



**BİR GÜÇ HATTI HABERLEŞME SİSTEMİNDE  
KULLANILAN ALICI/VERİCİ DEVRESİNİN  
BLOKLAMA ENDÜKTÖRÜNÜN VE  
İZOLASYON TRAFOSUNUN  
BİRLEŞTİRİLMESİ**

**Can GÖYDAĞ**

**Yüksek Lisans Tezi**

**Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim  
Dalı**

**Danışman: Doç. Dr. Reşat MUTLU**

**2021**

**T.C.**  
**TEKİRDAĞ NAMIK KEMAL ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**BİR GÜÇ HATTI HABERLEŞME SİSTEMİNDE KULLANILAN  
ALICI/VERİCİ DEVRESİNİN BLOKLAMA ENDÜKTÖRÜNÜN VE  
İZOLASYON TRAFOSUNUN BİRLEŞTİRİLMESİ**

**Can GÖYDAĞ**

**ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**DANIŞMAN: Doç. Dr. Reşat MUTLU**

**TEKİRDAĞ-2021**

**Her hakkı saklıdır**



## ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

### BİR GÜÇ HATTI HABERLEŞME SİSTEMİNDE KULLANILAN ALICI/VERİCİ DEVRESİNİN BLOKLAMA ENDÜKTÖRÜNÜN VE İZOLASYON TRAFOSUNUN BİRLEŞTİRİLMESİ

**Can GÖYDAĞ**

Tekirdağ Namık Kemal Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Reşat Mutlu

Güç hattı haberleşmesi düşük ve orta seviyeli elektrik şebeke gerilim hattını kullanarak iletişim hizmeti sağlayan bir haberleşme teknolojisidir. Bu haberleşme teknolojisinde elektrik ve veri iletimi aynı hat üzerinden iletilmektedir. Elektrik iletimi yüksek voltaj ve düşük frekans ile sağlanırken, veri iletimi düşük voltaj ve yüksek frekans ile sağlanmaktadır. Bu teknikle internet, telefon, multimedya gibi hizmetler verilebilir ve otomasyon yapılabilir. Ancak bu hizmetin kullanılması sırasında hattın esas amacı olan güç iletiminin de devam etmesi bu sistemler üzerinde kazanç kaybına neden olmaktadır. Bu kazanç kaybını önlemek için kullanılan yöntemlerden biri de bloklama endüktörleridir. Bunun yanında güç hattı haberleşmesinde verici ya da alıcı devreleri şebekeden ayırmak için izolasyon trafoları yaygınca kullanılır. Bu çalışma ile güç hattı tarafındaki sargısı şebekeye seri olarak bağlanmış bir PLC verici devre izolasyon transformatörünün aynı zamanda bloklama endüktörü olarak da kullanılabilceği ve bu durumda da güç hattı haberleşmesinin yapılabileceği gösterilmiştir. Bu yeni PLC devre topolojisi kullanılarak elektriksel bir yük kontrolü de gerçekleştirilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** PLC, EHİ, Enerji Hattı İletişimi, Güç Hattı Haberleşmesi, Düzgünleştirici Endüktör, İzolasyon Trafosu, Bloklama Endüktörü.

2021, 87 Sayfa

## **ABSTRACT**

Msc. Thesis

### **COMBINATION OF BLOCKING INDUCTOR AND ISOLATION TRANSFORMER OF RECEIVER/TRANSMITTER CIRCUIT USED IN A POWER LINE COMMUNICATION SYSTEM**

**Can GÖYDAĞ**

Tekirdağ Namık Kemal University

Graduate School of Natural and Applied Sciences Department of Electronic and  
Communication Engineering

Supervisor: Assoc.Dr.Reşat MUTLU

Power line communication is a communication technology that provides communication service by using low and medium power grid voltage lines. In this communication technology, electricity and data transmission are transmitted over the same line. While electricity transmission is provided by high voltage and low frequency, data transmission is provided by low voltage and high frequency. With this technique, services such as internet, telephone, multimedia can be provided and automation can be done. However, the continuation of power transmission, which is the main purpose of the line during the use of this service, causes loss of gain on these systems. One of the methods used to prevent this loss of gain is using blocking inductors. In addition, isolation transformers are widely used in power line communication to isolate transmitter or receiver circuits from the utility. In this study, it has been shown that a PLC transmitter circuit isolation transformer, whose winding on the power line side is connected to the network in series, can also be used as a blocking inductor and power line communication can also be achieved in this case. Using the new PLC circuit topology, an electrical load control is also performed.

**Keywords:** PLC, Power Line Communications, Smoothing Inductor, Isolation Transformer, Blocking Inductor.

**2021, 87 Pages**

# İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
<b>ÖZET</b> .....	<b>i</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>ii</b>
<b>İÇİNDEKİLER</b> .....	<b>iii</b>
<b>ÇİZELGE DİZİNİ</b> .....	<b>v</b>
<b>ŞEKİL DİZİNİ</b> .....	<b>vi</b>
<b>SİMGELER ve KISALTMALAR</b> .....	<b>ix</b>
<b>TEŞEKKÜR</b> .....	<b>x</b>
<b>1. GİRİŞ</b> .....	<b>1</b>
<b>2. BLOKLAMA ENDÜKTÖRÜ, İZOLASYON TRANSFORMATÖRÜ İLE BİRLEŞTİRİLMİŞ BLOKLAMA ENDÜKTÖRÜ VE İZOLASYON TRANSFORMATÖRÜ</b> .....	<b>6</b>
<b>2.1. Bloklama Endüktörleri ve Bloklama Endüktörlü Filtreler</b> .....	<b>6</b>
<b>2.2. Transformatörler ve Transformatör Eşdeğer Devreleri</b> .....	<b>9</b>
<b>2.3. İzolasyon Transformatörleri</b> .....	<b>13</b>
<b>2.4. Transformatörlerin Eşdeğer Devre Parametrelerinin Bulunması</b> .....	<b>14</b>
2.4.1. Transformatörlerin Açık Devre Deneyleri ve İlgili Parametrelerinin Hesaplanması.....	<b>14</b>
2.4.2. Transformatörlerin Kısa Devre Deneyleri ve İlgili Parametrelerinin Hesaplanması.....	<b>16</b>
<b>2.5. Bir Fazlı Transformatör Tasarımı İçin Gerekli Hesaplamalar</b> .....	<b>18</b>
<b>2.6. Bloklama Endüktörü ve İzolasyon Transformatörünün Birleştirilmesi</b> .....	<b>21</b>
<b>3. BBEİT İLE OLUŞTURULAN PLC DEVRESİNİN SÜPERPOZİSYON ANALİZİ</b> .	<b>23</b>
<b>4. BBEİT İLE GERÇEKLEŞTİRİLEN GÜÇ HATTI HABERLEŞME SİSTEMİ</b> .....	<b>43</b>
<b>4.1. BBEİT ile Gerçekleştirilen Güç Hattı Haberleşme Sistemi Alıcı Devre Donanımı</b> .....	<b>44</b>
4.1.1. Alıcı İzolasyon Devresi .....	<b>45</b>
4.1.2. Alıcı Kuplaj Devresi .....	<b>45</b>
4.1.3. Alıcı Filtre Devresi .....	<b>46</b>
4.1.4. Alıcı Yükseltici Devresi .....	<b>47</b>
4.1.5. Alıcı Mikro Denetleyici ile Yapılan Kontrol Devresi .....	<b>47</b>
4.1.6. Alıcı Yük Kontrol Devresi .....	<b>48</b>
<b>4.2. BBEİT ile Gerçekleştirilen Güç Hattı Haberleşme Sistemi Yazılımı</b> .....	<b>49</b>

<b>5. TASARLANAN GÜÇ HATTI HABERLEŞME SİSTEMİNİN SİMÜLASYONU.....</b>	<b>52</b>
<b>6. DENEYSEL SONUÇLAR .....</b>	<b>58</b>
<b>6.1. Güç Hattı Eşdeğer Devresinin Parametrelerinin Ölçümü.....</b>	<b>58</b>
<b>6.2. Transformatörlerin Eşdeğer Devre Parametrelerinin Bulunması.....</b>	<b>60</b>
6.2.1. Transformatörlerin Açık Devre Deneyleri ve İlgili Parametrelerinin Hesaplanması.....	62
6.2.2. Transformatörlerin Kısa Devre Deneyleri ve İlgili Parametrelerinin Hesaplanması.....	65
<b>6.3. BBEİT İLE GERÇEKLEŞTİRİLEN PLC DEVRESİ DENEY SONUÇLARI....</b>	<b>68</b>
<b>7. BBEİT TASARIMINDA KULLANILACAK KRİTERLER.....</b>	<b>74</b>
<b>8. SONUÇ .....</b>	<b>80</b>
<b>KAYNAKLAR.....</b>	<b>82</b>
<b>EKLER .....</b>	<b>86</b>
Alıcı Devre C Kodları.....	86
<b>ÖZGEÇMİŞ .....</b>	<b>Hata! Yer işareti tanımlanmamış.</b>

## ÇİZELGE DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 4.1 Kullanılan Malzemeler Tablosu .....	44
Çizelge 4.2. İstenilen bazı yüksek geçiren filtre kesim frekans değerleri için seçilebilecek R-C değerleri .....	46
Çizelge 4.3. Çeşitli yazı tahtaları üzerinden FreqCount kütüphanesinin kullanılması için frekansı ölçülen hattın bağlanması gereken pin uçları [40] .....	50
Çizelge 5.1. Simülasyonda kullanılan trafolarla ait hesaplanan devre parametreleri.....	54
Çizelge 6.1. Uzatma kablolarının kısa güç hattı modeli için yapılan ölçümleri.....	60
Çizelge 6.2. Transformatörlerin Açık Devre deneyinde elde edilen ölçüm sonuçları .....	64
Çizelge 6.3. Transformatörlerin Açık Devre deneyi sonuçlarına göre hesaplanan devre parametreleri.....	64
Çizelge 6.4. Transformatörlerin Kısa Devre deneyinde elde edilen ölçüm sonuçları.....	67
Çizelge 6.5. Transformatörlerin Kısa Devre deneyi sonuçlarına göre hesaplanan devre parametreleri.....	67



## ŞEKİL DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1. PLC Sistem Fonksiyonel Blok Diyagram [32] .....	6
Şekil 2.2. a) İletim yollu gürültü girişiminin azaltılması için şok bobini kullanımının devre şeması ve b) Eşdeğer devresi [33] .....	8
Şekil 2.3. Bir PLC Bloklama Filtresi [24] .....	9
Şekil 2.4. a) PLC Bloklama filtresi yerleşimi ve b) PLC vericisi için eşdeğer modeli [24] .....	9
Şekil 2.5. İki sargılı ideal transformatörün a) Fiziksel uygulama modeli ve b) Elektriksel eşdeğer devresi [35] .....	11
Şekil 2.6. İki sargılı ideal olmayan transformatörün a) Fiziksel uygulama modeli ve b) sekonderin primere indirgendiği eşdeğer devre modeli [35] .....	12
Şekil 2.7. İzolasyon transformatörünün yapısı .....	13
Şekil 2.8. a) Transformatör açık devre deney devresi ve b) Deneyde ölçülecek büyüklüklerin gösterimi .....	15
Şekil 2.9. a) Transformatör kısa devre deney devresi ve b) Deneyde ölçülen akım ve gerilim büyüklüklerin gösterimi .....	16
Şekil 2.10. Trafoda sargıların yerleştirildiği E-tipi nüvenin kesiti [36] .....	18
Şekil 2.11. Trafonun Magnetizasyon eğrisi [37] .....	20
Şekil 2.12. a) Normal PLC sistem modeli ve b) Bloklama endüktörünün PLC sistem modeline eklenmiş hali .....	22
Şekil 2.13. Önerilen bloklama endüktörü ile izolasyon transformatörünün birleştirilmesi ile oluşturulan BBEİT'in primer sargısının seri olarak PLC sistemine bağlantısı .....	22
Şekil 3.1. Bu çalışmada incelenen PLC sistemi .....	23
Şekil 3.2. PLC'de kullanılan güç iletim hattı ve eşdeğer devre modeli .....	23
Şekil 3.3. BBEİT transformatörünün eşdeğer devresi .....	24
Şekil 3.4. Alıcı Devre kuplaj transformatörünün eşdeğer devresi .....	24
Şekil 3.5. PLC Alıcı Devresi Kuplaj devresi ve ona seri bağlı Alıcı Devre girişindeki Yüksek Geçiren Filtre Devresi .....	25
Şekil 3.6. PLC Alıcı Devresi İzolasyon Transformatörünün şebeke tarafındaki C1 kondansatöründen oluşan Kuplaj devresi .....	25
Şekil 3.7. PLC Sistemi ile kontrol edilen yükün eşdeğer devresi .....	25
Şekil 3.8. a) Alıcı-Verici Devre Modeli ve b) Alıcı-Verici Devrenin Transformatör Eşdeğer Modeli ile Gösterimi .....	27
Şekil 3.9. Alıcı-Verici Devrenin Primere İndirgenmiş Transformatör Eşdeğer Modeli ile Gösterimi .....	28
Şekil 3.10 a) $e_2(t)$ Kaynağının kısa devre edildiği durumdaki devre, b) Devrenin $f_1$ frekansında hesaplanan empedanslar ile düzenlenmiş hali ve c) Devrenin $f_1$ frekansındaki kol akımlarının devre üzerinde gösterilmesi .....	32

Şekil 3.11 $e_2(t)$ kaynağının kısa devre edildiği durumdaki empedansların hesaplanma aşamaları.....	33
Şekil 3.12. a) $e_1(t)$ Kaynağının kısa devre edildiği durumdaki devre b) Devrenin $f_2$ frekansında hesaplanan empedanslar ile düzenlenmiş hali ve c) Devrenin $f_2$ frekansındaki kol akımlarının devre üzerinde gösterilmesi .....	37
Şekil 3.13 $e_1(t)$ kaynağının kısa devre edildiği durumdaki empedansların hesaplanma aşamaları.....	38
Şekil 4.1. BBEİT ile gerçekleştirilen PLC sistemi devresi .....	43
Şekil 4.2. Alıcı Devre blok diyagramı.....	44
Şekil 4.3. İzolasyon devresi [39] .....	45
Şekil 4.4. Kuplaj devresi [39] .....	45
Şekil 4.5. Pasif birinci dereceden yüksek geçiren filtre [39] .....	46
Şekil 4.6. Simetrik beslemeli sinyal yükseltici devre [39] .....	47
Şekil 4.7. Mikrodenetleyicili frekans ölçüm ve yük kontrol devresi.....	48
Şekil 4.8. a) Yük kontrolü için kullanılan röle kartı ve b) Röle kartında kullanılan rölenin yapısı .....	48
Şekil 4.9. Freqcount kütüphanesi ile frekansın hesaplanması [40] .....	49
Şekil 4.10. Mikrodenetleyici devre ile frekansın ölçülmesi ve yük kontrolü işleminin akış diyagramı.....	51
Şekil 5.1. Verici devre .....	52
Şekil 5.2. Alıcı Devre .....	53
Şekil 5.3. Haberleşme Sisteminin Proteus Professional 8’de hazırlanan Simülasyon Devresi	53
Şekil 5.4. 5 V genlikli 140 kHz frekanslı verici sinyal için a) BBEİT sekonder gerilimi ve b) İletim hattı giriş gerilimi.....	55
Şekil 5.5. 25V genlikli 1 kHz frekanslı verici sinyal için a) BBEİT sekonder gerilimi ve b) İletim hattı giriş gerilimi.....	55
Şekil 5.6. $GND_S$ toprak noktasına göre alınan a) İletim hattı giriş gerilimi ve b) İletim hattı çıkış gerilimi .....	55
Şekil 5.7. 5 V genlikli 140 kHz frekanslı verici sinyal için: a) $GND_S$ toprak noktasına göre alınan ADİT primer gerilim sinyali ve b) $GND_A$ toprak noktasına göre alınan ADİT sekonder gerilim sinyali.....	56
Şekil 5.8. 5 V genlikli 140 kHz frekanslı verici sinyal için $GND_A$ toprak noktasına göre alınan a) ADİT sekonder gerilimi ve b) Filtre giriş gerilimi.....	56
Şekil 5.9. 5 V genlikli 140 kHz frekanslı verici sinyal için $GND_A$ toprak noktasına göre alınan a) Filtre giriş gerilimi ve b) Filtre çıkış gerilimi.....	56
Şekil 5.10. 5 V genlikli 140 kHz frekanslı verici sinyal için $GND_A$ toprak noktasına göre alınan a) Opamp tabanlı yükseltici devresi giriş gerilimi, b) Opamp tabanlı yükseltici devresi çıkış gerilimi ve c) Opamp tabanlı yükseltici devresi giriş ve çıkış gerilimlerinin birlikte gösterilmesi .....	57

Şekil 6.1. a) $3 \times 1.5 \text{ mm}^2$ 1 metrelik uzatmanın (güç hattının) gerginken, b) $3 \times 1.5 \text{ mm}^2$ 1 metrelik uzatmanın (güç hattının) serbest halde iken, c) $3 \times 1 \text{ mm}^2$ 4 metrelik uzatmanın (güç hattının) gerginken ve d) $3 \times 1 \text{ mm}^2$ 4 metrelik uzatmanın (güç hattının) serbest halde iken ölçümü .....	59
Şekil 6.2. a) BBEİT-Birleştirilmiş Bloklama Endüktörü ve İzolasyon Trafosu ve b) ADİT-Alıcı Devre İzolasyon Transformatörü .....	61
Şekil 6.3. Çizelge 6.2'teki ölçüm sonuçlarına ait ekran görüntüleri (CH1-Sarı renk ve CH2-Turkuaz renk) a) 5 V 140 kHz BBEİT primer sargısı sinyal ölçümleri, b) 5 V 50 Hz BBEİT primer sargısı sinyal ölçümleri, c) 10 V 50 Hz BBEİT primer sargısı sinyal ölçümleri, d) 5 V 140 kHz ADİT primer sargısı sinyal ölçümleri, e) 5 V 50 Hz ADİT primer sargısı sinyal ölçümleri, f) 10 V 50 Hz ADİT primer sargısı sinyal ölçümleri .....	63
Şekil 6.4. Çizelge 6.4'teki ölçüm sonuçlarına ait ekran görüntüleri (CH1-Sarı renk ve CH2-Turkuaz renk) a) 1 V 50 Hz BBEİT primer sargısı sinyal ölçümleri, b) 1 V 140 kHz BBEİT primer sargısı sinyal ölçümleri, c) 5 V 50 Hz BBEİT primer sargısı sinyal ölçümleri, d) 1 V 50 Hz ADİT primer sargısı sinyal ölçümleri, e) 1 V 140 kHz ADİT primer sargısı sinyal ölçümleri, f) 5 V 50 Hz ADİT primer sargısı sinyal ölçümleri .....	66
Şekil 6.5. a) BBEİT ile gerçekleştirilen PLC devresi için kurulan deney sistemi, b) BBEİT ile gerçekleştirilen PLC devresi için kurulan deney sisteminin uzaktan görünümü, c) BBEİT ve şebekeye bağlı olmayan verici devrenin üstten görünüşü ve d) BBEİT ve verici devrenin önden görünüşü .....	69
Şekil 6.6. a) Yükün çalışmadığı durumda Alıcı Devre, b) Yükün çalıştığı durumda Alıcı Devre ve c) Alıcı ve mikrodenetleyici devreleri .....	70
Şekil 6.7. a) Alıcı devreleri, b) Şebekeye bağlı olmayan alıcı-verici devreler ve c) Şebekeye bağlı ve yükün çalıştığı durumda alıcı-verici devreler .....	71
Şekil 6.8. Şebeke (220 Volt) ve PLC verici sinyali mevcut iken $GND_A$ toprak noktasına göre Alıcı Devre üzerinde çeşitli düğümlerde ölçülen sinyaller a) ADİT sekonder sargı uçlarında ölçülen sinyal, b) YGF filtre devresi girişinde ölçülen sinyal, c) YGF filtre devresi çıkışında ölçülen sinyal ve d) Opamp yükseltici devresi çıkışında ölçülen sinyal .....	72
Şekil 7.1. a) Ferrit toroid nüve ve Manyetik devre parametreleri [37] ve b) C-tipi nüve üzerinde Manyetik devre parametreleri .....	74
Şekil 7.2. E-tipi nüve ve Manyetik devre parametreleri .....	74
Şekil 7.3. PLC sisteminde bağlanan BBEİT'in şebekeye ve PLC verici devresine olan bağlantısı .....	77
Şekil 7.4. Kullanılan BBEİT'in manyetik devre modeli .....	77
Şekil 7.5. a) Yüke seri bağlanan BBEİT transformatörü kullanan güç hattı sistemin eşdeğer modeli, b) Düşük değerdeki sekonder akımının ihmal edilmesiyle elde edilen devre eşdeğeri ve c) $R_{fe}$ 'nin ihmal edilmesiyle elde edilen devre eşdeğeri .....	78

## **SİMGELER VE KISALTMALAR**

AC:	Alternatif Akım
DC:	Doğru Akım
AG:	Alçak Gerilim
YG:	Yüksek Gerilim
EMK:	Elektro Motor Kuvvet
EMC:	Electromagnetic Compatibility - Elektromanyetik Uyumluluk
Vpp:	Tepeden tepeye gerilim
PWM:	Pulse Width Modulation-Darbe Genlik Modülasyonu
PLC:	Power Line Communication-Güç Hattı Haberleşmesi
R:	Direnç
L:	Bobin
C:	Kondansatör
G:	Perditans
kHz:	Kilohertz
MHz:	Megahertz
KV:	Kilovolt
TTR:	Birden fazla NYAF kablonun PVC içerisine alınması ile oluşturulmuş kablo
NYAF:	Tek damarlı çok telli bakır kablo
PVC:	Polivinil Klorid

## TEŞEKKÜR

Tez çalışmasının tüm aşamalarında yanımda olup bana yol gösteren, bilgi ve tecrübesini benimle paylaşan değerli danışman hocam Sayın Doç. Dr. Reşat Mutlu'ya, bölüm başkanım, çok saygıdeğer hocam Sayın Prof. Dr. Hafız Alisoy'a,

Eğitim öğretim hayatım boyunca desteğini esirgemeyen annem Sadegül Göydağ, babam Cihanşah Göydağ ve ablam Canan Göydağ Aslan'a,

Öğretmenlik mesleğim boyunca her zaman yanımda olan, mühendislik eğitimimde beni destekleyen, yüksek lisans süresince moral ve motivasyonumu yüksek tutan, hayatımdaki en büyük ilham kaynağım, eşim Hafize Göydağ'a ve beraber geçireceğimiz değerli vaktinden feragat eden biricik kızım Nil Göydağ'a teşekkür ederim.

Haziran, 2021

Can GÖYDAĞ  
Elektronik ve Haberleşme Mühendisi

## 1. GİRİŞ

Güç hattı haberleşme sistemi mevcut olan elektrik hattı şebekesi üzerinden haberleşme amacıyla kullanılacak verinin de gönderilmesi prensibi ile çalışan haberleşme teknolojisidir [1]. Endüstri 4.0 ile yaygınlaşan teknolojilerdeki gelişmeler, günümüzde evlerde ve/veya endüstride kullanılan yeryüzündeki tüm cihazların internetle bilgi ve veri alışverişinde bulunmaları için gerçekleştirilen nesnelerin interneti (IoT) alanındaki çalışmalar, mevcut olan kurulu yüklerin nesnelerin interneti alanındaki çalışmalara kolaylıkla uyum sağlayacak ara bağlantı cihazlarına/devrelerine ihtiyaç duyulacağını göstermektedir. Bu teknolojik gelişmenin önceden kurulmuş haberleşme özelliği olmayan mevcut cihazlara uygulanabilmesi için yeni bir altyapı (kablolama vb.) kurulmasının maliyet, işçilik, zaman kaybı vb. durumlardan dolayı ayrıca değerlendirilmesi gerekmektedir. Bu çalışmanın da konusunu kapsayan, mevcut olan elektrik hatlarını kullanarak haberleşme yapan ve bu alandaki boşluğu doldurabilecek olan güç hattı haberleşme sistemlerine duyulan ihtiyaç gün geçtikçe artmaktadır.

Güç hattı haberleşmesi mevcut elektrik hatlarını kullandığından bu sistem ile gerçekleştirilen haberleşme teknolojisinin kullanıldığı yerlerde ekstra bir kablolamaya ihtiyaç duyulmadan cihazların birbirleri ile haberleştirilmesi sağlanabilmektedir. Güç hatları üzerinden haberleşme oldukça erken başlamıştır. [2]'de güç hatları üzerinden gerçekleştirilen sayısal haberleşme sistemi tarihi incelendiğinde, ilk defa 1838 yılında İngiltere'de Londra-Liverpool telgraf sisteminde alçak gerilim (AG) hatları üzerinden gerçekleştirilen çalışma ile kullanılan bataryalarının gerilim seviyesi kontrolü gerçekleştirilmiştir. 1897'de ise İngiltere'de sayaçların elektrik hatları üzerindeki sinyaller ile okunması gerçekleştirilmiştir. 1905 yılında Chicago'da elektrik sayaçlarının benzer şekilde ölçülmesi için patent alınmıştır.

Güç hattı haberleşme teknolojisinde elektrik enerjisi iletimi yüksek voltaj ve düşük frekans ile sağlanırken, veri iletimi düşük voltaj ve yüksek frekans ile sağlanmaktadır. Bu yöntemde temel olarak yüksek frekanslı veri sinyali güç hattı üzerine uygulanır. Bu şekilde güç sistemi ile haberleşme sistemi arasındaki karşılıklı girişim ortadan kalkmaktadır. Güç hattı haberleşmesi adı verilen bu teknoloji, öncelikle sadece kontrol ve ücretlendirme amacıyla çok düşük veri hızlarında kullanılırken, çok geniş ölçekli devre tasarımı ve sayısal işaret işleme konularındaki yenilikler ile daha yüksek veri hızlarında haberleşme imkânı sağlamakta olduğu ve hızla gelişmeye devam ettiği görülmektedir. Güç hattı üzerinden veri iletimi işlemi Güç Hattı Haberleşmesi (Power Line Communication–PLC) ismi ile literatürde yer almaktadır [1].

Güç hatları üzerinden haberleşmenin en çok kullanıldığı yerlere örnek olarak; ev otomasyonu, sayaç okuma, ısıtma ve soğutma sistemlerinin kontrolü, yangın ve alarm sistemleri, güç yönetim ve kontrol sistemleri, internet paylaşımı ve bina içi veri haberleşmesi (Home Plug) verilebilir [3]. Güç hattı üzerinden haberleşmenin en büyük avantajı her mekânda şebeke güç kablolarının bulunması ile ilave kablo bağlantısı gerektirmeden en ucuz maliyet ve işçilikle gerçekleştirilmesidir [4, 5]. Bu yöntemle haberleşme yapabilmek için şebeke ile PLC sisteminin tamamen izole edilmesi zorunluluğundan dolayı kuplaj devrelerinin kullanılması gereklidir [6]. Microchip firmasının [7]'de AN236 uygulama örneği olarak sunduğu makalede kapasitif kuplaj yöntemi ile PIC16F877 entegresinde PWM olarak oluşturulan 120 kHz frekansındaki veri sinyali hatta gönderilerek X-10 uygulaması yapılmıştır. [8]'de gerçekleştirilen çalışmada PLC haberleşme için üretilmiş TDA 5051 entegresi ile mikrodenetleyici haberleştirilerek mevcut bir hat üzerindeki cihaz kontrolü yapılmıştır. [9]'da Enerji hatlarından sayaç okunması ve deneysel analizi ile ilgili gerçekleştirilen çalışmada, enerji hatları üzerinden elektrik enerjisi ölçme sistemi geliştirilmiştir. Son Y.S. ve ark. [10]'da Güç Hattı Tabanlı Ev Enerji Yönetim Sistemi üzerinde çalıştılar. Evlerdeki cihazlarla ilgili gerçek zamanlı bilgi iletişimi sağlayacak bir sistem üzerinde çalıştılar. Yaptıkları bu sistem üç modülden oluşmaktadır. Bunlar planlama modülü, aygıt kontrol modülü ve güç kaynak yönetim modülüdür. Bu sistem üzerinden yaptıkları çalışmalarında %10 a kadar enerji tasarrufu sağlanmıştır.

Lita I. ve Visan D.A. yaptıkları çalışmada Dağıtılmış Kontrol Sistemleri için Güç Hattı İletişimini incelediler [11]. Yaptıkları çalışma ile evdeki cihazların güç hattı ile oluşturulan haberleşme teknolojisi ile kontrolünü sağladılar. Bu kontrolü izlemek için ise LabVIEW programı kullandılar. Tasarladıkları sistem ile güç hattı üzerinden haberleşmeyi gerçekleştirdiler. Hasırcı Z. ve ark. yaptıkları çalışmada Türkiye'deki akıllı evler için geniş bantlı güç hattı üzerinde çalıştılar [12]. Beş odalı bir ev üzerinde FTW simülatörü yardımıyla yaptıkları çalışmada edilen sonuçlara göre sinyal zayıflama nedenleri arasında kablo bağlantıları, kablo empedansları, kablo uzunlukları, elektriksel yükler, alıcı verici konumları yer almaktadır. Arefeen I. ve ark. yaptıkları bir çalışmada güç hattı üzerinden ses verisini FM veya FSK ile vericide modüle edip, alıcıda sinyalin %98 verim ile tekrar elde edilebildiğini gösterdiler [13]. Zhilenkov A.A. ve ark. yaptıkları çalışmada güç hattı iletişiminin otomatik kontrol sistemlerinde kullanılmasını araştırdılar [14]. Yaptıkları çalışmada uygun bir modem aracılığı ile yeni hatlar kullanarak iletişim kurmak yerine enerji hatları üzerinden iletişim kurulmuş ve bu sistem ile otomatik kontrol uygulamaları gerçekleştirilmiştir. Ayrıca [15]'de bu

yöntemin her eve uygulanabileceğini, master-slave cihazlar ile yöntemin işlevsellik kazandığını belirten bir çalışma mevcuttur. [16]'da mevcut elektrik bakır kablo altyapısını kullanarak PLC haberleşmesinin yapılacağını gösteren deneme amacıyla ortaya konulmuş (prototip) bir çalışma vardır. [17]'de düşük bant genişliğine sahip güç hattı haberleşmesinin sürekli enerji verimliliğinin izlenmesi gereken durumlarda yeterli gelmediği belirtilmiş ancak geliştirilen Insteon protokolü ile oluşturulmuş veri seti ile bu haberleşmenin %50 daha verimli olarak gerçekleştirilebileceği gösterilmiştir.

Richini D. ve ark. yaptıkları bir çalışmada yüksek frekanslı sinyallerin enerji hattı üzerinden alınabilmelerine engel olabilecek elektromanyetik parazitlerin etkilerini araştırdılar [18]. Yaptıkları çalışma ile hat iletim dirençlerinin PLC sinyallerinin iletimine etkisini incelediler. [19]'da fotovoltaik panellerin enerji verimliliği PLC haberleşme teknolojisi ile DC bus üzerinden gözlenmiştir. [20]'de çoklu kablo sistemlerinin arttığı güç şebekelerinde arıza tespiti, güvenlik ve bakım açısından PLC sistemlerinin kullanılma olasılığı önerilmiştir. [21]'de gerçekleştirilen çalışmada PLC teknolojisinde kullanılabildiği önerilen tekniğin sistem verimliliğini iyileştirmede ve istenmeyen elektromanyetik girişimin önlenmesinde yararlı olduğu gösterilmiştir. Bu kapsamda gerçekleştirilen birçok uygulama mevcuttur. [22]'de bir ev için her odanın ve kullanılacak her cihazın PLC haberleşme teknolojisi ile hazırlanmış bir merkezi modül üzerinden açma ve kapatması uygulamalı olarak gerçekleştirilmiştir. Bu kapsamdaki ihtiyaçların giderilmesi amacıyla son yıllarda kullanımı artan Konnex (KNX) akıllı bina ve ev otomasyonu uygulamaları ile perde-panjur ve klima kontrolü gibi uygulamalardan büyük yapıdaki yerlerde aydınlatma çözümlerine kadar farklı alanlarda otomasyon hizmetinden yararlanılmaktadır. KNX teknolojisi mevcut elektrik kablolarını ve/veya mevcut güç hattına paralel çekilen bir Twisted Pair (çift bükümlü) iki telli kontrol kablosu ile kablolu ya da radyo frekans sinyalleri ve/veya Ethernet tabanlı ip ortam uygulamaları ile kablosuz olarak bu alandaki boşluğu doldurmaya çalışmaktadır [23].

[24]'de bir güç hattı haberleşmesi üzerine yapılan çalışmada, uygulama dairesinden komşulara veya komşulardan uygulama dairesine doğru alınması istenmeyen güç hattı haberleşme sinyallerinin bloklama endüktörü kullanılarak değerlerinin azaltılması incelenmiştir. Ayrıca [25]'de bir AC kıyıcının oluşturduğu harmoniklerin değeri düzgünleştirici endüktör adı verilen bir bloklama endüktörü ile azaltılmıştır. [26-31]'de PLC ile gerçekleştirilen haberleşmede iletişim kayıplarının azaltılması için empedans uygunluğunun gerektiği durumlarda mevcuttur ama genel kullanım durumu için güç hattı haberleşmesi



değerlendirildiğinde hat empedansının haberleşmeyi etkileyecek seviyede olmadığı, göz ardı edilebileceği anlaşılmıştır.

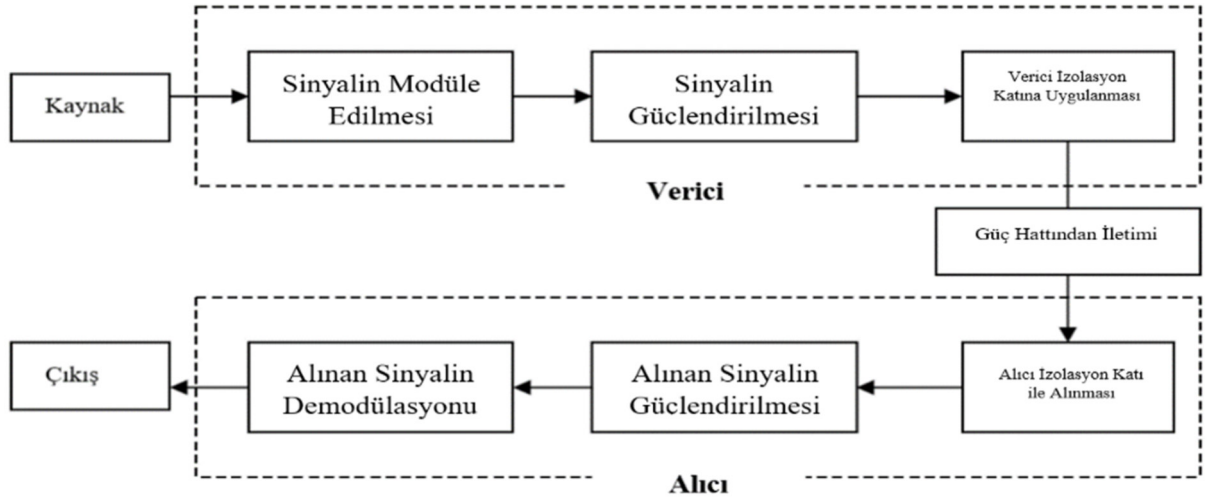
Bu tez çalışmasının amacı şebeke tarafında kullanılan bir PLC verici/alıcı devre izolasyon trafosunun güç hattı tarafındaki sargısının devreye seri olarak bağlandığında, şebeke yük akımını taşıyabiliyorsa aynı zamanda bloklama endüktörü olarak kullanılabilmesini ve bu durumda da güç hattı haberleşmesinin yapılabileceğini göstermektir. Gerçekleştirilen literatür çalışmasında bu yaklaşım ile gerçekleştirilen bir çalışma olmaması sebebiyle bu tez çalışmasında uygulanacak yöntem PLC haberleşme teknolojisi için alternatif bir topoloji olarak önerilebilir. Bu çalışmada kullanılan transformatörlerin eşdeğer devre modelleri ile gerçekleştirilen süperpozisyon analizi ve yapılan deneyler sonucunda elde edilen parametreler ile önerilen topolojinin simülasyon sonuçlarına da yer verilmiştir. Çalışmada bu güç hattına bir sargısı seri bağlanacak izolasyon trafosunun seçimi ve tasarımı içinde gerekli formüller verilecektir. Bu tez çalışmasında gerçekleştirilen bloklama endüktörü görevi yapan izolasyon transformatörü sonraki kısımlarda “**Birleştirilmiş Bloklama Endüktörü ve İzolasyon Transformatörü ( BBEİT )**” olarak isimlendirilecektir. Bir güç hattı haberleşme sistemi üzerine gerçekleştirilen yeni bir yaklaşım olan BBEİT ile de sistemin çalıştığı bir elektriksel yükün kontrolü ile gösterilecektir. Deneylerde kullanılmak üzere güç hattı üzerinden haberleşmeyi sağlayan bir alıcı ve bir verici devre gerçekleştirilecektir. Bu çalışmada yapılan deneylerde verici olarak sinyal jeneratörü kullanılacaktır. Alıcı devrede şebekeden devrenin izolasyonunu sağlayan izolatör transformatörü sonraki kısımlarda “**Alıcı Devre İzolasyon Trafosu (ADİT)**” olarak isimlendirilecektir. Alıcı devrede ADİT’ten sonra sırayla istenilen frekanstaki sinyali ayırt etmek için gereken yüksek geçiren filtre devresi, gelen sinyali yükselten yükselteç katı ve ardından alıcı katında sinyali ölçerek, yük kontrolünü gerçekleştirecek mikrodenetleyici tabanlı bir elektronik devre bulunacaktır. Yük olarak seçilen 100 W lamba ise mikrodenetleyici tabanlı elektronik devre ile röle üzerinden kontrol edilecektir. Gerçekleştirilen deneylerden elde edilen bulgular ile yöntemin uygulanabilirliği sınanacaktır.

Bu tez şu takip eden sırayla düzenlenmiştir. İkinci bölümde bloklama endüktörleri, transformatörler, transformatör eşdeğer devreleri ve transformatör eşdeğer devre parametrelerinin bulunması için gereken hesaplamalar, bir fazlı transformatör tasarımı için gereken hesaplamalar ve PLC haberleşme teknolojisi için önerilen BBEİT topolojisine yer verilmiştir. Üçüncü bölümde BBEİT kullanan bir güç hattı haberleşme sisteminin (PLC)

süperpozisyon ile analizine yer verilmiştir. Dördüncü bölümde BBEİT ile gerçekleştirilen PLC yönteminin genel yapısına yer verilmiş, alıcı ve verici devrelerin şebeke hattına nasıl bağlandığı gösterilmiş, alıcı ve verici devrelerinde kullanılan devre elemanları hakkında bilgi verilmiş ve ayrıca gerçekleşen devrelerin şemalarına yer verilerek devrelerin çalışma prensipleri anlatılmıştır. Ayrıca bu bölümde alıcı devrede bulunan frekans ölçümünde kullanılan Arduino Uno mikrodenetleyicinin programının çalışma algoritmasına ve frekans ölçümünde izlenecek yöntem yer verilmiştir. Beşinci bölümde bu tez çalışmasında kullanılacak yöntem ile yapılan haberleşmeye ait simülasyonlara yer verilmiştir. Altıncı bölümde BBEİT ile gerçekleşen güç hattı haberleşmesi sisteminin deney sonuçlarına yer verilmiştir. Bu bölümde önce kullanılan iletim hattı ve transformatörlerin parametreleri ölçülmüş ve daha sonra tüm güç hattı haberleşmesi sistemi için gerekli deneyler yapılmıştır. Yedinci bölümde BBEİT transformatörünün tasarımında kullanılacak kriterlere yer verilmiştir. Son bölümde ise elde edilen bulgulara ve önerilere yer verilmiştir.

## 2. BLOKLAMA ENDÜKTÖRÜ, İZOLASYON TRANSFORMATÖRÜ İLE BİRLEŞTİRİLMİŞ BLOKLAMA ENDÜKTÖRÜ VE İZOLASYON TRANSFORMATÖRÜ

Bu bölümde güç hattı haberleşme sisteminde (GHHS) kullanılan bloklama endüktörleri ve filtreleri ile transformatörler ve eşdeğer devreleri hakkında bilgi verilmiştir. Ayrıca bu tez çalışmasında kullanılacak BBEİT'in oluşturulması ile ilgili motivasyona, model ve açıklamalara yer verilmiştir. Şekil 2.1'de güç hattı haberleşmesinin genel blok yapısı görülmektedir. Bu yapı incelendiğinde verici kaynak üzerinden gönderilen mesaj sinyali sırasıyla modülasyon ve yükseltme işlemleri uygulandıktan sonra enerji hattına yani güç hattına verilmeden önce izolasyon katına uğrar. Bu yapı içerisinde bloklama endüktörleri ve kuplaj transformatörleri gibi kısımlar bulunur. Güç hattına gönderilen sinyal alıcı devre kısmında çıkış katına ulaşmadan önce izolasyon katına uğrar ve sonrasında güç hattı boyunca zayıflayan sinyal güçlendirilerek demodüle edilir ve çıkış katına ulaşır. Çıkışta alınan sinyale yani mesaj sinyaline göre yük kontrolü, otomasyon vb. işlemler yapılabilir.



Şekil 2.1. PLC Sistem Fonksiyonel Blok Diyagram [32]

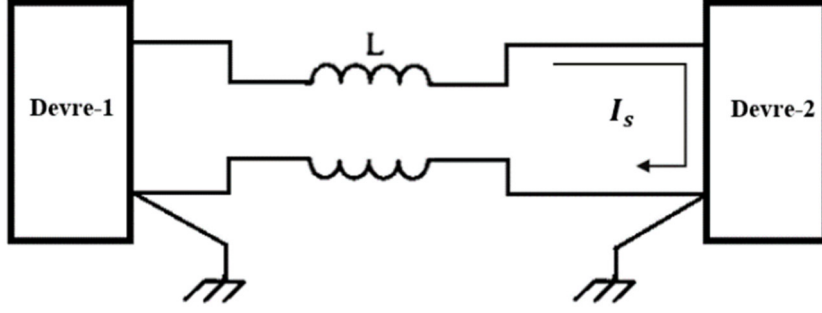
### 2.1. Bloklama Endüktörleri ve Bloklama Endüktörlü Filtreler

Bu bölümde Bloklama endüktörleri ve kullandıkları filtreler üzerine kısaca bilgi verilecektir. Güç hattı haberleşmesinde verici sinyal hatta uygulandığında yollanılan sinyalin gönderildiği yer dışındaki diğer hatlara gitmesinin veya diğer hatlardan sinyalin gönderildiği yere gelebilecek istenilmeyen sinyallerin (gürültü ya da istenilmeyen diğer PLC sinyallerinin) engellenmesi gerekmektedir. Endüstride yaygınca şok bobini olarak geçen ve bu iş için

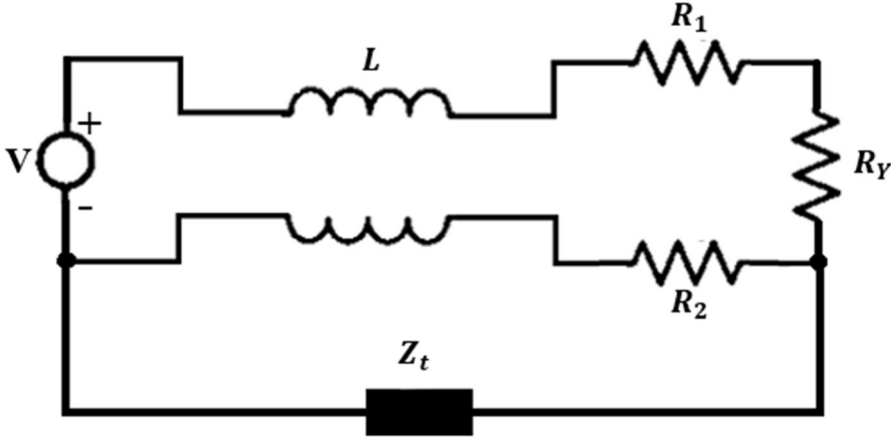
kullanılan endüktörlere bloklama endüktörü adı verilir. Şekil 2.2’de şok bobini ile güç hatlarında istenilmeyen Ortak Mod (CM) sinyallerin azaltılması ile ilgili devre şemasına yer verilmiştir. Burada kullanılan endüktör diferansiyel akıma karşı düşük empedans gösterir ve DC kuplaja izin verir. Ortak mod endüktör empedansının PLC sinyalinin iletebilecek ve aynı zamanda hattaki şebeke ya da yük akımlarını taşıyabilecek şekilde tasarlanmış olması gerekmektedir. Ortak mod sinyaller için Şekil 2.2.b’de görülen  $R_2$  direncinin Denklem 2.1’deki koşulu sağlaması önerilmektedir [33].

$$L \geq 5 \frac{R_2}{\omega} \quad (2.1)$$

Denklem 2.1’de ifade edilen  $\omega = 2\pi f$  kullanılan en düşük sinyal frekansındaki açısal hızı,  $R_2$  toprak üzerinden dönüş direncini,  $L$  CM endüktörünün self endüktansını ifade eder. Şekil 2.2.a’daki  $I_s$  diferansiyel mod akımı ifade eder. Şekil 2.2.b’deki  $Z_t$  toprak devre empedansını ifade eder [33]. Bu şekilde bir şok bobini diferansiyel sinyalleri de kaçak endüktansından dolayı zayıflatabilmektedir ve PLC sisteminde bloklama endüktörü olarak da kullanılabilir. Demir nüve üzerine sarılmış olan bu bobinler CM akımlarına karşı yüksek empedans, Diferansiyel Mod (DM) akımlarına karşı ise düşük empedans gösterirler. İdeal çalışmada bloklama endüktöründen sadece DM akımları akacaktır. Endüktörün nüvesinde DM akımlarınca oluşturulan manyetik akılar birbirlerine ters yönlü iken, CM akımlarınca oluşturulan manyetik akılar birbirleri ile aynı yönlü olarak toplanırlar. Böylelikle bobinin karşılıklı endüktansı CM akımlarının akmasına karşı yüksek bir empedans sağlamış olur. Ancak endüktörün yapısından kaynaklı parazit elemanları nedeniyle CM akımlarını tamamen engellenemez. Burada parazit olarak kastedilen sargılar arası ve katmanlar arası kapasitanslardır.



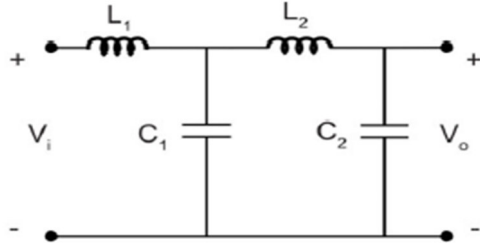
(a)



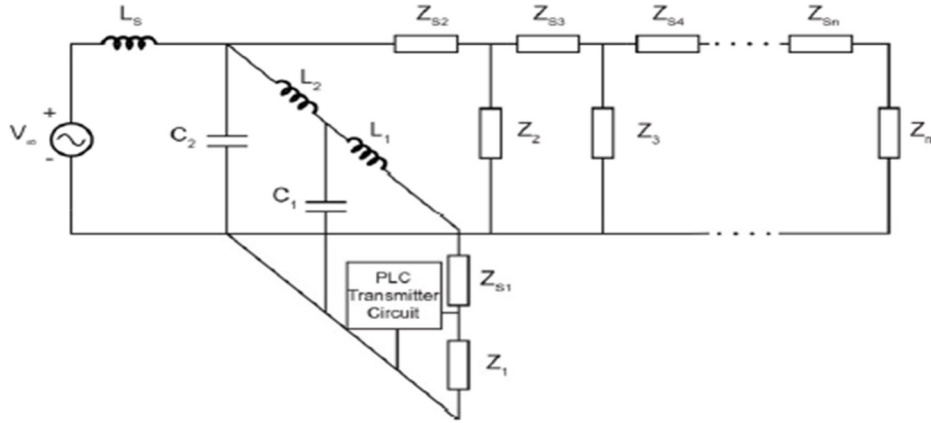
(b)

**Şekil 2.2.** a) İletim yolu gürültü girişiminin azaltılması için şok bobini kullanımının devre şeması ve b) Eşdeğer devresi [33]

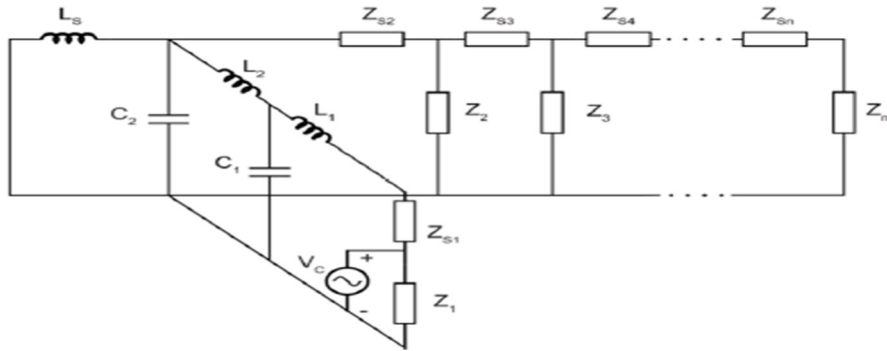
PLC sistemlerinde kullanılan ve bloklama endüktörü içeren filtrelere örnek olarak Şekil 2.3'te görülen devre verilebilir [24]. Bu filtrenin PLC sisteminde kullanılması ise Şekil 2.4.a'daki gibi gösterilebilir. Bu devrede  $L_s$  endüktörü şebekeye giden ya da şebekeden gelen sinyalleri bloklama için kullanılmıştır. PLC vericisi Şekil 2.4.b'de görüldüğü gibi yüksek frekanslı bir kaynak gibi düşünülebilir. PLC alıcısı görsel karışıklık olmaması için Şekil 2.4'te gösterilmemiştir. Endüktörler akımın değişimine karşı koyma özelliklerinden dolayı şebekenin üzerinde oluşan yüksek frekanslı gürültüleri bloklama amacıyla kullanılır.



Şekil 2.3. Bir PLC Bloklama Filtresi [24]



(a)



(b)

Şekil 2.4. a) PLC Bloklama filtresi yerleşimi ve b) PLC vericisi için eşdeğer modeli [24]

## 2.2. Transformatörler ve Transformatör Eşdeğer Devreleri

Bu bölümde transformatörler ve eşdeğer devreleri üzerine kısaca bilgi verilecektir. Transformatörler alternatif akımda çalışan elektrik gücünün çarpanlarını (yani akımı ve gerilimi) bir seviyeden başka bir seviyeye frekanslarında değişiklik yapmaksızın manyetik indüksiyon yoluyla değiştiren verimi yüksek hareketsiz elektrik makineleridir.

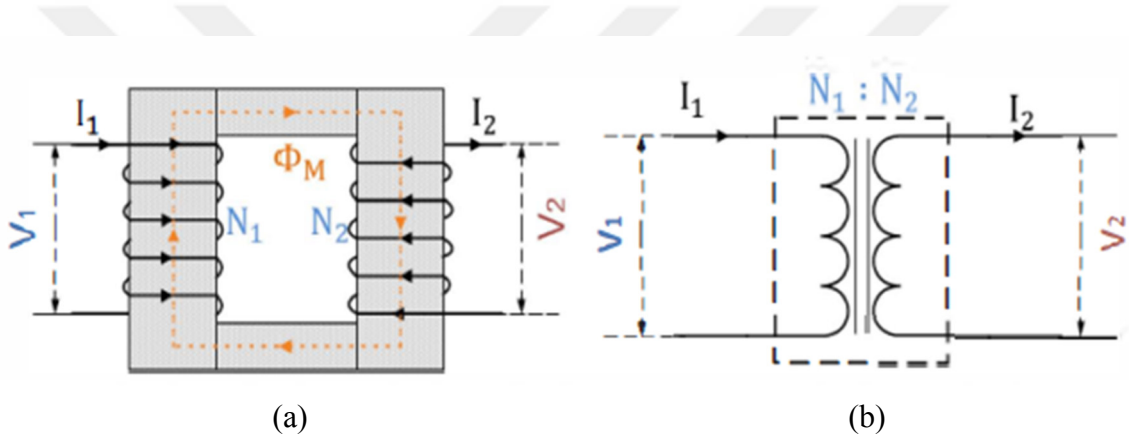
Transformatörler, demir nüve üzerine sarılmış, genellikle (oto trafoları hariç) birbirlerine ve toprağa göre izole edilmiş iki veya daha çok sargıdan oluşurlar. İki sargılı bir transformatörde transformatör sargısının birisi alternatif akım güç kaynağına bağlanırken diğer sargısına alternatif akım yükü bağlanır. Bu sargılardan uyarılan yani kaynağa bağlı sargıya primer (birincil) sargı, diğer sargıya da sekonder (ikincil) sargı denmektedir. Transformatörlerin primer ve sekonder sarım sayılarının oranına göre çalışma durumları değişmektedir. Düşürücü transformatörün primer gerilimi sekonder gerilimden büyük, yükseltici transformatörün primer gerilimi ise sekonder geriliminden küçüktür. Giriş çıkış gerilimin eşit olduğu durumlardaki transformatörler izolasyon transformatörü olarak bilinir [34].

Transformatörler kullanılan nüveye, kullanım amaçlarına, çalışma ortamlarına ve faz sayılarına göre farklı şekilde incelenebilir. Örneğin çok güçlü ve yüksek gerilim altında çalışacak trafolarla kullanılan nüve çekirdek tip nüve iken, alçak gerilimli ve düşük güçlü trafolarla mantel tip nüve kullanılır. Benzer şekilde akım ve gerilimin yüksek olduğu yerlerde ölçümü kolaylaştırmak için ölçü trafoları kullanılırken, iki devreyi birbirinden ayırmak için kullanılan trafo ise izolasyon trafosu olarak adlandırılır. Transformatörlerin çalışma esnasında primer ve sekonder sargıları değişken manyetik akımlarla kesilir. Primer ve sekonder arasında akan ortak (karşılıklı) akımın büyük olması istenir. Kullanılan manyetik nüvenin manyetik akı yoğunluğunun bu akıyı doymadan geçirecek şekilde seçilmesi gerekmektedir. Manyetik malzemelerde alternatif gerilimin uygulanmasından dolayı nüve kaybı diye de isimlendirilen demir kayıpları (fuko ve histerisis kayıpları) oluşur. Demir kayıplarını oluşturan ve eddy akımı kayıpları olarak da bilinen fuko kayıpları manyetik malzemede endüklenen akımların demir nüve parçalarının üzerinden akarak ısıtmasından kaynaklanır. Bu kayıpları azaltmak için manyetik malzeme silisyum katılarak oluşturulan ince sac levhalardan yapılır [34]. Histerisis kayıpları ise nüveyi oluşturan magnetik bölgelerin (dömenlerin) frekansa bağlı olarak yön değiştirmesi esnasında birbirleri ile sürtünmeleri nedeniyle ısı şeklinde meydana gelen kayıplardır. Transformatörlerde oluşan bakır kayıpları ise trafo sargılarındaki bakırların ısınması sonucu omik dirençten dolayı ısı şeklinde ortaya çıkan kayıplardır. Dolayısıyla Transformatörlerde kayıplar Demir ve Bakır kaybı olmak üzere ikiye ayrılır.

Manyetik bir devrede oluşan akımın tamamının manyetik devreden geçmesi istenir. Bu akıya ortak ya da karşılıklı akı adı verilir. Ancak devrenin manyetik relüktansı büyürse manyetik kuvvet çizgileri manyetik devrenin dışından da devrelerini tamamlarlar. Bu nüveden

geçmeyen ( manyetik devrenin dışından geçen) ve diğer sargıyı kesmeyen akıya kaçak akı adı verilir. Şekil 2.5.b'de transformatör demir ve bakır kayıplarının ihmal edildiği ideal transformatöre ait eşdeğer devre görülmektedir. Şekil 2.5'te  $V_1$  Primer sargılarına uygulanan gerilim,  $I_1$  Primer sargılarından geçen akım,  $N_1$  Primer sarım sayısı,  $\Phi_M$  Nüvenin karşılıklı manyetik akısı,  $V_2$  Sekonder sargılarında oluşan gerilim,  $I_2$  Sekonder sargılarından geçen akım ve  $N_2$  Sekonder sarım sayısı olmak üzere bu ideal transformatörün iki sargıya sahip eşdeğer devre modeli verilmiştir. Şekil 2.5'te görülen izolasyon transformatörünün kayıpları ve kaçak akıları (endüktansları) ihmal edildiğinden sargı gerilimleri, sargı akımları ve sarım sayıları arasında aşağıda verilen bağlantılar yazılabilmektedir:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1} = a \quad (2.2)$$

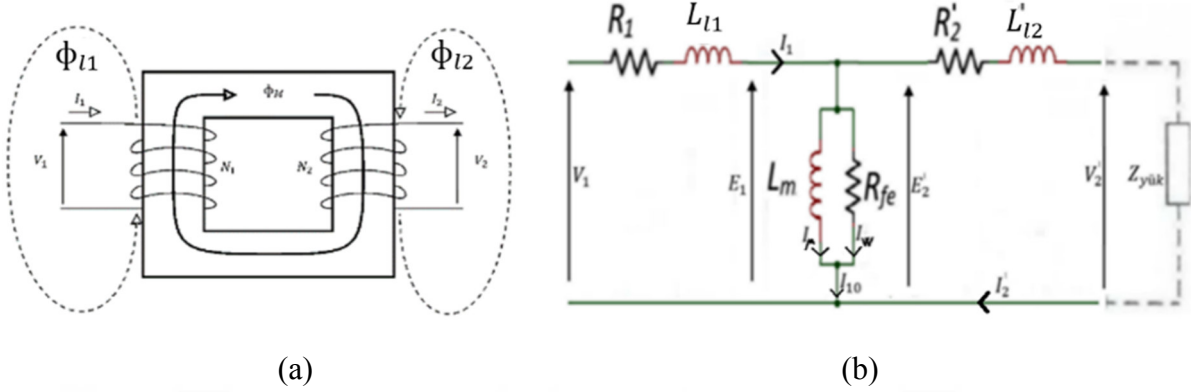


**Şekil 2.5.** İki sargılı ideal transformatörün a) Fiziksel uygulama modeli ve b) Elektriksel eşdeğer devresi [35]

Şekil 2.6.b'de görülen devre ideal olmayan transformatörün primere indirgenmiş tam eşdeğer devresi görülmektedir. Şekil 2.6'da  $\Phi_M$  Nüvenin karşılıklı manyetik akısını,  $\Phi_{l1}$  Primer sargılarında oluşan kaçak akıyı,  $\Phi_{l2}$  Sekonder sargılarında oluşan kaçak akıyı,  $R_1$  Primer sargı direncini,  $I_1$  Primer sargılarından geçen akımı,  $E_1$  Primer sargılarında indüklenen gerilimi,  $L_{l1}$  çalışma frekansındaki primer kaçak reaktansını,  $R_2$  Sekonder sargı direncini,  $I_2$  Sekonder sargılarından geçen akımı,  $E_2$  Sekonder sargılarında indüklenen gerilimi,  $L_{l2}$  çalışma frekansındaki sekonder kaçak reaktansını,  $I_{10}$  Boşta çalışma akımını,  $I_w$  Çalışma frekansındaki ısı kaybı direncinin üzerinden geçen boşta çalışma akımı demir kayıplarını karşılayan bileşenini,  $I_\mu$  Mıknatıslanma reaktansı üzerinden geçen boşta çalışma akımı mıknatıslanma



bileşenini,  $R_{fe}$  Nüvede oluşan çalışma frekansındaki ısı kaybı direncini,  $L_m$  çalışma frekansındaki mıknatıslanma reaktansını ifade eder.



**Şekil 2.6.** İki sargılı ideal olmayan transformatörün a) Fiziksel uygulama modeli ve b) sekonderin primere indirgendiği eşdeğer devre modeli [35]

Transformatörlerde (oto transformatörü hariç) sekonder ve primer sargılar arasında fiziksel bir bağlantı mevcut değildir. Transformator analiz edilirken kolaylığı açısından sekonder ve primerdeki büyüklüklerin bir tarafa indirgenmesi yöntemi sık kullanılır. Sekonder sargıda oluşacak elektromotor kuvvetin, yani EMK'nin, (2.3) – (2.8) denklemleri ile sekonderin primere indirgenmesiyle elde edilen eşdeğer devre kullanılarak transformatörlü devrelerin çözümü mümkün olmaktadır. Transformatorlerde indirgeme işlemi için primer ve sekonder sarım sayılarının oranı kullanılır. Bu oran dönüştürme oranı (a) olarak bilinir. Bu oran trafonun alçaltıcı, yükseltici veya izolasyon tipi olarak çalışmasını belirler. İdeal trafo için sarım oranı gerilim oranına eşittir. Her iki taraftaki büyüklüklerin birbirlerine dönüştürülmesi mümkün olsa da uygulamada genellikle sekonder sargı, primer sargıya indirgenir ve indirgenmiş değerler (') işaretiyle gösterilirler [35]. Bu çalışma için de sekonder sargılar primer sargıya indirgenmiştir. Aşağıda sekonderin primere indirgenmesi için gereken denklemler verilmiştir. Artık bu eşdeğer devredeki büyüklükler sırasıyla açıklanabilir. Primere indirgenmiş sekonder sargı üzerinde indüklenen EMK

$$E'_2 = aE_2 \quad (2.3)$$

olarak hesaplanır. Primere indirgenmiş sekonder uçlarındaki gerilim

$$V'_2 = aV_2 \quad (2.4)$$

olarak hesaplanır. Primere indirgenmiş Sekonder sarım sayısı

$$N'_2 = aN_2 = N_1 \quad (2.5)$$

olarak hesaplanır. Primere indirgenmiş Sekonder sargı direnci

$$R'_2 = a^2R_2 \quad (2.6)$$

olarak hesaplanır. Primere indirgenmiş sekonder kaçak reaktansı

$$X'_{l2} = a^2X_{l2} = a^2\omega L_{l2} \quad (2.7)$$

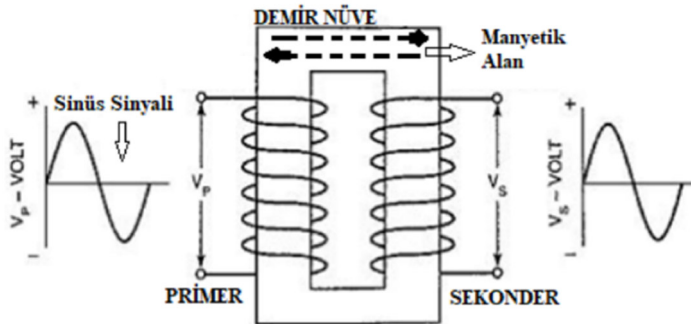
olarak hesaplanır. Primere indirgenmiş Sekonder akımı

$$I'_2 = I_2/a \quad (2.8)$$

olarak hesaplanır.

### 2.3. İzolasyon Transformatörleri

AC şebeke hattına bağlı bulunan cihazlarda düşük gerilim gerektiren yerlerde kuplaj amacıyla kullanılırlar. Primer ve sekonder sarımları arasında güvenlik yalıtımı sağlayan izolasyon trafoları düşük gerilim tarafında şebekede oluşabilecek yüksek akımlardan trafonun parametrelerine bağlı bir şekilde koruma sağlar. Güvenli bir çalışma ortamı sağlamak ve elektrik çarpmalarına karşı önlem almak amacıyla kullanılabilir. Güç hattı haberleşmesinde de güç hattı ile haberleşme hattını izole etmek amacıyla kullanılan bir izolasyon transformatörünün şebeke tarafı sargısının uçları güç hatları (şebeke faz ve nötr telleri) arasına bağlanmaktadır. Şekil 2.5'te verilen dönüştürme oranı 1 (bir) olan ideal transformatör modeli demir ve bakır kayıpları ihmal edildiğinde Şekil 2.7'de verilen izolasyon transformatörünün modellenmesi için de kullanılabilir.



Şekil 2.7. İzolasyon transformatörünün yapısı

Şekil 2.7’de görülen izolasyon transformatörünün kayıpları ve kaçak endüktansı ihmal edildiğinde sargı gerilimleri, sargı akımları ve sarım sayıları arasında aşağıda verilen bağlantılar yazılabilmektedir:

$$\frac{V_s}{V_p} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{I_s}{I_p} = a \quad (2.9)$$

Burada  $V_s$  İzolasyon transformatörünün sekonder gerilimi,  $V_p$  İzolasyon transformatörünün primer gerilimi,  $N_p$  İzolasyon transformatörünün primer sarım sayısı,  $N_s$  İzolasyon transformatörünün sekonder sarım sayısı,  $I_s$  İzolasyon transformatörünün sekonder akımı,  $I_p$  İzolasyon transformatörünün primer akımı ve  $a$  İzolasyon transformatörünün dönüştürme oranıdır.

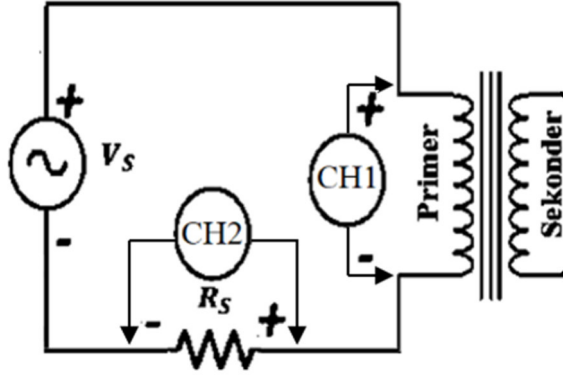
Bu tezin diğer bölümlerinde İzolasyon transformatörlerini modellerken daha gerçekçi olduğundan, Şekil 2.6’da verilen eşdeğer transformatör modelinin kullanımı tercih edilmiştir.

#### **2.4. Transformatörlerin Eşdeğer Devre Parametrelerinin Bulunması**

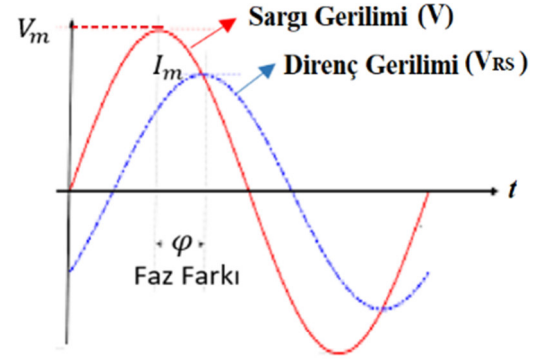
Bu bölümde kullanılan transformatörlere ait eşdeğer devre parametrelerinin bulunması için gerekli hesaplamalar verilmiştir. Kullanılan transformatörlere ait sargıların dirençleri ve kaçak reaktansları, çekirdek kayıpları direnci ve mıknatıslanma reaktansı gibi parametrelerin bulunması için transformatörlerde açık devre ve kısa devre deneyleri yapılması gerekmektedir. Bu tezde gerçekleştirilen deney sonuçlarına 6. Bölümde yer verilmiştir ve ilgili bölümde deneylerde ölçülen değerler kullanılarak bu bölümde verilen formüller ile transformatör eşdeğer devre parametreleri hesaplanacaktır. Bu bölümde verilen formüllerle hesaplanan transformatör eşdeğer devre parametreleri 5. Bölümde yapılan simülasyonlarda kullanılmıştır.

##### **2.4.1. Transformatörlerin Açık Devre Deneyleri ve İlgili Parametrelerinin Hesaplanması**

Transformatörlerde mıknatıslanma endüktansı ( $L_m$ ) ve nüvede oluşan ısı kaybı direnci ( $R_{fe}$ ) eşdeğer devre parametrelerinin bulunması için Şekil 2.8.a’da gösterilen devre üzerinden bir Osiloskop ile Şekil 2.8.b’de gösterilen dalga şekillerinin genlikleri ve aralarındaki faz farkı ölçülerek açık devre deneyi yapılabilir. Bu deney sonuçları ve hesaplanan değerler 6. Bölümde detaylı olarak verilecektir.



(a)



(b)

Şekil 2.8. a) Transformatör açık devre deney devresi ve b) Deneyde ölçülecek büyüklüklerin gösterimi

Bu deneyde elde edilecek değerler kullanarak bu iki transformatörün mıknatıslanma endüktansı ( $L_m$ ) ve Nüvede oluşan ısı kaybı direnci ( $R_{fe}$ ) aşağıdaki formüller kullanılarak hesaplanabilir. Burada primer akımı seri direncin akımına eşittir ve

$$I_m = \frac{V_{R_s}}{R_s} \quad (2.10)$$

olarak bulunur. Primer akımının reaktif yani gerilime dik bileşeni (mıknatıslanma endüktansından akan bileşeni)

$$I_\mu = I_m \sin \varphi \quad (2.11)$$

olarak hesaplanır. Primer akımının aktif (iş yapan ) yani gerilim ile aynı fazdaki bileşeni (Nüvede oluşan ısı kaybı direncinden yani demir kaybı direncinden akan bileşeni)

$$I_w = I_m \cos \varphi \quad (2.12)$$

olarak hesaplanır. Açısal hız

$$\omega = 2\pi f \quad (2.13)$$

olarak hesaplanır. Mıknatıslanma reaktansı akımın reaktif bileşeni kullanılarak

$$X_m = \frac{V_{R_1}}{I_\mu} \quad (2.14)$$

olarak hesaplanır. Mıknatıslanma endüktansı

$$L_m = \frac{X_m}{\omega} \quad (2.15)$$

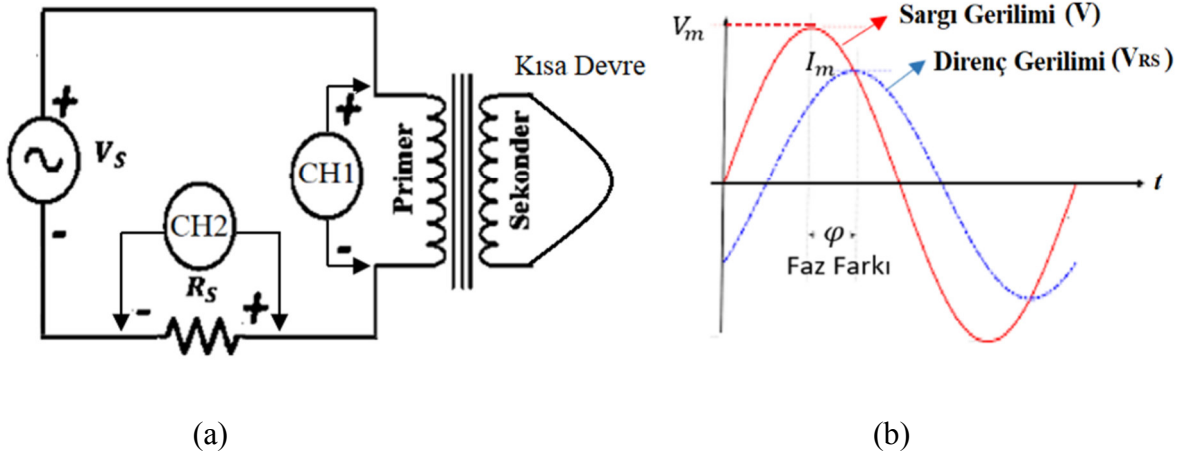
olarak bulunur. Nüvede oluşan ısı kaybı direnci ise akımın aktif bileşeni kullanılarak

$$R_{fe} = \frac{V_{R1}}{I_w} \quad (2.16)$$

olarak hesaplanır. Bu bölümde verilen formüller Deneysel Sonuçlar Bölümünde transformatörlerin açık devre parametrelerinin hesaplanmasında kullanılacaktır.

#### 2.4.2. Transformatörlerin Kısa Devre Deneyleri ve İlgili Parametrelerinin Hesaplanması

Transformatörlerde kaçak endüktansları ( $L_{l1}$  ve  $L_{l2}$ ) ve sargı dirençleri ( $R_1$  ve  $R_2$ ) eşdeğer devre parametrelerinin bulunması için Şekil 2.9.a'da gösterilen kısa devre deneyi yapılır. Kısa devre deneyinde transformatörün sekonder sargısı kısa devre edilir ve primer sargısından nominal akımı geçirilir. Şekil 2.9.a'da gösterilen devrede kullanılan  $R_s$  seri direncinin üzerinde ölçülen geriliminin genliğinden Ohm Kanunu ile devre akımının genliği hesaplanabilir. Şekil 2.9.a'da görüldüğü üzere direncin ve primer sargısının gerilimini ölçmek için bir Osiloskop kullanılmıştır. Şekil 2.9.b'de gösterilen dalga şekillerinin genlikleri ve aralarındaki faz farkı ölçülerek kısa devre deneyi yapılabilir. Bu deney sonuçları ve hesaplanan değerler 6. Bölümde detaylı olarak verilecektir.



Şekil 2.9. a) Transformatör kısa devre deney devresi ve b) Deneyde ölçülen akım ve gerilim büyüklüklerin gösterimi

Kısa devre deneyinde elde edilecek değerler kullanılarak bu iki transformatörün kaçak endüktansları ( $L_{l1}$  ve  $L_{l2}$ ) ve sargı dirençleri ( $R_1$  ve  $R_2$ ) aşağıdaki formüller kullanılarak

hesaplanabilir. Transformatörün primere indirgenmiş kısa devre empedansı ölçülen primer gerilimi ve akımının genlikleri kullanılarak

$$Z = \frac{V_m}{I_m} \quad (2.17)$$

olarak hesaplanır. Primere indirgenmiş sargı dirençlerinin toplamı

$$R_1 + a^2 R_2 = Z \cos \varphi \quad (2.18)$$

olarak hesaplanır. Primer ve primere indirgenmiş sekonder kaçak endüktanslarının toplamı

$$L_{l1} + a^2 L_{l2} = \frac{Z \sin \varphi}{\omega} \quad (2.19)$$

olarak hesaplanır. Primere indirgenmiş sekonder sargı direnci

$$R_2' = a^2 R_2 \quad (2.20)$$

olarak hesaplanır. Primere indirgenmiş sekonder kaçak endüktansı

$$L_{l2}' = a^2 L_{l2} \quad (2.21)$$

olarak hesaplanır. Bu çalışmada kullanılan kuplaj transformatörlerinin spir sayıları eşit olduğundan transformatörlerin dönüştürme oranı  $a = 1$  dir. Bu durumda:

$$R_1 = R_2' \quad (2.22)$$

ve

$$L_{l1} = L_{l2}' \quad (2.23)$$

olduğundan Denklem (2.18)'den hareketle primer ve sekonder sargı dirençleri

$$R_1 = R_2 = \frac{Z \cos \varphi}{2} \quad (2.24)$$

olarak hesaplanır. Denklem (2.19)'dan hareketle primer ve sekonder sargı kaçak endüktansları

$$L_{l1} = L_{l2} = \frac{Z \sin \varphi}{2\omega} \quad (2.25)$$

olarak hesaplanır. Bu bölümde verilen hesaplar Deneysel Çalışmalar Bölümünde transformatörlerin kısa devre parametrelerinin hesaplanmasında kullanılacaktır.

## 2.5. Bir Fazlı Transformatör Tasarımı İçin Gerekli Hesaplamalar

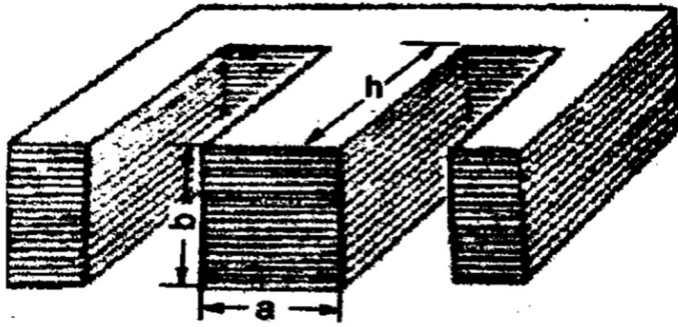
Bu kısımda bir fazlı bir transformatörün herhangi bir güçte sarılması için gerekli formüller verilecektir. İnce çelik saclardan yapılan ve sarımların yapılacağı E-tipi nüvenin kesiti için Denklem (2.26) kullanılır [36].

$$S_{n\ddot{u}ve} = S_n = C \cdot \sqrt{S_2} [cm^2] \quad (2.26)$$

Burada  $S_2$  Sekonderin VA cinsinden görünür gücü ve  $C$  Nüve olarak kullanılacak sacın kalitesine göre 0,7-1,5 arasındaki katsayıyı ifade eder. Bu nüvenin manyetik akısı ( $\phi$ )

$$\phi = B \cdot S_n [\text{Maxwell}] \quad (2.27)$$

olarak hesaplanır.



Şekil 2.10. Trafoda sargıların yerleştirildiği E-tipi nüvenin kesiti [36]

Burada  $B$  nüvenin içindeki ortalama Manyetik akı yoğunluğudur ve kullanılan manyetik malzemenin (nüvenin ya da sacın) türüne göre değişiklik göstermektedir. Türü bilinmeyen saclar için  $B=6000-10000$  gauss/cm<sup>2</sup> alınması tavsiye edilmektedir. Transformatörlerde endüklenen EMK'ler Denklem (2.28)'de ve Denklem (2.29)'da verildiği gibi hesaplanmaktadır.

Sargı direnci ve kaçak endüktansı ihmal edildiğinde Primer gerilimi

$$V_1 = 4.44fN_1\phi 10^{-8} [V] \quad (2.28)$$

ve Sekonder gerilimi

$$V_2 = 4.44fN_2\phi 10^{-8} [V] \quad (2.29)$$

olarak hesaplanır. Burada  $f$  şebeke frekansını,  $N_1$  ve  $N_2$  ise sırayla transformatörün primer ve sekonder sarım sayılarını ifade eder. Primer sarım sayısı

$$N_1 = \frac{V_1 \cdot 10^8}{4.44 f \phi} \text{ [spir]} \quad (2.30)$$

ve Sekonder sarım sayısı

$$N_2 = \frac{V_2 \cdot 10^8}{4.44 f \phi} \text{ [spir]} \quad (2.31)$$

olarak hesaplanır. Primer nominal akımı

$$I_1 = \frac{S_1}{V_1} \text{ [A]} \quad (2.32)$$

ve Sekonder nominal akımı

$$I_2 = \frac{S_2}{V_2} \text{ [A]} \quad (2.33)$$

olarak hesaplanır. Primer iletkeninin kesiti

$$S_{1iletken} = \frac{I_1}{J} \text{ [mm}^2\text{]} \quad (2.34)$$

ve Sekonder iletkeninin kesiti

$$S_{2iletken} = \frac{I_2}{J} \text{ [mm}^2\text{]} \quad (2.35)$$

olarak hesaplanır. Burada  $J$  Sarımlarda kullanılacak bakırın akım yoğunluğunu ifade eder ve birimi  $A/mm^2$ 'dir. Hava soğutmalı trafolar için  $J=2-2,5 A/mm^2$  aralığında alınır. Dönüştürme oranı a Denklem 2.2'de verilmiştir.

Pencere yüksekliği ( $h$ ) genelde

$$h = (2-3,5) \cdot a \quad (2.36)$$

olarak alınır. Ayrıca:

Manyetik alan şiddeti  $H$  ise Manyetik akı yoğunluğu

$$B = \mu H \text{ (Wb /m}^2\text{)} \quad (2.37)$$

olarak verilir. Burada  $\mu$  kullanılan malzemenin manyetik geçirgenliğidir.

Boşluğun (havanın) manyetik geçirgenliği  $\mu_0$  ile gösterilir ve

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ (H/m)} \quad (2.38)$$



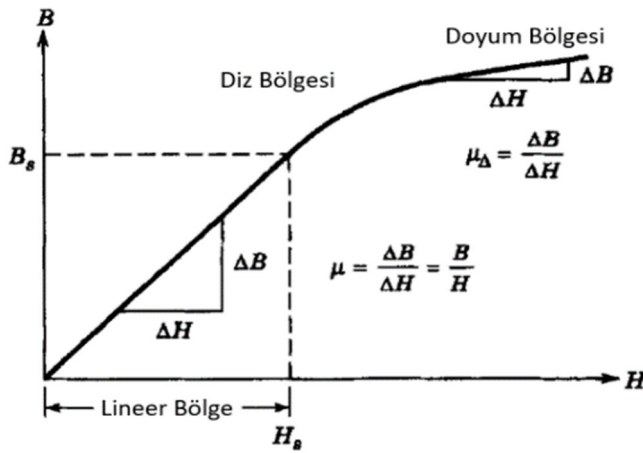
olarak verilir.

$\mu_r$  malzemenin bağıl manyetik geçirgenliği olmak üzere malzemenin manyetik geçirgenliği

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (2.39)$$

olarak hesaplanır.

B ile H doğrusal olarak değişmekte ise  $\mu$  sabittir. Şekil 2.11’de temsili olarak çizilen manyetik malzeme mıknatıslanma karakteristiğinde görüldüğü üzere manyetik akı yoğunluğu  $B_s$  değerinin ötesine geçince diz bölgesine girmektedir ve artık B ile H arasında doğrusal bir ilişki olmamaktadır. Manyetik akı yoğunluğu  $B_{sat}$  değerine erişince (doymaya girince) doyma başlamaktadır. Sistemde doyma yoksa manyetik geçirgenlik sabit olduğu için manyetik devre direnci (relüktansı) sabittir. Sonuç olarak bu malzemeden yapılan bir nüveye sarılı sargının öz endüktansı sabit olmaktadır. Ancak artan akım değerinde doyma başlar, artan akıma yani dolayısıyla manyetik alan şiddetine göre  $\phi$  çok az artar, manyetik malzemenin diferansiyel relüktansı artar ve öz endüktans değeri azalır.



Şekil 2.11. Trafonun Magnetizasyon eğrisi [37]

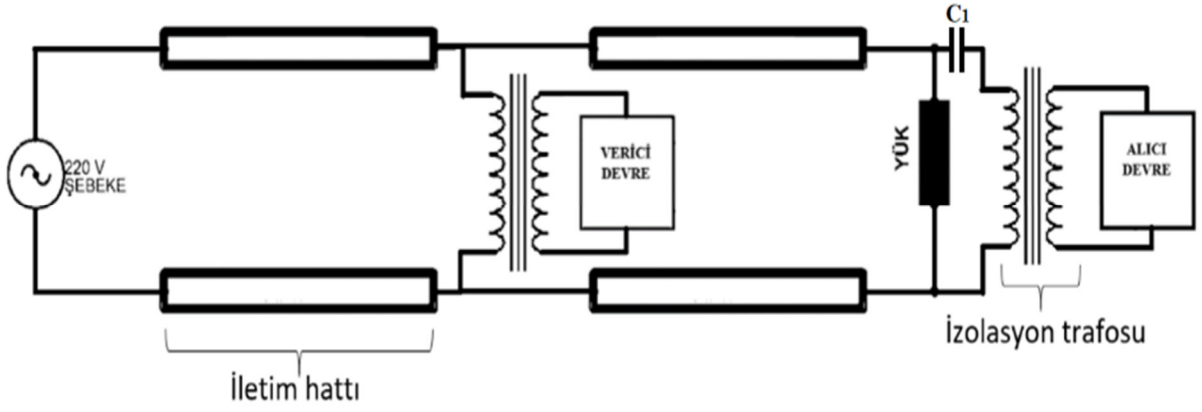
Doyma bölgesindeki diferansiyel (Adımsal) manyetik geçirgenlik ( $\mu_\Delta$ ) lineer bölgedekinde oldukça küçüktür.

$$\mu_\Delta = \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad (2.40)$$

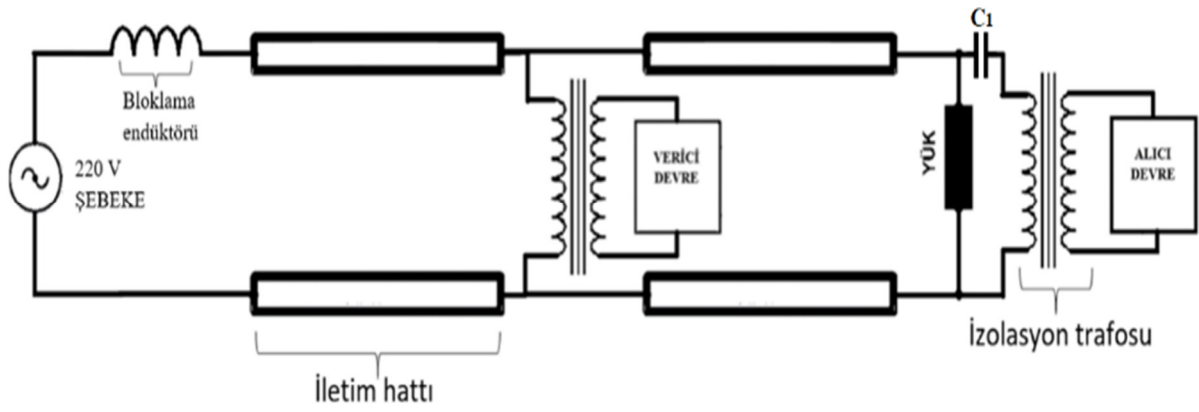
## 2.6. Bloklama Endüktörü ve İzolasyon Transformatorünün Birleştirilmesi

PLC ile gerçekleştirilen haberleşme teknolojisinde PLC sisteminin izole edilmesi gerekliliği ve bu yüzden kuplaj devrelerinin kullanılması gerektiği [6]'da ifade edilmiştir. [24]'te güç hattı haberleşmesi üzerine yapılan çalışmada ise uygulama dairesinden komşulara veya komşulardan uygulama dairesine doğru alınması istenilmeyen güç hattı haberleşme sinyallerinin bloklama endüktörü ile değerinin azaltılması incelenmiştir. [25]'te ise bir AC kıyıcının oluşturduğu harmoniklerin değeri düzgünleştirici endüktör adı verilen bir bloklama endüktörü kullanarak dar band genişlikli PLC frekans aralığında azaltılmıştır.

Şekil 2.12.a'da görülen PLC verici devresi ile şebeke hattı arasındaki verici devre izolasyon trafosu verici devrenin izolasyonunu sağlamaktadır. Şekil 2.12.b'deki devrede PLC vericisi şebekeden gelebilecek bozucu etkilerin ya da gelebilecek haberleşme sinyallerinin engellenmesi veya şebekeye verilebilecek sinyallerin azaltılması için bloklama endüktörü kullanarak şebekeye bağlanmıştır. Bu bloklama endüktörü ve izolasyon trafosu birleştirilirse ne olur sorusunun cevabı bu tezin hazırlanması için motivasyon olmuştur. Bu iki devre elemanının birleştirilmesi ile oluşan devre elemanına Birleştirilmiş Bloklama Endüktörü ve İzolasyon Transformatorü (BBEİT) adı verilmiştir. Şekil 2.13'te gerçekleştirilen yeni yaklaşım ile primeri (şebeke tarafı) yüksek akım akacak şekilde tasarlanan ve primeri devreye bloklama endüktörü olarak kullanılması amacıyla seri olarak bağlanan, sekonderi ise aynı zamanda kuplaj (izolasyon) trafosu olarak görev yapması için PLC verici devresine bağlanan BBEİT trafosu ve devreye bağlantısı görülmektedir. Bu çalışmada güç hattı haberleşme sisteminde kullanılan BBEİT trafosu hakkında daha fazla bilgi Deneysel Sonuçlar bölümünde verilecektir.

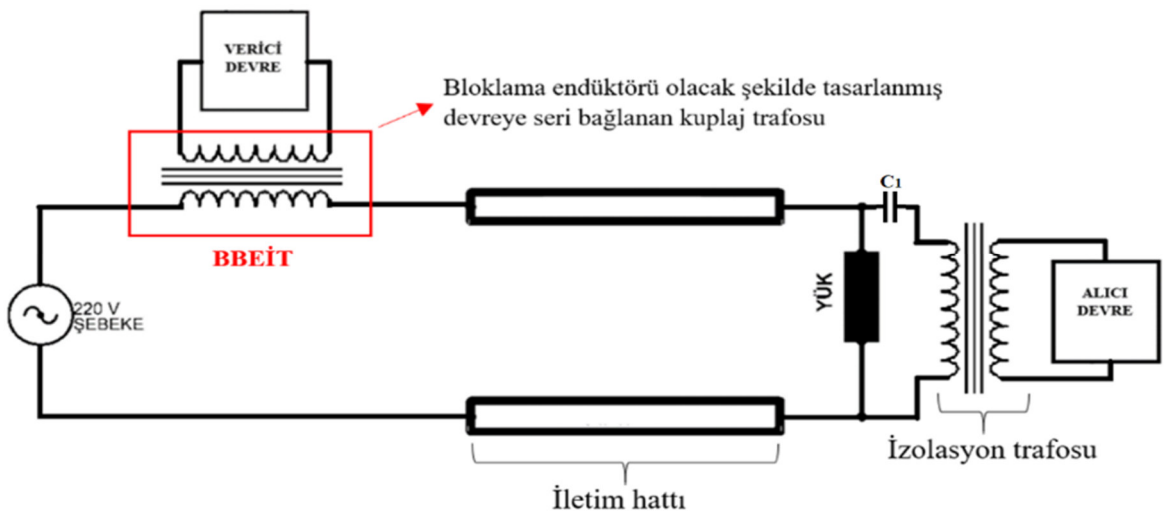


(a)



(b)

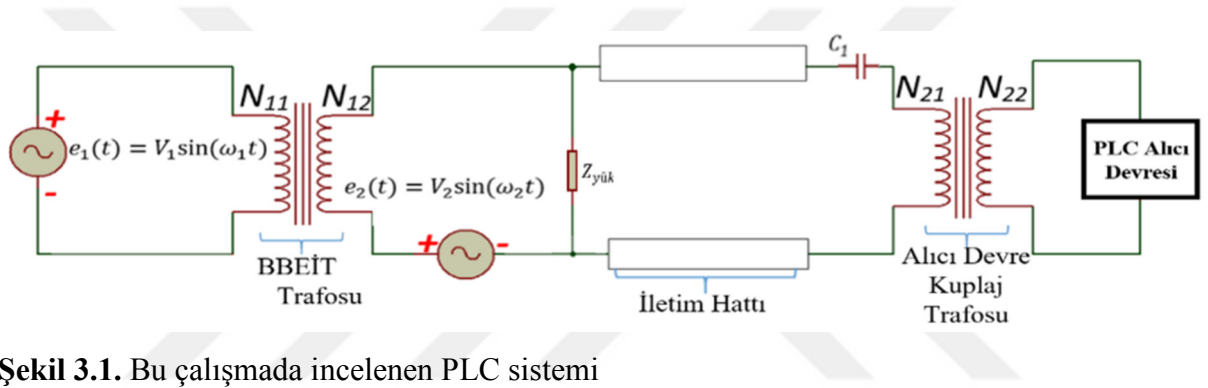
Şekil 2.12. a) Normal PLC sistem modeli ve b) Bloklama endüktörünün PLC sistem modeline eklenmiş hali



Şekil 2.13. Önerilen bloklama endüktörü ile izolasyon transformatorunun birleştirilmesi ile oluşturulan BBEİT'in primer sargısının seri olarak PLC sistemine bağlantısı

### 3. BBEİT İLE OLUŞTURULAN PLC DEVRESİNİN SÜPERPOZİSYON ANALİZİ

Bu bölümde BBEİT kullanan bir güç hattı haberleşme sisteminin (PLC) süperpozisyon ile analizine yer verilmiştir. EK-1’de verilen transformatör eşdeğer devresinin bu analizden önce hatırlanması bu analiz için faydalı olacaktır. Şekil 3.1’de BBEİT kullanan güç hattı devresinin şeması verilmiştir. Şekil 3.1’de  $e_1(t)$  verici PLC kaynağının gerilimini ve  $e_2(t)$  şebeke gerilimini ifade etmektedir. Şekil 3.1’de 5 V genlikli 140 kHz frekansındaki PLC verici sinyali  $e_1(t)$  sinüsoidal kaynağı ile modellenmiştir. Verici devredeki 220 V RMS değerli 50 Hz frekansındaki şebeke gerilimi  $e_2(t)$  sinüsoidal kaynağı ile modellenmiştir. Alıcı ve verici devrelerde kullanılan kaynakların iç empedansları ihmal edilmiştir. Sırasıyla Şekil 3.1’de verilen şemadaki devre elemanlarının eşdeğer devreleri verilecektir.



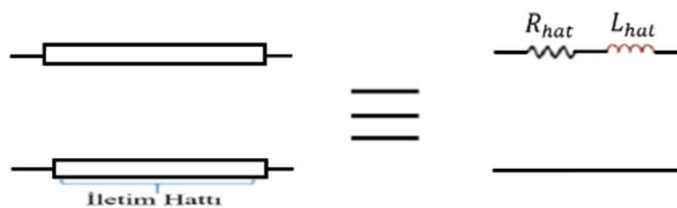
Şekil 3.1. Bu çalışmada incelenen PLC sistemi

Şekil 3.1’de görülen iletim hattının eşdeğer devresi hat kısa olduğundan direnç-endüktör seri devresi kullanarak modellenmiştir. Şekil 3.2’de bu iletim hattının eşdeğer devresi görülebilir. Bu devrede  $R_{hat}$  hattın direncini,  $X_{Lhat}$   $f$  frekansındaki hat reaktansını ve  $Z_h$  hat empedansını göstermektedir.

Hat empedansı

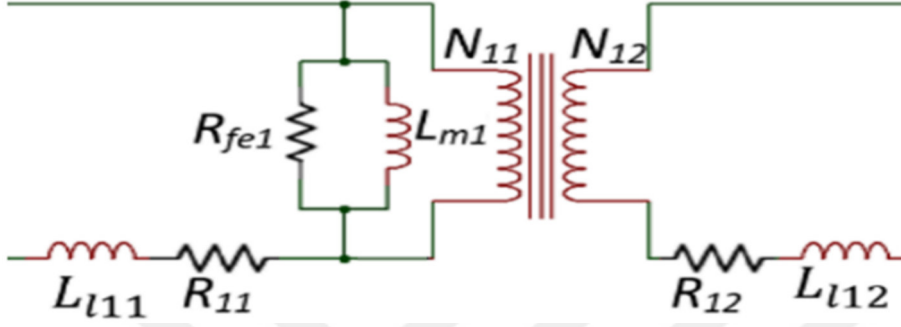
$$Z_h = R_{hat} + jX_{Lhat} = R_{hat} + j2\pi f L_{hat} \quad (3.1)$$

olarak hesaplanır. Burada  $L_{hat}$  hattın endüktansını göstermektedir.



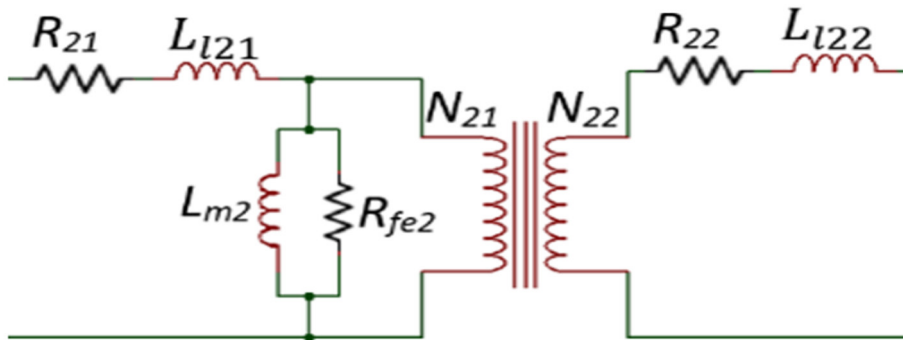
Şekil 3.2. PLC’de kullanılan güç iletim hattı ve eşdeğer devre modeli

Şekil 3.3'te BBEİT transformatörünün devresi eşdeğer devresi görülebilir. Şekil 3.3'te  $L_{m1}$  BBEİT'in mıknatıslanma endüktansını,  $R_{fe1}$  BBEİT'in çalışma frekansında nüve kaybını modellemek için kullanılan direncini,  $N_{11}$  BBEİT'in primer sarım sayısını,  $N_{12}$  BBEİT'in sekonder sarım sayısını,  $L_{l11}$  BBEİT'in sekonder kaçak endüktansını,  $R_{11}$  BBEİT'in primer sargı direnci  $L_{l12}$  BBEİT'in primer kaçak endüktansını,  $R_{12}$  BBEİT'in sekonder sargı direncini ifade eder.



Şekil 3.3. BBEİT transformatörünün eşdeğer devresi

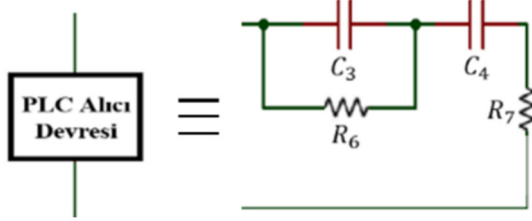
Şekil 3.4'te BBEİT ve PLC alıcısı için kullanılan ADİT'in eşdeğer devresi görülebilir. Şekil 3.4.'te  $L_{m2}$  ADİT'in mıknatıslanma endüktansını,  $R_{fe2}$  ADİT'in çalışma frekansında nüve kaybını modellemek için kullanılan direncini,  $N_{21}$  ADİT'in primer sarım sayısını,  $L_{l21}$  ADİT'in primer kaçak endüktansını,  $R_{21}$  ADİT'in primer sargı direncini,  $N_{22}$  ADİT'in sekonder sarım sayısını,  $L_{l22}$  ADİT'in sekonder kaçak endüktansını ve  $R_{22}$  ADİT'in sekonder sargı direncini ifade eder.



Şekil 3.4. Alıcı Devre kuplaj transformatörünün eşdeğer devresi

Şekil 3.5'te BBEİT ve PLC alıcı devresi için kullanılan alıcı devresi eşdeğer devresi görülebilir. PLC alıcı devresi girişinde Dördüncü bölümde üzerine daha fazla bilgi verilecek olan  $C_3$  ve  $R_6$  paralel devresinden oluşan bir kuplaj devresi ve evirmeyen bir yükseltici devresi

girişine yerleştirilmiş seri bağlı  $C_4 - R_7$  elemanlarından oluşan bir yüksek geçiren filtre devresi görülmektedir. Şekil 3.5'te  $C_3$  Alıcı Devre kuplaj kondansatörünü,  $C_4$  Alıcı Devre YGF kondansatörünü,  $R_6$  Alıcı Devre kuplaj direncini ve  $R_7$  Alıcı Devre YGF direncini ifade eder.

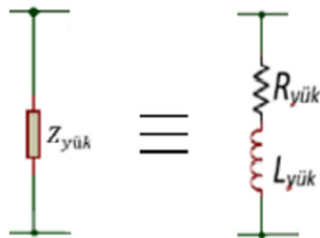


**Şekil 3.5.** PLC Alıcı Devresi Kuplaj devresi ve ona seri bağlı Alıcı Devre girişindeki Yüksek Geçiren Filtre Devresi

Şekil 3.6'da PLC Alıcı Devresi İzolasyon Transformatorünün şebeke tarafındaki  $C_1$  kondansatöründen oluşan Kuplaj devresi görülebilir. Şekil 3.6'da  $C_1$  ADİT öncesindeki kuplaj kondansatörünü ifade eder. Şekil 3.7'de PLC Sistemi ile kontrol edilen yükün eşdeğer devresi verilmiştir. Şekil 3.7'de  $L_{yük}$  yük endüktansını,  $R_{yük}$  yük direncini ifade eder.



**Şekil 3.6.** PLC Alıcı Devresi İzolasyon Transformatorünün şebeke tarafındaki  $C_1$  kondansatöründen oluşan Kuplaj devresi



**Şekil 3.7.** PLC Sistemi ile kontrol edilen yükün eşdeğer devresi

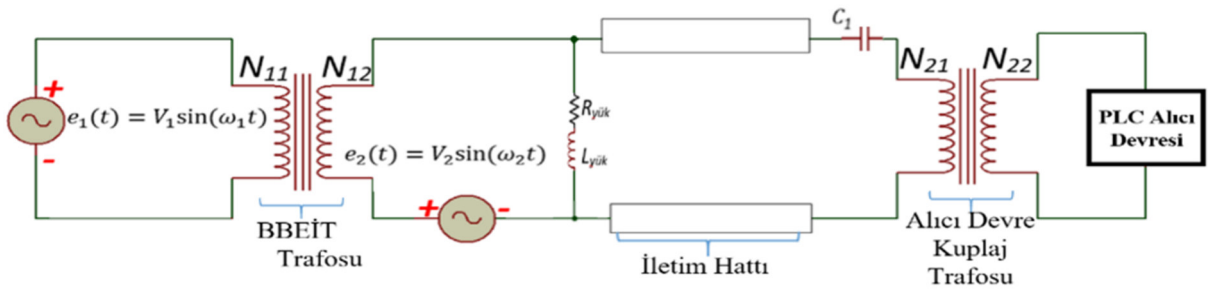
Şekil 3.1’de görüldüğü üzere devrede birden fazla gerilim kaynağı mevcuttur. Herhangi bir elektrik devresinde, her bir kaynağın devredeki diğer tüm elemanların akım/gerilimleri üzerinde etkileri vardır. Lineer çok kaynak bulunan devrelerde devre analizi için süper pozisyon yöntemi uygulanabilir. Süperpozisyon (Toplamsallık) teoremine göre, birden fazla kaynağa sahip olan bir devrede herhangi bir elemana ait toplam etki (akım/gerilim değişkenlerinin büyüklüğü), kaynaklar sıra ile devrede bırakıldığında (diğer kaynaklar fiziksel olarak sıfırlandığında, diğer bağımsız gerilim kaynakları kısa devre yapıldığında ve diğer bağımsız akım kaynakları devreden çıkarıldığında) o eleman üzerinde oluşturdukları etkilerin toplamına eşittir. Süper pozisyon yönteminde devredeki herhangi bir koldan geçen akım, kaynakların her birinin ayrı ayrı bu koldan geçirdikleri akımların toplamına eşittir. Süper pozisyon yönteminde devredeki herhangi bir elemanın üzerinde düşen gerilim, her bir kaynağın bu elemanın üzerine düşürdüğü gerilimlerin toplamına eşittir. Devre üzerinde istenilen herhangi bir yerdeki gerilim düşümü ya da herhangi bir eleman üzerine düşen gerilim, bulunan akım değerlerinin yönlerine dikkat edecek şekilde ilgili kol ya da istenilen nokta için hesaplanabilir.

Bilindiği üzere doğrusal olmayan yani nonlineer elemanlar harmoniklere neden olur. Şekil 3.1’de görülen devrede bulunan transformatörler nonlineer devre elemanlarıdır. Devredeki transformatör modellerinde bulunan kayıp dirençleri ve mıknatıslanma değerleri frekansa bağlı büyüklüklerdir. Ayrıca 6. bölümde yapılan ölçümler transformatörlerin kaçak endüktanslarının da frekansa bağlı olduğunu göstermiştir. Bundan dolayı süperpozisyon teoremi ile devrenin doğru bir şekilde analizi mümkün değildir. Ama bu bölümde transformatörlerin  $L_m$  mıknatıslanma endüktansı ve çalışma frekansında nüvede oluşan ısı kaybını modellemek için kullanılan  $R_{fe}$  direncinin ve kaçak endüktansların değerleri sabit kabul edilerek devreye süperpozisyon teoremi uygulanmıştır. İleride frekansa bağlı olarak daha doğru BBEİT ve İzolasyon transformatörlerinin modelleri yapıldığında buradaki analizler ile bu modeller birleştirilerek daha doğru modeller çıkarılabilir. Biz transformatörlerin yüksek frekans modelinin küçük sinyal modeli olarak kabul edilerek buradaki analizlerle birleştirilerek bu yeni haberleşme sisteminin incelenmesinin daha doğru sonuçlar çıkaracağını düşünüyoruz. Bu analizin yapılmasının nedeni 50 Hz frekansındaki çalışma noktasının yani akımının büyüklüklerine bağlı olarak 140 kHz frekansındaki transformatör parametrelerinin hesaplayabilecek bir modele sahip olunmamasıdır. Böyle bir model üzerine bir yüksek lisans tezi daha ya da doktora tezi yapılabilecek kadar karışıktır. Bir gün böyle bir çalışma yapılırsa buradaki 140 kHz analizi bu yeni çalışma için oldukça faydalı olacaktır. Bu yeni çalışmada elde

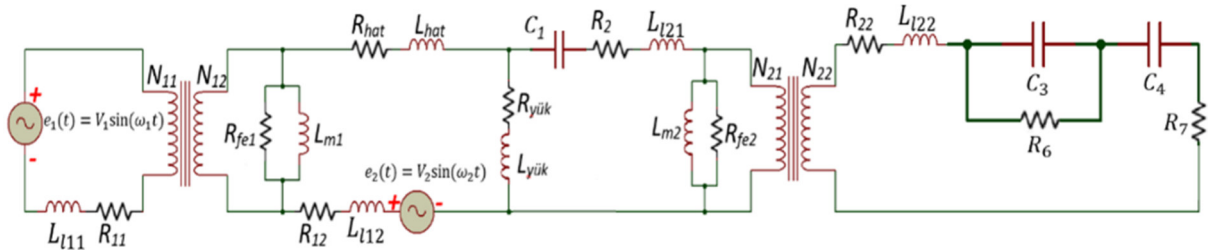
edilebilecek transformatör küçük sinyal modeli ile bu analiz 140 kHz frekansındaki trafo parametreleri için farklı indisler kullanılarak rahatlıkla kullanılabilir.

Burada yapılan analizde ısı kaybını modellemek için kullanılan  $R_{fe}$  direnci ve  $L_m$  mıknatıslanma endüktansından akan akımlar küçük değerli olduklarından dolayı ihmal edilirse yani devreden çıkarılırlarsa ve kaçak endüktanslar için 50 Hz frekansında elde edilen değerler kullanılırsa bu devrenin çalışmasının analizi için yine de kullanılması mümkündür. 140 kHz frekansında kaçak endüktans değerleri 50 Hz frekansında kaçak endüktans değerlerine göre daha düşük olduğundan, 50 Hz frekansındaki kaçak endüktans değerleri ile yapılan analiz PLC sinyali için bir alt değer verecektir. Bu değer alıcı devrenin çalışması için yeterli ise 140 kHz frekansında aktarılan sinyallerin değeri daha yüksek olacaktır. Daha önce söylenildiği üzere 50 Hz frekansında çalışma noktasına göre transformatörün PLC frekansındaki yüksek frekans modelinin parametrelerinin nasıl değiştiğinin bilinmesi önemlidir ve bir boşluğu dolduracaktır.

Bu bölümde Şekil 3.1'deki devrenin transformatörlerin eşdeğer devre parametrelerinin sabit olduğu kabul edilerek süperpozisyon teoremi ile analizi yapılacaktır. Dolayısıyla bu çalışmada gerçekleştirilen devrenin doğrusal bir yapıda olduğu kabul edilmiştir. Tüm devre elemanı eşdeğerlerinin konulduğu süperpozisyon teoremi ile analizi analiz edilecek devre Şekil 3.8'de görülebilir.



(a)



(b)

**Şekil 3.8.** a) Alıcı-Verici Devre Modeli ve b) Alıcı-Verici Devrenin Transformatör Eşdeğer Modeli ile Gösterimi



Ayrıca Şekil 3.8’de verilen devrenin BBEİT ve ADİT trafolarının ayrı ayrı primer sarmılarına indirgenmiş devre şeması Şekil 3.9’da verilmiştir. Burada ‘ $a$ ’ dönüştürme oranını,  $a_{BBEİT}$  BBEİT’e ait dönüştürme oranını ve  $a_{izo}$  ADİT’e ait dönüştürme oranını ifade eder ve incelenen PLC sisteminde  $a = a_{BBEİT} = a_{izo} = 1$  dir.

BBEİT’in primere indirgenmiş sekonder kaçak endüktansı

$$L'_{l11} = a^2_{BBEİT} L_{l11} \quad (3.2)$$

olarak hesaplanır. BBEİT’in primere indirgenmiş sekonder sargı direnci

$$R'_{11} = a^2_{BBEİT} R_{11} \quad (3.3)$$

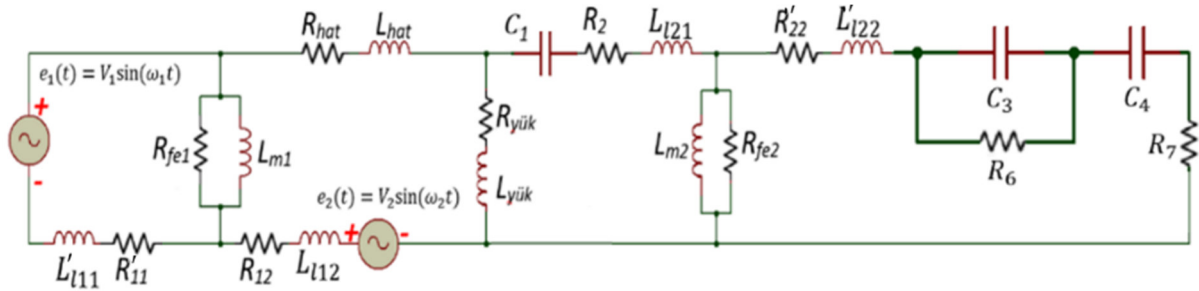
olarak hesaplanır. ADİT’in primere indirgenmiş sekonder kaçak endüktansı

$$L'_{l22} = a^2_{izo} L_{l22} \quad (3.4)$$

olarak hesaplanır. ADİT’in primere indirgenmiş sekonder sargı direnci

$$R'_{22} = a^2_{izo} R_{22} \quad (3.5)$$

olarak hesaplanır. Şekil 3.9’da Primere indirgenmiş transformatör eşdeğer devre modeli yerine konulmuş PLC sistemi eşdeğer devresi gözükmemektedir.



**Şekil 3.9.** Alıcı-Verici Devrenin Primere İndirgenmiş Transformatör Eşdeğer Modeli ile Gösterimi

$f_1$   $e_1(t)$  kaynağının frekansdır ve süperpozisyon uygulanırken sadece  $e_1(t)$  kaynağı devrede iken devre frekansını göstermektedir.  $f_2$   $e_2(t)$  kaynağının frekansdır ve süperpozisyon uygulanırken sadece  $e_2(t)$  kaynağı devrede iken devre frekansını göstermektedir.  $e_1(t)$  gerilim kaynağının  $f_1$  frekansındaki fazörü  $\bar{E}_1$  ve  $e_2(t)$  gerilim kaynağının  $f_2$  frekansındaki fazörü  $\bar{E}_2$  ile gösterilmiştir. Bu iki frekanstaki devre elemanlarının reaktansları ve empedansları takip edecek şekilde hesaplanabilir:

$L_{l11}$  BBEİT'in sekonder kaçak endüktansı ise  $f_1$  frekansında BBEİT'in primere indirgenmiş sekonder kaçak reaktansı

$$\bar{X}_{L'_{l11}}(f_1) = j2\pi f_1 L'_{l11} \quad (3.6)$$

olarak hesaplanır.  $f_2$  frekansında BBEİT'in primere indirgenmiş sekonder kaçak reaktansı

$$\bar{X}_{L'_{l11}}(f_2) = j2\pi f_2 L'_{l11} \quad (3.7)$$

olarak hesaplanır.  $L_{l12}$  BBEİT'in primer kaçak endüktansı ise  $f_1$  frekansında BBEİT'in primer kaçak reaktansı

$$\bar{X}_{L_{l12}}(f_1) = j2\pi f_1 L_{l12} \quad (3.8)$$

olarak hesaplanır.  $f_2$  frekansında BBEİT'in primer kaçak reaktansı

$$\bar{X}_{L_{l12}}(f_2) = j2\pi f_2 L_{l12} \quad (3.9)$$

olarak hesaplanır.  $L_{m1}$  BBEİT'in mıknatıslanma endüktansı ise  $f_1$  frekansında BBEİT'in mıknatıslanma reaktansı

$$\bar{X}_{m1}(f_1) = j2\pi f_1 L_{m1} \quad (3.10)$$

olarak hesaplanır.  $f_2$  frekansında BBEİT'in mıknatıslanma reaktansı

$$\bar{X}_{m1}(f_2) = j2\pi f_2 L_{m1} \quad (3.11)$$

olarak hesaplanır.  $L_{l22}$  ADİT'in sekonder kaçak endüktansı ise  $f_1$  frekansında ADİT'in primere indirgenmiş sekonder kaçak reaktansı

$$\bar{X}_{L'_{l22}}(f_1) = j2\pi f_1 L'_{l22} \quad (3.12)$$

olarak hesaplanır.  $f_2$  frekansında ADİT'in primere indirgenmiş sekonder kaçak reaktansı

$$\bar{X}_{L'_{l22}}(f_2) = j2\pi f_2 L'_{l22} \quad (3.13)$$

olarak hesaplanır.  $L_{l21}$  ADİT'in primer kaçak endüktansı ise  $f_1$  frekansında ADİT'in primer kaçak reaktansı

$$\bar{X}_{L_{l21}}(f_1) = j2\pi f_1 L_{l21} \quad (3.14)$$

olarak hesaplanır.  $f_2$  frekansında ADİT'in primer kaçak reaktansı

$$\bar{X}_{L_{l21}}(f_2) = j2\pi f_2 L_{l21} \quad (3.15)$$

olarak hesaplanır.  $L_{m2}$  ADİT'in mıknatıslanma endüktansı ise  $f_1$  frekansında ADİT'in mıknatıslanma reaktansı

$$\bar{X}_{m2}(f_1) = j2\pi f_1 L_{m2} \quad (3.16)$$

olarak hesaplanır.  $f_2$  frekansında ADİT'in mıknatıslanma reaktansı

$$\bar{X}_{m2}(f_2) = j2\pi f_2 L_{m2} \quad (3.17)$$

olarak hesaplanır.  $L_{hat}$  hat endüktansı ise  $f_1$  frekansında hattın endüktif reaktansı

$$\bar{X}_{L_{hat}}(f_1) = j2\pi f_1 L_{hat} \quad (3.18)$$

olarak hesaplanır.  $f_2$  frekansında hattın endüktif reaktansı

$$\bar{X}_{L_{hat}}(f_2) = j2\pi f_2 L_{hat} \quad (3.19)$$

olarak hesaplanır.  $L_{yük}$  yük endüktansı ise  $f_1$  frekansında yükün endüktif reaktansı

$$\bar{X}_{L_{yük}}(f_1) = j2\pi f_1 L_{yük} \quad (3.20)$$

olarak hesaplanır.  $f_2$  frekansında yükün endüktif reaktansı

$$\bar{X}_{L_{yük}}(f_2) = j2\pi f_2 L_{yük} \quad (3.21)$$

olarak hesaplanır.  $f_1$  frekansında  $C_1$  kondansatörünün kapasitif reaktansı

$$\bar{X}_{C_1}(f_1) = -j \frac{1}{\omega_1 C_1} = -j \frac{1}{2\pi f_1 C_1} \quad (3.22)$$

olarak hesaplanır.  $f_2$  frekansında  $C_1$  kondansatörünün kapasitif reaktansı

$$\bar{X}_{C_1}(f_2) = -j \frac{1}{\omega_2 C_1} = -j \frac{1}{2\pi f_2 C_1} \quad (3.23)$$

olarak hesaplanır.  $f_1$  frekansında  $C_3$  kondansatörünün kapasitif reaktansı

$$\bar{X}_{C_3}(f_1) = -j \frac{1}{\omega_1 C_3} = -j \frac{1}{2\pi f_1 C_3} \quad (3.24)$$

olarak hesaplanır.  $f_2$  frekansında  $C_3$  kondansatörünün kapasitif reaktansı

$$\bar{X}_{C_3}(f_2) = -j \frac{1}{\omega_2 C_3} = -j \frac{1}{2\pi f_2 C_3} \quad (3.25)$$

olarak hesaplanır.  $f_1$  frekansında  $C_4$  kondansatörünün kapasitif reaktansı

$$\bar{X}_{C_4}(f_1) = -j \frac{1}{\omega_1 C_4} = -j \frac{1}{2\pi f_1 C_4} \quad (3.26)$$

olarak hesaplanır.  $f_2$  frekansında  $C_4$  kondansatörünün kapasitif reaktansı

$$\bar{X}_{C_4}(f_2) = -j \frac{1}{\omega_2 C_4} = -j \frac{1}{2\pi f_2 C_4} \quad (3.27)$$

olarak hesaplanır. Şekil 3.10.b’de verilen alıcı devrenin  $f_1$  frekansındaki toplam eşdeğer devre empedansı

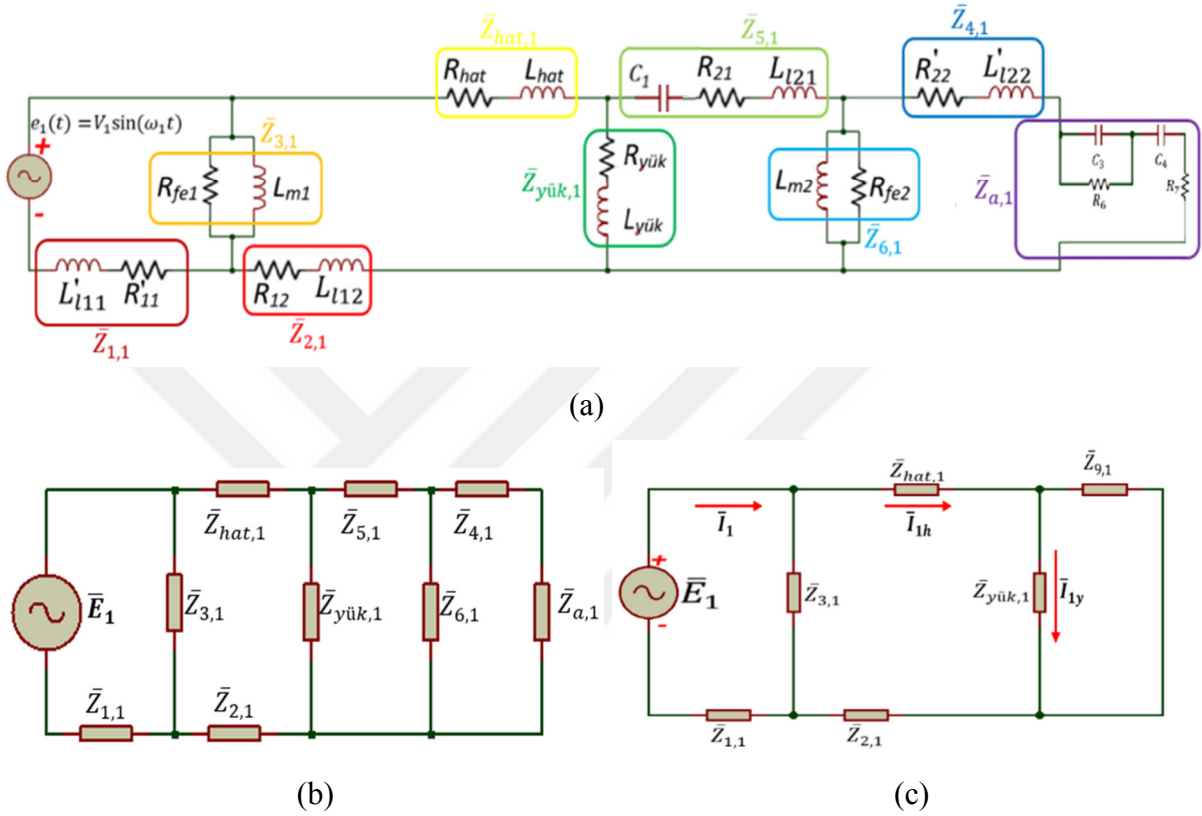
$$\bar{Z}_{a,1} = R_6 // \bar{X}_{C_3}(f_1) + \bar{X}_{C_4}(f_1) + R_7 \quad (3.28)$$

olarak hesaplanır. Şekil 3.10.b’de verilen alıcı devrenin  $f_2$  frekansındaki toplam eşdeğer devre empedansı

$$\bar{Z}_{a,2} = R_6 // \bar{X}_{C_3}(f_2) + \bar{X}_{C_4}(f_2) + R_7 \quad (3.29)$$

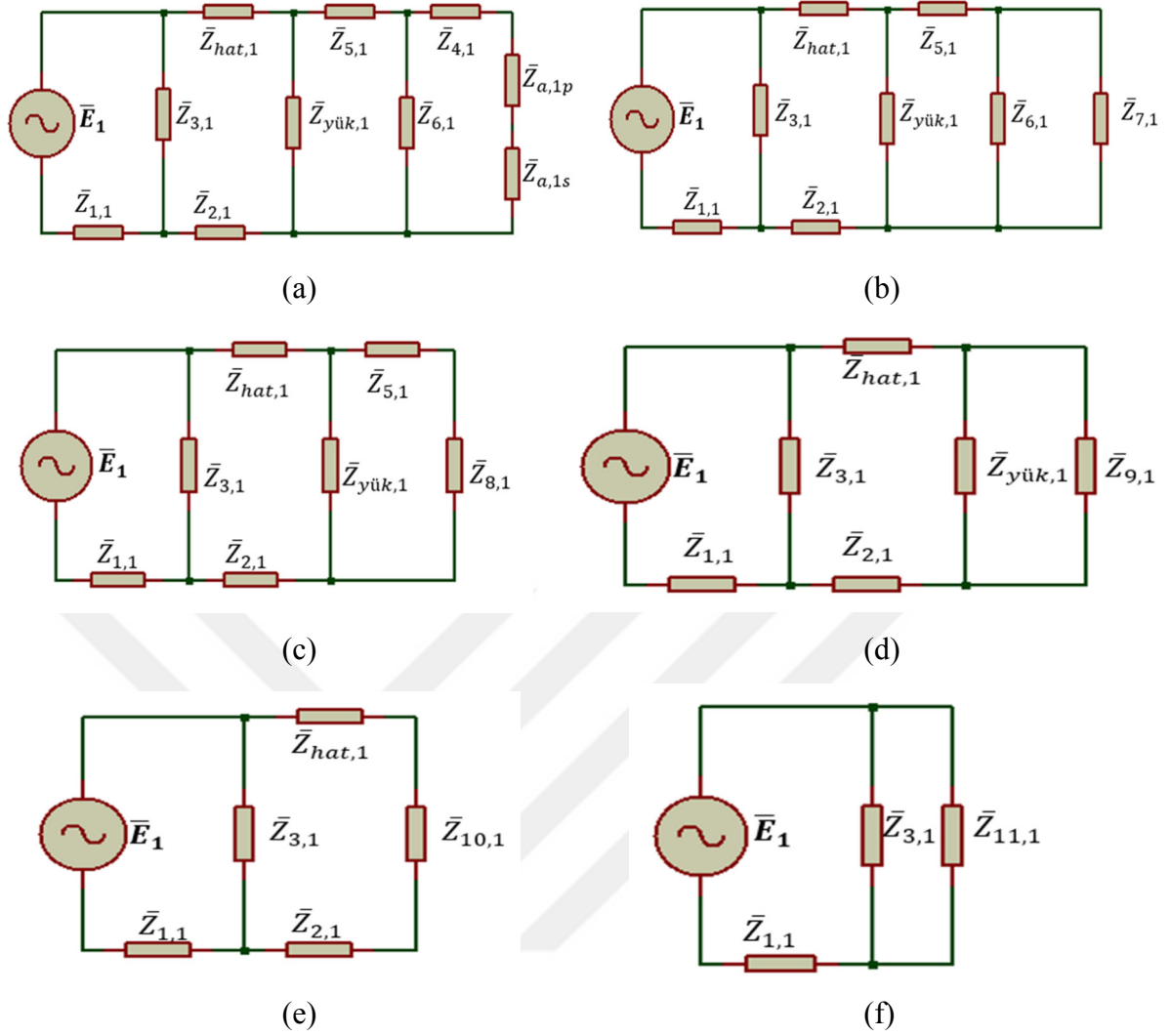
olarak hesaplanır. Şekil 3.9’da gösterilen devre lineer kabul edildiğinden süper pozisyon (toplumsallık) kuramı ile çözülebilir. Şekil 3.9’daki devrede süper pozisyon uygulanırsa  $e_2(t)$  kaynağının kısa devre edilmesiyle oluşan devre Şekil 3.10’da verilmiştir. Şekil 3.10’daki devrede  $\omega_1$  ile gösterilen  $e_1(t)$  kaynağına ait  $f_1$  frekanslı açısal hızı ifade eder.  $\bar{Z}_1, \bar{Z}_2, \bar{Z}_3, \bar{Z}_4, \bar{Z}_5, \bar{Z}_6, \bar{Z}_7, \bar{Z}_8, \bar{Z}_9, \bar{Z}_{10}, \bar{Z}_{11}, \bar{Z}_{hat}, \bar{Z}_{yük}$  ve  $\bar{Z}_a$  empedansları, devrede bulunan  $\bar{E}_1$  kaynağının frekansı  $f_1$  olduğundan sırayla  $f_1$  frekans değerindeki  $\bar{Z}_{1,1}, \bar{Z}_{2,1}, \bar{Z}_{3,1}, \bar{Z}_{4,1}, \bar{Z}_{5,1}, \bar{Z}_{6,1}, \bar{Z}_{7,1}, \bar{Z}_{8,1}, \bar{Z}_{9,1}, \bar{Z}_{10,1}, \bar{Z}_{11,1}, \bar{Z}_{hat,1}, \bar{Z}_{yük,1}$ , ve  $\bar{Z}_{a,1}$  değerlerini alır.  $\bar{Z}_{1,1}$  empedansı  $\bar{X}_{L'_{l11}}(f_1)$  (BBEİT’in indirgenmiş sekonder kaçak reaktansı) ile  $R'_{11}$ ’in (BBEİT’in primere indirgenmiş sekonder sargı direnci) seri bağlanmasından oluşur.  $\bar{Z}_{2,1}$  empedansı  $R_{12}$  (BBEİT’in sekonder sargı direnci) ile  $L_{l12}$ ’nin (BBEİT’in sekonder kaçak endüktansı) seri bağlanmasından oluşur.  $\bar{Z}_{3,1}$  empedansı  $R_{fe1}$  (BBEİT’in çalışma frekansında nüve kaybını modellemek için kullanılan direnç) ile  $L_{m1}$ ’in (BBEİT’in karşılıklı mıknatıslanma endüktansı) paralel bağlanmasından oluşur.  $\bar{Z}_{4,1}$  empedansı  $L'_{l22}$  (ADİT’in primere indirgenmiş sekonder kaçak endüktansı) ile  $R'_{22}$ ’nin (ADİT’in primere indirgenmiş sekonder sargı direnci) seri bağlanmasından oluşur.  $\bar{Z}_{5,1}$  empedansı  $R_{21}$  (ADİT’in primer sargı direnci),  $L_{l21}$  (ADİT’in primer kaçak endüktansı) ve  $C_1$  (ADİT öncesindeki kuplaj kondansatörü)’nün seri bağlanmasından oluşur.  $\bar{Z}_{6,1}$  empedansı  $L_{m2}$  (ADİT’in mıknatıslanma endüktansı) ile  $R_{fe2}$  (ADİT’in çalışma frekansında nüve kaybını modellemek için kullanılan direnç)’in paralel bağlantısından oluşur.  $\bar{Z}_{hat,1}$  empedansı  $L_{hat}$

(İletim hattı endüktansı) ile  $R_{hat}$  (İletim hattı direnci)'nin seri bağlantısından oluşur.  $\bar{Z}_{yük,1}$  empedansı  $L_{yük}$  (Yük hattı endüktansı) ile  $R_{yük}$  (Yük hattı direnci)'nin seri bağlantısından oluşur.  $\bar{Z}_{a,1}$  empedansı  $C_4$  (Alıcı Devre YGF kondansatörü) ve  $R_7$  (Alıcı Devre YGF direnci) seri elemanlarına  $C_3$  (Alıcı Devre kuplaj kondansatörü) ile  $R_6$  (Alıcı Devre kuplaj direnci)'nin paralel elemanlarının seri olarak eklenmesiyle oluşur.



Şekil 3.10 a)  $e_2(t)$  Kaynağının kısa devre edildiği durumdaki devre, b) Devrenin  $f_1$  frekansında hesaplanan empedanslar ile düzenlenmiş hali ve c) Devrenin  $f_1$  frekansındaki kol akımlarının devre üzerinde gösterilmesi

Şekil 3.10'daki devrede bulunan empedansların hesabında kullanılan devre şemaları Şekil 3.11'de verilmiştir.



**Şekil 3.11**  $e_2(t)$  kaynağının kısa devre edildiği durumdaki empedansların hesaplanma aşamaları

Artık Şekil 3.11.a’da görülen devrenin empedans hesabı yapılabilir. Burada devrenin en sağından başlanılacak olursa devrenin empedansları aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\bar{Z}_{1,1} = R'_{11} + \bar{X}_{L'_{l11}}(f_1) \quad (3.30)$$

$$\bar{Z}_{1,1} = \sqrt{R'_{11}{}^2 + X_{L'_{l11}}(f_1)^2} \quad \left/ \tan^{-1}\left(\frac{X_{L'_{l11}}}{R'_{11}}\right) \right. \quad (3.31)$$

$$\bar{Z}_{2,1} = R_{12} + \bar{X}_{L_{l12}}(f_1) \quad (3.32)$$

$$\bar{Z}_{2,1} = \sqrt{R_{12}{}^2 + X_{L_{l12}}(f_1)^2} \quad \left/ \tan^{-1}\left(\frac{X_{L_{l12}}(f_1)}{R_{12}}\right) \right. \quad (3.33)$$

$$\bar{Z}_{3,1} = \frac{\bar{X}_{L_{lm1}}(f_1) \cdot R_{fe1}}{\bar{X}_{L_{lm1}}(f_1) + R_{fe1}} \quad (3.34)$$

$$\begin{aligned}\bar{Z}_{3,1} &= \left| \frac{\bar{X}_{L_{lm1}}(f_1) \cdot R_{fe1}}{\bar{X}_{L_{lm1}}(f_1) + R_{fe1}} \right| = \frac{R_{fe1} X_{L_{lm1}}(f_1) \angle 90^\circ}{\sqrt{R_{fe1}^2 + X_{L_{lm1}}(f_1)^2} \angle \tan^{-1}\left(\frac{X_{L_{lm1}}(f_1)}{R_{fe1}}\right)} \\ &= \frac{R_{fe1} X_{L_{lm1}}(f_1)}{\sqrt{R_{fe1}^2 + X_{L_{lm1}}(f_1)^2}} \left| 90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{X_{L_{lm1}}(f_1)}{R_{fe1}}\right) \right.\end{aligned}\quad (3.35)$$

$$\bar{Z}_{4,1} = R'_{22} + \bar{X}'_{L'_{l22}}(f_1) \quad (3.36)$$

$$\bar{Z}_{4,1} = \sqrt{R'_{22}{}^2 + X'_{L'_{l22}}(f_1)^2} \angle \tan^{-1}\left(\frac{X'_{L'_{l22}}(f_1)}{R'_{22}}\right) \quad (3.37)$$

$$\bar{Z}_{5,1} = R_{21} + \bar{X}_{L_{l21}}(f_1) - \bar{X}_{C_1}(f_1) \quad (3.38)$$

$$\bar{Z}_{5,1} = \sqrt{R_{21}^2 + (X_{L_{l21}}(f_1) - X_{C_1}(f_1))^2} \left| \tan^{-1}\left(\frac{X_{L_{l21}}(f_1) - X_{C_1}(f_1)}{R_{21}}\right) \right.\quad (3.39)$$

$$\bar{Z}_{6,1} = \frac{\bar{X}_{L_{lm2}}(f_1) \cdot R_{fe2}}{\bar{X}_{L_{lm2}}(f_1) + R_{fe2}} \quad (3.40)$$

$$\begin{aligned}\bar{Z}_{6,1} &= \left| \frac{\bar{X}_{L_{lm2}}(f_1) \cdot R_{fe2}}{\bar{X}_{L_{lm2}}(f_1) + R_{fe2}} \right| = \frac{R_{fe2} X_{L_{lm2}}(f_1) \angle 90^\circ}{\sqrt{R_{fe2}^2 + X_{L_{lm2}}(f_1)^2} \angle \tan^{-1}\left(\frac{X_{L_{lm2}}(f_1)}{R_{fe2}}\right)} \\ &= \frac{R_{fe2} X_{L_{lm2}}(f_1)}{\sqrt{R_{fe2}^2 + X_{L_{lm2}}(f_1)^2}} \left| 90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{X_{L_{lm2}}(f_1)}{R_{fe2}}\right) \right.\end{aligned}\quad (3.41)$$

$$\bar{Z}_{hat,1} = R_{hat} + \bar{X}_{L_{hat}}(f_1) \quad (3.42)$$

$$\bar{Z}_{hat,1} = \sqrt{R_{hat}^2 + X_{L_{hat}}(f_1)^2} \left| \tan^{-1}\left(\frac{X_{L_{hat}}(f_1)}{R_{hat}}\right) \right.\quad (3.43)$$

$$\bar{Z}_{yük,1} = R_{yük} + \bar{X}_{L_{yük}}(f_1) \quad (3.44)$$

$$\bar{Z}_{yük,1} = \sqrt{R_{yük}^2 + X_{L_{yük}}(f_1)^2} \left| \tan^{-1}\left(\frac{X_{L_{yük}}(f_1)}{R_{yük}}\right) \right.\quad (3.45)$$

Şekil 3.10.a'da görülen  $\bar{X}_{C_3}(f_1)$  kapasitif reaktansı ile  $R_6$  direncinin paralel empedansı

$$\bar{Z}_{a,1p} = \frac{\bar{X}_{C_3}(f_1) \cdot R_6}{\bar{X}_{C_3}(f_1) + R_6} \quad (3.46)$$

$$\begin{aligned}\bar{Z}_{a,1p} &= \left| \frac{\bar{X}_{C_3}(f_1) \cdot R_6}{\bar{X}_{C_3}(f_1) + R_6} \right| = \frac{X_{C_3}(f_1) \cdot R_6 \angle -90^\circ}{\sqrt{R_6^2 + X_{C_3}(f_1)^2} \angle \tan^{-1}\left(\frac{-X_{C_3}(f_1)}{R_6}\right)} \\ &= \frac{R_6 X_{C_3}(f_1)}{\sqrt{R_6^2 + X_{C_3}(f_1)^2}} \left| -90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{-X_{C_3}(f_1)}{R_6}\right) \right.\end{aligned}\quad (3.47)$$

olarak hesaplanır. Şekil 3.10.a'da görülen  $\bar{X}_{C_4}(f_1)$  kapasitif reaktansı ile  $R_7$  direncinin seri empedansı

$$\bar{Z}_{a,1s} = R_7 - \bar{X}_{C_4}(f_1) \quad (3.48)$$

$$\bar{Z}_{a,1s} = \sqrt{R_7^2 + X_{C_4}(f_1)^2} \left| \tan^{-1}\left(\frac{-X_{C_4}(f_1)}{R_7}\right) \right.\quad (3.49)$$

olarak hesaplanır. Şekil 3.11.a'da görülen  $\bar{Z}_{a,1p}$  ile  $\bar{Z}_{a,1s}$  empedanslarının seri bağlanmasıyla elde edilen empedans

$$\bar{Z}_{a,1} = \bar{Z}_{a,1p} + \bar{Z}_{a,1s} \quad (3.50)$$

olarak hesaplanır. Şekil 3.11.a'da görülen  $\bar{Z}_{4,1}$ ,  $\bar{Z}_{a,1p}$  ve  $\bar{Z}_{a,1s}$  empedanslarının seri bağlanmasıyla elde edilen Şekil 3.11.b'de görülen  $\bar{Z}_{7,1}$  empedansı

$$\bar{Z}_{7,1} = \bar{Z}_{4,1} + \bar{Z}_{a,1s} + \bar{Z}_{a,1p} \quad (3.51)$$

olarak hesaplanır. Şekil 3.11.b'de görülen  $\bar{Z}_{6,1}$  ile  $\bar{Z}_{7,1}$  empedanslarının paralel bağlanmasıyla elde edilen Şekil 3.11.c'de görülen  $\bar{Z}_{8,1}$  empedansı

$$\bar{Z}_{8,1} = \frac{\bar{Z}_{6,1} \cdot \bar{Z}_{7,1}}{\bar{Z}_{6,1} + \bar{Z}_{7,1}} \quad (3.52)$$

olarak hesaplanır. Şekil 3.11.c'de görülen  $\bar{Z}_{8,1}$  ve  $\bar{Z}_{5,1}$  empedanslarının seri bağlanmasıyla elde edilen Şekil 3.11.d'de görülen  $\bar{Z}_{9,1}$  empedansı

$$\bar{Z}_{9,1} = \bar{Z}_{8,1} + \bar{Z}_{5,1} \quad (3.53)$$

olarak hesaplanır. Şekil 3.11.d'de görülen  $\bar{Z}_{9,1}$  ve  $\bar{Z}_{yük,1}$  empedanslarının paralel bağlanmasıyla elde edilen Şekil 3.11.e'de görülen  $\bar{Z}_{10,1}$  empedansı

$$\bar{Z}_{10,1} = \frac{\bar{Z}_{yük,1} \cdot \bar{Z}_{9,1}}{\bar{Z}_{yük,1} + \bar{Z}_{9,1}} \quad (3.54)$$

olarak hesaplanır. Şekil 3.11.e'de görülen  $\bar{Z}_{hat,1}$ ,  $\bar{Z}_{10,1}$  ve  $\bar{Z}_{2,1}$  empedanslarının seri bağlanmasıyla elde edilen Şekil 3.11.f'de görülen  $\bar{Z}_{11,1}$  empedansı

$$\bar{Z}_{11,1} = \bar{Z}_{hat,1} + \bar{Z}_{10,1} + \bar{Z}_{2,1} \quad (3.55)$$

olarak hesaplanır. Şekil 3.11.f'de son durumda verilen devrenin toplam eşdeğer empedansı

$$\bar{Z}_{T1} = \bar{Z}_{1,1} + \bar{Z}_{3,1} // (\bar{Z}_{11,1}) \quad (3.56)$$

olarak bulunur. Devre akımı ( $\bar{I}_1$ ):

$$\bar{I}_1 = \frac{\bar{E}_1}{\bar{Z}_{T1}} \quad (3.57)$$

olarak hesaplanır. Şekil 3.10.c'deki devreye göre hat üzerinden geçen akım ( $\bar{I}_{1h}$ ):

$$\bar{I}_{1h} = \frac{\bar{Z}_{3,1}}{\bar{Z}_{3,1} + \bar{Z}_{11,1}} \bar{I}_1 \quad (3.58)$$

olarak bulunur. Şekil 3.10.c'deki devreye göre yük üzerinden geçen akım ( $\bar{I}_{1y}$ ):

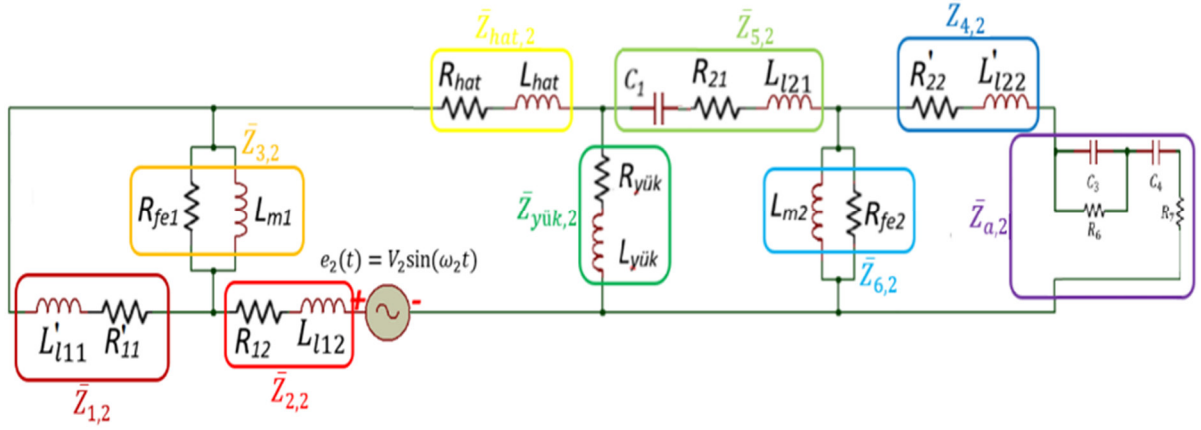
$$\bar{I}_{1y} = \frac{\bar{Z}_{9,1}}{\bar{Z}_{9,1} + \bar{Z}_{yük,1}} \bar{I}_{1h} \quad (3.59)$$

olarak bulunur. BBEİT sarımlarından geçen akım ( $\bar{I}_{Z3,1}$ ):

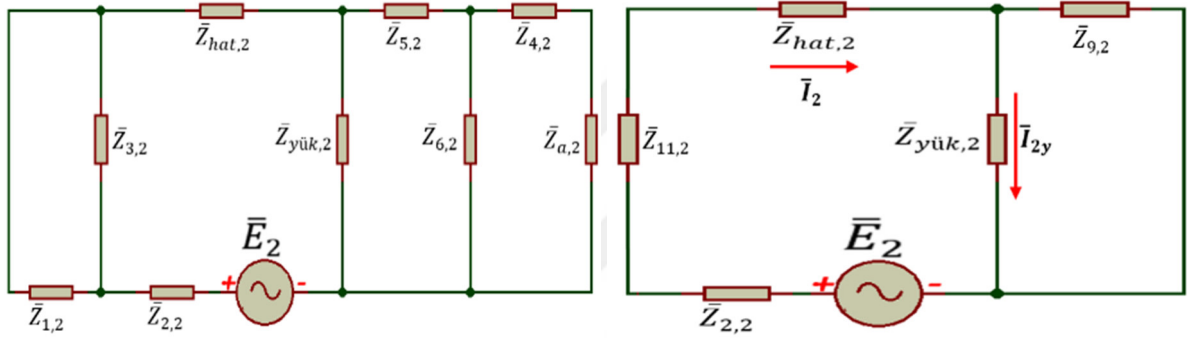
$$\bar{I}_{Z3,1} = \bar{I}_1 - \bar{I}_{1h} \quad (3.60)$$



olarak hesaplanır. Şekil 3.9'daki devrede süper pozisyon uygulanırsa  $e_1(t)$  kaynağının kısa devre edilmesiyle oluşan devre Şekil 3.12'de verilmiştir. Şekil 3.12'deki devrede  $\omega_2$  ile gösterilen  $e_2(t)$  kaynağına ait  $f_2$  frekanslı açısız hızı ifade eder.  $\bar{Z}_1, \bar{Z}_2, \bar{Z}_3, \bar{Z}_4, \bar{Z}_5, \bar{Z}_6, \bar{Z}_7, \bar{Z}_8, \bar{Z}_9, \bar{Z}_{10}, \bar{Z}_{11}, \bar{Z}_{hat}, \bar{Z}_{yük}$  ve  $\bar{Z}_a$  empedansları, devrede bulunan  $\bar{E}_2$  kaynağının frekansı  $f_2$  olduğundan sırayla  $f_2$  frekans değerlerindeki  $\bar{Z}_{1,2}, \bar{Z}_{2,2}, \bar{Z}_{3,2}, \bar{Z}_{4,2}, \bar{Z}_{5,2}, \bar{Z}_{6,2}, \bar{Z}_{7,2}, \bar{Z}_{8,2}, \bar{Z}_{9,2}, \bar{Z}_{10,2}, \bar{Z}_{11,2}, \bar{Z}_{hat,2}, \bar{Z}_{yük,2}$  ve  $\bar{Z}_{a,2}$  değerlerini alır.  $\bar{Z}_{1,2}$  empedansı  $\bar{X}'_{L'_{11}}(f_1)$  (BBEİT'in indirgenmiş sekonder kaçak reaktansı) ile  $R'_{11}$ 'in (BBEİT'in primere indirgenmiş sekonder sargı direnci) seri bağlanmasından oluşur.  $\bar{Z}_{2,2}$  empedansı  $R_{12}$  (BBEİT'in sekonder sargı direnci) ile  $L_{112}$ 'nin (BBEİT'in sekonder kaçak endüktansı) seri bağlanmasından oluşur.  $\bar{Z}_{3,2}$  empedansı  $R_{fe1}$  (BBEİT'in çalışma frekansında nüve kaybını modellemek için kullanılan direnç) ile  $L_{m1}$ 'nin (BBEİT'in karşılıklı mıknatıslanma endüktansı) paralel bağlanmasından oluşur.  $\bar{Z}_{4,2}$  empedansı  $L'_{122}$  (ADİT'in primere indirgenmiş sekonder kaçak endüktansı) ile  $R'_{22}$ 'nin (ADİT'in primere indirgenmiş sekonder sargı direnci) seri bağlanmasından oluşur.  $\bar{Z}_{5,2}$  empedansı  $R_{21}$  (ADİT'in primer sargı direnci),  $L_{121}$  (ADİT'in primer kaçak endüktansı) ve  $C_1$  (ADİT öncesindeki kuplaj kondansatörü)'nün seri bağlanmasından oluşur.  $\bar{Z}_{6,2}$  empedansı  $L_{m2}$  (ADİT'in mıknatıslanma endüktansı) ile  $R_{fe2}$  (ADİT'in çalışma frekansında nüve kaybını modellemek için kullanılan direnç)'in paralel bağlantısından oluşur.  $\bar{Z}_{hat,2}$  empedansı  $L_{hat}$  (İletim hattı endüktansı) ile  $R_{hat}$  (İletim hattı direnci)'nin seri bağlantısından oluşur.  $\bar{Z}_{yük,2}$  empedansı  $L_{yük}$  (Yük hattı endüktansı) ile  $R_{yük}$  (Yük hattı direnci)'nin seri bağlantısından oluşur.  $\bar{Z}_{a,2}$  empedansı  $C_4$  (Alıcı Devre YGF kondansatörü) ve  $R_7$  (Alıcı Devre YGF direnci) seri elemanlarına  $C_3$  (Alıcı Devre kuplaj kondansatörü) ile  $R_6$  (Alıcı Devre kuplaj direnci)'nin paralel elemanlarının seri olarak eklenmesiyle oluşur.



(a)

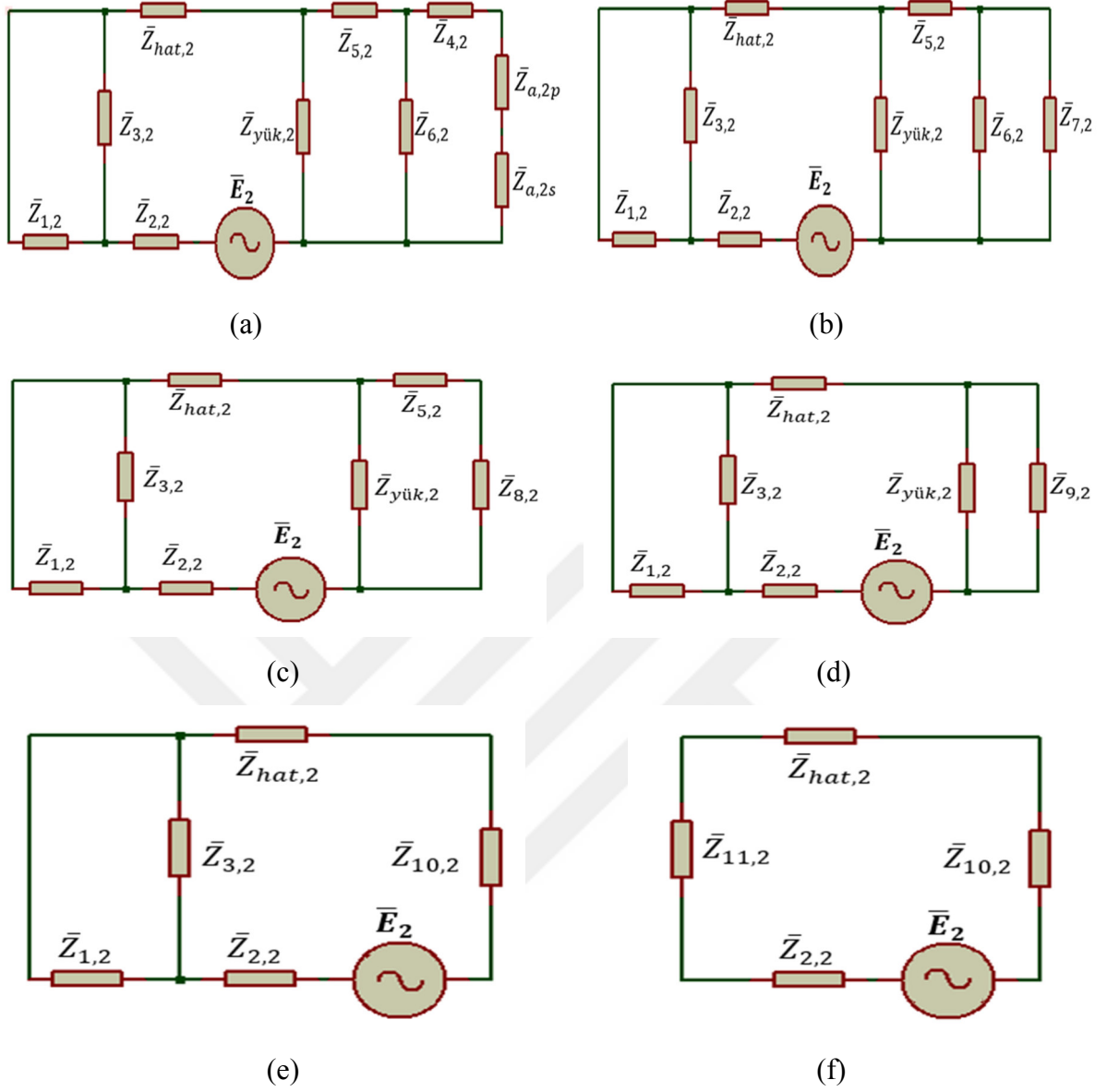


(b)

(c)

**Şekil 3.12.** a)  $e_1(t)$  Kaynağının kısa devre edildiği durumdaki devre b) Devrenin  $f_2$  frekansında hesaplanan empedanslar ile düzenlenmiş hali ve c) Devrenin  $f_2$  frekansındaki kol akımlarının devre üzerinde gösterilmesi

Şekil 3.12'deki devrede bulunan empedansların hesabında kullanılan devre şemaları Şekil 3.13'te verilmiştir.



**Şekil 3.13**  $e_1(t)$  kaynağının kısa devre edildiği durumdaki empedansların hesaplanma aşamaları

Artık Şekil 3.13.a'da görülen devrenin empedans hesabı yapılabilir. Burada devrenin en sağından başlanılacak olursa devrenin empedansları aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\bar{Z}_{1,2} = R'_{11} + \bar{X}'_{L'_{11}}(f_2) \quad (3.61)$$

$$\bar{Z}_{1,2} = \sqrt{R'_{11}{}^2 + X'_{L'_{11}}(f_2)^2} \left/ \tan^{-1}\left(\frac{X'_{L'_{11}}}{R'_{11}}\right) \right. \quad (3.62)$$

$$\bar{Z}_{2,2} = R_{12} + \bar{X}_{L_{12}}(f_2) \quad (3.63)$$

$$\bar{Z}_{2,2} = \sqrt{R_{12}{}^2 + X_{L_{12}}(f_2)^2} \left/ \tan^{-1}\left(\frac{X_{L_{12}}(f_2)}{R_{12}}\right) \right. \quad (3.64)$$

$$\bar{Z}_{3,2} = \frac{\bar{X}_{L_{lm1}}(f_2).R_{fe1}}{\bar{X}_{L_{lm1}}(f_2)+R_{fe1}} \quad (3.65)$$

$$\begin{aligned} \bar{Z}_{3,2} &= \left| \frac{\bar{X}_{L_{lm1}}(f_2).R_{fe1}}{\bar{X}_{L_{lm1}}(f_2)+R_{fe1}} \right| = \frac{R_{fe1}X_{L_{lm1}}(f_2) \angle 90^\circ}{\sqrt{R_{fe1}^2 + X_{L_{lm1}}(f_2)^2} \angle \tan^{-1}\left(\frac{X_{L_{lm1}}(f_2)}{R_{fe1}}\right)} \\ &= \frac{R_{fe1}X_{L_{lm1}}(f_2)}{\sqrt{R_{fe1}^2 + X_{L_{lm1}}(f_2)^2}} \left| 90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{X_{L_{lm1}}(f_2)}{R_{fe1}}\right) \right| \end{aligned} \quad (3.66)$$

$$\bar{Z}_{4,2} = R'_{22} + \bar{X}'_{L'_{l22}}(f_2) \quad (3.67)$$

$$\bar{Z}_{4,2} = \sqrt{R'_{22}{}^2 + X'_{L'_{l22}}(f_2)^2} \left| \tan^{-1}\left(\frac{X'_{L'_{l22}}(f_2)}{R'_{22}}\right) \right| \quad (3.68)$$

$$\bar{Z}_{5,2} = R_{21} + \bar{X}_{L_{l21}}(f_2) - \bar{X}_{C_1}(f_2) \quad (3.69)$$

$$\bar{Z}_{5,2} = \sqrt{R_{21}^2 + (X_{L_{l21}}(f_2) - X_{C_1}(f_2))^2} \left| \tan^{-1}\left(\frac{X_{L_{l21}}(f_2) - X_{C_1}(f_2)}{R_{21}}\right) \right| \quad (3.70)$$

$$\bar{Z}_{6,2} = \frac{\bar{X}_{L_{lm2}}(f_2).R_{fe2}}{\bar{X}_{L_{lm2}}(f_2)+R_{fe2}} \quad (3.71)$$

$$\begin{aligned} \bar{Z}_{6,2} &= \left| \frac{\bar{X}_{L_{lm2}}(f_2).R_{fe2}}{\bar{X}_{L_{lm2}}(f_2)+R_{fe2}} \right| = \frac{R_{fe2}X_{L_{lm2}}(f_2) \angle 90^\circ}{\sqrt{R_{fe2}^2 + X_{L_{lm2}}(f_2)^2} \angle \tan^{-1}\left(\frac{X_{L_{lm2}}(f_2)}{R_{fe2}}\right)} \\ &= \frac{R_{fe2}X_{L_{lm2}}(f_2)}{\sqrt{R_{fe2}^2 + X_{L_{lm2}}(f_2)^2}} \left| 90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{X_{L_{lm2}}(f_2)}{R_{fe2}}\right) \right| \end{aligned} \quad (3.72)$$

$$\bar{Z}_{hat,2} = R_{hat} + \bar{X}_{L_{hat}}(f_2) \quad (3.73)$$

$$\bar{Z}_{hat,2} = \sqrt{R_{hat}^2 + X_{L_{hat}}(f_2)^2} \left| \tan^{-1}\left(\frac{X_{L_{hat}}(f_2)}{R_{hat}}\right) \right| \quad (3.74)$$

$$\bar{Z}_{yük,2} = R_{yük} + \bar{X}_{L_{yük}}(f_2) \quad (3.75)$$

$$\bar{Z}_{yük,2} = \sqrt{R_{yük}^2 + X_{L_{yük}}(f_2)^2} \left| \tan^{-1}\left(\frac{X_{L_{yük}}(f_2)}{R_{yük}}\right) \right| \quad (3.76)$$

olarak hesaplanır.  $\bar{X}_{C_3}(f_2)$  kapasitif reaktansı ile  $R_6$  direncinin paralel empedansı

$$\bar{Z}_{a,2p} = \frac{\bar{X}_{C_3}(f_2).R_6}{\bar{X}_{C_3}(f_2)+R_6} \quad (3.77)$$

$$\begin{aligned} \bar{Z}_{a,2p} &= \left| \frac{\bar{X}_{C_3}(f_2).R_6}{\bar{X}_{C_3}(f_2)+R_6} \right| = \frac{X_{C_3}(f_2).R_6 \angle -90^\circ}{\sqrt{R_6^2 + \bar{X}_{C_3}(f_2)^2} \angle \tan^{-1}\left(\frac{-X_{C_3}(f_2)}{R_6}\right)} \\ &= \frac{R_6X_{C_3}(f_2)}{\sqrt{R_6^2 + X_{C_3}(f_2)^2}} \left| -90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{-X_{C_3}(f_2)}{R_6}\right) \right| \end{aligned} \quad (3.78)$$

olarak hesaplanır.  $\bar{X}_{C_4}(f_2)$  kapasitif reaktansı ile  $R_7$  direncinin seri empedansı

$$\bar{Z}_{a,2s} = R_7 - \bar{X}_{C_4}(f_2) \quad (3.79)$$

$$\bar{Z}_{a,2s} = \sqrt{R_7^2 + X_{C_4}(f_2)^2} \left| \tan^{-1}\left(\frac{-X_{C_4}(f_2)}{R_7}\right) \right| \quad (3.80)$$

olarak hesaplanır. Şekil 3.13.a'da görülen  $\bar{Z}_{a,2p}$  ile  $\bar{Z}_{a,2s}$  empedanslarının seri bağlanmasıyla elde edilen empedans

$$\bar{Z}_{a,2} = \bar{Z}_{a,2p} + \bar{Z}_{a,2s} \quad (3.81)$$

olarak hesaplanır. Şekil 3.12.b'de görülen  $\bar{Z}_{4,2}$  ile  $\bar{Z}_{a,2}$  empedanslarının seri bağlanmasıyla elde edilen  $\bar{Z}_{7,2}$  empedansı

$$\bar{Z}_{7,2} = \bar{Z}_{4,2} + \bar{Z}_{a,2} \quad (3.82)$$

olarak hesaplanır. Şekil 3.13.b'de görülen  $\bar{Z}_{6,2}$  ile  $\bar{Z}_{7,2}$  empedanslarının paralel bağlanmasıyla elde edilen Şekil 3.13.c'de görülen  $\bar{Z}_{8,2}$  empedansı

$$\bar{Z}_{8,2} = \frac{\bar{Z}_{6,2} \cdot \bar{Z}_{7,2}}{\bar{Z}_{6,2} + \bar{Z}_{7,2}} \quad (3.83)$$

olarak hesaplanır. Şekil 3.13.c'de görülen  $\bar{Z}_{8,2}$  ve  $\bar{Z}_{5,2}$  empedanslarının seri bağlanmasıyla elde edilen Şekil 3.13.d'de görülen  $\bar{Z}_{9,2}$  empedansı

$$\bar{Z}_{9,2} = \bar{Z}_{8,2} + \bar{Z}_{5,2} \quad (3.84)$$

olarak hesaplanır. Şekil 3.13.d'de görülen  $\bar{Z}_{9,2}$  ve  $\bar{Z}_{yük,2}$  empedanslarının paralel bağlanmasıyla elde edilen Şekil 3.13.e'de görülen  $\bar{Z}_{10,2}$  empedansı

$$\bar{Z}_{10,2} = \frac{\bar{Z}_{yük,2} \cdot \bar{Z}_{9,2}}{\bar{Z}_{yük,2} + \bar{Z}_{9,2}} \quad (3.85)$$

olarak hesaplanır. Şekil 3.13.e'de görülen  $\bar{Z}_{3,2}$  ile  $\bar{Z}_{10,2}$  empedanslarının paralel bağlanmasıyla elde edilen Şekil 3.13.f'de görülen  $\bar{Z}_{11,2}$  empedansı

$$\bar{Z}_{11,2} = \frac{\bar{Z}_{3,2} \cdot \bar{Z}_{10,2}}{\bar{Z}_{3,2} + \bar{Z}_{10,2}} \quad (3.86)$$

olarak hesaplanır. Şekil 3.13.f'de son durumda verilen devrenin toplam eşdeğer empedansı

$$\bar{Z}_{T2} = \bar{Z}_{2,2} + \bar{Z}_{11,2} + \bar{Z}_{hat,2} + \bar{Z}_{10,2} \quad (3.87)$$

olarak bulunur. Devre akımı ( $\bar{I}_2$ ):

$$\bar{I}_2 = \frac{\bar{E}_2}{\bar{Z}_{T2}} \quad (3.88)$$

olarak bulunur. Şekil 3.12.c'deki devreye göre yük üzerinden geçen akım ( $\bar{I}_{2y}$ ):

$$\bar{I}_{2y} = \frac{\bar{Z}_{9,1}}{\bar{Z}_{9,1} + \bar{Z}_{yük,2}} \bar{I}_2 \quad (3.89)$$

olarak bulunur. BBEİT primer sarımlarından geçen akım ( $\bar{I}_{Z3,2}$ ):

$$\bar{I}_{Z3,2} = \frac{\bar{Z}_{1,2}}{\bar{Z}_{1,2} + \bar{Z}_{3,2}} \bar{I}_2 \quad (3.90)$$

olarak bulunur. Zaman domeninde  $e_1(t) = V_1 \sin(\omega_1 t)$  olarak verilen kaynağın etkisiyle fazör domeninde yük üzerindeki gerilim

$$\bar{V}_{y\u00fck,1} = \bar{Z}_{y\u00fck,1} \bar{I}_{1y} \quad (3.91)$$

olarak hesaplanır. Bu faz\u00f6r

$$\bar{V}_{y\u00fck,1} = |V_{y1}| \angle \varphi_{y1} \quad (3.92)$$

olsun. Zaman domeninde y\u00fc\u00fck \u00fczerindeki bu gerilim

$$V_{y\u00fck,1}(t) = V_{y1} \sin(\omega_1 t + \varphi_{y1}) \quad (3.93)$$

olarak yazılır. Zaman domeninde  $e_2(t) = V_2 \sin(\omega_2 t)$  olarak verilen kayna\u011fın etkisiyle faz\u00f6r domeninde y\u00fc\u00fck \u00fczerindeki gerilim

$$\bar{V}_{y\u00fck,2} = \bar{Z}_{y\u00fck,2} \bar{I}_{2y} \quad (3.94)$$

olarak hesaplanır. Bu faz\u00f6r

$$\bar{V}_{y\u00fck,2} = |V_{y2}| \angle \varphi_{y2} \quad (3.95)$$

olsun. Zaman domeninde y\u00fc\u00fck \u00fczerindeki bu gerilim

$$V_{y\u00fck,2}(t) = V_{y2} \sin(\omega_2 t + \varphi_{y2}) \quad (3.96)$$

olarak yazılır. S\u00fcperpozisyon teoremi kullanılarak devrede y\u00fc\u00fck \u00fczerindeki gerilim ( $V_{y\u00fck}$ ):

$$V_{y\u00fck}(t) = V_{y\u00fck,1}(t) + V_{y\u00fck,2}(t) \quad (3.97)$$

$$V_{y\u00fck}(t) = V_{y1} \sin(\omega_1 t + \varphi_{y1}) + V_{y2} \sin(\omega_2 t + \varphi_{y2}) \quad (3.98)$$

olarak bulunur. Zaman domeninde  $e_1(t) = V_1 \sin(\omega_1 t)$  olarak verilen kayna\u011fın etkisiyle faz\u00f6r domeninde BBE\u0130T trafosunun y\u00fc\u00fck hattına ba\u011f\u0131 sarımları \u00fczerindeki gerilim

$$\bar{V}_{BBE\u0130T,1} = \bar{Z}_{3,1} \bar{I}_{Z3,1} \quad (3.99)$$

olarak hesaplanır. Bu faz\u00f6r

$$\bar{V}_{BBE\u0130T,1} = |V_{B1}| \angle \varphi_{B1} \quad (3.100)$$

olsun. Zaman domeninde BBE\u0130T trafosunun y\u00fc\u00fck hattına ba\u011f\u0131 sarımları \u00fczerindeki bu gerilim

$$V_{BBEiT,1}(t) = V_{B1} \sin(\omega_1 t + \varphi_{B1}) \quad (3.101)$$

olarak yazılır. Zaman domeninde  $e_2(t) = V_2 \sin(\omega_2 t)$  olarak verilen kaynağının etkisiyle fazör domeninde BBEİT trafosunun yük hattına bağlı sarımları üzerindeki gerilim

$$\bar{V}_{BBEiT,2} = \bar{Z}_{3,2} \bar{I}_{Z3,2} \quad (3.102)$$

olarak hesaplanır. Bu fazör

$$\bar{V}_{BBEiT,2} = |V_{B2}| \angle \varphi_{B2} \quad (3.103)$$

olsun. Zaman domeninde BBEİT trafosunun yük hattına bağlı sarımları üzerindeki bu gerilim

$$V_{BBEiT,2}(t) = V_{B2} \sin(\omega_2 t + \varphi_{B2}) \quad (3.104)$$

olarak yazılır. Süperpozisyon teoremi kullanılarak BBEİT trafosu uçlarına düşen gerilim

$$V_{BBEiT}(t) = V_{BBEiT,1}(t) + V_{BBEiT,2}(t) \quad (3.105)$$

$$V_{BBEiT}(t) = V_{B1} \sin(\omega_1 t + \varphi_{B1}) + V_{B2} \sin(\omega_2 t + \varphi_{B2}) \quad (3.106)$$

olarak bulunur.

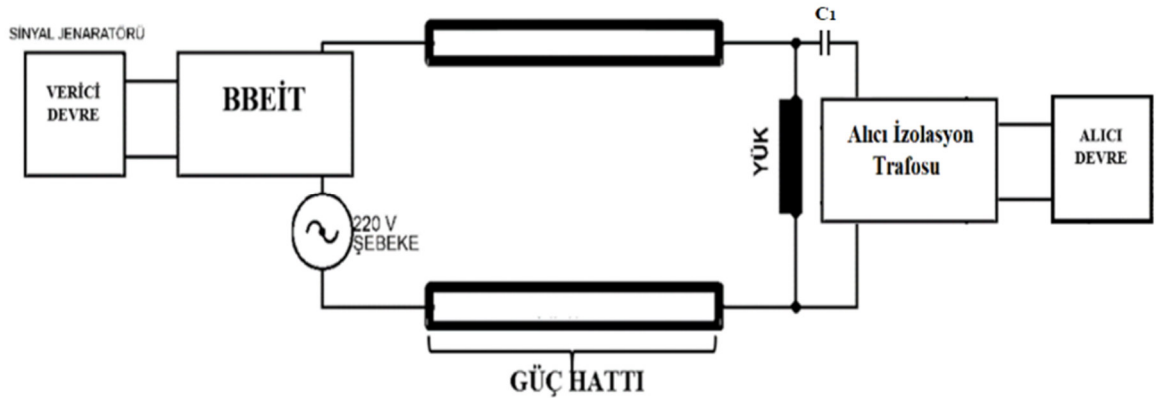
Genellikle şebekeye bağlı cihazların çalışma (nominal) voltaj aralığı 190 V - 240 V aralığındadır. Cihazların düşük gerilimde bozulmadan çalışabilmesi için bu nominal gerilimin sadece küçük bir yüzdesi BBEİT transformatörünün şebeke tarafı sargısı üzerine düşebilir. Bundan dolayı BBEİT transformatörünün şebeke sargısına düşen şebeke (50 Hz) frekanslı gerilimin şebeke geriliminin yüzde ondan fazla olmaması bu çalışmada bir tasarım kriteri olarak verilmiştir/önerilmiştir:

$$|\bar{V}_{BBEiT}|_{rms} \leq 0,1 * |\bar{E}_2|_{rms} \quad (3.107)$$

Burada  $|\bar{E}_2|_{rms}$  şebeke gerilimin RMS değeri ve  $|\bar{V}_{BBEiT}|_{rms}$  BBEİT şebeke tarafı sargısına düşen şebeke frekansındaki gerilimin RMS değeridir. Transformatörün doyuma gitmemesi için gerekli diğer bir kriter ise 7. Bölümde verilmiştir. Bu iki kriter bu önerilen sistemin sağlam bir şekilde çalışması için birlikte kullanılmalıdır.

#### 4. BBEİT İLE GERÇEKLEŞTİRİLEN GÜÇ HATTI HABERLEŞME SİSTEMİ

Bu bölümde BBEİT ile gerçekleştirilen PLC sisteminin genel yapısına yer verilerek, alıcı ve verici devrelerin şebeke hattına nasıl bağlandığı gösterilmiş, alıcı ve verici devrelerinde hangi elemanların kullanıldığı ayrı ayrı bloklar kullanarak gösterilmiş ve ayrıca gerçekleştirilen devre şemaları verilmiştir. Şekil 4.1’de görülen Güç Hattı Haberleşme Sistemi güç iletim hattı, alıcı ve verici devre blokları, verici devre izolasyon trafosu yani BBEİT trafosu, Alıcı Devre izolasyon trafosu yani ADİT trafosu, güç hattına bağlanan yük ve  $C_1$  kuplaj kondansatöründen oluşmaktadır. Verici sinyali bir sinüsoidal sinyaldir ve deneylerde verici sinyalini elde etmek için bir sinyal jeneratörü kullanılmıştır. [38]’de verilmiş GENELEC standardına göre 95-148,5 kHz frekans aralığı müşteriler için ayrılmıştır ve bu çalışmada bu aralığa düşen 140 kHz frekansında haberleşme yapılması tercih edilmiştir. Deneyler esnasında [38]’deki standartları esnek bir şekilde uygulayabilmek için 5 V genliğinde 140 kHz frekansındaki verici sinyal bu sinyal jeneratörü ile üretilmiştir. BBEİT’in şebeke tarafındaki sargısı üzerinden şebekedeki yük ve/veya PLC alıcı sistemler akım çekmeye yani çalışmaya devam ederken, BBEİT üzerinden iletilen verici sinyali vasıtasıyla PLC haberleşmesi gerçekleştirilmektedir. Aynı şebeke üzerindeki PLC alıcı sistemi hattan gelen sinyali Alıcı Devre izolasyon transformatorü vasıtasıyla alıcının kuplaj devresine aktarır, ardından yüksek geçiren filtreden geçirir ve sinyaldeki zayıflamayı giderebilmek için yükseltir. Şebekeden gelen sinyalin frekansı mikrodenetleyici ile ölçülüp istenilen frekansın hat üzerinde olması durumunda yükü besleyen bir röle üzerinden yük aktif hale getirilir. PLC Sisteminin tamamında kullanılan malzemeler listesi Çizelge 4.1’de verilmiştir.



Şekil 4.1. BBEİT ile gerçekleştirilen PLC sistemi devresi

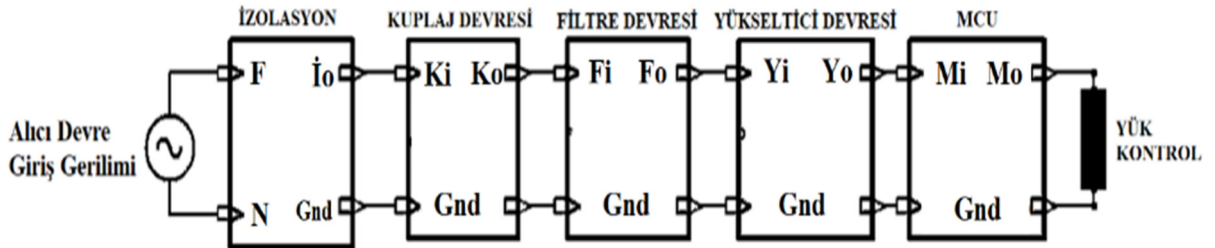


Çizelge 4.1 Kullanılan Malzemeler Tablosu

Sıra	Kullanılan Malzemeler
1	Arduino Uno Mikrodenetleyici Kartı
2	Tongling jqc-3f Röle Kartı
3	2 Adet 100 nF 400V ve 1 Adet 150 pF Kondansatör
4	KUIBIAOCHI İzolasyon Transformatörü
5	Klemens
6	LM833N Opamp
7	BBEİT Transformatörü Olarak Kullanılan 3 Faz 100 Amperlik Şok Bobini
8	100 W Akkor Flamanlı Lamba
9	1N4001 diyot
10	BD135 BJT Transistör
11	1 Adet 1 MΩ Direnç
12	1 Adet 1 KΩ Direnç
13	ve 2 Adet 10 KΩ Direnç

#### 4.1. BBEİT ile Gerçekleştirilen Güç Hattı Haberleşme Sistemi Alıcı Devre Donanımı

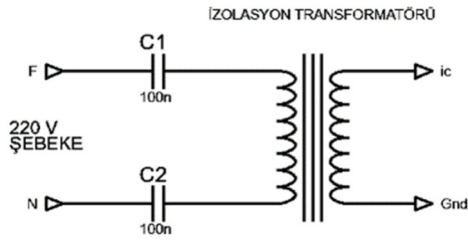
BBEİT ile gerçekleştirilen PLC yönteminde kullanılan Şekil 4.1’de görülen Alıcı Devre blok yapısı Şekil 4.2’de verilen kısımlardan oluşmaktadır. Burada Alıcı Devre giriş gerilimi PLC haberleşmesinin gerçekleştirildiği güç hattına bağlı izolasyon transformatörünün primer sargı gerilimidir. İzolasyon kısmı 220 Voltluk şebeke gerilimi ile alıcı devrenin izolasyonunu sağlar. Kuplaj devresi kısmı DC sinyallerin geçişini engeller ve AC sinyalleri geçirir. Filtre devresinde vericiden gönderilen 140 kHz frekansının çok altında olan frekanslardaki sinyaller filtrelenir. Yüksek geçiren filtre pasif filtre olarak gerçekleştirilmiştir. Yükseltici devresi katı ile filtre çıkışındaki sinyal genliği yükseltilecek mikrodenetleyici (MCU) bulunan kata aktarılmıştır. MCU ile de gelen sinyalin frekansı ölçülerek röle kartı üzerinden yük kontrolü gerçekleştirilmiştir. Sonraki alt bölümlerde bu devrelerin işlevleri ve yapısı daha detaylı olarak verilecektir.



Şekil 4.2. Alıcı Devre blok diyagramı

#### 4.1.1. Alıcı İzolasyon Devresi

Haberleşme sinyalini hattın almak için Şekil 4.3'te görülen izolasyon devresi gerçekleştirilmiştir. İzolasyondan sonra sinyalin geçtiği aşamalar aşağıda incelenmiştir. Şekil 4.3'te görülen  $C_1$  ve  $C_2$  kondansatörleri 220 volt hatta bağlanan kuplaj kondansatörleridir. Bu kuplaj kondansatörleri şebeke gerilimi üzerinde varsa mevcut olan DC sinyali tıkamaktadır ve haberleşme frekansında daha düşük reaktans gösterdiklerinden haberleşme sinyalini şebeke frekansına göre daha iyi geçirmektedirler.



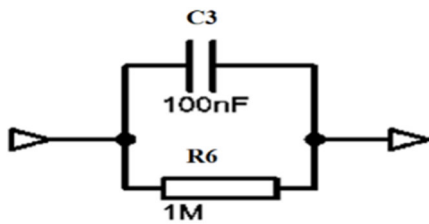
Şekil 4.3. İzolasyon devresi [39]

#### 4.1.2. Alıcı Kuplaj Devresi

PLC alıcı devresinde ADİT'in sekonder sargısı çıkışında Şekil 4.4'teki devrede görülen kuplaj devresi kullanılmıştır. Bu devrede verilen  $R_1$  direncinin görevi devrenin enerjisi kesildiğinde  $C_3$  kondansatörünün hızlı bir şekilde boşalmasını sağlamaktır.  $C_3$  kondansatörün kapasitif reaktansı

$$X_{C_3} = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_3} \quad (4.1)$$

olarak hesaplanır. Denklem 4.1'den görüldüğü üzere kuplaj kondansatörü 50 Hz frekansında bir AC sinyale daha yüksek bir reaktans gösterirken, 140 kHz frekansında bir AC sinyale ise oldukça düşük bir reaktans göstermektedir. Kuplaj kondansatörü DC sinyali geçirmemektedir ve şebeke frekansını ya da çok düşük frekansları geçirmiyor kabul edilebilir.



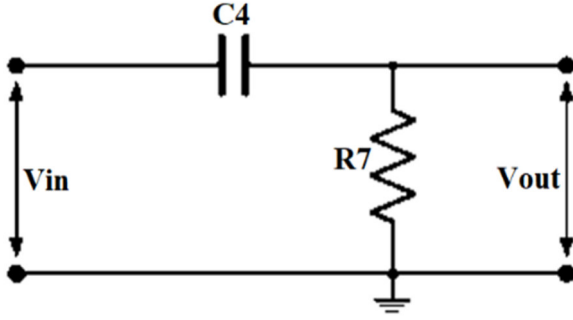
Şekil 4.4. Kuplaj devresi [39]

### 4.1.3. Alıcı Filtre Devresi

Şekil 4.5'te alıcı devresinde kullanılan yüksek geçiren filtre (YGF) devresi görülmektedir. Tasarlanan verici devresinin taşıyıcı frekansına uygun YGF filtre tasarımı istenmeyen şebeke frekanslı bir sinyalin ve düşük frekanslı gürültü sinyallerinin de alıcı devreye geçişini engelleyecektir. En temel anlamda açıklanacak olursa bu filtre kesim frekansının altındaki sinyalleri iyi geçirmez. Bu filtrenin kesim frekansı

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_7 \cdot C_4} \quad (4.2)$$

olarak hesaplanır. İstenilen bazı kesim frekansı değerleri için bu yüksek geçiren filtreyi yaparken seçilebilecek R-C değerleri Çizelge 4.2'de verilmiştir.



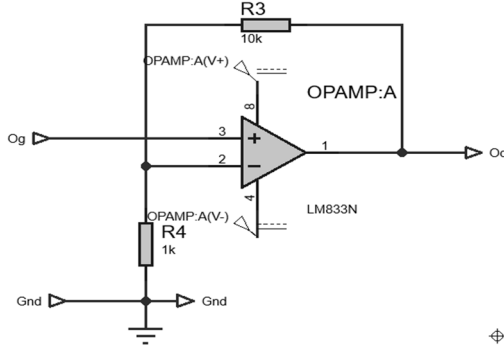
Şekil 4.5. Pasif birinci dereceden yüksek geçiren filtre [39]

Çizelge 4.2. İstenilen bazı yüksek geçiren filtre kesim frekans değerleri için seçilebilecek R-C değerleri

Kesim Frekansı (kHz)	Kondansatör Değeri (pF)	Direnç Değeri (kΩ)
48,228	150	22
106,103	150	10
150	100	10

#### 4.1.4. Alıcı Yükseltici Devresi

Yüksek geçiren filtreden sonra opamp tabanlı evirmeyen yükseltici devresi ile yükseltileen sinyal mikrodnetleyici katına aktarılmıştır. Güç hattından gelen sinyaldeki zayıflamaları engellemek için kullanılan evirmeyen yükseltici devresi Şekil 4.6'da gösterilmiştir. Bu opampın beslenmesinde 12 V'luk simetrik besleme kullanılmıştır.

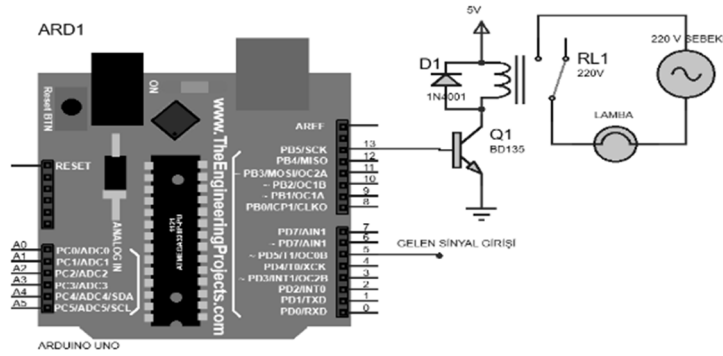


Şekil 4.6. Simetrik beslemeli sinyal yükseltici devre [39]

#### 4.1.5. Alıcı Mikro Denetleyici ile Yapılan Kontrol Devresi

Mikrodnetleyicili frekans ölçüm ve yük kontrol devresi Şekil 4.7'de verilmiştir. Bu çalışmada yükün kontrolünü gerçekleştirmek için Arduino Uno mikrodnetleyici kartı kullanılmıştır. Ucuzluğu ve kolay kullanılabilirliği nedeni ile Arduino Uno mikrodnetleyici kartı seçilmiştir. Şekil 4.7'de görülen devre Arduino Uno, transistör, diyot ve röle kartından oluşmaktadır. Alıcı Devre üzerinden alınan sinyalin frekansı Arduino Uno ile ölçülür. Arduino Uno'nun bu ölçme işlemini nasıl gerçekleştirdiği BBEİT ile gerçekleştirilen güç hattı haberleşme sistemi yazılımı bölümde detaylı olarak verilecektir. Gelen haberleşme sinyalinin frekansı istenilen frekans aralığında ise Arduino Uno kartı ile transistör devreye alınarak yük kontrolünü gerçekleştirecek röle kartı aktif hale getirilmektedir. Bu çalışmada jqc-3f model Tongling röle kartı kullanılmıştır. Bu röle kartı 10 Ampere kadar bir yükü besleyebilmektedir. Bu çalışmada anahtarlama elemanı olarak kullanılan BJT transistörün yine bu çalışmada kullanılan jqc-3f model Tongling röle kartını kontrol etmek için 200-300 mA akımı destekleyecek şekilde seçilmesi gerekmektedir. Bu çalışma jqc-3f model Tongling röle kartını devreye almak için BD 135 BJT transistör tercih edilmiştir. Bu devrede jqc-3f model Tongling röle bobini üzerinde indüklenen elektromotor kuvvetinin transistöre zarar vermemesi için röle bobininin uçlarına ters paralel olacak şekilde bir adet 1N4001 diyot bağlanmıştır. Gelen sinyalin

Arduino Uno mikrodenetleyici tabanlı elektronik devre kartı bağlantısı ve yük olarak kullanılacak 100 W lamba kontrolü için kullanılan röle kartı devresi Şekil 4.7’de görülmektedir.



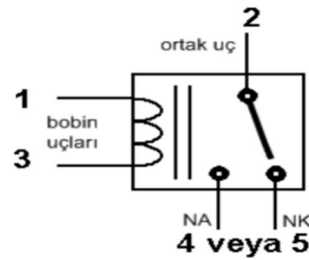
Şekil 4.7. Mikrodenetleyicili frekans ölçüm ve yük kontrol devresi

#### 4.1.6. Alıcı Yük Kontrol Devresi

Bu çalışmada birden fazla (farklı) yük kontrol edilmek istenilirse Arduino Uno mikrodenetleyici kartı çıkışından itibaren farklı anahtarlama elemanları ve/veya devreleri ile yük kontrolü gerçekleştirilebilir. Bu çalışmada yük kontrolü için mikrodenetleyici çalışma voltajında (5 V DC) anahtarlama yapabilecek bir röle kullanılmıştır. Kullanılacak rölenin güç kontaklarına bağlanacak yükün akımına uygun şekilde seçilmesine dikkat edilmelidir. Aksi takdirde kontaklar geçen akıma dayanamayıp arızaya sebep olacaktır. Bu çalışma için yük olarak kullanılan 100 W lamba akımını geçirebilecek güçte jqc-3f model Tongling marka röle seçilmiştir. Rölenin normalde açık kontağı şebeke üzerinden lambaya bağlanmış ve ölçülen sinyalin frekansına göre Arduino Uno mikrodenetleyicinin 13 numaralı ucundan gönderilen 5 V gerilime göre rölenin devreye alınması ile yükün kontrolü gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.8.a’da yük akımı göz önünde bulundurularak seçilen röle kartının fotoğrafı ve Şekil 4.8.b’de rölenin yapısı görülmektedir.



(a)



(b)

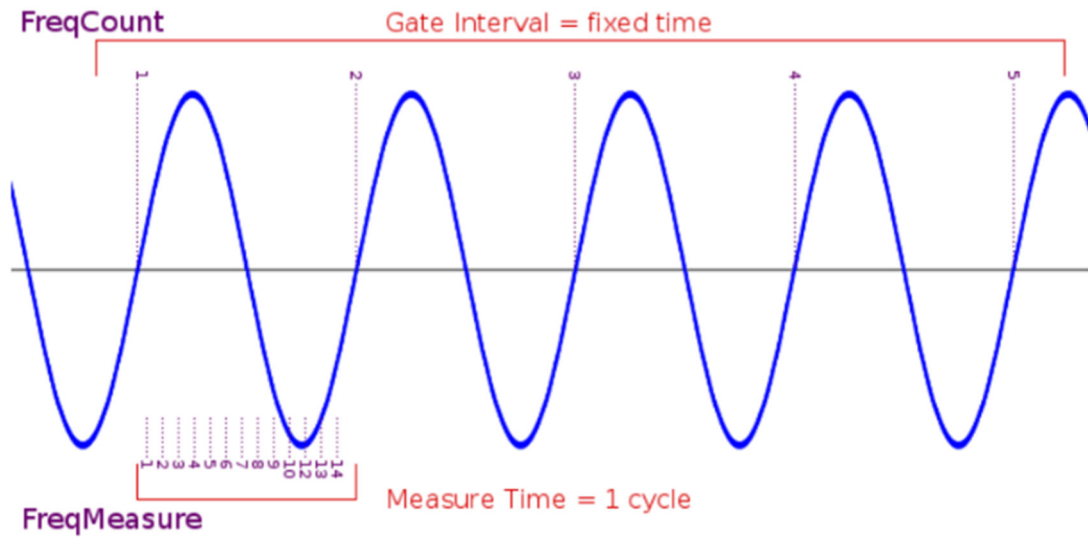
Şekil 4.8. a) Yük kontrolü için kullanılan röle kartı ve b) Röle kartında kullanılan rölenin yapısı

## 4.2. BBEİT ile Gerçekleştirilen Güç Hattı Haberleşme Sistemi Yazılımı

Bu bölümde BBEİT ile gerçekleştirilen PLC sisteminde kullanılan Arduino Uno mikrodenetleyicinin yazılımı üzerine bilgi verilecektir. Vericiden gönderilen sinyalin frekansının ölçülmesi için Arduino Uno kütüphane dosyalarından freqcount kütüphanesinden yararlanılmıştır. Şekil 4.9'da Freqcount kütüphanesi ile frekans sayımının mantığı görülebilir. Bu yöntemde Şekil 4.9'da görüldüğü üzere mikrodenetleyicinin seçilen dijital girişine gelen sinyallerin sayısı (N) yazılımda atanan (seçilen) sabit bir süre ( $T_{sayma}$ ) boyunca sayılmaktadır. Bilindiği üzere frekans bir sinyalin birim zaman yani 1 saniye içerisinde hangi sıklıkla tekrarlandığıdır. Yazılımda gelen sinyalin frekansı

$$f = \frac{N}{T_{sayma}} \quad (4.3)$$

olarak hesaplanır. Freqcount kütüphanesi ile frekansın hesaplanması için daha fazla bilgi [40]'da bulunabilir. Bu kütüphane ile frekans ölçülmesi için kullanılması gereken frekans giriş pinleri ilgili çalışma tahtalarına göre Çizelge 4.3'te gösterilmiştir. Bu çalışma için kullanılan çalışma tahtasına göre frekans giriş pini olarak Arduino Uno modeline ait 5 numaralı uç kullanılmıştır [40].



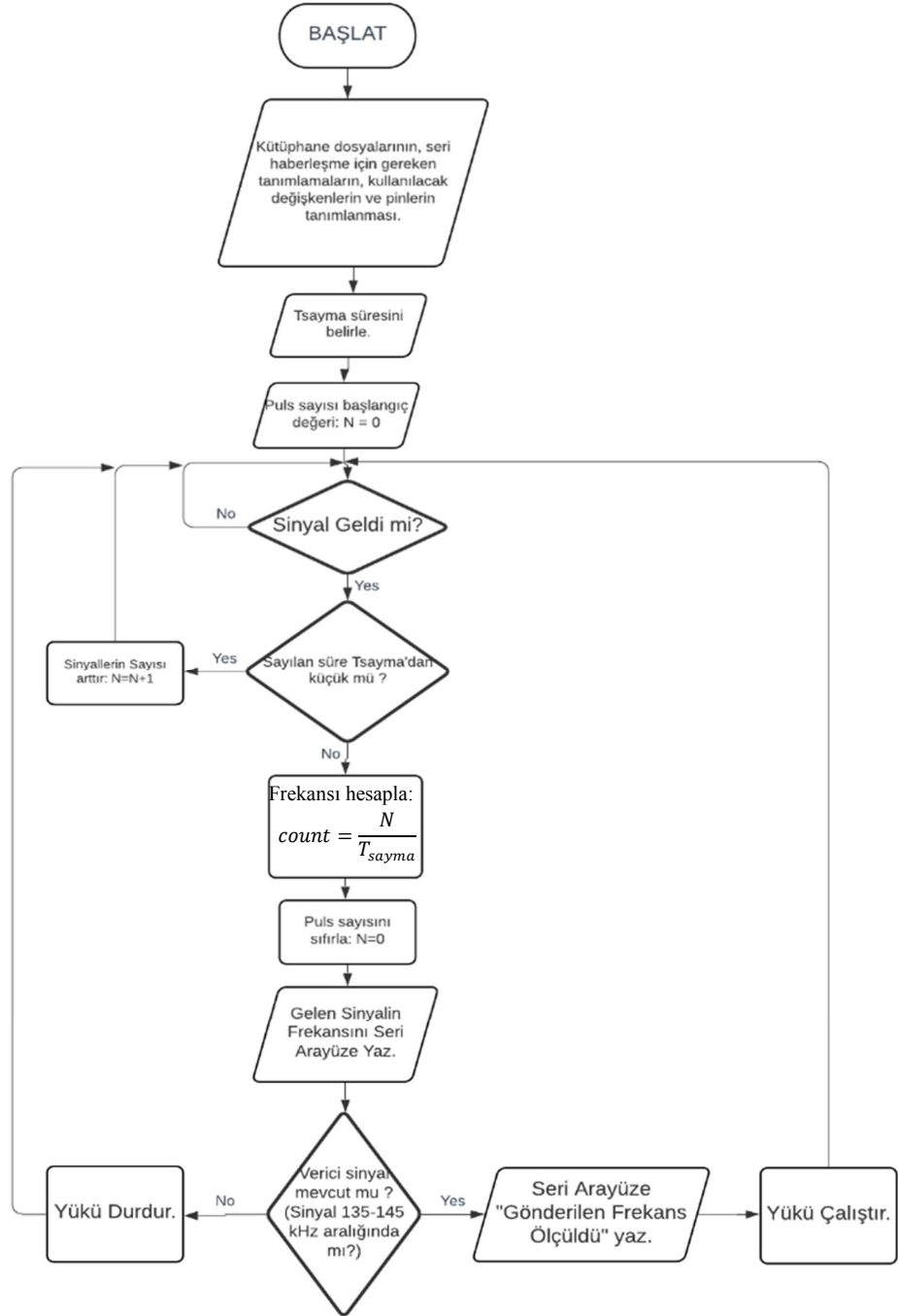
Şekil 4.9. Freqcount kütüphanesi ile frekansın hesaplanması [40]

Çizelge 4.3. Çeşitli yazı tahtaları üzerinden FreqCount kütüphanesinin kullanılması için frekansı ölçülen hattın bağlanması gereken pin uçları [40]

Yazı Tahtası	Frekans Giriş Pini	AnalogWrite() ile Kullanılmayan Pinler
Teensy 4.0, 4.1	9	-
Teensy 3.5, 3.6	13	-
Teensy 3.0, 3.1, 3.2	13	-
Teensy LC	13	-
Teensy 2.0	11	4, 10, 12, 14, 15
Teensy ++ 2.0	6	1, 24, 25, 26, 27
Teensy ++ 1.0	6	1, 24, 25, 26, 27
Arduino Uno	5	3, 9, 10, 11
Arduino Leonardo	12	6, 9, 10, 13
Arduino Mega	47	9, 10, 44, 45, 46
Sanguino	1	12, 13, 14, 15

Alıcı Devre yani Arduino Uno mikrodenetleyici yazılımı Arduino IDE programında C programlama dili ile yazılmıştır ve Ek-1’de verilmiştir. Sistem yazılımı algoritması Şekil 4.10’da akış diyagramı olarak verilmiştir. Artık bu akış diyagramı açıklanabilir. İlgili kütüphaneye ait dosya (`#include <FreqCount.h>`) programa dahil edilir ve sonrasında seri ara yüze bilgilendirme yazıları için gereken seri haberleşme ayarları (`Serial.begin(9600)`) ile yük kontrolünde kullanılacak pin tanımlamaları (`int yuk=13, pinMode(yuk,OUTPUT)`) ile değişken tanımlamaları (`unsigned long count`) yapılır. Frekans hesaplamak için kullanılacak kütüphane dosyasının aktif hale getirilmesinden (`FreqCount.begin(100)`) sonra program sürekli çalışması için gereken sonsuz döngüye girer. Sonsuz döngüde öncelikle  $T_{sayma}$  zamanında kaç tane puls geldiği sayılır ve alıcı devrede opamp çıkışında elde edilen ve Arduino Uno’nun 5 numaralı ucuna gelen sinyalin frekansı Denklem (4.3) ile hesaplanır. Frekans hesaplamasının tamamlanıp tamamlanmadığının kontrolü (`FreqCount.available()`) yapıldıktan sonra hesaplanan frekans bilgisi “count” değişkeninde tutulur (`unsigned long count`) ve seri ara yüze hesaplanan sinyal frekansı yazdırılır. Freqcount kütüphane dosyası içerisindeki alitmadan dolayı hesaplanan her 10 Hertzlik sinyal tanımlanan değişkene ya da seri ara yüz ekranına 1 Hertz olarak aktarılır. Dolayısıyla aralık tanımlarken bu durumun göz önünde bulundurulması gerekmektedir. Count değişkeninin içinde tutulan frekans bilgisi ile gerçekleştirilen şarta (`if (count >= 13500 && count <= 14500)`) göre frekansın 135-145 kHz frekans aralığında olup olmaması durumu belirlenir. Bu şartın sağlanması durumunda öncelikle seri ara yüze "Gönderilen Frekans Ölçüldü" yazdırılır ve 13 numaralı pin çıkışından lojik 1 sinyali gönderilerek röleyi kontrol eden transistör devreye alınır. Böylece transistörün kollektör ucuna bağlı olan rölenin bobin uçları enerjilenir ve rölenin normalde açık kontağı çekerek şebeke gerilimi ile yük olarak

kullanılan lamba devresini beslemeye başlar. Bu koşulun doğru olmaması durumunda ise yani gelen sinyal frekansının istenilen frekans aralığında olmaması durumunda ise öncelikle yük durdurulur ve gelen sinyalin hesaplanması işlemine devam edilir. Program bu şekilde sürekli gelen sinyalin frekansını hesaplar ve istenilen aralıkta olması durumunda yükü çalıştırır, aksi durumda yükü durdurur.

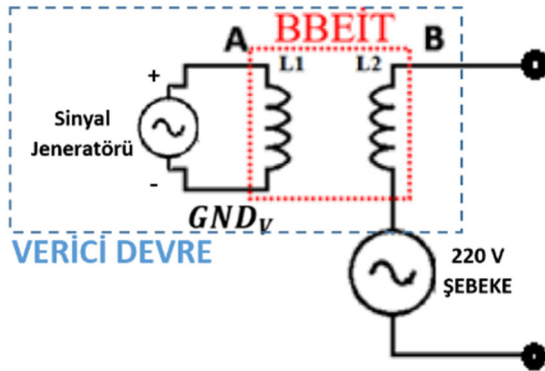


**Şekil 4.10.** Mikrodenetleyici devre ile frekansın ölçülmesi ve yük kontrolü işleminin akış diyagramı



## 5. TASARLANAN GÜÇ HATTI HABERLEŞME SİSTEMİNİN SİMÜLASYONU

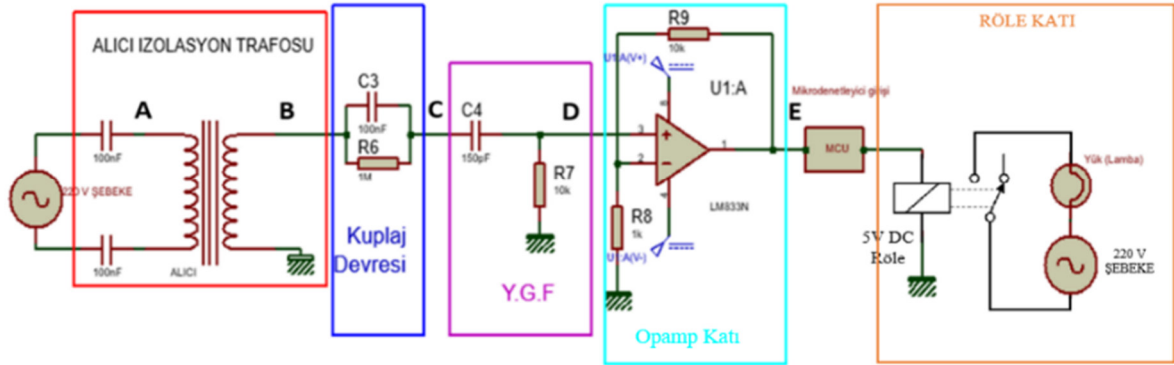
Bu bölümde bu tez çalışmasında önerilen PLC devresinin simülasyonlarına yer verilmiştir. PLC sisteminin verici devresi Şekil 5.1’de görülmektedir. Şekil 4.2’de yer verilen Alıcı Devre blok yapısının devre şeması Şekil 5.2’de görülmektedir. Şekil 5.3’te ise alıcı ve verici devrelerinin de içinde bulunduğu tüm PLC haberleşme devresi görülmektedir. Şekil 5.3’te gösterilen PLC haberleşme devresinde bulunan BBEİT sekonder gerilimi verici devre toprağı  $GND_V$ ’ye göre  $V_1$  noktasından ölçülebilir. İletim hattı giriş gerilimi şebeke toprağı  $GND_S$ ’ye göre  $V_3$  noktasından, iletim hattı çıkış gerilimi şebeke toprağı  $GND_S$ ’ye göre  $V_4$  noktasından ve ADİT primer gerilimi şebeke toprağı  $GND_S$ ’ye göre  $V_5$  noktasından ölçülebilir. ADİT sekonder gerilimi alıcı devre toprağı  $GND_A$ ’ya göre B noktasından, filtre devresi giriş gerilimi alıcı devre toprağı  $GND_A$ ’ya göre C noktasından, filtre devresi çıkış gerilimi alıcı devre toprağı  $GND_A$ ’ya göre D noktasından ve opamp devresi çıkış gerilimi alıcı devre toprağı  $GND_A$ ’ya göre E noktasından ölçülebilir. Simülasyon sonucu bulunan sinyaller Proteus 8 Professional programı ile simüle edilmiştir. Şekil 5.1’de verici devrede sinyal jeneratörü ile üretilen 5 V 140 kHz sinüsoidal verici sinyal, BBEİT’in primerine uygulanmıştır. Şebeke güç hattı üzerinde 100 W gücünde 240  $\Omega$  direnci olan bir lamba kontrol edilecek yük olarak bağlanmıştır. BBEİT’in ve ADİT’in dönüştürme oranları ideal olarak ‘1’ girilmiştir. Verici devre BBEİT ve bu sinyal jeneratöründen oluşmaktadır.



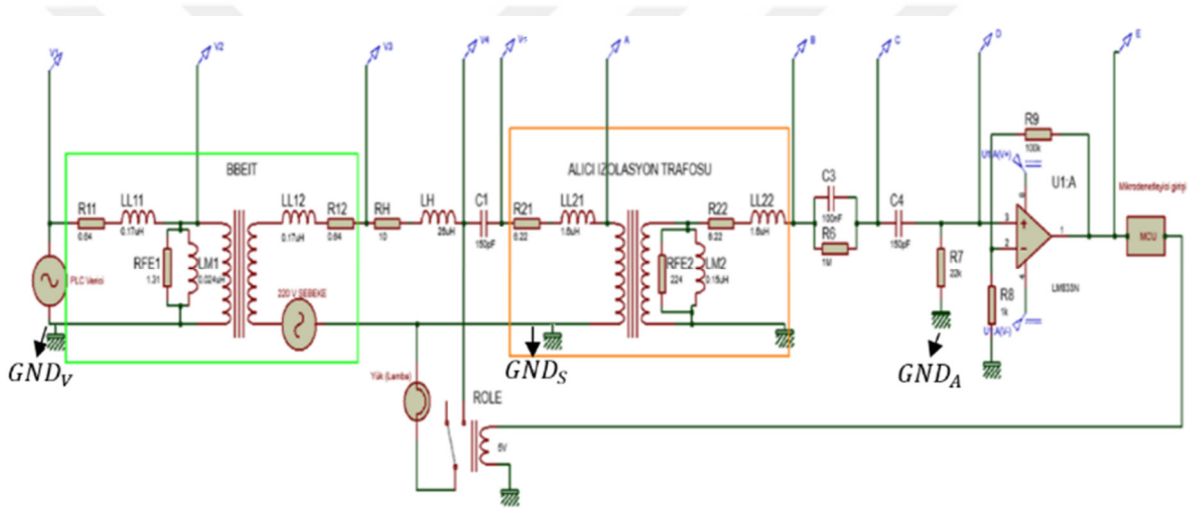
Şekil 5.1. Verici devre

Şekil 5.2’de verilen alıcı devrede görüldüğü gibi, verici devrenin bağlı olduğu güç hattından alınan sinyal ADİT ile kuplaj devresine aktarılmıştır. Kuplaj devresinden alınan sinyal 100 kHz kesim frekansına sahip yüksek geçiren filtre ile filtrelenmiş ve sinyal opamp kuvvetlendirici katına aktarılmıştır. Opamp katında yükseltilecek ve mikrodenetleyici girişine iletilen Şekil 5.11.b’de veya 5.12.b’de görülen sinyalin mikrodenetleyici devre ile frekansı

ölçülmüş ve elektronik röle kartı devresi üzerinden yük olarak kullanılan 100 W gücündeki lambanın kontrolü gerçekleştirilmiştir.



Şekil 5.2. Alıcı Devre



Şekil 5.3. Haberleşme Sisteminin Proteus Professional 8'de hazırlanan Simülasyon Devresi

Daha önce Süperpozisyon teoremi kullanılarak devre analiz edilirken belirtildiği üzere transformatör eşdeğer devre parametreleri frekansa bağlıdır. Bu bağıllık deneysel olarak Yedinci bölümde gösterilecektir. Proteus Professional 8'de bu iş için kullanılacak bir transformatör modeli bulunmamaktadır. Böyle bir bağımlılığı modellemek için daha sofistike transformatör modelleri geliştirmelidir. Aynı zamanda simülasyon için kullanılacak devre programında da bu model hazırlanmalıdır. Bu ayrı bir yüksek lisans tezinin konusu olabilir. Elimizde böyle bir model olmadığından transformatör parametrelerinin frekansla değişmediği kabul edilerek bu haberleşme sisteminin simülasyonu yapılmıştır. Şekil 5.1'de gösterilen verici devrenin, Şekil 5.2'de gösterilen alıcı devrenin ve şebekenin birleştirilmesi ile elde edilen

haberleşme sisteminin simülasyon edilmesi için Proteus Professional 8’de hazırlanan şeması Şekil 5.3’te gösterilmiştir.

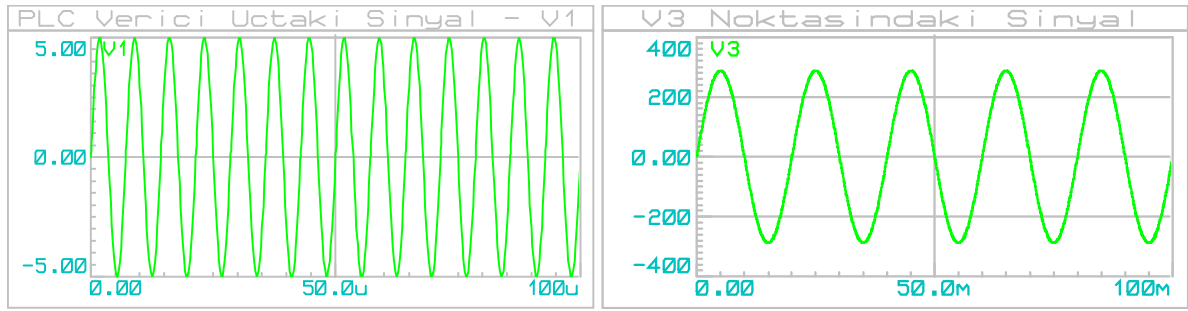
Simülasyonlarda Çizelge 5.1’de verilen transformatör parametreleri kullanılmıştır. Altıncı Bölümde deneyler sonucu elde edilen Çizelge 6.3’ün ‘e’ satırındaki ADİT’in  $L_m$  ve  $R_{fe}$  parametreleri ve Çizelge 6.3’ün ‘b’ satırındaki BBEİT’in  $L_m$  ve  $R_{fe}$  parametreleri alınıp simülasyonlarda kullanılmıştır. Benzer şekilde Çizelge 6.5’in ‘f’ satırındaki ADİT’in  $R_1$  ve  $L_{l1}$  parametreleri ve Çizelge 6.5’in ‘c’ satırındaki BBEİT’in  $R_1$  ve  $L_{l1}$  parametreleri alınıp simülasyonlarda kullanılmıştır. Trafoların dönüştürme oranı 1 olduğu için  $R_2$  ve  $L_{l2}$  değerleri  $R_1$  ve  $L_{l1}$  değerleri ile aynı kabul edilmiştir.

Çizelge 5.1. Simülasyonda kullanılan trafolarla ait hesaplanan devre parametreleri

Trafo/Parametresi	$L_m$ (mH)	$R_{fe}$ ( $\Omega$ )	$R_1 = R_2$ ( $\Omega$ )	$L_{l1} = L_{l2}$ ( $\mu$ H)
BBEİT Trafosu	0,024	1,31	0,64	0,17
İzolasyon Trafosu	0,15	224	6,22	1,6

Şekil 5.4.a’da 5 V genlikli 140 kHz frekanslı verici sinyal gözükmemektedir. BBEİT tarafından üzerine verici sinyal (Haberleşme sinyali) bindirilen yük ya da güç hattı gerilimi üzerinde Şekil 5.4.b’de verilmiştir. Bu şeklin üzerinde verici sinyali düşük genliğinden ve yüksek frekansından dolayı net görülememektedir. Hat üzerindeki yüksek frekanslı verici sinyalin daha iyi görülebilmesi için verici geriliminin genliği artırılmış ve frekansı düşürülmüştür. Sinyal jeneratöründen yani Verici Devre gerilim kaynağından 25 V genlikli 1 kHz frekanslı bir sinyal gönderilerek güç hattındaki üzerine verici sinyal bindirilmiş gerilimin daha iyi gözükmesi sağlanmıştır. Bu durumdaki verici sinyal gerilimi ve güç hattı gerilimi Şekil 5.5’te verilmiştir. Şekil 5.6’da güç hattı girişindeki ve çıkışındaki sinyal görülmektedir. Şekil 5.7’de alıcı devrede simülasyon sonucu bulunan  $GND_S$  toprak noktasına göre alınan ADİT primer gerilimi ve  $GND_A$  toprak noktasına göre alınan ADİT sekonder gerilimi sinyalleri görülmektedir. Şekil 5.8’de simülasyon sonucu bulunan  $GND_A$  toprak noktasına göre alınan ADİT sekonder gerilimi ve filtre devresi giriş sinyal şekilleri görülmektedir. Şekil 5.9’da

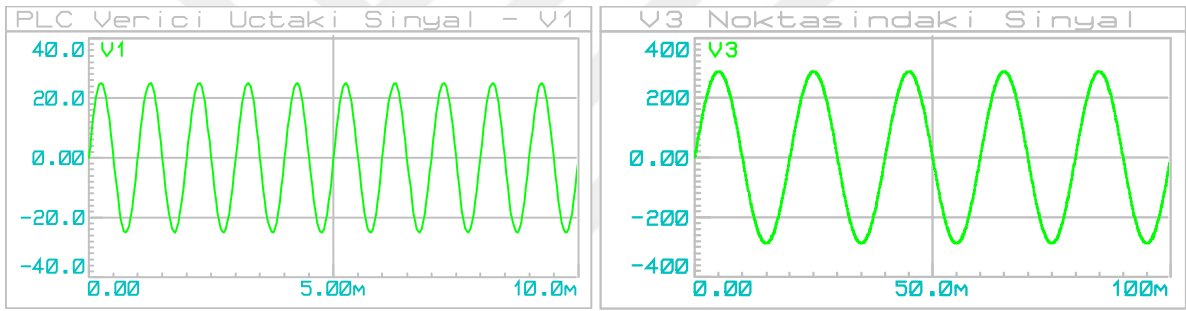
simülasyon sonucu bulunan  $GND_A$  toprak noktasına göre alınan filtre devresi giriş gerilimi ve çıkış gerilimi sinyalleri görülmektedir



(a)

(b)

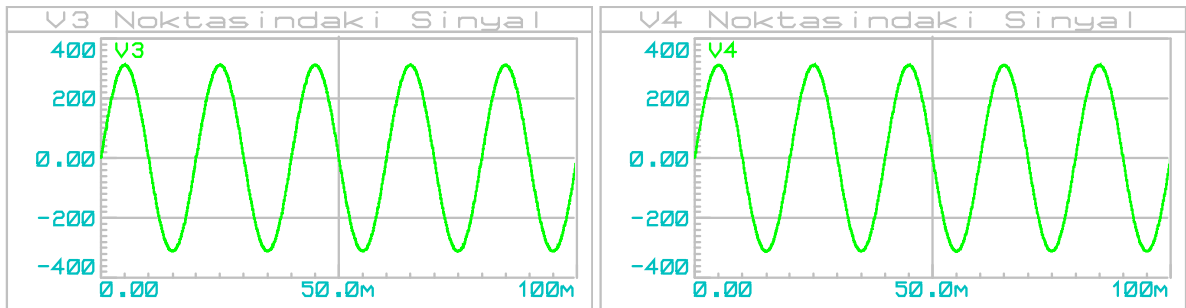
Şekil 5.4. 5 V genlikli 140 kHz frekanslı verici sinyal için a) BBEİT sekonder gerilimi ve b) İletim hattı giriş gerilimi



(a)

(b)

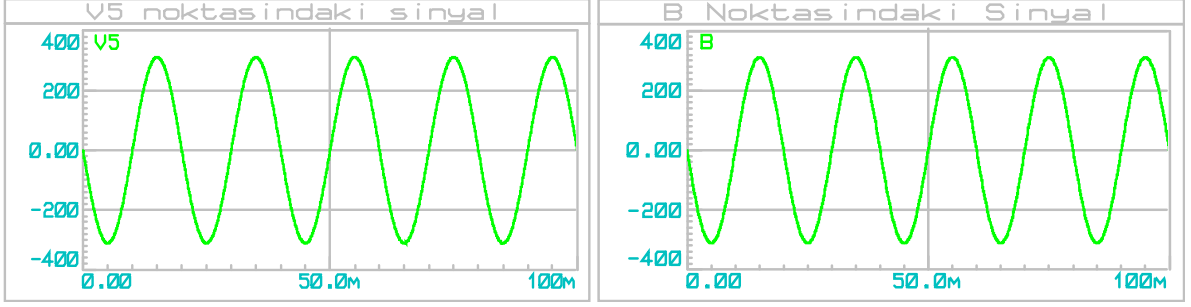
Şekil 5.5. 25 V genlikli 1 kHz frekanslı verici sinyal için a) BBEİT sekonder gerilimi ve b) İletim hattı giriş gerilimi



(a)

(b)

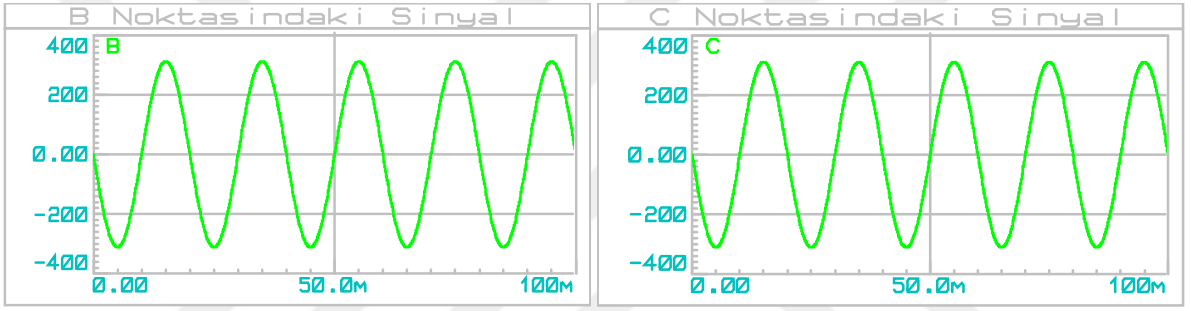
Şekil 5.6.  $GND_S$  toprak noktasına göre alınan a) İletim hattı giriş gerilimi ve b) İletim hattı çıkış gerilimi



(a)

(b)

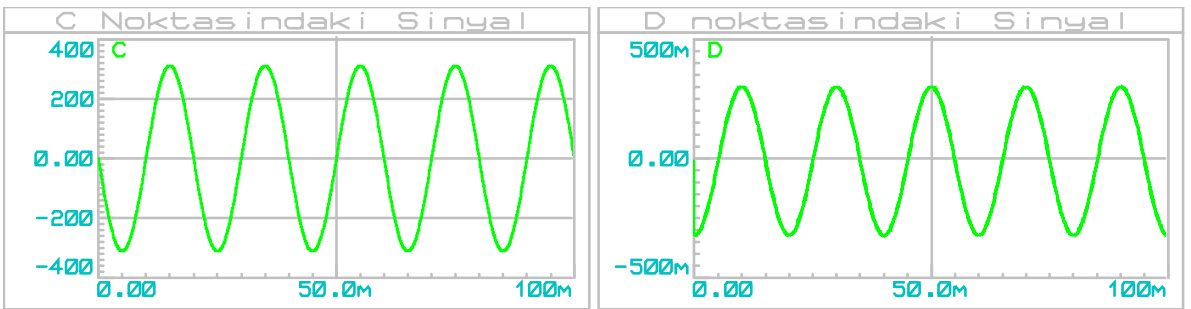
**Şekil 5.7.** 5 V genlikli 140 kHz frekanslı verici sinyal için a)  $GND_C$  toprak noktasına göre alınan ADİT primer gerilim sinyali ve b)  $GND_A$  toprak noktasına göre alınan ADİT sekonder gerilim sinyali



(a)

(b)

**Şekil 5.8.** 5 V genlikli 140 kHz frekanslı verici sinyal için  $GND_A$  toprak noktasına göre alınan a) ADİT sekonder gerilimi ve b) Filtre giriş gerilimi



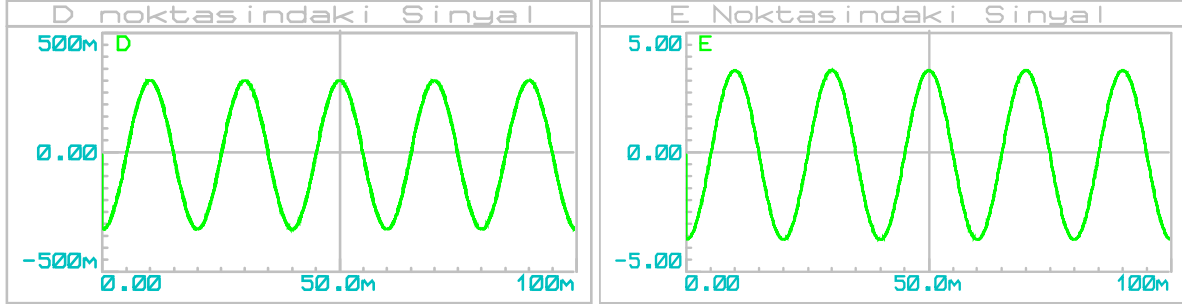
(a)

(b)

**Şekil 5.9.** 5 V genlikli 140 kHz frekanslı verici sinyal için  $GND_A$  toprak noktasına göre alınan a) Filtre giriş gerilimi ve b) Filtre çıkış gerilimi

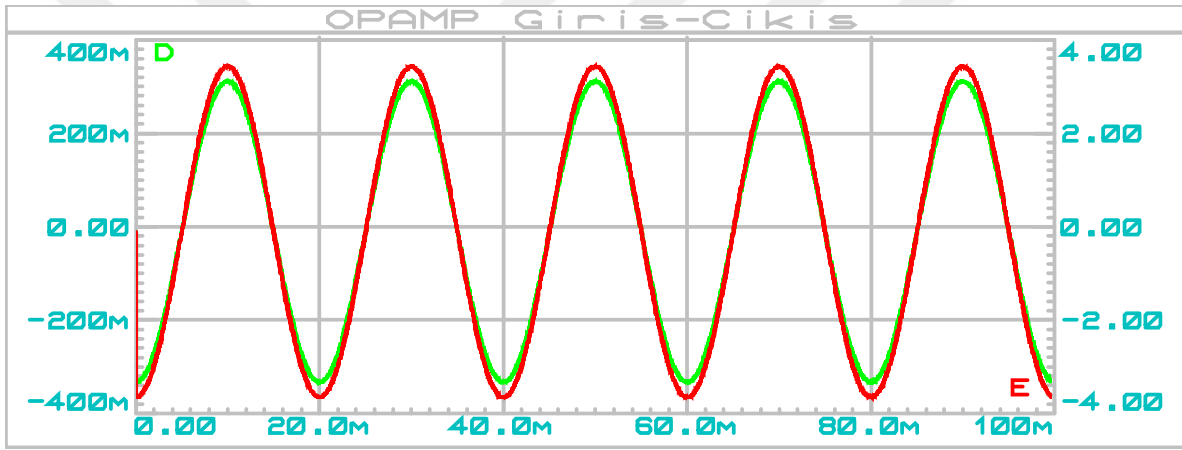
Şekil 5.10.a'da filtre devresi çıkış gerilimi ve Şekil 5.10.b'de opamp devresi çıkış gerilimi sinyal şekilleri görülmektedir. Girişteki zayıf genlikli sinyal opamp tabanlı yükseltici devresi

katı ile 10 kat yükseltilerek Arduino Uno mikrodenetleyicili kata aktarılmıştır. Burada opampın besleme voltajının opampın doymaya girmeyeceği şekilde seçilmesi yükseltilmiş sinyalde oluşabilecek kırılmaların önüne geçecektir.



(a)

(b)



(c)

**Şekil 5.10.** 5 V genlikli 140 kHz frekanslı verici sinyal için  $GND_A$  toprak noktasına göre alınan a) Opamp tabanlı yükseltici devresi giriş gerilimi, b) Opamp tabanlı yükseltici devresi çıkış gerilimi ve c) Opamp tabanlı yükseltici devresi giriş ve çıkış gerilimlerinin birlikte gösterilmesi

Simülasyonlarda elde edilen düğümlerdeki sinyallerin farklı toprak noktalarına göre alınması sinyal şekillerinde değişiklik olmasına neden olmaktadır. Ayrıca şebeke sinyaline binen yüksek frekanslı sinyal ve opamp tabanlı yükseltici katında yüksek frekans sinyal görüntülenememiştir. Benzer çalışmaların yapılmasında bu simülasyon sonuçlarından fikir vermesi amacıyla yararlanılabilir ancak daha gelişmiş simülasyon ve analiz programları aracılığıyla ve oluşturulan/oluşturulacak frekansa bağlı transformatör modeli kullanılarak gerçekleştirilebilecek çalışmalar daha doğru sonuç verecektir.

## 6. DENEYSEL SONUÇLAR

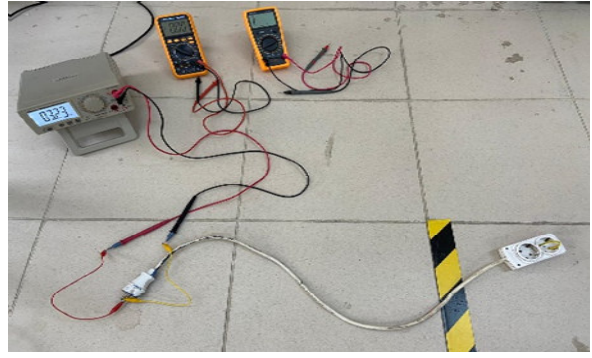
Bu bölümde BBEİT ile gerçekleştirilen güç hattı haberleşmesi sisteminin deney sonuçlarına yer verilmiştir. Önce kullanılan iletim hattının ve transformatörlerin parametreleri ölçülmüş ve daha sonra tüm güç hattı haberleşmesi sistemi için gerekli deneyler yapılmıştır.

### 6.1. Güç Hattı Eşdeğer Devresinin Parametrelerinin Ölçümü

Bu çalışmada güç iletim hattı olarak Şekil 6.1’de fotoğrafı verilen uzatma kabloları kullanılmıştır. Bu hatların eşdeğer devre modelleri çok uzun olmadıkları için Şekil 3.2’de verilen seri bağlı direnç ve endüktör devresi olarak modellenebilir. Şekil 6.1’de fotoğrafı görülen iletim kablolarının endüktans ve direnç değerleri ölçülmüş ve Çizelge 5.1’de verilmiştir. Bu ölçümler  $3 \times 1.5 \text{ mm}^2$  lik 1 metre TTR uzatma kablo ve  $3 \times 1 \text{ mm}^2$  lik 4 metre TTR uzatma kablolar için gerçekleştirilmiştir. Uzatma kablolarının priz tarafı 10 cm uzunluğunda NYAF kablo ile kısa devre edilmiş ve ölçüm priz uçlarından gerçekleştirilmiştir. Bu ölçüm düzeneği Şekil 6.1’de görülmektedir. Direnç değeri için UNI-T marka UT+ model multimetre ölçü aleti ve endüktans değeri için Twintex marka TI-511 model LCR metre kullanılarak hattın sadece faz ve nötr kabloları kısa devre edilerek gerçekleştirilen ölçümlerde 10 cm uzunluğunda NYAF kablo, ölçü aleti kabloları, ek bağlantıları için kullanılan krokodil kabloların, uzatma kablolarının ek yerlerindeki dirençlerin etkisi ihmal edilmiştir.



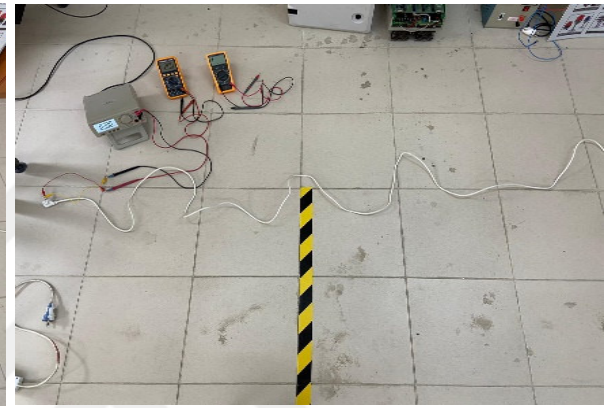
(a)



(b)



(c)



(d)

**Şekil 6.1.** a)  $3 \times 1.5 \text{ mm}^2$  1 metrelik uzatmanın (güç hattının) gerginken, b)  $3 \times 1.5 \text{ mm}^2$  1 metrelik uzatmanın (güç hattının) serbest halde iken, c)  $3 \times 1 \text{ mm}^2$  4 metrelik uzatmanın (güç hattının) gerginken ve d)  $3 \times 1 \text{ mm}^2$  4 metrelik uzatmanın (güç hattının) serbest halde iken ölçümü

Şekil 6.1.a'da gergin durumda görülen ve Şekil 6.1.b'de serbest halde görülen 1 metrelik hattın UNI-T marka UT+ model multimetre ölçü aleti ile gerçekleştirilen direnç ölçümlerinde 1 metrelik iletim hattı Şekil 6.1.a'da görüldüğü gibi düz halde iken hat direnci  $0,28 \Omega$  ve Şekil 6.1.b'de görüldüğü gibi hat serbest halde iken hat direnci  $0,25 \Omega$  ölçülmüştür. Benzer şekilde 4 metrelik iletim hattı direnci Şekil 6.1.c'de düz haldeyken hat direnci  $0,82 \Omega$  ve Şekil 6.1.d'de hat serbest halde iken hat direnci  $0,76 \Omega$  olarak ölçülmüştür. Twintex marka TI-511 model LCR metre ile gerçekleştirilen endüktans ölçümlerinde 1 metrelik iletim hattı Şekil 6.1.a'da görüldüğü gibi hat düz halde iken yaklaşık hat endüktansı  $11,9 \mu\text{H}$  ve Şekil 6.1.b'de görüldüğü gibi hat serbest halde iken hat endüktansı  $17,3 \mu\text{H}$  değer ölçülmüştür. Benzer şekilde 4 metrelik iletim hattı Şekil 6.1.c'de görüldüğü gibi düz haldeyken hat endüktansı  $24,5 \mu\text{H}$  ve Şekil 6.1.d'de görüldüğü gibi hat serbest halde iken hat endüktansı  $27,6 \mu\text{H}$  olarak ölçülmüştür. Gerçeklenen PLC devresinin işlevselliğini incelemek için yapılan deneylerde bağlantı için her



iki uzatma kablosu da kullanılmıştır. 4 metrelik uzatma kablosu PLC sisteminin şebeke tarafı bağlantısı için, 1 metrelik uzatma kablosu ise alıcı ve verici devrelerin şebeke bağlantısında kullanılmıştır. İletim hattı empedansları için yapılan ölçümler Çizelge 6.1’de verilmiştir. PLC haberleşmesi için kullanılacak güç hattının Şekil 6.1’de gösterilen serbest şekillerdeki duruma daha benzer yapıda olacağı düşünüldüğünden bu durumda ölçülen değerlerin simülasyonlarda kullanılması tercih edilmiştir.

Çizelge 6.1. Uzatma kablolarının kısa güç hattı modeli için yapılan ölçümleri

İletim Hattı	Hattın Direnç Değeri ( $R_{hat}$ )	Hattın Endüktans Değeri ( $L_{hat}$ )
1 metre $3 \times 1.5 \text{ mm}^2$ (Hat düz iken)	0,28 $\Omega$	11,9 $\mu\text{H}$
1 metre $3 \times 1.5 \text{ mm}^2$ (Hat serbest halde iken)	0,25 $\Omega$	17,3 $\mu\text{H}$
4 metre $3 \times 1 \text{ mm}^2$ (Hat düz iken)	0,82 $\Omega$	24,5 $\mu\text{H}$
4 metre $3 \times 1 \text{ mm}^2$ (Hat serbest halde iken)	0,76 $\Omega$	27,6 $\mu\text{H}$

## 6.2. Transformatörlerin Eşdeğer Devre Parametrelerinin Bulunması

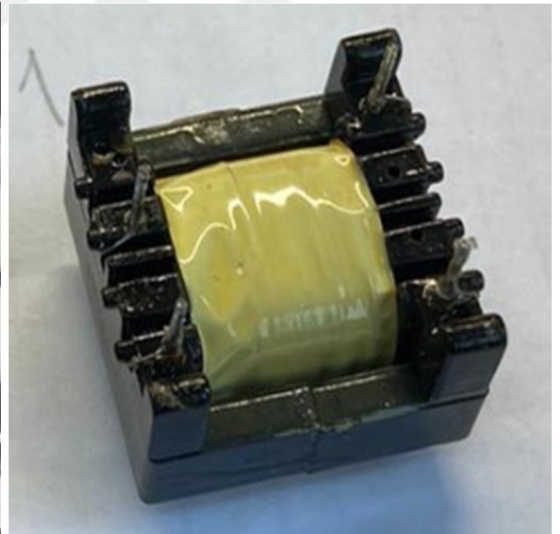
Bu bölümde BBEİT ve ADİT eşdeğer devre parametreleri, 50 Hz ve 140 kHz çalışma frekansında sinyaller kullanılarak ölçülen deney sonuçlarına yer verilmiştir. Bu çalışma için gerçekleştirilen BBEİT, tekstil makinaları üreten bir fabrikanın üretim tesisinden temin edilen ve makinaların elektrik panolarında kullanılan E-nüveye sarılı üç fazlı şok bobininin simetrik olan bacaklarındaki sargılarından birinin primer ve diğerinin sekonder sargısı olarak kullanılması ile elde edilmiştir. Normal izolasyon trafoları ince telden çok spirli olarak sarılmaktadır. BBEİT’in şebeke tarafına seri bağlanan sargısından yük akımının da geçeceği düşünüldüğünde yüksek akıma dayanması gerekmektedir. Kullanılan bu şok bobini sargıları 100 ampere kadar akım taşıyabilmektedir. Bu çalışma için kullanılan Birleştirilmiş Bloklama Endüktörü görevi yapan izolasyon trafosunun şebeke sargısı  $10 \text{ mm}^2$  kesitli tel ile 12 spir olarak sarılmıştır. Çalışmada BBEİT olarak kullanılan bu şok bobininin resmi Şekil 6.2.a’da görülmektedir. BBEİT’in ince

telli olarak da sarılabilecek diğerk sargısı ise isteğe bağılı olarak bir güç hattı haberleşmesi alıcı ya da verici devresi ile iletişim için kullanılabilir. Şekil 6.2.b'de ADİT'in resmine yer verilmiştir.

Daha önceden belirtildiğı üzere bu 3 fazlı şok bobininin sargılarının nominal akımı 100 A'dir. BBEİT bir sargısı şebekeye seri olarak bağlanan özel bir izolasyon transformatörüdür. Bundan dolayı BBEİT'in açık ve kısa devre deneylerini yaparken takip eden açıklamalar göz önünde bulundurulmalıdır. Normal bir gerilim transformatörü için açık devre deneyi primer sargısına nominal gerilim uygulanarak yapılmalıdır. Ama maalesef sigortayı attırmaksızın 100 A akım verebilen bir güç kaynağı temin edilememiştir. BBEİT'in nominal gerilimi, devreye seri bağlanma özelliğinden dolayı, primer sargısından nominal akım akarken sargı uçlarındaki gerilim ölçülerek bulunabilirdi. Bu akım sağlanamadığından dolayı bu gerilim ölçülememiştir. BBEİT'in kısa devre deneyinde de primer ve sekonder sargılarından nominal akımının geçmesi gerekirdi. Ama daha önce belirtildiğı üzere deneysel imkansızlıklardan dolayı bu akımda deney yapılması mümkün değildir. Bundan dolayı BBEİT'in açık devre ve kısa devre deneyleri sargılarına çok küçük genlikli gerilim verilerek gerçekleştirilmiştir.



(a)

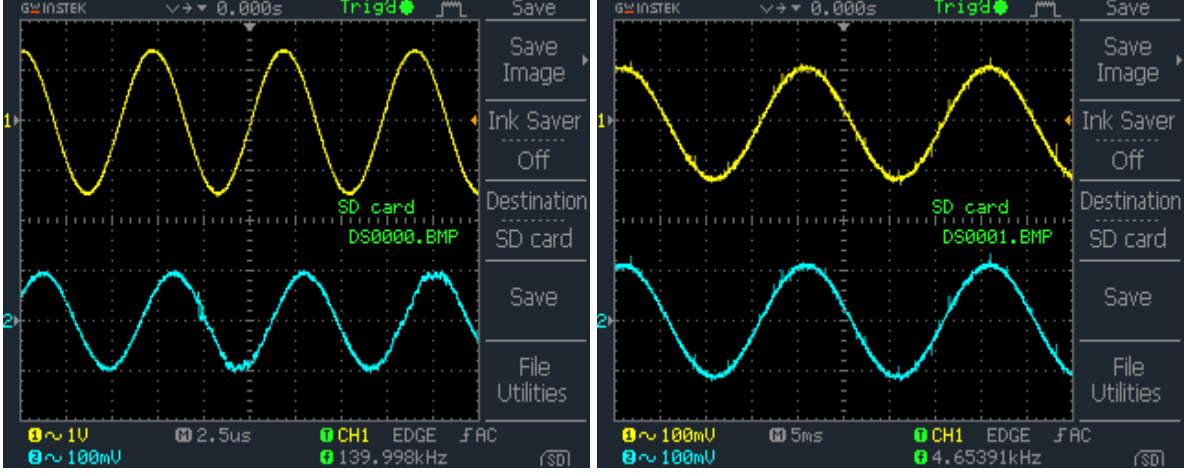


(b)

**Şekil 6.2.** a) BBEİT-Birleştirilmiş Bloklama Endüktörü ve İzolasyon Trafosu ve b) ADİT-Alıcı Devre İzolasyon Transformatörü

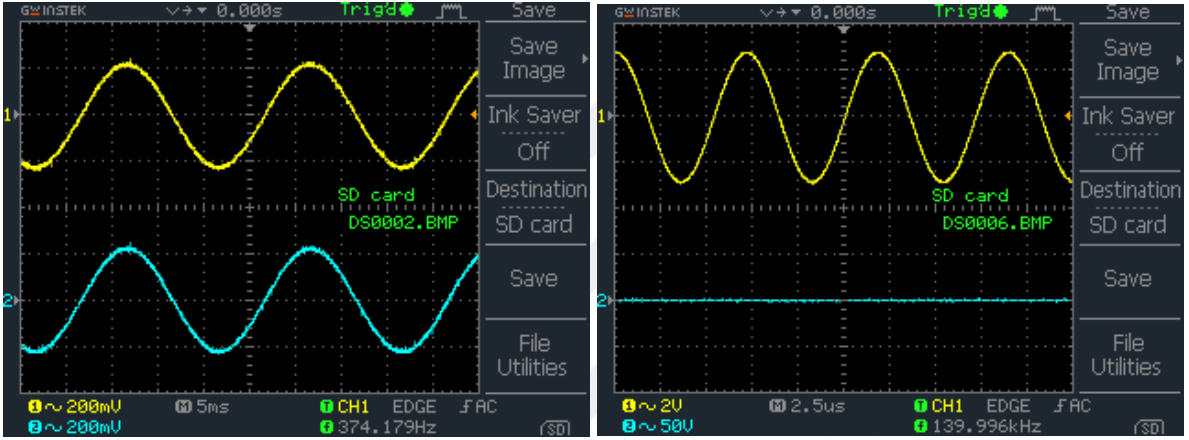
### 6.2.1. Transformatörlerin Açık Devre Deneyleri ve İlgili Parametrelerinin Hesaplanması

Açık devre (boşta çalışma) deneyi sekonder açık devre iken anma primer gerilimde yapılır. Bu durumda, tam yük akımının yüzde onu kadar bir uyarma akımı oluşur. Transformatörlerde mıknatıslanma endüktansı ( $L_m$ ) ve nüvede oluşan ısı kaybı direnci ( $R_{fe}$ ) eşdeğer devre parametrelerinin bulunması için Şekil 2.8.a'da gösterilen devre üzerinden bir Osiloskop ile Şekil 2.8.b'de gösterilen dalga şekillerinin genlikleri ve aralarındaki faz farkı ölçülerek açık devre deneyi yapılmıştır. Bu çalışma için kullanılan BBEİT ve ADİT transformatörlerinin her biri için yapılan açık devre deneylerinden ölçülen değerler Çizelge 6.2'de verilmiştir. Şekil 2.8.a'da verilen deneysel düzenek kurulmuş hem BBEİT hem de ADİT trafoları için yapılan deneylerde kullanılmıştır.  $V_s$  ile gösterilen kaynak sinyal jeneratörünün geriliminin genliğini temsil etmektedir.  $R_s$  ise 0.25 W nominal gücünde 1  $\Omega$  değerinde primer sarımlarına seri bağlı olan dirençtir. Bu direncin değeri ohmmetre ile ölçüldüğünde 1.25  $\Omega$  olarak ölçülmüştür. Akım hesaplamalarında ölçülen bu direnç değeri kullanılmıştır. Şekil 2.8'de gösterilen deney düzeneğini kullanarak AA TECH marka ADS-1022B model osiloskop ile ölçülen gerilimlerin genlikleri ve aralarındaki faz farkları Çizelge 6.2'de verilmiştir. Ekran görüntüleri bu osiloskop üzerinden kayıt edilemediğinden, sinyal şekilleri GW INSTEK marka GDS-1062 model osiloskop ile alınarak Şekil 6.3'te verilmiştir.



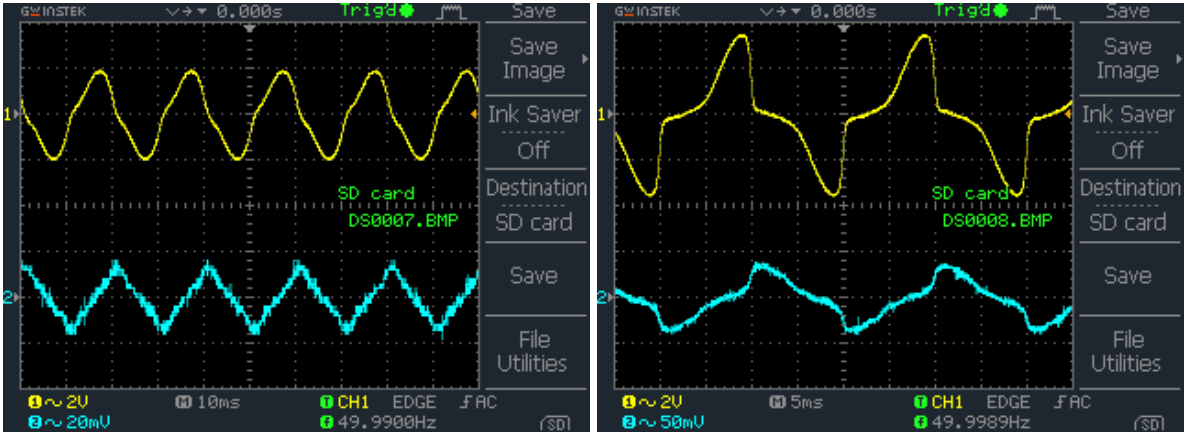
(a)

(b)



(c)

(d)



(e)

(f)

**Şekil 6.3.** Çizelge 6.2’teki ölçüm sonuçlarına ait ekran görüntüleri (CH1-Sarı renk ve CH2-Turkuaz renk) a) 5 V 140 kHz BBEİT primer sargısı sinyal ölçümleri, b) 5 V 50 Hz BBEİT primer sargısı sinyal ölçümleri, c) 10 V 50 Hz BBEİT primer sargısı sinyal ölçümleri, d) 5 V 140 kHz ADİT primer sargısı sinyal ölçümleri, e) 5 V 50 Hz ADİT primer sargısı sinyal ölçümleri, f) 10 V 50 Hz ADİT primer sargısı sinyal ölçümleri

Şekil 6.3'te görülen sarı renkli kanal Şekil 2.8.a'da görülen CH1 kanalıdır ve transformatörün primer sargı geriliminin ölçülmesinde kullanılmaktadır. Benzer şekilde Şekil 6.3'te görülen turkuaz renkli kanal Şekil 2.8.a'da görülen CH2 kanalıdır ve primer sarımlarına seri bağlanan direnç uçlarındaki gerilimi göstermektedir.

Çizelge 6.2. Transformatörlerin Açık Devre deneyinde elde edilen ölçüm sonuçları

Sıra	$V_s$ Genlik-Frekans V-kHz		$R_s$ ( $\Omega$ )	Trafo İsmi	Sekonder Durumu	Faz Farkı $\phi$ (Derece)	CH1 ( $V_{max}$ ) $V_s$ (V)	CH2 ( $V_{max}$ ) $V_{RS}$ (mV)	CH1 ( $V_{pp}$ ) V
a	5	140	1,25	BBEİT	Açık Devre	73,21	2,32	62	4,72
b	5	0,05	1,25	BBEİT	Açık Devre	9,67	0,102	98	205 m
c	10	0,05	1,25	BBEİT	Açık Devre	13,81	0,196	156	368 m
d	5	14	1,25	ADİT	Açık Devre	63,51	5,2	3,44	10,6 m
e	5	0,05	1,25	ADİT	Açık Devre	78,02	2,8	75	5,6
f	10	0,05	1,25	ADİT	Açık Devre	89	8,2	144	12,6

Çizelge 6.2'de gösterilen ölçüm sonuçları ve 2. Bölümde yer verilen (2.10)-(2.16) Denklemleri kullanılarak transformatör eşdeğer devre parametreleri hesaplanmış ve hesaplanan değerler Çizelge 6.3'te verilmiştir.

Çizelge 6.3. Transformatörlerin Açık Devre deneyi sonuçlarına göre hesaplanan devre parametreleri

Sıra	$I_m = \frac{V_{RS}}{R_s}$ (A)	$I_\mu = I_m \cdot \sin \phi$ (A)	$I_w = I_m \cdot \cos \phi$ (A)	$X_m = \frac{V_{R1}}{I_\mu}$ ( $\Omega$ )	$L_m = \frac{X_m}{\omega}$ ( $\omega=2\pi f$ ) ( $\mu H$ )	$R_{fe} = \frac{V_{R1}}{I_w}$ ( $\Omega$ )
A	0,049	0,047	0,014	48,856	0,555	161,924
B	0,078	0,013	0,077	7,745	24654,403	1,319
C	0,124	0,029	0,121	6,579	20942,774	1,617
D	0,002	0,002	0,001	2111,183	2400,037	4236,230
E	0,060	0,058	0,012	47,705	151852,059	224,823
F	0,115	0,115	0,002	71,191	226609,45	4078,552

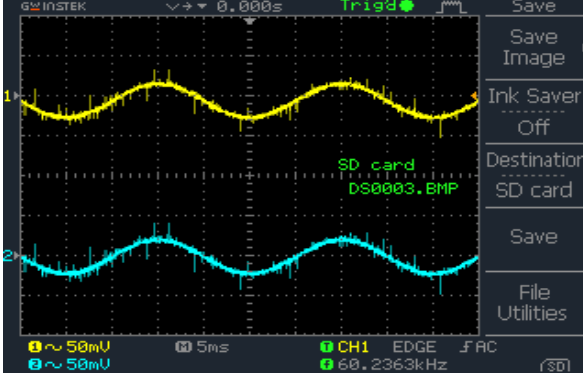
Çizelge 6.2 ve 6.3'teki sonuçlar incelendiğinde 140 kHz frekansında ortak endüktans değerleri 50 Hz frekansında ortak endüktans değerlerine göre daha düşük olduğu görülmektedir. Bu değişikliklerin daha iyi analiz edilebilmesi için detaylı devre analizine ihtiyaç duyulmaktadır. Ancak 50 Hz frekansındaki ortak endüktans değerleri ile yapılan analiz PLC sinyali için bir alt değer vereceğinden bu çalışma için 50 Hz frekansında ve 5 V genliğinde yapılan deneyler sonucunda elde edilen değerlerin 5. Bölümde gerçekleştirilen simülasyonlarda kullanılması tercih edilmiştir. Simülasyonlarda kullanılan bu maksimum endüktans değerlerinde alıcı devrenin çalışması için alınan sinyal simülasyonlarda yeterli olarak

bulunursa, yapılan deneylerde 140 kHz frekansında aktarılan PLC sinyallerinin değeri daha yüksek olacaktır. Daha önce söylenildiği üzere 50 Hz frekansında çalışma noktasına (akımına) göre transformatörün PLC frekansındaki yüksek frekans modelinin parametrelerinin nasıl değiştiğinin bilinmesi önemlidir ve bu konuda yeni bir çalışma yapılması bir boşluğu dolduracaktır.

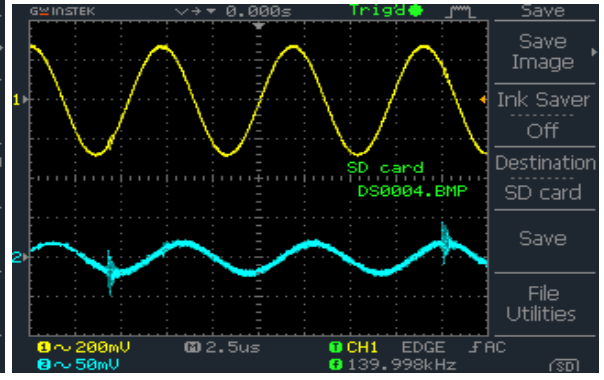
Bu çalışmada kullanılan BBEİT ve ADİT transformatörlerinin frekansa bağlı modellenmesi için bu deneylerden daha kapsamlı verilere ve/veya daha detaylı devre analizi yöntemleri ile elde edilen modellere ihtiyaç duyulmaktadır. Bu kapsamda böyle bir haberleşme sisteminde kullanılan transformatörlerin frekansa bağlı modellenmesi yeni bir yüksek lisans tezi konusu olabilir. Yüksek frekans çalışma bölgesini ve nüvenin yapıldığı malzemenin manyetik karakterizasyonu gözünde bulunduran bir model bu devrenin haberleşme sisteminde kullanılmasını kolaylaştırabilir. Böyle sofistike bir transformatör eşdeğer devresinin Proteus, Spice, Matlab'in Simulink alt programı gibi programlarda modellenmesi de böyle bir çalışmayı zenginleştirebilir.

### **6.2.2. Transformatörlerin Kısa Devre Deneyleri ve İlgili Parametrelerinin Hesaplanması**

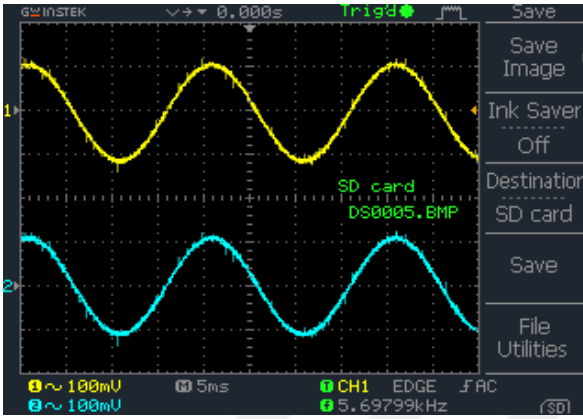
Transformatörlerde kısa devre deneyi nominal akımda trafonun demir ve bakır kayıplarını bulmak için gerçekleştirilen verimlilik testidir. Kısa devre deneyinde trafonun ikinci sargısı olan sekonder sargısı kısa devre edilir ve primer sargısına nominal akımın geçebileceği kadar voltaj uygulanır. Transformatörlerde kısa devre deneyi  $L_{l1}$  ve  $L_{l2}$  kaçak endüktansları ve  $R_1$  ve  $R_2$  sargı dirençlerinin eşdeğer devre parametrelerini bulunması için yapılır. Şekil 2.9.a'da verilen deneysel düzenek ile Şekil 2.9.b'de görülen dalga şekillerinin genlikleri ve aralarındaki faz farkı ölçülerek açık devre deneyi yapılmıştır. Bu çalışma için kullanılan BBEİT ve ADİT transformatörlerinin her bir için yapılan Kısa Devre deneyinden Osiloskop ile ölçülen değerler Çizelge 6.4'te verilmiştir. Şekil 2.9'da görülen deney düzeneğinin ekran görüntüleri Şekil 6.4'te verilmiştir. Şekil 6.4'te görülen sarı renkli kanal Şekil 2.9.a'da görülen CH1 kanaludur ve transformatörün primer sargı geriliminin ölçülmesinde kullanılmaktadır. Benzer şekilde Şekil 6.4'te görülen turkuaz renkli kanal Şekil 2.9.a'da görülen CH2 kanaludur ve primer sarımlarına seri bağlanan direnç uçlarındaki gerilimi göstermektedir.



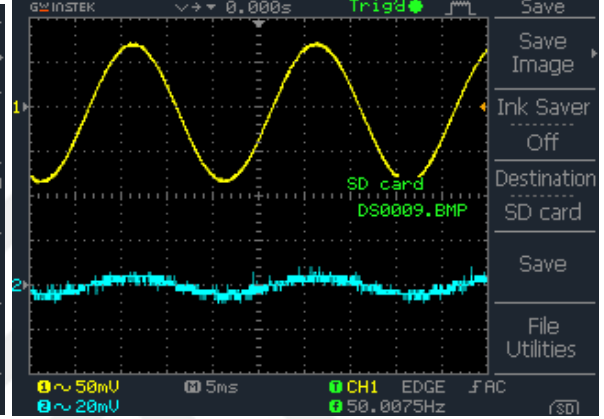
(a)



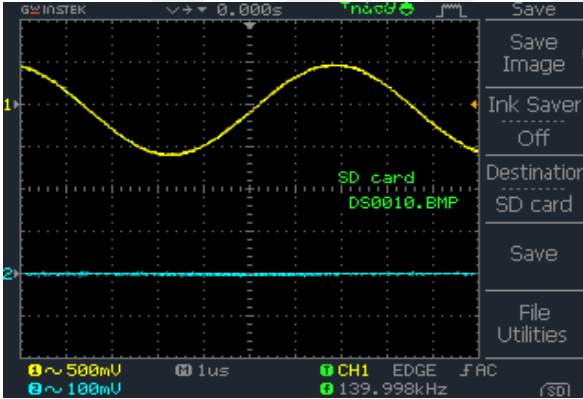
(b)



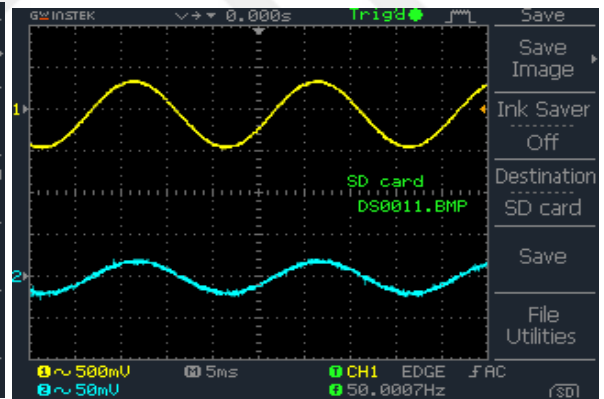
(c)



(d)



(e)



(f)

**Şekil 6.4.** Çizelge 6.4'teki ölçüm sonuçlarına ait ekran görüntüleri (CH1-Sarı renk ve CH2-Turkuaz renk) a) 1 V 50 Hz BBEİT primer sargısı sinyal ölçümleri, b) 1 V 140 kHz BBEİT primer sargısı sinyal ölçümleri, c) 5 V 50 Hz BBEİT primer sargısı sinyal ölçümleri, d) 1 V 50 Hz ADİT primer sargısı sinyal ölçümleri, e) 1 V 140 kHz ADİT primer sargısı sinyal ölçümleri, f) 5 V 50 Hz ADİT primer sargısı sinyal ölçümleri

Çizelge 6.4. Transformatörlerin Kısa Devre deneyinde elde edilen ölçüm sonuçları

Sıra	$V_s$ Genlik- Frekans V-kHz	$R_s$ ( $\Omega$ )	Trafo İsmi	Sekonder Durumu	Faz Farkı $\phi$ (Derece)	CH1 ( $V_{max}$ ) $V_s$ (V)	CH2 ( $V_{max}$ ) $V_{RS}$ (mV)	CH1 ( $V_{pp}$ ) (mV)	
a	1	0,05	1,25	BBEİT	Kısa Devre	15,66	0,029	15,2	46,4
b	1	140	1,25	BBEİT	Kısa Devre	61,71	0,54	14,8	1,02
c	5	0,05	1,25	BBEİT	Kısa Devre	4,89	0,101	99	202
d	1	0,05	1,25	ADİT	Kısa Devre	3,89	176	14	308
e	1	140	1,25	ADİT	Kısa Devre	50	1,08	1,52	1,96
f	5	0,05	1,25	ADİT	Kısa Devre	4,77	0,66	66	1320

Çizelge 6.4'te gösterilen ölçüm sonuçları ve 2. Bölümde yer verilen (2.17)-(2.25) Denklemleri kullanılarak transformatör eşdeğer devre parametreleri hesaplanmış ve hesaplanan değerler Çizelge 6.5'te verilmiştir.

Çizelge 6.4 ve 6.5'teki sonuçlar incelendiğinde 140 kHz frekansında ortak endüktans değerlerinin 50 Hz frekansında ortak endüktans değerlerine göre daha düşük olduğu görülmektedir. Bu durum nüvelerin yapıldığı manyetik malzemelerin frekans davranışından kaynaklanmaktadır. Ayrıca daha önce belirtildiği gibi bu olay, manyetik malzemenin frekansa bağlı karakteristiğini göz önünde bulundurarak bu transformatör manyetik devresinin daha iyi analiz edilmesi ve bu izolasyon transformatörlerinin frekansa bağlı olarak nonlineer modellenmesi gibi ayrı çalışma konuları çıkabilecek kadar geniştir. Benzer şekilde bu çalışmada Çizelge 6.5'te verilen 50 Hz frekansında yapılan deneylerden hesaplanan değerlerin 5. Bölümde gerçekleştirilen simülasyonlarda kullanılması tercih edilmiştir.

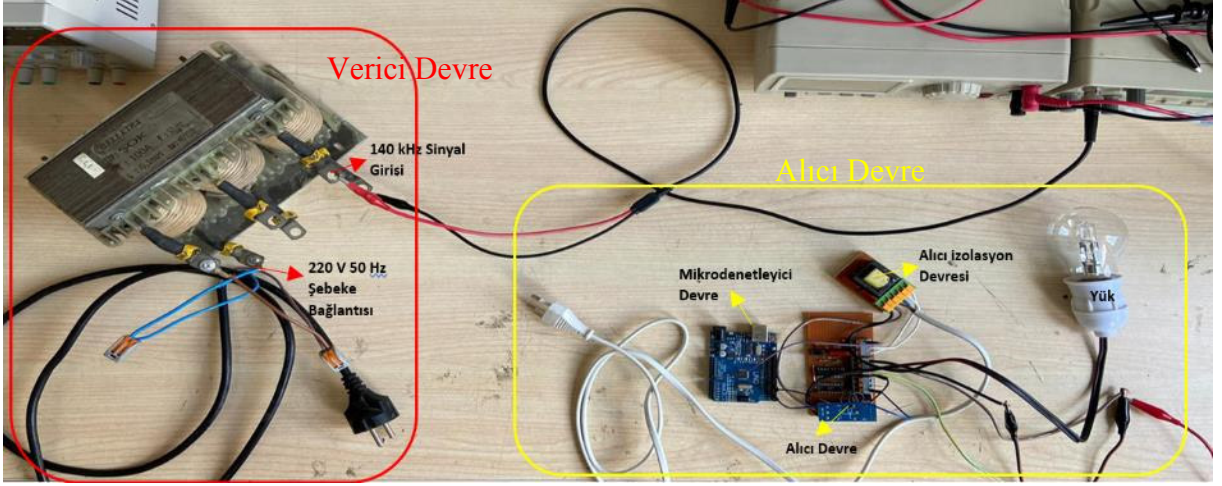
Çizelge 6.5. Transformatörlerin Kısa Devre deneyi sonuçlarına göre hesaplanan devre parametreleri

Sıra	Faz Farkı $\phi$	$I_m = \frac{V_{RS}}{R_s}$ (A)	$Z = \frac{V_m}{I_m}$	$R_1 + R'_2 = Z \cdot \cos \phi$ ( $\Omega$ )	$L_{11} + L'_{12} = \frac{Z \cdot \sin \phi}{\omega}$ ( $\mu$ H)	$R_1 = Z \cdot \frac{\cos \phi}{2}$ ( $\Omega$ )	$L_{11} = Z \cdot \frac{\sin \phi}{2\omega}$ ( $\mu$ H)
a	15,66	0,012	2,384	2,2963	2049,1008	1,148	1024,55
b	61,71	0,011	45,608	21,615	45,6555	10,807	0,228
c	4,89	0,079	1,275	1,2706	346,0235	0,635	173,012
d	3,89	0,011	15714,28	15678,08	3393426,2115	7839,041	1696713,106
e	49	0,001	888,157	582,684	762,0125	291,342	381,006
f	4,77	0,052	12,500	12,456	3308,6777	6,228	1654,339



### 6.3. BBEİT ile Gerçekleştirilen PLC Devresi Deney Sonuçları

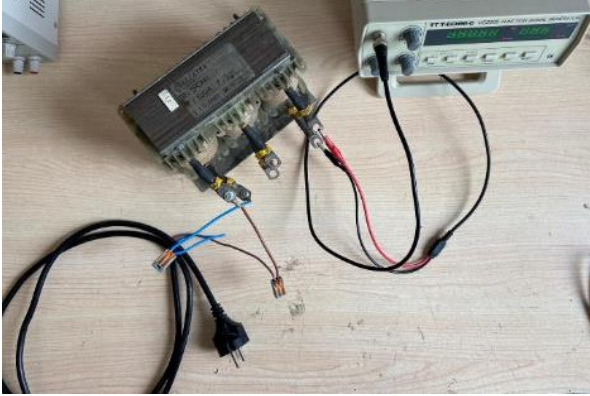
Şekil 5.1'deki verici devre ile Şekil 5.2'deki alıcı devrelerin gerçekleştirilmiş halleri Şekil 6.5'te, Şekil 6.6'da ve Şekil 6.7'de görülmektedir. Alıcı devrenin çıkış rölesine kontrol edilecek yük olan 100 W gücünde lamba bağlanmıştır. Yük olarak istenirse lamba yerine uygun güçte motor, ısıtıcı vb. gibi başka yüklerde bağlanabilir. Şekil 6.5.a'da görüldüğü gibi verici devredeki BBEİT'in girişine TT T-ECNI-C VC 2002 marka-model sinyal jeneratöründen alınan 140 kHz frekanslı bir sinüs sinyali verici sinyal olarak uygulanmaktadır. ADİT trafosu, kuplaj devreleri, filtre ve opamp kuvvetlendirici, mikrodenetleyici devre ve yük kontrol rölesi kısımlarından oluşan Alıcı Devre Şekil 6.5.a'da görülmektedir. Şekil 6.5.b'de devrenin uzaktan görüntüsüne yer verilmiştir. Şekil 6.5.c'de verici devre bağlantısının fotoğrafı, Şekil 6.5.d'de ise önden görüntüsüne yer verilmiştir.



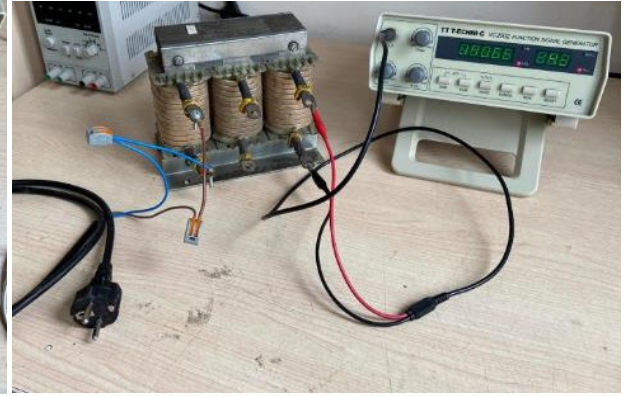
(a)



(b)



(c)

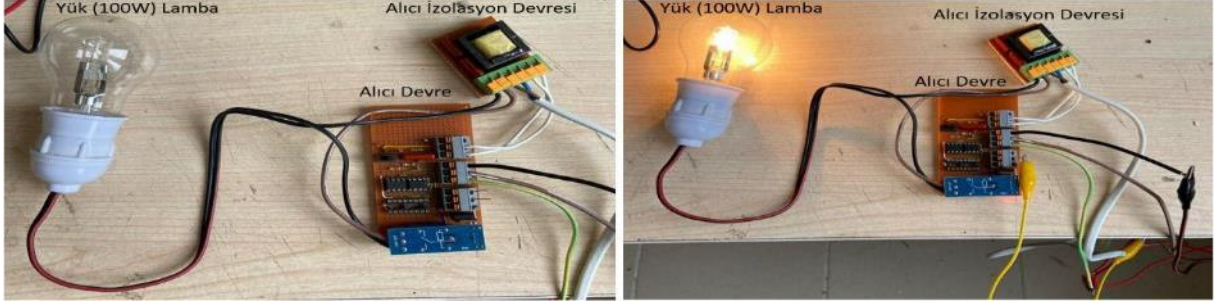


(d)

**Şekil 6.5.** a) BBEİT ile gerçekleştirilen PLC devresi için kurulan deney sistemi, b) BBEİT ile gerçekleştirilen PLC devresi için kurulan deney sisteminin uzaktan görünümü, c) BBEİT ve şebekeye bağlı olmayan verici devrenin üstten görünüşü ve d) BBEİT ve verici devrenin önden görünüşü

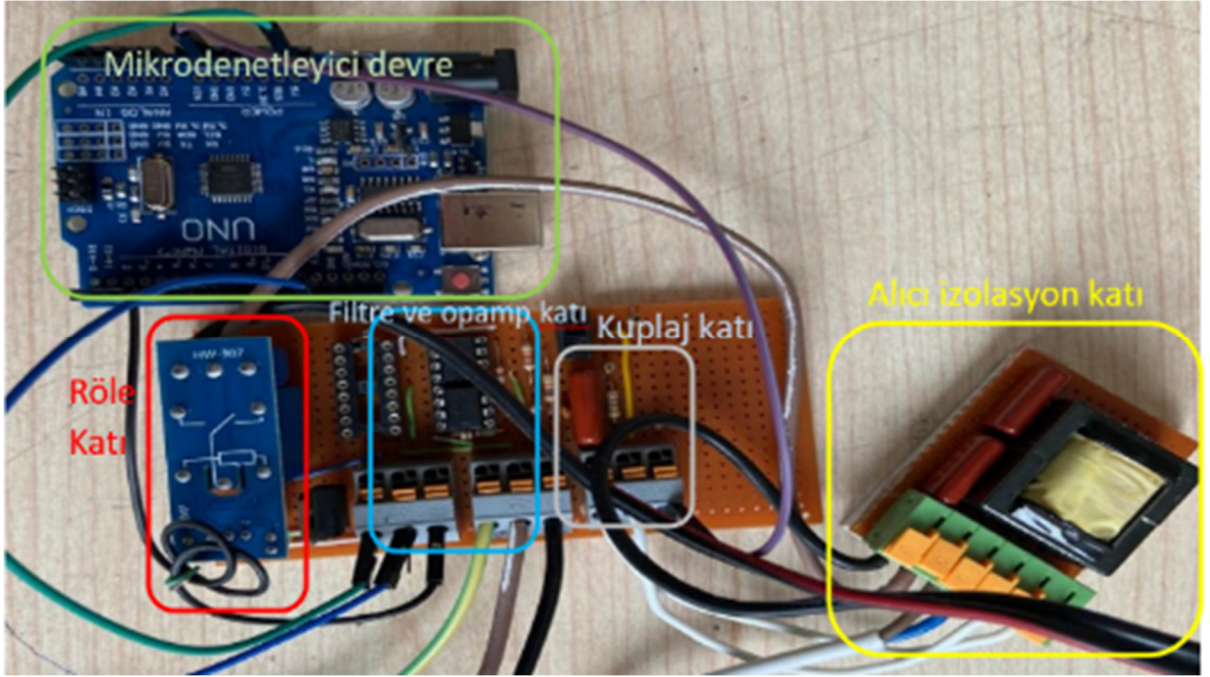
Şekil 6.6.a'da alıcı devrenin genel görüntüsüne yer verilmiş olup, Şekil 6.6.b'de ise yük yani 100 W'lık lamba çalışırken alınmış haberleşme sistemi fotoğrafı görülmektedir. Şekil

6.6.c’de alıcı devrede bulunan alıcı izolasyon katı, kuplaj katı, filtre ve opamp katı, röle katı ve mikrodenetleyici devre katının detaylı bir fotoğrafı görülmektedir. Şekil 6.7.b’de şebekeye bağlı olmayan alıcı-verici devreler, şebeke bağlantısı gerçekleştirildiğinde Şekil 6.7.c’deki gibi görünmektedir.



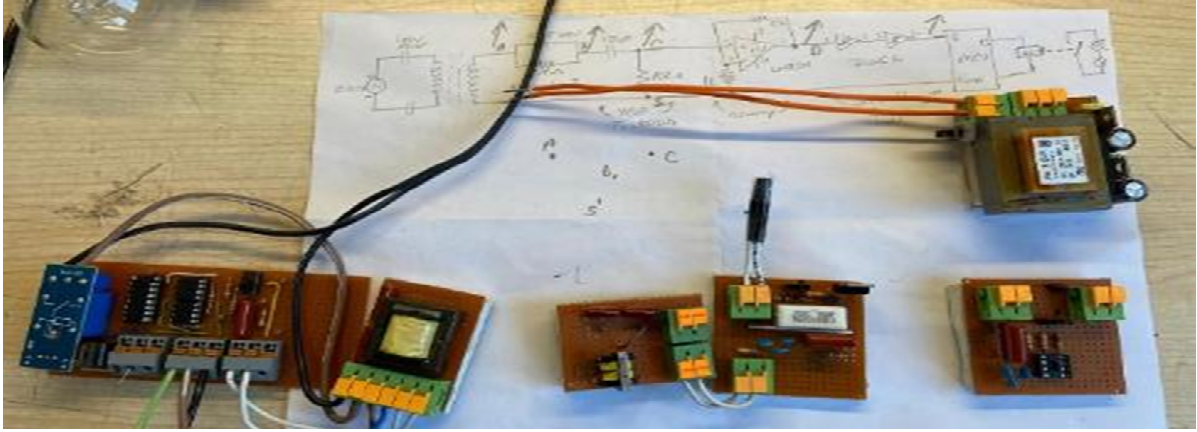
(a)

(b)

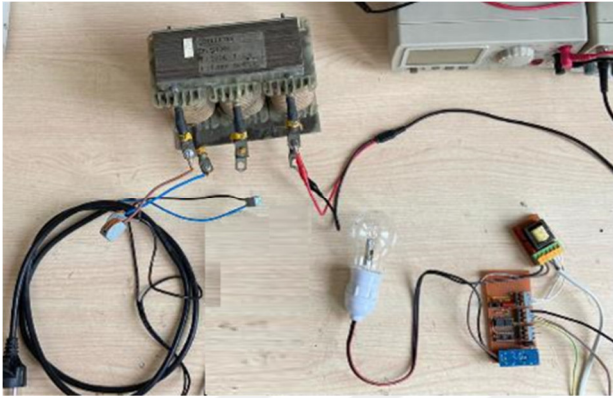


(c)

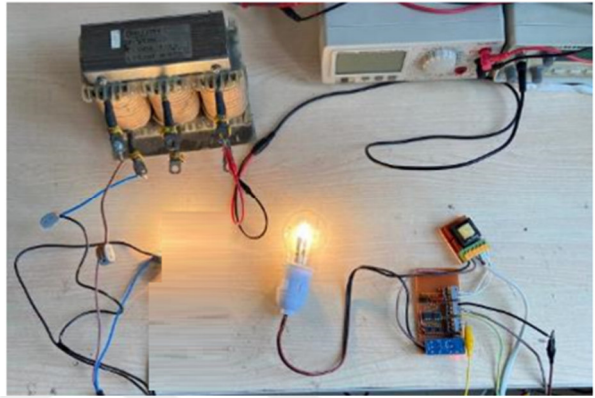
Şekil 6.6. a) Yükün çalışmadığı durumda Alıcı Devre, b) Yükün çalıştığı durumda Alıcı Devre ve c) Alıcı ve mikrodenetleyici devreleri



(a)



(b)

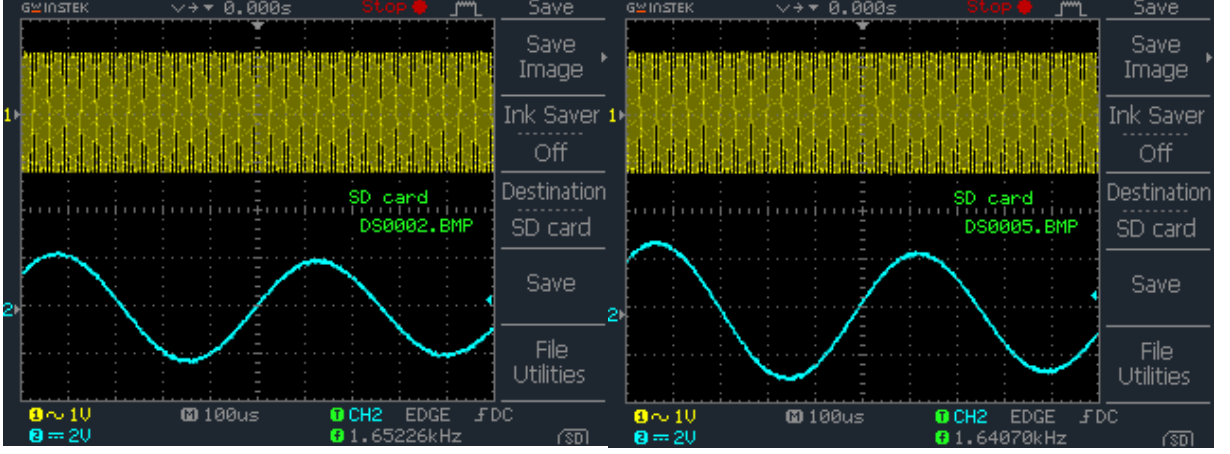


(c)

**Şekil 6.7.** a) Alıcı devreleri, b) Şebekeye bağlı olmayan alıcı-verici devreler ve c) Şebekeye bağlı ve yükün çalıştığı durumda alıcı-verici devreler

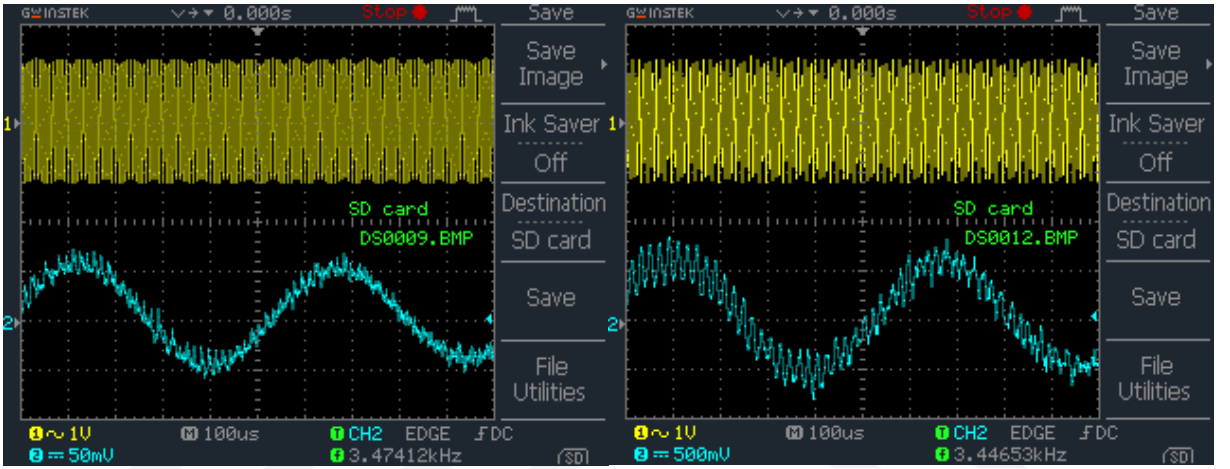
Şekil 5.1’de gösterilen BBEİT sekonder geriliminin  $GND_V$  toprak noktasına göre osiloskop kullanılarak elde edilen sinyal şekilleri sarı renkli eğri olarak Şekil 6.8’de gösterilmiştir. Şekil 5.3’te gösterilen  $GND_A$  toprak noktasına göre osiloskop kullanarak turkuaz renkli olarak ölçülen B, C, D ve E düğüm gerilimleri Şekil 6.8’de gösterilmiştir. Şekil 6.8’de görülen 1. Kanal (üstteki sinyal ya da sarı sinyal) vericiden gönderilen sinyali, 2. Kanal (alttaki sinyal ya da turkuaz sinyal) alıcı üzerinde B, C, D ve E düğüm gerilimlerini gösterir. Şekil 6.8.a’da Şebeke sinyali ve PLC verici sinyali mevcut iken  $GND_A$  toprak noktasına göre ADİT sekonder sargısı uçlarında ölçülen sinyal görülmektedir.  $GND_A$  toprak noktasına göre ölçülen sinyalde hem şebeke frekanslı gerilim hem de üzerine binen yüksek frekans sinyali bulunmaktadır fakat 50 Hz frekanslı gerilimin üzerinde küçük genlikli PLC sinyalini gözle görmek mümkün olmamaktadır. Şekil 6.8.b’de ise YGF devresi girişinde ölçülen sinyal görülmektedir.  $GND_A$  toprak noktasına göre ölçülen sinyalde şebeke frekanslı gerilimin üzerine binen ancak ayırt edilmekte güçlük çekilen küçük genlikli yüksek frekanslı PLC sinyali

bulunmaktadır. YGF filtre girişindeki şebeke frekanslı gerilimin genliği Şekil 6.8.b'ye göre daha büyümüştür. Bunun nedeni kuplaj kondansatörünün değerinin yanlış (olması gerekenden daha büyük) seçilmiş olması ve kapasitansından yani kapasitif reaktansından dolayı uçlarındaki transformatör kaçak endüktanslarına göre 180 derece faz farklı gerilim düşümü olabilir. Şekil 6.8.c'de ise YGF filtre devresi çıkışında ölçülen gerilim görülmektedir. Bu gerilimin şebeke frekanslı bileşenin genliği YGF filtreden beklenildiği üzere oldukça (Voltlar mertebesinden miliVoltlar mertebesine) düşmüştür. Ayrıca filtre çıkış geriliminin üzerindeki yüksek frekans bileşenleri Şekil 6.8.b'ye göre daha görünür hale gelmiştir. Bu gerilimin üzerinde 3,5 kHz civarında bir osilasyon olduğu görülebilir. Bu osilasyonun nedeni kuplaj kondansatörü, filtre kondansatörü ve ADİT transformatörünün kaçak ve mıknatıslanma endüktanslarının arasındaki etkileşim olabilir. Şekil 6.8.d'de ise opamp yükseltici devresi çıkışında ölçülen sinyal görülmektedir. Şekilde görüldüğü gibi opamp tabanlı yükseltici katında sinyal 10 kat kuvvetlendirilerek çıkış katına aktarılmıştır. Opamp tabanlı yükseltici katından sonra mikrodenetleyici ile ölçülen frekans değerine bağlı olarak yükün çalıştırılması ya da durdurulmasına karar verilmekte ve mikrodenetleyici devrenin 13 numaralı çıkışından lojik bir sinyal gönderilerek röle açılmakta ya da kapatılmaktadır. Yapılan deneyler sonucu yaklaşık 3,5 kHz'lik osilasyona rağmen mikrodenetleyicinin 140 kHz'i doğru ölçtüğü görülmüştür. Bunun nedeni mikrodenetleyicinin YGF filtre çıkışından gelen sinyallerin yükselen ya da alçalan kenarında sayma yapması olabilir. Şekil 4.9'da verilen freqcount kütüphanesinin frekans hesaplama yöntemiyle frekans ölçümü Arduino Uno ile gerçekleştirilmiş ve yükün kontrolü sağlanmıştır. Yük kontrolü ile ilgili detaylar 4. Bölümde verilmiştir. Yapılan deneylerde verici ile PLC alıcı sinyali alındığında, yük yani lamba başarı ile devreye alınmış ve PLC sinyali kesildiğinde devreden çıkarılmıştır.



(a)

(b)



(c)

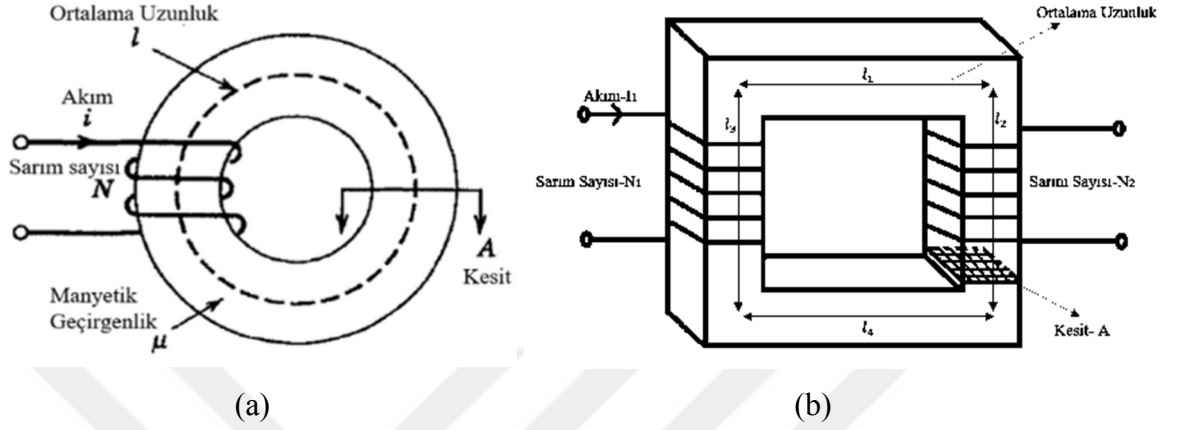
(d)

**Şekil 6.8.** Şebeke (220 Volt) ve PLC verici sinyali mevcut iken  $GND_A$  toprak noktasına göre Alıcı Devre üzerinde çeşitli düğümlerde ölçülen sinyaller a) ADİT sekonder sargı uçlarında ölçülen sinyal, b) YGF filtre devresi girişinde ölçülen sinyal, c) YGF filtre devresi çıkışında ölçülen sinyal ve d) Opamp yükseltici devresi çıkışında ölçülen sinyal

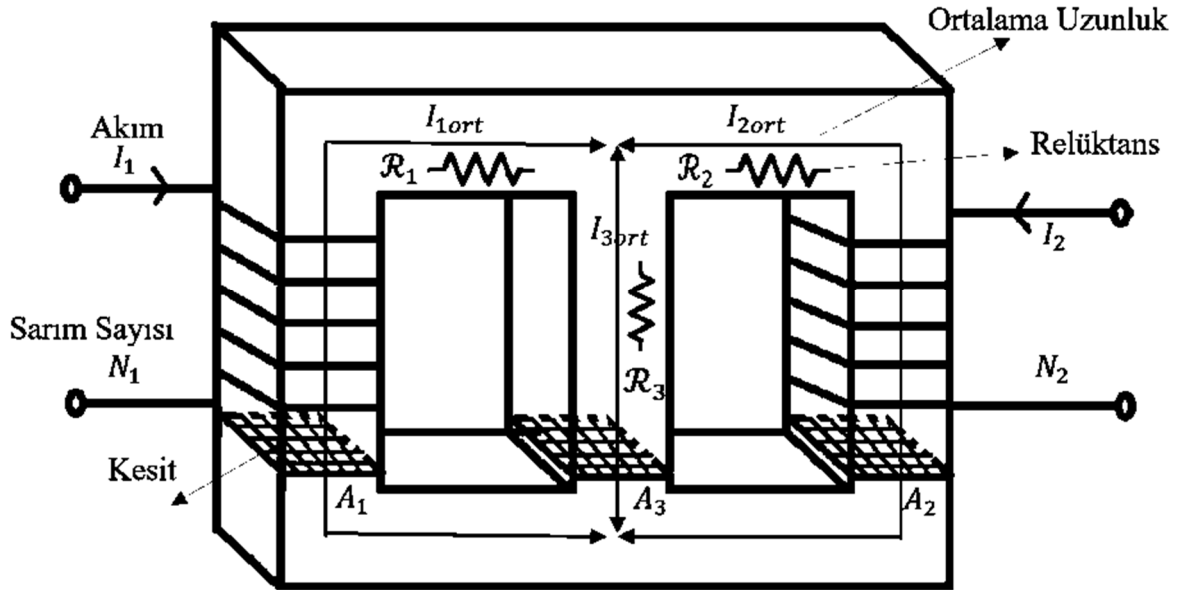
Daha önce bloklama endüktörü ve izolasyon trafolarının ayrı ayrı kullanılması ile gerçekleştirilen PLC ile haberleşme sisteminin özel olarak tasarlanan bloklama endüktörü vazifesini de yapan izolasyon trafosu ile uygulandığı bu çalışma ile alıcı kısımda bulunan mikrodenetleyici tabanlı elektronik devrede bulunan 100 W gücündeki lambanın açılıp kapatılması deneysel olarak gösterilmiştir. Yapılan çalışmada önerilen bu yeni topolojinin güç hattı haberleşme sisteminde kullanılabileceği deney sonuçlarından anlaşılmaktadır.

## 7. BBEİT TASARIMINDA KULLANILACAK KRİTERLER

Bu bölümde BBEİT transformatörünün tasarımında kullanılacak kriterler verilmiştir. Şekil 7.1’de Toroid ve C-tipi, Şekil 7.2’de E-tipi manyetik nüveler gösterilmiştir.



Şekil 7.1. a) Ferrit toroid nüve ve Manyetik devre parametreleri [37] ve b) C-tipi nüve üzerinde Manyetik devre parametreleri



Şekil 7.2. E-tipi nüve ve Manyetik devre parametreleri

Bir manyetik devre parçasının relüktansı  $\mathcal{R}_k$  manyetik ortamın manyetik geçirgenlik değerine ( $\mu_k$ ), manyetik parçanın (yolun) ortalama uzunluğuna ( $l_k$ ) ve manyetik parçanın nüvenin kesitine ( $A_k$ ) bağlıdır:

$$\mathcal{R}_k = \frac{l_k}{\mu_k A_k} \quad (7.1)$$

Şekil 7.1’de ve Şekil 7.2’de görülen manyetik devre parçalarının relüktansları eşdeğer manyetik devre relüktansını  $\mathcal{R}_{eş}$  hesaplamak için kullanılacaktır. Bir transformatör sargısının mıknatıslanma endüktansı ya da karşılıklı endüktansı ( $L_m$ ) sarım sayısı (N) ve eşdeğer manyetik devre relüktansını  $\mathcal{R}_{eş}$  olmak üzere

$$L_m = \frac{N^2}{\mathcal{R}_{eş}} \quad (7.2)$$

olarak hesaplanır.

Şekil 7.1.a’da gösterilen toroid tipi nüve için ortalama manyetik yol uzunluğu

$$l_{ort_t} = 2\pi r_{ort} \quad (7.3)$$

olarak verilir. Toroid nüveye ait ortalama manyetik yol uzunluğu toroid nüvenin iç ve dış yarıçaplarının ortalaması  $r_{ort}$  kullanarak belirlenir.  $\mathcal{R}_t$  toroid nüvenin eşdeğer devre relüktansı,  $N_t$  toroid sarım sayısı,  $A_t$  toroid alanı,  $\mu_t$  toroid nüvenin manyetik geçirgenliği ve  $L_{m_t}$  toroid mıknatıslanma endüktansı olmak üzere:

$$\mathcal{R}_t = \frac{l_{ort_t}}{\mu_t A_t} \quad (7.4)$$

olarak verilir. Toroid nüvenin lineer bölgede çalıştığı kabul edilmiştir. Toroid nüvenin mıknatıslanma endüktansı

$$L_{m_t} = \frac{N_t^2}{\mathcal{R}_t} \quad (7.5)$$

olarak bulunur.

Şekil 7.1.b’de görüldüğü üzere C-tipi nüvenin ortalama manyetik yol uzunluğu tüm kenarlara ait ortalama yolların toplamı şeklinde de gösterilebilir:

$$l_{ort_c} = l_1 + l_2 + l_3 + l_4 \quad (7.6)$$



C-tipi nüvenin kesit alanı homojen kabul edilirse,  $N_c$  C-tipi nüvenin sarım sayısı,  $A_c$  C-tipi nüvenin kesit alanı,  $\mu_c$  nüvenin manyetik geçirgenliği olmak üzere C-tipi nüvenin relüktansı

$$\mathcal{R}_c = \frac{l_{ortc}}{\mu_c A_c} \quad (7.7)$$

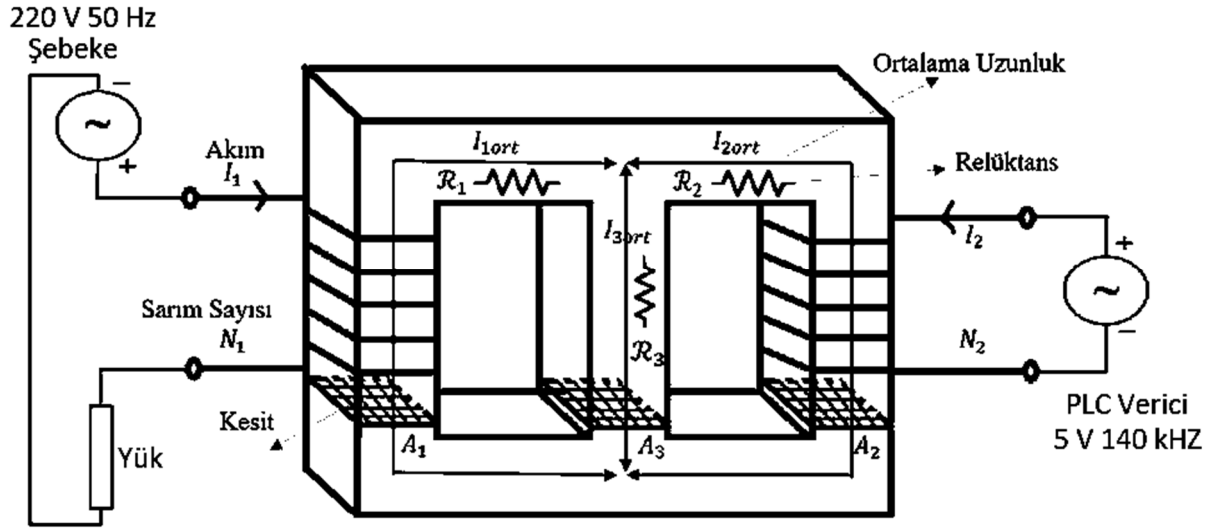
olarak hesaplanır. C-tipi nüvenin lineer bölgede çalıştığı kabul edilmiştir. C-tipi nüvenin mıknatıslanma endüktansı

$$L_{m_c} = \frac{N_c^2}{\mathcal{R}_c} \quad (7.8)$$

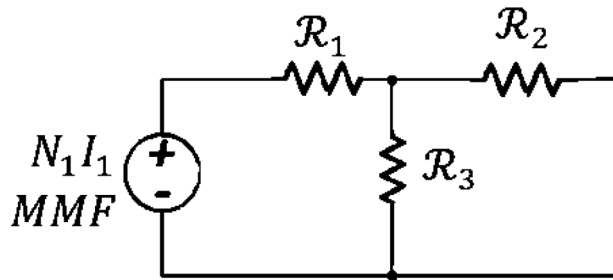
olarak hesaplanır.

Ancak bu tez çalışması için gerçekleştirilen deneylerde bir tekstil fabrikasının ram makinasının elektrik panosunda 3 fazlı bloklama endüktörü olarak kullanılmış, şok bobini olarak bilinen ve yapısı Şekil 7.2’de gösterilen E-tipi nüve simetrik bacaklarında hazırda mevcut olan iki sargıdan dolayı BBEİT transformatörü olarak kullanılmıştır. Bu yüzden E-tipi nüve için gerekli manyetik devre ve mıknatıslanma endüktansı hesabı da verilmiştir. Bu nedenle tasarlanacak benzer trafo modelleri için aşağıdaki denklemlerden yararlanılabilir.

Şekil 7.2’de görülen BBEİT’e ait trafo modeli simetrik yapıda ve ayrıca sarım sayıları her sargı için aynı olduğundan  $A_1$  ve  $A_2$ ,  $L_{1ort}$  ve  $L_{2ort}$ ,  $\mathcal{R}_1$  ve  $\mathcal{R}_2$ ,  $L_1$  ve  $L_2$  değerleri birbirine eşittir. Şekil 7.3’te görüldüğü gibi gerçekleştirilen devrede  $N_1$  sarım sayılı primer sargısı 220 V 50 Hz yük hattına ve  $N_2$  sarım sayılı sekonder sargısı PLC verici hattına bağlıdır. 140 kHz ile gerçekleştirilen deneyler ile elde edilen sonuçlar incelendiğinde  $I_2$  akımının  $I_1$  akımına göre oldukça küçük değerde olmasından dolayı  $I_2$  akımının etkisi ihmal edilmiştir. Bu durumda  $I_2$  akımından kaynaklanan Manyeto motor kuvvetin (MMF) manyetik devreden akan akıya fazla etki etmeyecek ve  $I_1$  akımından kaynaklanan MMF ve manyetik devre Şekil 7.4’teki gibi görülecektir.



Şekil 7.3. PLC sisteminde bağlanan BBEİT'in şebekeye ve PLC verici devresine olan bağlantısı



Şekil 7.4. Kullanılan BBEİT'in manyetik devre modeli

Şekil 7.4'te görülen manyetik devrede sistemde doyma yoksa yani BBEİT çalışma aralığı Şekil 2.11'de görülen lineer bölge içerisinde ise Şekil 7.4'teki relüktanslar:

$$\mathcal{R}_1 = \frac{l_{ort1}}{\mu A_1} \quad (7.9)$$

$$\mathcal{R}_2 = \frac{l_{ort2}}{\mu A_2} \quad (7.10)$$

$$\mathcal{R}_3 = \frac{l_{ort3}}{\mu A_3} \quad (7.11)$$

olarak hesaplanabilir. Burada  $\mu$  toroid nüvenin manyetik geçirgenliğidir. E-tipi nüvenin lineer bölgede çalıştığı yani doymada olmadığı kabul edilmiştir. Ayrıca Şekil 7.4'te görülen relüktansların eşdeğeri hesaplanacak olursa  $\mathcal{R}_2$  ve  $\mathcal{R}_3$  relüktansları birbirine paralel ve  $\mathcal{R}_1$  ise

bu relüktansların eşdeğerine seri bağlı olduğundan,  $N_1$  sargısının gördüğü eşdeğer devre relüktansı

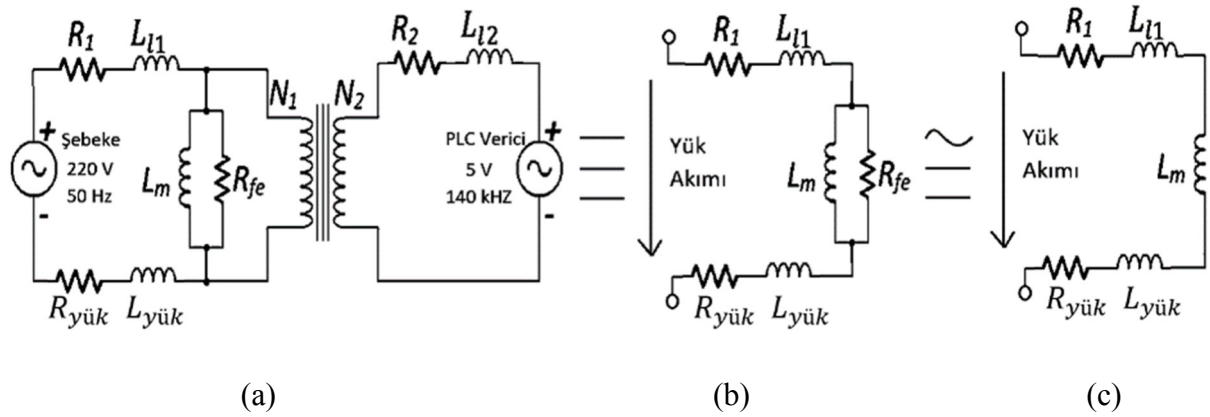
$$\mathcal{R}_{e\mathcal{S}} = \mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2 // \mathcal{R}_3 = \mathcal{R}_1 + \frac{\mathcal{R}_2 \mathcal{R}_3}{\mathcal{R}_2 + \mathcal{R}_3} \quad (7.12)$$

olarak hesaplanır. Denklem (7.2) kullanılarak, E-tipi nüvenin mıknatıslanma endüktansı

$$L_{mE} = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_{e\mathcal{S}}} = \frac{N_2^2}{\mathcal{R}_{e\mathcal{S}}} \quad (7.13)$$

olarak bulunur.

Şekil 7.3'te verilen güç hattı haberleşme sisteminin eşdeğer devresi yüke seri olarak bağlanan BBEİT'in eşdeğer devre modeli kullanılarak Şekil 7.5.a'da verilmiştir. BBEİT'in sekonder sargılarından geçen akımın çok düşük olması dolayısıyla Şekil 7.5.a'daki devre Şekil 7.5.b'deki devreye indirgenir. Şebeke frekansında yapılan trafo ölçümü sonuçlarına göre ve genelde transformatörlerde  $X_m \ll R_{fe}$  olmasından dolayı  $R_{fe}$ 'nin etkisi ihmal edildiğinde Şekil 7.5.c'de yük akımının yaklaşık olarak takip edeceği eşdeğer devre görülmektedir.



**Şekil 7.5.** a) Yüke seri bağlanan BBEİT transformatörü kullanan güç hattı sistemin eşdeğer modeli, b) Düşük değerdeki sekonder akımının ihmal edilmesiyle elde edilen devre eşdeğeri ve c)  $R_{fe}$ 'nin ihmal edilmesiyle elde edilen devre eşdeğeri

BBEİT ile yapılan ölçümlerde elde edilen sonuçlar incelendiğinde  $X_m$ 'nin  $R_{fe}$ 'den oldukça küçük olması nedeniyle yük akımının  $L_m$  üzerinden geçtiği kabul edilebilir. Buradan hareketle trafonun doyuma gitmeden çalışabilmesi için

$$N_1 \Phi = I_{y\ddot{u}k} L_m \quad (7.14)$$

olmalıdır. BBEİT primer sargısından geçen manyetik akı

$$\phi = B_1 A_1 = \mu H A_1 \quad (7.15)$$

olarak verilir.

Bir malzemede B ile H birbirine doğrusal bağımlı ise  $\mu$  sabittir. Şekil 2.11’de BBEİT’in yapıldığı malzemenin temsili statik mıknatıslanma eğrisi verilmiştir. Görüldüğü üzere manyetik akı yoğunluğu  $B_s$  değerinin ötesine geçince yani diz bölgesine geçince malzeme lineer bölgeden çıkmaktadır. Bu malzemeyi kullanarak yapılan bir endüktör lineer bölgede ise manyetik geçirgenlik sabit olduğu için manyetik devre direnci (relüktansı) sabittir. Sonuç olarak öz endüktansı sabittir. Ancak artan akım değerinde doyma başlar ve  $\phi$  azalır, relüktansı artar ve öz endüktans değeri azalır. Kaçak endüktans ve mıknatıslanma endüktansının değeri öz endüktansı vermektedir. Kaçak endüktansın değeri küçükse mıknatıslanma endüktansının değeri öz endüktansa eşit kabul edilebilir.

Burada Şekil 2.11’den hareketle  $B_1 \leq B_s$  olacak şekilde PLC için kullanılacak BBEİT’in

$$L_m I_{yük_{max}} \leq N_1 B_1 A_1 \quad (7.16)$$

koşulunu sağlayacak şekilde tasarlanması gerekir. Ayrıca bu yeni PLC sisteminin düzgün çalışabilmesi için gerekli diğer bir kriter olan ve 3. Bölümde verilen şebeke tarafı gerilim düşümü kriteri de sağlanmalıdır. Bu iki kriter bu önerilen sistemin tasarımı için birlikte kullanılmalıdır.

## 8. SONUÇ

Bu çalışmada şebeke tarafında kullanılmak üzere alternatif bir PLC verici devre topolojisi önerilmiş ve bir güç hattı haberleşme sisteminde kullanılan alıcı/verici devresinin bloklama endüktörü ve izolasyon trafosu birleştirilmiştir. Analizlerde, simülasyonlarda ve deneylerde verici devre izolasyon transformatörünün güç hattı tarafındaki sargısı bloklama endüktörü olarak da çalışması amacıyla devreye seri olarak bağlanmıştır. BBEİT olarak isimlendirilen bu transformatörün verici olarak çalıştığı güç hattı haberleşme sisteminin süperpozisyon teoremi kullanarak analizi yapılmıştır. Bu analizde transformatör eşdeğer devresinin frekansla değişmediği kabul edilmiştir. BBEİT'in primer sargısı yük akımına dayanacak şekilde tasarlanmalıdır. Bu çalışmada ayrıca bu transformatörün sahip olması gereken parametreler için kriterler verilmiştir. BBEİT trafosu tasarlamak yerine hazırda bulunan üç fazlı bir tekstil makinasından çıkma bir transformatör bu çalışmada kullanılmıştır. Bu çalışmada verici sinyalin frekansı CENELEC standardı EN 50 065'na göre özel amaçlı kullanımlara ayrılan frekans bandı aralığından 140 kHz olarak seçilmiştir ve verici sinyali sinyal jeneratörü ile BBEİT'in sekonder sargısına uygulanmıştır. Şebeke yük akımı BBEİT'in şebeke tarafındaki yani primer sargısı üzerinden devreyi tamamlamıştır. Bu sargıda şebeke frekansında düşen geriliminin şebeke geriliminin yüzde 10'unu geçmemesi BBEİT parametrelerinin seçimi için gerekli kriterlerden birisidir. BBEİT için diğer bir tasarım kriteri ise maksimum akımda trafonun doyuma girmemesi olarak verilmiştir. Kullanılan BBEİT trafosu şebeke sargısı bloklama endüktörü olarak da kullanılacağından yük akımına dayanacak şekilde tasarlanmalıdır ve kullanılan hazır trafo çok yüksek akıma dayanabilen bir trafo olduğundan bu şartı sağlamaktadır. BBEİT izolasyon transformatörünün seçimi ve tasarımı içinde gerekli formüller de bu çalışmada verilmiştir. Aynı güç hattı üzerinde bulunan alıcı kısımdaki mikrodenetleyici tabanlı elektronik devre üzerinden yükün kontrolü (açılıp kapanması) gerçekleştirilerek, kullanılan bu yeni yapı ile de güç hattı haberleşmesinin yapılabileceği ve yük kontrolünde kullanılabileceği gösterilmiştir. Yük olarak 100 W gücünde bir lamba kullanılmıştır. Şebeke tarafına giden yüksek frekanslı sinyal ölçümlerde görülmemiştir. Alıcı devrede bulunan mikrodenetleyici devre üzerinde gerçekleştirilen yazılım ile freqcount kütüphanesi yardımıyla gönderilen frekans ölçülmüş ve yük kontrolü gerçekleştirilmiştir. Yük kontrolü için bu çalışmada 5 V DC röle kullanılmıştır. Farklı yüklerin kontrolü için röle yerine farklı anahtarlama elemanları kullanılabilir.

Gerçeklenen devrede kullanılan transformatörlere ait devre parametreleri trafo açık devre ve kısa devre deneyleri ile elde edilmiştir. Yeni güç hattı iletimi devresinin simülasyonu Proteus 8 Professional programı üzerinde 50 Hz frekansı için yapılan transformatör deneylerinde elde edilen parametreler kullanılarak gerçekleştirilmiştir ve verici sinyalin Alıcı Devre üzerindeki çeşitli noktalarında elde edilen sinyal şekilleri verilmiştir. Sistemin daha gelişmiş devre programları ve daha gelişmiş transformatör modelleri ile simülasyonu daha iyi sonuç verecektir.

Bu çalışmada kullanılan BBEİT ve ADİT transformatörlerinin frekansa bağlı modellenmesi yeni bir araştırma tezi konusu olabilir. Yüksek frekans çalışma bölgesini ve magnetik karakterizasyonu gözünde bulunduran bir model bu devrenin kullanılmasını kolaylaştırabilir. Böyle sofistike bir transformatör eşdeğer devresinin Proteus, Spice, Matlab'in Simulink alt programı gibi programlarda modelinin yapılması da böyle bir çalışmayı zenginleştirebilir.

İçinde BBEİT'in alıcı ya da verici PLC devresinde kullanıldığı bir güç hattı haberleşme sisteminde aynı anda birden fazla sinyal kullanarak haberleşme ya da yük kontrolü yapılması da ayrı bir araştırma konusu olabilir.

## KAYNAKLAR

- [1] Proakis, J.G., "Digital Communications", McGraw-Hill, 87-90, 1995.
- [2] Kabalcı Y, Sorgucu U, Develi İ. Haberleşme Ortamı Olarak Enerji Hatları ortamının İncelenmesi. Erciyes Üniversitesi. Bartın Üniversitesi. 2010.
- [3] Kelly, G., "Home Automation: Past, Present &Future", Trade Electronics Australia, February,1-6, 1997.
- [4] Rensburg, P.A., Ferreria H., "Coupler winding ratio selection for effective narrowband power-line communications", IEE Trans. Power Deliv., 140-160, 2008.
- [5] Hooijen, O., "A Channel Model for the Low-Voltage Power-Line Channel", International Symposium on Power-line Communications and its Applications,Essen, Germany, 65-72, 1997.
- [6] Osama, B. , Er L. , "Design of Broadband Coupling Circuits for Powerline Communication" Communications Laboratory,Helsinki University of Technology, 4-7, 2001.
- [7] Burroughs, J.,"Home Automation Using the PIC16F877A" , Microchip Technology Inc., 1-8, 2002.
- [8] Karataş, P., Aksoy M., "Mikrodenetleyici Tabanlı Akıllı Ev otomasyonu", Çukurova Üniv. Elk.-Elkt. Müh Bölümü, Adana, 1-5, 2004.
- [9] Bal G, Gülönü R, Demirbaş Ş. Enerji Hatları Üzerinden Elektrik Sayacının Okunması ve Deneysel Analizi. Gazi Üniversitesi. Teknoloji Fakültesi. 2016.
- [10] Son Y.S, Pulkkinen T, Moon K, Kim C. Home Energy Management System based on Power Line Communication. IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 56, No. 3. 2010.
- [11] Lita I ve Visan D.A. Power Line Communication Module for Distributed Control Systems.IEEE. 978-1-4673-2240-9. University of Pitesti, Romania. 2012.
- [12] Hasırcı Z, Çavdar İ.H, Suljanovic N, Mujcic A. An Application of the Broadband PLC for Smart Homes in Turkey. IEEE. 978-1-4799-0404-4/13. 2013.
- [13] Arefeen I, Samad A, Nur A. The power line home automation type communication system for voice communication and data transmission using an existing power line. International Forum on Strategic Technology (IFOST), October 21-23, 2014. Khulna, Bangladesh.

- [14] Zhilenkov A.A, Gilyazov D.D, Matveev II, Krishtal Y.V. Power Line Communication Technologies in Automated Control Systems. IEEE. 978-1-5090-4865-6/17. 2017. Saint Petersburg, Russia.
- [15] Thayaparan S. Power line communication for home automation in low income households. IEEE. 978-1-5090-5353-7/17. 2017. University of Moratuwa, Sri Lanka.
- [16] Slacik J, Mlynek P, Fujdiak R, Misurec J. Equipment for Power Line Communication Based on Single-carrier System for Home Automation System. 2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium. Spring (PIERS), St Petersburg, Russia, 22–25 May. 2017.
- [17] Barker S, Irwin D, Shenoy P. Pervasive Energy Monitoring and Control Through Low-Bandwidth Power Line Communication. IEEE Internet of things journal, Vol.4, No.5 October 2017.
- [18] Righini D, Passerini F, Tonello AM. Exploiting Power Line Networks for Communication. Cornell Universty-Library. 25 Jul 2017.
- [19] Mao W, Zhang X, Cao R, Wang F, Zhao T, Xu L. A Research on Power Line Communication Based on Parallel Resonant Coupling Technology in PV Module Monitoring. Ieee transactions on industrial electronics, vol. 65, no. 3, march 2018.
- [20] Lallbeeharry N, Mazari R, Degardin V, Trebosc C. PLC Applied to Fault Detection on In-Vehicle Power Line. 978-1-5386-1913-1/18/\$31.00 ©2018 IEEE. Manchester, İngiltere.
- [21] Fujdiak R, Orgon M, Hallon J, Potisk L, Slacik J, Mlynek P, Misurec J. Radiation of an Electromagnetic Field from the Power Line Communication Adapters. 978-1-5386-4695-3/18/2018 IEEE.
- [22] Rashid R.A, Sarijari M.A, Rahim M.R.A, Yang T.Z. Flood Transmission based Protocol for Home Automation System via Power Line Communication. May 13-15. 2008. Universiti Teknologi Malaysia.
- [23] KNX. Erişim adresi: <https://www.elektrikport.com> [Erişim tarihi: 10 Haziran 2021].
- [24] Yener Ş.Ç., Mutlu R., Blocking Filter for Power Line Communication Systems. IEEE. 978-1-7281-1315-9/19/31, 2019.
- [25] Yener Ş.Ç., Mutlu R., AC Chopper Harmonic Magnitudes in Narrowband Power Line Communication Frequencies. IEEE. 978-1-7281-1315-9/19/31, 2019.



- [26] P. A. Janse van Rensburg, M. P. Sibanda, and H. C. Ferreira, "Integrated Impedance-Matching Coupler for Smart Building and Other Power-Line Communications Applications," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 30, no. 2, pp. 949–956, Apr. 2015.
- [27] P. A. Janse van Rensburg and H. C. Ferreira, "Design and Evaluation of a Dual Impedance-Adapting Power-Line Communications Coupler," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 25, no. 2, pp. 667–673, Apr. 2010.
- [28] M. P. Sibanda, P. A. Janse van Rensburg, and H. C. Ferreira, "Impedance matching with low-cost, passive components for narrowband PLC," in 2011 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2011, pp. 335–340.
- [29] P. A. Janse van Rensburg and H. C. Ferreira, "Design of a bidirectional impedance-adapting transformer coupling circuit for low-voltage power-line communications," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 20, no. 1, pp. 64–70, Jan. 2005.
- [30] P. A. Janse van Rensburg and H. C. Ferreira, "Coupler Winding Ratio Selection for Effective Narrowband Power-Line Communications," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 23, no. 1, pp. 140–149, Jan. 2008.
- [31] P. A. J. van Rensburg, A. J. Snyders, and H. C. Ferreira, "Complementary capacitive-inductive data coupler for power-line communications," *Aust. Pat.*, no. 2011101421, 2011.
- [32] Power Line Data Transmission Project – The "Meter Man" Amandeep Gill, Debraj Paul, Jian Huang. Victoria Üniversitesi Elec-499 Design Project Final Report. 2004.
- [33] N. Arı ve Ş. Özen, "İletim Yollu Gürültü Kuplajı," *Elektromanyetik Uyumluluk*, Ankara, Türkiye: Palme Yayıncılık, 2008, böl. 10, ss. 169.
- [34] Yalova Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Enerji Sistemleri Mühendisliği Bölümü Ders Notları. Erişim adresi: <http://www.afguven.com/>. [Erişim tarihi: 10 Haziran 2020].
- [35] Z. A. Adrian, P. D. Francis ve E. R. Harry. "High Frequency Transformer Based on a Coupled Inductor Topology with Dielectric Isolation," *International Power Electronics Conference*, 2014. 978-1-4799-2705-0/14/\$31.00 ©2014 IEEE.
- [36] A. Özdemir, "Transformatör Yapım Hesapları," *Analog Elektronik-I*, Ankara, Türkiye: Gece Yayıncılık, 2014, böl. 5, ss. 89.
- [37] N. Mohan, T.M. Undeland ve W.P. Robbins, "Transformatör Tasarım Yöntemi," *Güç Elektroniği*, İstanbul, Türkiye: Literatür Yayıncılık, 2014, böl. 30, ss. 846.

[38] CENELEC EN 50065-1. (1991). European Standards, 1-22.

[39] N. Daldal, “Enerji hatları üzerinden haberleşmede iletişim frekansı etkisinin ysa ile analizi ve bir haberleşme sisteminin geliştirilmesi” Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2013.

[40] Freqcount. Erişim adresi: <https://www.pjrc.com/>. [Erişim tarihi: 05 Ekim 2020].



## EKLER

### Alıcı Devre C Kodları

```
#include <FreqCount.h> // Kütüphanenin uygulamaya dahil edilmesi
int yuk=13; // Yükün hangi pine takılacağıın belirlenmesi, 13 numaralı uç çıkış olarak kullanılacaktır.
void setup() {
pinMode(yuk,OUTPUT); // 13 numaralı pinin çıkış olarak ayarlanması
Serial.begin(9600); // Seri veri transferi için hızın belirlenmesi
FreqCount.begin(100); // Frekans saymanın başlatılması
}
void loop()
{
if (FreqCount.available())
{
// Yeni bir frekans hesaplamasının tamamlanıp tamamlanmadığının kontrolü
unsigned long count = FreqCount.read(); // Hesaplanan frekansın okunması
Serial.println(count); // Seri porta okunan frekans değerinin yazılması
if (count >= 13500 && count <= 14500) // Frekansın istenen aralıkta olup olmadığının kontrolü
{
Serial.println("Gönderilen Frekans Ölçüldü");
digitalWrite(yuk,LOW); // 13 nolu pine bağlı olan yükün çalıştırılması
}
else
{
digitalWrite(yuk,HIGH); // 13 nolu pine bağlı olan yükün durdurulması
}
}
}
```