

T.C.

GEBZE YÜKSEK TEKNOLOJİ ENSTİTÜSÜ
MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



FREKANS VE GENLİK DEMODÜLASYONU
AMAÇLI FAZ KİLİTLEMELİ DÖNGÜLERİN
MODELLENMESİ VE DEMODÜLASYON
KOŞULLARININ İNCELENMESİ

Ali DAĞDEVİREN
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

TEZ DANIŞMANI
Doç.Dr. Ali ALKUMRU
T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ

GEBZE

2002

121298

AL DAĞDEVLEN'in tez çalışması, G.Y.T.E. Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 15.02.2002 tarih ve 2002/7 sayılı kararıyla oluşturulan jüri tarafından Elektronik Müh. Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS tezi olarak kabul edilmiştir.

JÜRİ

ÜYE
(Tez Danışmanı)

: Doç. Dr. Ali Alkumru

[Signature]

121298

ÜYE

: *[Signature]*
Yrd. Doç. Dr. Oğuz Kucur

ÜYE

: *[Signature]*



G.Y.T.E. Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 11.06.2002 tarih ve 2002/18 sayılı kararı.

İmza / Mühür

ÖZET

Bu tez çalışmasında lineer faz kilitlemeli döngülerin frekans ve genlik demodülasyonu amaçlı kullanımlarında, döngü filtresi olarak pasif gecikme-ilerleme filtresi, aktif gecikme-ilerleme filtresi veya aktif PI filtresi kullanılırken, filtrenin kazancının ve band genişliğinin hangi şartları sağlaması gerektiği üzerinde durulmuştur.

İlk bölümde filtreler, frekans ve genlik modülasyonu-demodülasyon hakkında genel bir bilgi verilmiştir.

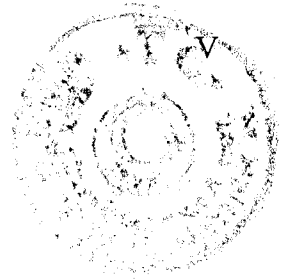
İkinci kısımda faz kilitlemeli döngülerin modellenmesi, çalışma prensibi ve fonksiyonel blokları, lineer faz kilitlemeli döngünün kilitlenmiş durumu ve modellenmesi üzerinde durulmuştur.

Üçüncü kısımda lineer faz kilitlemeli döngünün lineer modelinde döngü filtresi çıkışında FM demodüle edilmiş mesaj işaretinin elde edilebilmesi için, döngü filtresi olarak kullanılan pasif gecikme-ilerleme filtresi, aktif gecikme-ilerleme filtresi veya aktif PI filtresinin hangi şartları sağlaması gerektiğinden bahsedilmiştir. Genlik demodülasyonu yapılabilmesi için genel olarak döngü filtresinin hangi kriterlere uyması gerektiğinden de bahsedilmiştir.

Dördüncü kısımda insan sesi bilgisayara kaydedilip hem frekans hem de genlik modüle edilmiş, modüleli işaret faz kilitlemeli döngü kullanılarak demodüle edilmiştir. Demodülasyon esnasında sırasıyla üç filtre tipi döngü filtresi olarak kullanılmış ve demodülasyon performansları karşılaştırılmıştır.

Son kısımda ise üç ve dördüncü kısımda yapılan çalışmalar sonuçlandırılmış, FM ve GM demodülasyonu için döngü filtresinin sağlaması gereken şartlar sıralanmış ve döngü filtrelerinin performansları karşılaştırılmıştır.

SUMMARY



In this thesis, when passive lag-lead filter, active lag-lead filter or active PI filter are used for the loop filter of linear phase-locked loops which are aimed for frequency and amplitude demodulation, the conditions that their gain and bandwidth should satisfy have been analyzed.

In the first section, general information about filters, frequency and amplitude modulation-demodulation has been given.

In the second section, the modelling of the phase-locked loops, their working principle and functional blocks, the locked linear phase-locked loop and its modelling have been studied.

In the third section, to recover the FM demodulated message signal from the output of the loop filter of linear phase-locked loop, the conditions should be satisfied by passive lag-lead filter, active lag-lead filter and active PI filter have been discussed. Also for amplitude demodulation the criterion should be satisfied have been mentioned.

In the fourth section human voice was recorded by the sound card of a PC, then it was both frequency and amplitude modulated and finally it was demodulated by a phase-locked loop. During the demodulation usually used three kind of filters used respectively for the loop filter and their demodulation performances were analyzed.

Finally, the results obtained from the third and fourth section have been concluded, the conditions for amplitude and frequency demodulation by linear phase-locked loops have been given and the performances of the loop filters were compared.

TEŞEKKÜR



Bu tez çalışmama katkısı olan danışmanım Sayın Doç. Dr. Ali Alkumru'ya, Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü'nde öğretim görevliliği yapmakta olan Sayın Yrd. Doç. Dr. Oğuz Kucur'a, çalıştığım TÜBİTAK Ulusal Elektronik ve Kriptoloji Araştırma Enstitüsü'ndeki amirim Sayın Dr. Süleyman Yalçın'a, yine aynı kurumda çalışmakta olan Sayın Fatih Üstüner'e teşekkür ederim.





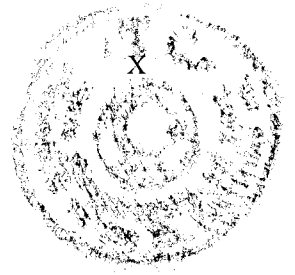
İÇİNDEKİLER

ÖZET	IV
SUMMARY	V
TEŞEKKÜR	VI
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	VII
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	X
ŞEKİLLER DİZİNİ	XI
1. GİRİŞ	1
2. FİLTRELER	4
2.1. Frekans Karakteristiğine Göre Filtre Çeşitleri	7
2.1.1. Band Geçirgen Filtre	8
2.1.2. Band Durduran Filtre	8
2.1.3. Alçak Geçirgen Filtre	11
2.1.4. Yüksek Geçirgen Filtre	12
2.1.5. Tüm Geçirgen Filtre	14
2.2. Kullanılan Elemanlara Göre Filtre Çeşitleri	14
2.2.1. Pasif Filtreler	14
2.2.2. Aktif Filtreler	15
3. GENLİK VE FREKANS MODÜLASYONU	17
3.1. Genlik Modülasyonu	17
3.2. Eşzamanlı Demodülasyon ile Genlik Demodülasyonu	19
3.3. Açık Modülasyonu	21
3.3.1. Faz Modülasyonu	21
3.3.2. Frekans Modülasyonu	22
3.3.3. Frekans Ayrımı Metodu ile Frekans Demodülasyonu	26
4. FAZ KİLİTLEMELİ DÖNGÜ MODELLEMESİ, ÇALIŞMA PRENSİBİ, FONKSİYONEL BLOKLARI	27
5. LİNEER FAZ KİLİTLEMELİ DÖNGÜNÜN KİLİTLENMİŞ DURUMU VE MODELLENMESİ	36
6. LİNEER FAZ KİLİTLEMELİ DÖNGÜNÜN DÖNGÜ FİLTRE ÇIKIŞININ İNCELENMESİ VE FM DEMODÜLASYONU	40

6.1. Birinci Dereceden Lineer Faz Kilitlemeli Döngü İçin FM Demodülasyonu	41
6.2. İkinci Dereceden Lineer Faz Kilitlemeli Döngü İçin FM Demodülasyonu	50
6.2.1. Pasif Gecikme-İlerleme Filtresi İçin FM Demodülasyonunun İncelenmesi	50
6.2.2. Aktif Gecikme-İlerleme Filtresi İçin FM Demodülasyonunun İncelenmesi	61
6.2.3. Aktif PI Filtresi İçin FM Demodülasyonunun İncelenmesi	71
6.3. İdeal Alçak Geçirgen Filtre İçin FM Demodülasyonunun İncelenmesi	81
7. GM DEMODÜLASYONU	87
8. FM MODÜLELİ SES İŞARETİNİN LFKD ARACILIĞIYLA DEMODÜLASYONUNUN ÜÇ FİLTRE TİPİ İÇİN ANALİZİ	92
8.1. Analizin Modellenmesi	92
8.2. Örnek Mesaj İşaretiyle Analizin Yapılması	98
9. GM MODÜLELİ SES İŞARETİNİN LFKD ARACILIĞIYLA DEMODÜLASYONUNUN ÜÇ FİLTRE TİPİ İÇİN ANALİZİ	117
9.1. Analizin Modellenmesi	117
9.2. Örnek Mesaj İşaretiyle Analizin Yapılması	118
10. FM DEMODÜLASYON AMAÇLI FAZ KİLİTLİ DÖNGÜ İÇİN SONUÇLAR	140
11. GM DEMODÜLASYON AMAÇLI FAZ KİLİTLİ DÖNGÜ İÇİN SONUÇLAR	142
KAYNAKLAR	143
EKLER	144
Ek 1. mat1.m isimli MATLAB kodu	144
Ek 2. mat2.m isimli MATLAB kodu	144
Ek 3. mat3.m isimli MATLAB kodu	145
Ek 4. mat4.m isimli MATLAB kodu	146
Ek 5. mat5.m isimli MATLAB kodu	147
Ek 6. mat6.m isimli MATLAB kodu	147
Ek 7. mat7.m isimli MATLAB kodu	148
Ek 8. mat8.m isimli MATLAB kodu	149
Ek 9. mat9.m isimli MATLAB kodu	150
Ek 10. fm.m isimli MATLAB kodu	151
Ek 11. gm.m isimli MATLAB kodu	152

Ek 12. riciangur60.mdl isimli MATLAB kodu	153
Ek 13. pgifil.m isimli MATLAB kodu	160
Ek 14. agifil.m isimli MATLAB kodu	160
Ek 15. apiifil.m isimli MATLAB kodu	160
ÖZGEÇMİŞ	161



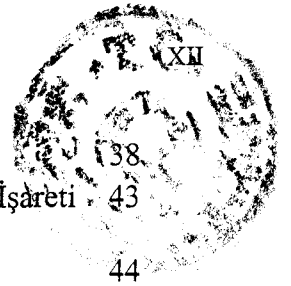


SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler	Açıklama
FKD	Faz Kilitlemeli Döngü
LFKD	Lineer Faz Kilitlemeli Döngü
DF	Döngü Filtresi
FD	Faz Dedektörü
GKO	Gerilim Kontrollü Osilatör
R	Referans İşareti
GM	Genlik Modülasyonu
FM	Frekans Modülasyonu
PM	Faz Modülasyonu
AGF	Alçak Geçirgen Filtre
LO	Lokal Osilatör

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil	Sayfa
1.1 Zarf Dedektörü Devresi	1
2.1 Herhangi Bir Filtrenin Frekans Spektrumu	4
2.2 Bir Filtre Devresi	5
2.3 Şekil 2.2'deki Filtre Devresinin Genlik Cevabının Frekans Domenindeki Görüntüsü	6
2.4 Şekil 2.2'deki Filtre Devresinin Faz Cevabının Frekans Domenindeki Görüntüsü	7
2.5 Band Geçirgen Filtre Karakteristiği	8
2.6 Band Durduran Filtre Karakteristiği	9
2.7 Bir Band Durduran Filtre Devresi	9
2.8 Şekil 2.7.'deki Band Durduran Filtrenin Frekans Domenindeki Görüntüsü	10
2.9 Alçak Geçirgen Filtrelerin Frekans Domeni Karakteristiği	11
2.10 Bir Alçak Geçirgen Filtre Devresi	11
2.11 Şekil 2.10.'daki Alçak Geçirgen Filtrenin Frekans Domenindeki Görüntüsü	12
2.12 Yüksek Geçirgen Filtrelerin Frekans Domeni Karakteristiği	12
2.13 Bir Yüksek Geçirgen Filtre Devresi	13
2.14 Şekil 2.13.'teki Yüksek Geçirgen Filtrenin Frekans Domenindeki Görüntüsü	14
2.15 Bir Aktif Alçak Geçirgen Filtre Devresi	15
2.16 Şekil 2.15.'deki Aktif Alçak Geçirgen Filtrenin Frekans Domenindeki Görüntüsü	16
3.1 Mesaj ve Taşıyıcı İşaret	17
3.2 GM işareti ve Zarfı	18
3.3 Mesaj İşaretinin Frekans Domeni Görüntüsü	18
3.4 Frekans Domeninde GM İşareti	19
3.5 Eşzamanlı Demodülasyon Blok Diyagramı	20
3.6 FM İşareti ve Mesaj İşareti	22
3.7 $n=0,1,2$ İçin Bessel Fonksiyonu	25
3.8 Frekans Ayırmıcısı Blok Diyagramı	26
4.1 FKD'de Çıkış İşareti Fazı ile Giriş İşareti Fazı Arasındaki İlişki	27
4.2 Faz Kilitlemeli Döngü Blok Diyagramı	27
4.3 GKO Çıkış İşareti	28
4.4 Pasif Gecikme-İlerleme Filtresi Devre Şeması	30
4.5 Pasif Gecikme-İlerleme Filtresi BODE Grafiği	31
4.6 Pasif Gecikme-İlerleme Filtresi Transfer Fonksiyonu Grafiği	31
4.7 Aktif Gecikme-İlerleme Filtresi Devre Şeması	32
4.8 Aktif Gecikme-İlerleme Filtresi BODE Grafiği	33
4.9 Aktif Gecikme-İlerleme Filtresi Transfer Fonksiyonu Grafiği	33
4.10 Aktif PI Filtresi Devre Şeması	34
4.11 Aktif PI Filtresinin BODE Grafiği	35
4.12 Aktif PI Filtresi Transfer Fonksiyonu Grafiği	35



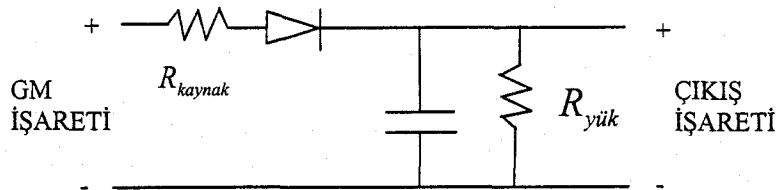
5.1	LFKD Lineer Modeli Blok Diyagramı	38
6.1	Birinci Dereceden Döngü Filtreli FKD'lerde Sinüs Mesaj İşareti İçin Döngü Filtresi Çıkışı	43
6.2	Kare Dalga İşareti	44
6.3	Kare Dalga İşareti ve Üçgen Dalga İşareti	45
6.4	Üçgen Dalga	45
6.5	Birinci Dereceden Döngü Filtreli FKD'lerde Kare Dalga Mesaj İşareti Girişi İçin Döngü Filtresi Çıkışı	49
6.6	Örnekteki Pasif Gecikme-İlerleme Filtresinin Transfer Fonksiyonu	54
6.7	Pasif Gecikme-İlerleme Filtreli LFKD'de Kosinüs Mesaj İşaret Girişinde Döngü Filtresi Çıkışı	54
6.8	Pasif Gecikme-İlerleme Filtreli LFKD'de Kare Dalga Mesaj İşaret Girişinde Döngü Filtresi Çıkışı	60
6.9	Aktif Gecikme-İlerleme Filtre Devresi Transfer Fonksiyonu	64
6.10	Aktif Gecikme-İlerleme Filtreli LFKD'lerde Kosinüs Mesaj İşaret Girişinde Döngü Filtresi Çıkışı	65
6.11	Aktif Gecikme-İlerleme Filtreli LFKD'lerde Kare Dalga Mesaj İşaret Girişinde Döngü Filtresi Çıkışı	69
6.12	Aktif PI Filtre Devresi Transfer Fonksiyonu	74
6.13	Aktif PI Filtreli LFKD'lerde Kosinüs Mesaj İşaret Girişinde Döngü Filtresi Çıkışı	75
6.14	Aktif PI Filtreli LFKD'de Kare Dalga Mesaj İşaret Girişinde Döngü Filtresi Çıkışı	80
6.15	İdeal Alçak Geçirgen Filtre Transfer Fonksiyonu Genlik Cevap Grafiği	81
6.16	İdeal Alçak Geçirgen Filtre Dürtü Cevabı	82
6.17	$K=0.01$ için Döngü Filtresi Çıkışının Değişik Band Genişlikleri İçin Grafiği	84
6.18	$K=10$ için Döngü Filtresi Çıkışının Değişik Band Genişlikleri İçin Grafiği	85
6.19	$K=1000$ için Döngü Filtresi Çıkışının Değişik Band Genişlikleri İçin Grafiği	86
7.1	Mesaj İşareti Frekans Domeni Görüntüsü	87
7.2	U_{d1} Frekans Domeni Grafiği	89
7.3	U_{d2} Frekans Domeni Grafiği	90
7.4	U_{d3} Frekans Domeni Grafiği	90
7.5	U_{d4} Frekans Domeni Grafiği	90
8.1	Frekans Modüleli İnsan Sesinin LFKD Aracılığıyla FM Demodülasyonu Modeli	93
8.2	Enterpolasyon Kullanarak Örneklem Frekansının Değiştirilmesi	95
8.3	İnsan Sesi Mesaj İşareti	98
8.4	Örnek Mesaj İşaretinin Frekans Domeni Görüntüsü	99
8.5	Pasif Gecikme-İlerleme Filtreli LFKD'de Demodüle Edilmiş Örnek Mesaj İşareti	100

8.6	Durum 1.1 İçin Karesel Hata Miktarı	101
8.7	Durum 1.2 İçin Karesel Hata Miktarı	102
8.8	Durum 1.3 İçin Karesel Hata Miktarı	103
8.9	Durum 1.4 İçin Karesel Hata Miktarı	104
8.10	Durum 1.5 İçin Karesel Hata Miktarı	105
8.11	Durum 2.1 İçin Karesel Hata Miktarı	106
8.12	Durum 2.2 İçin Karesel Hata Miktarı	107
8.13	Durum 2.3 İçin Karesel Hata Miktarı	108
8.14	Durum 2.4 İçin Karesel Hata Miktarı	109
8.15	Durum 2.5 İçin Karesel Hata Miktarı	110
8.16	Durum 3.1 İçin Karesel Hata Miktarı	111
8.17	Durum 3.2 İçin Karesel Hata Miktarı	112
8.18	Durum 3.3 İçin Karesel Hata Miktarı	113
8.19	Durum 3.4 İçin Karesel Hata Miktarı	114
8.20	Durum 3.5 İçin Karesel Hata Miktarı	115
8.21	AGİ ve API Filtrelerinin Karşılaştırılması	116
9.1	Genlik Modüleli İnsan Sesinin LFKD Aracılığıyla GM Demodülasyonu Modeli	118
9.2	PGİ Filtreli LFKD'de Demodüle Edilmiş Örnek Mesaj İşareti	119
9.3	Durum 1.1 İçin Karesel Hata Miktarı	120
9.4	Durum 1.2 İçin Karesel Hata Miktarı	121
9.5	Durum 1.3 İçin Karesel Hata Miktarı	122
9.6	Durum 1.4 İçin Karesel Hata Miktarı	123
9.7	Durum 1.5 İçin Karesel Hata Miktarı	124
9.8	Durum 2.1 İçin Karesel Hata Miktarı	125
9.9	Durum 2.2 İçin Karesel Hata Miktarı	126
9.10	Durum 2.3 İçin Karesel Hata Miktarı	127
9.11	Durum 2.4 İçin Karesel Hata Miktarı	128
9.12	Durum 2.5 İçin Karesel Hata Miktarı	129
9.13	Durum 3.1 İçin Karesel Hata Miktarı	130
9.14	Durum 3.2 İçin Karesel Hata Miktarı	131
9.15	Durum 3.3 İçin Karesel Hata Miktarı	132
9.16	Durum 3.4 İçin Karesel Hata Miktarı	133
9.17	Durum 3.5 İçin Karesel Hata Miktarı	134
9.18	Üç Döngü Filtresi Tipinin Çökmenin ve Beyaz Gürültünün Olmadığı Durumda Karşılaştırılması	135
9.19	Üç Döngü Filtresi Tipinin Çökmenin Olmayıp, Beyaz Gürültü Miktarının Normal Olduğu Durumda Karşılaştırılması	136
9.20	Üç Döngü Filtresi Tipinin Çökmenin Olmayıp, Beyaz Gürültü Miktarının Fazla Olduğu Durumda Karşılaştırılması	137
9.21	Üç Döngü Filtresi Tipinin Çökmenin Normal, Beyaz Gürültü Miktarının Az Olduğu Durumda Karşılaştırılması	138
9.22	Üç Döngü Filtresi Tipinin Çökmenin Fazla, Beyaz Gürültü Miktarının Az Olduğu Durumda Karşılaştırılması	139

1. GİRİŞ

Haberleşme sistemlerinin amacı mesaj işaretleri olarak bilinen bilgi taşıyan işaretleri (baseband), bir haberleşme kanalı aracılığı ile vericiden alıcıya ulaştırmaktır. Mesaj işaretinin bu şekilde vericiden alıcıya aktarımının yapılabilmesi için mesaj işaretinin haberleşme kanalından iletimine uygun olacak şekilde bir frekans kaymasına uğraması gerekir. Bu şekilde değişikliğe uğramış mesaj işaretinin alıcıya ulaştıktan sonra tekrar eski frekans bandına kaydırılması gerekir. Mesaj işaretinin, bir taşıyıcı işaretin genlik, frekans, faz gibi karakteristiklerinin değişimleriyle haberleşme kanalından aktarımına "modülasyon", alıcıya modüle bir şekilde ulaşan mesaj işaretinin tekrar ilk haline döndürülmesine de "demodülasyon" denir. Burada sadece modülasyon türlerinden Genlik modülasyonu (GM) ve Frekans modülasyonu (FM) üzerinde durulacaktır.

Genlik modülasyonunda taşıyıcı işaretin genliği mesaj işaretini ($m(t)$) taşır. Genlik demodülasyonunda yapılması gereken genlik modülasyonuna uğramış işaretin genlik bilgisini (zarfını) elde ederek mesaj işaretini elde etmektir. Sıkça kullanılan iki genlik demodülasyon çeşiti vardır. Bunlardan ilki ve en çok kullanılanı bir zarf dedektörü aracılığı ile mesaj işaretini elde etmektir. Şekil 1.1.'de görülen zarf dedektörü devresi, genlik modülasyonuna uğramış işaretten mesaj işaretinin elde edilmesini sağlar.



Şekil 1.1. Zarf Dedektörü Devresi

Zarf dedektörü devresine GM işareti uygulandığında GM işaretinin tepe değerine ulaşılıncaya kadar diyot iletim halinde olacaktır ve kapasitör bu tepe gerilim değerine ulaşılıncaya kadar dolacaktır. GM işareti tepe geriliminden düştüğü anda diyotun katotunun gerilimi anottaki gerilim değerinden büyük olacağından diyot iletmeyecek,

kapasitör ise üzerindeki yükü, yük direnci üzerinden boşaltacaktır. GM işaretinin tüm tepe değerlerinde aynı işlem devam edecek ve böylece GM işaretinin tepe değerlerini yakalayarak mesaj işaretinin zarfının elde edilmesi sağlanacaktır.

Genlik demodülasyonunun ikinci bir yolu ise eşzamanlı (senkron) demodülasyon (coherent detection olarak da bilinir) kullanmaktır. Eşzamanlı demodülasyonda genliği modüle edilmiş işaret taşıyıcı işaret ile aynı frekansta mümkünse aynı fazda bir lokal osilatör işareti ile çarpılarak alçak geçirgen bir filtreden geçirilir. Böylelikle sadece sabit bir çarpanla çarpılmış mesaj işareti elde edilir. Burada önemli olan lokal osilatör işaretinin taşıyıcı işaretin frekansına kilitlenmiş olmasıdır. Bu durumda akla hemen bir faz kilitlemeli döngü (FKD) gelir. Zira faz kilitlemeli döngüler, FKD çıkış işaretini bir referans işaretine sadece frekansıyla kalmayıp aynı zamanda fazıyla birlikte kilitlerler. FKD'lerin genlik demodülasyonunda kullanılabilmeleri için belirli şartların olması gerekir. Sonraki kısımlarda bunun üzerinde ve eşzamanlı demodülasyon üzerinde durulacaktır.

Frekans modülasyonunda ise mesaj işaretini taşıyan, taşıyıcı işaretin frekans bilgisidir. Frekans demodülasyonunun yapılabilmesi için frekans modülasyonuna uğramış işaretin frekans bilgisine ulaşmak gerekir. Frekans demodülasyonunda en çok tercih edilen metodlardan bir tanesi faz kilitlemeli döngü kullanarak mesaj işaretini elde etmektir.

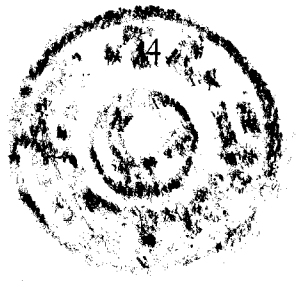
Faz kilitlemeli döngüler sonraki bölümlerde daha ayrıntılı bir şekilde anlatılacağı gibi bir voltaj kontrollü osilatör, bir alçak geçirgen yapıdaki döngü filtresi ve faz dedektörünün kapalı bir döngü oluşturup voltaj kontrollü osilatörün frekansını ve fazını bir referans işaretinin frekansına ve fazına kilitlemeyi (eşitleme) hedefleyen devre yapılarıdır. Faz kilitlemeli döngülerin, FM demodülasyonu, az da olsa GM demodülasyonu, eş zamanlama (senkronizasyon), frekans çarpma ve bölme işlemleri gibi kullanım alanları vardır.

Gerek FM demodülasyonunda gerekse GM demodülasyonunda mesaj işareti, döngü filtresi çıkışından elde edilir. Faz kilitlemeli döngüler tasarlanırken kullanılan döngü filterisinin türü (aktif veya pasif), derecesi (birinci dereceden, ikinci dereceden, ...) - ki bu aynı zamanda faz kilitlemeli döngünün derecesini de belirler-,

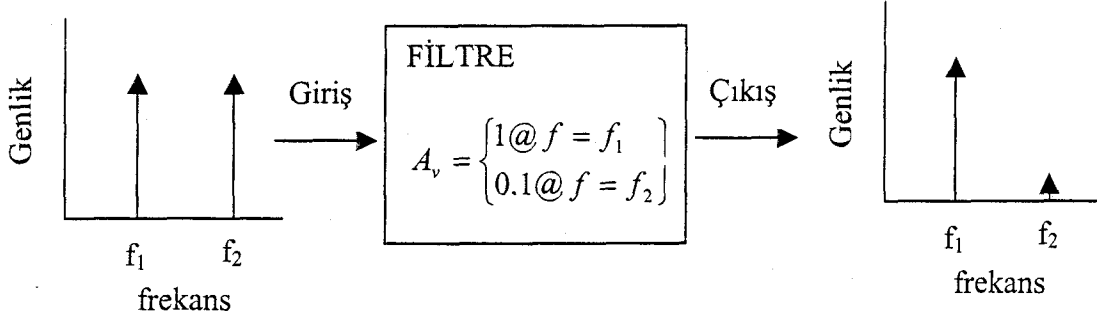
faz kilitlemeli döngünün modeli (lineer, lineer olmayan, serbest koşullar vs.)'nin belirlenmesi, bu belirlemelerdeki kısıtlamalar, koşullar ve de belirlenen koşulların demodülasyonda kullanılan faz kilitlemeli döngülerin döngü filtresi çıkışıındaki mesaj işaretiine etkisinin incelenmesi bu tezin amacıdır.



2. FİLTRELER



Devre teorisinde filtre, bir işaretin frekansına göre genlik ve/veya fazını değiştiren devrelere denir. Teorik olarak bir filtre gelen işarete farklı frekanslarda herhangi bir bileşen eklemez. Bir filtrenin bir işaretin frekansa bağlı genlik seviyesini değiştirme faktörüne o filtrenin kazancı denir.



Şekil 2.1. Herhangi Bir Filtrenin Frekans Spektrumu

Şekilde görülen filtrenin kazancı f_1 frekansında 1, f_2 frekansında 0,1'dir. Frekans dönemindeki görüntüsü Şekil 2.1.'deki gibi olan işaretin f_1 frekansındaki bileşeni aynen filtre çıkışında da görülecektir, fakat f_2 frekansındaki bileşen %90 zayıflayarak kaybolacaktır. Gelen işaretin tüm frekanslarda (eğer bileşeni var ise) zayıflaması veya güçlenmesi tespit edilerek filtrenin frekansa göre cevabı tespit edilir.

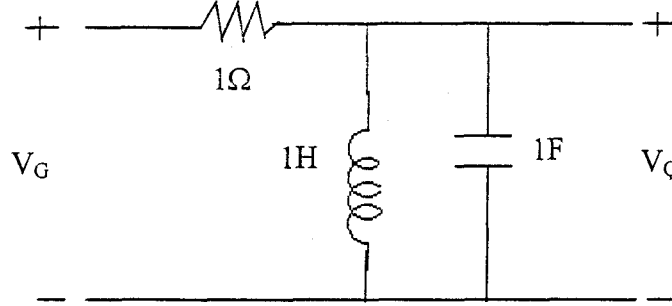
Bir filtrenin gelen işarete tüm frekans spektrumundaki cevabına matematiksel olarak o filtrenin transfer fonksiyonu denir. Filtrenin transfer fonksiyonu çıkış işaretin Laplace dönüşümünün giriş işaretin Laplace dönüşümüne oranıdır. Gerilim transfer fonksiyonuna $H(s)$ denecek olursa

$$H(s) = \frac{V_G(s)}{V_C(s)} \quad (2.1)$$

dır. Burada $V_G(s)$ giriş işareti, $V_C(s)$ çıkış işareti ve s de kompleks frekans değişkenidir.

Bir filtrenin frekansa bağılı faz kaydırmasına o filtrenin faz cevabı denir.

Şekil 2.2’de bir filtre devresi görülmektedir.



Şekil 2.2. Bir Filtre Devresi

Bu filtrenin transfer fonksiyonu

$$H(s) = \frac{s}{s^2 + s + 1} \quad (2.2)$$

dır. Bu filtre ikinci dereceden bir filtredir. Bir filtrenin derecesi transfer fonksiyonundaki s 'in en büyük kuvvetidir. Genelde filtre devre şemasına da bakılarak bir filtrenin derecesi saptanabilir. Filtre devrelerindeki toplam bobin ve kapasitör sayısı filtrenin derecesini verir.

(2.2) numaralı denklemdeki transfer fonksiyonunun genlik cevabını veya kazanç transfer fonksiyonunu bulmak için s yerine $j\omega$ konur.

$$A(\omega) = |H(s)| = \left| \frac{j\omega}{-\omega^2 + j\omega + 1} \right| \quad (2.3)$$

$$= \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + (1 - \omega^2)^2}} \quad (2.4)$$

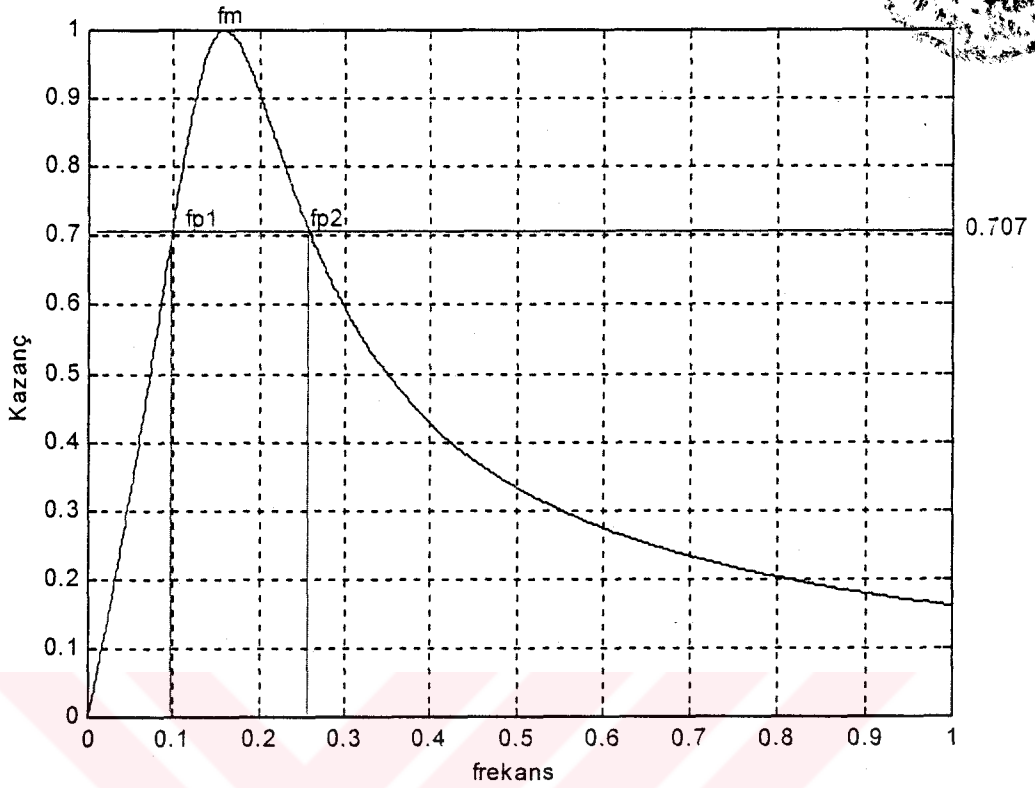
Faz cevabı ise

$$\theta(\omega) = \arg H(s) = 90^\circ - \tan^{-1} \frac{\omega}{1 - \omega^2} \quad (2.5)$$

şeklindedir. Açısal frekans ile frekans arasındaki ilişki

$$\omega = 2\pi f \quad (2.6)$$

şeklindedir. Şekil 2.2.'deki filtrenin genlik cevabının frekans domenindeki görüntüsü Şekil 2.3.'teki gibidir.



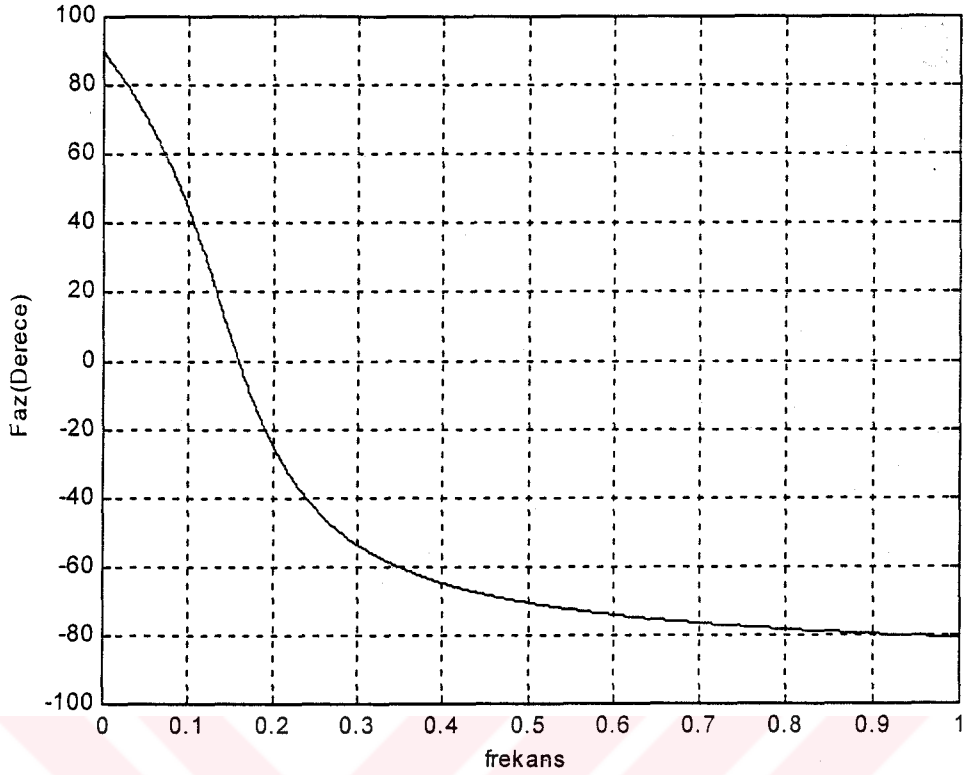
Şekil 2.3. Şekil 2.2'deki Filtre Devresinin Genlik Cevabının Frekans Domenindeki Görüntüsü

Genel görünümü yukarıdaki şekildeki gibi olan filtrelere band geçiren filtre denir. Bu tip filtrelerin nispeten az kayıpla geçirdiği (işaretleri az zayıflattığı) frekans aralığına geçirme bandı denir. Geçirme bandı teorik olarak gerilim seviyesinin %70.7'sinin veya daha fazlasının korunduğu frekans aralığıdır. Şekilde geçirme bandı f_{p1} ile f_{p2} arasındadır. Band geçiren filtrenin en az kayıplı frekans değeri merkez frekans olarak bilinir. Şekilde merkez frekansı f_m ile gösterilmiştir. Gerilim seviyesinin %70.7'sine düşmesi aynı zamanda güç seviyesinin 3 dB azalması demektir.

Teorik olarak merkez frekansı ile geçirme bandı sınır frekansları arasında şu şekilde bir ilişki vardır[1].

$$f_m = \sqrt{f_{p1} f_{p2}} \quad (2.7)$$

Şekil 2.2'deki filtrenin faz cevabının frekans domenindeki görüntüsü Şekil 2.4'teki gibidir.



Şekil 2.4. Şekil 2.2'deki Filtre Devresinin Faz Cevabının Frekans Domenindeki Görüntüsü

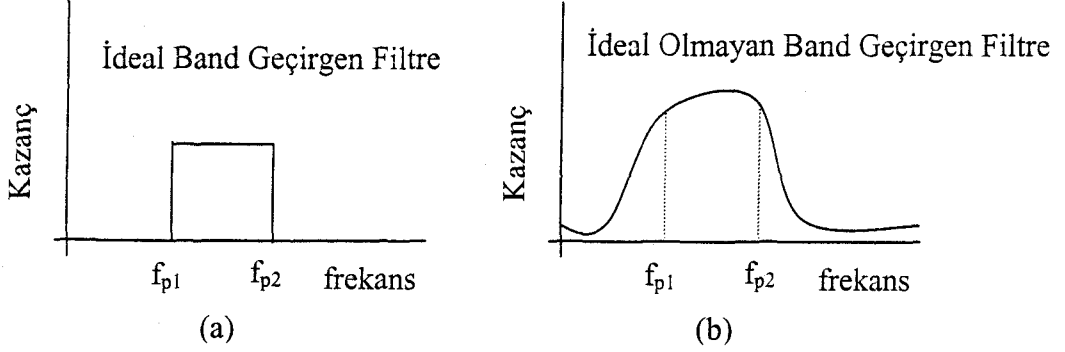
2.1. Frekans Karakteristiğine Göre Filtre Çeşitleri

Genel olarak kullanılan beş çeşit filtre tipi vardır:

1. Band Geçirgen Filtre
2. Band Durduran Filtre
3. Alçak Geçirgen Filtre
4. Yüksek Geçirgen Filtre
5. Tüm Geçirgen Filtre

2.1.1. Band Geçirgen Filtre

Şekil 2.5.'teki gibi sadece belli bir frekans aralığındaki işaretleri geçiren filtrelerdir.



Şekil 2.5. Band Geçirgen Filtre Karakteristiği

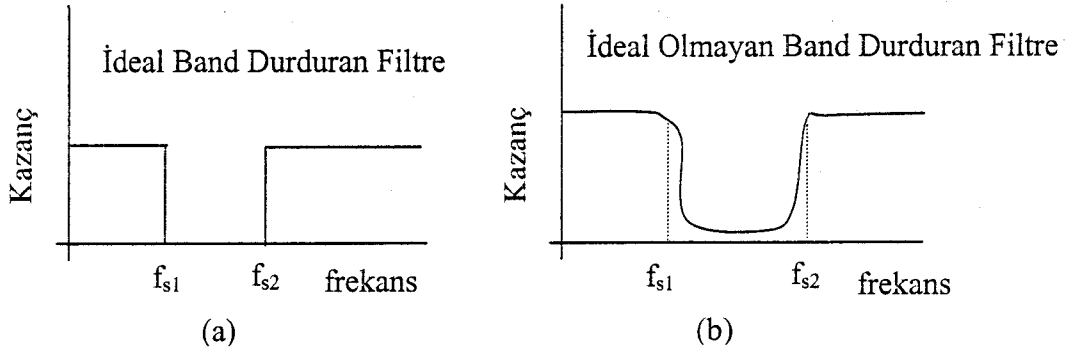
Band geçirgen filtrelerin bir geçirme bandı (f_{p1} ile f_{p2} arasındaki frekans aralığı) iki tane de durdurma bandı ($0-f_{p1}$ frekans aralığı ve $f_{p2}-\infty$ frekans aralığı) vardır.

Şekil 2.5.a.'da ideal band geçirgen filtrenin karakteristiği görülmektedir. Geçirgen bantta sabit bir kazanç vardır ve durdurma bantlarındaki kazanç sıfırdır. Pratikte böyle bir filtrenin tasarımı imkansızdır. Şekil 2.5.b.'deki ideal olmayan band geçirgen filtrenin karakteristiğinde ise geçirgen banttaki frekanslarda kayıp miktarı az, durdurma bantlarındaki kayıp miktarı ise fazladır.

Band geçirgen filtreye örnek olarak Şekil 2.2.'de incelenmiş olan filtre verilebilir.

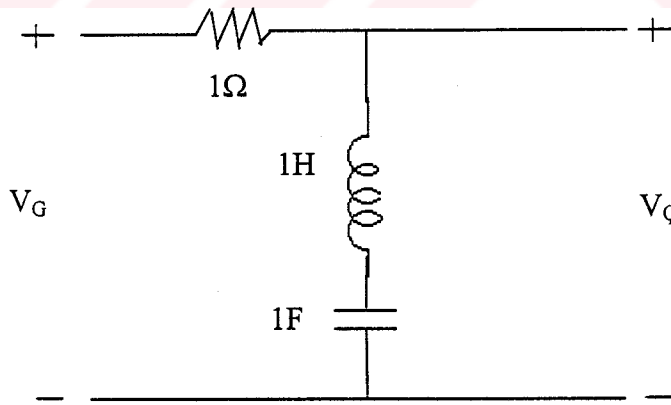
2.1.2. Band Durduran Filtre

Şekil 2.6.'da görüldüğü gibi band geçirgen filtrenin tam tersi fonksiyonu olan filtrelerdir.



Şekil 2.6. Band Durduran Filtre Karakteristiği

Band durdurucu filtrelerin bir durdurma bandı (f_{s1} ile f_{s2} arasındaki frekans aralığı) iki tane de geçiren bantı ($0-f_{s1}$ frekans aralığı ve $f_{s2}-\infty$ frekans aralığı) vardır. Şekil 2.6.a.'da ideal band durdurucu filtrenin karakteristiği görülmektedir. Geçiren bantta sabit bir kazanç vardır ve durdurma bantlarındaki kazanç sıfırdır. Pratikte böyle bir filtrenin tasarımı imkansızdır. Şekil 2.6.b.'deki ideal olmayan band durdurucu filtrenin karakteristiğinde ise geçiren banttaki frekanslarda kayıp miktarı az, durdurma bantlarındaki kayıp miktarı ise fazladır. Şekil 2.7.'de bir band durdurucu filtre devresi görülmektedir.



Şekil 2.7. Bir Band Durduran Filtre Devresi

Bu filtrenin transfer fonksiyonu

$$H(s) = \frac{s^2 + 1}{s^2 + s + 1} \quad (2.8)$$

dır. (2.8) numaralı denklemdeki transfer fonksiyonunun kazanç transfer fonksiyonunu bulmak için s yerine $j\omega$ konur.

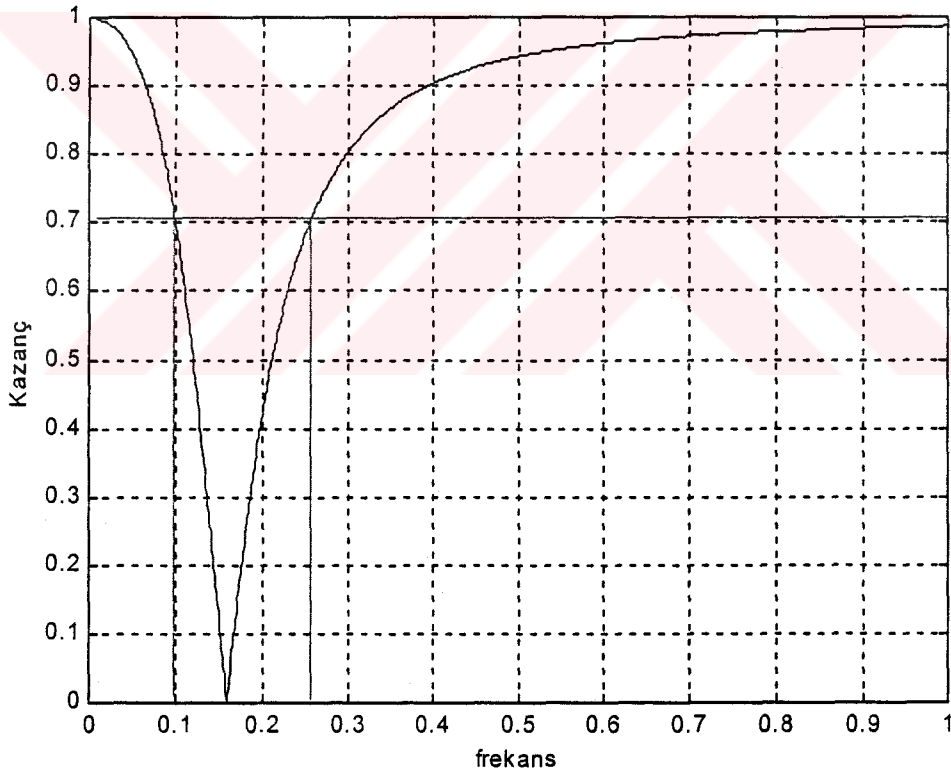
$$A(\omega) = |H(s)| = \left| \frac{1 - \omega^2}{-\omega^2 + j\omega + 1} \right| \quad (2.9)$$

$$= \frac{|1 - \omega^2|}{\sqrt{\omega^2 + (1 - \omega^2)^2}} \quad (2.10)$$

Faz cevabı ise

$$\theta(\omega) = \arg H(s) = -\tan^{-1} \frac{\omega}{1 - \omega^2} \quad (2.11)$$

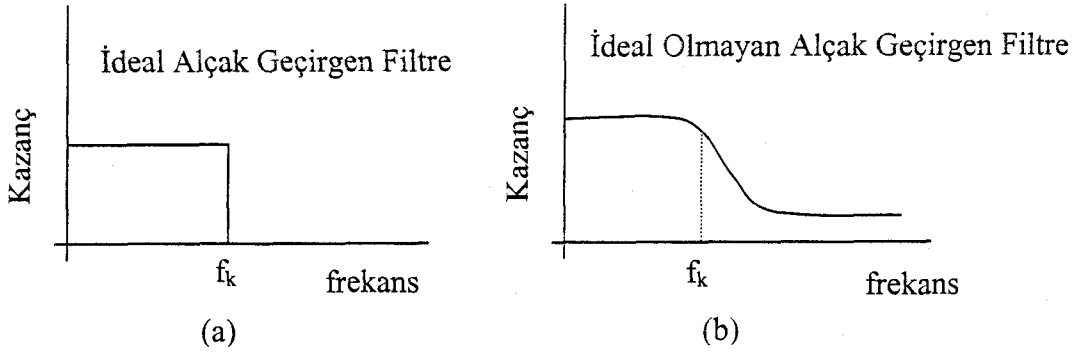
şeklindedir. (2.8) numaralı denklemde ifade edilen transfer fonksiyonunun kazanç grafiği Şekil 2.8.'teki gibidir.



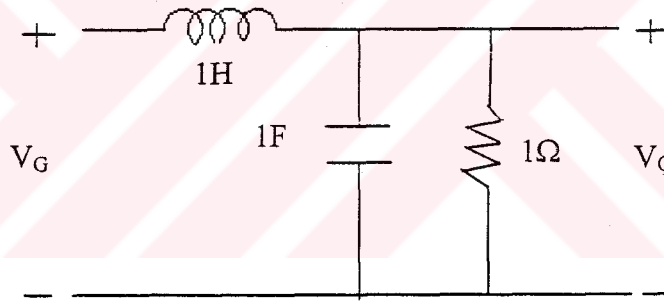
Şekil 2.8. Şekil 2.7.'deki Band Durduran Filtrenin Frekans Domenindeki Görüntüsü

2.1.3. Alçak Geçirgen Filtre

Üçüncü bir filtre tipi de alçak geçirgen filtredir. Bu tip filtreler Şekil 2.9.'da görüldüğü gibi düşük frekanslı işaretleri geçirip, kesim frekansından daha yüksek frekanslı işaretlerin geçmesine izin vermezler.



Şekil 2.9. Alçak Geçirgen Filtrelerin Frekans Domeni Karakteristiği
Şekil 2.10.'da bir alçak geçirgen filtre devresi görülmektedir.



Şekil 2.10. Bir Alçak Geçirgen Filtre Devresi

Bu filtrenin transfer fonksiyonu

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + s + 1} \quad (2.12)$$

dır. (2.12) numaralı denklemdeki transfer fonksiyonunun kazanç transfer fonksiyonunu bulmak için s yerine $j\omega$ konur.

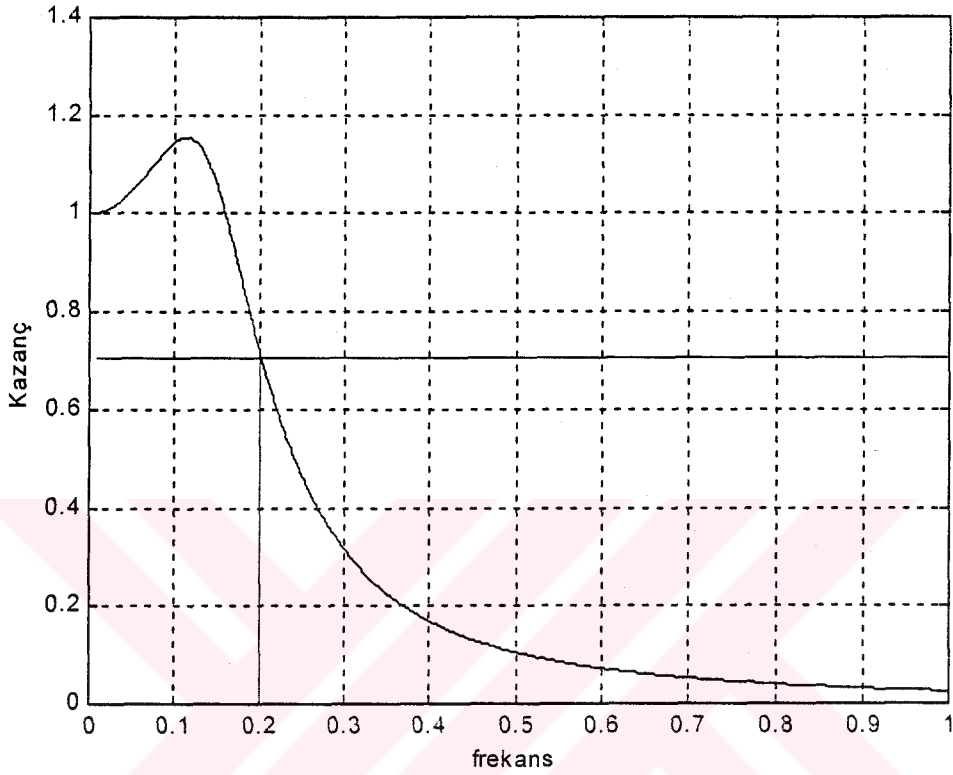
$$A(\omega) = |H(s)| = \left| \frac{1}{-\omega^2 + j\omega + 1} \right| \quad (2.13)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\omega^2 + (1 - \omega^2)^2}} \quad (2.14)$$

Faz cevabı ise

$$\theta(\omega) = \arg H(s) = -\tan^{-1} \frac{\omega}{1-\omega^2} \quad (2.15)$$

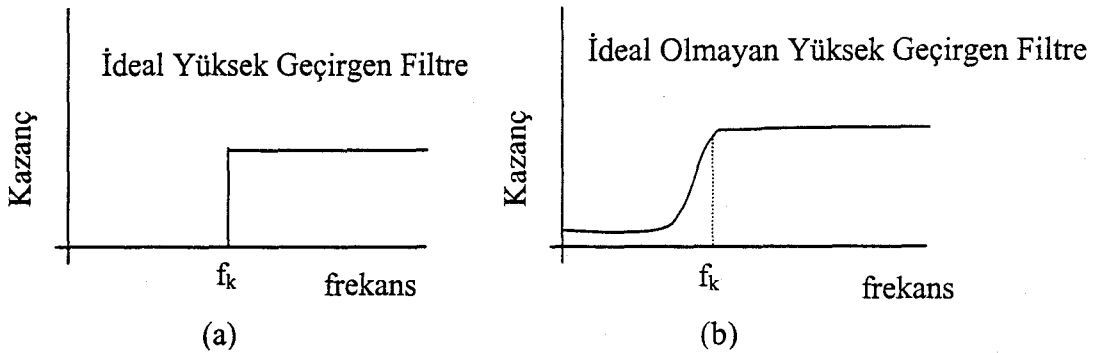
şeklindedir. (2.12) numaralı denklemde ifade edilen transfer fonksiyonunun kazanç grafiği Şekil 2.11.'deki gibidir.



Şekil 2.11. Şekil 2.10.'daki Alçak Geçirgen Filtrenin Frekans Domenindeki Görüntüsü

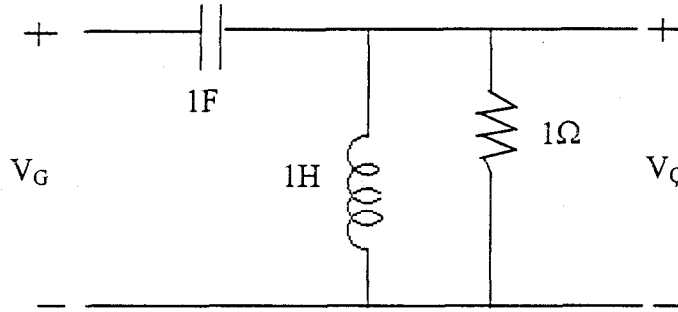
2.1.4. Yüksek Geçirgen Filtre

Bu tip filtreler Şekil 2.12.'de görüldüğü gibi yüksek frekanslı işaretleri geçirip, kesim frekansından daha düşük frekanslı işaretlerin geçmesine izin vermezler.



Şekil 2.12. Yüksek Geçirgen Filtrelerin Frekans Domeni Karakteristiği

Şekil 2.13.'te bir yüksek geçirgen filtre devresi görülmektedir.



Şekil 2.13. Bir Yüksek Geçirgen Filtre Devresi

Bu filtrenin transfer fonksiyonu

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + s + 1} \quad (2.16)$$

dır. (2.16) numaralı denklemdeki transfer fonksiyonunun kazanç transfer fonksiyonunu bulmak için s yerine $j\omega$ konur.

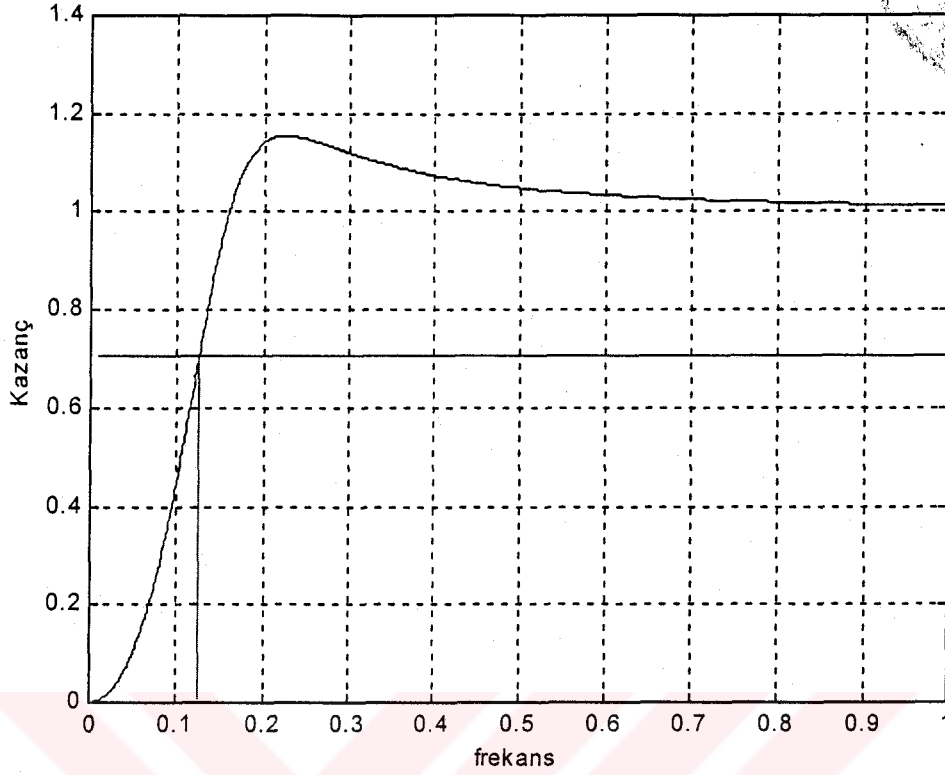
$$A(\omega) = |H(s)| = \left| \frac{-\omega^2}{-\omega^2 + j\omega + 1} \right| \quad (2.17)$$

$$= \frac{\omega^2}{\sqrt{\omega^2 + (1 - \omega^2)^2}} \quad (2.18)$$

Faz cevabı ise

$$\theta(\omega) = \arg H(s) = -\tan^{-1} \frac{\omega}{1 - \omega^2} \quad (2.19)$$

şeklindedir. (2.16) numaralı denklemde ifade edilen transfer fonksiyonunun kazanç grafiği Şekil 2.14.'teki gibidir.



Şekil 2.14. Şekil 2.13.'teki Yüksek Geçirgen Filtrenin Frekans Domenindeki Görüntüsü

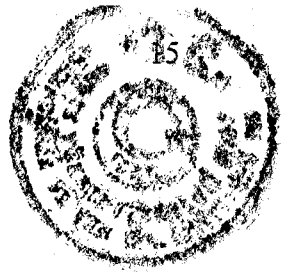
2.1.5. Tüm Geçirgen Filtre

Beşinci ve son filtre tipi ise tüm geçirgen filtredir. Bu filtrenin gelen işaretin genliği üzerinde herhangi bir etkisi yoktur, sadece faz kaydırıcı bir rol üstlenir.

2.2. Kullanılan Elemanlara Göre Filtre Çeşitleri

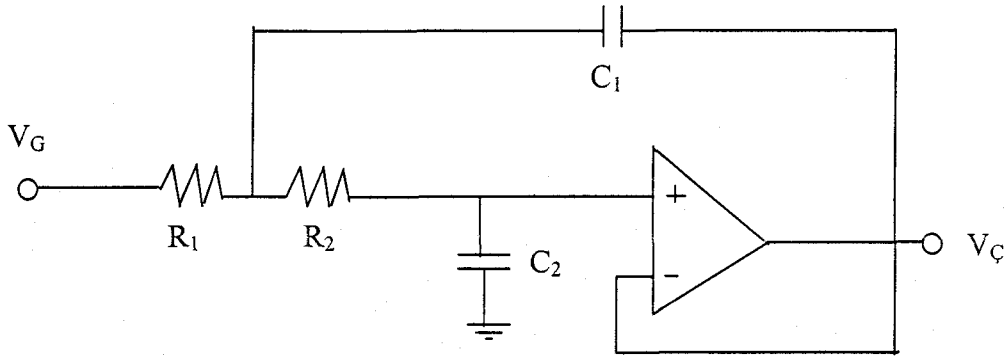
2.2.1. Pasif Filtreler

Transistor, işlem kuvvetlendiricisi gibi hiçbir kuvvetlendirici eleman kullanmayan filtrelerdir. Bu filtrelerde direnç, kapasitör ve bobin kullanılır. Daha önce bahsedilen filtre tiplerindeki tüm devre örnekleri birer pasif filtredir.



2.2.2. Aktif Filtreler

Bu tür filtrelerde özellikle işlem kuvvetlendiricisi gibi kuvvetlendirici elemanlarla birlikte direnç ve kapasitör kullanılır. Şekil 2.15.'te bir aktif alçak geçirgen filtre devresi görülmektedir.



Şekil 2.15. Bir Aktif Alçak Geçirgen Filtre Devresi

Bu filtrenin transfer fonksiyonu

$$H(s) = \frac{V_c(s)}{V_G(s)} = \frac{\omega_o^2}{s^2 + s \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2} \quad (2.20)$$

şeklindedir. Burada

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.21)$$

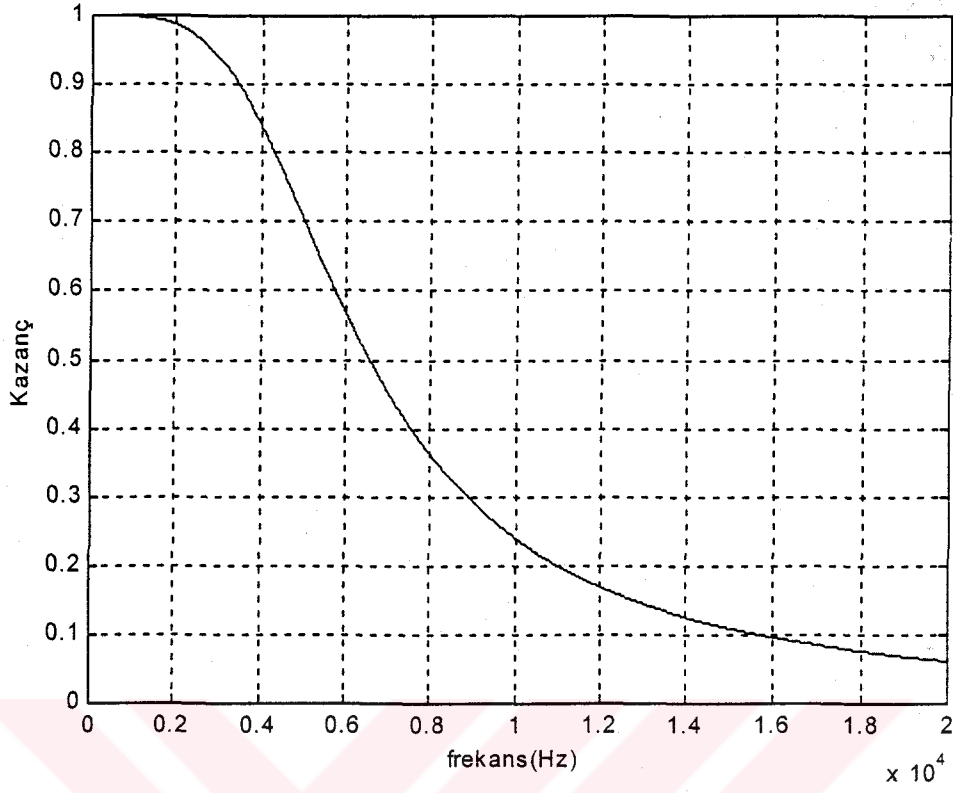
ve

$$Q = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{R_1 + R_2} \quad (2.22)$$

dır. $R_1=R_2=2.26\text{k}\Omega$, $C_1=0.02\mu\text{F}$, $C_2=0.01\mu\text{F}$ için

$$H(s) = \frac{9.79 \times 10^8}{s^2 + 4.425 \times 10^4 s + 9.79 \times 10^8} \quad (2.23)$$

olur. (2.23) numaralı denklemlerle anlatılan aktif alçak geçirgen filtre kazancının frekans domenindeki görüntüsü Şekil 2.16.'daki gibi olur.



Şekil 2.16. Şekil 2.15.'deki Aktif Alçak Geçirgen Filtrenin Frekans Domenindeki Görüntüsü

3. GENLİK VE FREKANS MODÜLASYONU

3.1. Genlik Modülasyonu (GM)

Genlik Modülasyonunda taşıyıcı işaretin genliği, mesaj işaretini ($m(t)$) taşır.

Yani taşıyıcı işaret

$$c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) \quad (3.1)$$

olmak üzere GM işareti

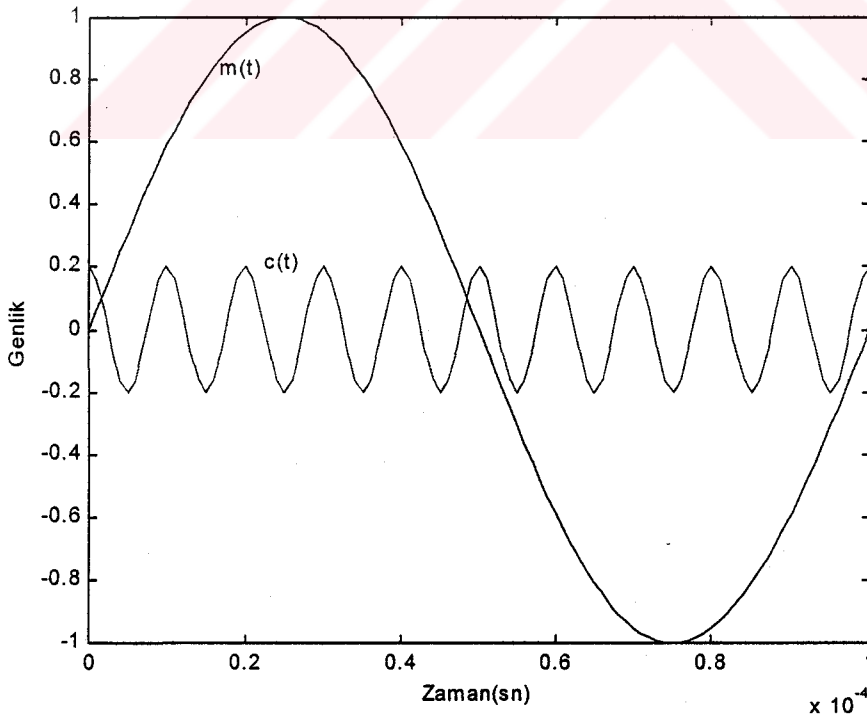
$$s(t) = A_c [1 + k_a m(t)] \cos(2\pi f_c t) \quad (3.2)$$

dır. Burada k_a , modülatörün V^{-1} cinsinden genlik duyarlılığıdır.

$$s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) m(t) \quad (3.3)$$

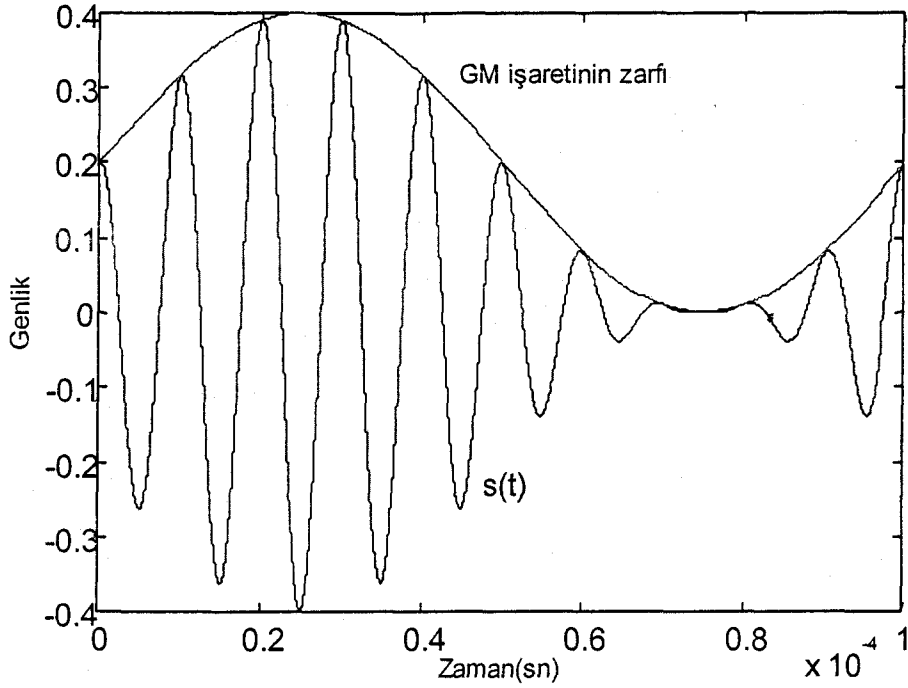
işareti de genlik modülasyonuna uğramış işarettir. (3.2.) numaralı denklemle verilen GM işaretinden farkı taşıyıcı işaretin bastırılmış olmasıdır.

Mesaj işareti ve taşıyıcı işaret Şekil 3.1.'deki gibi olsun.



Şekil.3.1. Mesaj ve Taşıyıcı İşaret

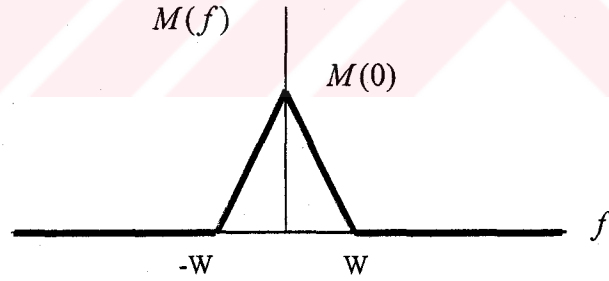
Bu durumda genlik modüle edilmiş işaret Şekil 3.2.'teki gibi olacaktır.



Şekil 3.2. GM işareti ve Zarfı

Şekil 3.2.'de de görüldüğü gibi GM işaretinin genliği, mesaj işaretini taşır.

Mesaj işareti $m(t)$ 'nin Fourier dönüşümü $M(f)$, Şekil 3.3.'teki gibi olsun



Şekil 3.3. Mesaj İşaretinin Frekans Domeni Görüntüsü

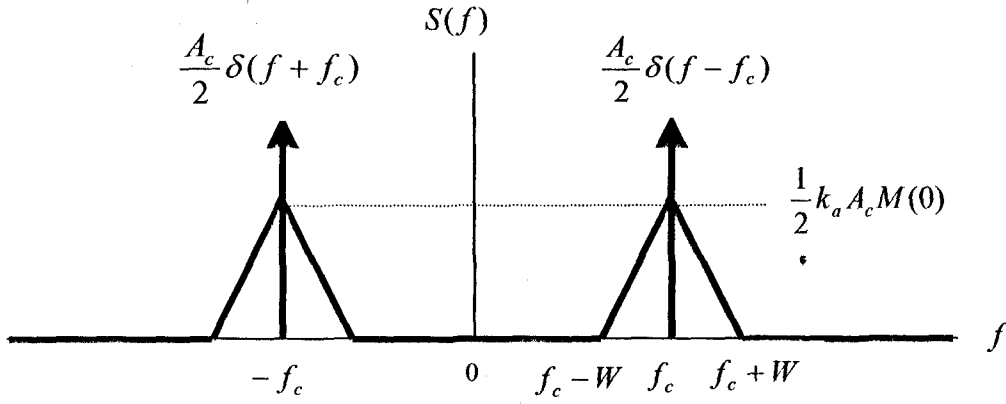
Taşıyıcı işaret ise bir kosinüs işareti olduğundan Fourier dönüşümü şu şekildedir:

$$C(f) = \frac{A_c}{2} [\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)] \quad (3.4)$$

Bu durumda GM işaretinin Fourier dönüşümü (3.2) numaralı denkleme göre yazılacak olunursa

$$S(f) = \frac{A_c}{2} [\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)] + \frac{k_a A_c}{2} [M(f - f_c) + M(f + f_c)] \quad (3.5)$$

elde edilir. GM işaretinin frekans domenindeki görüntüsü ise Şekil 3.4.'teki gibi olur.



Şekil 3.4. Frekans Domeninde GM İşareti

Eğer GM işareti (3.2) numaralı denklemdeki gibi değil de (3.3) numaralı denklemdeki gibi tanımlansaydı, bu durumda GM işareti

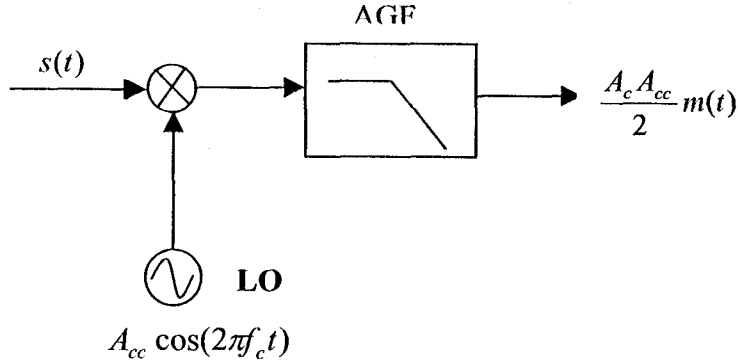
$$S(f) = \frac{A_c}{2} [M(f - f_c) + M(f + f_c)] \quad (3.6)$$

şeklinde olurdu ve frekans domenindeki $\frac{A_c}{2} \delta(f \pm f_c)$ bileşenleri kaybolurdu. Bu şekildeki genlik modülasyonuna taşıyıcısı bastırılmış çift yan bandlı genlik modülasyonu denir (double sideband suppressed carrier modulation).

3.2. Eşzamanlı Demodülasyon ile Genlik Demodülasyonu

Daha önce, eşzamanlı demodülasyonda genlik modülasyonuna uğramış işaret, taşıyıcı işaret ile aynı frekansta mümkünse aynı fazda bir lokal osilatör işareti ile çarpılarak (mikser aracılığı ile) alçak geçiren bir filtreden geçirileceği, böylelikle sadece sabit bir çarpanla çarpılmış mesaj işareti elde edileceği belirtilmişti.

Şekil 3.5.'te eşzamanlı demodülasyon blok diyagramı görülmektedir[2].



Şekil 3.5. Eşzamanlı Demodülasyon Blok Diyagramı

Burada lokal osilatör işareti

$$lo(t) = A_{cc} \cos(2\pi f_c t) \quad (3.7)$$

şeklinde yazılır. $s(t)$ 'nin (3.3) numaralı denklemdeki gibi olduğu düşünülürse bu durumda mikser çıkışındaki işaret

$$mix(t) = lo(t) \cdot s(t) \quad (3.8)$$

$$mix(t) = A_{cc} \cos(2\pi f_c t) \cdot A_c \cos(2\pi f_c t) m(t) \quad (3.9)$$

olur.

$$\cos^2(x) = \frac{1}{2} \cos(2x) + \frac{1}{2} \quad (3.10)$$

eşitliği yardımı ile

$$mix(t) = \frac{A_c A_{cc}}{2} m(t) \cos(4\pi f_c t) + \frac{A_c A_{cc}}{2} m(t) \quad (3.11)$$

şeklinde yazılabilir. Alçak geçirgen filtre (3.11) numaralı denklemdeki birinci işaretin geçmesine izin vermeyip ikinci işaretin geçmesini sağlayacaktır. Böylelikle filtre çıkışındaki işaret

$$v(t) = \frac{A_c A_{cc}}{2} m(t) \quad (3.12)$$

olacaktır. Görüldüğü gibi sabit bir çarpanla çarpılmış mesaj işareti elde edilmiştir.

3.3. Açı Modülasyonu

Açı Modülasyonunda taşıyıcı işaretin açısı mesaj işaretine göre değişirken genliği sabit kalır.

Bu durumda $\theta_i(t)$ modüle edilmiş taşıyıcının anlık açısı olmak üzere açı modülasyonlu işaret

$$s(t) = A_c \cos(\theta_i(t)) \quad (3.13)$$

olarak tanımlanır. Burada A_c taşıyıcı işaretin genliğidir.

Açı modülasyonlu işaretin anlık frekansı ise

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta_i(t)}{dt} \quad (3.14)$$

olarak tanımlanır. Sıkça kullanılan iki farklı açı modülasyon çeşidi vardır. Bunlar:

- Faz Modülasyonu (PM)
- Frekans Modülasyonu (FM)

dur.

3.3.1. Faz Modülasyonu (PM)

Modülasyonlu işaretin anlık açısı $\theta_i(t)$, mesaj işareti $m(t)$ ile lineer bir şekilde değişir. Yani:

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + k_p m(t) \quad (3.15.)$$

dır. Burada $2\pi f_c t$ modüle edilmemiş işaretin açısını verir. $c(t)$ taşıyıcı işareti,

$$c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) \quad (3.16)$$

şeklinde ifade edilir. k_p ise modülatörün rad/V cinsinden faz duyarlılığıdır.

Bu durumda PM işareti

$$s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + k_p m(t)] \quad (3.17)$$

olur.

3.3.2. Frekans Modülasyonu (FM)

Modüle edilmiş taşıyıcının anlık frekansı $f_i(t)$, mesaj işareti $m(t)$ ile lineer bir şekilde değişir. Yani:

$$f_i(t) = f_c + k_f m(t) \quad (3.18)$$

dir. Burada f_c , taşıyıcı işaretin frekansıdır. k_f ise modülatörün Hertz/V cinsinden duyarlılığıdır.

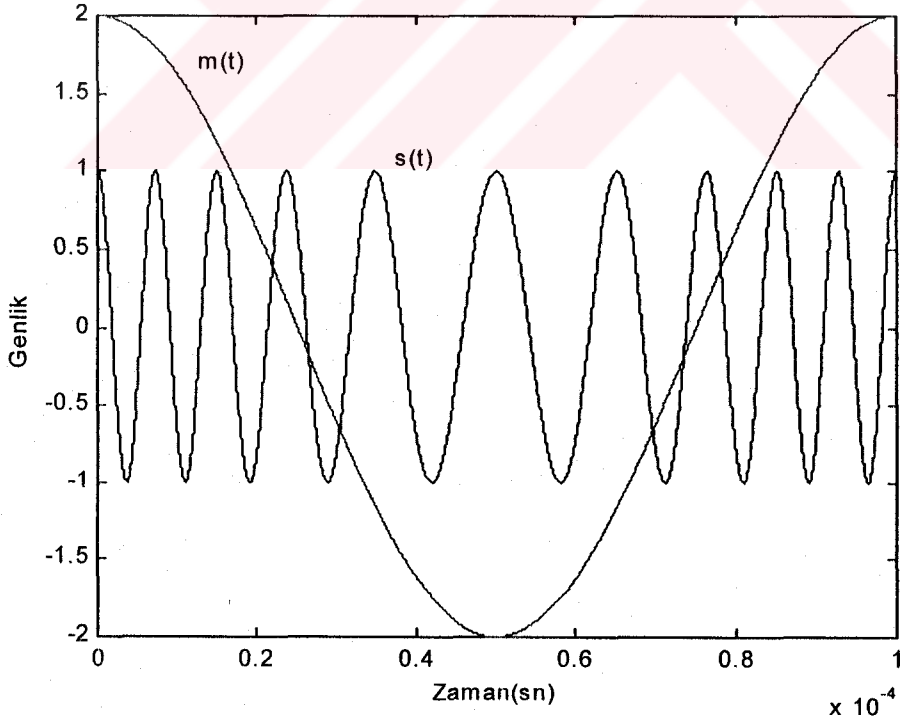
(3.14) ve (3.18) numaralı denklemler kullanılarak

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt \quad (3.19)$$

elde edilir. Bu durumda FM işareti

$$s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt) \quad (3.20)$$

olur. Şekil 3.6.'da görüldüğü gibi FM işaretinin frekansı mesaj işaretini taşır.



Şekil 3.6. FM İşareti ve Mesaj İşareti

Mesaj işareti (3.21) numaralı denklemdeki gibi tanımlansın.

$$m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t) \quad (3.21)$$

Bu durumda FM işaretinin anlık frekansı

$$f_i(t) = f_c + k_f A_m \cos(2\pi f_m t) \quad (3.22)$$

$$f_i(t) = f_c + \Delta f \cos(2\pi f_m t) \quad (3.23)$$

olur. Burada

$$\Delta f = k_f A_m \quad (3.24)$$

dır ve Δf maksimum frekans sapma miktarıdır. FM işaretinin frekansının taşıyıcı işaretin frekansından maksimum sapma miktarını gösterir. FM işaretinin anlık açısı

$$\theta_i(t) = 2\pi \int_0^t f_i(t) dt \quad (3.25)$$

şeklinde ifade edilir. (3.22) numaralı denklem (3.25) numaralı denklemde yerine konursa

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin(2\pi f_m t) \quad (3.26)$$

bulunur.

Δf 'in f_m 'e oranı FM işaretinin modülasyon indeksi olarak tanımlanır.

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (3.27)$$

Bu durumda (3.27) numaralı denklem şu şekilde ifade edilir.

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t) \quad (3.28)$$

Böylece (3.20) numaralı denklemdeki FM işareti

$$s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t)] \quad (3.29)$$

şeklini alır.

β 'nın aldığı değere göre frekans modülasyonu ikiye ayrılır.

- Darbandlı FM: β , 1 radyandan küçüktür.
- Genişbandlı FM: β , 1 radyandan büyüktür.

3.3.2.1. Darbandlı Frekans Modülasyonu

(3.29) numaralı denklem şu şekilde yazılabilir.

$$s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) \cos[\beta \sin(2\pi f_m t)] - A_c \sin(2\pi f_c t) \sin[\beta \sin(2\pi f_m t)] \quad (3.30)$$

Modülasyon indeksinin bir radyandan yeterince küçük olduğu düşünülürse, bu durumda,

$$\cos[\beta \sin(2\pi f_m t)] \approx 1 \quad (3.31)$$

$$\sin[\beta \sin(2\pi f_m t)] \approx \beta \sin(2\pi f_m t) \quad (3.32)$$

olur. Bu eşitlikler, (3.30) numaralı denkleme yerleştirilirse FM işareti şu şekli alır.

$$s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) - \beta A_c \sin(2\pi f_c t) \sin(2\pi f_m t) \quad (3.33)$$

Darbandlı FM işareti (3.33) numaralı denklemdeki gibi ifade edilir. Bu eşitlik

$$\sin(a) \sin(b) = \frac{1}{2} [\cos(a+b) - \cos(a-b)] \quad (3.34)$$

ifadesi kullanılarak

$$s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) - \frac{1}{2} \beta A_c \{\cos[2\pi(f_c + f_m)t] - \cos[2\pi(f_c - f_m)t]\} \quad (3.35)$$

şeklinde de yazılabilir.

3.3.2.2. Genişbandlı Frekans Modülasyonu

(3.29) numaralı eşitliği

$$s(t) = \text{Re}[A_c \exp(j2\pi f_c t + j\beta \sin(2\pi f_m t))] \quad (3.36)$$

$$s(t) = \text{Re}[\tilde{s}(t) \exp(j2\pi f_c t)] \quad (3.37)$$

şeklinde yazmak mümkündür. (3.36) ve (3.37) numaralı denklemlerde $\exp(x) = e^x$ dir.

(3.37) numaralı denklemde $\tilde{s}(t)$, FM işaretinin kompleks zarfını verir ve

$$\tilde{s}(t) = A_c \exp[j\beta \sin(2\pi f_m t)] \quad (3.38)$$

şeklinde tanımlanır. $\tilde{s}(t)$, kompleks Fourier serisine açılırsa

$$\tilde{s}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \exp(j2\pi n f_m t) \quad (3.39)$$

halini alır. Burada c_n kompleks Fourier katsayısıdır ve şu şekilde ifade edilir:

$$c_n = f_m A_c \int_{-\frac{f_m}{2}}^{\frac{f_m}{2}} \exp[j\beta \sin(x) - jnx] dx \quad (3.40)$$

(3.40) numaralı denklemde

$$x = 2\pi f_m t \quad (3.41)$$

dir. (3.40) numaralı denklemde c_n katsayısı aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$c_n = A_c J_n(\beta) \quad (3.42)$$

(3.42) numaralı denklemde $J_n(\beta)$, birinci dereceden n . mertebeden Bessel fonksiyonu olup aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$J_n(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp[j(\beta \sin x - nx)] dx \quad (3.43)$$

Böylece (3.39) numaralı denklem,

$$\tilde{s}(t) = A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \exp(j2\pi f_m t) \quad (3.44)$$

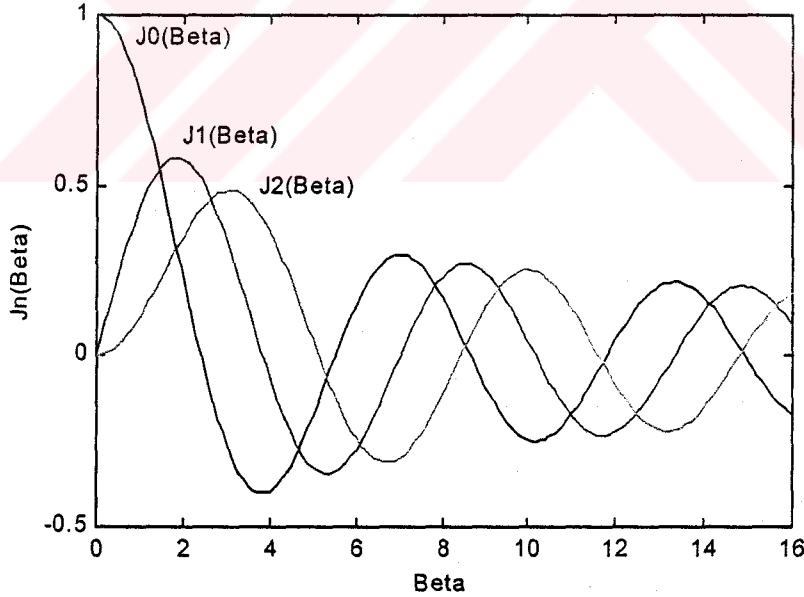
şeklini alır. (3.37) ve (3.44) numaralı eşitlikler birleştirilerek

$$s(t) = A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos[2\pi(f_c + nf_m)t] \quad (3.45)$$

eşitliği elde edilir. Bu eşitliğin Fourier dönüşümü alınarak frekans domeninde genişbandlı FM işaretini gözlenebilir.

$$S(f) = \frac{A_c}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) [\delta(f - f_c - nf_m) + \delta(f + f_c + nf_m)] \quad (3.46)$$

$n=0, 1$ ve 2 için birinci dereceden Bessel fonksiyonu Şekil 3.7.'de çizilmiştir.



Şekil 3.7. $n=0,1,2$ İçin Bessel Fonksiyonu

Bessel fonksiyonunun bazı özellikleri ise şunlardır.

1. n çift ise $J_n(\beta) = J_{-n}(\beta)$, n tek ise $J_n(\beta) = -J_{-n}(\beta)$ dir.
2. $J_0(\beta) \approx 1$



$$J_1(\beta) \approx \frac{\beta}{2}$$

$$J_n(\beta) \approx 0, \quad n > 2$$

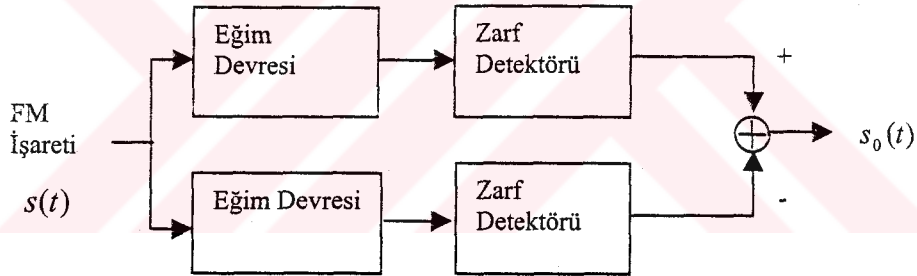
3.

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta) = 1$$

3.3.3. Frekans Ayırımı Metodu ile Frekans Demodülasyonu

Frekans demodülasyonu FM işaretinden mesaj işaretini elde etmeyi sağlar. Genelde FM demodülasyonu frekans ayırımı (frequency discrimination) metodu ile gerçekleştirilir. Bu metotta kullanılan frekans ayırmıcısının anlık genliği FM işaretinin anlık frekansı ile doğru orantılıdır.

Frekans ayırmıcısı bir eğim devresi ve bir zarf detektöründen oluşur. Frekans ayırmıcısı blok diyagramı Şekil 3.8.'de gösterilmiştir[3].



Şekil 3.8. Frekans Ayırmıcısı Blok Diyagramı

Frekans ayırmıcısı çıkış işareti $s_0(t)$, aşağıdaki gibidir.

$$s_0(t) = 2k_e k_f A_c m(t) \quad (3.47)$$

(3.47) numaralı denklemde;

k_e : Eğim devresinin eğimi,

k_f : Modülatörün frekans duyarlılığı,

A_c : Taşıyıcı işaretin genliği

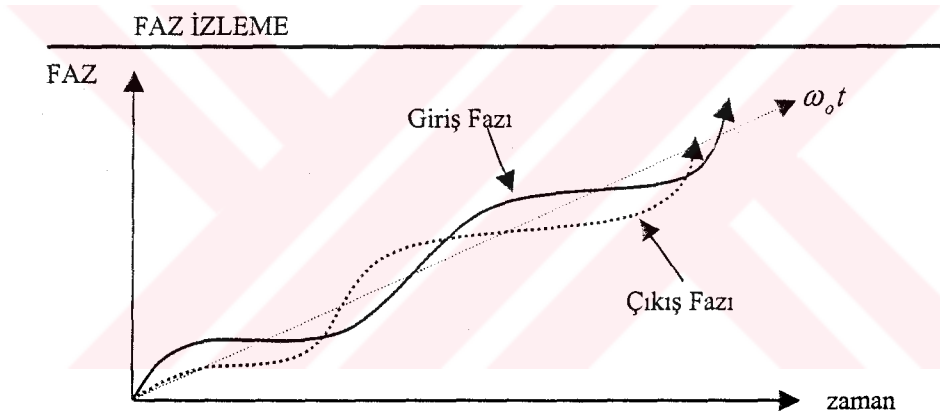
dir. Yani (3.47) numaralı denklemden de anlaşılacağı gibi frekans ayırmıcısı çıkış işareti mesaj işaretinin sabit bir katsayı ile çarpılmış halidir ve bu şekilde mesaj işareti elde edilmiş olur.

4. FAZ KİLİTLEMELİ DÖNGÜ MODELLEMESİ

ÇALIŞMA PRENSİBİ, FONKSİYONEL BLOKLARI

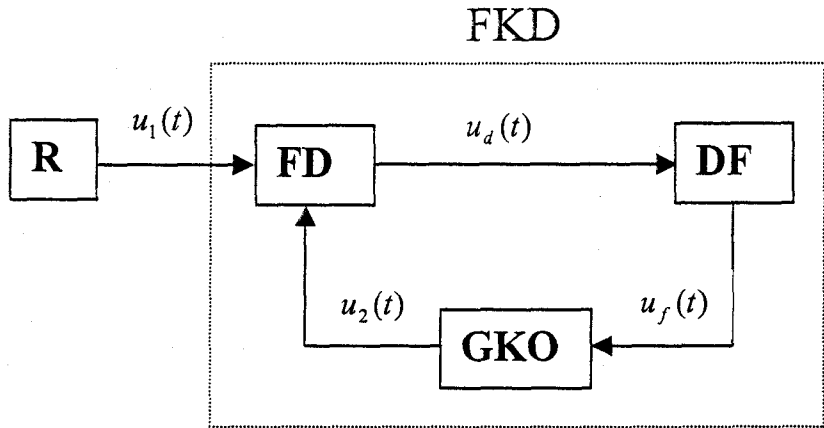
FKD bir osilatör tarafından üretilen işareti sadece frekansla kalmayıp aynı zamanda fazını da bir referans işaretine göre eş zamanlı hale getiren devrelere denir. Bu eş zamanlı çalışmaya “kilitleme” durumu denir ve faz hatası sıfırdır.

Şekil 4.1.'de de görüldüğü gibi, FKD, çıkış işaretinin fazının giriş işareti fazını takip etmesini sağlar[4].



Şekil 4.1. FKD’de Çıkış İşareti Fazı ile Giriş İşareti Fazı Arasındaki İlişki

FKD blok diyagramı Şekil 4.2.'deki gibidir.



Şekil 4.2. Faz Kilitlemeli Döngü Blok Diyagramı

Şekil 4.2.'de görüldüğü gibi FKD üç ana kısımdan oluşur.

1. Gerilim Kontrollü Osilatör (GKO)
2. Faz Detektörü (FD)
3. Döngü Filtresi (DF)

R ise referans işaret kaynağını belirtir.

FKD devresindeki işaretler ise şunlardır:

1. Referans veya Giriş İşareti $u_1(t)$. ω_1 , referans işaretin açısal frekansını verir.
2. GKO'nun çıkış işareti $u_2(t)$. ω_2 , GKO işaretinin açısal frekansı.
3. FD'nin Çıkış İşareti $u_d(t)$
4. DF'nin Çıkış İşareti $u_f(t)$
5. Faz Hatası θ_e , $u_1(t)$ ve $u_2(t)$ işaretler arasındaki faz farkıdır.

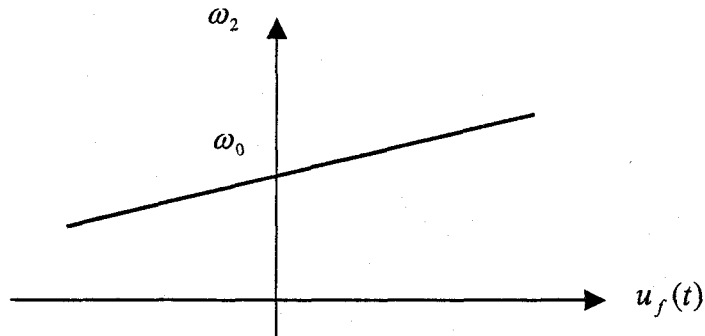
Şekil 4.2.'de görüldüğü gibi FKD üç fonksiyonel bloktan oluşur; GKO, FD ve DF. Bu blokların fonksiyonları kısaca şu şekildedir:

GKO: Gerilim Kontrollü Osilatör

Şekil 4.3.'te de görülebileceği gibi, GKO'nun çıkış işareti döngü filtresinin çıkış işareti olan $u_f(t)$ 'ye göre ω_2 açısal frekansı ile salınır. Frekans sentezinde çıkış işareti olarak alınır.

$$\omega_2 = \omega_0 + K_0 u_f(t) \quad (4.1)$$

dır[5]. Burada ω_0 , GKO'nun merkez açısal frekansı, K_0 GKO'nun Hz./V cinsinden kazancıdır.



Şekil 4.3. GKO Çıkış İşareti

FD: Faz Detektörü (Faz Karşılaştırıcı olarak da bilinir.)

GKO'nun çıkış işareti ile referans işaretini karşılaştırır ve yaklaşık olarak faz hatası θ_e ile orantılı $u_d(t)$ işaretini üretir.

$$u_d(t) = K_d \theta_e \quad (4.2)$$

dir. Burada K_d , FD'nin volt cinsinden kazancını simgeler.

DF: Döngü Filtresi

FD çıkış işareti $u_d(t)$ 'nin *dc* bileşeninin geçmesini, *ac* bileşeninin elenmesini sağlayan alçak geçiren bir filtre yapısıdır. DF, FGD'nin derecesini belirler ve çoğunlukla derecesi birdir.

Üç fonksiyonel grup birlikte nasıl çalışır?

Öncelikle referans işareti $u_1(t)$ 'nin açısal frekansının, GKO'nun merkezi frekansı ω_0 'ya eşit olduğunu varsayalım. Bu durumda faz hatası θ_e , sifıra eşit olacaktır. FD'nin çıkış işareti $u_d(t)$ ve DF'nin çıkışı $u_f(t)$ de sifıra eşit olacaktır. Bu durumda GKO daima merkez frekansında çalışacaktır. FGD kilitlenmiş durumda olacaktır. Bu duruma *FGD'nin kilitlenme hali* denir. (ω_1 ile ω_2 eşit olduğu durumda FGD kitlenir.)

Eğer faz hatası θ_e başlangıçta sifır olmasaydı, FD sifıra eşit olmayan bir $u_d(t)$ üretecekti ve bu da sifıra eşit olmayan bir $u_f(t)$ üretecekti. Bu da GKO'nun çalışma frekansının değişmesine neden olacaktı, öyle ki faz hatası θ_e azalarak sifırlanacaktı ve FGD tekrar kilitlenecekti. İşte bu duruma, *FGD'nin yakalama hali* denir.

Eğer faz hatası θ_e başlangıçta büyük bir değer alsaydı yani ω_1 ile ω_2 arasında büyük fark olsaydı; FGD asla kilitlenmeyecekti. Bu duruma *FGD'nin serbest hali* denir.

FKD'ler değişik tiplerde olabilirler; LFKD (Lineer Faz Kilitlemeli Döngü), SFKD (Sayısal Faz Kilitlemeli Döngü), ... gibi. Bundan sonra FKD tipi LFKD kabul edilerek konu ele alınmaya çalışılacaktır.

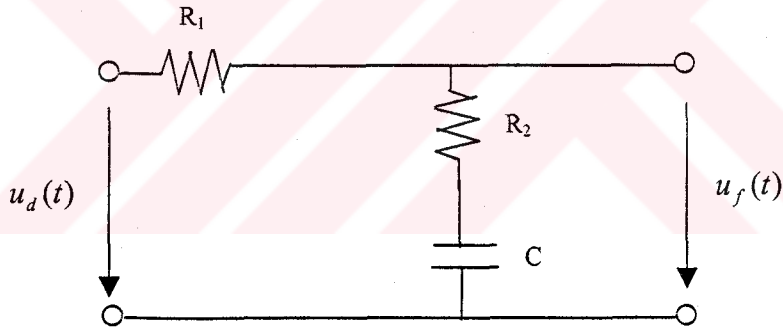
LFKD: Lineer FKD olarak bilinir. LFKD, FKD'nin lineer bölgede çalışmasıyla karıştırılmamalıdır. Bu tip FKD'lerde FD (Faz Detektörü) olarak bir analog çarpıcı (four-quadrant multiplier), DF(Döngü Filtresi) olarak pasif bir filtre veya aktif bir RC filtresi ve GKO kullanılır.

FKD'lerde genelde üç tip döngü filtresi kullanılır.

Bunlar:

1. Pasif Gecikme-İlerleme Filtresi

Şekil.4.4.'te bir sıfırı ve bir kutbu olan bir pasif gecikme-ilerleme filtre devresi görülmektedir[6].



Şekil 4.4. Pasif Gecikme-İlerleme Filtresi Devre Şeması

Bu devrenin transfer fonksiyonu

$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{1 + s(\tau_1 + \tau_2)} \quad (4.3)$$

şeklindedir. Öyle ki;

$$\tau_1 = R_1 C \quad (4.4)$$

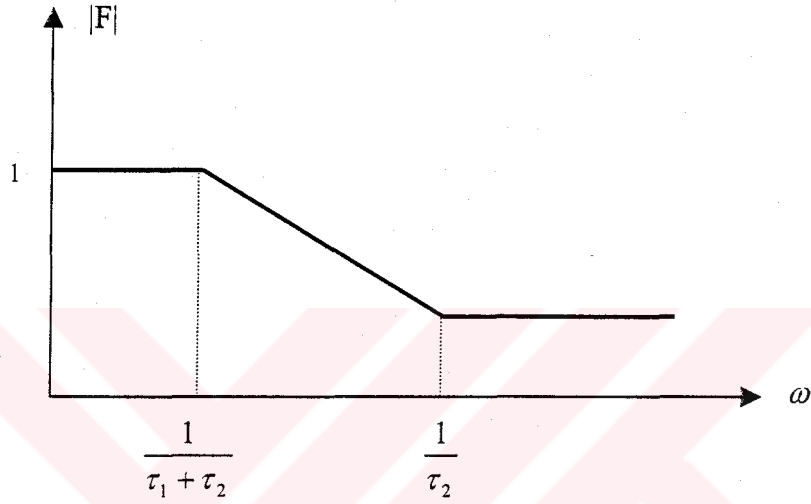
ve

$$\tau_2 = R_2 C \quad (4.5)$$

dir.

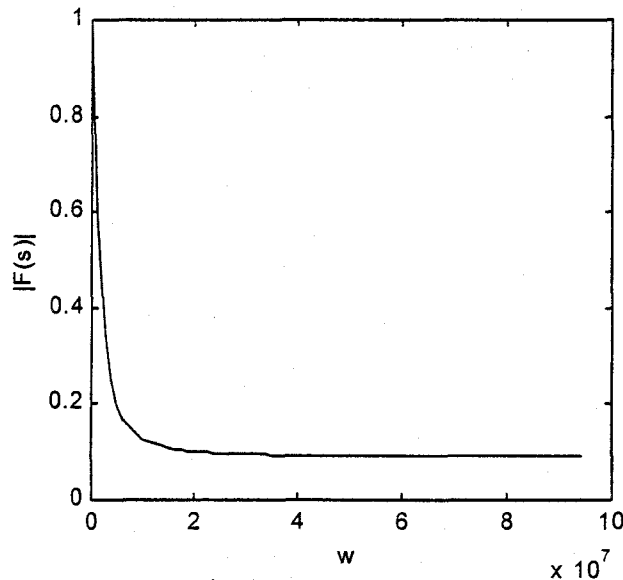
Not: Yukarıdaki transfer fonksiyonundan da kolayca anlaşılabileceği gibi transfer fonksiyonunun payındaki sıfırı sağlayan τ_2 terimi fazın önde gitmesine, paydaındaki kutbu sağlayan $\tau_1 + \tau_2$ terimi ise fazın arkadan gitmesine yani gecikmesine yol açar. Bu tip filtreler bu yüzden bu şekilde adlandırılırlar.

Transfer fonksiyonu (4.3) numaralı denklemdeki gibi olan pasif gecikme-ilerleme filtresinin BODE Grafiği Şekil 4.5.'teki gibidir.



Şekil 4.5. Pasif Gecikme-İlerleme Filtresi BODE Grafiği

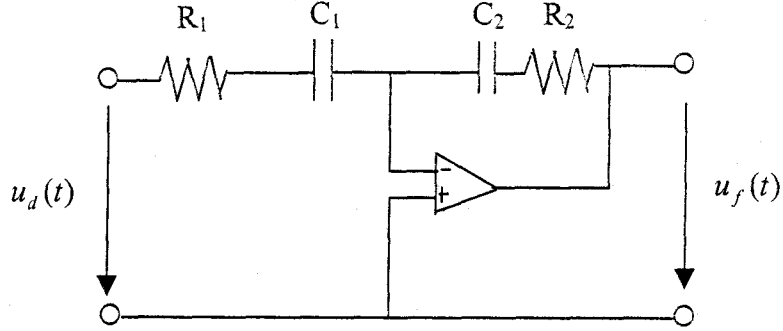
$\tau_1 = 1\mu s$ ve $\tau_2 = 0.1\mu s$ için $|F(s)| - \omega$ grafiği Şekil 4.6.'daki gibidir.



Şekil 4.6. Pasif Gecikme-İlerleme Filtresi Transfer Fonksiyonu Grafiği

2. Aktif Gecikme-İlerleme Filtresi:

Şekil 4.7.'de bir sıfırı ve bir kutbu olan bir aktif gecikme-ilerleme filtre devresi görülmektedir[3].



Şekil 4.7. Aktif Gecikme-İlerleme Filtresi Devre Şeması

Bu devrenin transfer fonksiyonu

$$F(s) = K_a \frac{1 + s\tau_2}{1 + s\tau_1} \quad (4.6)$$

şeklindedir. Öyle ki;

$$\tau_1 = R_1 C_1 \quad (4.7)$$

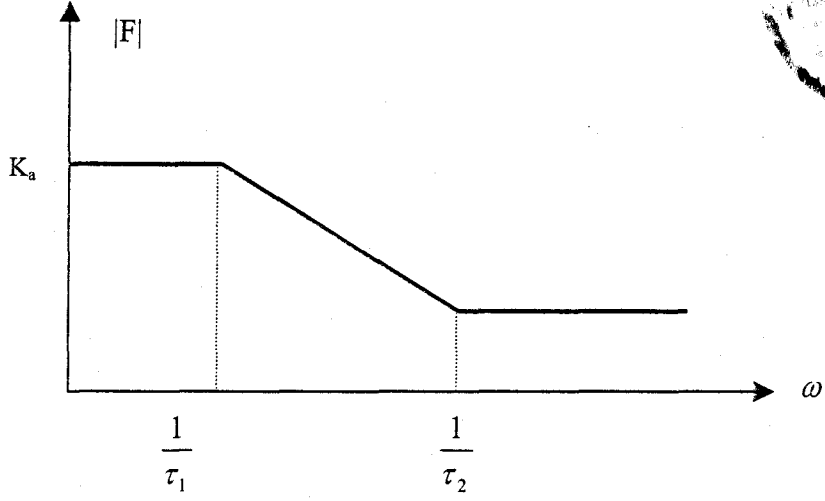
$$\tau_2 = R_2 C_2 \quad (4.8)$$

ve

$$K_a = -\frac{C_1}{C_2} \quad (4.9)$$

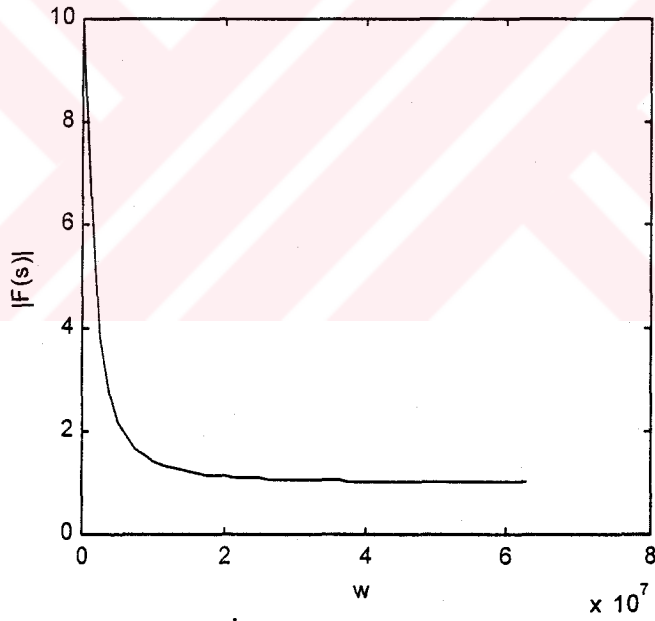
dır.

Transfer fonksiyonu (4.6) numaralı denklemdeki gibi olan aktif gecikme-ilerleme filtresinin BODE Grafiği Şekil 4.8.'deki gibidir.



Şekil 4.8. Aktif Gecikme-İlerleme Filtresi BODE Grafiği

$\tau_1 = 1\mu s$, $\tau_2 = 0.1\mu s$ ve $K_a = 10$ için $|F(s)|$, ω grafiği ise Şekil 4.9.'daki gibidir.

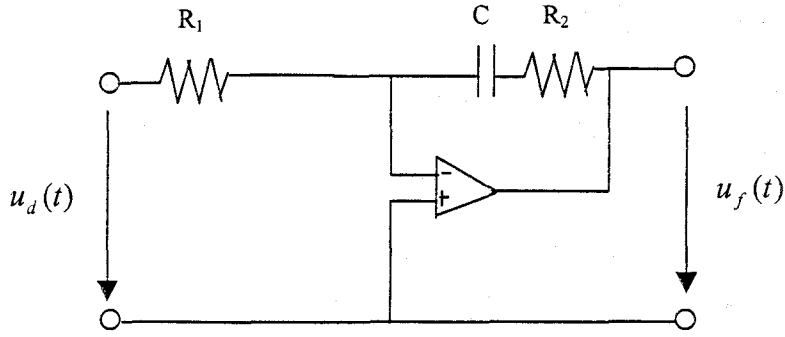


Şekil 4.9. Aktif Gecikme-İlerleme Filtresi Transfer Fonksiyonu Grafiği

Burada K_a , kazanç faktörüdür ve birden büyüktür.

3. Aktif PI Filtresi:

Bu tip filtrelerin devresi Şekil 4.10.'daki gibidir.



Şekil 4.10. Aktif PI Filtresi Devre Şeması

Orantısal integral alıcı (Proportional Integrator) denilen bu devrenin transfer fonksiyonu

$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1} \quad (4.10)$$

dir. Burada

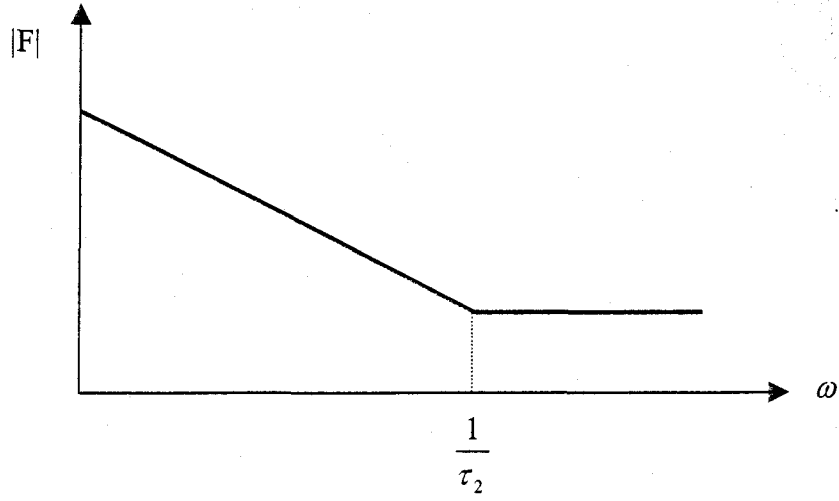
$$\tau_1 = R_1 C \quad (4.11)$$

ve

$$\tau_2 = R_2 C \quad (4.12)$$

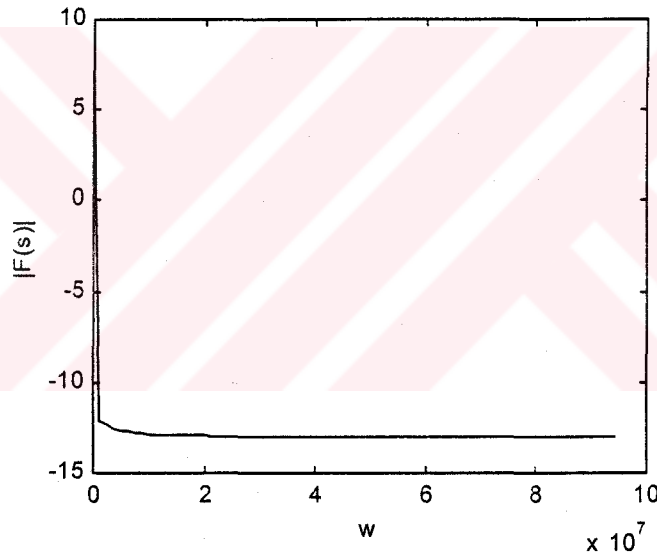
dir. Transfer fonksiyonunun $s=0$ 'da bir kutbu vardır. Bu nedenle entegratör gibi çalışır.

Transfer fonksiyonu (4.10) numaralı denklemdeki gibi olan aktif PI filtresinin BODE Grafiği Şekil 4.11.'deki gibidir.



Şekil 4.11. Aktif PI Filtresinin BODE Grafiği

$\tau_1 = 1\mu s$, $\tau_2 = 0.1\mu s$ için $\log(|F(s)|)$, ω grafiği ise Şekil 4.12.'deki gibidir.



Şekil 4.12. Aktif PI Filtresi Transfer Fonksiyonu Grafiği

Şekil 4.12.'de görüldüğü gibi 0 frekansındaki filtre kazancı sonsuzdur.

5. LİNEER FAZ KİLİTLEMELİ DÖNGÜNÜN KİLİTLENMİŞ DURUMU VE MODELLENMESİ

Faz kilitlemeli döngüde referans işareti $u_1(t)$ 'nin fazı $\theta_1(t)$, GKO'nun çıkış işareti $u_2(t)$ 'nin fazı $\theta_2(t)$ olsun. Faz kilitlemeli döngünün hedefi bu iki fazı birbirine kilitlemek olduğundan bu iki faz işaretini incelemek gerekir.

$\theta_1(t)$ 'nin Laplace dönüşümü $\Theta_1(s)$, $\theta_2(t)$ 'nin Laplace dönüşümü $\Theta_2(s)$ olsun. Bu durumda Faz transfer fonksiyonu

$$H(s) = \frac{\Theta_2(s)}{\Theta_1(s)} \quad (5.1)$$

şeklinde olacaktır.

LFKD'nin giriş işareti (referans işareti) genellikle bir sinüs işareti olduğundan

$$u_1(t) = U_1 \sin(\omega_1 t + \theta_1) \quad (5.2)$$

şeklinde yazılır.

Çıkış işareti (GKO çıkışı) genellikle bir kare dalga olduğundan

$$u_2(t) = U_2 \left[\frac{4}{\pi} \cos(\omega_2 t + \theta_2) + \frac{4}{3\pi} \cos(3\omega_2 t + \theta_2) + \dots + \frac{4}{(2n+1)\pi} \cos((2n+1)\omega_2 t + \theta_2) + \dots \right] \quad (5.3)$$

sonsuz seri toplamı şeklinde yazılır[6]. (5.3) numaralı formüldeki ilk terim “temel işaret” sonrakiler ise harmonik işaretlerdir.

Daha önce LFKD'de faz detektörü olarak analog bir çarpıcı kullanıldığının belirtildiği hatırlanırsa, bu durumda;

$$u_d(t) = u_1(t)u_2(t) \quad (5.5)$$

$$u_d(t) = U_1 U_2 \left[\frac{4}{\pi} \cos(\omega_2 t + \theta_2) + \frac{4}{3\pi} \cos(3\omega_2 t + \theta_2) + \dots \right] \sin(\omega_1 t + \theta_1) \quad (5.6)$$

olur. Faz hatası

$$\theta_e = \theta_1 - \theta_2 \quad (5.7)$$

olduğundan ve LFKD kilitlendiğinde

$$\omega_1 = \omega_2 \quad (5.8)$$

olacağından

$$u_d(t) = U_1 U_2 \left[\frac{2}{\pi} \sin(\theta_e) - \frac{2}{3\pi} \sin(2\omega_1 t - \theta_e) + \frac{2}{3\pi} \sin(4\omega_1 t + \theta_1 + \theta_2) + \dots \right] \quad (5.9)$$

olur.

(5.9) numaralı denklemde parantez içindeki birinci terim *dc bileşeni* olarak adlandırılır. $u_d(t)$ 'yi oluşturan diğer terimler yüksek frekanslı olup döngü filtresi tarafından geçirilmeyeceğinden

$$u_d(t) \approx K_d \sin \theta_e \quad (5.10)$$

olur. Burada

$$K_d = 2U_1 U_2 / \pi \quad (5.11)$$

dır ve *detektör kazancı* olarak adlandırılır.

(5.9) numaralı eşitlik incelendiğinde döngü filtresinin kesim frekansı f_k 'nin, referans işareti frekansı f_1 'in iki katından daha düşük olması gerektiği görülür.

Faz hatası θ_e 'nin yeterince küçük olduğu düşünülürse, bu durumda

$$\sin(\theta_e) \approx \theta_e \quad (5.12)$$

olacağından

$$u_d(t) \approx K_d \theta_e \quad (5.13)$$

şeklinde yazılır.

GKO'nun açısal frekansı ise

$$\omega_2(t) = \omega_0 + \Delta\omega_2(t) = \omega_0 + K_0 u_f(t) \quad (5.14)$$

şeklinde yazılır. Burada K_0 , GKO'nun kazancıdır.

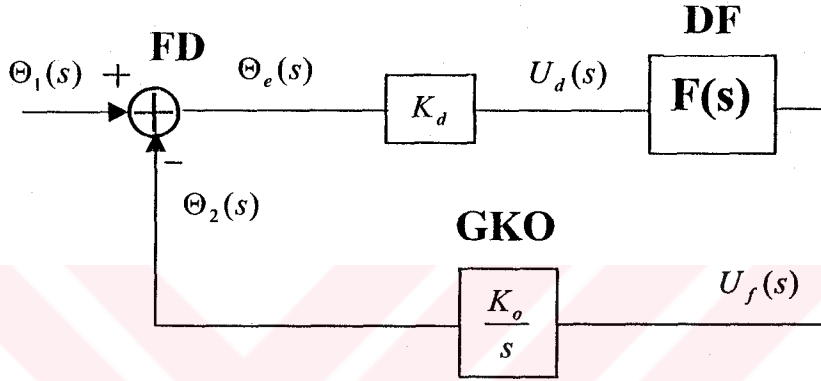
Tanım gereği θ_2 fazı, $\Delta\omega_2(t)$ açısal frekans değişiminin integraline eşittir. Yani;

$$\theta_2(t) = \int \Delta\omega_2 dt = K_0 \int u_f dt \quad (5.15)$$

olur[7]. (5.15) numaralı denklemin Laplace dönüşümü alınır

$$\Theta_2(s) = \frac{K_0}{s} U_f(s) \quad (5.16)$$

bulunur. Böylece LFKD'nin lineer modeli çizilebilir. Bu model Şekil 5.1.'deki gibidir.



Şekil 5.1. LFKD Lineer Modeli Blok Diyagramı

Şekil 5.1.'de de görüldüğü gibi

$$\Theta_e(s) = \Theta_1(s) - \Theta_2(s) \quad (5.17)$$

ve

$$U_d(s) = K_d \Theta_e(s) \quad (5.18)$$

dir. (5.17) numaralı denklemden

$$\Theta_1(s) = \Theta_e(s) + \Theta_2(s) \quad (5.19)$$

ve Şekil 5.1.'den

$$\Theta_e \cdot K_d \cdot F(s) \cdot \frac{K_0}{s} = \Theta_2 \quad (5.20)$$

eşitlikleri kullanılarak faz transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi bulunur.

$$H(s) = \frac{\Theta_2(s)}{\Theta_1(s)} = \frac{\Theta_e \cdot K_d \cdot F(s) \cdot \frac{K_0}{s}}{\Theta_e(s) + \Theta_e \cdot K_d \cdot F(s) \cdot \frac{K_0}{s}} \quad (5.21)$$

(5.21) numaralı eşitlik sadeleştirilirse $H(s)$,

$$H(s) = \frac{K_0 K_d F(s)}{s + K_0 K_d F(s)} \quad (5.22)$$

şeklini alır. $H_e(s) = \Theta_e(s)/\Theta_1(s)$ olarak tanımlanan faz hatası transfer fonksiyonu ise

$$H_e(s) = \frac{\Theta_e(s)}{\Theta_1(s)} = \frac{s}{s + K_0 K_d F(s)} \quad (5.23)$$

olarak bulunur. Faz hatası transfer fonksiyonu ile faz transfer fonksiyonu arasında aşağıdaki ilişki vardır:

$$H_e(s) = 1 - H(s) \quad (5.24)$$

6. LİNEER FAZ KİLİTLEMELİ DÖNGÜNÜN DÖNGÜ FİLTRESİ ÇIKIŞININ İNCELENMESİ VE FM DEMODÜLASYONU

Şekil 5.1.'deki blok diyagram incelenirse

$$U_f(s) = U_d(s)F(s) \quad (6.1)$$

olduğu kolayca görünür. (5.18) numaralı eşitlik kullanılarak

$$U_f(s) = K_d \Theta_e(s)F(s) \quad (6.2.)$$

ve (5.23) numaralı eşitlikte Θ_e çekilip (6.2) numaralı eşitliğe konacak olunursa

$$U_f(s) = K_d F(s) \Theta_1(s) \frac{s}{s + K_0 K_d F(s)} \quad (6.3)$$

elde edilir. (6.3) numaralı denklemi şu şekilde yeniden yazmak mümkündür:

$$U_f(s) = K_d \Theta_1(s) \frac{sF(s)}{K_0 K_d F(s) + s} \quad (6.4)$$

Filtrenin (DF) kazancının birden yeterince büyük olduğu varsayılırsa, yani;

$$|F(s)| \gg 1 \quad (6.5)$$

ise (6.4) numaralı denklem şu hali alır:

$$U_f(s) = \Theta_1(s) \frac{s}{K_0} \quad (6.6)$$

Bu denklem zaman domenine çevrilirse

$$u_f(t) = \frac{1}{K_0} \frac{d\theta_1(t)}{dt} \quad (6.7)$$

olduğu görülür.

Böylece frekans demodülasyonu yapmak için gerekli koşul sağlanmış olur. FM işaretinin denklemi

$$s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt)$$

$$\theta_1(t) = 2\pi k_f \int_0^t m(t) dt$$

idi. Bu eşitlikler (6.7) numaralı eşitlikte kullanılacak olunursa

$$u_f(t) = \frac{2\pi k_f}{K_0} m(t) \quad (6.8)$$

elde edilir. Elde edilen bu işaret ise mesaj işaretinin sabit bir çarpanla çarpılmış halidir ve giriş FM işaretinden mesaj işareti elde edildiği için FM demodülasyonu yapılmış olur.

6.1. Birinci Dereceden Lineer Faz Kilitlemeli Döngüler İçin FM Demodülasyonu

Filtrenin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$F(s) = A \quad (6.9)$$

Bu denklemde A bir sabittir. Bu transfer fonksiyonu (6.4) numaralı denkleme yerleştirildiği zaman

$$U_f(s) = K_d \Theta_1(s) \frac{sA}{K_0 K_d A + s} \quad (6.10)$$

$$U_f(s) = \Theta_1(s) \frac{K_d sA}{K_0 K_d A + s} \quad (6.11)$$

elde edilir.

Bu durum, iki değişik örnek için incelenerek daha iyi anlaşılabilir.

ÖRNEK.1

Mesaj işareti

$$m(t) = \cos(2\pi f_m t) \quad (6.12)$$

olsun. Bu durumda

$$\theta_1(t) = 2\pi k_f \int_0^t \cos(2\pi f_m \tau) d\tau \quad (6.13)$$

$$\theta_1(t) = 2\pi k_f \left[\frac{1}{2\pi f_m} \sin(2\pi f_m \tau) + a \right]_0^t \quad (6.14)$$

olur. a'nın 0 olduğu varsayılarak (6.14) numaralı eşitlik

$$\theta_1(t) = 2\pi k_f \left[\frac{1}{2\pi f_m} \sin(2\pi f_m \tau) \right]_0^t \quad (6.15)$$

şeklinde tekrar yazılır. $t=0$ için $\sin(2\pi f_m t)=0$ olduğundan (6.15) numaralı eşitlik

$$\theta_1(t) = 2\pi k_f \frac{1}{2\pi f_m} \sin(2\pi f_m t) \quad (6.16)$$

olur. 2π 'li terimler sadeleştirilerek

$$\theta_1(t) = \frac{k_f}{f_m} \sin(2\pi f_m t) \quad (6.17)$$

bulunur. (6.17) numaralı eşitlik frekans domenine çevrilirse

$$\Theta_1(f) = \frac{k_f}{2j f_m} [\delta(f - f_m) - \delta(f + f_m)] \quad (6.18)$$

eşitliği elde edilir. (6.11) numaralı eşitlik (6.18) numaralı eşitlik yardımı ile tekrar yazılacak olunursa

$$U_f(f) = \frac{AK_d k_f \pi f}{K_0 K_d f_m A + j 2\pi f f_m} [\delta(f - f_m) - \delta(f + f_m)] \quad (6.19)$$

elde edilir.

$$H(f) \delta(f - f_m) = H(f_m) \delta(f - f_m) \quad (6.20)$$

eşitliği kullanılarak $U_f(f)$,

$$U_f(f) = \frac{AK_d k_f \pi}{K_0 K_d A + j 2\pi f_m} \delta(f - f_m) + \frac{AK_d k_f \pi}{K_0 K_d A - j 2\pi f_m} \delta(f + f_m) \quad (6.21)$$

şeklinde yazılır. (6.21) numaralı eşitliği daha kolay bir şekle sokmak için bazı katsayılar atanabilir.

$$a_{11} = AK_d k_f \pi \quad (6.22)$$

$$b_{11} = K_0 K_d A \quad (6.23)$$

$$c_{11} = 2\pi f_m \quad (6.24)$$

olsun. Bu durumda $U_f(f)$,

$$U_f(f) = \frac{a_{11}}{b_{11} + jc_{11}} \delta(f - f_m) + \frac{a_{11}}{b_{11} - jc_{11}} \delta(f + f_m) \quad (6.25)$$

halini alır. (6.25) numaralı eşitliğin paydasını reel hale getirmek için

$$U_f(f) = \frac{a_{11}b_{11} - ja_{11}c_{11}}{b_{11}^2 + c_{11}^2} \delta(f - f_m) + \frac{a_{11}b_{11} + ja_{11}c_{11}}{b_{11}^2 + c_{11}^2} \delta(f + f_m) \quad (6.26)$$

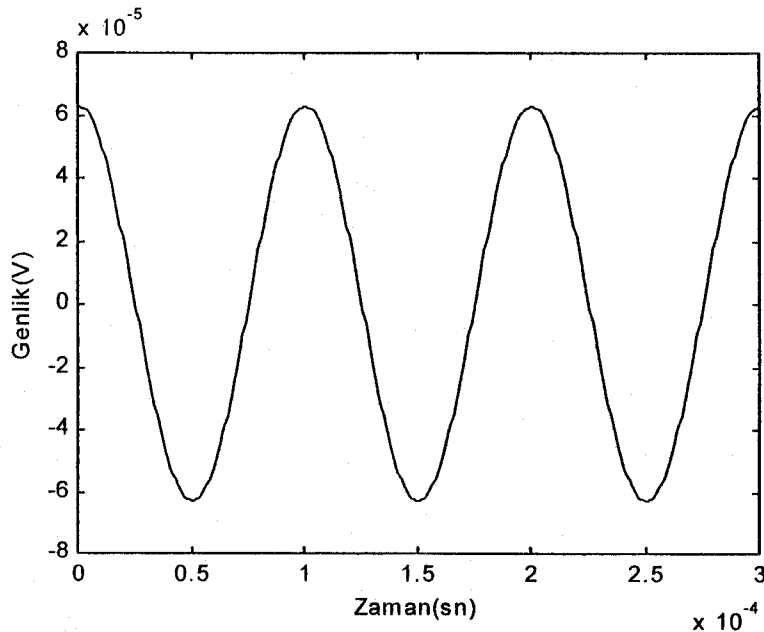
işlemi yapılır. (6.26) numaralı eşitlik sinüs ve kosinüs işaretlerin Fourier dönüşümü elde edilebilecek şekilde tekrar yazılırsa

$$U_f(f) = \frac{2a_{11}b_{11}}{b_{11}^2 + c_{11}^2} \frac{1}{2} [\delta(f - f_m) + \delta(f + f_m)] + \frac{2a_{11}c_{11}}{b_{11}^2 + c_{11}^2} \frac{1}{2j} [\delta(f - f_m) - \delta(f + f_m)] \quad (6.27)$$

elde edilir. (6.27) numaralı eşitlik zaman domenine çevrilirse

$$u_f(t) = \frac{2a_{11}b_{11}}{b_{11}^2 + c_{11}^2} \cos(2\pi f_m t) + \frac{2a_{11}c_{11}}{b_{11}^2 + c_{11}^2} \sin(2\pi f_m t) \quad (6.28)$$

olur. $u_f(t)$ 'yi $a_{11}, b_{11}, c_{11}, d_{11}$ 'nin değişik değerlerine göre çizdiren MATLAB kodu EKLER içinde mat1.m dosyasıdır. $A=20$, $f_m = 10$ kHz, $K_0 = 10^5$, $K_d = 1$, $k_f = 1$ olsun (Bu değerler Roland E. Best'in PLL yazılımı yardımıyla tespit edilmiştir). Bu durumda $u_f(t)$ 'nin grafiği Şekil 6.1.'deki gibi olacaktır.

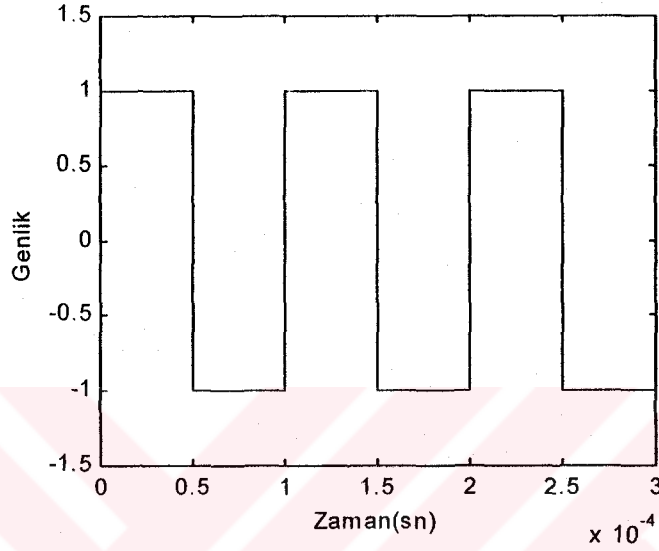


Şekil 6.1. Birinci Dereceden Döngü Filtreli FKD'lerde Sinüs Mesaj İşareti İçin $u_f(t)$ Çıkışı

Şekilde de görüldüğü gibi iyi bir kosinüs işareti elde edilmektedir.

ÖRNEK 2

İkinci örnek olarak Şekil 6.2'de görülen 10 kHz frekanslı kare dalga işareti ele alınır.



Şekil 6.2. Kare Dalga İşareti

Bu kare dalga işareti Fourier serisine açılırsa

$$m(t) = A \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin[2\pi(2n+1)10^4 t] \quad (6.29)$$

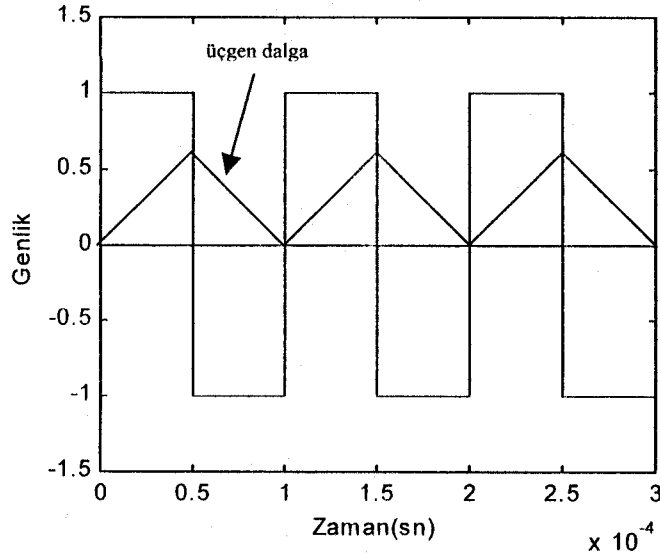
elde edilir. (6.29) numaralı eşitlikte A sadece genlik düzeltmesini sağlayan bir sabittir.

$$m(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin[2\pi(2n+1)10^4 t] \quad (6.30)$$

şeklinde yazılmasında herhangi bir mahzur yoktur. Bu durumda

$$\theta_1(t) = 2\pi k_f \int_0^t \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin[2\pi(2n+1)10^4 t] dt \quad (6.31)$$

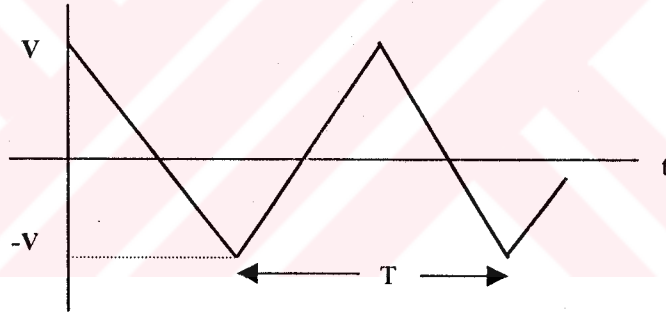
olur. Şekil 6.3'te görüldüğü gibi kare dalganın integrali üçgen dalgayı verir.



Şekil 6.3. Kare Dalga İşareti ve Üçgen Dalga İşareti

(NOT: Grafik ölçekli değildir.)

Şekil 6.4.'te bir üçgen dalga görülmektedir.



Şekil 6.4. Üçgen Dalga

Şekil 6.4.'te görülen üçgen dalga Fourier serisine açılarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$V(t) = \frac{8V}{\pi^2} \left[\cos \omega t + \frac{1}{3^2} \cos 3\omega t + \frac{1}{5^2} \cos 5\omega t + \dots \right] \quad (6.32)$$

Bu açılım Şekil 6.4.'teki üçgen dalgaya uygulanırsa

$$\theta_1(t) = \frac{4k_f}{f_m \pi} \left\{ \cos \left[2\pi f_m \left(t - \frac{1}{2f_m} \right) \right] + \frac{1}{3^2} \cos \left[3 \cdot 2\pi f_m \left(t - \frac{1}{2f_m} \right) \right] + \dots \right\} + \frac{\pi k_f}{2f_m} \quad (6.33)$$

$$\theta_1(t) = \frac{\pi k_f}{2f_m} + \frac{4k_f}{f_m \pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)^2} \cos \left[2\pi(2n+1)f_m \left(t - \frac{1}{2f_m} \right) \right] \quad (6.34)$$

bulunur. Eğer



$$\theta_1(t) = \frac{\pi k_f}{2f_m} + \frac{4k_f}{f_m \pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)^2} \cos[2\pi(2n+1)f_m t] \quad (6.35)$$

eşitliği sağlansa idi

$$\Theta_1(f) = \frac{\pi k_f}{2f_m} \delta(f) + \frac{2k_f}{f_m \pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)^2} [\delta(f + (2n+1)f_m) + \delta(f - (2n+1)f_m)] \quad (6.36)$$

olurdu. Bilindiği gibi Fourier dönüşümünün özelliklerinden biri şudur :

$$g(t) \Leftrightarrow G(f)$$

ise

$$g(t - t_0) \Leftrightarrow G(f) \exp(-j2\pi f t_0)$$

dir. $\frac{1}{2f_m}$ 'lik kaymayla (6.36) numaralı eşitlik yeniden düzenlenerek

$$\Theta_1(f) = \frac{\pi k_f}{2f_m} \delta(f) + \frac{2k_f \exp(-j\pi f / f_m)}{f_m \pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)^2} [\delta(f + (2n+1)f_m) + \delta(f - (2n+1)f_m)] \quad (6.37)$$

elde edilir.

(6.11) numaralı eşitlik

$$U_f(f) = \Theta_1(f) \frac{j2\pi K_d A f}{K_0 K_d A + j2\pi f} \quad (6.38)$$

şeklinde yazılabilir.

$$H(f)\delta(f - f_m) = H(f_m)\delta(f - f_m)$$

eşitliği kullanılarak $U_f(f)$; $U_{f1}(f)$, $U_{f2}(f)$, $U_{f3}(f)$ olmak üzere üç kısma ayrılabilir.

$$U_{f1}(f) = \frac{j2\pi K_d A f}{K_0 K_d A + j2\pi f} \frac{\pi k_f}{2f_m} \delta(f) \quad (6.39)$$

$$U_{f2}(f) = \left[\frac{j2\pi K_d A f}{K_0 K_d A + j2\pi f} \frac{2k_f \exp(-j\pi f / f_m)}{f_m \pi} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)^2} \delta(f + (2n+1)f_m) \right] \quad (6.40)$$

ve

$$U_{f3}(f) = \left[\frac{j2\pi K_d A f}{K_0 K_d A + j2\pi f} \frac{2k_f \exp(-j\pi f / f_m)}{f_m \pi} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)^2} \delta(f - (2n+1)f_m) \right] \quad (6.41)$$

Bu durumda

$$U_f = U_{f1} + U_{f2} + U_{f3} \quad (6.42)$$

olur. Sadece f_m frekansında bileşeni olduğu ve bu frekansta $\delta(f)$ sıfır olduğundan

$$U_{f1}(f) = 0 \quad (6.43)$$

dır.

(6.40) numaralı eşitlikte $U_{f2}(f)$,

$$U_{f2}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{2k_f \exp(j\pi(2n+1))}{(2n+1)} \cdot \frac{-j2K_d A}{K_0 K_d A - j\pi 2(2n+1)f_m} \delta(f + (2n+1)f_m) \right] \quad (6.44)$$

haline gelir.

$$\exp(j\pi(2n+1)) = -1 \quad (6.45)$$

eşitliği de kullanılarak (6.44) numaralı eşitlik,

$$U_{f2}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{j \frac{4K_d A k_f}{(2n+1)}}{K_0 K_d A - j\pi 2(2n+1)f_m} \delta(f + (2n+1)f_m) \right] \quad (6.46)$$

şeklinde yazılır. (6.41) numaralı eşitlikte $U_{f3}(f)$ yeniden düzenlenerek

$$U_{f3}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{2k_f \exp(-j\pi(2n+1))}{(2n+1)} \cdot \frac{j2K_d A}{K_0 K_d A + j\pi 2(2n+1)f_m} \delta(f - (2n+1)f_m) \right] \quad (6.47)$$

haline getirilir.

$$\exp(-j\pi(2n+1)) = -1 \quad (6.48)$$

eşitliği de kullanılarak

$$U_{f3}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{-j \frac{4K_d Ak_f}{(2n+1)}}{K_0 K_d A + j\pi 2(2n+1)f_m} \delta(f - (2n+1)f_m) \right] \quad (6.49)$$

yazılır. (6.46) ve (6.49) numaralı eşitlikleri daha kolay bir hale sokmak için bazı katsayılar atanabilir.

$$a_{12} = \frac{4K_d Ak_f}{(2n+1)} \quad (6.50)$$

$$b_{12} = K_0 K_d A \quad (6.51)$$

$$c_{12} = \pi 2(2n+1)f_m \quad (6.52)$$

olsun. Bu durumda,

$$U_{f2}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{ja_{12}}{b_{12} - jc_{12}} \delta(f + (2n+1)f_m) \right] \quad (6.53)$$

$$U_{f3}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{-ja_{12}}{b_{12} + jc_{12}} \delta(f - (2n+1)f_m) \right] \quad (6.54)$$

olur. (6.53) ve (6.54) numaralı eşitliklerin paydasını reel hale getirmek için

$$U_{f2}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{-a_{12}c_{12} + ja_{12}b_{12}}{b_{12}^2 + c_{12}^2} \delta(f + (2n+1)f_m) \right] \quad (6.55)$$

$$U_{f3}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{-a_{12}c_{12} - ja_{12}b_{12}}{b_{12}^2 + c_{12}^2} \delta(f - (2n+1)f_m) \right] \quad (6.56)$$

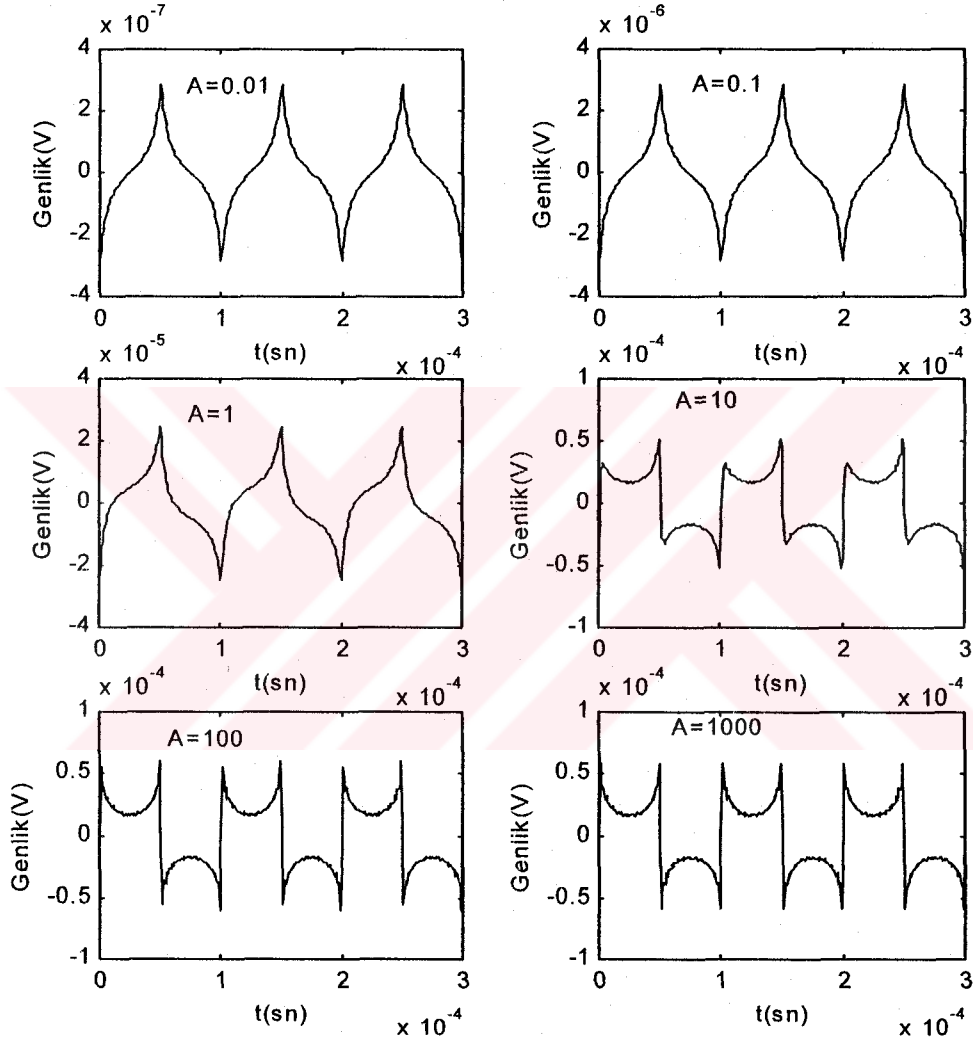
işlemi yapılır. $U_f = U_{f1} + U_{f2} + U_{f3}$ toplamı tekrar yazılacak olunursa

$$U_f(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ \frac{-2a_{12}c_{12}}{b_{12}^2 + c_{12}^2} \frac{1}{2} [\delta(f + (2n+1)f_m) + \delta(f - (2n+1)f_m)] + \frac{2a_{12}b_{12}}{b_{12}^2 + c_{12}^2} \frac{1}{2j} [\delta(f - (2n+1)f_m) - \delta(f + (2n+1)f_m)] \right\} \quad (6.57)$$

ifadesi elde edilir. (6.57) numaralı eşitlik zaman domenine çevrilirse

$$u_f(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{-2a_{12}c_{12}}{b_{12}^2 + c_{12}^2} \cos(2\pi(2n+1)f_m t) + \frac{2a_{12}b_{12}}{b_{12}^2 + c_{12}^2} \sin(2\pi(2n+1)f_m t) \right] \quad (6.58)$$

elde edilir. $u_f(t)$ 'yi a_{12} , b_{12} , c_{12} 'nin değişik değerlerine göre çizdiren MATLAB kodu EKLER içinde mat2.m dosyasıdır. $K_0 = 10^5$, $K_d = 1$, $k_f = 1$, $f_m = 10$ kHz olsun (Bu değerler Roland E. Best'in PLL yazılımı yardımıyla tespit edilmiştir). $u_f(t)$ 'nin A'nın değişik değerlerine göre grafiği Şekil 6.5.'teki gibidir.



Şekil 6.5. Birinci Dereceden Döngü Filtreli FKD'lerde Kare Dalgı Mesaj İşareti
Girişi İçin Döngü Filtresi ıkışı

Şekil 6.5.'te görüldüğü gibi filtrenin kazancı arttıkça mesaj işaretine yaklaşılmaktadır. A yeterince büyük olmak kaydı ile birinci dereceden LFKD'lerin, FM demodülasıyonunda kullanılabileceğı Şekil 6.5.'de açıkça görülmektedir.

6.2. İkinci Dereceden Lineer Faz Kilitlemeli Döngüler İçin FM Demodülasyonu, FM Demodülasyonunun Sıkça Kullanılan Üç Filtre Tipi İçin İncelenmesi

6.2.1. Pasif Gecikme-İlerleme Filtresi İçin FM Demodülasyonu'nun İncelenmesi

Filtrenin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi idi.

$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{1 + s(\tau_1 + \tau_2)}$$

Bu transfer fonksiyonu, (6.4.) numaralı eşitliğe yerleştirilirse

$$U_f(s) = K_d \Theta_1(s) \frac{s \frac{1 + s\tau_2}{1 + s(\tau_1 + \tau_2)}}{K_0 K_d \frac{1 + s\tau_2}{1 + s(\tau_1 + \tau_2)} + s} \quad (6.59)$$

olur. $\tau_1 = R_1 C$ ve $\tau_2 = R_2 C$ eşitlikleri kullanılarak

$$U_f(s) = K_d \Theta_1(s) \frac{s \frac{1 + sR_2 C}{1 + s(R_1 C + R_2 C)}}{K_0 K_d \frac{1 + sR_2 C}{1 + s(R_1 C + R_2 C)} + s} \quad (6.60)$$

bulunur. (6.60) numaralı denklemde K_d kesirli kısmın payına çarpan olarak geçirilir ve pay ve payda, $1 + s(R_1 C + R_2 C)$ ile çarpılırsa

$$U_f(s) = \Theta_1(s) \frac{K_d s + K_d s^2 R_2 C}{K_0 K_d + s R_2 C K_0 K_d + s + s^2 (R_1 C + R_2 C)} \quad (6.61)$$

elde edilir. (4.3) numaralı denklem $\tau_1 = R_1 C$ ve $\tau_2 = R_2 C$ eşitlikleri yardımıyla

$$F(s) = \frac{1 + sR_2 C}{1 + s(R_1 C + R_2 C)} \quad (6.62)$$

şeklinde yeniden düzenlenebilir. $s = j\omega = j2\pi f$ kompleks frekans değişkeni, (6.62) numaralı eşitlikte yerine konursa

$$F(j\omega) = \frac{1 + j2\pi f R_2 C}{1 + j2\pi f (R_1 C + R_2 C)} \quad (6.63)$$

bulunur. $|F(j\omega)|$ 'nin mutlak değeri ise

$$|F(j\omega)| = \frac{\sqrt{1 + (2\pi f R_2 C)^2}}{\sqrt{1 + 4\pi^2 f^2 (R_1 C + R_2 C)^2}} \quad (6.64)$$

dır. (6.64) numaralı eşitlik daha açık olarak

$$|F(j\omega)| = \frac{\sqrt{1 + 4\pi^2 f^2 R_2^2 C^2}}{\sqrt{1 + 4\pi^2 f^2 R_2^2 C^2 + 4\pi^2 f^2 R_1^2 C^2}} \quad (6.65)$$

şeklinde yazılabilir.

Her f için $|F(j\omega)| < 1$ olduğundan bu tür filtreler FM demodülasyonunda kullanılamaz. Çünkü (6.5) denklemi ile verilen şart sağlanmaz.

Bu durum, iki değişik örnek için incelenerek daha iyi anlaşılabilir.

ÖRNEK 1

Mesaj işareti yine

$$m(t) = \cos(2\pi f_m t)$$

olsun. (6.61) numaralı eşitlik (6.18) numaralı eşitlik yardımı ile tekrar yazılacak olunursa

$$U_f(f) = \frac{j2\pi K_d f - 4\pi^2 K_d R_2 C f^2}{K_0 K_d + j2\pi R_2 C K_0 K_d f + j2\pi f - 4\pi^2 (R_1 C + R_2 C) f^2} \cdot \frac{k_f}{2j f_m} [\delta(f - f_m) - \delta(f + f_m)] \quad (6.66)$$

şeklini alır.

$$H(f)\delta(f - f_m) = H(f_m)\delta(f - f_m)$$

eşitliği de kullanılarak (6.66) numaralı eşitlik $U_{f1}(f)$ ve $U_{f2}(f)$ diye iki kısma ayrılabilir.

$$U_{f1}(f) = \frac{j2\pi K_d - 4\pi^2 K_d R_2 C f_m}{K_0 K_d + j2\pi R_2 C K_0 K_d f_m + j2\pi f_m - 4\pi^2 (R_1 C + R_2 C) f_m^2} \cdot \frac{k_f}{2j} \delta(f - f_m) \quad (6.67)$$

ve

$$U_{f2}(f) = \frac{j2\pi K_d + 4\pi^2 K_d R_2 C f_m}{K_0 K_d - j2\pi R_2 C K_0 K_d f_m - j2\pi f_m - 4\pi^2 (R_1 C + R_2 C) f_m^2} \cdot \frac{k_f}{2j} \delta(f + f_m) \quad (6.68)$$

dır. Bu durumda,

$$U_f(f) = U_{f1}(f) + U_{f2}(f) \quad (6.69)$$

dır. $k_f/2j$ 'li terim (6.67) numaralı eşitliğin içine alınırsa

$$U_{f1}(f) = \frac{j2\pi k_f K_d - 4\pi^2 k_f K_d R_2 C f_m}{j2K_0 K_d - 4\pi R_2 C K_0 K_d f_m - 4\pi f_m - j8\pi^2 (R_1 C + R_2 C) f_m^2} \cdot \delta(f - f_m) \quad (6.70)$$

halini alır. Aynı işlem (6.68) eşitliği için uygulandığında

$$U_{f2}(f) = \frac{j2\pi k_f K_d + 4\pi^2 k_f K_d R_2 C f_m}{j2K_0 K_d + 4\pi R_2 C K_0 K_d f_m + 4\pi f_m - j8\pi^2 (R_1 C + R_2 C) f_m^2} \cdot \delta(f + f_m) \quad (6.71)$$

bulunur. (6.70) ve (6.71) numaralı eşitlikleri daha sade bir şekle sokmak için bazı katsayılar belirlenebilir.

$$a_{21} = 2\pi K_d k_f \quad (6.72)$$

$$b_{21} = 4\pi^2 K_d k_f f_m R_2 C \quad (6.73)$$

$$c_{21} = 2K_0 K_d - 8\pi^2 f_m^2 (R_1 C + R_2 C) \quad (6.74)$$

$$d_{21} = 4\pi R_2 C K_0 K_d f_m + 4\pi f_m \quad (6.75)$$

olsun. Bu durumda

$$U_{f1}(f) = \frac{ja_{21} - b_{21}}{jc_{21} - d_{21}} \delta(f - f_m) \quad (6.76)$$

olur. (6.76) numaralı eşitliğin paydası reel hale getirilirse

$$U_{f1}(f) = \frac{j(b_{21}c_{21} - a_{21}d_{21}) + (a_{21}c_{21} + b_{21}d_{21})}{c_{21}^2 + d_{21}^2} \cdot \delta(f - f_m) \quad (6.77)$$

olur. (6.72)-(6.75) eşitlikleri (6.71) numaralı eşitlikleri için kullanıldığında

$$U_{f2}(f) = \frac{ja_{21} + b_{21}}{jc_{21} + d_{21}} \delta(f + f_m) \quad (6.78)$$

eşitliği elde edilir. (6.78) numaralı eşitliğin paydası reel hale getirilirse

$$U_{f2}(f) = \frac{-j(b_{21}c_{21} - a_{21}d_{21}) + (a_{21}c_{21} + b_{21}d_{21})}{c_{21}^2 + d_{21}^2} \cdot \delta(f + f_m) \quad (6.79)$$

elde edilir. $U_f(f) = U_{f1}(f) + U_{f2}(f)$ olduğundan

$$U_f(f) = \frac{j(b_{21}c_{21} - a_{21}d_{21}) + (a_{21}c_{21} + b_{21}d_{21})}{c_{21}^2 + d_{21}^2} \cdot \delta(f - f_m) + \frac{-j(b_{21}c_{21} - a_{21}d_{21}) + (a_{21}c_{21} + b_{21}d_{21})}{c_{21}^2 + d_{21}^2} \cdot \delta(f + f_m) \quad (6.80)$$

elde edilir. (6.80) numaralı eşitlik reel kısımlar birarada, kompleks kısımlar birarada olacak şekilde yazıldığında

$$U_f(f) = \frac{2(a_{21}c_{21} + b_{21}d_{21})}{c_{21}^2 + d_{21}^2} \frac{1}{2} [\delta(f - f_m) + \delta(f + f_m)] - \frac{2(b_{21}c_{21} - a_{21}d_{21})}{c_{21}^2 + d_{21}^2} \frac{1}{2j} [\delta(f - f_m) - \delta(f + f_m)] \quad (6.81)$$

elde edilir. (6.81) numaralı eşitlik frekans domeninden zaman domenine çevrilecek olursa

$$u_f(t) = \frac{2(a_{21}c_{21} + b_{21}d_{21})}{c_{21}^2 + d_{21}^2} \cos(2\pi f_m t) - \frac{2(b_{21}c_{21} - a_{21}d_{21})}{c_{21}^2 + d_{21}^2} \sin(2\pi f_m t) \quad (6.82)$$

elde edilir.

Şimdi yapılması gereken:

1. $u_f(t)$ 'nin değişik $a_{21}, b_{21}, c_{21}, d_{21}$ değerlerine göre çizdirilip $m(t)$ 'nin karakteristiğini elde etmek ve
2. Bu değerlere uygun filtre seçimi yapmaktır (Geçirgen aralıkta yeterli kazancı sağlaması).

$u_f(t)$ 'yi $a_{21}, b_{21}, c_{21}, d_{21}$ 'in değişik değerlerine göre çizdiren MATLAB kodu EKLER içinde mat3.m dosyasıdır.

$f_m = 10$ kHz için

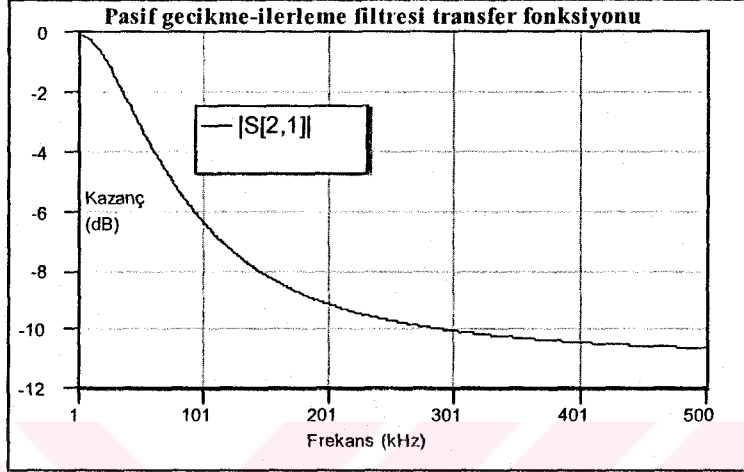
$$m(t) = \cos(2\pi 10^4 t)$$

olur.

$$|F(f)| = \frac{\sqrt{1 + 4\pi^2 f^2 R_2^2 C^2}}{\sqrt{1 + 4\pi^2 f^2 R_2^2 C^2 + 4\pi^2 f^2 R_1^2 C^2}}$$

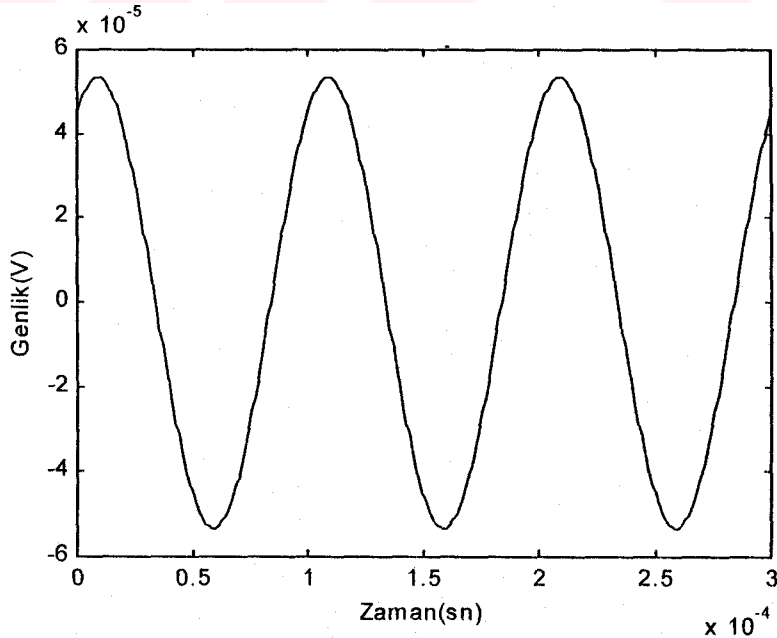
eşitliğinde $|F(f)|$ 'yi büyük tutmak için

$R_1 = 1\Omega$, $R_2 = 10\Omega$, $C=100\text{nF}$ alınabilir. Bu değerler Microwave Office 2.66 yazılımı yardımıyla tespit edilmiştir. Bu durumda filtrenin karakteristiği Şekil 6.6.'daki gibi olacaktır.

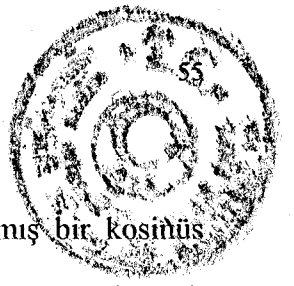


Şekil 6.6. Örnekteki Pasif Gecikme-İlerleme Filtresinin Transfer Fonksiyonu

$K_0 = 10^5$, $K_d = 1$, $k_f = 1$ olsun (Bu değerler Roland E. Best'in PLL yazılımı yardımıyla tespit edilmiştir). Bu durumda $u_f(t)$ 'nin grafiği Şekil 6.7.'deki gibi elde edilir.



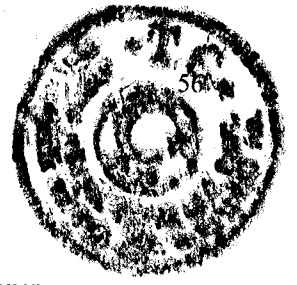
Şekil 6.7. Pasif Gecikme-İlerleme Filtreli LFKD'de Kosinüs Mesaj İşaret Girişinde Döngü Filtresi Çıkışı



Şekil 6.7'de görüleceği gibi elde edilen $u_f(t)$ işareti fazı kaymış bir kosinüs işaretidir. $u_f(t)$ işareti ile mesaj işaretinin şart sağlanmadığı halde benzeşmesi örnek olarak alınan işaretin çok basit bir formda olmasından kaynaklanmaktadır.



ÖRNEK 2



İkinci örnek olarak yine 10 kHz frekanslı kare dalga işareti ele alınır.

$s = j2\pi f$ eşitliği (6.61) numaralı denkleme konursa

$$U_f(f) = \frac{j2\pi K_d f - 4\pi^2 K_d R_2 C f^2}{K_0 K_d + j2\pi R_2 C K_0 K_d f + j2\pi f - 4\pi^2 (R_1 C + R_2 C) f^2} \Theta_1(f) \quad (6.83)$$

elde edilir.

$$H(f)\delta(f - f_m) = H(f_m)\delta(f - f_m)$$

eşitliği kullanılarak (6.83) numaralı eşitlik, $U_{f1}(f)$, $U_{f2}(f)$ ve $U_{f3}(f)$ olmak üzere üç kısma ayrılabilir.

$$U_{f1}(f) = \frac{j2\pi K_d f - 4\pi^2 K_d R_2 C f^2}{K_0 K_d + j2\pi R_2 C K_0 K_d f + j2\pi f - 4\pi^2 (R_1 C + R_2 C) f^2} \frac{\pi k_f}{2f_m} \delta(f) \quad (6.84)$$

$$U_{f2}(f) = \left[\frac{j2\pi K_d f - 4\pi^2 K_d R_2 C f^2}{K_0 K_d + j2\pi R_2 C K_0 K_d f + j2\pi f - 4\pi^2 (R_1 C + R_2 C) f^2} \cdot \frac{2k_f \exp(-j\pi f / f_m)}{f_m \pi} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)^2} \delta(f + (2n+1)f_m) \right] \quad (6.85)$$

$$U_{f3}(f) = \left[\frac{j2\pi K_d f - 4\pi^2 K_d R_2 C f^2}{K_0 K_d + j2\pi R_2 C K_0 K_d f + j2\pi f - 4\pi^2 (R_1 C + R_2 C) f^2} \cdot \frac{2k_f \exp(-j\pi f / f_m)}{f_m \pi} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)^2} \delta(f - (2n+1)f_m) \right] \quad (6.86)$$

Bu durumda

$$U_f = U_{f1} + U_{f2} + U_{f3} \quad (6.87)$$

olur. Sadece f_m frekansında bileşeni olduğu ve bu frekansta $\delta(f)$ sıfır olduğundan

$$U_{f1}(f) = 0 \quad (6.88)$$

dır. (6.85) numaralı eşitlikte $U_{f2}(f)$

$$U_{f2}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{2k_f K_d \exp(j\pi(2n+1))}{(2n+1)^2 \pi} \cdot \delta(f + (2n+1)f_m) \cdot \frac{-j2\pi(2n+1) - 4\pi^2 R_2 C (2n+1)^2 f_m}{K_0 K_d - j2\pi R_2 C K_0 K_d (2n+1)f_m - j2\pi(2n+1)f_m - 4\pi^2 (R_1 C + R_2 C)(2n+1)^2 f_m^2} \right]$$

(6.89)

haline gelir.

$$\exp(j\pi(2n+1)) = -1$$

eşitliği de kullanılarak

$$U_{f_2}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{\frac{-2k_f K_d}{(2n+1)^2 \pi} \cdot \delta(f + (2n+1)f_m) \cdot (-j2\pi(2n+1) - 4\pi^2 R_2 C(2n+1)^2 f_m)}{K_0 K_d - j2\pi R_2 C K_0 K_d (2n+1)f_m - j2\pi(2n+1)f_m - 4\pi^2 (R_1 C + R_2 C)(2n+1)^2 f_m^2} \right] \quad (6.90)$$

olur. (6.86) numaralı eşitlikte $U_{f_3}(f)$

$$U_{f_3}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{\frac{2k_f K_d \exp(-j\pi(2n+1))}{(2n+1)^2 \pi} \cdot \delta(f - (2n+1)f_m) \cdot (j2\pi(2n+1) - 4\pi^2 R_2 C(2n+1)^2 f_m)}{K_0 K_d + j2\pi R_2 C K_0 K_d (2n+1)f_m + j2\pi(2n+1)f_m - 4\pi^2 (R_1 C + R_2 C)(2n+1)^2 f_m^2} \right] \quad (6.91)$$

şekline getirilir.

$$\exp(-j\pi(2n+1)) = -1$$

eşitliği kullanılarak

$$U_{f_3}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{\frac{-2k_f K_d}{(2n+1)^2 \pi} \cdot \delta(f - (2n+1)f_m) \cdot (j2\pi(2n+1) - 4\pi^2 R_2 C(2n+1)^2 f_m)}{K_0 K_d + j2\pi R_2 C K_0 K_d (2n+1)f_m + j2\pi(2n+1)f_m - 4\pi^2 (R_1 C + R_2 C)(2n+1)^2 f_m^2} \right] \quad (6.92)$$

olur. (6.90) ve (6.92) numaralı eşitlikleri daha kolay bir formda yazmak için bazı katsayılar aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$a_{22} = \frac{-2k_f K_d}{(2n+1)^2 \pi} \quad (6.93)$$

$$b_{22} = 2\pi(2n+1) \quad (6.94)$$

$$c_{22} = 4\pi^2 R_2 C(2n+1)^2 f_m \quad (6.95)$$

$$d_{22} = K_0 K_d - 4\pi^2 (R_1 C + R_2 C)(2n+1)^2 f_m^2 \quad (6.96)$$

$$e_{22} = -2\pi R_2 C K_0 K_d (2n+1)f_m - 2\pi(2n+1)f_m \quad (6.97)$$

Bu durumda,

$$U_{f_2}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[a_{22} \frac{-jb_{22} - c_{22}}{d_{22} - je_{22}} \delta(f + (2n+1)f_m) \right] \quad (6.98)$$

ve

$$U_{f_3}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[a_{22} \frac{jb_{22} - c_{22}}{d_{22} + je_{22}} \delta(f - (2n+1)f_m) \right] \quad (6.99)$$

olur. (6.98) numaralı eşitliğin paydasını reel hale getirmek için

$$a_{22} \frac{-jb_{22} - c_{22}}{d_{22} - je_{22}} = a_{22} \frac{(b_{22}e_{22} - c_{22}d_{22}) - j(b_{22}d_{22} + c_{22}e_{22})}{d_{22}^2 + e_{22}^2} \quad (6.100)$$

işlemi yapılır. (6.98) ve (6.99) numaralı eşitlikleri daha kolay hale sokmak için

$$k_{21} = a_{22} \frac{(b_{22}e_{22} - c_{22}d_{22})}{d_{22}^2 + e_{22}^2} \quad (6.101)$$

$$k_{22} = a_{22} \frac{(b_{22}d_{22} + c_{22}e_{22})}{d_{22}^2 + e_{22}^2} \quad (6.102)$$

katsayıları belirlenir. Bu durumda

$$a_{22} \frac{-jb_{22} - c_{22}}{d_{22} - je_{22}} = k_{21} - jk_{22} \quad (6.103)$$

olur. (6.99) numaralı eşitliğin paydasını reel hale getirmek için

$$a_{22} \frac{jb_{22} - c_{22}}{d_{22} + je_{22}} = a_{22} \frac{(b_{22}e_{22} - c_{22}d_{22}) + j(b_{22}d_{22} + c_{22}e_{22})}{d_{22}^2 + e_{22}^2} \quad (6.104)$$

işlemi yapılır. (6.101) ve (6.102) eşitliklerindeki katsayılar kullanılarak

$$a_{22} \frac{jb_{22} - c_{22}}{d_{22} + je_{22}} = k_{21} + jk_{22} \quad (6.105)$$

eşitliği sağlanır.

$$U_f = U_{f_1} + U_{f_2} + U_{f_3}$$

toplamı yardımıyla $U_f(f)$,

$$U_f(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[a_{22} \frac{-jb_{22} - c_{22}}{d_{22} - je_{22}} \delta(f + (2n+1)f_m) + a_{22} \frac{jb_{22} - c_{22}}{d_{22} + je_{22}} \delta(f - (2n+1)f_m) \right] \quad (6.106)$$

halini alır. (6.101) ve (6.102) eşitliklerindeki katsayılar da kullanılarak

$$U_f(f) = \sum_{n=0}^{\infty} [(k_{21} - jk_{22})\delta(f + (2n+1)f_m) + (k_{21} + jk_{22})\delta(f - (2n+1)f_m)] \quad (6.107)$$

bulunur. (6.107) numaralı eşitlik sinüs ve kosinüs işaretlerinin Fourier dönüşümünü kullanabilmek için

$$U_f(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} &-2k_{22} \frac{1}{2j} [\delta(f - (2n+1)f_m) - \delta(f + (2n+1)f_m)] + \\ &2k_{21} \frac{1}{2} [\delta(f - (2n+1)f_m) + \delta(f + (2n+1)f_m)] \end{aligned} \right\} \quad (6.108)$$

şeklinde yazılır. (6.108) numaralı eşitlik zaman domenine çevrilirse

$$u_f(t) = \sum_{n=0}^{\infty} [-2k_{22} \sin(2\pi(2n+1)f_m t) + 2k_{21} \cos(2\pi(2n+1)f_m t)] \quad (6.109)$$

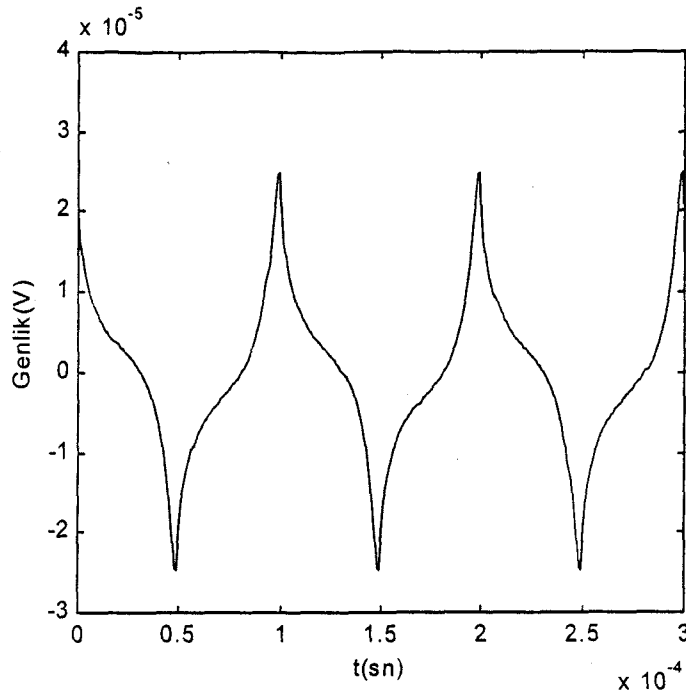
halini halir. k_{21} ve k_{22} n'e bağlı parametrelidir, (6.109) numaralı denklemin son hali

$$u_f(t) = \sum_{n=0}^{\infty} [-2k_{22}(n) \sin(2\pi(2n+1)f_m t) + 2k_{21}(n) \cos(2\pi(2n+1)f_m t)] \quad (6.110)$$

dir.

$u_f(t)$ 'yi $k_{21}(n)$, $k_{22}(n)$ 'nin değişik değerlerine göre çizdiren MATLAB kodu EKLER içinde mat4.m dosyasıdır.

$k_{21}(n)$ ve $k_{22}(n)$ oldukça karmaşık yapılardır. Bu nedenle $k_{21}(n)$ ve $k_{22}(n)$ 'nin ilk 20 değerinin alınması iyi bir yaklaşım olacaktır. Daha önce bahsedilen Microwave Office 2.66 ve PLL yazılım programı yardımı ile $K_0 = 10^5$, $K_d = 1$, $k_f = 1$, $f_m = 10$ kHz, $R_1 = 1\Omega$, $R_2 = 10\Omega$, $C = 100\text{nF}$ alınır. Bu durumda $u_f(t)$ 'nin grafiği Şekil 6.8.'deki gibi olacaktır.



Şekil 6.8. Pasif Gecikme-İlerleme Filtreli LFKD'de Kare Dalga Mesaj İşaret
Girişinde Döngü Filtresi Çıkışı

Şekil 6.8.'de görüldüğü gibi $u_f(t)$ kare dalga işareti olan $m(t)$ 'den farklı bir işarettir.

Böylece pasif gecikme-ilerleme filtresinin kullanıldığı LFKD'lerde FM demodülasyonun yapılamadığı hem genel olarak ($|F(s)| < 1$), hem de örneklerle görülmüş oldu.

6.2.2. Aktif Gecikme-İlerleme Filtresi İçin FM Demodülasyonu'nun İncelenmesi

Filtrenin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi idi.

$$F(s) = K_a \frac{1 + s\tau_2}{1 + s\tau_1}$$

Bu transfer fonksiyonu (6.4) numaralı denkleme yerleştirildiği zaman

$$U_f(s) = K_d \Theta_1(s) \frac{sK_a \frac{1 + s\tau_2}{1 + s\tau_1}}{K_0 K_d K_a \frac{1 + s\tau_2}{1 + s\tau_1} + s} \quad (6.111)$$

olur. $\tau_1 = R_1 C_1$, $\tau_2 = R_2 C_2$ ve $K_a = -C_1/C_2$ yerine konduğu zaman

$$U_f(s) = K_d \Theta_1(s) \frac{-s \frac{C_1}{C_2} \frac{1 + sR_2 C_2}{1 + sR_1 C_1}}{-K_0 K_d \frac{C_1}{C_2} \frac{1 + sR_2 C_2}{1 + sR_1 C_1} + s} \quad (6.112)$$

$$U_f(s) = \Theta_1(s) \frac{-sK_d C_1 (1 + sR_2 C_2)}{-K_0 K_d C_1 (1 + sR_2 C_2) + sC_2 + s^2 R_1 C_1 C_2} \quad (6.113)$$

elde edilir. τ_1, τ_2 ve K_a 'nın aldığı değerler filtrenin transfer fonksiyonuna yerleştirilirse

$$F(s) = -\frac{C_1}{C_2} \frac{1 + sR_2 C_2}{1 + sR_1 C_1} \quad (6.114)$$

eşitliği elde edilir. Kompleks frekans değişkeni $s = j2\pi f$ yukarıdaki denkleme yerleştirilirse, bu eşitlik

$$F(j\omega) = -\frac{C_1}{C_2} \frac{1 + j2\pi f R_2 C_2}{1 + j2\pi f R_1 C_1} \quad (6.115)$$

halini alır. Transfer fonksiyonun mutlak değeri

$$|F(j\omega)| = \frac{C_1}{C_2} \frac{\sqrt{1 + (2\pi f R_2 C_2)^2}}{\sqrt{1 + (2\pi f R_1 C_1)^2}} \quad (6.116)$$

şeklinde dir. Transfer fonksiyonundan anlaşılacağı gibi $|F(j\omega)| \gg 1$ koşulu rahatlıkla sağlanabilir. Mesela C_1 ve R_1 büyük, C_2 ve R_2 küçük seçilip filtrenin kazancı yüksek tutulabilir ve FM demodülasyonunda kullanılabilir.

ÖRNEK 1

Mesaj işareti,

$$m(t) = \cos(2\pi f_m t)$$

şeklinde idi. (6.113) numaralı eşitlik (6.18) numaralı eşitlik yardımı ile

$$U_f(f) = \frac{-j2\pi C_1 K_d f + 4\pi^2 K_d R_2 C_1 C_2 f^2}{-K_0 K_d C_1 - j2\pi R_2 C_1 C_2 K_0 K_d f + j2\pi f C_2 - 4\pi^2 R_1 C_1 C_2 f^2} \cdot \frac{k_f}{2jf_m} [\delta(f - f_m) - \delta(f + f_m)] \quad (6.117)$$

şeklinde yazılır.

$$H(f)\delta(f - f_m) = H(f_m)\delta(f - f_m)$$

eşitliği kullanılarak (6.117) numaralı eşitlik iki kısma ayrılabilir.

$$U_{f1}(f) = \frac{j2\pi k_f C_1 K_d - 4\pi^2 k_f K_d R_2 C_1 C_2 f_m}{j2K_0 K_d C_1 - 4\pi R_2 C_1 C_2 K_0 K_d f_m + 4\pi f_m C_2 + j8\pi^2 R_1 C_1 C_2 f_m^2} \delta(f - f_m) \quad (6.118)$$

ve

$$U_{f2}(f) = \frac{j2\pi k_f C_1 K_d + 4\pi^2 k_f K_d R_2 C_1 C_2 f_m}{j2K_0 K_d C_1 + 4\pi R_2 C_1 C_2 K_0 K_d f_m - 4\pi f_m C_2 + j8\pi^2 R_1 C_1 C_2 f_m^2} \delta(f + f_m) \quad (6.119)$$

Bu durumda

$$U_f(f) = U_{f1}(f) + U_{f2}(f) \quad (6.120)$$

olur. (6.118) ve (6.119) numaralı eşitliklerini daha kolay bir formda yazmak için bazı katsayılar aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$a_{31} = 2\pi k_f C_1 K_d \quad (6.121)$$

$$b_{31} = 4\pi^2 k_f K_d R_2 C_1 C_2 f_m \quad (6.122)$$

$$c_{31} = 2K_0 K_d C_1 + 8\pi^2 R_1 C_1 C_2 f_m^2 \quad (6.123)$$

$$d_{31} = 4\pi R_2 C_1 C_2 K_0 K_d f_m - 4\pi f_m C_2 \quad (6.124)$$

olsun. Bu durumda $U_{f1}(f)$,



$$U_{f1}(f) = \frac{ja_{31} - b_{31}}{jc_{31} - d_{31}} \delta(f - f_m) \quad (6.125)$$

halini alır. (6.125) numaralı denklemin paydası reel hale getirilirse

$$U_{f1}(f) = \frac{j(b_{31}c_{31} - a_{31}d_{31}) + (a_{31}c_{31} + b_{31}d_{31})}{c_{31}^2 + d_{31}^2} \cdot \delta(f - f_m) \quad (6.126)$$

eşitliği elde edilir. (6.121-6.124) numaralı eşitlikler tekrar kullanılarak $U_{f2}(f)$,

$$U_{f2}(f) = \frac{ja_{31} + b_{31}}{jc_{31} + d_{31}} \delta(f + f_m) \quad (6.127)$$

şeklinde yazılır. (6.127) numaralı denklemin paydası reel hale getirilirse

$$U_{f2}(f) = \frac{-j(b_{31}c_{31} - a_{31}d_{31}) + (a_{31}c_{31} + b_{31}d_{31})}{c_{31}^2 + d_{31}^2} \cdot \delta(f + f_m) \quad (6.128)$$

eşitliği elde edilir.

$U_f(f) = U_{f1}(f) + U_{f2}(f)$ olduğundan

$$U_f(f) = \frac{j(b_{31}c_{31} - a_{31}d_{31}) + (a_{31}c_{31} + b_{31}d_{31})}{c_{31}^2 + d_{31}^2} \cdot \delta(f - f_m) + \frac{-j(b_{31}c_{31} - a_{31}d_{31}) + (a_{31}c_{31} + b_{31}d_{31})}{c_{31}^2 + d_{31}^2} \cdot \delta(f + f_m) \quad (6.129)$$

elde edilir. (6.129) numaralı eşitlik sinüs ve kosinüs işaretlerin Fourier dönüşümü elde edilebilecek şekilde tekrar yazılırsa

$$U_f(f) = \frac{2(a_{31}c_{31} + b_{31}d_{31})}{c_{31}^2 + d_{31}^2} \frac{1}{2} [\delta(f - f_m) + \delta(f + f_m)] - \frac{2(b_{31}c_{31} - a_{31}d_{31})}{c_{31}^2 + d_{31}^2} \frac{1}{2j} [\delta(f - f_m) - \delta(f + f_m)] \quad (6.130)$$

elde edilir. (6.130) numaralı eşitlik zaman domenine çevrilirse

$$u_f(t) = \frac{2(a_{31}c_{31} + b_{31}d_{31})}{c_{31}^2 + d_{31}^2} \cos(2\pi f_m t) - \frac{2(b_{31}c_{31} - a_{31}d_{31})}{c_{31}^2 + d_{31}^2} \sin(2\pi f_m t) \quad (6.131)$$

olur. Şimdi yapılması gereken:

1. $u_f(t)$ 'nin değişik $a_{31}, b_{31}, c_{31}, d_{31}$ değerlerine göre çizdirilip $m(t)$ 'nin karakteristiğini elde etmek ve
2. Bu değerlere uygun filtre seçimi yapmaktır. (Geçirgen aralıkta yeterli kazancı sağlaması)

$u_f(t)$ 'yi $a_{31}, b_{31}, c_{31}, d_{31}$ 'in değişik değerlerine göre çizdiren MATLAB kodu

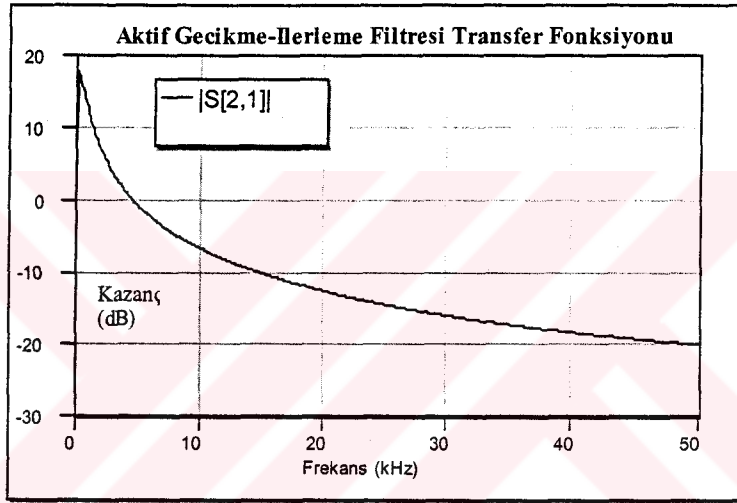
EKLER içinde mat5.m dosyasıdır

$f_m = 10$ kHz için, $m(t) = \cos(2\pi 10^4 t)$ olur.

$$|F(f)| = \frac{C_1}{C_2} \frac{\sqrt{1 + (2\pi f R_2 C_2)^2}}{\sqrt{1 + (2\pi f R_1 C_1)^2}}$$

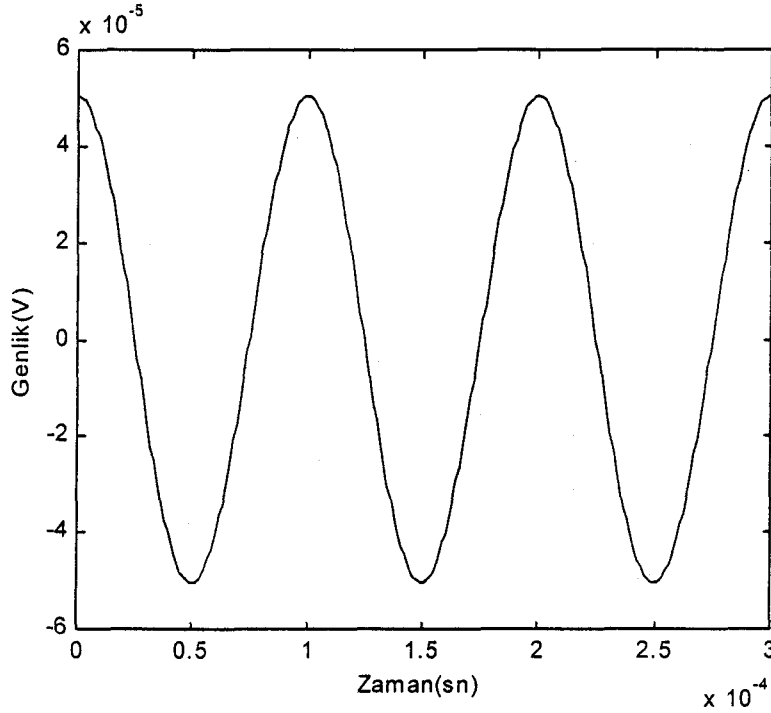
denkleminde $|F(f)|$ 'yi büyük tutmak için $R_1 = 5\Omega$, $R_2 = 1\Omega$, $C_1 = 5\mu F$, $C_2 = 1.25\mu F$

alınabilir (Microwave Office 2.66 programı yardımıyla). Bu durumda filtrenin karakteristiği Şekil.6.9.'daki gibi olacaktır.



Şekil 6.9. Aktif Gecikme-İlerleme Filtre Devresi Transfer Fonksiyonu

$K_0 = 10^5$, $K_d = 1$, $k_f = 1$ olsun. Bu durumda $u_f(t)$ 'nin grafiği Şekil 6.10.'daki gibi olacaktır. (Bu değerler Roland E. Best'in PLL yazılımı yardımıyla tespit edilmiştir).



Şekil 6.10. Aktif Gecikme-İlerleme Filtreli LFKD'lerde Kosinüs Mesaj İşaret Girişinde Döngü Filtresi Çıkışı

Şekil 6.10.'da görüldüğü gibi 10 kHz'de iyi bir kosinüs işareti elde edilir. $u_f(t)$ 'nin son formülü inlenecek olunursa, sinüslü terimin katsayısının küçük olması aranan işaretin elde edilmesini sağladığı kolayca görülebilir.

ÖRNEK 2

İkinci örnek olarak yine 10 kHz frekanslı kare dalga işareti alınır.

(6.113) numaralı denklem tekrar

$$U_f(f) = \frac{-j2\pi K_d C_1 f + 4\pi^2 K_d R_2 C_1 C_2 f^2}{-K_0 K_d C_1 - j2\pi R_2 C_1 C_2 K_0 K_d f + j2\pi f C_2 - 4\pi^2 R_1 C_1 f^2} \Theta_1(f) \quad (6.132)$$

şeklinde yazılır.

$$H(f)\delta(f - f_m) = H(f_m)\delta(f - f_m)$$

eşitliği kullanılarak $U_f(f)$, $U_{f1}(f)$, $U_{f2}(f)$ ve $U_{f3}(f)$ olmak üzere üç kısma ayrılabilir.

$$U_{f1}(f) = \frac{-j2\pi C_1 f + 4\pi^2 R_2 C_1 C_2 f^2}{-K_0 K_d C_1 - j2\pi R_2 C_1 C_2 K_0 K_d f + j2\pi f C_2 - 4\pi^2 R_1 C_1 f^2} \frac{\pi k_f K_d}{2f_m} \delta(f) \quad (6.133)$$

$$U_{f2}(f) = \left\{ \frac{-j2\pi C_1 f + 4\pi^2 R_2 C_1 C_2 f^2}{-K_0 K_d C_1 - j2\pi R_2 C_1 C_2 K_0 K_d f + j2\pi f C_2 - 4\pi^2 R_1 C_1 f^2} \cdot \frac{2k_f K_d \exp(-j\pi f / f_m)}{f_m \pi} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)^2} \delta(f + (2n+1)f_m) \right\} \quad (6.134)$$

ve

$$U_{f3}(f) = \left\{ \frac{-j2\pi C_1 f + 4\pi^2 R_2 C_1 C_2 f^2}{-K_0 K_d C_1 - j2\pi R_2 C_1 C_2 K_0 K_d f + j2\pi f C_2 - 4\pi^2 R_1 C_1 f^2} \cdot \frac{2k_f K_d \exp(-j\pi f / f_m)}{f_m \pi} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)^2} \delta(f - (2n+1)f_m) \right\} \quad (6.135)$$

şeklindedir. $U_f(f)$

$$U_f = U_{f1} + U_{f2} + U_{f3} \quad (6.136)$$

toplamıdır. Sadece f_m frekansında bileşeni olduğu ve bu frekansta $\delta(f)$ sıfır olduğundan

$$U_{f1}(f) = 0 \quad (6.137)$$

dır. (6.134) numaralı eşitlikte $U_{f2}(f)$,

$$U_{f2}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{2k_f K_d \exp(j\pi(2n+1))}{(2n+1)^2 \pi} \cdot \delta(f + (2n+1)f_m) \cdot \frac{j2\pi C_1 (2n+1) + 4\pi^2 R_2 C_1 C_2 (2n+1)^2 f_m}{-K_0 K_d C_1 + j2\pi R_2 C_1 C_2 K_0 K_d (2n+1)f_m - j2\pi (2n+1)f_m C_2 - 4\pi^2 R_1 C_1 (2n+1)^2 f_m^2} \right] \quad (6.138)$$

şeklinde yazılabilir.

$$\exp(j\pi(2n+1)) = -1$$

eşitliği de kullanılarak $U_{f2}(f)$,

$$U_{f2}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{-2k_f K_d}{(2n+1)^2 \pi} \cdot \delta(f + (2n+1)f_m) \cdot \frac{j2\pi C_1 (2n+1) + 4\pi^2 R_2 C_1 C_2 (2n+1)^2 f_m}{-K_0 K_d C_1 + j2\pi R_2 C_1 C_2 K_0 K_d (2n+1)f_m - j2\pi (2n+1)f_m C_2 - 4\pi^2 R_1 C_1 (2n+1)^2 f_m^2} \right] \quad (6.139)$$

şeklinde yazılır. (6.135) numaralı eşitlikte $U_{f3}(f)$ yeniden düzenlenerek



$$U_{f3}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{2k_f K_d \exp(-j\pi(2n+1))}{(2n+1)^2 \pi} \cdot \delta(f - (2n+1)f_m) \cdot \frac{-j2\pi C_1(2n+1) + 4\pi^2 R_2 C_1 C_2 (2n+1)^2 f_m}{-K_0 K_d C_1 - j2\pi R_2 C_1 C_2 K_0 K_d (2n+1)f_m + j2\pi(2n+1)f_m C_2 - 4\pi^2 R_1 C_1 (2n+1)^2 f_m^2} \right] \quad (6.140)$$

şeklinde yazılabilir.

$$\exp(-j\pi(2n+1)) = -1$$

eşitliği de kullanılarak $U_{f3}(f)$,

$$U_{f3}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{-2k_f K_d}{(2n+1)^2 \pi} \cdot \delta(f - (2n+1)f_m) \cdot \frac{-j2\pi C_1(2n+1) + 4\pi^2 R_2 C_1 C_2 (2n+1)^2 f_m}{-K_0 K_d C_1 - j2\pi R_2 C_1 C_2 K_0 K_d (2n+1)f_m + j2\pi(2n+1)f_m C_2 - 4\pi^2 R_1 C_1 (2n+1)^2 f_m^2} \right] \quad (6.141)$$

şeklinde yazılır. (6.139) ve (6.141) numaralı eşitlikleri daha kolay bir formda yazmak için bazı katsayılar aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$a_{32} = \frac{-2k_f K_d}{(2n+1)^2 \pi} \quad (6.142)$$

$$b_{32} = -2\pi C_1(2n+1) \quad (6.143)$$

$$c_{32} = -4\pi^2 R_2 C_1 C_2 (2n+1)^2 f_m \quad (6.144)$$

$$d_{32} = -K_0 K_d C_1 - 4\pi^2 R_1 C_1 (2n+1)^2 f_m^2 \quad (6.145)$$

$$e_{32} = -2\pi R_2 C_1 C_2 K_0 K_d (2n+1)f_m + 2\pi(2n+1)f_m C_2 \quad (6.146)$$

olsun. Bu durumda

$$U_{f2}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[a_{32} \frac{-jb_{32} - c_{32}}{d_{32} - je_{32}} \delta(f + (2n+1)f_m) \right] \quad (6.147)$$

ve

$$U_{f3}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[a_{32} \frac{jb_{32} - c_{32}}{d_{32} + je_{32}} \delta(f - (2n+1)f_m) \right] \quad (6.148)$$

olur. (6.147) numaralı eşitliğin paydasını reel hale getirmek için

$$a_{32} \frac{-jb_{32} - c_{32}}{d_{32} - je_{32}} = a_{32} \frac{(b_{32}e_{32} - c_{32}d_{32}) - j(b_{32}d_{32} + c_{32}e_{32})}{d_{32}^2 + e_{32}^2} \quad (6.149)$$

işlemi yapılır. (6.149) numaralı eşitliği daha kolay bir şekilde yazmak için bazı katsayılar aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$k_{31} = a_{32} \frac{(b_{32}e_{32} - c_{32}d_{32})}{d_{32}^2 + e_{32}^2} \quad (6.150)$$

$$k_{32} = a_{32} \frac{(b_{32}d_{32} + c_{32}e_{32})}{d_{32}^2 + e_{32}^2} \quad (6.151)$$

olmak üzere

$$a_{32} \frac{-jb_{32} - c_{32}}{d_{32} - je_{32}} = k_{31} - jk_{32} \quad (6.152)$$

şeklinde yazılır. (6.150) numaralı eşitliğin paydasını reel hale getirmek için

$$a_{32} \frac{jb_{32} - c_{32}}{d_{32} + je_{32}} = a_{32} \frac{(b_{32}e_{32} - c_{32}d_{32}) + j(b_{32}d_{32} + c_{32}e_{32})}{d_{32}^2 + e_{32}^2} \quad (6.153)$$

işlemi yapılır. (6.150) ve (6.151) numaralı eşitliklerdeki katsayılar (6.153) numaralı eşitlikler için kullanılırsa

$$a_{32} \frac{jb_{32} - c_{32}}{d_{32} + je_{32}} = k_{31} + jk_{32} \quad (6.154)$$

bulunur.

$$U_f = U_{f1} + U_{f2} + U_{f3}$$

toplamı yardımıyla U_f ,

$$U_f(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[a_{32} \frac{-jb_{32} - c_{32}}{d_{32} - je_{32}} \delta(f + (2n+1)f_m) + a_{32} \frac{jb_{32} - c_{32}}{d_{32} + je_{32}} \delta(f - (2n+1)f_m) \right] \quad (6.155)$$

halini alır. (6.155) numaralı eşitlik, (6.150) ve (6.151) numaralı eşitliklerdeki katsayılar yardımıyla

$$U_f(f) = \sum_{n=0}^{\infty} [(k_{31} - jk_{32})\delta(f + (2n+1)f_m) + (k_{31} + jk_{32})\delta(f - (2n+1)f_m)] \quad (6.156)$$

şeklinde yazılır. (6.156) numaralı eşitlik sinüs ve kosinüs işaretlerin Fourier dönüşümünü kullanabilmek için,

$$U_f(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} & -2k_{32} \frac{1}{2j} [\delta(f - (2n+1)f_m) - \delta(f + (2n+1)f_m)] \\ & + 2k_{31} \frac{1}{2} [\delta(f - (2n+1)f_m) + \delta(f + (2n+1)f_m)] \end{aligned} \right\} \quad (6.157)$$

şeklinde yazılır. (6.157) numaralı eşitlik zaman domenine çevrilirse

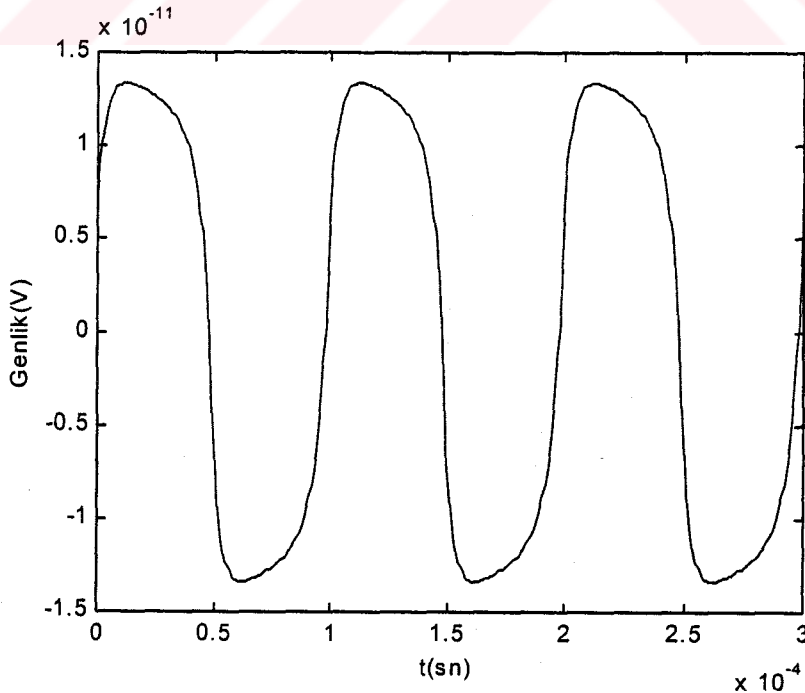
$$u_f(t) = \sum_{n=0}^{\infty} [-2k_{32} \sin(2\pi(2n+1)f_m t) + 2k_{31} \cos(2\pi(2n+1)f_m t)] \quad (6.158)$$

eşitliği elde edilir. k_{31} ve k_{32} n'e bağlı parametrelerdir, (6.158) numaralı denklemin son hali,

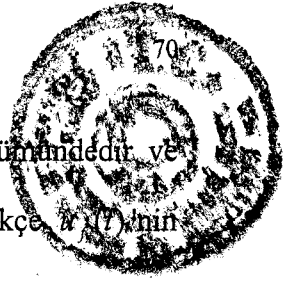
$$u_f(t) = \sum_{n=0}^{\infty} [-2k_{32}(n) \sin(2\pi(2n+1)f_m t) + 2k_{31}(n) \cos(2\pi(2n+1)f_m t)] \quad (6.159)$$

şeklindedir. $u_f(t)$ 'yi $k_{31}(n), k_{32}(n)$ 'nin değişik değerlerine göre çizdiren MATLAB kodu EKLER içinde mat6.m dosyasıdır.

$k_{31}(n)$ ve $k_{32}(n)$ oldukça karmaşık yapılardır. Bu nedenle $k_{31}(n)$ ve $k_{32}(n)$ 'nin ilk 20 değerinin alınması iyi bir yaklaşım olacaktır. Daha önce bahsedilen Microwave Office 2.66 ve PLL yazılım programı yardımı ile $f_m = 10$ kHz, $R_1 = 5\Omega$, $R_2 = 1\Omega$, $C_1 = 5\mu F$, $C_2 = 1.25\mu F$, $K_0 = 10^5$, $K_d = 1$, $k_f = 1$ alınır. Bu durumda $u_f(t)$ 'nin grafiği Şekil 6.11'deki gibi olur.



Şekil 6.11. Aktif Gecikme-İlerleme Filtreli LFKD'lerde Kare Dalgı Mesaj İşaret Girişinde Döngü Filtresi Çıkışı



Grafikte de görüldüğü gibi $u_f(t)$, bir kare dalga işareti görünümündedir ve mesaj işaret $m(t)$ 'ye benzer bir işarettir. LFKD koşturaya devam ettikçe $u_f(t)$ 'nin bozukluğu düzelecek ve tam bir kare işareti olacaktır.

Böylece Aktif Gecikme-İlerleme filtresinin kullanıldığı LFKD'lerde FM demodülasyonun yapılabildiği hem genel olarak ($|F(s)| \gg 1$) hem de örneklerle görülmüş oldu.



6.2.3. Aktif PI Filtresi İçin FM Demodülasyonunun İncelenmesi

Filtrenin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi idi.

$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1}$$

Bu transfer fonksiyonu (6.4) numaralı denkleme yerleştirildiği zaman

$$U_f(s) = K_d \Theta_1(s) \frac{\frac{1 + s\tau_2}{\tau_1}}{K_0 K_d \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1} + s} \quad (6.160)$$

elde edilir. $\tau_1 = R_1 C$, $\tau_2 = R_2 C$ yerine konduğu zaman

$$U_f(s) = K_d \Theta_1(s) \frac{\frac{1 + sR_2 C}{R_1 C}}{K_0 K_d \frac{1 + sR_2 C}{sR_1 C} + s} \quad (6.161)$$

$$U_f(s) = K_d \Theta_1(s) \frac{s + s^2 R_2 C}{K_0 K_d + sR_2 C K_0 K_d + s^2 R_1 C} \quad (6.162)$$

elde edilir. Filtrenin transfer fonksiyonu ise

$$F(s) = \frac{1 + sR_2 C}{sR_1 C} \quad (6.163)$$

haline gelir. Kompleks frekans değişkeni $s = j2\pi f$ yerine konursa

$$F(j\omega) = \frac{1 + j2\pi f R_2 C}{j2\pi f R_1 C} \quad (6.164)$$

eşitliği elde edilir. (6.164) numaralı eşitliğin mutlak değeri

$$|F(j\omega)| = \frac{\sqrt{1 + (2\pi f R_2 C)^2}}{2\pi f R_1 C} \quad (6.165)$$

şeklindedir.

Transfer fonksiyonundan anlaşılabacağı gibi $|F(j\omega)| \gg 1$ koşulu rahatlıkla sağlanabilir ve bu filtre FM demodülasyonunda kullanılabilir. Bu durum aynı örneklerle incelenecektir.

ÖRNEK 1

Mesaj işareti

$$m(t) = \cos(2\pi f_m t)$$

idi. (6.162) numaralı eşitlik

$$U_f(f) = \frac{j2\pi f - 4\pi^2 f^2 R_2 C}{K_0 K_d + j2\pi f R_2 C K_0 K_d - 4\pi^2 f^2 R_1 C} \frac{K_d k_f}{2j f_m} [\delta(f - f_m) - \delta(f + f_m)] \quad (6.166)$$

şeklinde yazılabilir.

$$H(f)\delta(f - f_m) = H(f_m)\delta(f - f_m)$$

eşitliği kullanılarak $U_f(f)$, $U_{f1}(f)$ ve $U_{f2}(f)$ olmak üzere iki kısma ayrılabilir:

$$U_{f1}(f) = \frac{K_d k_f}{2j} \frac{j2\pi - 4\pi^2 f_m R_2 C}{K_0 K_d + j2\pi f_m R_2 C K_0 K_d - 4\pi^2 f_m^2 R_1 C} \delta(f - f_m) \quad (6.167)$$

$$U_{f2}(f) = \frac{K_d k_f}{2j} \frac{j2\pi + 4\pi^2 f_m R_2 C}{K_0 K_d - j2\pi f_m R_2 C K_0 K_d - 4\pi^2 f_m^2 R_1 C} \delta(f + f_m) \quad (6.168)$$

Bu durumda,

$$U_f(f) = U_{f1}(f) + U_{f2}(f) \quad (6.169)$$

olur. (6.167) ve (6.168) numaralı eşitliklerdeki $K_d k_f / 2j$ çarpanı içeriye alınarak bu eşitlikler

$$U_{f1}(f) = \frac{j2\pi K_d k_f - 4\pi^2 K_d k_f f_m R_2 C}{j2K_0 K_d - 4\pi f_m R_2 C K_0 K_d - j8\pi^2 f_m^2 R_1 C} \delta(f - f_m) \quad (6.170)$$

$$U_{f2}(f) = \frac{j2\pi K_d k_f + 4\pi^2 K_d k_f f_m R_2 C}{j2K_0 K_d + 4\pi f_m R_2 C K_0 K_d - j8\pi^2 f_m^2 R_1 C} \delta(f + f_m) \quad (6.171)$$

şeklinde yazılır. (6.170) ve (6.171) numaralı eşitlikleri daha kolay bir şekle sokmak için bazı katsayılar aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$a_{41} = 2\pi K_d k_f \quad (6.172)$$

$$b_{41} = 4\pi^2 K_d k_f f_m R_2 C \quad (6.173)$$

$$c_{41} = 2K_0K_d - 8\pi^2 f_m^2 R_1 C \quad (6.174)$$

$$d_{41} = 4\pi f_m R_2 C K_0 K_d \quad (6.175)$$

olsun. Bu durumda $U_{f1}(f)$,

$$U_{f1}(f) = \frac{ja_{41} - b_{41}}{jc_{41} - d_{41}} \delta(f - f_m) \quad (6.176)$$

halini alır. (6.176) numaralı eşitliğin paydası reel hale getirilerek

$$U_{f1}(f) = \frac{j(b_{41}c_{41} - a_{41}d_{41}) + (a_{41}c_{41} + b_{41}d_{41})}{c_{41}^2 + d_{41}^2} \cdot \delta(f - f_m) \quad (6.177)$$

şeklinde yazılır. $U_{f2}(f)$ ise,

$$U_{f2}(f) = \frac{ja_{41} + b_{41}}{jc_{41} + d_{41}} \delta(f + f_m) \quad (6.178)$$

şeklinde yazılır. (6.178) numaralı eşitliğin paydası reel hale getirilerek

$$U_{f2}(f) = \frac{-j(b_{41}c_{41} - a_{41}d_{41}) + (a_{41}c_{41} + b_{41}d_{41})}{c_{41}^2 + d_{41}^2} \cdot \delta(f + f_m) \quad (6.179)$$

şeklinde yazılır. $U_f(f)$, $U_{f1}(f)$ ve $U_{f2}(f)$ 'nin toplamı olduğundan,

$$U_f(f) = \frac{j(b_{41}c_{41} - a_{41}d_{41}) + (a_{41}c_{41} + b_{41}d_{41})}{c_{41}^2 + d_{41}^2} \cdot \delta(f - f_m) + \frac{-j(b_{41}c_{41} - a_{41}d_{41}) + (a_{41}c_{41} + b_{41}d_{41})}{c_{41}^2 + d_{41}^2} \cdot \delta(f + f_m) \quad (6.180)$$

halini alır. (6.180) numaralı eşitlik sinüs ve kosinüs işaretlerin Fourier dönüşümü elde edilebilecek şekilde yazılırsa

$$U_f(f) = \frac{2(a_{41}c_{41} + b_{41}d_{41})}{c_{41}^2 + d_{41}^2} \frac{1}{2} [\delta(f - f_m) + \delta(f + f_m)] - \frac{2(b_{41}c_{41} - a_{41}d_{41})}{c_{41}^2 + d_{41}^2} \frac{1}{2j} [\delta(f - f_m) - \delta(f + f_m)] \quad (6.181)$$

elde edilir. (6.181) numaralı eşitlik zaman domenine çevrilirse

$$u_f(t) = \frac{2(a_{41}c_{41} + b_{41}d_{41})}{c_{41}^2 + d_{41}^2} \cos(2\pi f_m t) - \frac{2(b_{41}c_{41} - a_{41}d_{41})}{c_{41}^2 + d_{41}^2} \sin(2\pi f_m t) \quad (6.182)$$

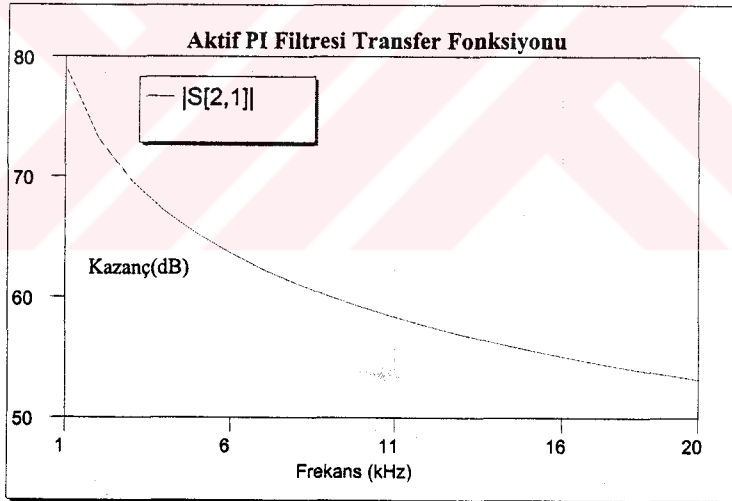
olur. Şimdi yapılması gereken:

1. $u_f(t)$ 'nin değişik $a_{41}, b_{41}, c_{41}, d_{41}$ değerlerine göre çizdirilip $m(t)$ 'nin karakteristiğini elde etmek ve
2. Bu değerlere göre uygun filtre seçimi yapmak (Geçirgen aralıkta yeterli kazancı sağlaması)

$u_f(t)$ 'yi $a_{41}, b_{41}, c_{41}, d_{41}$ 'nin değişik değerlerine göre çizdiren MATLAB kodu EKLER içinde mat7.m dosyasıdır. $f_m = 10$ kHz için $m(t) = \cos(2\pi 10^4 t)$ olur.

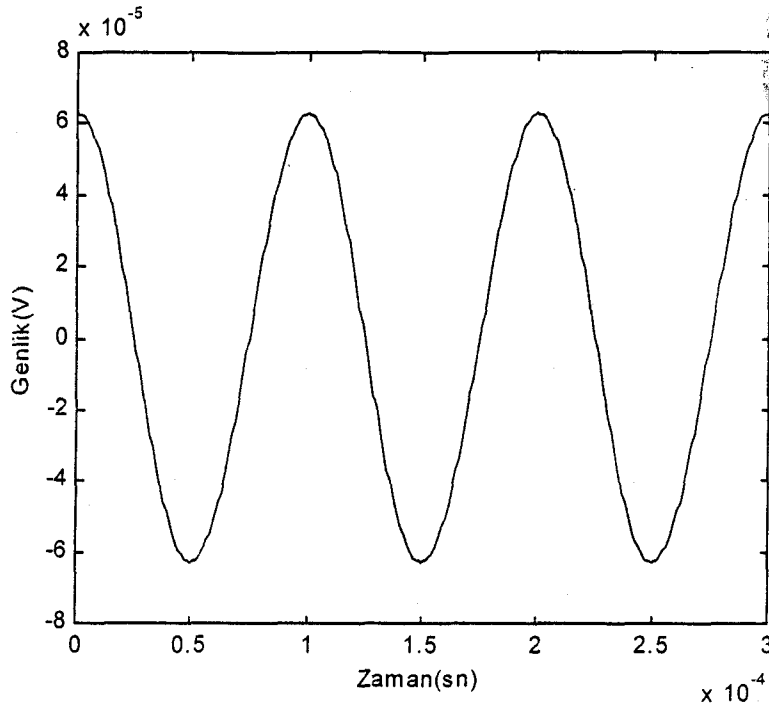
$$|F(f)| = \frac{\sqrt{1 + (2\pi f R_2 C)^2}}{2\pi f R_1 C}$$

denkleminde $|F(f)|$ 'yi büyük tutmak için $R_1 = 20\Omega$, $R_2 = 5\Omega$, $C = 0.5\text{nF}$ (Microwave Office 2.66 programı yardımıyla tespit edilmiş değerlerdir) alındığında filtrenin karakteristiği Şekil 6.12'deki gibi olacaktır.



Şekil 6.12 Aktif PI Filtre Devresi Transfer Fonksiyonu

$K_0 = 10^5$, $K_d = 1$, $k_f = 1$ olsun (Bu değerler Roland E. Best'in PLL yazılımı yardımıyla tespit edilmiştir). Bu durumda $u_f(t)$ 'nin grafiği Şekil 6.13'teki gibi olacaktır.



Şekil 6.13. Aktif PI Filtreli LFKD'lerde Kosinüs Mesaj İşaret Girişinde Döngü

Filtresi Çıkışı

Şekil 6.13'te de görüldüğü gibi 10 kHz'de iyi bir kosinüs işareti elde edilir. $u_f(t)$ 'nin son formülü incelenecek olursa, sinüslü terimin katsayısının küçük olması aranan işaretin elde edilmesini sağladığı kolayca görülebilir. Bu örnekle PI filtresi kullanılarak FM demodülasyonu yapıldığı görülmüş oldu.

ÖRNEK.2

İkinci örnek olarak 10 kHz frekanslı kare dalga işareti alınır. (6.162) numaralı denklem tekrar

$$U_f(f) = \frac{j2\pi f K_d - 4\pi^2 f^2 K_d R_2 C}{K_0 K_d + j2\pi f R_2 C K_0 K_d - 4\pi^2 f^2 R_1 C} \Theta_1(f) \quad (6.183)$$

şeklinde yazılır.

$$H(f)\delta(f - f_m) = H(f_m)\delta(f - f_m)$$

eşitliği kullanılarak $U_f(f)$, $U_{f1}(f)$, $U_{f2}(f)$, $U_{f3}(f)$ olmak üzere üç kısma ayrılabilir:

$$U_{f1}(f) = \frac{j2\pi f - 4\pi^2 f^2 R_2 C}{K_0 K_d + j2\pi f R_2 C K_0 K_d - 4\pi^2 f^2 R_1 C} \frac{\pi k_f K_d}{2f_m} \delta(f) \quad (6.184)$$

$$U_{f_2}(f) = \frac{j2\pi f - 4\pi^2 f^2 R_2 C}{K_0 K_d + j2\pi f R_2 C K_0 K_d - 4\pi^2 f^2 R_1 C} \frac{2k_f K_d \exp(-j\pi f / f_m)}{f_m \pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)^2} \delta(f + (2n+1)f_m) \quad (6.185)$$

ve

$$U_{f_3}(f) = \frac{j2\pi f - 4\pi^2 f^2 R_2 C}{K_0 K_d + j2\pi f R_2 C K_0 K_d - 4\pi^2 f^2 R_1 C} \frac{2k_f K_d \exp(-j\pi f / f_m)}{f_m \pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)^2} \delta(f - (2n+1)f_m) \quad (6.186)$$

şeklindedir. $U_f(f)$

$$U_f = U_{f_1} + U_{f_2} + U_{f_3} \quad (6.187)$$

toplamıdır. Sadece f_m frekansında bileşeni olduğu ve bu frekansta $\delta(f)$ sıfır olduğundan

$$U_{f_1}(f) = 0 \quad (6.188)$$

dır. (6.185) numaralı eşitlikte $U_{f_2}(f)$

$$U_{f_2}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{2k_f K_d \exp(j\pi(2n+1))}{(2n+1)^2 \pi} \delta(f + (2n+1)f_m) \cdot \frac{-j\pi 2(2n+1) - 4\pi^2 f_m R_2 C (2n+1)^2}{K_0 K_d - j2\pi(2n+1)f_m R_2 C K_0 K_d - 4(2n+1)^2 \pi^2 f_m^2 R_1 C} \right] \quad (6.189)$$

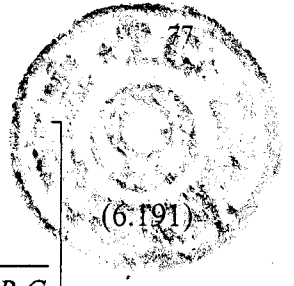
haline gelir.

$$\exp(j\pi(2n+1)) = -1$$

eşitliği de kullanılarak $U_{f_2}(f)$,

$$U_{f_2}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{-2k_f K_d}{(2n+1)^2 \pi} \delta(f + (2n+1)f_m) \cdot \frac{-j\pi 2(2n+1) - 4\pi^2 f_m R_2 C (2n+1)^2}{K_0 K_d - j2\pi(2n+1)f_m R_2 C K_0 K_d - 4(2n+1)^2 \pi^2 f_m^2 R_1 C} \right] \quad (6.190)$$

şeklinde yazılır. (6.186) numaralı eşitlikte $U_{f_3}(f)$ yeniden düzenlenerek



$$U_{f3}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{\frac{2k_f K_d \exp(-j\pi(2n+1))}{(2n+1)^2 \pi} \delta(f - (2n+1)f_m) \cdot \frac{-j\pi 2(2n+1) - 4\pi^2 f_m R_2 C(2n+1)^2}{K_0 K_d + j2\pi(2n+1)f_m R_2 C K_0 K_d - 4(2n+1)^2 \pi^2 f_m^2 R_1 C}}{(2n+1)^2 \pi} \right] \quad (6.191)$$

haline getirilir.

$$\exp(-j\pi(2n+1)) = -1$$

eşitliği de kullanılarak

$$U_{f3}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{\frac{-2k_f K_d}{(2n+1)^2 \pi} \delta(f - (2n+1)f_m) \cdot \frac{-j\pi 2(2n+1) - 4\pi^2 f_m R_2 C(2n+1)^2}{K_0 K_d + j2\pi(2n+1)f_m R_2 C K_0 K_d - 4(2n+1)^2 \pi^2 f_m^2 R_1 C}}{(2n+1)^2 \pi} \right] \quad (6.192)$$

yazılır. (6.190) ve (6.192) numaralı eşitlikleri daha kolay bir formda yazmak için bazı katsayılar aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$a_{42} = \frac{-2k_f K_d}{(2n+1)^2 \pi} \quad (6.193)$$

$$b_{42} = 2\pi(2n+1) \quad (6.194)$$

$$c_{42} = 4\pi^2 f_m R_2 C(2n+1)^2 \quad (6.195)$$

$$d_{42} = K_0 K_d - 4(2n+1)^2 \pi^2 f_m^2 R_1 C \quad (6.196)$$

$$e_{42} = 2\pi(2n+1)f_m R_2 C K_0 K_d \quad (6.197)$$

Bu durumda

$$U_{f2}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[a_{42} \frac{-jb_{42} - c_{42}}{d_{42} - je_{42}} \delta(f + (2n+1)f_m) \right] \quad (6.198)$$

ve

$$U_{f3}(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[a_{42} \frac{jb_{42} - c_{42}}{d_{42} + je_{42}} \delta(f - (2n+1)f_m) \right] \quad (6.199)$$

olur. (6.198) numaralı eşitliğin paydası reel hale getirmek için

$$a_{42} \frac{-jb_{42} - c_{42}}{d_{42} - je_{42}} = a \frac{(b_{42}e_{42} - c_{42}d_{42}) - j(b_{42}d_{42} + c_{42}e_{42})}{d_{42}^2 + e_{42}^2} \quad (6.200)$$

işlemi yapılır. (6.200) numaralı eşitliği daha kolay bir formda yazmak için bazı katsayılar aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$k_{41} = a_{42} \frac{(b_{42}e_{42} - c_{42}d_{42})}{d_{42}^2 + e_{42}^2} \quad (6.201)$$

$$k_{42} = a_{42} \frac{(b_{42}d_{42} + c_{42}e_{42})}{d_{42}^2 + e_{42}^2} \quad (6.202)$$

Bu durumda

$$a_{42} \frac{-jb_{42} - c_{42}}{d_{42} - je_{42}} = k_{41} - jk_{42} \quad (6.203)$$

olur. (6.199) numaralı eşitliğin paydasını reel hale getirmek için

$$a_{42} \frac{jb_{42} - c_{42}}{d_{42} + je_{42}} = a_{42} \frac{(b_{42}e_{42} - c_{42}d_{42}) + j(b_{42}d_{42} + c_{42}e_{42})}{d_{42}^2 + e_{42}^2} \quad (6.204)$$

işlemi yapılır. (6.201) ve (6.202) numaralı eşitliklerdeki katsayılar (6.204) numaralı eşitlik için kullanılırsa

$$a_{42} \frac{jb_{42} - c_{42}}{d_{42} + je_{42}} = k_{41} + jk_{42} \quad (6.205)$$

bulunur.

$$U_f = U_{f1} + U_{f2} + U_{f3} \text{ toplamı}$$

$$U_f(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[a_{42} \frac{-jb_{42} - c_{42}}{d_{42} - je_{42}} \delta(f + (2n+1)f_m) + a_{42} \frac{jb_{42} - c_{42}}{d_{42} + je_{42}} \delta(f - (2n+1)f_m) \right] \quad (6.206)$$

şeklini alır. (6.206) numaralı eşitlik, (6.201) ve (6.202) numaralı eşitliklerdeki katsayılar yardımıyla

$$U_f(f) = \sum_{n=0}^{\infty} [(k_{41} - jk_{42})\delta(f + (2n+1)f_m) + (k_{41} + jk_{42})\delta(f - (2n+1)f_m)] \quad (6.207)$$

şeklinde yazılır. (6.207) numaralı eşitlik sinüs ve kosinüs işaretlerin Fourier dönüşümü elde edilebilecek şekilde tekrar yazılırsa

$$U_f(f) = \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ -2k_{42} \frac{1}{2j} [\delta(f - (2n+1)f_m) - \delta(f + (2n+1)f_m)] + 2k_{41} \frac{1}{2} [\delta(f - (2n+1)f_m) + \delta(f + (2n+1)f_m)] \right\} \quad (6.208)$$

ifadesi elde edilir. (6.208) numaralı eşitlik zaman domenine çevrilirse

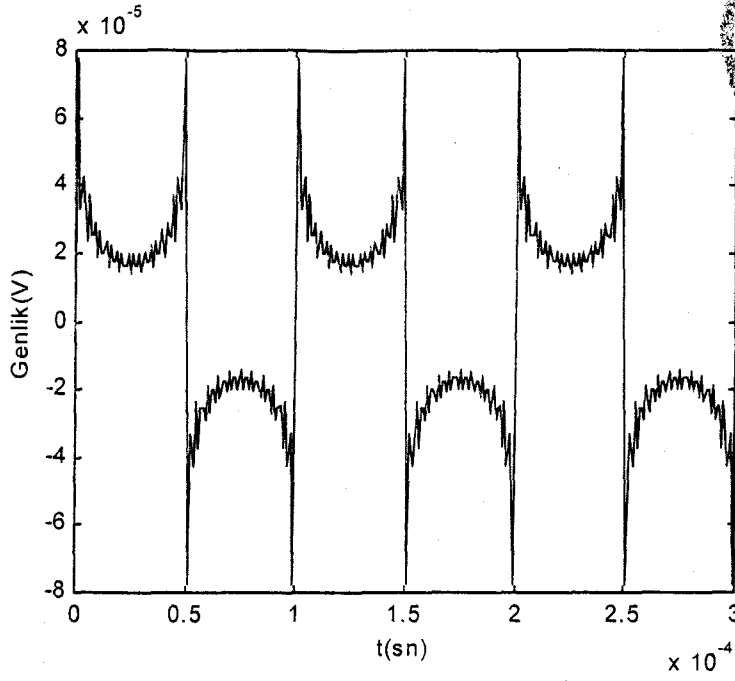
$$u_f(t) = \sum_{n=0}^{\infty} [-2k_{42} \sin(2\pi(2n+1)f_m t) + 2k_{41} \cos(2\pi(2n+1)f_m t)] \quad (6.209)$$

eşitliği elde edilir. k_{41} ve k_{42} n'e bağlı parametrelerdir. Bu durumda (6.209) numaralı eşitlik

$$u_f(t) = \sum_{n=0}^{\infty} [-2k_{42}(n) \sin(2\pi(2n+1)f_m t) + 2k_{41}(n) \cos(2\pi(2n+1)f_m t)] \quad (6.210)$$

halini alır. $u_f(t)$ 'yi $k_{41}(n)$, $k_{42}(n)$ 'nin değişik değerlerine göre çizdiren MATLAB kodu EKLER içinde mat8.m dosyasıdır.

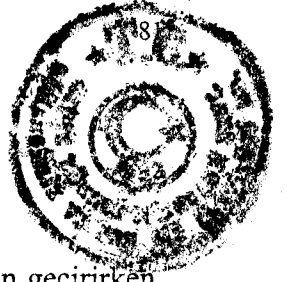
$k_{41}(n)$ ve $k_{42}(n)$ oldukça karmaşık yapılardır. Bu nedenle $k_{41}(n)$ ve $k_{42}(n)$ 'nin ilk 20 değerinin alınması iyi bir yaklaşım olacaktır. Daha önce bahsedilen Microwave Office 2.66 ve PLL yazılım programı yardımı ile $R_1 = 20\Omega$, $R_2 = 5\Omega$, $C = 0.5\text{nF}$, $K_0 = 10^5$, $K_d = 1$, $k_f = 1$ alınabilir. Bu durumda $u_f(t)$ 'nin grafiği Şekil 6.14.'teki gibi olacaktır.



Şekil 6.14. Aktif PI Filtreli LFKD'de Kare Dalga Mesaj İşaret Girişinde Döngü Filtresi Çıkışı

Şekil 6.14'te de görüldüğü gibi $u_f(t)$ işareti kare işareti olan $m(t)$ 'ye oldukça yakın bir işarettir. LFKD koşturaya devam ettikçe $u_f(t)$ tam bir kare işareti olacaktır.

Böylece Aktif PI filtresinin kullanıldığı LFKD'lerde FM demodülasyonun yapılabildiği hem genel olarak ($|F(s)| \gg 1$) hem de örneklerle görülmüş oldu.

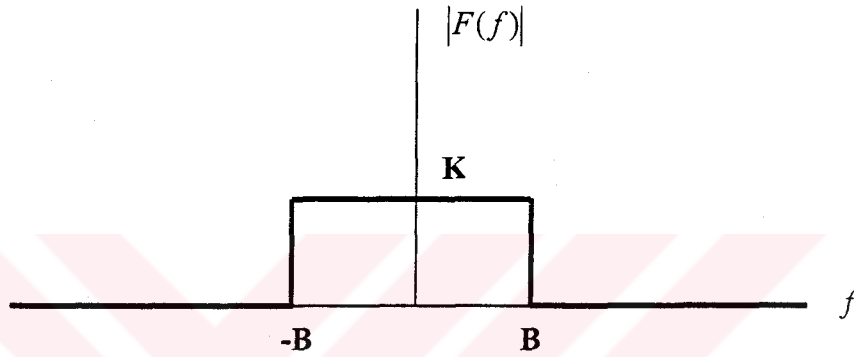


6.3. İdeal Alçak Geçirgen Filtre İçin FM Demodülasyonunun İncelenmesi

İdeal alçak geçirgen filtre geçirgen banttaki tüm işaretleri bozmadan geçirirken, bu band dışında kalan tüm işaretleri geçirmez. İdeal alçak geçirgen filtrenin transfer fonksiyonu

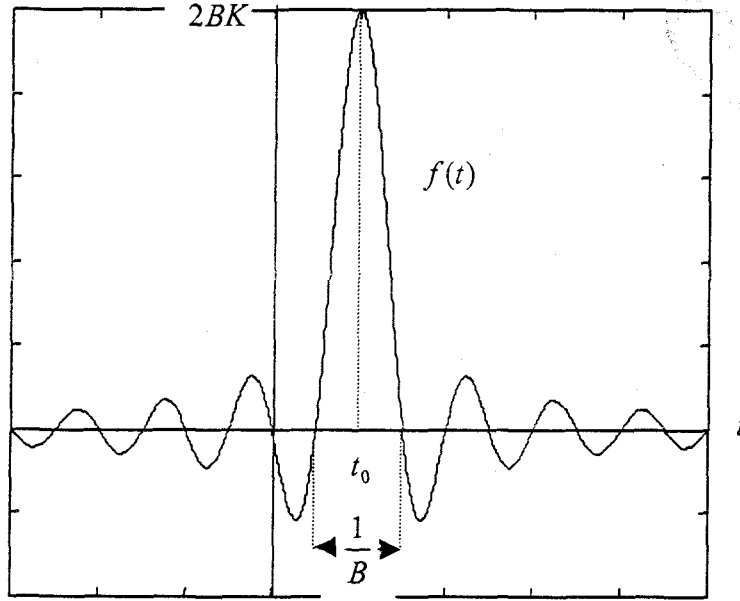
$$F(f) = \begin{cases} K \exp(-j2\pi f t_0), & -B \leq f \leq B \\ 0, & |f| > B \end{cases} \quad (6.211)$$

dır. Bu fonksiyon Şekil 6.15'te gösterilmiştir.



Şekil 6.15. İdeal Alçak Geçirgen Filtre Transfer Fonksiyonu Genlik
Cevap Grafiği

Burada B, filtrenin band genişliği, K filtrenin kazancıdır. Zaman domeninde ideal alçak geçirgen filtre ise Şekil 6.16'daki gibidir.



Şekil 6.16. İdeal Alçak Geçirgen Filtre Dürtü Cevabı

$f(t)$ ise

$$f(t) = K \frac{\sin[2\pi B(t - t_0)]}{\pi(t - t_0)} \quad (6.212)$$

şeklindedir.

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x} \quad (6.213)$$

eşitliği yardımıyla $f(t)$,

$$f(t) = 2BK \text{sinc}[2B(t - t_0)] \quad (6.214)$$

şeklinde ifade edilir. t_0 zaman gecikmesi 0 alınırsa

$$F(f) = \begin{cases} K, & -B \leq f \leq B \\ 0, & |f| > B \end{cases} \quad (6.215)$$

$$f(t) = 2BK \text{sinc}(2Bt) \quad (6.216)$$

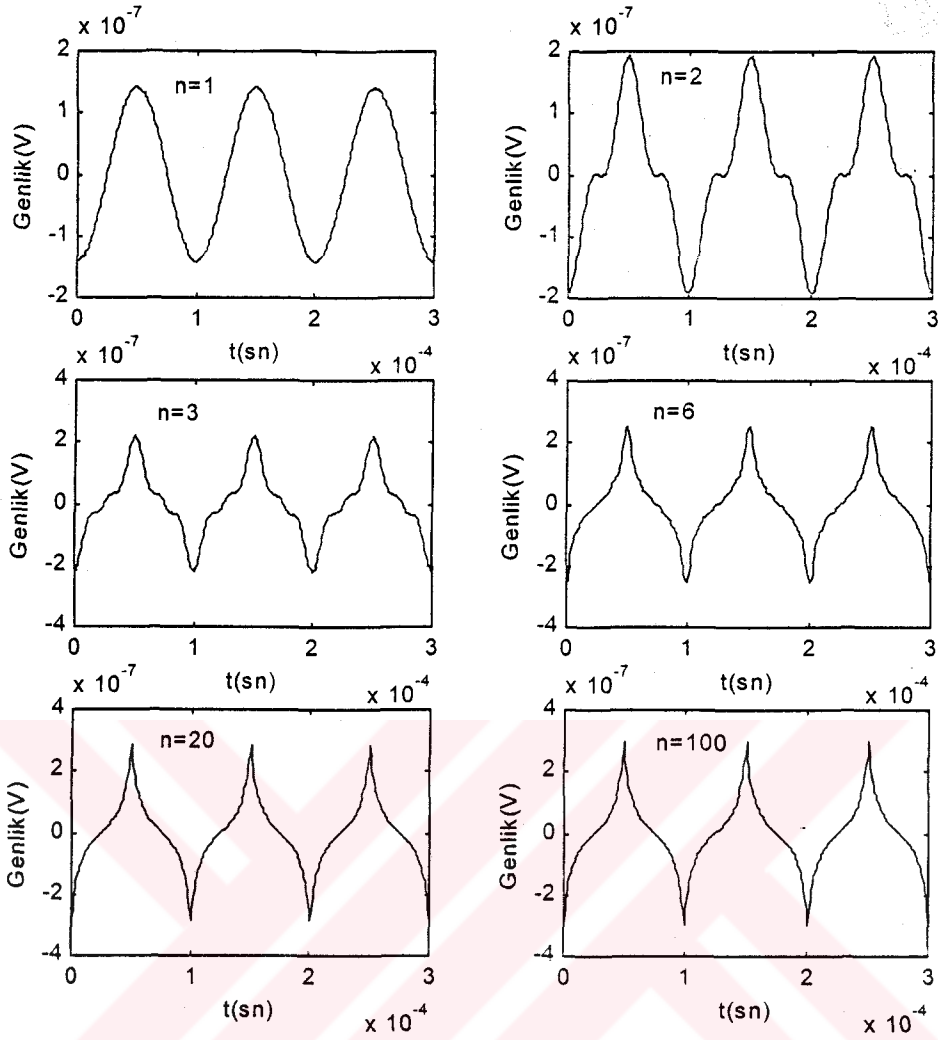
olur. Bu durum, filtre transfer fonksiyonu $F(s) = A$ olan birinci dereceden LFKD ile ($-B \leq f \leq B$ olmak şartı ile) aynıdır.

$m(t) = \cos(2\pi f_m t)$ örneği ele alındığında, $f_m < B$ şartı sağlandığı sürece $u_f(t)$ 'nin (6.28) numaralı eşitlikle ifade edilebileceği görülmektedir. $u_f(t)$ 'nin grafiği ise Şekil 6.1.'deki gibi olur.

$$m(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin[2\pi(2n+1)f_m t] \text{ örneğinde ise ideal alçak geçiren filtre,}$$

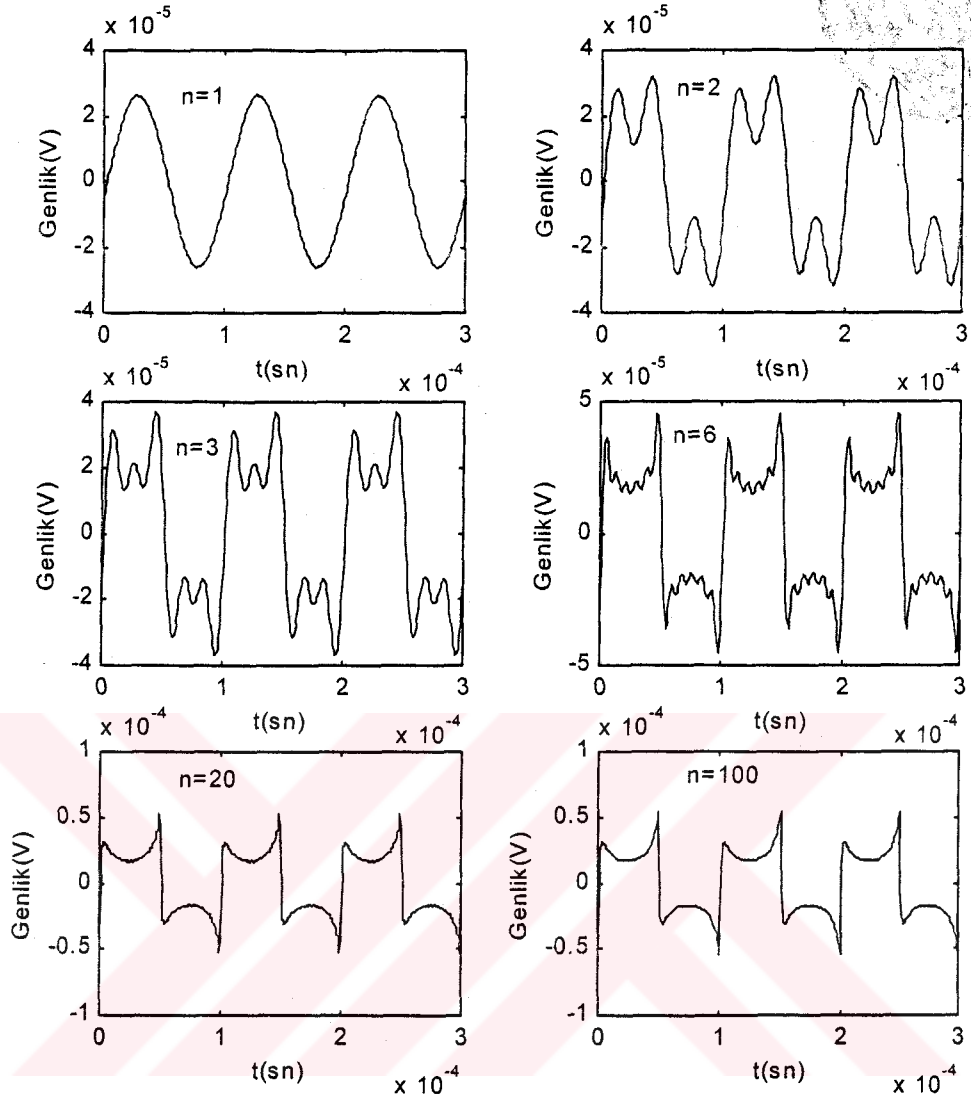
$(2n+1)f_m < B$ şartını sağlayan işaretleri geçirecektir. Bu durumda alçak geçiren filtrenin band genişliğini değişken alarak durum incelemesi yapmak gerekmektedir.

Bu inceleme mat1.m dosyasında ufak değişiklikler yapılarak hazırlanan mat9.m dosyasıyla yapılmıştır. Bu dosya Eklerin içindedir. Şekil 6.17, Şekil 6.18 ve Şekil 6.19'da filtrenin kazancı ($K=0.01, 10, 1000$) ve filtrenin band genişliği $((2n+1)f_m)$ değişken alınarak, filtrenin band genişliğinin FM demodülasyonuna etkisi incelenmiştir.

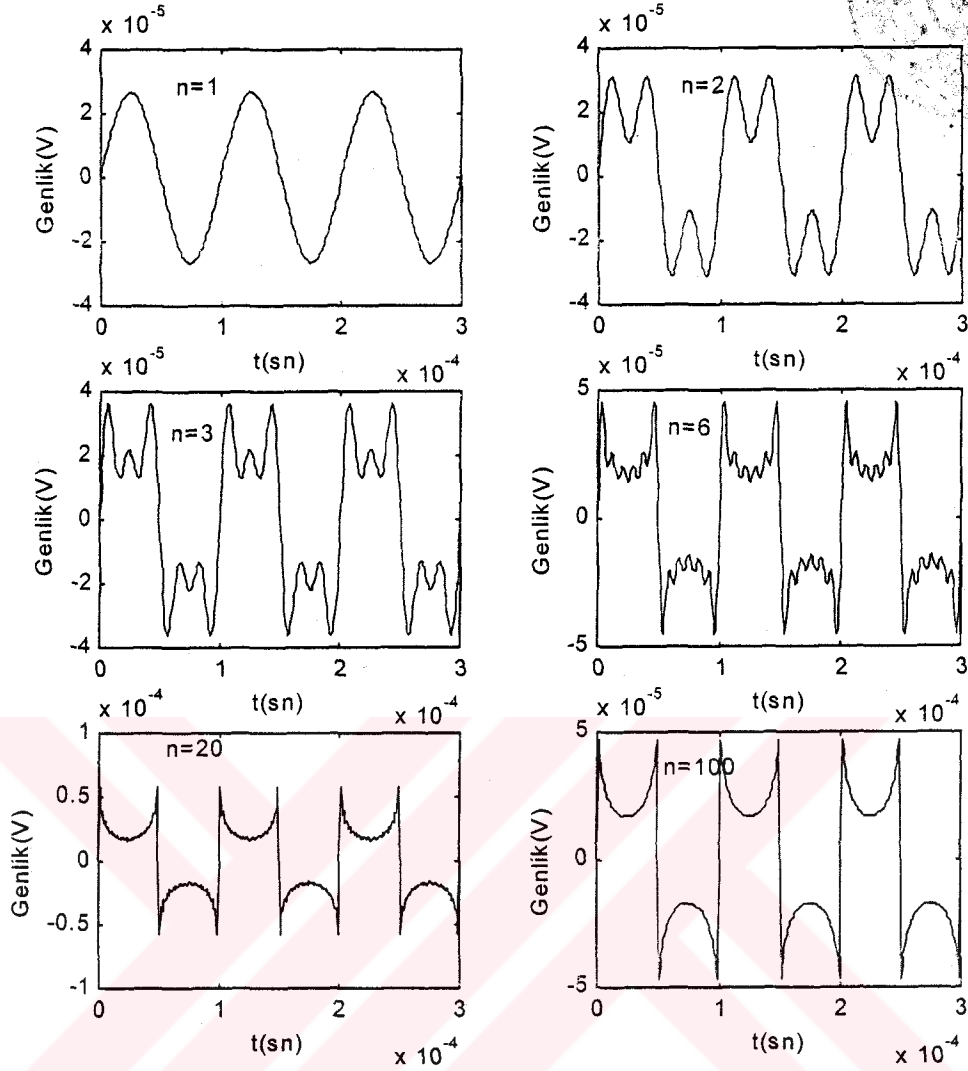


Şekil 6.17. $K=0.01$ için Döngü Filtresi Çıkışının Değişik Band Genişlikleri İçin Grafiği

Şekil 6.17'de görüldüğü gibi filtrenin kazancı yeterli miktarda olmadığı sürece filtrenin band genişliğinin FM demodüle edilmiş işareti (mesaj işareti) elde etmeye bir katkısı olmayacaktır.



Şekil 6.18. $K=10$ için Döngü Filtresi Çıkışının Değişik Band Genişlikleri İçin Grafiği



Şekil 6.19. $K=1000$ için Döngü Filtresi Çıkışının Değişik Band Genişlikleri İçin Grafiği

Şekil 6.18 ve Şekil 6.19'da görüldüğü gibi filtrenin kazancı yeterli olduğu sürece, FM demodülasyon yapmak için filtrenin band genişliğinin mesaj işaretin band genişliği kadar olması gerekmektedir. Filtrenin band genişliği, mesaj işaretine zarar vermeyecek kadar geniş, istenmeyen işaretlerin geçmeyeceği kadar dar olacak şekilde optimize edilir. Bu örnekte ele alınan işaret kare dalga işareti olduğundan filtrenin band genişliğinin daimi olarak artışı mesaj işaretinin elde edilmesini kolaylaştıracaktır. Fakat bu artış istenmeyen işaretlerin geçmesini engelleyecek şekilde yapılmalıdır.

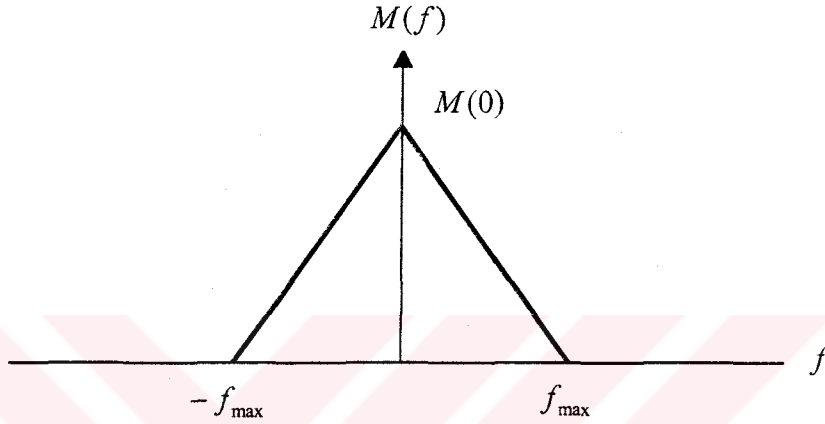


7. GM DEMODÜLASYONU

GM işareti şu şekilde tanımlanmıştır.

$$s(t) = A_c(1 + k_a m(t)) \cos(2\pi f_c t)$$

$m(t)$ işaretinin frekans domenindeki gösterimine $M(f)$ denecek olursa, $M(f)$ işareti Şekil 7.1.'deki gibi olsun.



Şekil 7.1. Mesaj İşareti Frekans Domeni Görüntüsü

GKO çıkış işareti ise şu şekilde tanımlanmıştır.

$$u_2(t) = U_2 \left[\frac{4}{\pi} \cos(\omega_2 t + \theta_2) + \frac{4}{3\pi} \cos(3\omega_2 t + \theta_2) + \dots + \frac{4}{(2n+1)\pi} \cos((2n+1)\omega_2 t + \theta_2) + \dots \right]$$

$$u_2(t) = \frac{4U_2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \cos[(2n+1)\omega_2 t + \theta_2]$$

LFKD'nin kitlendiği, yani GKO işareti ile giriş işaretinin frekansının ve fazının eşitlendiği düşünülürse, bu durumda

$$\omega_c = 2\pi f_c \quad (7.1)$$

$$s(t) = A_c(1 + k_a m(t)) \cos(\omega_c t) \quad (7.2)$$

$$u_2(t) = \frac{4U_2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \cos[(2n+1)\omega_c t] \quad (7.3)$$

olur. Faz dedektörü çıkışındaki $u_d(t)$ işareti

$$u_d(t) = u_1(t)u_2(t) \quad (7.4)$$



şeklinde dir. Giriş işareti GM işareti olduğundan

$$u_1(t) = s(t)$$

eşitliği (7.4) numaralı eşitliğe yerleştirilebilir. Bu durumda

$$u_d(t) = s(t)u_2(t) \quad (7.6)$$

olur. (3.2) ve (7.3) numaralı eşitlikler (7.6) numaralı eşitliğe yerleştirilirse

$$u_d(t) = \frac{4U_2}{\pi} A_c (1 + k_a m(t)) \cos(\omega_c t) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \cos[(2n+1)\omega_c t] \quad (7.7)$$

elde edilir.

$$\cos(a) \cos(b) = \frac{1}{2} [\cos(a+b) + \cos(a-b)] \quad (7.8)$$

eşitliği yardımıyla (7.7) numaralı eşitlik

$$u_d(t) = \frac{2U_2 A_c}{\pi} (1 + k_a m(t)) \left[\sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \cos[(2n+2)\omega_c t] + \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \cos(2n\omega_c t) \right] \quad (7.9)$$

halini alır. (7.9) numaralı eşitlikteki iki seri toplamı,

$$u_d(t) = \frac{2U_2 A_c}{\pi} (1 + k_a m(t)) \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{2n+1} \cos(2n\omega_c t) \right] \quad (7.10)$$

şeklinde tek seri toplamı halinde yazılabilir. (7.10) numaralı eşitlikteki çarpma işlemleri yapılarak $u_d(t)$, dört kısma ayrılabilir. Bunlar;

$$u_{d1}(t) = \frac{2U_2 A_c}{\pi} \quad (7.11)$$

$$u_{d2}(t) = \frac{4U_2 A_c}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \cos(2n\omega_c t) \quad (7.12)$$

$$u_{d3}(t) = \frac{2U_2 A_c k_a}{\pi} m(t) \quad (7.13)$$

$$u_{d4}(t) = \frac{4U_2 A_c}{\pi} k_a m(t) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \cos(2n\omega_c t) \quad (7.14)$$

dir. $u_d(t)$,

$$u_d(t) = u_{d1}(t) + u_{d2}(t) + u_{d3}(t) + u_{d4}(t) \quad (7.15)$$

toplamıdır.

$U_{d1}(f)$, $U_{d2}(f)$, $U_{d3}(f)$ ve $U_{d4}(f)$, sırasıyla $u_{d1}(t)$, $u_{d2}(t)$, $u_{d3}(t)$ ve $u_{d4}(t)$ 'ün Fourier dönüşümü olsun. Bu durumda,

$$U_{d1}(f) = \frac{2U_2 A_c}{\pi} \delta(f) \quad (7.16)$$

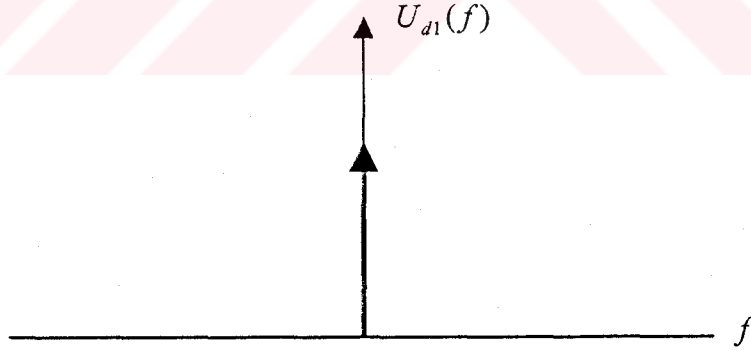
$$U_{d2}(f) = \frac{2U_2 A_c}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n+1} [\delta(f - 2nf_c) + \delta(f + 2nf_c)] \quad (7.17)$$

$$U_{d3}(f) = \frac{2U_2 A_c k_a}{\pi} M(f) \quad (7.18)$$

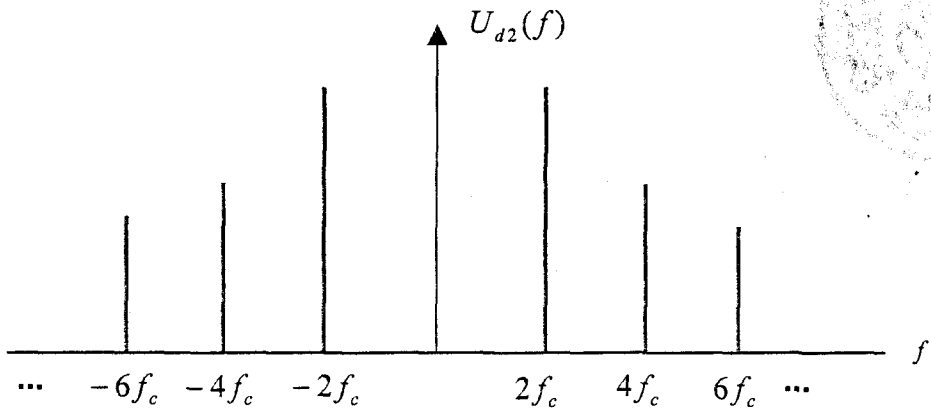
ve

$$U_{d4}(f) = \frac{2U_2 A_c k_a}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n+1} [M(f - 2nf_c) + M(f + 2nf_c)] \quad (7.19)$$

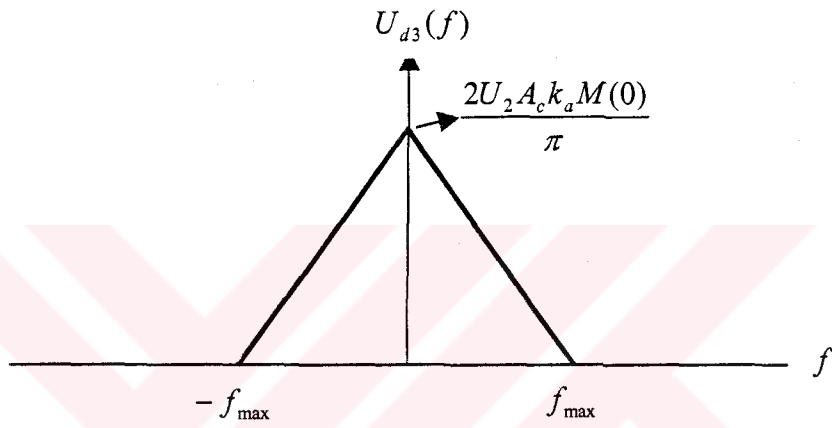
eşitlikleri elde edilir ve $U_{d1}(f)$, $U_{d2}(f)$, $U_{d3}(f)$ ve $U_{d4}(f)$ 'ün grafiği sırasıyla Şekil 7.2, Şekil 7.3, Şekil 7.4 ve Şekil 7.5'teki gibidir.



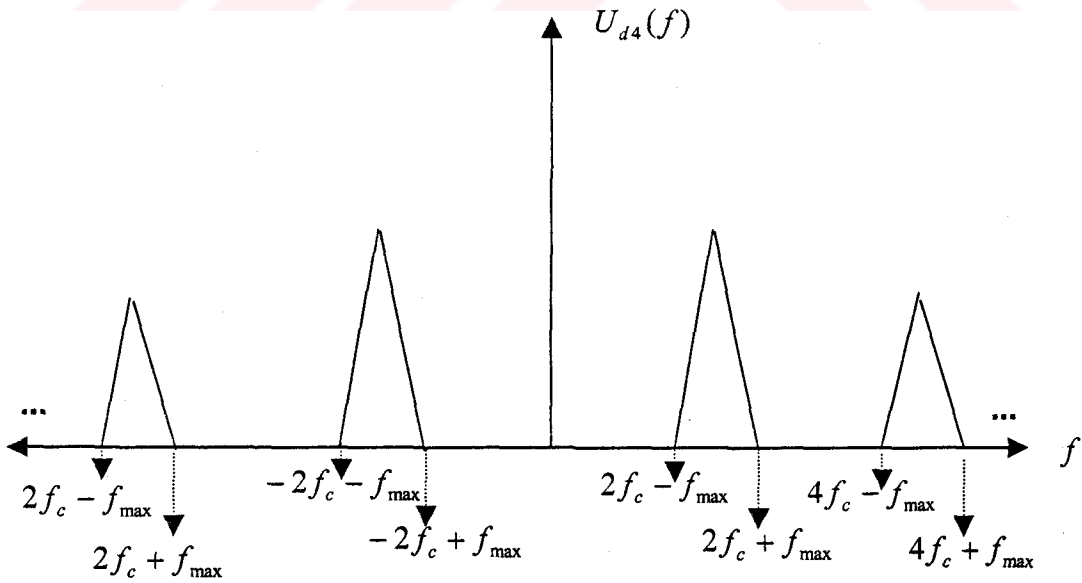
Şekil 7.2. $U_{d1}(f)$ Frekans Domeni Grafiği



Şekil 7.3. $U_{d2}(f)$ Frekans Domeni Grafiği



Şekil 7.4. $U_{d3}(f)$ Frekans Domeni Grafiği



Şekil 7.5. $U_{d4}(f)$ Frekans Domeni Grafiği



Döngü filtresinin kesim frekansı f_k 'dan biraz büyük bir değere ayarlanarak, $u_d(t)$ 'nin f_c frekansındaki bileşenleri elenirse, mesaj işareti olan $m(t)$ elde edilir. Bir başka deyişle;

1. $f_c > 2f_k$ (Nyquist Kriteri) şartı sağlanmalıdır.
2. Döngü filterisi, $u_{d2}(t)$ işaretini geçirmez, çünkü bu işaretin bileşenleri alçak geçirgen yapıdaki filtrenin kesim frekansı f_k 'dan daha yüksek frekans değerlerinde bulunur. (minimum $2f_c$)
3. Döngü filterisi, $u_{d4}(t)$ işaretini geçirmez, çünkü bu işaretin bileşenleri alçak geçirgen yapıdaki filtrenin kesim frekansı f_k 'dan daha yüksek frekans değerlerinde bulunur. (minimum $2f_c - f_{\max}$)
4. $u_{d1}(t)$ işareti bir DC bileşen olduğundan ihmal edilebilir.

Döngü filtresinin geçirgen bandındaki cevabının düzgün olduğu varsayılırsa,

$$\{F(f) = K, \quad |f| \leq f_k\} \quad (7.20)$$

Bu durumda

$$u_f(t) = Ku_{d3}(t) \quad (7.21)$$

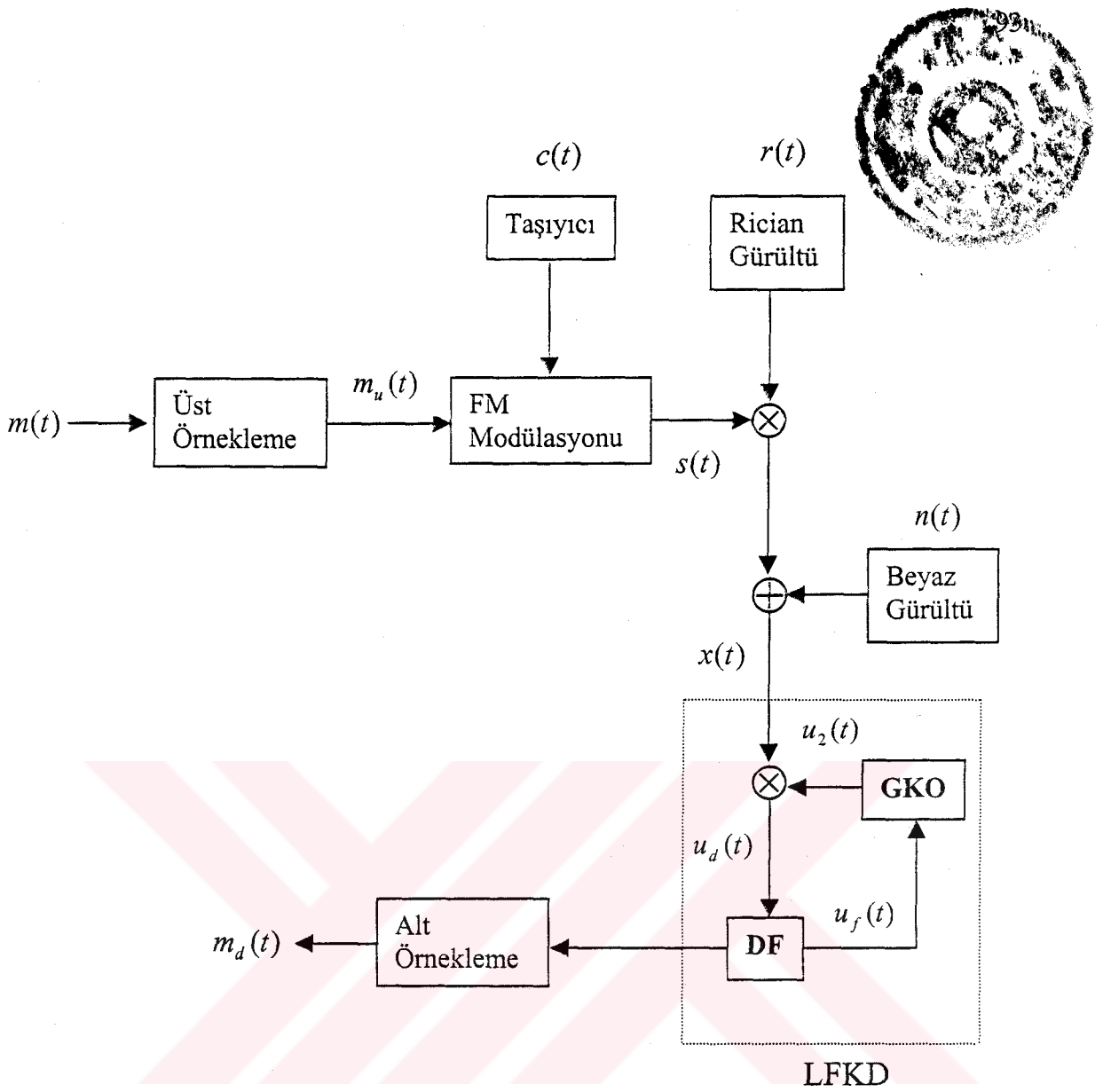
olur ve bu işaret mesaj işaretinin bir sabit ile çarpılmış halidir.

8. FM MODÜLELİ SES İŞARETİNİN LFKD ARACILIĞIYLA DEMODÜLASYONUNUN ÜÇ FİLTRE TİPİ İÇİN ANALİZİ

8.1. Analizin Modellenmesi

Daha önce lineer faz kilitlemeli döngülerde sıkça kullanılan üç filtre tipinin FM demodülasyon koşullarını sağlayıp sağlamadığı, sağlarsa bunun hangi koşullar altında mümkün olduğu, hem genel olarak hem de iki örnek durumla incelendi. Şimdi, MATLAB ortamında insan sesi frekans modüle edilecek ve frekans modüleri işaretin LFKD aracılığıyla demodülasyonu simüle edilerek bu üç filtre tipinin performansları karşılaştırılacaktır.

Şekil 8.1'de MATLAB ortamında frekans modüleri işaretin LFKD aracılığıyla FM demodülasyonu modellenmiştir. Sistem modelinde görünüp de daha önce bahsedilmeyen konulara değirmek yerinde olacaktır.



Şekil 8.1. Frekans Modüleli İnsan Sesinin LFKD Aracılığıyla
FM Demodülasyonu Modeli

Ses Kaydının Gerçekleştirilmesi

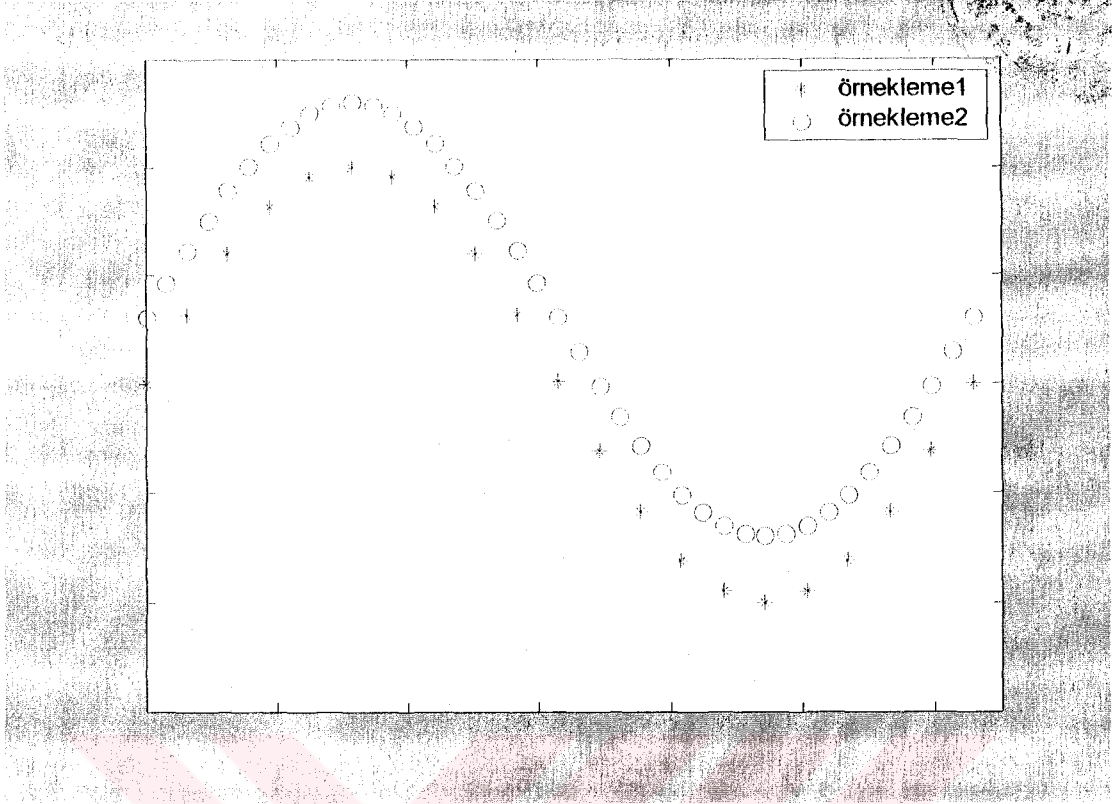
İnsan kulağı 200 Hz ile 20 kHz frekans aralığındaki seslere duyarlıdır. İnsan sesinin ise maksimum 4 kHz frekansta bileşenleri vardır. Öncelikle, bilgisayarın ses kartı aracılığıyla, sesin mikrofona kaydedilip sayısal bilgiye çevrilmesi gerekir. İnsan sesinin yaklaşık maksimum 4 kHz’de bileşeni olduğu düşünülürse örnekleme frekansının en az 8 kHz olması gerekir. Ses kartlarının 44.1 kHz’e kadar ses işaretini örnekleme kabiliyetleri vardır. 8000 Hz, 11025 Hz, 22500 Hz ve 44100 Hz tipik örnekleme frekanslarıdır. Örnekleme frekansı 8 kHz, ses kayıt süresi 5 saniye seçildiği takdirde ses kartı 5 saniyede toplam 40 bin tane örnek alacaktır.

Üst Örnekleme ve Enterpolasyon

Şekil 8.1'deki modelde üretilen her işaretin örnekleme frekansı aynı olmak zorundadır. Üretilen bu işaretler mesaj işareti (ses kaydı), taşıyıcı işaret, Rician gürültü, beyaz gürültü ve gerilim kontrollü osilatör işaretleridir. Örnekleme frekansını belirleyen bileşen gerilim kontrollü osilatör işaretidir. Gerilim kontrollü osilatör işareti (5.3) numaralı denklemle ifade edilmiştir. Bu eşitlikten de anlaşılacağı gibi gerilim kontrollü osilatör işaretinin band genişliği sonsuzdur. Bu yüzden gerilim kontrollü osilatörün yeterli görülen ilk n bileşeni dikkate alınır. Bu durumda işaretin maksimum frekansı $(2n-1)f_c$ kadar olacaktır, burada f_c taşıyıcı işaretin frekansıdır. Örnekleme frekansı ise $(2n-1)f_c$ 'nin en az iki katı olmak zorundadır (Nyquist oranı), bu da $(4n-2)f_c$ 'ye eşittir. Buna modelin örnekleme frekansı denebilir.

Ses işareti modelin örnekleme frekansı ile örneklenemez, çünkü ses kartı en fazla 44.1 kHz'lik örnekleme izin verir. Ses işareti kaydedilirken örnekleme frekansı genelde 8 kHz alınır ve 8 kHz ile örneklenmiş ses işaretinin modelin örnekleme frekansı ile örneklenmiş gibi gösterilmesi için enterpolasyonla üst örnekleme yapılmalıdır.

Şekil 8.2'de enterpolasyon kullanılarak örnekleme frekansının değişmesi bir örnekle gösterilmiştir.



Şekil 8.2. Enterpolasyon Kullanarak Örnekleme Frekansının Değiştirilmesi

Yukarıdaki şekilde bir sinüs eğrisi örnekleme1 etiketi ve * işareti ile çizilmiştir. Aynı eğri enterpolasyonla örnekleme frekansı ikiyle çarpılarak örnekleme2 ve o etiketi ile çizilmiştir.

Çökme (Fading), Rician Kanal Gürültüsü

Bir vericiden yayılan radyo dalgaları atmosferden, yeryüzünden, binalardan, dağlardan vb. yansıyarak , kırınım, saçılarak alıcıya ulaşır. Böylece alıcıya aynı işaret farklı yollardan farklı zamanlarda ulaşır. Alıcıya birçok yoldan ulaşmış bu dalgalar zamana ve konuma bağlı rasgele genlik ve faz değişimlerine sebep olur. Alıcının az bir miktar konum değişmesi bile birçok yoldan gelen radyo dalgalarının farklı fazlarla gelmesine sebep olduğundan alınan işaretin genliğinde değişime sebep olur. Bu sebeplerden kaynaklanan alınan işaretin genliğindeki rasgele değişimlere çökme (fading) denir.

Alıcı eğer vericinin görüş çizgisi (line of sight) üzerinde değilse bu durumda alıcıya yansımayla ya da kırınım, bir çok radyo dalgası ulaşır. Bu radyo dalgalarının

yolları farklı olduğundan alıcıya farklı zamanlarda, dolayısıyla farklı fazlarla ulaşırlar. Bu durumda alıcıya ulaşan radyo dalgasının anlık gücü bir rasgele değişkendir. Bu çökme şekline Rayleigh çökmesi denir.

Eğer alıcı vericinin görüş çizgisi üzerinde ise, alıcıya yansiyarak, kırınarak gelen radyo dalgalarının yanısıra görüş çizgisindeki radyo dalgası da ulaşır ve bu dalga alıcıya ulaşan diğer radyo dalgalarından çok daha güçlüdür. Bu çökmeye ise Rician çökmesi denir. Alıcıya ulaşan radyo dalgasının anlık gücü rasgele bir değişkendir. Rician çökmesi anlık gücü değiştirdiğinden Şekil 8.1’de modellenen sistemde, FM modüleli işaretin genliğine bir çarpan olarak Rician kanal gürültüsü eklenmiştir.

Rician çökmesine uğramış bir radyo dalgasının anlık gücü

$$P = \frac{1}{2} c_{\sigma}^2 + \sigma^2 \quad (8.1)$$

eşitliği ile ifade edilir[8]. Bu eşitlikte $\frac{1}{2} c_{\sigma}^2$ görüş çizgi üzerindeki radyo dalgasının anlık gücü, σ^2 ise alıcıya ulaşan diğer radyo dalgalarının anlık gücü toplamıdır. Görüş çizgi üzerindeki radyo dalgasının anlık gücünün, alıcıya ulaşan diğer radyo dalgalarının anlık gücü toplamına oranı Rician K faktörü olarak tanımlanır.

$$K = \frac{c_{\sigma}^2}{2\sigma^2} \quad (8.2)$$

(8.1) numaralı denklemle ifade edilen alıcıya ulaşan radyo dalgasının anlık gücü,

$$f_p(p) = \frac{p}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{p^2 + c_{\sigma}^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{c_{\sigma} p}{\sigma^2}\right) \quad (8.3)$$

dağılımına sahiptir[9]. Bu fonksiyon, Rician olasılık yoğunluk fonksiyonu olarak bilinir.



Beyaz Gürültü

Ortamdaki (iletkenler, hava) elektronların rasgele hareketinden doğan ve tüm frekans tayfında aynı güç tayf yoğunluğuna sahip olan gürültüdür. Beyaz ışık, elektromanyetik tayfın görünür bandındaki tüm frekanslarda aynı yoğunlukta bulunduğundan bu isimle adlandırılır. Radyo dalgasının üstüne bindiğinden toplamsaldır. Gauss dağılımına sahip olup ortalaması sıfırdır. Gücü ise

$$P = kTB \quad (8.4)$$

eşitliği ile ifade edilir. Burada, k Boltzman sabiti olarak bilinir ve 1.38×10^{-23} Joule/°Kelvin'e eşittir. T , Kelvin cinsinden mutlak sıcaklık, B ise sistemin band genişliğidir. Gauss rasgele değişkeninin olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (8.5)$$

Alt Örneklemeye

Döngü filtresi çıkışındaki demodüle edilmiş işaretin örneklemeye frekansı, modelin örneklemeye frekansına eşittir. Bu da $(4n-2)f_c$ 'ye eşit veya ondan daha büyük bir değerdir. Ses işaretinin 8 kHz ile örneklendiği düşünülürse, demodüle edilmiş işaret enterpolasyonla alt örneklenir ve örneklemeye frekansı modelin örneklemeye frekansından 8 kHz'e düşürülür. Alt örneklemeye Şekil 8.2 ile gösterilen üst örnekleme tersi bir duruma sahiptir, yani örneklemeye2 ile gösterilen eğri enterpolasyonla alt örnekleme1 ile gösterilen eğriye dönüşür.

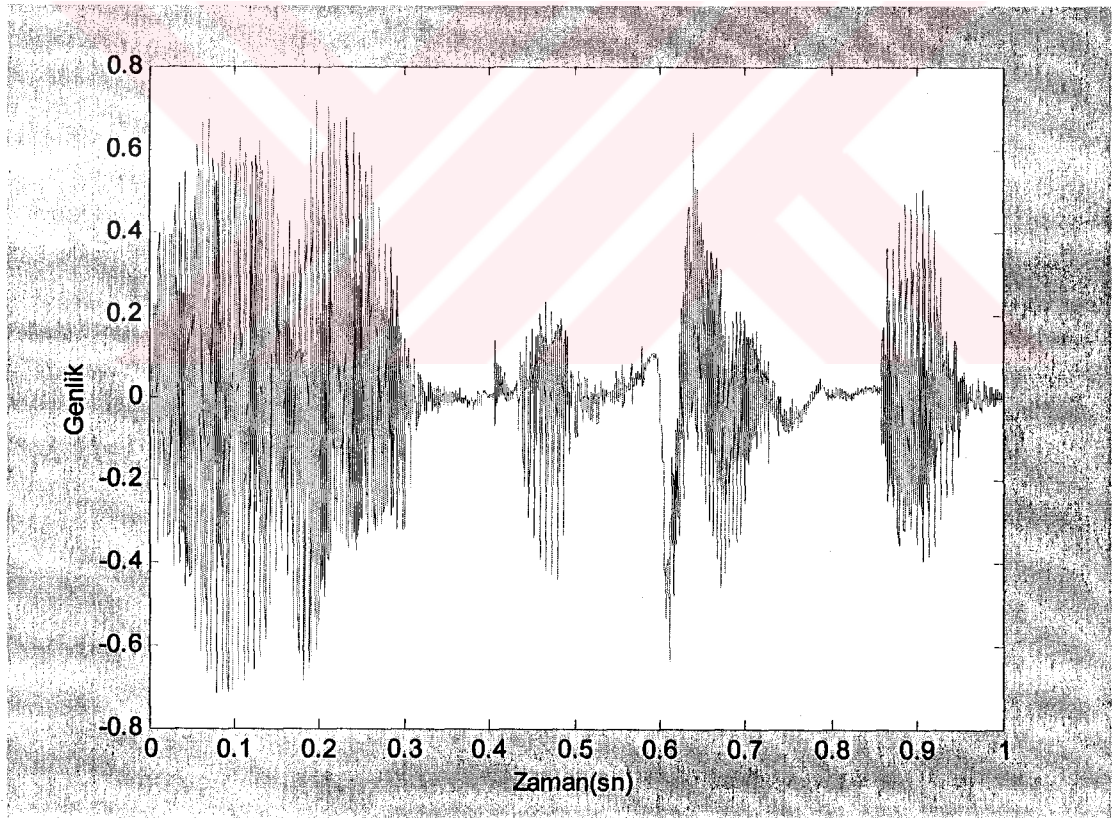
Sistem ana hatları ile şu şekilde işler: İnsan sesi bir mikrofon aracılığıyla bilgisayara kaydedilir ve böylece mesaj işareti elde edilmiş olur. Seçilen örneklemeye frekansı ise 8 kHz'dir. Mesaj işareti enterpolasyonla üst örneklenip bir taşıyıcı aracılığıyla FM modüle edilir. FM modüleli işarete kanalda Rician gürültüsü ve beyaz gürültü eklenir. Rician gürültüsü FM modüleli işaretin genliğine çarpım olarak, beyaz gürültü ise toplam olarak yansır. Üzerine gürültü binmiş FM modüleli

işaret faz kilitlemeli döngünün referans girişine uygulanır. Gerilim kontrollü osilatörle çarpılmış bu işaret faz dedektörü çıkışındaki döngü filtresinde süzülür. Tekrar enterpolasyonla alt örneklenerek örnekleme frekansı 8 kHz'e düşürülür. Elde edilen işaret bilgisayarın ses çıkışına verilir.

Analizi gerçekleştiren fm.m, agifil.m, apifil.m, pgifil.m, riciangur60.mdl MATLAB kodları Ekler arasında verilmiştir.

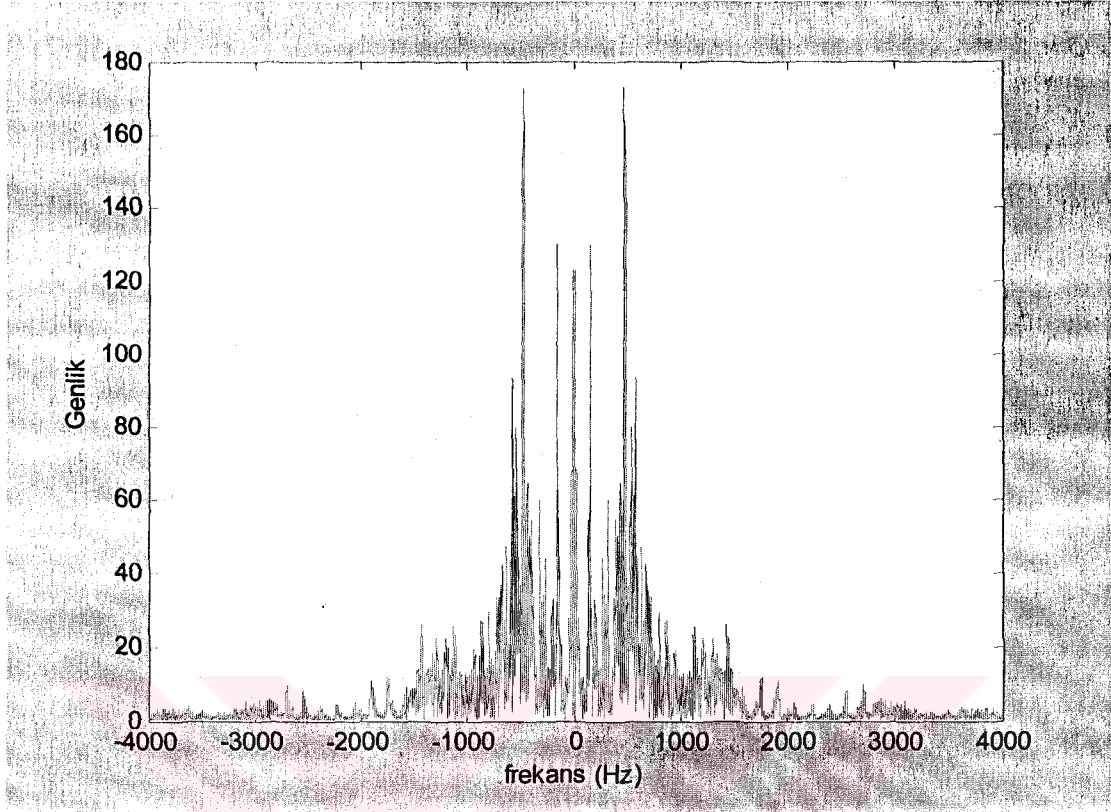
8.2 Örnek Mesaj İşareti Aracılığı ile Analizin Yapılması

Örnek mesaj işareti olarak "Oya topu at" cümlesi mikrofona söylenerek kaydedilir. Bu mesaj işareti Şekil 8.3'teki gibidir.



Şekil 8.3. İnsan Sesi Mesaj İşareti

Bu mesaj işaretinin frekans domenindeki görüntüsü ise Şekil 8.4.'teki gibidir.



Şekil 8.4. Örnek Mesaj İşaretinin Frekans Domeni Görüntüsü

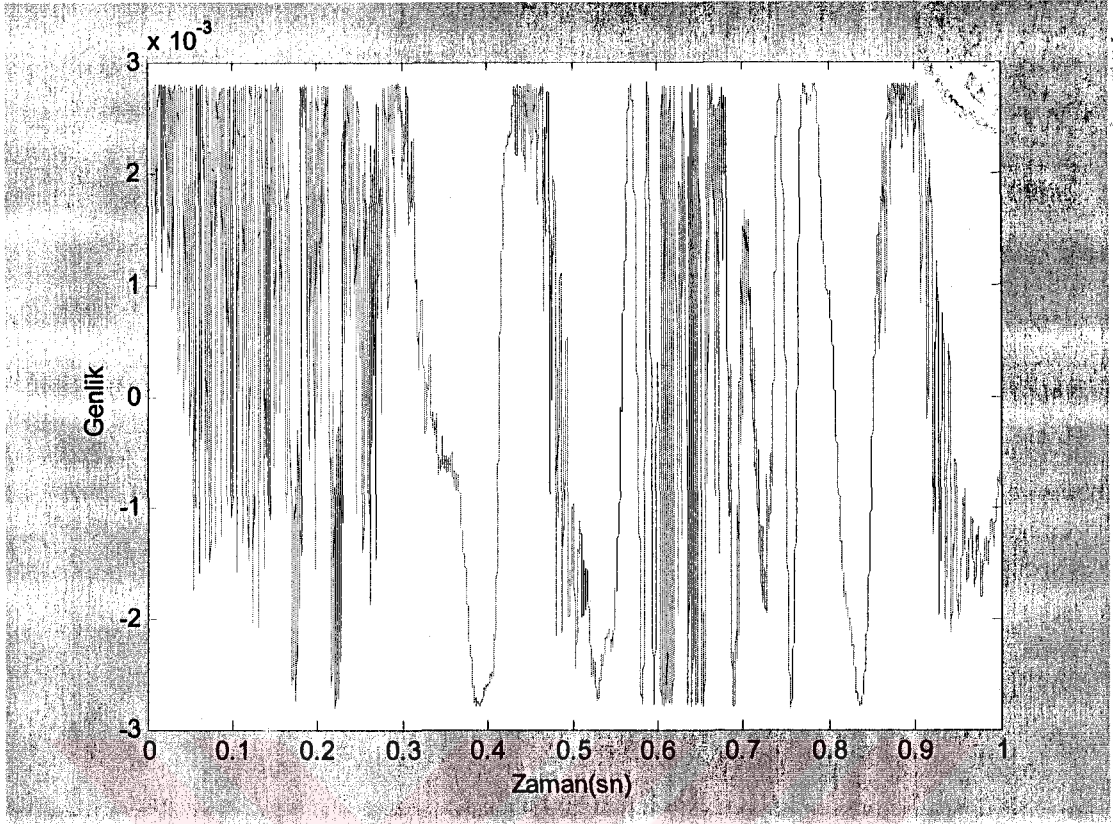
Bu mesaj işareti, Şekil 8.1'deki modelle gösterildiği gibi aşağıdaki durumlarda demodüle edilecektir.

Durum 1.1 *Döngü Filtresi:* Pasif Gecikme-İlerleme Filtresi

Çökme: Yok ($K=10^9$)

Beyaz Gürültü: Yok (İşaret Gürültü Oranı, $\text{igo}=10^{10}$)

Bu durumda döngü filtresi çıkışında oluşan demodüle edilmiş işaret Şekil 8.5'teki gibi olur.



Şekil 8.5 Pasif Gecikme-İlerleme Filtreli LFKD’de Demodüle Edilmiş Örnek Mesaj İşareti

LFKD döngü filtresi çıkışındaki işaretin karesel hata miktarı şu şekilde hesaplanır:

$$e(t) = [m(t) - m_d(t)]^2 \quad (8.6)$$

Burada $e(t)$, karesel hata miktarını verir.

Değişik durumlar altında FM demodülasyonda kullanılan döngü filtreleri iki yolla karşılaştırılacaktır. Bunlar:

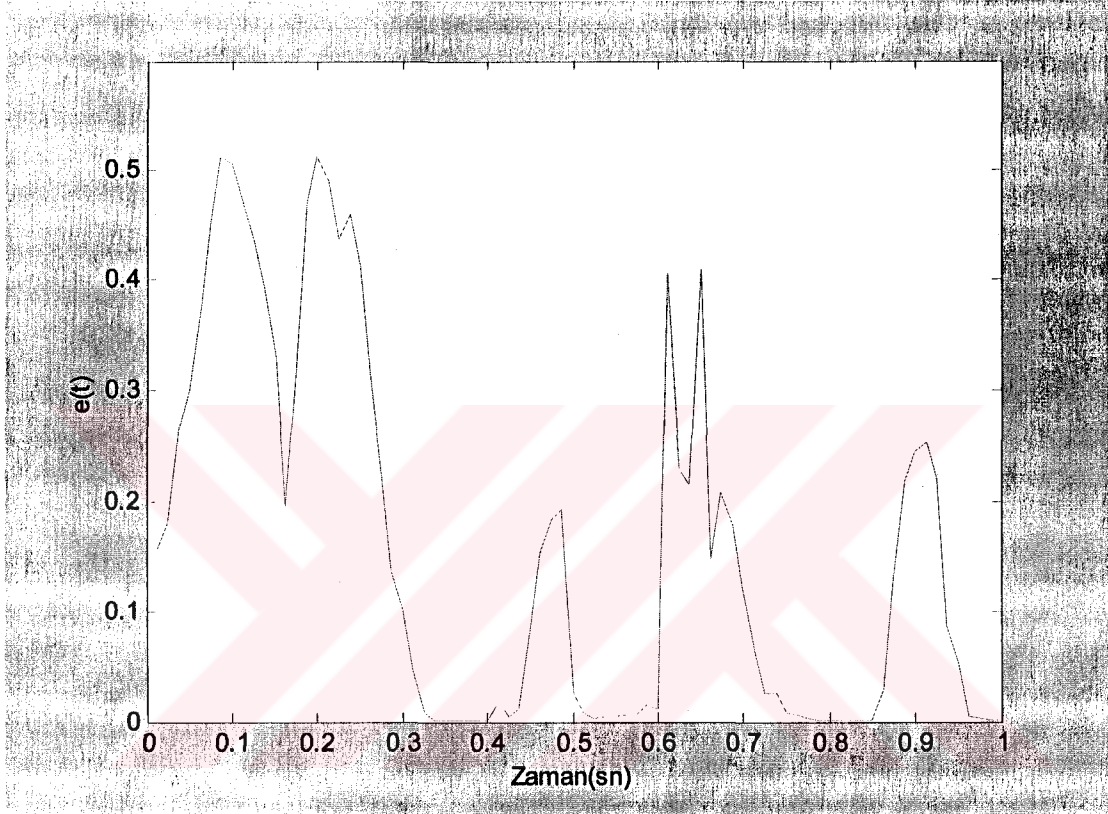
1. Ses Çıkış Kalitesi: Sesin duyulup-duyulmaması, duyulursa kalitesi vs.
2. Karesel Hata Miktarı: Mesaj İşaretinin her 100 noktasında alınan maksimum değerleriyle oluşan eğri ile alt örneklemiş döngü filtresi çıkışındaki işaretin her 100 noktasında alınan maksimum değerlerinin oluşturduğu eğrinin farklarının karesinin eğrisi.

Sonuç 1.1.a

Ses Çıkış Kalitesi: Herhangi bir ses duyulmadı

Sonuç 1.1.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 8.6'daki gibidir.



Şekil 8.6. Durum 1.1 için Karesel Hata Miktarı

Durum 1.2 *Döngü Filtresi:* Pasif Gecikme-İlerleme Filtresi

Çökme: Yok ($K=10^9$)

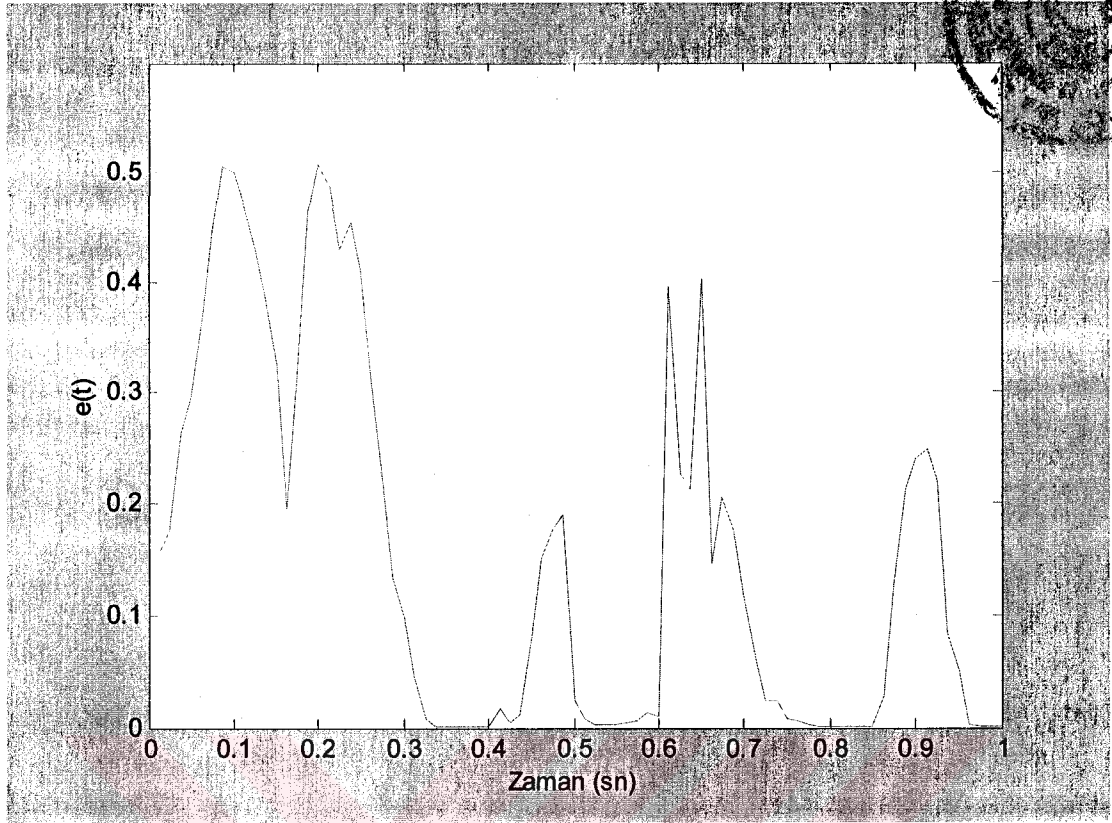
Beyaz Gürültü: Normal ($\sigma=10$)

Sonuç 1.2.a

Ses Çıkış Kalitesi: Herhangi bir ses duyulmadı

Sonuç 1.2.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 8.7'deki gibidir.



Şekil 8.7. Durum 1.2 İçin Karesel Hata Miktarı

Durum 1.3 *Döngü Filtresi: Pasif Gecikme-İlerleme Filtresi*

Çökme: Yok ($K=10^9$)

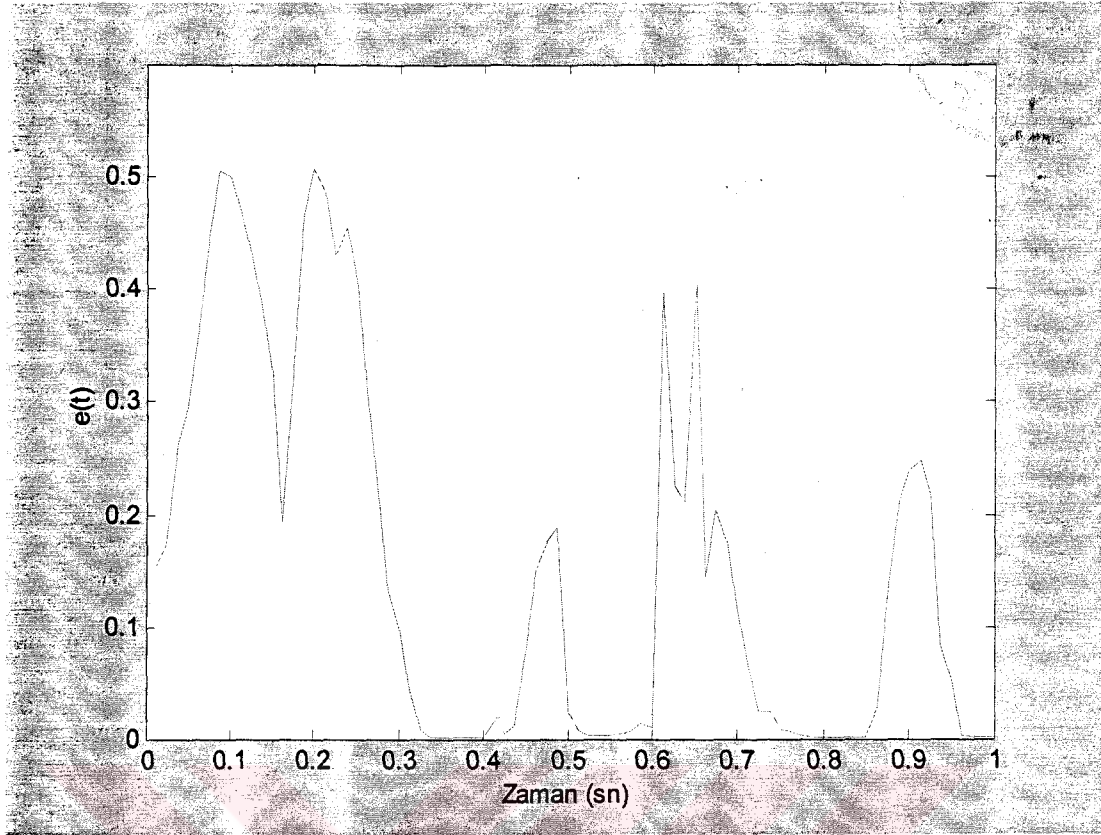
Beyaz Gürültü: Fazla ($\sigma=1$)

Sonuç 1.3.a

Ses Çıkış Kalitesi: Herhangi bir ses duyulmadı

Sonuç 1.3.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 8.8'deki gibidir.



Şekil 8.8 Durum 1.3 İçin Karesel Hata Miktarı

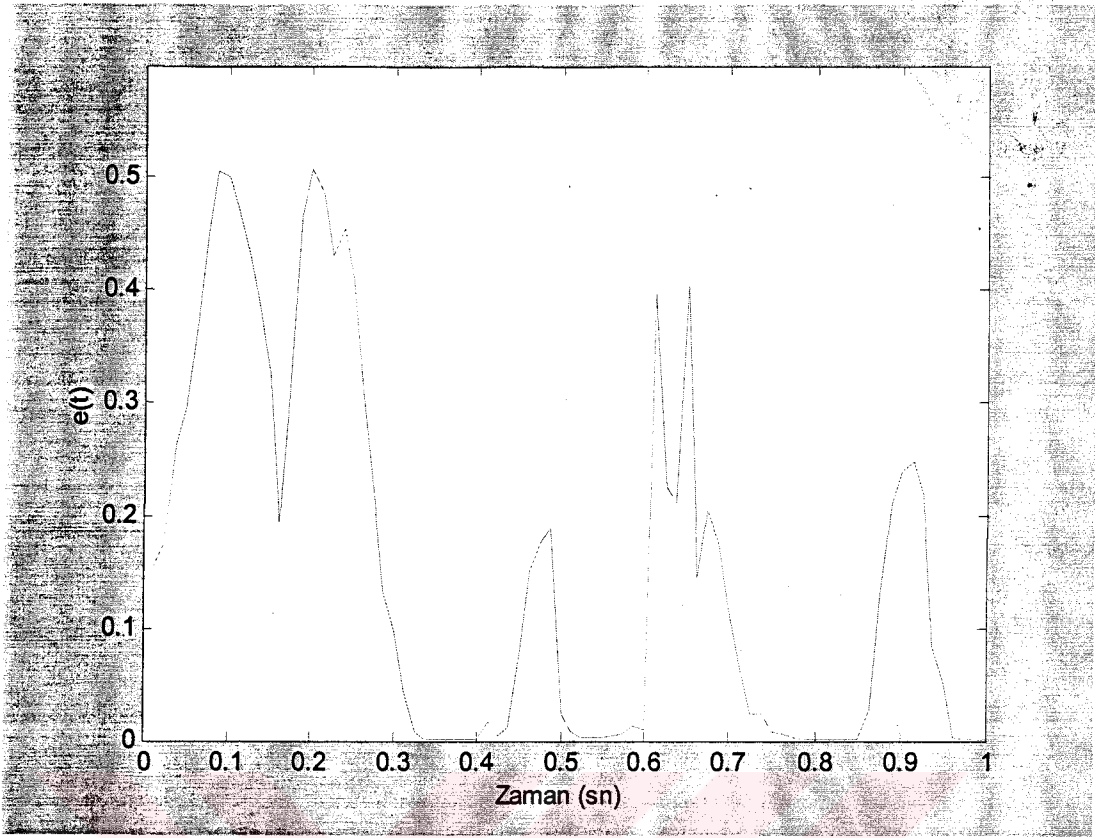
Durum 1.4 *Döngü Filtresi: Pasif Gecikme-İlerleme Filtresi*
Çökme: Normal ($K=10^2$)
Beyaz Gürültü: Az ($\sigma=10^2$)

Sonuç 1.4.a

Ses Çıkış Kalitesi: Herhangi bir ses duyulmadı

Sonuç 1.4.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 8.9'daki gibidir.



Şekil 8.9 Durum 1.4 İçin Karesel Hata Miktarı

Durum 1.5 *Döngü Filtresi: Pasif Gecikme-İlerleme Filtresi*

Çökme: Fazla ($K=1$)

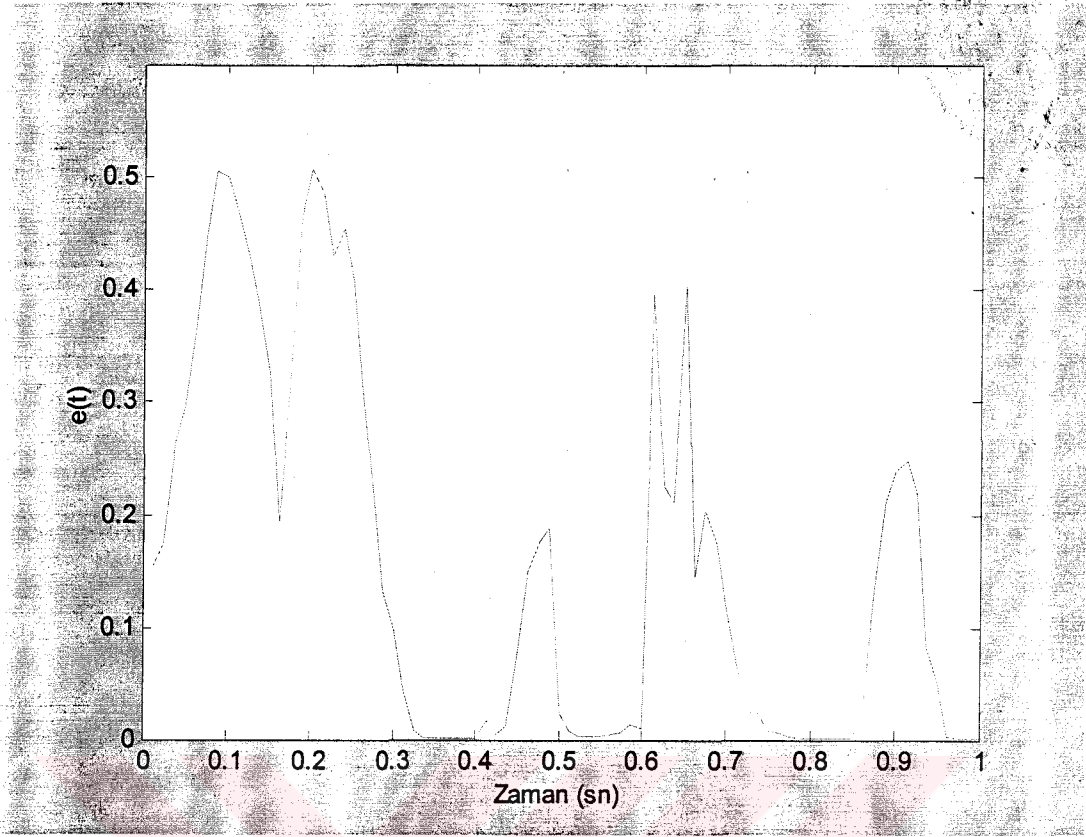
Beyaz Gürültü: Az ($\sigma=10^2$)

Sonuç 1.5.a

Ses Çıkış Kalitesi: Herhangi bir ses duyulmadı

Sonuç 1.5.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 8.10'daki gibidir.



Şekil 8.10 Durum 1.5 İçin Karesel Hata Miktarı

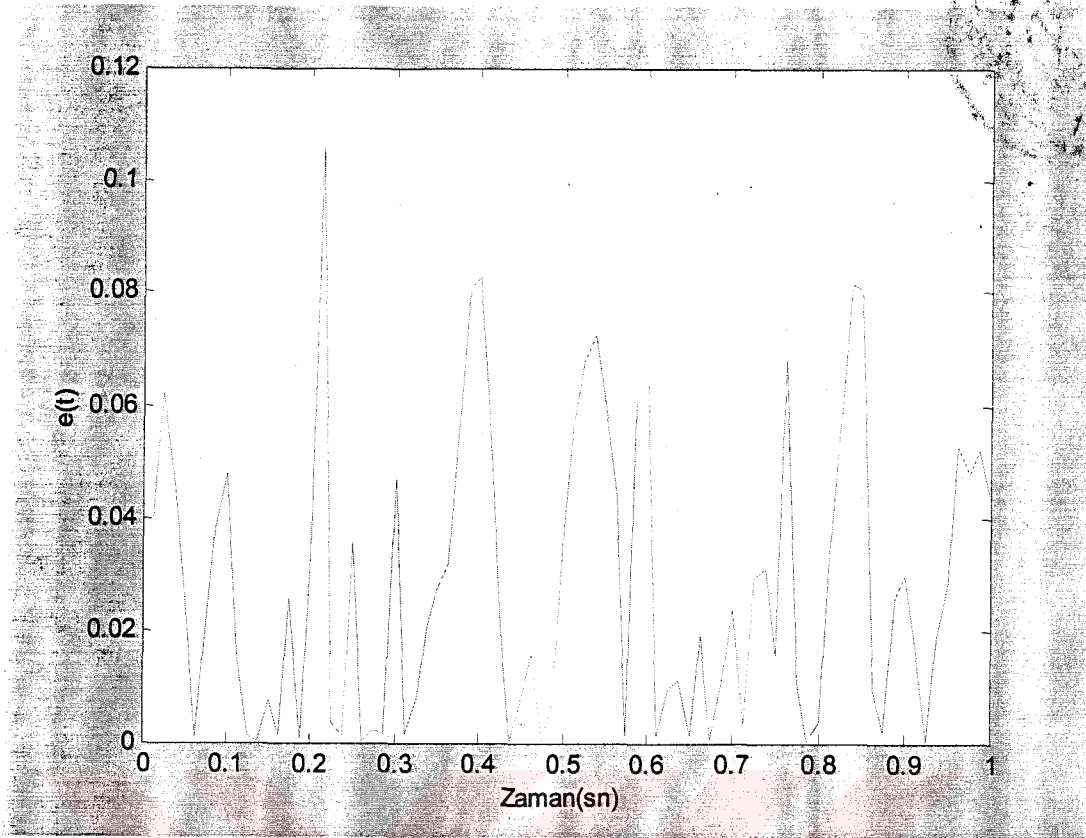
Durum 2.1 *Döngü Filtresi:* Aktif Gecikme-İlerleme Filtresi
Çökme: Yok ($K=10^9$)
Beyaz Gürültü: Yok (İşaret Gürültü Oranı, $igo=10^{10}$)

Sonuç 2.1.a

Ses Çıkış Kalitesi: Örnek Cümle net bir şekilde duyuldu.

Sonuç 2.1.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 8.11'deki gibidir.



Şekil 8.11. Durum 2.1 İçin Karesel Hata Miktarı

Durum 2.2 *Döngü Filtresi:* Aktif Gecikme-İlerleme Filtresi

Çökme: Yok ($K=10^9$)

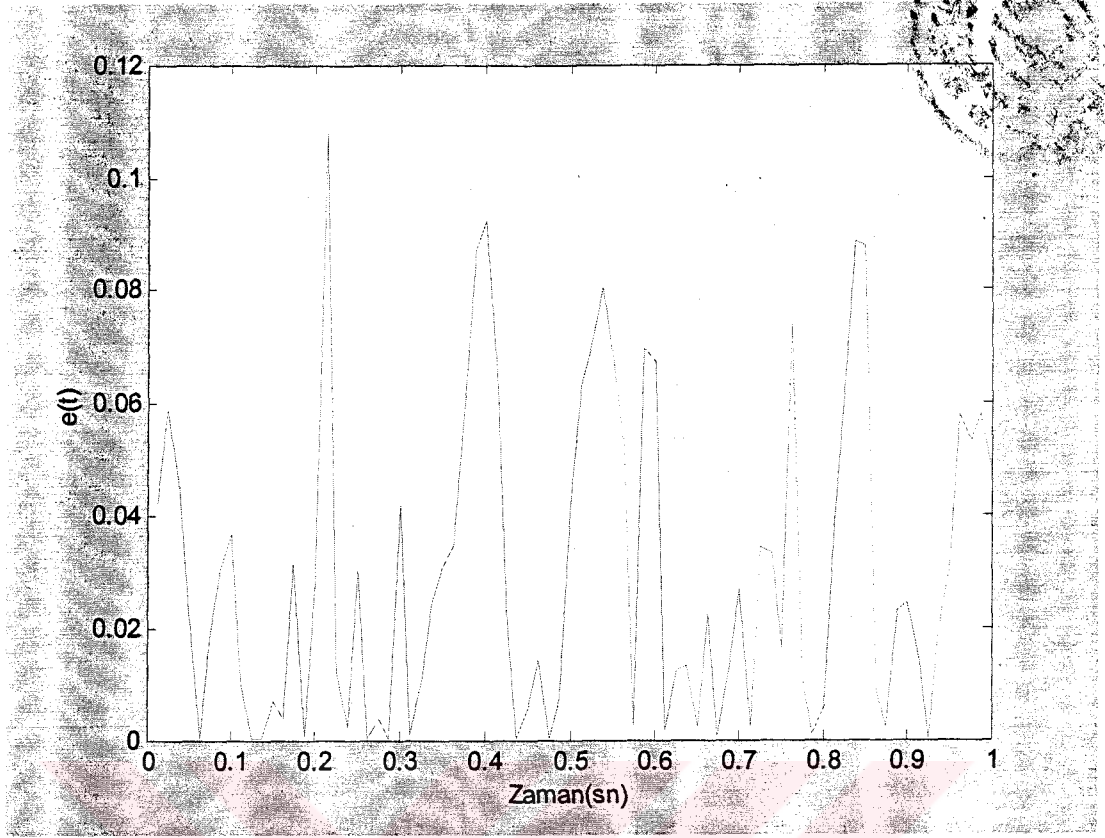
Beyaz Gürültü: Normal ($\sigma=10$)

Sonuç 2.2.a

Ses Çıkış Kalitesi: Gürültülü bir şekilde örnek mesaj işareti duyuldu.

Sonuç 2.2.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 8.12'deki gibidir.



Şekil 8.12. Durum 2.2 İçin Karesel Hata Miktarı

Durum 2.3 *Döngü Filtresi:* Aktif Gecikme-İlerleme Filtresi

Çökme: Yok ($K=10^9$)

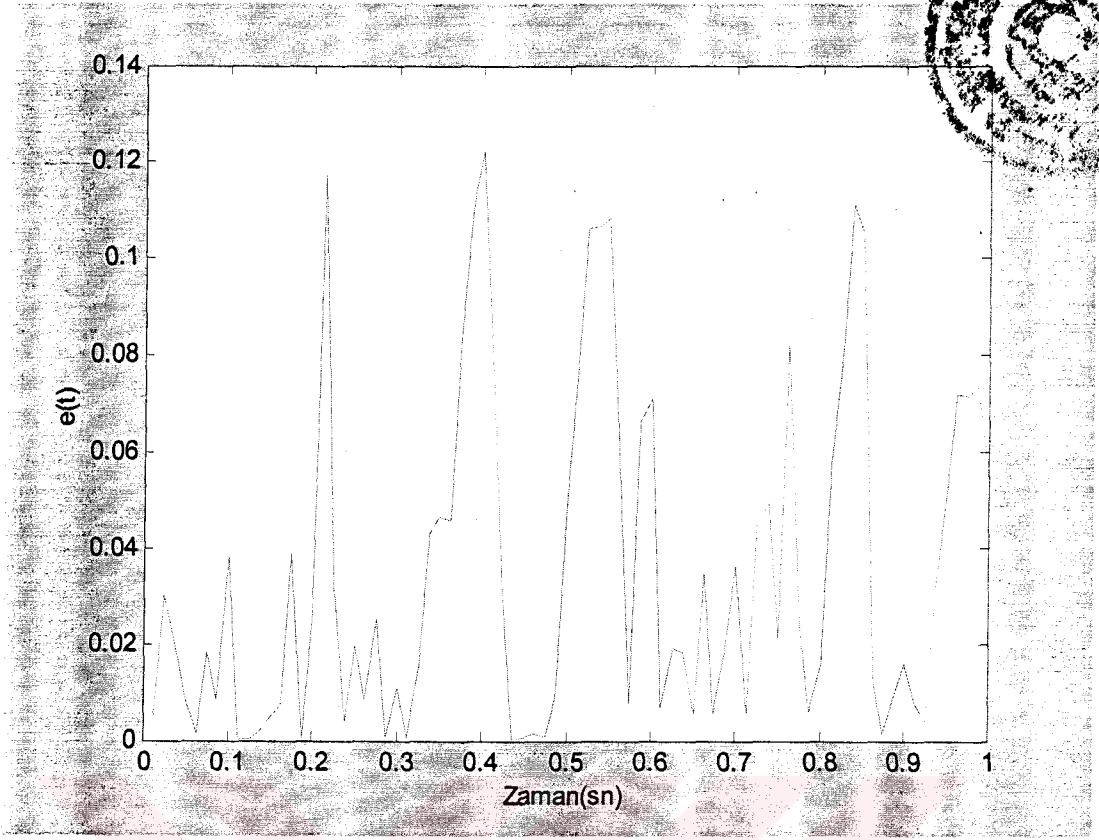
Beyaz Gürültü: Fazla ($\sigma=1$)

Sonuç 2.3.a

Ses Çıkış Kalitesi: Çok gürültü bir şekilde örnek mesaj işareti duyuldu.

Sonuç 2.3.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 8.13'teki gibidir.



Şekil 8.13. Durum 2.3 İçin Karesel Hata Miktarı

Durum 2.4 *Döngü Filtresi:* Aktif Gecikme-İlerleme Filtresi

Çökme: Normal ($K=10^2$)

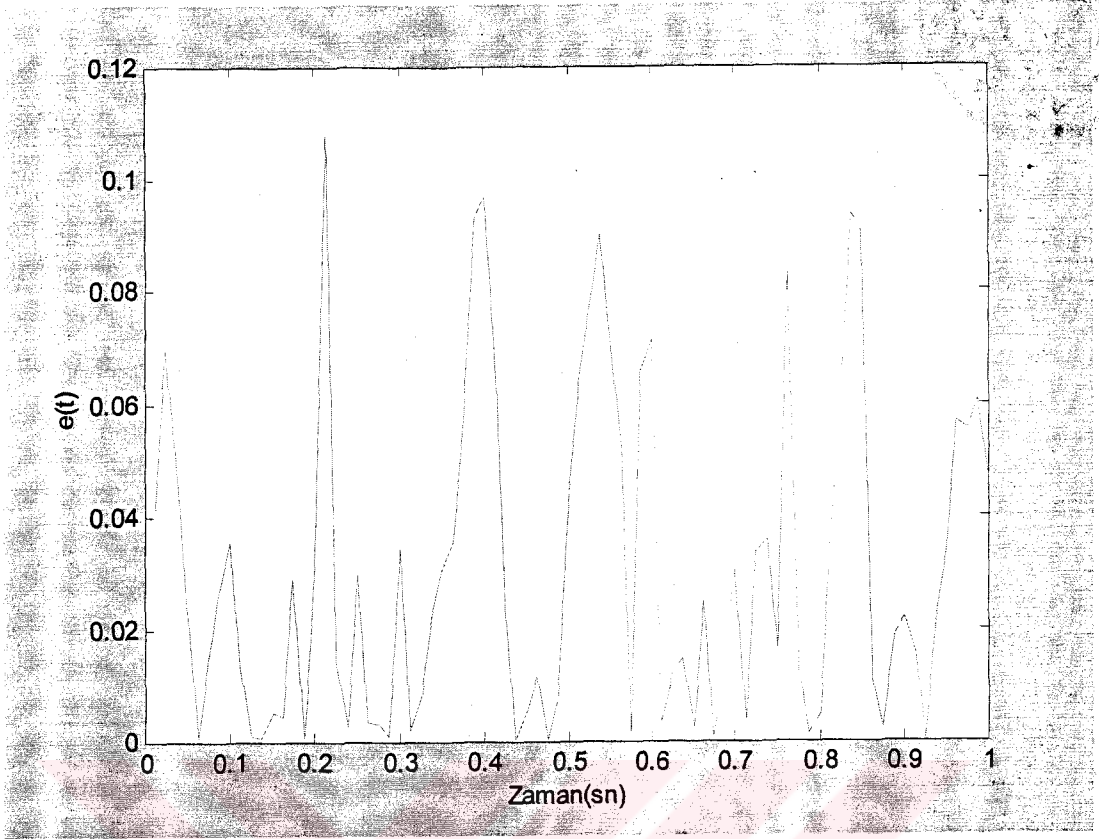
Beyaz Gürültü: Az ($\sigma=10^2$)

Sonuç 2.4.a

Ses Çıkış Kalitesi: Gürültü bir şekilde örnek mesaj işareti duyuldu.

Sonuç 2.4.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 8.14'teki gibidir.



Şekil 8.14. Durum 2.4 İçin Karesel Hata Miktarı

Durum 2.5 *Döngü Filtresi: Aktif Gecikme-İlerleme Filtresi*

Çökme: Fazla ($K=1$)

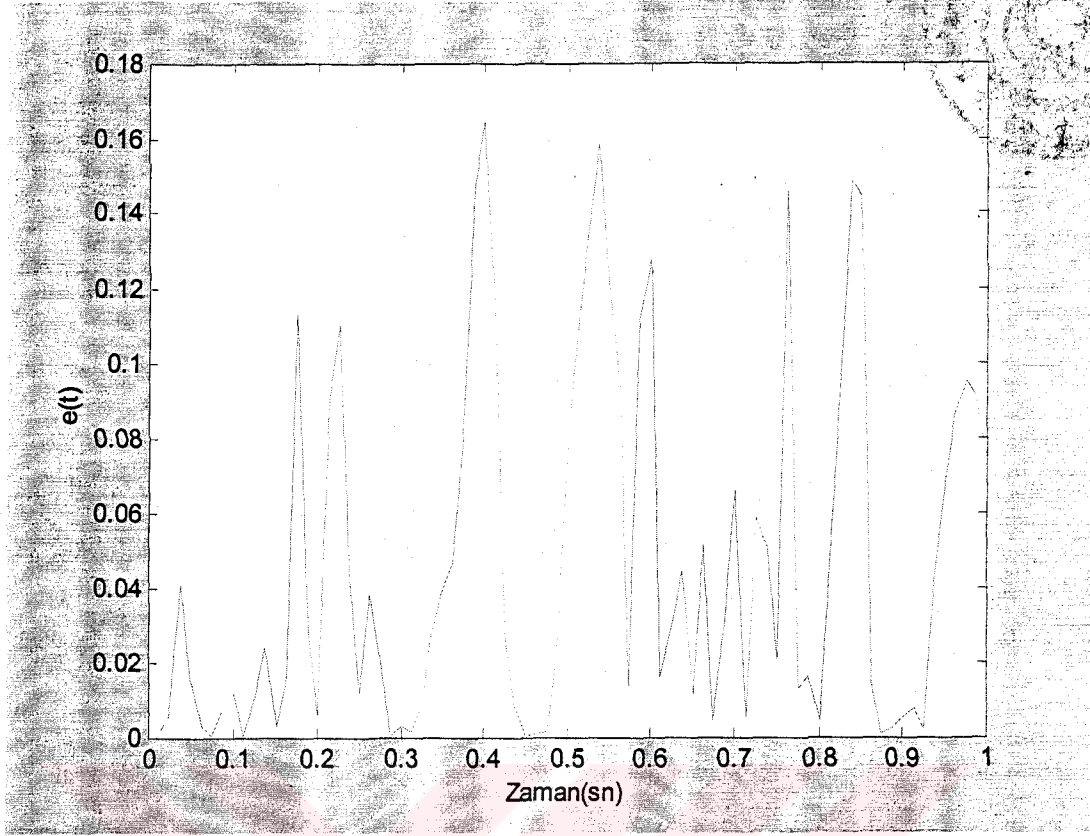
Beyaz Gürültü: Az ($\sigma=10^2$)

Sonuç 2.5.a

Ses Çıkış Kalitesi: Çok gürültülü bir şekilde örnek mesaj işareti duyuldu.

Sonuç 2.5.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 8.15'teki gibidir.



Şekil 8.15 Durum 2.5 İçin Karesel Hata Miktarı

Durum 3.1 Döngü Filtresi: Aktif PI Filtresi

Çökme: Yok ($K=10^9$)

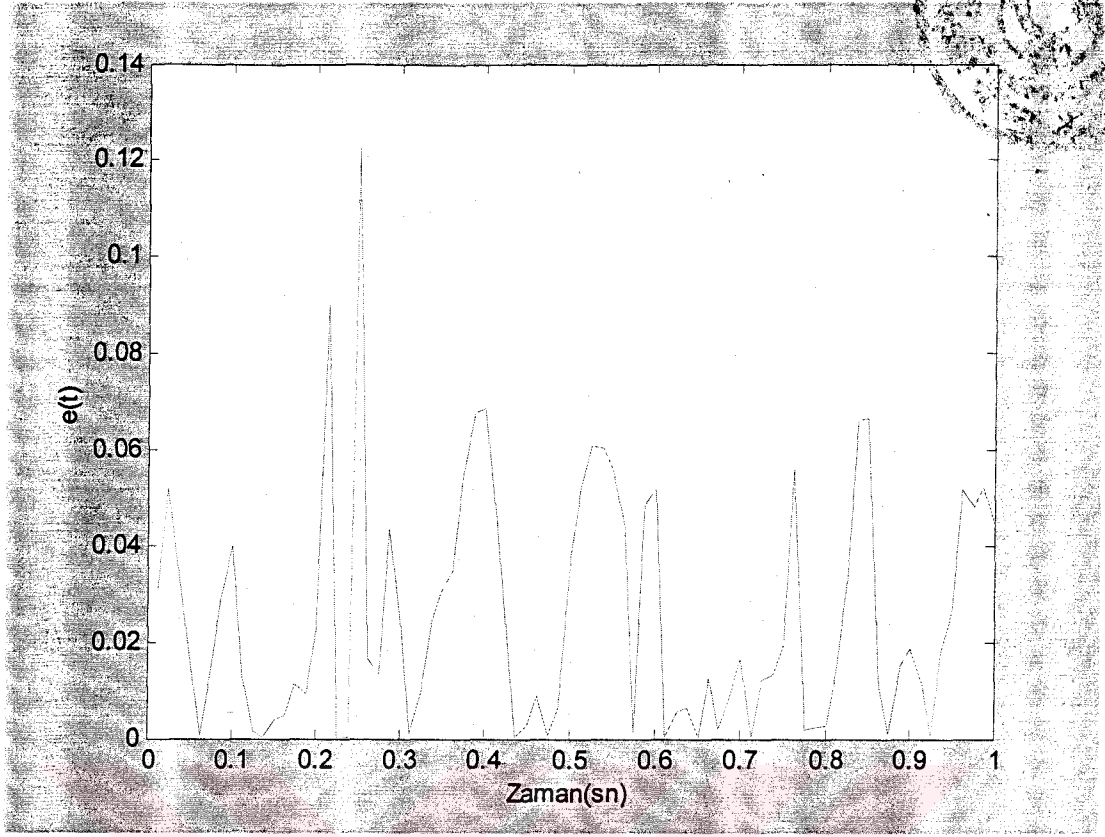
Beyaz Gürültü: Yok (İşaret Gürültü Oranı, $i_{go}=10^{10}$)

Sonuç 3.1.a

Ses Çıkış Kalitesi: Örnek Cümle net bir şekilde duyuldu.

Sonuç 3.1.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 8.16'daki gibidir.



Şekil 8.16. Durum 3.1 İçin Karesel Hata Miktarı

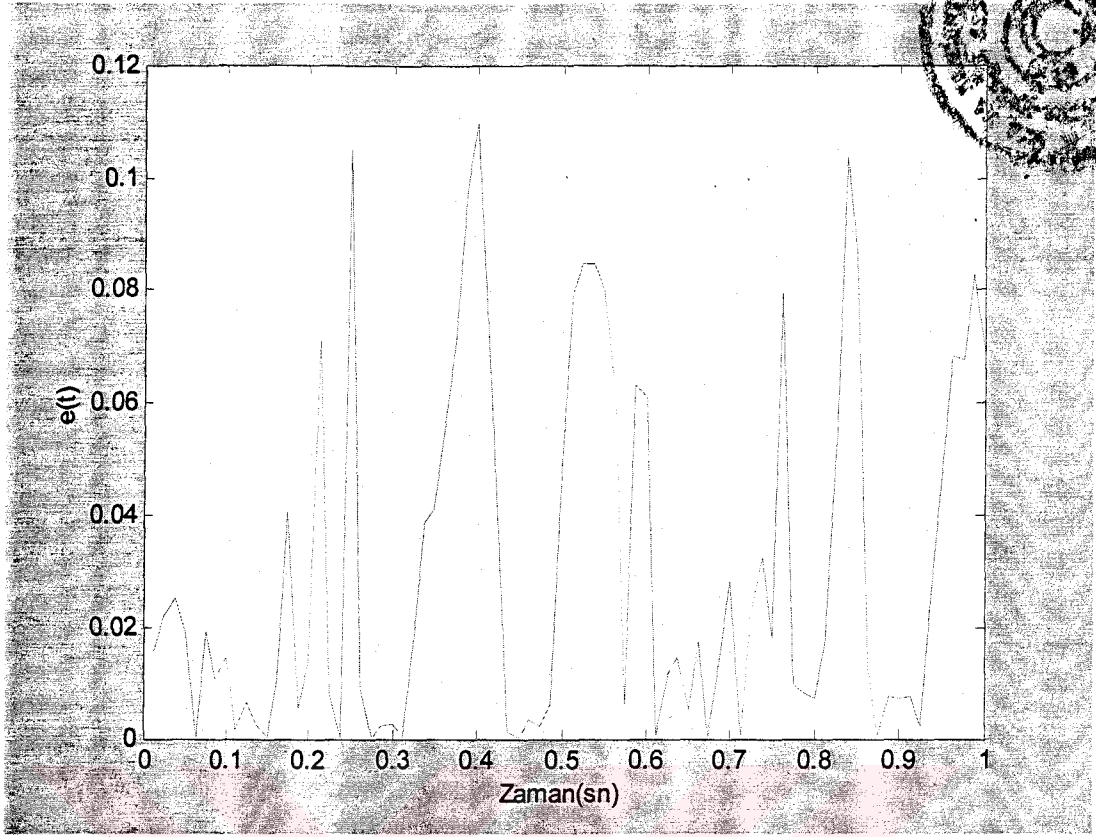
Durum 3.2 *Döngü Filtresi:* Aktif PI Filtresi
Çökme: Yok ($K=10^9$)
Beyaz Gürültü: Normal ($\sigma=10$)

Sonuç 3.2.a

Ses Çıkış Kalitesi: Gürültülü bir şekilde örnek mesaj işareti duyuldu.

Sonuç 3.2.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 8.17'deki gibidir.



Şekil 8.17. Durum 3.2 İçin Karesel Hata Miktarı

Durum 3.3 Döngü Filtresi: Aktif PI Filtresi

Çökme: Yok ($K=10^9$)

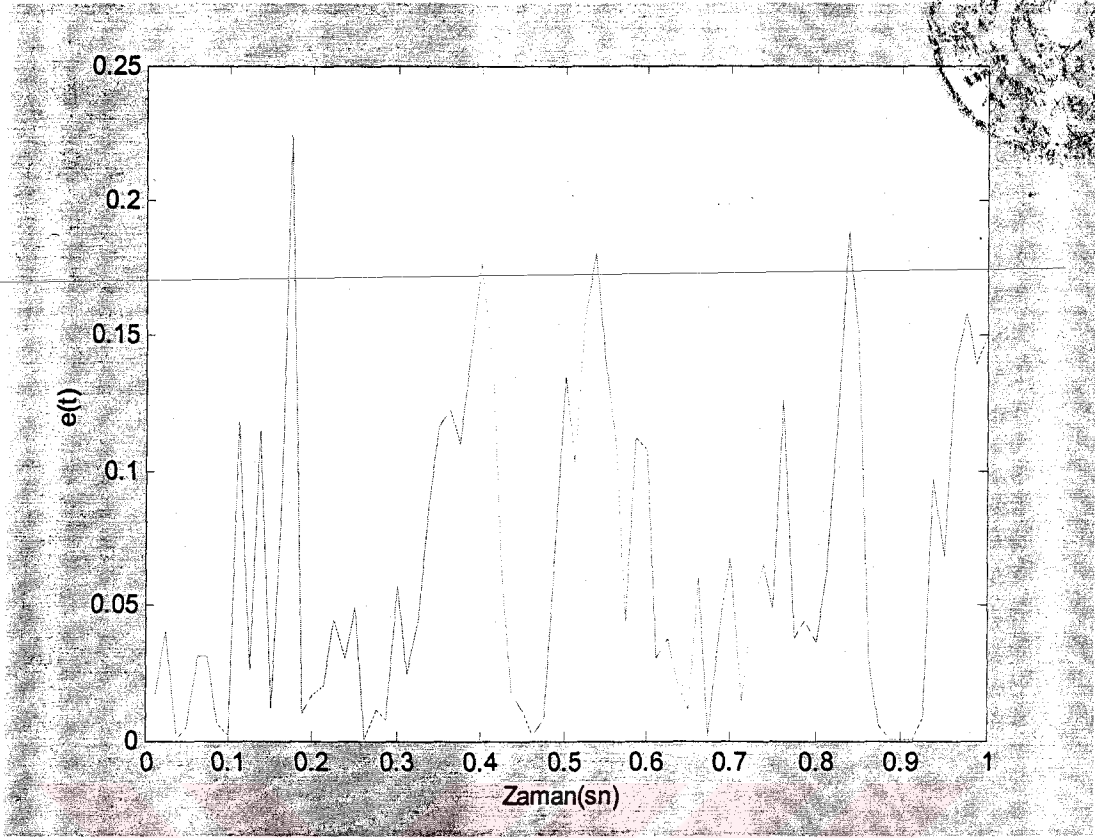
Beyaz Gürültü: Fazla ($\sigma=1$)

Sonuç 3.3.a

Ses Çıkış Kalitesi: Çok gürültü bir şekilde örnek mesaj işareti duyuldu.

Sonuç 3.3.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 8.18'deki gibidir.



Şekil 8.18. Durum 3.3 İçin Karesel Hata Miktarı

Durum 3.4 Döngü Filtresi: Aktif PI Filtresi

Çökme: Normal ($K=10^2$)

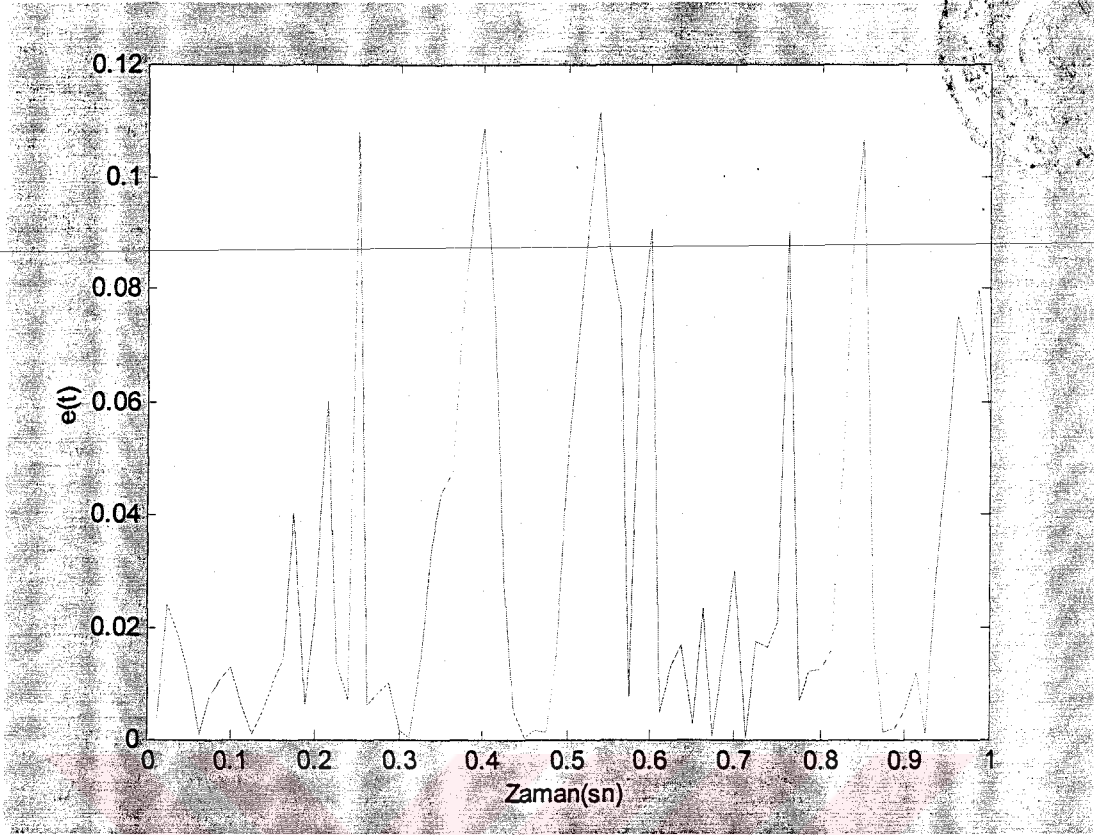
Beyaz Gürültü: Az ($i_{go}=10^2$)

Sonuç 3.4.a

Ses Çıkış Kalitesi: Gürültü bir şekilde örnek mesaj işareti duyuldu.

Sonuç 3.4.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 8.19'daki gibidir.



Şekil 8.19. Durum 3.4 İçin Karesel Hata Miktarı

Durum 3.5 *Döngü Filtresi: Aktif PI Filtresi*

Çökme: Fazla ($K=1$)

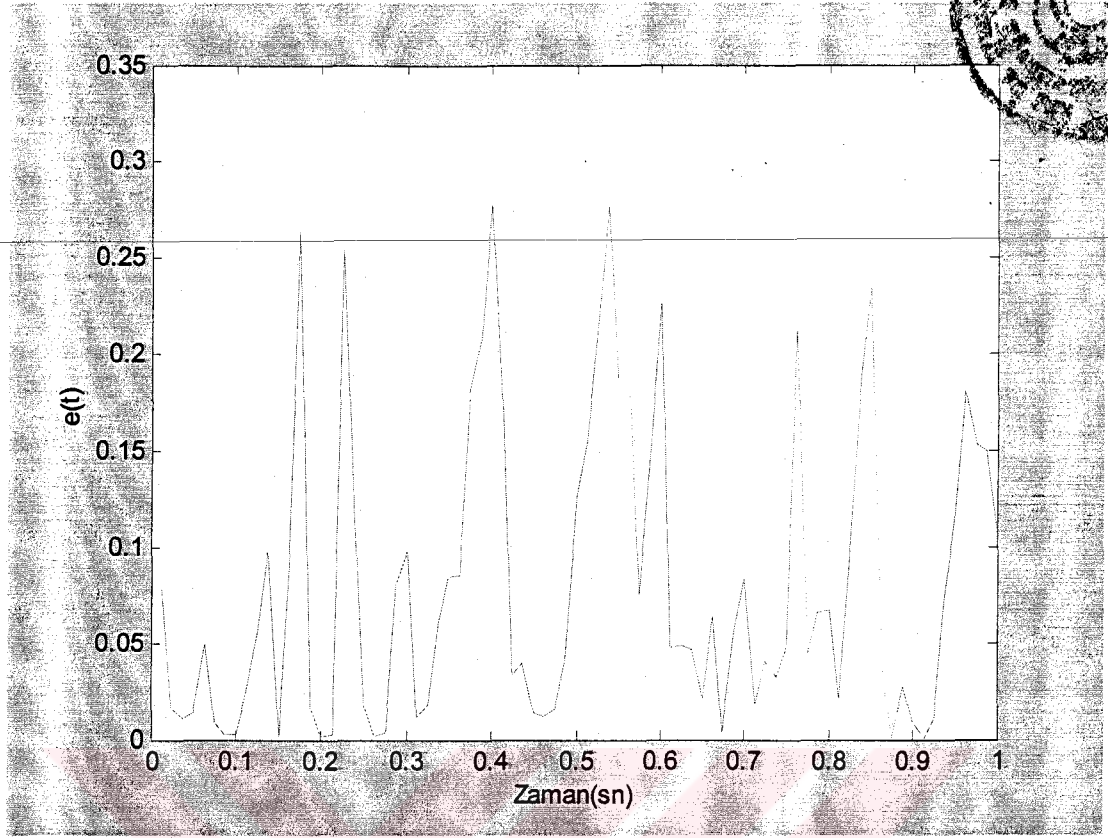
Beyaz Gürültü: Az ($\sigma=10^2$)

Sonuç 3.5.a

Ses Çıkış Kalitesi: Çok gürültülü bir şekilde örnek mesaj işareti duyuldu.

Sonuç 3.5.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 8.20'deki gibidir.

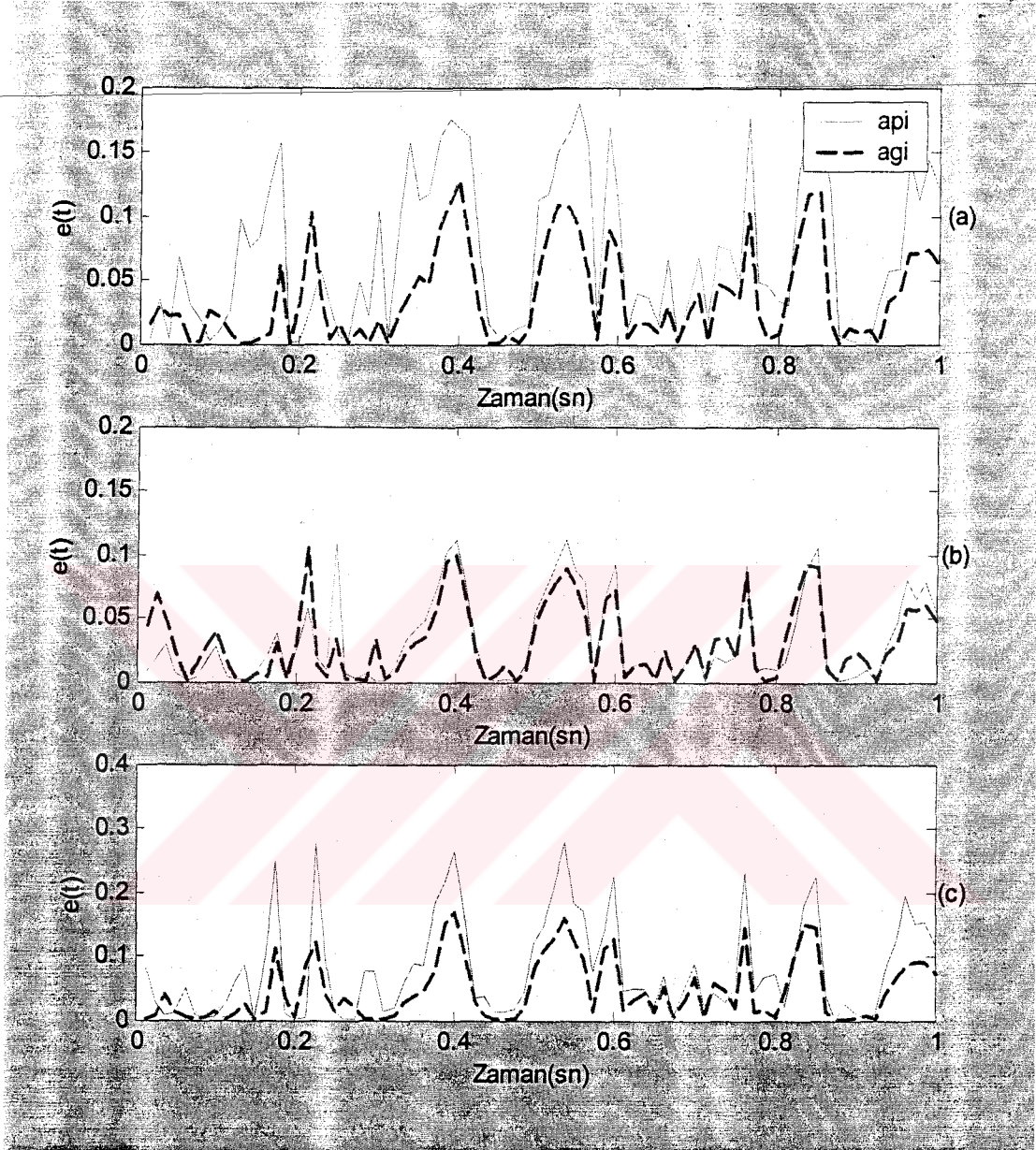


Şekil 8.20 Durum 3.5 İçin Karesel Hata Miktarı

8.3 Kullanılan Döngü Filtre Tiplerinin Karşılaştırılması

1. Tüm durumlar incelendiğinde pasif gecikme-ilerleme filtresinin döngü filtresi olarak kullanılamayacağı görülür. Bu tür filtre kullanıldığında, döngü filtresi çıkışındaki işaretin seviyesi çok düşük olduğundan karesel hata miktarı mesaj işaretinin karesine eşit çıkmaktadır.
2. Çökmenin ve beyaz gürültünün olmadığı ($K=10^9$, $igo=10^{10}$), çökmenin olmayıp beyaz gürültünün normal olduğu ($K=10^9$, $igo=10$), çökmenin normal beyaz gürültünün az olduğu ($K=10^2$, $igo=10^2$) (Bkz. Şekil 8.21.b) durumlarda aktif gecikme-ilerleme filtresi ile aktif PI filtresinin performansları yaklaşık aynıdır.
3. Şekil 8.21.a'da görülen çökmenin olmayıp beyaz gürültünün fazla olduğu ($K=10^9$, $igo=1$) ve Şekil 8.21.b'de görülen çökmenin fazla beyaz gürültünün

az olduğu ($K=1$, $igo=100$) durumlarda aktif gecikme-ilerleme filtresinin performansı, aktif PI filtresinin performansından daha iyidir.



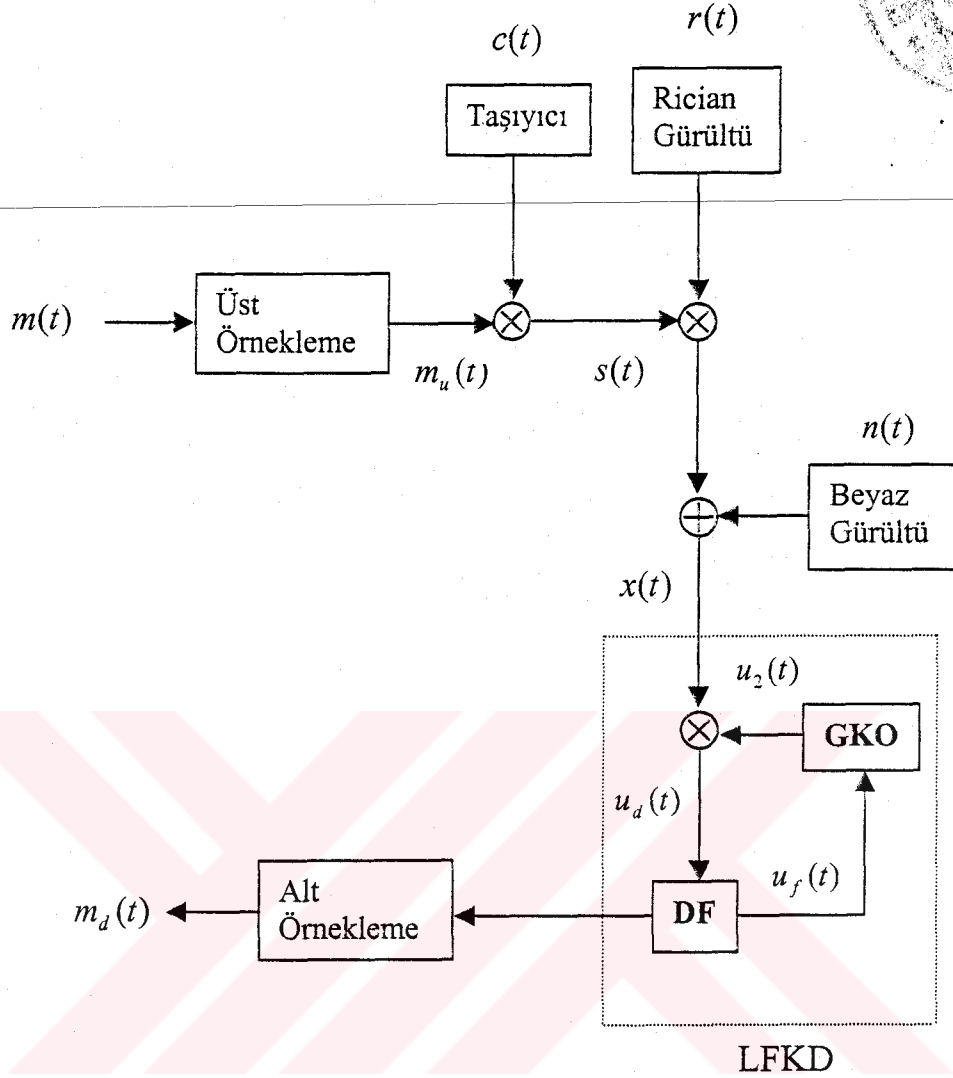
Şekil 8.21 AGİ ve API Filtrelerinin Karşılaştırılması

9. GM MODÜLELİ SES İŞARETİNİN LFKD ARACILIĞIYLA DEMODÜLASYONUNUN ÜÇ FİLTRE TİPİ İÇİN ANALİZİ

9.1. Analizin Modellenmesi

Sekizinci bölümde, FM modüleli insan sesi döngü filtresi sıkça kullanılan üç filtre tipi için ayrı ayrı kullanılarak FM demodülasyonu gerçekleştirildi. Şimdi, yine MATLAB ortamında insan sesi genlik modüle edilecek ve genlik modüleli işaretin LFKD aracılığıyla demodülasyonu simüle edilerek bu üç filtre tipinin performansları karşılaştırılacaktır.

Şekil 9.1’de MATLAB ortamında genlik modüleli işaretin LFKD aracılığıyla GM demodülasyonu modellenmiştir.



Şekil 9.1. Genlik Modüleli İnsan Sesinin LFKD Aracılığıyla
GM Demodülasyonu Modeli

9.2 Örnek Mesaj İşareti Aracılığı ile Analizin Yapılması

Sistem ana hatları ile şu şekilde işler: İnsan sesi bir mikrofon aracılığıyla bilgisayara kaydedilir ve böylece mesaj işareti elde edilmiş olur. Örnek mesaj işareti olarak yine Şekil 8.3'te gösterilen "Oya topu at" cümlesi alınır. Seçilen örnekleme frekansı ise 8 kHz'dir. Mesaj işareti enterpolasyonla üst örneklenip bir taşıyıcı aracılığıyla GM modüle edilir. GM modüleli işarete kanalda Rician gürültüsü ve beyaz gürültü eklenir. Rician gürültüsü GM modüleli işaretin genliğine çarpım olarak, beyaz gürültü ise toplam olarak yansır. Üzerine gürültü binmiş GM modüleli

İşaret faz kilitlemeli döngünün referans girişine uygulanır. Gerilim kontrolü osilatörle çarpılmış bu işaret faz dedektörü çıkışındaki döngü filtresinde süzülür. Tekrar enterpolasyonla alt örneklenerek örnekleme frekansı 8 kHz'e düşürülür. Elde edilen işaret bilgisayarın ses çıkışına verilir.

Analizi gerçekleştiren gm.m, agifil.m, apifil.m, pgifil.m, riciangur60.mdl MATLAB kodları Ekler arasında verilmiştir.

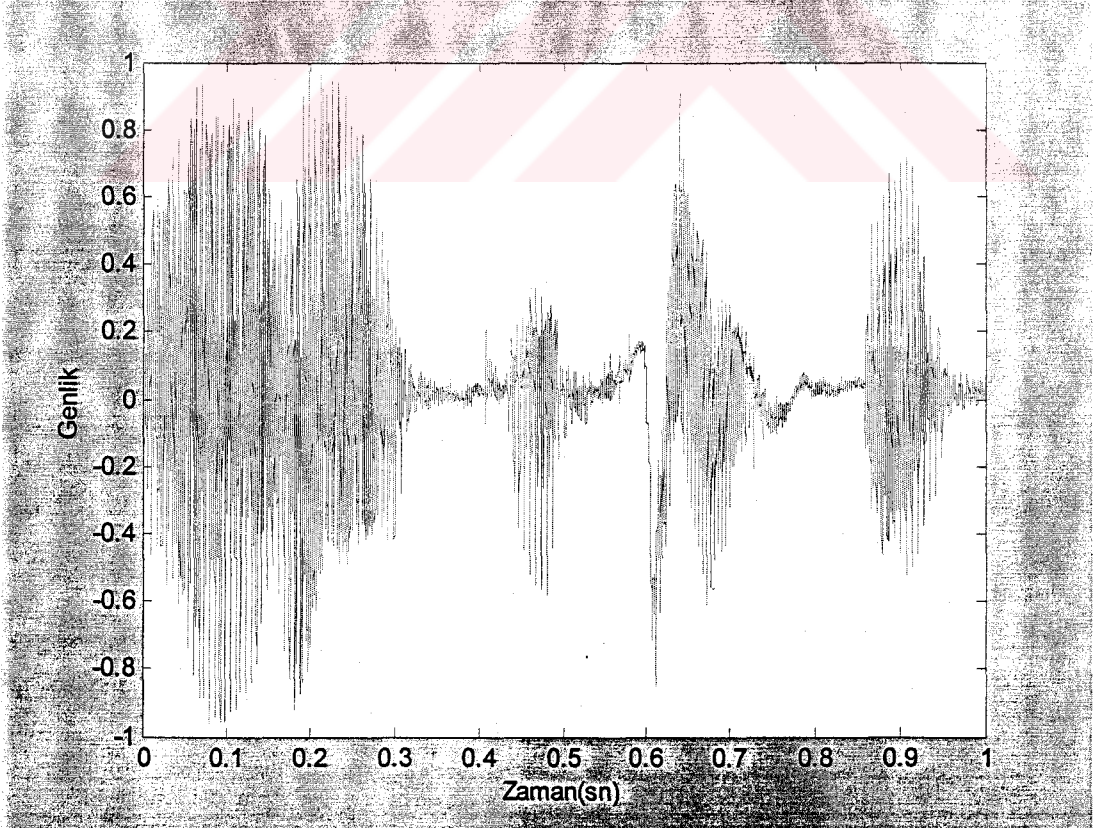
Bu mesaj işareti, Şekil 9.1'deki modelle gösterildiği gibi aşağıdaki durumlarda demodüle edilecektir.

Durum 1.1 *Döngü Filtresi: Pasif Gecikme-İlerleme Filtresi*

Çökme: Yok ($K=10^9$)

Beyaz Gürültü: Yok (İşaret Gürültü Oranı, $igo=10^{10}$)

Bu durumda döngü filtresi çıkışında oluşan demodüle edilmiş işaret Şekil 9.2'deki gibi olur.



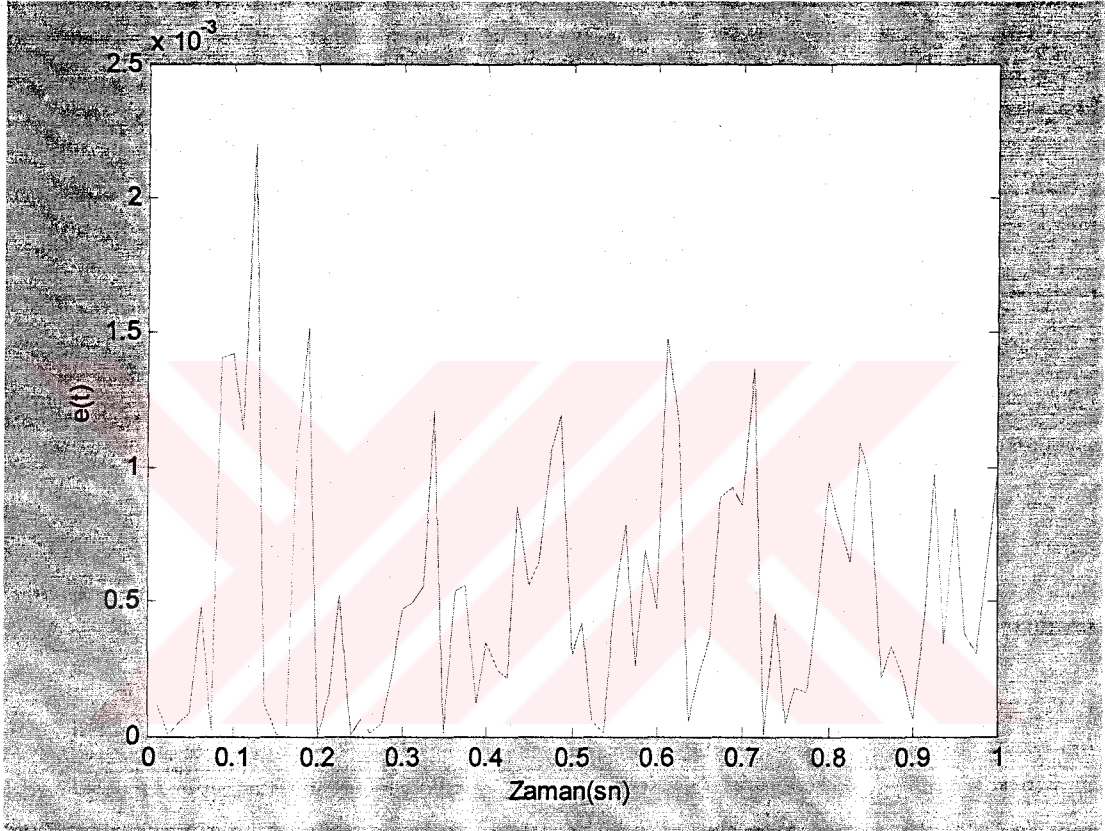
Şekil 9.2 PGİ Filtreli LFKD'de Demodüle Edilmiş Örnek Mesaj İşareti

Sonuç 1.1.a

Ses Çıkış Kalitesi: Örnek mesaj işareti temiz bir şekilde duyuldu.

Sonuç 1.1.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 9.3'teki gibidir.



Şekil 9.3. Durum 1.1 İçin Karesel Hata Miktarı

Durum 1.2 *Döngü Filtresi:* Pasif Gecikme-İlerleme Filtresi

Çökme: Yok ($K=10^9$)

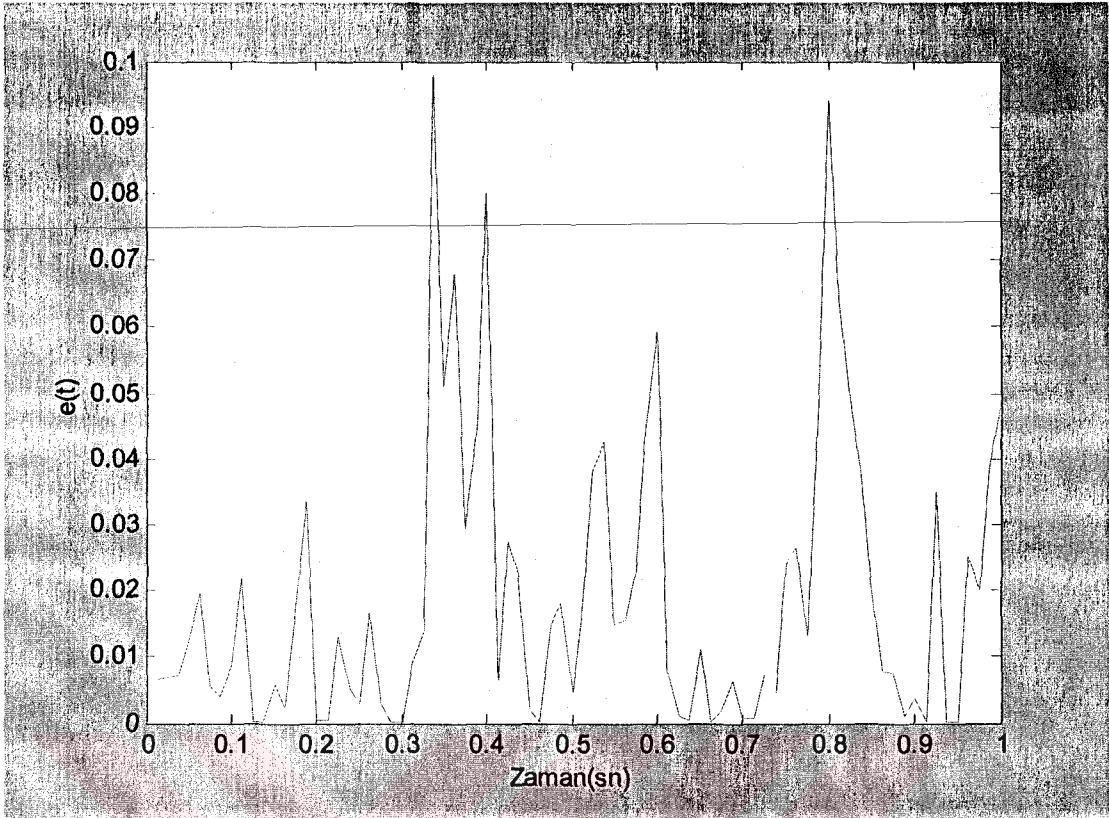
Beyaz Gürültü: Normal (igo=100)

Sonuç 1.2.a

Ses Çıkış Kalitesi: Gürültülü bir şekilde örnek mesaj işareti duyuldu.

Sonuç 1.2.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 9.4'teki gibidir.



Şekil 9.4. Durum 1.2 İçin Karesel Hata Miktarı

Durum 1.3 *Döngü Filtresi: Pasif Gecikme-İlerleme Filtresi*

Çökme: Yok ($K=10^9$)

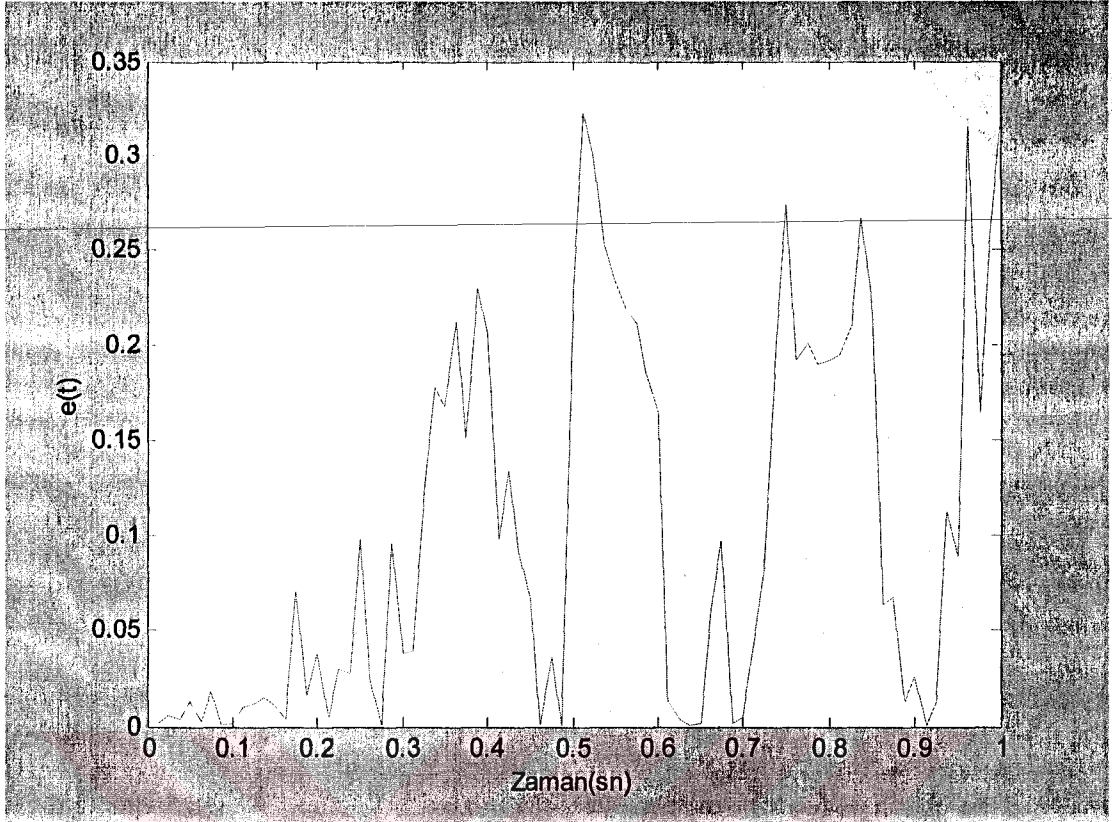
Beyaz Gürültü: Fazla ($\sigma=10$)

Sonuç 1.3.a

Ses Çıkış Kalitesi: Çok gürültülü bir şekilde örnek mesaj işareti duyuldu.

Sonuç 1.3.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 9.5'teki gibidir.



Şekil 9.5 Durum 1.3 İçin Karesel Hata Miktarı

Durum 1.4 *Döngü Filtresi: Pasif Gecikme-İlerleme Filtresi*

Çökme: Normal ($K=10^4$)

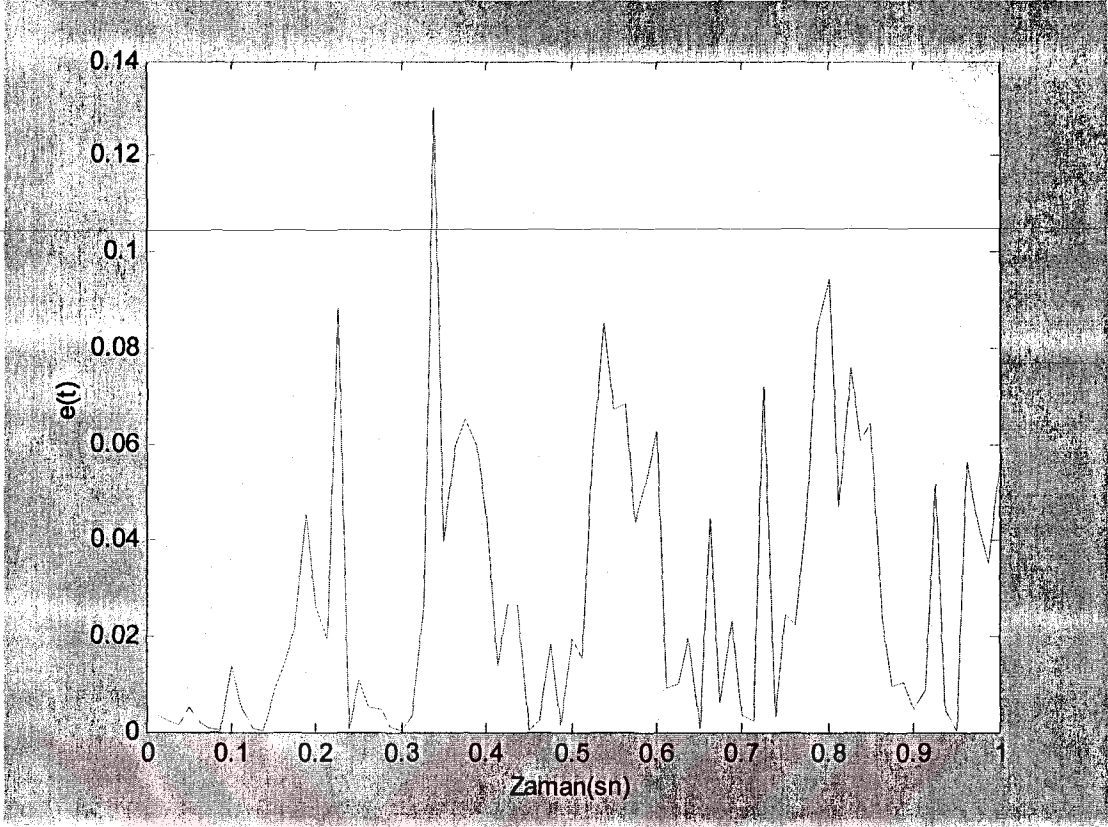
Beyaz Gürültü: Az ($\sigma=10^3$)

Sonuç 1.4.a

Ses Çıkış Kalitesi: Gürültülü bir şekilde örnek mesaj işareti duyuldu.

Sonuç 1.4.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 9.6'daki gibidir.



Şekil 9.6 Durum 1.4 İçin Karesel Hata Miktarı

Durum 1.5 *Döngü Filtresi:* Pasif Gecikme-İlerleme Filtresi

Çökme: Fazla ($K=10$)

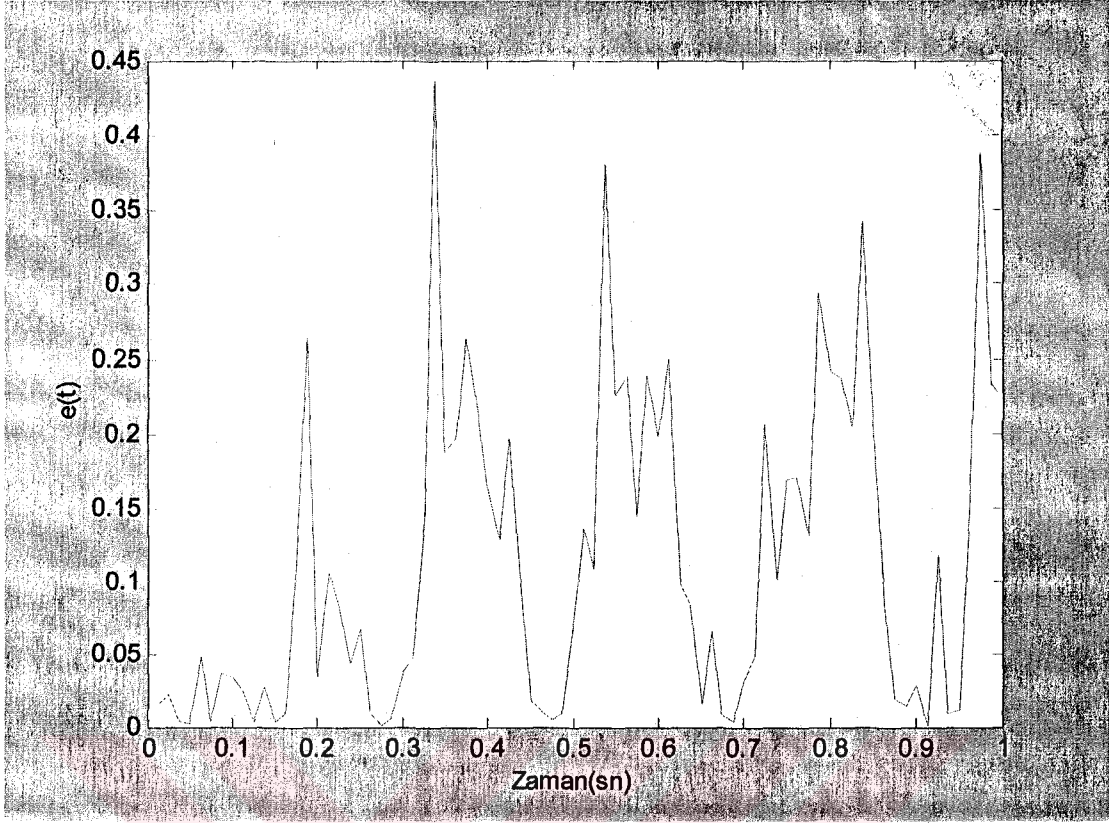
Beyaz Gürültü: Az ($\sigma=10^3$)

Sonuç 1.5.a

Ses Çıkış Kalitesi: Çok gürültülü bir şekilde örnek mesaj işareti duyuldu.

Sonuç 1.5.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 9.7'deki gibidir.



Şekil 9.7 Durum 1.5 İçin Karesel Hata Miktarı

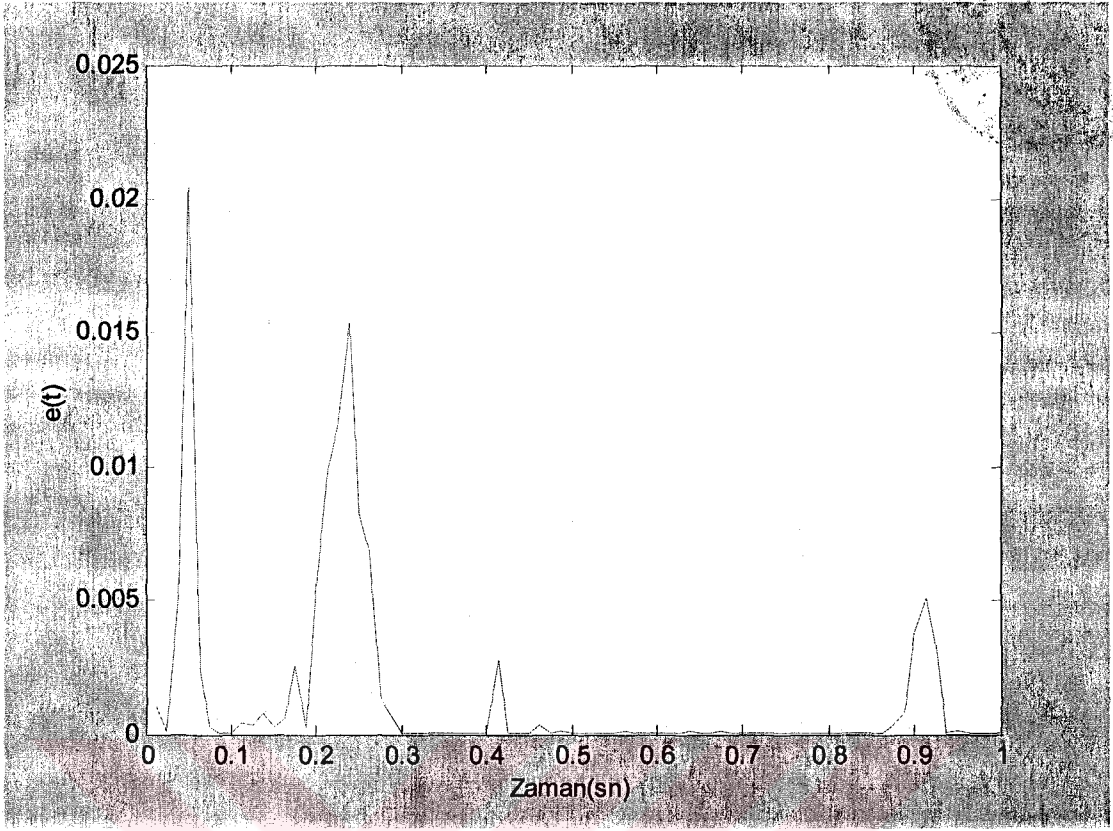
Durum 2.1 *Döngü Filtresi:* Aktif Gecikme-İlerleme Filtresi
Çökme: Yok ($K=10^9$)
Beyaz Gürültü: Yok (İşaret Gürültü Oranı, $igo=10^{10}$)

Sonuç 2.1.a

Ses Çıkış Kalitesi: Örnek Cümle net bir şekilde duyuldu.

Sonuç 2.1.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 9.8'deki gibidir.



Şekil 9.8. Durum 2.1 İçin Karesel Hata Miktarı

Durum 2.2 *Döngü Filtresi: Aktif Gecikme-İlerleme Filtresi*

Çökme: Yok ($K=10^9$)

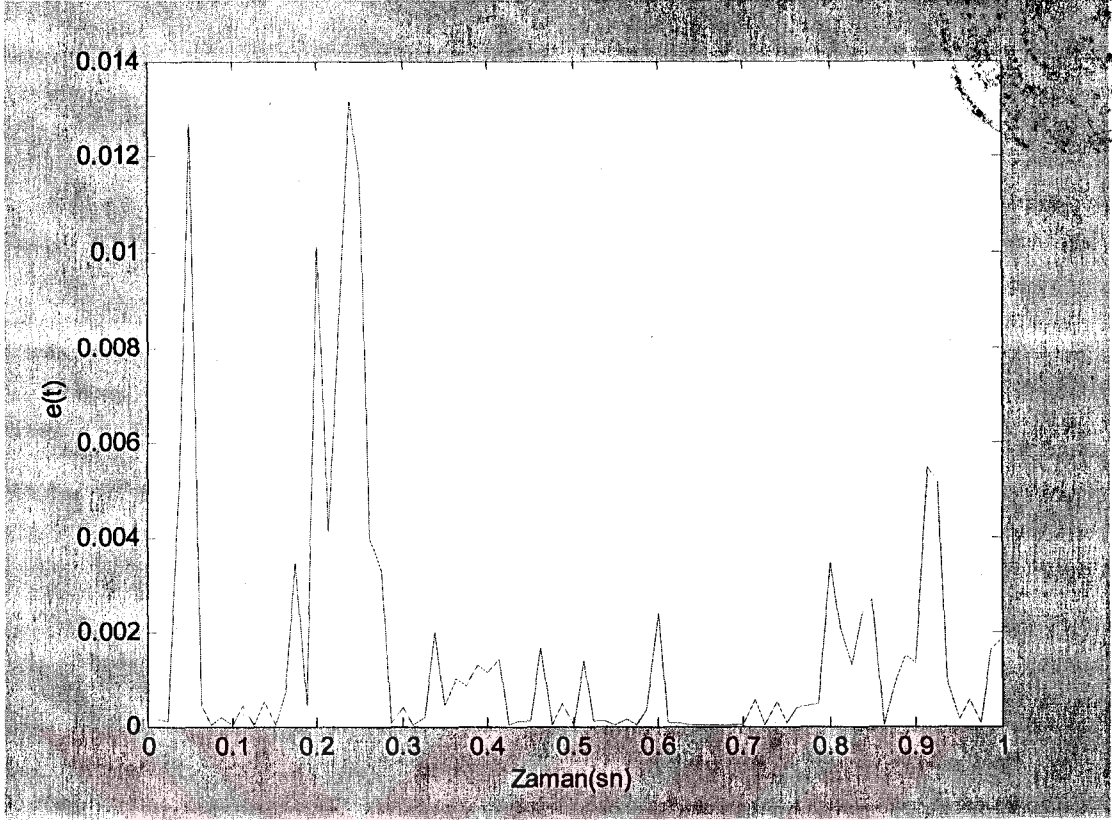
Beyaz Gürültü: Normal ($\sigma=100$)

Sonuç 2.2.a

Ses Çıkış Kalitesi: Örnek cümle net bir şekilde duyuldu.

Sonuç 2.2.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 9.9'daki gibidir.



Şekil 9.9. Durum 2.2 İçin Karesel Hata Miktarı

Durum 2.3 *Döngü Filtresi:* Aktif Gecikme-İlerleme Filtresi

Çökme: Yok ($K=10^9$)

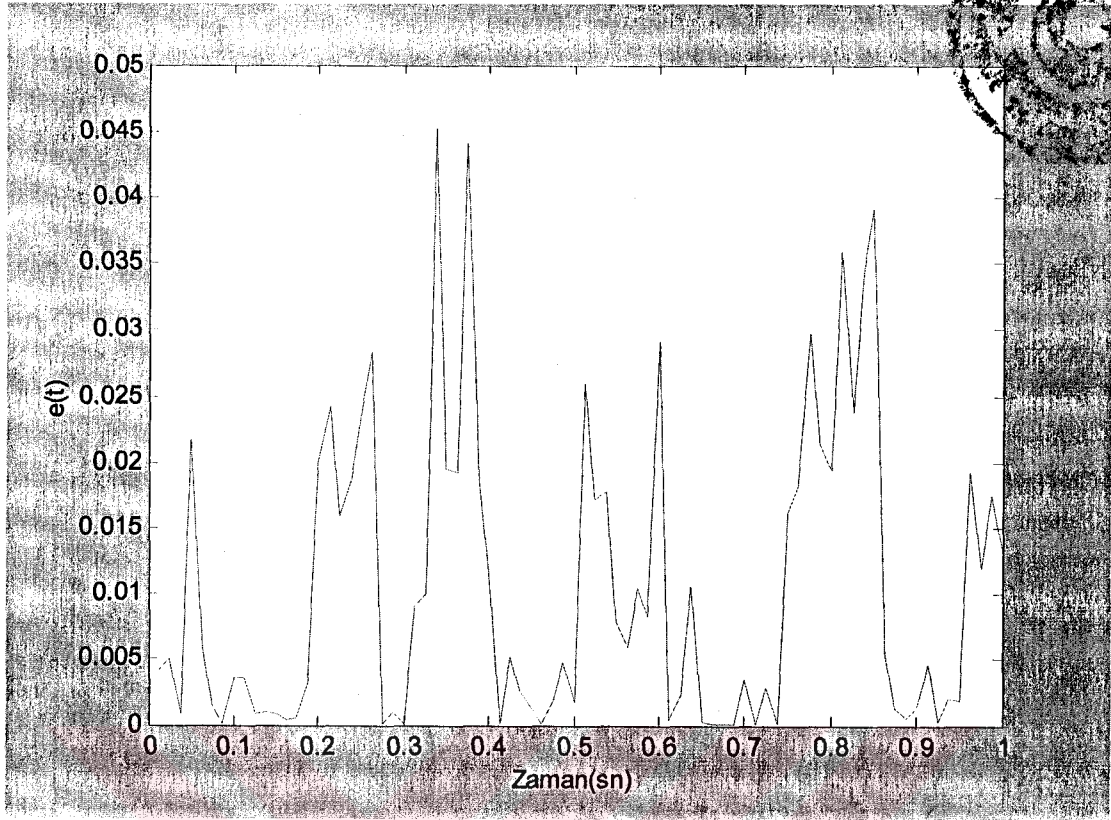
Beyaz Gürültü: Fazla ($\sigma=10$)

Sonuç 2.3.a

Ses Çıkış Kalitesi: Az gürültü bir şekilde örnek mesaj işareti duyuldu.

Sonuç 3.3.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 9.10'daki gibidir.



Şekil 9.10. Durum 2.3 İçin Karesel Hata Miktarı

Durum 2.4 *Döngü Filtresi: Aktif Gecikme-İlerleme Filtresi*

Çökme: Normal ($K=10^4$)

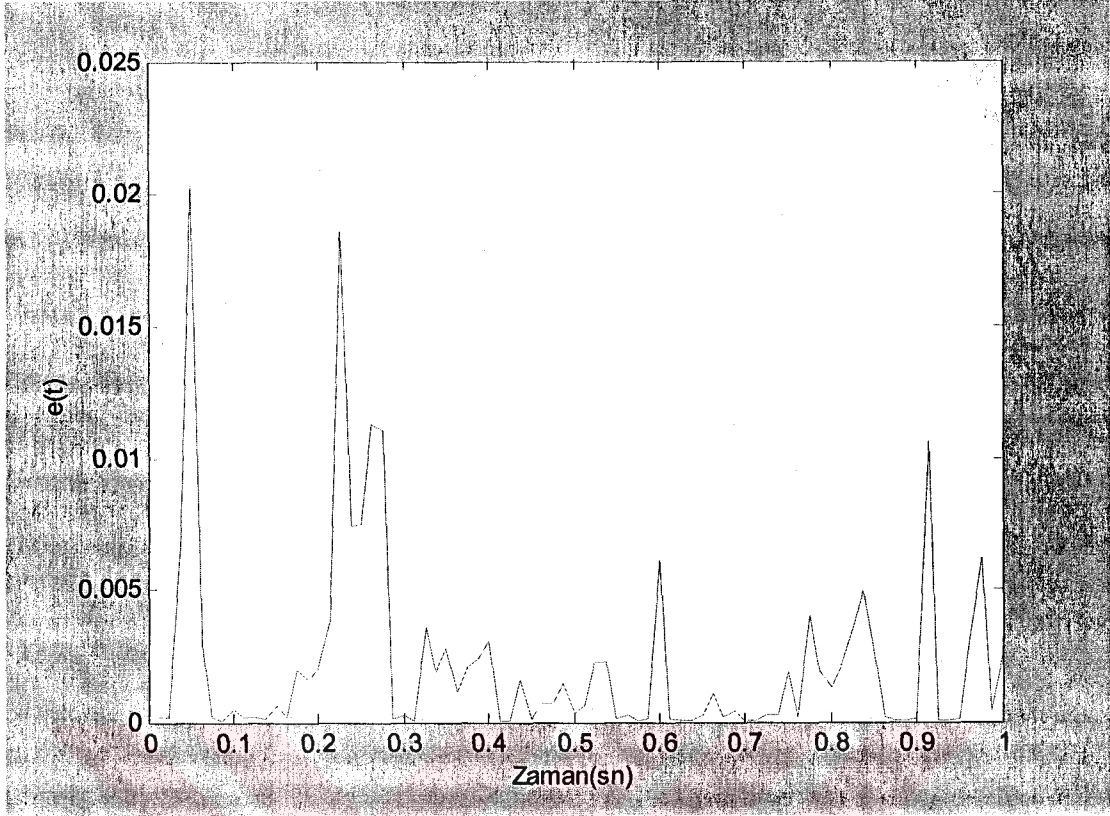
Beyaz Gürültü: Az ($\sigma=10^3$)

Sonuç 2.4.a

Ses Çıkış Kalitesi: Örnek mesaj işareti net bir şekilde duyuldu.

Sonuç 2.4.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 9.11'deki gibidir.



Şekil 9.11. Durum 2.4 İçin Karesel Hata Miktarı

Durum 2.5 *Döngü Filtresi: Aktif Gecikme-İlerleme Filtresi*

Çökme: Fazla ($K=10$)

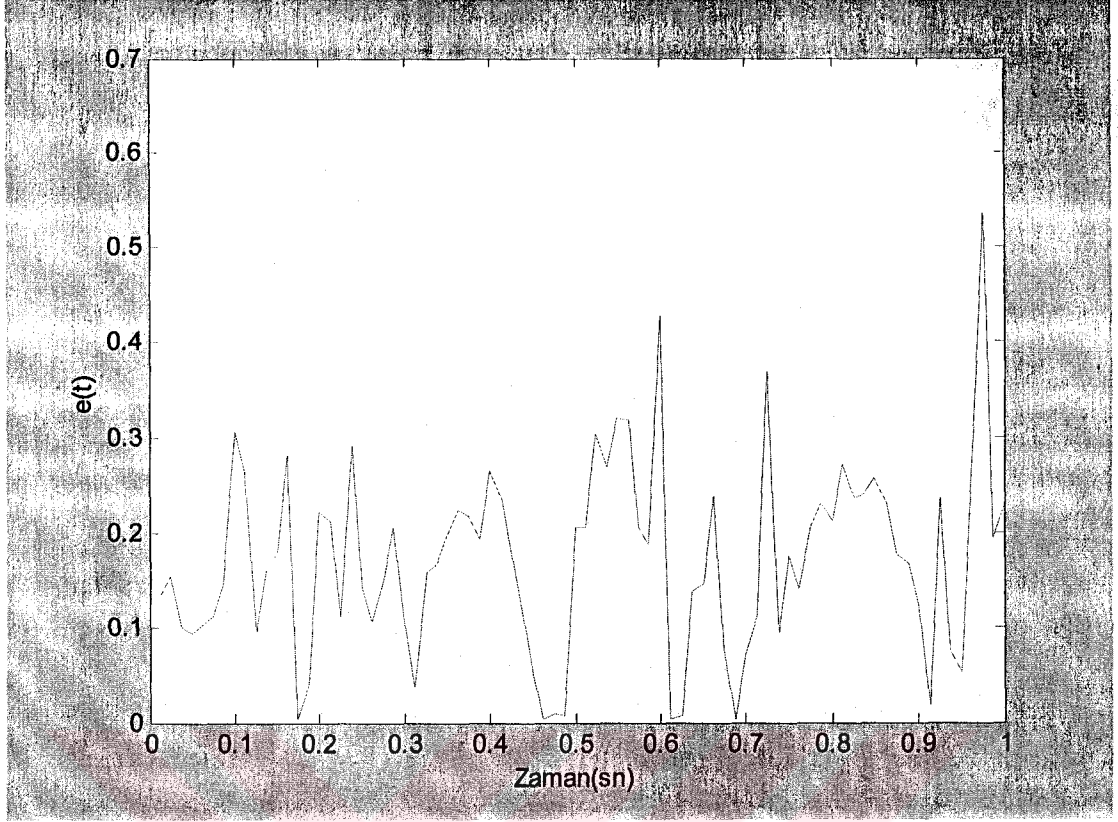
Beyaz Gürültü: Az ($\sigma=10^{-3}$)

Sonuç 2.5.a

Ses Çıkış Kalitesi: Gürültülü bir şekilde örnek mesaj işareti duyuldu.

Sonuç 2.5.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 9.12'deki gibidir.



Şekil 9.12 Durum 2.5 İçin Karesel Hata Miktarı

Durum 3.1 *Döngü Filtresi: Aktif PI Filtresi*

Çökme: Yok ($K=10^9$)

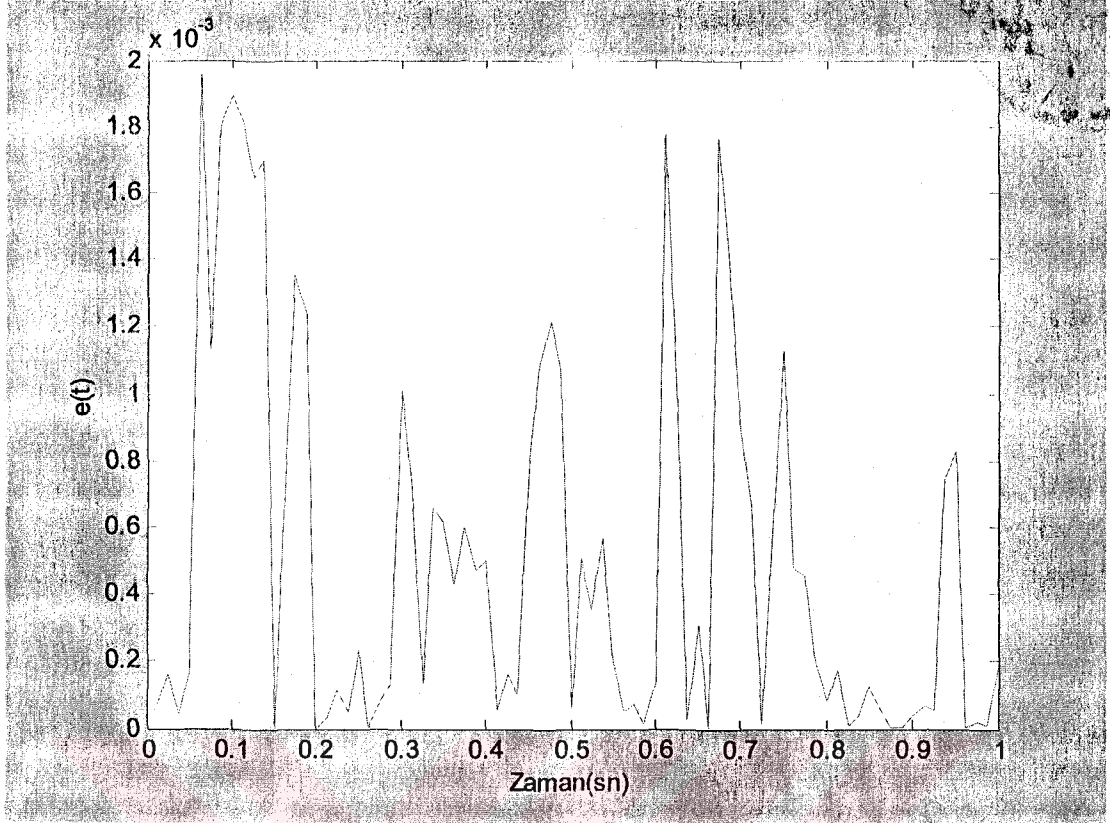
Beyaz Gürültü: Yok (İşaret Gürültü Oranı, $igo=10^{10}$)

Sonuç 3.1.a

Ses Çıkış Kalitesi: Örnek Cümle net bir şekilde duyuldu.

Sonuç 3.1.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 9.13'teki gibidir.



Şekil 9.13. Durum 3.1 İçin Karesel Hata Miktarı

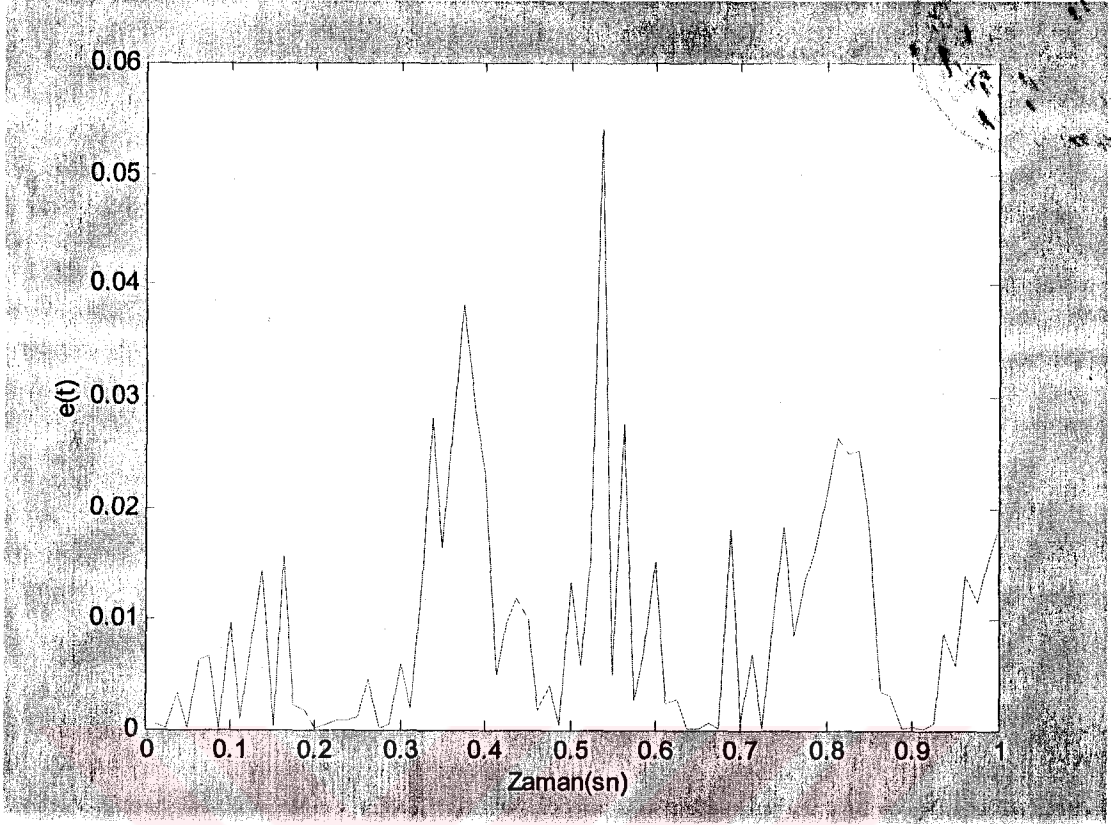
Durum 3.2 *Döngü Filtresi:* Aktif PI Filtresi
Çökme: Yok ($K=10^9$)
Beyaz Gürültü: Normal (igo=100)

Sonuç 3.2.a

Ses Çıkış Kalitesi: Az gürültülü bir şekilde örnek mesaj işareti duyuldu.

Sonuç 3.2.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 9.14'teki gibidir.



Şekil 9.14. Durum 3.2 İçin Karesel Hata Miktarı

Durum 3.3 *Döngü Filtresi:* Aktif PI Filtresi

Çökme: Yok ($K=10^9$)

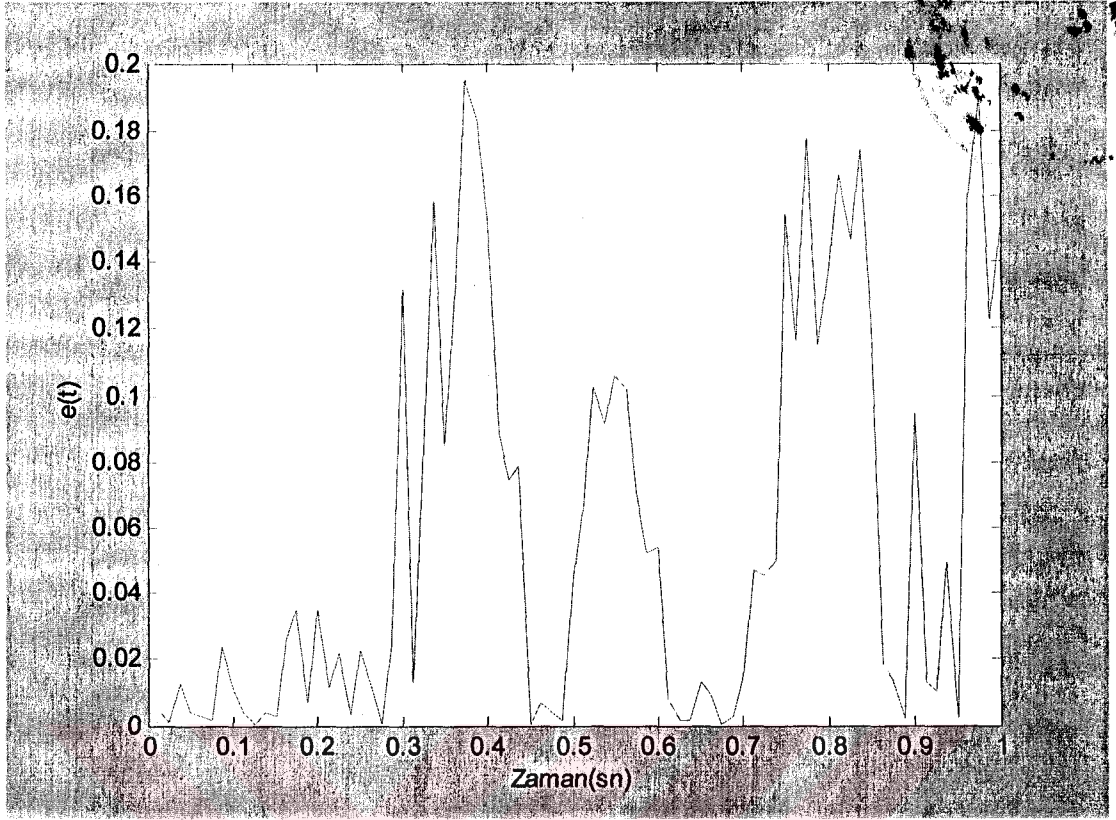
Beyaz Gürültü: Fazla ($\sigma=10$)

Sonuç 3.3.a

Ses Çıkış Kalitesi: Gürültü bir şekilde örnek mesaj işareti duyuldu.

Sonuç 3.3.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 9.15'teki gibidir.



Şekil 9.15. Durum 3.3 İçin Karesel Hata Miktarı

Durum 3.4 *Döngü Filtresi: Aktif PI Filtresi*

Çökme: Normal ($K=10^4$)

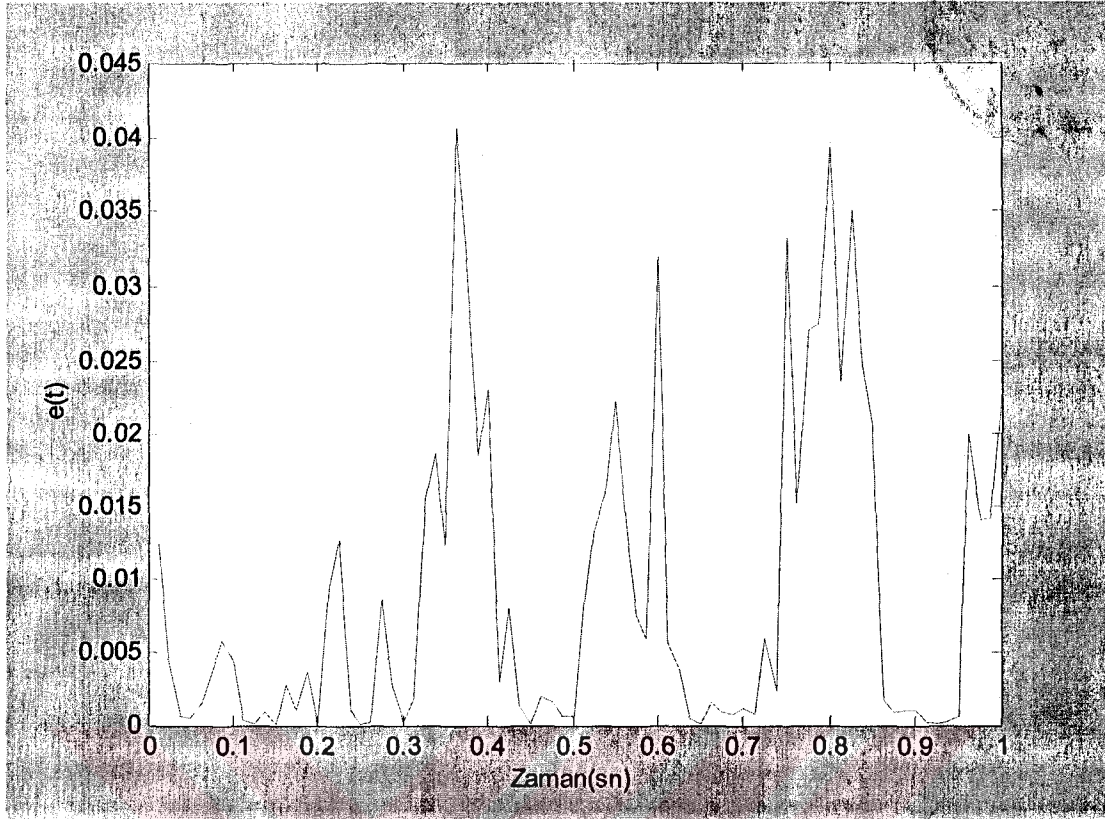
Beyaz Gürültü: Az ($\sigma=10^3$)

Sonuç 3.4.a

Ses Çıkış Kalitesi: Az gürültü bir şekilde örnek mesaj işareti duyuldu.

Sonuç 3.4.b

Karesel Hata Miktarı: Şekil 9.16'daki gibidir.



Şekil 9.16. Durum 3.4 İçin Karesel Hata Miktarı

Durum 3.5 *Döngü Filtresi: Aktif PI Filtresi*

Çökme: Fazla ($K=10$)

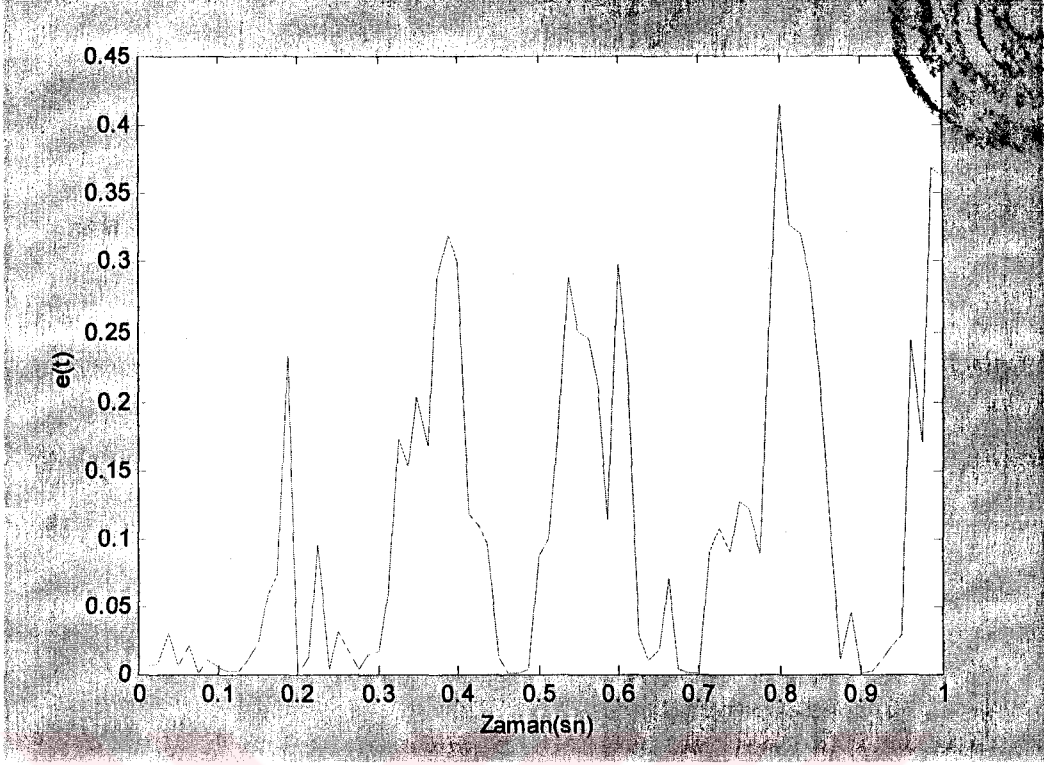
Beyaz Gürültü: Az ($i_{go}=10^3$)

Sonuç 3.5.a

Ses Çıkış Kalitesi: Gürültülü bir şekilde örnek mesaj işareti duyuldu.

Sonuç 3.5.b

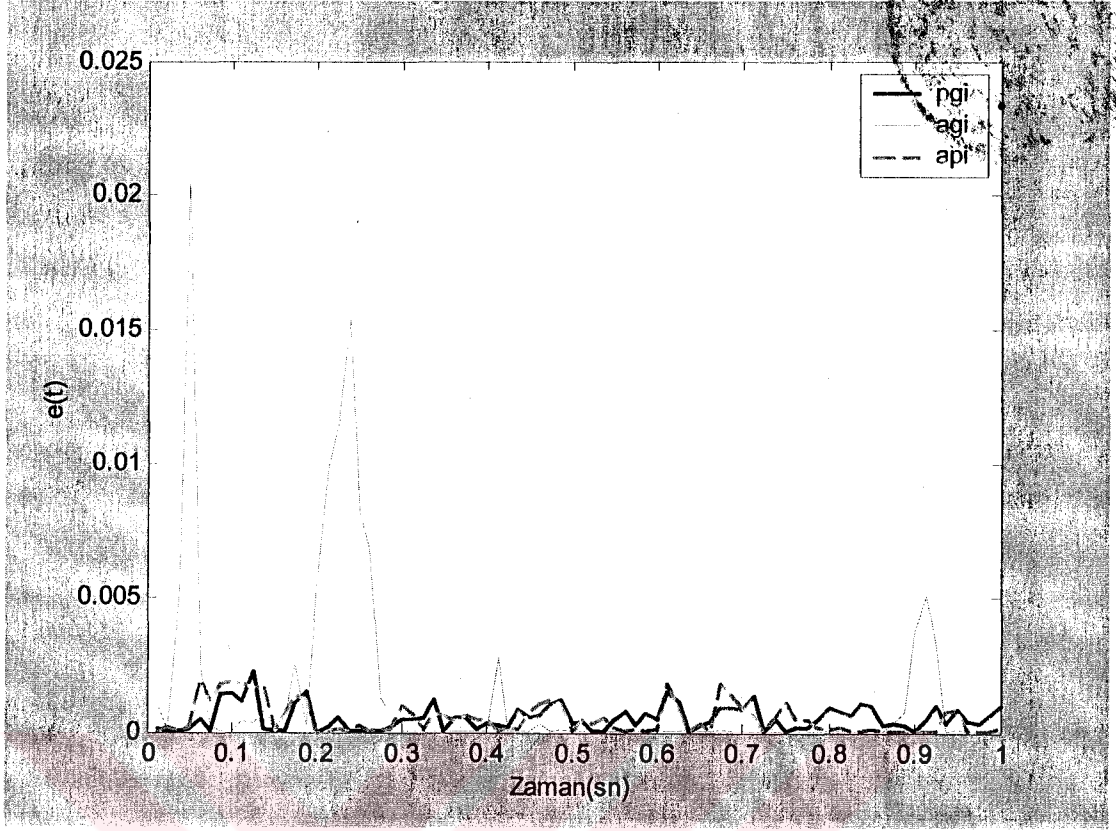
Karesel Hata Miktarı: Şekil 9.17'deki gibidir.



Şekil 9.17 Durum 3.5 İçin Karesel Hata Miktarı

9.3 Kullanılan Döngü Filtre Tiplerinin Karşılaştırılması

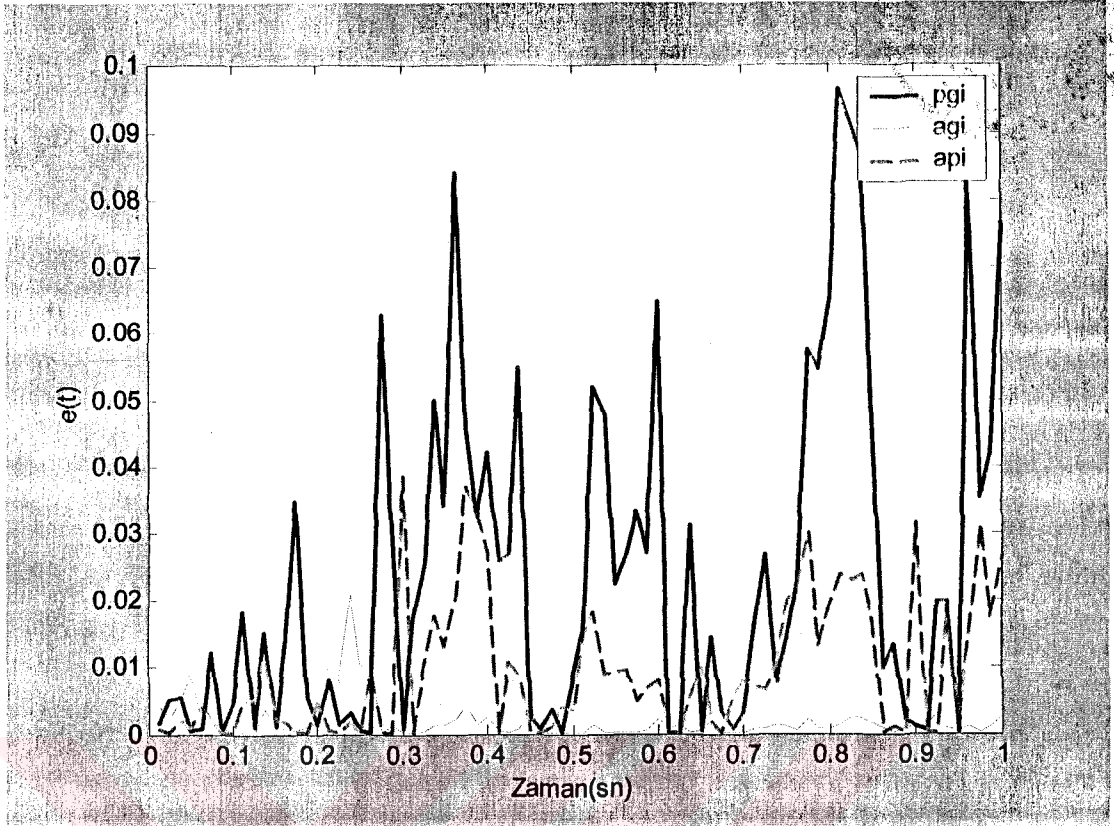
1. Çökmenin ve beyaz gürültünün olmadığı durumda ($K=10^9$, $i_{go}=10^{10}$) üç filtre tipi Şekil 9.18’de karşılaştırılmıştır.



Şekil 9.18 Üç Döngü Filtresi Tipinin Çökmenin ve Beyaz Gürültünün Olmadığı Durumda Karşılaştırılması

Şekilden de anlaşılabileceği gibi çökmenin ve beyaz gürültünün olmadığı durumda pasif gecikme-ilerleme filtresi ve aktif PI filtresinin performansları aktif gecikme-ilerleme filtresinin performansından daha iyidir.

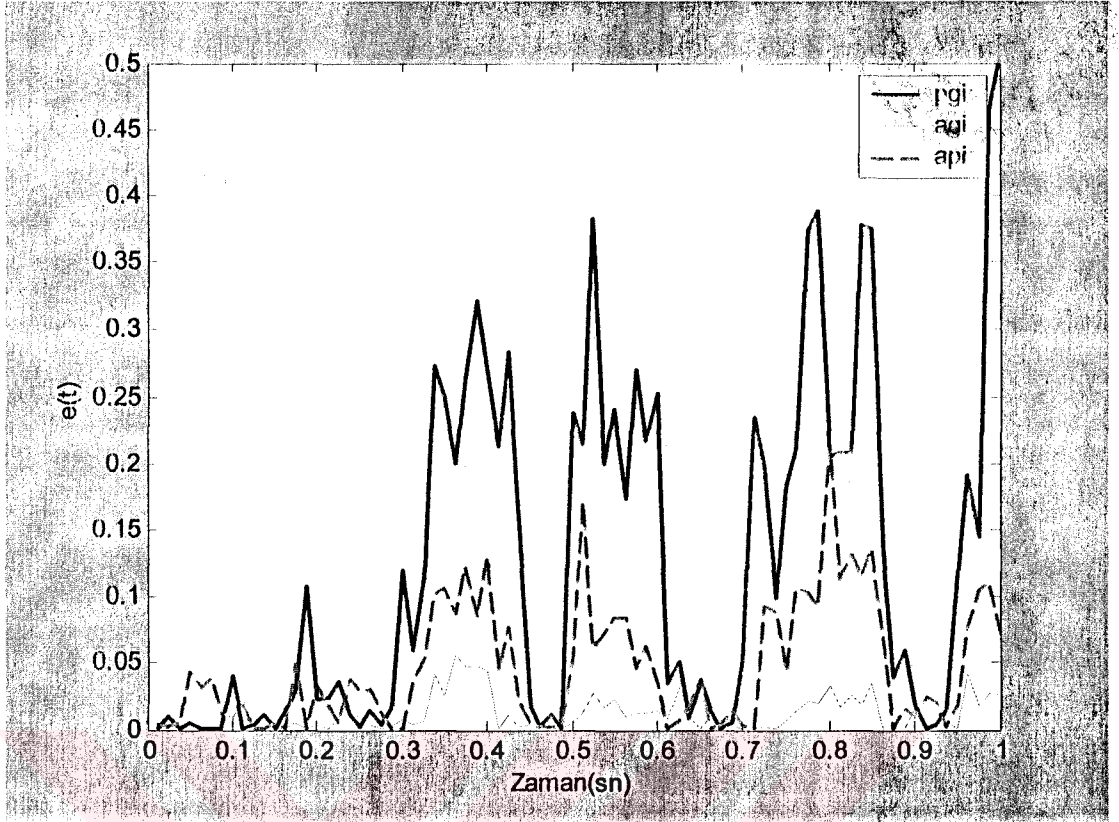
2. Çökmenin olmayıp beyaz gürültü miktarının normal olduğu durumda ($K=10^9$, $i_{go}=10^2$) üç filtre tipi Şekil 9.19'da karşılaştırılmıştır.



Şekil 9.19 Üç Döngü Filtresi Tipinin Çökmenin Olmayıp, Beyaz Gürültü Miktarının Normal Olduğu Durumda Karşılaştırılması

Şekilden de anlaşılabileceği gibi çökmenin olmayıp, beyaz gürültü miktarının normal olduğu durumda aktif gecikme-ilerleme filtresinin performansı en iyi, pasif gecikme-ilerleme filtresinin performansı ise en kötüdür.

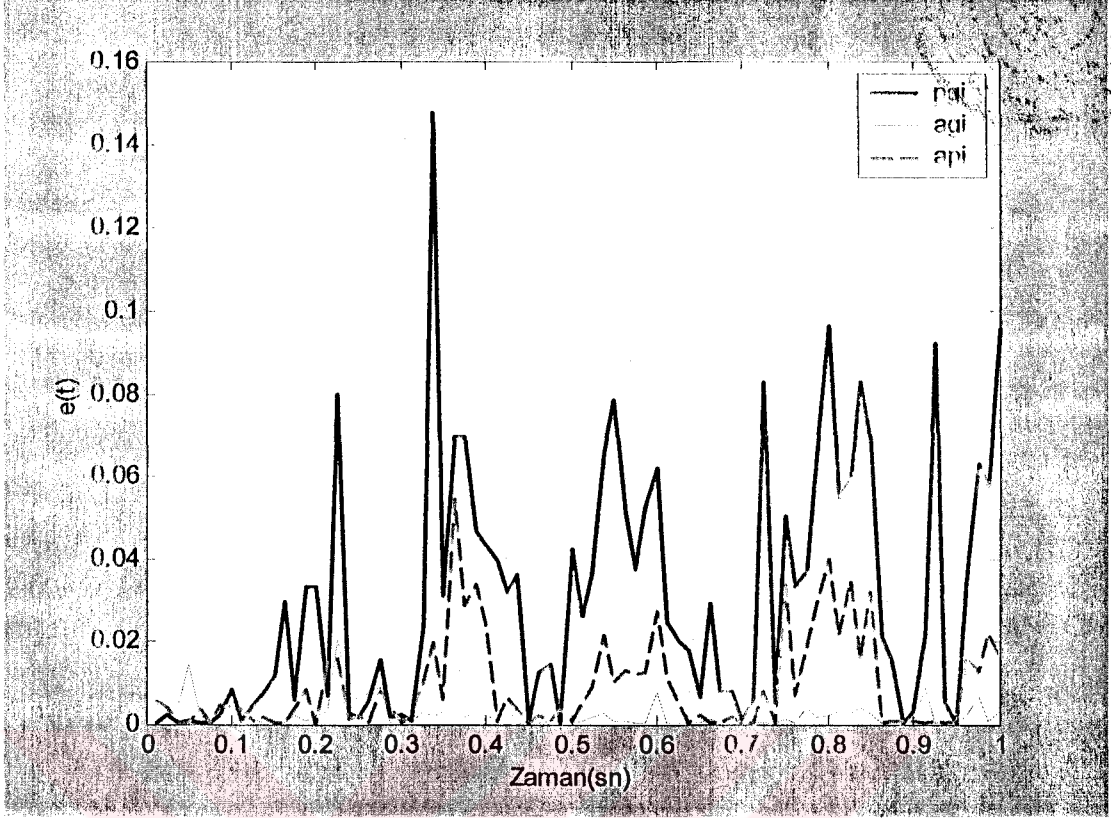
3. Çökmenin olmayıp beyaz gürültü miktarının fazla olduğu durumda ($K=10^9$, $i_{go}=10$) üç filtre tipi Şekil 9.20'de karşılaştırılmıştır.



Şekil 9.20 Üç Döngü Filtresi Tipinin Çökmenin Olmayıp, Beyaz Gürültü Miktarının Fazla Olduğu Durumda Karşılaştırılması

Şekilden de anlaşılabileceği gibi çökmenin olmayıp, beyaz gürültü miktarının fazla olduğu durumda aktif gecikme-ilerleme filtresinin performansı en iyi, pasif gecikme-ilerleme filtresinin performansı ise en kötüdür.

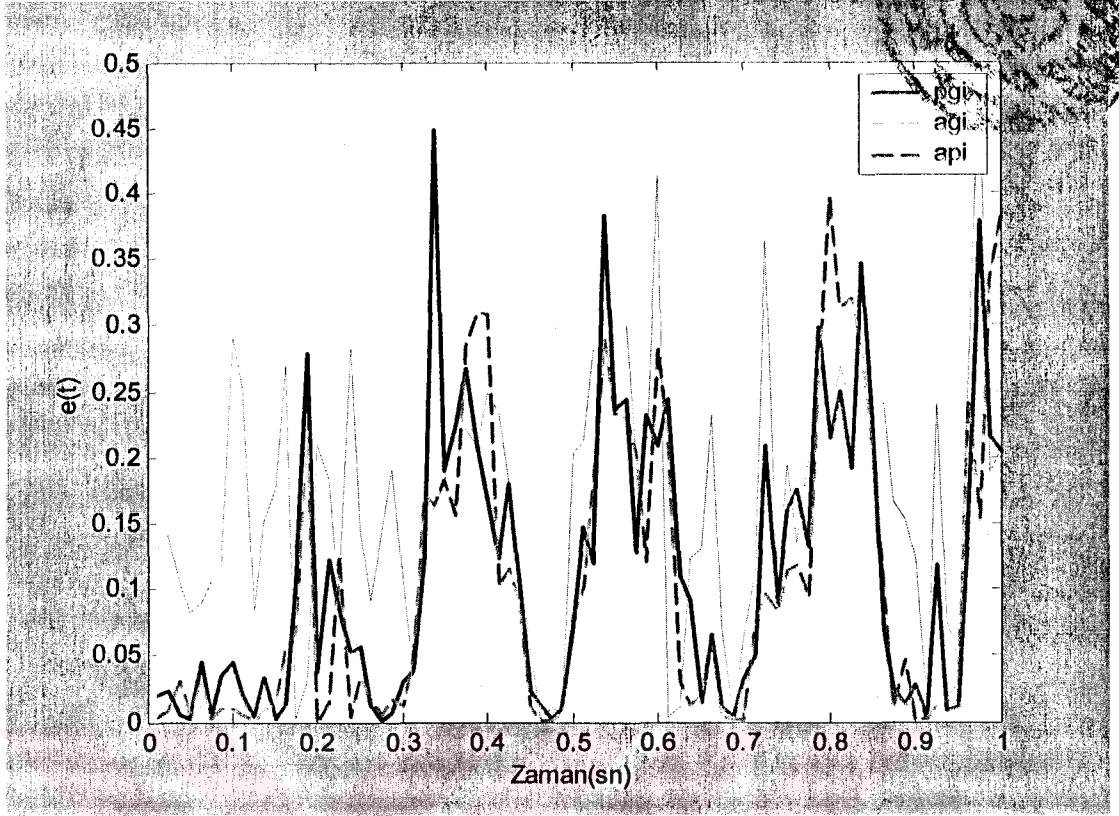
4. Çökmenin normal beyaz gürültü miktarının az olduğu durumda ($K=10^4$, $i_{go}=10^3$) üç filtre tipi Şekil 9.21'de karşılaştırılmıştır.



Şekil 9.21 Üç Döngü Filtresi Tipinin Çökmenin Normal, Beyaz Gürültü Miktarının Az Olduğu Durumda Karşılaştırılması

Şekilden de anlaşılabileceği gibi çökmenin normal, beyaz gürültü miktarının az olduğu durumda aktif gecikme-ilerleme filtresinin performansı en iyi, pasif gecikme-ilerleme filtresinin performansı ise en kötüdür.

5. Çökmenin fazla beyaz gürültü miktarının az olduğu durumda ($K=10$, $igo=10^3$) üç filtre tipi Şekil 9.22'de karşılaştırılmıştır.



Şekil 9.22 Üç Döngü Filtresi Tipinin Çökmenin Fazla, Beyaz Gürültü Miktarının Az Olduğu Durumda Karşılaştırılması

Şekilden de anlaşılabileceği gibi çökmenin fazla, beyaz gürültü miktarının az olduğu durumda filtrelerin performansları birbirine yakındır.

10. FM DEMODÜLASYON AMAÇLI FAZ KİLİTLİ DÖNGÜ İÇİN SONUÇLAR

1. Faz kilitmeli döngü yakalama veya kilitlenme halinde ise $\sin(\theta_e) \approx \theta_e$ olmalıdır. Kilitlenme halinde $\theta_e = 0$ olduğundan $\sin(\theta_e) = \theta_e = 0$ olur. Bu durumdaki bir faz kilitlemeli döngüye "lineer bölgede çalışıyor" denir ve lineer bölgede çalışan faz kilitlemeli döngü Şekil 5.1'deki gibi modellenir.

2. Kullanılan alçak geçiren yapıdaki döngü filtresinin kesim frekansı referans işareti frekansının iki katından daha düşük olmalıdır. Yani döngü filtresinin kesim frekansı f_k , referans işareti frekansı f_1 ise $f_k < 2f_1$ olmalıdır.

3. Döngü filtresinin geçiren bandında $|F(s)| \gg 1$ eşitsizliği sağlanmalıdır.

İkinci dereceden LFKD'lerde sıkça kullanılan üç filtre tipinde bu koşullar incelendiğinde:

3.a. Pasif Gecikme-İlerleme filtresi FM demodülasyon amaçlı faz kilitlemeli döngülerde döngü filtresi olarak kullanılamaz. Zira her f için

$$|F(f)| = \frac{\sqrt{1 + 4\pi^2 f^2 R_2^2 C^2}}{\sqrt{1 + 4\pi^2 f^2 R_2^2 C^2 + 4\pi^2 f^2 R_1^2 C^2}} < 1$$

dir.

3.b. Aktif Gecikme-İlerleme filtresinin FM demodülasyonunda kullanılabilmesi için

$$|F(f)| = \frac{C_1}{C_2} \frac{\sqrt{1 + (2\pi f R_2 C_2)^2}}{\sqrt{1 + (2\pi f R_1 C_1)^2}} \gg 1$$

şartını sağlayacak C_1 , C_2 , R_1 , R_2 değerleri seçilir; fakat, $|F(f)| \gg 1$ şartı sağlanırken filtrenin karakteristiği bozulmamalıdır.

3.c. Aktif PI filtresinin FM demodülasyonunda kullanılabilmesi için

$$|F(j\omega)| = \frac{\sqrt{1 + (2\pi f R_2 C)^2}}{2\pi f R_1 C} \gg 1$$

şartını sağlayacak C, R₁, R₂ değerleri seçilir; fakat, $|F(f)| \gg 1$ şartı sağlanırken filtrenin karakteristiği bozulmamalıdır.

Döngü filtresi transfer fonksiyonu $F(s) = A$ şeklinde olan birinci dereceden LFKD'lerde A sabit sayısının yeterince büyük olması yeterlidir.

LFKD'lerde kullanılan döngü filtresinin derecesinden ziyade geçirgen bandındaki kazancının önemli olduğu ortaya çıkmaktadır.

4. Taşıyıcı işaret eğer kare dalga işareti gibi en azından ilk harmonik işaretlerinin döngü filtresinden geçmesi önemli olan mesaj işaretleri taşıyorsa (ya da geniş bantlı mesaj işaretleri) döngü filtresinin band genişliği, mesaj işaretine zarar vermeyecek kadar geniş, istenmeyen işaretlerin (taşıyıcı gibi) geçmeyeceği kadar dar olacak şekilde optimize edilir.

5. Sekizinci bölümde yapılan FM modüleli ses işaretinin LFKD aracılığı ile demodülasyonu analizinde ise şu sonuçlara varılmıştır.

- Pasif gecikme-ilerleme filtresi FM demodülasyonunda kullanılamaz.
- Beyaz gürültü ve çökme etkisi de incelenerek yapılan analizde aktif gecikme-ilerleme filtresinin performansı, aktif PI filtresinin performansından daha iyi olduğu görülür. Bu nedenle FM demodülasyonda aktif gecikme-ilerleme filtresi aktif PI filtresine tercih edilmelidir.

11. GM DEMODÜLASYON AMAÇLI FAZ KİLİTLİ DÖNGÜ İÇİN SONUÇLAR

1. LFKD kilitlenmiş olması gerekir.
2. GKO işaretiyle GM işaretinin taşıyıcısı aynı frekansta olmalıdır. Bazı kaynaklarda GKO işaretinin çıkışına bir faz geciktirici konarak, faz kaydırılmış GKO işareti ile referans işareti harici bir mikser aracılığı ile döngü dışında çarpılıp alçak geçiren bir filtreden geçirilerek GM demodülasyonu yapıldığı görülmektedir[10].
3. $f_c > 2f_k$ olmalıdır.
4. Dokuzuncu bölümde yapılan GM modüleli ses işaretinin LFKD aracılığı ile demodülasyonu analizinde ise aktif gecikme-ilerleme filtresinin performansının diğer filtrelerden daha iyi olduğu, pasif gecikme-ilerleme filtresinin performansının ise en kötü olduğu görülmektedir. Bu nedenle, GM demodülasyonu amaçlı döngü filtrelerinde öncelikle aktif gecikme-ilerleme filtresi kullanımı tercih edilmelidir.

KAYNAKLAR

1. Kerry Lacanette, *A Basic Introduction to Filters-Active, Passive and Switched Capacitor*, Internet
2. P.V.Brennan, *Phase-Locked Loops:Principles and Practice*, McGraw-Hill, 1999
3. Simon Haykin, *Communication Systems 3/e*, John Wiley&Sons Inc.,1994
4. Samuel Michael Palermo, *A Multi-Band Phase-Locked Loop Frequency Synthesizer*, Internet
5. John L. Stensby, *Phase-Locked Loops, Theory and Applications*, CRC Press, 1997
6. Roland E.Best, *Phase-Locked Loops Design, Simulation, and Applications*, McGrawHill 1999
7. Vadim Manassewitsch, *Frequency Synthesizers, Theory and Design*, John Wiley&Sons, 1987
8. Edward Lee, *Distribution of Amplitude and Power For Rician Fading*, Internet
9. Gayatri S. Prabhu & P. Mohana Shankar, *Simulation of Flat Fading Using Matlab*, Internet
10. James A. Crawford, *Frequency Synthesizer Design Handbook*, Artech House, 1994

EKLER

mat1.m

```
clear all;
t=[0:1e-6:3e-4]; %izlenmek istenen zaman aralığı
kf=1;
kd=1;
fm=1e4; % fm = 10 kHz
A=20;
ko=1e5; % Ko=100000
a11=A*pi*kf;
b11=ko*kd*A;
c11=2*pi*fm;
uf=2*a11*b11/(b11^2+c11^2)*cos(2*pi*fm*t)+2*a11*c11/(b11^2+c11^2)*sin(2*pi*fm
*t);
plot(t,uf); % uf(t)'yi zaman döneminde çizdirir
xlabel('Zaman(sn)');
ylabel('Genlik(V)');
```

mat2.m

```
clear all;
t=[0:1e-6:3e-4];%izlenmek istenen zaman aralığı
kf=1;
kd=1;
fm=1e4; % fm = 10 kHz
A=0.01;
ko=1e5; % Ko=100000
uf=0;
```

```

for n=1:20
a12=4*kd^Lambda*kf/(2*n+1);
b12=ko*kd^Lambda;
c12=pi*2*(2*n+1)*fm;
temp=-2*a12*c12/(b12^2+c12^2)*cos(2*pi*(2*n-1)*1e4*t)+2*a12*b12/(b12^2+c12^2)*sin(2*pi*(2*n-1)*1e4*t);
uf=uf+temp;
end
subplot(3,2,1);
plot(t,uf); %uf(t)'yi çizdirir
xlabel('t(sn)');
ylabel('Genlik(V)');

```

mat3.m

```

clear all;
t=[0:1e-6:3e-4]; %izlenmek istenen zaman aralığı
kf=1;
kd=1;
fm=1e4; % fm = 10 kHz
r1=1; % R1 = 1 Ohm
r2=10; % R2= 10 Ohm
cp=100e-9; % C = 100nF
ko=1e5; % Ko=100000
a21=2*pi*kd*kf;
b21=4*pi^2*kd*kf*fm*r2*cp;
c21=2*ko*kd-8*pi^2*fm^2*cp*(r1+r2);
d21=4*pi*fm*r2*cp*ko*kd+4*pi*fm;
uf=2*(a21*c21+b21*d21)/(c21^2+d21^2)*cos(2*pi*fm*t)-2*(b21*c21-a21*d21)/(c21^2+d21^2)*sin(2*pi*fm*t);
plot(t,uf); % uf(t)'yi çizdirir

```

```
xlabel('Zaman(sn)');
```

```
ylabel('Genlik(V)');
```

mat4.m

```
clear all;
```

```
t=[0:1e-6:3e-4];%izlenmek istenen zaman aralığı
```

```
kf=1;
```

```
kd=1;
```

```
fm=1e4; % fm = 10 kHz
```

```
r1=1; % R1 = 1 Ohm
```

```
r2=10; % R2= 10 Ohm
```

```
cp=100e-9; % C = 100nF
```

```
ko=1e5; % Ko=100000
```

```
uf=0;
```

```
for n=1:20
```

```
    a22=-2*kf*kd/((2*n+1)^2)/pi;
```

```
    b22=2*pi*(2*n+1);
```

```
    c22=4*pi^2*(2*n+1)^2*r2*cp*fm;
```

```
    d22=ko*kd-4*pi^2*(2*n+1)^2*fm^2*cp*(r1+r2);
```

```
    e22=-2*pi*(2*n+1)*fm*r2*cp*ko*kd-2*pi*(2*n+1)*fm;
```

```
    k21=a22*(b22*e22-c22*d22)/(d22^2+e22^2);
```

```
    k22=a22*(b22*d22+c22*e22)/(d22^2+e22^2);
```

```
    temp=-2*k22*sin(2*pi*(2*n-1)*1e4*t)+2*k21*cos(2*pi*(2*n-1)*1e4*t);
```

```
    uf=uf+temp;
```

```
end
```

```
plot(t,uf); %uf(t)'yi çizdirir
```

```
xlabel('t(sn)');
```

```
ylabel('Genlik(V)');
```

mat5.m

```
clear all;
t=[0:1e-6:3e-4]; %izlenmek istenen zaman aralığı
kf=1;
kd=1;
fm=1e4; % fm = 10 kHz
r1=5; % R1 = 5 Ohm
r2=1; % R2= 1 Ohm
c1=5e-6; % C1 = 5uF
c2=1.25e-6; % C2 = 1.25uF
ko=1e5; % Ko=100000
a31=2*pi*kd*kf*c1;
b31=4*pi^2*kd*kf*fm*r2*c1*c2;
c31=2*ko*kd*c1+8*pi^2*fm^2*r1*c1*c2;
d31=4*pi*fm*r2*c1*c2*ko*kd;
uf=2*(a31*c31+b31*d31)/(c31^2+d31^2)*cos(2*pi*fm*t)-2*(b31*c31-
a31*d31)/(c31^2+d31^2)*sin(2*pi*fm*t);
plot(t,uf); % uf(t)'yi çizdirir.
xlabel('Zaman(sn)');
ylabel('Genlik(V)');
```

mat6.m

```
clear all;
t=[0:1e-6:3e-4]; %izlenmek istenen zaman aralığı
kf=1;
kd=1;
fm=1e4; % fm = 10 kHz
r1=5; % R1 = 5 Ohm
r2=1; % R2= 1 Ohm
```

```

c1=5e-6; % C1 = 5uF
c2=1.25e-6; % C2 = 1.25uF
ko=1e5; % Ko=100000
uf=0;
for n=1:20
a32=-2*kf*kd/((2*n+1)^2)/pi;
b32=-2*pi*c1*(2*n+1);
c32=-4*pi^2*(2*n+1)^2*r2*c1*c2*fm;
d32=-ko*kd*c1-4*pi^2*(2*n+1)^2*fm^2*r1*c1;
e32=-2*pi*(2*n+1)*fm*r2*c1*c2*ko*kd+2*pi*(2*n+1)*fm*c2;
k31=a32*(b32*e32-c32*d32)/(d32^2+e32^2);
k32=a32*(b32*d32+c32*e32)/(d32^2+e32^2);
temp=-2*k32*sin(2*pi*(2*n-1)*1e4*t)+2*k31*cos(2*pi*(2*n-1)*1e4*t);
uf=uf+temp;
end
plot(t,uf,'r'); %uf(t)'yi çizdirir
xlabel('t(sn)');
ylabel('Genlik(V)');

```

mat7.m

```

clear all;
t=[0:1e-6:3e-4]; %izlenmek istenen zaman aralığı
kf=1;
kd=1;
fm=1e4; % fm = 10 kHz
r1=20; % R1 = 20 Ohm
r2=5; % R2= 5 Ohm
cp=0.5e-9; % C =0.5nF
ko=1e5; % Ko=100000
a41=2*pi*kd*kf;

```

```

b41=4*pi^2*kd*kf*fm*r2*cp;
c41=2*ko*kd-8*pi^2*fm^2*r1*cp;
d41=4*pi*fm*r2*cp*ko*kd;
uf=2*(a41*c41+b41*d41)/(c41^2+d41^2)*cos(2*pi*fm*t)-2*(b41*c41-
a41*d41)/(c41^2+d41^2)*sin(2*pi*fm*t);
plot(t,uf); % uf'yi çizdirir
xlabel('Zaman(sn)');
ylabel('Genlik(V)');

```

mat8.m

```

clear all;
t=[0:1e-6:3e-4];%izlenmek istenen zaman aralığı
kf=1;
kd=1;
fm=1e4; % fm = 10 kHz
r1=20; % R1 = 20 Ohm
r2=5; % R2= 5 Ohm
cp=0.5e-9; % C =0.5 nF
ko=1e5; % Ko=100000
uf=0;
for n=1:20
a42=-2*kf*kd/((2*n+1)^2)/pi;
b42=2*pi*(2*n+1);
c42=4*pi^2*(2*n+1)^2*r2*cp*fm;
d42=ko*kd-4*pi^2*(2*n+1)^2*fm^2*r1*cp;
e42=2*pi*(2*n+1)*fm*r2*cp*ko*kd;
k41=a42*(b42*e42-c42*d42)/(d42^2+e42^2);
k42=a42*(b42*d42+c42*e42)/(d42^2+e42^2);
temp=-2*k42*sin(2*pi*(2*n-1)*1e4*t)+2*k41*cos(2*pi*(2*n-1)*1e4*t);
uf=uf+temp;

```

```

end
plot(t,uf); %uf(t)'yi çizdirir
xlabel('t(sn)');
ylabel('Genlik(V)');

```

mat9.m

```

clear all;
t=[0:1e-6:3e-4];%izlenmek istenen zaman aralığı
kf=1;
kd=1;
fm=1e4; % fm = 10 kHz
A=1000;
ko=1e5; % Ko=100000
uf=0;
for n=1:20
a51=4*kd*A*kf/(2*n+1);
b51=ko*kd*A;
c51=pi*2*(2*n+1)*fm;
temp=-2*a51*c51/(b51^2+c51^2)*cos(2*pi*(2*n-
1)*1e4*t)+2*a51*b51/(b51^2+c51^2)*sin(2*pi*(2*n-1)*1e4*t);
uf=uf+temp;
end
subplot(3,2,1);
plot(t,uf); %uf(t)'yi çizdirir
xlabel('t(sn)');
ylabel('Genlik(V)');

```

fm.m

```

fs1 = 8000; % ses kayıt örnekleme frekansı
ks=1.5; % ses kayıt süresi (saniye)
t=[0:1/fs1:ks-1/fs1]; %zaman dizisi
mt = wavrecord(ks*fs1,fs1,'double'); %mesaj işareti mikrofonla kaydedilir.
save mt.dat mt -ascii;
load mt.dat;
f2 = (-length(mt)/2:length(mt)/2-1)*fs1/length(mt);
ac=1; %frekans modülasyonu taşıyıcı işaret genliği (Vpp)
fc=2e4; %frekans modülasyonu taşıyıcı işaret frekansı (Hz)
fs2=20*fc;
ti=[0:1/fs2:ks-1/fs2]; %enterpole zaman dizisi
mtu=interp1(t,mt,ti,'spline'); %üst örneklenmiş mesaj işareti
kf=1e-3*fc; % modülatörün frekans duyarlılığı
fit=fc+kf*mtu; % fm modüleli işaretin anlık frekansı
df=2/fc;% integral düzeltme faktörü
tetalit=2*pi*kf*df*cumsum(mtu);
tetait=2*pi*fc*ti'+tetalit; % fm modüleli işaretin anlık açısı
st=ac*cos(tetait); % fm modüleli işaret
igo=1e2; %işaret gürültü oranı
apst=sum(st.^2)/length(st); %st'nin ortalama gücü
nt=sqrt(apst/igo)*randn(length(st),1); % beyaz gürültü
k=1e0; % Rician K katsayısı
sig=ac/sqrt(2*k);
sim('riciangur60'); % matlab 6.0 için rician gürültü üreten simulink modeli
rt(:,1)=[];
rt=rt';
xt=st.*rt+nt;
gkot=zeros(length(st),1);
u2=1;

```

```

for n=0:4
    gkot=gkot+u2*1/(2*n+1)*cos((2*n+1)*2*pi*fc*ti);
end
udt=gkot.*xt; %dedektör çıkışı
uds=fftshift(fft(udt));
f = (-length(mtu)/2:length(mtu)/2-1)*fs2/length(mtu);
s=j*2*pi*f;
apifil; % kullanılan filtre tipi
ufs=sqrt(1/fs2)*uds.*fils;
uft=real(iff(iffshift(ufs))); % döngü filtresi çıkışı
mtd=interp1(ti',uft,t', 'linear'); % alt örnekleilmiş mesaj işareti
wavplay(mtd,fs1); % ses çıkışı

```

gm.m

```

fs1 = 8000;
ks=1.5;
t=[0:1/fs1:ks-1/fs1];
mt = wavrecord(ks*fs1,fs1,'double');
save mt.dat mt -ascii;
load mt.dat;
f2 = (-length(mt)/2:length(mt)/2-1)*fs1/length(mt);
ac=1;
fc=2e4;
fs2=20*fc;
ti=[0:1/fs2:ks-1/fs2];
ct=ac*cos(2*pi*fc*ti); %GM taşıyıcı işareti
ka=0.9; % modülatör duyarlılığı
mtu=interp1(t',mt,ti,'spline');
st=ct.*(1+ka*mtu); % GM modüleli işaret
igo=1e3;

```

```

apst=sum(st.^2)/length(st);
nt=sqrt(apst/igo)*randn(length(st),1);
k=1e1;
sig=ac/sqrt(2*k);
sim('riciangur60');
rt(:,1)=[];
rt=rt';
xt=st.*rt+nt;
gkot=zeros(length(st),1);
u2=1;
for n=0:4
    gkot=gkot+u2*1/(2*n+1)*cos((2*n+1)*2*pi*fc*ti');
end
udt=gkot.*xt;
uds=fftshift(fft(udt));
f = (-length(mtu)/2:length(mtu)/2-1)*fs2/length(mtu);
s=j*2*pi*f;
apifil;
ufs=sqrt(1/fs2)*uds.*fils;
uft=real(iff(iffshift(ufs)));
mtd=interp1(ti',uft,t','linear');
mtdf=fftshift(abs(fft(mtd)));
wavplay(mtd,fs1);

```

riciangur60.mdl

Model {

Name "riciangur"

Version 4.00

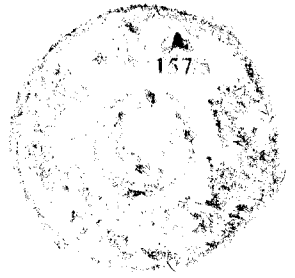
SampleTimeColors off

LibraryLinkDisplay "none"

WideLines	off
ShowLineDimensions	off
ShowPortDataTypes	off
RecordCoverage	off
CovPath	"/"
CovSaveName	"covdata"
CovNameIncrementing	off
CovHtmlReporting	on
BlockNameDataTip	off
BlockParametersDataTip	off
BlockDescriptionStringDataTip	off
ToolBar	on
StatusBar	on
BrowserShowLibraryLinks	off
BrowserLookUnderMasks	off
Created	"Thu Mar 28 08:56:01 2002"
UpdateHistory	"UpdateHistoryNever"
ModifiedByFormat	"%<Auto>"
ModifiedDateFormat	"%<Auto>"
LastModifiedDate	"Thu Mar 28 16:46:19 2002"
ModelVersionFormat	"1.%<AutoIncrement:18>"
ConfigurationManager	"none"
SimParamPage	"Solver"
StartTime	"0.0"
StopTime	"10.0"
SolverMode	"Auto"
Solver	"ode45"
RelTol	"1e-3"
AbsTol	"auto"
Refine	"1"
MaxStep	"auto"

MinStep	"auto"
MaxNumMinSteps	"-1"
InitialStep	"auto"
FixedStep	"auto"
MaxOrder	5
OutputOption	"RefineOutputTimes"
OutputTimes	"[]"
LoadExternalInput	off
ExternalInput	"[t, u]"
SaveTime	on
TimeSaveName	"tout"
SaveState	off
StateSaveName	"xout"
SaveOutput	on
OutputSaveName	"yout"
LoadInitialState	off
InitialState	"xInitial"
SaveFinalState	off
FinalStateName	"xFinal"
SaveFormat	"Array"
LimitDataPoints	on
MaxDataPoints	"1000"
Decimation	"1"
AlgebraicLoopMsg	"warning"
MinStepSizeMsg	"warning"
UnconnectedInputMsg	"warning"
UnconnectedOutputMsg	"warning"
UnconnectedLineMsg	"warning"
InheritedTsInSrcMsg	"warning"
SingleTaskRateTransMsg	"none"
MultiTaskRateTransMsg	"error"

IntegerOverflowMsg "warning"
CheckForMatrixSingularity "none"
UnnecessaryDatatypeConvMsg "none"
Int32ToFloatConvMsg "warning"
SignalLabelMismatchMsg "none"
LinearizationMsg "none"
VectorMatrixConversionMsg "none"
SfunCompatibilityCheckMsg "none"
BlockPriorityViolationMsg "warning"
ArrayBoundsChecking "none"
ConsistencyChecking "none"
ZeroCross on
Profile off
SimulationMode "normal"
RTWSystemTargetFile "grt.tlc"
RTWInlineParameters off
RTWRetainRTWFile off
RTWTemplateMakefile "grt_default_tmf"
RTWMakeCommand "make_rtw"
RTWGenerateCodeOnly off
TLCProfiler off
TLCDebug off
TLCCoverage off
AccelSystemTargetFile "accel.tlc"
AccelTemplateMakefile "accel_default_tmf"
AccelMakeCommand "make_rtw"
ExtModeMexFile "ext_comm"
ExtModeBatchMode off
ExtModeTrigType "manual"
ExtModeTrigMode "normal"
ExtModeTrigPort "1"



```
ExtModeTrigElement      "any"
ExtModeTrigDuration      1000
ExtModeTrigHoldOff      0
ExtModeTrigDelay        0
ExtModeTrigDirection     "rising"
ExtModeTrigLevel        0
ExtModeArchiveMode      "off"
ExtModeAutoIncOneShot    off
ExtModeIncDirWhenArm     off
ExtModeAddSuffixToVar    off
ExtModeWriteAllDataToWs off
ExtModeArmWhenConnect    on
ExtModeLogAll            on
OptimizeBlockIOStorage   on
BufferReuse              on
ParameterPooling         on
BlockReductionOpt        off
BooleanDataType          off
BlockDefaults {
  Orientation            "right"
  ForegroundColor        "black"
  BackgroundColor        "white"
  DropShadow             off
  NamePlacement          "normal"
  FontName               "Helvetica"
  FontSize               10
  FontWeight             "normal"
  FontAngle              "normal"
  ShowName               on
}
AnnotationDefaults {
```

```

HorizontalAlignment      "center"
VerticalAlignment        "middle"
ForegroundColor          "black"
BackgroundColor          "white"
DropShadow               off
FontName                 "Helvetica"
FontSize                 10
FontWeight               "normal"
FontAngle               "normal"
}
LineDefaults {
  FontName               "Helvetica"
  FontSize               9
  FontWeight             "normal"
  FontAngle             "normal"
}
System {
  Name                   "riciangur"
  Location               [478, 75, 918, 363]
  Open                   on
  ModelBrowserVisibility off
  ModelBrowserWidth      200
  ScreenColor            "automatic"
  PaperOrientation       "landscape"
  PaperPositionMode      "auto"
  PaperType              "usletter"
  PaperUnits             "inches"
  ZoomFactor             "100"
  AutoZoom               on
  ReportName             "simulink-default.rpt"
  Block {

```



BlockType	Reference
Name	"Rician Noise\nGenerator"
Ports	[0, 1]
Position	[155, 123, 235, 167]
SourceBlock	"commsource2/Rician Noise\nGenerator"
SourceType	"Rician Noise Generator"
specMethod	"K-factor"
iMean	"sqrt(2)"
qMean	"sqrt(2)"
K	"k"
s	"sig"
seed	"1"
Ts	"10/(fs2*ks)"
frameBased	off
sampPerFrame	"1"
orient	off

}

Block {

BlockType	ToWorkspace
Name	"To Workspace"
Position	[275, 130, 335, 160]
VariableName	"rt"
MaxDataPoints	"inf"
Decimation	"1"
SampleTime	"-1"
SaveFormat	"Array"

}

Line {

SrcBlock	"Rician Noise\nGenerator"
SrcPort	1
DstBlock	"To Workspace"



```
DstPort      1
} } }
```

pgifil.m

```
r1=1;
r2=10;
c=100e-9;
fils=(1+s*r2*c)/(1+s*r1*c+s*r2*c);%filtrenin cevabi
```

agifil.m

```
r1=5;
r2=10;
c1=1.25e-5;
c2=1.25e-8;
fils=-c1/c2*(1+s*r2*c2)/(1+s*r1*c1);
```

apifil.m

```
r1=20;
r2=5;
c=5e-10;
kmax=1e3;
fils=(1+s*r2*c)/(s*r1*c);
for i=1:length(fils)
    if abs(fils(i))>kmax
        fils(i)=kmax;
    end
end
```



ÖZGEÇMİŞ

1977 yılında Adıyaman'ın Çelikhan İlçesi'nde doğdum. İlkokulu Malatya İnönü İlkokulu (1988), Ortaokulu Malatya Analolu Lisesi'nde (1992) tamamladım. 1992 yılında yapılan Fen Lisesi Sınavı sonucunda lise eğitimime Malatya Fen Lisesi'nde başladım (1992). 1993 yılında Malatya Lisesi'ne geçip 1995 yılında bu liseden mezun oldum. 1995 Öğrenci Yerleştirme Sınavı sonucu Bilkent Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde burslu olarak öğrenim görmeye hak kazandım ve bu bölümden 1999 yılında mezun oldum. 1999 yılından beri TÜBİTAK Ulusal Elektronik ve Kriptoloji Araştırma Enstitüsü'nde RF & Mikrodalga konularında araştırmacı olarak çalışmaktayım (2002).