İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

UYDU ALICILARI İÇİN YENİ BİR TAŞIYICI FREKANS DÜZELTME YÖNTEMİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Emine SEFER

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

OCAK 2013

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

UYDU ALICILARI İÇİN YENİ BİR TAŞIYICI FREKANS DÜZELTME YÖNTEMİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Emine SEFER
(504091392)

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Doç.Dr. Mesut KARTAL

OCAK 2013

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504091392 numaralı Yüksek LisansÖğrencisi **Emine SEFER**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı **"UYDU ALICILARI İÇİN YENİ BİR TAŞIYICI FREKANS DÜZELTME YÖNTEMİ"** başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı :	**Doç.Dr. Mesut KARTAL** İstanbul Teknik Üniversitesi	.....
Jüri Üyeleri :	**Prof. Dr. Selçuk PAKER** İstanbul Teknik Üniversitesi	.....
	Prof. Dr. Osman Nuri UÇAN Aydın Üniversitesi	.....

Teslim Tarihi : **17 Aralık 2012**
Savunma Tarihi : **24 Ocak 2013**

ÖNSÖZ

Bu tezin hazırlanmasında bana her zaman yardımcı olan ve değerli fikirleriyle bana yol gösteren danışman hocam, Doç.Dr. Mesut KARTAL'a ve manevi desteklerinden dolayı aileme ve dostlarıma teşekkür ederim.

Ocak 2013

Emine SEFER
(Elektronik ve Haberleşme
Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ ..... **v**
İÇİNDEKİLER ..... **vii**
KISALTMALAR ..... **ix**
ÇİZELGE LİSTESİ ..... **xi**
ŞEKİL LİSTESİ ..... **xiii**
ÖZET ..... **xv**
SUMMARY ..... **xvii**
1. GİRİŞ **1**
1.1 Tezin Amacı 2
1.2 Tezin Organizasyonu 3
2. QPSK İŞARETİNİN ÖZELLİKLERİ VE QPSK DEMODÜLATÖRÜ SENKRONİZASYON BİLEŞENLERİ **5**
2.1 QPSK İşareti 5
2.2 PSK Alıcılarında Senkronizasyon Sistem Yapısı 10
2.2.1 Sembol/Zaman düzeltme 11
2.2.2 Taşıyıcı düzeltme 13
2.2.2.1 Faz düzeltme 14
2.2.2.2 Frekans düzeltme 17
3. TAŞIYICI FREKANS KAYMASI KESTİRİCİ YÖNTEMLERİ **23**
3.1 Mevcut Veri-Yardımlı Taşıyıcı Frekans Kestiricisi Yöntemleri 23
3.1.1 Maksimum-benzerlik kestiricisi 23
3.1.2 Kay kestirici metodu 26
3.1.3 Fitz kestirici metodu 27
3.1.4 L&R kestirici metodu 28
3.1.5 M&M kestirici metodu 28
3.1.6 DA kestiricilerin performans açısından karşılaştırılması 29
3.1.7 DM kestirici metodu 32
3.2 Önerilen Kestirici Yöntemi 34
3.3 Taşıyıcı Frekans Senkronizasyon Yapısı Seçimi 34
3.3.1 Dijital PLL yapısı 34
3.3.2 FF döngü yapısı 38
4. SİMÜLASYON SONUÇLARI **41**
4.1 Önerilen Kestiricinin Performans Özellikleri 41
4.2 QPSK İşareti Frekans Düzeltme Döngüsü Uygulaması 44
5. SONUÇ VE ÖNERİLER **55**
KAYNAKLAR **57**
ÖZGEÇMİŞ **59**

KISALTMALAR

A/D	**:** Analog Digital Converter
AWGN	**:** Additive white Gaussian noise
DA	**:** Data-Aided
NDA	**:** Non-Data-Aided
FB	**:** Feedback
FF	**:** Feedforward
HPA	**:** High Power Amplifier
Hz	**:** Hertz
LNA	**:** Low-Noise Amplifier
STR	**:** Sembol Zaman Düzeltme
TED	**:** Timing Error Dedector
QPSK	**:** Quadrature Phase Shift Keying

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 3.1 : DA frekans kestiricilerin karşılaştırılması..... 31
Çizelge 3.2 : İkinci dereceden bir döngü için döngü tepkileri ve kutupların yerleri. 37
Çizelge 4.1 : Farklı SNR değerleri için önerilen kestirici ve Kay kestirici çıkışları . 53

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1: Basit tek yönlü uydu haberleşme hattı yapısı. 1
Şekil 1.2: Dijital yer istasyonu blok şeması. 2
Şekil 2.1:QPSK Yıldız Kümesi diyagramı (faz=$\boldsymbol{\pi/2}$). 6
Şekil 2.2 :I ve Q kanallarına seriden paralele bit aktarımı. 7
Şekil 2.3 :QPSK dalga şekilleri. 8
Şekil 2.4 :QPSK modülatör yapısı. 8
Şekil 2.5 : Demodülasyon işlemi. 10
Şekil 2.6 : Alıcı blok diyagramı. 11
Şekil 2.7 : Zaman düzeltme döngüsü 12
Şekil 2.8 :NDA Gardner TED kullanılan kapalı döngü STR [10] 13
Şekil 2.9 :BPSK Costas Döngüsü 14
Şekil 2.10 : Kaba faz düzeltme 16
Şekil 2.11 :İnce faz düzeltme 16
Şekil 2.12 : Kapalı döngü yapısı. 18
Şekil 2.13 : QPSK karar verme kuralı. 19
Şekil 2.14 : Açık döngü kestiricisinin blok diyagramı. 21
Şekil 3.1 :g(t-iT-to) gözlem aralığındaki yerleşimi. 25
Şekil 3.2 : Kay yumuşatma fonksiyonu. 27
Şekil 3.3 : M&M yumuşatma fonksiyonu. 29
Şekil 3.4 : Taşıyıcı frekans kayması kestiricilerinin kestirim aralığı karşılaştırması. 30
Şekil 3.5 : Taşıyıcı kestiricilerin kestirim varyanslarının karşılaştırması. 31
Şekil 3.6 : DM kestiricisi blok şeması. 32
Şekil 3.7 : İkinci dereceden DPLL yapısı. 35
Şekil 3.8 : İkinci dereceden PLL için frekans tepkisi. 38
Şekil 3.9 : FF temelbant taşıyıcı frekans düzeltme sistem blok şeması. 38
Şekil 3.10 : FF temelbant taşıyıcı frekans kestiricisi blok şeması. 39
Şekil 4.1 : Kay kestiricisi ve (3.30) denklemi kestiricisinin frekans kestirimi aralığı. 41
Şekil 4.2 : Kay ve önerilen algoritmanın kestirim varyansları (N=16). 42
Şekil 4.3 : Kay ve önerilen algoritmanın kestirim varyansları.(N=20) 42
Şekil 4.4 : L=33Kay ve önerilen algoritmanın kestirim varyansları.(N=10) 43
Şekil 4.5 : Kay ve önerilen algoritmanın kestirim varyansları.(N=6) 43
Şekil 4.6 : Önerilen yöntemin MATLAB simülink modeli. 44
Şekil 4.7 : Kanal modeli. 45
Şekil 4.8 : Kestirici Simulink modeli. 45
Şekil 4.9 : FF taşıyıcı frekans düzeltme Simulink modeli. 46
Şekil 4.10 : QPSK modülatör çıkışı. 46
Şekil 4.11 : QPSK işaretinde frekans kaymasının etkisi. 47
Şekil 4.12 : Alıcıya gelen işaret. 47

Şekil 4.13 : Frekans kayması 50 Hz verildiğinde; a) Önerilen taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı b) Kay algoritması taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı 48
Şekil 4.14 : Frekans kayması 500 Hz verildiğinde ;a) Önerilen taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı b) Kay algoritması taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı 49
Şekil 4.15 : Frekans kayması 650 Hz verildiğinde ;a) Önerilen taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı b) Kay algoritması taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı 50
Şekil 4.16 : Önerilen taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı ($f = 1500\ Hz$)..... 50
Şekil 4.17 : Frekans kayması 50 Hz verildiğinde ;a) Önerilen taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı b) Kay algoritması taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı 51
Şekil 4.18 : Önerilen taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı: a) Frekans kayması 500 Hz verildiğinde b) Frekans kayması 650 Hz verildiğinde 52
Şekil 4.19 : a) Alıcı girişindeki işaret b) Frekans kayması 50 Hz verildiğinde önerilen taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı: 53

UYDU ALICILARI İÇİN YENİ BİR TAŞIYICI FREKANS DÜZELTME YÖNTEMİ

ÖZET

Uydu haberleşme sistemleri, iletişim maliyetinin iletim mesafesinden bağımsız olması, geniş kapsama alanı, karasal altyapıdan bağımsız olması, mücbir sebepler dışında kesintisizlik gibi özellikleriyle kablosuz veri iletiminde yaygın olarak kullanılmaktadır.

Haberleşme teknolojisindeki gelişmelere paralel olarak uydu haberleşme sistemlerinde, hata performansı daha iyi olan kanal kodlama tekniklerinin geliştirilmesiyle daha yüksek kanal kodlama oranlarının kullanılabilmesi ve bunun yanı sıra bant verimliliği daha yüksek olan modülasyon tekniklerinin kullanılması, uydu haberleşme sistemlerinde desteklenen hızları karasal devrelerle yarışır hale getirmiştir. Uydu haberleşme sistemleri özellikle haberleşme altyapısının olmadığı ve yüksek hız gerektiren uygulamaların çalıştırılacağı durumlarda vazgeçilmez ve alternatifsiz sistemlerdir.

Uydu haberleşme sistemleri alıcı ve verici birimlerinde bulunan aşağı ve yukarı çeviricilerde kullanılan düşük maliyetli osilatörlerin gerekli frekans kararlığında işaret üretememeleri ve yayılım gecikmelerinden dolayı alıcıya gelen işarette frekans kaymaları meydana gelebilmektedir. Alıcı performansının iyileştirilmesi için bu frekans kaymalarının düzeltilmesi zaruri hale gelmektedir. Bu tez kapsamında, FF döngü metodunu kullanan basit ve edinim zamanı daha kısa olan bir taşıyıcı frekans düzeltme yöntemi önerilmiştir. Taşıyıcı frekans kaymalarının kestirilmesi için veri-yardımlı (data-aided, DA) bir frekans kestiricisi seçilmiştir. Kestirilen frekans kaymalarının düzeltilmesi için FF frekans düzeltme yapısı kullanılmıştır. Tez kapsamında önerilen algoritmalar QPSK işareti kullanılarak MATLAB benztim programında simüle edilerek teorik sonuçlar doğrulanmıştır. Kullanılan algoritmaların performansları ideal olmayan koşullarda (frekans kayması ve AWGN) QPSK demodülatörü için değerlendirilmiştir. Simülasyon sonuçlarına göre önerilen taşıyıcı frekans kestiricisi ve taşıyıcı frekans düzeltme yönteminin QPSK modülasyonun kullanıldığı alıcı sistemlerinde uygulanabilir olduğu gösterilmiştir.

A NEW CARRIER FREQUENCY RECOVERY METHOD FOR SATELLITE RECEIVERS

SUMMARY

Satellite communication systems have been widely used for wireless data transmission because of features such as communication costs which independent from distance, wide coverage area, independence of terrestrial networks, and continuity except the reasons force majeure.

The developments in communication systems affects satellite systems. Satellite systems can compete to terrestrial network via following developments; usage of channel coding techniques in order to obtain low bit-error-rate, usage of very efficient modulation tecniques, usage of header and payload compression techniques, usage of adaptive coding and modulation techniques, usage of efficent time division multiple access techniques and protocols. Satellite systems especially use in rural area which especially need broadband communication.

In synchronous digital transmission the information is conveyed by uniformly spaced pulses and the received signal is completely known except for the data symbols and a group of variables referred to as reference parameters. Although the ultimate task of the receiver is to produce an accurate replica of the symbol sequence with no regard to reference parameters, it is only by exploiting knowledge of the latter that the dedection process can properly be performed.

Coherent demodulation is used with passband digital communications when optimum error performance is of paramount importance. This means that the baseband data signal is derived making use of a local reference with the same frequency and phase measurements insofar as phase errors introduce crosstalk between the in-phase and quadrature channels of the receiver and degrade the dedection process. Circuits performing such measurements are referred to as carrier synchronizers.

Carrier phase information is not always needed. In applications where simplicity and robustness of implementation are more important than achieving optimum performance, differentially coherent and noncoherent demodulation are attractive alternatives to coherent dedection. For example, differential demodulation pf phase shift keying signals is accomplished by computing the difference between the signal phases at two consecutive sampling times and making a decision on this diffrence. As the decision statistics is independent of the actual carrier phase, phase recovery is not performed. Only carrier frequency and symbol timing information is necessary.

M-PSK modulation is widely used in high-speed digital microwave communication systems, such as satellite digital video broadcating systems (DVB), maritime satellite communication systems and many other systems. Receivers in such systems may encounter carrier frequency offsets ranging from several hundred kHz to a few

thousand kHz introduced mainly by low noise block (LNB). Carrier Frequency Offset (CFO) estimation has to be performed as accurately as possible in order to avoid data loss, due to cycle slips. Low-cost oscillators, using by up-converter and down-converter subunits in the transmitter and receiver of satellite communication systems, can not produce signal that has the required frequency stability. Because of this and propagation delays may occur frequency offsets in received signal. These frequency offsets must be corrected for improving the performance of the receiver.

The synchronization can be classified into two main categories (a) data aided (DA) or decision directe (i.e training symbols) and (b) non-data-aided. For example, when the training data sequence is known, which is used the training data sequence during acquisition; we can speak of data aided syncronization algorithm. When the detected sequence is used as if it were the true sequence, one speaks of decision directed sychronization algorithms. All decision directed algorithms require an initial synchronization parameter estimate before starting the detection process. To obtain a reliable estimation, one may send a preamble of known symbols. Non data aided synchronization algorithms are obtained if one actually performs the averaging operation on the sychronization parameter estimate.

In-burst transmission, carrier recovery is a critical point for sychronization systems. Fast frequency estimation and tracking is necessary for burst mode satellite modems operating in the presence of large frequency offset. An additional burden of low signal noise ratio (SNR) can make the task of frequency estimation quite difficult. Data-Aided (DA) CFO estimator is employed for satellite communication systems which operate in low SNR environment due to high accuracy. As an estimator structure, a feed-forward structure is very well suited for burst-type communication systems.

Many algorithms have been investigated for DA CFO estimation, in particular those based on Maximum Likelihood (ML) have been studied. In those algorithms, several auto-correlators have been applied to reduce the variance of the estimated CFO Kay, L&R and Fitz algorithms have a drawback in that using more auto-correlators causes a decrease of the estimation range.number of auto-correlators. In the presence of large CFO over the bursts, L&R and Fitz estimators could not estimate the CFO correctly due to a narrow estimation range. Thus M&M estimator having a wide estimation range and high accuracy is more suitable for satellite communication systems. However M&M algorithm needs rather many multiplication and arc-tangent operations. In the results, the hardware complexity of M&M algorithm can be higher than ones of Kay, L&R and Fitz algorithm. The performances of the DA CFO estimator are compared and an efficient CFO estimator is proposed. The proposed algorithm needs less multiplication and arc-tangent operations than M&M algorithm and reduces the hardware complexity. In addition the proposed estimator has a wide estimation range and noise threshold is low.

The carrier synchronization method can be categorized as feedforward (FF) and feedback (FB) according to how the estimates are extracted from the received signal. FF directly estimates the unknown parameters from the received signal before the signal is corrected in the phase rotator. The other category, FB, derives an estimate of error while feeding a corrective signal back to the phase rotator. In other words, the algorithms are call feedback if they derive the estimate of the synchronization error and feed a corrective signal to the synchronization error corrector. Feedback

structures inherently have the ability to automatically track slowly varying parameter changes. They are also called error feedback synchronizers.

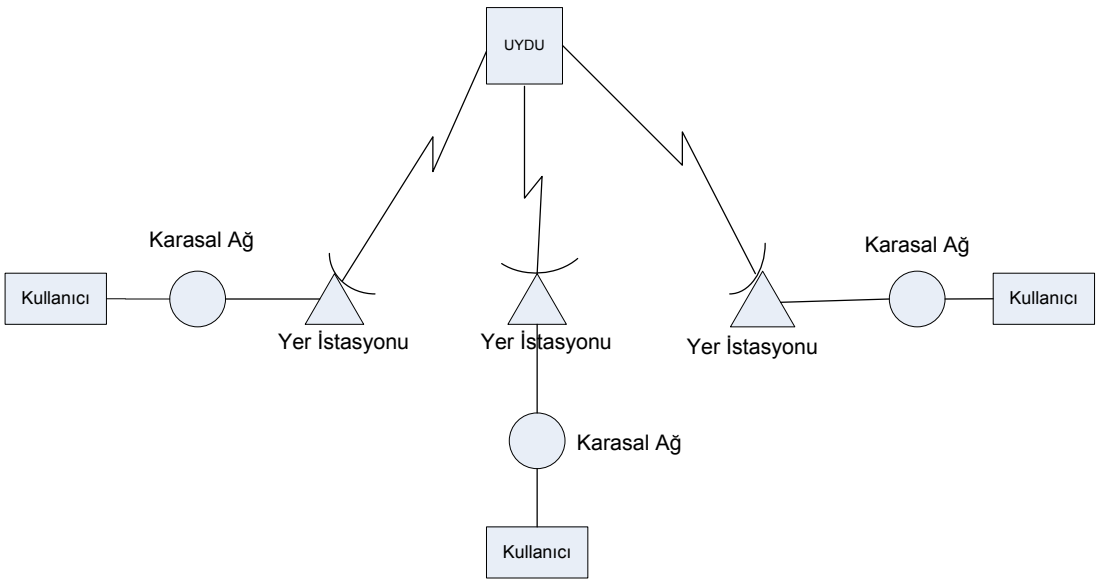
Traditional FB synchronizers such as phase-locked loops (PLLs) have a small frequency capture range and need very long acquisition time when the frequency offset is much larger than the loop bandwidth (pull-in) or when the initial synchronization error is close to an unstable equilibrium point (hang-up). As a result, these synchronizers are not applicable if frequency and phase errors are quickly varying, or if the information is transmitted in bursts (as is the case for a TDMA scheme). For these cases, FF estimators are preferred to FB ones, because FF implementations are not plagued by some of the effects encountered with FB loops like hang-up. In addition, FF estimators have a larger estimation range and only require a small number of symbols for acquisition. The relevant information can be quickly collected at the receiver and FF estimators introduce no delay due to acquisition.

In this thesis, a frequency recovery method, which is simple, having shorter acquisition time, and using FF loop technique and a DA carrier frequency estimator, is proposed. For estimating carrier frequency offsets a data-aided frequency estimator is selected. The selected estimator has a frequency estimation range near to $|\Delta fT| \leq 0.5|$ and its accuracy achieves the MCRB at very low SNR. FF frequency recovery structure is used for removal of the estimated frequency offsets. The proposed algorithms using QPSK signal are simulated and testing in the MATLAB simulation program and then the results is verified. Performances of the algorithms used in non-ideal conditions (frequency offset and AWGN) were evaluated for QPSK. Simulation results, the proposed estimator and the carrier frequency recovery method was shown to be applicable to systems with PSK signaling. The proposed carrier frequency recovery method estimates and fixes the frequency offset of up to %10 of the sampling rate. This percantage is reduced by degradation in SNR. The proposed method is shown workin in SNR values for satellite communications faced with.

1. GİRİŞ

Uydu haberleşme sektöründe, son yirmi yıldaki teknolojik gelişmeler hızlı bir evrime yol açmıştır. Önceleri sadece bir darbant ses sinyalinin iletilmesinden bahsedilirken günümüz haberleşme sistemleri ses, görüntü ve veriyi tek bir seviyede birleştirerek iletebilmektedirler. Dolayısyla telekomünikasyondaki uygulamalarda daha hızlı geliştirme döngüsü, daha küçük boyutlar, veri iletim hızının arttırılması, veri iletim kapasitesinin arttırılması vb. konulardaki çalışmalar önem kazanmaya başlamıştır.

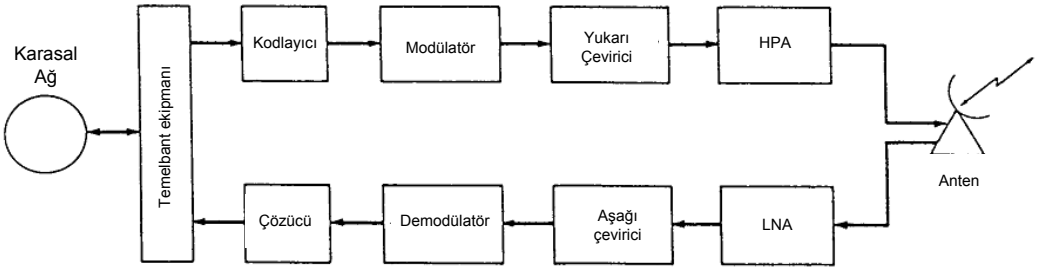
Bilgi işaretleri özellikle uydu haberleşmesi için uygun frekans bantlarına taşınıp uygun bant genişliklerine getirilerek iletilmektedir. Uydu yer istasyonu vericisinde temel bantta bulunan işaret bir taşıyıcı ile modüle edilip, yüksek güçlü kuvvetlendiricisi ile kuvvetlendirilerek yüksek kazançlı ve dar ışın demetli bir anten ile iletim ortamına verilmektedir. Basit bir uydu haberleşme yapısı Şekil 1.1'de verilmiştir.



Şekil 1.1: Basit tek yönlü uydu haberleşme hattı yapısı.

Dijital yer istasyonu blok şeması Şekil 1.2'de verilmiştir. İkili sayı formatındaki sayısal bilgi verici tarafındaki karasal ağdan sisteme giriş yapar ve temelbant ekipmanı tarafından formatlama, çoğullama gibi işlemlerden geçirilir. Sonra bu bilgi kodlanır ve modüle edilir. Daha sonra yukarı çevirici kullanılarak modüleli IF

taşıyıcısı RF'e çevrilir. Bu modüleli RF taşıyıcısı HPA tarafından güçlendirilerek antene verilir. Anten bu RF taşıyıcısını uyduya göndermek içi iletim ortamına verir. Alıcı tarafında ise düşük seviyeli RF taşıyıcısı LNA'dan geçirilir. LNA sinyalin gürültü bileşenlerini bastırır ve faydalı bileşenlerini kuvvetlendirir. Sonrasında RF taşıyıcısı aşağı çeviriciden geçirilerek IF taşıyıcısına dönüştürülür. Daha sonra IF taşıyıcısı demodülatörü besler ve demodülatör tarafından sayısal bilgi çıkarılır. Son olarak kodlanmış bilgi çözülür ve temelbant ekipmanları tarafından kullanıcının anlayabileceği formata dönüştürülür.



Şekil 1.2: Dijital yer istasyonu blok şeması.

Modern sayısal uydu haberleşme sistemlerinde sayısal modülasyon teknikleri kullanılmaktadır. Sayısal modülasyon tekniklerinde, modüle edilen bilgi işareti, sembollerin ya da darbelerin zamandaki bir dizisi olarak gösterilirler. Her sembol M tane durumu gösterir ve her sembol n tane biti ifade eder. Dolayısıyla $n = \log_2 M$ şeklinde ifade edilir. Sayısal modülasyon tekniklerine örnek olarak M-PSK, QAM ve MSK gösterilebilir. Uydu haberleşme sistemlerinde en yaygın olarak kullanılanın modülasyon tekniklerinden birisi M-PSK'nın bir türü olan QPSK'dır.

1.1 Tezin Amacı

Uydu haberleşme sistemleri alıcı ve verici yapılarında kullanılan aşağı ve yukarı çeviricilerdeki osilatörler, demodülasyon işlemi için gerekli frekans kararlığında işaret üretemediklerinden dolayı alıcıya gelen işarette frekans kaymaları gözlenebilmektedir. Ayıca işaretin yayılma gecikmeleri, alıcı ön-katındaki karmaşıklık ve diğer işlemler alıcıya ulaşan işarette frekans kaymalarına sebep olabilmektedir.

Bu tezin amacı QPSK modemlerinde taşıyıcı frekans kaymalarının kestiriminde kullanılan Kay [1], L&R [2], Fitz [3] ve M&M [4] gibi yöntemlere alternatif

olabilecek ve daha önce uydu alıcı demodülatörlerinde kullanılmamış yeni bir veri-yardımlı frekans kestiricisi [5] kullanılarak taşıyıcı frekans kaymalarının düzeltilmesidir. Önerilen kestirici mevcut yöntemlere göre daha geniş frekans kestirim aralığına sahip ve Kay algoritmasından daha düşük kestirici varyansına sahiptir. Yani gürültüye daha az duyarlıdır. Önerilen kestirici matematiksel modeli MATLAB benzetim programına aktarılarak performansı farklı frekans kayma miktarları için test edilmiş ve sonuçları değerlendirilmiştir. Ayrıca önerilen kestiricinin performansı diğer veri yardımlı frekans kestiricileri ile karşılaştırılmıştır. Parametre kestiriminin doğruluğunun belirlenmesinde, yaygın olarak kullanılan MCRB'deki (Modified Cramer-Rao Bounds) parametre kestirim teorisi baz alınarak test sonuçları değerlendirilmiştir.

Tez kapsamında alıcıya gelen QPSK işareti AWGN iletim kanalından geçirilerek FF döngüsü kullanılarak frekans kaymaları giderilmiştir. FF döngüsü FB döngü yapılarına göre daha kısa edinim zamanlarına sahip olduğu için tez kapsamında frekans düzeltme döngüsü olarak seçilmiştir. MATLAB Simülink benztim programı kullanılarak frekans düzeltme modeli benzetim ortamına aktarılmış ve test sonuçları değerlendirilerek tez kapsamında verilmiştir.

1.2 Tezin Organizasyonu

Bölüm 2'de QPSK işareti, QPSK modülatör ve demodülatör yapısı anlatılmıştır. QPSK işaretinin üretimi ile ilgili ayrıntı bilgi verilmiştir. Sonrasında QPSK demodülatör yapısı anlatılarak, senkronizasyon bileşenleri hakkında ayrıntılı bilgi verilerek tezin çözüm sunduğu problemin anlaşılması sağlanmıştır.

Bölüm 3'te QPSK yapılarında tercih edilen taşıyıcı frekans kaymaları ve önerilen kestirici yapıları anlatılmıştır. Kestiriciye verilecek olan QPSK işaretinin matematiksel modeli verilerek alıcıya gelen işaretin kestirici yapısında nasıl kullanıldığı ayrıntılı olarak incelenmiştir. Kestiricilerin performans karşılaştırmaları verilmiştir.

Bölüm 4'te kestiricinin diğer kestiriciler ile performans karşılaştırması yapılmış ve benzetim sonuçları verilmiştir. Taşıyıcı frekans düzeltme döngüsünün benzetim sonuçları verilerek değerlendirilmiştir. Bölüm 5'te ise performans değerlendirme sonucundaki çıktılar özetlenerek çıkarımlar verilmiştir.

2. QPSK İŞARETİNİN ÖZELLİKLERİ VE QPSK DEMODÜLATÖRÜ SENKRONİZASYON BİLEŞENLERİ

2.1 QPSK İşareti

Faz kaydırmalı anahtarlama, sabit genlikli taşıyıcı işaretinin fazının, bilgi işaretine göre farklı fazlar arasında anahtarlanması ile yapılır.

PSK modüleli sinyal için [6], $s_{CE}(t)$'nin ifadesi, f_c'ye bağlı olarak sinyalin kompleks genliği olmak üzere (2.1)'deki gibidir.

$$s_{IF}(t) = Re\{s_{CE}(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad \textbf{(2.1)}$$

$$s_{CE}(t) = \sum_i c_i g(t - iT) \quad \textbf{(2.2a)}$$

$g(t)$ sinyal darbesi, $\{c_i\}$ bilgi sembolleridir. PSK için bilgi sembolleri (2.2) denkleminde verilmiştir.

$$c_i = e^{ja_i}, \quad a_i \in \{0,2\pi/M, \dots, 2\pi(M-1)/M\} \quad \textbf{(2.2)}$$

QPSK, faz kaydırmalı anahtarlamanın bir türü ve faz kaydırmalı anahtarlama içinde en çok kullanılan modülasyon tipidir. QPSK'da bant genişliğinin verimliliği artarken BER oranı düşmemektedir. Her bir taşıyıcı eşit aralıklı 4 fazda alıcıya yollanır. Bu fazlar genelde 0, $\pi/2$, π, $3\pi/2$ olabileceği gibi faz süreksizliği daha az olan $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$, $7\pi/4$ fazlarıda kullanılabilir. Her bir faz iki bit ile ifade edilen bir sembol yerine yollanır ve her bir sembolün süresi bir bit süresi T_b iken sembol süresi $T_s=2T_b$'dir. Genel bir QPSK ile modüle edilmiş işareti, (2.3)'deki gibi ifade edebeliriz:

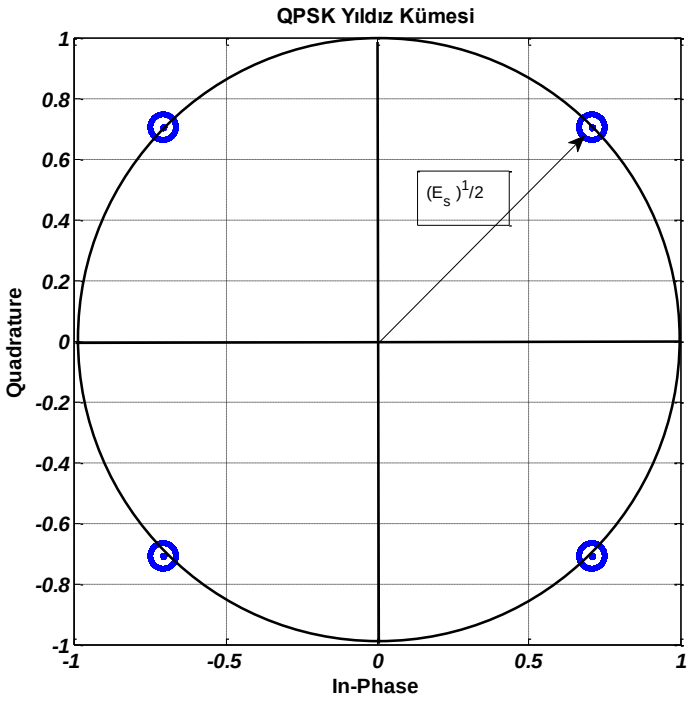
$$S_{QPSK}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left(2\pi f_c t + (i-1)\frac{\pi}{2}\right), \qquad i = 1,2,3,4 \quad \textbf{(2.3)}$$

i, kullanılan sembolü göstermektedir, $E_S = 2E$ olmak üzere, E, Tb zaman aralığı için her bir taşıyıcının enerjisi, fc taşıyıcı frekansıdır.

Trigonometrik eşitlikler kullanılarak yukarıdaki ifade $0 \leq t \leq T_s = 2T_b$ aralığında (2.4)'deki gibi ifade edilebilir:

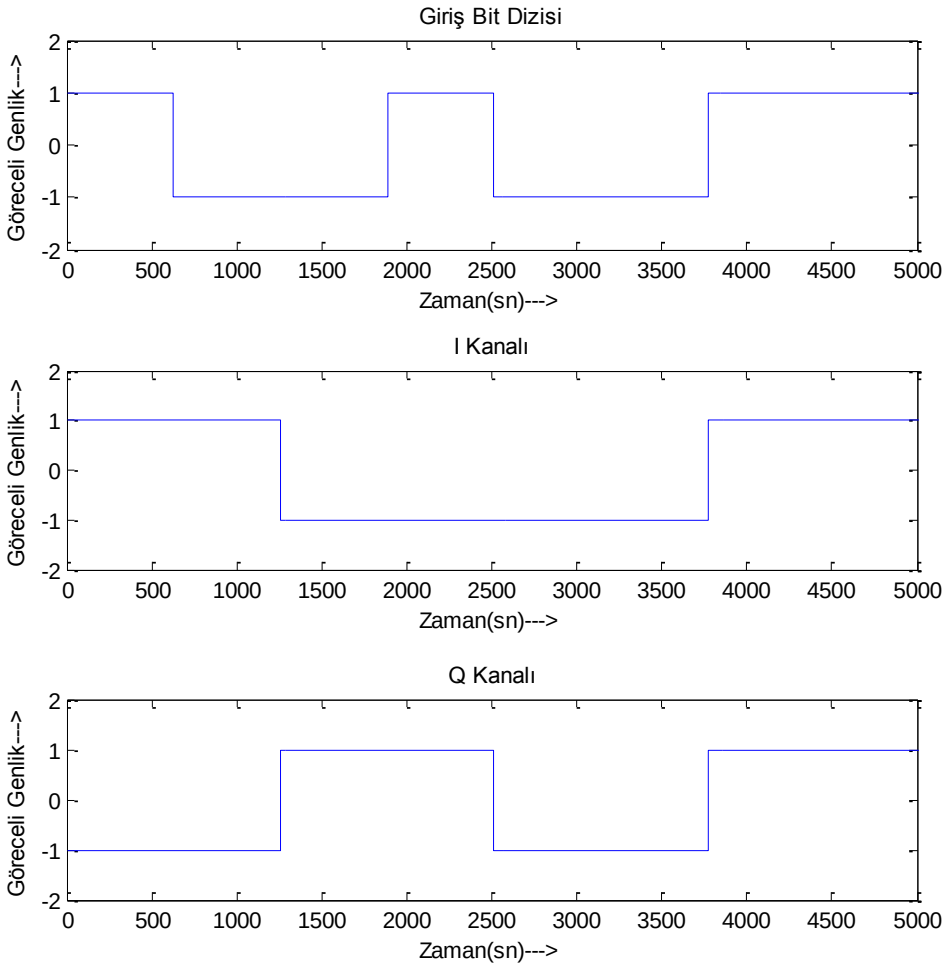
$$S_{QPSK}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left[(i-1)\frac{\pi}{2}\right] \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sin\left[(i-1)\frac{\pi}{2}\right] sin(2\pi f_c t) \qquad \textbf{(2.4)}$$

Bu QPSK işaretleri için, dört noktadan oluşan iki boyutlu yıldız kümesi diyagramında gösterimleri Şekil 2.1'de verilmiştir.



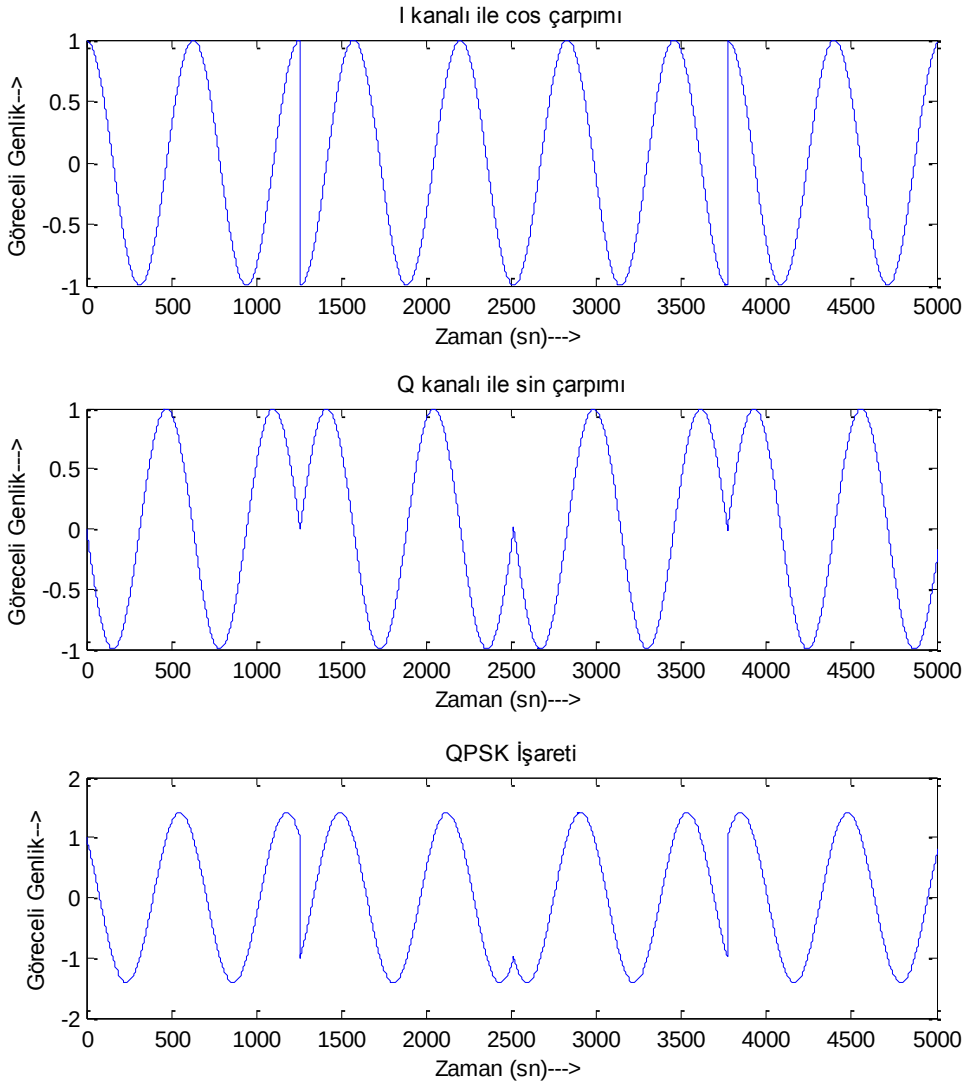
Şekil 2.1:QPSK Yıldız Kümesi diyagramı (faz=$\boldsymbol{\pi/2}$).

QPSK temelbant işaretive I/Q kanalı işareti Şekil 2.2'de verilmiştir. Temelbant işareti seri/paralel dönüştürücü yardımıyla I/Q kanallarına ayrılır.



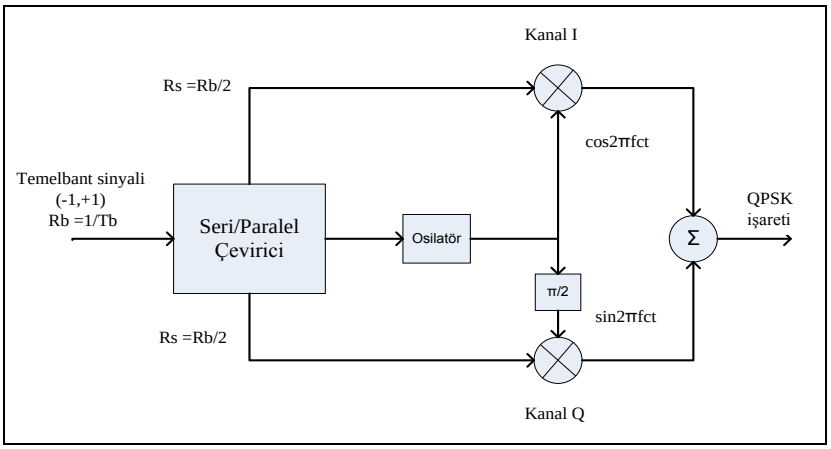
Şekil 2.2 :I ve Q kanallarına seriden paralele bit aktarımı.

I ve Q kanallarının sırayla $\cos(2\pi f_c t)$ ve $\sin(2\pi f_c t)$ ile çarpımı sonucu elde edilen işaret ve bu işaretlerin toplamıyla elde edilen QPSK dalga şekli Şekil 2.3'de verilmiştir.



Şekil 2.3 :QPSK dalga şekilleri.

(2.2) denklemi baz alınarak QPSK modülatörün blok şeması Şekil 2.4'de verilmiştir.



Şekil 2.4 :QPSK modülatör yapısı.

QPSK modülatörü blok şemasında görüldüğü gibi R_b hızında gelen seri temelbant işaretine ait bitler seri paralel çeviriciye uygulanarak her gelen iki bitten biri I kanalına diğeri Q kanalına yollanır. Bu kanallardan I kanalına eşfazlı, Q kanalına dik fazlı kanal adı verilir. Bu iki kanalda iletilen dataların hızı temelbant işaretlerinin yarı hızıdır. Yani her bir bitin zamandaki süresi iki katına çıkmıştır dolayısıyla bant genişliği yarıya inmektedir. Daha sonra bu kanallar aynı frekanslı fakat birbirine dik taşıyıcılarla çarpılıp, sonrada toplanarak QPSK modüleli işareti oluştururlar.

PSK modüleli sinyalin matematiksel modeli (2.5)'deki gibidir [6].

$$s_{IF}(t) = Re\{s_{CE}(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad \textbf{(2.5)}$$

$$s_{CE}(t) = \sum_i c_i g(t - iT) \quad \textbf{(2.5a)}$$

Sinyal bir kanal üzerinden τ kadar bir gecikme ile iletildiğinde, alıcıya gelen dalga (2.6) deklemindeki gibi olur:

$$r_{IF}(t) = s_{IF}(t - \tau) + w_{IF}(t) \quad \textbf{(2.6)}$$

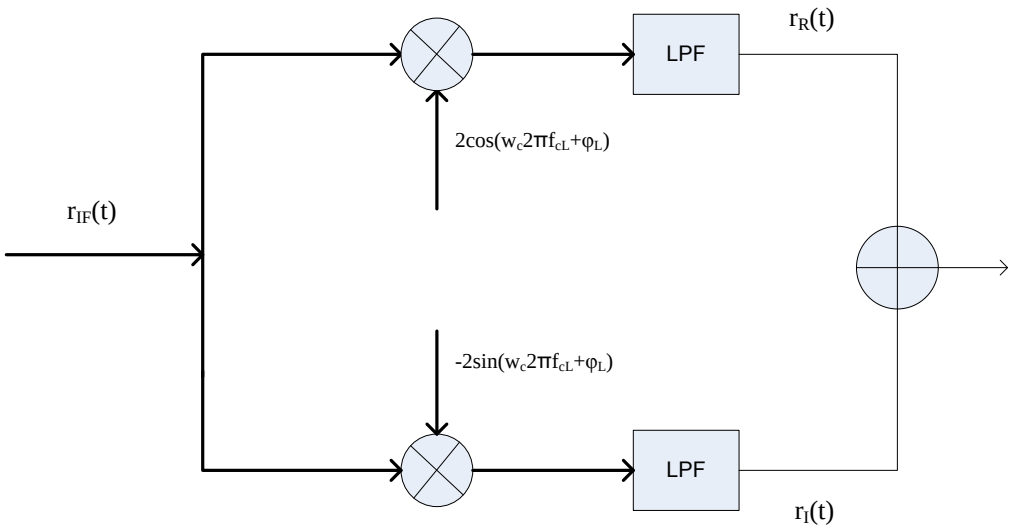
$w_{IF}(t)$ kanal gürültüsü olarak ifade edilmektedir. İletilen bilginin tekrar elde edilmesinde, yaygın olarak $r_{IF}(t)$ sinyali temelbanta indirilir (demodülasyon) ve sonrasında düşük frekanstaki sinyal üzerinde işlemler yapılarak sonuca varılır.

Şekil 2.5'de gösterildiği gibi $r_{IF}(t)$, iki yerel referans olan $2\cos(2\pi f_{cL}t + \varphi_L)$ ve $-2\sin(2\pi f_{cL}t + \varphi_L)$ ile çarpılarak demodülasyon gerçeklenir ve sonra aşağı geçiren süzgeçlerden geçirilerek $f_{cL} + f_c$ çevresindeki frekans terimleri elimine edilir. Genelde, yerel frekans f_{cL}, f_c'ye tamamen eşit değildir ve $v = f_c - f_{cL}$ farkı taşıyıcı frekans kayması olarak ifade edilir. Filtrelerin birim frekans tepkilerine sahip olduğu varsayılırsa, filtre çıkışları $r_R(t)$ ve $r_I(t)$ tek bir kompleks değerli dalga şekli $r(t) = r_R(t) + r_I(t)$ ile gösterilebilir ve (2.7) denklemindeki gibi ifade edilebilir.

$$r(t) = s(t) + w(t) \quad \textbf{(2.7)}$$

$$s(t) = e^{j(2\pi vt + \theta)} s_{CE}(t - \tau) \quad \textbf{(2.7a)}$$

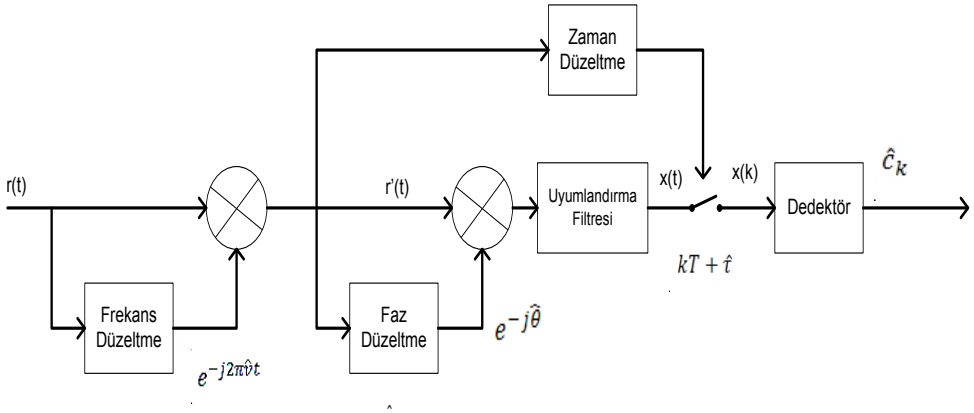
(2.7a) denkleminde $\theta, -j(2\pi f_c t + \varphi_L)$ eşit bir faz kaymasıdır ve $w(t)$ ise beyaz Gauss gürültüsüdür.



Şekil 2.5 : Demodülasyon işlemi.

2.2 PSK Alıcılarında Senkronizasyon Sistem Yapısı

(2.7a) denkleminde açıkça görüldüğü gibi temelbant işareti, veri sembollerine ek olarak (v, θ, τ) bilinmeyen parametrelerini içermektedir. Gerçek verinin yeniden elde edilmesi için bu parametrelerin bilinmesi çok önemlidir. Şekil 2.6'da olası bir alıcı yapısı verilmiştir. Şekilde verilen fekans, faz ve zaman düzeltme blokları $\hat{v}$, $\hat{\theta}$ ve $\hat{\tau}$ senkronizasyon parametrelerinin kestirilmesini sağlar. Şekilde verilen yapı sadece alıcı yapısının gösterilmesi amaçlanmıştır. Örneğin, zaman düzeltme frekans düzeltme bloğundan önce uygulanabilir ya da uyumlandırma filtresinden sonra yani faz düzeltme bloğundan sonra uygulanabilir. Aynı şekilde faz düzeltmesi uyumlandırma filtresinden sonra yapılabilir. Sonuç olarak senkronizasyon bloklarının yerleri değişebilir ve gürültü seviyesinin sınırlar içinde tutmak için önfiltre de içerebilir [6].



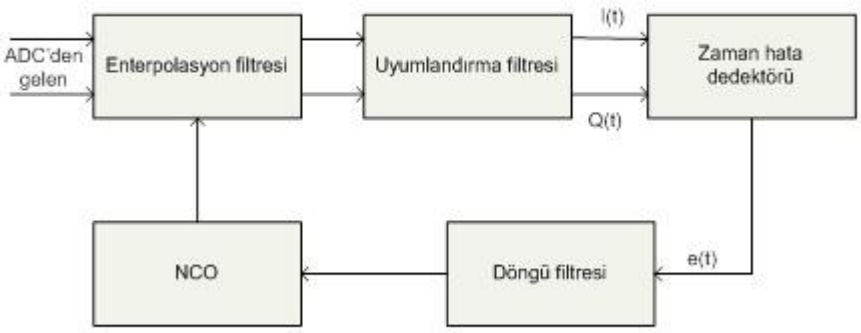
Şekil 2.6 : Alıcı blok diyagramı.

Senkronizasyon blokları aşağıdaki başlıklar altında ayrı ayrı anlatılmıştır.

2.2.1 Sembol/Zaman düzeltme

Vericiden iletilen işaret bir gecikme ile alıcıya ulaşır. Alıcının verici ile senkronizasyonunun sağlanabilmesi için zamandaki bu gecikmelerin giderilmesi gerekmektedir. Zaman düzeltme algoritmasının amacı dolayısıyla iletilen sembolün ne zaman başladığını ve bittiğini belirlemektir. Bu algoritmanın temel bileşenlerinden birisi olan zaman hata dedektörü (timing error dedector-TED) alıcıya gelen örneklerden zaman hata bilgisini çıkarmak amacıyla kullanılır. Karar-yönelimli (decision-directed-DD) ve veri yardımı olmayan (non-data-aided- NDA) olmak üzere TED algoritmasında iki yaklaşım benimsenmektedir. Eski grup algoritmalarda yani DD-TED algoritmalarında zaman hatasının kestirilmesi için karar verisine ihtiyaç duyuluyor. Bu nedenle bu algoritmalar taşıyıcı düzeltme biriminden önce yapılmasına ihtiyaç duymaktadırlar. Mueller and Muller (M&M) dedektörü ve veri iletim takip döngüsü bu gruba aittir. NDA algoritmaları, DD grubunun aksine karar verisine ihtiyaç duymamaktadır. NDA algoritmalarına en iyi örnek taşıyıcı fazından oldukça bağımsız olan Gardner algoritmasıdır [7].

Gardner TED algoritması taşıyıcı frekans ve fazına bakmaksızın zaman hata bilgisini üretebilir. Bundan dolayı zaman düzeltme, taşıyıcı düzeltmeden önce uygulanabilir. Zaman düzeltme döngüsünün gerçeklenmesinde bir TED, bir döngü filtresi, bir numerik kontrollü osilatör(numeric controlled oscillator-NCO) ve bir enterpolasyon filtresi kullanılarak gerçeklenebilir [8]. Zaman düzeltme döngüsünün blok şeması Şekil 2.7'de verilmiştir.



Şekil 2.7 : Zaman düzeltme döngüsü.

Hata denklemi ise (2.8) denklemindeki gibidir:

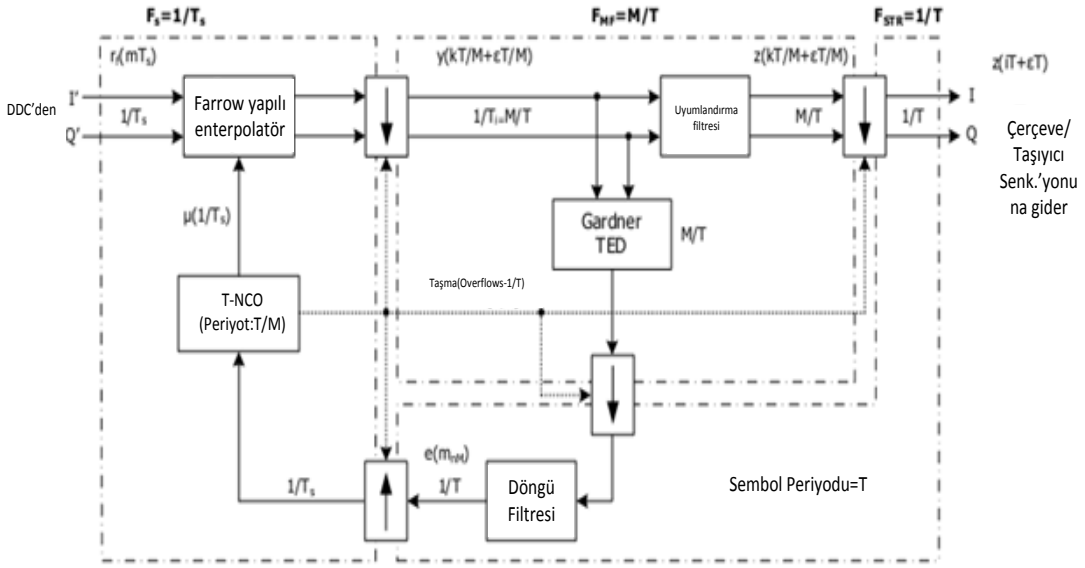
$$e(t) = I\left(t - \frac{T}{2}\right)\big(I(t) - I(t-T)\big) + Q\left(t - \frac{T}{2}\right)(Q(t) - Q(t-T)) \tag{2.8}$$

GTED algoritması frekans hataları "0" olmak üzere, zaman hatası hesaplama formülü aşağıdaki gibi modifiye edilebilir [9].

$$\begin{aligned} e(t) = &\left\{I\left(t - \frac{T}{2}\right)[I(t) - I(t-T)] + Q\left(t - \frac{T}{2}\right)[Q(t) - Q(t-T)]\right\}\cos(2\pi f_c T) \\ &-\left\{I\left(t - \frac{T}{2}\right)[Q(t) + Q(t-T)] - Q\left(t - \frac{T}{2}\right)[I(t) + I(t-T)]\right\}\sin(2\pi f_c T) \end{aligned} \tag{2.9}$$

Gardner TED algoritması denklemindeki sinüsden dolayı kendisi yüksek seviyede gürültü eklemektedir. Bunu gidermek için IIR filtresi [8] referansında önerilmiştir ve TED ile döngü filtresi arasına bu ön-filtre konulmuştur. Yüksek dereceli filtreler önerilmemektedir, çünkü birinci derceden filtreler gürültüyü bastırmakta yeterli ve döngü sağlamlığı ve döngü filtresinin parametrelerinin kolay konfigüre edilebilmesini sağlamaktadır.

Sembol/zaman düzeltme yapısındaki diğer bir yaklaşım ise bir Farrow yapılı kübik enterpolatör ile GTED kullanılarak ikinci dereceden bir geribesleme döngüsü ile uygulanmasıdır. Sembol/zaman düzeltme (Symbol Timing Recovery, STR); enterpolatör çıkışında; senkronize edilmiş örnek akışı, uyumlandırma filtresinden geçirilir ve son olarak her sembol için bir örnek hızına yönelecek şekilde alt-örneklenir (downsample). Şekil 2.8'de STR blok şeması verilmiştir [10].



Şekil 2.8 : NDA Gardner TED kullanılan kapalı döngü STR [10].

Zaman düzeltme döngüsü bir Gardner TED içeren ikinci dereceden bir DPLL, bir NCO ve ard arda gelen kontrollü decimator (alçak geçiren filtre kullanılarak sinyalin örnekleme hızının azaltılması) ile bir enterpolatörden oluşmaktadır. Enterpolatör denklemi Lagrange katsayı polinomu kullanılarak terimsel olarak ifade edilebilir. Parçaparça-parabolik bir enterpolatör seçilmiştir ve Farrow yapısı kullanılarak gerçeklenmiştir. Sayısal geliştirme ortamlarında uygulanabilmesi için bu yapı modifiye edilerek birer toplayıcı ve çarpıcıya indirilmesi gerekir. İndirme işleminin yapılabilmesi için polinom aşağıdaki gibi modifiye edilmiştir [11].

$$\propto = -0.5$$

$$y(k) = x_0(-\propto \mu^2 + \propto \mu) + x_1(\propto \mu^2 + (1-\propto)\mu) \qquad \textbf{(2.10)}$$
$$+x_2(\propto \mu^2 - (\propto +1)\mu + 1) + x_3(-\propto \mu^2 + \propto \mu)$$

2.2.2 Taşıyıcı düzeltme

Verici veya alıcı sistemlerinde kullanılan osilatörler, demodülasyon işlemi için gerekli frekans ve faz saflığında işaret üretemediklerinden dolayı alıcıya ulaşan işarette frekans ve faz kaymaları gözlenmektedir. Ayıca işaretin yayılma gecikmeleri, ön-kattaki karmaşıklık ve diğer işlemler de alıcıya ulaşan işarette frekans ve faz kaymalarına sebep olmaktadır. Faz ve frekans kaymalarını gidermek için taşıyıcı düzeltme algortimaları kullanılmaktadır.

Taşıyıcı düzeltme bileşeni;

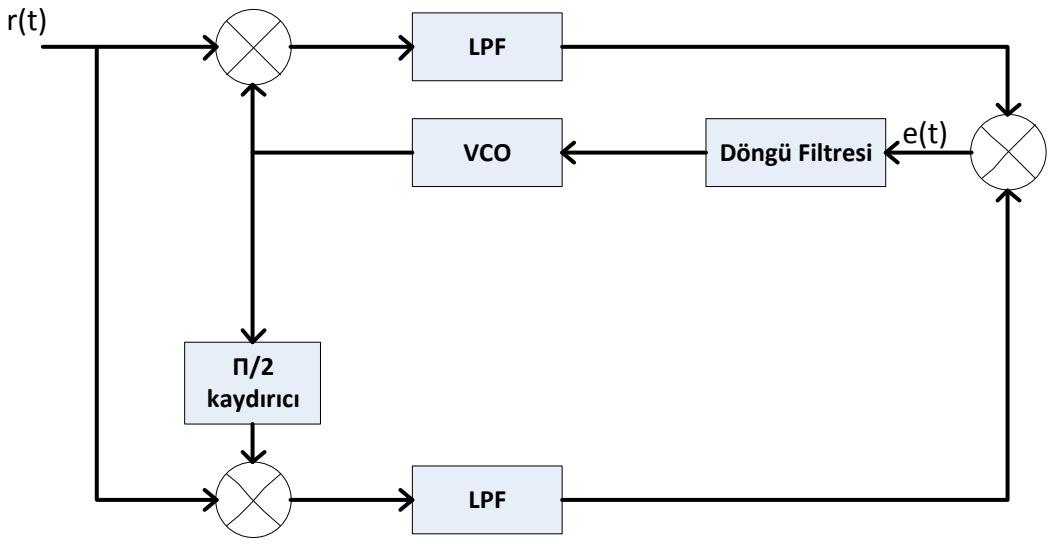
- Frekans Düzeltme
- Faz Düzeltme

olmak üzere iki alt bileşenden oluşmaktadır.

2.2.2.1 Faz düzeltme

Lineer modülasyon kullanılan sistemlerde alıcıda faz kaymalarının düzeltilmesi için karar-yönelimli veya karar- yönelimli olmayan metotlar mevcuttur.

Karar-yönelimli yaklaşımlardan en önemlisi ve M-PSK modülasyon tipinde en yaygın olarak kullanılan yaklaşım Costas döngüsüdür. Alıcıya gelen işaret, VCO çıkışlarındaki $\cos(2\pi f_c t + \hat{\varphi})$ ve $\sin(2\pi f_c t + \hat{\varphi})$ ile çarpılır. Frekans çiftleri alçak geçiren filtre ile elimine edilir ve daha sonra çarpılarak bir hata işareti üretilir. Bu hata işareti döngü filtresi ile süzülür. Döngü filtresinin çıkışı, aynı zamanda VCO'yu süren gerilimi kontrol eder. Şekil 2.9'da BPSK için Costas döngüsü blok şeması verilmiştir.



Şekil 2.9 :BPSK Costas döngüsü.

Karar-yönelimli olmayan yaklaşımda en sık kullanılan yöntem ise kareleme (squaring) döngüsü olarak adlandırılmaktadır. Bu yöntem daha çok PAM modüleli sinyallerin demodüle edilmesinde kullanılmaktadır.

M-PSK modülasyonlu sinyallerde M'ninci kuvvetli döngü kullanılarak faz kaymaları giderilebilmektedir. Ama M büyüdükçe demodülatörün donanımsal maliyeti ve

karmaşıklığı artmaktadır. Özellikle Costas döngüsünün donanımsal olarak gerçeklenmesi 8PSK için daha karmaşık hale gelmesinden ötürü kutup-çeşitli Costas döngüsü adlı yeni bir yaklaşım kullanılmaya başlanmıştır. QPSK için hata fonksiyonu denklemi (2.11)'de verilmiştir [8].

$$e(t) = sign\big(I(t)\big)Q(t) - sign\big(Q(t)\big)I(t) \quad \textbf{(2.11)}$$

8PSK için formül aşağıdaki gibi modifiye edilmiştir. Eğer,

$$|I(t)| \geq |Q(t)|$$

ise

$$e(t) = sign\big(I(t)\big)Q(t) - sign\big(Q(t)\big)I(t)K \quad \textbf{(2.12)}$$

olur.

Diğer durumda hata fonsiyon denklemi (2.13) 'deki gibi olur.

$$e(t) = sign\big(I(t)\big)Q(t)K - sign\big(Q(t)\big)I(t) \quad \textbf{(2.13)}$$

$K = \sqrt{2} - 1$ olmak üzere.

Yukarıda oluşturulan yapı basit bir faz dedektörü yapısıdır ve bu yapıyı iyileştirmek için faz ve frekans dedektör (PFD) yapısı kullanılabilir. Bu basit bir PD(phase detector) yapısıdır ve düzeltme performansını iyileştirmek için PFD geliştirilmiştir. Detektörün çıkışında bir mantıksal tutucu ve bir izleyici kullanılarak PD, PFD'ye dönüşmektedir [8].

Kutup-çeşitli Costas döngüsü [12] 8PSK için bir başka kaynakta aşağıdaki gibi modifiye edilmiştir [9].

$$e(t)_{8PSK} = \begin{cases} -sgn[Q(t)]I(t), & if|Q(t)| > 2.414|I(t)| \\ sgn[I(t)]Q(t), & if|Q(t)| < 0.414|I(t)| \\ sgn[I(t)]Q(t) - sgn[Q(t)]I(t), & diğerdurumlarda.. \end{cases} \quad \textbf{(2.14)}$$

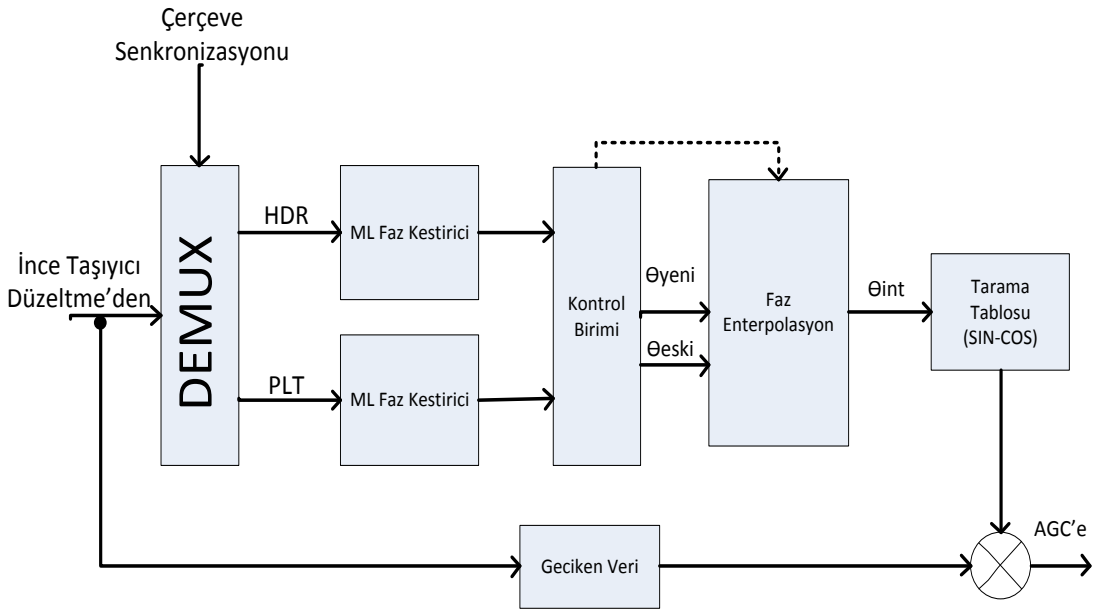
$$e(t)_{QPSK} = sgn\big(S_Q\big)S_I \quad \textbf{(2.15)}$$

$$S_I = I^2(t) - Q^2(t), \quad S_Q = 2I(t)Q(t) \quad \textbf{(2.16)}$$

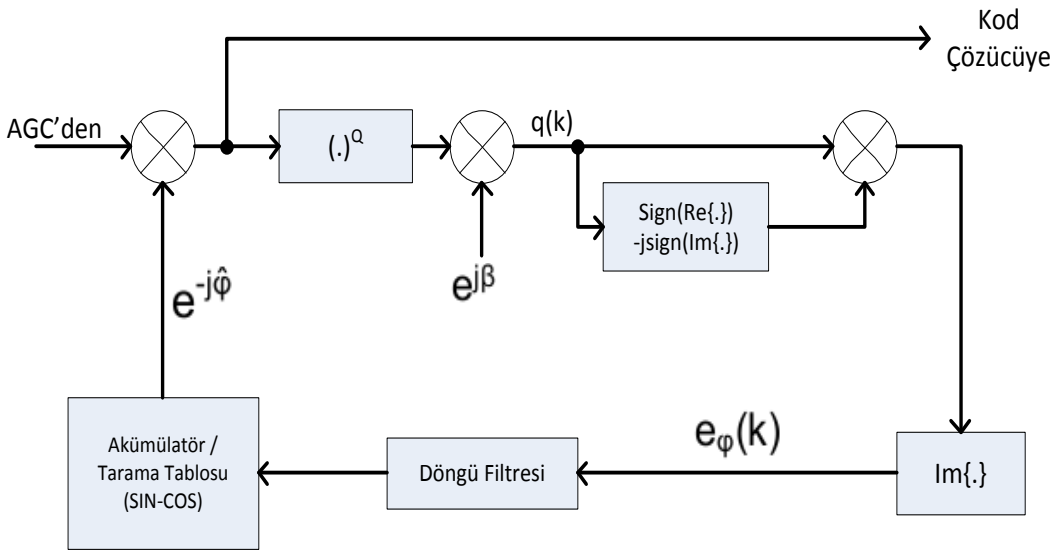
olmak üzere;

$$e(t)_{8PSK} = \begin{cases} sgn(S_I)S_Q, & if|S_I| > |S_Q| \\ sgn(S_I)S_Q, & diğerdurumlarda. \end{cases} \quad \textbf{(2.17)}$$

Faz hatalarını düzeltmek için kullanılan diğer bir yaklaşım ise iki aşamalı olarak kaba ve ince faz düzeltme algoritmaları kullanmaktır. Şekil 2.10 ve 2.11'de kaba ve ince faz düzeltme algoritmalarının blok şemaları verilmiştir [10].



Şekil 2.10 : Kaba faz düzeltme.



Şekil 2.11 :İnce faz düzeltme.

2.2.2.2 Frekans düzeltme

Verici yapılarında düşük maliyetli osilatörler kullanımından ve doppler etkilerinden dolayı alıcıya gelen işarette büyük frekans kaymaları (örneğin; 5MHz ,27.5 Mbaud'ta) meydana gelebilmektedir. Frekans kayması alınan işaretin fazında bir kayma ile etkisini gösterir yani işaretin fazının dönmesine sebep olur.

Alıcıya gelen sinyalin doğru şekilde yeniden elde edilmesi için bu frekans kaymalarının giderilmesi gerekmektedir. Frekans kaymalarının düzeltilmesi alıcılardaki en önemli başlıklardandır ve bu sebeple bu bileşen üzerinde çalışmalar yoğunlaşmıştır ve bundan dolayı literatürde bu konuda çok fazla çalışma yer almaktadır.

Demodülasyon işlemi Şekil 2.5 'te gösterildiği gibi $r_{IF}(t)$ iki yerel referans ile çarpılarak yapılır ve sonrasında alçak geçiren filtrelerden geçirilerek $f_c + f_{cL}$ çevresindeki frekans terimleri elimine edilir. genellikle, yerel frekans f_{cL} tam olarak f_c'ye eşit değildir ve farkı $v = f_c - f_{cL}$ taşıyıcı frekans kayması olarak ifade edilir.

Bir frekans düzeltme sistemi iki basit fonksiyonu gerçekleştirir: (i) taşıyıcı frekans kayması, $\hat{v}$ bir kestirim yapmaktır; (ii) $2\pi\hat{v}$ açısal hızında alınan dalga $r(t)$ sayaç-dönen (counter-rotating) ile telafi edilir. Bunları sağlamak için iki önemli durumun ayırt edilmesi gerekmektedir [6]:

(i) $1/T$ den daha küçük bir frekans kayması

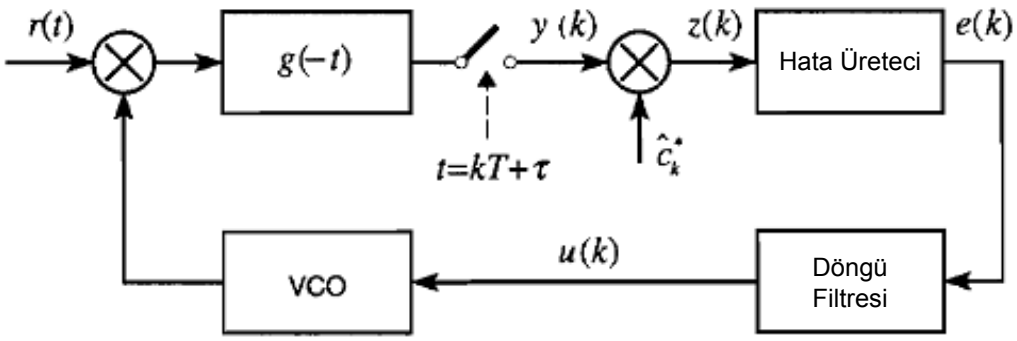
(ii) Sembol hızı $1/T$ nin türünden bir frekans kayması

Alıcı kararlı durum koşulları altında çalışırken (i) durumu oluşur. Bu durumda frekans kaymamları giderilmemiş olsada önce zaman düzeltme bloğu gerçeklenebilir. Sonra bu bilgi v kestirilmesinde kullanılabilir. Veri sembolleri uygun olabilir ya da uygun olmayabilir. Örneğin zaman bölmeli çoklu erişim (time division-multiple-access,TDMA) sistemlerinde bilinen senkronizasyon ön işaretler veri-yardımlı (data-aided, DA) işleme yapılmasına olanak sağlamaktadır.

(ii) durum, düşük kapasiteli sayısal radyolarda ve uydu haberleşme sistemlerinde başlangıçta frekans kaymalarının azaltılmasını ifade etmektedir. Bu uygulamalarda mantıksal olarak veri sembollerinin, taşıyıcı fazının ve belki zaman bilgisinin bilinmediği varsayılır. Diğer senkronizasyon fonksiyonlarının başarılı bir şekilde başlamadan önce frekans hatalarının sembol hızının küçük bir yüzdesine denk

gelecek şekilde azaltılmasını zaruri kılmaktadır. (i) koşulu altında frekans kestiriminde genellikle DA düzeltme ve veri yönelimli olmayan (non-data-aided, NDA) düzeltme olmak üzere iki yaklaşım bulunmaktadır. Bölüm 3.1'de DA frekans kestiricileri anlatılmıştır. NDA düzeltmede kapalı ve açık dögü metotları bulunmaktadır.

Kapalı döngü yapısı Şekil 2.12'de verilmiştir. Uyumlandırma filtresinin çıkışındaki örnekler, $\hat{c}_k{}^*$ (dedektör tarafından karar verilen kompleks eşlenikler) ile çarpılır ve hata üreticinin girişine verilir. Hata üretecin amacı, gerilim kontrollü osilatör (VCO) tarafından üretilen $\hat{v}(t)$, VCO tarafından üretilen o andaki kestirimler ve v arasındaki farkının bir işaret olarak vermektir. Hata işaretinin gürültüden arındırılması için filtrelenir ve VCO frekansının v'ye yönlendirilmesi için kullanılır. Frekans kayması,v döngü filtresinin ürettiği $u(k)$ işareti ile takip edilir. $\hat{v}(t)$ v'den daha küçükse , $u(k)$ pozitif DC bileşene sahiptir ve VCO'nun hızlanması için zorlar. Eğer $\hat{v}(t)$ v'den büyük ise VCO'nun yavaşlaması için zorlar.



Şekil 2.12 : Kapalı döngü yapısı.

Alınan temelband işareti $r(t)$, $g(-t)$ uyumlandırma filtresi, $y(k)$ uyumlandırma filtresinden alınan k-nıncı örnektir. $c(k)$birim genlikli olduğu varsayılırsa,

$$y(k) = \mathrm{c_k} e^{j\Psi(\mathrm{k})} \qquad \textbf{(2.18)}$$

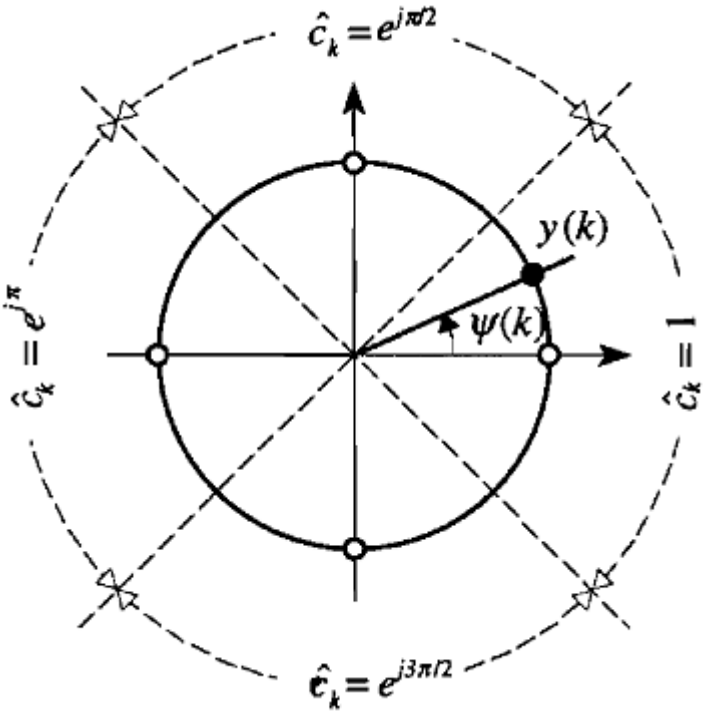
$$\psi(k) = \arg\{\mathrm{c_k}\} + \phi(\mathrm{k}) \qquad \textbf{(2.18a)}$$

$$\phi(k) = 2\pi f_d(kT + \tau) + \theta \qquad \textbf{(2.18b)}$$

$kT + \tau$ örnekleme zamanı, $f_d = v - \hat{v}$ ve θ ise gelen işaretteki faz bileşeni olarak ifade edilir. Dedektör örneklere, $\hat{c}(k) = e^{j\hat{m}\pi/2}$ karar verir; $\hat{m}$, mutlak içindeki $\psi(k)$ ve $m\pi/2$ arasındaki farkın minimalize edilmesini sağlayan bir tamsayıdır.

$$\hat{m} = \arg\left\{\min_{m}\{|\psi(k) - m\pi/2|\}\right\} \quad \textbf{(2.19)}$$

Bu kural Şekil 2.13'de QPSK için verilmiştir. Hata üretecinin girişi $z(k) = y(k)\hat{c}_k^{\,*}$ olarak ifade edilirse, bu şekilden z(k)'nın argümanı her zaman $\pm\pi/4$ aralığında olduğu görülür.



Şekil 2.13 : QPSK karar verme kuralı.

$$\arg\{z(k)\} = \left[\Psi(k) - \frac{\hat{m}\pi}{2}\right]_{-\pi/4}^{\pi/4} \quad \textbf{(2.20)}$$

$\Psi(k)$, (2.20)'deki denklemde yerine konulduğunda ifade (2.21) denklemindeki gibi olur:

$$\arg\{z(k)\} = [2\pi f_d(kT + \tau) + \theta]_{-\pi/4}^{\pi/4} \quad \textbf{(2.21)}$$

Sonuç olarak hata işareti e(k), z(k)'nın argümanı olarak ifade edilir.

Açık döngü yapıları ise çoğuşmalı (burst mode) uygulamalarda kısa kestirim zamanından dolayı daha çok kullanılmaktadır.

Uyumlandırma filtresi çıkışı aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$y(k) = {c_k}^{j[2\pi v(kT+\tau)+\theta]} + n(k) \quad \textbf{(2.22)}$$

QPSK yıldız kümesi $\{e^{jm\pi/2}$, m=0, 1, 2, 3$\}$ üzerinden açık döngü kestiricilerini anlatalım. $c_k^4 = 1$ olsun. Böylece y(k)'nın dördüncü kuvveti şöyle verilebilir:

$$y(k)^4 = e^{j[8\pi v(kT+\tau)+4\theta]} + n'(k) \quad \textbf{(2.23)}$$

$n'(k)$ gürültü terimidir. $y(k)^4$, $[y(k-1)^*]^4$ ile çarpıldığında ifade aşağıdaki gibi olur.

$$[y(k)y^*(k-1)]^4 = e^{j8\pi vT} + n''(k) \quad \textbf{(2.24)}$$

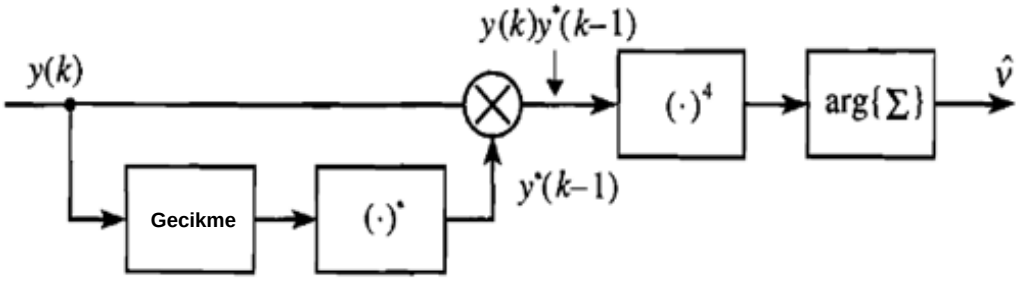
$n''(k)$ yine gürültü terimidir. (2.24) denklemi,$[y(k)y^*(k-1)]^4$'nin $e^{j8\pi vT}$'nin kestirimi olduğunu göstermektedir. Kestirimin doğruluğunu arttırmak için gürültü bileşeni çıkarılır ve ifade (2.25)'deki gibi olur:

$$\frac{1}{L_0-1}\sum_{k=1}^{L_0-1}[y(k)y^*(k-1)]^4 = e^{j8\pi vT} + \frac{1}{L_0-1}\sum_{k=1}^{L_0-1} n''(k) \quad \textbf{(2.25)}$$

Sonunda, (2.25) denkleminde son terim, birim genlik ile karşılaştırıldığında çok küçük olduğu varsayılırsa, denklemin her iki tarafının argümanı alındığında kestiricinin ifadesi şöyle olur.

$$\hat{v} = \frac{1}{8\pi T}\arg\left\{\sum_{k=1}^{L_0-1}[y(k)y^*(k-1)]^4\right\} \quad \textbf{(2.26)}$$

Kestiricinin blok şeması Şekil 2.14'de verilmiştir.



Şekil 2.14 : Açık döngü kestiricisinin blok diyagramı.

Demodülatör yapılarında en kritik birimlerden birisi frekans düzeltme birimidir. Bu tez kapsamında PSK demodulator yapılarında kullanılabilecek bir frekans düzeltme yöntemi önerilmiştir. PSK yapılarında literatürde önerilen yapılar ve tez kapsamında önerilen kestirici algoritması Bölüm 3'te verilmiştir.

3. TAŞIYICI FREKANS KAYMASI KESTİRİCİ YÖNTEMLERİ

Taşıyıcı frekans kayması kestiricileri ile ilgili literatürde pek çok önerilmiş yöntem bulunmkatadır. M-PSK için kullanılabilecek mevcut bazı önemli algoritmalar ve önerilen taşıyıcı frekans kestirici yöntemi bu bölümde tanıtılacaktır.

3.1 Mevcut Veri-Yardımlı Taşıyıcı Frekans Kestiricisi Yöntemleri

3.1.1 Maksimum-benzerlik kestiricisi

Yaygın olarak kullanılan kestiricilerden birisi maksimum-benzerlik (Maksimum-Likehood) frekans kestiricisidir[6].

Maksimum benzerlik frekans kestiricisinde şunları varsayalım: a) veri sembolleri bilinmektedir; b) zaman idealdir; c) frekans kayması sembol hızının küçük bir kesridir.

Temelband PAM alıcısına gelen dalga yapısı işaret ve gürültünün toplamıdır:

$$r(t) = s(t) + w(t) \tag{3.1}$$

Gürültü spektral yoğunluğu $N_0/2$ olan (2-yanlı) bir beyaz Gauss işlemidir. İşaret, zamanda bir darbe olan g(t)'ye transfer edilirse; s(t) işareti (3.2)'deki gibi ifade edilebilir.

$$s(t) = \sum_{i} c_i g(t - iT - \tau) \tag{3.2}$$

$\{c_i\}$ değerli sembollerdir ve M-PSK için sembol alfabesi $e^{j\alpha}$; $\alpha = 0, \frac{2\pi}{M}, \dots, \frac{2\pi(M-1)}{M}$ olarak ifade edilebilmektedir. T sinyal aralığı ve τ kanal gecikmesini ifade etmektedir.

Alınan işaret öncelikle bant dışı gürültünün kaldırılması için filtrelenir ve sonrasında T-uzaylı küçük parçalarda örneklenir ve $t=kT+\hat{\tau}$, (k=0, 1, 2, …). Örnekler iletilen veriden $\{\hat{c_k}\}$kestirimlerini üretilmesi için dedektöre verilir. Çoğu pratik durumlarda

alıcı filtresi g(t) ile eşleştirilir. Bu ise filtrenin darbe tepkisini şu yapıda olması anlamına gelmektedir:

$$g_R(t) = g(-t + t_0) \tag{3.3}$$

t_0, $g(-t + t_0)$ ifadesini nedensel bir fonksiyon haline getiren bir gecikmedir (negatif zaman ekseninde kuyruğunun olmaması). Çoğu uygulamada t_0=0 alınır ve (3.3) denklemi tekrar şöyle yazılabilir:

$$g_R(t) = g(-t) \tag{3.4}$$

Eğer zaman bilgisi ve veri biliniyorsa , alınan sinyal sadece iki bilinmeyen parametreye sahiptir:frekans kayması ve taşıyıcı fazı.

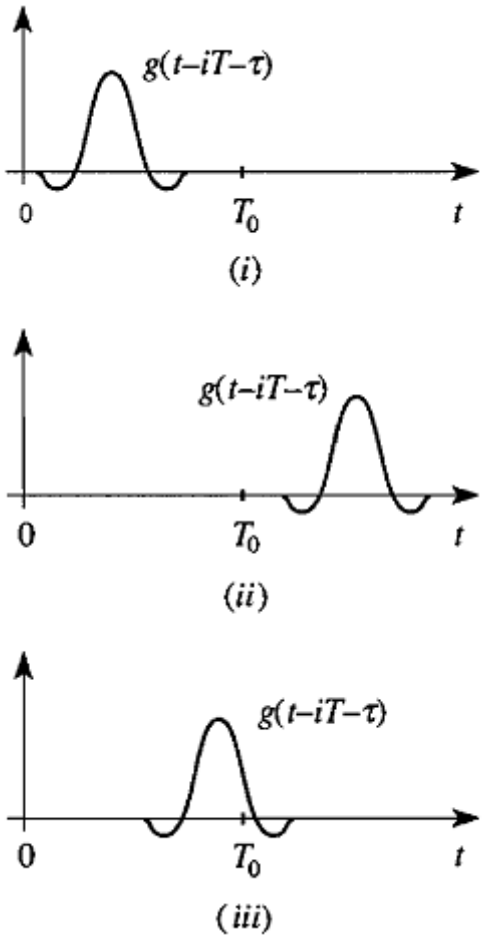
Bu parametreler için benzetim fonksiyonu (3.5) denklemindeki gibi olur:

$$\Lambda\left(r\middle|\hat{v},\hat{\theta}\right) = \exp\left\{\frac{1}{N_0}\int_0^{T_0} Re\{r(t)\hat{s}^*(t)\}dt - \frac{1}{2}N_0\int_0^{T_0}|\hat{s}(t)|^2 dt\right\} \tag{3.5}$$

$$\hat{s}(t) = e^{j(2\pi\hat{v}t+\hat{\theta})}\sum_i c_i g(t - iT - \tau) \tag{3.5a}$$

$\hat{\theta}$ ve $\hat{v}$, θ ve ν değişkenlerinin deneme değerleridir. (2.5) denklemindeki ikinci integral $\hat{\theta}$ ve $\hat{v}$ değişkenlerinden bağımsızdır. Dolayısıyla bu değişkenler formülden çıkarılabilir. Bu durumda $\Lambda\left(r\middle|\hat{v},\hat{\theta}\right)$ maksimum değeri aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\Lambda\left(r\middle|\hat{v},\hat{\theta}\right) = \exp\left\{\frac{1}{N_0}\int_0^{T_0} Re\{r(t)\hat{s}^*(t)\}dt\right\} \tag{3.6}$$



Şekil 3.1 :g(t-iT-to) gözlem aralığındaki yerleşimi.

Şekil 3.1'deki (i) şeklinde, $g(t-iT-\tau)$, tamamen $(0,T_0)$ gölzemleme aralığı içindedir; (ii) tamamen gözlemleme aralığı dışındadır; (iii) bir sınır noktası boyunca uzanmaktadır. Bu gerçeklerle birlikte bir yaklaşım elde edilir ve (3.7)'deki ifade elde edilir.

$$\int_0^{T_0} Re\{r(t)\hat{s}^*(t)\}dt \approx e^{-j\hat{\theta}} \sum_{k=0}^{L_0-1} {c_k}^* x(k) \qquad \textbf{(3.7)}$$

$L_0 \cong T_0/2$ sembol periyodu içindeki gözlemleme aralığı olarak ifade edilir ve T_0, T'nin bir katsayı ile çarpımı olduğu varsayılır. x(k), işaretin kT+τ'deki örneğidir.

$$\int_0^{T_0} Re\{r(t)\hat{s}^*(t)\}dt \approx e^{-j\hat{\theta}} \sum_{k=0}^{L_0-1} {c_k}^* x(k) \qquad \textbf{(3.8)}$$

ML kestirimi aşağıdaki ifadenin maksimumu alınmış değeri olarak ifade edilir.

$$\boldsymbol{\Gamma(\hat{v}) = |\sum_{k=0}^{L_0-1} c_k{}^* x(k)|} \quad \textbf{(3.9)}$$

Yukarıdaki işlemlerden anlaşılacağı üzere ML kestirimi oldukça külfetli bir kestirimdir. Dolayısıyla frekans düzeltme yapılarında kullanılmak üzere daha basit metotlar geliştirilmesi gerekliliğini beraberinde getirmiştir. Aşağıda ML kestirimine göre daha basit olan kestirici algoritmalarından bahsedilecektir.

Bu algoritmalarda kullanılacak işaret yapısı şöyledir. M-PSK modülasyonu ve zaman senkronizasyonunun mükemmel olduğunu varsayalım. Uyumlandırma filtresinden sonra, alınan işaret aşağıdaki gibi ifade edilir[5]:

$$x(k) = c_k e^{j(2\pi\Delta f k t+\theta)} + n(k) \quad \textbf{(3.10)}$$

ck birim genlik sembolleri,Δf taşıyıcı frekansı kayması ve θ taşıyıcı fazıdır. n(k) kompleks bağımsız Gauss rasgele değişkenlerdir. (3.10) denkleminde görüldüğü gibi x(k); Δf, t, θ ve ck değerlerine bağlı olarak değişmektedir. ckck* çarpımı alınarak modülasyon kolayca kaldırılabilir.

$$z(k) = c_k{}^* c_k e^{j(2\pi\Delta f k t+\theta)} + n(k) c_k{}^* \quad \textbf{(3.11)}$$

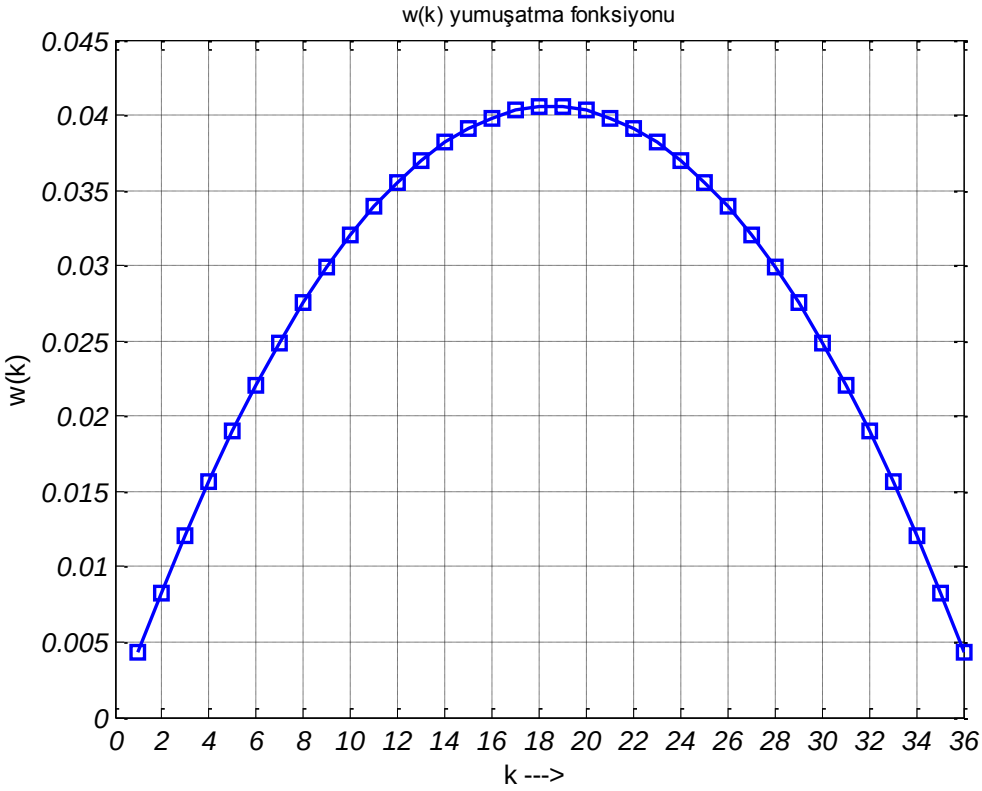
3.1.2 Kay kestirici metodu

Kay [1] kestiricisi $\mathrm{z(k)} \times \mathrm{z}^*(\mathrm{k}-1)$ çarpımını baz alır. L ardışıl örnekler için gözlemleme penceresi ve Kay kestiricisi (3.12) denklemindeki gibi ifade edilmiştir.

$$\Delta\hat{f} = \frac{1}{2\pi T}\sum_{k=1}^{L-1} w(k) \times \arg\left(z(k) \times z^*(k-1)\right) \quad \textbf{(3.12)}$$

w(k) fonksiyonu Şekil 3.2'de verilmiştir. w(k) yumuşatma (smoothing) fonksiyonu olmak üzere ifadesi şöyledir:

$$w(k) = \frac{3}{2}\frac{L}{L^2-1}\left[1-\left(\frac{2k-L}{L}\right)^2, \qquad \mathrm{k} = 1, 2, \ldots, \mathrm{L}-1 \right. \quad \textbf{(3.13)}$$



Şekil 3.2 : Kay yumuşatma fonksiyonu.

3.1.3 Fitz kestirici metodu

Fitz kestiricisi z(k) değerlerinin otokorelasyonu olarak ifade edilen R(m) fonksiyonunu kullanarak kestirim yapar ve ifadesi şöyledir.

$$R(m) = \frac{1}{L-m}\sum_{k=m}^{L-1} z(k) \times z^*(k-m), \qquad m = 1,2,\dots,L_0 - 1 \tag{3.14}$$

z(k) eğerlerine yerine yazıldığında;

$$R(m) = e^{j2\pi m\Delta f T} + n(t) \tag{3.15}$$

şeklinde ifadesi elde edilir. n(t) sıfır ortalamalı gürültü bileşenidir.Frekans kestirimi aşağıdaki ifade ile elde edilebilir:

$$\Delta\hat{f} = \frac{1}{2\pi mT} arg\{R(m)\}. \tag{3.16}$$

Ancak, mod2π'ye göre arg operatörünün sonucu yanlış hesaplanabilir.Daha iyi kestirim için ortalamasının alınması ile elde edilir ve şöyle ifade edilir:

$$e(m) = arg\{R(m)\} - 2\pi mf \quad \textbf{(3.17)}$$

$N < \frac{1}{2\pi f_{max} T}$ olduğu varsayılırsa,f_{max}: maksimum frekans hatası olmak üzere;

$$\frac{1}{N}\sum_{\mathrm{m-1}}^{\mathrm{N}} \mathrm{e(m)} = \frac{1}{N}\sum_{\mathrm{m-1}}^{\mathrm{N}} \mathrm{arg\{R(m)\}} - \frac{1}{\mathrm{N}}\sum_{\mathrm{m=1}}^{\mathrm{N}} 2\pi \mathrm{mfT} \approx 0 \quad \textbf{(3.18)}$$

Fitz [3] kestirimi sonuç olarak aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\Delta\hat{f} = \frac{1}{\pi N(N+1)T}\sum_{m=1}^{N} arg\{R(m)\} \quad \textbf{(3.19)}$$

3.1.4 L&R kestirici metodu

L&R [2] kestiricisi (3.15) denkleminden başlayarak farklı bir rota izlenmektedir. Birinci adımda m indeksi $1 \leq m \leq N$ aralığında sınırlandırılmıştır. N, $L_0 - 1$'den daha küçük bir tasarım parametresidir. Böylece,

$$R(m) = e^{j2\pi m\Delta fT} + n(t), \qquad 1 \leq m \leq N \quad \textbf{(3.20)}$$

olur.

R(m) değerlerinin toplamının argümanı alındığında L&R kestiricisi aşağıdaki gibi ifade edilir:

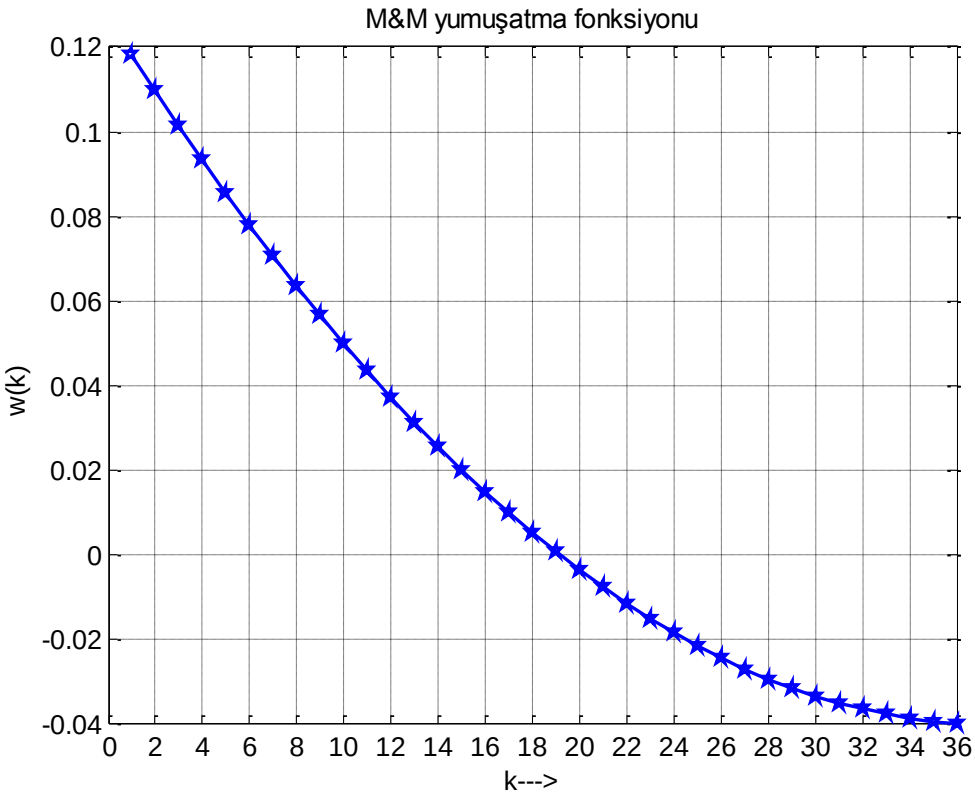
$$\Delta f = \frac{1}{\pi(N+1)T} arg\left\{\sum_{m=1}^{N} R(m)\right\} \quad \textbf{(3.21)}$$

3.1.5 M&M kestirici metodu

M&M [4] kestiricisi (3.21) denkleminin farkının argümanını alır ve sonuç aşağıdaki gibi ifade edilir.w(m) yumuşatma fonksiyonu benzetim sonucu Şekil 3.3'te verilmiştir.

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi T} arg\left\{\sum_{m=1}^{N} w(m) \times [arg\{R(m+1)\} - arg\{R(m)\}]_{2\pi}\right\}. \quad \textbf{(3.22)}$$

$$w(m) = \frac{3[(L-k)(L-k+1) - M(L-N)]}{N(4N^2 - 6NL + 3L^2 - 1)}, \qquad 1 \le k \le N \qquad \textbf{(3.22a)}$$

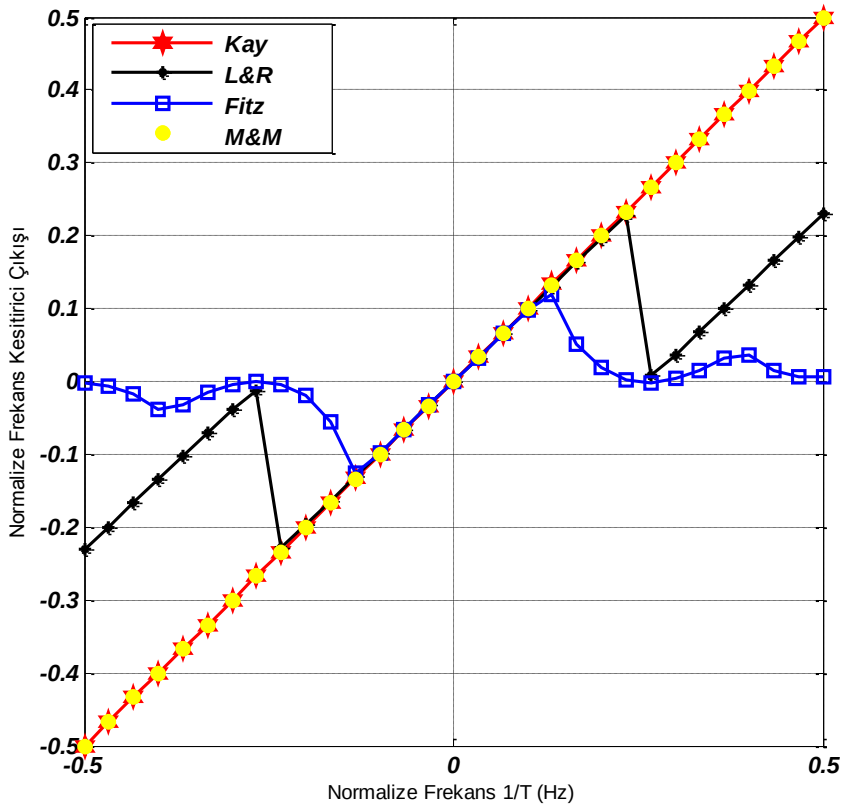


Şekil 3.3 : M&M yumuşatma fonksiyonu.

3.1.6 DA kestiricilerin performans açısından karşılaştırılması

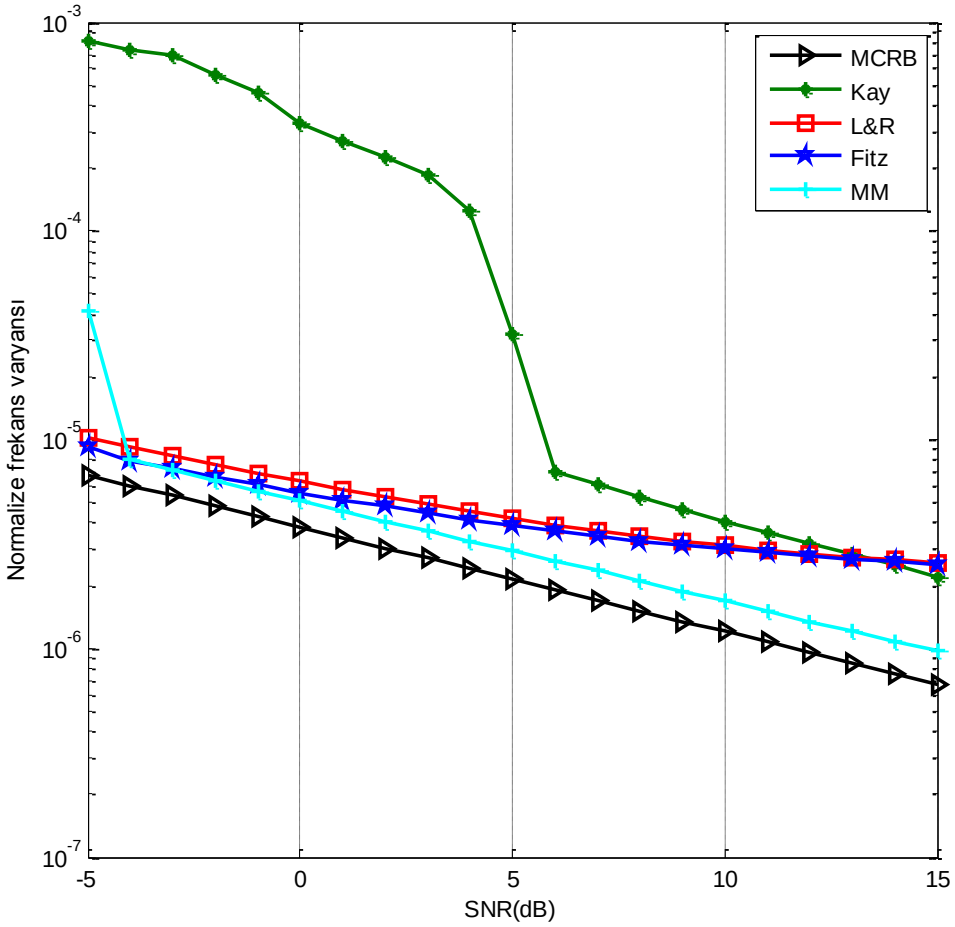
Yukardaki pratik kestiricilerin performans açısından karşılaştırılması birkaç parametreye bağlıdır. Örneğin; (i) sinyal gürültü oranı E_s/N_0; (ii) gözlemleme aralığı L_0; N parametresi (Fitz ve L&R kestiricisinde verilen) gibi. $L_0 = 32$ ve N=16 için simülasyon sonuçları aşağıda verilmiştir. Fitz ve L&R kestiricileri minimum hata varyansı N=16 seçildiğinde sağlanmaktadır [6].

Şekil 3.4'de kestiricilerin normalize frekans kestirim aralıklarının karşılaştırılması verilmiştir. SNR -5 ile 15 dB arasındaki değerler arasında birer birer arttırılarak Şekil 3.4 elde edilmiştir. Şekilden de anlaşılacağı üzere Kay ve M&M algoritmalarının kestirim aralıkları, $|vT| \le 0.5$ diğerlerine göre daha büyüktür. L&R ve Fitz algoritmaları daha dar bir frekans kestirim aralığına sahiptirler.



Şekil 3.4 : Taşıyıcı frekans kayması kestiricilerinin kestirim aralığı karşılaştırması.

Şekil 3.5'te SNR'a göre kestiricilerin kestirim varyansları verilmiştir. Kay algoritmasının 7 dB altında MCRB sınırına uzak dururken diğer algoritmalar 0 dB ve daha düşük SNR'lara kadar MCRB sınırına yakın kalmaktadır. Yani Kay algoritmasının gürültü eşik değeri diğer algoritmalara göre daha düşüktür.



Şekil 3.5 : Taşıyıcı kestiricilerin kestirim varyanslarının karşılaştırması.

Bu algoritmaların doğruluk, frekans kestirim aralıkları, frekans kestrim duyarlılıkları, komplekslik açısından karşılaştırmaları Çizelge 3.1'de verilmiştir [7]. DA algoritmalar için M=1 ve L ise otokorelasyon sayısıdır.

Çizelge 3.1 : DA frekans kestiricilerin karşılaştırılması.

Kestirici	Doğruluk	Frekanskestirimduyarlılığı	Normalize kestirimaralıkları	Komplekslik
ML	Yüksek	Düşük	±1/2M	Yüksek
Kay	Düşük	Orta	±1/2M	Düşük
L&R	Yüksek	Yüksek	±1/ML	Düşük /Orta
Fitz	Yüksek	Yüksek	±1/2ML	Düşük /Orta
M&M	Yüksek	Orta	±1/2M	Orta

3.1.7 DM kestirici metodu

Geciktir-ve çarp (delay-and-multiply, DM) algoritması [6], gelen sinyalin istatiki değerlerini kullanarak kestirim yapmaktadır. DM kestiricisinin blok şeması Şekil 3.6'te verilmiştir. Basit bir ifadeyle alçak geçiren filtrenin (low pass filter, LPF) dikdörtgen bir karakteristiğe sahip olduğunu varsayalım. Ayrıca, filtrenin bandgenişliği B_{LPF} sinyal bileşenlerinin bozulmasına sebep olmayacak kadar büyüktür.

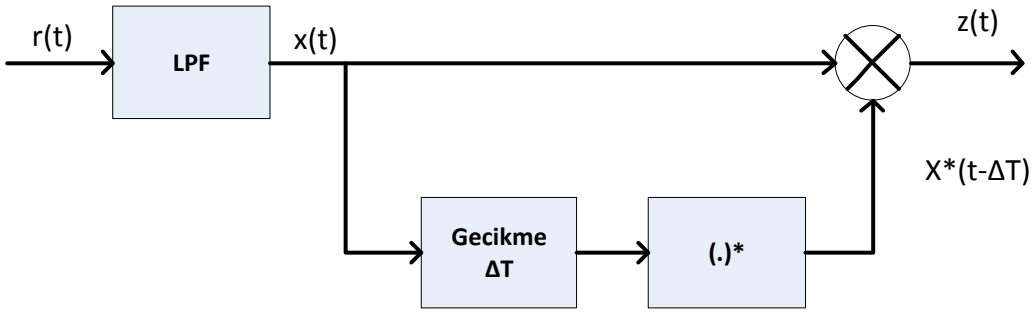
$$z(t) = x(t)x*(t - \Delta T) \tag{3.23}$$

ΔT gecikme değeri olarak ifade edilen tasarım parametresi olmak üzere, alıcıya gelen sinyal şöyle yazılır:

$$s(t) = e^{j(2\pi vt+\theta)} \sum_i c_i g(t - iT - \tau) \tag{3.24}$$

n(t) gürültü olmak üzere, LPF çıkışı ise şöyle ifade edilebilir:

$$x(t) = e^{j(2\pi vt+\theta)} \sum_i c_i g(t - iT - \tau) + n(t) \tag{3.25}$$



Şekil 3.6 : DM kestiricisi blok şeması.

$$E\{z(t)\} = C_2 e^{j2\pi v\Delta T} A(t - \tau) + R_n(\Delta T) \tag{3.26}$$

$$R_n(\zeta) = 4N_0 B_{LPF} \frac{sin2\pi B_{LPF}\zeta}{2\pi B_{LPF}\zeta} \tag{3.26a}$$

$$C_2 \cong E\{|c_i|^2\} \tag{3.26b}$$

$$A(t) \cong \sum_i g(t - iT)g(t - iT - \Delta T) \tag{3.26c}$$

$$z(t) = E\{z(t)\} + N(t) \tag{3.27}$$

Sonuç olarak frekans kayması kestiricisi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\hat{v} = \frac{1}{2\pi\Delta T} arg\left\{\int_0^{T_0} z(t)dt\right\} \tag{3.28}$$

Sayısal olarak gerçeklenmek istendiğinde ise DM frekans kayması kestiricisi şöyle ifade edilir:

$$\hat{v} = \frac{1}{2\pi\Delta T} arg\left\{\sum_{k=0}^{4L_0} x\left(\frac{kT}{4}\right) x^*(\frac{kT}{4} - \Delta T)\right\} \tag{3.29}$$

$$L_0 = \frac{T_o}{T} \tag{3.29a}$$

DM frekans kestiricisi kestirim yaparken 2 sembole ihyiyaç duymaktadır. DM algoritması diğer DA frekans kestiricilerinden daha basit bir yapıya sahip olmasına rağmen doğruluk ve frekans kestirim aralığı açısından daha kötü bir performansa sahiptir. L_0 gözlemleme aralığı 36 ve ΔT =2 seçildiğinde $|vT| \leq 0.2$ gibi bir kestirim aralığına sahiptir [6].

3.2 Önerilen Kestirici Yöntemi

[5]'de verilen kestiricinin ifadesi L&R kestiricisinden farklı olarak otokorelasyon fonksiyonunun çarpımılarının argümanını kullanmaktadır. [5]'de verilen algoritmanın matematiksel ifadesi şöyledir.

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi(N-1)T} arg\left\{\sum_{m=1}^{N} R(m+1)R(m)^*\right\} \quad \textbf{(3.30)}$$

[5]'de verilen kestiricinin varyansı M&M algoritması ile aynı kestirim varyansına sahiptir ve kestirim aralığı Kay algoritmasından daha geniş olması taşıyıcı frekans düzeltmenin edinim zamanının minimalize olmasını sağlamaktadır. Ayrıca M&M algoritmasından daha az karmaşıklık seviyesine sahiptir. Bu özelliği nedeni ile taşıyıcı frekans kestiricisi olarak kullanılması tez kapsamında önerilmiştir. Kestiricinin performansı MATLAB benzetim programındaki test edilmiş ve sonuçları Bölüm 4'te verilmiştir.

3.3 Taşıyıcı Frekans Senkronizasyon Yapısı Seçimi

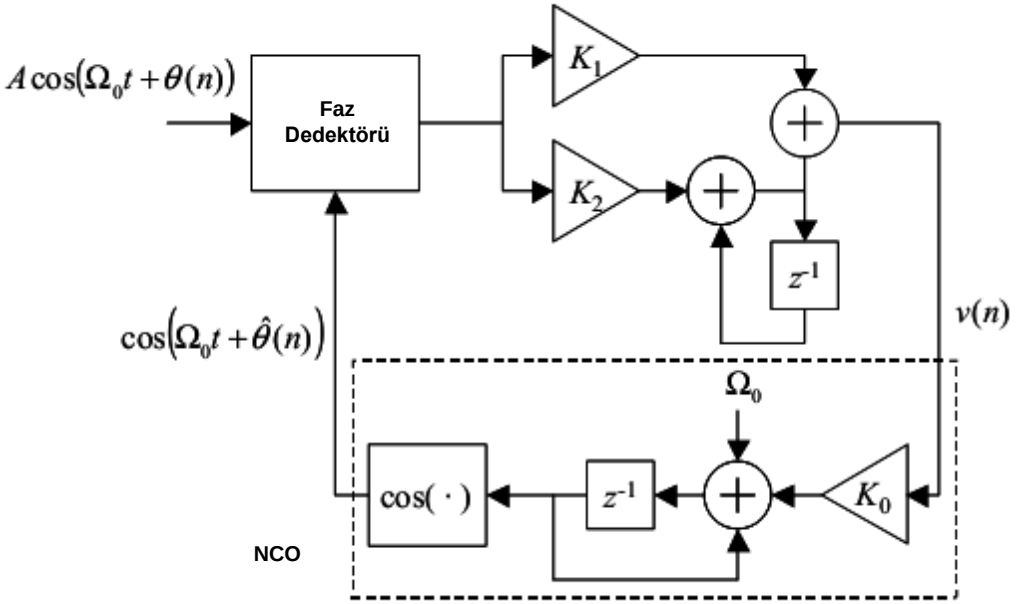
Taşıyı senkronizasyon metotları, alınan işarettern parametrelerin kestirimlerin nasıl yapılacağına göre ileri beslemeli (feedforward,FF) ve geri beslemeli (feedback, FB) olarak kategorize edilebilir. FF, alınan işaret faz döndürücüde düzeltimeden önce alınan işaretten bilinmeyen parametreleri direk olarak kestirir. FB ise faz düzeltilmiş bir işaret döndürücüye geri beslerken bir hata kestirimi yapar. Geleneksel FB yapılarından en yaygın olan faz kilitlemeli döngülerdir (phase-locked loop, PLL) [14].

3.3.1 Dijital PLL yapısı

Analog PLL yapıları hala yaygın olarak kullanılmaktadır, fakat dijital PLL (DPLL) yapıları hız, gerçeklenebilirlik, performans açısından avantaj sağlamanın yanında boyut ve maliyeti analog PLL göre düşürmektedir [15].

Analog PLL (APLL) yapıları gerilim kontrollü osilatör (VCO) kullanırken DPLL'ler ise numerik kontrolli osilatör (NCO) kullanmaktadır. Bir tek-kutuplu filtre anlık fazın hesaplanması için NCO girişini birleştirmekte kullanılır. DPPL yapısı Şekil

3.7'te verilmiştir. Frekans düzeltme yapılarında ikinci dereceden PLL kullanılmaktadır.



Şekil 3.7 : İkinci dereceden DPLL yapısı.

APLL ve DPLL [15]döngülerinin transfer fonksiyonları aşağıda sıralı olarak verilmiştir.

$$H_a(s) = \frac{2\zeta w_n s + w_n^2}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \tag{3.31}$$

$$H_d(z) = \frac{K_p K_0 (K_1 + K_2) z^{-1} - K_p K_0 K_1 z^{-1}}{1 - 2(1 - \frac{1}{2} K_p K_0 (K_1 + K_2)) z^{-1} + (1 - K_p K_0 K_1) z^{-2}} \tag{3.32}$$

Döngünün çıkışı ζ değeri ile karakterize edilir. $\zeta < 1$ olduğunda, kutuplar kompleks eşlenik çiftidir ve döngü tepkisi sönmüş (damping) osilasyonlar şeklinde görülür. Bu sebepten dolayı ζ sönümleme ya da damping faktörü, w_n ise doğal frekans olarak adlandırılır. Çizelge 3.2'de ikinci dereceden bir döngü için döngü tepkileri ve kutupların yerleri özetlenmiştir.Sönümleme faktörü ise şöyle ifade edilir.

$$\zeta = \frac{k_1}{2}\sqrt{\frac{k_0 k_p}{k_2}} \tag{3.33}$$

w_n ise şöyle ifade edilir.

$$w_n = \sqrt{k_0 k_p k_2} \tag{3.34}$$

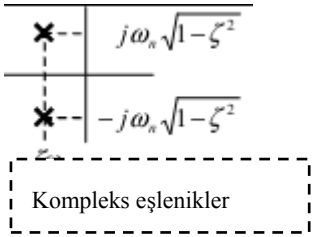
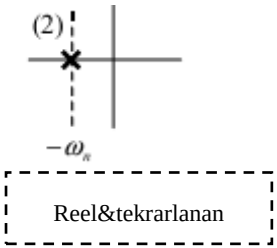
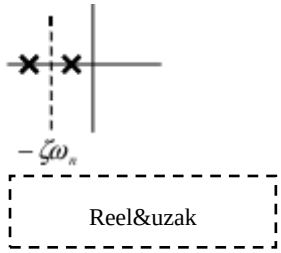
Sayısal haberleşmede, gürültü bantgenişliği sembol hızı $\frac{1}{T_s}$ bağlı olarak ifade edilmektedir(örneğin; $B_n T_s$, $B_n T$ yerine kullanılabilir, T örnekleme periyodu, B_n döngü bantgenişliği olmak üzere.). $N = T_s/T$ olmak üzere,

$$K_o K_p K_1 = \frac{\frac{4\zeta}{N}\left(\frac{B_n T_s}{\zeta+\frac{1}{4\zeta}}\right)}{1+\frac{2\zeta}{N}\left(\frac{B_n T_s}{\zeta+\frac{1}{4\zeta}}\right)+\left(\frac{B_n T_s}{N(\zeta+\frac{1}{4\zeta})}\right)^2} \tag{3.35}$$

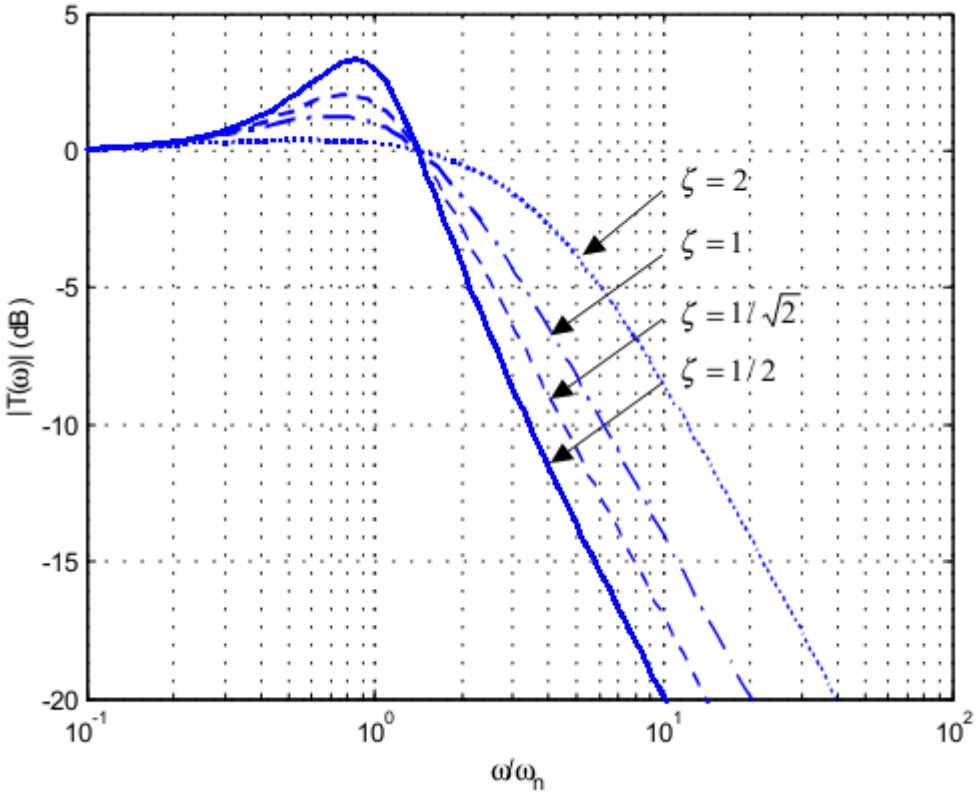
$$K_o K_p K_2 = \frac{\frac{4}{N^2}\left(\frac{B_n T_s}{\zeta+\frac{1}{4\zeta}}\right)^2}{1+\frac{2\zeta}{N}\left(\frac{B_n T_s}{\zeta+\frac{1}{4\zeta}}\right)+\left(\frac{B_n T_s}{N(\zeta+\frac{1}{4\zeta})}\right)^2} \tag{3.36}$$

olarak bulunur.

Çizelge 3.2 : İkinci dereceden bir döngü için döngü tepkileri ve kutupların yerleri.

Sönümleme faktörü	Kutuplar	Basamak tepkisi
$\zeta < 1$		$\Delta\theta\left(1-\left[\cos\left(\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n t\right)-\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\sin\left(\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n t\right)\right]e^{-\zeta\omega_n t}\right)u(t)$
$\zeta = 1$		$\Delta\theta\left[1-e^{-\omega_n t}+\omega_n t e^{-\omega_n t}\right]u(t)$
$\zeta > 1$		$\Delta\theta\left(1-\left[\cosh\left(\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n t\right)-\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\sinh\left(\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n t\right)\right]e^{-\zeta\omega_n t}\right)u(t)$

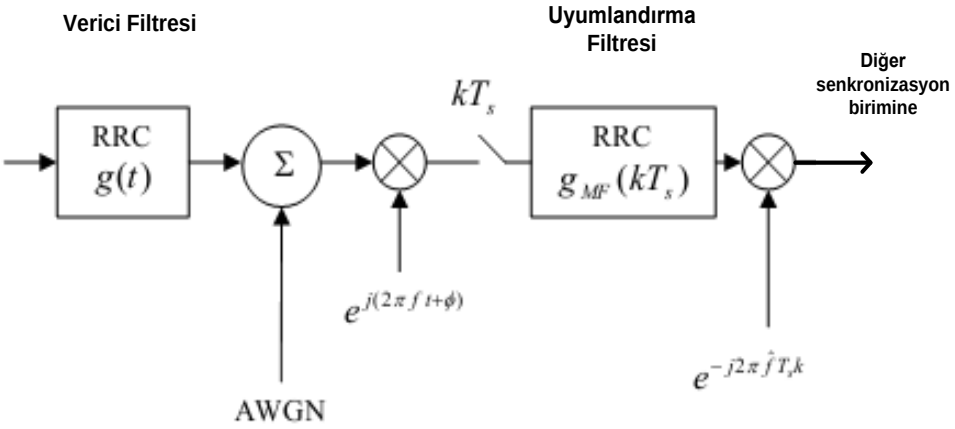
Dört farklı sönümleme faktörü değeri için frekans tepkileri Şekil 3.8'de verilmiştir.



Şekil 3.8 : İkinci dereceden PLL için frekans tepkisi.

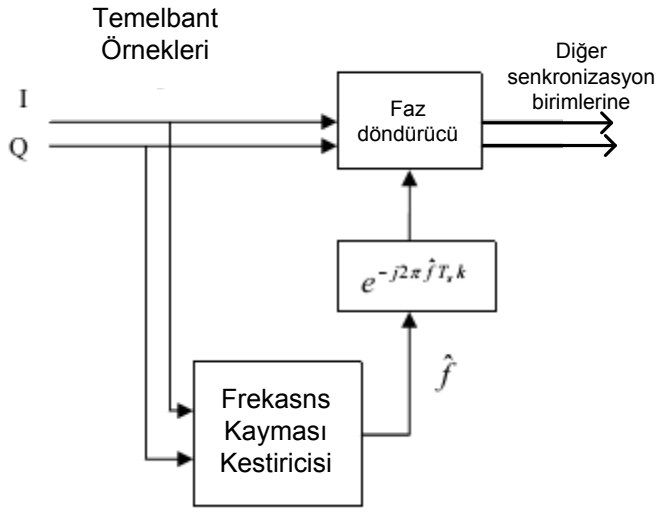
3.3.2 FF döngü yapısı

FF taşıyıcı frekans düzeltme sisteminin blok şeması Şekil 3.9'da verilmiştir.



Şekil 3.9 : FF temelbant taşıyıcı frekans düzeltme sistem blok şeması.

Taşıyıcı frekans düzeltmesi işlemi taşıyıcı frekans kaymalarının kestirimini ve bu kaymaların düzeltilmesini içerir. Şekil 3.10'da FF taşıyıcı düzeltme kestirim yapısı verilmiştir.



Şekil 3.10 : FF temelbant taşıyıcı frekans kestiricisi blok şeması.

Temelbant sinyalleri örnekleme hızından çok daha yüksek hızda örneklenir. Taşıyıcı frekans kestiricisi bu örnekleri kullanarak frekans kaymalarını kestirir. Frekans kaymalarını düzeltmek için faz döndürücüde temelbant örnekleri ile bir kompleks sayı olan $\exp\left(-j2\pi\hat{f}(kT_s)\right)$ çarpılır. T_s örnekleme zamanı, k örnekleme katsayısı olarak ifade edilir.

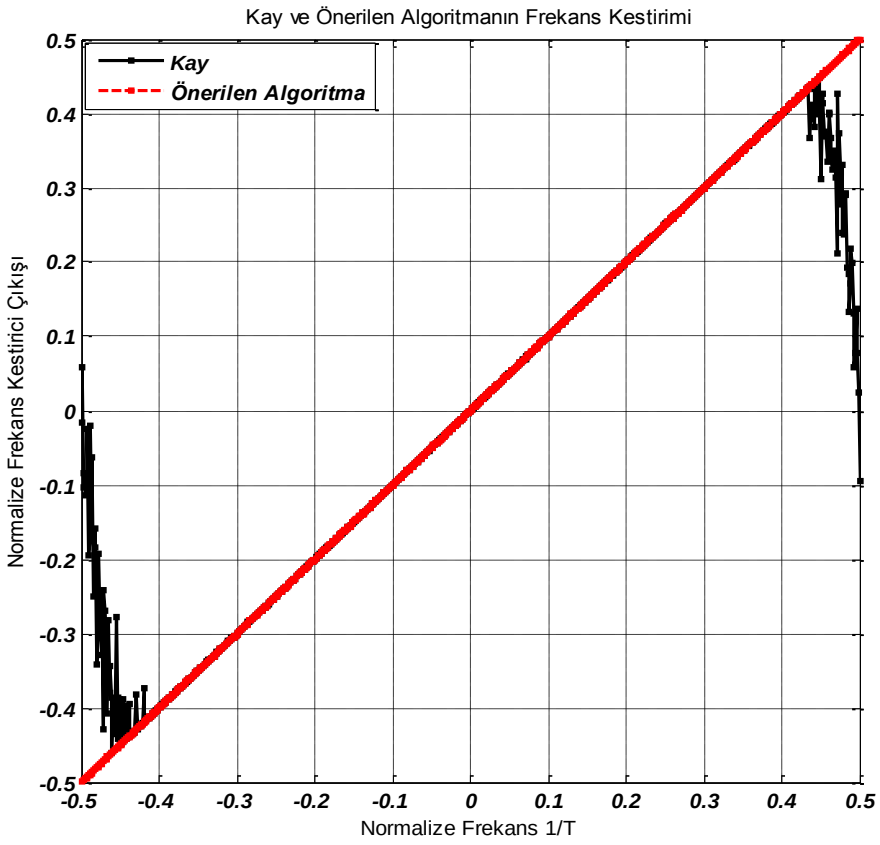
Sonuç olarak, geleneksel senkronizasyon yapıları yani PLL'ler küçük frekans yakalama aralığına sahiptirler. Ayrıca PLL yapılarında girişteki frekans kaymaları döngü bantgenişliğinden daha büyükse çok uzun edinim zamanlarına ihtiyaç duymaktadırlar. FF döngüyapısı edinim zamanı açısından daha kısa kestirim zamanlarına sahiptir ve FF kestiricilerifrekans kaymalarının kestirimi için sadece belli bir sayıda sembole ihtiyaç duymaktadırlar.Önerilen kestirici de frekans kaymalarının kestirimi için sadece belli bir sayıda sembole ihtiyaç duymaktadır, bu nedenleFF döngü yapısı frekans düzeltme döngü yapısı olarak seçilmiştir. Ayrıca FF döngü yapısı yukarıda antılan özelliklerinden dolayı çoğuşmalı uygulamalarda örneğin TDMA teknolojisinin kullanıldığı yapılarında (örneğin; uydu haberleşme sistemlerinde, dijital video yayınımı uygulamalarında vb.)tercih edilmektedir.QPSK modülasyonu da çoğuşmalı uygulamalarda yaygın olarak kullanılan bir modülasyon

tekniğidir. Bundan dolayı, tez kapsamında edinim zamanı açısından avantaj sağlayacak ve çoğuşmalı uygulamarında kullanılabilecek bir frekans düzeltme yapısı önerilmiştir.

4. SİMÜLASYON SONUÇLARI

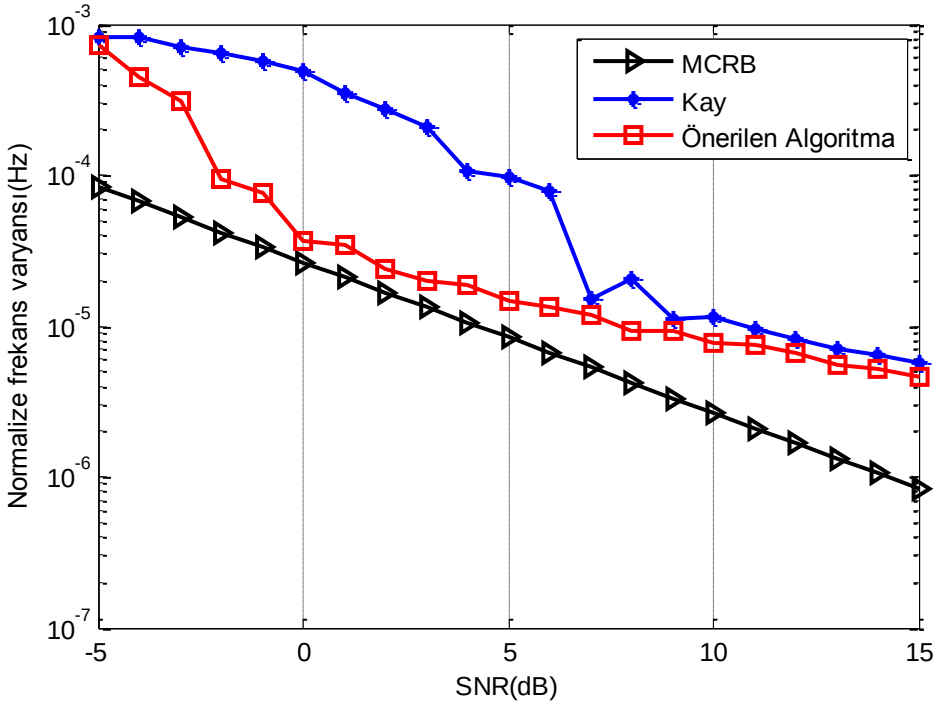
4.1 Önerilen Kestiricinin Performans Özellikleri

Sembol uzunluğu= 1000, örnekleme frekansı=15 kHz ve frekans kayması ±7.5kHz arasında 20 kHzlik arttırımlarla ve Es/No, -5 ile 15 dB arasında birer birer arttırıldığında ve L=33 ve N=16 alındığında Kay algoritmasının ve önerilen algoritmanın frekans kestirim aralığının MATLAB'de simülasyon sonucu Şekil 4.1'de verilmiştir.



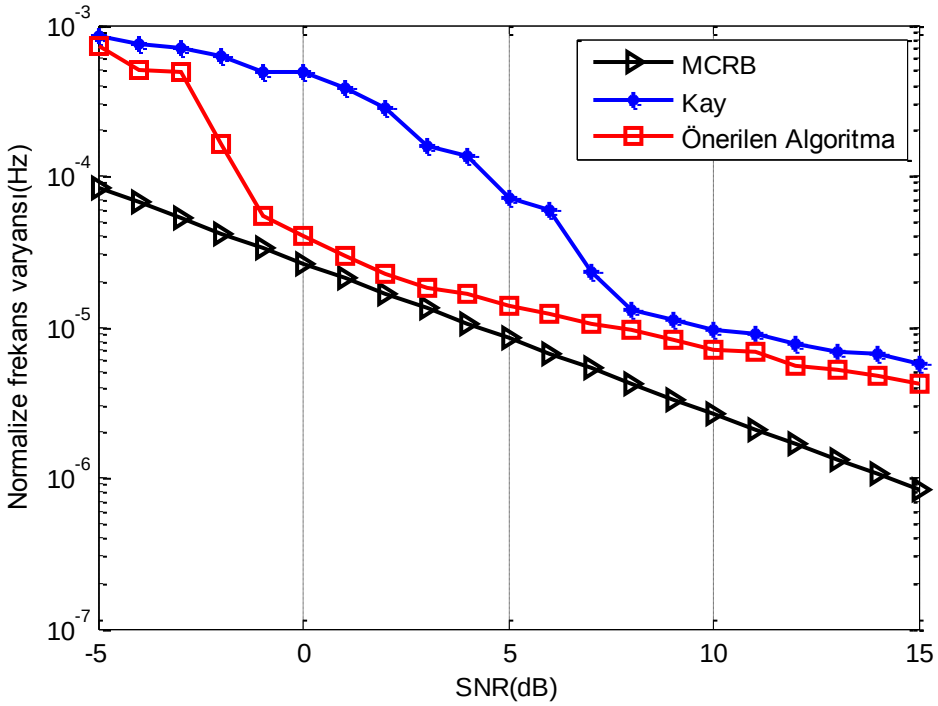
Şekil 4.1 : Kay kestiricisi ve (3.30) denklemi kestiricisinin frekans kestirimi aralığı.

Şekil 4.2'de ise Kay ve önerilen algoritmanın kestirim varyansları ve E_S/N_0 eğrisi verilmiştir.



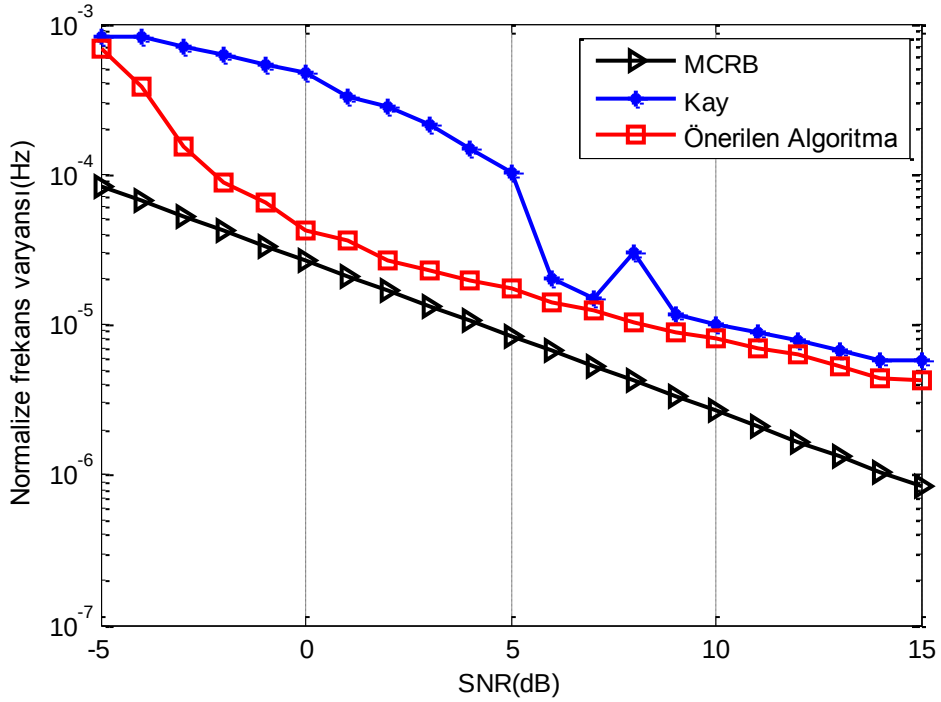
Şekil 4.2 : Kay ve önerilen algoritmanın kestirim varyansları (N=16).

L=33 ve N=20 seçildiğinde yani otokorelasyon sayısı 20 olduğunda kestiricinin varyansı Şekil 4.3'te verilmiştir.



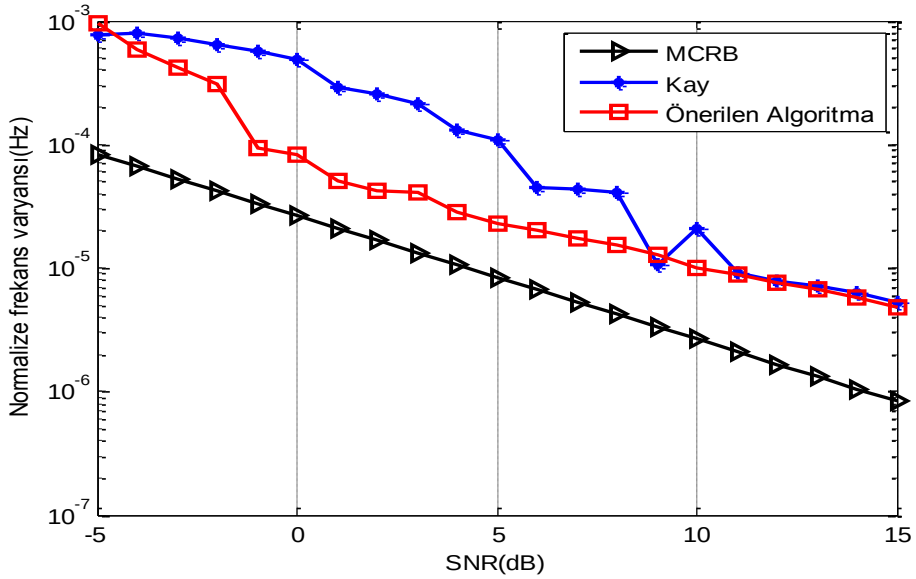
Şekil 4.3 : Kay ve önerilen algoritmanın kestirim varyansları(N=20).

L=33 ve N=9 alındığında Kay algoritması L değeri değişmediği için performansında değişiklik olmazken önerilen algoritmada otokoralasyon sayısı düşürüldüğünde MCRB sınırından çok az uzaklaştığı Şekil 4.4'da görülmektedir.



Şekil 4.4 : L=33Kay ve önerilen algoritmanın kestirim varyansları(N=10).

N=6 iken önerilen algoritmanın MCRB sınırından uzaklaştığı Şekil 4.5'de gözlenmiştir.

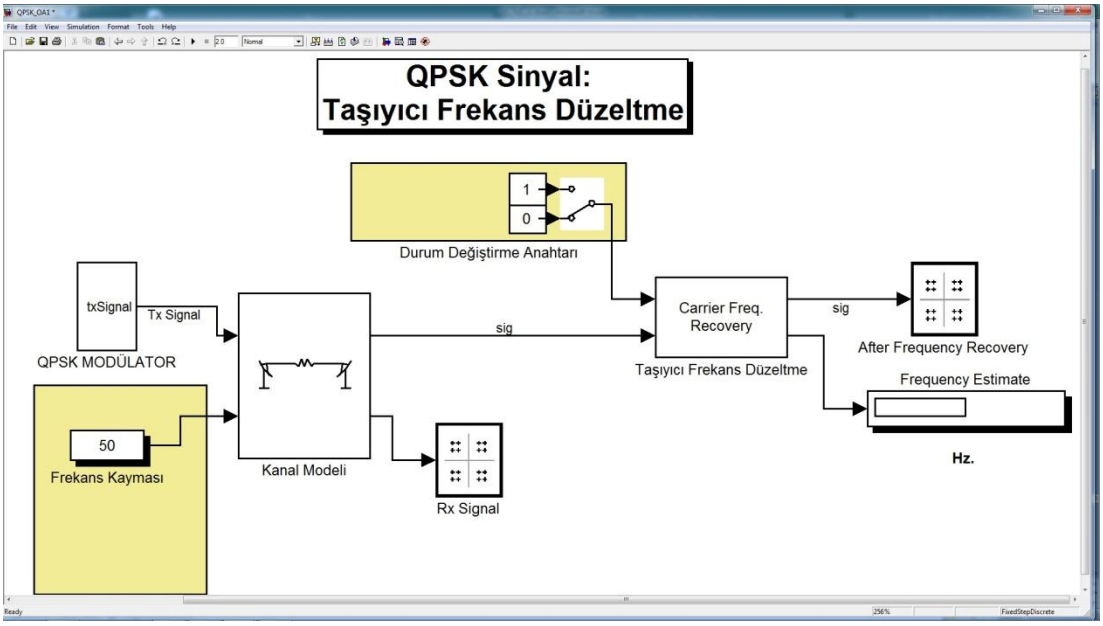


Şekil 4.5 : Kay ve önerilen algoritmanın kestirim varyansları(N=6).

Sonuç olarak L=33 alındığında N=9 ve üstü alındığında kestirim varyansı yani gürültü eşik değerinde performansı etkiliyecek bir değişim gözlenmemiştir. Tez kapsamında önerilen kestirici için L=33 iken N=9 olarak seçilmiştir. N=9 olarak seçilmesi kestiricininde karmaşıklığını azaltmasını sağlamaktadır.

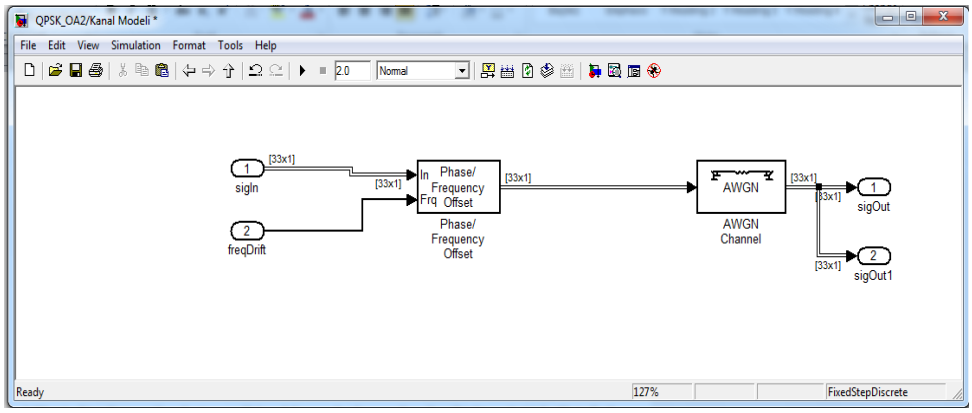
4.2 QPSK İşareti Frekans Düzeltme Döngüsü Uygulaması

Önerilen kestirici FF yapısındaki frekans düzeltme modeli MATLAB simülink benzetim ortamına aktarılmıştır. Örnekleme frekansı 15 kHz olmak üzere ve L=33 ve N=9 alınmıştır.Önerilen frekans düzeltme yönteminin Simülink modeli Şekil 4.6'da verilmiştir.



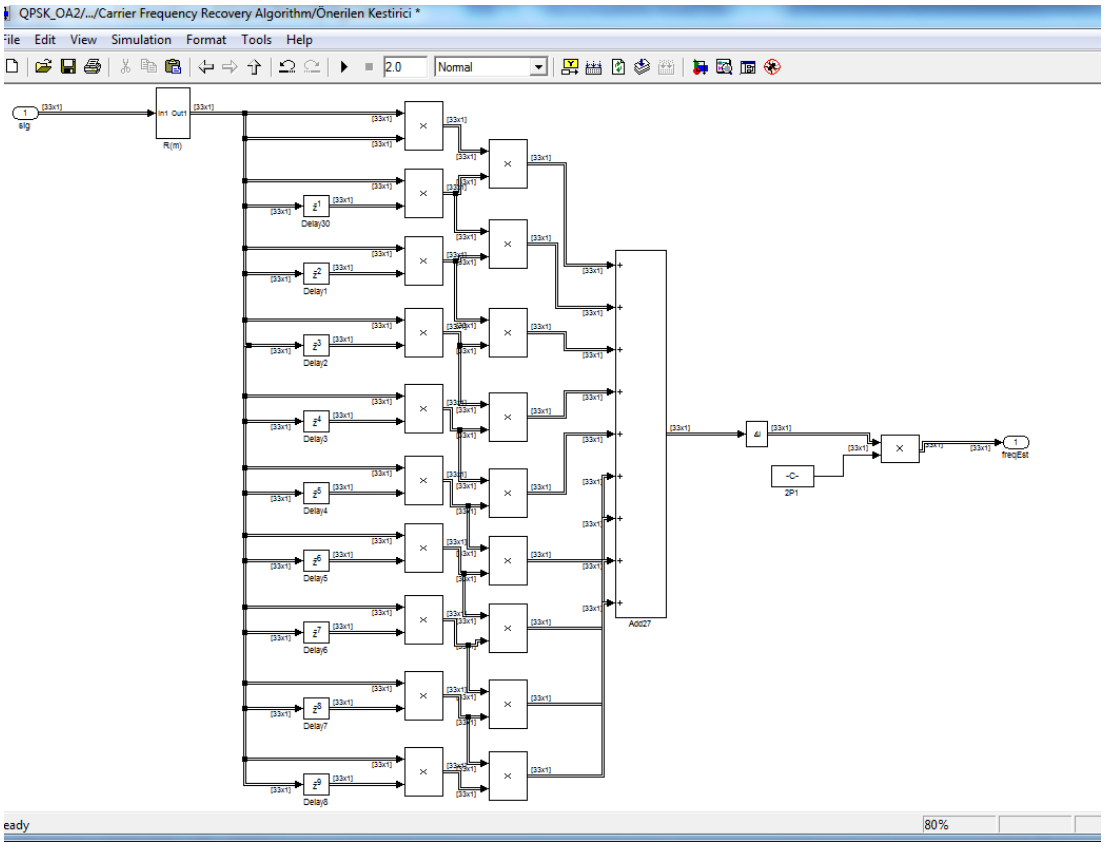
Şekil 4.6 : Önerilen yöntemin MATLAB simülink modeli.

QPSK modülatörde üretilen işaret bir frekans kayması verilerek AWGN kanalından geçirilerek alıcıya geliyor. Kanal modeli Şekil 4.7'de verilmiştir.



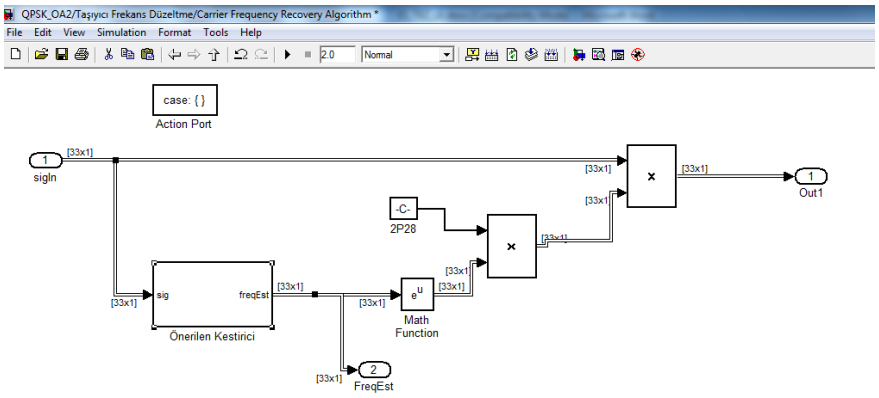
Şekil 4.7 : Kanal modeli.

Kestirici dijital ortama aşağıdaki gibi aktarılmıştır. Kestirici sayısal olarak Şekil 4.8'deki gibi gerçeklenebilir.



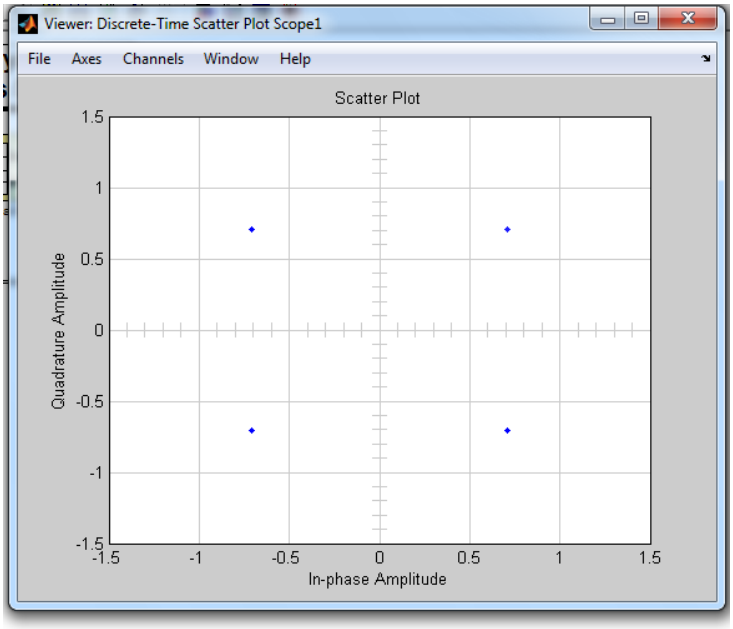
Şekil 4.8 : Kestirici Simulink modeli.

Şekil 4.8'deki R(m), önerilen kestiricideki R(m) fonksiyonunu belirtmektedir. FF taşıyıcı frekans düzeltme yöntemi Simulink modeli Şekil 4.9'da verilmiştir.



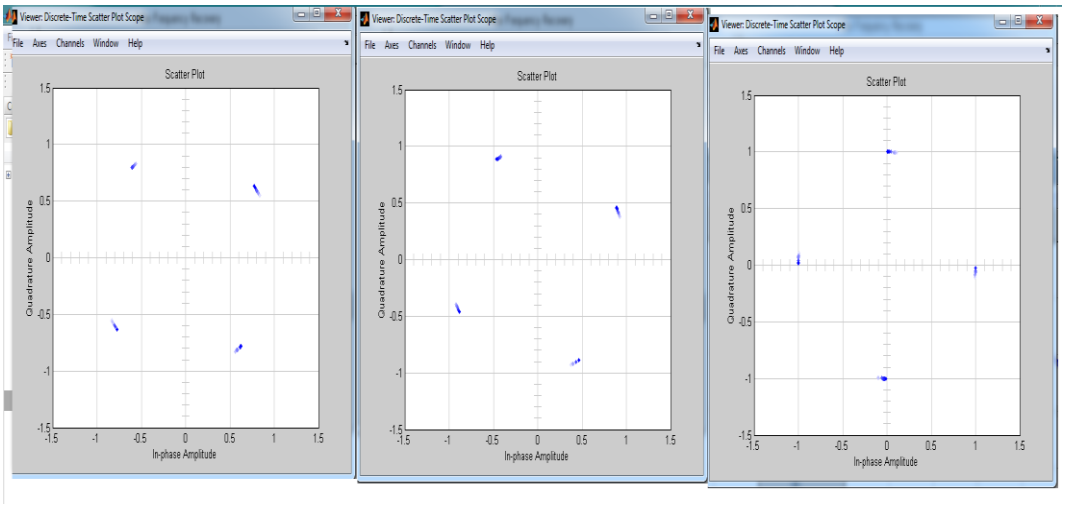
Şekil 4.9 : FF taşıyıcı frekans düzeltme Simulink modeli.

Yukarda Simulink modelleri verilen taşıyıcı frekans düzeltme yöntemi frekans kayması 50 Hz verildiğinde ve SNR 60 dB olduğunda frekans kestirimi 50.12 Hz olarak bulmaktadır. Kay algoritma ise 45.23 Hz olarak frekans kaymasını kestirmiştir. FF döngüsünden geçirildikten sonra frekans kaymaları önerilen yöntem ile düzeltilmiştir. QPSK modülatör çıkışı Şekil 4.10'da , alıcı girişindeki işaret Şekil 4.12'de ve taşıyıcı frekans düzeltme döngüsünün çıkışı ise Şekil 4.13a'da verilmiştir. Şekillerden anlaşıldığı üzere frekans kaymaları önerilen yöntem ile düzeltilmiştir.

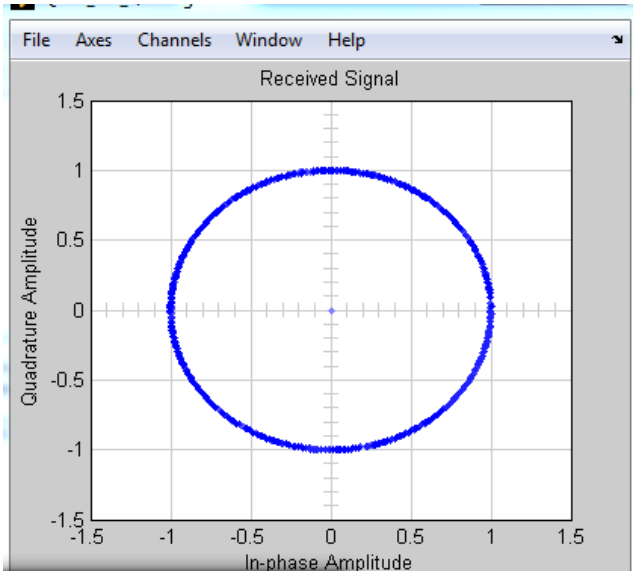


Şekil 4.10 : QPSK modülatör çıkışı.

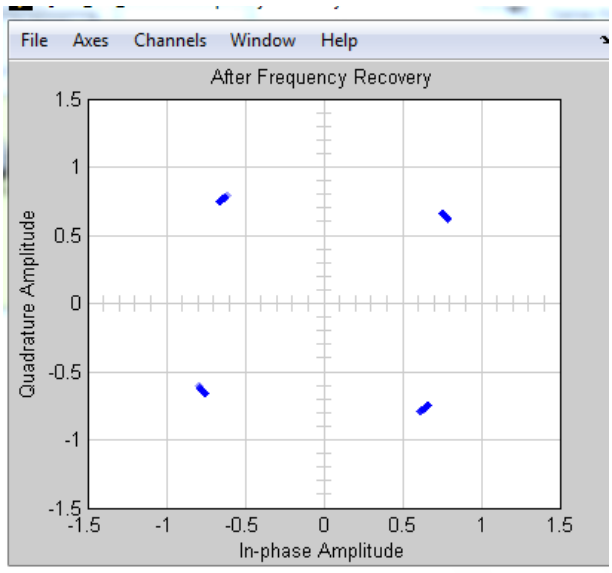
QPSK modülatör çıkışındaki işarete bir frekans kayması eklendiğinde QPSK işaretinin fazında dönme meydana gelir. Şekil 4.11'de frekans kaymasının QPSK işareti üzerinde etkisi verilmiştir.



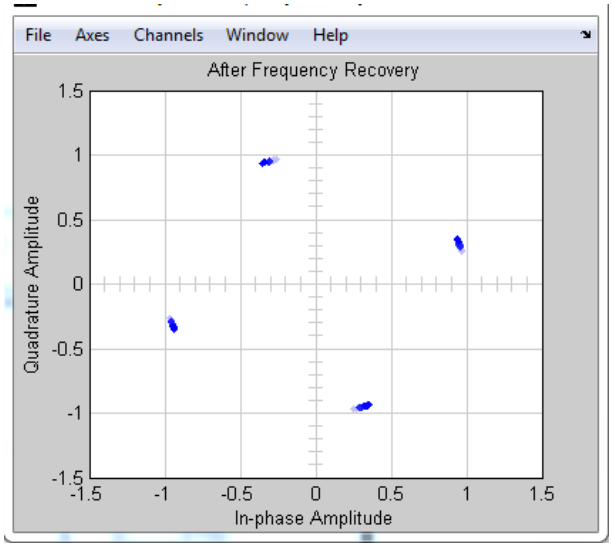
Şekil 4.11 : QPSK işaretinde frekans kaymasının etkisi.



Şekil 4.12 : Alıcıya gelen işaret.



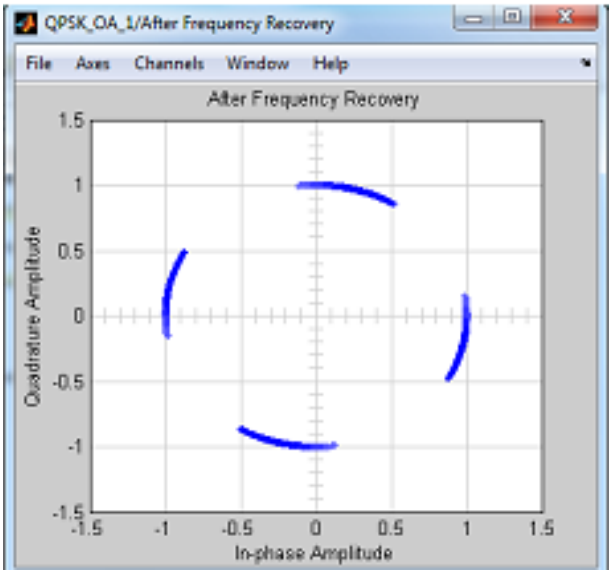
(a)



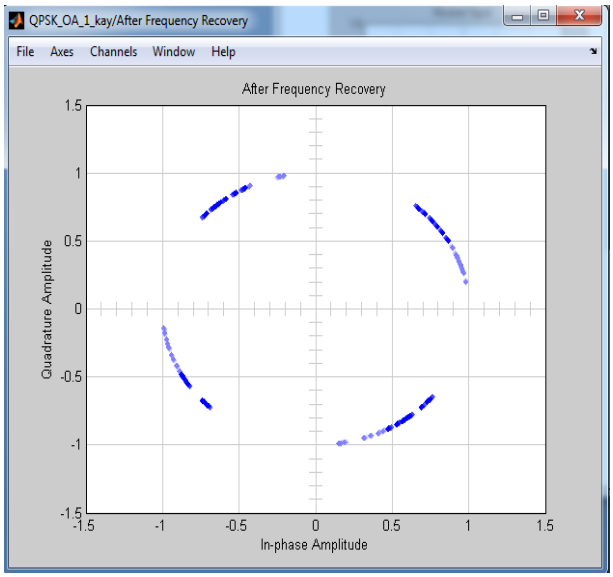
(b)

Şekil 4.13 : Frekans kayması 50 Hz verildiğinde ;a)Önerilen taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı b) Kay algoritması taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı.

Frekans kayması 500 Hz verildiğinde önerilen kestirici 492.3 Hz olarak frekans kaymasını bulmuştur. Kay kestiricisi ise 455.5 Hz olarak frekans kaymasını bulmuştur. Önerilen taşıyıcı frekans düzeltme yönteminin çıkışı Şekil 4.14'te verilmiştir.



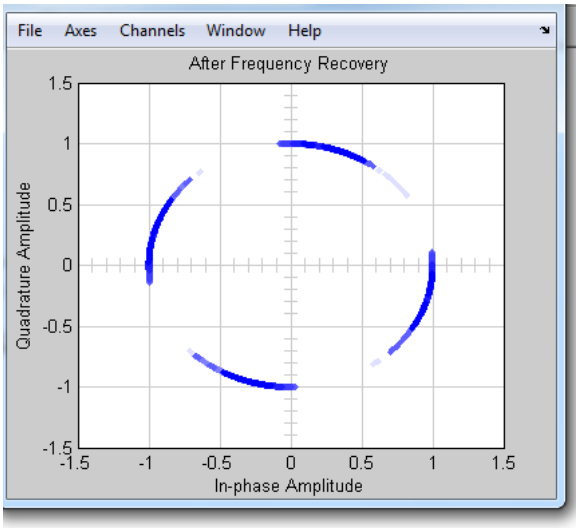
(a)



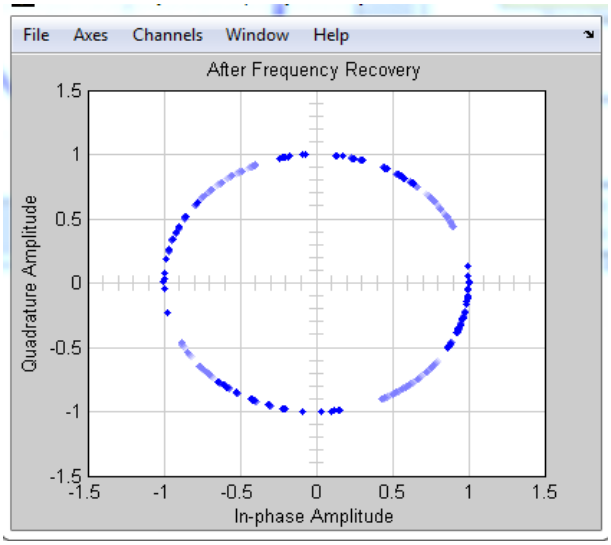
(b)

Şekil 4.14 : Frekans kayması 500 Hz verildiğinde ;a)Önerilen taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı b) Kay algoritması taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı.

Freknas kayması 650 Hz verildiğinde kestirici çıkışı 665.52 Hz olarak gerçekleşmiştir. Kay kestiricisi ise 850.1 Hz olarak frekans kaymasını bulmuştur. Taşıyıcı frekans düzeltme döngüsü çıkışı Şekil 4.15'te verilmiştir.



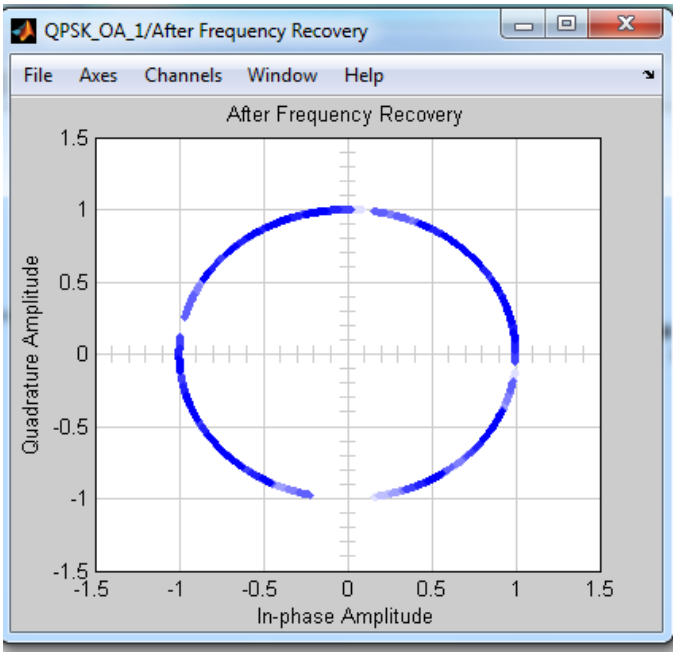
(a)



(b)

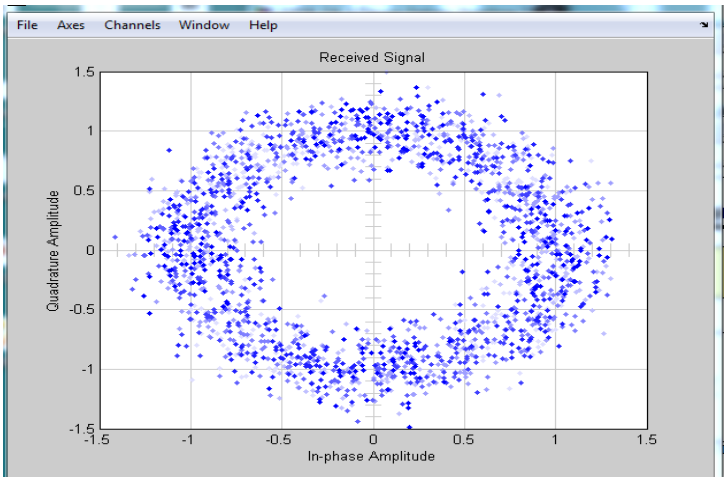
Şekil 4.15 : Frekans kayması 650 Hz verildiğinde ;a)Önerilen taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı b) Kay algoritması taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı.

Frekans kayması 1500 Hz verildiğinde önerilen kestirici çıkışı $\Delta\hat{f} = 1715$ olmaktadır ve taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı Şekil 4.16'daki gibi olmaktadır.

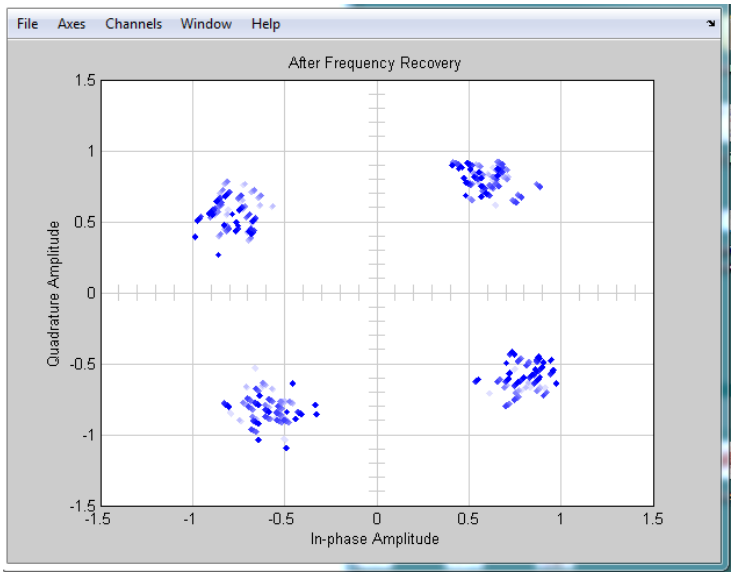


Şekil 4.16 : Önerilen taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı ($f = 1500\ Hz$).

Farklı SNR değerlerindeki kestirici çıkışına ve taşıyıcı frekans düzeltme döngüsü çıkışlarına bakalım. SNR 15 dB alındığında ve frekans kayması 50 Hz verildiğinde önerilen düzeltme döngüsünün çıkışı Şekil 4.17'de verilmiştir.



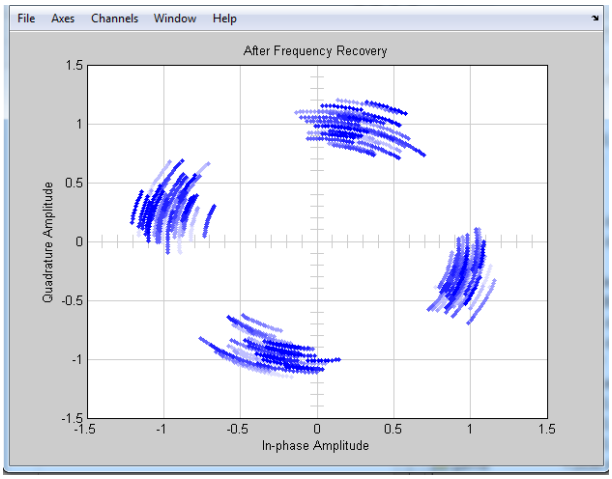
(a)



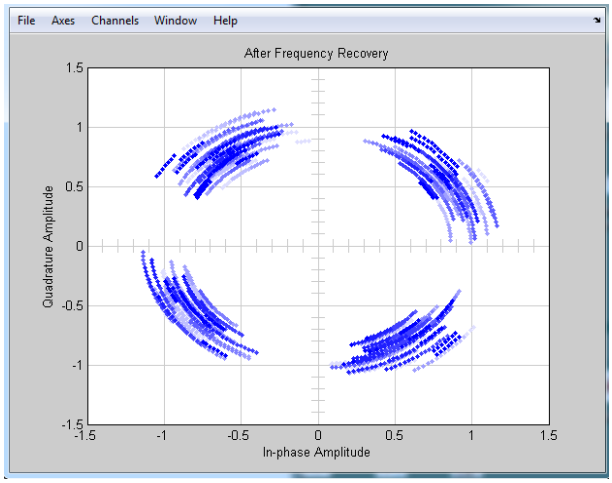
(b)

Şekil 4.17 : Frekans kayması 50 Hz verildiğinde ;a)Önerilen taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı b) Kay algoritması taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı.

SNR 15 dB iken frekans kayması sırayla 500 Hz ve 650 Hz verildiğinde taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı Şekil 4.18'de verilmiştir.



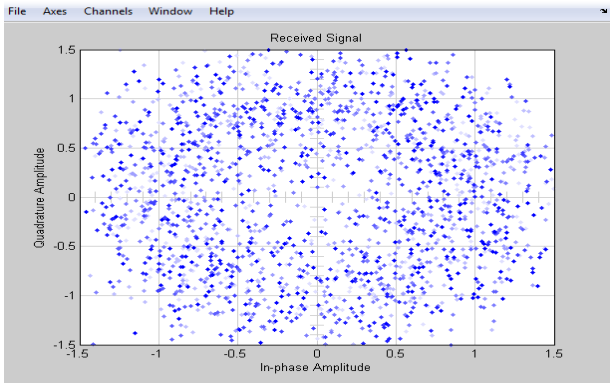
(a)



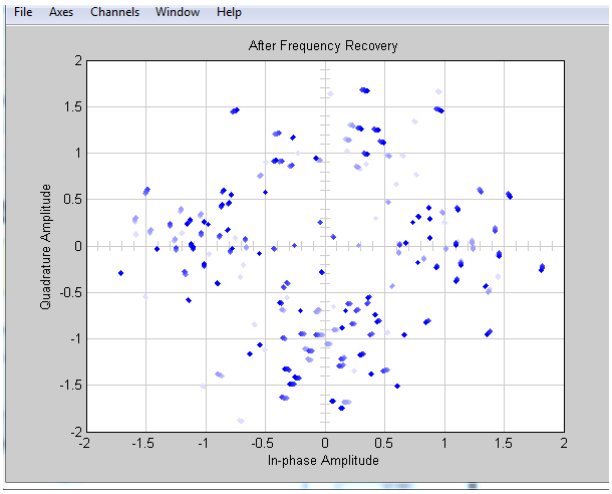
(b)

Şekil 4.18 : Önerilen taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı: a) Frekans kayması 500 Hz verildiğinde b) Frekans kayması 650 Hz verildiğinde.

SNR 3 dB verildiğinde önerilen taşıyıcı frekans düğzeltme çıkışı Şekil 4.19'da verilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 4.19 : a) Alıcı girişindeki işaret b) Frekans kayması 50 Hz verildiğinde önerilen taşıyıcı frekans düzeltme çıkışı:

Farklı SNR değerleri için önerilen kestiricinin ve Kay algoritmasının çıkışı Çizelge 4.1'de verilmiştir.

Çizelge 4.1 : Farklı SNR değerleri için önerilen kestirici ve Kay kestirici çıkışları

		Önerilen Algoritma	Kay Algoritma
SNR (dB)	Frekans Kayması (Hz)	Kestirilen Frekans Kayması(Hz)	Kestirilen Frekans Kayması(Hz)
60	50	50.12	45.23
	500	492.3	455.5
	650	665.52	850.1
	1500	~1715	-
15	50	48.93	44.04
	500	487.9	415.63
	650	629.9	446.9
	1500	1110	-
10	50	47.02	45.23
	500	484.4	-
	650	624.3	-

	1500	1101.12	-
5	50	45.07	41.77
	500	471.2	-
	650	-	-
	1500	-	-
3	50	43.24	-
	500	-	-
	650	-	-
	1500	-	-

Sonuç olarak önerilen taşıyıcı frekans kestiricisi örnekleme frekansı 15 kHz olarak alındığında 1.5 kHz seviyelerine kadar olan frekans kaymalarını yüksek doğrulukta düzelttiği görülmüştür.SNR 15 dB iken frekans kaymalarını doğru olarak kestirdiği görülmüştür. Kay kestiricisinin 500 Hz olan frekans kaymalarını yaklaşık olarak kestirebildiği görülmüştür. Önerilen kestirici SNR 10 dB'lere kadar 1500 Hz'e kadar olan hataları yaklaşık olarak doğru kestirdiği görülmüştür. SNR 5 dB iken 500 Hz'e kadar frekans kaymarını kestirebildiği ama 500 Hz'den daha büyük frekans kaymalarının kestirilemediği ve düzeltilemediği görülmüştür. SNR 3 dB'den düşük olduğunda ise önerilen taşıyıcı frekans düzeltme yönteminin frekans kaymalarını düzeltemediği görülmüştür. Kay kestirici ile gerçekleştirilen taşıyıcı frekans düzeltme döngüsünün ise SNR=10 dB'nin altındaki durumlarda frekans kaymalarını düzeltemediği görülmüştür.

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez kapsamında önerilen taşıyıcı frekans düzeltme yönteminin QPSK modülasyon tekniğini kullanan sistemlerde uygulanabilir olduğu gösterilmiştir. Simülasyon sonuçları önerilen taşıyıcı frekans kestiricisinin diğer mevcut frekans kestiricilerine göre daha geniş kestirim aralığına sahip olduğunu göstermiştir. Aynı zamanda M&M algoritmasından daha az karmaşıklık seviyesine sahip olduğu görülmüştür. Tez kapsamında seçilen otokorelasyon sayısının frekans kestiriminde yeterli olduğu gösterilmiştir. Bu seçim ile birlikte daha az karmaşık bir kestirici yapısı elde edilmiştir.

FF döngü yapısının kullanılması, taşıyıcı frekans düzeltme döngüsünün hem edinim zamanını azaltmış hem de uygulanabilirliğini basitleştirmiştir. Önerilen taşıyıcı frekans düzeltme yöntemi ile SNR'a bağlı olarak örnekleme frekansının %10'una kadar olan frekans kaymalarının düzeltildiği gösterilmiştir.

Önerilen yöntem diğer PSK modülasyon teknikleri için de kullanılabilir. Dolayısıyla uydu haberleşme uygulamalarında senkronizasyon biriminde frekans kaymalarının düzeltilmesinde uygulanabilir olduğu simülasyon sonuçlarında gösterilmiştir.

Gelecek çalışmalarda, özellikle taşıyıcı frekans kestiricilerinin karmaşıklığı azaltacak yöntemler üzerinde çalışılabilir. Aynı zamanda teoride frekans kestirim yöntemleri çalışmaları fazla olmakla beraber bunların gerçek ortamda uygulanabilirliği ile ilgili çalışmalar yeterli değildir. Dolayısıyla taşıyıcı frekans düzeltme yöntemlerinin gerçek ortamda uygulanması üzerine çalışmalar yapılabilir.

KAYNAKLAR

[1] **Kay, S.** (1989). A fast and accurate single frequency estimator, in *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process*, Dec., pp. vol. 37, no. 12, pp. 1987-1990.

[2] **Reggiannini, R. ve Luise, M.** (1995). Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmissions, in *IEEE Trans. Commun.*, Mar., pp. vol. 43, no. 3, pp. 1169-1178.

[3] **Fitz, M. P.** (1991). Planar filtered techniques for burst mode carrier synchronization, in *in Proc. IEEE Globecom' 91*, Phoenix, Dec. , p. paper 12.1.

[4] **Morelli, M. ve Mengali, U.** (1997). Data-aided frequency estimation for burst digital transmission," in *IEEE Trans. Commun.*, Jan., pp. vol. 45, pp. 23-25.

[5] **Tao, S., Hui-jie, L.,Xiao-ting, C., Guo-dong, Z. ve Xu-wen, L.** (2008). An improved frequency estimator for synchronization of PSK signals with large frequency offset, in *IEEE*.

[6] **Mengali, U. ve D'Andrea, A. N.** (1997). Synchronization Techniques for Digital Receivers, in *Synchronization Techniques for Digital Receivers*.: New York: Plenum.

[7] **Cioffi, J. M.** (2012.). Stanford Universiry. [Online], Dec.,. http://www.stanford.edu/group/cioffi/book/chap6.pdf

[8] **Zhiqiang, Y., Ming, Z. ve Zhijie, W. K. H.** (2004). 8PSK Demodulation For New Generation DVB-S2, in *IEEE*.

[9] **Kuang, W., Zhi-yong, Z. ve Jian-xiao, Y.** (2007) DVB-S2 inner receiver design for broadcasting mode, *Journal of Zhejiang University SCIENCE A ISSN 1009-3095*, vol. 8(1):28-35.

[10] **Savvopoulos, P. ve Papandreou, N.** (2009). Architecture and DSP Implementation of a DVB-S2 Baseband Demodulator, in *12th Euromicro Conference on Digital System Design, IEEE*.

[11] **Lin, Z. ve Yang, X. C. H.** (2004).Design of A QPSK Demodulator for DVB-S Receiver ASIC Chip, in *IEEE*.

[12] **Wal, R.v.d. ve Montreuil, L.** (1995). QPSK and BPSK demodulator chip-set for satellite applications, in *IEEE Trans. Consumer Electronics*, Feb, pp. vo1.41, No.1.

[13] **Divsalar, D.,** (2012). http://descanso.jpl.nasa.gov. [Online]. http://descanso.jpl.nasa.gov/Monograph/series9/Descanso9_04.pdf

[14] **Jingxin, C.** (2004). *Carrier Recovery In Burst-Mode 16-QAM*.: University of Saskatchewan.

[15] ECE485. (2012). ECE 485 Introduction to Digital Communication Theory. [Online].,Dec., http://ece485web.groups.et.byu.net/ee485.fall.03/lectures/pll_notes.pdf

[16] **Boorstyn, R. ve Rife D.** (1974). Single tone parameter estimation from discrete-time observations, in *IEEE Trans. Inform. Theory*, Sept., pp. vol.IT-20, pp591-598.

[17] **Corazza, G. E ve Mazzenga, F.** (1998). Blind least-squares estimation of carrier phase, Doppler shift, and Doppler rate for M-PSK burst transmission, in *IEEE Commun. Letters*, Mar., pp. vol. 2, pp. 73-75.

[18] **Tretter, S. A.** (1985). Estimating the frequency of a noisy sinusoid by linear regression, in *IEEE Trans. Inf. Theory*, Nov., pp. vol. IT-31,no. 6, pp. 832-835.

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Emine SEFER

Doğum Yeri ve Tarihi: Kastamonu /1986

Lisans: Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği

Mesleki Deneyim :

2011-Halen	TÜBİTAK-BİLGEM Araştırmacı
2010-2011	Profen İletişim Teknolojileri ve Hiz.San.Tic.A.Ş ARGE Müh.

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR

- **Sefer E.,** Kartal M., 2012:DVB-S2 Sistemleri İçin Yeni Bir Taşıyıcı Frekans Düzeltme Yöntemi.URSI 2012-6. URSI-Türkiye'2012 Konferansı, 2-5 Eylül, 2012 İstanbul, Türkiye.