

**LEO UYDU HABERLEŞMESİ ALICILARINDA FREKANS
VE ZAMAN SENKRONİZASYONU**

**FREQUENCY AND TIME SYNCRONIZATION IN LEO
SATELLITE COMMUNICATION RECEIVERS**

ABDULLAH BURAK ACAR

PROF. DR. EMRE AKTAŞ

Tez Danışmanı

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

Elektrik ve Elektronik Mühendisliğı Anabilim Dalı için Öngördüğü

YÜKSEK LİSANS TEZİ

olarak hazırlanmıştır.

2019

Abdullah Burak Acar'ın hazırladığı "LEO Uydu Haberleşmesi Alıcılarında Frekans ve Zaman Senkronizasyonu" adlı bu çalışma aşağıdaki jüri tarafından ELEKTRİK VE ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI'nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Dr. Öğr. Üyesi Gökhan M. Güvensen

Başkan

Prof. Dr. Emre Aktaş

Danışman

Dr. Öğr. Üyesi Şölen Kumbay Yıldız

Üye

Doç.Dr. Berkan Dülek

Üye

Dr. Öğr. Üyesi Mücahit K. Üner

Üye

Bu tez Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tarafından YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak / /..... tarihinde onaylanmıştır.

Prof. Dr. Menemşe GÜMÜŞDERELİOĞLU

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

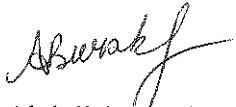
ETİK

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada,

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

beyan ederim.

14 / 06 / 2019



Abdullah Burak Acar

YAYINLANMA FİKRİ MÜLKİYET HAKKLARI BEYANI

Enstitü tarafından onaylanan lisansüstü tezimin/raporumun tamamını veya herhangi bir kısmını, basılı (kağıt) ve elektronik formatta arşivleme ve aşağıda verilen koşullarla kullanıma açma iznini Hacettepe üniversitesine verdiğimi bildiririm. Bu izinle Üniversiteye verilen kullanım hakları dışındaki tüm fikri mülkiyet haklarım bende kalacak, tezimin tamamının ya da bir bölümünün gelecekteki çalışmalarda (makale, kitap, lisans ve patent vb.) kullanım hakları bana ait olacaktır.

Tezin kendi orijinal çalışmam olduğunu, başkalarının haklarını ihlal etmediğimi ve tezimin tek yetkili sahibi olduğumu beyan ve taahhüt ederim. Tezimde yer alan telif hakkı bulunan ve sahiplerinden yazılı izin alınarak kullanması zorunlu metinlerin yazılı izin alarak kullandığımı ve istenildiğinde suretlerini Üniversiteye teslim etmeyi taahhüt ederim.

Yükseköğretim Kurulu tarafından yayınlanan “*Lisansüstü Tezlerin Elektronik Ortamda Toplanması, Düzenlenmesi ve Erişime Açılmasına İlişkin Yönerge*” kapsamında tezim aşağıda belirtilen koşullar haricince YÖK Ulusal Tez Merkezi / H. Ü. Kütüphaneleri Açık Erişim Sisteminde erişime açılır.

- Enstitü / Fakülte yönetim kurulu kararı ile tezimin erişime açılması mezuniyet tarihimden itibaren 2 yıl ertelenmiştir.
- Enstitü / Fakülte yönetim kurulu gerekçeli kararı ile tezimin erişime açılması mezuniyet tarihimden itibaren ay ertelenmiştir.
- Tezim ile ilgili gizlilik kararı verilmiştir.

14 / 06 / 2019



Abdullah Burak Acar

ÖZET

LEO UYDU HABERLEŞMESİ ALICILARINDA FREKANS VE ZAMAN SENKRONİZASYONU

Abdullah Burak ACAR

Yüksek Lisans, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Emre Aktaş

Haziran 2019, 84 sayfa

LEO (Low Earth Orbit) uydusu üzerindeki haberleşme alıcılarının tasarımında karşılaşılan temel zorluk, taşıyıcı sinyalin hızlı ve geniş aralıkta değişen Doppler frekans kaymasına sahip olmasıdır. Bu sebeple, alıcıda demodülasyon işleminin temel bileşenini senkronizasyon adımları teşkil etmektedir. Günümüzde yazılım tanımlı radyo (SDR: Software Defined Radio) alıcı tasarımları belirli avantajlarından dolayı sıkça kullanılmaktadır. Bu tez çalışmasında da SDR tabanlı bir alıcı mimarisi tasarlanmış ve bu SDR yapısında süper-heterodin RF ön kat bloğu sonrasında ADC (Analog-to-Digital Converter) ile örneklenen sinyal FPGA'da (Field Programmable Gate Array) sayısal olarak işlenmiştir. Bu tez kapsamındaki sayısal sinyal işlemeyle, LEO uydularında Doppler frekans kaymasına adaptasyon sağlanmıştır. Frekans senkronizasyonunun iki adımda icra edilmesiyle de bu adaptasyonun başarılı olduğu gözlemlenmiştir. Doppler frekansının geniş aralıkta değişimi için ilk önce kaba frekans kestirimi kullanılmakta; sonrasında, hızlı değişim gösteren frekans kaymasının takibi, Costas döngüsü temelli hassas frekans takibi ile gerçekleştirilmektedir. Kaba frekans kestirimi için hesaplama maliyetini azaltmak adına FFT (Fast Fourier Transform) ve Kay kestiricisiyle beraber bir

tasarım yapılmıştır ve bu frekans kestirim şekli bu tezin önemli bulgularından bir tanesini oluşturmuştur. Hassas frekans takibi ise FLL (Frequency Locked Loop) ve PLL (Phase Locked Loop) döngü filtrelerine sahip Costas döngüsü ile gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, bu tez çalışmasıyla istenilen performansa ulaşmak için zamanlama senkronizasyonunun kaba frekans kestirimi ve hassas frekans takibi bloklarıyla eş zamanlı gerçekleştirilmesi gerektiği ortaya konulmuştur. Özetle, LEO uydusu haberleşme alıcısı için senkronizasyon problemlerini etkili bir şekilde çözen SDR tabanlı bir alıcı mimarisi geliştirilmiş ve bu mimaride alıcı yazılımın uygulandığı FPGA için hesaplama maliyetini göz önünde bulundurarak yeni bir senkronizasyon ve demodülasyon algoritması sunulmuştur.

Anahtar Kelimeler: LEO uydusu, Doppler, frekans senkronizasyonu, zamanlama senkronizasyonu, SDR, Costas döngüsü

ABSTRACT

FREQUENCY AND TIME SYNCHRONIZATION IN LEO SATELLITE COMMUNICATION RECEIVERS

Abdullah Burak ACAR

Master of Science, Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Emre Aktaş

June 2019, 84 pages

The main challenge in the design of communication receivers on the LEO satellite is that the carrier signal has a fast and wide range of Doppler frequency shifts. Therefore, the basic component of the demodulation process at the receiver is the synchronization steps. Nowadays, software-defined radio (SDR) receiver designs are frequently used for certain advantages. In this thesis, an SDR-based receiver architecture is designed and the signal sampled by ADC after super-heterodyne RF front end block in this SDR structure is processed numerically in the FPGA. In this thesis, adaptation to Doppler frequency shift in LEO satellites is provided by digital signal processing. It is observed that this adaptation is achieved by performing frequency synchronization in two steps. Coarse frequency estimation is first used for wide-range change of Doppler frequency; afterwards, rapidly changing frequency shift is followed by fine frequency tracking based on Costas loop. In order to reduce the cost of calculation for coarse frequency estimation, a design has been made with FFT and Kay estimator and this frequency estimation form is one of the important findings of this thesis. Accurate frequency tracking is performed with the Costas loop having FLL and PLL loop filters. Moreover, in order to achieve the desired performance with this thesis study, it is shown that timing synchronization should be performed simultaneously with the coarse frequency estimation and

fine frequency tracking blocks. To sum up, an SDR-based receiver architecture that effectively solves synchronization problems for the LEO satellite communication receiver has been developed and a new synchronization and demodulation algorithm is presented considering the cost of calculation for the FPGA in which the software receiver algorithm is implemented.

Keywords: LEO satellite, Doppler, frequency synchronization, timing synchronization, SDR, Costas loop

TEŐEKKÜR

Tez çalışmam boyunca değerli katkılar sunan danışmanım Sn. Prof. Dr. Emre Aktaş'a, faydalı ve etkin gürüőlerde bulunan saygıdeğer tez jüri üyelerim, Sn. Dr. Öğr. Üyesi Gökhan Güvensen'e, Sn. Dr. Öğr. Üyesi şölen Kumbay Yıldız'a, Sn. Doç.Dr. Berkan Dülek'e ve Sn. Dr. Öğr. Üyesi Mücahit K. Üner'e teőekkür ederim.

Bu çalışmam boyunca destek olan değerli iş arkadaşlarıma ve her türlü desteği esirgemeyen değerli aileme çok teőekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

İÇİNDEKİLER.....	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	viii
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xii
SÖZLÜK DİZİNİ.....	xv
1. GİRİŞ.....	1
2. SDR TABANLI ALICI MİMARİSİ ve FREKANS PLANLAMA.....	6
2.1. Alıcıda RF Ön Kat Mimarileri.....	6
2.1.1. Süper-heterodin.....	6
2.1.2. Doğrudan Dönüşüm.....	7
2.1.3. Düşük-IF.....	8
2.2. Yazılım Tanımlı Radyo.....	8
2.2.1. Genel SDR Alıcı Mimarisi.....	9
2.3. LEO Uydusu İçin SDR Tabanlı Alıcı Mimarisi.....	10
2.3.1. Bant Geçirici Örnekleme.....	11
2.3.2. FPGA Yapılandırması.....	15
2.4. Frekans Planlama.....	16
3. SİNYAL MODELLEME.....	21
4. FREKANS ve ZAMAN SENKRONİZASYONU.....	31
4.1. Taşıyıcı Senkronizasyonu.....	31
4.1.1. Hassas Frekans Takibi.....	34
4.1.2. Kaba Frekans Kestirimi.....	47
4.2. Zamanlama Senkronizasyonu.....	58
4.2.1. Zamanlama Hata Dedektörleri.....	59
4.2.2. İnterpolasyon.....	61
4.2.3. İnterpolasyon Kontrolü.....	63
4.2.4. Döngü Filtresi.....	63

5.	BENZETİM SONUÇLARI.....	65
5.1.	Hassas Frekans Takibi Sonuçları	65
5.2.	Kaba Frekans Kestirimi Sonuçları	71
5.3.	Zamanlama Senkronizasyonu Sonuçları	74
6.	SONUÇLAR.....	77
7.	KAYNAKLAR.....	79
	ÖZGEÇMİŞ	84

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. Doppler frekans kayması	2
Şekil 1.2. Doppler frekansının değişim oranı	2
Şekil 2.1. Tek dönüşüm süper-heterodin alıcı mimarisi	7
Şekil 2.2. Doğrudan dönüşüm (zero-IF) alıcı mimarisi	8
Şekil 2.3. Genel SDR alıcı mimarisi	9
Şekil 2.4. SDR tabanlı LEO uydu alıcı mimarisi	11
Şekil 2.5. Bant geçirici örnekleme ve spektral kopyaları	12
Şekil 2.6. Örnek bir sinyalin bant geçirici teknikle örneklenmesi	14
Şekil 2.7. ADC öncesi kullanılan AAF karakteristiği	14
Şekil 2.8. ADC sonrası FPGA içerisindeki mimari	16
Şekil 2.9. I-Q faz kollarına ayırıştırma devresi	17
Şekil 2.10. RF sinyalin ADC girişi ve ADC sonrası değişim seyri	20
Şekil 3.1. Yükselme açısına bağlı olarak boş uzay kaybının değişimi	23
Şekil 3.2. Yükselme açısına bağlı olarak yarı küresel anten kazancı değişimi .	23
Şekil 3.3. Yükselme açısına bağlı olarak SNR değişimi	24
Şekil 3.4. Uydu yörüngesi ve yerküre arasındaki ilişki	26
Şekil 3.5. Uydu ile yer arası mesafe ve ilgili bileşenler	26
Şekil 3.6. Küresel üçgen	28
Şekil 3.7. Farklı β_{maks} değerleri için taşıyıcı frekans ile normalize Doppler frekans karakterleri	30
Şekil 4.1. Geliştirilen LEO uydu haberleşme alıcı mimarisi	32
Şekil 4.2. Geliştirilen LEO uydu haberleşme alıcısının akış şeması	33
Şekil 4.3. Costas döngüsü ve faz dedektörü	35
Şekil 4.4. Ayırtaç devrelerinin hata hesaplama karakterleri	37
Şekil 4.5. (a) Varsayılan sinyalin spektrumu (b) Varsayılan sinyalin karıştırıcı sonrası oluşan bileşenleri	38
Şekil 4.6. Faz dedektöründe kullanılan (a) LPF ve (b) Uyumlu filtre	39
Şekil 4.7. Alınan sinyal ve üzerinde arta kalan taşıyıcı sinyal	40
Şekil 4.8. Tez kapsamında tasarlanan faz dedektörü mimarisi	42
Şekil 4.9. 2.derece FLL destekli 3.derece PLL'li döngü filtresi	43
Şekil 4.10. Eşitlik (4.10)'un karesinin frekans spektrumu	50

Şekil 4.11. FFT'si alınan sinyalin bulunabileceği frekans aralığı	52
Şekil 4.12. Parabolik interpolasyon ile FFT'nin maksimum olduğu frekans değerinin hesaplanması	52
Şekil 4.13. FFT uzunluğuna bağlı frekans hata kestirimi hata varyansı ile ilgili MCRB eğrileri.....	55
Şekil 4.14. DA, NDA ve ATAN operasyonları için hata varyansları ile MCRB ilişkisi.....	57
Şekil 4.15. Kay kestiricisinin uzunluğunun artırılmasıyla hata varyansının azalması ve kestirilen frekans değerinin azalmasıyla SNR eşik değerinin düşmesi.....	58
Şekil 4.16. Zamanlama senkronizasyonu yapısı	59
Şekil 4.17. Kübik interpolasyon uygulaması	62
Şekil 4.18. Kübik interpolasyon için Farrow mimarisi	62
Şekil 4.19. Zamanlama senkronizasyonunda kullanılan döngü filtresi	64
Şekil 5.1. 5Hz sabit frekans kayması için faz dedektör çıkışı	65
Şekil 5.2. Başlangıçta 5 Hz hataya sahip ve maksimum Doppler ivmesiyle(525 Hz/s) doğrusal değişen frekans hatası için faz dedektör çıkışı.....	66
Şekil 5.3. LEO uydusunun yükselme açısının 90° olduğu durum için Doppler frekans değişim oranının türevi	66
Şekil 5.4. Doppler değişiminin en uç durumu için faz dedektör çıkışı	67
Şekil 5.5. Yüksek ivmeyle değişen frekans hatası için hassas frekans takibi bloğunun kestirim sonucu	68
Şekil 5.6. Maksimum uydu haberleşmesi için Doppler frekans takibi	68
Şekil 5.7. 25 dB SNR'da kestirilen taşıyıcı fazı ile gerçek faz hatası.....	69
Şekil 5.8. Hassas frekans takibinde SNR'a bağlı değişen faz hata varyansı....	70
Şekil 5.9. Hassas frekans takibi için BER analizi.....	70
Şekil 5.10. Hassas frekans takibinden bağımsız yalnızca zamanlama senkronizasyonu için BER analizi	71
Şekil 5.11. I-Q faz kollarındaki SNR değeri ile kaba frekans kestirimi hata varyansı	72
Şekil 5.12. FFT'nin kullanılmadığı durumda, I-Q faz kollarındaki SNR değeri ile kaba frekans kestirimi hata varyansı	72
Şekil 5.13. 20 dB SNR'de FFT kestiriminin Doppler frekans değişimini takip etmesi	73

Şekil 5.14. 20 dB SNR'de Doppler frekans kayması durumunda oluşan 256-FFT kestirim hatası	74
Şekil 5.15. 25 dB SNR için kestirilen frekans hatası ve hata varyansı	75
Şekil 5.16. 25 dB SNR'de zamanlama senkronizasyonu sonucu interpolate edilen değer ile zaman kaymasının(μ) kestirimi	75
Şekil 5.17. 25 dB SNR'de 10 Hz taşıyıcı frekansa sahip sinyalde zamanlama senkronizasyonu sonucu interpolate edilen değer ile zaman kaymasının (μ) kestirimi	76

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 2.1. Örnekleme ve taşıyıcı frekansları seçimi	19
Çizelge 4.1 Ayırtaç devreleri ve özellikleri	36
Çizelge 4.2. Döngü filtresi parametreleri	44

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

T_s	Sembol periyodu
T_δ	Örnekleme periyodu
f_s	Örnekleme frekansı
R_s	Sembol frekansı
R_b	Bit frekansı
f_c	Taşıyıcı frekansı
f_d	Doppler frekans kayması
F_b	Baud frekansı(sembol sıklığı)
D_{SNR}	SNR kaybı
w_u	Uydunun açısal hızı (ECI'da)
i	Yörünge eğimi
w_d	Dünyanın açısal hızı
w_{ECF}	Uydunun açısal hızı (ECF'de)
ρ	Spektral etek faktörünü
ξ	Sönüm Oranı
B_n	Gürültü Bant Genişliği

Kısaltmalar

SDR	Software Defined Radio
IF	Intermediate Frequency
LNA	Low Noise Amplifier
LO	Local Oscillator
DC	Direct Current

RF	Radyo Frekansı
BPF	Band-pass Filtre
DDC	Direct Down Converter
LEO	Low Earth Orbit
ADC	Analog to Digital Converter
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PLL	Phase-Locked Loop
FLL	Frequency-Locked Loop
SNR	Signal-to-Noise Ratio
FFT	Fast Fourier Transform
GNSS	Global Navigation Satellite System
NCO	Numerically Controlled Oscillator
AWGN	Additive White Gaussian Noise
SRRC	Square Root Rised Cosine
VCO	Voltage Controlled Oscillator
TED	Time Error Detector
DA-TED	Data Aided Time Error Detector
ECF	Earth Centered Fixed
VGA	Variable Gain Amplifier
BPSK	Binary Phase Shift Keying
DAC	Digital-to-Analog Converter
DSP	Digital Signal Processing
FPGA	Field Programmable Gate Array
DA	Data Aided
NDA	Non-Data Aided

ML	Maximum Likelihood
AAF	Anti-Aliasing Filter
AGC	Automatic Gain Control
FIR	Finite Impulse Response
ECI	Earth Centered Inertial
MCRB	Modified Cramer-Rao Bound
CDMA	Code Division Multiple Access
TDMA	Time Division Multiple Access
QAM	Quadrature Amplitude Modulation

SÖZLÜK DİZİNİ

Uyumlu Filtre	Matched Filter
Evreyumlu Alıcı	Coherent Receiver
Taşıyıcı Frekansı	Carrier Frequency
Kestirici	Estimator
Yerel Osilatör	Local Oscillator
Yazılım Tanımlı Radyo	Software Defined Radio
Alınan Sinyal	Received Signal
Örtüşme Önler Filtre	Anti-Aliasing Filter
Sürekli Sinyal	Continuous Signal
Ayrıtaç Devresi	Discriminator
Karıştırıcı	Mixer
Genlik Kırpıcı	Hard Limiter
Seyreltme	Decimation
Bant Geçiren Süzgeç	Bandpass Filter
Bant Geçirici Örnekleme	Bandpass Sampling / Undersampling
Düşük Geçiş	Lowpass
Spektral Etek	Roll-off
Sönüm Oranı	Damping Factor
Çoğuşma	Burst

1. GİRİŞ

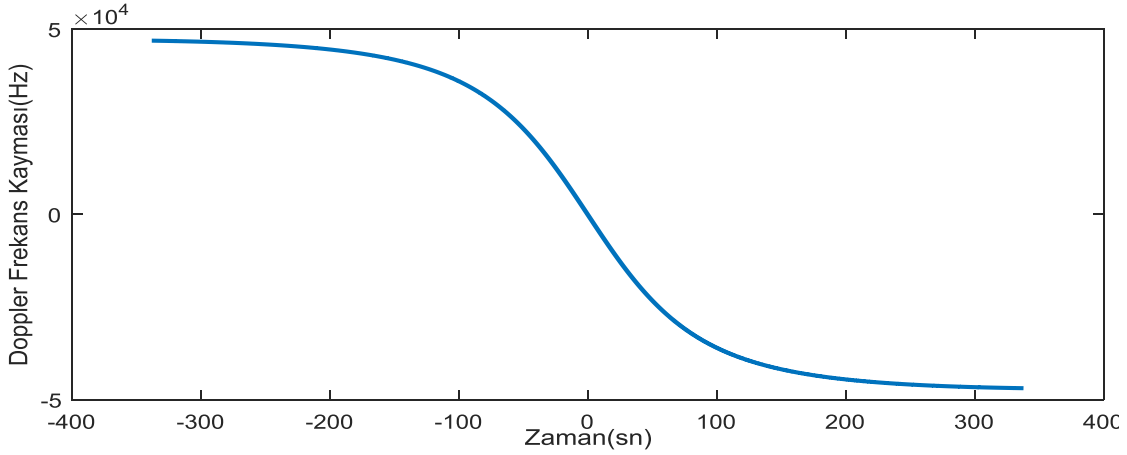
Bir haberleşme sisteminin güvenilir ve verimli olmasını belirleyen en önemli hususlardan biri senkronizasyonun yapılmasıdır [1]. Alıcıya gelen sinyalin hangi parametresine eşzaman olunduğuna bağlı olarak senkronizasyon ilgili parametre ile isimlendirilir. PAM (Pulse Amplitude Modulation) sisteminde, uyumlu (matched) filtre çıkışının dalga biçiminde, maksimum göz açıklığı sağlayacak şekilde, sinyal darbesini tepe noktasında örnelemeye senkron olunması zamanlama senkronizasyonu olarak tanımlanmakta iken, evreyumlu (coherent) alıcılarda taşıyıcı frekansa faz ve frekans olarak senkron olunmasına da taşıyıcı senkronizasyonu denmektedir [2].

Temelde radar sistemlerinde hız ve mesafe tespitiyle aynı anlama gelen taşıyıcı frekans ve sembol senkronizasyonu [3], uydu haberleşmesinde, özellikle yüksek Doppler frekans kaymasına maruz kalan alçak yörünge uydularında çözülmesi gereken en önemli problemi teşkil etmektedir. Uydu ile yer istasyonu arasında ivmeli değişen göreceli hızdan kaynaklı, LEO uydu sistemlerinde taşıyıcı sinyalin frekansı hızlı değişen yüksek frekans kaymalarıyla şekillenmektedir. Uydunun maksimum yükselme açısının¹ 90° olduğu varsayımı altında, Şekil 1.1'de Doppler frekans değişiminin karakteri ve Şekil 1.2'de ise Doppler frekans değişim oranı zamana bağlı olarak gösterilmektedir. Taşıyıcı senkronizasyonu için hem geniş Doppler frekans aralığının tespit edilmesi hem de frekans değişim oranına adapte olunması, bu tezdeki zorluklardan ilkidir.

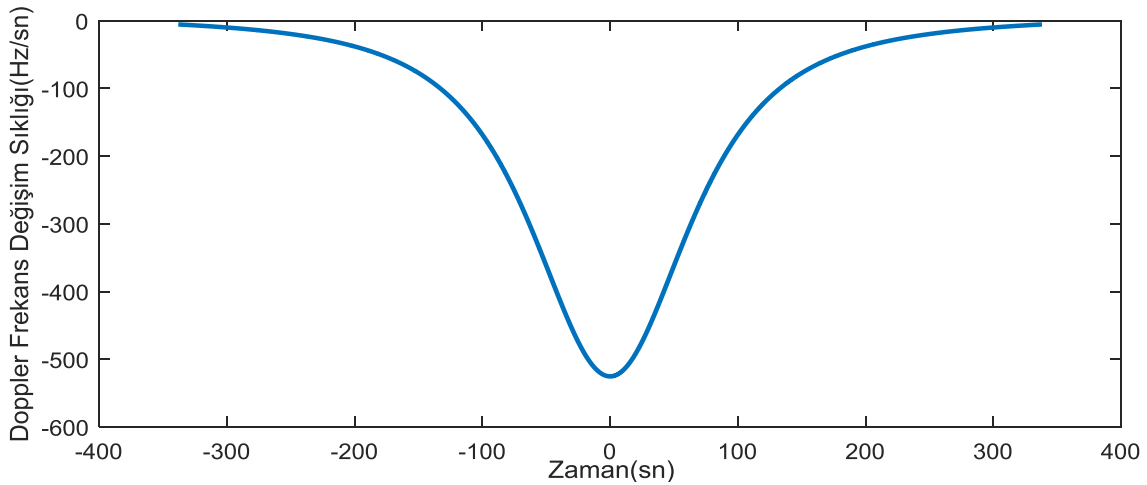
Bazı haberleşme sistemlerinde taşıyıcı senkronizasyonunu kolaylaştırmak adına ya gönderilen sinyalin başlangıcında saf bir sinüzoidin eklendiği (pilot uygulaması) ya da modülasyon etkisinin bertaraf edilerek senkron olunacak taşıyıcı sinyalin çıkarıldığı varsayılmaktadır [3–7]. Modüleli sinyalden taşıyıcı sinüzoidal sinyali çıkarmak için ilk önce zamanlama senkronizasyonunun yapılması gerekmektedir; fakat zamanlamayı yapmak için sinyal üzerindeki frekans kayması sembol sıklığının %10-20 civarında olması gerekmektedir [7].

¹ Yer istasyonu düzlemi ile uydu arasındaki açı yükselme açısı olarak tarif edilmektedir. Maksimum yükselme açısının 90° olması ifadesi ile uydunun yer istasyonuna en yakın yörüngeden geçişi kastedilmektedir.

Bu tez kapsamında haberleşme sinyal modelinde sembol sıklığının maksimum Doppler kaymasından az olduğu kabul edildiği için, taşıyıcı senkronizasyonunda kabul edilen saf sinüs varsayımını doğrudan gerçekleştirememekteyiz ve bu da tezin diğer zorluğunu oluşturmaktadır.



Şekil 1.1. Doppler frekans kayması



Şekil 1.2. Doppler frekansının değişim oranı

LEO uydusu ile S-bant üzerinden yapılan haberleşmede maksimum Doppler frekans kaymasının Şekil 1.1'den yaklaşık olarak 50 kHz olduğu gözlenmektedir. LEO uydusuna yakın Doppler kaymasının etkin olduğu bir diğer sistemde GNSS'dir (Global Navigation Satellite System). Var olan GNSS uydularında maksimum Doppler kayması yaklaşık olarak 5 kHz civarındadır [8]. GNSS sistemlerinde bugüne kadar darbe şekillendirici filtreler

kullanılmadığından [8] ve ayrıca kullanılan sinyal modellerine çoğu zaman pilot da dâhil edildiğinden bu tez kapsamında karşılaşılan problem, bu sistemlerde oluşmamaktadır. Çünkü pilot sinyali gönderilmese dahi, bu sistemlerde darbe şekillendirici filtreler (örn. SRRC (Square Root Rised Cosine)) kullanılmadığından taşıyıcı senkronizasyonu için gerekli olan sinüzoidal sinyal, zamanlama senkronizasyonunu gerektirmeden elde edilebilmektedir. LEO haberleşme sistemlerinde ise hem darbe şekillendirici filtreler kullanılmaktadır hem de GNSS sistemlerinden daha geniş bir Doppler frekansı ile başa çıkılması gerekmektedir.

Günümüzde kullanılan LEO uydu haberleşme sistemlerinde, haberleşme başlangıcında modülesiz taşıyıcı sinyalin gönderildiği [9] ve senkronizasyonun kolaylıkla yapılabilmesi için özel taşıyıcı modülasyon modlarında haberleşmenin yapıldığı gözlenmektedir [10]. Fakat bu tezde, günümüzde LEO için geliştirilen haberleşme sinyal modellerinin aksine, haberleşme süresince sadece darbe şekillendirici filtreden geçmiş BPSK modüleli bir sinyal ile haberleşildiği varsayımı altında GNSS sisteminine göre daha etkili olan Doppler frekans değişimi ile başa çıkılmıştır. Bu sinyal modeli varsayımı problemin çözümüne getirdiği zorluğun yanında bu tezde yeni bir yaklaşımın doğmasına sebep olmuştur.

Uydu haberleşmesinde taşıyıcı senkronizasyonu, hassas frekans takibi ve kaba frekans kestirimi (frekans kazanımı) olmak üzere iki adımda icra edilmektedir [11]. Hassas frekans takibi diye tarif edilen aşama, PLL devresinin Costas uygulaması temellidir. Doppler frekansında değişim sıklığının yüksek olması bu yapıların genel tasarımını ve özellikle döngü filtre tasarımını kritik hale getirmektedir. Literatürde [12–15]'te hassas frekans takibinde 2.derece FLL yardımcı 3.derece PLL yapılarının genel mimarisi verilmekte ve çeşitli optimizasyonlar sunulmaktadır. [16]'da GNSS alıcılarında FLL tasarımının iyileştirilmesi hakkında önerilerde bulunulmakta ve [17]'de ise taşıyıcı takibi teknikleriyle ilgili olarak genel bir inceleme sunulmaktadır. [18–20]'de hassas frekans takibi olarak Kalman filtre tabanlı çözümler geliştirilmiştir.

Uydu haberleşmesi başlangıcında, alınan sinyalin taşıyıcı frekansı ile yerel osilatör frekansı arasındaki fark frekans takibi bloğundaki PLL'nin kestirip düzeltbildiği frekans farkı aralığını (pull-in range) fazlasıyla geçmektedir [6]. Bu durumda, bilinmeyen frekans kayması, PLL frekansını yavaşça kaydırarak oluşacak bir tarama ile tespit edilebilir [6]. Fakat bu seçenek Doppler kayması durumunda çok yavaş kalacağı için kaba frekans kestirimi diye tarif edilen yapılar için çeşitli kestiriciler sunulmaktadır. Bunlar ardışık ve ardışık olmayan korelasyon değerleri arasındaki faz farkı bilgisini kullanan kestiriciler ve FFT tabanlı kestiriciler olmak üzere iki çeşittir [21]. İlk olarak [22]'de sunulan FFT frekans kestiricisi, hesaplama maliyetinden ödün vererek düşük SNR değerlerinde yüksek çözünürlükte kestirim yapabilmektedir [7]. [21,23–27]'de sunulan faz farkı değerlerini kullanan kestiriciler ise FFT'ye göre düşük hesaplama maliyetinde lakin daha yüksek SNR'de çalışmaktadır.

Bu tez kapsamında varsayılan en düşük SNR değeri (~30 dB), faz farkı bilgisini kullanan kestiricilerin kullanımını mümkün kılmaktadır; fakat sembol senkronizasyonu yapmadan gelen sinyalden doğru faz farkı değerleri hesaplanamadığından, doğrudan bu kestiriciler kullanılamamaktadır. Bölüm 4.1.2.1'de belirtildiği üzere hassas frekans takibi başlatabilecek kadar az hatalı frekans kestirimi yapabilmek için hesaplama maliyetinden ödün vererek FFT uzunluğunu artırmamız gerekmektedir. Fakat bu tez kapsamında, verilen mimari ile hesaplama maliyetini artırmadan senkronizasyon problemi çözülmektedir. Doppler frekansının sembol sıklığından geniş olması nedeniyle gerçekleştirilemeyen zamanlama senkronizasyonunun yapılabilmesi için gerekli olan frekans hatası varyansında bir kestirim ilk önce FFT ile gerçekleştirilmektedir. Sonrasında faz farkı bilgisini kullanan kestiriciler arasında en düşük hesaplama maliyetine sahip olan Kay kestiricisi [7] ile frekans hatası hassas frekans takibi bloğunun gereksinim aralığına indirilmektedir.

Taşıyıcı senkronizasyonu icrasında önemli bir yer ihtiva eden zamanlama senkronizasyonu, [2,28,29] gibi kitaplarda iyi yapılandırılmıştır. Early-Late, Gardner, Mueller&Müller gibi zamanlama hata dedektörü temelli zamanlama senkronizasyonları sıklıkla kullanılan yöntemlerdir [28,30–32]. Bu tezde zamanlama senkronizasyonu hem sinyali tepe noktasında örnekleme vazifesini

gerçekleştirmekte hem de taşıyıcı senkronizasyonunda istenilen sinyal modelinin elde edilmesinde kullanılmaktadır.

Literatürde hızlı değişen yüksek frekans kaymalarına maruz alıcılarda senkronizasyon yapısının farklı birimleri için çalışmalar olmasına rağmen, bu tez kapsamında sembol sıklığının maksimum Doppler kaymasından az olduğu LEO uydu alıcısı için genel alıcı mimarisi verilmektedir. Burada geliştirilen alıcı mimarisi programlanabilir, esnek tasarım sunan, sayısal sinyal işleme tabanlı [33] yazılım tanımlı radyo (SDR) yapısı üzerine inşa edilmiştir. SDR yapısı ile SDR öncesi gereken RF ön kat mimarileri Bölüm 2’de verilmektedir. Ayrıca bu bölümde tasarlanan alıcı mimarisinde taşıyıcı ve örnekleme frekans planlaması ve ilgili kuramsal bilgiler verilmektedir. Bölüm 3’te senkronizasyon ve demodülasyon işlemlerinin gerçekleştirildiği LEO uydu alıcısı için girdi olan sinyal modeli oluşturulmaktadır. Burada, alınan sinyalin sahip olduğu SNR dinamiği ile uydunun maksimum yükselme açısına bağlı olarak uydunun yer istasyonu ile haberleşme süresinin ve Doppler frekans kaymasının çıkarımı yapılmaktadır. Bu tezin esas kapsamını oluşturan sayısal olarak tasarlanan senkronizasyon ve demodülasyon mimarisi ise Bölüm 4’te ilgili teorik bilgilerle beraber sunulmaktadır. Bölüm 5’te geliştirilen alıcı mimarisi için MATLAB benzetim sonuçları gösterilmektedir. Bölüm 6’da ise tezin genel değerlendirmesi yapılmıştır.

2. SDR TABANLI ALICI MİMARİSİ ve FREKANS PLANLAMA

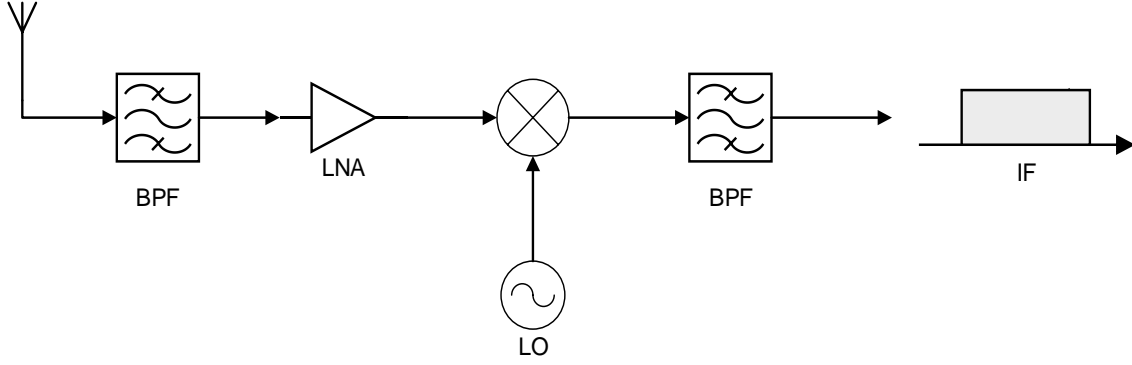
Bu bölümde öncelikle, tez kapsamında tasarlanan alıcı mimarisi ile bu mimaride mihenk taşlarının seçiminde önemli kıstas olan RF alıcı ön kat mimarileri, hususiyetle yazılım tanımlı radyo kavramı ve ilgili teorik bilgiler verilmektedir. Sonrasında, seçilen mimari üzerinde sinyalin sahip olduğu taşıyıcı frekans ve ilgili örnekleme frekans değişim seyri ve bunların değişim gerekçeleri anlatılarak genel frekans planlama çerçevesi sunulmaktadır.

2.1. Alıcıda RF Ön Kat Mimarileri

Tipik kablosuz haberleşme alıcı tasarımında sıklıkla kullanılan 3 tane yapı mevcuttur. 1918 yılında Edwin Armstrong tarafından geliştirilen süper-heterodin alıcı mimarisi sıklıkla kullanılan alıcı mimarilerinin ilkidir [34]. Homodin veya sıfır-IF (zero-IF (Intermediate Frequency)) diye de tabir edilen diğer önemli bir mimari de doğrudan dönüşüm (direct conversion) alıcı yapısıdır. Sıfır-IF yapısının maruz kaldığı DC sapma, $1/f$ gürültüsü gibi problemlerin etkisini bertaraf etmek için geliştirilen diğer en önemli mimari de Düşük-IF (Low-IF) alıcı yapısıdır. İlerleyen kısımlarda bahsedilen RF ön kat mimarileri daha yakından incelenmektedir.

2.1.1. Süper-heterodin

Tasarımı eskiye dayanan fakat temellerinin sağlam atılmasından, yüksek seçicilik ve yüksek duyarlılık gibi istenilen özelliklere sahip olmasından dolayı, süper-heterodin yapısı günümüzde alıcı mimarilerinin genel çoğunluğunda tercih edilmektedir [35]. Bu yapı tek dönüşüm (single conversion) ile inşa edilebileceği gibi çift dönüşüm (double conversion) üzerine de temellendirilebilir. Şekil 2.1'de tek dönüşüm süper-heterodin alıcı mimarisi gösterilmektedir. Bu yapıda önce anten ile alınan sinyalde istenilen frekans bandının geçirilmesi için bir bant geçiren süzgeç (BPF kavite veya seramik bir filtre olabilir) kullanılır. Devamında RF sinyali, seviyesinin yükselmesi için bir LNA'dan (Low Noise Amplifier) geçer ve sonrasında sinyal, spektrumda istenilen IF değerine karıştırıcı yardımıyla indirilir. En sonunda karıştırıcı çıkışı, istenilmeyen bantları süzmek için bir BPF'den geçirilir.



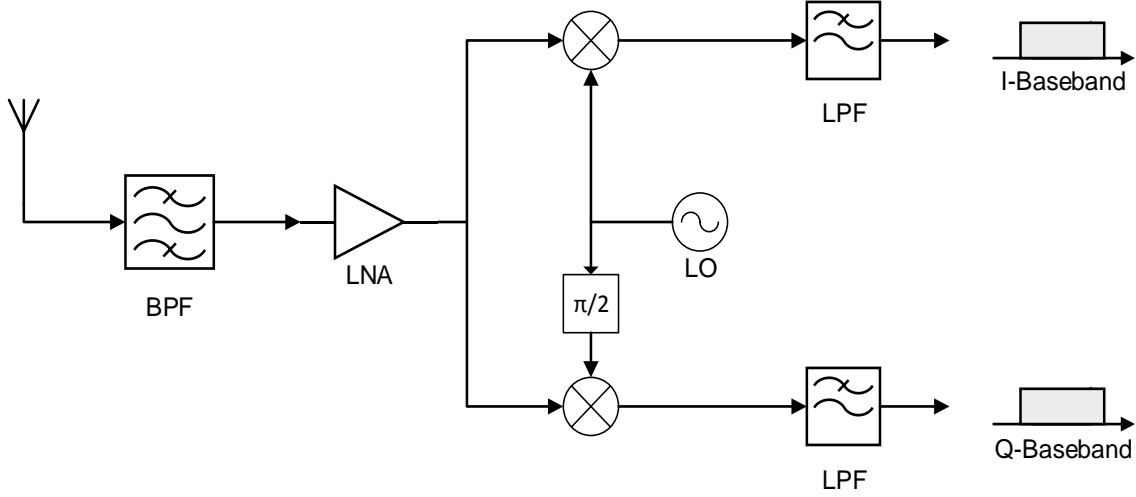
Şekil 2.1. Tek dönüşüm süper-heterodin alıcı mimarisi

İstenilen IF değerine LO (Local Oscillator) ile RF sinyalinin frekans fark değeri ile ulaşılır [36]. Bu da bu topolojinin en temel konusu olan eşlenik frekansının bastırılması ihtiyacını hâsıl etmektedir. Süper-heterodin alıcıda eşlenik (image) frekansının bastırılması ihtiyacı, istenilen IF frekansına hem $f_{LO} + f_{IF}$ hem de $f_{LO} - f_{IF}$ frekans bileşenlerinin inmesinden kaynaklanmaktadır. Bu sebeple karıştırıcı öncesi inmesini istemediğimiz kısım anten sonrası Anti-eşlenik filtre ile süzülür. Eşlenik frekansının bastırılmasında kullanılan filtrenin tasarımını ve kanal seçimini kolaylaştırmak için çift dönüşüm süper-heterodin yapısı da tercih edilmektedir. Bu yapının tek dönüşümden farkı, iki aşamalı frekans indirilmesidir. Bu sebeple bu sistemde ikişer LO ve karıştırıcı kullanılmaktadır.

2.1.2. Doğrudan Dönüşüm

Eşlenik filtre ihtiyacını ortadan kaldıran süper-heterodin yapısının aksine sinyali doğrudan tabanbanda indiren, Şekil 2.2'de gösterilen alıcı mimarisi doğrudan dönüşüm (direct conversion) veya sıfır-IF (zero-IF) yapısı olarak adlandırılmaktadır. Bu topoloji burada gösterilenin aksine karmaşık karıştırıcı ve I-Q kolları arasında istenilen faz farkını kontrol eden ileri düzey algoritma yardımıyla da oluşturulabilir [37]. Sinyalin doğrudan tabanbanda indirilmesi analogdan sayısal geçişi, tüm tabanbant işlemlerini ve sayısal demodülasyon işlemlerini mümkün olan en düşük frekansta koşturulmasına olanak tanımaktadır. Bu özellik doğrudan dönüşüm alıcılarını evrensel tüm alıcılar için uygulanabilir bir aday kılmaktadır. Fakat yapının bazı dezavantajları da vardır. Özellikle bu yapı DC ofsetten ve $1/f$ gürültüsünden oldukça etkilenmektedir [36]. LO sinyalinin RF sinyal

yoluna sızmasından kaynaklı kendinden karıştırma (self-mixing) sorunu da diğer baş edilmesi gereken bir konudur.



Şekil 2.2. Doğrudan dönüşüm (zero-IF) alıcı mimarisi

2.1.3. Düşük-IF

Zero-IF alıcılarında karşılaşılan $1/f$ gürültüsü ve DC offset gürültüsünden kurtulmak için geliştirilen diğer bir alıcı mimarisi de düşük-IF (low-IF) alıcı mimarisidir. Direk olarak sinyali tabanbanda indirmek yerine birkaç yüz kHz mertebelerine indirerek istenmeyen gürültü etkenlerinden kurtulmak amaçlanmıştır. Fakat bu durumda eşlenik sinyali filtreleme ihtiyacı yeniden ortaya çıkmaktadır [36].

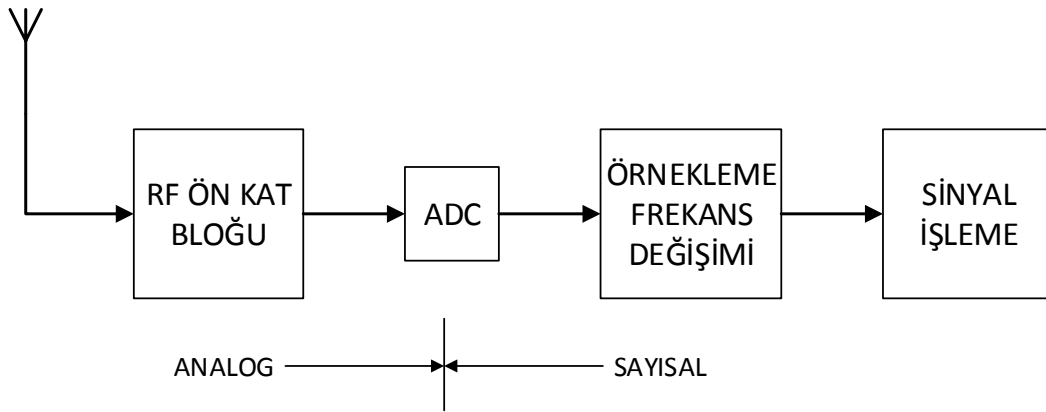
2.2. Yazılım Tanımlı Radyo

Günümüzde yazılım tabanlı radyo (SDR) gelişmiş radyo sistemlerinde kullanılan temel unsurdur [38]. Yüksek hızlı, yüksek performanslı ve aynı zamanda makul fiyatlı tümleşik devrelerin (ADC, DAC, Microprocessor, Memory) gelişmesiyle, SDR sistemleri tüm haberleşme sistemlerinde yaygınlaşarak bu sistemlerin temel bileşeni haline gelmiştir. SDR tanımı, geniş frekans spektrumunda ve geniş modülasyon yelpazesinde programlanabilir donanım-yazılım platformu aracılığıyla sinyalleri alabilen radyo haberleşme sistemlerine karşılık gelmektedir [38].

Bu sistemde tasarlanmış bir alıcı platformu değişse bile önceden yazılmış alıcı kodlarının ciddi bir değişiklik yapılmadan kullanılabilmesi, SDR sistemlerinin yaygınlaşmasında öncü olan unsurlardan biridir. Alıcı yazılımı, genel veya özel amaçlı DSP (Digital Signal Processing) bloklarıyla veya FPGA veya bunların karışımıyla oluşturulmuş platformlarda geliştirilebilir. Gönderilen sinyalin merkez frekans veya bant genişliği gibi parametrik değerlerinden herhangi biri değiştirildiği vakit, donanım tanımlı radyo yapılarında tüm sistemin yeniden tasarlanması gerekmektedir [39]. Fakat SDR yapılarında sistem değişikliği tüm sistemi değiştirmeden yalnızca yazılım güncellemesi olarak yapılabilir.

2.2.1. Genel SDR Alıcı Mimarisi

Şekil 2.3'te gösterilen genel SDR alıcı mimarisinde en önemli yapı analogdan sayısal geçişi sağladığı için ADC elemanıdır. İdeal SDR yapısında yeniden yapılandırılabilirliği artırmak adına bu elemanın antene mümkün olduğunca yakın kullanılması gerekmektedir [40]. Buna rağmen çoğu zaman ADC öncesi analog olarak taşıyıcı frekansı düşüren bir RF ön kate ihtiyaç duyulmaktadır. Genellikle burada, uygulama özelinde önceden anlatılan RF ön kat mimarilerinden biri tercih edilmektedir.



Şekil 2.3. Genel SDR alıcı mimarisi

ADC sonrası elde edilen veri akışı DC'den örneklem frekansının yarısına kadar spektrumda yer kapladığı için çoğunlukla ADC sonrası bir frekans seyreltme bloğuna ihtiyaç duyulmaktadır. Böylelikle hem ilgili bant aralığına odaklanılmaktadır hem de sinyal işlemeyi minimum frekansta çalıştırmak mümkün olmaktadır. Ayrıca, bu blokta DDC (Direct Down Conversion) işlevi de

gerçekleştirilmektedir. Yani gelen sinyalin taşıyıcı frekansı da istenilen değere indirilebilmektedir. Sinyal işleme bloğunda ise demodülasyon, taşıyıcı frekans kestirimi ve takibi ve zaman kurtarma gibi algoritmalar çalıştırılmaktadır.

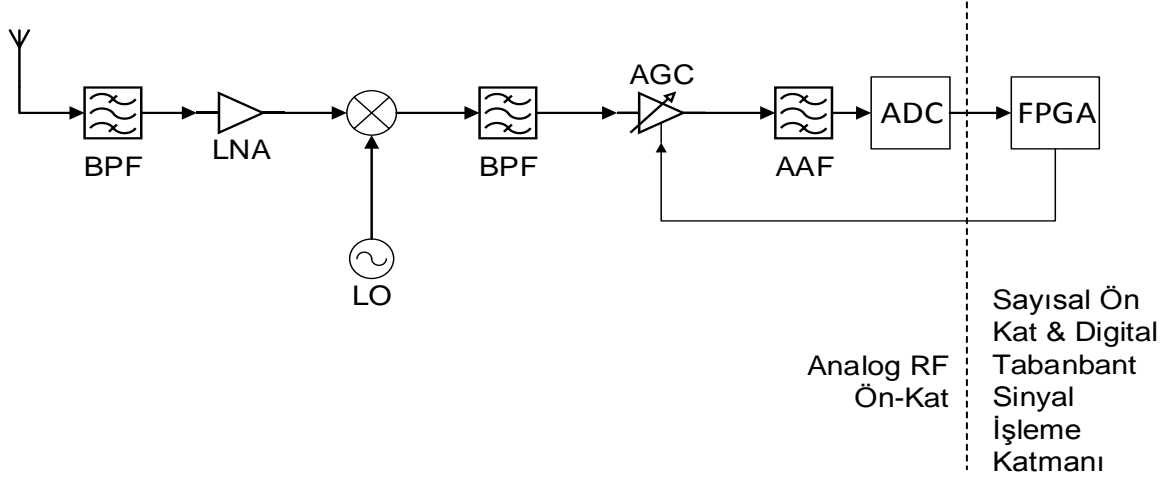
Kullanılan ADC'nin örnekleme frekans değerinin hem IF frekans seçiminde hem de ADC öncesi kullanılması gereken elemanların özelliklerini belirlemede doğrudan etkisi vardır. IF frekans seçimine etkisi Bölüm 2.4'te (frekans planlama bölümünde) anlatılmaktadır. Ayrıca ADC'nin tüm başarımda çalışabilmesi için ADC öncesi kullanılması gereken elemanlar olan AGC (Automatic Gain Control) ile AAF (Anti-Aliasing Filter) bileşenlerinden Bölüm 2.3'te bahsedilmektedir.

SDR yapısı aynı zamanda RF örnekleme diye tabir edilen RF ön kat bloğu kullanılmaksızın da tasarlanabilir. Burada sinyal herhangi bir LO sinyaliyle karıştırılmadan ön seçici filtre sonrası yüksek örnekleme frekansına sahip ADC yardımıyla örneklenir. Sonrasında RF ön kat mantığı sayısal olarak ilgili donanımda işlenir. Devamında gerekli sinyal işlemler yapılır. Fakat burada demodüle edilebilir alınan sinyalin frekans bileşenlerinin, örnekleme frekansının yarısından az olması gerekmektedir [38].

2.3. LEO Uydusu İçin SDR Tabanlı Alıcı Mimarisi

Bu tez kapsamında LEO uydusu S-Bant BPSK modüveli haberleşme alıcısı için SDR tabanlı bir alıcı tasarlanmıştır. Bu tasarımının omurgasını süper-heterodin RF ön kat yapısı, ADC ve gerekli ön elemanları ve son olarak FPGA oluşturmaktadır. Kullanılan sistem mimarisi Şekil 2.4'te gösterilmektedir.

Alıcıda ilk önce anten yardımıyla S-bant frekansında alınan sinyal süper-heterodin yapısıyla tercih edilen bir IF frekansına indirilir. Bu IF frekansının belirlenmesi ADC'nin örnekleme frekansıyla ve uygulanan örnekleme çeşidiyle doğrudan ilişkilidir. Tasarlanan yapıda band geçirici örnekleme metodu tercih edilmiştir. Bu tercihin neticesinde ADC öncesi örtüşme önler filtre (AAF) olarak BPF kullanma ihtiyacı hâsıl olmuştur. Bu konu bant geçirici örnekleme bölümünde (Bölüm 2.3.1) detaylandırılmıştır.



Şekil 2.4. SDR tabanlı LEO uydu alıcı mimarisi

LEO uydu sisteminde alıcıya gelen sinyalin gücü yüksek dinamikte değişmektedir. ADC'nin istenilen tam dinamik ortamda çalışabilme gereksinimi de ADC öncesi AGC kullanım ihtiyacını doğurmuştur. Günümüzde AGC olarak sayısal sinyal işleme bloğuyla üretilen binary veriyle sürülen zayıflatıcılar (örn. VGA: variable gain amplifier) kullanılmaktadır [38].

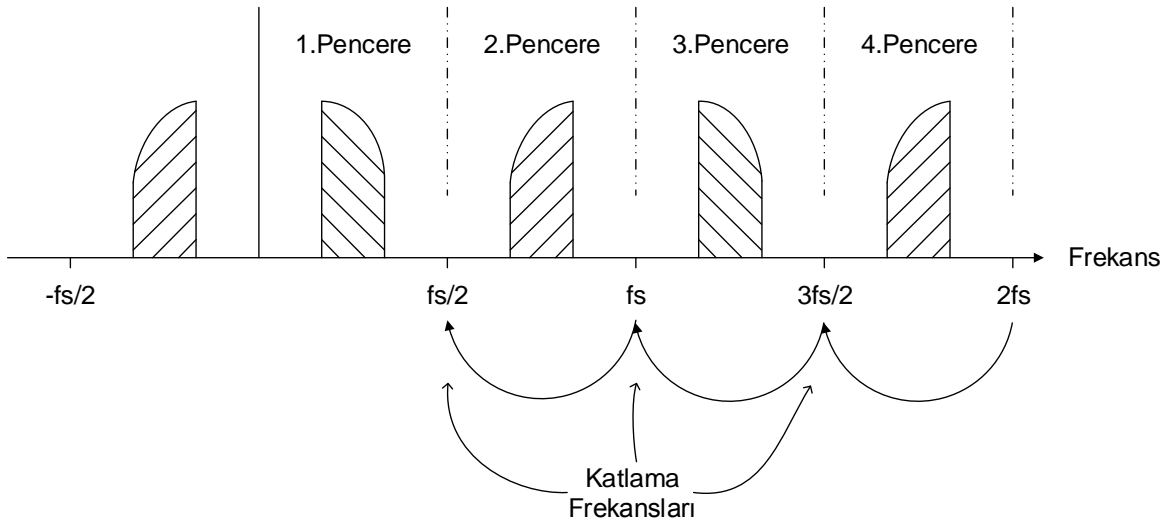
ADC ile elde edilen sayısal veri, Bölüm 2.3.2'de belirtilen sinyal işleme işlevlerini gerçekleştirmek üzere FPGA'ya beslenir. Burada sinyal işleme için FPGA'nın tercih edilme sebebi kullanıcı tarafından programlanabilir olması, büyük miktarda veriyi paralel olarak işleyebilmesi [38] ve uzay ortamına uygun seçeneklerinin olması gibi nedenlerdir.

2.3.1. Bant Geçirici Örnekleme

Düşük geçiş (lowpass) sinyalleri örneklemede, Nyquist kistası yani sinyalin içerdiği maksimum frekansın iki katı frekansta örnekleme kuralı geçerlidir [41]. Fakat bandpass sinyaller için geliştirilmiş teknik seçildiği zaman, örnekleme frekansını ilgili sinyalin bant genişliğinin minimum iki katı olacak şekilde seçebilmekteyiz. Bant geçirici örnekleme sadece ADC'nin çalışma hız gereksinimini düşürmekle kalmayıp aynı zamanda ilgili zaman aralığında sürekli sinyali kapmak için gerekli olan sayısal hafıza ihtiyacını da düşürmektedir [42]. Örnekleme frekansı doğru olarak belirlenirse bant geçirici örneklemenin diğer bir faydası da IF'deki sinyali

doğal olarak düşük-IF veya tabanbanda doğrudan indirmesidir [40]. Örnekleme frekansının nasıl doğru seçileceği konusu bu bölümde anlatılmaktadır.

Şekil 2.5'te f_s örnekleme frekansıyla örneklenmiş sayısal sinyalin spektral kopyalarıyla beraber spektrumu gösterilmiştir. Önceden belirtildiği üzere örneklenen sinyal DC'den örnekleme frekansının yarısına kadar olan bir aralıkta sınırlıdır [38]. Fakat sinyalin spektrumunu kopyalarıyla beraber resmetmek bant geçirci örnekleme konusunun daha iyi anlaşılmasını sağlamaktadır.



Şekil 2.5. Bant geçirci örnekleme ve spektral kopyaları

Spektrumda DC'den sonsuza kadar her $f_s/2$ kadar aralığa Nyquist bölgesi [43] veya Nyquist penceresi [38] denmektedir. $f_s/2$ 'nin tamsayı katlarına da katlama frekansı denmektedir [43]. Bu frekansa katlama frekansı denmesinin sebebi şudur: Sürekli sinyali örneklediğimiz vakit sanki sonsuzdan itibaren en yakın katlama frekansından katlaya katlaya sürekli sinyali DC ile $f_s/2$ arasına sıkışmış sayısal bir sinyal olarak göstermeye başlıyoruz. Şekil 2.5 üzerinden bahsederek ilk önce $2f_s$ öncesi sinyallerin 4. pencere üzerine katlandığını farz edelim. Sonrasında örnekleme ile 4. pencere $3f_s/2$ katlanma frekansından 3. pencere üzerine katlanır. Sonra 3. pencere ikiye, en nihayetinde iki de 1. pencereye katlanarak örnekleme işlemi tamamlanır.

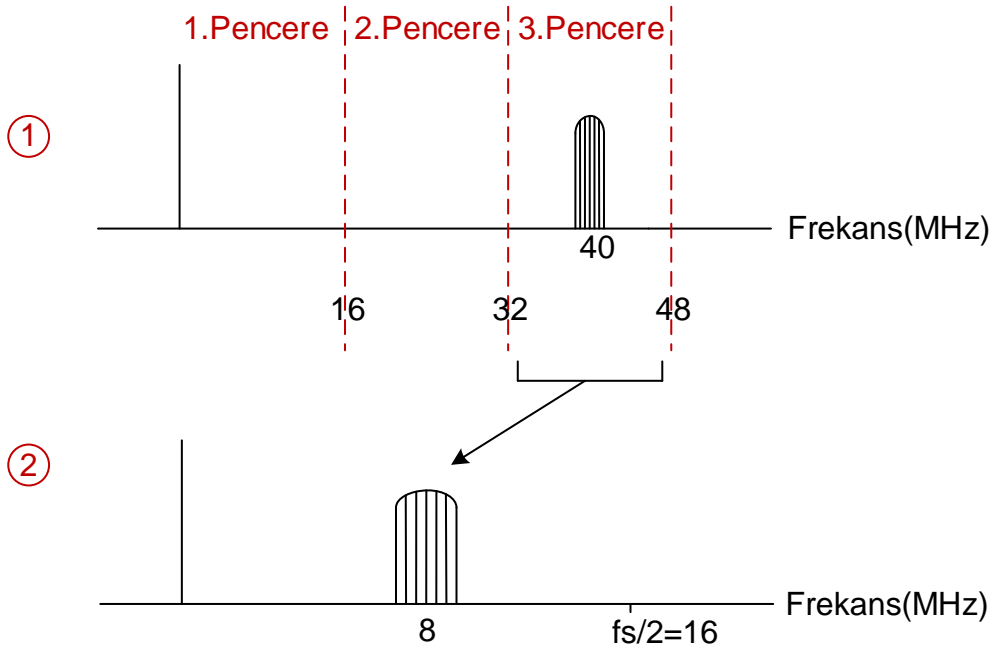
Burada göze çarpan husus çift sayıdaki pencerelerdeki sinyaller en sonunda birinci pencereye geldikleri vakit spektral olarak dönmüş olarak inmektedir [42]. Bu sebeple sürekli sinyalleri örneklediğimiz zaman ilgili sinyalin tek sayıdaki pencerelerde olmasına veya çift sayıda katlama yapmaya dikkat etmemiz gerekmektedir. İkinci diğer husus da, spektrumda DC ile $f_s/2$ aralığına tüm frekans bileşenleri indiğinden ilgili pencere haricini filtreleme ihtiyacı ortaya çıkmaktadır.

Örtüşme olmadan örnekleme yapabilmek için örnekleme frekansı hem bant genişliğinin 2 katından büyük olmalıdır hem de sinyalin taşıyıcı frekansı ve bant genişliği arasında m 'nin rastgele pozitif bir tamsayı olduğu varsayımıyla şöyle bir ilişkiyi sağlamalıdır [42]:

$$\frac{2f_c - B}{m} \geq f_s \geq \frac{2f_c + B}{m + 1}$$

Taşıyıcı frekans f_c ile gösterilirken, ilgili sinyalin bant genişliği B ile tanımlanmaktadır. Bu denklemde m 'yi katlama sayısı olarak düşünebiliriz. Önceden belirtildiği gibi eğer katlama sayısı yani m çift sayı olursa sinyal herhangi bir değişikliğe uğramadan iner. Aksi halde, eğer m tek sayı olursa spektral evirme olur [42]. Aslında m tek sayı seçildiğinde tersyüz olma problemini düzeltebiliriz ama bu da sisteme ilave bir sayısal işlem külfeti getirmektedir. İlave olarak, eğer sinyalin orijinal pozitif spektral bandpass kısmı taşıyıcı frekans etrafında simetrik ise, spektral evirme bu durumda problem teşkil etmemektedir [42].

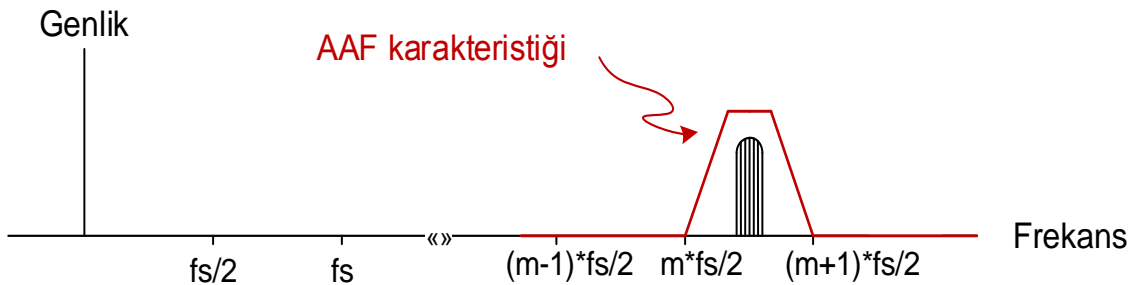
Bant geçirici örnekleme için daha iyi anlamak adına Şekil 2.6'da 40 MHz taşıyıcı frekansta 100 kHz bant genişliğine sahip bir sinyalin örneklenmesi resmedilmektedir. İlk önce verilen taşıyıcı frekans ve bant genişliği için örnekleme frekansının değer aralığı m 'ye bağlı olarak hesaplanır. Eğer $m=2$ (3. Nyquist penceresi) olarak seçilirse bu durumda örnekleme frekansının 26,7 MHz'den büyük, 39,95 MHz'den küçük olması gerekmektedir. İkinci olarak, örnekleme frekansını öyle seçmeliyiz ki sinyalin bandı Nyquist penceresinin ortasında olsun. Böylelikle, bant geçirici örnekleme öncesinde gerekli olan AAF'nin uygulaması kolaylaşmaktadır. Bu sebeple, bu örnek sinyal için örnekleme frekansı 32 MHz olarak seçilmiştir.



Şekil 2.6. Örnek bir sinyalin bant geçirci teknikle örneklenmesi

Örnekleme öncesi filtreleme Şekil 2.7'deki gibi doğru ve yeterli bir şekilde uygulanmadığı vakit bant geçirci örneklemede SNR kaybı oluşmaktadır. Bir sinyali örneklediğimiz zaman örneklenen sinyal DC ile $f_s/2$ arasında yerleştiği için tüm gürültü seviyesinin de katlanarak bu aralığa oturması bu SNR kaybının temelini teşkil eder. Eğer hiç filtreleme yapılmadan örnekleme yapılırsa oluşan SNR kaybı (D_{SNR}) katlama sayısı m 'ye bağlı olarak şu şekilde verilmiştir [42]:

$$D_{SNR} = 10 \log_{10}(m + 1) \text{ dB}$$



Şekil 2.7. ADC öncesi kullanılan AAF karakteristiği

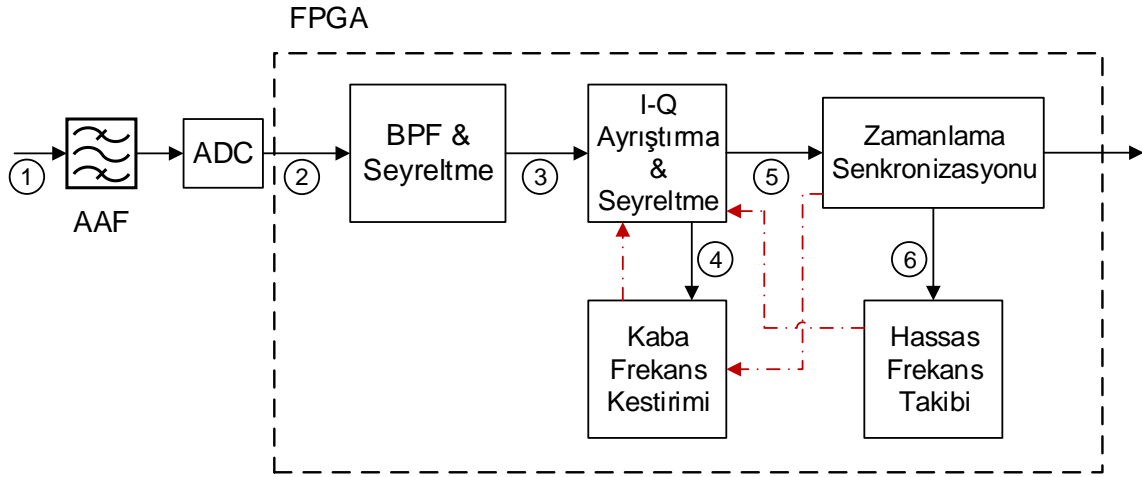
Bu denklemde ilgili sinyalin $(m+1)*fs/2$ frekans ötesinin LPF ile süzöldüğü varsayılmıştır. Fakat pratikte durum böyle olmamaktadır. Eğer en uygun AAF karakterinden sapılırsa SNR kaybı denklemini aşağıdaki denkleme dönüştür:

$$D_{SNR} = 10 \log_{10} \left(\frac{10^{\frac{X_m}{10}}}{\sum_i 10^{\frac{X_i}{10}}} \right)$$

X_i , i'ninci Nyquist penceresindeki filtre zayıflamasına (dB) ve X_m ise sinyalin bulunduğu penceredeki filtre zayıflamasına (dB) denk gelmektedir. Logaritma içerisindeki toplama işleminde bu bastırmanın ihmal edilemeyecek olanları adına yapılması pratik olarak yeterli olmaktadır.

2.3.2. FPGA Yapılandırması

ADC sonrası elde edilen sayısal verinin işlendiği FPGA iç yapısı Şekil 2.8'de gösterilmektedir. Veri işleme blokları arasındaki döngü Şekil 2.8'de belirtilen sırayla gerçekleşmektedir. İlk aşamada ADC'de uygulanan bant geçirci örnekleme tekniğine benzer seyreltme işlemi FPGA'de gerçekleştirilerek ana algoritma bloğunun hem çalışma frekansı düşürülmüş hem de taşıyıcı frekansı istenilen değere indirilmiş olur. Sonrasında algoritmanın temellerini oluşturan kaba frekans kestirimi, hassas frekans takibi ve zamanlama senkronizasyonu bölümlerine ihtiyaç duyulan örnekleme frekansında örnek değerleri, I-Q ayrıştırma ve seyreltme bloğuyla üretilir. İlk önce kaba frekans kestirimi yapılır, sonrasında ise zamanlama ve frekans senkronizasyon işlemleri gerçekleştirilir. Şekil 2.8'de kırmızı oklarla gösterildiği üzere, bu bloklar arasında geri besleme ve ek veri akışı mevcuttur; lakin burada yalnız numaralandırılan hatlar frekans planlamasına doğrudan etkide bulunmaktadır. Bu bloklar Bölüm 4'te teferruatıyla anlatılmaktadır; fakat bu aşamadan sonra frekans planlama ile ilgili kısmına temas edilmektedir.



Şekil 2.8. ADC sonrası FPGA içerisindeki mimari

2.4. Frekans Planlama

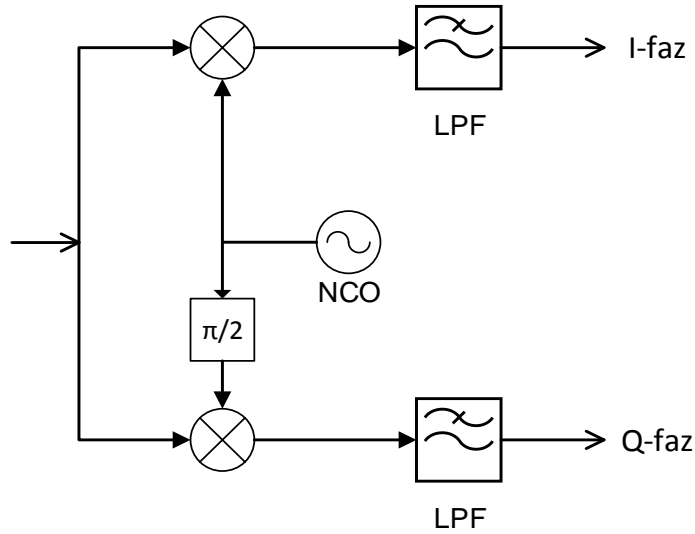
Örnekleme frekansını etkileyen en temel unsur zamanlama senkronizasyonu bloğudur. Bölüm 4.2’de gösterilen zamanlama algoritmasında kullandığımız yapı dolayısıyla her bir sembolü 4 örnek ile göstermemiz gerekmektedir. Yani Şekil 2.8’de 5. hatta sinyalin örnekleme frekansı sembol sıklığının dört katıdır.

$$f_{s5} = 4R_s \quad (2.1)$$

3. kademedeki örnekleme frekansının belirlenmesi, Şekil 2.9’da iç yapısı gösterilen alınan sinyalinin I ve Q bileşenlerine ayrılması ve seyreltilmesi bloğuyla doğrudan ilgilidir. Burada, kullanılan karıştırıcı sonrası oluşan yüksek frekans bileşenlerini süzmek için LPF uygulaması gerekmektedir. Bu işlem sayısal olarak FIR (Finite Impulse Response) filtreleme şeklinde yapılacağından, tercih edilecek taşıyıcı ve örnekleme frekansları bu sayısal işlemin karmaşıklığını etkilemektedir. Diğer bir ifadeyle bu aşamada taşıyıcı ve örnekleme frekanslarını öyle seçmeliyiz ki FIR filtrenin eleman sayısını minimize etsin. [44]’te M’nin FIR filtre uzunluğunu, BW’nin de filtrenin örnekleme frekansına göre normalize edilmiş geçiş bölgesinin bant genişliğini temsil ettiği bir denklem verilmiştir:

$$M \approx \frac{4}{BW} \quad (2.2)$$

Bu denklem bize tasarlanan filtrelerde mümkün olduğunca sert geçiş bölgelerinden (dar filtre bant geçişlerinden) kaçınmamız gerektiğini söylemektedir. Bu sebeple I-Q ayrıştırma devresinde taşıyıcı frekans, örnekleme frekansının dörtte biri ($fs/4$) olacak şekilde seçilmiştir. Böylelikle karıştırıcı çıkışı sinyaller iki uç noktaya kayarak (biri DC etrafına diğeri ise $fs/2$ frekansı etrafına) tasarlanacak filtrede minimum eğimli bir geçiş bölgesine sahip oluruz. Ayrıca FIR uzunluğunu daha da azaltmak için 3. aşamada örnekleme frekansı 5. hatta göre 2^n katı olacak şekilde tercih edilerek kademeli filtreleme ve seyreltme işlemi gerçekleştirilmektedir. Çünkü 2 'nin katlarında kademeli seyreltme herhangi bir donanım üzerinde uygulama maliyetini daha da aşağıya çekmektedir². Buradaki n değeri mevcut şartlara göre seçilebilir. Bölüm 4.1.1.1'de $fs/4$ örnekleme frekansının seçimiyle ilgili ayrıntılı bilgi verilmektedir.



Şekil 2.9. I-Q faz kollarına ayrıştırma devresi

ADC'yi $fs/4$ örnekleme frekansı ile çalıştırırsak, çoğu zaman $fs/4$ frekansı ADC öncesi AAF'nin geçiş bölgesine göre düşük kalacağından analog olarak tasarlanan AAF tasarımı zorlaşmaktadır. Yani düşük örnekleme frekansı, Nyquist

² İki ile kademeli seyreltme yapıldığında her aşamada aynı FIR filtre katsayılarını kullanmak mümkün olduğundan hafıza ihtiyacı azalmaktadır.

penceresinin daha dar olmasına sebep olarak analog filtre tasarımı zorlaştırmaktadır. Bunun yerine yüksek bir frekans ile örnekleyip sonrasında FPGA içerisinde sayısal AAF'den geçirip seyreltme tercih edilmiştir.

$$f_{s2} = Nf_{s3}$$

Buradaki N değeri tamamen ADC öncesi tasarlanan eşlenik filtrenin pratik olarak tasarlanabilecek en dar bant genişliğine göre tercih edilmektedir. İlk önce mevcut durumda üretilebilecek en dar analog AAF tasarımı gerçekleştirilir. Sonrasında SNR kaybı oluşturmamak üzere optimum³ N değeri, tasarlanan analog AAF'ye göre tercih edilir.

Şekil 2.8'de belirtilen kademelere göre taşıyıcı frekansının ve örnekleme frekansının değişimleri Doppler frekans kaymasının sıfır olduğu varsayımıyla Çizelge 2.1'de gösterilmektedir. Buradaki fs_4 örnekleme frekansı $8R_s$ olarak seçilmiş olup nedeni Bölüm 4.1.2.1'de ayrıntılı anlatılmaktadır. Hassas frekans takibi bloğu da uyumlu filtre çıkışı ile hata sinyali ürettiğinden sembol sıklığıyla, R_s , güncelleme yapmaktadır.

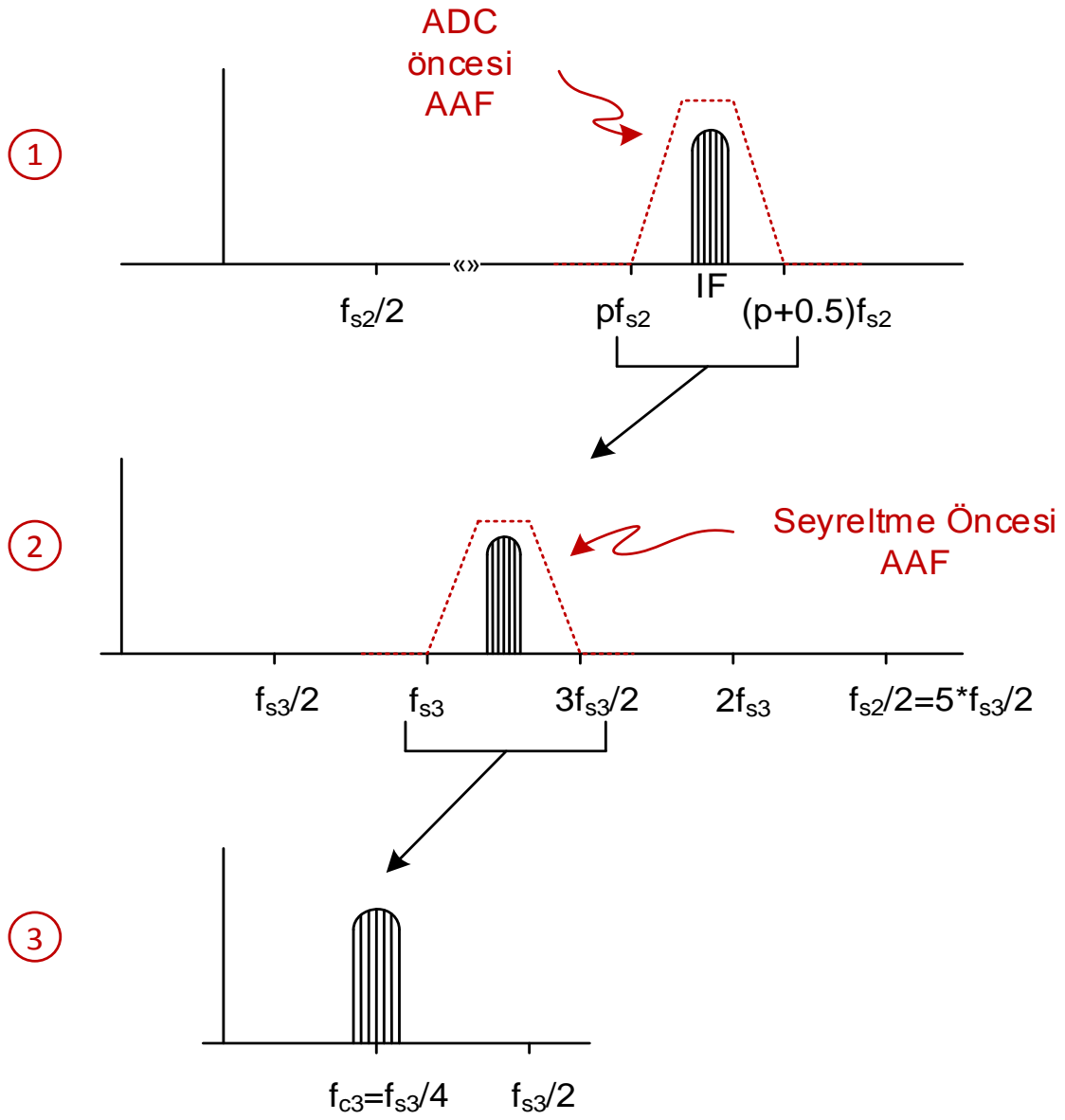
Çizelge 2.1'de 1. ve 2. aşamadaki taşıyıcı frekansın belirlenmesinde önem atfeden k ve p parametrelerinin nedeni Şekil 2.10 ile anlatılmaktadır. Burada $N=5$ varsayarsak, ADC örneklemesiyle ve FPGA içerisindeki seyreltmeyle sinyalin spektrum değişimi gösterilmektedir. İlgili parametrelerin (k , p) değişimi temelde ADC ve seyreltme öncesi AAF'lerin uygulama maliyetlerini azaltmaktadır. Yani 3. kademedeki 2. ve 1. kademelere geçerken bu parametreleri öyle tercih etmeliyiz ki ilgili AAF'ler dik geçiş bölgelerine sahip olmasın. Bu da ilgili sinyal bantlarının Nyquist penceresinin ortasında olmasıyla başarılabilir. Bu sebeple fc_3 taşıyıcı frekansı, ilgili LPF uygulamasını kolaylaştırmasının yanı sıra 2. durumda sinyal bandının ilgili pencerenin merkezinde olmasını sağlamak için $fs_3/4$ olarak tercih edilmiştir. Aynı şekilde bu örnekte k değerini 1 olarak tercih etmemiz de 1. kademedeki AAF ihtiyacını kolaylaştırmaktadır. Fakat p değeri de tamamen

³ N değerini artırırken FPGA içerisinde ön seyreltmede kullanılan BPF'nin hesaplama maliyetinin arttığı göz önünde bulundurulmalıdır.

sistemde tercih edilen IF frekansı değerine bağlıdır. Genellikle birkaç kHz bant genişliğinde filtrelemenin mümkün olduğu 45 MHz civarı IF frekansı olarak kullanılmaktadır [38]. Fakat özel durumlarda farklı IF frekansı tercih edilebilir. IF frekansı pratik olarak tasarlanabilecek AAF üzerinden düşünülebilir.

Çizelge 2.1. Örnekleme ve taşıyıcı frekansları seçimi

Kademe	1	2	3	4	5	6
Örnekleme Frekansı	-	f_{s2}	f_{s3}	f_{s4}	f_{s5}	f_{s6}
		$N.2^n.R_s$	$2^n.4R_s$	$8R_s$	$4R_s$	R_s
Taşıyıcı Frekansı	f_{c1}	f_{c2}	f_{c3}	f_{c4}	f_{c5}	f_{c6}
	$f_{c2} + p.f_{s2} = 2^n.R_s + k.2^n.4R_s + p.N.2^n.R_s$	$f_{c3} + k.f_{s3} = 2^n.R_s + k.2^n.4R_s$	$2^n.R_s$	0	0	0



Şekil 2.10. RF sinyalin ADC girişi ve ADC sonrası değişim seyri

3. SİNYAL MODELLEME

Bu bölümde LEO uydu alıcısı için geliştirilen algoritmanın temellendirildiği sinyal modellenmesi yapılmaktadır. İletişimde BPSK (Binary Phase Shift Keying) modüleli sinyalin kullanıldığı varsayımıyla ADC öncesi alıcı sinyalin durumu şu şekildedir.

$$x(t) = A(t)p(t) \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_d t + \theta) + n(t) \quad (3.1)$$

Burada sinyal iki temel etkiye maruz kalmaktadır. Birincisi göreceli hız değişiminden kaynaklı taşıyıcı frekans değişimi (f_d) iken diğeri alıcı ile verici arası değişen mesafeden dolayı sinyal seviyesinin ($A(t)$) değişmesidir. Sinyalin üzerinde tek taraflı spektral yoğunluğu N_0 olan AWGN bir gürültü ($n(t)$) olduğu varsayılmaktadır. Gönderilen taşıyıcı frekansı f_c ile alıcıda rastgele oluşan faz değeri θ ile gösterilmektedir. Gönderilen veri sinyali ($m(t)$) taşıyıcıya yüklenmeden önce SRRC darbe şekillendirici filtre ($h(t)$) ile evrişime uğrar.

$$p(t) = m(t) * h(t)$$

Termal gürültü için, k 'nin Boltzmann sabiti(W/K.HZ) ve T 'nin alıcı sistem gürültü sıcaklığı (K) olduğu yerde spektral yoğunluk N_0 şu şekilde verilmektedir:

$$N_0 = kT$$

Boltzmann sabitinin $1,379.10^{-23}$ W/K.Hz olduğunu ve varsayılan alıcı mimarisinde T değerinin yaklaşık 600K olduğunu göz önünde bulundurursak N_0 dBm/Hz cinsinden yaklaşık olarak şöyledir:

$$N_{0,dBm} = -170.82 \text{ dBm/Hz}$$

Bu tezde LEO uydu alıcısı için, yer istasyonu tarafındaki antenin her zaman dik bakışının uyduya doğru olduğu varsayımı altında efektif izotropik yayılma gücü (EIRP) yaklaşık 80 dBm olarak kabul edilmektedir. Alınan toplam güç S ise EIRP, alıcı anten kazancı ve kayıplar sonucu değişim göstermektedir.

$$S = EIRP + G_R(\beta) - L_{FS} - L_A - L_K$$

Burada atmosferik kayıp L_A yaklaşık 0.5 dB iken kablo kayıpları L_K 5.7 dB civarındadır. L_{FS} boş uzay kaybı olup değeri taşıyıcı sinyalin dalga boyuna (λ) ve alıcı ile verici arası mesafeye (R) bağlıdır.

$$L_{FS} = \left[\frac{4\pi R}{\lambda} \right]^2$$

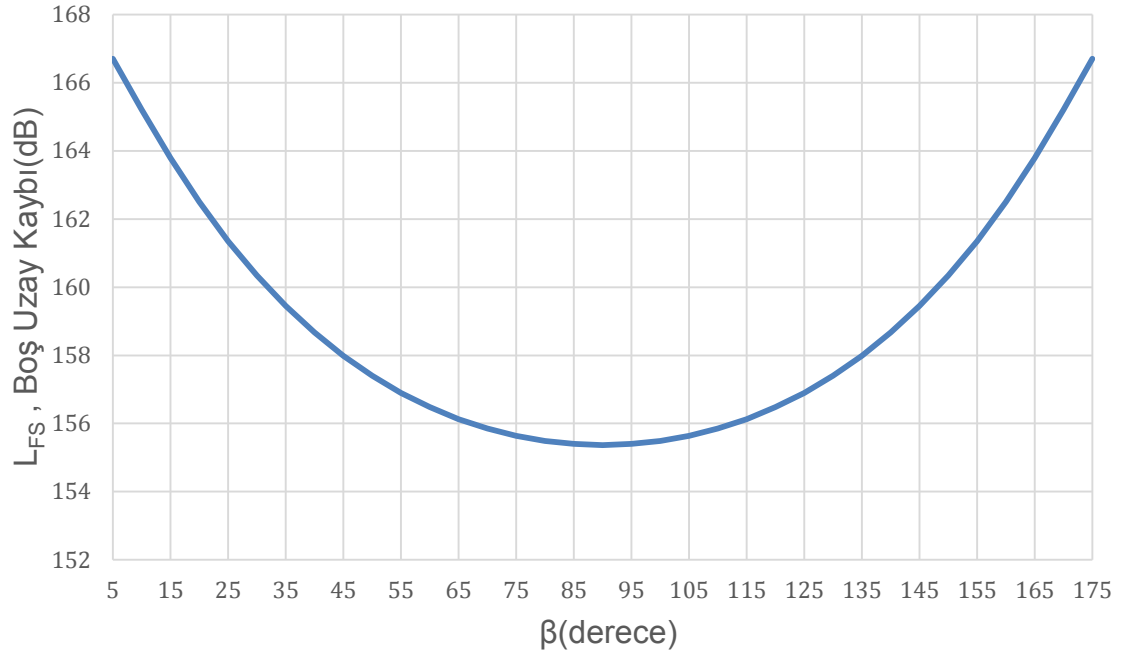
Haberleşmenin $\beta=5^\circ$ 'de başladığı⁴ ve uydunun yer istasyonuna göre en yakın yörüngeden geçtiği varsayımı altında yükselme açısına bağlı boş uzay kaybı L_{FS} Şekil 3.1'de gösterilmektedir. $G_R(\beta)$ ise uydu tarafındaki alıcı yarı küresel anten kazancı olup uydu ile yer istasyonu arasındaki yükselme açısına (β) bağlı olarak değişimi Şekil 3.2'de gösterilmektedir. Sonuçta yükselme açısına bağlı değişkenler $G_R(\beta)$ ve L_{FS} , uydu ile haberleşme süresince alınan sinyal gücü S 'nin zamana bağlı olarak değişmesine sebep olmaktadır. Fakat sinyal seviyesindeki değişkenlik ADC öncesi AGC ile tazmin edildiği için burada önemli olan SNR hesabıdır. Sinyal gücünün bit frekansına (R_b) bölünmesiyle elde edilen, bit enerjisinden (E_b) ve gürültü yoğunluğundan SNR hesabı şöyledir:

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{R_b N_0}$$

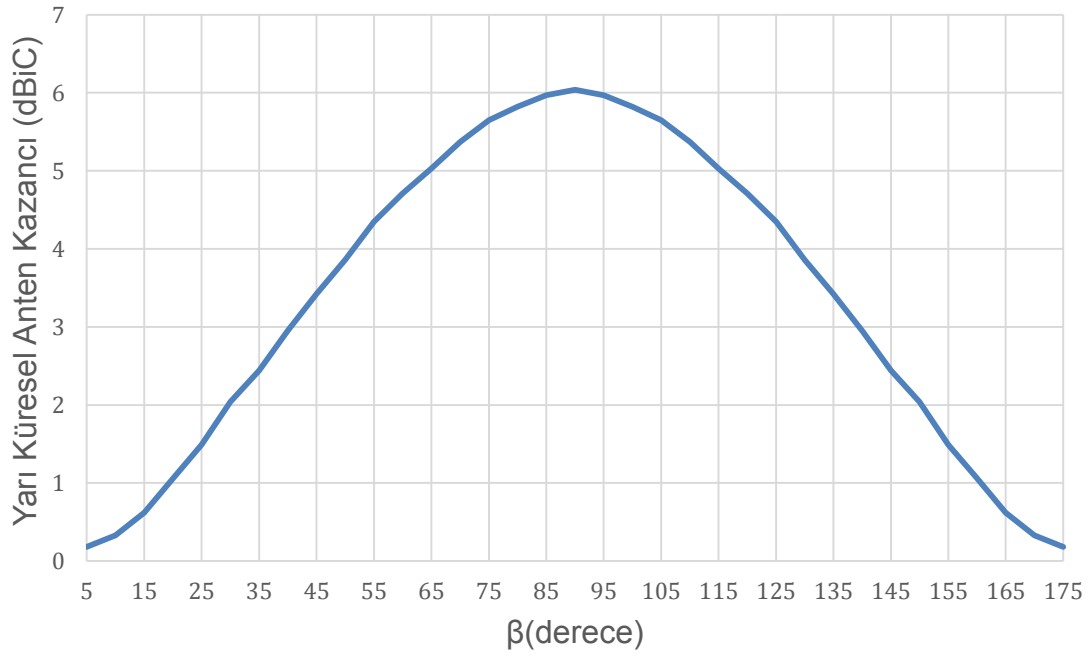
Buradaki SNR hesabı dB ölçeğinde aşağıdaki gibidir:

$$SNR_{dB} = S_{dBm} - 10 \log R_b - N_{0,dBm}$$

⁴ Yer istasyonu düzlemi ile uydu arasındaki yükselme açısı, 5° veya daha fazla olduğunda haberleşme mümkün olmaktadır.



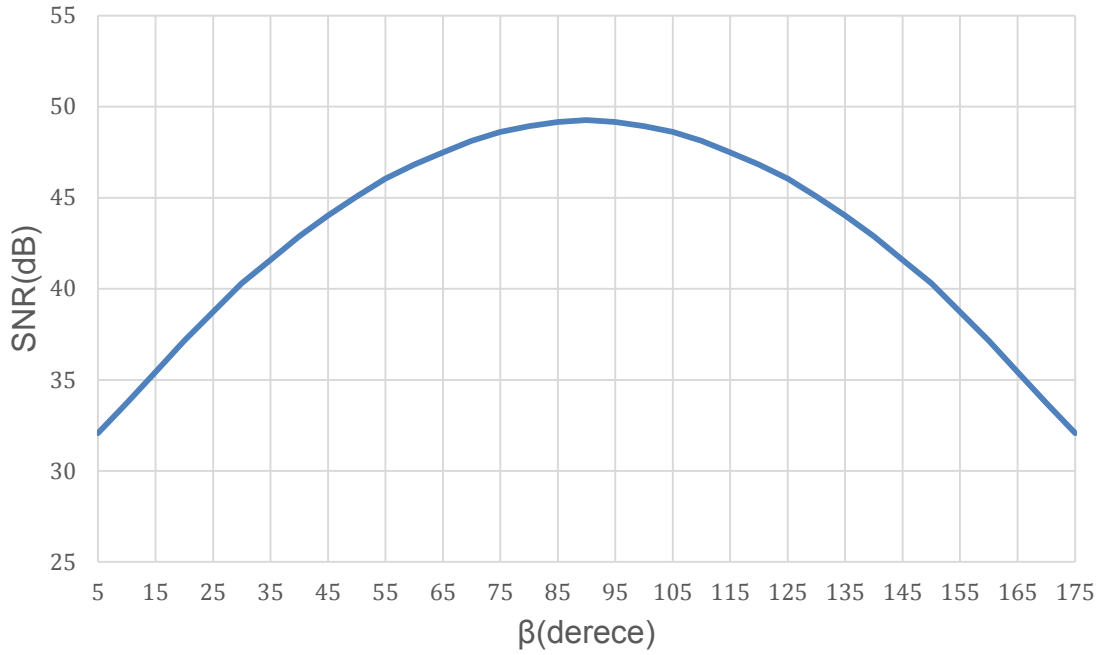
Şekil 3.1. Yükselme açısına bağlı olarak boş uzay kaybının değişimi



Şekil 3.2. Yükselme açısına bağlı olarak yarı küresel anten kazancı değişimi

Sinyal seviyesi $A(t)$ AGC ile tazmin edildiği için alıcı algoritmasının tasarımını yalnızca Şekil 3.3'te yükselme açısına bağlı olarak gösterilen SNR (dB) değişimi ile eşitlik (3.1)'de $f_d(t)$ ile ifade edilen göreceli hızdan kaynaklı Doppler frekans kayması etkilemektedir. Bu sebeple alıcı algoritmasında varsayılan sinyal formatı şöyledir:

$$x(t) = p(t) \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_d(t) + \theta) + n'(t) \quad (3.2)$$



Şekil 3.3. Yükselme açısına bağlı olarak SNR değişimi

Dairesel yörüngeye sahip LEO uydusunun geçiş süresince, Doppler frekans değişiminin değer aralığı ve değişim sıklığı, uydu ile yer istasyonu arasındaki maksimum yükselme açısına göre değişmektedir. Uydu ile yer istasyonunun birbirine en yakın olduğu zaman, aralarındaki açıya maksimum yükselme açısı denmektedir. Yani farklı geçiş yörüngeleri için farklı Doppler kayma karakterleri gözlenmektedir. Hem uydunun görünürlük penceresinin süresi hem de Doppler-zaman değişim karakterinin hesaplanması maksimum yükselme açısı üzerinden yapılmaktadır. Bu sebeple, ilk önce Şekil 3.4'te gösterilmekte olan yer istasyonu ile uydu arasındaki ayrılma açısı $\varphi(t)$, maksimum yükselme açısı cinsinden hesaplanmaktadır. Böylelikle, ECF (Earth Centered Fixed) koordinat tabanlı Şekil

3.4'te resmedilen uydu ile yer arasındaki geometri kullanılarak maksimum yükselme açısına göre tanımlanan zamana bağlı değişen Doppler frekans değişimi, $f_d(t)$, hesaplanmaktadır.

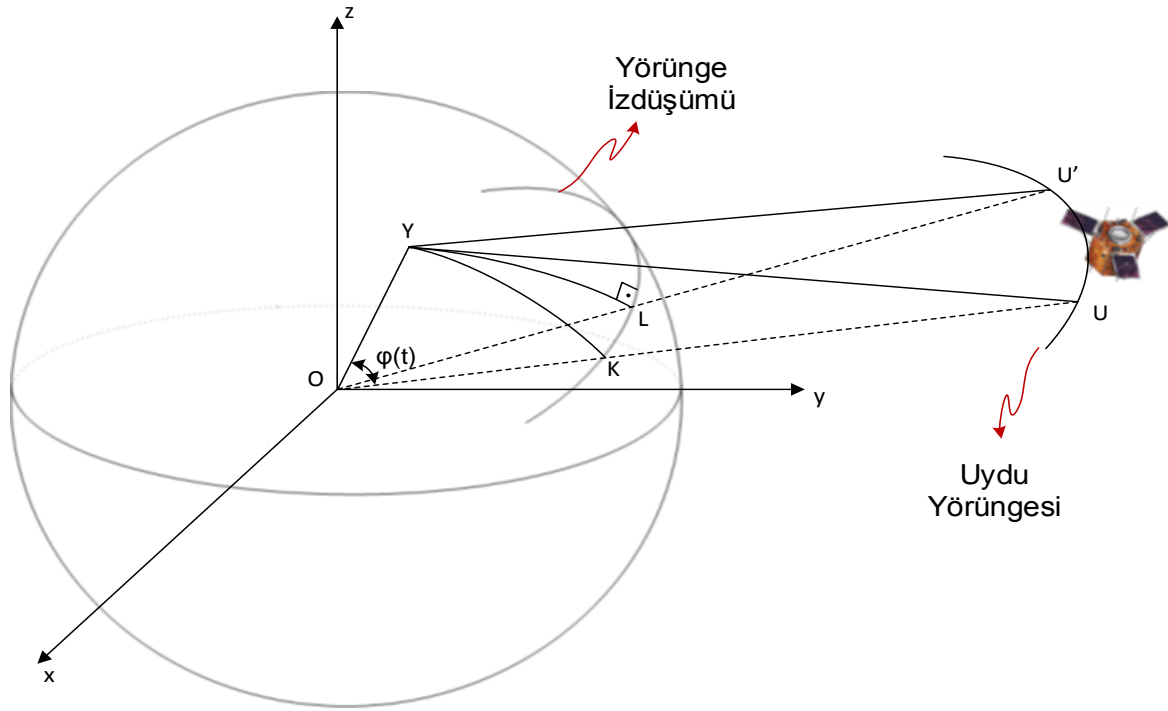
Doppler frekans kayması, $f_d(t)$ taşıyıcı frekansla ve ışık hızı ile normalize göreceli hız kadar doğru orantılı değişmektedir:

$$f_d(t) = f_c \frac{v(t)}{c} \quad (3.3)$$

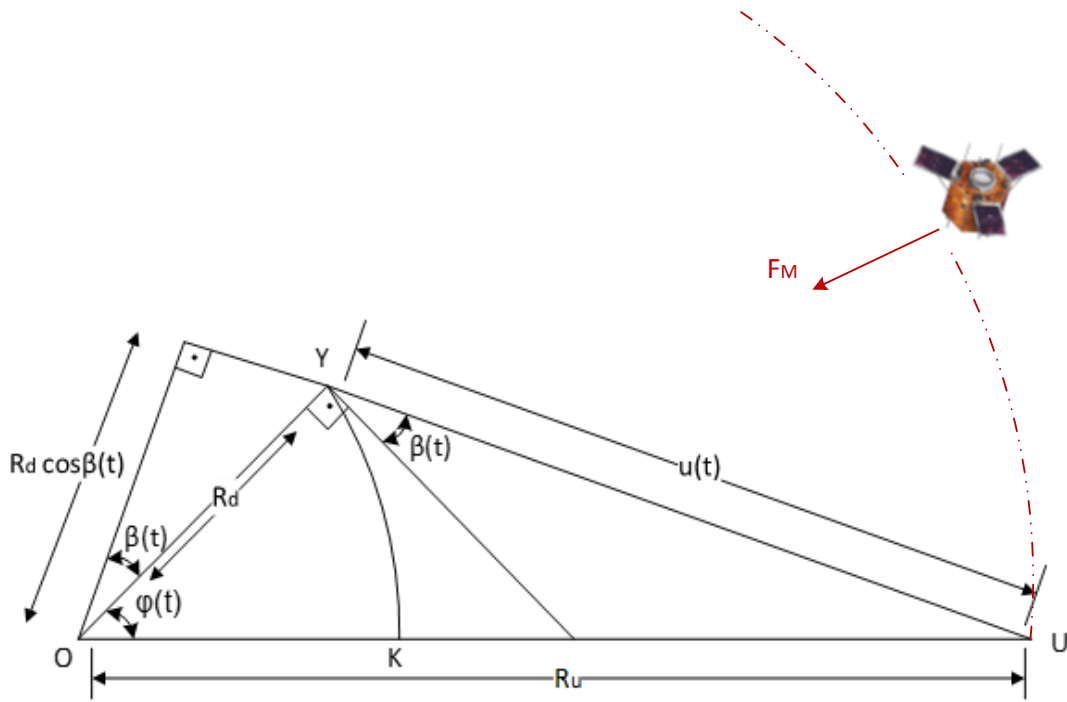
Bu sebeple ilk önce göreceli hızın ($v(t)$) hesaplanması gerekmektedir. Göreceli hız da uydu ile istasyon arasındaki uzaklıkla ilişkilidir.

$$v(t) = -\frac{du(t)}{dt} \quad (3.4)$$

Doppler frekans kayması hesaplanmasında öneminden bahsettiğimiz ayrılma açısı-zaman ilişkisi, $\varphi(t)$, $u(t)$ 'nin hesaplanmasında devreye girmektedir. Şekil 3.4'te gösterilen geometri kullanılarak, verilen maksimum yükselme açısına göre, yer istasyonu ile uydu arasındaki mesafe hesaplanmaktadır. Bu geometride küresel üçgen kanunlarının geçerliliği için uydu yörüngesinin tam bir çember olduğu varsayımı yapılmaktadır [45]. Şekil 3.4'te Y noktası yer istasyonunun konumunu göstermektedir. Aslında, Y noktası sıfır Doppler kaymasının olduğu, 90° maksimum yükselme açısının gerçekleştiği ve uydunun yer istasyonuna en yakın olduğu yörünge izdüşümü noktasıdır. U uydunun, yörünge üzerinde görünürlük penceresi içerisindeki rastgele bir noktası iken U' maksimum yükselme açısının gerçekleştiği yörünge üzerindeki konumudur. K ve L noktaları ise U ve U' noktalarının yörünge izdüşümü üzerindeki yerleridir. Zamana bağlı uydu ile yer istasyonu arası uzaklık hesaplamasının yapıldığı ayrıntılı geometri Şekil 3.5'te verilmektedir. Burada R_d dünyanın yarıçapı ve R_u uydunun dünyanın merkezine göre irtifası olmak üzere kosinüs kanunu kullanarak zamana bağlı uydu istasyon arası uzaklık şu şekilde değişmektedir:



Şekil 3.4. Uydu yörüngesi ve yerküre arasındaki ilişki



Şekil 3.5. Uydu ile yer arası mesafe ve ilgili bileşenler

$$u(t) = \sqrt{R_d^2 + R_u^2 - 2 R_d R_u \cos\varphi(t)} \quad (3.5)$$

Eşitlik (3.4) ve (3.5) kullanılarak eşitlik (3.3) şuna evrilir:

$$f_d(t) = f_c \frac{R_d R_u}{c \sqrt{R_d^2 + R_u^2 - 2 R_d R_u \cos\varphi(t)}} \left[\frac{d}{dt} \cos\varphi(t) \right] \quad (3.6)$$

Ayrılma açısı-zaman ilişkisi, $\varphi(t)$ Şekil 3.6'da gösterilen küresel üçgen kanunu kullanarak hesaplanmaktadır.

$$\cos\varphi(t) = \cos(\phi(t) - \phi(t_{dik})) \cos\varphi(t_{dik}) \quad (3.7)$$

Eşitlik (3.7)'yi eşitlik (3.6)'da yerine koyarsak:

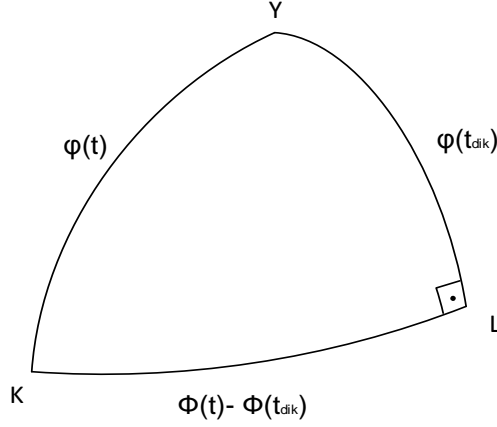
$$f_d(t) = f_c \frac{R_d R_u \sin(\phi(t) - \phi(t_{dik})) \cos\varphi(t_{dik}) \dot{\phi}(t)}{c \sqrt{R_d^2 + R_u^2 - 2 R_d R_u \cos(\phi(t) - \phi(t_{dik})) \cos\varphi(t_{dik})}} \quad (3.8)$$

Şekil 3.5'teki geometriyi kullanarak maksimum yükselme açısı ile ayrılma açısı arasında şu ilişkiler çıkarılabilmektedir:

$$\beta(t_{dik}) = \beta_{maks}$$

$$\cos(\beta_{maks} + \varphi(t_{dik})) = \frac{R_d}{R_u} \cos\beta_{maks}$$

$$\varphi(t_{dik}) = \cos^{-1} \left(\frac{R_d}{R_u} \cos\beta_{maks} \right) - \beta_{maks} \quad (3.9)$$



Şekil 3.6. Küresel üçgen

Eşitlik (3.9)'da bulunan $\varphi(t_{dik})$, eşitlik (3.8)'de yerlerine yerleştirildiğinde zamana bağlı Doppler frekans değişiminin son hali şu şekilde olur:

$$f_d(t) = f_c \frac{R_d R_u \sin(\varphi(t) - \varphi(t_{dik})) \cos\left(\cos^{-1}\left(\frac{R_d}{R_u} \cos \beta_{maks}\right) - \beta_{maks}\right) \dot{\varphi}(t)}{c \sqrt{R_d^2 + R_u^2 - 2R_d R_u \cos(\varphi(t) - \varphi(t_{dik})) \cos\left(\cos^{-1}\left(\frac{R_d}{R_u} \cos \beta_{maks}\right) - \beta_{maks}\right)}} \quad (3.10)$$

Bu denklemde ECF koordinatında uydunun yörünge açısının, $\varphi(t)$, ECF koordinat sisteminde uydunun açısal hızı ile ilişkisi şöyledir:

$$\varphi(t) = w_{ECF} t + \varphi_{ECF}(0)$$

Böylece aşağıdaki eşitlikleri elde ederiz:

$$\varphi(t) - \varphi(t_{dik}) = (t - t_{dik}) w_{ECF}$$

$$\dot{\varphi}(t) = w_{ECF}$$

ECI (Earth Centered Inertial) koordinat sisteminde uydunun açısal hızı w_u , yörünge eğimi i ve dünyanın açısal hızı w_d olarak verildiğinde ECF koordinat sisteminde uydunun açısal hızı w_{ECF} [46]'da şöyle tanımlanmıştır:

$$w_{ECF} \approx w_u - w_d \cos i$$

$$w_d \approx 7.2921159 \times 10^{-5} \text{ rad/sn}$$

Uydunun yörüngesini tam dairesel hareket olarak tanımlarsak, uydunun yörünge üzerinde kararlı kalması, merkezci kuvvetin (F_M) dünyanın kütle çekim kuvvetine (F_G) eşit olmasıyla açıklanır.

$$F_G = G \frac{M_d m_u}{R_u^2} \quad (3.11)$$

$$F_M = m_u R_u w_u^2 \quad (3.12)$$

Eşitlik (3.11) ve (3.12) birbirlerine eşit olduğundan w_u şuna eşittir;

$$w_u = \frac{1}{R_u} \sqrt{\frac{GM_d}{R_u}}$$

Eşitlik (3.10)'da belirtilen Doppler-zaman formülünde tüm parametre değerlerinin hesaplanması yapılmış olup yalnızca verilen β_{maks} değeri için uydunun geçiş süreci ve istasyona en yakın zamanının (t_{dik}) tespit edilmesi kalmıştır. Daha sonraki adımlarda uydunun erişilebilir zaman aralığının çıkarımı yapılmaktadır.

Uydunun görünürlük zamanı minimum yükselme açısı ve maksimum yükselme açısı ile ilgilidir. Şekil 3.6 üzerinden tespit ettiğimiz eşitlik (3.7)'de t yerine uydunun görünür olduğu zaman anlamında t_g ifadesini yerleştirdiğimizde aşağıdaki eşitlikleri elde ederiz;

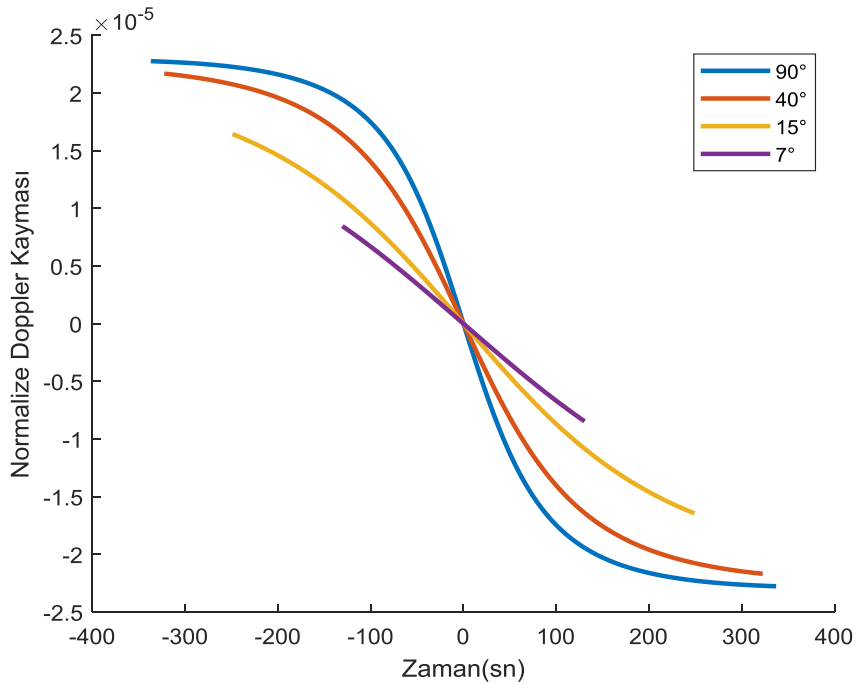
$$\cos\varphi(t_g) = \cos\left(\phi(t_g) - \phi(t_{dik})\right) \cos\varphi(t_{dik})$$

$$\phi(t_g) - \phi(t_{dik}) = w_{ECF}(t_g - t_{dik}) = \cos^{-1}\left(\frac{\cos\varphi(t_g)}{\cos\varphi(t_{dik})}\right) \quad (3.13)$$

Uydunun geçiş süresi $2/(t_g - t_{dik})$ / kadardır ve eşitlik (3.9)'u eşitlik (3.13)'te uygularsak verilen minimum görünürlük açısı (β_g) ve maksimum görünürlük açısı (β_{maks}) için toplam geçiş sürecini bulmuş oluruz:

$$T(\beta_{maks}) = \frac{2}{w_{ECF}} \cos^{-1} \left(\frac{\cos \left(\cos^{-1} \left(\frac{R_d}{R_u} \cos \beta_g \right) - \beta_g \right)}{\cos \left(\cos^{-1} \left(\frac{R_d}{R_u} \cos \beta_{maks} \right) - \beta_{maks} \right)} \right) \quad (3.14)$$

Bu tez kapsamında $\beta_g = 5^\circ$ olarak kabul edilmiştir. Eşitlik (3.10) ve (3.14)'te belirtildiği üzere maksimum yükselme açısına göre hem haberleşme süresi hem de Doppler frekans karakteri değişmektedir. Bu durum Şekil 3.7'de 680 km irtifa ve 98° derece yörünge eğimine sahip bir uyduda farklı maksimum yükselme açıları (β_{maks}) için çizilmiştir.



Şekil 3.7. Farklı β_{maks} değerleri için taşıyıcı frekans ile normalize Doppler frekans karakterleri

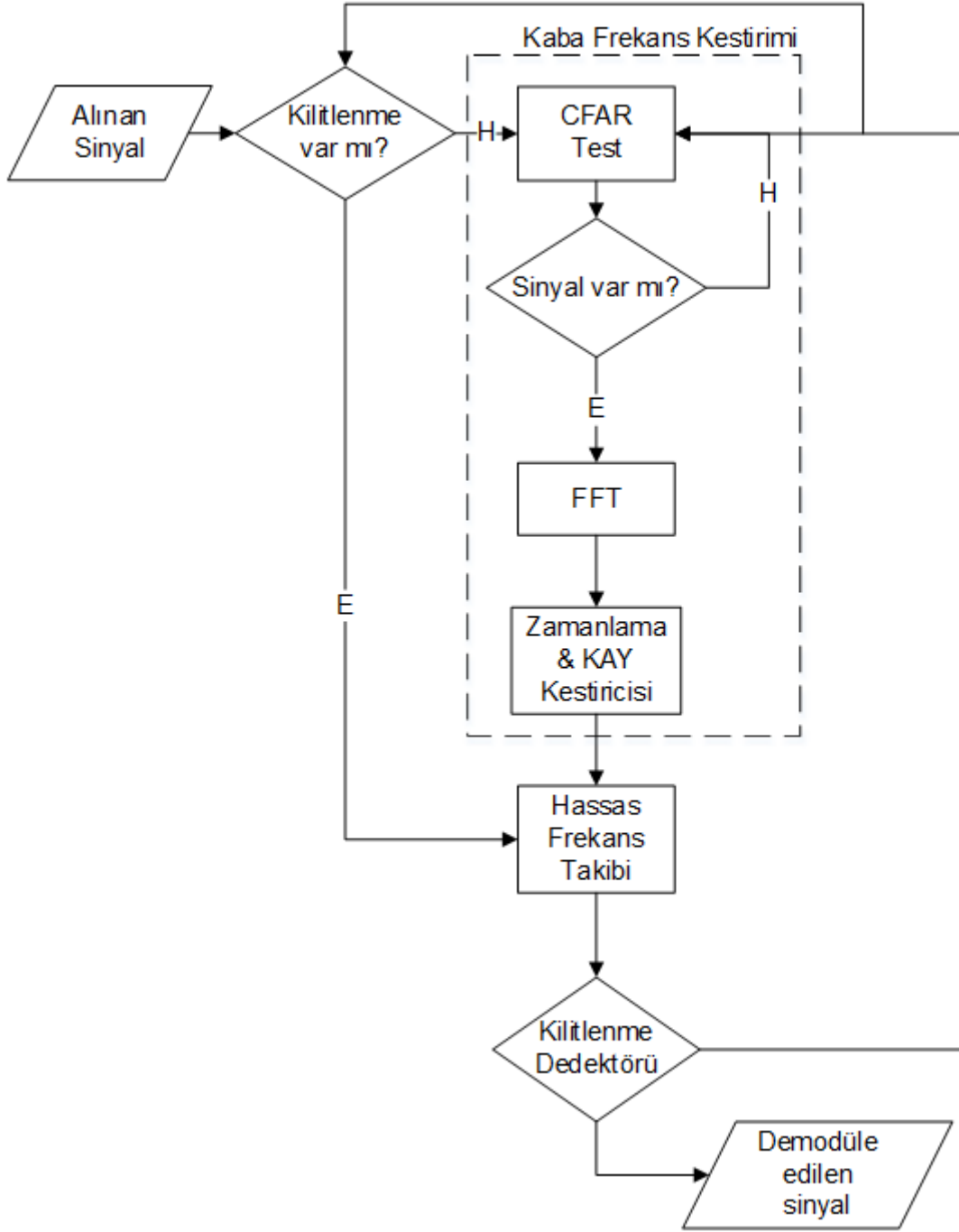
4. FREKANS ve ZAMAN SENKRONİZASYONU

Haberleşme sinyalinin bant genişliğinin maksimum Doppler kaymasından az olduğu durumda, Bölüm 1' de bahsettiğimiz taşıyıcı ve zamanlama senkronizasyonları için FPGA içerisinde sayısal olarak tasarlanan haberleşme alıcı mimarisi Şekil 4.1'de gösterilmektedir. Bu yapıda taşıyıcı senkronizasyonunu teşkil eden hassas frekans takibi ve kaba frekans kestirimi blokları ile zamanlama senkronizasyonu iç içe geçmiş vaziyettedir. Şekil 4.1'de geliştirilen mimarinin tasarım gerekçeleri ve kritik bileşenlerinin izahı bu bölümde anlatılmaktadır. Tasarlanan haberleşme alıcısının çalışma sırası Şekil 4.2'deki akış şeması üzerinden gösterilmektedir. Burada gösterilen çalışma sırasındaki kritik adımlar şunlardır:

1. İlk önce FFT frekans kestirimi, zamanlama senkronizasyonunu başlatabilecek kadar hata payında bir kestirim yapar ve devre dışı bırakılır. Sonrasında, zamanlama senkronizasyonu başlatılır.
2. Zamanlama senkronizasyonu sonucunda elde edilen değerlerle KAY kestiricisi frekans hatasını pull-in aralığına indirerek hassas frekans takibi bloğunun çalışmasını mümkün kılar ve devre dışı bırakılır.
3. Hassas frekans takibi bloğu da arta kalan frekans ve faz hatasını toplarlar ve Bölüm 2'de gösterilen sinyal modelinin frekansını takip eder ve zamanlama senkronizasyonu çıktılarından demodülasyon işlemi tamamlanmış olur.

4.1. Taşıyıcı Senkronizasyonu

Hassas frekans takibi ve kaba frekans kestirimi olmak üzere iki adımda gerçekleştirilen [11] taşıyıcı senkronizasyonu bu bölümde detaylandırılmaktadır. İlk olarak, PLL devresinin Costas uygulaması olan hassas frekans takibi yapısının tüm kritik bileşenleri ve sistem mimarisi üzerine etkisi detaylı olarak incelenmektedir. Sonrasında, haberleşme başlangıcındaki frekans hata miktarını PLL'nin kestirebilip düzeltebildiği frekans hata aralığına indiren, hesaplama maliyetini azaltmak adına hem FFT tabanlı frekans kestiricisi hem de faz farkı bilgisini kullanan Kay kestiricisi olmak üzere iki aşamada uygulanan kaba frekans kestirimi anlatılmaktadır.



Şekil 4.2. Geliştirilen LEO uydu haberleşme alıcısının akış şeması

4.1.1. Hassas Frekans Takibi

Kaba frekans kestirimi bloğu sonrası arta kalan frekans ve faz hatasını kestiren ve yüksek Doppler kayması altında uydu ile haberleşme süresince tüm frekans değişimini takip eden yapı için 2. derece FLL yardımcı 3. derece PLL döngü filtreli PLL'nin Costas uygulaması tercih edilmiştir. Data modülasyonuna karşı duyarsız her taşıyıcı frekans döngüsü Costas döngüsü olarak adlandırılır [14]. Burada modülasyona karşı duyarsızlık, zamanlama senkronizasyonunun faz dedektöründe kullanılmasıyla başarılmıştır. Şekil 4.3'te gösterilmekte olan faz dedektörü, döngü filtresi ve NCO, Costas döngüsünün kritik bileşenleridir. Bu bileşenler ayrıntılı olarak ele alınmaktadır.

4.1.1.1. Faz Dedektörü

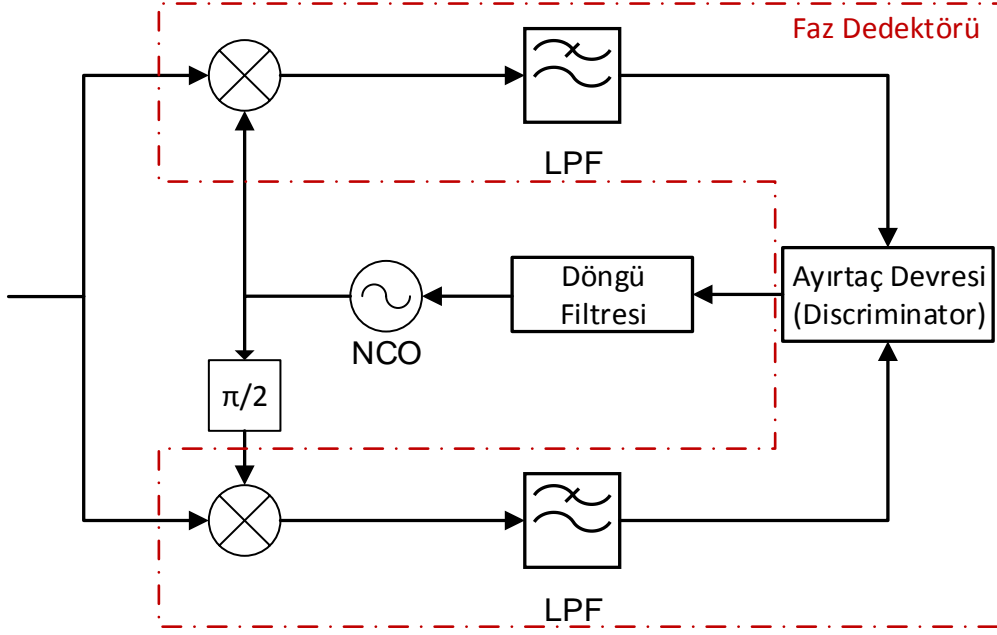
Faz dedektörü, Şekil 4.3'te Costas yapısında belirtildiği üzere üç temel bileşenden oluşur. Gelen sinyal ile NCO'dan üretilen referans sinyali çarpan bir karıştırıcı (mixer), karıştırıcı sonrası oluşan yüksek frekans bileşenini süzmek için bir LPF ve I-Q kolları çıkışlarından faz farkı bilgisini elde eden bir ayırtaç devresinden (discriminator) oluşur. Faz dedektörünün işlevi ise gelen sinyalin taşıyıcı frekans ve fazı ile NCO aracılığıyla üretilen referans sinyalin frekans ve fazı arasındaki farktan hata sinyalini üretmektir. NCO'dan üretilen referans sinyalin faz değişimi, alınan sinyaldeki faz değişiminin birebir kopyası olduğu vakit hata sinyali sıfır olur.

NCO çıkışının $2\cos(w_0t+\phi)$ olduğu ve Costas döngüsüne gelen sinyalin $p(t)\cos(w_c t+\theta)$ olduğu varsayımıyla I-Q kollarında karıştırıcı çıkışları aşağıdaki gibi olur.

$$s_I(t) = p(t)(\cos((w_c - w_0)t + \theta - \phi) + \cos((w_c + w_0)t + \theta + \phi)) \quad (4.1)$$

$$s_Q(t) = p(t)(\sin((w_c - w_0)t + \theta - \phi) - \sin((w_c + w_0)t + \theta + \phi)) \quad (4.2)$$

Bu eşitliklerde görülen yüksek frekans terimlerinin süzülmesi için iki kolda da LPF'ler kullanılmaktadır.



Şekil 4.3. Costas döngüsü ve faz dedektörü

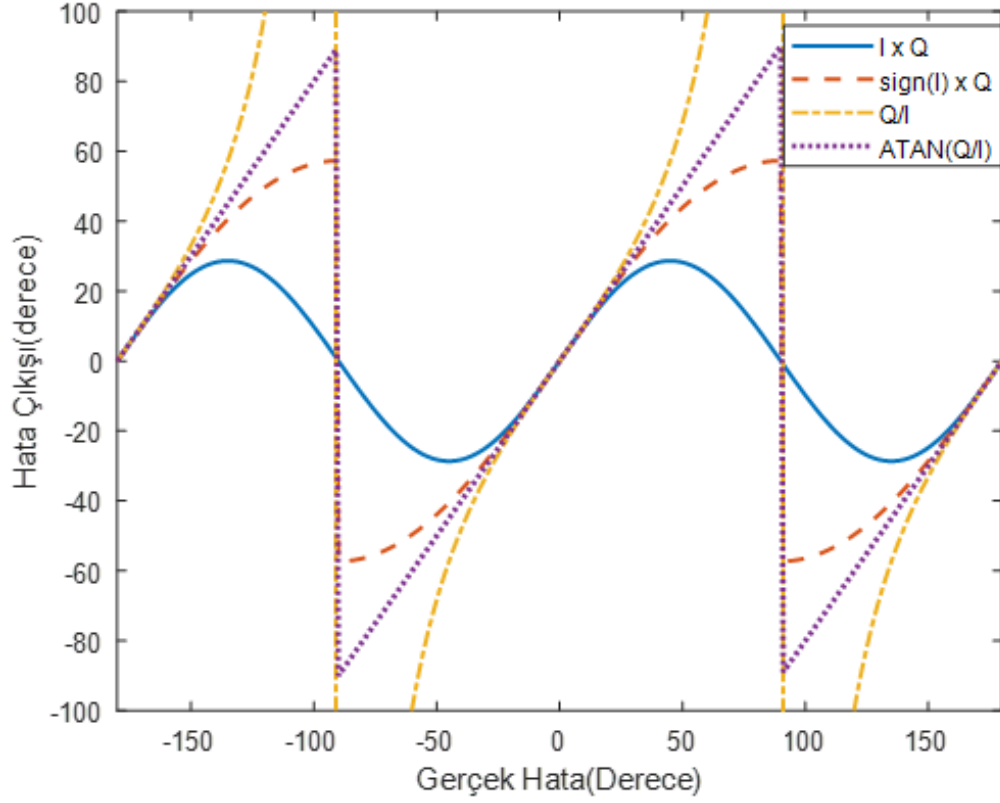
İlerleyen adımlarda detaylandırdığımız ayırtaç devrelerinden birini seçerek de LPF çıkışlarından hata sinyalini elde ederiz. İdeal durumda faz dedektörü çıkışındaki hata sinyali:

$$\varepsilon(t) = (w_c - w_0)t + \theta - \phi \quad (4.3)$$

Hata sinyalini elde ederken kullandığımız ayırtaç devresi Costas döngüsü için dört tane olup [14]'te verilen bilgiler ışığında Çizelge 4.1'de verilmektedir. Bu tabloda verilen ayırtaç devreleri, Costas döngüsünün I-Q kollarında gürültünün olmadığı varsayımı altında Şekil 4.4'te karşılaştırılmaktadır. Burada gürültüsüz ortamda sadece ATAN ayırtaç çıkışının giriş hata aralığına (± 90) göre çoğunlukla doğrusal kaldığı gözlemlenmektedir. Fakat gürültü varlığında, bütün ayırtaç çıkışları yalnızca 0° etrafındaki bölgede doğrusaldır [14]. ATAN fonksiyonunun, giriş sinyali genliğine bağımlılığını kaldırarak genlik kırpıcı (hard limiter) olarak da vazife yapması, PLL kazancının ve bant genişliğinin değişmemesini sağlamaktadır [6]. Bu sebeple, bu tez kapsamında yüksek dinamik Doppler karakterli alıcı sinyali için ATAN ayırtacı tercih edilmiştir.

Çizelge 4.1. Ayırtaç devreleri ve özellikleri

Ayırtaç Devresi	Faz Hata	Özellikleri
$I \times Q$	$\sin 2\varepsilon$	Klasik Costas analog ayırtacı Düşük SNR'da uygun Eğim sinyal genliğinin karesiyle orantılı Ortalama hesaplama maliyeti
$\text{sign}(I) \times Q$	$\sin \varepsilon$	Yüksek SNR'da uygun Eğim sinyal genliğiyle orantılı En az hesaplama maliyeti
Q/I	$\tan \varepsilon$	Standart altı fakat düşük ve yüksek SNR'de iyi Eğim sinyal genliğine bağlı değil Yüksek hesaplama maliyeti $\pm 90^\circ$ de sifıra bölünme durumu
$ATAN(Q/I)$	ε	İki-kuadrant arktanjan Yüksek ve düşük SNR'da en uygun Eğim sinyal genliğine bağlı değil En yüksek hesaplama maliyeti



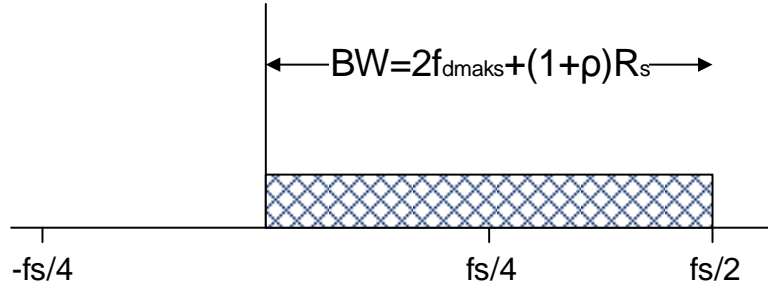
Şekil 4.4. Ayırtaç devrelerinin hata hesaplama karakterleri

Faz dedektörünün kritik bileşeni olan LPF tasarımını birkaç etken şekillendirmektedir. Birincisi, eşitlik (4.1) ve (4.2)'de gösterilen yüksek frekans terimlerinin süzülmesi gerekmektedir. I-Q faz kollarında LPF'ler uyumlu filtre ile yer değiştirilerek, Costas döngüsünün gürültü bağışıklığı artırılabilir [47]. Bu sebeple, ikinci olarak I-Q fazlı kollar uyumlu filtreden geçirilmelidir. Fakat LPF yerine uyumlu filtre kullanılırsa, doğru zamanda örnekleme için zamanlama senkronizasyonunun yapılmış olması gerekmektedir. İlerleyen aşamada uyumlu filtre sonrası zamanlamanın gerekliliği detaylandırılmaktadır.

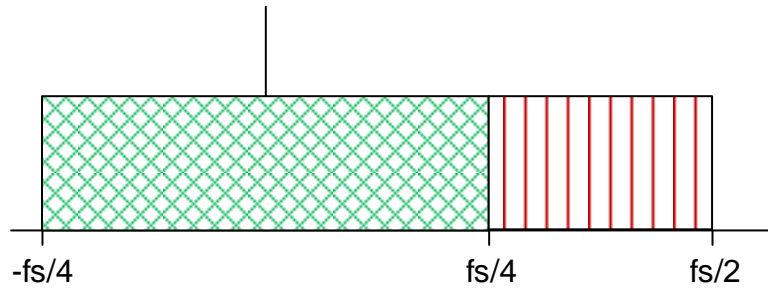
Şekil 4.5(a)'da, sinyalin bant genişliğinin örnekleme frekansının yarısı kadar olduğu ve merkez frekansın örnekleme frekansının dörtte biri olduğu varsayımları yapılmaktadır. NCO'dan $fs/4$ frekansında sinyalin üretildiği varsayımıyla karıştırıcı sonrası sinyalin spektrumu Şekil 4.5(b)'deki gibi olur. Burada bir sinyal tabanbanda inerken, $fs/4$ ile $fs/2$ arasında yüksek frekanslı bileşen gelmektedir. Şekil 4.5(b)'deki yüksek frekanslı terimin süzülebilmesi için tabanbanda inen sinyalle yüksek frekansa giden sinyal arasında bir geçiş

bölgesinin olması gerekmektedir. Bu açıklık da ancak örnekleme frekansı aşağıdaki gibi seçilirse oluşur. Bu denklemde ρ spektral etek faktörünü, $f_{d,maks}$ maksimum Doppler frekans kaymasını ve R_s ise sembol frekansını ifade etmektedir.

$$f_s > 2(2f_{d,maks} + (1 + \rho)R_s) \quad (4.4)$$



(a)



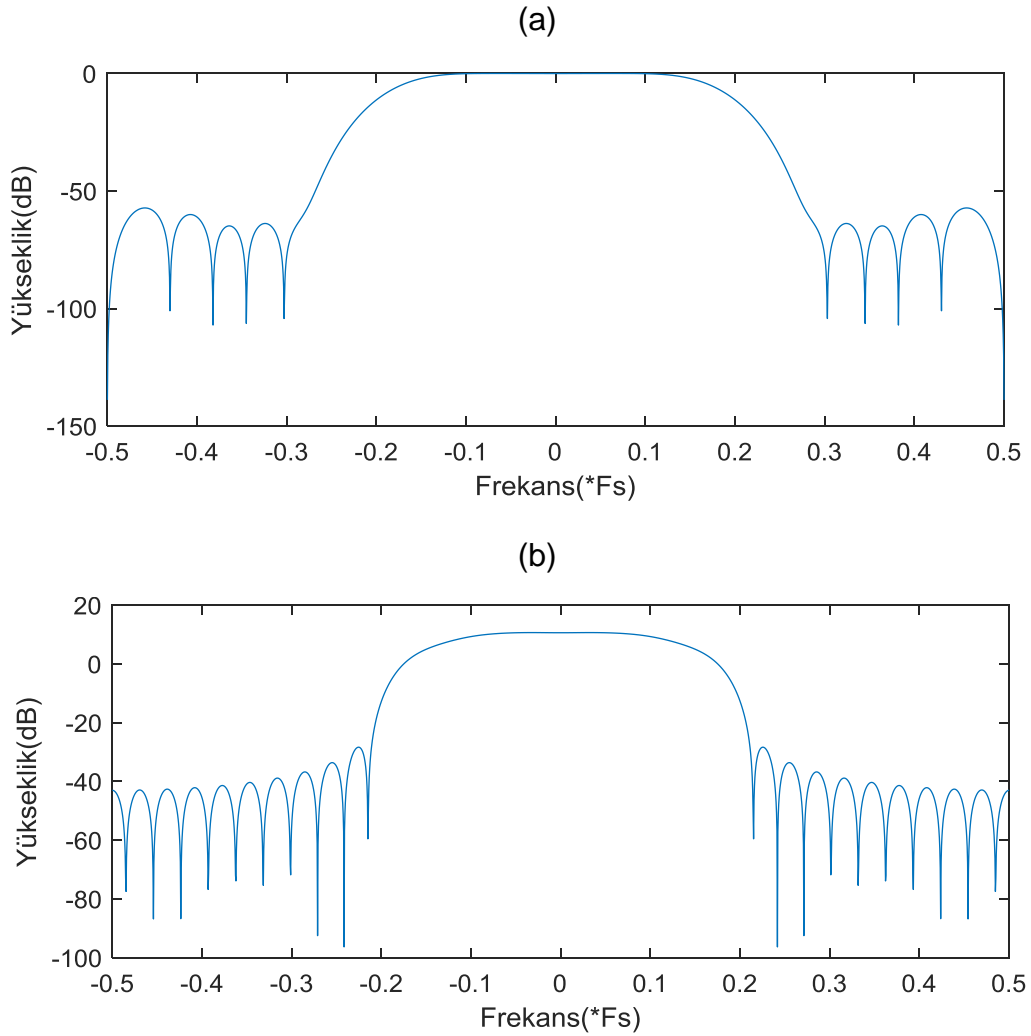
(b)

Şekil 4.5. (a) Varsayılan sinyalin spektrumu (b) Varsayılan sinyalin karıştırıcı sonrası oluşan bileşenleri

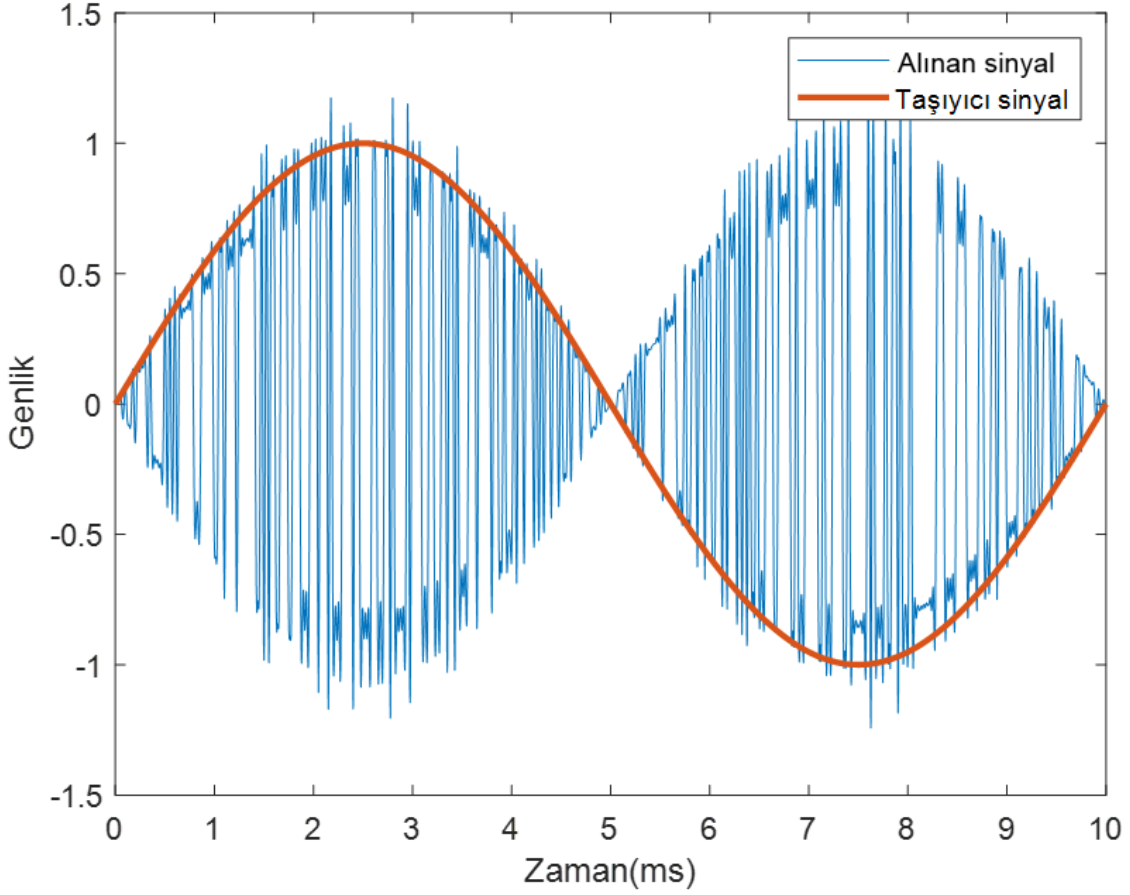
Zamanlama senkronizasyonunun çalıştığı örnekleme frekansı, veri sıklığının 4 katı olması lazımdır (eşitlik(2.1),160kHz). Fakat maksimum Doppler kaymasının yaklaşık 50 kHz, $\rho=0.65$ ve $R_s=40$ kbps olduğu durumda, eşitlik (4.3) örnekleme frekansının 332 kHz'den fazla olması gerektiğini söylemektedir. Bu sebeple LPF yerine tek aşamada uyumlu filtre kullanılmamaktadır, çünkü uyumlu filtre 160 kHz'de çalışmaktadır. Sonuçta şu çıkarımı yapmaktayız: Tek aşamada karıştırıcı çıkışını filtrelemeyip kademeli seyreltme (decimation) ve filtreleme

işlemi yapmalıyız. Zamanlama senkronizasyonu öncesinde en son aşama olarak uyumlu filtreden geçirmeliyiz.

Eşitlik (2.2)'de belirtilen FIR filtre uzunluğunu azaltmak adına 2'nin katlarında seyreltme işlemi tercih edildiği için (Bölüm 2) örnekleme frekansı karıştırıcı sonrası 2560kHz olarak tercih edilmiştir. Sonrasında 4 kere LPF ile filtreleme, devamında 2 ile seyreltme işlemiyle örnekleme frekansı 160 kHz'e kadar düşürülmektedir. Devamında sinyal, uyumlu filtreden geçirilip zamanlama senkronizasyonu gerçekleştirilir. Böylelikle LPF'nin geçiş bant genişliği artarak FIR filtre uzunluğu minimum olmaktadır. Bu bilgiler ışığında tasarlanan LPF ve uyumlu filtre karakteristikleri Şekil 4.6'da gösterilmektedir.



Şekil 4.6. Faz dedektöründe kullanılan (a) LPF ve (b) Uyumlu filtre



Şekil 4.7. Alınan sinyal ve üzerinde arta kalan taşıyıcı sinyal

Zamanlama senkronizasyonunun faz dedektöründe bulunmasının gerekliliği şu şekilde açıklanabilir: Tüm PLL veya Costas döngüsü yapılarında taşıyıcı sinyalin tamamen modüle edilmediği yani frekans kaymasının tespiti için belirli bir süre modüle edilmeyen sinyalin gönderildiği (pilot sinyal) varsayımı yapılmaktadır [3]. PLL veya Costas döngüsünün saf bir taşıyıcı frekansta çalışması demek BPSK modüleri sinyalin zarfındaki sinyalle çalışması anlamına gelmektedir. Çünkü frekans ve faz senkronizasyonu yaparken aslında Şekil 4.7'de gösterdiğimiz modüleri sinyalin üzerinde kalan taşıyıcı frekansı, yani alınan sinyalin zarfında kalan frekans ve faz hatasını sıfırlamaya çalışmaktayız. Bu bilgi de BPSK modüleri sinyalin frekans senkronizasyonunu yapmadan önce sembol senkronizasyonunun yapılması gerektiğini söylemektedir. Bu durum matematiksel olarak da açıklanabilir. Eğer sembol senkronizasyonu yapılmazsa ayırtaç devresine giren I-Q fazlı terimler şöyledir:

$$s_I(t) = p(t)(\cos((w_c - w_0)t + \theta - \phi))$$

$$s_Q(t) = p(t)(\sin((w_c - w_0)t + \theta - \phi))$$

Fakat ayırtaç çıkışında eşitlik (4.3)'te belirtilen doğru faz hatası oluşmamaktadır:

$$\varepsilon(t) = \text{atan} \left(\frac{p(t)(\sin((w_c - w_0)t + \theta - \phi))}{p(t)(\cos((w_c - w_0)t + \theta - \phi))} \right) \neq ((w_c - w_0)t + \theta - \phi)$$

Burada oluşan eşitsizliğin sebebi $p(t)/p(t)$ işleminin 1'e eşit olmamasından kaynaklanmaktadır. Çünkü BPSK modülasyonunda $p(t)/p(t)$, veri sıklığıyla orantılı olarak 0/0 durumu oluşturmaktadır. Böylelikle, doğru faz hatası bilgisi elde edilememektedir. Bu durumdan kurtulmanın yolu sembol senkronizasyonu yapmaktır.

Eğer ayırtaç devresi öncesinde sembol senkronizasyonunu yaparsak I-Q fazlı kollardan eşitlik (4.5) ve (4.6)'yı elde ederiz. Burada A sabiti gönderilen bilgiye göre ± 1 olabilir. Böylelikle, önceki durum burada söz konusu olmayıp hata sinyalinin sorunsuzca hesaplanabilecektir.

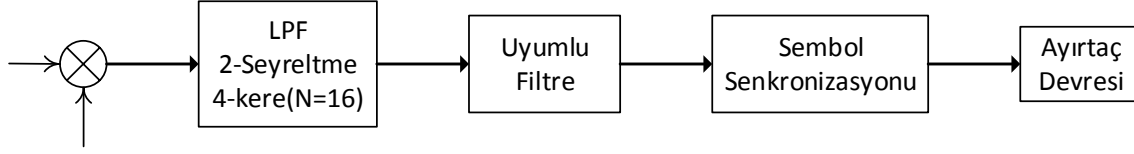
$$s_I(t) = A(\cos((w_c - w_0)t + \theta - \phi)) \quad (4.5)$$

$$s_Q(t) = A(\sin((w_c - w_0)t + \theta - \phi)) \quad (4.6)$$

$$\varepsilon(t) = \text{atan} \left(\frac{A(\sin((w_c - w_0)t + \theta - \phi))}{A(\cos((w_c - w_0)t + \theta - \phi))} \right) = ((w_c - w_0)t + \theta - \phi)$$

Sonuçta faz dedektöründe sadece bir LPF kullanmamızın yeterli olmadığı, aynı zamanda uyumlu filtre kullanarak gürültü bant genişliğini minimuma indirip sembol senkronizasyonu yapmamız gerektiği ortaya çıkmıştır. Ayrıca tek aşamada filtreleme işlevini gerçekleştiremediğimizden karıştırıcı sonrasında

seyreltmeli filtreleme işleminin yapılması gerektiği saptanmıştır. Faz dedektörü tasarımında gelinen son yapı Şekil 4.8’de gösterilmektedir.



Şekil 4.8. Tez kapsamında tasarlanan faz dedektörü mimarisi

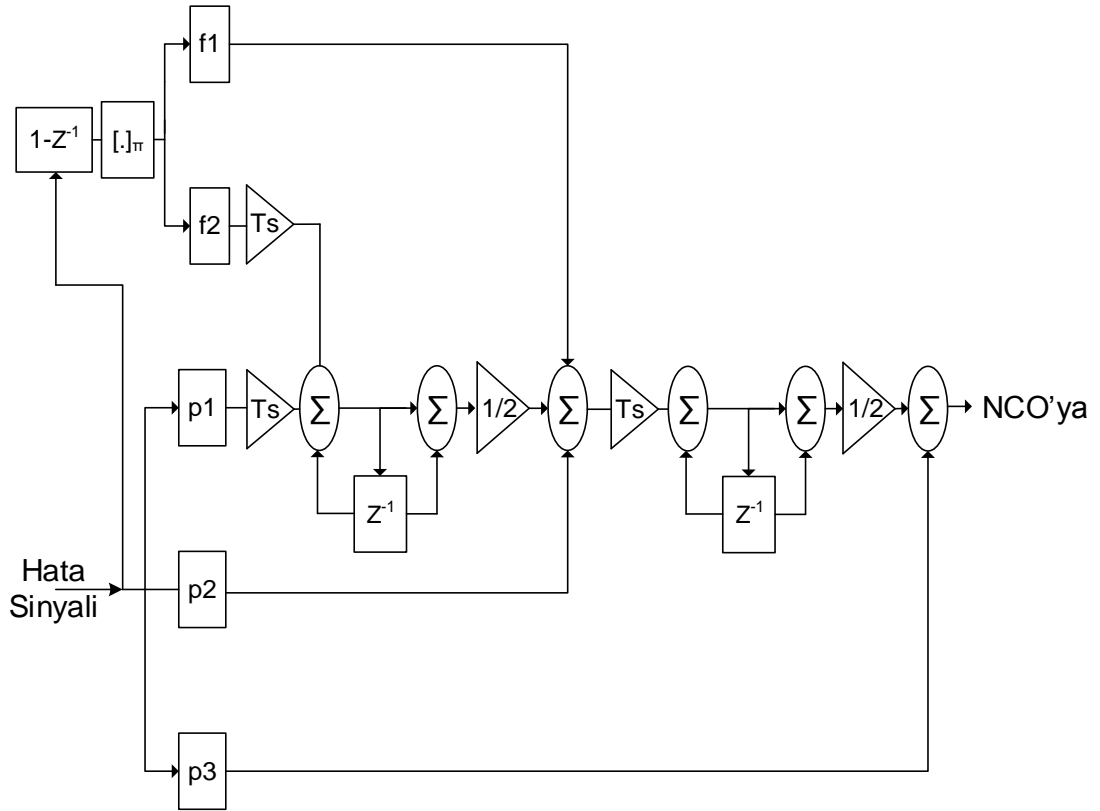
4.1.1.2. Döngü Filtresi

Döngü filtresi, doğru frekans ve faz değerinin kestirilmesi için, ayırtaç devresiyle elde edilen hata sinyalindeki gürültüyü azaltma vazifesini gerçekleştirir. Ayrıca, döngü filtresi, derecesine ve bant genişliğine bağlı olarak alıcı sinyaldeki Doppler dinamiğini takip etmektedir. Döngü filtresinde içerdiği integratör sayısınca filtrenin derecesi isimlendirilir. Sabit frekans hatasının takibi için 1. derece filtre yeterli iken doğrusal değişen frekans için 2. derece döngü filtresi gereklidir [3]. Şekil 3.7’de gösterilen Doppler frekans değişimi için döngü filtresinin derecesi üç olmalıdır, çünkü burada taşıyıcı sinyal değişken ivmeli frekans karakterine sahiptir.

Döngü filtresinde bant genişliğinin artırılması ile çıkış gürültüsü artarken dinamik değişen frekansı takip etme hatası azalmaktadır ve bu değişim döngü filtresi tasarımının bant genişliği ile dinamik performansı arasındaki tipik ödünleşimdir [48]. Bant genişliğinin artırılmasıyla dinamik değişen frekansı takip etme hatasının düşmesinin sebebi, kilitleme zamanının düşmesiyle yüksek değişime daha kolay adapte olunmasıdır. [13]’te bahsedildiği üzere kilitleme zamanını azaltan ve yanlış kilitlemenin önüne geçen bir melez yapı, 2. derece FLL destekli 3.derece PLL yapısı LEO alıcısı için tercih edilmiştir. Bu yapının kullanılmasıyla yüksek dinamik frekans değişimli taşıyıcı frekansın takibi başarılmıştır.

FLL, PLL ile karşılaştırıldığında zayıf SNR’lı sinyallerin demodülasyonuna daha uygundur, çünkü frekans takibinde daha az SNR eşik değerine sahiptir. Ayrıca,

yüksek dinamik değişime ve gürültüye karşı daha dirençlidir. Fakat daha fazla frekans kestirim hatası vermektedir. Diğer taraftan PLL, geniş dinamik değişime ve gürültüye karşı duyarlı olmasına rağmen daha yüksek frekans takibi hassasiyetine ulaşabilmektedir [11]. FLL ve PLL yapılarının birleştirilmesi ile ikisinin avantajlarından yararlanabilmek mümkün olmuştur. Tasarım girdisi olarak yalnızca filtrenin derecesinin ve gürültü bant genişliğinin istendiği [14]'te verilen döngü filtresi kullanılarak 2.derece FLL destekli 3.derece PLL yapısı oluşturulmuştur ve bu yapı Şekil 4.9'da gösterilmektedir. Bu tasarımdaki f_1 , f_2 , p_1 , p_2 ve p_3 parametreleri [14]'te verilen bilgiler ışığında seçilmiştir. Bu parametrelerin değerleri Çizelge 4.2'de verilmektedir. Bu yapıda f_1 ve f_2 değerleri FLL kısmının katsayılarını oluştururken p_1 , p_2 ve p_3 PLL kısmının katsayılarını oluşturur. Ayırtaç devresinden gelen hata sinyali PLL'e doğrudan beslenirken, hata sinyali değerleri arasındaki fark FLL'ye girdi olarak verilmektedir. Burada dikkat edilmesi gereken husus, hata sinyali farkının $-\pi/2$ ile $\pi/2$ aralığında tutulmasıdır.



Şekil 4.9. 2. derece FLL destekli 3. derece PLL'li döngü filtresi

Çizelge 4.2. Döngü filtresi parametreleri

Döngü Filtresi	Gürültü bant genişliği	Katsayılar
2.derece FLL	$B_{FLL}=20$ Hz	$f1=2.666B_{FLL}$ $f2=\left(B_{FLL}/0.53\right)^2$
3.derece PLL	$B_{PLL}=18$ Hz	$p1=\left(B_{PLL}/0.7845\right)^3$ $p2=1.787 B_{PLL}^2$ $p3=3.059 B_{PLL}$

Şekil 4.9'daki döngü filtresi Jerry D. Holmes tarafından geliştirilen filtrenin sayısallaştırılmış versiyonudur. Analog filtreyi sayısallaştırırken örnekleme frekansının ($1/T_\delta$) en az döngü filtresinin bant genişliğinin 10 katı olması gerekmektedir [13]. Bu tez çalışmasında döngü filtresi sembol sıklığıyla (R_s) çalışmakta olduğundan bu kıstasa uymaktadır ($B_N T_\delta=0,0005<0,1$). Eğer bu şekilde olmazsa döngü filtresi kararsız olur ve kilitleme başarısızdır.

Sonuçta, yalnızca alınan sinyalin karakterine göre değişen döngü filtresinin derece seçimiyle ve filtrenin bant genişliğini belirlemeyle döngü filtresinin tasarımı tamamlanmıştır. Şekil 4.9'daki yapı LEO uydularında alıcı yapısı için uygun yapı olup [11,12,14,49]'da GNSS alıcılarında ve roketler için de tercih edilmiştir.

4.1.1.3. NCO

Hassas frekans takibi bloğunda son olarak kritik bileşen olan NCO (Numerically Controlled Oscillator) tasarımı burada anlatılmaktadır. NCO'nun görevi döngü filtresi sonucu kestirilen faz miktarını kullanarak kosinüs ve sinüs sinyallerini üretmektir. Analog PLL devrelerinde VCO (Voltage Controlled Oscillator) olarak

bir integratör ($1/s$) kullanılmaktadır [50]. Sayısal tabanda integratör, 3 çeşit analogdan sayısala geçiş eşleştirmelerinden biri kullanılarak uygulanır [50]. Burada $x(n)$ NCO'ya girdi sinyalini, $y(n)$ is NCO çıktı sinyali göstermektedir.

$$y(n) = T_{\delta}x(n-1) + y(n-1) \quad (\text{Forward Euler})$$

$$y(n) = T_{\delta}x(n) + y(n-1) \quad (\text{Backward Euler})$$

$$y(n) = \frac{T_{\delta}}{2}[x(n) + x(n-1)] + y(n-1) \quad (\text{Trapezoidal})$$

[50]'de NCO uygulamasında geribesleme hattında aşikâr veya gizli olarak gecikme uygulamasının gerekliliğinden bahsedilmektedir. Çünkü n . adımda hata sinyalini ($\varepsilon(n)$) oluşturmak için, NCO tarafından üretilen faz bilgisine ($\theta_{NCO}[n]$) ihtiyaç duyulmaktadır. Fakat bu aynı anda mümkün değildir. Bu çıkmazlık NCO sonrasına bir gecikme (delay) elemanı eklenerek çözülür [50]. Forward Euler yapısında bu gecikme belirtik (explicit) diğer iki yapıda ise örtük (implicit) olarak tanımlanmaktadır. Aslında, Backward Euler yapısına gecikme eklendiğinde Forward Euler yapısına geçiş yapılmış olmaktadır. Bu gecikme, eğer örnekleme frekansı Bölüm 4.1.1.2'de bahsedilen $B_N T_s$ kıstasını aşacak kadar seçilirse sistem kararsız olup PLL kilitlenemez. Fakat örnekleme frekansı yüksek seçildiğinden dolayı kararlılık problemi olmamaktadır.

[49]'da Trapezoidal seçeneği *sadece faz oranlı geribesleme* (rate-only feedback) olarak Backward Euler ise *faz ve faz oranlı geribesleme* olarak tanımlanmaktadır. [49]'da faz oranlı geribesleme (Trapezoidal) NCO tasarımının çıkarımı şu şekilde verilmektedir. NCO tarafından n . zamanda üretilen karmaşık sinyal ile döngü filtresiyle kestirilen faz sıklığı ($\Delta\gamma_n$) ve n . zamanda ilk faz bilgisi (γ_n^s) arasındaki ilişki şöyledir:

$$e^{-j\gamma} = e^{-j(\Delta\gamma_n t + \gamma_n^s)}$$

Böylelikle, n . zamanda üretilen ortalama faz değeri:

$$\gamma_n = \frac{1}{T_{\delta}} \int_0^{T_{\delta}} (\Delta\gamma_n t + \gamma_n^s) dt = \frac{T_{\delta}}{2} \Delta\gamma_n + \gamma_n^s$$

Benzer olarak, $(n+1)$. zamanda üretilen ortalama faz değeri:

$$\gamma_{n+1} = \frac{T_{\delta}}{2} \Delta\gamma_{n+1} + \gamma_{n+1}^s$$

$(n+1)$. zamanda ilk faz bilgisi ise:

$$\gamma_{n+1}^s = \gamma_n^s + \Delta\gamma_n T_{\delta}$$

Bu eşitliklerden sonuç olarak Trapezoidal güncelleme seçeneğine ulaşmaktayız:

$$\gamma_{n+1} = \gamma_n + \frac{T_{\delta}}{2} (\Delta\gamma_n + \Delta\gamma_{n+1})$$

Bu eşitliğin yorumu şu şekildedir: Her T_{δ} aralığında NCO tarafından üretilen karmaşık sinyalin fazının, o anın $T_{\delta}/2$ kadar önceki anında üretilen faza eşit olduğu varsayımı yapılmakta ve bu değere kestirilen değerlerin ortalamasıyla ulaşılmaktadır.

PLL'nin varsayılan belirli bir taşıyıcı frekansta koştuğunu göz önünde bulundurursak her örnekte faz güncellemesi şu şekilde yapılır.

$$\gamma_{n+1} = \gamma_n + \frac{T_{\delta}}{2} (\Delta\gamma_n + \Delta\gamma_{n+1}) + \gamma_{sabit}$$

$$\gamma_{sabit} = 2 \pi f_c / T_{\delta}$$

Kaba frekans kestirimi yapıldığında NCO'nun güncellenmesine kestirim değerleri de $(\gamma_{FFT}, \gamma_{Kay})$ eklenmektedir. NCO faz güncellemesinin son hali şu şekildedir:

$$\gamma_{n+1} = \gamma_n + \frac{T_{\delta}}{2}(\Delta\gamma_n + \Delta\gamma_{n+1}) + \gamma_{sabit} + \gamma_{FFT} + \gamma_{Kay}$$

4.1.2. Kaba Frekans Kestirimi

[3,7,27,51]'de gösterildiği üzere frekans takibi ve kestirimi bloğu çalışmalarında sembol senkronizasyonunun yapılmış olduğu varsayımı yapılmaktadır. Fakat tam bir zamanlama bilgisi elde etmek için sinyal üzerindeki frekans kayması sembol sıklığının %10-20 civarında olması gerekmektedir [7]. $R_s = 40\text{kbps}$ olduğundan sembol senkronizasyonunun yapılabilmesi için arta kalan taşıyıcı frekans değerinin yaklaşık 8 kHz'den daha az olması gerekmektedir. Zamanlama senkronizasyonu ihtiyacına ek olarak, sinyal üzerindeki arta kalan taşıyıcı frekansın değerinin, PLL bant genişliğine (<20Hz) indirilmesi gerekmektedir. Bu iki problemi ortadan kaldırmak için, maksimum Doppler kayması yaklaşık 50 kHz olan sinyalde, ilk önce taşıyıcı frekansı kaba olarak kestirme ihtiyacı doğmuştur.

Kaba frekans kestirimi bloğunun, ardışık ve ardışık olmayan korelasyon değerleri arasındaki faz farkı bilgisini kullanan kestiriciler ve FFT tabanlı kestiriciler olmak üzere iki çeşide [21] ayrıldığından Bölüm 1'de bahsedilmişti. Bu tez kapsamında, kaba frekans kestirim gereksinimi, düşük SNR'da yüksek kestirim başarısına sahip FFT ile yüksek SNR altında düşük hesaplama maliyetine sahip faz farkını kullanan Kay kestiricisinin hibrit olarak kullanılmasıyla başarılmıştır.

Bu tez kapsamında varsayılan en düşük SNR değeri (Bölüm 3) faz farkı bilgisini kullanan kestiricileri tercih etmemizi mümkün kılmaktadır; lakin sembol senkronizasyonu yapmadan gelen sinyalden doğru faz farkı değerlerini hesaplayamadığımızdan doğrudan bu kestiriciler kullanılamamaktadır. Tek seferde FFT ile frekans kestirimi istenilen performansta yapılabilse de bunun için yüksek noktalı FFT kullanılması gerekmektedir. Fakat hesaplama maliyetini artırmak istemediğimizden, kaba frekans kestirimi sembol senkronizasyonunu mümkün kılacak kadar N-noktalı FFT, sonrasında faz farkı beslemeli kestiricilerden Kay kestirici ile tasarlanmıştır. Bu şekilde minimum hesaplama

maliyeti amaçlanmıştır. İlerleyen aşamalarda FFT ve Kay kestiricisi tafsilatlandırılmaktadır. Bu bölümlerde, kestiriciler modellenirken [7]'de oluşturulan sinyal modeli üzerinde ilerlenmiştir ve bu model aşağıdaki gibi açıklanmaktadır:

Alınan sinyalin Şekil 2.9'daki yapı ile ayrılan I-Q kollarında mükemmel bir sembol senkronizasyonunun yapıldığı varsayımıyla uyumlu filtre çıkışı şu şekildedir:

$$x(k) = c_k e^{j(2\pi f_d k T_s + \theta)} + n(k) \quad (4.7)$$

BPSK modülasyonu için $\{c_k\}$ seçeneği $\{1, -1\}$ kümesinden oluşmakta, f_d kestirilecek frekans değerini ve θ faz farkını göstermekte, T_s ise sembol periyodunu ifade etmektedir. $n(k)$ serisi, sıfır ortalamalı Gauss rasgele değişkeni olup reel ve sanal kısımlarının birbirinden bağımsız ve varyansları $2N_0$ olduğu varsayılmaktadır. Sonrasında $x(k)$ 'den, DA (veri yardımcı) veya NDA (veri yardımcı) işlemleriyle kestiricide kullanacağımız sinyali ($z(k)$) elde ederiz [7]. DA işleminde gönderilen bit serisi ($\{c_k\}$) yardımıyla, NDA işleminde ise gelen sinyalin M kadar kuvvetini alarak veri bilgisinden kurtuluruz.

$$z(k) = x(k)c_k^* \quad \text{DA işlemi}$$

$$z(k) = x(k)^M \quad \text{NDA işlemi}$$

NDA ve DA için $z(k)$ 'nin açık formu şuna dönüşmektedir:

$$z(k) = e^{j(2\pi f_d k T_s + \theta)} + n'(k) \quad \text{DA işlemi} \quad (4.8)$$

$$z(k) = e^{jM(2\pi f_d k T_s + \theta + \eta_k)} \quad \text{NDA işlemi} \quad (4.9)$$

Burada $n'(k)$ istatistiksel olarak $n(k)$ ile aynı olup η_k [7]'de şu şekilde verilmektedir:

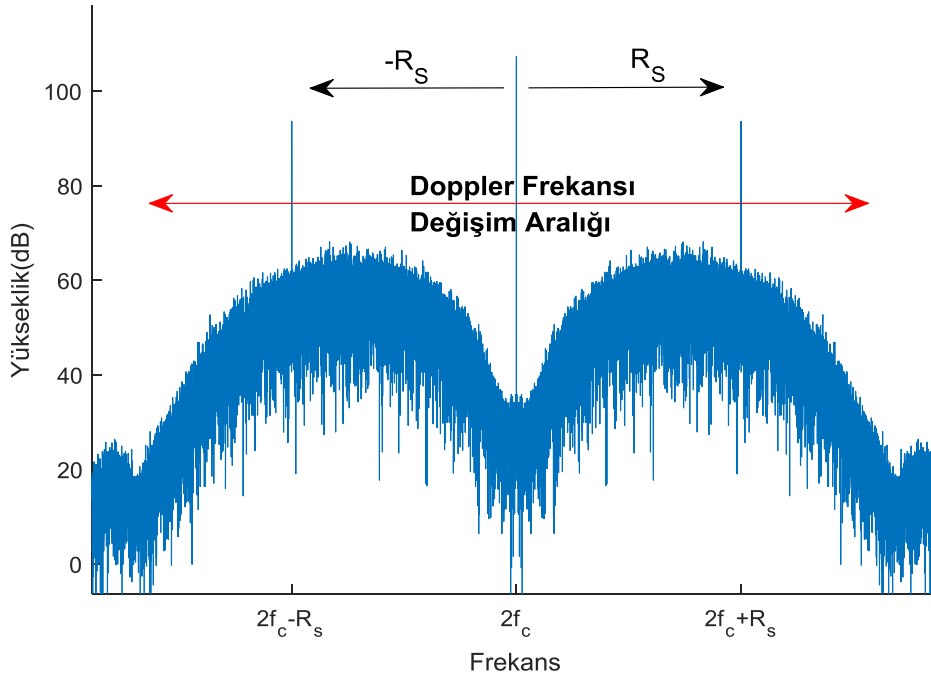
$$\eta_k = \text{arg}[1 + n'(k)e^{j(2\pi f_d k T_s + \theta)}]$$

4.1.2.1. FFT

FFT tabanlı frekans kestirimi algoritmasında kullanılan gelen sinyal tipi eşitlik (4.8) veya (4.9)'daki gibidir [7,27,51]. Haberleşme başlangıcında zamanlama senkronizasyonu yapılamadığından ve kabul edilen sistemde herhangi bir koşul oluşturmamak adına pilot sinyal gönderimi seçilmediğinden bu sinyal modeline sahip değiliz. Burada aşağıdaki zamanlama senkronizasyonu yapılmamış ve uyumlu filtreden geçirilmemiş sinyal modelinden bir çözüme ulaşmamız gerekmektedir.

$$x(t) = p(t) \cos(2\pi f_c t + 2\pi f_d(t) + \theta) + n(t) \quad (4.10)$$

Bu eşitlikte belirtilen alınan sinyalinin karesini aldığımız zaman Şekil 4.10'daki gibi bir spektrum gözlemlenmektedir. Merkezde kestirmek istediğimiz taşıyıcı frekansından kaynaklı bir impuls ve bu tek tonun sağında ve solunda sembol sıklığının uzaklığı kadar diğer impulsler ortaya çıkmaktadır. Eğer Doppler frekans değişim aralığı $2R_s$ 'den daha az olsaydı merkezin yanındaki sinyaller filtrelenerek istenilen sinyal modeline ulaşılabilirdi; böylece hesaplama maliyeti düşük olan korelasyon kestiricilerinden birini kullanabilirdik.



Şekil 4.10. Eşitlik (4.10)'un karesinin frekans spektrumu

Şekil 4.10'da görüldüğü üzere Eşitlik (4.10)'da belirtilen sinyalin karesinden FFT kullanarak tek seferde PLL pull-in aralığı hassasiyetinde bir kestirim yapabiliriz; fakat bu durum için FFT uzunluğunun artırılması gerekmektedir. Bu sebeple, bahsedilen unsurları ve hesaplama maliyetini göz önünde bulundurarak kaba frekans kestiriminde zamanlama senkronizasyonu yapabilecek hassasiyete sahip bir FFT kullanımı tercih edilmiştir.

Eşitlik (4.8)'de belirtilen sinyal modeli için DFT'nin ML frekans kestirimi olarak kullanılabilmesi ilk olarak [22]'de incelenmiştir. ML frekans kestiriminin, FFT veya DFT ile elde edilen periodogramda maksimum değere ulaşan frekans değeri ile hesaplandığı gösterilmektedir [7,22,51]. Frekans kestirici analizi yapmamızı sağlayan CRLB değerinin hesaplanması [52]'de yapılmaktadır. FFT yöntemi [7]'de [22]'deki çalışmaya istinaden Rife ve Boorstyn algoritması olarak adlandırılmaktadır ve frekans kestirimi şu şekilde yapılmaktadır:

$$Z(f) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} z(k) e^{-j2\pi k f T_\delta}$$

$$\hat{f}_d = \arg \left\{ \max_f [|Z(f)|] \right\}$$

Fakat bu tezdeki varsayımdan dolayı DA veya NDA işlemleriyle hesaplanan $z(k)$ 'ye sahip değiliz. Bu sebeple eşitlik (4.10)'da ifade edilen alınan sinyal modeli için FFT kestirimine bir modifikasyon yapılmaktadır ve bunun yöntemi şu şekildedir: Şekil 2.9.'daki yapıyı kullanarak eşitlik (4.10)'dan eşitlik (4.11)'deki sinyali elde ederiz. Bu sinyalin reel ve sanal değerlerinin kareleri farkından da FFT frekans kestiriminde kullanmak üzere $d(k)$ sinyalini elde ederiz. Bu yaklaşımı yapmamızın nedeni eşitlik (4.12)'de açıkça gözükmektedir. Bu yaklaşımla tüm Doppler frekans hatalarını kestirebilmek mümkün olmaktadır; çünkü küçük açıda kosinüs 1'e yakınsar. Aksi halde eğer $d(k)$ 'nin içerisinde sinüs bileşeni olsaydı, küçük açıda sinüs değeri 0'a yakınsıyacağı için frekans hatasının sıfıra gittiği durumda FFT kestiriminden sonuç alınamayacaktı.

$$x(k) = p(t) \cos(2\pi f_d k T_\delta + \theta) + jp(t) \sin(2\pi f_d k T_\delta + \theta) + n(k) \quad (4.11)$$

$$d(k) = \text{Re}\{x(k)\}^2 - \text{Im}\{x(k)\}^2$$

$$(p(t) \cos(2\pi f_d k T_\delta + \theta))^2 - (p(t) \sin(2\pi f_d k T_\delta + \theta))^2 = p^2(t) \cos(4\pi f_d k T_\delta + 2\theta) \quad (4.12)$$

Sonuç olarak eşitlik (4.10)'daki alınan sinyal modeli için frekans kestirimi şu şekildedir:

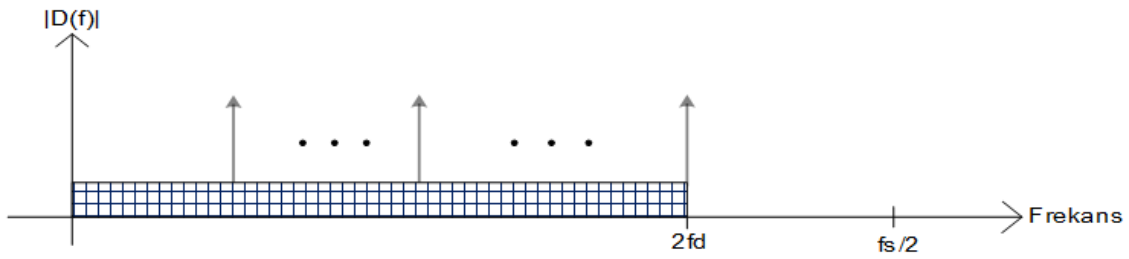
$$D(f) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} d(k) e^{-j2\pi k f T_\delta}$$

$$\hat{f}_d = \arg \left\{ \max_f [|D(f)|] \right\}$$

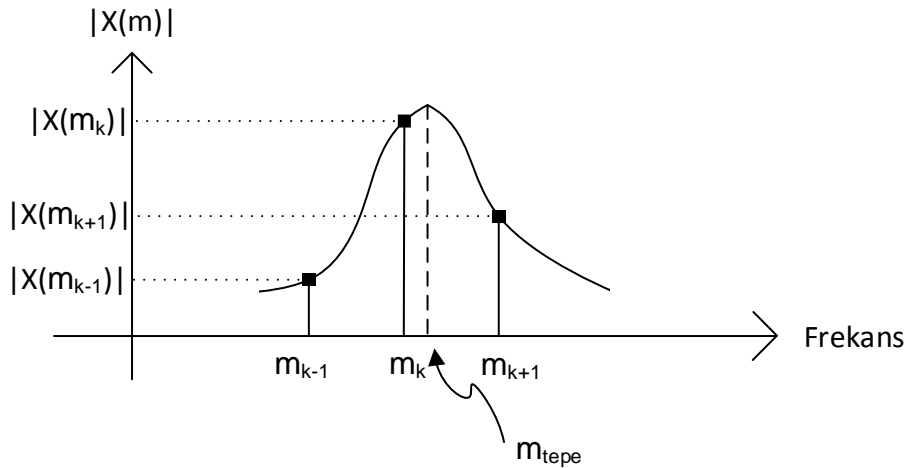
Bu kestirim altında belirlememiz gereken sadece hangi T_δ örnekleme periyodunda kaç N -nokta FFT seçeceğimizdir. FFT'de frekans elemanları arasındaki frekans çözünürlüğüyle N arasındaki ilişki şöyledir:

$$f_{\text{çöz}} = \frac{f_s}{N}$$

Bu sebeple FFT sonucunda frekans kestirimi hatasını azaltmak için hem mümkün olduğu kadar örnekleme frekansını azaltmamız hem de N 'yi artırmamız gerekmektedir. Örnekleme frekansının hangi noktaya kadar azaltılacağı Şekil 4.11'deki $|D(f)|$ çiziminden daha iyi anlaşılmaktadır. $|D(f)|$ 'nin kestirmek istediğimiz ana tonu sıfırdan $2f_{d_{maks}}$ 'a kadar değişim gösterdiğinden örnekleme frekansı Nyquist teoreminden en az $4f_d$ olması gerekmektedir ve aynı zamanda Bölüm 2'de belirtildiği üzere örnekleme frekansı, sembol sıklığının iki çarpanlarında seçilmelidir. $f_{d_{maks}}$ yaklaşık 50 kHz olduğundan seçeceğimiz örnekleme frekansı minimum 320 kHz olmalıdır.



Şekil 4.11. FFT'si alınan sinyalin bulunabileceği frekans aralığı



Şekil 4.12. Parabolik interpolasyon ile FFT'nin maksimum olduğu frekans değerinin hesaplanması

Hassasiyeti artırmak adına çok veri toplamak veya toplanan veriye sıfır eklemek (zero padding) bir çözüm olabilir fakat bu çok maliyetli bir durumdur [9]. Bunun yerine N 'yi kısıtlı tutup parabolik interpolasyon kullanımı tercih edilmektedir. FFT spektrumunda Şekil 4.12'de gösterilen örnekler üzerinden parabolik interpolasyon kullanılarak m_{tepe} değeri hesaplanıp taşıyıcı frekansın değeri bulunur [9].

$$f_{tepe} = m_{tepe} \frac{f_s}{N}$$

m_{tepe} değeri ise spektrumda en büyük FFT elemanı ile iki komşusundan hesaplanmaktadır. [51]'de, -1 ile 1 arasında sonuç verecek şekilde formüle edilen C 'ye bağlı m_{tepe} şu şekilde hesaplanmaktadır:

$$m_{tepe} = m_k + C$$

$$C = \frac{|X(m_{k-1})| - |X(m_{k+1})|}{2|X(m_{k-1})| + 2|X(m_{k+1})| - 4|X(m_k)|}$$

Fakat [42]'de büyüklük hesaplaması gerektirmeyen C hesaplaması (eşitlik (4.13)) önerilmektedir ve bu tezde [42]'deki C hesaplama formülü tercih edilmiştir. Ayrıca [42]'de başka C hesaplama seçeneklerinden de bahsedilmektedir.

$$C = \text{Re} \left\{ \frac{X(m_{k-1}) - X(m_{k+1})}{2X(m_k) - X(m_{k+1}) - X(m_{k-1}))} \right\} \quad (4.13)$$

İnterpolasyon kullanımı ile N değerini kısıtlayabildiğimizi göstermiş bulunmaktayız; fakat N değeri ile SNR arasında bir ilişki vardır. Bu ilişki [52]'de modifiyeli Cramer-Rao sınırı olarak tanımlanmakta ve şu şekilde verilmektedir:

$$T_s^2 \text{MCRB}(f_d) = \frac{3}{2\pi^2 N^3} \frac{1}{E_s/N_0} \quad (4.14)$$

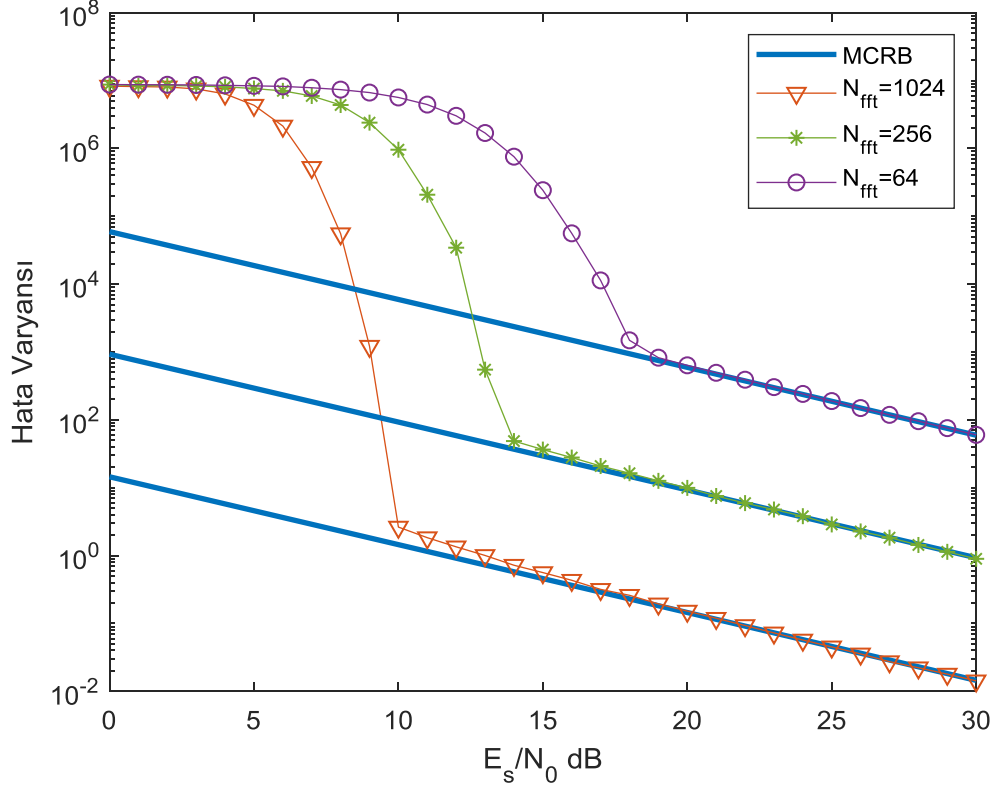
Eşitlik (4.14)'ten açıkça görülmektedir ki FFT uzunluğunu artırdıkça kestirim hatası azalmaktadır. İlave olarak, FFT kestiricisi belirli bir SNR eşik değeri sonrasında MCRB sınırına ulaşmaktadır. Bu durumlar, farklı FFT uzunlukları (N_{fft}) için çizdirilen FFT frekans hata varyansı ve MCRB ile ilişkisini gösteren Şekil 4.13'te açıkça gözlemlenmektedir. Ayrıca bu çizimde N_{fft} değeri arttıkça ilgili SNR eşik değerlerinin azaldığı gözükmektedir. Bu tezde N_{fft} 256 olarak seçilmiştir.

Cramer-Rao sınırının hesaplanması zor olduğundan, Cramer-Rao sınırına göre daha alt bir sınır olarak MCRB (Modified Cramer-Rao Bound) [52]'de geliştirilmiştir. Fakat MCRB'nin Cramer-Rao sınırından daha alt bir bant olmasına rağmen Şekil 4.13'te kestirim hata varyansının bu sınıra ulaştığı görülmektedir. İlk anda tutarsız gibi gözükse de bu durum, Cramer-Rao sınırı hesaplamasında yapılan varsayımların aksine kestirim anında daha fazla bilgiye sahip olunmasından kaynaklanmaktadır. Eğer kestirim anında daha fazla bilgi kestiriciye sunulursa Cramer-Rao sınırı MCRB'ye yaklaşır [52] ve bu durumda kestirim hata varyansının MCRB'ye yaklaşması makul olmaktadır. Hangi durumlarda Cramer-Rao sınırının MCRB'ye yaklaştığı hakkında detaylı bilgi [52]'de mevcuttur. FFT kestiriminde bu sınıra yaklaşılmasının sebebi ise FFT kestiriminde kullanılan sinyal modelidir. Bu model ile zamanlama bilgisine ve gönderilen sembol değerine olan ihtiyaç ortadan kalktığı için MCRB'ye yaklaşım mümkün olmaktadır.

Cramer-Rao sınırı (σ_f^{CR}) ile N_{fft} arasında [51], biraz daha farklı bir ilişki kurmuştur. N_{fft} 'nin $1/\sigma_f^{CR}$ değerinden büyük olması gerektiği söylenmektedir. Fakat [51]'de AWGN gürültüsü altında saf bir sinüsten kestirim yapıldığı varsayıldığından burada N_{fft} değerinin benzetim üzerinden belirlenmesi daha makul olmaktadır.

Sonuç olarak, örnekleme frekansı 320 kHz ve FFT uzunluğu 256 seçilerek FFT kestirimi gerçekleştirilmektedir. Şekil 4.1.'deki genel alıcı mimarisinde görüldüğü üzere 2560 kHz örnekleme hızında gelen sinyal 8 ile seyreltilip 320 kHz'e düşürülerek bahsettiğimiz ilgili matematiksel işlemlerle bir frekans değeri

kestirilmektedir ve bu frekans değeri NCO' ya beslenmektedir. Bundan sonraki aşamada halen PLL pull-in frekans aralığından büyük olan frekans hatası, KAY kestiricisi tarafından PLL pull-in frekans aralığına düşürülmektedir.



Şekil 4.13. FFT uzunluğuna bağlı frekans hata kestirimi hata varyansı ile ilgili MCRB eğrileri

4.1.2.2. Kay Kestiricisi

Ardışık ve ardışık olmayan korelasyon değerleri arasındaki faz farkı bilgisini kullanan kestiriciler, [7]'de en küçük kareler tabanlı kestiriciler(least-squares-based) ve otokorelasyon tabanlı kestiriciler olarak iki kategoride incelenmiştir. Tretter ve Kay tarafından geliştirilen metotlar [23,53] en küçük kareler tabanlı çözümü oluştururken, [24–26,54,55] ikinci grubu oluşturmaktadır. [7] hesaplama maliyeti olarak en düşük masrafa sahip kestiricinin Kay kestiricisi olduğunu belirtmektedir. Kay kestiricisi yüksek SNR altında ML kestirici olarak davranır [27]. Bu kestiricinin Cramer-Rao sınırına ulaştığı SNR değeri tez kapsamında varsayılan en düşük SNR değeri için uygun olduğu için bu kestirici tercih edilmiştir.

Kay kestiricisinin incelenmesi sırasında mükemmel bir sembol senkronizasyonu yapılarak modülasyon etkisinin bertaraf edildiği varsayılmıştır. Eşitlik (4.7)'de belirtilen sinyal modeli aşağıdaki gibi de ifade edilebilir:

$$x(k) = c_k \cos(2\pi f_d k T_0 + \theta) + j c_k \sin(2\pi f_d k T_0 + \theta) + n(k)$$

Kay kestiricisinde DA veya NDA işlemleriyle elde ettiğimiz $z(k)$ ile frekans kestirimi şu şekilde verilmektedir [7]:

$$\hat{f}_d = \frac{1}{2\pi M T_s} \sum_{k=1}^{L_0} w(k) \arg[z(k)z^*(k-1)] \quad (4.15)$$

Burada $w(k)$ çarpanı şu şekilde hesaplanmaktadır:

$$w(k) = \frac{6k(L_0 - k)}{L_0(L_0^2 - 1)} \quad ; \quad 1 \leq k \leq L_0 - 1$$

Denklem (4.15)'teki $\arg[z(k)z^*(k-1)]$ ifadesi farklı bir şekilde de tanımlanabilir:

$$\arg[z(k)z^*(k-1)] = \{ \arg[z(k)] - \arg[z(k-1)] \}_{-\pi}^{\pi}$$

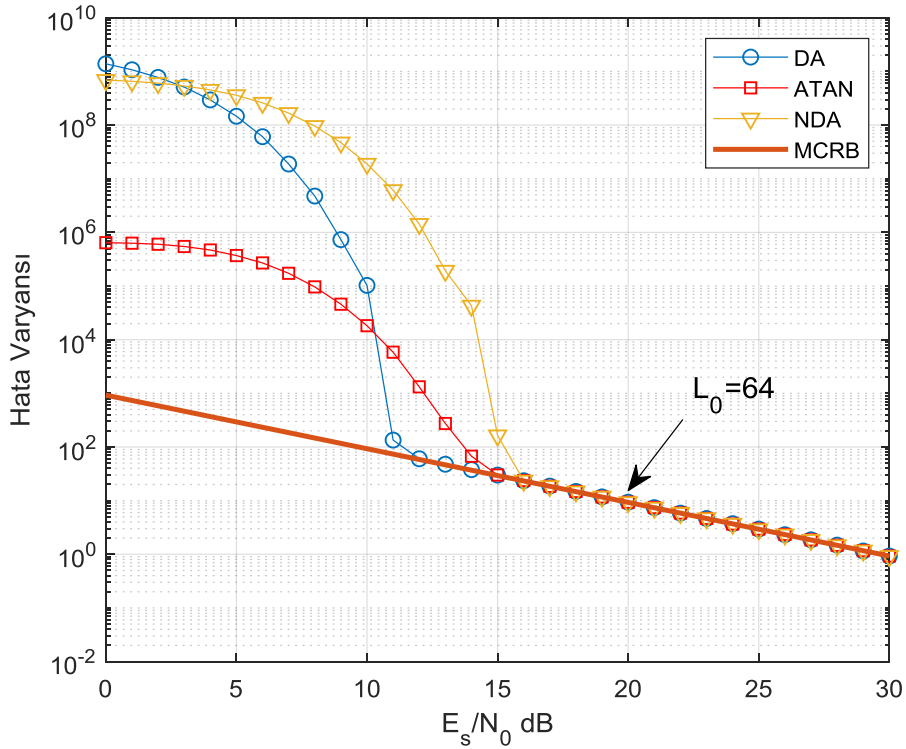
Yani Kay kestiricisine beslenen $\arg[z(k)z^*(k-1)]$ işlemi ile gelen sinyalin sıralı faz farkı aynı anlama gelmektedir. Bu sebeple [7]'de belirtilen DA ve NDA işlemlerine ek olarak ATAN metodu ile de kestirim yapabiliriz. ATAN işleminin kullanımı şu şekildedir:

$$\arg[z(k)z^*(k-1)] = \left\{ ATAN \left[\frac{\text{imag}(x(k))}{\text{real}(x(k))} \right] - ATAN \left[\frac{\text{imag}(x(k-1))}{\text{real}(x(k-1))} \right] \right\}_{-\pi}^{\pi}$$

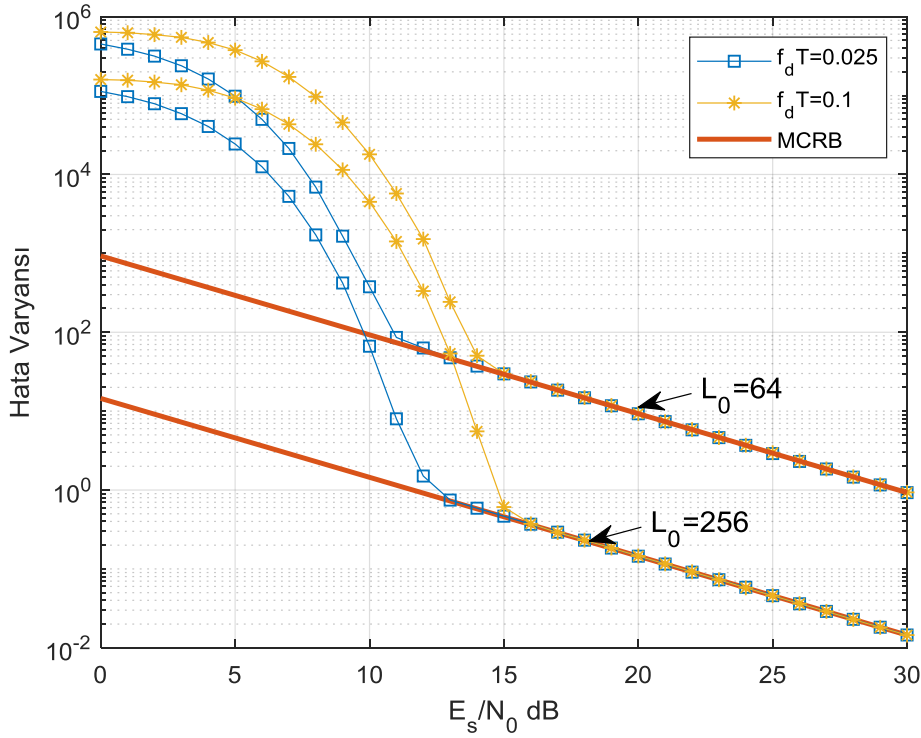
$x(k)$ 'nin sanal ve reel kısımlarını bölüp ATAN işlevini gerçekleştirdiğimiz zaman DA ve NDA işlemlerinde olduğu gibi yaklaşık olarak veri bilgisinden kurtulmuş oluyoruz. Şekil 4.14'te DA, NDA ve ATAN işlemleri sonucu elde edilen frekans kestirimi hatası ile SNR karşılaştırması $L_0=64$ için verilmektedir. Bu

karşılaştırmada BPSK modülasyonu kullanıldığı ve $f_d T_s = 0,1$ olduğu varsayılmaktadır. Bu şekilde gösterilen alt sınır modifiyeli Cramer-Rao sınırı olup eşitlik (4.14)'te ifade edilmektedir.

Şekil 4.14'te DA işleminin diğer operasyonlara göre daha performanslı çalıştığı gözlenmekte; fakat belirli bir veri gönderimi gibi bir kısıtlamayı haberleşme sistemine getirmemek için NDA işleme göre daha iyi bir karakter gösteren ATAN işlemi bu tezde tercih edilmektedir. Kay kestiricisi arta kalan frekansın düşmesiyle daha iyi bir kestirim yapmaktadır. Ayrıca Kay kestiricisinin uzunluğu artırıldığında hata varyansı ilgili MCRB değerine düşmektedir. Buradaki kritik gözlem şudur ki L_0 değerinin artırılmasıyla Kay kestiricisinin MCRB değerine ulaştığı eşik değeri azalmamakta ve yaklaşık olarak aynı kalmaktadır. Bahsedilen bu hususlar Şekil 4.15'te tam olarak resmedilmektedir. Burada kestirim hata varyanslarının MCRB'ye yaklaşmasının sebebi kestirim öncesinde zamanlama senkronizasyonunun yapılması ve DA, NDA veya ATAN işlemiyle gönderilen bilginin etkisinin bertaraf edilmesidir.



Şekil 4.14. DA, NDA ve ATAN operasyonları için hata varyansları ile MCRB ilişkisi

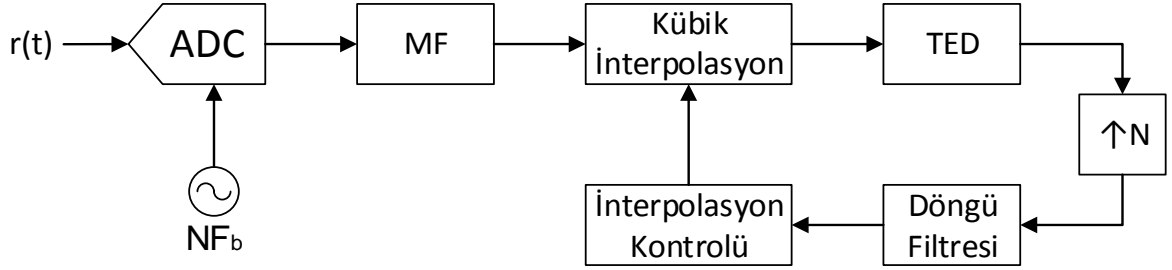


Şekil 4.15. Kay kestiricisinin uzunluğunun artırılmasıyla hata varyansının azalması ve kestirilen frekans değerinin azalmasıyla SNR eşik değerinin düşmesi

4.2. Zamanlama Senkronizasyonu

Alıcı algoritmasının taşıyıcı senkronizasyonu kısmında önem arz eden zamanlama senkronizasyonu, sinyali doğru zamanda örnekleme ihtiyacından çıkmıştır. Sembol sıklığıyla orantılı olmayan alıcıdaki kristalin frekansının, hem sembol frekansı ile eşitlenmesi hem de maksimum göz açıklığının sağlandığı an ile eşzaman olması, sinyalin doğru zamanda örneklendiği anlamına gelmektedir. Zamanlama senkronizasyonu için tasarlanan yapı Şekil 4.16'ya dayanmaktadır. ADC aracılığıyla ilk önce sembol frekansının N (tamsayı) katı kadar örnekleme yapılarak her sembolün N tane örnek ile gösterilmesi sağlanır. Örneklenen semboller uyumlu filtreden geçirilerek, vericide mesajı oluşturmada kullanılan saat sinyali ile faz ve frekans olarak bire bir örtüşen saat sinyalinin alıcı tarafında yeniden üretilip takip edildiği döngü bölümüne beslenir. Bu kısım tipik bir PLL devresidir. İnterpolasyon ve TED (Time Error Detector) devresi ile faz dedektörü, interpolasyon kontrolü ile ise NCO vazifeleri ifa edilmektedir. Kristalin frekansı çoğunlukla istenilen değerden bir sapmaya sahip olduğundan

(NF_b eşitliği sağlanamadığından) 2. dereceden bir döngü filtresine ihtiyaç duyulmaktadır. İnterpolasyon sonucu $1/N$ oranında doğal bir seyreltme(decimation) olduğundan döngü filtresi öncesi seriye $N-1$ kadar 0 ekleyerek yeniden örnekleme frekansını NF_b 'ye çekeriz. Bu işlemin sebebi interpolasyon kontrolü kısmında detaylandırılmaktadır.



Şekil 4.16. Zamanlama senkronizasyonu yapısı

4.2.1. Zamanlama Hata Dedektörleri

TED, zamanlama hatası τ_e 'ye bağlı olarak değişen, PLL devresiyle sıfıra çekilmek istenen hata sinyalini üretmede kullanılmaktadır. Bu yapı için çeşitli çözümler sunulmuştur. Maximum likelihood (ML), Early-Late (EL), Zero-crossing, Gardner ve Mueller&Müller hata dedektörleri bunlardan bazılarıdır [28]. Zero-crossing, Gardner, Mueller&Müller yapılarında genellikle her sembol 1 veya 2 örnek ile gösterilmektedir [28]. Fakat bu tezde kübik interpolasyon tercih edildiği için her sembol 4 örnek ile gösterilmektedir. Bu gösterimle hem interpolasyon sonucu daha keskin olurken hem de istenilen örnekleme frekansı ile kullanılan kristal arasındaki var olan frekans farkına daha kolay adapte olunur. Çünkü kübik interpolasyon sonucu sembol atlama veya tekrarlı sembol kestirimi gerçekleşmez. Bu sebeple, bu tasarımda ML dedektörünün basite indirgenmiş formu olan, sembol başına 4 örnek kullanan EL dedektörünün bir çeşidi tercih edilmiştir. MMSE metodu ile de tercih edilen dedektörle aynı sonuca ulaşabiliriz [56]. ML dedektöründe DA-TED (Data Aided Time Error Detector) çıkışındaki hata sinyali şu şekilde verilmektedir [28]:

$$e(k) = a(k)\dot{x}(kT_s + \hat{\tau}_e)$$

Kestirilen zaman kayması sıfıra yakınsadığında, bu noktadaki türev ($\dot{x}(kT_s + \hat{\tau}_e)$) de, sembolün tam tepe noktasında alındığı için sıfıra yaklaşır. Bu noktadaki türev negatif sembolde de doğru hata sinyalini vermesi için hata sinyali hesaplanırken türev, sembol değeri ile çarpılmıştır. [56]'da k anındaki τ_e kadar zaman kaymasındaki x'nin türevi ($\dot{x}_k(\tau_e)$), d_k ile evrişimi ile açıklanmaktadır ve bu türev işlemi şu şekilde verilmektedir:

$$\dot{x}_k(\tau_e) = \dot{x}_k(\tau_e) * d_k$$

$$d_k = \begin{cases} 0, & k = 0 \\ \frac{(-1)^k}{kT}, & k \neq 0 \end{cases}$$

Burada d_k için şu yaklaşım yapılabilir:

$$d_k \approx \frac{\delta_{k+1} - \delta_{k-1}}{T}$$

$$\dot{x}_k(\tau_e) = (x_{k+1}(\tau_e) - x_{k-1}(\tau_e))/T$$

EL temelde bu yaklaşımı kullanarak TED çıkışı olarak şu sinyali vermektedir:

$$e(k) = a(k)[x(kT_s + \hat{\tau} + \Delta T_s) - x(kT_s + \hat{\tau} - \Delta T_s)]$$

EL dedektöründe 2 örnek/sembol kullanımı ile $\Delta=1/2$ seçilmesi popüler olduğu belirtilmektedir [28]. Bu durumda türev yaklaşımı, bir sembolünün iki ucundaki sıfır ile kesişim değerleri arasında karşılaştırma yapıldığı anlamına gelmektedir.

Hata sinyalini hesaplamak için 3 interpolasyon gerekmektedir çünkü EL hata dedektörü karar-yönlendirmeli şekilde kullanılmıştır. $\Delta=0.1$ seçildiği durumda hata sinyali şöyledir:

$$e(k) = \hat{a}(k)[x((k + 0.1)T_s + \hat{\tau}) - x((k - 0.1)T_s + \hat{\tau})]$$

$$\hat{a}(k) = \text{sign}(x(kT_s + \hat{t}))$$

Bu denklemlerde 3 noktada interpolasyon yapılması gerektiği açıktır:

$$x((k + 0.1)T_s + \hat{t})$$

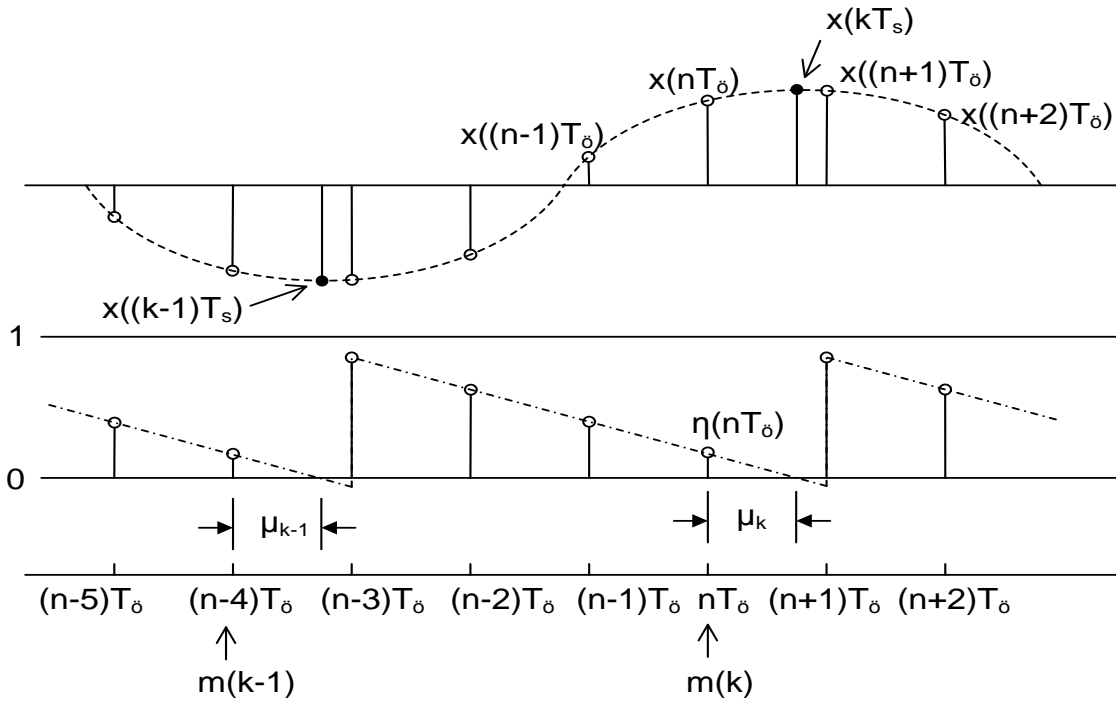
$$x((k - 0.1)T_s + \hat{t})$$

$$x(kT_s + \hat{t})$$

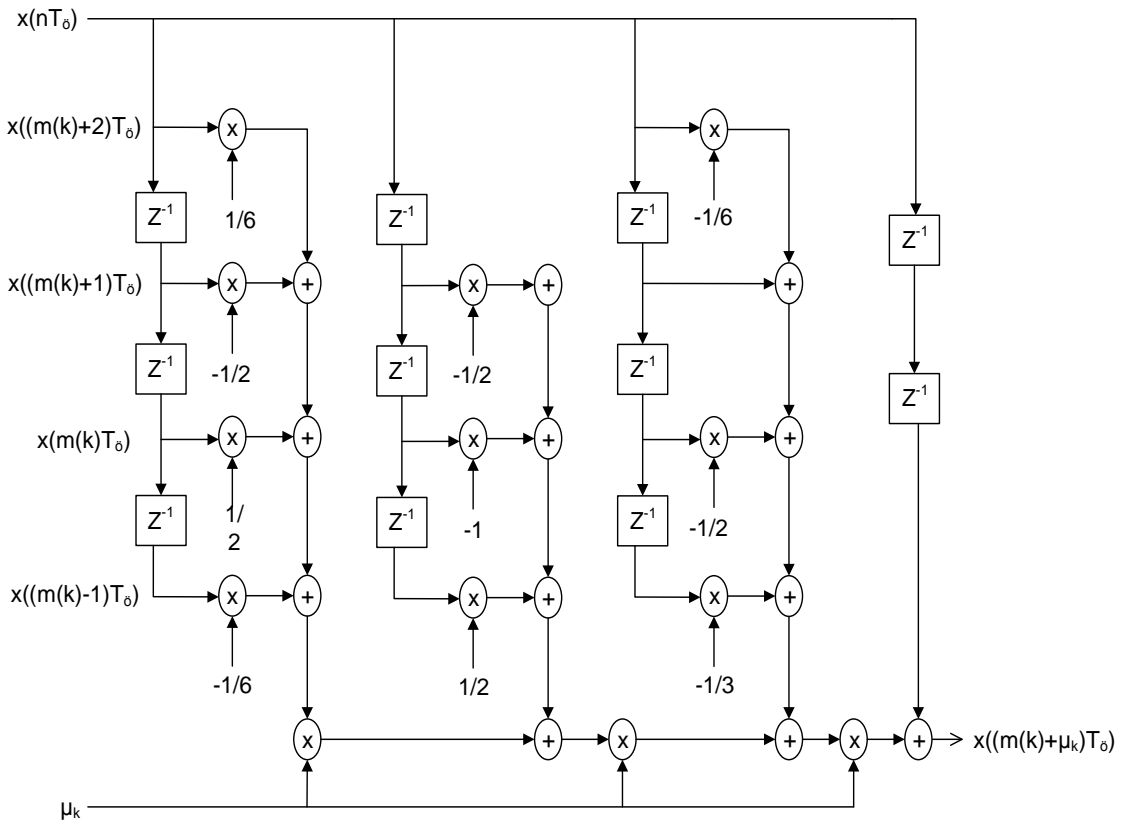
Bu tasarımda 4 örnek/sembol sıklığında hata sinyalini ürettiğimiz için, aynı 4 örnek ile 3 farklı interpolasyon değerini hesaplayabilmekteyiz. Bu aşamadan sonra interpolasyonların nasıl yapılacağı incelenmektedir.

4.2.2. İnterpolasyon

İnterpolatör örneklenen seriden $(x(nT_\delta))$ istenilen zaman kaymasındaki örnek değerini $(x(kT_s))$ hesaplamaktadır. Sıklıkla tercih edilen Lagrange metodunun kübik interpolasyon uygulaması bu tezde interpolatör olarak kullanılmaktadır. Lagrange interpolasyonu düşük frekansta iyi bir performansa sahiptir ve Farrow mimarisiyle verimli bir şekilde uygulanabilir [57]. Doğrusal faz FIR filtre olan [28] kübik interpolasyon uygulaması Şekil 4.17 üzerinde resmedilmektedir. Bu şekilde gösterilen $m(k)$, k . temel indeks olup daima interpolate edilen değere en yakın anda örneklenen değeri göstermektedir. μ_k ise k . adımda interpolate edilen değer ile k . temel indeks arasındaki örnekleme periyoduna göre kısmi sapmayı göstermektedir ($0 \leq \mu_k < 1$). Kübik interpolatör, interpolate edilen $x(kT_s)$ değerini, $m(k)$ 'ye göre seçilen 4 örnek değerinden μ_k değerine göre hesaplamaktadır. $m(k)$ 'ye göre 4 örneğin seçimi şöyledir: Eğer $m(k) = nT_\delta$ olursa $(n-1)T_\delta$ den $(n+2)T_\delta$ zaman aralığındaki dört örnek seçilmektedir. $m(k)$ yalnızca hangi dörtlü setin seçileceğini belirlerken μ_k değeri interpolasyon filtresinin katsayılarını belirlemektedir. [28]'de $m(k)$ ve μ_k değerlerine bağlı kurulan Farrow mimarisi kullanımında kübik interpolasyon uygulaması Şekil 4.18'de verilmektedir. $m(k)$ ve μ_k değerlerinin hesaplanma metotları interpolasyon kontrolü bölümünde anlatılmaktadır.



Şekil 4.17. Kübik interpolasyon uygulaması



Şekil 4.18. Kübik interpolasyon için Farrow mimarisi

4.2.3. İnterpolasyon Kontrolü

İnterpolasyon kontrolü bloğunun amacı $m(k)$ anının tespiti ve μ_k değerinin hesaplanmasıdır. Burada [28]'de verilen modülo-1 sayaç interpolasyon kontrol metodu tercih edilmiştir. Temel olarak bu metod, döngü filtresinden gelen hata değeriyle sayacın değerini her örnekte yinelemesine dayanmaktadır. Sayacın tuttuğu η değeri, her örnekte şu şekilde güncellenmektedir.

$$\eta(n + 1) = \eta(n) - W(n) \quad \text{mod } 1$$

$$W(n) = \frac{1}{N} + v(n)$$

Bu eşitlikler her kestirim sonucunda ($v(n)$:döngü filtre çıkışı) sayacın değerinin güncellendiğini söylemektedir. Her örnekte güncellenen η değerinin Şekil 4.17'de gösterildiği üzere sıfırın altına düşmesi $m(k)$ anını işaret etmektedir. Bu durum [28]'de *underflow* olarak ifade edilmektedir. Underflow gerçekleştiği zaman hangi dörtlünün interpolasyona girmesi gerektiği haber verilmektedir. μ_k değerinin hesaplanması da underflow olayı gerçekleştiğinde ortaya çıkan kelebek benzerliğinden hesaplanmaktadır. $m(k)$ anında μ_k değerinin güncellenmesi şu şekilde verilmektedir [28].

$$\mu_k(m(k)) = \frac{\eta(m(k))}{W(m(k))}$$

İnterpolasyon kontrolünde sayacın güncellenmesinin her örnekte gerçekleştirilmekte olduğundan bahsettik fakat kübik interpolasyon sonucu örnekleme hızı 4'te 1'e düşmektedir. Bu sebeple oluşturulan hata sinyali döngü filtreye girmeden önce sıfır eklenerek tekrar örnekleme hızına yükseltilmektedir.

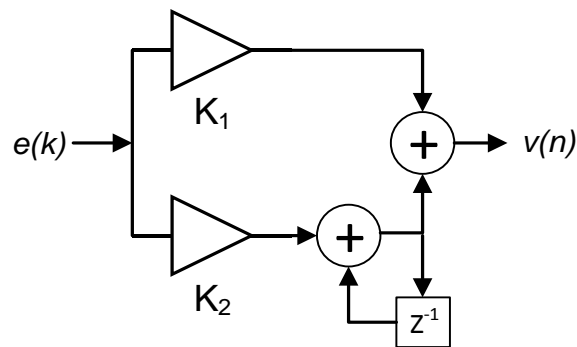
4.2.4. Döngü Filtresi

Alıcılarda kullanılan kristal frekansı genellikle sembol frekansının tam katı olamamaktadır. Dolayısıyla örneklenen değerler, zamanla frekans farkının pozitif veya negatif olmasına bağlı olarak istenilen andan ya önden gider ya da

gecikmeye uğrar. [3]'te belirtildiği üzere PLL devrelerinde giriş ile çıkış arasında sabit hızla değişen bir fark varsa 2. dereceden bir döngü filtresine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu sebeple Şekil 4.19'da gösterilen PI (Proportional+Integral) filtre kullanılmaktadır. Bu filtrenin parametrik katsayıları K_1 ve K_2 , [28]'de verilen denklemler kullanılarak hesaplanmaktadır. Bu denklemlerde sönüm oranı (ξ) 1/2 (underdamped) ve gürültü bant genişliği ile örnekleme periyodu çarpımı ($B_n T_\delta$) 0.001 olarak seçilmiştir. Azalan modülo-1 sayaç kontrolü kullanıldığından interpolasyon kontrolünden gelen kazanç değeri K_0 'ın -1 olduğu ve faz dedektörünün kazancınının $K_p=0,2$ olarak ölçüldüğü durumda K_1 ve K_2 parametreleri aşağıdaki denklemlere göre seçilmektedir:

$$K_0 K_p K_1 = \frac{4\xi \left(\frac{B_n T_\delta}{1} \right)}{1 + 2\xi \left(\frac{B_n T_\delta}{1} \right) + \left(\frac{B_n T_\delta}{1} \right)^2}$$

$$K_0 K_p K_2 = \frac{4 \left(\frac{B_n T_\delta}{1} \right)^2}{1 + 2\xi \left(\frac{B_n T_\delta}{1} \right) + \left(\frac{B_n T_\delta}{1} \right)^2}$$



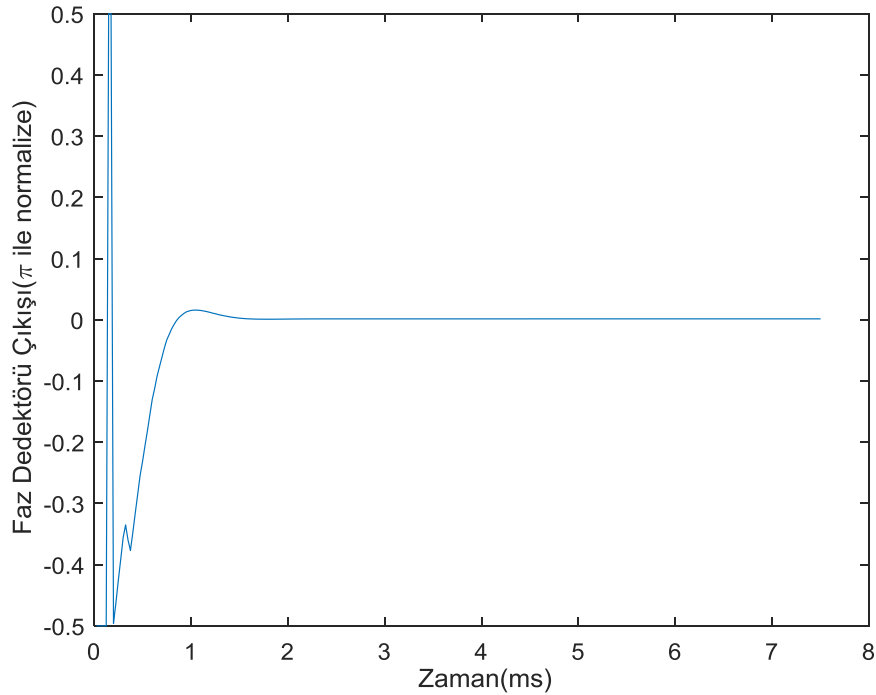
Şekil 4.19. Zamanlama senkronizasyonunda kullanılan döngü filtresi

5. BENZETİM SONUÇLARI

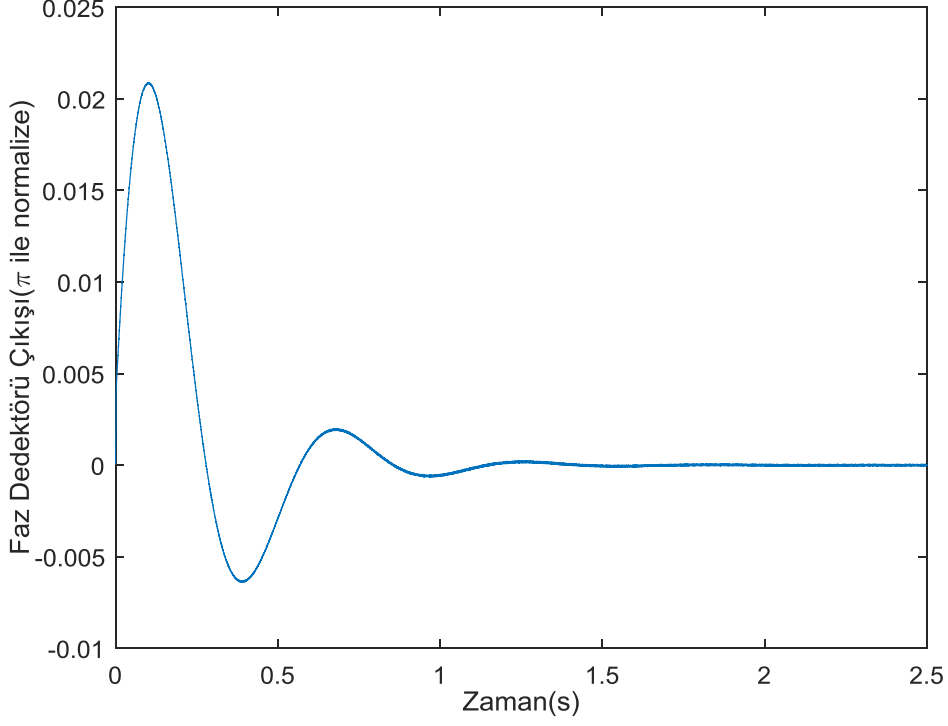
Bu bölümde, Bölüm 4'te tasarımı anlatılan LEO uydu alıcısının geçerliliği ve performansı gösterilmektedir. Alıcının temelini oluşturan senkronizasyon blokları ayrı ayrı incelenmiştir. Böylelikle, bu blokların çalışma gereksinimleri ve karakterleri göz önüne serilerek, yapılması gereken iyileştirmelere fikir oluşması sağlanmıştır. Ayrıca, tasarlanan haberleşme sisteminin bit hata olasılığı (BER) gösterilmektedir.

5.1. Hassas Frekans Takibi Sonuçları

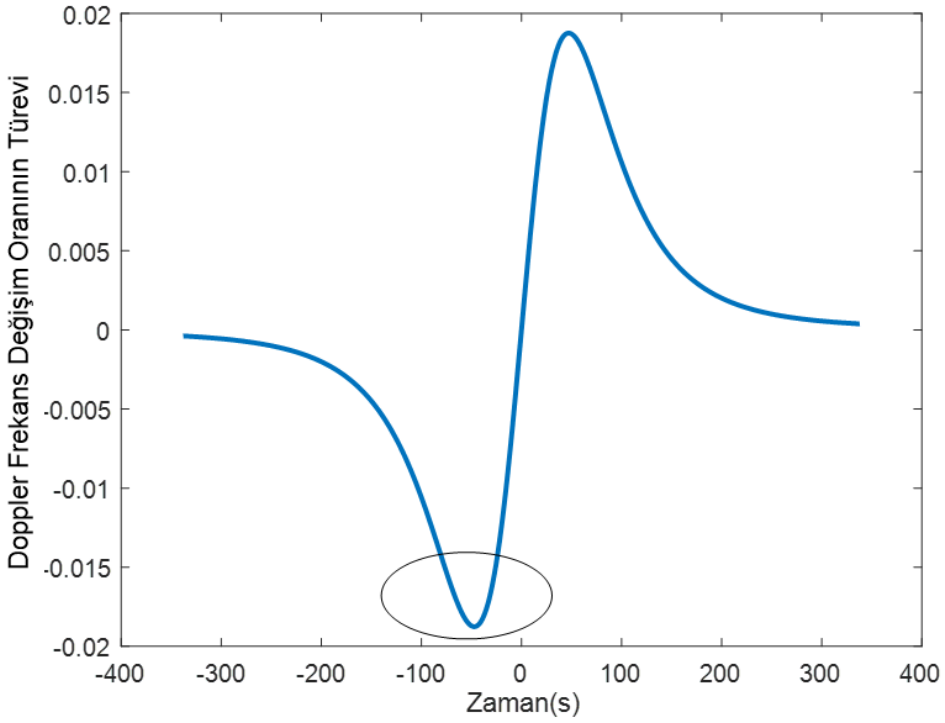
Bölüm 4.1.1.2'de gösterilmekte olan döngü filtresi hem sabit frekans hatasını hem de doğrusal değişen frekans hatasını takip etmelidir. Ayrıca, değişken ivmeli frekans karakterine sahip Doppler frekans değişimini de takip etmelidir. Sabit frekans hatasında, faz dedektörünün ürettiği hata sinyali Şekil 5.1'de ve doğrusal değişen frekans hatası için üretilen hata sinyali ise Şekil 5.2'de gösterilmektedir. Şekil 5.3'te siyah çemberle gösterilen Doppler frekans ivmesinin maksimum değişim gösterdiği an için faz dedektörünün ürettiği hata sinyali Şekil 5.4'te gösterilmektedir.



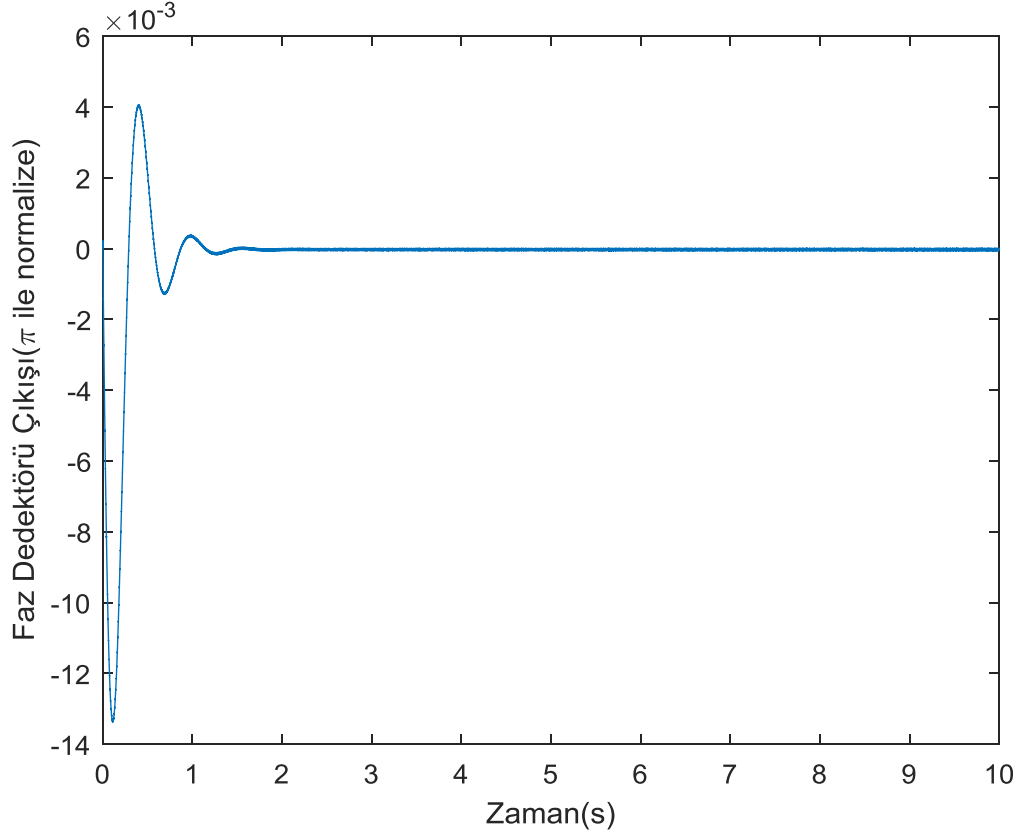
Şekil 5.1. 5Hz sabit frekans kayması için faz dedektör çıkışı



Şekil 5.2. Başlangıçta 5 Hz hataya sahip ve maksimum Doppler ivmesiyle(525 Hz/s) doğrusal değişen frekans hatası için faz dedektör çıkışı

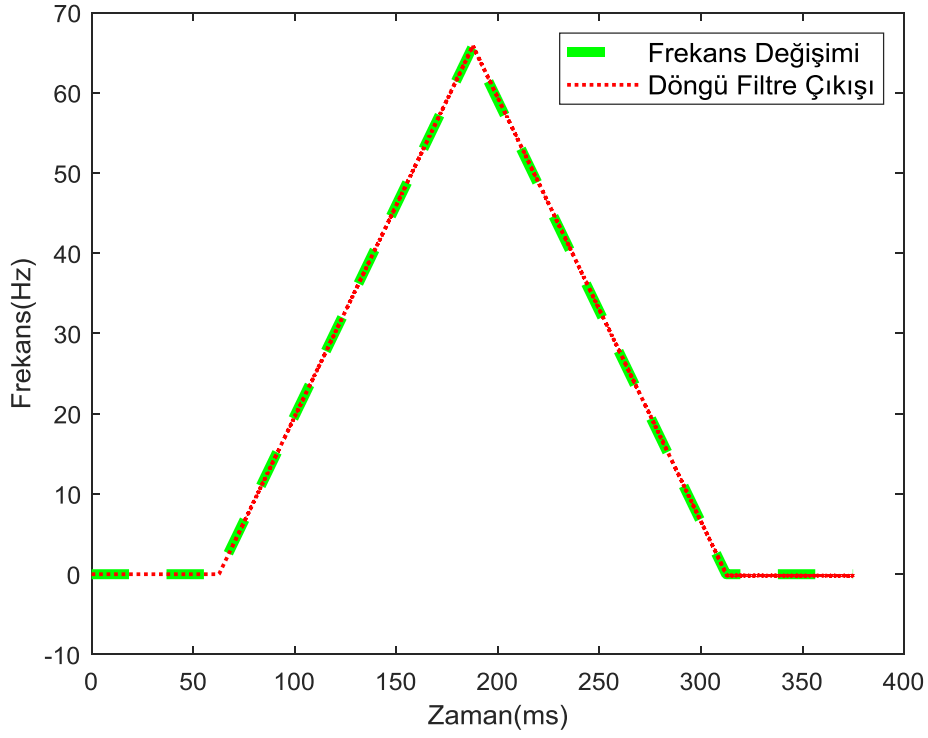


Şekil 5.3. LEO uydusunun yükselme açısının 90° olduğu durum için Doppler frekans değişim oranının türevi

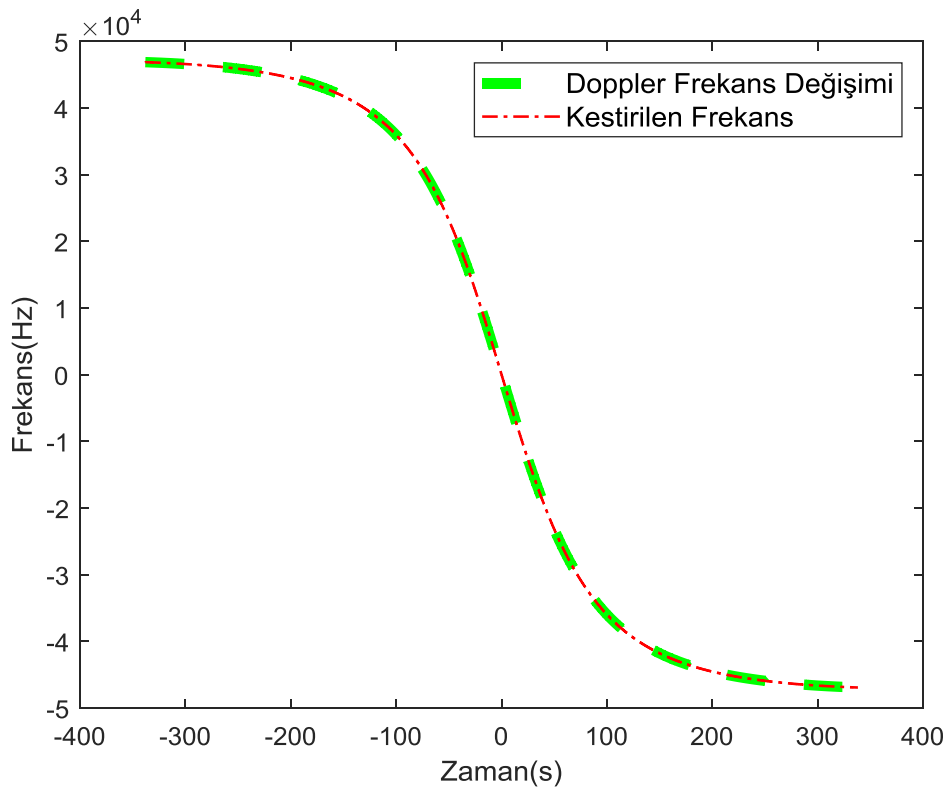


Şekil 5.4. Doppler değişiminin en uç durumu için faz dedektör çıkışı

Hassas frekans takibinde, zorlayıcı hususlardan biri taşıyıcı frekansın yüksek ivmeyle değişmesiydi. Sinyalin gürülsüz olduğu varsayımında, 525 Hz/s ile doğrusal olarak artan sonra aynı ivmeyle azalan frekans hatası için döngü filtresiyle kestirilen frekansın aynı olduğu Şekil 5.5'te gösterilmektedir. En önemlisi ise uydu haberleşmesi süresince Doppler frekans değişiminin takip edilmesidir. Bu durum maksimum yükselme açısının 90° olduğu Doppler frekans değişimi için Şekil 5.6'da gösterilmektedir.

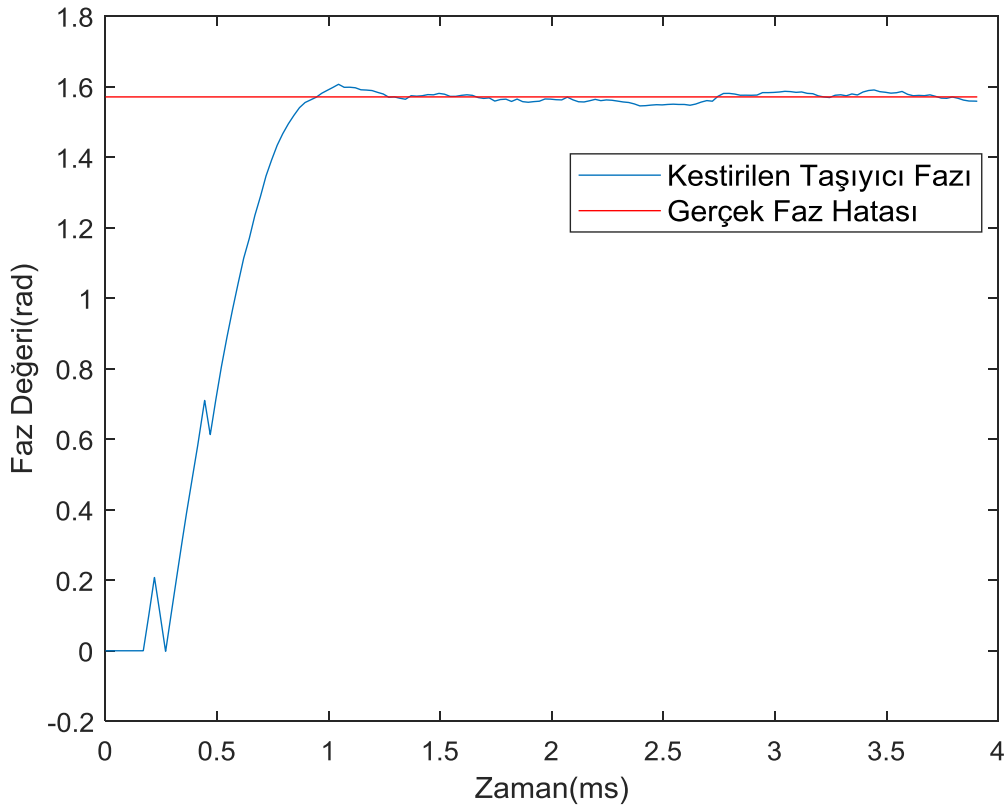


Şekil 5.5. Yüksek ivmeyle değişen frekans hatası için hassas frekans takibi bloğunun kestirim sonucu

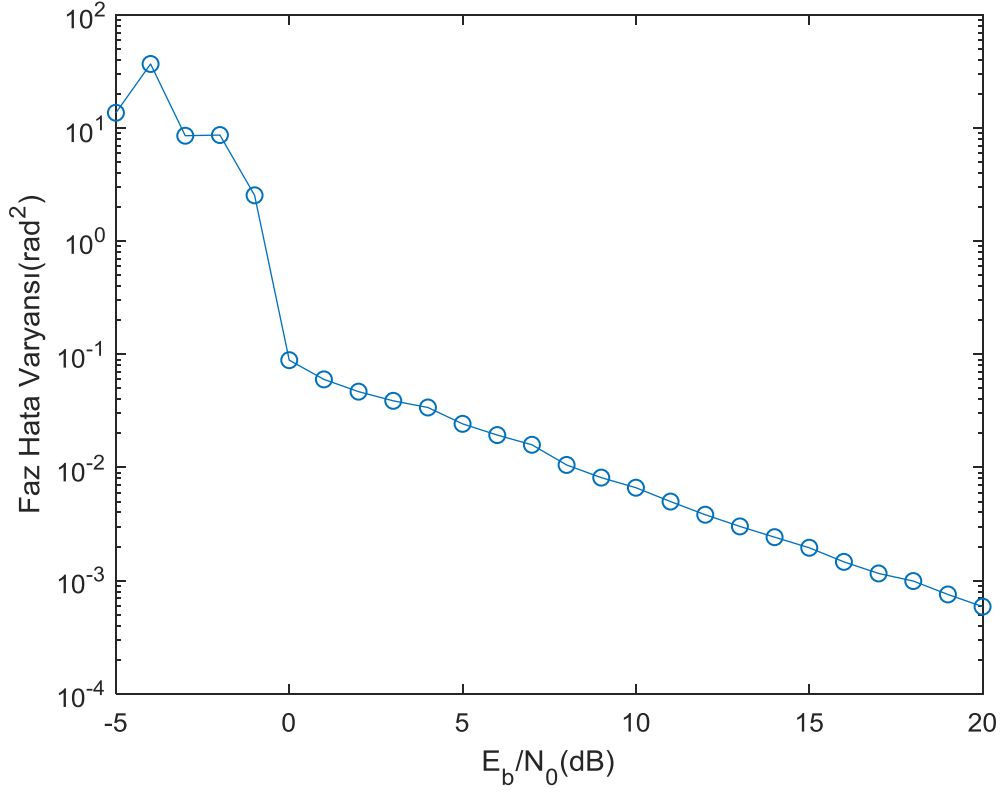


Şekil 5.6. Maksimum uydu haberleşmesi için Doppler frekans takibi

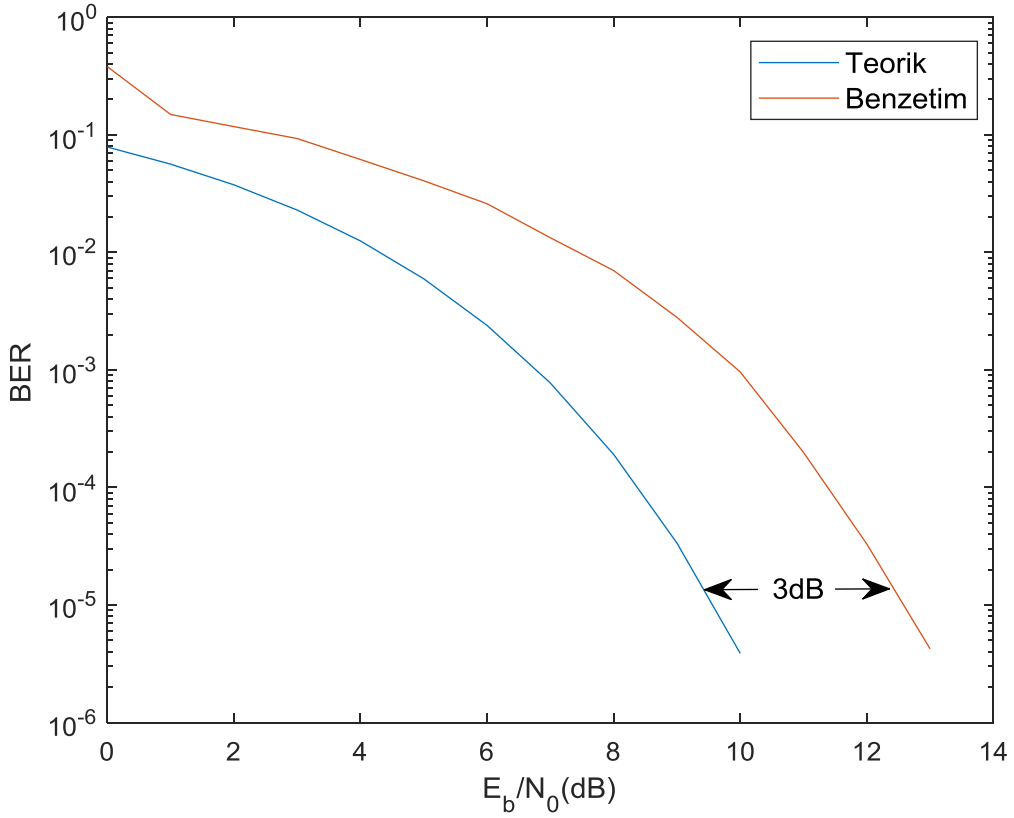
Hassas frekans takibinde sıfır frekans kayması ve $\pi/2$ faz hatası durumunda kestirilen taşıyıcı fazı 25 dB SNR varsayımında Şekil 5.7'de gösterilmektedir. Fakat hassas frekans takibi bloğu kestirilen taşıyıcı fazı için bir SNR eşik değerine sahiptir. Şekil 5.8'de gösterilen SNR'a bağlı olarak değişen faz hata varyansında bu durum görülmektedir. Hassas frekans takibi bloğu için yaklaşık 0 SNR değerinin bir eşik değer oluşturduğu gözlenmektedir. Ayrıca eşik değerinin etkisi hassas frekans takibi için bit hata olasılığı (BER) analizi yapıldığında da oluşmaktadır. 0 dB SNR'da BER değeri beklenenin oldukça üzerindedir. Ayrıca, BER analizi yapıldığında, oluşan BER eğrisinin teorik olanından 3dB daha kötü olduğu ortaya çıkmıştır. Fakat yalnızca zamanlama senkronizasyonu için BER analizi yapıldığında 3dB SNR kaybının zamanlama senkronizasyonundan kaynaklandığı anlaşılmıştır. Tek başına zamanlama senkronizasyonu için yapılan BER analizi Şekil 5.10'da gösterilmektedir.



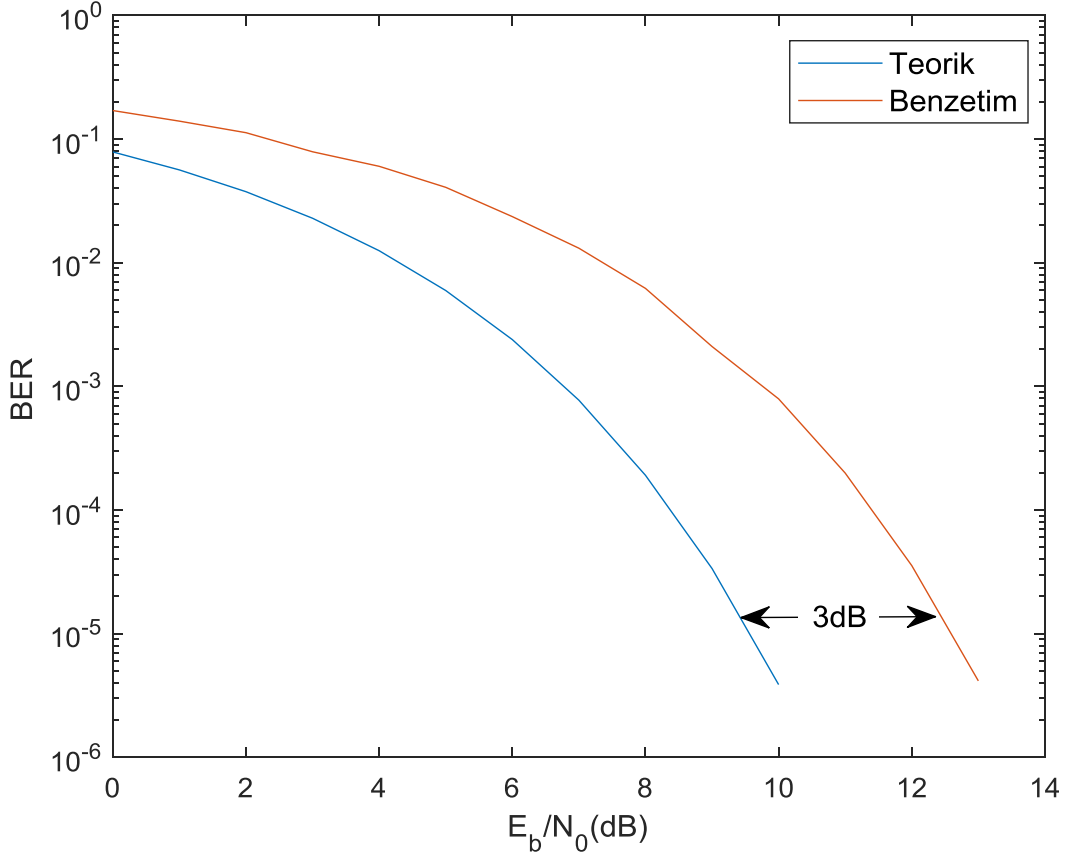
Şekil 5.7. 25 dB SNR'da kestirilen taşıyıcı fazı ile gerçek faz hatası



Şekil 5.8. Hassas frekans takibinde SNR'a bağlı değişen faz hata varyansı



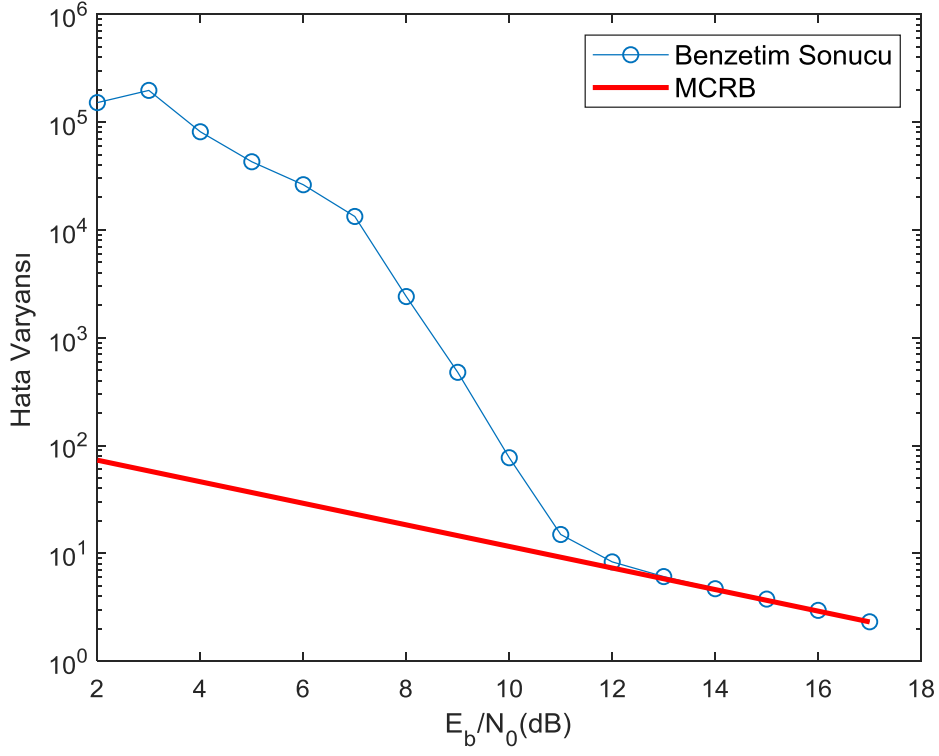
Şekil 5.9. Hassas frekans takibi için BER analizi



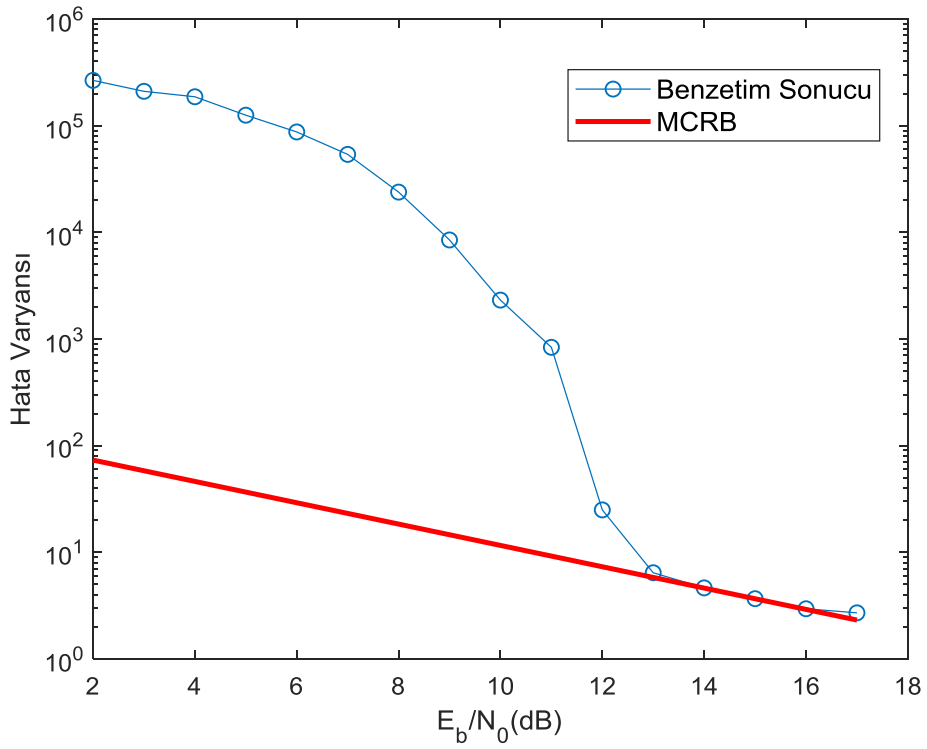
Şekil 5.10. Hassas frekans takibinden bağımsız yalnızca zamanlama senkronizasyonu için BER analizi

5.2. Kaba Frekans Kestirimi Sonuçları

Taşıyıcı frekans ve faz takibi bloğunun çalışmaya başlaması için gerekli olan kaba frekans kestirimi bloğunun performansı Şekil 5.11’de gösterilmektedir. Burada Kay kestiricisinin uzunluğu L_0 , 128 olarak seçilmiştir ve kestirilen frekansının 3 kHz olduğu varsayılmıştır. Ayrıca Kay kestiricisi öncesi 256-nokta FFT kullanılmıştır. İlave olarak, bu grafikte gösterilen SNR değeri alıcıya gelen sinyale göre 3 dB düşük olarak yazılmıştır çünkü sinyal I-Q faz kollarına ayrıldığında SNR 3 dB azalmaktadır. Yani, bu şekilde yaklaşık 11-12 dB olarak gözükürken SNR eşik değeri alıcıya gelen sinyal için 14-15 dB’ye denk gelmektedir. Aynı frekans hatası için (3 kHz) FFT kullanılmadan yapılan frekans kestirimi Şekil 5.12’de gösterilmektedir. Bu şekilde kaba frekans kestiriminde FFT kullanımının yaklaşık 2 dB eşik değerde kazanç sağladığı gözlenmektedir.

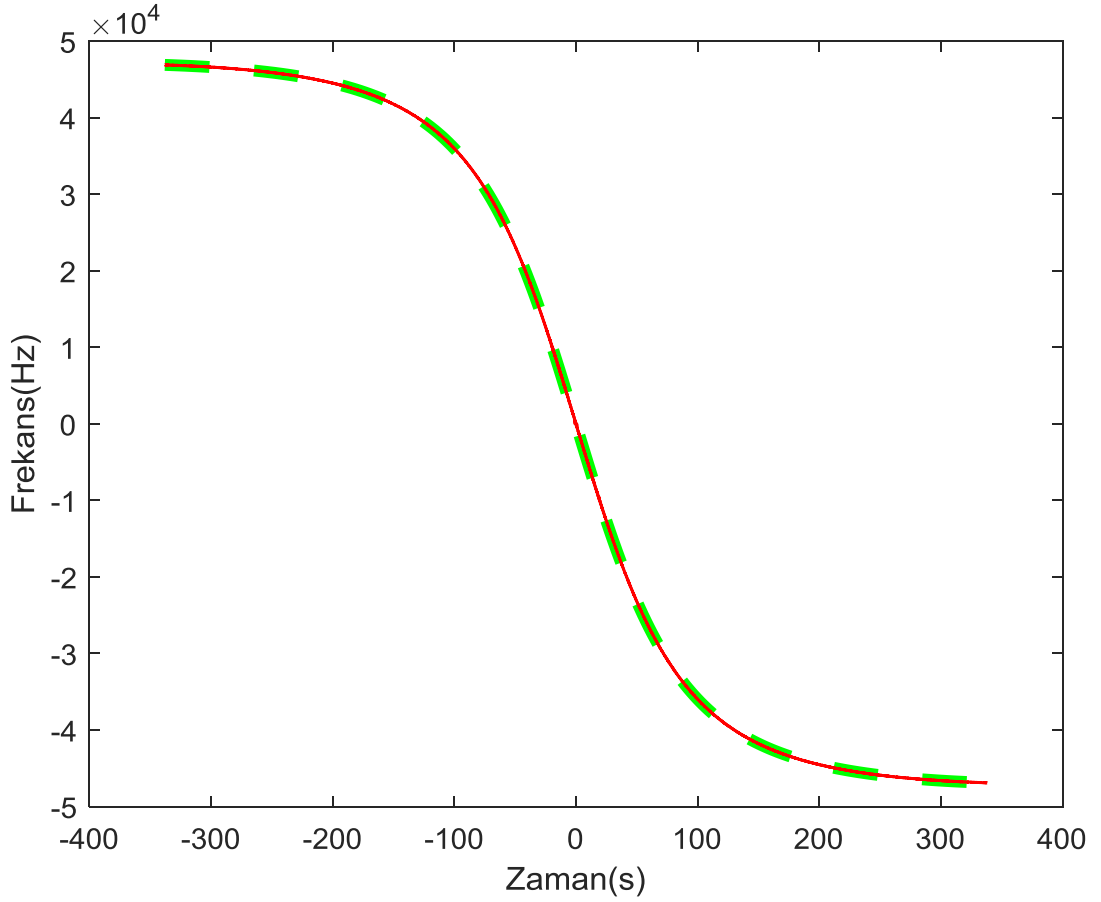


Şekil 5.11. I-Q faz kollarındaki SNR değeri ile kaba frekans kestirimi hata varyansı

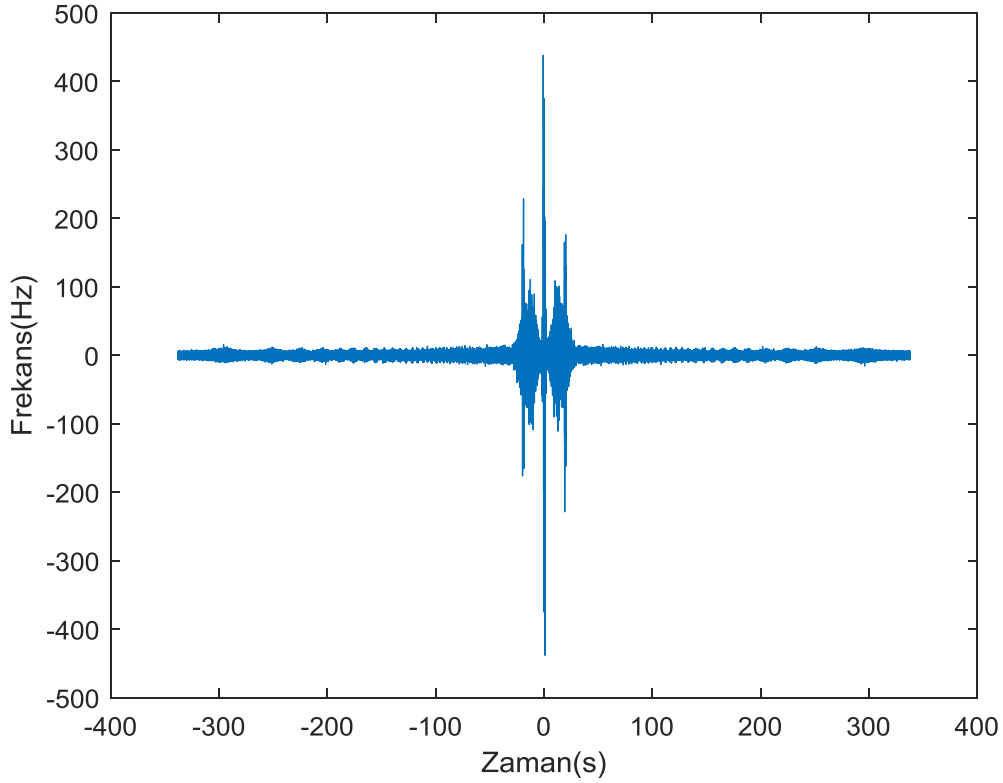


Şekil 5.12. FFT'nin kullanılmadığı durumda, I-Q faz kollarındaki SNR değeri ile kaba frekans kestirimi hata varyansı

Kaba frekans kestiriminde ilk önce FFT işlemi yapıldığı için FFT, uydu haberleşme süresince Doppler frekansını takip etmek zorundadır. 20 dB SNR için 256-nokta FFT'nin Doppler frekans takibi Şekil 5.13'te gösterilmektedir. Şekil 5.14'te ise bu haberleşme süresince oluşan kestirim hatası bulunmaktadır. Burada fark edileceği üzere FFT kestirimi sonucu oluşan frekans hatası, zamanlama senkronizasyonunun başlayabilmesini mümkün kılmaktadır.



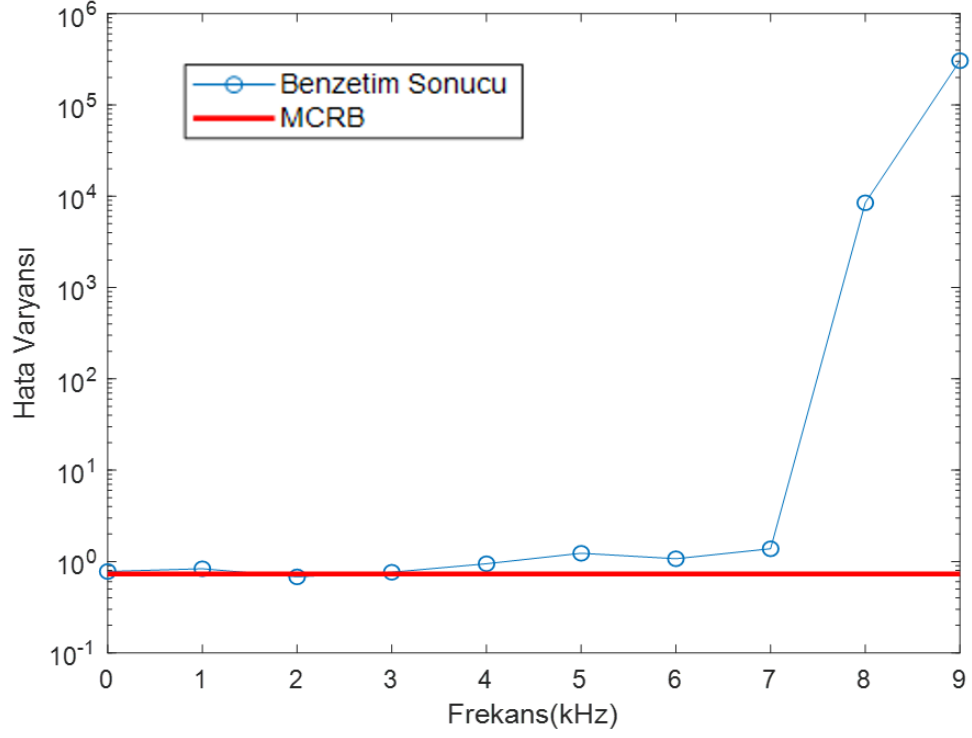
Şekil 5.13. 20 dB SNR'de FFT kestiriminin Doppler frekans değişimini takip etmesi



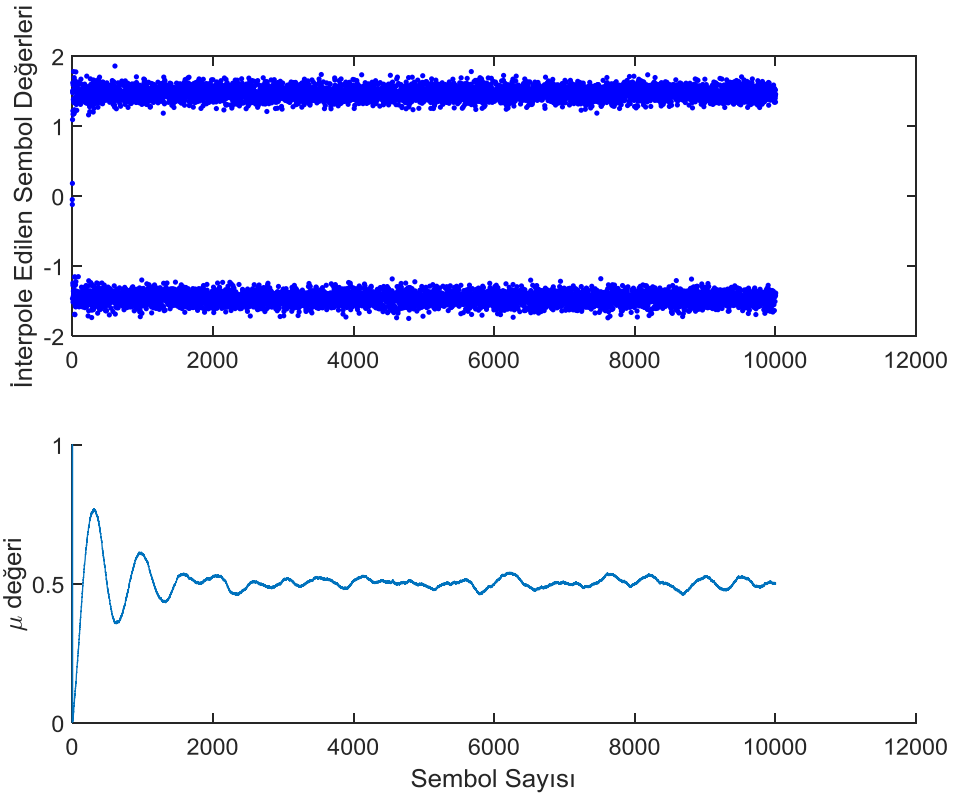
Şekil 5.14. 20 dB SNR'de Doppler frekans kayması durumunda oluşan 256-FFT kestirim hatası

5.3. Zamanlama Senkronizasyonu Sonuçları

Bölüm 4'te zamanlama senkronizasyonunun yapılabilmesi için alınan sinyalin üzerinde kalan taşıyıcı sinyal frekansının sembol sıklığına göre %10 ila %20 arasında olması gerektiğinden bahsedilmiştir. Kay kestiricisi zamanlama senkronizasyon çıktılarını kullandığından, bu durum, Kay kestiricisinin MCRB'ye yakın bir kestirim yapıp yapamadığından anlaşılmaktadır. 25 dB SNR için Şekil 5.15'te, kestirilen frekans hatasının 7 kHz'den az olması durumunda zamanlamanın yapılabileceği gözükmektedir. Sembol sıklığının 40 kHz olduğunu göz önünde bulundurursak, geçerli bir varsayım yapmış olduğumuz ortaya çıkmaktadır.

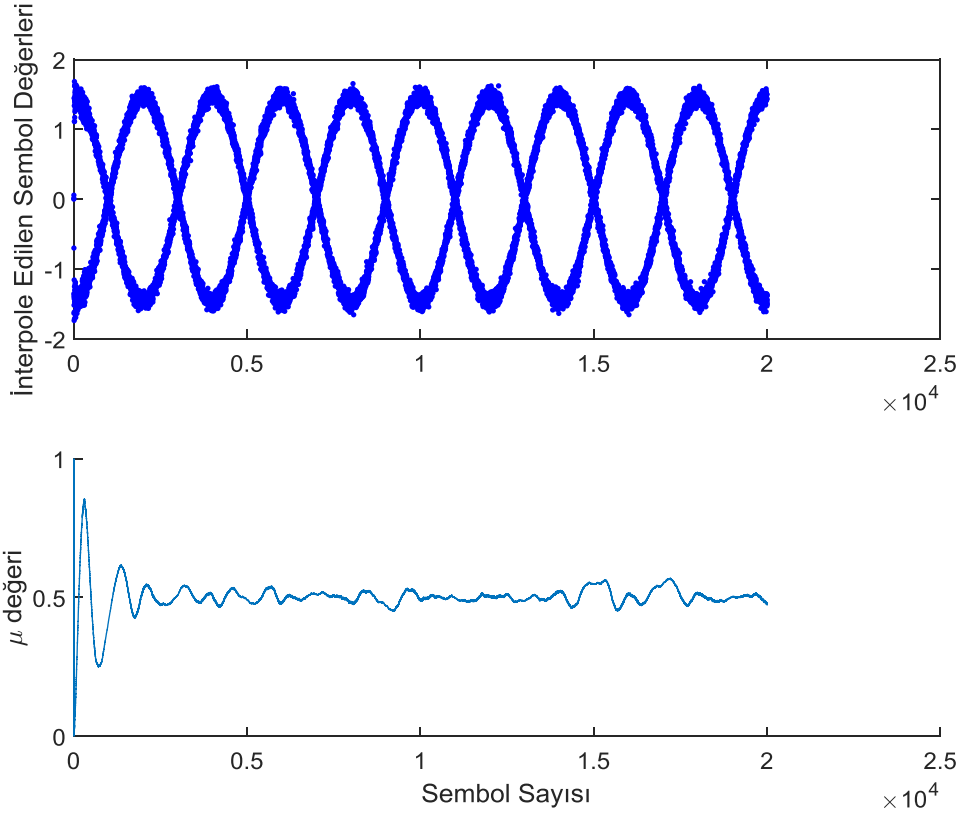


Şekil 5.15. 25 dB SNR için kestirilen frekans hatası ve hata varyansı



Şekil 5.16. 25 dB SNR'de zamanlama senkronizasyonu sonucu interpolate edilen değer ile zaman kaymasının(μ) kestirimi

Taşıyıcı frekans ve faz senkronizasyonu yapılmış sinyalin zamanlama senkronizasyondaki interpolasyon işlemi sonucu kestirilen sembol değeri ile μ değeri arasındaki ilişki Şekil 5.16'da gösterilmektedir. Ayrıca Şekil 5.17'de ise alınan sinyalin üzerinde üzerinde 10 Hz'lik bir frekans kayması durumu resmedilmiştir. Her iki durumda da SNR değeri 25 dB olarak seçilmiştir. Bu iki şekil zamanlamanın hem tabanbanda indirilmiş sinyalde hem de belirli taşıyıcı frekansa sahip sinyalde çalıştığı gösterilmiştir.



Şekil 5.17. 25 dB SNR'de 10 Hz taşıyıcı frekansa sahip sinyalde zamanlama senkronizasyonu sonucu interpolate edilen değer ile zaman kaymasının (μ) kestirimi

6. SONUÇLAR

Bu tez ile hızlı değişen yüksek Doppler frekans kaymasına maruz kalan LEO S-bant uydu alıcısı için çözümleri gereken problemler tanımlanmıştır ve bu problemler literatürde var olan yapılardan farklı olarak geliştirilen alıcı mimarisi ile çözülmüştür. Tasarlanan alıcı mimarisi SDR tabanlı olduğu için ilk önce SDR tanımlamasıyla beraber genel alıcı mimarisinin ana hatları belirlenmiştir. Seçilen RF ön kat mimarisine ve FPGA içerisinde gerçekleştirilen alıcı algoritmasına bağlı olarak frekans planlaması yapılmıştır. Daha sonra, FPGA içerisinde çözümleri gereken problemleri teşkil eden alıcıya gelen sinyalin modellenmesi yapılmıştır. Bu modelle LEO uydu alıcısı için uydunun yörünge mekaniğinin sinyal üzerine etkisini belirlemek mümkün olmuştur. Ayrıca, bu tez kapsamında alıcının etkisi altında bulunduğu SNR değişim bilgisi verilmiştir.

Haberleşme süresince alınan sinyalin maruz kaldığı Doppler frekans kaymasına ve SNR değişimine uygun olarak geliştirilen alıcı algoritmasının temeli, taşıyıcı senkronizasyonu ve zamanlama senkronizasyonu olmak üzere iki adımda atılmıştır. Doppler frekans kayma karakterinden dolayı taşıyıcı senkronizasyonu, kaba frekans kestirimi ve hassas frekans kestirimi olmak üzere iki adımda icra edilmektedir. Literatürde bu yapıların uygulamasını kolaylaştırmak adına uydu ile aşamalı modülasyon modları üzerinden haberleşme sağlanmaktadır [10]. Lakin bu çalışmada özel modlar olmadan sadece SRRC filtreden geçmiş BPSK modüleli sinyal üzerinden haberleşme linkinin kurulduğu varsayıldığından ve kaba frekans kestirimi ile hassas frekans takibi bloklarının girdi olarak kullandıkları sinyal modelinden dolayı, zamanlama senkronizasyonu işlevinin taşıyıcı senkronizasyonu ile beraber yapılması gerektiği görülmüştür. Bu çıkarım da yeni bir LEO uydu alıcı tasarımını ortaya çıkarmıştır ve bu tezde yeni alıcı mimarisinin tüm bileşenleri detaylandırılmıştır.

Bu çalışmada hassas frekans takibi bloğu, zamanlama senkronizasyonunu içerisinde barındıracak şekilde Costas döngüsü olarak tasarlanmış olup, bu döngünün kritik bileşenleri ve performans kıstasları belirlenmiştir. Tasarlanan alıcının BER performansı, hassas frekans takibi ve zamanlama

senkronizasyonuna bağlı olduğundan bu blokların BER analizi ayrı ayrı yapılmıştır. Kaba frekans kestirimi olarak, literatürde geçen faz farkını kullanan kestiricileri veya FFT tabanlı kestiricileri tek başına kullanmak yerine, performansı ve hesaplama maliyetini dűřürmek adına bunların beraber kullanılabileceğini bu tezdeki çalışmayla gűstererek yeni bir yaklaşım oluşturduk.

Uydu haberleřmesi temelli, CDMA (Code Division Multiple Access) veya TDMA (Time Division Multiple Access) gibi teknikleri kullanarak uzay izerinden bir ađ kurulduđu zaman, çođuřma (burst) haberleřme önem kazanmaktadır [58]. Fakat çođuřma demodűlasyonu için bu tezde sunulan senkronizasyon yapıları yavař kalacaktır. Ayrıca yűksek derece modűlasyon formatlarında (rn. 64-QAM (Quadrature Amplitude Modulation)), bu tezde sunulan yapı yeterli olamayacaktır. Hem çođuřma haberleřme hem de yűksek derece modűlasyonlar için Vitebi&Viterbi veya Blind senkronizasyon seçenekleri izerinden çeřitli çalıřmalar yapılmıřtır [2,58–60]. Dolayısıyla ileride bu tez çalıřması, farklı senkronizasyon yapıları kullanarak yűksek derece modűlasyonlu veya çođuřma haberleřme için geliřtirilebilir.

Hassas frekans takibi blođu, derin uzay veya navigasyon haberleřme sistemlerinde mesafe (ranging) uygulamasının hassasiyetini belirleyen kısımdır [61]. Bu sebeplerle, ileride yapılacak çalıřmalarda, mesafe lűm hassasiyetini artırmak adına, Costas dngűsűnűn faz hatası-SNR iliřkisinde bir iyileřtirme çalıřması yapılabilir. Hassas frekans takibi blođunda grűlen SNR eřik deđerinin azaltılması izerine de ayrıca çalıřılabilir.

Geliřtirilen alıcının çalıřmaya bařlayabildiđi SNR eřik deđerini, kaba frekans kestirimi blođu belirlemektedir. Geliřtirilen sistemin daha dűřűk SNR deđerlerinde çalıřabilmesi için kaba frekans kestirimi blođu için hesaplama maliyetini de göz nűnde bulundurarak yeni bir tasarım arařtırması yapılabilir. Ayrıca, zamanlama senkronizasyonunun, FPGA için kullanılan osilatrűn hassasiyetiyle bir iliřkisi mevcuttur. Bu iliřkiyi göz nűnde bulundurarak, BER analizinde grűlen 3 dB SNR kaybı için bir çalıřmanın ilerleyen zamanlarda yapılması műmkündür.

7. KAYNAKLAR

- [1] A. Semenova, A. Tikhomirov, Feedforward carrier estimation method for bpsk with large Doppler shift, BIHTEL 2014 - 10th Int. Symp. Telecommun. Proc. (2014) 1–6. doi:10.1109/BIHTEL.2014.6987643.
- [2] U. Mengali, A.N. D'Andrea, Synchronization Techniques for Digital Receivers, 1st ed., Plenum Press, New York, 1997.
- [3] A.J. Viterbi, Principles of coherent communication, 1st ed., McGraw-Hill, USA, 1966.
- [4] Y. Ying, M. Ghogho, Optimal pilot placement for frequency offset estimation and data detection in burst transmission systems, IEEE Commun. Lett. 9 (2005) 549–551.
- [5] S. Godtmann, N. Hadaschik, W. Steinert, G. Ascheid, A concept for data-aided carrier frequency estimation at low signal-to-noise ratios, IEEE Int. Conf. Commun. (2008) 463–467. doi:10.1109/ICC.2008.92.
- [6] R.W. Middlestead, Digital Communications with Emphasis on Data Modems: Theory, Analysis, Design, Simulation, Testing, and Applications, 1st ed., Wiley, 2017.
- [7] M. Morelli, U. Mengali, Feedforward Frequency Estimation for PSK: A Tutorial Review, Eur. Trans. Telecommun. 9 (1998) 103–116.
- [8] E.D. Kaplan, C.J. Hegarty, Understanding GPS/GNSS. Principles and Applications, 2017. doi:S0147-9563(98)90087-5 [pii].
- [9] T. Synchronization, TC Synchronization and Channel Coding—Summary of Concept and Rationale, CCSDS Green B. (2012). <http://public.ccsds.org/publications/archive/130x1g2.pdf>.
- [10] CCSDS, TC Synchronization and Channel Coding Recommendation for Space Data System Standards, Ccsds 231.0-B-3. (2017).
- [11] X. Gao, Y. Li, J. Bao, Efficient carrier acquisition and tracking for high dynamic and weak satellite signals, J. Commun. 11 (2016) 644–652. doi:10.12720/jcm.11.7.644-652.
- [12] A. Fereidontabar, G.C. Cardarilli, M. Re, High Dynamic Optimized Carrier Loop Improvement for Tracking Doppler Rates, J. Electr. Comput. Eng. 2015 (2015) 1–6. doi:10.1155/2015/679505.
- [13] P.A. Roncagliolo, J.G. García, C.H. Muravchik, Optimized Carrier Tracking Loop Design for Real-Time High-Dynamics GNSS Receivers, Int. J. Navig. Obs. 2012 (2012) 1–18. doi:10.1155/2012/651039.
- [14] E.D. Kaplan, Understanding GPS: Principles and Applications, 2nd ed., Artec House, 2005.
- [15] L. Ma, L. Shi, Z. Wang, Performance analysis of a second order FLL assisted third order PLL for tracking doppler rates, WSEAS Trans. Commun. 13 (2014) 26–43.
- [16] J.T. Curran, G. Lachapelle, C.C. Murphy, Improving the design of

- frequency lock loops for GNSS receivers, *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 48 (2012) 850–868. doi:10.1109/TAES.2012.6129674.
- [17] J.A. López-Salcedo, J.A.D. Peral-Rosado, G. Seco-Granados, Survey on robust carrier tracking techniques, *IEEE Commun. Surv. Tutorials.* 16 (2014) 670–688. doi:10.1109/SURV.2013.082713.00228.
- [18] Z. Tu, T. Lu, Q. Chen, A novel carrier loop based on unscented kalman filter methods for tracking high dynamic GPS signals, *Int. Conf. Commun. Technol. Proceedings, ICCT. 2019–Octob* (2019) 1007–1012. doi:10.1109/ICCT.2018.8600110.
- [19] Y. Xu, Q. Chang, Z. Yu, A tracking method for weak and high dynamic GNSS inter-satellite link signal, *2012 2nd Int. Conf. Consum. Electron. Commun. Networks, CECNet 2012 - Proc.* (2012) 111–114. doi:10.1109/CECNet.2012.6201523.
- [20] J. Wang, Q. Liang, K. Liang, W. Shangguan, A new extended Kalman filter based carrier tracking loop, *Proc. - 2009 3rd IEEE Int. Symp. Microwave, Antenna, Propag. EMC Technol. Wirel. Commun. MAPE 2009.* (2009) 1181–1184. doi:10.1109/MAPE.2009.5355852.
- [21] T.T.T. Nguyen, V.T. La, T.H. Ta, A novel residual frequency estimation method for GNSS receivers, *Sensors (Switzerland).* 18 (2018) 1–19. doi:10.3390/s18010119.
- [22] D. Rife, R. Boorstyn, Single tone parameter estimation from discrete-time observations, *IEEE Trans. Inf. Theory.* 20 (1974) 591–598. doi:10.1109/TIT.1974.1055282.
- [23] S. Kay, A Fast and Accurate Single Frequency Estimator, 37 (1989) 1987–1990.
- [24] M. Luise, R. Reggiannini, Carrier Frequency Recovery in All-Digital Modems for Burst-Mode Transmissions, *IEEE Trans. Commun.* 43 (1995) 1169–1178. doi:10.1109/26.380149.
- [25] M.P. Fitz, Further Results in the Fast Estimation of a Single Frequency, 42 (1994) 862–864.
- [26] U. Mengali, M. Morelli, Data-aided frequency estimation for burst digital transmission, *IEEE Trans. Commun.* 45 (1997) 23–25. doi:10.1109/26.554282.
- [27] Rosnes, E, Vahlin, A, Frequency estimation of a single complex sinusoid using a generalized Kay estimator, *IEEE Trans. Commun.* 54 (2006) 407–415.
- [28] M. Rice, *Digital Communications: A Discrete-Time Approach*, 1st ed., Pearson, 2008.
- [29] H. Meyr, M. Moeneclaey, S.A. Fechtel, *Digital Communication Receivers, Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing*, 1st ed., Wiley-Interscience, 1997.
- [30] W. Gappmair, Open-loop analysis of a nonlinearly modified gardner synchronizer, *IEEE Commun. Lett.* 18 (2014) 1963–1966. doi:10.1109/LCOMM.2014.2360177.

- [31] K.M. Whelan, F. Balado, N.J. Hurley, G.C.M. Silvestre, A Two-Dimensional Extension of the Mueller and Müller Timing Error Detector, *IEEE Signal Process. Lett.* 14 (2007) 457–460. doi:10.1109/LSP.2006.891321.
- [32] G. Arevalo, D. Felipe Cárdenas López, All digital timing recovery and FPGA implementation, 2010.
- [33] F. Harris, W. Lowdermilk, Software Defined Radio: a Tutorial, *IEEE Instrum. Meas. Mag.* (2010) vol. 13, no. 1.
- [34] L. Lessing, Looking back [Man of High Fidelity: Edwin Howard Armstrong], *IEEE Potentials.* (1969) 1–172. doi:10.1109/MP.1984.6499669.
- [35] A.A. Abidi, Direct-conversion radio transceivers for digital communications, *Integr. Circuits Wirel. Commun.* 30 (1998) 135–146. doi:10.1109/9780470544952.ch2.
- [36] S. Spiridon, Toward 5G Software Defined Radio Receiver Front-End, first, Springer, Switzerland, 2016.
- [37] B.F. Kearney, D. Frizelle, Complex RF Mixers , Zero-IF Architecture , and Advanced Algorithms: The Black Magic in Next-Generation SDR Transceivers, (2017) 1–5.
- [38] R. Ulrich L., J.C. Whitaker, Hans Zahnd, Communications Receivers: Principles and Design, 4th editio, McGraw-Hill Education - Europe, United States, 2017.
- [39] E. Venosa, fredric j. Harris, F.A.N. Palmieri, Software Radio Sampling Rate Selection, Design and Synchronization, Springer, 2012.
- [40] M. Patel, I. Darwazeh, J.J. O'reilly, Bandpass sampling for software radio receivers, and the effect of oversampling on aperture jitter, *IEEE Veh. Technol. Conf.* 4 (2002) 1901–1905. doi:10.1109/VTC.2002.1002953.
- [41] A. V. Oppenheim, R.W. Schafer, J.R. Buck, Discrete-Time Signal Processing, 2nd ed., Prentice-Hall, USA, 1999.
- [42] R.G. Lyons, Understanding Digital Signal Processing, 3rd Editio, Prentice Hall, 2010.
- [43] D.K. Manolakis, J.G. Proakis, Digital Signal Processing, 4th ed., Prentice Hall, 2006.
- [44] S.W. Smith, The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing, 1st ed., California Technical Pub, 1997.
- [45] I. Ali, P.G. Bonanni, N. Al-Dhahir, J.E. Hershey, Doppler Applications in LEO Satellite Communication Systems, 1st ed., Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [46] M.H. You, S.P. Lee, Y. Han, Adaptive compensation method using the prediction algorithm for the Doppler frequency shift in the LEO mobile satellite communication system, *ETRI J.* 22 (2000) 32–39. doi:10.4218/etrij.00.0100.0404.
- [47] W.C. Lindsey, M.K. Simon, Telecommunication Systems Engineering, 1st

ed., Prentice-Hall, 1973.

- [48] W.J. Hurd, J.I. Statman, V.A. Vilnrotter, High Dynamic GPS Receiver Using Maximum Likelihood Estimation and Frequency Tracking, *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* AES-23 (1987) 425–437. doi:10.1109/TAES.1987.310876.
- [49] P. Lottfali Kazemi, *Development of New Filter and Tracking Schemes for Weak GPS Signal Tracking*, 2010.
- [50] M.C. Jeruchim, P. Balaban, K.S. Shanmugan, *Simulation of Communication Systems: Modeling, Methodology and Techniques*, 2nd ed., Springer, 2000.
- [51] Y. V Zakharov, V.M. Baronkin, T.C. Tozer, DFT-based frequency estimators with narrow acquisition range, *IEE Proc. - Commun.* 148 (2001) 1–7. doi:10.1049/ip-com:20010060.
- [52] A.N. D'Andrea, U. Mengali, R. Reggiannini, The modified Cramer-Rao bound and its application to synchronization problems, *IEEE Trans. Commun.* 42 (1994) 1391–1399. doi:10.1109/TCOMM.1994.580247.
- [53] S. Tretter, Estimating the frequency of a noisy sinusoid by linear regression (Corresp.), *IEEE Trans. Inf. Theory.* 31 (1985) 832–835. doi:10.1109/TIT.1985.1057115.
- [54] G.W. Lank, I.S. Reed, G.E. Pollon, A Semicoherent Detection and Doppler Estimation Statistic, *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* AES-9 (1973) 151–165. doi:10.1109/TAES.1973.309762.
- [55] S. Crozier, K. Moreland, Performance of a Simple Delay-Multiply-Average Technique for Frequency Estimation, in: *Can. Conf. Electrical Comput. Eng.*, Toronto, Canada, 1992: pp. 13–16.
- [56] J.R. Barry, E.A. Lee, D.G. Messerschmitt, *Digital Communication*, 3rd ed., Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [57] M. Ayat, S. Mirzakuchaki, S.A.A. Beheshti, *Design and Implementation of High Throughput, Robust, Parallel M-QAM Demodulator in Digital Communication Receivers*, 2016. doi:10.1109/TCSI.2016.2589078.
- [58] C. Morlet, M.-. Boucheret, I. Buret, Low-complexity carrier-phase estimator suited to on-board implementation, *IEEE Trans. Commun.* 48 (2000) 1451–1454. doi:10.1109/26.870008.
- [59] Y. Wang, E. Serpedin, P. Ciblat, Optimal blind carrier recovery for MPSK burst transmissions, *IEEE Trans. Commun.* 51 (2003) 1571–1581. doi:10.1109/TCOMM.2003.816979.
- [60] S.M. Bilal, C.R.S. Fludger, V. Curri, G. Bosco, Multistage Carrier Phase Estimation Algorithms for Phase Noise Mitigation in 64-Quadrature Amplitude Modulation Optical Systems, *J. Light. Technol.* 32 (2014) 2973–2980. doi:10.1109/JLT.2014.2325064.
- [61] V. Vilnrotter, J. Hamkins, S. Ashrafi, Performance analysis of digital tracking loops for telemetry-based ranging applications, *IEEE Aerosp. Conf. Proc.* (2014) 1–27. doi:10.1109/AERO.2014.6836296.



HACETTEPE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
YÜKSEK LİSANS/~~DOKTORA~~ TEZ ÇALIŞMASI ORJİNALLİK RAPORU

HACETTEPE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLER ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ve ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI BAŞKANLIĞI'NA

Tarih: 14/06/2019

Tez Başlığı / Konusu: LEO UYDU HABERLEŞMESİ ALICILARINDA FREKANS VE ZAMAN SENKRONİZASYONU

Yukarıda başlığı/konusu gösterilen tez çalışmamın a) Kapak sayfası, b) Giriş, c) Ana bölümler d) Sonuç kısımlarından oluşan toplam 83 sayfalık kısmına ilişkin, 14/06/2019 tarihinde şahsen/tez danışmanım tarafından Turnitin adlı intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezimin benzerlik oranı % 6.. 'tür.

Uygulanan filtrelemeler:

- 1- Kaynakça hariç
- 2- Alıntılar hariç/dâhil
- 3- 5 kelimedenden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Çalışması Orijinallik Raporu Alınması ve Kullanılması Uygulama Esasları'nı inceledim ve bu Uygulama Esasları'nda belirtilen azami benzerlik oranlarına göre tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edileceği muhtemel durumda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Gereğini saygılarımla arz ederim.

14.06.2019

Tarih ve İmza

Adı Soyadı: Abdullah Burak Acar

Öğrenci No: N16221260

Anabilim Dalı: Elektrik ve Elektronik Mühendisliği

Programı: Tezli Yüksek Lisans

Statüsü: Y.Lisans Doktora Bütünleşik Dr.

DANIŞMAN ONAYI

UYGUNDUR.

Prof. Dr. Emre AKTAŞ

(Unvan, Ad Soyad, İmza)

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : ABDULLAH BURAK ACAR
Doğum yeri : ALTINDAĞ
Doğum tarihi : 17.01.1993
Elektronik posta adresi : abduallahburak18@gmail.com
Yabancı dili : İNGİLİZCE

EĞİTİM DURUMU

Lisans : Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, (2011-2016)

İş Tecrübesi

TÜBİTAK UZAY Teknolojileri Araştırma Enstitüsü, (2016-Devam Ediyor)