

**ÇİFT MODLU FREKANS KİPLEMELİ ATOMİK
KUVVET MİKROSKOBU İÇİN FREKANS KİP
ÇÖZÜCÜ MİMARİSİ**

**FREQUENCY DEMODULATOR ARCHITECTURE FOR
BIMODAL FM-AFM (FREQUENCY MODULATION
ATOMIC FORCE MICROSCOPY)**

HIDIR AŞKAR

Hacettepe Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin
ELEKTRİK ve ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ Anabilim Dalı İçin Öngördüğü
YÜKSEK LİSANS TEZİ
olarak hazırlanmıştır.

2013

HIDIR AŞKAR'ın hazırladığı "**FREQUENCY DEMODULATOR ARCHITECTURE FOR BIMODAL FM-AFM (FREQUENCY MODULATION ATOMIC FORCE MICROSCOPY)**" adlı bu çalışma aşağıdaki jüri tarafından **ELEKTRİK ve ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Başkan :
Prof. Dr. ABDULLAH ATALAR

Danışman :
Doç. Dr. CENK TOKER

Üye :
Doç. Dr. ATILA YILMAZ

Üye :
Yrd. Doç. Dr. YAKUP ÖZKAZANÇ

Üye :
Yrd. Doç. Dr. UMUT SEZEN

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

Prof. Dr. Fatma SEVİN DÜZ

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 ahlâk 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.

15/03/2013

HIDIR AŞKAR

ÖZET

ÇİFT MODLU FREKANS KİPLEMELİ ATOMİK KUVVET MİKROSKOBU İÇİN FREKANS KİP ÇÖZÜCÜ MİMARİSİ

HIDIR AŞKAR

Yüksek Lisans, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği

Tez Danışmanı: Doç. Dr. CENK TOKER

Mart 2013, 96 sayfa

Biyolojik makro moleküllerin hareketi, kendi yapısal değişimleri ve diğer moleküllerle olan etkileşimi dolayısıyla oldukça dinamiktir. Atomik kuvvet mikroskopları da nanometre ve nanometre-altı hassasiyetlerinde görüntüleme yapmak için kullanılmaktadır. Biyolojik örnekleri yüksek çözünürlükte gözlemlemek ve incelenen biyolojik örneğe zarar vermemek için tarama hızı ve tarama hassasiyeti yüksek, yüzeye değmeyen atomik kuvvet mikroskopları kullanılmasına yönelik çalışmalar devam etmektedir.

AFM (Atomik Kuvvet Mikroskopisi) yönteminde, AM-AFM tekniğinde yüksek kalite faktörlü uç kullanıldığında algılama süresi biyolojik örnekleri incelemek için yeterli olmamaktadır. FM-AFM tekniği yüksek çözünürlükte görüntü kalitesi sağladığı için literatürde çokça tercih edilmektedir. FM-AFM tekniğinde hareketli ucun algılanan sinyali FM sinyaline benzemektedir. Bu teknikte, biyolojik örneklerin incelenmesini mümkün kılmak ve tarama süresini kısaltmak için incelenecek örneğin yüzeyiyle tarama ucu arasındaki uzaklıkla doğru orantılı olan frekans kaymasının kısa sürede bulunması hedeflenmektedir.

Bu çalışmada evre uyarlayıcı, ideal tabanbant gecikme, karma, evre kenetleme döngülü ve simetrik dördün FM kip çözücü mimarileri incelenmiştir. FM kip çözücülerinin MATLAB ortamında farklı kipleme frekansı ve frekans kaymasına sahip FM sinyallerine karşılık benzetimleri yapılmış ve kip çözme bant genişliği, kilitlenme süresi, çıkış SNR değeri gibi başarımlar ölçütleri karşılaştırılmıştır. Yapılan analizler sonucunda en iyi başarımlar ölçütlerine sahip sayısal bir PLL kip çözücüsü FPGA, ADC ve DAC kartları kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Gerçeklenen FM

kip çözücüsünün deneysel olarak çalışma frekans aralıkları, SFDR değerleri ve kilitlenme süresi gözlenmiştir. Bu tezde FM-AFM tekniğinde kullanılmak üzere $10\mu s$ kilitlenme süresine sahip sayısal bir FM kip çözücüsü gerçekleştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: AM-AFM, FM-AFM, Kip Çözücü, ADC, DAC, FPGA,MATLAB

ABSTRACT

FREQUENCY DEMODULATOR ARCHITECTURE FOR BIMODAL FM-AFM (FREQUENCY MODULATION ATOMIC FORCE MICROSCOPY)

HIDIR AŞKAR

Master of Science, Dept. of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. CENK TOKER

March 2013, 96 pages

The movement of biological macro-molecules is very dynamic due to their structural evolution and interaction with other molecules. Atomic force microscopes are used to obtain images at nanometer and sub nanometer ranges. Non contact atomic force microscopy studies providing the observation of biological samples at high resolution, accuracy and speed are in progress.

In the AFM (Atomic Force Microscopy) method, using the AM-AFM technique utilizing a high quality tip, the detection speed is not sufficient enough to investigate the biological samples. Providing high resolution imaging quality, the FM-AFM method is mostly preferred in the literature. In the FM-AFM method the detected signal of the tip corresponds to an FM signal. In this technique, to facilitate the analysis of the biological samples and reduce the scanning time, the frequency shift which is proportional to the tip sample distance is expected to be found in a short time.

In this study phase adapter, ideal baseband delay, mixed, phase locked loop and symmetrical quadrature FM demodulation architectures are examined. FM demodulators' performance measures such as demodulation bandwidth, settling time, output SNR values are compared in MATLAB for different modulation frequencies and frequency deviations. As a result of the analysis a digital PLL demodulator having the best measures is realized using FPGA, ADC and DAC boards. Operating frequency ranges, SFDR values and settling time of the realized demodulator are observed. In this thesis, an FM demodulator architecture is

implemented for use in the FM-AFM method.

Keywords: AM-AFM, FM-AFM, Demodulator, ADC, DAC, FPGA, MATLAB

TEŞEKKÜR

Tez dönemim boyunca, çalışmalarımı engin bilgi birikimi ve tecrübesiyle yönlendiren danışmanım Sayın Prof. Dr. Abdullah ATALAR'a, sabırlı ve yapıcı yaklaşımlarıyla beni destekleyen danışmanım Sayın Doç. Dr. Cenk TOKER'e çok teşekkür ederim.

Tezimin son şeklini almasında görüş ve önerileri ile katkıda bulunan değerli jüri üyelerine teşekkür ederim.

Çalışmalarım süresince bana destek olan ve beni motive eden sevgili arkadaşlarım Mehmet Hakan Akşit, Muhlis Kenan Özel ve Metehan Bulut'a teşekkür ederim.

Veri iletişimi kartının üretilmesindeki yardımları için Muhammet Acar'a, malzeme desteğinde bulunan dostum Muhlis Kenan Özel'e, tez önerisindeki yardımları için merhum Deniz Aksoy'a teşekkür ederim.

VHDL konusundaki yardımları, tez konusundaki öneri ve destekleri için değerli hocalarım Dr. Kenan Bozdaş'a ve Dr. Gürhan Bulu'ya çok teşekkür ederim.

Beni hayatım boyunca destekleyen ve her zaman yanımda olan, bugüne kadar her türlü fedakârlıkları için annem, babam ve kardeşlerime hayatım boyunca teşekkürü bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
KABUL ve ONAY	i
ETİK	ii
ÖZET	iii
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR	vii
İÇİNDEKİLER	viii
ŞEKİLLER DİZİNİ	x
ÇİZELGELER DİZİNİ	xiii
SİMGELER VE KISALTMALAR	xiv
SÖZLÜK DİZİNİ	xvi
1. GİRİŞ	1
2. FM KİPLEMESİ	6
2.1. FM Gürültü	7
3. FM KİP ÇÖZME	10
3.1. Kip Çözücü Mimarileri	12
3.1.1. Tabanbant Gecikme Kip Çözücü	12
3.1.1.1. Karmaşık Tabanbant Gecikme Kip Çözücü	12
3.1.1.2. Dördün Karıştırıcı	13
3.1.1.3. Gerçel Tabanbant Gecikme Kip Çözücü	15
3.1.2. Evre Uyarlayıcı Kip Çözücü	16
3.1.3. Karma Kip Çözücü	17
3.1.4. Simetrik Dördün Kip Çözücü	18
3.1.5. Evre Kenetleme Döngülü Kip Çözücü	20
3.1.5.1. İkinci Dereceden PLL	24

3.1.5.2. Üçüncü Dereceden PLL	29
3.1.5.3. Sayısal PLL	32
3.1.5.4. PLL Kip Çözücü Başarım Ölçütleri	36
4. BENZETİMLER VE DENEYSEL ÇALIŞMALAR	39
4.1. BENZETİMLER	39
4.1.1. İkinci Dereceden Doğrusal PLL Tasarımı	39
4.1.2. Kip Çözücü Çıkış SNR Değerleri	43
4.1.3. Kilitlenme Süresi	47
4.1.4. Kip Çözme Bant Genişliği	52
4.1.5. Simulink ve FPGA Modelleri	54
4.2. DENEYSEL ÇALIŞMALAR	57
5. SONUÇLAR.....	63
KAYNAKLAR DİZİNİ	65
EKLER DİZİNİ	73
ÖZGEÇMİŞ	78

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 1.1. AFM Çalışma Sistemi	3
Şekil 1.2. FM-AFM Tekniğinde Görüntüleme Ucunun Frekans Sapması . .	4
Şekil 2.1. FM alıcı modeli	7
Şekil 2.2. FM Evreoku	8
Şekil 3.1. Karmaşık Tabanbant Gecikme Kip Çözücü	12
Şekil 3.2. Dördün Karıştırıcı	13
Şekil 3.3. Gerçel Dördün Karıştırıcı	14
Şekil 3.4. Gerçel Tabanbant Gecikme Kip Çözücü	15
Şekil 3.5. Evre Uyarlayıcı Kip Çözücü	16
Şekil 3.6. Karma Kip Çözücü	17
Şekil 3.7. Simetrik Dördün Kip Çözücü	19
Şekil 3.8. Simetrik Doğrudan Dördün Kip Çözücü	20
Şekil 3.9. İdeal Evre Kenetleme Döngülü Kip Çözücü	21
Şekil 3.10. İdeal Evre Kenetleme Döngülü Kip Çözücü Gerçeklenmesi	21
Şekil 3.11. İkinci Dereceden PLL	24
Şekil 3.12. İkinci dereceden CP PLL	26
Şekil 3.13. Üçüncü dereceden CP PLL	29
Şekil 3.14. $f_c t$ 'ye Karşılık Kilitlenme Süresi Hatası, (Vaucher'in izniyle [45])	31
Şekil 3.15. Tüm Sayısal PLL (ADPLL) Yapısı	32
Şekil 3.16. MPLL ve SPLL Yapıları	33
Şekil 3.17. İkinci Dereceden bir ADPLL Yapısı	34
Şekil 3.18. PLL Çalışma Aralıkları	37
Şekil 4.1. İkinci Dereceden PLL Sisteminin Simulink Modeli	40
Şekil 4.2. İkinci Dereceden PLL Açık Döngü Bode Grafiği	41

Şekil 4.3. İkinci Dereceden PLL Kutup Yerleşim Grafiği	41
Şekil 4.4. İkinci Dereceden PLL Kapalı Döngü Bode Grafiği	42
Şekil 4.5. İkinci Dereceden PLL'nin Birim Basamak Tepki Grafiği	42
Şekil 4.6. İkinci Dereceden PLL Sisteminin VCO Girişinin Bode Grafiği . .	43
Şekil 4.7. İkinci Dereceden PLL'de VCO Girişinin Zamana Bağlı Fonksiyonu	43
Şekil 4.8. Gürültülü FM sinyalinin spektrumu	44
Şekil 4.9. Kip Çözücü Çıktılarının SNR Grafikleri	45
Şekil 4.10. Kip Çözücü Çıktılarının SNR Grafikleri ($k_f = 1000$ ve $f_0 = 1MHz$)	46
Şekil 4.11. Kip Çözücü Çıktılarının SNR Grafikleri ($k_f = 10K$ ve $f_0 = 1MHz$)	46
Şekil 4.12. Kip Çözücü Çıktılarının SNR Grafikleri ($k_f = 100K$ ve $f_0 = 1MHz$)	47
Şekil 4.13. Kip Çözücülerin Zamana Göre Çıktıları ($k_f = 100K$, $f_m = 1KHz$)	49
Şekil 4.14. Kip Çözücülerin Zamana Göre Çıktıları ($k_f = 100K$, $f_m = 10KHz$)	49
Şekil 4.15. Kip Çözücülerin Zamana Göre Çıktıları ($k_f = 100K$, $f_m = 100KHz$)	50
Şekil 4.16. Kip Çözücülerin Frekans Geçişleri, ($k_f = 1000$)	50
Şekil 4.17. Doğrusal ADPLL Sisteminin Birim Basamak Tepkisi	51
Şekil 4.18. ADPLL Sisteminin Kutup Yerleşim ve Açık Döngü Bode Grafiği	51
Şekil 4.19. f_m 'ye Karşı Kip Çözücü Çıktılarının Genliği ($k_f = 1000$)	52
Şekil 4.20. f_m 'ye Karşı Kip Çözücü Çıktılarının Genliği ($k_f = 10K$)	53
Şekil 4.21. f_m 'ye Karşı Kip Çözücü Çıktılarının Genliği ($k_f = 100K$)	53
Şekil 4.22. SQD Sisteminin Simulink ve VHDL Kodlanmış Benzetimi	55

Şekil 4.23. SQD Sisteminde Alçak Geçiren Filtrenin Sayısal ve Analog Benzetimi	55
Şekil 4.24. ADPLL Sisteminin VHDL Kodunun Benzetimi	56
Şekil 4.25. Donanım Sistemi	57
Şekil 4.26. $\Delta f = 60KHz$ için Kip Çözücü Çıktıları	58
Şekil 4.27. Kip Çözücü Chipscope Çıktısı ($\Delta f = 20KHz, f_m = 20KHz$) ...	58
Şekil 4.28. $\Delta f = 20KHz$ için Kip Çözücü Çıktıları	59
Şekil 4.29. Kip Çözücü Çıktısındaki SFDR	60
Şekil 4.30. Kipleme Frekansına Karşılık Kip Çözücü Çıkış Genliği (V)	60
Şekil 4.31. Kipleme Frekansına Karşılık Kip Çözücü Çıkış Genliği (dBV) ..	61
Şekil 4.32. $\Delta f = 20KHz$ ve $f_m = 20KHz$ için Kip Çözücü Çıktıları	62
Şekil 5.1. Tümler Karıştırıcı Kip Çözücü MATLAB Simulink Modeli	74
Şekil 5.2. Tabanbant Gecikme Kip Çözücü MATLAB Simulink Modeli ...	74
Şekil 5.3. Evre Uyarlayıcı Kip Çözücü MATLAB Simulink Modeli	75
Şekil 5.4. Karma Kip Çözücü MATLAB Simulink Modeli	75
Şekil 5.5. İdeal Evre Kenetlenme Döngülü Kip Çözücü MATLAB Simulink Modeli	76
Şekil 5.6. SPLL Kip Çözücü MATLAB Simulink Modeli	76
Şekil 5.7. ADPLL Kip Çözücü MATLAB Simulink Modeli	77
Şekil 5.8. Kip Çözücü Benzetimlerinin MATLAB Simulink Modeli	77

ÇİZELGELER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Tablo 4.1. Kip Çözücülerin Kilitlenme Süresi (X:kilitlenememiş, *:gürültülü)	48
Tablo 4.2. Kip Çözme Bant Genişliği (KHz)	54
Tablo 5.1. FM Bessel Fonksiyonu Değerleri	73

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler:

B_T	:	FM Bant Genişliği (Hz)
F_s	:	Örnekleme Frekansı (Hz)
f_m	:	Mesaj Sinyalinin Frekansı (Hz)
f_0	:	Taşıyıcı Sinyalinin Frekansı (Hz)
$J_n(x)$:	Bessel Fonksiyonu
k_f	:	FM sabiti
q	:	Nicelendirme Aralığı
s_{taban}	:	Karmaşık Tabanbant Sinyali
s_D	:	Kipi Çözülmüş FM Sinyali
s_{FM}	:	FM Kiplemeli Sinyal
s_m	:	Mesaj Sinyali
s_I	:	Sanal Tabanbant Sinyali
s_Q	:	Gerçel Tabanbant Sinyali
s_T	:	Taşıyıcı Sinyali
S/N	:	Sinyal Gürültü Oramı (dB)
T_s	:	Örnekleme süresi (s)
Δ_f	:	FM Sinyalinin Frekans Sapması
ϕ_{FM}	:	FM Sinyalinin Fazı
ω_0	:	Taşıyıcı Sinyalinin Frekansı (rad/s)
ω_m	:	Mesaj Sinyalinin Frekansı (rad/s)
μ	:	Kipleme İndisi

Kısaltmalar:

FPGA	:	Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri
AFM	:	Atomik Kuvvet Mikroskobu
RF	:	Radyo Frekansı
IF	:	Ara Frekans
SNR	:	Sinyal Gürültü Oranı
FM-AFM	:	Frekans Kipllemeli AFM
AM-AFM	:	Genlik Kipllemeli AFM
PLL	:	Evre Kenetlemeli Döngü
SPLL	:	Farksal PLL
MPLL	:	Çarpansal PLL
AWGN	:	Beyaz Gürültü
VCO	:	Gerilim Denetimli Salıngaç
NCO	:	Nümerik Gerilim Denetimli Salıngaç
DVCO	:	Sayısal Gerilim Denetimli Salıngaç
DDS	:	Doğrudan Sayısal Sentezleyici
SFDR	:	Parazitsiz Dinamik Aralık

SÖZLÜK DİZİNİ

Algılayıcı (Sezici)	: Detector
Başarım	: Performance
Bant Genişliği	: Bandwidth
Bağlaştırıcı	: Coupler
Başvuru Çizelgesi	: Look Up Table
Benzetim	: Simulation
Çubuk	: Cantilever
Doğrusal	: Linear
Dördün Evreli	: Quadrature Phase
Dördün Karıştırıcı	: Quadrature-Mixer
Dürtü İşlevi (Tepkisi)	: Impulse Function (Response)
Düzgeleştirme	: Normalization
Eşik Değeri	: Threshold
En İyilieme	: Optimize
Evre Kenetleme Döngülü Kip Çözücü	: Phase-Locked Loop Demodulator
Evre Uyarlayıcı Kip Çözücü	: Phase-Adapter Demodulator
Evreoku	: Phasor
Eşevreli	: In Phase
Gerçel	: Real
Geribesleme	: Feedback
Gerilim Denetimli Salingaç	: Voltage Controlled Oscillator
Gerçel	: Real
Giriş Empedansı	: Input Impedance
Hilbert Dönüştürücüsü	: Hilbert Transformer
İşlev	: Function
İzge	: Spectrum
Karma Kip Çözücü	: Mixed Demodulator
Karmaşık	: Complex
Parazitsiz Dinamik Aralık	: Spurious Free Dynamic Range

Karıştırıcı	: Mixer
Kilitlenmeye çalışma	: Acquisition
Kip Çözücü	: Demodulator
Kipleme	: Modulation
Kipleme İndisi	: Modulation Index
Oran Algılayıcısı	: Ratio Detector
Seğirme	: Jitter
Simetrik Dördün Kip Çözücü	: Symmetrical Quadrature Demodulator
Sinyal Gürültü Oranı	: Signal to Noise Ratio
Sınırlayıcı	: Limiter
Sıfırı Kesme Algılayıcısı	: Zero Crossing Detector
Tabanbant Gecikme Kip Çözücü	: Baseband Delay Demodulator
Takip etme	: Tracking
Tek durumlu	: Monostable
Uç	: Tip

1. GİRİŞ

Nanoteknoloji bilimi gelecekteki teknolojileri şekillendirecek ilginç bir araştırma alanıdır. Yarıiletken aygıtların boyutlarının küçülmesiyle nano düzeyde karakterizasyon önem kazanmıştır. Aynı şekilde moleküler biyoloji, genetik, polimer bilimi gibi malzemelerin doğasını anlamak için etkin karakterizasyon araçlarına ihtiyaç vardır.

Atomik kuvvet mikroskobu (AFM), malzemelerin nanomekanik özelliklerini belirlemek için kullanılan taramalı bir uç mikroskobu çeşididir. Atomik kuvvet mikroskobu 1986'daki icadından beri [1] malzeme bilimi, fizik, kimya ve biyoloji gibi geniş kullanım alanları bulmuştur. Atomik kuvvet mikroskobu yüksek çözünürlükte görüntüleme; metal, polimer, seramik, yarıiletken ve biyomoleküller gibi birçok malzemenin karakterizasyonu ve işlenmesinde kullanılan güçlü bir araçtır [2]-[6]. Üç boyutlu görüntüler bilim insanlarının atomları ve onların atomaltı özelliklerini, molekülleri ve nanodüzeydeki diğer topografik özellikleri hava, sıvı ve vakum ortamında mükemmel doğrulukta görmelerini sağlamıştır [7]-[9].

Atomik kuvvet mikroskobu ticarileşmesinden sonra, birçok araştırma merkezinde farklı amaçlar için kullanılmıştır. AFM tek bir atomun işlenmesinde [6], çözeltinin akışkanlığının ölçülmesinde [10], nanotüplerin elastik katsayısının ölçümünde [11], insan kromozomunun analizinde [12], kanser teşhisinde [27], ince film karakterizasyonunda [13], kapiler kuvvetinin incelenmesinde [14], hücresel faaliyetlerin anlık gözlenmesinde [15], polimer karakterizasyonunda [16], nanolitografide [17], veri saklanması [18] ve mekanik karakterizasyonda olmak üzere birçok alanda yüksek çözünürlükte kullanışlı bir araç haline gelmiştir.

AFM'nin ana parçası serbest ucunda sivri bir uç bulunan esnek bir çubuktur. Bu çubuk, genelde silikon veya silikon nitridin mikro düzeyde işlenmesiyle elde edilir, $100 - 300 \mu m$ genişliğinde ve $0.5 - 3 \mu m$ kalınlığındadır; piramit veya konik şekillere sahiptir [20].

Görüntüleme için AFM ucu incelenecek malzemeye yaklaştırılır. Çubuğun hareketi mikroskobun performansını önemli derecede belirleyen algılayıcı tarafından

belirlenir. Algılayıcılar çoğunlukla optik [21] [22], interferometrik [23] [24], piezorezistif [25] veya piezoelektrik [26] cinstendir. AFM sisteminde görüntüleme ucunun titreşim genliği veya titreşim frekansı kontrol edilmektedir.

AFM'nin üretilmesinden sonra atomik düzeyde görüntüleme birçok gelişme kaydetmiştir. Gelişmelerin çoğu görüntüleme ucunun incelenecek malzemeye değdiği durumlarda yapılmıştır, fakat değme modu kararlı bir çalışma sürecinde iyi bir görüntüleme çözünürlüğü sunamamaktadır. Oda sıcaklığında Giessibl [8] ve Meyer [21] tarafından yapılan çalışmalarda yüzeye değmeyen uç kullanılarak görüntüleme çözünürlüğü arttırılmıştır.

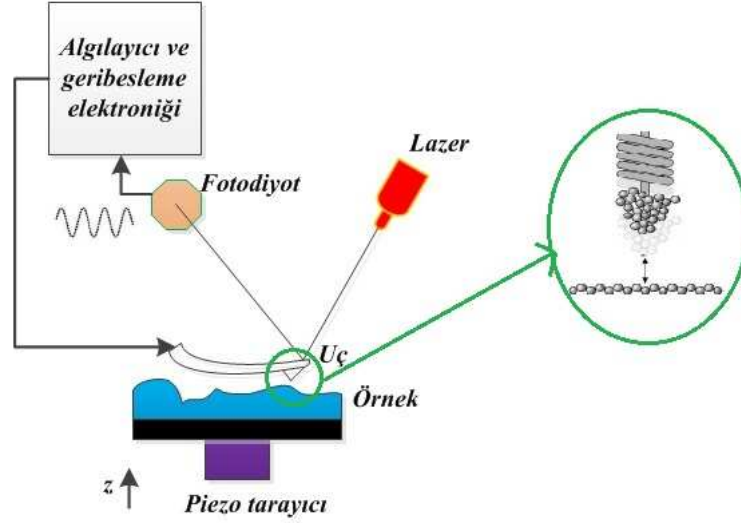
Şekil 1.1'de yapısı verilen AFM sisteminde, durağan (statik) ve değişken (dinamik) olmak üzere iki çeşit görüntüleme yöntemi vardır. Statik görüntüleme yönteminde görüntüleme ucuyla incelenecek malzemenin atomları arasındaki etkileşim kuvveti ucun sapmasına neden olmaktadır. Bu sapma sayesinde sabit bir sapma kuvvetine bağlı, dikey düzlemde bir görüntü elde edilmektedir. Dinamik AFM'de ise uç ayrıca titreştirilmektedir. Burada AM-AFM ve FM-AFM olmak üzere iki çeşit yöntem kullanılmaktadır.

AM-AFM yönteminde uç, doğal titreşim frekansına yakın sabit bir frekansta ve sabit bir genlikte titreştirilmektedir. Uçla örnek arasındaki etkileşimler uçtan alınan sinyalin genlik ve fazında değişimlere yol açmaktadır. Bu değişimler de denetim sistemine geri beslenmektedir.

FM-AFM yönteminde de uç sabit bir genlikte, yani malzeme yüzeyinden sabit bir uzaklıkta titreştirilmeye çalışılmaktadır. Denetim sistemi bu sayede malzemenin görüntüden başka diğer özelliklerinin belirlenebildiği harcanan enerji görüntüsü bilgilerine ulaşabilmektedir. Diğer bir denetim döngüsü de malzemeyle uç arasındaki uzaklığı değiştirerek ucu sabit bir titreşim frekansıyla titreştirmeye çalışılmaktadır.

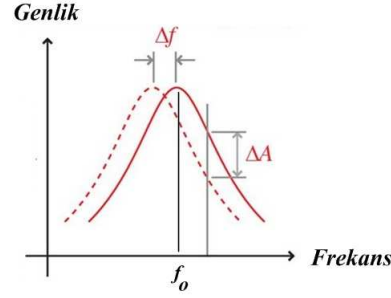
AM-AFM tekniğinde tarama hızını arttırmak için hareketli tarama ucunun doğal titreşim frekansının arttırılması veya kalite faktörünün azaltılması gerekmektedir. Fakat her iki durumda da ısıl gürültü nedeniyle algılanabilen en düşük

frekans kayması artmaktadır. Dolayısıyla tarama hassasiyeti azalmaktadır. Sıvı ortamında hareketli ucun kalite faktörü düşmekte ve tarama çözünürlüğü azalmaktadır. Fakat FM-AFM tekniğinde frekans kayması, tarama ucunun geçici genlik değişimlerinden etkilenmediği için bant genişliği kalite faktörüne AM-AFM’de olduğu gibi bağlı değildir. FM-AFM için bant genişliği kip çözücü özellikleriyle belirlenmektedir. Bu nedenle FM-AFM tekniği kullanılarak daha hızlı ve çözünürlüğü yüksek görüntüler elde etmek mümkündür [7].



Şekil 1.1. AFM Çalışma Sistemi

AFM cihazının dikey eksenindeki çözünürlüğü algılayıcı hassasiyetine ve ölçüm ortamındaki gürültüye bağlıdır. Yatay eksenindeki çözünürlüğü de ucun sivriliğine ve uca uygulanan kuvvete bağlıdır. Yapılan çalışmalar FM AFM’nin hız ve çözünürlük açısından daha iyi sonuçlar verdiğini göstermiştir [28]. FM-AFM yöntemiyle çözünürlüğü daha yüksek görüntüler elde edilebildiği için FM-AFM çokça tercih edilmektedir. AFM cihazında algılayıcının çıkışı bir FM sinyalidir. Şekil 1.2’deki gibi FM sinyalinin merkez frekansından veya ucun malzeme yüzeyine yakinken sahip olduğu rezonans tepkisinin serbest haldeki rezonans frekansından kayması ucun malzemeden olan uzaklığıyla doğru orantılıdır [28].



Şekil 1.2. FM-AFM Tekniğinde Görüntüleme Ucunun Frekans Sapması

Bu bilgi kullanılarak incelenecek malzemenin yüzeyinin topografisi, yani görüntüsü çıkarılmış olur. Çift modlu AFM yönteminde görüntüleme ucu aynı anda titreşim frekansının öz (genelde birinci ve ikinci) modlarında titreştirilir [42]. Birinci modun genlik çıkışı yüzeyin topografisini çıkarmaya yarararken ikinci modun genlik veya fazı örneğin bazı mekanik, manyetik veya elektriksel özelliklerini belirlemeye yarar [57]. Dolayısıyla frekans kaymasının bulunması için AFM ucundaki algılayıcıdan gelen FM sinyalinin kipinin çözülmesi gerekmektedir.

Çift modlu frekans kiplemesi kullanan atomik kuvvet mikroskobu tekniğinde yüksek modun hareketi yüzey kuvvetlerine duyarlı olarak değişir. Bu hareketin sonucunda oluşan sinyal sabit genlikli bir sinüzoid benzer ve aslında bir FM sinyalidir. Mikroskobun yüksek modunun hareketinden elde edilen sinyal, $n(t)$ sinyale eklenen gürültü, f_0 taşıyıcı frekansı, f_m mesaj sinyalinin frekansı ve k_f frekans sapma sabiti olmak üzere matematiksel olarak şöyle ifade edilebilir:

$$\begin{aligned}
 s(t) &= A_c \cos[2\pi f_0 t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t A_m \cos(2\pi f_m \tau) d\tau] + n(t) \\
 &= A_c \cos[2\pi f_0 t + 2\pi \Delta f t] + n(t).
 \end{aligned} \tag{1.1}$$

Tipik olarak $10nm \times 10nm$ 'lik bir alan, görüntü olarak 256×256 pikselle ifade edilmektedir. $40nm/s$ 'lik bir tarama hızında bant genişliği yaklaşık olarak $1KHz$ olmaktadır. [7]'de belirtildiği gibi $50,000$ değerinde yüksek kalite faktörlü, $50KHz$

doğal titreşim frekansına sahip uçla kararlı bir genlik çıktısı elde etmek için 2s kadar uzun bir süre beklemek gerekmektedir ve bant genişliği de 0.5Hz olmaktadır. Literatürde ilk olarak titreşim frekansı 50KHz ve bant genişliği 75Hz olan FM kip çözücü ile 0.01Hz frekans kaymasını algılayan [28], sonraları da gelişen tekniklerle 5MHz taşıyıcı frekansında ve 2KHz frekans kaymasına sahip FM sinyali için 100KHz kip çözme bant genişliğine sahip kip çözücüler [58] geliştirilmiştir.

Tarama ucunun geometrisi ve yapıldığı maddenin cinsi doğal titreşim frekansını belirlemektedir. Bu da tarayıcının bulunduğu ortam ve incelenecek örnekle birlikte kalite faktörünü ve tarama hızını belirlemektedir. Bu bağlamda sıvı ortamında hızlı ve kaliteli görüntü elde etmek amacıyla yüksek titreşim frekansı ve kalite faktörü göz önünde bulundurulduğunda FM sinyalinin merkez frekansı $f_0 = 1$ MHz, mesaj sinyalinin frekansı $f_m = 100$ KHz ve frekans sapma sabiti k_f ise 1000 civarında olmak üzere bu tezde $1\mu s$ 'ye yakın bir sürede frekans kayması $\Delta f = k_f A_m$ 'nin bulunması amaçlanmaktadır.

Bu çalışmada AFM sisteminde kullanılmak üzere FM kip çözücü mimarileri MATLAB-Simulink kullanılarak incelenmiştir. Hız, gürültü ve sistemin bant genişliği gibi özellikler, bu özellikleri etkileyen değişkenler ve benzetimler göz önünde bulundurulularak en uygun mimari seçilmeye çalışılmıştır. Seçilen mimariler FPGA kullanılarak gerçekleştirilmiş ve benzetimlerle karşılaştırılmıştır.

Bölüm 1'de FM sinyali ve FM kip çözücü devreleri incelenmiştir. Bölüm 2'de ise kip çözme mimarilerinin başarım ölçütleri incelenmiştir. Kip çözücülerin analizleri Bölüm 3'te, benzetimleri de Bölüm 4'te yapılmıştır. Bölüm 5'te kip çözücü gerçekleştirilmiş ve başarım ölçütleri gözlenmiştir.

2. FM KİPLEMESİ

Frekans kiplemesi (FM) bir açı kipleme sinyali çeşididir. Genel bir FM sinyali, mesaj sinyali $m(t) = A_m \cos(\omega_m t)$ olmak üzere şu eşitlikle ifade edilebilir :

$$\begin{aligned} s(t) &= A \cos(\omega_0 t + \phi_{FM}(t)) \\ &= A \cos(\omega_0 t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau) \\ &\approx A \cos(\omega_0 t + \frac{k_f A_m}{f_m} \sin(\omega_m t)). \end{aligned} \quad (2.1)$$

Burada FM sinyalinin f_0 merkez frekansından kayması $\Delta f = k_f A_m$ ve kipleme indisi $\beta = \frac{\Delta f}{f_m}$ olarak tanımlanır. β 'nın birden küçük değerleri için kipleme dar bantlı FM olarak adlandırılır ve Eşitlik (2.1) ile ifade edilir. β 'nın birden büyük değerleri için de kipleme geniş bantlı FM olarak adlandırılır ve Eşitlik (2.2) ile ifade edilir.

Bessel fonksiyonları

$$J_n(x) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i}{i!(n+i)!} \left(\frac{x}{2}\right)^{n+2i}$$

ve

$$\cos[\alpha + x \sin(\beta)] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(x) \cos(\alpha + n\beta)$$

özelliği kullanılırsa, $\mu = \frac{k_f A_m}{\omega_m}$, $\omega_m = 2\pi f_m$ olmak üzere FM sinyali şu şekilde yazılabilir :

$$s_{FM}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\mu) \cos(\omega_0 t + n\omega_m). \quad (2.2)$$

FM sinyalinin izgesi ise şöyle bulunur :

$$S_{FM}(\omega) = A \int_{-\infty}^{\infty} s_{FM}(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (2.3)$$

Eşitlik (2.2)'deki açılım kullanılarak S_{FM} şöyle ifade edilebilir :

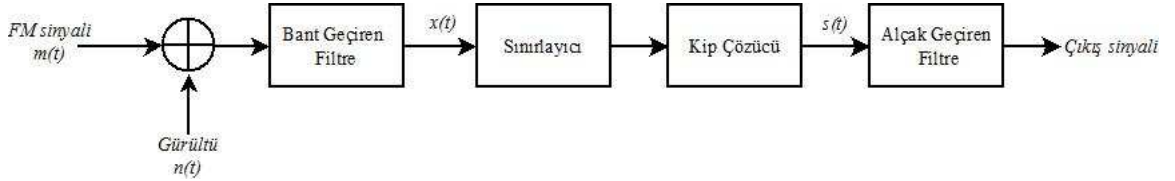
$$S_{FM}(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\mu)\pi[\delta(\omega + \omega_0 + n\omega_m) + \delta(\omega - \omega_0 - n\omega_m)]. \quad (2.4)$$

Genelde FM sinyalinin bant genişliği sınırsızdır, fakat taşıyıcı sinyalinin frekansı etrafındaki belirli bir bant genişliği dışında sinyal hızlıca sönümlenir. Bu frekans bandının genişliği, f_m mesaj sinyalinin en yüksek frekans bileşeni olmak üzere Carson kuralıyla bulunur :

$$B_T = 2(\Delta f + f_m). \quad (2.5)$$

2.1 FM Gürültü

FM alıcı modeli Şekil 2.1'de gösterilmiştir. Burada $s(t)$ FM sinyali ve $n(t)$ ise spektral güç yoğunluğu $N_0/2$ olan bir AWGN gürültü sinyalidir. FM sinyalinin iletim bandı genişliği B_T ile verilirse, bant geçiren filtreyle $f_c \pm B_T/2$ bandının dışında kalan sinyaller bastırılır ve gürültü $B_T/2$ bant genişliğindedir. FM sinyalinin zarfındaki genlik değişimlerini ortadan kaldırmak için sınırlayıcı kullanılmıştır. Gürültü içeren çıkış sinyali alçak geçiren bir filtreyle mesaj sinyalinin bandında sınırlandırılır.



Şekil 2.1. FM alıcı modeli

Kipi çözülecek sinyal şu şekilde ifade edilebilir :

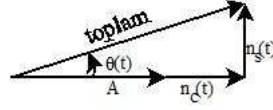
$$x(t) = A \cos[2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau] + n_c(t) \cos(2\pi f_c t) - n_s(t) \sin(2\pi f_c t). \quad (2.6)$$

Alıcı çıkışındaki sinyalin gücünü düşünecek olursak giriş SNR değeri yüksek olduğunda gürültünün çıkıştaki sinyalin gücünü değiştirmedeği gösterilebilir. Böylece

gürültü ihmal edilirse giriş sinyalinin anlık frekansı $f_i = f_c + k_f m(t)$ ve kip çözünün çıkışı da $k_f m(t)$ olarak bulunur. Mesaj sinyalinin ortalama gücü P olmak üzere çıkış sinyalinin gücü $P_S = k_f^2 P$ dir. Alıcı çıkışındaki gürültü gücünü hesaplarırken yüksek giriş SNR değerinde gürültü çıkışı yaklaşık olarak mesaj sinyalinden bağımsızdır ve çıkışta sadece taşıyıcı sinyalle gürültü bileşenleri vardır. Böylece yüksek giriş SNR değeri için giriş sinyalinin yaklaşık değeri

$$\tilde{x}(t) = A \cos(2\pi f_c t) + n_c(t) \cos(2\pi f_c t) - n_s(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2.7)$$

olarak ifade edilebilir. Evreoku diyagramında $\tilde{x}(t)$ sinyali Şekil 2.2’de gösterilmiştir. Bu diyagramdan görüleceği gibi anlık faz açısı sinyali



Şekil 2.2. FM Evreoku

$$\theta_i(t) = \tan^{-1} \frac{n_s(t)}{A + n_c(t)} \quad (2.8)$$

şeklinde ifade edilebilir. Taşıyıcı sinyalin genliğinin gürültü genliğinden büyük olduğu durumlarda, küçük ε değerleri için $\tan \varepsilon = \varepsilon$ ifadesinden yola çıkılarak anlık faz açısı genelde

$$\theta_i(t) = \tan^{-1} \left(\frac{n_s(t)}{A} \right) \approx \frac{n_s(t)}{A} \quad (2.9)$$

ile ifade edilebilir. Kip çözücü çıkışındaki anlık frekans sinyali de aşağıdaki gibi yazılabilir :

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta_i(t)}{dt} = \frac{1}{2\pi A} \frac{dn_s(t)}{dt}. \quad (2.10)$$

$\frac{dn_s(t)}{dt}$,nin izgesel güç yoğunluğu, $n_s(t)$ 'nin $\pm \frac{B_T}{2}$ bandındaki izgesel güç yoğunluğu N_o ile verilirse $|j2\pi f|^2 N_o$ olarak bulunur. Mesaj sinyalinin bant genişliği W olmak üzere alıcının çıkışındaki gürültünün ortalama gücünün değeri ise

$$P_N = \int_{-W}^W S_N(f) df = \int_{-W}^W \left(\frac{1}{2\pi A} \right)^2 |j2\pi f|^2 N_o df = \frac{2N_o W^3}{3A^2} \quad (2.11)$$

olarak hesaplanır. Bu eşitlikten de görüldüğü gibi alıcının çıkışındaki gürültünün ortalama gücü taşıyıcının gücü A^2 ile ters orantılıdır. Taşıyıcı sinyalin gücünü arttırmak gürültüyü azaltıcı etkiye sahiptir. Çıkıştaki SNR

$$SNR_o = \frac{3A^2k_f^2P}{2N_0W^3} \quad (2.12)$$

ile ifade edilebilir.

FM sinyalinin giriş gücü $P_T = A^2/2$, tabanbandındaki SNR değeri veya kanal SNR değeri $SNR_b = \frac{P_T}{N_0W}$, kiplleme indisi $\beta = \frac{k_fA_m}{W}$, mesaj sinyalinin genliği de A_m ile ifade edilirse, FM kip çözücü sisteminin SNR değeri

$$SNR_{FM} = \frac{3k_f^2P}{W^2}SNR_b = 3\beta^2\frac{P}{A_m^2}SNR_b \quad (2.13)$$

olarak ifade edilebilir.

Eşitlik (2.13)'teki SNR ifadesi taşıyıcı gücünün gürültü gücüne göre yüksek olduğu varsayımına dayanmaktadır. Taşıyıcı sinyalin gücü azaldıkça FM alıcıda kip çözme işlemi gerçekleşemez. Bunun için de FM kip çözücünün gürültüden kaynaklanan eşik değerini aşması gerekir [51] [53]. Bu değer üzerinde giriş SNR değerleri için çıkış SNR değeri Eşitlik (2.13)'teki gibi ifade edilebilir. Eşitlik (2.13)'te belirtildiği gibi sabit bir giriş sinyali gücü için FM sisteminin SNR değeri β arttırılarak arttırılabilir de Eşitlik (2.14) bunun her zaman öyle olmadığını göstermektedir, çünkü gerekli olan eşik değeri sağlanmalıdır.

Örneğin, ikinci dereceden PLL bir FM kip çözücü olarak kullanıldığında girişteki SNR değerinin en az 10dB olması gerekmektedir. Deneysel çalışmalar gürültünün bu etkisinin alıcı tarafındaki SNR değerinin $B_T = 2W(\beta + 1)$ olmak üzere aşağıda ifade edildiği gibi 10dB'nin üzerindeyken ihmal edilebilir olduğunu göstermiştir [51]:

$$\frac{A^2}{2N_0B_T} \geq 10. \quad (2.14)$$

Girişteki SNR değeri belli bir değer altına düştüğü zaman PLL çıkışında ani bir bozulma meydana gelmektedir [52]. Döngü, kilitleme bölgesinin dışına çıkmakta ve çıkışta dürtü gürültüsü üretilmektedir. Sinüzoidal bir kiplleme için çıkıştaki SNR değeri [53]'de verilmiştir.

3. FM KİP ÇÖZME

Frekans kiplemesi, sinyal iletiminde çokça kullanılan ve doğrusal olmayan bir yöntemdir. Cihazların doğrusal olmayan özelliklerinden az etkilenmesi ve Eşitlik (2.13)'te verildiği gibi SNR değerini göndericinin gücünü arttırmadan bant genişliği ile yükseltebilmesi frekans kiplemesinin avantajlarından biridir. Frekans kiplenmede, gönderilen sinyalin anlık frekansı mesaj sinyaliyle doğru orantılı olarak değişir.

FM sinyalinin kipini çözmek için farklı yöntemler bulunmaktadır [39] [69]. Türev alıcı algılayıcı, Foster-Seeley kip çözücüsü, sıfırı kesme algılayıcısı doğrudan FM kip çözücülere örnektir. Dolaylı FM kip çözme yöntemlerinde ise geri besleme kullanılmaktadır ve PLL bunun en yaygın örneğidir.

[39]'da belirtildiği gibi türev alıcı devre FM sinyalini AM sinyaline dönüştürür. Türev alıcının çıkışının zarfı değişkendir ve FM sinyalinin anlık frekansı ile doğru orantılıdır. Çıkış sinyalinin taşıyıcı frekansındaki sabit bileşenini ortadan kaldırmak için, akım ve gerilim ilişkisi dolayısıyla sığaç, türev alıcı olarak da kullanılabilir. Clarke-Hess [40] dengeli algılayıcısı bu tekniği kullanmaktadır. Travis [41] veya çift-akordlu kip çözücüsü, taşıyıcı sinyalin frekansına yakın frekanslardaki giriş sinyallerinin türevini alma temeliyle çalışır.

Faz farkı prensibine dayalı olarak çalışan kip çözücüler, türev alıcı devrelerin doğrusal genlik tepkisinin tersine doğrusal faz tepkisine sahiptir. Karesel faz farkından dolayı bu tekniğe dördün kip çözücü denmiştir. Foster-Seeley kip çözücüsü 1936'da Foster ve Seeley [29] tarafından icad edilen ve faz farkına dayalı çalışan bir devredir. Oran algılayıcısı bir Foster-Seeley kip çözücüsüne bazı farklılıklar olsa da benzer. Diyotlardan biri diğerinin tersi yönünde akım geçirir ve çıkış sinyali köprü devresi yardımıyla elde edilir. Köprü devresine bağlı büyük bir sığaç çıkış gerilimindeki dalgalanmaları azaltır [30].

Sıfırı kesme algılayıcısı diğer bir FM kip çözme tekniğidir [84] [30]. Bu algılayıcı, genliği sınırlandırılmış FM giriş sinyaliyle tetiklenen tek durumlu devrenin çıkışındaki kare dalgaları sayıp ortalamasını alan bir devredir [40]. Gürültülü bir giriş

sinyali için sıfırı kesen noktalar artacağı için giriş sinyalinin frekansını belirlemek zorlaşacaktır.

Yukarıda anlatılan yöntemler doğrudan FM kip çözme yöntemleridir. Diğer bir yöntem de geri beslemeli sistemlerde çıkış sinyalini frekans kipleyleyiciyle faz algılayıcısına geri beslemektir. Bu sınıftaki en iyi algılayıcı faz kenetleyici döngüdür. Kenetlenme durumunda VCO, giriş sinyalini belirli bir faz farkıyla takip eder ve sistemin çıkışı (VCO girişi) kip çözülen sinyaldir. Ayrıca PLL'nin FM kip çözücü olarak kullanılmasında faz algılayıcısının ve döngü filtresinin tepkisi önemlidir [30] [31].

Belirli tasarım ölçütlerini sağlayan analog devrelerin tasarımı zahmetli ve zor bir iştir. Analog sistemler yerine hızlı, değiştirilebilir ve gürültüye dayanıklı sayısal sistemler kullanılabilir. Sayısal sistemler sayesinde sadece yazılımla ufak değişiklikler yapılarak istenen algoritma, istenen frekanslarda kısa sürede denenebilmektedir. Analog-sayısal çeviriciler ve sayısal sinyal işleme tekniklerinin kullanıldığı kip çözme yöntemleri bulunmaktadır [33][34]. Bu yöntemlerde bit sayısı ve çeviricilerin hızı önemlidir. Bugünkü teknolojiyle birkaç GHz'e kadar hıza sahip sayısal devrelerin kullanımı mümkündür. RF bandındaki yüksek frekanslar için doğrudan sayısal teknikler verimli değildir. Fakat IF bandında FM kip çözme algoritmaları sayısal yöntemler kullanılarak gerçekleştirilmiştir [32] [35]. Dengeli, Foster-Seeley ve oran algılayıcı kip çözücüler, rezonans devreleri geniş bantta çalışmadığı için sınırlı bir bant genişliğinde kullanılabilirler.

PLL tekniği gibi diğer yöntemler oktav bant genişliğinde VCO üretilebildiği için daha yüksek ve geniş bir bantta kullanılabilirler. Fakat PLL'nin kilitleme gereksinimlerinden dolayı PLL'nin geniş RF bandında kullanımı oldukça zordur. Yüksek frekanslarda kiplenmiş sinyalleri çözerken genellikle alınan sinyal bir RF karıştırıcı kullanılarak IF bandına düşürülür ve yukarıda bahsedilen yöntemlerden biri kullanılır.

Hızlı anlık frekans ölçümleri için kullanılan başka bir kip çözme yöntemi daha

vardır [36]. Bu yöntem giriş sinyalini geciktirerek kendisiyle karşılaştırır ve frekansını ölçer. Bu kip çözücünün analizi [37]'de verilmiştir. Algılayıcılar, kare kuralı bölgesinde çalışırlarsa taşıyıcı sinyalin frekansı bilgisine ulaşılır. Diyot algılayıcılar yerine karıştırıcılar kullanan bu kip çözücü geniş bir bant aralığında çalışabilmektedir [38].

3.1 Kip Çözücü Mimarileri

Bu kısımda yukarıda değinilen FM kip çözücülerin öne çıkanları daha detaylı olarak incelenecektir. Aşağıda tabanbant gecikme kip çözücü, evre uyarlayıcı kip çözücü, karma kip çözücü, evre kenetleme döngülü kip çözücü (PLL) gibi temel kip çözücü mimarileriyle birlikte sayısal PLL ve simetrik tümlev kip çözücü gibi mimariler incelenmiştir [86].

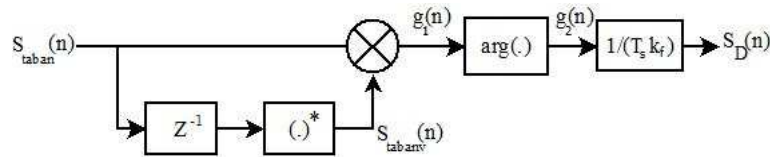
Kip çözücülerin FPGA üzerinde uygulanmaları düşünüldüğü için bu incelemede giriş sinyalinin örneklendiği ve işlemlerin ayrık (discrete) düzeyde yapıldığı varsayılacaktır.

3.1.1 Tabanbant Gecikme Kip Çözücü

Bu kip çözücü mimarisinde FM sinyalinin tabanbandında olması gerektiği için giriş sinyalinin ilk önce karıştırıcıdan geçirilmesi gerekmektedir.

3.1.1.1 Karmaşık Tabanbant Gecikme Kip Çözücü

Şekil 3.1 karmaşık tabanbant gecikme kip çözücüsünü göstermektedir. Tabanbanttaki giriş sinyali Eşitlik (3.4)'te verildiği gibi s_{taban} 'dır.



Şekil 3.1. Karmaşık Tabanbant Gecikme Kip Çözücü

T_s örnekleme zamanı olmak üzere sistem Eşitlik (3.1)'deki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{aligned}
g_1(n) &= s_{taban} s_{tabanv} = e^{j\phi_{FM}(n)} e^{-j\phi_{FM}(n-1)} = e^{j(\phi_{FM}(n) - \phi_{FM}(n-1))} \\
g_2(n) &= \arg(g_1(n)) = \phi_{FM}(n) - \phi_{FM}(n-1) \\
s_D(n) &= \frac{g_2(n)}{T_s k_f} = \frac{\phi_{FM}(n) - \phi_{FM}(n-1)}{T_s k_f} = \frac{\phi_{FM}'(n)}{k_f} = s_m(n)
\end{aligned} \tag{3.1}$$

Çıkış sinyali $s_D(n)$ mesaj sinyali $s_m(n)$ 'ye eşittir. Böylece sistem karmaşık FM sinyalinin kipini tabanbandında çözmektedir.

3.1.1.2 Dördün Karıştırıcı

Dördün karıştırıcı, Bölüm 3.1.1.3'te açıklanacak gerçel tabanbant gecikme kip çözücüsünün bir alt birimidir. Tabanbandında karıştırma FM sinyaliyle karmaşık $e^{j\omega_0 n T_s}$ sinyalinin çarpılıp alçak geçiren filtreden geçirilmesiyle yapılmaktadır.



Şekil 3.2. Dördün Karıştırıcı

T_s örnekleme frekansı ve ω_0 radyan cinsinden FM sinyalinin merkez frekansı olmak üzere giriş sinyali aşağıdaki gibi ifade edilebilir :

$$s_{FM}(n) = A \cos(\omega_0 n T_s + \phi_{FM}(n)). \tag{3.2}$$

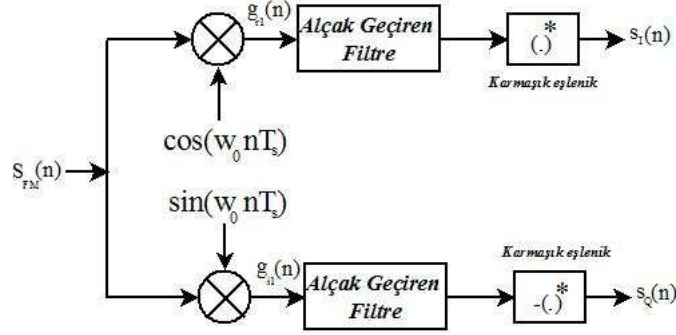
Karıştırıcının çıkış sinyali:

$$\begin{aligned}
g(n) &= s_{FM}(n) e^{j\omega_0 n T_s} = A \cos(\omega_0 n T_s + \phi_{FM}(n)) e^{j\omega_0 n T_s} \\
&= \frac{A}{2} [e^{j(2\omega_0 n T_s + \phi_{FM}(n))} + e^{j(-\phi_{FM}(n))}]
\end{aligned} \tag{3.3}$$

dir. Alçak geçiren filtre ve karmaşık eşlenik alma işlemi sonrasında karıştırıcının çıkışında $s_{taban}(n)$ karmaşık sinyali elde edilir.

$$s_{taban}(n) = \left(\frac{A}{2} e^{-j\phi_{FM}(n)}\right)^* = \frac{A}{2} [\cos(\phi_{FM}(n)) + j \sin(\phi_{FM}(n))] \tag{3.4}$$

Karıştırıcı gerçel sinyallerle Şekil 3.3'teki gibi giriş sinyalini sinüs ve kosinüs sinyalleri ile çarparak da gerçekleştirilebilir.



Şekil 3.3. Gerçel Dördün Karıştırıcı

Bu durumda çıkış sinyalleri aşağıdaki gibidir :

$$\begin{aligned}
 g_{r1}(n) &= s_{FM}(n) \cos(\omega_0 n T_s) = A \cos(\omega_0 n T_s + \phi_{FM}(n)) \cos(\omega_0 n T_s) \\
 &= \frac{A}{2} [\cos(\omega_0 n T_s + \phi_{FM}(n) - \omega_0 n T_s) + \cos(\omega_0 n T_s + \phi_{FM}(n) + \omega_0 n T_s)] \\
 &= \frac{A}{2} \cos(\phi_{FM}(n)) + \frac{A}{2} \cos(2\omega_0 n T_s + \phi_{FM}(n))
 \end{aligned}$$

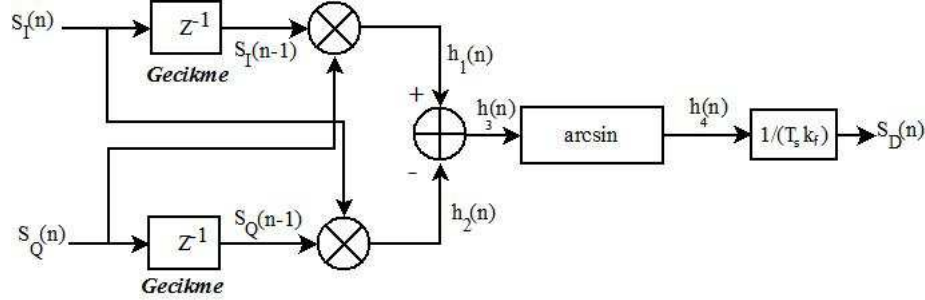
$$s_I(n) = g_{r1}(n) * g_{LPF}(n) = \frac{A}{2} \cos(\phi_{FM}(n)) \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned}
 g_{i1}(n) &= s_{FM}(n) \sin(\omega_0 n T_s) = A \cos(\omega_0 n T_s + \phi_{FM}(n)) \sin(\omega_0 n T_s) \\
 &= \frac{A}{2} [\sin(\omega_0 n T_s + \phi_{FM}(n) - \omega_0 n T_s) + \sin(\omega_0 n T_s + \phi_{FM}(n) + \omega_0 n T_s)] \\
 &= \frac{A}{2} \sin(\phi_{FM}(n)) + \frac{A}{2} \sin(2\omega_0 n T_s + \phi_{FM}(n))
 \end{aligned}$$

$$s_Q(n) = -g_{i1}(n) * g_{LPF}(n) = \frac{A}{2} \sin(\phi_{FM}(n)) \quad (3.6)$$

3.1.1.3 Gerçel Tabanbant Gecikme Kip Çözücü

Gerçel dördün karıştırıcı işlemi sonucunda gerçel kısmı s_I (eşevreli), karmaşık kısmı s_Q (dördün evreli) olan iki sinyal oluşur. Gerçel tabanbant gecikme kip çözücüsünde tabanbandındaki s_I ve s_Q giriş sinyalleri olarak kullanılmaktadır. Şekil 3.4 gerçel tabanbant gecikme kip çözücüsünün blok diyagramını göstermektedir.



Şekil 3.4. Gerçel Tabanbant Gecikme Kip Çözücü

Diyagramdan yola çıkılarak çıkış sinyali şu şekilde hesaplanabilir :

$$\begin{aligned}
 h_1(n) &= s_Q(n)s_I(n-1) = \sin(\phi_{FM}(n)) \cos(\phi_{FM}(n-1)) \\
 h_2(n) &= s_I(n)s_Q(n-1) = \cos(\phi_{FM}(n)) \cos(\phi_{FM}(n-1)) \\
 h_3(n) &= h_1(n) - h_2(n) = \sin(\phi_{FM}(n)) \cos(\phi_{FM}(n-1)) - \cos(\phi_{FM}(n)) \sin(\phi_{FM}(n-1)) \\
 &= \sin(\phi_{FM}(n) - \phi_{FM}(n-1)) \\
 s_D(n) &= \arcsin(h_3(n)) \frac{1}{T_s k_f} = \frac{\phi_{FM}(n) - \phi_{FM}(n-1)}{T_s k_f} \\
 &= \frac{\phi'_{FM}(n)}{k_f} = s_m(n). \tag{3.7}
 \end{aligned}$$

Çıkış sinyali mesaj sinyali $s_m(n)$ 'ye eşittir. Böylece gerçel FM sinyalinin kipi tabanbandında çözülmektedir. arcsin bloğundan sonra

$$h_4(n) = \phi_{FM}(n) - \phi_{FM}(n-1) = \phi'_{FM} T_s = k_f s_m(n) T_s = k_f s_m(n) \frac{1}{f_s} \tag{3.8}$$

sinyalinin tanımlı olabilmesi için $-\frac{\pi}{2}$ ve $\frac{\pi}{2}$ arasında sınırlandırılması gerekmektedir.

$$\max\left(\frac{k_f s_m(n)}{f_s}\right) < \frac{\pi}{2} \quad (3.9)$$

Eşitlik (3.9)'dan da maksimum frekans kayması hesaplanabilir.

$$k_f A_m = \Delta f \Rightarrow \frac{\Delta f}{f_s} < \frac{\pi}{2} \Rightarrow \Delta f < \frac{f_s \pi}{2} \quad (3.10)$$

Yukarıdaki eşitliklerden maksimum frekans kayması Δf 'nin örnekleme frekansına bağlı olduğu görülmektedir. Δf arttığında FM sinyalinin bant genişliğini arttırmak için örnekleme frekansını arttırmak gerekecektir. Tabanbant gecikme kip çözücüsünün girişinin sabit genlikte olması için düzleştirilmesi gerekmektedir. S_{Id} ve S_{Qd} düzleştirilmiş sinyalleri dördün karıştırıcı çıkış sinyallerinin büyüklüklerine oran alınarak

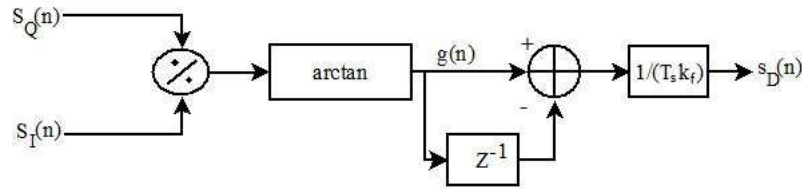
$$S_{Id} = \frac{S_I}{\sqrt{(S_I^2 + S_Q^2)}}$$

$$S_{Qd} = \frac{S_Q}{\sqrt{(S_I^2 + S_Q^2)}} \quad (3.11)$$

şeklinde elde edilir.

3.1.2 Evre Uyarlayıcı Kip Çözücü

Evre uyarlayıcı kip çözücü de giriş sinyali olarak tabanbanttaki s_I ve s_Q FM sinyallerine gereksinim duymaktadır. Şekil 3.5 sistemin yapısını göstermektedir.



Şekil 3.5. Evre Uyarlayıcı Kip Çözücü

Çıkış sinyali şu şekilde ifade edilebilir:

$$g(n) = \arctan\left(\frac{s_Q(n)}{s_I(n)}\right) = \arctan\left(\frac{\sin(\phi_{FM}(n))}{\cos(\phi_{FM}(n))}\right) = \phi_{FM}(n)$$

$$s_D(n) = \frac{g(n) - g(n-1)}{Tk_f} = g'(n)k_f = s_m(n). \quad (3.12)$$

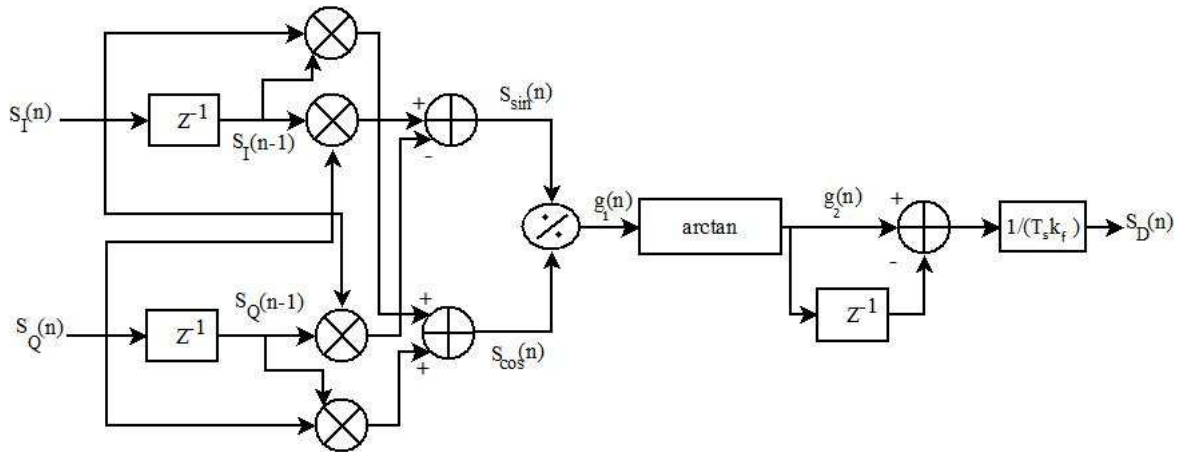
Arctan bloğundan sonra $g(n) = \phi_{FM}(n)$ sinyalinin tanımlı olabilmesi için $-\frac{\pi}{2}$ ve $\frac{\pi}{2}$ arasında sınırlandırılması gerekmektedir. $s_m(n) = A_m \sin(\omega_m n T_s)$ olmak üzere maksimum frekans kayması şu şekilde hesaplanabilir:

$$|\phi_{FM}(n)| = \left| \frac{k_f A_m}{\omega_m} \sin(\omega_m n T_s) \right| < \frac{\pi}{2} \Rightarrow \Delta f < f_m \frac{\pi}{2}. \quad (3.13)$$

Bu durumda maksimum frekans kayması Δf , mesaj sinyalinin frekansına bağlıdır. Düşük mesaj sinyali frekanslarında frekans kayması düşük olacağı için bu kip çözücü çeşidinin dar bantlı uygulamalarda kullanımı uygundur. ϕ_{FM} sınırlandırıldığı için sıfıra bölme sorunu da ortadan kaldırılmıştır, çünkü $s_I = \cos(\phi_{FM})$ sinyali sadece $\phi_{FM} = \pm \frac{\pi}{2}i$ için sıfır değerini alır, burada i bir tek tamsayıdır.

3.1.3 Karma Kip Çözücü

Karma kip çözücü mimarisi gecikme ve evre uyarlamalı kip çözücü mimarilerinin bileşiminden oluşmaktadır. Şekil 3.6 karma kip çözücünün blok diyagramını göstermektedir :



Şekil 3.6. Karma Kip Çözücü

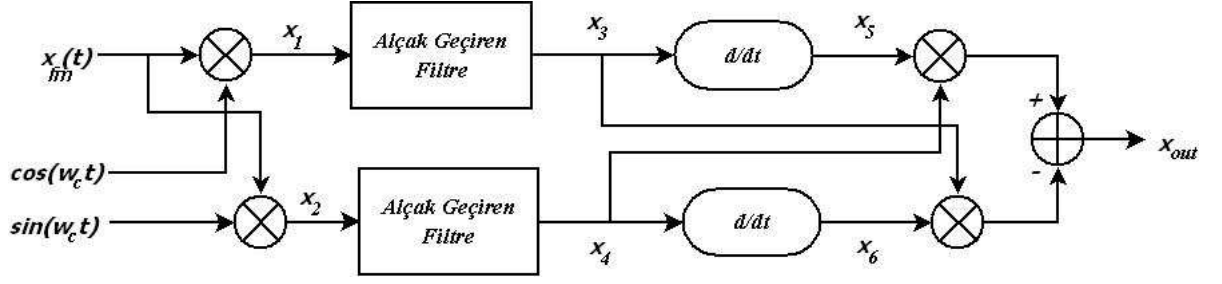
Giriş sinyalleri s_I ve s_Q sinyalleri olmak üzere çıkış sinyali

$$\begin{aligned}
s_{\sin}(n) &= s_Q(n)s_I(n-1) - s_I(n)s_Q(n-1) \\
&= \sin(\phi_{FM}) \cos(\phi_{FM}(n-1)) - \cos(\phi_{FM}(n)) \sin(\phi_{FM}(n-1)) \\
&= \sin(\phi_{FM}(n) - \phi_{FM}(n-1)) \\
s_{\cos}(n) &= s_I(n)s_I(n-1) + s_Q(n)s_Q(n-1) \\
&= \cos(\phi_{FM}) \cos(\phi_{FM}(n-1)) + \sin(\phi_{FM}(n)) \sin(\phi_{FM}(n-1)) \\
&= \cos(\phi_{FM}(n) + \phi_{FM}(n-1)) \\
g_1(n) &= s_{\sin(n)}/s_{\cos(n)} = \frac{\sin(\phi_{FM}(n) - \phi_{FM}(n-1))}{\cos(\phi_{FM}(n) - \phi_{FM}(n-1))} \\
&= \tan(\phi_{FM}(n) - \phi_{FM}(n-1)) \\
g_2(n) &= \arctan(g_1(n)) = \phi_{FM}(n) - \phi_{FM}(n-1) \\
s_D(n) &= \frac{g_2(n)}{T_s k_f} = \frac{\phi_{FM}(n) - \phi_{FM}(n-1)}{T_s k_f} = \frac{\phi'_{FM}(n)}{k_f} = s_m(n) \tag{3.14}
\end{aligned}$$

şeklinde yazılabilir. Yine aynı şekilde arctan bloğundan sonraki $g_2(n)$ sinyalinin $-\frac{\pi}{2}$ ve $\frac{\pi}{2}$ arasında sınırlandırılması gerekmektedir. Böylece evre uyarlayıcı kip çözücüsündeki gibi Δf , sadece örnekleme frekansına bağlı olur. Sıfırla bölümü engellemek için gecikme bloğunun çıkışının ilk başta sıfırdan farklı bir sayı olması gerekmektedir.

3.1.4 Simetrik Dördün Kip Çözücü

Şekil 3.7'de simetrik dördün kip çözücüsünün yapısı verilmiştir. Bu yapıda FM sinyalinin taşıyıcı frekansıyla aynı frekansta sinüs ve kosinüs sinyallerinin üretilmiş olması gerekmektedir.



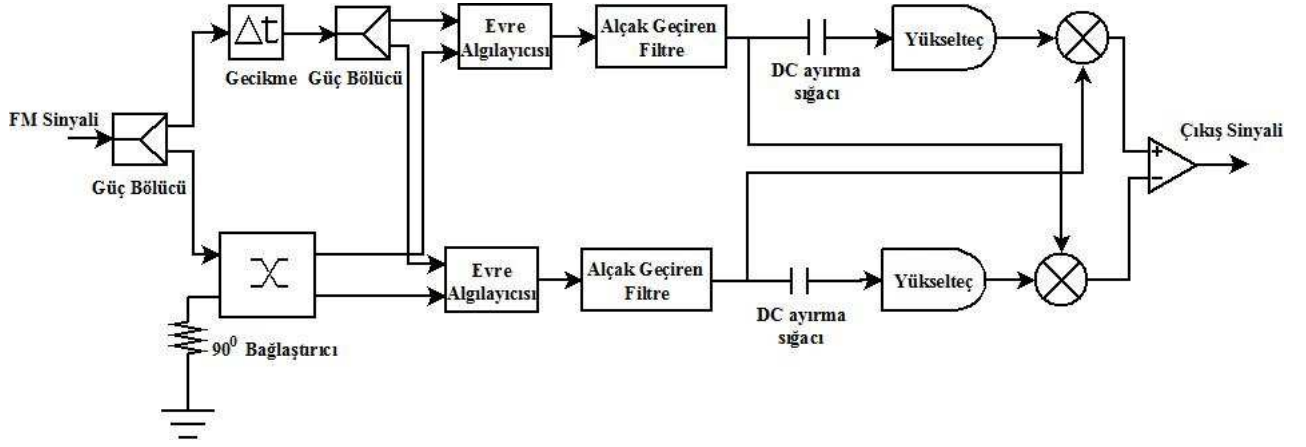
Şekil 3.7. Simetrik Dördün Kip Çözücü

Giriş sinyali $A_1 \sin(\omega t)$, üretilen sinüzoidler ise $A_2 \sin(\omega_0 t)$ ve $A_2 \cos(\omega_0 t)$ olarak alınırsa, $\omega = 2\pi(f_0 + \Delta f)$ olmak üzere çıkış sinyali şu şekilde bulunur :

$$\begin{aligned}
 x_1 &= A_1 A_2 \sin(\omega t) \cos(\omega_0 t) = \frac{A_1 A_2}{2} [\sin(2\pi(2f_0 + \Delta f)t) - \sin(2\pi\Delta f t)] \\
 x_2 &= A_1 A_2 \sin(\omega t) \sin(\omega_0 t) = \frac{A_1 A_2}{2} [\cos(2\pi\Delta t) - \cos(2\pi(2f_0 + \Delta f)t)] \\
 x_3 &= \frac{A_1 A_2}{2} \sin(2\pi\Delta f t), x_4 = \frac{A_1 A_2}{2} \cos(2\pi\Delta f t) \\
 x_5 &= 2\pi \left(\frac{A_1 A_2}{2}\right)^2 \Delta f \cos^2(2\pi\Delta f t), x_6 = -2\pi \left(\frac{A_1 A_2}{2}\right)^2 \Delta f \sin^2(2\pi\Delta f t) \\
 x_{out} &= x_5 x_4 - x_3 x_6 = 2\pi \left(\frac{A_1 A_2}{2}\right)^2 \Delta f. \tag{3.15}
 \end{aligned}$$

Analog devrelerde türev alıcı devrenin çıkışı gürültülü olduğundan türev alıcı yerine, türev alınacak frekans aralığını sınırlamak için Hilbert dönüştürücüsü kullanılmaktadır [59].

FM sinyalinin kipi çözülürken sinüzoidal giriş sinyalleri bağlaştırmacı kullanılarak da elde edilebilmektedir [69]. Şekil 3.8'de girişinde sinüzoidal kaynaklara gereksinim duymayan bir simetrik dördün kip çözücüsünün yapısı verilmiştir.

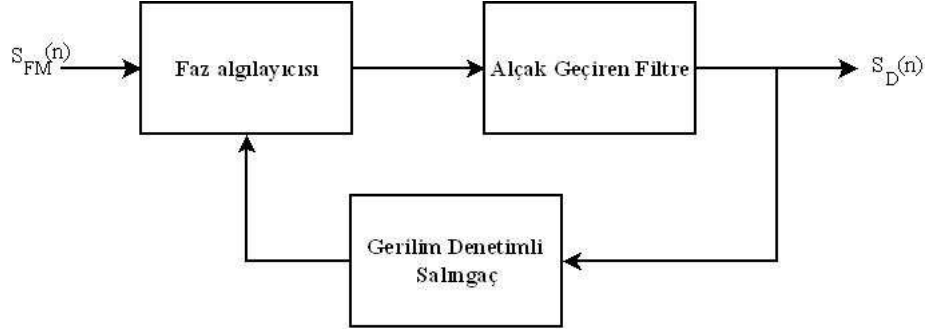


Şekil 3.8. Simetrik Doğrudan Dördün Kip Çözücü

Diğer frekans çözücüler gibi bu mimarinin de belirli kısıtları vardır. Örneğin faz algılayıcısı olarak kullanılan çift dengeli karıştırıcı dolayısıyla FM giriş sinyalinin genliğinin 5dBm'den daha yüksek bir değerde tutulması gerekir [69]. FM sinyalindeki genlik değişimlerini sınırlamak için sınırlayıcı yükselteçler kullanılmalıdır. İlgilenilen bant dışındaki gürültüyü ortadan kaldırmak için FM kip çözücü devresinin hemen girişinde bant geçiren filtre kullanılmalıdır. Ayrıca çıkıştaki gürültüyü süzmek için de çıkışta bant geçiren filtre kullanılmalıdır.

3.1.5 Evre Kenetleme Döngülü Kip Çözücü

Evre kenetleme döngüsü taşıyıcı ve saat sinyallerinin üretimi ve senkronizasyonu uygulamalarında da kullanılan bir kapalı döngü sistemidir. Evre kenetleme döngüsünün amacı çıkışta giriş sinyaliyle aynı frekans ve faza sahip sinyal üretmektir. Şekil 3.9'de ideal bir evre kenetleme döngüsünün blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 3.9. İdeal Evre Kenetleme Döngülü Kip Çözücü

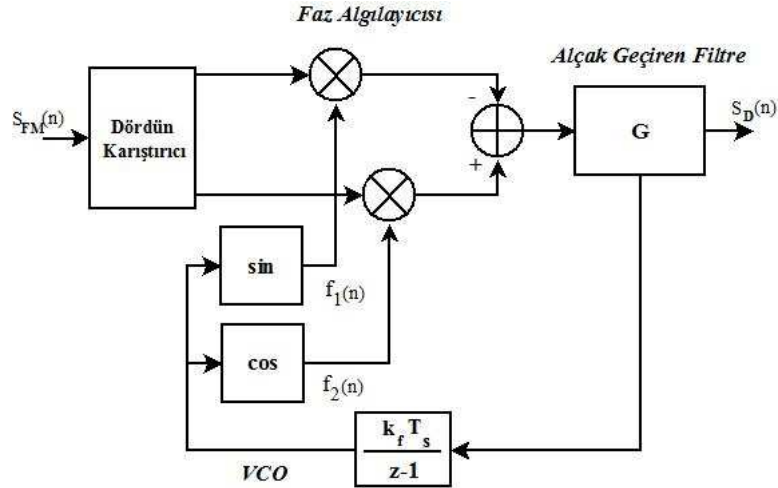
Giriş sinyali $s_{FM}(t)$ uygun şekilde örneklenerek şu şekilde ifade edilirse;

$$s_{FM}(n) = A \cos(\omega_0 n T_s + k_f \sum_{i=0}^{n-1} s_m(i)) \quad (3.16)$$

Şekil 3.10'de görüldüğü gibi geribesleme sinyalleri Eşitlik (3.5) ve Eşitlik (3.6)'dan yola çıkılarak aşağıdaki gibi ifade edilebilirler

$$f_1(n) = \frac{A}{2} \cos(k_f \sum_{i=0}^{n-1} s_m(i))$$

$$f_2(n) = \frac{A}{2} \sin(k_f \sum_{i=0}^{n-1} s_m(i)). \quad (3.17)$$



Şekil 3.10. İdeal Evre Kenetleme Döngülü Kip Çözücü Gerçeklenmesi

Kip çözülmüş sinyal $s_D(n)$ de şu şekilde yazılabilir:

$$s_D(n) = \frac{A}{2} \left[\sin(k_f \sum_{i=0}^{n-1} s_N(i)) \cos(k_f \sum_{i=0}^{n-1} s_D(i)) - \cos(k_f \sum_{i=0}^{n-1} s_N(i)) \sin(k_f \sum_{i=0}^{n-1} s_D(i)) \right] * g(n). \quad (3.18)$$

Genel bir PLL yapısı faz algılayıcısı, gerilim denetimli salıngaç ve alçak geçiren bir filtreden oluşur. Bir faz algılayıcısı fark alıcı, çarpıcı, yük pompası (charge pump) ve flip-flop tabanlı olabilir. VCO ise sayısal veya nümerik kontrollü, halka (ring) salıngacı veya salıngaç devreleri tabanlı olabilir. Filtreler de analog veya sayısal olarak tasarlanabilir.

PLL'ler yapı bakımından doğrusal PLL (LPLL), sayısal PLL (DPLL), tüm sayısal PLL (ADPLL) olmak üzere üç türe ayrılabilir. LPLL tipik bir analog PLL devresidir, evre algılayıcısı olarak sinüzoidal karıştırıcı, analog filtre, analog VCO'dan oluşur. DPLL analog yerine sayısal bir evre algılayıcısı kullanır. ADPLL'de ise tüm sistem sayısal elemanlardan oluşur. ADPLL'de sayısal evre algılayıcısı, sayısal filtre, sayısal salıngaç (NCO veya DCO) kullanılır.

Literatürde ve uygulamada aşağıda dönüşüm fonksiyonları verilen filtre türleri yaygın olarak kullanılmaktadır [46] [87] [89].

Filtre olarak oran denetleyici ($F_P(s) = K$) kullanıldığında birinci türden ve birinci dereceden bir PLL sistemi elde edilir. RC ($F_{RC}(s) = \frac{K}{s\tau_1 + 1}$) ve lag-lead ($F_{LL}(s) = K \frac{s\tau_1 + 1}{s\tau_2 + 1}$) filtreleri kullanıldığında birinci türden ve ikinci dereceden bir PLL elde edilir. PI denetleyicisi ($F_{PI}(s) = K_p + \frac{K_I}{s}$) kullanıldığında ise ikinci türden ve ikinci dereceden PLL elde edilir. PLL'nin türü kalıcı zamandaki hatayı etkilediğinden genelde derecesinden önemlidir. PLL'nin türü ve derecesi arttıkça kararlılığı sağlamak zorlaşmaktadır. Literatürde genellikle birinci ve üçüncü dereceye kadar olan yapılara rastlanmaktadır, ayrıca dördüncü ve beşinci dereceden PLL yapıları da incelenmiştir [79] [85].

PLL'nin giriş sinyali ile VCO çıkış sinyali faz algılayıcısından geçirilir, faz algılayıcısı da iki sinyal arasındaki faz farkıyla orantılı bir çıkış verir. Ardından bu sinyal kesim frekansı mesaj sinyalinin maksimum frekansı kadar olan alçak geçiren bir filtreden geçirilir. Döngü de alçak geçiren filtrenin çıkışının istenen frekansta bir sinüzoid üretmesi için gerilim denetimli salıngaçtan geçirilir. Böylece sistemin çıkışı girişin fazına kenetlenmiş olur. Giriş sinyalinin fazının veya frekansının değişimi, daha yüksek bir evre algılayıcı çıkışına bu da gerilim denetimli salıngaçın daha yüksek bir frekansta sinyal üretmesine yol açar. Kapalı döngü sayesinde giriş sinyali ile çıkış arasındaki faz farkı azaltılmış olur.

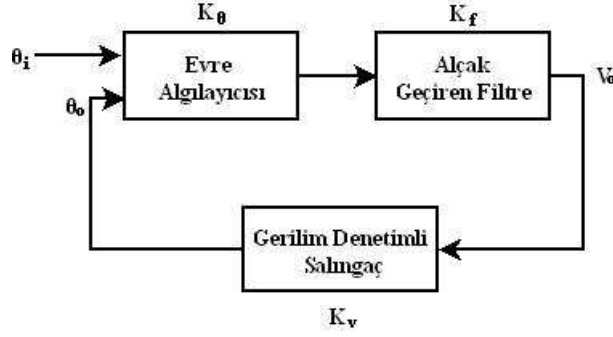
Bugüne kadar var olan DPLL tasarım yöntemleri kilitlenme süresi, sönümlenmemiş doğal titreşim frekansı, sönümlenme katsayısı ve evre payı gibi sistemin belirli döngü başarımları parametreleri hakkında yaklaşımlar sunar. İlk yöntemde Bessel filtre örneği kullanılarak üçüncü dereceden DPLL sistem değişkenleri belirlenmektedir [47].

İkinci yöntemde önceden belirlenmiş sönümlenmemiş doğal titreşim frekansı ve sönümlenme katsayısından yola çıkılarak kararlı bir dördüncü dereceden DPLL sisteminin parametreleri belirlenmiştir [48]. Kapalı döngü sistemin evre payının 30-70 derece arasında ve genellikle 45 derece seçilmesinin en iyi başarımları sağladığı belirtilmiştir [49]. Sönümlenmemiş doğal titreşim frekansı, 45 derecelik evre payı ve 0.707 değerindeki sönümlenme katsayısı için $5\pi/t_{lock}$ olarak bulunmuştur.

Diğer bir tasarım yönteminde de dördüncü dereceden bir DPLL için evre payı ele alınmıştır [50]. Bir kural olarak paralel filtre kapasitesinin seri kapasitesinin onda birinden daha az seçilmesinin çıkışta 4-5 dereceden daha az bir faz kaymasına neden olduğu görülmüştür [49]. Yüksek dereceden kutupların sistemin baskın kutuplarına etki etmeyecek şekilde sistemin bandı dışında yerleştirilmesiyle kararlı yüksek dereceden sistemler tasarlanabilmektedir [79].

3.1.5.1 İkinci Dereceden PLL

PLL bir kontrol sistemi olarak düşünüldüğünde çıkış ile giriş arasında dönüşüm fonksiyonunun paydası ile payı arasındaki en yüksek dereceli terimlerin derecelerinin farkı 2 olduğunda, sistem ikinci dereceden PLL olarak adlandırılır. Şekil 3.11 genel bir PLL yapısını göstermektedir.



Şekil 3.11. İkinci Dereceden PLL

Yukarıdaki şekilde döngü zamana bağlı olarak filtrenin dürtü işlevi $f(t)$ ve döngünün kazancı $K = K_f K_v K_\theta$ olmak üzere

$$\frac{d(\theta_i - \theta_o)}{dt} = \frac{d\theta_i}{dt} - K \int_0^t f(t-u) \sin[\theta_i(u) - \theta_o(u)] du \quad (3.19)$$

şeklinde tanımlanmaktadır [70]. $\theta_i - \theta_o = \theta_e \leq \frac{\pi}{6}$ için sistem doğrusallaştırılabilir ve θ_o ve θ_i arasındaki ikinci dereceden dönüşüm fonksiyonu şu şekilde yazılabilir:

$$H(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (3.20)$$

Girişten anlık faz açısının türevi $\frac{d\theta_i(t)}{dt} = \Delta\omega \cos(\omega t)$ ve $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$ olan FM sinyali verildiği zaman, VCO'nun girişindeki V_o sinyali, kip çözülmüş sinyal olan mesaj sinyalini verir.

$$V_o(s) = \theta_i(s) \frac{s}{K_v} \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{\Delta\omega}{s^2 + \omega^2} \frac{s}{K_v} \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.21)$$

Eşitlik (3.21) kullanılarak $\xi = 0.7$ ve $a = \frac{\omega}{\omega_n}$ olmak üzere çıkışın zamana bağlı fonksiyonu

$$V_o(t) = \frac{\Delta\omega}{K_v} \frac{a}{a^4 + 1} [(a + a^3)^2 + 2]^{1/2} \cos(\omega t - \alpha) \\ + \exp(-\omega_n t / \sqrt{2}) [2a^2(a^4 + 1)]^{1/2} \cos(\omega_n t / \sqrt{2} - \beta). \quad (3.22)$$

olarak bulunur. $a > 1$ olduğu durumda kipleme frekansı doğal titreşim frekansından büyüktür ve çıkış sinyali aşağıda belirtildiği gibi giriş FM sinyaline benzer.

$$V_o(t) \simeq \frac{\Delta\omega}{K_v} \cos(\omega t - \alpha) \quad (3.23)$$

$a < 1$ ise çıkış sinyali

$$V_o(t) \simeq a \frac{\Delta\omega}{K_v} \cos(\omega t - \alpha) \quad (3.24)$$

hâlini alır. Bu durumda kipleme frekansı arttıkça çıkış sinyali zayıflayacağından girişi takip etmek zorlaşacaktır. Yüksek döngü kazancı ve $\xi = 0.7$ için faz açısı hata sinyali

$$\theta_e(t) = \frac{\omega \Delta\omega}{(\omega^4 + \omega_n^4)^{1/2}} \cos(\omega t + \gamma) = \frac{\Delta\omega}{\omega(a^4 + 1)^{1/2}} \cos(\omega t + \gamma) \quad (3.25)$$

olarak hesaplanmıştır [89]. Sabit bir Δf için faz açısı hata sinyali en büyük değerini $\omega = \omega_n$ olduğunda alır. Bu durumda θ_e , $\frac{\pi}{6}$ değerini aşacağından döngü artık doğrusal bölgeden çıkmıştır ve sistem Eşitlik (3.19)'deki ifadeyle tanımlanır.

İkinci dereceden PLL için ξ sönümlenme katsayısı, ω_n ise sönümlenmemiş doğal titreşim frekansı olmak üzere hata dönüşüm fonksiyonu :

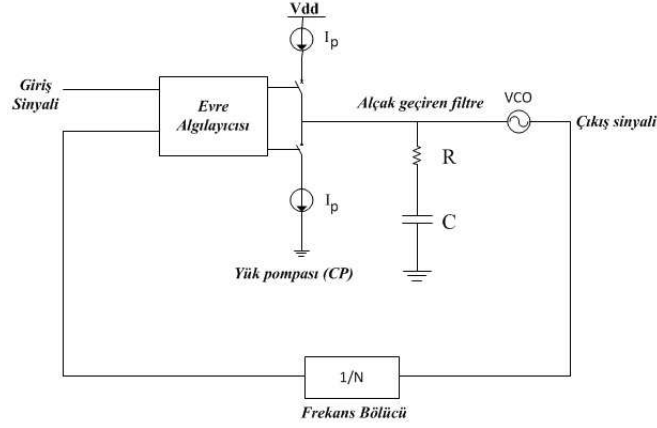
$$\frac{\theta_e(s)}{\theta_i(s)} = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.26)$$

olarak verilir. Son değer teoremi kullanılarak birim basamak ve birim yokuş girişleri için hata fonksiyonunun sıfır olduğu görülebilir. Birim parabolik giriş $\theta_i(s) = \frac{\Delta\omega}{s^3}$ için ise çıkışta

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s\theta_e(s) = \frac{\Delta\omega}{\omega_n^2}$$

hata değeri vardır.

Aşağıdaki şekilde ikinci dereceden CP PLL devresinin yapısı gösterilmektedir.



Şekil 3.12. İkinci dereceden CP PLL

İkinci dereceden bir CP (Charge Pump) PLL için

$$\omega_n = \sqrt{\left(\frac{K_0 I_p}{2\pi C}\right)}$$

$$\xi = \omega_n \tau_2 / 2$$

$$\tau_2 = RC$$

$$K_0 = K_{vco}/N$$

$$K = K_0 I_p R / 2\pi \quad (3.27)$$

eşitlikleri geçerlidir.

CP PLL devrelerinde VCO'nun girişine eklenen paralel kapasitör dalgalanmaları azaltmaktadır. İkinci kapasitörün eklenmesi ek bir kutup oluşturacağından Şekil 3.13'deki gibi üçüncü dereceden bir PLL sistemi elde edilmektedir. İkinci dereceden bir dönüşüm fonksiyonu yaklaşımı için $b = 1 + \frac{C}{C_3} > 10$ ve $K\tau_2 < b/4$ olmalıdır [43]. Bu yaklaşımlar sonucunda kilitleme aralığı ω_L , çekme zamanı T_P ,

kilitlenme zamanı T_L ve gürültü bant genişliği B_L şu şekilde ifade edilmektedir

$$\begin{aligned}
\omega_L &= \omega_n \sqrt{4\pi^3} \\
T_L &= \frac{2\pi}{\omega_n} \\
T_P &= \frac{\Delta\omega - \omega_L}{\pi\omega_n^2} \\
B_L &= \left(\xi + \frac{1}{4\xi}\right) \frac{\omega_n}{2}.
\end{aligned} \tag{3.28}$$

Çoğu uygulamada, genellikle sönümlenmemiş doğal titreşim frekansı ile doğru orantılı olan döngü bant genişliği enbüyütölmek istenir. Fakat, sinüzoidal bir evre algılayıcı için ω_n ve ξ aynı anda arttırılamaz. Bununla birlikte bant genişliği giriş sinyalinin frekansı ile karşılaştırılabilir olduğunda sürekli zaman yaklaşımı geçersiz olmaktadır. Bunun için de ayırık zaman yöntemleri kullanılmaktadır. [96]'de yapılan böyle bir analizle kararlılık limiti şöyle tanımlanmaktadır:

$$\omega_n < \frac{\omega_{in}^2}{\pi(RC\omega_{in} + \pi)}$$

Bu eşitlik R değerinin çok fazla arttırılamayacağını göstermektedir. CP PLL devrelerinde VCO'nun girişine eklenen paralel kapasitör dalgalanmaları azaltacağı gibi yük pompasındaki anahtarlamalar dolayısıyla VCO frekansını kipler ve çıkışta istenmeyen gürültü bileşenlerine neden olur. Fakat paralel kapasitörün seri kapasitörün 10'da biri kadar seçilmesiyle üçüncü dereceden sistem, ikinci dereceden bir sisteme indirgenebilir. Bu değişiklik de yüksek dereceli sistemlerde kararlılığın daha iyi incelenmesini gerektirmektedir [94].

Aşağıdaki denklemde belirtildiği gibi giriş frekansında ϕ_1 değişimi olduğunda, çıkış frekansı ϕ_1 'e yükselir ve $(\xi\omega_n^{-1})$ zaman sabitiyle sifıra yaklaşır.

$$\phi_{out}(t) = \phi_1 [\cos(\sqrt{1 - \xi^2}\omega_n t) + \frac{\xi}{\sqrt{1 - \xi^2}} \sin(\sqrt{1 - \xi^2}\omega_n t)] e^{-\xi\omega_n t}$$

Bu durumda PLL'nin hızlı kilitlenmesi için $(\xi\omega_n)$ değerini maksimize etmek gerekmektedir. Aynı zamanda VCO evre gürültüsünü azaltmak için de bant genişliğinin

arttırılması gerekmektedir. Düşük gürültülü giriş sinyalleri için bant genişliği hem VCO gürültüsünü hem de kilitleme süresini azaltmak için arttırılabilir [94]. Bannerjee [54] dördüncü dereceden bir PLL sistemini ikinci dereceden bir sisteme dönüştürmüş ve kilitleme süresini

$$t_{lock} = \frac{-\ln\left(\frac{tol}{f_2-f_1}\sqrt{1-\xi^2}\right)}{\xi\omega_n}$$

şeklinde bulmuştur. Burada f_1 ve f_2 PLL'nin kilitlendiği ilk ve son frekanslardır, tol ise kilitleme doğruluğudur.

Birinci türden ve ikinci dereceden PLL sisteminin kesim frekansı ise şu şekildedir

$$\omega_{3db} = \omega_n[1 - 2\xi^2 + \sqrt{(1 - 2\xi^2)^2 + 1}]^{1/2}.$$

Burada, $\xi = 0.707$ için $\omega_{3db} = \omega_n$ değerini alır.

İkinci türden ve ikinci dereceden PLL sisteminin kesim frekansı şu şekilde bulunmaktadır

$$\omega_{3db} = \omega_n[1 + 2\xi^2 + \sqrt{(1 + 2\xi^2)^2 + 1}]^{1/2}.$$

Burada, $\xi = 0.707$ için $\omega_{3db} = 2.06\omega_n$ değerini alır.

Eşitlik (3.20)'te belirtilen ikinci dereceden ve ikinci türden bir PLL dönüşüm fonksiyonu kullanılarak belirli bir FM sinyali için istenen başarımlı ölçütlerine uygun bir sistem şu şekilde tasarlanabilir;

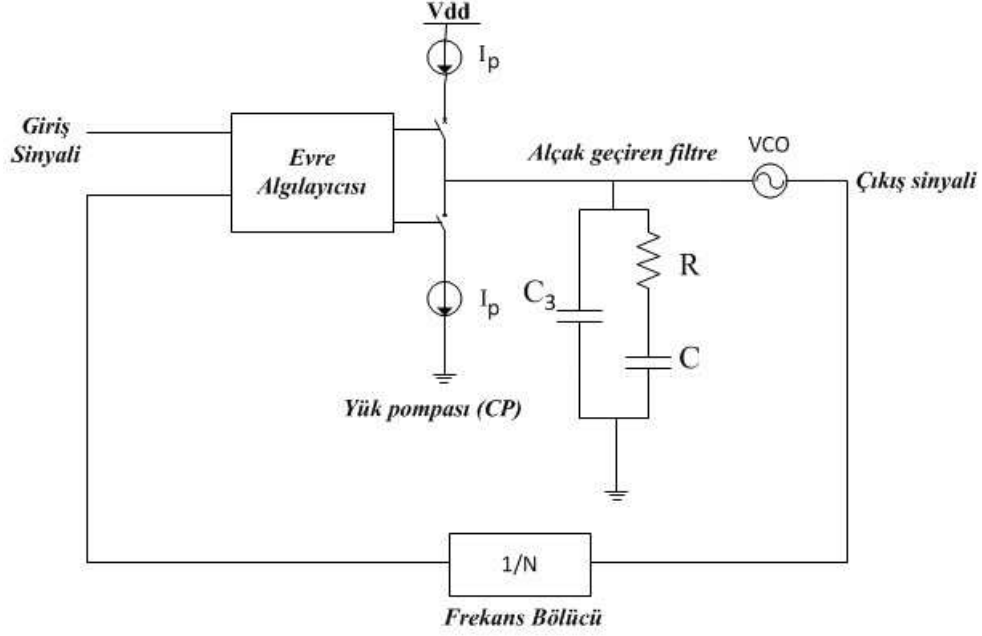
Belirli bir FM frekansı için PLL sisteminin kesim frekansı belirlenir. Bu da genellikle giriş frekansının onda biri olacak şekilde belirlenmektedir.

Kilitleme süresi ve istenen sönümlenme katsayısı değeri için sönümlenmemiş doğal titreşim frekansı ω_n değeri bulunur.

Böylece gerekli olan sistem parametreleri belirlenmiş olur. Analog bir PLL tasarlanacaksa devre elemanları değerleri kolayca sistem parametreleri cinsinden belirlenebilmektedir. Kapasitör cinsi ve değerleri; VCO kazancı, lineer çalışma frekansı aralığı ve evre gürültüsü; yük pompası akımı gibi değerler de tasarım yaparken göz önünde bulundurulmalıdır.

3.1.5.2 Üçüncü Dereceden PLL

Üçüncü dereceden PLL mimarisi ikinci dereceden PLL mimarisindeki filtrenin derecesinin bir arttırılmasıyla oluşturulmaktadır. İkinci dereceden CP PLL devresine C_3 kapasitörünün eklenmesiyle daha kararlı ve üçüncü dereceden bir döngü elde edilmektedir. Şekil 3.13'de üçüncü dereceden CP PLL devresinin yapısı gösterilmektedir.



Şekil 3.13. Üçüncü dereceden CP PLL

PLL karma ve lineer olmayan bir sistemdir ve genellikle sürekli zaman lineer modeli kullanılarak tasarlanır. $\tau_2 = RC$, $b = 1 + \frac{C}{C_3}$ ve $K_c = \frac{(K_{vco}I_p)}{(2\pi NC_3)}$ olarak tanımlanırsa açık döngü dönüşüm fonksiyonu şu şekilde yazılabilir :

$$G_c(s) = -K_c \frac{s + \frac{1}{\tau_2}}{s^2(s + \frac{b}{\tau_2})}$$

Kapalı döngü sisteminin kutuplarını orijinden eşit uzaklıkta olacak şekilde yerleştirmek en hızlı tepkiyi sağlamaktadır [44].

Üçüncü dereceden bir PLL için lineer olmayan analizler kararlılık için döngü kazancının $2\xi\omega_n$ değerinden küçük olması gerektiğini göstermiştir [71].

Bant genişliği referans frekansının 1/20'sinden küçük olduğu zaman kapalı döngü sistemindeki sıfırı ve üçüncü kutbun etkisini ihmal ederek aşağıdaki gibi iyi bir kilitlenme süresi kestirimi yapılabilir [44].

$$t_s = \frac{1}{\xi\omega_{BW}} \ln\left(\frac{\Delta\omega_{out}}{\Delta\omega_{err}}\right)$$

Burada ξ sönümlenme katsayısı, ω_{BW} kapalı döngü bant genişliği, ω_{out} giriş sinyalinin frekans sapması ve ω_{err} ise istenen frekans doğruluğudur. $f_{BW} > \frac{f_{ref}}{5}$ olduğu zaman kutup eğrisi kararlı olsa bile döngü kararsızdır [96][44]. Çünkü sürekli zaman modeline göre VCO'nun giriş voltajı sadece yük pompasının ürettiği ortalama akıma bağlıdır. Fakat bu durum PLL sisteminin bant genişliğinin referans frekansıyla kıyaslanabilir olduğu durumlarda geçerli değildir.

Açık döngü sisteminin zamandaki fonksiyonu ters Laplace dönüşümü kullanılarak aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$g_c(t) = \frac{K_c}{b}t + \frac{K_c\zeta_2}{b} \frac{b-1}{b} [1 - e^{-b\frac{t}{\zeta_2}}].$$

Eşdeğer ayrık zaman sisteminin birim zaman tepkisi dürtü bağımsız dönüşüm kullanılarak bulunabilir. $g_d(n) = g_c(nT_{ref})$ olmak üzere b/τ_2 , referans frekansı f_{ref} 'ten yeteri kadar büyük olduğunda, $T_{ref} = 1/f_{ref}$ olmak üzere ayrık zaman dönüşüm fonksiyonu $G_d(z)$ şöyle bulunur:

$$G_d(z) \approx -K_d \frac{(z - \gamma)}{(z - 1)^2}.$$

Burada

$$K_d \approx (K_c T_{ref}^2 / b) [1 + (b - 1) / (b T_{ref} / \zeta_2)]$$

$$\gamma \approx [1 + (b T_{ref} / \zeta_2) / (b - 1)]^{-1}$$

$$\zeta_2 = T_{ref} [b / (b - 1)]$$

$$K_c = b / T_{ref}^2 \tag{3.29}$$

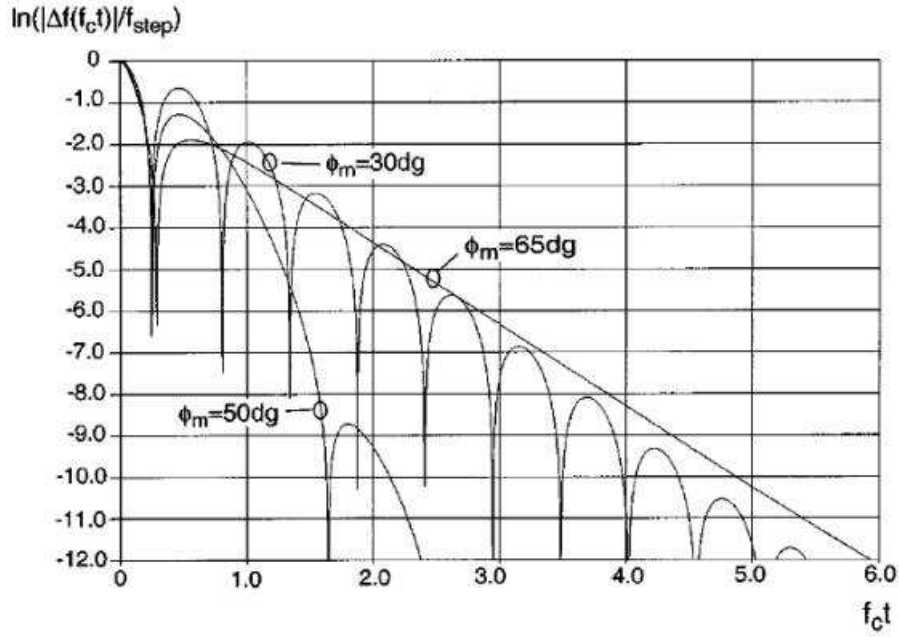
değerlerini almaktadır.

Yüksek b değerleri örnekleme süresini azaltmaktadır. Fakat bu durum VCO girişinde dalgalanmalara yol açmakta, VCO'nun aşırı yüklenerek frekans tepkisinde referans parazitlerinin artmasına neden olmaktadır [96].

Üçüncü dereceden bir PLL için girişin f_{step} frekans kayması durumunda en çok f_{error} frekans hatasında ve t_{lock} süresinde kilitlenmeyi mümkün kılan açık döngü birim kazanç frekansı f_c aşağıdaki şekilde hesaplanmıştır [45]:

$$f_c = \frac{1}{t_{lock}\xi_e(\phi_m)} \ln \left(\frac{f_{step}}{f_{error}} \right) \quad (3.30)$$

Burada $\xi_e(\phi_m)$ etkin sönümlenme katsayısıdır ve evre payı ϕ_m 'nin doğrusal olmayan bir fonksiyonudur. Kilitlenme süresini minimize eden evre payı $\phi_m = 50^\circ$ için $\xi_e(\phi_m) = 5$ olmaktadır [45].



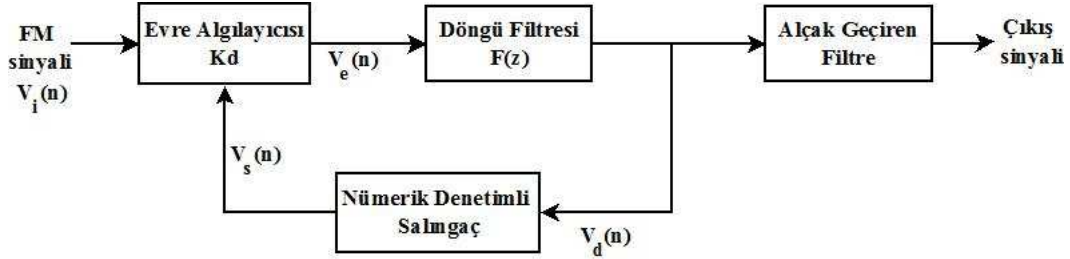
Şekil 3.14. $f_c t$ 'ye Karşılık Kilitlenme Süresi Hatası, (Vaucher'in izniyle [45])

Üçüncü dereceden bir CP PLL tasarlanmak istendiğinde Şekil 3.14 ve Eşitlik (3.30) kullanılarak açık döngü birim kazanç frekansı ve evre payı hesaplanır. Sonrasında ise kesim frekansı etrafındaki kutup ve sıfırların yerleri belirlenir [55]. Ayrıca daha yüksek dereceden PLL tasarım yöntemleri de kullanılmaktadır [79] [56].

3.1.5.3 Sayısal PLL

Sayısal PLL sistemlerinde, tüm bileşenler FPGA veya DSP kullanılarak sinyal işleme algoritmalarından veya sayısal devre elemanlarından oluşmaktadır. Yapılan herhangi bir analog tasarım sayısal ortamda gerçekleştirilebilir. Böylece hem analog devrelerin gürültü gibi problemleri ortadan kaldırılmış hem de devre üzerinde sadece kod değiştirilerek istenen mimari gerçekleştirilmiş olur. Tüm sayısal PLL (ADPLL) sistemleri analog PLL sistemlerinin sunduğu başarımlara ulaşmakta ve bu başarımları iyileştirmekte kullanılmaktadır. Analog PLL sistemleri ile karşılaştırıldığında salıngacın analog denetimi mümkün olmadığı için sayısal sistemler gürültüye karşı daha az hassastır ve sayısal bloklarla hızlıca gerçekleştirilebilirler.

Şekil 3.15'te tüm sayısal PLL sisteminin genel yapısı verilmiştir.

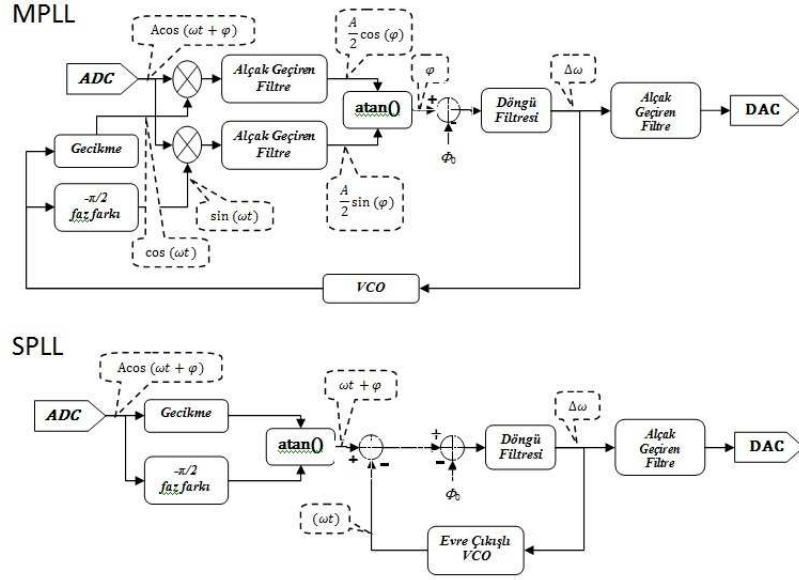


Şekil 3.15. Tüm Sayısal PLL (ADPLL) Yapısı

Şekil 3.16'te belirtildiği gibi MPLL ve SPLL mimarileri sayısal PLL tasarımlarına örnektir [58]. MPLL mimarisinde bilgisayarda lineer olmayan çarpma kullanılmıştır, böylece yüksek frekans bileşenlerinin ve diğer harmoniklerin etkisi ortadan kaldırılmıştır. Bu harmonikler alçak geçiren filtreler tarafından yeterince bastırıldığında PLL kendi frekansında titreşir. Bu kararsız durumları ortadan kaldırmak için derecesi yüksek alçak geçiren filtrelerin kullanılması ve VCO'dan önceki alçak geçiren filtrenin dar bir bant genişliğine sahip olması gerekmektedir, fakat her iki durumda da gecikme artmaktadır.

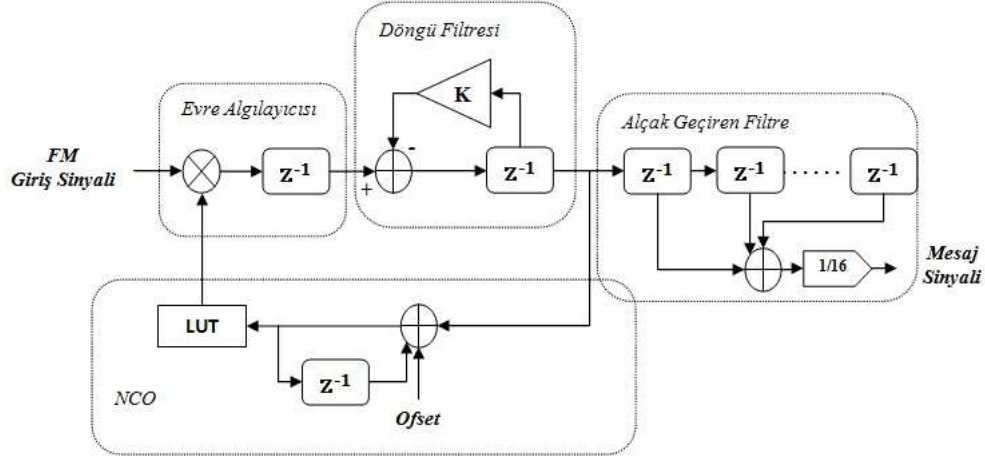
SPLL'de ise VCO, sinüzoidal bir sinyal yerine faz açısı çıkışı verir. Lineer bir fark alma kullanıldığı için harmonikler oluşmayacağından bunları süzecek filtreye de ihtiyaç yoktur. Böylece VCO'dan önceki alçak geçiren filtrenin daha geniş bir

banda sahip tasarımı yapılabilir, bu da daha hızlı bir tepki demektir. SPLL mi-marisi kullanılarak merkez frekansı 5 MHz olan ve merkez frekansından sapmanın en yüksek 2 KHz olduğu bir giriş sinyali için kip çözme bant genişliğinin 100 KHz olduğu bulunmuştur [58].



Şekil 3.16. MPLL ve SPLL Yapıları

Şekil 3.17’teki yapı ikinci dereceden bir ADPLL tasarımıdır [60] [33]. Bu yapıda, sistemi oluşturan evre algılayıcısı, döngü filtresi ve NCO tamamen ayrık zaman bloklarından oluşmaktadır.



Şekil 3.17. İkinci Dereceden bir ADPLL Yapısı

Burada evre algılayıcısı olarak gecikme bloğu ve çarpıcı kullanılmıştır. Çarpıcı olarak hızlı ve sayısal tasarımda az bir yer kaplayan Booth algoritması kullanılmıştır.

VCO'nun nümerik karşılığı olan NCO'da alçak geçiren döngü filtresinin çıkışı bellekte saklanan başvuru çizelgesinin adresini belirlemektedir. NCO için DDS yöntemi kullanılmıştır. Bellek çıkışı içerisinde kosinüs değerleri tutulduğu için giriş sinyaliyle aynı frekanstaki sinyalin evre algılayıcısına girişini sağlar. Başvuru çizelgesi (LUT)'ta kosinüs sinyalinin 0 ile 2π arasındaki dört bölgede değerleri birbirinin simetrik negatif değerleri olduğu için sayısal tasarım açısından alandan kazanç sağlanmaktadır. Burada örnekleme frekansı, ikinin üstel bir değeri olan ve FM sinyalinin en yüksek frekans bileşeninin on katından büyük olan 16 MHz olarak seçilmiştir. Ofset değeri, 1 MHz'lik sinyale NCO tarafından bir döngüde karşılık gelecek sinüzoidal sinyalin üretilebilmesi için 1/16 olarak belirlenmiştir. Böylece, ADPLL sisteme kilitlenmiş olduğunda döngü filtresinin çıkışı sıfır olduğundan VCO'nun girişinde 16 örneklemeden sonra 1MHz'lik sinüzoidal sinyal oluşturulmuş olur.

Döngü filtresi, birinci dereceden alçak geçiren bir filtredir. Sinüzoidal sinyalin genliğinin bir olduğu düşünülürse kilitlenme gerçekleştiği zaman bir sonraki

örnekleme zamanında evre algılayıcısının çıkışı 1/16 olacaktır. Döngünün farkı kapatabilmek için filtre çıkışının değerinin 1 olması gerekmektedir. Bu da döngü filtresinin kazancınının 15/16 olması demektir. Bu durumda filtrenin dönüşüm fonksiyonu

$$F(z) = \frac{1}{z - \frac{15}{16}} = \frac{1}{z - 0.9375} \quad (3.31)$$

olur. Bu döngü filtresi 164 KHz'lik kesim frekansında alçak geçiren bir filtredir.

Kararlı bir sistem için NCO'nun kazancı $K_{nco} = \frac{1}{1024}$ ve dönüşüm fonksiyonu $H_{vco}(z) = K_{nco} \frac{z+1}{z-1}$ olarak alınırsa $f_s = 16$ MHz için ADPLL sisteminin kapalı döngü Laplace dönüşüm fonksiyonu bilinear dönüşüm kullanılarak

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{-31250s + 10^{12}}{1.938s^2 + 1.969 \times 10^6s + 10^{12}} \quad (3.32)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Mesaj sinyali bilgisinin olduğu filtre çıkışının da tepkisi

$$\frac{V_{out}(s)}{\theta_i(s)} = \frac{-s^2 + 3.2 \times 10^7s}{1.938s^2 + 1.969 \times 10^6s + 10^{12}} \quad (3.33)$$

şeklinde bulunur.

ADPLL için örnekleme frekansının 16 MHz, giriş sinyalinin merkez frekansınının 1 MHz ve merkez frekansından en yüksek sapmanın 10 KHz olduğu FPGA benzetiminde kilitlenme süresi $3\mu s$ olarak bulunmuştur [60].

3.1.5.3.1 Bilinear Dönüşüm

Kararlılığın ve sistemin derecesinin korunduğu bilinear dönüşüm yöntemi genellikle analog filtre modellerinden sayısal filtreler oluşturmak için kullanılmaktadır. Bilinear dönüşüm yöntemi kullanılarak zamana bağlı bir sistem ayrık zamanda

veya ayrık zamandaki bir sistem sürekli uzayda incelenebilmektedir. Bilinear dönüşümü T_s örnekleme frekansı ve $c = \frac{2}{T_s} > 0$ olmak üzere şu şekilde tanımlanmaktadır:

$$\begin{aligned} s &= c \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \\ z &= \frac{1 + \frac{s}{c}}{1 - \frac{s}{c}}. \end{aligned} \quad (3.34)$$

Laplace dönüşümü verilen zamana bağlı doğrusal bir sistem z dönüşümü kullanılarak ayrık zamanda sayısal tasarımların uygulanabildiği DSP veya FPGA kartlarında gerçekleştirilebilmektedir. Doğrusallaştırma işlemi kip çözücü PLL sisteminin bant genişliğine bağlıdır. Pratikte kullanılan bir kural olarak örnekleme frekansının en az PLL sisteminin bant genişliğinin on katı olması gerekmektedir [96].

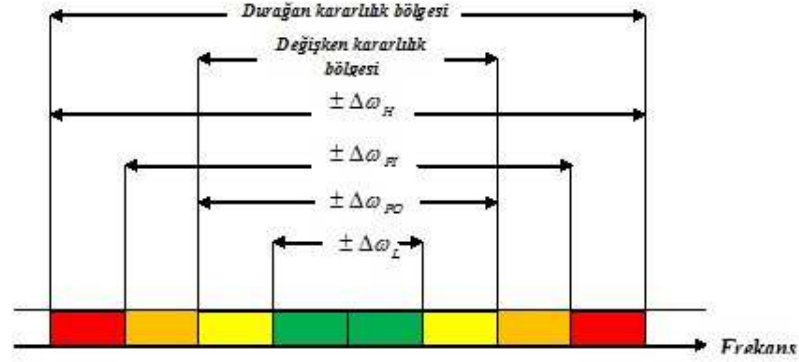
3.1.5.4 PLL Kip Çözücü Başarım Ölçütleri

İşlevsel bir kip çözücünün istenen frekansa kilitlenebilme aralığı ve zamanı, çıkış sinyalindeki sinyal gürültü oranı ve kip çözme bant genişliği gibi bazı ölçütlere uygun olması gerekmektedir. Bu ölçütler PLL çalışma aralıkları, kilitlenme süresi, PLL gürültüsü gibi değişkenlerle belirlenmektedir.

3.1.5.4.1 PLL Çalışma Aralıkları

PLL devresinin takip etme (tracking) ve kilitlenmeyi sağlama (acquisition) olmak üzere iki çalışma durumu vardır. Kilitlenmeyi sağlama durumunda PLL lineer çalışma bölgesinin dışındadır ve analizi zordur. Takip etme durumunda ise giriş sinyalindeki frekans ve faz değişikliklerine rağmen çıkış sinyali girişe göre kilitli konumunu korumaktadır ve lineer analiz mümkündür.

PLL'nin Şekil 3.18'te gösterildiği gibi dört temel çalışma aralığı bulunmaktadır. Bu aralıklar PLL'nin belirlenen frekansa kilitli olmadığı dinamik bölgeleri ve giriş sinyaline kilitlendiği statik bölgeleri belirlemektedir.



Şekil 3.18. PLL Çalışma Aralıkları

PLL'nin başarımını etkileyen önemli temel etmenler tutma aralığı, dışarı çekme aralığı, içeri çekme aralığı ve kilitleme aralığıdır [97]. Tutma aralığı $\Delta\omega_H$, PLL'nin statik olarak evre takibi yapabildiği frekans aralığıdır. Referans sinyalinin frekansı bu aralıktan çıkarsa girişi takip eden kararlı bir çıkışa sahip olamaz. Dışarı çekme aralığı $\Delta\omega_{PO}$, PLL'nin kararlı bir çıkışına olanak veren dinamik bir sınırdır [87]. PLL takipten çıkarsa bir daha giriş frekansına kilitlenecektir, fakat bu işlem yavaş sürecektir. İçeri çekme aralığı $\Delta\omega_{PI}$, PLL'nin her zaman kilitli olacağı frekans aralığıdır. Kilitleme aralığı $\Delta\omega_L$ ise PLL'nin bir döngüde giriş sinyalinin frekansına kilitleneceği frekans aralığıdır. Genellikle PLL'nin çalışma aralığı bu özelliklerle belirlenmektedir. Birçok tasarımda, bu değişkenler arasındaki ilişki $\Delta\omega_H > \Delta\omega_{PI} > \Delta\omega_{PO} > \Delta\omega_L$ eşitsizliğiyle tanımlanır.

3.1.5.4.2 Kilitleme Süresi

Kilitleme süresi sabit bir frekansa kilitleme evre hatasının küçük olduğu zaman veya PLL'nin frekans değiştirirken yeni bir frekansı yakalama süresidir. PLL bir kapalı döngü sistemi olduğu için sınırlı bir bant genişliğine sahiptir ve çıkış frekansı aniden değişmeyecektir. PLL'nin kilitleme süresi kilitlenmek istenen frekansa uzaklığa ve PLL döngü değişkenlerine bağlıdır. PLL çıkış frekansına

asimptotik yaklaşacağı için PLL'nin ne zaman kilitlendiğini belirlemek zordur. Onun yerine PLL'nin kilitlenme süresi frekans hatasının belirli bir değerden küçük olduğu zaman olarak tanımlanmalıdır. Kilitlenme süresi geniş bir bant aralığıyla iyileştirilebilir, fakat bu da daha geniş bir bantta gürültüyü döngüye dahil etme anlamına gelmektedir.

Kilitlenme süresi birçok PLL tasarımında ana etmen olduğu için bu süreyi kısaltmak için birçok yöntem vardır. Yöntemlerden biri dinamik olarak PLL'nin bandını ayarlamaktır. PLL'nin kısa sürede kilitlenmesi için geniş bant modeli kullanılır. PLL kilitlendiği zaman gürültüyü azaltmak için düşük bant genişliği modeline geçilir. Değişken bant genişliği değişken bir döngü filtresiyle sağlanmaktadır. Sıkı bir kilitlenme süresi şartı olan uygulamalarda da çoklu PLL kullanılmaktadır.

3.1.5.4.3 PLL Gürültüsü

Analog uygulamalarda PLL gürültüsü VCO evre gürültüsü, yük pompasındaki akımların uyumsuzluğu, VCO girişindeki ani filtre çıkışlarının VCO'nun çıkış frekansını kiplemesinden kaynaklanmaktadır. Sayısal uygulamalarda ise giriş sinyalinin tanımlandığı bit sayısı, sayısal salıngaçların (NCO,DCO) frekans hassasiyetlerinden, saat sinyalindeki gecikmelerden, zaman ve evre seğirmelerinden kaynaklanmaktadır.

İdeal bir frekans kip çözücüsünün çıkışı gücün sadece mesaj sinyalinde olduğu gürültüsüz bir sinüzoidal sinyaldir. Fakat gerçek bir FM kip çözücü devresi evre gürültüsü gibi istenmeyen etkilere sahiptir. Evre gürültüsü taşıyıcı sinyalin etrafında rasgele evre değişimlerinden kaynaklanan frekans bileşenlerinden oluşur. Evre gürültüsü PLL sistemindeki tüm elemanların gürültü bileşenlerinin toplamından oluşmaktadır.

4. BENZETİMLER VE DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Bu kısımda evre uyarlayıcı, karma, tabanbant gecikme kip çözücüsü, simetrik dördün kip çözücü (SQD) gibi doğrudan ve ideal PLL kip çözücü, fark alıcı PLL (SPLL), tüm sayısal PLL (ADPLL), ikinci dereceden PLL gibi geri beslemeli kip çözücü mimarilerinin SNR, kilitlenme süresi ve kip çözme bant genişliği gibi bir kip çözücünün başarımını etkileyen etmenlerin benzetimleri incelenmiştir. Yapılan tüm benzetimlerde FM sinyalinin taşıyıcı frekansı 1 MHz olarak alınmıştır, Δf ve f_m değerleri ise değişkendir. Benzetimlerdeki sistemlerin tümünde mesaj sinyalinin frekansının en büyük değerinin 100 KHz olacağı düşünüldüğü için çıkışta 100 KHz kesim frekansında alçak geçiren filtre kullanılmıştır.

İkinci ve üçüncü dereceden PLL sistemlerinin analizi analog sistemleri tasarlamamızda yardımcı olmaktadır. Analizleri lineer bölgede yapıldığı için FM sinyali gibi lineer olmayan bir girişe karşı tepkilerini incelemek analitik olarak zordur.

Çoğu PLL tasarımına model olan ikinci dereceden PLL sistemi tasarlanırken sistemdeki VCO'nun evre gürültüsü, alçak geçiren filtre, evre algılayıcısı gibi elemanların çalışma frekans aralıkları, kazançları ve evre gürültüleri devre elemanları seçimi bakımından oldukça önemlidir.

Ayrıca doğrusal bölgedeki dönüşüm fonksiyonları yaklaşımlarının pratikte geçerli olabilmesi için PLL sisteminin bant genişliğinin giriş sinyalinin frekansının onda birinden daha az olması ve faz farkı hatasının belirli bir değerde olması gerekmektedir [70] [96] [45].

4.1 BENZETİMLER

4.1.1 İkinci Dereceden Doğrusal PLL Tasarımı

Bu çalışmada giriş frekansının 1 MHz olduğu düşünülürse, ikinci dereceden bir PLL sistemi için kesim frekansının 100 KHz olması gerekmektedir. Böylece $\omega_n = \frac{\omega_{3dB}}{2.06} = 0.305$ Mrad/s olarak bulunur. Optimum aşma (overshoot) değeri için de $\xi = 0.707$ olarak seçilirse kilitlenme süresi $t_s = \frac{4}{\xi\omega_n} = 18.5\mu s$ olarak hesaplanır.

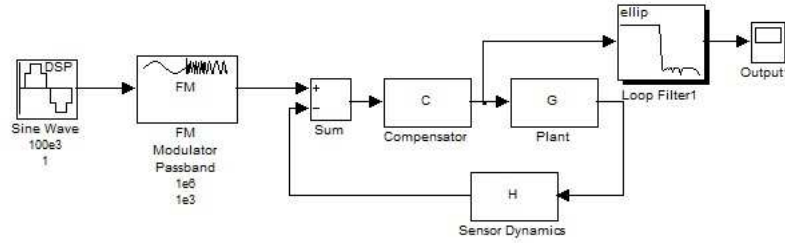
VCO'nun dönüşüm fonksiyonu $G(s) = \frac{K_{vco}}{s}$ ve $H(s) = 1$ olarak alınırsa

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)}$$

denklemden filtre dönüşüm fonksiyonu $C(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s}$ olarak bulunur.

İkinci dereceden PLL sisteminin benzetimleri MATLAB'da Simulink ve grafiksel kontrol sistemi tasarımı yapılabilen SISO Tool kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

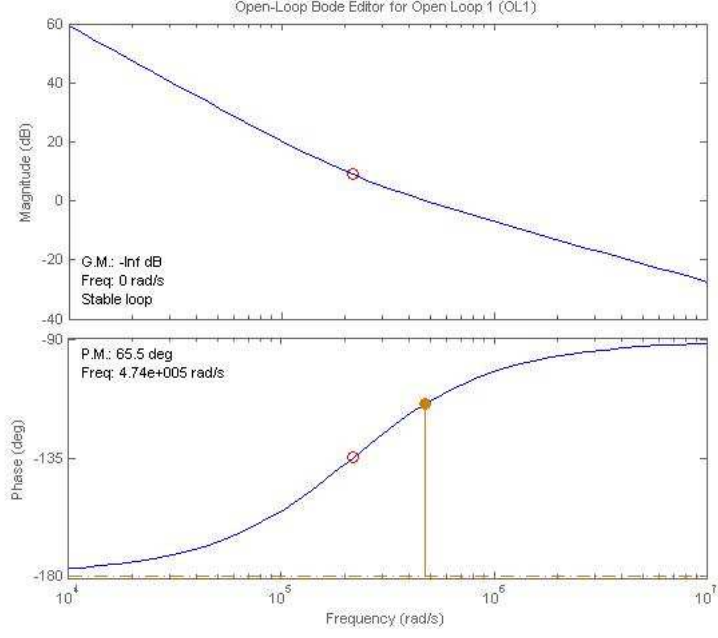
Şekil 4.1 kullanılarak sistemin kilitlenme süresi, VCO giriş fonksiyonu veya mesaj sinyali, açık ve kapalı döngü Bode eğrileri elde edilmiştir.



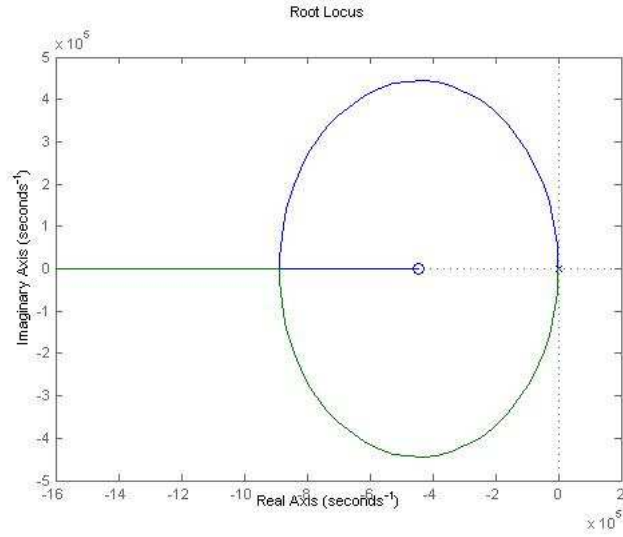
Şekil 4.1. İkinci Dereceden PLL Sisteminin Simulink Modeli

Burada mesaj sinyalinin frekansı 100KHz, FM sinyalinin frekans sapması 1KHz ve merkez frekansı ise 1MHz'dir. Mesaj sinyali VCO girişinden ve Eşitlik (3.22)'de de görüleceği gibi eksponansiyel bir zarfla sönümlenmektedir. Ayrıca Şekil 4.6'deki gibi VCO girişindeki sinyalin frekans tepkisi ve Şekil 4.7'teki VCO çıkışı incelendiğinde sönümlenen bir sinyal olduğu görülmektedir. İkinci dereceden PLL modeli girişin belirli bir evre hatasında ve PLL'in kilitlenme frekans aralığında doğrusaldır. İkinci dereceden PLL sistemi birçok model için altyapı sağlamaktadır.

Şekil 4.2'deki sistem açık döngü Bode grafiği ve kutup yerleşim grafiğinden bakılacağı gibi kararlı bir sistemdir.

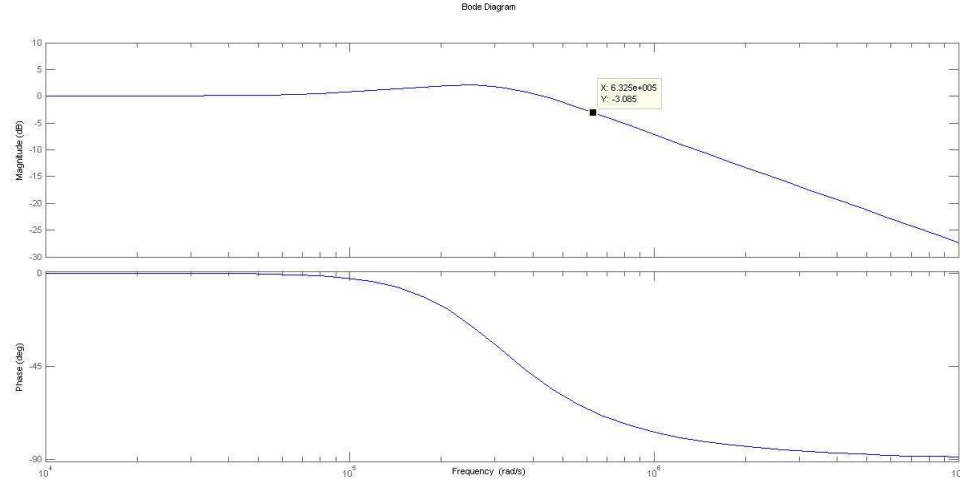


Şekil 4.2. İkinci Dereceden PLL Açık Döngü Bode Grafiği



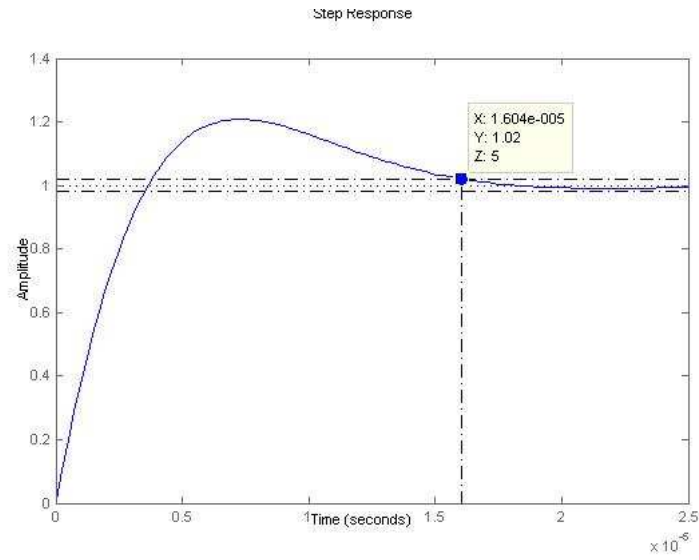
Şekil 4.3. İkinci Dereceden PLL Kutup Yerleşim Grafiği

Şekil 4.4'teki kapalı döngü Bode grafiğinden görüleceği gibi sistemin kesim frekansı $\frac{6.325 \times 10^5}{2\pi} \approx 100$ KHz'dir.



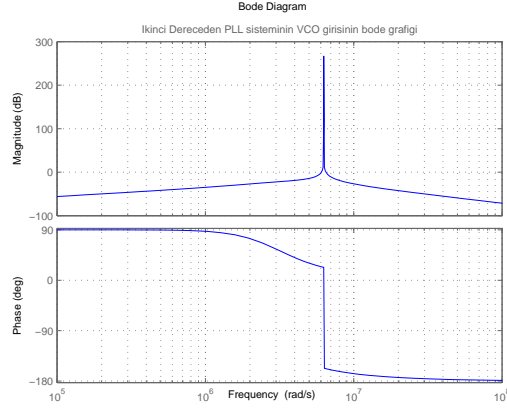
Şekil 4.4. İkinci Dereceden PLL Kapalı Döngü Bode Grafiği

Şekil 4.5'teki benzetim sonucundan görüleceği gibi sistemin kilitleme süresi $16\mu s$ 'dir, bu da kilitleme süresinin 0.02'lik hata bandı için hesaplanan $18.5\mu s$ değerine yakındır.

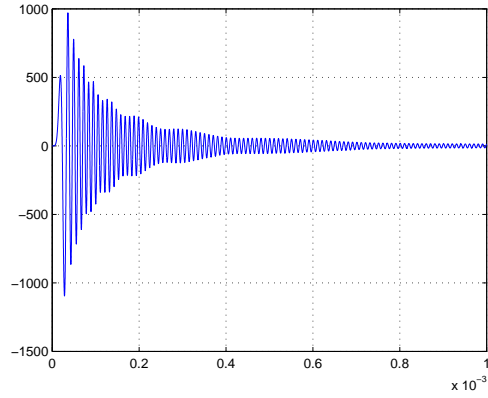


Şekil 4.5. İkinci Dereceden PLL'nin Birim Basamak Tepki Grafiği

Mesaj sinyali bilgisinin olduğu VCO girişi sönmülenen bir sinyaldir.



Şekil 4.6. İkinci Dereceden PLL Sisteminin VCO Girişinin Bode Grafiği

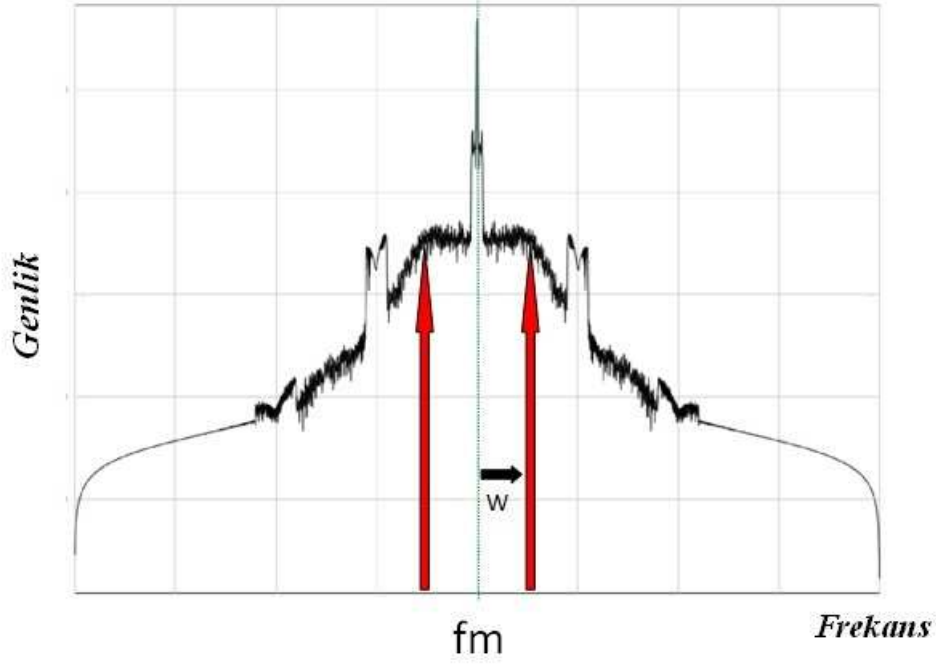


Şekil 4.7. İkinci Dereceden PLL'de VCO Girişinin Zamana Bağlı Fonksiyonu

4.1.2 Kip Çözücü Çıkış SNR Değerleri

Kip çözücü için çıkış SNR değeri çıkış izgesinin mesaj sinyalinin frekansındaki temel bileşenin gücünün gürültü gücüne oranıyla belirlenmektedir. Gürültünün gücü, Nyquist frekansı ($f_s/2$) bölgesinde mesaj sinyalinin temel bileşen ve harmonikleriyle DC bileşen haricindeki diğer tüm frekans bileşenlerinin gücünün toplamıdır.

Gürültü hesabı yapılırken Şekil 4.8'deki gibi kipi çözülmüş mesaj sinyalinin etrafındaki dar bir banttaki gürültü gücü ele alınmıştır.



Şekil 4.8. Gürültülü FM sinyalinin spektrumu

Benzetiminler için çözüm olarak kullanılabilmesi için girişteki sinyal gürültü oranının Eşitlik (2.14)'teki gibi belirli bir seviyede tutulması gerekmektedir. 10dB giriş SNR değeri için $A = 1$, $\beta = 0.01$ ve $W = 100KHz$ alınırsa

$$\frac{A^2}{2N_0B_T} \geq 10$$

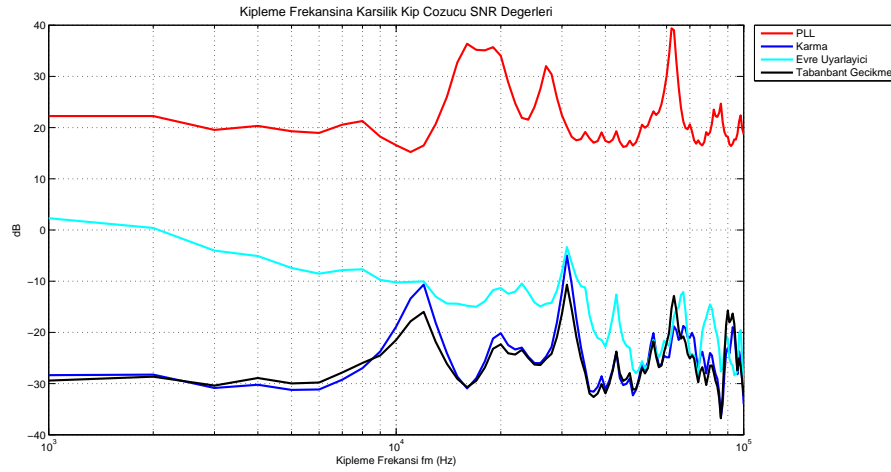
$$\frac{A^2}{4N_0W(\beta + 1)} \geq 10 \Rightarrow N_0 \leq 0.2475 \times 10^{-6}$$

bulunur. Gürültünün ortalama gücünün $P_N = E\{n^2(t)\} = \sigma^2$ olduğu bilinmektedir. Ayrıca AWGN gürültünün PSD değeri $S_n(f) = \frac{N_0}{2} \Rightarrow P_N = R_n(0) = \int_{-\infty}^{\infty} S_n(f) df = N_0W$ olarak ifade edilebilir. Buradan gürültünün gücünün veya değişim değeri $\sigma^2 = N_0W \leq 0.02475$ olması gerektiği bulunur.

Farklı mimarilerin kipleme frekansına göre SNR değerleri bulunurken Şekil 5.8'deki MATLAB modeli kullanılmıştır. Bu modelde eş zamanlı olarak gürültünün de dahil edildiği benzetimler yapılmaktadır. Her bir mimariye $\sigma^2 = 10^{-3}$

değişintiye sahip gürültü girişi verilmiştir. İlk önce çıkıştaki sinyal, mesaj sinyali etrafında 1KHz bant genişliğine sahip bant geçiren filtreden geçirilmiştir. Sonrada sinyalin FFT değerleri göz önünde bulundurularak mesaj sinyalinin frekansındaki bileşen çıkıştaki gürültüsüz sinyal olarak alınmıştır. Belirlenen banttaki diğer bileşenler ise gürültü gücüne dahil edilmiştir. Böylece her bir kipleme frekansındaki SNR değeri hesaplanmıştır.

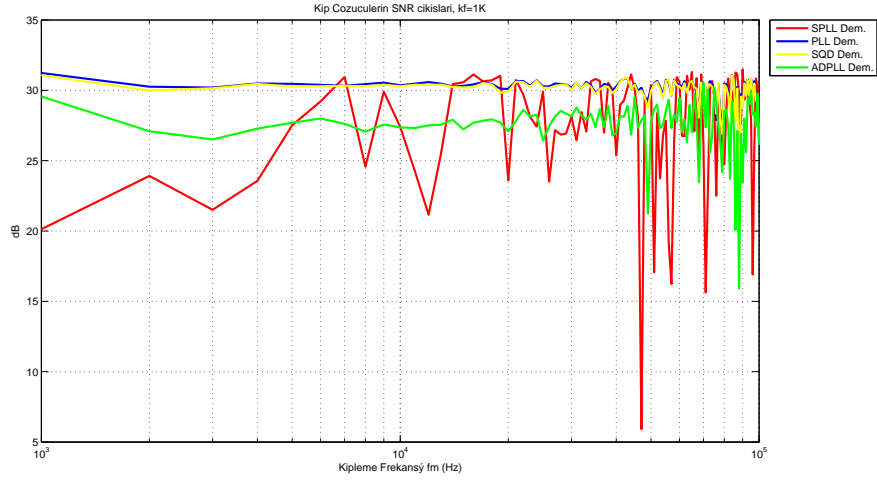
Şekil 4.9'da farklı kip çözücülerin sadece kipleme frekansındaki SNR grafiği verilmiştir.



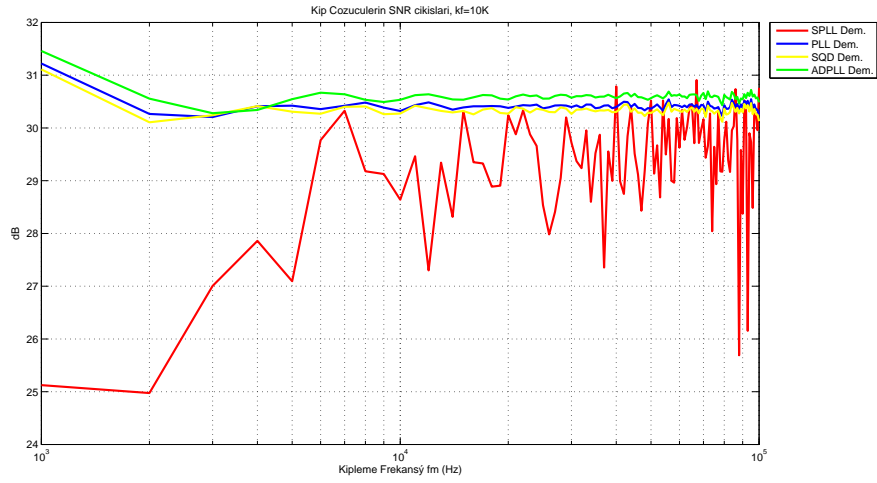
Şekil 4.9. Kip Çözücü Çıktılarının SNR Grafikleri

Bu grafikten görüleceği gibi PLL sistemi evre uyarlayıcı, karma ve tabanbant gecikme kip çözücülerine göre kipleme frekansında çıkışta daha yüksek bir sinyal gürültü oranına sahip olmaktadır.

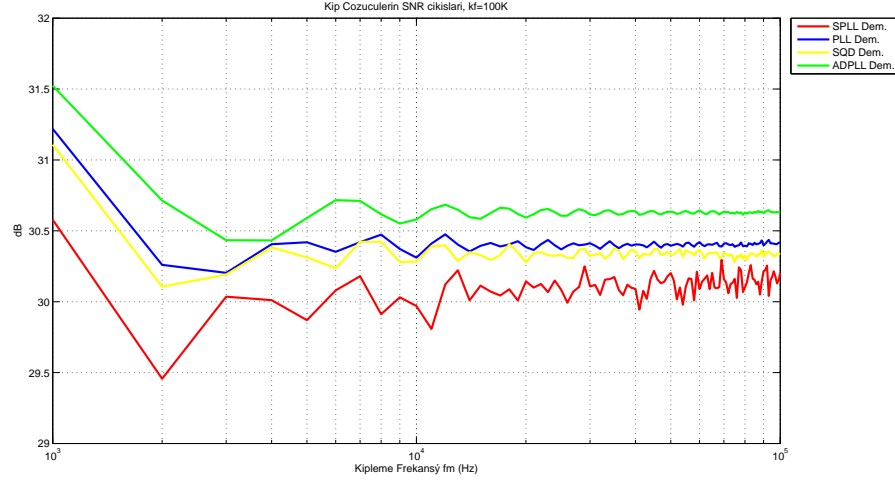
Şekil 4.10'da ise ADPLL, sayısal PLL ile SQD kip çözücülerin SNR grafikleri verilmiştir.



Şekil 4.10. Kip Çözücü Çıkışlarının SNR Grafikleri ($k_f = 1000$ ve $f_0 = 1MHz$)



Şekil 4.11. Kip Çözücü Çıkışlarının SNR Grafikleri ($k_f = 10K$ ve $f_0 = 1MHz$)



Şekil 4.12. Kip Çözücü Çıktılarının SNR Grafikleri ($k_f = 100K$ ve $f_0 = 1MHz$)

Bu grafikten de SQD, ADPLL ve ideal PLL sistemlerinin iyi bir SNR çıktısına sahip oldukları görülmektedir. k_f değeri girişteki sinyalin gücünü arttıracığı için çıkıştaki SNR değeri arttırabilir fakat aynı zamanda PLL kip çözücünün kilitlenme frekans aralığı da değişmektedir.

SNR benzetimlerinde test edilecek sistemin bant genişliği de çok önemlidir. Çünkü gürültü sinyalinin her frekansta bileşeni vardır ve tasarlanan mimari kendi bant genişliğindeki gürültüyü işleyecektir. Ayrıca gürültü arttıkça kip çözücü çıkışında kilitlenme zorlaşmakta ve kilitlenme süresi artmaktadır.

4.1.3 Kilitlenme Süresi

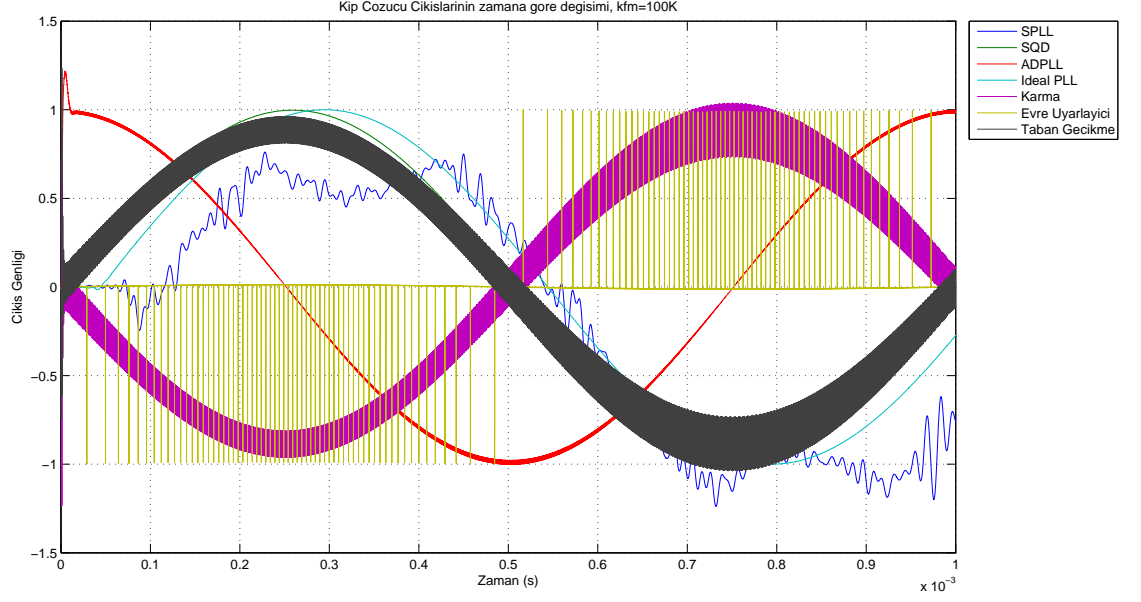
İkinci dereceden bir sistemin kilitlenme süresi birim fonksiyona verdiği tepkiyle kolayca bulunabilmektedir. PLL FM kip çözücü devrelerinde kilitlenme süresi VCO girişinin sabit bir çıkışa yakınsadığı an olarak belirlenebilir. FM kip çözücüler için kilitlenme süresi, mesaj sinyaliyle aynı frekansta ve sabit genlikte çıkış sinyali elde etme süresi olarak tanımlanırsa farklı kipleme frekansları ve kipleme indisleri için aşağıdaki tablo elde edilmektedir.

Tablo 4.1. Kip Çözücülerin Kilitlenme Süresi (X:kilitlenememiş, *:gürültülü)

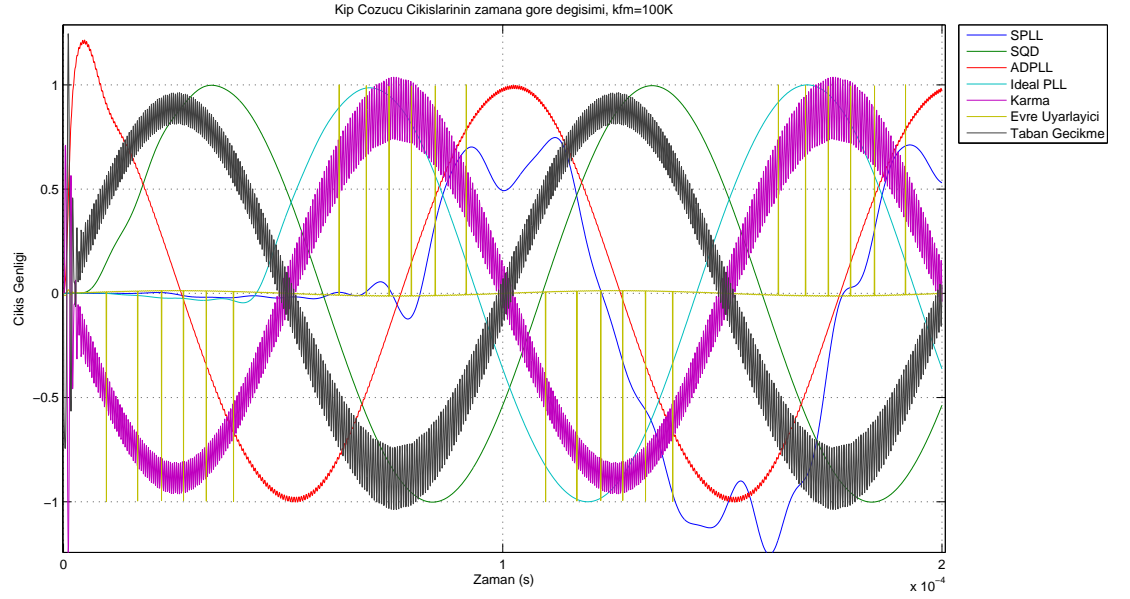
Kilitlenme Süresi (μs)								
k_f	f_m	ADPLL	SPLL	SQD	İdeal PLL	Evre Uy.	Karma	Gecikme
1K	1KHz	20	X	60	100	150*	150	150
	10KHz	20	100	60	100	120	120	120
	100KHz	15	100	40	50	120	120	120
10K	1KHz	15	100*	50	60	120*	120	120
	10KHz	15	100*	50	60	120*	120	120
	100KHz	10	100	20	50	70	70	70
100K	1KHz	10	100*	20	50	70*	70	70
	10KHz	15	70	20	50	70*	70	70
	100KHz	10	70	20	50	70	70	70

Tablo 4.1’de belirtildiği gibi kipleme indisinin birden büyük olduğu değerlerde evre uyarlayıcı kip çözücü ve SPLL gürültülü çıkış vermiştir. Bu kip çözücülerin kipleme indisinin birden küçük olduğu dar bantlı FM uygulamalarında kullanımı uygundur.

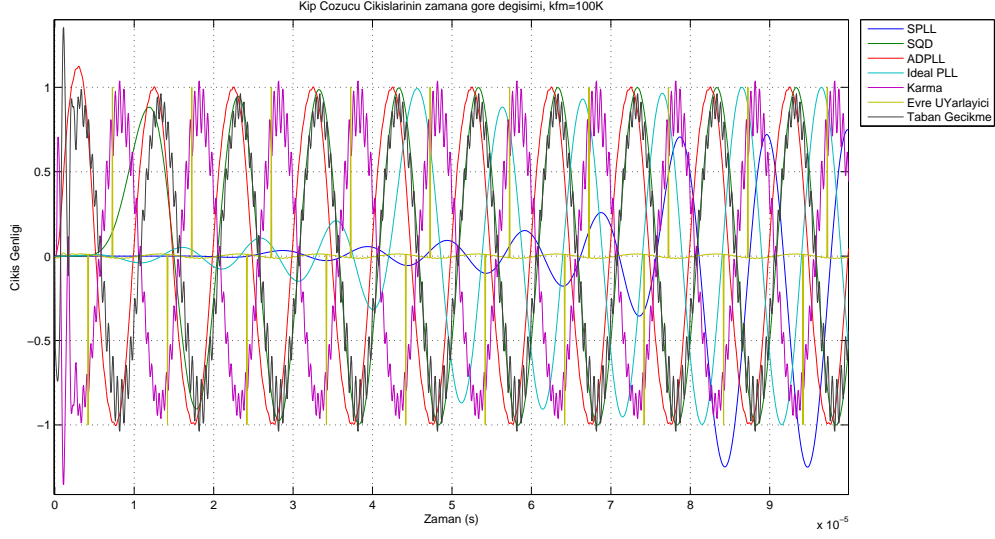
Aşağıdaki şekillerde 1KHz, 10KHz ve 100KHz mesaj sinyalleri ve $k_f = 100K$ için kip çözücülerin zamana bağlı çıkışlarının genliklerinin normalize edilmiş grafikleri verilmiştir. Şekillerde görüldüğü gibi $\beta > 1$ değerleri için SPLL ve evre uyarlayıcı kip çözücü çıkışları sinyal kalitesi düşük mesaj sinyali üretmektedirler. Bunun nedeni evre uyarlayıcı kip çözücüdeki gürültülü ters tanjant işlemi ve SPLL’deki gecikme süresi uzun olan Hilbert dönüştürücüsüdür.



Şekil 4.13. Kip Çözücülerin Zamana Göre Çıktıları ($k_f = 100K$, $f_m = 1KHz$)

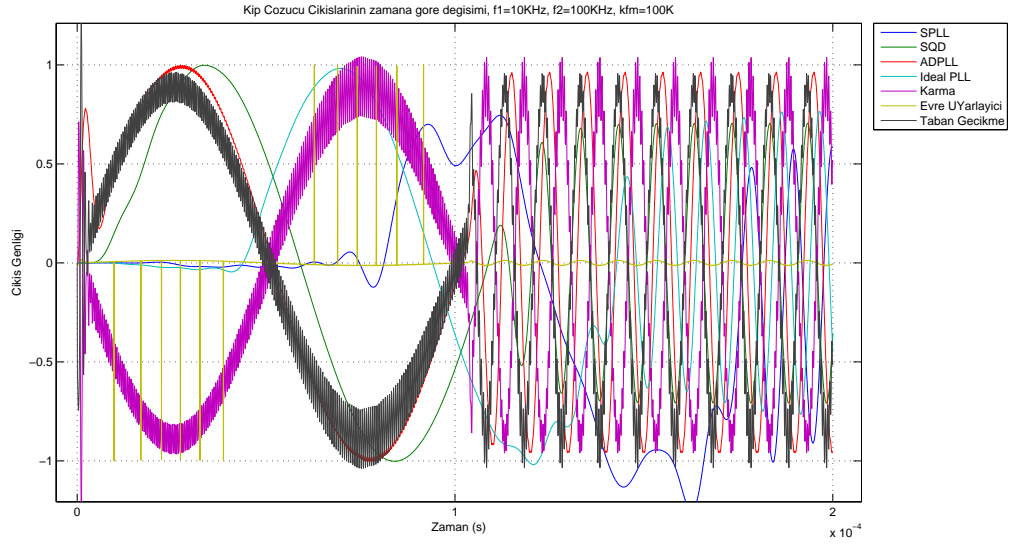


Şekil 4.14. Kip Çözücülerin Zamana Göre Çıktıları ($k_f = 100K$, $f_m = 10KHz$)



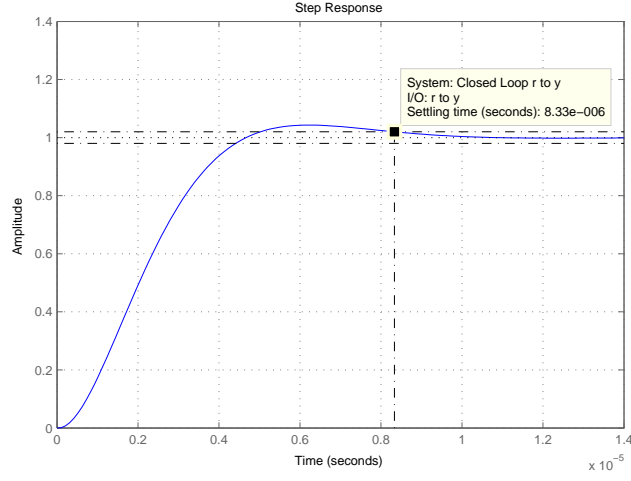
Şekil 4.15. Kip Çözücülerin Zamana Göre Çıktıları ($k_f = 100K$, $f_m = 100KHz$)

Aşağıdaki şekilde incelenen tüm kip çözücü çeşitlerinin $f_1 = 10KHz$ 'ten $f_2 = 100KHz$ 'e olan geçişleri verilmiştir. Diğer bir frekansa geçişte tablodaki değerlerdeki gibi kilitlenme süresi elde edilmiştir.



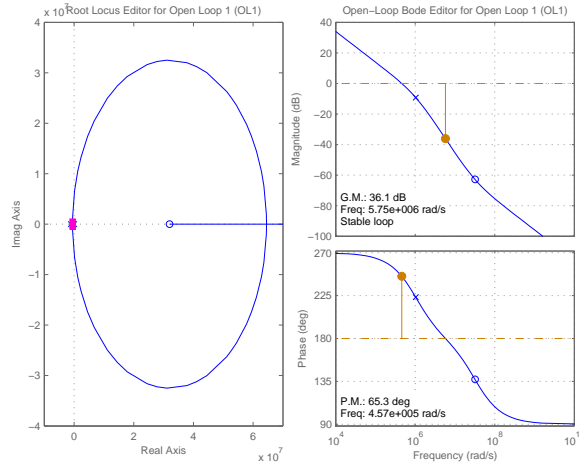
Şekil 4.16. Kip Çözücülerin Frekans Geçişleri, ($k_f = 1000$)

Şekil 4.17’de dönüşüm fonksiyonu Eşitlik 3.32’de verilen ikinci dereceden ADPLL sisteminin kilitleme süresinin $10\mu s$ olduğu görülmektedir.



Şekil 4.17. Doğrusal ADPLL Sisteminin Birim Basamak Tepkisi

Doğrusal modeli elde edilen ADPLL sisteminin kutup yerleşim ve açık döngü dönüşüm fonksiyonu grafikleri Şekil 4.18’de verilmektedir. Şekil 4.18’de görüleceği gibi ADPLL sistemi ikinci dereceden, kararlı ve kazanç payı 36.1dB, evre payı 65.3dB olan bir sistemdir.



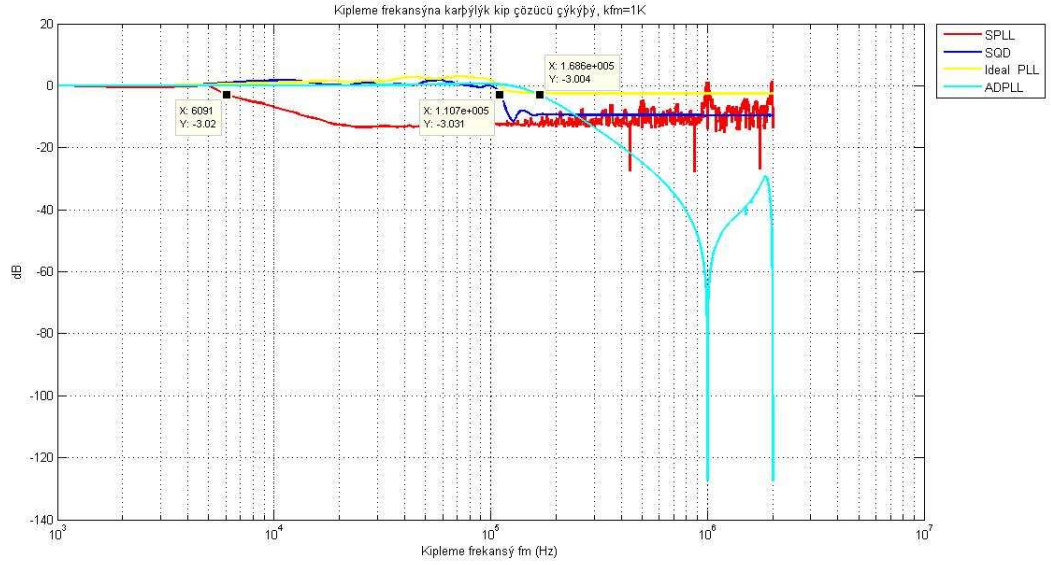
Şekil 4.18. ADPLL Sisteminin Kutup Yerleşim ve Açık Döngü Bode Grafiği

4.1.4 Kip Çözme Bant Genişliği

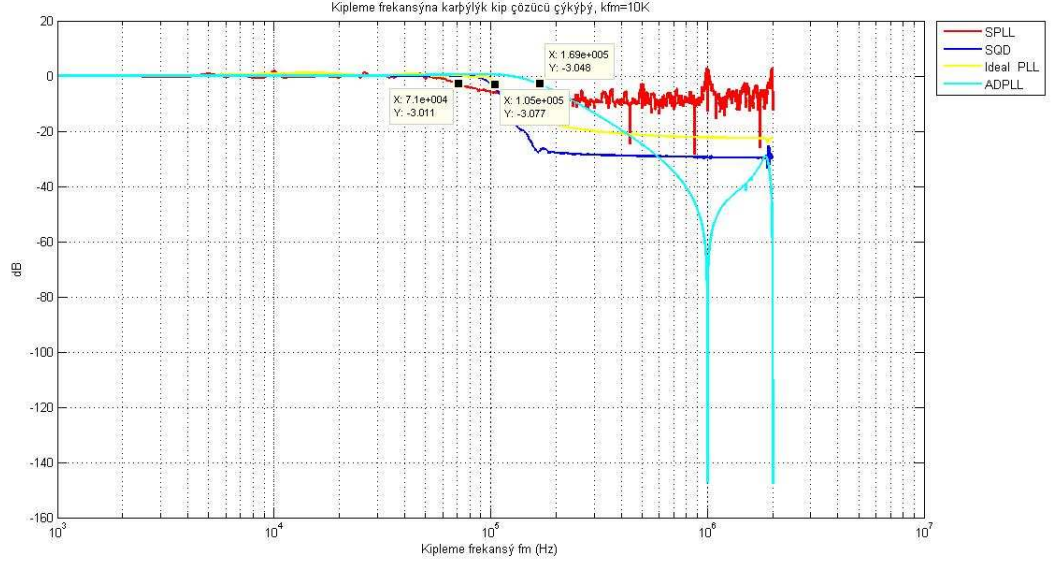
Bir sistemin bant genişliği sistemin girişine olan tepkisinin hızını belirlemektedir. Kip çözümler için kipleme frekansına göre çıkışın tepkisinin bant genişliği kip çözme bant genişliği olarak adlandırılabilir.

Kip çözme bant genişliği hesaplanırken kip çözücü çıkışının zamana göre grafiğinden mesaj sinyaline kilitlenme anından sonraki değerleri göz önünde bulundurulmuştur. Bu değerlerin en yüksek ve en düşük noktaları arasındaki farkın düşük frekanslardaki farka oranından genlik değeri hesaplanmıştır.

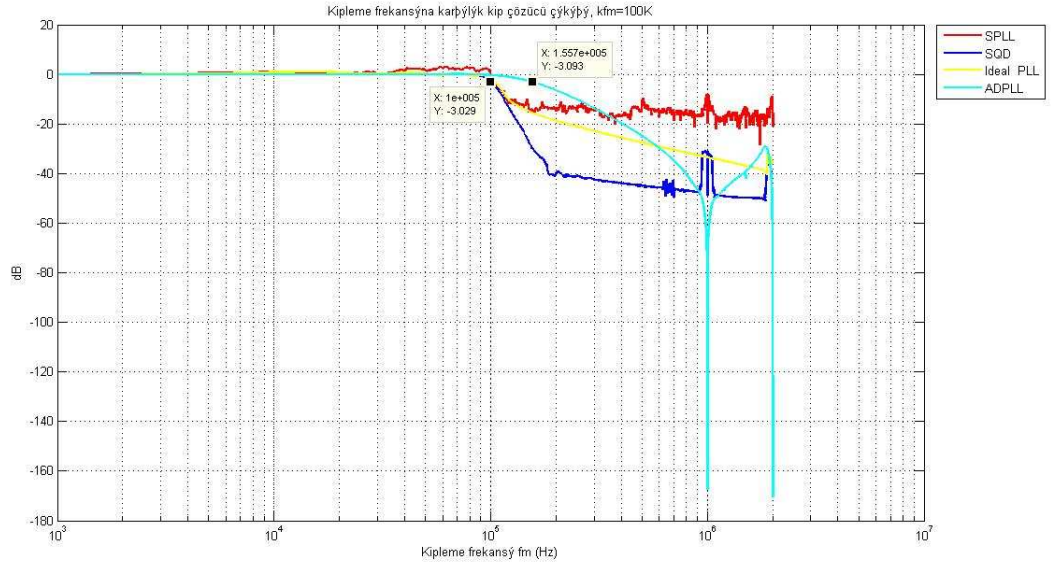
Aşağıdaki şekillerde farklı kipleme indeksi ve mesaj sinyali frekanslarına göre kip çözücü çıkışlarının kip çözme bant genişliği bulunmuştur.



Şekil 4.19. f_m 'ye Karşı Kip Çözücü Çıkışlarının Genliği ($k_f = 1000$)



Şekil 4.20. f_m 'ye Karşı Kip Çözücü Çıktılarının Genliği ($k_f = 10K$)



Şekil 4.21. f_m 'ye Karşı Kip Çözücü Çıktılarının Genliği ($k_f = 100K$)

Bu grafikler incelendiğinde ADPLL, ideal PLL ve SQD kip çözücülerinin kip çözme bant genişliklerinin kipleme indeksi arttıkça azaldığı görülmektedir.

Tablo 4.2. Kip Çözme Bant Genişliği (KHz)

Kip Çözme Bant Genişliği (KHz)				
k_f	SPLL	SQD	İdeal PLL	ADPLL
1K	6.091	110.7	168.6	168.6
10K	71	100	105	169
100K	105	100	105	155.7

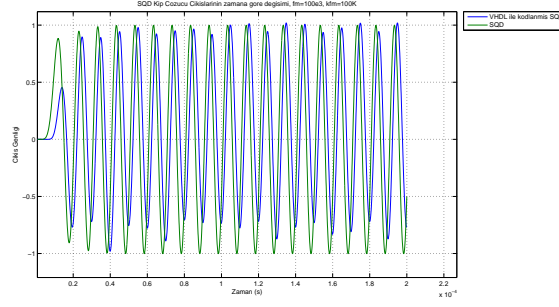
Tablo 4.2’de kiplenme frekansına göre çıkışın genliği ve kilitlenme süreleri incelendiğinde en yüksek bant genişliğine sahip kip çözücünde kilitlenme süresinin küçük olduğu görülmüştür. Şekil 4.21’de görüleceği gibi 155 KHz kiplenme bant genişliğiyle ADPLL sistemini incelenen mimariler arasında en hızlı olanıdır.

Sistemin bant genişliğinin artırılması kilitlenme süresini azaltmaktadır. Fakat gürültülü giriş sinyalleriyle artırılan bant genişliğinden sisteme daha çok gürültü bileşeni dahil olacaktır. Bu durum evre hatasını artırıp kilitlenmeyi zorlaştıracığı için kilitlenme süresini arttırmaktadır.

4.1.5 Simulink ve FPGA Modelleri

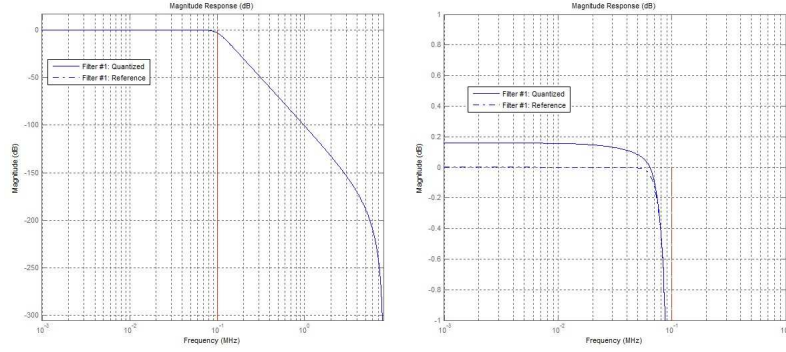
Simetrik dördün kip çözücüsü MATLAB ortamında test edilmiş ve MATLAB HDL Coder kullanılarak VHDL kodu oluşturulmuştur. Doğrusallaştırılan Simulink modeli Fixed Point Toolbox kullanılarak ayrık zaman bloklarından oluşan bir modele indirgenmiştir. Ardından HDL kodlayıcı kullanılarak doğrusal ayrık zaman modelinin VHDL kodu oluşturulmuştur. Böylelikle kip çözücü sistemi FPGA’da kullanıma hazır hale getirilmiştir.

Simetrik tümlev kip çözücüsünün sürekli ve ayrık zaman modellerinin 100 KHz mesaj sinyali için zamana karşı çıkışları Şekil 4.22’deki gibidir.



Şekil 4.22. SQD Sisteminin Simulink ve VHDL Kodlanmış Benzetimi

Sayısal SQD yapısında türev alıcı ve alçak geçiren filtre blokları bilinear dönüşüm kullanılarak oluşturulmuştur. Beşinci dereceden butterworth alçak geçiren analog filtrenin ve 16 bitle nicelendirilen sayısal eşdeğerinin frekans tepkileri Şekil 4.23'teki gibidir.



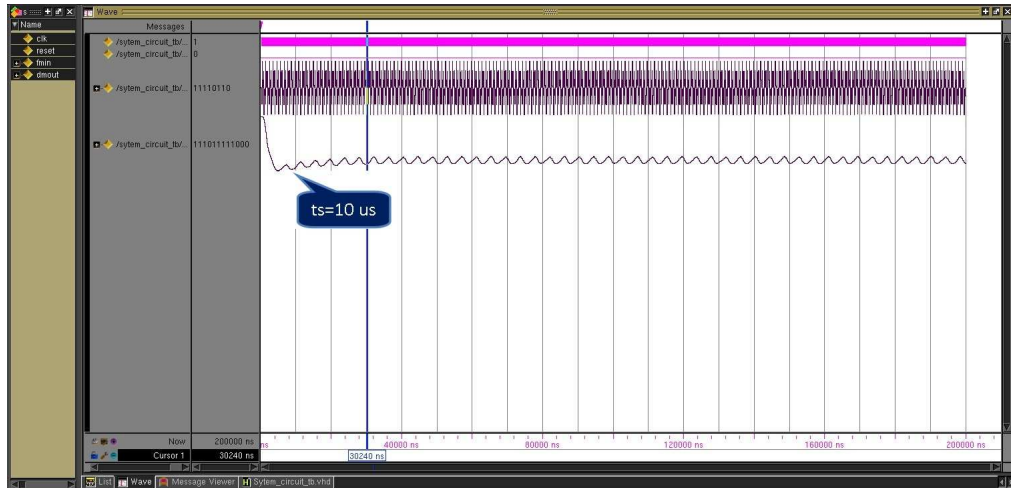
Şekil 4.23. SQD Sisteminde Alçak Geçiren Filtrenin Sayısal ve Analog Benzetimi

Uygulamada simetrik tümlev kip çözücüsünde türev alıcı yerine hızlı bir Hilbert dönüştürücüsünün kullanılması gürültüyü azaltacaktır. SPLL mimarisinde ise Hilbert dönüştürücüsünün yerine geçebilecek bir yapı kullanılırsa SPLL daha hızlı bir kilitleme süresine sahip olacaktır. Ayrıca PLL sisteminin çıkışında alçak geçiren filtrenin kullanılması çıkış sinyalinin kalitesini veya SNR değerini arttırmaktadır. Fakat çıkıştaki filtrenin mesaj sinyalinin en yüksek frekansıyla sınırlandırılması ve bu işlemin adaptif yapılması daha iyi sonuçlar verecektir. Kaliteli

bir çıkış sinyali için filtrelerin dar bantlı olması ve istenmeyen frekansları bastırmalarının yüksek olması yüksek dereceden filtrelerin kullanımı beraberinde getirmektedir. Bu da çıkışın SNR değerini etkileyen önemli bir unsurdur. Bunun yanında kilitlenme süresini azaltmak için filtrelerin tepki süresinin hızlı olması gerekmektedir. Bu durum filtrenin hızı ve derecesi veya çıkışın tepkisi ve gürültü seviyesi arasında ödünleşim gerektirmektedir.

Bu çalışmada FPGA kodu benzetimleri Modelsim SE 6.5c, Xilinx ISE 10.1 ve MATLAB R2011b kullanılarak gerçekleştirilmiştir. MATLAB Simulink ile üretilen FM sinyali yine MATLAB ortamında sayısal hale getirilip bir veri dosyasında kaydedilmiştir. Yazılan VHDL kodu sayısal hale getirilen FM sinyalini giriş olarak alıp çıkışa kilitlenmiş sinyali verir. Modelsim yardımıyla ekte verilen VHDL kodunun benzetimleri yapılmıştır.

Şekil 4.24’de görüldüğü gibi 100 KHz mesaj sinyali ve 0.1 kiplenme indeksi için yapılan 10ms’lik benzetim sonucunda yaklaşık $10\mu s$ ’lik bir kilitlenme süresi elde edilmiştir. Bu benzetimde giriş sinyali 8 bit, çıkış sinyali 12 bit ve örnekleme frekansı 16MHz’dir.



Şekil 4.24. ADPLL Sisteminin VHDL Kodunun Benzetimi

4.2 DENEYSEL ÇALIŞMALAR

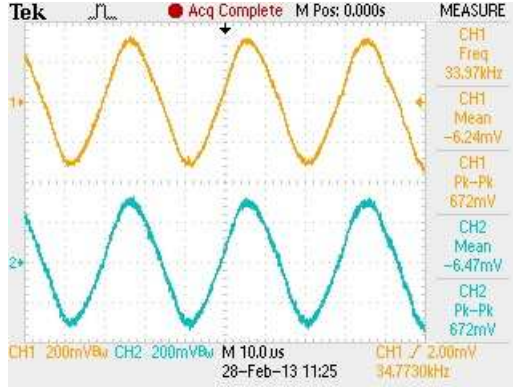
Bu kısımda VHDL kodu yazılan ADPLL sayısal PLL kip çözücüsünün deneyleri yapılmıştır. FM sinyali üretmek için iki Agilent 33220A 20MHz sinyal üretici kullanılmıştır. Üretilen analog FM sinyali 14 bit, 80 MSPS Analog Devices AD6645 deneme kartı yardımıyla Xilinx Spartan 3AN FPGA'ya verilmek üzere sayısal hale dönüştürülmüştür. FPGA'ya yüklenen PLL koduyla sayısal FM sinyalinin kipi çözülmüştür. Sayısal FPGA kip çözücü çıkışı da 14 bit, 125 MSPS Analog Devices AD9764 deneme kartı yardımıyla analog hale getirilmiştir. Analog çıkış sinyali de 200MHz, 2GS/s Tektronix TDS2024C kullanılarak gözlenmiştir.

Aşağıdaki şekil Agilent E3684A DC gerilim kaynakları, Xilinx FPGA, veri iletişim kartı, ADC ve DAC deneme kartları, sinyal üreticileri ve osiloskoptan oluşan donanım sistemini göstermektedir.

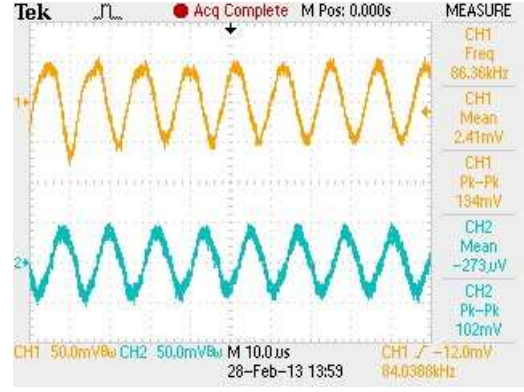


Şekil 4.25. Donanım Sistemi

Yapılan ölçümlerde osiloskop 20MHz bant limitli ve 10X sönümlendiricili ölçüm uçludur. FM giriş sinyalinin genliği 1'dir. Sinyal üreticiden maksimum frekans kaymasını elde etmek için ikinci üreteçten 5V genliğe sahip sinüzoidal sinyal verilmiştir. DC kaynak üreteçleri de 500mA akım sınırlandırılmıştır. Şekil 4.26'de $\Delta f = 60\text{KHz}$ ve $f_m = 34\text{KHz}$ için kip çözücü çıkışı görülmektedir. Osiloskopta birinci kanal DAC çıkışını, ikinci kanal da bu çıkışın 100KHz kesim frekansında analog bir alçak geçiren filtreden geçirilmiş halini göstermektedir.



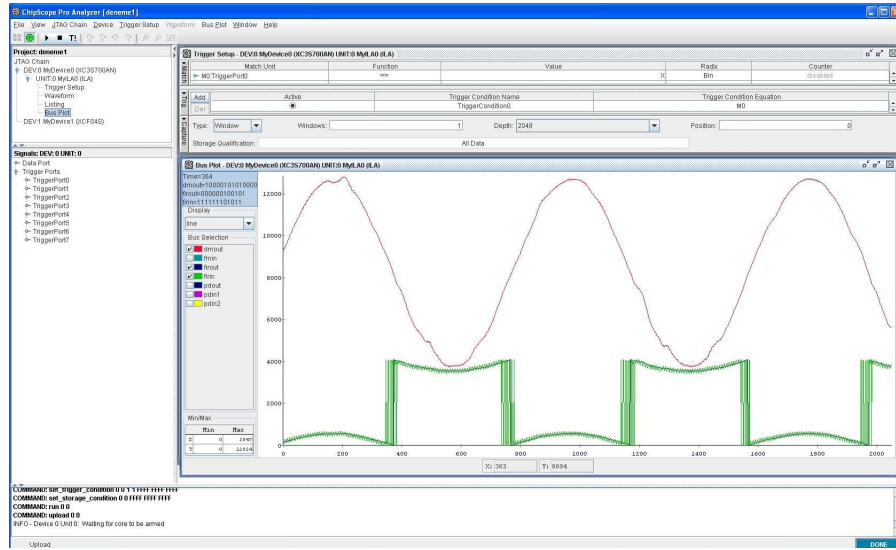
a. $f_m = 34\text{KHz}$



b. $f_m = 85\text{KHz}$

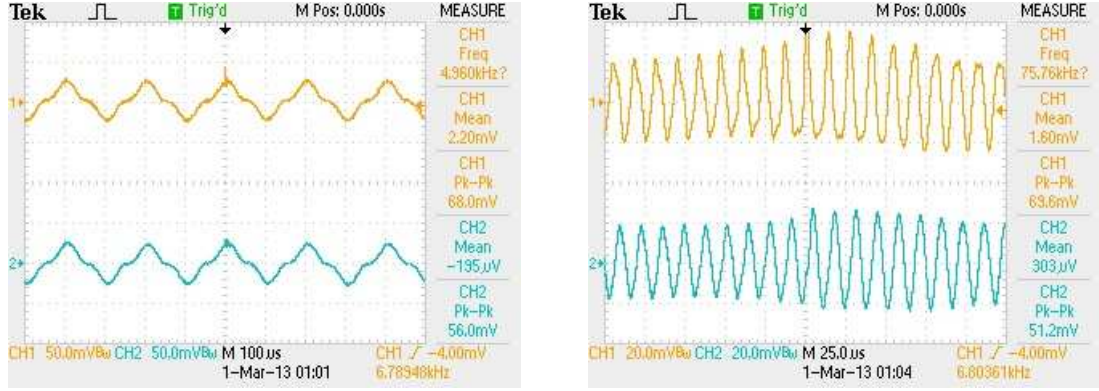
Şekil 4.26. $\Delta f = 60\text{KHz}$ için Kip Çözücü Çıktıları

Ayrıca sayısal olarak filtrelenmiş kip çözücü çıkışını gösteren FPGA çıkışı da bir çeşit yazılımsal osiloskop olan Chipscope kullanılarak gözlenebilmektedir. DAC çıkışı FPGA çıkışına benzeyen daha gürültülü bir sinyaldir. Şekil 4.27’de Chipscope’ta $\Delta f = 20\text{KHz}$ ve $f_m = 20\text{KHz}$ için sayısal kip çözücü çıkışı görülmektedir.



Şekil 4.27. Kip Çözücü Chipscope Çıkışı ($\Delta f = 20\text{KHz}$, $f_m = 20\text{KHz}$)

Kip çözücü belirli frekans kayması ve kipleme frekansı aralıklarında veya kipleme indekslerinde mesaj sinyaline kilitlenebilmektedir. Yapılan deneylerde, gerçekleştirilen kip çözücü devresinin kipleme indeksinin $2 > \beta > 0.4$ olduğu FM sinyallerinin kipini genlikte bozulma olmadan çözebildiği gözlenmiştir. Bu aralığın dışında Şekil 4.28’de görüleceği gibi kip çözücü çıkışı genlik bozulmasına uğramakta veya mesaj sinyalini takip edememektedir.



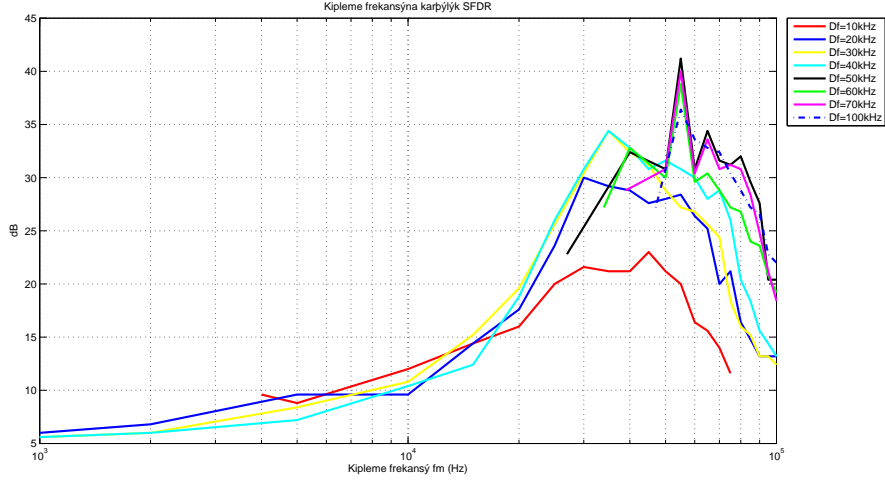
a. $f_m = 5\text{ kHz}$

b. $f_m = 75\text{ kHz}$

Şekil 4.28. $\Delta f = 20\text{ kHz}$ için Kip Çözücü Çıktıları

Alçak geçiren döngü filtresinin adaptif yapılmasıyla bu sınırların genişletilmesi mümkündür. Ayrıca donanım sisteminin tek bir kart üzerinde toplanması ve giriş FM sinyalinin bant geçiren bir filtreden geçirilmesi, gecikmeleri ve gürültüyü azaltacağından daha kaliteli bir çıkış sinyali elde edilebilir.

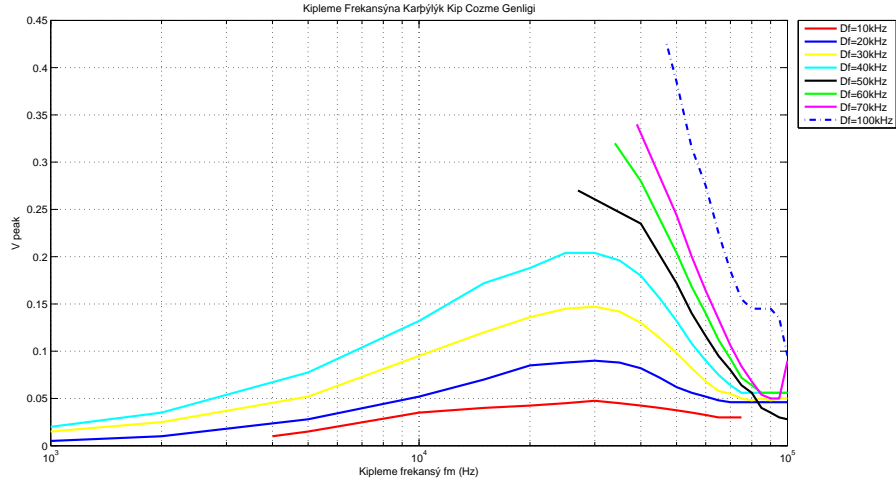
Farklı frekans sapmalı FM sinyallerine göre kip çözücü çıkışının SFDR değerinin kipleme frekansına göre değişimi aşağıdaki şekilde bulunmuştur. SFDR değeri her bir frekans kayması ve kipleme frekansı değeri için osiloskoptan FFT grafiği çizdirilerek bulunmuştur. Çıkış sinyalinin FFT grafiğinde DC bileşen hariç olmak üzere ana bileşenle en büyük harmonik arasındaki kazancın dB cinsinden değeri SFDR değeri olarak alınmıştır.



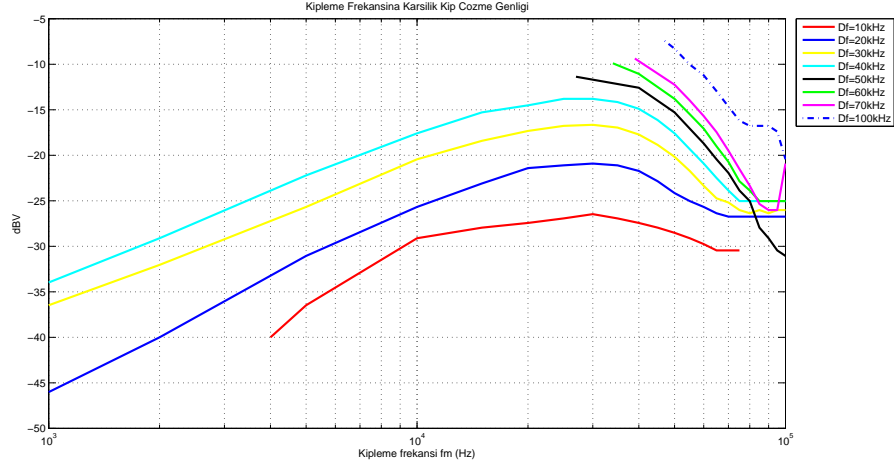
Şekil 4.29. Kip Çözücü Çıkışındaki SFDR

Tablo 5.1'den de görüleceği gibi gerçekleştirilen kip çözücünün girişindeki FM sinyalinin kipleme indeksi arttıkça çıkış sinyalinin kipleme frekansındaki gücü artmaktadır.

Farklı frekans sapmalı FM sinyallerine göre kip çözücü çıkışının genliğinin kipleme frekansına göre değişimi aşağıdaki şekilde bulunmuştur.

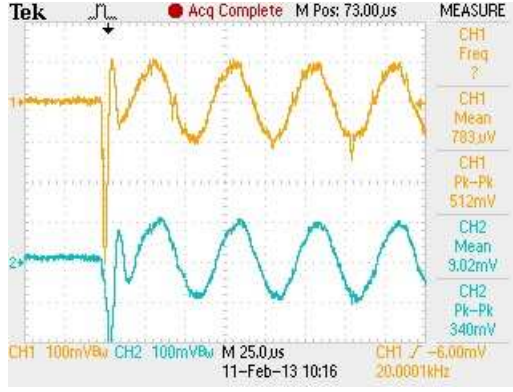


Şekil 4.30. Kipleme Frekansına Karşılık Kip Çözücü Çıkış Genliği (V)

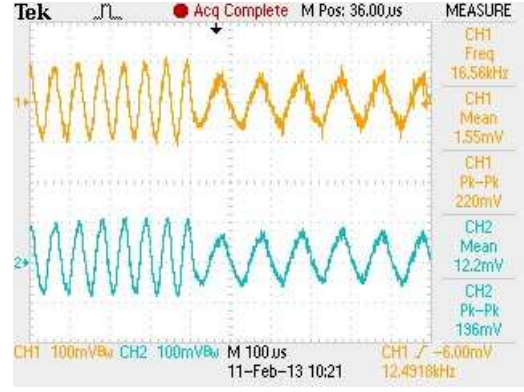


Şekil 4.31. Kipleme Frekansına Karşılık Kip Çözücü Çıkış Genliği (dBV)

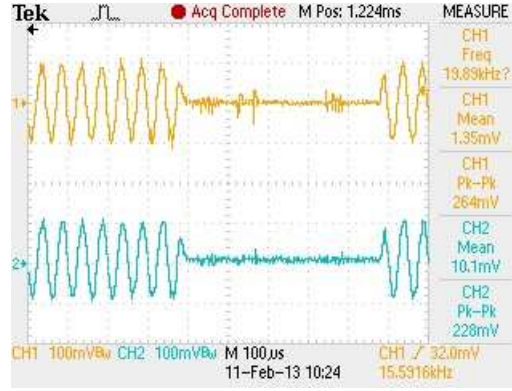
Gerçeklenen kip çözücü devresinin kilitleme süresini bulmak için FM sinyalinin sıfır (reset) durumundan aktif duruma, belirli frekanslar arasındaki geçiş (sweep) durumuna ve belirli çevrimlerde FM sinyali (burst) durumuna geçiş olmak üzere üç yöntem denenmiştir. Bu yöntemler farklı kipleme frekanslarına göre kip çözücünün yaklaşık $10\mu s$ 'lik sabit bir kilitleme süresi olduğunu göstermiştir. Aşağıdaki şekilde kip çözücü çıkışının $\Delta f = 20KHz$ ve $f_m = 20KHz$ için reset, 2.5ms periyotlu ve 40 çevrimli burst, 1ms'de 10KHz'den 20KHz'e doğrusal geçiş durumları gösterilmiştir.



a. Reset Durumu



b. Sweep Durumu



c. Burst Durumu

Şekil 4.32. $\Delta f = 20\text{KHz}$ ve $f_m = 20\text{KHz}$ için Kip Çözücü Çıktıları

5. SONUÇLAR

Bu çalışmada AFM sisteminde kullanılmak üzere evre uyarlayıcı, tabanbant gecikme, karma, evre kenetleme döngülü ve simetrik dördün FM kip çözümü mimarileri incelenmiştir. FM kip çözümlerinin MATLAB ortamında farklı kipleme frekansı ve frekans kaymasına sahip FM sinyallerine karşılık benzetimleri yapılmış ve kip çözme bant genişliği, kilitlenme süresi, çıkış SNR değeri gibi başarımlar ölçütleri karşılaştırılmıştır. Yapılan analizlerde kip çözümü olarak kullanılan PLL sistemlerinin evre uyarlayıcı, karma ve tabanbant gecikmeli kip çözümler gibi doğrudan kip çözümlerden daha kısa kilitlenme sürelerine ve mesaj sinyali frekansında daha yüksek SNR değerlerine sahip olduğu görülmüştür.

Elde edilen sonuçlardan kilitlenme süresi, kip çözme bant genişliği ve SNR değeri bakımından en hızlı ve en yüksek kip çözme bant genişlikleri dolayısıyla ADPLL ve SQD kip çözümleri göz önünde bulundurularak VHDL kodları yazılmıştır. ADPLL'nin MATLAB ve FPGA'da, SQD'nin ise MATLAB'da benzetimleri yapılmıştır. Çalışmalar sonucunda $10 - 15\mu s$ 'lik kilitlenme süresi, analizde 247 KHz ve benzetimde yaklaşık 160KHz'lik kip çözme bant genişliği ve 30 dB SNR değeriyle sayısal PLL mimarisi en iyi sonuçları vermiştir. En iyi başarımlar ölçütlerine sahip sayısal bir PLL kip çözümü FPGA, ADC ve DAC kartları kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Gerçeklenen PLL FM kip çözümünün deneysel olarak değişik kipleme indislerine çalışma frekans aralıkları, SFDR değerleri ve kilitlenme süresi gözlenmiştir. Bu tezde FM-AFM tekniğinde kullanılmak üzere $10\mu s$ kilitlenme süresinde, $0.4 < \beta < 2$ kipleme indisi aralıklarında 5-30 dB SFDR değerlerine sahip sayısal bir FM kip çözümü gerçekleştirilmiştir.

Bu tezde, sayısal bir PLL FM kip çözümü tasarlanmış, benzetimlerle karşılaştırılmış ve herhangi bir sayısal sistemde gerçekleştirilmeye hazır hale getirilmiştir. Gerçeklenen kip çözümüyle $10\mu s$ 'den daha uzun süren biyomoleküler süreçlerin incelenebileceği öngörülmektedir.

Yapılan çalışmaların sonucunda istenen başarımlar ölçütlerine ulaşmaya çalışılmıştır. Bundan sonraki çalışmaların tasarlanan yöntemin gerçek bir AFM sisteminde uygulanması, AFM sisteminin gürültü analizinin yapılması ve kip çözme mimarisinin bu analize göre iyileştirilmesi yönünde olması yararlı olacaktır.

KAYNAKLAR DİZİNİ

- [1] G. Binnig, C. F. Quate, and C. Gerber, "Atomic force microscope", *Phys.Rev. Lett.*, vol. 56, p. 930, 1986.
- [2] S. A. C. Gould, B. Drake, C. B. Prater, A. L. Weisenhorn, S. Manne, H. G. Hansma, P. K. Hansma, J. Massie, M. Longmire, V. Elings, B. D. Northern, B. Mukergee, C. M. Peterson, W. Stoeckenius, T. R. Albrecht, and C. F. Quate, "From atoms to integrated circuit chips, blood cells, and bacteria with the atomic force microscope", *J. Vac. Sci. Technol. A*, vol. 8, p. 369,1990.
- [3] A. L. Weisenhorn, J. E. M. Dougall, S. A. C. Gould, S. D. Cox, W. S. Wise, J. Massie, P. Maivald, V. B. Elings, G. D. Stucky, and P. K. Hansma, "Imaging and manipulating molecules on a zeolite surface with an atomic force microscope", *Science*, vol. 247, p. 1330, 1990.
- [4] S. Manne, H. J. Butt, S. A. C. Gould, and P. K. Hansma, "Imaging metal atoms in air and water using the atomic force microscope", *Appl. Phys. Lett.*, vol. 56, p. 1758, 1990.
- [5] D. Fotiadis, S. Scheuring, S. A. Muller, A. Engel, and D. J. Muller, "Imaging and manipulation of biological structures with the afm", *Micron*, vol. 33, p. 385, 2002.
- [6] N. Oyabu, O. Custance, I. Yi, Y. Sugawara, and S. Morita, "Mechanical vertical manipulation of selected single atoms by soft nanoindentation using near contact atomic force microscopy", *Phys. Rev. Lett.*, vol. 90, p. 176102, 2003.
- [7] R. Garcia and R. Perez, "Dynamic atomic force microscopy methods", *Surf. Sci. Rep.*, vol. 47, p. 197, 2002.
- [8] F. J. Giessibl, "Advances in atomic force microscopy", *Rev. Mod. Phys.*, vol. 75, p. 949, 2003.
- [9] K. D. Jandt, "Atomic force microscopy of biomaterials surfaces and interfaces", *Surf. Sci.*, vol. 491, p. 303, 2001.
- [10] N. Ahmed, D. F. Nino, and V. T. Moy, "Measurement of solution viscosity by atomic force microscopy", *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 72, p. 2731, 2001.
- [11] S. Cuenot, C. Fretigny, S. D. Champagne, and B. Nysten, "Measurement of elastic modulus of nanotubes by resonant contact atomic force microscopy", *J. Appl. Phys.*, vol. 93, p. 5650, 2003.
- [12] J. Tamayo, "Structure of human chromosomes studied by atomic force microscopy", *J. Struct. Biol.*, vol. 141, p. 189, 2003.

- [13] K. B. Crozier, G. G. Yaralioglu, F. L. Degertekin, J. D. Adams, S. C. Minne, and C. F. Quate, "Thin film characterization by atomic force microscopy at ultrasonic frequencies", *Appl. Phys. Lett.*, vol. 76, p. 1950, 2000.
- [14] D. L. Malotky and M. K. Chaudhury, "Investigation of capillary forces using atomic force microscopy", *Langmuir*, vol. 17, p. 7823, 2001.
- [15] H. X. You, J. M. Lau, S. Zhang, and L. Yu, "Atomic force microscopy imaging of living cells: A preliminary study of the disruptive effect of the cantilever tip on cell morphology", *Ultramicroscopy*, vol. 82, p. 297, 2000.
- [16] D. Raghavan, M. VanLandingham, X. Gu, and T. Nguyen, "Characterization of heterogeneous regions in polymer systems using tapping mode and force mode atomic force microscopy", *Langmuir*, vol. 16, p. 9448, 2000.
- [17] H. Sugimura, T. Hanji, K. Hayashi, and O. Takai, "Surface modification of an organosilane self-assembled monolayer on silicon substrates using atomic force microscopy: Scanning probe electrochemistry toward nanolithography", *Ultramicroscopy*, vol. 91, p. 221, 2002.
- [18] P. Vettiger, J. Brugger, M. Despont, U. Drechsler, U. Durig, W. Haberle, M. Lutwyche, H. Rothuizen, R. Stutz, R. Widmer, and G. Binnig, "Ultra high density, high-data-rate nems-based afm data storage system", *Microelectronic Engineering*, vol. 46, p. 11, 1999.
- [19] F. Oulevey, G. Gremaud, A. Semoroz, A. J. Kulik, N. A. Burnham, E. Dupas, and D. Gourdon, "Local mechanical spectroscopy with nanometer-scale lateral resolution", *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 69, p. 2085, 1998.
- [20] T. R. Albrecht, S. Akamine, T. E. Carver, and C. F. Quate, "Microfabrication of cantilever styli for the atomic force microscope", *J. Vac. Sci. Technol. A*, vol. 8, p. 3386, 1990.
- [21] G. Meyer and N. M. Amer, "Novel optical approach to atomic force microscopy", *Appl. Phys. Lett.*, vol. 53, p. 1045, 1988.
- [22] S. Alexander, L. Hellemans, O. Marti, J. Schneir, V. Elings, P. K. Hansma, M. Longmire, and J. Gurley, "An atomic-resolution atomic-force microscope implemented using an optical lever", *J. Appl. Phys.*, vol. 65, p. 164, 1989.
- [23] R. Erlandsson, G. M. McClelland, C. M. Mate, and S. Chiang, "Atomic force microscopy using optical interferometry", *J. Vac. Sci. Technol. A*, vol. 6, p. 266, 1988.
- [24] A. J. den Boef, "Scanning force microscopy using a simple low-noise interferometer", *Appl. Phys. Lett.*, vol. 55, p. 439, 1989.

- [25] M. Tortonese, R. C. Barrett, and C. F. Quate, "Atomic resolution with an atomic force microscope using piezoresistive detection", *Appl. Phys. Lett.*, vol. 62, p. 834, 1993.
- [26] P. Kielczynski, W. Pajewski, and M. Szalewski, "Piezoelectric sensors for investigations of microstructures", *Sens. Actuators, A*, vol. 65, pp. 13-18, 1998.
- [27] M. Lekka and P. Laidler, "Applicability of AFM in cancer detection", *Nature Nanotechnology*, vol. 4, February 2009.
- [28] T. R. Albrecht, P. Grütter, D. Horne and D. Rugar, "Frequency modulation detection using high-Q cantilevers for enhanced force microscope sensitivity", *J. Appl. Phys.* 69, 668 (1991)
- [29] D. E. Foster and S. W. Seeley, "Automatic tuning, simplified circuits, and design practice", *Proc. IRE*, vol. 25, no. 3, pp. 289-313, 1937.
- [30] F. G. Stremler, "Introduction to Communication Systems", 3rd ed. Addison-Wesley, 1990, ch. 6.
- [31] J. R. Smith, "Modern Communication Circuits", 2nd ed. McGraw-Hill, 1998.
- [32] M. Rice, M. Padilla, and B. Nelson, "On FM demodulators in software defined radios using FPGAs", in *IEEE Military Commun. Conf.*, Boston, MA, Oct. 2009, pp. 1-7.
- [33] I. Hatai, I. Chakrabarti, "FPGA Implementation of a Digital FM Modem", *International Conference on Information and Multimedia Technology ICIMT '09*, pp.475-479, 16-18 Dec. 2009.
- [34] Lih-Chang Wung, Le-Wei Lin, Szu-Lin Su, Yung-Chuan Lin, Chuang, G.C.H., "Theoretical design and FPGA implementation of the baseband transceiver for the HD Radio FM system", *13th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT)*, pp.1374-1378, 13-16 Feb. 2011
- [35] "Software defined radio measurement solutions", *Agilent Technol. Inc.*, Santa Clara, CA, *Appl. Note*, Part 5969-6931EN, Jul. 2007.
- [36] J. B. Tsui, "Microwave Receivers with Electronic Warfare Applications", New York: Wiley, 1986, ch. 6.
- [37] R. J. Mohr, "Broadband microwave discriminator", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-11, no. 7, pp. 263-264, Jul. 1963.
- [38] "Frequency discriminators use mixer technology", *ST Microwave Corporation*, Sunnyvale, CA, Sep. 1991.

- [39] A. B. Carlson, P. B. Crilly and J. C. Rutledge, "Communication Systems: An Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication", 4th ed. New York: McGraw-Hill, ch. 5, 2002.
- [40] K. K. Clarke and D. T. Hess, "Communication Circuits: Analysis and Design" MA: Addison-Wesley, 1971, ch. 12.
- [41] C. Travis, "Automatic frequency control", Proc. IRE, vol. 23, no. 10, pp. 1125-1141, Oct. 1935.
- [42] Müjdat Balantekin, "Nanomechanical Characterization of Materials by Enhanced Higher Harmonics of A Tapping Cantilever", PhD. Thesis, May 2005.
- [43] P. Larsson, "Reduced pull-in time of phase-locked loops using a simple non-linear phase detector", IEE Proc.-Commun., Vol. 142, No. 4, August 1995.
- [44] S. Levantino, L. Romanò, C. Samori, A. L. Lacaita, "Fast-switching analog PLL with finite-impulse response", IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 51, issue: 9, pages: 1697-1701, Sept. 2004.
- [45] Cicero S. Vaucher, "An adaptive PLL tuning system architecture combining high spectral purity and fast settling time", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 35, issue: 4, pages: 490-502, 2000.
- [46] Vincislav F. Kroupa, "Phase Lock Loops and Frequency Synthesis", Wiley, 2003.
- [47] Mirabbasi, S. and K. Martin, "Design of Loop Filter in Phase-Locked Loops", IEEE Electronic Letters, Vol. 35, No. 21, p. 1801-1802, October 1999.
- [48] S. Williamson, "How to Design RF Circuits - Synthesisers", in IEE Colloquium on how to Design RF Circuits, 2000.
- [49] Barrett C., "Fractional/Integer-N PLL Basics", Texas Instruments Technical Brief SWRA029, 1999.
- [50] O'Keese W., "An Analysis and Performance Evaluation of a Passive Filter Design Technique for Charge Pump PLL's", in National Semiconductor Application Note, 2001.
- [51] J.A. Jr. Develet, "A threshold criterion for phase-lock demodulation", Proceedings of the IEEE, Volume: 51, Issue: 4, 1963.
- [52] S. C. Gupta, "Phase-Locked Loops", Proc. IEEE, Vol. 63, February 1975.
- [53] D. L. Schilling, J. Billig, "On the threshold extension capability of the PLL and FDMFB", Proceedings of the IEEE, Volume: 52, Issue: 5, p. 621-622, 1964.

- [54] Dean Banerjee, "PLL Performance, Simulation, and Design", National Semiconductor, 2008.
- [55] D. Shaeffer, "Design Criteria for Frequency Synthesis in Wireless Systems", Session F1, Girafe Design Forum, ISSCC 2005.
- [56] P. H. Lewis, W. E. Weingarten, "A Comparison of Second, Third and Fourth Order Phase-Locked Loops", IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol AES-3, no. 4, pp. 720-727, July 1967.
- [57] N F Martínez, "Bimodal atomic force microscopy imaging of isolated antibodies in air and liquids", Nanotechnology 19 384011, 2008.
- [58] Yuji Mitani, Mamoru Kubo, Ken-ichiro Muramoto, and Takeshi Fukuma, "Wideband digital frequency detector with subtraction-based phase comparator for frequency modulation atomic force microscopy", American Institute of Physics, Review Of Scientific Instruments 80, 083705, 2009.
- [59] Dai Kobayashi, Shigeki Kawai and Hideki Kawakatsu, "New FM Detection Techniques for Scanning Probe Microscopy", Japanese Journal of Applied Physics Vol. 43, No. 7B, pp. 4566-4570, 2004.
- [60] Juan Pablo Martinez Brito, Sergio Bampi, "Design of a digital FM demodulator based on a 2nd-order all-digital phase-locked loop", Analog Integr Circ Sig Process (2008) 57:97-105
- [61] Kei Kobayashi, Hirofumi Yamada, Hiroshi Itoh, Toshihisa Horiuchi and Kazumi Matsushige, "Analog frequency modulation detector for dynamic force microscopy", American Institute of Physics, Vol. 72, No. 12, 2001.
- [62] Z. Khan, C. Leung, B. A. Tahir and B. W. Hoogenboom, "Digitally tunable, wide-band amplitude, phase, and frequency detection for atomic-resolution scanning force microscopy", Review Of Scientific Instruments 81, 073704, 2010.
- [63] Kenji Yamamoto, Masaya Yokota, "Development of Super Minimum FM Demodulator", University of the Ryukyus LSI Design Contest, Okinawa, 2005.
- [64] Nursani Rahmatullah, Arif E Nugroho, "Hardware implementation of super minimum all digital FM demodulator", Asia and South Pacific Conference on Design Automation, 2006.
- [65] Ch. Loppacher, M. Bammerlin, F. Battiston, M. Guggisberg, D. Müller, H.R. Hidber, R. Lüthi, E. Meyer, H.J. Güntherodt, "Fast digital electronics for application in dynamic force microscopy using high-Q cantilevers", Appl. Phys. A 66, S215-S218, 1998.

- [66] JKokavec, ZTóth, Z L Horváth, P Heszler and A´ Mechler, "Novel amplitude and frequency demodulation algorithm for a virtual dynamic atomic force microscope", *Nanotechnology* 17, S173-S177, 2006.
- [67] Toshio Ando, "Control Techniques in High-speed Atomic Force Microscopy", *American Control Conference*, 2008.
- [68] Byung I. Kim, "Direct comparison between phase locked oscillator and direct resonance oscillator in the noncontact atomic force microscopy under ultrahigh vacuum ", *Vol. 75, No. 11, American Institute of Physics*, 2004.
- [69] H. Gheidi, A. Banai, "An Ultra-Broadband Direct Demodulator for Microwave FM Receivers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.59, no.8, pp.2131-2139, Aug. 2011.
- [70] H.S. Oranç, "Effects of Impulsive Noise on Phase-Locked Loop FM Demodulator", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-17, no.2, pp.65-71, May 1975.
- [71] Átila M. Bueno, José M. Balthazar, José R. C. Piqueira, "Phase Locked Loop Application to Frequency Modulation - Atomic Force Microscope", *9th Brazilian Conference on Dynamics, Control and their Applications*, June 07-11, 2010.
- [72] K. H. Cheng, W. B. Yang, and C. M. Ying, "A dual-slope phase frequency detector and charge pump architecture to achieve fast locking of phase-locked loop", *IEEE Trans. Circuit and System II*, vol. 50, pp.892-896, Nov. 2003.
- [73] Liu yu-zhen, "Design of phase-Locked loop based on Simulink", *Liaoning Technical University's Transaction*, vol. 23, no. 2, pp. 236-237, 2004.
- [74] L. C. Liu and B. H. Li, "Fast locking scheme for PLL frequency synthesiser", *Electronics Letters*, vol. 40, pp. 918-920, July 2004.
- [75] P.E. Allen, "PLL Design Equations and PLL Measurement", *ECE 6440 Lecture Notes on Frequency Synthesizers*, 2003.
- [76] T. A. Telba and Abdulhameed Al-Mazrooa, "Wideband Low Jitter Frequency Synthesizer Modeling and Simulation", *IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security*, Vol. 10, No. 1, Jan. 2010.
- [77] Ms. Ujwala A. Belorkar and Dr. S.A.Ladhake, "Design of low power phase locked loop (PLL) using 45nm VLSI technology", *International journal of VLSI design and Communication Systems (LSICS)*, Vol. 1, No. 2, June 2010.
- [78] F. You, and S. He, "Analysis of Third-Order Charge Pump PLLs", *IEEE conf.*, pp. 1372-1376, 2004.

- [79] A.Carlosena, A.M. Lazaro, "A Novel Design Method for Phased-Locked Loops of any Order and Type", IEEE conf., pp. 569-573, 2006.
- [80] Yunfei Ye, Ming Zhang, "Analysis and Simulation Three Order Charge Pump Phase Locked Loop", 4th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing WiCOM '08, 2008.
- [81] G.C. Hsieh and J. C. Hung, "Phase locked loop techniques: A survey", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 43, no. 6, pp. 609-615, Dec. 1996.
- [82] J. X. Shen and S. Iwasaki, "Sensorless control of ultrahigh speed PM brushless motor using PLL and third harmonic back EMF", IEEE Trans.Ind. Electron., vol. 53, no. 2, pp. 421-428, Apr. 2006.
- [83] M. A. Pérez, J. R. Espinoza, M. Torres, and E. A. Araya, "A robust PLL algorithm to synchronize static power converters with polluted AC systems", in Proc. 32nd Annu. Conf. IEEE IECON, pp. 2821-2826, Nov. 2006.
- [84] N. İsmailoğlu, T. Yalçın, "Low-Power Design of a Digital FM Demodulator Based on Zero-Cross Detection at IF", 50th Vehicular Technology Conference, Amsterdam, Netherlands, Sept. 1999.
- [85] I.V. Thompson and P.V. Brennan, "Fourth-order PLL loop filter design technique with invariant natural frequency and phase margin", IEE Proc.-Circuits Devices Syst., Vol. 152, No. 2, April 2005. Implementation of FM Demodulator
- [86] Franz Schnyder, Christoph Haller, "Algorithms on a High Performance Digital Signal Processor", MSc. Thesis, 2002.
- [87] R. E. Best, "Phase-locked loops design, simulation, and applications", 4th ed., McGraw-Hill, 2003.
- [88] John G Proakis, Dimitris G Manolakis, "Digital Signal Processing", Prentice Hall, 1996.
- [89] F. M. Gardner, "Phaselock Techniques", 3rd ed. Wiley.
- [90] Simon Haykin, "Communication Systems", 4th ed. Wiley.
- [91] D. Sakrison, "Communication Theory", John Wiley and Sons, 1968.
- [92] A. J. Viterbi, "Principles of Coherent Communication", McGraw-Hill, 1966.
- [93] A. B. Grebene, "The monolithic phase-locked loop - a versatile building block", IEEE Spectrum, vol. 8, pp. 38-49, March 1971.

- [94] Behzad Razavi, "Monolithic Phase-Locked Loops and Clock Recovery Circuits", IEEE 2003.
- [95] Gursharan Reehal, "A Digital Frequency Synthesizer Using Phase Locked Loop Technique", Master's thesis, 1998.
- [96] F. M. Gardner, "Charge-Pump Phase-Lock Loops", IEEE Trans. On Communications, vol. 28, pp. 1849-1858, November 1980.
- [97] R. E. Best, "Phase-Locked Loops: Theory, Design and Applications", New York McGraw-Hill, 1984.

EKLER DİZİNİ

EK 1 : Kipleme İndeksine Göre FM Bessel Fonksiyonu Değerleri

Bu tabloda FM sinyalinin birim güçte olduğu ($\frac{A_c^2}{2} = 1$) kabul edilmiştir.

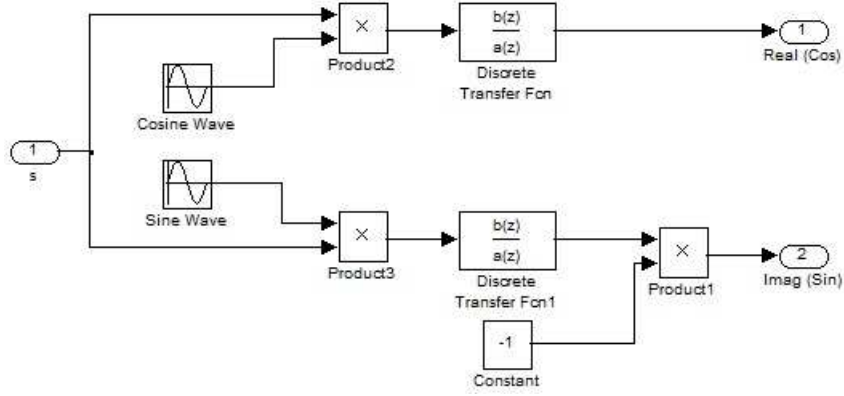
Tablo 5.1. FM Bessel Fonksiyonu Değerleri

Kipleme İndisi	Yan Bantlar																
	Taşıyıcı	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
0.00	1.00																
0.25	0.98	0.12															
0.5	0.94	0.24	0.03														
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02													
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01												
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03												
2.41	0	0.52	0.43	0.20	0.06	0.02											
2.5	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	0.01										
3.0	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01										
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02									
5.0	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02								
5.53	0	-0.34	-0.13	0.25	0.40	0.32	0.19	0.09	0.03	0.01							
6.0	0.15	-0.28	-0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02							
7.0	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02						
8.0	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03					
8.65	0	0.27	0.06	-0.24	-0.23	0.03	0.26	0.34	0.28	0.18	0.10	0.05	0.02				
9.0	-0.09	0.25	0.14	-0.18	-0.27	-0.06	0.20	0.33	0.31	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01			
10.0	-0.25	0.04	0.25	0.06	-0.22	-0.23	-0.01	0.22	0.32	0.29	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01		
12.0	0.05	-0.22	-0.08	0.20	0.18	-0.07	-0.24	-0.17	0.05	0.23	0.30	0.27	0.20	0.12	0.07	0.03	0.01

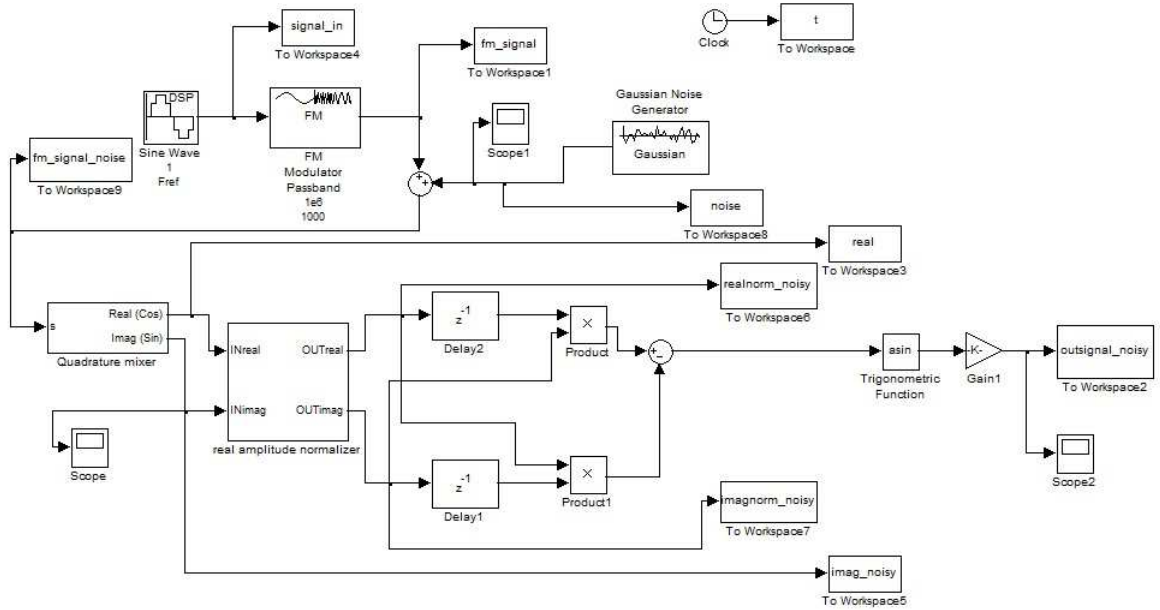
EK 2: Kodlar ve Modeller

MATLAB-Simulink Modelleri ve MATLAB Kodları

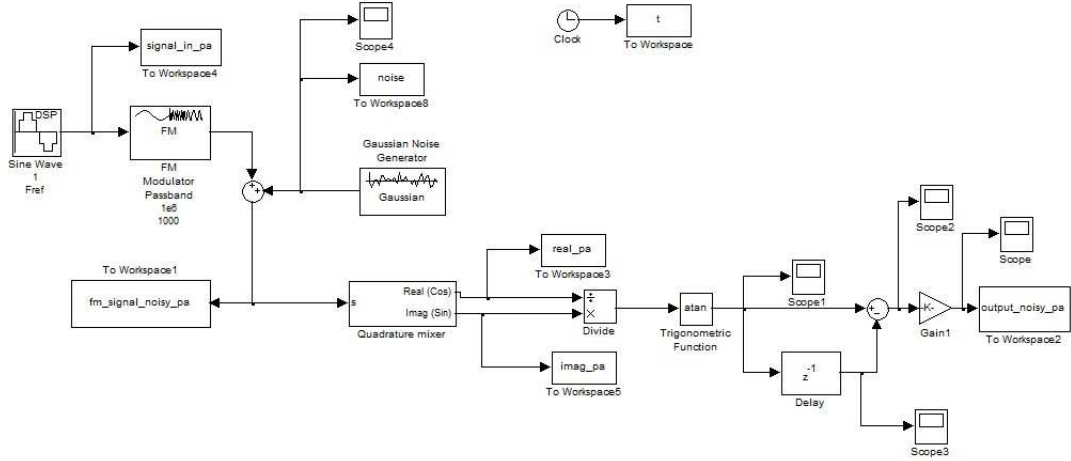
Simulink Modelleri



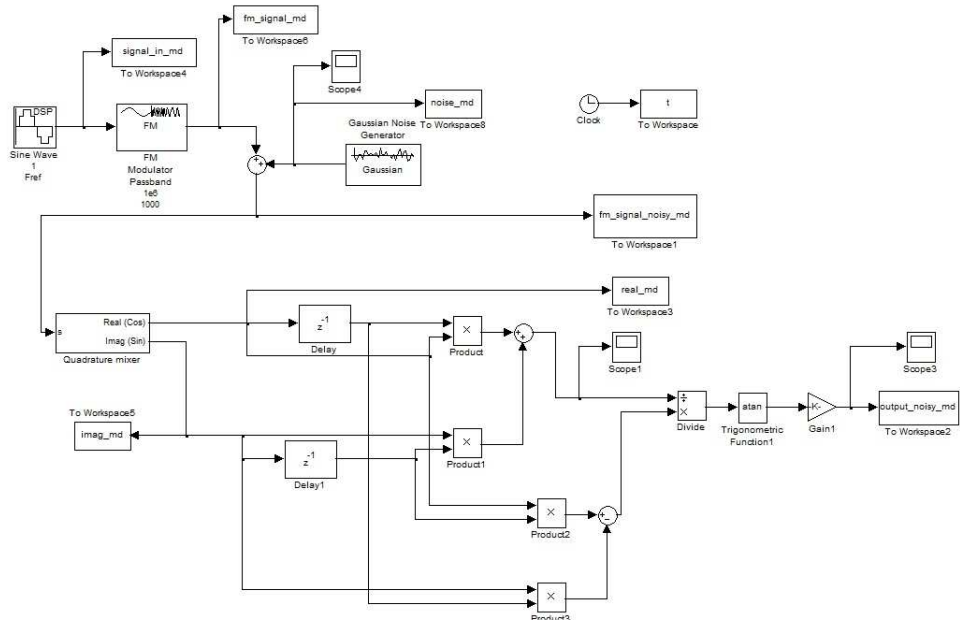
Şekil 5.1. Tümler Karıştırıcı Kip Çözücü MATLAB Simulink Modeli



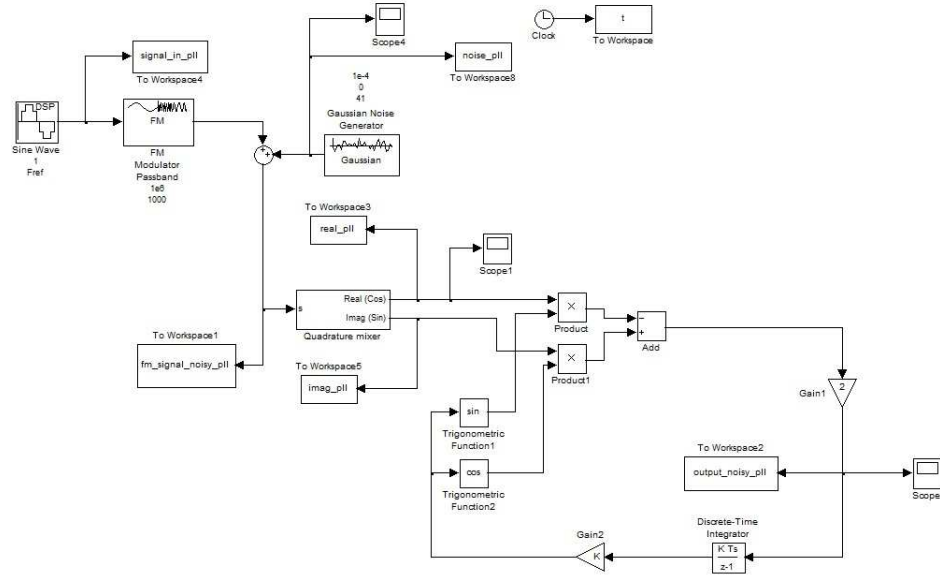
Şekil 5.2. Tabanbant Gecikme Kip Çözücü MATLAB Simulink Modeli



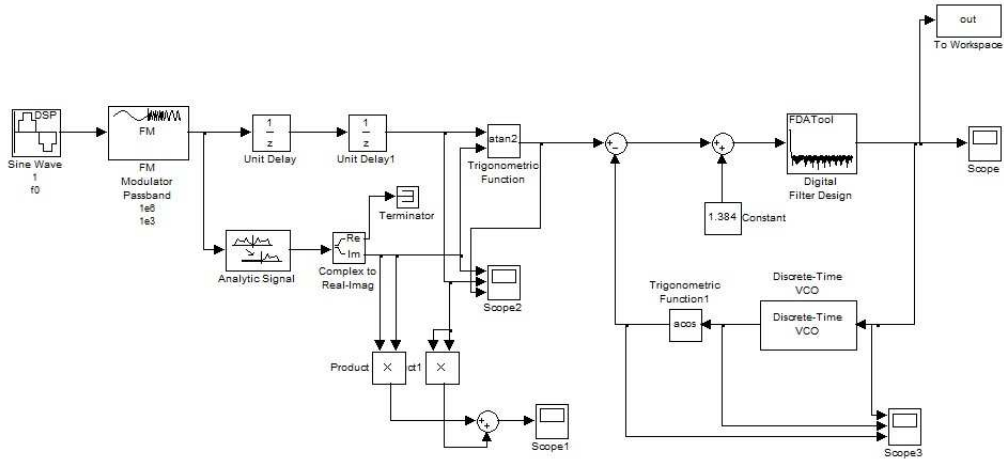
Şekil 5.3. Evre Uyarlayıcı Kip Çözücü MATLAB Simulink Modeli



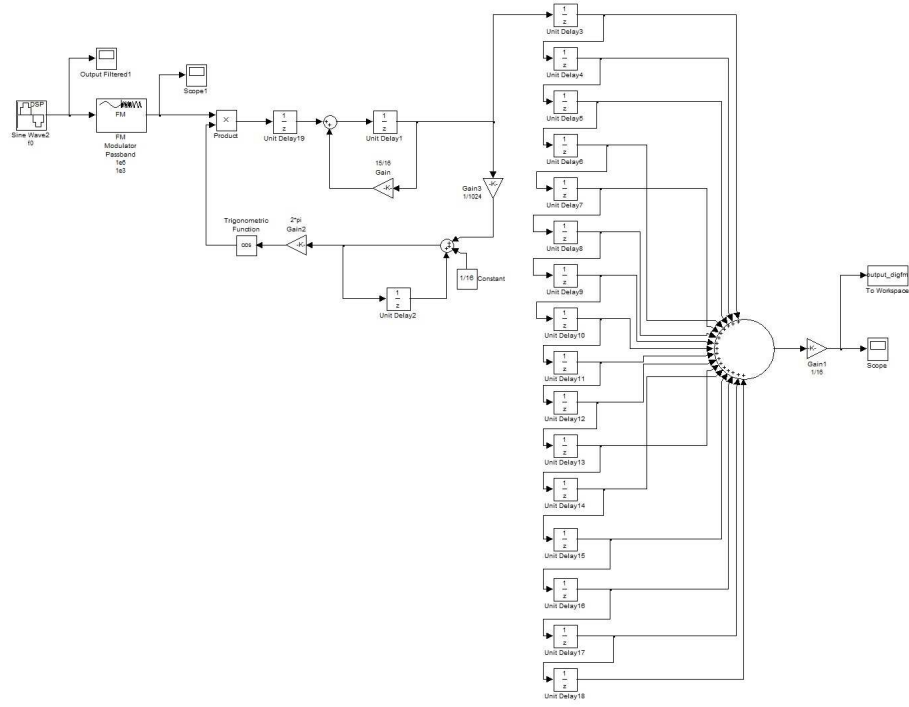
Şekil 5.4. Karma Kip Çözücü MATLAB Simulink Modeli



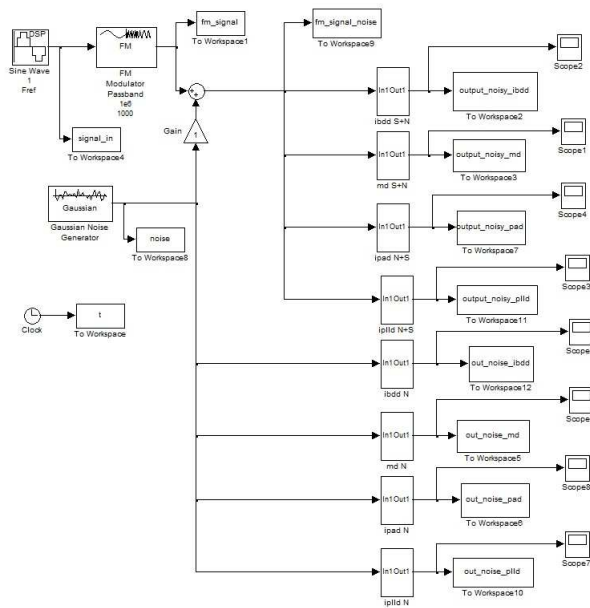
Şekil 5.5. İdeal Evre Kenetlenme Döngümlü Kip Çözücü MATLAB Simulink Modeli



Şekil 5.6. SPLL Kip Çözücü MATLAB Simulink Modeli



Şekil 5.7. ADPLL Kip Çözücü MATLAB Simulink Modeli



Şekil 5.8. Kip Çözücü Benzetimlerinin MATLAB Simulink Modeli

ÖZGEÇMİŞ

Kimlik Bilgileri

Adı Soyadı : HIDIR AŞKAR
Doğum Yeri : HATAY
Doğum Yılı : 29.01.1987
Medeni Hali : Bekar
E-posta : hidiraskar@yahoo.com
Adres : H.Ü. Beytepe Kampüsü Öğrenci Evleri L-112

Eğitim

Lise (2000-2004) : Osman Ötken Anadolu Lisesi, HATAY
Lisans (2004-2009) : Hacettepe Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü,
ANKARA
Yüksek Lisans (2009-2013) : Hacettepe Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü,
ANKARA

Yabancı Dil ve Düzeyi

İngilizce : İleri Düzey
Arapça : Orta Düzey
Rusça : Temel Düzey

İş Tecrübesi

(2009-2012) : Hacettepe Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği,
ANKARA
Araştırma Görevlisi