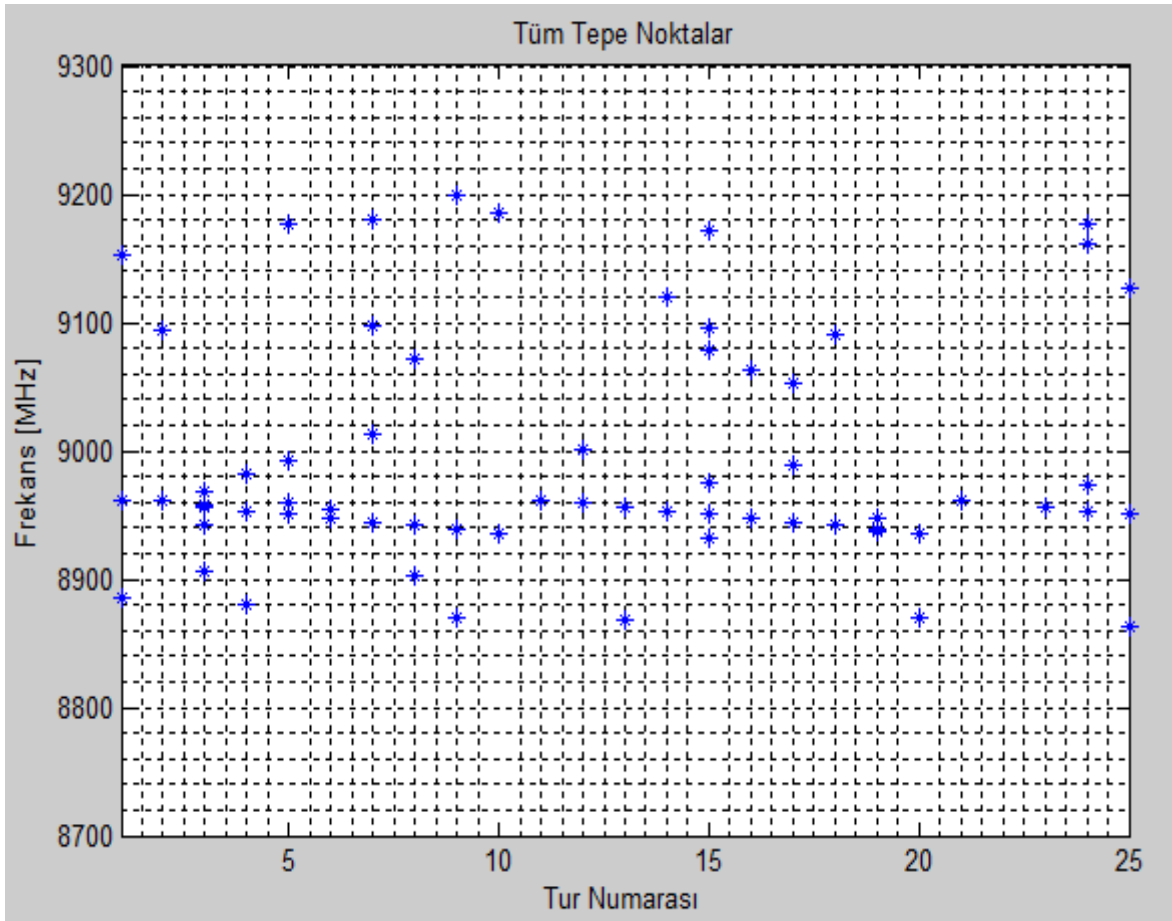
Şekil 6.1.2.4 Pozitif ramp formunda frekans kipleme yapan yayının bulunduğu ortamda çözümleme katmanının tespit ettiği yayınların tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.

Test 3: *Negatif ramp* formunda frekans kiplemesine sahip tek bir yayın, geliştirilen yayın simülatörü sayesinde Tablo 6.1.2.5'teki parametrelere sahip olacak şekilde üretilmiştir.

Tablo 6.1.2.5 Negatif ramp formunda frekans kiplemesi yapacak şekilde üretilen yayının parametreleri.

	Frekans Kipleme Tipi	Ortalama Frekans (MHz)	Bant Genişliği (MHz)	SNR (dB)
Yayın-1	Negatif ramp	8950	30	-1.2

Yukarıda bahsedilen yayın için ayarlanabilir eşikleme işlemi yapıldığında tespit edilen tüm tepe noktaları, zaman-frekans düzleminde Şekil 6.1.2.5'te verilen görüntüyü oluşturmaktadır.



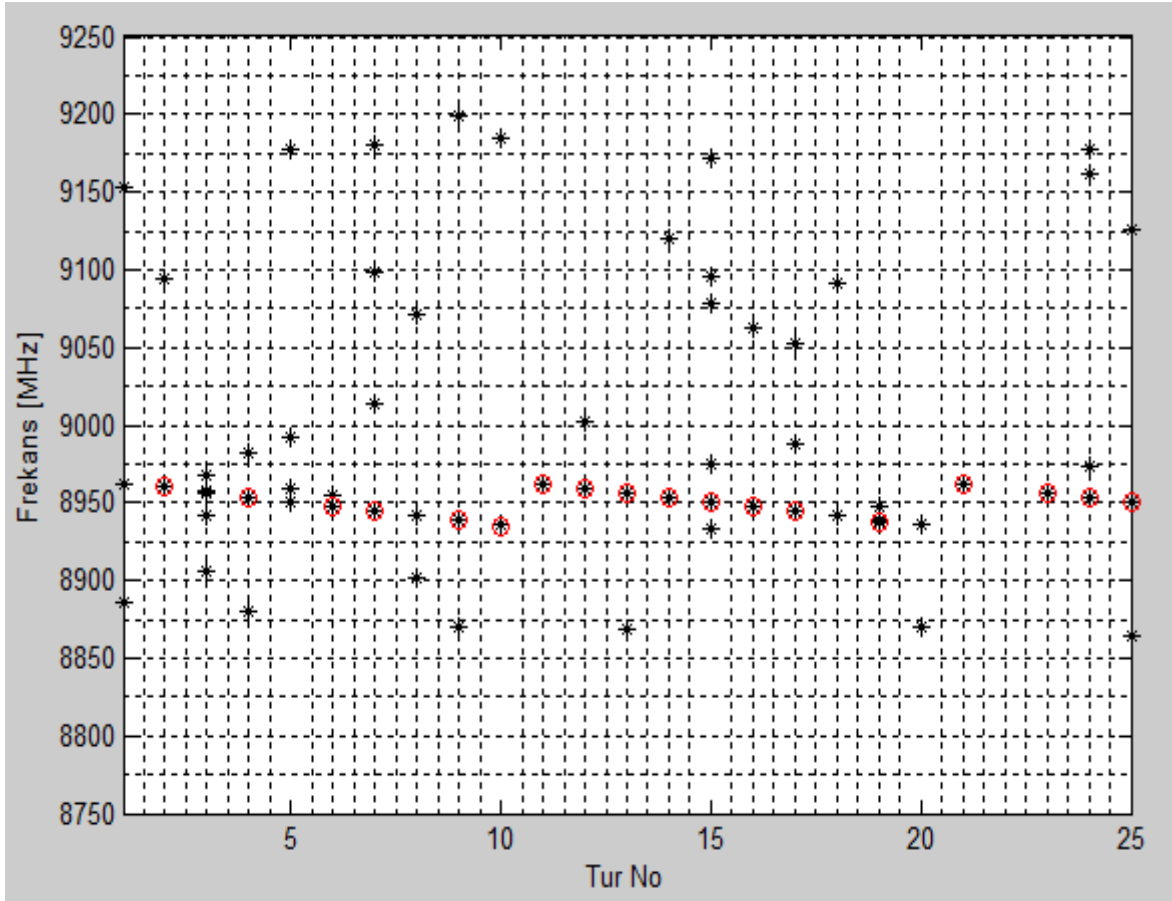
Şekil 6.1.2.5 Negatif ramp formunda frekans kiplemesi yapan yayının bulunduğu ortamda tüm tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.

Üretilen bu yayın, çözümleme katmanına girdi olarak verildiğinde Tablo 6.1.2.6'daki parametrelere sahip olan yayınlar önerilen algoritma tarafından tespit edilmiştir.

Tablo 6.1.2.6 Negatif ramp formunda frekans kipleme yapan yayının bulunduğu ortamda çözümleme katmanının tespit ettiği yayınların parametreleri.

	Frekans Kipleme Tipi	Ortalama Frekans (MHz)	Maksimum Frekans (MHz)	Minimum Frekans (MHz)	Bant Genişliği (MHz)
Yayın-1	Negatif ramp	8950.551	8962.140	8935.159	26.981

Çözümleme katmanı tarafından tespit edilen tüm yayınların tepe noktaları, zaman-frekans düzleminde Şekil 6.1.2.6'da verilen görüntüyü oluşturmaktadır.



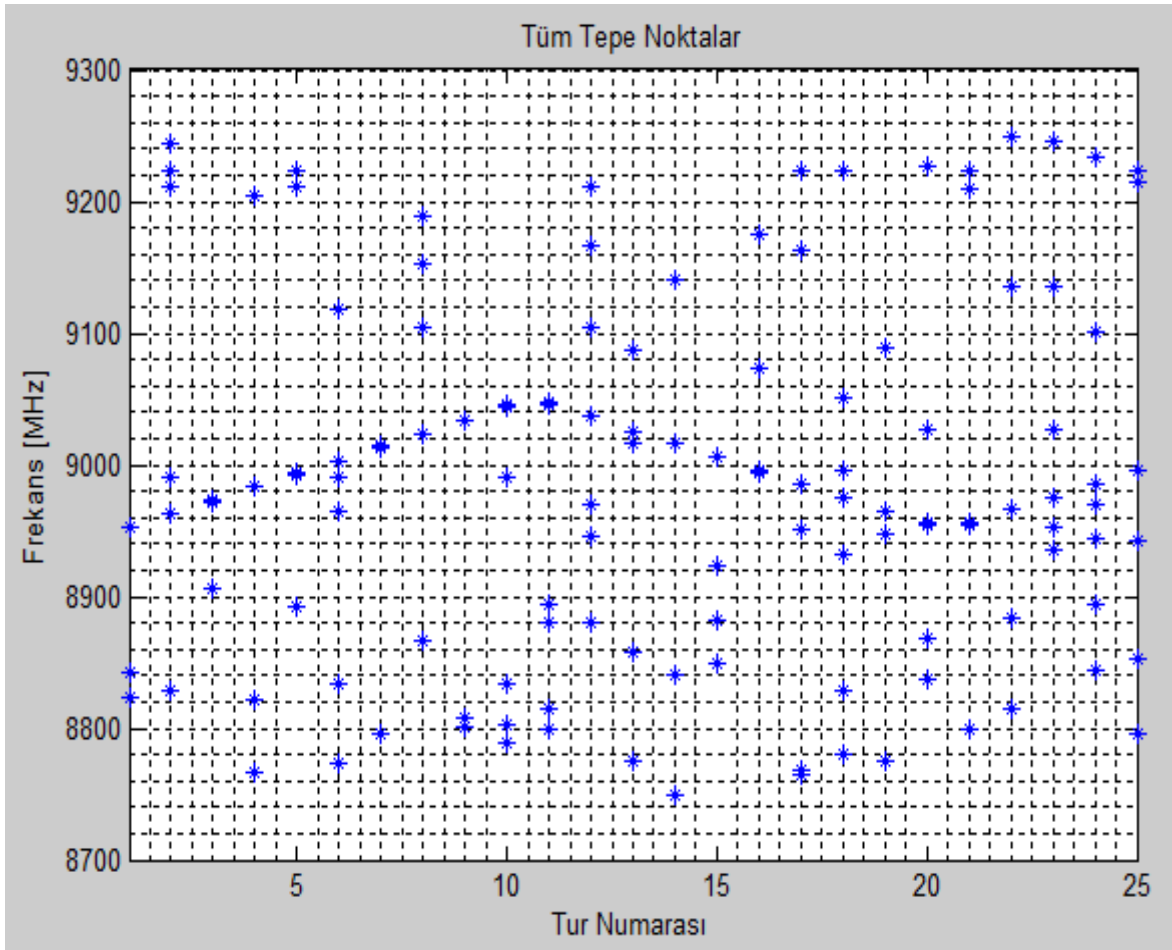
Şekil 6.1.2.6 Negatif ramp formunda frekans kipleme yapan yayının bulunduğu ortamda çözümleme katmanının tespit ettiği yayınların tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.

Test 4: Üçgensel formda frekans kiplemesine sahip tek bir yayın, geliştirilen yayın simülatörü sayesinde Tablo 6.1.2.7'deki parametrelere sahip olacak şekilde üretilmiştir.

Tablo 6.1.2.7 Üçgensel formda frekans kiplemesi yapacak şekilde üretilen yayının parametreleri.

	Frekans Kipleme Tipi	Ortalama Frekans (MHz)	Bant Genişliği (MHz)	SNR (dB)
Yayın-1	Üçgensel	9000	100	-9.1

Yukarıda bahsedilen yayın için ayarlanabilir eşikleme işlemi yapıldığında tespit edilen tüm tepe noktaları, zaman-frekans düzleminde Şekil 6.1.2.7'de verilen görüntüyü oluşturmaktadır.



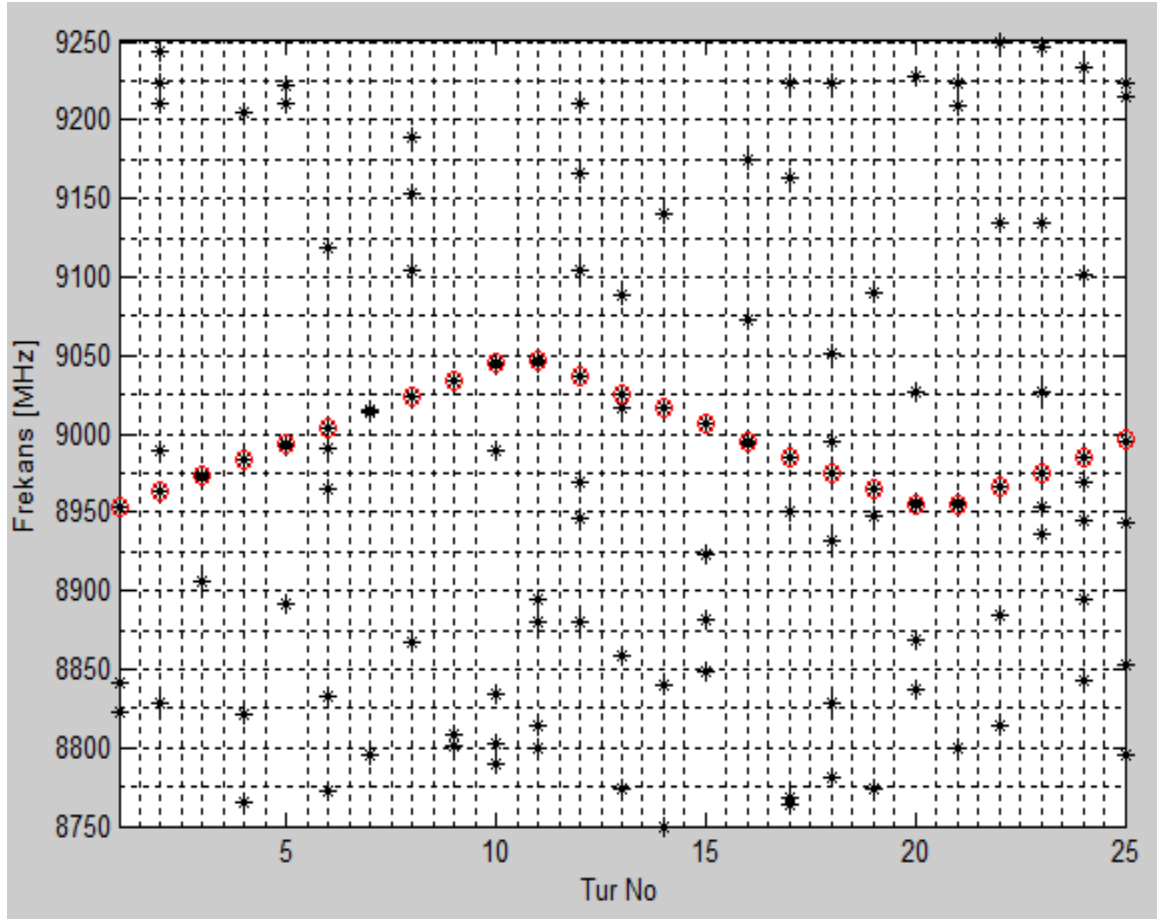
Şekil 6.1.2.7 Üçgensel formda frekans kiplemesi yapan yayının bulunduğu ortamda tüm tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.

Üretilen bu yayın, çözümleme katmanına girdi olarak verildiğinde Tablo 6.1.2.8'deki parametrelere sahip olan yayınlar önerilen algoritma tarafından tespit edilmiştir.

Tablo 6.1.2.8 Üçgensel formda frekans kipleme yapan yayının bulunduğu ortamda çözümleme katmanının tespit ettiği yayınların parametreleri.

	Frekans Kipleme Tipi	Ortalama Frekans (MHz)	Maksimum Frekans (MHz)	Minimum Frekans (MHz)	Bant Genişliği (MHz)
Yayın-1	Üçgensel	8993.875	9046.052	8953.427	92.625

Çözümleme katmanı tarafından tespit edilen tüm yayınların tepe noktaları, zaman-frekans düzleminde Şekil 6.1.2.8'de verilen görüntüyü oluşturmaktadır.



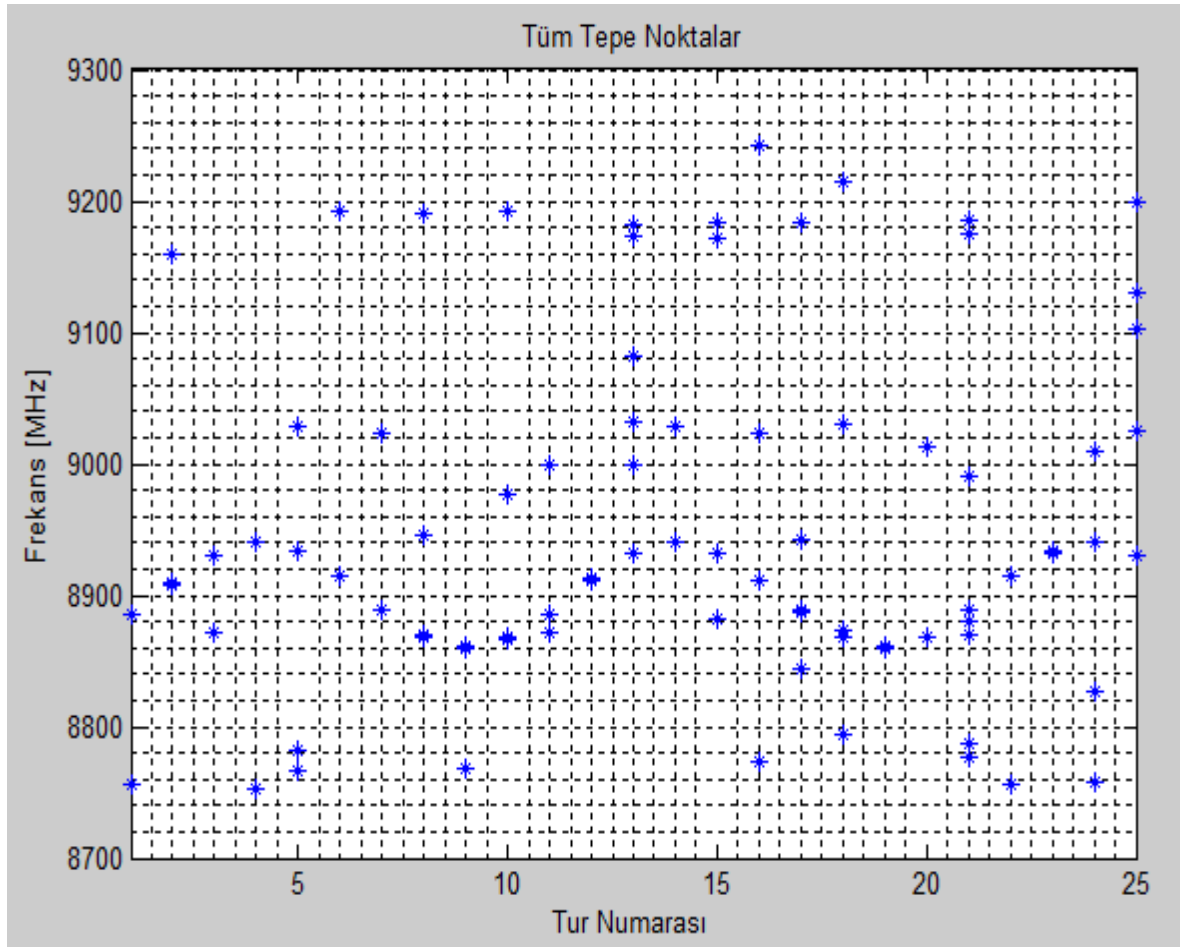
Şekil 6.1.2.8 Üçgensel formda frekans kipleme yapan yayının bulunduğu ortamda çözümleme katmanının tespit ettiği yayınların tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.

Test 5: Sinüs formunda frekans kiplemesine sahip tek bir yayın, geliştirilen yayın simülatörü sayesinde Tablo 6.1.2.9'daki parametrelere sahip olacak şekilde üretilmiştir.

Tablo 6.1.2.9 Sinüs formunda frekans kiplemesi yapacak şekilde üretilen yayının parametreleri.

	Frekans Kipleme Tipi	Ortalama Frekans (MHz)	Bant Genişliği (MHz)	SNR (dB)
Yayın-1	Sinüs	8900	80	1.7

Yukarıda bahsedilen yayın için ayarlanabilir eşikleme işlemi yapıldığında tespit edilen tüm tepe noktaları, zaman-frekans düzleminde Şekil 6.1.2.9'da verilen görüntüyü oluşturmaktadır.



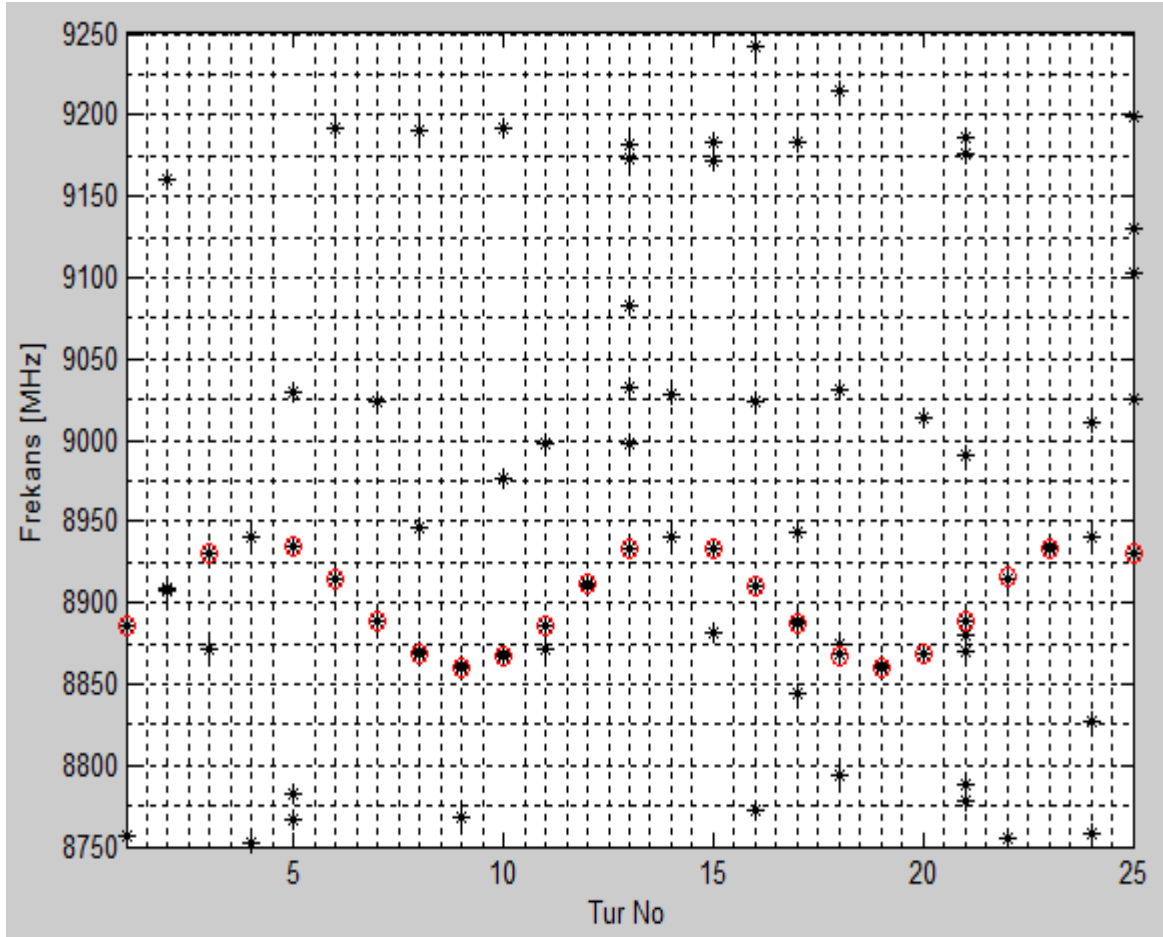
Şekil 6.1.2.9 Sinüs formunda frekans kiplemesi yapan yayının bulunduğu ortamda tüm tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.

Üretilen bu yayın, çözümleme katmanına girdi olarak verildiğinde Tablo 6.1.2.10'daki parametrelere sahip olan yayınlar önerilen algoritma tarafından tespit edilmiştir.

Tablo 6.1.2.10 Sinüs formunda frekans kiplemesi yapan yayının bulunduğu ortamda çözümleme katmanının tespit ettiği yayınların parametreleri.

	Frekans Kipleme Tipi	Ortalama Frekans (MHz)	Maksimum Frekans (MHz)	Minimum Frekans (MHz)	Bant Genişliği (MHz)
Yayın-1	Sinüs	8898.708	8934.140	8859.895	74.245

Çözümleme katmanı tarafından tespit edilen tüm yayınların tepe noktaları, zaman-frekans düzleminde Şekil 6.1.2.10'da verilen görüntüyü oluşturmaktadır.



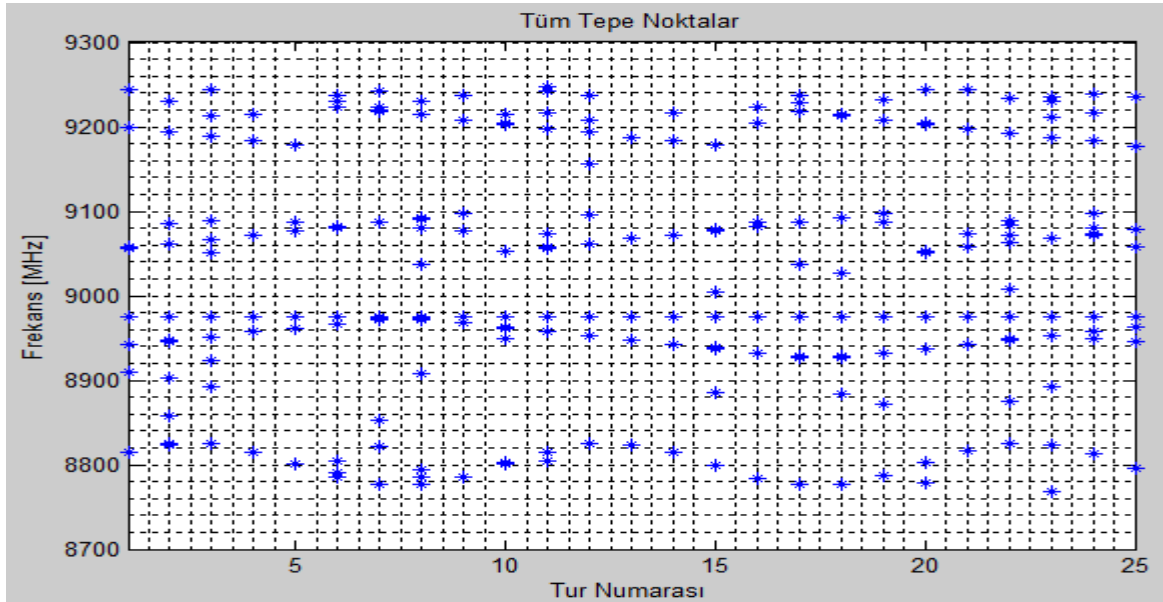
Şekil 6.1.2.10 Sinüs formunda frekans kiplemesi yapan yayının bulunduğu ortamda çözümleme katmanının tespit ettiği yayınların tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.

Test 6: Sabit, pozitif ramp, negatif ramp, üçgensel, sinüs formlarında frekans kiplemesine sahip beş adet yayın, geliştirilen yayın simülatörü sayesinde Tablo 6.1.2.11'deki parametrelere sahip olacak şekilde eş zamanlı olarak üretilmiştir.

Tablo 6.1.2.11 Sabit, pozitif ramp, negatif ramp, üçgensel ve sinüs formlarında frekans kiplemesi yapacak şekilde üretilen kompozit yayın parametreleri.

	Frekans Kipleme Tipi	Ortalama Frekans (MHz)	Bant Genişliği (MHz)	SNR (dB)
Yayın-1	Sabit	8975	-	-9.1
Yayın-2	Pozitif ramp	9075	50	-1.2
Yayın-3	Negatif ramp	9200	50	-1.2
Yayın-4	Üçgensel	8950	50	-9.1
Yayın-5	Sinüs	8800	50	1.7

Yukarıda bahsedilen yayınlar için ayarlanabilir eşikleme işlemi yapıldığında tespit edilen tüm tepe noktaları, zaman-frekans düzleminde Şekil 6.1.2.11'de verilen görüntüyü oluşturmaktadır.



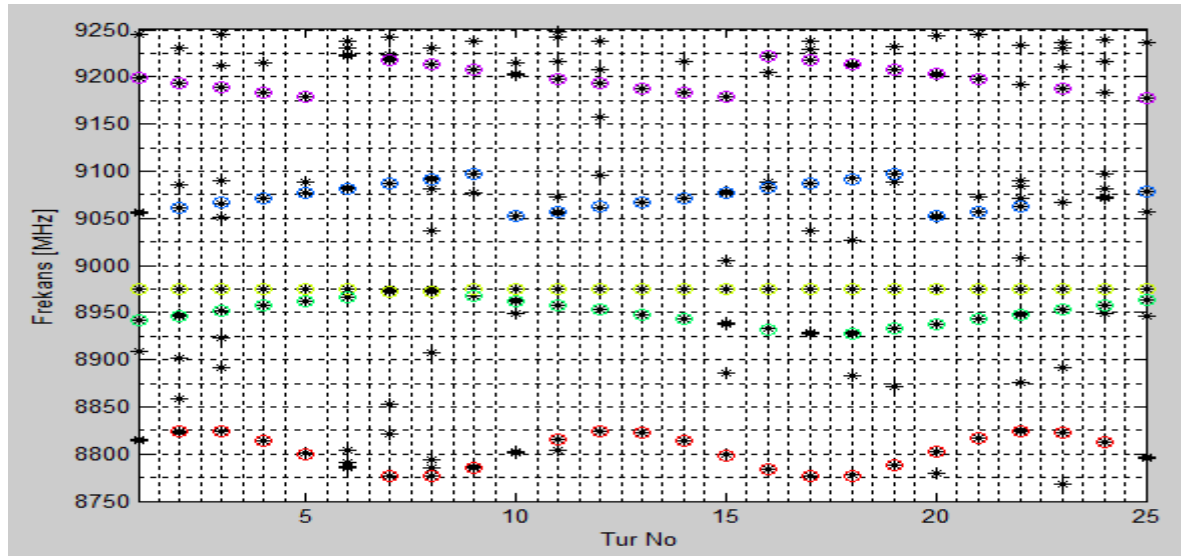
Şekil 6.1.2.11 Sabit, pozitif ramp, negatif ramp, üçgensel ve sinüs formlarında frekans kiplemesi yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda tüm tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.

Üretilen bu yayınlar, çözümüleme katmanına girdi olarak verildiğinde Tablo 6.1.2.12'deki parametrelere sahip olan yayınlar önerilen algoritma tarafından tespit edilmiştir. Görüldüğü üzere; farklı SNR seviyelerine sahip yayınların aynı anda tespit edilebilmesi, geniş dinamik alanda da tespit yeteneğini göstermektedir.

Tablo 6.1.2.12 Sabit, pozitif ramp, negatif ramp, üçgensel ve sinüs formlarında frekans kipleme yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda çözümüleme katmanının tespit ettiği yayınların parametreleri.

	Frekans Kipleme Tipi	Ortalama Frekans (MHz)	Maksimum Frekans (MHz)	Minimum Frekans (MHz)	Bant Genişliği (MHz)
Yayın-1	Sabit	8974.812	8975.213	8972.108	3.105
Yayın-2	Pozitif ramp	9073.830	9096.877	9051.874	45.003
Yayın-3	Negatif ramp	9197.649	9222.581	9177.458	45.123
Yayın-4	Üçgensel	8950.065	8968.141	8927.357	40.784
Yayın-5	Sinüs	8803.695	8824.570	8776.110	48.460

Çözümüleme katmanı tarafından tespit edilen tüm yayınların tepe noktaları, zaman-frekans düzleminde Şekil 6.1.2.12'de verilen görüntüyü oluşturmaktadır.



Şekil 6.1.2.12 Sabit, pozitif ramp, negatif ramp, üçgensel ve sinüs formlarında frekans kipleme yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda çözümüleme katmanının tespit ettiği yayınların tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.

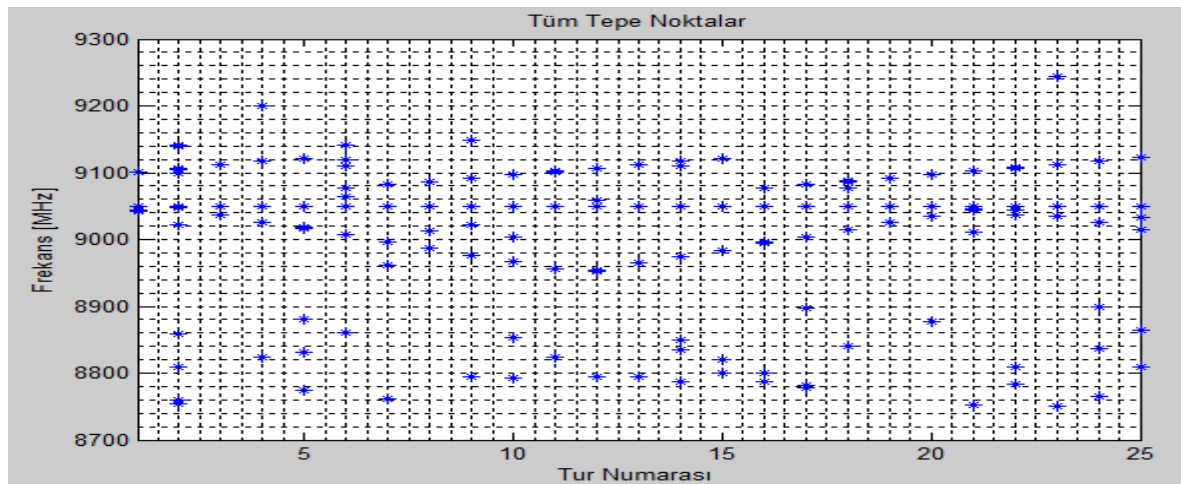
Şimdi de gerçek dünyada karşılaşılma ihtimali olmayan bazı zor senaryolar kapsamında önerilen algoritmanın olumlu/olumsuz yönleri test edilecek ve bu bağlamda yukarıdaki altı adet teste ek olarak üç ayrı test daha yapıp sonuçları paylaşılacaktır.

Test 7: Bu bağlamda ilk senaryoya göre; *sabit, pozitif ramp, üçgensel* formlarda frekans kiplemesine sahip üç adet yayın, geliştirilen yayın simülatörü sayesinde Tablo 6.1.2.13'teki parametrelere sahip olacak şekilde eş zamanlı olarak üretilmiştir.

Tablo 6.1.2.13 Karmaşık bir senaryo gereği; sabit, pozitif ramp ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapacak şekilde üretilen kompozit yayın parametreleri.

	Frekans Kipleme Tipi	Ortalama Frekans (MHz)	Bant Genişliği (MHz)	SNR (dB)
Yayın-1	Sabit	9050	-	-3.1
Yayın-2	Pozitif ramp	9100	50	-1.2
Yayın-3	Üçgensel	9000	100	-5.6

Yukarıda bahsedilen yayınlar için ayarlanabilir eşikleme işlemi yapıldığında tespit edilen tüm tepe noktaları, zaman-frekans düzleminde Şekil 6.1.2.13'te verilen görüntüyü oluşturmaktadır.



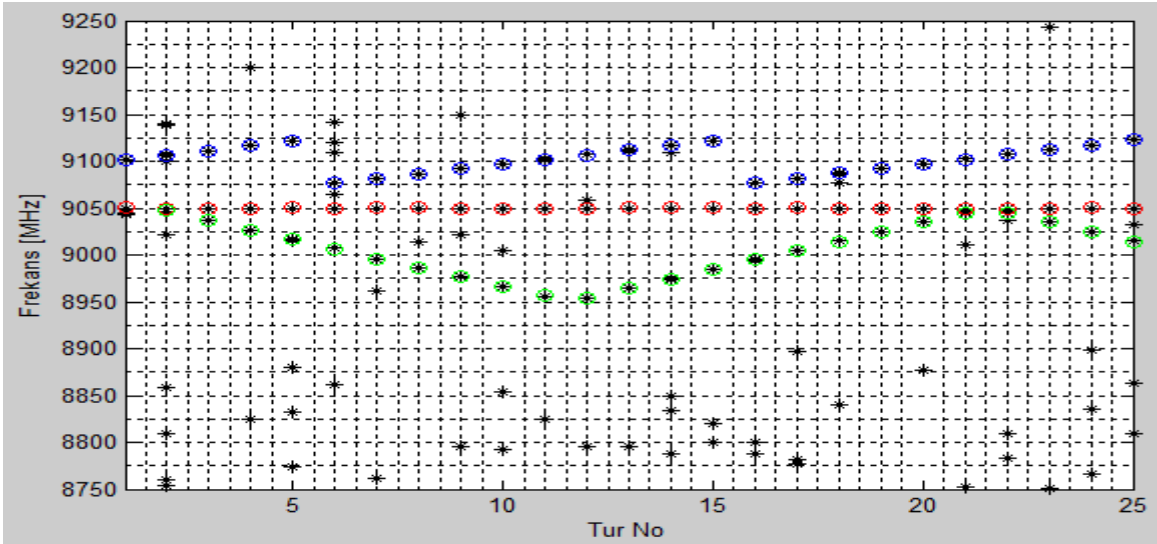
Şekil 6.1.2.13 Karmaşık bir senaryo gereği; sabit, pozitif ramp ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda tüm tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.

Üretilen bu yayınlar, çözümüleme katmanına girdi olarak verildiğinde Tablo 6.1.2.14'teki parametrelere sahip olan yayınlar önerilen algoritma tarafından tespit edilmiştir.

Tablo 6.1.2.14 Karmaşık bir senaryo gereği; sabit, pozitif ramp ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda çözümüleme katmanının tespit ettiği yayınların parametreleri.

	Frekans Kipleme Tipi	Ortalama Frekans (MHz)	Maksimum Frekans (MHz)	Minimum Frekans (MHz)	Bant Genişliği (MHz)
Yayın-1	Sabit	9049.999	9050.119	9049.918	0.201
Yayın-2	Pozitif ramp	9101.887	9122.781	9076.449	46.332
Yayın-3	Üçgensel	9005.344	9047.288	8953.694	93.594

Çözümüleme katmanı tarafından tespit edilen tüm yayınların tepe noktaları, zaman-frekans düzleminde Şekil 6.1.2.14'te verilen görüntüyü oluşturmaktadır.



Şekil 6.1.2.14 Karmaşık bir senaryo gereği; sabit, pozitif ramp ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda çözümüleme katmanının tespit ettiği yayınların tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.

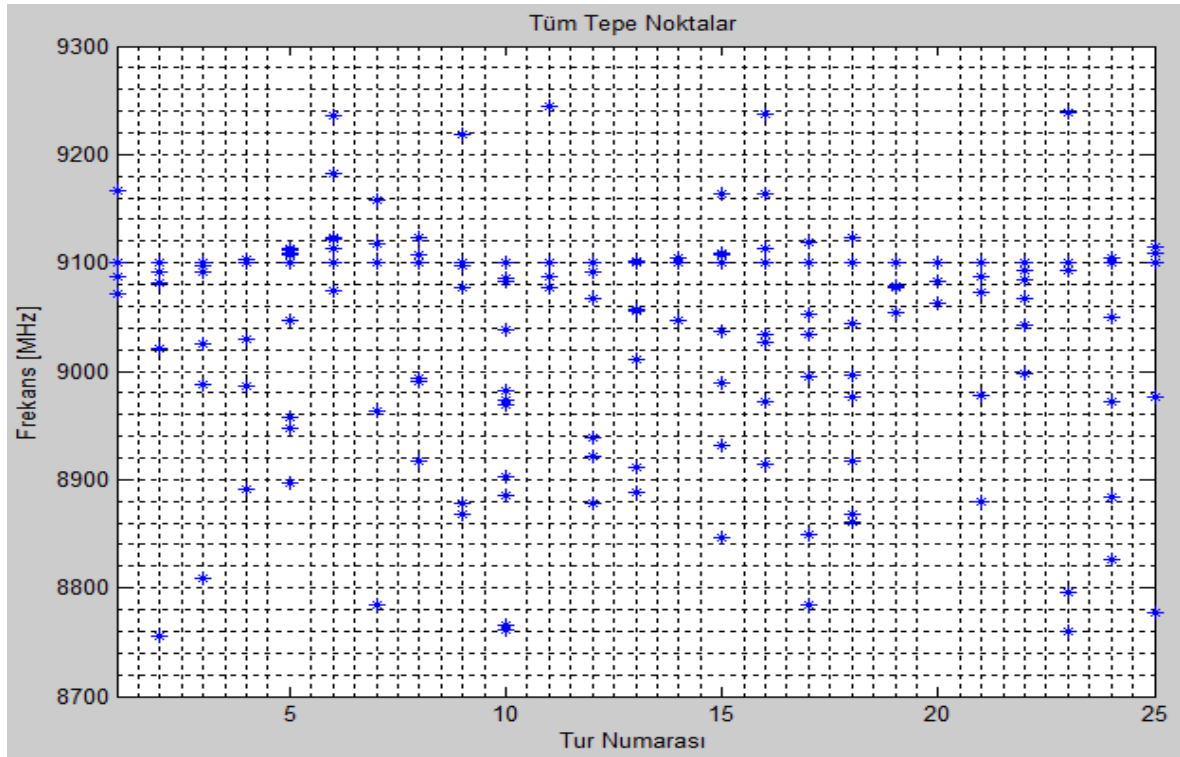
Şekil 6.1.2.14'te görüldüğü üzere; zaman-frekans düzleminde birbirine çok yakın yayınların olduğu bir elektronik harp senaryosunda bile önerilen algoritma, yayınları başarılı bir şekilde tespit edebilmiştir.

Test 8: İkinci senaryoya göre; tekraren *sabit*, *pozitif ramp*, *üçgensel* formlarda frekans kiplemesine sahip üç adet yayın, geliştirilen yayın simülatörü sayesinde Tablo 6.1.2.15'teki parametrelere sahip olacak şekilde eş zamanlı olarak üretilmiştir.

Tablo 6.1.2.15 Daha karmaşık bir senaryo gereği; sabit, pozitif ramp ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapacak şekilde üretilen kompozit yayın parametreleri.

	Frekans Kipleme Tipi	Ortalama Frekans (MHz)	Bant Genişliği (MHz)	SNR (dB)
Yayın-1	Sabit	9100	-	-3.1
Yayın-2	Pozitif ramp	9100	50	-1.2
Yayın-3	Üçgensel	9075	100	-5.6

Yukarıda bahsedilen yayınlar için ayarlanabilir eşikleme işlemi yapıldığında tespit edilen tüm tepe noktaları, zaman-frekans düzleminde Şekil 6.1.2.15'te verilen görüntüyü oluşturmaktadır.



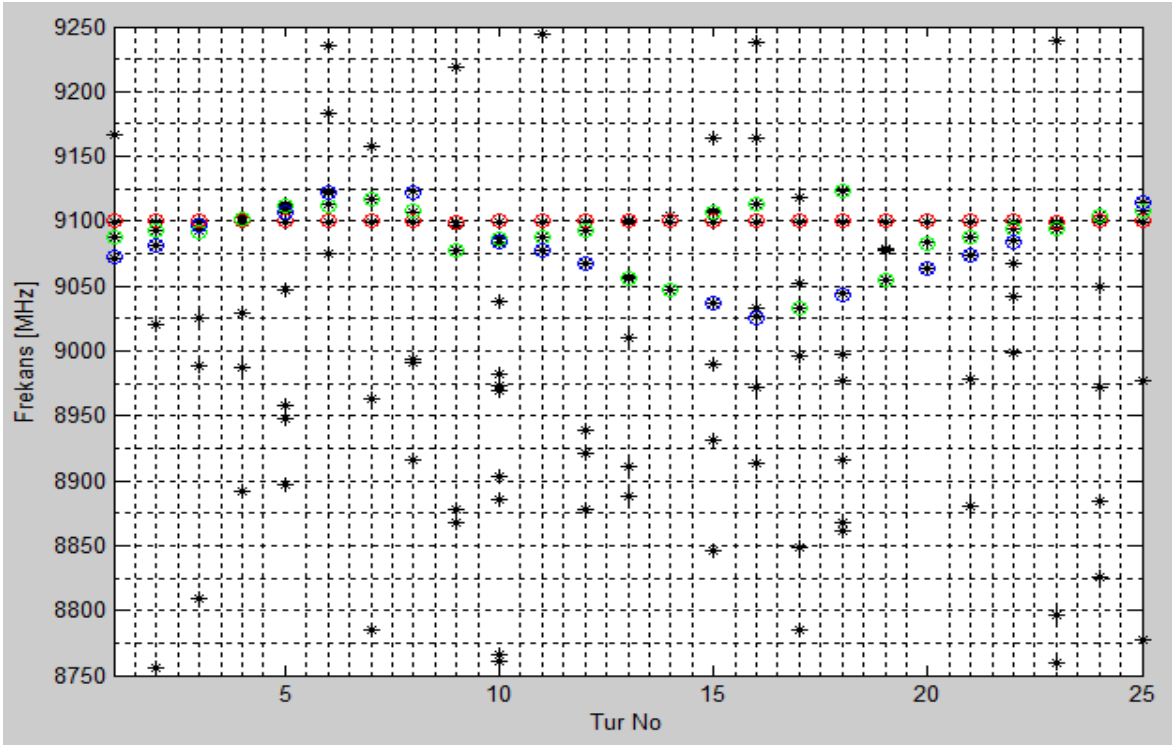
Şekil 6.1.2.15 Daha karmaşık bir senaryo gereği; sabit, pozitif ramp ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda tüm tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.

Üretilen bu yayınlar, çözümüleme katmanına girdi olarak verildiğinde Tablo 6.1.2.16'daki parametrelere sahip olan yayınlar önerilen algoritma tarafından tespit edilmiştir.

Tablo 6.1.2.16 Daha karmaşık bir senaryo gereği; sabit, pozitif ramp ve üçgensel formlarda frekans kipleme yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda çözümüleme katmanının tespit ettiği yayınların parametreleri.

	Frekans Kipleme Tipi	Ortalama Frekans (MHz)	Maksimum Frekans (MHz)	Minimum Frekans (MHz)	Bant Genişliği (MHz)
Yayın-1	Sabit	9099.993	9100.098	9099.673	0.425
Yayın-2	Pozitif ramp	9090.968	9123.274	9033.254	90.020
Yayın-3	Üçgensel	9079.660	9122.745	9026.067	96.678

Çözümüleme katmanı tarafından tespit edilen tüm yayınların tepe noktaları, zaman-frekans düzleminde Şekil 6.1.2.16'da verilen görüntüyü oluşturmaktadır.



Şekil 6.1.2.16 Daha karmaşık bir senaryo gereği; sabit, pozitif ramp ve üçgensel formlarda frekans kipleme yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda çözümüleme katmanının tespit ettiği yayınların tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.

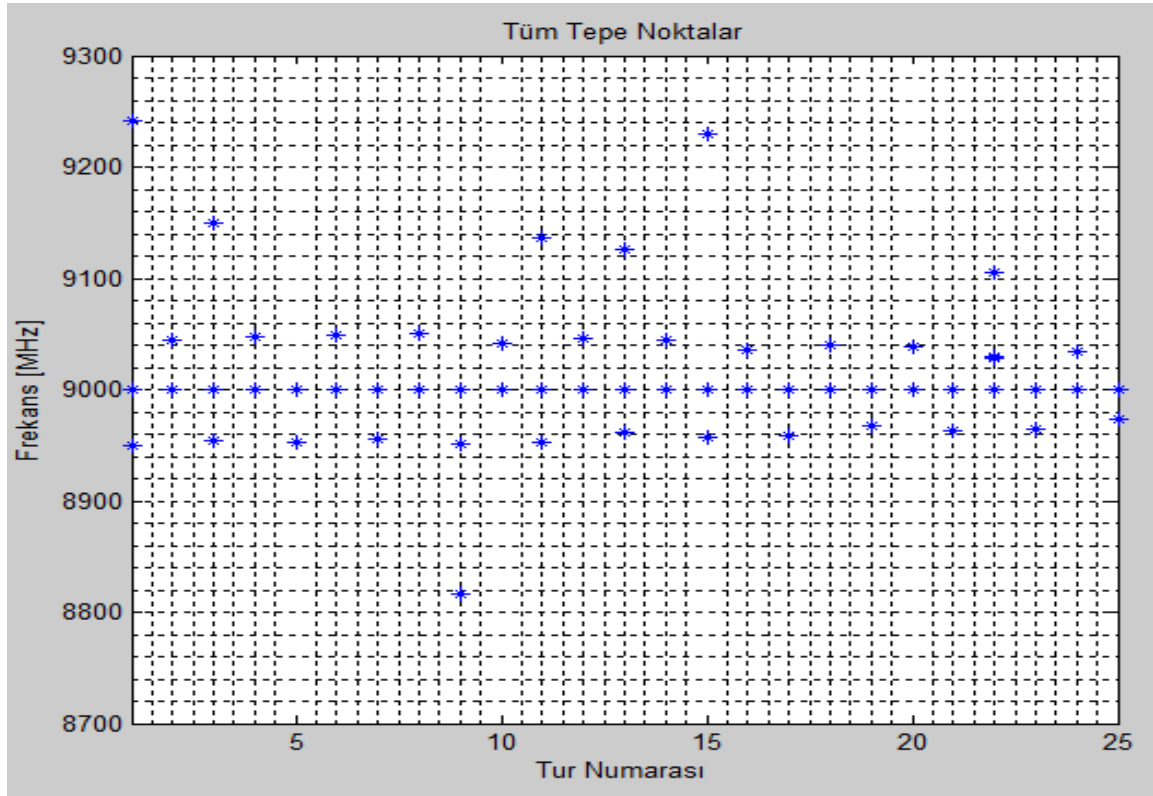
Şekil 6.1.2.16'da görüldüğü üzere; ilk senaryoya kıyasla zaman-frekans düzleminde birbirine daha da çok yakın yayınların olduğu bir elektronik harp senaryosu uygulanmıştır. Tablo 6.1.2.16'dan da anlaşılacağı üzere, özellikle pozitif ramp formunda frekans kiplemesi yapan yayının bant genişliğinde gözlemlenen hata payı oldukça fazladır. Bu yüzden önerilen algoritmanın yayın tespit performansında düşüş gözlemlendiği söylenebilir. Öte yandan; daha önce bahsedildiği gibi bu senaryo gerçek dünyada ihtimal dışı bir durum olup, algoritmanın performansında ancak bu kadar karmaşık bir senaryoda düşüş görülmeye başlaması, önerilen algoritmanın yayın tespitinde genel olarak başarılı bir performansa sahip olmasının bir göstergesi olarak değerlendirilebilir.

Test 9: Son senaryoya göre; *sabit* ve *üçgensel* formlarda frekans kiplemesine sahip iki adet yayın, geliştirilen yayın simülatörü sayesinde Tablo 6.1.2.17'deki parametrelere sahip olacak şekilde eş zamanlı olarak üretilmiştir.

Tablo 6.1.2.17 Sabit ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapacak şekilde üretilen kompozit yayın parametreleri.

	Frekans Kipleme Tipi	Ortalama Frekans (MHz)	Bant Genişliği (MHz)	SNR (dB)
Yayın-1	Sabit	9000	-	-5.6
Yayın-2	Üçgensel	9000	100	-1.2

Yukarıda bahsedilen yayınlar için ayarlanabilir eşikleme işleminin yapıldığında tespit edilen tüm tepe noktaları, zaman-frekans düzleminde Şekil 6.1.2.17'de verilen görüntüyü oluşturmaktadır.



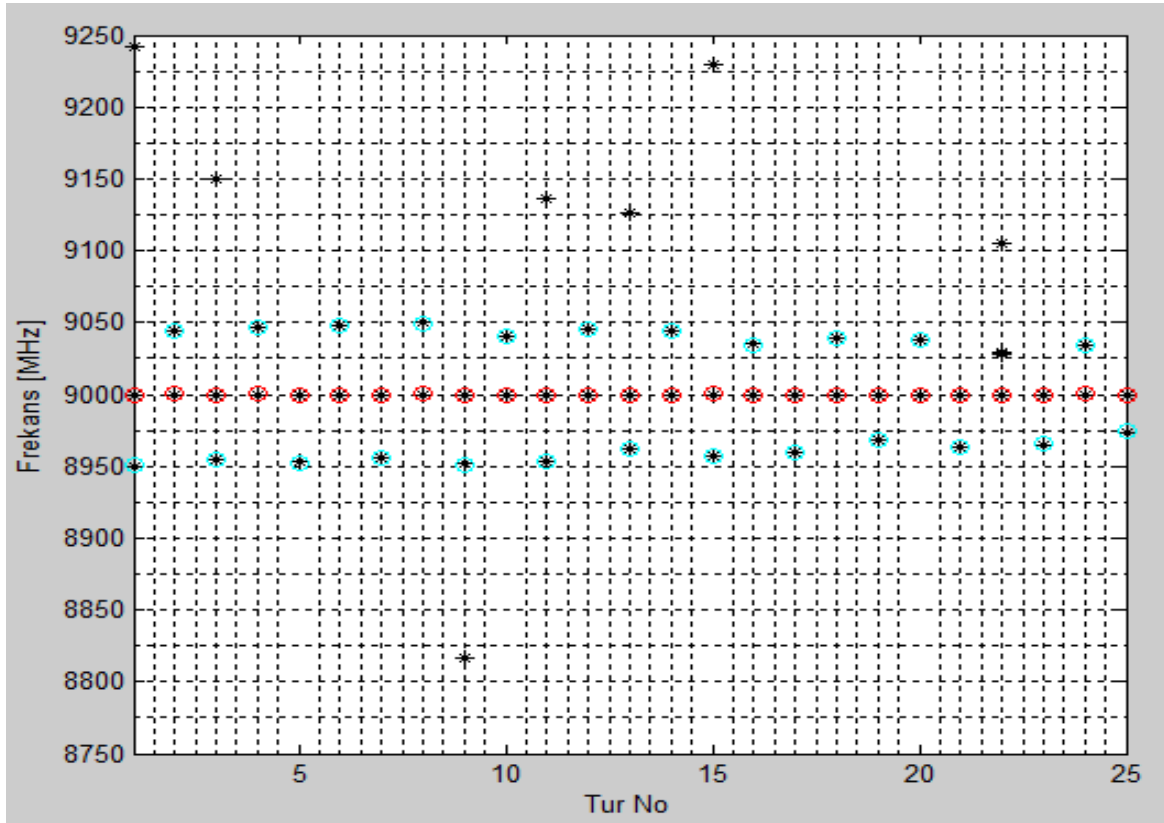
Şekil 6.1.2.17 Sabit ve üçgensel formlarda frekans kiplemesi yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda tüm tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.

Üretilen bu yayınlar, çözümüleme katmanına girdi olarak verildiğinde Tablo 6.1.2.18'deki parametrelere sahip olan yayınlar önerilen algoritma tarafından tespit edilmiştir.

Tablo 6.1.2.18 Sabit ve üçgensel formlarda frekans kipleme yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda çözümüleme katmanının tespit ettiği yayınların parametreleri.

	Frekans Kipleme Tipi	Ortalama Frekans (MHz)	Maksimum Frekans (MHz)	Minimum Frekans (MHz)	Bant Genişliği (MHz)
Yayın-1	Sabit	8999.958	9000.051	8999.852	0.199
Yayın-2	Üçgensel	8997.230	9049.630	8950.325	99.305

Çözümüleme katmanı tarafından tespit edilen tüm yayınların tepe noktaları, zaman-frekans düzleminde Şekil 6.1.2.18'de verilen görüntüyü oluşturmaktadır.



Şekil 6.1.2.18 Sabit ve üçgensel formlarda frekans kipleme yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda çözümüleme katmanının tespit ettiği yayınların tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.

Şimdiye kadar yapılan 9 test için model parametresi olarak daha önce belirtildiği gibi Şekil 6.1.1.25'teki eğitilmiş geniş **A** parametresi kullanılmıştır. Aynı testleri model parametresi olarak yapay olarak üretilmiş geniş **A** parametresini kullanarak yapmak, alternatif yöntemin başarımını görmek adına faydalı olacaktır. Bu bağlamda; Şekil 6.1.1.29'da gösterilen yapay olarak oluşturulmuş geniş **A** parametresi, aynı testler için model parametresi olarak kullanılmış ve elde edilen sonuçlar öğrenme katmanının çıktısı olarak eğitilmiş **A** parametresi baz alınarak yapılan testlerin sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır.

Yapay olarak oluşturulmuş **A** parametresinin model parametresi olarak kabul edildiği bu 9 adet testin sonucunda; yayın sayısı, ortalama frekans, maksimum frekans, minimum frekans, bant genişliği, çözümleme katmanının tespit ettiği yayınların tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı gibi çıktılarının ilk 7 testte birebir aynı olduğu gözlemlenmiştir. Diğer bir deyişle; yapay olarak oluşturulmuş **A** parametresi, model parametresi olarak kabul edildiğinde ilk 7 test için aynı tespit başarımı sağlanmıştır. Öte yandan; 8. ve 9. testlerde farklı tespit performansı gözlemlenmiştir.

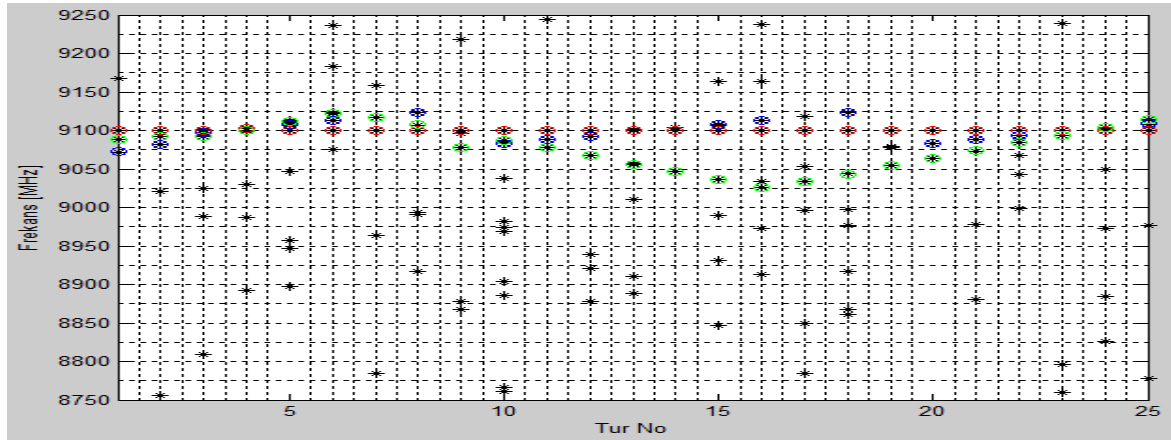
Bu noktada; yapay olarak oluşturulmuş **A** parametresinin model parametresi olarak kabul edildiği ve farklı tespit performansının gözlemlendiği bu iki testin çıktılarını incelemek faydalı olacaktır.

Test 8 (Alternatif Yöntem): Daha önce anlatılan aynı senaryoda üretilen yayınlar, çözümüleme katmanına girdi olarak verildiğinde Tablo 6.1.2.19'daki parametrelere sahip olan yayınlar önerilen algoritma tarafından tespit edilmiştir.

Tablo 6.1.2.19 Daha karmaşık bir senaryo gereği; sabit, pozitif ramp ve üçgensel formlarda frekans kipleme yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda alternatif A parametrelili çözümüleme katmanının tespit ettiği yayınların parametreleri.

	Frekans Kipleme Tipi	Ortalama Frekans (MHz)	Maksimum Frekans (MHz)	Minimum Frekans (MHz)	Bant Genişliği (MHz)
Yayın-1	Sabit	9100.076	9102.168	9099.673	2.495
Yayın-2	Pozitif ramp	9098.498	9123.275	9072.397	50.878
Yayın-3	Üçgensel	9078.829	9122.200	9026.067	96.133

Çözümüleme katmanı tarafından tespit edilen tüm yayınların tepe noktaları, zaman-frekans düzleminde Şekil 6.1.2.19'da verilen görüntüyü oluşturmaktadır.



Şekil 6.1.2.19 Daha karmaşık bir senaryo gereği; sabit, pozitif ramp ve üçgensel formlarda frekans kipleme yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda alternatif A parametrelili çözümüleme katmanının tespit ettiği yayınların zaman-frekans dağılımı.

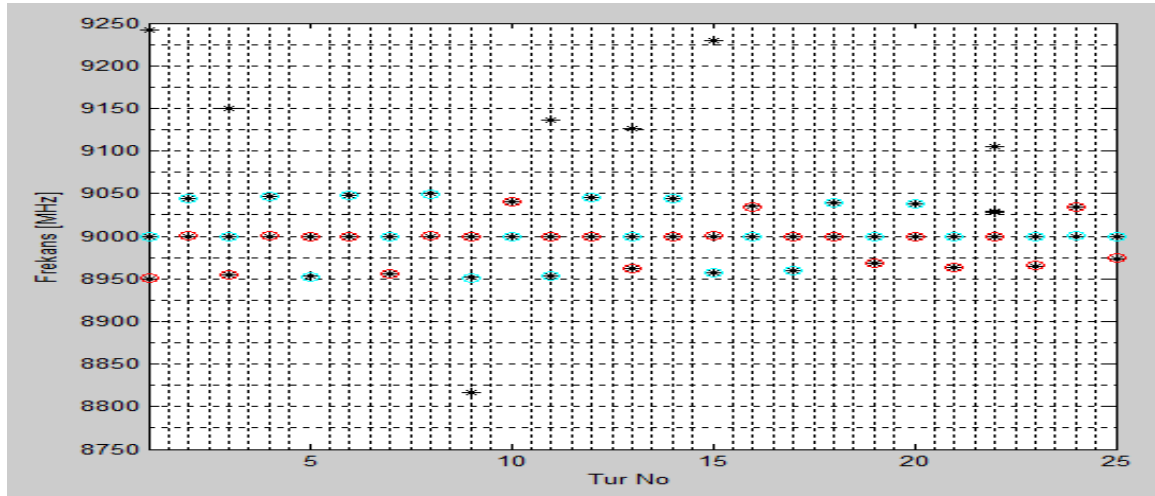
Tablo 6.1.2.16 ve Tablo 6.1.2.19 karşılaştırılırsa; yapay olarak oluşturulan **A** parametresi baz alınarak yapılan testte pozitif ramp formunda frekans kiplemesine sahip yayının bant genişliğinde gözlemlenen hata payı, eğitilmiş **A** parametresi baz alınarak yapılan teste kıyasla oldukça düşüktür; sabit formda frekans kipleme yapan yayının bant genişliğindeki hata ise daha fazladır. Buradan iki yöntemin de birbirlerine üstünlük sağladığı farklı noktaların olduğu görülmektedir.

Test 9 (Alternatif Yöntem): Daha önce anlatılan aynı senaryoda üretilen yayınlar, çözümüleme katmanına girdi olarak verildiğinde Tablo 6.1.2.20'deki parametrelere sahip olan yayınlar önerilen algoritma tarafından tespit edilmiştir.

Tablo 6.1.2.20 Sabit ve üçgensel formlarda frekans kipleme yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda alternatif A parametrelili çözümüleme katmanının tespit ettiği yayınların parametreleri.

	Frekans Kipleme Tipi	Ortalama Frekans (MHz)	Maksimum Frekans (MHz)	Minimum Frekans (MHz)	Bant Genişliği (MHz)
Yayın-1	Sabit	8992.137	9040.660	8950.325	90.335
Yayın-2	Üçgensel	9005.377	9049.630	8951.346	98.284

Çözümüleme katmanı tarafından tespit edilen tüm yayınların tepe noktaları, zaman-frekans düzleminde Şekil 6.1.2.20'de verilen görüntüyü oluşturmaktadır.



Şekil 6.1.2.20 Sabit ve üçgensel formlarda frekans kipleme yapan kompozit yayının bulunduğu ortamda alternatif A parametrelili çözümüleme katmanının tespit ettiği yayınların tepe noktalarının zaman-frekans dağılımı.

Tablo 6.1.2.18 ve Tablo 6.1.2.20 karşılaştırılırsa; yapay olarak oluşturulan **A** parametresi baz alınarak yapılan testte sabit formda frekans kiplemesine sahip yayının bant genişliğinde gözlemlenen hata payı, eğitilmiş **A** parametresi baz alınarak yapılan teste kıyasla oldukça fazladır. Buradan ani frekans sıçramaları yapan yayınların tespiti için eğitilmiş **A** parametresinin kullanılmasının daha sağlıklı olduğu anlaşılmaktadır.

6.2 Öneriler

Bu çalışmada EH almaçlarında koşmak üzere ortamdaki hedef sürekli dalga yayınları tespit etmek için yeni bir yöntem önerilmiştir. Önerilen yöntem saklı Markov model tabanlıdır. Saklı Markov modellerde durum geçiş olasılıkları çevrimdışı olarak bir eğitim algoritmasıyla kestirilmiştir. Kullanılan eğitim algoritması Baum-Welch algoritmasıdır. Baum-Welch algoritması sentetik olarak üretilen büyük bir veri seti üzerinde koşturulmuştur. Çevrimdışı olarak kestirilen parametreler, çevrimiçi olarak yayın tespiti yapacak olan Viterbi algoritmasında kullanılmıştır. Yapılan benzetimlerde önerilen yöntemin ortamda bulunan tehdit SD yayınları başarılı bir şekilde tespit edebildiği gösterilmiştir.

Baum-Welch algoritmasının kendisi, SMM'lerin makine öğrenmesinde geleneksel olarak kullanılan bir yöntemdir. Öte yandan; bu tez çalışmasında önerilen yöntemin öğrenme katmanında revize edilmiş Baum-Welch algoritması kullanılmıştır. Fakat, her konuda olduğu gibi bir sorunun birden fazla çözümü olabileceği unutulmamalıdır.

Son yıllarda pek çok araştırmacı, SMM'lerin makine öğrenmesinde geleneksel olarak kullanılan Baum-Welch algoritmasına alternatif olacak yaklaşımlar üretmeye çalışmaktadır [43, 44, 45, 46]. Bu gerçekleştiği takdirde, bahsi geçen özgün yaklaşımlar sayesinde Baum-Welch algoritmasında gözlemlenen dezavantajlar, bu tez çalışmasında kullanılan revize edilmiş Baum-Welch algoritmasında olduğu gibi bertaraf edilebilir ve aynı zamanda da çalışma zamanı olarak yavaşlamanın aksine daha hızlı bir sonuca da ulaşılabilir.

7. KAYNAKLAR

- [1] F. D. Tombe, Maxwell's Original Equations, **2011**.
- [2] Anonim, Guglielmo Marconi, <https://www.history.com/topics/inventions/guglielmo-marconi> (Erişim tarihi: **26 Ağustos 2019**).
- [3] F. Canatan, Radar Sonar ve 2. Dünya Savaşı, Elektrik Mühendisliği, 259-260
- [4] Anonim, History of Radar, <https://www.britannica.com/technology/radar/History-of-radar> (Erişim tarihi: **26 Ağustos 2019**).
- [5] Anonim, Battle of Britain, <https://www.history.com/topics/world-war-ii/battle-of-britain-1> (Erişim tarihi: **26 Ağustos 2019**).
- [6] C. Avcı, Çanakkale Cephesi'nde Hava Savaşları, Genelkurmay Askeri Tarih ve Stratejik Etüt Başkanlığı Yayınları, **2009**.
- [7] Anonim, A War to Win the Airwaves – the History of UK Electronic Warfare, <https://www.thalesgroup.com/en/united-kingdom/news-references/war-win-airwaves-history-uk-electronic-warfare> (Erişim tarihi: **26 Ağustos 2019**).
- [8] Anonim, Falkland Savaşı, https://www.wikizero.com/tr/Falkland_Sava%C5%9F%C4%B1 (Erişim tarihi: **26 Ağustos 2019**).
- [9] S. M. Hosseini, R. Mohseni, Interception FMCW Radar Using Wigner-Ville Distribution, Majlesi Journal of Telecommunication Devices, 2, 4, **2014**.
- [10] M. Zhang, L. Liu, M. Diao, LPI Radar Waveform Recognition Based on Time-Frequency Distribution, Sensors Journal, 16, 10, **2016**.
- [11] S. Kay, G. F. Boudreaux-Bartels, On The Optimality of the Wigner Distribution for Detection, ICASSP '85. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 26-29 Nisan, Florida, ABD, **1985**.
- [12] F. G. Geroleo, M. Brandt-Pearce, Detection and Estimation of LFM CW Radar Signals, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 48, 1, 405-418, **2012**.
- [13] A. Y. Erdoğan, T. O. Gulum, L. Durak-Ata, T. Yıldırım, P. E. Pace, FMCW Signal Detection and Parameter Extraction by Cross Wigner-Hough

- Transform, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 53, 1, 334-344, **2017**.
- [14] D. B. Copeland, P. E. Pace, Detection and Analysis of FMCW and P-4 Polyphase LPI Waveforms Using Quadrature Mirror Filter Trees, 2002 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 13-17 Mayıs, Orlando, Florida, ABD, **2002**.
- [15] K. Konopko, A Detection Algorithm of LPI Radar Signals, Signal Processing Algorithms, Architectures, Arrangements, and Applications SPA 2007, 7 Eylül, Poznan, Polonya, **2007**.
- [16] L. Anjaneyulu, N. S. Murthy, N. V. S. N. Sarma, Identification of LPI Radar Signals by Higher Order Spectra and Neural Network Techniques, 2008 International Conference on Electronic Design, 1-3 Aralık, Penang, Malezya, **2008**.
- [17] Anonim, Electronic Warfare Fundamentals, <https://falcon.blu3wolf.com/Docs/Electronic-Warfare-Fundamentals.pdf> (Erişim tarihi: **26 Ağustos 2019**).
- [18] J. Tsui, C-H. Cheng, Digital Techniques for Wideband Receivers, 3rd Edition, Scitech Publishing, **2015**.
- [19] M. K. Aslan, Emitter Identification Techniques in Electronic Warfare, Yüksek Lisans Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, **2006**.
- [20] J-P. Kauppi, K.S. Martikainen, An Efficient Set of Features for Pulse Repetition Interval Modulation Recognition, IET International Conference on Radar Systems, 15-18 Ekim, Edinburg, Birleşik Krallık, **2007**.
- [21] Anonim, Polarizasyon, <http://uyduhaberlesme.com/polarizasyon> (Erişim tarihi: **26 Ağustos 2019**).
- [22] P. E. Pace, Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar, 2nd Edition, Artech House Publishing, **2009**.
- [23] Anonim, Frekans Modülasyonlu Sürekli Dalga Radarı, <http://www.radartutorial.eu/02.basics/Frekans%20Modülasyonlu%20Sürekli-Dalga%20Radarı.tr.html> (Erişim tarihi: **26 Ağustos 2019**).
- [24] Anonim, Doppler Etkisi, <http://www.radartutorial.eu/11.coherent/co06.tr.html> (Erişim tarihi: **26 Ağustos 2019**).
- [25] Anonim, Scout Mk3 – Medium Range Covert Surveillance Radar,

<https://www.thalesgroup.com/en/scout-mk3-medium-range-covert-surveillance-radar> (Erişim tarihi: **26 Ağustos 2019**).

- [26] Anonim, Alper - Gemi LPI Radarı, https://www.aselsan.com.tr/ALPER_Gemi_LPI_Radari_8366.pdf (Erişim tarihi: **26 Ağustos 2019**).
- [27] L. E. Baum, T. Petrie, Statistical Inference for Probabilistic Functions of Finite State Markov Chains, *The Annals of Mathematical Statistics*, 37, 6, 1554-1563, **1966**.
- [28] D. Ramage, Hidden Markov Models Fundamentals, CS229 Sec. Notes, **2007**.
- [29] L. R. Rabiner, A Tutorial on Hidden Markov Models and Selected Applications in Speech Recognition, *Proceedings of the IEEE*, 77, 2, 257-286, **1989**.
- [30] A. P. Dempster, N. M. Laird, D. B. Rubin, Maximum Likelihood from Incomplete Data via the EM Algorithm, *Journal of the Royal Statistical Society*, 39, 1, **1977**.
- [31] S. E. Levinson, L. R. Rabiner, M. M. Sondhi, An Introduction to the Application of the Theory of Probabilistic Functions of a Markov Process to Automatic Speech Recognition, *Bell System Technical Journal*, 62, 4, **1983**.
- [32] R. G. Lyons, *Understanding Digital Signal Processing*, 3rd Edition, Prentice Hall Publishing, **2010**.
- [33] W. Kester, *Mixed-Signal and DSP Design Techniques*, Newnes, **2003**.
- [34] Y. Barniv, Dynamic Programming Solution for Detecting Dim Moving Targets, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, AES21, 1, **1985**.
- [35] J. C. Joshi, T. Kumar, S. Srivastava, D. Sachdeva, Optimization of Hidden Markov Model Using Baum-Welch Algorithm for Prediction of Maximum and Minimum Temperature over Indian Himalaya, *Journal of Earth System Science*, 126, 3, **2017**.
- [36] A. Churbanov, S. Winters-Hilt, Implementing EM and Viterbi Algorithms for Hidden Markov Model in Linear Memory, *BMC Bioinformatics*, 9, 224, **2008**.
- [37] K. Öcal, *Otomatik Konuşma Tanıma Algoritmalarının Uygulamaları*, Yüksek Lisans Tezi, Ankara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, **2005**.
- [38] T. P. Mann, Numerically Stable Hidden Markov Model Implementation, **2006**.
- [39] S. M. Tonissen, R. J. Evans, Performance of Dynamic Programming Techniques for Track-Before-Detect, *IEEE Transactions on Aerospace and*

Electronic Systems, 32, 4, **1996**.

- [40] S. S. Blackman, Multiple Target Tracking with Radar Applications, 1st Edition, Artech House Publishing, **1986**.
- [41] Y. K. Alp, U. Yavuz, A. Bayri, HMM Based Track-Before-Detect Strategy for FMCW/CW Emitter Detection, Signal Processing and Communications Applications Conference, 24-26 Nisan, Haspolat, Türkiye, **2013**.
- [42] R. L. Streit, R. F. Barrett, Frequency Line Tracking Using Hidden Markov Models, IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 38, 4, **1990**.
- [43] M. Shashanka, A Fast Algorithm for Discrete HMM Training Using Observed Transitions, Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Mayıs, Prag, Çek Cumhuriyeti, **2011**.
- [44] D. Hsu, S. M. Kakade, T. Zhang, A Spectral Algorithm for Learning Hidden Markov Models, Journal of Computer and System Sciences, 78, 5, 1460-1480, **2012**.
- [45] T. Ryden, Consistent and Asymptotically Normal Parameter Estimates for Hidden Markov Models, The Annals of Statistics, 22, 4, 1884-1895, **1994**.
- [46] T. Ryden, On Recursive Estimation for Hidden Markov Models, Stochastic Processes and Their Applications, 66, 1, 79-96, **1997**.