

**HALL ETKİLİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ KULLANAN DİFERANSİYEL
RÖLENİN TRANSFORMATÖR KORUMASINDA KULLANILMASI**

Mehmet TÜREN

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

Aralık 2005

ANKARA

Mehmet TÜREN tarafından hazırlanan HALL ETKİLİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ KULLANAN DİFERANSİYEL RÖLENİN TRANSFORMATÖR KORUMASINDA KULLANILMASI adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Yrd. Doç. Dr. Fadıl ÇELİKKOL

Tez Yöneticisi

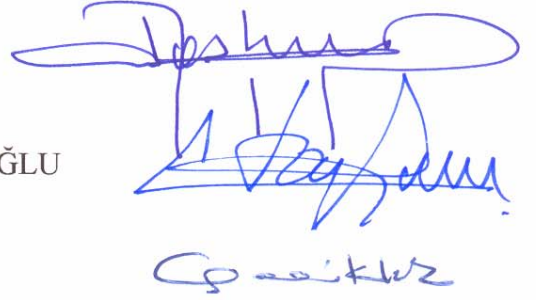


Bu çalışma, jürimiz tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

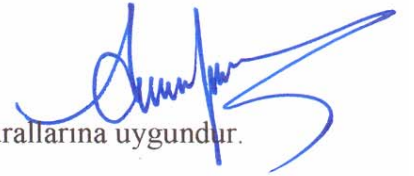
Başkan: : Prof. Dr. İsmail COŞKUN

Üye : Prof. Dr. Cengiz TAPLAMACIOĞLU

Üye : Yrd. Doç. Dr. Fadıl ÇELİKKOL



Bu tez, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygundur.



HALL ETKİLİ DÖNÜŞTÜRÜCÜ KULLANAN DİFERANSİYEL RÖLENİN TRANSFORMATÖR KORUMASINDA KULLANILMASI

(Yüksek Lisans Tezi)

Mehmet TÜREN

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

Aralık 2005

ÖZET

Güç transformatörleri enerji sistemlerinin en pahalı ve vazgeçilmez elemanlarından biridir. Bu cihazlar şebekede değişik arızalar ile karşılaşır. Bazen hayati zararlara neden olurlar.

Transformatör korumasında diferansiyel rölelerin güncelleşerek önemini koruduğu bilinen bir gerçektir. Bunun en önemli nedeni önceden düşünülmeyen etkilerin de dikkate alınması, sayısal işaret işleme yöntemlerinin ve mikroişlemci ile programlanabilir mantık denetleyici(PLC gibi) uygulama alanlarının gelişmesidir.

Diferansiyel koruma yöntemleri ve mıknatıslanma akımı ile harmonik bileşenler üzerine literatürün detaylıca araştırarak hazırlanan ve gerçekleştirilen uygulama çalışmasında; diferansiyel röle ile bir transformatörün korunması Hall etkili dönüştürücü kullanarak gerçekleştirilmiştir.

Bilim Kodu : 905
Anahtar Kelimeler : Diferansiyel Röle, Hall-Effect Sensör
Sayfa Adedi : 184
Tez Yöneticisi : Yrd. Doç. Dr. Fadıl ÇELİKKOL

**TRANSFORMER PROTECTION WITH DIFFERENTIAL RELAY USING
HALL-EFFECT CURRENT SENSORS**

(M.Sc. Thesis)

Mehmet TUREN

**GAZI UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY**

December 2005

ABSTRACT

Power transformers are one of the most expensive and indispensable elements of the energy systems. These equipment face different types of faults, and sometimes cause costly and vital losses in the power system.

It is a fact that modernised versions of differential relays still keep their importance in the transformer protection. The most important reason of this is the merging of the widening application of the digital signal processing technics and improved microprocessors, the programmable logic controller (such as PLC) in the design of differential relays.

In this work, the differential protection methods, effect of magnetising current and its harmonic components are investigated in detail. And this study is used in the realisation of a prototype differential relay using Hall effect devices as the current sensors.

Science Code : 905

Key Words : Differential Relay, Hall-Effect Device

Page Number: 184

Adviser : Yrd. Doç. Dr. Fadıl ÇELİKKOL

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım süresince; yardım ve katkıları ile beni yönlendiren, bilgileriyle bana rehber olan, kendisinden çok şey öğrendiğim, tecrübelerinden faydalandığım, saygı ve şükran duyduğum değerli hocam Yrd. Doç. Dr. Fadıl ÇELİKKOL'a uygulama çalışmalarımda her türlü olanaktan yararlanmamı sağlayan değerli hocam Yrd. Doç. Dr. Timur AYDEMİR'e yine bana her konuda destek olan değerli hocam Prof. Dr. Cengiz TAPLAMACIOĞLU'na, ders aldığım diğer bütün hocalarıma, eğitimim boyunca tecrübeleriyle benden desteğini esirgemeyen çok sevdiğim ve saygı duyduğum değerli Erol TOPBAŞ'a teşekkürü bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET.....	iii
ABSTRACT.....	iv
TEŞEKKÜR.....	v
İÇİNDEKİLER.....	vi
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	x
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xv
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Güç Sistemlerinde Koruma.....	1
1.2. Arızaların Nedenleri.....	2
1.3. Koruma Felsefesi.....	3
1.4. Koruma Sistemlerinin İşlevleri.....	5
1.5. Röle Gurubu.....	6
1.6. Koruyucu Röle Sistemleri.....	8
1.7. Rölelerin Sınıflandırılması.....	9
2. DİFERANSİYEL KORUMA.....	10
2.1. Çalışma Prensibi.....	10
2.2. Tutucusuz Diferansiyel Röleler.....	14
2.3. Tutuculu(yüzdeli) Diferansiyel Röleler.....	18
2.4. Güç Transformatörlerinde Olağan Dışı Çalışmayı Gösteren Durumlar ve Bozukluklar.....	22
2.5. Diferansiyel Röle Hangi Arızalarda Çalışır.....	23

Sayfa

2.6. Diferansiyel Rölelerin Yanlış Çalışmaları.....	26
2.7. Mıknatıslanma Akımının Diferansiyel Rölelere Etkisinin Azaltılması.....	27
3. AKIM ALGILAYICILARI.....	30
3.1. Akım Transformatörleri.....	30
3.2. Özel Algılayıcılar Yada Rogowski Algılayıcıları.....	30
3.3. Hibrit Algılayıcılar.....	31
3.3.1. Optik akım algılayıcıları.....	31
3.3.2. Sıfır akı transformatörleri.....	35
3.3.3. Hall etkili akım algılayıcıları.....	36
4. HALL ETKİLİ ALGILAYICI TEORİSİ.....	38
4.1. Hall Etkisi.....	38
4.2. Pozitif Yük Taşıyıcıları İçin Hall Gerilimi.....	39
4.3. Hall Prob.....	40
4.4. Hall Etkili Algılayıcı.....	41
4.5. Hall Anahtarlama.....	43
4.6. Doğrusal Algılayıcılar.....	44
4.6.1. Özellikleri ve faydaları.....	44
4.6.2. Kesinleşmiş oran tanımlaması.....	45
4.6.3. Kalibre edilmiş doğrusal algılayıcılar.....	46
4.7. Akım Algılama.....	47
4.7.1. Yüksek akım ölçümü.....	47
4.7.2. Hassasiyetin arttırılması için bobin kullanılması.....	49
4.7.3. Maksimum hassasiyet için toroid kullanılması.....	49

Sayfa

4.7.4. Doğrusal algılayıcı uygulamalarında kalıcı mıknatıs kullanımı.....	50
4.8. Hall Etkili Algılayıcının Kullanımı.....	50
4.9. Günümüz Uygulamalarında Kullanılan Hall Etkili Dönüştürücüler.....	52
4.9.1. Hall etkili akım dönüştürücüler.....	53
4.9.2. Hall etkili gerilim dönüştürücüler.....	55
4.9.3. Hall etkili dönüştürücü seçimindeki parametreler.....	57
4.10. Hall Etkili Algılayıcıların Uygulama Alanları.....	58
5. UYGULAMA ÇALIŞMASI.....	61
5.1. Tasarımı Yapılan Diferansiyel Rölenin Orcad (PSpice) Simülasyonları.....	65
5.1.1. Diferansiyel rölede kullanılan blokların orcad simülasyonları.....	65
5.1.2. Diferansiyel rölenin orcad simülasyonları.....	79
5.2. Diferansiyel Koruma Matlab(simulink) Benzetimleri.....	95
5.2.1. Tek fazlı diferansiyel koruma matlab benzetimi.....	95
5.2.2. Üç fazlı diferansiyel koruma matlab benzetimi.....	99
5.3. Uygulama Devreleri.....	102
6. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	107
KAYNAKLAR.....	109
EKLER.....	110
EK-1 Diferansiyel koruma matlab simülasyonları.....	111
EK-2 Koruması yapılan transformatörün özellikleri ve yük hesapları.....	125
EK-3 Çevirisi yapılan kavramların ingilizce karşılıkları.....	127
EK-4 Matlab benzetiminde kullanılan semboller.....	129
EK-5 Diferansiyel koruma devre elemanları listesi.....	132
EK-6 Diferansiyel koruma devrelerinin baskı şemaları.....	135
EK-7 Uygulama çalışmalarını gösteren resimler.....	138
EK-8 Tasarımı yapılan diferansiyel koruma resimleri.....	142
EK-9 Diferansiyel koruma devre elemanları katalog bilgileri.....	147
ÖZGEÇMİŞ.....	184

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 1.1. Rölelerin sınıflandırılması.....	9

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 1.1. Kaynağın güvenilirliği, maliyeti ve tüketiciye maliyeti arasındaki ilişkiyi gösteren şema.....	3
Şekil 1.2. Korumada bölgelerin birbirlerinin üzerine bindirilmesi.....	5
Şekil 2.1. Diferansiyel röle bağlantıları ve akım yönleri.....	11
Şekil 2.2. Dahili arıza koşulları.....	13
Şekil 2.3. Örnekteki 10000 kVA 154/34,5 kV güç transformatörü bağlantı şeması.....	15
Şekil 2.4. Dengeleyici akım transformatörlerinin bağlantı şeması.....	17
Şekil 2.5. Tutucusuz diferansiyel röle çalışma karakteristiği.....	18
Şekil 2.6. Tutucu bobin ve çalıştırma bobini bağlantı şekli.....	19
Şekil 2.7. Tutucu bobinli diferansiyel röle çalışma karakteristiği.....	20
Şekil 2.8. Tutucu bobinin diferans devreye etkisi.....	20
Şekil 2.9. Tutucu bobinli (yüzdeli) diferansiyel rölenin çalışması.....	22
Şekil 3.1. Rogowski algılayıcısının şematik gösterimi.....	31
Şekil 3.2. Faraday etkisini temsil eden şematik gösterim.....	32
Şekil 3.3. Optik kristal algılayıcısının şematik gösterimi.....	33
Şekil 3.4. Optik fiber algılayıcısının şematik gösterimi.....	34
Şekil 3.5. Sıfır akı akım transformatörünün şematik gösterimi.....	36
Şekil 3.6. Hall etkili akım algılayıcısının şematik gösterimi.....	36
Şekil 4.1. Negatif yük taşıyıcıları için Hall gerilimi.....	38
Şekil 4.2. Pozitif yük taşıyıcıları için Hall gerilimi.....	39
Şekil 4.3. Manyetik kutup parçaları arasındaki Hall prob.....	40

Şekil	Sayfa
Şekil 4.4. Yarı iletken bir tabakada, harici olarak akım yönüne dik doğrultuda etkiyen manyetik bir alan etkisiyle oluşan Hall gerilimi.....	41
Şekil 4.5. Alan etkili karışık kanallı tranzistör algılayıcılar.....	42
Şekil 4.6. Hall algılayıcının çalışma prensibi.....	42
Şekil 4.7. Anahtarlama noktalarının tanımı.....	43
Şekil 4.8. Doğrusal Hall algılayıcı karakteristiği.....	44
Şekil 4.9. Doğrusal algılayıcı karakteristikleri.....	45
Şekil 4.10. Doğrusal oransal tek Hall algılayıcı kullanımı.....	45
Şekil 4.11. Kuvvet etkilerini yok etmek için birden çok algılayıcılar.....	46
Şekil 4.12. Elektronik olarak konum değiştiren algılayıcılar.....	46
Şekil 4.13. Yüksek akım ölçümü için kullanılan toroid.....	48
Şekil 4.14. Düşük akım ölçümü için çoklu sarım.....	48
Şekil 4.15. Hall algılayıcı konumu.....	49
Şekil 4.16. Hall etkili algılayıcı kullanımı.....	50
Şekil 4.17. Hall etkili algılayıcının çok kutuplu bir mıknatıs ile kullanımı, Oluşan sinüzoidal sinyal ve kare sinyale dönüştürülmesi	51
Şekil 4.18. Çeşitli kullanımlara yönelik Hall etkili dönüştürücü uygulamaları.....	52
Şekil 4.19. Açık çevrim Hall etkili akım dönüştürücüsü.....	54
Şekil 4.20. Kapalı çevrim Hall etkili akım dönüştürücüsü.....	54
Şekil 4.21. Kapalı çevrim Hall etkili gerilim dönüştürücüsü.....	56
Şekil 5.1. İşlem kuvvetlendiricinin yapısı.....	64
Şekil 5.2. İşlem kuvvetlendiricili doğrultucu devresi a.Giriş gerilimine bağlı olarak çıkış gerilimi 500 ms b.Giriş gerilimine bağlı olarak çıkış gerilimi 500 ms	66

Şekil	Sayfa
Şekil 5.3. İşlem kuvvetlendiricili doğrultucu devresi a.Giriş gerilimine bağlı olarak çıkış gerilimi 250 ms b.Giriş gerilimine bağlı olarak çıkış gerilimi 100 ms	67
Şekil 5.4. Fark kuvvetlendirici devresi.....	68
Şekil 5.5. Fark kuvvetlendirici örnek devresi ve diff. amp. giriş, çıkış gerilimleri.....	70
Şekil 5.6. Fark kuvvetlendirici örnek devresi ve diff. amp. giriş, çıkış gerilimleri.....	71
Şekil 5.7. Fark kuvvetlendirici çıkışındaki gerilimin ayar gerilimle karşılaştırılması, fark kuvvetlendirici çıkış gerilimi ayar gerilime eşit.....	72
Şekil 5.8. Fark kuvvetlendirici çıkışındaki gerilimin ayar gerilimle karşılaştırılması, fark kuvvetlendirici çıkış gerilimi ayar gerilimden farklı.....	73
Şekil 5.9. Çıkış (röle) devresi girişinde 0,5 V gerilim olması durumu.....	74
Şekil 5.10. Çıkış (röle) devresi girişinde 1 V gerilim olması durumu	75
Şekil 5.11. Tutucu devre ve grafiği.....	76
Şekil 5.12. Diferansiyel röle tek faz toplam bağlantı devresi.....	78
Şekil 5.13. Bir faz için toplam devre içinde doğrultucu devresi çıkışları a.Doğrultucu devresi çıkışları(giriş gerilimleri eşit) 500ms b.Doğrultucu devresi çıkışları(giriş gerilimleri eşit) 100ms.....	80
Şekil 5.14. Bir faz için toplam devre içinde doğrultucu devresi çıkışları a.Doğr. devresi çıkışları(giriş gerilimleri farklı $V_1=5V$, $V_2=2V$) 500ms b.Doğr. devresi çıkışları(giriş gerilimleri farklı $V_1=5V$, $V_2=2V$) 100ms.....	81
Şekil 5.15. Bir faz için toplam devre içinde fark kuvvetlendirici devresi çıkışları a.Fark kuvvetlendirici devresi çıkışları(giriş gerilimleri eşit) 500ms b.Fark kuvvetlendirici devresi çıkışları(giriş gerilimleri eşit) 100ms.....	83
Şekil 5.16. Bir faz için toplam devre içinde fark kuvvetlendirici devresi çıkışlar a.Fark kuv. dev. çıkışları(giriş gerilimleri farklı $V_1=5V$, $V_2=2V$) 500ms b.Fark kuv. dev. çıkışları(giriş gerilimleri farklı $V_1=5V$, $V_2=2V$) 100ms.....	84

Şekil	Sayfa
Şekil 5.17. Bir faz için toplam devre içinde fark kuvvetlendirici devresinin çıkışının ayarlanmış değerle karşılaştırılması a.Karşılaştırma devresi çıkışı(giriş gerilimleri eşit) 500ms b.Karşılaştırma devresi çıkışı(giriş gerilimleri eşit) 100ms.....	86
Şekil 5.18. Bir faz için toplam devre içinde fark kuvvetlendirici devresinin çıkışının ayarlanmış değerle karşılaştırılması a.Karşılaştırma dev. çıkışı(giriş gerilimleri farklı $V_1=5V$, $V_2=2V$) 500ms b.Karşılaştırma dev. çıkışı(giriş gerilimleri farklı $V_1=5V$, $V_2=2V$) 100ms..	87
Şekil 5.19. Bir faz için toplam devre içinde röle devresi çıkışı a.Röle devresi çıkışı(giriş gerilimleri eşit) 500ms b.Röle devresi çıkışı(giriş gerilimleri eşit) 250ms.....	89
Şekil 5.20. Bir faz için toplam devre içinde röle devresi çıkışı a.Röle devresi çıkışı(giriş gerilimleri farklı $V_1=5V$, $V_2=2V$) 500ms b.Röle devresi çıkışı(giriş gerilimleri farklı $V_1=5V$, $V_2=2V$) 250ms.....	90
Şekil 5.21. Bir faz için toplam devre a.Bir faz için toplam devre(giriş gerilimleri eşit) 500ms b.Bir faz için toplam devre(giriş gerilimleri eşit) 250ms.....	93
Şekil 5.22. Bir faz için toplam devre a.Bir faz için toplam devre(giriş gerilimleri farklı $V_1=5V$, $V_2=2V$) 500ms b.Bir faz için toplam devre(giriş gerilimleri farklı $V_1=5V$, $V_2=2V$) 250ms.	94
Şekil 5.23. Transformatör tek fazlı diferansiyel koruma matlab modeli.....	96
Şekil 5.24. Transformatör tek fazlı diferansiyel koruma matlab modeli (toplu sistem).....	97
Şekil 5.25. Diferansiyel röle devresi blok şeması	97
Şekil 5.26. Birincil devredeki ölçü blok şeması.....	98
Şekil 5.27. İkincil devredeki ölçü blok şeması.....	98
Şekil 5.28. Transformatör üç fazlı diferansiyel röle matlab modeli (toplu sistem)..	100
Şekil 5.29. R fazına ait diferansiyel röle blok şeması.....	100
Şekil 5.30. R fazına ait birincil devre ölçü blok şeması.....	101
Şekil 5.31. R fazına ait ikincil devre ölçü blok şeması.....	101

Şekil	Sayfa
Şekil 5.32. Röle tek faz açık devresi ve bağlantıları.....	102
Şekil 5.33. Röle DC güç kaynağı devresi ve bağlantıları.....	103
Şekil 5.34. Sistem DC güç kaynağı devresi ve bağlantıları.....	103
Şekil 5.35. Hall etkili dönüştürücü değişik akımlardaki çıkış karakteristiği.....	104
Şekil 5.36. Hall etkili dönüştürücü tek faz devresi ve bağlantıları.....	105
Şekil 5.37. Sistem blok şeması ve bağlantıları.....	106

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

<i>Simgeler</i>	<i>Açıklama</i>
I_A	Birincil devre akımı
I_B	İkincil devre akımı
i_a	Birincil devredeki akım transformatörünün ikincil devresinden geçen akım
i_b	İkincil devredeki akım transformatörünün ikincil devresinden geçen akım
i_f	Çalıştırma bobininden geçen akım
I_A'	F noktasında oluşacak arızada birincil devreden geçecek akım
I_B'	F noktasında oluşacak arızada ikincil devreden geçecek akım
i_a'	F noktasında oluşacak arızada birincil devredeki akım transformatörünün birincil devresinden geçecek akım
i_b'	F noktasında oluşacak arızada ikincil devredeki akım transformatörünün ikincil devresinden geçecek akım
i_f'	F noktasında oluşacak arızada çalıştırma bobininden geçecek akım
N	Güç transformatör gücü
U	Güç transformatör birincil ve ikincil devre gerilimleri
$YnYn0$	Yıldız-yıldız bağlı transformatör
V	Verdelin sabiti
F	Faraday etkisi
H	Manyetik alan şiddeti
L	Yüzey alanı

$n\zeta$	Çalıştırma bobini sarım sayısı
nt	Tutucu bobin sarım sayısı
N_1	Birincil devre nominal sarım sayısı
N_2	İkincil devre nominal sarım sayısı
I_1	Ölçülecek akım
I_2	Algılama elemanı
N	Sarım sayısı
t	Zaman
B	Manyetik akı yoğunluğu
μ	Manyetik geçirgenlik (permeabilite)
P_1	Manyetik kutupların kütlesi
P_2	Manyetik kutupların kütlesi
r	Kutuplar arasındaki uzaklık
$\vec{r}_1$	P ₁ 'den P ₂ 'ye doğru olan birim vektör
$\vec{F}$	Manyetik kuvvet
Φ	Manyetik akı
A	Maddenin kuvvet çizgilerine dik doğrultu alanı
J	Mıknatıslanma şiddeti
V_{Hall}	Hall gerilimi
σ	Volt/gauss hassasiyeti
I	Akım
n	Hareketli yüklerin yoğunluğu
e	Elektron yükü
V_d	Yükün sürüklenme hızı
d	Hall eleman kalınlığı
F_m	Manyetik kuvvet
A	Alan
V_{OB}	Bilinmeyen alana uygulanan çıkış gerilimi
$V_{O\Phi}$	0 gauss ile uygulanan çıkış gerilimi
k	Kalibre edilen alet hassasiyeti
r	Algılayıcı ile kablo merkezi arasındaki mesafe (inç)

n	Bobine sarılan tel sayısı (sarım sayısı)
I_r	Röle sınırlama akımı
I_{th}	Kısa süreli termik dayanım akımı
G	Gauss
ms	MiliSaniye
s	Saniye
mV	MiliVolt
mT	MiliTesla

*Kısaltmalar**Açıklama*

EMI	Elektromanyetik gürültü
$IEEE$	Amerika Elek-Elektrk Müh. Kurumu
$CMOS$	Complementary Metal Oxidised Semiconductor (Field Effect Transistor) Alan etkili karışık kanallı transistör (n kanal ve P kanal birlikte kullanılır.)
HES	Hidroelektrik Santrallar
$Diff$	Diferansiyel (fark)
$Diffamp$	Diferansiyel Amplifikatör
$A.T.$	Akım Transformatörü
$A.T.O.$	Akım Transformatör Oranı
EN	Uluslararası Norm
DC	Doğru Akım
AC	Alternatif Akım
$\mathcal{C}$	Çalışma bobini
TB	Tutucu bobin
$\mathcal{CB}$	Çalıştırma bobini
$A.S.$	Amper sarım
T	Kademe değiştirme oranı
CM	Manyetik çekirdek

1. GİRİŞ

1.1. Güç Sistemlerinde Koruma

İlk röleler indüksiyon disklerinden ve bir takım mekanik parçalardan meydana gelen elektromekanik aletlerdir. Tüm elektromekanik röleler zamana bağlı olarak çalışmaktadır. Elektromekanik röleler hem mekanik yönden hem de elektromanyetik parazitler yönünden (EMI) oldukça güvenilirdir. Genellikle yavaştır ve çalışma hızları periyotlar cinsindendir. Ayrıca çalışmaları için enerji gerektiğinden, gerilim ve akım transformatörlerine ihtiyaç duymaktadır.

1950’li yılların sonlarına doğru yarıiletken röleler ortaya çıkmıştır(1). Bu röleler diyotlar, tranzistörler ve işlemsel kuvvetlendiriciler gibi elektronik bileşenlerden imal edilmişlerdir. İlk yarıiletken röleler elektromanyetik parazitlerden ötürü ortaya çıkan arızaları nedeniyle çok büyük sıkıntı yaratmaktaydı. Bu arızalar güç sistemlerinde ciddi sorunlara yol açmaktaydı. Bazı röle mühendisleri o yıllarda bu sorunları daha da irdelerek yarıiletken rölelerin elektromekanik rölelerden daha az güvenli olduğunu vurgulamışlardır. Yarıiletken röleler modern güç sistemlerinin vazgeçilmez bir parçası olmuştur. Günümüzde yarı iletken röleler bakımsız koruma işlevinde çok büyük bir esneklik sunmaktadır. Çalışma hızları bir periyot ya da daha azdır. Genellikle; güç sistemlerinde koruma sistemi, yarı iletken rölelerin ve elektromekanik rölelerin bileşiminden oluşmaktadır. Elektromekanik röleler aşırı akım koruma gibi daha basit uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Yarı iletken röleler ön koruma, mesafe koruma gibi daha karmaşık koruma işlevlerinde kullanılmaktadır(1).

Son yıllarda güç sistemleri üzerine geniş kapsamlı koruma çalışmaları yapılmıştır. 1970’li yıllar mikrobilgisayarlar kullanılarak sayısal rölelerin ortaya çıktığı yıl olmuştur. Şalt sahaların da iletim hatlarının sayısal koruma için çevrim dışı (on-line) sistemlerde mikrobilgisayarlar üzerinde deneyler yapılmıştır. Sayısal röle kavramı için çoğu bilim adamlarının üzerinde durduğu ana unsurlar ekonomik oluşları,

güvenilir oluşları, esneklikleri, geleneksel rölelerden daha fazla verimli olmalarıdır ve bilgisayar sistemleri ile birlikte şalt sahalarında kullanılabilmeleridir. Mikroişlemcilerin gelişmesiyle güç sistemlerinde kullanılan koruma devrelerinin gelişimi de daha düşük maliyetli olmuştur.

Sonuç olarak; güç sistemlerinde birim koruma amacıyla çok sayıda yazılım ve donanım sistemleri geliştirilmiştir. Bu rölelerin varlığı ile kazanılan deneyimden düşük maliyetli oldukları ve daha ileriki yıllarda da gelişeceği söylenebilir.

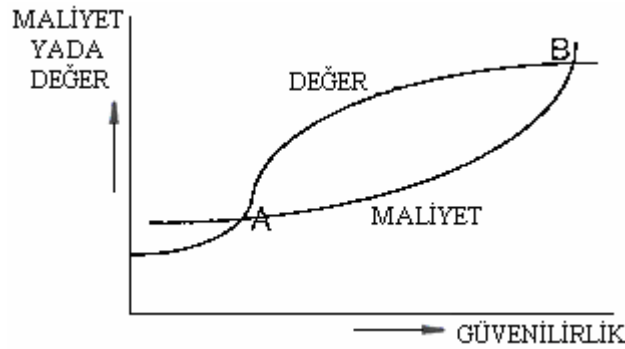
1.2. Arızaların Nedenleri

Genellikle yalıtım olarak hava, yüksek dirençli katı, sıvı, gaz malzemeler kullanılır. Bunlardan katı olanlar mekanik dayanak olarak da kullanılır. Kısa devrelerin dışında organik yalıtım malzemeleri yaşlanma, sıcaklık nedeniyle bozulabilir. Yıldırımlar, açma kapamalar gibi aşırı gerilimlerle delinebilir. Porselen izolatörler kir, tuz gibi maddelerin nem ile karışmasıyla köprülenerek kısa devre olabilir ve çatlayabilir. Tüm bu durumlarda yalıtım direncinin azalmaya başlaması, önceleri bozulma ve iyonizasyonu teşvik eden küçük akımların doğmasına, bir süre sonrada çığ örneği büyüyerek büyük enerji açığa çıkaran arızaların oluşmasına yol açar. Hızla ortadan kaldırılmamaları durumunda, iletkenler ısınarak sağlıklı durumdaki diğer yalıtımları da bozmaya başlar(2).

Hatlar ve diğer teçhizat yalıtımlarının üzerinden akım akmaya başladığı yada akım kesildiği zaman aşırı gerilimlere maruz kalır. Bunlar kararlı duruma geçen gerilimlerin bileşenleri olup bir su valfinin ani kapanmasıyla oluşan suyun çekiç etkisine benzer bir etki gösterir.

1.3. Koruma Felsefesi

Enerji üretim, iletim ve dağıtım sistemlerinin tasarım ve işleminde en önde gelen ilkeler, diğer tüm mühendislik alanlarında olduğu gibi güvenilirlik ve ekonomiktir. Ancak bu iki kaçınılmaz gereklilik her zaman birbiriyle çeliştiğinden, Şekil 1.1.'deki sistem güvenilirliği ve maliyeti ilişkisini veren şemayı incelemekte yarar vardır.



Şekil 1.1. Kaynağın güvenilirliği, maliyeti ve tüketiciye maliyeti arasındaki ilişkiyi gösteren şema (2)

Sistemin A ve B kesişim noktaları arasında bir yerde bulunması gerekir. Şekil 1.1. sistem tasarımında güvenilirliğin önemini ve yeterli güvenilirliği elde etmenin gereğini göstermektedir. Maliyeti düşürmeksizin sadece güvenilirliğin düşürülemeyeceğini de anlatmaktadır(2).

Güç sistemleri yüksek maliyetlerinden dolayı, kayıpsız üretim gerçekleştirmesi için güvenli olarak mümkün olduğu kadar yükte çalıştırılmalıdır. Tamamen arızadan arınmış santral ve sistem hiçbir zaman garanti edilemez. Sistemi oluşturan birimlerin her birinin arızalanma riski her ne kadar düşük ise de tümü birden düşünüldüğünde durum aynı değildir. Sistem çok büyükse arıza olasılıkları ve sisteme verdikleri zarar o kadar çoğalır ki arızaları temizleyecek teçhizat olmaksızın sistem işletilemez. O halde, güç sisteminin karakteristiğine ve gereklerine uygun bir seçici koruma sistemi kaçınılmazdır.

Koruma felsefesindeki aşamalar, arızanın tespiti, koruma rölesinin görevi alması ve arızanın sistemden temizlenmesi için ilk hareketi başlatması olarak tanımlanabilir.

En yaygın kullanılan sistem koruma elemanları ikincil röleler olmakla birlikte, birincil röleler ve sigortalar sayılabilir. Akım transformatörleri, gerilim transformatörleri ilgili elemanlar olarak değerlendirilebilir.

Seçici bir koruma elde edilebilmesi için güç sisteminin çeşitli elektriksel büyüklüklerini kullanan birden fazla röle kullanılır. Örneğin, bazı durumlarda arıza akımının genliği gözlenmesi yeterli olduğu halde başka durumlarda güç yada empedans ölçme gerekli olabilmektedir.

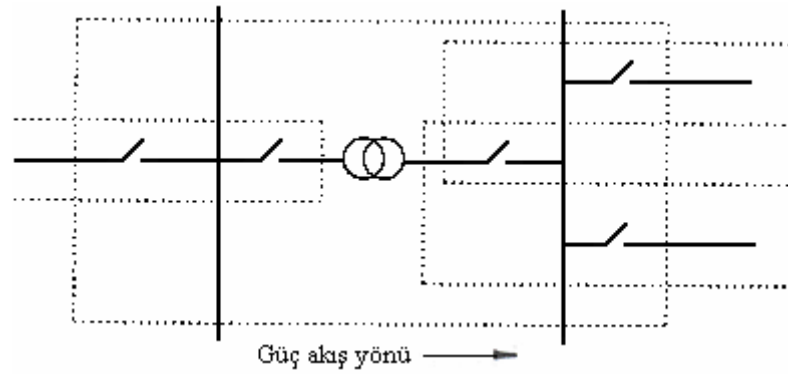
Güvenilirlik, üretim üniteleri ve transformatör merkezinin tasarımının iyileştirilmesi, sistemin ayrı, ayrı ve sağlıklı bir biçimde denetlenen alt sistemlere, bölgelere bölünmesi ile sağlanır, bu da normal işletmede esneklik sağlar ve arıza anında kayıpları en aza indirir.

Büyük arıza akımları, ciddi miktarda enerjiyi açığa çıkartırken, yangınlara, özellikle generatör ve transformatör sargılarında mekanik arızalara neden olabilir. Yukarıda sözü edildiği gibi, hasarları ve enerji kesilmelerini en aza indirmede tek çare arızalı bölümün süratle sistemden ayrılmasıdır(2).

Korunmamış hiçbir bölüm bırakmadan, sistemin bölgelere ayrılması ve arıza olduğunda korumanın en yakınındaki kesiciyi açması prensibi güdülür. İşte bu özellik seçicilik olarak adlandırılır ve iki yaygın yöntemle sağlanmaya çalışılır.

- *Zamana göre seçicilik* : Bitişik bölgeler zaman ayarlarına göre kademelendirilir. Arıza anında tüm röleler çalışır, ancak en kısa zamana ayarlı olan açmayı gerçekleştirir ve diğerlerinin çalışması durdurulur.

- *Birim koruma* : Sınırları kesinlikle belirtilmiş bölgelerdeki arızaların tam izlenmesi ilkesine dayanmaktadır. Bu tür korumada zaman kademelendirilmesi söz konusu olmadığından oldukça hızlı açmalara erişilir.



Şekil 1.2. Korumada bölgelerin birbirlerinin üzerine bindirilmesi (2)

Sistem korumada bölgelerin birbirlerinin üzerlerine bindirilmesi asıl ilkedir. Şekil 1.2.'de bir sistem için tipik bölgeler görülmektedir. Sistemin bölgelere ayrılmasında en önemli nokta akım transformatörleri ve kesicilerin yerleridir. Yerleri uygun olmayan akım transformatör ile istenilen korumanın sağlanması mümkün değildir. Şekil 1.2.'de verilen tipik bölgelerle ideal bir koruma sağlanmıştır(2).

1.4. Koruma Sisteminin İşlevleri

Bir elektrik sistemine yapılan yatırım çok büyüktür. Sistem için gerekli önlemleri alarak sistemin azami verimlilikte çalıştırılması yetmez. Aynı zamanda onun arızalara karşı korunması gerekir. Elektrik akımının yolu; enerji kaynağından, iletkenler kanalıyla trafolarla, trafolardan da yüklere doğrudur. Bu süreçte önemli bir konu yalıttır. İşte bu yalıtım kimi zamanlar sıcaklık, yaşlanma ve elektriksel kazalarla özelliğini yitirir ve akım zayıflayan bu noktadan bir yol izler. Arıza yada kısa devre diye adlandırdığımız bir durum oluşur. Kontrolden çıkan enerjinin önemli ölçüde büyüklüklere sahip olmasının doğal sonucu sistemde hasar ve gerilimlerde düşmeler meydana gelir ve bunun sonucunda, büyük kayıplar olur. Kaliteli teçhizat ve şebeke ile bunların korunmasında sağlanacak yıldırım seçici (parafudr) ve benzeri cihazlarla arızalar azaltılabilir, ama teçhizata yıldırım düşmesi, fırtınalar ve diğer görünmeyen kazalar nedeniyle bir bölümü kaçınılmaz olarak varlığını sürdürür(1).

Koruma röleleri ve röle sistemlerinde yatan felsefe, yukarıda sözü edilen arızalar oluştuğunda zararı en aza indirmek amacıyla, uygun kesicilerin açmasını sağlayarak arızanın oluştuğu bölümü en kısa zamanda sistemden ayırmaktır. Koruma sistemlerinin arızayı önceden hissedebilmesi ve arıza oluşmadan önleyebilmesi ideal bir durumdur. Ancak arıza nedeninin röleleri çalıştıracak bir etki açığa çıkarması dışında böyle bir durumun oluşması mümkün değildir. Günümüze değin bu kategoriye düşen bir röle geliştirilmiştir, o da gaz basınçlı (buchholz) röledir.

Koruma sistemi, güç sistemini uzun süren bozuklukların etkisinden korumak amacıyla tasarımlanır. Eğer arızalı güç sistem elemanı (generatör, transformatör, bara, hat vb.) hemen sistemden ayrılmaz ise, güç sisteminde kararsızlık durumlarının ve ciddi sorunların ortaya çıkmasına neden olur. Koruma sistemi bu yüzden arızalı elemanı güç sisteminden mümkün olduğu kadar çabuk ayırmalıdır(1).

Koruma sistemi genellikle rölelerle anlam bulur ve arızanın yok edilmesi için bir çok sistemlerden meydana gelir. Rölelerin yanında, koruma sistemi akım-gerilim transformatörlerinden, kesicilerden ve sabit akü guruplarından meydana gelir. Akü gurupları; kesicinin açma bobininin enerjisini sağlamaktadır.

Röleler güç sisteminin en önemli elemanlarından biridir. Röle; girişlerindeki (gerilim, akım ve kontak konumları) koşullara göre uygun çıkış durumları üretebilen ve kesicilere açma sinyali gönderebilen bir cihazdır.

1.5. Röle Gurubu

Elektriksel veya mekanik işbirliği içinde çalışan röle topluluğudur. Bir arıza durumunda veya anormal çalışma koşulunda generatör, transformatör, bara, hat vb. tesis bölümlerini devre dışı bırakmayı yada bir sinyal düzenini çalıştırmayı amaçlayan röle veya röle gurubuna “*koruma rölesi*” denir.

Koruma röleleri güç sisteminin “*akıllı*” elemanıdır. Güç çeviriciler yardımıyla güç sistemini devamlı olarak gözleyerek koruma işlevini yerine getirirler.

Aşağıdaki işlevlere sahiptirler(1).

- Anormal bir koşulu ortaya çıkarır.
- Arızanın yerini bulur.
- Arızalı elemanı güç sisteminden ayırmak için kesiciye gerekli sinyali gönderir.

Yukarıda bahsedilen işlevlerin en kısa zamanda gerçekleştirilmesi, arızalı elemana zarar vermemesi, yangına neden olmaması ve teknik personeli koruması da rölenin işlevlerine dahil edilebilir(1).

Röleler; tüm koruma sisteminin sayısal elemanlarıdır. Rölelerin tasarımı (ister analog isterse de sayısal olsun) tüm olağan dışı koşullar altında açma sinyali üretebilmeleri için imal edilir.

Türk Standartları Enstitüsü röleyi şöyle tanımlamaktadır: Bir elektrik devresindeki belli bir değişikliğe tepki göstererek aynı veya bir başka elektrik devresinde belli değişiklikler oluşturan bir aygıttır. Rölenin, değişiklik oluşturduğu devre bir kumanda veya sinyal devresidir(3).

Amerikan Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Kurumu (IEEE) röleyi şöyle tanımlamaktadır. Giriş koşullarını belirli bir değer ile karşılaştırıp yorumlayan ve gerekli koşullar sağlandığında da kesiciye açma sinyali gönderen elektrik aygıtıdır. Girişler genellikle elektrikseldir fakat mekanik, termik veya diğer büyüklükler de olabilir.

1.6. Koruyucu Röle Sistemleri

Teknik olarak çoğu röleler kendi başlarına küçük bir sistemdir. Koruyucu röleler herhangi bir elektrik güç sisteminin en önemli parçasıdır. Normal işletme şartlarında oldukça gereksiz fakat arıza olduğunda çok önemli görevleri vardır. Her zaman arızalar karşısında hazır olmaları ve ciddi hasarları önlemeleri gerekmektedir. Bu yüzden bu gibi rölelerin doğru çalışma zamanları sadece birkaç saniye ile sınırlıdır. Röleler test ve bakım esnasında da çalıştırılmaktadır.

Röle güç sisteminde meydana gelebilecek sonsuz sayıda arızaya cevap vermelidir. Herhangi bir röle uygulamasını etkileyen dört önemli faktör vardır(1).

Bunlar;

- a) *Ekonomiklik* : İlk yatırım maliyeti, işletme ve bakım maliyeti,
- b) *Meydana gelen arızaların ve tehlikeli durumların ölçümleri* : Arızaların genlikleri ve akım-gerilim transformatörlerinin konuşlandırılması,
- c) *İşletme uygulamaları* : Kabul edilen standartlara uygunluğu, tüm sistem güvenliğini sağlaması,
- d) *Önceki deneyim* : Sistem içinde meydana gelmiş olan arızalara veya tehlikeli durumlara karşı önceki cevaplarının tarihçesi.

Koruyucu röle, bütünüyle sistem genelini korumayı amaçlayan ve ileri teknoloji gerektiren bir üründür. Sistemin bütünüyle korunmasındaki amaç arızalardan sistemi korumaktır. Koruyucu sistemlerin sık, sık gözden geçirilmesi gerekmektedir çünkü; güç sistemleri büyümekte ve işletme koşulları değişmektedir.

Bir röle sisteminde aranılan en önemli niteliklerden biride güvenilir olmasıdır; Güvenilirlik kavramı röle veya röle sisteminin tamamen doğru şekilde bir işi yapma derecesidir. Sistem güvenilirliği iki ana unsurdan meydana gelmektedir, bunlar bağımlılık ve güvenlik.

Bağımlılık, sistem arızasına karşı doğru çalışma ölçüsüdür. Güvenlik ise, arızalı veya arızasız bir ortamda yanlış açma sinyaline neden olmayan sistem kabiliyetine verilen isimdir. Maalesef, bu iki unsur birbiriyle çelişki içindedir. Güvenliğin artması bağımlılığın azalmasına neden olur, veya bunun terside geçerlidir. Genelde, modern röle sistemleri oldukça güvenilirdir. Koruyucu röle sistemleri her türlü sistem ve çevre koşullarında doğru şekilde çalışmalıdır(1).

1.7. Rölelerin Sınıflandırılması

Röleler altı işlevsel grupta toplanabilir(1);

- Koruyucu röleler
- Gözlem röleleri
- Yeniden kapama röleleri
- Düzenleyici röleler
- Yardımcı röleler
- Senkronlayıcı röleler

Koruyucu röleler girişlerine, çalışma ilkelerine, yapılarına veya performans karakteristiklerine göre sınıflandırılabilir. Rölelerin sınıflandırılması ve genel röle tipleri Çizelge 1.1.'de gösterilmiştir(1).

Çizelge 1.1. Rölelerin sınıflandırılması

GİRİŞ	İŞLETME İLKESİ VEYA YAPISI	PERFORMANS KARAKTERİSTİĞİ
Akım	Yüzde	Mesafe
Gerilim	Çoklu-sınırlama	Yönlü aşırı akım
Güç	Elektromekanik	Ters zaman
Frekans	Elektronik elemanlı	Sonlu zaman
Basınç	Statik	Aşırı gerilim
Isı	Mikroişlemcili	Aşırı akım
Akış(sıvı)	Termal	Toprak veya faz
Titreşim	Akım balansı	Yüksek veya yavaş hızlı
		Faz karşılaştırmalı
		Yön karşılaştırmalı

2. DİFERANSİYEL KORUMA

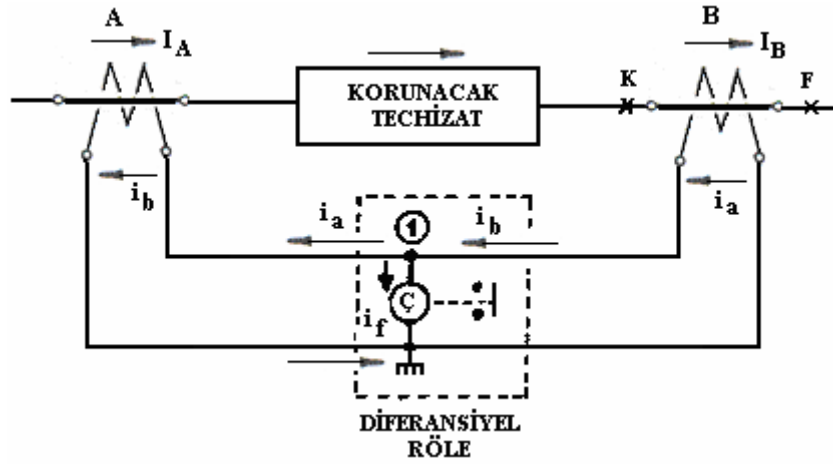
2.1. Çalışma Prensipleri

Genellikle akım büyüklüklerinin farkını oluşturarak yararlanıldığından, diferansiyel koruma denilince çeşitli elektrik sistemlerinin akım karşılaştırmalı koruma tekniğine “*diferansiyel koruma*” ana koruma ünitesine de “*diferansiyel röle*” adı verilmiştir. Dolayısıyla sözü edilen koruma tümüyle akım farkına dayanan diferansiyel koruma olacaktır. Kullanış yerleri koruduğu teçhizata göre çeşitlilik göstermektedir. Birkaç örnek vermek gerekirse;

- Bara diferansiyel koruma
- Generatör diferansiyel koruma
- Transformator diferansiyel koruma
- Blok diferansiyel koruma sayılabilir.

Yukarıda bahsedildiği gibi her iki taraftaki akımların büyüklüğünün karşılaştırılmasına dayanır. Normal işletme koşullarında, her iki taraftan röleye giren akımların eşit ve 180^0 faz farklı olması sağlanır. Yani bir taraftan röleye giren akım, öbür taraftan çıkmalıdır.

Diferansiyel röleye giren akımların eşitlenmesi ve 180^0 faz farklı hale getirilmeleri, ana akım transformatörlerinin ve gerektirdiğinde yardımcı akım transformatörlerinin oran ve bağlantı gurubu seçimiyle sağlanır(4).



Şekil 2.1. Diferansiyel röle bağlantıları ve akım yönleri

A ve B noktasında ölçü transformatörleri aynı oranda alındığında;

$$\text{Birincil devrede } I_A = I_B \quad [2.1]$$

$$\text{İkincil devrede } i_a = i_b \quad \text{yazılabilir.} \quad [2.2]$$

Bu arada akım transformatörlerinin bağlantılarının (polaritelerinin), röleye yönelik ikincil devre akımlarının Şekil 2.1’de görüldüğü gibi bağlandığı varsayılırsa 1 noktasında Kirşof yasası uygulanmasıyla;

$$i_a - i_b + i_f = 0 \quad [2.3]$$

$$i_f = i_b - i_a \quad [2.4]$$

$$i_a = i_b \quad \text{olduğundan} \quad [2.5]$$

$$i_f = 0 \quad \text{yazılabilir.} \quad [2.6]$$

Herhangi bir akım değerinde çalışacak tarzda ayarlanabilen Ç röle bobini herhangi bir akım akmayacak dolayısıyla çalışmayacaktır(5).

- *F noktasında oluşacak bir arıza durumunda;*

Eğer her iki akım transformatörünün çevirme oranı ve diğer özellikleri birbirinin aynı ise devrede oklarla gösterilen yönde akımlar akar ve diferansiyel rölenin çalıştırma bobininden akım akmaz. F noktasındaki arıza anında akımlar I'_A ve I'_B olsun. Birincil devremiz seri özelliğini koruyacağından I'_A ve I'_B akımları;

$$I'_A = k I_A \quad [2.7]$$

$$I'_B = k I_B \quad \text{olacaktır.} \quad [2.8]$$

Doyma söz konusu olmadığından ikincil devrede de akım transformatörlerinin genel özelliği olarak;

$$i'_a = k i_a \quad [2.9]$$

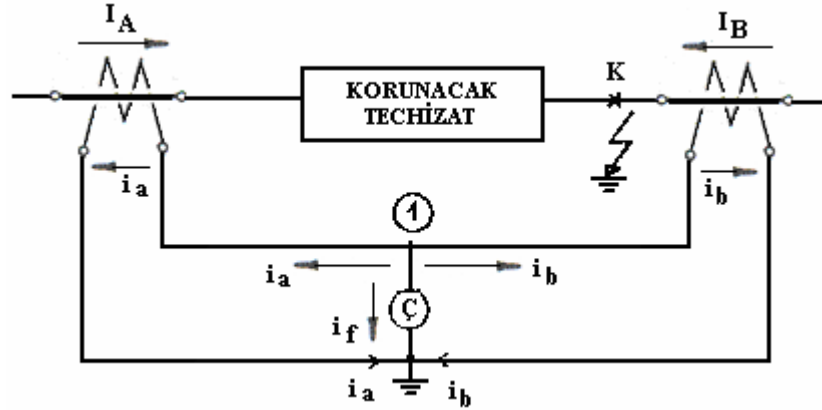
$$i'_b = k i_b \quad \text{olacağından} \quad [2.10]$$

$$i'_f = i'_b - i'_a = 0 \quad \text{olur.} \quad [2.11]$$

Röleden yine bir fark (diff) akım akmayacak röle çalışmayacaktır(5).

- *K noktasında bir arıza durumunda;*

Her iki tarafta da kaynak olduğu kabulü ile akım yönleri aşağıdaki gibi olacaktır.



Şekil 2.2. Dahili arıza koşulları

Görüldüğü gibi I_A akımı aynı yönde, I_B akımı ise arıza noktasını besleyecek tarzda ters yönde akmağa başlayacaktır. İkincil devre akımların toplamı çalıştırma bobininden akacaktır. Akım transformatörleriyle sınırlı birincil bölge seri özelliğini kaybetmiştir. Her zaman çift yönlü kaynak bulunmayabilir. Bu durumda dahili arıza meydana gelirse arıza şekline göre yalnızca akım transformatörünün ikincil akımı rölenin çalıştırma bobininden geçer. Diğer akım transformatörünün ikincil devrenin empedansı çalıştırma bobininkine nazaran çok yüksek olduğu için birincil arıza akımı, akan akım transformatörünün ikincil akımının tamamının çalıştırma bobininden aktığı kabul edilebilir. 1 noktasında Kirşof yasası uygulanırsa(5);

$$i_a + i_b + i_f = 0 \quad [2.12]$$

$$i_f = -(i_a + i_b) \neq 0 \quad \text{olur.} \quad [2.13]$$

Sonuçta röleden 0'dan farklı bir akım akacak ve bu akım (i_f) rölenin ayar değerinden büyükse röle çalışacaktır.

Diferansiyel koruma düzeni arızayı önleyecek değil, genişlemesine ve büyümesine fırsat vermeyecek bir koruma düzeni olarak düşünülmelidir. Ancak; yine koruma bölgesinde kabul edilen, akım transformatörlerinde korunacak ana birincil teçhizata

kadar olan, kablo, bara vb. kısımlarda oluşacak arızalar, ana birincil teçhizatı en fazla zorlayan ve belki de arızalanmasına neden olabilecek büyüklükte akımlara yol açabileceğinden, bu bölge arızalarında oluşacak açmaların diferansiyel koruma özelliği olarak çok kısa sürede olduğu göz önüne alınmalıdır.

2.2. Tutucusuz Diferansiyel Röleler

Yukarıda bahsedildiği üzere korunan teçhizatın giriş ve çıkış akım farkıyla çalışan rölelerdir. Ayarlanmış bulunan akım değerinin üstünde bir fark akım oluştuğunda çalışırlar. Aşağıda verilen örneklerle çalışma şekli ve hatalı çalışma olasılıklarına kısaca değinilecektir(6).

Korunmak istenen teçhizat;

$$N = 10\ 000\text{ kVA}$$

$$U = 154 / 34,5\text{ kV}$$

$$\% U_k = 10$$

Bağ. gurubu = YnYn0 olarak verilmiş olsun.

Akımlar;

$$I_A = I_{154} = 10000 / \sqrt{3} \cdot 154 = 37,5\text{ A} \quad \text{A.T. } 50/5 \text{ seçildi.} \quad [2.14]$$

$$I_B = I_{34,5} = 10000 / \sqrt{3} \cdot 34,5 = 167,5\text{ A} \quad \text{A.T. } 200/5 \text{ seçildi.} \quad [2.15]$$

Akım transformatörü ikincil devre akımları;

$$i_a = i_{154} = 37,5 (5 / 50) = 3,75\text{ A} \quad [2.16]$$

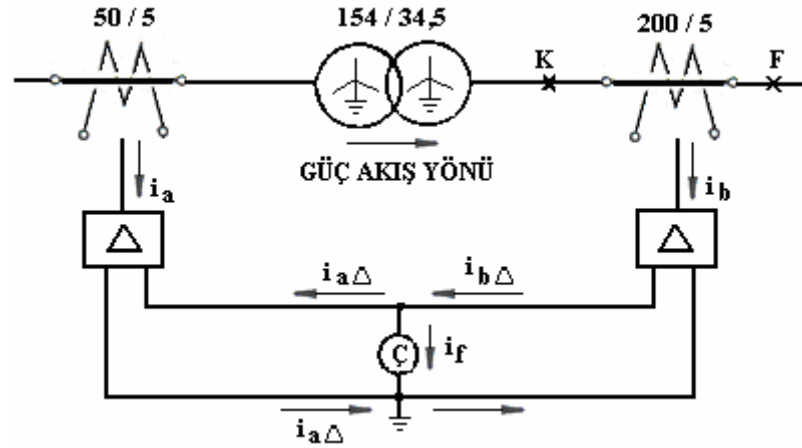
$$i_b = i_{34,5} = 167,5 (5 / 200) = 4,18\text{ A} \quad [2.17]$$

Korunacak teçhizat güç transformatörü olduğu için, toprak arızalarında hatalı çalışmaları önlemek için akım transformatörleri üçgen bağlanacağından, oluşan akımlar;

$$i_a = i_{154} = 3,75 \sqrt{3} = 6,5 \text{ A} \quad [2.18]$$

$$i_b = i_{34,5} = 4,18 \sqrt{3} = 7,2 \text{ A} \quad [2.19]$$

Demek ki güç transformatörü anma akımı ile yüklü olduğu durumda röle akımları yukarıdaki değerleri alacaktır(6).



Şekil 2.3. Örnekteki 10 000 kVA 154 / 34,5 kV güç transformatörü bağlantı şeması

Çalıştırma bobininden anma akımında geçecek fark akım;

$$i_f = i_{b\Delta} - i_{a\Delta} \quad [2.20]$$

$$i_f = 7,2 - 6,5 \quad [2.21]$$

$$i_f = 0,7 \text{ A} \quad \text{olacaktır.} \quad [2.22]$$

Rölenin çalışma değeri 2,5 A'e ayarlanmış olsun. Anma akımında röleden fark olarak 0,7 A geçeceğinden röle çalışmayacaktır.

Diferansiyel koruma bölgesinin dışında olan F noktasında transformatörün anma akımının 4 katıyla beslediği bir arıza akımı oluştuğu varsayılırsa, röleden geçecek fark akım;

$$i_f = 4 i_{b\Delta} - 4 i_{a\Delta} \quad [2.23]$$

$$i_f = 4 (7,2 - 6,5) \quad [2.24]$$

$$i_f = 2,8 \text{ A} \quad \text{olacaktır.} \quad [2.25]$$

2,5 A'e ayarlanmış röle artık çalışacak, diferansiyel koruma bölgesinde bir arıza olmadığı halde yanıltıcı bir tarzda transformatörü devre dışı bırakacaktır. Bu sakıncalı durumu engellemek için kullanılacak dengeleyici akım transformatörlerinin bir ölçüde çözüm getirebileceği söylenebilir(6).

Akım transformatörünün ikincil devresi üçgen bağlanmadan önce devreye;

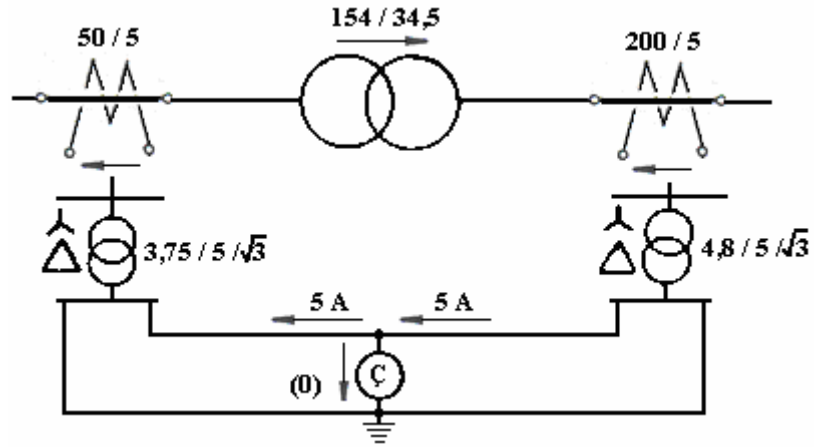
$$3,75 / 5 / \sqrt{3} \text{ A} \quad 154 \text{ kV devre için}$$

$$4,8 / 5 / \sqrt{3} \text{ A} \quad 34,5 \text{ kV devre için}$$

oranlarına sahip dengeleyici akım transformatörleri konularak üçgen bağlanmış akımlar oluşturulursa, röle akımları hem 154 kV için hemde 34,5 kV için;

$$i_a = 5 \text{ A} \quad [2.26]$$

$$i_b = 5 \text{ A} \quad \text{olur.} \quad [2.27]$$



Şekil 2.4. Dengeleyici akım transformatörlerinin bağlantı şeması

Güç transformatörünün anma değerinde, çalıştırma bobininden geçecek fark akım;

$$i_f = i_a - i_b = 5 - 5 = 0 \quad \text{olur.} \quad [2.28]$$

Ancak bu hesaplamalar yapılırken güç transformatörlerinin kademe ayarlarından, devrede kullanılan akım transformatörlerinin sınıfından ve doyma noktasına yakın değerlerde anma akımı katlarında oluşacak dengeleme farkından bahsedilmemiştir. Gerçek işletmeye uygun düşen bu hususlar teorik olarak sağlanan tam dengeleme durumunda da, anma değerlerinde dahi çalıştırma bobininden bir miktar fark akımının geçmesine neden olurlar. Örnek olarak % 6'lık bir gerilim ayarında anma akımındaki (154 kV tarafta) röleye girecek akım(6);

$$5 + \% 6,5 = 5 + 0,3 = 5,03 \quad \text{olacaktır.} \quad [2.29]$$

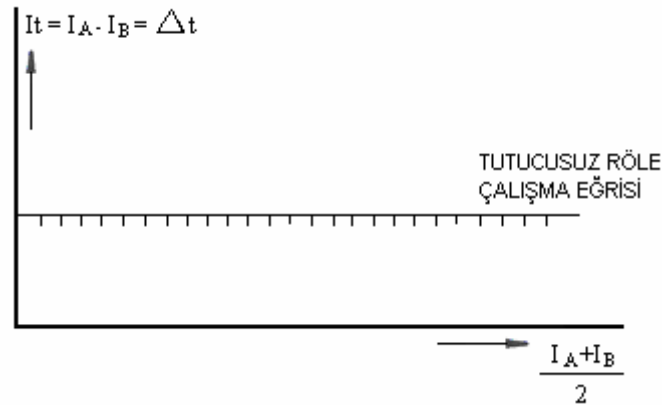
Çalıştırma bobininden geçen fark akım;

$$i_f = 5 - 0,3 - 5 = 0,3 \text{ A} \quad \text{olacaktır.} \quad [2.30]$$

34,5 kV baraya yakın bir yerdeki bir fiderde örnek olarak transformatörün anma akımının 8 katına yakın bir akımın geçeceği şekilde bir arıza oluştuğu varsayılırsa;

$$i_f = 0,3 \cdot 8 = 2,4 \text{ A} \quad \text{dengeleme sargısından geçecektir.} \quad [2.31]$$

Röleyi 2,5 A'de çalışacak şekilde ayarlandığı hatırlanır ve de akım transformatörleri gurubunda da 154 kV ve 34,5 kV tarafında ikincil akımlar yönünden % 3-5 civarında bir farkın oluşacağı düşünülürse, rölenin çalışma sargısından geçecek akımın 2,5 A'i aşarak hatalı çalışabileceği söylenebilir. Bu tür rölenin yani tek bobinli aşırı akım rölesi gibi çalışan diferansiyel rölenin çalışma karakteristiği Şekil 2.5.'te görüldüğü gibi sabit ve yatay bir doğruyla gösterilebilir.



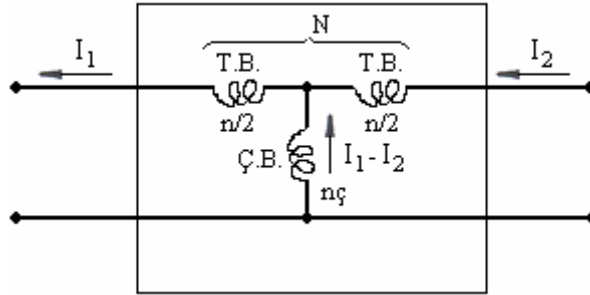
Şekil 2.5. Tutucusuz diferansiyel röle çalışma karakteristiği (6)

Bu bölümde anlatılan tek bobinli tutucusuz diferansiyel rölenin kısaca değinilen bu hatalı çalışma olasılıkları tutuculu (yüzdeli) diferansiyel rölenin gelişmesiyle büyük ölçüde önlenmiştir.

2.3. Tutuculu (Yüzdeli) Diferansiyel Röleler

Güç transformatörlerinde kademeli gerilim ayarı nedeniyle oluşacak akım değişiklikleri, akım transformatörlerinin anma akımlarında ve anma akımının katlarında imalatçı ve yapıya özel olarak oluşacak kaçınılmaz çevirme hataları gibi diferansiyel dengelemeyi olumsuz yönde etkileyen hususları etkisiz hale getirecek

tarzda tutuculuk kazandırılmış rölelere “*tutuculu (yüzdeli) diferansiyel röle*” denir. Bu amaçla anılan rölelerde çalıştırıcı yani fark akımı olan bobine ek olarak korunacak ünitenin her gerilim kademesi ve fazı için bir tutucu bobin ilave edilmiştir.



Şekil 2.6. Tutucu bobin ve çalıştırma bobini bağlantı şekli (6)

Çalıştırma bobininden geçen akım $(I_1 - I_2)$ 'dir. 1 nolu tutucu bobininden geçen akım I_1 , 2 nolu tutucu bobininden geçen akım I_2 olarak gösterilirse tutuculuk yapan bobinlerden geçen eşdeğer akım;

$$\frac{(I_1 + I_2)}{2} \quad \text{olarak tanımlanır.} \quad [2.32]$$

(tutucu bobinlerin 1 bobinin 2 eşit parçası kabulü ile)

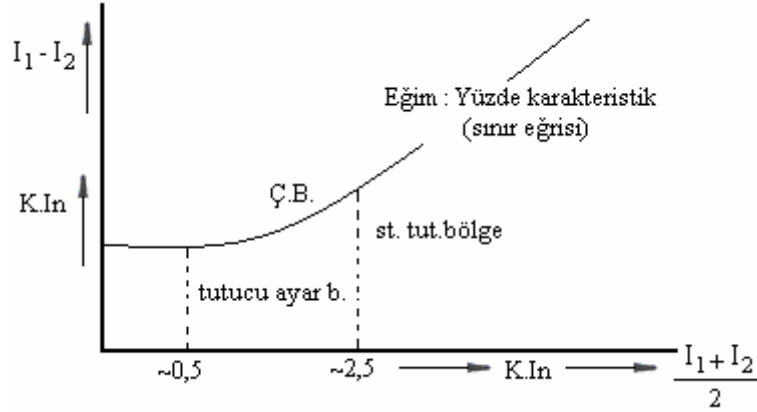
Tutuculuğun oluşturulması, genel anlamda, çalıştırma bobininden geçen akımın meydana getirdiği amper sarım'a, tutucu adı verilen bobinlerden geçen akımın meydana getirdiği amper sarım ters yönde etkilemekle sağlandığından;

Çalıştırma bobini A . S. = Tutucu bobin A. S.

$$(I_1 - I_2)n_{\text{ç}} = \frac{(I_1 + I_2)}{2n_t} \quad \text{ifadesi yazılır.} \quad [2.33]$$

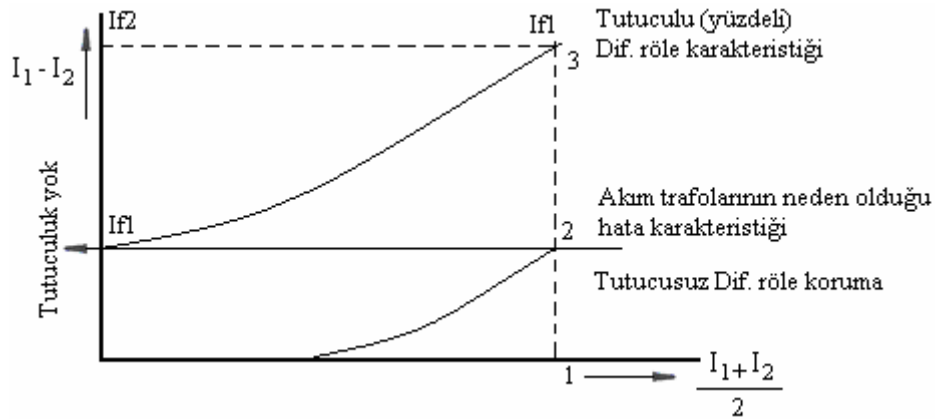
$$\frac{I_1 - I_2}{2} = \frac{n_t}{n_{\text{ç}}} \quad \text{ile sınır bölge (eğim) tanımlanır.} \quad [2.34]$$

Rölenin ayarı imalatçı tarafından sarımların oranı (%) şeklinde verildiğinden (nt/nç) yukarıdaki ifadede sağ tarafın sol taraftan büyük olduğu akım değerlerinde çalışma olmaz. Bu durumun tersi ise diferansiyel rölenin çalışma bölgesidir(6).



Şekil 2.7. Tutucu bobinli diferansiyel röle çalışma karakteristiği (6)

Aynı eğri üzerinde akım transformatörlerinin oluşturduğu fark tutucusuz ve tutuculu diferansiyel röle eğrileri verilirse; Şekil 2.8.'deki eğriler elde edilir.



Şekil 2.8. Tutucu bobinin diferans devreye etkisi (6)

Görüldüğü gibi eşdeğer tutucu akımın 1 noktasındaki değerinde tutucusuz bir rölenin çalışması için I_{f1} gibi bir fark akım yetmektedir. Aynı 1 noktasındaki eşdeğer tutucu akımda ise yüzdeli rölenin çalışabilmesi için I_{f2} gibi bir fark akımın röleden geçmesi gereklidir. 1 noktasındaki tutucu akım değeri bir dış arıza için düşünülürse 1-2 noktası arası akım transformatörlerinin hatasını karşılamıştır. 2-3 noktası arasının ise

gerilim kademesinden doğan akım dengesizliğini karşılayabilecek mertebede tutmak rölenin eğim ayarıyla her zaman mümkündür.

Yüzdeli diferansiyel röleler ikiden fazla terminalli yerlerde de kullanılabilir. Her terminal bir tutucu bobini içerir ve her tutucu bobinin eşit sarım sayısı vardır. Bobinler diğerlerinden ayrı olarak tutucu moment meydana getirirler ve onların momentleri aritmetik olarak toplanır.

Yüzdeli diferansiyel röleler genellikle ani veya yüksek hızlıdır. Devrelerde kullanılan özel filtreler ve yüzde karakteristiklerinden diferansiyel rölelerin yanlış açmaları ortadan kaldırılabildiği için zaman gecikmeli çalışmaları istenmez. Bu özelliği arızaların hızlı giderilmesini sağladığı için hasarları azaltır(6).

Her röle kataloğunda hesaplanacak dengesizliğin üst sınırı için bir yüzde eğim değeri tavsiye edilmektedir.

Kısaca yüzde eğim tutuculuk ayarı aşağıdaki hususlar dikkate alınarak yapılır.

- a) Güç transformatörünün yükte kademe değiştiricisini ayar miktarı (% olarak)
- b) Harici arızalarda oluşabilecek en büyük akımlarda akım transformatörünün neden olduğu maksimum yüzde hata
- c) Röleye giren akımların anma değerlerinde oluşabilecek maksimum hata (% olarak)

Bu üç unsur toplanarak yüzde olarak bir hata sınırı verir, kullanılacak röle kataloğunun, hesaplanan bu hatalara göre, tavsiye ettiği oran seçilir ve ayarlanır.

Akım transformatörlerinin ikincil akımları tutucu bobinler üzerinden geçer ve tutucu bobinler, büyük akım değerlerinde çalışma bobinin duyarlılığını azaltıcı etki yaparlar. Çalışma bobininde oluşan manyetik alanın bir kısmını yok ederler. Yok edilen bu değer, akım transformatörünün sınıfına göre ayarlanır(6).

- g) Olağandışı bir şekilde ısınma,
- h) Yağ seviyesinin düşük veya yüksek çıkması

Bozukluklar; Güç transformatörünün iç bozuklukları en genel haliyle sargı-toprak ve sargı-sargı arızalarıdır. Bunların belirlenmesi için farklı teknikler kullanılmaktadır. Bunlar arasında en yaygın kullanılanı transformatör yağında çözünmüş gaz analizi yapmaktır. Bu yöntem, üretilen gazların üretim oranına ve yoğunluğuna bağlıdır. Güç transformatörlerinin devre dışı kalma sebepleri arasında iç bozukluklar büyük bir yer kaplar. Etkili bir koruma amacıyla bu bozuklukların modellenmesi ve benzetimlerinin yapılması gerekmektedir. Şayet transformatörde bir iç bozukluk var ise, akım sinyalindeki ikinci harmonik bileşeni enerjilenme anındakinden çok daha büyüktür. Ancak, tüm iç bozukluklarda harmonik sınırlamaların yüzdesi enerjilenme anlarındakinden çok daha kısa sürede etkisini kaybeder(1).

Çalışmakta olan transformatörler, değişik tipte olağan dışı çalışmalara ve iç bozukluklara maruz kalabilir. Tüm bu olumsuz etkilerin ortaya çıkarılmasında en etkili yöntemlerden biri de diferansiyel korumadır. Harmonik sınırlamalı bir diferansiyel koruma ile transformatörün iç bozukluk hali ve enerjilenme durumu ayırt edilebilir.

Transformatörün ilk devreye girdiği an gerilim sıfırdan geçiyorsa akının azami değerinden geçmesi gerekir. Fakat devreye girme anında normal olarak akı sıfırdır.

2.5. Diferansiyel Röle Hangi Arızalarda Çalışır

Diferansiyel röle beslendiği iki akım transformatörü arasındaki arızalarda çalışır. İki akım transformatörü arasındaki;

- Güç transformatörünün birincil veya ikincil sargılarında meydana gelen sargılar arası, sarımlar arası ve sargı-tank arası kısa devre arızaları,
- Eğer güç transformatörünün sargıları, bağlantı uçları ile baralar arasındaki

elektriki bağlantı yeraltı kabloları ile yapılıyorsa; yeraltı kablolarında veya kablo başlıklarında meydana gelen fazlar arası veya faz-toprak arası kısa devre arızaları,

- Giriş ve çıkış buşinglerinin çatlaması sonucu oluşan kaçak akımlarda,
- Transformatör giriş ve aynı zamanda çıkışındaki parafudrların delinmesi;

gibi arızalarda röle çalışır(7).

Diferansiyel koruma uygulamasında, generatör, kablo, bara vs. gibi birincil teçhizatın devreye alınmasında problem teşkil etmeyen ancak güç transformatörlerinde söz konusu olan mıknatıslama akımları nedeniyle rölelerin yanlış çalışmasını önlemek amacıyla imalatçı firmalar bazı önlemler almışlardır. Bilindiği üzere güç transformatörleri devreye alınırken ana akımlarını 6-8 katına kadar varan ve şekli normal sinüzoidal eğrilerinden farklı mıknatıslanma akımları çekerler. Bu nedenle diferansiyel koruma tek yönlü, diğer bir deyimle tutucusuz fark akıma maruz kaldığı için hatalı açmalar söz konusu olabilir. Ancak bu mıknatıslanma akımına karşı oluşturulan ilave tutuculuğun bazen dahili arızalarda ana diferansiyel elemanın çalışmasını önleyebileceği varsayımıyla bazı firmalar rölelerini ani aşırı akım üniteleriyle yüksek fark akımlarında açma verecek şekilde, takviye etmişlerdir. Korumada kullanılan akım transformatörlerinde oluşacak bir arıza diferansiyel rölenin çalışmasına neden olabilir, ancak bu koşullar altında da röle çalışması hatalı bir çalışma olacağından anılan akım transformatörleri koruma alanının dışı olarak kabul edilmelidir.

Prensip olarak röle en kuvvetli harici arızada çalışmamalı buna ilişkin dahili arızalara karşı hassas olmalıdır. Yıldız bağlı sargıların nötr noktasına yaklaştıkça faz-faz ve faz-toprak gerilimleri küçülür. Bu nedenden dolayı nötr noktasına doğru belirli bölgede olan arızalarda akan akım röleyi çalıştıramaz ve bu kısım koruma bölgesi dışında kalır. Diferansiyel koruma devresi akım transformatörlerinin çevirme oranları hesap edilirken genellikle güç transformatörlerinin kademe değiştiricinin orta konumunda olduğu kabul edilir. Kademe değiştirildiği zaman oran değişeceği için fark

akım meydana gelir. Büyük harici arızalarda hata akımı çalıştırabilecek seviyeye çıkabilir. Bunu önlemek için yüzdeli diferansiyel röle kullanılır. Rölenin eğimi kademe değiştiricinin ayar yüzdesi ve toplam hata miktarına %5 ilave edilerek elde edilir.

Örneğin %10 gerilim ayarı yapılabilen güç transformatörünün diferansiyel rölesinin dengeleme hatası olmadığı zaman minimum %15 değerine ayarı gerekir. Ayar değerinin yüksek tutulması hassasiyeti azaltır.

Güç transformatörlerinin birincil ve ikincil akımları arasındaki faz farkını ortadan kaldırıp diferansiyel devreyi tesis etmek için, devredeki akım transformatörleri üçgen veya yıldız şeklinde bağlanabilir. Genellikle yıldız bağlı güç transformatör sargısının beslendiği akım transformatörleri üçgen bağlanır.

Bu ters bağlantı, güç transformatörlerinin birincil ve ikincil devre akımları arasındaki faz farkını kaldırmak ve diferansiyel devreyi tesis etmek için yapılır.

Ters bağlantı işlemi, akım transformatörlerinin ikincil devresinde yapılacağı gibi, dengeleme akım transformatörlerinin ikincil devresinde de yapılabilir.

Güç transformatörünün çevirme oranları farklı olacağı için her zaman ana akım transformatörlerinin mevcut oranları ile akımları dengelemek mümkün olmayabilir. Böyle hallerde uygun çevirme oranlı oto veya çift sargılı yardımcı dengeleme akım transformatörleri kullanılabilir.

5 000 kVA gücün üzerinde genellikle 10 000 kVA'dan büyük transformatörlerde diferansiyel koruma ekonomi yönünden uygun olmaktadır.

2.6. Diferansiyel Rölelerin Yanlış Çalışmaları

- Mıknatıslanma akımı ilk birkaç peryotta çok büyük değerlere ulaşır.

Çoğunlukla nominal akımdan büyük olan ilk peryotlardaki genlik, çeşitli şartlara bağlı olarak bazen nominal akımın 8-10 katına ulaşabilir. Güç transformatörünün ikincil tarafından röleye herhangi bir akım gelmediği için bu akım, rölenin çalıştırma bobinini enerjileyecektir. Soruna çözüm olarak gelişmiş rölelerde bu akımın içindeki 2. ve 3. harmonikleri süzen süzgeç devreleri kullanılır. İşletmede, eski tip diferansiyel rölelerin süzgeç devreleri olmadığı için zaman zaman transformatörleri devreye alırken mıknatıslanma akımından dolayı yanlış çalıştığı görülmektedir.

- Diferansiyel koruma bölgesi dışındaki arızalar; Farklı gerilim seviyelerinde (154 kV ve 34,5 kV gibi) kullanılan akım transformatörlerinin doyma eğrileri farklıysa, röleye giren akımlar nominal yükte eşit oldukları halde, diferansiyel koruma bölgesi dışındaki arızalarda, ikincil akımlar arasında hatırı sayılır farklılık olur ve bu durum diferansiyel röleyi yanlış çalıştırabilir.

- Akım transformatörü oranı; Güç transformatörlerinin birincil ve ikincil taraflarındaki akım transformatörlerinin oranı, nominal birincil ve ikincil akımlara göre seçilir. Kademe değiştiricinin pozisyonuna göre, nominal yükte bile ikincil taraftaki akımların eşitliği bozulabilir ve çalıştırma bobininden fark akımı akar. Normal şartlarda, bu fark akımı küçüktür ve hatalı çalışmaya neden olmaz.

- Normal işletmede, akım transformatörlerinin ikincil devreleri ile diferansiyel röle arasındaki kablolardan birinin herhangi bir nedenle klemensten çıkmasıyla bir faz devresi açık kalır, bu durum fark akım akmasına ve diferansiyel rölenin gereksiz yere çalışmasına neden olabilir.

2.7. Mıknatıslanma Akımının Diferansiyel Rölelere Etkisinin Azaltılması

Büyük güce sahip olan güç transformatörlerinin boşta iken gerilim altına alınmalarında, çok kısa bir anda sargıların endüktansından dolayı önemli miktarda mıknatıslanma akımı çeker, ama az sonra yine normal hale döner. Bu mıknatıslanma akımına “*demeraj akımı*” denir. Ani mıknatıslanma durumunda transformatör yanlışlıkla devre dışı bırakılır. Mıknatıslanma akımı diye tanımlanan bu akım, transformatörün yalnızca birincil sargısından akar ve bu yüzden iç arıza olarak algılanır. En yaygın kullanılan teknik transformatörü enerjilenme anında yanlışlıkla devre dışı bırakmamak için harmonik sınırlamalı korumadır. Ani mıknatıslanma akımları yüksek harmonik değerleri içerdiğinden iç arıza akımlarından farklıdır. Bunlar arasında anahtarlama anında ikinci harmoniğin önemi büyüktür. Harmonik sınırlamalı röle bu kabulle tasarımlanmıştır. Eğer fark akımlarının ikinci harmonik bileşeni önceden tanımlanmış belirli bir yüzde değerini aşarsa, ani mıknatıslanma durumu algılanır ve rölenin yanlışlıkla açma sinyali göndermesi önlenir(4).

- *Zaman gecikmeli diferansiyel röle kullanılması*; En klasik fakat en kötü koruma şeklidir. Röle çalıştıktan sonra belirli zaman gecikmesi sonunda kesiciyi açtıracak zaman gecikme elemanını içerir. Gecikme süresi mıknatıslanma akımı geçici rejimine göre tespit edilir ve en olumsuz şartlarda devreye girme anında dahi yanlış açma önlenecek kadar olur. Bazen diferansiyel röle ters zaman karakteristiğini yani çalıştırma bobininden geçen akımın genliğine göre değişen zamanı içerebilir. Her iki durumda arıza anında belirli bir gecikme ile kesiciyi açtıracak için hasarın büyümesine neden olur. En sakıncalı tarafları budur(6).

- *Geçici olarak hassasiyetin azaltılması*; Mıknatıslanma akımının en büyük değerlere erişmesi devreye alma sırasında olduğu için geçici rejim sırasında çalışma akım değerinin yükseltilmesi ve kararlı rejimde yine rölenin eski hassasiyetini kazanması bu yöntemin esasını teşkil eder. Kesici kumanda anahtarının kesiciye kapama kumandası verildiği sürece kapalı kalan ve yardımcı röle enerjilenerek diferansiyel rölenin çalışma bobinlerine çalışma akımı değerini 2-3

misli arttıracak değerde paralel dirençler bağlar. Kesiciye kapama kumandası verilip anahtar normal konuma geldiği zaman yardımcı rölenin enerjisi kesilip dirençler devreden çıkar ve diferansiyel röle yine eski hassasiyetiyle çalışır. Başka bir yöntemde güç transformatörünün beslediği ve enerjilendikten belirli bir süre sonra kontaklarını açan gerilim rölesinin normalde kapalı kontakları üzerinden çalışma bobinine paralel direnç bağlamaktadır. Bu tip uygulamaların sakıncası enerjilenme anında rölenin hassasiyetinin azalması ve o anda olacak arızaların oluşturacağı hasarın oldukça büyük olmasıdır(6).

- *İkincil sargı gerilim kontrollü diferansiyel koruma röleleri;* Diferansiyel röle ile birlikte mıknatıslanma akımı kontrol ünitesi kullanılır. Bu ünite güç transformatörünün ikincil sargı gerilimini kontrol eder. Arıza akımı ile mıknatıslanma akımının ayrılması bu yöntemde gerilim kontrolü ile yapılır. Enerjilenme anında dahili bir arıza varsa ikincil sargı çıkış gerilimi küçük olur. Arıza yoksa ikincil sargı gerilimi normal olur. Kontrol ünitesi çıkış gerilimi yani ikincil sargı gerilimi normal ise diferansiyel rölenin açma devresini bir süre için keser. Bu sırada arıza meydana gelirse gerilim düşeceği için kontrol ünitesi açma devresini yine normale getirerek açma kumandasına izin verir.

Gerilim kontrollü diferansiyel rölelerin tesisi pahalıdır. Mekanik yardımcı röle ile zaman rölelerini içerdiği için hareketli kısımların daima arıza yapma olasılığı veya kontakların kötü temas etmesi mümkündür. Bundan dolayı uygulamaları azdır(6).

- *Süzgeçli diferansiyel röleler;* Mıknatıslanma akımı normal (50 Hz.) frekanslı değil, 100-150 Hz. frekanslı olup, 2. ve 3. harmonik dalgalarıdır. Hem normal işletme akımı, hem de arıza akımı 50 Hz. dir. İşte aradaki frekans farkından yararlanarak diferansiyel röle devresine konan süzgeç elemanı 100-150 Hz. frekanslı bir akımda diferansiyel rölenin çalışmasına engel olur. Mıknatıslanma akımı çeşitli harmonikleri içerir. Akı yoğunluğu büyük seçildiği zaman mıknatıslanma akımının da genliği artmaktadır. Mıknatıslanma akımı esas olarak azami değerde doğru akım bileşeni, ikinci, üçüncü, dördüncü ve beşinci harmoniklerden oluşur. Diğer yüksek

harmoniklerin genlikleri temel harmoniğe nazaran küçüktür. Genliği en büyük olan bileşen ikinci harmoniktir.

Mıknatıslanma akımını; arıza akımından ayıran özellik, temel birinci harmoniğin dışında harmoniklerden oluşmasıdır. Bu tip rölelerde kullanılan süzgeçler başta ikinci harmonik olmak üzere temel harmoniğin dışındakileri yapısına göre kısa devre ederek veya tıkayarak çalıştırma bobininden geçmesine engel olurlar arıza akımı temel harmonikten meydana geldiği için ona etkili olmaz ve röle arızalara karşı hassasiyetini kaybetmez. Yeni diferansiyel rölelerin hepsi süzgeç devreleri içerir(6).

3. AKIM ALGILAYICILARI

Akımı algılayarak, mümkün olan en iyi doğrulukta elektriksel değerlere dönüştürebilen elemanlardır. Yani kısa bir ifade ile algılayıcı ve dönüştürücüdürler.

Akım algılayıcıları 3 ana sınıfa ayrılabilir(8).

- Transformatörler
- Özel algılayıcılar
- Hibrid algılayıcılar

3.1. Akım Transformatörleri

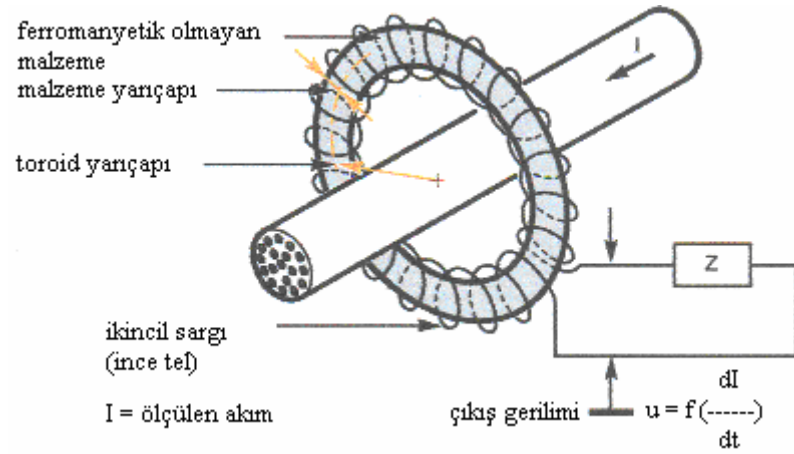
Bu algılayıcıların iki elektrik devresi vardır. Birincil, ikincil devre, ve bir manyetik devre. Her ne kadar doğrusal olmasa ve çalışma oranı sınırlı olsa da ölçüm ve koruma devrelerinde çok kullanılmaktadır.

- Ölçüm devrelerinde dar bir sınır doğruluk değeri vardır, genellikle sınırlıdır.
- Koruma devrelerinde ikincil çok geniş bir doğruluk oranına sahip genellikle 1- 20 A'e kadar birincil akımlarla.

Akım transformatörlerinin tasarımı ikincil değişkenlerin büyüklük ve çalışma moduna bağlıdır. Geçici hal ve sürekli hal oluşlarına göre değişir(8).

3.2. Özel Algılayıcılar Yada Rogowski Algılayıcıları

1912'de prensipleri Rogowski tarafından tanımlandı. Bu diğer tasarımlardan farklıdır. Hiçbir ferromanyetik malzeme kullanılmaz. Geniş bir akım oranında iyi bir doğruluğa sahiptir. Bu algılama tipleri Şekil 3.1.'de görüldüğü gibi bir gerilim kaynağı olarak (50 Hz. de $\sim 10 \text{ k}\Omega$) yük empedansı Z ile yüksek değerlerde birleşiktir(8).



Şekil 3.1. Rogowski algılayıcının şematik gösterimi (8)

3.3. Hibrid Algılayıcılar

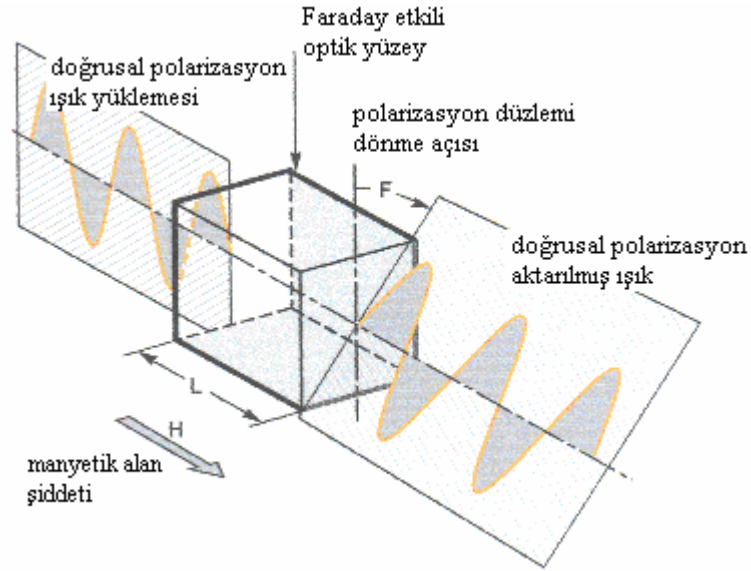
3.3.1. Optik akım algılayıcıları

Bu duyarlı elemanlar ne fiber optik ne de kristal optiktir. Manyetik alan etkilerinin kullanımı ışık özelliğinden dolayı Faraday kanunları olarak, 1845’de aynı isimde fizikte kullanılmıştır. Optikler sadece yayılım sisteminde birincil algılama elemanları için herhangi bir tipte kullanılabilir. Elemanların kullanımı kanunlara, ışık fiziğinin verdiği algılayıcılara uyar, onun galvenik yalıtımını verir.

Faraday etkisi; 1845 yılında Faraday polarize ışığın dönmesi ile bir parça camdan yer değiştiren bir güçlü manyetik alanda ve bu alana paralel yayılan polarizasyon planını keşfetti. Polarizasyonun dönme açısı manyetik alanın sirkülasyon etkisi ile optik yüzey L boyunca orantılıdır. Faraday etkisini temsil eden şematik olarak Şekil 3.2.’de görülmektedir(8).

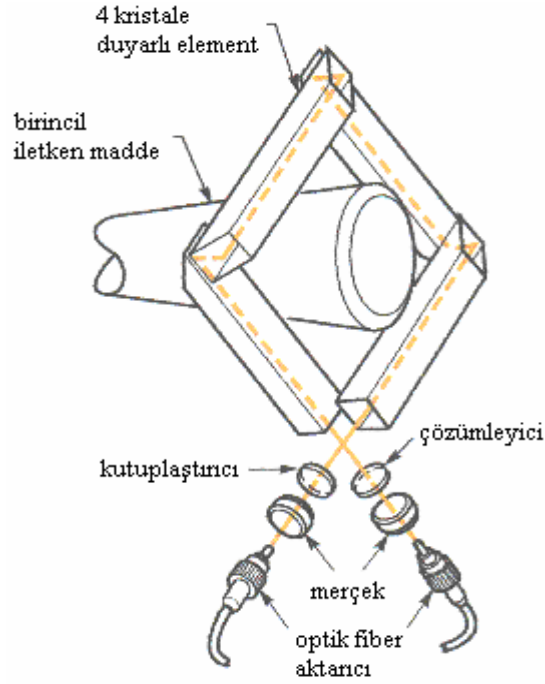
$$F = V \int H dL \quad [3.1]$$

Bu eşitlikte, V optik çevre için bir karakteristiktir. Bilinen verdelin sabitidir. Sıcaklıkla değişken bir yapıya sahiptir. Genellikle küçük bir değerdir. Bu etki optik kristallerle ve fiberlerle kullanılır.



Şekil 3.2. Faraday etkisini temsil eden şematik gösterim (8)

Optik kristaller; Bir yada daha çok kristal kullanılabilir. Serbest alan optik konfigrasyonları hangi kutu daha çok kullanılıyorsa mekanik optik alışım problemleri kısmen büyüktür. Faraday etkisini kullanan akım algılayıcılardan optik kristal algılayıcı şematik olarak Şekil 3.3.'te görülmektedir.



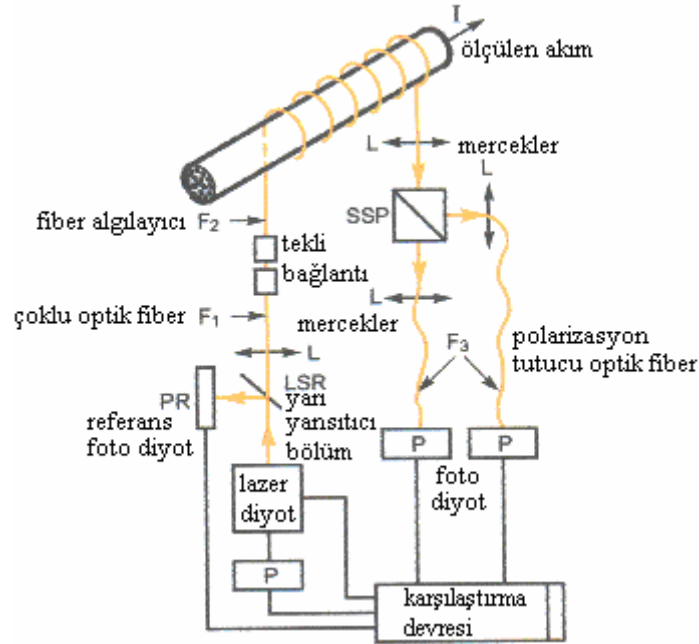
Şekil 3.3. Optik kristal algılayıcının şematik gösterimi (Faraday etkili akım algılayıcıları) (8)

Optik fiber; Kontrol edilen optik tekniği bir algılama elemanı olarak kullanılır. Bu uygulamalar amper teorisini verir(8).

$$F = V N I$$

[3.2]

Bu teknik yüksek duyarlılık sağlar. Optik bir sinyali elektriksel sinyale çevirmek için kullanılan optik fiber algılayıcıları harici akımlara duyarlı değildir. Optik fiber algılayıcı şematik olarak Şekil 3.4.'te görülmektedir.



Şekil 3.4. Optik fiber algılayıcının şematik gösterimi (Faraday etkili akım algılayıcıları) (8)

Bu genellikle polarize yayılma prizmaları birleştirilerek fotodiyotlarla ışık sinyallerini analog elektriksel sinyale çeviren güneş ışınları ile içine alarak ve yayarak kullanılır. Optik algılayıcılar dış koşullara karşı duyarlıdır. Aşağıdakiler optik algılayıcıların doğruluğunu etkiler.

- *Sıcaklığın artması*; Sıcaklık etkisi 3 parametrelidir;
 - Verdelin V sabiti
 - Optik çevre faktörü
 - Dalga genişliği ışık yayılımı lazer diyotla

Çalışma koşulları uygun olmayan bir elektrik hattında optik algılayıcıların sıcaklık kompanzasyonu yapılmalı.

- *Mekanik zorlamadaki artış*; Kristal ve optik fiber ışık polarizasyonu manyetik alanın yokluğunda çok düşük orana sahip olmalı. Mekanik baskı; kristalde yada fiberde, sıcaklık değişimini uygulama ve çalışma değiştirmemeli.
- *Sinyal elektroniğinde değişim*; Kristal ve fiberler mükemmel doğrusaldır. Her ne kadar sinyal elektroniği dinamiği ile sınırlandırılmış olsada, verilen doğruluk değeri için beraber geçiş bandı olabilirliği, 2π 'yi detekte edip dönme açısında polarizasyon planında doğrulamak için sayısal sinyal işleme tekniği kullanılabilir. Bu problemlere rağmen, çoğu akım transformatörleri optik akım algılayıcılarını bir doğrulukta karşılaştırabilir(8).

3.3.2. Sıfır akı akım transformatörleri

Bu tipteki hibrit algılayıcılar, duyarlı elemanlar bir akım transformatöründeki akının oluşturduğu birincil akımlarla her bir ikincil sargı için bir yardımcı sargı ile gecikme sağlanmıştır. Bu gecikmeler doyumdan dolayı sınırlı çalışma oranında bozulmaya yol açar. Sıfır akı akım transformatörü şematik olarak Şekil 3.5.'te görülmektedir(8).

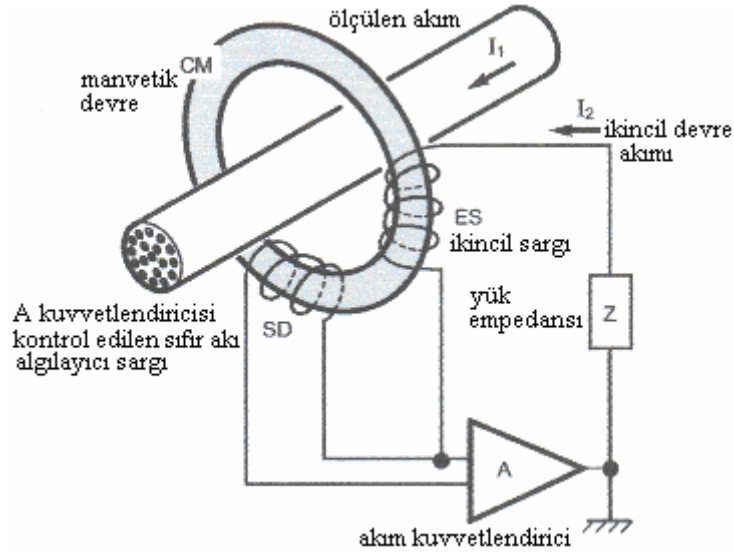
Kural; Algılama elemanı (I_2) ile sıfırlanmış akı tarafından oluşturulan, ölçülen akım (I_1) bir manyetik devredir. Bu akımın değeri prob gerilimi (SD) ile kontrol edilen akıyla orantılı manyetik çekirdekten (CM) akan akı etkisiyle bir akım akar ve bir elektronik güç yükselteci tarafından otomatik olarak ayarlanır. Çekirdekte sonuçlanan akı sıfır olur ve aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$I_2 = \frac{N_1 I_1}{N_2} \quad [3.3]$$

Doğruluk; Bu sistem mükemmel bir doğruluğa sahiptir. Akım transformatörü hata ölçüm sistemleri bu ilkeyi kullanır. Modül hataları çok küçük değerlerde sınırlandırılabilir. (%~0,02), aynı zamanda açısız faz hatası 0,1 dakikadan daha az olmalıdır. (elektronik devrelerde akı sıfırlanması buna bağlı) Algılayıcıların

performansı esas olarak yükseltecin performansına bağlıdır. Ölçüm oranı ve doğruluğun her ikisi de önemsenir.

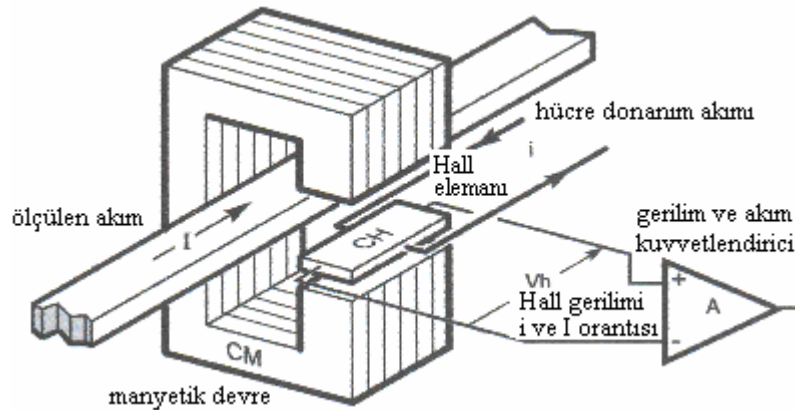
Not: Sıfır akı akım transformatörleri DC akımı ölçmek için kullanılır.



Şekil 3.5. Sıfır akı akım transformatörünün şematik gösterimi (8)

3.3.3. Hall etkili akım algılayıcıları

Hall etkili akım algılayıcılarının hem AC hemde DC akımları ölçebilen algılayıcı elemanı bir "Hall" elementidir. Genellikle duyarlılık kapasitesini artırmak için, bir manyetik devre kullanır. Hall algılayıcılar sadece doyum olaylarından etkilenir. Hall etkili akım algılayıcısı şematik olarak Şekil 3.6.'da görülmektedir(8).



Şekil 3.6. Hall etkili akım algılayıcısının şematik gösterimi (8)

Doğruluk; Pratikte algılayıcı duyarlılığını yükseltmek için çözüm, B'yi yükseltmektir. Bu sağlanmıştır. Hall etkili algılayıcıların çıkışı tam olarak B ile orantılı değildir. Bunun üç nedeni vardır(8);

- Ofset gerilimi
- Doğruluk hatası
- Sıcaklıkla değişen akı

Ofset gerilimi; Hata gerilimi duyarlı elemanın üretimine bağlıdır. Verilen sıcaklık oranı için bu ikincil dönüştürücü tarafından doğrulanabilir.

Doğruluk hatası; Manyetik devrenin varlığı, büyük hava boşluğu ile orantılı olsa bile, doyum olayından dolayı doğrusal olmayan sonuçlar elde edilir. Bu algılayıcılar dinamik olarak manyetik devrenin boyutuna bağlıdır.

Sıcaklıkla değişen akı; Sıcaklık artışı iki yönlüdür;

- K sayısının duyarlılık etkisinden dolayı yaklaşık % 0,01 civarında değişir.
- Mekanik zorlama değişimin altında algılama elemanı tarafından sıcaklığı arttırır.

Bu sonuçlar algılayıcı işlemlerinin hazırlanmasında fonksiyonel elektronik diyagramı için gereklidir. Bu algılayıcılar DC akımı ve 40 kHz civarındaki akımları ölçmek için faz bandı geniştir. Faz bandının genişliği, bu algılayıcı tipleri için, manyetik devre teknolojisine bağlıdır. Elektronik elemanlar mimarisi sinyal işlemleri için kullanılır(8).

4. HALL ETKİLİ ALGILAYICI TEORİSİ

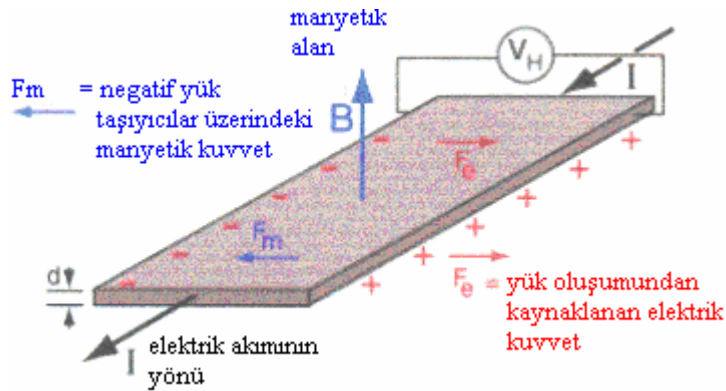
4.1. Hall Etkisi

Eğer manyetik bir alan içinde bir iletken boyunca bir elektrik akımı olursa, manyetik alan hareketli yük taşıyıcılar üzerinde onları iletkenin bir tarafına doğru itme eğiliminde olan ters kuvvet açığa çıkarır. Ölçülebilen bu ters gerilimin varlığı Fizikçi Edwin Hall tarafından 1879 yılında keşfedilerek aynı isimle adlandırılmıştır.

Hall etkinin ilk faydası 1950’lerde indiyum arsenidin gelişmesine izin vermiş olmasıdır. Hall etkili algılayıcılar DC yada statik manyetik alanın ölçülmesini sağladılar. 1960’larda silisyum yarı iletkenlerin yaygınlaşmasında Hall elementler tüm devre kuvvetlendiricinin ilk kombinasyonuna neden oldu. Bu klasik sayısal çıkışlı Hall anahtarları yapılmasını sağladı. Hall etkili akım algılayıcılarının başlıca dezavantajı pahalı olmaları diğeri ise hassasiyetlerinin ısı ile değişmesidir. Hall etkili akım algılayıcıları hem açık devre, hemde kapalı devre uygulamalarında kullanılmaktadır. Kapalı devre Hall etkili algılayıcıların açık devre algılayıcılara göre avantajı geniş akım ölçüm alanlarında çıkış doğrusallığının daha iyi olmasıdır(9).

Hall gerilimi nasıl hesaplanabilir;

$$V_H = \frac{I B}{n e d} \quad [4.1]$$



Şekil 4.1. Negatif yük taşıyıcıları için Hall gerilimi (9)

4.2. Pozitif Yük Taşıyıcıları İçin Hall Gerilimi

Hall prob içinde ölçülen ters gerilim (Hall etki gerilimi) hareketli yük taşıyıcıları üzerindeki manyetik kuvvete dayanır(9).

Manyetik kuvvet;

$$F_m = e V_d B \quad [4.3]$$

V_d cinsinden ifade edilen akım;

$$I = n e A V_d \quad [4.4]$$

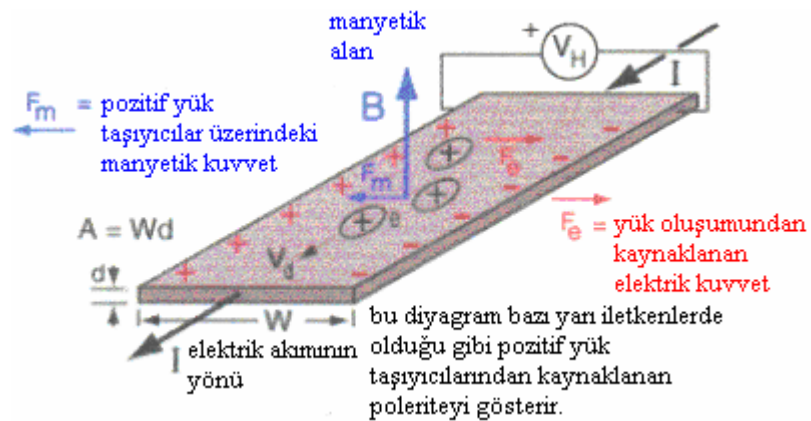
$$F_m = \frac{e I B}{n e A} \quad [4.5]$$

Denge halinde;

$$F_m = F_e = \frac{V_H e}{W} \quad [4.6]$$

Buradan;

$$V_H = \frac{I B}{n e d} \quad \text{olarak bulunur(9).} \quad [4.7]$$



Şekil 4.2. Pozitif yük taşıyıcıları için Hall gerilimi (9)

Bu diyagram, bazı yarı iletkenlerde olduğu gibi, pozitif yük taşıyıcılardan kaynaklanan kutupsallığı göstermektedir.

4.3. Hall Prob

Büyük manyetik alanların Tesla cinsinden ölçümü genellikle Hall etki kullanılarak yapılır. Manyetik alan içine ince bir film Hall prob yerleştirilerek (mikrovolt cinsinden) ters gerilim ölçülür.

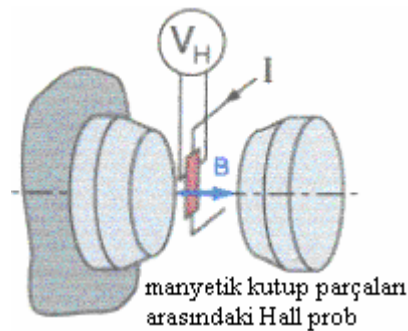
Hall prob için bazen $d = 100 \mu\text{m}$ kalınlığında ince bir bakır film kullanılır.

Yük taşıyıcı yoğunluğu;

$$n = 8,47 \cdot 10^{28} \quad \text{electron/m}^3 \text{ alınarak(9);} \quad [4.8]$$

n değerini [4.7] deki formülde yerine yazıldığında Hall gerilimi;

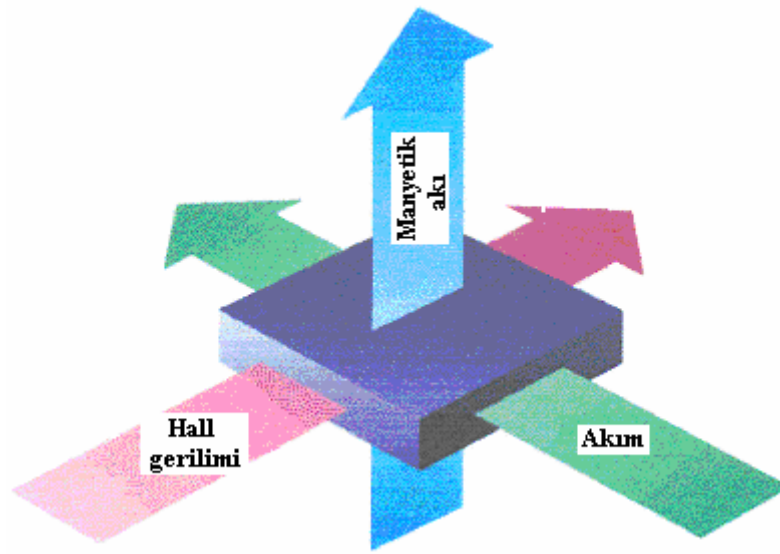
$$V_H = \frac{I B}{8,47 e d} \cdot 10^{-28} \quad \text{volt olarak bulunur(9).} \quad [4.9]$$



Şekil 4.3. Manyetik kutup parçaları arasındaki Hall prob (Bakır prob için Hall geriliminin kutupsallığı elektronların yük taşıyıcı olduğunu gösterir.) (9)

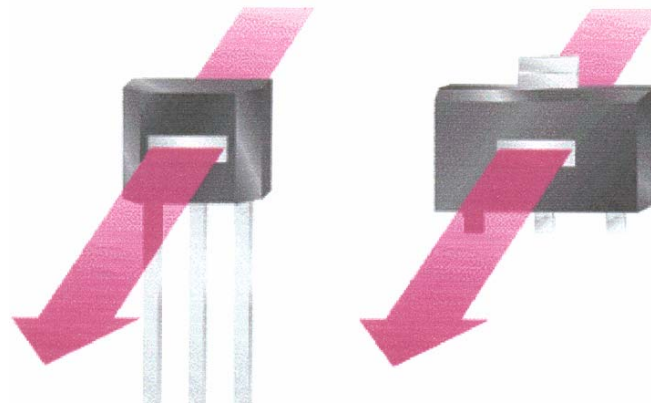
4.4. Hall Etkili Algılayıcı

Hall algılayıcının çalışması Hall etkisinin fiziksel prensibine dayanmaktadır. Bir iletkenine dik yönde bir manyetik alanın uygulanması durumunda, bir elektrik iletkeni içinde akım yönüne ters yönde bir gerilimin (Hall gerilimi) oluşturulduğu anlamına gelmektedir. Hall etkisi daha çok yarı iletkenler ile anıldığından, en uygun Hall elemanı olarak yarı iletken malzemeden yapılmış küçük bir plaka kullanılır(9).



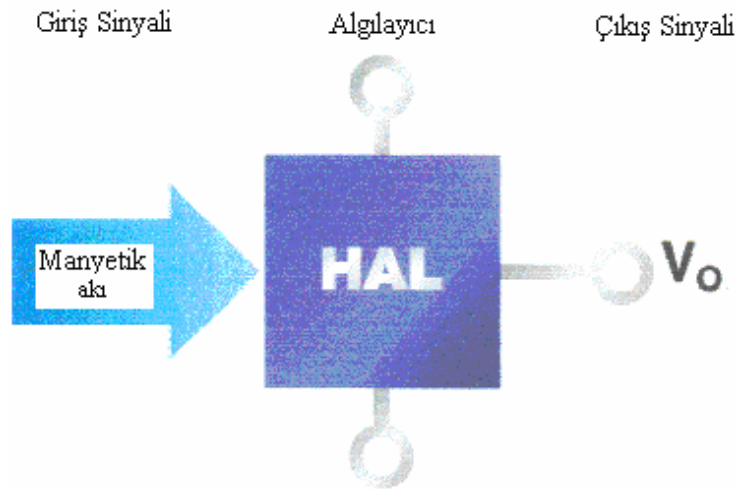
Şekil 4.4. Yarı iletken bir tabakada, harici olarak akım yönüne dik doğrultuda etkiyen manyetik bir alan etkisiyle oluşan Hall gerilimi (9)

Çoğu zaman Hall elemanı tüm değerlendirme devresiyle beraber münferit bir silikon yongaya yerleştirilmiştir. Yonga modern alan etkili karışık kanallı tranzistör teknolojisine göre üretilmektedir.



Şekil 4.5. Alan etkili karışık kanallı tranzistör algılayıcılar: Yonga yüzeyine dik yöndeki manyetik akı bileşeni ölçülmektedir(9).

Akım terminalli Hall plakası ve Hall gerilimi için yüzeye yerleştirilir. Bu algılayıcı elemanı yonga yüzeyine dik doğrultudaki manyetik akıyı ölçer ve algılayıcı yongasına yerleştirilen değerlendirme devreleri içinde işlenen orantılı bir elektrik sinyali yollar.



Şekil 4.6. Hall algılayıcı çalışma prensibi:Algılayıcı çıkış gerilimi ve anahtarlama sırasıyla Hall plakası boyunca oluşan manyetik akı yoğunluğuna bağlıdır(9).

Hall algılayıcıları; sinyal işleme ve sinyal çıktı modlarına göre sınıflandırılmaktadır.

I. Hall Anahtarları

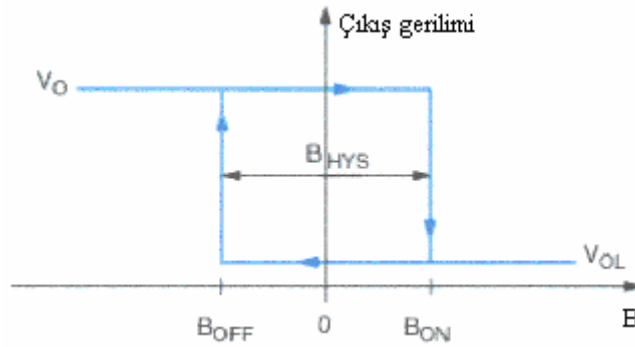
- a) Mutlak alan algılayıcıları
- b) Diferansiyel alan algılayıcıları
- c) Özel amaçlı algılayıcılar

II. Doğrusal algılayıcılar

4.5. Hall Anahtarlama

Hall anahtarlarında önceden tanımlı anahtarlama noktaları olan birleşik, karşılaştırma elemanı olan ve değişik mantık sistemlerine adaptasyonu mümkün olan sayısal çıktısı bulunmaktadır.

Hall anahtarlarının tümünde bir açık akaç çıkış tranzistörü bulunmaktadır ve donanım gerilimi için harici yükseltici direnç gerekmektedir. Standart bir Hall anahtarında tek bir Hall plakası bulunmaktadır ve plakaya dik doğrultudaki manyetik alanın mutlak değerine karşılık vermektedir. Hall anahtarı manyetik B_{ON} ve B_{OFF} anahtarlama noktaları ile tanımlanmaktadır. Manyetik akının B_{ON} 'u aşması halinde çıkış tranzistörü açılır, B_{OFF} 'un altına düşmesi durumunda ise kapanır. Anahtarlama noktaları arasındaki fark manyetik histeresis olarak tanımlanır ve B_{HYS} şeklinde gösterilir(9).



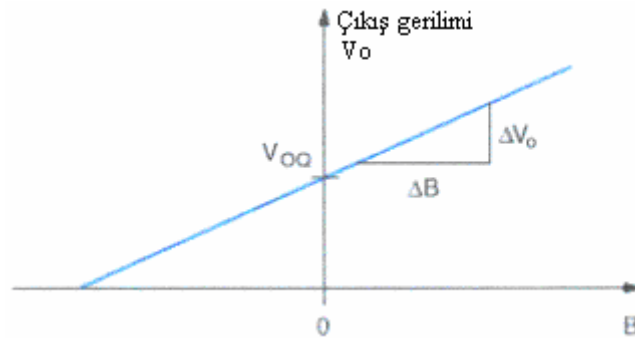
Şekil 4.7. Anahtarlama noktalarının tanımı (9)

Birbirinden anahtarlama noktaları ve davranış tarzları ile ayrılan birçok Hall anahtar tipi bulunmaktadır.

4.6. Doğrusal Algılayıcılar

4.6.1. Özellikleri ve faydaları

Doğrusal Hall algılayıcıları Hall yonga boyunca dik yönde manyetik akı ile orantılı analog bir çıkış gerilimi üretirler. Çıkış özelliği V_{OQ} (çıkış gerilimi DC) ve hassasiyet parametreleri ile tanımlanır.



Şekil 4.8. Doğrusal Hall algılayıcı karakteristiği (9)

V_{OQ} : Manyetik alana bağlı çıkış gerilimi ($B = 0$ mT)

Hassasiyet oranı = V_o / B

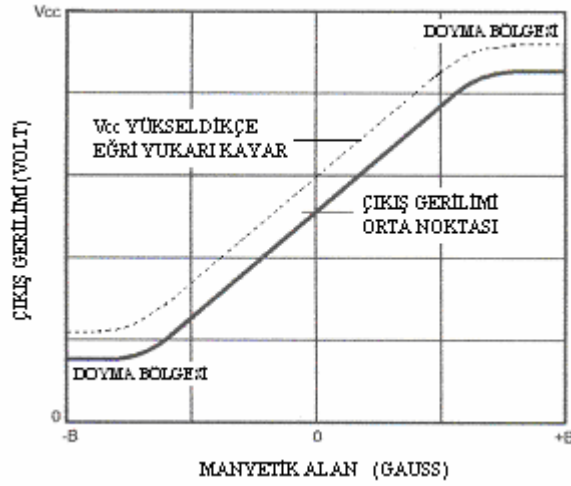
Doğrusal algılayıcılar geniş bir sahadaki pozitif yada negatif manyetik alanlara cevap vermek amacıyla tasarlanırlar. Doğrusal algılayıcıların kritik performansının hassasiyeti ve doğrusallığı algılayıcıların belirlenmiş geniş işletme sıcaklığı aralığına bağlıdır.

Doğrusal algılayıcılar bu tasarım kriterlerine göre optimize edilirler. Bu algılayıcıların hassasiyeti 5 mV/Gauss ve 2,5 mV/Gauss olup işletme sıcaklıklarının aralığı ise -40 ile +150 °C arasındadır. Algılayıcıların geniş işletme aralığı bu sıcaklıklarda dengelenmiştir.

Bu algılayıcılar en çok çevresel etkilere karşı dayanıklı olmakla birlikte optik ve mekanik aygıtlardan örneğin titreşim, nemlilik, kir yada yağ tabakası gibi durumlardan etkilenebilirler(9).

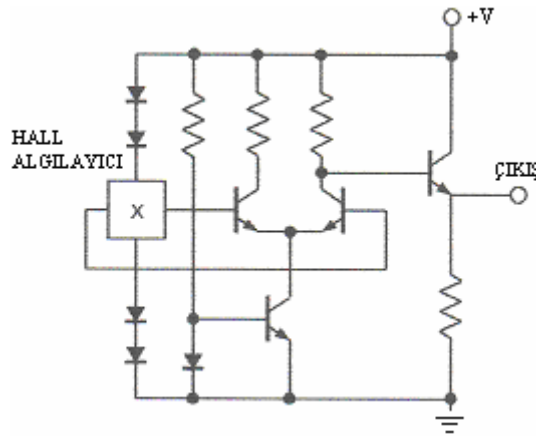
4.6.2. Kesinleşmiş oran tanımlaması

Bu algılayıcıların çoğu bir yerdeki sabit çıkış gerilimini (özellikle $\frac{1}{2}$ oranında sağlanan gerilim) ve hassasiyetini orantılı bir şekilde sağlanan gerilim olarak tanımlarlar.



Şekil 4.9. Doğrusal algılayıcı karakteristikleri (10)

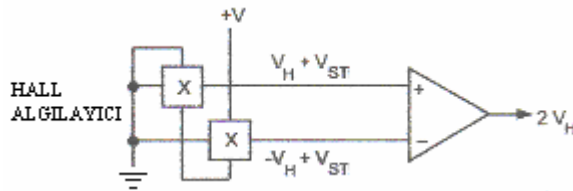
Örneğin; mevcut gerilim 5 V ve mevcut bir manyetik alan yoksa, algılayıcının sabit çıkış gerilimi tipik olarak 2,5 V olacaktır. Bu algılayıcının sabit çıkış gerilimindeki oransal değişim 5 mV/G olacaktır. Eğer mevcut gerilim 5,5 V'a yükseltirse sabit çıkış gerilimi 2,75 V'a değişim gösterecektir. Bu arada hassasiyet ise 5,5 mV/G'a yükselecektir(10).



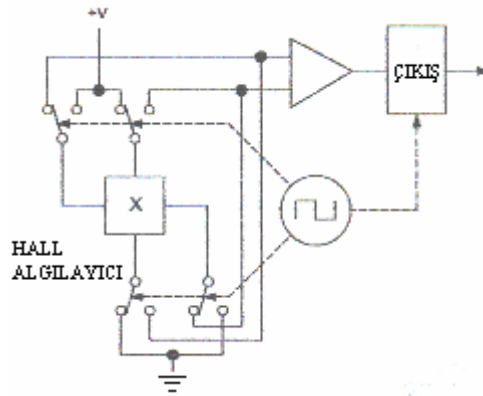
Şekil 4.10. Doğrusal oransal tek Hall algılayıcı kullanımı (10)

4.6.3. Kalibre edilmiş doğrusal algılayıcılar

Kesin çıkış güçlerinin grafiği + 400 Gauss yada + 800 Gauss'un üzerinde olan manyetik alanlar için algılayıcılar seri olarak kullanılmak suretiyle temin edilir. Grafik 3 eğilimli gerilim (4,5; 5; 5,5 V) ile çizilir. Proje tasarımcısı manyetik alandaki gücü bu aletleri kullanarak elde edebilir. Bu algılayıcılar elektrik devrelerinin gelişiminde kolayca devre içine yerleştirilerek manyetik alandaki gerçek gücün okunmasını sağlarlar. Kalibre edilmiş doğrusal algılayıcılar uygulamalarda manyetik alan sistemlerinin, hava aralığının ve uygun sayısal yada doğrusal algılayıcının nihai seçimine yardım eder.



Şekil 4.11. Kuvvet etkilerini yok etmek için birden çok algılayıcılar (10)



Şekil 4.12. Elektronik olarak konum değiştiren algılayıcılar (10)

Yüksek çıkış dirençli voltmetre, iyi düzenlenmiş enerji kaynağı (+ 0,01 V) uygun terminallerin bağlantılarında kullanılır. Tavsiye edilen harici kondansatör 0,1 μ F, güç kaynağı ile toprak arasına bağlanarak; harici gürültüleri en aza indirir. 21⁰ ile 25⁰ arasındaki çevre sıcaklığı her zaman korunmalıdır. Kalibrasyon eğrisi ile kalibre edilmiş doğrusal algılayıcı, bu eğri sayesinde akım ölçümü için uygun metodun ortaya çıkmasını sağlar.

Hassasiyet katsayısı, akı yoğunluğunun tamamen doğru olarak hesaplanması için kullanılır. İlk olarak aletin sabit çıkış gerilimi 0 gauss altında yada boş alan durumuna göre belirlenir. Daha sonra aletin çıkış gerilim ölçüsü boş alanda tatbik edilir. Yongadaki manyetik akı yoğunluğu şöyle ölçülebilir(10).

$$B = \frac{1000 (V_{OB} - V_{O\Phi})}{k} \quad [4.10]$$

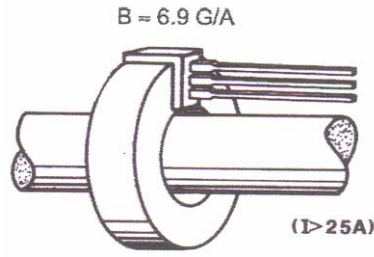
4.7. Akım Algılama

Akım algılama için doğrusal Hall etkili algılayıcıları idealdir. Miliamper düzeyindeki akımlar hatasız bir şekilde ölçülebilir. Akımın iletkenin akışı, yaklaşık 6,9 Gauss/ampere manyetik alanı oluşturur. Çünkü; doğrusal Hall algılayıcının ölçümü sınırlıdır, ölçülen akım gücü alanı kullanılan algılayıcı bölgesi dahilinde hassas elektrik devrelerinin konfigürasyonu için zorunludur. İyi bir algılayıcıda bu hassasiyet alanı yaklaşık - 800 Gauss ile + 800 Gauss arasında olmalıdır.

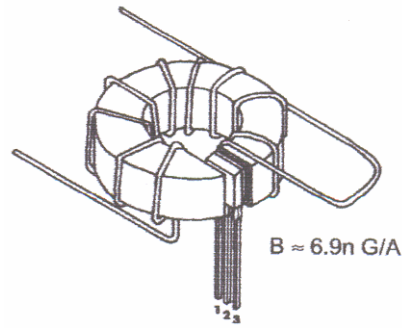
4.7.1. Yüksek akım ölçümü

İletkenler için binlerce amperlik elektrik akım şiddeti elektrik devrelerinde, doğrusal algılayıcılarda mıknatıs alan sargısı yada toroid kullanılmaksızın, toplam manyetik alanın bir kısmını hassas bir şekilde meydana getirerek direkt olarak kullanılabilir çıkış sağlar. Düşük elektrik akımlarında manyetik alanın meydana getirilebilir olması için uyarı bobinlerinden yada toroid'lerden bunları arttırarak yada yoğunlaştırarak yararlanılır. Yongadaki manyetik akı yoğunluğu şu şekilde hesaplanır.

$$B \approx \frac{I}{4 \pi r} \quad \text{yada} \quad I \approx B 4 \pi r \quad [4.11]$$



Şekil 4.13. Yüksek akım ölçümü için kullanılan toroid (10)



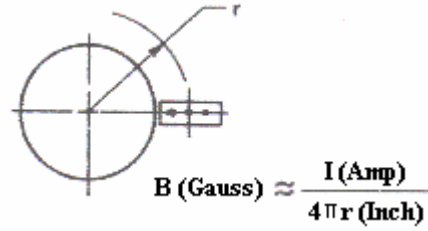
Şekil 4.14. Düşük akım ölçümü için çoklu sarım (10)

Örnek1 : Tel 0,25" yarıçapında, + 0,1" hava aralığı, 2000 A akım akışında

$$B \approx \frac{2000}{4 \Pi (0,25 + 0,1)} \approx 455 \text{ Gauss} \quad \text{olur(10).} \quad [4.12]$$

Örnek2 : Tel 0,15" yarıçapında, + 0,1" hava aralığı, 300 A akım akışında

$$B \approx \frac{300}{4 \Pi (0,15 + 0,1)} \approx 95 \text{ Gauss} \quad \text{olur(10).} \quad [4.13]$$



Şekil 4.15. Hall algılayıcı konumu (10)

Hall element manyetik alanın element içindeki dik olarak geçmesine karşı hassastır. Aletteki akı çizgisinin açısı düşük Hall gerilimi meydana getirir. Açının $\cos 90^\circ$ 'lık akı çizgisi ise 0 Gauss değerini meydana getirir.

4.7.2. Hassasiyetin arttırılması için bobin kullanılması

Şekil 4.14.'te akı yoğunluğu bobin kullanılarak arttırılabilir(10).

$$B \approx 6,9 \text{ n I} \quad \text{yada} \quad n \approx \frac{B}{6,9 \text{ I}} \quad [4.14]$$

Örneğin; 400 Gauss 12 amper;

$$n \approx \frac{400}{6,9 (12)} \approx 5 \text{ sipir} \quad [4.15]$$

4.7.3. Maksimum hassasiyet için toroid kullanılması

120 Amperin altındaki hassas akım ölçümlerinde akımın iletken toroid'den geçirilerek ve algılayıcı içindeki toroid boşluğunun pozisyonu ile birlikte, boşluklar toroid kullanılarak en iyi sonuç elde edilir. Toroid hassasiyet elementi manyetik alanın her yerinde yoğunlaştırılır. 1 gauss'un altındaki manyetik alanlarda harici gürültülerin, algılayıcının yarı iletken ve kuvvetlendiricileri ile ilişkisi olması sebebiyle ölçüm yapmak zordur. Algılayıcının geniş bantlı çıkış gürültüsü 400 μV rms'dir. (yada 32 mA civarında hata verir.)

İletkenden geçen düşük akım ölçümü için çoğu zaman geçerli olan aşağıdaki formüle göre hesaplanır.

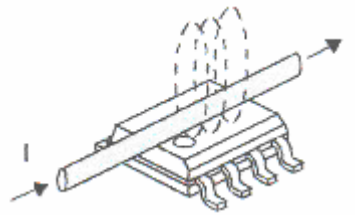
$$B \approx 6,9 \cdot I \quad [4.16]$$

4.7.4. Doğrusal algılayıcı uygulamalarında kalıcı mıknatıs kullanımı

Doğrusal algılayıcının birçok uygulamasında kalıcı mıknatıslar birlikte kullanılır. Doğrusallığın azami olması, alan şiddetindeki büyük değişmelerde olması, gereken yer değiştirmeler iyi bir konfigürasyon için istenilen bir durumdur. Birçok doğrusal algılama uygulamalarında genel olarak yüksek kalite, yüksek mıknatıs alan şiddeti gereklidir. Bu durumlarda samarium-cobalt yada Alnico 8 mıknatıslar tavsiye edilir.

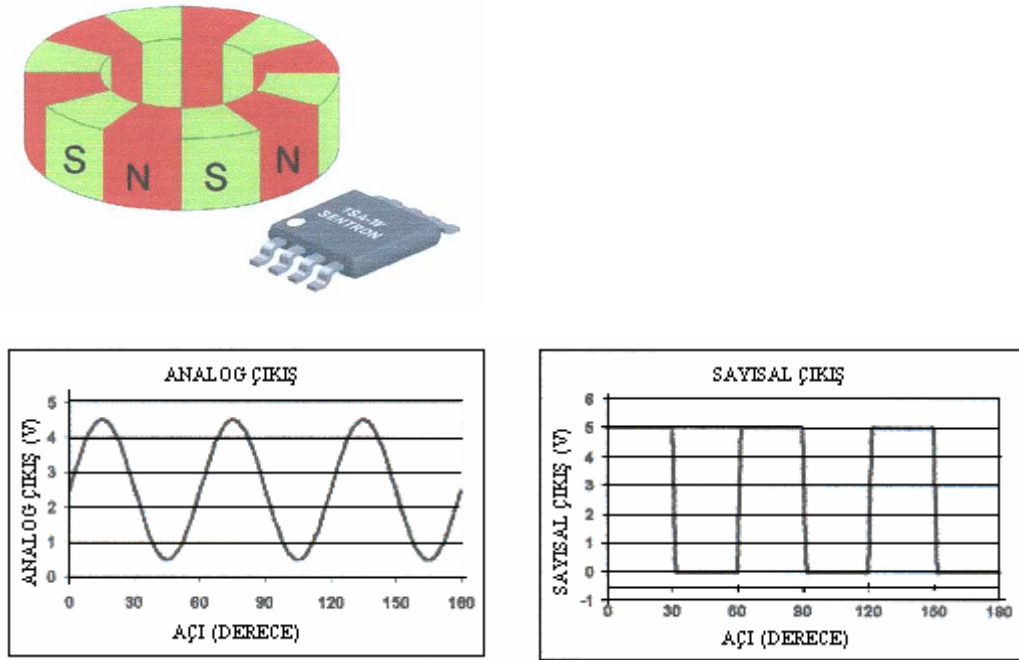
4.8. Hall Etkili Algılayıcının Kullanımı

Algılayıcı geçen akımın oluşturduğu manyetik akının ölçülmesi ile fonksiyonunu yerine getirir. Şekil 4.16.'da IC üzerine yerleştirilen bir telden geçen akımı ölçen Hall etkili algılayıcı görülmektedir. Hall etkili akım algılayıcıları ayrıca algılayıcı içindeki bir delikten geçen akım taşıyan telli PCB üzerine monte edilen bir paket şeklinde de bulunabilir.



Şekil 4.16. Hall etkili algılayıcı kullanımı

Bir iletken etrafında dönen çok kutuplu bir mıknatısın dış bölgesi civarında monte edilir. Eğer mıknatıs yonga merkezi arasındaki mesafe mıknatıs üzerindeki kutup mesafesi civarında ise; o takdirde sinüzoidal şeklinde bir sinyal oluşturur. Bu sinyal daha sonra sayısal çıkış tarafından kare sinyale dönüştürülür.



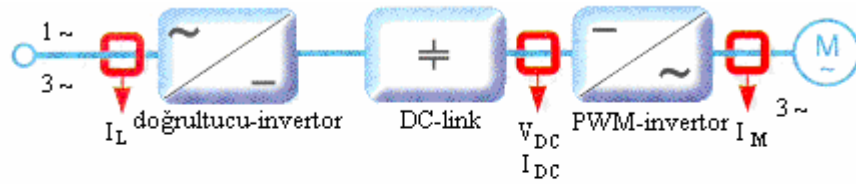
Şekil 4.17. Hall etkili algılayıcının çok kutuplu bir mıknatıs ile kullanımı, oluşan sinuzoidal sinyal ve kare sinyale dönüştürülmesi (10)

Çift kutuplu mıknatıs kullanarak pozisyon değişimi; Bu durumda algılayıcı mıknatıs eksenini yonga yüzeyine dik olacak şekilde iki kutuplu küçük bir mıknatısın altına yerleştirilir. Mıknatıs algılayıcının duyarlılık eksen çizgisine paralel olarak hareket ettirildiğinde; algılayıcının analog çıkışı işaret değiştirir. Sayısal çıkış değerleri yüzeylerden birinde 5V; diğerinde ise 0V değerindedir. Merkez etrafında 0,1 mm mekanik histeresis'e karşılık 0,5 mT ve Hall etkili algılayıcı teknolojisindeki gelişmeler çoğunlukla karmaşık sinyal düzenleme devrelerinin Hall IC ye tümlenmesi sayesinde olmuştur. Son olarak programlanabilen doğrusal Hall IC dünyaya ilk kez tanıtılarak, geleceğin teknolojisine göz kırpmıştır. Gelecekte algılayıcılar programlanabilecek ve daha da akıllı algılayıcıların yapılması için bütünleştirilmiş mikrokontrol merkezlerine sahip olacaklardır(10).

4.9. Günümüz Uygulamalarında Kullanılan Hall Etkili Dönüştürücüler

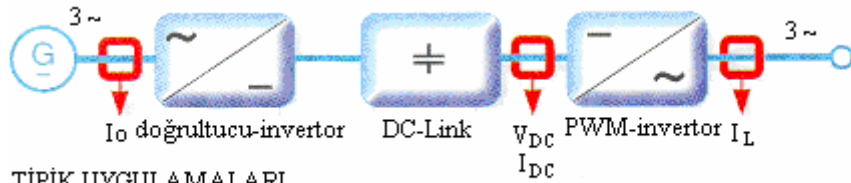
Yukarıda teorisi anlatılan Hall etkili algılayıcıların uygulama alanlarında kullanılmalarına yönelik güncel bazı bilgilerden de bahsedilmelidir.

2500'den fazla büyüklükte ve farklılıkta akım ve gerilim dönüştürücüleri bulunmaktadır. Güvenilir ve izole edilmiş ölçüm aletlerinde 0,25 - 10 000 A değerlerine kadar akım ölçümlerinde ve 10 - 6 400 V değerlerine kadar gerilim ölçümlerinde kullanılan; açık, kapalı çevrim gibi değişen teknolojilerde dönüştürücüler bulunmaktadır.



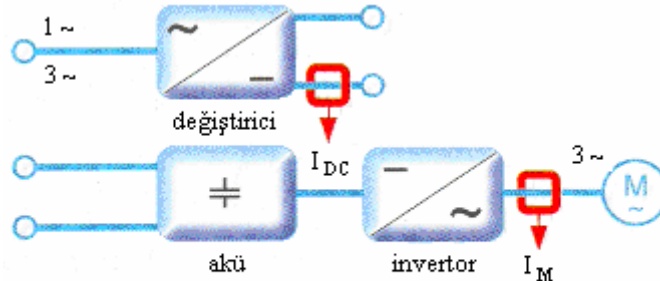
TIPIK UYGULAMALARI

- Makina parçaları, yazıcı, kağıt, tekstil, plastik sanayi
- Çelik mil
- Vinç
- Robotlar
- Pompalar
- Bulaşık makinaları



TIPIK UYGULAMALARI

- Rüzgar türbin milleri



TIPIK UYGULAMALARI

- Elektrik araçları
- Kaldırma araçları
- Tekerlekli sandalye
- Güneş enerjisi donanımı

Şekil 4.18. Çeşitli kullanımlara yönelik Hall etkili dönüştürücü uygulamaları (11)

Güç elektroniği uygulamalarında bu dönüştürücüler kullanılmaktadırlar. Endüstriyel motor sürücüler, robot ve vinç uygulamalarında, otomobillerde, kayak asansörlerinde, yürüyen merdivenlerde, havalandırma ve klima sistemlerinde, medikal sistem, bilgisayar güç sistemlerinde ve mobil telekom sistemlerinde kullanılmaktadır.

Elektrik enerjisinin ve optimallerin kontrol ve etkileri uygulamalarında bu elemanlar verimli ve güvenli olarak kullanılmaktadır(11).

4.9.1. Hall etkili akım dönüştürücüleri

Alanın en iyi kullanımı; Devre yüzeyindeki elemanların kapladığı alan miktarı en önemli devre kriteridir. En az yer kaplayan dönüştürücü; kullanıcıya akım ölçümünde gerçek anlamda fayda sağlamak için izole edilmiş Hall etkisinin temel duyarlılığını yüksek doğrulukta hızlı cevaplayan ve geniş bant aralığı olanağı sağlayan bir tasarım.

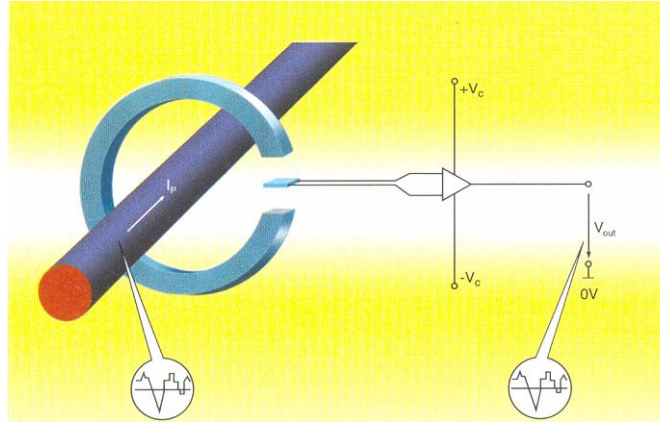
Bugün en popüler olan yüksek akımlı IGBT'ler güç elektroniği sisteminin temelini oluşturan akım ölçme tekniği üzerinde yeni çözümler getiren sistemlerle yer değiştirmiştir. Değişik dengelerde mekanik çıkışları olan montajı kolaylaştırmak için birçok birleşik uygulamayı beslemek için dönüştürücüler geliştirilmiştir(11).

Değişik montaj özellikleri ; Gerilim ve akım dönüştürücülerinin tasarımında güç ve endüstriyel uygulamalar için sürekli olarak bugünkü uygulamalar, boyutlardaki küçülme, azalan ağırlık, yüksek EMC koruması ve güvenli izolasyon zor çalışma koşullarında güvenli ölçüm için, yeniliği zorlamaktadır. Güvenirliği yükseltir ve yüksek seviyede performans sağlar. Anahtarlama özelliği ürünün çıkışı uygun yapabilmek için arayüz proses kontrol sistemi içerir. Çıkışlar RMS değerinde 4-20 mA ve gerilim çıkışını direk bir arayüz bir kontrolörle beraber sağlar.

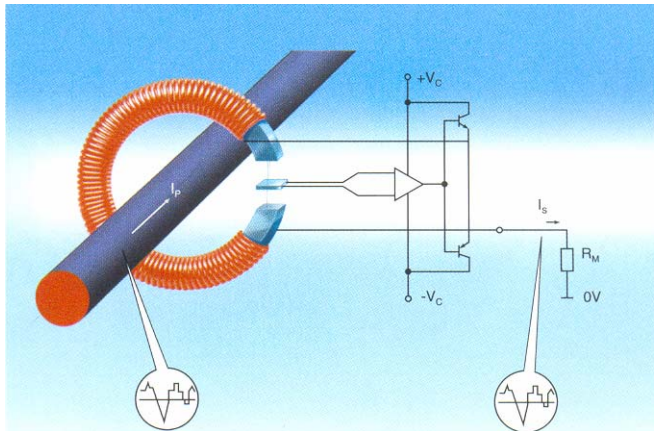
Bu tip dönüştürücüler kısmen aşağıdaki uygulamalar için uygundur.

- AC yada DC motor kontrolü
- 10 kHz. de DC akım algılama
- Ölçme
- Manyetik yakınlık anahtarı
- Uzaktan görüntüleme
- Isıl yük kontrolü
- Batarya sistemleri
- Işık kontrolü

Değişik çıkış sinyali ile beraber çoklu elektriksel ve mekanik kontrollar kullanır(11).



Şekil 4.19. Açık çevrim Hall etkili akım dönüştürücüsü (11)



Şekil 4.20. Kapalı çevrim Hall etkili akım dönüştürücüsü (11)

Özellikleri;

- Küçük hacim
- Genişletilebilir ölçüm oranı
- Analog ve sayısal çıkış gerilimi
- Düşük offset
- Çok düşük ses
- Küçültülmüş ağırlık
- Düşük güç tüketim
- Kayıp içermemesi
- Geniş frekans aralığı
- Yüksek doğruluk
- Hızlı tepke süresi
- Düşük çalışma sıcaklığı
- Güvenli izolasyon
- Doğrusallık

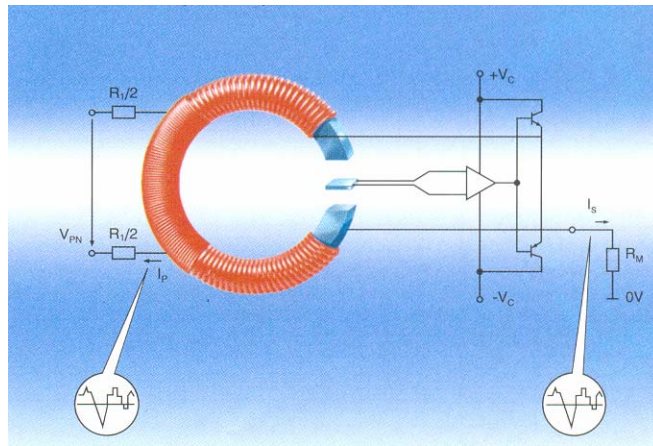
4.9.2. Hall etkili gerilim dönüştürücüleri

Galvanizle izole edilmiş gerilim ölçümüyle değişik seviyelerinde kullanılmaktadır. Özet olarak gerilim seçimi için iki farklı alternatif sunar.

- *Kullanıcıya bağlı birincil devredeki direnç;* Dönüştürücüyle beraber birincil devreye bir seri direnç bağlanır. Birincil devredeki direncin değeri R_1 ölçülen gerilime bağlı olarak seçilebilir. Bu yaklaşım azami esnekliğe izin verir.
- *Tümleşik birincil devredeki direnç;* Tümleşik birincil devredeki direnç nominal ölçülen gerilimi belirler. Değişik uygulamaları kapsayacak şekilde nominal gerilim seviyesi için geniş bir seçim olanağı verir(11).

Seçilebilir gerilim ölçümü; Birçok uygulamada gücün değerinin bilinmesi gereklidir. Birleşik ölçümle beraber gerilim ve akımın değişimi kontrol edilebilir.

IGBT anahtarlama yüksek dv/dt seviyeleri arasında gerilim değişimi üretir. Bu dalgalanmalar gerilim dönüştürücüleri üzerindeki çıkış sinyalinde hataları artırır. birincil ve ikincil devre arasında bir perdeleme yapacak şekilde bu bozucu etki tarafından üretilen hatayı tam olarak azaltacak bir çeşit süzgeç kullanılır.



Şekil 4.21. Kapalı çevrim gerilim dönüştürücüsü (11)

Çok küçük bir akım sınırlaması seri bir dirençle gerilim ölçümünden alınan ve birincil sargının içinden sürülen birincil akım I_P tarafından üretilen manyetik akı ile dengelenmiştir. Tamamlayıcı bir akı tarafından ikincil sargıların içinden geçen akım tarafından sürülen Hall cihazı bir elektronik devreyle birleştirilmiştir.

Özellikleri;

- Yüksek gerilim ölçümü
- Güvenli izolasyon
- Tam bir doğruluk
- Düşük sıcaklık kayıpları
- Mükemmel doğrusallık

4.9.3. Hall etkili dönüştürücü seçimindeki parametreler

- *Kaynak gerilimi;* Çoğu akım dönüştürücüleri iki kutuplu kaynak gerilimleri için tasarlanmaktadır. Bunun anlamı tümleşik elektronik pozitif ve negatif gerilimle beraber, referansla toprak (0 V) sağlanır.

$$V_c = 0, + 12 \text{ V}; \quad 0, + 15 \text{ V}; \quad 0, + 24 \text{ V}$$

Yeni nesil dönüştürücüler basit bir kutuplu kaynak üzerinde referansla toprak arasında çalışır. (0 V)

$$V_c = 0, + 5 \text{ V}$$

Açık çevrim 20 mA

Kapalı çevrim 10 mA + kompanzasyon akımı

- *Frekans cevabı;* Frekans cevabı ilk olarak dönüştürücünün tipine bağlıdır. Her tipte anahtarlama faktörleri olduğu için dönüştürücülerin bant aralığını esas olarak etkileyen açık çevrim dönüştürücüleri için; çekirdek geometrisi, tabakaların inceliği ve sayısına göre, özel seçilmiş çekirdek metallerinin bant aralığına direkt etkisi vardır. Genel bant aralıkları aşağıdaki gibidir.

Açık çevrim DC 25-50 kHz arası

Kapalı çevrim DC 200 kHz (-1 dB)

Çekirdeklerin ısınmasından kaçınmak için yüksek frekanslarda küçük sinyal bant aralıkları seçilir.

- *Çalışma sıcaklığı alanı;* Çalışma sıcaklığı dönüştürücü seçiminde önemli bir kriterdir. Çoğu dönüştürücüler aşağıdaki sıcaklık aralığında çalışır.

-25 °C .. 85 °C

-40 °C .. 85 °C

- *Çıkış sinyali;* Dönüştürücülerle çalışma prensibi ve uygulamalara bağlı olarak değişik çıkış sinyalleri elde edilebilir. Kapalı çevrim dönüştürücüleri genellikle giriş sinyali ile orantılı olarak bir akım çıkışı sağlar. Açık çevrim dönüştürücüler yükseltilmiş bir gerilim sinyali birincil devre akımıyla orantılı olarak sağlar. Güç kaynağı geriliminin durumu çıkış sinyalinin değerini sıfır olmayan referans civarında değiştirir. Aşağıdaki çıkış özellikleri uygulanabilir.

Ani gerilim yada akımlar (4-20 mA)

DC doğru RMS gerilimi yada akımı (4-20 mA)

- *Ölçüm duyarlılığı;* Doğruluk elektrik sistemleri için temel bir parametredir. Doğru dönüştürücüyü seçmek genellikle bir çok parametre arasından (duyarlılık, frekans cevabı, ağırlık, hacim, fiyat) bir tercih yapmaktır. Açık çevrim dönüştürücüleri nominal değerde 25 °C ölçüm işlemi sırasında kalibre edilir ve tipik olarak % 2'den daha iyi doğruluk sağlar. Kapalı çevrim akım ve gerilim dönüştürücüleri 25 °C sıcaklık değerinin altında genellikle nominal değer % 1'inin altında ve azaltılmış bir hata belirlenen mükemmel bir doğruluk sağlar(11).

4.10. Hall Etkili Algılayıcıların Uygulama Alanları

Hall algılayıcıları manyetik akı yoğunluğunu giriş bilgisi olarak işleyerek elektrik sinyaline dönüştürürler. İki şekilde manyetik alan oluşturulur(11).

- Akımlar ile oluşturulan manyetik alanlar
- Daimi mıknatıslar ile oluşturulan manyetik alanlar

Otomotiv uygulamaları;

- Hall anahtarlamalı uygulamalar;
 - ✓ Ateşleme algılayıcı
 - ✓ Motor hızı zamanlaması
 - ✓ Fren kontrolü(ABS)
 - ✓ Sürtünme kontrolü
 - ✓ Silecek sistemi
 - ✓ Kapı kilidi
 - ✓ Merkezi kilitleme
 - ✓ Koltuk ayarı
 - ✓ Cam kaldırma-indirme
 - ✓ Tavan camı açılması-kapanması
 - ✓ Işık kontrolü
 - ✓ Ayna ayarı

- Doğrusal Hall algılayıcılı uygulamalar;
 - ✓ Pozisyon algılayıcı
 - ✓ Direksiyon açısı algılayıcısı
 - ✓ Far menzil ayarı
 - ✓ Akım ölçümü
 - ✓ Batarya yönetimi
 - ✓ Yakıt miktarı algılayıcı
 - ✓ Güç algılayıcı

Endüstriyel uygulamalar;

- Hall anahtarlı uygulamalar;
 - ✓ DC motorun kontrolü
 - ✓ Soğutma fanları
 - ✓ RPM ölçümü
 - ✓ Teker hız algılayıcıları
 - ✓ Dişli sayma

- ✓ Son pozisyon anahtarı
 - ✓ Temassız anahtar
 - ✓ Sıvı düzey
 - ✓ Sıvı akışı
 - ✓ Basınç anahtarı
 - ✓ Pako şalter
- Doğrusal Hall algılayıcı uygulamalar;
 - ✓ Açı algılayıcı
 - ✓ Pozisyon ölçümü
 - ✓ Mesafe ölçümü
 - ✓ Manyetik alan algılayıcı
 - ✓ Döndürme momenti algılayıcı
 - ✓ Akım algılama
 - ✓ Güç algılama (güç ölçümü)
 - ✓ Akım hata noktası tespiti
 - ✓ Kuvvet ölçümleme
 - ✓ Metal dedektörler
 - ✓ Sıvı düzeyi algılama
 - ✓ Sıcaklık/basınç/vakum algılama
 - ✓ Klape veya hava vanası pozisyon algılaması ve kontrolü
 - ✓ Bağlantısız potansiyometre

5. UYGULAMA ÇALIŞMASI

Bu bölüme kadar incelenen ve değinilen konuların ışığında uygulamanın öncelikle bir planlaması yapılarak çalışmaya başlandı. Yapılan çalışma Hall etkili dönüştürücü kullanarak bir transformatörde diferansiyel korumayı gerçekleştirmektir. Bu çalışmada akım transformatörü yerine Hall etkili dönüştürücü kullanılmasının nedeni Hall etkili dönüştürücülerin çok iyi doğrusal çıkış vermesi idi. Aynı doğrusallık akım transformatörleri ile sağlanamamaktadır. Farklı bir akım yüklenmesi durumunda akım transformatörü aynı oransallığı koruyamamaktadır. Bu nedenle çalışmanın yoğunluğu Hall etkili dönüştürücüler olacaktır. Diferansiyel rölenin çalışma şeklini inceleyerek nasıl bir çalışma yapılacağı belirlendi. Diferansiyel rölede AC akım birebir olarak karşılaştırılmakta. Bunun nedeni birincil ve ikincil akımlar birbirlerinin benzeri ve birbirlerini takip eden biçimdedir. Eğer bağlantı şekline bağlı olarak yıldız yada üçgen uçlarında yada nötr ucunda bir kopma meydana gelirse transformatör çalışmaya devam eder; ancak sorun vardır. Bu durum kısa devre dışında ayrı bir arıza durumu olup normal değildir. Bu durumda faz kayması meydana gelir. Bunu diferansiyel röledeki DC karşılaştırma ile değerlendirilemez. Bu yüzden AC akımlar birebir faz olarak karşılaştırmaları gerekir. Ancak çalışmada fazör karşılaştırması (vektörel karşılaştırma) yapılmayacak, sadece büyüklük küçüklük karşılaştırması yapılacaktır.

Diferansiyel röleler 10 MVA'in üzerinde güç transformatörlerinde yaygın koruma biçimi olduğundan bu transformatörlerde mıknatıslanma akımı (demeraj akımı) büyük olmaktadır. Güç transformatörlerinin boşa iken gerilim altına alınmalarında, çok kısa bir anda sargıların endüktansından dolayı önemli miktarda mıknatıslanma akımı çeker, ama az sonra yine normal hale döner. Mıknatıslanma akımının ilk birkaç periyodu çok büyük değerlere ulaşır. Çoğunlukla nominal akımdan büyük olan ilk periyodlardaki genlik, çeşitli şartlara bağlı olarak bazen nominal akımın 8-10 katına ulaşabilir. Güç transformatörlerinin ikincil tarafından röleye herhangi bir akım gelmediği için bu akım, rölenin çalıştırma bobinini enerjileyecektir. Soruna çözüm olarak gelişmiş rölelerde bu akımın içindeki 2. ve 3. harmonikleri bloke eden süzgeç

devreleri kullanılır. Mıknatıslanma akımının frekansı 100-150 Hz. dir. Bunlar 2. ve 3. harmonik bileşenleri içerir. Hem normal işletme akımı, hemde arıza akımı 50 Hz.'dir. Aradaki frekans farkından yararlanarak diferansiyel röle devresine konan süzgeç elemanı 100-150 Hz.'lik bir akımda diferansiyel rölenin çalışmasına engel olur. Mıknatıslanma akımı çeşitli harmonikleri içerir. Akı yoğunluğu büyük seçildiği zaman mıknatıslanma akımında genliği artmaktadır. Mıknatıslanma akımı esas olarak maksimum değerinde doğru akım bileşeni, ikinci harmonik, üçüncü harmonik, dördüncü harmonik ve beşinci harmoniklerden oluşur. Diğer yüksek harmoniklerin genlikleri temel harmoniğe nazaran küçüktür. Genliği en büyük olan bileşen ikinci harmoniktir. Çalışmada mıknatıslanma akımı etkisi dikkate alınmayacak, bu nedenle diferansiyel röle tasarımında süzgeç olmayacaktır.

Diferansiyel röle kullanımında transformatör bağlantıları önemli olmaktadır. Bağlantı gurupları aynı ise sorun yok, bağlantı gurupları farklıysa örneğin yıldız-üçgen yada tersi ise o zaman AC karşılaştırmada fazör açısı farklılığı olduğundan dengesizlik oluşur. AC akımlar arasında açı farklılığı vardır. Bunu yok etmek için uygunlaştırma (faz dengesini sağlamak için) akım transformatörleri kullanılır. Bunlar pratik olarak bağlantı gurubunun tersi bağlantı gurubu ile bağlanır. Kullanılan transformatör yıldız-yıldız olduğundan çalışmada bu durumla ilgili bir tedbir alınması gerekmemektedir.

Transformatörün yükü küçük ise çektiği akım nominal akıma göre artacak bu akım birincil devreye de aynı oranda yansıyacaktır. Bu durumda aşırı akım çekilmiş olacaktır. Tasarımı yapılan röle bu duruma duyarlı değil, çünkü bu durum diferansiyel röle çalışma alanına girmez. Aşırı akım konusudur. Eğer rölemiz bu durumu da kapsayacak olsaydı o zaman birincil ve ikincil sinyal örneğimizi toplayarak toplam akım ile ayar değeri seçilerek karşılaştırma yapılacaktır, eğer toplam akımı geçerse röle çıkış verecekti. Toplam akımın ayar değeriyle karşılaştırılmasının dışında pratik olarak tek taraflı birincil ve ikincil akımlar referans değerlerle karşılaştırılabilir.

Tasarım analog olarak gerçekleştirildi. Günümüzde kullanılan elektronik kontrol üniteleri analog ve sayısal elektronik düzenlerinin birleşimi ile gerçekleşir. Gerilim, akım, direnç, frekans, yol, hız, zaman, kuvvet gibi büyüklükler analog büyüklüklerdir. Bu büyüklükler ilk aşamada bir dönüştürücü yardımı ile elektriksel büyüklüğe çevrilir. Daha sonra analog elektronik kontrol düzenekleri ile değerlendirilerek analog göstergeler ile ölçülmüş olurlar. Çalışmada işlem kuvvetlendirici kullanıldığından bu elemanlar ile bilgileri tekrar gözden geçirilmesinde fayda olacaktır.

İşlem kuvvetlendirici veya kısaca “*op-amp*” direkt kuplajlı yüksek kazançlı bir devre elemanıdır. Günümüzde işlem kuvvetlendirici, tüm devre yapısında gerçekleştirilir. Dışarıdan ilave edilecek birkaç devre elemanının kolayca değişimi ile eviren kuvvetlendirici, evirmeyen kuvvetlendirici, türev ve integral devresi, alçak ve yüksek bant geçiren süzgeç devreleri, bant durduran süzgeç devresi, çeşitli sinyal üreteç devreleri, sayısal/analog ve analog/sayısal çevirici gibi geniş bir kullanım alanı vardır. (+) girişe uygulanan işaret çıkışa aynı fazda, (-) girişe uygulanan işaret ise çıkışa 180° ters fazda aktarılır. Devrenin özellikleri, giriş ucu olarak hangi ucun kullanıldığına ve çıkıştan girişe yapılacak geri besleme değerine bağlıdır(12).

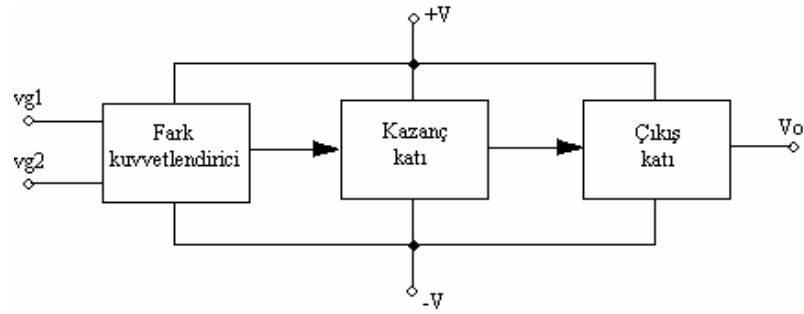
İdeal İşlem Kuvvetlendirici Özellikleri;

1. Giriş empedansı çok yüksek veya sonsuzdur.
2. Çıkış empedansı çok düşük veya sıfırdır.
3. Gerilim kazancı çok yüksek veya sonsuz denecek durumdadır.
4. Bant genişliği çok yüksektir.
5. Besleme gerilimleri tek veya simetrik çıkışlı kaynaktan temin edilebilir.
6. Eğer $v_{g1} = v_{g2}$ ise v_o çıkış gerilimi “0” dır.

Giriş empedansının çok yüksek olması nedeni ile girişleri bağlı oldukları devreyi yüklemeyiz. Çıkış empedansının düşük oluşu da yüksek akım çıkışına neden olur. Yukarıda sayılan özellikler işlem kuvvetlendirici tek başına düşünüldüğü takdirde geçerlidir(12).

İşlem Kuvvetlendiricilerin Yapısı; Bir işlem kuvvetlendirici genelde üç kattan oluşur.

- a) Fark kuvvetlendirici,
- b) Kazanç katı,
- c) Çıkış katıdır.



Şekil 5.1. İşlem kuvvetlendiricinin yapısı (12)

v_{g2} girişi ile v_o çıkışı daima aynı fazdadır. v_{g1} girişi ile v_o çıkışı 180° faz farklıdır. İşlem kuvvetlendiricinin ikinci katı olan kazanç katı fark kuvvetlendiriciden gelen sinyalleri kuvvetlendirmektedir. Bu kat aynı zamanda giriş katı ile çıkış katı arasında bir tampon görevi yaparak çıkış katındaki değişmelerin giriş katını etkilemesi önlenmiş olur. Çıkış katı emitör çıkışlı bir kattır. Böylece çıkış empedansının küçük olması sağlanmıştır(12).

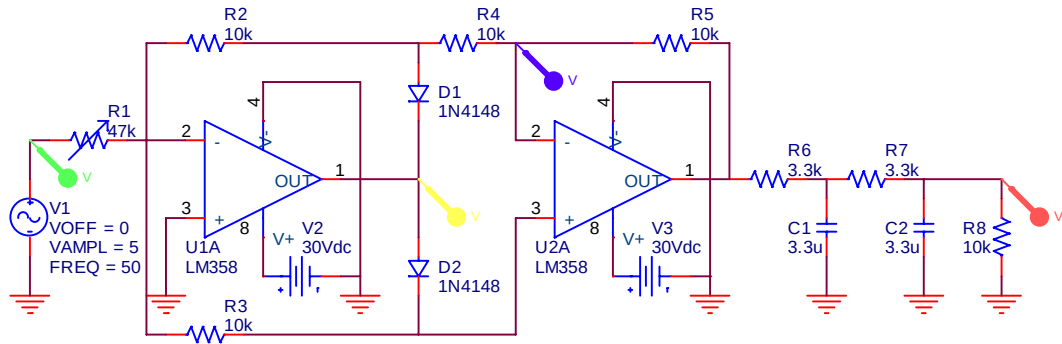
İşlem kuvvetlendirici parametreleri;

1. Giriş polarma akımı
2. Giriş dengesizlik akımı
3. Giriş dengesizlik gerilimi
4. Eğim oranı
5. Frekans cevabı

5.1. Tasarımı Yapılan Diferansiyel Rölenin Orcad (PSpice) Simülasyonları

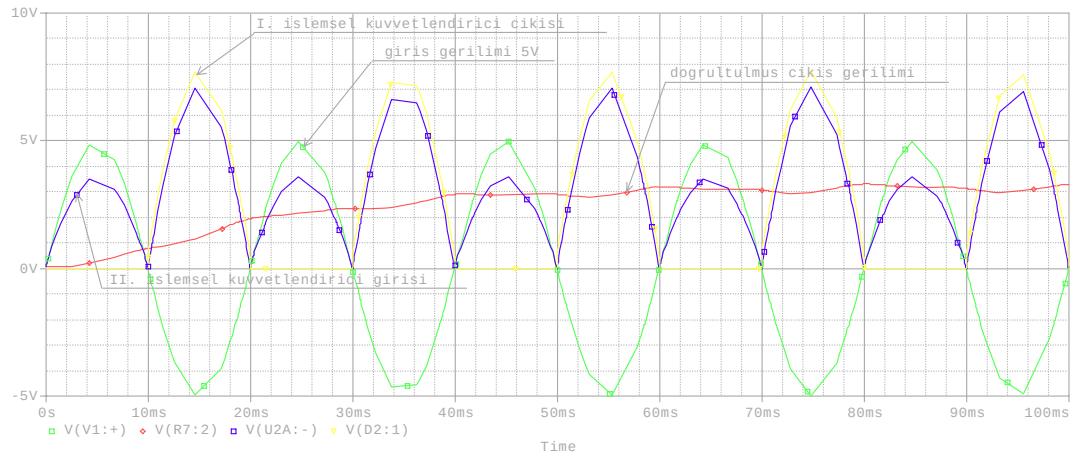
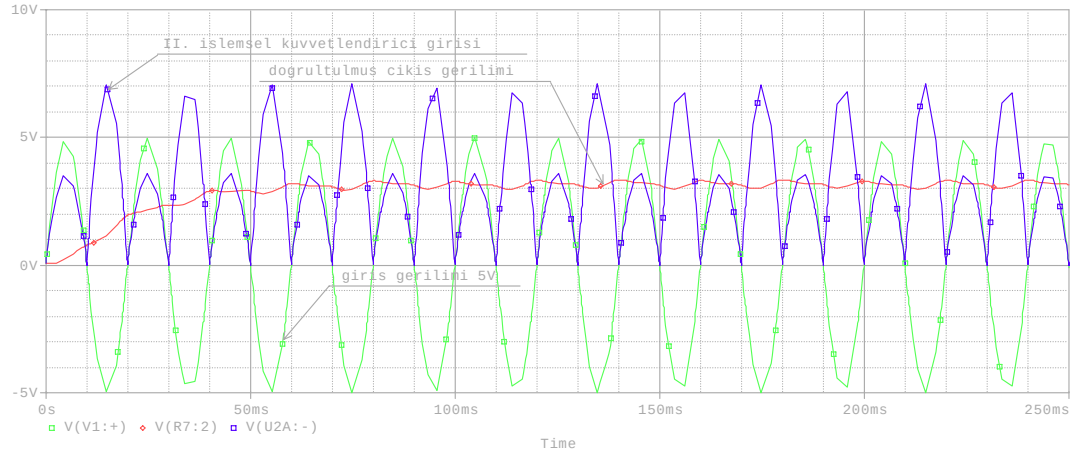
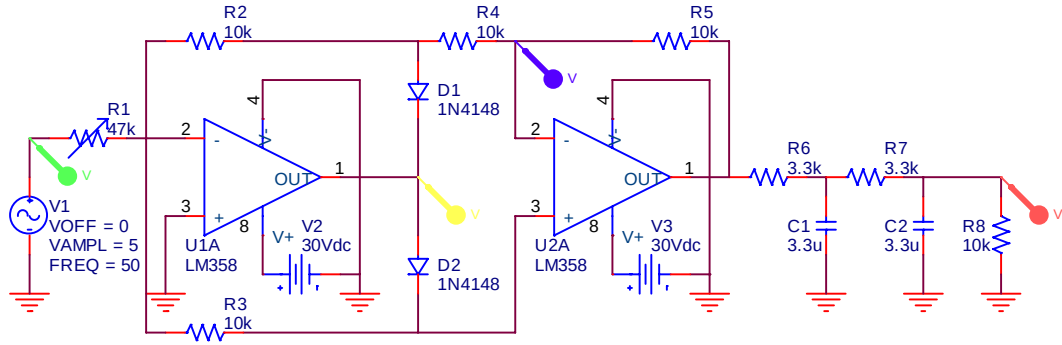
5.1.1. Diferansiyel rölede kullanılan blokların orcad simülasyonları

Çalışmada kullanılan transformatör ve yükü belirledikten sonra Hall etkili dönüştürücülerden gelecek olan sinyallerin doğrultulması gerekmektedir. Bu nedenle doğrultucu işlem kuvvetlendiricili bir devre tasarlanmıştır. Doğrultucu devrede işlem kuvvetlendirici kullanılmasının nedeni diyot köprü doğrultucularında 0,7 V'un altındaki değerlerde sonuç alınamamasıdır. İşlem kuvvetlendirici ile yapılan doğrultucu devre ise 10 mV'a kadar küçük değerlerde dahi hatasız çalışmaktadır. İşlem kuvvetlendirici besleme gerilimi olarak ± 9 V kullanıldı. Hall etkili dönüştürücüler ilk çalışmalarda hazır olmadığından, sinyal üretici kullanarak doğrultucu devreye 50 Hz. 2 V'luk bir sinüs sinyali uygulandı. Aşağıdaki Şekil 5.2.'de işlem kuvvetlendirici özelliklerinden yararlanarak tasarlanan doğrultucu devrenin bölüm, bölüm incelenerek çeşitli prob noktalarında çıkışların nasıl olacağı PSpice ile gözlemlenmiştir. Aşağıda Şekil 5.2.'de röle devresinde kullanılan ve PSpice ile simülasyonu yapılan işlem kuvvetlendirici doğrultucu devresi görülmektedir.



Şekil 5.2. İşlem kuvvetlendiricili doğrultucu devresi

- Giriş gerilimine bağlı olarak çıkış gerilimi 500 ms
- Giriş gerilimine bağlı olarak çıkış gerilimi 500 ms



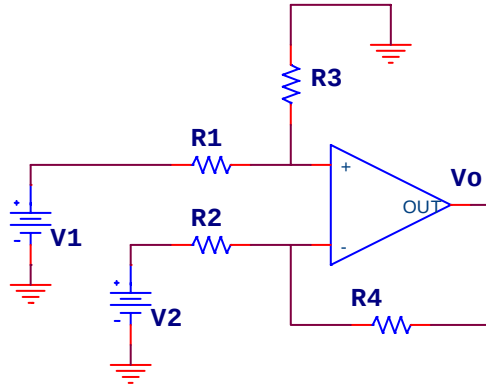
Şekil 5.3. İşlem kuvvetlendiricili doğrultucu devresi

- Giriş gerilimine bağlı olarak çıkış gerilimi 250 ms
- Giriş gerilimine bağlı olarak çıkış gerilimi 100 ms

Sinyal generatörü ile devrenin birincil ve ikincil tarafına uygulanan sinyalleri doğrulttuktan sonra her iki sinyal giriş trimpotları ile normal bir çalışma değerinde eşitlendi. 2 V giriş sinyali kullanıldığından 1,75 V'ta eşitlendi. Bir arıza olduğunda birincil yada ikincil taraftaki akımlar değişeceğinden bu denge bozulacaktır.

Örneğin; birincil tarafta gerilim sinyali V_1 , ikincil tarafta gerilim sinyali de V_2 olsun. Bu gerilim sinyallerini $V_1 - V_2$ yada $V_2 - V_1$ olarak fark kuvvetlendirici devrelerden geçirilirse sinyaller arasında bir fark meydana gelecek ve fark kuvvetlendirici devre çıkış verecektir.

Devre çıkışında bir kazanç gereği olmadığı için direnç değerleri eşit kullanılmıştır. V_1 ve V_2 giriş gerilimlerinin farkını alan devre Şekil 5.4.'te görülmektedir.



Şekil 5.4. Fark kuvvetlendirici devresi

Çıkış gerilimi;

$$V_0 = V_1 \left(\frac{R_3}{R_1 + R_3} \right) \left(1 + \frac{R_4}{R_2} \right) - V_2 \frac{R_4}{R_2} \quad [5.1]$$

Eğer ; $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ seçilirse;

$$V_0 = V_1 - V_2 \text{ olur.} \quad [5.2]$$

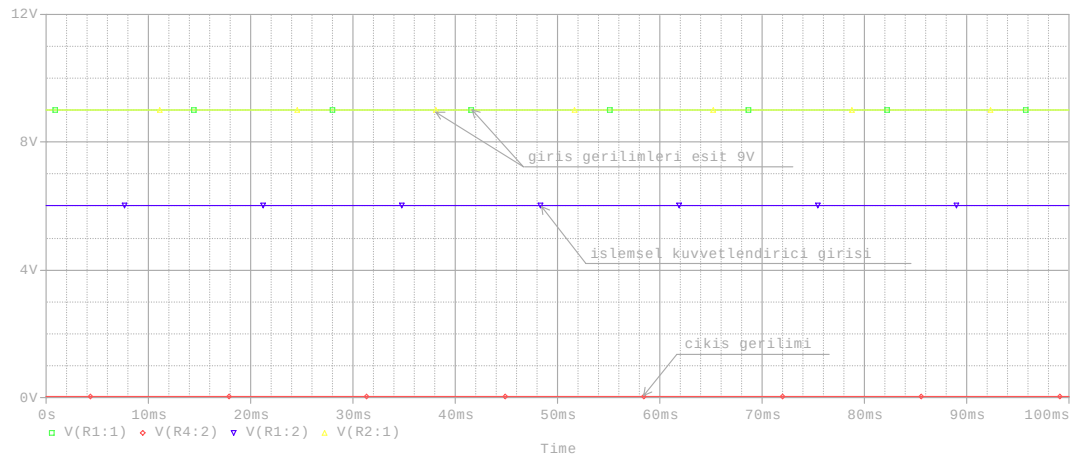
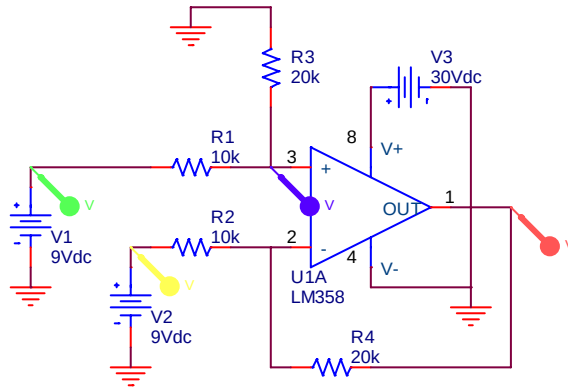
Bu durumda devre giriş gerilimlerinin farkını almaktadır.

Eğer ; $R_3 = R_4$ ve $R_1 = R_2$ seçilirse;

$$V_0 = \frac{R_4}{R_2} (V_1 - V_2) \quad \text{olur.} \quad [5.3]$$

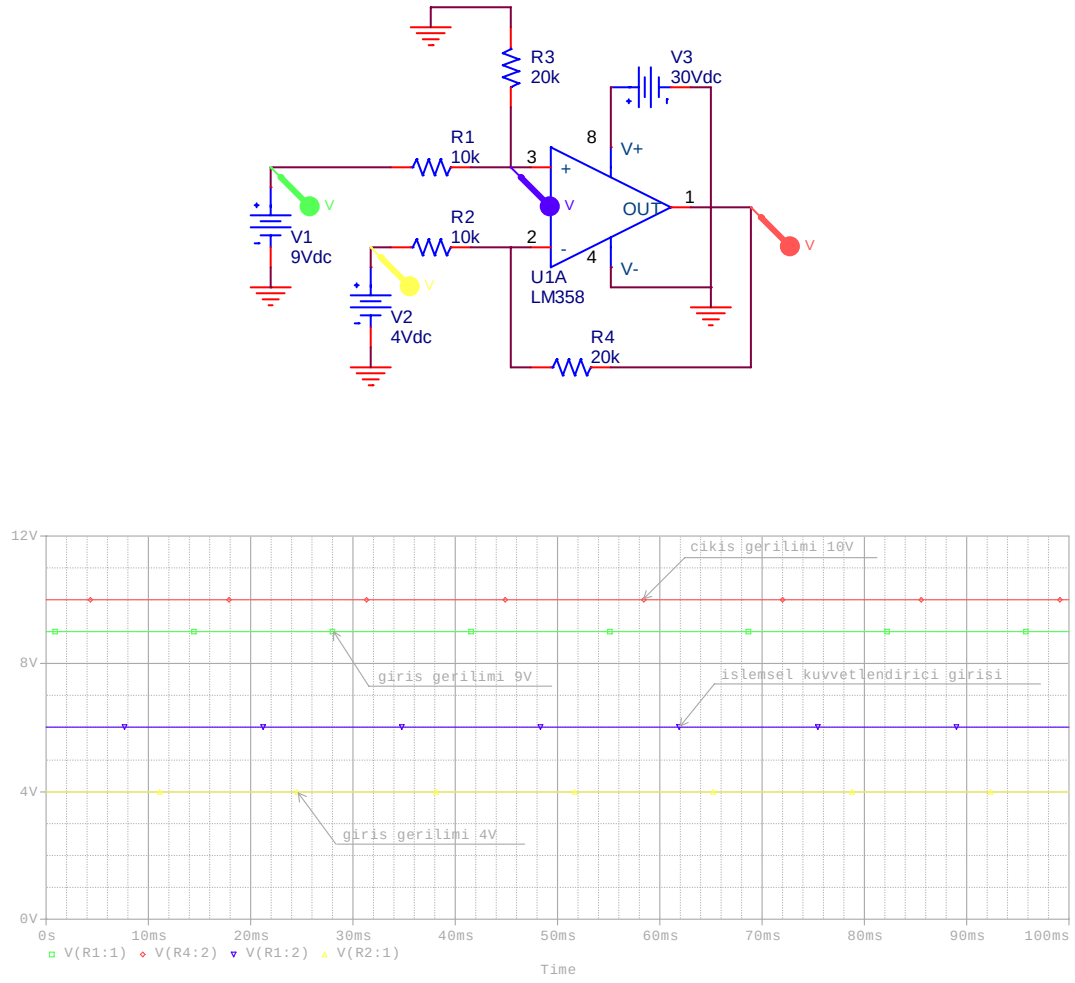
Bu durumda devre hem çıkarma, hem de yükseltme işlemi yapan bir fark kuvvetlendirici gibi çalışır.

Şekil 5.5. ve Şekil 5.6. fark kuvvetlendirici devresini PSpice ile simülasyonu yaparak incelendiğinde yukarıda tanımlanan sonuçlar elde edilmektedir. Girişe eşit sinyal uygulandığında Şekil 5.5.'de görüldüğü gibi fark kuvvetlendirici çıkışı 0 V olmaktadır. Girişe farklı sinyal uygulandığında V_2 girişine V_1 girişinden küçük bir değer verildiğinde, bir başka deyişle V_1 giriş gerilimi V_2 'yi geçtiğinde ise Şekil 5.6.'da görüldüğü gibi fark kuvvetlendirici çıkış vermektedir. Şekil 5.6.'daki devrede giriş gerilimleri arasında 5 V'luk bir fark bulunmakta (9V - 4V) ve buna bağlı olarak kazanç 2 olduğundan çıkış gerilimi 10 V olmaktadır. V_2 giriş geriliminin V_1 giriş gerilimini geçtiği durum için aynı değerler kullanılırsa çıkış fark gerilimi yukarıda elde edilenin tersi olarak -10 V olacaktır.



Şekil 5.5. Fark kuvvetlendirici örnek devresi ve diff. amp. giriş, çıkış gerilimleri

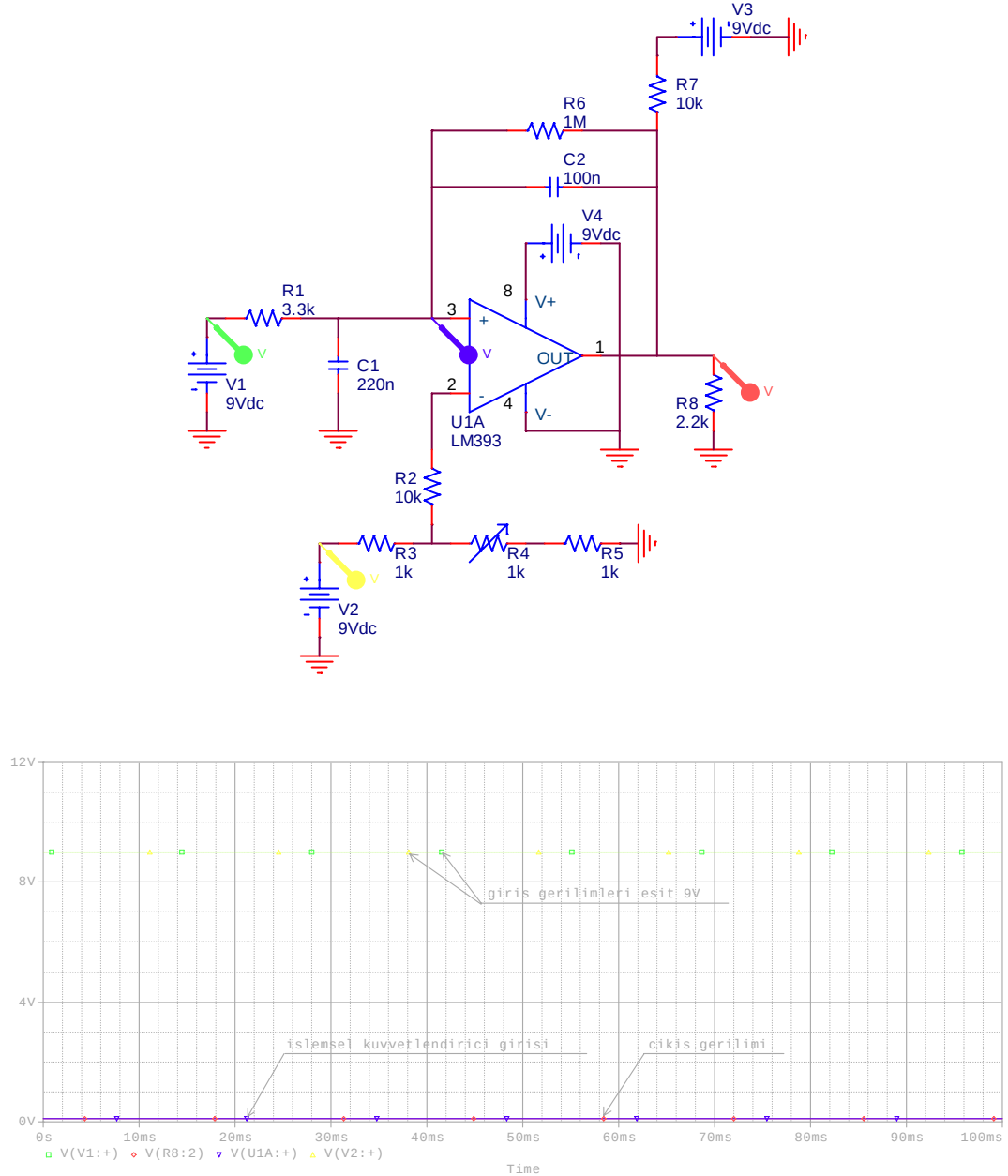
Yukarıdaki Şekil 5.5.'de görüldüğü gibi girişe eşit gerilim uygulandığında çıkış 0 V olmaktadır. Bu çıkış yukarıdaki grafikte görülmektedir.



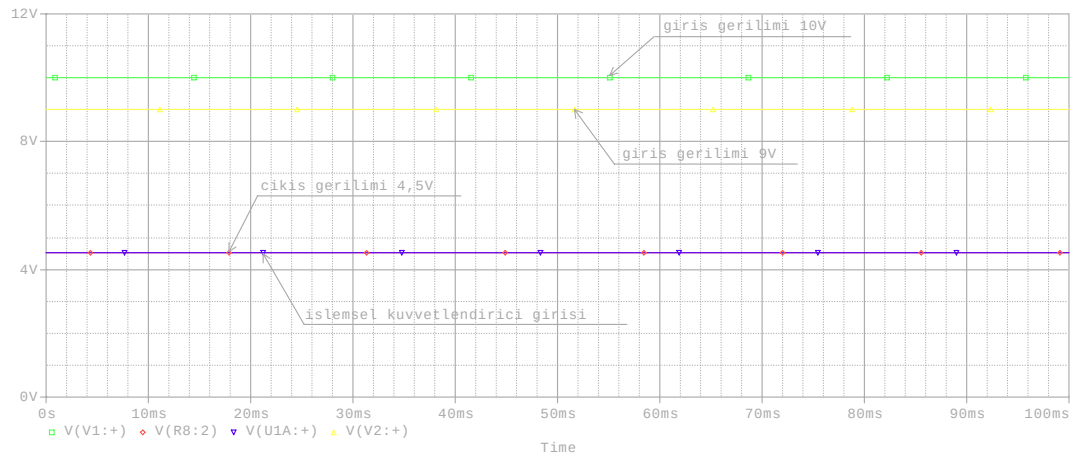
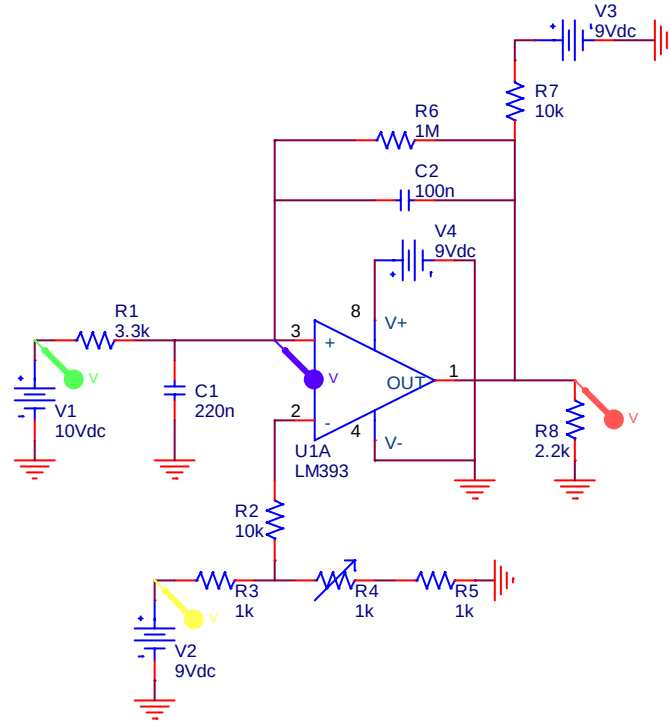
Şekil 5.6. Fark kuvvetlendirici örnek devresi ve diff. amp. giriş, çıkış gerilimleri

Şekil 5.6.'da giriş gerilimi olarak 9 V ve 4 V uygulanmıştır. Geri besleme dirençleri giriş dirençlerinin iki katı olduğundan çıkış gerilimi farkın iki katı olacaktır. Grafikte de görüldüğü gibi çıkış gerilimi $9 - 4 = 5 (2) = 10$ V tur.

Fark kuvvetlendirici devresi çıkışındaki gerilimi bir ayar değerle karşılaştırmak gerekmektedir. Aşağıdaki Şekil 5.7.'de giriş gerilimi ayar gerilimine eşit olduğunda grafikte görüldüğü gibi çıkışta bir gerilim gözlenmemektedir. Ancak giriş gerilimi ayar geriliminden büyük olduğunda karşılaştırma devresi çıkışında bir gerilim meydana gelmektedir. Şekil 5.8.'de bu çıkış gerilimi görülmektedir.



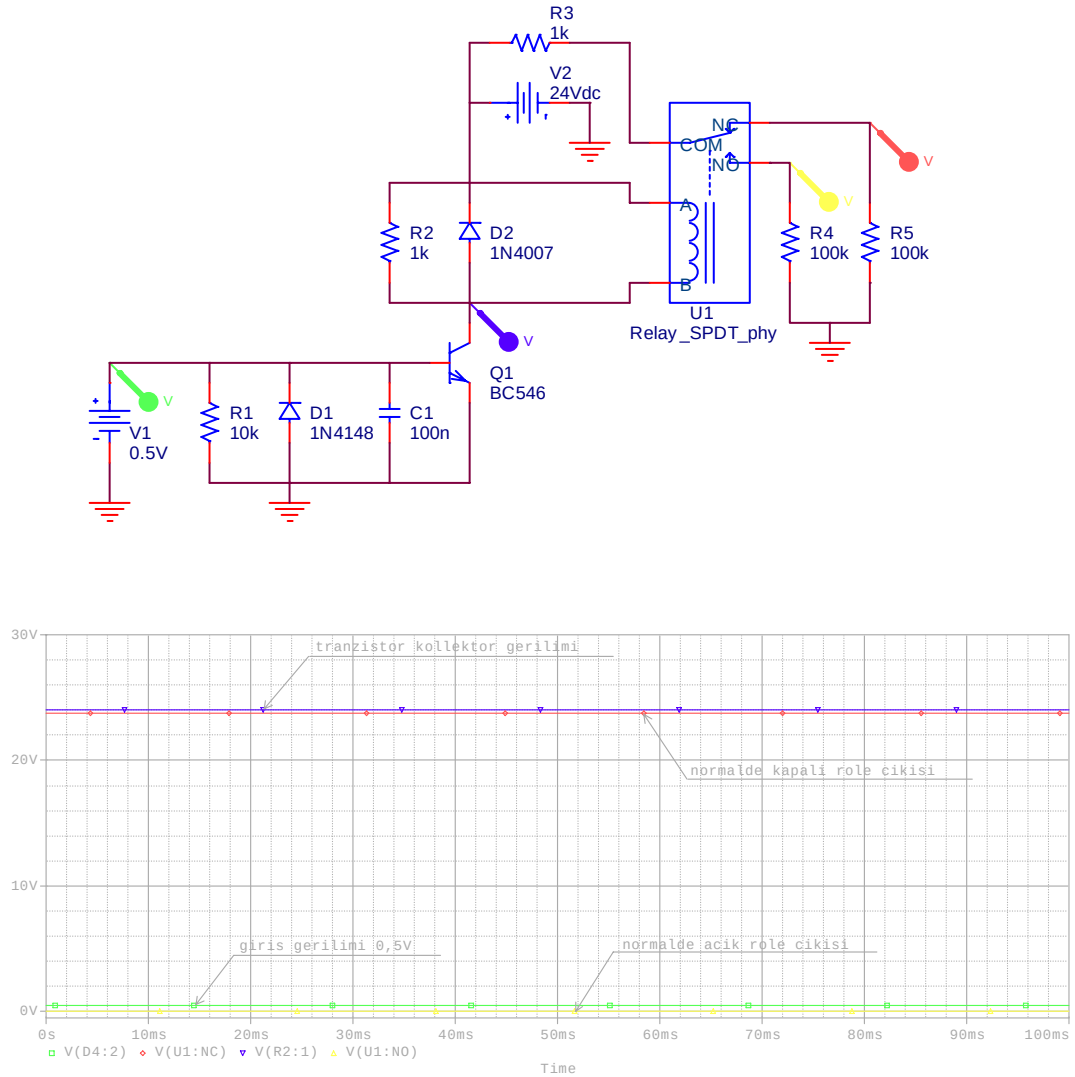
Şekil 5.7. Fark kuvvetlendirici çıkışındaki gerilimin ayar gerilimle karşılaştırılması, fark kuvvetlendirici çıkış gerilimi ayar gerilime eşit



Şekil 5.8. Fark kuvvetlendirici çıkışındaki gerilimin ayar gerilimle karşılaştırılması, fark kuvvetlendirici çıkış gerilimi ayar gerilimden farklı

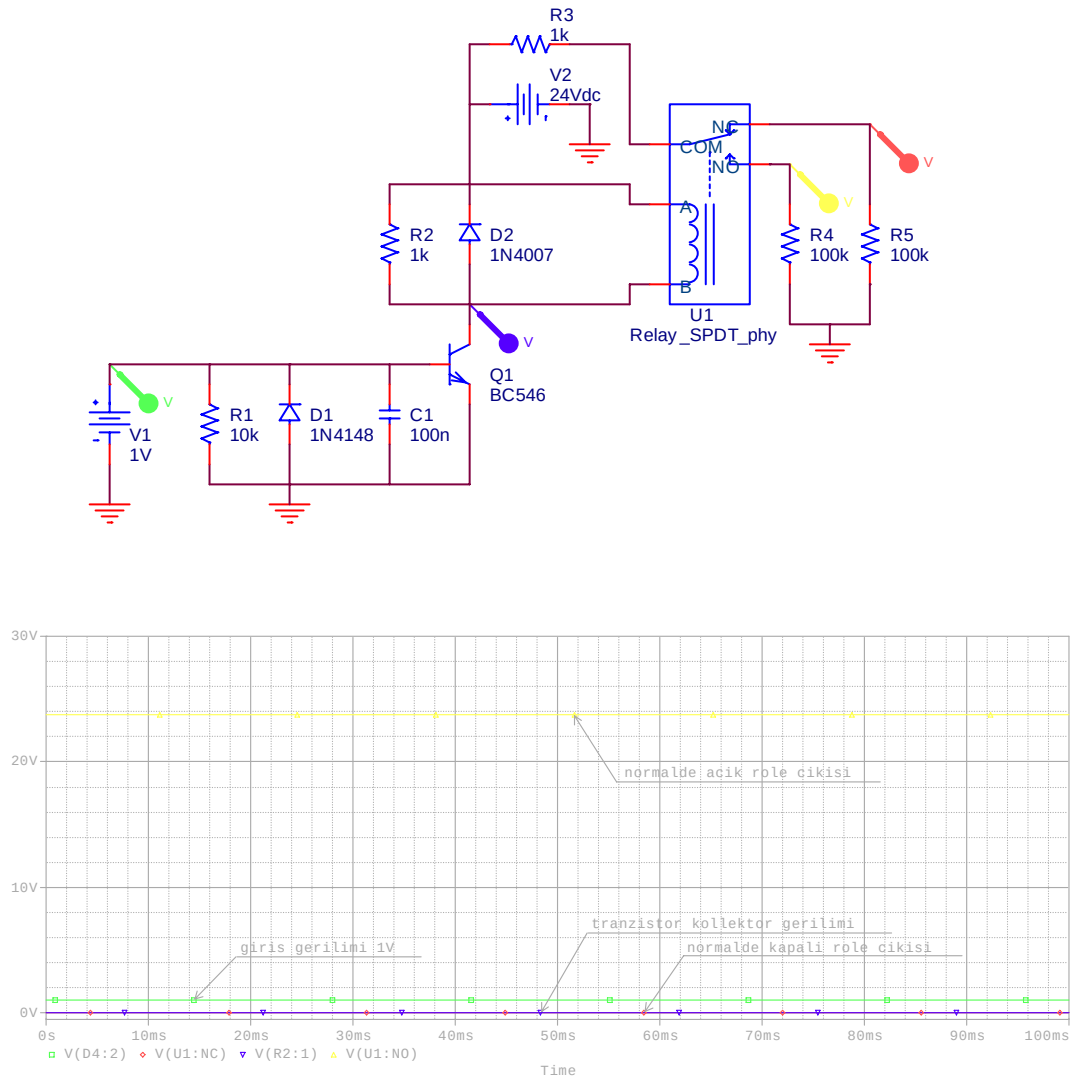
Giriş gerilimi Şekil 5.8.'de ve grafikte görüldüğü gibi ayar geriliminden büyük olduğundan karşılaştırma devresi çıkış vermektedir.

Karşılaştırma devresinin çıkışında gerilim oluştuğunda çıkış devresi(röle devresi) sürülecek ve diferansiyel röle çalışarak sistemi enerjisiz bırakacaktır. Aşağıdaki Şekil 5.9.'da çıkış devresine 0,5 V uygulandığında tranzistör iletime geçmemektedir. Tranzistörün iletime geçmesi için 0,6 V gerekmektedir. Bu durumda röle devresini R_5 üzerinden tamamlıyor. Şekil 5.10.'da ise 1 V uygulandığında tranzistör iletime geçerek, röle bobinini çekmektedir. Bu durumda devre R_4 üzerinden tamamlanmaktadır.



Şekil 5.9. Çıkış (röle) devresi girişinde 0,5 V gerilim olması durumu

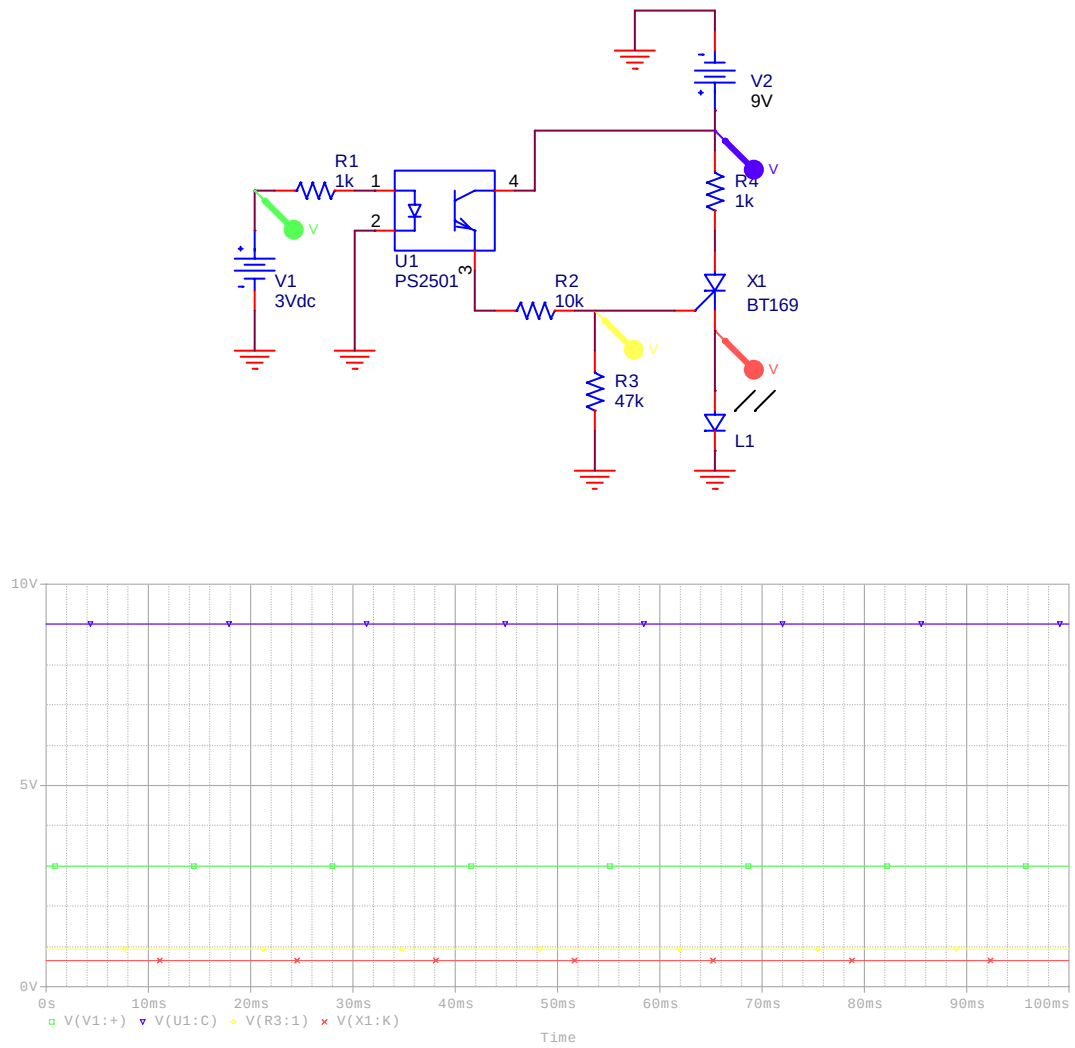
Şekil 5.9.'da giriş gerilimi olarak 0,5 V uygulandığında tranzistör iletime geçmediğinden röle çıkış vermeyecektir.



Şekil 5.10. Çıkış (röle) devresi girişinde 1 V gerilim olması durumu

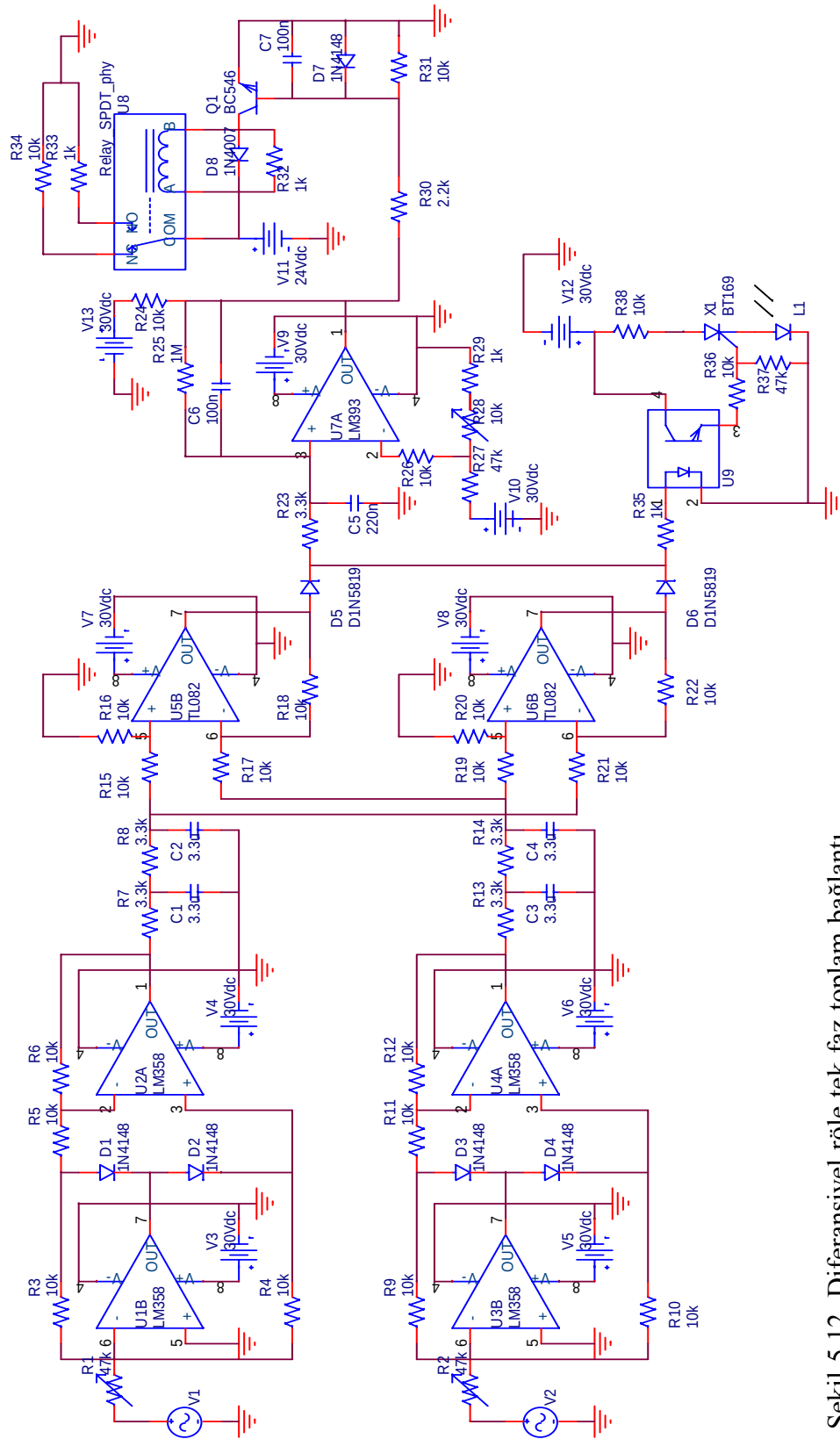
Şekil 5.10.'da girişe 1 V uygulandığında tranzistör iletme geçecek ve röle konum değiştirerek çıkış verecektir.

Şekil 5.11.'de arıza meydana geldiğinde yani fark kuvvetlendiricilerinden herhangi biri çıkış verdiğinde, arızanın hangi fazda meydana geldiğini gösteren ve ancak elle müdahale edildiği zaman arızayı silen bir devre görülmektedir. Bu olay tristör kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Optik bağlayıcı kullanılması aynı zamanda tutucu devresini ana devreden izole etmektedir. Şekil 5.11.'de görüldüğü gibi girişe 3 V uygulandığında tristörün GATE ucu tetiklenerek V_4 gerilimi, o faza ait LED'in çalışmasını sağlayarak arızalı fazı göstermektedir.



Şekil 5.11. Tutucu devre ve grafiği

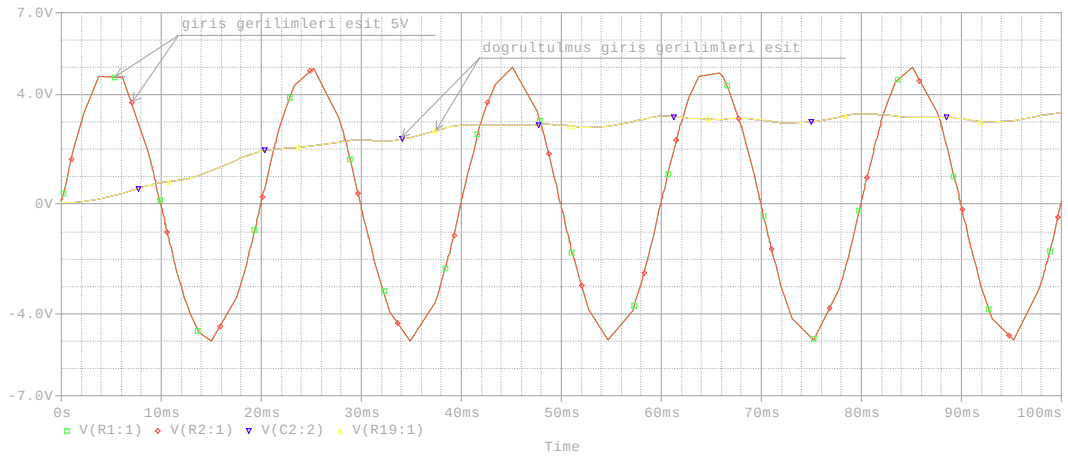
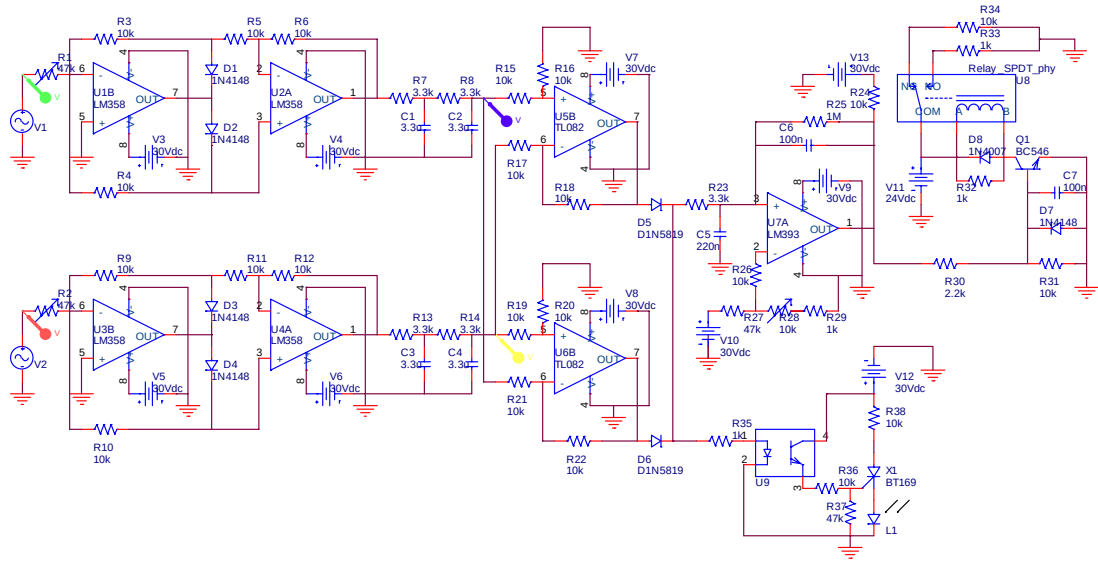
Yukarıda simülasyonu yapılan bloklar birleştirilerek Şekil 5.12.'de görülen tek fazlı röle oluşturulmuştur. Birincil ve ikincil devreden gelen gerilim sinyalleri girişte bulunan 47 k Ω 'luk trimpot ile dengelenmekte, daha sonra gerilim sinyali doğrultucudan ve fark kuvvetlendiriciden geçirilerek bir ayar değeriyle karşılaştırılmaktadır. Eğer ayar değeri büyük ise röle çalışmakta ve devre kesiciye bir sinyal göndererek devreyi kesmesini sağlamaktadır. Aşağıdaki şekilde görülen tek fazlı diferansiyel röle karşılaştırma çıkışları 1N5819 diyot ile OR'lanarak röle devresine gönderilmektedir. Buraya kadar blokların kendi içinde çalışmaları incelenmiştir. Diğer simülasyonlar da ise blokların birleştirilmesi ile oluşturulan tek fazlı diferansiyel rölenin çalışması incelenmiştir.



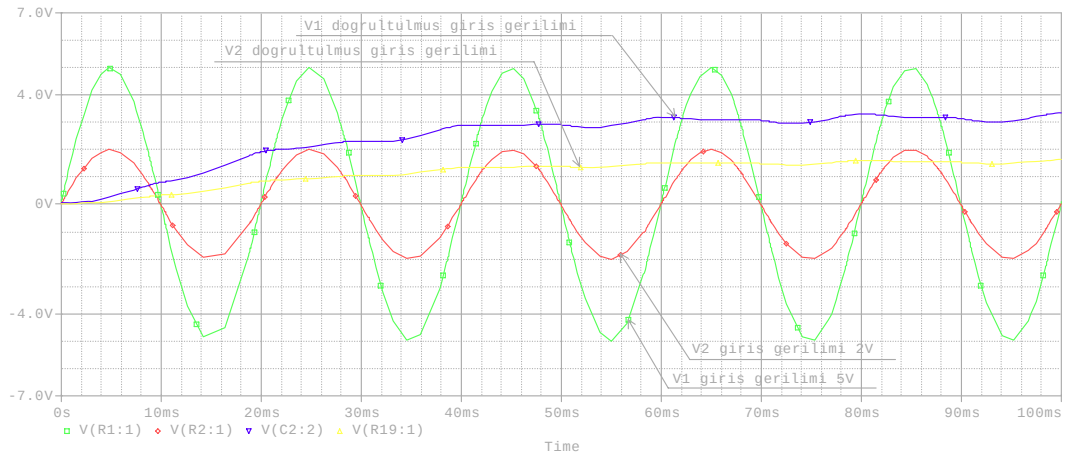
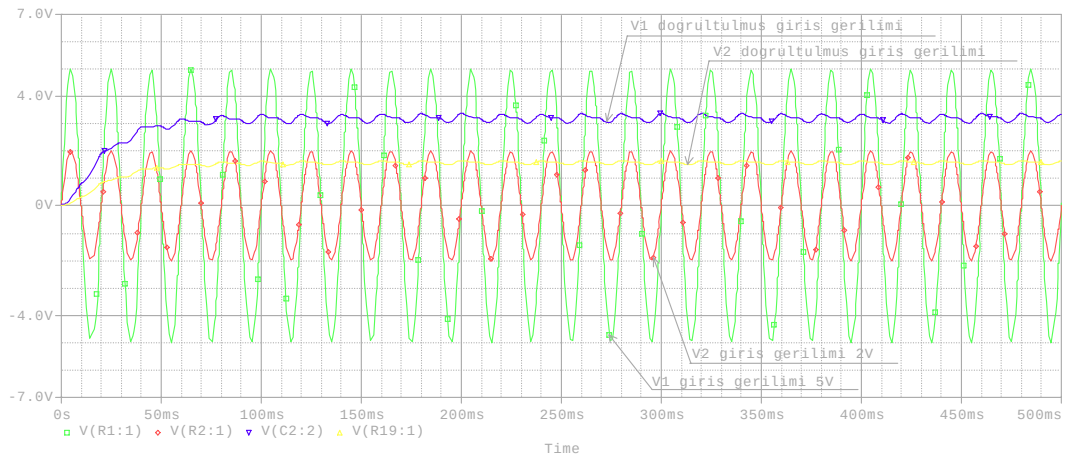
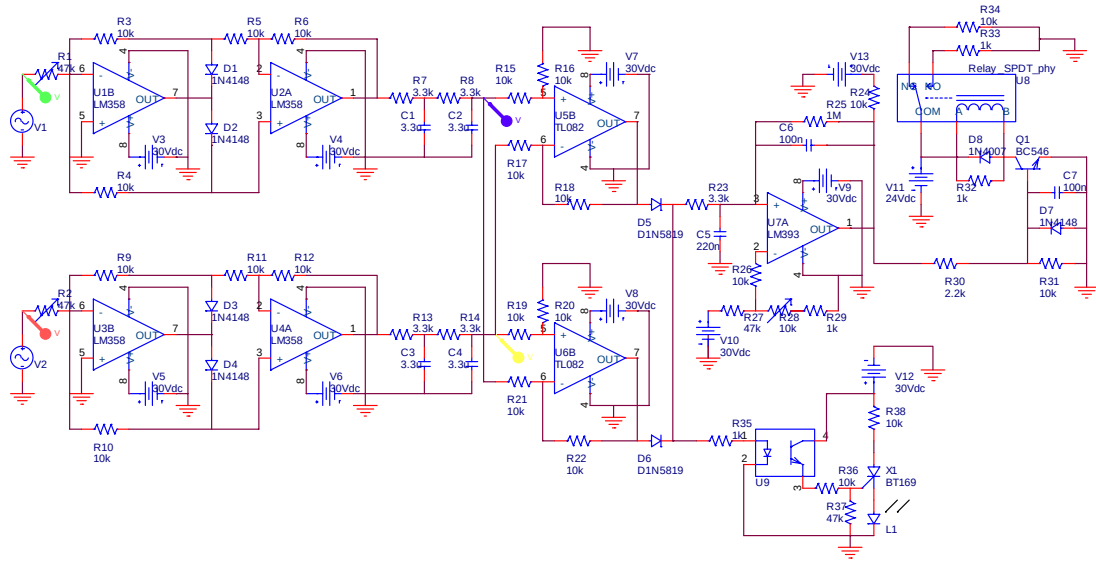
Şekil 5.12. Diferansiyel röle tek faz toplam bağlantı

5.1.2. Diferansiyel rölenin orcad simülasyonları

Bu bölümde tek faza ait tasarlanan toplam devrede yapılan uygulama ve alınan sonuçlar incelenecektir. Bu devrede tüm devre olarak LM358 kullanılmıştır. (U1A ve U2A) Kullanılan tüm devre iki adet işlem kuvvetlendiriciye sahip olduğundan doğrultucu devre için bir tüm devre yeterli olmaktadır. D1 ve D2 diyotları 1N4148 kullanılmıştır. Yapılan çalışmada şu sonuçlar alınmıştır. Birincil ve ikincil devreye 2 V'luk bir sinüs sinyali uygulandığında çıkışta doğrultulmuş DC sinyal osiloskopta gözlenmiştir. Doğrultucu devre girişindeki 47 k Ω 'luk trimpot ile birincil ve ikincil devre çıkışları 1,75 V'ta eşitlenmiştir. Bunun nedeni devrenin giriş sinyalinin ayar değerinin üstündeki değerlere yükselmesi durumunda karşılaştırma yapabilmesini sağlamak için bir payın kalması gerekmektedir. Böylece birincil ve ikincil devre sinyalleri eşit ve dengededir. Birinci işlem kuvvetlendirici ve diyotlar negatif bölümü kırparak, ikinci işlem kuvvetlendirici ise tersleyerek diyotların yönüne bağlı olarak sinyali negatif yada pozitifte oluşturmaktadır. 3,3 μ F'lık C₁, C₂, C₃ ve C₄ kondansatörleri, süzgeç olarak çıkıştaki dalgacık oranını düşürmek için kullanılmıştır. Aşağıdaki Şekil 5.13. ve Şekil 5.14.'te problemlerin bağlı olduğu noktalar incelendiğinde, grafiklerde işlem kuvvetlendirici ile tasarlanan doğrultucu çıkış sinyalleri görülmektedir.



Şekil 5.13. Bir faz için toplam devre içinde doğrultucu devresi çıkışları
a. Doğrultucu devresi çıkışları (giriş gerilimleri eşit) 500ms
b. Doğrultucu devresi çıkışları (giriş gerilimleri eşit) 100ms

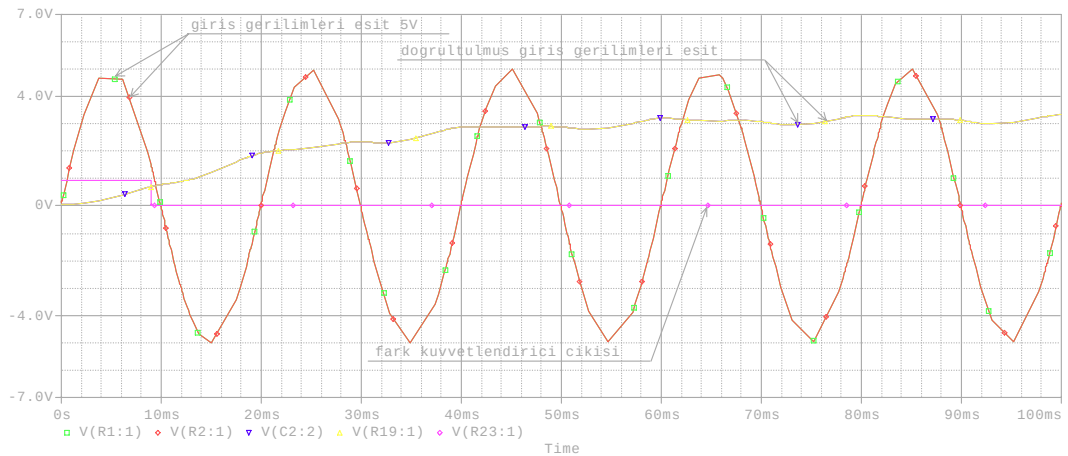
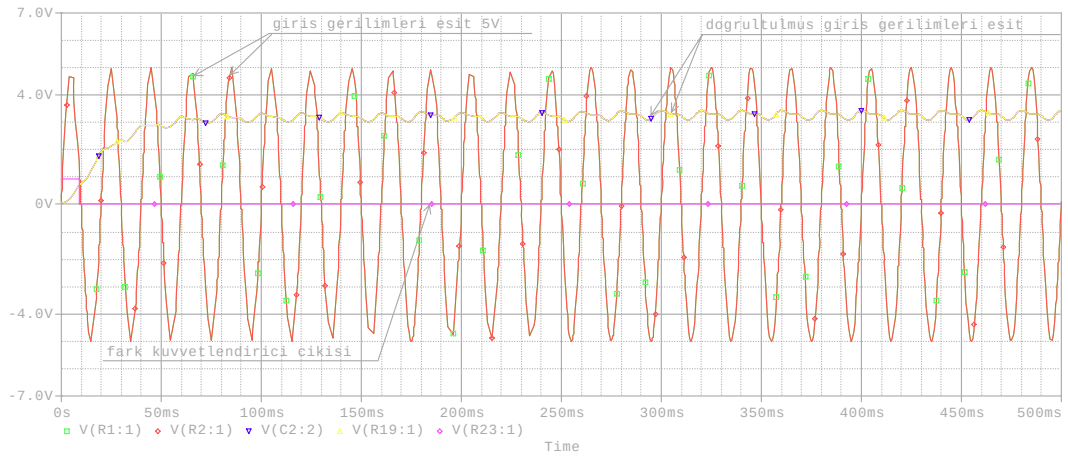
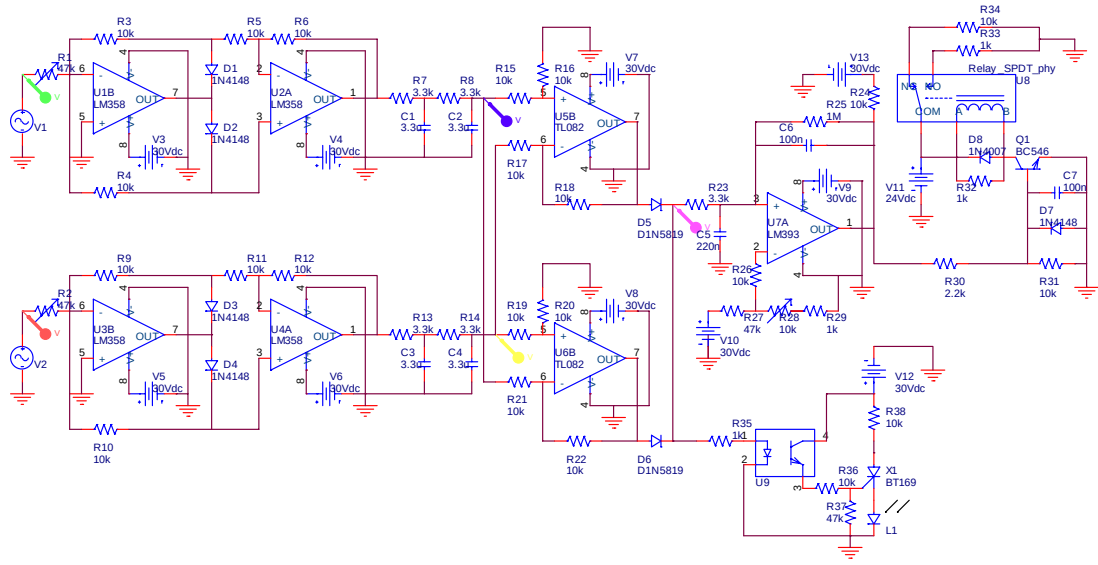


Şekil 5.14. Bir faz için toplam devre içinde doğrultucu devresi çıkışları

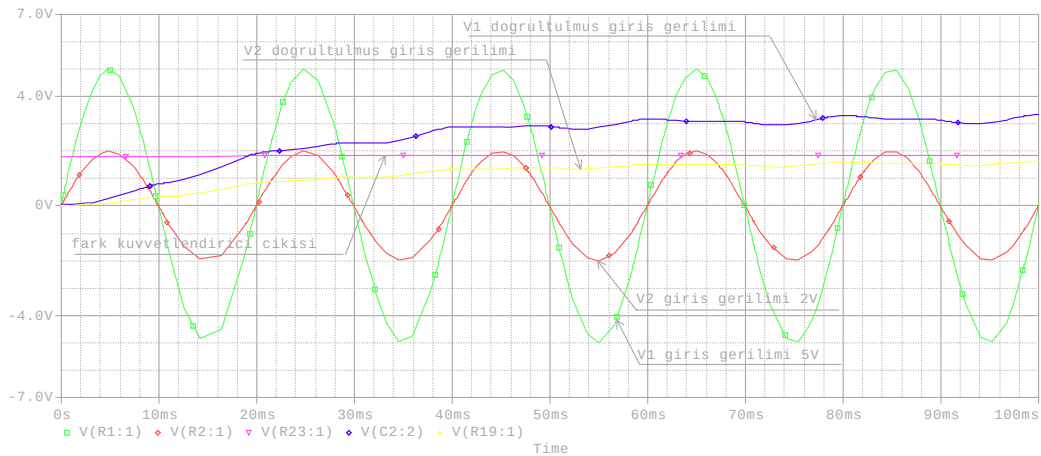
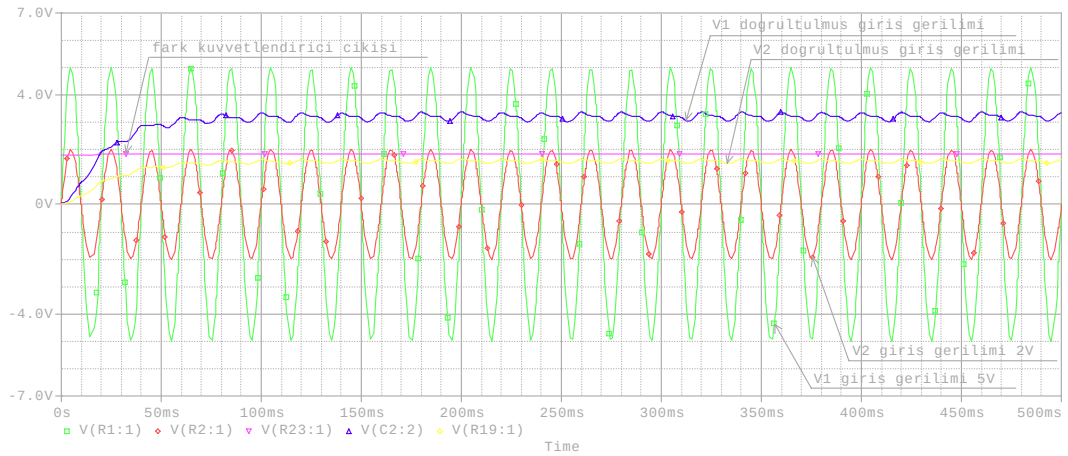
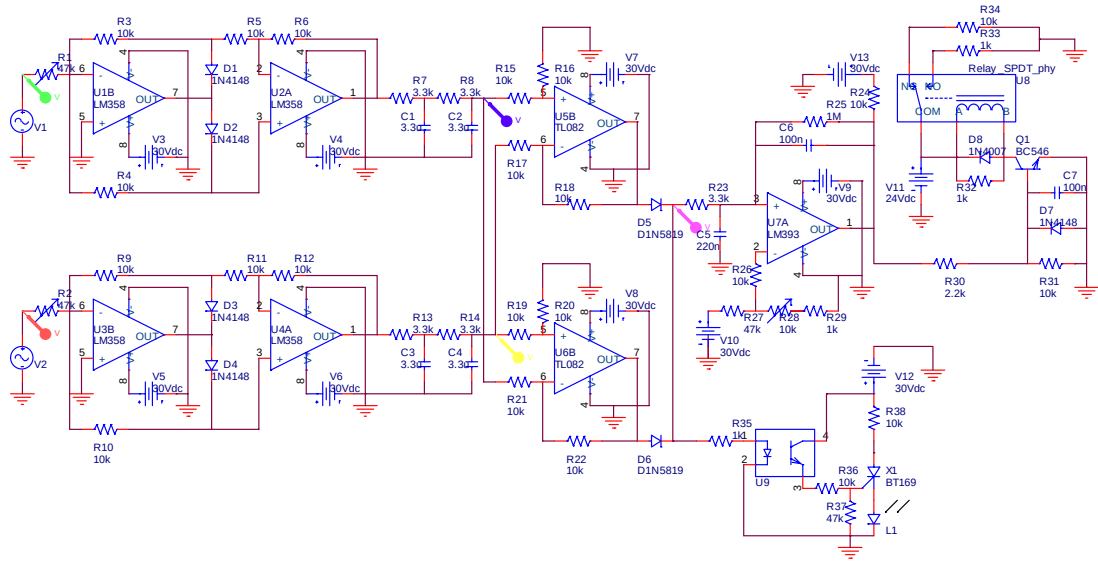
a. Doğr. devresi çıkışları (giriş gerilimleri farklı $V_1=5V$, $V_2=2V$) 500ms

b. Doğr. devresi çıkışları (giriş gerilimleri farklı $V_1=5V$, $V_2=2V$) 100ms

Doğrultulmuş sinyaller fark kuvvetlendirici devresinden geçirilerek hem $V_1 - V_2$, hemde $V_2 - V_1$ farkları değerlendirileceğinden, iki fark kuvvetlendiricisine ihtiyaç olacaktır. Bu itibarla devrede iki fark kuvvetlendirici içeren TL082 kullanılmıştır.(U1A) Devrenin özellikleri önceki bölümde incelenmişti. Giriş sinyalleri eşitken fark kuvvetlendirici çıkışı 0 V olmaktadır. Dengenin ayar değerinin dışına çıktığı 0,16 V – 0,18 V gerilim değerlerinde fark kuvvetlendirici çıkışında gerilim görülmüştür. Fark kuvvetlendirici çıkışlarında schottky diyot 1N5819 kullanarak OR’lanmıştır. Bu diyotun özelliği çalışma karakteristiğinin 0,2 V referans değerinden başlamasıdır. Şekil 5.15. ve Şekil 5.16.’daki problemlerin bağlı olduğu noktalar incelendiğinde, grafiklerde fark kuvvetlendirici çıkış sinyalleri görülmektedir.



Şekil 5.15. Bir faz için toplam devre içinde fark kuvvetlendirici devresi çıkışları
 a. Fark kuvvetlendirici devresi çıkışları (giriş gerilimleri eşit) 500ms
 b. Fark kuvvetlendirici devresi çıkışları (giriş gerilimleri eşit) 100ms

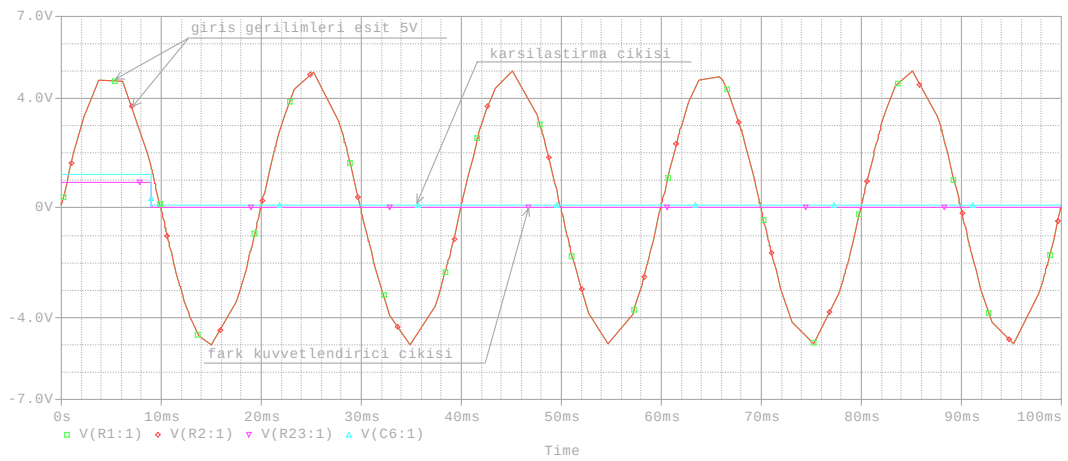
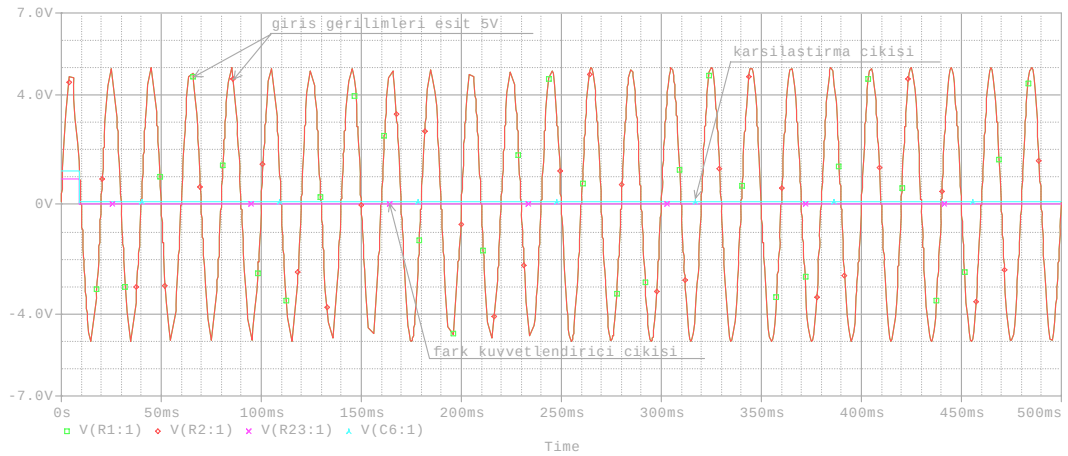
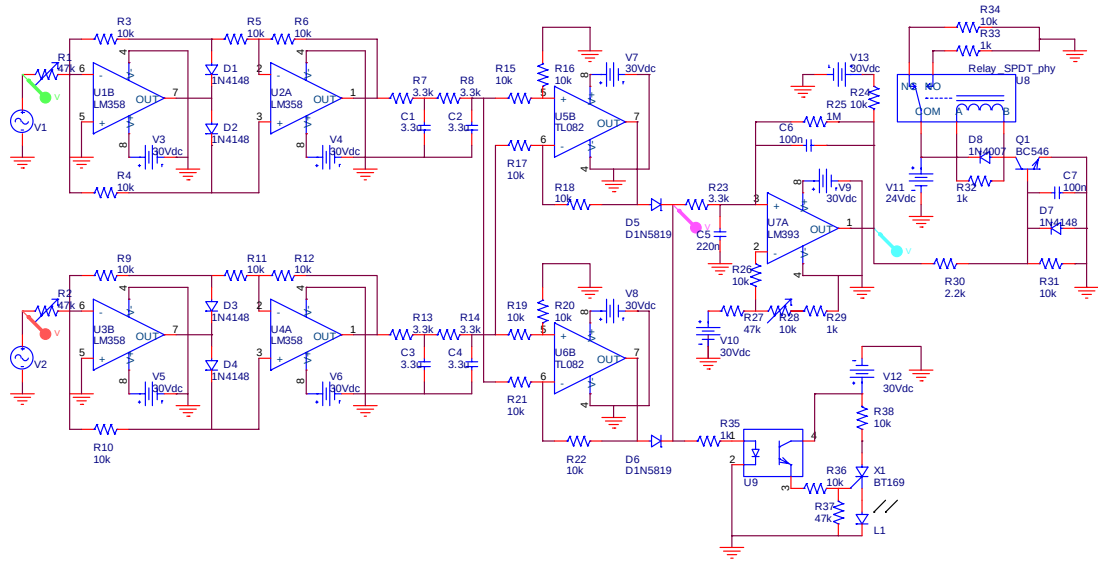


Şekil 5.16. Bir faz için toplam devre içinde fark kuvvetlendirici devresi çıkışlar

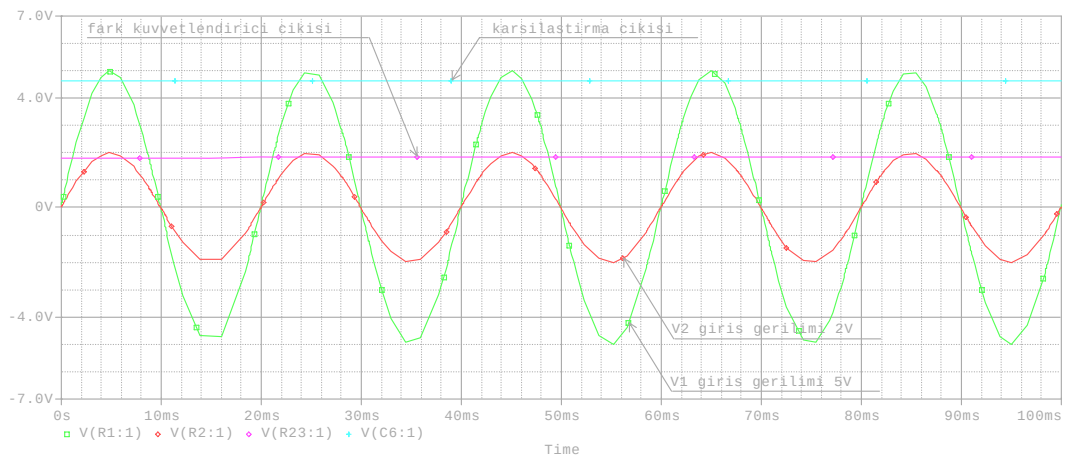
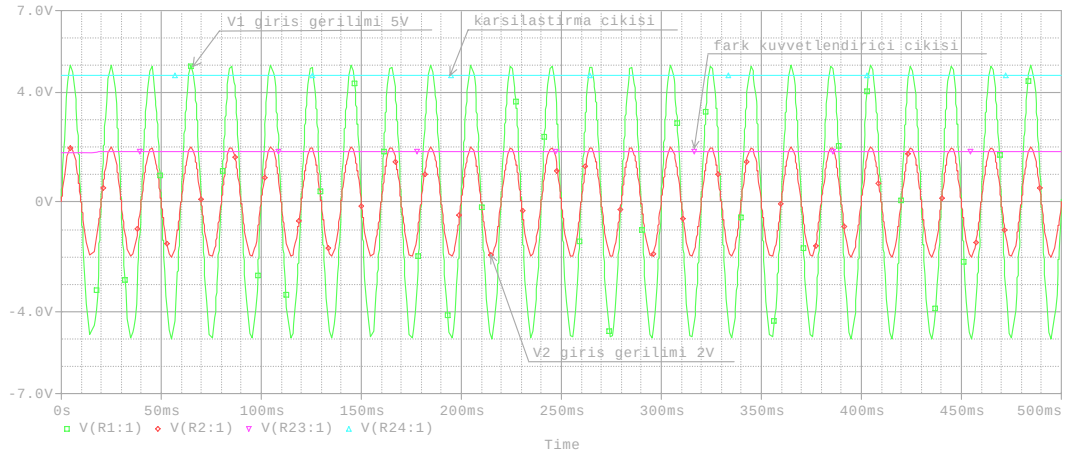
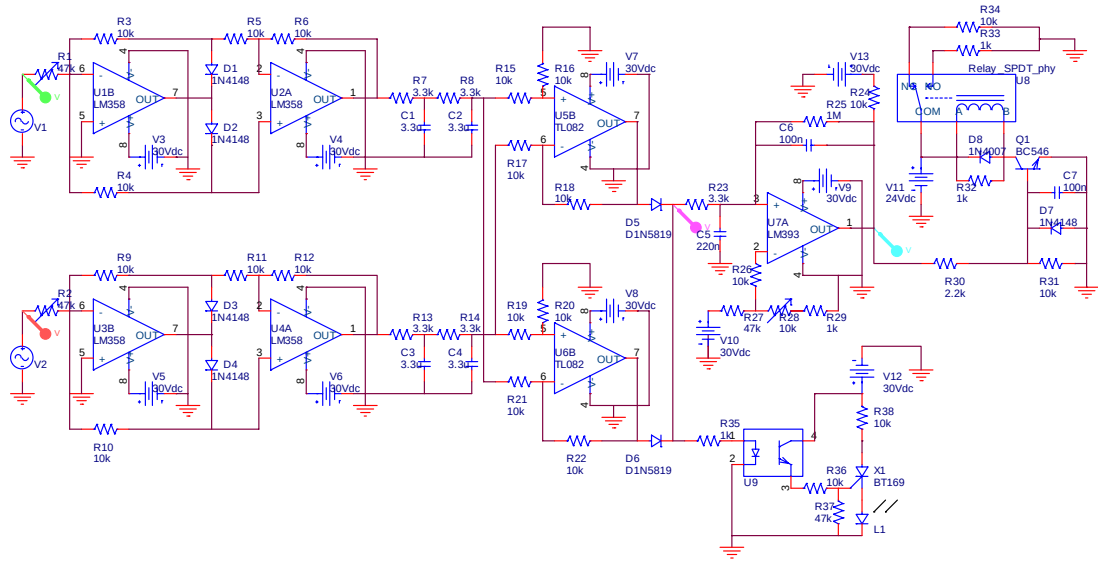
a. Fark kuv. dev. çıkışları (giriş gerilimleri farklı $V_1=5V$, $V_2=2V$) 500ms

b. Fark kuv. dev. çıkışları (giriş gerilimleri farklı $V_1=5V$, $V_2=2V$) 100ms

Fark kuvvetlendirici çıkışlarını belirlenen bir ayar değeriyle karşılaştırmak gerekmektedir. Giriş 0 V olduğunda ayar değeri altında kalacak; karşılaştırma devresi çıkışı 0 V olacaktır. Karşılaştırma devresi girişi ayar değeri üzerine çıktığında çıkış 1 olacak, tranzistör devresini ilettime geçirecektir. Karşılaştırma elemanı olarak LM393 kullanılmıştır.(U1A) İşlem kuvvetlendirici girişindeki 220 nF kondansatör girişten gelen gürültüleri yok etmek için kullanılmıştır. 100 nF'lık kondansatör çıkış birden sıfıra düşmeye başladığında geri besleme ile işlem kuvvetlendirici girişini yeniden sürecektir ve çıkış sürekli birde tutacaktır. Rölenin çarpmalı çalışmasını engellemek için kullanılmıştır. Şekil 5.17. ve Şekil 5.18.'de problemlerin bağlı olduğu yerler incelendiğinde, grafiklerde karşılaştırma devresi çıkışı görülmektedir.

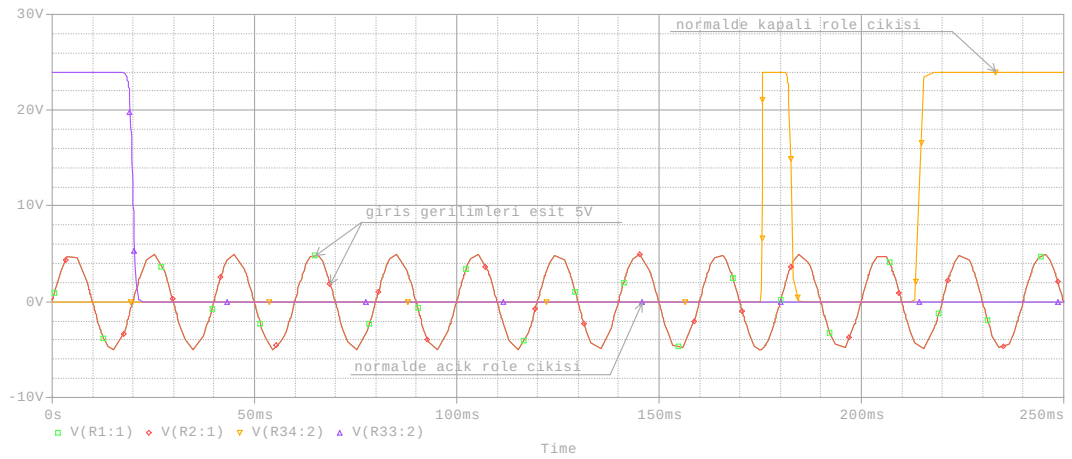
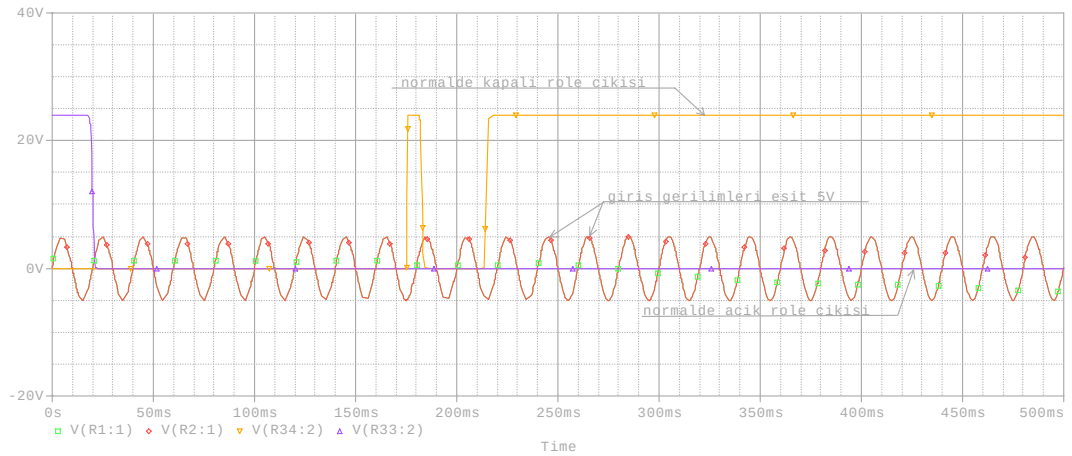
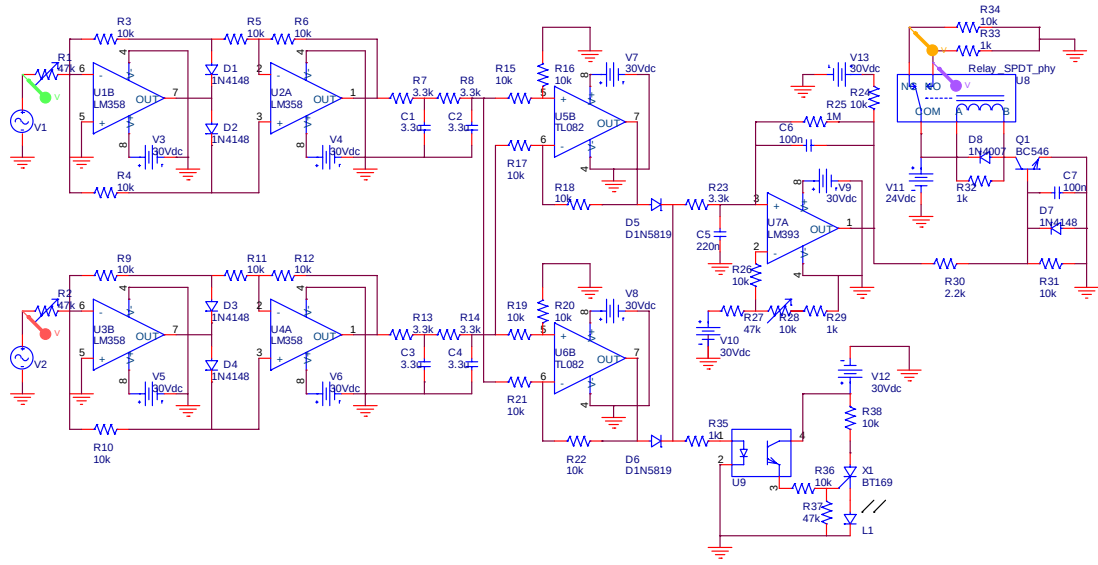


Şekil 5.17. Bir faz için toplam devre içinde fark kuvvetlendirici devresinin çıkışının ayarlanmış değerle karşılaştırılması
a. Karşılaştırma devresi çıkışı (giriş gerilimleri eşit) 500ms
b. Karşılaştırma devresi çıkışı (giriş gerilimleri eşit) 100ms

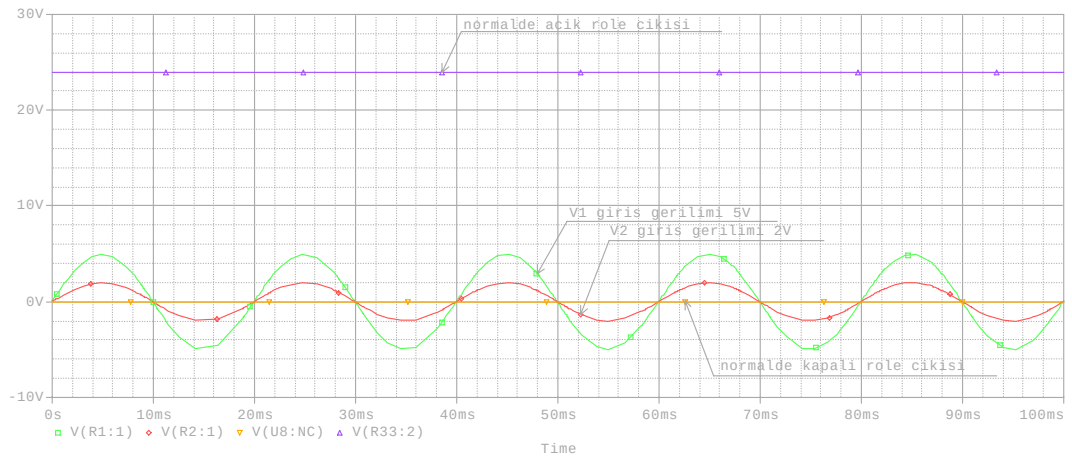
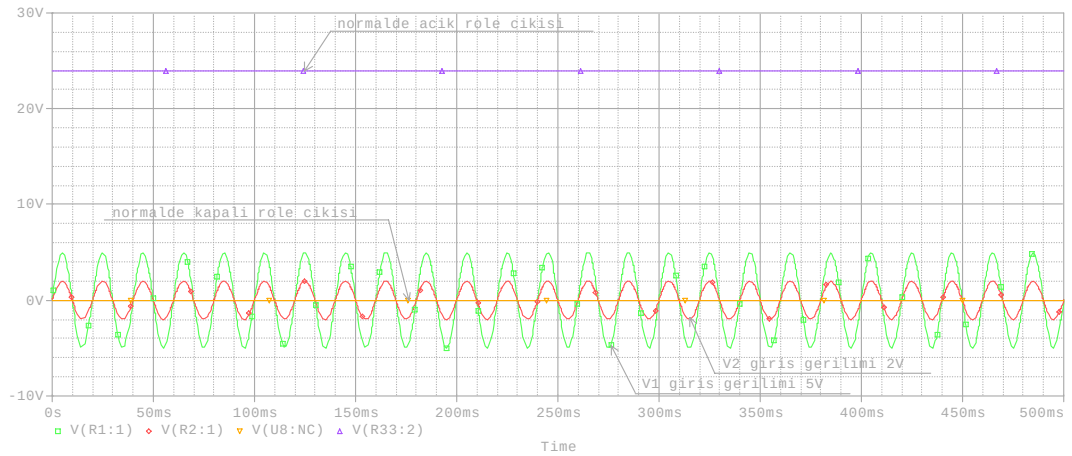
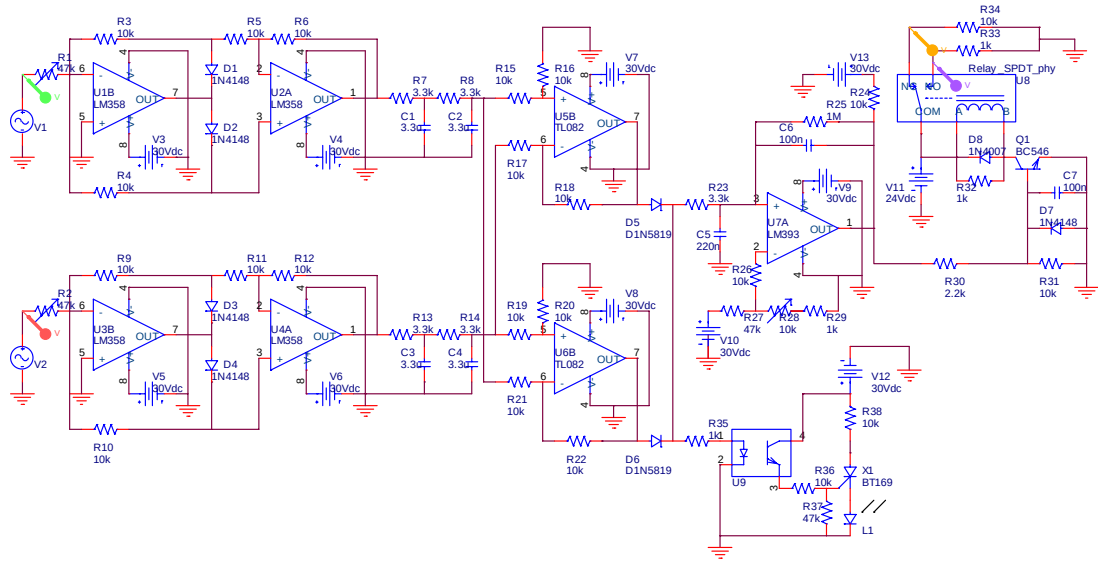


Şekil 5.18. Bir faz için toplam devre içinde fark kuvvetlendirici devresinin çıkışının ayarlanmış değerle karşılaştırılması
a. Karşılaştırma dev. çıkışı (giriş gerilimleri farklı $V_1=5V$, $V_2=2V$) 500ms
b. Karşılaştırma dev. çıkışı (giriş gerilimleri farklı $V_1=5V$, $V_2=2V$) 100ms

Röle devresinde BC546 (Q_1) tranzistörü kullanılmıştır. Röle devresi üç fazlı bir devrenin karşılaştırma çıkışları schottky diyot 1N5819 kullanarak OR'landıktan sonra röle devresine bağlanmıştır. Karşılaştırma çıkışlarından herhangi bir fazda arıza meydana geldiğinde röle devresindeki tranzistör iletime geçecek ve röle konum değiştirerek çıkış verecektir. Bu devrede 1N4007 diyot röle açtığı anda yüksek gerilime karşı tranzistörü korumaktadır. Aksi halde tranzistör yanar. Tranzistör devresindeki 100 nF kondansatör tranzistörün iletime geçmesi için kararlılığı sağlamaktadır. 1N4148 diyot ise tranzistör kapamada iken döngüsünü tamamlaması için bir yol teşkil etmektedir. Şekil 5.19. ve Şekil 5.20.'de problemlerin bağlı olduğu noktalar incelendiğinde, grafiklerde röle devresi çıkışı görülmektedir.



Şekil 5.19. Bir faz için toplam devre içinde röle devresi çıkışı
a. Röle devresi çıkışı (giriş gerilimleri eşit) 500ms
b. Röle devresi çıkışı (giriş gerilimleri eşit) 250ms

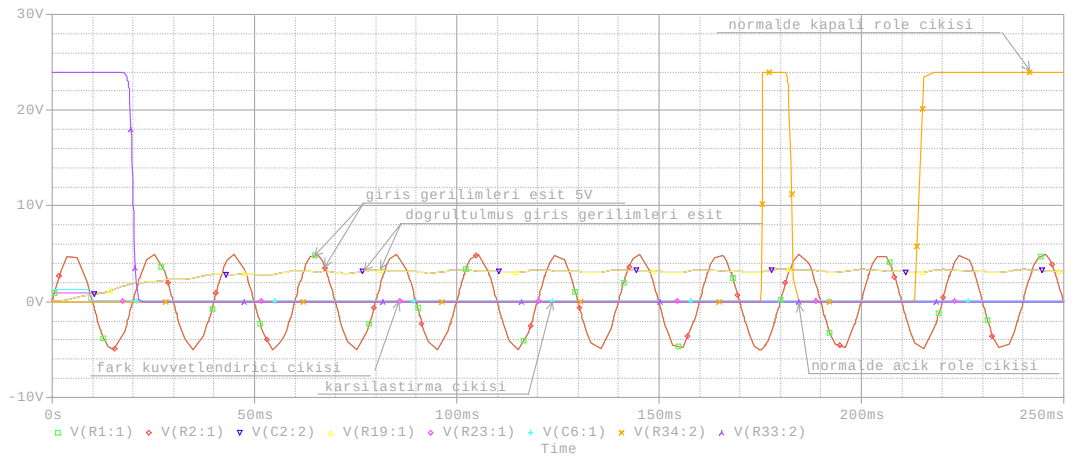
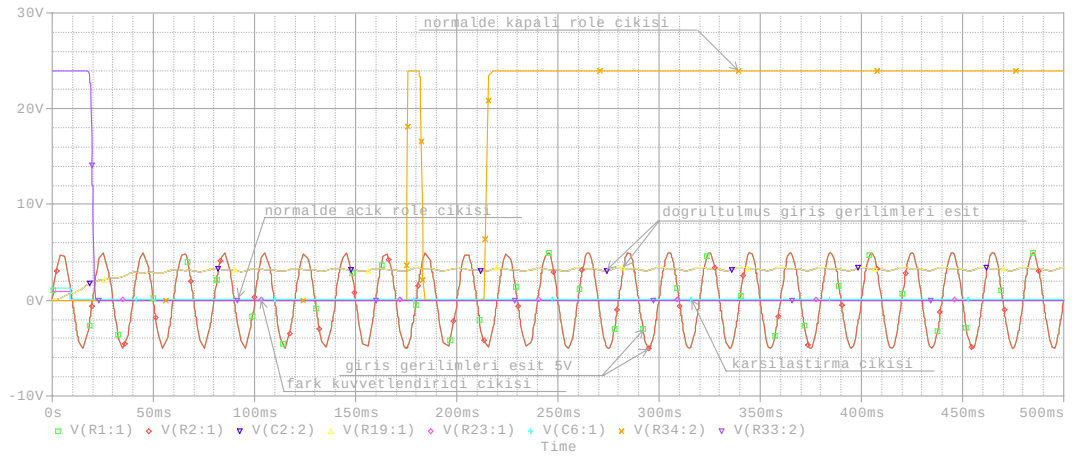
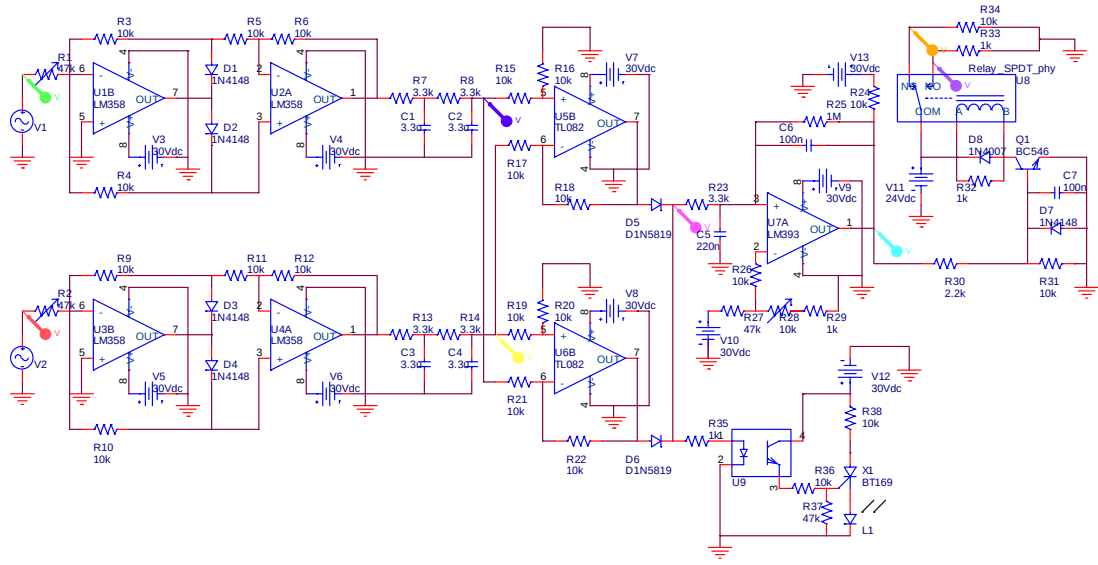


Şekil 5.20. Bir faz için toplam devre içinde röle devresi çıkışı

- Röle devresi çıkışı (giriş gerilimleri farklı $V_1=5V$, $V_2=2V$) 500ms
- Röle devresi çıkışı (giriş gerilimleri farklı $V_1=5V$, $V_2=2V$) 250ms

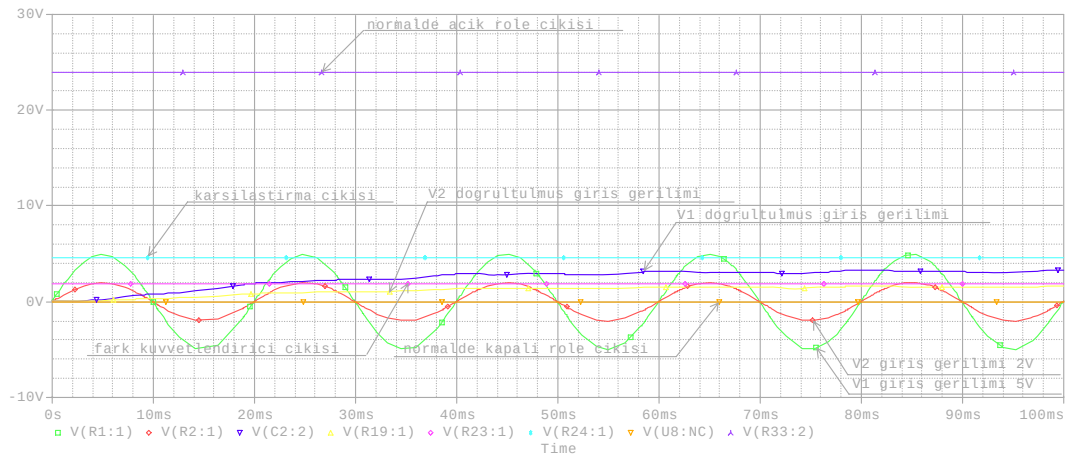
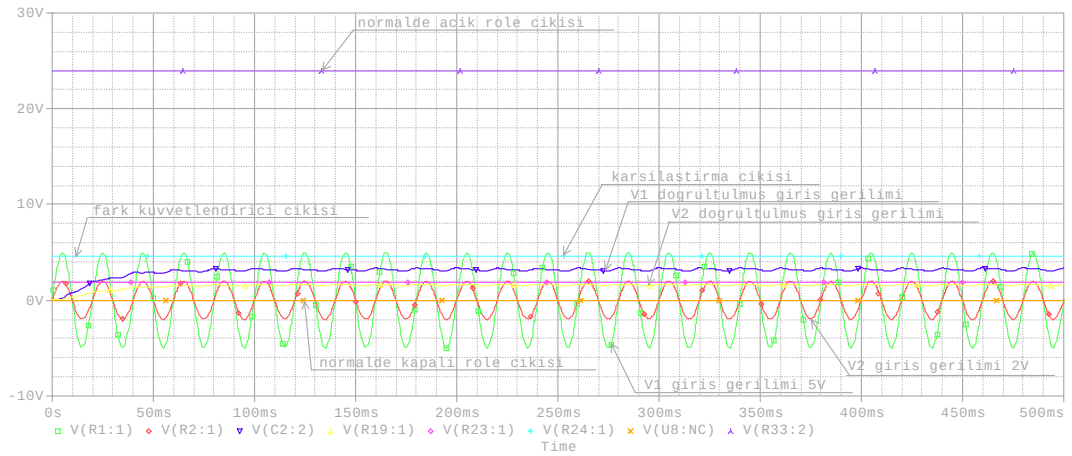
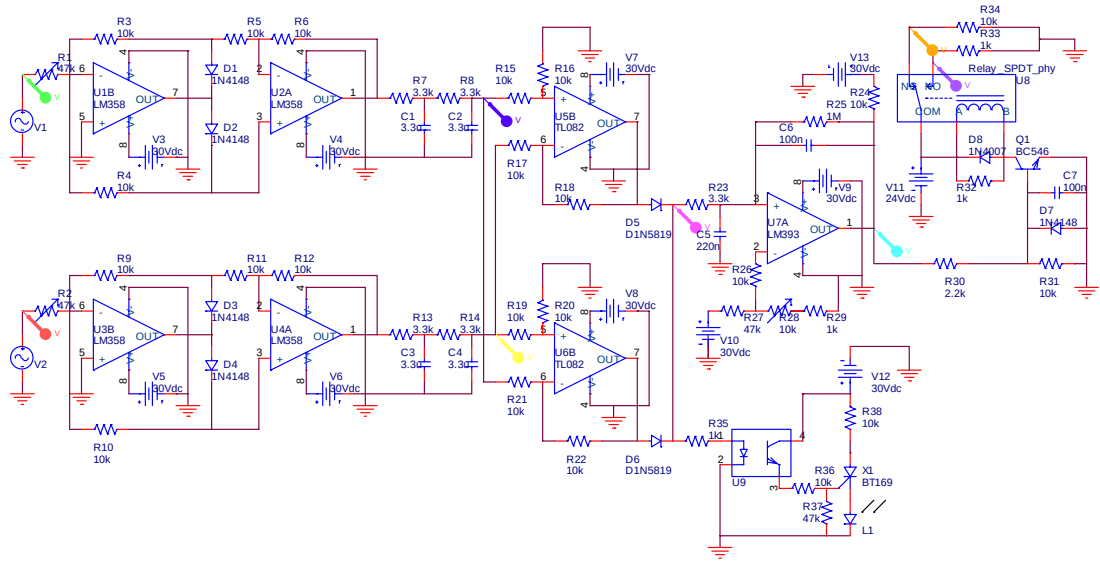
Aynı devrede değişik giriş değerleri için alınan sonuçlar incelenmiştir. Giriş olarak 2 V'luk bir sinüs sinyali uygulanmıştır. Ayar değeri olarak 0,25 V (250 mV) seçilmiştir. Girişteki 47 k Ω 'luk trimpot ile doğrultucu çıkışını birincil ve ikincil devreden gelen sinyal değerlerini 1,5 V değerine ayarlandığında birincil devrenin sinyal değişimi yükseldiği durumda; üst noktada 1,81 V, birincil devrenin sinyal değişimi düştüğü durumda; alt noktada ise 1,2 V değerinde rölenin çalıştığı görülmüştür. Rölenin çalıştığı üst noktada fark kuvvetlendirici çıkışı 0,18 V (180 mV) alt noktada ise 0,16 V (160 mV) değerleri elde edilmiştir. Röle çalıştığı durumda BC546 tranzistörünün b-e uçlarında 0,74 V olduğu görülmüştür. Bu durumda rölenin çalışmama aralığı $1,81 - 1,2 \text{ V} = 0,61 \text{ V}$ (610 mV) olmuştur. İkincil devredeki değişmelerde de aynı yöntem izlenmiştir. İkincil devrenin sinyal değişimi yükseldiği üst noktada 1,79 V, ikincil devrenin sinyal değişimi düştüğü alt noktada ise 1,22 V değerinde röle çalışmıştır. Yine rölenin çalıştığı durumda üst noktada fark kuvvetlendirici çıkışında 0,17 V ve alt noktada 0,16 V olduğu tespit edilmiştir. Böylece rölenin çalışmama aralığı $1,79 - 1,22 \text{ V} = 0,57 \text{ V}$ (570 mV) olmuştur. Bu oldukça büyük bir çalışmama aralığı olduğundan bazı değerleri değiştirerek, rölenin hassasiyetini arttırmak gerekmektedir. Dengeleme değeri, ayar değerine göre ayarlandığından doğru değerler seçilmesi gerekmektedir. Ayar değeri ile denge değeri toplamı giriş değerini geçerse üst değerlerde röle çalışmayacaktır. Nitekim 0,25 V'luk ayar değere karşılık denge değeri 2,0 V olarak seçildiğinde üst noktalarda röle çalışmamıştır. Bu nedenle çalışmama aralığını daraltarak rölenin daha hassas çalışmasını sağlamak gerekecektir. Dengeleme gerilimini 1,75 V, ayar değerinin de 0,1 V'a ayarlayarak denendiğinde en iyi sonuç elde edilmiştir. Böylece 47 k Ω 'luk trimpot ile doğrultucu çıkışı 1,75 V'a ayarlanmıştır. Birincil devrenin sinyal değişimi yükseldiği durumda; üst noktada 1,88 V değerinde, birincil devresinin sinyal değişimi düştüğü durumda; alt noktada 1,59 V'ta röle çalışmıştır. Rölenin çalıştığı üst noktada fark kuvvetlendirici çıkışı 0,19 V, alt noktada ise 0,16 V olduğu görülmüştür. Birincil ve ikincil devre sinyal değerleri dengede olduğu zaman fark kuvvetlendirici çıkışı 0 V; röle çalıştığı durumda tranzistörün b-e uçlarında 0,74 V olduğu tespit edilmiştir. Sonuçta; $1,88 - 1,59 \text{ V} = 0,29 \text{ V}$ (290 mV)'luk bir çalışmama aralığı elde edilmiştir. Fark kuvvetlendirici çıkış verdiği zaman tutucu

devrede tristör GATE ucunda 0,76 - 0,78 V olduğu tespit edilmiştir. Aynı yöntemle ikincil devre sinyal değerleri incelendiğinde; ikincil devre sinyal değişimi yükseldiği üst noktada 1,9 V, sinyal değişimi düştüğü alt noktada ise 1,61 V değerlerinde röle çalışmıştır. Üst noktada fark kuvvetlendirici çıkışında 0,18 V, alt noktada ise 0,16 V olduğu tespit edilmiştir. Böylece $1,9 - 1,62 \text{ V} = 0,28 \text{ V}$ çalışmama aralığı oluşmuştur. Her faz için aynı ölçümler yapıldığında $\pm 0,03 \text{ V}$ düzeyinde aynı sonuçlar elde edilmiştir. Şekil 5.21. ve Şekil 5.22.'de problemlerin bağlı olduğu noktalar incelendiğinde, grafiklerde toplam devrenin değişik noktalarında elde edilen sonuçları görülmektedir.



Şekil 5.21. Bir faz için toplam devre

- Bir faz için toplam devre (giriş gerilimleri eşit) 500ms
- Bir faz için toplam devre (giriş gerilimleri eşit) 250ms



Şekil 5.22. Bir faz için toplam devre

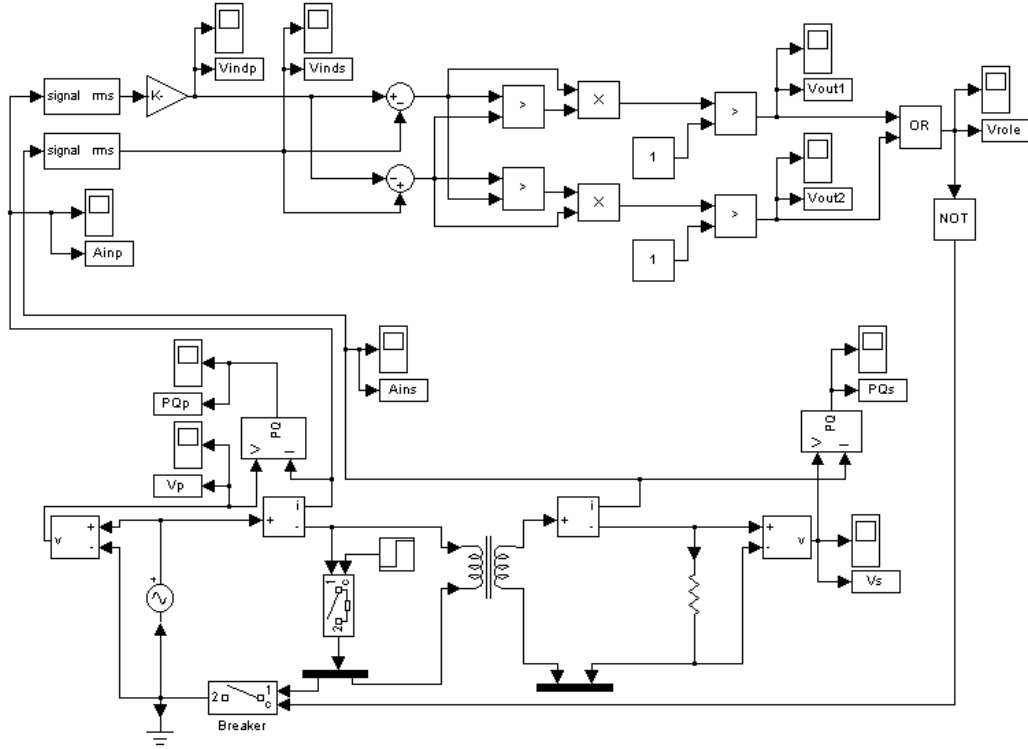
- Bir faz için toplam devre (giriş gerilimleri farklı $V_1=5V$, $V_2=2V$) 500ms
- Bir faz için toplam devre (giriş gerilimleri farklı $V_1=5V$, $V_2=2V$) 250ms

5.2. Diferansiyel Koruma Matlab (simulink) Benzetimleri

5.2.1. Tek fazlı diferansiyel koruma matlab benzetimi

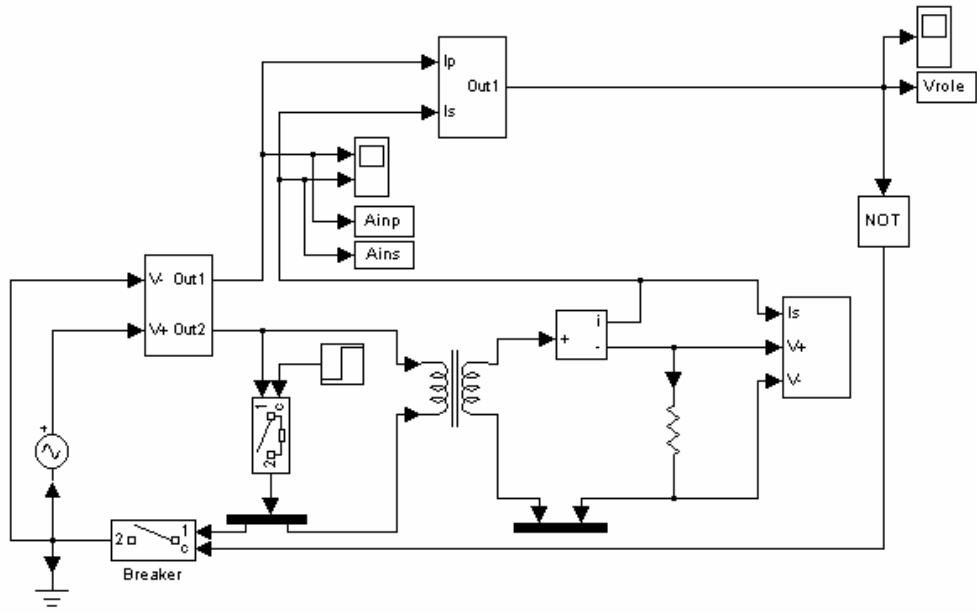
Şekil 5.23.'te tek fazlı olarak matlab modellemesinde yapılan çalışmada görüldüğü gibi transformatörün birincil ve ikincil devrelerinde bulunan Hall etkili dönüştürücülerden gelen akım sinyalleri diferansiyel röle bölümünde değerlendirip “*breaker*”ın devreyi kesmesi sağlanmış ve sistem kontrol edilmiştir. Burada birincil sinyal örneği ve ikincil sinyal örneği “*signal rms*” ile gerilim sinyaline dönüştürülerek “*gain*” operatörü kullanarak K kazancı ile sinyaller eşitlenerek dengelenmiştir. Her iki sinyal “*sum*” operatörü ile birbirinin farkı alınarak “*relational operator*” ile karşılaştırıp çıkıştaki 1 veya 0 yine kendisiyle çarpılıp aynı değere taşınmaktadır. Daha sonra 1 “*constant*” değeri kullanılarak sabit sayı ile yine “*relational operator*” ile karşılaştırma işlemi yapılarak ki bu değer bir histeresis aralığı yaratmaktadır. Bu değer sistemin çalıştığını göstermek açısından 1 olarak alınmıştır. Daha başka bir değer seçilebilir. Karşılaştırma sonrası çıkış bir “*logic operator*” ile OR’lanarak çıkış tamamlanmış kontrol amacıyla “*breaker*”ın bobinine 0 göndermek için çıkış 1 olan sinyal yine “*logic operator*” ile terslenerek “*breaker*” bobinine gönderilmiştir. Diferansiyel röle bölümünün çalışmasını bu şekilde açıkladıktan sonra tüm sistemin çalışmasını inceleyelim. Şekil 5.23.'te görüldüğü gibi birincil devrede faz-toprak arasına bir “*breaker*” daha bağlanarak bobin kontrolüne 2 s’lik bir gecikme ile bir “*step*” sinyali uygulanarak 2 s sonra yapay bir arıza oluşturulmuştur. Böylece arıza oluştuğu anda sistem kontrolü sağlanmıştır. Sistem girişinde “*peak amplitut*” de olarak 311 V uygulanmıştır. Transformatör parametreleri uygulamada kullanılan transformatöre uygun olacak şekilde 220/110 V olarak seçilmiştir. İkincil devrede yine uygulamada kullanılan yüke uygun olacak şekilde 10 Ω ’luk bir direnç kullanılmıştır. Birincil ve ikincil taraftaki gerilim, akım, güç gibi değerlerini zamana bağlı olarak ve arıza anındaki davranışlarını simülasyon yaparak “*scope*” operatörleriyle grafikleri çizdirilerek değerlendirilmiştir. Yine simülasyon ile akım sinyalleri, karşılaştırılmış çıkış sinyal değerleri ile röle gerilim değerleri grafik olarak çizdirilmiş ve değerlendirilmiştir. Simülasyon sonucunda matlab model hatasız

olarak çalışarak istenilen sonuç elde edilmiştir. Simülasyon başlangıcından sonraki 2. s’de yapay bir arıza yaratılarak sistem kontrolü sağlanmıştır.



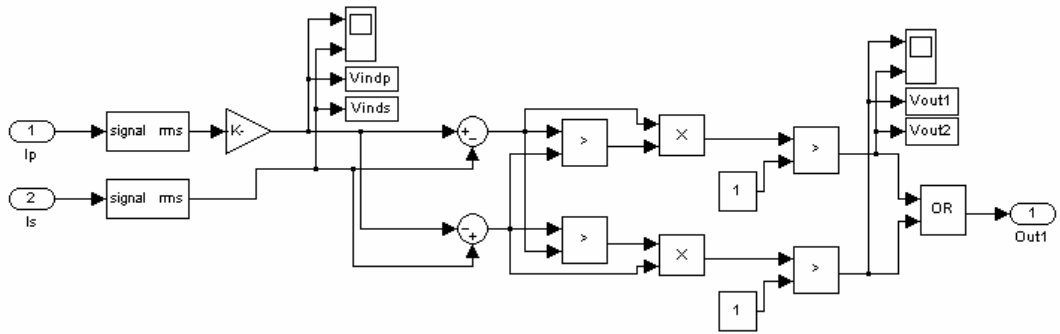
Şekil 5.23. Transformatör tek fazlı diferansiyel koruma matlab modeli

Şekil 5.23.’te tek fazlı olarak hazırlanan matlab modelinin diferansiyel röle bölümü ile birincil ve ikincil ölçülendirme bölümleri ayrı ayrı “*subsystem*” ile blok hale getirilerek karmaşıklıktan kurtarılıp Şekil 5.24.’te görüldüğü gibi sadeleştirilmiştir.

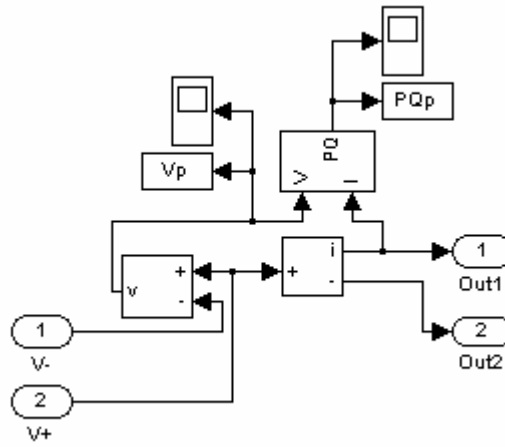


Şekil 5.24. Transformatör tek fazlı diferansiyel koruma matlab modeli (toplu sistem)

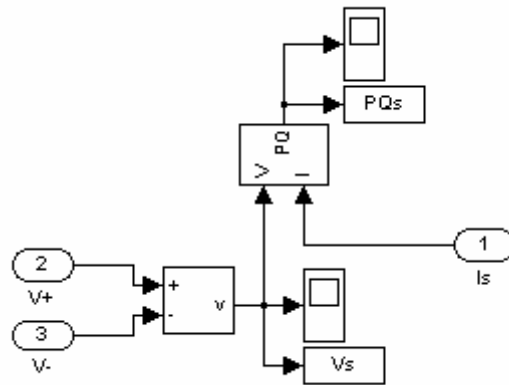
Şekil 5.25.'te diferansiyel röle bölümü, Şekil 5.26.'da birincil devre ölçülendirme bölümü, Şekil 5.27.'de ise ikincil devre ölçülendirme bölümlerinin blok şemaları görülmektedir.



Şekil 5.25. Diferansiyel röle devresi blok şeması



Şekil 5.26. Birincil devredeki ölçü blok şeması

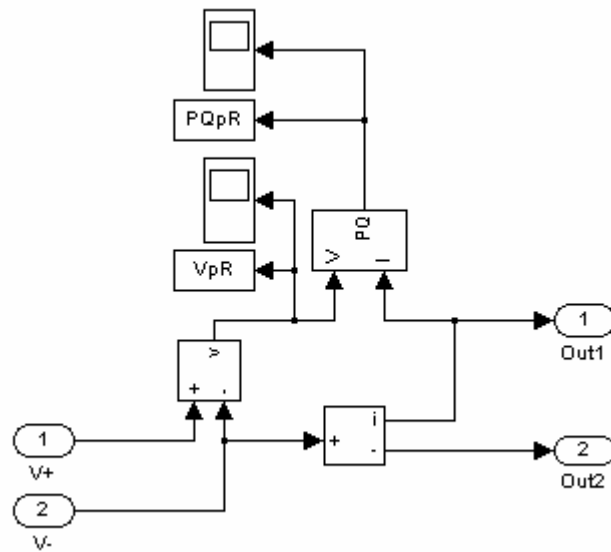


Şekil 5.27. İkincil devredeki ölçü blok şeması

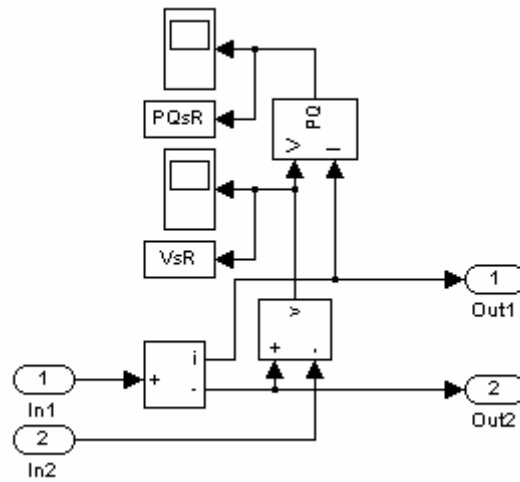
Tek fazlı olarak diferansiyel koruma matlab benzetimleri yapılmış olan şemaların simülasyonlarında elde edilen grafikler Ek-1’de verilmiştir.

5.2.2. Üç fazlı diferansiyel koruma matlab benzetimi

Şekil 5.28.'de görülen matlab (simulink) modellemesinde Şekil 5.23.'teki tek fazlı olarak oluşturulan sistemin üç fazlı olarak gösterimi yer almaktadır. Bu çalışmada tek fazlı çalışmada Şekil 5.24.'te olduğu gibi sistem daha karmaşık olacağı için “*subsystem*” operatörü kullanılarak blok hale getirilmiştir. Aynı yöntem ile blok hale getirilerek hazırlanan sistemde T fazı ile toprak arasına bir “*breaker*” bağlanarak ve bobin kontrolüne 2 s'lik bir gecikme ile bir “*step*” sinyali uygulanarak 2 s sonra yapay bir arıza oluşturulmuştur. Böylece arıza olduğu anda sistem kontrolü sağlanmıştır. Buradaki diferansiyel röle bölümü üç faz olarak hazırlanmış ve çıkış “*logic operator*” OR kullanılarak herhangi bir fazda arıza meydana geldiğinde çıkış vermesi sağlanmıştır. Sistemi kontrol edebilmek için üç fazlı “*breaker*”ın bobinine 0 verilmesi gerekmektedir. Bu nedenle 1 olan çıkışı yine “*logic operator*” NOT ile tersleyerek 0 çıkış elde edilmiştir. Böylece arıza meydana geldiğinde röle çıkışı 1 olarak terslendiğinde “*breaker*” bobin ucuna 0 uygulanarak 2 s'lik “*step*” sonunda sistem kontrol edilecektir. Sistem girişinde faz-faz rms gerilim olarak 380 V uygulanmıştır. Transformatör parametreleri uygulamada kullanılan transformatöre uygun olacak şekilde 380/110 V olarak seçilmiştir. İkincil devrede yine uygulamada kullanılan yüke uygun olacak şekilde 9,5 Ω 'luk bir yıldız bağlı yük kullanılmıştır. Birincil ve ikincil devredeki gerilim, akım, güç gibi değerlerini zamana bağlı olarak ve arıza anındaki davranışlarını simülasyon yaparak “*scope*” operatörleriyle grafikleri çizdirilerek değerlendirilmiştir. Simülasyon ile akım sinyalleri, karşılaştırılmış çıkış sinyal değerleri ile röle gerilim değerleri grafik olarak çizdirilmiş ve değerlendirilmiştir. Simülasyon sonucunda matlab model hatasız olarak çalışarak istenilen sonuç elde edilmiştir. Simülasyon başlangıcından sonraki 2. s'de yapay bir arıza yaratılarak sistem kontrolü sağlanmıştır. Üç fazlı olarak hazırlanan matlab modelinin diferansiyel röle bölümü ile birincil ve ikincil ölçülendirme bölümleri ayrı ayrı “*subsystem*” ile blok hale getirilerek karmaşıklıktan kurtarılıp Şekil 5.28.'de görüldüğü gibi sadeleştirilmiştir.



Şekil 5.30. R fazına ait birincil devre ölçü blok şeması

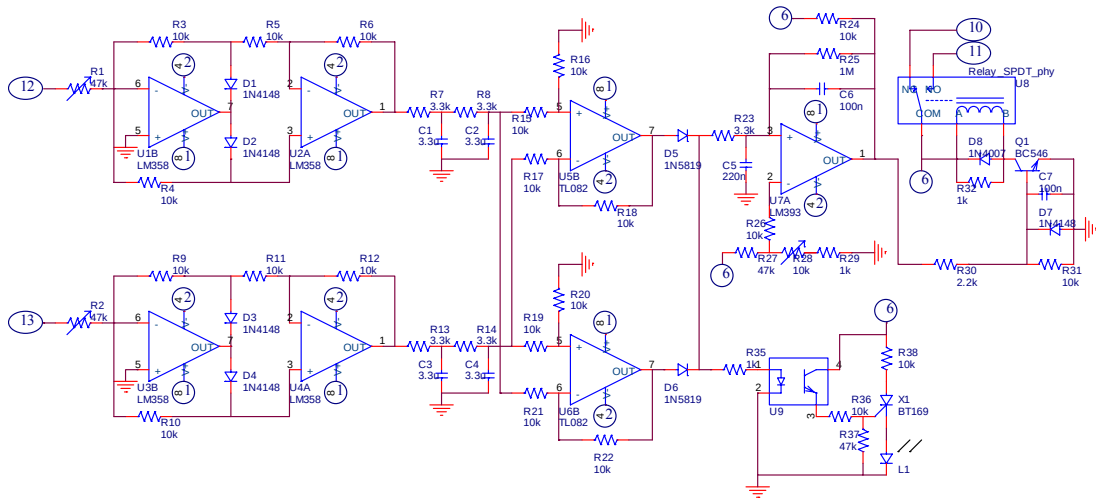


Şekil 5.31. R fazına ait ikincil devre ölçü blok şeması

Üç fazlı olarak diferansiyel koruma matlab benzetimleri yapılmış olan şemaların simülasyonlarında elde edilen grafikler Ek-1’de verilmiştir.

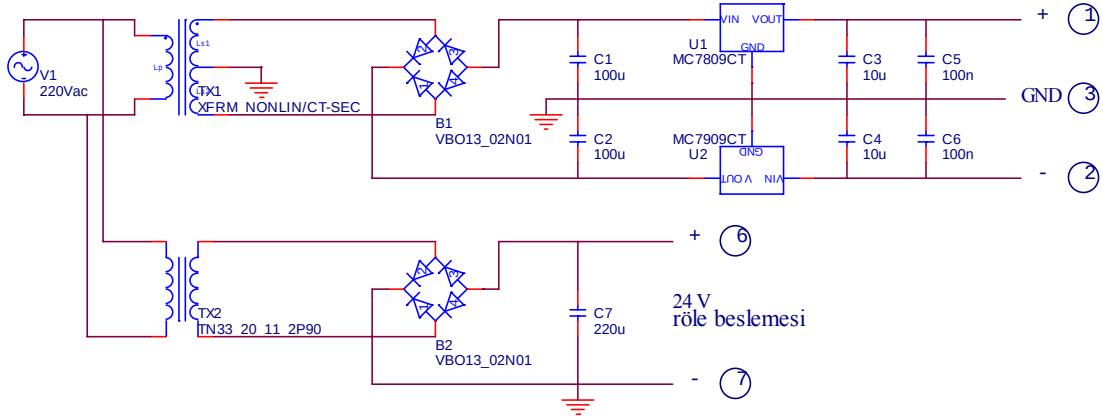
5.3. Uygulama Devreleri

Şekil 5.32.'de röle tek faz açık devresi ve röle güç kaynağı, sistem güç kaynağı ile Hall etkili dönüştürücü devreleri ile bağlantıları görülmektedir. 1 ve 2 kodları $\pm 9V$ işlem kuvvetlendirici beslemesini, 6 kodu 24 V gerilim uçlarını, 10 ve 11 kodları röle açık, kapalı uçlarını, 12 ve 13 kodları ise birincil ve ikincil devrelerdeki Hall etkili dönüştürücüden gelen gerilim sinyal uçlarını göstermektedir.



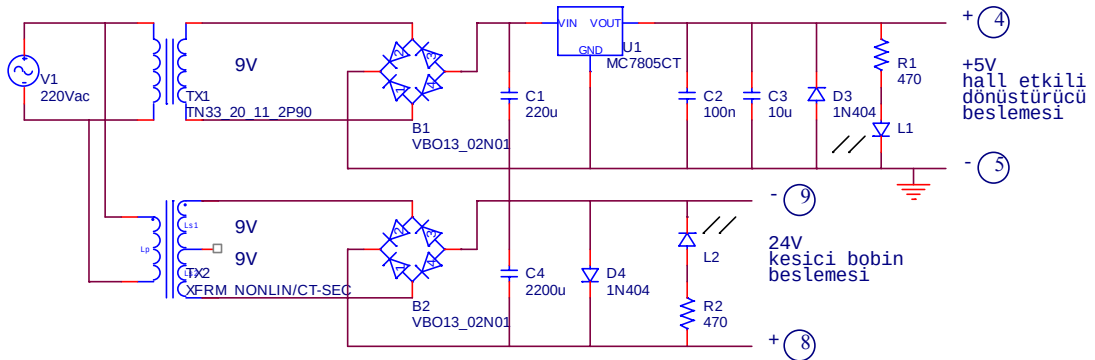
Şekil 5.32. Röle tek faz açık devresi ve bağlantıları

Röle devresindeki tüm işlem kuvvetlendiricilerin beslemesinde kullanılan $\pm 9V$ ile röle bobin beslemesinde kullanılan 24 V için tasarımı yapılan DC güç kaynağı devresi ile röle devresine bağlantıları aşağıda Şekil 5.33.'te gösterilmiştir. 1 kodu +9V, 2 kodu -9V, 3 kodu GND, 6 ve 7 kodları ise 24 V'u göstermektedir. Röle bobin beslemesi olarak kullanılacak 24 V DC, transformatör çıkışı olan 17 V ölçü aletlerinde 17 V olarak efektif değeri görüldüğünden, 220 μF kondansatör kullanılarak tepe değeri 23 V seviyelerine getirilmiştir. Dalgacık oranı azaltılarak, gürültüler süzölmüştür. Doğru akımın efektif değeri ile tepe değeri aynıdır. Yani $\sqrt{2}$ kadar fazlası olur.



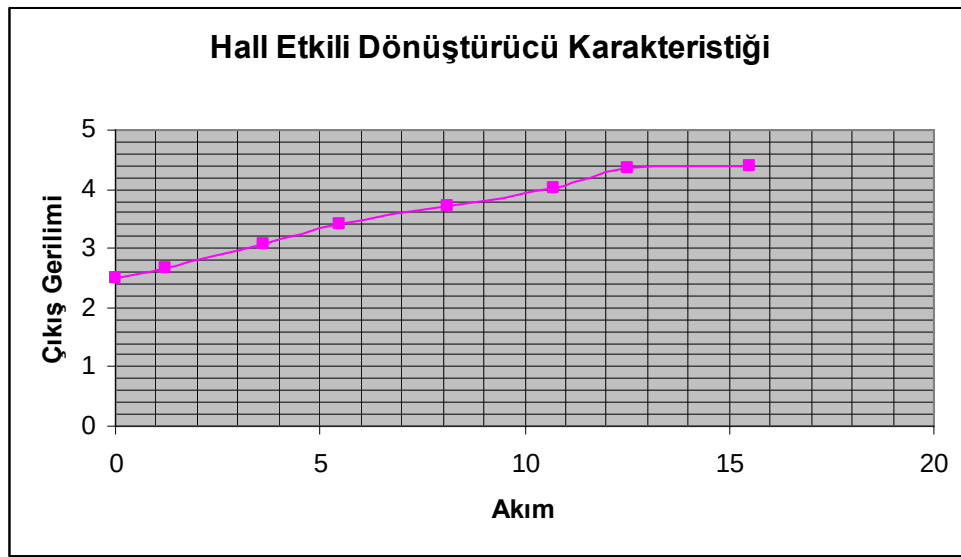
Şekil 5.33. Röle DC güç kaynağı devresi ve bağlantıları

Sistemde kullanılacak Hall etkili dönüştürücülerin çalışma gerilimi olan 5 V DC ve sistem enerjisini kesen devre kesicinin bobininin çalışması için 24 V DC gerilim gerekli olduğundan 24 V ve 5 V DC çıkışlı bir güç kaynağı daha tasarlanmıştır. Tasarlanan DC güç kaynağı devresi ve Hall etkili dönüştürücü besleme ile devre kesici bobin besleme bağlantıları Şekil 5.34.'te görülmektedir. 4 ve 5 kodları Hall etkili dönüştürücü beslemesini, 8 ve 9 kodları ise devre kesici bobin beslemesini göstermektedir. Bu devrede D3 ve D4 diyotları koruyucu; C1, C2, C3 ve C4 kondansatörler süzgeç olarak kullanılmıştır. L1 ve L2 LED'leri güç kaynağının çıkış verip vermediğini kontrol amacıyla, R1 ve R2 dirençleri ise LED için kullanılmıştır. İki güç kaynağından birinci diferansiyel rölenin çalışması için gerekli olan ± 9 V ve 24 V DC gerilimi, ikincisi ise sistemin çalışması için gerekli olan 5 V ve 24 V DC gerilimi sağlayacaktır.



Şekil 5.34. Sistem DC güç kaynağı devresi ve bağlantıları

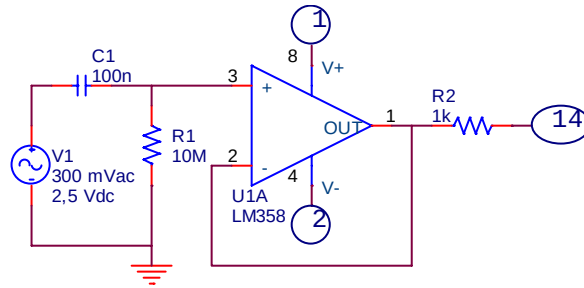
Hall etkili dönüştürücünün özelliklerini tespit etmek için yapılan test ve ölçümlerde değişik giriş akımlarında elde edilen çıkış gerilimleri bir grafik ile değerlendirilmiş ve Hall etkili dönüştürücünün doğrusal bir çıkış verdiği tespit edilmiştir. Bu test ve ölçümlerde 220 V'da çalıştırılan bir ısıtıcı direnç kullanılmıştır. Hall etkili dönüştürücüye +5V besleme gerilimi tatbik edilmiştir. Bu test ve ölçümlerde değişik giriş akımlarına bağlı çıkış değerleri kullanılarak çizilen grafik Şekil 5.35.'te görülmektedir.



Şekil 5.35. Hall etkili dönüştürücü değişik akımlardaki çıkış karakteristiği

Hall etkili dönüştürücüler hem akım hemde gerilim çıkışı verebilmektedirler. Akım algılamada $I_P = 0,25 - 10\ 000\ A$ aralığında kullanılmakta olup; $V_{OUT} = 2; 2,5; 4; 5V$, $I_{OUT} = 25\ mA$ ile $1\ A$ arasında değişik değerlerde çıkış verebilmektedir. Gerilim algılamada $V_P = 10\ V - 6\ 400\ V$ aralığında kullanılmakta olup; $V_{OUT} = 10\ V$, $I_{OUT} = 25\ mA$ ile $100\ mA$ arasında çıkış verebilmektedir. Hall etkili dönüştürücü beslemesi için +5 V DC gerekmektedir. Hall etkili dönüştürücü besleme gerilimine bağlı olarak akım geçmese dahi 2,5 V DC çıkış vermektedir. Akım geçtiğinde ise 2,5 V DC'nin üzerinde sinüs çıkış vermektedir. Bu nedenle devrede 100 nF kondansatör kullanılmıştır. Böylece sinüs sinyali 0 doğrusuna getirilmiş ve burada sabitlenmesi içinde 10 MΩ'luk bir direnç kullanılmıştır. Kullanılan kondansatörün empedansı büyük olduğundan gerilim düşümü de büyük olacaktır. Bu nedenle bir gerilim

izleyici, buffer kullanılması gerekli olmuştur. Hall etkili dönüştürücü katoloğunda çıkış direnci olarak 2 k Ω 'a eşit yada büyük bir direnç kullanılması gerektiği belirtilmiştir. Bu nedenle 3,3 k Ω 'luk bir direnç kullanılmıştır. 1 k Ω 'luk direnç ise çıkış direnci olarak kullanılmıştır. Şekil 5.36.'da Hall etkili dönüştürücü tek faz devresi ve bağlantıları görülmektedir. 1 ve 2 kodları işlem kuvvetlendirici ± 9 V beslemesini 14 kodu ise Hall etkili dönüştürücü çıkışını göstermektedir.



Şekil 5.36. Hall etkili dönüştürücü tek faz devresi ve bağlantıları

Şekil 5.37.'de tüm sistem; bloklarla tanımlanarak, bloklar arasındaki bağlantılar gösterilmektedir. Sistem içinde RST fazları kırmızı, yeşil, mavi renklerle, GND bağlantıları siyah, Hall etkili dönüştürücü çıkışları sarı, +5V beslemesi pembe, siyah, devre kesici kontrol çevrimi 24V mor, işlem kuvvetlendirici beslemesi -9V açık yeşil, +9V koyu yeşil, röle 24V beslemesi kahverengi, röleden kontrol paneline taşınan sinyal bağlantıları ise turuncu renkleri ile gösterilmiştir. Bloklarda bağlantı isimlerinin yanında, bağlantı kodları da gösterilmiştir.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tezde enerji sistemlerinde; korumanın en belirgin ve ağırlıklı örneklerinden transformatör koruması ve bunun önemli bir ögesi olan diferansiyel koruma üzerinde çalışılmıştır. 2 kVA'lık bir transformatörün akım transformatörleri yerine Hall etkili dönüştürücü kullanılarak diferansiyel koruma uygulaması yapılmıştır.

Hall etkili dönüştürücüler; akım transformatörlerine göre daha doğrusal çalıştığından akım algılama hataları azaltılmıştır. Çalışmada Hall etkili dönüştürücünün çalışma eğrisinin eğimi düşük olduğundan çıkış gerilim aralıkları da düşüktür. Hall etkili dönüştürücünün hassasiyetini olumsuz etkilemektedir. Eğimin yükseltilmesi gerekmektedir. Hall etkili dönüştürücünün çıkışında işlemsel kuvvetlendirici kullanılarak çıkış gerilimi yükseltilebilir. Çıkış gerilim aralıkları yükseltildiğinde Hall etkili dönüştürücünün hassasiyeti artacaktır.

Hall etkili dönüştürücülerden; geniş aralıkta akım algılamada hem akım hemde voltaj çıkışı alınabildiğinden istenilen amaca göre uygun kullanım olanağı sağlamaktadır. Akım transformatörlerine göre daha düşük hacimli, daha hafiftir. Analog ve digital çıkış verebilmektedir. Düşük güç tüketimi, çok düşük çalışma sesi, kayıpsız, yüksek doğruluk, hızlı tepke süresi, düşük çalışma sıcaklığı gibi özellikleri ile akım transformatörlerine göre avantaj sağlamaktadır. Akım algılamada Hall etkili dönüştürücüler akım transformatörlerine göre daha doğrusal çalıştığından ölçme ve kontrol uygulamalarında önemli bir avantaja sahip olduğu ve doğru sonuç verdiği yapılan çalışma ile doğrulanmıştır. Akım transformatörlerinin doğrusal olmayan çalışmasından doğan hatalar, Hall etkili dönüştürücüler kullanılarak giderilmiştir. Hall etkili dönüştürücülerin dezavantajı ise çalışması için bir besleme voltajına ihtiyaç duyması ve maliyetlerinin yüksek oluşudur.

Mühendislikte kullanılan Matlab Simulink, Orcad gibi paket yazılımlarının bir koruma sistemi algoritması ve yöntemi tasarlamadan önce sistemi modelleme için

alışılmış genel programlama dilleri ile yazılan programlardakinden daha elverişli benzetimlere olanak sağladığı gösterilmiştir.

Sonuç olarak, gerçekleştirilen çalışmaların akım algılamada Hall etkili dönüştürücü kullanılarak yapılacak daha ileri düzeydeki araştırma, geliştirme çalışmalarına temel olabilecek yapıda olduğu söylenebilir. Bu tezde üretilen bilgilere ve sonuçlara dayalı olarak daha ileriye dönük yapılabilecek çalışma önerileri aşağıdaki gibi özetlenebilir.

İşlem kuvvetlendiricilerle yapılan bu analog röle çalışması, sayısal olarak programlanabilir mikroişlemcilerle (örneğin PIC) daha etkin gerçekleştirilebilir. Analog sistemdeki dezavantajlar sayısal sistemde yok edilerek daha hızlı ve doğru sonuçlar alınabilir.

Mevcut çalışmada kullanılan Hall etkili dönüştürücülerin yerine; programlanabilir dönüştürücüler kullanılarak yapılacak ileriki çalışmada; akım algılamada doğacak seçim hataları daha da azaltılabilir.

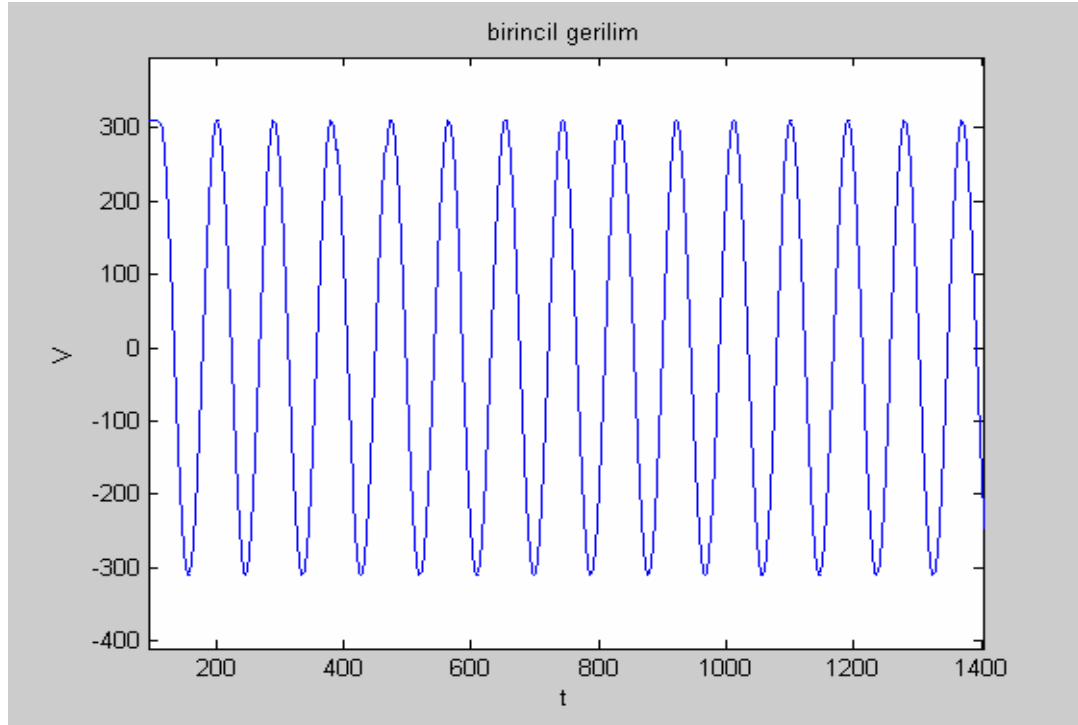
KAYNAKLAR

1. Özgönel, O., “Enerji İletim Sistemlerinde Birim Koruma Sisteminin Geliştirilmesi, Transformatör Koruma”, Doktora tezi, **Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Adapazarı, 4-12 (2001).
2. Gemta, “Koruma”, **Genel Elektronik Sanayi ve Ticaret A.Ş.**, Ankara, 1-4 (1999).
3. TS 4833, UDK 621.3.01 (083.72), “Elektronikte Kullanılan Terimler ve Tarifler”, **Türk Standartları Enstitüsü**, Ankara, (1986).
4. Çalışkan, K., Pak H., Yıldır K., Kök F., “Orta Gerilim Elektrik Tesislerinde Koruma ve Kontrol”, **Türkiye Elektrik Kurumu**, Ankara, 152-153 (1990).
5. Üçleroğlu, K., “Yüksek Gerilim Elektrik Tesislerinde Koruma”, **Sanayi ve Teknoloji Bakanlığı, Sınai Eğitim ve Geliştirme Merkezi**, Ankara, 206-213 (1990).
6. Kaya, A., “Teori ve Tatbikatları İle Röle Teknolojisi”, **Türkiye Elektrik Kurumu**, Ankara, 38-42, 152-169 (1971).
7. Güler, N., “Röleler ve Transformatör Merkezlerinde Koruma”, **Türkiye Elektrik Kurumu**, Ankara, 60-71 (1990).
8. Teyssandier, C., “From Current Transformers to Hybrid Sensors, in HV”, **Merlin Gerin**, France, 1-24 (1995).
9. Emerald, P., “Hall-Effect Current-Sensing Techniques”, **Allegro MicroSystems Inc.**, USA, 34-69 (1994).
10. Allegro MicroSystems, “Linear Hall-Effect Sensors”, Catalogue, **Allegro MicroSystems Inc.**, USA, 1-87 (1998).
11. LEM, “Current and Voltage Transducers for Industrial Applications”, Catalogue, **LEM Components**, Switzerland, 1-31 (2001).
12. Bayram, H., “Dijital Elektronik”, **Özkan Matbacılık Ltd. Şti.**, Bursa, 333-342 (1996).

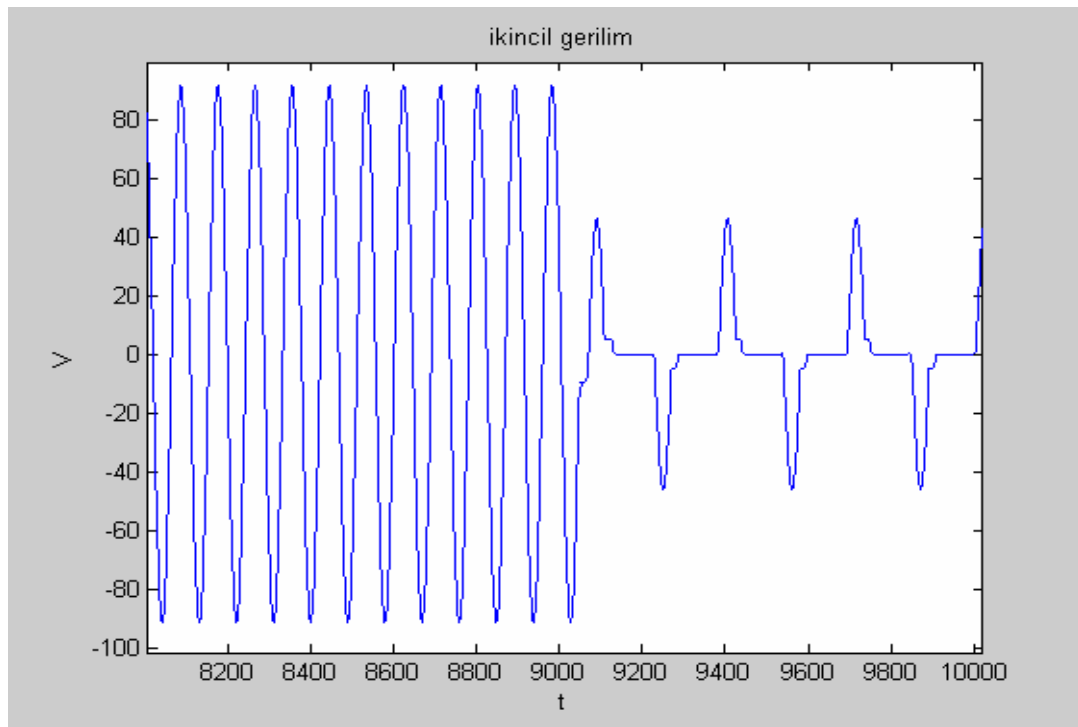
EKLER

EK-1 DİFERANSİYEL KORUMA MATLAB SİMÜLASYONLARI

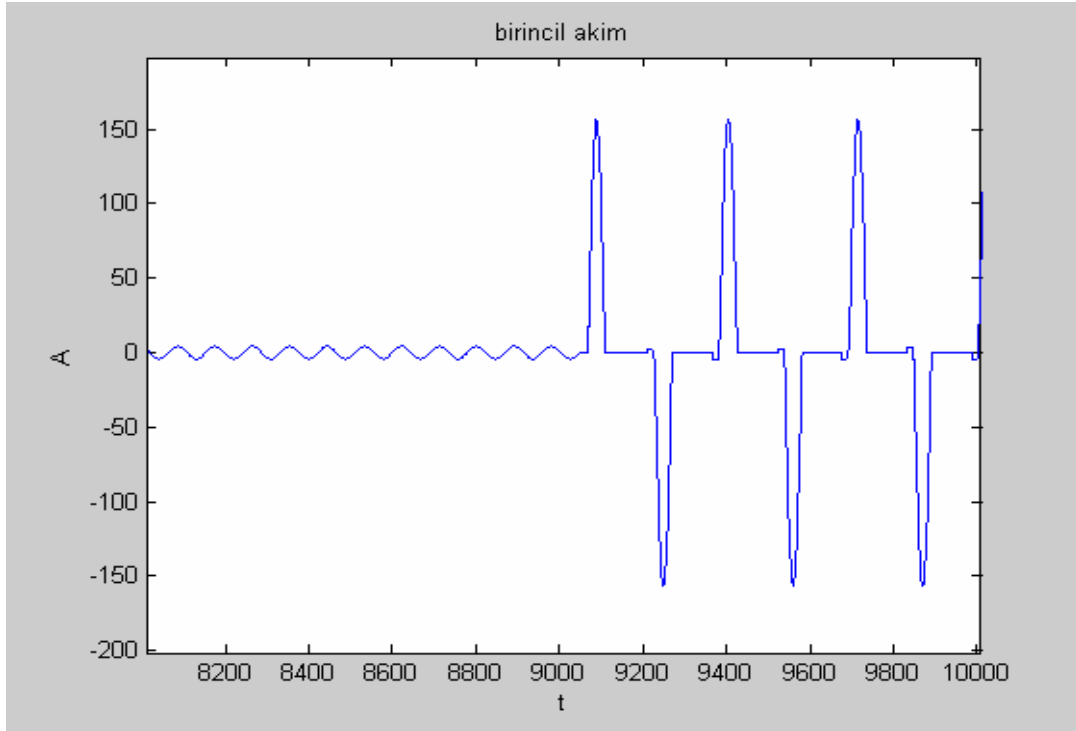
Ek-1.1. Tek Fazlı Diferansiyel Koruma Matlab Simülasyonları



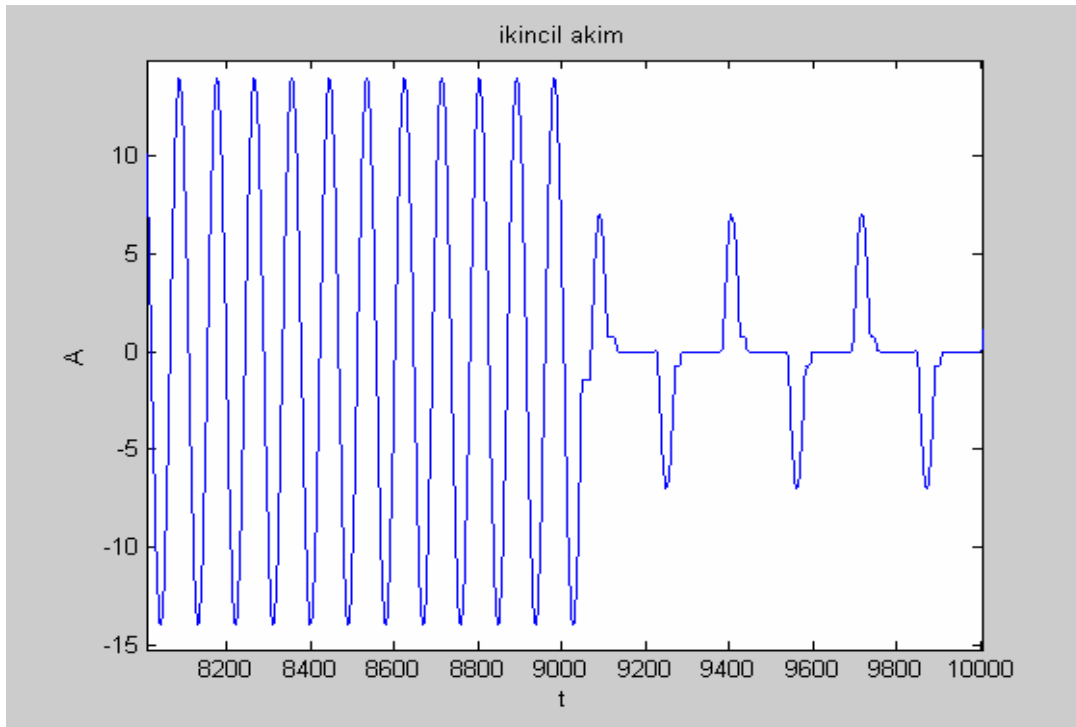
Şekil Ek-1.1. Transformör birincil devre gerilimi



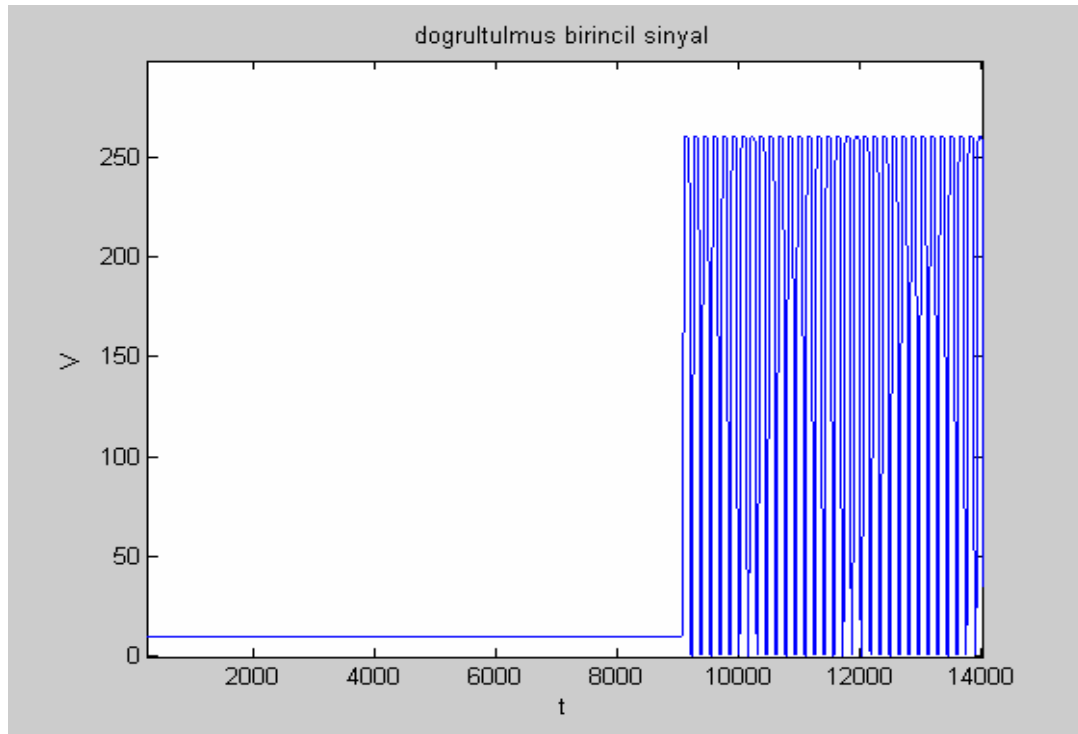
Şekil Ek-1.2. Transformör ikincil devre gerilimi



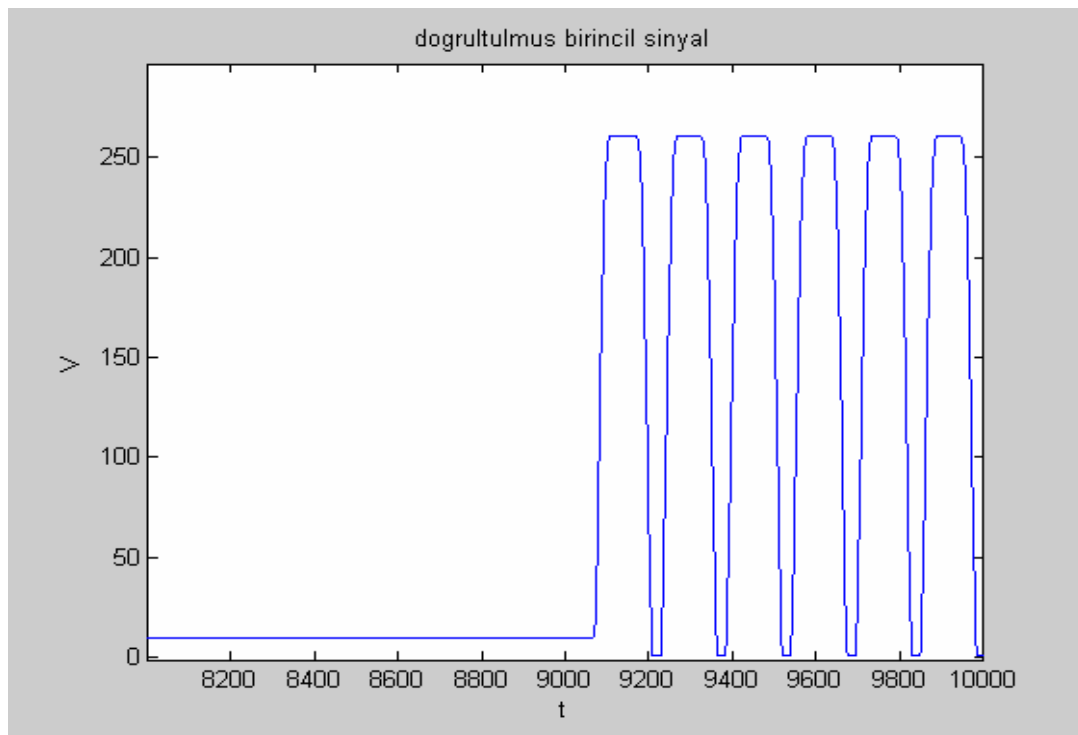
Şekil Ek-1.3. Birincil devre Hall etkili dönüştürücüden gelen sinyal (birincil akımı)



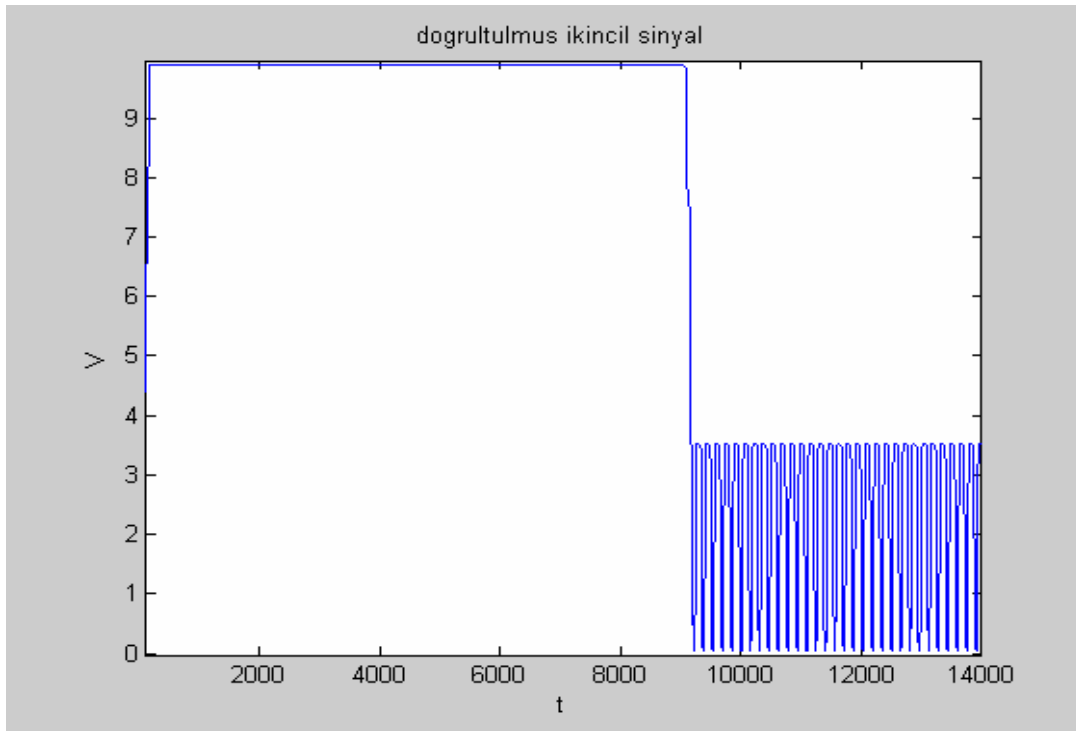
Şekil Ek-1.4. İkincil devre Hall etkili dönüştürücüden gelen sinyal (ikincil akımı)



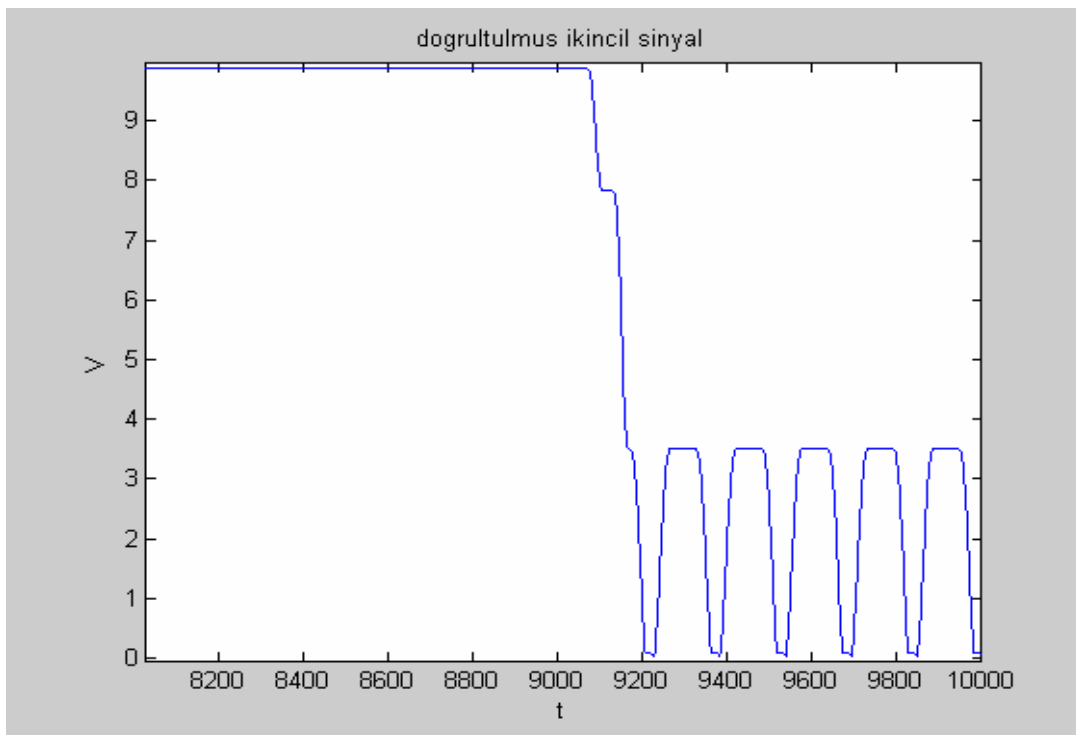
Şekil Ek-1.5. Doğrultulmuş birincil devre sinyali



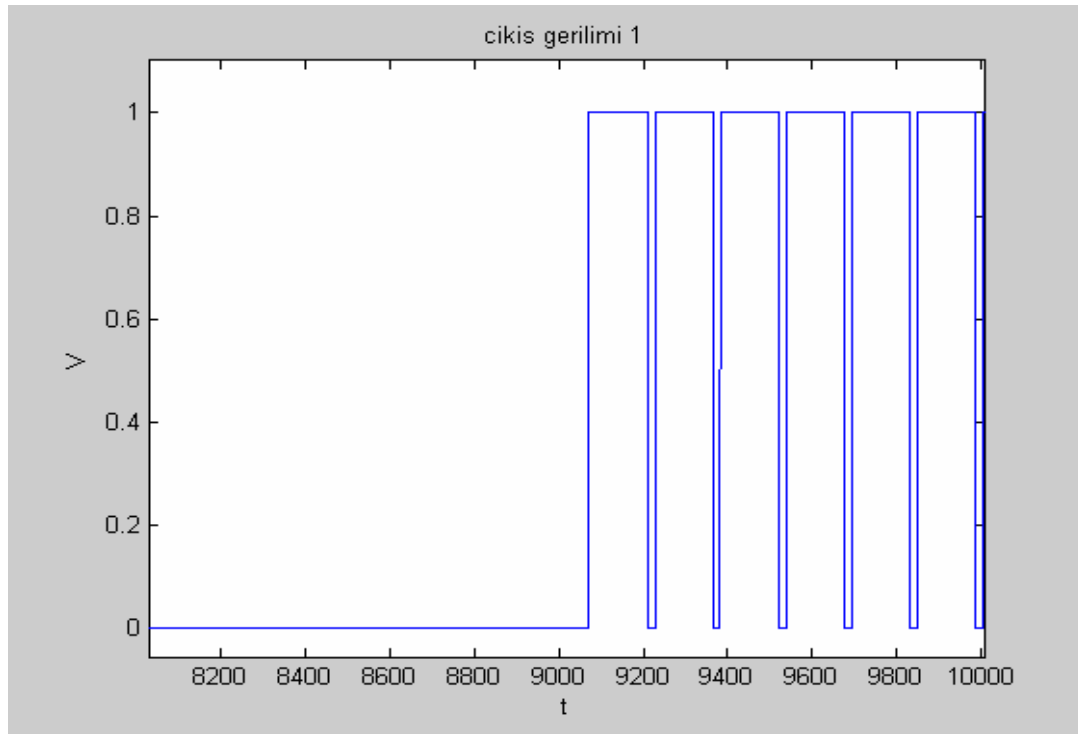
Şekil Ek-1.6. Doğrultulmuş birincil devre sinyali



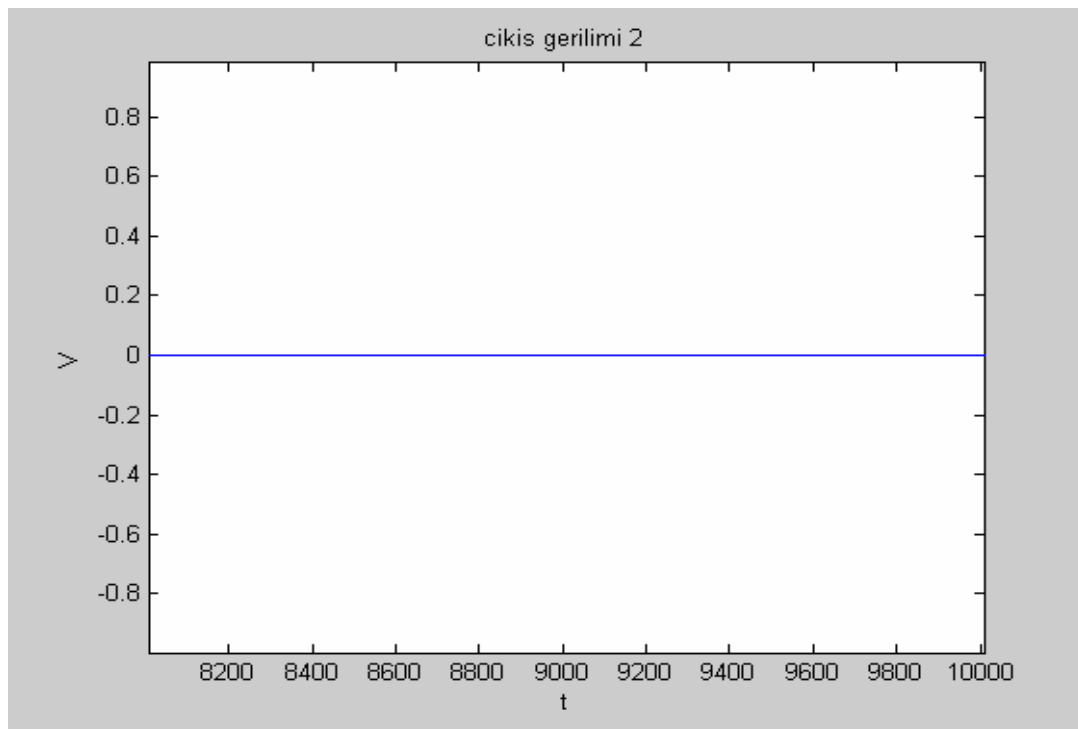
Şekil Ek-1.7. Doğrultulmuş ikincil devre sinyali



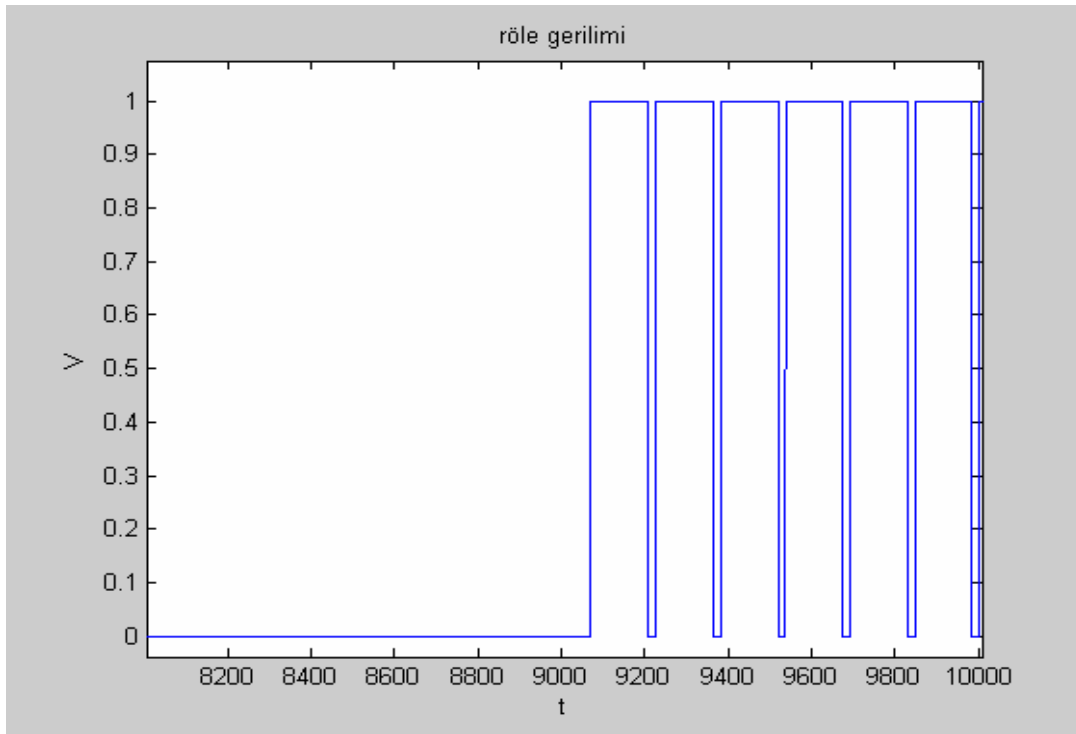
Şekil Ek-1.8. Doğrultulmuş ikincil devre sinyali



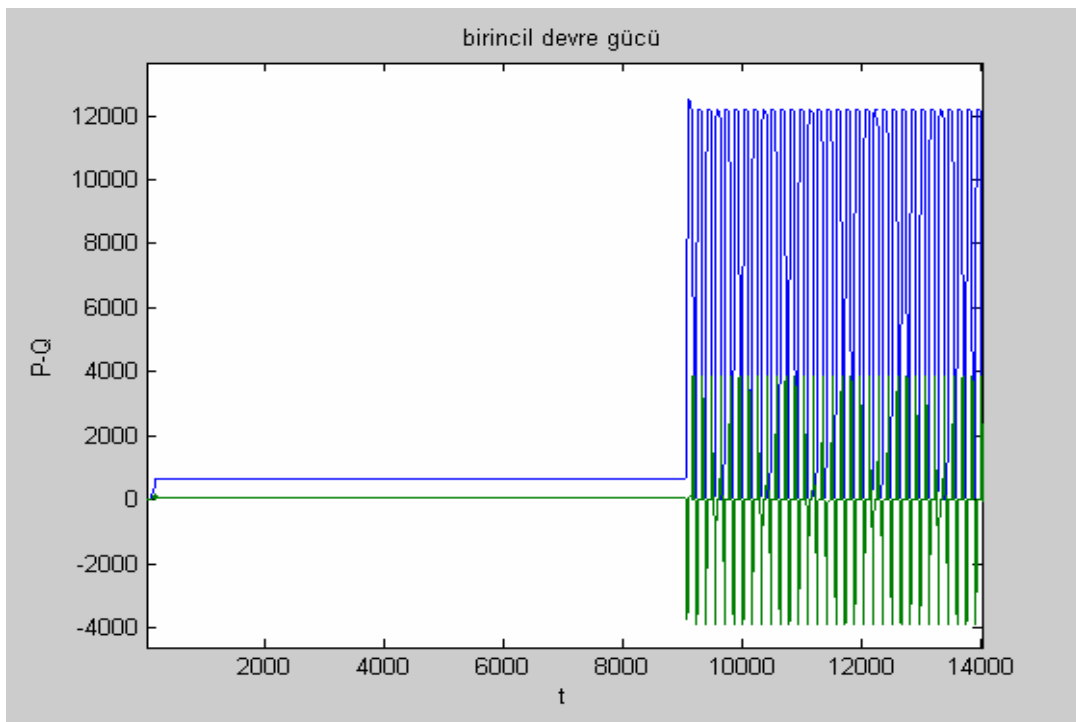
Şekil Ek-1.9. Diferansiyel çıkış gerilimi 1



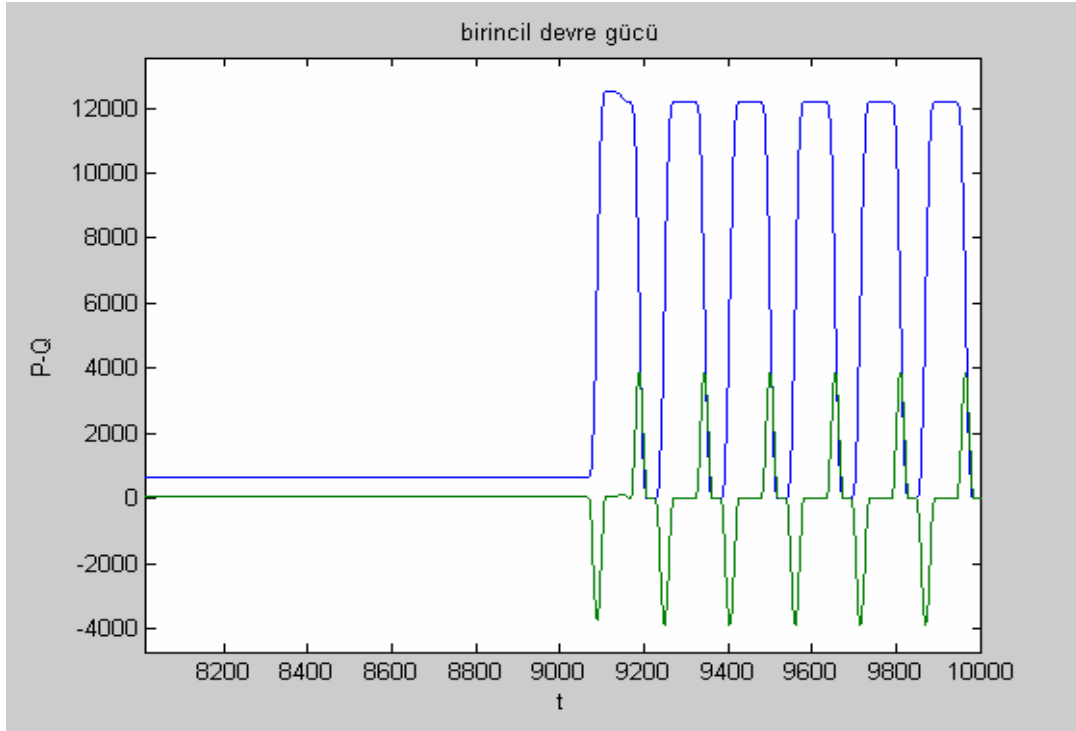
Şekil Ek-1.10. Diferansiyel çıkış gerilimi 2



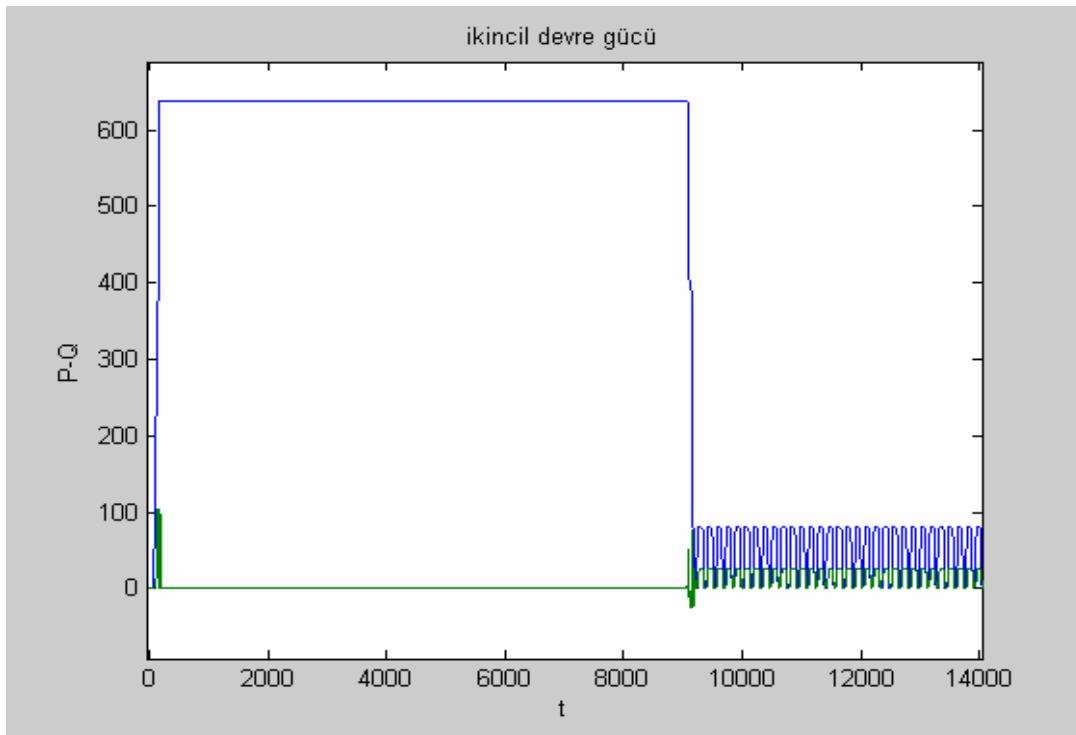
Şekil Ek-1.11. Röle gerilimi



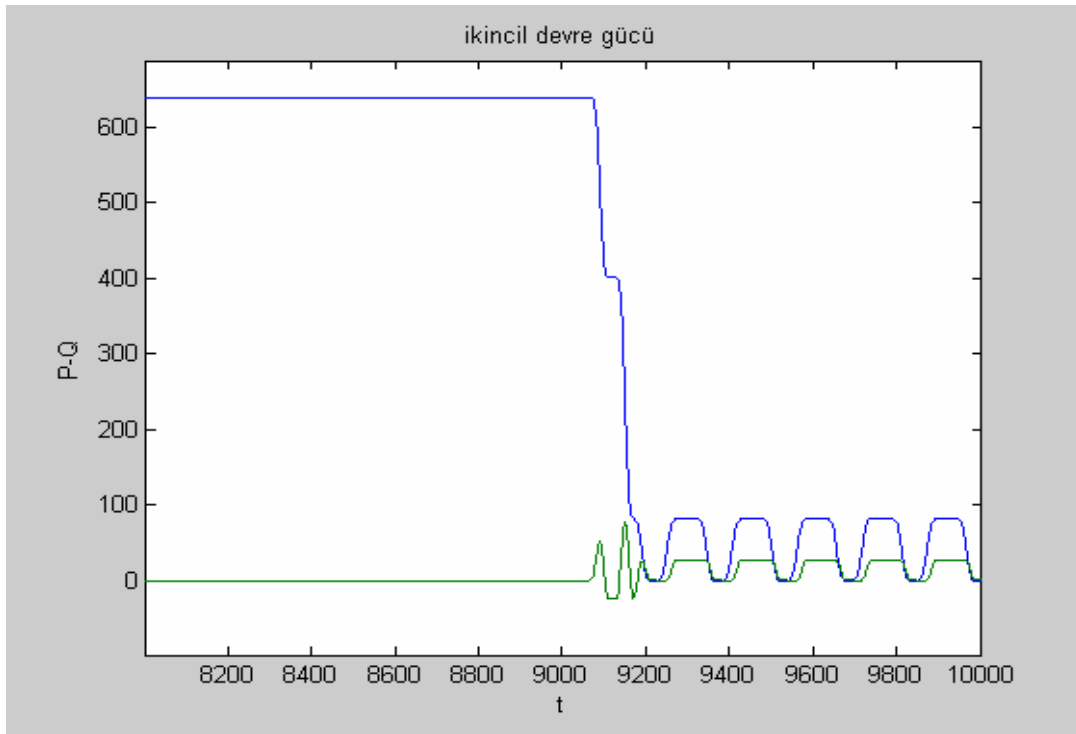
Şekil Ek-1.12. Arıza anında birincil devreden çekilen güç



Şekil Ek-1.13. Arıza anında birincil devreden çekilen güç

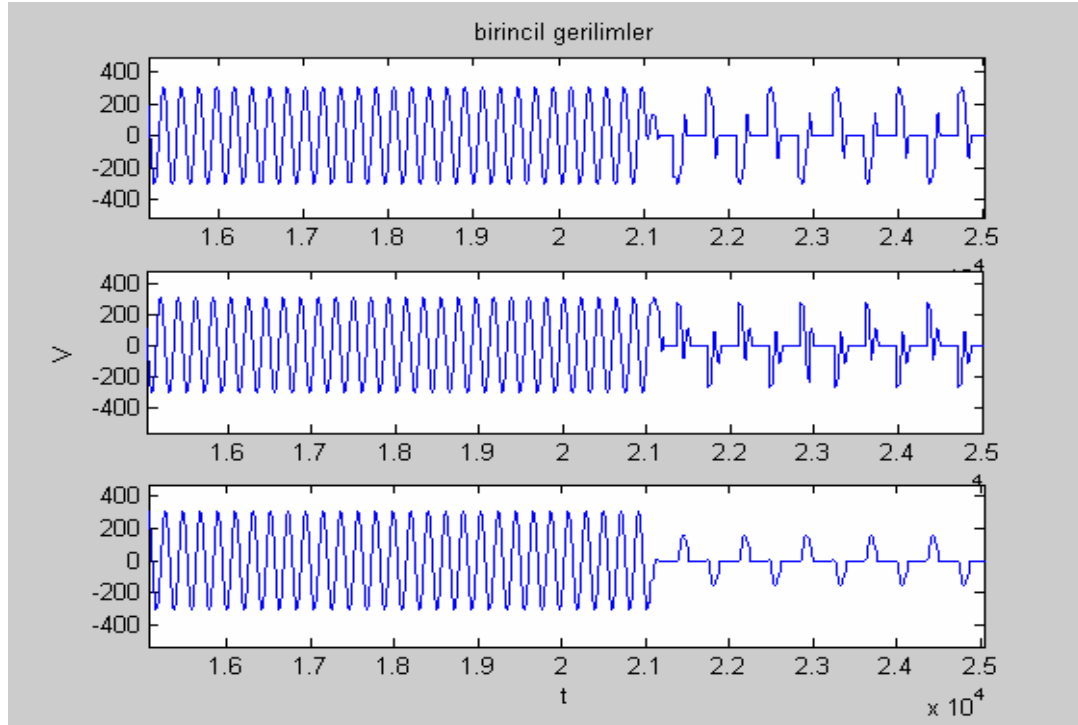


Şekil Ek-1.14. Arıza anında ikincilden çekilen güç

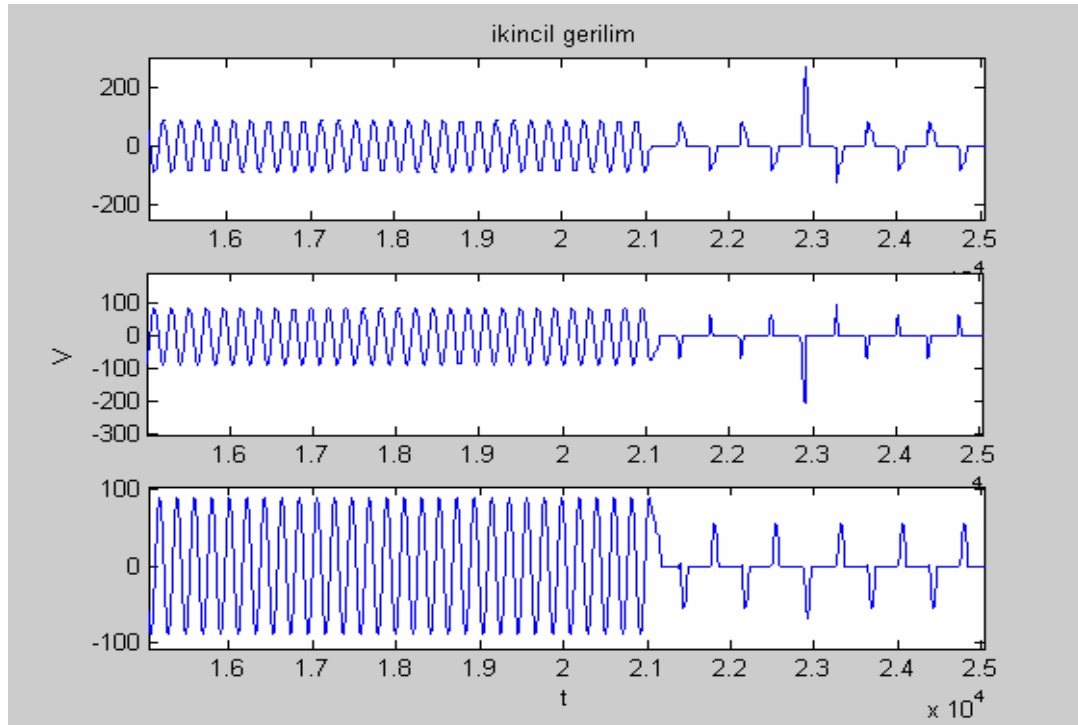


Şekil Ek-1.15. Arıza anında ikincil devreden çekilen güç

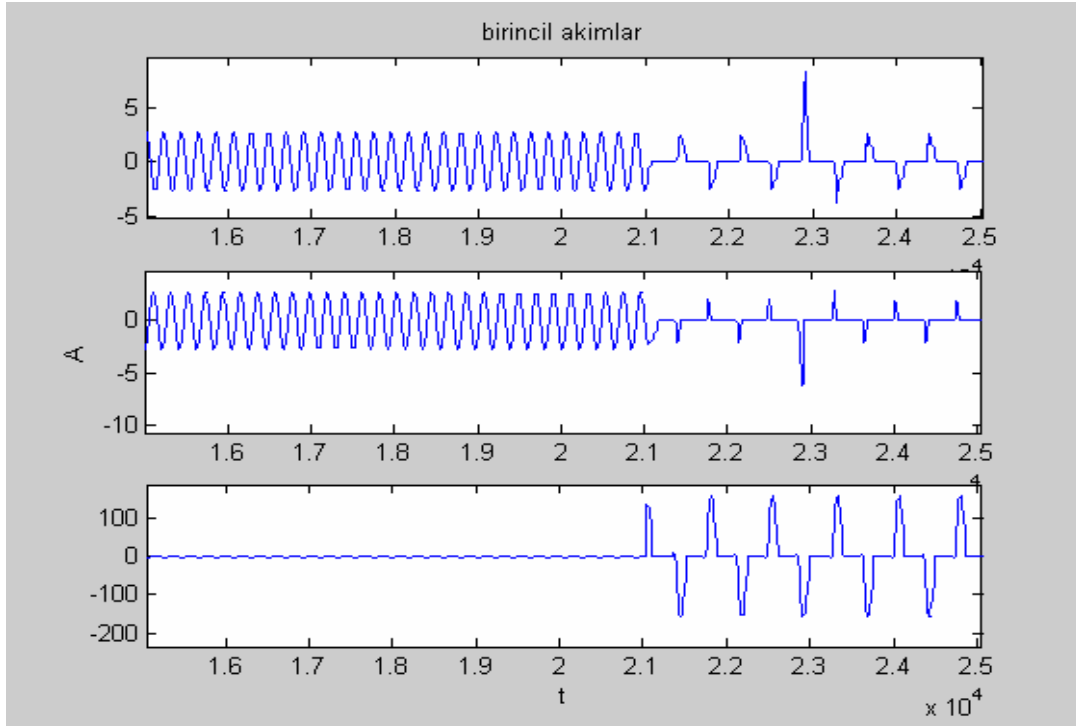
Ek-1.2. Üç Fazlı Diferansiyel Koruma Matlab Simülasyonları



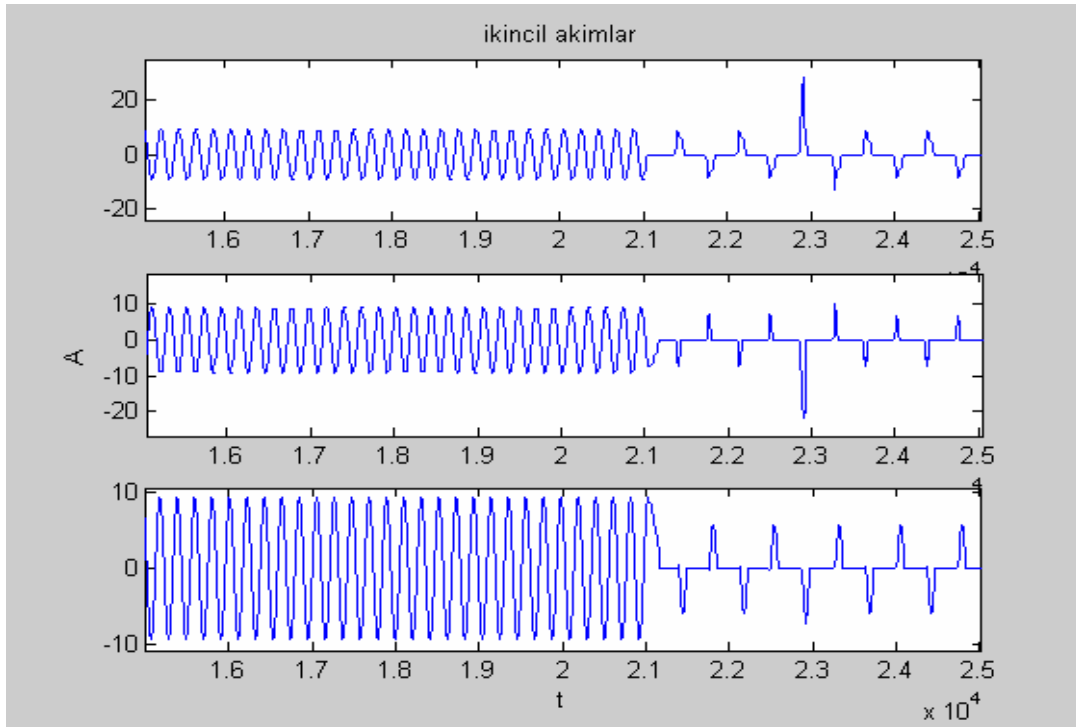
Şekil Ek-1.16. Transformör birincil devre gerilimleri



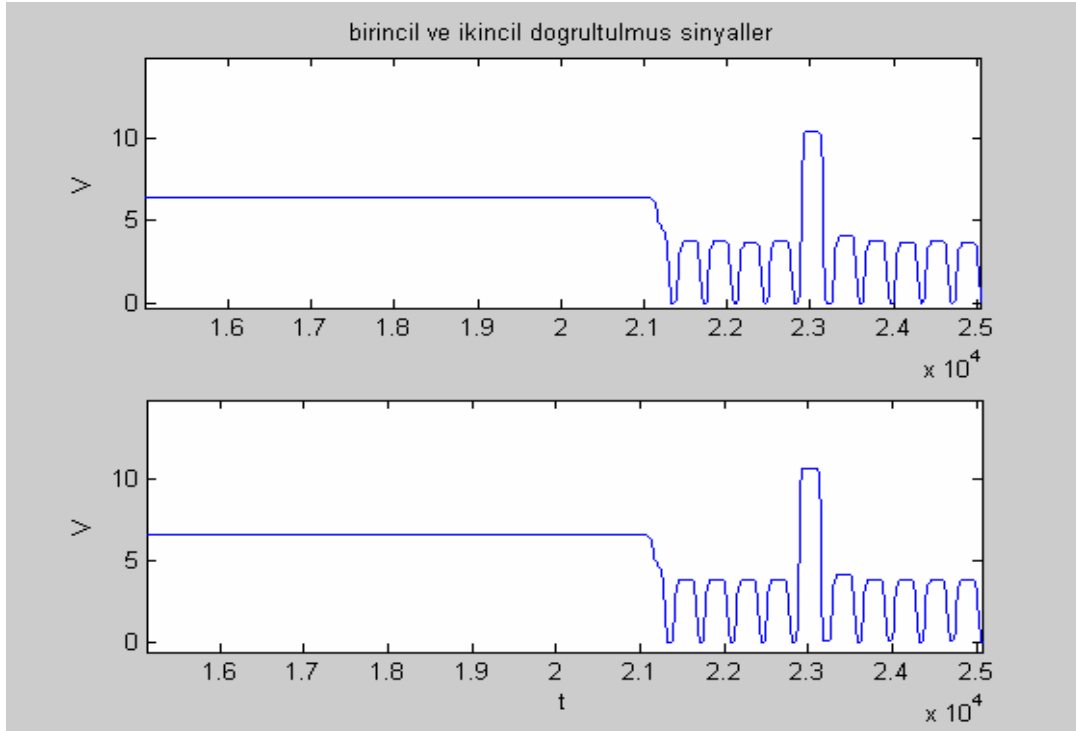
Şekil Ek-1.17. Transformör ikincil devre gerilimleri



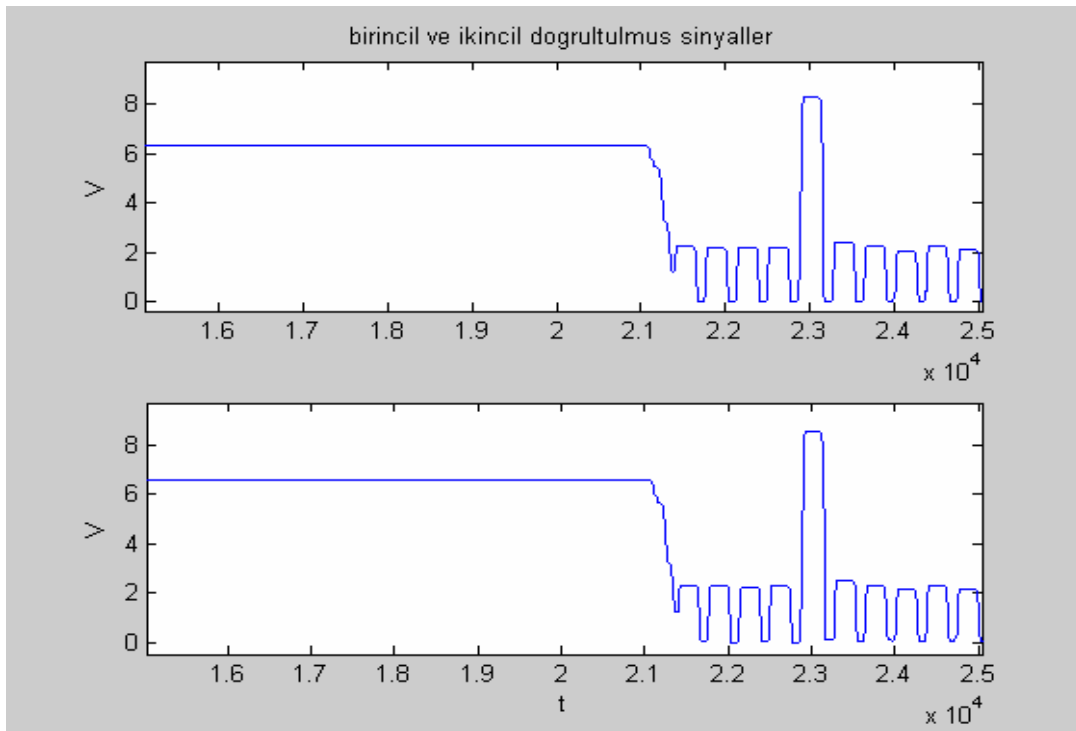
Şekil Ek-1.18. Birincil devre Hall etkili dönüştürücüden gelen sinyaller (birincil akımlar)



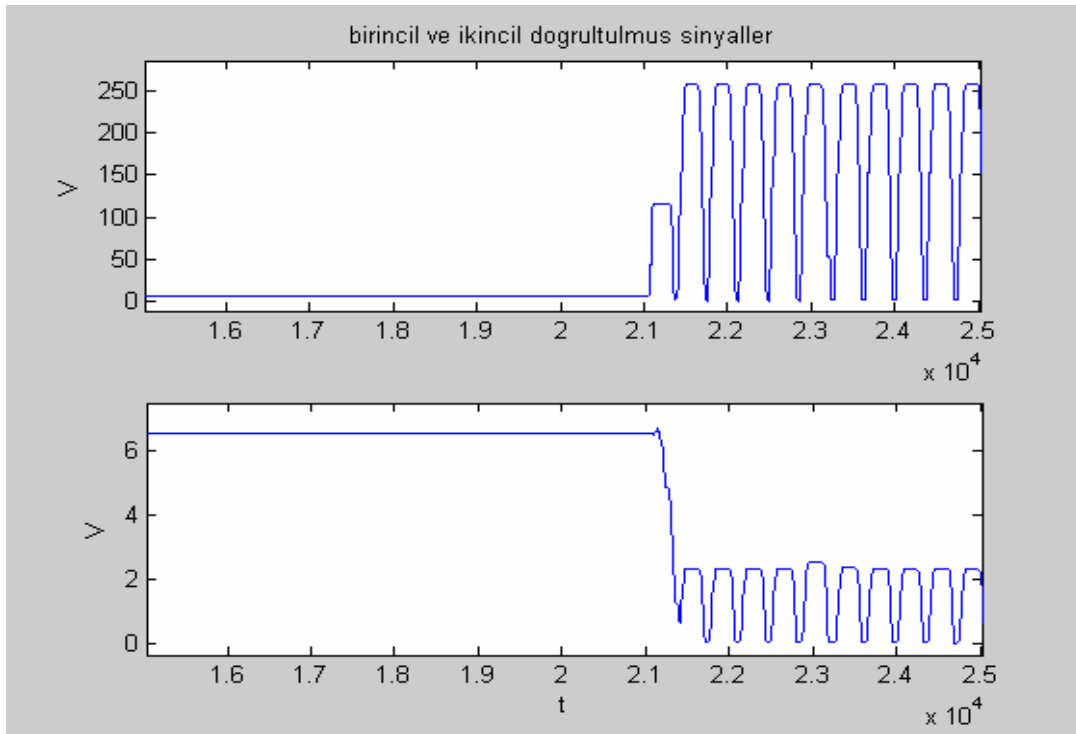
Şekil Ek-1.19. İkincil devre Hall etkili dönüştürücüden gelen sinyaller (ikincil akımlar)



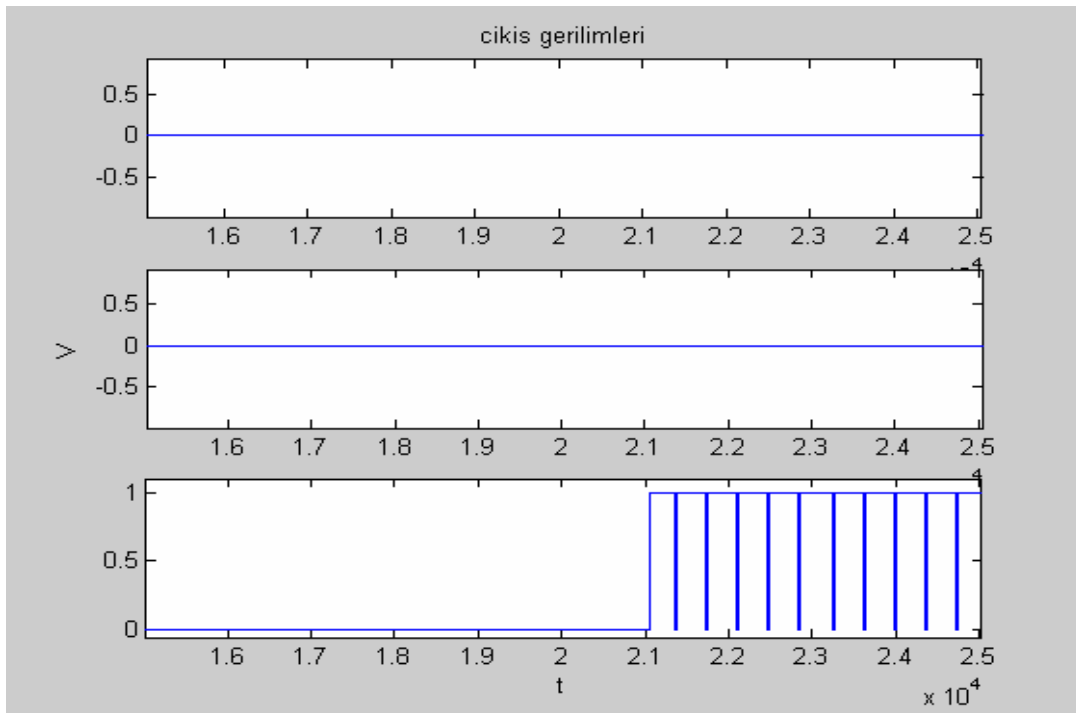
Şekil Ek-1.20. R fazına ait doğrultulmuş birincil ve ikincil devre sinyalleri



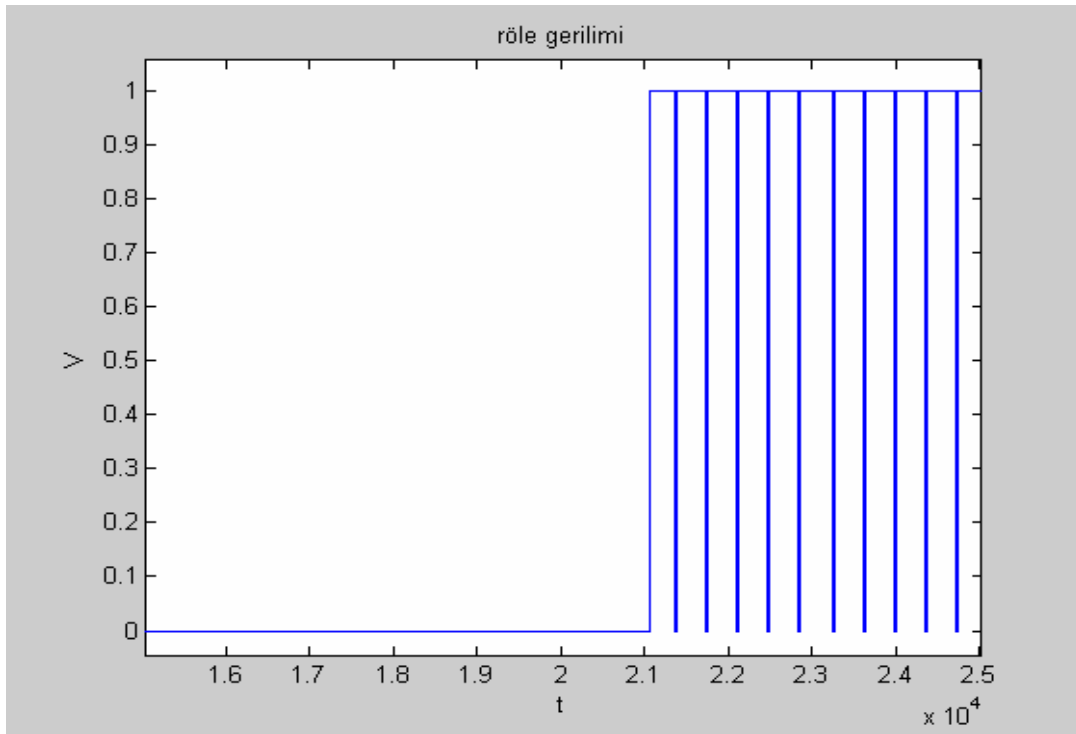
Şekil Ek-1.21. S fazına ait doğrultulmuş birincil ve ikincil devre sinyalleri



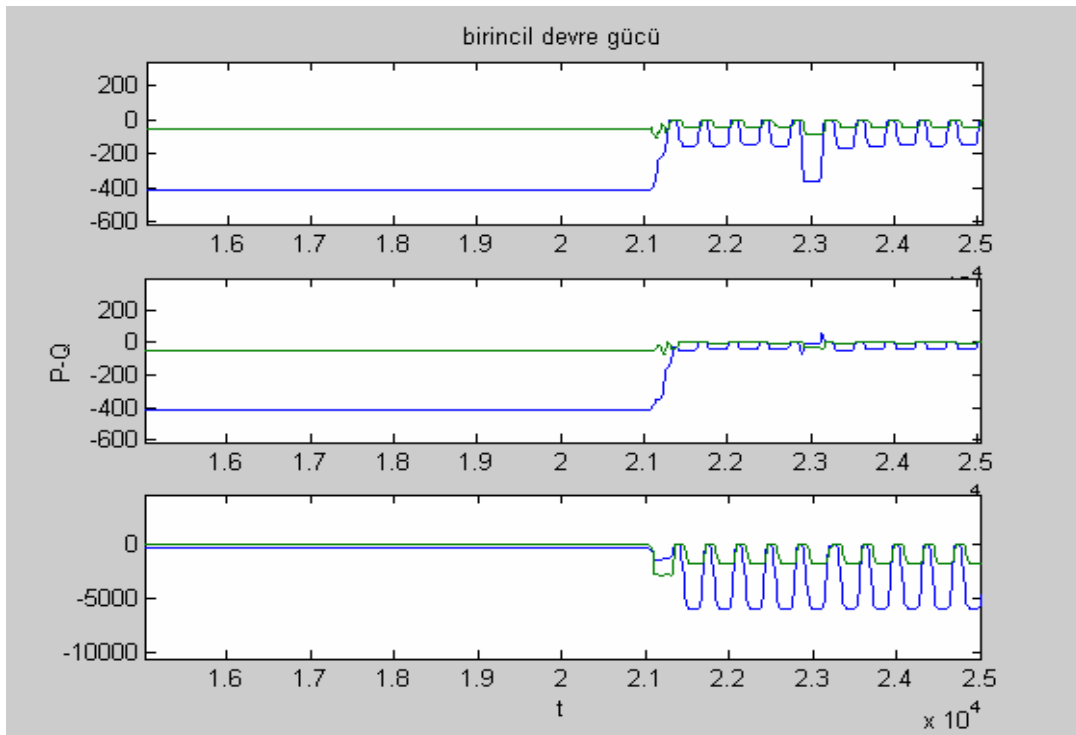
Şekil Ek-1.22. T fazına ait doğrultulmuş birincil ve ikincil devre sinyalleri



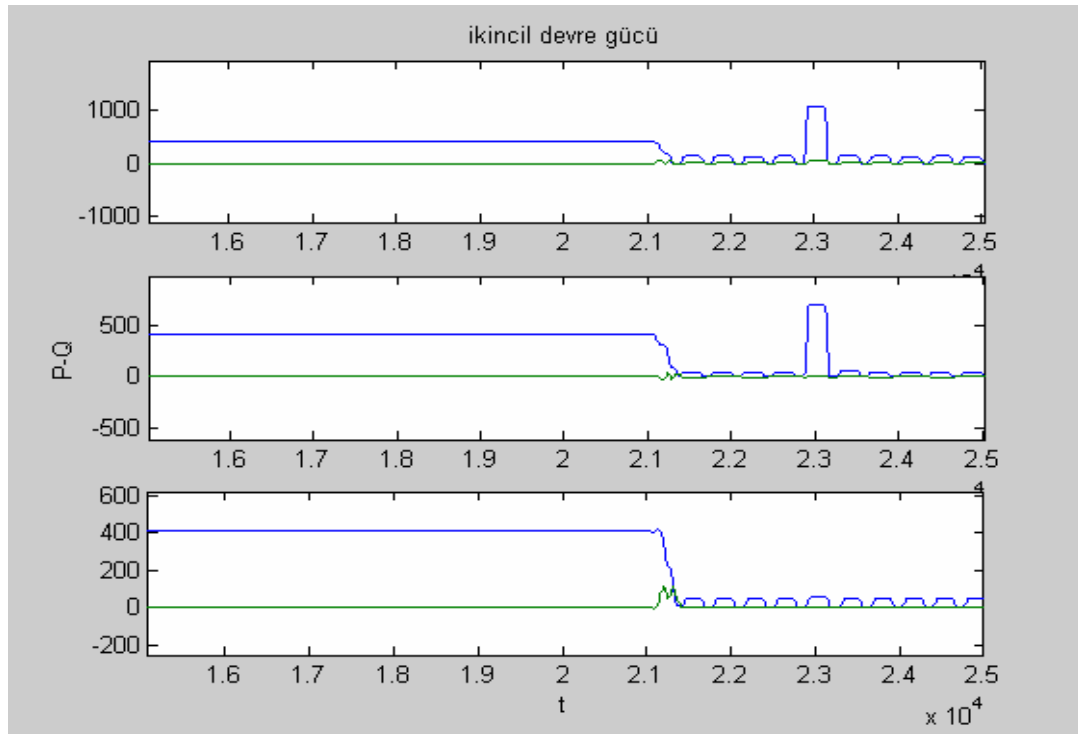
Şekil Ek-1.23. Diferansiyel çıkış gerilimleri



Şekil Ek-1.24. Röle gerilimi



Şekil Ek-1.25. Arıza anında birincil devreden çekilen güç



Şekil Ek-1.26. Arıza anında ikincil devreden çekilen güç

**EK-2 KORUMASI YAPILAN TRANSFORMATÖRÜN ÖZELLİKLERİ VE
YÜK HESAPLARI**

Transformatör özellikleri;

Gücü : 2 kVA

Gerilim : 380 - 220 / 220 - 110 - 55V

Tel Çapı : $d_1 = 1,20 \text{ mm}\Phi$ $d_2 = 1,80 \text{ mm}\Phi$

Sarım sayısı : $N_1 = 156 - 216 \text{ sp}$ $N_2 = 112 \text{ sp}$

Çekirdek kesiti : $S_{fe} = 33 \text{ cm}^2$

Ağırlık : $G_{fe} = 28 \text{ kg}$

Bağlantı şekli : yıldız-yıldız

Yükün hesaplanması;

Yük olarak ısıtıcı kullanıldığından,

Transformatör ikincil devresi 55 V kademesinde iken;

Ölçülen gerilim (faz-faz) : 62 V

(faz-nötr) : 36 V

Ölçülen akım : 4,6 A

Böylece;

$$U = I R \quad [2.1]$$

$$R = \frac{U}{I} \quad [2.2]$$

$$R = \frac{36}{4,6} = 7,826 \Omega \quad [2.3]$$

$$P = U I \quad [2.4]$$

$$P = 36 (4,6) = 165 \text{ W} \quad [2.5]$$

EK-3 ÇEVİRİSİ YAPILAN KAVRAMLARIN İNGİLİZCE KARŞILIKLARI

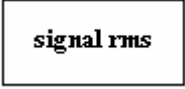
Türkçe-İngilizce Karşıtları

<i>Genlik</i>	Amplitude
<i>Kuvvetlendirici</i>	Amplifier
<i>Gaz Basıncılı Röle</i>	Buchholz Relay
<i>Düzenleme</i>	Configuration
<i>Karşılaştırma, Mukayese</i>	Comparator
<i>Sığa, kondansator</i>	Capacitor
<i>Kuplaj</i>	Coupling
<i>Yonga</i>	Chip
<i>Diferansiyel Röle</i>	Differential Relay
<i>Fark Kuvvetlendirici</i>	Differential Amplifier, Diff-amp
<i>Sayısal</i>	Digital
<i>Çift kutuplu</i>	Dipole
<i>Tasarım</i>	Design
<i>Olay, Etkili</i>	Effect
<i>Süzgeç</i>	Filter
<i>Çarpmalı,</i>	Flasher
<i>Akı</i>	Flux
<i>Frekans Cevabı</i>	Frequency Response
<i>Hall etkili</i>	Hall-effect
<i>Histerezis</i>	Hysteresis
<i>Kapı, giriş</i>	Gate
<i>Toprak</i>	Ground
<i>Giriş Polarma Akımı</i>	Input Bias Current
<i>Giriş Dengesizlik Akımı</i>	Input Off-set Current
<i>Giriş Dengesizlik gerilimi</i>	Input Off-set Voltage
<i>Tüm Devre</i>	Integrated
<i>Nesil</i>	Generation

<i>Ayarlama, kalibre etme</i>	Calibration
<i>Tutucu Devre</i>	Latch Circuit
<i>Yıldırım Seciçi, Parafudr</i>	Lightning Arrester
<i>Doğrusal</i>	Linear
<i>Sayısal, Mantıksal</i>	Logic
<i>Optik Bağlayıcı</i>	Opto-coupler
<i>Açık akaç</i>	Open-drain
<i>İşlem Kuvvetlendirici</i>	Operasyonel Amplifier, Op-amp
<i>Geçirgenlik</i>	Permeabilite
<i>Ön</i>	Pilot
<i>Kutuplaşma</i>	Polarization
<i>Kutuplamak</i>	Polarize
<i>Güç kaynağı</i>	Power Supply
<i>Birincil</i>	Primary
<i>Koruyucu Röle</i>	Protection Relay
<i>Yükseltici</i>	Pull-up
<i>Referans</i>	Reference
<i>Bağımlılık</i>	Repeatability
<i>Direnç</i>	Rezistor
<i>Dalgacık, Gürültü</i>	Ripple
<i>İkincil</i>	Secondary
<i>Algılayıcı</i>	Sensor
<i>Ayar</i>	Set
<i>Eğim Oranı</i>	Slew Rate
<i>Dengeleme, kararlı hale geçme</i>	Stabilizing
<i>Blok, Toplu Sistem</i>	Subsystem
<i>Kademe ayarı, Ayar noktaları</i>	Tep
<i>Geçici, kalımsız</i>	Transient
<i>Döndürme Momenti</i>	Tork
<i>Dönüştürücü</i>	Transducer
<i>Bölge</i>	Zone

EK-4 MATLAB BENZETİMİNDE KULLANILAN SEMBOLLER

Matlab Benzetiminde Kullanılan Semboller

<i>Sembol</i>	<i>Tanımlama</i>	<i>Açıklama</i>
	RMS	RMS değeri
	Gain	Kazanç
	Sum	Toplama, Çıkarma
	Relation Operator	Karşılaştırma, büyüklük, küçüklük
	Product	Çarpma
	Constant	Sabit değeri
	Logical Operator	Tersleyici
	Logical Operator	Veya kapısı



Scope

Gösterge



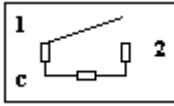
Linear Transformer

Doğrusal Transformatör



Step

Durdurma



Breaker

Tek fazlı kesici



Paralel RLC Branch

Tek fazlı yük



AC Voltage Source

AC gerilim kaynağı



Current Measurement

Akım ölçümü



Voltage Measurement

Gerilim Ölçümü



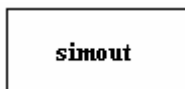
Active & Reactive Power

Güç ölçümü



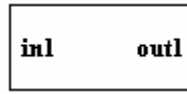
Busbar

Bağlantı



To workspace

İş istasyonu, sinyal tutucu



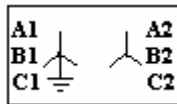
Subsystem

Blok, toplu devre



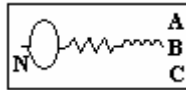
in1, out1

Blok girişı veya çıkışı



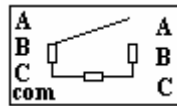
YgY Linear Transformer

3 fazlı yıldız-yıldız doğrusal trafo



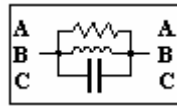
3 Phase Source

3 fazlı kaynak



3 Phase Breaker

3 fazlı kesici



3 Phase Paralel RLC

3 fazlı yük



Ground (input)

Toprak



Neutral (input)

Toprak

EK-5 DİFERANSİYEL KORUMA DEVRE ELEMANLARI LİSTESİ

Diferansiyel Röle Devresi Elemanları 1 Faz İçin

<i>Devredeki Sembolü</i>	<i>Tanımlaması</i>
U1B, U2A, U3B, U4A	LM358 İşlem kuvvetlendirici
U5B, U6B	TL082 İşlem kuvvetlendirici
U7A	LM393 İşlem kuvvetlendirici
U8	24 V Röle
Q1	BC546 Tranzistör
D1, D2, D3, D4, D7	1N4148 Diyot
D5, D6	1N5819 Schotky diyot
D8	1N4007 Diyot
C1, C2, C3, C4	3,3 uF Kondansatör
C5	220 nF Kondansatör
C6, C7	100 nF Kondansatör
U9	Opto Coupler
X1	BT169 Tristör
R1,R2	47 KOHM Trimpot
R28	10 KOHM Trimpot
R3, R4, R5, R6, R9, R10, R11, R12, R15, R16, R17, R18, R19, R20, R21, R22, R24, R26, R31, R34, R36, R38	10 KOHM
R30	2,2 KOHM
R7, R8, R13, R14, R23	3,3 KOHM
R27, R37	47 KOHM
R29, R32, R33, R35	1 KOHM
R25	1 MOHM

Diferansiyel Röle Güç Kaynağı Devre Elemanları

<i>Devredeki Sembolü</i>	<i>Tanımlaması</i>
TX1, TX2	2x15+17 V Transformatör
B1, B2	1 A Köprü diyot
C1, C2	100 uF Kondansatör
C3, C4	10 uF Kondansatör
C5, C6	100 nF Kondansatör
C7	220 uF Kondansatör
U1	7809 Pozitif çıkışlı gerilim kaynağı
U2	7909 Negatif çıkışlı gerilim kaynağı

Sistem Güç Kaynağı Devre Elemanları

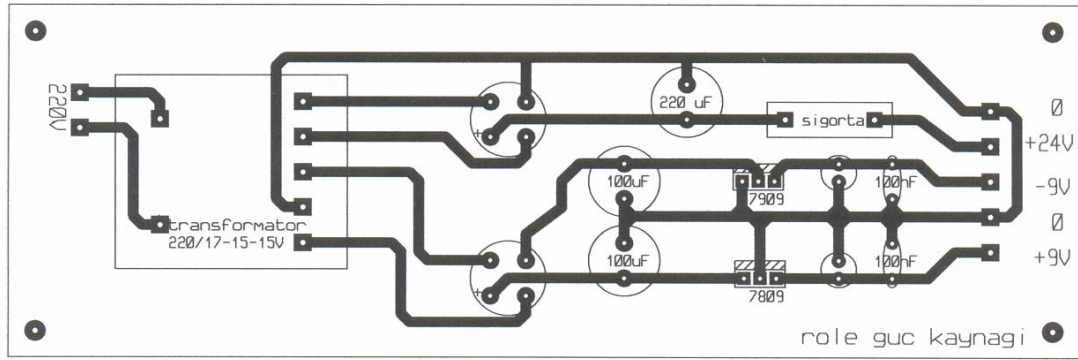
<i>Devredeki Sembolü</i>	<i>Tanımlaması</i>
TX1	2 x 9 V 2 VA Transformatör
TX2	9 + 9 V 60 VA Transformatör
U1	7805 Pozitif çıkışlı gerilim kaynağı
B1, B2	3 A Köprü diyot
D1, D2	1N4004 diyot
L1, L2	LED
C1	220 uF Kondansatör
C2	100 nF Kondansatör
C3	10 uF Kondansatör
C4	2200 uF Kondansatör
R1, R2	470 OHM ½ W

Hall Etkili Dönüştürücü Devre Elemanları

<i>Devredeki Sembolü</i>	<i>Tanımlaması</i>
U1	LM 358 İşlem kuvvetlendirici
C1	100 nF Kondansatör
R1	10 MOHM
R2	1 KOHM
R _S	3,3 KOHM

Şekil Ek-6.1.'de tasarımı yapılan üç fazlı diferansiyel rölenin baskı şeması görülmektedir. Bu devrede birincil ve ikincil devrelerdeki Hall etkili dönüştürücülerden gelen sinyal girişleri sol taraftan, kontrol paneline giden sinyal ve kontrol çıkışları ise devrenin alt tarafından sıra klemenslerle yapılmıştır. Buton, LED, ampermetre, voltmetre göstergeleri kontrol paneline taşınmıştır. Bir kutu içine konulmayacağından yer bakımından bir kısıtlama yapılmayarak daha iyi görülebilmesi için tek kat olarak tasarlanmıştır.

Şekil Ek-6.2.'de ise Röle DC Güç kaynağı devresi baskı şeması görülmektedir. DC güç kaynağı devresi de kutu içine konulmayacağından yer bakımından burada da bir kısıtlama yapılmamıştır.



Şekil Ek-6.2. Röle DC güç kaynağı devresi baskı şeması

Şekil Ek-6.3.'de ise sistem DC güç kaynağının baskı şeması görülmektedir. Sistem DC güç kaynağı devresi de kutu içine konulmayacağından yer bakımından burada da bir kısıtlama yapılmamıştır.

EK-7 UYGULAMA ÇALIŞMALARINI GÖSTEREN RESİMLER

Laboratuardaki çalışma masası



Çalışmalarda kullanılan oscilloscope



Çalışmalarda kullanılan regüle güç kaynağı



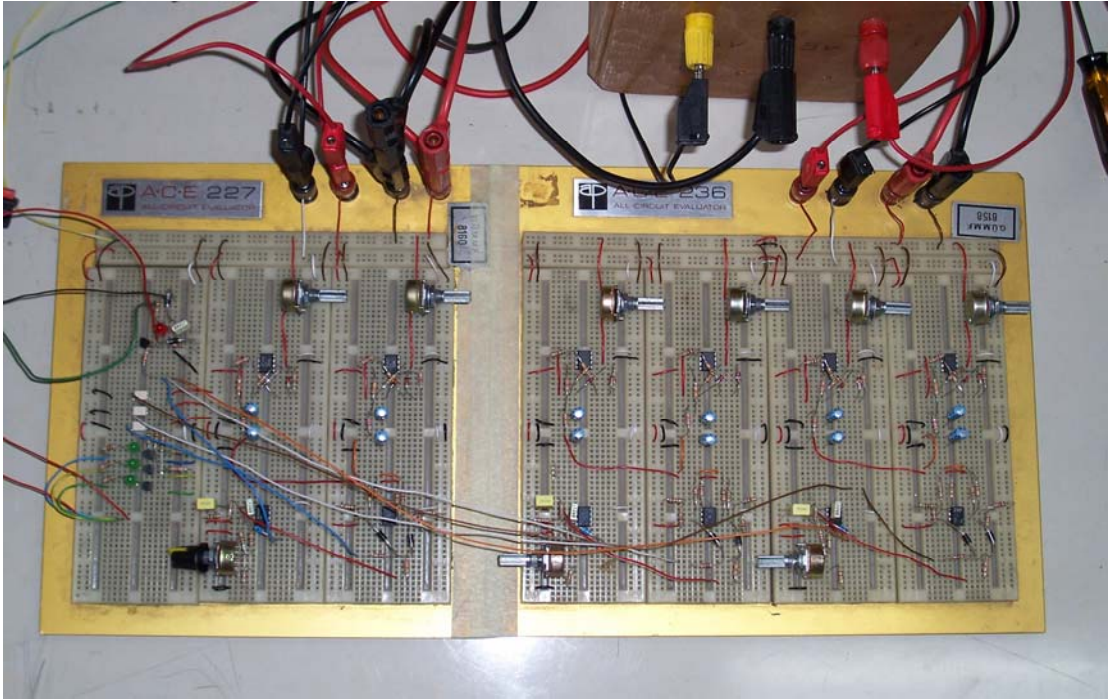
Çalışmalarda kullanılan sinyal üretici



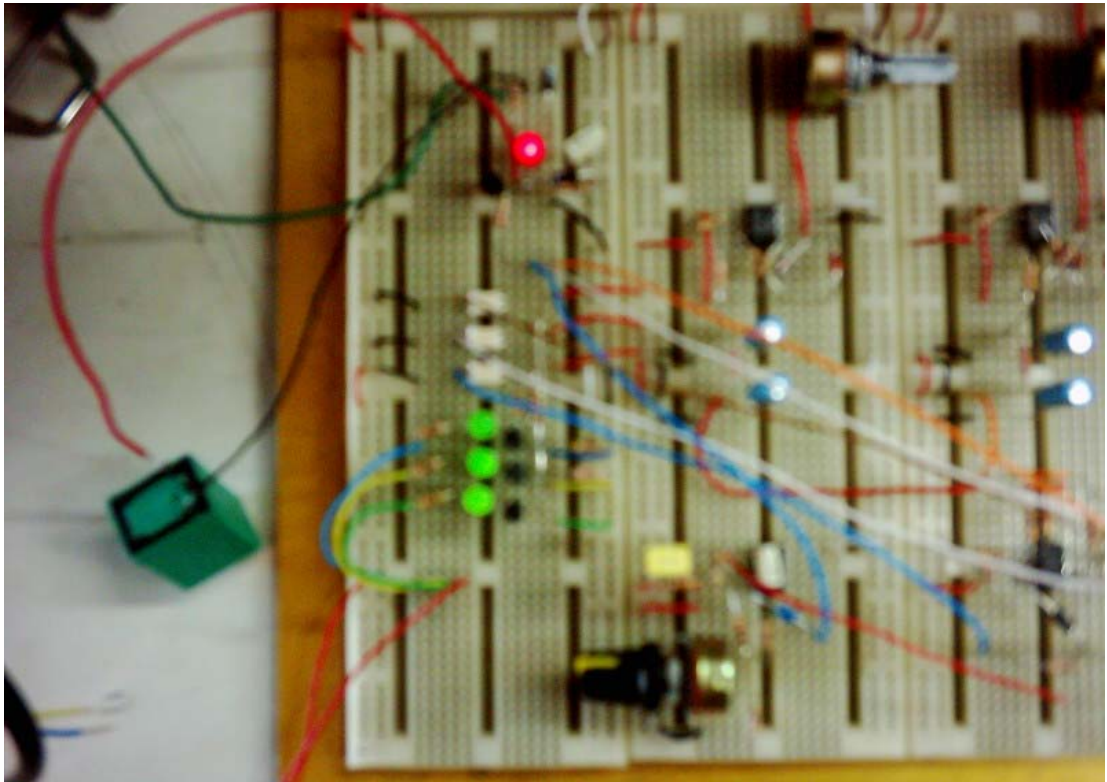
Çalışmalarda kullanılan $\pm 5V$ güç kaynağı



Tasarımlanan diferansiyel röle ile koruması yapılan 2 kVA380/110V Transformatör

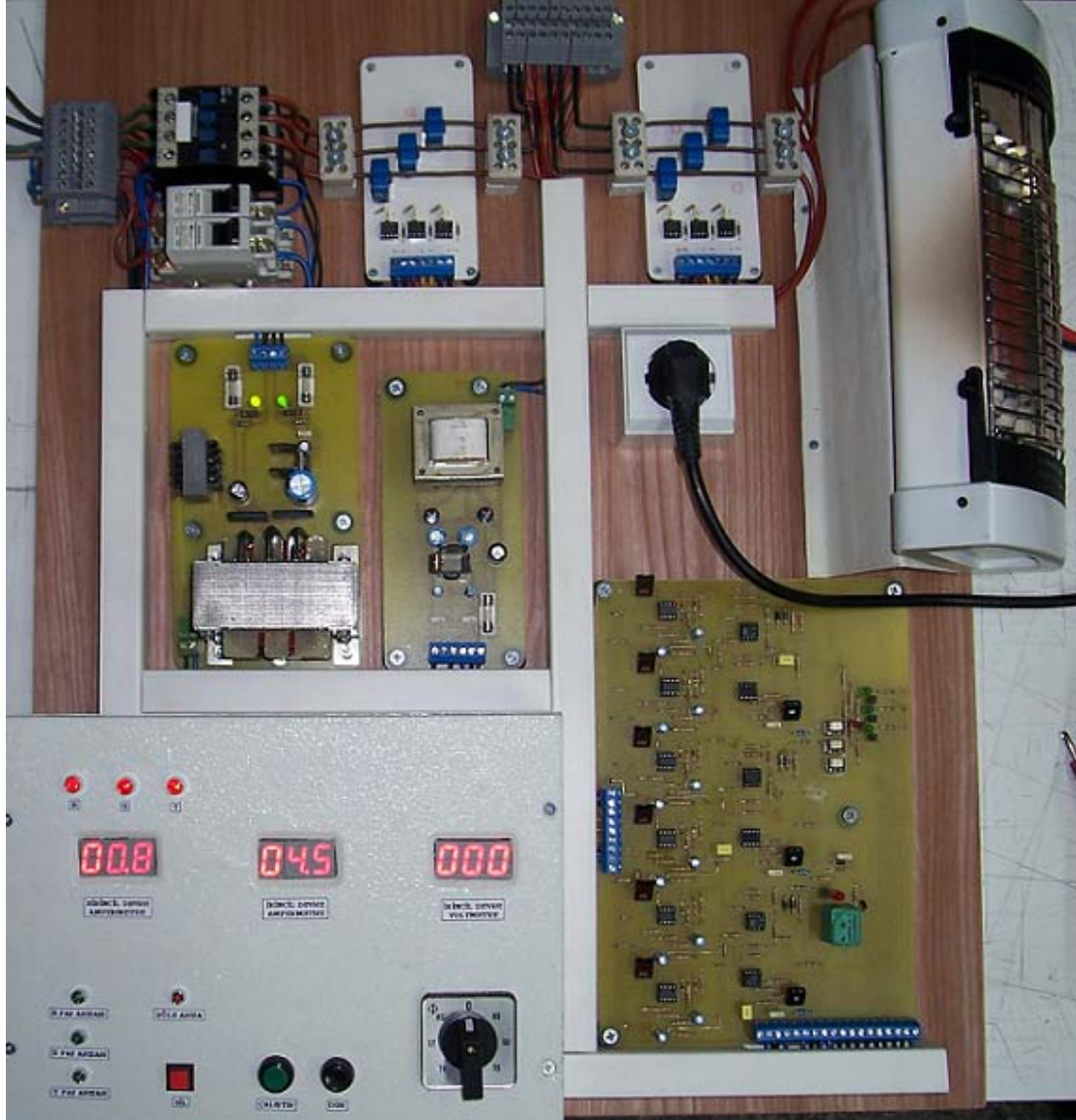


Tasarımı yapılan 3~ diferansiyel röle devresi

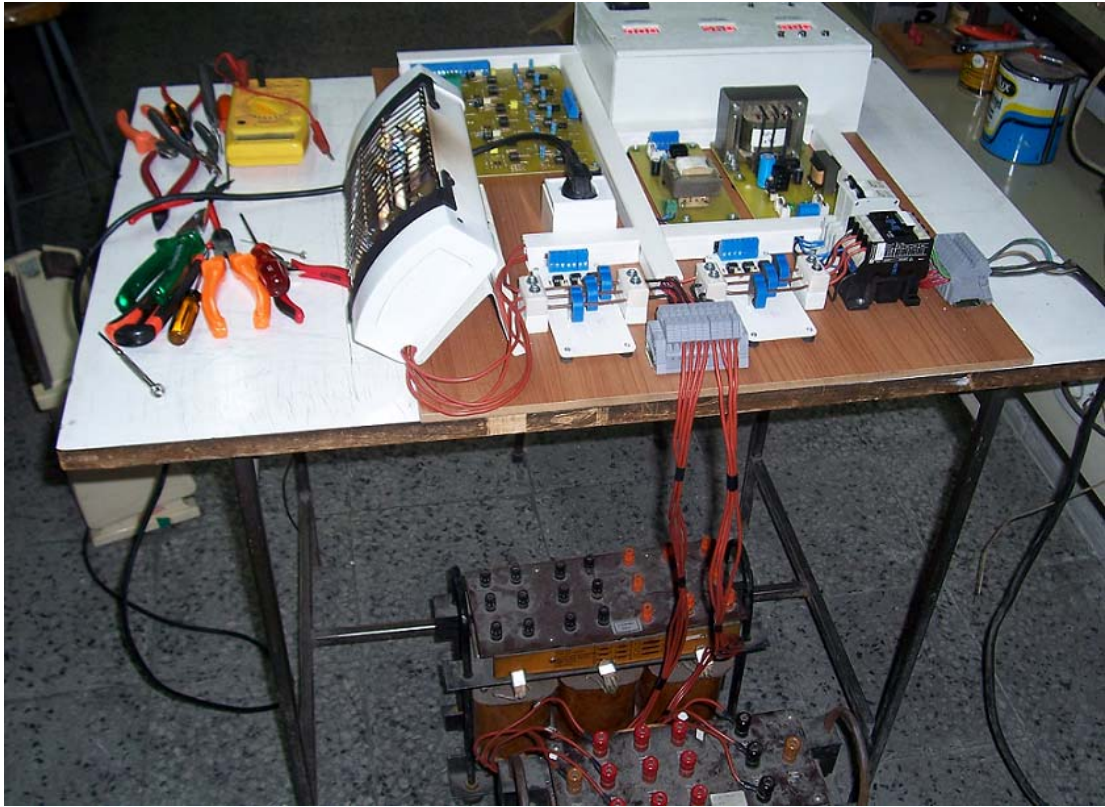


Rölenin çalışması ve RST faz arızası

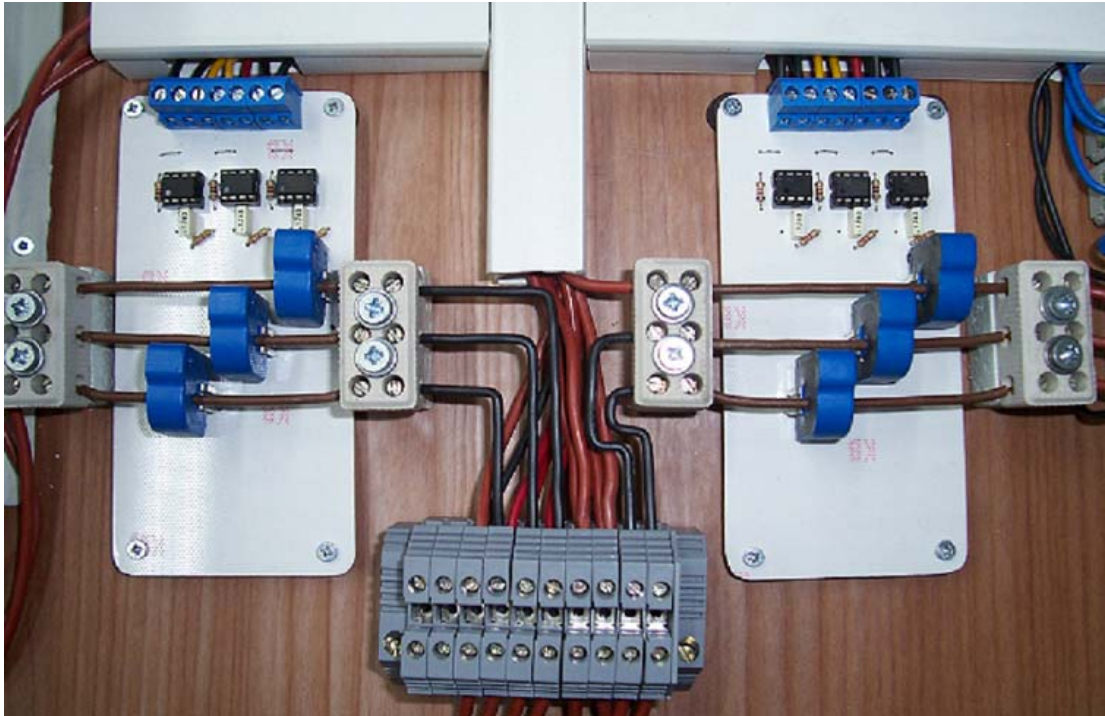
EK-8 TASARIMI YAPILAN DİFERANSİYEL KORUMA RESİMLERİ



Tasarımı yapılan diferansiyel koruma sistemi



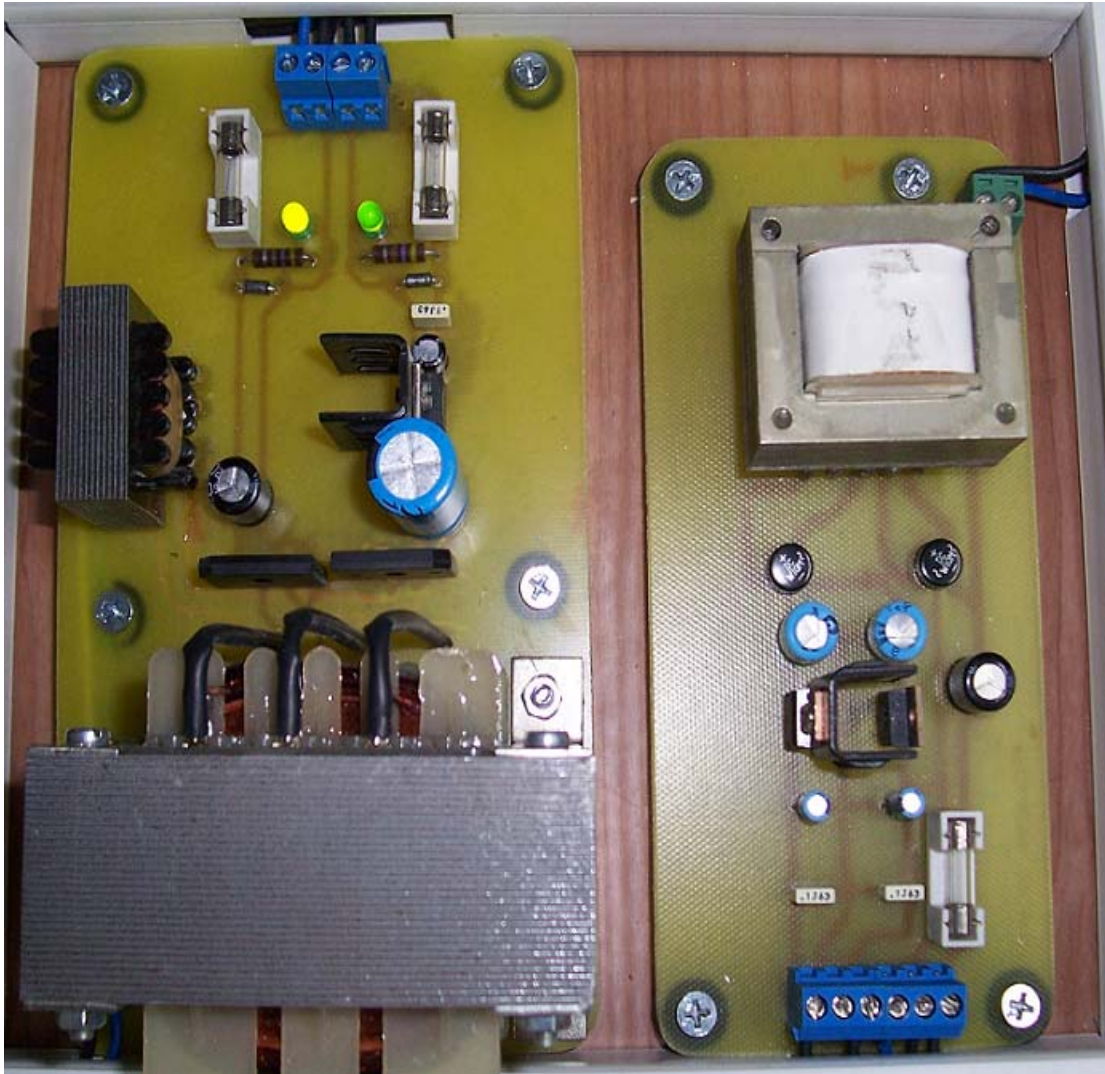
Diferansiyel koruma ile bir transformatörün korunması



Hall etkili dönüştürücülerin devreye bağlanması



Diferansiyel röle kartı



Röle DC güç kaynağı ve sistem DC güç kaynağı kartları



Kontrol paneli

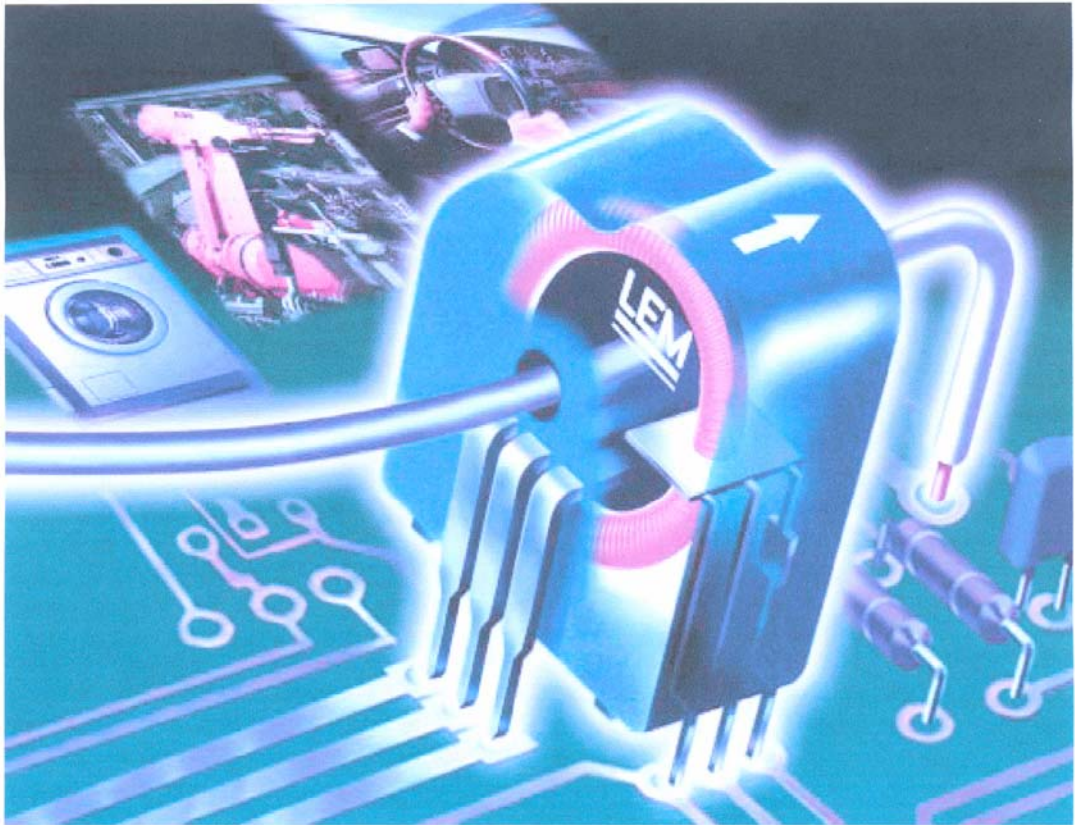


Yük

EK-9 DİFERANSİYEL KORUMA DEVRE ELEMAN KATALOG BİLGİLERİ

Technical
Information

ASIC Based Closed-Loop Transducers
from 6 A up to 25 A nominal

Electronic Components**LEM**

ASIC Based Closed-Loop Transducers from 6 A up to 25 A nominal

By Rüdiger Bürkel, Hans Dieter Huber and Stéphane Rollier

The use of electronics is steadily increasing in all areas of daily life. It starts in the home with domestic appliances, modern communication devices, intelligent HVAC equipment and continues in many areas ranging from computer and automotive technologies to the fully automated control of industrial processes.

In the field of power supplies, a fundamental change in circuit topologies has occurred during the 90's. Here, digital control components are becoming more and more important. This trend can also be observed in power electronics. IGBT power modules (IGBT = Insulated Gate Bipolar Transistor) are becoming increasingly efficient and compact, thus allowing designers, in conjunction with other electronic components, to build smaller, more compact devices. The objective is always an increase in power density (power per volume) and, at the

same time, a reduction in costs. This innovation trend is only possible, if the multitude of new processors is also accompanied by the introduction of appropriate sensors in smaller and more cost-effective versions, equipped with an integrated, electrically isolated interface for measuring the process variables.

Thanks to the creation of ASIC based closed-loop current transducers LTS series, LEM has opened new opportunities for the use of galvanically isolated current measuring technologies in new market segments. The development of these current transducers combines the new construction technology of the magnetic circuit and the integration of the complete electronics in a customer-tailored ASIC (Application Specific Integrated Circuit).

Closed-loop principle

The LTS series is based on the proven closed-loop principle, used by LEM years ago when building the first current transducer. Since that time, this principle has been used with success for electrically isolated measurements of currents and voltages.

Every current carrying conductor (Fig. 1) generates a magnetic field, which is concentrated in a magnetic circuit. This field can be measured in an air gap. For that purpose, a Hall element is used. When it is supplied with a constant current, it has the property of converting the magnetic flux into a voltage. When applying the closed-loop principle, this voltage is used only for balancing the primary and the secondary flux. An additional secondary compensating coil, for example with 2000 turns, carries 1/2000 of the primary current in order to compensate exactly for the field of the primary conductor. The total flux then equals zero.

The compensation circuit accepts DC and AC currents up to the frequency limit of the electronics. Above that value, the transducer works as a normal current transformer with a primary and a secondary winding. This allows electrically isolated measurements of currents up to several hundred kHz.

The LTS series offers the first ASIC based closed-loop current transducers

The complete know-how and experience of LEM has been used for the first time to create an ASIC. All active electronic components, including the Hall sensor, are combined in the central ASIC (Fig. 2).

This integration makes it a lot easier to compensate for the component tolerances and the temperature shift. Moreover, it improves the EMC, and the components design is optimised. In conjunction with the new technology for the construction of the magnetic circuit,

it has been possible to obtain dimensions for the housing, (9.3 mm x 22.2 mm x 24 mm, Fig. 3) which are three times smaller than those of traditional closed-loop current transducers with similar current ranges.

Main characteristics

Table 1 gives an overview of the main characteristics of the current transducers. The power supply voltage is 0; +5 V, which matches the most commonly used processors. In contrast to the existing closed-loop current transducers, which generally exhibit a factor for current-range to nominal-current ratio of 1.5, a ratio of more than 3 can now be obtained. This is a great advantage for most applications. The LTS 25-NP series can precisely measure currents up to 80 A for a maximum nominal current of 25 A. The reference point without any primary current is 2.5 V, which is exactly half of the supply rail voltage. The variation span of the amplified output signal is

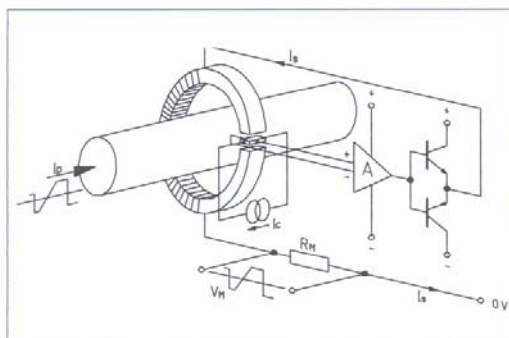


Figure 1 Construction of a closed-loop current transducer

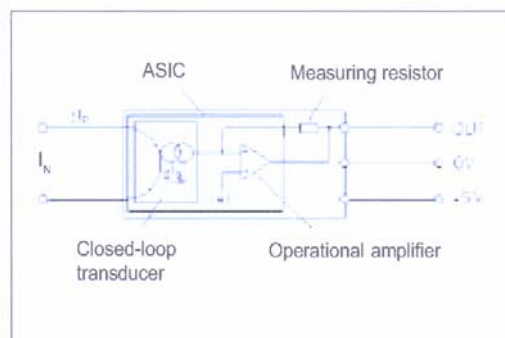


Figure 2 Block diagram of the LTS series

Main characteristics

Primary nominal current I_{PN} of LTS 6/15/25	A rms	6 - 15 - 25
Measuring range	A	19.2 - 48 - 80
Accuracy of the transducer at +25 °C (Non-linearity + amplification + long-term stability)	% $\times I_{PN}$	± 0.2
Total error at +25 °C (0.2% + 0.5% of built-in measuring resistor)	% $\times I_{PN}$	± 0.7
Supply voltage	V	0, +5 ($\pm 5\%$)
Reference voltage	V	+2.5 ($\pm 1\%$)
Temperature drift of reference voltage (typically)	ppm/K	50
Response time @ 90% of I_{PN}	ns	< 400
Bandwidth, < 0,5 dB	kHz	0...100
Test voltage, 50-60 Hz, 1 min	kV	3
Standards		EN 50 178 EN 60 950
Dimensions l x w x h	mm	9.3 x 22.2 x 24
Mass	g	10

Table 1 Technical data of the LTS series

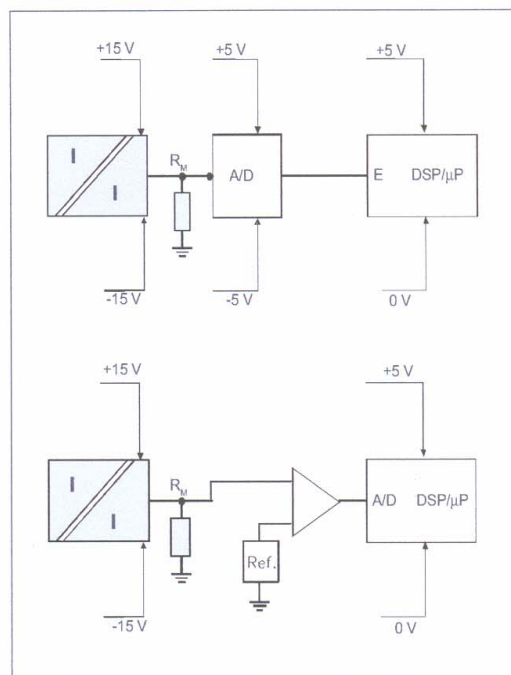


Figure 4 Block diagram of existing digital systems for current measurements

0.625 V/ I_{PN} , which results in an output voltage of 4.5 V at +80 A and 0.5 V at -80 A (e.g. LTS 25-NP). The current transducers also meet the usual standards for Power Electronics Systems.

Excellent accuracy and temperature stability

The series LTS current transducers achieve a total accuracy better than

$\pm 0.2\%$ at 25 °C. This value includes all kinds of transducer specific tolerances, such as linearity errors, error of the number of turns and effects on the long-term stability.

In contrast to the majority of closed-loop current transducers available in the market today, which generally have a current output, here the measuring resistor has been integrated into the transducer. LEM has chosen resistors with an accuracy of

$\pm 0.5\%$ and a temperature drift of 50 ppm/K maximum.

The built-in reference, which is also new, reaches a temperature stability of 100 ppm/K max. The absolute accuracy of the reference is not important since, in most cases, it can be compensated by a processor.

By adding up all tolerances in a temperature range from -10 °C to +85 °C, the following accuracy is obtained for the LTS series for $\Delta T = 60$ K:

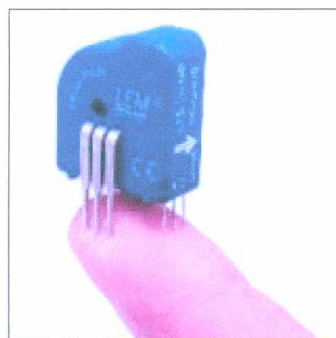


Fig. 3 The compact LTS 25-NP

Accuracy at 25 °C	$\pm 0.2\%$
Tolerance of the measuring resistor	$\pm 0.5\%$
Temperature drift of the measuring resistor 50 ppm/K, $\Delta T = 60$ K	$\pm 0.3\%$
Temperature drift of the reference with regards to I_{PN} (50 ppm/K typ.)	$\pm 1.2\%$
Total error	$\pm 2.2\%$

Power supply with new voltage values

Power supply with new voltage values

Digital control systems generally operate with a supply voltage of 0; +5 V (in the future also 0; +3.3 V). This does not always apply to peripheral active components, as is the case with current transducers available in the market today, since they normally require ± 12 V or ± 15 V to function. So far, the signals have been conditioned by using the A/D converter or analogue converter circuits (Fig. 4). The LTS series (Fig. 5) can do without such conversion feeding directly into

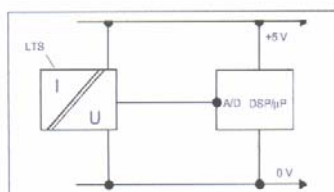


Fig. 5 Block diagram of a digital system for current measurements using the LTS series

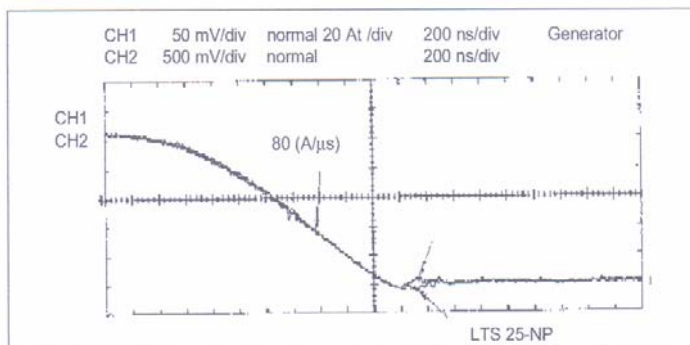


Figure 6 Behaviour of the LTS series at a current change.

the signal processor. The user can now save costs both on the component itself and on surrounding components:

- suppression of additional operational amplifiers, measuring resistor and external reference voltage no longer required,
- smaller size of the printed circuit board, since some components are omitted
- the circuit can possibly do without the ± 15 V supply voltage

Exact reproduction of the waveform at the transducer output

Fast power switching devices such as IGBT's (IGBT = Insulated Gate Bipolar Transistor) require a very fast detection of overcurrents for their protection. At a current slope of $80 \text{ A}/\mu\text{s}$ (Fig. 6), there is practically no delay to be seen, with regards to the primary current. Thanks to the optimum coupling between the primary circuit and the compensating coil, the transformer effect can be optimized.

Wide frequency bandwidth

The excellent coupling characteristics are also reflected in the bandwidth. The 1 dB limit is situated at approx. 200 kHz, and thus exceeds all values of conventional state-of-the-art Hall effect transducers. So far, the 3 dB limit of closed-loop current transducers has been between 100 and 200 kHz.

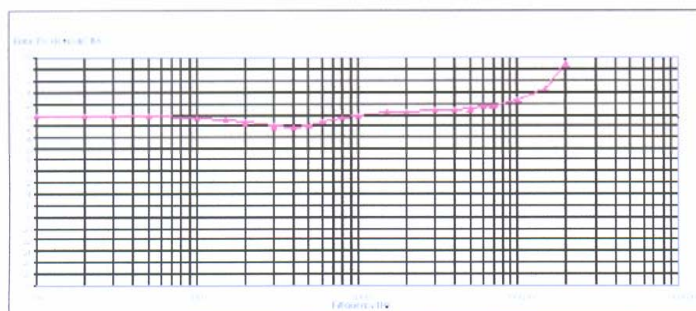


Figure 7 Frequency response of the LTS 25-NP type

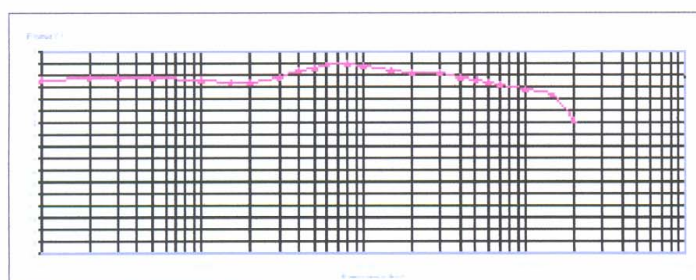


Figure 8 Phase response of the LTS 25-NP

Multifunctional Primary Circuit

Multifunctional Primary Circuit

The construction uses three U-shaped primary terminals and an additional circular hole in the housing, offering the designer greater flexibility to perfectly adapt the measuring range of the current transducer to his application. Fig. 9 shows the different connection possibilities.

In **Variant 1**, all three U-shaped terminals are connected in parallel. This allows the user to measure the maximum primary current.

Variant 2 corresponds to a series connection of the primary terminals, and leads to a reduction of the measuring range by a factor of 3. This offers an accuracy which is three times better at low currents.

The measurement of differential currents is possible with **Variant 3**. The current measured is the difference of the currents $I_1 - I_2$. The second current, which is intentionally fed through the hole, creates any desired clearance distance on the printed circuit board, depending on the potential difference between the two phases.

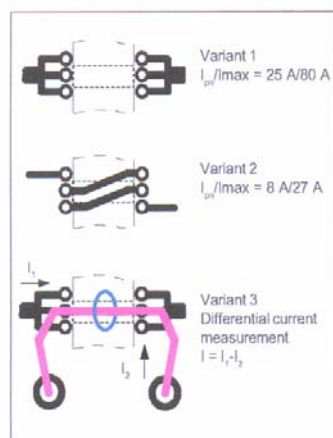


Figure 9 The different possibilities for connecting the primary current circuit (e.g. LTS 25-NP)

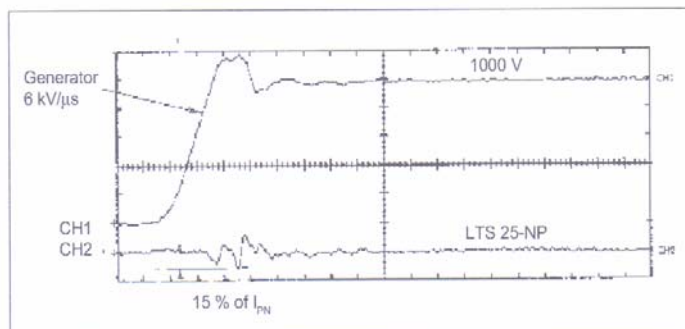


Figure 10 Immunity of the LTS series to dv/dt noise

Behaviour against dv/dt

Any electrical component with galvanic isolation between the primary and the secondary circuit has a capacitive coupling between the isolated potentials. In applications, high switching frequencies, and steep switching slopes (i.e. fast voltage changes on the primary side), will lead to undesirable EMI influences (EMI = Electro Magnetic Interference).

On the secondary side, i.e. at the output of the component, an interference signal appears. A voltage change of $10 \text{ kV}/\mu\text{s}$ in combination with a 10 pF coupling capacity generates a parasitic output current of 100 mA . For the LTS series, this would be eight times the nominal current.

Figure 10 shows the behavior at a voltage change of $6 \text{ kV}/\mu\text{s}$ and an applied voltage of 1000 V . The interference of 15% of I_{pN} is mainly due to the cabling layout of the test bench during measurement. Note the very short duration of the disturbance of less than 200 ns , which can be easily filtered. This is very important with digital regulating circuits using pulse width modulation (PWM). In this case, a small filter is sufficient for the attenuation, in order not to reduce the dynamic characteristics.

Standards

During the design of the LTS series, the regulations of the EN 50178 standard have been taken into consideration. All products comply with 3 kV AC-isolation test voltage, more than 1.5 kV partial discharge extinction voltage and withstand an impulse voltage ($1.2/50 \mu\text{s}$: waveform according to EN 50178 standard) of more than 8 kV .

The material used for the case is listed IIIa as insulating material group according to the same previous standard. All these elements can easily lead to a dimensioning voltage (by using the directives described into the EN 50 178 standard) dependent of the conditions of use in the application. As conditions of use, we can list: simple or reinforced isolation need, pollution Degree linked to the application, the category of overvoltage, PCB tracks layout (to define the creepage and clearance distances - when the product is mounted into the PCB application) and these are inherent in the applications.

All materials are UL-listed (UL = Underwriter's Laboratories). The marking of the product with the CE mark testifies the conformity with the European EMC Directive 89/336 EEC and the low voltage Directive 72/23 EEC.

Practical examples

Practical examples

1. Electrically isolated current measurements on a converter

The LTS series is open to all applications in low-power electronic systems. A typical application field is the classic frequency inverter. Due to its excellent accuracy and immunity to dv/dt noise, it is ideally suited for servo-drive applications.

Figure 11 gives an overview of the various possibilities of electrically isolated current measurements.

Advantages

- excellent linearity for exact measurements of the motor currents
- fast response for obtaining short switch-off times in case of a fault condition, such as an earth leakage or a short circuit,
- good temperature stability allows precise repeatable measurements,
- immunity to high capacitive current changes which can result from long motor cables.

2. Use in vehicles

For the use in vehicles (electric vehicles, fork lift trucks, cars etc.) with voltages up to approx. 80 V, the electrical isolation performance is not important. Here, other product advantages are more decisive:

- construction meets requirements of pick-and-place machines for PCB's
- high availability, as only one active component is integrated,
- the component is fully potted and thus immune to environmental influences.

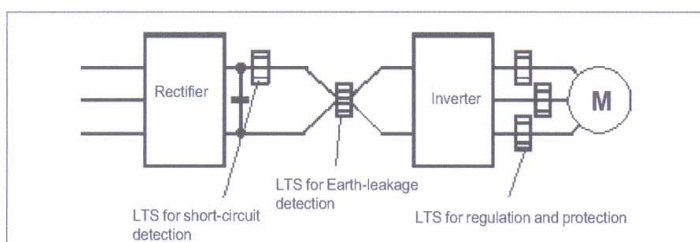


Figure 11: Possibilities of electrically isolated current measurements using the LTS series in an inverter

3. General current monitoring and regulation

The application possibilities are many: Where currents have to be precisely detected, regulated and monitored, the LTS series offers possibilities which, perhaps, have not been seriously considered yet. This applies especially to systems in which, until now, only the alternating current has been measured. Non-linear loads are increasingly generating non-sinusoidal waveforms, which contain DC currents. The LTS series offers a good alternative to the classic transformers, because they can measure both DC and AC currents with the same device.

It can also be used in DC devices such as power supplies, battery-powered equipment or DC drives. In this case, the LTS series offers the following advantages over a shunt resistor:

- much lower power losses,
- electrical isolation,
- better EMI immunity.



Figure 12 Use of the LTS series in an inverter for its regulation and protection. (Photo LEM, with the kind permission of REFU ELEKTRONIK GmbH)

Summary

Summary

Table 2 shows all advantages and applications of the LTS series. This product is the result of a long development process based on many application-specific solution details. These have been created in partnership and co-operation with development and design engineers, where the exchange of ideas and information has played a major role. The objective was to improve the customers' products in a very competitive environment.

This allows LEM to create innovative and cost-effective product solutions, which offer both the user and the manufacturer new possibilities of automated production with repeatable performances and a high quality level.

Based on the technologies used for the LTS series, further ASIC based closed-loop current transducers offering higher current ranges or larger operating temperature ranges will follow.

Table 2 Advantages and applications of the LTS current transducer in an overview

Advantages of the LTS series

- Using a unipolar power supply 0; +5 V, positive and negative currents can be measured.
- High temperature stability and low drift.
- Multirange concept allows a multitude of terminal wirings.
- Low power consumption.
- The closed loop principle provides an excellent linearity, a wide frequency range with a short response time, a wide measuring range and the capability of measuring short current pulses.
- Production-friendliness due to simple mounting.
- Cost-effective solution.

Applications

The LTS opens all applications in low-power electronic systems such as variable speed drives, electrical drives for industrial use in heating, ventilation and air conditioning as well as in appliances and industrial devices, servo drives, small uninterruptible power supplies (UPS), power supplies and amplifiers, energy management systems and general applications of current monitoring.

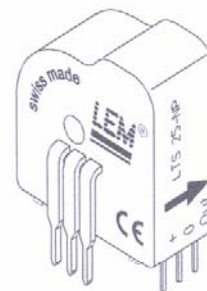


Multi-Range Current Transducer LTS 6-NP, LTS 15-NP, LTS 25-NP

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed, mixed, with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



$$I_{PN} = 6 - 15 - 25 \text{ A}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	6/15/25	At
I_P	Primary current, measuring range	0 .. $\pm 19.2/48/80$	At
V_{OUT}	Analog output voltage @ $I_P = 0$	$2.5 \pm (0.625 \cdot I_P / I_{PN})$	V
		2.5 ¹⁾	V
N_S	Number of secondary turns ($\pm 0.1\%$)	2000	
R_L	Load resistance	≥ 2	k Ω
R_{IM}	Internal measuring resistance ($\pm 0.5\%$)	208.33/83.33/50	Ω
TCR_{IM}	Thermal drift of R_{IM}	< 50	ppm/K
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	5	V
I_C	Current consumption @ $V_C = 5 \text{ V}$ Typ	$23 + I_S^{21} + (V_{OUT} / R_L)$	mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50/60 Hz, 1 mn	3	kV
V_e	R.m.s. voltage for partial discharge extinction @ 10 pC	> 1.5	kV
V_w	Impulse withstand voltage 1.2/50 μ s	> 8	kV

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.2	%
	Accuracy with R_{IM} @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.7	%
ϵ_L	Linearity	< 0.1	%

TCV_{OUT}	Thermal drift of V_{OUT} @ $I_P = 0 - 10^\circ\text{C} \dots + 85^\circ\text{C}$	LTS 6	Typ	Max
		LTS 15	80	250 ppm/K
		LTS 25	65	120 ppm/K
			50	100 ppm/K
TCE_G	Thermal drift of the gain $- 10^\circ\text{C} \dots + 85^\circ\text{C}$		50 ³⁾	ppm/K
V_{OM}	Residual voltage @ $I_P = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$	$5 \times I_{PN}$	± 0.5	mV
		$10 \times I_{PN}$	± 2	mV
			± 2	mV
t_{Ta}	Reaction time @ 10 % of I_{PN}		< 50	ns
t_r	Response time @ 90 % of I_{PN}		< 400	ns
di/dt	di/dt accurately followed		$> 15/35/60$	A/ μ s
f	Frequency bandwidth (0 .. -0.5 dB)		DC .. 100	kHz
			DC .. 200	kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	$- 10 \dots + 85$	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	$- 25 \dots + 100$	$^\circ\text{C}$
	Insulating material group	III a	
m	Mass Standards ⁴⁾		g
		EN 50178	
		EN 60950	

Notes: ¹⁾ Absolute value @ $T_A = 25^\circ\text{C}$, $2.475 < V_{OUT} < 2.525$

²⁾ Please see the operation principle on the other side

³⁾ Only due to TCR_{IM}

⁴⁾ Specification according to IEC 1000-4-3 are not guaranteed between 180 and 220 MHz.

Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Unipolar voltage supply
- Compact design for PCB mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0
- Incorporated measuring resistance
- Extended measuring range.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Very low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

OPTOCOUPLEDERS: WHEN & HOW TO USE THEM

There are many situations where signals and data need to be transferred from one subsystem to another within a piece of electronics equipment, or from one piece of equipment to another, without making a direct 'ohmic' electrical connection. Often this is because the source and destination are (or may be at times) at very different voltage levels, like a microprocessor which is operating from 5V DC but being used to control a triac which is switching 240V AC. In such situations the link between the two must be an *isolated* one, to protect the microprocessor from overvoltage damage.

Relays can of course provide this kind of isolation, but even small relays tend to be fairly bulky compared with ICs and many of today's other miniature circuit components. Because they're electro-mechanical, relays are also not as reliable — and only capable of relatively low speed operation. Where small size, higher speed and greater reliability are important, a much better alternative is to use an *optocoupler*. These use a beam of light to transmit the signals or data across an electrical barrier, and achieve excellent isolation.

Optocouplers typically come in a small 6-pin or 8-pin IC package, but are essentially a combination of two distinct devices: an optical *transmitter*, typically a gallium arsenide LED (light-emitting diode) and an optical *receiver* such as a phototransistor or light-triggered diac. The two are separated by a transparent barrier which blocks any electrical current flow between the two, but does allow the passage of light. The basic idea is shown in Fig.1, along with the usual circuit symbol for an optocoupler.

Usually the electrical connections to the LED section are brought out to the pins on one side of the package and those for the phototransistor or diac to the other side, to physically separate them as much as possible. This usually allows optocouplers to withstand voltages of anywhere between 500V and 7500V between input and output.

Optocouplers are essentially digital or switching devices, so they're best for transferring either on-off control signals or digital data. Analog signals can be transferred by means of frequency or pulse-width modulation.

Key Parameters

The most important parameter for most optocouplers is their transfer efficiency, usually measured in terms of their

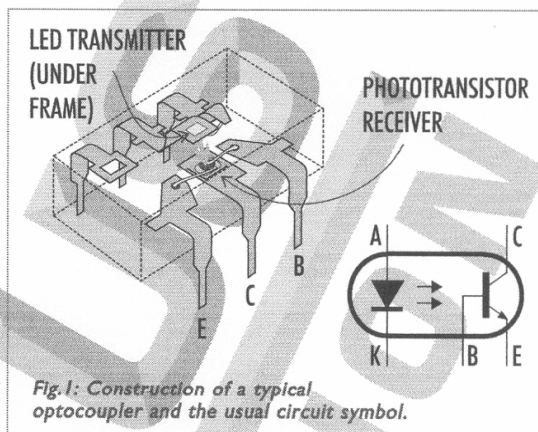


Fig.1: Construction of a typical optocoupler and the usual circuit symbol.

current transfer ratio or **CTR**. This is simply the ratio between a current change in the output transistor and the current change in the input LED which produced it. Typical values for CTR range from 10% to 50% for devices with an output phototransistor and up to 2000% or so for those with a Darlington transistor pair in the output. Note, however that in most devices CTR tends to vary with absolute current level. Typically it peaks at a LED current level of about 10mA, and falls away at both higher and lower current levels.

Other optocoupler parameters include the output transistor's maximum collector-emitter voltage rating **V_{CE(max)}**, which limits the supply voltage in the output circuit; the input LED's maximum current rating **I_{F(max)}**, which is used to calculate the minimum value for its series resistor; and the optocoupler's **bandwidth**, which determines the highest signal frequency that can be transferred through it — determined mainly by internal device construction and the performance of the output phototransistor. Typical opto-couplers with a single output phototransistor may have a bandwidth of 200 - 300kHz, while those with a Darlington pair are usually about 10 times lower, at around 20 - 30kHz.

How They're Used

Basically the simplest way to visualise an optocoupler is in terms of its two main components: the input LED and the output transistor or diac. As the two are electrically isolated, this gives a fair amount of flexibility when it comes to connecting them into circuit. All we really have to do is work out a convenient way of turning the input LED on and off, and using the resulting switching of the photo-transistor/diac to generate an output waveform or logic

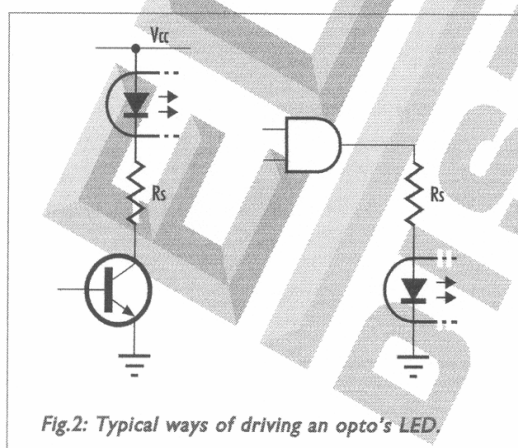


Fig.2: Typical ways of driving an opto's LED.

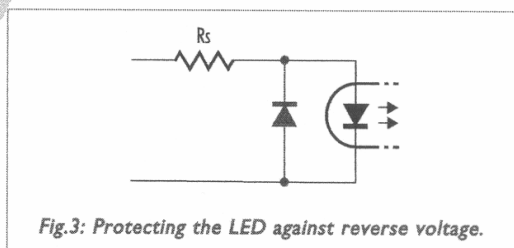
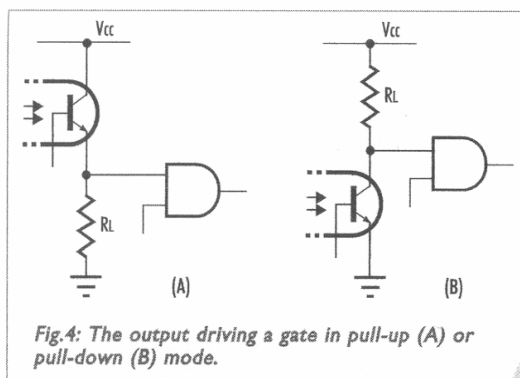


Fig.3: Protecting the LED against reverse voltage.



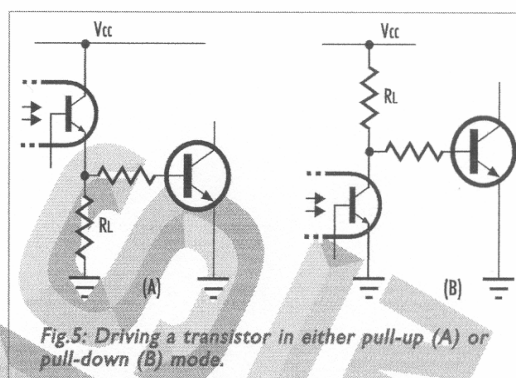
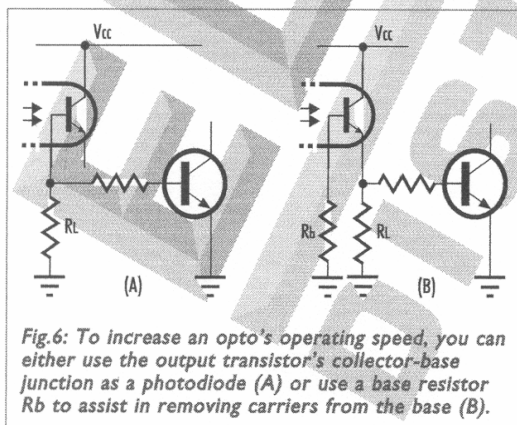
signal that is compatible with our output circuitry.

For example just like a discrete LED, you can drive an optocoupler's input LED from a transistor or logic gate/buffer. All that's needed is a series resistor to set the current level when the LED is turned on. And regardless of whether you use a transistor or logic buffer to drive the LED, you still have the option of driving it in 'pull down' or 'pull up' mode — see Fig.2. This means you can arrange for the LED, and hence the optocoupler, to be either 'on' or 'off' for a logic high (or low) in the driving circuitry.

In some circuits, there may be a chance that at times the driving voltage fed to the input LED could have reversed polarity (due to a swapped cable connection, for example). This can cause damage to the device, because optocoupler LEDs tend to have quite a low reverse voltage rating: typically only 3 - 5V. So if this is a possibility, a reversed-polarity diode should be connected directly across the LED as shown in Fig.3.

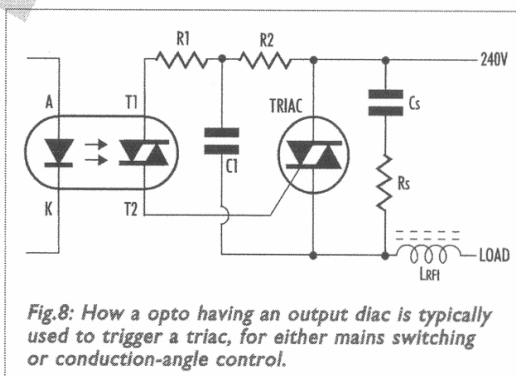
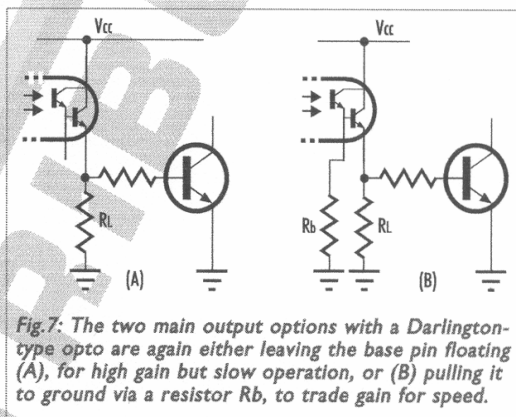
On the output side, there are again a number of possible connections even with a typical optocoupler of the type having a single phototransistor receiver (such as the 4N25 or 4N28). In most cases the transistor is simply connected as a light-operated switch, in series with a load resistor R_L (see Fig.4). The base of the transistor is left unconnected, and the choice is between having the transistor at the top of the load resistor (Fig.4A) or at the bottom (Fig.4B) — i.e., in either pull-up or pull-down mode. This again gives plenty of flexibility for driving either logic gates or transistors, as shown in Fig.5.

If a higher bandwidth is needed, this can be achieved by using only the collector and base connections, and using the transistor as a photodiode (Fig.6A). This lowers the optocoupler's CTR and transfer gain, considerably, but can increase the bandwidth to 30MHz or so. An alternative



approach is still to use the output device as a photo-transistor, but tie the base down to ground (or the emitter) via a resistor R_b , to assist in removal of stored charge (Fig.6B). This can extend the opto's bandwidth usefully (although not dramatically), without lowering the CTR and transfer gain any more than is necessary. Typically you'd start with a resistor value of $1M\Omega$, and reduce it gradually down to about $47k\Omega$ to see if the desired bandwidth can be reached.

A variation on the standard optocoupler with a single output phototransistor is the type having a photo-Darlington transistor pair in the output (Fig.7), such as the 6N138. As mentioned earlier this type of device gives a much higher CTR and transfer gain, but with a significant penalty in terms of bandwidth. Connecting a base tieback resistor as in Fig.7B can again allow a useful extension of bandwidth without sacrificing too much in terms of transfer gain.



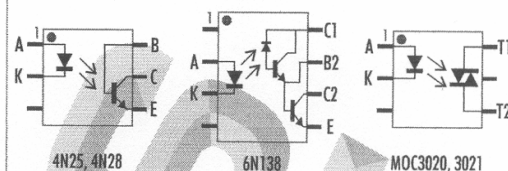
The other main type of optocoupler you'll tend to encounter is the type having an output diac or bilateral switch, and intended for use in driving a triac or SCR. Examples of these are the MOC3020 and MOC3021. Here the output side of the optocoupler is designed to be connected directly into the triggering circuit of the triac (Fig.8), where it's operating from and floating at full AC mains potential.

As you'd expect the output diac is connected into the triac gate triggering circuit in much the same way as a discrete diac. You need a filter/delay circuit before the diac (R1-2 and C1) and the usual snubber circuit across the triac (Rs, Cs) to ensure correct triggering with inductive loads. Normally you'd also need at least an RFI suppressor choke LRFI as well, plus a suitable capacitor across the load.

Basic performance specs for the optocouplers stocked by Electus Distribution are shown in the table at right, while their pin connections are shown at top right.

(Copyright © 2001, Electus Distribution)

Common Optocoupler Connections and Basic Specs



TYPE	ISOLATION (V _{iso})	INPUT LED I _{F(max)}	OUTPUT V _{CE(max)}	CTR _{min} (@ I _F)	BANDWIDTH (kHz)
4N25	5300V _{rms}	80mA	7V	20% (10mA)	300
4N28	5300V _{rms}	80mA	7V	10% (10mA)	300
6N138	2500V _{rms}	20mA	7V	300% (1.6mA)	~20
MOC3020	7500V _{pk}	50mA	V _{off} = 400V	(Trig. @ 30mA)	—
MOC3021	7500V _{pk}	50mA	V _{off} = 400V	(Trig. @ 15mA)	—

Thyristors logic level

BT169 series

GENERAL DESCRIPTION

Passivated, sensitive gate thyristors in a plastic envelope, intended for use in general purpose switching and phase control applications. These devices are intended to be interfaced directly to microcontrollers, logic integrated circuits and other low power gate trigger circuits.

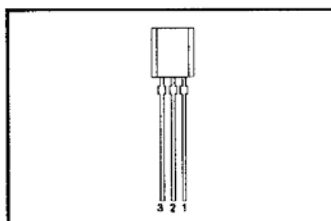
QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	MAX	MAX	MAX	MAX	UNIT
	BT169					
V_{ORM}, V_{RRM}	Repetitive peak off-state voltages	B 200	D 400	E 500	G 600	V
$I_{T(AV)}$	Average on-state current	0.5	0.5	0.5	0.5	A
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current	0.8	0.8	0.8	0.8	A
I_{TSM}	Non-repetitive peak on-state current	8	8	8	8	A

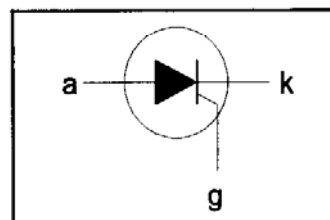
PINNING - TO92 variant

PIN	DESCRIPTION
1	anode
2	gate
3	cathode

PIN CONFIGURATION



SYMBOL



LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.				UNIT
				B 200 ¹	D 400 ¹	E 500 ¹	G 600 ¹	
V_{ORM}, V_{RRM}	Repetitive peak off-state voltages		-					V
$I_{T(AV)}$	Average on-state current	half sine wave; $T_{load} \leq 83^\circ\text{C}$	-	0.5				A
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current	all conduction angles	-	0.8				A
I_{TSM}	Non-repetitive peak on-state current	$t = 10\text{ ms}$	-	8				A
		$t = 8.3\text{ ms}$	-	9				A
I^2t	I^2t for fusing	half sine wave; $T_j = 25^\circ\text{C}$ prior to surge	-	0.32				A ² s
di/dt	Repetitive rate of rise of on-state current after triggering	$t = 10\text{ ms}$ $I_M = 2\text{ A}; I_G = 10\text{ mA};$ $di_G/dt = 100\text{ mA}/\mu\text{s}$	-	50				A/ μs
I_{GM}	Peak gate current		-	1				A
V_{GM}	Peak gate voltage		-	5				V
V_{RGM}	Peak reverse gate voltage		-	5				V
P_{GM}	Peak gate power		-	2				W
$P_{G(AV)}$	Average gate power	over any 20 ms period	-	0.1				W
T_{stg}	Storage temperature		-40	150				$^\circ\text{C}$
T_j	Operating junction temperature		-	125				$^\circ\text{C}$

¹ Although not recommended, off-state voltages up to 800V may be applied without damage, but the thyristor may switch to the on-state. The rate of rise of current should not exceed 15 A/ μs .

Thyristors

logic level

BT169 series

THERMAL RESISTANCES

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{th\ j-load}$	Thermal resistance junction to lead		-	-	60	K/W
$R_{th\ j-a}$	Thermal resistance junction to ambient	pcb mounted; lead length = 4mm	-	150	-	K/W

STATIC CHARACTERISTICS

$T_j = 25\ ^\circ\text{C}$ unless otherwise stated

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_{GT}	Gate trigger current	$V_D = 12\text{ V}$; $I_T = 10\text{ mA}$; gate open circuit	-	50	200	μA
I_L	Latching current	$V_D = 12\text{ V}$; $I_{GT} = 0.5\text{ mA}$; $R_{GK} = 1\text{ k}\Omega$	-	2	6	mA
I_H	Holding current	$V_D = 12\text{ V}$; $I_{GT} = 0.5\text{ mA}$; $R_{GK} = 1\text{ k}\Omega$	-	2	5	mA
V_T	On-state voltage	$I_T = 1\text{ A}$	-	1.2	1.35	V
V_{GT}	Gate trigger voltage	$V_D = 12\text{ V}$; $I_T = 10\text{ mA}$; gate open circuit	-	0.5	0.8	V
		$V_D = V_{DRM(max)}$; $I_T = 10\text{ mA}$; $T_j = 125\ ^\circ\text{C}$; gate open circuit	0.2	0.3	-	V
I_D, I_R	Off-state leakage current	$V_D = V_{DRM(max)}$; $V_R = V_{RRM(max)}$; $T_j = 125\ ^\circ\text{C}$; $R_{GK} = 1\text{ k}\Omega$	-	0.05	0.1	mA

DYNAMIC CHARACTERISTICS

$T_j = 25\ ^\circ\text{C}$ unless otherwise stated

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
dV_D/dt	Critical rate of rise of off-state voltage	$V_{DM} = 67\% V_{DRM(max)}$; $T_j = 125\ ^\circ\text{C}$; exponential waveform; $R_{GK} = 1\text{ k}\Omega$	500	800	-	$\text{V}/\mu\text{s}$
t_{gt}	Gate controlled turn-on time	$I_{TM} = 2\text{ A}$; $V_D = V_{DRM(max)}$; $I_G = 10\text{ mA}$; $dI_G/dt = 0.1\text{ A}/\mu\text{s}$	-	2	-	μs
t_q	Circuit commutated turn-off time	$V_D = 67\% V_{DRM(max)}$; $T_j = 125\ ^\circ\text{C}$; $I_{TM} = 1.6\text{ A}$; $V_R = 35\text{ V}$; $dI_{TM}/dt = 30\text{ A}/\mu\text{s}$; $dV_D/dt = 2\text{ V}/\mu\text{s}$; $R_{GK} = 1\text{ k}\Omega$	-	100	-	μs

Thyristors
logic level

BT169 series

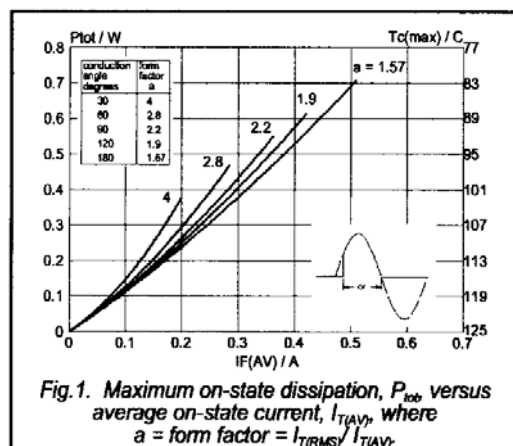


Fig. 1. Maximum on-state dissipation, P_{tot} versus average on-state current, $I_{T(AV)}$, where $a = \text{form factor} = I_{T(RMS)} / I_{T(AV)}$.

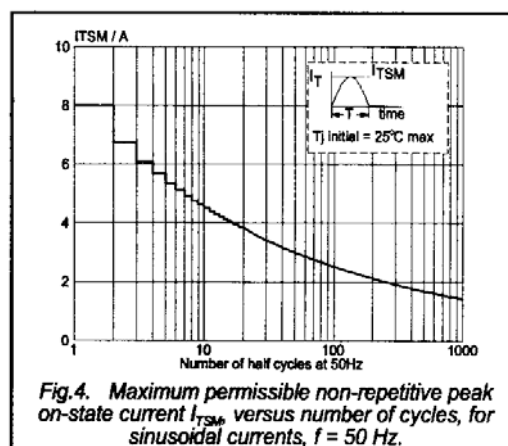


Fig. 4. Maximum permissible non-repetitive peak on-state current I_{TSM} versus number of cycles, for sinusoidal currents, $f = 50 \text{ Hz}$.

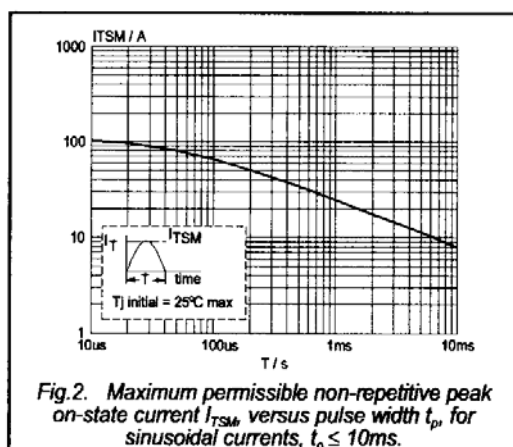


Fig. 2. Maximum permissible non-repetitive peak on-state current I_{TSM} versus pulse width t_p , for sinusoidal currents, $t_p \leq 10 \text{ ms}$.

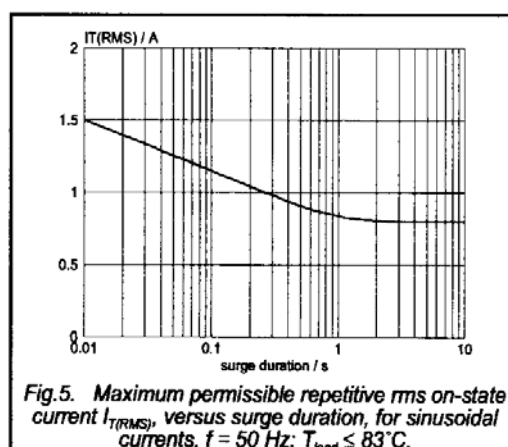


Fig. 5. Maximum permissible repetitive rms on-state current $I_{T(RMS)}$ versus surge duration, for sinusoidal currents, $f = 50 \text{ Hz}$; $T_{lead} \leq 83^\circ\text{C}$.

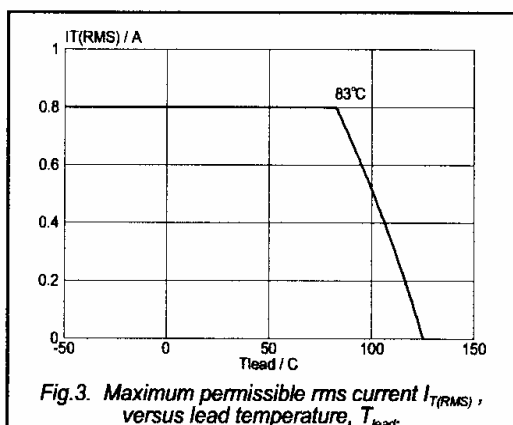


Fig. 3. Maximum permissible rms current $I_{T(RMS)}$ versus lead temperature, T_{lead} .

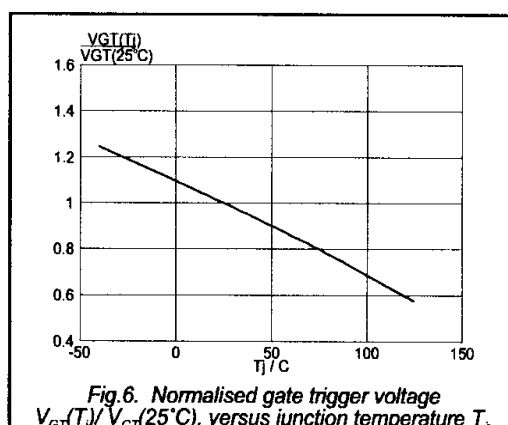
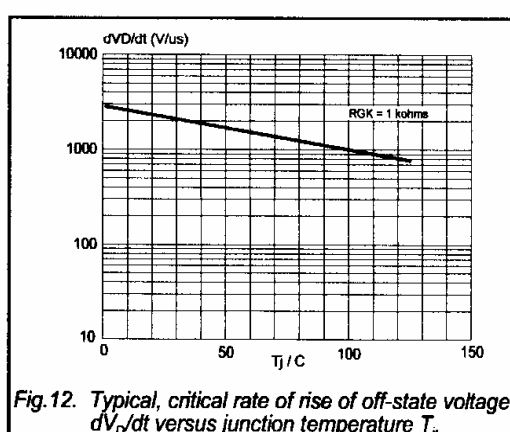
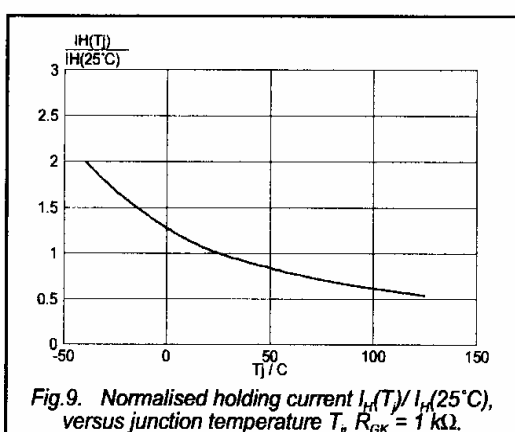
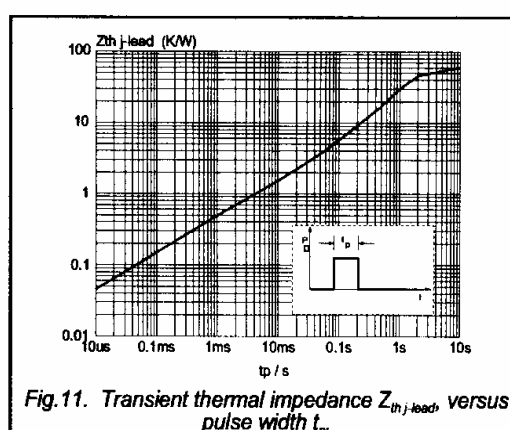
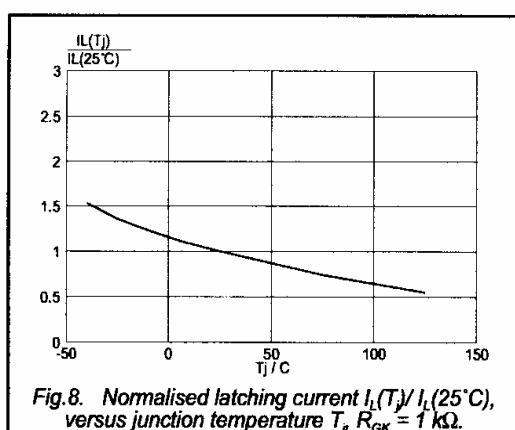
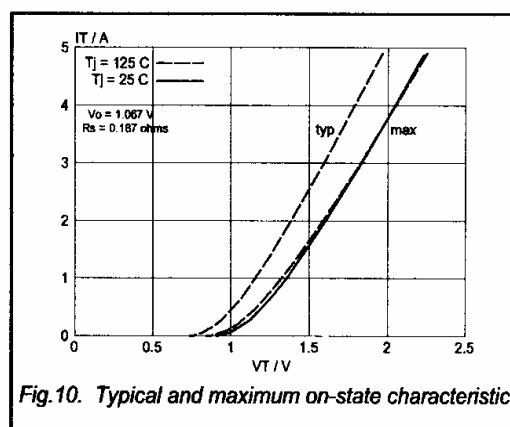
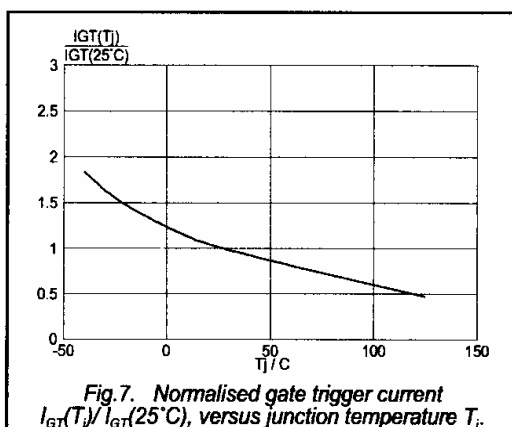


Fig. 6. Normalised gate trigger voltage $V_{GT}(T) / V_{GT}(25^\circ\text{C})$, versus junction temperature T_j .

Thyristors

logic level

BT169 series



MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

 Order this document
 by 1N5817/D

Axial Lead Rectifiers

... employing the Schottky Barrier principle in a large area metal-to-silicon power diode. State-of-the-art geometry features chrome barrier metal, epitaxial construction with oxide passivation and metal overlap contact. Ideally suited for use as rectifiers in low-voltage, high-frequency inverters, free wheeling diodes, and polarity protection diodes.

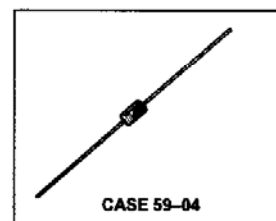
- Extremely Low v_f
- Low Stored Charge, Majority Carrier Conduction
- Low Power Loss/High Efficiency

Mechanical Characteristics

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 0.4 gram (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 220°C Max. for 10 Seconds, 1/16" from case
- Shipped in plastic bags, 1000 per bag.
- Available Tape and Reeled, 5000 per reel, by adding a "RL" suffix to the part number
- Polarity: Cathode Indicated by Polarity Band
- Marking: 1N5817, 1N5818, 1N5819

1N5817
1N5818
1N5819

 1N5817 and 1N5819 are
 Motorola Preferred Devices

SCHOTTKY BARRIER
RECTIFIERS
1 AMPERE
20, 30 and 40 VOLTS


MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	1N5817	1N5818	1N5819	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	20	30	40	V
Non-Repetitive Peak Reverse Voltage	V_{RSM}	24	36	48	V
RMS Reverse Voltage	$V_R(RMS)$	14	21	28	V
Average Rectified Forward Current (2) ($V_R(\text{equiv}) \leq 0.2 V_R(\text{dc})$, $T_L = 90^\circ\text{C}$, $R_{\theta JA} = 80^\circ\text{C/W}$, P.C. Board Mounting, see Note 2, $T_A = 55^\circ\text{C}$)	I_O	1.0			A
Ambient Temperature (Rated $V_R(\text{dc})$, $P_F(AV) = 0$, $R_{\theta JA} = 80^\circ\text{C/W}$)	T_A	85	80	75	$^\circ\text{C}$
Non-Repetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions, half-wave, single phase 60 Hz, $T_L = 70^\circ\text{C}$)	I_{FSM}	25 (for one cycle)			A
Operating and Storage Junction Temperature Range (Reverse Voltage applied)	T_J , T_{stg}	-65 to +125			$^\circ\text{C}$
Peak Operating Junction Temperature (Forward Current applied)	$T_J(pk)$	150			$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS (2)

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	80	$^\circ\text{C/W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_L = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted) (2)

Characteristic	Symbol	1N5817	1N5818	1N5819	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) ($I_F = 0.1 \text{ A}$) ($I_F = 1.0 \text{ A}$) ($I_F = 3.0 \text{ A}$)	v_F	0.32 0.45 0.75	0.33 0.55 0.875	0.34 0.6 0.9	V
Maximum Instantaneous Reverse Current @ Rated dc Voltage (1) ($T_L = 25^\circ\text{C}$) ($T_L = 100^\circ\text{C}$)	I_R	1.0 10	1.0 10	1.0 10	mA

(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle = 2.0%.

(2) Lead Temperature reference is cathode lead 1/32" from case.

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

Rev 3

© Motorola, Inc. 1996



1N5817 1N5818 1N5819**NOTE 1 — DETERMINING MAXIMUM RATINGS**

Reverse power dissipation and the possibility of thermal runaway must be considered when operating this rectifier at reverse voltages above 0.1 V_{RWM} . Proper derating may be accomplished by use of equation (1).

$$T_{A(max)} = T_{J(max)} - R_{\theta JA} P_{F(AV)} - R_{\theta JA} P_{R(AV)} \quad (1)$$

where $T_{A(max)}$ = Maximum allowable ambient temperature

$T_{J(max)}$ = Maximum allowable junction temperature
(125°C or the temperature at which thermal runaway occurs, whichever is lowest)

$P_{F(AV)}$ = Average forward power dissipation

$P_{R(AV)}$ = Average reverse power dissipation

$R_{\theta JA}$ = Junction-to-ambient thermal resistance

Figures 1, 2, and 3 permit easier use of equation (1) by taking reverse power dissipation and thermal runaway into consideration. The figures solve for a reference temperature as determined by equation (2).

$$T_R = T_{J(max)} - R_{\theta JA} P_{R(AV)} \quad (2)$$

Substituting equation (2) into equation (1) yields:

$$T_{A(max)} = T_R - R_{\theta JA} P_{F(AV)} \quad (3)$$

Inspection of equations (2) and (3) reveals that T_R is the ambient temperature at which thermal runaway occurs or where $T_J = 125^\circ\text{C}$, when forward power is zero. The transition from one boundary condition to the other is evident on the curves of Figures 1, 2, and 3 as a difference in the rate of change of the slope in the vicinity of 115°C . The data of Figures 1, 2, and 3 is based upon dc conditions. For use in common rectifier circuits, Table 1 indicates suggested factors for an equivalent dc voltage to use for conservative design, that is:

$$V_{R(equiv)} = V_{in(PK)} \times F \quad (4)$$

The factor F is derived by considering the properties of the various rectifier circuits and the reverse characteristics of Schottky diodes.

EXAMPLE: Find $T_{A(max)}$ for 1N5818 operated in a 12-volt dc supply using a bridge circuit with capacitive filter such that $I_{DC} = 0.4 \text{ A}$ ($I_{F(AV)} = 0.5 \text{ A}$), $I_{(FM)}/I_{(AV)} = 10$, Input Voltage = 10 V(rms), $R_{\theta JA} = 80^\circ\text{C/W}$.

Step 1. Find $V_{R(equiv)}$. Read $F = 0.65$ from Table 1,

$$\therefore V_{R(equiv)} = (1.41)(10)(0.65) = 9.2 \text{ V.}$$

Step 2. Find T_R from Figure 2. Read $T_R = 109^\circ\text{C}$

$$@ V_R = 9.2 \text{ V and } R_{\theta JA} = 80^\circ\text{C/W.}$$

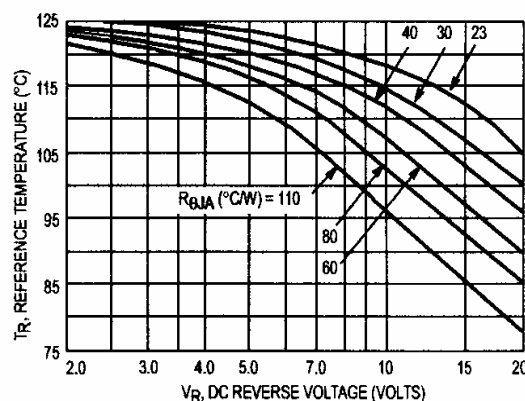
Step 3. Find $P_{F(AV)}$ from Figure 4. **Read $P_{F(AV)} = 0.5 \text{ W}$

$$@ \frac{I_{(FM)}}{I_{(AV)}} = 10 \text{ and } I_{F(AV)} = 0.5 \text{ A.}$$

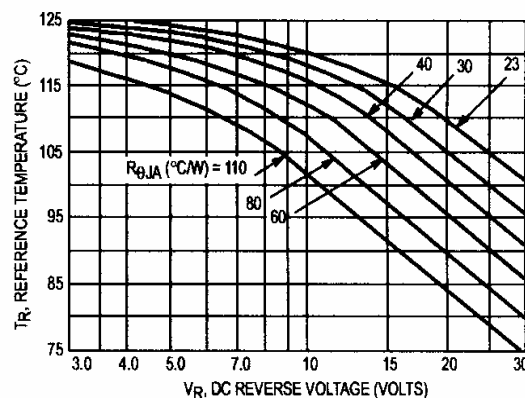
Step 4. Find $T_{A(max)}$ from equation (3).

$$T_{A(max)} = 109 - (80)(0.5) = 69^\circ\text{C.}$$

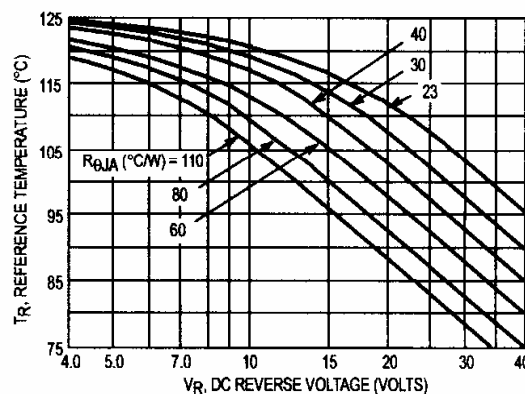
**Values given are for the 1N5818. Power is slightly lower for the 1N5817 because of its lower forward voltage, and higher for the 1N5819.



**Figure 1. Maximum Reference Temperature
1N5817**



**Figure 2. Maximum Reference Temperature
1N5818**



**Figure 3. Maximum Reference Temperature
1N5819**

Table 1. Values for Factor F

Circuit	Half Wave		Full Wave, Bridge		Full Wave, Center Tapped*†	
	Resistive	Capacitive*	Resistive	Capacitive	Resistive	Capacitive
Sine Wave	0.5	1.3	0.5	0.65	1.0	1.3
Square Wave	0.75	1.5	0.75	0.75	1.5	1.5

*Note that $V_{R(PK)} = 2.0 V_{in(PK)}$

† Use line to center tap voltage for V_{in} .

μ A7800 SERIES POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS

SLVS056E – MAY 1976 – REVISED JULY 1999

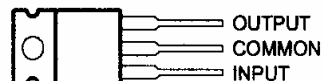
- 3-Terminal Regulators
- Output Current up to 1.5 A
- Internal Thermal-Overload Protection
- High Power-Dissipation Capability
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Direct Replacements for Fairchild μ A7800 Series

description

This series of fixed-voltage monolithic integrated-circuit voltage regulators is designed for a wide range of applications. These applications include on-card regulation for elimination of noise and distribution problems associated with single-point regulation. Each of these regulators can deliver up to 1.5 A of output current. The internal current-limiting and thermal-shutdown features of these regulators essentially make them immune to overload. In addition to use as fixed-voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable output voltages and currents, and also can be used as the power-pass element in precision regulators.

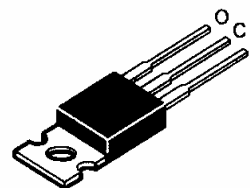
The μ A7800C series is characterized for operation over the virtual junction temperature range of 0°C to 125°C.

KC PACKAGE
(TOP VIEW)

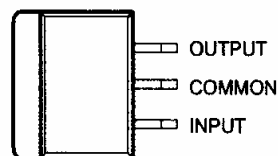


The COMMON terminal is in electrical contact with the mounting base.

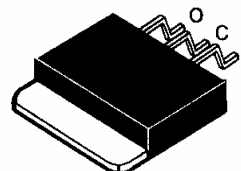
TO-220AB



KTE PACKAGE
(TOP VIEW)



The COMMON terminal is in electrical contact with the mounting base.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated

μA7800 SERIES **POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS**

SLVS056E – MAY 1976 – REVISED JULY 1999

electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_I = 10$ V, $I_O = 500$ mA (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_J †	μA7805C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
Output voltage	$I_O = 5$ mA to 1 A, $V_I = 7$ V to 20 V, $P_D \leq 15$ W	25°C	4.8	5	5.2	V
		0°C to 125°C	4.75		5.25	
Input voltage regulation	$V_I = 7$ V to 25 V	25°C		3	100	mV
	$V_I = 8$ V to 12 V			1	50	
Ripple rejection	$V_I = 8$ V to 18 V, $f = 120$ Hz	0°C to 125°C	62	78		dB
Output voltage regulation	$I_O = 5$ mA to 1.5 A	25°C		15	100	mV
	$I_O = 250$ mA to 750 mA			5	50	
Output resistance	$f = 1$ kHz	0°C to 125°C	0.017			Ω
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5$ mA	0°C to 125°C	–1.1			mV/°C
Output noise voltage	$f = 10$ Hz to 100 kHz	25°C	40			μV
Dropout voltage	$I_O = 1$ A	25°C	2			V
Bias current		25°C	4.2	8		mA
Bias current change	$V_I = 7$ V to 25 V	0°C to 125°C			1.3	mA
	$I_O = 5$ mA to 1 A				0.5	
Short-circuit output current		25°C	750			mA
Peak output current		25°C	2.2			A

† Pulse-testing techniques maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately. All characteristics are measured with a 0.33-μF capacitor across the input and a 0.1-μF capacitor across the output.

electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_I = 11$ V, $I_O = 500$ mA (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_J †	μA7806C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
Output voltage	$I_O = 5$ mA to 1 A, $V_I = 8$ V to 21 V, $P_D \leq 15$ W	25°C	5.75	6	6.25	V
		0°C to 125°C	5.7		6.3	
Input voltage regulation	$V_I = 8$ V to 25 V	25°C		5	120	mV
	$V_I = 9$ V to 13 V			1.5	60	
Ripple rejection	$V_I = 9$ V to 19 V, $f = 120$ Hz	0°C to 125°C	59	75		dB
Output voltage regulation	$I_O = 5$ mA to 1.5 A	25°C		14	120	mV
	$I_O = 250$ mA to 750 mA			4	60	
Output resistance	$f = 1$ kHz	0°C to 125°C	0.019			Ω
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5$ mA	0°C to 125°C	–0.8			mV/°C
Output noise voltage	$f = 10$ Hz to 100 kHz	25°C	45			μV
Dropout voltage	$I_O = 1$ A	25°C	2			V
Bias current		25°C	4.3	8		mA
Bias current change	$V_I = 8$ V to 25 V	0°C to 125°C			1.3	mA
	$I_O = 5$ mA to 1 A				0.5	
Short-circuit output current		25°C	550			mA
Peak output current		25°C	2.2			A

† Pulse-testing techniques maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately. All characteristics are measured with a 0.33-μF capacitor across the input and a 0.1-μF capacitor across the output.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

μA7800 SERIES POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS

SLVS056E – MAY 1976 – REVISED JULY 1999

electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_I = 14$ V, $I_O = 500$ mA (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_J †	$\mu A7808C$			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
Output voltage	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}, \quad V_I = 10.5\text{ V to }23\text{ V},$ $P_D \leq 15\text{ W}$	25°C	7.7	8	8.3	V
		0°C to 125°C	7.6		8.4	
Input voltage regulation	$V_I = 10.5\text{ V to }25\text{ V}$	25°C		6	160	mV
	$V_I = 11\text{ V to }17\text{ V}$			2	80	
Ripple rejection	$V_I = 11.5\text{ V to }21.5\text{ V}, \quad f = 120\text{ Hz}$	0°C to 125°C	55	72		dB
Output voltage regulation	$I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$	25°C		12	160	mV
	$I_O = 250\text{ mA to }750\text{ mA}$			4	80	
Output resistance	$f = 1\text{ kHz}$	0°C to 125°C	0.016			Ω
Temperature coefficient of output voltage	$I_O = 5\text{ mA}$	0°C to 125°C	-0.8			mV/°C
Output noise voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$	25°C	52			μV
Dropout voltage	$I_O = 1\text{ A}$	25°C	2			V
Bias current		25°C	4.3			8 mA
Bias current change	$V_I = 10.5\text{ V to }25\text{ V}$	0°C to 125°C	1			mA
	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$		0.5			
Short-circuit output current		25°C	450			mA
Peak output current		25°C	2.2			A

† Pulse-testing techniques maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately. All characteristics are measured with a 0.33-μF capacitor across the input and a 0.1-μF capacitor across the output.

electrical characteristics at specified virtual junction temperature, $V_I = 15$ V, $I_O = 500$ mA (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T _J †	μA7885C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
Output voltage	I _O = 5 mA to 1 A, V _I = 11 V to 23.5 V, P _D ≤ 15 W	25°C	8.15	8.5	8.85	V
		0°C to 125°C	8.1		8.9	
Input voltage regulation	V _I = 10.5 V to 25 V	25°C		6	170	mV
	V _I = 11 V to 17 V			2	85	
Ripple rejection	V _I = 11.5 V to 21.5 V, f = 120 Hz	0°C to 125°C	54	70		dB
Output voltage regulation	I _O = 5 mA to 1.5 A	25°C		12	170	mV
	I _O = 250 mA to 750 mA			4	85	
Output resistance	f = 1 kHz	0°C to 125°C	0.016			Ω
Temperature coefficient of output voltage	I _O = 5 mA	0°C to 125°C	−0.8			mV/°C
Output noise voltage	f = 10 Hz to 100 kHz	25°C	55			μV
Dropout voltage	I _O = 1 A	25°C	2			V
Bias current		25°C	4.3			8 mA
Bias current change	V _I = 10.5 V to 25 V	0°C to 125°C	1			mA
	I _O = 5 mA to 1 A		0.5			
Short-circuit output current		25°C	450			mA
Peak output current		25°C	2.2			A

† Pulse-testing techniques maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately. All characteristics are measured with a 0.33-μF capacitor across the input and a 0.1-μF capacitor across the output.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265


NJM7900

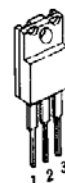
3-TERMINAL NEGATIVE VOLTAGE REGULATOR

■ GENERAL DESCRIPTION

The NJM7900 series of Monolithic 3-Terminal Negative Regulators is constructed using the New JRC Planar epitaxial process. These negative regulators are intended as complements to the popular NJM 7800 series of positive voltage regulators, and they are available in the same voltage options from -5 to -24V. The 7900 series employ internal current-limiting, safe-area protection, and thermal shutdown, making the virtually indestructible.

■ PACKAGE OUTLINE

(TO-220F)



1. COMMON
2. IN
3. OUT

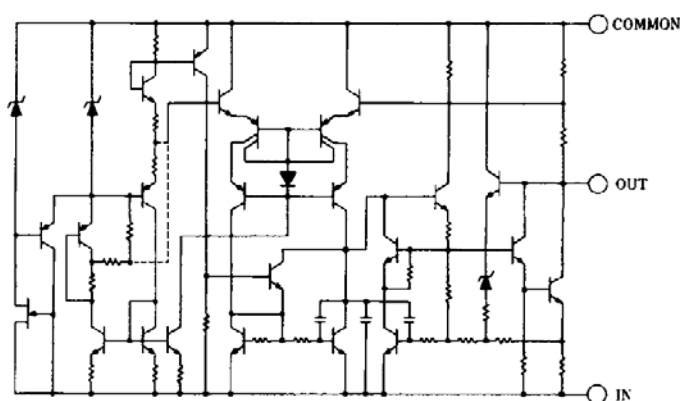
NJM7900FA

■ FEATURES

- Internal Short Circuit Current Limit
- Internal Thermal Overload Protection
- Excellent Ripple Rejection
- Guarantee'd 1.5A Output Current
- Package Outline TO-220F
- Bipolar Technology

(note) The radiation fin is connected Pin 2.

■ EQUIVALENT CIRCUIT



NJM7900

■ ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

($T_a=25^{\circ}\text{C}$)

PARAMETER	SYMBOL	MAXIMUM RATINGS		UNIT
Input Voltage	V_{IN}	7905 to 7909 7912 to 7915 7918 to 7924	-35 -35 -40	V
Storage Temperature Range	T_{stg}	-40 to +150		$^{\circ}\text{C}$
Operating Temperature Range	Operating Junction Temperature		T_j -40 to +150	$^{\circ}\text{C}$
	Operating Junction Temperature		T_{opr} -40 to +85	
Power Dissipation	P_D	16 ($T_c \leq 45^{\circ}\text{C}$)		W

■ THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance	Junction-to-Ambient Temperature	θ_{ja}	60	$^{\circ}\text{C/W}$
	Junction-to-Case	θ_{jc}	5	

NJM7900

■ ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_J=25°C, C_{IN}=2.2μF, C_O=1.0μF)

Measurement is to be conducted in pulse testing.

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
NJM7905FA						
Output Voltage	V _O	V _{IN} =10V, I _O =0.5A	-4.8	-5.0	-5.2	V
Quiescent Current	I _Q	V _{IN} =10V, I _O =0mA	-	2.2	5.0	mA
Load Regulation	ΔV _O - I _O	V _{IN} =10V, I _O =0.005 to 1.5A	-	50	80	mV
Line Regulation	ΔV _O - V _{IN}	V _{IN} =7 to -25V, I _O =0.5A	-	5	50	mV
Ripple Rejection	RR	V _{IN} =10V, I _O =0.5A, e _{IN} =2V _{PP} , f=120Hz	54	60	-	dB
Output Noise Voltage	V _{NO}	V _{IN} =10V, I _O =0.5A, BW=10Hz to 100kHz	-	100	-	μV
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	ΔV _O /ΔT	V _{IN} =10V, I _O =5mA	-	-0.4	-	mV/°C
NJM7906FA						
Output Voltage	V _O	V _{IN} =11V, I _O =0.5A	-5.75	-6.0	-6.25	V
Quiescent Current	I _Q	V _{IN} =11V, I _O =0mA	-	2.2	5.0	mA
Load Regulation	ΔV _O - I _O	V _{IN} =11V, I _O =0.005 to 1.5A	-	50	90	mV
Line Regulation	ΔV _O - V _{IN}	V _{IN} =8 to -25V, I _O =0.5A	-	5	60	mV
Ripple Rejection	RR	V _{IN} =11V, I _O =0.5A, e _{IN} =2V _{PP} , f=120Hz	54	60	-	dB
Output Noise Voltage	V _{NO}	V _{IN} =11V, I _O =0.5A, BW=10Hz to 100kHz	-	110	-	μV
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	ΔV _O /ΔT	V _{IN} =11V, I _O =5mA	-	-0.5	-	mV/°C
NJM7908FA						
Output Voltage	V _O	V _{IN} =14V, I _O =0.5A	-7.7	-8.0	-8.3	V
Quiescent Current	I _Q	V _{IN} =14V, I _O =0mA	-	2.2	5.0	mA
Load Regulation	ΔV _O - I _O	V _{IN} =14V, I _O =0.005 to 1.5A	-	60	110	mV
Line Regulation	ΔV _O - V _{IN}	V _{IN} =10.5 to -25V, I _O =0.5A	-54	8	80	mV
Ripple Rejection	RR	V _{IN} =14V, I _O =0.5A, e _{IN} =2V _{PP} , f=120Hz	-	60	-	dB
Output Noise Voltage	V _{NO}	V _{IN} =14V, I _O =0.5A, BW=10Hz to 100kHz	-	130	-	μV
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	ΔV _O /ΔT	V _{IN} =14V, I _O =5mA	-	-0.7	-	mV/°C
NJM7909FA						
Output Voltage	V _O	V _{IN} =15V, I _O =0.5A	-8.65	-9.0	-9.35	V
Quiescent Current	I _Q	V _{IN} =15V, I _O =0mA	-	2.2	5.0	mA
Load Regulation	ΔV _O - I _O	V _{IN} =15V, I _O =0.005 to 1.5A	-	60	120	mV
Line Regulation	ΔV _O - V _{IN}	V _{IN} =11.5 to -25V, I _O =0.5A	-	8	90	mV
Ripple Rejection	RR	V _{IN} =15V, I _O =0.5A, e _{IN} =2V _{PP} , f=120Hz	54	59	-	dB
Output Noise Voltage	V _{NO}	V _{IN} =15V, I _O =0.5A, BW=10Hz to 100kHz	-	150	-	μV
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	ΔV _O /ΔT	V _{IN} =15V, I _O =5mA	-	-0.8	-	mV/°C
NJM7912FA						
Output Voltage	V _O	V _{IN} =19V, I _O =0.5A	-11.5	-12.0	-12.5	V
Quiescent Current	I _Q	V _{IN} =19V, I _O =0mA	-	2.7	6.0	mA
Load Regulation	ΔV _O - I _O	V _{IN} =19, V, I _O =0.005 to 1.5A	-	60	150	mV
Line Regulation	ΔV _O - V _{IN}	V _{IN} =14.5 to -30V, I _O =0.5A	-	3	120	mV
Ripple Rejection	RR	V _{IN} =19V, I _O =0.5A, e _{IN} =2V _{PP} , f=120Hz	54	68	-	dB
Output Noise Voltage	V _{NO}	V _{IN} =19V, I _O =0.5A, BW=10Hz to 100kHz	-	150	-	μV
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	ΔV _O /ΔT	V _{IN} =19V, I _O =5mA	-	-0.4	-	mV/°C

NJM7900

■ ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_J=25°C, C_{IN}=2.2μF, C_O=1.0μF)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
NJM7915FA						
Output Voltage	V _O	V _{IN} =23V, I _O =0.5A	-14.4	-15.0	-15.6	V
Quiescent Current	I _Q	V _{IN} =23V, I _O =0mA	-	2.7	6.0	mA
Load Regulation	ΔV _O - I _O	V _{IN} =23V, I _O =0.005 to 1.5A	-	60	180	mV
Line Regulation	ΔV _O - V _{IN}	V _{IN} =17.5 to -30V, I _O =0.5A	-	3	150	mV
Ripple Rejection	RR	V _{IN} =23V, I _O =0.5A, e _{IN} =2V _{RP} , f=120Hz	54	67	-	dB
Output Noise Voltage	V _{NO}	V _{IN} =23V, I _O =0.5A, BW=10Hz to 100kHz	-	170	-	μV
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	ΔV _O /ΔT	V _{IN} =23V, I _O =5mA	-	-0.5	-	mV/°C
NJM7918FA						
Output Voltage	V _O	V _{IN} =27V, I _O =0.5A	-17.3	-18.0	-18.7	V
Quiescent Current	I _Q	V _{IN} =27V, I _O =0mA	-	2.7	6.8	mA
Load Regulation	ΔV _O - I _O	V _{IN} =27V, I _O =0.005 to 1.5A	-	60	210	mV
Line Regulation	ΔV _O - V _{IN}	V _{IN} =21 to -33V, I _O =0.5A	-	4	180	mV
Ripple Rejection	RR	V _{IN} =27V, I _O =0.5A, e _{IN} =2V _{RP} , f=120Hz	54	66	-	dB
Output Noise Voltage	V _{NO}	V _{IN} =27V, I _O =0.5A, BW=10Hz to 100kHz	-	200	-	μV
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	ΔV _O /ΔT	V _{IN} =27V, I _O =5mA	-	-0.6	-	mV/°C
NJM7924FA						
Output Voltage	V _O	V _{IN} =33V, I _O =0.5A	-23.0	-24.0	-25.0	V
Quiescent Current	I _Q	V _{IN} =33V, I _O =0mA	-	2.7	6.0	mA
Load Regulation	ΔV _O - I _O	V _{IN} =33V, I _O =0.005 to 1.5A	-	60	270	mV
Line Regulation	ΔV _O - V _{IN}	V _{IN} =27 to -38V, I _O =0.5A	54	5	240	mV
Ripple Rejection	RR	V _{IN} =33V, I _O =0.5A, e _{IN} =2V _{RP} , f=120Hz	-	64	-	dB
Output Noise Voltage	V _{NO}	V _{IN} =33V, I _O =0.5A, BW=10Hz to 100kHz	-	300	-	μV
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	ΔV _O /ΔT	V _{IN} =33V, I _O =5mA	-	-0.8	-	mV/°C



LM158,A-LM258,A LM358,A

LOW POWER DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

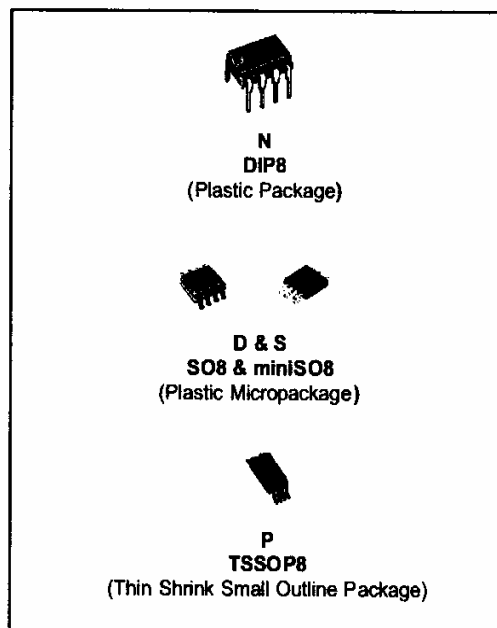
- INTERNALLY FREQUENCY COMPENSATED
- LARGE DC VOLTAGE GAIN: 100dB
- WIDE BANDWIDTH (unity gain): 1.1MHz (temperature compensated)
- VERY LOW SUPPLY CURRENT/OP (500 μ A) ESSENTIALLY INDEPENDENT OF SUPPLY VOLTAGE
- LOW INPUT BIAS CURRENT: 20nA (temperature compensated)
- LOW INPUT OFFSET VOLTAGE: 2mV
- LOW INPUT OFFSET CURRENT: 2nA
- INPUT COMMON-MODE VOLTAGE RANGE INCLUDES GROUND
- DIFFERENTIAL INPUT VOLTAGE RANGE EQUAL TO THE POWER SUPPLY VOLTAGE
- LARGE OUTPUT VOLTAGE SWING 0V TO ($V_{CC} - 1.5V$)

DESCRIPTION

These circuits consist of two independent, high gain, internally frequency compensated which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. The low power supply drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op-amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, these circuits can be directly supplied with the standard +5V which is used in logic systems and will easily provide the required interface electronics without requiring any additional power supply.

In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.



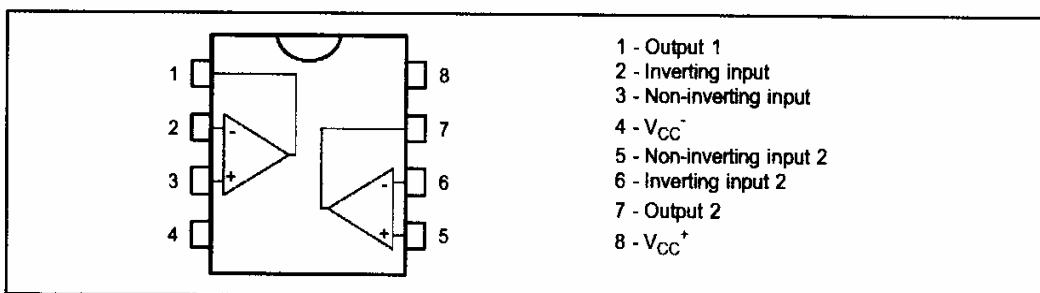
ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package			
		N	S	D	P
LM158,A	-55°C, +125°C	•		•	•
LM258,A	-40°C, +105°C	•		•	•
LM358,A	0°C, +70°C	•	•	•	•

Example : LM258N

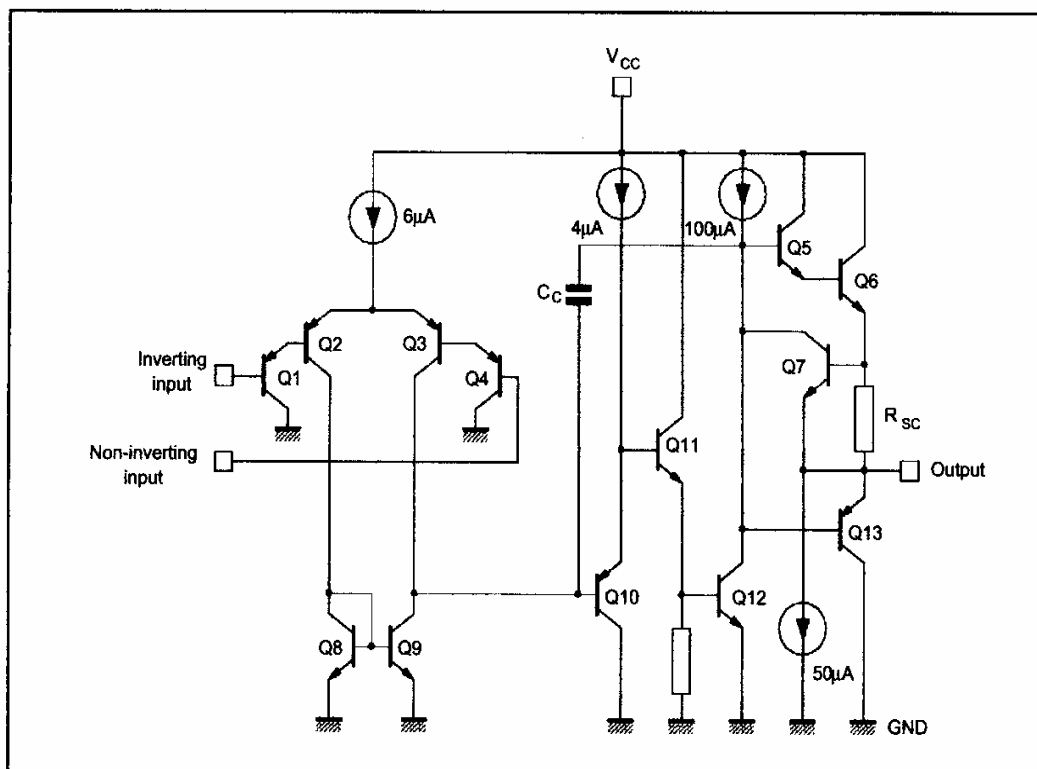
N = Dual in Line Package (DIP)
 D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)
 S = Small Outline Package (miniSO) only available in Tape & Reel (DT)
 P = Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP) - only available in Tape & Reel (PT)

PIN CONNECTIONS (top view)



LM158,A-LM258,A-LM358,A

SCHEMATIC DIAGRAM (1/2 LM158)



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	LM158,A	LM258,A	LM358,A	Unit
V_{CC}	Supply voltage	+32			V
V_i	Input Voltage	-0.3 to +32			V
V_{id}	Differential Input Voltage	+32			V
P_{tot}	Power Dissipation ¹⁾	500			mW
	Output Short-circuit Duration ²⁾	Infinite			
I_{in}	Input Current ³⁾	50			mA
T_{oper}	Operating Free-air Temperature Range	-55 to +125	-40 to +105	0 to +70	°C
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to +150			°C

- Power dissipation must be considered to ensure maximum junction temperature (T_J) is not exceeded.
- Short-circuits from the output to V_{CC} can cause excessive heating if $V_{CC} > 15V$. The maximum output current is approximately 40mA independent of the magnitude of V_{CC} . Destructive dissipation can result from simultaneous short-circuit on all amplifiers.
- This input current only exists when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistor becoming forward biased and thereby acting as input diodes clamps. In addition to this diode action, there is also NPN parasitic action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the Op-amps to go to the V_{CC} voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output will set up again for input voltage higher than -0.3V.

LM158,A-LM258,A-LM358,A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $V_{CC}^+ = +5V$, $V_{CC}^- = \text{Ground}$, $V_O = 1.4V$, $T_{amb} = +25^\circ C$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	LM158A-LM258A LM358A			LM158-LM258 LM358			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V_{io}	Input Offset Voltage - note 1) $T_{amb} = +25^\circ C$ LM158, LM258 LM158A $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ LM158, LM258		1	3 2 4		2	7 5 9 7	mV
I_{io}	Input Offset Current $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		2	10 30		2	30 40	nA
I_{ib}	Input Bias Current - note 2) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		20	50 100		20	150 200	nA
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain $V_{CC} = +15V$, $R_L = 2k\Omega$, $V_O = 1.4V$ to $11.4V$ $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	50 25	100		50 25	100		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ($R_s \leq 10k\Omega$) $V_{CC}^+ = 5V$ to $30V$ $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	65 65	100		65 65	100		dB
I_{CC}	Supply Current, all Amp, no load $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ $V_{CC} = +5V$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ $V_{CC} = +30V$		0.7	1.2 1		0.7	1.2 2	mA
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range $V_{CC} = +30V$ - note 3) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	0 0		$V_{CC}^+ - 1.5$ $V_{CC}^+ - 2$	0 0		$V_{CC}^+ - 1.5$ $V_{CC}^+ - 2$	V
CMR	Common Mode Rejection Ratio ($R_s \leq 10k\Omega$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	70 60	85		70 60	85		dB
I_{source}	Output Current Source $V_{CC} = +15V$, $V_O = +2V$, $V_{id} = +1V$	20	40	60	20	40	60	mA
I_{sink}	Output Sink Current ($V_{id} = -1V$) $V_{CC} = +15V$, $V_O = +2V$ $V_{CC} = +15V$, $V_O = +0.2V$	10 12	20 50		10 12	20 50		mA μA
V_{OPP}	Output Voltage Swing ($R_L = 2k\Omega$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	0 0		$V_{CC}^+ - 1.5$ $V_{CC}^+ - 2$	0 0		$V_{CC}^+ - 1.5$ $V_{CC}^+ - 2$	

LM158,A-LM258,A-LM358,A

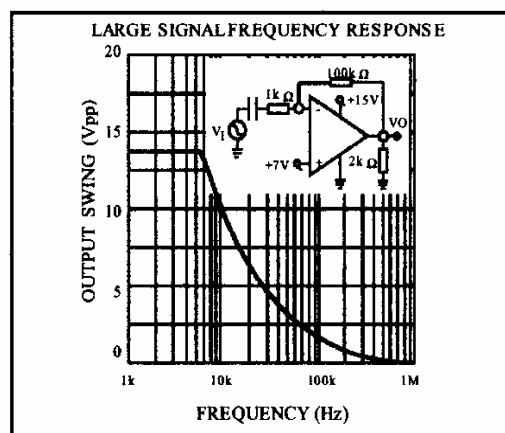
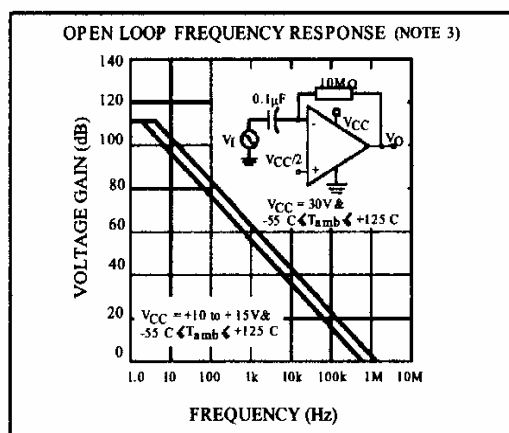
Symbol	Parameter	LM158A-LM258A LM358A			LM158-LM258 LM358			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V_{OH}	High Level Output Voltage ($V_{CC}^+ = 30V$)							V
	$T_{amb} = +25^\circ C$ $R_L = 2k\Omega$	26	27		26	27		
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	26			26			
	$T_{amb} = +25^\circ C$ $R_L = 10k\Omega$	27	28		27	28		
V_{OL}	Low Level Output Voltage ($R_L = 10k\Omega$)							mV
	$T_{amb} = +25^\circ C$		5	20		5	20	
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$			20			20	
SR	Slew Rate $V_{CC} = 15V$, $V_i = 0.5$ to $3V$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity Gain	0.3	0.6		0.3	0.6		V/ μs
GBP	Gain Bandwidth Product $V_{CC} = 30V$, $f = 100kHz$, $V_{in} = 10mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$	0.7	1.1		0.7	1.1		MHz
THD	Total Harmonic Distortion $f = 1kHz$, $A_v = 20dB$, $R_L = 2k\Omega$, $V_o = 2V_{pp}$, $C_L = 100pF$, $V_o = 2V_{pp}$		0.02			0.02		%
e_n	Equivalent Input Noise Voltage $f = 1kHz$, $R_s = 100\Omega$, $V_{CC} = 30V$		55			55		$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
DV_{io}	Input Offset Voltage Drift		7	15		7	30	$\mu V/^\circ C$
DI_{io}	Input Offset Current Drift		10	200		10	300	$pA/^\circ C$
V_{o1}/V_{o2}	Channel Separation - note 4) $1kHz \leq f \leq 20kHz$		120			120		dB

1. $V_o = 1.4V$, $R_s = 0\Omega$, $5V < V_{CC}^+ < 30V$, $0 < V_{ic} < V_{CC}^+ - 1.5V$

2. The direction of the input current is out of the IC. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

3. The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is $V_{CC}^+ - 1.5V$, but either or both inputs can go to +32V without damage.

4. Due to the proximity of external components insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitance increases at higher frequencies.



LMV331 SINGLE, LMV393 DUAL, LMV339 QUAD GENERAL-PURPOSE LOW-VOLTAGE COMPARATORS

SLCS136L – AUGUST 1999 – REVISED JULY 2004

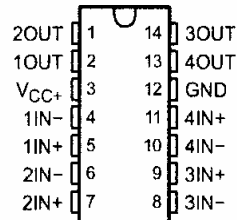
- **2.7-V and 5-V Performance**
- **Low Supply Current:**
LMV331 ... 60 μ A Typ
LMV393 ... 100 μ A Typ
LMV339 ... 170 μ A Typ
- **Input Common-Mode Voltage Range**
Includes Ground
- **Low Output Saturation Voltage**
... 200 mV Typ
- **Open-Collector Output for Maximum Flexibility**

description/ordering information

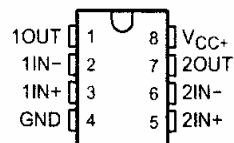
The LMV393 and LMV339 devices are low-voltage (2.7 V to 5.5 V) versions of the dual and quad comparators, LM393 and LM339, which operate from 5 V to 30 V. The LMV331 is the single-comparator version.

The LMV331, LMV339, and LMV393 are the most cost-effective solutions for applications where low-voltage operation, low power, space saving, and price are the primary specifications in circuit design for portable consumer products. These devices offer specifications that meet or exceed the familiar LM339 and LM393 devices at a fraction of the supply current.

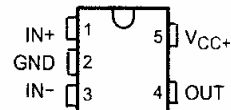
LMV339 ... D OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)



LMV393 ... D, DDU, DGK, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)



LMV331 ... DBV OR DCK PACKAGE
(TOP VIEW)



ORDERING INFORMATION

T _A		PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING‡
-40°C to 85°C	Single	SC-70 (DCK)	Reel of 3000	LMV331IDCKR	R2_
			Reel of 250	LMV331IDCKT	
		SOT23-5 (DBV)	Reel of 3000	LMV331IDBVR	R11_
			Reel of 250	LMV331IDBVT	
	Dual	MSOP/VSSOP (DGK)	Reel of 2500	LMV393IDGKR	R9R
		SOIC (D)	Tube of 75	LMV393ID	MV393I
			Reel of 2500	LMV393IDR	
		TSSOP (PW)	Tube of 90	LMV393IPW	MV393I
			Reel of 2000	LMV393IPWR	
		VSSOP (DDU)	Reel of 2000	LMV393IDDUR	RABR
	Quad	SOIC (D)	Tube of 50	LMV339ID	LMV339I
			Reel of 2500	LMV339IDR	
		TSSOP (PW)	Tube of 150	LMV339IPW	MV339I
			Reel of 2000	LMV339IPWR	

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/sc/package.

‡ DBV/DCK: The actual top-side marking has one additional character that designates the assembly/test site.

Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.



PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TEXAS
INSTRUMENTS**

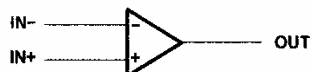
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2004, Texas Instruments Incorporated

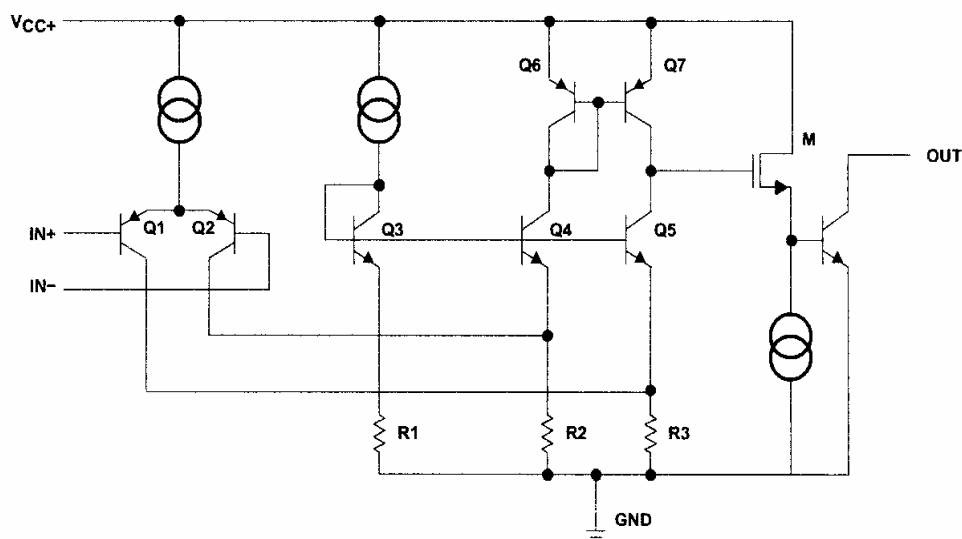
LMV331 SINGLE, LMV393 DUAL, LMV339 QUAD GENERAL-PURPOSE LOW-VOLTAGE COMPARATORS

SLCS136L – AUGUST 1999 – REVISED JULY 2004

symbol (each comparator)



simplified schematic



absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)[†]

Supply voltage, V_{CC+} (see Note 1)	5.5 V
Differential input voltage, V_{ID} (see Note 2)	± 5.5 V
Input voltage range, V_I (either input)	0 V to 5.5 V
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Notes 3 and 4):	
D (8-pin) package	97°C/W
D (14-pin) package	86°C/W
DBV package	206°C/W
DCK package	252°C/W
DDU package	TBD°C/W
DGK package	172°C/W
PW (8-pin) package	149°C/W
PW (14-pin) package	113°C/W
Operating virtual junction temperature, T_J	150°C
Storage temperature range, T_{stg}	-65°C to 150°C

[†] Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
1. All voltage values (except differential voltages and V_{CC+} specified for the measurement of I_{OS}) are with respect to the network GND.
 2. Differential voltages are at $IN+$ with respect to $IN-$.
 3. Maximum power dissipation is a function of $T_J(\max)$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(\max) - T_A)/\theta_{JA}$. Selecting the maximum of 150°C can affect reliability.
 4. The package thermal impedance is calculated in accordance with JEDEC 51-7.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

LMV331 SINGLE, LMV393 DUAL, LMV339 QUAD GENERAL-PURPOSE LOW-VOLTAGE COMPARATORS

SLCS136L – AUGUST 1999 – REVISED JULY 2004

recommended operating conditions

	MIN	MAX	UNIT
V_{CC+} Supply voltage (single-supply operation)	2.7	5.5	V
V_{OUT} Output voltage	$V_{CC+} + 0.3$		V
T_A Operating free-air temperature	-40	85	°C

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC+} = 2.7$ V, $GND = 0$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A	MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{IO} Input offset voltage		25°C		1.7	7	mV
$\alpha_{V_{IO}}$ Average temperature coefficient of input offset voltage		-40°C to 85°C		5		$\mu V/^\circ C$
I_{IB} Input bias current		25°C		10	250	nA
		-40°C to 85°C			400	
I_{IO} Input offset current		25°C		5	50	nA
		-40°C to 85°C			150	
I_O Output current (sinking)	$V_O \leq 1.5$ V	25°C	5	23		mA
Output leakage current		25°C		0.003		μA
		-40°C to 85°C			1	
V_{ICR} Common-mode input voltage range		25°C	-0.1 to 2			V
V_{SAT} Saturation voltage	$I_O \leq 1$ mA	25°C		200		mV
I_{CC} Supply current	LMV331	25°C		40	100	μA
	LMV393 (both comparators)	25°C		70	140	
	LMV339 (all four comparators)	25°C		140	200	

switching characteristics, $T_A = 25^\circ C$, $V_{CC+} = 2.7$ V, $R_L = 5.1$ k Ω , $GND = 0$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TYP	UNIT
t_{PHL} Propagation delay, high- to low-level output switching	Input overdrive = 10 mV	1000	ns
	Input overdrive = 100 mV	350	
t_{PLH} Propagation delay, low- to high-level output switching	Input overdrive = 10 mV	500	ns
	Input overdrive = 100 mV	400	



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

LMV331 SINGLE, LMV393 DUAL, LMV339 QUAD GENERAL-PURPOSE LOW-VOLTAGE COMPARATORS

SLCS136L – AUGUST 1999 – REVISED JULY 2004

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC+} = 5\text{ V}$, $GND = 0\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A	MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{IO} Input offset voltage		25°C		1.7	7	mV
		-40°C to 85°C			9	
$\alpha_{V_{IO}}$ Average temperature coefficient of input offset voltage		25°C		5		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{IB} Input bias current		25°C		25	250	nA
		-40°C to 85°C			400	
I_{IO} Input offset current		25°C		2	50	nA
		-40°C to 85°C			150	
I_O Output current (sinking)	$V_O \leq 1.5\text{ V}$	25°C	10	84		mA
Output leakage current		25°C		0.003		μA
		-40°C to 85°C			1	
V_{ICR} Common-mode input voltage range		25°C	-0.1 to 4.2			V
A_{VD} Large-signal differential voltage gain		25°C	20	50		V/mV
V_{SAT} Saturation voltage	$I_O \leq 4\text{ mA}$	25°C		200	400	mV
		-40°C to 85°C			700	
I_{CC} Supply current	LMV331	25°C		60	120	μA
		-40°C to 85°C			150	
	LMV393 (both comparators)	25°C		100	200	
		-40°C to 85°C			250	
	LMV339 (all four comparators)	25°C		170	300	
		-40°C to 85°C			350	

switching characteristics, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC+} = 5\text{ V}$, $R_L = 5.1\text{ k}\Omega$, $GND = 0\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TYP	UNIT
t_{PHL} Propagation delay, high- to low-level output switching	Input overdrive = 10 mV	600	ns
	Input overdrive = 100 mV	200	
t_{PLH} Propagation delay, low- to high-level output switching	Input overdrive = 10 mV	450	ns
	Input overdrive = 100 mV	300	



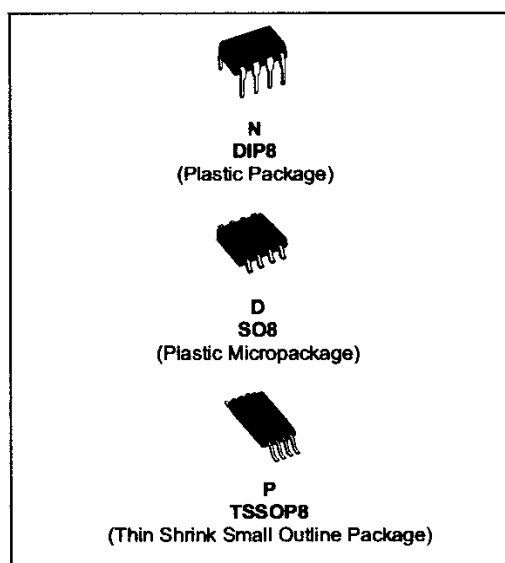
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265



TL082 TL082A - TL082B

GENERAL PURPOSE J-FET DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^+) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : 16V/ μ s (typ)



DESCRIPTION

The TL082, TL082A and TL082B are high speed J-FET input dual operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

The devices feature high slew rates, low input bias and offset current, and low offset voltage temperature coefficient.

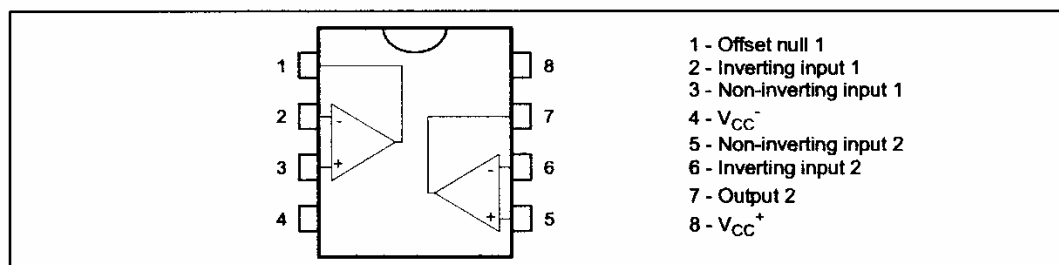
ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package		
		N	D	P
TL082M/AM/BM	-55°C, +125°C	•	•	•
TL082I/AI/BI	-40°C, +105°C	•	•	•
TL082C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•	•

Example : TL082CD, TL082IN

N = Dual in Line Package (DIP)
D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)
P = Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP) - only available in Tape & Reel (PT)

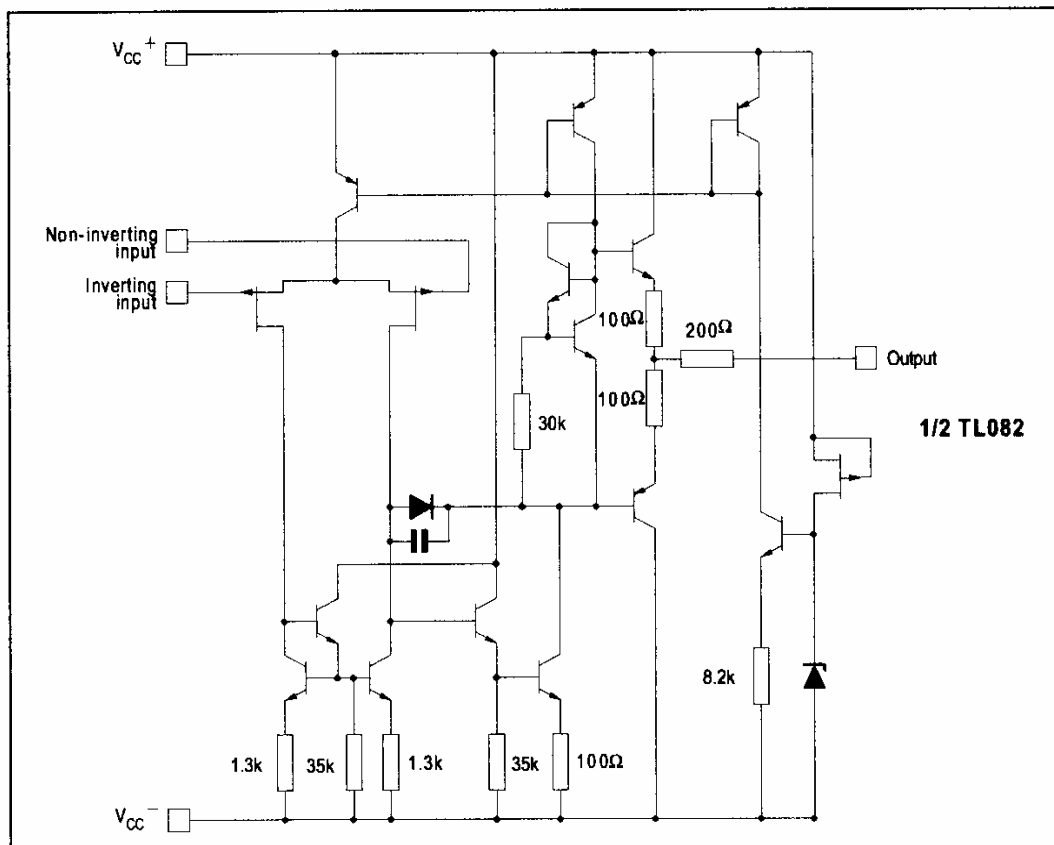
PIN CONNECTIONS (top view)



March 2002

TL082 - TL082A - TL082B

SCHEMATIC DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	TL082M, AM, BM	TL082I, AI, BI	TL082C, AC, BC	Unit
V_{CC}	Supply voltage - note ¹⁾	± 18			V
V_i	Input Voltage - note ²⁾	± 15			V
V_{id}	Differential Input Voltage - note ³⁾	± 30			V
P_{tot}	Power Dissipation	680			mW
	Output Short-circuit Duration - note ⁴⁾	Infinite			
T_{oper}	Operating Free-air Temperature Range	-55 to +125	-40 to +105	0 to +70	°C
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to +150			°C

1. All voltage values, except differential voltage, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between V_{CC}^+ and V_{CC}^- .

2. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.

3. Differential voltages are the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal.

4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

TL082 - TL082A - TL082B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = +25^{\circ}C$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL082I,M,AC,AI,AM, BC,BI,BM			TL082C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V_{io}	Input Offset Voltage ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ TL082 TL082A TL082B TL082 TL082A TL082B		3 3 1	10 6 3 13 7 5		3	10 13	mV
DV_{io}	Input Offset Voltage Drift		10			10		$\mu V/^{\circ}C$
I_{io}	Input Offset Current - note 1) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		5	100 4		5	100 10	pA nA
I_{ib}	Input Bias Current - note 1 $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		20	200 20		20	400 20	pA nA
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain ($R_L = 2k\Omega$, $V_o = \pm 10V$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	50 25	200		25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80 80	86		70 70	86		dB
I_{CC}	Supply Current, no load $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		1.4	2.5 2.5		1.4	2.5 2.5	mA
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range	± 11	+15 -12		± 11	+15 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80 80	86		70 70	86		dB
I_{os}	Output Short-circuit Current $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	10 10	40	60 60	10 10	40	60 60	mA
$\pm V_{opp}$	Output Voltage Swing $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ $R_L = 2k\Omega$ $R_L = 10k\Omega$ $R_L = 2k\Omega$ $R_L = 10k\Omega$	10 12 10 12	12 13.5		10 12 10 12	12 13.5		V
SR	Slew Rate ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 10V$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain	8	16		8	16		V/ μs
t_r	Rise Time ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		0.1			0.1		μs
K_{ov}	Overshoot ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		10			10		%
GBP	Gain Bandwidth Product ($T_{amb} = +25^{\circ}C$) $V_{in} = 10mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $f = 100kHz$	2.5	4		2.5	4		MHz
R_i	Input Resistance		10^{12}			10^{12}		Ω

TL082 - TL082A - TL082B

Symbol	Parameter	TL082I,M,AC,AI,AM, BC,BI,BM			TL082C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
THD	Total Harmonic Distortion ($T_{amb} = +25^{\circ}\text{C}$), $f = 1\text{kHz}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, $C_L = 100\text{pF}$, $A_v = 20\text{dB}$, $V_o = 2V_{pp}$		0.01			0.01		%
e_n	Equivalent Input Noise Voltage $R_S = 100\Omega$, $f = 1\text{KHz}$		15			15		$\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$
ϕ_m	Phase Margin		45			45		degrees
V_{o1}/V_{o2}	Channel Separation $A_v = 100$		120			120		dB

1. The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature.

ÖZGEÇMİŞ

1964 yılında Edirne’de doğdu. 1987 yılında İstanbul Yıldız Teknik Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Bölümünden mezun oldu. Aynı yıl Edirne DSİ XI. Bölge Müdürlüğü, 114 Şube Müdürlüğünde Elektrik Mühendisi olarak göreve başladı. Değişik yerlerde Mayıs 2002’ye kadar işletme mühendisi, kontrol mühendisi, proje mühendisi gibi çeşitli görevlerde bulundu.

Mayıs 2002 yılında DSİ Genel Müdürlüğü Barajlar ve HES Dairesi Başkanlığı Elektrik Şube Müdürlüğüne Proje Mühendisi olarak tayin oldu. Bu göreve halen devam etmektedir.