





**KABLOSUZ GÜÇ AKTARIMLI GERİ SAÇILIM  
HABERLEŞME AĞLARININ MODELLENMESİ VE  
BAŞARIM ANALİZİ**

**MODELING AND PERFORMANCE ANALYSIS OF  
WIRELESSLY POWERED BACKSCATTER  
COMMUNICATION NETWORKS**

**MUHAMMED YUSUF ONAY**

**DOÇ. DR. BERKAN DÜLEK**

**Tez Danışmanı**

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı için Öngördüğü

YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak hazırlanmıştır.



MUHAMMED YUSUF ONAY'ın hazırladığı “Kablosuz Güç Aktarımlı Geri Saçılım Haberleşme Ağlarının Modellenmesi Ve Başarım Analizi” adlı bu çalışma aşağıdaki jüri tarafından ELEKTRİK VE ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI'nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Sinan GEZİCİ

Başkan



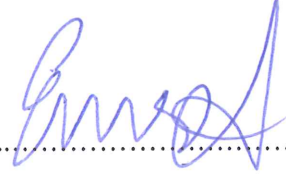
Doç. Dr. Berkan DÜLEK

Danışman



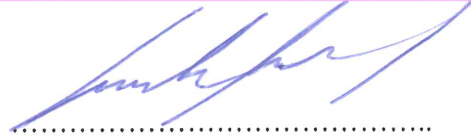
Prof. Dr. Emre AKTAŞ

Üye




Doç. Dr. Cenk TOKER

Üye



Dr. Öğr. Üyesi Mücahit K. ÜNER

Üye



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

Prof. Dr. Menemşe GÜMÜŞDERELİOĞLU

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü



## ETİK

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada,

- tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçları bilimsel ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
- atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak gösterdiğimi,
- kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- ve bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversite veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı

beyan ederim.

18/06/2019

MUHAMMED YUSUF ONAY





## YAYINLANMA FİKRİ MÜLKİYET HAKLARI BEYANI

Enstitü tarafından onaylanan lisansüstü tezimin/raporumun tamamını veya herhangi bir kısmını, basılı (kağıt) ve elektronik formatta arşivleme ve aşağıda verilen koşullarla kullanıma açma iznini Hacettepe üniversitesine verdiğimi bildiririm. Bu izinle Üniversiteye verilen kullanım hakları dışındaki tüm fikri mülkiyet haklarım bende kalacak, tezimin tamamının ya da bir bölümünün gelecekteki çalışmalarda (makale, kitap, lisans ve patent vb.) kullanım hakları bana ait olacaktır.

Tezin kendi orijinal çalışmam olduğunu, başkalarının haklarını ihlal etmediğimi ve tezimin tek yetkili sahibi olduğumu beyan ve taahhüt ederim. Tezimde yer alan telif hakkı bulunan ve sahiplerinden yazılı izin alınarak kullanması zorunlu metinlerin yazılı izin alarak kullandığımı ve istenildiğinde suretlerini Üniversiteye teslim etmeyi taahhüt ederim.

Yükseköğretim Kurulu tarafından yayınlanan "*Lisansüstü Tezlerin Elektronik Ortamda Toplanması, Düzenlenmesi ve Erişime Açılmasına İlişkin Yönerge*" kapsamında tezim aşağıda belirtilen koşullar haricince YÖK Ulusal Tez Merkezi / H. Ü. Kütüphaneleri Açık Erişim Sisteminde erişime açılır.

- Enstitü / Fakülte yönetim kurulu kararı ile tezimin erişime açılması mezuniyet tarihimden itibaren 2 yıl ertelenmiştir.
- Enstitü / Fakülte yönetim kurulu gerekçeli kararı ile tezimin erişime açılması mezuniyet tarihimden itibaren .... ay ertelenmiştir.
- Tezim ile ilgili gizlilik kararı verilmiştir.

18/06/2019



(İmza)

MUHAMMED YUSUF ONAY



# ÖZET

## KABLOSUZ GÜÇ AKTARIMLI GERİ SAÇILIM HABERLEŞME AĞLARININ MODELLENMESİ VE BAŞARIM ANALİZİ

**Muhammed Yusuf ONAY**

**Yüksek Lisans, ELEKTRİK VE ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ Bölümü**

**Tez Danışmanı: Doç. Dr. Berkan DÜLEK**

**Haziran 2019, 85 sayfa**

Kablosuz güç aktarımlı haberleşmede, ağdaki kullanıcının aktif olarak veri iletimini gerçekleştirebilmesi için kendisine tahsis edilmiş güç istasyonundan ya da çevrede bulunan mevcut radyo frekans sinyalinden yeteri kadar enerji depolaması gerekmektedir. Bu da kullanıcının, ağ modelinde ele alınan zaman bloğunda kendisine daha uzun enerji hasat etme süresi ayırmasıyla mümkündür. Kullanıcı enerji hasat ettiği süre boyunca ağdaki alıcıya veri gönderiminde bulunamayacağından sistemin başarımı etkilenmektedir. Bu nedenle literatürde, kablosuz güç aktarımlı geri saçılım haberleşme ağ modeli önerilmiştir.

Geri saçılım haberleşme yönteminde ağdaki kullanıcı, kendisine gelen sinyali kipleyerek alıcıya göndermektedir. Gönderim sürecinde kullanıcı kendisine gelen sinyali, veri iletimini gerçekleştirmek için kullandığından iç devre yapısında belli miktarda güç tüketen radyo frekans sinyal üretici bulundurmamaktadır. Geri saçılım haberleşme sistemindeki alıcı ve vericiler, önemli miktarda enerji harcayan yükselteç ve frekans karıştırıcı gibi bileşenlere de sahip değildir. Bu nedenle, özellikle düşük güçlü kablosuz haberleşme, sensör ağları ve radyo frekanslı tanılama gibi sistemlerde kablosuz güç aktarımlı geri saçılım haberleşme önem arz etmektedir.

Tez kapsamında, öncelikle kablosuz güç aktarımlı haberleşme ağ mimarisi anlatılmış ve enerji depolama senaryoları ile ilgili temel bilgiler verilmiş, ardından geri saçılım haberleşme tekniklerinden bahsedilmiştir. Devamında, literatürde bir veya birden çok sayıda kullanıcıya sahip kablosuz güç aktarımlı geri saçılım haberleşme ağları ile ilgili gerçekleştirilen çalışmalar incelenmiştir. Öncelikle tek vericiye sahip, üstüne kurulan ve altına kurulan bilişsel radyo tabanlı geri saçılım haberleşme ağı ele alınmıştır. Daha sonra, birden çok vericinin olduğu durum düşünülmüştür. Başarım kriteri olarak birim sürede alıcıya ulaşan toplam veri miktarı göz önüne alınarak ağlar matematiksel modellenip eniyileme problemi haline getirilmiştir. Benzetimleri yapılan ağ modelleri, sadece geri saçılım haberleşme ve sadece kablosuz güç aktarımı kullanan haberleşme sistemleriyle karşılaştırılmış, alıcıya ulaşan toplam veri miktarı bakımında daha iyi sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir. Modellenen bilişsel radyo tabanlı geri saçılım haberleşme sistemlerinden farklı olarak ayrıca ağa özel tahsis edilmiş güç istasyonu, bilgi alıcısı ve iki kullanıcıdan oluşan kablosuz güç aktarımlı geri saçılım haberleşme ağ modeli ele alınmıştır. Kullanıcılardan biri geri saçılım haberleşme modunda çalışırken, diğer kullanıcı enerji hasadı-sonra-ilet modunda çalışmaktadır. Enerji hasadı-sonra-ilet modunda çalışan kullanıcının batarya kapasitesinin sonlu ve sonsuz varsayıldığı durum ele alınmıştır. Geri saçılım, enerji depolama ve iletim süreleri bulunmuş, batarya kapasitesi ve geri saçılım hızının birim zamanda iletilen toplam veri miktarına etkisi benzetimler yoluyla incelenmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Kablosuz Güç Aktarımlı Haberleşme, Geri Saçılım Haberleşme, Enerji Hasadı, Düşük Güçlü Kablosuz Haberleşme.

# **ABSTRACT**

## **MODELING AND PERFORMANCE ANALYSIS OF WIRELESSLY POWERED BACKSCATTER COMMUNICATION NETWORKS**

**Muhammed Yusuf ONAY**

**Master of Science, Department of ELECTRICAL AND ELECTRONICS  
ENGINEERING**

**Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Berkan DÜLEK**

**June 2019, 85 pages**

In wireless-powered communication networks, the users need to harvest enough energy from the dedicated power station or existing radio frequency signal in order to actively transmit data. This requires the user to dedicate longer time for energy harvesting. The performance of the system is affected since the user cannot transmit data to the receiver in the network during the energy harvesting time. Therefore, in the technical literature, wirelessly powered backscatter communication network model has been proposed.

In the backscatter communication method, the user modulates the incoming signal and sends it to the receiver. Since the incoming signal is used to transmit data during the backscatter period, the user does not need a radio frequency signal generator which consumes a certain amount of power in the internal circuitry. Receivers and transmitters in the backscatter communication system do not have components such as amplifiers and frequency mixers that consume a significant amount of energy.

Therefore, especially in scenarios such as low power wireless communication, sensor networks and radio frequency identification, wirelessly powered transmission backscatter communication is important.

In this thesis, first, wireless-powered communication network architecture is explained and basic information about energy harvesting scenarios are given. Then, backscatter communication techniques are explained. Next, studies on wirelessly powered backscatter communication networks with one or more users are examined in the technical literature. First, overlay and underlay cognitive radio based backscatter communication systems with single transmitter are discussed. Then, the case with multiple transmitters is considered. Employing the total amount of data that reaches the receiver per unit time as the performance criterion, resulting mathematical models are constructed optimization problems are formulated. The models are compared with communication systems that employ either backscatter communication or wirelessly-powered communication. It has been observed that the former provides better results in terms of the total amount of data that reaches the receiver. Different from the cognitive radio based network model, a wirelessly powered backscatter communication network consisting of a dedicated power station, information receiver and two users is also considered. In this scenario, one user works in backscatter communication mode while the other user employs in energy harvest-then-transmit mode. The cases where the battery capacity of the user operating in energy harvest-then-transmit mode is assumed to be finite and infinite are discussed. Backscattering, energy harvesting and transmission times are derived analytically and the effect of battery capacity and backscattering rate on the total amount of data transmitted per unit time are demonstrated via simulations.

**Keywords:** Wireless-Powered Communication Network, Backscatter Communication, Energy Harvesting, Low-Power Wireless Communication Systems.

## TEŞEKKÜR

Yüksek Lisans süresince yardımları ve tecrübesiyle bu çalışmayı tamamlamama katkı sağlayan tez danışmanım Doç. Dr. Berkan Dölek'e,

Bu sürecin başından bu yana ilgisi, sabrı ve sevgisiyle en büyük destekçim olan biricik eşim Kübra Onay'a,

Eğitim hayatıma başladığım ilk günden beri her zaman arkamda olan aileme ve sevdiklerime teşekkürlerimle...

# İÇİNDEKİLER

ÖZET .....	i
ABSTRACT .....	iii
TEŞEKKÜR.....	v
İÇİNDEKİLER.....	ivi
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	ix
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xii
SÖZLÜK DİZİNİ .....	xiii
1. GİRİŞ .....	1
1.1. Tezin Amacı ve Yapılan Çalışmalar.....	1
1.2. Tezin Akışı.....	2
2. GERİ SAÇILIM HABERLEŞMEYE GENEL BAKIŞ .....	3
2.1. Haberleşme Ağlarında Enerji Depolama .....	4
2.2. Geri Saçılım Haberleşme Sistemleri.....	6
2.2.1. Monostatik Geri Saçılım Haberleşme Sistemleri.....	6
2.2.2. Bistatik Geri Saçılım Haberleşme Sistemleri.....	7
2.2.3. Çevresel Geri Saçılım Haberleşme Sistemleri.....	7
2.3. Kiplemeli Geri Saçılım Haberleşmenin Temelleri.....	8
2.3.1. İki Durumlu Kipleme.....	8
2.3.2. Çok Durumlu Kipleme.....	9
2.4. Geri Saçılım Haberleşmede Kipçözme.....	12
2.5. Anten Tasarımı.....	13
2.5.1. Çalışma Frekansı.....	14
2.5.2. Empedans Uyumu.....	14
2.5.3. Anten Kazancı ve Polarizasyon.....	15



2.6. Bistatik Geri Saçılım Haberleşme Ağ Mimarisi.....	15
2.7. Çevresel Geri Saçılım Haberleşme Ağ Mimarisi.....	17
3. KABLOSUZ GÜÇ AKTARIMLI GERİ SAÇILIM HABERLEŞME AĞ MODELLERİ.....	19
3.1. Bilişsel Radyo Tabanlı Geri Saçılım Haberleşme Ağı.....	19
3.2. İki Kullanıcıya Sahip Kablosuz Güç Aktarımlı Geri Saçılım Haberleşme Ağı...20	
3.3. N adet İkincil Vericiye Sahip Bilişsel Radyo Tabanlı Geri Saçılım Haberleşme Ağı .....	20
4. MEVCUT YAKLAŞIMLAR.....	21
4.1. Kablosuz Güç Aktarımlı Geri Saçılım Ağı ile İlgili Yapılmış Temel Çalışmalar.....	21
4.2. TDMA Tekniğine Dayalı Bit Hızını Arttırmaya Yönelik Yapılmış Çalışmalar.....	26
5. KABLOSUZ GÜÇ AKTARIMLI GERİ SAÇILIM HABERLEŞME AĞLARININ MODELLENMESİ.....	27
5.1. Tek İkincil Vericiye Sahip Bilişsel Radyo Tabanlı Geri Saçılım Haberleşme Ağ Modelleri.....	27
5.1.1. Üstüne kurulan ağ modeli.....	27
5.1.2. Altına kurulan ağ modeli.....	36
5.2. İki Kullanıcıya Sahip Kablosuz Güç Aktarımlı Geri Saçılım Haberleşme Ağı.....	44
5.3. N adet İkincil Vericiye Sahip Bilişsel Radyo Tabanlı Geri Saçılım Haberleşme Ağı.....	51
6. BENZETİMLER.....	55
6.1. Tek İkincil Vericiye Sahip Bilişsel Radyo Tabanlı Geri Saçılım Haberleşme Ağı için Parametre Değerleri.....	55
6.1.1. Üstüne kurulan ağ modeli için başarımlar sonuçları.....	56
6.1.2. Altına kurulan ağ modeli için başarımlar sonuçları.....	62
6.2. İki Kullanıcıya Sahip Kablosuz Güç Aktarımlı Geri Saçılım Haberleşme	

Ağı için Parametre Değerleri ve Başarım Sonuçları.....	67
6.3. N adet İkincil Vericiye Sahip Bilişsel Radyo Tabanlı Geri Saçılım Haberleşme Ağı için Parametre Değerleri ve Başarım Sonuçları.....	72
7. SONUÇ.....	76
7.1. Günlük Hayatta Uygulanabilecek Alanlar.....	76
7.2 Mevcut Problemler.....	77
8. KAYNAKLAR.....	79
EKLER.....	83
EK 1- Tezden Türetilmiş Bildiriler.....	83
EK 2- Tez Çalışması Orjinallik Raporu.....	84
ÖZGEÇMİŞ.....	85

## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. Kablosuz enerji depolama senaryoları.....	5
Şekil 2.2. Geri saçılım haberleşme sistemleri ağ mimarileri.....	6
Şekil 2.3. Geri saçılım haberleşmede iki durumlu kipleme.....	9
Şekil 2.4. Sayısal kipleme kullanan frekans kaydırmassız geri saçılım cihazı iç yapısı.....	10
Şekil 2.5. Analog kipleme kullanan frekans kaydırmassız geri saçılım cihazı iç yapısı.....	11
Şekil 2.6. Sayısal kipleme kullanan frekans kaydırmalı geri saçılım cihazı iç yapısı.....	12
Şekil 2.7. Alıcının iç yapısında bulunan analog kodçözücü devre yapısı.....	13
Şekil 2.8. Bistatik geri saçılım haberleşme ağ mimarisi.....	16
Şekil 2.9. Sinyal yayıcı iç yapısı.....	17
Şekil 2.10. Çevresel geri saçılım haberleşme ağ mimarisi.....	18
Şekil 4.1. Çevresel radyo frekans sinyalinin alıcıda oluşturduğu girişimi yok etmek için alıcıda iki anten kullanımı .....	22
Şekil 4.2. Kablosuz güç kullanan geri saçılım haberleşme ağı.....	25
Şekil 5.1. Tek ikincil vericiye sahip üstüne kurulan ağ model yapısı.....	29
Şekil 5.2. İkincil verici ve ikincil alıcının iç yapısı.....	30
Şekil 5.3. Denklem (5.14)' te verilen $R_h(\mu)$ fonksiyonunun $\mu$ 'ya göre değişimi.....	33
Şekil 5.4. Tek ikincil vericiye sahip altına kurulan ağ model yapısı.....	37
Şekil 5.5. Enerji hasadı-sonra-ilet modu için yeni zaman tahsisi.....	40
Şekil 5.6. $G(X)$ fonksiyonunun $X$ 'e göre değişimi.....	42
Şekil 5.7. İki kullanıcıya sahip kablosuz güç aktarımlı geri saçılım haberleşme ağı.....	44
Şekil 5.8. İki kullanıcılı ağ modelinde üzerinde çalışılan zaman bloğu.....	45
Şekil 5.9. $f(m)$ fonksiyonunun $m$ 'ye göre değişimi.....	50
Şekil 5.10. $N$ adet ikincil vericiye sahip bilişsel radyo ağılı geri saçılım haberleşme sistem modeli .....	52
Şekil 6.1. $\alpha$ 'nın farklı değerlerine karşılık toplam veri iletim hızının değişimi.....	56
Şekil 6.2. $\alpha$ 'nın farklı değerlerine karşılık geri saçılım modu, enerji hasadı-sonra-ilet	

modu ve iki modun birlikte yer aldığı durumdaki veri iletim hızı.....	57
Şekil 6.3. $\beta$ 'nın farklı değerlerine göre $\alpha$ 'nın değişimi .....	58
Şekil 6.4. Kanalin sessiz kalma süresi $\beta$ 'nın değişimine göre ikincil kanalın veri iletim hızı.....	59
Şekil 6.5. Geri saçılım hızı $B_b$ 'ye göre $\alpha$ değişimi.....	60
Şekil 6.6. Üstüne kurulan ağ modelinde geri saçılım hızı $B_b$ 'ye göre veri iletim hızları.....	60
Şekil 6.7. Üstüne kurulan ağ modelinde FM, TV ve WiFi sinyalleri için geri saçılım hızı $B_b$ 'ye göre $\alpha$ 'nın değişimi.....	61
Şekil 6.8. $B_b = 10$ kbps için toplam veri iletim hızı $R(\alpha, \beta)$ 'nin değişimi.....	62
Şekil 6.9. $B_b = 30$ kbps için toplam veri iletim hızı $R(\alpha, \beta)$ 'nin değişimi.....	63
Şekil 6.10. Geri saçılım hızı $B_b$ 'ye göre $\tau$ 'nun değişimi.....	64
Şekil 6.11. Altına kurulan ağ modelinde geri saçılım hızı $B_b$ 'ye göre veri iletim hızları değişimi.....	64
Şekil 6.12. Altına kurulan ağ modelinde FM, TV ve WiFi sinyalleri için geri saçılım hızı $B_b$ 'ye göre $\tau$ 'nun değişimi.....	65
Şekil 6.13. TV sinyal frekansına göre ST tarafından hasat edilen gücün değişimi.....	66
Şekil 6.14. İkincil kanalın güç eşik değerine göre $\tau$ 'nun değişimi .....	66
Şekil 6.15. Güç istasyonu verici gücüne göre toplam veri iletim hızı değişimi.....	68
Şekil 6.16. Güç istasyonu verici gücüne göre en uygun zaman değerleri değişimi.....	69
Şekil 6.17. Batarya kapasitesine göre toplam veri iletim hızı değişimi .....	70
Şekil 6.18. Batarya kapasitesine göre en uygun zaman değerleri değişimi .....	70
Şekil 6.19. Geri saçılım hızına göre toplam veri iletim hızı değişimi.....	71
Şekil 6.20. Geri saçılım hızına göre en uygun zaman değerleri değişimi .....	72
Şekil 6.21. Aynı geri saçılım hızına sahip ST kullanıcıların sayısına göre toplam veri iletim hızı değişimi.....	73
Şekil 6.22. Farklı geri saçılım hızına sahip ST kullanıcıların sayısına göre toplam veri iletim hızı değişimi.....	74

## ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 4.1. TV kulesi, FM baz istasyonu ve WiFi erişim noktasının yaymış olduğu sinyalleri kullanarak haberleşme yapan iki geri saçılım cihazının başarımlarının karşılaştırmalı olarak gösterimi. ....	23
Çizelge 4.2. Literatürde geri saçılım haberleşme ile ilgili yapılan bazı çalışmaların kullanmış oldukları kipleme tekniklerinin karşılaştırmalı olarak gösterimi. ....	24
Çizelge 6.1. Referans alınan parametreler. ....	55

## SİMGELER VE KISALTMALAR

### Kısaltmalar

TDMA	Time Division Multiple Access
GSH	Geri Saçılım Haberleşme
RFID	Radio Frequency Identification
LPWCS	Low-Power Wireless Communication Systems
ABCN	Çevresel Geri Saçılım Haberleşme
CRN	Cognitive Radio Network
WPT	Wirelessly Power Transfer
WPCN	Wirelessly-Powered Communication Network
SWIPT	Simultaneous Wireless Information and Power Transfer
RF	Radyo Frekans
ST	Secondary Transmitter
SR	Secondary Receiver
PT	Primary Transmitter
PR	Primary Receiver
PC	Primary Channel
SC	Secondary Channel
EHSİ	Enerji Hasadı-Sonra-İlet Modu
GS	Geri Saçılım

## SÖZLÜK DİZİNİ

Güç İstasyonu	Power Station
Radyo Frekans Sinyali	Radio Frequency Signal
Enerji Depolama/Hasat Etme	Energy Harvesting
Enerji Hasat Etme Süresi	Energy Harvesting Time
Alicı	Receiver
Verici	Transmitter
Veri Gönderimi	Data Transmission
Geri Saçılım Haberleşme	Backscatter Communication
Zaman Bloğu	Time Structure
Üstüne kurulan ağ	Overlay Network
Altına kurulan ağ	Underlay Network
Bilişsel Radyo Ağı	Cognitive Radio Network
Enerji Hasadı-Sonra İlet Modu	Energy Harvesting-then-Transmit Mode
Eniyileme Problemi	Optimization Problem
Çevresel Geri Saçılım	Ambient Backscatter
Kablosuz Güç Aktarımı	Wireless Power Transfer
Kipleme	Modulation
Girişim	Interference
Yansıma	Reflection
Soğurma	Absorption
Düğüm	Node
Zaman Tahsisi	Time Allocation
Yansıma Katsayısı	Reflection Coefficient
Empedans Uyumu	Impedance Matching

Enbüyülmek	Maximize
Geri Saçılım Hızı	Backscatter Rate
İçbükey	Concave
Aktif Veri İletimi	Active Data Transmission
Hizmet Niteliği	Quality of Service
Verici Gücü	Transmitter Power
En Uygun Zaman Değeri	Optimal Time Value
Amaç Fonksiyonu	Objective Function



# 1. GİRİŞ

Kablosuz Güç Aktarımlı Haberleşme, sensör ağları ve nesnelerin interneti gibi güç kısıtlı sistemleri desteklemek için bir çözüm yöntemi olarak ortaya çıkmıştır. Kablosuz güç aktarımlı bir iletişim ağında bulunan cihazlar, kendilerine tahsis edilmiş bir güç istasyonundan ya da çevrede bulunan radyo frekans sinyalinde enerji hasat edip (enerji depolama), elde ettikleri bu enerjiyi daha sonra kendi veri iletimlerinde kullanırlar. Ağdaki kullanıcının aktif olarak veri iletimini gerçekleştirebilmesi için yeteri kadar enerji depolamış olması gerekir. Bu da mevcut teknolojiye ancak kullanıcının, uzun süre enerji hasat etmesiyle mümkün olabilmektedir. Ağdaki kullanıcı, zamanın büyük bir bölümünde enerji hasat etme, geriye kalan kısmında ise aktif veri iletimi yapma işlemini gerçekleştirdiğinden, alıcıya ulaşan veri miktarında ciddi düşüş yaşanmaktadır. Sorunun üstesinden gelmek için literatürde enerji hasat etme ve veri iletim sürelerini eniyileme, radyo frekans kaynağının verici gücünü arttırma ve çok-girişli çok-çıkışlı sistemler üzerinde çalışılmıştır [1]. Ancak bu çözümler düşük maliyetli ve düşük güçlü kablosuz sensör ağları için verimli değildir. Bu noktada, kullanıcının aktif bir radyo frekans sinyali iletimi olmadan pasif haberleşmeyle veri aktarımı yapabildiği Geri Saçılım Haberleşme Sistemi önerilmiştir [2]. Geri saçılım yapabilen cihazlar, ortamdaki sinyalleri kullanarak birbirleriyle iletişim kurabilirler. Bu sistem, kablosuz güç aktarımlı haberleşme ağlarının başarımını arttırmak için ağda bulunan kullanıcılara entegre edilebilir [3]. Ardından sistemin başarımını arttırmak için geri saçılım süresi, enerji hasat etme süresi ve aktif veri iletim süresi parametrelerinin eniyi değerlerini bulmaya yönelik eniyileme problemi formüle edilip, model analiz edilir.

## 1.1. Tezin Amacı ve Yapılan Çalışmalar

Tez kapsamında, öncelikle kablosuz güç aktarımlı haberleşme sistemi üzerinde durulmuş ve geri saçılım haberleşmeyle ilgili kapsamlı bilgi verilmiştir. Daha sonra konuyla ilgili literatürde yapılmış mevcut çalışmalar incelenmiş ve benzetimlerle önerilen ağ modellerinin başarım sonuçları karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Benzetimleri yapılan ağ modelleri, sadece geri saçılım haberleşme ve sadece kablosuz güç aktarımı kullanan haberleşme sistemleriyle karşılaştırılmış ve alıcıya ulaşan toplam veri miktarı bakımında daha iyi sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir.

## 1.2. Tezin Akışı

Bölüm 2’de geri saçılım haberleşmeye genel bir bakış sunulmuştur. Geri saçılım haberleşme ağ modelleri, kullanıcı yapıları, kipleme teknikleri ve anten tasarımıyla ilgili bilgiler bu bölümde verilmiştir. Bölüm 3’te, kablosuz güç aktarımlı geri saçılım ağ modelleri detaylı açıklanmıştır. Öncelikle tek ikincil vericiye sahip altına kurulan ve üstüne kurulan bilişsel radyo tabanlı geri saçılım sistemleri ele alınmıştır. Daha sonra iki kullanıcı kablosuz güç aktarımlı haberleşme ağı izah edilmiştir. Son olarak N adet kullanıcıya sahip bilişsel radyo tabanlı geri saçılım haberleşme anlatılmıştır. Bölüm 4’te kablosuz güç aktarımlı geri saçılım haberleşme ağı ile ilgili yapılmış temel çalışmalar özetlenip TDMA tekniğine dayalı toplam bit hızını arttırmaya yönelik yapılmış çalışmalar hakkında bilgi verilmiştir. Bölüm 5’te, Bölüm 4’teki izah edilen ağlar ayrıntılı bir şekilde ele alınmıştır. Haberleşme ağlarının mimarisi verilip ağdaki kullanıcıların geri saçılım, enerji depolama ve iletim süreleri bulunmuş, batarya kapasitesi ve geri saçılım hızının birim zamanda iletilen toplam veri miktarına etkisi incelenmiştir. Bölüm 6’da ele alınan kablosuz güç aktarımlı haberleşme ağlarının bilgisayar ortamında benzetimleri yapılarak literatürde sadece geri saçılım yapan ve sadece enerji hasat edip aktif veri iletimi yapan kullanıcıların oluşturduğu ağ modelleri ile karşılaştırılmıştır. Benzetim sonuçlarına göre, incelenen sistem modelleri veri iletim sayısı bakımından daha iyi sonuçlar vermiştir. Son olarak Bölüm 7’de, yapılan çalışmalardan çıkan sonuçlar özetlenmiş olup kablosuz güç aktarımlı geri saçılım haberleşme ağlarının gerçek hayatta uygulanabilecek alanlarından bahsedilmiş ve halen çözülmeyi bekleyen sorunlara değinilmiştir.

## 2. GERİ SAÇILIM HABERLEŞMEYE GENEL BAKIŞ

*Geri Saçılım Haberleşme (GSH)*, ilk kez 1948 yılında Harry Stockman tarafından ortaya atıldı ve geliştirildi [3]. Bu haberleşme yönteminde kullanıcı, sinyal yayıcıdan kendisine gelen sinyali kiplenmekte, sonra da alıcıya göndermektedir. Gönderim sürecinde kullanıcı, kendisine gelen sinyali, veri iletimini gerçekleştirmek için kullandığından iç devre yapısında belli miktarda güç tüketen radyo frekans sinyal üretici bulundurmamaktadır. Geri saçılım haberleşme sistemindeki alıcı ve vericiler, önemli miktarda enerji harcayan yükselteç gibi elektronik bileşenlere de sahip değildir. Bu tür haberleşme, Radyo Frekanslı Tanılama (Radio Frequency Identification, RFID), Düşük Güçlü Kablosuz Haberleşme Sistemleri (Low-Power Wireless Communication Systems, LPWCS), sensör ağları ve medikal ölçüm gibi pek çok alanda kullanılmaktadır [4, 5, 6].

Geri saçılım haberleşme, bazı kısıtlardan dolayı kablosuz haberleşme sistemlerinde geniş bir uygulama alanı bulamamaktadır. Bu kısıtlardan birincisi, geri saçılım yapan vericinin radyo frekans kaynağının yakınına konumlandırılmasıdır ki bu da ağdaki kullanıcıların geniş bir alanda kullanımını ve haberleşme yapabilecekleri kapsama alanını sınırlandırmaktadır. İkincisi, geri saçılım haberleşme sistemlerinde radyo frekans sinyali üretme ve geri saçılım yapan vericiden yansıyan sinyali alma aynı cihaz tarafından gerçekleştirilmektedir. Bu durum RFID sistemlerinde kullanılmakta olup bahsedilen işlem okuyucu tarafından yerine getirilmektedir. Alıcı ve verici antenlerinin aynı cihazda bulunmaları sinyal çakışmalarına da sebep olmaktadır. Netice itibariyle haberleşme başarımında düşüş olabilmektedir. Üçüncüsü, geri saçılım haberleşme pasif olarak gerçekleşmektedir. Geri saçılım yapan verici sadece alıcının kendisini uyarması sonucunda verisini gönderebilmektedir. Yukarıda ifade edilen başlıca sebeplerden ötürü geri saçılım haberleşme sınırlı uygulama alanlarında kullanılmaktadır.

Yakın zamanda, geri saçılım haberleşme sistemlerindeki kısıtlamaların üstesinden gelebilecek yeni bir haberleşme ağ sistemi önerilmiştir. İç devre yapılarında herhangi bir radyo frekans kaynağı bulunmayıp sadece çevrede bulunan mevcut sinyallerden faydalanan kullanıcıların oluşturdukları ağ, *Çevresel Geri Saçılım Haberleşme Ağı (Ambient Backscatter Communication Network, ABCN)* olarak tanımlanır [3]. ABCN modelinde geri saçılım yapan verici, geleneksel haberleşmedeki gibi alıcı tarafından gönderilen radyo frekans sinyali ile uyarılmamaktadır. Ağdaki kullanıcılar, çevrede bulunan TV, FM, WiFi ve hücre baz

istasyonu gibi radyo frekans kaynaklarının yaymış oldukları sinyallerden enerji hasat edip, daha sonra depolanan bu enerjiyi kullanarak haberleşme yapabilirler. Ağın kullanım alanına göre kullanıcıların iç devre yapılarında kendilerine güç sağlayan bir batarya olabildiği gibi bataryasız da çalışabilirler. Ayrıca geri saçılım yapan kullanıcı, ortamda hazır bulunan sinyale kendi bilgisini ekleyip geri saçtığı için kullanıcılara herhangi bir frekans bandı tahsis edilmesi gerekmemektedir.

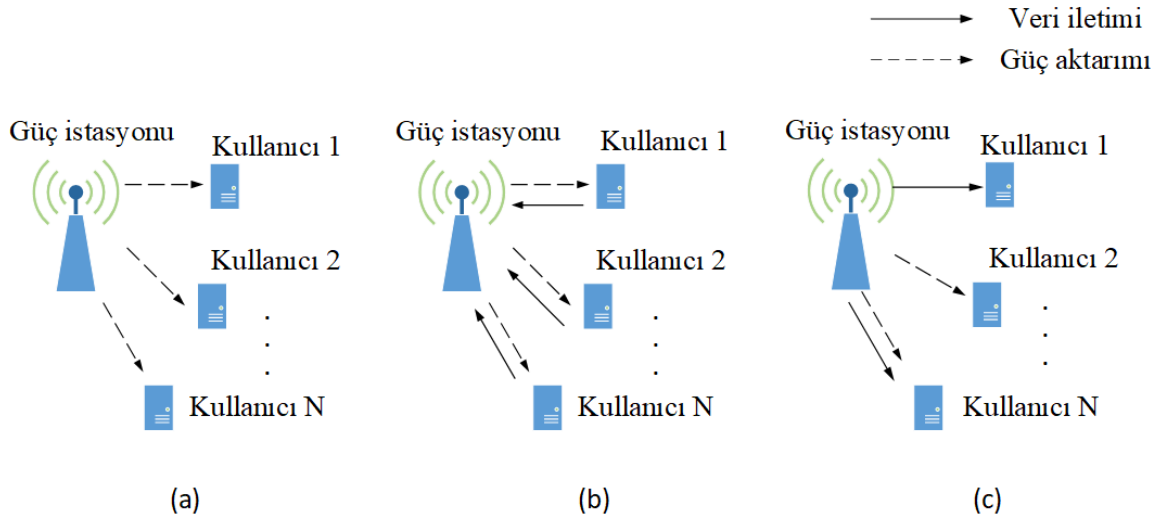
Çevresel geri saçılım haberleşme, Nesnelerin İnterneti (Internet-of-Things) gibi gelecek nesil haberleşme sistemlerinde önemli bir potansiyel olarak görülse de uygulama sahasında bazı problemler görülmektedir. Ağ başarımı veri iletim verimliliğine, TV ve WiFi gibi sinyal türüne, radyo frekans kaynağının konumuna ve açık-kapalı alan özelliklerine bağlıdır. Çevredeki sinyaller zamanla değişkenlik gösterdiği için bunlardan faydalanmayı enbüyültecek geri saçılım yapabilen cihazların tasarımı bir başka zorluktur. Bütün bunlara ek olarak çevresel geri saçılım haberleşme protokolü, çevredeki lisanslı radyo frekans kaynaklarından faydalanırken lisanslı kullanıcıların yapmış oldukları veri iletimlerine girişim yapmamayı garantilemelidir. Bu problemlerin çözümüne yönelik literatürde çalışmalar devam etmektedir.

## **2.1. Haberleşme Ağlarında Enerji Depolama**

Kablosuz cihazların kendi işlemlerini gerçekleştirmek için radyo frekans sinyallerinden hasat ettikleri enerjiyi kullanmaları, enerji depolamanın kablosuz haberleşme ağlarına sağlamış olduğu önemli bir katkıdır. Özellikle geri saçılım haberleşme sisteminde kullanıcı tarafından depolanan enerji, sinyalin alıcıya doğru saçılması sırasında kullanıcı iç devre yapısında harcanmaktadır. Literatürde enerji depolama tekniği, Kablosuz Güç Aktarımı (Wireless Power Transfer, WPT), Kablosuz Güç Kullanan Haberleşme Ağları (Wireless-Powered Communication Network, WPCN) ve Eşzamanlı Kablosuz Bilgi ve Güç Aktarımı (Simultaneous Wireless Information and Power Transfer, SWIPT) olmak üzere üç ana senaryodan oluşmaktadır. Bu senaryolar Şekil 2.1’de gösterilmiştir.

Şekil 2.1.(a)’da gösterilen WPT senaryosunda güç istasyonu, kullanıcılara sadece enerji aktarımı yapmaktadır. Kullanıcılar ise kendilerine gelen bu enerji ile bataryalarını doldururlar. Bu teknik, elektrikli araçlar, vücudun içerisine cihaz yerleştirilmesi gereken tıbbi uygulama alanlarında kullanılmaktadır. Şekil 2.1.(b) ile gösterilen WPCN’de kullanıcılar, güç istasyonundan kendilerine gelen enerjiyi depolayıp daha sonra depoladıkları enerjiyi veri iletiminde

kullanırlar. Güç istasyonu, kullanıcılara hem güç aktarımı yapmakta hem de kullanıcılardan gönderilen veriyi alma görevini üstlenmektedir. Enerji depolama tekniğinde karma model olarak bilinen SWIPT senaryosu, Şekil 2.1.(c)'de gösterilmiştir. Güç istasyonu tarafından kullanıcılara eşzamanlı olarak hem enerji aktarımı hem de veri iletimi yapılmasından dolayı bu modele karma model denilmektedir. Ağdaki kullanıcılar güç istasyonundan gönderilen enerjiyi, enerji depolama devresi ile saklamakta; kendilerine gönderilen veriyi ise iç yapılarında bulunan sembol çözücü devresi ile tekrar elde etmektedirler. Kullanıcı bu iki devre arasında anahtarlama yaparak, enerji mi depolayacağını yoksa güç istasyonundan gönderilen bilgiyi mi çözümleyeceğini belirleyebilmektedir. Böylece kullanıcı enerji-veri iletiminde yüksek verimliliğe ulaşabilmektedir.

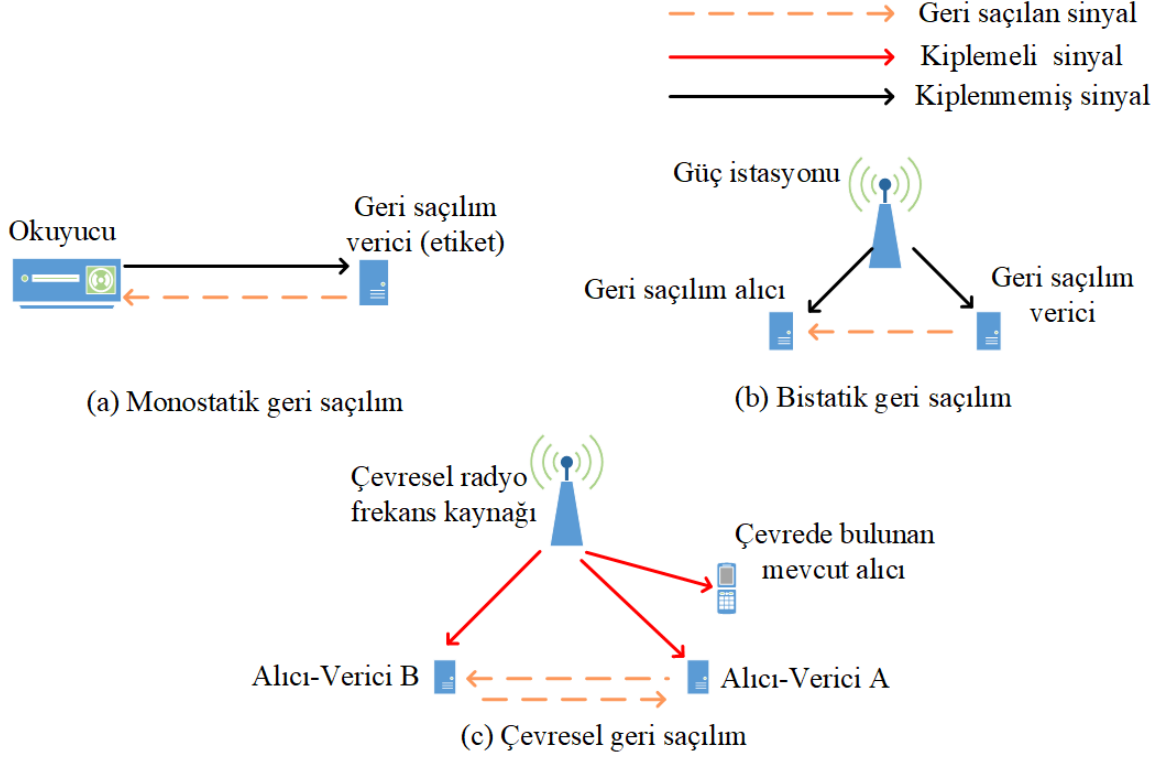


Şekil 2.1. Kablosuz enerji depolama senaryoları [3]: a) Kablosuz güç aktarımı, b) Kablosuz güç kullanan haberleşme ağları, c) Eşzamanlı kablosuz bilgi ve güç aktarımı.

Enerji depolama tekniği, yukarıda bahsedilen avantajlara sahip olmasına rağmen bazı kısıtlara tabiidir. Örneğin, WPCN ağ modelinde kullanıcı, verisini güç istasyonuna gönderebilmesi için radyo frekans sinyalinden yeteri kadar enerji depolama yapması gerekmektedir. Ağdaki sistemin çalışma zaman bloğunda kullanıcının kendisine ayrılan sürenin çoğunda enerji depolaması gerekebilir. Bu durumda veri iletimi için kullanıcının az süresi kalır. Süre azaldığı için alıcıya gönderilen bit sayısı azalır ve sonuç olarak sistemin başarımı düşer. Daha önemlisi, kullanıcılara enerji aktarımı yapan ve kullanıldığı senaryoya göre alıcı olma görevini üstlenen güç istasyonları, ağa özel tahsis edildikleri için haberleşme ağının maliyetini arttırmakta olup özellikle düşük maliyetli kablosuz haberleşme için pek uygun görülmemektedir.

## 2.2. Geri Saçılım Haberleşme Sistemleri

Geri saçılım haberleşme sistemleri mimarilerine göre Şekil 2.2’de gösterildiği gibi monostatik, bistatik ve çevresel geri saçılım haberleşme sistemleri olmak üzere üç ana grupta sınıflandırılabilir.



Şekil 2.2. Geri saçılım haberleşme sistemleri ağ mimarileri [3].

### 2.2.1. Monostatik Geri Saçılım Haberleşme Sistemleri

Monostatik geri saçılım haberleşmeye verilebilecek en güzel örnek RFID sistemleridir. Şekil 2.2.(a)'da gösterildiği gibi bu sistemlerin iki ana bileşeni vardır. Birinci bileşen geri saçılım yapan verici, RFID etiket gibi, ikincisi ise okuyucudur. Okuyucu hem radyo frekans sinyali üretip kiplenmemiş halde etikete göndermekte hem de etiketten geri saçılan sinyali almaktadır. RFID etiketi, kendisine gönderilen radyo frekans sinyalinden sonra aktif olup, gelen sinyali kiplenerek tekrar okuyucuya göndermektedir. Radyo frekans sinyali gönderme ve geri saçılan sinyali alma okuyucu tarafından gerçekleştirildiğinden sinyallerin birbirlerine girişimi sistemin başarımını etkilemektedir. Okuyucudan etikete ya da etiketten okuyucuya gönderilen sinyalde serbest uzay yol kaybından dolayı bir takım zayıflamalar görüleceğinden geri saçılım yapan etiket, okuyucudan uzak bir yere konumlandırılırsa sinyalde çevredeki girişimlerin etkisiyle bozulmalar daha fazla görülür ve sinyalin gücünde ciddi bir azalma

meydana gelir. Bu yüzden monostatik geri saçılım haberleşme sistemleri daha çok yakın mesafeli RFID uygulamalarında kullanılmaktadır.

### **2.2.2. Bistatik Geri Saçılım Haberleşme Sistemleri**

Şekil 2.2.(b)'de gösterilen bu sistemde, monostatik geri saçılım haberleşme sistemlerinden farklı olarak radyo frekans sinyali üretme ve vericiden saçılan sinyali alma farklı cihazlar tarafından yapılmaktadır. Verici, güç istasyonu tarafından gönderilen sinyali kullanarak enerji depolayıp alıcıya doğru sinyalini saçmaktadır. Alıcıya ulaşan sinyal ise verici tarafından saçılan ve güç istasyonu tarafından gönderilen sinyalin toplamıdır. Alıcı, verici ve güç istasyonunun ağda serbestçe hareket edebilme durumlarından dolayı kullanıcıların, en uygun noktaların belirlenerek buralara yerleştirilmesi bistatik geri saçılım haberleşme sistemlerinin başarımlarını arttırabilir. Güç istasyonunun büyük hacimli olması ve ağa özel tahsis edilip yerleştirilmesi sistemin maliyetini yukarılara çekmesine rağmen, bistatik geri saçılım haberleşme sistemlerindeki alıcı ve güç istasyonu, monostatik sistemdekine göre daha basit tasarıma sahiptir.

### **2.2.3. Çevresel Geri Saçılım Haberleşme Sistemleri**

Şekil 2.2.(c)'de verilen sistemde radyo frekans sinyali yayan istasyon, bistatik geri saçılım haberleşme sistemindeki gibi alıcıdan ayrı konumlandırılmıştır. Ancak bu sistemlerde ağa özel tahsis edilmiş bir radyo frekans kaynağı yoktur. Sinyal yayıcı, bir güç istasyonu değil, hali hazırda çevrede bulunan TV kulesi, hücre baz istasyonu ya da WiFi sinyali olabilir. Bu kaynakların kendi kullanıcılarına gönderdiği sinyal, geri saçılım yapan vericinin saçtığı sinyal ile bozulabilir. Bu yüzden verici, kaynağın kendi kullanıcılarına girişim oluşturmayacak bir uzaklıkta olmalıdır.

Çevresel geri saçılım haberleşme, diğer geri saçılım haberleşme sistemlerinden iki temel konuda üstündür. Birincisi, çevrede hazır bulunan radyo frekans sinyali kullanıldığından ağa özel tahsis edilmiş bir güç istasyonu kullanmanın getirdiği maliyet ortadan kalkmaktadır. İkincisi, mevcut frekans bantları kullanıldığı için yapılacak haberleşmeye yeni bir frekans bandı tahsis edilmesine gerek yoktur. Üstünlükleri olmasına karşın sistemin bazı olumsuz tarafları da mevcuttur. Çevrede bulunan kiplenmeli sinyal dinamik, kestirilemez ve sürekli değişim halindedir. Ağdaki alıcılara da sinyal yayıcıdan sürekli girişim olmaktadır. Alıcıda oluşan girişim de sistemin başarımlarını önemli ölçüde düşürmektedir. Diğer geri saçılım haberleşme senaryolarında güç istasyonundan yayılan sinyaller kiplenmesiz olduğundan alıcı,

kendisine saçılan sinyalden verisini kolay bir şekilde tekrar elde ederken, çevresel geri saçılım haberleşmede çevrede bulunan sinyaller kiplenmeli olup, alıcının geri saçılan sinyali yakalaması zorlaşmaktadır. Netice itibariyle alıcının tasarımı daha karmaşık hale gelmektedir. Ayrıca çevredeki radyo frekans sinyallerini yayan istasyonların verici gücü, konumları ve tasarımları kontrol edilemez, denetlenemez olduklarından haberleşme ağında istenen başarıya ulaşabilmek için daha karmaşık tasarımlar oluşturmak gereklidir.

### 2.3. Kiplenmeli Geri Saçılım Haberleşmenin Temelleri

Geri saçılım haberleşme sistemleri, ağ mimarileri farklı olsa da aynı temeller üzerinden işlevlerini yürütmektedirler. Ağdaki geri saçılım yapan kullanıcı, antenine bağlı yük empedansını değiştirip verisini yüklemekte ve anten empedans uyumsuzluğunu kullanarak kendisine gelen radyo frekans sinyalini kipleyip alıcıya yansıtmaktadır. Yansıyan sinyalin miktarını ve üzerindeki kiplenmeyi belirleyen anten yansıma katsayısı aşağıdaki gibi verilir [3]:

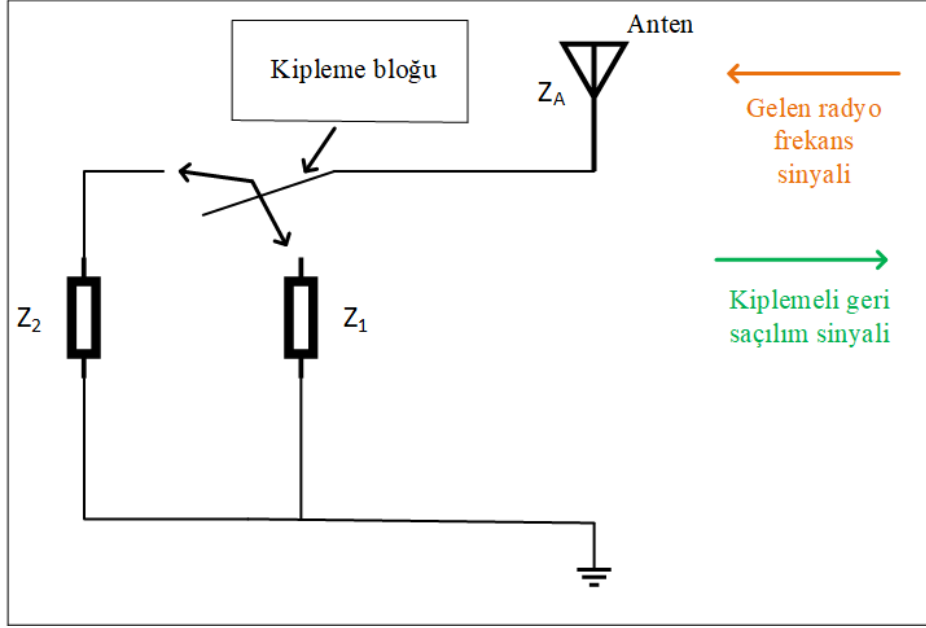
$$\Gamma_T = \frac{Z_Y - Z_A^*}{Z_Y + Z_A^*} = |\Gamma_T| e^{j\theta_T} \quad (2.1)$$

Denklem (2.1)'de anten empedansı  $Z_A = |Z_A| e^{j\theta_A}$ , kompleks eşlenik operatörü  $*$  ve yük empedansı  $Z_Y = |Z_Y| e^{j\theta_Y}$  ile ifade edilir.

#### 2.3.1. İki Durumlu Kiplenme

Şekil 2.3'te iki durumlu kiplenme gösterilmektedir.  $Z_1$  ve  $Z_2$  olan iki yük arasında anahtarlama yapılarak yansıma katsayısı değiştirilir. Genelde bu durumların sayısı 2'den fazla olsa da, geri saçılım haberleşme sistemlerinde basitlik olması açısından bu kiplenme kullanılır. Yük empedansının değişimi sonucunda soğurma ve yansıtma olmak üzere iki farklı durum ortaya çıkmaktadır. Empedans uyumunun olduğu durumda radyo frekans sinyali soğurulur ve bu durum bit 0 ile temsil edilir. Bunun tersi olan empedans uyumsuzluğunda radyo frekans sinyali alıcıya doğru yansıtılır. Bu durum da bit 1 ile ifade edilir. İki durum arasında görülen bu değişim *yük kiplenmesi* olarak adlandırılır.





Şekil 2.3. Geri saçılım haberleşmede iki durumlu kipleme [4].

### 2.3.2. Çok Durumlu Kipleme

Denklem (2.1)'de ifade edildiği gibi yansıma katsayısının genliği ve fazı bulunmaktadır. Dolayısıyla farklı yük empedansları kullanılarak genlikleri ve fazı farklı olan bir yansıma katsayısı kümesi elde edilebilir. Bu işlemi cihaz, antenine bağlı RF anahtar devresi ile gerçekleştirmektedir. RF anahtar devresi, farklı empedans değerlerine sahip yüklerin antene bağlanmasını gerçekleştirmektedir. RF anahtar devresini kontrol etmek için Düşük Güçlü Mikrodenetleyici (MCU) ya da Kullanıcı Programlamalı Kapı Dizisi (FPGA) kullanılır. Böylece kullanıcı, saçtığı sinyal üzerinde farklı kipleme türleri uygulayabilir. Antene gelen sinyal

$$S_g(t) = A_g e^{j(2\pi f_g t + \theta_g)} \quad (2.2)$$

ile ifade edilirse, antenden yansıyan sinyal  $S_y(t)$ , yansıma katsayısı ile gelen sinyalin çarpımı olarak elde edilir [3]:

$$S_y(t) = \Gamma_T \cdot S_g(t) = |\Gamma_T| A_g e^{j(2\pi f_g t + \theta_g + \theta_T)} \quad (2.3)$$

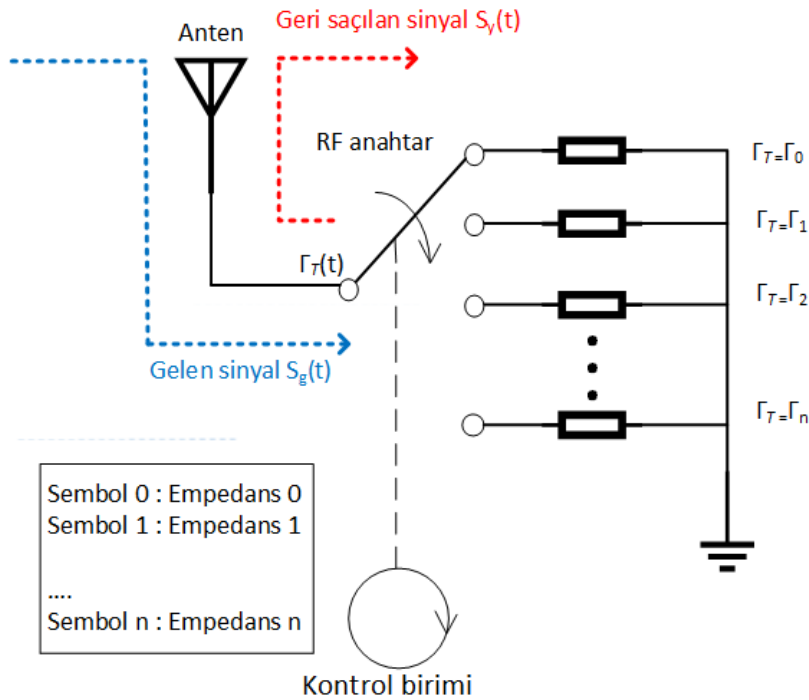
Yansıyan sinyal  $S_y(t)$ , yansıma katsayısı ayarlanarak kontrol edilebilmektedir. Yansıyan sinyali kiplemek için yük empedansı  $Z_Y$  değiştirilir.  $Z_Y$  değişirse yansıma katsayısı  $\Gamma_T$  değişir. Sonuç olarak  $S_y(t)$  değişir. Denklem (2.3)'ten görüldüğü gibi yansıma katsayısı, yansıyan sinyalin fazında  $\theta_T$  kadar bir kayma, genliğinde ise  $|\Gamma_T|$  kadar zayıflatma meydana

getirir. Geri saçılım cihazı sayısal kipleme kullandığında sembolleri, frekans, genlik ve faz bakımından değişkenlik gösteren farklı  $S_y(t)$  dalga formlarına eşler. Analog kiplemde ise  $S_y(t)$  sürekli değişir. Analog devrenin girişine uygulanan sinyal ile yansıma katsayısının genliği, fazı veya frekansı değiştirilebilir. Geri saçılım haberleşme cihazında kullanılan analog devrenin Gerilim Kontrollü Salıncı (VCO) olduğunu farzedelim. Girişine uygulanan gerilim ile devrenin çıkış frekansı kontrol edilerek  $\Gamma_T(t)$ 'nin frekansı değiştirilebilir. Böylece frekans kiplemeli  $S_y(t)$  sinyali oluşur. Eğer yansıma katsayısının genliği değiştirilirse genlik kiplemesi, fazı değiştirilirse faz kiplemesi elde edilir. Yansıyan sinyalin genliği ve fazı

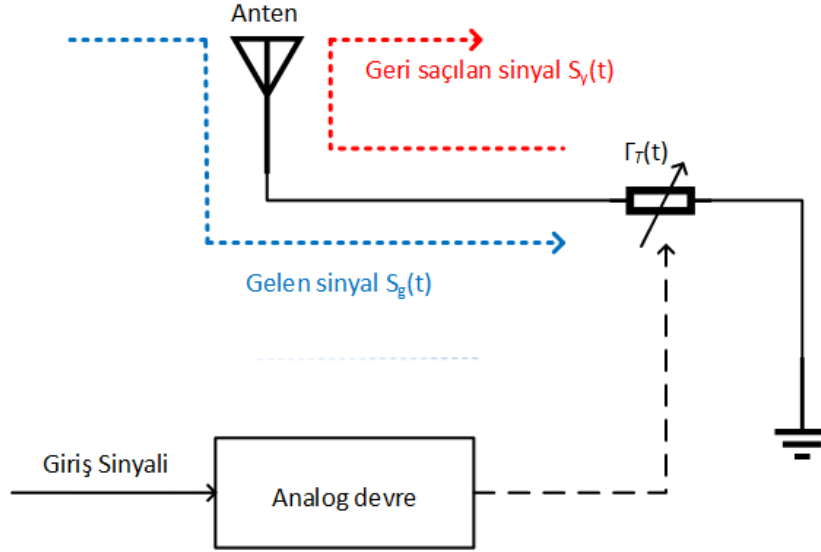
$$A_y = |\Gamma_T| \cdot A_g$$

$$\theta_y = \theta_g + \theta_T \quad (2.4)$$

ile verilir. Şekil 2.4'te  $n$  tane farklı yük empedansı kullanılarak sayısal kipleme gerçekleştirilmektedir. Sembol 0 gönderildiğinde  $\Gamma_0$ , sembol 1 gönderildiğinde  $\Gamma_1$ , yük empedansı olarak ayarlanmaktadır. Burada  $\Gamma_0$  ve  $\Gamma_1$ ,  $\Gamma_T(t)$ 'nin ayrık değerleridir. Şekil 2.5'te harici bir devre kullanılarak yansıyan sinyale analog kipleme uygulanmaktadır. Bu devre, girişine gelen sinyalin değerine göre (gerilim gibi), çıkışında bağlı bulunan ayarlanabilir empedansa müdahale ederek yansıma katsayısını değiştirir. Bunu yaparak geri saçılım cihazı genlik kiplemesi, faz kiplemesi ve bunların kombinasyonlarını yapabilmektedir.



Şekil 2.4. Sayısal kipleme kullanan frekans kaydırmaz geri saçılım cihazı iç yapısı [4].



Şekil 2.5. Analog kiplleme kullanan frekans kaydırmalı geri saçılım cihazı iç yapısı [4].

Geri saçılım cihazları, yansıyan sinyalin frekansını değiştirebilme özelliğine göre tasarımlarında farklılıklar göstermektedir. Analog kiplleme kullanarak frekans kaydırmalı geri saçılım yapan cihazın iç yapısına, karmaşık devre yapısı ve çalışma kapsamı dışı olması sebebiyetiyle burada değinilmemiştir. Ayrıntılı bilgi için çalışma [4, 7]'ye bakılabilir. Sayısal kiplleme kullanılarak yansıyan sinyalin frekansını değiştirme durumunda ise yansıma katsayısı  $\Gamma_T(t)$ 'nin değişimi sinüs dalgasına yakınsıyarak aşağıdaki gibi ifade edilir:

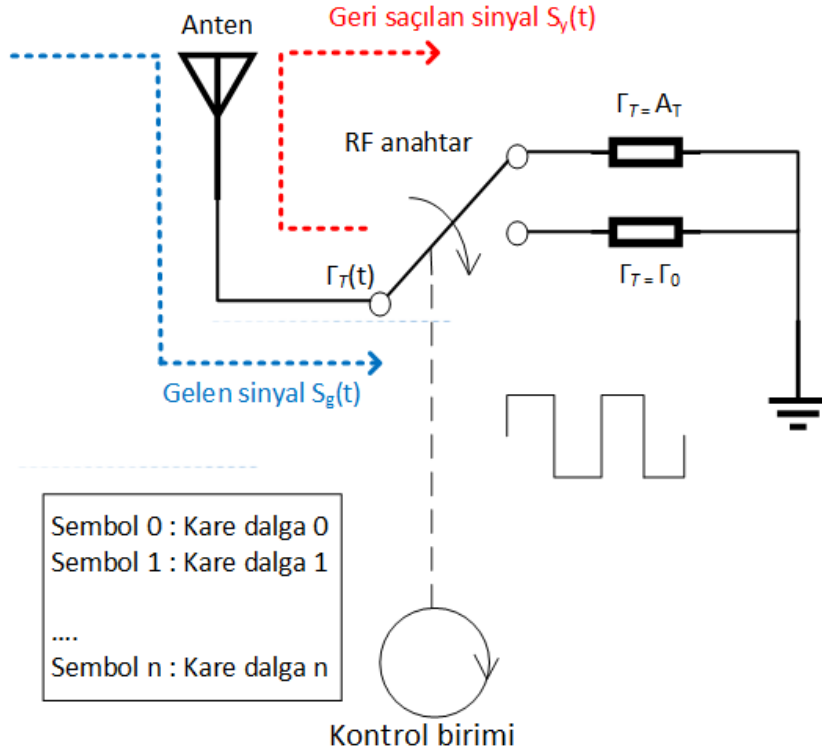
$$\Gamma_T(t) = |\Gamma_T| e^{j(2\pi f_T t + \phi_T)} \quad (2.5)$$

Geri saçılım cihazından yansıyan sinyal ise aşağıdaki eşitlikle verilir:

$$S_y(t) = \Gamma_T(t) \cdot S_g(t) = |\Gamma_T| A_g e^{j(2\pi(f_g + f_T)t + (\theta_g + \phi_T))} \quad (2.6)$$

Denklem (2.6)'dan görüldüğü gibi yansıyan sinyalin frekansı antene gelen sinyalin frekansından  $f_T$ , fazı  $\phi_T$  kadar kaymış, genliği ise  $|\Gamma_T|$  terimiyle azalmıştır.

Şekil 2.6'da frekans kaydırmalı sayısal kiplleme kullanan geri saçılım cihazı iç yapısı gösterilmektedir. Frekans kaydırmalı geri saçılımı gerçekleştirmek için zamanla değişen bir yansıma katsayısına ihtiyaç vardır. RF anahtar, iki farklı yük empedansını antene bağlar. Kontrol birimi, RF anahtarını  $\Gamma_T$  ve  $\Gamma_0$  arasında değiştirerek  $f_T$  frekansında ve  $\phi_T$  fazında bir kare dalga meydana getirir.



Şekil 2.6. Sayısal kipleme kullanan frekans kaydırmalı geri saçılım cihazı iç yapısı [4].

## 2.4. Geri Saçılım Haberleşmede Kipçözme

Alıcıya gelen sinyalden asıl verinin tekrar elde edilmesi, kipçözme olarak adlandırılır. Geri saçılım yapan kullanıcıdan gelen kiplemeli sinyali çözümlemenin iki farklı yolu vardır. Birincisi, Analog-Sayısal Çevirici (Analog-to-Digital Converter, ADC) kullanmak; ikincisi, basit bir analog devresinden faydalanmaktır. ADC’de alıcı öncelikle kendisine gelen sinyali örneklemeaktadır. Alıcıda örneklenen sinyal Denklem (2.7)’deki gibi verilir:

$$y[n] = x[n] + \alpha B x[n] + w[n] \quad (2.7)$$

Denklem (2.7)’de, alınan sinyalin örneklenmiş hali  $x[n]$ , gürültü  $w[n]$ , gelen sinyalin zayıflama katsayısı  $\alpha$ , geri saçılım yapan kullanıcı tarafından iletilen bit  $B$  dir. Elde edilen  $N$  tane örneğin ortalama gücü, aşağıdaki gibi hesaplanır:

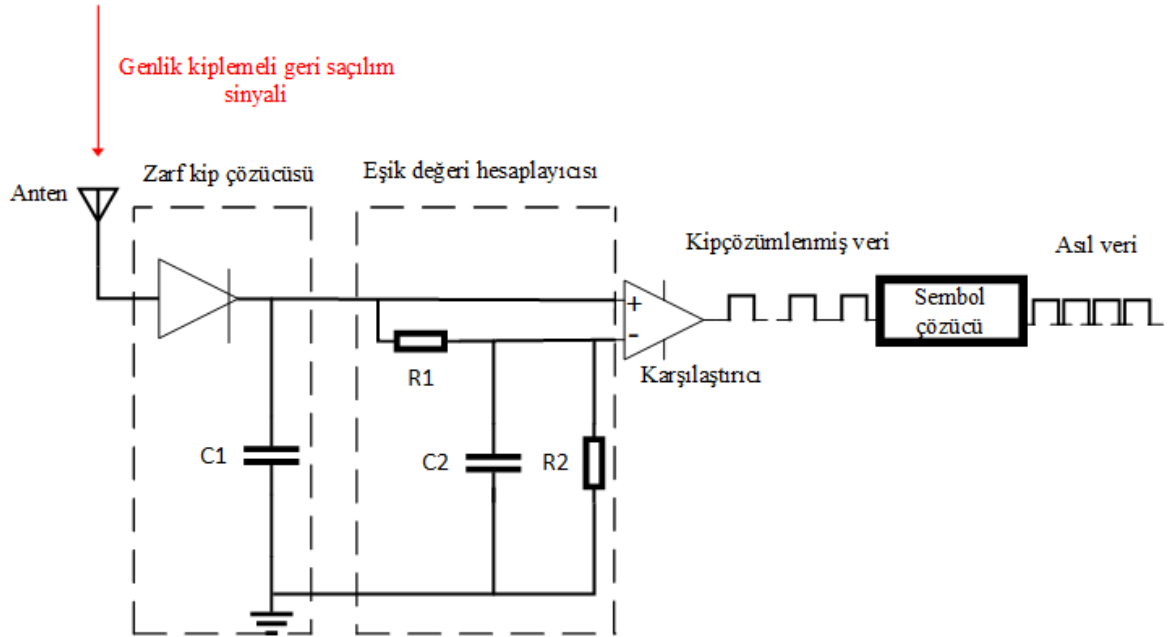
$$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y[n]|^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |x[n] + \alpha B x[n] + w[n]|^2 \quad (2.8)$$

Burada  $B$ , soğurulma durumunda 0, yansıma durumunda 1 değerini alır. Alınan sinyalin örneklenmiş hali olan  $x[n]$ , gürültü  $w[n]$  ile ilintisiz kabul edilirse Denklem (2.8), aşağıdaki hale dönüşür:

$$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y[n]|^2 = \frac{|1 + \alpha B|^2}{N} \sum_{n=1}^N |x[n]|^2 + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N w[n]^2 \quad (2.9)$$

Alıcıya gelen sinyalin ortalama gücü  $P$  olmak üzere,  $P = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |x[n]|^2$  dir. Gürültü ihmal edilirse alıcıdaki ortalama güç, geri saçılım yapan verici sinyali yansıttığında ( $B = 1$  durumu)  $|1 + \alpha|^2 P$ , soğurduğunda ( $B = 0$  durumu)  $P$  olur. Böylece alıcı kendisine gelen sinyalin ortalama gücünü bir eşik değeri ile karşılaştırarak orjinal veriyi elde edebilir.

Analog-sayısal çevirici ciddi miktarda güç tükettiğinden, düşük güçle kablosuz haberleşme yapan ağlarda kullanımı pek uygun değildir. Bu yüzden gönderilen verinin çözümlenebilmesi için Şekil 2.7’de gösterilen analog devre tasarlanmıştır [2]. Anten ile alınan genlik kiplemeli geri saçılım sinyali, diyot ve kapasitörden oluşan zarf kip çözücü devresinden geçirilir. Farklı gerilim seviyelerine sahip iki sinyale sahip olduğumuzu düşünürsek ( $V_0$  ve  $V_1$ ,  $V_1 > V_0$ , burada  $V_0$  ve  $V_1$  sırasıyla 0 ve 1 biti için güç seviyelerine karşılık gelmektedir), alıcıya gelen bu iki sinyalin aritmetik ortalaması ( $\frac{V_0+V_1}{2}$ ), eşik değeri hesaplayıcısı ile hesaplanır ve referans değeri olarak atanır. Devrede bulunan karşılaştırıcı, herhangi bir anda antenden alınan sinyalin gücünü referans değeriyle karşılaştırır. Eğer sinyalin gücü, referans değerinden büyük olursa sinyal  $V_1$ ’e, küçük olursa  $V_0$ ’a karşılık gelir ve neticesinde karşılaştırıcı çıkışında 0 ve 1 bitleri üretilir.



Şekil 2.7. Alıcının iç yapısında bulunan analog kodçözücü devre yapısı [2].

## 2.5. Anten Tasarımı

Geri saçılım haberleşmede sinyali iletmek ve almak için kullanılan anten, haberleşmenin başarımını önemli ölçüde etkilemektedir. Geri saçılım haberleşme yapan verici ile radyo

frekans kaynağı (RFID sistemlerinde okuyucu, bistatik geri saçılım sistemlerde güç istasyonu, çevresel geri saçılım haberleşmede çevresel radyo frekans kaynağı) arasındaki maksimum mesafe Friis denkleminde [8]:

$$r = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_V G_V G_A p \tau}{P_{\min}}} \quad (2.10)$$

şeklinde elde edilir. Burada dalga boyu  $\lambda$ , radyo frekans kaynağı tarafından iletilen güç  $P_V$ , alıcı ve verici antenlerinin kazançları sırasıyla  $G_A$  ve  $G_V$ , alıcı tarafından temin edilmesi gereken asgari güç  $P_{\min}$ , polarizasyon kayıp faktörü  $p$ , vericinin anten ve yük empedansına bağlı güç iletim katsayısı  $\tau$  olarak gösterilmektedir.

### 2.5.1. Çalışma Frekansı

Antenin çalışma frekansı, iletişim protokollerine ve uygulama alanlarına göre çeşitlilik gösterebilir. Örneğin RFID sistemleri, LF bandı 125 kHz - 134.2 kHz; HF bandı 13.56 MHz - 860 MHz; UHF bandı 860 MHz - 960 MHz ve SHF bandı 2.4 GHz - 2.5 GHz ile 5.725 GHz - 5.875 GHz aralığında çalışmaktadır.

GSH ile ilgili literatürde yapılan bazı çalışmalar, SHF bandında çalışmanın bazı faydaları olabileceğini göstermiştir [3]. Çevrede bu bant aralığında çalışan fazla sayıda Bluetooth ve WiFi cihazları olduğu için mevcut sinyallerden faydalanıp geniş bir alanda düşük güçle haberleşme yapılabilir. Ayrıca sinyalin frekansı artınca dalga boyunun azalması, anten boyutlarının küçülmesine sebep olur. Anten küçüldüğü için alıcı-verici boyutları da küçülür. Bu durum, alıcı-verici cihazların herhangi bir nesneye gömülü bir şekilde bulunabilmesine olanak sağlar.

### 2.5.2. Empedans Uyumu

Anten, empedans uyumlu olduğu zaman kendisine gelen radyo frekans sinyalinin tamamına yakınına soğurur. Empedans uyumsuz olduğu takdirde sinyali yansıtır. İki durum sırasıyla soğurma ve yansıtma olarak adlandırılır. Bu yüzden anten tasarımında yük ve anten empedanslarının uygun değerlerini bulmak önemlidir. Denklem (2.11)'de yük ve anten empedansları gösterilmiştir:

$$\begin{aligned} Z_Y &= R_Y + jX_Y \\ Z_A &= R_A + jX_A \end{aligned} \quad (2.11)$$

$R_Y$  ve  $R_A$  sırasıyla yük ve anten direnci,  $X_Y$  ve  $X_A$  ise yük ve anten reaktansdır.  $Z_Y$ , yük tarafından alınan gücün ve çalışma frekansının bir fonksiyonudur. Yük tarafından alınan güç  $P_Y$ , anten tarafından alınan güç  $P_A$ , güç iletim verimliliği katsayısı  $\tau$  ile gösterilirse  $P_Y = P_A \tau$  eşitliği yazılabilir. Burada  $\tau$ ,

$$\tau = \frac{4R_Y R_A}{|Z_Y + Z_A|^2} \quad (2.12)$$

ile verilir [9, 10]. Eğer  $\tau$ , 1'e yaklaşırsa geri saçılım yapan vericinin anteni ile yükü birbirleriyle empedans uyumlu olmaya başlar ve  $\tau = 1$  için tam empedans uyumludur denir. Denklem (2.1)'den anten empedansı,  $Z_A = Z_Y^*$  olarak bulunur.

### 2.5.3. Anten Kazancı ve Polarizasyon

Anten kazancının yüksek olması daha geniş bir alanda veri iletimine olanak sağlar. Anten tasarımında, haberleşme yapılacak uzaklığın yaklaşık olarak belirlenip kazancın hesaplanması önemlidir. Yüksek kazançta sahip antenler daha maliyetli ve boyutları düşük kazançlı antenlere göre daha büyük olduğundan, özellikle monostatik ve bistatik geri saçılım haberleşme uygulamaları için pek uygun değildir.

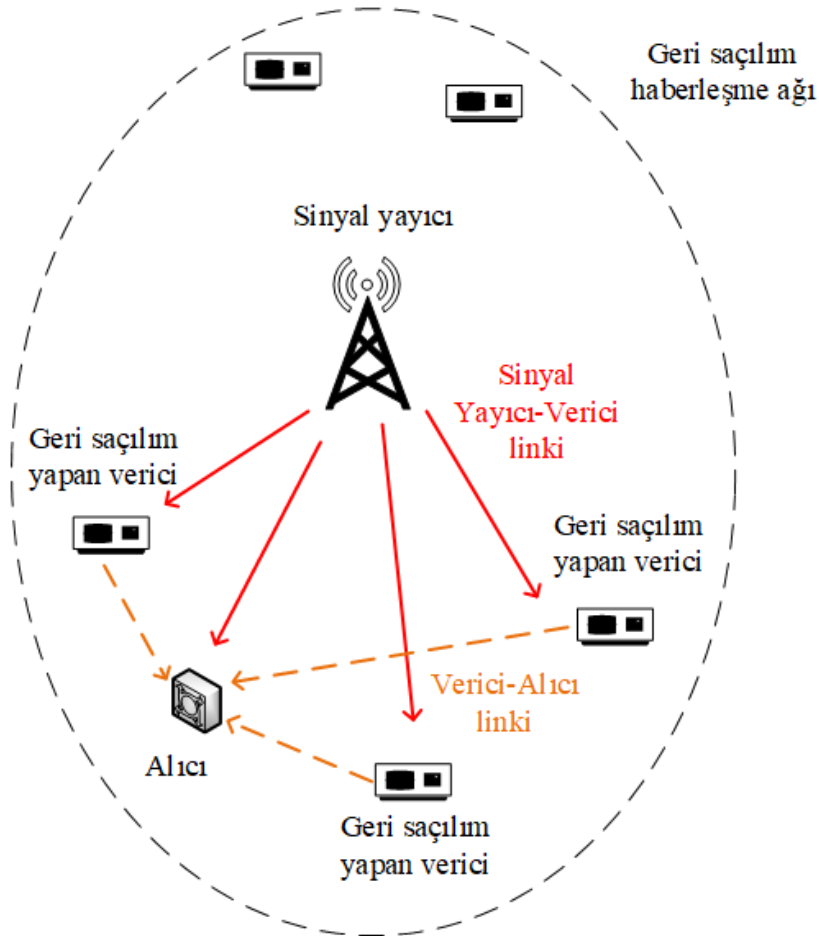
Polarizasyon ise, dalganın anlık elektrik alanını gösteren vektörün uç noktasının izlediği eğridir. Yayılma doğrultusuna bakılarak kutuplanma türleri doğrusal, dairesel ve eliptik olmak üzere üç şekilde belirlenebilir. Antene gelen sinyal ile antenin polarizasyonu aynı olursa antenden alınan güç en büyük değerine ulaşır. Alıcı ve verici antenlerinin yönelimleri de alınan sinyalin gücünü ve veri iletim uzaklığını önemli bir şekilde etkiler. Alıcı ve verici antenler aynı doğrultuda olurlarsa polarizasyon kayıp faktörü,  $p = 1$  alınır. Bu duruma polarizasyon uyumu denilir. Sonuç olarak alıcı antenden alınmış güç enbüyüktülmüş olur. Eğer antenler aynı doğrultuda değilseler, birbirlerine göre açısal konumları belirlenir ve  $0 \leq p \leq 1$  değer aralığında polarizasyon kayıp faktörü göz önüne alınır.

### 2.6. Bistatik Geri Saçılım Haberleşme Ağ Mimarisi

Şekil 2.8'de bistatik geri saçılım haberleşme sistemlerinin genel mimarisi, Şekil 2.9'da da sinyal yayıcının iç yapısı gösterilmiştir. Ağda, geri saçılım yapan verici, alıcı ve sinyal yayıcı olmak üzere üç temel bileşen vardır. RFID gibi monostatik ağlardan farklı olarak, sinyal yayıcı ve alıcı fiziksel olarak farklı yerlere konumlandırılmıştır. Radyo frekans salınım üretici tarafından oluşturulan sinyal, güç yükseltecinden geçtikten sonra anten vasıtasıyla

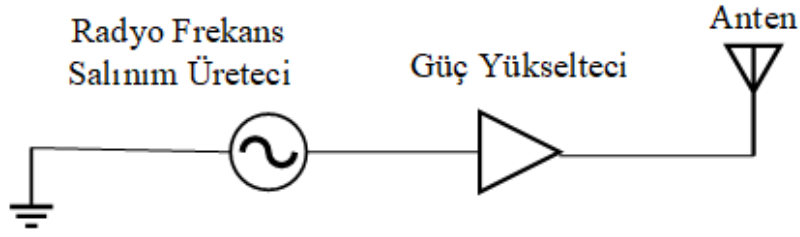
yayılır. Geri saçılım yapan verici, kendisine gelen bu sinyalden belli bir miktar enerji hasat eder. Hasat edilen bu enerji, saçılım sırasında iç devre yapısındaki işlemlerde kullanılır. Vericide bulunan RF anahtarlama, kontrol biriminin komutları ile yansıtma katsayısını değiştirir ve sinyal kiplenerek alıcıya doğru yansıtılır. Sinyal yayıcının gönderdiği sinyal ile verici tarafından yansıtılan sinyal alıcı tarafından alınır. Alıcıda gerekli kipiçözme teknikleri ile asıl veri elde edilir.

Bistatik geri saçılım haberleşme sistemleri bazı üstünlüklere sahiptir. Geri saçılım yapan verici, radyo frekans sinyal üreticine ihtiyaç duymadığından mevcut haberleşme sistemlerindeki vericilere göre daha az güç tüketmektedir. Vericinin bataryasız ve boyutunun küçük olması, kullanılan elektronik tasarımların basitliği maliyeti oldukça düşürmektedir. Vericinin esnek hareket kabiliyetinden dolayı sinyal yayıcısına yakın konumlandırılması, sinyal gücünün zayıflamasına sebep olan serbest uzay yol kaybını azaltır. Ayrıca ağda birden çok sinyal yayıcı kullanılırsa sistemin haberleşme yapabileceği kapsama alanı da artar.



Şekil 2.8. Bistatik geri saçılım haberleşme ağ mimarisi [3].

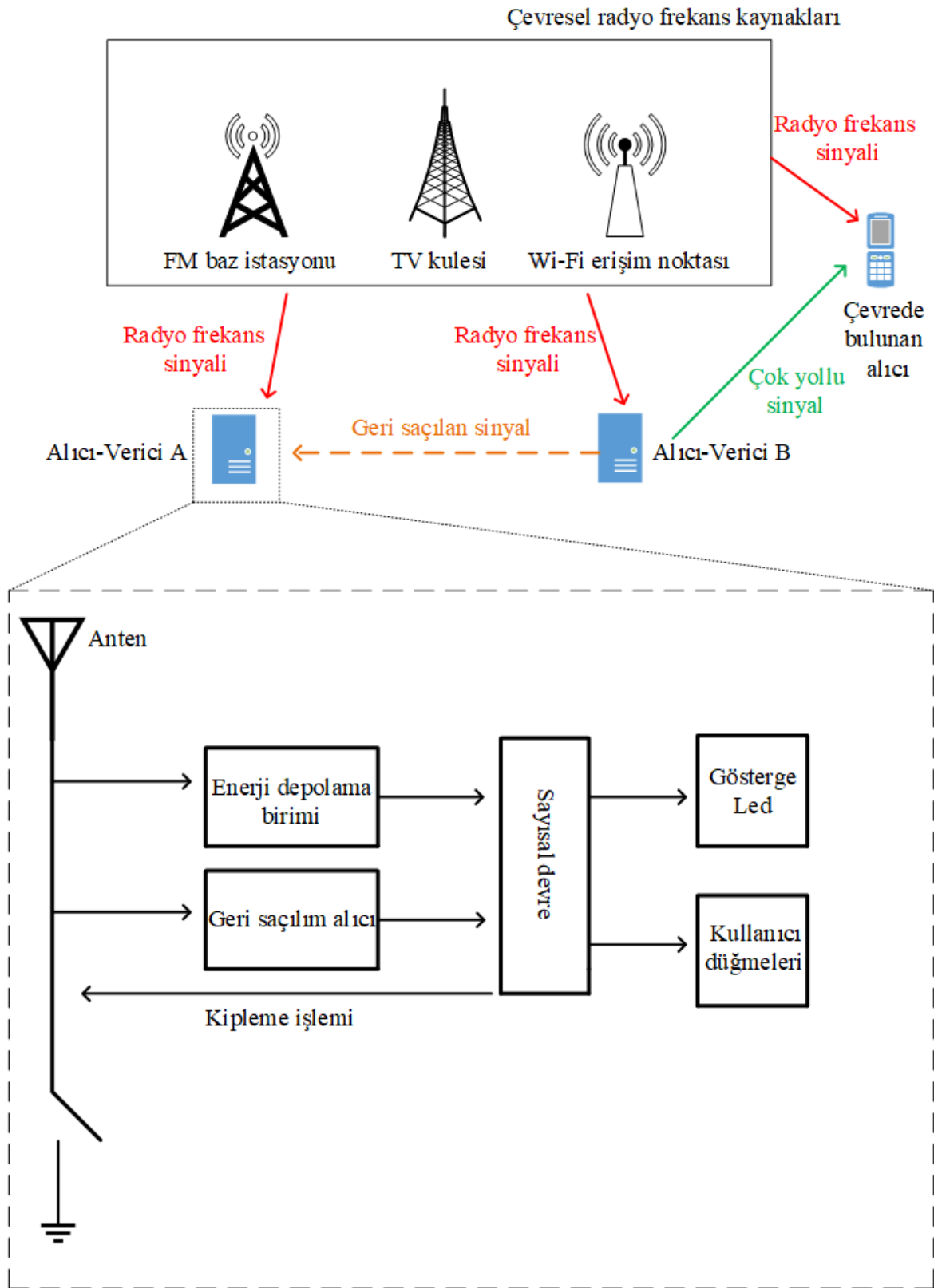




Şekil 2.9. Sinyal yayıcı iç yapısı.

## 2.7. Çevresel Geri Saçılım Haberleşme Ağ Mimarisi

Bistatik geri saçılım haberleşme sistemlerinden farklı olarak, vericiler çevrede mevcut bulunan TV kulesi, FM baz istasyonu ve WiFi gibi çevresel radyo frekans kaynaklarını kullanarak haberleşme yapabilmektedir. Şekil 2.10'da radyo frekans kaynakları, verici ve alıcıdan oluşan ağ mimarisi gösterilmiştir. Ağda bulunan çevresel radyo frekans kaynağı statik ve dinamik olmak üzere ikiye ayrılır. Statik kaynaklara, FM baz istasyonu ve TV kulesi örnek olarak verilebilir. Bu kaynaklar radyo frekans sinyalini yüksek verici gücüyle sürekli göndermektedir (TV kulesi için 1 MW'a kadar çıkabilir). Verici ile radyo frekans kaynağı arasında haberleşme yapılabilecek mesafe birkaç kilometreye kadar çıkabilir. Dinamik kaynağa ise Wi-Fi erişim noktası örnek olarak verilebilir. Dinamik çevresel radyo frekans kaynağının rastgele olarak sürekli değiştiği varsayılır ve yaydığı sinyal düşük güce sahiptir. Verici ile radyo frekans kaynağı arasındaki haberleşme mesafesi de görece çok daha kısadır (1-5 metre). Enerji depolama birimi, geri saçılım alıcısı ve kipleme ünitesi olmak üzere üç ana bölümden oluşan alıcı-verici, hem sinyal alma hem de sinyal gönderme işlemini gerçekleştirebilmektedir. Kullanıcı iç yapısında bulunan bu bölümler, aynı antene bağlıdır. Çevresel radyo frekans sinyali, kullanıcı tarafından kiplendikten sonra yansıtılarak alıcıya veri aktarımı yapılır. Geri saçılım cihazı kipleme işlemini, antene bağlı transistörden oluşan bir anahtarlama devresi ile gerçekleştirmektedir. Sayısal devreden geri saçılım cihazına gelen bit 0 olduğunda transistör kapalı duruma gelir ve sinyal soğurur. Gelen bit 1 ise transistör açılır ve sinyal yansıtılarak gönderilir. Enerji depolama birimi tarafından hasat edilen güç ise veri aktarımında kullanılmaktadır. Radyo frekans kaynağı, kendi haberleşme ağında bulunan alıcıya veri gönderimi yapar. Ancak geri saçılım yapan kullanıcı da mevcut alıcıda istenmeyen bir girişim oluşturabilir. Bunun üstesinden gelebilmek için kullanıcının, mevcut alıcıdan yeterince uzaklıkta olması, geri saçılım hızını kontrol etmesi, verisini belli bir güç altında göndermesi ya da kanal, mevcut alıcı tarafından kullanılmadığı zamanlarda haberleşme yapması gerekmektedir.



Şekil 2.10. Çevresel geri saçılım haberleşme ağ mimarisi [2].

### 3. KABLOSUZ GÜÇ AKTARIMLI GERİ SAÇILIM HABERLEŞME AĞ MODELLERİ

#### 3.1. Bilişsel Radyo Tabanlı Geri Saçılım Haberleşme Ağı

Mevcut frekans spektrumundan daha etkili faydalanabilmek için Bilişsel Radyo Ağları (CRN) ilk kez [11]'de ortaya atıldı. CRN'de, Birincil Kanal (Primary Channel, PC) ve İkincil Kanal (Secondary Channel, SC) bulunmaktadır. PC'yi Birincil Verici (Primary Transmitter, PT) ve Birincil Alıcı (Primary Receiver, PR); SC'yi İkincil Verici (Secondary Transmitter, ST) ve İkincil Alıcı (Secondary Receiver, SR) oluşturmaktadır. SC, tamamen PC'nin altyapısını kullanmaktadır. ST, PT'nin yayınından kendi alıcısına ulaşan sinyalden enerji hasadı yapar. PT sinyal gönderimini durdurduğunda ya da ST'den kaynaklanan girişim göz ardı edilebildiği durumda ST, depoladığı enerjiyi SR'ye veri iletiminde kullanır. Bu protokol enerji hasadı-sonra-ilet (EHSİ) modu olarak bilinir.

Bilişsel radyo ağlarında üstüne kurulan ağ (overlay), altına kurulan ağ (underlay) ve iç içe (interweave) olmak üzere üç temel yaklaşım bulunmaktadır. Üstüne kurulan ağ modelinde PC meşgul olup PT sinyal gönderimi yaparken, ST enerji hasat eder. ST hasat ettiği bu enerjiyi, PC sessizken yani PT sinyal göndermeyi kestiği zaman veri gönderiminde kullanır. Altına kurulan ağ modelinde PC hep meşgul olup PT, ağdaki alıcısına sürekli sinyal gönderimi yapmaktadır. ST ile PT kendi alıcılarına verilerini aynı anda göndermektedir. SC, PC'nin alt yapısını kullandığından, SC'deki vericinin lisanslı alıcıya herhangi bir girişim oluşturmaması için, sinyal gücünü belli bir seviyenin altında tutması gerekir. İç içe durumunda ise ST sinyalini sadece PT sessiz olduğunda iletmektedir. PC meşgul olduğu zaman ST veri iletimini kesmekte, hemen kendisine PT'nin kullanmadığı bir başka frekans spektrum aralığı aramaktadır.

Bilişsel radyo ağlarının başarımı büyük ölçüde ikincil verici tarafından hasat edilen enerjinin miktarına ve birincil kanalın aktivitesine bağlıdır. Örneğin, hasat edilen enerji miktarı çok küçük ya da birincil kanalın sessiz kaldığı süre çok kısa olduğunda, ikincil kanal-daki vericinin alıcısına ilettiği toplam bit sayısı ciddi bir şekilde azalır. Bu problemlerin üstesinden gelmek için ikincil kanalın en iyi başarımını elde etmeye yönelik alternatif çözüm olarak geri saçılım haberleşme düşünülmüştür. Literatürde bilişsel radyo tabanlı geri saçılım haberleşme birçok çalışmada ele alınmış ve mevcut CRN başarımlarına kıyasla daha iyi

sonuç verdiği görülmüştür [31]. Özellikle üstüne kurulan ağ ve altına kurulan ağ modellerinin olduğu durumlar, geri saçılım haberleşmeyle entegre edilmiş ve teorik analizler yapılmıştır. İç içe durumu ise açık bir sorun olarak kalmıştır ve araştırılması gereken konulardandır. Bölüm 5.1’de, [30, 31]’deki tek ikincil vericiye sahip bilişsel radyo tabanlı geri saçılım haberleşme ağı incelenmiş, Bölüm 6.1’de de benzetimleri yapıp ağ başarımı test edilmiştir.

### **3.2. İki Kullanıcıya Sahip Kablosuz Güç Aktarımlı Geri Saçılım Haberleşme Ağı**

Güç istasyonu, bilgi alıcısı ve iki kullanıcıdan oluşan [34]’teki kablosuz güç aktarımlı geri saçılım haberleşme ağı modeli, Bölüm 5.2’de ele alınmıştır. Kullanıcılardan biri geri saçılım haberleşme modunda çalışırken, diğer kullanıcı enerji hasadı-sonra-ilet modunda çalışmaktadır. Enerji hasadı-sonra-ilet modunda çalışan kullanıcının batarya kapasitesinin sonlu ve sonsuz varsayıldığı durum ele alınmıştır. Geri saçılım, enerji depolama ve iletim süreleri bulunmuş, batarya kapasitesi ve geri saçılım hızının birim zamanda iletilen toplam veri miktarına etkisi benzetimler yoluyla incelenmiştir.

### **3.3. N Adet İkincil Vericiye Sahip Bilişsel Radyo Tabanlı Geri Saçılım Haberleşme Ağı**

Haberleşme ağına bulunan birden çok kullanıcının veri göndermesi gerektiği durumlarda alıcıda oluşabilecek herhangi bir sinyal çakışmasını önlemek için literatürdeki çalışmaların birçoğunda TDMA tekniğinden faydalanılmıştır. Sistemin çalışma zaman bloğunda birden çok verici, kendisine tahsis edilen zaman aralığında verisini göndermektedir. Bazı durumlarda bir kullanıcı hem pasif geri saçılım haberleşme işlemini gerçekleştirme hem de aktif veri iletimi yapma özelliğine sahip olabilir. Bu tip kullanıcıların oluşturduğu bir ağ modelinde TDMA tekniğini kullanmak, alıcıya gönderilen toplam bit sayısı bakımından oldukça iyi sonuçlar vermektedir [3]. Bütün bunlara ek olarak TDMA tekniğinin diğer haberleşme tekniklerine nazaran daha uygun ve pratik bir yaklaşıma sahip olması, basit tasarıma sahip geri saçılım cihazlarında kullanımını daha uygun hale getirmektedir. [32, 33]’te önerilen çok kullanıcılı ağ modeli, Bölüm 5.3’te incelenmiş, matematiksel analizler yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar, Bölüm 6.3’te benzetimler yoluyla doğrulanmıştır.

## 4. MEVCUT YAKLAŞIMLAR

Kablosuz güç aktarımlı geri saçılım haberleşme sistemleriyle ilgili yapılmış mevcut çalışmaların çoğu, birim zamanda gönderilen bit sayısını ve haberleşme mesafesini arttırmaya yönelik olup teorik analiz ve benzetimler üzerinedir. Gerçek hayatta uygulanabilirliği açısından yapılan çalışmalar kısıtlıdır.

### 4.1. Kablosuz Güç Aktarımlı Geri Saçılım Ağı ile İlgili Yapılmış Temel Çalışmalar

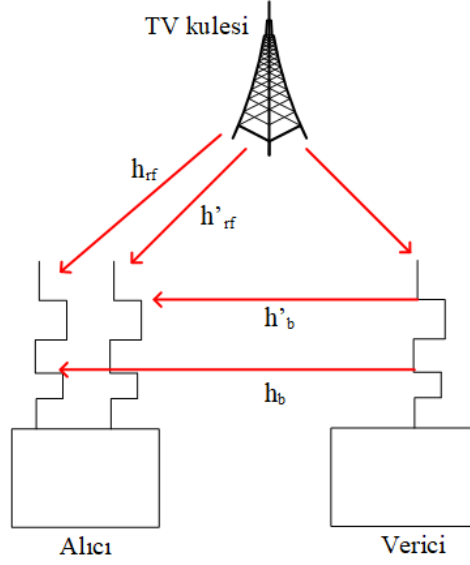
Üç farklı çevresel radyo frekans kaynağı için, kaynak-verici arasındaki uzaklığa bağlı hesaplanan veri hızları Çizelge 4.1'de gösterilmiştir. Çalışma [2]'de yazarlar, aktif veri iletimi yapmayıp sadece geri saçılım yapan iki cihazı donanımsal olarak tasarlamıştır. İç yapısında harici bir batarya bulundurmeyen ve çevredeki radyo frekans sinyallerini kullanarak haberleşme yapabilen bu cihazların oluşturduğu ağ modeli, ilk çevresel geri saçılım haberleşme ağı olarak bilinir. Açık alanda yapılan deneyde, iki cihaz arasındaki uzaklık 0.7 metre olduğunda 1 kbps veri hızıyla haberleşebildikleri görülmüştür. Cihazlar kapalı bir alanda, aralarındaki mesafe 0.4 metre olduğunda aynı veri hızına ulaşmışlardır. Çalışma [12]'deki cihazlar, çevredeki FM baz istasyonunun yaydığı sinyali kullanmış ve aralarındaki mesafe 18.3 metre olduğunda 3.2 kbps veri hızıyla haberleşmişlerdir. [13]'te ise dinamik bir kaynak olan Wi-Fi sinyali kullanılmıştır. Wi-Fi radyo frekans kaynağının yaydığı güç TV ve FM'e göre çok düşük olduğundan verici-kaynak arasındaki mesafe çok kısa tutulmuştur. [14]'te yazarlar, [2]'de yapılan çalışmayı ele alıp alıcıyı iki antenli düşünmüşlerdir. Ağ modeli Şekil 4.1'de gösterilmiştir. TV kulesinden gönderilen sinyal  $s(t)$  kabul edilirse, verici  $s(t)$ 'yi yansıtarak ya da soğurarak sırasıyla bit 1 ya da bit 0 gönderir. Alıcıda bulunan iki anten tarafından alınan sinyal aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\begin{aligned} y_1(t) &= h_{rf}s(t) + h_bB(t)s(t) \\ y_2(t) &= h'_{rf}s(t) + h'_bB(t)s(t) \end{aligned} \quad (4.1)$$

Burada  $h_{rf}$ ,  $h'_{rf}$  ve  $h_b$ ,  $h'_b$  sırasıyla TV kulesi ve vericiden alıcıdaki iki antene doğru olan kanal kazançlarıdır.  $B$ , vericiye gelen sinyalin soğurulması durumunda 0, yansıtılması durumunda 1 değerini alır. Denklem (4.1)'deki  $y_1(t)$  ve  $y_2(t)$ 'nin genlik değerleri oranı:

$$\frac{|y_1(t)|}{|y_2(t)|} = \frac{|h_{rf} + h_bB(t)|}{|h'_{rf} + h'_bB(t)|} \quad (4.2)$$

ile verilir.



Şekil 4.1. Çevresel radyo frekans sinyalinin alıcıda oluşturduğu girişimi yok etmek için alıcıda iki anten kullanımı [14].

Denklem (4.2)'de görüldüğü gibi  $|y_1(t)| / |y_2(t)|$  oranı, TV kulesinin gönderdiği  $s(t)$  sinyalinden bağımsızdır. Böylece iki anten kullanarak, çevrede bulunan radyo frekans sinyalinin alıcıda oluşturduğu girişim yok edilmiştir. Soğurulma durumunda  $|h_{r,f}| / |h'_{r,f}|$ , yansıtma durumunda  $|h_{r,f} + h_b| / |h'_{r,f} + h'_b|$  değeri elde edilir. Bu iki farklı sinyal seviyesinden alıcı, kendisine gönderilen veriyi elde edebilmektedir. Yazarlar, bu şekilde iki anten kullanıp kanal kodlama ve sembol çözümleme algoritması geliştirerek haberleşme mesafesini 20 metre, veri hızını da 1 Mbps kadar arttırmışlardır.

Çalışma [15]'te yazarlar, alıcı-verici arasındaki haberleşme mesafesini arttırmak için özel bir alıcı tasarlamışlardır. Taşıyıcı sinyal ile alıcıda bulunan yerel sinyal üretici, eşzamanlı olmadığı durumda haberleşme mesafesi oldukça düşmektedir. Yeni bir alıcı tasarlanarak bu sorun ortadan kaldırılıp mesafe arttırılmıştır. Sinyal yayıcı gücünün 30 dBm, bit hızının 1 kbps olduğu durumda alıcı-verici arasındaki mesafe 60 metreye çıkarılmıştır. Bir başka çalışmada [16], LOREA adında düşük güçlü bir verici tasarlanmıştır. Hem deneysel hem de benzetimler yoluyla yapılan gözlemlerde frekans kaydırmalı kipleme kullanarak sinyal yayıcı gücünün 26 dBm, sinyal yayıcı-verici arasındaki mesafenin 1 metre olduğu durumda, alıcı-verici arasındaki mesafe 225 metreye kadar çıkarılmıştır. Tasarlanan verici, toplamda 7.2 mW güç tüketmiştir.

Çizelge 4.1. TV kulesi, FM baz istasyonu ve WiFi erişim noktasının yaymış olduğu sinyalleri kullanarak haberleşme yapan iki geri saçılım cihazının başarımlarının karşılaştırmalı olarak gösterimi.

<b>Radyo frekans kaynağı</b>	<b>Verici gücü</b>	<b>Frekans</b>	<b>İletim hızı</b>	<b>Radyo frekans kaynağı-verici arası uzaklık</b>	<b>Verici-alıcı arası uzaklık</b>
TV kulesi	1 MW'a kadar	470-890 MHz	Verici gücü 1 MW ve frekans 539 MHz olduğunda 1 kbps [2]	Birkaç kilometre	0.7 metre
FM baz istasyonu	100 kW'a kadar	88-108 MHz	Verici tarafından alınan güç -20 dBm ve frekans 91.5 MHz olduğunda 3.2 kbps [12]	Birkaç kilometre	18.3 metre
WiFi erişim noktası	0.1 W'a kadar	2.4 GHz	Verici gücü 40 mW olduğunda 1 kbps [13]	Birkaç metre	2.1 metre

Mevcut teorik çalışmaların birçoğu bit hızını ve haberleşme mesafesini arttırmaya yönelik olsa da geri saçılım haberleşme, günlük hayatta da çeşitli kullanım alanlarına sahiptir. Örneğin biyomedikal teknolojide sağlık takibinin yapılabilmesi için kişilerin üzerine takılan veya vücudun içine yerleştirilen tıbbi cihazların küçük boyutlarda olması ve pil değiştirme sorunlarının yaşanmaması istenir. Geri saçılım yapabilen vericiler bu ihtiyaçları karşılayabilecek potansiyele sahip olduğundan [17]'de yazarlar, çevredeki sinyalleri kullanarak kalp atım hızını ve atılan adım sayısını hesaplayan bir geri saçılım sensör tasarlamışlardır.

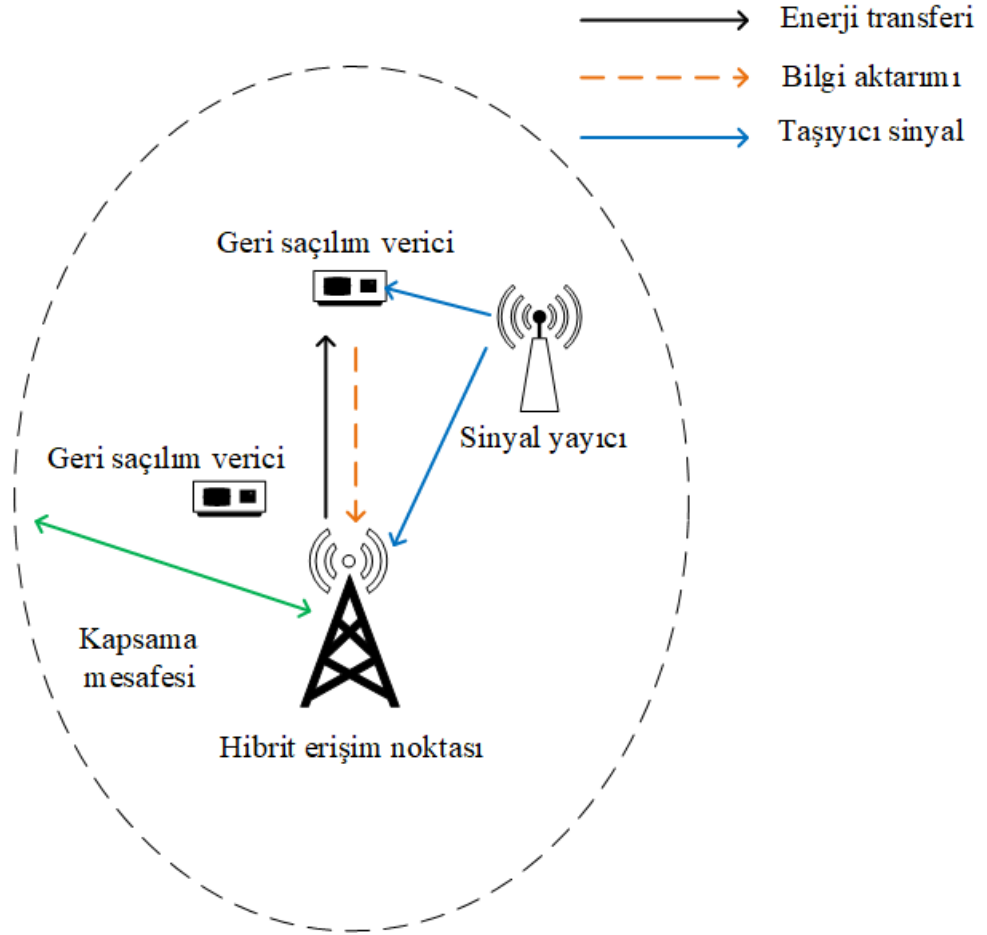
Çizelge 4.2'de, geri saçılım ile ilgili yapılmış bazı çalışmalarda, vericinin kullandığı kipleme türü ve iç yapısının şekli karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir. Analog kipleme kullanarak frekans kaydırmalı geri saçılım yapan cihazın iç yapısı [4]'te verilmiştir. Bunlara ek olarak, geri saçılım haberleşme sistemi kullandığı basit kodlama ve kipleme tekniklerinden dolayı dışarıdan gelebilecek herhangi bir müdahaleye karşı savunmasız durumdadır. Bu da sistemin güvenilirliğini olumsuz şekilde etkilemektedir. Bu konuyla ilgili yeterli çalışma bulunmamaktadır.

Çizelge 4.2. Literatürde geri saçılım haberleşme ile ilgili yapılan bazı çalışmaların kullandıkları kipleme tekniklerinin karşılaştırmalı olarak gösterimi.

<b>Referans</b>	<b>Kipleme türü</b>	<b>Frekans değiştirme</b>	<b>Verici yapısı</b>
[18, 2, 19]	Sayısal	Yok	Şekil 2.4
[13, 20, 21, 22]	Sayısal	Var	Şekil 2.6
[23, 24]	Analog	Yok	Şekil 2.5
[25]	Analog	Var	[7]



Çalışma [26]'da yazarlar ağın kapsama alanını arttırmak için Şekil 4.2'de verilen modeli önermişlerdir. Hibrit erişim noktasından uzakta bulunan geri saçılım verici, yakında bulunan vericilere göre daha az enerji depolar. Bu yüzden hibrit erişim noktası ve sinyal yayıcının birlikte olduğu bistatik geri saçılım haberleşme sistemi kurulmuştur. Hibrit erişim noktası, hem radyo frekans sinyali göndermekte hem de geri saçılan sinyali almaktadır. Sinyal yayıcı, vericiye yakın konumlandırılmış olup sürekli radyo frekans sinyali yaymaktadır. Uzakta bulunan verici her iki kaynak tarafından kendisine gelen sinyali kullanarak enerji depolamaktadır. Bu ağ modelinde, çalışma frekansı 865 MHz, hibrit erişim noktasının verici gücü 25 dBm ve sinyal yayıcı gücü 13 dBm olduğunda kapsama alanı 120 metreye kadar çıkarılmıştır.



Şekil 4.2. Kablosuz güç kullanan geri saçılım haberleşme ağı [26].

## 4.2. TDMA Tekniğine Dayalı Bit Hızını Arttırmaya Yönelik Yapılmış Çalışmalar

Birden çok vericinin aynı alıcıya bilgi gönderdiği durumda alıcıda sinyal çakışması olmakta ve ağ başarımı etkilenmektedir. Bu problemi çözmek için kullanıcılar, TDMA tekniğini kullanarak sinyal çakışmasının önüne geçebilir [27, 28]. [29]'da güç istasyonu, bilgi alıcısı ve iki kullanıcıdan oluşan bir ağ modeli düşünülmüştür. Birinci kullanıcı, güç istasyonundan gelen sinyali hem diğer kullanıcıya hem de alıcıya aynı anda geri saçarken, ikinci kullanıcı kendisine gelen bilgiyi, birinci kullanıcıdan uzakta bulunan alıcıya aktarmaktadır. İkinci kullanıcının harici bir enerji kaynağı bulundurup bulundurmamasına göre iki farklı durum düşünülmüştür. Eğer ikinci kullanıcı enerji kaynağına sahip değilse, güç istasyonundan gelen sinyali kullanarak enerji depolaması yapmakta ve bu enerjiyi birinci kullanıcının verisini alıcıya iletme işleminde kullanmaktadır. Enerji kaynağına sahipse, bütün bunları kendi enerjisini kullanarak yapmaktadır. Zaman bölmeli çoklu haberleşme kullanılarak her iki durum için de birinci kullanıcının sinyal geri saçma süresi, ikinci kullanıcının bilgi aktarım süresi ve enerji depolama süresi bulunarak alıcıya ulaşan toplam bit sayısı enbüyülmeye çalışılmıştır. [30]'da yazarlar, tek ikincil vericiye sahip bilişsel radyo tabanlı geri saçılım haberleşme modeli önermişlerdir. Sistem, üstüne kurulan ağ modeli olarak düşünülmüş, ST'nin gönderdiği veri miktarını enbüyülten geri saçılım, enerji hasadı ve aktif veri iletim süreleri bulunarak ağ başarımı test edilmiştir. [31]'de yapılan çalışmada, [30]'daki çalışmaya ek olarak, sistem altına kurulan ağ modeli düşünülmüştür. Başarım sonuçları, hem üstüne kurulan ağ modeli hem de altına kurulan ağ modeli için bulunmuş, [2] ve [27]'de önerilen haberleşme modelleri ile karşılaştırılmıştır. Benzetimler sonucunda, önerilen modelin, veri iletim hızı bakımından daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür. [32]'de yazarlar, [31]'de önerilen ağ modelini çok kullanıcılı düşünmüş, kullanıcı sayısının toplam veri iletim hızına etkisi incelenmiştir. [34]'te yapılan çalışmada ise iki kullanıcılı karma bir model düşünülmüştür. Bir kullanıcı sadece geri saçılım yaparken, diğer kullanıcı enerji hasat edip daha sonra aktif veri iletimi yapmaktadır. Böyle bir ağda alıcıya ulaşan veri miktarını enbüyültecek parametreler, eniyileme teknikleri ile bulunmuş ve benzetimler yoluyla sonuçlar analiz edilmiştir.

## 5. KABLOSUZ GÜÇ AKTARIMLI GERİ SAÇILIM HABERLEŞME AĞLARININ MODELLENMESİ

Bu bölümde kablosuz güç aktarımlı geri saçılım haberleşme ağlarının matematiksel modellenmesi yapılmıştır. Üç farklı sistem modeli ele alınmış olup, TDMA haberleşme tekniği kullanılarak analiz edilen ağ modellerinin, toplam veri iletim hızı bakımından başarımları Bölüm 6'da ayrıntılı bir şekilde gösterilmiştir.

### 5.1. Tek İkincil Vericiye Sahip Bilişsel Radyo Tabanlı Geri Saçılım Haberleşme Ağ Modelleri

Bu kısımda [30, 31]'de önerilen sistem modelleri incelenmiştir. İlk olarak üstüne kurulan ağ modeli analiz edilmiş, daha sonra altına kurulan ağ modeli incelenip her iki sistem için de matematiksel sonuçlar çıkarılmıştır.

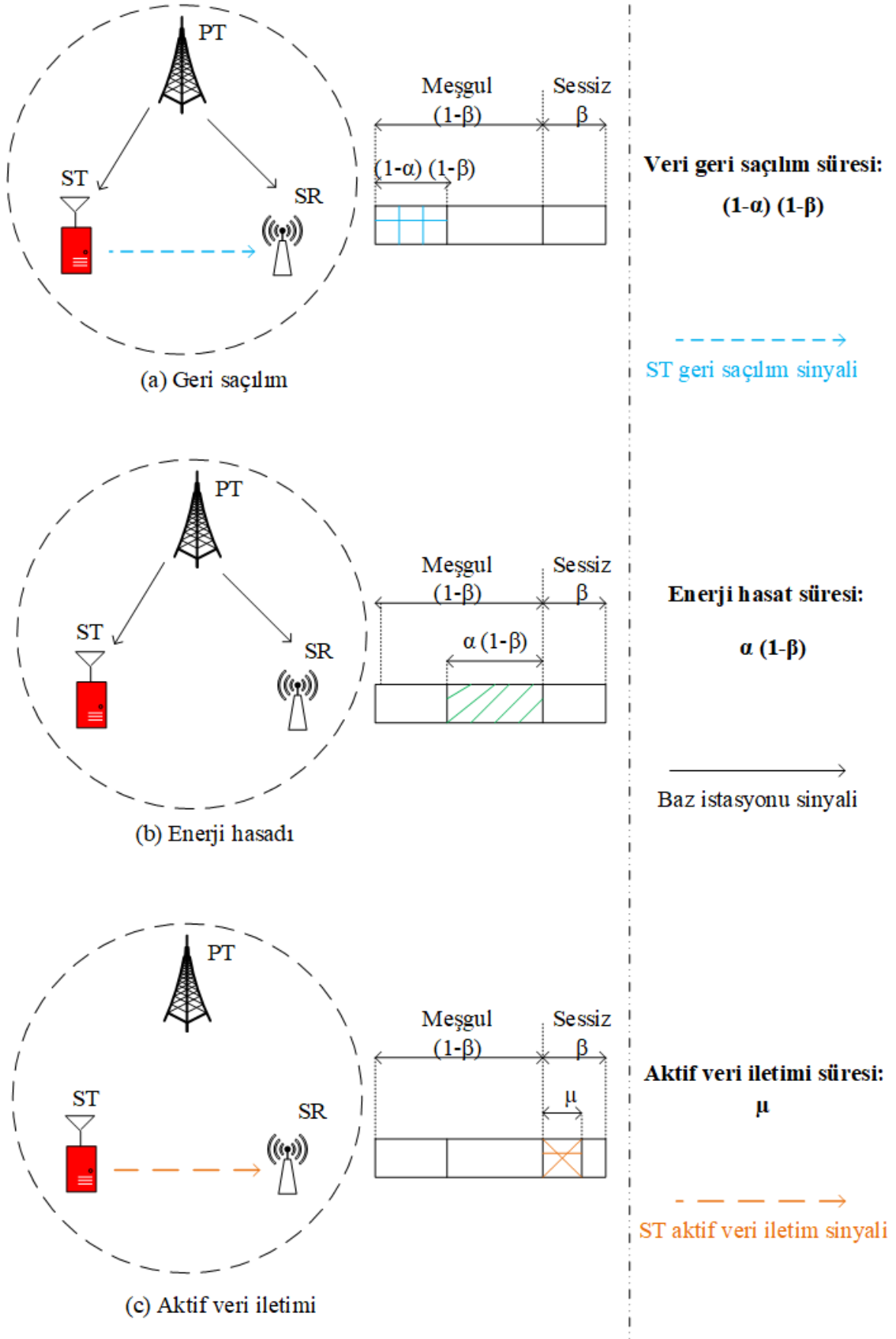
#### 5.1.1. Üstüne kurulan ağ modeli

Üstüne kurulan ağ, birincil kanal ve ikincil kanaldan oluşur. İkincil kanalda bulunan ST, birincil kanal üzerinden kendi alıcısı olan SR ile haberleşmektedir. ST, sahip olduğu geri saçılım devresi ile sinyali geri saçma, enerji hasat etme devresiyle radyo frekans sinyalinden güç depolama işlemini gerçekleştirmekte, aynı zamanda aktif olarak veri iletimi de yapmaktadır. PT (FM baz istasyonu veya TV kulesi), kendi alıcısı olan PR'ye sinyal gönderdiği durumda birincil kanal meşgul olur. Kanalın meşgul olma süresince, ikincil kanala sürekli sinyal ulaşır. Birincil kanalın meşgul olduğu zaman aralığında ST, enerji hasat etmekte ya da geri saçılım işlemiyle alıcısı SR'ye veri aktarımı yapmaktadır. Hasat edilen enerji, birincil kanal sessiz olduğunda yani PT'nin sinyal gönderimini kestiği süre boyunca aktif veri iletimi yapmak için kullanılmaktadır. İncelenen sistem modeli Şekil 5.1'de verilmiştir. Birincil kanal meşgul iken ST'nin geri saçılım yaptığı durum Şekil 5.1 (a)'da, enerji hasadı durumu Şekil 5.1 (b)'de gösterilmiştir. Şekil 5.1 (c) ise, birincil kanalın yayını kestiği durum olup bu anda ST, kanal meşgul iken depoladığı enerjini kendi alıcısına aktif veri iletiminde kullanır. PT'nin sessiz kaldığı süre  $\beta$  ile ifade edilmiştir. Bu durumda  $(1 - \beta)$  PT'nin aktif yayın yaptığı süredir. Enerji hasat etme zaman oranı  $\alpha$ , geri saçılım haberleşme zaman oranı  $(1 - \alpha)$  ile ifade edilmiştir. Sistemde bulunan tüm süreler normalize edilmiş olup, ağda temel alınan zaman bloğu,  $T = 1$  saniye olarak kabul edilmiştir. Şekil 5.1'den görüldüğü gibi birincil kanalın meşgul kaldığı  $(1 - \beta)$  süresince PT tarafından yayılan sinyal SR'ye de ulaşmakta ve

bir girişim meydana getirmektedir. Bu yüzden SR, kendisine ulaşan toplam sinyalden ST'nin geri saçtığı sinyali Bölüm 2'de izah edilen kipçözme teknikleri ile tekrar elde edebilmektedir.

Şekil 5.2'de ST ve SR'nin iç yapısı, blok diyagram şeklinde gösterilmiştir. ST, kontrol ünitesi, geri saçılım devresi, enerji hasat etme devresi ve batarya olmak üzere dört ana bölümden oluşmaktadır. Kontrol ünitesi, ST'nin geri saçılım mı yoksa enerji hasat etme modunda mı çalışacağından sorumludur ve bu iki durum arasındaki süreci yönetir. Birincil kanal meşgul iken ST enerji hasat etme modunu seçerse, PT'nin yaymış olduğu sinyal ile bataryasını doldurur. Daha sonra depolanan bu enerji, birincil kanal sessiz olduğunda aktif veri iletiminde kullanılır. Kanal meşgul iken geri saçılım modu seçilirse ST, kendisine gelen sinyali kipleyerek alıcısına doğru pasif veri iletimini gerçekleştirir. SR, kontrol ünitesi, bilgi sembol çözücü ve güç kaynağı olmak üzere üç ana bölümden oluşmaktadır. Bu alıcı çoğunlukla sabit bir düğüm noktası olup ağda uygun bir yere konumlandırılır. Kullanılan sembol çözücü devresi ile SR, ST'den gönderilen sinyali tekrar elde edebilmektedir. Sembol çözme teknikleri çoğu zaman ciddi miktarda enerji tükettiği için SR'de yüksek enerji kapasitesine sahip bir güç kaynağı bulunur.

Geri saçılım ve enerji hasat etme süreci pratikte aynı anda etkili bir şekilde uygulanamamaktadır [35]. ST, geri saçma işleminde radyo frekans sinyalini kiplenmekte, bu da geri saçılım süresince hasat edilen düşük miktardaki enerjide bir azalma meydana getirmektedir. Kalan enerji aktif veri iletimi için yeterli değildir. Dolayısıyla ST tarafından birim zamanda gönderilen bit sayısını enbüyütmek için enerji hasadı-sonra-ilet (EHSİ) modu ve geri saçılım (GS) modu sürelerini eniyilemek gerekmektedir.



Şekil 5.1. Tek ikincil vericiye sahip üstüne kurulan ağ model yapısı [31].



Denklem (5.2)'de verilen  $B_b$ , geri saçılım hızı olup direnç-kapasitör (RC) devresi ile ayarlanabilmektedir. Örneğin  $B_b = 1$  kbps ve  $B_b = 10$  kbps geri saçılım hızlarını elde etmek için [2]'deki devrede bulunan  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  ve  $C_2$  değerleri sırasıyla ( $150$  k $\Omega$ ,  $10$  M $\Omega$ ,  $4.7$  nF,  $10$  nF) ve ( $150$  k $\Omega$ ,  $10$  M $\Omega$ ,  $680$  pF,  $1$   $\mu$ F) olarak alınır. ST, kendisine gelen sinyali alıcısına geri saçtığı  $(1 - \beta)(1 - \alpha)$  süresince enerji hasadı da yapabilmektedir. Hasat edilen bu enerji, aktif veri iletimi yapmak için yeterli değildir. Ancak ST'nin geri saçılım yaptığı sırada kendi iç devresinde gerçekleşen işlemler için kullanılabilir. Bu yüzden GS modu için devrenin enerji tüketimi dikkate alınmamıştır. Ayrıca [2]'de yapılan deneylerle, GS modunda çalışan ST ile birincil kanalın alıcısı PR arasındaki mesafe en az 7 inç ( $\sim 18$  cm) olduğu takdirde PR tarafından alınan sinyalde ciddi bir problem oluşmadığı görülmüştür. Bu yüzden saçılan sinyalin birincil kanalda bulunan PR'ye herhangi bir girişim oluşturmadığı kabul edilmiştir.

EHSİ modu iki evreden oluşur. İlk olarak kanal meşgulken ST, PT'nin yaydığı sinyalden enerji hasadı yapar. Sonra kanal sessiz hale geldiğinde depolanan enerji aktif veri iletiminde kullanılır. Kanal modeli olarak serbest uzay yol kaybı (free space path loss) modeli kullanılmıştır [31]. Friis denkleminden, ST'nin hasat ettiği güç aşağıdaki gibi bulunur [31]:

$$P_R = \delta P_T \frac{G_T G_R \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (5.3)$$

Burada PT'nin verici gücü  $P_T$ , enerji depolama verimliliği  $\delta \in [0,1]$ , PT anten kazancı  $G_T$ , ST anten kazancı  $G_R$ , sinyalin dalga boyu  $\lambda$ , PT ve ST arasındaki uzaklık  $d$  ile gösterilmiştir. Enerji hasat süresince toplam depolanan enerji aşağıdaki denklem ile verilir:

$$E_h = \alpha (1 - \beta) P_R = \alpha (1 - \beta) \delta P_T \frac{G_T G_R \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (5.4)$$

EHSİ modunda, aktif veri iletim süresince depolanan enerjinin bir kısmı ST'nin iç devre yapısında harcanır. Dolayısıyla kanal sessiz durumdayken, Şekil 5.1 (c)'de gösterilen aktif veri iletim  $\mu$  ( $\mu \in (0, \beta]$ ) süresince ST'nin verici gücü

$$P^{tr} = \frac{E_h - E_c}{\mu} \quad (5.5)$$

ile verilir.  $E_h$ , toplam depolanan enerji;  $E_c$  ise veri iletim süresince ST'nin iç devre yapısında harcanan enerjidir. ST'nin veri iletim hızı aşağıdaki ifade ile bulunur [39]:

$$r_h = k W \log_2 \left( 1 + \frac{P^{tr}}{P_0} \right) \quad (5.6)$$

Birincil kanalın bant genişliği  $W$ ,  $P_0$ , gürültü gücü  $N_0$  ile kanal kazanç katsayısı  $h$ 'ın oranı ( $P_0 = \frac{N_0}{h}$ ) ile tanımlanır. Veri iletim verimliliği  $k$  olup  $k \in [0, 1]$  aralığında bir değerdir. Son

olarak EHSİ modunda birim zamanda iletilen bit sayısı aşağıda gibi verilir [31]:

$$R_h = \mu k W \log_2 \left( 1 + \frac{P^{tr}}{P_0} \right) = \mu k W \log_2 \left( 1 + \frac{E_h - E_c}{\mu P_0} \right) \quad (5.7)$$

$R_h$  negatif olamayacağı için Denklem 5.5'te verilen  $P^{tr}$ 'de negatif olamaz. Bu yüzden aşağıda verilen eşitsizlikler yazılabilir:

$$E_h = \alpha (1 - \beta) P_R \geq E_c \quad (5.8)$$

$$\alpha \geq \frac{E_c}{(1 - \beta) P_R} \quad (5.9)$$

Denklem (5.9)'da verilen eşitsizliğin sağ tarafındaki ifadeye  $\alpha^+$  dersek,  $\alpha^+ = \frac{E_c}{(1 - \beta) P_R}$  olur. Bu değer EHSİ modunda çalışabilmek için ST'nin sahip olması gereken en düşük enerji hasat süresidir. Dolayısıyla  $\alpha \geq \alpha^+$  ve  $\alpha \leq 1$  dir. Denklem (5.7)'de verilen ifade aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$R_h = \begin{cases} \mu k W \log_2 (n + m\alpha), & \alpha^+ \leq \alpha \leq 1, \text{ ise} \\ 0, & \text{değilse} \end{cases} \quad (5.10)$$

Yukarıda verilen denklemde  $m = \frac{(1 - \beta) P_R}{P_0 \mu}$  ve  $n = 1 - \frac{E_c}{P_0 \mu}$  olarak ifade edilmiştir. Aynı zamanda  $m > 0$  ve  $(n + m\alpha) \geq 1, \forall \alpha \in [\alpha^+, 1]$  olduğu görülür. Sonuç olarak ST tarafından birim zamanda gönderilen toplam bit sayısı Denklem (5.11) ile verilir:

$$R(\alpha, \mu) = R_b + R_h = \begin{cases} (1 - \beta) (1 - \alpha) B_b + \mu k W \log_2 (n + m\alpha), & \alpha^+ \leq \alpha \leq 1, \text{ ise} \\ (1 - \beta) (1 - \alpha) B_b, & \text{değilse} \end{cases} \quad (5.11)$$

## B. Problemin Çözümü

Bu bölümde ikincil kanal tarafından gönderilen toplam bit sayısını enbüyütmek için  $\alpha$  ve  $\mu$ 'nin eniyi çözümleri bulunacaktır. İlk olarak Denklem (5.11)'den, sadece geri saçılım yapılan  $R(\alpha, \mu) = (1 - \beta) (1 - \alpha) B_b$  durumu için aşağıdaki ifade kolayca yazılabilir:

$$\max_{\alpha, \mu} R(\alpha, \mu) = R(\alpha = 0) = (1 - \beta) B_b \quad (5.12)$$

Denklem (5.12), birincil kanal meşgulken ST'nin sadece geri saçılım yaptığı senaryodur. İkinci olarak aşağıda izah edilen kural 1'de,  $\alpha^+ \leq 1, \alpha^+ \leq \alpha$  olduğu zaman ST, kanalın sessiz kaldığı sürenin tamamını aktif veri iletiminde kullanırsa ( $\mu = \beta$ ), gönderilen bit sayısının enbüyülmüş olduğu gösterilmiştir.

**Kural 1:** Eğer  $\alpha^+ \leq 1, \alpha^+ \leq \alpha$  ise, Denklem (5.10)'dan aşağıdaki ifade yazılabilir:

$$R_h = \mu k W \log_2 \left[ 1 + \frac{1}{P_0 \mu} (\alpha (1 - \beta) P_R - E_c) \right] \quad (5.13)$$



Yukarıda verilen denklemde  $a = kW$ ,  $b = \frac{\alpha(1-\beta)P_R - E_c}{P_0}$  ile gösterilmiştir. Burada  $a$  ve  $b$  pozitif sayılardır.  $R_h$ ,  $\mu$ 'nun bir fonksiyonu olarak yazılırsa Denklem (5.10), Denklem (5.14)'e dönüşür:

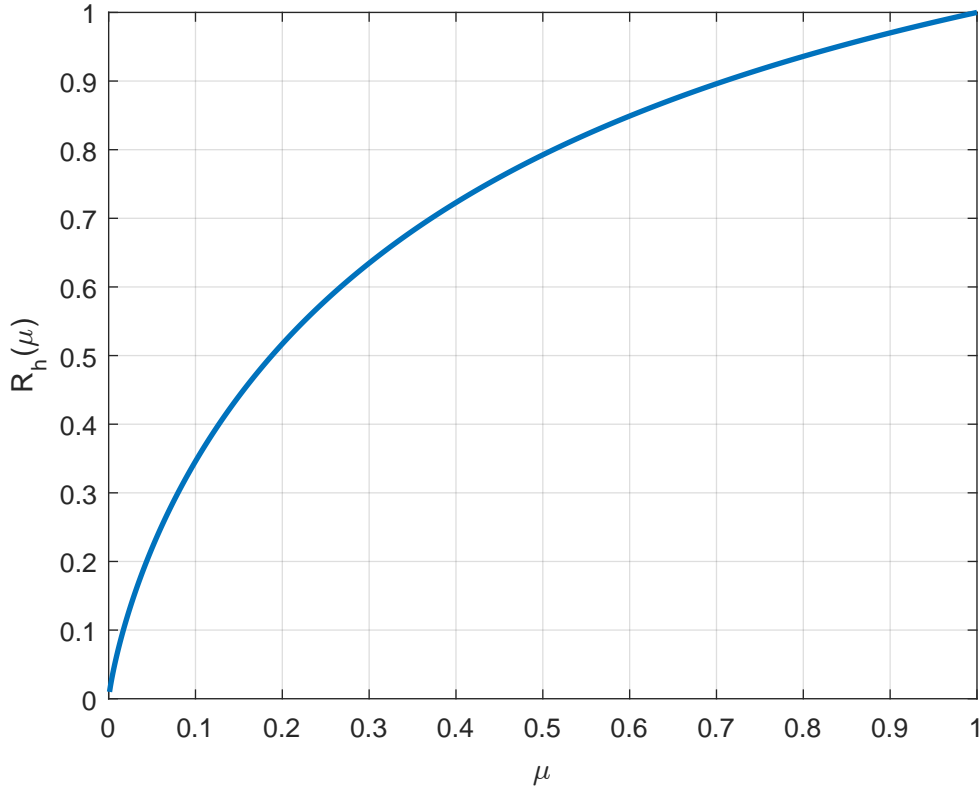
$$R_h(\mu) = a\mu \log_2 \left( 1 + \frac{b}{\mu} \right) \quad (5.14)$$

Denklem (5.14)'te verilen ifadenin  $\mu$ 'ya göre birinci ve ikinci türevi alınır

$$R'_h(\mu) = a \log_2 \left( 1 + \frac{b}{\mu} \right) - \frac{ab}{(\mu + b) \ln 2} \quad (5.15)$$

$$R''_h(\mu) = -\frac{ab^2}{\mu(\mu + b)^2 \ln 2} \quad (5.16)$$

elde edilir.



Şekil 5.3. Denklem (5.14)'te verilen  $R_h(\mu)$  fonksiyonunun  $\mu$ 'ya göre değişimi.

Denklem (5.16)'ya bakıldığında  $a$ ,  $b$  ve  $\mu$ , 0'dan büyük oldukları için  $R''_h < 0$  olarak gözlemlenir.  $R'_h(\mu)$  ise  $\mu$ 'nun azalan bir fonksiyonudur. Şekil 5.3'te  $R_h(\mu)$  fonksiyonunun  $\mu$ 'ya göre değişimi gösterilmiştir. Grafiğin matematiksel analizi yapılırsa aşağıdaki sonuç

elde edilir:

$$\lim_{\mu \rightarrow +\infty} R'_h(\mu) = \lim_{\mu \rightarrow +\infty} a \log_2 \left( 1 + \frac{b}{\mu} \right) - \lim_{\mu \rightarrow +\infty} \frac{a b}{(\mu + b) \ln 2} = 0 \quad (5.17)$$

Aktif veri iletim zamanı  $\mu \rightarrow +\infty$  sonsuza giderse  $R'_h(\mu) = 0$  olur. Bu sonuç  $\forall \mu \in (0, \beta]$  aralığında  $R'_h(\mu) > 0$  olduğu anlamına gelir. Sonuç olarak  $\mu \in (0, \beta]$  aralığında  $R_h(\mu)$  artan bir fonksiyon olup

$$\max_{\mu} R_h(\mu) = R_h(\beta), \quad \forall \mu \in (0, \beta] \quad (5.18)$$

sonucu çıkarılır. Kural 1'den, Denklem (5.11)'de verilen eniyileme problemi tek değişken terim  $\alpha$ 'ya bağlı olarak aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$R(\alpha) = \begin{cases} (1 - \beta)(1 - \alpha) B_b + \beta k W \log_2(n + m\alpha), & \alpha^+ \leq \alpha \leq 1, \text{ ise} \\ (1 - \beta) B_b, & \text{değilse} \end{cases} \quad (5.19)$$

**Kural 2:** Eğer  $\alpha \in [\alpha^+, 1]$  ve  $\alpha^+ \leq 1$  ise, Denklem (5.19)'dan  $R(\alpha)$ 'nın  $\alpha$ 'ya göre birinci ve ikinci türevi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$R'(\alpha) = -B_b(1 - \beta) + \frac{\beta k W m}{(m\alpha + n) \ln 2} \quad (5.20)$$

$$R''(\alpha) = -\frac{\beta k W m^2}{(m\alpha + n)^2 \ln 2} < 0, \quad \forall a \quad (5.21)$$

Denklem (5.20)'den görüldüğü gibi  $R'(\alpha)$ ,  $\alpha$ 'nın azalan bir fonksiyonudur ve  $\alpha \in [\alpha^+, 1]$  aralığında öyle bir  $\alpha$  değeri vardır ki  $R'(\alpha) = 0$  olmaktadır. Sınır koşullarında  $R'(\alpha)$  değeri aşağıdaki eşitliklerle ifade edilebilir:

$$R'(\alpha^+) = -B_b(1 - \beta) + \frac{\beta k W m}{(m\alpha^+ + n) \ln 2} > 0,$$

$$R'(1) = -B_b(1 - \beta) + \frac{\beta k W m}{(m + n) \ln 2} < 0 \quad (5.22)$$

Denklem (5.22)'de elde edilen eşitliklerle  $B_b$ 'nin değer aralığı,

$$B_b \in \left( \frac{\beta k W m}{(m + n)(1 - \beta) \ln 2}, \frac{\beta k W m}{(m\alpha^+ + n)(1 - \beta) \ln 2} \right) \quad (5.23)$$

olarak bulunur. Burada  $\alpha^* \in [\alpha^+, 1]$ ,  $R(\alpha)$  amaç fonksiyonunun kritik noktasıdır ve Denklem (5.20)'nin sifıra eşitlenmesiyle bulunur:

$$\alpha^* = \frac{\beta k W}{B_b(1 - \beta) \ln 2} - \frac{n}{m} \quad (5.24)$$

Denklem (5.23)'teki koşulun sağlanması durumunda  $R'(\alpha^*) = 0$  yapan bir  $\alpha^*$  değeri daima bulunabilir. Ayrıca, Denklem (5.21)'den görüldüğü gibi  $R(\alpha)$  fonksiyonu, içbükey fonksiyondur. Dolayısıyla  $\alpha^*$ ,  $R$  fonksiyonunun en büyük değerini veren tek noktadır.

**Kural 3:** İlk olarak  $B_b \geq \frac{\beta k W m}{(m\alpha^+ + n)(1-\beta) \ln 2}$  ise daima  $\alpha^* = \alpha^+$  olacağını izah edelim.  $B_b \geq \frac{\beta k W m}{(m\alpha^+ + n)(1-\beta) \ln 2}$  için Denklem (5.20)'den

$$R'(\alpha) \leq -\frac{\beta k W m}{(m\alpha^+ + n) \ln 2} + \frac{\beta k W m}{(n + m\alpha) \ln 2} \quad (5.25)$$

sonucu elde edilir. Denklem (5.25)'teki ifade de paydalar eşitlenirse aşağıda verilen eşitsizlik ortaya çıkar:

$$R'(\alpha) \leq \frac{\beta k W m^2 (\alpha^+ - \alpha)}{(n + m\alpha)(n + m\alpha^*) \ln 2} \leq 0, \forall \alpha \in [\alpha^+, 1] \quad (5.26)$$

Denklem (5.26)'da  $R'(\alpha) = 0$  ya da  $R'(\alpha) < 0$  olmak üzere iki farklı durum vardır. Eğer  $R'(\alpha) = 0$  olursa ki bu durum  $\alpha = \alpha^+$  ile mümkün, o zaman  $\alpha^* = \alpha^+$  dir. Eğer  $R'(\alpha) < 0$  ise  $R(\alpha)$ ,  $\alpha$ 'nın azalan bir fonksiyonudur. Bu yüzden  $R_{max}(\alpha) = R(\alpha^+)$  dir. Yani  $\alpha^* = \alpha^+$  olur. İkinci olarak  $B_b \leq \frac{\beta k W m}{(m+n)(1-\beta) \ln 2}$  ise daima  $\alpha^* = 1$  olacağını izah edelim. Denklem (5.20)'den aşağıdaki sonuç elde edilir:

$$R'(\alpha) \geq -\frac{\beta k W m}{(m+n) \ln 2} + \frac{\beta k W m}{(n + m\alpha) \ln 2} \quad (5.27)$$

Denklem (5.27)'teki ifadede paydalar eşitlenirse

$$R'(\alpha) \geq \frac{\beta k W m^2 (1 - \alpha)}{(n + m)(n + m\alpha) \ln 2} \quad (5.28)$$

eşitsizliği ortaya çıkar. Denklem (5.10)'dan  $(n + m\alpha) > 0$  ve  $m > 0$  olduğunu bildiğimiz için,  $(n + m) > (n + m\alpha) > 0, \forall \alpha \in [\alpha^+, 1]$  sonucu çıkartılabilir. Dolayısıyla  $R'(\alpha) \geq 0, \forall \alpha \in [\alpha^+, 1]$  elde edilir. Burada  $R'(\alpha) = 0$  ya da  $R'(\alpha) > 0$  olmak üzere iki farklı durum vardır. Eğer  $R'(\alpha) = 0$  olursa ki bu durum  $\alpha = 1$  ile mümkün, o zaman  $\alpha^* = 1$  dir. Eğer  $R'(\alpha) > 0$  ise,  $R(\alpha)$ ,  $\alpha$ 'nın artan bir fonksiyonudur. Bu sebeple  $\alpha^*$  alabileceği en büyük değeri almalıdır ve bu değerde  $\alpha^* = 1$  dir. Sonuç olarak  $\alpha \in [\alpha^+, 1]$  ve  $\alpha^+ \leq 1$  için eğer  $B_b \geq \frac{\beta k W m}{(m\alpha^+ + n)(1-\beta) \ln 2}$  olursa daima  $\alpha^* = \alpha^+$  olarak ayarlanır ve ST mümkün olduğu kadar geri saçılım yapar. Eğer  $B_b \leq \frac{\beta k W m}{(m+n)(1-\beta) \ln 2}$  olursa daima  $\alpha^* = 1$  olur ve durumda da ST geri saçılım yapmayıp, aktif veri iletimini gerçekleştirebilmek için sadece enerji hasadı yapar. Son olarak Denklem (5.19)'da verilen eniyileme problemi aşağıdaki biçime dönüştürülebilir:

$$R_{max} = \begin{cases} \max[(1 - \beta) B_b, (1 - \beta) (1 - \alpha^*) B_b + \beta k W \log_2 (n + m\alpha^*)], & \alpha^+ \leq \alpha \leq 1, \text{ ise} \\ (1 - \beta) B_b, & \text{değilse} \end{cases} \quad (5.29)$$

### 5.1.2. Altına kurulan ağ modeli

Altına kurulan ağda, üstüne kurulan ağ modelinden farklı olarak birincil kanal sürekli meşgul durumdadır. Bu yüzden ST'nin aktif veri iletimi sırasında, PR'de oluşturacağı girişimi en düşük seviyelere çekebilmek için verici gücü kontrol edilmek zorundadır. Bunu yaparken ST'nin verici gücü, önceden belirlenen bir eşik değerinin altında tutulur. Şekil 5.4'te tek ikincil vericiye sahip altına kurulan ağ model yapısı verilmiştir. Bu senaryoda enerji hasat süresi  $\alpha$ , aktif veri iletim süresi  $\beta$ , geri saçılım süresi de  $(1 - \alpha - \beta)$  olarak ifade edilmiştir. Süreler arasında  $\alpha, \beta \geq 0$  ve  $\alpha + \beta \leq 1$  ilişkisi kolayca yazılabilir.

#### A. Matematiksel Modelleme

$R_b$ , GS modunda;  $R_h$  ise EHSİ modunda birim zamanda iletilen toplam bit sayısı olmak üzere ST tarafından iletilen toplam bit sayısı  $R = R_b + R_h$  ile verilir. Buradaki amacımız ikincil kanalda, belli bir ST verici gücü altında iletilen toplam bit sayısını enbüyülmektir. Üstüne kurulan ağ modelinde de ifade edildiği gibi geri saçılım modunda, birim zamanda iletilen toplam bit sayısı aşağıdaki gibi verilir:

$$R_b = (1 - \alpha - \beta) B_b \quad (5.30)$$

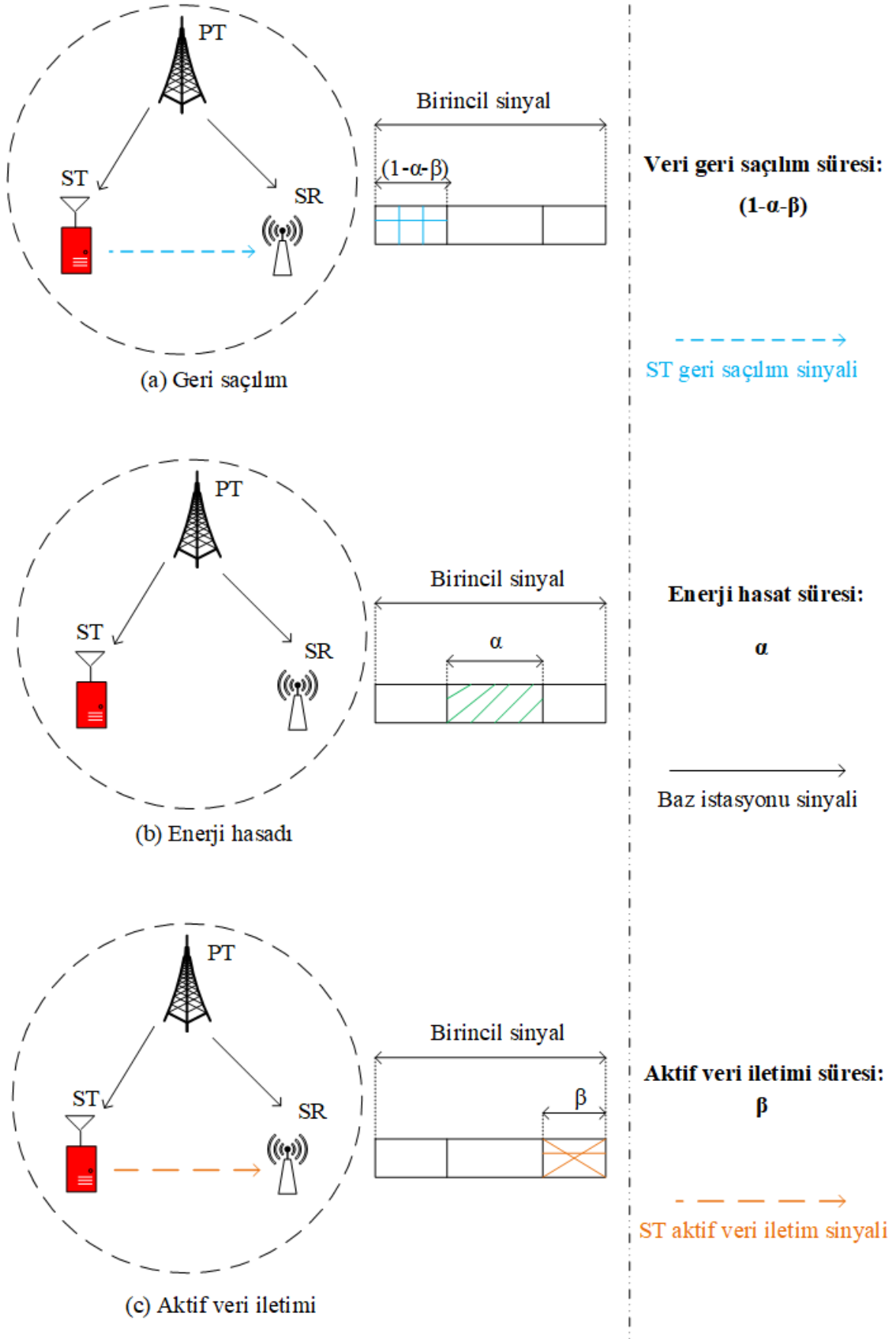
ST tarafından hasat edilen toplam enerji

$$E_h = \alpha P_R = \alpha \delta P_T \frac{G_T G_R \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (5.31)$$

ile verilir. ST enerji depoladıktan sonra kendisinde bulunan bütün enerjiyi aktif veri iletiminde kullanır. Ancak kendi iç devre yapısındaki işlemler sırasında depolanan bu enerjide bir miktar azalma olur. Bu durumda aktif veri iletim süresince ST'nin verici gücü aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$P_s = \frac{E_h - E_c}{\beta} \quad (5.32)$$

Denklem (5.32)'de toplam depolanan enerji  $E_h$ , devre enerji tüketimi  $E_c$  ile gösterilmiştir. Devre güç tüketimi  $P_c$  ile ifade edilirse,  $E_c = \beta P_c$  dir. Burada ST'nin, aktif veri iletimi yaptığı zaman ortaya çıkan devre enerji tüketimi dikkate alınmıştır. Enerji hasat edildiği zamanki devre enerji tüketimi ise dikkate alınmamıştır [40, 41].



Şekil 5.4. Tek ikincil vericiye sahip altına kurulan ağ model yapısı [31].

Altına kurulan ağ modelinde PR’de oluşan girişimin kabul edilebilir bir seviyede olabilmesi için ST’nin verici gücü, belirli bir gücün altında tutulmalıdır. Böylece aşağıda verilen koşul yazılabilir:

$$P_s \leq P^+ \quad (5.33)$$

Burada  $P^+$ , ST için izin verilen en yüksek verici gücüdür. Denklem (5.33)’ten aşağıda verilen kısıt elde edilebilir:

$$\begin{aligned} \frac{\alpha P_R - E_c}{\beta} &\leq P^+, \\ \alpha &\leq \beta \frac{P_c + P^+}{P_R} \end{aligned} \quad (5.34)$$

ST’nin veri iletim hızı Denklem (5.6)’ya benzer biçimde bulunursa

$$r_h = k W \log_2 \left( 1 + \frac{P_s}{P_0} \right) \quad (5.35)$$

elde edilir. EHSİ modunda SR’ye gönderilen bit sayısı aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$R_h = \beta k W \log_2 \left( 1 + \frac{P_s}{P_0} \right) = \beta k W \log_2 \left( 1 + \frac{E_h - E_c}{\beta P_0} \right) \quad (5.36)$$

$$R_h = \beta k W \log_2 \left( 1 + \frac{\alpha P_R - \beta P_c}{\beta P_0} \right) \quad (5.37)$$

Denklem (5.37)’deki ifade negatif olamayacağından aşağıdaki kısıt yazılabilir:

$$\begin{aligned} E_h = \alpha P_R &\geq E_c, \\ \alpha &\geq \frac{E_c}{P_R} = \frac{\beta P_c}{P_R} \end{aligned} \quad (5.38)$$

Denklem (5.38)’deki kısıt, ST’nin, kendi iç devresi tarafından tüketilen enerjiden daha yüksek bir enerji elde edebilmesi için sahip olması gereken hasat etme süresinin minimum değerini göstermektedir. Bu koşul sağlandığı takdirde ST, EHSİ modunda çalışabilir. Eğer  $\alpha = 0$  ise, enerji hasat edilmediği için aktif veri iletimi de yapılamaz ve  $\beta = 0$  olur. Benzer şekilde eğer  $\beta = 0$  ise, ST aktif veri iletimi için zaman harcamayacaktır. Dolayısıyla hasat edilen enerji kullanılamayacağından  $\alpha = 0$  olmalıdır. Sonuç olarak  $R_h$  ifadesi aşağıdaki gibi verilebilir:

$$R_h = \begin{cases} \beta k W \log_2 \left( 1 + \frac{\alpha P_R - \beta P_c}{\beta P_0} \right), & \alpha + \beta \leq 1, \alpha > 0, \beta > 0, \alpha > \beta \frac{P_c}{P_R}, \alpha \leq \beta \frac{P_c + P^+}{P_R}, \\ 0, & \alpha + \beta \leq 1, \alpha > 0, \beta > 0, \alpha \leq \beta \frac{P_c}{P_R} \text{ ya da } \alpha \beta = 0. \end{cases} \quad (5.39)$$

Denklem (5.39)’daki ifade de  $R_h = \beta k W \log_2 \left( 1 + \frac{\alpha P_R - \beta P_c}{\beta P_0} \right)$  iken sağlanması gereken eşitsizliklerin bulunduğu kümeye kısıt kümesi 1,  $R_h = 0$  iken sağlanan koşulların olduğu kümeye kısıt kümesi 2 diyelim. Kısıt kümesi 1’de bulunan  $\alpha \leq \beta \frac{P_c + P^+}{P_R}$  eşitsizliği sadece

$R_h > 0$  iken dikkate alınmıştır.  $R_h = 0$  iken birincil kanala herhangi bir girişim söz konusu olmayacağından bu eşitsizliğin kullanılmasına da gerek yoktur. Eniyileme problemi aşağıda verilen ifade ile temsil edilebilir:

$$R(\alpha, \beta) = \begin{cases} (1 - \alpha - \beta)B_b + \beta k W \log_2 \left(1 + \frac{\alpha P_R - \beta P_c}{\beta P_0}\right), & \text{Kısıt kümesi 1,} \\ (1 - \alpha - \beta)B_b, & \text{Kısıt kümesi 2} \end{cases} \quad (5.40)$$

Denklem (5.40) ifadesinden kolayca görüldüğü gibi, ST sadece GS modunda çalıştığı zaman iletilen toplam veri  $R = (1 - \alpha - \beta)B_b$  olup, ifadeyi enbüyültmenin yolu  $\alpha = 0$  ve  $\beta = 0$  yapmaktır.

$$\max_{\alpha, \beta} R(\alpha, \beta) = R(0, 0) = B_b \quad (5.41)$$

Denklem (5.40) ifadesi sonuç olarak yeniden yazılırsa aşağıdaki eniyileme problemi ortaya çıkar:

$$R(\alpha, \beta) = \begin{cases} (1 - \alpha - \beta)B_b + \beta k W \log_2 \left(1 + \frac{\alpha P_R - \beta P_c}{\beta P_0}\right), & \text{Kısıt kümesi 1,} \\ B_b, & \text{Kısıt kümesi 2} \end{cases} \quad (5.42)$$

## **B. Problemin Çözümü**

İncelenen ağ yapısında  $\alpha$  ve  $\beta$  parametrelerinin birbirinden bağımsız olmadıkları görülmektedir. Bu yüzden ilk başta  $\alpha$  ile  $\beta$  arasındaki ilişki bulunacak, daha sonra iki değişkenli eniyileme problemi tek değişkenli hale dönüştürülüp analiz edilecektir.

### **B.1. Enerji hasadı-sonra-ilet modu için en uygun zaman tahsisi**

Şekil 5.5'te gösterildiği gibi aktif veri iletim süresini  $\gamma$ , enerji hasat etmek için ayrılan süreyi de  $(1 - \gamma)$  ile ifade edelim. EHSİ modunda ST tarafından gönderilen bit sayısı, Denklem (5.39)'daki ifade de  $\alpha = (1 - \gamma)$  ve  $\beta = \gamma$  yazılarak aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$R_h = \begin{cases} \gamma k W \log_2 \left(1 + \frac{(1-\gamma)P_R - \gamma P_c}{\gamma P_0}\right), & \alpha + \beta \leq 1, \alpha > 0, \beta > 0, \alpha > \beta \frac{P_c}{P_R}, \alpha \leq \beta \frac{P_c + P^+}{P_R}, \\ 0, & \alpha + \beta \leq 1, \alpha > 0, \beta > 0, \alpha \leq \beta \frac{P_c}{P_R} \text{ ya da } \alpha \beta = 0. \end{cases} \quad (5.43)$$

Kısıt kümesi 1'deki ilk koşul  $\alpha + \beta = (1 - \gamma) + \gamma \leq 1$  daima sağlanır. İkinci ve üçüncü koşul  $\alpha > 0$  ve  $\beta > 0$ , sırasıyla  $\gamma < 1$  ve  $\gamma > 0$  olduğunda sağlanmaktadır. Dördüncü koşul  $\alpha > \beta \frac{P_c}{P_R}$  eşitsizliğiyle

$$\begin{aligned} 1 - \gamma &> \gamma \frac{P_c}{P_R} \\ \gamma &< \frac{P_R}{P_c + P_R} \end{aligned} \quad (5.44)$$

elde edilir. Kısıt kümesi 2'deki  $\alpha\beta = 0$  koşulundan ise  $(1 - \gamma)\gamma = 0$  sonucu çıkar. Bu denklem  $\gamma = 0$  ya da  $\gamma = 1$  olması ile gerçekleşir. Kısıt kümesi 1'deki son koşul olan güç kısıtını incelersek

$$\alpha P_r \leq \beta P_c + \beta P^+ \quad (5.45)$$

$$\frac{P_R}{P_c + P^+ + P_R} \leq \gamma \quad (5.46)$$

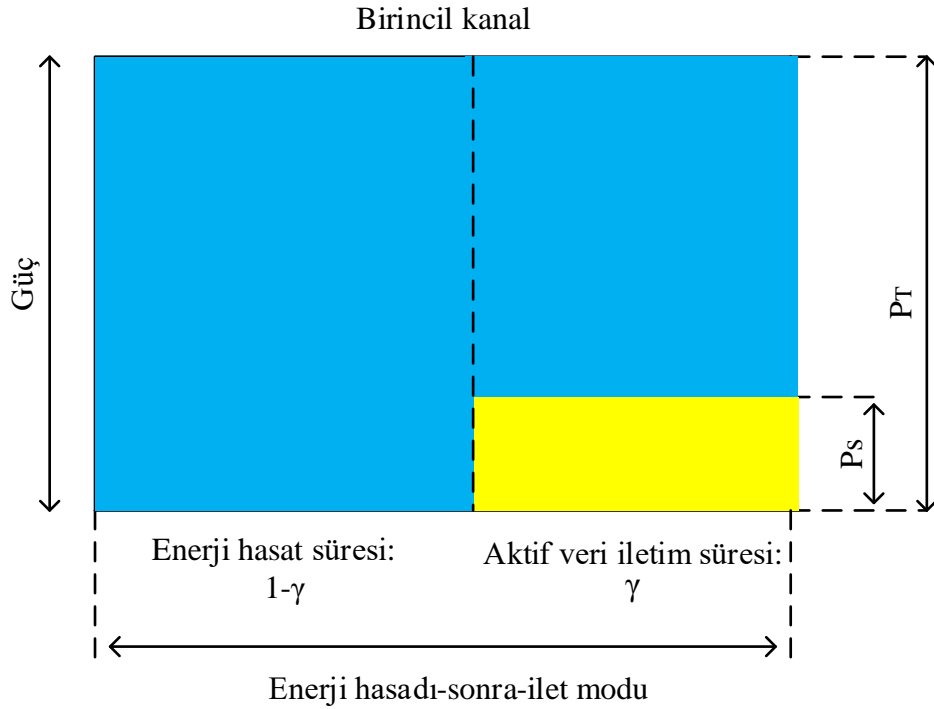
eşitsizlikleri çıkarılır. Tek değişken parametre olan  $\gamma$ 'ya bağlı  $R_h$  ifademiz aşağıda verildiği gibi yazılabilir:

$$R_h = \begin{cases} \gamma k W \log_2 \left( 1 + \frac{(1-\gamma)P_R - \gamma P_c}{\gamma P_0} \right), & \gamma \in (0, \frac{P_R}{P_c + P_R}), \gamma \geq \frac{P_R}{P_c + P^+ + P_R}, \\ 0, & \gamma \in [\frac{P_R}{P_c + P_R}, 1) \text{ veya } (1 - \gamma)\gamma = 0. \end{cases} \quad (5.47)$$

Verilen kısıt kümesinde  $\frac{P_R}{P_c + P^+ + P_R} < \frac{P_R}{P_c + P_R}$  olduğundan,  $\gamma \in (0, \frac{P_R}{P_c + P_R})$  için, EHSİ modunda eniyileme problemi aşağıdaki hale gelir:

$$\max_{\gamma} R_h(\gamma) = \gamma k W \log_2 \left( 1 + \frac{(1 - \gamma) P_R - \gamma P_c}{\gamma P_0} \right),$$

$$\text{öyle ki } \begin{cases} \gamma < \frac{P_R}{P_c + P_R}, \\ \gamma \geq \frac{P_R}{P_c + P^+ + P_R}. \end{cases} \quad (5.48)$$



Şekil 5.5. Enerji hasadı-sonra-ilet modu için eniyi zaman tahsisi.



Kolaylık olması açısından  $a = kW$ ,  $b = 1 - \frac{P_R + P_c}{P_0}$  ve  $c = \frac{P_R}{P_0}$  ile gösterelim. Bu durumda Denklem (5.48)'deki amaç fonksiyonumuz aşağıdaki eşitlikle verilebilir:

$$R_h(\gamma) = a \gamma \log_2 \left( b + \frac{c}{\gamma} \right) \quad (5.49)$$

Denklem (5.49)'daki ifadenin  $\gamma$ 'ya göre birinci türevi alınırsa Denklem (5.50) elde edilir:

$$R'_h = a \log_2 \left( b + \frac{c}{\gamma} \right) - \frac{a c}{(b \gamma + c) \ln 2} \quad (5.50)$$

**Kural 1:** İlk olarak  $X = (b + \frac{c}{\gamma})$  olan bir değişken tanımlayalım. Denklem (5.48)'de verilen ilk kısıtı ( $\gamma < \frac{P_R}{P_c + P_R}$ ) ele alırsak,  $X = b + \frac{c}{\gamma} > b + \frac{c}{\frac{P_R}{P_c + P_R}}$  elde edilir. Burada  $c, \gamma > 0$  dir. Sonuç olarak aşağıdaki eşitsizlik elde edilir:

$$X > 1 - \frac{P_R + P_c}{P_0} + \frac{\frac{P_R}{P_0}}{\frac{P_R}{P_c + P_R}} = 1 \quad (5.51)$$

Denklem (5.48)'de verilen ikinci kısıtta ( $\gamma \geq \frac{P_R}{P_c + P^+ + P_R}$ ) ise  $X = b + \frac{c}{\gamma} \leq b + \frac{c}{\frac{P_R}{P_c + P^+ + P_R}}$  elde edilir.

$$X \leq 1 - \frac{P_R + P_c}{P_0} + \frac{\frac{P_R}{P_0}}{\frac{P_R}{P_c + P^+ + P_R}} = 1 + \frac{P^+}{P_0} \quad (5.52)$$

Denklem (5.50)'den,

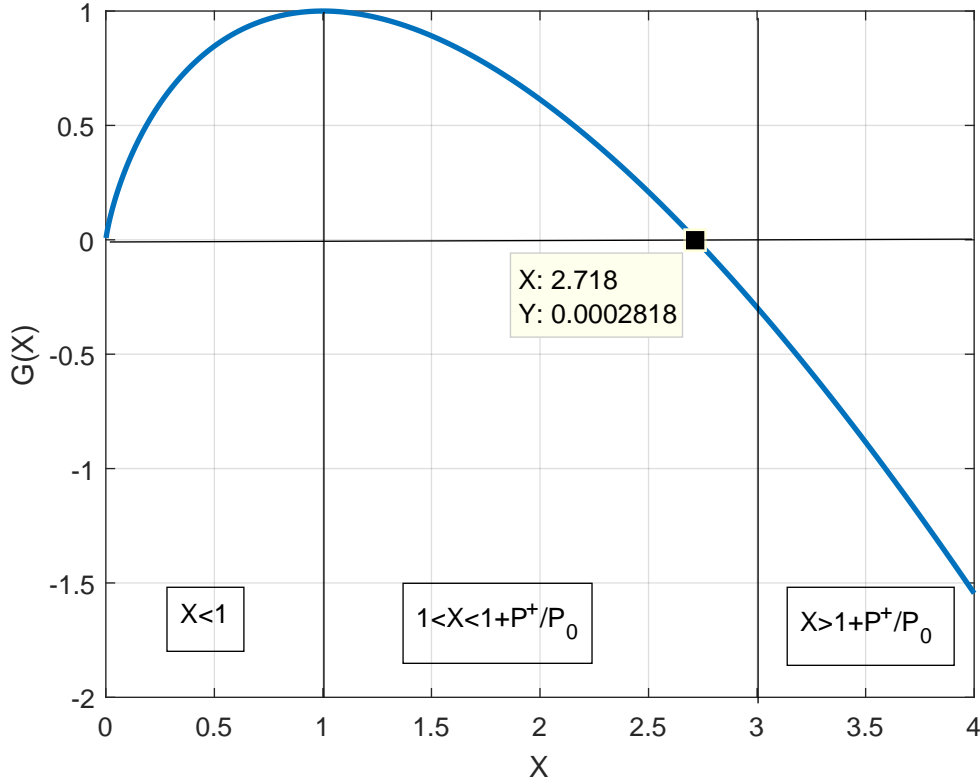
$$\begin{aligned} g(X) &= R'_h = a \log_2 \left( b + \frac{c}{\gamma} \right) - \frac{a c}{(b \gamma + c) \ln 2}, \\ &= \frac{a}{\ln 2} \left( \ln \left( b + \frac{c}{\gamma} \right) + \frac{b}{b + \frac{c}{\gamma}} - 1 \right), \\ &= \frac{a}{\ln 2} \left( \ln(X) + \frac{b}{X} - 1 \right), \\ &= \frac{a}{X \ln 2} (X \ln X + b - X). \end{aligned} \quad (5.53)$$

sonucu çıkar.  $X \in (1, 1 + \frac{P^+}{P_0}]$  aralığında öyle bir  $X$  bulmalıyız ki  $g(X) = R'_h(\gamma) = 0$  olsun.

$$\begin{aligned} \frac{a}{X \ln 2} (X \ln X + b - X) &= 0 \\ X - X \ln X &= b \end{aligned} \quad (5.54)$$

$G(X) = X - X \ln X$  ile ifade edersek, Şekil 5.6'dan  $b \in [G(1 + \frac{P^+}{P_0}), G(1)]$  aralığında daima tek bir  $X^*$  değeri bulunabilir.  $X = (b + \frac{c}{\gamma})$  olduğundan  $\gamma_1^* = \frac{c}{X^* - b}$  olarak bulunur ve  $R'_h(\gamma_1^*) = 0$  dir. Ayrıca  $b = 1 - \frac{P_R + P_c}{P_0}$  ve  $b < G(1) = 1$  dir. Bu yüzden eğer  $b = 1 - \frac{P_R + P_c}{P_0} \geq G(1 + \frac{P^+}{P_0}) = (1 + \frac{P^+}{P_0})(1 - \ln(1 + \frac{P^+}{P_0}))$  ise,  $R'_h(\gamma_1^*) = 0$  olan tek bir  $\gamma_1^*$

değeri kolayca bulunabilir.



Şekil 5.6.  $G(X)$  fonksiyonunun  $X$ 'e göre değişimi.

Denklem (5.50)'den  $R_h$ 'ın ikinci türevi,

$$R_h'' = -\frac{a c^2}{(b\gamma + c)^2 \gamma \ln 2} \quad (5.55)$$

ile verilir. Burada  $a = kW > 0$ ,  $\gamma > 0$  ve  $c > 0$  olduğu için,  $R_h'' < 0$  dır. Bu sonuç  $R_h$  fonksiyonunun içbükey bir fonksiyon olduğunu gösterir. Bu yüzden  $\gamma_1^*$ , Denklem (5.48)'deki amaç fonksiyonunun eniyi çözümüdür ve  $R_h$  fonksiyonunun en büyük değerine ulaşmasını sağlar.

**Kural 2:** Denklem (5.53)'ten  $R_h'(\gamma) = g(X) = \frac{a}{X \ln 2} (b - G(X))$  eşitliğini biliyoruz. Şekil 5.6'ten görüldüğü gibi  $X \in (1, 1 + \frac{P^+}{P_0}]$  için, eğer  $b < G(1 + \frac{P^+}{P_0})$ ,  $1 - \frac{P_R + P_c}{P_0} < (1 + \frac{P^+}{P_0})(1 - \ln(1 + \frac{P^+}{P_0}))$  ise, bu durumda  $R_h'(\gamma) = g(X) < 0$  olur. Bu sonuçtan  $R_h$  fonksiyonunun  $\gamma$ 'ya göre azaldığı sonucu çıkarılabilir. Ayrıca  $\gamma \in [\frac{P_R}{P_c + P^+ + P_R}, \frac{P_R}{P_c + P_R})$  olduğu için Denklem (5.48)'deki amaç fonksiyonu  $R_h(\gamma_2^*)$ 'ı enbüyükten değer  $\gamma_2^* = \frac{P_R}{P_c + P^+ + P_R}$  olarak elde edilir.

Kural 1 ve kural 2'den bulunan sonuçlar aşağıdaki ifadeyle özetlenebilir:

$$(\gamma^*, R_h^*) = \begin{cases} (\gamma_1^*, R_h(\gamma_1^*)), & 1 - \frac{P_R + P_c}{P_0} \geq (1 + \frac{P^+}{P_0})(1 - \ln(1 + \frac{P^+}{P_0})) \\ (\gamma_2^*, R_h(\gamma_2^*)), & 1 - \frac{P_R + P_c}{P_0} < (1 + \frac{P^+}{P_0})(1 - \ln(1 + \frac{P^+}{P_0})) \end{cases} \quad (5.56)$$

### B.2. Geri saçılım ve enerji hasadı-sonra-ilet modu arasındaki ilişkinin bulunması

Enerji hasat süresi ve aktif veri iletim süresi toplamı  $\tau$  ile ifade edilirse  $\tau = \alpha + \beta$  olur. Burada  $\alpha = (1 - \gamma^*)\tau$  ve  $\beta = \gamma^*\tau$  dir. Öyle bir  $\tau$  değeri bulunmalıdır ki ST'nin toplam bit gönderim hızı en büyük olsun. Bu yüzden  $\tau \in [0, 1]$  için Denklem (5.42)'deki iki değişkenli eniyileme problemimiz tek değişken parametre olan  $\tau$  ya bağlı olarak Denklem (5.57)'deki gibi yazılırsa hem çözmek hem de analiz etmek daha da kolaylaşır.

$$\max_{\tau} R(\tau) = \begin{cases} (1 - \tau)B_b + \tau\gamma^*kW \log_2 \left( 1 + \frac{(1-\gamma^*)P_R - \gamma^*P_c}{\gamma^*P_0} \right), & \tau \in (0, 1] \\ B_b, & \tau = 0 \end{cases} \quad (5.57)$$

Dikkat edilirse  $\tau \in (0, 1]$  için  $R(\tau)$ ,  $\tau$ 'nin doğrusal bir fonksiyonudur.  $R(\tau)$  fonksiyonunun birinci türevi alınır

$$R'(\tau) = -B_b + \gamma^*kW \log_2 \left( 1 + \frac{(1-\gamma^*)P_R - \gamma^*P_c}{\gamma^*P_0} \right) \quad (5.58)$$

elde edilir. Böylece Denklem (5.59)'daki sonuçlar çıkarılabilir:

$$R(\tau) = \begin{cases} \text{azalan bir fonksiyondur,} & R'(\tau) < 0, \text{ yani } B_b > \gamma^*kW \log_2 \left( 1 + \frac{(1-\gamma^*)P_R - \gamma^*P_c}{\gamma^*P_0} \right) \\ \text{artan bir fonksiyondur,} & R'(\tau) > 0, \text{ yani } B_b < \gamma^*kW \log_2 \left( 1 + \frac{(1-\gamma^*)P_R - \gamma^*P_c}{\gamma^*P_0} \right) \end{cases} \quad (5.59)$$

Denklem (5.59)'daki koşullarda verilen kritik noktayı kolaylık olması açısından,

$$B_b^* = \gamma^*kW \log_2 \left( 1 + \frac{(1-\gamma^*)P_R - \gamma^*P_c}{\gamma^*P_0} \right) \quad (5.60)$$

ile gösterelim. Denklem (5.59)'dan aşağıdaki sonuçlar çıkarılabilir:

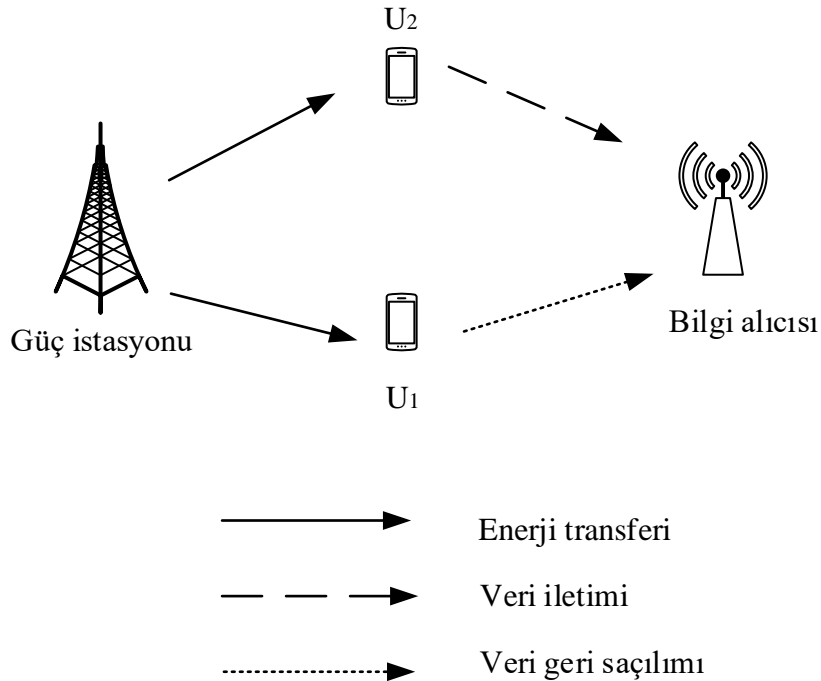
$$\max_{\tau} R(\tau) = \begin{cases} R(\tau = 0) = B_b, & B_b > B_b^* \\ R(\tau = 1) = \gamma^*kW \log_2 \left( 1 + \frac{(1-\gamma^*)P_R - \gamma^*P_c}{\gamma^*P_0} \right), & B_b < B_b^* \end{cases} \quad (5.61)$$

Denklem (5.61)'de eğer  $B_b > B_b^*$  ise ST sadece GS modunda çalışır,  $B_b < B_b^*$  ise EHSİ modunda çalışır. Burada şuna da dikkat etmek gerekir ki, eğer  $B_b = B_b^*$  ise,  $R(\tau) = B_b = \gamma^*kW \log_2 \left( 1 + \frac{(1-\gamma^*)P_R - \gamma^*P_c}{\gamma^*P_0} \right)$  dir. Yani her iki durumda da ST tarafından gönderilen veri hızı aynıdır. Bu durumda ST, iki moddan birisini seçer ve veri aktarımını gerçekleştirir. ST'nin çalışma durumu aşağıdaki gibi özetlenebilir:

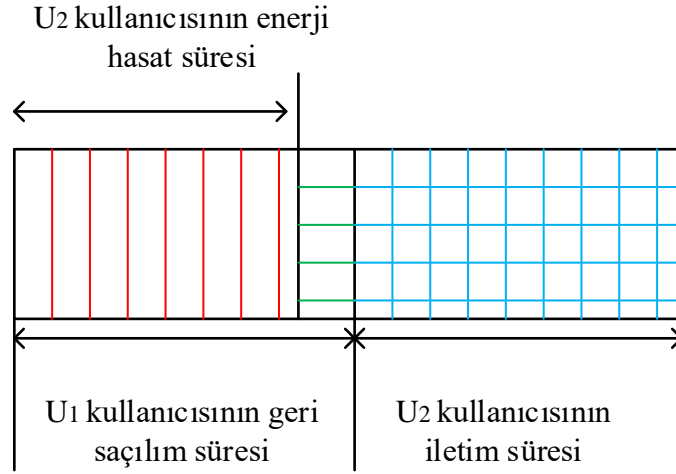
$$\text{ST'nin durumu} = \begin{cases} \text{Geri saçılım modu,} & B_b \geq B_b^* \\ \text{Enerji hasadı-sonra-ilet modu,} & B_b < B_b^* \end{cases} \quad (5.62)$$

## 5.2. İki Kullanıcıya Sahip Kablosuz Güç Aktarımlı Geri Saçılım Haberleşme Ağı

Bu bölümde [34]'te önerilen sistem modeli ele alınmış, kablosuz güç aktarımlı geri saçılım haberleşme ağlarının çalışma parametrelerinin eniyilenmesi problemi analiz edilmiştir. Sistem modeli Şekil 5.7'de gösterilmiştir. Haberleşme ağı, kullanıcılara özel tahsis edilmiş güç istasyonu, bilgi alıcısı,  $U_1$  ve  $U_2$  olarak adlandırılan iki kullanıcıdan oluşmaktadır.  $U_1$  kullanıcısı geri saçılım devresine,  $U_2$  kullanıcısı da enerji hasat etme devresine sahiptir.  $U_2$  kullanıcısının bataryasında başlangıçta  $E_i$  miktarda enerji olduğu varsayılmıştır.  $U_1$  kullanıcısı herhangi bir bataryaya sahip değildir.  $U_1$  ve  $U_2$  kullanıcılarının sinyalleri arasında çakışmayı önlemek için zaman bölmeli çoklu erişim (TDMA) tekniğini kullandıkları varsayılmıştır. Geri saçılım, iletim ve enerji hasat etme sürelerinin gösterildiği zaman bloğu Şekil 5.8'de verilmiştir. Güç istasyonu tüm zaman bloğu boyunca kullanıcılara sinyalini göndermektedir.



Şekil 5.7. İki kullanıcıya sahip kablosuz güç aktarımlı geri saçılım haberleşme ağı [34].



Şekil 5.8. İki kullanıcılı ağ modelinde üzerinde çalışılan zaman bloğu.

$U_1$  kullanıcısı kendisine ayrılan geri saçılım süresince verisini gönderirken,  $U_2$  kullanıcısı bu süre boyunca enerji hasat etmektedir.  $U_1$  kullanıcısının geri saçılım süresi  $\alpha$  ve  $U_2$  kullanıcısının iletim süresi  $\beta$ , zaman bloğunun toplam süresi de  $T$  ile ifade edilmiştir. Kullanıcıların veri iletimlerinin çakışmaması için aşağıdaki eşitsizlik sağlanmalıdır:

$$\alpha + \beta \leq T \quad (5.63)$$

$U_2$  kullanıcısının enerji hasat ettiği  $\tau$  süresi boyunca,  $U_1$  kullanıcısı çakışma olmaksızın geri saçılım yapabileceğinden aşağıdaki eşitsizlik sağlanmalıdır:

$$\tau \leq \alpha \quad (5.64)$$

#### A. Geri Saçılım Haberleşme

Geri saçılım süresince  $U_1$  aktif olur.  $U_1$  kullanıcısı güç istasyonundan gelen sinyali kipleyerek kendi bilgisini ekler ve geri saçar. Geri saçılım hızı  $B$  olmak üzere,  $U_1$  kullanıcısından gönderilen veri, aşağıdaki denklemlerle ifade edilir:

$$R_b = \alpha B \quad (5.65)$$

#### B. Enerji Hasat Etme ve Veri İletimi

$U_1$  geri saçılım yaparken,  $U_2$  enerji hasat eder. Kullanıcılar ile güç istasyonu arasındaki kanal, serbest uzay olarak modellenmiştir.  $U_2$ 'nin hasat ettiği güç miktarı Friis denklemi kullanılarak aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$P_r = \eta P \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (5.66)$$

Burada istasyonun verici gücü  $P$ , enerji hasat etme verimliliği  $\eta$ , güç istasyonunun anten kazancı  $G_t$ ,  $U_2$  kullanıcısının anten kazancı  $G_r$ , kullanılan sinyalin dalga boyu  $\lambda$  ve istasyon ile  $U_2$  kullanıcısı arasındaki mesafe  $d$  dir.  $U_2$  kullanıcısı tarafından  $\tau$  süresince depolanan enerji aşağıda verilmiştir:

$$E_h = \tau P_r \quad (5.67)$$

$U_2$ 'de depolanan toplam enerji bataryanın kapasitesi  $C$ 'den büyük olamayacağı için aşağıdaki kısıt sağlanmalıdır:

$$E = E_i + E_h \leq C \quad (5.68)$$

$U_2$ 'nin iletim süresi boyunca, bilgi alıcısına verisini gönderdiği ve depoladığı tüm enerjiyi veri gönderiminde kullandığı varsayılmıştır [27]. Bu durumda  $U_2$ 'nin ortalama verici gücü

$$P_t = \frac{E}{\beta} \quad (5.69)$$

ile ifade edilir. İletim süresince,  $U_2$  kullanıcısından gönderilen toplam veri aşağıdaki gibi elde edilir:

$$R_h = \beta W \log_2 \left( 1 + \frac{P_t g}{\sigma^2} \right) = \beta W \log_2 \left( 1 + \frac{a\tau + b}{\beta} \right) \quad (5.70)$$

Yukarıdaki ifade de bant genişliği  $W$ ,  $U_2$  ile bilgi alıcısı arasındaki kanal güç kazancı  $g$ , bilgi alıcısındaki gürültü gücü  $\sigma^2$  ile gösterilmiştir. Ayrıca  $a = \frac{P_r g}{\sigma^2}$  ve  $b = \frac{E_i g}{\sigma^2}$  ile ifade edilmiştir. İncelenen modelde iki kullanıcıdan birim zamanda gönderilen toplam veri aşağıdaki denklemde ifade edilir:

$$\begin{aligned} R_{\text{toplam}}(\alpha, \beta, \tau) &= R_b + R_h \\ &= \alpha B + \beta W \log_2 \left( 1 + \frac{a\tau + b}{\beta} \right) \end{aligned} \quad (5.71)$$

### C. Problemin Çözümü

Belirtilen kısıtlar altında toplam veri hızının enbüyütülmesi problemi aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$\begin{aligned} &\max_{\alpha, \beta, \tau} R_{\text{toplam}}(\alpha, \beta, \tau) \\ &\text{öyle ki } \begin{cases} \alpha + \beta \leq T \\ \tau \leq \alpha \\ \tau P_r + E_i \leq C \\ \alpha, \beta, \tau \geq 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (P1)$$

**(P1)'in dışbükey eniyileme problemi olduğunun ispatı:**

Denklem (5.71)'deki üç değişken parametreyi

$$\bar{x} = \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ \tau \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (5.72)$$

ile ifade edelim.  $R(\bar{x})$ 'in gradyan vektörü [42]

$$\bar{\nabla} R(\bar{x}) = \begin{bmatrix} B \\ W \log_2 \left( 1 + \frac{a\tau+b}{\beta} \right) + W \log_2(e) \left( \frac{-(a\tau+b)}{\beta+a\tau+b} \right) \\ \beta W \log_2(e) \left( \frac{a}{\beta+a\tau+b} \right) \end{bmatrix} \quad (5.73)$$

olarak bulunur. Hessian matrisi ise aşağıdaki gibi bulunur [42]:

$$H(\bar{x}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 R}{\partial x_1^2} & \frac{\partial^2 R}{\partial x_1 x_2} & \frac{\partial^2 R}{\partial x_1 x_3} \\ \frac{\partial^2 R}{\partial x_1 x_2} & \frac{\partial^2 R}{\partial x_2^2} & \frac{\partial^2 R}{\partial x_2 x_3} \\ \frac{\partial^2 R}{\partial x_1 x_3} & \frac{\partial^2 R}{\partial x_2 x_3} & \frac{\partial^2 R}{\partial x_3^2} \end{bmatrix} \quad (5.74)$$

Denklem (5.74)'teki hessian matrisi,  $R(\bar{x})$  fonksiyonu için uygulanırsa

$$H(\bar{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & y_{22} & y_{23} \\ 0 & y_{23} & y_{33} \end{bmatrix} \quad (5.75)$$

elde edilir.  $R(\bar{x})$  fonksiyonunun hessian matrisinde bulunan elemanların ifadeleri Denklem (5.76)'daki gibi verilir:

$$\begin{aligned} y_{33} &= -\beta W \log_2(e) \left( \frac{a^2}{(\beta + a\tau + b)^2} \right) \\ y_{22} &= W \log_2(e) \left( \frac{a\tau + b}{(\beta + a\tau + b)^2} \right) - W \log_2(e) \left( \frac{a\tau + b}{\beta(\beta + a\tau + b)} \right) \\ y_{23} &= W \log_2(e) \left( \frac{a}{\beta + a\tau + b} \right) - \beta W \log_2(e) \left( \frac{a}{(\beta + a\tau + b)^2} \right) \end{aligned} \quad (5.76)$$

Eniyileme problemi tekniklerinden faydalanılarak [42],  $\forall \bar{V} \in \mathbb{R}^3$ ,  $\bar{V} \neq \bar{0}$  olan bir vektör tanımlayalım ve  $\bar{V}^T H \bar{V}$  sonucunu araştıralım.

$$\begin{aligned} \bar{V}^T H \bar{V} &= \begin{bmatrix} V_1 & V_2 & V_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & y_{22} & y_{23} \\ 0 & y_{23} & y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \\ &= V_2^2 y_{22} + 2 V_2 V_3 y_{23} + V_3^2 y_{33} \end{aligned} \quad (4.77)$$

Denklem (5.76)'daki ifadeler, Denklem (5.77)'de yerine yazılırsa,

$$\begin{aligned}\bar{V}^T H \bar{V} &= V_2^2 W \log_2(e) \left( \frac{a\tau + b}{(\beta + a\tau + b)^2} - \frac{a\tau + b}{\beta(\beta + a\tau + b)} \right) \\ &+ 2V_2 V_3 W \log_2(e) \left( \frac{a}{(\beta + a\tau + b)} - \frac{\beta a}{(\beta + a\tau + b)^2} \right) \\ &- V_3^2 W \log_2(e) \left( \frac{\beta a^2}{(\beta + a\tau + b)^2} \right)\end{aligned}\quad (5.78)$$

sonucu elde edilir. Yukarıdaki eşitlikte tüm kesirli ifadelerin paydaları eşitlenip gerekli düzenlemeler yapılırsa Denklem (5.79) yazılabilir:

$$\begin{aligned}\bar{V}^T H \bar{V} &= -\frac{W \log_2(e)}{\beta(\beta + a\tau + b)^2} (V_2^2 (a\tau + b)^2 - 2V_2 V_3 a\beta (a\tau + b) + V_3^2 a^2 \beta^2) \\ &= -\frac{W \log_2(e)}{\beta(\beta + a\tau + b)^2} (V_2 (a\tau + b) - V_3 a\beta)^2 \leq 0\end{aligned}\quad (5.79)$$

Görüldüğü gibi  $\bar{V}^T H \bar{V}$ , sıfıra eşit ya da negatif bir değerdir. Sonuç olarak  $R(\bar{x})$  fonksiyonumuz içbükey (concave) bir fonksiyondur ve [42]'deki eniyileme tekniklerinden faydalanılarak problem çözülebilir.

Denklem (5.71)'den (P1)'in amaç fonksiyonunun,  $\tau$ 'nun monoton artan bir fonksiyonu olduğu görülmektedir. Buradan hareketle (P1)'in çözümü iki aşamada gerçekleştirilebilir. İlk aşama olarak batarya kapasitesinin sonsuz olduğu varsayılp problemin çözümü elde edilir. Çözüm  $\tau^* P_r + E_i \leq C$  batarya kısıtı koşulunu sağlıyorsa (P1)'in çözümü de elde edilmiş olur. Eğer batarya kısıtı sağlanmıyorsa (P1), dışbükey eniyileme problemi olduğu için, ikinci aşamaya geçilir ve batarya kapasitesinin sonlu olduğu varsayılır. Bu durumda problem çözümü,  $\tau^* P_r + E_i = C$  koşulunu sağlamalıdır.

### **C.1. Batarya kapasitesi sonsuz kabul edilirse:**

Toplam veri hızını enbüyütmek için  $\tau = \alpha$  olmalıdır. Böylece (P1), aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$\begin{aligned}\max_{\alpha, \beta} &\left( \alpha B + \beta W \log_2 \left( 1 + \frac{a\alpha + b}{\beta} \right) \right) \\ \text{öyle ki} &\begin{cases} \alpha + \beta \leq T \\ \alpha, \beta \geq 0 \end{cases}\end{aligned}\quad (P2)$$

Dışbükey (P2) probleminde KKT (Karush-Kuhn-Tucker) koşulları uygulanarak eniyileme probleminin çözümü elde edilebilir. Denklem (5.72) 'deki ifade de  $\tau$  değişkeni  $\alpha$ 'ya eşit olduğu için ayrıca düşünülmemiştir. (P2)'nin Lagrange fonksiyonu yazılırsa

$$L(\bar{x}, v) = R(\bar{x}) - v(\alpha + \beta - T) \quad (5.80)$$



elde edilir. Burada  $v$ , Lagrange çarpanıdır. (P2) için KKT koşulları aşağıdaki gibi verilir:

$$\alpha^* + \beta^* \leq T \quad (5.81)$$

$$v^*(\alpha^* + \beta^* - T) = 0 \quad (5.82)$$

$$\frac{\partial R(\bar{x})}{x_i} - v^* = 0, (i = 1, 2) \quad (5.83)$$

KKT koşulları içinde yazılan Denklem (5.83)'teki ifadeyi ilk olarak  $x_1$  için türevlersek

$$B + \beta W \log_2(e) \left( \frac{a}{\beta + a\alpha + b} \right) = v^* \quad (5.84)$$

elde edilir. Denklem (5.84)'te gerekli düzenlemeler yapılırsa aşağıda verilen eşitlik bulunur:

$$\frac{B}{W} \ln 2 + \frac{\beta a}{\beta + a\alpha + b} = \frac{v^* \ln 2}{W} \quad (4.85)$$

İkinci olarak Denklem (5.83)'teki ifadeyi  $x_2$  için türevleyip gerekli düzenlemeler yapılırsa

$$\ln\left(1 + \frac{a\alpha + b}{\beta}\right) - \frac{a\alpha + b}{\beta + a\alpha + b} = \frac{v^* \ln 2}{W} \quad (4.86)$$

sonucu bulunur.  $T$  zaman bloğunun tamamı kullanıcılar tarafından kullanılırsa  $\alpha^* + \beta^* = T$  olur. Denklem (5.86)'daki  $\left(1 + \frac{a\alpha + b}{\beta}\right)$  ifadesi  $z$  ile ifade edilirse

$$z \ln(z) - z + 1 = \frac{v^* \ln 2}{W} z \quad (5.87)$$

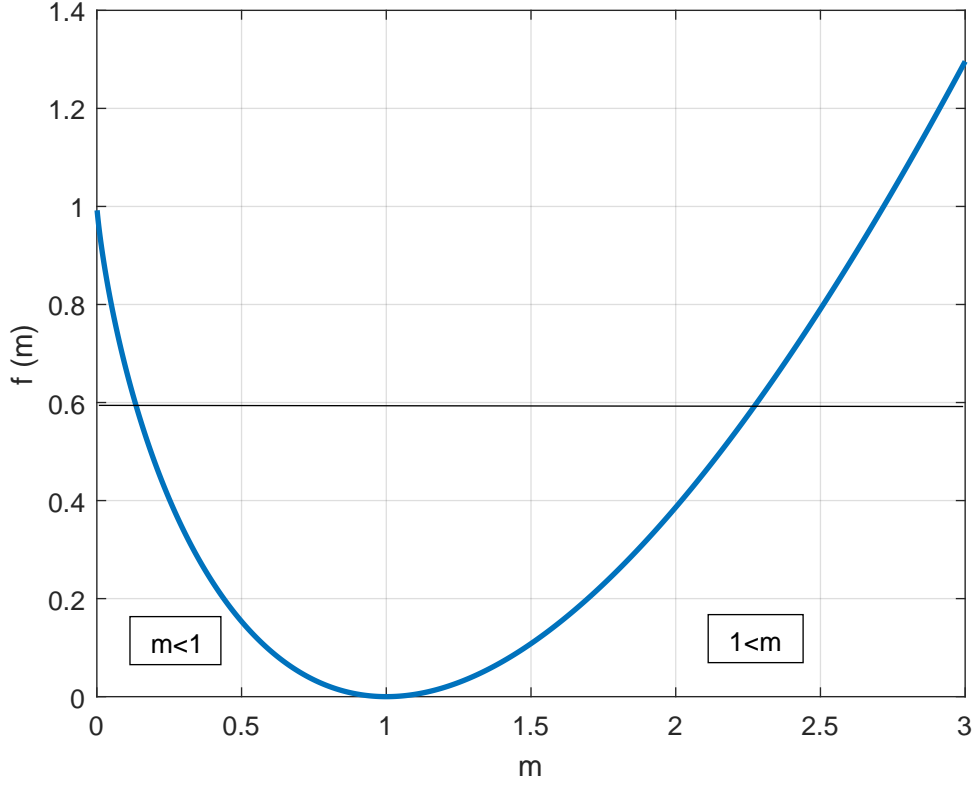
eşitliği elde edilir. Denklem (5.85)'teki  $\frac{v^* \ln 2}{W}$  ifadesi, Denklem (5.87)'de yerine yazılıp gerekli düzenlemeler yapılırsa aşağıda ifade edilen eşitlik ortaya çıkar:

$$f(z) = z \ln(z) - \left(1 + \frac{B}{W} \ln 2\right)z + 1 = a \quad (5.88)$$

Denklem (5.87)'den  $z = \left(1 + \frac{a\alpha + b}{\beta}\right)$  bilindiği için,  $\alpha^*$  ve  $\beta^*$  değerleri

$$\alpha^* = \max \left\{ 0, \frac{(z^* - 1)T - b}{z^* + a - 1} \right\} \\ \beta^* = \min \left\{ \frac{aT + b}{z^* + a - 1}, T \right\} \quad (5.89)$$

olarak bulunur. Denklem (5.89)'dan da görüldüğü gibi eniyileme probleminin çözümünü bulabilmek için  $z^*$  değerinin bilinmesi gerekmektedir. Denklem (5.88)'de öyle bir  $z^*$  değeri vardır ki  $f(z) = a$ 'dır. Öncelikle,  $f(m) = z \ln(m) - m + 1$  fonksiyonu tanımlanıp  $m$ 'ye göre grafiği çizdirilirse, Şekil 5.9'da gösterilen grafik elde edilir. Görüldüğü gibi fonksiyon dışbükey bir özelliğe sahip olup, herhangi bir  $f(m)$  değeri, iki farklı  $m$  noktası için elde edilebilmektedir.



Şekil 5.9.  $f(m)$  fonksiyonunun  $m$ 'ye göre değişimi.

Denklem (5.88)'deki  $f(z)$  fonksiyonunun en düşük değere sahip olduğu  $z_k$  noktası, fonksiyonun türevi alınıp sifıra eşitlenmesiyle aşağıdaki gibi bulunur:

$$f'(z) = \ln(z) - \frac{B}{W} \ln 2 = 0 \quad (5.90)$$

$$z_k = 2^{\frac{B}{W}}$$

Burada dikkat edilmesi gereken nokta, yukarıda da izah edildiği gibi  $f(z) = a$  olan iki farklı  $z^*$  değerinin olmasıdır. Bölüm 6.2'de yapılan benzetim sonucunda gözlemlendi ki  $z^* < 2^{\frac{B}{W}}$ , yani fonksiyonun en düşük değere sahip olduğu noktanın sol tarafındaki  $z^*$  değeri çözüm olarak kabul edilirse, Denklem (5.89)'daki  $\frac{(z^*-1)T-b}{z^*+a-1}$  değeri 1'den büyük,  $\frac{aT+b}{z^*+a-1}$  değeri de 0'dan küçük çıkmakta,  $\alpha^*$  ve  $\beta^*$  değerleri anlamsız olmaktadır. Sonuç olarak  $z^* > 2^{\frac{B}{W}}$  alınmalı ve eniyileme probleminin çözümü bulunmalıdır.

### C.2. Batarya kapasitesi sonlu kabul edilirse:

Bu durumda batarya kısıtı aşağıdaki gibi olur.

$$\tau^* P_r + E_i = C \quad (5.91)$$

Batarya kapasitesinin sonlu olması durumunda (P1)'deki problem yeniden formüle edilirse,

aşağıdaki ifadeye dönüşür:

$$\max_{\alpha, \beta} \left( \alpha B + \beta W \log_2 \left( 1 + \frac{c}{\beta} \right) \right)$$

$$\text{öyle ki } \begin{cases} \alpha + \beta \leq T \\ \beta \geq 0 \\ \alpha \geq \frac{C - E_i}{P_r} \end{cases} \quad (\text{P3})$$

(P3) probleminde  $c = \frac{Cg}{\sigma^2}$  olarak ifade edilmiştir. Batarya kapasitesinin sonsuz kabul edildiği durumda, eniyileme probleminin çözümü için yapılan işlemler, benzer şekilde burada da uygulanırsa aşağıdaki ifadeler elde edilir:

$$\beta^* = \min \left\{ \frac{c}{\mu^* - 1}, T - \frac{C - E_i}{P_r} \right\}$$

$$\alpha^* = T - \beta^*$$
(5.92)

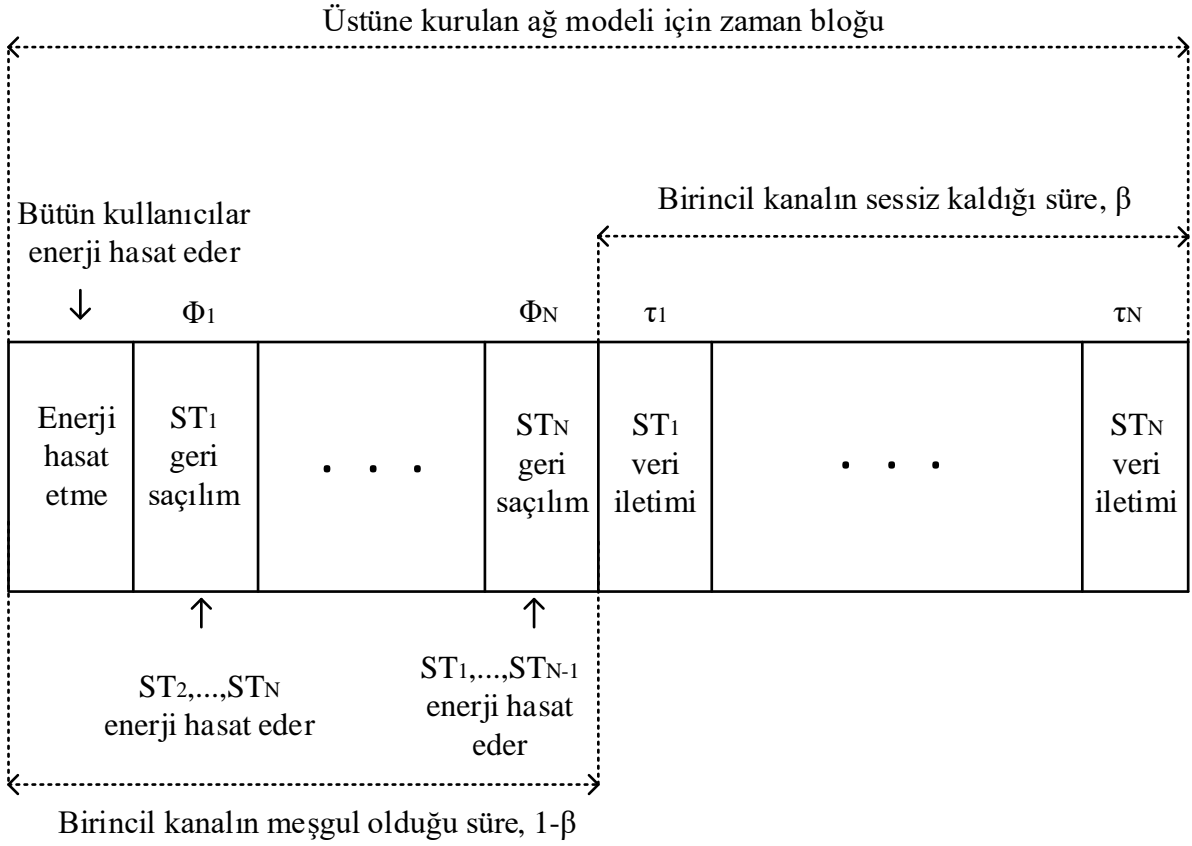
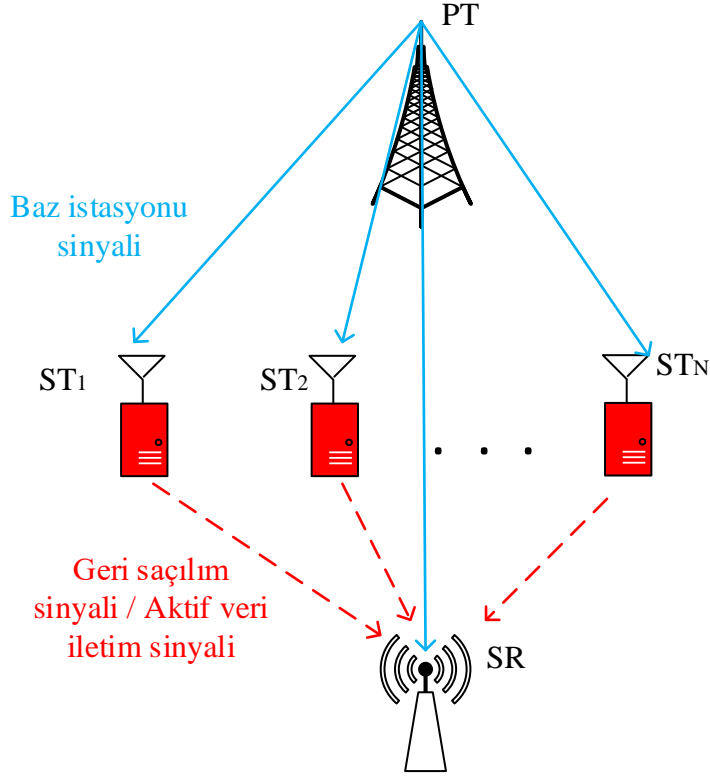
Burada  $f(\mu) = 0$  ve  $\mu^* > 2 \frac{B}{W}$  dir.

### 5.3. N adet İkincil Vericiye Sahip Bilişsel Radyo Tabanlı Geri Saçılım Haberleşme Ağı

Bu kısımda, Bölüm 5.1.1’de verilen, tek ikincil vericiye sahip üstüne kurulan ağ modelinin,  $N$  kullanıcı olduğu durum ele alınmıştır [32, 33]. Haberleşme ağı, Şekil 5.10’da gösterilmektedir. İkincil kanalda, enerji hasat etme ve geri saçılım devresine sahip  $N$  adet ST bulunmaktadır. SR ise kullanıcılardan gelen sinyali alma görevini üstlenmektedir. Birincil kanalın sinyal gönderimini yaptığı  $1 - \beta$  süresi içerisinde, ST- $n$ ,  $\phi_n$  süresince geri saçılım yaparken,  $(1 - \beta - \phi_n)$  süresi boyunca enerji hasat eder. Daha sonra hasat edilen bu enerji,  $\tau_n$  aktif veri iletim süresince kullanılır. Burada  $\forall n \in (1, 2, \dots, N)$  olup, ST’nin kaçınıcı kullanıcı olduğunu göstermektedir. Daha önceki bölümlerde yapılan modellemelere benzer şekilde aşağıdaki kısıtlar yazılabilir:

$$\text{öyle ki } \begin{cases} \sum_{n=1}^N \phi_n \leq 1 - \beta, \\ \sum_{n=1}^N \tau_n \leq \beta, \\ \phi_n, \tau_n \geq 0, \end{cases} \quad (\text{5.93})$$

Denklem (5.93)’te verilen geri saçılım ve aktif veri iletim sürelerini sırasıyla  $\bar{\phi} = [\phi_1, \dots, \phi_N]^T$  ve  $\bar{\tau} = [\tau_1, \dots, \tau_N]^T$  vektörleri ile gösterelim. Amacımız, ST’ler tarafından SR’ye gönderilen toplam veriyi enbüyülmektir. Dolayısıyla en uygun  $\bar{\tau}^*$  ve  $\bar{\phi}^*$  değerlerinin bulunması gerekmektedir.



Şekil 5.10.  $N$  adet ikincil vericiye sahip bilişsel radyo tabanlı geri saçılım haberleşme ağ modeli [32].

**Problem formülasyonu:**

ST kullanıcıları tarafından gönderilen toplam veri aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$R_{\text{toplam}} = \sum_{n=1}^N R_n = \sum_{n=1}^N (R_n^b + R_n^h) \quad (5.94)$$

Burada  $R_n^b$  ve  $R_n^h$ , sırasıyla GS modu ve EHSİ modunda, ST- $n$  tarafından gönderilen veri miktarıdır. GS modunda ST- $n$  tarafından gönderilen veri

$$R_n^b = \phi_n B_n^b \quad (5.95)$$

ile bulunur. EHSİ modunda ilk evre olarak, hasat edilen güç, Friis denklemiyle

$$P_n^R = \delta_n P^T \frac{G^T G_n^R \lambda^2}{(4\pi d_n)^2} \quad (5.96)$$

olarak bulunur. Burada  $P^T$ 'nin verici gücü  $P^T$ , enerji depolama verimliliği  $\delta \in [0,1]$ , PT anten kazancı  $G^T$ , ST- $n$  anten kazancı  $G_n^R$ , sinyalin dalga boyu  $\lambda$ , PT ve ST- $n$  arasındaki uzaklık  $d_n$  ile gösterilmiştir. Enerji hasat süresince ST- $n$  tarafından depolanan enerji ise aşağıdaki gibi verilir:

$$E_n^h = (1 - \beta - \phi_n) P_n^R \quad (5.97)$$

Denklem (5.97)'de verilen  $(1 - \beta - \phi_n)$  süresi, ST- $n$  kullanıcısının toplam enerji hasat etme süresidir. İkinci evre olarak, hasat edilen enerji, birincil kanal sessiz olduğunda aktif veri iletiminde kullanılmaktadır. Burada kullanıcıların iç devre yapılarında tüketilen enerji ihmal edilmiştir. ST- $n$  kullanıcısının aktif veri iletim süresince sahip olduğu verici gücü

$$P_n^{tr} = \frac{E_n^h}{\tau_n} \quad (5.98)$$

ile bulunur. ST- $n$  kullanıcısının veri iletim hızı ise aşağıdaki ifadeyle gösterilebilir:

$$r_n^h = k_n W \log_2 \left( 1 + \frac{P_n^{tr}}{P_n^0} \right) \quad (5.99)$$

Veri iletim verimliliği,  $k \in [0, 1]$  aralığında bir değerdir. Birincil kanalın bant genişliği  $W$ ,  $P_n^0$  ise gürültü gücü  $N_0$  ile kanal kazanç katsayısı  $h_n$ 'nin oranı ( $P_n^0 = \frac{N_0}{h_n}$ ) ile tanımlanır. Son olarak, EHSİ modunda ST- $n$  kullanıcısı tarafından iletilen bit sayısı aşağıdaki gibi verilir:

$$\begin{aligned} R_n^h &= \tau_n k_n W \log_2 \left( 1 + \frac{P_n^{tr}}{P_n^0} \right) \\ &= \tau_n k_n W \log_2 \left( 1 + \frac{(1 - \beta - \phi_n) P_n^R}{\tau_n P_n^0} \right) \\ &= \psi_n \tau_n \log_2 \left( 1 + \gamma_n \frac{(1 - \beta - \phi_n) P_n^R}{\tau_n} \right) \end{aligned} \quad (5.100)$$

Yukarıdaki ifadede  $\psi_n = k_n W$  ve  $\gamma_n = \frac{1}{P_n^0}$  ile ifade edilmiştir. ST- $n$  kullanıcısı tarafından ve ikincil kanal tarafından iletilen toplam bit sayısı sırasıyla Denklem (5.101) ve Denklem (5.102)'de verilmiştir [32].

$$R_n = R_n^b + R_n^h = \phi_n B_n^b + \psi_n \tau_n \log_2 \left( 1 + \gamma_n \frac{(1 - \beta - \phi_n) P_n^R}{\tau_n} \right) \quad (5.101)$$

$$R_{\text{toplam}} = \sum_{n=1}^N R_n = \sum_{n=1}^N \left[ \phi_n B_n^b + \psi_n \tau_n \log_2 \left( 1 + \gamma_n \frac{(1 - \beta - \phi_n) P_n^R}{\tau_n} \right) \right] \quad (5.102)$$

Ayrıca her kullanıcının hizmet niteliğini (Quality of Service, QoS) sağlaması için, göndermesi gereken veri sayısının, önceden belirlenen bir değere eşit ya da ondan daha büyük olması istenebilir. Bu durumda aşağıda verilen kısıt yazılmalıdır:

$$R_n \geq R_n^+ \quad (5.103)$$

Sonuç olarak eniyileme problemimiz aşağıdaki gibi verilir:

$$\begin{aligned} & \max_{\phi, \tau} R_{\text{toplam}} \\ \text{öyle ki } & \begin{cases} \sum_{n=1}^N \phi_n \leq 1 - \beta, \\ \sum_{n=1}^N \tau_n \leq \beta, \\ \phi_n, \tau_n \geq 0, \\ R_n \geq R_n^+, \end{cases} \end{aligned} \quad (5.104)$$

Bölüm 5.1 ve Bölüm 5.2'de uygulanan yöntemlerle, yukarıdaki problemin amaç fonksiyonunun içbükey bir fonksiyon olduğu kolayca bulunabilir. Böylece [42]'de verilen eniyileme tekniklerinden faydalanarak problem çözülebilir.

## 6. BENZETİMLER

Bölüm 5'te analiz edilen ağ modellerinin benzetim sonuçları aşağıda ayrı ayrı verilmiştir. Ayrıca, Bölüm 6.1 ve Bölüm 6.3'te başarımları incelenen sistem modelleri, sadece geri saçılım ve sadece enerji hasadı-sonra-ilet modunda çalışan literatürdeki bazı temel haberleşme ağları ile karşılaştırılmış ve daha yüksek bir başarımlar elde ettikleri görülmüştür.

### 6.1. Tek İkincil Vericiye Sahip Bilişsel Radyo Tabanlı Geri Saçılım Haberleşme Ağı için Parametre Değerleri

İncelenen sistem modeli, üstüne kurulan ağ ve altına kurulan ağ olmak üzere iki farklı senaryo için değerlendirilip benzetim sonuçları bulunmuştur. Haberleşme ağı modelinin başarımları, sadece EHSİ modu [27] ve sadece GS modunda [2, 14] çalışan ağ modelleri ile karşılaştırılmıştır. PT tarafından yayılan sinyalin türü, FM, TV ve WiFi olarak düşünülüp, bu sinyallerin parametre değerleri de Çizelge 6.1'de verilmiştir.

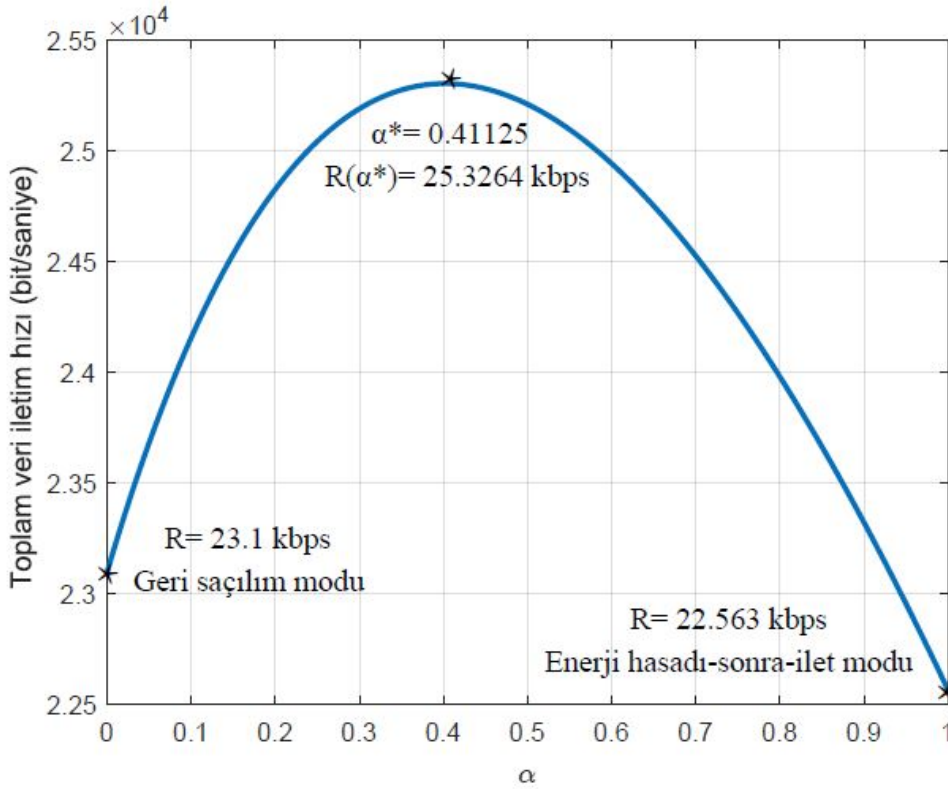
Çizelge 6.1. Referans alınan parametreler.

PT	Verici gücü	Frekans	Bant genişliği	PT-ikincil düğümler arasındaki mesafe	ST tarafından hasat edilen güç
FM baz istasyonu	17 kW	100 MHz	100 KHz	10782 metre [2]	79.25 $\mu$ W
TV kulesi	17 kW	915 MHz	6 MHz	2000 metre	27.5 $\mu$ W
WiFi	10 dBm	2.4 GHz	20 MHz	2 metre	2.35 $\mu$ W

Benzetimlerde FM sinyalinin parametre değerleri kullanılıp, bazı durumlar için üç farklı sinyalin başarımları karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Diğer parametreler için, PT ve ST anten kazancı 6 dBi, ST'nin iç devre enerji tüketimi -35 dBm, enerji depolama verimliliği ve veri iletim verimliliği 0.6 olarak ayarlanmıştır. Geri saçılım hızı, birincil kanalın sessiz kalma süresi ve altına kurulan senaryo için güç kısıtı parametre değerleri başarımlarını değerlendirilmesinde farklılık göstermektedir.

### 6.1.1. Üstüne kurulan ağ modeli için başarımlar sonuçları

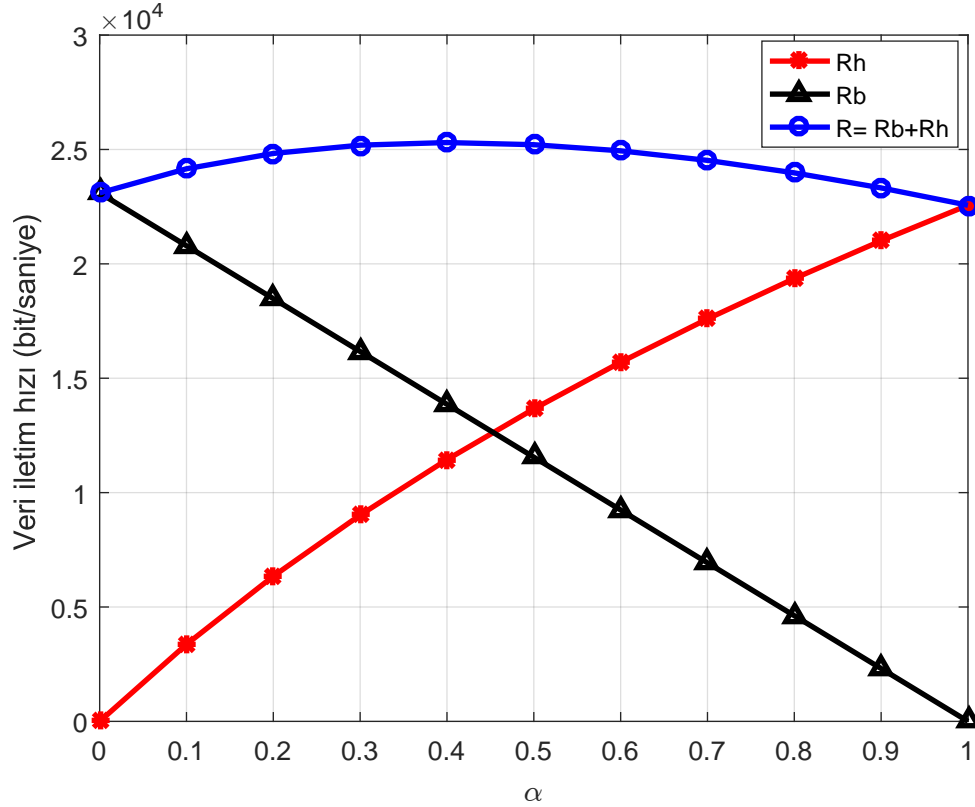
Şekil 6.1, Denklem (5.19)'da verilen toplam veri iletim hızı  $R(\alpha)$ 'nın  $\alpha$  değerine göre değişimini göstermektedir. Burada birincil kanalın sessiz kaldığı süre 0.3 kabul edilmiştir. Yani PT, toplam zamanın 70%'inde sinyal gönderimini kesintisiz gerçekleştirmektedir. GS durumunda ST'nin geri saçılım hızı 33 kbps olarak ayarlanmıştır. Şekil 6.1 incelendiğinde  $\alpha = 0$  için ST, sadece geri saçılım modunda çalışır ve toplam veri iletim hızı, 23.1 kbps olarak elde edilmiştir. ST,  $\alpha = 1$  için sadece EHSİ modunda çalışır ve toplam veri iletim hızı 22.563 kbps olarak elde edilir. Grafikte  $R(\alpha)$ 'nın en büyük değeri  $\alpha = 0.41125$  noktasında 25.3264 kbps olarak elde edilmiştir. Demek ki ST, birincil kanalın meşgul olduğu sürenin 41.125%'inde enerji hasat etme, 58.875%'inde geri saçılım yapmaktadır.



Şekil 6.1.  $\alpha$ 'nın farklı değerlerine karşılık toplam veri iletim hızının değişimi.



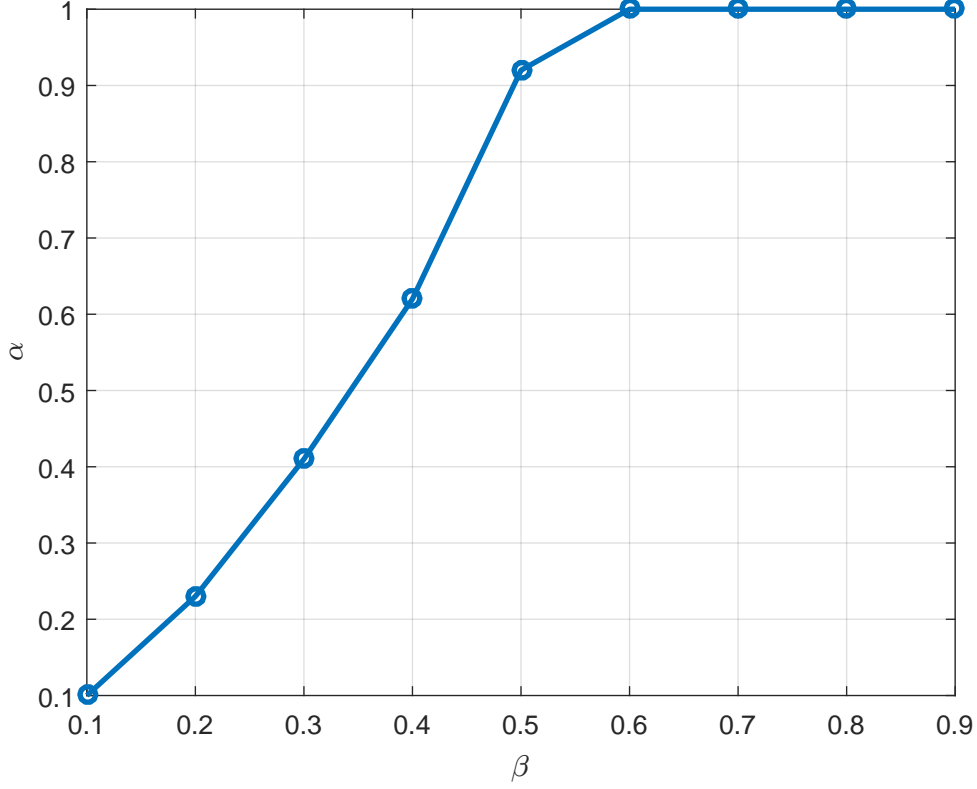
Şekil 6.1, Şekil 6.2 ile daha iyi izah edilebilir. Grafiğe bakıldığında  $\alpha$  arttıkça,  $R_b$  doğrusal bir şekilde azalırken,  $R_h$  logaritmik bir biçimde artmaktadır. Eğer  $\alpha$ 'nın değeri çok küçük olursa ki bu durumda geri saçılım için daha çok zaman ayrılır, yeteri kadar enerji hasat edilmediğinden, aktif veri iletim için ayrılmış süreden çok faydalanılamaz. Eğer  $\alpha$ 'nın değeri çok büyük olursa ki bu durumda da enerji hasat etmeye daha çok zaman ayrılır, kanalın meşgul olduğu sürede GS modunda yeteri kadar çalışamaz ve toplam veri hızı düşer.



Şekil 6.2.  $\alpha$ 'nın farklı değerlerine karşılık geri saçılım modu, enerji hasadı-sonra ilet modu ve iki modun birlikte yer aldığı durumdaki veri iletim hızı.

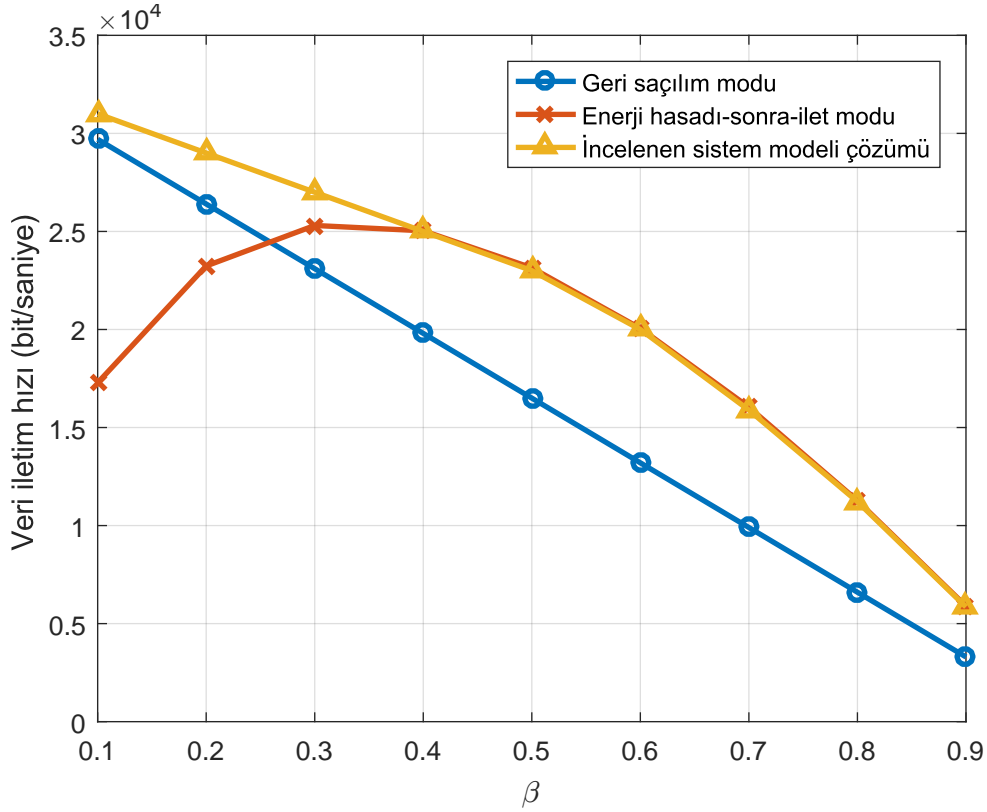
Şekil 6.3,  $\beta$ 'nin 0.1'den 0.9'a kadar aldığı değerler için, Denklem (5.19)'daki  $R(\alpha)$  ifadesinin değerini en büyük yapan  $\alpha^*$ 'ın değişimini göstermektedir. Üstüne kurulan ağ modelinde çalışıldığından  $\beta$ 'nin sıfırdan başlaması anlamsızdır. Çünkü  $\beta = 0$  olursa, kanalın sessiz kaldığı süre olmayacak ve ST aktif veri iletimi yapamayacaktır. Bu durum incelediğimiz senaryo için uygun değildir. Kanalın sessiz kalma süresi 0.1'den 0.6'ya kadar arttığında,  $\alpha$ , 0.1' den 1'e doğru hızla artmakta,  $\beta = 0.6$  ve daha yüksek değerlerde sabit kalmaktadır. Açıkça görüldüğü gibi düşük  $\beta$  değerine sahip birincil kanal için ST, GS modundan daha çok faydalanır, yüksek  $\beta$  değerine sahip birincil kanal için ST, GS modundan daha yüksek

bir veri iletim hızı sağlayan EHSİ modunu tercih eder. Şekil 6.3'e bakıldığında  $\beta$ 'nın 0.6 ve daha yüksek değerlerinde ST, birincil kanalın meşgul olduğu sürenin tamamını enerji hasadı için kullanıp, daha sonra hasat edilen bu enerjiyi aktif veri iletiminde tüketir.



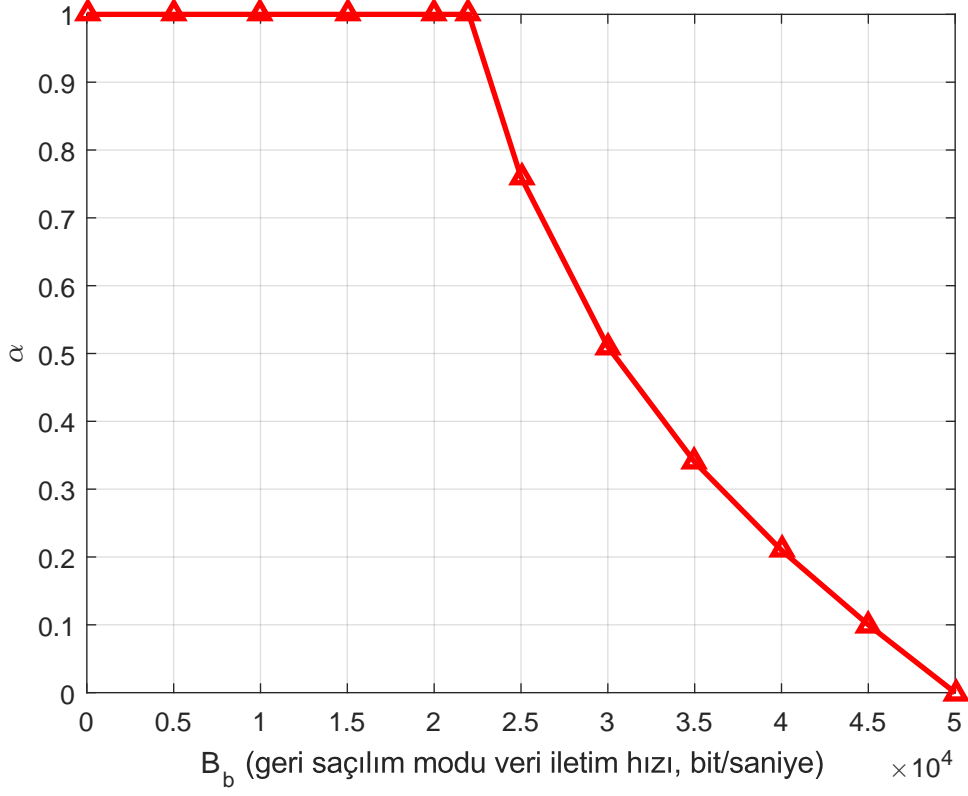
Şekil 6.3.  $\beta$ 'nin farklı değerlerine göre  $\alpha$ 'nın değişimi.

Şekil 6.4'te birincil kanalın sessiz kalma süresi  $\beta$ 'nin değişimine göre ikincil kanalın veri iletim hızı analiz edilmiştir. Şekil 6.3'te bulunan  $\beta$  değerlerine karşılık  $\alpha$  değerlerinden faydalanarak veri iletim hızı değişimi bulunabilir. Grafikte enerji hasadı-sonra-ilet modu için  $\alpha = 1$ , geri saçılım modu için  $\alpha = 0$  olarak ayarlanmıştır. İncelenen sistem modeli çözümü ile elde edilen veri iletim hızı,  $\beta = 0.1$  iken, sadece enerji hasadı-sonra-ilet modunda çalışıldığı zaman elde edilen veri iletim hızından yaklaşık 1.77 kat,  $\beta = 0.6$  iken, sadece geri saçılım modunda çalışıldığı zaman elde edilen veri iletim hızından yaklaşık 1.4 kat daha fazladır. Enerji hasadı-sonra-ilet modu için çıkan sonuca bakarsak,  $\beta$ , 0.1-0.3 aralığında iken veri iletim hızı artmakta,  $\beta$ 'nin 0.3'ten sonraki değerler için azalmaktadır. Bu durum şöyle açıklanabilir: Kanalın sessiz kalma süresi kısa olduğunda ST, aktif veri iletimine daha az zaman ayırır. Tam tersi, kanalın sessiz kalma süresi uzun olduğu durumda da enerji hasat etmek için tahsis edilen süre kısaldır.

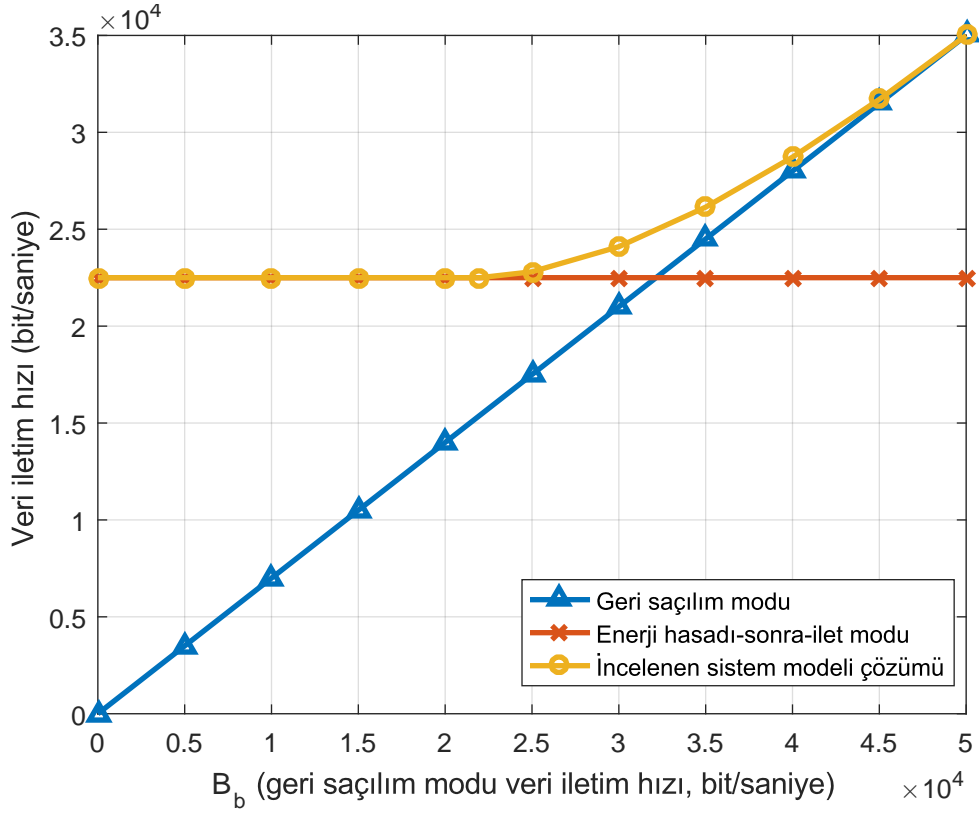


Şekil 6.4. Kanalın sessiz kalma süresi  $\beta$ 'nin değişimine göre ikincil kanalın veri iletim hızı.

Şekil 6.5'te geri saçılım hızı  $B_b$ 'nin farklı değerlerinde ikincil kanalın başarımını enbüyüten  $\alpha$ 'nın değişimi gösterilmiştir. Geri saçılım modundaki veri iletim hızı, [2]'de izah edildiği gibi ST'nin donanımsal yapısına bağlıdır. Burada  $\beta = 0.3$  kabul edilmiştir. Geri saçılım hızı 0'dan başlayıp 22 kbps değerine kadar arttırıldığında  $\alpha = 1$  olmakta ve ST, daima EHSİ modunu seçmektedir. Ancak  $B_b$ , 22 kbps değerinden daha yüksek olunca ST, GS modunda da çalışmaya başlar ve 50 kbps değerinden sonra sadece GS modunda çalışır. Elde edilen bu sonuçlar Denklem (5.23) ve Denklem (5.24)'te bulunan sonuçlarla da uyuşmaktadır. Eğer  $B_b \in \left( \frac{\beta kWm}{(m+n)(1-\beta)In2}, \frac{\beta kWm}{(m\alpha^++n)(1-\beta)In2} \right)$  ise  $\alpha^* = \frac{\beta kW}{B_b(1-\beta)In2} - \frac{n}{m}$  olur. Dolayısıyla  $\alpha^*$ ,  $B_b$ 'nin azalan bir fonksiyonudur. Eğer  $B_b \geq \frac{\beta kWm}{(m\alpha^++n)(1-\beta)In2}$  ise ST geri saçılım yapar,  $B_b \leq \frac{\beta kWm}{(m+n)(1-\beta)In2}$  ise ST geri saçılım yapmayıp, aktif veri iletimi yapabilmek için sadece enerji hasat eder. Şekil 6.6'da farklı  $B_b$  hızlarında, incelenen sistem modeli çözümüyle enerji hasadı-sonra-ilet ve geri saçılım modunda elde edilen veri iletim hızları karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Enerji hasadı-sonra-ilet modunda  $\alpha = 1$  dir ve  $R_h = \beta kW \log_2(n + m)$  olduğu için  $B_b$ 'ye göre veri iletim hızı değişmez, sabittir. Geri saçılım modu sırasında elde edilen veri iletim hızı  $\alpha = 0$  için  $R_h = (1 - \beta) B_b$  olup  $B_b$  ile doğrusal olarak değişmektedir. Görüldüğü gibi incelenen sistem modeli çözümü, en iyi veri iletim hızını vermektedir.

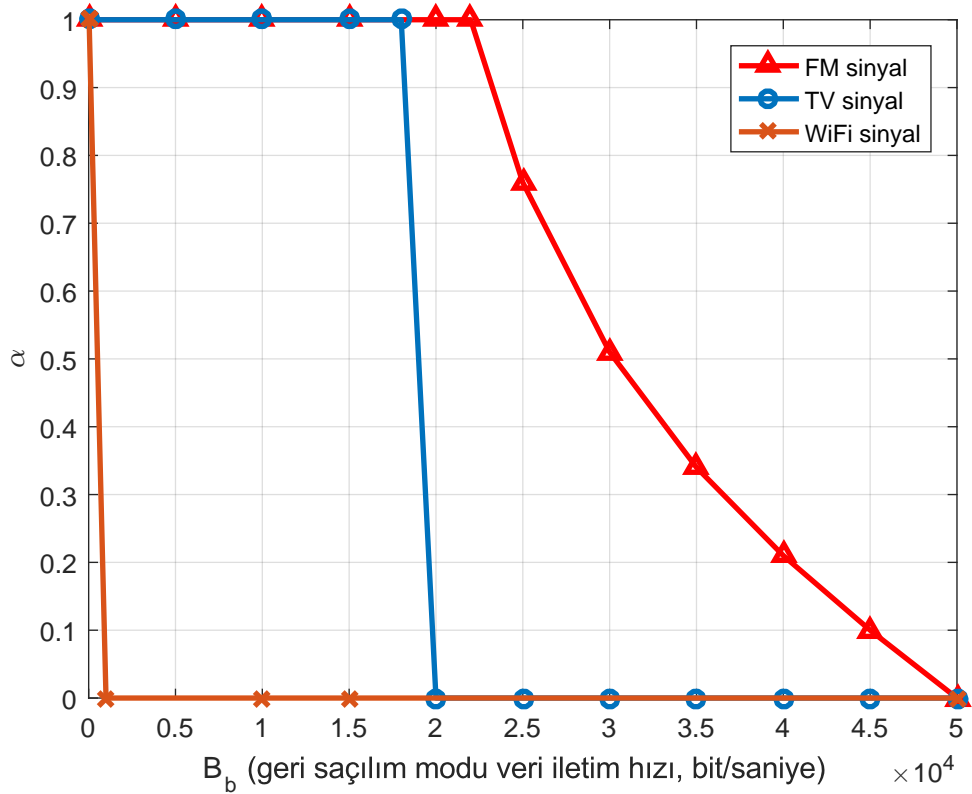


Şekil 6.5. Geri saçılım hızı  $B_b$ 'ye göre  $\alpha$  değişimi.



Şekil 6.6. Üstüne kurulan ağ modelinde geri saçılım hızı  $B_b$ 'ye göre veri iletim hızları.

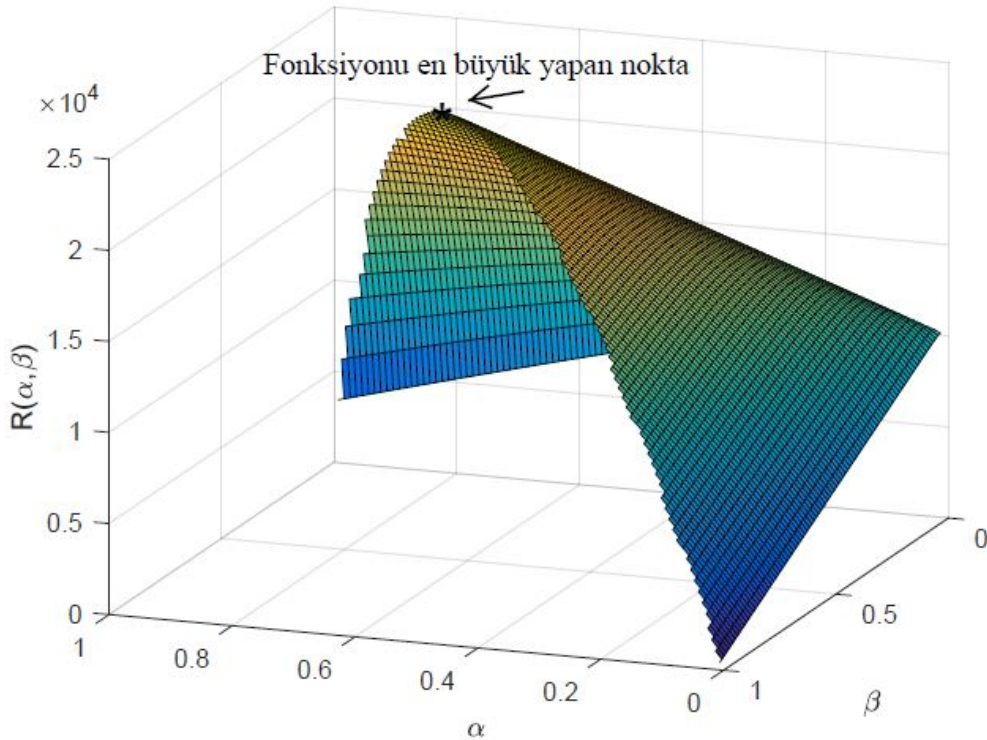
Bir sonraki benzetimde Çizelge 6.1’de parametre değerleri verilen ve pratikte sıkça kullanılan FM, TV ve WiFi sinyalleri ayrı ayrı kullanılmış, ikincil kanalın  $\alpha$  parametresi değişimi test edilmiştir. Şekil 6.7’de geri saçılım hızı  $B_b$ , TV sinyali için 18 kbps, WiFi sinyali için 1 kbps değerinden daha düşük olduğu durumlarda ST, sadece EHSİ modunu seçer. Üç sinyal için ortaya çıkan bu grafik Friss denklemi ile daha iyi anlaşılabilir. Özellikle TV ve WiFi sinyalleri FM göre yüksek frekanslarda (sırasıyla 915 MHz ve 2.4 GHz) iletildikleri için ST tarafından hasat edilen enerjinin miktarı FM sinyali ile karşılaştırıldığında çok düşük kalır. Örneğin, WiFi sinyali için ikincil kanal PT’ye çok yakın konumlandırılmasına rağmen, kaynağın verici gücü diğer sinyallere göre daha düşük ve frekansı da çok yüksek olduğu için hasat edilen enerji çok düşük seviyelerde olur. Sonuç olarak ST daha çok GS modunda çalışır.



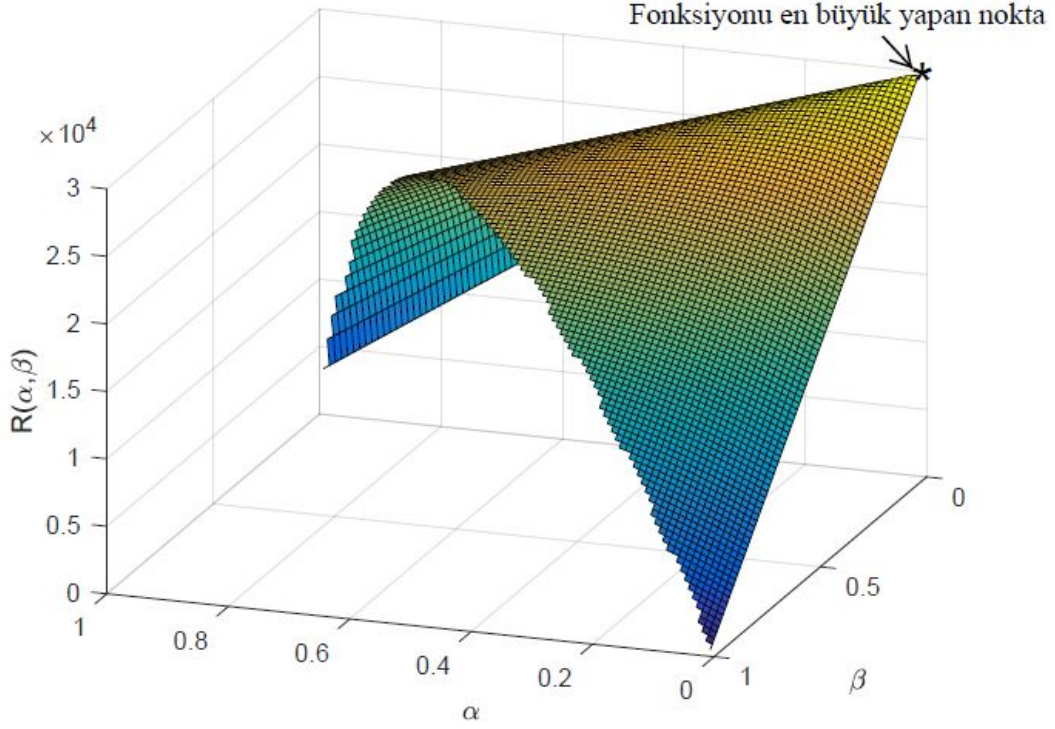
Şekil 6.7. Üstüne kurulan ağ modelinde FM, TV ve WiFi sinyalleri için geri saçılım hızı  $B_b$ 'ye göre  $\alpha$ 'nın değişimi.

### 6.1.2. Altına kurulan ağ modeli için başarımları sonuçları

Bu bölümde ilk olarak  $\alpha$  ve  $\beta$  değerlerinin değişimine bağılı olarak Denklem (5.42)'de ifade edilen toplam veri iletim hızı  $R(\alpha, \beta)$ 'nin değişimi incelenmiştir. Şekil 6.8 ve Şekil 6.9'da sırasıyla  $B_b = 10$  kbps ve  $B_b = 30$  kbps değerleri için sonuçlar gösterilmiştir.  $B_b = 10$  kbps için veri iletim hızını enbüyülten  $\alpha$  ve  $\beta$  değerleri sırasıyla 0.75 ve 0.25 olarak bulunmuştur. Bu sonuç  $\tau = \alpha + \beta = 1$  olduğu duruma karşılık gelir. Sonuç olarak ST, EHSİ modunu tercih eder ve fonksiyonun en büyük değeri 22.2 kbps olarak bulunur.  $B_b = 30$  kbps için veri iletim hızını enbüyülten  $\alpha$  ve  $\beta$  değerlerinin 0 olduğu görülmektedir. Dolayısıyla  $\tau = 0$  bulunur ve ST, GS modunda çalışır. Bu durumda da fonksiyonun en büyük değeri 29.8 kbps olarak bulunur. Benzetim sonuçları, Bölüm 5.1.2'de elde edilen matematiksel sonuçları doğrulamaktadır.



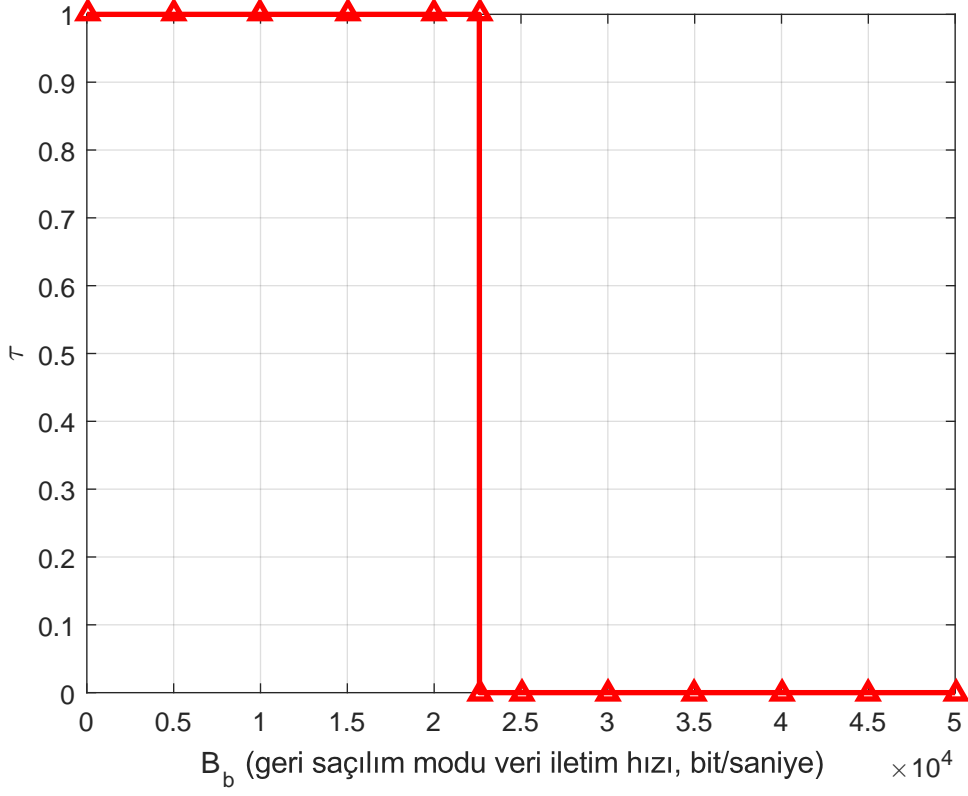
Şekil 6.8.  $B_b = 10$  kbps için toplam veri iletim hızı  $R(\alpha, \beta)$  'nin değişimi.



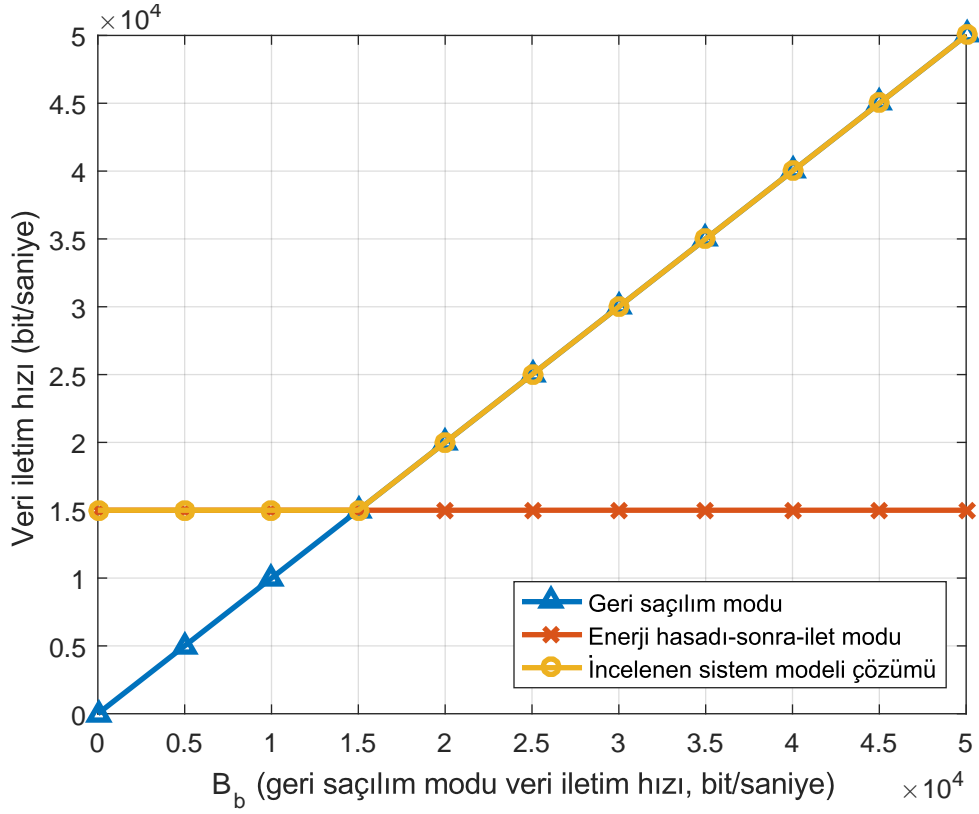
Şekil 6.9.  $B_b = 30$  kbps için toplam veri iletim hızı  $R(\alpha, \beta)$  'nın değişimi.

Şekil 6.8 ve Şekil 6.9'da görüldüğü gibi  $B_b$ 'nin farklı değerlerinde fonksiyonun en büyük olduğu nokta bulunarak farklı  $B_b$  hızlarına karşılık  $\tau$ 'nun değişimini gösteren Şekil 6.10 grafiği elde edilebilir. Belirli bir  $B_b$  değerinden sonra  $\tau = 0$  dır. Bölüm 5.1.2'de  $R(\tau)$  ifadesinin en büyük değerine  $\tau = 0$  ya da  $\tau = 1$  noktasında ulaşıldığının izahı matematiksel olarak yapılmıştı. Benzetim sonucunda da  $\tau$ 'nun değişiminin bir basamak fonksiyonu şeklinde olduğu görülmektedir. Şekil 6.10'a dikkatli bakıldığında  $B_b$ 'nin 22.6 kbps değerinden daha düşük durumlarında  $\tau = 1$  olup ST sadece EHSİ modunda çalışırken, daha yüksek durumlarında ise sadece GS modunda veri iletimini gerçekleştirir.

Şekil 6.11, incelenen sistem modelinde ikincil kanalın, toplam veri iletim hızı açısından diğer iki duruma göre daha iyi bir başarımla elde ettiğini göstermektedir. Geri saçılım modu için elde edilen grafikte  $\alpha = \beta = 0$  olduğu için Denklem (5.42)'deki  $R(\alpha, \beta)$  ifadesi  $B_b$ 'ye eşit olur. Dolayısıyla  $B_b$ 'ye göre doğrusal bir artış gözlemlenmiştir. Enerji hasadı-sonra-ilet modu için  $R_h = \beta k W \log_2 \left( 1 + \frac{\alpha P_R - \beta P_e}{\beta P_0} \right)$  olup bu ifade  $B_b$ 'ye bağlı değildir. Sonuç olarak  $R_h$  hep sabit kalır.



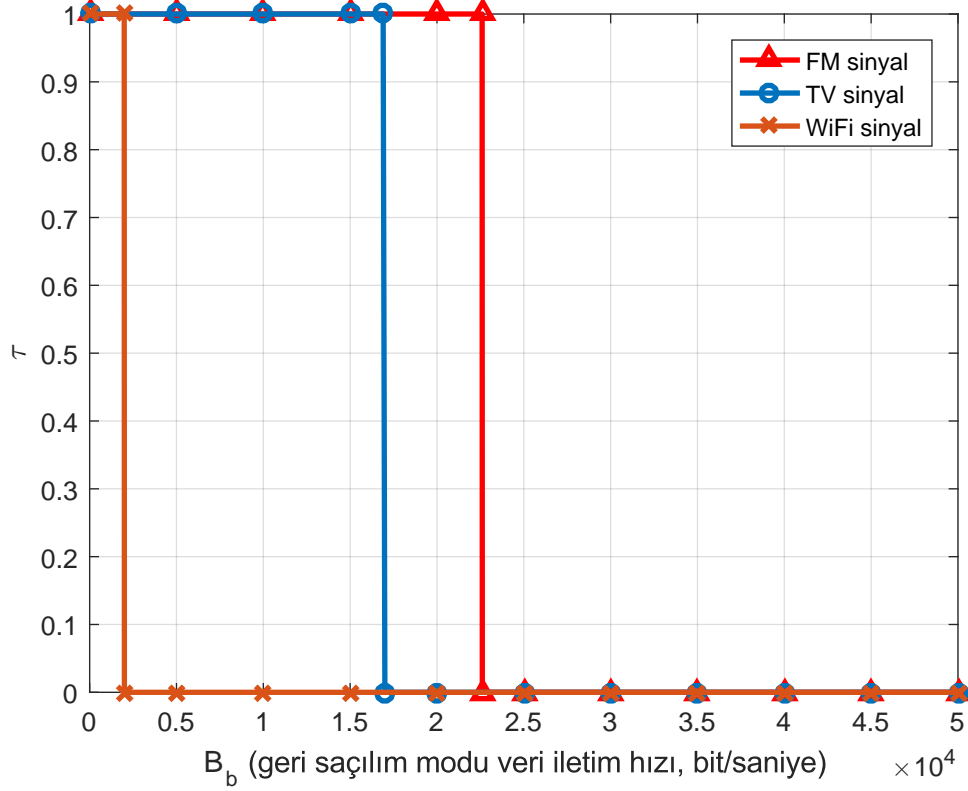
Şekil 6.10. Geri saçılım hızı  $B_b$ 'ye göre  $\tau$ 'nın değişimi.



Şekil 6.11. Altına kurulan ağ modelinde geri saçılım hızı  $B_b$ 'ye göre veri iletim hızları.



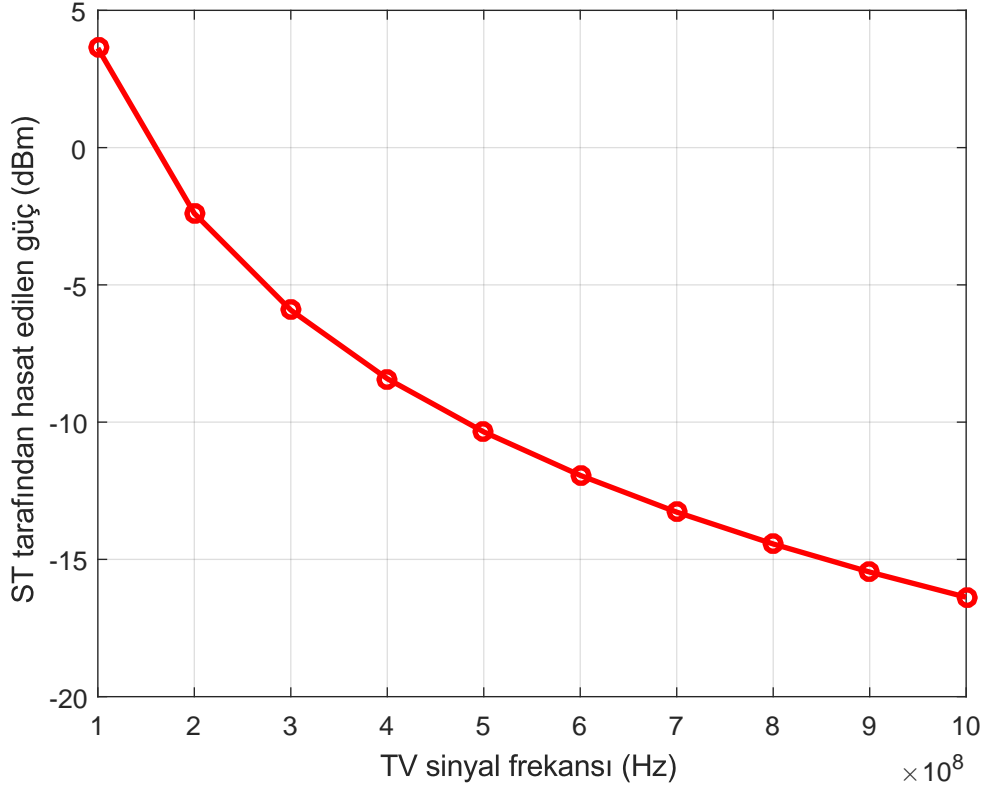
Şekil 6.12’de ST’nin farklı tip sinyaller altında çalışma durumu test edilmiştir. ST’nin hangi modda çalışacağına karar vermesi alınan sinyalin karakteristiğine de bağlı olduğu grafikten net bir şekilde görülmektedir. Çıkan sonuç, üstüne kurulan ağ modelindeki duruma benzer biçimde açıklanabilir.



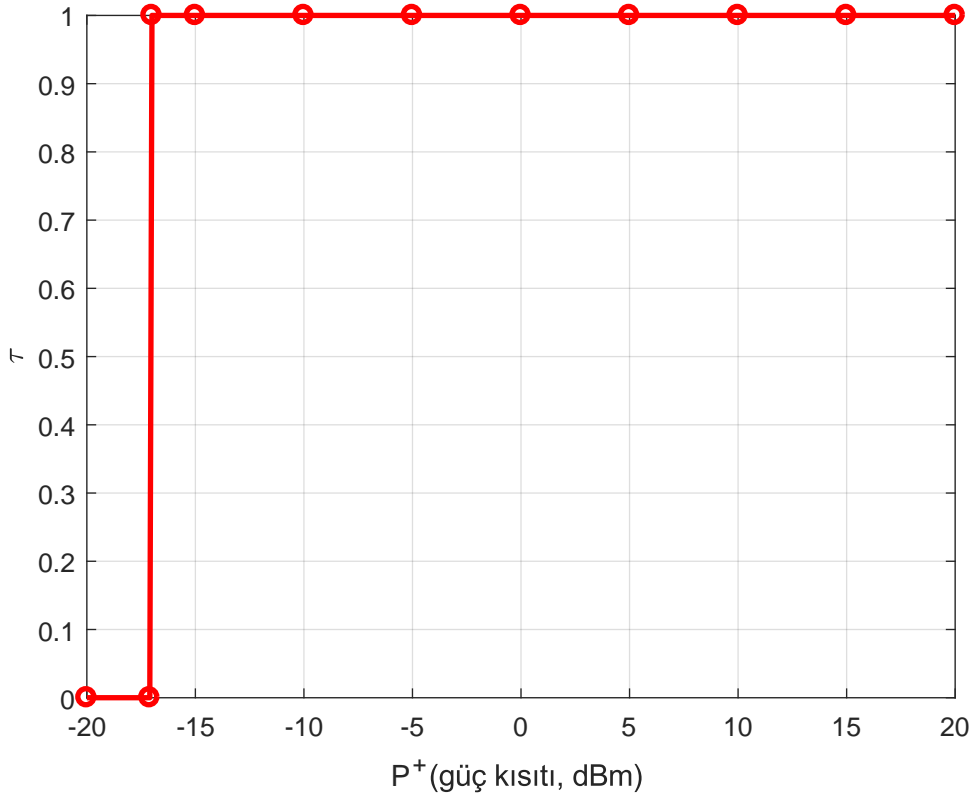
Şekil 6.12. Altına kurulan ağ modelinde FM, TV ve WiFi sinyalleri için geri saçılım hızı  $B_b$ 'ye göre  $\tau$ 'nın değişimi.

Şekil 6.13'te haberleşme ağında kullanılan sinyalin frekansına göre ST tarafından hasat edilen gücün değişimi gösterilmiştir. Denklem (5.31)'de ifade edildiği gibi sinyalin frekansı arttıkça hasat edilen enerjinin miktarı azalır ve GS modu daha çok tercih edilmeye başlanır.

Şekil 6.14'te ikincil kanalın güç eşik değerinin değişimine bağlı olarak ST'nin çalışma modu analiz edilmiştir. Güç kısıtı  $P^+$ , belli bir değer altında olduğu zaman  $\tau = 0$  olup GS modunda çalışılmakta, üstünde olduğu zaman  $\tau = 1$  olup EHSİ modunda çalışılmaktadır. İzin verilen en büyük verici gücün düşük seviyelerde tutulması, ST'nin enerji hasat etmesini kısıtlamakta, sonuç itibariyle geri saçılım modunda çalışmasına sebebiyet vermektedir.



Şekil 6.13. TV sinyal frekansına göre ST tarafından hasat edilen gücün değişimi.



Şekil 6.14. İkincil kanalın güç eşik değerine göre  $\tau$ 'nin değişimi.

Üstüne kurulan ve altına kurulan ağ modeli için Bölüm 5.1’de yapılan matematiksel analizlere ve Bölüm 6.1’de çıkarılan benzetim sonuçlarına göre, pratik uygulamalarda kullanılan algılayıcılar için faydalı olabilecek aşağıdaki sonuçlar çıkarılabilir:

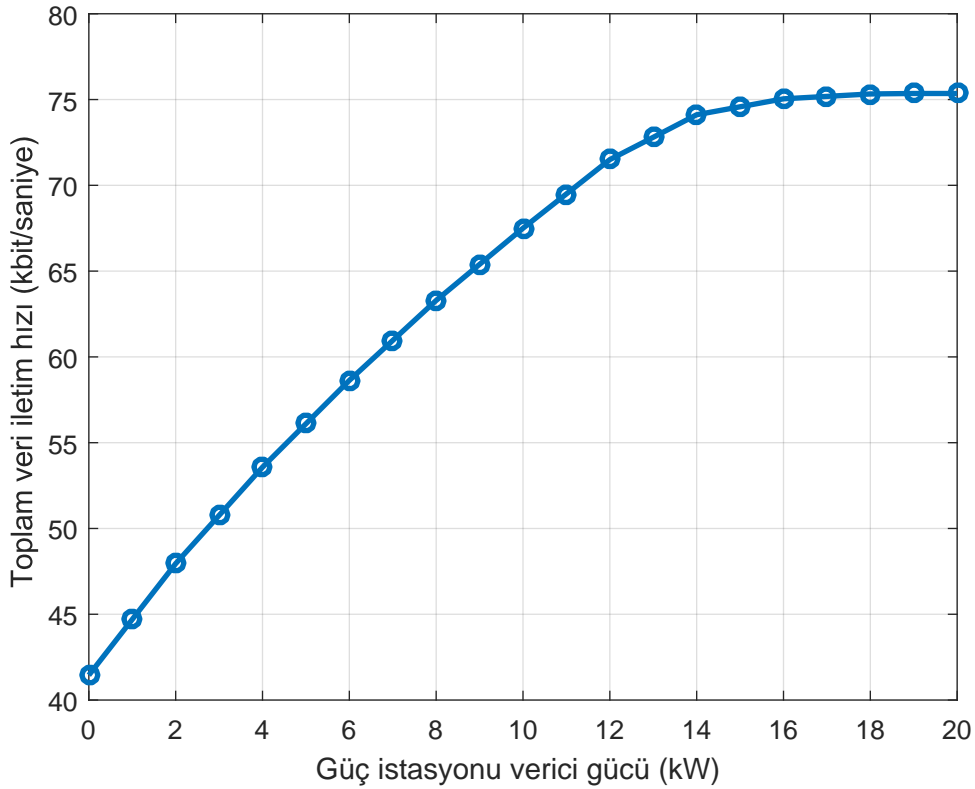
- Üstüne kurulan ağ modeli için birincil kanalın sessiz kalma süresi, ikincil kanalın başarımını etkileyen en önemli faktörlerden birisidir. Eğer birincil kanal çoğunlukla sessiz kalıyorsa bu durumda ST, EHSİ modunda çalışmalı, zamanın çoğunda meşgul ise GS modunda çalışmalıdır.
- Altına kurulan ağ modelinde algılayıcı ya EHSİ ya da GS modunda çalışır. İki modun bir arada çalışıldığı bir senaryo olmadığı için algılayıcı buna uygun tasarlanmalıdır. Özellikle ST’nin geri saçılım hızı  $B_b$ , matematiksel olarak bulunan  $B_b^*$  kritik değeri ile karşılaştırılarak algılayıcının en iyi başarım elde etmesini sağlayacak çalışma modu kolayca bulunabilir.
- Düşük verici güçlü ve yüksek frekanslı birincil sinyal (TV ve WiFi gibi) kullanıldığında, ST tarafından hasat edilen enerji düşük olmakta ve bu sebeple algılayıcı başarımını enbüyütmek için GS modunu tercih etmelidir.

## 6.2. İki Kullanıcıya Sahip Kablosuz Güç Aktarımlı Geri Saçılım Haberleşme Ağı için Parametre Değerleri ve Başarım Sonuçları

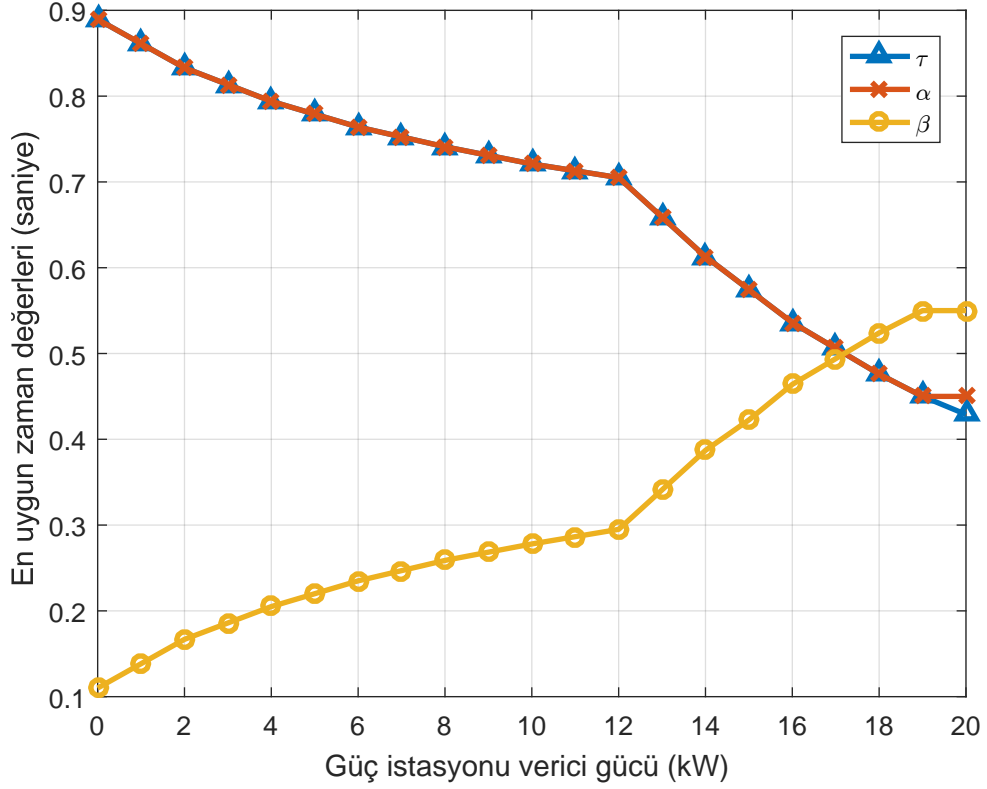
Bu kısımda, Bölüm 5.2’de incelenen sistem modelinin başarım değerlendirilmesi yapılmıştır. Güç istasyonu tarafından gönderilen sinyalin frekansı 100 MHz, bant genişliği 100 kHz olup istasyon,  $P = 10$  kW verici gücüne sahiptir. Güç istasyonu ile kullanıcılar arasındaki mesafe eşit ve 10782 metredir. Ayrıca güç istasyonu ve  $U_2$  kullanıcısının anten kazancı 6 dbi, enerji hasat etme verimliliği 0.6, zaman bloğu toplam süresi  $T = 1$  saniye, gürültü gücü  $\sigma^2$  ile kanal güç kazancı  $g$  oranı ( $P_0 = \frac{\sigma^2}{g}$ ) -41 dB, batarya başlangıç enerjisi  $10 \mu\text{J}$ , geri saçılım hızı 33 kbps, benzetimde kullanılan parametre değerleridir.

Şekil 6.15 ve Şekil 6.16’da güç istasyonunun verici gücüne karşılık toplam veri iletim hızı ve en uygun zaman değerlerinin değişimi gösterilmiştir. Problem önce (P2)’ye göre çözüldü. Batarya kapasitesi  $C = 50 \mu\text{J}$  olarak kabul edilmiştir.  $P$  arttıkça,  $P_r$  artar,  $a = \frac{P_r g}{\sigma^2}$  eşitliğine göre  $a$  değeri de artar. Eniyileme probleminin çözümünde bulunan  $f(z) = a$  için, fonksiyonu  $a$  yapan  $z^*$  değeri artar. Geri saçılım süresi,  $\alpha^* = \frac{(z^*-1)T-b}{a+z^*-1}$  olarak bilindiği için  $\alpha^*$  azalır,  $T - \alpha^* = \beta^*$  artar. (P2) çözümü için  $\tau^* = \alpha^*$  dır.  $P = 12$  kW değerinden sonra  $\tau P_r + E_i \leq C$  batarya kısıtı sağlanmaz. Yani (P2)’ye göre çözülmeye devam edilirse,  $C =$

50  $\mu\text{J}$  batarya kapasitesi aşılr. Dolayısıyla problemi artık (P3)'e göre çözmek gerekir. Bu durumda enerji hasat süresi,  $\tau^* = \frac{C-E_i}{P_r}$  ifadesinden kolayca bulunabilir. Görüldüğü gibi  $P_r$  arttıkça,  $\tau^*$  azalmaktadır.  $P = 19 \text{ kW}$ 'a kadar  $\tau^* = \alpha^*$  şeklinde gider.  $P = 12 \text{ kW}$  değerinden sonra problem, (P3)' göre çözüldüğü için  $\beta^* = \min \left\{ \frac{c}{\mu^{*-1}}, T - \frac{C-E_i}{P_r} \right\}$  ifadesinden iletim süresi için, en düşük olan  $T - \frac{C-E_i}{P_r}$  seçilir. Yani  $\beta^* = T - \tau^*$  dır. Dolayısıyla  $\alpha^* = \tau^*$  sonucu elde edilir.  $P = 19 \text{ kW}$  değerinden sonra  $\tau^*$  azalmaya devam ettiğı için  $T - \frac{C-E_i}{P_r}$  değeri artar ve iletim süresi,  $\beta^* = \frac{c}{\mu^{*-1}}$  olarak seçilir. Bu ifade, verici gücünden bağımsız olduğı için  $\beta^*$  sabit kalır.  $\beta^*$  değışmediğı için  $\alpha^*$  da değışmez. Ancak  $\tau^*$  azalmaya devam eder. (P3) probleminin amaç fonksiyonu,  $\tau$  ve verici gücüne bağılı olmadığı için 19 kW değerinden sonra toplam veri iletim hızı değışmez ve 75.353 kbps değerinde sabit kalır.

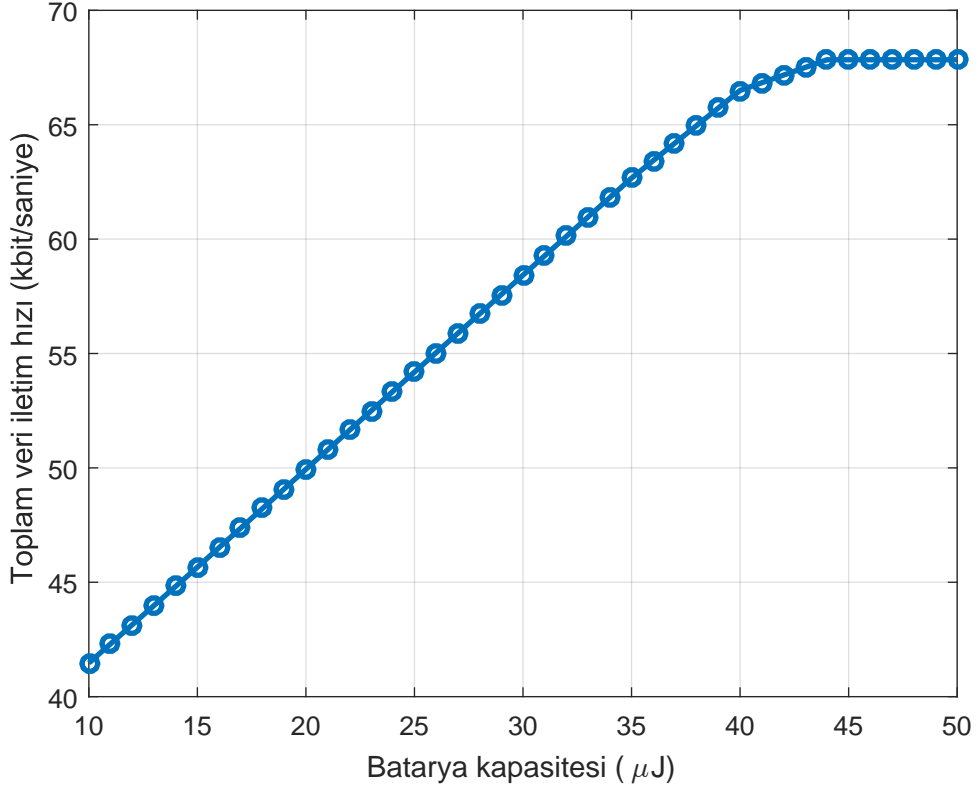


Şekil 6.15. Güç istasyonu verici gücüne göre toplam veri iletim hızı değışimi.

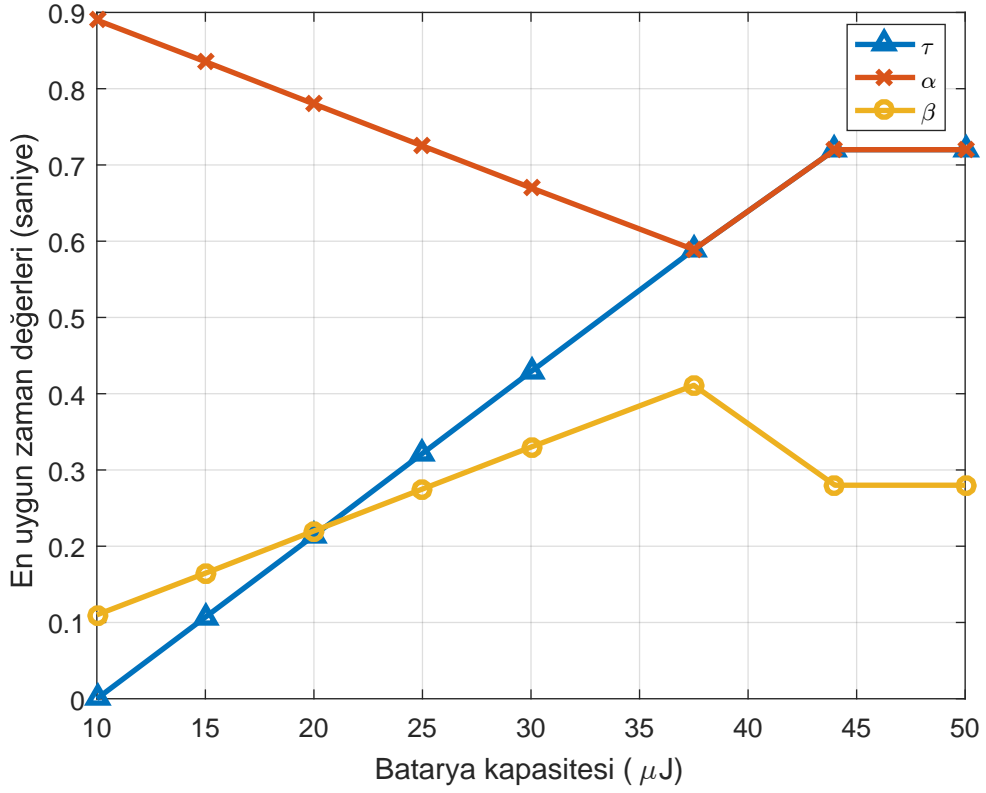


Şekil 6.16. Güç istasyonu verici gücüne göre en uygun zaman değerleri değişimi.

Şekil 6.17 ve Şekil 6.18'de, batarya kapasitesinin ağ başarımına etkisi gösterilmiştir. Daha önce izah edildiği gibi öncelikle (P2)'ye göre çözüme bakılır. Gerekli hesaplamalar yapılırsa  $a = \frac{P_r g}{\sigma^2} = 0.586$  elde edilir.  $f(z) = a = 0.586$  değerini veren  $z^*$  değeri, 2.973 olarak bulunur. Buradan hareketle en uygun zaman değerleri  $\alpha^* = \tau^* = 0.72$  ve  $\beta^* = 0.28$  dir. Batarya kısıtı,  $\tau P_r + E_i = 43.61 \mu\text{J}$  elde edilir. Bu sonuç, batarya kapasitesinin  $C = 43.61 \mu\text{J}$  olana kadar problemin hep (P3)'e göre çözüleceği anlamına gelir.  $C = 43.61 \mu\text{J}$  ve daha yüksek kapasite değerlerinde batarya kısıtı koşulu sağlanacağından problem, (P2)'ye göre çözülebilir. Şekil 6.18 incelendiğinde,  $C = 43.61 \mu\text{J}$  değerine kadar enerji hasat etme süresi ( $\tau^* = \frac{C - E_i}{P_r}$ ) doğrusal olarak artmaktadır. Ayrıca  $C = 37.5 \mu\text{J}$  değeri, en uygun zaman değerleri açısından kritik bir değer olarak görülmektedir. Bu noktadaki kapasite değerinden sonra  $\beta^* = \min \left\{ \frac{c}{\mu^* - 1}, T - \frac{C - E_i}{P_r} \right\}$  ifadesinde, en düşük değer olarak  $T - \tau^*$  seçilir. Sonuç itibarıyla  $\beta^* = T - \tau^*$  ve  $\alpha^* = \tau^*$  elde edilir. (P2)'nin çözümünde  $C$ 'ye bağlı bir parametre olmadığı için, toplam veri iletim hızı,  $C = 43.61 \mu\text{J}$  değerinden sonra değişmez.

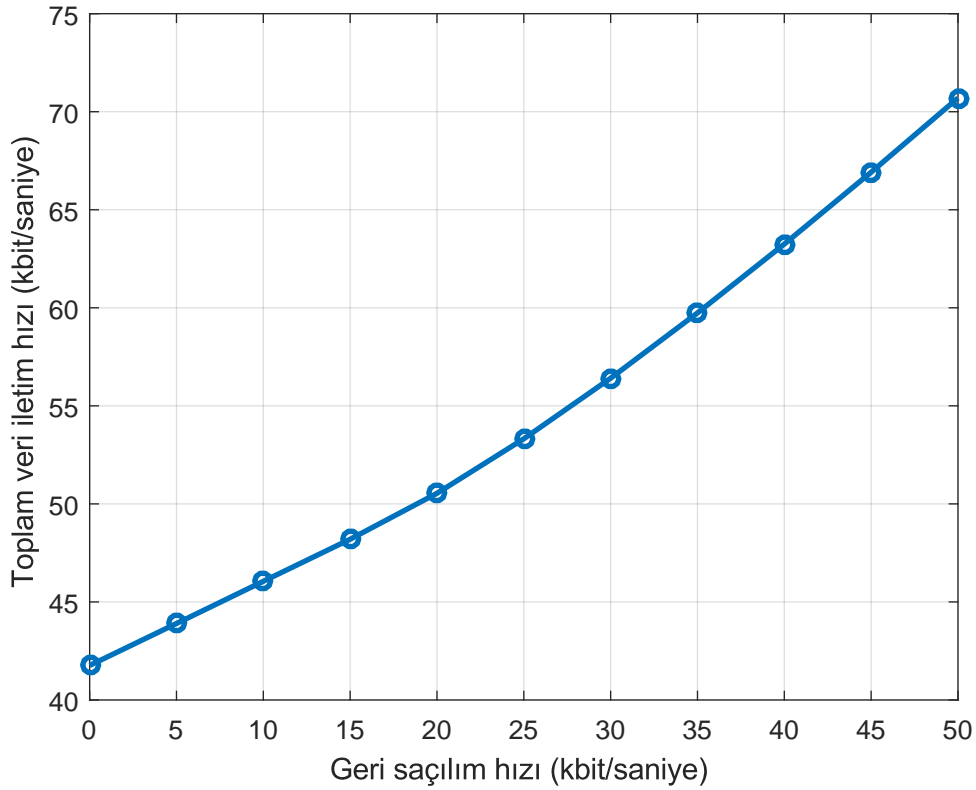


Şekil 6.17. Batarya kapasitesine göre toplam veri iletim hızı değişimi.

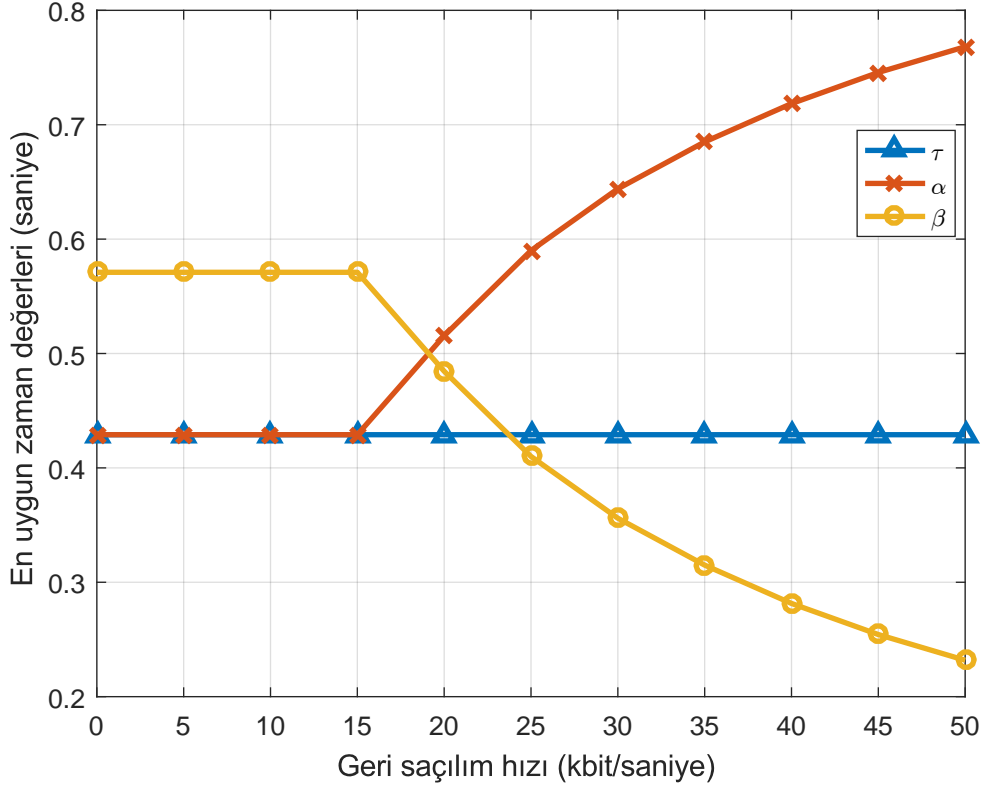


Şekil 6.18. Batarya kapasitesine göre en uygun zaman değerleri değişimi.

Şekil 6.19 ve Şekil 6.20’de geri saçılım hızının sistem başarımına etkisi incelenmiştir. Buradaki benzetimde,  $C = 30 \mu\text{J}$  olarak kabul edilmiştir. Problemi çözme algoritmasına göre, önce (P2) için çözüm elde edilmiştir.  $B = 0$  değeri için gerekli işlemler yapılırsa  $\tau P_r + E_i \leq C$  kısıtının sağlanmadığı görülür.  $B$  arttıkça,  $f(z) = a$  olan  $z^*$  değeri artar, dolayısıyla  $\alpha^*$  değeri artar. (P2)’de geri saçılım süresi ve enerji hasat etme süresi birbirine eşit olduğu için hiçbir zaman batarya kısıtı sağlanmaz. Buradan hareketle problemin verilen parametre değerleri için hep (P3)’e göre çözüleceği sonucu çıkartılabilir. Şekil 6.20 incelendiğinde,  $B = 15$  kbps değerinden sonra sürelerin farklılaştığı görülmektedir. Bu durum şu şekilde izah edilebilir:  $B = 15$  kbps değerine kadar  $\beta^* = T - \frac{C-E_i}{P_r} = T - \tau^*$ , veri iletim süresi olarak seçildi. Enerji hasat süresi  $\tau^*$ ,  $B$ ’ye bağlı olmadığı için,  $\beta^*$  ve  $\alpha^*$  sabit kalmaktadır. Ancak  $B$ ’nin 15 kbps hızından daha yüksek değerleri için,  $\mu^*$  artmaya başlar ve bu durumda  $\beta^* = \frac{c}{\mu^*-1}$ , veri iletim süresi olarak seçilir. Dolayısıyla  $\alpha^*$  ve  $\tau^*$ , birbirinden farklı değerler almaya başlar. Netice itibariyle, geri saçılım hızını arttırmak, toplam veri iletim hızında sürekli bir artış sağlamaktadır.



Şekil 6.19. Geri saçılım hızına göre toplam veri iletim hızı değişimi.



Şekil 6.20. Geri saçılım hızına göre en uygun zaman değerleri değişimi.

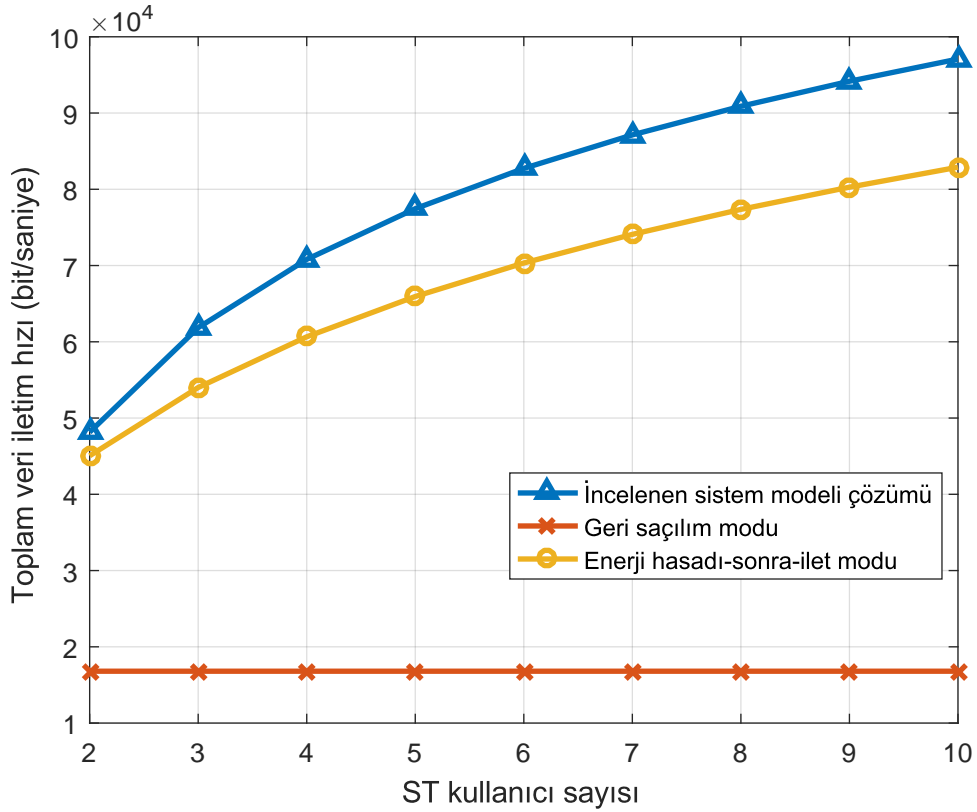
### 6.3. N adet İkincil Vericiye Sahip Bilişsel Radyo Tabanlı Geri Saçılım Haberleşme Ağı için Parametre Değerleri ve Başarım Sonuçları

Bölüm 6.1'deki parametre değerlerine benzer şekilde, kullanılan FM sinyalinin frekansı 100 MHz, bant genişliği 100 kHz, PT'nin verici gücü 17 kW, PT ve ST'lerin anten kazancı 6 dBi, PT ile ST'ler arasındaki mesafe 8300 metre, ST'ler ile SR arasındaki mesafe 1 metre, veri iletim verimliliği ve enerji depolama verimliliği 0.6 dır. Birincil kanalın sessiz kaldığı süre ise 0.3 olarak kabul edilmiştir. Bu bölümde yapılan benzetimde, dışbükey eniyileme problemlerini çözmeye sıklıkla kullanılan ve etkili çözüm veren, Matlab'deki CVX aracı kullanılmıştır. İncelenen haberleşme ağı modelinin başarımı, sadece EHSİ modu [27] ve sadece GS modunda çalışan [2, 14] ağ modelleri ile karşılaştırılmıştır.

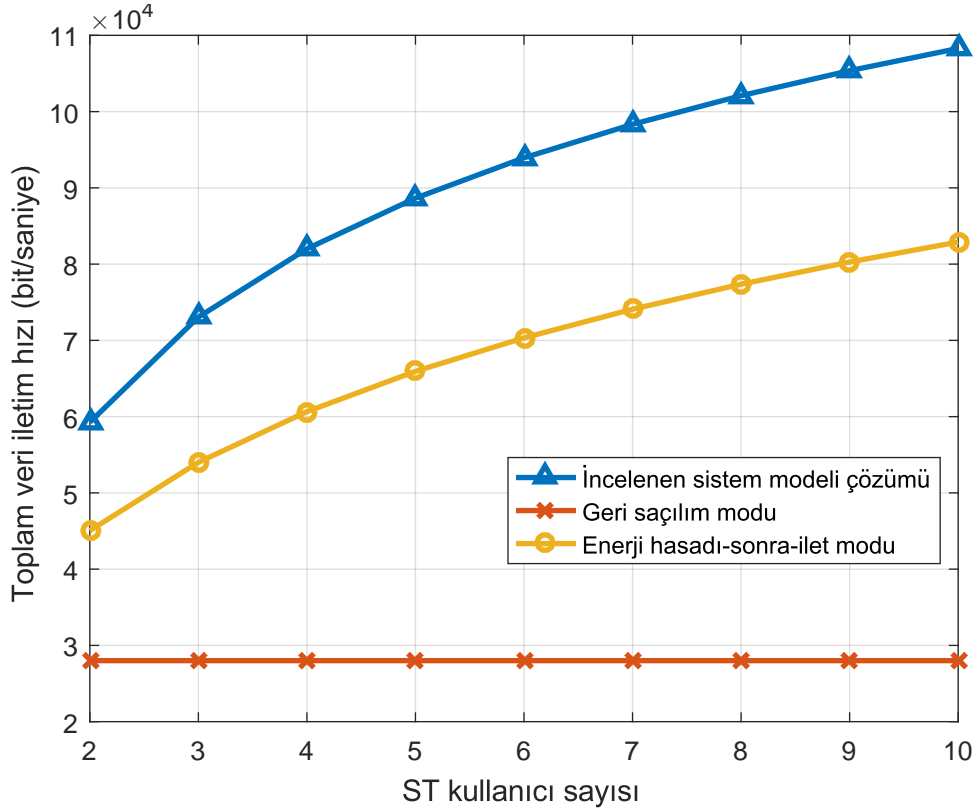
Şekil 6.21'de ikincil kanalda bulunan ST'lerin sayısına göre toplam veri iletim hızının değişimi incelenmiştir. Tüm kullanıcılar aynı geri saçılım hızına sahip olup,  $B_n^b = 24$  kbps olarak ayarlanmıştır. Görüldüğü gibi, ST kullanıcı sayısı arttıkça, birincil kanal meşgulken yapılan enerji hasadı artar. Dolayısıyla sistem başarımı artar. Ayrıca ST sayısı arttıkça, her bir kullanıcının kendisine tahsis edilen aktif veri iletim süresi kısalmır. Bu durumda Denklem



(5.98)'deki ifadeden kullanıcının verici gücü artar (Bazı durumlarda girişimi önlemek için ST'nin verici gücü kontrol edilmesi gerekebilir). Sonuç olarak incelenen sistem modeli çözümü ve enerji hasadı-sonra-ilet modu için toplam veri iletim hızı artmaktadır ve incelenen sistem modeli çözümünün daha iyi sonuç verdiği görülmektedir. Sadece geri saçılım modunda çalışıldığı zaman toplam veri iletim hızının değişmemesi şu şekilde açıklanabilir: Her bir kullanıcı tarafından gönderilen veri  $R_n^b = \phi_n B_n^b$  ile ifade edilir. Kanalın sessiz kaldığı süre boyunca PT'den yayılan sinyal ortamda mevcut olmadığı için kullanıcılar geri saçılım yapamazlar. Kullanıcıların aynı geri saçılım hızına sahip olduğu bu durumda kullanıcı sayısını arttırmak,  $\sum_{n=1}^N R_n^b = (\phi_1 + \phi_2 + \dots + \phi_n) B_n^b$  denkleminde kullanıcılar ayrılan toplam geri saçılım süresini değiştirmeyeceğinden, toplam veri iletim hızı sabit kalır.



Şekil 6.21. Aynı geri saçılım hızına sahip ST kullanıcıların sayısına göre toplam veri iletim hızı değişimi.



Şekil 6.22. Farklı geri saçılım hızına sahip ST kullanıcıların sayısına göre toplam veri iletim hızı değişimi.

Şekil 6.22’deki grafik elde edilmeden önce ilk olarak, ST kullanıcılarından birisinin geri saçılım hızı 24 kbps, diğerlerinin 40 kbps olarak ayarlanmıştır. Geri saçılım hızı düşük olan kullanıcıya saçılım yapması için kısa bir süre tahsis edilirse,  $(1 - \beta - \phi_n)$  ifadesinden görüldüğü gibi düşük geri saçılıma sahip kullanıcının, yüksek geri saçılım hızına sahip kullanıcılara göre daha fazla enerji hasat ettiği sonucu ortaya çıkar. Bu durumda düşük geri saçılım hızına sahip kullanıcıya daha uzun aktif veri iletim süresi ayrılır. İkinci olarak bir kullanıcı 40 kbps, diğer kullanıcılar 24 kbps hızına ayarlandığında, yüksek geri saçılım hızına sahip kullanıcıya daha uzun geri saçılım süresi tahsis edilirken, diğer kullanıcılar birincil kanal meşgulken daha fazla enerji hasat ettiklerinden, aktif veri iletim süreleri daha uzun tutulur. Bahsedilen her iki durumda da Şekil 6.22’de gösterilen grafik elde edilmiştir. Sistemin başarımı, yüksek geri saçılım hızına sahip ST’lerin sayısına değil, en yüksek geri saçılım hızına sahip ST’ye bağlı olduğu görülmektedir. Sadece geri saçılım modunda çalışıldığı zaman, kullanıcılardan her birinin  $R_n \geq R_n^+$  kısıtını sağlama zorunluluğu olmadıkları düşünülürse, bir kullanıcı 24 kbps, diğer kullanıcılar 40 kbps değerine sahipken, sistem başarımını enbüyütmek için, düşük geri saçılım hızına sahip olan kullanıcıya saçılım yapması için

süre verilmezken, diğer kullanıcılara eşit süreler verilir. Şekil 6.21'e benzer şekilde, Şekil 6.22'den görüldüğü gibi sadece enerji hasadı-sonra-ilet modunda çalışıldığında veri hızı geri saçılım hızına bağlı olmamaktadır. Dolayısıyla kullanıcıların geri saçılım hızının değişmesi, EHSİ modunda sistem başarımını değiştirmez. Ancak kullanıcı sayısının artması, toplam hasat edilen enerjiyi arttırır. Bu da sistem başarımına pozitif yönde etki gösterir. Ayrıca,  $\sum_{n=1}^N \tau_n \leq \beta$  kısıtı da sağlanmalıdır. Şekil 5.3'teki grafikte gösterildiği, benzer şekilde,  $\psi_n \tau_n \log_2 \left( 1 + \gamma_n \frac{(1-\beta-\phi_n)P_n^R}{\tau_n} \right)$  ifadesi, aktif veri iletim süresi  $\tau_n$ 'ye göre artmaktadır. EHSİ modunda kullanıcı sayısı arttıkça toplam veri iletim hızı artmasına rağmen, her bir kullanıcının gönderdiği veri sayısı azalır. Sonuç olarak eniyileme problemindeki  $R_n \geq R_n^+$  kısıtı sağlanmaz ve hizmet niteliği düşer.

## 7. SONUÇ

Tez kapsamında ilk olarak tek ikincil vericiye sahip üstüne kurulan ve altına kurulan bilişsel radyo tabanlı geri saçılım ağları ele alınmıştır. Üstüne kurulan ağ modeli için birincil kanalın sessiz kalma süresi, ikincil kanalın başarımını etkileyen en önemli faktörlerden birisidir. Eğer birincil kanal çoğunlukla sessiz kalıyorsa bu durumda ST, EHSİ modunda çalışmalı, zamanın çoğunda meşgul ise GS modunda çalışmalıdır. Altına kurulan ağ modelinde algılayıcı ya EHSİ ya da GS modunda çalışır. İki modun bir arada çalışıldığı bir senaryo olmadığı için algılayıcı buna uygun tasarlanmalıdır. Özellikle ST'nin geri saçılım hızı  $B_b$ , matematiksel olarak bulunan  $B_b^*$  kritik değeri ile karşılaştırılarak algılayıcının en iyi başarım elde etmesini sağlayacak çalışma modu kolayca bulunabilir. Düşük verici güçlü ve yüksek frekanslı birincil sinyal (TV ve WiFi gibi) kullanıldığında, ST tarafından hasat edilen enerji düşük olmakta ve bu sebeple algılayıcı başarımını enbüyütmek için GS modunu tercih etmelidir. Elde edilen matematiksel modellemeler ve benzetim sonuçlarına göre kablosuz güç aktarımlı geri saçılım haberleşme ağında bulunan verici, literatürde sadece geri saçılım yapan ve sadece enerji hasadı sonrası aktif veri iletimi yapan vericiden, alıcıya ulaşan toplam veri sayısı bakımından daha yüksek bir başarım gösterdiği gözlemlenmiştir. İkinci olarak güç istasyonu, bilgi alıcısı ve iki kullanıcıdan oluşan kablosuz güç aktarımlı geri saçılım haberleşme ağı modeli ele alınmıştır. Kullanıcılardan biri geri saçılım haberleşme modunda çalışırken, diğer kullanıcı enerji hasadı-sonra-ilet modunda çalışmaktadır. Enerji hasadı-sonra-ilet modunda çalışan kullanıcının batarya kapasitesinin sonlu ve sonsuz varsayıldığı durum ele alınmıştır. Geri saçılım, enerji depolama ve iletim süreleri bulunmuş, batarya kapasitesi ve geri saçılım hızının birim zamanda iletilen toplam veri miktarına etkisi benzetimler yoluyla incelenmiştir. Son olarak N adet ikincil vericiye sahip bilişsel radyo tabanlı geri saçılım ağı ele alınmıştır. İkincil vericinin sayısının alıcıya ulaşan toplam veri miktarına etkisi incelenmiştir.

### 7.1. Günlük Hayatta Uygulanabilecek Alanlar

Düşük güçle ve pasif haberleşmeyle çalışan, enerji hasat etme özelliğine sahip geri saçılım cihazları, akıllı ev/şehir uygulamalarında kullanılabilir. Çok sayıda geri saçılım cihazı, evin çeşitli yerlerine (duvar, mobilya veya tavan), gaz kaçağı ve karbonmonoksit (CO) algılaması, ısı ve sıcaklık tespiti, izleme hareketleri ve gözetleme gibi görevleri yerine getirmek üzere yerleştirilebilir. Cihazlara enerji sağlayan güç istasyonu, en uygun yer tespit edilerek konumlandırılır ya da sensörler çevrede mevcut halde bulunan radyo frekans sinyalini kullanarak veri iletimlerini gerçekleştirebilir. Böylece pil değiştirme ve şarj etme sorunlarından

kurtulmuş olunur. Akıllı bir şehirde, binalar, köprüler, ağaçlar, sokak lambaları ve park alanları gibi yerlere geri saçılım yapabilen sensörler yerleştirilerek hava/gürültü kirliliğinin tespit edilmesi, trafik ve park edilebilirlik göstergelerinin sensörlerle izlenmesi, çöp kutularının içlerinde bulunan atık seviyelerinin tespit edilip, verilerin gerekli yerlere iletilmesi gibi faaliyetlerle şehir hayatı kolaylaşabilir.

## 7.2. Mevcut Problemler

Prensip olarak sinyali geri saçma işlemi basit olmasına rağmen, gerçek hayatta uygulanabilirliği açısından birçok zorluğu da vardır. Enerji verimliliği, bit hızı ve haberleşme mesafesi bunlardan bazılarıdır. Geri saçılım yapan verici, sınırlı özelliklere sahiptir ve ileri kipleme tekniklerini gerçekleştirme yeteneği yoktur. Ayrıca yüksek veri hızlarını elde etmek için iyi bir performansa sahip elektronik cihazlar kullanılması gerekir. Bu durum enerji tüketimini arttırdığından geri saçılım haberleşme ağı için pek uygun değildir. Geri saçılım sistemlerinin haberleşme mesafesi kısadır. Geleneksel kablosuz haberleşme sistemleri, verici gücünü artırarak ya da özel kipleme senaryoları kullanarak haberleşme mesafelerini arttırabilmektedir. Ancak bu çözümler basit yapılı geri saçılım sistemleri için pek uygun değildir. Özellikle sinyal yayıcı tarafından iletilen radyo frekans sinyalin vericiye ulaşması, daha sonra vericiden yansıtılarak alıcıya gönderilmesi sonucu geri saçılan sinyalin uğradığı yol kaybı, güç seviyesinde önemli bir kayıp yaşatarak haberleşme mesafesini düşürür.

Çevresel geri saçılım haberleşmede ağda bulunan kullanıcılar, lisanslı kaynakların sinyallerinden faydalanmakta ve başka ağda bulunan lisanslı kullanıcılara girişim yapabilmektedir. [2]'de, kullanıcının geri saçılım hızının 10 kbps değerinden az, TV alıcısına olan uzaklığı ise 7.2 inçten daha uzak mesafede olduğu durumda alıcıda farkedilebilir bir sinyal bozulması görülmediği deneysel olarak tespit edildi. Ancak yüksek veri hızı elde etmek için oluşturulan ağ modellerinde bu durum pek mümkün olamamaktadır. Lisanslı kullanıcılara yapılan girişimleri engellemek adına son zamanlarda stokastik geometri modelleri üzerinde çalışılmaktadır [43].

Basit kodlama ve kipleme tekniklerinden dolayı geri saçılım haberleşme sistemleri, gizlice dinleme ve sinyal bozma gibi dışarıdan gelebilecek güvenliği tehdit edici saldırılara karşı savunmasızdır. Ayrıca sinyal yayan kaynağa yapılan saldırılar da geri saçılım haberleşmeyi tehlikeye sokabilir. Çevredeki sinyalleri kullanma, güvenlik önlemleri almak için yapılabilecek çözümleri de kısıtlamaktadır. Ayrıca bazı durumlarda kaynaklardan gelen sinyal,

ortamda mevcut olmayabilir veya başka kaynaklardan gelen sinyaller farklı karakteristiğe ve özelliğe sahip olabilir. Bu noktada geri saçılım haberleşmenin başarımını eniyileme, önemli bir problem olarak durmaktadır.

Geri saçılım haberleşmeyle ilgili pek çok çalışma literatürde yapılmıştır. Bu çalışmaların küçük bir kısmı gerçek hayatta uygulanmıştır. Haberleşme protokolleri, ağ tasarımları, endüstri standartları bakımından pratik uygulamalar için yapılan çalışmalar çok azdır. Önerilen ağ modellerinin çoğunda iki kullanıcı düşünülmüş, başarım analizleri tespit edilmiştir. Ancak gerçek hayattaki bir ağ modelinde, ikiden fazla kullanıcının verisini aynı anda alıcıya göndermesi gerektiği durumlar olabilir. Bu yüzden çok kullanıcılı geri saçılım haberleşme, araştırılması gereken konulardandır.

## 8. KAYNAKLAR

- [1] S. Bi, C. K. Ho, and R. Zhang, “Wireless powered communication: Opportunities and Challenges,” *IEEE Communications Magazine*, vol.53, no. 4, pp.117-125, **2015**.
- [2] V. Liu, A. Parks, V. Talla, S. Gollakota, D. Wetherall, and J. R. Smith, “Ambient backscatter: Wireless communication out of thin air,” in *Proc. ACM SIGCOMM*, Hong Kong, China, pp. 39–50, Aug. **2013**.
- [3] N.V. Huynh, D.T. Hoang, X. Lu, D. Niyato, P. Wang, and D.I. Kim “Ambient Backscatter Communications: A Contemporary Survey,” *IEEE Commun. Surveys & Tutorials*, vol. 20, no.4, fourth quarter **2018**.
- [4] C. Xu, L. Yang, and P. Zhang, “Practical Backscatter Communication Systems for Battery-Free Internet of Things: A Tutorial and Survey of Recent Research,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 35, pp. 16-27, **2018**.
- [5] A. Bletsas, P.N. Alevizos, and G. Vougioukas, “The Art of Signal Processing in Backscatter Radio for  $\mu$ W (or Less) Internet of Things: Intelligent Signal Processing and Backscatter Radio Enabling Batteryless Connectivity,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 35, pp. 28-40, **2018**.
- [6] W. Liu, K. Huang, X. Zhou and S. Durrani, “Next generation backscatter communication: Systems, Techniques and Applications,” arXiv:1701.07588v4 [cs.IT], **2019**.
- [7] M. Jin, Y. He, X. Meng, Y. Zheng, D. Fang, and X. Chen, “Fliptracer: Practical parallel decoding for backscatter communication,” in *Proc. 23rd Annu. Int. Conf. Mobile Computing and Networking*, pp. 275-287, **2017**.
- [8] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. New York, NY, USA: Wiley, **2012**.
- [9] K. S. Rao, P. V. Nikitin, and S. F. Lam, “Antenna design for UHF RFID tags: A review and a practical application,” *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 53, no. 12, pp. 3870- 3876, **2015**.
- [10] M. S. Yeoman, and M. A. O’Neill, “Impedance Matching of Tag Antenna to Maximize RFID Read Ranges & Design Optimization,” 2014 COMSOL Conference, Cambridge, UK, Sept. **2014**.
- [11] J. Mitola, “Cognitive Radio,” Licentiate proposal, KTH, Stockholm, Sweden, Dec. **1998**.

- [12] A. Wang, V. Iyer, V. Talla, J. R. Smith, and S. Gollakota, "FM Backscatter: Enabling Connected Cities and Smart Fabrics," in Proc. of 14th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI 17), pp. 243-258, **2017**.
- [13] B. Kellogg, "Passive Wi-Fi: Bringing Low Power to Wi-Fi Transmissions," in Proc. of 13th Usenix Conference on Networked Systems Design and Implementation, Santa Clara, CA, pp. 151-164, Mar. **2016**.
- [14] A. N. Parks, A. Liu, S. Gollakota, and J. S. Smith, "Turbocharging ambient backscatter communication," ACM SIGCOMM Comput. Commun. Rev., vol. 44, no. 4, pp. 619-630, **2014**.
- [15] J. Kimionis, A. Bletsas, and J. N. Sahalos, "Bistatic backscatter radio for tag read-range extension," in Proc. of IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), Nice, France, pp. 356-361, Nov. **2012**.
- [16] A. Varshney, O. Harms, C. P. Penichet, C. Rohner, F. Hermans, T. Voigt, "LoRea: A Backscatter Reader for Everyone!," [Online]. Available: arXiv:1611.00096.
- [17] Q. Huang, Y. Mei, W. Wang, and Q. Zhang, "Battery-free sensing platform for wearable devices: The synergy between two feet," in Proc. of IEEE International Conference on Computer Communications, San Francisco, CA, USA, pp.1-9, Apr. **2016**.
- [18] D. Bharadia, K. R. Joshi, M. Kotaru, and S. Katti, "BackFi: High throughput WiFi backscatter," in Proc. ACM Special Interest Group Data Communication (SIGCOMM) pp. 283-296, **2015**.
- [19] B. Kellogg, A. Parks, S. Gollakota, J. R. Smith, and D. Wetherall, "Wi-Fi backscatter: Internet connectivity for RF-powered devices," in Proc. ACM Special Interest Group Data Communication (SIGCOMM), pp. 607-618, **2014**.
- [20] P. Zhang, D. Bharadia, K. R. Joshi, and S. Katti, "HitchHike: Practical backscatter using commodity WiFi," in Proc. ACM Conf. Embedded Networked Sensor Systems (SenSys), pp. 259-271, **2016**.
- [21] A. Varshney, O. Harms, C.-P. Penichet, C. Rohner, F. Hermans, and T. Voigt, "LoREA: A backscatter architecture that achieves a long communication range," in Proc. ACM Conf. Embedded Networked Sensor Systems (SenSys), pp. 18:1- 18:14, **2017**.
- [22] V. Iyer, V. Talla, B. Kellogg, S. Gollakota, and J. Smith, "Inter-technology backscatter: Towards Internet connectivity for implanted devices," in Proc. ACM Special Interest Group Data Communication (SIGCOMM), pp. 356-369, **2016**.



- [23] V. Talla, B. Kellogg, S. Gollakota, and J. R. Smith, “Battery-free cellphone,” in Proc. ACM Int. Joint Conf. Pervasive and Ubiquitous Computing (UBICOMP), pp. 25:1–25:20, **2017**.
- [24] V. Talla and J. R. Smith, “Hybrid analog–digital backscatter: A new approach for battery-free sensing,” in Proc. Annu. Conf. RFID, pp. 74–81, **2013**.
- [25] V. Talla, M. Hesar, B. Kellogg, A. Najafi, J. R. Smith, and S. Gollakota, “LoRA backscatter: Enabling the vision of ubiquitous connectivity,” in Proc. ACM Int. Joint Conf. Pervasive and Ubiquitous Computing (UBICOMP), pp. 105:1–105:24, **2017**.
- [26] S. H. Choi, and D. I. Kim, “Backscatter radio communication for wireless powered communication networks,” in Proc. of 21st Asia-Pacific Conference on Communications (APCC), Kyoto, Japan, pp. 370-374, Oct. **2015**.
- [27] H. Ju and R. Zhang, “Throughput maximization in wireless powered communication networks,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 13, no. 1, pp. 418–428, Jan. **2014**.
- [28] B. Lyu, Z. Yang, G. Gui and Y. Feng, “Wireless powered communication networks assisted by backscatter communication,” Published in *IEEE Access*, vol.5, pp. 7254-7262, **2017**.
- [29] B. Lyu, Z. Yang, T. Xie, G. Gui and F. Adachi, “Optimal time allocation in relay assisted backscatter communication systems,” *IEEE 87th Vehicular Technology Conference*, **2018**.
- [30] D. T. Hoang, D. Niyato, P. Wang, D. I. Kim, and Z. Han, “The tradeoff analysis in RF-Powered backscatter cognitive radio networks”, *IEEE Global Communication Conference*, **2016**.
- [31] D. T. Hoang, D. Niyato, P. Wang, D. I. Kim, and Z. Han, “Ambient backscatter: A New approach to improve network performance for RF-powered cognitive radio networks,” Published in *IEEE Trans. Commun.*, vol. 65, pp. 3659-3674, **2017**.
- [32] D. T. Hoang, D. Niyato, P. Wang, D. I. Kim, “Optimal time sharing in RF-powered backscatter cognitive radio networks,” Published in *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, **2017**.
- [33] X. Lu, , D. Niyato, H. Jiang, D.I. Kim, Y. Xiao and Z. Han, “Ambient backscatter assisted wireless powered communication” Published in. *IEEE Wireless Communications*, vol. 25 , Issue: 2 , April **2018**.
- [34] B. Lyu, Z. Yang, and G. Gui, “Throughput maximization in Backscatter Assisted Wireless Powered Communication Networks with Battery Constraint,” *9th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing*, **2017**.

- [35] P. Zhang and D. Ganesan, "Enabling bit-by-bit backscatter communication in severe energy harvesting environments," in Proc. 11th USENIX Conf. Netw. Syst. Design Implement., Seattle, WA, USA, pp. 345–357, Apr. **2014**.
- [36] D. Darsena, G. Gelli, and F. Verde, "Modeling and performance analysis of wireless networks with ambient backscatter devices," *IEEE Trans. Commun.*, vol.65, no. 4, pp. 1797–1814, Jan. **2017**.
- [37] G. Wang, F. Gao, R. Fan, and C. Tellambura, "Ambient backscatter communication systems: Detection and performance analysis," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 64, no. 11, pp. 4836–4846, Nov. **2016**.
- [38] J. Qian, F. Gao, and G. Wang, "Signal detection of ambient backscatter system with differential modulation," in Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech Signal Process., pp. 3831–3835, Mar. **2016**.
- [39] H. Huang and V. K. N. Lau, "Decentralized delay optimal control for interference networks with limited renewable energy storage," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol.60, no. 5, pp. 2552–2561, May **2012**.
- [40] S. Yin, E. Zhang, Z. Qu, L. Yin, and S. Li, "Optimal cooperation strategy in cognitive radio systems with energy harvesting," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 13, no.9, pp. 4693–4707, Sep. **2014**.
- [41] G. Zheng, Z. Ho, E. A. Jorswieck, and B. Ottersten, "Information and energy cooperation in cognitive radio networks," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 62, no. 9, pp. 2290–2303, May **2014**.
- [42] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*. Cambridge University Press, **2004**.
- [43] K. Han and K. Huang, "Wirelessly Powered Backscatter Communication Networks: Modeling Coverage and Capacity," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.16 no.4 April **2017**.

## **EKLER**

### **EK 1 – Tezden Türetilmiş Bildiriler**

M. Y. Onay and B. Dülek, “Performance Analysis of TV, FM and WiFi Signals in Backscatter Communication Networks,” in Proceedings of Signal Processing and Communication Application Conference (SIU), 24-26 Nisan, Sivas-Türkiye, **2019**.



HACETTEPE ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
YÜKSEK LİSANS TEZ ÇALIŞMASI ORJİNALLİK RAPORU

HACETTEPE ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLER ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK VE ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI BAŞKANLIĞI'NA

Tarih: 02/07/2019

Tez Başlığı / Konusu: KABLOSUZ GÜÇ AKTARIMLI GERİ SAÇILIM HABERLEŞME AĞLARININ MODELLENMESİ VE BAŞARIM ANALİZİ

Yukarıda başlığı/konusu gösterilen tez çalışmamın a) Kapak sayfası, b) Giriş, c) Ana bölümler d) Sonuç kısımlarından oluşan toplam 79 sayfalık kısmına ilişkin, 02/07/2019 tarihinde tez danışmanım tarafından Turnitin adlı intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezimin benzerlik oranı % 2'dir.

Uygulanan filtrelemeler:

- 1- Kaynakça hariç
- 2- Alıntılar hariç/~~danış~~
- 3- 5 kelimedenden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Çalışması Orjinallik Raporu Alınması ve Kullanılması Uygulama Esasları'nı inceledim ve bu Uygulama Esasları'nda belirtilen azami benzerlik oranlarına göre tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edileceği muhtemel durumda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Gereğini saygılarımla arz ederim.

Adı Soyadı: Muhammed Yusuf ONAY  
Öğrenci No: N16123496  
Anabilim Dalı: Elektrik ve Elektronik Mühendisliği  
Programı: Elektrik ve Elektronik Mühendisliği-Tezli Yüksek Lisans  
Statüsü:  Y.Lisans  Doktora  Bütünleşik Dr.

Tarih ve İmza  
02/07/2019

**DANIŞMAN ONAYI**

UYGUNDUR.

Doc. Dr. Berkant Dülek

(Unvan, Ad Soyad, İmza)

## ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Muhammed Yusuf ONAY  
Doğum yeri : Batman  
Doğum tarihi : 13.08.1992  
Medeni hali : Evli  
Adresi : Etimesgut/ANKARA  
Telefon : 05395281067  
Elektronik posta adresi : muhammed\_yusuf\_onay@hotmail.com  
Yabancı dili : İngilizce

### EĞİTİM DURUMU

Lisans : Karadeniz Teknik Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik  
Mühendisliği Bölümü  
Yüksek Lisans : Hacettepe Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik  
Mühendisliği Bölümü

### İş Tecrübesi

2016-2017 : Hitit Üniversitesi, Araştırma Görevlisi  
2017-2019 : Hacettepe Üniversitesi, Araştırma Görevlisi

### Deneyim Alanları

Kablosuz haberleşme, Sinyal işleme, Geri saçılım haberleşme sistemleri





