

**T.C.
SAKARYA UYGULAMALI BİLİMLER ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ**

**AKIM ÖLÇME YÖNTEMLERİNİN SERVO MOTOR
DİNAMİĞİNE ETKİLERİNİN İNCELENMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Yeda AYDOĞMUŞ

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ**

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Ali Fuat BOZ

Eylül 2019

T.C.
SAKARYA UYGULAMALI BİLİMLER ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

AKIM ÖLÇME YÖNTEMLERİNİN SERVO MOTOR
DİNAMİĞİNE ETKİLERİNİN İNCELENMESİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

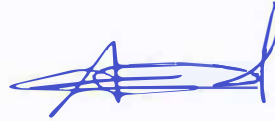
Yeda AYDOĞMUŞ

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ

Bu tez 6.9/2019 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oybirliği/oyçokluğu ile kabul edilmiştir.



Prof. Dr.
Ali Fuat BOZ
Jüri Başkanı



Prof. Dr.
Aşkın DEMİRKOL
Üye



Doç. Dr.
Akif AKGÜL
Üye

BEYAN

Tez içindeki tüm verilerin akademik kurallar çerçevesinde tarafımdan elde edildiğini, görsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçların akademik ve etik kurallara uygun şekilde sunulduğunu, kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapılmadığını, başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunulduğunu, tezde yer alan verilerin bu üniversite veya başka bir üniversitede herhangi bir tez çalışmasında kullanılmadığını beyan ederim.

Yeda AYDOGMUŞ

16/09/2019

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimim boyunca değerli bilgi ve deneyimlerinden yararlandığım, her konuda bilgi ve desteğini almaktan çekinmediğim, araştırmanın planlanmasından yazılmasına kadar tüm aşamalarında yardımlarını esirgemeyen, teşvik eden, aynı titizlikte beni yönlendiren değerli danışman hocam Prof. Dr. Ali Fuat BOZ'a teşekkürlerimi sunarım.

Laboratuvar olanakları konusunda anlayış ve yardımlarını esirgemeyen Akım Metal A.Ş. Arge Merkezi'ne ve mühendislik kariyerime ışık tutan, tezimde kullandığım birçok tekniği kendisinden öğrendiğim Güç Elektroniği Koorninatörü Tayfun ÖZGEN'e teşekkür ederim.

Değerli çalışma arkadaşım, Güç Elektroniği Tasarım Mühendisi Melih Nafi EKİM'e de yardımlarından ve desteğinden dolayı teşekkürü bir borç bilirim.

Tez sürecim boyunca desteğini ve yardımlarını esirgemeyen, kendi de yine Elektrik Elektronik Mühendisi olan eşim Onur OLCA'ya ve hayatım boyunca beni hep doğruya yönlendiren, bana güvenen, yardımlarını esirgemeyen annem Hatice AYDOGMUŞ'a, babam Rasim AYDOGMUŞ'a ve kardeşim Murat AYDOGMUŞ'a teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	i
İÇİNDEKİLER	ii
KISALTMALAR.....	iv
SİMGELER LİSTESİ.....	v
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	viii
TABLolar LİSTESİ.....	x
ÖZET	xi
SUMMARY.....	xii
BÖLÜM 1.	
GİRİŞ.....	1
BÖLÜM 2.	
GENEL BİLGİLER.....	3
2.1. SMSM Dinamik Modeli.....	3
2.2. Motor Akımı Ölçme Yöntemini Seçme Kriterleri.....	8
BÖLÜM 3.	
MOTOR AKIMI ÖLÇME YÖNTEMLERİ.....	10
3.1. Şönt Direnç İle Akım Ölçme	11
3.1.1. Motor faz akımını algılama.....	12
3.1.2. Eviricinin alt anahtarlarının akımını algılama.....	14
3.1.3. Eviricinin düşük gerilim tarafından tek şönt direnci ile akım ölçme.....	20
3.1.4. Eviricinin yüksek gerilim tarafından tek şönt direnç ile akım ölçümü ...	21
3.2. Direnç Akım Ölçme Yöntemlerinde Göz Önünde Bulundurulması	
Gerekenler.....	24
3.2.1. Sıcaklık dayanımı katsayısı.....	24
3.2.2. Termal EMK.....	26
3.2.3. Ofset sıfırlama.....	28
3.2.4. Kelvin bağlantı modeli	28
3.2.5. Öz endüktans.....	30
3.2.6. Güç oranı ve termal dağılımı	31
3.3. Alan Etkili Sensör İle Akım Ölçme Yöntemi	32

3.3.1. Açık döngü alan etkili sensör	36
3.3.2. Kapalı döngü alan etkili sensör	39

BÖLÜM 4.

ARAŞTIRMA BULGULARI.....	42
4.1. Şönt Direnç ile Yapılan Motor Akımı Ölçümü	42
4.2. Alan Etkili Sensor ile Motor Akımını Ölçme	47
4.3. Güç Kaybı Analizi	51
4.4. Sensör Tipine Göre Ölçüm Hataları	54
4.5. Ölçüm Sisteminin Simülasyonu	55

BÖLÜM 5.

TARTIŞMA VE SONUÇ.....	61
-------------------------------	-----------

EKLER	64
--------------------	-----------

KAYNAKLAR.....	69
-----------------------	-----------

ÖZGEÇMİŞ.....	72
----------------------	-----------

KISALTMALAR

AA	: Alternatif Akım
ADC	: Analog Dijital Dönüştürücü
AYK	: Alan Yönlendirmeli Kontrol
BW	: Bant Genişliği
CMRR	: Ortak Mod Reddetme Oranı
DA	: Doğru Akım
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
EMI	: Elektro Manyetik Girişim
EMK	: Elektro Motor Kuvvet
PI	: Oransal İntegratör
RMS	: Karelerinin Ortalamasının Karekökü
SMSM	: Sabit Mıknatıslı Senkron Makine
MTPA	: Akım Başına Maksimum Tork
TCR	: Sıcaklık Dayanım Katsayısı
UVDGM	: Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

SİMGELER LİSTESİ

A	: Amper
B	: Manyetik akı yoğunluğu
d	: Tabakanın kalınlığı
di/dt	: Akımın türevi
dv/dt	: Gerilimin türevi
Ea	: A fazında meydana gelen zıt EMK
Eb	: B fazında meydana gelen zıt EMK
Ec	: C fazında meydana gelen zıt EMK
f	: Frekans
I	: Akım
Ic	: Hall sensöründen geçen kontrol akımı
Id	: Motorun d ekseni akımı
Idc	: Akımın doğru akım değeri
Ip	: Primer akımı
Iq	: Motorun q ekseni akımı
Is	: Sekonder akımı
Iyük	: Yükenin akımı
iA	: A fazı motor sargı akımı
İa	: A fazının stator sargı akımı

i_B	: B fazı motor sargı akımı
\dot{I}_B	: B fazının stator sargı akımı
i_C	: C fazı motor sargı akımı
\dot{I}_c	: C fazının stator sargı akımı
K	: İletken malzemenin sabiti
kHz	: Kilohertz
kV	: Kilovolt
L_a	: A fazının stator sargı endüktansı
L_{ab}	: A-B fazı arası stator sargı endüktansı
L_{ac}	: A-C fazı arası stator sargı endüktansı
L_b	: B fazının stator sargı endüktansı
L_{ba}	: B-A fazı arası stator sargı endüktansı
L_{bc}	: B-C fazı arası stator sargı endüktansı
L_c	: C fazının stator sargı endüktansı
L_{ca}	: C-A fazı arası stator sargı endüktansı
L_{cb}	: C-B fazı arası stator sargı endüktansı
L_d	: Motorun d eksenı endüktansı
L_q	: Motorun q eksenı endüktansı
R_a	: A fazının stator sargı direnci
R_b	: B fazının stator sargı direnci
R_c	: C fazının stator sargı direnci
$R_{\text{şönt}}$: Ölçme direnci
T_A	: Çalışma sıcaklığı
t_r	: Yanıt süresi

μs	: Mikro saniye
μV	: Mikrovolt
V_{as}	: A fazının stator sargı gerilimi
V_{bs}	: B fazının stator sargı gerilimi
V_{CM}	: Ortak mod gerilimi
V_{cs}	: C fazının stator sargı gerilimi
V_d	: Motorun d ekseni gerilimi
V_{dc}	: Doğru akım kaynak gerilimi
V_H	: Hall sensörünün çıkış gerilimi
V_{OH}	: Hall sensörünün dış alan yokluğunda kayması
V_q	: Motorun q ekseni gerilimi
V_s	: Şönt direncin üzerine düşen gerilim
ω_r	: Rotorun açısal hızı

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1 : Alan yönlendirmeli kontrol blok diyagramı.....	3
Şekil 2.2 : 3 fazlı motorun yıldız bağlı modeli.....	4
Şekil 2.3 : Motorun rotor referans düzleminde eşdeğer devresi.	5
Şekil 2.4 : Uzay vektör darbe genişliği modülasyonu vektör diyagramı.	6
Şekil 2.5 : Elektrik makine ve güç dönüştürücüsü kontrol sistemleri blok diyagramı.	7
Şekil 3.1 : Servo Motor Sürücü genel devre yapısı.....	10
Şekil 3.2 : Şönt direnç ile akım ölçümü	11
Şekil 3.3 : Üç fazlı eviricinin farklı akım algılama bölümleri.	12
Şekil 3.4 : Motor fazlarına eklenmiş şönt direnç ile motor akımını algılama.....	13
Şekil 3.5 : Motor faz uçlarına harici olarak eklenmiş şönt direnç ile motor akımını algılama.	14
Şekil 3.6 : Eviricinin düşük gerilim tarafına eklenen şönt direnç ile motor akımını algılama.	15
Şekil 3.7 : Eviricinin alt anahtarının akımı algılandığındaki ideal örnekleme noktaları.	16
Şekil 3.8 : Örnekleme ve tutma devresi örneği.	16
Şekil 3.9 : Örnekleme ve tutma devresinin giriş-çıkış işaretleri	17
Şekil 3.10 : Eviricinin alt anahtarlarının akımının algılanması ve yükseltilmesi.	18
Şekil 3.11 : Şönt ofset ayar devresi.	19
Şekil 3.12 : Harici olarak eklenmiş bir şönt direnci kullanarak DA bağlantı akımı algılama.	20
Şekil 3.13 : Şönt direnci ile DA bağlantı akımı algılandığında ideal örnekleme noktaları.	21
Şekil 3.14. Evirici yüksek gerilim tarafından şönt direnç ile akım ölçümü.....	22
Şekil 3.15 : Farksal yükselteç.	22
Şekil 3.16 : Direncin sıcaklığına bağlı değişimi	25
Şekil 3.17 : Temas direncinin toplam algılanan TCR'ye etkisi.....	26
Şekil 3.18 : Direncin bağlantı şekline göre termal EMK değişimi.	27
Şekil 3.19 : İki terminalli şönt direnci.....	29
Şekil 3.20 : Kelvin bağlantı modeli.....	29
Şekil 3.21 : İki terminalli bir akım algılama direncine bir Kelvin bağlantısı.	30
Şekil 3.22 : Direncin endüktansı, yüksek di/dt ile birlikte gerilim yükselmesine neden olabilir.....	31
Şekil 3.23 : Şönt direncin ortam sıcaklığına göre güç oranının değişimi	32
Şekil 3.24 : Alan etkili sensörün çalışma prensibi.	32
Şekil 3.25 : Alan etkili sensörün akımına göre çıkış gerilimi.	34

Şekil 3.26 : Alan etkili sensörün cevap süresinin grafiği.....	35
Şekil 3.27 : Sıcaklığa göre alan etkili sensörün hassasiyet değişimi.	36
Şekil 3.28 : Açık döngü alan etkili akım sensörünün temel topolojisi.....	36
Şekil 3.29 : B-H halkalı açık döngü alan etkili akım sensörü.	37
Şekil 3.30 : Açık döngülü alan etkili akım sensörü, çok turlu birincil sargısı.	38
Şekil 3.31 : Kapalı döngü alan etkili sensör çalışma mantığı.	39
Şekil 3.32 : Kapalı döngü alan etkili sensörün, geri bildirim sistemini gösteren blok şema.	41
Şekil 4.1 : Şönt direnç ile Motor faz akımını ölçme devresi.....	43
Şekil 4.2 : Şönt direnç ile ölçülen motor akımlarının görüntüsü.	44
Şekil 4.3. Seçilen opampın CMRR- Frekans grafiği	45
Şekil 4.4 : Şönt direnç ile Motor faz akımının ölçülmesinin hata analizi.....	46
Şekil 4.5 : Şönt direnç ile motor akımı ölçme devresinin zaman sabiti.....	47
Şekil 4.6 : Alan etkili sensör ile motor faz akımını ölçme devresi.	48
Şekil 4.6 : Alan etkili sensör ile motor faz akımını ölçümünün test düzeneği	48
Şekil 4.7 : Alan etkili sensör ile motor faz akımını ölçme devresi.	49
Şekil 4.8: Alan etkili sensör ile motor faz akımının ölçülmesinin hata analizi.	50
Şekil 4.9 : Şönt direnç ile motor akımı ölçümünün test düzeneği	46
Şekil 4.10 : Alan etkili sensör ile akım ölçme devresinin zaman sabiti.....	51
Şekil 4.11 : Algılama direncine göre güç kaybı analizi.	53
Şekil 4.12 : Sensör tipine göre güç kaybı analizi.	54
Şekil 4.14. Sistemin MATLAB, Simulink modeli.....	55
Şekil 4.15 : Akım geri besleme devrelerinin basamak yanıtları.	56
Şekil 4.16 : Akım sensörüne göre Iq akımları.	58
Şekil 4.17 : Ölçüm yöntemine göre algılanan motor akımlarının periyodik görüntüsü.	59
Şekil 4.18 : Ölçüm yöntemine göre Iq akım verileri.....	60
Şekil 4.19 : Ölçüm yöntemine göre Id akım verileri	60
Tablo A.1: Şönt direnç ile motor akımları ölçüldüğünde kullanılan devre elemanları.	64
Tablo A.2 : Alan etkili sensör ile motor akımları ölçüldüğünde kullanılan devre elemanları.	64
Şekil B.1: Şönt direnç ile motor faz akımının ölçümü için tasarlanan devre şeması. 65	
Şekil B.2: Alan etkili sensör ile motor faz akımının ölçümü için tasarlanan devre şeması	66
Şekil C.1: Kullanılan şönt direncin teknik bilgileri.	67
Şekil C.2 : Kullanılan şönt direncin performans bilgileri.	67
Şekil D.1 : Gecikme düzeltme kaynağı	68
Şekil D.2 : Gecikme düzeltici devrenin etkisi.....	68

TABLolar LİSTESİ

Tablo 2.1 : Akım sensörü için seçim kriterleri	8
Tablo 2.1(devamı) : Akım sensörü için seçim kriterleri	9
Tablo 3.1 : Şönt dirençle akım ölçüm yöntemlerinin karşılaştırılması.	24
Tablo 3.2 : Alan etkili sensör tiplerinin teknik özelliklerinin karşılaştırılması.	35
Tablo 4.1 : Kullanılan sabit mıknatıslı senkron motor bilgileri.	42
Tablo 4.2 : Kullanılan optokuplörün teknik özellikleri.....	43
Tablo 4.3 : Tasarımda kullanılan alan etkili sensörün teknik özellikleri.....	49
Tablo 5.1 : Tezde araştırılan ölçüm yöntemlerinin karşılaştırılması.....	63

AKIM ÖLÇME YÖNTEMLERİNİN SERVO MOTOR DİNAMİĞİNE ETKİLERİNİN İNCELENMESİ

ÖZET

Günlük hayatımızda aktif olarak kullandığımız Elektrik Motor uygulamaları, gelişen teknoloji ile beraber kullanım alanını arttırmaktadır. Kullanılan motor uygulamalarının verimliliğini arttırmak ve motorları daha hassas kontrol edebilmek için motor akımlarının daha az kayıpla ölçülmesi, doğruluğu, güvenilirliği ve maliyeti, motor kontrol sistemlerinde tasarım kriterleri olarak kullanılmaktadır. Akım algılama devresini tasarlarken zor olanlardan birisi, motor faz akımında olduğu gibi son derece gürültülü bir ortamda hassas bir analog sinyalin galvanik izolasyonu ve uygun dinamik seviyede kaydırılmasını sağlamaktır. Zorluk, geniş ortak mod geriliminden, ortak mod geriliminin yüksek derecedeki değişkenliğinden ve eviricideki IGBT'lerin anahtarlanmasıyla üretilen yüksek frekanslı ani akımlardan kaynaklanır.

Motor sürücü devrelerinde, motor akımlarının yüksek doğruluk ve uygun bant genişliği ile ölçülmesinin iki temel sebebi vardır. Birincisi, motor fazlarında aşırı akım durumu olduğu zaman en az gecikme ile kontrol birimine bilgiyi ulaştırmaktır. Diğer bir sebep ise fiziksel değişkenlerin (konum, hız, tork) dinamik yanıtlarının optimizasyonunu sağlamaktır.

Motor akımının doğru ölçümü, akım kontrollü sabit mıknatıslı bir senkron makinenin (SMSM) tahrik sistemi için çok önemlidir. Kontrol algoritmasında, akım kontrol döngüsü, genellikle en içteki döngüdür ve akım ölçümünün bant genişliği, hız ve konum gibi diğer dış kontrol döngülerinin bant genişliğini artırmak için önemli bir faktördür. Akım ölçüm hatası, stator akımlarında sadece geçici değil, aynı zamanda kalıcı durum hatasına da neden olur. Her ikisi de tork kontrol performansını doğrudan bozabilir ve doğrusal olmayan tork ek kayıplara neden olabilir.

Bu tez çalışmasında motor akımı ölçümünün; bant genişliği, ölçme yöntemine göre doğruluk oranları, sıcaklık değişimine göre doğrusallığı gibi farklı dinamik cevapların servo motor sistemlerine etkisi incelenmiştir. Servo motor sürücülerinde kullanılan akım ölçme yöntemlerinin hata toleransları ve güç kaybı analizleri detaylı bir şekilde hesaplanmış ve motor akımının şönt direnç ya da kapalı döngü alan etkili sensör ile ölçülmesindeki hata toleransı ve güç kaybı analizleri karşılaştırılmıştır. Motor akımı ölçme devrelerinin bant genişliği osiloskop yardımı ile ölçülerek, bu değer kontrol simülasyonunda oluşturulan geri besleme transfer fonksiyonunda kullanılmıştır. Aynı zamanda simülasyon sonucunda elde edilen bulgular ile akım ölçme cevabının, tork kontrolünü nasıl etkilediği incelenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Motor Akımı Ölçme Yöntemleri, Sabit Mıknatıslı Senkron Motor Modeli, Alan Etkili Kontrol Yöntemi, Dinamik Cevap

INVESTIGATION OF THE EFFECTS OF CURRENT MEASUREMENT METHODS ON SERVO MOTOR DYNAMICS

SUMMARY

Electric motor applications that we actively use in our daily lives increase the usage area with the developing technology. In order to increase the efficiency of the motor applications and to control the motors more precisely, the measurement of motor currents with less loss, accuracy, reliability and cost are used as design criteria in motor control systems. One of the challenges in designing the current sensing circuit is to ensure that a sensitive analog signal is galvanically isolated and shifted to the appropriate dynamic level in an extremely noisy environment, such as in the motor phase current. The difficulty arises from the wide common mode voltage, the high degree of variability of the common mode voltage, and the high frequency inrush currents generated by switching the IGBTs in the inverter.

There are two main reasons for measuring motor currents in motor drive circuits with high accuracy and appropriate bandwidth. The first is to transmit the information to the controller with the minimum delay when an overcurrent condition occurs in the motor phases. Another reason is to optimize the dynamic responses of physical variables (position, speed, torque).

Accurate measurement of the motor current is very important for the drive system of a current-controlled permanent magnet synchronous machine (SMSG). In the control algorithm, the current control loop is usually the innermost loop, and the bandwidth of the current measurement is an important factor for increasing the bandwidth of other external control loops, such as speed and location. Current measurement error causes not only transient but also permanent state error in stator currents. Both can directly disrupt torque control performance and non-linear torque can cause additional losses.

In this thesis, motor current measurement; bandwidth, accuracy rates according to measurement method, the effects of different dynamic responses such as linearity according to temperature changes on servo motor systems were examined. Fault tolerances and power loss analyzes of current measurement methods used in servo motor drives were calculated in detail and fault tolerance and power loss analyzes in measuring motor current with shunt resistance or closed loop field effect sensor were compared. By measuring the bandwidth of the motor current measuring circuits with the help of oscilloscope, this value is used in the feedback transfer function created in the control simulation. At the same time, the results of the simulation and the effect of current measurement response on torque control were examined.

Keywords: Motor Current Measurement Methods, Permanent Magnet Synchronous Motor Model, Hall Effect Control Method, Dynamic Response

BÖLÜM 1. GİRİŞ

Servo Motor Kontrol Uygulamalarında, motor akımlarının ölçüm dinamiği ve ölçüm yönteminin seçimi oldukça önemlidir. Zira akım ölçüm dinamiği, doğrudan pozisyon ve hız hassasiyetini de etkilemektedir (Wall 1995; Han-Su ve diğ, 2005; Seung-Ho ve diğ, 1996; Chang ve Yeh, 1996; Schroedl ve Wieser, 1998; Khalil ve Strangas, 1996; Nonaka ve Neba, 1998; Rahman ve diğ, 2004).

Kontrol algoritmasında, akım kontrol döngüsü, genellikle en içteki döngüdür ve akım ölçümünün bant genişliği, hız ve konum gibi diğer dış kontrol döngülerinin bant genişliğini artırmak için önemli bir faktördür.

Motor akımının doğru ve anlık ölçümü, makinenin kendisini aşırı yük ve kısa devre akımından korunması için önemlidir. İlave olarak daha yüksek verimlilik ve daha iyi bir kontrol performansı için de önemlidir (Colamartino ve diğ, 1999; Persson, 2001).

Motor akımı ölçme yöntemleri üzerine birçok çalışma mevcuttur. Çalışmalarda ağırlıklı olarak, motor akımı ölçme yöntemlerinin birbirlerine göre avantajları ve dezavantajları karşılaştırılmıştır. Wojciech vd. 2017 yılında yaptıkları çalışmada, akım ölçme yöntemlerinin birbirlerine göre karşılaştırmasını yapıp, eviricinin yüksek gerilim tarafındaki akım ölçme yönteminde opamp seçiminin önemine matematiksel hesaplamalar ile değinmiştir (Slowik, 2017).

Benzer bir çalışmayı da 2016 yılında gerçekleştiren Jason vd., motor fazlarından şönt direnç ile akım ölçme yönteminde, ortak mod gürültülerinin ölçümü zorlaştırması üzerine özel geliştirilen diferensiyel yükselteç ile yaptıkları ölçümleri ortaya koymuşlardır (Bridgmon ve Andrews, 2016).

Jens vd. 2016 yılında yaptıkları çalışma ile motor faz akımlarının hatalı anlarında örneklenmesinden kaynaklı geri beslemenin de hatalı olabileceği ve sistem performansının etkilenebileceğini ortaya koymuşlardır. Örnekleme zamanlaması

hatasının etkisini en aza indirmenin en etkili yolunun, tüm aşamalar için ideal örnekleme anına mümkün olduğunca yaklaşılması gerektiğini ve bunun, dijital kontrol anahtarlama güç dönüştürücüleri için optimize edilmiş bir kontrol cihazı seçilmesi ile olabileceğini önermişlerdir (Sorensen ve Sullivan, 2016).

Bu tez çalışmasında, 750W Servo Motor Sürücüleri'nde kullanılan akım ölçme yöntemlerinin, motor akımı ölçümünün bant genişliği, doğruluk oranı, sıcaklık değişimine göre doğrusallığı gibi farklı dinamik cevapların servo motor sistemlerine etkisi incelenmiştir. Bu akım ölçme yöntemlerinin hata toleransları ve güç kaybı analizleri detaylı bir şekilde hesaplanmıştır. Yine motor akımının şönt direnç ya da kapalı döngü alan etkili sensör ile ölçülmesindeki hata toleransı ve güç kaybı analizleri karşılaştırılmıştır. Akım ölçme devrelerinin bant genişliği osiloskop yardımı ile ölçülerek, ölçülen bant genişliği devrede bulunan elektronik komponentlerin dökümanlarında verilen bilgilerle ve kullanılan aktif filtrelerin transfer fonksiyonları ile doğrulanmıştır. Bant genişlikleri, geri besleme transfer fonksiyonunda kullanılmış ve simülasyon sonucunda, akım ölçme cevabının tork kontrolünü nasıl etkilediği incelenmiştir.

Bu tez çalışmasında verilen Bölüm 2'de, Sabit Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM) dinamiğinin modellenmesi, motor sürücülerindeki motor akımı ölçme yapıları ve akım ölçme yönteminin seçim kriterleri üzerine anlatımlar yapılmıştır.

Bölüm 3'de, mevcut sensörlerin yüksek performansını sağlamak için endüstriyel amaçlı tasarlanan servo motor sürücüsünde 2 farklı akım ölçme yönteminin düşük maliyet, doğruluk, hızlı tepki süresi, izolasyon ihtiyaçları, geniş bant genişlikleri, sıcaklık değişimleriyle doğrusallık ve kararlılık ile dv/dt 'ye yüksek bağışıklığı konuları incelenmiş, bölümün sonunda ise ölçüm yöntemlerinin birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları ele alınmıştır.

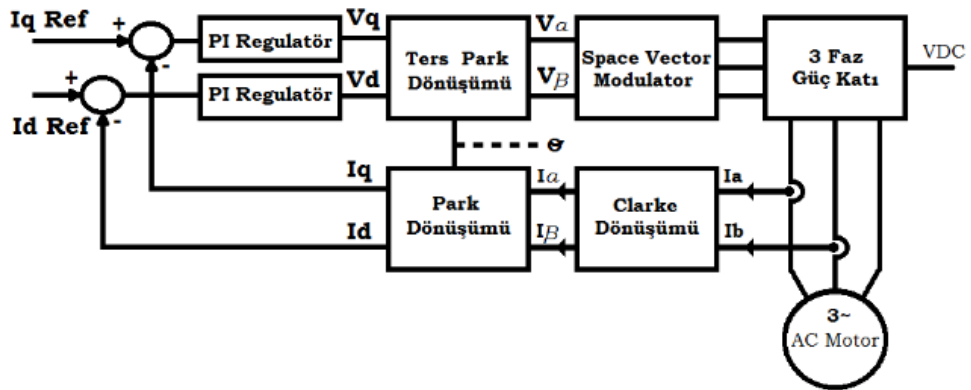
Bölüm 4'te ise ölçüm yöntemlerinin bant genişliği verileri, elektrik makineleri kontrol sistemi bloğunun geri besleme adımına girilmiş ve motor sürücüsünün dinamiğine olan etkileri incelenerek, sistemin birim basamak cevapları karşılaştırılmıştır. Yine, ölçüm ve simülasyondan elde edilen sonuçlar değerlendirilerek, sonuçlara ilişkin pratik bilgiler verilmiştir.

BÖLÜM 2. GENEL BİLGİLER

2.1. SMSM Dinamik Modeli

SMSM, sinüzoidal ters Elektromotor Kuvveti (EMK) olan kalıcı mıknatıslı bir senkron motordur. SMSM'lerde, komütasyonu sağlamak için fırça ve kollektör düzeneği yerine elektronik sürücüler kullanılır. Senkron motorun kontrolünü kolaylaştırmak için kullanılan yöntemlerden biri de Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) yöntemidir. AYK, SMSM'nin, Doğru Akım (DA) motoru gibi yüksek dinamik performans ile sürülmesine imkân sağlar (Açıkgöz ve diğ., 2016).

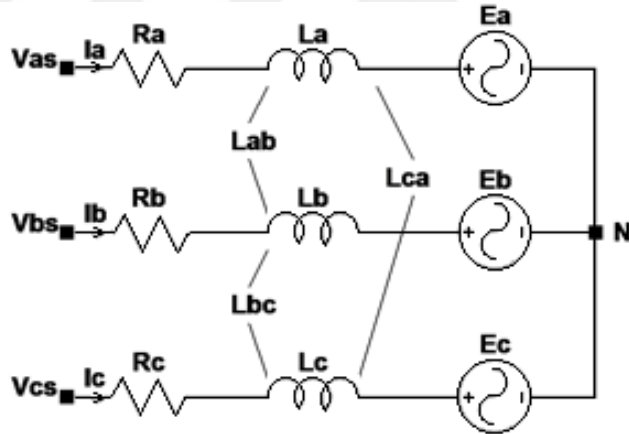
Şekil 2.1'de SMSM'nin AYK'sine ilişkin blok diyagramı gösterilmiştir. Burada, motorun iki faz akımı, Clarke dönüşüm bloğunun girişidir. Akımın bu sistemdeki iki bileşeni d-q, Park dönüşüm bloğu ile dönen referans düzlemine dönüştürülür. Elde edilen I_d , I_q akımları, sırasıyla akı referansı I_d _Ref ve tork referansı I_q _Ref ile karşılaştırılır. AYK, senkron motorun hız kontrolünde kullanılacağı için tork referansı I_q _Ref hız denetleyicisinin çıkışı olur. Klasik oransal integratör (PI) akım denetleyicilerinin çıkışları V_q _Ref ve V_d _Ref, Ters Park Dönüşüm bloğuna uygulanır. V_a ve V_b , "Uzay Vektör Modülator(space vektör modülator)" bloğunun girişleridir. Bu bloğun çıkışları ise eviriciyi süren sinyallerdir (Texas, 1998; Texas, 2003).



Şekil 2.1 : Alan yönlendirmeli kontrol blok diyagramı.

AYK'nin temel prensibi, motor akımının d-q eksenlerinde biri akı diğeri ise moment üreten birbirine dik iki bileşene ayırmaktır. Bu sayede manyetik akı seviyesi ve elektromanyetik torkun üretimi bağımsız olarak kontrol edilebilir ve SMSM'nin dinamikleri serbest uyarımlı DA motoru ile benzerlik gösterir (Rashid, 2011). Elektromanyetik enerji dönüşümünde, d-q bileşenleri sadece enerji dönüşümüne katkıda bulunur, Bu nedenle, eğer amaç sadece elektromekanik güç dönüşümü ise, elektrikli makinelerin analizi sadece d-q bileşenleri ile yapılabilir. Bu durumda kompleks vektör, üç fazlı elektrik sistemini, karmaşık bir vektörün gerçek ve hayali bileşenleri gibi yalnızca iki dikey bileşenle temsil edebilir. Burada, d bileşeni gerçek bileşen ile, q bileşeni ise karmaşık bir vektörde hayali bir bileşen ile temsil edilir. Bu karmaşık vektöre, karmaşık bir uzay vektörü veya sadece bir uzay vektörü denir (Sul, 2011).

Şekil 2.2'de SMSM'nin üç fazlı stator faz gerilim denklemlerinden elde edilen matematiksel modeli verilmiştir.



Şekil 2.2 : 3 fazlı motorun yıldız bağlı modeli.

Motorun faz sargılarına V_{as} , V_{bs} ve V_{cs} gerilimleri uygulanmakta ve motorun faz sargılarından I_a , I_b ve I_c akımları geçmektedir.

R_a , R_b , R_c : Stator faz sargısı dirençleri,

L_a , L_b , L_c : Stator faz sargısı endüktansları,

L_{ab} , L_{ba} , L_{bc} , L_{cb} , L_{ac} , L_{ca} : Stator fazları arasındaki ortak endüktansları

E_a , E_b , E_c : Stator sargılarında meydana gelen zıt EMK'yi göstermektedir.

Şekil 2.2'ye göre motor uç denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

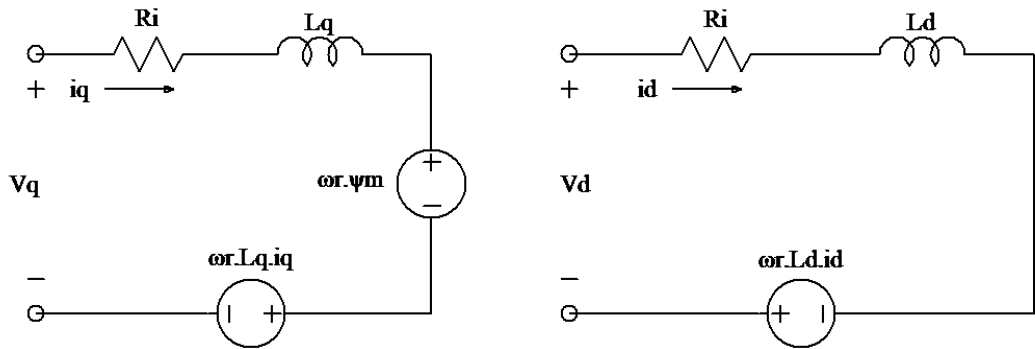
Motor fazlarının oluşturduğu zıt EMK, rotor mıknatısının manyetik akısı ile rotor hızına bağlıdır. Böylece EMK,

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = -\omega_r \Psi_m \begin{bmatrix} \sin\theta_r \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2)$$

ile ifade edilebilir. Motor yıldız bağlı, sarguların endüktansı birbirine eşit ve dengeli olduğundan, $R_a = R_b = R_c = R$, $L_a = L_b = L_c = L$, $L_{ab} = L_{ac} = L_{bc} = L_{ba} = L_{ca} = L_{cb} = M$ yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & L-M \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \omega_r \Psi_m \begin{bmatrix} \sin\theta_r \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3)$$

Üç fazlı motorun, rotor referans düzlemine göre matematiksel modelinin oluşturulmasında Clarke ve Park Dönüşümleri kullanılmaktadır. Dönüşümler yapılarak elde edilen model, doğru akım motoruna benzemektedir. Şekil 2.3'te motorun, rotor referans düzlemindeki eşdeğer devresi verilmiştir.



(a) q eksenli eşdeğer devresi

(b) d eksenli eşdeğer devresi

Şekil 2.3 : Motorun rotor referans düzleminde eşdeğer devresi.

Şekil 2.3'e göre motorun d-q eksen gerilim eşitlikleri yazılırsa;

$$V_d = R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \quad (4)$$

$$V_q = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_m \quad (5)$$

d , q eksenlerinin manyetik akıları ise;

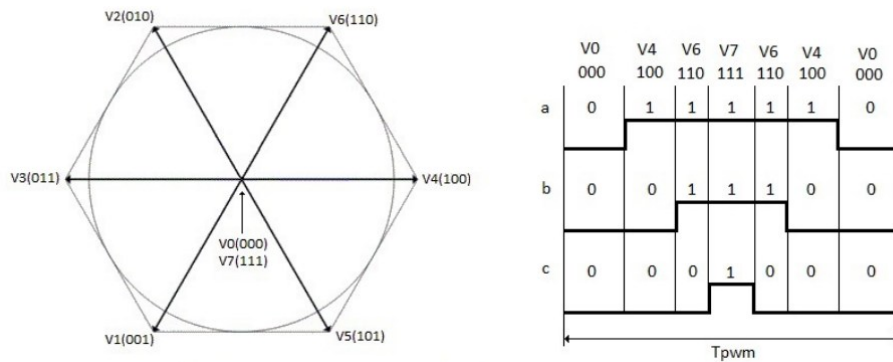
$$\psi_d = L_d i_d + \psi_m \quad (6)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} -L_q i_q \\ L_d i_d + \psi_m \end{bmatrix} \quad (8)$$

olarak bulunur. Burada V_d , d -eksen gerilimini, V_q , q -eksen gerilimini, I_d , d -eksen akımını, I_q , q -eksen akımını, ω_r , rotor hızını, ψ_m mıknatıslanma akısını, ψ_d d -eksen manyetik akısını, ψ_q q -eksen manyetik akısını ifade etmektedir.

Sabit mıknatıslı senkron motor sürücülerinin performansında, anahtarlar için kullanılan modülasyon tekniği büyük önem arz etmektedir. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyon (UVDGM) tekniği çok iyi harmonik performansı, modülasyon indeksi, doğru akım giriş geriliminin uygun değer kullanımı ve düşük akım dalgalanması gibi avantajlara sahiptir. Küçük uzay vektörlerinin uygun seçimi ve eşit anahtarlama süresi ile anahtarlama sıralarının başlangıç ve bitiş durumları, düşük gerilim dalgalanmalarına ve az miktarda harmoniklere sebep olur. Böylece UVDGM tekniği lineer modülasyon oranında diğer darbe genişlik modülasyon tekniklerine göre oldukça yüksek performans gösterir (Rodriguez ve diğ., 2000). Şekil 2.4'te Uzay Vektör Darbe Genişliği modülasyonunun vektör diyagramı verilmiştir.



Şekil 2.4 : Uzay vektör darbe genişliği modülasyonu vektör diyagramı.

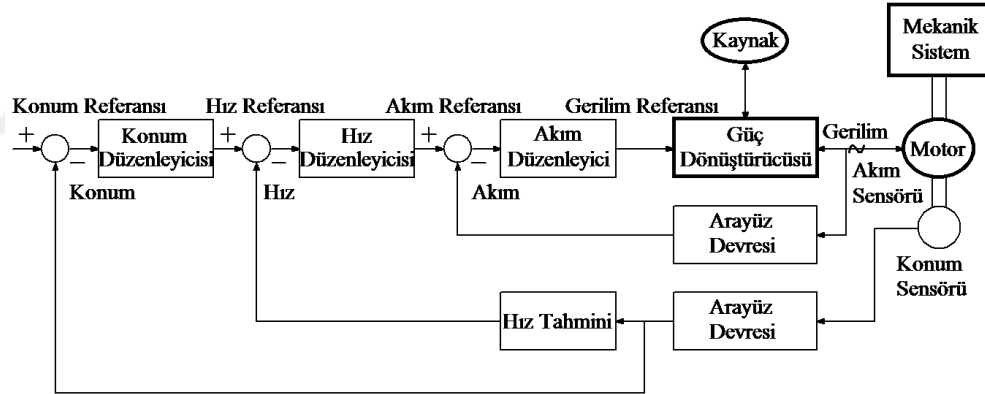
UVDGM tekniğinde üç fazlı referans akımlar “Clarke” dönüşümü kullanılarak α - β uzayında akım uzay vektörü ile temsil edilmektedir.

Vektörün uzunluğu ve faz açısı bu üç fazlı büyüklüklerin anlık değerleri ile hesaplanır. Eğer üç fazlı büyüklükler sinüsoidal ve dengeli ise, vektör sabit bir açısal hızla dönecek ve sabit bir uzunluğa sahip olacaktır. UVDGM tekniği, altıgen içerisindeki bütün referans vektörleri, V_{ref} 'e komşu olan iki uzay vektörünün ve sıfır vektörlerinin ağırlıklı ortalamaları alınarak oluşturulur.

V_{ref} gerilim vektörü, α - β ekseninde denklem 9'da verildiği gibi ifade edilmektedir,

$$V_{ref} = V_a + V_\beta = \frac{2}{3}(V_a + V_b e^{j4\pi/3}) \quad (9)$$

Verilen tüm denklemler dolaylı ya da doğrudan motor faz akımına bağlıdır. Stator parametrelerinin bilgisi birkaç kontrol şeması için önemlidir. Stator akımı bilgisi, hem rotor akısını hem de hızı ölçmek yerine rotor hızı izleme kontrolü için de kullanılır (Mammona, 2011). Şekil 2.5'de elektrik makinalarına ait kontrol blok diyagramı verilmiştir. Görüldüğü gibi en içteki akım döngüsü hız ve konum döngülerini etkilemektedir.



Şekil 2.5 : Elektrik makine ve güç dönüştürücüsü kontrol sistemleri blok diyagramı.

Pozisyon, hız ve ivme ölçülen değişkenlerden tahmin edilebilir veya ölçülebilir. Ayrıca, ölçülen ve tahmin edilen elektrik ve mekanik değişkenler, kontrol sisteminin performansını artırmak için kontrol döngüsüne geri beslenir. Kontrol sistemi, birbirine bağlı birçok denetleyici ile birlikte çalışabilir. Endüstriyel alanda, denetleyicilerin en yaygın kullanılan bağlantısı dış denetleyicinin çıkışının referans girişi olduğu iç denetleyicinin kaskat bağlantısıdır. Bu yapıda, eğer iç kontrol döngüsü yeterince hızlı ise, o zaman denetleyiciler diğer kontrol cihazları ile bağımsız olarak tasarlanmıştır. Burada, “yeterince hızlı”, iç denetleyicinin bant genişliğinin dış denetleyicinin en az beş

katı olması anlamına gelir. Bant genişliği, sistemin girişine sinüs olarak değişen işaret verildiğinde, sistemin çıkışında genlik cevabının 3dB bastırıldığı kesim frekansdır (Sul 2011). Tipik bir kaskat denetleyicinin blok diyagramı, Şekil 2.5’de görülen en içteki denetleyici akım denetleyicisidir. Şekilde, eğer akım denetleyicisi, hız denetleyicisine kıyasla yeterince hızlı değilse, akım denetleyicisi ile hız denetleyicisi arasında istenmeyen gürültüler olabilir.

2.2. Motor Akımı Ölçme Yöntemini Seçme Kriterleri

Belirli bir uygulama için bir akım sensörü seçerken göz önünde bulundurulması gereken birçok sorun vardır. Tasarımcının bir uygulamanın tüm yönlerini düşünmesi gerekir. Tablo 2.1’de akım sensörü seçerken özel dikkat gerektiren kriterler listelenmiştir.

Tablo 2.1 : Akım sensörü için seçim kriterleri (Lem 1998).

Parametreler	Türler	Ölçüt
Elektriksel	Akım türleri	Doğru Akım (DA), Alternatif Akım (AA)
	Gerilim	-Birincil çalışma gerilimi
		-İzolasyon için uygulanabilir standart
		-Tek veya güçlendirilmiş yalıtım
		-Dielektrik dayanım gerilimi
		-Aşırı voltaj kategorisi (örneğin, 0V kat. 1)
		-Darbe dayanım gerilimi (örneğin, 1.2/50 µs ile 8 kV)
	Gerekli çıkış sinyali	Nominal veya tepe akımındaki çıkış değeri, istenen veya gerekli çıkış yük empedansının seçimi.
	Ölçüm doğruluğu	25°C'de (ortam sıcaklığı) istenen doğruluk, kayma sapması ve kazanç kayması.
	Mevcut güç kaynağı	Güç kaynağı gerilimi, izin verilen maksimum akım tüketimi
Çevresel	Sıcaklık	Aşırı depolama sıcaklığı, minimum ve maksimum çalışma sıcaklıkları.
	Dış alanın varlığı	Transformatörlerden veya indüktörlerden alanlar, bölgedeki manyetize malzemeler.
	Titreşim ve şok	Dikkate alınması gereken standartlar ve seviyeler

Tablo 2.1(devamı) : Akım sensörü için seçim kriterleri (Lem 1998).

Parametreler	Türler	Ölçüt
Dinamik	di/dt	-Ölçülecek di/dt ile dönüştürücünün yanıt ve yükselme süreleri arasındaki eşleşme
		-Dönüştürücü tarafından çekilmesi gereken, ancak ölçülmeyen maksimum di/dt aşırı yükleri
	dv/dt	-Bir di/dt aşırı yüklenmesinden sonra maksimum dönüştürücü kurtarma süresi
		dv/dt sırasında izin verilen maksimum hata, dv/dt bozulmasından sonra sensörün maksimum yerleştirme süresi
Frekans aralığı	Frekans aralığı	-Ölçülecek frekans aralığı
		-Temel çalışma frekansı
		-Harmonik içerik
Mekanik arabirimler	Dış boyutlar	Diyafram konumu, bağlantı konumu, gerekli boşluk mesafeleri, maksimum belirtilen boyutlar
	Birincil elektrik bağlantısı	Baskı devre kartı (PCB) pimleri, bara boyutu, diyafram boyutu ve şekli, diğer bağlantılar
	İkincil elektrik bağlantısı	PCB pimleri, vida pabuçları, tutturma tırnakları, bağlantı, diğer bağlantılar

Motor akımı ölçme devresinin tasarımı aşamasında iken, Tablo 4.1'deki elektriksel, çevresel, dinamik ve mekanik değişkenler göz önünde bulundurulmalıdır. İlk olarak ölçülecek olan akımın türünün ve sınırlarının belirlenmesi gerekmektedir. Ölçülecek olan akımın aralığı çok geniş ise kayıplar ve çok küçük di/dt'de oluşabilecek dv/dt'ler artacaktır. Bu da direnç ile akım ölçme yönteminde elverişli değildir.

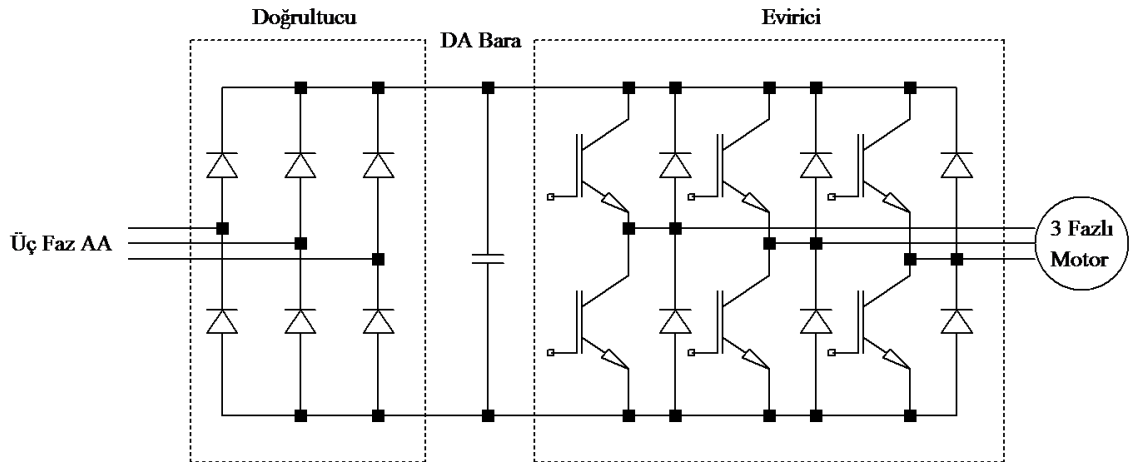
Motor yüksek devirde dönüyor ise elektriksek frekansı da yüksek olacaktır. Bundan dolayı, seçilen elektronik malzemelerin de bant genişlikleri önem kazanacaktır. Tezde verilen karşılaştırma ve öneriler 3000rpm dönen, akımın elektriksek frekansının(fe) 250Hz olduğu uygulamada yapılmıştır. Eğer fe, artarsa, akımın kayıpsız ölçülebilmesi için kullanılan Sigma-Delta Optokuplörü'nün veya Alan Etkili Sensörünün de bant genişliği daha yüksek olmalıdır.

BÖLÜM 3. MOTOR AKIMI ÖLÇME YÖNTEMLERİ

Motor sargılarından geçen akım bilgisi, motorun maksimum tork ürettiği bir alanda çalıştırılmasını veya motorun belirli bir performansta çalıştırmasını sağlar.

Üç Fazlı Asenkron Motor Sürücüleri ve Sabit Mıknatıslı Senkron Motor Sürücüleri, genellikle üç fazlı evirici topolojisini kullanır. Üç fazlı evirici, her bacak, yarım köprü topolojisi oluşturacak şekilde düzenlenmiş iki elektronik anahtar içeren 3 bacadan oluşur. Elektronik anahtarlarda güç MOSFET'leri veya IGBT'ler kullanılabilir. Bu anahtarlama elemanları, dijital kontrol cihazlarının her bir sargıya uygulanan enerji miktarını kontrol etmek için Darbe Genişliği Modülasyonu (DGM) tekniklerinden faydalanmalarını sağlamıştır. Şekil 3.1'de gösterilen üç fazlı evirici topolojisi, her bir motor fazına uygulanan ve motorun verimli çalışmasını sağlayan enerjinin kontrolünü sağlar (Torres ve Zambada, 2009).

Servo motorun performansı, ölçülen motor akımlarının ölçüm hassasiyetiyle doğrudan ilişkilidir. Motor akımlarını ölçmek için, şönt direnç, alan etkili sensör, akım trafosu gibi yöntemler mevcuttur. Bu tezde şönt direnç ve alan etkili sensörle motor faz akımının algılanması incelenmiştir.

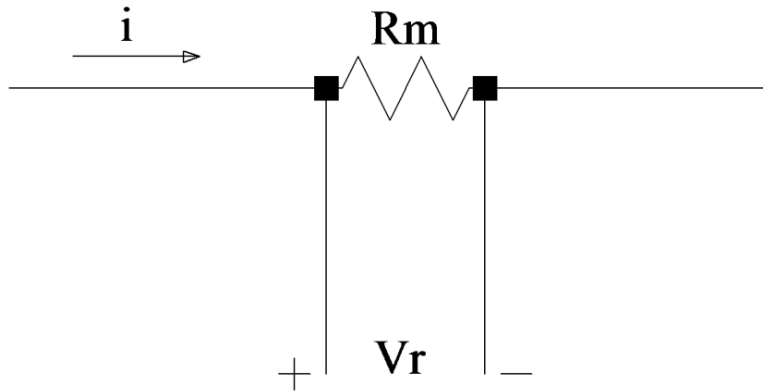


Şekil 3.1 : Servo Motor Sürücü genel devre yapısı.

3.1. Şönt Direnç İle Akım Ölçme

Şönt dirençler düşük maliyetle ölçüm sağladıklarından sık kullanılan akım sensörleridir. Yük boyunca akan akımı belirlemek için Şekil 3.2’de görülen şönt direncin üzerindeki V_r gerilim düşümü izlenir. Çoğu durumda, gerilim düşüşü doğrudan işlem yapmak için kullanılmayacak kadar küçüktür. Bu nedenle, yükseltici kullanmak gerekir. $I.V_R$ ile ortaya çıkacak olan omik kayıp nedeniyle, ölçülecek olan akımın büyüklüğü sınırlandırılmalıdır. Ayrıca, kaybın azaltılması için, direncin değeri minimize edilmelidir, ancak bu durumda, aynı akım için algılanan gerilimin büyüklüğü de azalır ve sinyal-gürültü oranı daha da kötüleşir. Dahası, akım hızla değişiyorsa, direncin kendi parazitik indüktansı nedeniyle ölçümde hatalar meydana gelir (Sul, 2011).

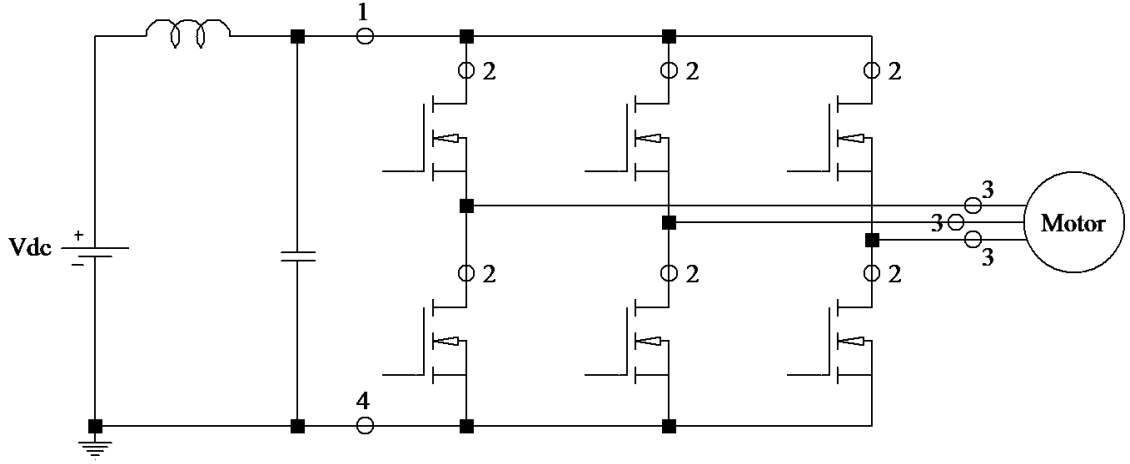
20A motor akımının üzerindeki Motor Sürücü Uygulamaları’nda, şönt dirençlerin güç dağılımlarından dolayı kullanımı pratikte mümkün değildir.



Şekil 3.2 : Şönt direnç ile akım ölçümü.

Şönt direnç ile motor-fazının sargı akımı, farklı metotlar kullanılarak algılanabilir. Şekil 3.3’te üç fazlı eviricide kullanılan farklı akım algılama bölümleri gösterilmiştir (Texas 2017).

- Motor faz akımını algılama (Şekil 3.3’teki 3 numaralı ölçüm yeri)
- Evirici bacak akımını algılama (Yüksek gerilim tarafı ve düşük gerilim tarafı olmak üzere, Şekil 3.3’deki 2 numaralı ölçüm yeri)
- Tek bir şönt kullanarak DA bara akımını algılama (Şekil 3.3’teki 1 ve 4 numaralı ölçüm yerleri)

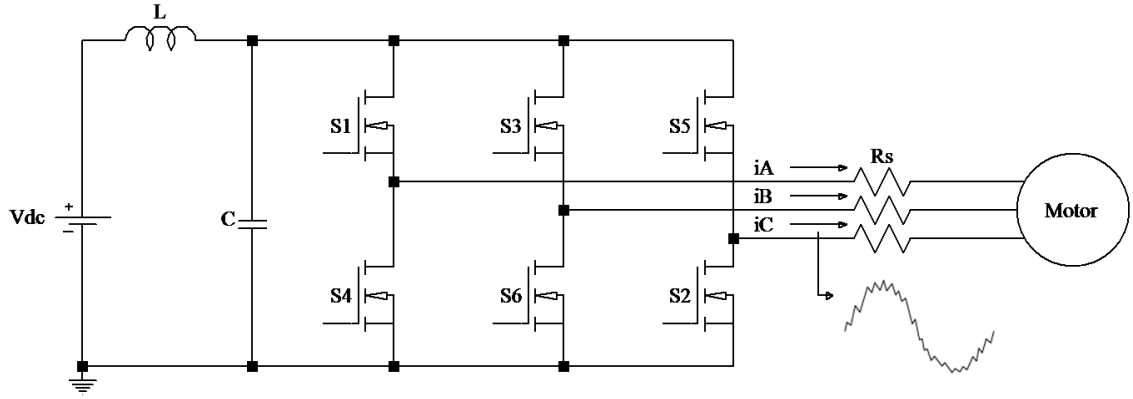


Şekil 3.3 : Üç fazlı eviricinin farklı akım algılama bölümleri.

3.1.1. Motor faz akımını algılama

Motor sargı bağlantılarına bağlı olarak, bu ölçüm doğrudan motor fazlarına uygulanacak en az iki sensör gerektirir. Diğer fazın akımı ise motor fazlarının bağlantı şekline (Y- Δ) göre hesaplanabilir. Şekil 3.4'te motor faz uçlarına harici olarak eklenmiş şönt direnç ile motor akımını algılamanın genel şeması verilmiştir. Her dirençteki gerilim düşüşü, her faz boyunca akan akımı belirlemek için ölçülür. Ayrıca, bu yöntem ile herhangi bir zamanda, motor hattı akımları hakkında tam bilgi edinmek mümkündür. Yani Yüksek Gerilim Tarafı ve Düşük Gerilim Tarafı dirençleri ile motor akımı ölçülmek istendiğinde, ölçülen gerilim anahtarlamalı bir işaret olduğundan kontrolcü tarafında matematiksel bir işlem yapılmasını gerektirir.

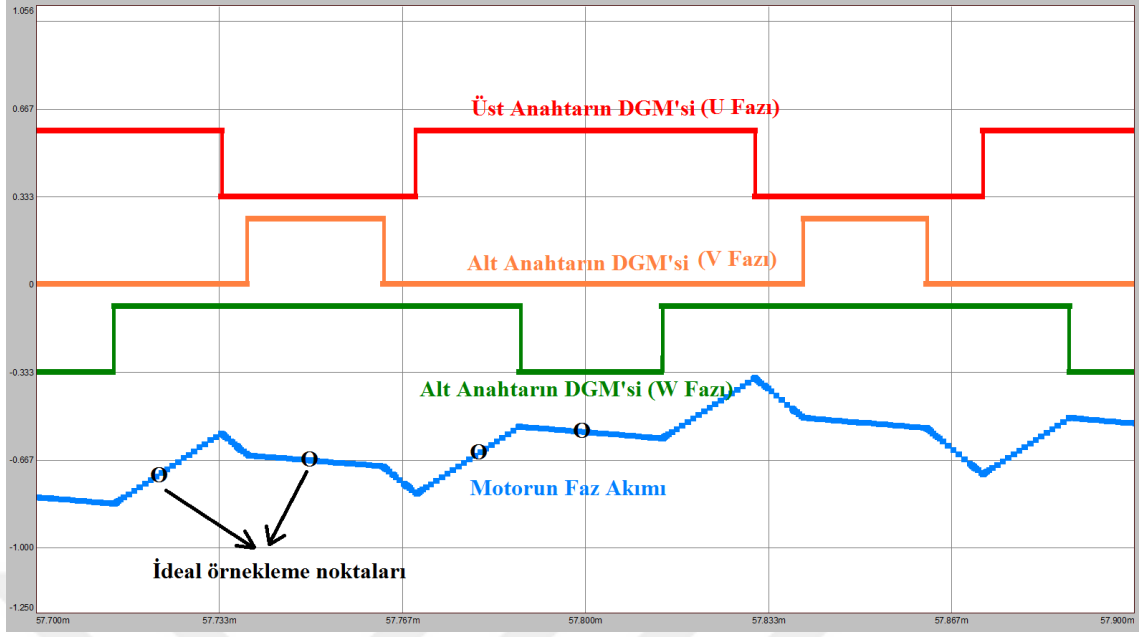
Bu yöntemin en büyük dezavantajı, ölçülen akımın ortak mod reddi sorununa sahip olmasıdır, çünkü hızlı dv/dt 'ye sahip küçük ortak mod sinyali, Şekil 3.4'te gösterildiği gibi ölçülen akımın üstüne gelir. Ortak mod reddetme problemini çözmeyen yaygın bir yöntemi, ölçülen gerilimin, optik yalıtımının sağlanmasıdır. Bununla birlikte, daha yüksek akımları ölçerken omik kaybı azaltmak için değeri küçük dirençler kullanılır. Direnç küçüldükçe empedansın endüktif bileşeni baskın olmaya başlar. Bu da ölçümün hassasiyetini kötü yönde etkileyecektir.



Şekil 3.4 : Motor fazlarına eklenmiş şönt direnç ile motor akımını algılama.

Motor akımının doğru ölçümü için kontrolcünün doğru örnek noktaları ile işlem yapması da önemlidir. Motor akımı örneklerinin anahtarlama anlarında değil, gürültünün daha az olduğu anlarda yapılması, doğru sonuca ulaştırır.

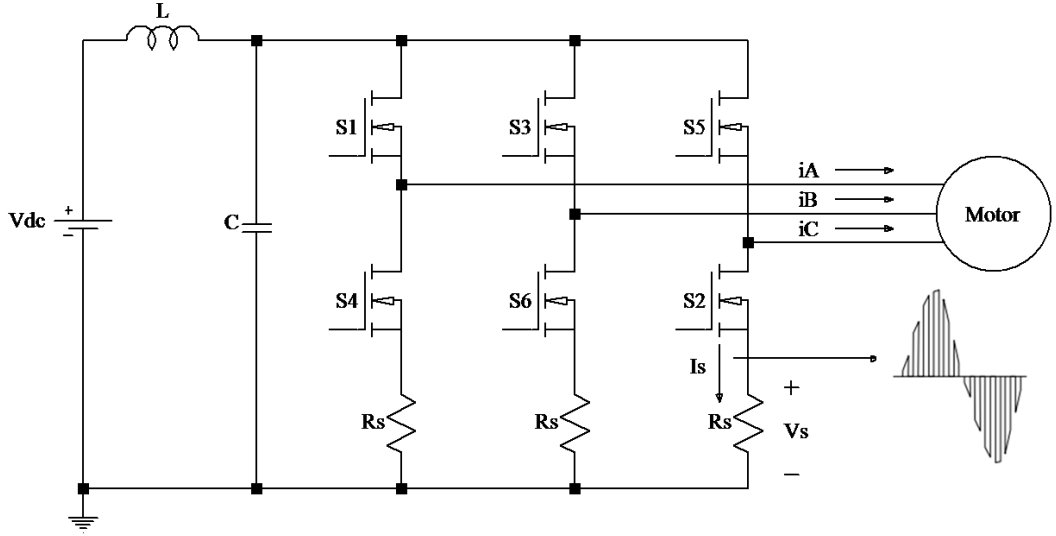
Evirici tarafından beslenen AA makine tahrik sistemi için, DGM nedeniyle, faz akımında kaçınılmaz olarak dalgalanmalar meydana gelir. Modern AA makine tahrik sisteminin çoğu dijital mikroelektronik tarafından kontrol edildiğinden, akım, her örnekleme noktasında örneklenmeli ve dijital değere dönüştürülmelidir. Dalgalanma açısından zengin olan akımın dijital değerini elde etmek için, sinyal işleme tekniği kullanılabilir. Akım denetleyicisinin yüksek bant genişliğinde çalışabilmesi için, DGM taşıyıcı ile senkronize örnekleme endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu yöntemle, üç fazlı bir uzay vektörü DGM kullanılıyorsa, akım sıfır periyodlarının merkezinde, Şekil 3.5'te gösterildiği gibi, iki kere örneklenebilir. Bu yöntemde bile, akım örneklemesinin donanımı, analog alçak geçiren filtre ve analog-dijital dönüştürücü nedeniyle bazı ölçüm hataları vardır (Sul, 2011).



Şekil 3.5 : Motor faz uçlarına harici olarak eklenmiş şönt direnç ile motor akımını algılama.

3.1.2. Eviricinin alt anahtarlarının akımını algılama

Düşük gerilim tarafından motor akım ölçümleri yapmak daha kolaydır, çünkü akım şönt direnci üzerinden ölçülen gerilim, toprak referanslıdır. Bu yapılandırma akım algılayıcısının düşük gerilimli bir parçası olmasına izin verir, çünkü algılanan gerilim sadece toprak referansının üzerindeki milivolt seviyesindedir. Bu nedenle ortak mod reddi gerekmez. Toprak referansında olduğu için çoğu durumda yalıtımsız olarak motor akımları ölçülür. Yani uygulanacak en basit, en düşük maliyetli yöntemdir. Şekil 3.6'da gerilim kaynağı eviricisinin her bacağına harici olarak eklenmiş algılama direnci kullanarak motor akımı ölçümünün devre şeması verilmiştir.

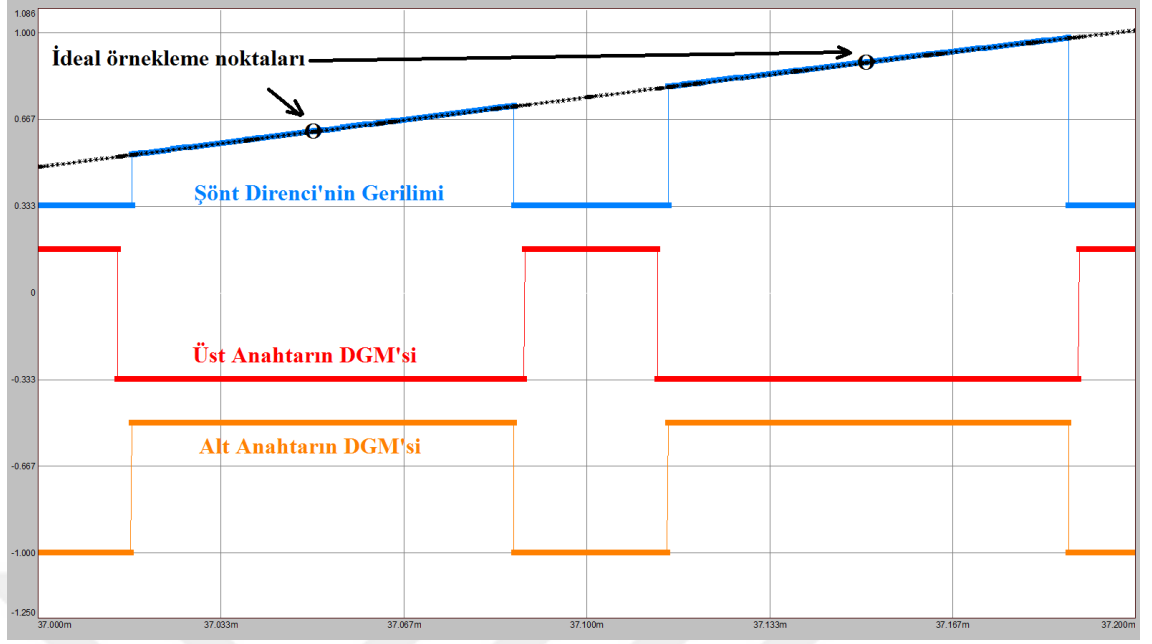


Şekil 3.6 : Eviricinin düşük gerilim tarafına eklenen şönt direnç ile motor akımını algılama.

Düşük gerilim tarafı akım ölçümünün dezavantajı, şönt direncinin yerleştirilmesi nedeniyle yükün artık toprak referansı olmaması ve yük ile toprak arasında birkaç milivolt gerilim farkına sebep olur.

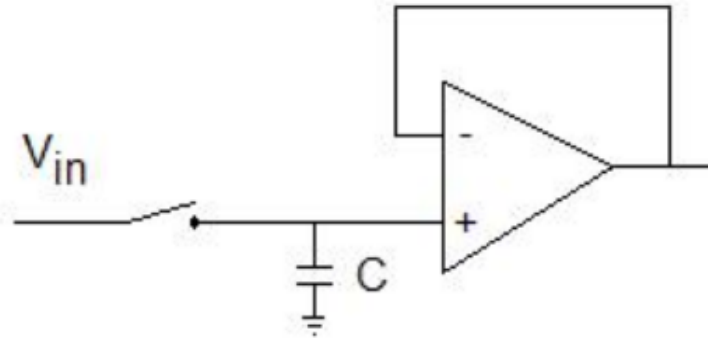
Bir diğer önemli dezavantaj, motor toprağına kısa devre oluştuğı zaman, kısa devre akımı eviricinin üst anahtarından ve motor faz sargısından yolunu tamamlayacaktır. Bu durumda düşük gerilim tarafındaki şönt dirençten akım akmayacaktır. Bu nedenle denetleyici devresi sistemde ciddi bir arıza olduğunu fark etmez.

Motor faz akımını doğru bir şekilde ölçmek için anahtarlamının olmadığı anlarda işaretin işlenmesi gerekmektedir. Anahtarlamının olduğu anlarda dv/dt 'den ve kapasitif etkilerden dolayı salınımlar yapacaktır. Bu ölçme yöntemi için ideal örnekleme noktaları Şekil 3.7'de gösterilmiştir (Leibson, 2018; Wilson, 2016).



Şekil 3.7 : Eviricinin alt anahtarının akımı algılandığındaki ideal örnekleme noktaları.

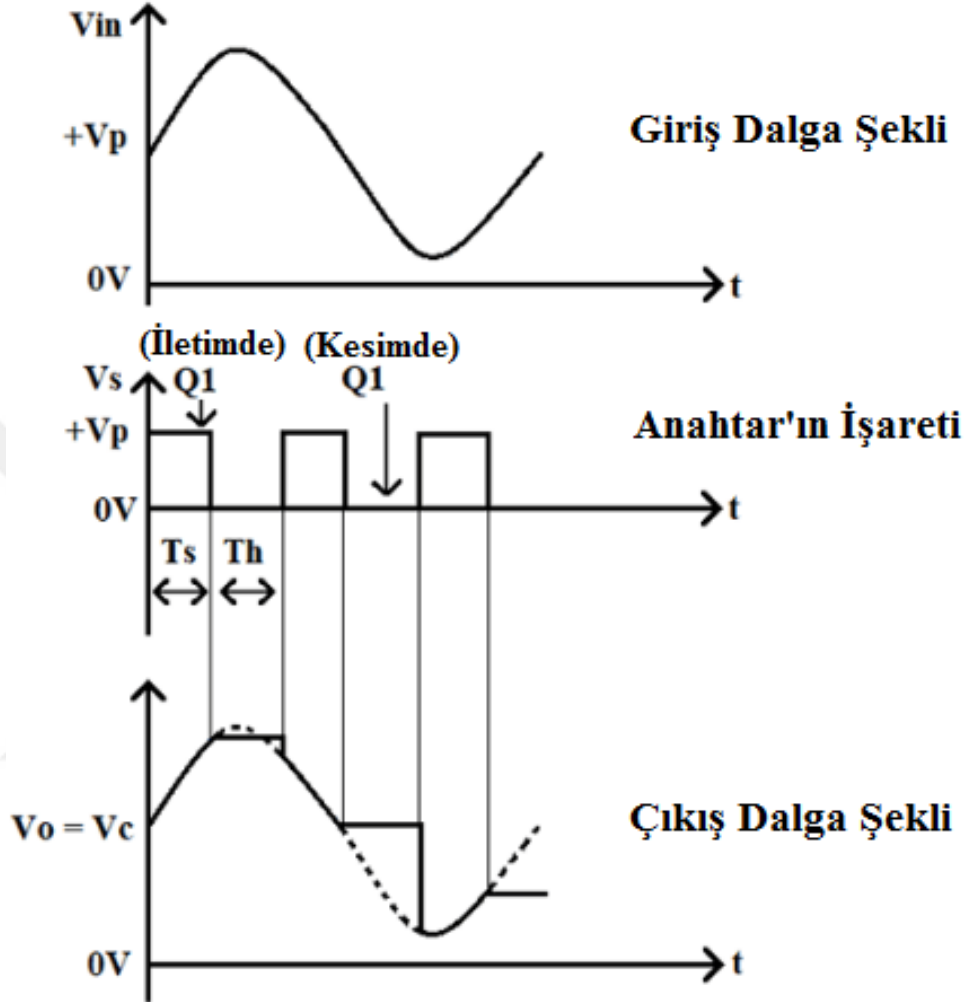
Bu ölçüm yönteminde ölçülen akım, doğrudan motor akımı değildir. Kontrol döngüsünde akımının ölçüldüğü sırada akımın olmaması ciddi problemlere yol açabilir (Wang ve diğ., 2005). Akımın devamlılığı ve ölçülen akımın motor akım bilgisini vermesi için, örnekleme ve tutma devreleri kullanılmalıdır. Şekil 3.8’de örnekleme ve tutma devresi gösterilmektedir.



Şekil 3.8 : Örnekleme ve tutma devresi örneği.

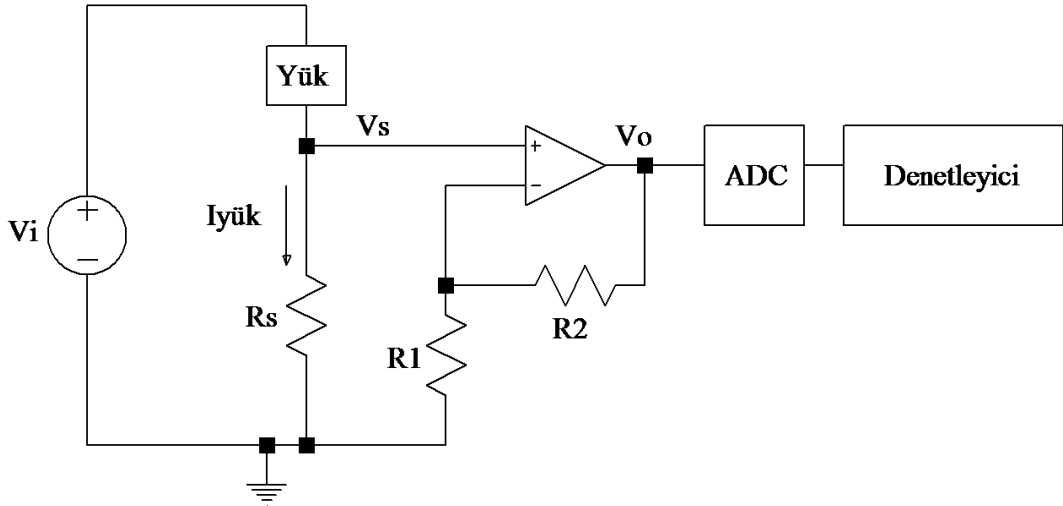
Şekil 3.8’deki anahtar kapalı ise, kapasitör V_{in} girişi potansiyeline yüklenir. Anahtar açıldığında, kondansatör şarj gerilimini üzerinde tutar, böylece opamp, anahtarın açıldığı anda kapasitördeki potansiyelin ne olduğunu gösteren bir çıkış potansiyeline sahiptir. Örnekleme ve tutma devresinde genellikle anahtar açık konumdadır, ancak

ölçüm almak istendiğinde anlık olarak kapatılmaktadır. Şekil 3.9'da örnekleme ve tutma devresinin giriş ve çıkış işaretleri gösterilmiştir. Bu devrenin kullanılmasının dezavantajı ise maliyet ve kontrol döngüsünün zorlaşması olacaktır.



Şekil 3.9 : Örnekleme ve tutma devresinin giriş-çıkış işaretleri

Motor akımına karşılık, R_s üzerinden ölçülen gerilim çok düşük olduğundan, algılanan gerilim bir yükselteç yardımıyla analog dijital dönüştürücüye (ADC) iletilir. Şekil 3.10'da Eviricinin alt anahtarlarının akımının algılanması ve yükseltilmesi gösterilmiştir.



Şekil 3.10 : Eviricinin alt anahtarlarının akımının algılanması ve yükseltilmesi.

$$V_O = (V_S) \times \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (10)$$

$$V_O = (I_{y\ddot{u}k} \times R_S) \times \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (11)$$

Bu çözümün göz ardı edilemeyecek bazı dezavantajları vardır. Bunlardan ilki, toprakla test edilen sistem arasındaki gerilim düşüşünün varlığından kaynaklanır. Sonuç olarak, sistemin yükü doğrudan toprağa bağlı değildir. Bu, özellikle yükselticinin çıkışının toprağa göre alındığı analog devrelerde hatalı çalışmaya neden olabilir. Bir diğer önemli dezavantaj ise, test edilen sistemde toprağa kısa devre tespit edilememesidir. Böyle bir durum meydana gelirse, kısa devre akımı evirici çıkışı üzerinden toprağa akar. Ölçüm direncinden hiçbir akım geçmediğinden, denetleyici devresi sistemde ciddi bir arıza olduğunu fark edemez. Ayrıca bu durumda, yükseltecin ortak giriş geriliminin sıfıra yakın olduğu unutulmamalıdır. Bu nedenle, seçilen opamp modelinin, eviricinin toprağına yakın giriş ortak mod gerilimi olan V_{CM} 'yi reddedip etmemesine özellikle dikkat edilmelidir (Slowik ve diğ, 2017).

Eviricinin alt anahtarlarının akımının algılanmasının özellikleri şunlardır:

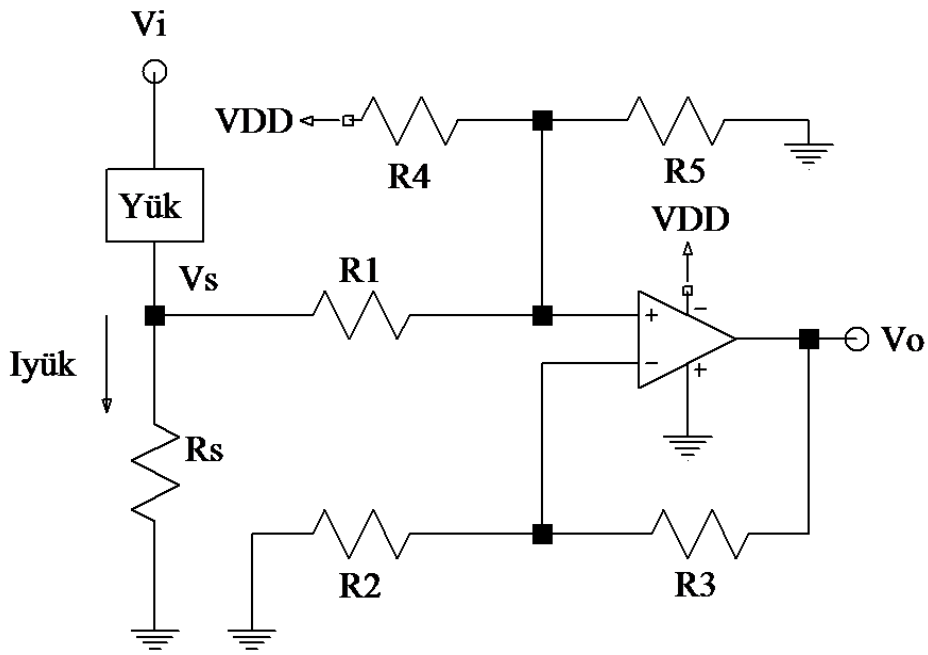
- V_S toprağa referanslıdır, bu nedenle düşük gerilimli bir yükselteç kullanılabilir.
- Evirici olmayan bir yükselteç kullanılabilir ve devrenin giriş empedansı, yükseltecin büyük giriş empedansına eşit olacaktır (Lepkowski, 2003).

Dezavantajları;

- Eviricinin alt anahtarlarının akımının algılanması, toprak iletimini bozar ve topraklama sistemine eklenen direnç, elektromanyetik girişim(EMI) sorunlarına neden olabilecek bir ofset gerilimi üretir. Bu ofset gerilimini en aza indirmek için Şekil 3.11'deki gibi şönt ofset ayar devresi kullanılmalıdır.

- Yükün alternatif bir toprak yolu üzerinden yanlışlıkla toprağa bağlı olduğu durumdaki bir hatayı tespit edemez. Seçilen temel işlemsel yükselteç, düşük ofset gerilimli ve besleme gerilimini, kayıp olmadan çıkışa aktarabiliyor olmalıdır (Lepkowski, 2003).

Şekil 3.11'de gösterilen devre, yükselteç çıkışında ofset oluşturan R_4 ve R_5 dirençlerinin V_S işaretini değiştirmesini önlemek için R_1 direnci kullanılır. Ofset, yükseltecin çıkışını gerilim kaynığının yarısına ($V_{DD}/2$) ayarlamak için kullanılabilir. V_S işareti tipik olarak toprağa göre sadece 10mV ila 100 mV aralığındadır ve yükselteç bir ADC'ye bağlıysa sık sık ofset ayarlaması gerekir (Lepkowski, 2003).



Şekil 3.11 : Şönt ofset ayar devresi.

$$R_S \ll R_1$$

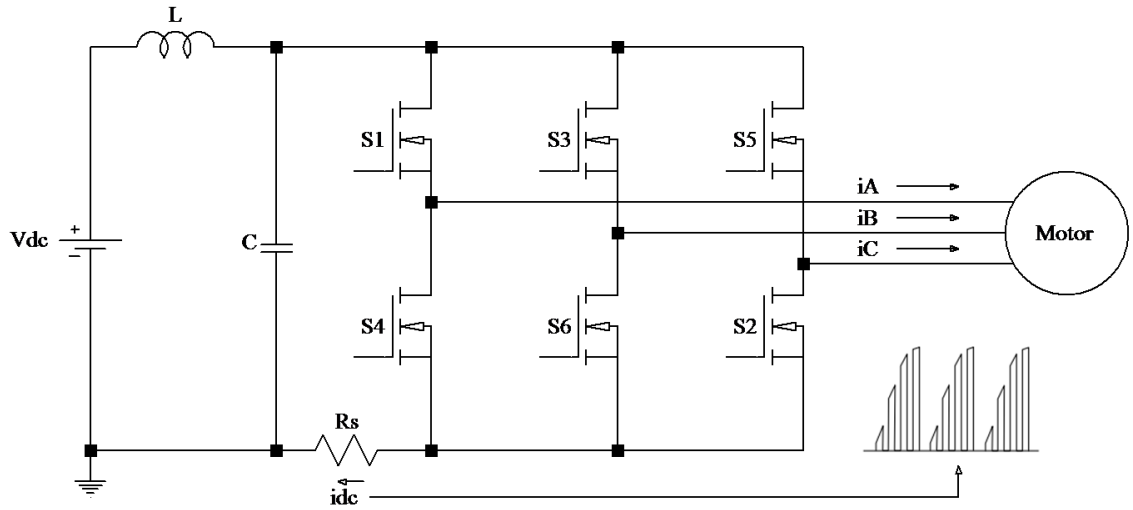
$$\text{Yükselteç Kazancı} = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \quad (12)$$

$$V_O = [(V_S (1+R_3/R_2)) + ((\frac{R_5}{R_4+R_5})V_{DD})] \quad (13)$$

Şönt direnç devresine bir denge sağlamak, özellikle standart opamplar kullanılıyorsa, yükseltecin doğrusallığını da artırabilir. Tipik olarak tek bir standart güç kaynağının doğrusallığı, doğruluğu ve güç tüketimi, çıkış sinyali güç kaynağı yakınında olduğunda düşer. Böylece, ofset devresi bu problemi önlemek için kullanılabilir. Bir şönt devrede kullanılmak üzere tercih edilen opamplar, küçük bir ofset gerilimine (V_{OS}) sahip olmalıdır. Ayrıca besleme gerilimi, maksimum çıkış aralığını temsil etmelidir. Yani opampın elektroniğinde gerilim düşümü idealde olmamalıdır.

3.1.3. Eviricinin düşük gerilim tarafından tek şönt direnci ile akım ölçme

Transistör anahtarlarının durumlarına ve çalışma süresine bağlı olarak, motor fazlarındaki akım, Şekil 3.12'de gösterildiği gibi tek bir dirençle ölçülebilir veya hesaplanabilir. DA bara algılama direnci yönteminde, akım ölçümü sırasında seviye kaymasını önlemek için, DA güç kaynağı ile evirici arasına tek bir direnç yerleştirilir (Williams, 1989). DA bara algılama direnci maliyeti ve güç tüketimini en aza indirir.



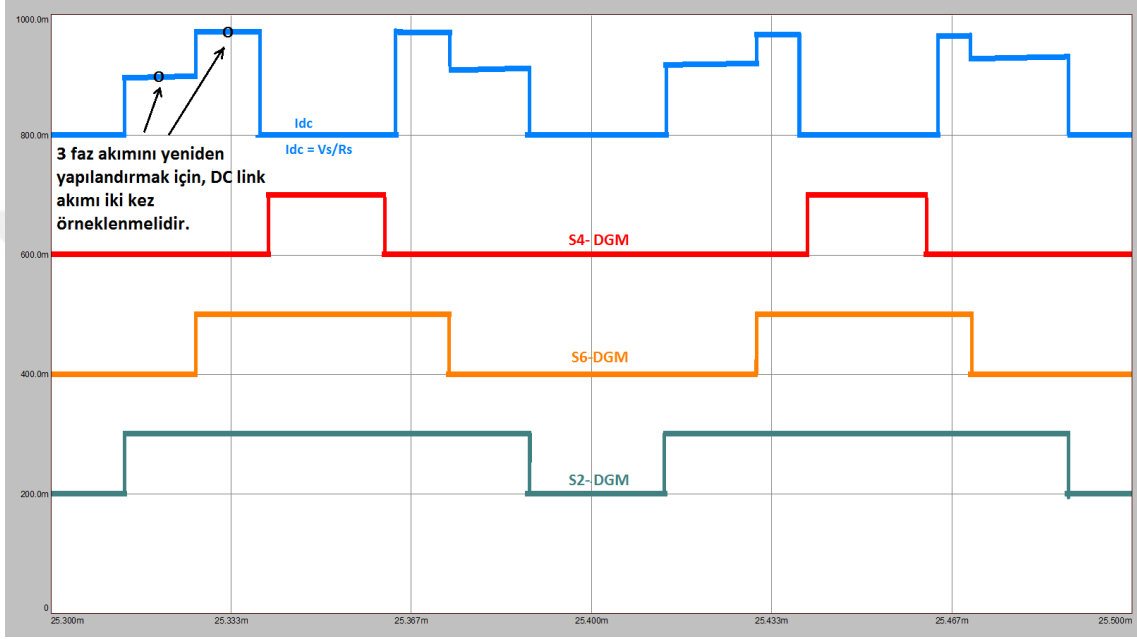
Şekil 3.12 : Harici olarak eklenmiş bir şönt direnci kullanarak DA bağlantı akımı algılama.

Avantajları;

Daha önce belirtildiği gibi, tek şönlü üç fazlı yapının en önemli nedenlerinden biri maliyet azaltmadır. Bu da, örnekleme devresini bir şönt direnç ve bir işlemsel yükseltece indirger. Maliyet azaltma avantajlarına ek olarak tek şönt algoritması, her

fazın ayrı toprak bağlantısı sağlamayan güç modüllerinin kullanılmasına izin verir. Tek şönt ölçümünün bir diğer faydası, aynı devrenin üç fazın tümünü algılamak için de kullanılmasıdır. Motor akımının doğru algılanması için ideal örnekleme noktaları Şekil 3.13'deki gibi olmalıdır (Leibson, 2018).

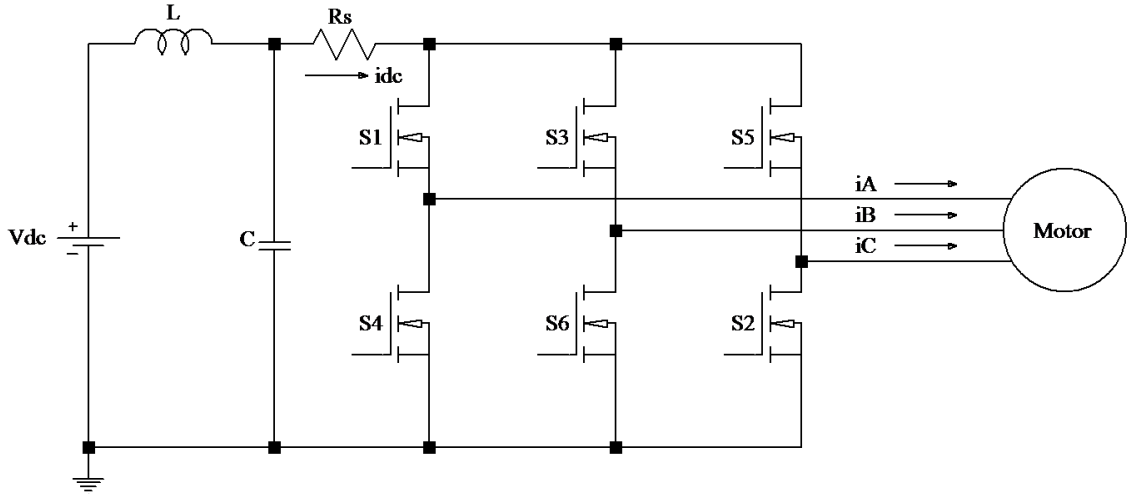
Dezavantajı ise, tek şönt ölçümlerinde, motor akımının hesaplanmasını sağlamak için daha fazla işlemci hafızasının kullanılmasıdır. Bu da yapılan işlemleri yavaşlatacaktır.



Şekil 3.13 : Şönt direnci ile DA bağlantı akımı algılandığında ideal örnekleme noktaları.

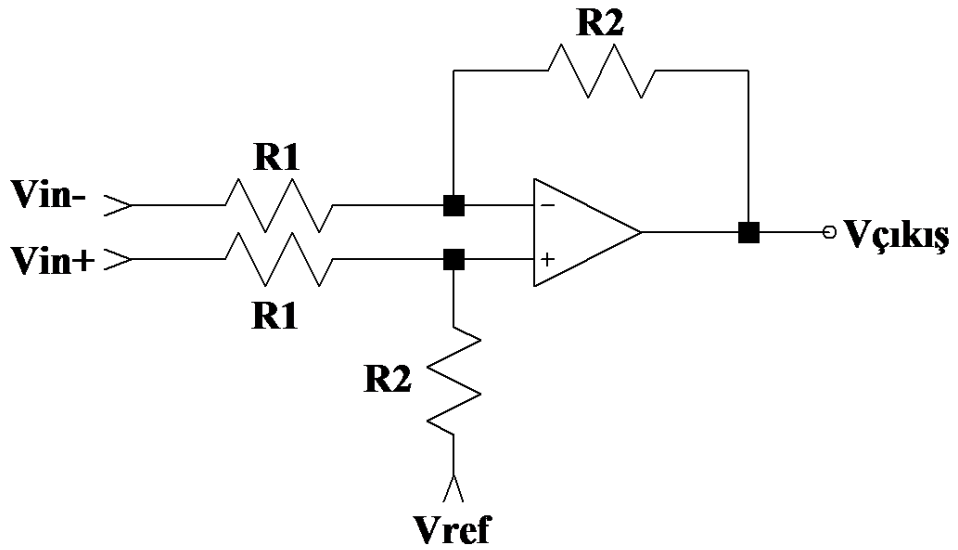
3.1.4. Eviricinin yüksek gerilim tarafından tek şönt direnç ile akım ölçümü

Önceki yöntemde bulunan dezavantajlar olmayan ikinci yaklaşım ise, şönt direncin Şekil 3.14'deki gibi güç kaynağı geriliminin yanına yerleştirilmedi. Bu durumda test edilen sistem, sabit bir toprak potansiyeline sahip olur. Bu, hassas analog devrelerin düzgün çalışmasını engellemez. Ayrıca, olası toprak akımına kısa devre arızası, denetleyici devresi tarafından derhal farkedilecek olan ölçüm direnci boyunca akacaktır.



Şekil 3.14 : Evirici yüksek gerilim tarafından şönt direnç ile akım ölçümü.

Ancak bu sistemde, önemli bir dezavantaj vardır. Önceki yöntemde ölçüm direnci bir taraftan topraklanmışken, burada şönt direncinin her iki ucu da besleme gerilimine yakın potansiyededir (güç elektroniği sistemleri, motorlar, vb. durumlarda besleme gerilimi yüksek olabilir). Bu ikisi de önemli problemler yaratır. Bunlardan ilki, işlemsel yükseltecin kullanımının zorunlu hale gelmesidir. İkincisi ise, bu yükselteç girişlerinde yüksek ortak mod gerilimi olan V_{CM} 'nin varlığıdır. Bu ortak mod geriliminin ölçüm sonuçlarını daha az etkilemesi için genellikle fark yükselteçleri kullanılmaktadır. Basit bir fark yükseltecinin uygulaması Şekil 3.15'de gösterilmektedir.



Şekil 3.15 : Farksal yükselteç.

İşlemsel yükseltecin standart fark konfigürasyonu denklem (14)'te gösterilmektedir.

$$V_O = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_{IN1} - V_{IN2}) + V_{REF} \quad (14)$$

İşlemsel çalışmanın ve tatmin edici Ortak Mod Reddetme Oranı (CMRR) değerlerine ulaşılmasının temelini dört direncin doğru seçimi olduğu belirtilmelidir. İşlemsel yükseltecin en önemli özelliklerinden biri de istenmeyen gürültüleri bastırmasıdır. Gürültü toprak veya sinyal hatlarındaki kaçak kapasiteler veya gerilim kaynaklarındaki gerilim dalgalanmaları nedeniyle ortaya çıkabilir. Burada önemli olan, gürültü sinyalinin fark yükseltecinde yükseltilmesi istenen sinyaller olmamasıdır. Bu tür yükselteçlerin en önemli özelliği giriş uçlarında yer alan fark yükselteçleri nedeniyle girişlerine uygulanan eş sinyallerin farkını almasıdır. Aynı polaritede olan ve her iki giriş ucunda da ortak olarak ortaya çıkan her istenmeyen gürültünün fark yükseltecinin çıkışında büyük ölçüde bastırılacaktır. Bir yükseltecin farksal sinyalleri yükseltirken ortak modlu sinyalleri kabul etmemesine CMRR denir. Daha doğru bir ölçüm için CMRR oranının yüksek olması gerekmektedir.

Dirençlerin toleransına bağlı olarak CMRR değişmektedir. Direnç toleransına bağlı CMRR değeri denklem (15) ile hesaplanabilir.

$$CMRR = 20 \log \left[\frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{4T_R/100} \right] \quad (15)$$

El ile eşleşen dirençler için elde edilen CMRR değerlerini hesaplayabiliriz. Örneğin, eğer $R_2/R_1 = 1$ ise ve dirençler %0,1 toleransa sahip olursa, en kötü durumda CMRR 54dB olacaktır. Dirençler %1,0 toleransta olursa, kabul edilemeyecek derecede düşük 34dB CMRR elde edilecektir. Ayrıca, yükleme etkisinden kaçınmak için R_1 ve R_2 değerlerinin şönt direnç R_S 'den çok daha büyük olması gerektiğine dikkat edilmelidir.

Şönt direnç ile motor akımı ölçme yöntemlerinin avantaj ve dezavantajları Tablo 3.1'de listelenmiştir.

Tablo 3.1 : Şönt dirençle akım ölçüm yöntemlerinin karşılaştırılması.

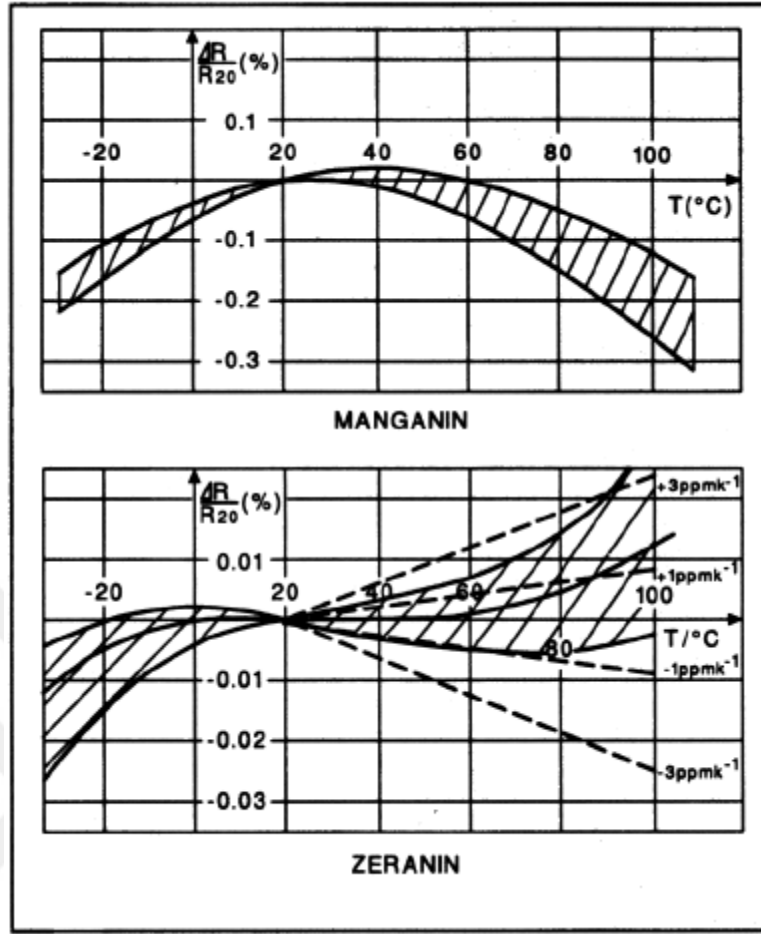
Yüksek gerilim taraf uygulaması	Alçak gerilim taraf uygulaması	Motor Fazı uygulama
Avantajları		
Yüksek ortak mod gerilimi	Alçak ortak mod gerilimi	
Toprak kısa devresinde hata tespiti	Kabul edilebilir alçak gerilim yükselteçleri	Gerçek faz akımı ölçülür.
Sağlam yükselteç gereksinimleri	Düşük maliyet	Sistemi izleme becerisi kazanır
Topraklama bozukluğu yok		
Dezavantajları		
Ölçülen akım \neq Faz akımı	Toprak kısa devresinde hata tespiti yapılamamakta Ölçülen akım \neq Faz akımı	Yüksek CMRR'li yükselteç seçilmeli

3.2. Direnç Akım Ölçme Yöntemlerinde Göz Önünde Bulundurulması Gerekenler

3.2.1. Sıcaklık dayanımı katsayısı

Sensörün, Sıcaklık Dayanım Katsayısı (TCR) doğruluk için önemli bir parametredir. Tüm malzemeler sıcaklıkla değişime uğrar ancak bu değişim her biri için farklıdır. Direncin sıcaklığına bağlı değişimi doğrusal değildir ve özellikle yüksek sıcaklıklarda Şekil 3.16'daki temsili eğrilerinde gösterildiği gibi pozitif veya negatif olabilir.

Bir malzeme için pozitif bir katsayı, sıcaklığın artmasıyla direncinin arttığı anlamına gelir. Saf metaller tipik olarak pozitif sıcaklık katsayısına sahiptir. Bazı metallerin alaşımlanması ile sifıra yaklaşan katsayılar elde edilebilir. Negatif bir katsayı ise, sıcaklığın artmasıyla direncinin azaldığı anlamına gelir. Yarı iletken malzemeler (karbon, silikon, germanyum) tipik olarak negatif sıcaklık katsayısına sahiptir.



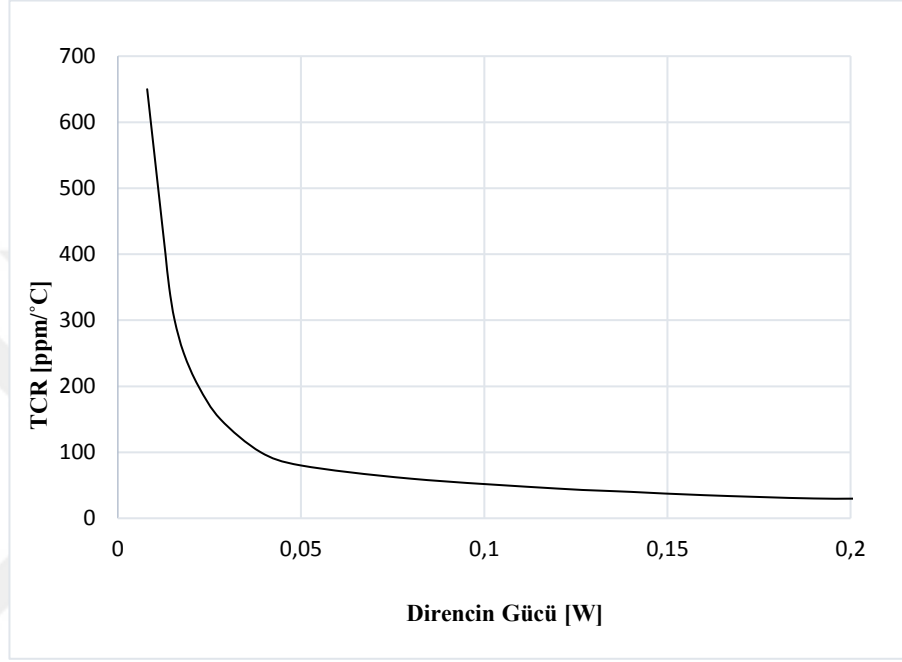
Şekil 3.16 : Direncin sıcaklığına bağlı değişimi.

Üreticiler bu teknolojiyle uzun bir yol kat etmişlerdir. Ağustos 2019'da Vishay Firması, 3939 boyutunda bir pakette Metal TM tipi şönt dirençlerini tanıttı. Bugün piyasaya sürülen cihazlar, bir bakır ısı yayıcı kullanımı ile, gelişmiş bir termal yönetim tasarımını içeren bir yapıya sahiptir. Dirençler, düşük TCR ($\pm 20\text{ppm}/^\circ\text{C}$), $<10\text{nH}$ düşük indüktans değerine, $<2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 'ye kadar düşük termal EMF'ye ve bir -65°C ile $+170^\circ\text{C}$ arası çalışma sıcaklığına sahiptir.

Belirli bir cihazın doğrusal olmayan bir özelliği olduğunda endüstriyel uygulamalarda direncin TCR'si 20°C ile 60°C sıcaklıkları arasında doğrusal bir ilişki göstermektedir. 20°C ise referans sıcaklığıdır. Akım algılama dirençleri genellikle büyük ölçüde ortam sıcaklığının üzerindeki sıcaklıklarda çalışır. Tasarımcılar, tüm çalışma aralığı boyunca doğrusal eğri sağlamayan TCR özelliklerine karşı dikkatli olmalıdırlar. TCR, normalde, santigrat derece başına milyonda bir birimi ($\text{ppm}/^\circ\text{C}$) cinsinden belirtilir ve sıcaklığa bağlı olarak direncinin değişimi denklem 16 ile ifade edilir.

$$\Delta R(\%) = (T_{\text{çalıştırma}} - T_{\text{referans}}) \times \frac{\text{ppm}}{10^6} \times 100\% \quad (16)$$

Direnç elemanının TCR'sine ek olarak, düşük değerli algılama dirençleri, bakır bağlantılarının çok daha yüksek TCR'sinden kaynaklanan ek bir hatayla karşılaşabilir. Bakır, +3900ppm/°C TCR değerine sahiptir ve bunun etkisi Şekil 3.17'de gösterilmektedir.



Şekil 3.17 : Temas direncinin toplam algılanan TCR'ye etkisi.

Şönt dirençlerin, içinden geçen yük akımının bir sonucu olarak gücü dağıtması, çok düşük direnç değerlerine sahip olmasını gerektirir. Ek olarak, ölçüm kararlılığı için akım algılama dirençleri de çok düşük bir TCR'ye sahip olmalıdır. Düşük bir TCR, düşük sıcaklık bağımlılığı ile yüksek ölçüm doğruluğuna neden olur.

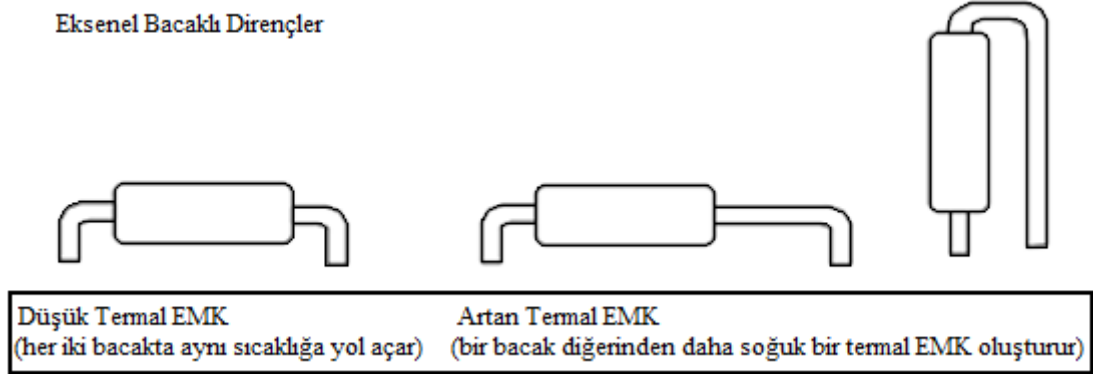
3.2.2. Termal EMK

Birbirine benzemeyen metaller arasında bir bağlantı olduğunda, küçük bir gerilim üretilir. Bu gerilim sıcaklıkla değişkendir ve bu nedenle “termal EMK” veya termokupl etkisi olarak adlandırılır.

Akım şönt dirençleri, geniş bir akım aralığında çalışmalıdır. Akım düşük olduğunda, örneğin; uyku veya bekleme modundayken, şönt direncin termal EMK'si, direnç boyunca akan akım tarafından üretilen gerilime ölçülebilir bir hata gerilimi ekler. Bu

hata gerilimi, motor akımı tarafından üretilen en düşük gerilimden daha düşük olmalı ve ölçüm hatasını en aza indirmelidir (Url-1<https://cal.equipment/doc/Keithley/Ch3_LowLevMsHandbk.pdf> erişim tarihi 06.06.2019).

Direnç uçları genellikle direnç malzemesinden farklı bir malzemedan yapıldığından, termal EMK'ler dış ve/veya iç ısı kaynağı nedeniyle oluşur. Üretilen gerilim, direncin yönüne bağlı olarak pozitif veya negatiftir. Tüm dirençler intermetalik kombinasyonlara sahiptir ve çoğu son intermetalik birleşme noktası olarak bakıra bağlandığından, standart referans metal olarak bakır kullanılır. Direnç kullananlar, ürün seçimi ve devre yerleşimi ile eşit birleşme sıcaklıkları sağlamak için termal EMK seviyelerini en aza indirebilirler (Url-2 <<http://www.vishaypg.com/docs/49871/theremf.pdf>> erişim tarihi 06.06.2019). Şekil 3.18'de direncin bağlantı şekline göre EMK etkisi gösterilmiştir. Isının eşit dağılımı için düşük EMK'li bağlantı tercih edilmelidir.



Şekil 3.18 : Direncin bağlantı şekline göre termal EMK değişimi.

Termal EMK, DA devrelerinde kullanılan düşük değerlikli dirençlerde önemli bir husus olabilir. Bazı akım algılama uygulamalarında, termal EMK ayırt edilen sinyalden daha büyük olabilir. Daha önce belirtildiği gibi, termal EMK'ler kutuplaşmaya sahiptir. Direncin her iki ucunun da aynı sıcaklıkta olması durumunda, termal EMK'ler kendi kendini iptal eder ve sıfıra yakın gerçek bir devre içi termal EMK ile sonuçlanır (Url3<<http://www.rcdcomp.com/rcd/press/R32%20Thermal%20EMF%20Application%20Guide.PDF>> erişim tarihi 05.06.2019).

Tipik Direnç Termal EMK Seviyeleri aşağıda verilmiştir.

- Karbon Bileşimi: 400uV/°C

- Metal Film: 20uV/°C
- Tel Sargılı Güç Direnci: 50uV/°C

3.2.3. Ofset sıfırlama

Ofset sıfırlama; termal EMK'ler düşük değerlikli direnç ölçüm doğruluğunu olumsuz yönde etkilediğinden, düşük değerlikli direnç ölçümlerinde, termal EMK'leri azaltan veya ortadan kaldıran bir ayarlama tekniğidir (Url4<<http://www.rcdcomponents.com/rcd/press/R32%20Thermal%20EMF%20Application%20Guide.PDF>> erişim tarihi 06.06.2019).

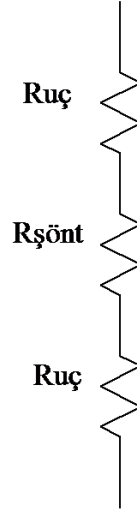
Tek tip gövde sıcaklığını sağlamak için elemanların yerleşimlerine önem verilmelidir. Ayrıca, ısı üreten bir eleman şönt direnç ile yanyana yerleştirilmemelidir.

Devre tasarımcıları, özellikle radyal bacaklı modellerde dirençlerin bir ayağının diğeriyle aynı sıcaklıkta olmasını sağlamak için direncin içyapısını dikkate almalıdır (Url4<<http://www.rcdcomponents.com/rcd/press/R32%20Thermal%20EMF%20Application%20Guide.PDF>> erişim tarihi 06.06.2019).

3.2.4. Kelvin bağlantı modeli

Akım algılama uygulamaları için şönt dirençler iki veya dört bacaklı olarak bulunur. İki bacaklı bir şönt direnç, anlaşılması en kolay olanıdır. İki bacaklı şönt dirençten bir akım geçirilerek, bacadan akan akımla orantılı olarak bir gerilim oluşur.

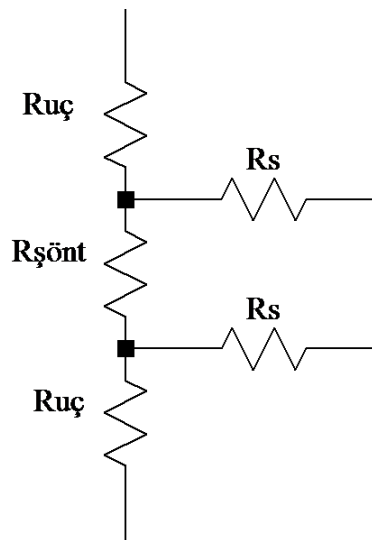
Her ne kadar basit bir görünüme sahip olsa da, akım şönt dirençlerinin pratikte kullanımında problemler çıkabilmektedir. Bu problemlerin temel sebebi ise şönt direncin toplam direnç değerini belirleyen parametrelerdir. Bir şönt direncin direnci, aslında Şekil 3.19'da gösterilen üç dirençten oluşur. Bunlardan ilki şönt direncin kendisinin direncidir. İkinci bileşeni ise şönt dirençlerin uçlarının dirençleri ve son olarak şönt dirence bağlı baskı devre kartındaki uçların dirençleridir. Normalde burada belirtilen son iki bileşen önemsizdir ancak akım şönt dirençleri genellikle çok düşük değerlere sahip olduklarından, pratik kullanımda önemleri artmaktadır. Zira yüksek akım ölçümlerinde, bahsi geçen bu dirençler bile ölçüm hataları meydana getirmektedirler.



Şekil 3.19 : İki terminalli şönt direnci.

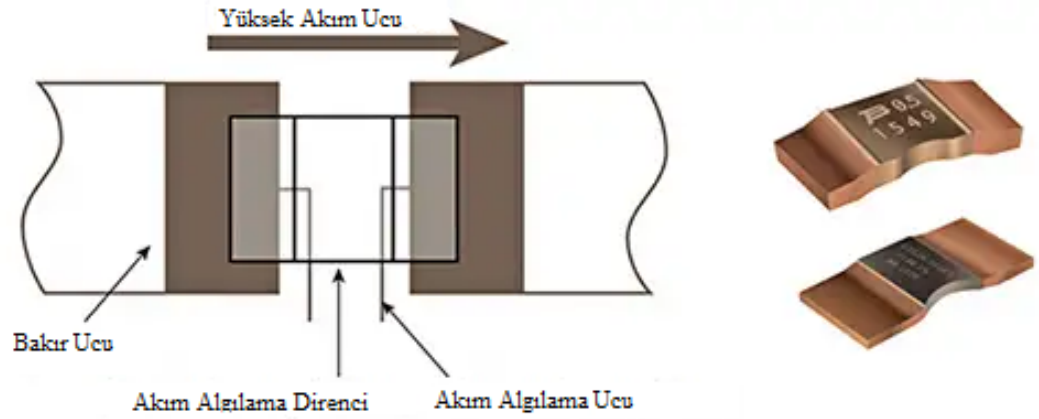
Harici uç dirençlerin neden olduğu ölçüm hatalarından kaçınmanın bir yolu, iki uçlu şönt dirence ayrı algılama dirençleri bağlanarak Şekil 3.20'deki gibi bir Kelvin bağlantısı oluşturmaktır.

Bir yükseltecin veya bir ADC'nin yüksek empedans girişlerine bağlanan, Şekil 3.20'de gösterilen iki algılama direnci (R_s) boyunca çok düşük bir akım akar. Böylece şönt direncin dirençlerini, yüksek akımları içeri ve dışarı taşıyan elektrotların direnç değerlerinden daha az kritik hale getirir. Sonuç olarak, algılama dirençleri üzerindeki gerilim düşüşleri oldukça küçüktür ve akım ölçümü için de önemli bir hata kaynağı değildir (Leibson, 2018).



Şekil 3.20 : Kelvin bağlantı modeli.

Kelvin bağlantısı kullanırken bile iki bacaklı bir şönt dirençteki bacak dirençlerini tamamen ortadan kaldırmak mümkün değildir. Şönt direnç devre kartına yerleştirildiğinde ve lehimlendiğinde, konumlandırma hatasını ortadan kaldırmak için bir miktar ped yerleşim toleransı olması gerekir. Hassasiyet seviyesi çok yüksek olan akımların bulunduğu birçok akım algılama uygulamalarında, Kelvin bağlantılı iki bacaklı bir şönt direnç kullanılması yeterli olmayabilir. Bu tür uygulamalar için üreticiler, Şekil 3.21'de içyapısı gösterilen ve içinde Kelvin bağlantısını bulunan dört bacaklı şönt dirençler sunar. Buna dâhil olarak üreticiler, Kelvin bağlantısına ilişkin tüm toleransları ve sıcaklık katsayılarını tamamen kontrol edebilir.

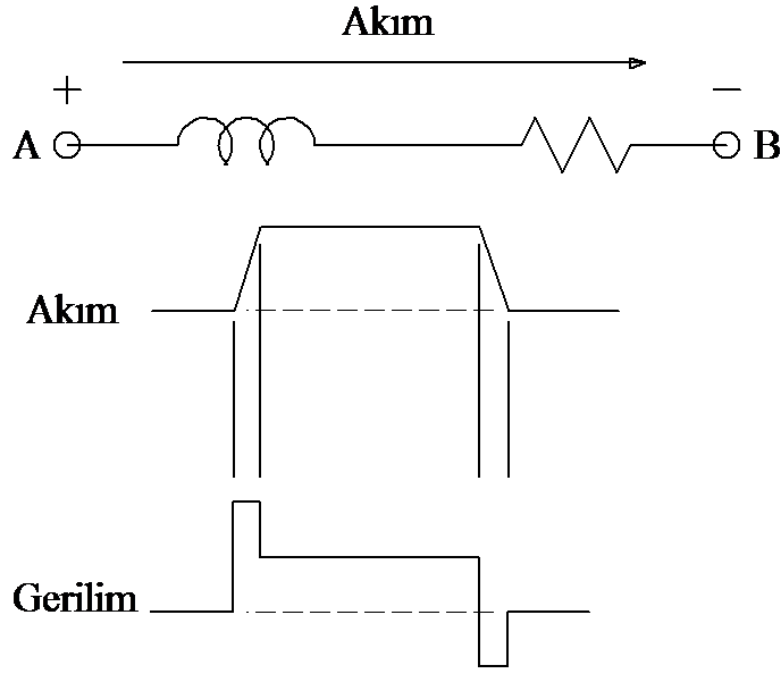


Şekil 3.21 : İki terminalli bir akım algılama direncine bir Kelvin bağlantısı.

3.2.5. Öz endüktans

Akım dalga formunun yüksek bir di/dt gösterebileceği herhangi bir uygulamada düşük endüktanslı bir direnç tipi, çok anahtarlamalı güç kaynağı devrelerinde önemli bir sorun olabilir. Direnç, yüksek hızlı akım dönüş hızına maruz bırakıldığında, dirençteki herhangi bir endüktans, Şekil 3.22'de gösterilen algılanan gerilim üzerine bindirilmiş endüktif bir "adım" gerilimi ile sonuçlanacaktır. Bu durum ölçüm hatasının yanısıra, aşırı yük algılayan bir karşılaştırıcıyı zamanından önce tetiklemesi gibi yaygın hatalara da neden olabilir.

Günümüz pazarındaki en yaygın dirençler "endüktif olmayan" tekniklerle üretilmektedir. Ancak bunun öznel bir terim olduğu ve mevcut akım ne kadar yüksek olursa, sorun yaratabilecek endüktansında o kadar az olacağı unutulmamalıdır (Mammano, 2011).



Şekil 3.22 : Direncin endüktansı, yüksek di/dt ile birlikte gerilim yükselmesine neden olabilir.

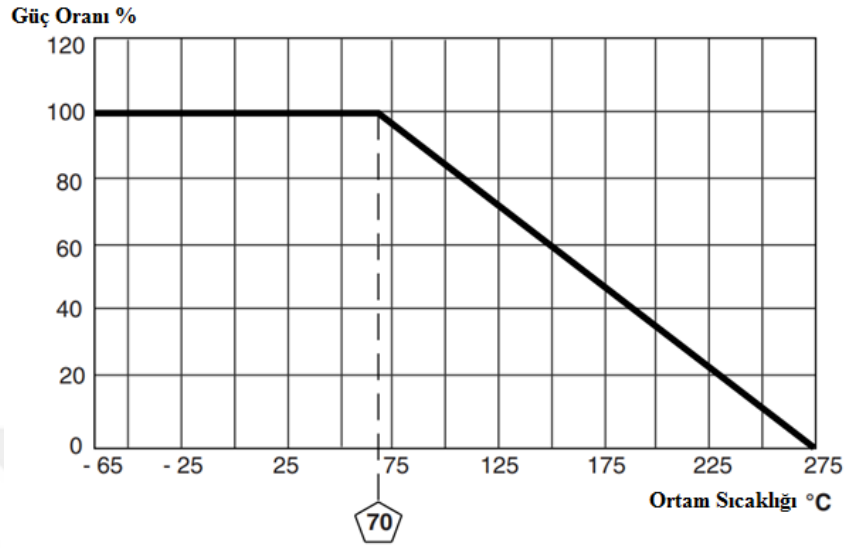
3.2.6. Güç oranı ve termal dağılımı

Dirençler, elektrik enerjisini termal enerjiye dönüştüren enerji dönüştürücüleridir. Direnç tarafından dönüştürülen enerjinin sürekli olarak birikmesine ve direnç içinde ısı olarak depolanmasına izin verilemez. Direnç içindeki ısı üretimi, diğer(dış) ortama olan ısı atımına eşit olacak şekilde dengeli olmalı ve kararlı bir iç sıcaklık elde edilmelidir. Bu sıcaklık tolere edilebilir bir sınırı geçmemelidir, çünkü daha fazla artışı direncin bütünlüğünü değiştirecek veya hatta tahrip edecektir.

Direnç sabit hava koşullarındayken denge sıcaklığına en hızlı şekilde ulaşılır. Havanın sirkülasyonu varsa, maksimum sıcaklığa ulaşmadan önce ek güç harcanabilir.

Direnç üreticisi, hareketsiz havada ve/veya direnci iç sıcak nokta sıcaklığını tatmin edici bir seviyeye sınırlayacak bir soğutucu ile maksimum gücü belirlemiştir. Bu anma gücüdür ve aşılmaması gerekir. Durgun hava ve belirtilen bir soğutucu için ayrı bir güç derecesi sağlanabilir. Ayrıca, diğer ortam her zaman oda sıcaklığında olmayabilir ve bu nedenle, diğer ortam yüksek bir sıcaklıktaysa daha az güç harcanabilir. Maksimum iç sıcak nokta sıcaklığını aşmadan, direncin yüksek bir ortam sıcaklığında kullanılmasına

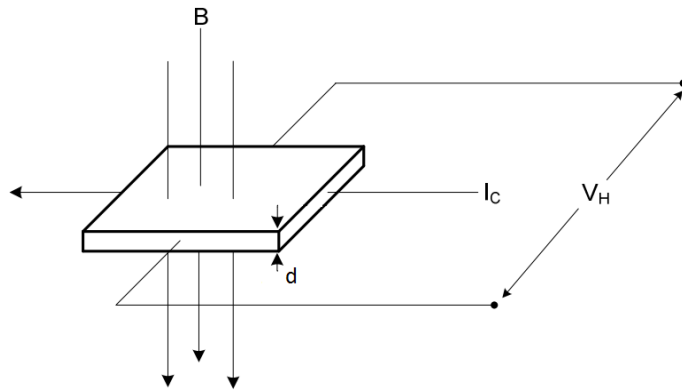
izin vermek için Şekil 3.23'deki gibi bir azaltma eğrisi kullanılabilir. (Url-5 <<https://www.vishay.com/docs/30101/wsr.pdf>> erişim tarihi 10.08.2019).



Şekil 3.23 : Şönt direncin ortam sıcaklığına göre güç oranının değişimi.

3.3. Alan Etkili Sensör İle Akım Ölçme Yöntemi

İçerisinden akım geçen bir iletkenin etrafında manyetik alan meydana gelir. Manyetik alanın büyüklüğü akımla orantılıdır ve akım ile manyetik alan arasında zaman gecikmesi yoktur. Dolayısıyla, manyetik alan ölçülerek, akım da dolaylı olarak ölçülebilir. Manyetik alanı ölçmek için bir Alan Etkili Sensör kullanılabilir. Bir alan etkili sensörünün çalışma prensibi Şekil 3.24'te gösterilmiştir. Eğer akım, i , bir yarı iletkende akarsa ve manyetik akı B , akım akışının yönüne dik olarak uygulanırsa, o zaman "Alan etki gerilimi" olarak adlandırılan gerilim V_H , iki taraf arasında meydana gelir (Patel, 2007).



Şekil 3.24 : Alan etkili sensörün çalışma prensibi.

I_C , alan etkili sensörden geçen kontrol akımı ise,

B , bilinmeyen akım taşıyan iletken tarafından oluşturulan manyetik akı yoğunluğu,

K , iletken bir malzemenin sabitidir,

d , tabakanın kalınlığıdır,

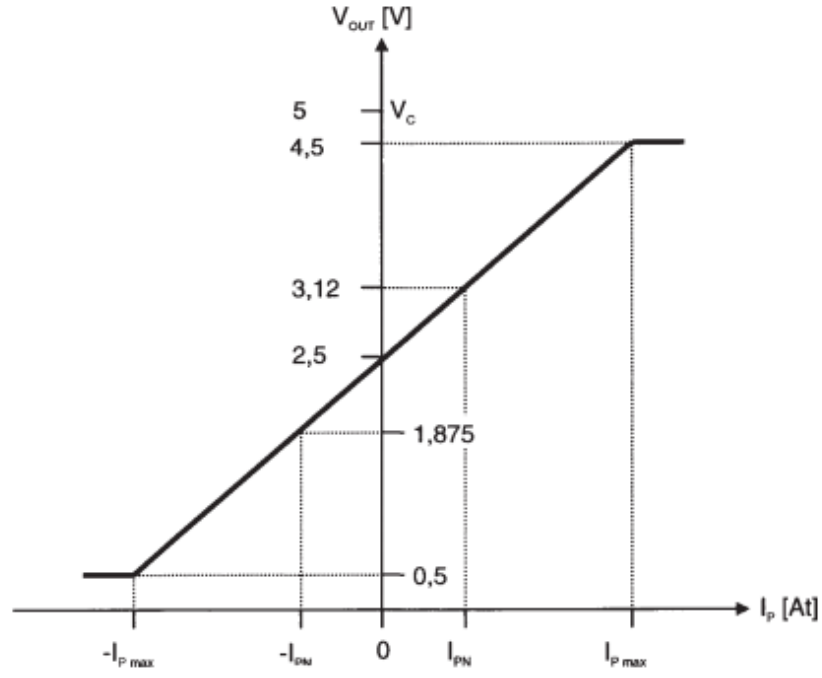
V_{OH} , alan etkili sensörün dış alan yokluğunda kaymasıdır.

Hall etkisi sensörünün çıkış gerilimi V_H (17) ile verilmiştir.

$$V_H = \frac{K}{d} B I_C + V_{OH} \quad (17)$$

Burada, $(K / d) \times I_C$, alan etkili sensörün hassasiyetini gösterir. Bununla birlikte, alan etkili sensörün duyarlılığı ve çıkış gerilimi (V_H) sıcaklığa bağlıdır. Alan etkili sensöre sabit akım (I_C) verilirse, çekirdek içindeki akı yoğunluğu (B) ile orantılı ve bilinmeyen birincil akım (I_p) ile orantılı olan bir gerilim üretilir. Alan etkili sensörler, Alan jeneratörleri olarak da bilinir. Bir alan etkili sensörün akı yoğunluğu (B), iletkenin merkezinden algılama noktasına olan mesafeyle ters orantılıdır. Bu nedenle kullanılabilir akı yoğunluğu, iletkenin merkezinden daha uzak bir mesafede elde edilemez. Ölçülen akıma göre çıkış gerilimi grafiği Şekil 3.25’de verilmiştir.

Mıknatıslanma eğrisinin doğrusal olduğu bölge genellikle nominal akımın 3 katına kadar olan aralıktır. Daha yüksek akımlarda ise manyetik malzeme doyuma gidecektir. Şekil 3.25’te 15A’lık bir alan etkili sensörünün akıma göre oluşturduğu çıkış gerilimin grafiği verilmiştir.



Şekil 3.25 : Alan etkili sensörün akımına göre çıkış gerilimi [21].

Alan etkili sensörlerinin dezavantajları ise; zor mekanik konumlandırma, sınırlı doğrusallık aralığı, ortam sıcaklığı değişimlerinden etkilenme ve yalıtılmış bir güç kaynağının düşük hassasiyet gerektirmesidir.

Alan etkili sensörün sıcaklığa olan bağımlılığı ve doğrusal olmaması nedeniyle, basit bir alan etkili sensör ile ölçüm yapmak, geniş çalışma sıcaklığı ve akım aralığında doğru olmaz. Temel olarak alan etkili sensörler açık döngü alan etkili sensörler ve kapalı döngü alan etkili sensörler olmak üzere iki tiptir. Bahsedilen problemler, açık döngü alan etkili akım ölçme sensörlerinde daha yaygındır. Kapalı döngü alan etkili sensörü ile yapılan ölçümler oldukça doğrudur ve ölçüm bant genişliği birkaç yüz kilohertz'e kadar çıkabilir. Tablo 3.2'de açık döngü alan etkili sensörleri ile kapalı döngü alan etkili sensörlerinin bazı özelliklerinin karşılaştırılması yapılmıştır.

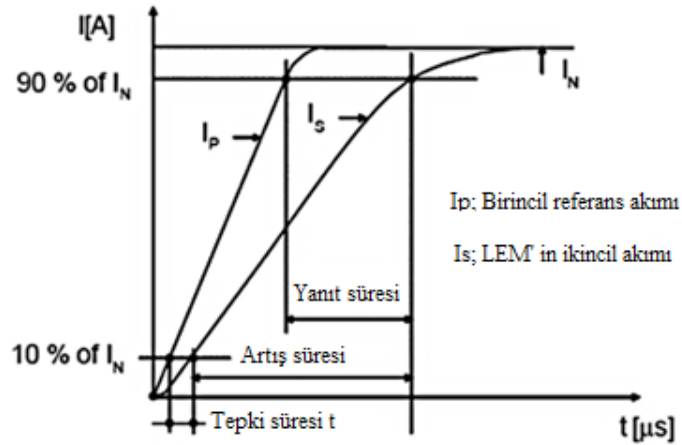
Tablo 3.2 : Alan etkili sensör tiplerinin teknik özelliklerinin karşılaştırılması.

Akım Ölçümü	Açık döngü alan etkili sensör	Kapalı döngü alan etkili sensör
Ölçüm aralığı I_p	0 - 18000 A	0 - 15000 A
Bant genişliği f	0 - 25 kHz	0 - 200 kHz
25°C doğruluk türü	± 1 %	± 0.5 %
Doğrusallık	± 0.5 %	± 0.1 %
Tepki süresi t_r	<3 - 7 μ s	<1 μ s
Çalışma sıcaklığı T_A	-25 - +70 °C	-40 - +85 °C

Bir dönüştürücünün dinamik davranışını karakterize etmek için üç farklı kriter kullanılır: bant genişliği, yanıt süresi ve adım yanıtı, ayrıca di/dt olarak da adlandırılır.

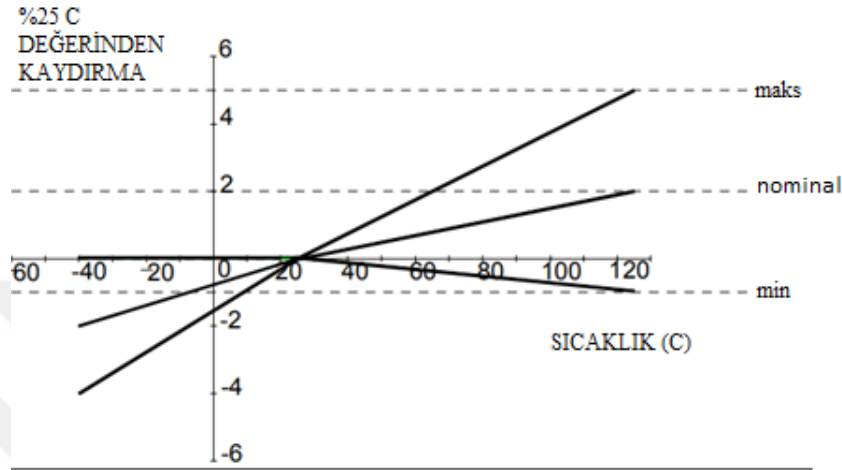
Tepki süresi t_r , birincil akımın nihai değerinin %90'ına ulaşan ve transdüser arasındaki son genliğinin %90'ına ulaşan gecikme olarak tanımlar. Birincil akım, nominal akım değerine yakın bir genlikle yaklaşık bir akım adımı gibi davranmalıdır. Bu aslında üç etkinin birleşimidir: giriş yükselme süresi (%10 girdiden %90 girdi, di/dt olarak da adlandırılır), reaksiyon süresi (%10 girdiden %10 çıkışa) ve çıktı yükselme süresi %10 çıkıştan %90 çıkışa, aynı zamanda dönüş hızı da denir.

Alan etkili sensörün transfer fonksiyonu, çıkışın girişe oranı olarak tanımlanmasıdır. Bu transfer fonksiyonu bir denklem veya grafik olarak ifade edilebilir. Analog çıkış alan etkili sensörler için transfer fonksiyonu, manyetik alan girişi ve gerilim çıkışı arasındaki ilişki ile ifade edilir. Tipik bir analog çıkış sensörünün transfer fonksiyonu Şekil 3.26'da gösterilmektedir.



Şekil 3.26 : Alan etkili sensörün cevap süresinin grafiği.

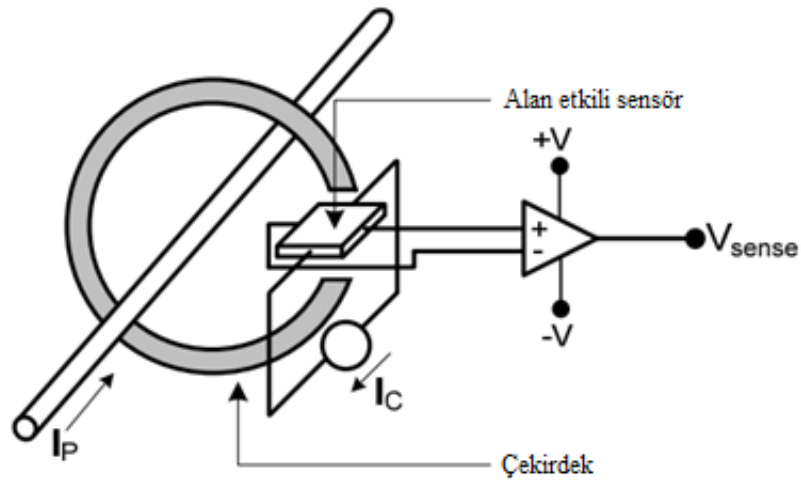
Bir analog çıkışlı sensör, doğrusal olduğu düşünülse de, pratikte hiçbir sensör tamamen doğrusal değildir. Analog gerilim çıkışlı alan etkili sensörleri, tipik olarak %0,5 -%1,5 arasında belirtilen doğrusallığı gösteren hassas sensörlerdir. Şekil 3.27’de alan etkili sensör için sıcaklık ve aşırı duyarlılık arasındaki değişimi göstermektedir (Url-6 <<https://sensing.honeywell.com/hallbook.pdf>> erişim tarihi 06.06.2019).



Şekil 3.27 : Sıcaklığa göre alan etkili sensörün hassasiyet değişimi.

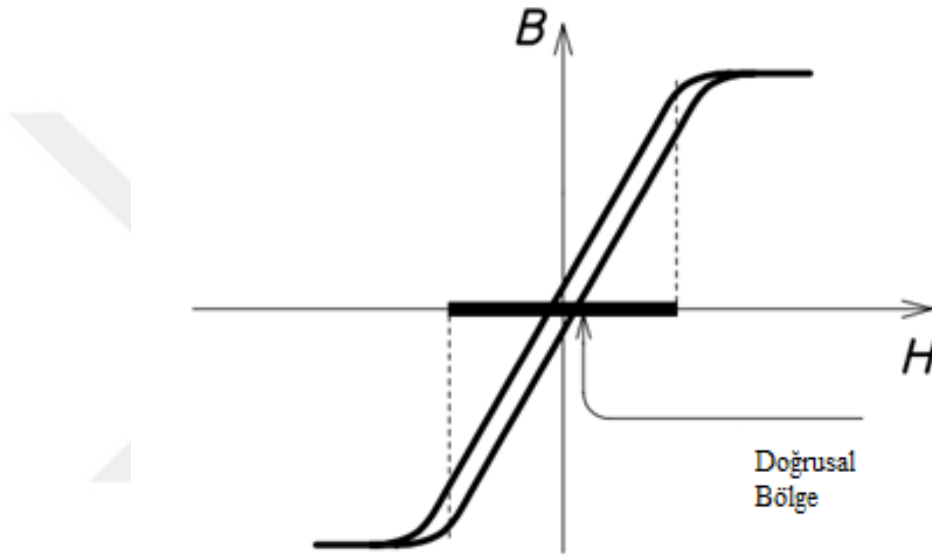
3.3.1. Açık döngü alan etkili sensör

Açık döngülü bir alan etkili akım sensöründe, Şekil 3.28'de gösterildiği gibi, mevcut I_P 'yi taşıyan iletkenin etrafına yerleştirilmiş, hava boşluklu, yüksek geçirgenliğe sahip bir manyetik çekirdek kullanır (Portas ve Colombel, 2007).



Şekil 3.28 : Açık döngü alan etkili akım sensörünün temel topolojisi.

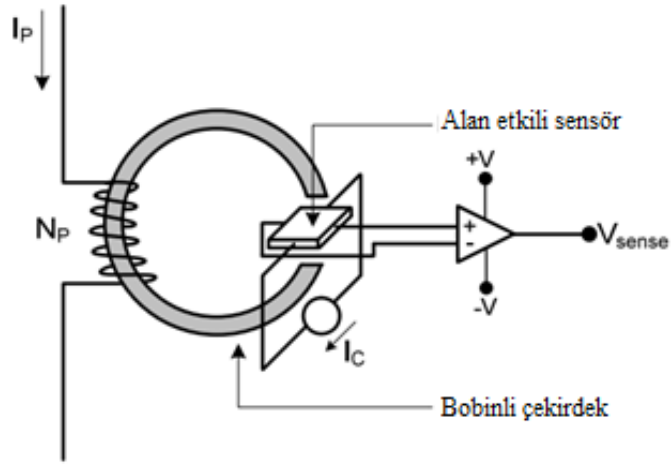
Hava boşluğuna bir doğrusal alan sensörü yerleştirilerek, mevcut I_p tarafından üretilen ve B akı yoğunluğu ile orantılı olan V_H gerilimi sağlanır. V_H gerilimi yükseltilebilen ve çıkış gerilimi daha sonra bir ölçeklendirme faktörü ile mevcut I_p' yi temsil eden bir gerilim olarak okunur. Açık döngü için B-H halkalı alan etkili sensörü Şekil 3.29'da gösterilmektedir. V_H gerilimi, B akı yoğunluğu ile orantılıdır ve B akı yoğunluğu, Şekil 3.29'da gösterildiği gibi, manyetik devre için kullanılan malzemenin histerezis döngüsünün doğrusal bölgesi içindeki geçerli I_p ile orantılıdır. Ofsetin kaldırılması için V_H geriliminin güçlendirilmesi ve dengelenmesi gerekir.



Şekil 3.29 : B-H halkalı açık döngü alan etkili akım sensörü.

Açık döngü alan etkili akım sensörleri AA, DA ve karmaşık akımları doğru bir şekilde ölçebilir. Açık döngü alan etkili akım sensörünün avantajları arasında basit yapısı, düşük maliyeti, düşük güç tüketimi, düşük ekleme kayıpları ve daha yüksek akımlar için küçük boyutlarda olması bulunur.

Bununla birlikte, dezavantajlar arasında ise; yüksek frekans akım ölçümünde artan çekirdek kayıpları, dar bant genişliği (DA 25 kHz), yüksek ofset ve kazanç kayması, sınırlı doğrusallık aralığı ve doğruluğun düşük olması nedeniyle manyetik çekirdeğin ısınması bulunur. Düşük akım ölçümlerinde daha yüksek doğruluk elde etmek için (<50A), bilinmeyen akımın aktığı iletkenin çoklu dönüşleri, Şekil 3.30'da gösterildiği gibi alan çekirdeğin etrafına sarılır.



Şekil 3.30 : Açık döngülü alan etkili akım sensörü, çok turlu birincil sargısı.

Bu sensörle ilgili olarak sargısının etrafına sarılmış olması ve aralıklı çekirdeğin bir indüktör yaratması bir sorundur. Ayrıca, çekirdek kayıpları bu durumda birincil akım dönüşlerinin karesiyle artar.

Birincil akımın aşırı yükleri, çekirdeğin bir miktar mıknatıslanmasına neden olmakla birlikte, artık mıknatıslanma veya manyetik ofset olarak adlandırılan bir ofset kayması yaratabilmesine karşın kolaylıkla idare edilebilir. Diğer teknolojilere kıyasla, açık döngü sensörlerin sınırlamaları, orta bant genişliği, tepki süresi, sıcaklıkla daha büyük bir kayma ve mevcut frekans ürününde bir sınırlamadır.

Bir açık döngü sensörünün ölçebildiği maksimum akım, manyetik devre için kullanılan tasarıma, malzemeye ve işleme elektroniğinin tasarımına bağlıdır. Genel olarak açık döngü sensörleri, ölçülebilir maksimum akımın, nominal karelerinin ortalamasının karekökü olan (RMS) akım değerinin %200 ila %300'ü olacak şekilde tasarlanmıştır. Öyle olsa bile açık döngü sensörler, maksimum nominal değer, örneğin; nominal akımın 10 katı kadar olan aşırı akım yüklerine dayanabilir. Bununla birlikte, daha önce açıklandığı gibi bu durum, özel bir manyetik giderme prosedürü uygulanarak çıkarılması gereken ek bir ölçüm hatasına neden olan manyetik bir kayma yaratabilir.

Tipik bir açık döngü dönüştürücüsü, yüzde birkaçlık genel doğruluğa sahiptir. Bu hatayı oluşturmak için, nominal sıcaklıkta (25°C) ve sıcaklık aralığında bir dizi hata terimi vardır.

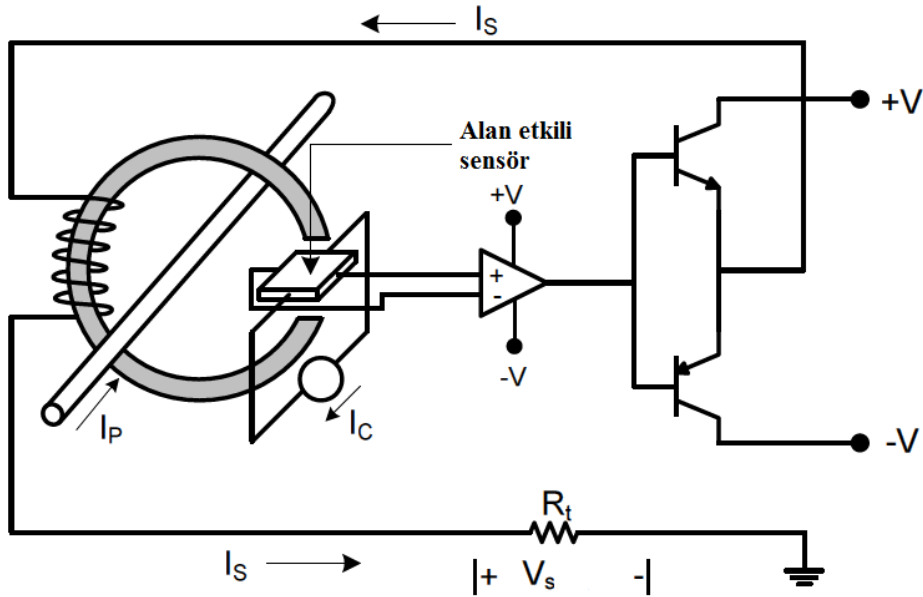
Doğruluk kombinasyonu aşağıdakiler ile sınırlıdır:

- Sıfır akımda DA ofset (alan jeneratörü, elektronik)
- DA manyetik ofset (çekirdek malzemenin kalan mıknatıslanması)
- Kazanç hatası (mevcut kaynak, alan jeneratörü, çekirdek aralığı)
- Doğrusallık (çekirdek malzeme, alan jeneratörü, elektronik)
- Bant genişliği sınırlaması (zayıflama, faz kayması, akım frekansı)

Birincil iletkenin açıklık içerisindeki yeri ve ayrıca geri iletkenin konumu, sensörün dinamik performansını etkileyebilir. Ek olarak, yüksek frekanslı bozukluklar, kapasitif etkilerden dolayı sensör çıkışını etkileyebilir. Bu yüzden sensör çıkışının yönlendirmesi ve düzeni dikkate alınmalıdır.

3.3.2. Kapalı döngü alan etkili sensör

Alan etkili sensör teknolojisinin akım algılamadaki bir başka uygulaması kapalı döngü akım sensörüdür. Kapalı döngü sensörler, çekirdek etrafına sarılmış bir tel bobin üzerinden bir akım sürmek için alan etkili sensörünün çıkışı yükseltir. Kapalı devre Alan Etkili akım sensörü, açık devre Alan Etkili akım sensörünün performansını, Şekil 3.31'de gösterildiği gibi bir kompanzasyon devresi kullanarak iyileştirir.



Şekil 3.31 : Kapalı döngü alan etkili sensör çalışma mantığı.

Kapalı döngü akım sensörünün çıkışı ikincil akımdır. Akım bir ölçüm veya yük direnci içinden geçirildiğinde, çıkış ölçülen birincil akımla orantılı olan bir gerilim haline gelir. DA, AA ve darbe akımları doğru bir şekilde ölçülebilir ve dalga formları çoğaltılabilir. Yük veya ölçüm direncinin seçilmesi, algılanabilecek maksimum akım üzerinde büyük bir etkiye sahiptir. Is'nin maksimum ölçüm aralığı, mevcut besleme gerilimi ve ölçüm direncinin aşağıdaki denkleme göre seçilmesiyle belirlenir:

$$I_s = \frac{V_{arz} - V_{ce}}{R_m + R_s} \quad (18)$$

Burada:

V_{arz} = Mevcut besleme gerilimi

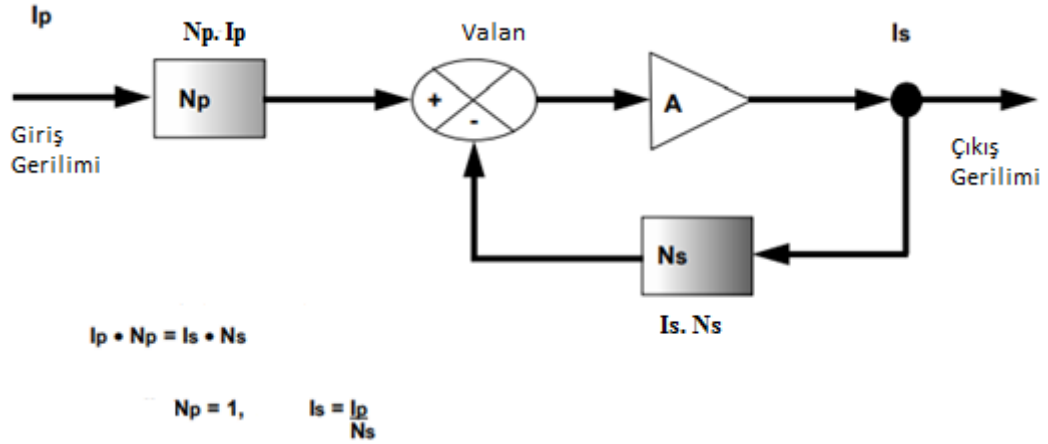
V_{ce} = Transistörlerin sensör çıkışlarının doyum gerilimi (maks. 3,5 V)

R_m = Ölçülen veya yüklenen direnç değeri (Ω)

R_s = İkincil iç bobinin (N_s) direnci (Ω)

Bobin tarafından yaratılan manyetik akı, ölçülen iletken tarafından oluşturulan çekirdekteki manyetik alanın tam karşıtıdır (birincil akım). Net etki, çekirdekteki toplam manyetik akının sıfırlanmasıdır. Bu nedenle bu tür sensörlere boş dengeleme akım sensörleri denir. Bobin içindeki ikincil akım, bobindeki dönüş sayısı ile azaltılmış olarak ölçülen akımın kesin bir görüntüsüdür. İkincil akımın bir yük direncinden geçirilmesi ile çıkışta bir gerilim oluşur.

Kapalı döngü akım sensörü, çok istenen bazı özelliklere sahiptir. Şekil 3.32'deki geri bildirim sistemi, genel olarak bir mikrosaniyeden daha az sürede çok hızlı bir şekilde tepki verir. Frekans tepkisi bant genişliği genel olarak 100 kHz'den yüksektir. Kapalı döngü alan sensörleri %0,1'den daha iyi bir doğrusalılıkta çok hassas çalışırlar. Bu özelliklerin tümü, açık döngü doğrusal algılamada mümkün olanı aşmaktadır. Bununla birlikte kapalı döngü alan sensörlerinin, daha yüksek maliyeti, daha büyük boyutu ve artan besleme akım tüketimi, uygulamanın doğruluğu ve yanıt gerekliliğiyle dengelenmesi gerekir (Url-6 <<https://sensing.honeywell.com/hallbook.pdf>> erişim tarihi 06.06.2019).



Şekil 3.32 : Kapalı döngü alan etkili sensörün, geri bildirim sistemini gösteren blok şema.

Kapalı döngü alan sensörünün, açık döngü doğrusal sensöründe kullanılan çekirdek ve alan etkili sensöre ek olarak birkaç bileşeni daha vardır. İşlemsel yükselteç ve bobin içeren geri besleme elektronığı önemli eklemelerindendir.

Ölçülen birincil akım (I_p), açık döngü doğrusal sensöründe olduğu gibi çekirdekte manyetik bir akı oluşturur. Çekirdek, yüksek frekans tepkisi vermek üzere bir araya getirilmiş ince çelik parçalardan oluşur. Çekirdek boşluğundaki alan etkili sensör, çekirdekteki akı miktarını ölçer. Açık döngü sensöründe olduğu gibi, alan etkili sensörün gerilim çıkışı mevcut I_p ile orantılıdır. Alan etkili sensörün çıkışı, kompanzasyon elektroniklerinde yükseltilir. Kompanzasyon elektronığının (I_s) akım çıkışı bobinde ikinci bir manyetik alan oluşturur. Bu ikincil alanın büyüklüğü akımın çarpımıdır ve bobin içindeki dönüş sayısı da N_s ' dir.

Birincil I_p akımı sıfır olduğunda, çıkış akımı tam olarak sıfır değildir. İşlemsel yükselteç ve alan etkili sensörden küçük bir ofset akımı akar. Bu akım tipik olarak $\pm 0,2$ mA' den düşüktür. Sensöre güç verilmediğinde manyetik devre yüksek bir DA ile mıknatıslanırsa, kayma yanlışlıkla bozulabilir. Bu değer genellikle 0,5 mA ile sınırlıdır. Son olarak ofset akımında sıcaklık değişiklikleriyle birlikte bir sapma olacaktır. Sapma, işlemsel yükseltecin ve alan etkili sensörün sıcaklık değerlerini değiştirmesinden kaynaklanır. Ofset hatası genellikle $\pm 0,35$ mA ile sınırlıdır.

BÖLÜM 4. ARAŞTIRMA BULGULARI

Bu çalışmada etiket değeri 750W olan bir Sabit Mıknatıslı Senkron Motor Sürücüsü'nün motor akımları, motor fazına yerleştirilen şönt dirençler ile ve alan etkili sensör ile ölçülmüştür. Tasarım kriteri, motor akımlarının doğru, yüksek bant genişliği ile izoleli, düşük ofset gerilimi ve düşük kayıplar ile ölçülmesidir.

750W sabit mıknatıslı motor sürücüsü, Tablo 4.1'de özellikleri verilen SMB marka 750W servo motor ile birlikte kullanılmıştır.

Tablo 4.1 : Kullanılan sabit mıknatıslı senkron motor bilgileri.

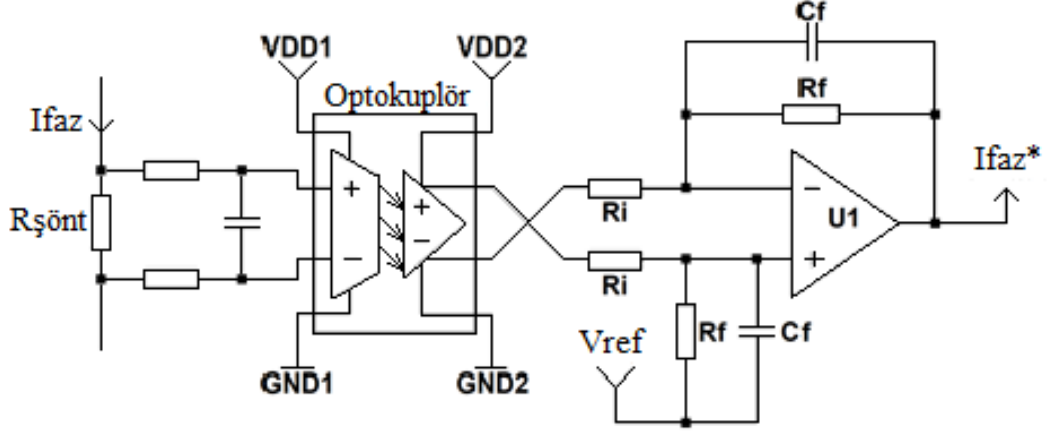
Parametre	Birim	Değeri
Nominal hız	w (m/s)	3000
Nominal tork	T (Nm/rad)	2,4
Anma akımı	I (A _{rms})	5,1
Stator hat direnci	R (Ω)	0,713
Hat endüktansı	L (H)	0,00316
Mıknatıs Akısı	ψ (V.s)	0,045255
Atalet Momenti	J (kg.m ²)	0,00011
Viskoz sönümlenme	F (Nm)	4,047 x 10 ⁻⁵

4.1. Şönt Direnç ile Yapılan Motor Akımı Ölçümü

Direnç ile akım ölçme, maliyeti en düşük ölçüm yöntemidir. Bu yüzden motor uygulamalarında sıklıkla tercih edilir. Şekil 4.1'deki gibi bir devre oluşturularak motorun faz akımları ölçülmüştür. Burada I_{faz} , motorun faz akımı, $R_{şönt}$, direncin üzerine düşen gerilim, I_{faz}^* ise kontrolcüye giden işlenmiş motor akım bilgisidir.

Motor Sürücüsü'nün, bara gerilimi 310Vdc olduğundan, motor akımları izoleli olarak ölçülmelidir. Direnç ile akım ölçme yönteminde, üreticinin özel olarak akım ölçme için

tasarladığı optokuplör seçilmiştir. Optokuplörün kullanılmasıyla iki farklı referanslı gerilim kaynağı ihtiyacı oluşmuştur. Bu da fazladan maliyet, tasarım zorluğu ve baskı devre alanı açılarından dezavantajdır.



Şekil 4.1 : Şönt direnç ile Motor faz akımını ölçme devresi.

Kullanılan optokuplörün Tablo 4.2’de belirtilen teknik özellikleri verilmiştir (Avago, 2016).

Tablo 4.2 : Kullanılan optokuplörün teknik özellikleri.

Elektriksel Özellikleri	Değer
Bant genişliği	200 kHz
Kazanç toleransı	±%1
Kazanç	8,2
Giriş gerilimi aralığı	±200 mV
CMRR	76 dB
Giriş-Çıkış bekleme süresi	3,3 us
Giriş ofset gerilimi	0,4 mV
Sıcaklıkla değişim	-50 ppm/°C
Çalışma ortam sıcaklığı	-65°C ...+275°C

Motor akımları üzerinde kapasitif etkilerden kaynaklı MHz seviyelerinde gürültüler bulunmaktadır. Hem bu gürültülerin filtrelenmesi için optokuplörün yüksek bant genişliğine sahip olması istenirken, aynı zamanda da motor akımlarının hızlı ölçülebilmesi için düşük bant genişliği olan optokuplör istenmektedir. 1-2MHz’in onda

biri gürültülen bastırılması için idealdir. Şekil 4.2’de motor akımı dalga şekilleri görülmektedir.



Şekil 4.2 : Şönt direnç ile ölçülen motor akımlarının görüntüsü.

Bant genişliğinin daha yüksek olması demek, devre elemanının cevap süresinin artması demektir. Bununla birlikte, ölçülmesini istemediğimiz gürültülerin filtrelenmemesi anlamına gelir. Anahtarlama anındaki gürültülü akım ölçüldüğünde akımı hızlı fakat hatalı ölçebiliriz demektir.

Optokuplörün kazancı 8,2 ve kazanç toleransı $\pm \%1$ 'dir. Üreticiler, kazanç toleransı daha düşük veya daha yüksek olan ürün grupları da sunmaktadır. Fakat kazanç toleransının düşmesi maliyeti 1,23 kat arttırmaktadır. Bu devre yapısından en az iki faz için tasarlandığı düşünüldüğünde maliyet toplamda 1,46 katına çıkmaktadır.

Giriş gerilimi aralığının ± 200 mV olması demek, belirtilen güçteki motor akımları için yani 25A'in bu aralığa sıkışması demektir. Yani, 1 A'in optokuplör tarafından 16 mV olarak algılanmasıdır. Giriş ofset geriliminin 0,4 mV olmasından dolayı düşük akımlarda, hatalı ölçümleri arttırmaktadır.

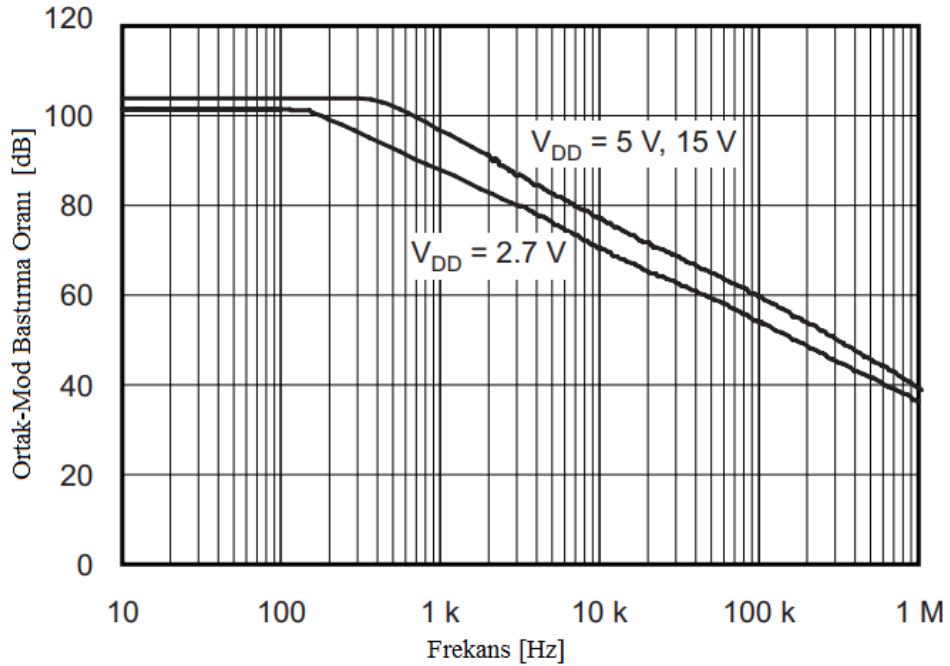
Giriş-Çıkış bekleme süresinin 3,3µs. olması, motor akımının ölçülmesinden 3,3µs. sonra optokuplörün çıkış vermesidir. Bu sürenin uzun olması tasarımcılar tarafından istenmemektedir.

-50ppm/°C olan TCR değeri, sıcaklığın her artan derecesi başına, optokuplör kazancının -0,000050 azalmasıdır. Şönt direnci ile, düşük ortam sıcaklığında daha doğrusal bir şekilde motor akımları algılanabilir. Devrede kullanılan şönt direncin detaylı teknik özellikleri EK-A'da verilmiştir.

Teknik özellikleri verilen optokuplörün çıkışında ise farksal yükselteç kullanılmaktadır. Farksal yükselteç aynı zamanda, kesim frekansı eviricinin anahtarlama frekansını bastırarak şekilde seçilmiş, birinci dereceden aktif filtredir.

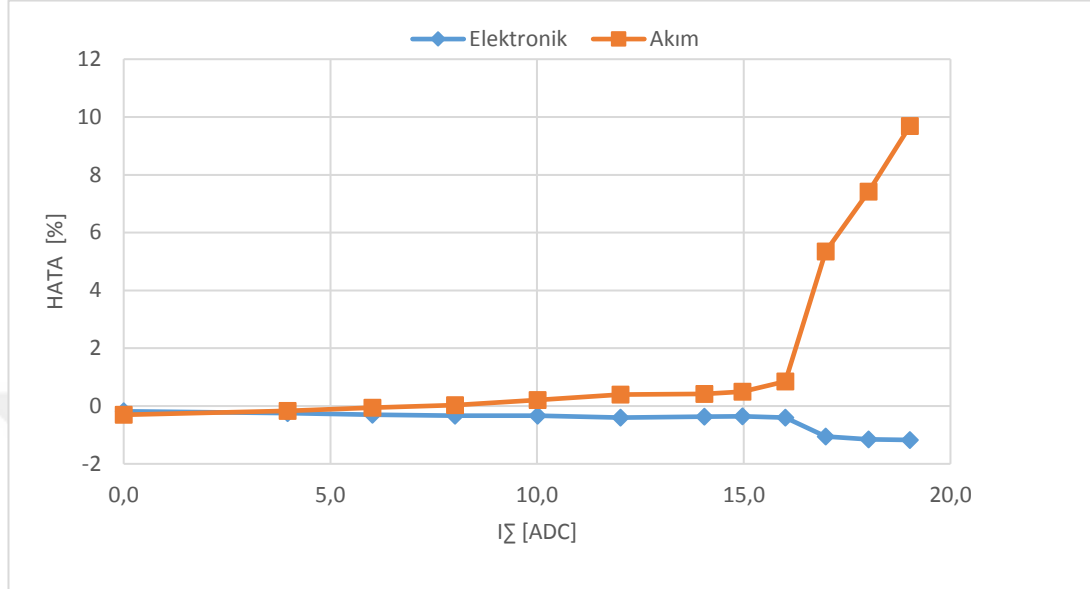
Farksal yükselteçte, dirençlerin toleranslarına göre CMRR değerinin değiştiği bilgisi ile direnç toleransları %1'den büyük olmamalıdır. Tolerans küçüldükçe CMRR değeri en büyük değerine yaklaşmaktadır. Bu değer büyük olması, ortak moddan kaynaklı gürültülerin daha iyi bastırılması anlamına gelir.

Optokuplörün çıkışında kullanılan farksal yükseltecin de CMRR oranının yüksek olması istenmektedir. Şekil 4.3'de seçilen farksal yükseltecin CMRR-frekans grafiği verilmiştir.



Şekil 4.3 : Seçilen opampın CMRR- Frekans grafiği.

Şönt direnç ile akım ölçme yönteminde, ölçümü yapılan akımlara göre %hata grafiği Şekil 4.4'te gösterilmiştir. Elektronik yazılı mavi eğri, devredeki kullanılan malzemelerin toleranslarından kaynaklı hata, akımdaki hata ise turuncu renkli olmaktadır.



Şekil 4.4 : Şönt direnç ile Motor faz akımının ölçülmesinin hata analizi.

Şönt direnç ile motor akımlarının ölçülmesine ilişkin test düzeneği Şekil 4.5'te verilmiştir. Motor akımlarının doğruluğu hem multimetrelerle, hem de arayüz ile anlık olarak kontrol edilmiştir.



Şekil 4.5 : Şönt direnç ile motor akımı ölçümünün test düzeneği.

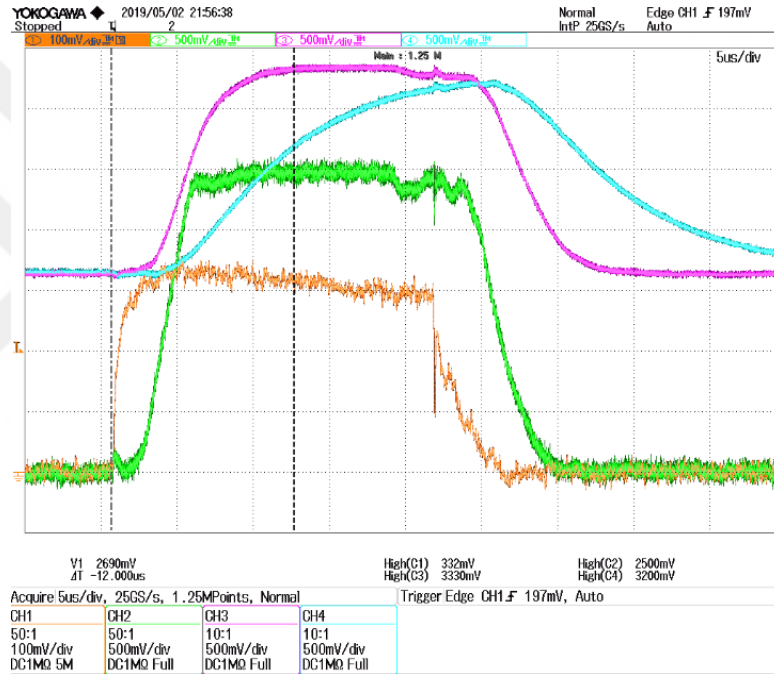
Şönt direnç üzerinden di/dt 'si hızlı akım geçirildiğinde(bilginin kontrol tarafına iletim süresinin %63'üne geldiği nokta), sistemin zaman sabiti hakkında bilgi elde edilmektedir. Yüksek di/dt ile geçen akıma karşılık, şönt direnç üzerinde oluşan gerilim, optokuplörün çıkış gerilimi, farksal yükseltecin çıkış gerilimi ve kontrol kartındaki RC filtrenin çıkışı ölçülen noktalar arasındadır. Şekil 4.6'da gösterilen ölçüm sonucu ile sistemin zaman sabiti 12 μ s.'dir.

CH1: Şönt direncin gerilimi

CH2: Optokuplörün çıkış gerilimi

CH3: Farksal yükseltecin çıkış gerilimi

CH4: RC Filtrenin çıkışı



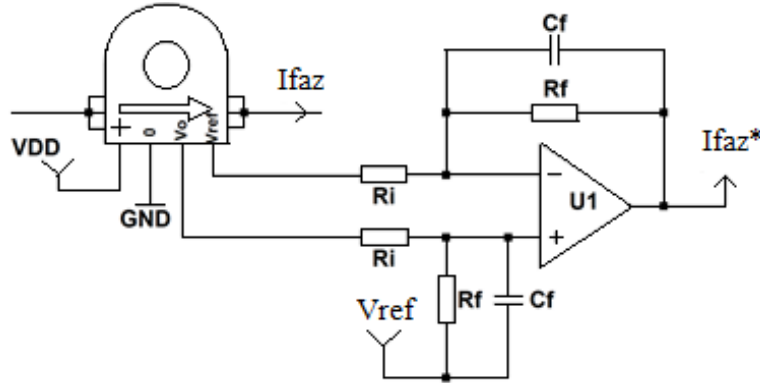
Şekil 4.6 : Şönt direnç ile motor akımı ölçme devresinin zaman sabiti.

Ölçümlerde, bant genişlikleri farklı olan, akım probu ve fark alıcı gerilim probu aynı anda kullanıldığından dolayı teste başlamadan önce EK-D'de gösterilen şekilde gecikme düzeltme işlemi yapılmıştır (Yokogawa, 2003).

4.2. Alan Etkili Sensor ile Motor Akımını Ölçme

Bir diğer yöntem alan etkili sensör ile motor akımlarının ölçülmesidir. Burada etkin olan akımın oluşturduğu manyetik alanın faz farksız ölçülmesidir. Şönt direnç ile akım ölçme

yöntemine göre yaklaşık 1,87 kat daha maliyetlidir. Tasarlanan devre yapısı Şekil 4.7’de gösterilmiştir.



Şekil 4.7 : Alan etkili sensör ile motor faz akımını ölçme devresi.

Şönt direnç ile motor akımının ölçülmesinde optokuplör olmasından dolayı fazladan kaynağa ihtiyaç vardır. Burada ise tek bir besleme gerilimi ile devre beslenmektedir. Bu da tasarımsal kolaylığı sağlamaya beraber, alan etkili sensörün mekanik ölçüleri kompakt devre yapısını zorlaştırmaktadır. Alan etkili sensör ile motor akımı ölçme düzeneği Şekil 4.8’de verilmiştir.



Şekil 4.8 : Alan etkili sensör ile motor faz akımını ölçümünün test düzeneği

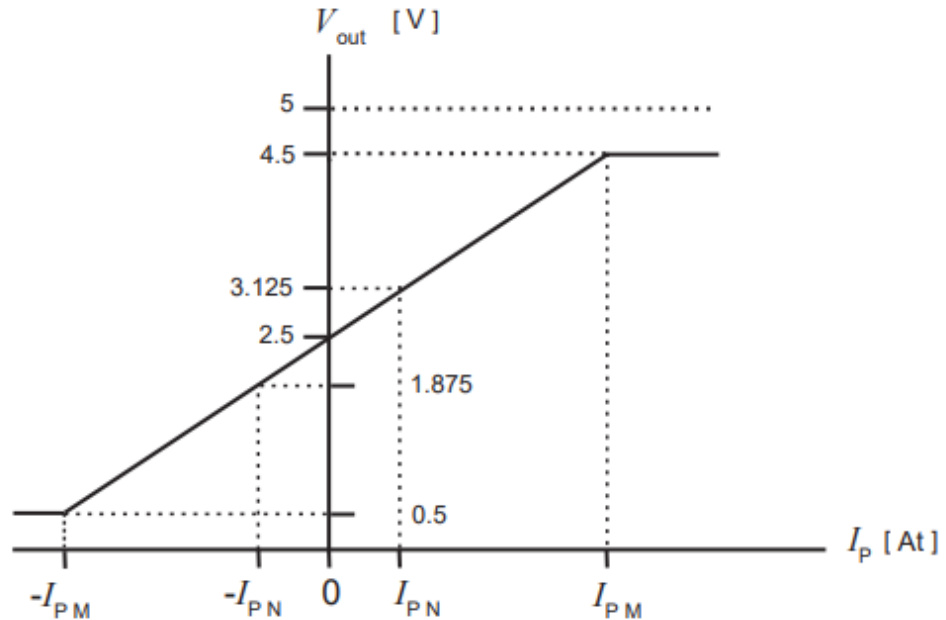
Ölçüm devresinde kullanılan Alan Etkili Sensörün teknik özellikleri Tablo 4.3’te listelenmiştir. Url-7 <https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/ltsr_25_np.pdf> erişim tarihi 08.06.2019

Tasarımlarda kullanılan elektronik devre elemanları EK-B’de, devre şemaları EK-C’de verilmiştir. (Url-5 <<https://www.vishay.com/docs/30101/wsr.pdf> > erişim tarihi 10.08.2019).

Tablo 4.3 : Tasarımda kullanılan alan etkili sensörün teknik özellikleri.

Elektriksel Özellikleri	Değer
Bant genişliği	200 kHz
Doğruluk toleransı	±% 0,7
Çıkış gerilimi aralığı	4 V
Giriş-Çıkış bekleme süresi	< 100ns
Giriş ofset gerilimi	0,5 mV
Sıcaklıkla değişim	-37,5 ppm/C
Çalışma ortam sıcaklığı	-40°C...+85°C

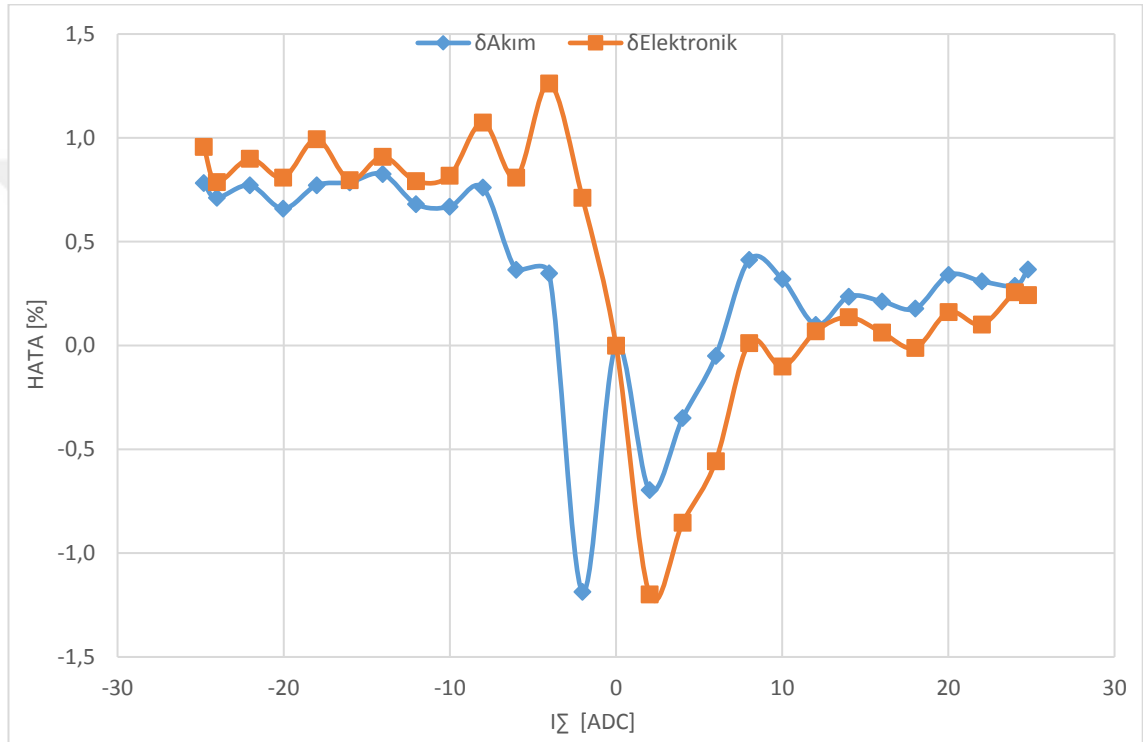
Kullanılan Alan Etkili Sensörün birincil akıma karşılık, oluşturduğu çıkış gerilimi grafiği Şekil 4.9’de gösterilmiştir. Ölçülecek akım veri sayfasında verilen I_{PM} ve $-I_{PM}$ değerlerini geçmemelidir. Aksi takdirde alan etkili sensör doyuma gidecektir.



Şekil 4.9 : Alan etkili sensör ile motor faz akımını ölçme devresi.

Doğruluk oranı, bir önceki devreden daha iyidir. Akımların doğru ölçümü için yüksek doğruluk oranı önemlidir.

Akıma karşılık, çıkış gerilimi aralığı 4V'tur. Aynı güçteki motor akımı için, 1A, 160mV çıkış gerilimine eşittir. Çıkış gerilim aralığının yüksek olması, çözünürlüğü arttırmaktadır. Düşük akımlardaki hata oranı da azalmıştır. Şekil 4.10'da hata oranının azalım grafiği görülmektedir. $\delta Akım$, motor akımının ölçümündeki, $\delta Elektronik$ ise elektronik komponentlerin toleranslarından kaynaklı oluşan %hatadır.



Şekil 4.10: Alan etkili sensör ile motor faz akımının ölçülmesinin hata analizi.

İçinden geçen akıma göre çıkış gerilimi üretme süresi yani cevap süresi <100ns. 'dir. Kısa devre akımının hızlı bir şekilde algılanması açısından Akım ölçümünün hızı büyük öneme sahiptir. Yine motorun en yüksek tork bölgesinde çalışması açısından doğru ve hızlı akım ölçümü önemlidir.

Giriş ofset gerilimi, optokuplörün ofset geriliminden daha büyüktür. Fakat çözünürlüğü daha yüksek olduğu için ofset geriliminden kaynaklı hata oranı daha azdır.

-37,5 ppm/C olan TCR değeri, sıcaklığın her artan derecesi başına, sensörün çıkış geriliminin, olması gereken çıkış geriliminden -0.0000375 azalmasıdır. Elektriksel olarak sıcaklıktan etkilenmesi ile birlikte, manyetik olarak da etkilenmektedir. Manyetik

malzeme sıcaklıkla beraber doyuma gidebilir. Bu yüzden yüksek sıcaklıklarda güvenilir değildir. Baskı devre kartındaki konumuna ve ortam sıcaklığına dikkat edilmelidir.

Sensörün çıkışında yine motor akımı anahtarlama gürültülerini bastırarak şekilde seçilmiş farksal yükselteç bulunmaktadır.

Tasarımı ve ölçümleri yapılan test düzeneği Şekil 4.9’da gösterilmiştir.

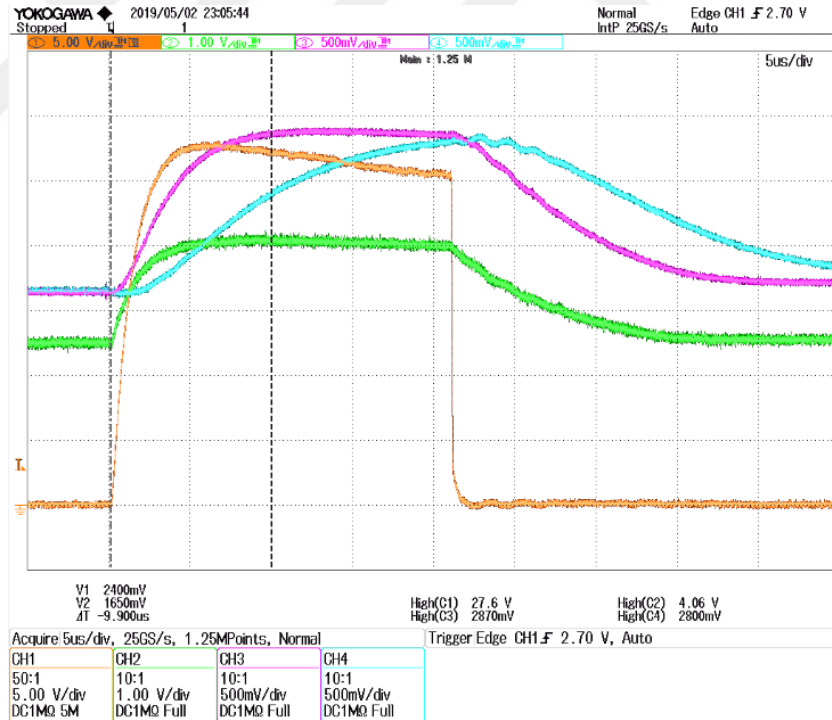
Alan etkili sensör içinden di/dt ’si hızlı akım geçirilip sistemin zaman sabiti ölçülmüştür. Yüksek di/dt ile geçen akım, sensörün çıkış gerilimi, optokuplörün giriş gerilimi, optokuplörün çıkış gerilimi, farksal yükseltecin çıkış gerilimi ve kontrol kartındaki RC filtrenin çıkışı ölçülen noktalar arasındadır. Şekil 4.11’de gösterilen ölçüm sonucu ile sistemin zaman sabiti 9,9us.’dir.

CH1: Motor Faz Akımı

CH2: Alan Etkili Sensör Çıkışı

CH3: Farksal Yükseltecin Çıkış Gerilimi

CH4: RC Filtrenin çıkışı



Şekil 4.11 : Alan etkili sensör ile akım ölçme devresinin zaman sabiti.

4.3. Güç Kaybı Analizi

Bir sensör direnci seçmedeki ilk adım, direncin ne kadar akım algılayacağını belirlemektir. Algılama direnci değerinin maksimum değeri, ölçülen akım ve izolasyon yükselticisinin önerilen maksimum giriş gerilimi tarafından belirlenir.

Maksimum algılama direnci, önerilen maksimum giriş gerilimi alınarak ve normal çalışma sırasında algılama direncinin görmesi gereken tepe akımına bölünerek hesaplanabilir (Url-1<https://cal.equipment/doc/Keithley/Ch3_LowLevMsHandbk.pdf> erişim tarihi 06.06.2019).

Bu uygulama için;

$$I_{maks.} = I_{mot_eff} \times \sqrt{2} \times \%300 \text{ Aşırı yüklenme} \quad (19)$$

$$I_{maks.} = 5,1A_{eff} \times \sqrt{2} \times 3 = 21,63A \quad (20)$$

Optokuplörün maksimum giriş gerilimi $\pm 300mV$ belirtildiğinden dolayı,

$$R_s = \frac{\Delta V_{in}}{I_{maks.}} \quad (21)$$

$$R_s = \frac{300mV}{21,63A_{pk}} = 13,86 m\Omega \quad (22)$$

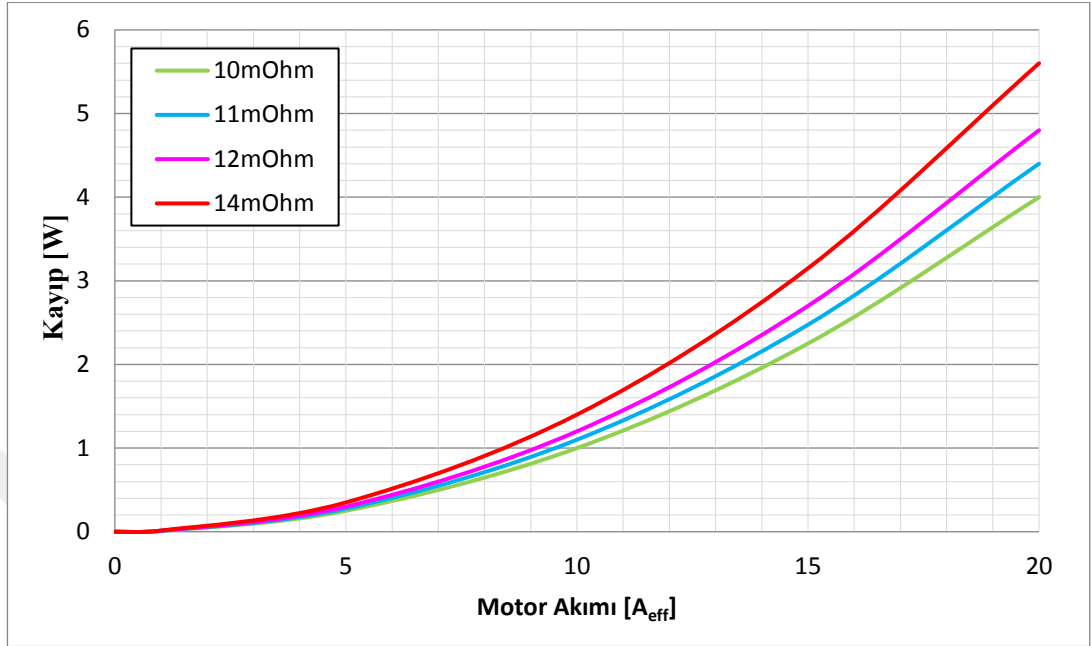
Pratikte $13,86 m\Omega$ direnci bulunmadığından ve direnç kayıplarını da azaltmak için $12 m\Omega$ seçilmiştir. ACPL_790A Optokuplörünün veri sayfasındaki bilgi ise R_s 'nin $10 m\Omega$ 'dan büyük olmaması yönündedir.

$$P_K = I_{mot_eff}^2 \times R_s \quad (23)$$

$$P_K = 5,1A_{eff}^2 \times 12m\Omega = 312mW \quad (24)$$

Algılama direncindeki güç tüketimi çok yüksekse, güç tüketimini azaltmak için direnç maksimum değerinin altına düşürülebilir. Algılama direncinin minimum değeri, tasarımın hassasiyet ve doğruluk gereklilikleri ile sınırlıdır. Direncin değeri azaldıkça, direnç üzerindeki çıkış gerilimi de azalır, bu da sabitlenen ofset ve gürültünün sinyal genliğinin daha büyük bir yüzdesi haline geldiği anlamına gelir. Algılama direncinin seçilen değeri, belirli bir tasarımın özel gereksinimlerine bağlı olarak minimum ve maksimum değerler arasında bir yere düşecektir.

Şekil 4.12’de direncin değerine ve motor akımlarına göre direncin üzerinde oluşabilecek güç kayıpları verilmiştir.



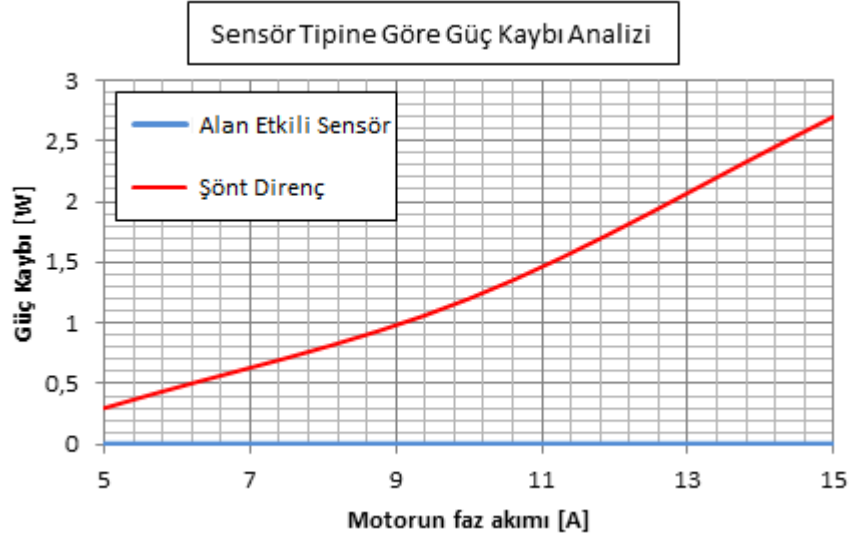
Şekil 4.12 : Algilama direncine göre güç kaybı analizi.

Aynı motor ile motor akımları, direnç ile ve alan etkili sensör ile algılandığında kayıp analizi verileri Şekil 4.12’de verilmiştir. Buna göre direnç ile akım algılandığında $\approx 3W$ kayıp, alan etkili sensör ile algılandığında ise $0,01W$ kayıp oluşmuştur.

750W mil gücü üretmek için tasarlanan motor sürücüsünün çıkış gücü, motorun verimi %85 alındığında, 860W olacaktır. Motor sürücüsünün verimi %95 ise, giriş gücü 946W’tır. Böylece motor sürücüsündeki kayıp güç, 86W (946W-860W) ‘tır. Bu verim analizi direnç ile akım ölçünün yapıldığı motor sürücüsüne aittir.

Aynı şekilde alan etkili sensör kullanıldığında, kayıp güç, Şekil 4.13’e göre aradaki fark 3W olduğundan, 83W olacaktır. Bu şekilde geriye dönük motor sürücüsünün verimi hesaplandığında %90,6 olacaktır. Ölçülen motor akımı arttıkça, motor sürücüsünün verimine etkisi de artacaktır.

Alan etkili sensörün kaybı, besleme geriliminden ve kaynak akımından dolayıdır. Manyetik kayıplar çok düşük olduğundan ihmal edilmiştir. Bu ölçüm yönteminin verime faydası olacağı gibi, mali açıdan ise olumsuz etkileyecektir.



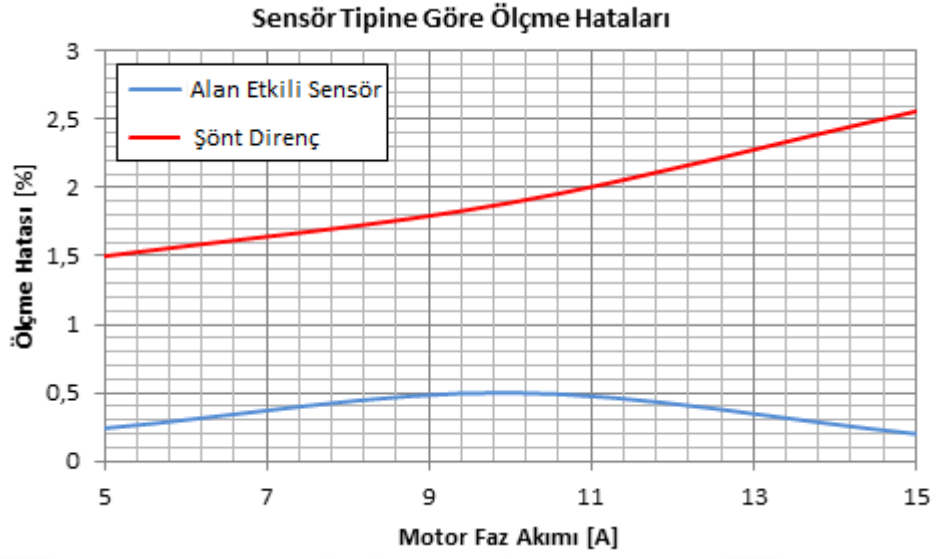
Şekil 4.13 : Sensör tipine göre güç kaybı analizi.

4.4. Sensör Tipine Göre Ölçüm Hataları

En iyi dinamik motor kontrolüne sahip olmak için doğru akım algılama önemlidir. Akım algılamadaki gecikme ve hata, yanlış akım geribildirimine ve dolayısıyla yanlış kontrol işaretleri üretilmesine yol açabilir.

Şönt direncinin doğruluğu; TCR, ofset gerilimi ve direnç değerinin toleransı gibi parametrelere bağlıdır. Direnç elemanının TCR'sine ek olarak, düşük değerli algıma dirençleri, bakır bağlantıların çok daha yüksek TCR'sinden kaynaklanan ek bir hatayla karşılaşabilir.

Alan etkili sensörde ise sıcaklık, doğrusallık, manyetik ve elektriksel offsetten kaynaklı hatalı ölçümler olacaktır. Şekil 4.14'de sensör türüne göre belirli akımlardaki ölçülen % hata bilgileri verilmiştir. Direnç ile akım ölçümünde maksimum hata %2,6 iken, alan etkili sensör ile maksimum hata %0,5'dir.

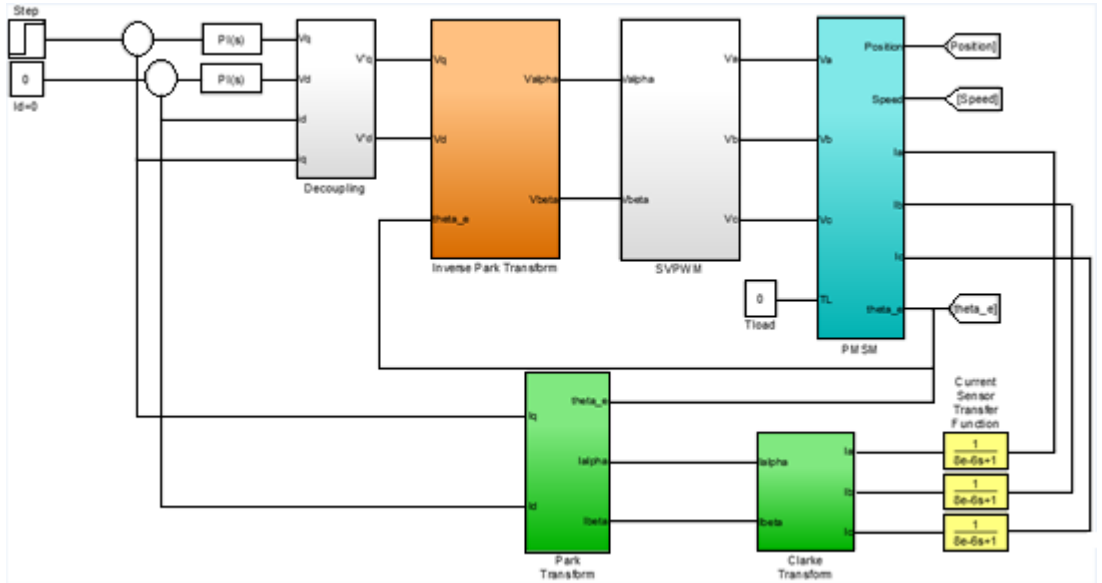


Şekil 4.14 : Sensör tipine göre ölçme hatası.

4.5. Ölçüm Sisteminin Simülasyonu

Sistemin dinamik cevabına ilişkin veriye ulaşabilmek için, MATLAB, Simulink simülasyon programı kullanılmıştır. Yapılan ölçümler sonunda elde edilen zaman sabiti, bant genişliği gibi dinamik bilgiler geri besleme bloğuna girilmiştir.

Sistemin MATLAB, Simulink Simülasyon modeli Şekil 4.15'te gösterilmektedir. Motor akımları Clarke ve Park dönüşümleri ile 2 faza indirilmiş olup geri besleme bloğuna giriş yapılmıştır.



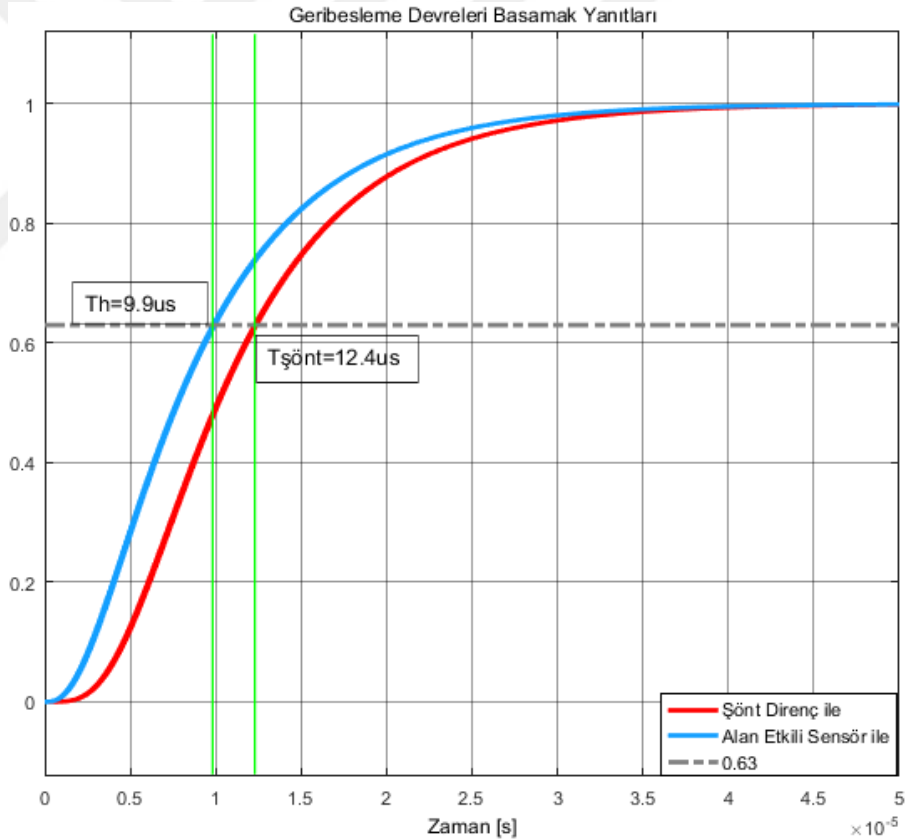
Şekil 4.14 : Sistemin MATLAB, Simulink modeli.

İki farklı motor akımı ölçüm yönteminin zaman sabitleri, devre yapılarında kullanılan elektronik komponentlerden dolayı farklılık göstermiştir. Alan etkili sensörün ve direnç ile akım ölçmede kullanılan optokuplörün bant genişliği 200kHz iken, optokuplörün girişi ve çıkışı arasında maksimum 3,3us'e kadar bekleme süresi, veri sayfası bilgileri arasındadır. Yine motordaki gürültülü akımların ölçülmemesi için, optokuplörün girişinde kullanılan $\approx 300\text{kHz}$ bant genişliğindeki(BW) birinci dereceden RC fitrede;

$$T_r = \frac{0,35}{BW} \quad (25)$$

kadarlık yükselme süresi oluşturacaktır. Bu da 300kHz lik BW için $\approx 1,2\mu\text{s}$. yükselme süresi demektir.

Tüm bu farklılıklar ile beraber simülasyon ile ölçülen zaman sabitleri Şekil 4.16'da verilmiştir. Her iki zaman sabiti arasında $2,5\mu\text{s}$. fark bulunmaktadır.



Şekil 4.16 : Akım geri besleme devrelerinin basamak yanıtları.

Farklı zaman sabitlerine ilişkin, kontrol bloğu çalıştırılmış ve Şekil 4.17'deki sonuçlar elde edilmiştir. Şekil 4.17'de tork referansını oluşturan I_q akımlarının değişimleri verilmiştir. Sistemin girişinden 5A'lık bir referans verildiğinde, yani 5A için gerekli olan

tork istendiğinde, direnç ile akımın ölçüldüğü sistemde %2'lik bir aşım yapmıştır. Tork denklemi,

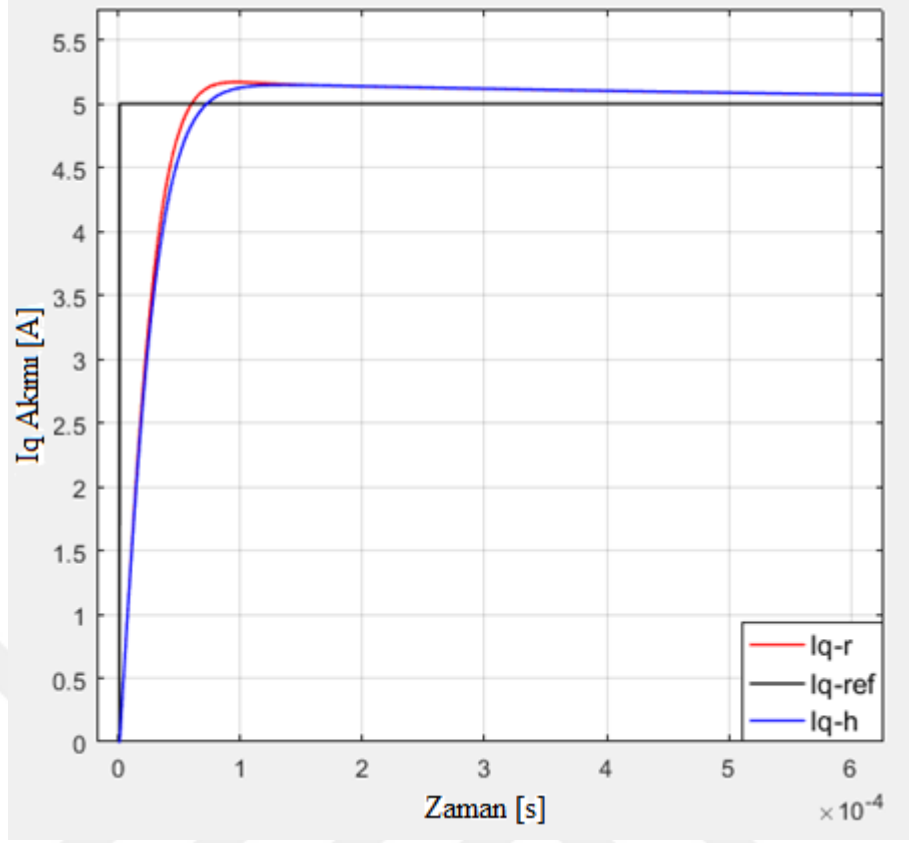
$$T_e = \frac{3}{2} PP (\lambda_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (26)$$

i_q akımının fonksiyonu olduğu için, sistemde ani yük değişikliklerinde istenmeyen tork dalgalanmalarına yol açacaktır. Burada T_e elektromanyetik torktur, PP kutup çifti sayısıdır, λ_{PM} sabit mıknatıs akısıdır, L_d ve L_q senkronize dönen referans çerçevesindeki stator indüktanslarıdır ve i_d ve i_q senkronize dönen referans çerçevesindeki stator akımlarıdır.

Her iki sistemin de PI katsayıları aynıdır. Sistemde oluşan salınımlar, Motor ve Sürücü dinamiğinde istenmeyen durumdur. Bunun iyileştirilmesi için kontrol döngüsünün iyileştirilmesi ya da dijital akım ölçme yöntemlerinin kullanılması gerekmektedir.

Elektronik tasarım ve sensörlerin yapılarından kaynaklanan; akım geribesleme biriminin Şekil 4.15'deki gibi alçak geçiren filtre özelliği göstermesi ve geribesleme işaretinin gecikmesine neden olması; denetleyici birimin, akımı referans ile yakınlaştırmak için daha yüksek denetleyici işareti üretmesine sebep olur.

Buna bağlı olarak Şekil 4.16'da da görülebileceği gibi zaman sabiti göreceli olarak yüksek olan şönt direnç ile akım ölçme yöntemi kullanılması durumunda, üretilen denetleyici işaretleri neticesinde aşım gözlemlenmektedir.

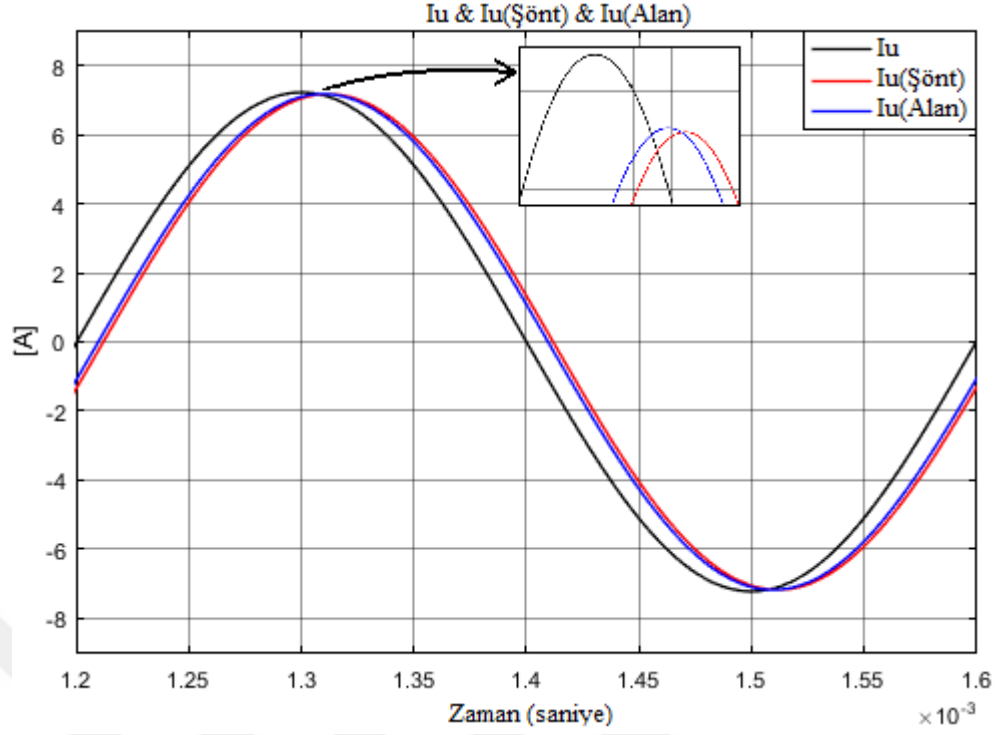


Şekil 4.17 : Akım sensörüne göre Iq akımları.

Motor akımlarının filtreli ölçülmesinin, gürültülerin bastırılması gibi avantajları olduğu gibi, ölçümde faz kaymaları ve genliğin azalması gibi de dezavantajları vardır.

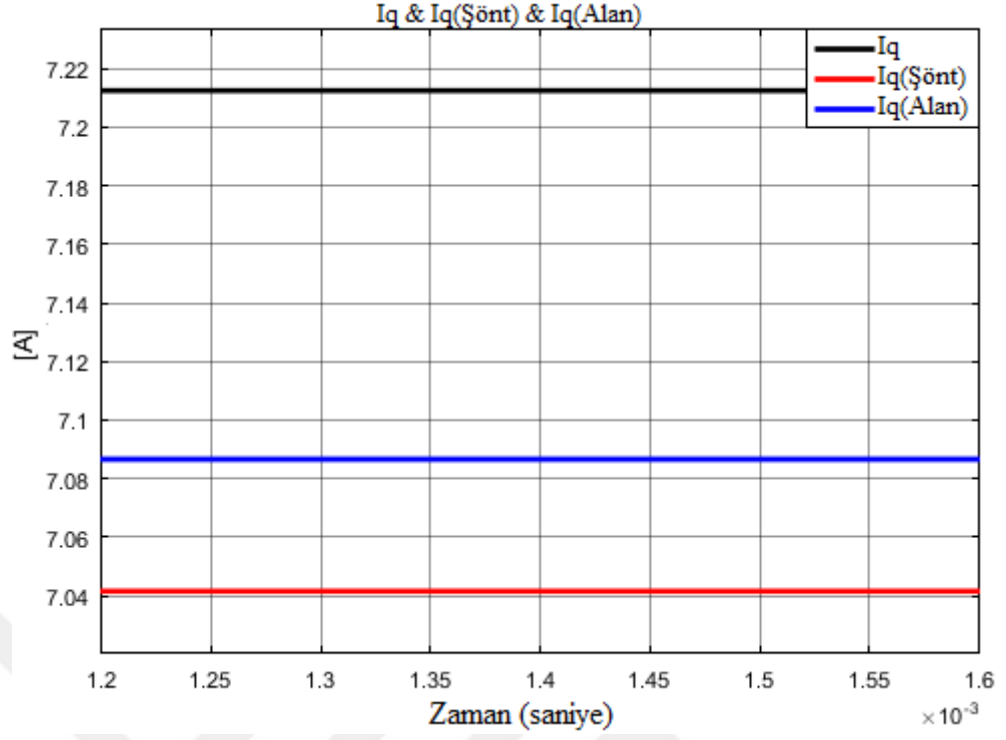
Alçak geçiren filtre özelliği gösteren sensör transfer fonksiyonunun sebep olduğu genlik ve faz değişimi Şekil 4.18'de görülmektedir. Burada motorun U fazından akan sinüzoidal akıma ilişkin; Iu gerçek faz akımını, Iu(Şönt) dirençle ölçüm çıktısını, Iu(Alan) alan etkili sensörle ölçüm çıktısını göstermektedir. Yüzeysel mıknatıslı SMSM'un tork denkleminde etkili olan Iq akımın, Clarke ve Park dönüşümleri ile hesaplanmasında etkili olan faz akımlarının faz kayması ile ölçülmesi problemi, sensör türüne göre manyetik alanın yönlendirilmesinde farklı sonuçlar doğuracaktır. Sinüzoidal işaretlerde oluşan faz kayması manyetik alanın yönlendirilmesine açısal hata olarak yansıtacaktır. Bu durum motorun akım başına maksimum tork üretilen (MTPA) noktası dışında çalışmasına neden olur. Sonuç olarak istenen torku elde etmek için gereken faz akımının şiddeti artacaktır. Bundan dolayı da denklem 24'e bağlı olarak kayıplar artacaktır.

$$P = I^2 \times R \quad (27)$$



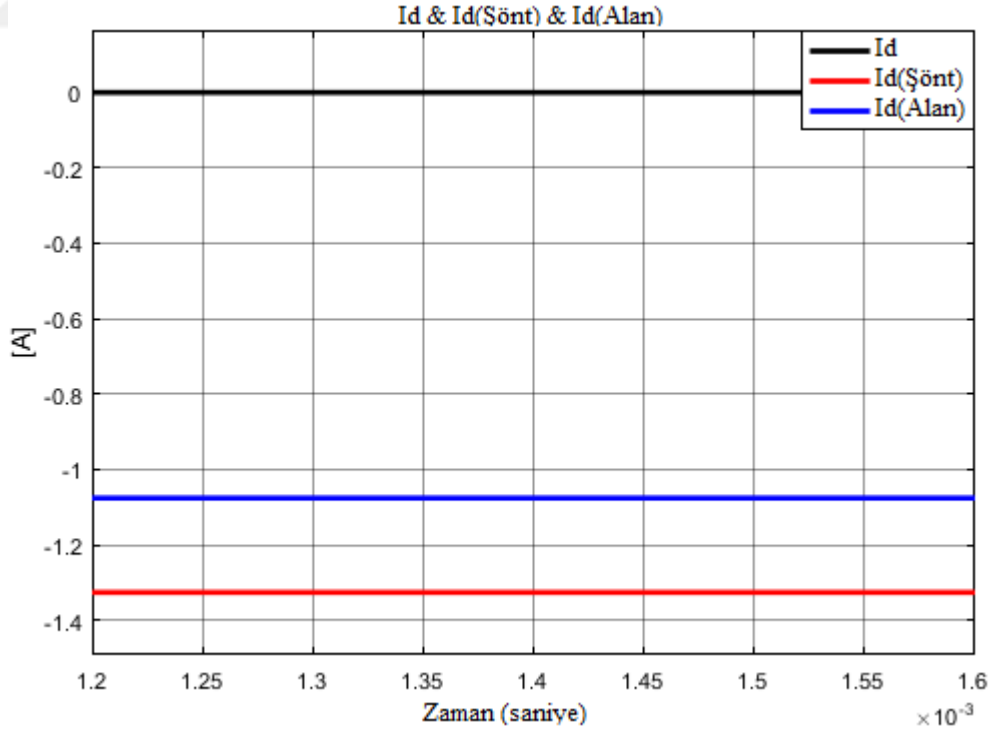
Şekil 4.18 : Ölçüm yöntemine göre algılanan motor akımlarının periyodik görüntüsü.

3 fazlı motor akımları I_d ve I_q akımlarına dönüştürülmüştü. Ölçüm yöntemine göre, Şekil 4.19'da I_q , Şekil 4.20'de I_d akımları gösterilmektedir. Ölçülmesi gereken birim I_q ; $I_q(\text{şönt})$, şönt direnç ile motor akımı ölçme yönteminde hesaplanan; $I_q(\text{Alan})$ ise Alan Etkili Sensör ile motor akımları ölçüldüğündeki, hesaplanan I_q akımıdır. Ölçüm yöntemine göre hesaplanan I_q değerleri farklılık göstermektedir. Bu da o akımda üretilecek olan torku doğrudan etkilemektedir.



Şekil 4.19 : Ölçüm yöntemine göre I_q akım verileri.

Şekil 4.20'de ise I_d akımının ölçme yöntemine göre değişimi gösterilmiştir.



Şekil 4.20 : Ölçüm yöntemine göre I_d akım verileri.

BÖLÜM 5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Servo Motor Kontrol Uygulamalarında, motor akımlarının ölçüm dinamiği ve ölçüm yönteminin seçimi oldukça önemlidir. Zira akım ölçüm dinamiği, doğrudan pozisyon ve hız hassasiyetini de etkilemektedir. Motor akımının doğru ve anlık ölçümü, makinenin kendisini aşırı yük ve kısa devre akımından korunması ve daha yüksek verimlilik, daha iyi bir kontrol performansı için de önemlidir.

Bu tez ile birlikte, Motor sürücülerde akım ölçme yöntemleri hakkında genel bilgiler verilmiş ve motor sürücünün dinamiği ve Sabit Mıknatıslı Senkron Motor üzerindeki etkileri incelenmiştir. Sonrasında ise akım ölçme yöntemlerinin, motor dinamiklerine etkisi, maliyet, doğruluk, sıcaklığa bağlı değişim ve güç kaybı gibi konularda karşılaştırılması yapılmıştır.

Tezin devamında ise, tasarımı yapılan 750W Sabit Mıknatıslı Senkron Motor Sürücüsü'nde, şönt direnç ile motor akımları izoleli bir şekilde ölçülebilmesi için ve bir diğer akım ölçme yöntemi olan alan etkili sensör ile devre yapısının tasarımı yapılmıştır. Her iki akım ölçme yapısı da aynı motor akımlarında test edilmiştir. Şönt direnç ile yapılan tasarımda, farklı direnç değerlerine göre kayıp analizi yapılmıştır. Doğru şönt direncinin seçimi ile ilgili pratik bilgiler vermiştir. Motor akımını ölçtüğümüz bölgeye göre fazladan devre yapıları da gerekebilir. Örneğin, Eviricinin alt anahtarlarının akımları doğrudan motor akım bilgisini vermemektedir. Bunun için harici devrelerin tasarımları hakkında bilgilendirmeler yapılmıştır. Yine aynı şekilde alan etkili sensörün de kayıp analizi incelenmiştir.

Motor akımı ölçme devre yapılarının zaman sabitleri, matematiksel olarak hesaplanmış ve bu değerler osiloskop ile yapılan elektriksel dinamik ölçümlerle doğrulanmıştır. Şekil 4.11' de görülen motor kontrol döngüsünün simülasyonu oluşturulmuş, akım sensörlerinin zaman sabitleri, 1. Dereceden alçak geçiren filtre gibi kontrol döngüsüne yerleştirip, motor üzerindeki dinamik performansları incelenmiştir. Simülasyon sonucunda, direnç ile akım ölçme yönteminde, tork anma torkuna ulaştığında \approx %2 daha

fazla aşım oluşmaktadır. Tork denklemi, Iq akımının fonksiyonu olduğu için, sistemde ani yük değişikliklerinde istenmeyen tork dalgalanmalarına yol açacaktır.

Sonuç olarak, şönt direnç ile yapılan ölçümlerde, % 97,4 doğruluğunda ve en yüksek akımda 2,7W güç kaybı ile motor akımları ölçümü yapılmıştır. Alan etkili sensörde ise motor akımları %99,5 doğruluğunda ve 0,1W güç kaybı ile ölçülmüştür.

Ölçüm sonuçlarına ilişkin veriler Tablo 5.1 ile toplu bir biçimde gösterilmiştir. Her iki akım ölçme yöntemi de akım bilgisini belirli tolerans dahilinde vermektedir.

Sıcaklığa bağlılık; direnç ile motor akımlarının ölçümünde TCR'sinden dolayı ölçüm sonucunun hata payı artmaktadır fakat Alan Etkili Sensör manyetik bir malzeme olduğu için doyuma gidebilmektedir.

Maliyet; Şönt direncin birim maliyeti, 1,58\$ iken, Alan Etkili Sensörün birim maliyeti, 3,50\$'dır.

Yalıtım; Şönt direnç ile yalıtımlı ölçüm gerçekleştirmek için optokuplör kullanılması gereklidir. Ancak bu durumda da optokuplörün 2 farklı referansa göre besleme gerilimine ihtiyacı olduğundan dolayı bir tane daha DA kaynağına ihtiyaç duyulur.

Yüksek akım ölçümü; şönt direncin kaybı göz önüne alındığında akım ile karesel olarak artmaktadır. Gücü dengelemek için direnç değerinin düşürülmesi de öz endüktansının daha baskın olmasına açacaktır. Bu yüzden 20A üzerinde şönt direnç ile analog olarak akımın ölçülmesi uygun değildir.

DA ofset problemi; Şönt direnci ile akım ölçme belirli bir elektronik devre bir bütündür. Kullanılan farksal yükselteçten kaynaklı bir ofset problemi oluşacaktır. Motor akımı olmadığına, farksal yükseltecin girişinde gerilim yok iken idealde çıkışı sıfırdır. Fakat, pratikte birkaç mV seviyelerinde ofset gerilimleri mevcuttur.

Doygunluk problemi; manyetik malzeme olan Alan Etkili Sensör, yüksek akımlarda ve sıcaklıklarda doyuma ulaşacaktır.

Güç tüketimi; akımın karesi ile arttığından dolayı şönt direnç ile motor akımlarını ölçme yönteminde daha fazladır.

İstenmeyen gürültülerin ölçümü; direncin kendi özendüktansından kaynaklı ölçülen akımda salınımlar algılanabilir.

AA ve DA tipindeki akım, her iki yöntem ile ölçülebilir.

Tablo 5.1 : Tezde araştırılan ölçüm yöntemlerinin karşılaştırılması.

Akım Algılama Metodu	Şönt Direnç	Alan Etkili Sensör
Doğruluk	İyi	İyi
Sıcaklığa bağlılık	İyi	Kötü
Maliyet	Düşük	Yüksek
Yalıtım	Hayır	Evet
Yüksek akım ölçümü	Kötü	İyi
DA ofset problemi	Evet	Hayır
Doygunluk sorunu	Hayır	Evet
Güç tüketimi	Yüksek	Düşük
İstenmeyen gürültü ölçümü	Evet	Hayır
AA / DA ölçümleri	İkisi de	İkisi de

Yeni nesil düşük giriş gerilimli Sigma-Delta optokuplörleri ile daha az kayıpla, daha yüksek bant genişliği ile ölçülebilir. Yalıtılmış sigma-delta modülatörü, bir analog giriş sinyalini sigma-delta aşırı örnekleme modülatörü aracılığıyla yüksek hızlı (tipik olarak 10 MHz) tek bitlik bir veri akışına dönüştürür. Bu yöntemde ise yüksek frekanslı işaretlerin kontrolcüye iletimi sırasında EMI problemleri gündeme gelecektir.

EKLER

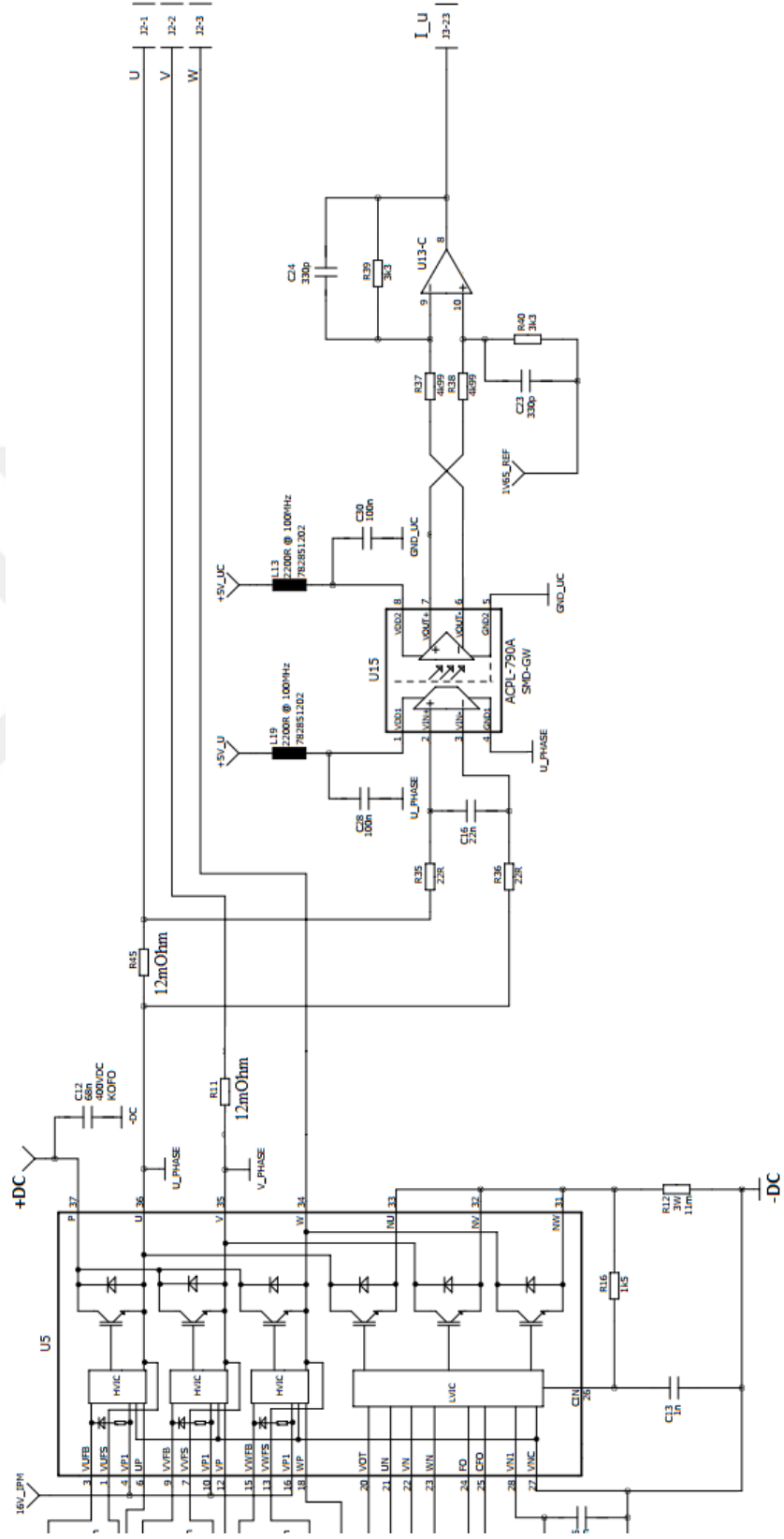
EK-A

Tablo A.1: Şönt direnç ile motor akımları ölçüldüğünde kullanılan devre elemanları.

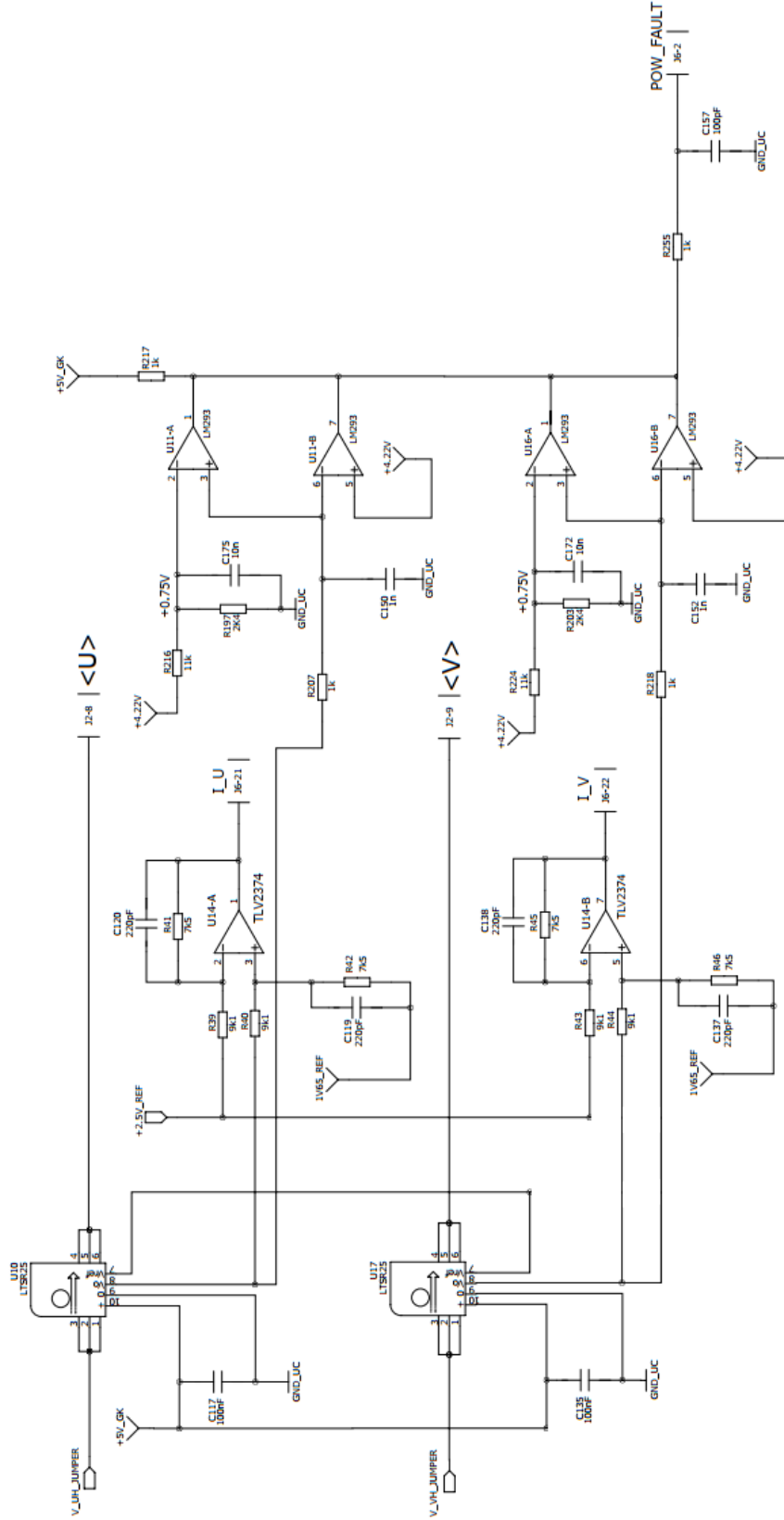
Malzeme	Parça Kodu
$R_{\text{şönt}}$	12m Ω
Optocupler	ACPL_790A
Diferensiyel Yükselteç	TLV2374
R_f	5k6
R_i	7k5
C_f	330p

Tablo A.2: Alan etkili sensör ile motor akımları ölçüldüğünde kullanılan devre elemanları.

Malzeme	Parça Kodu
Alan Etkili Sensör	LTSR_25NP
Diferensiyel Yükselteç	TLV2374
R_f	5k6
R_i	7k5
C_f	330p



Şekil B.1: Şönt direnç ile motor faz akımının ölçümü için tasarlanan devre şeması



Şekil B.2: Alan etkili sensör ile motor faz akımının ölçümü için tasarlanan devre şeması

EK-C

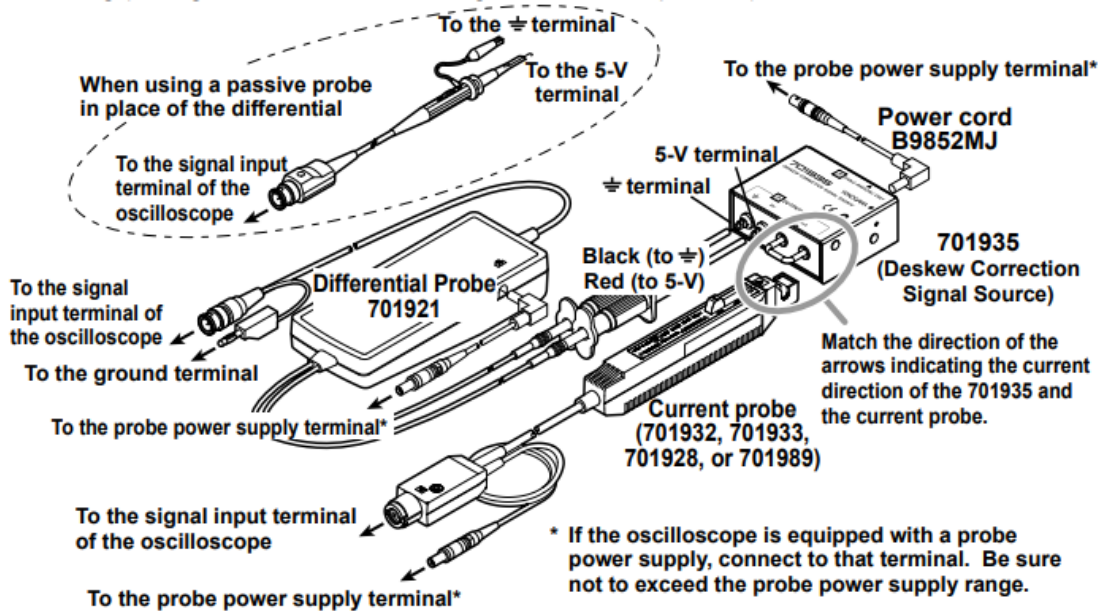
TECHNICAL SPECIFICATIONS		
PARAMETER	UNIT	WSR2 AND WSR3 RESISTOR CHARACTERISTICS
Temperature coefficient TCR measured from -55 °C to 150 °C	ppm/°C	± 75 for 0.010 Ω to 1.0 Ω
		± 110 for 0.005 Ω to 0.0099 Ω
		± 300 for 0.004 Ω to 0.0049 Ω
		± 450 for 0.003 Ω to 0.0039 Ω
		± 600 for 0.002 Ω to 0.0029 Ω
Element TCR	ppm/°C	< 20
Dielectric withstanding voltage	V _{AC}	> 500
Insulation resistance	Ω	> 10 ⁹
Operating temperature range	°C	-65 to +275
Maximum working voltage	V	(P x R) ^{1/2}

Şekil C.1: Kullanılan şönt direncin teknik bilgileri.

PERFORMANCE			
TEST	CONDITIONS OF TEST	TEST LIMITS	
		WSR2	WSR3
Thermal shock	-55 °C to +150 °C, 1000 cycles, 15 min at each extreme	± 0.5 % + 0.0005 Ω	± 0.5 % + 0.0005 Ω
Short time overload	WSR2: 5x rated power for 5 s WSR3: 4x rated power for 5 s	± 0.5 % + 0.0005 Ω	± 2.0 % + 0.0005 Ω
Low temperature storage	-65 °C for 24 h	± 0.5 % + 0.0005 Ω	± 0.5 % + 0.0005 Ω
High temperature exposure	1000 h at +275 °C	± 1.0 % + 0.0005 Ω	± 1.0 % + 0.0005 Ω
Bias humidity	+85 °C, 85 % RH, 10 % bias, 1000 h	± 0.5 % + 0.0005 Ω	± 0.5 % + 0.0005 Ω
Mechanical shock	100 g's for 6 ms, 5 pulses	± 0.5 % + 0.0005 Ω	± 0.5 % + 0.0005 Ω
Vibration	Frequency varied 10 Hz to 2000 Hz in 1 min, 3 directions, 12 h	± 0.5 % + 0.0005 Ω	± 0.5 % + 0.0005 Ω
Load life	1000 h at rated power, +70 °C, 1.5 h "ON", 0.5 h "OFF"	± 1.0 % + 0.0005 Ω	± 2.0 % + 0.0005 Ω
Resistance to solder heat	+260 °C solder, 10 s to 12 s dwell, 25 mm/s emergence	± 0.5 % + 0.0005 Ω	± 0.5 % + 0.0005 Ω
Moisture resistance	MIL-STD-202, method 106, 0 % power, 7a and 7b not required	± 0.5 % + 0.0005 Ω	± 0.5 % + 0.0005 Ω

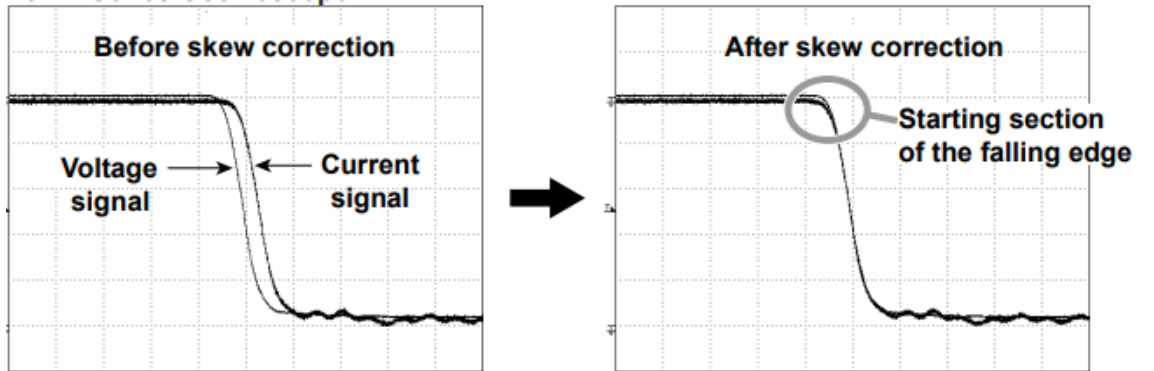
Şekil C.2: Kullanılan şönt direncin performans bilgileri.

EK-D



Şekil D.1 :Gecikme düzeltme kaynağı.

Ölçümler sırasında akım probu ve gerilim probu aynı anda kullanılmıştır. Kullanılan bu farklı problemlerin bant genişliklerinin farklı olması sebebiyle ölçüm sonuçlarını etkilemektedir. Yokogawa tarafından osiloskoplarla beraber sağlanan gecikme düzeltici devre, osiloskop arayüzündeki gecikmeleri kompanze etmek amaçlı kullanılmaktadır.



Şekil D.2 : Gecikme düzeltici devrenin etkisi.

KAYNAKLAR

- Açıköz, Ahmet İlkkan, Alışkan, İbrahim, İskender, İres, *Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Alan Yönlendirmeli Kontrolünde Evirici Denetim Tekniklerinin Karşılaştırılması*, Eylül 2016.
- Avago Technologies,” ACPL-790B, ACPL-790A, ACPL-7900 Precision Isolation Amplifiers Data Sheet” July 19, 2016.
- Bridgmon, J. and Andrews, C., *Current Sensing for Inline Motor-Control Applications*, TI 2016
- Chang, S. and Yeh, S., “Current sensorless field-oriented control of induction motors,” *IEEE Electric Power Applications Proceedings*, vol. 143, pp. 492-500, November 1996.
- Colamartino, F., Marchand, C. and Razek, A., “Torque ripple minimization in permanent magnet synchronous servo drive,” *IEEE Transactions Energy Conversion*, vol. 14, pp. 616-621, 1999.
- Han-Su, J., Jang-Mok, K., Cheul-U, K. and Cheol, C., “Diminution of current measurement error for vector controlled AC motor drives,” in *IEEE International Conference on Electrical Machines and Drives*, 15-18 May 2005, pp. 551-557.
- Khalil, H. and Strangas, E., “Robust speed control of induction motors using position and current measurements,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 41, pp. 1216-1220, August 1996.
- Leibson S., *Fundamentals of Current Measurement: Part 1 – Current Sense Resistors*, Contributed By Digi-Key's North American Editors, 2018
- Leibson S., *Fundamentals of Current Measurement: Part 2 – Current Sense Amplifiers*, Contributed By Digi-Key's North American Editors, 2018
- LEM, *Isolated Current and Voltage Transducers Characteristics - Applications Calculations*, 3. Edition, 1998.
- Lepkowski, J., “*Motor Control Sensor Feedback Circuits*”, AN894, Microchip Technology Inc, 2003
- Mammano, B., ” *Current Sensing Solutions for Power Supply Designers*”, Texas Instruments Incorporated, 2011

- Nonaka, S. and Neba, Y., "Current regulated PWM-CSI induction motor drive system without a speed sensor," in *IEEE Conference Records of the Industry Applications Society Annual Meeting*, 4-9 October, 1992
- Patel, A., "Current measurement in power electronic and motor drive applications - a comprehensive study", Masters Theses, 2007.
- Persson, E., "A new approach to motor drive current measurement," in *4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 22-25 October 2001.
- Portas R, Colombel L., " Accuracy of Hall-Effect Current Measurement Transducers in Automotive Battery Management Applications using Current Integration", *Automotive Power Electronics*, September 2007.
- Rahman, M., Haque, M., Lixin, T. and Limin, Z., "Problems associated with the direct torque control of an interior permanent-magnet synchronous motor drive and their remedies," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, pp. 799-809, August 2004.
- Rashid, M., *Power Electronik Handbook, Third Edition*, Elsevier Inc, 2011.
- Rodriguez, J., Gonzalez, A., Weinstein, A., "Regenerative Cell with Reduced Input Current Harmonics for Multilevel Inverters", *Industry Applications Conference*, Vol.1, pp. 371-378, 2000.
- Schroedl, M. and Wieser, R., "EMF-based rotor flux detection in induction motors using virtual short circuits," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, pp. 142-147, January-February 1998.
- Seung-Ho, S., Jong-Woo, C. and Seung-Ki, S., "Current measurement of digital field oriented control," in *31st Industry Application Conference Annual Meeting*, 6-10 October 1996.
- Slowik, W., Piatek P., Dziwinski, T., Baranowski, J., " *Selected Current Sensing Circuits for Motor Control Applications*" 2017.
- Sorensen J., Sullivan D., "A System Approach To Understanding The Impact Of Nonideal Effects In A Motor Drive Current Loop ", International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, *PCIM Europe 2016*.
- Sul, S., "Control of Electric Machine Drive Systems ", *IEEE Press Editorial Board*, 2011.
- Texas Ins , *Current Sensing With <1- μ s Settling for 1-, 2-, and 3-Shunt FOC Inverter Reference Design*, TI March 2017
- Texas Ins. " *Digital Motor Control Application Note SPRU485A*", 2003.
- Texas Instruments Europe " *Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors*", February 1998.

- Torres D., Zambada, J., “Single-Shunt Three-Phase Current Reconstruction Algorithm for Sensorless FOC of a PMSM”, AN1299, Microchip Technology Inc, 2009
- Wall, S., “Vector control: a practical approach to electric vehicles,” *IEEE Colloquium Vector Control and Direct Torque Control of Induction Motors*, 1995.
- Wang, H., Pekarek, S. and Fahimi, B., “Elimination of position and current sensors in high performance adjustable speed ac drives,” *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, 15-18 May 2005.
- Williams, W. And Green, T. “Derivation of motor line-current waveforms from the DC-link current of an inverter,” *IEE Proceedings – Electric Power Applications*, vol. 136, pp. 196-204, July 1989.
- Wilson D., *Current Sensing, Kappa Electronics Motor Control Training Series*, 2016.
- Yokogawa Electric Corporation, User’s Manuel, “701935 Deskew Correction Signal Source” Yokogawa, 3rd Edition, 2003.
- Url-1 <https://cal.equipment/doc/Keithley/Ch3_LowLevMsHandbk.pdf> erişim tarihi 06.06.2019
- Url-2 <<http://www.vishaypg.com/docs/49871/theremf.pdf>> erişim tarihi 06.06.2019
- Url3<<http://www.rcdcomp.com/rcd/press/R32%20Thermal%20EMF%20Application%20Guide.PDF>> erişim tarihi 05.06.2019
- Url-4<<http://www.rcdcomponents.com/rcd/press/R32%20Thermal%20EMF%20Application%20Guide.PDF>> erişim tarihi 06.06.2019
- Url-5 <<https://www.vishay.com/docs/30101/wsr.pdf>> erişim tarihi 10.08.2019
- Url-6 <<https://sensing.honeywell.com/hallbook.pdf>> erişim tarihi 06.06.2019
- Url-7 < https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/ltsr_25_np.pdf> erişim tarihi 08.06.2019

ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : Yeda Aydogmuş
Doğum Tarihi ve Yeri : 16.07.1992 Balıkesir
E-posta : aydogmusyeda@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2014, Sakarya Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği
- **Yükseklisans** : 2019, Sakarya Uygulamalı Bilimler Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

- 2014-2017 yılları arasında Kormas Elektrikli Motor AŞ’de Arge Mühendisi olarak çalıştı.
- 2017- yılında Akım Metal Arge Merkezinde, Güç Elektroniği Tasarım Mühendisi olarak işe başladı. Servo Motor Sürücülerinin Güç Elektroniği Tasarımı üzerine çalışmaktadır.
- 2019 yılında yüksek lisansını tamamladı.

YÜKSEK LİSANS TEZİNDEN TÜRETİLEN YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Olca Y., Ekim M.N., Boz A.F.**, Investigation Of The Effects Of Current Measurement Methods On Servo Motor Dynamics, 20th International Symposium Power Electronics, Ee2019, 23 – 26 Ekim 2019, Novi Sad/ Sırbistan