**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ**
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ**
**ANABİLİM DALI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

# YAZILIM TANIMLI RADYO İLE GERÇEK ZAMANLI PSK ALICI-VERİCİ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

**MEHMET ALİ ZENGİN**

**KOCAELİ 2018**

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ**

**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ**

**ANABİLİM DALI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

# YAZILIM TANIMLI RADYO İLE GERÇEK ZAMANLI PSK ALICI-VERİCİ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

**MEHMET ALİ ZENGİN**

**Dr. Öğr. Üyesi Sultan ALDIRMAZ ÇOLAK**
**Danışman, Kocaeli Üniversitesi**

**Doç. Dr. Kerem KÜÇÜK**
**Jüri Üyesi, Kocaeli Üniversitesi**

**Dr. Öğr. Üyesi Ahmet SERBES**
**Jüri Üyesi, Yıldız Teknik Üniversitesi**

**Tezin Savunulduğu Tarih: 18.07.2018**

## ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Yazılım tanımlı radyolar esnek ve tekrar programlanabilir olmaları dolayısıyla dikkat çekmekte ve üniversitelerden araştırma kurumlarına, askeri uygulamalardan baz istasyonlarına kadar birçok alanda kullanılmaktadır. Özellikle akademisyenler ve araştırmacılar arasında haberleşme sistemlerinin prototiplenmesi amacıyla yoğun bir kullanım alanı mevcuttur. Faz kaydırmalı anahtarlama (Phase Shift Keying, PSK) ise birçok haberleşme standardında kullanılması dolayısıyla önem arz etmektedir. Bu tezin konusu olan çalışmada yazılım tanımlı radyoyla faz kaydırmalı anahtarlama alıcı-verici tasarımı yapılmıştır.

Yardımlarından dolayı danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Sultan ALDIRMAZ ÇOLAK'a ve tez çalışmam boyunca hiçbir yardımı esirgemeyen Doç. Dr. Kerem KÜÇÜK'e teşekkürü borç bilirim.

Hayatımın her anında bana destek olan anneme, babama ve kardeşime teşekkür ederim.

Haziran – 2018 Mehmet Ali ZENGİN

**İÇİNDEKİLER**

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR i
İÇİNDEKİLER ii
ŞEKİLLER DİZİNİ iii
TABLOLAR DİZİNİ v
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ vi
ÖZET ix
ABSTRACT x
GİRİŞ 1
1. FAZ KAYDIRMALI ANAHTARLAMA 4
1.1. İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama 4
1.2. Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama 10
2. YAZILIM TANIMLI RADYO 18
2.1. Yazılım Tanımlı Radyonun Tarihi 18
2.2. Yazılım Tanımlı Radyonun Yapısı 27
2.2.1. Anten 28
2.2.2. Analog ön-uç 28
2.2.3. Analogdan sayısala ve sayısaldan analoğa çevrim 30
2.2.4. Sayısal ön-uç 32
2.2.5. Sinyal işleme 32
2.3. Evrensel Yazılım Radyo Platformu 33
2.3.1. NI USRP 2921 33
3. YAZILIM TANIMLI RADYO İLE GERÇEK ZAMANLI PSK ALICI-VERİCİ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ 35
3.1. Verici 35
3.2. Alıcı 49
3.3. Deneysel Sonuçlar 55
4. SONUÇLAR VE ÖNERİLER 60
KAYNAKLAR 61
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER 64
ÖZGEÇMİŞ 65

## ŞEKİLLER DİZİNİ


Şekil 1.1. BPSK modülatörü 6
Şekil 1.2. Uyumlu BPSK demodülatörü 7
Şekil 1.3. Farksal BPSK modülatörü ve demodülatörü 8
Şekil 1.4. Optimum DBPSK demodülatörü 9
Şekil 1.5. QPSK yıldız diyagramı 11
Şekil 1.6. QPSK vericisi ve alıcısı 13
Şekil 1.7. DQPSK modülatörü ve demodülatörü 15
Şekil 2.1. Vanu Anywave GSM baz istasyonunun şirketin bülteninde yer alan resmi 23
Şekil 2.2. KUAR'ın içeriği 24
Şekil 2.3. MARS'ın mimarisi 25
Şekil 2.4. NICT SDR Platformu 26
Şekil 2.5. Tipik bir SDR'da sayısal-analog ayrımı 29
Şekil 2.6. SDR'ın mimarisi 29
Şekil 2.7. Tipik bir RF ön ucunun blok diyagramı 30
Şekil 2.8. Sayısal ön-uç 32
Şekil 2.9. NI USRP 2921 blok diyagramı 34
Şekil 3.1. Verici blok diyagramı 36
Şekil 3.2. LabVIEW ile tasarlanan vericinin ön paneli ve blok diyagramı 36
Şekil 3.3. Sembol Haritası bloğunun içi 37
Şekil 3.4. Sembol haritasını oluşturan bloğun içi 37
Şekil 3.5. PSK Üretim bloğunun içeriği 38
Şekil 3.6. Mesajın ikili veriye dönüştürülmesi ve paket haline getirilmesi 38
Şekil 3.7. Paketin yapısı 39
Şekil 3.8. CRC'nin hesaplanması 40
Şekil 3.9. Dört CRC çeşidinin FER Performansı 40
Şekil 3.10. CRC'nin oluşturulması 41
Şekil 3.11. α'nın dürtü yanıtına etkisi 42
Şekil 3.12. Filtre katsayılarının oluşturulmasından sorumlu bloğun içeriği 43
Şekil 3.13. Haritalandırma ve filtrelemeden sorumlu bloğun içeriği 45
Şekil 3.14. İkili verinin haritalandırılması 45
Şekil 3.15. Alt örneklemenin asıl sinyal üzerindeki etkisi 46
Şekil 3.16. Alt örneklemenin frekans bölgesindeki gösterimi 47
Şekil 3.17. Üst örnekleme yapılarak asıl sinyalin elde edilmesi 47
Şekil 3.18. Darbe şekillendirici filtre bloğunun içeriği 48
Şekil 3.19. Üst Örnekleme bloğunun içeriği 49
Şekil 3.20. Konvolüsyon bloğunun içeriği 49
Şekil 3.21. Alıcı blok diyagramı 50
Şekil 3.22. Alıcının LabVIEW ortamındaki ön paneli ve blok diyagramı 50
Şekil 3.23. Örnek Seyreltme bloğunun içeriği 51
Şekil 3.24. Öncül Bulucu bloğunun içeriği 52
Şekil 3.25. Paket Çözücü bloğunun içeriği 54
Şekil 3.26. Geri Haritalandırma bloğunun içeriği 54

Şekil 3.27. CRC Kontrol bloğunun içeriği 55
Şekil 3.28. Sembollerin haritalandırılması sonucu yıldız diyagramları 56
Şekil 3.29. Vericinin USRP'ye verdiği paket 57
Şekil 3.30. USRP'nin işlemek üzere LabVIEW'e verdiği sinyal 57
Şekil 3.31. Demodülasyon sonucu yıldız diyagramları 58
Şekil 3.32. Öncülün bulunması için gerekli olan eşik değerleri 58
Şekil 3.33. BPSK testi yapılırken laboratuvar ortamının görünümü 59
Şekil 3.34. QPSK testi yapılırken laboratuvar ortamının görünümü 59

## TABLOLAR DİZİNİ

Tablo 3.1. BPSK sembol haritası ..... 37
Tablo 3.2. QPSK sembol haritası ..... 37
Tablo 3.3. Alıcı ve verici için test parametreleri ..... 56

## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

| | | |
|---|---|---|
| $A_c$ | : | Sinyalin genliği |
| $E_b$ | : | Bit enerjisi |
| $E_s$ | : | Sembol enerjisi |
| $f_S$ | : | Örnekleme frekansı |
| I | : | In-phase (Eş faz) |
| $m_k$ | : | 1 ve -1 işaretleri |
| M | : | Modülasyon indeksi |
| Q | : | Quadrature (Dik faz) |
| $S_{BPSK}$ | : | BPSK sinyali |
| $S_{QPSK}$ | : | QPSK sinyali |
| $T_b$ | : | Bit süresi |
| $T_S$ | : | Örnekleme süresi |
| α | : | Azalma faktörü |

### Kısaltmalar

| | | |
|---|---|---|
| A/D | : | Analog to Digital (Analogdan Sayısala) |
| ADC | : | Analog to Digital Converter (Analogdan Sayısala Çevirici) |
| AM | | Amplitude Modulation (Genlik Modülasyonu) |
| ASIC | : | Application-Specific Integrated Circuit (Uygulamaya Özel Tümleşik Devre) |
| ASK | : | Amplitude Shift Keying (Genlik Kaydırmalı Anahtarlama) |
| BEE2 | : | Berkeley Emulation Motor 2 (Berkeley Emülasyon Motoru 2) |
| BPSK | : | İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Binary Phase Shift Keying) |
| CMR | : | Ground Mobile Radio (Kara Mobil Radyosu) |
| CPSK | : | Coherent Phase Shift Keying (Uyumlu Faz Kaydırmalı Anahtarlama) |
| CRC | : | Cyclic Redundancy Check (Döngüsel Artıklık Denetimi) |
| D/A | : | Digital to Analog (Sayısaldan Analoğa) |
| DAC | : | Digital to Analog Converter (Sayısaldan Analoğa Çevirici) |
| DDC | : | Digital Down Converter (Sayısal Aşağı Çevirici) |
| DFVLR | | Deusche Forschungs und Versuchsanstalf für Luft und Raumfahrt (Alman Havacılık ve Uzay Uçuşları için Test ve Araştırma Enstitüsü) |
| DPSK | : | Differential Phase Shift Keying (Farksal Faz Kaydırmalı Anahtarlama) |
| DSP | : | Digital Signal Processor (Sayısal Sinyal İşlemcisi) |
| DUC | : | Digital Up Converter (Sayısal Yukarı Çevirici) |
| EDA | : | European Defense Agency (Avrupa Savunma Ajansı) |
| ESSOR | : | European Secure Software Defined Radio (Avrupa Güvenli Yazılım Tanımlı Radyosu) |
| FAA | : | Federal Aviation Administration (Federal Havacılık Yönetimi) |

| | | |
|---|---|---|
| FIR | : | Finite Impulse Response (Sonlu Dürtü Yanıtı) |
| FM | : | Frequency Modulation (Frekans Modülasyonu) |
| FPGA | : | Field Programmable Gate Array (Alanda Programlanabilir Kapı Dizisi) |
| FSK | : | Frequency Shift Keying (Frekans Kaydırmalı Anahtarlama) |
| GPP | : | General Purpose Processor (Genel Amaçlı İşlemeci) |
| GPU | : | Graphic Processing Unit (Grafik İşleme Ünitesi) |
| I/O | : | Input/Output (Giriş/Çıkış) |
| ICNIA | : | Integrated Communication, Navigation, Identification and Avionics System (Entegre Haberleşme, Navigasyon, Teşhis ve Aviyonik Sistemi) |
| IEEE | : | The Institute of Electrical and Electronics Engineers (Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü) |
| IEC | : | International Electrotechnical Commission (Uluslararası Elektroteknik Komisyonu) |
| IF | : | Intermediate Frequency (Orta Frekans) |
| IRiS | : | Implementing Radio in Software (Radyoyu Yazılımla Uygulama) |
| ISI | : | Intersymbol Interference (Semboller Arası Girişim) |
| ISO | : | International Organization for Standardization (Uluslararası Standartlar Teşkilatı) |
| JRTS | : | Joint Tactical Radio System (Birleşik Taktiksel Radyo Sistemi) |
| JWID | : | Joint Warrior Interoperability Demonstration (Müşterek Savaşçı Birlikte Çalışabilirlik Gösterimi) |
| KUAR | : | Kansas University Agile Radio (Kansas Üniversitesi Kıvrak Radyo) |
| LAN | : | Local Area Network (Yerel Alan Ağı) |
| LNA | : | Low Noise Amplifier (Düşük Gürültülü Yükselteç) |
| LO | : | Local Oscillator (Yerel Osilatör) |
| MARS | : | Maynooth Adaptable Radio System (Maynooth Uyarlanabilir Radyo Sistemi) |
| MIT | : | Massachusetts Institute of Technology (Massachusetts Teknoloji Enstitüsü) |
| MMITS | : | Modular Multifunction Information Transfer System (Modüler Çok Fonksiyonlu Bilgi Transfer Sistemi) |
| NICT | : | National Institute of Information and Communication Technology (Ulusal Bilgi ve Haberleşme Teknolojisi Enstitüsü) |
| NRZ | : | Non-return to Zero (Sıfıra Dönüşsüz) |
| OFDM | : | Orthogonal Frequency Division Multiplexing (Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama) |
| PLL | : | Phase-locked Loop (Faz Kilitlemeli Döngü) |
| PSK | : | Phase Shift Keying (Faz Kaymalı Anahtarlama) |
| QPSK | : | Quadrature Phase Shift Keying (Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama) |
| RAN | : | Radio Access Network (Radyo Erişim Ağı) |
| RF | : | Radio Frequency (Radyo Frekansı) |
| RFID | : | Radio Frequency Identification (Radyo Frekans ile Teşhis Etme) |
| RHINO | : | Reconfigurable Hardware Interface for Computing and Radio (Hesaplama ve Radyo için Tekrar Konfigüre Edilebilir Donanım Arayüzü) |
| SDR | : | Software Defined Radio (Yazılım Tanımlı Radyo) |

| | | |
|---|---|---|
| SFDR | : | Spurious-free Dynamic Range (Parazitsiz Dinamik Aralık) |
| SNR | : | Signal to Noise Ratio (Sinyalin Gürültüye Oranı) |
| SRRC | : | Square Root Raised Cosine (Karekök Yükseltilmiş Kosinüs) |
| TAJPSP | : | Tactical Anti-Jam Programmable Signal Processor (Taktiksel Karıştırma Önleyici Programlanabilir Sinyal İşlemcisi) |
| USRP | : | Universal Software Radio Peripheral (Evrensel Yazılım Radyo Platformu) |
| VCO | : | Voltage-controlled Oscillator (Voltaj Kontrollü Osilatör) |
| wCDMA | : | Wideband Code Division Multipke Access (Geniş Bant Kod Bölmeli Çoklu Erişim) |
| Wi-Fi | : | Wireless Fidelity (Kablosuz Bağlantı) |

## YAZILIM TANIMLI RADYO İLE GERÇEK ZAMANLI PSK ALICI-VERİCİ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ


## ÖZET

Faz kaydırmalı anahtarlama (Phase Shift Keying, PSK) birçok haberleşme standardında kullanılması dolayısıyla önemli bir modülasyon tekniğidir. PSK'nın iki temel yöntemi olan İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Binary Phase Shift Keying, BPSK) ve Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama'nın (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) endüstride yoğun bir kullanım alanı mevcuttur. Yazılım tanımlı radyo (Software Defined Radio, SDR) geleneksel sayısal haberleşme cihazlarını yazılım ile değiştirmesi dolayısıyla dikkat çekmektedir. Esnek ve tekrar programlanabilen bu cihazlar özellikle üniversiteler ve araştırma kurumlarında kablosuz haberleşme sistemlerinin prototiplenmesinde yoğun miktarda kullanılmaktadır. SDR, bu özellikleri dolayısıyla önem arz etmektedir. Bu tezin konusu olan çalışmada SDR kullanılarak BPSK ve QPSK için gerçek zamanlı alıcı-verici tasarımı yapılmıştır. Alıcı ve verici LabVIEW kullanılarak yazılım ortamında tasarlanmış ve donanım olarak da iki adet Evrensel Yazılım Radyo Platformu 2921 (Universal Software Defined Radio 2921, USRP 2921) kullanılmıştır. Sonuç olarak; vericide girilen metin mesajı kullanıcının tercihine göre BPSK veya QPSK yöntemlerine göre modüle edilerek iletilmiş ve alıcıda doğru bir şekilde çözülerek kullanıcıya girildiği şekilde gösterilmiştir.



**Anahtar Kelimeler:** Alıcı-verici tasarımı, PSK, BPSK, QPSK, SDR, USRP.

**REAL-TIME PSK TRANCEIVER DESIGN AND IMPLEMENTATION USING SOFTWARE DEFINED RADIO**


## ABSTRACT

Phase Shift Keying (PSK) is an important modulation technique for being used in many communication standarts. Two of the main PSK types are Binary Phase Shift Keying (BPSK) and Quadrature Phase Shift Keying. These modulation types have a broad usage in the industry. Software Defined Radio (SDR) has gained attention for replacing the traditional digital modulation devices. These flexible and reprogrammable devices are especially being used in universities and research institutions for prototyping wireless communication standarts. SDR has an importance because of these features. In this work, a real time BPSK and QPSK transceiver design is made using software defined radio. Transceiver is designed in software using LabVIEW and two Universal Software Radio Peripheral 2921's (USRP 2921) are used as hardware. The message that was entered in transmitter is modulated with BPSK or QPSK, depending on user's choise, and transmitted. At the receiver, received signal is correctly demodulated and the same message that was entered at the transmitter is shown to the user as result.



**Keywords:** Transceiver design, PSK, BPSK, QPSK, SDR, USRP.

# GİRİŞ

Kablosuz haberleşme sistemleri uzun bir süre uygulamaya özel üretilmiş cihazlar kullandı. Bunlar sonradan programlanamayan ve esnek olmayan cihazlar olmaları itibariyle, sistemde bir değişiklik yapılması gerektiğinde donanımın tamamının değişmesi gerekiyordu. İlk olarak 1970'lerde sonradan programlanabilen cihazlar üzerine çalışmalar başlamış ve 1980'lerde ilk prototiplerin ortaya çıkmasıyla birlikte bu tipteki cihazlar için bir isim belirmişti: Yazılımsal radyo. Terim ilk olarak bir şirketin bülteninde kullanılmıştı, fakat uzun bir süre herhangi bir sempozyumda kullanılmamış olması dolayısıyla büyük kitleler tarafından bilinmedi. Terimin yaygınlaşması 1992 senesinde Joseph Mitola'nın Ulusal Telesistem Konferansı'nda sunduğu bildiri ile başladı. Mitola bu bildiride sadece terimi ortaya atmamış mimarisini de anlatmıştır. Bildiri, yazılımsal radyo konseptinin kitleler tarafından bilinmesini sağladı. Bugün Mitola, bu bildirinin getirdiği başarı ile "Yazılımsal radyo" teriminin üreticisi olarak bilinir. "Yazılım tanımlı radyo (software defined radio, SDR)" terimi ise 1996 yılında yazılımsal radyoya adanmış bir forumda ortaya çıktı.

Her ne kadar "yazılımsal radyo" teriminin geniş kitlelere ulaşımı 1992 senesini bulsa da bu sistemlerle ilgili çalışmalar yeni değildi. Öncesinde laboratuvarlarda yapılan deneyler ve prototiplerden ibaret olan bu cihazlar ilk defa ABD Hava Kuvvetleri tarafından üretilen SPEAKeasy ile ticari bir anlam kazanmaya başlamış ve daha sonra yazılımsal radyolar şirketler tarafından da üretilmeye başlanmıştır. İşlemci teknolojisindeki ve analogdan sayısala (analog to digital, A/D) / sayısaldan analoğa (digital to analog, D/A) çevrimlerdeki gelişmelerle birlikte yazılım tanımlı radyoların kullanım alanları da yaygınlaşmıştır. Bugün yazılım tanımlı radyo, askeri alandan halk güvenliğine, üniversitelerden ticari baz istasyonlarına kadar birçok alanda kullanılmaktadır. Fakat sahip olduğu bazı dezavantajlar sebebiyle son tüketici cihazlarında tercih edilmemektedir. Yazılım tanımlı radyo, esnek olması ve tekrar programlanabilir olması gibi birçok avantaja sahip olması dolayısıyla haberleşme sistemlerine ciddi katkı sağlama potansiyeline sahiptir. Bu teknolojinin yaygınlaşması için araştırmalar sürmektedir.

Faz kaydırmalı anahtarlama (Phase Shift Keying, PSK) bir dijital modülasyon tekniğidir ve birçok haberleşme standardında kullanılması itibariyle önem arz eder. Faz kaydırmalı anahtarlamada veri, taşıyıcı sinyaldeki faz değişimleriyle ifade edilir. İkili veri gruplandırılarak sembollere çevrilir ve birbirlerine eşit mesafede olacak şekilde fazlara ayrılarak modüle edilir. Faz kaydırmalı anahtarlama kablosuz yerel alan ağları (local area network, LAN), radyo frekansı ile tanımlama (radio-frequnecy identification, RFID), bluetooth ve uydu haberleşmesi gibi birçok alanda kullanılmaktadır.

Bu tezin konusu olan çalışmada PSK'nın temel iki yöntemi olan ikili faz kaydırmalı anahtarlama (binary phase shift keying, BPSK) ve dörtlü faz kaydırmalı anahtarlama (quadrature phase shift keying, QPSK) prototiplenmiştir. BPSK en temel PSK yöntemidir. Bu modülasyon yönteminde semboller tek bitten oluşur ve birbirleri arasında 180 derece faz farkı olan taşıyıcılarla iletilir. QPSK'da ise semboller iki bitten meydana gelir ve birbirleri arasında 90 derece faz farkı olan taşıyıcılarla iletilir. İki modülasyon yöntemi de endüstride yoğun miktarda kullanılmaları dolayısıyla önem arz etmektedir.

Amaç:

Bu çalışmada amaç yazılım ortamında bir PSK alıcı-vericisi tasarlamak ve yazılım tanımlı radyo ile bunu gerçekleştirmektir. Kullanıcı tarafından yazılım ortamında girilen metin mesajının vericide kullanıcının seçimine göre BPSK veya QPSK'ya göre modüle edilerek iletilmesi ve alıcıda da doğru bir çözümleme yapılarak aynı mesajın kullanıcıya gösterilmesi amaçlanmıştır. Yazılım ortamı olarak genel amaçlı bir bilgisayarda çalışan LabVIEW kullanılmış ve tasarımın gerçekleştirilmesi için de bir alıcı bir de verici olmak üzere iki adet Evrensel Yazılım Radyo Platformu (universal software radio peripheral, USRP) kullanılmıştır.

Tezin içeriği:

Tezin konusunun yazılım tanımlı radyo ile PSK alıcı-verici tasarımı ve gerçekleştirilmesi olması dolayısıyla 4. Bölümde verilen bu konuya giriş olarak önceki bölümlerde PSK ve yazılım tanımlı radyoyla ilgili bilgiler verilmiştir.

2. Bölümde faz kaydırmalı anahtarlamadan bahsedilmiştir. PSK'yla ilgili genel bir bilgi verilmiş, daha sonra BPSK ve QPSK ayrıntısıyla açıklanmıştır. Her iki modülasyon türünün de uyumlu ve farksal modülasyon – demodülasyon yöntemleri anlatılmış ve kullanım alanları belirtilmiştir.

3. Bölümde yazılım tanımlı radyoyla ilgili ayrıntılı bilgiler mevcuttur. Öncelikle yazılım tanımlı radyonun geçirdiği tarihi süreç ayrıntısıyla ele alınmış; ilk yazılımsal radyo çalışmalarından bahsedilmiş, önemli isimler ve kuruluşlar anılmış, var olan ticari ve araştırma amaçlı SDR platformları anlatılmıştır. Daha sonra yazılım tanımlı radyonun mimarisi üzerinde durulmuştur; SDR'ın yapısı ile ilgili genel bir bilgi verilmiş ve SDR'ı meydana getiren bölümler ele alınmıştır. Bir sonraki alt bölümde USRP ile ilgili bilgiler verilmiş, bu çalışmada da kullanılan NI USRP 2921'den bahsedilmiştir.

4. Bölümde tezin konusu olan çalışma ayrıntısıyla anlatılmıştır; verici ve alıcı tasarımı blok diyagramları ile birlikte verilerek açıklanmış, tasarımda bulunan her bir blok incelenmiştir. Sonraki alt bölümde laboratuvar ortamında yapılan test çalışmalarının sonuçları üzerinde durulmuştur.

5. Bölümde tezin konusu olan çalışmanın sonuçları üzerinde durulmuş ve ileride yapılabilecek çalışmalar hakkında önerilerde bulunulmuştur.

# 1. FAZ KAYDIRMALI ANAHTARLAMA

Sayısal modülasyon teknikleri üç büyük sınıfa ayrılabilir: Genlik kaydırmalı anahtarlama (amplitude shift keying, ASK), frekans kaydırmalı anahtarlama (frequency shift keying, FSK) ve PSK. Bu üç modülasyon tekniği veriyi, taşıyıcı sinyalin genliğinin, frekansının ya da fazının değişimi ile ifade eder.

PSK, taşıyıcı sinyalin fazını değiştirerek veriyi modüle eden sayısal modülasyon tekniğidir. Verinin içindeki bitler eşit sayıda gruplandırılır ve birbirlerine eşit mesafede olacak şekilde fazlara ayrılarak ifade edilir. Böylece azami faz farkı sağlanarak sinyalin bozulmaya karşı korunması amaçlanır.

PSK'da iki farklı modülasyon ve demodülasyon yöntemi vardır: uyumlu faz kaydırmalı anahtarlama (coherent phase shift keying, CPSK) ve farksal faz kaydırmalı anahtarlama (differential phase shift keying, DPSK). CPSK'da veri içindeki semboller bir referans sinyaldeki farklı fazlarla ifade edilir. Demodülatörde, alınan sinyalin doğru bir şekilde çözülebilmesi için fazının bir referans sinyalin fazı ile karşılaştırılması gerekir. DPSK'da ise veri bir referans sinyale göre değil kendi fazındaki değişimlere göre kodlanır. Demodülatörde de bir referans sinyale ihtiyaç yoktur, alınan sinyalin fazındaki değişimler incelenerek haritalandırma yapılır.

Aşağıdaki bölümlerde PSK'nın iki yöntemi üzerinde durulacaktır; BPSK ve QPSK. İki modülasyon yönteminin de özellikleri verilecek ve birbirleriyle karşılaştırılacaktır.

## 1.1. İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama

BPSK en temel PSK yöntemidir. Bitleri kodlamak için birbirleri arasında 180 derece faz farkı olan iki sinyal kullanılır. Bu fazlar eş-fazlı (in-phase, I) ya da dik-fazlı (quadrature, Q) olarak seçilebilir. Bütün PSK yöntemleri arasında gürültüye karşı en dayanıklı olan yöntemdir. Fakat BPSK'da bir sembol tek bitten oluşur, bu sebepten dolayı yüksek hızlı uygulamalar için uygun değildir. BPSK sadece iki fazdan oluştuğu için 2-PSK olarak da adlandırılır.

BPSK endüstride birçok alanda ve standartta kullanılmaktadır. Bir LAN ağı olan IEEE 802.11b-1999'da 1Mbit/s hızı için DBPSK kullanılmaktadır. IEEE 802.11g-2003 standardında 6 ve 9 Mbit/s hızları için dikgen frekans bölmeli çoğullama (orthogonal frequency division multiplex, OFDM) kullanılır ve her alt-taşıyıcı BPSK ile modüle edilmiştir. BPSK, basitliğinden dolayı düşük maliyetli pasif vericiler için uygundur ve ISO/IEC 14443 gibi RFID standartlarında kullanılmıştır ki ISO/IEC 14443'ün biyometrik pasaportlar ve kredi kartları gibi birçok uygulama alanı mevcuttur. Bluetooht'a benzeyen bir teknoloji olan IEEE 802.15.4 standardı 868-915 MHz frekans bandı için BPSK kullanmaktadır [1]. Ayrıca uydu telemetrisinde – özellikle derin uzay telemetrisinde – tercih edilir [2].

İkili veri içindeki 1 ve 0'ı $m_1$ ve $m_2$ olarak ifade edelim. Eğer taşıyıcı sinyalin genliği $A_c$, bit enerjisi $E_b$ ve bit süresi $T_b$ ile ifade edilirse $E_b=\frac{1}{2}A_c^2T_b$ olacaktır. 1 ya da 0 bitini iletmek için kullanılacak taşıyıcılar Eşitlik (1.1a) ve (1.1b)'de ifade edilmiştir [3]:

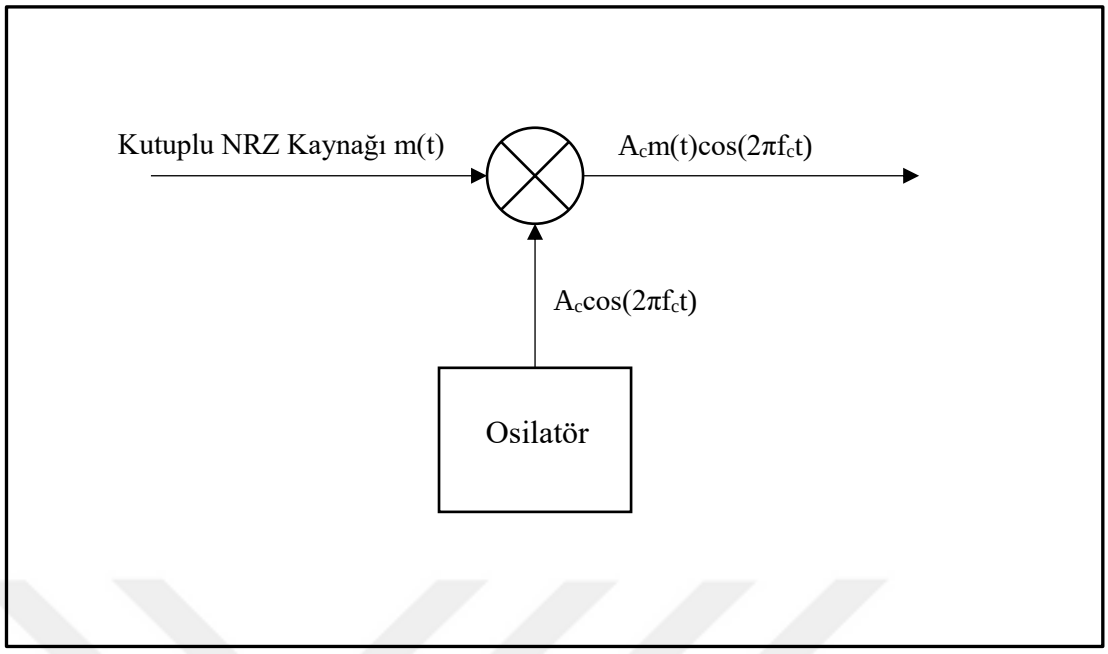
$$S_{BPSK,1}(t)=\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_c t+\theta_c) \quad ,0\le t\le T_b \tag{1.1a}$$

$$S_{BPSK,2}(t)=\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_c t+\pi+\theta_c)=-\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_c t+\theta_c) \quad ,0\le t\le T_b \tag{1.1b}$$

$m_1$ ve $m_2$'yi iki farklı darbe şeklini alan ikili veri sinyali m(t) ile ifade edersek sinyal şu şekilde ifade edilir:

$$S_{BPSK}(t)=m(t)\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_c t+\theta_c) \tag{1.2}$$

Bir uyumlu BPSK modülatörü Şekil 1.1'de görülmektedir. Şekilde, osilatör taşıyıcıyı üretmek için kullanılmaktadır. Sayısal sinyallerin bir iletim hattında gönderilebilmesi için sıfıra dönüşsüz (non-return to zero, NRZ) çevrimi gibi bir hat kodlaması yapılması gerekir.




Şekil 1.1. BPSK modülatörü [4]

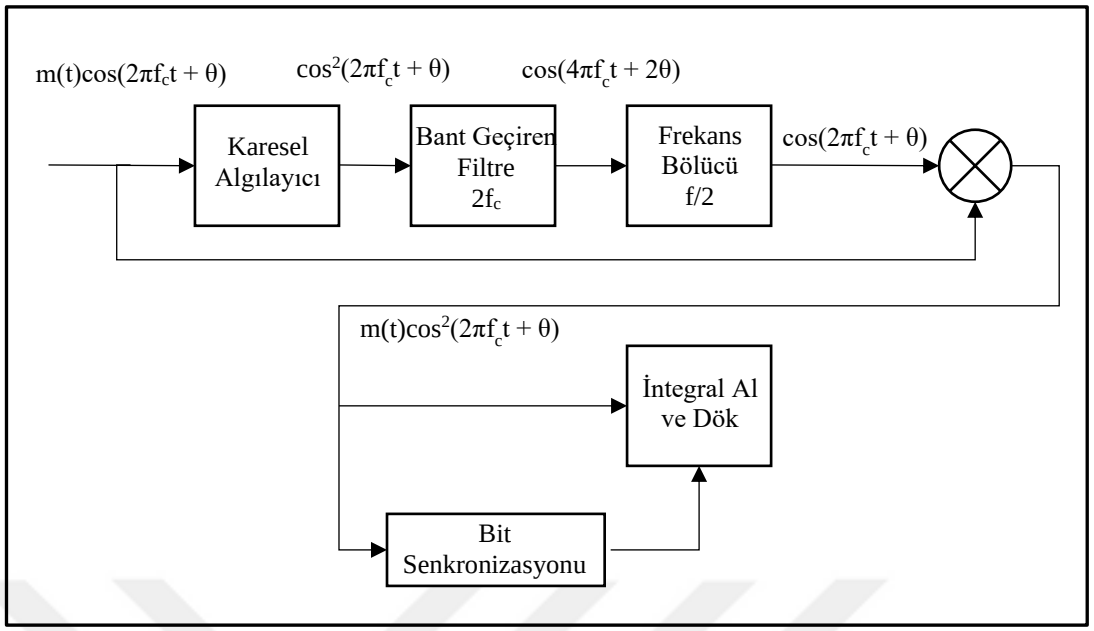
Bundan dolayı öncelikle ikili veri yayını, m(t) ismini verdiğimiz çift-kutuplu veri yayınına çevrilir [4]:

$$m(t)=\sum_{-\infty}^{\infty} m_k p(t-kT) \tag{1.3}$$

Burada $m_k$ 1 veya -1 değerleri, p(t) ise kare dalgadır. Şekilde de görüleceği gibi m(t) yayını taşıyıcı sinyal ile çarpılır. Böylece modüle edilmiş sinyali elde ederiz:

$$S(t) = m(t)\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}\cos(2\pi f_c t) \tag{1.4}$$

Uyumlu demodülatörde gelen sinyalin doğru bir şekilde demodüle edilebilmesi için bir referans sinyale ihtiyaç vardır. Gelen sinyal referans sinyali ile fazda ve frekansta senkronize olmalıdır. Yani, alınan sinyalin doğru bir şekilde haritalandırılması için alıcıda taşıyıcı sinyalin faz ve frekans bilgileri bulunmalıdır. Eğer BPSK sinyali ile birlikte bir pilot taşıyıcı sinyali gönderildiyse taşıyıcı ile ilgili bu bilgiler bir faz kilitlemeli döndü (phase locked loop, PLL) kullanılarak elde edilebilir. Fakat pilot taşıyıcı mevcut değilse Costas döngüsü veya kare döngü kullanılabilir [3]. Bir uyumlu demodülatör blok diyagramı Şekil 1.2'de verilmiştir.



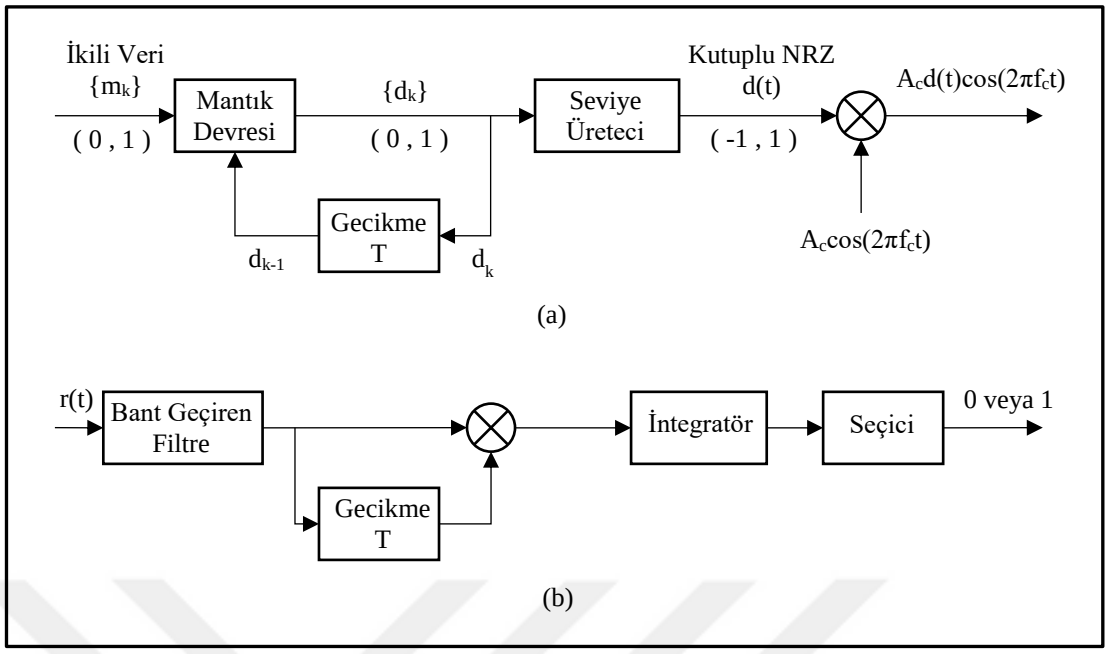

Şekil 1.2. Uyumlu BPSK demodülatörü [3]

Burada taşıyıcıyı elde etmek için karesel algılayıcı, bant geçiren filtre ve frekans bölücü kullanılmıştır. Alınan sinyalin bu cihazlardan geçmesiyle taşıyıcının faz ve frekans bilgileri elde edilmiş olur. Taşıyıcının bulunması sonrasında elde edilen sinyal ile alınan sinyal çarpıcıdan geçirilir ve sonrasında integral al ve dök (integrate and dump) devresine alınır. Diyagramda görülen bit eş zamanlama devresi, integral al ve dök devresinin her bit süresinin sonunda örnekleme yapması için vardır. Her bit süresinin sonunda integratörün çıkışındaki anahtar kapanır ve sinyali karar verici devreye aktarır. Bu devre belli bir eşik noktasına göre gelen sinyalin ikili 1 veya 0 olduğuna karar verir. Bu eşik değeri için hata oranı en az olacak şekilde bir optimum değer seçilir. Bu işlemler sonucunda vericide giriş olarak alınan ikili veri elde edilmiş olur.

Farksal BPSK'da ise bir referans sinyale ihtiyaç yoktur. Sinyal Şekil 1.3a'da görüldüğü üzere bir önceki sembol ile karşılaştırılarak kodlanır. Bu kodlama şu şekilde ifade edilebilir [3]:

$$d_k = \overline{m_k \oplus d_{k-1}} \tag{1.5}$$

Bu durumda $m_k$ ile $d_{k-1}$ aynı ise çıkış 1, farklı ise çıkış 0 olur. $d_k$, NRZ çevrimi yapıldıktan ve darbe sinyali haline getirildikten sonra taşıyıcıyı modüle eder, sonra da iletilir.




Şekil 1.3. Farksal BPSK (a) modülatörü ve (b) demodülatörü [4]

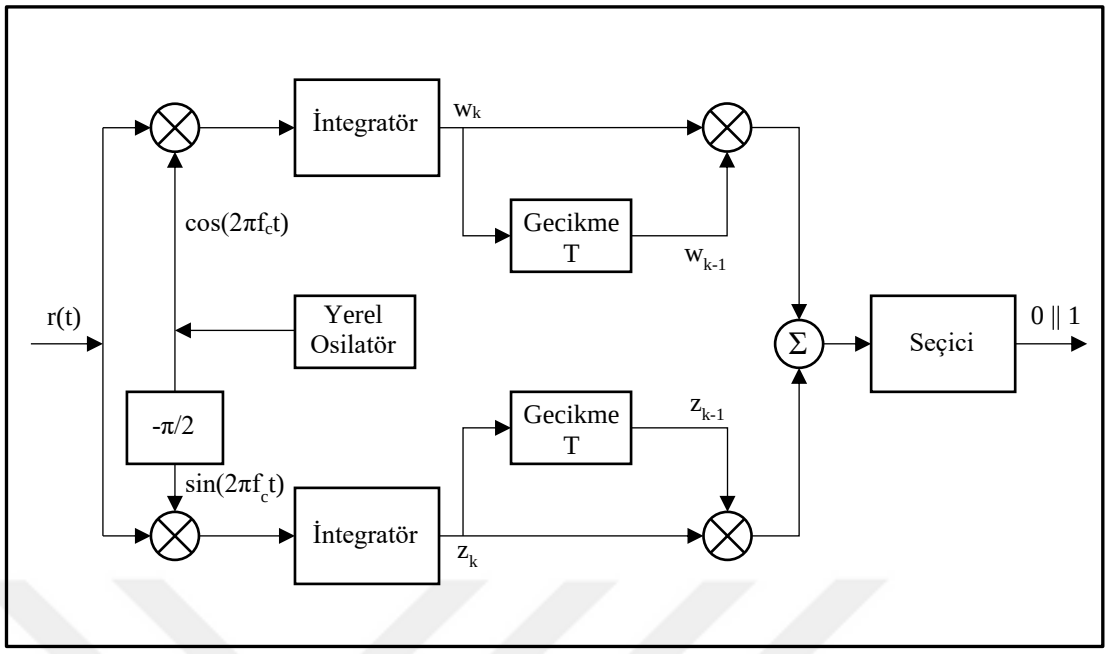
Bir alt optimal demodülatör 1.3b'de verilmiştir. Görüldüğü üzere demodülasyon için bir referans sinyale ihtiyaç yoktur. Bir önceki sembolü şimdiki sembol için referans olarak kullanır. Eğer şimdiki sembol ile bir önceki sembol aynı ise integratörün çıkışı pozitif, eğer farklı ise çıkış negatif olacaktır. Eğer şimdiki sembol $s_k$, bir önceki sembol $s_{k-1}$ ile gösterilirse integratörün çıkışı şu şekilde ifade edilebilir [4]:

$$l = \int_{kT}^{(k+1)T} r(t)r(t-T)dt$$

$$l = \int_{kT}^{(k+1)T} s_k(t)s_{k-1}(t)dt = \begin{cases} E_b, s_k(t) = s_{k-1}(t) \\ -E_b, s_k(t) = -s_{k-1}(t) \end{cases} \quad (1.6)$$

Optimum alıcı blok diyagramı Şekil 1.4'te verilmiştir. Daha önce de belirtildiği gibi bir mesaj biti iki modüle edilmiş sembol ile ifade edilir. Bu durumda sinyal süresini 2T ile göstermek mümkündür. Eğer iletilen mesaj biti 1 ise onu ifade eden iki sembol aynı demektir:

$$\xi_1 = \begin{cases} A_c \cos(2\pi f_c t), 0 \le t \le T \\ A_c \cos(2\pi f_c t), T \le t \le 2T \end{cases}$$




Şekil 1.4. Optimum DBPSK demodülatörü [4]

Eğer iletilen mesaj biti 0 ise semboller birbirlerinden farklıdır:

$$\xi_2 = \begin{cases} A_c \cos(2\pi f_c t), 0 \le t \le T \\ -A_c \cos(2\pi f_c t), T \le t \le 2T \end{cases}$$

Alıcıyı optimum yapabilmek için integratör çıkışının karesini maksimum yapmak gerekir. Alınan sinyal r(t) ise $\xi_1$ için bunu şu şekilde ifade ederiz [4]:

$$l_1^2 = (\int_0^{2T} r(t)\xi_1(t)dt)^2 + (\int_0^{2T} r(t)\xi_1(t, \frac{\pi}{2})dt)^2$$

$$l_1^2 = (\int_0^{2T} r(t)A_c \cos(2\pi f_c t)dt)^2 + (\int_0^{2T} r(t)A_c \cos(2\pi f_c t)dt)^2$$

$$l_1^2 = (w_0 + w_1)^2 + (z_0 + z_1)^2$$

Burada $w_0$, $w_1$, $z_0$, ve $z_1$ şu şekilde ifade edilir:

$$w_0 \triangleq \int_0^T r(t)A_c \cos(2\pi f_c t)\, dt$$

$$w_1 \triangleq \int_T^{2T} r(t)A_c \cos(2\pi f_c t)\, dt$$

$z_0 \triangleq \int_0^T r(t)A_c \cos(2\pi f_c t)\, dt$

$z_1 \triangleq \int_T^{2T} r(t)A_c \cos(2\pi f_c t)\, dt$

Aynı işlem $\xi_2$ için de yapılabilir. Bu durumda:

$l_2^2=(w_0-w_1)^2+(z_0-z_1)^2$

Eğer $l_1^2$ $l_2^2$'nden büyükse seçim 1'den yana, küçük ise 0'dan yana olacaktır. Bu işlem şu şekilde yazılabilir:

$l_1^2>l_2^2 \Rightarrow 1$ ve $l_1^2>l_2^2 \Rightarrow 0$

Eğer $l_1^2$ ve $l_2^2$'nin yerine yukarıdaki eşitlikleri yazarsak durum en son şu şekli alacaktır:

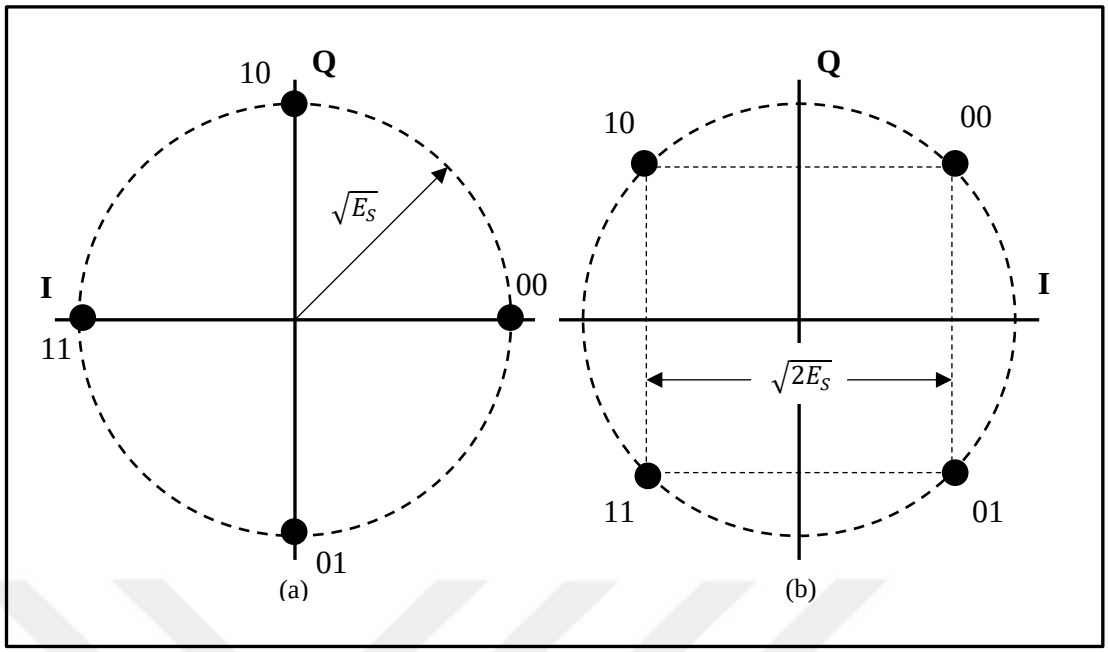
$x_k=w_k w_{k-1}+z_k z_{k-1}>0 \Rightarrow 1$ ve $x_k=w_k w_{k-1}+z_k z_{k-1}<0 \Rightarrow 0$ (1.7)

Bu gereklilik Şekil 1.4'teki alıcı ile gerçekleştirilebilir. Bu bir farksal alıcı olduğundan dolayı alıcı sinyal ile referans sinyal arasında faz eş zamanlamasına ihtiyaç yoktur. Fakat yine de referans sinyal ile alıcı sinyallerin frekansları aynı olmalıdır. Şekildeki yerel osilatörün alıcı sinyalin frekansı ile eş zamanlı olması gerekmektedir.

Şekil 1.4'teki alıcının referans sinyali ile alınan sinyalin frekanslarının aynı olması gerekirken, Şekil 1.3b'deki alıcıda böyle bir gereklilik yoktur. Bu durum alt optimum alıcının daha pratik olmasını sağlar. Genelde DBPSK alıcısı olarak kullanılan Şekil 1.3b'deki alıcıdır.

### 1.2. Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama

QPSK'da bir sembol iki bitten meydana gelir. Bu semboller, Şekil 1.5'te bir örneği verildiği üzere yıldız diyagramına birbirleri arasında 90 derece açı farkı olacak şekilde yerleştirilmiş dört faz ile temsil edilir. Fazlar arasındaki açı farkı daha az olduğundan dolayı BPSK'ya göre gürültüye karşı daha duyarlıdır. Eğer sistemlerin bant genişliği aynı ise QPSK'nın veri hızı BPSK'nın iki katıdır, eğer veri hızı aynı ise QPSK'nın ihtiyaç duyduğu bant genişliği BPSK'nın yarısıdır. QPSK verici ve alıcılarının yapısı BPSK'ya göre daha karmaşık olmasına karşın modern elektronik teknolojisi sayesinde




Şekil 1.5. QPSK yıldız diyagramı; taşıyıcı fazları (a) 0, π/2, π, 3π/2, (b) π/4, 3π/4, 5π/4, 7π/4

maliyet farkı kabul edilebilir seviyededir. Dört farklı faz kullanılması dolayısıyla 4-PSK'da denilmektedir.

QPSK endüstride birçok alanda kullanılmaktadır. Bunlardan bazıları şöyledir: IEEE 802.11g-1999 standardında 2Mbit/s veri hızı ağlamak için DQPSK, 5.5 Mbit/s ve 11 Mbit/s veri hızlarında ise QPSK kullanılmaktadır. IEEE 802.11g-2003 standardının 12 ve 18 Mbit/s veri hızlarında OFDM ile birlikte QPSK kullanılmaktadır. Bluetooth 2 2Mbit/s veri hızı için π/4-DQPSK kullanmaktadır. IEEE 802.15.4 standardında 2.4Ghz için offset QPSK kullanılır [1]. Ayrıca QPSK, spektral verimliliğinden dolayı uydu yayınlarında yoğun miktarda rağbet görmektedir [5].

Eğer sembol enerjisine $E_s$ ve sembol süresine $T_s$ denilir ve faz noktaları olarak 0, π/2, π ve 3π/2 noktaları seçilirse QPSK sinyalleri şu şekilde ifade edilebilir:

$$S_{QPSK,1}=\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\cos(2\pi f_c t)$$

$$S_{QPSK,2}=\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\cos(2\pi f_c t+\frac{\pi}{2})$$

$$S_{QPSK,3}=\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\cos(2\pi f_c t+\pi)$$

$$S_{QPSK,4}=\sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}\cos(2\pi f_c t+\frac{3\pi}{2})$$

Eğer sinyaller ortak bir ifade ile yazılırsa şu hali alır [3]:

$$S_{QPSK}=\sqrt{\frac{2E_S}{T_S}}\cos\left(2\pi f_c t+(i-1)\frac{\pi}{2}\right) \quad , 0\le t\le T_S \, , \; i=1,2,3,4 \tag{1.8}$$

Bu ifade trigonometri kullanılarak şu şekilde genişletilebilir:

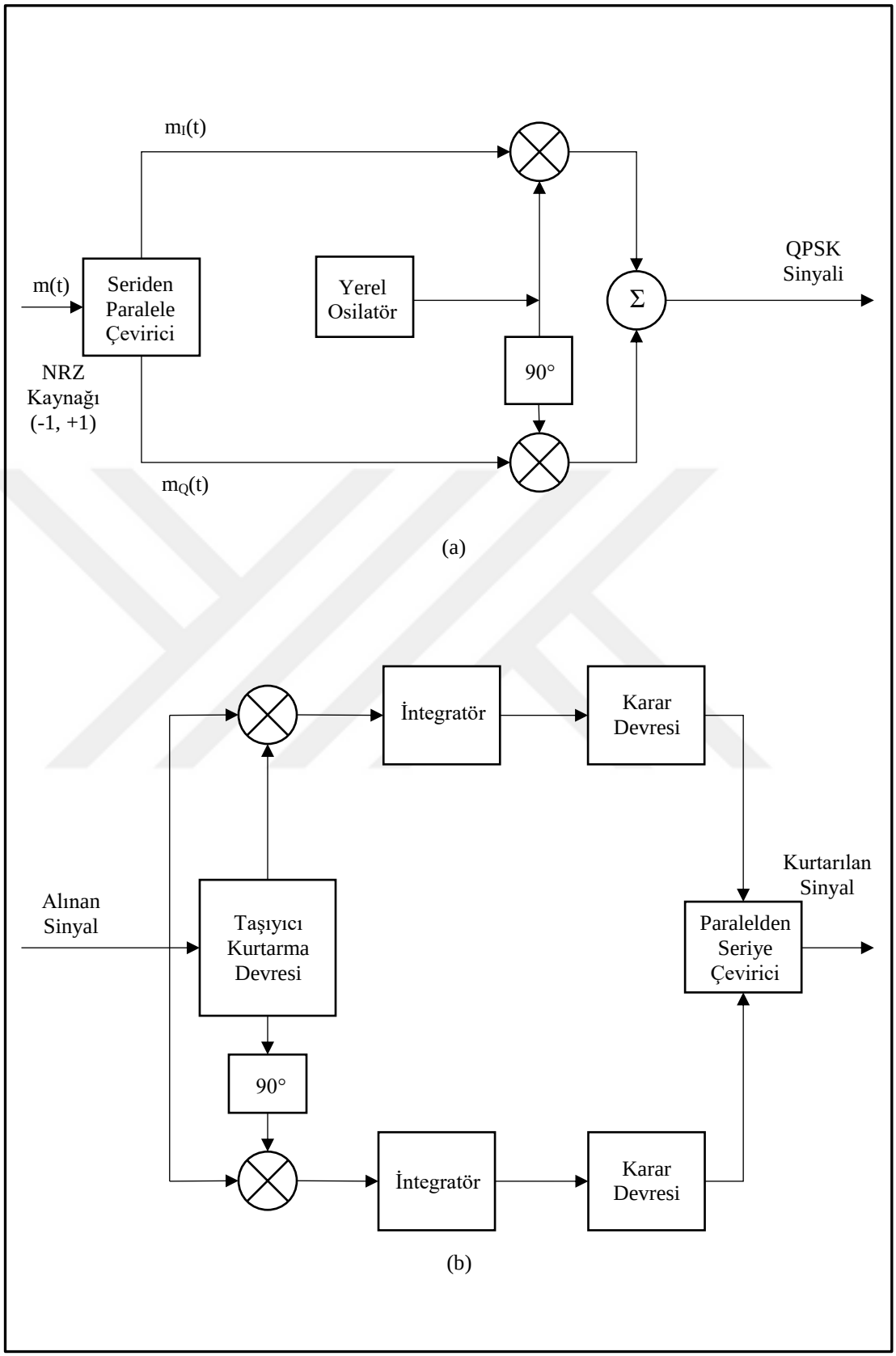
$$S_{QPSK}=\sqrt{\frac{2E_S}{T_S}}\cos\left((i-1)\frac{\pi}{2}\right)\cos(2\pi f_c t)-\sqrt{\frac{2E_S}{T_S}}\sin\left((i-1)\frac{\pi}{2}\right)\sin(2\pi f_c t) \tag{1.9}$$

Eğer yıldız diyagramındaki eş-faz ve dik-faz çizgilerini ifade eden baz fonksiyonları $\phi_1(t)=\sqrt{2/T_s}\cos(2\pi f_c t)$ ve $\phi_2(t)=\sqrt{2/T_s}\sin(2\pi f_c t)$ ise ifade şu şekli alacaktır:

$$S_{QPSK}=\sqrt{E}_S\cos\left((i-1)\frac{\pi}{2}\right)\phi_1(t)-\sqrt{E}_S\sin\left((i-1)\frac{\pi}{2}\right)\phi_2(t) \; , \; i=1,2,3,4 \tag{1.10}$$

Bu ifade Şekil 1.5a'da görülebilir. Eğer istenirse fazlar yıldız diyagramında farklı yerlere de yerleştirilebilir. Bunun için yıldız diyagramını döndürmek yeterlidir. Şekil 1.5b'de örnek olarak π/4, 3π/4, 5π/4 ve 7π/4 fazlarını gösteren bir yıldız diyagramı verilmiştir.

Bir QPSK vericisi Şekil 1.6a'da verilmiştir. Öncelikle ikili mesaj yayını NRZ çevriminden geçirilir ve çift kutuplu hale getirilir. Daha sonra m(t) yayını seriden paralele çeviriciden (serial to parallel converter, S/P) geçer ve $m_I(t)$ ve $m_Q(t)$ olarak ikiye ayrılır. İki sinyal, yerel osilatör tarafından üretilen, aralarında 90 derece faz farkı olan iki taşıyıcıyı modüle eder. Burada eş-faz ve dik-faz sinyallerinin sembol süreleri $2T_b$ olan BPSK sinyalleri olduğu görülebilir. BPSK modülasyonuna tabii tutulmuş iki sinyal daha sonra toplanarak QPSK sinyalini meydana getirir.




Şekil 1.6. QPSK (a) vercisi ve (b) alıcısı [4]

Bir uyumlu QPSK alıcısı Şekil 1.6b'de verilmiştir. Sinyal ikiye ayrılır ve taşıyıcı kurtarma devresiyle alınan sinyalden elde edilmiş, birbirleri arasında 90 derece faz farkı bulunan iki uyumlu taşıyıcı ile demodüle edilir. Sinyaller sonrasında karar devresinden geçirilerek I ve Q ikili yayınları elde edilir. Daha sonra iki sinyal paralelden seriye çeviriciden geçirilerek orijinal ikili veri oluşturulur.

Farksal olarak kodlanmış QPSK'da (differentially encoded QPSK, DEQPSK) veri sembolleri $\Delta\theta_i$ diyeceğimiz faz değişimleriyle ifade edilirler. Bir DEQPSK modülatörü Şekil 1.7a'da verilmiştir. Kodlama kuralı şu şekilde verilebilir [4]:

$$u_k=\overline{(I_k \oplus Q_k)}(I_k \oplus u_{k-1})+(I_k \oplus Q_k)(Q_k \oplus v_{k-1})$$

$$v_k=\overline{(I_k \oplus Q_k)}(Q_k \oplus v_{k-1})+(I_k \oplus Q_k)(I_k \oplus u_{k-1}) \quad (1.11)$$

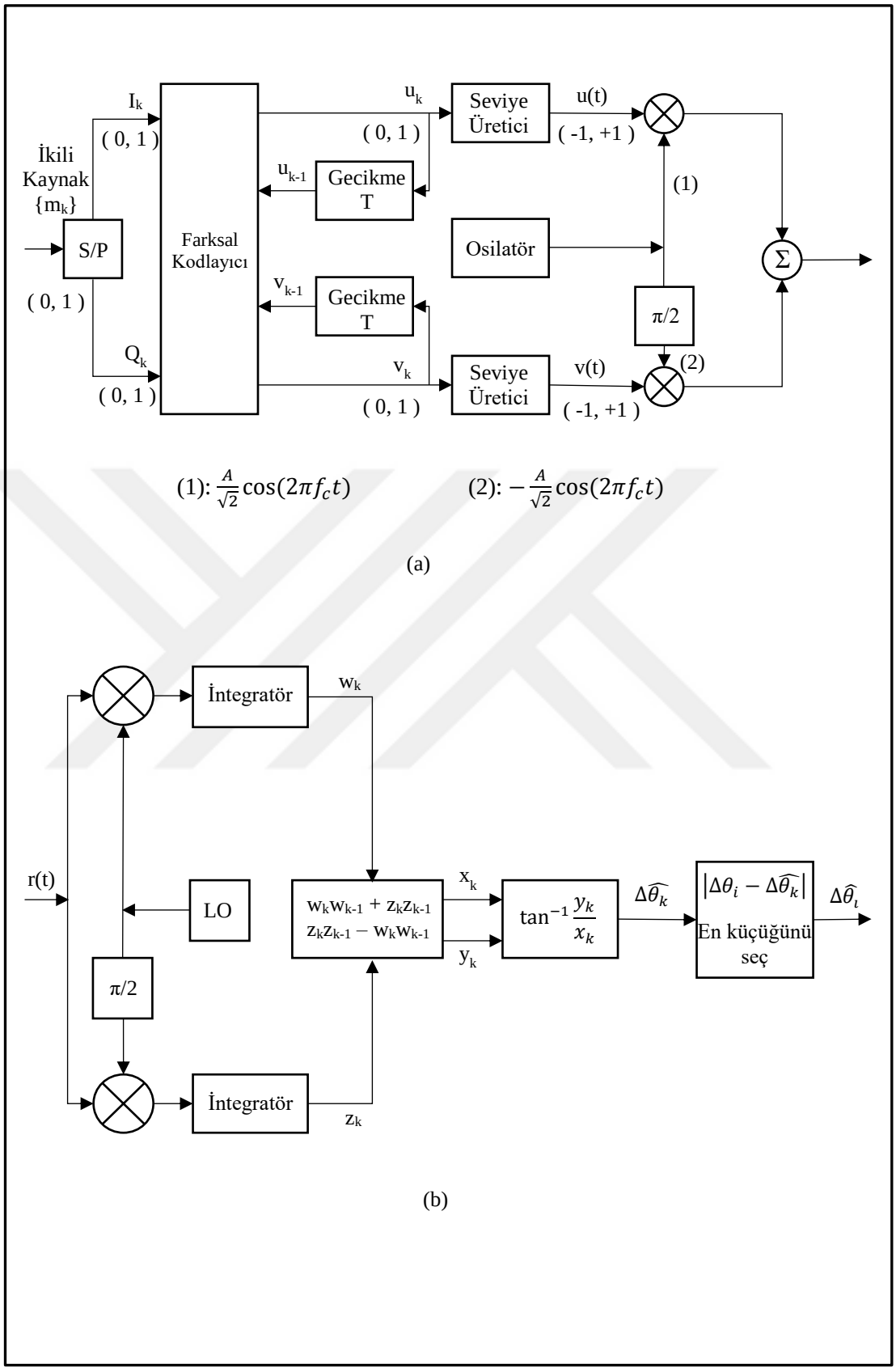
Burada $I_k$ ve $Q_k$, mesaj bitleri seriden paralele çeviriciden geçirildikten sonra ikiye ayrılarak oluşturulan eş-faz ve dik-faz bitleridir. $u_k$ ve $v_k$ ise bitlerin kodlanmış halleridir. $u_{k-1}$ ve $v_{k-1}$ ise $I_k$ ve $Q_k$'nın farksal olarak kodlanması için referans olarak kullanılan bir önceki bitlerdir. Sonuç olarak DEQPSK modülatörü Şekil 1.6a'da verilen QPSK modülatörüne benzemektedir, tek farkı seriden paralele çeviriciden sonra iki kanal için de farksal kodlayıcı kullanılmasıdır.

Daha önce DBPSK'da belirtildiği gibi DQPSK alıcısında da taşıyıcının faz ve frekans bilgilerine ihtiyaç yoktur. Farksal modülatörde kodlandığı üzere, demodülatörde alınan sinyaldeki faz değişimlerine göre çözümleme yapılır. Bir DQPSK alıcısı Şekil 1.7b'de görülmektedir. İki bitten oluşan mesaj sembolü $m_i$, iki sembolün faz değişimiyle ifade edilir. Bu, şu şekilde gösterilebilir:

$$\xi_i(t)=\begin{cases} A\cos(2\pi f_c t+\Phi_0),\ 0\le t\le T \\ A\cos(2\pi f_c t+\Phi_0+\Delta\theta_i),\ 0\le t\le T \end{cases}$$

Burada i=1,2,3,4 olmak üzere $\Delta\theta_i=2(i-1)\pi/4$ olur. Eğer alınan sinyali r(t) olarak gösterirsek farksal uyumlu alıcının koşulunu bulmak için kullanacağımız yeterli istatistik şu şekilde ifade edilir [4]:

$$l_i^2=\left(\int_0^{2T} r(t)\xi_i(t)dt\right)^2+\left(\int_0^{2T} r(t)\xi_i(t,\frac{\pi}{2})dt\right)^2 \quad (1.12)$$




Şekil 1.7. DQPSK (a) modülatörü ve (b) demodülatörü [4]

İntegraller hesaplanırsa:

$$\int_0^{2T} r(t)\xi_i(t)dt = \int_0^{T} r(t)A\cos(2\pi f_c t+\Phi_0)dt + \int_T^{2T} r(t)A\cos(2\pi f_c t+\Phi_0+\Delta\theta_i)dt$$

$$= \int_0^{T} r(t)A(\cos(2\pi f_c t)\cos\Phi_0 - \sin(2\pi f_c t)\sin\Phi_0)dt$$

$$+ \int_T^{2T} r(t)A\big(\cos(2\pi f_c t)\cos(\Phi_0+\Delta\theta_i) - \sin(2\pi f_c t)\sin(\Phi_0+\Delta\theta_i)\big)dt$$

$$= w_0\cos\Phi_0 + z_0\sin\Phi_0 + w_1\cos(\Phi_0+\Delta\theta_i) + z_1\sin(\Phi_0+\Delta\theta_i)$$

Burada $w_0$, $w_1$, $z_0$ ve $z_1$ şu şekilde ifade edilir:

$$w_0 \triangleq \int_0^{T} r(t)A\cos(2\pi f_c t)dt$$

$$z_0 \triangleq -\int_0^{T} r(t)A\sin(2\pi f_c t)dt$$

$$w_1 \triangleq \int_T^{2T} r(t)A\cos(2\pi f_c t)dt$$

$$z_1 \triangleq -\int_T^{2T} r(t)A\sin(2\pi f_c t)dt$$

İkinci integral de gerekli işlemler yapılırsa şu şekli alır:

$$-z_0\cos\Phi_0 + w_0\sin\Phi_0 - z_1\cos(\Phi_0+\Delta\theta_i) + w_1\sin(\Phi_0+\Delta\theta_i)$$

Bu durumda (1.12) ifadesi çözüldüğünde şu elde edilir:

$$L_i = (w_1w_0+z_1z_0)\cos\Delta\theta_i + (z_1w_0-w_1z_0)\sin\Delta\theta_i$$

Eşitlik, genel bir ifadeyle yazılır ve birinci ifade x, ikinci ifade y ile gösterilirse şu şekli alır:

$$L_i = (w_kw_{k-1}+z_kz_{k-1})\cos\Delta\theta_i + (z_kw_{k-1}-w_kz_{k-1})\sin\Delta\theta_i$$

$$= x_k\cos\Delta\theta_i + y_k\sin\Delta\theta_i$$

$$= A\cos\Delta\widehat{\theta_k}\cos\Delta\theta_i + A\sin\Delta\widehat{\theta_k}\sin\Delta\theta_i$$

$$= A\cos(\Delta\theta_i - \Delta\widehat{\theta_k})$$

Burada $\Delta\hat{\theta}_k = \tan^{-1}(y_k / x_k)$'dır. Doğru bir çözüm yapılabilmesi için karar devresi $\left|\Delta\theta_i - \Delta\widehat{\theta_k}\right|$'yı en küçük yapacak şekilde seçim yapmak durumundadır. Bu kural Şekil 1.17b'deki alıcı tarafından yerine getirilir.

# 2. YAZILIM TANIMLI RADYO

Yazılım tanımlı radyolar her türlü kablosuz haberleşme protokolünün yazılım ortamında modellenerek gerçek zamanlı uygulanmasını sağlayan platformlardır. SDR platformları savunma, güvenlik, eğitim ve bilimsel araştırmalar gibi çeşitli alanlarda kullanılmaktadır. Özellikle üniversitelerde ve şirketlerde kablosuz alıcı-vericilerin ve ağların prototiplenmesinde tercih edilmektedir.

## 2.1. SDR'ın Tarihi

1950'lere kadar kablosuz sistemler analog ortamda çalıştı. Modülasyondan filtrelemeye kadar bütün işlemler analog devreler tarafından yapılmakta idi. Bir haberleşme sistemi üretmek hem pahalı oluyor hem de çokça zaman gerektiriyordu. Bu da sistemin piyasada geniş bir alana hitap etmesini zorlaştırıyordu. Fakat sayısal teknolojinin gelişmesiyle – özellikle analogdan sayısala çevirici (analog to digital converter, ADC) ve sayısaldan analoğa çeviricilerdeki (digital to analog converter, DAC) gelişmeyle – baz banttaki işlemlerin bir kısmı veya tamamı sayısal ortamda yapılmaya başlandı. Böylece maliyet düşürülmüş ve haberleşme sistemlerinin geniş bir alanda kullanımının önü açılmıştır. Fakat sayısal teknoloji kullanan ilk kablosuz haberleşme cihazları sonradan programlanamayan, uygulamaya özel olarak üretilmiş tümleşik devreler (application-specific integrated circuits, ASICs) kullanan statik tasarımlardı [6].

İlk defa 1970'lerde kablosuz haberleşme mühendisleri tarafından programlanabilen, yazılım bazlı cihazlar üzerine deneyler yapılmaya başlandı. 1970'lerin sonunda Birleşik Devletler Hava Kuvvetleri, Entegre Haberleşme, Navigasyon, Teşhis ve Aviyonik Sistemi (Integrated Communication, Navigation, Identification and Avionics System, ICNIA) adında bir sistem üretmeye başladı. Bu sistem sayısal sinyal işlemcisi (digital signal processor, DSP) bazlı programlanabilen modem kullanan ilk sistemlerden biriydi. ICNIA üç cihazdan oluşmaktaydı; bir 25 MHz'lik 6800 serisi işlemci elemanı, bir genel amaçlı işlemci elemanı ve bir de yüksek güvenlik ünitesi.

Bu teknoloji sonradan anlatılacak olan SPEAKeasy gibi sistemlere ilham kaynağı olmuştur [7].

1980'lerin başında programlanabilen sayısal baz bant radyoları prototiplenmeye başlandı [6]. "Yazılımsal radyo (software radio)" terimi ilk defa 1984 yılında E-Systems (daha sonra Raytheon tarafından satın alındı) şirketinde çalışan bir ekip tarafından şirketin bülteninde ortaya atıldı. Terim, ekibin ürettiği bir sayısal baz bant alıcısı için kullanılmıştı. Bu alıcı geniş bant sinyaller için programlanabilen demodülasyon ve girişim yok etme imkanı vermekteydi [8]. Belki de ilk yazılım tanımlı radyo alıcı-vericisi 1988 yılında, Alman Havacılık ve Uzay Uçuşları için Test ve Araştırma Enstitüsü'nde (Deutsche Forschungs- und Versuchsanstalt für Luft- und Raumfahrt, DFVLR) çalışan Peter Hoeher ve Helmuth Lang tarafından üretildi. Bu projede adaptif bir sayısal uydu modemine ait bir alıcı ve verici yazılımsal radyo konseptine göre tasarlanmıştı. 1989 yılında Birleşik Devletler Hava Kuvvetleri, Taktiksel Karıştırma Önleyici Programlanabilir Sinyal İşlemcisi (Tactical Anti-Jam Programmable Signal Processor, TAJPSP) programını başlattı. Programda amaç gelecekte evrilecek olan dalga formlarını destekleyebilecek programlanabilir bir modem ortaya çıkarmaktı [7]. Bu program ICNIA'da olduğu gibi sonradan ele alınacak olan SPEAKeasy gibi platformlara ilham kaynağı oldu.

1992 yılında Joseph Mitola – 1984'teki E-Systems ekibinden bağımsız olarak – bir GSM baz istasyonu projesini ifade etmek için "yazılımsal radyo" terimini ortaya attı. Buradaki fark Mitola'nın yazılımsal radyo terimini alıcı ve vericiyi içeren bütün bir sistem için kullanmış olmasıydı. Oysa 1984 yılındaki E-Systems ekibi sadece bir alıcıyı ifade etmek için bu terimi kullanmıştı. Ayrıca 1984'teki ekip terimi sadece şirketin bülteninde kullanmışken, kendisi de E-Systems'ın Melpar kolunda çalışan Mitola IEEE'nin Ulusal Telesistem Konferansı'nda "Software Radios: Survey, Critical Evaluation and Future Directions" adlı makalesiyle dünyaya duyurmuştu. Projenin asıl sahibi olan Birleşik Devletler Hava Kuvvetleri Mitola'nın projenin ayrıntılarını açıklamasına izin vermemişti. Bu yüzden o da söz konusu makalesinde uygulamadan söz etmemiş, sadece yazılımsal radyonun mimari temellerini anlatmıştır [8]. Mitola genel olarak "yazılımsal radyo" teriminin üreticisi olarak tanınır.

Yazılım tanımlı radyo tarihinin belki de en önemli basamaklarından biri de 1992 yılında Birleşik Devletler Hava Kuvvetleri tarafından başlatılan SPEAKeasy programıdır. SPEAKeasy'nin birinci amacı 2 ile 2000 MHz arasındaki frekans bantlarında çalışan on askeri radyoyu programlanabilen işlemciler kullanarak emüle etmekti. Programın bir başka amacı ise gelecekte ortaya çıkacak yeni kodlama ve modülasyon standartlarını kolayca entegre edebilecek bir sistem geliştirmekti. SPEAKeasy programının ana üstlenicisi Hazeltine, dalga formu yazılımı alt üstlenicisi ise TRW idi. Platform, Bileşik Devletler Hava Kuvvetleri Roma Laboratuvarı tarafından idare edilmiş ve DARPA tarafından fonlanmıştır [9]. SPEAKeasy iki farklı faz geçirmiştir.

SPEAKeasy'nin 1. Fazı 1992 ile 1995 arasında gerçekleşmiştir. Amaç yüksek hızlı frekans atlamalı ve yalancı-rastgele (pseudorandom) yayılmış-spektrum (spread spectrum) dalga formları için dört kanallı geniş bantlı bir mimari ortaya çıkarmaktı. Askeri yüksek frekans (high frequency, HF), çok yüksek frekans (very high frequency, VHF) ve ultra yüksek frekans (ultra high frequency, UHF) frekans bantlarında operasyon yapması planlanmıştı. Böylece kara kuvvetleri radyoları, hava kuvvetleri radyoları, deniz kuvvetleri radyoları ve uydularla birlikte çalışabilecekti [8]. RF çalışmaları 2 MHz – 2 GHz RF aralığının tek bir geniş bant RF kanalında uygulanamayacağını ortaya koydu. Bu sebeple RF bölümü üç RF bandından oluşan mevcut teknolojiye göre yapıldı. Alçak bant 2 ile 30 MHz arasında, orta bant 30 ile 400 MHz arasında ve yüksek bant 400 MHz ile 2 GHz arasında idi. Faz-1'in fizibilite gösteriminde sadece orta bant uygulanmıştır. Sistemin ekipmanı geniş bant dalga formlarını destekleyebilecek kadar yeterli FFT-bazlı işleme kapasitesine sahip değildi. Cihazın sunumu Hanscom Hava Kuvvetleri Üssü'nde, Müşterek Savaşçı Birlikte Çalışabilirlik Gösterimi (Joint Warrior Interoperability Demonstration, JWID-95) sırasında yapıldı. Ana hedef olan modemin yapımı başarılmıştı, fakat hedeflerden biri olan kullanım kolaylığı elde edilememişti [7].

SPEAKeasy'nin 2. Fazı 1995'te başladı. Amaç kullanıcı giriş ve çıkışından (input and output, I/O) RF'e bütün radyo sistemini içine alan açık, modüler ve tekrar programlanabilir bir mimari ortaya koymaktı. Faz-2 tasarımı, sistemin yaşam döngüsü masraflarını azaltmak için ticari kullanıma açık, satışa hazır modüller ve ticari standartları temel almıştı. Çeşitli tipte I/O, ağlar arası iletişim, tekrar programlanabilir

güvenlik servisleri, programlanabilen geniş bant modemleri içermesi ve 2 W'lık çıkış gücünde, 2 MHz – 2 GHz arası devamlı RF kapsamı olması planlanmıştı. Sistemde TMS320-C40 DSP'leri ile alanda programlanabilir kapı dizileri (field programmable gate array, FPGA) birlikte çalışmaktaydı. SPEAKeasy Faz-2 FPGA kullanan ilk SDR platformu olmuştur [6]. Faz-2 programının dört yıl sürmesi planlanmıştı. Her senenin sonunda bir model çıkarılacaktı. İlk başta ancak model-yıl-3 ve model-yıl-4'ün sahada denenebilecek kadar yeterli güce sahip olacağı düşünülmüştü. Fakat model-yıl-1, programın başlamasından yaklaşık 15 ay sonra, özellikleri geliştirilerek 1997 yılında ordunun Görev Gücü-XXI Gelişmiş Savaş Deneyi'nde (Task Force-XXI Advanced Warfighting Experşment, TF-XXI-AWE) gösterilmiştir. Bu gösterim sırasında SPEAKeasy çeşitli radyoları birleştirmiş ve farklı ses kanalları arasında köprü kurmayı başarmıştır. SPEAKeasy'nin TF-XXI-AWE'deki başarısından dolayı araştırma ve geliştirmeye daha fazla yatırım yapılmaktansa üretime geçilmesine karar verildi. Bu sebepten dolayı Faz-2'nin hedeflenen 2 MHz – 2 GHz, yani bütün RF alanını destekleyecek fırsatı olmamıştır. Model-yıl-1 üniteleri geniş bant dalga formlarını, ağını ya da veri – kapı yollarını da desteklememektedir. Ünitelerin desteklediği RF alanı 4 – 400 MHz olmuştur. Sadece AM ve FM ses dalga formları mevcuttur. Fakat program açık, modüler ve tekrar programlanabilir sistem mimarisinin önemini ortaya koymuştur [7]. SPEAKeasy Faz-1 ve Faz-2 sistemlerinin üretilmesiyle birlikte endüstride, hükümet kurumlarında ve akademide daha güçlü ve fonksiyonel SDR platformlarının geliştirilmesi için araştırmalar yapılmaya başlanmıştır.

1996 yılında SDR'a adanan ilk endüstri derneği kuruldu [10]. Derneğin ilk ismi Th Modular Multifunction Information Transfer System (MMITS) Forum idiyse de 1998 yılında SDR Forum'a çevrilmiştir. SDR Forum'un üyeleri arasında SPEAKeasy ekibi, MITRE ekibi, Federal Havacılık Yönetimi (Federal Aviation Administration, FAA) ve BellSouth da vardı. Dernek, açık sistem mimarisine sahip SDR'lar için radyo standartları oluşturmak için kurulmuştur. SDR Forum daha sonra akademi, ordu, elektronik eleman üreticileri ve kablosuz servis sağlayıcıları üyelerinden oluşan uluslararası bir birliğe dönüşmüştür [7]. Birlik 2010 yılında ismini Wireless Innovation Forum olarak değiştirmiştir.

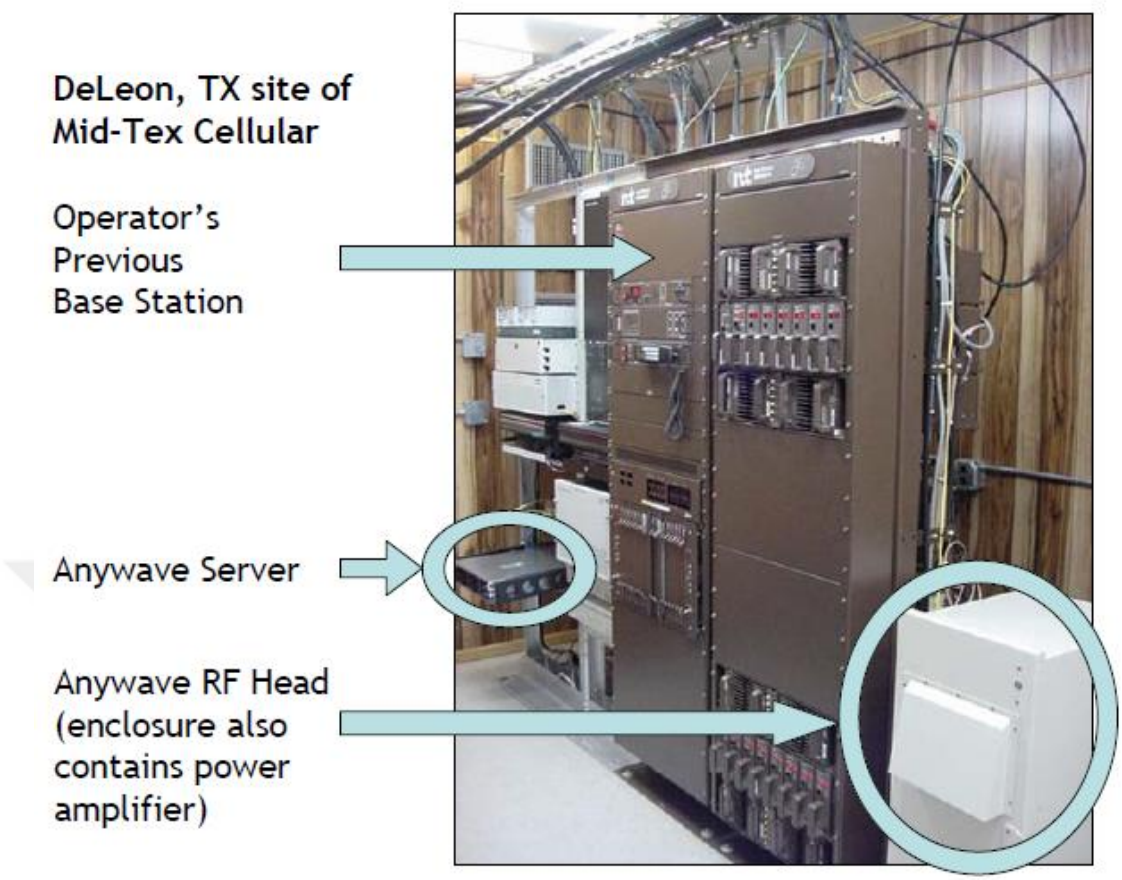
"Yazılım tanımlı radyo" terimi ilk defa 1996 yılında Stephen Blust tarafından MMITS Forum'da Bell South Wireless'tan bilgi isteğinde bulunmasıyla ortaya atıldı. Mitola

terime ilk başta karşı çıksada, sonradan ideal bir yazılımsal radyoya pragmatik bir yol olarak değerlendirerek kabul etti [8].

1997 yılında ABD Savunma Bakanlığı tarafından Birleşik Taktiksel Radyo Sistemi (Joint Tactical Radio System, JTRS) programı başlatıldı. Amaç ordu tarafından kullanılan, çoğu birbiriyle haberleşemeyen çeşitli radyo sistemlerini bütün radyo spektrumunda işlem gören yazılım tanımlı radyolarla değiştirmekti. Milyar dolarlık programın en önemli alt programlarından biri olan Kara Mobil Radyosu (Ground Mobile Radio, GMR) 2011 yılında testlerde istenilen başarının elde edilememesi dolayısıyla iptal edildi. Fakat bu program sırasında üretilen teknolojiler SDR'ın gelişimine katkı sağladı. Rohde-Schwarz, Thales ve Harris gibi firmalar ürettikleri radyo cihazlarında bu programın teknolojilerini kullandılar. Ayrıca Avrupa Savunma Ajansı (European Defense Agency, EDA) yine bu programın teknolojilerinden yola çıkarak Avrupa Güvenli Yazılım Tanımlı Radyo (European Secure Software Defined Radio, ESSOR) programını başlattı [10].

SDR ile ilgili çalışmalar sadece askeri alanla sınırlı değildi. 1998 yılında Lyrtech Inc. (şimdiki ismi Nutaq), The Mathworks ile işbirliği yaparak, Simulink kullanarak Texas Instruments DSP'sini ve Xilinx FPGA'i programlayabilen bir platform geliştirdi. Bu yeni platform dalga formu geliştiricilerinin karşılaştığı en büyük zorluklardan biri olan gömülü işlemcilere kod yazma işlemini hedef almaktaydı. DSP ve FPGA, SignalMaster adlı kartta yan yana yerleştirilmişti. Kart, A/D ve D/A modülüyle arayüz oluşturmaktaydı. Bu platform üniversiteler ve laboratuvarlar için üretilen ilk ticari SDR platformlarından bir tanesiydi [10].

2001 yılında GNU Radio kuruldu. Bedava bir yazılım geliştirme kiti olan GNU Radio, yazılım tanımlı radyo ve sinyal işleme sistemlerine dair uygulamalar yapmak için sinyal işleme blokları sunmaktadır. Eric Blossom tarafından kurulmuş ve Sun Microsystems'ın beşinci çalışanı olan John Gilmore tarafından fonlanmıştır. Program, Massachusetts Teknoloji Enstitüsü'nde (massachusetts institute of technology, MIT) geliştirilmiş olan PSpectra kodunu baz almışsa da 2004 yılında geçirdiği dönüşüm ile artık PSpectra koduna sahip değildir. GNU Radio akademik ve ticari çevrelerde yoğun miktarda kullanılmaktadır [10].



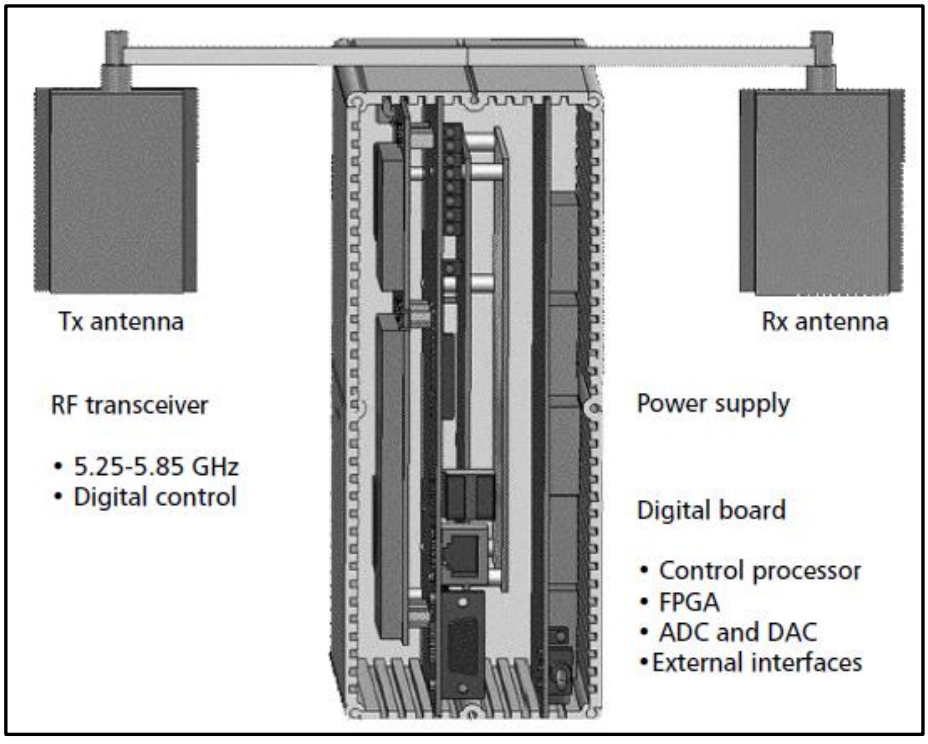

Şekil 2.1. Vanu Anywave GSM baz istasyonunun şirketin bülteninde yer alan resmi [11]

2005 yılında Vanu, yazılım radyo regülasyonu tarafından tescil edilmiş ilk SDR ürünü olan Anywave GSM baz istasyonunu piyasaya sürdü. Vanu'nun kendi tanıtım bülteninde cihaza dair yer alan resim Şekil 2.1'de verilmiştir. Anywave GSM hücresel telefon sistemleri için multi-standartlı radyo erişim ağıdır (radio access network, RAN). Yazılım tanımlı radyo teknolojisiyle endüstride kullanılan ticari donanım elemanlarını birleştiren bir sistem yapısına sahiptir [11]. Anywave, gözlerin SDR teknolojisine çevrilmesini sağladı. O günlerde SDR'ın 3G ağları için anahtar bir rol üstleneceği düşünülsede, SDR ticari kullanımda pek fazla rağbet görmemiştir [6].

2006 yılında Lyrtech Inc., Texas Instruments ve Xilinx ile iş birliği yaparak Small Form Factor (SFF) SDR platformunu geliştirdi. Bu platform içerisinde ARM işlemci, DSP ve FPGA barındırmıştır ve ilk tamamen entegre edilmiş, bağımsız (stand-alone) SDR platformudur [9]. Cihaz askeri ve ticari sektörlerin SDR ihtiyaçlarını karşılamaya dönük olarak üretilmiştir [12].

En fazla kullanılan SDR platformlarından bir tanesi de Ettus Research tarafından üretilen USRP'dir. USRP'de sayısal radyo işlemleri platform içinde bulunan FPGA ile bilgisayarda bulunan CPU arasında bölünmektedir. Yüksek hızlı işlem gerektiren yukarı ve aşağı çevrim (downconversion), örnek seyreltme (decimation) ve enterpolasyon (interpolation) gibi işlemler FPGA'de yapılmakta iken, dalga formu ile ilgili modülasyon ve demodülasyon gibi işlemler ise bilgisayar CPU'sunda gerçekleşmektedir [6]. Bu tezin konusu olan çalışmada da USRP kullanılmıştır.

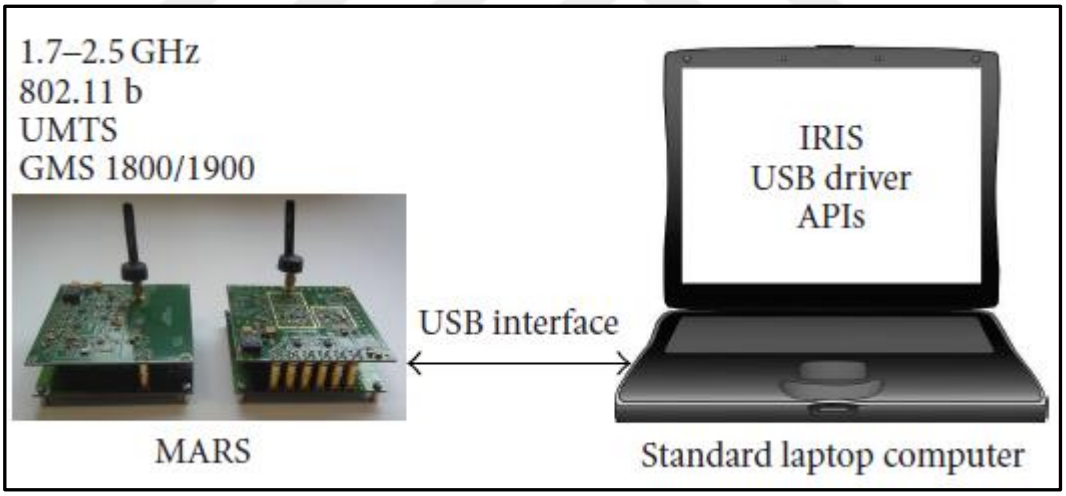
SDR ile ilgili çalışmalar üniversitelerde ve araştırma kurumlarında da yoğun miktarda yapılmaktadır. Üretilen bir diğer SDR platformu ise Kansas University Agile Radio (KUAR)'dır. Platform, FPGA gibi mikroişlemciyi de kendi içerisinde barındırmaktadır. Bu durum neredeyse tüm işlemlerin platform içerisinde yapılmasını sağlamakta ve bilgisayar – platform arayüzü ihtiyaçlarını minimize etmektedir [6]. Cihazın içeriği Şekil 2.2'de görülmektedir. KUAR, kablosuz ağlar, haberleşme sistemleri ve RF araştırmaları alanlarındaki ihtiyaçlara dönük olarak geliştirilmiştir. Güç kaynağı, sayısal işlemci kartı ve RF alıcı-vericisinden oluşan modüler bir tasarıma sahiptir. 5 – 6 GHz bandında çalışmakta ve çeşitli modülasyon algoritmalarını, medya erişim protokollerini ve adaptasyon mekanizmalarını uygulayabilmektedir.




Şekil 2.2. KUAR'ın içeriği [13]

Deney ve test amaçlı üretilen diğer üçüncü parti prototiplerle birlikte çalışabilmesi için modüler bir tasarım yapılması tercih edilmiştir. Örneğin; KUAR kontrol işlemcisi ve sayısal kartı diğer RF alıcı ve vericilerine bağlanabilmekte, böylece diğer frekans aralıkları ve kanal parametreleri incelenebilmektedir. Ayrıca KUAR aktif antenleri ve RF alıcı-vericisi var olan diğer sinyal işleme sistemleriyle birlikte çalışabilmektedir [13].

Üniversite şartlarında üretilen SDR'lardan biri de Maynooth Adaptable Radio System'dır (MARS). 2004 yılında yapımına başlanan MARS'ın, bütün sinyal işlemenin içindeki CPU'da yapıldığı bir bilgisayara bağlanan programlanabilir bir radyo ön ucuna sahip olması planlanmıştır. 1700 – 2450 MHz frekans aralığında çalışması planlanmış olan MARS'ın gelecekteki mobil telefon baz istasyonlarının ve kablosuz haberleşme standartlarının seviyesinde performansa sahip olması hedeflenmiştir. Başlangıçta tercih edilen yazılım çerçevesi IRiS (Implementing Radio in Software) çerçevesidir [14]. MARS'ın mimarisi Şekil 2.3'te görülmektedir.

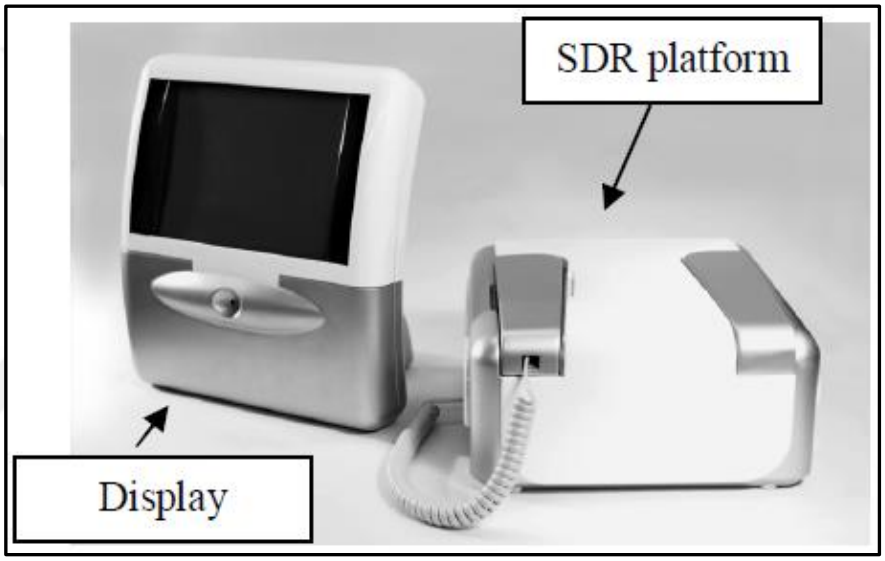



Şekil. 2.3. MARS'ın mimarisi [14]

Kaliforniya Üniversitesi, Berkeley (University of California, Berkeley) Berkeley Emülasyon Motoru 2 (berkeley emulation motor 2, BEE2) adında bir yazılım tanımlı radyo geliştirmiştir. BEE2 modüler, ölçeklenebilir FPGA bazlı bir hesaplama platformudur. Yazılımsal radyo metodolojisine göre üretilen BEE2, geniş bir alandaki yüksek performanslı uygulamaları hedef almaktadır [15].

Japon Ulusal Bilgi ve Haberleşme Teknolojisi Enstitüsü (national institute of information and communications technology, NICT) de gelecek nesil mobil ağlar

denemek üzere bir SDR platformu üretmiştir. Platform, iki gömülü işlemciye, dört Xilinx Virtex2 FPGA'e ve 1,9 – 2,4 GHz ile 5 – 5,3 GHz frekans aralıklarında işlem görebilen RF modüllerine sahiptir. Sinyal işleme CPU ile FPGA arasında bölünmüştür; CPU daha yüksek katmanların sorumluluğunu yüklenmektedir. Bu platformun amaçlarından biri de var olan standartlar arası geçişi idare etmek için seçim algoritmalarını araştırmaktır. Bugüne kadar bazı ticari standartlar uygulanmıştır; bunlar arasında 802.11a/b/g, sayısal karasal yayın, geniş bant kod bölmeli çoklu erişim (wideband code division multiple access, wCDMA) ve genel OFDM haberleşme formatı mevcuttur [14]. Platform Şekil 2.4'de görülmektedir.




Şekil 2.4. NICT SDR Platformu [14]

Güney Amerika'da bulunan Cape Town Üniversitesi, Hesaplama ve Radyo için Tekrar Konfigüre Edilebilir Donanım Arayüzü (Reconfigurable Hardware Interface for Computing and Radio, RHINO) adında bir SDR platformu geliştirmiştir. Bu platform açık kaynak olarak tasarlanmıştır. Böylece proje SDR öğretimi ve araştırmasında donanım ve yazılım desteği sağlamaktadır [6].

Şirketler de SDR ile ilgili çalışmalarına devam etmekte ve ürünlerini ticari kullanıma sunmaktadır. Örneğin; Infineon şirketi 2009 yılında uydu mobil haberleşmesini hedef alan XMM SDR 200 platformunu geliştirdi. Bu platform aynı baz bant bölümünü kullanarak birden fazla standardı destekleyebilmektedir. Daha önce bazı yeniliklere imza atan Nutaq şirketi de son olarak ZeptoSDR ve PicoSDR adlarında iki SDR platformu üretmiştir.

## 2.2. Yazılım Tanımlı Radyonun Yapısı

Geleneksek radyolarda bütün radyo fonksiyonları işleme özel olarak üretilmiş cihazlar ile yapılmaktaydı. Modülatör/demodülatörler ve kodlayıcı/kod çözücüler bu cihazlara örneklerdir. Yani bütün sinyal işleme uygulamaları statik bir donanım tarafından yapılmaktaydı [6]. SDR teknolojisi geleneksel radyoların bazı unsurlarını yazılım ile değiştirmektedir. SDR'larda kanal seçimi ve modülasyon/demodülasyon gibi sinyal işleme uygulamaları sayısal ortamda yapılır. Bu işlemler genellikle genel amaçlı işlemci (general purpose processor, GPP) ve DSP gibi işlemciler üzerinde çalışan yazılımlar ile gerçekleştirilmektedir. İşlemcilerin dışında FPGA gibi programlanabilir donanımlar da kullanılabilir.

SDR'lar kazandırdıkları esneklik dolayısıyla kablosuz haberleşme standartlarının gelişiminde önemli bir rol oynamaktadır. SDR'ların tekrar programlanabilir olması, yeni haberleşme protokollerinin uygulanması istendiğinde ya da farklı bir güncelleme yapılması gerektiğinde bütün bir donanım değişiminin önüne geçilmesini sağlar. Bu özellikler onu tercih edilen bir teknoloji yapmaktadır. Fakat esneklik ve tekrar programlanabilirlik gibi avantajlara sahip olmasına rağmen SDR son kullanıcı cihazlarında tercih edilmemektedir. SDR genellikle askeri alanda, halk güvenliği uygulamalarında, baz istasyonlarında, üniversitelerde ve araştırma kurumlarında kendisini göstermektedir.

Genel itibariyle; verici tarafından önce bir dalga formu üretilir. Orta frekans (intermediate frequency, IF) dalga formu bir RF dalga formuna çevrilir ve bu sinyal antenle iletilir. Alıcı tarafında ise RF sinyali örneklenir, demodüle edilir ve çözülür.

Vericide sayısal veri öncelikle kodlanır ve modüle edilir. Bunlar sinyal işleme uygulamalarıdır. Eğer bir SDR kullanılıyorsa bu işlemler GPP ve DSP gibi cihazlarda yapılır, eğer geleneksel bir haberleşme sistemiyse işleme özel üretilmiş ASIC'ler kullanılır. Daha sonra veri sayısal yukarı çeviriciye (digital up converter, DUC) sokulur. Böylece sayısal baz bant örnekleri, sayısal IF örneklerine çevrilir. Bu örnekler sayısaldan analoğa çeviriciye (digital to analog converter, DAC) sokulur ve analog bir IF sinyali elde edilir. Bu sinyal RF yukarı çeviriciye sokularak bir RF sinyali elde edilir ve yükseltildikten sonra anten ile iletilir.

Alıcıda; gelen RF sinyali öncelikle yükseltilir. Yükseltilmiş olan sinyal daha sonra analog IF sinyaline çevrilir. ADC, IF sinyalini sayısal örneklere dönüştürür. Daha sonra sinyal sayısal aşağı çeviriciye sokulur (digital down converter, DDC). Burada, bir diğer girişi de yerel osilatöre (local oscillator, LO) bağlı olan sayısal karıştırıcı gelen sinyali baz bant sinyale çevirir. Sonraki işlem sonlu darbe tepkisi (finite impulse response, FIR) filtresidir. Burada sinyalin bant genişliği sınırlandırılır. Filtre, örnek seyreltici alçak geçiren filtre gibi davranır. DDC bahsedilen işlemleri yapmak için çok sayıda çarpıcıya, toplayıcıya ve kaydıran yazmaca sahiptir. Sonraki evre sinyal işlemedir. Burada demodülasyon ve kod çözme gibi işlemler yapılır. Bu işlemler ASIC'lerle veya FPGA ve DSP gibi programlanabilir alternatiflerle yapılır [16].

Şekil 2.5'te bir SDR'da sayısal ve analog ortamlar gösterilmektedir. Şekil 2.6'da ise SDR'ın mimarisi görülmektedir. Bir SDR alıcı-vericisi dört bölümden oluşur: Anten, analog ön-uç, sayısal ön-uç ve sinyal işleme.

### 2.2.1. Anten

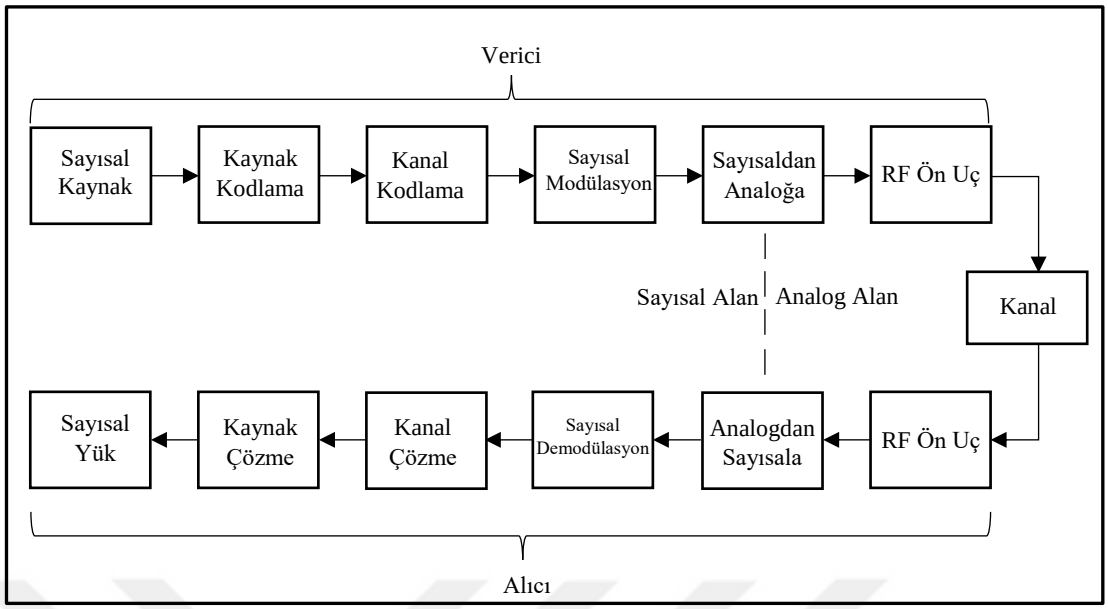
SDR'lar geniş aralıklı bir frekans bandına hitap edebilmek için genellikle birden fazla anten barındırırlar. SDR'larda antenlerin belli şartları karşılaması gerekir. Anten, öz uyumlu olmalı; çeşitli bantlara ayarlanabilecek esnekliğe sahip olmalıdır. Kendinden ayarlı olmalı; hüzme kabiliyetine sahip olmalıdır. Kendi kendini onaran bir yapıda olmalı; girişime karşı dirençli olmalıdır [16].

### 2.2.2. Analog ön-uç

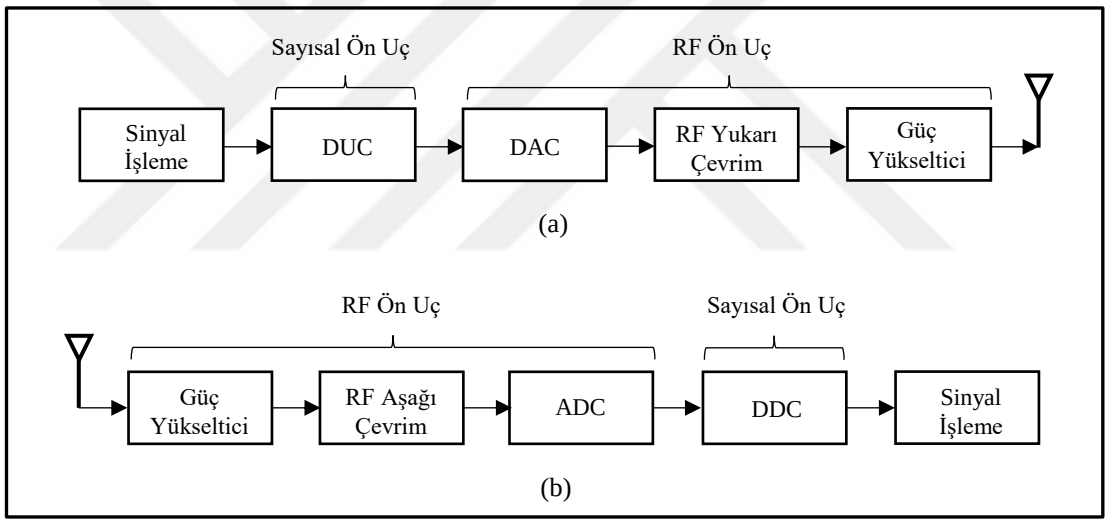
Analog ön ucun, ya da RF ön ucun görevi belli frekanstaki sinyalleri almak veya iletmektir. Ayrıca RF sinyalin IF sinyaline çevrilmesini veya IF sinyalin RF sinyaline dönüştürülmesini sağlar. Tipik bir RF ön ucunun blok diyagramı Şekil 2.7'de verilmiştir.

Vericide; sayısal sinyaller DAC ile analog sinyale çevrilir ve RF ön ucuna verilir [6]. Bu analog sinyal belli bir RF frekansı ile karıştırılır, modüle edilir ve iletilir.

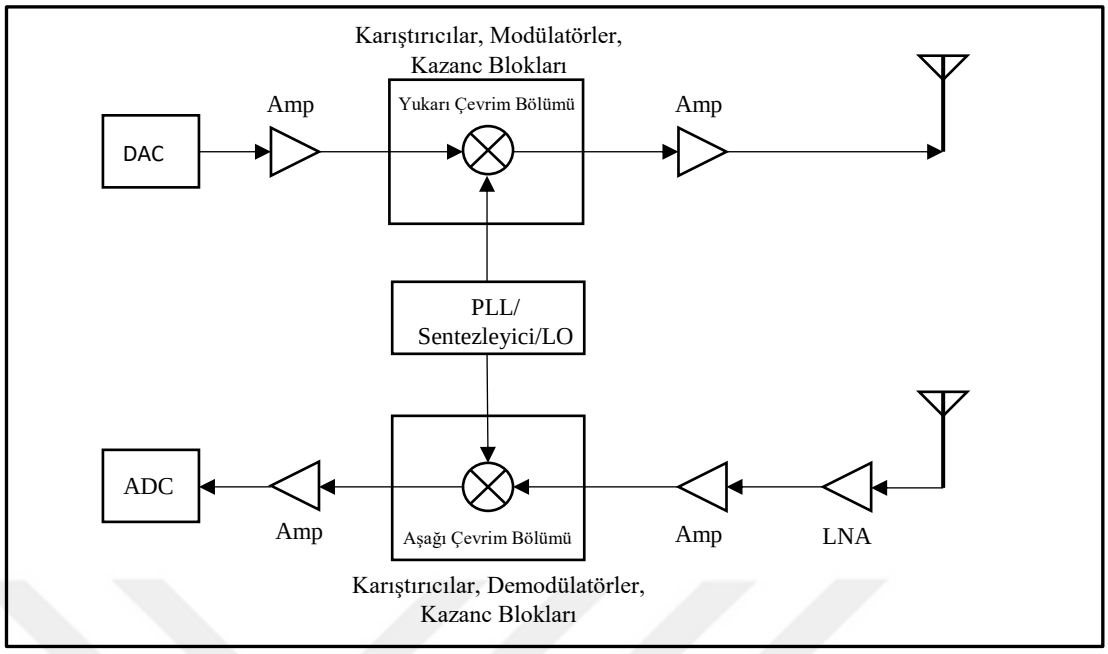
Alıcıda; kanaldaki RF sinyali anten tarafından yakalanır. Anten, RF ön ucuna bir uyumlu devre ile bağlıdır. Böylece optimum sinyal gücü iletimi sağlanmış olur [16].




Şekil 2.5. Tipik bir SDR'da sayısal – analog ayrımı [6]




Şekil 2.6. SDR'ın mimarisi; (a) verici, (b) alıcı [16]




Şekil 2.7. Tipik bir RF ön ucunun blok diyagramı [6]

Daha sonra sinyal düşük güç yükseltecine (low noise amplifier, LNA) verilir; burada zayıf sinyaller yükseltilir ve gürültü seviyesi minimize edilir. Yükseltilmiş sinyal yerel osilatörden gelen sinyal ile karıştırılır; böylece aşağı çevrilmiş ve IF sinyaline dönüştürülmüş olur. IF sinyali ADC'ye verilerek sayısal IF örneklerine çevrilir ve sayısal ön uca iletilir.

### 2.2.3. Analogdan sayısala ve sayısaldan analoğa çevrim

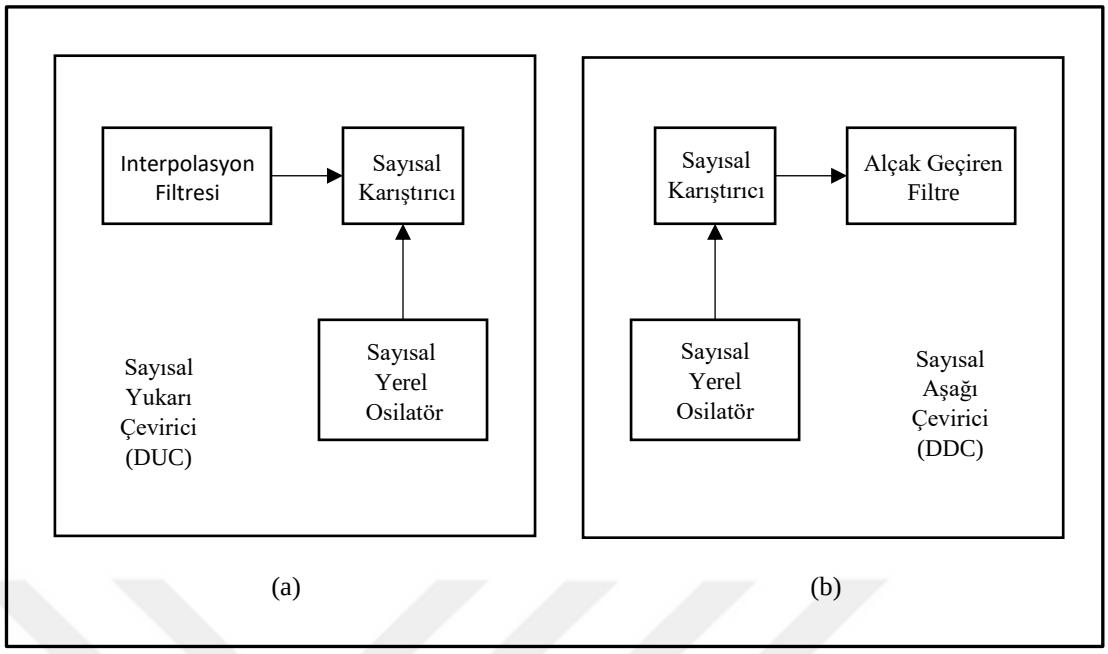
SDR araştırmalarında en önemli hedeflerden biri de A/D ve D/A çevrimlerini olabildiğince antenlere yaklaştırmaktır. Böylece bütün sinyal işleme uygulamaları sayısal ortamda yapılabilir. İdeal olarak; eğer analogdan sayısala çevrim ve sayısaldan analoğa çevrim RF bloğuna yaklaştırılırsa programlanabilirlik RF bloğuna kadar genişletilir ve ideal bir yazılım tanımlı radyo uygulanmış olur [6].

Sayısal iletimin en önemli aşamalarından biri de örneklemedir. Sürekli zamanlı sinyal, örnekleme yapılarak ayrık zamanlı sinyale ve ayrık zamanlı sinyal de yeniden yapılandırma ile sürekli zamanlı sinyale çevrilebilir. Bir sinyalin örneklenebilmesi için her $T_S$ saniyede ani ölçümlerin yapılması gerekir. Burada $T_S$ örnekleme periyodudur. O zaman örnekleme frekansı da $f_S = 1/T_S$ olur. Örneklenmiş sinyalden tekrar orijinal sinyalin elde edilebilmesi için sinyale düşük geçiren filtre (low pass filter, LPF) uygulanması gerekir. Nyquist teoremine göre; sinyalin tekrar yapılandırılmasının

başarılı olabilmesi için $f_S$, analog sinyalin bant genişliğinden en az iki kat fazla olmalıdır. Buna Nyquist frekansı denir. Örnekleme ve yeniden yapılandırma işlemlerinden sorumlu olan cihazlar ADC ve DAC'lerdir.

DAC, sayısal örneklerden iletilecek olan analog sinyalin üretilmesinden sorumludur. Alıcı tarafında ise ADC vardır. ADC zamanda sürekli sinyalleri zamanda ayrık sinyallere çevirir. ADC'nin performansı bazı parametrelere göre farklılık gösterir. Bunlardan bazıları şunlardır: Sinyal gürültü oranı (signal to noise ratio, SNR); yani çıkıştaki sinyal gücünün gürültü gücüne oranı, çözünürlük; yani bir örnekteki bit sayısı, parazitsiz dinamik aralık (spurious-free dynamic range, SFDR); yani taşıyıcının, bir sonraki en kuvvetli gürültü elemanına göre kuvvet oranı ve güç kaybı [16].

SDR platformlarının gelişimi daha güçlü ADC ve DAC'lerin gelişimiyle doğrudan ilişkilidir. Bir RF sinyalinin sayısal hale getirilebilmesi için en az Nyquist frekansında örneklenmesi gerekir ve veri hızı ne kadar yüksekse, bilginin yakalanabilmesi için gerekli olan çözünürlük de o kadar yüksektir. Örneğin; 802.11n kablosuz bağlantı (wireless fidelity, Wi-Fi) kanalı 40 MHz genişliğindedir; yani ADC'nin sayısal hale getirmesi gereken sinyal bant genişliği 80 MHz'dir. Bu da saniyede 160 milyonluk bir örnek hızına sebep olur. Yani burada saniyede 160 milyon örnek (mega sample per second, Msps) işleyecek bir ADC'ye ihtiyaç vardır. İlk yaygın kullanıma uygun SDR platformu olan SPEAKeasy'de 200 KS/s kapasiteli bir örnekleme yapılabilmekte iken son zamanlarda çıkan USRP-X serisinde 640 Msps'lık ADC ve 320 Msps'lık DAC mevcuttur [6]. Görüleceği üzere daha yüksek maksimum örnekleme değerlerine sahip ADC ve DAC'lerin gelişimi SDR platformlarının hızlı gelişimine katkı sağlamıştır. SPEAKeasy'den USRP-X'e kadar kullanılabilir bant genişliği 3000 kat artmıştır. Bu, modern kablosuz iletim standartlarının SDR platformları ile uygulanmasını ve SDR teknolojisinin gelişimini sağlamaktadır. Aynı zamanda SDR teknolojisindeki yenilikler de ADC ve DAC'lerin performans artırımlarına momentum kazandırmıştır. Örneğin; ADC'lerin güç tüketimi batarya ile çalışan SDR'ların yaşam süresini etkilediğinden dolayı, enerji verimliliği daha yüksek ADC'ler üretilmiştir [16].




Şekil 2.8. Sayısal ön uç; (a) vericide, (b) alıcıda [16]

### 2.2.4. Sayısal ön-uç

Sayısal ön uç, sayısal yukarı çevrim ve sayısal aşağı çevrim işlemleridir. Bu işlemlerin ana görevleri örnek hızı çevrimi (sample rate conversion) ve kanal açmadır (channelization). Örnek oranı çevrimi, örnekleme hızını değiştirme fonksiyonudur. İki haberleşme sisteminin senkronize olabilmesi için bu işlem gereklidir. Kanal açma ise verici ve alıcıda sayısal yukarı ve aşağı çevrimi içerir. Ayrıca kanal filtrelemesi de kanal açma işlemidir. Sayısal ön ucun blok diyagramı Şekil 2.8'de görülmektedir.

Bir SDR vericisinde sayısal ön uç DUC'dir. DUC, baz banttaki sinyali IF sinyaline çevirir ve DAC'ye verir. Daha sonra DAC bu sayısal IF örneklerini analog IF sinyaline çevirir. Sonrasında RF yukarı çevirici IF sinyalini RF sinyaline dönüştürür.

Bir SDR alıcısında sayısal ön uç DDC'dir. ADC tarafından IF sinyalinden oluşturulan sayısal örnekler DDC'ye giriş olarak verilir. DDC bir karıştırıcıya (mixer) ve osilatöre sahiptir. Buraya gelen sayısal IF örnekleri baz bant sinyaline çevrilir ve sayısal sinyal işleme bloğuna iletilir [16].

### 2.2.5. Sinyal işleme

Sinyal işleme bloğu genel olarak baz bant işleme bloğu olarak adlandırılır. SDR'lardan bahsederken baz bant işleme bloğu işlemlerin temelini oluşturur. Çünkü bu blok

uygulamanın sayısal ortamını temsil etmektedir. Burada işlemler sinyal işleme operasyonlarını yapabilecek fonksiyonlara sahip bir yazılım tarafından yapılır [16].

Kodlama/kod çözme ve modülasyon/demodülasyon gibi sinyal işleme uygulamaları bu blokta yerine getirilmektedir. Örneğin bir modülasyon uygulaması yapılmak isteniyorsa; vericide, ikili verinin üretilmesi, kodlanması ve modülasyonu, alıcıda da sinyalin yakalanması, demodülasyonu ve kod çözümü bu blokta meydana gelir. Bütün bu işlemler yazılım ortamında yapılmaktadır. Tasarımcı nasıl bir işlem yapmak istiyorsa yazılım ortamında tasarlar.

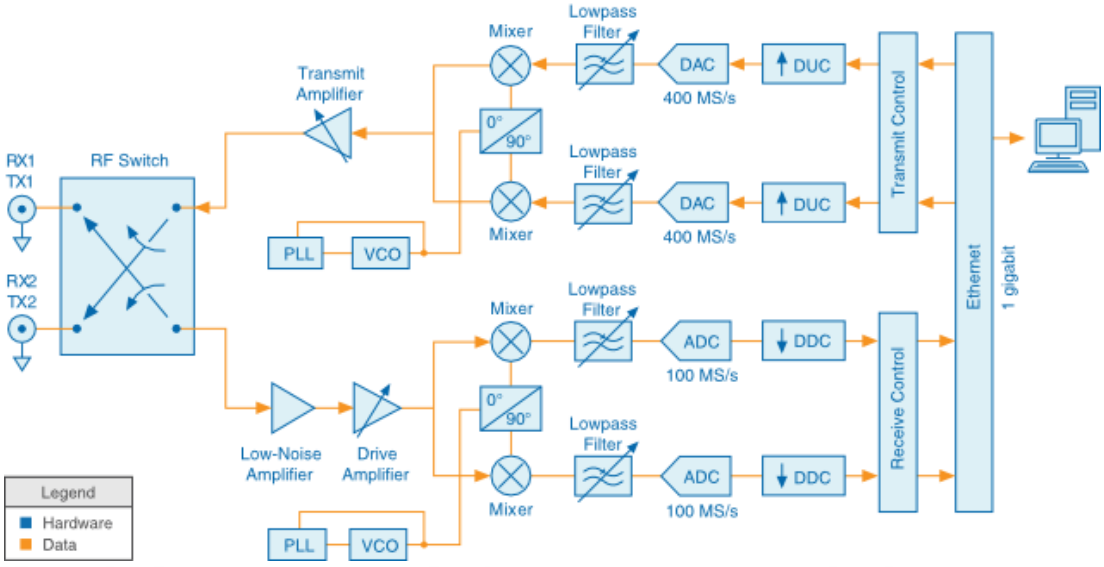
Sayısal ortamda yapılan işlemler Şekil 2.5'te de görülmektedir. Buradaki blokların işlevleri şöyledir: Modülasyon ve demodülasyon, bitler ve elektromanyetik dalga formu karakteristikleri arasında haritalandırma işlemleridir. Kodlama ve kod çözme, kablosuz kanaldaki bozuklukların azaltılmasını sağlar. Kaynak kodlaması ve kaynak kod çözümü, ikili verideki gereksiz bilgilerin çıkarılmasını sağlar. Kanal kodlama ve kanal kod çözümü de bazı gereksiz bilgiler yükleyerek iletimin potansiyel hatalardan korunmasını temin eder. SDR platformlarında bu işlemlerin tamamı yazılım ortamında gerçekleşmektedir. Bu yazılım GPP, grafik işleme ünitesi (graphic processing unit, GPU), DSP veya FPGA'in üzerinde çalışarak işlemleri yerine getirir [6].

## 2.3. Evrensel Yazılım Radyo Platformu

Evrensel Yazılım Radyo Platformu ya da USRP, Ettus Research ve sahibi National Instruments tarafından üretilen yazılım tanımlı radyo serisidir. İlk olarak Matt Ettus tarafından yönetilen bir ekip tarafından 2004 yılında üretilen USRP diğer platformlarla karşılaştırıldığında düşük maliyetli olmayı amaçlamıştır. Platform bugün üniversitelerde ve araştırma laboratuvarlarında yoğun miktarda kullanılmaktadır [17].

### 2.3.1. NI USRP 2921

NI USRP 2921, National Instruments tarafından üretilen NI USRP 292x serisinin bir elemanıdır. Cihaz, 100 MS/s hızında iki ADC ve 400 MS/s hızında iki DAC'ye sahiptir. 2,4 – 2,5 GHz ve 4,9 – 5,9 GHz bant aralığında çalışabilmektedir [18]. Cihazın blok diyagramı Şekil 2.9'da verilmiştir.




Şekil 2.9. NI USRP 2921 blok diyagramı [19]

Şekilde görülen blokların işlevleri şöyledir:

Alıcıda; LNA ve sürme yükseltici (drive amplifier) gelen sinyali yükseltir. Faz kilitlemeli döngü (phase-locked loop, PLL) voltaj kontrollü osilatörü (voltage-controlled oscillator, VCO) kontrol ederek cihaz saatleri ile LO'nun referans sinyalin frekansına kilitlenmelerini sağlar. Karıştırıcı, sinyalleri aşağı çevrirerek baz bant eş-faz ve dik-faz elemanlarına dönüştürür. LNA, sinyaldeki gürültü ve yüksek frekanslı elemanları azaltır. ADC, I ve Q verilerini sayısala çevirir. DDC, kullanıcının belirlediği bir orana göre sinyali karıştırır, filtreler ve örnek seyreltir. DDC'den çıkan örnekler bir Ethernet bağlantısı kullanarak işlenmek üzere bilgisayara verilir.

Vericide; kullanıcının bilgisayarı I/Q sinyallerini sentezler ve Ethernet bağlantısıyla cihaza iletir. DUC sinyali karıştırır, filtreler, aradeğerler (interpolate) ve 400 MS/s'ye ulaştırır. LNA, sinyaldeki gürültü ve yüksek frekanslı elemanları azaltır. Karıştırıcı sinyalleri yukarı çevirerek kullanıcının belirlediği RF frekansına dönüştürür. PLL, VCO'yu kontrol ederek cihaz saatlerinin ve LO'nun referans sinyalin frekansına kilitlenmelerini sağlar. İletim yükseltici (transmit amplifier) sinyali yükseltir ve antenle iletir [19].

# 3. YAZILIM TANIMLI RADYO İLE GERÇEK ZAMANLI PSK ALICI-VERİCİ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

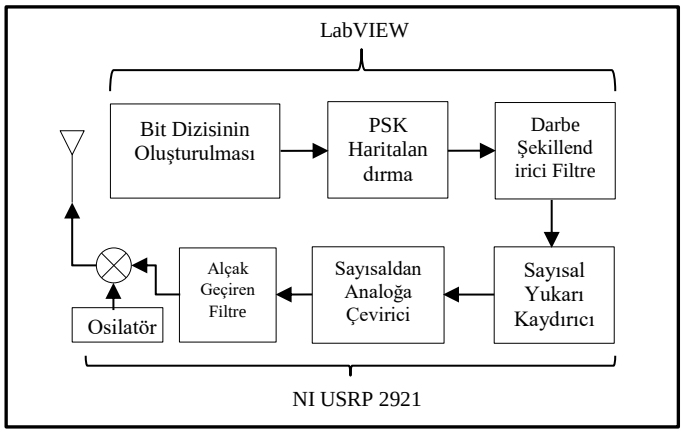
Bu bölümde, tez kapsamında iki adet USRP 2921 kullanılarak uygulanan alıcı ve verici yapısı sunulacaktır. Gerekli kodlamalar LabVIEW yazılımı kullanılarak yapılmıştır. Kullanıcıya modülasyon ve demodülasyon tipi olarak BPSK veya QPSK'yı seçme olanağı verilmektedir. Vericide girilen mesaj sinyali, kullanıcının seçmiş olduğu modülasyon tipi ile modüle edilerek iletilmektedir. Alıcıda ise gerekli sinyal işleme algoritmaları kullanılarak mesaj sinyalinin doğru bir şekilde çözümlenmesi ve kullanıcıya gösterilmesi sağlanmaktadır.

## 3.1. Verici

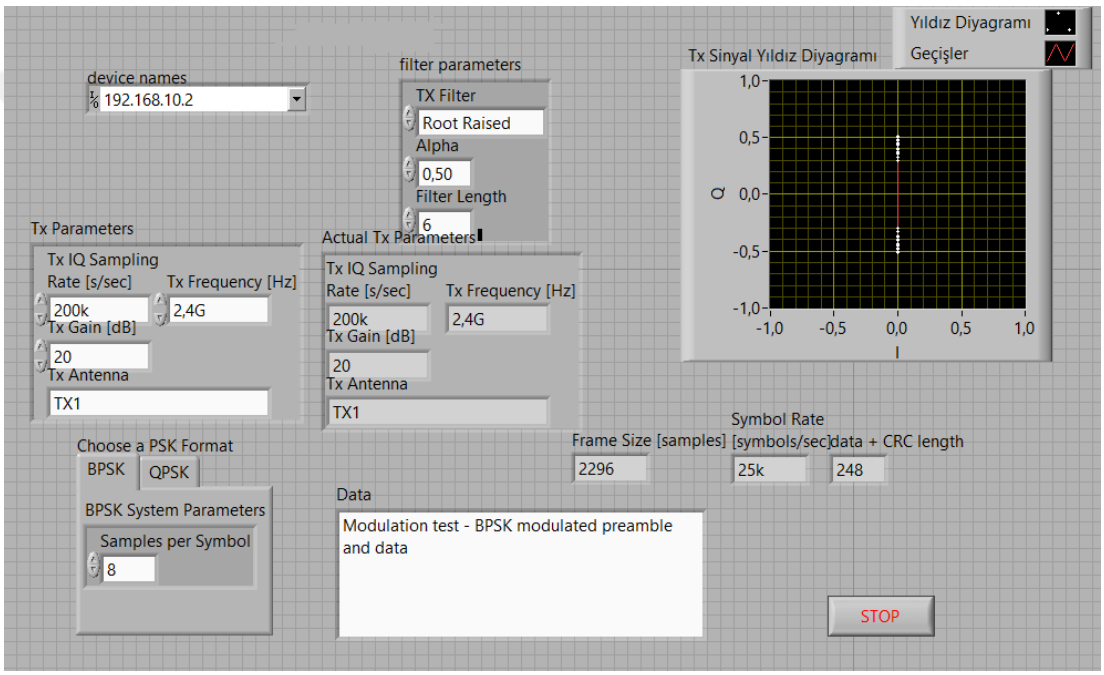
Verici tasarımında amaç; kullanıcı tarafından girilen mesajın, yine kullanıcı tarafından seçilen modülasyon tipine göre modüle edilmesi ve iletilmesidir. Bunun yapılabilmesi için kullanıcının girdiği karakterlerin ikili verilere dönüştürülmesi, bu veri yayınının seçilen modülasyon tipine göre haritalandırılması, filtrelenmesi ve en son bir taşıyıcıyı modüle ederek iletilmesi gerekir. Bu işlemler Şekil 3.1'de verilen verici blok diyagramında görülmektedir. Taşıyıcının modüle edilmesi işlemi USRP tarafından yapılmaktayken, diğer sayılan işlemler yazılım ortamında tasarlanmış olan verici tarafından gerçekleştirilmektedir.

LabVIEW'de tasarlanmış verici Şekil 3.2'de görülmektedir. Görüleceği üzere kullanıcı BPSK veya QPSK arasında seçim yapabilmektedir. Burada tasarımı yapılan iki blok mevcuttur: Sembol Haritası bloğu ve PSK Üretim bloğu. Bu bloklar ilerleyen kısımlarda ayrıntılarıyla anlatılacaktır. Diğer bloklar USRP'nin kendi bloklarıdır. Bunlar USRP ile iletişimin sağlanması için mevcuttur. PSK Üretim'den çıkan veri Şekil 3.2a'daki ön panelde görüldüğü üzere bir yıldız diyagramında gösterilmektedir. Bu veri modüle edilmek ve iletilmek üzere USRP'ye verilir.

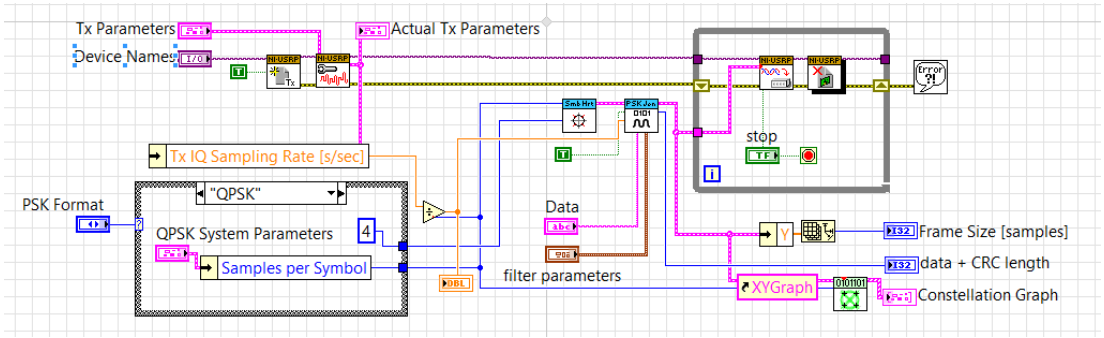
Sembol Haritası bloğu seçilen modülasyon tipine göre sembol haritasını oluşturur. Sembol haritası bir dizi halinde diğer bloklara aktarılır. Bu dizinin içeriği BPSK için




Şekil 3.1. Verici blok diyagramı




(a)




(b)

Şekil 3.2. LabVIEW ile tasarlanan vericinin (a) ön paneli ve (b) blok diyagramı

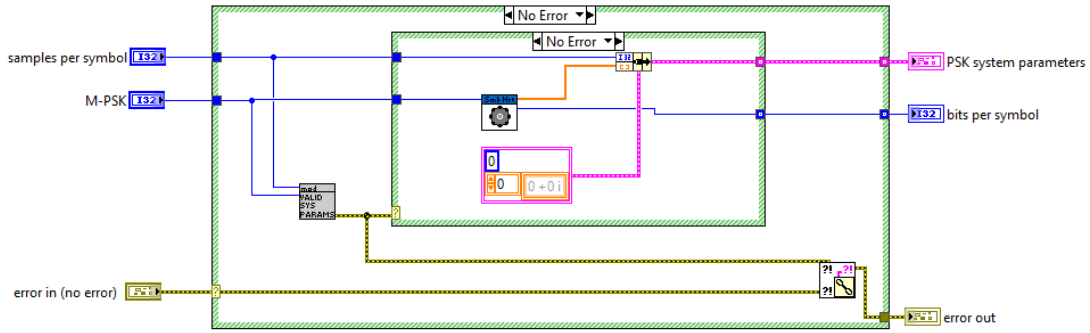
Tablo 3.1. BPSK sembol haritası

| | |
|---|---|
| 0 | 0+1j |
| 1 | 0-1j |

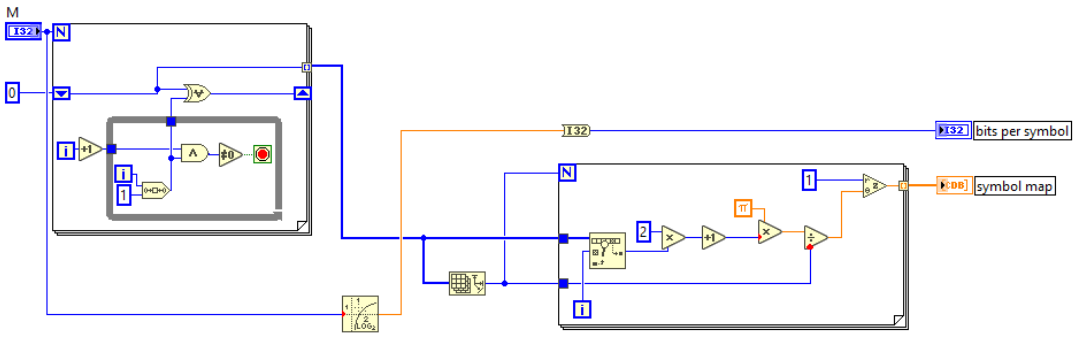
Tablo 3.2. QPSK sembol haritası

| | |
|---|---|
| 00 | 0,707+0,707j |
| 10 | -0,707+0,707j |
| 11 | -0,707-0,707j |
| 01 | 0,707-0,707j |

Tablo 3.1, QPSK için de Tablo 3.2'de görüldüğü gibidir. Sembol Haritası bloğunun içinde Şekil 3.3'te görüldüğü gibi sembol haritasını oluşturan bir blok mevcuttur. Gözlemleneceği üzere bu bloktan çıkan sembol haritası dizisi "semboldeki örnek miktarı" ile birleştirilerek küme haline getirilmekte ve blok çıkışına aktarılmaktadır. Sembol haritasını oluşturan bu bloğun içeriği Şekil 3.4'te görülmektedir.



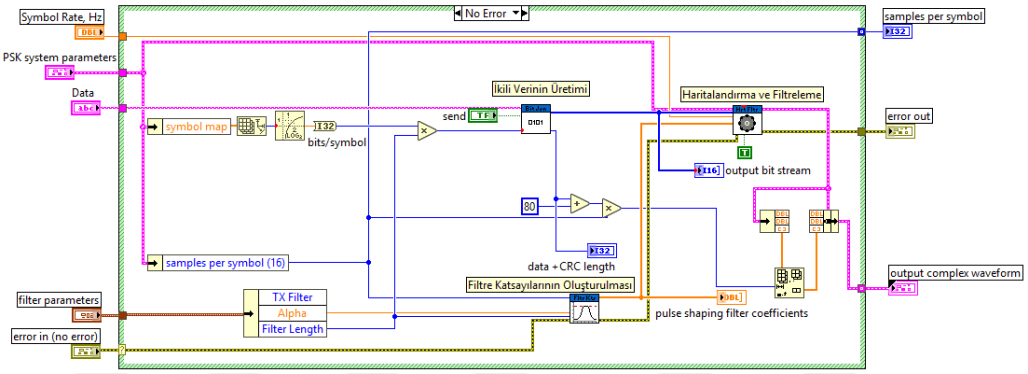

Şekil 3.3. Sembol Haritası bloğunun içi




Şekil 3.4. Sembol haritasını oluşturan bloğun içi

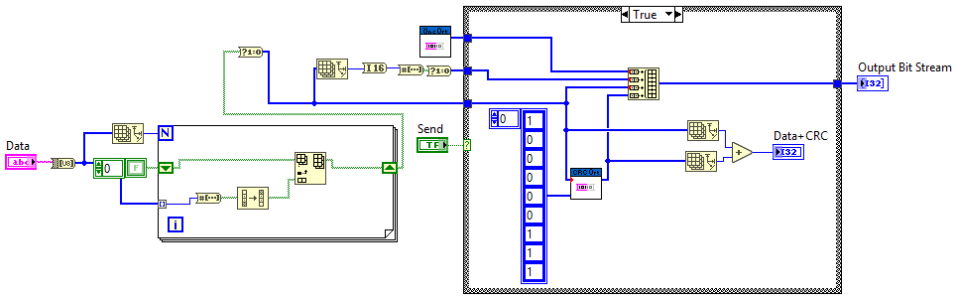
Eğer kullanıcı BPSK'yı seçerse M=2 olur, soldaki for döngüsünün çıkışı 0 ve 1'dir. Bu durumda sağdaki for döngüsünden $e^{j\pi/2}$ ve $e^{j3\pi/2}$ sonuçları çıkar. Eğer QPSK seçilirse M=4 olur ve soldaki for döngüsünden 0, 1, 3, 2 dizisi, sağdakinden ise $e^{j\pi/4}$ , $e^{j3\pi/4}$ , $e^{j7\pi/4}$ , $e^{j5\pi/4}$ dizisi çıkar. Bu da yukarıda bahsedilen kodlamaya denk gelmektedir. Burada oluşturulan sembol haritası dizisi daha sonra ikili verinin haritalandırılmasında kullanılacaktır.

Şekil 3.2b'deki diğer blok PSK Üretim bloğudur. Bu bloğun içeriği Şekil 3.5'te gösterilmiştir.



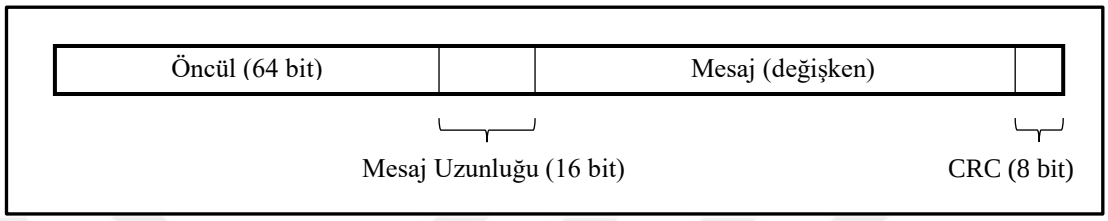

Şekil 3.5. PSK Üretim bloğunun içeriği

Bu bloğun görevi kullanıcı tarafından girilen mesajın ikili veriye (0 ve 1 bitlerine) dönüştürülmesi, bir paket haline getirilmesi, oluşturulan sembol haritasına göre haritalandırılması ve darbe şekillendirme yapılarak USRP'ye verilmesidir. Şekil 3.5'te görüldüğü üzere burada üç farklı blok bulunmaktadır. İlk blok girilen mesajın ikili veriye dönüştürülmesi ve paket haline getirilmesinden sorumludur. İkinci blok darbe şekillendirici filtrenin katsayılarını belirler. Üçüncü blok ise oluşturulan paketi sembol haritasına göre haritalandırır ve filtreler.




Şekil 3.6. Mesajın ikili veriye dönüştürülmesi ve paket haline getirilmesi

Kullanıcı tarafından girilen mesajın ikili veriye dönüştürülmesi ve paket haline getirilmesinden sorumlu olan bloğun içeriği Şekil 3.6'da verilmiştir. Burada mesaj ikili veriye dönüştürüldükten sonra 64 bitlik öncül, 16 bitlik mesaj uzunluğu ifadesi ve 8 bitlik döngüsel artıklık denetimi (cyclic redundancy check, CRC) ile birleştirilerek blok çıkışına aktarılır. Paket şöyledir: Öncül (64 bit), mesaj uzunluğu (16 bit), mesaj (değişken), CRC (8 bit). Paketin yapısı Şekil 3.7'de görülmektedir.




Şekil 3.7. Paketin yapısı

Şekil 3.6'da iki farklı bloğun olduğu göze çarpmaktadır. Üstte olan blok, öncül bit dizisinin üretilmesinden sorumludur ve LabVIEW'in kendi bit üretme bloğu kullanılmıştır. Alttaki blok ise CRC bitlerini üretir.

CRC, iletim sırasında veride oluşan hataları bulmak için kullanılan bir hata tespit yöntemidir. Bu yöntemde verinin sonuna denetim için artık bitler eklenir. Bu bitlerin elde edilebilmesi için veri bir üretici polinoma bölünür; bölümden kalan CRC bitleridir. Örneğin; a-bitlik bir verinin denetimi için b-bitlik bir CRC kullanılacak olsun. Bu durumda a+b bit iletilecek demektir. Bu b-bitlik CRC'nin elde edilebilmesi için a-bitlik veri, b+1 bitlik üretici polinom ile bölünür. Bölümden kalan b-bitlik CRC'dir. Alıcıda a+b bitlik paket, üretici polinom katsayıları ile bölünür. Eğer bölümden kalan sıfır ise veride hata yok demektir.

CRC'nin hesaplanmasına sayısal bir örnek verelim: 1101 verisi iletilmek isteniyor. Bu verinin denetimini yapmak için 3-bitlik bir CRC kullanılsın. CRC bitlerinin hesaplanması için kullanılacak olan üretici polinom ise $x^3+x+1$'dir. Bu durumda polinomun katsayıları 1011 olacaktır. İlk önce veriye CRC uzunluğunca 0 eklenir; böylece verinin aldığı şekil 1101000 olur. Daha sonra veri polinom katsayıları ile modulo-2 aritmetiğine göre bölünür. Bu işlem bir XOR işlemidir. İşlemin sonunda bölümden kalan 001 olacaktır. Bu durumda CRC bitleri 001'dir. İşlem Şekil 3.8.'de görülmektedir.

1101000
1011

0110000
1011

0011100
1011

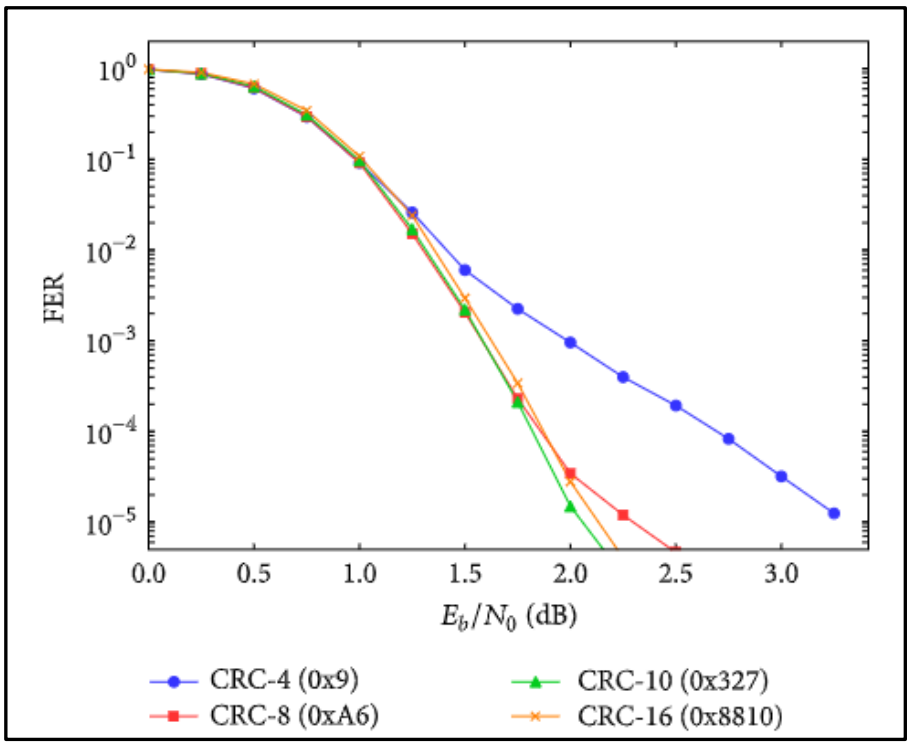
0001010
1011

0000**001**

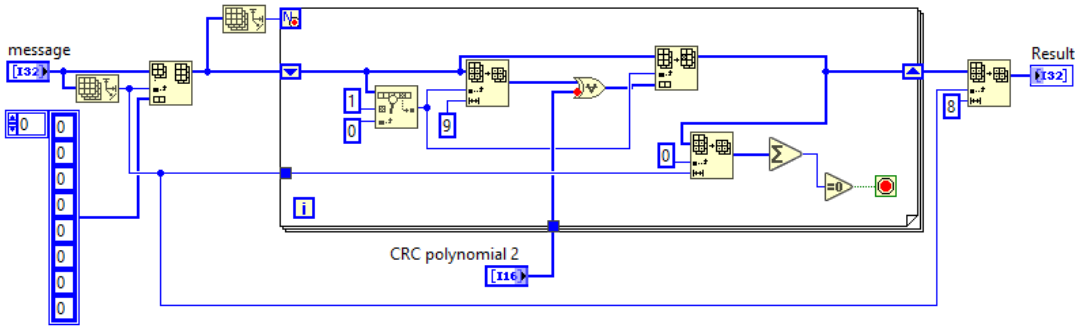
Şekil. 3.8. CRC'nin hesaplanması

CRC verimli bir hata bulma yöntemidir. Tek bitlik hataları, çift bitlik hataları ve uzunluğu tek sayı olan hata dizilerini bulabilir. Ayrıca n-bitlik bir CRC, uzunluğu en fazla n-bit olan hata dizilerini tespit edebilir [20]. Daha uzun hata zincirlerinin ise $1-2^{-n}$ kadarını bulabilmektedir [21]. Örneğin CRC-12, 12 bitten uzun olan hata zincirlerinin $1-2^{-12} \approx$ %99,97'sini bulabilmektedir.

Şekil 3.9'da 2048 bitlik kod uzunluğu için dört CRC çeşidinin çerçeve hata oranı (frame error rate, FER) performansı görülmektedir.




Şekil 3.9. Dört CRC çeşidinin FER performansı [22]




Şekil 3.10. CRC'nin oluşturulması

CRC'nin oluşturulmasından sorumlu olan blok Şekil 3.10'da görülmektedir. Öncelikle mesajdan üretilen ikili veri dizisinin sonuna 8 bitlik sıfır eklenir. Sonra mesaj dizisinde hiç 1 kalmayıncaya kadar üst blokta girilmiş olan CRC polinomu ile xor işleminden geçirilir. Bu süreçte dizinin sonuna eklenen 8 bitlik dizi değişime uğrar. Mesaj dizisi tamamen sıfırlanınca artık tamamen değişmiş olan son 8 bitlik dizi CRC bitleridir.

Şekil 3.5'teki ikinci blok darbe şekillendirici filtrenin katsayılarının oluşturulmasından sorumludur. Kullanılan filtre karekök yükseltilmiş kosinüs filtresidir (square root raised cosine filter, SRRC).

Yükseltilmiş kosinüs filtresi, dijital haberleşme sistemlerinde semboller arası girişimi (intersybol interference, ISI) azaltmak ve bant genişliğini verimli kullanmak için sıklıkla kullanılan bir darbe şekillendirme filtresidir. Yükseltilmiş kosinüs filtresi Nyquist filtre özelliklerini taşımaktadır. Yani Nyquist'in sıfır ISI kriterini sağlamaktadır. Bu kritere göre teorikte ISI'ın etkisinin tamamen giderilebilmesi için haberleşme sisteminin genel dürtü yanıtı öyle bir tasarlanmalıdır ki alıcıdaki her örnekleme noktasında mevcut sembol dışında bütün sembollerin dürtü yanıtı sıfır olmalıdır. Eğer $h_{eff}(t)$ dürtü tepkisi, $T_s$ sembol süresi, n bir tam sayı ve K sıfır olmayan bir sabit olursa bu durum şöyle ifade edilebilir [3]:

$$h_{eff}(nT_s)=\begin{cases}K & , n=0\\ 0 & , n\neq 0\end{cases} \qquad (3.1)$$

Teorikte Nyquist'e göre, (3.2) dürtü yanıtına sahip olan herhangi bir filtre sıfır ISI kriterini sağlamaktadır.

$$h_{eff}(t) = \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T_S}\right)}{\pi t} z(t) \tag{3.2}$$

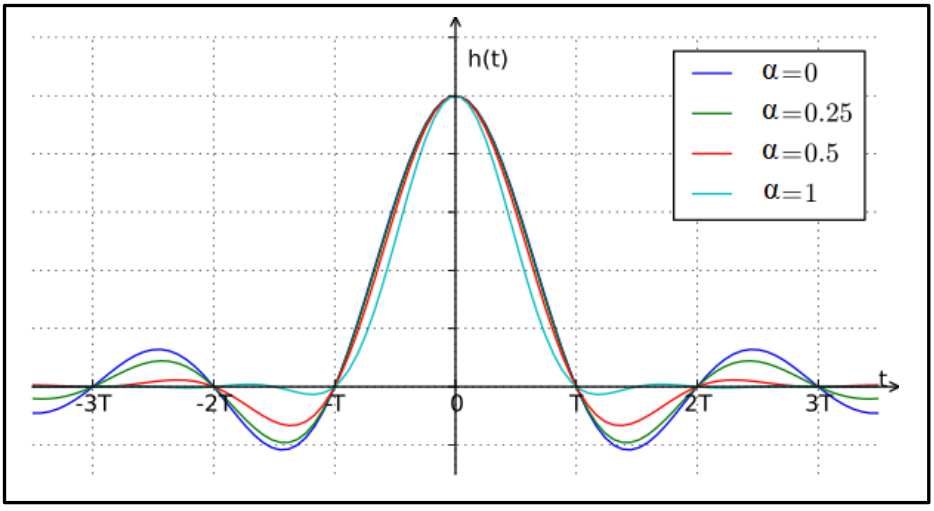
Burada z(t), filtrenin geçiren bandının dışında sıfır büyüklüğe sahip olan herhangi bir çift fonksiyondur. Eğer azalma faktörü α ile ifade edilirse yükseltilmiş kosinüs filtresinin dürtü yanıtı şöyledir [3]:

$$h_{RC}(t) = \left(\frac{\sin(\pi t / T_S)}{\pi t}\right)\left(\frac{\cos(\pi \alpha t / T_S}{1-(4\alpha t / 2T_S)^2}\right) \tag{3.3}$$

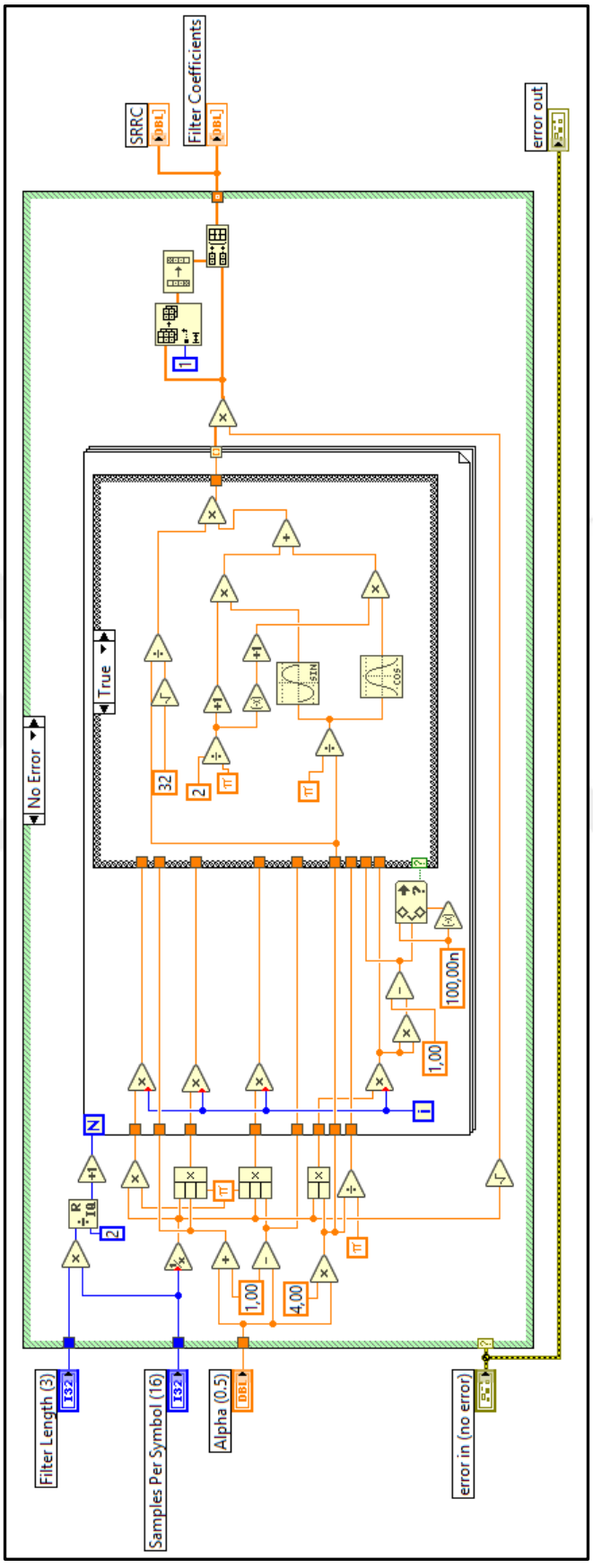
Görüleceği üzere yükseltilmiş kosinüs filtresinin dürtü yanıtı (3.2)'deki kriteri sağlamaktadır. Filtrenin transfer fonksiyonu şöyle ifade edilir:

$$H_{RC}(f) = \begin{cases} 1 & ,0 \le |f| \le (1-\alpha)/2T_S \\ \frac{1}{2}\left(1+\cos\left(\frac{\pi\left(2T_S|f|-1+\alpha\right)}{2\alpha}\right)\right) & ,(1-\alpha)/2T_S < |f| \le (1+\alpha)/2T_S \\ 0 & ,|f| > (1+\alpha)/2T_S \end{cases} \tag{3.4}$$

α darbenin bant genişliğinin ayarlanmasını sağlar. 0 ile 1 arasında değer alır ve arttıkça darbenin bant genişliği artar. α'nın azalması filtrenin bant genişliğini azaltmasına rağmen zaman seğirmesine karşı hassasiyeti de artırmaktadır. Bu durumdan dolayı α, sistem tasarımcılarına veri hızı ile zaman seğirmesi arasında seçim yaptırmaktadır [23]. Şekil 3.11'de α'nın dürtü yanıtına etkisi görülmektedir.




Şekil 3.11. α'nın dürtü yanıtına etkisi




Şekil 3.12. Filtre katsayılarının oluşturulmasından sorumlu bloğun içeriği

Hem verici hem de alıcıda SRRC ($\sqrt{H_{RC}(f)}$) kullanılması ile yükseltilmiş kosinüs filtresi transfer fonksiyonu elde edilebilir. SRRC filtresinin dürtü yanıtı şöyledir [24]:

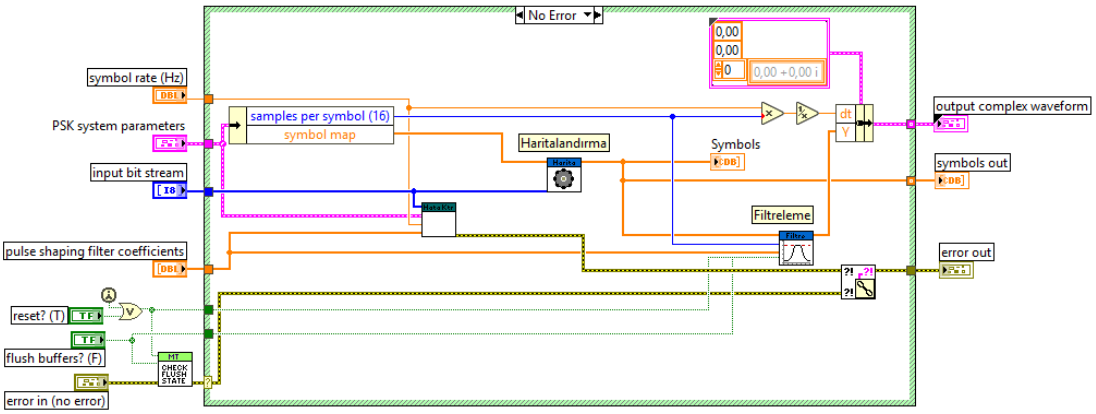
$$h(t)=\begin{cases} (1-\alpha)\dfrac{4\alpha}{\pi} & , t=0 \\ \dfrac{\alpha}{\sqrt{2}}\left[\left(1+\dfrac{2}{\pi}\right)\sin\left(\dfrac{\pi}{4\alpha}\right)+\left(1-\dfrac{2}{\pi}\right)\cos\left(\dfrac{\pi}{4\alpha}\right)\right], & \dfrac{t}{T}=\pm\dfrac{1}{4\alpha} \\ \dfrac{\sin\left(\pi\dfrac{t}{T}(1-\alpha)\right)+4\alpha\dfrac{t}{T}\cos\left(\pi\dfrac{t}{T}(1+\alpha)\right)}{\pi\dfrac{t}{T}\left(1-\left(4\alpha\dfrac{t}{T}\right)^2\right)} & , \text{diğer durumlar} \end{cases} \tag{3.5}$$

Eğer bir semboldeki örnek miktarı $N_S$ ve örnek indeksi n ile gösterilirse yazılım ortamında tasarlanan SRRC'nin dürtü tepkisi şöyle olur:

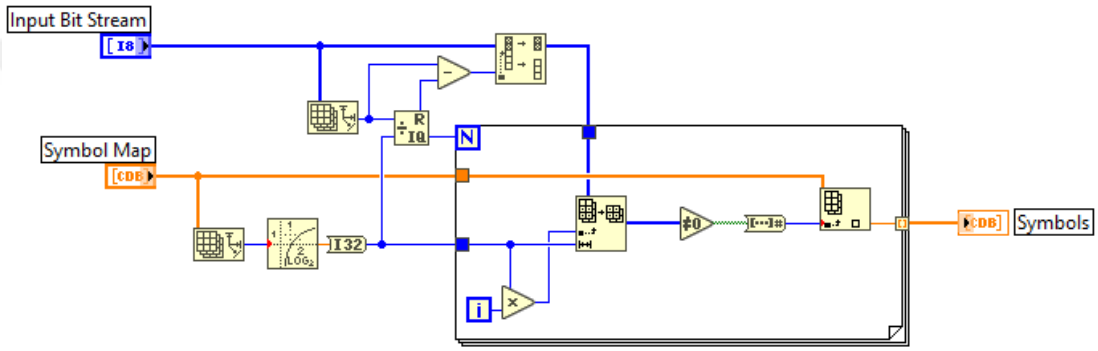
$$h[n]=\begin{cases} (1-\alpha)\dfrac{4\alpha}{\pi} & , n=0 \\ \dfrac{\alpha}{\sqrt{2}}\left[\left(1+\dfrac{2}{\pi}\right)\sin\left(\dfrac{\pi}{4\alpha}\right)+\left(1-\dfrac{2}{\pi}\right)\cos\left(\dfrac{\pi}{4\alpha}\right)\right], & \dfrac{n}{N_S}=\pm\dfrac{1}{4\alpha} \\ \dfrac{\sin\left(\pi\dfrac{n}{N_S}(1-\alpha)\right)+4\alpha\dfrac{n}{N_S}\cos\left(\pi\dfrac{n}{N_S}(1+\alpha)\right)}{\pi\dfrac{n}{N_S}\left(1-\left(4\alpha\dfrac{n}{N_S}\right)^2\right)} & , \text{diğer durumlar} \end{cases} \tag{3.6}$$

Filtre bloğunun içeriği Şekil 3.12'de görülmektedir. Her pratik sistemde olduğu gibi, haberleşme sınırlı bir frekans spektrumunda gerçekleşmektedir. Ayrıca, özellikle BPSK sinyalleri olmak üzere, modüle edilmiş sinyaller ani faz değişimlerinden dolayı keskin uçlara sahiptir. Bu da yüksek frekanslı bileşenlerin oluşmasına sebep olur. Sembollerin frekans spektrumun dışına taşmalarını engellemek, harmonik içeriğin oluşmasını önlemek ve semboller arası girişimin önüne geçmek için darbe şekillendirme yapılır.

Şekil 3.5'teki son blok ise ikili verinin haritalandırılması ve filtrelenmesinden sorumludur. Bu bloğun içeriği Şekil 3.13'de verilmiştir. Burada haritalandırma ve filtrelemeden sorumlu iki blok mevcuttur. Dikkat edileceği üzere Şekil 3.6'da verilen paket üreticisinden gelen ikili veri Haritalandırma bloğuna giriş olarak verilir. İçeriği Şekil 3.14'de verilen bu bloğun görevi bu ikili veriyi kullanıcının tercih ettiği BPSK veya QPSK modülasyonlarına göre oluşturulan sembol haritasına göre haritalandırmaktır.




Şekil 3.13. Haritalandırma ve filtrelemeden sorumlu bloğun içeriği




Şekil 3.14. İkili verinin haritalandırılması

Burada, eğer kullanıcı BPSK seçmişse her sembolün bir bitten oluşması sağlanmakta ve Tablo 3.1'de görüldüğü şekilde haritalandırılmakta, eğer QPSK seçilmiş ise her sembolün iki bitten oluşması sağlanmakta ve Tablo 3.2'de görüldüğü şekilde haritalandırılmaktadır.

Haritalandırılan veri daha önce katsayıları oluşturulan darbe şekillendirici filtreye verilir. Burada veri üst örnekleme ve konvolüsyon işlemlerinden geçirilir. Üst örnekleme bloğunda, kullanıcının belirlediği semboldeki örnek miktarına göre sembol dizisinin büyüklüğü artırılmaktadır.

Üst ve alt örnekleme adlarından da anlaşılacağı üzere veriye örnek ekleme ve veriden örnek çıkarma işlemleridir. Bu işlemlerin yapılmasının temel sebebi örnekleme oranını değiştirmektir. Örnekleme oranın değişimi ile normalde birbiriyle uyumlu olmayan sistemler arasında uyumluluk oluşturulması kullanılma nedenlerinden biridir [25]. Bir diğer neden de frekans örtüşmesinin (aliasing) önüne geçmektir.

n bir tam sayı, x[n] bir ayrık zamanlı sinyal ve N de örnekleme periyodu olsun. x[n]'nin alt örneklenmesi, dizideki her N'inci elemanın alınarak diğerlerinin atılması demektir. Eğer alt örneklenmiş olan diziye $x_b[n]$ denilirse bu işlem şu şekilde ifade edilir [26]:

$$x_b[n]=x[nN] \tag{3.7}$$

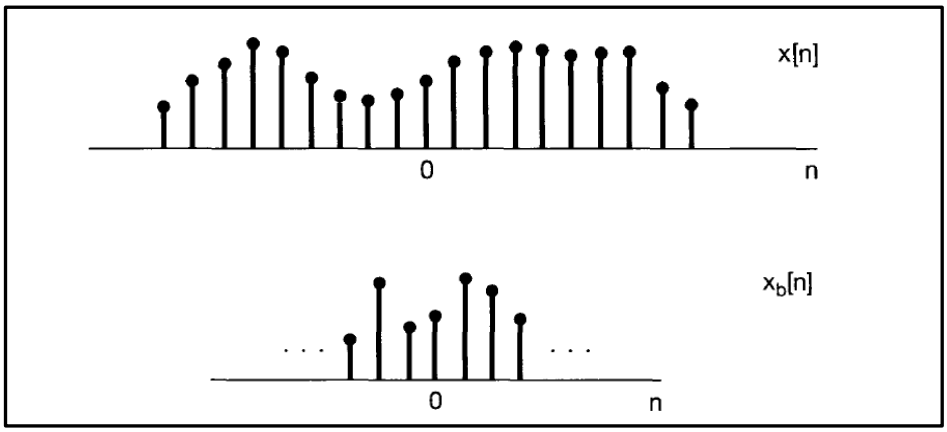
x[n] ile $x_b[n]$ arasındaki ilişki Şekil 3.15'de görülmektedir. İşlemin frekans bölgesindeki gösterimi ise şöyledir [26]:

$$X_b\left(e^{j\omega}\right)=\sum_{k=-\infty}^{\infty} x_b[k]e^{-j\omega k}=\sum_{k=-\infty}^{\infty} x[kN]e^{-j\omega k} \tag{3.8}$$

Eğer n=kN denilirse ifade şu şekli alır:

$$X_b\left(e^{j\omega}\right)=\sum_{\substack{n=N' \text{nin} \\ \text{tam sayı} \\ \text{katları}}} x[n]e^{-j\omega n/N} \tag{3.9}$$

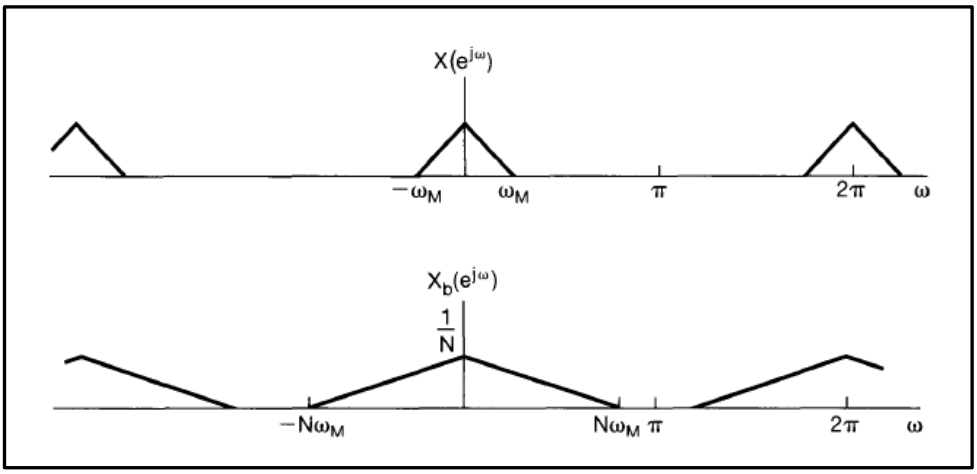
Şekil 3.16 incelendiğinde görüleceği üzere alt örneklenmiş dizi ile asıl dizinin spektrumları arasındaki fark frekans ölçeğidir. Alt örnekleme, örneklenen dizinin spektrumunu genişleterek frekans bandında daha fazla yer kaplamasına neden olur [26].




Şekil 3.15. Alt örneklemenin asıl sinyal üzerindeki etkisi [26]

Üst örnekleme alt örneklemenin tersidir. Bir sinyalin üst örneklenmesi dizinin her elemanın arasına N-1 kadar sıfır eklenmesidir. Eğer $x_b[n]$'in üst örneklenmesi sonucu oluşan sinyale $x_p[n]$ denilirse bu işlem şöyle ifade edilir:

$$x_p[n]=\sum_{k=-\infty}^{\infty} x_b[k]\delta[n-kN] \tag{3.10}$$



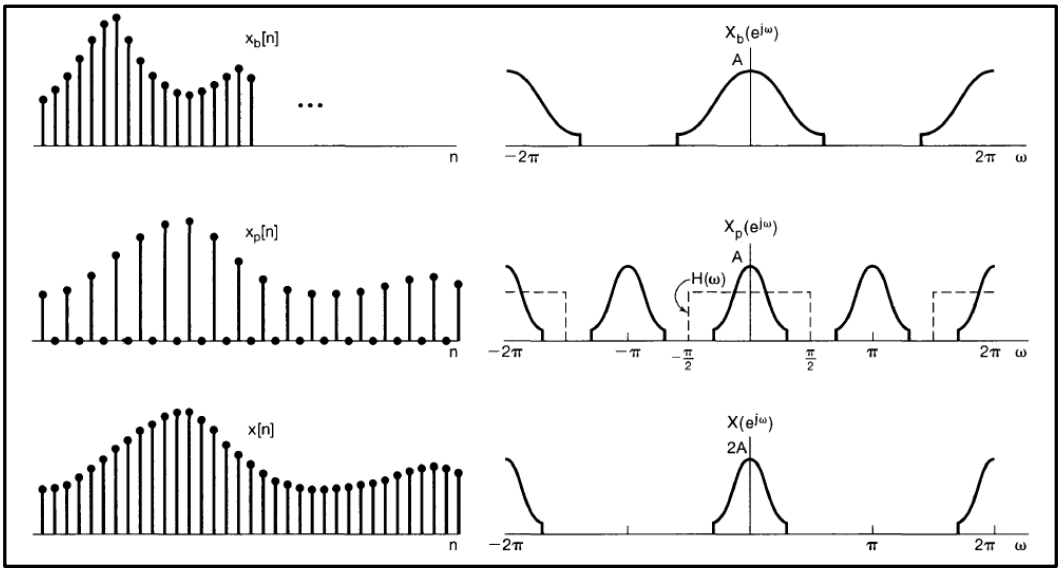

Şekil 3.16. Alt örneklemenin frekans bölgesindeki gösterimi [26]

İşlemin frekans bölgesindeki gösterimi ise şöyledir:

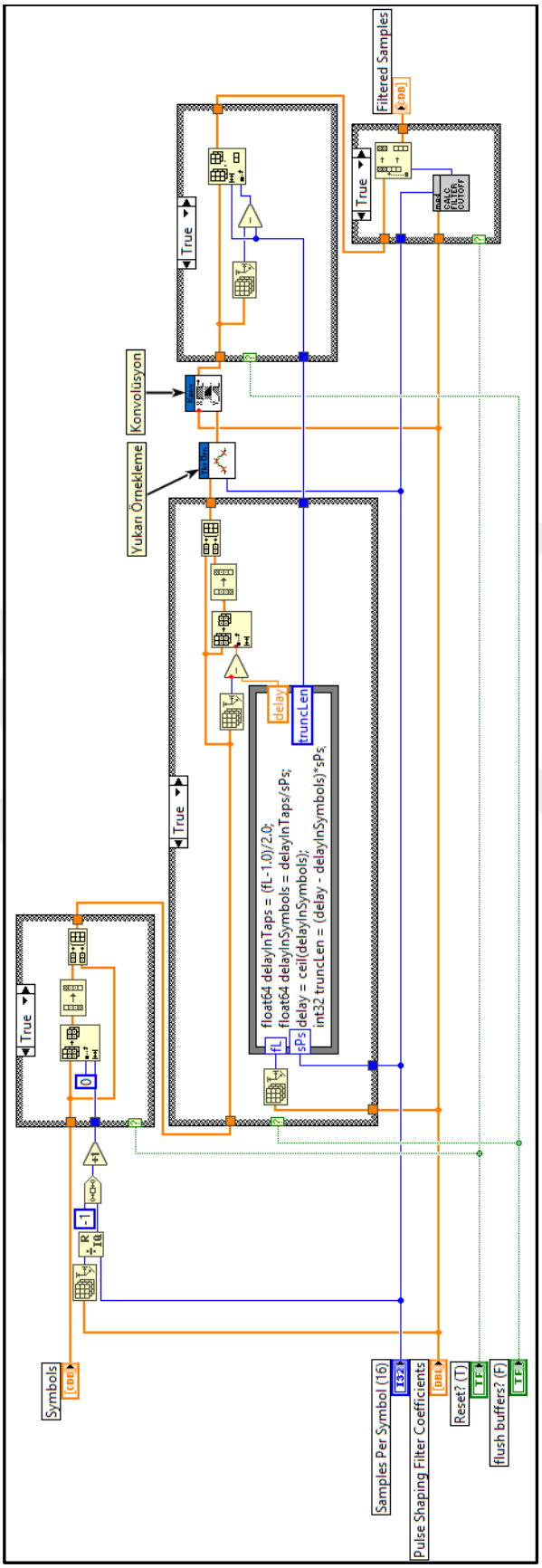
$$X_p[e^{j\omega}] = \sum_{n=-\infty}^{\infty}\left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} x_b[k]\delta[n-kN]\right) e^{-j\omega n} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_b[k]\left(\sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta[n-kN]e^{-j\omega n}\right)$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_b[k]e^{-j\omega Nk} = X_b\left(e^{j\omega N}\right) \tag{3.11}$$

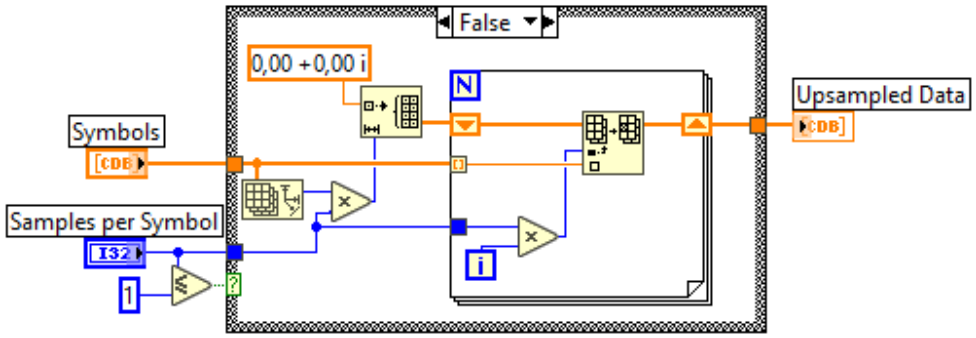
Görüleceği üzere üst örnekleme, örneklenen sinyalin spektrumunu azaltarak frekans bandında daha az yer kaplamasına neden olur. Şekil 3.17'de N=2 olması durumunda $x_b[n]$'den x[n] sinyalinin elde edilmesi gösterilmiştir. İlk öncelikle $x_b[n]$ üst örneklenerek $x_p[n]$ elde edilmiş, sonra $x_p[n]$ alçak geçiren filtreden geçirilerek x[n] bulunmuştur. SRRC Filtreleme bloğunun içeriği Şekil 3.18'de, üst örnekleme bloğunun içeriği ise Şekil 3.19'da verilmiştir.



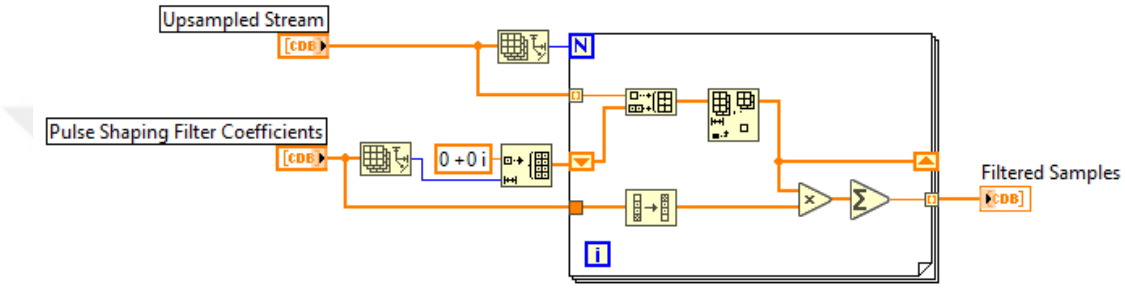

Şekil 3.17. Üst örnekleme yapılarak asıl sinyalin elde edilmesi [26]




Şekil 3.18. Darbe şekillendirici filtre bloğunun içeriği




Şekil 3.19. Üst Örnekleme bloğunun içeriği

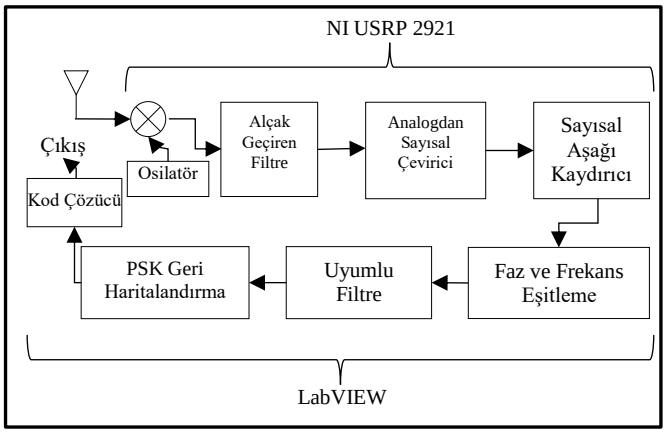



Şekil 3.20. Konvolüsyon bloğunun içeriği

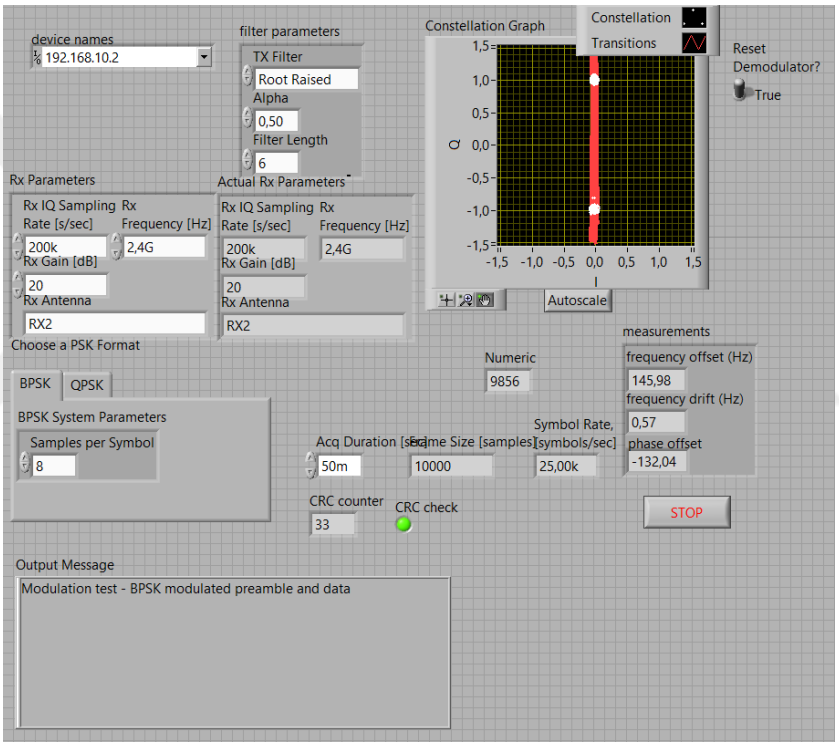
Üst örneklenmiş sembol dizisi Şekil 3.19'da görüldüğü gibi konvolüsyon işlemine tabii tutulur. Konvolüsyon bloğunun içeriği Şekil 3.20'de verilmiştir. Bu blokta üst örneklenmiş olan veri dizisi darbe şekillendirici filtre katsayıları dizisi ile konvolüsyona tabii tutulur ve böylece filtreleme işlemi tamamlanır. Filtrelenmiş olan veri dizisi, iki örnek arasındaki süre (dt) ile küme haline getirilerek Şekil 3.13'de görülen Haritalandırma ve Filtreleme bloğunun çıkışına aktarılır. Veri daha sonra kullanıcının belirlediği frekansa göre oluşturulmuş taşıyıcıyı modüle etmek ve iletilmek için USRP'ye verilir.

### 3.2. Alıcı

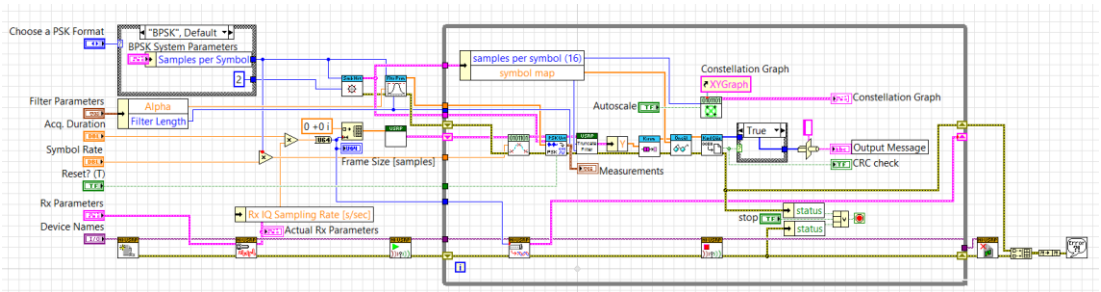
Alıcı tasarımında amaç; alınan verinin demodüle edilmesi, faz ve frekans kaymalarının düzeltilmesi, geri haritalandırma yapılması ve böylece vericide girilen mesajın doğru bir şekilde gösterilmesidir. Bu amaçla tasarlanan alıcı blok diyagramı Şekil 3.21'de görülmektedir. Blok diyagramdan da görüleceği üzere verinin demodüle edilmesi USRP tarafından yapılmakta iken diğer sayılan işlemler LabVIEW ile tasarlanan alıcı ile yazılım ortamında gerçekleştirilmektedir.




Şekil 3.21. Alıcı blok diyagramı




(a)

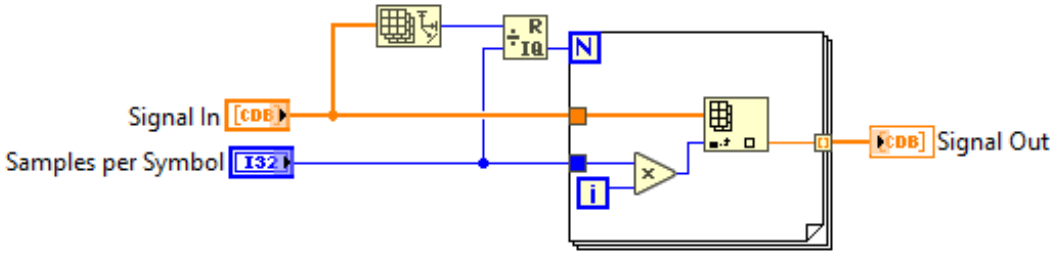



(b)

Şekil 3.22. Alıcının LabVIEW ortamındaki (a) ön paneli ve (b) blok diyagramı

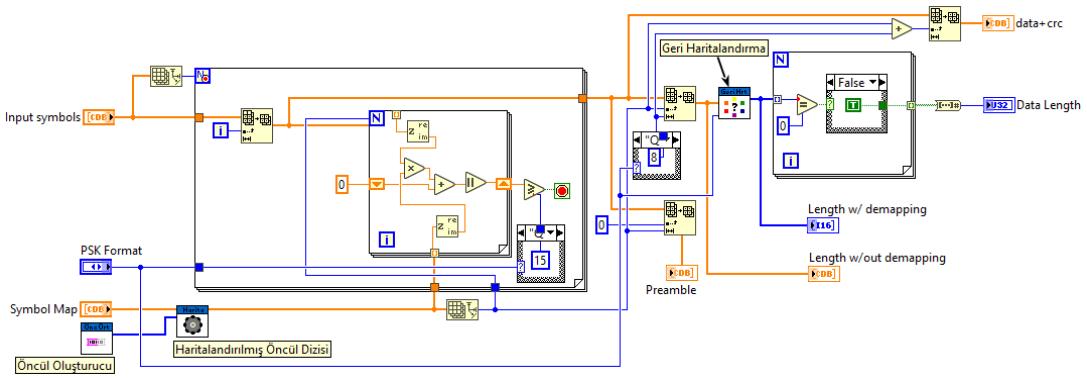
Alıcının LabVIEW ortamındaki ön paneli ve blok diyagramı Şekil 3.22'de görülmektedir. Görüldüğü üzere demodülasyon tipi kullanıcı tarafından seçilebilmektedir. Burada görülen Sembol Haritası ve Filtre Katsayıları blokları vericide verilen bloklarla aynı işlemi yapmaktadır ve içerikleri aynıdır. Sembol Haritası bloğu kullanıcının seçimine göre BPSK veya QPSK'ya ait sembol haritası dizisi oluşturur. Filtre Katsayıları bloğu ise karekök yükseltilmiş kosinüs filtresinin katsayılarını bir dizi halinde vermektedir.

USRP'den alınan veri öncelikle LabVIEW'in Tekrar Örnekleme bloğuna alınır. Burada veri, istenilen sembol hızının katı olacak şekilde tekrar örneklenir. Bu bloğun çıkışından alınan veri ise PSK Demodülasyon bloğuna giriş olarak verilir. Bu blok LabVIEW'in modülasyon araç kiti içerisinde bulunan MT Modulate PSK bloğuyla benzerlik göstermektedir. Hazır LabVIEW bloğunda bulunan Max Eye and Shift modülü, Max Eye modülü ile değiştirilmiştir. PSK Demodülasyon bloğu verideki frekans ve faz kaymalarını düzeltir, sembol senkronizasyonunu ayarlar ve veriyi uyumlu filtreden geçirir. Bu bloktan çıkan veri Örnek Seyreltme bloğuna giriş olarak verilir. Bloğun içeriği Şekil 3.23'de verilmiştir.




Şekil 3.23. Örnek Seyreltme bloğunun içeriği

Bu blokta, vericide filtreleme sırasında yapılan üst örnekleme ile oluşturulan fazladan semboller çıkarılır. Bu işlemin yapılabilmesi için aynı üst örneklemede olduğu gibi semboldeki örnek miktarı bilgisine ihtiyaç vardır. Örnek olarak; semboldeki örnek miktarı 8 olarak seçilmiş ise alınan verideki sembollerin sekizde biri alınarak bir dizi oluşturulur ve çıkışa verilir. Örnek Seyreltme bloğunun çıkışı, alınan verideki öncül veri dizisini bulmak ile görevli olan Öncül Bulucu bloğuna giriş olarak verilir. Bu bloğun içeriği Şekil 3.24'de verilmiştir.




Şekil 3.24. Öncül Bulucu bloğunun içeriği

Vericide girilen öncül dizisi alıcı tarafından bilinmektedir. Vericiyle aynı şekilde oluşturulan öncül dizisi kullanıcının seçimine bağlı olarak BPSK veya QPSK'ya göre haritalandırılır. Daha sonra alınan veri dizisi ile çapraz korelasyona tabii tutulur. Eğer alınan sinyal r[n], öncül p[n], örnek kayması miktarı k ile gösterilir ve * kompleks konjuge anlamında kullanılırsa çapraz korelasyon şu şekilde ifade edilir:

$$(r \star p)[k] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} r^{*}[m]p[k+m] \tag{3.12}$$

Eğer korelasyon sonucu çıkan değer belirlenen eşik değerinden fazla ise sinyal tespit edilmiş demektir [27]. Standart uygulamalarda eşik değeri, istenilen seviyede yanlış alarm olasılığı sunacak şekilde hesaplama yapılarak belirlenir. Yanlış alarm, sinyalin mevcut olmamasına, sadece gürültünün olmasına rağmen eşik değerinin aşılması anlamına gelir. Yanlış alarmın meydana gelmesi, alıcıyı gereksiz yere sinyal çözümü yapmaya iteceğinden dolayı fazladan süre harcanmasına neden olur [28].

Eğer sadece gürültünün mevcut olduğu varsayımına dair olasılık yoğunluk foksiyonu (probability density function, PDF) $f_0(x)$ ve eşik değeri $x_T$ ile gösterilirse yanlış alarm olasılığı $P_f$ şöyle ifade edilir [27]:

$$P_f = \int_{x_T}^{\infty} f_0(x)\,dx \tag{3.13}$$

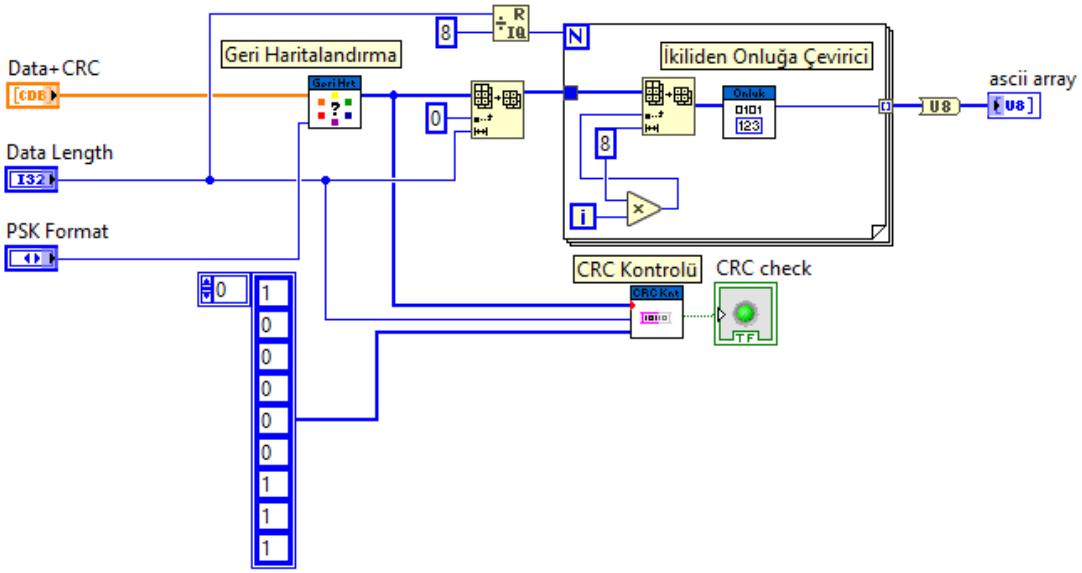
Eğer sinyalin mevcut olduğu varsayımına dair PDF $f_1(x)$ ile gösterilirse, tespit olasılığı $P_d$ ve kaçırma olasılığı $P_m$ şöyle ifade edilir [27]:

$$P_d = \int_{x_T}^{\infty} f_1(x)\,dx \tag{3.14}$$

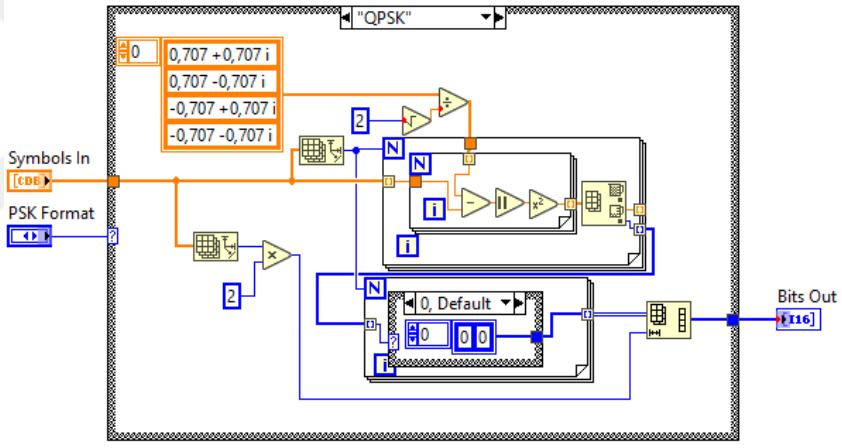
$$P_m = \int_{-\infty}^{x_T} f_1(x)\,dx \quad (3.15)$$

Tespit olasılığı, sinyal mevcut olduğunda korelasyon sonucu çıkan değerin eşik değerinin üzerinde çıkma olasılığıdır. Kaçırma olasılığı ise sinyal mevcut olduğunda korelasyon sonucu çıkan değerin eşik değerinin altında kalması olasılığıdır. Sinyal tespitinde hedef, $P_f$'yi olabildiğince küçük tutarken kabul edilebilir bir $P_d$ ortaya koymaktır. [27] çalışmasında IEEE 802.11a ve IEEE 802.16 standartlarında eşik değerinin optimum olarak nasıl seçilebileceği konusu ayrıntılı olarak incelenmiştir. Bu çalışmaya göre düşük SNR seviyesinde yüksek tespit olasılığı elde edebilmek için düşük eşik değeri, yüksek SNR seviyesinde yüksek tespit olasılığı elde edebilmek için de yüksek eşik değeri gerekmektedir. Düşük SNR seviyesinde düşük eşik değeri seçilmesi yanlış alarm olasılığını da artırmaktadır. Alternatif olarak; yüksek SNR seviyesinde tespit olasılığından fedakârlık yapmadan veya yanlış alarm olasılığını yükseltmeden yüksek eşik değeri seçmek mümkündür. Tespit olasılığı ile yanlış alarm olasılığı arasında her zaman bir alış-veriş mevcut olsada bu alış-veriş yüksek SNR seviyelerinde daha az önem arz etmektedir. Tasarımcı yapılan hesaplamalar sonucu bu alış-verişi dikkate alarak eşik değerini seçer. Ayrıca söz konusu çalışmada yapılan testler sonucunda yüksek korelasyon çerçevelerinin daha fazla performans sağladığı ve çapraz korelasyonun oto-korelasyona göre çok daha verimli olduğu görülmüştür.

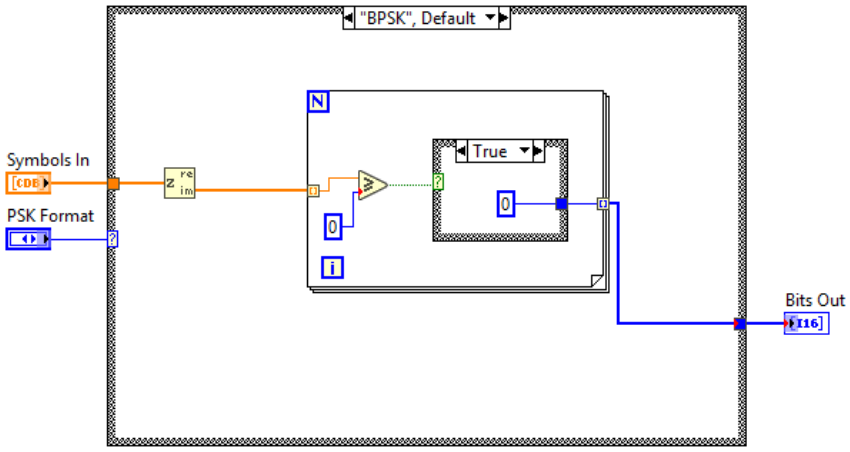
Bu çalışmada eşik değeri yapılan denemeler sonucu bulunmuş ve Şekil 3.24'de görüleceği üzere işleme dahil edilmiştir. Çapraz korelasyon sonucu eşik değerini veren indeks öncülün başlangıç indeksidir. Bloğun ikinci görevi veri uzunluğunu bulmaktır. Vericiyi anlatırken ifade edildiği üzere paket içerisinde öncülden sonra mesaj uzunluğunu ifade eden 16 bitlik ikili veri dizisi vardır. Öncülün yeri tespit edildiğine göre mesaj uzunluğunu ifade eden veri dizisi de alınan sinyalden ayrılarak çözülür ve kullanıcının vericide girdiği mesajın uzunluğu bulunmuş olur. Alınan veri öncülden ve mesaj uzunluğunu ifade eden 16 bitten ayrılarak çıkışa verilir. Bloğun diğer bir çıkışı da mesaj uzunluğudur. Bu bilgi, daha sonra anlatılacağı üzere, mesajın çözülmesi için kullanılmıştır. Şekil 3.22'de görüleceği üzere Öncül Bulucu bloğunun çıkışları Paket Çözücü bloğuna giriş olarak verilir. Bu bloğun içeriği Şekil 3.25'de verilmiştir. Öncelikle alınan veri kullanıcının seçtiği modülasyon formatına göre geri haritalandırma işlemine tabii tutulmaktadır. Geri Haritalandırma bloğu Şekil 3.26'da görülmektedir.




Şekil 3.25. Paket Çözücü bloğunun içeriği




(a)

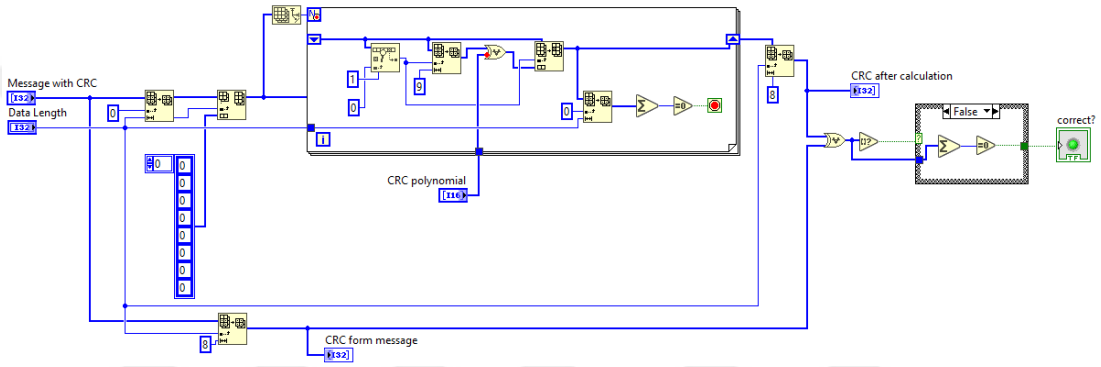



(b)

Şekil 3.26. Geri Haritalandırma bloğunun içeriği; (a) QPSK için, (b) BSPK için

Bu blokta, alınan veri, vericiyi anlatırken verilmiş olan kodlama şekline göre kod çözme işleminden geçirilir. Yani alınan veride semboller tekrar kendilerine karşılık gelen 0 ya da 1 bitlerine atanır.

Geri haritalandırmadan sonra veri artık ikili haldedir. İkili veri daha sonra CRC'den ayrılarak sekizli gruplara bölünür ve for döngüsü yardımıyla onluk sayılara çevrilir. Bu ASCII dizisi bloğun çıkışına aktarılır. İşlem Şekil 3.25'de görülmektedir. Verici anlatılırken belirtildiği gibi oluşturulan paketin son sekiz biti CRC'den oluşmaktadır. CRC alınan verinin doğru bir şekilde çözülüp çözülmediğini kontrol için vardır.




Şekil 3.27. CRC Kontrol bloğunun içeriği

İkili veriden koparılan son sekiz bit daha önce anlatıldığı gibi CRC polinomu ile işleme tabii tutulur. Bu işlemi yapan bloğun içeriği Şekil 3.27'de görülmektedir. Eğer sonuçta elde edilen dizi alınan verideki son sekiz bit ile aynı ise çözüm doğru yapılmış demektir.

Paket Çözücü bloğundan alınan ASCII dizisi Şekil 3.22b'de görüldüğü gibi karakterlere çevrilir ve Şekil 3.22a'daki ön panelde görüldüğü gibi kullanıcıya gösterilir.

### 3.3. Deneysel Sonuçlar

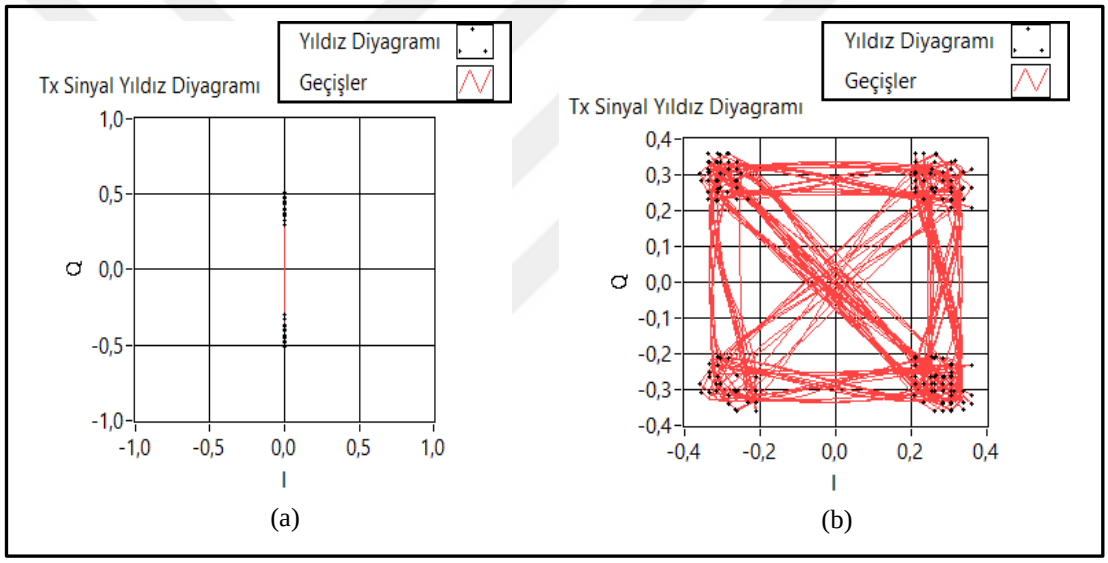
LabVIEW ortamında tasarlanan alıcı ve verici iki adet NI USRP 2921 kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Test için kullanılan parametreler Tablo 3.3'de görülmektedir.

Bölüm 3.1'de de anlatıldığı üzere kullanıcı, tasarlanan LabVIEW ön paneli üzerinden bir metin mesajı girmekte ve bu mesaj yine kullanıcının seçtiği modülasyon türüne göre modüle edilmektedir. Şekil 3.28'de, girilen mesajın haritalandırılması sonrasında,

yani USRP'ye verilmesinden hemen önceki durumu yıldız diyagramı halinde görülmektedir. Görüleceği üzere girilen mesaj BPSK ve QPSK olarak doğru bir şekilde modüle edilerek iletilmiştir.

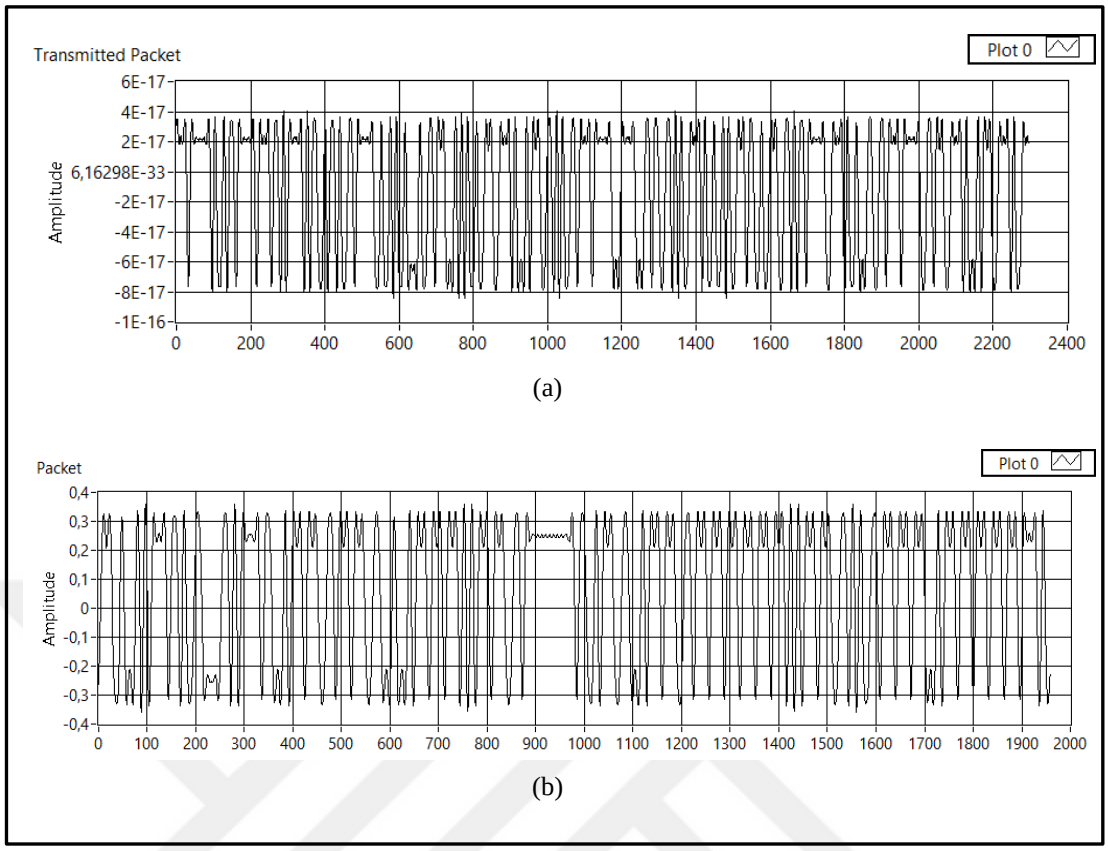
Tablo 3.3. Alıcı ve verici için test parametreleri

| | **VERİCİ** | **ALICI** |
|---|---|---|
| **Cihaz Adresi** | 192.168.10.2 | |
| **Frekans** | 2.4 GHz | |
| **IQ Örnekleme Oranı** | 200 kS/s | |
| **Aktif Anten** | TX1 | RX1 |
| **TX/RX Kazancı** | 20 dB | 20 dB |

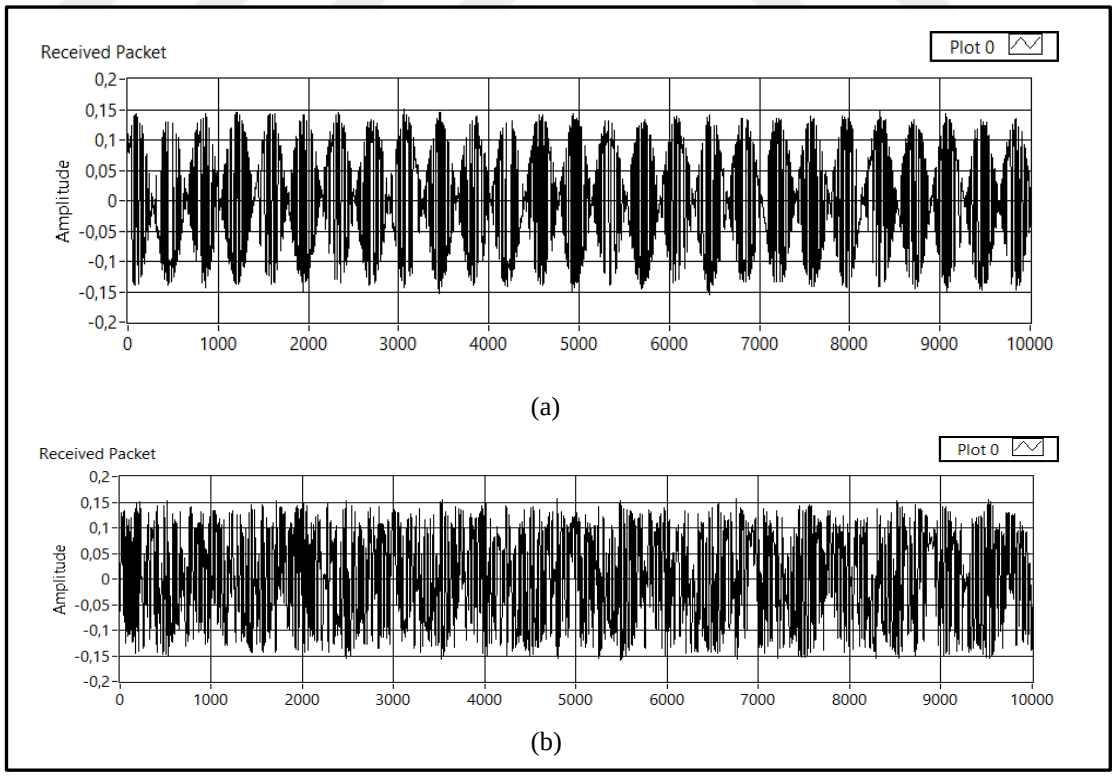



Şekil 3.28. Sembollerin haritalandırılması sonucu yıldız diyagramları; (a) BPSK, (b) QPSK

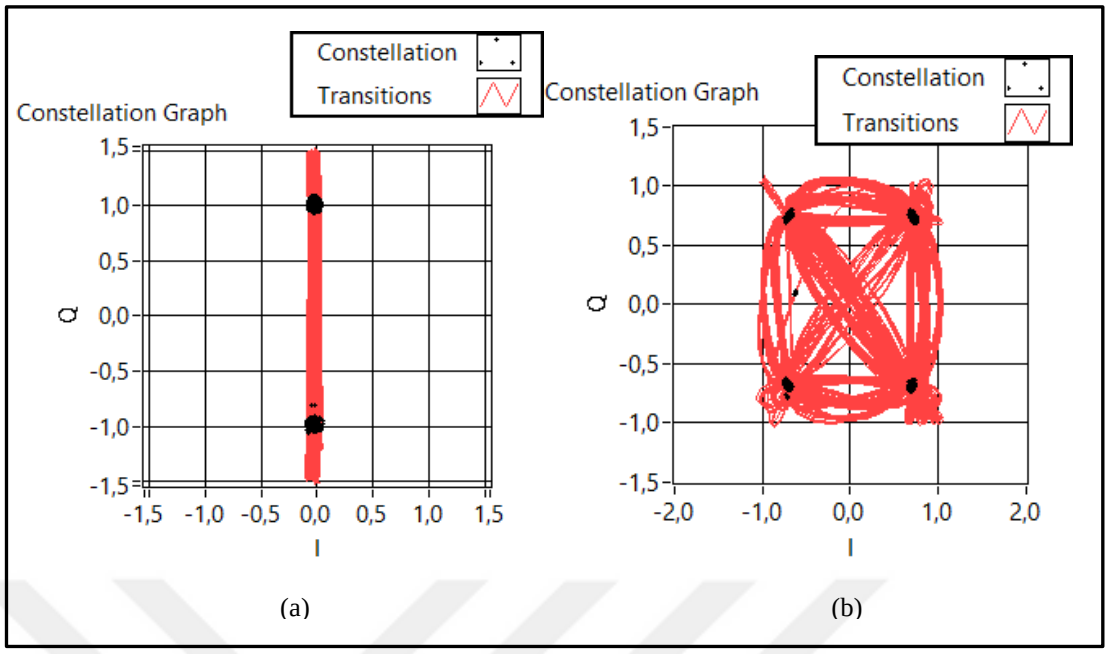
Bölüm 3.1'de anlatılan işlemlerin tamamı yapıldıktan sonra USRP'ye verilen paket ise Şekil 3.29'da görülmektedir. Bu sinyal USRP tarafından Tablo 3.1'de verilen frekansa göre oluşturulmuş olan taşıyıcıyı modüle etmiş ve iletilmiştir. Bölüm 3.2'de anlatıldığı üzere alıcıda; kanaldan alınan sinyal demodüle edilmekte, çözülmekte ve mesaj kullanıcıya gösterilmektedir. USRP'den alınan sinyal Şekil 3.30'da görülmektedir. Bu sinyaldeki faz ve frekans kaymaları giderildikten sonra sinyalin aldığı durum Şekil 3.31'de yıldız diyagramı halinde gösterilmiştir. Gözlemleneceği üzere kanaldan alınan sinyal doğru bir şekilde demodüle edilmiştir. Kanaldan alınan sinyalin içinde bizim için asıl önemi bulunan veriyi yakalayabilmek için öncülün bulunması gerekmektedir.



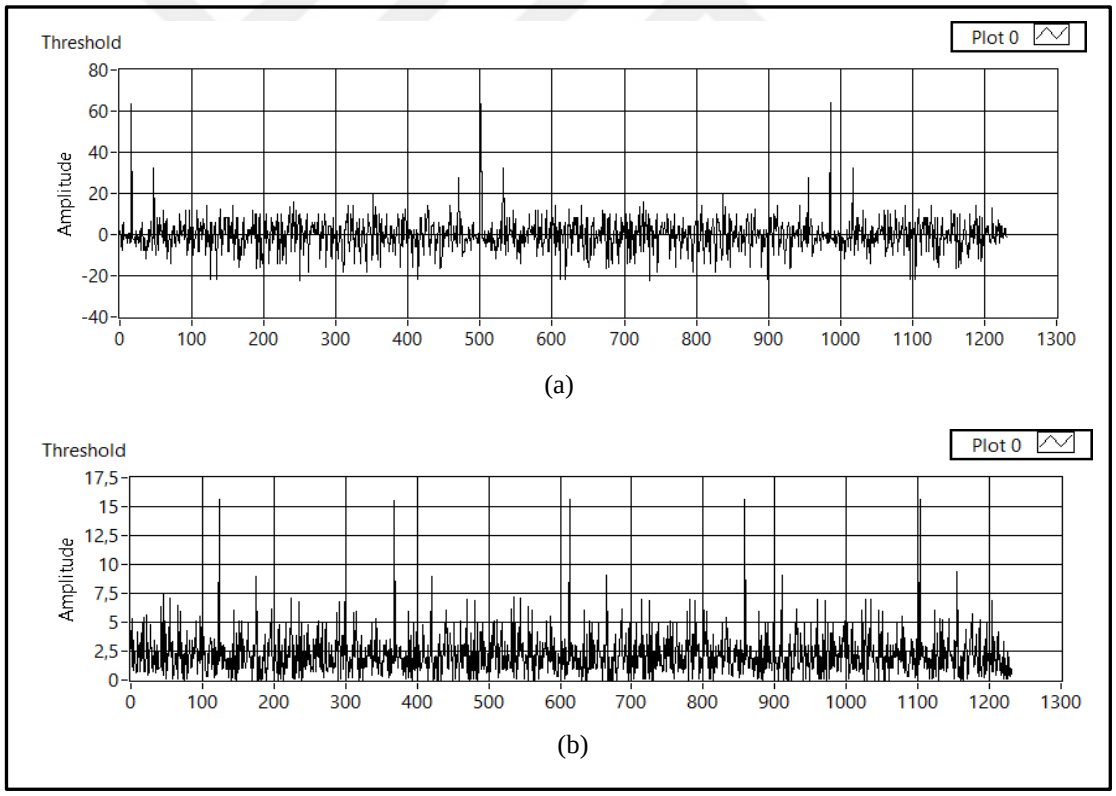

Şekil 3.29. Vericinin USRP'ye verdiği paket; (a) BPSK için, (b) QPSK için




Şekil 3.30. USRP'nin işlemek üzere LabVIEW'e verdiği sinyal; (a) BPSK için, (b) QPSK için




Şekil 3.31. Demodülasyon sonucu yıldız diyagramları: (a) BPSK için, (b) QPSK için

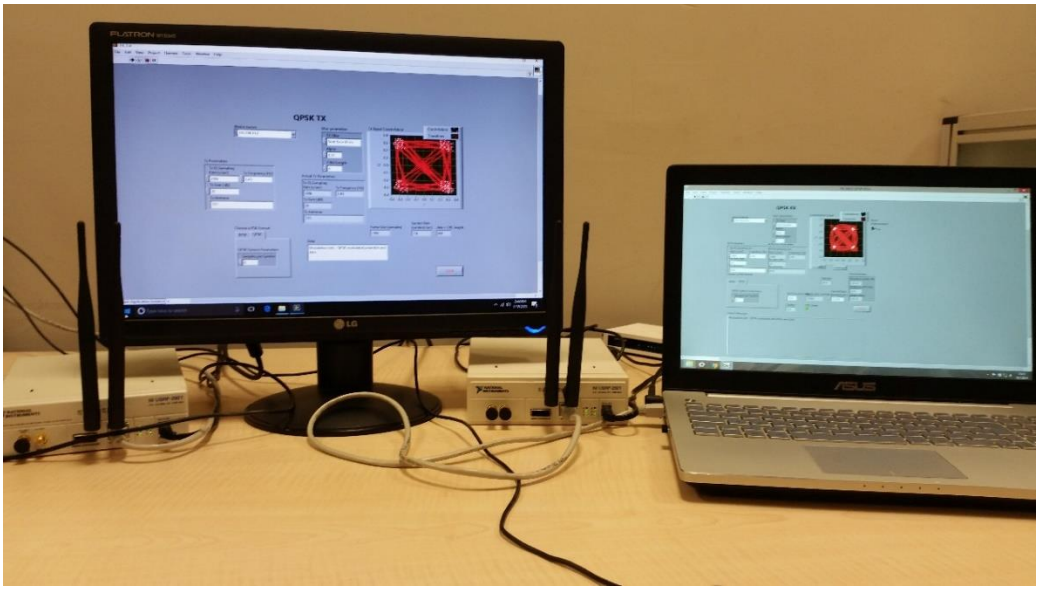



Şekil 3.32. Öncülün bulunması için gerekli olan eşik değerleri: (a) BPSK için, (b) QPSK için

Öncülün bulunabilmesi için gerekli olan eşik değerleri deneysel olarak elde edilmiştir ve Şekil 3.32'de görülmektedir. Öncülün bulunmasıyla veri, sinyalin kalan kısmından ayrılır ve çözülür. Şekil 3.22a'da örneği görüldüğü gibi mesaj doğru bir şekilde çözülerek ön panelin ilgili kısmında gösterilmektedir. Şekil 3.33 ve 3.34'de çalışmanın laboratuvar ortamında yapılışı görülmektedir.




Şekil 3.33. BPSK testi yapılırken laboratuvar ortamının görünümü




Şekil 3.34. QPSK testi yapılırken laboratuvar ortamının görünümü

Sonuç olarak; vericide girilen mesajlar hem BPSK hem de QPSK'ya göre doğru bir şekilde kodlanmış, modüle edilmiş ve iletilmiştir. Alıcıda da veri doğru bir şekilde çözülmüş ve vericiye girilen mesajlar kullanıcıya gösterilmiştir.

# 4. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada LabVIEW kullanılarak yazılım ortamında PSK alıcı-vericisi tasarlanmış ve bu tasarım bir alıcı bir de verici olmak üzere iki NI USRP 2921 kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Yapılan testler sonucunda vericinin, kullanıcının girdiği mesajı yine kullanıcının seçtiği modülasyon türüne göre doğru bir şekilde kodladığı, modüle ettiği ve ilettiği görülmüş, alıcının da kanaldan alınan sinyali doğru bir şekilde demodüle ettiği, çözdüğü ve geriye dönüştürerek kullanıcıya vericide girilen mesajı gösterdiği gözlemlenmiştir.

Bu tasarım BPSK veya QPSK ile ilgili bir çalışma yapmak isteyenler için çalışan, hazır bir modül ortaya koymaktadır. Yazılım tanımlı radyo ortamında PSK ile ilgili testler yapmak isteyenler bu modülü kullanarak söz konusu modülasyonlarla yapılan iletimin veriminin artırılmasıyla ilgili çalışmalar yapabilir, diğer PSK modülasyonlarını da ekleyerek modülün kullanışlılığını artırabilir, mesaj iletiminin dışında belge, ses ya da video iletimi yapılabilmesini sağlayarak test ortamını genişletebilirler.

Çalışmada; öncül, mesaj uzunluğu, mesaj ve CRC'den meydana gelen paketin tamamı kullanıcının seçimine göre ya BPSK ile ya da QPSK ile modüle edilmiştir. Öncülün BPSK ve verinin geri kalanının QPSK olarak modüle edilmesi halinde alıcıda ciddi bir faz kaymasının var olduğu gözlemlenmiş ve mesajın çözümü zorlaşmıştır. Bu modülü kullanarak ilgili modülasyon yöntemleriyle ilgili çalışma yapmak isteyenler bu sorunun çözümü için çalışabilir ve öncül ile paketin kalan kısmının farklı şekilde modüle edilmesini sağlayabilirler.

## KAYNAKLAR


[1] https://en.wikipedia.org/wiki/Phase-shift_keying (Ziyaret tarihi: 22 Nisan 2018).

[2] Nivin R., Rani J. S., Vidhya P., Design and Hardware Implementation of Reconfigurable Nano Satellite Communication System using FPGA Based SDR for FM/FSK Demodulation and BPSK Modulation, *2016 International Conference on Communication Systems and Networks (ComNet)*, Thiruvananthapuram, India, 21-23 July 2016.

[3] Rappaport T.S., *Wireless Communications: Principles and Practice*, 2nd ed., Printince-Hall, New Jersey, 2002.

[4] Xiong F., *Digital Modulation Techniques*, 1st ed., Artech House, Norwood, 2000.

[5] Yeswanthi G., Kavitha M., Priyanka P. S., Kurup D. G., Programmable High Data Rate QPSK Modulator for Space Applications, *2017 International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI)*, Udupi, India, 13-16 September 2017.

[6] Machado R.G., Wyglinsky A.M., Software-Defined Radio: Bridging the Analog-Digital Divide, *Preceedings of the IEEE*, 2015, **103**(3), 409-423.

[7] Cook G.P., Bonser W., Architectural Overview of the SPEAKeasy System, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1999, **17**(4), 650-661.

[8] https://en.wikipedia.org/wiki/Software-defined_radio (Ziyaret Tarihi: 12 Mayıs 2018).

[9] Lackey R.J., Upmal D.W., Speakeasy: The Military Software Radio, *IEEE Communications Magazine*, 1995, **33**(5), 56-61.

[10] https://www.nutaq.com/blog/short-history-software-defined-radio-sdr-technology (Ziyaret Tarihi: 12 Mayıs 2018).

[11] http://www.vanu.com/wp-content/uploads/vanu-anywave-2006-05.pdf (Ziyaret Tarihi: 12 Mayıs 2018).

[12] https://nutaq.com/sites/default/files/SFF_SDR_dev_Defense_Nutaq_LowRes.pdf (Ziyaret Tarihi: 12 Mayıs 2018).

[13] Minden G.J., Evans J.B., Searl L.S., DePardo D., Rajbanshi R., Guffey J., Chen Q., Newman T.R., Petty V.R., Weidling F., Peck M., Cordill B., Datla V., Barker B., Agah A., An Agile Radio for Wireless Innovation, *IEEE Communications Magazine*, 2007, **45**(5), 113-121.

[14] Farrell R., Sanchez M., Corley G., Software-Defined Radio Demonstrators: An Example and Future Trends, *International Journal of Digital Multimedia Broadcasting*, DOI: 10.1155/2009/547650.

[15] http://bee2.eecs.berkeley.edu/ (Ziyaret Tarihi: 13 Mayıs 2018).

[16] Akeela R., Dezfouli B., Software-defined Radios: Architecture, State-of-the-art, and Challenges, Cornell University, https://arxiv.org/pdf/1804.06564.pdf (Ziyaret Tarihi: 13 Mayıs 2018).

[17] https://en.wikipedia.org/wiki/Universal_Software_Radio_Peripheral (Ziyaret Tarihi: 13 Mayıs 2018).

[18] http://www.ni.com/pdf/manuals/375867d.pdf (Ziyaret Tarihi: 5 Haziran 2018).

[19] http://www.ni.com/documentation/en/software-defined-radio-device/latest/usrp-2921/block-diagram/ (Ziyaret Tarihi: 5 Haziran 2018).

[20] https://nptel.ac.in/courses/106105080/pdf/M3L2.pdf (Ziyaret Tarihi: 7 Ağustos 2018).

[21] https://en.wikipedia.org/wiki/Cyclic_redundancy_check (Ziyaret Tarihi: 22 Temmuz 2018).

[22] Murata T., Ochiai H., Performance Analysis of CRC Codes for Systematic and Nonsystematic Polar Codes with List Decoding, *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2018, **2018**, 1-8.

[23] Gentile K., The Care and Feeding of Digital Pulse-Shaping Filters, RF Mixed Signal, https://www.nonstopsystems.com/radio/pdf-hell/article-raised-cosine.pdf (Ziyaret Tarihi: 7 Ağustos 2018).

[24] Viswanathan M., Square Root Raised Cosine Filter (Matched/split filter implementation), Gaussian Waves, https://www.gaussianwaves.com/2011/04/square-root-raised-cosine-filter-matchedsplit-filter-implementation-2/ (Ziyaret Tarihi: 9 Haziran 2018).

[25] Oppenheim A.V., Discrete-Time Sampling, MIT OpenCourseWare, https://ocw.mit.edu/resources/res-6-007-signals-and-systems-spring-2011/video-lectures/lecture-19-discrete-time-sampling/MITRES_6_007S11_lec19.pdf (Ziyaret Tarihi: 7 Ağustos 2018).

[26] Oppenheim A.V., Willsky A.S., *Signals and Systems*, 2nd ed., Prentice Hall, New Jersey, 1997.

[27] Howland K. C., Signal Detection and Frame Synchronization of Multiple Wireless Networking Waveforms, Yüksek Lisans Tezi, Naval Postgraduate School, Graduate School of Engineering and Applied Sciences, Monterey, 2007.

[28] Wang M. M., Agrawal A., Khandekar A., Aedudodla S., Preamble Design, System Acqusition and Determination in Modern OFDMA Cellular Communications: An Overview, *IEEE Communications Magazine*, 2011, **49**(7), 164-175.

## KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER

[1] **Zengin M.A.**, Küçük K., Aldırmaz Çolak S., Yazılım Tanımlı Radyo ile Gerçek Zamanlı PSK Alıcı-Verici Tasarımı Gerçekleştirilmesi, *IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, İzmir Katip Çelebi Üniversitesi, İzmir, 2-5 Mayıs 2018.

## ÖZGEÇMİŞ

1992’de Artvin’de doğdu. İlk okulu Artvin, orta okulu Kilis ve liseyi de Sakarya’da bitirdi. 2010 yılında girdiği Fatih Üniversitesi Elektrik – Elektronik Mühendisliği bölümünden 2014 yılında mezun oldu.