

50897

# AC GÜÇ HATTI ÜZERİNDEN VERİ İLETİMİ

Tezi Hazırlayan  
**Oğuz KAYNAR**

Tez Yöneticisi  
**Yrd.Doç.Dr. Mehmet ALTUNER**

Erciyes Üniversitesi  
Fen Bilimleri Enstitüsü'ne  
Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak  
sunulmuştur.

EYLÜL 1996  
**KAYSERİ**

**Erciyes Üniversitesi**

**Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürlüğü'ne**

Bu çalışma, jürimiz tarafından *Elektronik* anabilim dalında *Yükseklisans* tezi olarak kabul edilmiştir.

16.09.1996

**Başkan**

: Doç. Dr. Kenan DANIŞMAN

Muhammed  
Cebirlikli

**Üye**

: Y. Doç. Dr. Cebirlikli ÇİFTLİKLI

**Üye**

: Y. Doç. Dr. Mehmet ALTUNER

3. Altuner

**ONAY:**

Yukarıdaki imzaların, adı geçen öğretim üyelerine ait olduğunu onaylarım

16.09.1996

**Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü**



**Prof. Dr. Latif ELÇİ**  
**MÜDÜR**

## ÖZGEÇMİŞ

1970 yılında Sivas'ta doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Sivas'ta tamamladı. 1991 yılında Yıldız Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümünden mezun oldu. Mezuniyet sonrası, telefon santrali üreten özel bir şirketin ARGE bölümünde 2 yıl çalıştıktan sonra, Sivas Meslek Yüksekokulu'na geçti. 1993 yılında Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Anabilim Dalı'nda yüksek lisans eğitimine başlayan Oğuz KAYNAR, halen Sivas Meslek Yüksekokulu'nda öğretim görevlisi olarak çalışmaktadır.

## TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimim süresince emeği geçen bütün hocalarıma ve özellikle, yüksek lisans tezimin seçiminde ve tamamlanmasında esirgemediği bilgi ve tecrübesi için değerli hocam **Yrd.Doç.Dr. Mehmet ALTUNER**'e teşekkürlerimi sunarım.

Bu arada, çalışmalarım sırasında yardımlarını esirgemeyen Sivas Meslek Yüksekokulunda görevli bütün arkadaşlarıma, okul yetkililerine ve eşime teşekkür ederim.

## ÖZET

Bu çalışmada, AC güç hattı üzerinden veri iletimi sağlayan akım taşıyıcılı sistemler incelenmiş ve 1200 baud'a kadar AC güç hattı üzerinden half-duplex veri iletimi sağlayan bir modem, tasarlanarak gerçekleştirilmiştir.

Çalışmanın ilk bölümde, AC güç hattı üzerinden gerçekleştirilen haberleşme ile bilinen haberleşme yöntemleri karşılaştırılmış, güç hattı üzerinden haberleşme fikrinin nasıl ortaya çıktığı, gelişimi ve uygulama alanlarından bahsedilmiştir. Ayrıca hat empedansı, zayıflama ve hat üzerinde oluşan gürültü incelenerek, AC güç hattının veri iletimini zorlaştıran kısıtlamaları ve bu kısıtlamaları ortadan kaldırmak için neler yapılması gerektiği üzerinde durulmuştur.

İkinci bölümde genel olarak veri iletiminden bahsedilerek, veri iletim sistemlerinde kullanılan kavramlar açıklanmıştır.

Üçüncü bölümde tasarlanan devrenin donanım ve yazılımı hakkında bilgi verilerek sistemin çalışması anlatılmıştır.

Son bölümde ise elde edilen sonuçlar değerlendirilmiştir.

**ABSTRACT**

In this study, the carrier current system, providing data communication on AC power line have been investigated, and a modem providing half-duplex data communication on AC power line up to 1200 bps has been implemented practically.

In the first part, the communication carried out on AC power line was compared with the common communication methods, and how the communication idea on AC power line was emerged, the development of AC power line, and the application areas of that have been explained, and by investigating power line impedance, attenuation and noise on the power line, the constraints making the communication on the power line difficult, and what must be done to eliminate this constraints have been explained.

In the second part, data communication have been generally mentioned, and the concept and the methods used in the data communication systems have been explained

In the third part, the system working has been explained by giving information about software and hardware of the designed circuit.

In the last section, the results have been evaluated.

## SEMBOL VE KISALTMALAR

$\Omega$	: Ohm
$\tau$	: Bit iletim süresi
$\phi$	: Taşıyıcı işaretin fazı
$\omega_c$	: Taşıyıcı işaret frekansı (radyan)
$\Delta F$	: Frekans sapması
$\mu s$	: Mikro saniye
A	: Taşıyıcı işaretin genliği
A/D	: Analog dijital çevirici
AM	: Genlik modülasyonu
AMP	: Amplifikatör
APD	: Genlik olasılık yoğunluğu
ARQ	: Tekrar iletim isteği
ASK	: Genlik kaydırmalı anahtarlama
B	: Kanal bant genişliği
BPF	: Band geçiren filtre
bps	: Saniyede iletilen bit sayısı
BPSK	: Binary faz kaydırmalı anahtarlama
C	: Kanal kapasitesi
$C_c$	: Kuplaj kapasitörü
CCO	: Akım kontrollü osilatör
COMP	: Karşılaştırıcı
$C_Q$	: Rezonans kapasitörü
CRC	: Çevrimsel artıklık denetimi
dB	: Desibel
DBPSK	: Diferansiyel faz kaydırmalı anahtarlama
$f_c$	: Taşıyıcı işaret frekansı(Hz)
FEC	: İleri yönde hata düzeltme
FM	: Frekans modülasyonu
$F_m$	: İşaret frekansı

$F_s$	: Aralık frekansı
FSK	: Faz kaydırmalı anahtarlama
HRC	: Yatay artıklık denetleme
HVAC	: Yüksek voltajlı AC güç hattı
IDD	: İmpuls aralık dağılımı
IWD	: İmpuls genişlik dağılımı
LPF	: Alçak geçiren filtre
M	: Mesaj
$m(t)$	: Modüleli işaret
ms	: Mili saniye
n	: Bit sayısı
P	: Bölme polinomu
PA	: Güç amplifikatörü
PLL	: Faz kilitlemeli çevrim
PM	: Faz modülasyonu
QPSK	: Dik açılı faz kaydırmalı anahtarlama
R	: Bölme işlemi sonrasında kalan bit dizisi
$R_L$	: Hat empedansının reel kısmı
S/N	: Sinyal gürültü oranı
T	: İmpuls gürültü ölçülürken kullanılan eşik seviyesi
$T_1$	: Kuplaj trafosu
VCO	: Voltaj kontrollü osilatör
VRC	: Düşey artıklık denetleme
X	: CRC' de iletilecek bit dizisi
$X_L$	: Hat empedansının imajinar kısmı
$Z_L$	: Hat empedansı

## İÇİNDEKİLER

ÖZGEÇMİŞ .....	iii
TEŞEKKÜR.....	iv
ÖZET .....	v
ABSTRACT .....	vi
SEMBOL VE KISALTMALAR.....	vii
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	xi

## BÖLÜM I

1. GİRİŞ .....	1
1.1. AC GÜÇ HATTI .....	3
1.1.1. Hat Empedansı .....	3
1.1.2. AC Güç Hattındaki Gürültü .....	5
1.1.2.1. Genlik Olasılık Dağılımı .....	7
1.1.2.2. İmpuls Genişlik Dağılımı .....	9
1.1.2.3. İmpuls Aralık Dağılımı .....	10
1.1.2.4. İmpuls Gürültünün Veri İletimi Üzerindeki Etkileri .....	11

## BÖLÜM II

2. VERİ İLETİŞİMİ .....	13
2.1. KODLAR VE FORMATLAR.....	14
2.2. PARALEL VE SERİ HABERLEŞME .....	17
2.3. MODÜLASYON VE SAYISAL MODÜLASYON YÖNTEMLERİ.....	25
2.3.1. Genlik Kaydırmalı Anahtarlama .....	27
2.3.2. Frekans Kaydırmalı Anahtarlama .....	29
2.3.3. Faz Kaydırmalı Anahtarlama .....	31
2.4. HATA DENETİMİ.....	40
2.4.1. Hata Bulma .....	40
2.4.2. Hata Düzeltme.....	45

**BÖLÜM III**

3. SİSTEM TASARIMI.....	47
3.1. DONANIM.....	47
3.2. YAZILIM.....	58

**BÖLÜM IV**

4. SONUÇLAR VE DEĞERLENDİRME.....	63
KAYNAKLAR.....	65
EKLER.....	67
EK-A TASARLANAN MODEMİN FOTOĞRAFI.....	68
EK-B DEVRE ŞEMASI.....	69
EK-C BASKI DEVRE ŞEMASI VE YERLEŞİM PLANI.....	70
EK-D TERMİNAL YAZILIMI.....	71
EK-E ANA BİLGİSAYARDAKİ YAZILIM.....	74
EK-F KATALOG BİLGİLERİ.....	76
EK-G AC ŞEBEKE ÜZERİNDEKİ MODÜLELİ DALGA FORMLARI.....	81

## ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil 1.1: AC güç hattı modeli.....	4
Şekil 1.2: Değişik taşıyıcı frekanslarda ölçülen hat empedans değerleri.....	4
Şekil 1.3: Kompleks düzlemdeki hat empedans değerleri ( $Z_L=R_L+jX_L$ ).....	4
Şekil 1.4: İzolasyon devresi.....	5
Şekil 1.5: a) İmpuls gürültünün karakteristiklerini ölçmek için kullanılan sistem b) Hat kuplaj devresi.....	7
Şekil 1.6: Değişik ortamlarda ve yüklerde elde edilen genlik olasılık dağılımları.....	8
Şekil 1.7: Farklı eşik seviyelerindeki impuls genişlikleri.....	9
Şekil 1.8: Değişik ortamlardaki impuls genişlik dağılımları.....	10
Şekil 1.9: Değişik ortamlarda elde edilen impuls aralık dağılımları.....	11
Şekil 2.1: Binary darbeleri göstermek için kullanılan voltaj seviyeleri.....	15
Şekil 2.2: Paralel veri iletimi.....	17
Şekil 2.3: J karakterinin seri iletimi.....	18
Şekil 2.4: İki ve dört voltaj seviyesi kullanılarak gerçekleştirilen seri iletim.....	19
Şekil 2.5: Asenkron veri formatı.....	21
Şekil 2.6: Senkron veri iletimi.....	21
Şekil 2.7: ASK işaretin üretilmesi.....	28
Şekil 2.8: Sayısal veri girişine karşılık ASK modülatör çıkışındaki işaret.....	28
Şekil 2.9: ASK demodülatör.....	29
Şekil 2.10: FSK işaretin üretilmesi.....	29
Şekil 2.11: a) FSK modülatör b) Sayısal giriş işaretine karşılık modülatör çıkışındaki FSK işaret.....	30
Şekil 2.12: FSK demodülatör.....	31
Şekil 2.13: PSK Modülatör.....	32
Şekil 2.14: Dengeli modülatör devresi.....	33
Şekil 2.15: Sayısal giriş işaretine karşılık modülatör çıkışındaki BPSK işaret.....	34
Şekil 2.16: BPSK alıcı blok diyagramı.....	34
Şekil 2.17: Taşıyıcı işareti yeniden elde etme devresi.....	35
Şekil 2.18: a) DPSK modülatör b) Giriş verisi, XNOR çıkışı ve çıkış fazı.....	36
Şekil 2.19: a) DPSK modülatör b) DPSK sinyale karşılık elde edilen ikili veri.....	37

Şekil 2.20: QPSK modülatör .....	38
Şekil 2.21: QPSK fazör diyagramı .....	38
Şekil 2.22: QPSK demodülatör .....	39
Şekil 2.23: Eşlik üreten devre.....	41
Şekil 3.1: AC güç hattı üzerinden veri iletimi sağlayan, verici ve alıcı modemler.....	48
Şekil 3.2: Sürücü ve rezonans devresi.....	49
Şekil 3.3: Taşıyıcı işaretin hat üzerine bindirilmesi .....	50
Şekil 3.4: Şebeke üzerindeki taşıyıcı sinyali almak için kullanılan devre .....	51
Şekil 3.5: AC güç hattı modeminin blok diyagramı .....	52
Şekil 3.6: Gürültü filtresinin, impuls gürültüye karşı davranışı .....	54
Şekil 3.7: Tasarlanan sistemin devre şeması .....	55
Şekil 3.8: Çıkış gücünü artırmak için kullanılan yardımcı transistörün devreye bağlantısı .	56
Şekil 3.9: Veri iletimi sırasında elde edilen dalga formları.....	57
Şekil 3.10: Mesajın iletimi .....	60
Şekil 3.11: Transfer edilen mesajın alınması .....	61
Şekil 3.12: İletilen veri dosyasının alınarak terminal ekranında gösterilmesi .....	62

## BÖLÜM I

### 1. GİRİŞ

Çevremizde bulunan her yerde bilgi, iki ya da daha fazla nokta arasında transfer edilir. Bilgi taşımak için bilinen bir çok haberleşme yöntemi vardır. Bunlardan birkaçı optik haberleşme, radyo frekans haberleşmesi, ultrasonik haberleşme ve kapalı devre haberleşme (iletken iki telli kablo üzerinden yapılan haberleşme) yöntemidir. İhtiyaca bağlı olarak bu haberleşme yöntemlerinden birisi kullanılabilir. Her haberleşme yönteminde bilginin iletileceği bir haberleşme ortamı ve bilgi taşıyan bir taşıyıcı işaret mevcuttur. Radyo frekans haberleşmesinde ve optik haberleşmede bilgi elektromanyetik dalgalar aracılığıyla, ultrasonik haberleşmede ses dalgaları ile yapılırken iki telli haberleşmede ise bilgi iletken teller üzerinden taşınır. Bu yöntemlerin herbirinin kendine özgü sınırlamaları vardır. Optik haberleşmede yalnızca bir doğrultuda iletim mümkündür. RF (Radyo Frekansı) hatları bir çok ayarlamalarla sınırlandırılmıştır. Ultrasonik hatlar ise duvarlar tarafından kesilmektedir. Sinyal taşıyan iletken hatların birbirinden uzak noktalar arasında tesis edilmesi ise oldukça yüksek maliyet gerektirmektedir. Özellikle lokal haberleşmenin ve uzaktan kumanda işlemlerinin gerçekleştirilmesinde kullanılan devrelerin maliyetleri azaldıkça, bu işlevleri gerçekleştirecek sistemlerin maliyeti, tamamen birimler arasında kurulacak bağlantının maliyetine eşdeğer hale gelmiştir [1]. Bu yüzden bilinen haberleşme yöntemlerine alternatif olarak akım taşıyıcılı sistemler bir düşünce olarak ortaya çıkmıştır.

Akım taşıyıcılı sistemlerin amacı, zaten var olan AC güç hattı üzerinden haberleşmeyi sağlamaktır. AC güç hatları binalarda mevcut olduğundan, bina içerisinde haberleştirilecek birimler arasında iletişimi sağlayacak olan iletken kablo ihtiyacı ortadan kalkacaktır. AC güç hatları oldukça geniş bir veri iletim ağı olarak kullanılabilir. Bina içerisinde, aynı fazdaki

prizlerinin bulunduğu her noktadan hatta kolayca bağlanmak mümkündür. Ancak AC güç hatlarında bazı kısıtlamalar mevcuttur. AC güç hattı üzerinde bulunan şebeke gerilimi, hattın doğal gürültüsü, yüke bağlı olarak kilovoltlar seviyesinde ani gerilimlerin hat üzerinde oluşması ve sürekli olarak değişen hat empedansı, veri iletimini zorlaştıran faktörlerdir [1]. Bu engeller akım taşıyıcı sistemlerin tasarımında bir takım sorunlar ortaya çıkarmaktadır. Bu sorunları gidermek için karmaşık ve maliyetli ayırık devre tasarımları gerekmektedir. Bu yüzden akım taşıyıcı veri iletim hatlarından faydalanılması pek yaygın değildir.

Birçok ülkede elektrik dağıtım şirketleri, yüksek voltajlı AC güç hatları (High Voltage Alternative Current:HVAC) üzerinden elektrik santrallerini birbirleri ile haberleştirmektedir. Enerji nakil hatları üzerindeki arızaların bulunması, yük kontrolü ve hat üzerinde bulunan anahtarlama elemanlarının uzaktan kumanda ihtiyacı, hat üzerindeki belirli noktaların birbirleriyle haberleşme ihtiyacını gündeme getirmiştir [2]. Elektrik dağıtım şirketleri istasyonları haberleştirmek için, mikro dalga haberleşme ya da yeni bir hat kiralama yerine var olan enerji nakil hatlarını, veri iletim hattı olarak kullanmışlardır. AC güç hatlarını veri iletim hattı olarak kullanma fikri, haberleştirilecek noktalar arasındaki donanımı ortadan kaldırdığı için son derece pratik ve ekonomik bir düşüncedir. Enerji nakil hatları sağlam yapılı olduklarından sel, rüzgar v.b doğal olaylardan daha az etkilenirler. Bu nedenle diğer iletim hatlarına oranla daha güvenli bir iletim ortamıdır [2]. Elektrik dağıtım şirketlerinin yüksek voltajlı enerji nakil hatları üzerinden gerçekleştirdiği veri iletim sisteminin bir benzeri düşük voltajlı AC güç hatları üzerinden de gerçekleştirilebilir.

AC güç hattı üzerinden gerçekleştirilen veri iletiminin temeli, data tarafından modüle edilmiş taşıyıcı işareti, şebeke üzerinden iletmek ve almaktır [1]. Hat empedansı sürekli olarak değiştiğinden, empedans uygunluğu sağlanmadan taşıyıcı işareti hat üzerinden iletmek oldukça güçtür. Bunun yanısıra düşük genlikli taşıyıcı sinyali, hat üzerinde bulunan şebeke geriliminden ve hattaki gürültüden ayırt ederek, gönderilen datayı yeniden elde etmek için iyi bir alıcı devreye ihtiyaç vardır.

Bu çalışmanın amacı, diğer veri iletim hatlarına alternatif olarak, gerilim taşıyan ac güç hatlarının bir veri iletim hattı olarak kullanılabilceğini göstermektir. Bu amaçla çalışmada, bir bina içerisinde aynı faz üzerinde bulunan iki noktanın haberleştirilmesi için şebeke üzerinden veri iletimi sağlayan bir modem tasarlanmıştır. Bunun sonucunda bina içerisinde

gerçekleştirilecek kontrol uygulamalarında, bilgisayarların haberleştirilmesinde, yangın alarm sistemlerinde, güvenlik sistemlerinde ve enerji yönetim sistemlerinde iletim ortamı için yeni bir hat çekmeye gerek kalmayacaktır. Bu durum hem kablolanmanın getirmiş olduğu karmaşıklığı ve çirkin görüntüyü, hemde iletim hattının maliyetini ortadan kaldıracaktır.

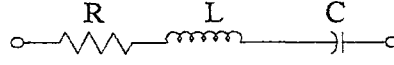
## **1.1 AC GÜÇ HATTI**

Santrallerde üretilen yüksek voltajlı gerilim, enerji nakil hatları ile yerleşim birimlerine taşınır. Yerleşim birimlerindeki trafolarla yüksek voltajlı gerilim düşürülerek iletken kablolar ile meskenlere ve işyerlerine dağıtılır. Trafo çıkışındaki gerilim birçok binaya dağıtıldığından, oldukça geniş bir şebeke ağı oluşturur. Enerji taşımak için kurulan bu ağ, veri iletim ağı olarak da kullanılabilir [3]. Meskenlerdeki herhangi bir elektrik prizi yoluyla kolaylıkla güç hattına bağlantı yapılabilir. Güç hattı üzerinden hatasız bir veri iletiminin gerçekleştirilmesi için öncelikle, iletim hattı olarak kullanılacak olan AC güç hattının, karakteristiklerinin belirlenmesi gereklidir. Hat empedansı, hat üzerindeki sinyal zayıflaması ve hattaki gürültü hakkında fikir edinilmeden yapılacak bir tasarım, iyi sonuçlar vermeyecektir.

### **1.1.1 Hat Empedansı**

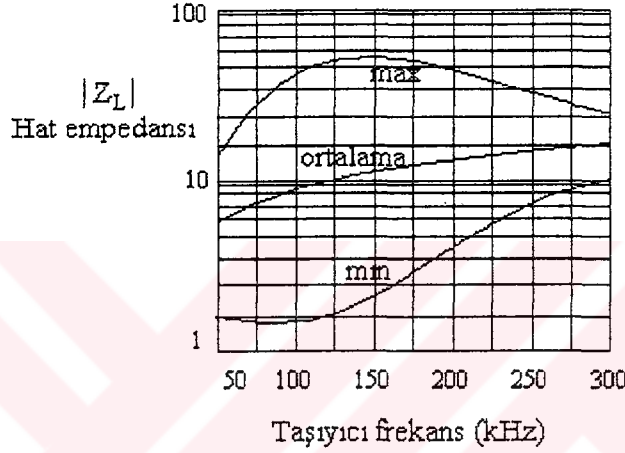
Hat empedansı oldukça düzensizdir. Rezistif, endüktif ya da kapasitif bileşenler bulunabilir. 50 kHz üstündeki frekanslarda hat empedansı bir yük gibi sürülebilecek yüksek bir değere erişir. Düşük frekanslarda ise bir voltaj kaynağı gibi davranır. 50 kHz altındaki frekanslarda güç dağıtım trafosunun uçları arasında sinyal için önemli derecede engel teşkil eden kapasitif bir kuplaj mevcuttur. 300 kHz üzerindeki frekanslarda ise güç kablosunun ayırık LC yapısından dolayı artan kapasitif kuplaj, sinyalde daha büyük bir zayıflama oluşturur. Belirtilen durumlardan dolayı 50 kHz-300 kHz frekans aralığında bulunan bir taşıyıcı işaret AC güç hattı üzerinden veri iletimine uygundur [4].

Genellikle AC güç hattı belirli bir taşıyıcı frekans değerinde ölçülerek, seri bağlı bir direnç, bir indüktör ve bir kapasitör ile modellenir (Şekil 1.1). İndüktör ve kapasitör bulunan çevreden bağımsız olarak geniş bir aralıkta değişirken, direnç değeri bulunan çevreye aşırı derecede bağımlılık gösterir [4].



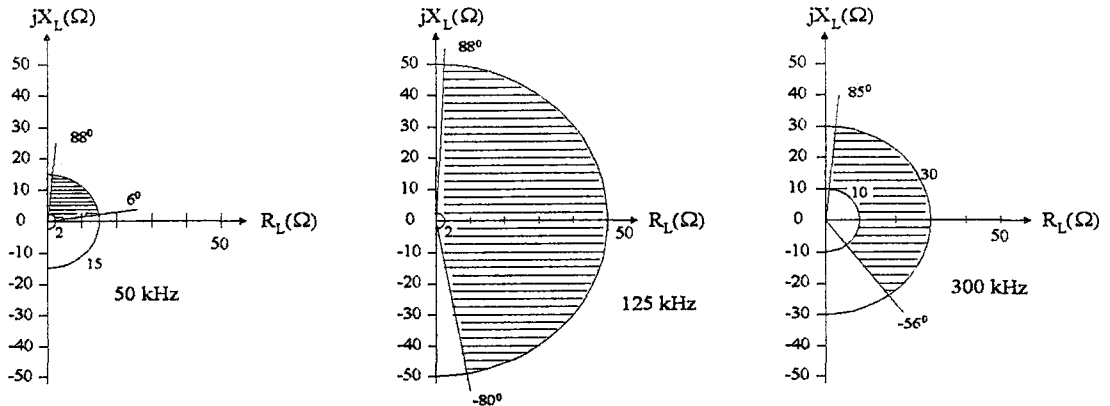
Şekil 1.1: AC güç hattı modeli

Endüstriyel ortamlarda direnç değeri  $2\Omega$  ile  $5\Omega$  arasında değişirken, ofis ve binalarda (dirençli ortamlarda)  $50\Omega$ 'dan daha büyük değerler alabilir. Endüstriyel ve dirençli ortamlarda, değişik frekanslardaki empedans değerleri Şekil 1.2'de gösterilmiştir [5].

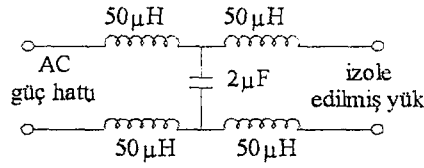


Şekil 1.2: Değişik taşıyıcı frekanslarda ölçülen hat empedans değerleri

50 kHz, 125 kHz ve 300 kHz taşıyıcı işaretler için hat empedansı ölçülerek, elde edilen sonuçlar kompleks düzlemde Şekil 1.3'de gösterilmiştir. Taralı kısımlar, aynı frekansta, ölçülen farklı empedans değerlerini göstermektedir. Bu durum hat empedansının sabit olmadığını ve sürekli olarak değiştiğini göstermektedir.

Şekil 1.3: Kompleks düzlemdeki hat empedans değerleri ( $Z_L = R_L + jX_L$ )

Endüstriyel ortamlarda güç katsayısını düzeltmek için kullanılan kapasitör grupları ya da bazı elektronik devrelerin girişlerinde hatta paralel olarak bağlanan filtre kapasitörleri, taşıyıcı işareti yok edecektir. Bu durumlarda hat daha fazla taşıyıcı gücü ile sürülmelidir ya da bu yükler şok bobinler kullanılarak taşıyıcı işarettten izole edilmelidir [5]. Şekil 1.4'te 125 kHz'lik taşıyıcı işareti, yüksek değerli kapasitörlü yüklerden izole eden bir devre gösterilmiştir.



Şekil 1.4: İzolasyon devresi

AC güç hattı üzerinden haberleştirilecek noktalar arasındaki mesafe, güç hattının taşıyıcı işaret üzerindeki zayıflatma etkisine bağlıdır. Hat zayıflaması hakkında fikir edinmek oldukça güçtür. Çünkü aşırı olarak yüke bağımlıdır. Yüksek güçteki yükler, bağlantı noktasında hat empedansını belirli bir ölçüde düşürürerek taşıyıcı işareti zayıflatırlar. Düşük empedanslı bir yükü aktif edecek bir taşıyıcı akım komutu gönderildiğinde, bunu yeniden pasif edecek komutun gönderilebileceği de garanti edilmelidir. Hattaki zayıflamanın önemli diğer bir nedeni de, güç dağıtım trafosunun çoklu sınırları arasındaki endüktif kuplaj içerisinde, sinyalde meydana gelen bozulma ve kayıplardır. Bu zayıflama 20 dB ile 40 dB arasında transformatörün yapısına ve taşıyıcı frekansına bağlı olarak değişebilir [1].

Güç hattı kablosunun düşük frekanslarda transmisyon hattı gibi davranması zordur. Bu yüzden ayrık LC yapısından doğan kayıplar, uzun hatlarda kendini daha çok gösterir. Zayıflamanın aşırı derecede olduğu zamanlarda sinyal seviyesini kuvvetlendirmek için yardımcı tekrarlayıcılar (Repeater) kullanılmalıdır ya da taşıyıcı sinyalin gücü daha fazla artırılmalıdır [6].

### 1.1.2 AC Güç Hattındaki Gürültü

AC güç hattı sinyaller için bozucu etkiye sahip gürültülü bir iletim ortamıdır. Hattaki gürültü iki kategoride ele alınabilir. Bunlar; güç hattının yapısında var olan temel gürültü ile yüke

bağımlı olarak ortaya çıkan impuls gürültülerdir. Gürültü endüstriyel ortamlarda çok, ofislerde orta seviyede, özel meskenlerde ise daha az seviyededir.

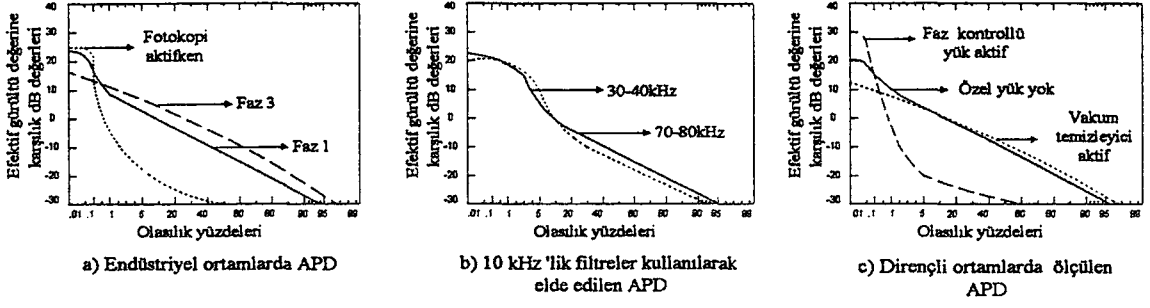
Dirençli ortamlarda gürültünün 4 önemli bileşeni aşağıda tanımlanmıştır.

- a) Faz kontrollü devreler ve bazı güç kaynakları AC güç hattı frekansı (50/60Hz) ile senkronize bir gürültü oluştururlar. Aynı zamanda bu kaynaklar şebeke frekansının katları şeklinde büyük genlikli ani voltaj dalgalanmalarına neden olurlar.
- b) Düzgün dağılımlı gürültüdür. Güç hattı frekansı ile senkronize olmayan yüklerden dolayı oluşur. Elektrik matkaplarında, fön makinalarında bulunan motorlar bu gürültünün kaynağı olarak gösterilebilir.
- c) Yükler devreye alınırken ya da devreden çıkarılırken oluşan gürültülerdir. Lambaların yakılması termostat ya da kapasitör gruplarının anahtarlanmasıyla ilgili olarak ortaya çıkan gürültüler, bunlara örnek olarak verilebilir.
- d) Asenkron gürültülerdir. Bilgisayar, osiloskop ve televizyon gibi cihazların yatay tarama katlarında üretmiş olduğu gürültüler, asenkron gürültülere örnek olarak verilebilir.

Hattaki temel gürültü tipik Gaussian gürültüsüdür ve haberleşme sistemlerinin performansı üzerindeki etkileri bilinmektedir [7]. İmpuls gürültünün haberleşme sistemleri üzerindeki etkisi ise impuls'ın zaman domenindeki karakteristiklerinin belirlenmesi ile mümkündür. Önemli zaman domenindeki parametreler İmpuls gürültünün genliği, genişliği ve ortaya çıkma süresidir. İmpuls'ın genlik ve genişliği birlikte, impuls'ın enerjisini tanımlar. İmpuls'ın ortaya çıkma süresi ise impuls frekansını ve enerji ile birlikte impuls'ın gücünü tanımlar.

İmpuls genliğini, genişliğini ve oluşma süresini ölçmek amacıyla Şekil 1.5'teki düzenek kullanılmıştır AC güç hattından gelen sinyal hat kuplaj devresinden geçerek bir ucu topraklanmış rezistif bir yük üzerinde gözülür. Bu yük ile hat kuplaj trafosunun endüktansı ve iki kapasitör birleşimi, ikinci dereceden yüksek geçiren bir filtre oluşturur. Yük üzerindeki voltaj bir analog-dijital çevirici ile sayısal bilgiye çevrilerek alınan örnekler bir bilgisayar tarafından depolanmıştır. Kullanılan çevirici 50µV ile 100V arasındaki voltaj genliklerini örnekleyebilecek kapasitede olabilmelidir. Bilgisayarda toplanan bu örnekler, ileride açıklanacak olan dağılım fonksiyonlarını elde etmek amacıyla kullanılacaktır.





Şekil 1.6: Değişik ortamlarda ve yüklerde elde edilen genlik olasılık dağılımları

Endüstriyel ortamlarda ölçülen genlik olasılık dağılımı Şekil 1.6a'da görülmektedir. Gürültü, hattaki temel gürültü ile impuls gürültünün toplamından oluşmaktadır. Faz-1'deki impuls gürültü Faz-3'teki impuls gürültüden göreceli olarak daha fazladır. Faz-1 üzerinde 0.01 olasılıkla impuls gürültü, temel gürültüden 14 dB daha fazladır. Bu karşılaştırma 0.01 apsis değerinde eğrinin düz kısmı dikey eksene doğru uzatılarak yapılır. Bazı özel elektriksel yükler daha şiddetli impuls gürültü oluştururlar. Örneğin fotokopi makinası, oldukça şiddetli güç hattı frekansının iki katı frekansa sahip periyodik gürültülere neden olur. Bu durumda impuls gürültünün şiddeti 0.01 olasılıkla temel hat gürültüsünden 27 dB daha fazladır.

Şekil 1.6b, 30-40 kHz ile 70-80 kHz'lik iki farklı frekans bandındaki gürültünün genlik olasılık dağılımını göstermektedir. Gürültü sinyali sayısal işarete çevrilmeden önce 10kHz'lik band geçiren filtreler kullanılarak sınırlandırılmıştır. Her iki frekans bandında da kayda değer bir gürültünün mevcut olduğu görülmüştür. Bu durum, gürültünün dar bir bandla sınırlı olmadığını göstermektedir [7].

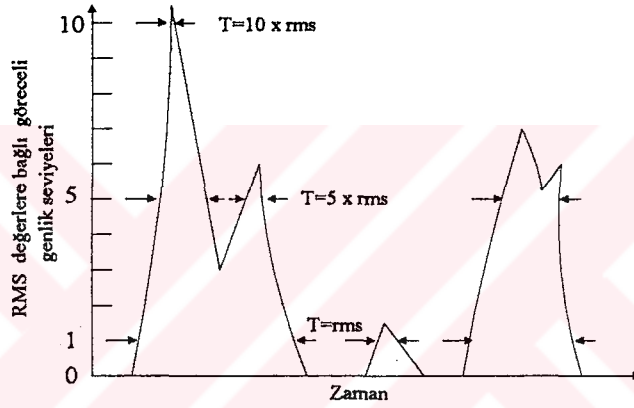
Şekil 1.6c'de gösterilen sonuçlar bir meskende elde edilmiştir. Hatta özel bir yük yok iken elde edilen APD eğrisi, Şekil 1.6a'da faz-1 üzerinde özel bir yük yok iken elde edilen sonuçlardan farklıdır. İstenen bir parlaklık seviyesi sağlamak için kullanılan faz kontrollü bir devre (Dimmer) aktifken, oldukça kuvvetli impuls gürültüler oluşmuştur. Yaklaşık olarak bu gürültü, 0.01 olasılıkla temel gürültüden 40 dB daha fazladır.

Değişik yükler hat üzerine ayrı ayrı bağlanarak çeşitli ölçümler yapılmıştır. Odyo cihazı, elektrikli traş makinası, floresan lamba yeterli seviyede bir gürültü üretmezken, elektrik süpürgesi ve mutfak robotu gibi cihazlar impuls gürültünün etkilerini maskeleyecek kadar büyük bir oranda, temel gürültü seviyesini artırmaktadırlar. Elektrik süpürgesi aktifken,

gözle görülür bir impuls gürültü ölçülemedi. Benzer bir durum mutfak robotu aktifken elde edilmiştir.

### 1.1.2.2 İmpuls Genişlik Dağılımı

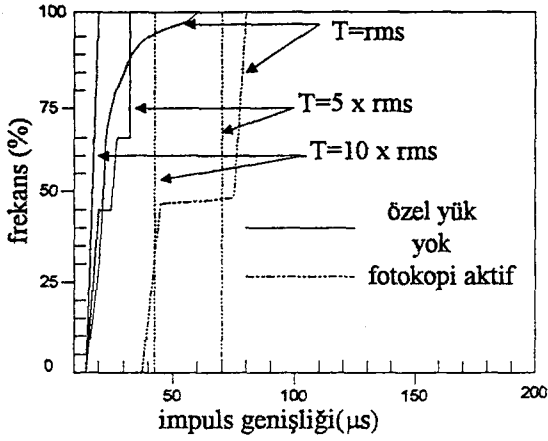
İmpuls gürültünün genişliği, impuls'ın genliğine bağlıdır. İmpuls gürültünün genişliğini ölçmek için bir karşılaştırma noktası gereklidir. Şekil 1.7'de hat efektif gürültü seviyesinin katları şeklinde değişik eşik seviyeleri ve bu eşik seviyelerine bağlı olarak impuls genişlikleri gösterilmiştir.



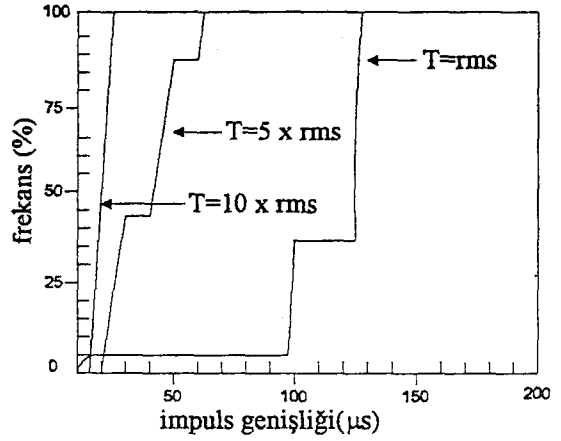
Şekil 1.7: Farklı eşik seviyelerindeki impuls genişlikleri

Şekil 1.8'de fotokopi makinasının aktif ve pasif olduğu durumlarda, farklı eşik seviyelerine karşılık impuls gürültünün genişlik dağılımı gösterilmiştir. Fotokopi cihazı aktifken, ölçüm eşik seviyesine bağlı olarak değişik impuls genişlikleri elde edilmiştir. T değeri efektif gürültü seviyesine eşitken  $70\mu s$ , 5 ya da 10 efektif gürültü seviyesine eşitken impuls gürültü genişliği  $40\mu s$ 'dir. Eşik seviyesi, efektif gürültü seviyesine eşit iken hatta zayıf bir impuls dizisi katıldığında, impulsların yarısının genişliği  $40\mu s$ , diğer yarısının ise  $80\mu s$  olduğu görülmüştür.

Hatta özel yüklerin olmadığı durumlarda Şekil 1.8a'da oldukça farklı sonuçlar ortaya çıkmıştır. Eşik seviyesi efektif gürültü seviyesinde iken, impuls genişliği net olarak tanımlanamaz. 5 kat efektif gürültü seviyesi eşik olarak kullanıldığında  $5, 10, 20\mu s$ 'lik impuls genişlikleri gözlenmiştir. Eşik seviyesi 10 kat iken genişlik  $5\mu s$ 'den daha azdır.



a) Endüstriyel ortamlarda IWD



b) Dirençli ortamlarda faz kontrolü yük aktif iken IWD

Şekil 1.8: Değişik ortamlardaki impuls genişlik dağılımları

Şekil 1.8b, dirençli ortamlarda faz kontrollü yük aktif iken elde edilen impuls genişlik dağılımını göstermektedir. Bu durumda impuls gürültü oldukça kuvvetlidir. Eşik seviyesi efektif gürültü seviyesinde olsa bile, iyi bir şekilde tanımlanabilen impuls genişliği vardır. Bir çok impuls'ın genişliği  $95 \mu s$  ile  $120 \mu s$ 'dir. 10 kat eşik seviyesinde impuls gürültünün genişliği yaklaşık olarak  $10 \mu s$ 'dir.

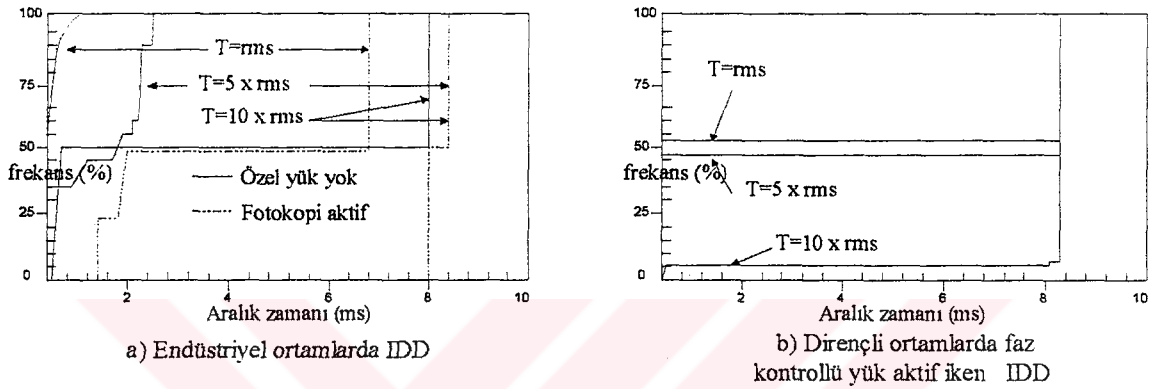
Şekil 1.8'de gösterilen impuls genişlikleri Şekil 1.7'de tanımlanan T eşik değerinin artması ile birlikte azalmaya meyillidir. Aynı zamanda T değerinin artmasıyla birlikte birbirine yakın iki impuls'ın ortaya çıkma olasılığında artacaktır. T değerinin azalması ise daha zayıf impulsların gözlenmesini sağlayacak ve farklı impuls genişlikleri elde edilecektir.

### 1.1.2.3 İmpuls Aralık Dağılımı

İmpuls aralık dağılımı Şekil 1.9'da farklı eşik seviyelerine bağlı olarak gösterilmiştir. İmpulsların sayılabilmesi için impuls genliğinin kabul edilen eşik seviyesinin üzerine çıkması gerekir. Yüksek eşik seviyelerinde birim zamanda sayılacak impuls sayısı daha azdır ve impulslar arasındaki zaman daha büyüktür. Kuvvetli periyodik impulslar olduğu durumlarda düzenli ve belirli bir değerde, impuls aralıkları oluşur.

Şekil 1.9a'da endüstriyel ortamlarda elde edilen impuls aralık dağılımı gösterilmiştir. Fotokopi cihazı aktifken; eşik seviyesi efektif gürültü seviyesinin 5 ya da 10 katı olduğu

durumlarda, aralık zamanı yaklaşık olarak 8.3 ms'dir. Bu da saniyede 120 impuls demektir. Bu iki eşik seviyesinde sadece şiddetli periyodik impulslar gözlenebilir. Eşik seviyesi gürültünün efektif değerine eşit olduğu durumlarda diğer impulslardan farklı olarak yanyana iki impuls görülür. Yanyana olan iki impuls arasındaki zaman 1.5 ms'dir. Bu impuls çifti ile diğer impuls çifti arasındaki zaman ise 6.8 ms olarak ölçülmüştür.



Şekil 1.9: Değişik ortamlarda elde edilen impuls aralık dağılımları

Endüstriyel ortamda saptanan sonuçlar, tek bir ailenin yaşadığı evde saptanan sonuçlara benzerdir. Şekil 1.9b, faz kontrollü bir yük devrede iken elde edilen aralık dağılımlarını göstermektedir. Eşik seviyesi efektif gürültü seviyesine eşitken ve 5 katı değerde iken impuls gürültüleri arasındaki zaman %50 olasılıkla 8.3 ms'dir. Geriye kalan aralık zamanları 1 ms'nin altındadır. Eşik seviyesi efektif gürültü seviyesinin 10 katı iken aralık zamanı, %90 olasılıkla 8.3ms'dir. 1 ms'nin altındaki impuls aralıkları %10 ise olasılıktadır. Şekil 1.9b aynı zamanda her 8.3 ms'de bir birine yakın aralıkta biri diğerine oranla biraz daha kuvvetli iki darbenin varlığını da göstermektedir [7].

#### 1.1.2.4 İmpuls Gürültünün Veri İletimi Üzerindeki Etkileri

İmpuls gürültü güç hattı veri iletim kanallarında, istenmeyen büyük hata oranlarına neden olur. Örneğin 120 Hz periyodik impuls gürültüye sahip bir güç hattı üzerinden 9600 bit/s oranında 100 bitlik bir veri paketinin iletilmesini düşünelim. Veri paketinin iletimi için gerekli zaman 10.4 ms'dir. Periyodik impuls gürültüsü ise her 8.3 ms'de bir ortaya çıkar. Bundan dolayı her bilgi paketinde en az bir impuls gürültü bulunacaktır. Hata düzeltim yöntemleri kullanılmadığı zaman, yüksek olasılıklı kuvvetli impuls gürültüler, bilgi paketinde en az bir

bitin bozulmasına neden olacaktır. ARQ (otomatik tekrar ihtiyacı ) protokolleri kullanılarak hatalı paket yeniden transfer edilebilir, fakat yeniden iletim fazla olduğu durumlarda, iletim verimi düşer. Bilgi paketine karışan impuls gürültü sistemin performansını belirli bir ölçüde düşürecektir. Hatta impuls gürültü varken gerçek bit-hata olasılığı, impuls gürültünün genliğine, genişlik dağılımına, göreceli olarak sinyal gücüne ve veri bit zamanına bağlıdır. Hat üzerindeki impuls gürültünün etkilerini yok etmek için dengeleyici filtreleme teknikleri kullanılabilir ya da ileri yönde hata düzeltim teknikleri kullanılarak, hatalı veri alıcı kısımda düzeltilebilir [8].

Elde edilen sonuçlar güç hattı üzerinde oluşan gürültülerin tesisattan çok elektrik yükleri tarafından üretildiğini göstermektedir. Yüke bağımlı olarak oluşan impuls gürültünün genliği, genişliği ve aralık zamanı ölçülerek aşağıdaki sonuçlar elde edilmiştir.

- a) İmpuls gürültü tipik olarak temel hat gürültüsünden 10 dB daha büyüktür ve bu değer 40 dB ye kadar çıkabilir [7]. İmpuls gürültünün şiddeti, impuls kaynağına bağlı olduğu kadar kaynağın alıcıya olan yakınlığına da bağlıdır.
- b) Peryodik impuls dizisi için frekans, şebeke frekansının iki katıdır.
- c) Peryodik impuls gürültü için impuls genişliği, periyodun çok az bir yüzdesine kadar artabilir.
- d) İmpuls genişliği ve aralık zamanı, ölçümlerde kullanılan eşik genlik seviyesi T'ye bağlıdır. T değeri artarken genişlik azalmaktadır.
- e) Sistemde zayıflamanın büyük olduğu durumlarda taşıyıcı sinyal ile birlikte gürültüde zayıflamaktadır. Alınan gürültü yapısında, alıcıya yakın gürültü kaynaklarının etkisi en büyüktür.
- f) Bazı gürültü kaynakları temel gürültünün gücünü artırırken bazılarında impuls gürültünün gücünü artırır. Bazı kaynaklar ise her iki gürültü gücünün artmasına neden olur.
- g) İmpuls gürültü, veri haberleşme sisteminin performansını bozabilir. Bu durum, çeşitli filtreleme teknikleri ve hata düzeltme yöntemleri kullanılarak giderilebilir.

## BÖLÜM II

### 2. VERİ İLETİŞİMİ

Veri iletişimi sayısal bilgilerin (genelde binary formda) bir kaynaktan bir varış noktasına iletimi olarak tanımlanır. İletilecek bilgiler genelde iki genlik seviyesi ile temsil edilen mantık 1 ve mantık 0 değerlerinden oluşan sayısal bilgiler olmalarına rağmen ses, resim v.b. analog sinyaller de sayısal bilgilere dönüştürülerek iletebilir. Verici kısımda, analog-dijital çeviriciler kullanarak sayısal işaretlere çevrilen analog işaretler, sayısal iletim teknikleri kullanılarak bir iletim hattı üzerinden alıcıya gönderilir. Alıcı kısımda gelen sayısal işaretler dijital-analog çeviriciler kullanılarak yeniden analog sinyallere dönüştürülür. Veri iletişim sistemlerinin en basit şekli genellikle iki bilgisayar arasındaki haberleşmedir. İlk bilgisayarın geliştirilmesinden sonra, kişisel bilgisayarların ve bilgisayar terminallerinin sayısı çok hızlı bir şekilde artmıştır. Bu artış giderek daha çok insan arasında sayısal bilgi alış verişini gündeme getirmiştir. Bu yüzden veri iletişimine olan ihtiyaç her geçen gün artarak günümüze kadar ulaşmıştır. Bilgisayarlar arasında taşınacak veriler, alfasayısal karakterler, denetim sözcükleri, kullanıcı adresleri, program verileri ya da veri tabanı bilgileri olabilir.

Bilgisayarların birbirleri ile haberleşmelerini sağlayan iletim hatları, veri iletişim ağı olarak adlandırılır. Veri iletişim ağı telefon hattı üzerinden iki kişisel bilgisayarı haberleştirecek kadar basit olabilirken, bir ya da daha fazla ana bilgisayarla yüzlerce terminali haberleştirecek kadar karmaşık olabilir.

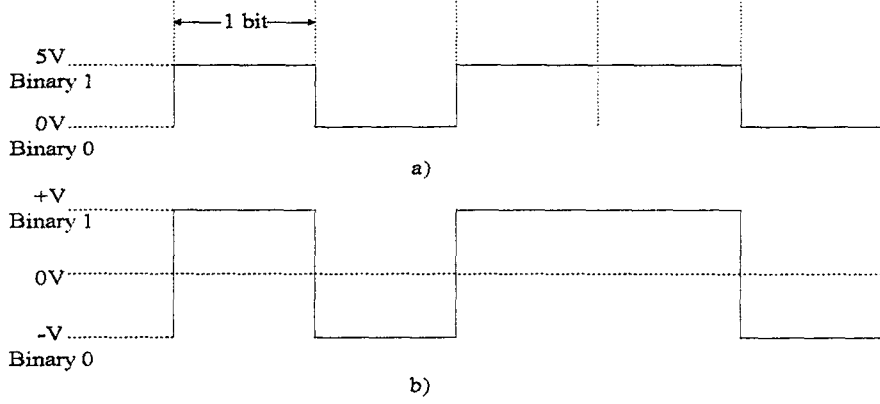
Birbirleriyle haberleştirilecek olan bilgisayarlar arasındaki veri iletiminin başarılı olabilmesi ve iyi bir performans elde edilebilmesi için veri haberleşmesinde kullanılan kavramların bilinmesi gereklidir. Basit olarak iki bilgisayarın birbiri ile haberleştirileceği düşünülürse yapılması gereken işlemler aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- Bilgisayarlar arasında, verinin taşınacağı iletim hattının kurulması gereklidir. Bilgi alış veriş yapacak bilgisayarlar aynı binada iseler belirli bir mesafeye kadar seri port ya da paralel port üzerinden heberleşecek şekilde, direk olarak bağlanabilirler. Haberleşecek bilgisayarlar birbirlerinden uzak noktalarda iseler band genişliği, zayıflama ve gürültünün getirmiş olduğu kısıtlamalardan dolayı direk olarak bağlanamazlar. Sayısal veriler uzun mesafelerde direk olarak iletilemeyeceğinden çeşitli modülasyon teknikleri kullanılarak uzak mesafe haberleşmesi gerçekleştirilir. Uzak noktalardaki bilgisayarların haberleştirilmesi, çok yaygın olan telefon ağı üzerinden modemler aracılığı ile gerçekleştirilir.
- Veri iletiminde, iletiminin ne zaman başlayacağını ve ne zaman sona ereceğini, kimin veri gönderip kimin veri alacağını belirleyen kuralların hepsi protokol olarak adlandırılır. Her iki bilgisayarda haberleşme sırasında bu kurallara göre hareket etmelidir.
- Verici ve alıcının eşzamanlı olarak çalışması sağlanmalıdır. Vericinin iletim hızıyla alıcının gelen veriyi alma hızı birbirleriyle aynı olmalıdır. Verici ile alıcı arasındaki zamanlama tam olarak sağlanmadığı durumlarda, gönderilen verinin hatalı olarak algılanması söz konusudur. Örneğin verici saniyede 1000 bit transfer ediyorsa, alıcı da gelen verinin kaybolmaması için saniyede 1000 bit örnekleyecek şekilde ayarlanmalıdır.
- Bilgisayarlar arasındaki iletimin seri'mi, paralel'mi olacağına karar verilmelidir. Seri sistemde verinin iletildiği tek bir iletim hattı vardır ve iletilecek verinin bitleri birbiri ardına belirli zaman aralıkları ile transfer edilir. Paralel sistemde ise verinin bütün bitleri, her biri ayrı bir hat üzerinden aynı anda transfer edilir. Paralel iletim, seri iletme oranla daha hızlıdır fakat her bit için ayrı bir iletim hattına ihtiyaç duyulduğundan uzun mesafe haberleşmede tercih edilmez.

## **2.1 KODLAR VE FORMATLAR**

Sayısal işaretler iki ayrı duruma sahip ve herbiri bir genlik seviyesi ile temsil edilen ikili (binary) darbelerdir. İkili darbeler, genlik seviyelerine karşılık binary 0 ve binary 1 olarak adlandırılırlar. Genellikle ikili darbeleri simgelemek için kullanılan genlik seviyeleri 0 ve 5 voltur. 5 volt mantıksal 1 değerini gösterirken, 0 volt mantıksal 0 değerini temsil eder. Binary sayıları temsil etmek için farklı genlik seviyeleride kullanılabilir(Şekil 2.1b) fakat

TTL devre elemanları 5 volt'ta çalıştıklarından binary seviyeleri göstermek için 0 ve 5 volt kullanılır.



Şekil 2.1: Binary darbeleri göstermek için kullanılan genlik seviyeleri

İkili darbelere her birisi bir bit olarak adlandırılır. Bitlerin değişik şekilde dizilimlerinden kodlar elde edilir. Elde edilen bu kodlar alfabedeki bir harfi bir rakamı ya da bir sembolü temsil edebilir. Veri haberleşme sistemlerinde en yaygın olarak kullanılan kod ASCII (American standard Code for Information Interchange) kodudur [9]. Bu kodda her bir karakter, sembol ya da rakam 7 bitlik binary sayılarla ifade edilir. ASCII kod tablosunda bulunan karakterler işlevlerine göre bazı gruplara ayrılır. Bunlar kontrol karakterleri, sayılar, büyük harfler, küçük harfler ve özel sembollerdir.

Kontrol kodları bazen yazılamayan karakterler olarak adlandırılır. Genellikle bu kodlar yazıcı ya da terminal ekranlarında herhangi bir görüntü oluşturmaz. Kontrol kodları belirli işlevleri yerine getirmek amacıyla kullanılır. Örneğin CR ve LF kodları yazıcıya arka arkaya gönderildiğinde herhangi bir karakter görüntülenmez iken yazıcının kafası satır başı yapar. BELL kodu ise sesli uyarı gerektiği durumlarda kısa bir bip sesi çıkarmak için kullanılır.

ASCII kodları 7 bit ile ifade edildiğinden birbirinden farklı olarak oluşturulacak karakter sayısı  $2^7=128$  adettir. ASCII kodunun bazı şekilleri, 8 bitlik kodlar kullanır. Bu durumda 256 adet farklı karakter elde edilir. Tablo 2.1'de ASCII kod tablosunun bir bölümü gösterilmiştir.

Tablo 2.1: ASCII kod Tablosu

GRUP	KAREKTER	ASCII KODU
Büyük harfler	A	1000001
	B	1000010
	C	1000011
Küçük harfler	a	1100001
	b	1100010
	c	1100011
Rakamlar	0	0110000
	1	0110001
	2	0110010
Semboller	+	0101011
	!	0100001
	?	0111111
Kontrol karakterleri	CAN(cancel)	0011000
	CR(Carriage Return)	0001101
	BELL	0000111
	LF(Line Feed)	0001010

Yaygın olarak kullanılan kodlardan biriside IBM tarafından geliştirilen EBCDIC (Extended Binary Code for Data Interchange) kodudur [9]. Bu kodda karakterler 8 bit ile ifade edilir. ASCII kodla EBCDIC kodu bazı karakterler için tablo 2.2’de gösterilmiştir.

Tablo 2.2: ASCII ve EBCDIC kodlarının karşılaştırılması

Karakter	ASCII	EBCDIC
A	1000001	11000001
B	1000010	11000010
C	1000011	11000011
0	0110000	11110000
1	0110001	11110001
2	0110010	11110010
.	0101110	01001011
,	0101100	01101011
/	0101111	01100001

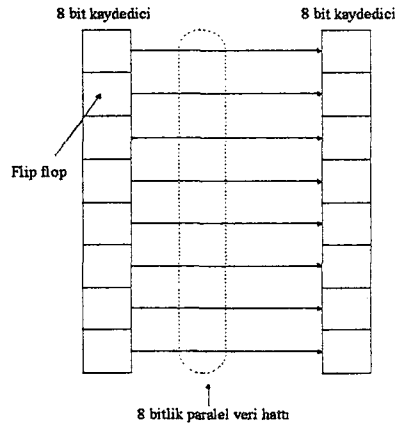
Veri iletişimde kullanılan bütün semboller 8 bit ile ifade edilecek şekildedir. Kullanılan sembol sayısı arttıkça, buna bağlı olarak sembolleri simgelemek için kullanılacak bit sayısında artacaktır. Bir karakteri simgelemek amacıyla daha fazla sayıda bit kullanılabilir, fakat bit sayısının fazla olması seri haberleşmede iletim hızını azaltacaktır. Haberleştirilecek sistemlerde kullanılan kodlar, birbirinin aynı olmak zorundadır. Verici ile alıcının karakterleri

simgelemek için kullandıkları kodlar birbirinden farklı ise gerekli donanım ya da yazılımlarla bu sorun ortadan kaldırılmalıdır.

## 2.2 PARALEL VE SERİ HABERLEŞME

Sayısal veriler bilgisayarlar arasında seri ya da paralel olarak iletilirler. Paralel veri transferinde, transfer edilecek datanın bütün bitleri aynı anda gönderilir. Transfer edilecek binary kod, genellikle her bir bitin ayrı ayrı saklandığı bir kaydedicide tutulur. Bu kaydedicinin çıkışları iletim için alıcı devrenin girişlerine bağlıdır. Alıcı devrede, genellikle bir depolama kaydedicisidir. Veri kelimesinin bütün bitlerinin aynı anda gönderilmesinden dolayı, paralel veri iletimi oldukça hızlıdır. İletim hızı veri transferinde kullanılan lojik devrelerin hızı ile sınırlıdır [9].

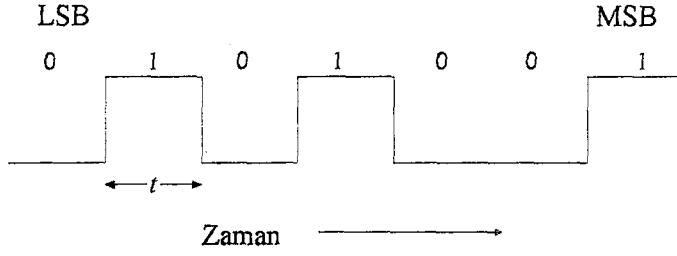
Paralel veri iletimi uzun mesafe haberleşmesi için pratik değildir. 8 bitlik bir kod kelimesini bir yerden başka bir yere transfer etmek için her bit için ayrı bir kanala ihtiyaç duyulur. Çok telli kablolar sınırlı mesafelerde kullanılmasına rağmen uzak mesafelerde yapılan haberleşmede, maliyet ve işaret zayıflamasından dolayı kullanılmaz [9]. Paralel veri haberleşmesi Şekil 2.2’de gösterilmiştir.



Şekil 2.2: Paralel veri iletimi

Genellikle veri haberleşme sistemlerinde veriler seri haberleşme yöntemleri kullanılarak transfer edilir. Paralel formdaki veri, paralelden seriye çevrilerek kod kelimesinin her biti, birbiri ardına gönderilir. Şekil 2.3’de 7 bitlik ASCII koda sahip J karakterinin (1001010)

iletimi gösterilmiştir. Seri iletimde en az anlamlı bit (Least Significant Bit: LSB) öncelikle gönderilir, ardından diğer bitler ve son olarakta en yüksek anlamlı bit (Most Significant Bit: MSB) transfer edilir.



Şekil 2.3: J karakterinin seri iletimi

Her bir bit belirli bir  $t$  aralığında transfer edilir ve bu bit zamanı olarak adlandırılır. Her bitin iletimi arka arkaya olacağından seri veri iletimi, paralel veri iletiminden daha fazla zaman alacaktır. Veri transferinin hızı, saniyede iletilen bit sayısı olarak ifade edilir ve bit/saniye yada bps (bit per second) olarak gösterilir. Sayısal haberleşme sistemlerinde veri hızını ifade etmek için kullanılan diğer bir terim ise baud oranıdır. Baud oranı birim zamanda iletilen kodlayıcı sembol sayısı olarak verilir [9]. Genelde sayısal veriyi simgelemek için kullanılan kodlayıcı semboller genlik, frekans ya da faz bilgileridir. Kodlayıcı sembol olarak ikili genlik seviyesi kullanılırsa baud hızı bit hızına eşittir. Çünkü veriyi kodlamak üzere kullanılan her genlik seviyesi, bir biti ifade eder ve iletilen her genlik seviyesi ile birlikte bir bit transfer edilir. Fakat bazı durumlarda sayısal veriyi kodlamak üzere kullanılan işaretler, her biri iki veya daha fazla biti gösteren ayrık işaret genlikleri, ya da faz kaymalarından biri olabilir.

Desimal 201 sayısı transfer edilmek istenilsin. 8 bitlik binary kod kullanıldığında elde edeceğimiz bit dizisi 11001001 şeklinde olacaktır. Gönderilen her bit 1ms'de iletilsin. İki genlik seviyeli kodlama sistemi kullanılarak iletim yapılırsa, her genlik seviyesi bir bite karşı geleceğinden bit hızı 1000 bit/s ya da 1000 baud olacaktır.

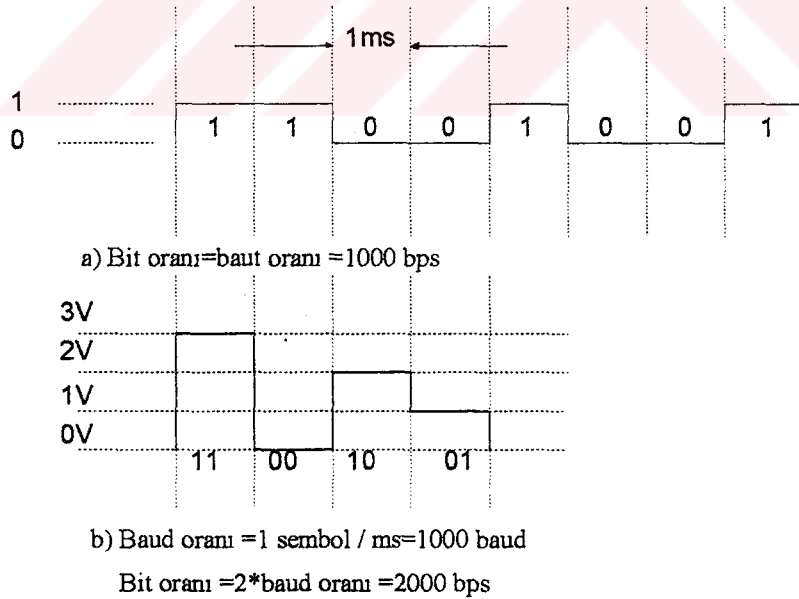
Veri kelimesinin 2 ayrı genlik seviyesi yerine 4 ayrı genlik seviyesi ile kodlandığını ve her bir genlik seviyesinin 2 bitlik bir binary sayıyı temsil ettiğini düşünelim. Öncelikle iletilecek bit dizisi ikili gruplara bölünür ve her bir grup kendisini temsil eden genlik seviyesi ile

transfer edilir. 11001001 şeklindeki verimizi 11-00-10-01 şeklinde iki bitlik gruplara ayıralım. İkili veri gruplarına karşılık iletilecek genlik değerleri tablo 2.3’de gösterilmiştir.

Tablo 2.3: Dört seviyeli kodlamada bit gruplarına karşı gelen genlik değerleri

Binary kod	İletilen genlik seviyesi
00	0V
01	1V
10	2V
11	3V

Her bir genlik seviyesi 1 ms aralıklarla iletir. Baud hızı, 1ms’de bir genlik seviyesi iletildiğinden 1000 dir. Her bir genlik seviyesi iki bitlik veriyi ifade ettiğinden bit hızı 2000 bit/s dir. İki seviyeli kodlamada 8 bitlik veriyi göndermek için 8 ms gerekirken 4 seviyeli kodlamada bu zaman 4 ms’dir. Şekil 2.4’de 2 ve 4 ayrı genlik seviyesi kullanılarak gerçekleştirilen 8 bitlik veri iletimi gösterilmiştir.



Şekil 2.4: İki ve dört genlik seviyesi kullanılarak gerçekleştirilen seri iletim

Sonuç olarak birim zamanda gönderilen bit sayısı artırılarak haberleşme hızı artırılmaktadır . Fakat unutulmamalıdır ki alıcı kısımda 4 farklı genlik seviyesini birbirinden ayırt etme işlemi, 2 farklı genlik seviyesini birbirinden ayırt etmekten daha karmaşık bir işlem gerektirecektir.

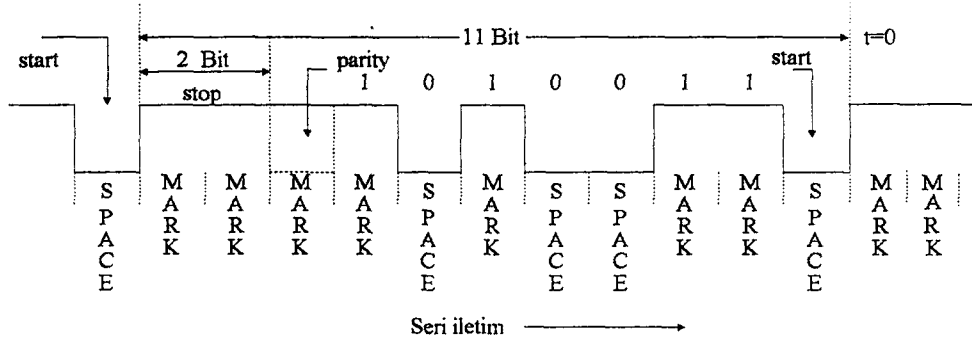
Seri iletimde karşılaşılan sorunlardan birisi de senkronizasyondur. Gönderilen bitlerin alıcı tarafta hatasız olarak elde edilebilmeleri için verici ve alıcı tarafta kullanılan zamanlama devrelerinin birbirleri ile eşzamanlı (senkron) çalışmaları gerekmektedir. Verici ve alıcıdaki zamanlama devrelerinin birbirinden farklı olduğu durumlarda, iletilen veri bitleri hatalı olarak alınacaktır.

Seri iletimde verici ile alıcı arasındaki senkronizasyonu sağlamak amacıyla bazı yöntemler kullanılır. Bunlardan ilki, alıcı ve vericide bulunan zamanlama devrelerinin birbirleri ile tam olarak aynı saat frekansında çalışması sağlamaktır. İkinci olarak, vericide kullanılan zamanlama bilgisi ayrık bir hat üzerinden alıcıya gönderilebilir. Üçüncü olarak karakter senkronizasyonu kullanılabilir. Karakter senkronizasyonu, bir karakter kodunun başlangıcını ve sonunu belirlemek amacıyla kullanılır. Veri iletişimde karakter senkronizasyonunu gerçekleştirmek için kullanılan iki yöntem vardır. Bu yöntemler asenkron ve senkron veri iletimi olarak adlandırılır.

Asenkron veri iletiminde her karakter, bir başlama (start) biti ve bir durdurma (stop) biti arasında çerçevelenir. İlk gönderilen bit başlama bitidir ve her zaman mantık 0 düzeyindedir. Sonrasında LSB ile başlayıp MSB' ye kadar devam edecek şekilde karakterin diğer bitleri iletilir. Hata denetimi için eşlik (parity) biti kullanılıyorsa MSB'nin hemen ardından transfer edilir. İletilen son bit stop bitidir ve her zaman mantık 1 değerindedir. Start biti genelde 1 bit iken stop biti ihtiyaca göre 1, 1.5 ya da 2 bit olabilir. Veri transferi yapılmadığı durumlarda hatta sürekli olarak mantık 1 durumunu gösteren bir genlik değeri mevcuttur. Hat üzerinde genlik bulunma durumu işaret (mark) olarak adlandırılırken, işaretin olmama durumu, boşluk (space) olarak adlandırılır. İşaret, mantık 1 seviyeye karşılık gelirken boşluk mantık 0'a karşı gelir.

Alıcı hat üzerinde mantık 1 seviyeden mantık 0 seviyeye bir geçiş dedekte ettiğinde, iletimin başladığı anlaşılır. Veri bitleri ve eşlenik biti alındıktan sonra alıcı stop bitini bekler. Stop biti alındığında karakterin iletimi tamamlanır ve alıcı daha sonra iletilecek karakteri almak üzere bekler.

Şekil 2.5'te, 7 bitlik bir ASCII kodun asenkron iletimi gösterilmiştir. Transfer edilen karaktere 1 start biti, 2 stop biti ve bir de eşlik biti eklenmiştir.



Şekil 2.5: Asenkron veri formatı

Asenkron veri iletimi az sayıda veri iletiminin olduğu durumlarda kullanılır. Büyük veri blokları gönderilirken her bir karektere start ve stop biti eklenmesi, iletimin verimini azaltacaktır. Verim, iletilen veri bitlerin sayısının, iletilen toplam bit sayısına oranı olarak tanımlanır [9]. 7 bitlik bir ASCII kodun iletiliminde, 1 start ve 1 stop biti kullanılırsa, verim 7/9 olarak hesaplanır. Büyük veri bloklarının gönderilmesi durumunda, her karakter için fazladan start ve stop bitlerinin eklenmesi, iletim hızını ve iletim verimini düşürecektir. Bu yüzden büyük veri blokları iletileceği zaman asenkron iletim yerine, senkron iletim tercih edilir.

Her bir kod kelimesinin birbiri ardına start ve stop bitleri olmaksızın iletim tekniğine senkron veri iletimi denir. Senkron veri iletiminde her karakteri bağımsız olarak start ve stop bitleriyle çerçevelemek yerine her mesajın başında senkronizasyon karakteri adı verilen bir senkronizasyon kodu ilave edilir. Alıcı senkronizasyon karakterini görünceye kadar gelen veriyi dikkate almaz. Senkronizasyon kodu dedekte edildikten sonra gelen bitleri gruplayarak (7'li ya da 8'li ) iletilen karakterleri belirler. Veri bloğunun sonunda iletimin bittiğini gösteren bir karakter yer alır. Senkron veri iletimine bir örnek Şekil 2.6'da gösterilmiştir.

Senkronizasyon karakteri	Adres alanı	Kontrol alanı	Transfer edilecek veri	Hata kontrol alanı	Blok sonu
01111110	8 bit	8 bit	Herhangi bir uzunlukta	16 bit	01111110

Şekil 2.6: Senkron veri iletimi

Sonlandırma karakteri kullanılan protokole bağlı olarak değişir. Aynı zamanda kullanılan protokollere bağlı olarak veri bloğuna, hata kontrol kodları, kullanıcı adresleri, v.b kontrol amaçlı kodlar da eklenebilir [9].

Senkron veri iletimi, asenkron veri iletimine oranla daha verimlidir. İletilen yüzlerce karaktere karşılık sadece bir kaç karakterlik senkronizasyon ve kontrol karakteri iletilir. İletilen karakter sayısı belirli bir değerin üzerinde iken asenkron veri iletiminde kullanılan start ve stop bitlerinin sayısı, senkron veri iletiminde senkronizasyon için kullanılan bitlerin sayısından daha fazladır. Örneğin 100 karakterlik bir veri bloğunun iletiminde asenkron iletim kullanılırsa, her karakter için fazladan iki bit gönderileceğinden 200 adet veri biti fazladan transfer edilecektir. Oysa senkron iletimde veri bloğunun başını ve sonunu belirlemek üzere iki karakterlik senkronizasyon kodu kullanıldığını varsayarsak fazladan 16 bit gönderilmiş olacaktır. Bu nedenle senkron veri iletimi asenkron veri iletimine oranla hem hızlı hem de verimlidir.

Senkron veri iletimi, büyük veri bloklarının iletiminde asenkron veri iletimine oranla başarılı olsa da, bazı dezavantajlara sahiptir. Senkron veri iletiminde veriler öncelikle buffer adı verilen tampon bellekte toplanır. Daha sonra veriler kullanılan protokole göre düzenlendikten sonra iletilir. Aynı şekilde alıcı kısımda, gelen veriyi depolamak için tampon belleklere ihtiyaç hissedilir.

Senkron veri iletiminde veriler büyük bloklar halinde transfer edildiğinden senkronizasyondan dolayı hata oluşma olasılığı daha fazladır. Asenkron iletimde alıcının zamanlama devresinde her karakter için senkronizasyon yeniden başlatılırken senkron veri iletiminde, bu işlem veri bloğunun başında gerçekleştirilir ve veri bloğu tamamlanıncaya kadar yeniden bir senkronizasyon işlemi gerçekleştirilmez. Bu yüzden senkron verici ve alıcı arasındaki zamanlama devrelerinin saat frekansları azda olsa birbirinden farklı olduğu durumlarda örnekleme zamanındaki kaymalar yanlış bitlerin algılanmasına neden olacaktır. Asenkron iletimde her karakter için senkronizasyon yeniden başlatıldığı için verici ile alıcının zamanlama devrelerinde belirli orana kadar farklılığa müsade edilir.

Senkron veri iletimi sırasında bir hata meydana geldiğinde veri bloğunun tamamı yeniden transfer edilmek zorundadır. Oysa asenkron veri iletiminde yalnızca hatalı olan karakter yeniden transfer edilir.

Asenkron veri iletiminde gönderilen karakterler arasındaki zaman eşit olmak zorunda değildir. Örneğin, bir terminaldeki kullanıcının klavyeden girdiği veriler, asenkron olarak iletilecek olursa, kullanıcı klavyeye farklı zaman aralıklarında basacağından, iletilen karakterler arasındaki zaman her seferinde farklı olacaktır. Senkron veri iletiminde karakterler önce bir tampon bellekte toparlanarak daha sonra arka arkaya gönderildiğinden, transfer edilen karakterler arasındaki zaman aralıkları eşit olacaktır.

Senkron ve asenkron iletimlerin avantajları ve dezavantajları dikkate alınarak istenilen yöntem seçilebilir. Genellikle gönderilen verilerin az olduğu durumlarda asenkron veri iletimi tercih edilirken büyük veri bloklarının iletiminde senkron iletim kullanılır.

Bir veri iletim sistemindeki önemli kavramlardan biri de kanal kapasitesidir. Kanal kapasitesi belirli bir zaman birimi içerisinde sistemde taşınabilecek bağımsız sembollerin sayısını gösterir. Kanal kapasitesinin iletim süresi ve kanal bant genişliği ile doğru orantılı olduğu *Hartley* tarafından bulunmuştur. Bilginin iletileceği kanalın bant genişliğinin büyük olması verilen zamanda daha fazla bilgi iletilmesini sağlar. Aynı miktarda bilgi daha dar bantlı bir kanaldan iletilebilir, fakat iletim süresi daha uzun olacaktır [10]. Kanal kapasitesi aşağıdaki formül ile verilir.

$$C = B \times \tau \quad [2.1]$$

C= Kanal kapasitesi

B=Bant genişliği

$\tau$ =iletim süresi

Yüksek bit hızlarında gürültüsüz bir işaretin gönderilmesi için bant genişliğinin büyük tutulması gereklidir. Bir kanalın bant genişliğinin daraltılması binary darbede bozulmalara neden olur. Binary darbeler, temel bir sinüs dalga ile bir çok harmonikten oluşur. Bu nedenle verinin iletileceği kanalın bant genişliğinin, bütün harmoniklerin geçmesine müsaade edecek kadar büyük olması gerekir. Fakat iletim kanallarının bir çoğu alçak geçiren bir filtre gibi davranırlar. Örneğin telefon kanalları üst kesim frekansı yaklaşık 3400 Hz olan bir alçak geçiren filtre görevi yapar. Bunun sonucunda kesim frekansından daha büyük olan frekanslar filtrelenecektir ve iletilen verilerde bozulmalara neden olacaktır.

Bant genişliğini artırmadan kanal kapasitesini artırmanın bir yolu, sembol başına daha fazla bitin transfer edildiği kodlama şemalarının kullanılması ile mümkündür [10]. Bu durumda verilen formül aşağıdaki gibidir.

$$C = B \log_2^N \quad [2.2]$$

$N$  değeri kodlayıcı sembol sayısını gösterir. Bit hızı 1000 bit/s olan bir veriyi ikili kodlayarak, bir kanaldan iletmek için gerekli bant genişliği

$$B = \frac{C}{\underbrace{\log_2^1}} = C = 1000 \text{ Hz} \text{ dir}$$

Dört farklı sembol kullanılarak bir kodlama yapıldığında ihtiyaç duyulan bant genişliği

$$B = \frac{C}{\underbrace{\log_2^4}} = \frac{C}{2} = 500 \text{ Hz} \text{ olarak bulunur.}$$

Örnekte görüldüğü gibi, farklı kodlama teknikleri kullanılarak verinin iletimi için ihtiyaç duyulan bant genişliği azaltılabilir ve sabit bant genişlikli bir kanalda saniyede gönderilecek bit sayısı artırılabilir. Kanal kapasitesini etkileyen faktörlerden biri de gürültüdür. Gürültü önemli derecede kanal kapasitesini düşüren bir faktördür. Kanal kapasitesi, bant genişliği ve gürültü arasındaki ilişki *Shannon-Hartley* teoremi ile verilir [10].

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad [2.3]$$

Burada  $\frac{S}{N}$  sinyal gücünün, gürültü gücüne oranını göstermektedir. Örneğin sinyal gürültü oranı 1000 (30dB) olan ve bant genişliği 2.7 kHz olan bir iletim kanalındaki bilgi kapasitesi  $C = 2700 \log_2(1+1000) = 26.9 \text{ kb/sn}$  olarak bulunur. Bulunan değer, 2.7 kHz'lik bir kanaldan 26.9 kb/s'lik bir bilginin iletileceğini göstermektedir. Fakat unutulmamalıdır ki bu değere ikili kodlama ile erişmek mümkün değildir. Bu sınır değere erişilmesi için kullanılan modülasyon tekniklerinde, her kodlayıcı sembol için bir bitten daha fazlası transfer edilmelidir.

### 2.3 MODÜLASYON VE SAYISAL MODÜLASYON YÖNTEMLERİ

Bir haberleşme sisteminin amacı bilgi taşıyan işaretleri ya da temel band işaretleri bir haberleşme kanalı vasıtasıyla vericiden alıcıya iletmektir. Bilgi işareti elektriksel işaret biçiminde olsa bile iletim için uygun bir biçimde olmayabilir. Zamanla değişen elektriksel işaretlerin hepsi belirli bir iletim ortamında verimli bir biçimde iletilmeyebilir. Bu nedenle gönderilecek bilgi işareti, iletim kanalına uygun bir biçime dönüştürülmelidir. Bilgi işaretinin iletim kanalına uygun başka bir işarete dönüştürülmesi işlemine modülasyon denir. Haberleşme sisteminin alıcı ucunda temel bandlı bilgi işaretinin yeniden elde edilmesi işlemine demodülasyon adı verilir [11].

Modülasyon işleminde eldeki iletim kanalına uygun bir taşıyıcı işaret vardır. Modülasyon işlemi, taşıyıcı dalganın bir ya da birkaç özelliğini bilgi işaretine göre değiştirmektedir. Taşıyıcı işaretin

$$m(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi) \quad [2.4]$$

sinüsoidal dalga şeklinde tanımlandığını varsayalım.

$A$  = taşıyıcı işaretin genliğini

$f_c$  = taşıyıcı işaretin frekansını

$\phi$  = taşıyıcı işaretin fazını

göstermektedir. Bu parametrelerin, bildiri işaretine bağlı olarak değiştirilmesi sonucunda, modülasyon çeşitleri elde edilir.  $A$  genliği bildiri işaretine bağlı olarak değiştirilirse genlik modülasyonu,  $f_c$  taşıyıcı frekansı değiştirilse frekans modülasyonu,  $\phi$  fazı değiştirilirse faz modülasyonu elde edilir. Frekans ve faz modülasyonu genel olarak açı modülasyonu adı altında toplanabilir. Modülasyon türleri genel olarak aşağıda sınıflandırılmıştır.

1. Sürekli modülasyon

a) Genlik modülasyonu

b) Açı modülasyonu

2. Darbe modülasyonu

a) Darbe genlik modülasyonu (Pulse Amplitude Modulation :PAM)

b) Darbe süresi modülasyonu(Pulse duration Modulation : PDM ya da Pulse width:PWM)

c) Darbe yeri modülasyonu (Pulse Position Modulation PPM)

### 3. Sayısal modülasyon

- a) Genlik kaydırmalı anahtarlama
- b) Frekans kaydırmalı anahtarlama
- c) Faz kaydırmalı anahtarlama

Bildiri işaretini iletim ortamına uygun bir biçime dönüştürmek için yapılan modülasyon işleminin nedenleri aşağıda sıralanmıştır.

*a) Anten boyutlarının küçültülmesi:* İletilmek istenen bildiri işaretleri genellikle alçak frekanslıdır. Dolayısıyla dalga boyları binlerce metre uzunluğundadır. Haberleşme ortamı olarak uzay boşluğu kullanılıyorsa bilgi elektromanyetik dalgalar aracılığı ile iletilecektir. Elektromanyetik ışınımın verimli olabilmesi için anten boyutları, iletilmek istenen işaretin dalga boyutlarında olmalıdır. Eğer bilgi işareti modülasyon işlemine tabi tutulmadan iletilmek istenirse binlerce metre uzunluğunda antenlere ihtiyaç hissedilecektir. Bu ise fiziksel olarak gerçekleştirilmesi zor ve ekonomik olamayan bir durum arz eder. Fakat alçak frekanslı bildiri işareti, yüksek frekanslı bir taşıyıcı dalaaya bindirilirse, ışınımına tabi tutulacak işaretin dalga boyu oldukça küçültülebilir. Bu durumda verimli bir ışınım için gerekli olan anten, fiziksel olarak gerçekleştirilebilir bir uzunluğa sahip olacaktır.

*b) Tüm frekans bölgesinden faydalanma:* Dünya üzerinde bulunan alıcı ve vericilerin birbirlerini bozmadan yayın yapabilmeleri için her birinin farklı frekans bandında çalışmalarını gerekmektedir. Bu durum ise her bir göndericinin farklı frekanslarda modülasyon işlemine sahip olması ile mümkündür. Böylelikle her bir gönderici kendisine ayrılan frekans bandında çalışacaktır ve uzun dalgalardan mikro dalgalara kadar tüm frekans bölgelerinden faydalanmak mümkün olacaktır.

*c) Çoğullama yapmak :* Bir haberleşme sisteminde birden fazla bildiri işaretini göndermek için çoğullama yöntemleri kullanılır. Frekans ve zaman domeninde çoğullama işlemleri birer modülasyon işlemi olarak düşünülebilir.

*d) İletim ortamına uymak :* İletim ortamı koaksiyel kablo, transmisyon borusu, iki telli iletken hat, uzay boşluğu v.b. olabilir. Bu ortamlara uygun frekanslarda iletim yapabilmek için modülasyon işlemi yapılır.

Modülasyonu gerektiren sebepler arasında bozucu etkileri azaltmak, alıcı ve vericinin yapımını kolaylaştırmak gibi faktörlerde sayılabilir. Modülasyon çeşitlerinden hangisinin kullanılacağı haberleşme sisteminin türüne, amacına, çevre şartlarına ve ekonomik faktörlere bağlıdır. İki bilgisayar arasındaki sayısal veri iletimi ile ilgilendiğimizden, yalnızca sayısal modülasyon türlerini açıklayacağız.

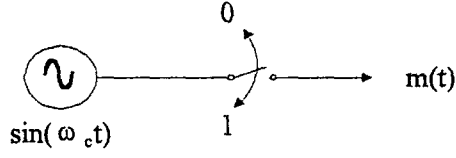
Sayısal işaretler genellikle alçak frekanslı olduklarından, band geçiren karakteristikli bir kanaldan iletilemezler. Temel bandlı işaretinin verimli olarak bir band geçiren kanaldan iletimi amacıyla üç temel yöntem kullanılır: a) Genlik kaydırmalı anahtarlama b) Frekans kaydırmalı anahtarlama c) Faz kaydırmalı anahtarlama. Sayısal verilerin iletiminde kullanılan bu modülasyon teknikleri analog işaretlerin iletiminde kullanılan genlik modülasyonu (Amplitude Modulation: AM), frekans modülasyonu (Frequency Modulation: FM) ve faz modülasyonuna (Phase Modulation: PM) benzerdir. Aralarındaki tek fark, modüle edilen sinyallerin süreklilik arzeden analog işaretler yerine, iki genlik değerine sahip olan sayısal işaretlerin kullanılmasıdır [12].

### 2.3.1 Genlik Kaydırmalı Anahtarlama

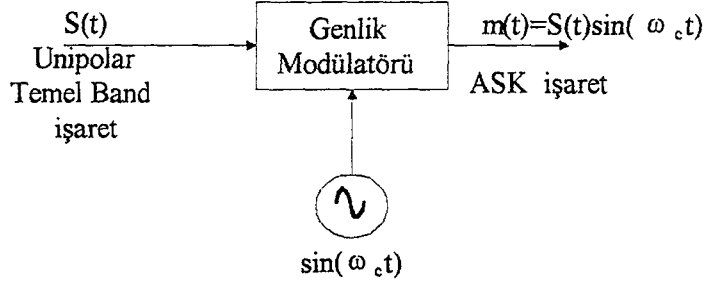
İkili genlik kaydırmalı anahtarlama (Amplitude Shift Keying: ASK) kullanılan sayısal işaretlere bağlı olarak taşıyıcı işaretin genliği iki değer arasında değiştirilir. Genellikle sayısal 1 değerine karşılık olarak sabit genlikli bir taşıyıcı sinyal modülatör çıkışında gözükürken, sayısal sıfır değerine karşılık olarak modülatör çıkışında, taşıyıcı işaret gözükmez. Bu durum ASK'nın özel bir şekli olarak var-yok anahtarlama (On-Off Keying: OOK) olarak da adlandırılır. ASK işareti aşağıdaki gibi verilir

$$m(t) = \begin{cases} A \sin(2\pi f_c t) & \text{mantık 1} \\ 0 & \text{mantık 0} \end{cases} \quad [2.5]$$

Bu dalgayı bir osilatör yardımı ile kolaylıkla elde etmek mümkündür (Şekil 2.7a). İkili bir anahtar sayısal işarete göre açılıp kapatılarak devre çıkışında ASK modülasyonlu işaretin üretilmesi sağlanır. ASK işaretin üretilmesi analog sistemlerdeki çift yan bandlı genlik modülasyonlu işaretin üretimine benzemektedir [12]. Şekil 2.7b'de gösterildiği gibi dengeli bir modülatör ya da çarpıcı kullanılarak ASK işaret elde edilir.



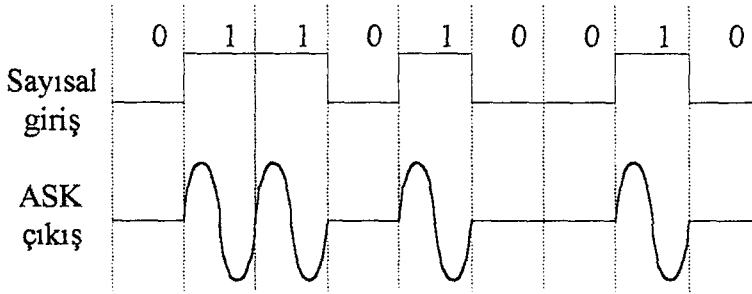
a) ASK işaretin var-yok anahtarlama kullanılarak üretilmesi



b) ASK işaretin genlik modülatörü ile üretilmesi

Şekil 2.7: ASK işaretin üretilmesi

Girişteki sayısal işarete karşılık modülatör çıkışındaki ASK işaret Şekil 2.8'de gösterilmiştir. Sayısal giriş işareti mantık 1 konumunda iken, çıkışta sabit genlikli bir taşıyıcı vardır. Sayısal giriş işareti mantık 0 seviyesinde iken çıkış işareti sıfırdır.



Şekil 2.8: Sayısal veri girişine karşılık ASK modülatör çıkışındaki işaret

ASK işaretlerden yeniden sayısal işaretlerin elde edilmesi Şekil 2.9'da gösterilen bir zarf sezicisi kullanılarak gerçekleştirilir. Girişte taşıyıcı işaret varken zarf dedektörünün çıkışı belirli eşik geriliminin üzerindedir. Karar devresi eşik seviyesinin üzerindeki bu gerilimi mantık 1 olarak yorumlar. Girişte taşıyıcı işaret yok iken zarf dedektörünün çıkışı eşik seviyesinin altında kalır ve çıkışta mantık 0 elde edilir.



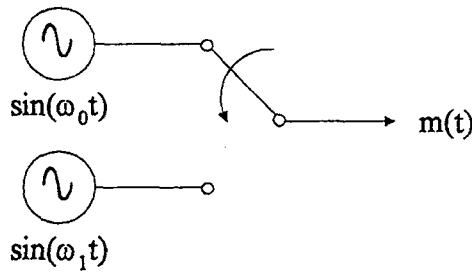
Şekil 2.9: ASK demodülatör

### 2.3.2 Frekans Kaydırmalı Anahtarlama

Frekans kaydırmalı anahtarlama, taşıyıcı işaretin frekansını, sayısal giriş işaretinin değerine bağlı olarak değiştirilir. İkili giriş sinyali 0 mantık düzeyinden 1 mantık düzeyine geçtiğinde ya da 1 mantık düzeyinden 0 mantık düzeyine geçtiğinde FSK çıkışı işaret(mark) ya da aralık (space) adı verilen iki frekans değeri arasında kayar. FSK işareti aşağıdaki şekilde ifade edilir

$$m(t) = \begin{cases} A \sin(2\pi f_1 t) & \text{mantık 1} \\ A \sin(2\pi f_2 t) & \text{mantık 0} \end{cases} \quad [2.6]$$

FSK'da ikili mantık giriş sinyalinin durumu her değiştiğinde çıkış frekansında da bir değişiklik olur. Dolayısıyla çıkış değişim hızı giriş değişim hızına eşittir. Bundan dolayı FSK modülasyonunda bit iletim hızı, baud hızına eşittir. FSK işareti, frekansları farklı iki osilatör ve bir anahtardan oluşan basit bir modülatör kullanılarak elde edilir. Şekil 2.10'da gösterildiği gibi anahtar ikili giriş sinyaline bağlı olarak iki farklı frekanslı işareten birisini çıkışa aktarır.

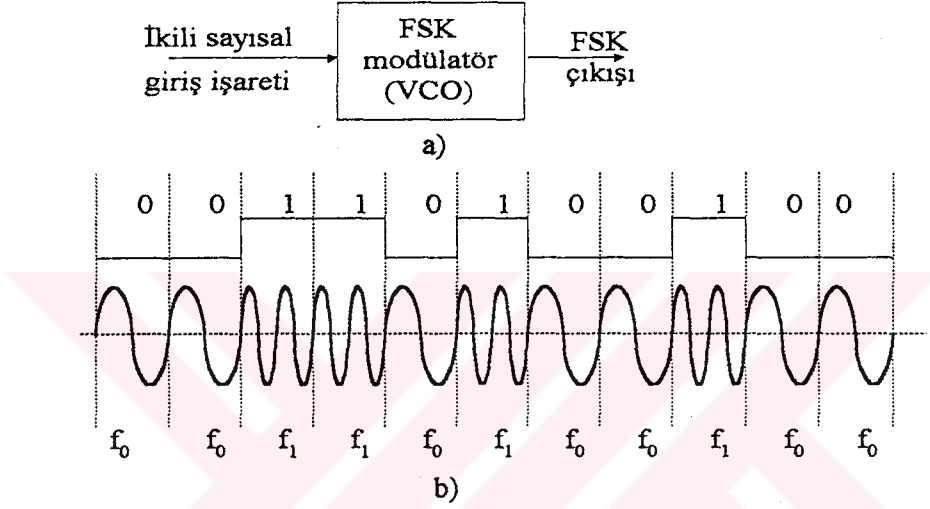


Şekil 2.10: FSK işaretin üretilmesi

En yaygın olarak kullanılan FSK modülatörü, bir voltaj kontrollü osilatör (Voltage Controlled Oscillator=VCO) kullanılarak gerçekleştirilir. VCO'nun sukünet frekansı işaret ve

aralık frekanslarının orta noktasına gelecek şekilde seçilmiştir. Girişte mantık 1 koşulu VCO'yu sukünet frekansından işaret frekansına, 0 mantık koşulu ise sukünet frekansından aralık frekansına kaydırır.

Şekil 2.11'de VCO kulanılarak gerçekleştirilen FSK modülötör ve ikili sayısal giriş dalga şekline bağılı olarak modülötör çıkışındaki FSK işaret gösterilmiştir.



Şekil 2.11: a) FSK modülötör b) Sayısal giriş işaretine karşılık modülötör çıkışındaki FSK işaret

FSK bir frekans modülasyonu biçimi olduğu için FM için kullanılan modülasyon indeksi formülü, FSK içinde geçerlidir[10]. Modülasyon indeksi aşağıdaki gibi verilir.

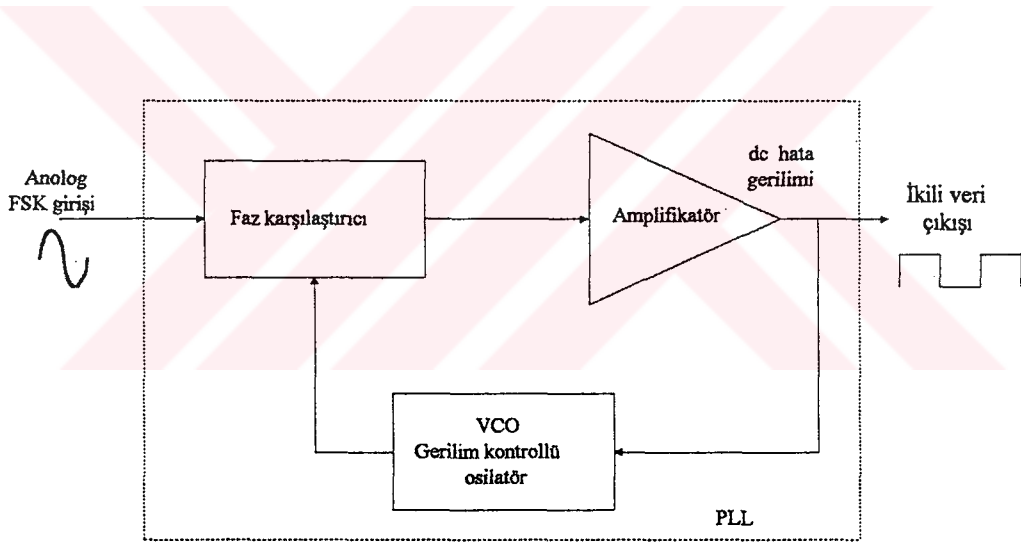
$$MI = \frac{\Delta F}{F_c} \quad [2.7]$$

$\Delta F$  Frekans sapmasını,  $F_c$  taşıyıcı frekansı göstermektedir.  $\Delta F$  değeri, işaret frekansı ile aralık frekansı arasındaki farka eşittir. Formülü yeniden yazacak olursak

$$MI = \frac{|F_m - F_s|}{F_c} \text{ şeklinde ifade edilir.}$$

Klasik FM’de band genişliği modülasyon indeksi ile doğru orantılıdır. Bu nedenle FSK’da modülasyon indeksi genellikle 1.0 değerinin altında tutulur. Böylece nispeten darbantlı bir FM çıkış tayfi oluşturulur.

FSK sinyallerini demodüle etmek için en yaygın olarak kullanılan devre Şekil 2.12’de gösterilen faz kilitlemeli çevrimdir(Phase Locked Loop=PLL). PLL kullanılarak gerçekleştirilen FSK demodülatör, PLL kullanılarak gerçekleştirilen FM demodülatöre çok benzerdir. PLL girişi işaret ve aralık frekansları arasında kaydığında Faz karşılaştırıcının çıkışındaki dc hata gerilimi frekans kaymasını izler. Yalnızca iki giriş frekansı olduğundan çıkışta iki hata gerilimi mevcuttur ve biri mantık 0 durumunu gösterirken diğeri mantık 1 durumunu gösterir. Genellikle PLL nin doğal frekansı FSK modülatörün merkez frekansına eşit yapılır. Dc hata gerilimindeki değişiklikler analog giriş frekansındaki değişiklikleri izler ve 0V dc etrafında simetrikler.



Şekil 2.12: FSK demodülatör

FSK’nın hata performansı ASK’ya oranla yüksek, PSK ya da QAM’e oranla daha düşüktür. Bu yüzden FSK düşük performanslı, düşük maliyetli, asenkron veri iletişim modemlerinde kullanılır [10].

### 2.3.3 Faz Kaydırmalı Anahtarlama

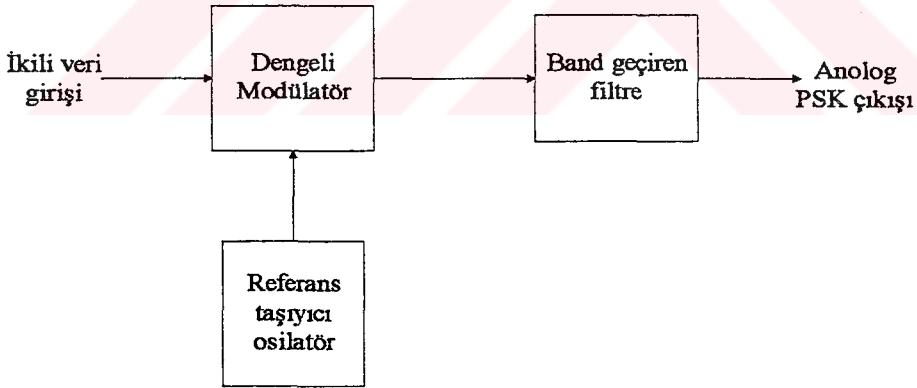
Faz kaydırmalı anahtarlama (PSK) açılı modülasyonlu, sabit zarflı, sayısal modülasyonun başka bir şeklidir. PSK klasik faz modülasyonuna benzemektedir. Aralarındaki tek fark,

PSK'da kullanılan giriş sinyali, ikili sayısal bir sinyaldir ve sınırlı sayıda çıkış fazı mümkündür.

İkili faz kaydırmalı anahtarlama (Binary PSK=BPSK) tek bir taşıyıcı frekansı için iki çıkış fazı mümkündür. Bir çıkış fazı mantık 1 düzeyini temsil ederken, diğeri ise mantık 0 düzeyini temsil eder. Sayısal giriş sinyali değiştiğinde çıkıştaki taşıyıcı sinyalin fazı birbirinden  $180^\circ$  farklı iki açı arasında kayar. BPSK modüleli işaret aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

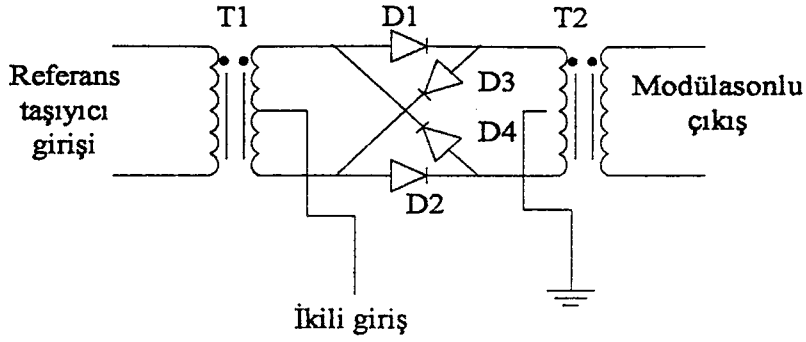
$$m(t) = \begin{cases} A \sin(2\pi f_c t) & \text{mantık 1} \\ A \sin(2\pi f_c t + \pi) & \text{mantık 0} \end{cases} \quad [2.8]$$

Şekil 2.13, BPSK modülatörün basitleştirilmiş blok diyagramını göstermektedir. Dengeli modülatör bir faz çevirme anahtarı gibi hareket eder. Sayısal girişin mantık durumuna bağlı olarak taşıyıcı sinyal çıkışa, ya referans taşıyıcı osilatör ile aynı fazda ya da  $180^\circ$  faz farkıyla aktarılır.

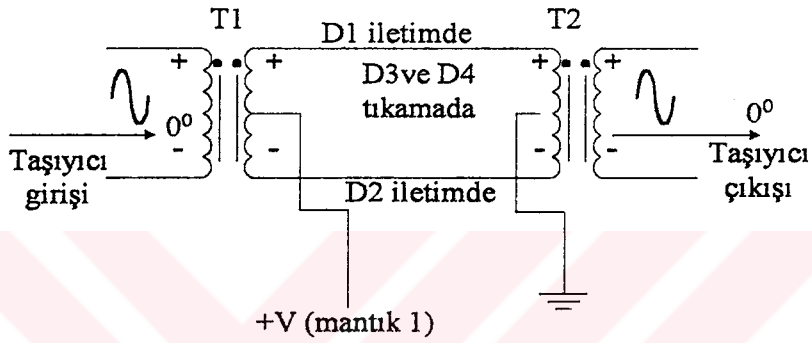


Şekil 2.13: PSK Modülatör

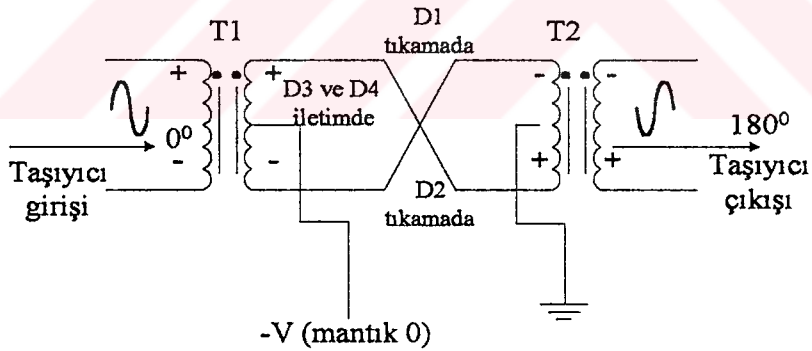
Dengeli modülatörün devresi Şekil 2.14a'da gösterilmiştir. Dengeli modülatörün iki girişi vardır. Bu girişler Referans osilatörü ile aynı faza sahip olan bir taşıyıcı girişi ve sayısal veri girişidir. D1-D2-D3-D4 diyotlarının açık ya da kapalı durumlarını kontrol etmek için sayısal giriş gerilimi, taşıyıcı sinyalin tepe gerilim değerinden çok daha büyük olmalıdır. İkili giriş mantık 1 seviyesinde iken D1 ve D2 diyotları iletim yönünde, D3 ve D4 diyotları tıkama yönünde kutuplanır (Şekil 2.14b). Bu durumda T2 transformatöründe T1 transformatörü ile aynı yönde bir gerilim oluşur. Modülatör çıkışı, referans osilatör işareti ile aynı fazdadır.



a) Dengeli halka modülatörü



b) 1 mantık düzeyi

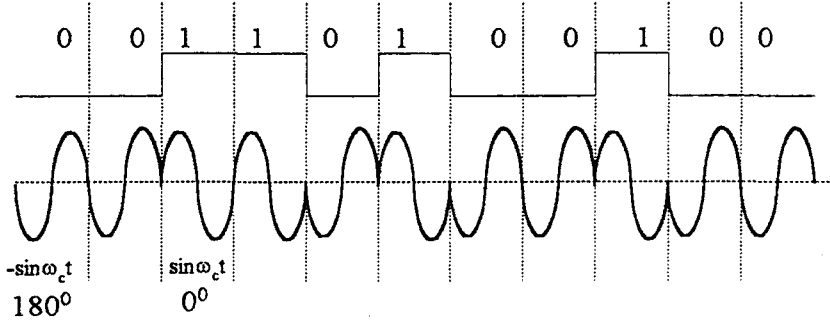


c) 0 mantık düzeyi

Şekil 2.14: Dengeli modülatör devresi

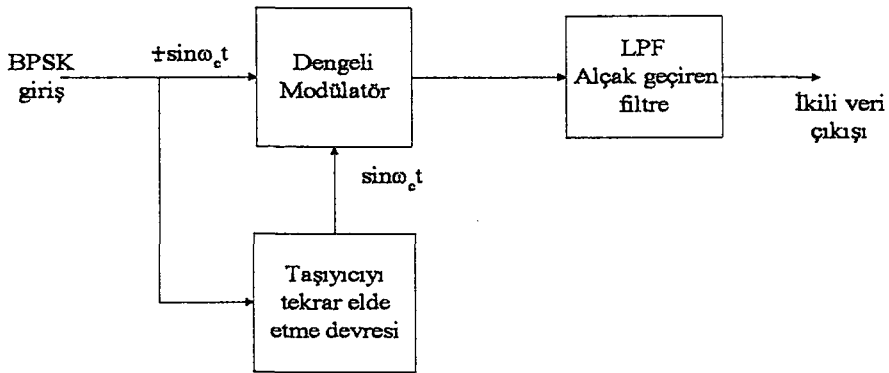
Şekil 2.14c'de gösterildiği gibi, giriş mantık 0 iken D1 ve D2 ters yönde, D3 ve D4 ise iletim yönünde kutuplanır. Dolayısıyla taşıyıcı sinyal, T2 transformatörü üzerinde, T1 transformatörü üzerindeki taşıyıcı sinyalden  $180^\circ$  faz farkıyla oluşur. Modülatör girişindeki sayısal işarete karşılık olarak çıkışta elde edilen BPSK sinyali, Şekil 2.15'de gösterilmiştir. Sayısal giriş mantık 1 değerinde iken modülatör çıkışında  $\sin \omega_c t$  şeklinde bir taşıyıcı işaret

vardır. Mantık 0 durumunda ise çıkışta bu sinyale göre  $180^\circ$  faz farkına sahip  $\sin(\omega_c t + \pi) = -\sin \omega_c t$  sinyali görülür.



Şekil 2.15: Sayısal giriş işaretine karşılık modülatör çıkışındaki BPSK işaret

Şekil 2.16'da BPSK alıcının blok diyagramı gösterilmiştir. Giriş sinyali  $+\sin \omega_c t$  ya da  $-\sin \omega_c t$  olabilir. Taşıyıcıyı yeniden elde etme devresi, hem frekansı hemde fazı başlangıçtaki gönderme taşıyıcısı ile aynı olan bir sinyali algılayarak, yeniden üretir. Dengeli modülatör ise bir çarpım dedektörüdür. Çıkış, taşıyıcı sinyal ile taşıyıcı sinyalden üretilen işaretin çarpımıdır. Alçak geçiren filtre, demodülasyon sırasında ortaya çıkan yüksek frekanslı bileşenleri bastırmak için kullanılır.



Şekil 2.16: BPSK alıcı blok diyagramı

Demodülasyon işlemini matematiksel olarak açıklayacak olursak; öncelikle giriş  $+\sin \omega_c t$  şeklinde (mantık 1 düzeyli) bir sinyalin geldiğini varsayalım. Dengeli modülatör çıkışındaki  $m(t)$  işareti aşağıda verilmiştir.

$$m(t) = (\sin \omega_c t)(\sin \omega_c t) = \sin^2 \omega_c t \quad [2.9]$$

$$\sin^2 \omega_c t = \frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega_c t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t \quad (\text{filtrelenerek kesilir})$$

$$m(t) = \frac{1}{2}V_{dc}$$

Dengeli modülör çıkışının, pozitif dc bir gerilimle ( $+\frac{1}{2}V$ ), taşıyıcı frekansının iki katı frekansta bir kosinüs dalgası içerdiği görülmektedir. Alçak geçiren filtrenin kesim frekansı  $2\omega_c t$  frekansından çok daha düşüktür. Bu yüzden alçak geçiren filtre  $2\omega_c t$  frekanslı işareti keserek yalnızca dc bileşeni geçirir. Çıkışta elde edilen pozitif dc gerilim, mantık 1 düzeyini gösterir

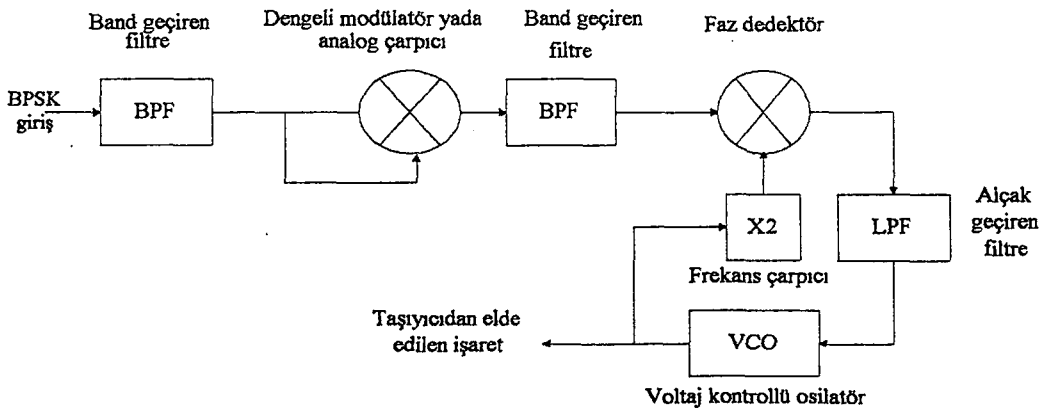
Girişte  $-\sin \omega_c t$  (mantık 0 düzeyli) şeklinde bir sinyal olması durumunda, demodülör çıkışındaki işaret;

$$m(t) = (-\sin \omega_c t)(\sin \omega_c t) = \sin^2 \omega_c t \quad [2.10]$$

$$\sin^2 \omega_c t = \frac{-1}{2}(1 - \cos 2\omega_c t) = \frac{-1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t \quad (\text{filtrelenerek kesilir})$$

$$m(t) = \frac{-1}{2}V_{dc} \text{ olarak bulunur.}$$

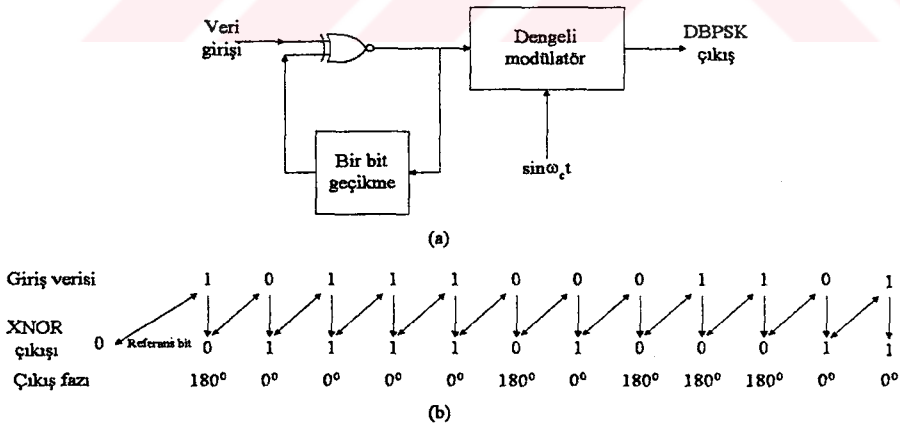
Şekil 2.17'de taşıyıcıyı yeniden elde etme devresi gösterilmiştir. Girişte bulunan band geçiren filtre sadece istenilen BPSK işaretinin geçmesini sağlar. Daha sonra işaretin karesi alınır. Bu işlem bir dengeli modülör ya da analog çarpıcı ile gerçekleştirilir.



Şekil 2.17: Taşıyıcı işareti yeniden elde etme devresi

Kare alıcı devre ise  $180^\circ$ 'lik faz kaymalarını ortadan kaldırır. Sonuçta giriş işareti frekansının iki katı frekansta bir sinyal elde edilir. Bir bant geçiren filtre, taşıyıcı işaretin iki katı frekansları geçirecek şekilde ayarlanır. Filtre çıkışında elde edilen işaret, bir faz dedektörüne uygulanır. VCO ve faz dedektörü arasında, girişindeki işareti iki ile çarpan bir frekans çarpıcı kullanılır. Bu işlem VCO'nun çıkış frekansının, taşıyıcı sinyalin frekansına eşit olmasını sağlar. PLL kullanılması dolaylı taşıyıcı işaretin frekans ve fazındaki bütün kaymalar izlenerek, VCO çıkışında taşıyıcı sinyalin bir benzeri elde edilecektir [10].

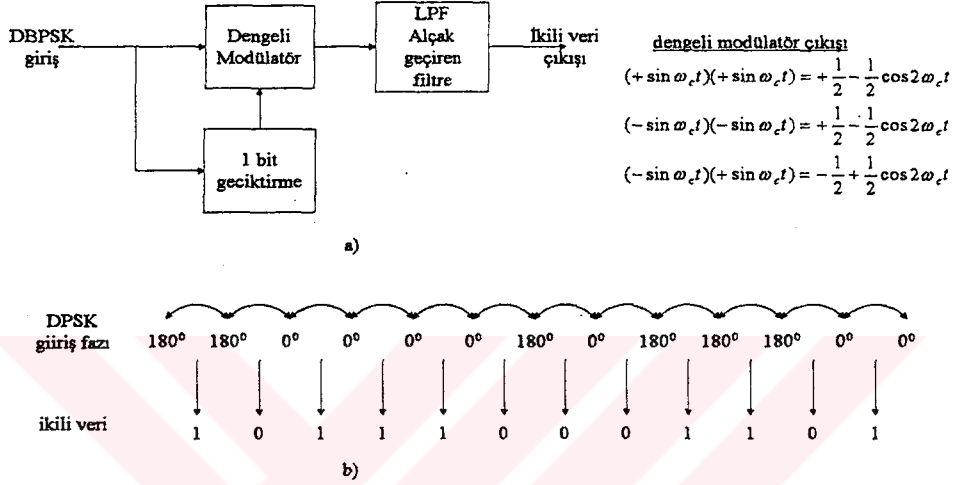
Taşıyıcı işareti yeniden elde etme devresi karışık ve pahalı bir işlemdir. Bu sorunu ortadan kaldırmak ve demodülasyon işlemini kolaylaştırmak için BPSK'nın değişik bir şekli olan diferansiyel BPSK (DBPSK) kullanılabilir. DBPSK'da mutlak bir faz referansı yoktur. Onun yerine gönderilen işaretin kendisi faz referansı olarak kullanılır. DBPSK'da sayısal veri modüle edilmeden önce bir ön kodlama işlemi yapılır. Kodlama işleminde modüle edilecek veri biti, dengeli modülatöre girmeden önce bir önceki bit ile XNOR kapısından geçirilir. İlk veri biti için, bu bitin karşılaştırılacağı kendisinden önce gelen başka bir bit yoktur. Dolayısıyla, bir başlangıç referans bitinin olduğu varsayılır. Şekil 2.18'de DBPSK modülatör, giriş verileri, XNOR çıkışı ve modülatör çıkışındaki faz ilişkisi gösterilmiştir.



Şekil 2.18: a) DBPSK modülatör b) Giriş verisi, XNOR çıkışı ve çıkış fazı

Şekil 2.18b'de gösterildiği gibi ilk veri biti, referans biti ile XNOR'lanır. Eğer iki bit aynı ise XNOR kapısının çıkışı mantık 1 düzeyindedir. Eğer bitler farklı ise XNOR çıkışı mantık 0 düzeyi olur. Dengeli modülatör BPSK modülatör ile aynı şekilde çalışır. Mantık 1 düzeyi çıkışta  $+\sin \omega_c t$  şeklinde, mantık 0 düzeyi ise çıkışta  $-\sin \omega_c t$  şeklinde bir işaret üretir.

Şekil 2.19'da DBPSK alıcının blok diyagramı ve girişteki DBPSK modüleli işarete karşılık demodülatör çıkışındaki sayısal işaret gösterilmiştir. Alınan sinyal bir bit süresi geciktirilir. Daha sonra dengeli modülatörde bir sonraki sinyal ile karşılaştırılır. Eğer sinyal aynı ise mantık1 düzeyi (pozitif bir gerilim), eğer farklı ise mantık 0 düzeyi (negatif bir gerilim) üretilir. Eğer varsayılan referans fazı yanlış ise yalnızca demodüle edilen ilk bit hatalı olur.

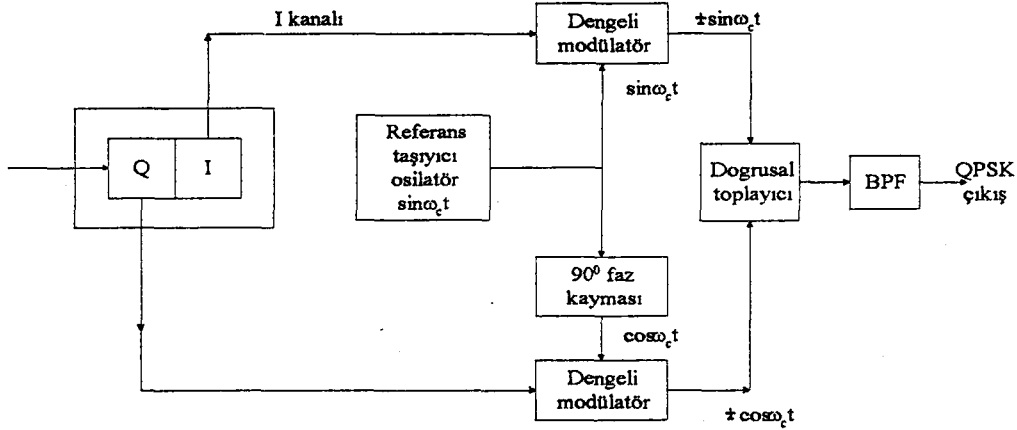


Şekil 2.19: a) DBPSK modülatör b) DBPSK sinyale karşılık elde edilen ikili veri

DBPSK'nın en önemli avantajı gerçekleştirilmesinin kolay olmasıdır. DBPSK'da taşıyıcıyı yeniden elde etme devresi gerekli değildir. BPSK ve DBPSK'da temel problem, veri transmisyon hızının, verilen bant genişliği ile sınırlı olmasıdır [10]. Band genişliğini artırmadan veri iletim hızını artırmanın bir yolu ; her faz değişikliğinde bir bitten daha fazla kodlama yapmaktır. Böylelikle saniyede gönderilen kodlayıcı sinyal sayısı aynı kalırken, saniyede iletilen bit sayısı artırılabilecektir. Bunun en iyi örneği kuadratur faz kaydırmalı anahtarlama (QPSK) olarak görülür.

QPSK'da bir tek taşıyıcı işaret için 4 adet çıkış fazı mümkündür. Dört farklı çıkış fazı olduğu için dört farklı giriş durumu olmalıdır. QPSK modülatörün girişi ikili bir sinyal olduğu için dört farklı giriş durumunu üretmek için tek bir giriş bitinden fazlası gereklidir. Bu nedenle ikili giriş verileri dibit adı verilen iki bitlik gruplar halinde birleştirilirler. Her dibit dört olası çıkış fazından birini temsil eder. Dolayısıyla ile modülatöre giren her iki bit için tek bir çıkış sinyali elde edilir. Bu nedenle çıkıştaki değişim hızı (baud hızı) giriş bit iletim hızının yarısıdır. Şekil 2.20'de QPSK modülatörünün blok diyagramı gösterilmiştir. Modülatör girişinde bir bit ayırıcı devre bulunmaktadır. Bir bit I kanalına diğer bit ise Q kanalına

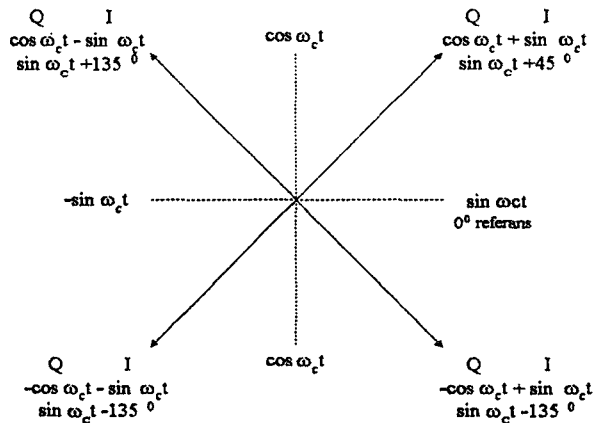
yönlendirilir. I biti referans osilatörü ile aynı fazda olan bir taşıyıcıyı modüle ederken, Q biti ise referans taşıyıcıdan  $90^\circ$ 'lik farklı fazda olan ya da onunla dik açı yapan (Kuadratur) bir taşıyıcıyı modüle eder.



Şekil 2.20: QPSK modülör

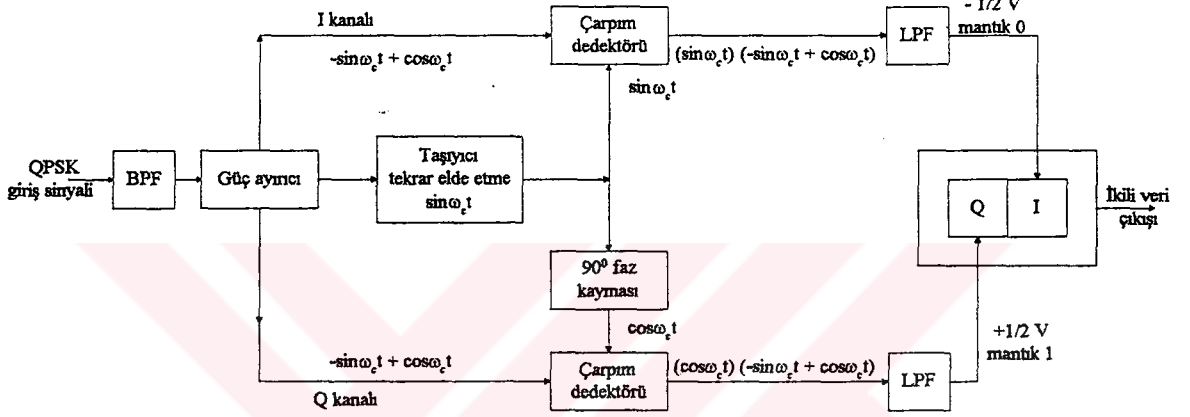
Bir dibit, I ve Q kanallarına ayrıldıktan sonra QPSK modülörün çalışmasının, BPSK modülörü ile aynı olduğu görülebilir. Temel olarak bir QPSK modülör, paralel olarak yerleştirilmiş iki BPSK modülörden oluşur. Mantık 1 düzeyi  $+1V$  ile mantık 0 düzeyi  $-1V$  ile gösterilecek olursa, I dengeli modülörünün çıkışındaki iki olası işaret,  $+\sin \omega_c t$  ya da  $-\sin \omega_c t$  dir. Q dengeli modülörünün çıkışında ise  $+\cos \omega_c t$  ya da  $-\cos \omega_c t$  fazlarından biri oluşur. Doğrusal toplayıcı iki dik açılı sinyali birleştirdiğinde, oluşan dört olası fazın doğruluk tablosu ve fazör diyagramı Şekil 2.21'de verilmiştir.

İkili giriş		QPSK çıkış fazı
Q	I	
0	0	-135
0	1	-45
1	0	+135
1	1	+45



Şekil 2.21: QPSK fazör diyagramı

QPSK sinyallerinin demodülasyonu için gerekli devre Şekil 2.22'de gösterilmiştir. Güç ayırıcı, QPSK sinyalini I ve Q çarpım dedektörlerine ve taşıyıcı işareti yeniden elde etme devresine yönlendirir. Taşıyıcı işareti yeniden elde etme devresi, başlangıçtaki taşıyıcı osilatör sinyalini yeniden oluşturur. QPSK sinyali I ve Q çarpım dedektörlerinde demodüle edilir. Dedektörler başlangıçtaki I ve Q veri bitlerini üretir. Çarpım dedektörlerinin çıkışları, bit birleştirici devreyi besleyerek paralel I ve Q kanallarından seri olarak çıkışa aktarılır.



Şekil 2.22: QPSK demodülatör

Demodülasyon sürecini açıklamak için gelen QPSK sinyalin  $-\sin \omega_c t + \cos \omega_c t$  olduğunu varsayalım. Bu sinyal, I çarpım dedektörünün bir girişidir. Çarpım dedektörünün diğer girişide tekrar elde edilen,  $\sin \omega_c t$  taşıyıcı sinyalidir. Çarpım dedektörünün çıkışı aşağıdaki gibi verilir.

$$I = \underbrace{(-\sin \omega_c t + \cos \omega_c t)}_{\text{QPSK sinyal girişi}} \underbrace{(\sin \omega_c t)}_{\text{taşıyıcı}} \quad [2.11]$$

$$= (-\sin \omega_c t)(\sin \omega_c t) + (\cos \omega_c t)(\sin \omega_c t)$$

$$= -\sin^2 \omega_c t + (\cos \omega_c t)(\sin \omega_c t)$$

$$= -\frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega_c t) + \frac{1}{2} \sin(\omega_c t + \omega_c t) + \frac{1}{2} \sin(\omega_c t - \omega_c t)$$

(filtrelenerek kesilir) (sıfıra eşit)

$$I = -\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cancel{\cos 2\omega_c t} + \frac{1}{2} \cancel{\sin 2\omega_c t} + \frac{1}{2} \cancel{\sin 0}$$

$$= -\frac{1}{2} V_{dc} \text{ (mantık 0 düzeyi) olarak bulunur.}$$

Q çarpım dedektörünün bir girişi  $-\sin \omega_c t + \cos \omega_c t$  şeklinde bir sinyal, diğer girişi ise fazı  $90^\circ$  kaydırılmış, tekrar edilen taşıyıcı sinyaldir. Q çarpım dedektörünün çıkışı

$$Q = \underbrace{(-\sin \omega_c t + \cos \omega_c t)}_{\text{QPSKsinyalgirişi}} \underbrace{(\cos \omega_c t)}_{\text{taşıyıcı}} \quad [2.12]$$

$$= \cos^2 \omega_c t - (\cos \omega_c t)(\sin \omega_c t)$$

$$= \frac{1}{2}(1 + \cos 2\omega_c t) - \frac{1}{2} \sin(\omega_c t + \omega_c t) + \frac{1}{2} \sin(\omega_c t - \omega_c t)$$

(filtrelenerek kesilir) (sıfıra eşit)

$$Q = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t + \frac{1}{2} \sin 2\omega_c t - \frac{1}{2} \sin 0$$

$$= \frac{1}{2} V_{dc} \text{ (mantık 1 düzeyi) olarak bulunur.}$$

PSK modülasyonunun 8 ve 16 çıkış fazı olan çeşitleride bulunmaktadır. 8'li PSK'da, 8 çıkış fazı ve her faza karşılık 3 bitlik bilgi iletilirken 16'lı PSK da, 16 farklı çıkış fazı ve her faza karşılık 4 bitlik veri iletilir.

## 2.4 HATA DENETİMİ

Veri iletişimindeki en büyük sorun; iletim sırasında veri iletim hattından kaynaklanan hataların denetlenebilmesidir. Çünkü verinin hatasız olarak alıcıya ulaştırılması gereklidir. İletim hattından kaynaklanan hataların bulunması ve düzeltilmesi için bir çok yöntem vardır. Hata denetimi için kullanılan yöntemler iki kategoride ele alınır. Bunlardan ilki hata bulma diğeri ise hata düzeltme teknikleridir.

### 2.4.1 Hata Bulma

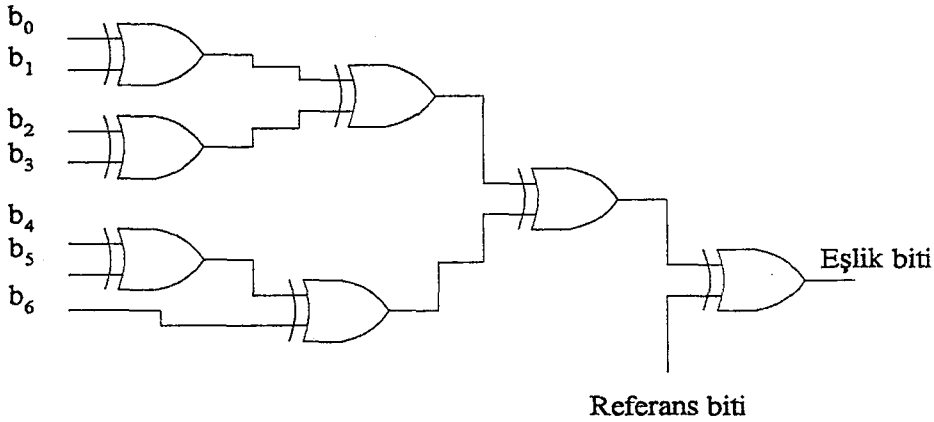
Hata bulma alınan verileri gözleme ve ne zaman bir iletim hatası meydana geldiğini belirleme sürecidir. Hata bulma teknikleri hangi bitin ya da bitlerin hatalı olduğunu belirlemez, yalnızca iletilen veride hata olup olmadığını belirler. Hata bulmanın amacı hatanın meydana gelmesini önlemek değil, meydana gelen bütün hataları bulmaktır. Bir sistemin iletim hatalarına nasıl karşılık vereceği sisteme bağlıdır ve bir sistemden ötekine önemli ölçüde değişiklik gösterir. Veri iletişim devrelerinde en çok kullanılan hata bulma teknikleri artıklık, tamsayı kodlaması, eşlik, yatay ve düşey artıklık denetimi ve çevrimsel artıklık denetimidir.

**Artıklık:** Artıklık her karakterin iki kez iletimi demektir. Eğer ardışık olarak iki kere aynı karakter alınmaz ise bir iletim hatası meydana gelmiş demektir. Aynı karakterin iki kere iletimi sonucunda sistemin veriminin yarıya düşmesi, bir dezavantajdır.

**Tamsayı kodlaması:** Tamsayı kodlamasında iletilecek karakterleri kodlamada kullanılan 1'lerin toplam sayısı, her karakter için aynıdır. Alıcı tarafta alınan karakterlerdeki 1'lerin sayılması yoluyla bir iletim hatasının meydana gelip gelmediği belirlenebilir.

**Eşlik(parity):** Eşlik veri iletişim sistemlerinde kullanılan en basit hata bulma yöntemidir. Hem düşey, hemde yatay artıklık hata bulma tekniklerinde kullanılır. Bir karakterdeki 1'lerin toplamı ya bir tek sayıya (tek eşlikte), ya da bir çift sayıya (çift eşlikte) tamamlanacak şekilde, karakterin başına eşlik biti adı verilen bir bit eklenerek veri yeni hali ile transfer edilir. Örneğin "C" harfinin ASCII kodu 1000111 dir. Bu kod için 1'lerin toplam sayısı üç adettir. Eğer hata bulmak amacıyla tek eşlik kullanılacaksa 0, çift eşlik kullanılacaksa 1 değeri verinin başına eşlik biti olarak ilave edilmelidir. Eşlik yakından incelendiğinde sıfırların sayısının ve çift sayıdaki 1'lerin eşliği etkilemediği görülür.

Şekil 2.23'te eşlik biti oluşturmak için yaygın olarak kullanılan bir devre gösterilmiştir. Bu devre referans biti 1 iken tek eşlik, 0 iken ise çift eşlik üretir



Şekil 2.23: Eşlik üreten devre

Alıcı kısımda, gelen veri kontrol edilerek eşlik hesaplanır ve gönderilen eşlik biti ile karşılaştırılır. Alıcıda hesaplanan eşlik biti ile gönderilen eşlik biti birbirinin aynısı ise bir iletim hatasının olmadığı varsayılır. Eşlik bitleri farklı ise hata oluştuğuna karar verilir. Eşlik

hata denetiminde yalnızca tek sayıdaki bit hatalarının oluşup oluşmadığı anlaşılabilir. Eğer çift sayıda bit hatası oluşursa, örneğin iki bitte hata meydana geldiğinde, gönderilen ve alıcıda hesaplanan eşlik bitleri aynı olacağından, hatalı veri hatasızmış gibi algılanır.

*Yatay ve düşey artıklık denetleme:* Düşey artıklık denetleme (Vertical Reduncancy Check=VRC) bir karakterde iletim hatası meydana gelip gelmediğini belirlemek üzere eşlik kullanan bir hata bulma tekniğidir. Bu nedenle VRC'ye bazen karakter eşliği denir. VRC'de iletimden önce her karakterin başına bir eşlik biti eklenir.

Yatay artıklık denetleme (Horizontal Reduncancy Check=HRC) ise bir mesajda iletim hatası oluşup oluşmadığını belirlemek için eşlik kullanan bir hata bulma tekniğidir. Bu nedenle bazen mesaj eşliği olarakta adlandırılır. HRC'de bir mesajdaki her bir karakterin aynı sıradaki bitlerine bakılarak, eşlik değerleri bulunur. Örneğin mesaj içerisindeki karakterlerin  $b_0$  bitleri sayılır ve bir eşlik biti elde edilir. Aynı şekilde  $b_1$  bitlerine bakılarak başka bir eşlik biti elde edilir. Diğer bitler içinde aynı işlem yapılarak sonuçta eşlik bitlerinden oluşan bir karakter elde edilir. Bu eşlik karakteri mesajın sonuna eklenerek iletilir. Alıcı tarafta gelen mesaja bakılarak, HRC yeniden hesaplanır. Hesaplanan HRC ile iletilen HRC aynı ise mesajın iletiminde bir hata gerçekleşmediği varsayılır. Eğer HRC'ler birbirinden farklı ise bir iletim hatası meydana gelmiş demektir. VRC ve HRC yi gösteren bir örnek aşağıda verilmiştir.

		M	E	R	H	A	B	A	HRC
HEX		4D	45	52	48	1	42	41	
LSB	$b_0$	1	1	0	0	1	0	1	1
	$b_1$	0	0	1	0	0	1	0	1
	$b_2$	1	1	0	0	0	0	0	1
	$b_3$	1	0	0	1	0	0	0	1
	$b_4$	0	0	1	0	0	0	0	0
	$b_5$	0	0	0	0	0	0	0	1
MSB	$b_6$	1	1	1	1	1	1	1	0
VRC	$b_7$	1	0	0	1	1	1	1	0

Her karakterin VRC biti düşey yönde, HRC bitleri ise yatay yönde hesaplanır. VRC karakterin hatalı olup olmadığını kontrol ederken, HRC ise mesajın tamamında, bir hata olup olmadığını kontrol eder. VRC ve HRC birlikte kullanıldığında eğer tek bir bitte hata oluştuysa, bu hata bulunarak düzeltilebilir. Aynı karakterde iki bit hatasının oluşması

durumda ve çift sayıda karakterde, aynı sıradaki iki bitin hatalı olduğu durumlarda mesajda her hangi bir hata belirlenemeyecektir [10].

*Çevrimsel artıklık denetleme:* En güvenilir hata bulma tekniği çevrimsel artıklık denetlemedir(Cyclic Redundancy Check=CRC). CRC’de bütün iletim hatalarının yaklaşık %99.95’i bulunur [9]. CRC’de n bitlik mesaja karşılık, k bitlik bir hata kontrol kodu eklenerek n+k bitlik bir çerçeve transfer edilir. k bitlik hata kodu, n bitlik mesajın önceden tesbit edilen bir sayıya bölünmesi ile elde edilir. Alıcı, gelen k+n bitlik veriyi, önceden tesbit edilen sayıya yeniden bölerek kalana bakar. Eğer kalan sıfırdan farklı ise bir iletim hatası oluştuğuna karar verilir. Kalan sıfır ise iletilen mesajda hata yoktur. Bazı tanımları yaparak CRC hata bulma yöntemini açıklayalım.

$X=(k+n)$  bitlik transfer edilecek veri,  $n < k$

$M=k$  bitlik mesaj,  $X$ 'in ilk k biti

$F=n$  bitlik kalan

$P= n+1$  bitlik önceden tesbit edilen bölen sayı

$$X=2^n M+F \quad [2.13]$$

Burada mesajın  $2^n$  ile çarpılması, mesajın n bit sola ötelenmesini sağlar. F değeri ile toplama, n bit ötelenmiş mesajın sonuna F değerinin eklenmesini sağlar. Buradaki toplama işlemi matematiksel bir toplama değil, mantıksal veya işlemdir. Öcelikle n bit sola ötelenen mesaj P ye bölünür. Bölüm Q ile, kalan R ile simgelenirse bölme işlemi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\frac{2^n M}{P} = Q + \frac{R}{P} \quad [2.14]$$

Elde edilen kalan, mesajın sonuna eklenecek hata kontrol kodu olarak kullanılır. Transfer edilecek mesaj,  $X=2^n M+R$  olarak elde edilir. Alıcı tarafta hata kontrolünün nasıl gerçekleştirildiğini gösterecek olursak; öncelikle X değeri, P’ye bölünür

$$\frac{X}{P} = \frac{2^n M + R}{P} \quad [2.15]$$

olarak ifade edilir. 2.14 te verilen eşitlik, 2.15’te yerine konursa

$$\frac{X}{P} = Q + \frac{R}{P} + \frac{R}{P} \quad [2.16]$$

elde edilir. Boolean cebirinde aynı olan iki ifadenin toplamı daima sıfır olduğundan

$\frac{X}{P} = Q + \frac{R+R}{P} = Q$  sonucu bulunur. Kalan sıfır olduğunda iletilen veride hata olmadığına karar verilir.

Bir örnek üzerinde CRC hata bulma kodunu gösterelim.  $M=1010001101$ ,  $P=110101$  olarak verilsin. R, bölme işlemi sonunda kalan değer olacaktır. P bölme sayısı, 6 bit olarak seçildiğinden kalan 5 bit olacaktır. Öncelikle M mesajı 5 bit sağa ötelenecektir. Bu öteleme sonucunda elde edilen değer  $2^5M=101000110100000$  dir. Bu çarpım değerini, P sayısına bölerek R değerini elde etmeye çalışalım. Bölme işlemi sırasında kullanılan çıkarma işlemlerinde ikili XOR kapıları kullanılmıştır. Bir önceki bitten gelen elde ve borç işlemleri dikkate alınmamıştır.

$$\begin{array}{r}
 101000110100000 \mid 110101 \\
 \underline{110101} \\
 111011 \quad 1101010110 \text{ Q (bölüm)} \\
 \underline{110101} \\
 111010 \\
 \underline{110101} \\
 111110 \\
 \underline{110101} \\
 101100 \\
 \underline{110101} \\
 110010 \\
 \underline{110101} \\
 01110 \text{ R(kalan)}
 \end{array}$$

R değeri n bit sola ötelenmiş mesaj sonuna eklenerek, transfer edilecek veri bloğu  $X=10100011010110$  elde edilir. Alıcı tarafta bölme işlemini yaparak kalanı bulmaya çalışalım.

$$\begin{array}{r}
 10100011010110 \mid 110101 \\
 \underline{110101} \\
 111011 \quad 1101010110 \\
 \underline{110101} \\
 111010 \\
 \underline{110101} \\
 111110 \\
 \underline{110101} \\
 101111 \\
 \underline{110101} \\
 110101 \\
 \underline{110101} \\
 00 \quad \text{Kalan sıfır olduğundan veri iletim hatası oluşmamıştır.}
 \end{array}$$

### 2.4.2 Hata Düzeltme

Veri iletimi sırasında ortaya çıkan hataları düzeltmek amacıyla bazı yöntemler kullanılır. Bu yöntemler; sembol yerine koyma, tekrar iletim ve ileriye dönük hata düzeltme adı altında üç ana grupta toplanabilir.

*Sembol yerine koyma:* Alıcı terminalde, alınan veriyi analiz edecek ve verinin doğruluğu hakkında karar verebilecek bir insanın söz konusu olduğu ortamlarda kullanılmak üzere tasarlanmıştır. Sembol yerine koymada, eğer hatalı bir mesaj alınmış ise daha yüksek bir hata düzeltme tekniğine başvurmak ya da hatalı karakteri ekranda göstermektense, hatalı işaretin yerine ters soru işareti (?) gibi bir karakter konulur. Eğer operatör karakterin doğru karşılığını anlayamaz ise tekrar iletim gerekli olur. Örneğin veri iletimi sırasında "isim" mesajının ilk karakterinde bir hata varsa bu "?sim " olarak gözükür. Bu durumda operatör doğru mesajı bulabilir ve tekrar iletim gereksiz olur. Ancak "?000,00TL" gibi bir mesaj alındığında operatör doğru rakamın ne olacağını belirleyemez ve tekrar iletim gerekli olur.

*Tekrar iletim:* Tekrar iletim, iletilen mesajın hatalı olduğu durumlarda otomatik olarak mesajın yeniden iletilmesidir. Tekrar iletime çoğunlukla ARQ (Automatic Repeat Request) denir. ARQ tekrar iletim için otomatik istek anlamına gelen, bir veri iletişim terimidir.

ARQ hata denetim şemasında, bir tekrar-iletim protokolü ve  $(n,k)$  oranında bir lineer blok kod kullanılır [13].  $k$  adet enformasyon bitine sahip mesaj hazır olduğunda, kendisine  $(n-k)$  adet eşlik biti eklenir. Dolayısıyla  $n$  bit uzunluğunda bir kodkelimesi elde edilir. Kodkelimesi, alıcıya iletmek üzere iletim hattına verilir. İletim kanalındaki gürültülerin etkisiyle, kodkelimesi değişikliğe uğrayabilecek ve alıcıya hatalı olarak ulaşacaktır. İşte burada hata sezme mekanizması devreye girmektedir. Önce eşlenik bitlerinin mesaja eklenmesiyle oluşturulmuş olan kodkelimesine bakılarak kodkelimesinde bir hata olup olmadığı belirlenir. Eğer hata yok ise bu durumda  $(n-k)$  adet eşlik biti kodkelimesinden çıkarılıp, mesaj kullanıcıya verilir. Bu arada bir geri-besleme-kanalıyla, kodkelimesinin doğru alındığına dair vericiye bir pozitif kabul işareti gönderilir. Eğer kodkelimesi hatalı ise atılır ve aynı geri besleme kanalıyla vericiye bir negatif kabul işareti gönderilir. Bu durumda verici hatalı iletilen bu kod kelimesini tekrar iletime verir. Bu işlem, kodkelimesi doğru olarak iletilene kadar devam eder.

Güçlü bir hata sezme kodu kullanılmadığı takdirde bu şema zayıf kalabilir. Çünkü kanal gürültü miktarının kabul edilebilir bir seviyenin üzerine çıkması durumunda, o kadar çok bit hatası olur ki; kodkelimesi başka bir kodkelimesine dönüşür. Doğal olarak kodkelimesi hatasız yorumlanır, eşlik bitleri çıkarılır ve yanlış mesaj üretilerek kullanıcıya verilir. Böylesi bir durumun olmaması için ya da en azından azaltılabilmesi için, güçlü bir hata sezme kodu kullanılmalıdır [13].

ARQ şemaları veri iletişimde çok yaygın olarak kullanılmaktadır. Çünkü gerçekleştirilmesi çok kolaydır ve yüksek sistem güvenilirliğine sahiptir. Yüksek işaret-gürültü oranlarında iyi performans verebilmekte ve iletişim kanalının değişken davranışlarına uyum sağlayabilmektedir. Ancak düşük işaret gürültü oranlarında yeniden iletim sayısı hızla artmakta, dolayısıyla sistemin verimi düşmektedir.

*İleriye dönük hata düzeltme:* ARQ şemasının yeniden iletim özelliğine karşılık olarak ileriye dönük hata düzeltme (Forward Error Correction=FEC) şemasında, hata düzeltme özelliği, şemanın çalışma prensibini oluşturmaktadır. FEC hata denetim şemasında, iletim hatalarını düzeltmek için bir hata düzelten blok kod kullanılır.  $k$  bitlik mesaj,  $R$  kod oranlı hata düzeltme koduyla kodlanır ve  $n=kR$  bitlik kodkelimesi elde edilir. Belirlenen kodkelimesi kanala verilir. Alıcı kodkelimesini inceler, eğer hata sezilmezse kod çözme işleminden sonra elde edilen mesaj kullanıcıya verilir. Aksine, alıcı gelen kodkelimesinde hata sezerse hatalı biti bulup düzeltir ve mesajı kullanıcıya verir. Eğer alıcı, var olan hatayı sezemezse ya da yerini yanlış belirlerse, kod çözme hatası oluşur ve hatalı mesaj kullanıcıya verilir.

FEC hata denetim şemasında yeniden-iletim gereği olmadığı için geri besleme kanalına da ihtiyaç yoktur. Ayrıca sistemin verimi sabittir ve kullanılan hata düzeltme kodunun kod oranına bağlıdır. Ancak, sistem güvenilirliğini yüksek tutmak için düşük oranlı ve güçlü bir hata düzeltme kodu kullanma zorunluluğu bulunmaktadır. Bu yüzden ARQ şemaları FEC şemalarına tercih edilmektedirler. Bununla birlikte, geribesleme kanallarının olmadığı ya da yeniden iletimin uygun olmadığı haberleşme sistemlerinde, FEC şeması tek tercih olmaktadır.

## BÖLÜM III

### 3. SİSTEM TASARIMI

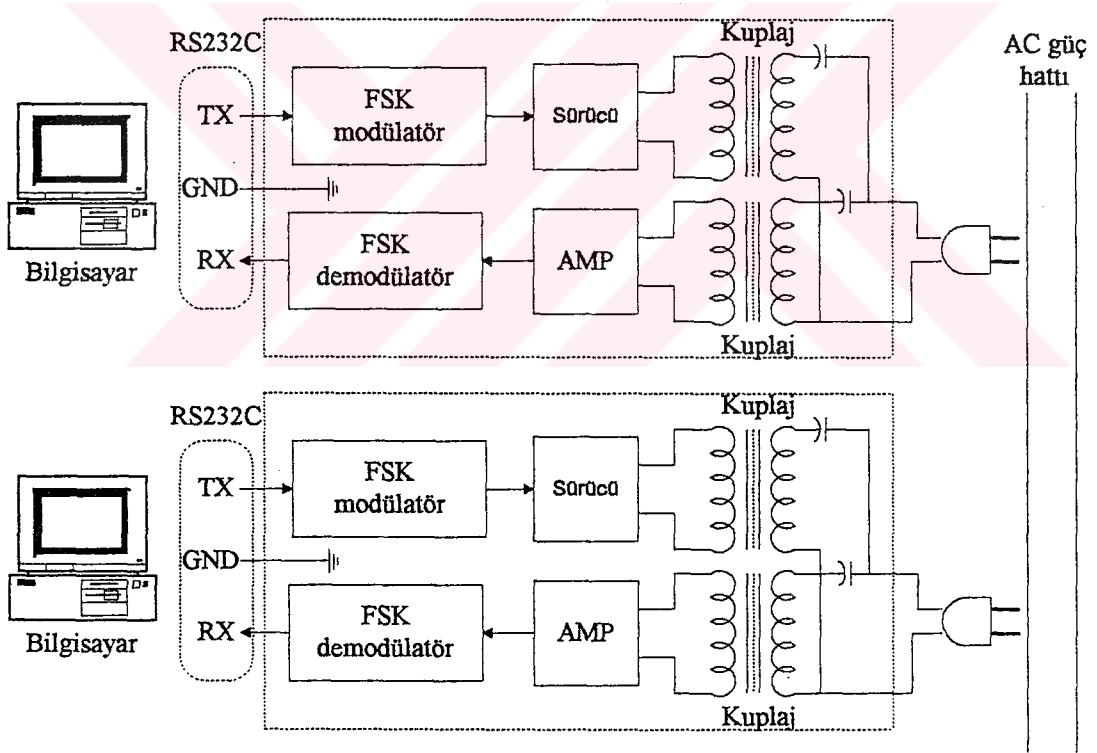
AC güç hattı üzerinden veri iletimine bir uygulama olarak, aynı faz üzerinde bulunan iki bilgisayarı şebeke üzerinden haberleşiren bir sistem tasarlanmıştır. Tasarlanan sistem donanım ve yazılım olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır. Donanım kısmında, sayısal işaretleri şebeke üzerinden iletebilecek bir forma dönüştüren ve şebekeden gelen sinyalleri yeniden sayısal işaretlere dönüştüren modemlerin tasarımı anlatılmıştır. Yazılım kısmında ise, veri transferi sırasında kullanılan algoritmalar ve sistemin çalışması incelenmiştir.

#### 3.1 DONANIM

Bilgisayarlar kısa mesafeler için birbirleri ile direk olarak bağlanırken uzak noktalar arasında modemler aracılığıyla haberleşirler. Modemler bilgisayar tarafından kendilerine gönderilen sayısal veriye bağlı olarak, iletim ortamına uygun bir analog taşıyıcı işareti modüle ederek, iletim hattı üzerinden transfer ederler. Aynı zamanda iletim hattından gelen analog taşıyıcı işareti demodüle ederek yeniden sayısal verilere dönüştürürler. Modemler, iletim ortamı olarak genellikle telefon hattını kullanırlar. Bu çalışmada, telefon hattı üzerinden veri iletimi sağlayan modemlere alternatif olarak, AC güç hattı üzerinden veri iletişimi sağlayan bir modem tasarlanmıştır. Farklı iletim hatlarını kullanan bu modemler prensipte aynı şekilde çalışmaktadırlar. Fakat iletim ortamlarının karakteristiklerinin farklı olması, devre tasarımlarında birtakım değişiklikleri de beraberinde getirir. Örneğin telefon hattından veri ileten modemler ses bandında bir taşıyıcı işaret kullanırken, AC güç hattından iletim yapan modemler çok daha yüksek frekanslarda bir taşıyıcı işaret kullanmak zorundadırlar. Ses frekans bandı yaklaşık 300 Hz ile 3400 Hz frekans aralığını ifade eder. Bu frekans

aralığındaki bir taşıyıcı işaretin AC güç hattı üzerinden transfer edilmesi oldukça güçtür. Daha önceki bölümde açıklanan nedenlerden dolayı, AC güç hattından veri iletimi için 50kHz ile 300kHz arasında bir taşıyıcı işaret kullanmak gereklidir. Telefon hattı AC güç hattına oranla daha az gürültülüdür ve hat empedansı, AC güç hattı empedansı kadar düzensiz değildir. Telefon hattını kullanan modemler 600 $\Omega$ 'luk bir izolasyon trafosu ile telefon hattına bağlanabilirken, AC güç hattına bağlanmak içinse çoğu zaman taşıyıcı işaretin frekansı ile rezonansta çalışan, ayarlı bir kuplaj devresi gerekmektedir [14].

Şekil 3.1'de AC güç hattı üzerinden iki bilgisayarı haberleştiren sistemin blok diyagramı verilmiştir. Sistem iki adet modemden oluşmaktadır. Modemlerden birisi arayan modem olarak adlandırılırken, diğeri ise cevap veren modem olarak isimlendirilir.

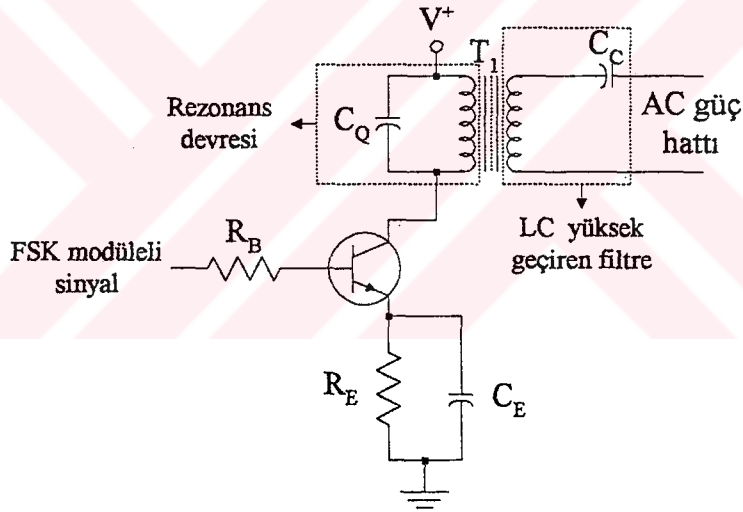


Şekil 3.1: AC güç hattı üzerinden veri iletimi sağlayan, verici ve alıcı modemler

Veri transfer etmek isteyen bilgisayar, seri portun TX (Transmit) hattı üzerinden göndereceği verileri modeme iletir. Modem devresi AC güç hattına uygun bir taşıyıcı işaret kullanarak, gelen veriyi modüle eder. Alıcı ve verici devrelerinin basit ve maliyetinin düşük olması için, modülasyon ve demodülasyon işleminde, FSK tekniğinin kullanılması uygundur. Modülasyon çıkışındaki FSK modüleli sinyal, sürücü devre ve kuplaj devresinden geçerek

AC güç hattına iletilir. Alıcı tarafta ise kuplaj devresi sayesinde şebeke gerilimi bloke edilerek, yalnızca yüksek frekanslı taşıyıcı işaretin geçmesine müsaade edilir. FSK modüleli işaret bir kuvvetlendiriciden geçerek demodülatöre gelir. Demodülatör çıkışında yeniden elde edilen sayısal işaret, RS232 seri arabirimin RX (Receive) hattı üzerinden bilgisayara iletilir.

AC güç hattı veri iletim devresinin en önemli kısmını, kuplaj devresi ve sürücü kısmı oluşturmaktadır. Verici kısımdaki kuplaj devresi Şekil 3.2'de gösterildiği gibi ayarlı bir  $T_1$  transformatörü,  $C_c$  kuplaj kapasitörü ve  $C_Q$  rezonans devresi kapasitöründen oluşur.  $T_1$  trafosunun primeri ile  $C_Q$  kapasitörü paralel bir rezonans devresi oluşturur. Bu devrenin rezonans frekansı, taşıyıcı işaretin frekansına ayarlanır.



Şekil 3.2: Sürücü ve rezonans devresi

Sürücü transistörün beyzindeki akıma bağlı olarak kollektör üzerinden bir akım geçer. Kollektör akımı, rezonans devresinin empedansı ve yansıyan hat empedansına bağlı olarak, rezonans devresi üzerinde bir gerilim oluşturur. Rezonans devresinde oluşturulan bu gerilim  $T_1$  trafosunun sarım oranlarına bağlı olarak belirli bir kazançla sekonder sarımları arasında indüklenir.  $C_c$  kapasitörünün taşıyıcı işaret frekansındaki empedansı, hat empedansından daha küçük bir değerdedir. Bu sebeple sekonder çıkışındaki yüksek frekanslı taşıyıcı işaret, hat empedansını rahatlıkla sürebilir. Şekil 3.3'te sekonder çıkışındaki işaret bir gerilim kaynağı gibi düşünülerek, taşıyıcı işaret frekansında  $C_c$  kapasitörünün empedansı  $Z_c$  ve hat

empedansı da  $Z_L$  ile gösterilmiştir. Taşıyıcı işaret frekansının 125 Khz, kuplaj kapasitöründe 330nF olduğunu varsayarsak

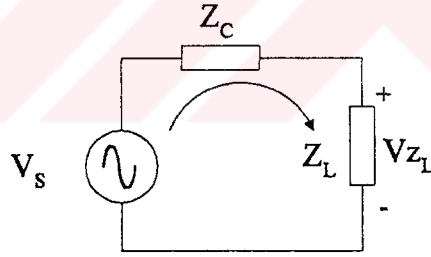
$$Z_C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{j2\pi 125 \cdot 10^3 \cdot 330 \cdot 10^{-9}} = -j3.8 \quad [3.1]$$

$|Z_C| = 3.8\Omega$  olarak bulunur.

Hat empedansının yaklaşık olarak  $20\Omega$  olduğunu düşünürsek; sekonder üzerinde indüklenen modüleli işaretin bir kısmı  $C_c$  kapasitörü üzerinde tutularak, kalan kısmı hat geriliminin üzerine bindirilir.  $Z_L$  üzerindeki gerilim aşağıdaki formül ile verilir.

$$V_{Z_L} = \frac{V_s}{Z_L + Z_C} Z_L \quad [3.2]$$

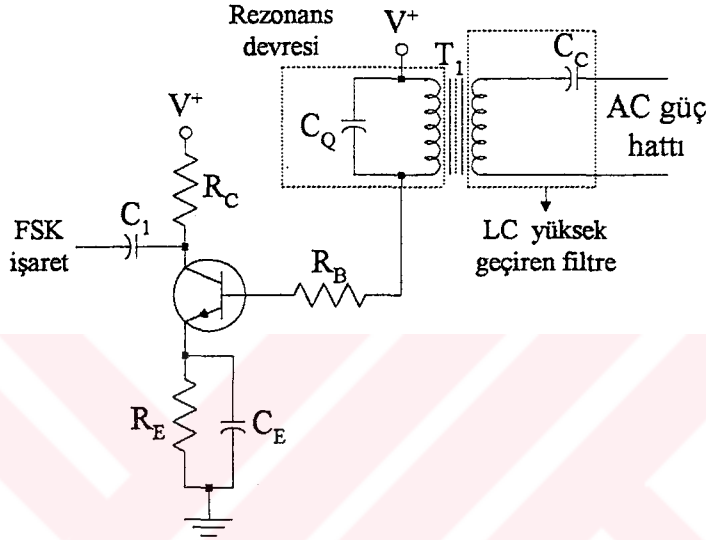
$V_s$  sekonder çıkışındaki taşıyıcı işaretin genliğini,  $V_{Z_L}$  ise hat üzerine bindirilen taşıyıcı işaret genliğini göstermektedir.



Şekil 3.3: Taşıyıcı işaretin hat üzerine bindirilmesi

Şebeke gerilimi üzerine bindirilmiş modüleli işaretin alınması için, aynı kuplaj devresi ile bir amplifikatör devresi kullanılır (Şekil 3.4).  $T_1$  trafosunun sekonderi ile  $C_c$  kuplaj kapasitörü, yüksek geçiren bir LC filtre oluşturur[14]. Şebeke frekansında kuplaj kapasitörünün empedansı,  $T_1$  trafosunun sekonder empedansı yanında oldukça büyük bir değerdedir. Dolayısıyla şebeke geriliminin hemen hemen tamamı kuplaj kapasitörü üzerinde bloke edilir. Taşıyıcı işaret frekansında ise kuplaj kapasitörünün empedansı, trafonun sekonder kısmının empedansına oranla çok daha küçük bir değer alır. Dolayısıyla kuplaj kapasitörü düşük frekanslı şebeke gerilimine karşı açık devre gibi davranırken, yüksek frekanslı taşıyıcı işarete karşı kısa devre gibi davranır.  $C_c$  kapasitöründen geçerek

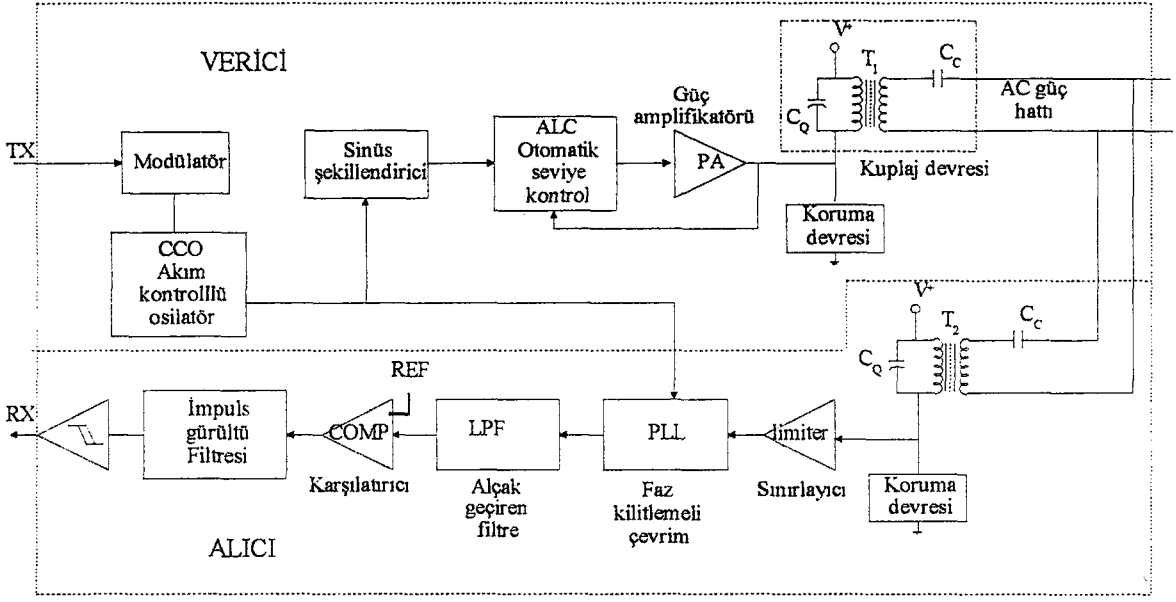
sekondere ulaşan modüleli işaret, trafonun sarım oranlarına bağlı olarak primerde indüklenerek, rezonans devresi üzerinde bir voltaj dalgalanması oluşturur. Rezonans devresi band geçiren bir filtre gibi davranarak modülasyon bandı dışındaki işaretlerin zayıflatılmasını sağlar. Hattaki kayıplar nedeniyle zayıflayan işaret, bir amplifikatör tarafından yükseltilerek demodülatör devresine verilir.



Şekil 3.4: Şebeke üzerindeki taşıyıcı sinyali almak için kullanılan devre

AC güç hattı üzerindeki şebeke gerilimi, hattın doğal gürültüsü, hat üzerindeki yüke bağımlı olarak oluşan impuls gürültüleri, kilovoltlara varan ani gerilim darbeleri ve sürekli olarak değişen hat empedansı veri iletimini zorlaştıran faktörlerdir[1]. Bu zorlayıcı faktörlere karşılık iyi bir tasarım yapıldığında, şebeke üzerinden hatasız olarak veri iletimini gerçekleştirmek mümkün olacaktır. Şekil 3.5'te böyle bir devrenin blok diyagramı gösterilmiştir. Devre, alıcı ve verici olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır.

Verici kısımda, band genişliği 5 kHz'e varan temel bandlı seri data, modülatör girişini sürerek 0.975/1.025 oranında bir kontrol akımı anahtarlar. Anahtarlanan bu akım düşük sıcaklık bağımlılığı olan ve üçgen dalga üreten akım kontrollü osilatörü (CCO=Current Controlled Osilatör) sürer. Akım kontrollü osilatör girişindeki kontrol akımına bağlı olarak merkez frekansından  $\pm\%2.5$ 'luk bir sapma oluşturur. Bu frekans sapması dar bantlı bir FSK modülasyon için gereklidir. Akım kontrollü osilatör aynı zamanda demodülasyon işleminde PLL'nin faz dedektörünü de sürer. CCO'nun merkez frekansı, 50 kHz ile 300 kHz arasında bir değere ayarlanabilir.



Şekil 3.5: AC güç hattı modeminin blok diyagramı

Harmoniklerin yayınımdan doğan radyo girişimlerini yok etmek için sinüs dalga çıkışı gereklidir. Bu yüzden CCO tarafından üretilen üçgen dalga işaret, sinüs şekillendiriciden geçerek sinüzoidal bir sinyale çevrilir. Sinüs dalga çıkışı güç amplifikatörüne girmeden önce otomatik seviye kontrol (Automatic Level Control:ALC) devresinden geçirilir. Amplifikatör çıkış akımı, hat empedansı ile orantılı olarak rezonans devresinde bir voltaj dalgalanması oluşturur. Hat empedansının büyük olduğu durumlarda rezonans devresi üzerinde oluşan modüleli sinyalin genliği büyük olacağından, sinyalin kırılma durumu ortaya çıkacaktır. Güç amplifikatörünün çıkışı ile ALC arasındaki geribesleme, çıkıştaki sinyal genliğini sürekli olarak kontrol altında tutar. Çıkış sinyali kırılmaya yakın bir noktada iken, çıkışı sürme işlemi ALC tarafından azaltılarak çıkış genliği düşürülür. Hat empedansının küçük olduğu durumlarda rezonans devresi üzerindeki sinyal genliği azalacaktır. Bu durumda, ALC devresi güç amplifikatörünün daha büyük bir akımla çıkışı sürmesini sağlayarak, çıkış genliğini kabul edilebilir bir seviyeye getirir. Çıkış sinyalinin, AC güç hattı üzerine bindirilmesi uygun şekilde sarılmış  $T_1$  trafosu ve  $C_c$  kuplaj kapasitörü ile sağlanır. Çıkış sinyali tarafa ve kuplaj kapasitörü üzerinden geçerek, şebeke geriliminin üzerine bindirilir.

Hat üzerinde endüktif ve kapasitif yüklerin bağlanması ya da çıkarılması durumunda bazen birkaç yüz volt'luk ani gerilimler oluşur. Hat üzerinden gelebilecek büyük genlikli, ani gerilimlere karşı, çıkış katının zarar görmemesi için zener diyotlardan oluşan bir koruma

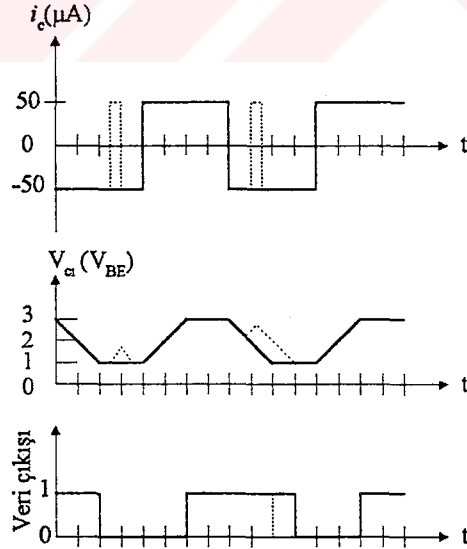
devresi yer alır. Kullanılan zener diyotlar oldukça yüksek gerilim ve akım darbelerini bastırarak özellikte olmalıdır. Çıkış katının zarar görmesini sağlayacak bir başka durum da, devrenin güç hattı ile bağlantısı kesildiğinde, kuplaj kapasitörü üzerinde depolanan şebeke geriliminin, çıkış katı üzerinden boşalmasıdır. Koruma devresi kullanılmadığı takdirde devrenin çıkışı, deşarj işlemi sırasında zarar görecektir. Koruma devresinde zener diyotlar yerine yüksek permabiliteye sahip, ani gerilimlerde kolaylıkla doyuma gidebilecek bir nüve üzerine sarılmış trafolar kullanılabilir. Fakat trafonun hacimsel büyüklüğü ve maliyeti zener diyotlardan daha fazladır.

AC güç hattının istenmeyen bileşenleri, çıkış bölümünün tasarımı üzerinde oldukça etkilidir. Modüle edilen işaretin şebekeye düzgün bir şekilde aktarılması için, verici çıkış katı aşağıdaki özellikleri sağlamalıdır.

1. Büyük genlikli ani gerilimlere karşı dayanma ve bunlardan korunma yeteneğine sahip olmalıdır.
2. Yüksek akım kazancı olmalıdır.
3. Belirsiz kısa devre durumlarına karşı kendisini koruyabilmelidir.
4. 50-300 kHz arasındaki sinyalleri geçirebilmesi için yeterli band kazanç çarpımına sahip olmalıdır.
5. Kısa devre yüklerden açık devre yükler kadar olan bölgede, çıkış dalga formunun düzgünlüğünü koruyabilmelidir.
6. Kompleks yük empedanslarının herhangi bir değerine karşılık, kapalı çevrimin kararlılığını muhafaza etmelidir.
7. Besleme gerilimi üzerindeki voltaj dalgalanmalarından etkilenmemelidir.

Şebeke gerilimi üzerine bindirilmiş taşıyıcı işaretin alınması için aynı kuplaj devresinden yararlanılır. Kuplaj devresi alıcı kısımda bir çok fonksiyonu birden gerçekleştirir. Trafonun sekonderi ile kuplaj kapasitörü yüksek geçiren bir filtre oluşturarak şebeke frekansını bloke eder ve düşük frekanslı işaretleri zayıflatır. Paralel rezonans devresi ise band geçiren bir filtre gibi davranarak modülasyon bandı dışındaki işaretlerin zayıflamasına neden olur. Aynı zamanda kuplaj devresi, trafonun sarım oranlarına bağlı olarak, taşıyıcı sinyalin kuvvetlendirilmesini de sağlar.

Hat üzerinden gelen taşıyıcı sinyal, aşırı derecede zayıflatılmış hat frekansı ve zayıflatılmış impuls gürültü, rezonans devresinde bir voltaj dalgalanması oluşturur. Pozitif besleme üzerindeki bu giriş sinyalinin, demodülasyon için uygun bir seviyeye getirilmesi, bir sınırlayıcı (Limiter) amplifikatör tarafından sağlanır. Giriş sınırlayıcısı, işaret üzerindeki dc offset gerilimini kaldırır ve şebeke frekansı ile alçak frekanslı işaretleri biraz daha zayıflatır. Sınırlayıcı çıkışındaki işaret PLL'nin faz dedektörünü sürer. Faz dedektörünün çıkışındaki demodüle edilmiş sinyal, dc data sinyalini, gürültüyü, sistemin dc offsetini ve geniş ölçüde taşıyıcıdan iki kat büyük frekanstaki işaretleri içerir. Bu işaretler, üç katlı RC alçak geçiren bir filtreden geçirilerek, yüksek frekanslı sinyaller bastırılır. Filtre çıkışındaki işaret, bir karşılaştırıcı kullanılarak kare dalgaya çevrilir. Karşılaştırıcı çıkışında, impuls gürültünün neden olduğu kısa süreli darbeler, veri bilgisine karışır. Karşılaştırıcı çıkışındaki asıl veriden, bu kısa süreli darbeleri ayırt etmek için bir impuls gürültü filtresi kullanılır. İmpuls gürültü filtresi bir integral alıcı devredir. Gürültü filtresinde, integratör kapasitörünün şarj zamanından daha kısa olan bütün darbeler zayıflatır. İntegral alıcı devrenin çıkışı yeniden bir karşılaştırıcıyı sürer. İmpuls gürültü, seri veri çıkışında darbe genişlik oranındaki bir kayma olarak ortaya çıkar. Şekil 3.6'da integral alıcı devrenin çalışması gösterilmiştir.



Şekil 3.6: Gürültü filtresinin, impuls gürültüye karşı davranışı

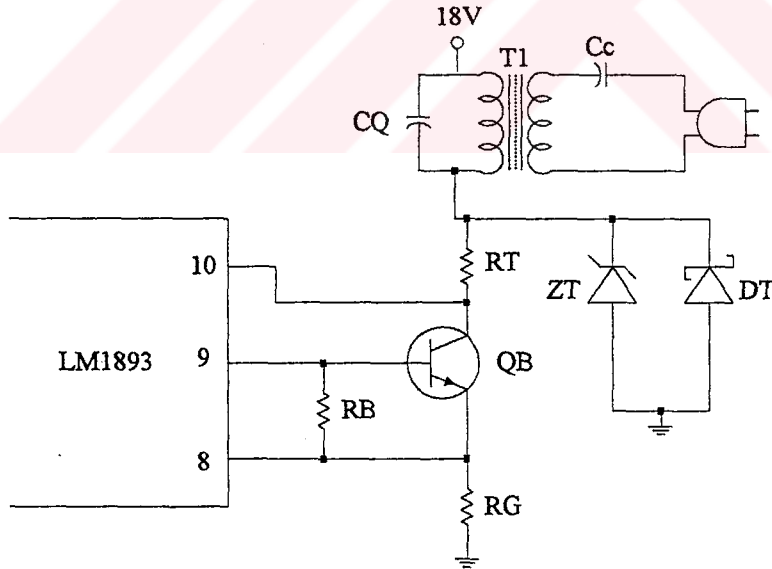
Şekil 3.6'da filtre girişindeki gürültülü veri, integratör kapasitörü üzerindeki gerilim ( $V_c$ ) ve karşılaştırıcı çıkışında elde edilen sayısal işaret gösterilmiştir. Şekil üzerinde kesikli çizgi ile gösterilen darbeler veriye karışan impuls gürültülerdir. Veriye karışan impuls gürültü,



TX/RX girişine bağlanmıştır. Bilgisayar veri transfer etmek istediğinde TX/RX girişini mantık 0'a çekerek, iletim moduna geçilmesini sağlar.

Devre iletim modunda iken, bilgisayardan gelen seri veriye karşılık olarak, 50kHz ile 300kHz arasında ayarlanabilen, bir taşıyıcı sinyali modüle eder. Taşıyıcı işaretin frekansı, C0 kapasitörü ve R0 direnci ile ayarlanır. Şekil 3.7'de verilen değerler 125 kHz'lik bir taşıyıcı sinyal içindir. Modüle edilen sinyal, entegre içerisinde yer alan ALC devresinden geçerek güç amplifikatörünü sürer. RA bacağına bağlı direnç ve kapasitör, çıkış işaretinin zarfını ayarlamak için kullanılır. Güç amplifikatörün çıkışı, giriş/çıkış (I/O) hattı üzerinden kuplaj devresine bağlıdır. Entegre çıkışındaki modüleli sinyal, kuplaj devresinden geçerek hat gerilimi üzerine bindirilir.

Hat empedansının düşük olduğu durumlarda sinyal seviyesini kuvvetlendirmek için çıkış daha fazla taşıyıcı gücü ile sürülmelidir. Çıkış akımını artırmak için, 8 ve 9 nolu bacaklar arasına yardımcı bir güç transistörü yerleştirilebilir (Şekil 3.8).



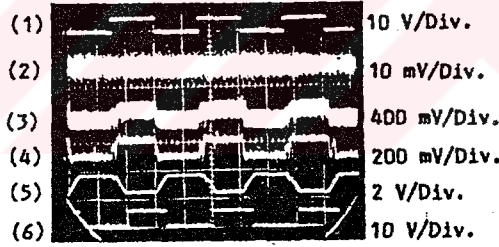
Şekil 3.8: Çıkış gücünü artırmak için kullanılan yardımcı transistörün devreye bağlantısı

Devre RX modunda iken, verici bölümünü devre dışı bırakır. Hat üzerinden gelen sinyal, kuplaj devresi üzerinden geçerek entegrenin I/O girişini sürer. Norton giriş sınırlayıcı amplifikatör, giriş sinyalini demodüle edilebilecek bir seviyeye getirir ve aynı zamanda band geçiren bir filtre gibi davranır. Bu filtrenin üst kesim frekansı 300 kHz, alt kesim frekansı ise

CL kapasitörü tarafından belirlenir. Norton giriş sınırlayıcı amplifikatör sinyal üzerindeki dc bileşenleri ve alçak frekanslı işaretleri zayıflatarak PLL devresini sürer. PLL devresi alınan sinyali demodüle eder. Demodülatör devresinin çıkışında yer alan bir RC alçak geçiren filtre, demodülasyon işlemi sırasında ortaya çıkan yüksek frekanslı işaretleri bastırır. Filtre çıkışındaki sinyal bir pencere dedektörünü sürerek kare dalgaya çevrilir. Daha sonra gürültü filtresinden geçirilen sinyal, bir karşılaştırıcıyı sürer. Karşılaştırıcı çıkışındaki işaret RX hattı üzerinden bilgisayara iletilir.

Hat üzerinden gelebilecek ani pozitif gerilimlere karşı entegre devre çıkışında, bir zener diyot (ZT) ile negatif gerilimleri bastırmak için bir shottky diyot (DT) kullanılmıştır.

Veri transferi sırasında, LM1893'e ait üretici firma tarafından elde edilen dalga formları Şekil 3.9'da gösterilmiştir. EK-G'de de şebeke üzerinde yapılan ölçüm sonuçlarına ilişkin dalga formları gösterilmiştir.



Şekil 3.9: Veri iletimi sırasında elde edilen dalga formları

Şekilde sırayla, 1)TX hattındaki veri, 2) hattaki sinyal, 3) PLL çıkışı, 4) alçak geçiren filtre çıkışındaki işaret, 5) gürültü filtesinin çıkışı ve 6) RX üzerindeki sinyal görülmektedir.

Bilgisayar seri arabirimde kullanılan voltaj seviyeleri ile entegrenin giriş ve çıkış birimlerinde kullandığı voltaj seviyeleri, birbirinden farklı olduğundan bilgisayar seri arabirimi ile entegre arasına, bir seviye dönüştürücü yerleştirilmiştir (Şekil 3.7). Sistemin beslemesi ise 18V ve 5V'luk iki gerilimle sağlanır. Devre üzerindeki LM317 ayarlı voltaj regülatörü 18V'luk gerilimi, 7805 voltaj regülatörü ise 5V'luk besleme gerilimini üretir. Tasarlanan modemin fotoğrafı ve baskı devre şeması eklerde verilmiştir.

### 3.2 YAZILIM

Tasarlanan modem devresine ek olarak birde yazılım geliştirilmiştir. Modemler sadece kendilerine iletilen sayısal bilgileri iletim ortamına uygun bir forma dönüştürerek iletmekte ve iletim kanalından gelen sinyali alarak yeniden sayısal forma dönüştürmektedirler. Modemle bilgisayar arasındaki veri alış verişini kontrol etmek, iletim sırasında kullanılan protokolleri belirlemek ve amaca uygun bir takım işlevleri yerine getirmek için bir yazılıma ihtiyaç vardır. Gerçekleştirilen yazılımla, iki bilgisayar arasındaki veri transferi sağlanarak, iletim hattının diğer ucunda bulunan bir bilgisayarın, terminal tarafından kumanda edilmesi sağlanmıştır.

Var olan terminal yazılımları tasarlanan modeme uygun değildir. Tasarlanan modemin half-duplex çalışmasından dolayı verici moddan alıcı moda geçilmesi sırasında belirli bir zamana ihtiyaç duyulur. Bu zaman yaklaşık olarak 3 bit süresine eşittir. İki çalışma modu arasındaki bu geçiş zamanı gözardı edilerek bir iletim yapıldığında, gönderilen verinin ilk 3 biti yanlış olarak algılanacaktır. Ayrıca, hatta taşıyıcı işaretin bulunmadığı durumlarda (verici modem hatta bağlı değilken), alıcı modda çalışan modemin çıkışında, yanlış veriler üretilmektedir. Bu durum tasarım sırasında kullanılan tümleşik devreden kaynaklanmaktadır. Modemin getirmiş olduğu bu kısıtlamalar, tasarlanan sisteme uygun yeni bir yazılımı zorunlu kılmıştır. Bunun sonucunda tasarlanan sisteme uygun bir yazılım, pascal programlama dili kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Gerçekleştirilen yazılım, temel olarak aşağıdaki işlevleri yerine getirmektedir.

1. Bilgisayar ile modem arasındaki veri iletimini gerçekleştirmek.
2. Veri iletimi sırasında kullanılan protokolleri düzenlemek.
3. İletim sırasında ortaya çıkan hataları bularak bunları düzeltmek.
4. Her iki bilgisayar üzerinde, işletim sistemi komutlarının çalıştırılmasını sağlamak.
5. Bilgisayarlar arasında dosya transferini gerçekleştirmek.

Sistemde, haberleştirilecek bilgisayarlardan biri terminal olarak adlandırılırken diğeri ise anabilgisayar olarak adlandırılır. Gerekli yazılımlar anabilgisayar ve terminal üzerinde çalıştırılarak iki bilgisayar arasındaki veri iletimi başlatılır. İletimin başlangıcında anabilgisayar alma modunda, terminal ise gönderme modundadır. Kullanıcı terminalden bir komut girdiğinde, öncelikle girilen komut yorumlanarak komutun terminal tarafından, yoksa

anabilgisayar tarafında çalıştırılacağına karar verilir. Girilen komut sadece terminali ilgilendiriyorsa komut terminal üzerinde çalıştırılarak sonuçları ekranda gözlenir. Girilen komut anabilgisayarı ilgilendiriyorsa, öncelikle komut anabilgisayara transfer edilir. Anabilgisayar iletilen komutu alır ve yorumlar. Eğer iletilen komut hatalı ise terminale iletilen komutun anlayamadığına dair bir mesaj gönderilir. Bu durumda, terminal komutu yeniden transfer eder. İletilen komut hatalı değilse, komut çalıştırılarak elde edilen sonuçlar belirli bir formatta terminale gönderilir. Terminal, gelen veriyi alarak ekranda görüntüler. Görüntüleme işi tamamlandıktan sonra terminal klavyeden yeni bir komut girilmesini bekler. Veri iletimini sonlandıracak bir komut girilene kadar işlemler aynı şekilde devam eder. Terminalden bir çıkış komutu girildiğinde, iki bilgisayar arasındaki veri iletimi son bulur.

Veri iletimi sırasında kullanılan mesaj formatı, asenkron veri formatı ile senkron veri formatının birleşiminden oluşur. Karakter bazında iletim yapılırken asenkron veri formatı, veri blokları ya da mesajlar iletilirken senkron veri formatı kullanılır. İletilecek bir karakterdeki bit sayısı, iletim hızı, hata denetimi için kullanılan eşlik biti ve stop bitlerinin sayısı program çalıştırılmadan önce aşağıda verilen işletim sistemi komutu kullanılarak ayarlanır. Veri iletimi sırasında formattan kaynaklanan bir sorun çıkmaması için her iki bilgisayarda kullanılan asenkron veri formatı aynı olmak zorundadır.

```
MODE COM m [DATA=d] [BAUD=b] [STOP=s] [PARITY =p]
```

Bilgisayar ile modem arasında bir karakter için veri transferini gerçekleştiren alt programlar yazılım içerisinde mevcuttur. XMT isimli alt program kendisine transfer edilen 1 bayt uzunluğundaki veriyi seri port üzerinden modeme iletirken, REV isimli alt program ise modemden gönderdiği 1 baytlık veriyi seri port üzerinden alarak anaproğrama iletmektedir.

```
procedure XMT(c:byte);
```

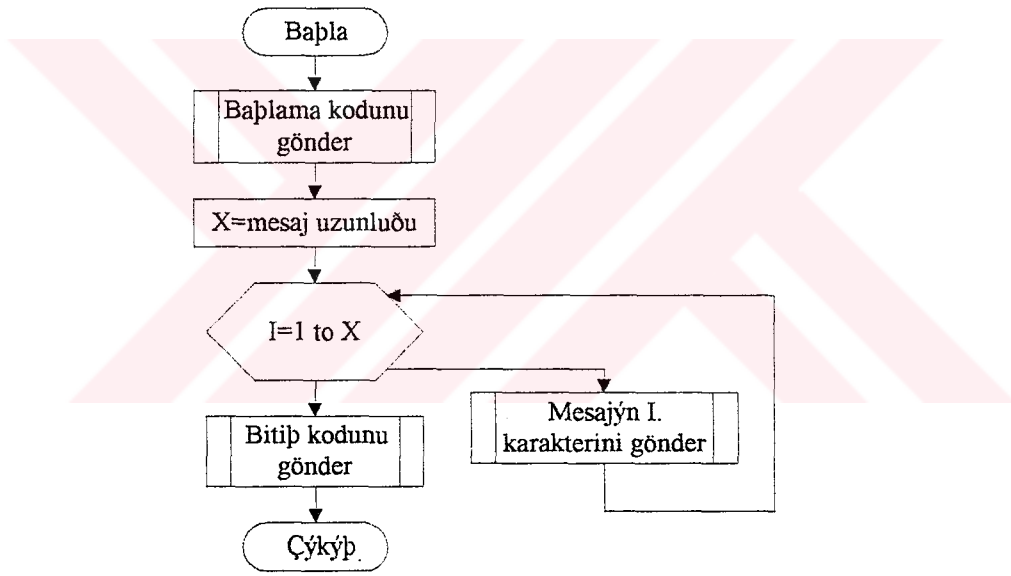
```
var
x:byte;
begin
port[$03fc]:= $03;
repeat
x:=port[$03fd];
x:=x and $20
until x=$20;
c:=c and $ff;
port[$03f8]:=c;
end;
```

```
procedure REV (var c:byte);
```

```
var
x:byte;
begin
port[$03fc]:= $01;
repeat
x:=port[$03fd];
x:=x and $01;
until x=$01;
c:=port[$03f8];
end;
```

Aynı zamanda bu alt programlar veri transferi sırasında seri arabirim RTS hattını da uygun seviyeye getirerek modemın iletim moduna ya da alma moduna geçmesini sağlarlar. Alt programlar aşağıda gösterilmiştir.

Bilgisayarlar arasında iletilen mesajların uzunlukları sabit değildir. Bu nedenle mesajın başını ve sonunu belirlemek amacıyla özel karakterlerden oluşan bir başlama ve bitiş kodu iletilecek her mesaja eklenerek, mesaj bir çerçeve içerisine alınır. Mesaj iletilmeden önce başlama kodu gönderilir, ardından mesajı oluşturan karakterler sırayla iletilir ve son olarak mesajın bittiğini gösteren bir bitiş kodu transfer edilir. Şekil 3.10'da verilen akış diyagramı mesajın iletilmesi göstermektedir.

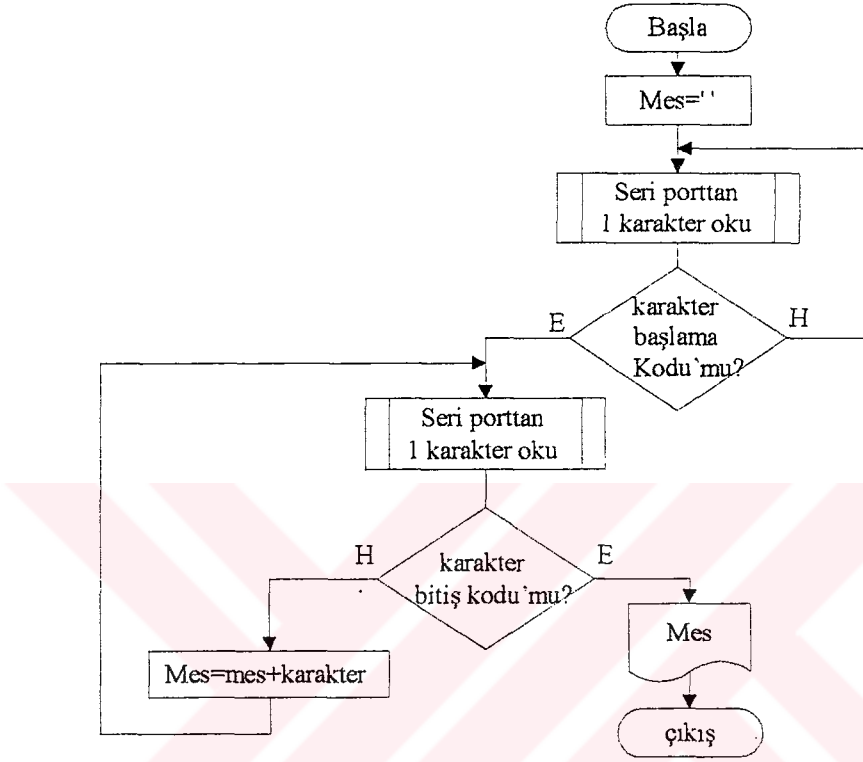


Şekil 3.10: Mesajın iletimi

Başlama kodu iletildikten sonra mesajın uzunluğu bulunarak mesajı oluşturan karakterler bir döngü içerisinde sırayla iletilir. Mesajın son karakterinin ardından da bitiş kodu transfer edilir.

Mesaj alınırken öncelikle başlama kodu beklenir. Başlama kodu alınıncaya kadar seri port üzerinden gelen hiç bir veri dikkate alınmaz. Başlama kodu alındığında, mesaj transferinin başladığına karar verilerek gelen karakterler sırayla alınır ve bir bellek alanında toplanır. Bitiş kodu alındığında mesaj iletimi tamamlanır ve elde edilen mesaj anaproğrama transfer

edilir. İletilen bir mesajın alınması için kullanılan algoritma, Şekil 3.11'deki akış diyagramı ile gösterilmiştir.

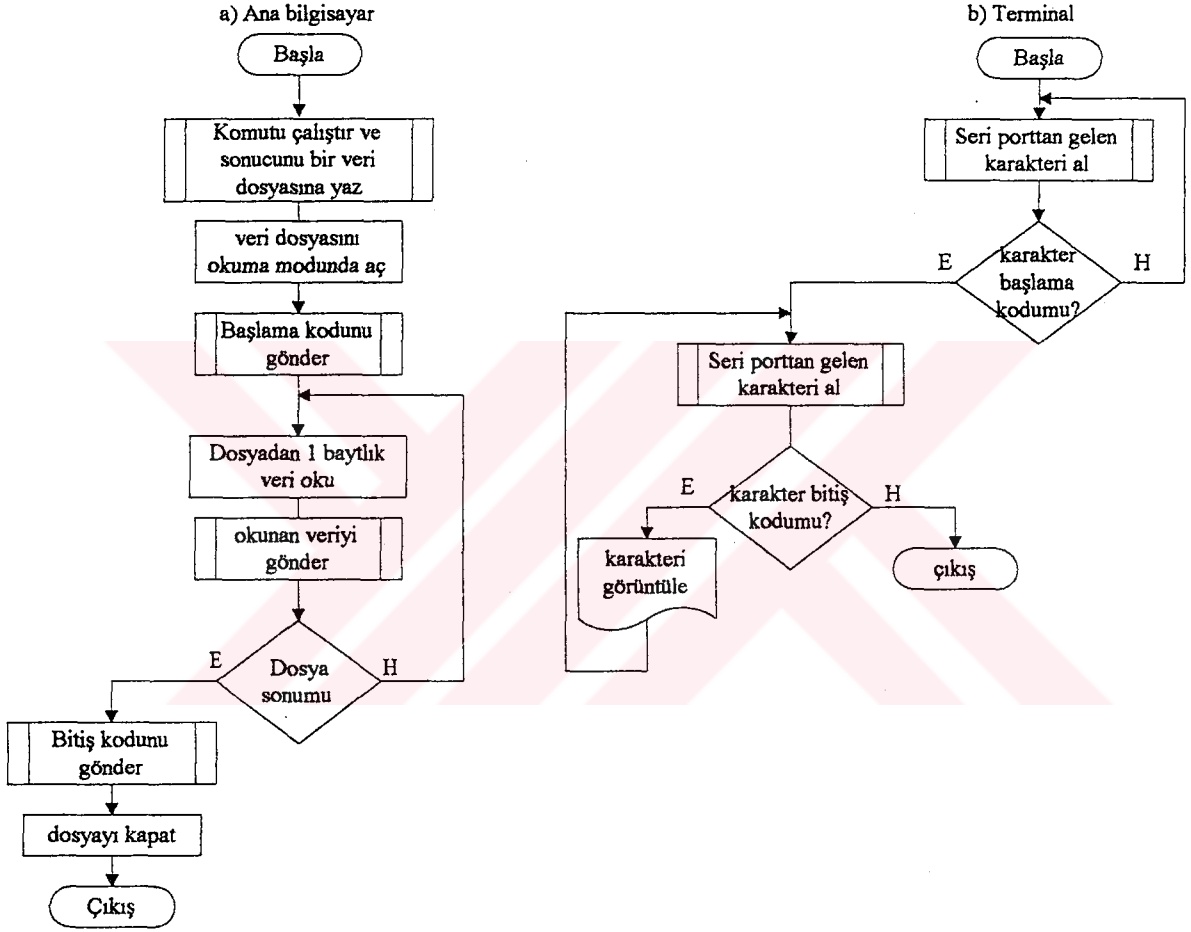


Şekil 3.11: Transfer edilen mesajın alınması

Terminal anabilgisayarın sabit diskinde var olan dosya yada dizinleri görüntülemek istediğinde anabilgisayara DIR ya da TREE komutlarından birini iletir. Anabilgisayar komutu olarak *dos\_işlem* isimli bir alt programa transfer eder. Alt program kendisine transfer edilen komutu çalıştırarak sonuçları ekran yerine bir veri dosyasına yönlendirir. Komutun işletimi tamamlandıktan sonra, başka bir alt program bu veri dosyasını terminale transfer eder. Terminal gelen veriyi alarak ekran üzerinde görüntüler. Şekil 3.12'de verilen akış diyagramı, komut işletildikten sonra elde edilen veri dosyasının iletimini ve iletilen dosyanın terminal tarafından alınmasını göstermektedir.

Terminal, anabilgisayarda bulunan bir dosyayı kendi diskine kopyalamak istediğinde, COPY komutu ile birlikte kopyalanacak dosyanın ismini anabilgisayara transfer eder. Anabilgisayar öncelikle, dosyanın disk üzerinde olup olmadığına bakar. Dosya disk üzerinde yok ise dosyanın bulunmadığına dair bir mesaj terminale iletir. Dosya disk üzerinde

mevcut ise anabilgisayar dosyayı okuyarak seri port üzerinden transfer eder. Terminal gelen verileri bir bellek alanında toplar ve iletim tamamlandığında bellekte bulunan verileri diske yazar. İletilen verilerin öncelikle bir bellek alanında toplanmasının nedeni, diske yazma işleminin uzun zaman almasıdır. Veri iletimi sürerken diske bir yazma işlemi yapılacak olursa, gelen verilerden bazıları kaybolacaktır.



Şekil 3.12: İletilen veri dosyasının alınarak terminal ekranında görüntülemesi

Terminal ve anabilgisayarda çalıştırılan yazılımların kaynak kodları ekler'de verilmiştir.

## BÖLÜM IV

### 4. SONUÇLAR VE DEĞERLENDİRME

Bu çalışmada, AC güç hatları üzerinden veri iletimi incelenerek, sonuçta AC güç hattı üzerinden iki bilgisayarı haberleştiren bir modem donanımı tasarlanarak gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan modem, 1200 bps'e kadar şebeke üzerinden half-duplex veri iletimi sağlamaktadır.

AC güç hattı üzerinden veri iletimindeki problemlerden birisi, taşıyıcı sinyalin hat tarafından zayıflatılmasıdır. Haberleştirilecek birimler arasındaki mesafe artıkça taşıyıcı sinyalde daha büyük zayıflamalar görülür. Zayıflamanın aşırı olduğu durumlarda taşıyıcı işareti, hatta var olan doğal gürültüden ayırmak imkansız hale gelir. Gerçekleştirilen sistem yaklaşık 30 metre mesafeye kadar şebeke üzerinden haberleşebilmektedir. Daha uzun mesafelerde sistemde bilgi kayıpları gibi bazı iletim hataları oluşmuştur. Verici kısımda, hat üzerine bindirilen taşıyıcı sinyalin genliği yaklaşık olarak 2 volt iken, 30 metre sonrasında hat üzerinden elde edilen taşıyıcı sinyal genliği, 20mV olarak ölçülmüştür. Zayıflama desibel olarak hesaplanırsa 20 dB'e tekabül eder. Taşıyıcı sinyalin gücü artırıldığında haberleştirilecek birimler arasındaki mesafe artacaktır. Taşıyıcı sinyal gücünün daha fazla artırılamadığı durumlarda, ya da hat transformatörü geçişlerinde tekrarlayıcılar kullanılarak, iletim mesafesi daha da artırılabilir.

Giriş katında hatta paralel bağlı dekuplaj kapasitörlü yükler, alıcı ya da vericiye yakın noktada oldukları zaman, taşıyıcı sinyali büyük bir oranda zayıflatmaktadırlar. Örneğin televizyon, verici modem ile aynı prize bağlandığında, taşıyıcı sinyalin aşırı derecede zayıflamasına neden olmuş ve sistemde bir çok iletim hatası meydana gelmiştir. Bu tip

yüklere paralel olarak Şekil 1.4'te gösterilen filtreler bağlanarak taşıyıcı işaretteki zayıflama engellenmiştir.

Gerçekleştirilen sistemin maliyeti yaklaşık olarak 45\$'dir. Maliyeti azaltmanın bir yolu, modem devresini bilgisayar içerisine yerleştirmektir. Bu işlem gerçekleştirildiğinde RS232 konnektörüne, güç hattı konnektörüne ve besleme katı için gerekli devre elemanlarına ihtiyaç kalmayacaktır.

Diğer taraftan, kısa mesafelerde bilgisayarlar RS232 seri arabirimi üzerinden iki konnektör ve üç telli iletken bir kablo üzerinden haberleşirler. RS232 seri arabirimi için tavsiye edilen iletim hattı uzunluğu 15 metre dir. Daha uzun mesafe haberleşmelerinde ise ek donanımlara ihtiyaç vardır. Uzun mesafe haberleşmelerinde hattın her iki ucunda da modem kullanılması zorunludur. Modemlerin maliyeti yaklaşık 100\$'dir. Kısa mesafe haberleşmelerinde AC güç hattı üzerinden gerçekleştirilen veri iletimi pahalı gibi gözüksede, uzun mesafelerde kablunun ve kablo tesisatının getirmiş olduğu maliyeti ortadan kaldırdığından ekonomik bir uygulamadır.

Bu uygulamadan yola çıkılarak her biri farklı adreslerde yer alan bilgisayarlar ve çevre birimlerinden (yazıcı, plotter v.b) oluşan bir ağ (network) sistemi şebeke üzerinden gerçekleştirilebilir. Ayrıca bina otomasyonu dahilindeki, uzaktan kontrol uygulamalarında, yangın alarm sistemlerinde, güvenlik sistemlerinde, iklimlendirme sistemlerinde (ısıtma, soğutma, havalandırma) ve enerji yönetim sistemlerinde, şebeke iletim ortamı olarak kullanılabilir. Sonuçta, yeni bir iletim hattı oluşturmak için ayrıca bir tesisat maliyeti gerekmeyecek ve açıktaki kablo tesisatının neden olduğu çirkin görüntü ortadan kalkacaktır.

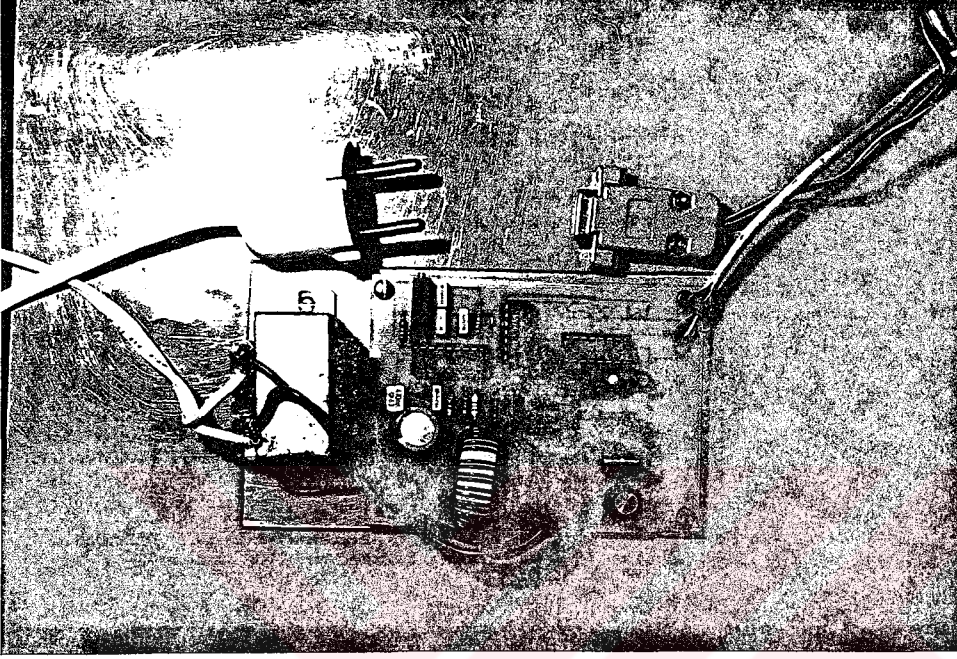
**KAYNAKLAR**

- [1]. M.Lee, "A New Carrier Current Transceiver" I.C, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. CE 28, No. 3 (1982)
- [2]. D.R.Morgan and S.E.Craig , "Adaptive Interference Cancellation for Power Line Carrier Communication Systems", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, No.1, (1991)
- [3]. T.C.Matty, "Advanced Energy Management for Home Use", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 35. No. 3 (1989)
- [4]. D.M. Monticelli, M.E.Wright, "A new Carrier Current Transceiver IC for Data Transmission on the Power Lines", IEEE Journal of Solid State Circuits ,Vol. SC-17, No.6 1982
- [5]. J.R.Nicholson and J.A.Malack , "RF Impedance of Power Lines and Line Impedance Stabilization Network in Conducted Interference Measurements", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility (1973)
- [6]. R.Lutle and S.Strom, "A New Carrier Current Protocol Utilizing an Active Repeater For Consumer and Industrial Applications", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. CE. 31, No.4 (1985)
- [7]. H.L.M.Chan and R.Donaldson, "Amplitude, Width and Interarrival Distributions for Noise Impulses on Intrabuilding Power Line Communication Networks", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 31, No.3 (1989)
- [8]. J.O.Onunga and R.W.Danoldsan, "Personal Computer Communications on Intrabuilding Power Line LAN's using CSMA Priority Acknowledgments" , IEEE J. Sel. Areas Commun. , Vol. 7, pp. 80-191, (1989)
- [9]. W.L.Schweber ,Data Communications ,pp. 205-2250, McGraw-Hill International editions ,USA (1990)

- [10]. W. Toması , Elektronik İletişim Teknikleri, S.515-562 , M.E:B yayınları ,Ankara (1994)
- [11]. C.Çiftlikli , Haberleşme Teorisi, S. 87-89 , Erciyes Uni. Müh. Fak. basımevi, Kayseri , (1993)
- [12]. A.H.Kayran, E.Panayırıcı ve Ü.Aygözü, Sayısal Haberleşme, S. 131-151, Sistem Yayıncılık ve Matbaacılık , İstanbul, (1992)
- [13]. A.S.Kesgin, “Sönümlü Kanalı Benzetimi ve I. ve II. Türden Karma ARQ Şemalarının Bu Kanal Üzerinde Başarımları Analizi”, Erciyes Uni. Fen Bil. Ens., Kayseri ,(1995.)
- [14]. S. Ciarcia, “Build a Power Line Carrier Current Modem”, Byte, Vol. 8, pp. 36-42 (1983)
- [15]. Linear Data Book , National Semiconductor Corporation, Vol. 3. ,Sec. 5 , pp. 138-159, USA ,1988

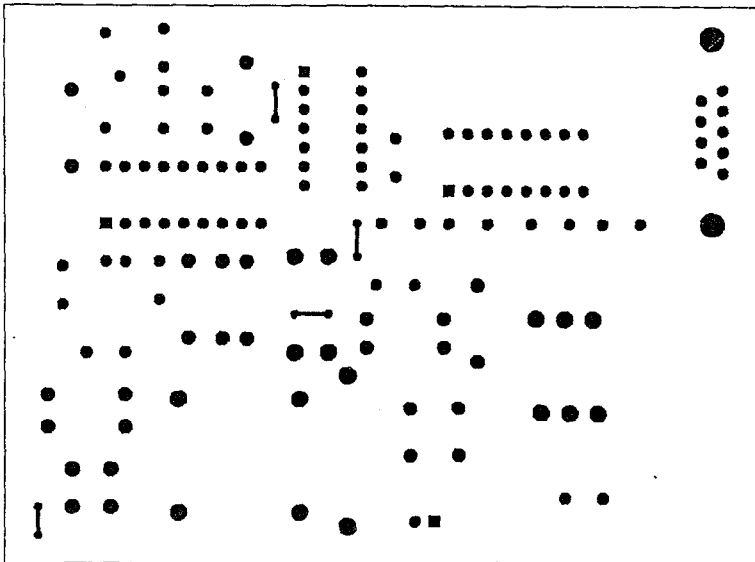
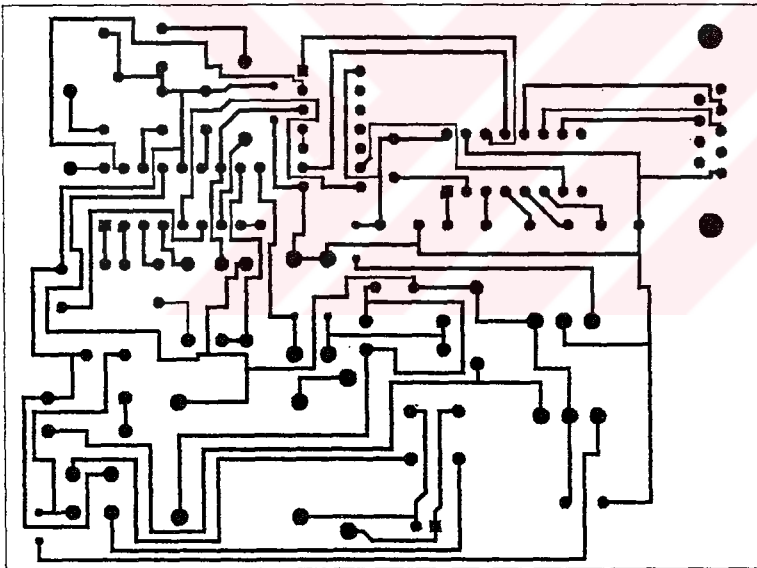
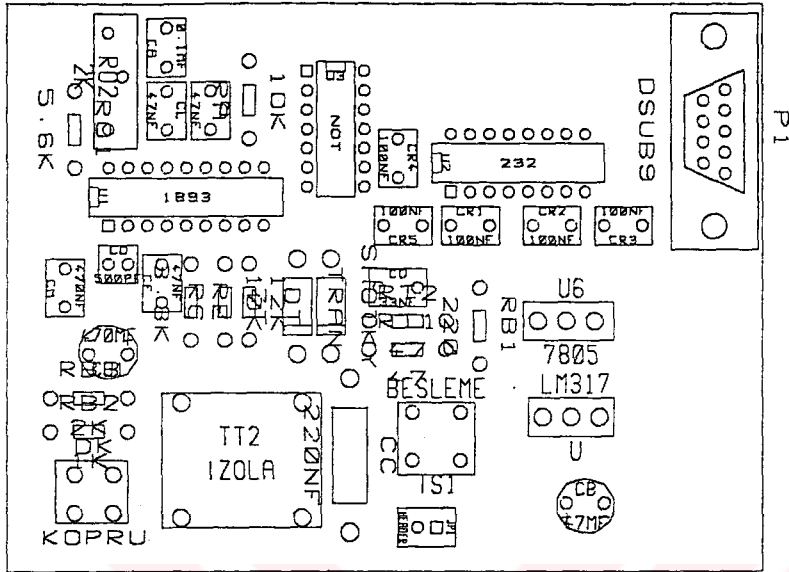
***EKLER***



*EK-A TASARLANAN MODEMİN FOTOĞRAFI*



## EK-C BASKI DEVRE ŞEMASI VE YERLEŞİM PLANI



**EK-D TERMİNAL YAZILIMI**

```
{ $M 8192,0,0 }
uses crt,dos;
var
a:array[1..32000] of byte;
d1:file of byte;
k:integer;
kaynak,hedef:string;
dizin ,komut:string;
surucu:char;
yer,yok:byte;
```

```
procedure xmt(c:byte);
{ 1 baytlık veri transfer eder }
var
x:byte;
begin
port[$03fc]:= $03;
repeat
x:=port[$03fd];
x:=x and $20
until x=$20;
c:=c and $ff;
port[$03f8]:=c;
end;
```

```
procedure rev(var c:byte); {seri portan
gelen veriyi bayt olarak alır}
var
x:byte;
begin
port[$03fc]:= $01;
repeat
x:=port[$03fd];
x:=x and $01;
until x=$01;
c:=port[$03f8];
end;
```

```
procedure mesal(var s:string); { mesajı
almak için kullanılır }
var
say,k:byte;
begin
s:="";
say:=0;
repeat
rev(k);
```

```
if k=27 then begin
rev(k);
if k=1 then begin
repeat
rev(k);
if k < 27 then s:=s+chr(k)
until k=27;
rev(k);
if k=0 then exit else s:=s+#27+chr(k);
end;
end;
until l=2
end;
```

```
procedure dos_islem(command:string);
{ dos komutlarını çalıştırır }
begin
if Command < " " then
begin
{ Swap Vectors; }
Exec(GetEnv('COMSPEC'), '/C ' +
Command);
{ Swap Vectors; }
if DosError < 0 then
WriteLn(' komut çalıştırılmıyor');
WriteLn;
end;
end;
```

```
procedure komut_gonder(komut:string);
{ seri port üzerinden mesaj transfer eder }
var
i:integer;
c:byte;
begin
komut:=chr(27)+chr(1)+komut+chr(27)+chr(0);
for i:=1 to length(komut) do
begin
c:=ord(komut[i]);
xmt(c);
end;
end;
```

```
procedure dizinal; { Ana bilgisayardan
gelen dizin yapısını alarak görüntüler }
var
```

```

k:byte;
begin
repeat
rev(k);
if k=27 then begin
rev(k);
if k=1 then begin
repeat
rev(k);
if k<> 27 then write(chr(k));
until k=27;
rev(k);
if k=0 then exit else write(#27,chr(k));
end;
end;
until 1=2
end;

```

```

procedure degis(var s:string;s1,s2:string);
var
yer:byte;
begin
yer:=pos(s1,s);
insert(s2,s,yer);
delete(s,yer+2,2)
end;

```

```

procedure dosya_yaz(dosyaadi:string);
{ seri port üzerinden gelen dosyayı hardiske
kopyalar }
var
k:byte;
j,i:word;
begin
i:=0;
repeat
rev(k);
if k=27 then begin
rev(k);
if k=1 then begin
repeat
rev(k);
i:=i+1;
if i=32000 then
begin
for j:=1 to i do
write(d1,a[j]);
i:=0;
end;
if k<> 27 then a[i]:=k

```

```

else
begin
rev(k);
if k=0 then begin
for j:=1 to i-1 do
write(d1,a[j]);
close(d1); Exit;
end
else
begin
a[i]:=27;
i:=i+1;
a[i]:=k;
end;
end;
until 1=2
end;
end;
until 1=2
end;

```

```

procedure basla;
var
i:byte;
begin
for i:=1 to 20 do
xmt(51);
end;

```

```

begin
getdir(0,dizin);
basla
repeat
;surucu:=dizin[1]
;write (dizin+'>');readln(komut);
if komut='exit' then
begin
komut_gonder(komut);
halt;
end;
if (surucu in ['A','a','c','C']) then
begin
if komut='e.' then
begin
komut_gonder('c:');
delay(1000);
mesal(dizin);
delay(2000);
basla;
dizin[1]:= 'E';

```

```

surucu:='E';
end
else
begin
yok:=pos('e:',komut);
IF yok=0 THEN
begin
dos_islem(komut);
if copy(komut,1,2)='cd' then
getdir(0,dizin);
end
ELSE
begin
degis(komut,'e:','c:');
IF (copy(komut,1,3)='dir' or (copy
(komut,1,4)='tree')) then
begin
komut_gonder(komut);
delay(1000);
dizinal;
delay(2000)
;basla
end;
if copy(komut,1,4)='copy' then
begin
kaynak:=copy(komut,8,length(komut));
assign(d1,kaynak);
{$I-}
rewrite(d1);
{$I+}
if ioresult=0 then begin
komut_gonder(komut);
delay(1000);
dosya_yaz(kaynak);
delay(2000);
basla
end
else
writeln('yazmaya karşı koruma yada dosya
ismi yanlış');
end;
end;
end;
end;
if (surucu in ['e','E','d','d']) THEN
if komut='a:' then

```

```

begin
dos_islem('a:');
getdir(1,dizin);
surucu:='A'
end
else
begin
yok:=pos('e:',komut);
if yok<>0 then degis(komut,'e:','c:');
IF (copy(komut,1,3)='dir' or (copy
(komut,1,4)='tree')) then
begin
komut_gonder(komut);
delay(1000);
dizinal;
delay(2000)
;basla
end;
if copy(komut,1,2)='cd' then
begin
komut_gonder(komut);
delay(1000);
mesal(dizin);
dizin[1]:='E';
delay(2000);
basla;
end;
if copy(komut,1,2)='md' then
begin
komut_gonder(komut);
delay(1000);
end;
if copy(komut,1,2)='rd' then
begin
komut_gonder(komut);
delay(1000);
end;
if copy(komut,1,3)='del' then
begin
komut_gonder(komut);
delay(1000);
end;
end;
until komut='exit'

end.

```

**EK-E ANA BİLGİSAYARDAKİ YAZILIM**

```
uses crt,dos;
var
k:integer;
dizin,komut:string;
dosyaadi:string;
{$M 8192,0,0}
```

***procedure xmt(c:byte);***

```
var
x:byte;
begin
port[$03fc]:= $03;
repeat
x:=port[$03fd];
x:=x and $20
until x=$20;
c:=c and $ff;
port[$03f8]:=c;
end;
```

***procedure rev (var c:byte);***

```
var
x:byte;
begin
port[$03fc]:= $01;
repeat
x:=port[$03fd];
x:=x and $01;
until x=$01;
c:=port[$03f8];
end;
```

***procedure mesal(var s:string);***

```
var
say,k:byte;
begin
s:="";
say:=0;
repeat
rev(k);
if k=27 then begin
rev(k);
if k=1 then begin
repeat
rev(k);
if k <> 27 then s:=s+chr(k)
until k=27;
```

```
rev(k);
if k=0 then exit else s:="";
end;
end;
until l=2
end;
```

***procedure dos\_islem( command:string);***

```
begin
if Command <> " " then
begin
{ SwapVectors;}
if command='cls' then
Exec(GetEnv('COMSPEC'), '/C ' +
Command);
Exec(GetEnv('COMSPEC'), '/C ' +
Command+'>\a.dat');
{ SwapVectors;}
if DosError <> 0 then
WriteLn('komut çalıştırılmadı');
WriteLn;
end;
end;
```

***procedure komut\_gonder(komut:string);***

```
var
i:integer;
c:byte;
begin
komut:=chr(27)+chr(1)+komut+chr(27)+chr(0);
for i:=1 to length(komut) do
begin
c:=ord(komut[i]);
xmt(c);
end;
end;
```

***procedure dosyagonder(dosya\_ismi:string)***

```
var
dosya:file of byte;
x:byte;
i:integer;
ch:char;
begin
i:=0;
assign(dosya,dosya_ismi);
```

```

{Si+}
reset(dosya);
if ioreult <> 0 then
begin
writeln('dosya acilamadi');
exit;
end;
{Si-}
xmt(27);xmt(1);
seek(dosya,0);
while not eof (dosya) do
begin
read(dosya,x);
write(chr(x));
xmt(x);
i:=i+1;
if i=32000 then
begin
delay(5000);
i:=0;
end;
end;
xmt(27);xmt(0);
close(dosya);
end;

```

***procedure basla;***

```

var
i:byte;
begin
for i:=1 to 20 do
xmt(51);
end;

begin
clrscr;
repeat
delay(1000)
;mesal(komut);
writeln (komut);
if komut='exit' then halt;
if komut='c:' then begin
delay(2000);
basla;
dos_islem('c:');
getdir(3,dizin);
komut_gonder(dizin);
end;

```

```

if copy(komut,1,2)='cd' then
begin
delay(2000);
basla;
dos_islem(komut);
getdir(3,dizin);
komut_gonder(dizin);
end;

```

```

if copy(komut,1,2)='md' then
begin
dos_islem(komut);
end;
if copy(komut,1,2)='rd' then
begin
dos_islem(komut);
end;

```

```

if copy(komut,1,3)='del' then
begin
dos_islem(komut);
end;

```

```

IF(copy (komut,1,3)='dir') or (copy
(komut,1,4)='tree') then
begin
delay(2000);
basla;
dos_islem(komut);
dosyagonder('\a.dat')
end;

```

```

if copy(komut,1,4)='copy' then begin
dosyaadi:=copy (komut,6,length(komut));
delay(2000);
basla;
write(dosyaadi);
delay(2000);
basla;
dosyagonder(dosyaadi);
end;
if komut='cls' then begin
dos_islem(komut);
end;
until l=2;

end.

```

## EK-F KATALOG BİLGİLERİ



**BI-LINE™**

## LM1893/LM2893 Carrier-Current Transceiver†

### General Description

Carrier-current systems use the power mains to transfer information between remote locations. This bipolar carrier-current chip performs as a power line interface for half-duplex (bi-directional) communication of serial bit streams of virtually any coding. In transmission, a sinusoidal carrier is FSK modulated and impressed on most any power line via a rugged on-chip driver. In reception, a PLL-based demodulator and impulse noise filter combine to give maximum range. A complete system may consist of the LM1893, a COPS™ controller, and discrete components.

- Output power easily boosted 10-fold
- 50 to 300 kHz carrier frequency choice
- TTL and MOS compatible digital levels
- Regulated voltage to power logic
- Drives all conventional power lines

### Applications

- Energy management systems
- Home convenience control
- Inter-office communication
- Appliance control
- Fire alarm systems
- Security systems
- Telemetry
- Computer terminal interface

### Features

- Noise resistant FSK modulation
- User-selected impulse noise filtering
- Up to 4.8 kBaud data transmission rate
- Strings of 0's or 1's in data allowed
- Sinusoidal line drive for low RFI

### Typical Application

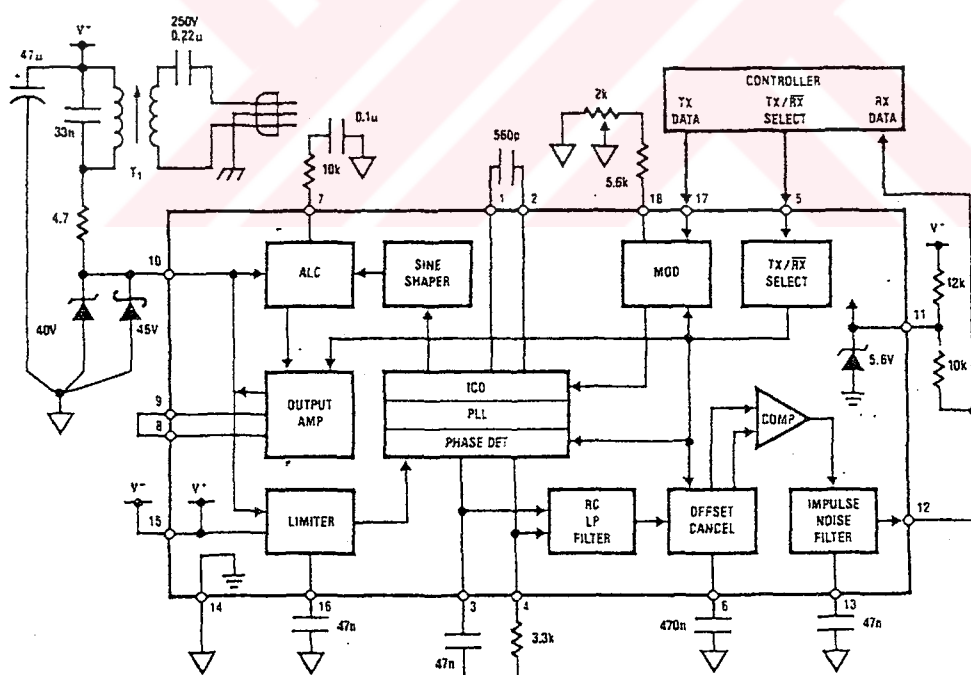


FIGURE 1. Block diagram of carrier-current chip with a complement of discrete components making a complete  $F_0 = 125$  kHz,  $f_{DATA} = 360$  Baud transceiver. Use caution with this circuit—dangerous line voltage is present.

†Carrier-Current Transceivers are also called Power Line Carrier (PLC) transceivers.

TL/H/6750-1

## Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply voltage	30 V
Voltage on pin 12	55 V
Voltage on pin 10 (Note 1)	41 V
Voltage on pins 5 and 17	40 V
5.6 V DC zener current	100 mA
Junction temperature: transmit mode	150°C
receive mode	125°C
Electro-Static Discharge (120 pF, 1500Ω)	1KV

Maximum continuous dissipation,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,

plastic DIP N (Note 2): transmit mode	1.66 W
receive mode	1.33 W
Operating ambient temp. range	-40 to 85°C
Storage temperature range	-65 to 150°C
Lead temp., soldering, 7 seconds	260°C

Note: Absolute maximum ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Electrical specifications are not ensured when operating the device above guaranteed limits but below absolute maximum limits, but there will be no device degradation.

## General Electrical Characteristics

(Note 3). The test conditions are:  $V^+ = 18\text{V}$  and  $F_0 = 125\text{ kHz}$ , unless otherwise noted.

#	Parameter	Conditions	Typical	Test Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	Limit Units
1	5.6 V Zener voltage, $V_Z$	Pin 11, $I_Z = 2\text{ mA}$	5.6	5.2 5.9		V min. V max.
2	5.6 V Zener resistance, $R_Z$	Pin 11, $R_Z = (V_Z @ 10\text{ mA} - V_Z @ 1\text{ mA}) / (10\text{ mA} - 1\text{ mA})$	5			Ω
3	Carrier I/O peak survivable transient voltage, $V_{OT}$	Pin 10, discharge 1 μF cap. charged to $V_{OT}$ thru <math>1\Omega</math>	80	60		V max.
4	Carrier I/O clamp voltage, $V_{OC}$	Pin 10, $I_{OC} = 10\text{ mA}$ . RX mode 2N2222 diode pin 8 to 9	44	41 50		V min. V max.
5	Carrier I/O clamp resistance, $R_{10}$	Pin 10, $I_{OC} = 10\text{ mA}$	20			Ω
6	TX/RX low input voltage, $V_{IL}$	Pin 5	1.8	0.8		V max.
7	TX/RX high input voltage, $V_{IH}$	Pin 5 (Note 9)	2.2	2.8		V min.
8	TX/RX low input current, $I_{IL}$	Pin 5 at 0.8 V	-2	-20 1		μA min. μA max.
9	TX/RX high input current, $I_{IH}$	Pin 5 at 40 V	$10^{-4}$	-1 10	0	μA min. μA max.
10	RX - TX switch-over time, $T_{RT}$	Time to develop 83% of full current drive thru pin 10	10			μs
11	TX - RX switch-over time, $T_{TR}$	1 bit time, $T_B = 1/(2F_{DATA})$ . Time $T_{TR}$ is user controlled with $C_M$ , see Apps. info.	2			bit
12	ICO initial accuracy of $F_0$	TX mode, $R_O = 6.65\text{ k}\Omega$ , $C_O = 560\text{ pF}$ $F_0 = (F_1 + F_2)/2$	125	113 137		kHz min. kHz max.
13	ICO temperature coefficient of $F_0$	TX or RX mode, $(F_{OMAX} - F_{OMIN}) / (T_{JMAX} - T_{JMIN})$	-100			PPM/°C
14	Temperature drift of $F_0$	TX or RX mode, $-40 \leq T_1 \leq T_{JMAX}$	$\pm 2.0$		$\pm 5.0$	% max.

**Transmitter Electrical Characteristics** (Note 3). The test conditions are:  $V^+ = 18\text{V}$  and  $F_0 = 125\text{ kHz}$  unless otherwise noted. The transmit center frequency is  $F_0$ , FSK low is  $F_1$ , and FSK high is  $F_2$ .

#	Parameter	Conditions	Typical	Test Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	Limit Units
15	Supply voltage, $V^+$ , range	Meets test 17 spec. at $T_1 = 25^\circ\text{C}$ and: $ (F_1[14\text{V}] - F_1[18\text{V}]) / F_1[18\text{V}]  < 0.01$ $ (F_1[24\text{V}] - F_1[18\text{V}]) / F_1[18\text{V}]  < 0.01$	13 40	14 24	15 23	V min. V max.
16	Total supply current, $I_{OT}$	Pin 15, Pin 12 high. $I_{OT}$ is $I_O$ through pin 15 and the average current $I_{ODC}$ of the Carrier I/O through pin 10	52	79		mA max.
17	Carrier I/O output current, $I_O$	100Ω load on pin 10	70	45		mApp min.
18	Carrier I/O lower swing limit, $V_{ALC}$	Pin 10. Set internally by ALC. 2N2222 diode pin 8 to 9	4.7	4.0 5.7		V min. V max.
19	THD of $I_O$ (Note 6)	Q of 10 tank driving 10Ω line 100Ω load, no tank	0.6 5.5		5.0 9	% max. % max.
20	FSK deviation, $F_2 - F_1$	$(F_2 - F_1) / ((F_2 + F_1) / 2)$	4.4	3.7 5.2		% min. % max.
21	Data in. low input voltage, $V_{IL}$	Pin 17	1.7	0.8		V max.
22	Data in. high input voltage, $V_{IH}$	Pin 17 (Note 9)	2.1	2.8		V min.
23	Data in. low input current, $I_{IL}$	Pin 17 at 0.8 V	-1	-10 1		μA min. μA max.
24	Data in. high input current, $I_{IH}$	Pin 17 at 40 V	$10^{-4}$	-1 10	0	μA min. μA max.

**Receiver Electrical Characteristics** (Note 3). The test conditions are:  $V^+ = 18\text{ V}$ ,  $F_O = 125\text{ kHz}$ ,  $\pm 2.2\%$  deviation FSK,  $F_{\text{DATA}} = 2.4\text{ kHz}$ ,  $V_{\text{IN}} = 100\text{ mVpp}$ , in the receive mode, unless otherwise noted.

#	Parameter	Conditions	Typical	Test Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	Limit Units
25	Supply voltage, $V^+$ , range	Functional receiver (Note 7)	<b>12</b> <b>37</b>	13 30	<b>13.5</b> <b>28</b>	V min. V max.
26	Supply current, $I_{\text{QT}}$	$I_{\text{QT}}$ is pin 15 ( $V^+$ ) plus pin 10 (Carrier I/O) current, 2.4 k $\Omega$ Pin 13 to GND.	11	5 14		mA min. mA max.
27	Carrier I/O input resistance, $R_{\text{I/O}}$	Pin 10	19.5	14 30		k $\Omega$ min. k $\Omega$ max.
28	Max. data rate, $F_{\text{MD}}$	Functional receiver (Note 7), $C_F = 100\text{ pF}$ , $R_F = 0\text{ }\Omega$ , no tank, 2.4 kHz = 4.8 kBaud	10	4.8	<b>2.4</b>	kBaud
29	PLL capture range, $F_C$	$C_F = 100\text{ pF}$ , $R_F = 0\text{ }\Omega$	$\pm 40$	$\pm 15$	$\pm 10$	% min.
30	PLL lock range, $F_L$	$C_F = 100\text{ pF}$ , $R_F = 0\text{ }\Omega$	$\pm 45$	$\pm 15$		% min.
31	Receiver input sensitivity, $S_{\text{IN}}$	For a functional receiver (Note 8) Referred to chip side (pin 10) of the line-coupling XFMR: $F_O = 50\text{ kHz}$ $F_O = 300\text{ kHz}$ Referred to line side of XFMR: (assuming a 7.07:1 XFMR) $F_O = 50\text{ kHz}$ $F_O = 300\text{ kHz}$	1.8 2.0 1.4 0.26 0.29 0.20	10	<b>12</b>	mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub>
32	Tolerable input dc voltage offset range, $V_{\text{INDC}}$	Pin 10 lower than pin 15 by $V_{\text{INDC}}$	2	0.1		V max.
33	Data Out. breakdown voltage	Pin 12, leakage $I \leq 20\text{ }\mu\text{A}$	70	55		V min.
34	Data Out. low output, $V_{\text{OL}}$	Pin 12, sat. voltage at $I_{\text{OL}} = 2\text{ mA}$	0.15	0.4		V max.
35	Impulse noise filter current, $I_i$	Pin 13 charge and discharge current	$\pm 55$	$\pm 45$ $\pm 85$		$\mu\text{A}$ min. $\mu\text{A}$ max.
36	Offset hold cap. bias voltage, $V_{\text{CM}}$	Pin 6	2.0	1.3 3.5		V min. V max.
37	Offset hold capacitor max. drive current, $I_{\text{MCM}}$	Pin 6, $V(\text{pin } 3) - V(\text{pin } 4) = \pm 250\text{ mV}$	$\pm 55$	$\pm 25$ $\pm 80$		$\mu\text{A}$ min. $\mu\text{A}$ max.
38	Offset hold bias current, $I_{\text{OHS}}$	Pin 6, TX mode. Bias pin 6 as it self-biased during test 31.	-0.5	-20	<b>-40</b> <b>40</b>	nA min. nA max.
39	Phase comparator current, $I_{\text{PC}}$	Bias pins 3 and 4 at 8.5 V $I_{\text{PC}} = I(\text{pin } 3) + I(\text{pin } 4)$ , TX mode	100	50 200		$\mu\text{A}$ min. $\mu\text{A}$ max.
40	Phase detector output resistance, $R_{\text{PD}}$	Pins 3 and 4. $R_{\text{PD}} = (V @ 100\text{ }\mu\text{A} - V @ 50\text{ }\mu\text{A}) / (50\text{ }\mu\text{A})$	10	6 18		k $\Omega$ min. k $\Omega$ max.
41	Phase detector demodulated output voltage, $V_{\text{PD}}$	Pin 3 to 4, measured after filtering out the $2F_O$ component	100	60 180		mVpp min. mVpp max.
42	Fast offset cancel voltage "window" -to- $V_{\text{PD}}$ ratio, $V_W/V_{\text{PD}}$	$V_{\text{PIN3}} - V_{\text{PIN4}} = \pm V_{\text{WINDOW}} + \text{DC offset}$ Drive for $\pm 1\text{ }\mu\text{A}$ pin 6 current	0.95	0.70 1.20		V/V min. V/V max.
43	Power supply rejection, PSRR	$C_L = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ , PSRR = CMRR, 120 Hz	80			dB min.

Note 1: More accurately, the maximum voltage allowed on pin 10 is  $V_{\text{OC}}$ , and  $V_{\text{OC}}$  ranges from 41 to 50V. Also, transients may reach above 60V; see the transient peak voltage characteristic curve.

Note 2: The maximum power dissipation rating should be derated for device operation above 25°C to insure that the junction temperature remains below the maximum rating. Use a  $\theta_{\text{JA}}$  of 75°C/W for the N package using a socket in still air (which is the worst case). Consult the Application Information section for more detail.

Note 3: The boldface values apply over the full junction temperature range for the specified supply voltage range. All other numbers apply at  $T_A = T_J = 25^\circ\text{C}$ . Pin numbers refer to LM1893. LM2893 tested by shorting Carrier In to Carrier Out and testing it as an LM1893.

Note 4: Guaranteed and 100% production tested.

Note 5: Guaranteed (but not 100% production tested) over the temperature and supply voltage ranges. These limits are not used to calculate outgoing quality levels.

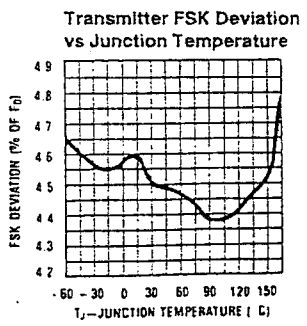
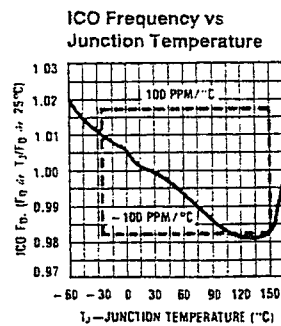
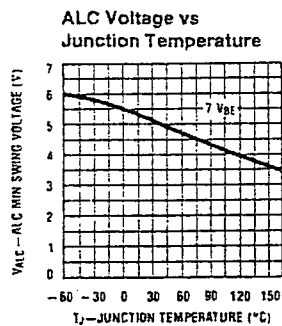
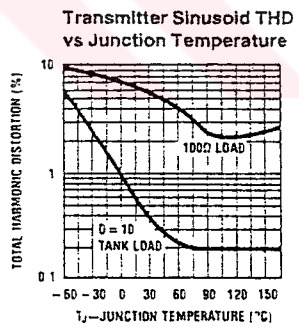
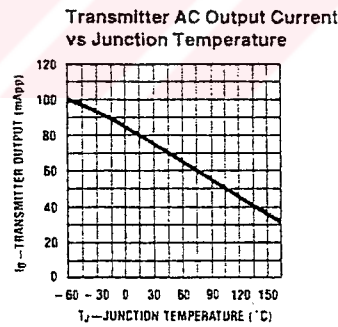
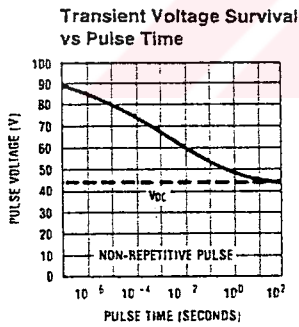
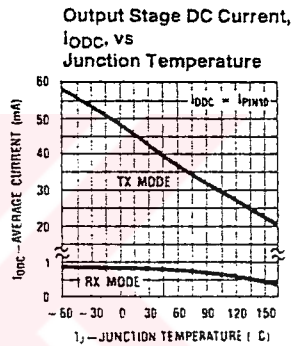
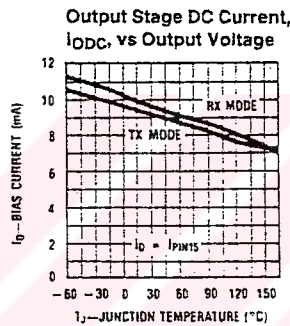
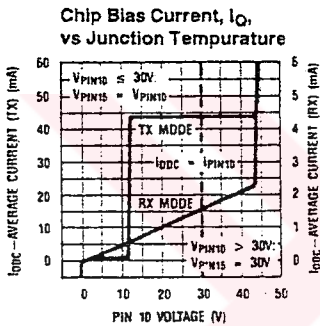
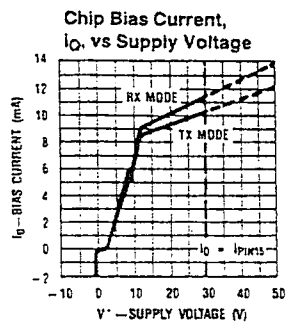
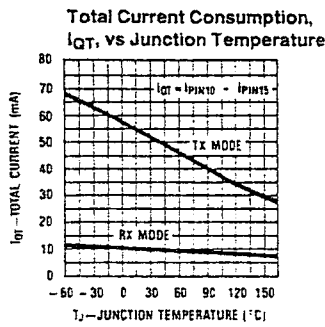
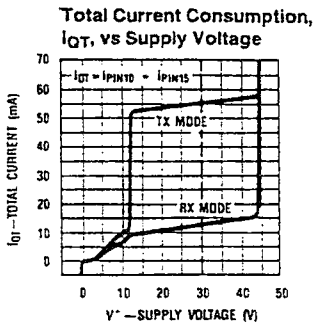
Note 6: Total harmonic distortion is measured using  $\text{THD} = [I_{\text{RMS}}(\text{all components at or above } 2F_O)] / [I_{\text{RMS}}(\text{fundamental})]$ .

Note 7: Receiver function is defined as the error-free passage of 1 cycle of 50% duty-cycle 2.4 kHz square-wave data (2 sequential 208  $\mu\text{s}$  bits), with the first bit being a "1." All of the data transitions (edges) must fall within  $\pm 10\%$  ( $\pm 20.8\text{ }\mu\text{s}$ ) of their noise-free positions. RX time delay is minimized by using no impulse noise filter cap.  $C_i$  for this test.

Note 8: During the sensitivity check, note 7 requirements are followed with these exceptions: (1) data rate  $F_{\text{DATA}} = 1.2\text{ kHz}$ , (2) all of the data transitions must fall within  $\pm 20\%$  ( $\pm 41.6\text{ }\mu\text{s}$ ) of their noise-free positions, and (3), a time-domain filter capacitor ( $C_i$ ) is used. The time delay of  $C_i$  is  $\frac{1}{2}$  bit, or 208  $\mu\text{s}$ . ( $C_i$  is approximately 6200 pF).

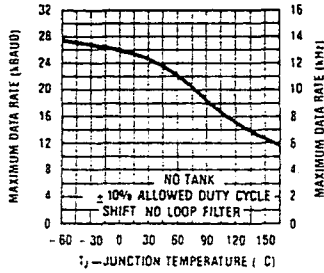
Note 9: For TTL compatibility use a pull-up resistor to increase min.  $V_{\text{OH}}$  to above 2.8 V.

**Typical Performance Characteristics** ( $V^+ = 18V$ ,  $F_0 = 125\text{ kHz}$ , circuit of Figure 1, pin numbers for LM1893)

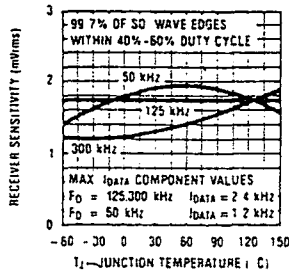


Typical Performance Characteristics (Continued)

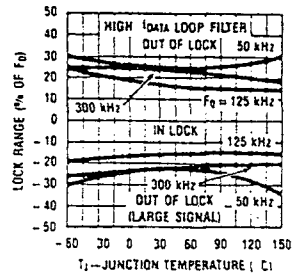
Maximum Data Rate vs Junction Temperature



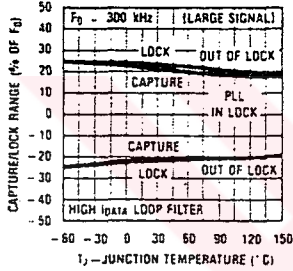
Receiver Sensitivity vs Junction Temperature



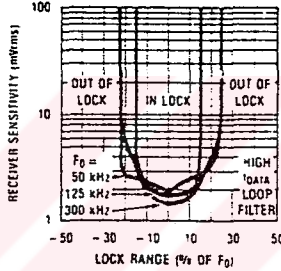
PLL Lock Range vs Junction Temperature and F0



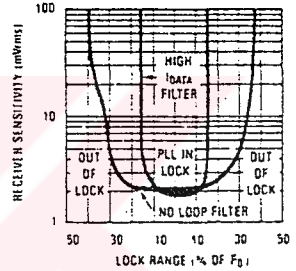
PLL Capture & Lock Range vs Junction Temperature



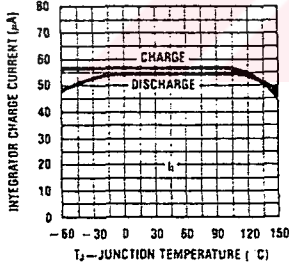
Receiver Sensitivity vs PLL Lock Range and F0



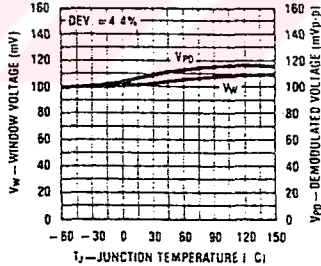
Receiver Sensitivity vs PLL Lock Range and Loop Filter



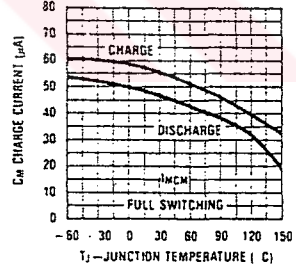
Impulse Noise Filter Current vs Junction Temperature



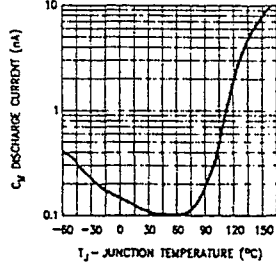
Phase Detector Output Voltage vs Junction Temperature



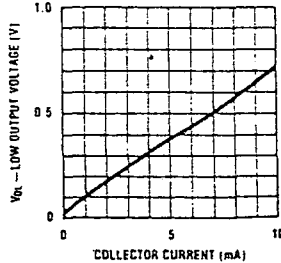
Offset Hold Cap. Charge Currents vs Junction Temperature



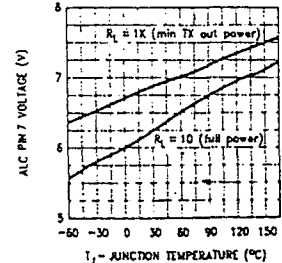
Offset Hold Cap. Bias Current vs Junction Temperature



Data Out. Low Voltage vs Pull Down Current



Pin 7 Bias Voltage vs Junction Temperature



Bu araştırmada kayısı çekirdeklerinin kırılmasını sağlayan Titreřimli ve Eğik Çeneli Kayısı Çekirdeęi Kırma Makinasının tasarımı ve imalatı yapıldı. Daha sonra çekirdekler; farklı ıslatma sürelerinde (kuru, 1, 2, 3 ve 4 saat), farklı çene açıklıklarında (8.5, 9.5, 10.5 ve 11.5 mm) kırılarak denendi. Maksimum verimi gösteren grafikler hazırlandı.

