

Aralık'22

Sayı/Number: 2/Volume: 12
Yıl/Year: 2022

Yayın Sahibi

TMMOB
Elektrik Mühendisleri Odası Adına
Mahir ULUTAŞ

Sorumlu Yazı İşleri Müdürü

Eylem ÖLMEZOĞLU

Yayın İdare Merkezi

Ihlamur Sokak No:10 Kat:3
Kızılay - Ankara
Tel: (312) 425 32 72
Faks: (312) 417 38 18
<http://bilimseldergi.emo.org.tr>
bilimseldergi@emo.org.tr
EMO Üyelerine parasız dağıtılır

Dergi Koordinatörü

Sevgi Kinacı
sevgi.kinaci@emo.org.tr

Sayfa Düzeni

TMMOB
Elektrik Mühendisleri Odası

Yayın Türü

Yerel Süreli Yayın
6 ayda bir yayınlanır

Basım Adedi

500

Basım Tarihi

Aralık 2022

EMO BİLİMSEL DERGİ

**Elektrik, Elektronik, Bilgisayar, Biyomedikal
Mühendisliği Bilimsel Dergisi**

The Journal of Electrical, Electronics, Computer and
Biomedical Engineering

YAYIN KURULU

BAŞ EDİTÖR/EDITOR IN CHIEF

Prof. Dr. Timur Aydemir
Kadir Has Üniversitesi

EDİTÖRLER/EDITORIAL BOARD

Prof. Dr. Erhan Akın
Fırat Üniversitesi

Prof. Dr. Güven Önbilgin
Ondokuz Mayıs Üniversitesi

Prof. Dr. Arif Nacaroğlu
Gaziantep Üniversitesi

Prof. Dr. Özlem Özgün
Hacettepe Üniversitesi



TMMOB

Elektrik Mühendisleri Odası

UCTEA/Chamber of Electrical Engineers

EMO Bilimsel Dergi Danışma Kurulu


Prof. Dr. A. Hamit Serbest	Çukurova Üniversitesi
Prof. Dr. Altay Güvenir	Bilkent Üniversitesi
Prof. Dr. Cengizhan Öztürk	Boğaziçi Üniversitesi
Prof. Dr. Erhan Akın	Fırat Üniversitesi
Prof. Dr. Güven Önbilgin	Ondokuz Mayıs Üniversitesi
Prof. Dr. Murat Eyüboğlu	Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Timur Aydemir	Gazi Üniversitesi
Prof. Dr. Ali Hikmet Doğru	Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Arif Nacaroğlu	Gaziantep Üniversitesi
Prof. Dr. Atilla Bir	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Aydın Köksal	Bilişim A.Ş.
Prof. Dr. Aydoğan Özdemir	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Aysin Baytan Ertüzün	Boğaziçi Üniversitesi
Prof. Dr. Belgin Turkey	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Bülent Sankur	Boğaziçi Üniversitesi
Prof. Dr. Cüneyt Güzeliş	Yaşar Üniversitesi
Prof. Dr. Erdal Panayırıcı	Kadir Has Üniversitesi
Prof. Dr. Erkan Afacan	Gazi Üniversitesi
Prof. Dr. Ferit Acar Savacı	İzmir İleri Teknoloji Enstitüsü
Prof. Dr. H. Bülent Ertan	Atılım Üniversitesi
Prof. Dr. Haldun Karaca	Dokuz Eylül Üniversitesi
Prof. Dr. İbrahim Eksin	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. İnci Çilesiz	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. İrfan Karagöz	Gazi Üniversitesi
Prof. Dr. İsmail Hakkı Altaş	Karadeniz Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. İsmail Hakkı Çavdar	Karadeniz Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Kemal Leblebicioğlu	Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Lale Tükenmez Ergene	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Mithat İdemen	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Muhittin Gökmen	MEF Üniversitesi
Prof. Dr. Murat Aşkar	İzmir Ekonomi Üniversitesi
Prof. Dr. Müjde Güzelkaya	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Osman Eroğul	TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Prof. Dr. Oya Kalıpsız	Yıldız Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Özlem Özgün	Hacettepe Üniversitesi
Prof. Dr. Sermin Onaygil	İstanbul Teknik Üniversitesi
Prof. Dr. Tayfun Akgül	İstanbul Teknik Üniversitesi
Doç. Dr. Ahmet Koltuksuz	Yaşar Üniversitesi
Doç. Dr. Osman Abul	TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Bora Güngören	Portakal Teknoloji
Fikret Küçükdeveci	TEPA
Hasan Ali Pazar	Siemens

İÇİNDEKİLER / CONTENTS

- Şebeke Bağlantılı Tek Fazlı Transformatörsüz Evirici için
Modifiye Edilmiş Taşıyıcı Temelli DGM Kontrolü** 7
Modified Carrier Based PWM Control for Grid-Connected
Single Phase Transformerless Inverter
Emre Özkop
Makale Türü: Araştırma Makalesi
- Çift Kafesli Rotorda Alüminyum ve Bakırın Birlikte Kullanımının
Asenkron Motor Verimine Etkisinin İncelenmesi** 15
Efficiency Analysis of Aluminum and Copper Filled Double Cage Rotor Induction Motors
Mert Akçomak, Sibel Zorlu Partal
Makale Türü: Araştırma Makalesi
- Çelik Yüzeylerdeki Kusurların Tespiti için
Derin Öğrenme Tabanlı Gömülü Sistem Tasarımı** 27
Deep Learning Based Embedded System Design for Detection of Defects on Steel Surfaces
Emre GÜÇLÜ, İlhan AYDIN, Taha Kubilay ŞENER, Erhan AKIN
Makale Türü: Araştırma Makalesi
- Sonlu Elemanlar Analizi Kullanılarak Bir İndüksiyon
Isıtma Sisteminin Elektromanyetik ve Termal Analizi** 35
Emrullah Aydın
Makale Türü: Araştırma Makalesi
- SiC ve GaN Tabanlı IGBT Modülleri İçin Quasi Rezonans IGBT Kapı Sürücü Tasarımı** 41
Quasi Resonant IGBT Gate Driver Design for SiC and GaN Based IGBT Modules
Fatih Yalçın, Hüseyin Köse
Makale Türü: Araştırma Makalesi

Şebeke Bağlantılı Tek Fazlı Transformatörsüz Evirici için Modifiye Edilmiş Taşıyıcı Temelli DGM Kontrolü

Modified Carrier Based PWM Control for Grid-Connected Single Phase Transformerless Inverter

Emre Özkop 

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Karadeniz Teknik Üniversitesi

Trabzon, Türkiye

cozkop@ktu.edu.tr, ORCID: 0000-0002-9395-9899

Öz

Bu çalışmada aynı anahtarlama frekansı için şebeke bağlantılı tek fazlı H6-II tipi transformatörsüz evirici için farklı taşıyıcı işaret temelli modülasyon tekniklerinin performans karşılaştırılması sunulmaktadır. Burada çok seviyeli ve çoğunlukla üç fazlı eviricilerde kullanılmakta olan taşıyıcı işaretleri ve bunlardan türetilmiş yeni taşıyıcı işaretler tek fazlı H6-II tipi eviricin kontrolü için sunulmaktadır. Oluşturulan taşıyıcı temelli darbe genişlik modülasyonu (DGM) kontrol teknikleri için sistem performansı, gözlemlenen evirici çıkış gerilim ve akım dalga şekilleri, ölçülen akım ve gerilim ve hesaplanan verim ve toplam harmonik bozunum (THB) ile değerlendirilmiştir. Test sonuçları, modifiye edilmiş taşıyıcı tabanlı DGM kontrol tekniklerinin verimlilik, THB ve kaçak akım açısından geleneksel teknikten daha iyi performans sergilediğini göstermektedir.

Anahtar Kelimeler: Darbe genişlik modülasyonu (DGM), taşıyıcı temelli DGM, transformatörsüz evirici, modülasyon ve kontrol.

Abstract

In this paper, the performance comparison of different carrier signal based modulation techniques is presented for grid-connected single phase H6-II type transformerless inverter for same switching frequency. Here, carrier signals used in multi-level and mostly three-phase inverters and new carrier signals derived from them are extended for controlling single-phase H6-II type inverter. System performance is evaluated with observed inverter output voltage and current waveforms, measured current and voltage, and calculated efficiency and total harmonic distortion (THD) for the created carrier-based pulse width modulation (PWM) control techniques. Test results show that modified carrier based PWM control techniques performs better than the traditional technique in terms of efficiency, THD and leakage current.

Keywords: Pulse width modulation (PWM), carrier based PWM, transformerless inverter, modulation and control.

1. Giriş

Pandeminin hayatın her noktasına olumsuz etkilere ve yenilenebilir enerji tedarik zincirini kıran ve projelerini sekteye uğratan küresel emtia fiyatlarındaki artışa rağmen başta fotovoltaik olmak üzere arz edilen yenilenebilir enerji kapasitesi artmaya devam etmektedir [1]. 2021 yılının sonlarında enerji fiyatlarının keskin bir şekilde artışı ve 2022 yılının başlarında Rusya Federasyonu'nun Ukrayna'yı işgali, milyarlarca insan için

enerji yoksulluğu tehdidi ile karşı karşıya kalmasına yol açabileceği ve bunun önüne geçmek ve enerjinin güvenliği ve sürekliliği için fotovoltaik ve rüzgâr teknolojisi gibi yenilenebilir enerji kaynaklarının daha fazla hayatın merkezine alınması gerektiği öngörülmektedir [2], [3].

Fotovoltaik (FV) güç sistemlerinin, uygulama alanları çeşitlilik göstermekte olup FV modül ve güç elektroniği çeviricileri bu sistemlerin ana omurgasını oluşturmaktadır. FV modüller, şebekeden bağımsız veya şebeke bağlantılı sistemler olarak çalıştırılabilir ve bu durumların gerçekleştirilmesi için DA gücünü AA gücüne çevirecek bir eviriciye ihtiyaç duyulur [4], [5]. Evirici topolojisi, temelde transformatörlü ve transformatörsüz olarak sınıflandırılabilir. Transformatörlü yapı, galvanik yalıtım sağlamakta ve sistemde emniyet ve güvenilirliğin artmasına pozitif katkı vermektedir. Fakat bir FV sistemde transformatörün olması sebebiyle FV sistemin verimi azalmakta, sistemin hacmi, ağırlığı ve toplam maliyeti artmaktadır [6]. Transformatörsüz yapıda ise FV dizinlerin kaçak akımları (i_{CM}) önemli bir meseledir. FV dizinler ile toprak arasındaki parazitik kapasite, kaçak akım değerini artırır ve bu da sistemin emniyetini ve güvenilirliğini azaltabilir.

Kaçak akım FV sistemi içinde dolaşır, şebeke akımının bozulmasına, yayılan veya iletilen elektromanyetik girişime ve FV paneller üzerinde korozyon etkilerine sebep olur [7]. Dolaşımdaki kaçak akım, kaybı artırır ve DA bağlantı dalgalanma gerilimini artırır. VDE0126-1-1 standardına göre kaçak akımın RMS değeri 300 mA'ı aşarsa, FV eviricinin şebekeden bağlantısı 0.3 sn'den daha kısa sürede kesilmelidir [8]. Bunun için kaçak akımın ortadan kaldırılması elzemdir. DA bağlantı dalgalanma gerilimi, şebeke bağlantılı FV evirici sisteminde ortak mod gerilimini (V_{CM}) ortaya çıkarır ve asimetrik AA gerilimini üretir. Bu ortak mod geriliminin ayrıca kaçak akımına katkısı mevcuttur [9]. Bunun yanında şebeke bağlantılı eviricilerde şebekeye enjekte edilen akım için toplam harmonik bozunum (THB) değeri %5'i aşmamalıdır [10]. Şebeke bağlantılı transformatörsüz eviricilerin performansı iyileştirmek (akım ve gerilime ait THB ve kaçak akımı azaltmak, verimi artırma, ideal ortak mod gerilime yaklaşma, vb.) literatürde önerilen çözüm teknikleri: i) topolojik iyileştirmeler, ii) yeni modülasyon tekniklerinin dikkate alınması, iii) uygun kontrol stratejilerinin kullanılması [11]. Darbe genişlik modülasyonu (DGM) teknikleri, evirici topolojisinin yapısı, seviyesi ve amaçlanan (uygulama kolaylığı, verim, THB, kaçak akım, ortak mod gerilim, vb.) iyileştirmelere bağlı olarak çeşitlilik göstermektedir.

Şebeke bağlantılı üç fazlı transformatörsüz eviricide kaçak akımı bastırmak için iyileştirilmiş büyük orta uzay vektör modülasyonu (ILMSVM) yöntemi önerilmiş ve geleneksel uzak vektör darbe genişlik modülasyonu (CSSVPWM) ve büyük orta pozitif/negatif küçük vektör modülasyon yöntemleri ile karşılaştırılması yapılmıştır [12]. Üç fazlı iki, üç ve beş seviyeli transformatörsüz evirici için ortak mod gerilimi düşürümü için farklı yapıda uzay vektör modülasyonu (SVM) yöntemleri kullanılmıştır [13], [14], [15]. Şebeke bağlantısız tek fazlı kaskad bağlı on bir seviyeli transformatörsüz eviricide

maksimum darbe genişliğine dayalı gerilim seviyesi yöntemi tercih edilmiş ve gerilim ve akıma ait THB değerlerinde iyileşmeler gözlemlenmiştir [16]. Seviye kaydırmalı darbe genişlik modülasyonu (LS-PWM) tekniğinin şebeke bağlantılı tek fazlı beş seviyeli eviricide hem benzetim hem de deneysel olarak kullanılması sonucunda sistemin performansının arttığı, kaçak akım ve anahtarlama elemanları üzerindeki stresin azaldığı vurgulanmıştır [17].

Genellikle çok seviyeli eviricilerde uygulamaları olan modülasyon tekniğinin temelini oluşturan referans sinüs dalgası ve taşıyıcı işaretlerinden taşıyıcı işaretinin temel üçgen taşıyıcı işaretinden farklılaştırılarak (faz kaydırma, seviye kaydırma, vb.) oluşturulan yeni taşıyıcı işaretini barındıran modülasyon teknikleri mevcut olup bu tür modülasyon yöntemine hibrit/modifiye edilmiş modülasyon tekniği ismi verilmektedir [18-23]. Modifiye edilmiş sıralı seviye kaydırmalı DGM tekniği, yarım-köprü alt modüllerden oluşturulmuş üç fazlı beş seviyeli eviricinin kontrolünde önerilmiş ve alt modül kapasitör üzerindeki stresin azaldığı tespit edilmiştir [19]. Şebeke bağlantılı tek fazlı yarı empedans kaynak temelli kaskad beş seviyeli evirici için alternatif faz-karşıtlı kaydırılmış DGM teknikler önerilmiştir. Taşıyıcı tek, iki ve üç döngü taşıyıcı rotasyonlu yapıya sahiptir. Gerçekleştirilen benzetimsel ve deneysel çalışmalar sonucunda modifiye edilmiş DGM tekniklerinin eviricide daha yüksek verim sağladığı ifade edilmiştir [20]. Daha yüksek ve daha düşük taşıyıcı hücreler alternatif faz karşıtlı (HLCAPO) DGM ve taşıyıcı faz kaydırmalı DGM kontrol teknikleri şebeke bağlantısız hibrit kenetlemeli yedi seviyeli evirici için önerilmiş ve (HLCAPO) DGM kontrol tekniği ile anahtarlama kayıplarının azaldığı ve harmonik performansının iyileştiği gözlemlenmiştir [21].

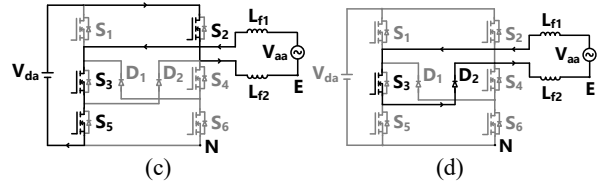
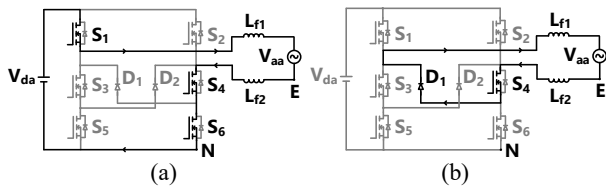
Bu çalışmada modifiye edilmiş sıralı seviye kaydırmalı, tek, iki ve üç döngü taşıyıcı rotasyonlu, HLCAPO, taşıyıcı faz kaydırmalı ve bunlardan türetilmiş farklı DGM tekniklerinin şebeke bağlantılı tek fazlı H6-II tipi transformatörsüz evirici üzerinde test edilmektedir. Bu çalışma şu şekilde düzenlenmiştir. H6-II tipi transformatörsüz eviricinin çalışma prensibi, uygulanacak modifiye edilmiş temel taşıyıcı işaret (TTİ) temelli modülasyon teknikleri, FV sisteminin kontrol yapısı ve FV eviricideki kaçak akım Bölüm 2’de ele alınmıştır. Evirici için önerilen modifiye edilmiş TTİ temelli DGM tekniklerinin geçerliliğini doğrulamak için benzetim sonuçları Bölüm 3’te sunulmuştur.

2. Sistem tasarımı

Literatürde farklı yapıda H6 tipi evirici mevcut olup bu çalışmada H6-II tipi transformatörsüz evirici topolojisi kullanılacaktır.

2.1 H6-II tipi evirici ve çalışma prensibi

Şekil 1’de H6-II tipi eviricinin temel dört çalışma durumu gösterilmiştir.



Şekil 1. H6-II tipi evirici çalışma durumları.

Şebekenin sadece yarım döngüsü ele alırsa, pozitif yarım döngüde S_4 anahtarı sürekli ON konumunda iken S_2, S_3 ve S_5 anahtarları sürekli olarak OFF konumundadır. S_1, S_6 ve D_1 anahtarlama frekansında komütasyona girer. S_1, S_6 ve S_4 ON konumunda, diğer anahtarlar (S_2, S_3, S_5) ve diyotlar (D_1, D_2) OFF konumunda olduğunda endüktör akımı şarj olur ve endüktör gerilimi ($L_{f1} = L_{f2}$ için) aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$v_{Lf1} = v_{Lf2} = 0.5(v_{da} - v_{aa}) \quad (1)$$

Çıkış gerilimi v_{aa} ise

$$v_{aa} = v_{da} \cdot M \cdot \sin \omega t \quad (2)$$

burada, v_{da} : DA link gerilimi $M = m_{indeks}$: Modülasyon indeksi ω : Şebeke açısal frekansı ifade etmektedir.

Temel modülasyon indeks değeri, referans sinüs dalgası tepe değerinin (V_R) taşıyıcı dalganın tepe değerine (V_T) oranı olarak ifade edilebilir [24].

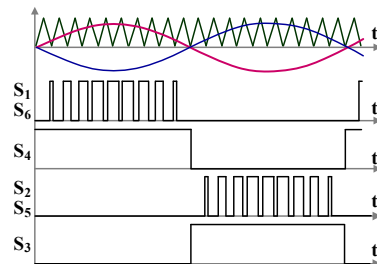
$$m_{indeks} = \frac{V_R}{V_T} \quad (3)$$

Nötr hat ve toprak arasındaki hat frekansındaki empedansı ihmal edilirse hem şebeke pozitif hem de negatif yarım döngüsünde eviricinin N noktası ile şebeke tarafında bulunan E noktası arasındaki gerilim aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$v_{EN1} = 0.5v_{da}[1 - (M \sin(\omega t))] \quad (4)$$

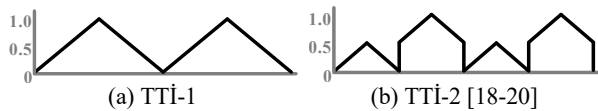
2.2. Modülasyon tekniği

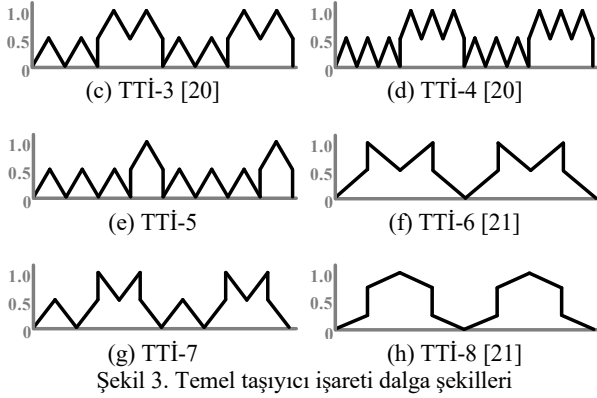
H6-II tipi eviricinin temel darbe genişlik modülasyonuna (DGM) ait anahtarlama işareti Şekil 2’de gösterilmiştir.



Şekil 2. Temel DGM yapısı (anahtarlama işaretleri)

Bu çalışmada anahtarlama işareti üretiminde referans modülasyon işareti (RMİ) olarak sinüzoidal dalga şekli kullanılacaktır. Temel taşıyıcı işaret (TTİ) olarak farklı yapıdaki dalga şekilleri tercih edilmiş olup bunları biçimleri Şekil 3’te gösterilmiştir.





Şekil 3. Temel taşıyıcı işaretleri dalga şekilleri

Buradaki taşıyıcı işaretlerin çoğu çok seviyeli üç fazlı eviricilerde kullanılmakta olup diğerleri ise bu taşıyıcı işaretlerinden türetilmiş yeni taşıyıcı işaretlerdir. Temelde transformatörsüz tek fazlı evirici ailesinde kullanılan temel taşıyıcı işareti testere biçimindedir. Şekil 3'te gösterilen diğer taşıyıcı işaretlerinin transformatörsüz tek fazlı eviricilerde kullanımı literatürde gözlemlenmemiştir.

2.3. Aktif güç kontrolü

Şebeke gerilimi (v_s) ve şebekeye enjekte edilen akımının (i_s) dq döner referans eksenindeki değerleri kullanılarak aktif güç hesabı yapılır ve ilgili kontrol gerçekleştirilebilir. Şebeke enjekte edilen akım ve şebeke gerilimi aşağıdaki gibi ifade edilebilir [25]:

$$v_s(t) = V_s \cos(\omega t) \quad (5)$$

$$i_s(t) = I_s \cos(\omega t - \varphi) = I_{sd} \cos(\omega t) - jI_{sq} \sin(\omega t) \quad (6)$$

Denklem (6)'dan enjekte edilen şebeke akımının dq döner referans eksenindeki bileşenleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

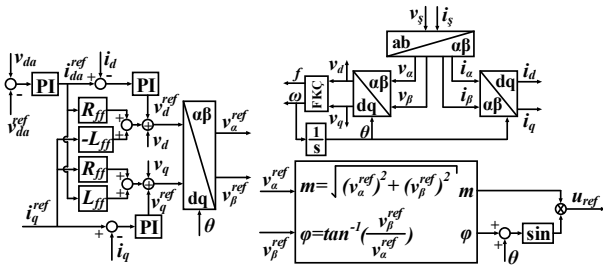
$$i_d = I_s \cos(\varphi) \quad (7)$$

$$i_q = -I_s \sin(\varphi) \quad (8)$$

Denklem (5)-(8) dikkate alındığında şebeke bağlantılı eviricinin aktif gücü aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$P = \frac{1}{2} \times v_{sd} \times i_{sd} \quad (9)$$

Aktif güç kontrolü, şebeke akımının i_d bileşeninin kontrolü ile gerçekleştirilebilir. Şekil 4'te şebeke bağlantılı transformatörsüz H6-II tipi evirici kontrol blok diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 4. Kontrol blok diyagramı

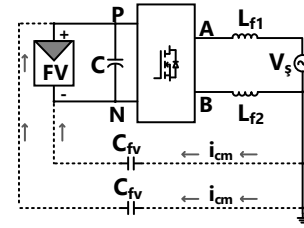
Şebekeye enjekte edilen akımın I_s ve eviricinin filtre sonrası şebeke bağlantı noktası geriliminin V_s ilgili dönüşüm

denklemleri kullanılarak dq bileşenleri (I_d , I_q , V_d , V_q) elde edilir. Faz kilitlemeli çevrim (FKÇ) bloğu yardımı ile şebekeye ait frekans (f) ve açısal hız (ω) bilgileri ve evirici girişi bara gerilimi (V_{da} , V_{da}^{ref}) değerlerinden faydalanılarak referans akımın d bileşeni (I_d^{ref}) elde edilir.

Denetim yapısı akım ve gerilim kontrol döngülerine sahip olup bu döngüler ileri besleme ve kompanzasyon (R_{ff} , L_{ff}) özelliklerini barındırmaktadır. Döngü çıktıları referans gerilim işaretinin elde edilmesi için ters dq dönüşümüne uğrattılırlar ve $\alpha\beta$ uzayında referans gerilim uzay vektörleri (V_α^{ref} , V_β^{ref}) elde edilir. Bu gerilim vektörleri kullanılarak büyüklüğü ve açısı belli olan referans gerilim işareti (u_{ref}) elde edilir. Referans gerilim sinyali, referans modülasyon işareti (RMİ) olan sinüzoidal dalga şeklini oluşturmaktadır.

2.4. Kaçak akım

Transformatörsüz evirici yapısında FV panel ile şebeke sistemi arasında galvanik izolasyon bulunmaması sebebiyle panel ile şebeke arasında kısa devre meydana gelir ve Şekil 5'te gösterildiği gibi bir kaçak akım akışı gözlemlenir.



Şekil 5. Transformatörsüz FV eviricide kaçak akım akışı.

FV hücreler/panel ile toprak arasındaki parazitik kapasiteleri (C_{fv}) gerilim dalgalanmaları ile şarj ve deşarj olurken Kaçak akım (i_{cm}) şebeke alçak frekans ve anahtarlama yüksek frekans bileşenlerini içerir ve bu bileşenler şebeke akımına harmonik enjekte eder, sistem kaybını artırır, elektromanyetik uyumluluğu zayıflatır ve elektrik çarpması gibi güvenlik problemlerine sebep olabilir [26, 27]. Bu sebeple kaçak akım değeri Tablo 1'de verilen değerleri aşmamalıdır:

Tablo 1. Kaçak akımı sınır değerleri (VDE 0126-1-1)

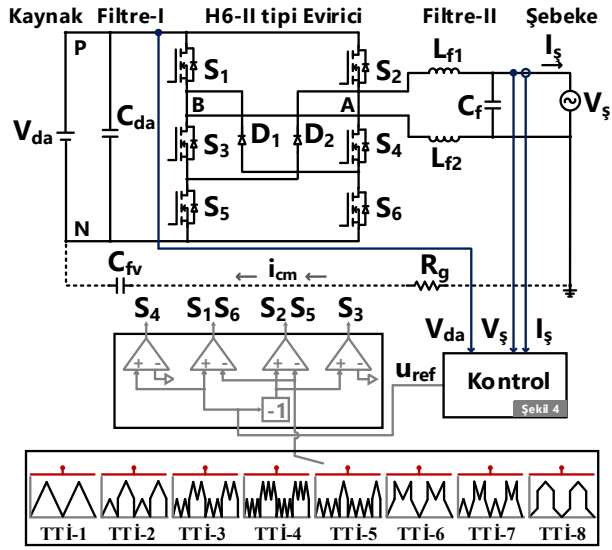
Kaçak Akım (mA)	Arıza Süresizlik Süresi (ms)
30	300
60	150
150	40

Kaçak akım değerini azaltmak için birçok yöntem literatürde önerilmiş olup bunlardan bir tanesi, uygun modülasyon stratejisi kullanarak toprak ve FV arasında gerilim dalgalanmaları azaltarak ve kaçak akım düşürmektir [27-29].

3. Benzetim çalışması

Benzetim çalışmasında kullanılacak sistemin temel blok diyagramı Şekil 6'da gösterilmiştir. Şebekeye enjekte edilen akım (I_s), eviricinin filtre sonrası şebeke bağlantı noktası gerilim (V_s) ve evirici girişi bara gerilim (V_{da}) bilgileri kontrol bloğunda işlendikten sonra elde edilen referans gerilim işareti (u_{ref}) bir başka ifade ile referans modülasyon işareti (RMİ) ve seçilecek

olan TTI bilgisi kullanılarak eviricinin anahtarları ($S_1 - S_6$) için uygun anahtarlama işaretleri üretilir.



Şekil 6. Benzetim çalışması blok şeması.

Benzetim çalışması Matlab/Simulink ortamı kullanılarak gerçekleştirilmiş olup sistem parametreleri Tablo 2’de verilmiştir.

Tablo 2. Sistem benzetim parametreleri.

Parametre	Değer
DA bara gerilimi (V_{da})	400 V
Çıkış gerilimi (V_{aa}, V_s)	$220\sqrt{2}$ V
Şebeke frekansı (f_s)	50 Hz
Nominal Güç	4 kW
Anahtarlama frekansı (f_{sw})	10 kHz
Filtre endüstantısı (L_{f1}, L_{f2})	1.6 mH
Filtre kapasitörü (C_f)	2.0 nF
Parazitik kapasitör (C_{fv})	18 nF
Anahtarlar (SCT3080ALGC11)	$V_{DSS} = 650$ V, $R_{DS(on)} = 80$ m Ω , $V_{SD} = 3.2$ V
Diyotlar (APT15D60B)	$V_R = 600$ V, $V_F = 1.9$ V
PI (I ve V döngüsü)	$K_P = 0.5$, $K_I = 5$
PI (V_{da})	$K_P = 0.1$, $K_I = 1.1$

Benzetim çalışmasında irdelenecek haller Tablo 3’te özetlenmiştir. Bu çalışmada farklı temel taşıyıcı işaretlerinin şebeke bağlantılı tek fazlı transformatörsüz H6-II evirici sistem performansı üzerindeki etkileri irdelenecektir.

Tablo 3. Benzetim çalışması halleri

Hal	Temel Taşıyıcı İşareti (TTI)
I	TTI-1
II	TTI-2
III	TTI-3
IV	TTI-4
V	TTI-5
VI	TTI-6
VII	TTI-7
VIII	TTI-8

Şekil 7’de gösterilen ölçüm noktalarından alınan akım ve gerilim bilgileri kullanılarak evirici giriş gücü (P_{giris}) ve çıkış gücü (P_{cikis}) ve bunlar ile ilişkili evirici verimi (η), çıkış akımına ait THB, ortak mod geriliminin ortalama değeri (V_{CM}) ve kaçak akım (i_{cm}) değerinin etkin değerleri hesaplanacaktır. Evirici temel verimi (η), aşağıdaki verilen denklemdeki gibi hesaplanabilir [30].

$$\eta = \frac{\int_0^{T_0} p_{cikis}(t) dt}{\int_0^{T_0} p_{giris}(t) dt} \quad (10)$$

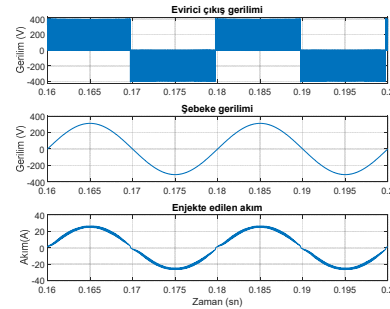
Burada;

$p_{giris}(t)$: Kaynaktan çekilen (evirici girişi) anlık güç değeri

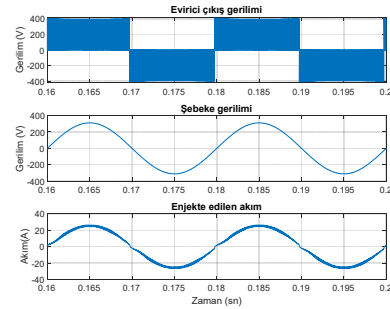
$p_{cikis}(t)$: Yüke aktarılan (evirici çıkışı) anlık güç değeri

T_0 : Ölçüm periyodu

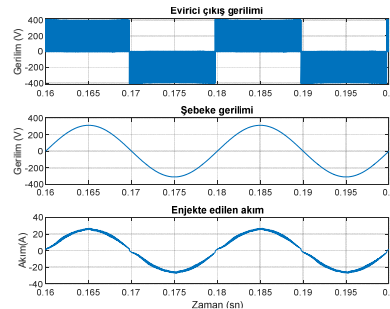
Şekil 7-14’te Hal I-VIII için maksimum evirici çıkış gücünde ($P_{cikis} = P_{maks}$), evirici çıkış gerilimi, yük akımı ve gerilimi dalga şekilleri ve Şekil 15-22’de ortak mod gerilimi, ortak mod geriliminin ortalama değeri ve kaçak akım dalga şekilleri gösterilmiştir.



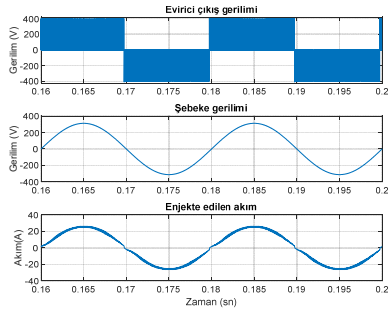
Şekil 7. Gerilim-akım (Hal-I)



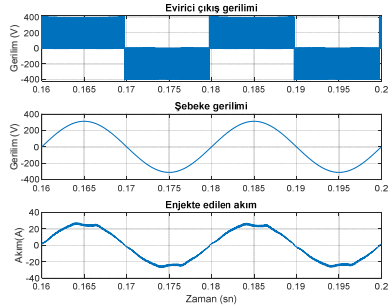
Şekil 8. Gerilim-akım (Hal-II)



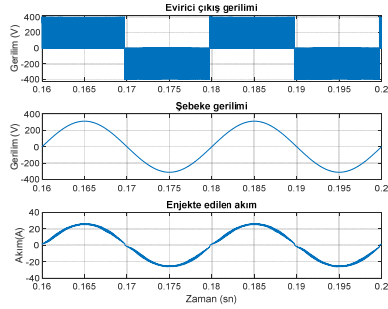
Şekil 9. Gerilim-akım (Hal-III)



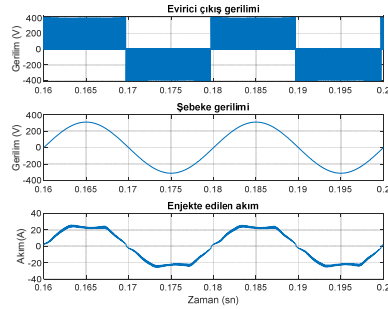
Şekil 10. Gerilim-akım (Hal-IV)



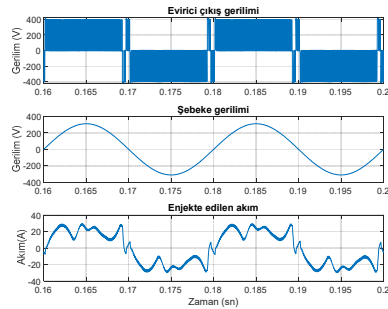
Şekil 11. Gerilim-akım (Hal-V)



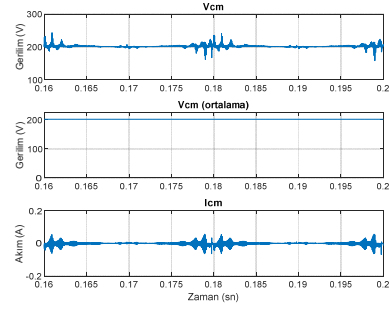
Şekil 12. Gerilim-akım (Hal-VI)



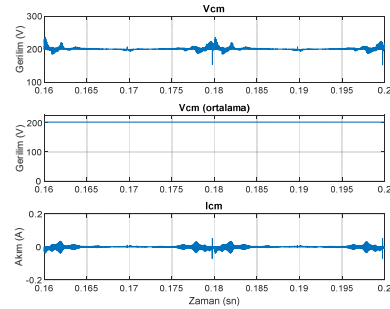
Şekil 13. Gerilim-akım (Hal-VII)



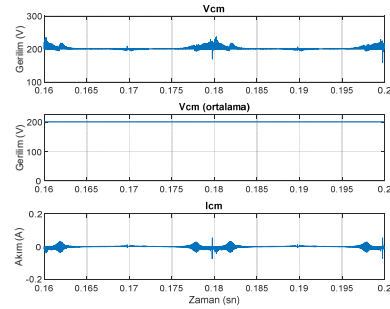
Şekil 14. Gerilim-akım (Hal-VIII)



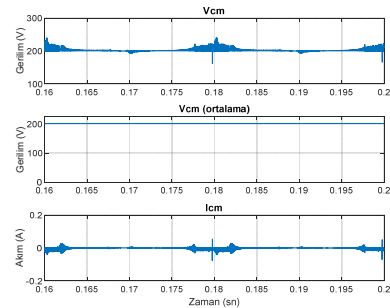
Şekil 15. V_{cm} ve i_{cm} (Hal-I)



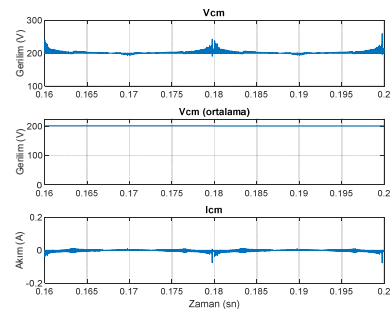
Şekil 16. V_{cm} ve i_{cm} (Hal-II)



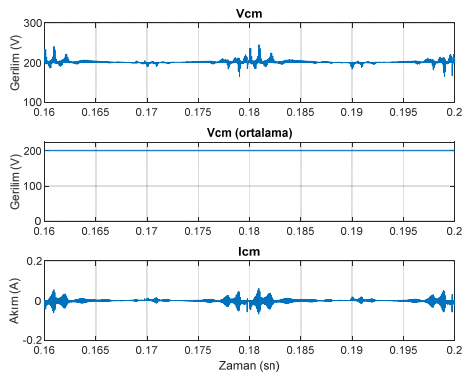
Şekil 17. V_{cm} ve i_{cm} (Hal-III)



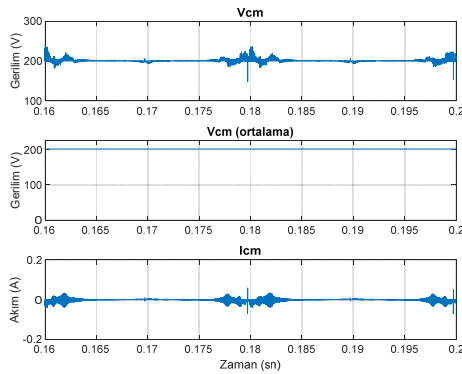
Şekil 18. V_{cm} ve i_{cm} (Hal-IV)



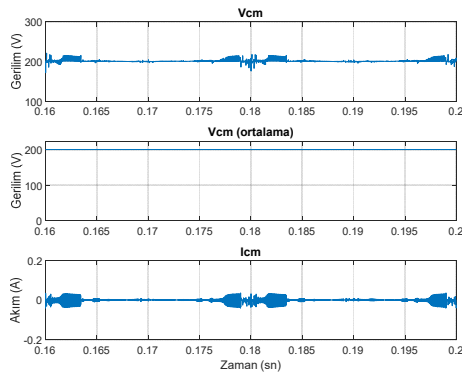
Şekil 19. V_{cm} ve i_{cm} (Hal-V)



Şekil 20. V_{CM} ve i_{cm} (Hal-VI)



Şekil 21. V_{CM} ve i_{cm} (Hal-VII)



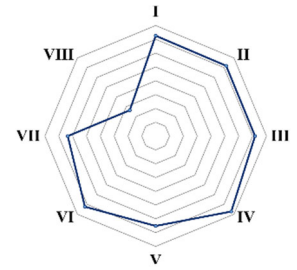
Şekil 22. V_{CM} ve i_{cm} (Hal-VIII)

Hal-V, VII ve VIII DGM kontrol yapılarına ait şebekeye enjekte edilen akım dalga şekillerinin ideal sinüzoidal biçimin uzağında olduğu ve Hal-I-IV ve VI DGM kontrol yapısında ise akımın sinüzoidal dalga şekli biçimine sahip olduğu gözlemlenmiştir.

Şekil 15-22'de görüldüğü üzere ortak mod gerilimi ile kaçak akım aynı noktalarda dalgalanmalara sahip olduğu ve Hal-V DGM kontrolüne ait kaçak akım dalga şeklindeki dalgalanmaların diğer kontrol yapılarına göre daha az olduğu gözlemlenmiştir.

Şekil 23'te uygulanan farklı TTİ şekillerinin meydana getirdiği Hal türü ile evirici verimi (η) arasındaki ilişki hem şekilsel olarak hem de sayısal değerler ile gösterilmiştir.

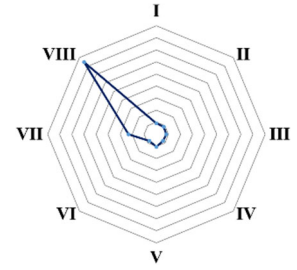
Hal	η
I	98.113
II	98.110
III	98.109
IV	98.136
V	98.076
VI	98.112
VII	98.068
VIII	97.882



Şekil 23. Hal-verim sonuçları

Bu çalışma koşullarında TTİ-VIII dalga şeklini içeren Hal-VIII DGM ile kontrol sonucunda evirici verimi en düşük değerde olduğu, TTİ-IV dalga şeklini içeren Hal-IV DGM ile kontrolü gerçekleştirilmesi durumunda ise verimin en yüksek değere sahip olduğu gözlemlenmiştir. Şekil 24'te uygulanan farklı TTİ şekillerinin meydana getirdiği Hal DGM kontrol türüne bağlı evirici çıkış akımına ait THB değeri Şekil 24'te gösterilmiştir.

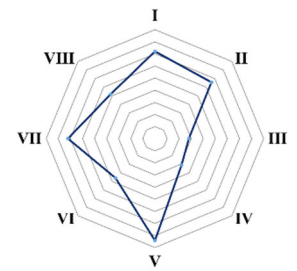
Hal	$THB_{I_{çıkış}}$
I	4.54
II	4.39
III	4.14
IV	4.00
V	5.30
VI	4.00
VII	11.53
VIII	42.20



Şekil 24. Hal- $THB_{I_{çıkış}}$ sonuçları

Öncelikli olarak Hal-V, VII ve VIII DGM ile kontrol sonucunda gözlemlenen çıkış akımındaki THB değerleri standartlarda belirtilen %5 sınır değerinin üzerinde olduğu tespit edilmiştir. Hal-VI ve VIII DGM kontrol ile sırasıyla THB değerlerinin en küçük ve en büyük olduğu gözlemlenmiştir. Şekil 25'te Hal DGM kontrol türüne bağlı ölçülen ortak mod geriliminin (V_{CM}) ortalama değeri gösterilmiştir.

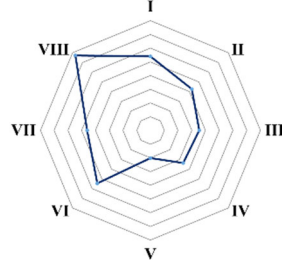
Hal	V_{cm} (V) (ortalama)
I	201.360
II	201.330
III	201.140
IV	201.155
V	201.420
VI	201.230
VII	201.360
VIII	201.260



Şekil 25. Hal- V_{cm} sonuçları

İdeal durumda V_{CM} değerinin $V_{da}/2$ değerine eşit olması beklenir. Gerçekleştirilen farklı senaryo çalışmaları sonucunda Hal-III DGM kontrol uygulanan evirici sisteminde ölçülen değerinin diğer Hal durumlarına göre ideale daha yakın olduğu tespit edilmiştir. Şekil 26'da farklı Hal DGM kontrol yapısına bağlı olarak kaçak akım (i_{cm}) değerinin etkin değeri gösterilmiştir.

Hal	I_{cm} (mA) (rms)
I	5.4026
II	4.2614
III	3.5589
IV	3.3615
V	2.0210
VI	5.4592
VII	4.5998
VIII	7.7225



Şekil 26. Hal- I_{cm} sonuçları

Tüm Hal DGM kontrol türlerine ait ölçülen kaçak akım değerlerinin standartlarda belirlenen 300 mA sınır değerinin altında olduğu gözlemlenmiştir. Hal-V ve Hal-VIII DGM kontrol yapıları ile sırasıyla en düşük ve en yüksek kaçak akım değerlerinin elde edildiği tespit edilmiştir.

4. Sonuç

Bu çalışmada şebeke bağlantılı tek fazlı H6-II tipi transformatörsüz eviricinin kontrolü için taşıyıcı işaret temelli modülasyon teknikleri kullanılmıştır. Bunun yanında bu çalışma, benzer çalışma koşulları altında Hal-I-VIII DGM kontrol teknikleri arasında bir performans karşılaştırması sunmuştur. Geleneksel temel taşıyıcı işareti (TTI-1) ile karşılaştırıldığında birçok modifiye edilmiş TTI türünün daha iyi performans sergilediği gözlemlenmiştir. Anahtarlama frekansı aynı olmasına rağmen kullanılan TTI türüne bağlı olarak aynı zaman diliminde bir anahtarın tam açık ve tam kapalı durum sayısının TTI-IV kullanılan DGM kontrolünde diğerlerine göre fazla olması, evirici verimi ve çıkış akımına ait THB değeri olarak TTI-IV kullanılan DGM kontrolünün diğerlerine göre ön plana çıkmasını sağladığı tespit edilmiştir. Diğer yöntemlere göre ortak mod geriliminin zamanla değişiminin TTI-V'li DGM kontrol yöntemi kullanılması durumunda daha az olması sebebiyle en düşük kaçak akım değerine sahip olan yapı ise TTI-V'li DGM kontrol yöntemidir.

5. Kaynaklar

- [1] World Energy Outlook 2021, IEA, International Energy Agency, IEA Publications, October 2021
- [2] Renewables 2022 Global Status Report, REN21. 2022, REN21 Secretariat, Paris, 2022.
- [3] B. Çavdar, Ö. Akyazı, E. Sahin ve F. Nuroglu, "Büyük Ölçekli Fotovoltaik Santrallerde Aktif Güç Kontrol Yöntemlerinin Frekans Kararlılığı Analizi", EMO Bilimsel Dergi, c. 11, sayı. 21, ss. 17-27, 2021.
- [4] M. Mohan, J. Joy, G. James and S. Paulose, "Switched Inductor Based Transformerless Boost Inverter", Materials Today: Proceedings, vol. 58, no. 1, pp. 496-503, 2022.
- [5] H. Aydınöz, "Fotovoltaik Güç Santrallerinin Elektrik Şebekesine Harmonik Etkisinin Modellenmesi ve Analizi", EMO Bilimsel Dergi, c. 11, sayı. Özel Sayı, ss. 56-63, 2021.
- [6] T. Ahmadzadeh, E. Babaei, M. Sabahi and T. Abedinzadeh, "Design and Control of an Improved Z-H8 Inverter for Photovoltaic Applications", International Journal of Circuit Theory and Applications, vol. 50, no. 10, pp. 1-30, 2022.
- [7] G. Kamurthy and S. B. Veeranna, "Hybrid Bypass Technique to Mitigate Leakage Current in the Grid-Tied Inverter", International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE), vol. 12, no. 1, pp. 131-140, 2022.
- [8] M. Bahrami-Fard et al., "A New Topology and Modulation Strategy to Suppress the Leakage Current in Transformerless

- Cascaded H-Bridge Inverters in PV Application", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, doi: 10.1109/JESTPE.2022.3158424.
- [9] I. Atawi and S. Zaid, "Model Predictive Control of H7 Transformerless Inverter Powered by PV", Intelligent Automation and Soft Computing, vol. 31, no. 1, pp. 449-469, 2022.
- [10] A. Karafil, "Bir Fazlı Şebeke Etkileşimli Eviricide LCL Filtre Parametre Değerlerinin ve Seri Sönümlenme Direnç Değerinin Değişim Etkisi", EMO Bilimsel Dergi, c. 10, sayı. 1, ss. 37-42, 2020.
- [11] S. B. Santra et al., "A Modified Carrier-Based PWM Technique for Minimization of Leakage Current in Transformer Less Single-Phase Grid-Tied PV System", Electrical Engineering, vol. 103, no. 1, pp. 447-461, 2021.
- [12] J. Qiu et al., "An Improved LMSVM Method for Leakage Current Suppression and Neutral-Point Voltage Control in Transformerless NPC Three-Level Inverters", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 10, no. 3, pp. 3100-3113, 2022.
- [13] T. D. Duong et al., "Topology Review of Three-Phase Two-Level Transformerless Photovoltaic Inverters for Common-Mode Voltage Reduction", Energies, vol. 15, no. 9, 3106, pp. 1-18, 2022.
- [14] G. Vazquez-Guzman et al., "Hybrid PWM Techniques for a DCM-232 Three-Phase Transformerless Inverter with Reduced Leakage Ground Current", Micromachines, vol. 13, no. 1, 36, pp. 1-16, 2021.
- [15] X. Li et al., "Neutral-Point Voltage Oscillation Mitigation Scheme for Transformerless Three-Level PV Inverter in LVRT Operation with Selective Space Vector Modulation", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 10, no. 3, pp. 2776-2789, 2022.
- [16] M. Irwanto et al., "The Technique of Voltage Level Time Division Based on Maximum Pulse Width to Reduce Total Harmonic Distortion on Multilevel Transformerless Photovoltaic Inverter (MLTPVI) System", Journal of Electrical Engineering & Technology, vol. 17, no. 3, pp. 1715-1730, 2022.
- [17] K. Jena, C. K. Panigrahi, K. K. Gupta and D. Kumar, "A Generalized Transformerless Switched-Capacitor Inverter for Photovoltaic Application", Electrical Engineering, vol. 104, pp. 3435-3444, 2022.
- [18] I. Sarkar and B. G. Fernandes, "Modified Hybrid Multi-Carrier PWM Technique for Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter", IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2014, pp. 4318-4324.
- [19] D. Ronanki and S. S. Williamson, "Voltage Ripple Minimization in Modular Multilevel Converters using Modified Rotative PWM Scheme", 2018 AEIT International Annual Conference, 2018, pp. 1-6.
- [20] M. Meraj, S. Rahman, A. Iqbal and N. Al Emadi, "Novel Level Shifted PWM Technique for Unequal and Equal Power Sharing in Quasi Z-Source Cascaded Multilevel Inverter for PV Systems", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 9, no. 1, pp. 937-948, 2021.
- [21] J. Zhao, X. He and R. Zhao, "A Novel PWM Control Method for Hybrid-Clamped Multilevel Inverters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 7, pp. 2365-2373, 2010.
- [22] S. Podder, M. M. Biswas and M. Z. R. Khan, "A Modified PWM Technique to Improve Total Harmonic Distortion of Multilevel Inverter", 2016 9th International Conference on Electrical and Computer Engineering (ICECE), 2016, pp. 515-518.
- [23] S. K. Yadav et al., "Modified SPWM Technique for Improved Harmonic Performance of Single PV Array Fed Grid-Tied Five-Level Converter", IET Power Electronics, vol. 13, no. 19, pp. 4498-4506, 2020.
- [24] D. T. Kureve, N. Y. Goshew and S. T. Awuhe, "Amplitude Modulation Index Based Equation for Predicting Total Harmonics Distortion in Seven Level Cascaded H-Bridge", International

- Journal of Scientific and Technology Research, vol. 6, no. 7, pp. 196-199, 2017.
- [25] Z. Ahmad and S. N. Singh, "Improved Modulation Strategy for Single Phase Grid Connected Transformerless PV Inverter Topologies with Reactive Power Generation Capability", Solar Energy, vol. 163, pp. 356-375, 2018.
- [26] M. N. H. Khan et al., "Transformerless Inverter Topologies for Single-Phase Photovoltaic Systems: A Comparative Review", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 8, no. 1, pp. 805-835, 2020.
- [27] M. Shayestagan et al., "An Overview on Prospects of New Generation Single-Phase Transformerless Inverters for Grid-Connected Photovoltaic (PV) Systems", Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 82, pp. 515-530, 2018.
- [28] R. Gonzalez, J. Lopez, P. Sanchis and L. Marroyo, "Transformerless Inverter for Single-Phase Photovoltaic Systems", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 2, pp. 693-697, 2007.
- [29] A. Khan, L. Ben-Brahim, A. Gastli and M. Benammar, "Review and Simulation of Leakage Current in Transformerless Microinverters for PV Applications", Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 74, pp. 1240-1256, 2017.
- [30] B. Bletterie, R. Bründlinger and G. Lauss, "On the Characterisation of PV Inverters' Efficiency-Introduction to the Concept of Achievable Efficiency", Progress in Photovoltaics: Research and Applications, vol. 19, pp. 423-435, 2011.

Özgeçmişler



Emre ÖZKOP, lisans derecesini 2003 yılında Gazi Üniversitesi elektrik-elektronik mühendisliği bölümünden, yüksek lisans ve doktora derecelerini 2006 ve 2012 yıllarında Karadeniz Teknik Üniversitesi elektrik-elektronik mühendisliği ana bilim dalından almıştır. Halen Karadeniz Teknik Üniversitesi elektrik-elektronik mühendisliği bölümünde öğretim üyesi olarak görev yapmaktadır.

Çift Kafesli Rotorda Alüminyum ve Bakırın Birlikte Kullanımının Asenkron Motor Verimine Etkisinin İncelenmesi

Efficiency Analysis of Aluminum and Copper Filled Double Cage Rotor Induction Motors

id Mert Akçomak^{1,2}, Sibel Zorlu Partal¹ id

¹Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü, İstanbul, Türkiye

²Ürün ve Projeler Tribe, WAT Motor San. ve Tic. A.Ş., Tekirdağ, TÜRKİYE

mert.akcomak@wat.com.tr, zorlu@yildiz.edu.tr

ORCID:0000-0001-7138-6148, ORCID:0000-0003-13092090

Özet—Son yıllarda artan sanayileşme ve hızlı nüfus artışı sebebiyle elektrik enerjisinin kullanımı artmaktadır. Dünya üzerinde kullanılan elektrik enerjisinin büyük bir bölümü elektrik motorlarına aittir. Bu sebeple ülkemizde ve dünyada asenkron motor verim sınıfının yükseltilmesi amacıyla farklı çalışmalar yapılmaktadır. Bu çalışmalara bir örnek olması amacıyla, bu makalede 7.5kW, 4 kutuplu, IE2 verim sınıfında, sincap kafesli bir asenkron motor referans alınmış ve 6 farklı çift kafesli rotor oluk geometrisi oluşturularak, alüminyum ve bakır iletkenleri birlikte kullanılıp, verim analizleri yapılmıştır. Çalışmada Ansys Maxwell programı kullanılarak, rotor oluk şekilleri modellenmiş ve her bir tasarımın sonlu elemanlar yöntemi ile analizleri gerçekleştirilmiştir. Analizde; kalkış parametreleri, moment, akım, kayıplar vb. elde edilmiş, her bir tasarımın verim analizleri yapılmış ve sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Ayrıca motor tasarımları ağırlık ve maliyet yönünden de karşılaştırılmış ve sonuçta verim sınıfı yükseltilmiş optimum bir tasarım elde edilmiştir.

Anahtar Kelimeler—verimlilik sınıfı, optimizasyon, asenkron motor tasarımı, sonlu elemanlar yöntemi, Ansys Maxwell

Abstract— Due to increasing industrialization and rapid population growth in recent years, the use of electrical energy has been increasing. A large part of the electrical energy used in the world belongs to electric motors. For this reason, different studies are carried out in order to increase the efficiency class of induction motors in our country and in the world. In order to set an example for these studies, within the scope of this study, a 7.5kW, 4-pole, IE2 efficiency class, squirrel-cage induction motor was taken as a reference and efficiency analysis was carried out by using aluminum and copper conductors in different double cage rotor slot geometries. In the study, using Ansys Maxwell program, different rotor slot shapes were modelled, and each design was analyzed with the finite element method. In analysis; starting parameters, efficiency, torque, current, losses etc. were analyzed and the results are given comparatively. In addition, motor designs were compared in terms of weight and cost, and as a result, an optimum design with an increased efficiency class was obtained.

Key Words—efficiency class, optimization, induction motor design, finite element method, Ansys Maxwell

1. Giriş

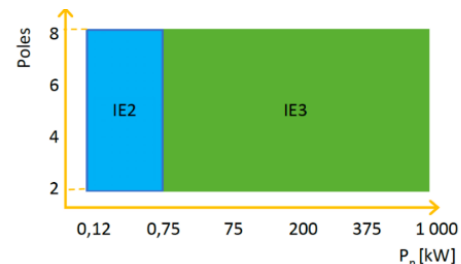
Günümüzde, artan sanayileşme ve ülkelerin nüfus oranlarındaki artışlar sebebiyle elektrik enerjisi kullanımı her geçen gün artmaktadır. Artan enerji tüketimine karşılık, enerji kaynaklarına ulaşmada yaşanan sıkıntılardan dolayı, son yıllarda mevcut enerjiyi daha verimli kullanmak üzerine yoğun çalışmalar yapılmaktadır. Bu çalışmalar enerjide

meydana gelen kayıpların azaltılması ve verimin yükseltilmesi amacı ile yapılmaktadır. 2014 yılında yapılan bir araştırmaya göre dünya üzerinde tüketilen elektrik enerjisinin %53'ü elektrik motorlarına aittir [1]. 2015 yılında ülkemizde yapılan bir araştırmaya göre harcanan elektrik enerjisinin %36'sını elektrik motorları oluşturmaktadır. Endüstride kullanılan elektrik tüketiminin ise yaklaşık %70'i elektrik motorlarından kaynaklıdır [2]. Endüstride en yaygın kullanılan motorlar asenkron motorlar olduğundan, endüstriyel elektrik tüketiminde büyük paya sahiptirler. Bu sebeple asenkron motorların daha verimli tasarımlarının yapılması ve böylece enerji tasarrufunda elde edilecek kazanç, araştırmacıların ve endüstrinin üzerinde en çok çalıştığı konulardandır. Bilim, Sanayi ve Teknoloji Bakanlığının bu konuda yaptığı çalışmaya göre, daha verimli motor kullanarak; basınçlı hava sistemlerinde %33, fan sistemlerinde %22 ve pompa uygulamalarında ise %22 iyileşme sağlanabilir [3].

IEC 60034-30:2008 standardına göre, 0,75 kW ile 375 kW arasındaki elektrik motorları için 4 temel verimlilik sınıfı tanımlanmıştır [3]:

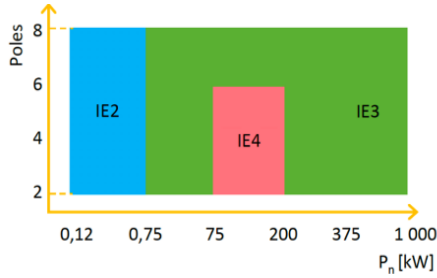
- IE1 - Standart Verimlilik
- IE2 - Yüksek Verimlilik
- IE3 - Premium Verimlilik
- IE4 - Süper Premium Verimlilik

1 Temmuz 2021 itibariyle yayınlanan regülasyona göre, 3 fazlı endüstriyel motorlarda 0,75 kW ve üzerindeki güçlerde IE2 verim sınıfı motorların sürücü ile kullanımı yasaklanmıştır. Bu regülasyon sonrası belirlenen motor verim sınıfları Şekil 1'de gösterilmiştir. Bu regülasyonla, 0.12-0.75 kW güç aralığında en az IE2, 0.75-1000 kW aralığında ise en az IE3 verim sınıfına dahil motorların kullanılması zorunluluk haline getirilmiştir. Ayrıca 8 kutuplu elektrik motorları da ilk defa regülasyona dahil olmuştur.



Şekil 1: 1 Temmuz 2021 düzenlemesi sonrası motor verim sınıfları [4]

1 Temmuz 2023 itibarıyla yayınlanacak olan bir sonraki regülasyonda, 3 fazlı 2-4-6 kutuplu endüstriyel motorlarda, 2021 regülasyonuna ek olarak 75-200 kW arasındaki güçlerde IE4 verim sınıfına sahip olma zorunluluğu getirilecektir. Ayrıca daha önce hiç verim standardına tabi tutulmamış bir fazlı asenkron motorların da en az IE2 verim sınıfına dahil olmaları gerekecektir. Regülasyonlardan da görüleceği üzere elektrik enerjisinin daha verimli kullanımına olan önem giderek artmakta ve bunu sağlamak için de, yüksek verimli elektrik motor kullanımının yaygınlaşması gerektiği açıkça görülmektedir. Bu regülasyon ile planlanan motor verim sınıfları Şekil 2’de gösterilmiştir.



Şekil 2:1 Temmuz 2023 düzenlemesinde planlanan motor verim sınıfları [4]

2012 yılında yapılan bir çalışmada motor verimliliğini etkileyen faktörler matematiksel ifadelerle açıklanmıştır. Kayıpları azaltmada kullanılacak yöntemlerin başında yeni oluk tasarımı ve boyutlandırmanın geldiği belirtilmiş, fakat yatırım masrafları, kalıp maliyetleri vb. gerekçe gösterilerek mevcut sistem üzerinde yapılabilecek iyileştirmeler üzerinde durulmuştur. Çalışmada, demir kayıplarını azaltmak amacıyla düşük kayıp katsayısına sahip çelik sacların kullanılması önerilmiştir. Sonuç olarak da, rotor çubukları arasında akan enine kaçak akımları azaltmak amacıyla rotor çekirdek mil grubuna ısıtılma işlem uygulandığı ve ısıtılma sonrasında ek kayıplar ile rotor yüzey kayıplarında azalma meydana gelerek, verimin arttığı görülmüştür [5]. 2012 yılında yapılan bir diğer çalışmada ise düşük gerilimli, kutup sayısı 4 ve 6 olan üç fazlı sincap kafesli asenkron motorlar ele alınmıştır. Verimliliği arttırmada düşük maliyetli çözüm önerilerinin üzerinde durulmuştur. Mevcut motorların stator dış çaplarını arttırarak, verimlilik yükseltmeye çalışılmıştır [6]. 2014 yılında yapılan bir başka çalışmada motor kayıplarını azaltmaya yönelik teknikler incelenmiş ve rotor aktif malzemesinin, sargı doluluk oranının, paket boyunun, kullanılan çelik tipinin ve arttırılmış oluk alanlarının motor verimi üzerindeki etkileri araştırılmıştır. Çalışmada, rotor olukları ve uç halkası için alüminyum yerine bakır kullanımının verim sınıfını IE4 seviyesine yükseltmede etkili olduğu belirtilmiştir. Ayrıca mevcut alüminyum rotor çubukları ve uç halkalarının kullanımını durumunda stator ve rotor oluk alanlarının arttırılmasıyla da verimin arttırılabileceği belirtilmiştir [7]. 2016 yılında yapılan bir çalışmada rotor oluk malzemesi olarak alüminyum ya da bakır kullanımı, daha büyük çerçeve kullanımı, daha ince ve kayıp katsayısı düşük olan çelik sacların kullanımı, stator ve rotor geometrisinin optimizasyonu, imalat süreçleri, soğutucu fanlar ve rulmanlar üzerinde durulmuştur. Üretim sürecindeki hassasiyetin bazı kayıpların azalmasını sağladığı belirtilmiştir. Örneğin hava aralığının minimuma indirilmesinin, kaçak yük kayıplarının azalmasında ve çelik sacların kesilme-işlenme aşamalarının da, demir kayıplarının azalmasında önemli etkiye sahip olduğu sonucuna varılmıştır [8]. 2016 yılında yapılan diğer bir çalışmada ise rotor iletken yapısının, kullanılan iletken malzemenin, stator ve rotorda kullanılan manyetik

malzemenin, rotor uzunluğunun ve son olarak da stator oluk doluluk oranının, asenkron motor verimine etkileri incelenmiştir. Çalışmada farklı rotor oluk yapıları denenmiş ve direnç değerlerinin aynı kalması sebebiyle, sonuçların aynı verimlilik aralığında kaldığı, fakat deri etkisi vb. nedeniyle daha iyi kalkış momenti ve kalkış akımı elde edildiği belirtilmiştir. Rotor uzunluğunun arttırılması ile de, akım yoğunluğu ve akı yoğunluğunda azalma elde edilmiş ve kayıpların azalması sebebiyle verimde artış gözlenmiştir [9]. 2017 yılında yapılan bir çalışmada motor verimini arttırmaya yönelik tekniklerden olan stator sargı oluk doluluk oranını arttırma, rotor çubuk malzemesi olarak alüminyum ve bakır kullanımı, farklı laminasyon malzemelerinin kullanımı, çekirdek paket boyunun arttırılması, rotor çekirdek mil grubuna ısıtılma yapılması, verimli rulmanların kullanımı vb. üzerinde durulmuştur. Çalışmanın sonunda paket boyu artışının, verimli sacların kullanımının, verimli rulman kullanımının ve stator bakır miktarı artışının motor verimini yükselttiği belirtilmiştir. Ayrıca rotor çubuklarının ve uç halkasının bakırdan yapılması durumunda verimde önemli oranda artış olabileceği ifade edilmiştir. Sonuçta da stator ve rotor laminasyonlarında yapılabilecek iyileştirmelerle, verim seviyesinin yükseltilebileceği önerisinde bulunulmuştur [10][11].

Günümüzde asenkron motorlarda rotor iletkeni olarak çoğunlukla alüminyumun kullanılmaktadır. Bu çalışmada ise bakır ve alüminyum birlikte kullanılmış ve farklı rotor oluk şekilleri tasarlanarak, her bir tasarımın verim üzerindeki etkisi analiz edilmiştir. Çalışmada 7.5 kW, 4 kutuplu, IE2 verim sınıfına sahip, sincap kafesli bir asenkron motor referans alınmıştır. Kayıp analizinde, asenkron motor kayıpları arasında önemli bir yere sahip olan rotor iletken kayıplarına odaklanılmıştır. Analiz için öncelikle 6 farklı çift kafesli rotor oluk şekli tasarlanmıştır. Daha sonra bu çift kafesli rotor oluklarının üst kısmına alüminyum, alt kısmına ise bakır iletken yerleştirilerek, farklı rotor oluk şekilleri ile alüminyum ve bakırın bir arada kullanılmasının rotor iletken kayıplarına, dolayısıyla da motor verimine etkisi detaylı olarak incelenmiştir.

2. Verim Artırma Yöntemleri

Yüksek verimli elektrik motoru tasarımı yapılırken motorda meydana gelen her bir kayıp detaylı olarak incelenmelidir. Asenkron motorlarda meydana gelen kayıplar ve bu kayıpların kendi içindeki dağılımı aşağıdaki gibi ifade edilebilir [12].

- Stator iletken kayıpları, %25-%40
- Rotor iletken kayıpları, %15-%25
- Demir (nüve) kayıpları, %15-%25
- Sürtünme ve rüzgâr kayıpları, %5-%15
- Kaçak yük kayıpları, %10-%20

Motorun tasarım ve üretim aşamasında kullanılabilecek farklı teknikler sayesinde motor verimi arttırılabilir ve böylece motor verim sınıfı yükseltilebilir. Motor veriminin arttırmak için ise, motor kayıpları olabildiğince azaltılmalıdır. Kayıpları azaltmak için, tasarım ve üretim aşamasında kullanılan tekniklerde amaç sadece motor verimini yükseltmek değil, aynı zamanda motor performansını etkileyen akım, moment, güç faktörü vb. parametreleri de dikkate alarak, optimum yöntemi elde etmektir. Ayrıca kullanılan yöntemlerin maliyetleri de yöntemin seçiminde önemli rol oynamaktadır. Yapılan geliştirme çalışmalarındaki asıl amaç minimum

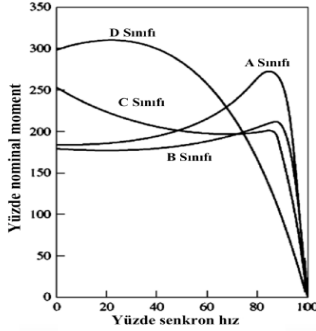
üretici maliyeti ile verimi yükseltilmiş bir motor ortaya çıkarabilmektedir. Motor verimini arttırmada sıklıkla kullanılan tekniklerden bazıları aşağıda verilmiştir [13]:

- Sargılarda %20-60 oranında daha fazla bakır kullanımı.
- Gövdede daha fazla çelik kullanımı.
- Daha ince çelik laminasyonların tercih edilmesi.
- Yüksek kalitede elektriksel çelik tercih edilmesi.
- Rotor oluk iletkeni olarak bakırın kullanımı.
- Daha verimli stator ve rotor oluklarının tasarlanması.
- Stator ve rotor arasındaki hava aralığının optimum seviyede tutulması.
- Nüve boyunun uzatılması.
- Sürtünme kayıpları azaltılmış rulman ve yağ kullanımı.
- Isıl şoklama yapılması.

Bu çalışmada yukarıda verilen verim artırma yöntemlerinden; farklı rotor oluk şekillerinin tasarlanması ile alüminyum ve bakırın rotorda birlikte kullanılması yöntemlerinin motor verimine etkisi analiz edilmiştir.

2.1. Farklı Rotor Oluk Şekillerinin Motor Tasarımına Etkisi

NEMA standartlarında dört farklı rotor oluk geometrisine sahip tasarım sınıfı mevcuttur. Bu standart tasarım sınıflarına ait hız-moment eğrileri Şekil 3'te verilmiştir.



Şekil 3: NEMA tasarım sınıfları için hız-moment eğrileri [14]

Her bir standart tasarım sınıfının, farklı karakteristik özellikleri mevcuttur. Bu karakteristik özellikler tasarımların sahip olduğu farklı rotor oluk şekillerinden kaynaklanmaktadır. Standart tasarım sınıflarına ait rotor geometrileri Şekil 4'te verilmiştir.



Şekil 4. NEMA tasarım sınıfları için rotor geometrileri [14]

A tasarım sınıfına ait motorlarda rotor olukları hava aralığına yakın ve büyüktür. Normal kalkış momentine ve düşük kaymaya sahip olmalarına rağmen, yüksek kalkış

akımları vardır. Bu tip motorlar genellikle fan, pompa, torna vb. uygulamalarda kullanılırlar [14].

B tasarım sınıfına ait motorlarda rotor olukları hava aralığına yakın, büyük ve derindir. Normal kalkış momentine, düşük kaymaya ve düşük kalkış akımına sahiptirler. Bu tip motorlar A tasarım sınıfı ile benzer uygulamalarda kullanılırlar. Düşük kalkış akımına sahip olması sebebiyle B tasarım sınıfı motorlar, A tasarım sınıfı yerine tercih edilmektedir [14].

C tasarım sınıfına ait motorlarda rotor olukları çift kafeslidir. Yüksek kalkış momentine, düşük kaymaya ve düşük kalkış akımına sahiptirler. Bu tip motorlar yüksek kalkış momenti gerektiren yüklü pompa, kompresör, taşıyıcı vb. uygulamalarda kullanılırlar [14].

D tasarım sınıfına ait motorlarda, rotor olukları hava aralığına yakın ve küçüktür. Çok yüksek kalkış momentine, yüksek kaymaya ve düşük kalkış akımına sahiptirler. Bu tip motorlar yüksek eylemsizliğe sahip kompresör, vinç ve fan gibi yüklerin ivmelendirilmesi uygulamalarında kullanılırlar [14].

2.2. Farklı Rotor İletken Malzemelerinin Motor Tasarımına Etkisi

Endüstriyel uygulamalarda kullanılan sincap kafesli asenkron motorların rotorlarında iletken malzeme olarak çoğunlukla alüminyumun kullanıldığı bilinmektedir. Yüksek verimlilik istenen özel uygulamalarda ise alüminyum yerine bakır tercih edilmektedir. Motor tasarımında iletken olarak alüminyum ve bakır kullanımı tercihinde, farklı erime sıcaklıklarına sahip olmaları, iletkenliklerinin farklı olması, maliyetleri arasındaki farklar gibi birbirlerine göre üstün veya zayıf oldukları özellikleri gözönünde bulundurularak, tasarım optimizasyonu yapılabilir ve böylece daha verimli bir motor elde edilebilir. Bu sebeple literatürde, alüminyum ve bakırın olumlu özelliklerini birarada kullanmak amacıyla, rotor oluk iletkeni olarak her iki iletkenin birlikte kullanıldığı uygulamalar bulunmaktadır [15] [16].

Birim maliyetinin, erime sıcaklığının ve öz ağırlığının bakıra oranla daha düşük olması, endüstriyel uygulamalarda alüminyumun kullanımını yaygınlaştırmıştır. Bunda yüksek erime sıcaklığı nedeniyle bakırın eritilme ve rotora döküm proseslerinin, alüminyuma göre daha zorlayıcı ve maliyetli olmasının etkisi de büyüktür. Fakat yüksek verimliliğin istendiği uygulamalarda alüminyuma oranla düşük direnci ve yüksek iletkenliği ile rotor oluk iletkenlerinde bakırın kullanımı ön plana çıkmaktadır. Çizelge 1'de alüminyum ve bakır malzemelerinin bazı özellikleri verilmiştir.

Çizelge 1. Alüminyum ile bakırın karşılaştırılması [17]

Özellikler	Alüminyum	Bakır
Özgül ağırlık [g/cm ³]	2.70	8.96
Erime Sıcaklığı [°C]	660.32	1084.62
Direnç [Ω.m]	2.7 x 10 ⁻⁸	1.7 x 10 ⁻⁸
İletkenlik [S/m]	37 x 10 ⁶	58 x 10 ⁶
Maliyet [\$/ton]	3266	9955

Rotor oluklarına bakır, ya çubuk şeklinde ya da döküm yoluyla yerleştirilebilir. Birim maliyetinin yüksek olmasına karşın, bakırın çubuk halinde oluklara yerleştirilmesiyle döküm ve proses maliyetleri ortadan kalkmaktadır. Ancak işlemin bakır eritebilecek ve döküm proseslerini

gerçekleştirebilecek bir altyapısı var ise, bakırın rotora döküm işlemi, bakır çubukların kullanımına oranla daha az maliyetli olmaktadır. Sonuç olarak bakırın her iki kullanımında da direncinin alüminyuma göre düşük olması sebebiyle rotor iletken kayıplarında azalma meydana gelecek ve motor verimi yükselecektir. Ancak rotor direncinin azalması nedeniyle kalkış momentinde düşüş yaşanacaktır.

Yukarıda bahsedilen sebeplerden dolayı motorun hem kalkış anında iyi bir performans gösterebilmesi, hem de nominal çalışma durumunda yüksek verimlilik sağlayabilmesi için, rotor oluklarında alüminyum ve bakırın birlikte kullanılması optimum bir yaklaşım olarak düşünülebilir. Motorda kalkış anında deri etkisi nedeniyle akım, iletkende eşit bir şekilde dağılmayıp, iletkenin dış çeperinden, yani rotor oluklarının üst kısmından akmak isteyecektir. Bu sebeple çift kafesli rotor oluklarının üst kısmına yüksek dirençli alüminyumun yerleştirilmesiyle yüksek kalkış momenti elde edilebilecektir. Motor nominal çalışma durumuna geçtiğinde ise akım tüm rotor oluk yüzeyinden akmak isteyecek ve çift kafesli oluklarının alt kısmına yerleştirilen düşük dirençli bakır kısmı tercih edecektir. Akımın bakır kısım üzerinden yolunu tamamlamasıyla rotor iletken kayıplarında düşüş yaşanacak ve motor verimi yükselecektir [7].

Rotor oluklarında bakır ve alüminyumun birlikte kullanımı iki farklı şekilde yapılabilmektedir: İlk yöntem, bakır çubukların rotor oluklarına sabitlenmesi ve üzerine alüminyum döküm işleminin gerçekleştirilmesidir. Oluklarda var olan bakır çubukların iyi bir alüminyum döküme izin vermemesi, bakır çubukların kötü kaynak özelliğine sahip alüminyum uç halkaları tarafından kısa devreye alınmaması ve ortamdaki oksit varlığı sebebiyle alüminyum döküm ile bakır çubuklar arasında iyi bir elektriksel temasın oluşmaması, bu yöntemin dezavantajları arasındadır. Literatürde yapılan bir çalışmada, bakır çubuklara, oluklara yerleştirilmeden önce kimyasal bir kaplama uygulanarak bu olumsuzluk giderilmeye çalışılmıştır. Bu kaplama ile alüminyum ve bakır çubuklar arasında kristal bir yapı oluşturularak elektriksel olarak birbirlerine bağlanması sağlanmıştır. Bu yöntemde bakır çubukların kullanımı bakırın döküm maliyetini ortadan kaldırmaktadır [15]. Şekil 5’de bu oluk yapısı görülmektedir.

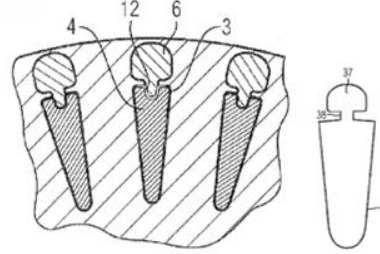


Şekil 5: Bakır çubuk üzerine alüminyum döküm yapılmış oluk yapısı [15]

Diğer bir yöntem ise rotor oluklarına önce bakırın daha sonra alüminyumun dökülmesi işlemidir. Bakır çubuk kullanımında yaşanan olumsuzluklara bu yöntemde rastlanmamıştır. Fakat bakırın eritme ve döküm prosesleri sebebiyle bu yöntem daha zahmetli ve maliyetli olmaktadır [16]. Şekil 6’da bakır döküm üzerine alüminyum döküm yapılmış oluk yapısı gösterilmiştir.

Bu çalışmada ise, motor veriminin artırılmasına yönelik açıklanan bu 2 yöntem birlikte kullanılmıştır. Bunun için farklı rotor oluk yapılarını içeren 6 farklı motor tasarımı

yapılmış, bu rotorlarda bakır ve alüminyum birlikte kullanılmış ve Ansys Maxwell’de SEY (Sonlu Elemanlar Yöntemi) ile analizleri gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak detaylı bir şekilde verilmiştir.



Şekil 6: Bakır döküm üzerine alüminyum döküm yapılmış oluk yapısı [16]

3. Referans Motorun SEY Analizleri

Bu çalışmada 3 fazlı 7.5 kW gücünde bir sincap kafesli asenkron motor referans alınmış ve önce bu referans motorun Ansys Maxwell 2D programı kullanılarak, SEY analizleri gerçekleştirilmiştir. Bu motorun rotor oluk yapısı paralel diş şeklindedir ve rotorda iletken olarak alüminyum kullanılmıştır. Referans alınan bu 3 fazlı sincap kafesli asenkron motorun verimini arttırmak amacıyla daha sonra farklı rotor oluk yapılarını içeren ve bakırın ve alüminyumun birlikte kullanıldığı 6 farklı motor modeli oluşturulmuş, SEY analizleri gerçekleştirilmiştir. Daha sonra bu modellerin motorun verimi üzerindeki etkileri karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

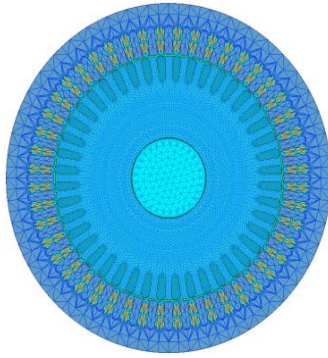
3.1. Referans Asenkron Motorun Modellenmesi ve Analizi

Referans alınan 7.5 kW, 4 kutuplu sincap kafesli asenkron motorun öncelikle ANSYS RMxprt yazılımında analitik modeli oluşturulmuştur. Oluşturulan model, motora ait nümerik analizleri gerçekleştirebilmek amacıyla ANSYS Maxwell yazılımına aktarılmıştır. Çizelge 2’de referans motora ait parametreler görülmektedir.

Çizelge 2. Motor parametreleri

Elektriksel Parametreler	Değer
Güç [kW]	7.5
Gerilim [V]	380
Frekans [Hz]	50
Kutup Sayısı	4
Hız [d/d]	1452
Akım [A]	15.0
Moment [Nm]	48.7
Stator Direnci [Ω]	0.6491
Stator Kaçak Reaktansı [Ω]	0.6493
Rotor Direnci [Ω]	0.5242
Rotor Kaçak Reaktansı [Ω]	0.8244
Demir Kaybı Direnci [Ω]	837.03
Mıknatıslanma Reaktansı [Ω]	36.076
Stator Parametreleri	
Stator Oluk Sayısı	48
Stator Dış Çapı [mm]	210
Stator İç Çapı [mm]	148
Uzunluk [mm]	250
Çekirdek Malzemesi	M19 24G
Rotor Parametreleri	
Rotor Oluk Sayısı	44
Rotor Dış Çapı [mm]	147.3
Rotor İç Çapı [mm]	48
Uzunluk [mm]	250
Çekirdek Malzemesi	M19 24G
Rotor İletken Malzemesi	Alüminyum

Analitik modeli oluşturulan referans motorun, Ansys Maxwell'de sonlu elemanlar yöntemi ile elektromanyetik analizleri yapılmış ve manyetik devrede meydana gelen doymalar incelenmiştir. SEY ile analizleri yapılan referans motora ait ağ yapısı Şekil 7'de verilmiştir. Motorun Maxwell kullanılarak yapılan analizi sonucunda elde nominal akım, nominal moment, kayıplar, verim, güç faktörü vb. değerleri aşağıdaki Çizelge 3'de verilmiştir. Referans motorun nominal değerleri ile analizlerden elde edilen akım, moment gibi değerler karşılaştırıldığında, analiz için oluşturulan motor modelinde başarı sağlandığı ve motorun nominal değerlerine büyük oranda yakınsaklık sağlandığı görülmüştür. Bu da referans motorun verim sınıfının yükseltilmesi amacıyla oluşturulacak modeller için doğru ortamın elde edilmesi açısından önemlidir.

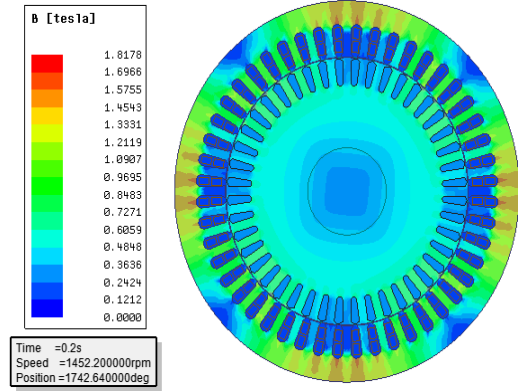


Şekil 7: Referans motorun SEY ağ yapısı

Çizelge 3. Referans motorun SEY sonuçları

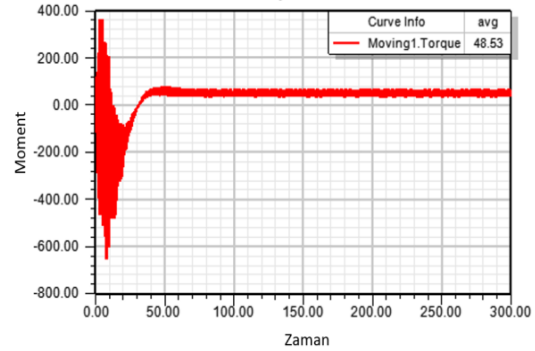
Parametre	Değer
Nominal Hız [d/d]	1452
Nominal Moment [Nm]	48.5
Nominal Akım [A]	14.9
Kalkış Momenti [Nm]	190.6
Kalkış Akımı [A]	138.0
Stator İletken Kayıpları [W]	453.2
Rotor İletken Kayıpları [W]	276.7
Demir Kayıpları [W]	124.0
Sürtünme ve Rüzgar Kayıpları [W]	40.0
Toplam Kayıplar [W]	893.9
Verim [%]	89.4
Güç Faktörü	0.85

Sonlu elemanlar yöntemi ile yapılan analizlerde elde edilen, manyetik akı yoğunluğu, motor çıkış momentini ve motor faz akımları değişimleri sırasıyla Şekil 8, 9 ve 10'da verilmiştir.



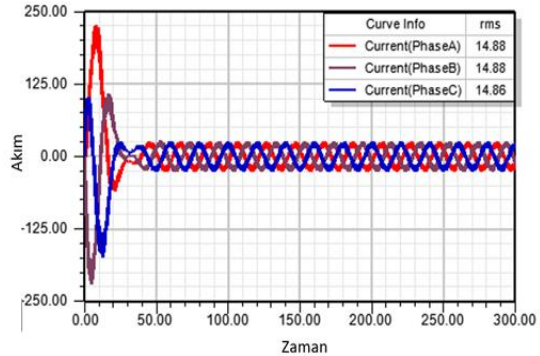
Şekil 8: Referans motorun manyetik akı yoğunluğu dağılımı

Şekil 8'de verilen manyetik akı yoğunluğu dağılımında; stator boyunduruk bölgesinde oluşan en yüksek manyetik akı yoğunluğu seviyesi 1.6 T, stator dış bölgesinde oluşan yüksek manyetik akı yoğunluğu seviyesi 1.25 T, rotor boyunduruk bölgesinde oluşan en yüksek manyetik akı yoğunluğu seviyesi 0.65 T, rotor dış bölgesinde oluşan en yüksek manyetik akı yoğunluğu seviyesi 1.7 T ve hava aralığında oluşan en yüksek manyetik akı yoğunluğu seviyesi de 0.55 T olarak bulunmuştur. Şekil 9'da verilen moment-zaman grafiğinde ise, motor çıkış momentinin 48.5 N.m olduğu görülmektedir.



Şekil 9: Referans motor moment-zaman grafiği

Şekil 10'da referans motora ait akım-zaman grafiği verilmiştir. Kalkış anından sonra motor akımının etkin (rms) değerinin 14.9 A olduğu görülmektedir.



Şekil 10: Referans motor akım-zaman grafiği

Yapılan SEY analizleri sonucunda referans alınan asenkron motorun %89.4'lük verim ile IE2 verim sınıfında olduğu, rotor iletken kayıplarının ise motora ait toplam kayıpların yaklaşık %30'unu oluşturduğu açıkça görülmektedir. Bu sebeple bu çalışmada farklı rotor oluk

şekilleri ve farklı rotor oluk iletkenleri birlikte kullanılarak motorun rotor iletken kayıpları azaltılmaya, motor verim sınıfı yükseltilmeye çalışılmıştır.

3.2. Referans Motorun Verim Sınıfının Yükseltilmesi

Bu çalışma kapsamında 7.5 kW, 4 kutuplu, IE2 verim sınıfı referans motorun veriminin artırılması için farklı rotor oluk şekilleri ve farklı oranlarda bakır ve alüminyumun birlikte kullanılmasını içeren tasarımlar yapılmış, her bir tasarım için verim analizi yapılmıştır. Bunun için ilk aşamada Çizelge 4'te verilen 6 farklı çift kafesli rotor oluk şekli tasarlanmıştır. Daha sonra çift kafesli bu rotor oluklarında, üst kafeste iletken malzeme olarak alüminyum, alt kafeste bakır kullanılarak, rotor oluk alanları ve iletken malzemesi optimizasyonu yapılmıştır. Rotor oluk alanları, referans motorun rotor oluk alanına kıyasla artırılmıştır. Her bir rotor oluk şeklinde farklı miktarlarda alüminyum ve bakır dolgu kullanılmıştır. Tüm tasarımlarda manyetik akı yoğunluğu dağılımı ile motorlara ait elektriksel parametreler incelenmiş ve sonuçlar, referans motor ile karşılaştırılarak, analiz edilmiştir. Referans motor ve tasarlanan 6 farklı rotor geometrisine ait rotor oluk alanları Çizelge 4'te verilmiştir.

Çizelge 4. Rotor oluk geometrileri ve alan dağılımları

Tasarım No	Rotor Oluk Geometrisi	Rotor Oluk Alanları [mm ²]		
		Alüminyum	Bakır	Toplam
Referans		60.7	–	60.7
Tasarım 1		14.0	62.2	76.2
Tasarım 2		42.9	35.4	78.3
Tasarım 3		19.4	59.5	78.9
Tasarım 4		59.4	18.7	78.1
Tasarım 5		20.8	59.5	80.3
Tasarım 6		21.8	58.6	80.4

Çizelge 4'te, geliştirilen yeni rotor oluk tasarımlarında, referans motora göre rotor oluk alanlarının 1.25-1.33 kat artırıldığı görülmektedir. Rotor oluk alanlarındaki bu değişim ve rotor oluklarının alt/üst kafeslerinde farklı miktarlarda

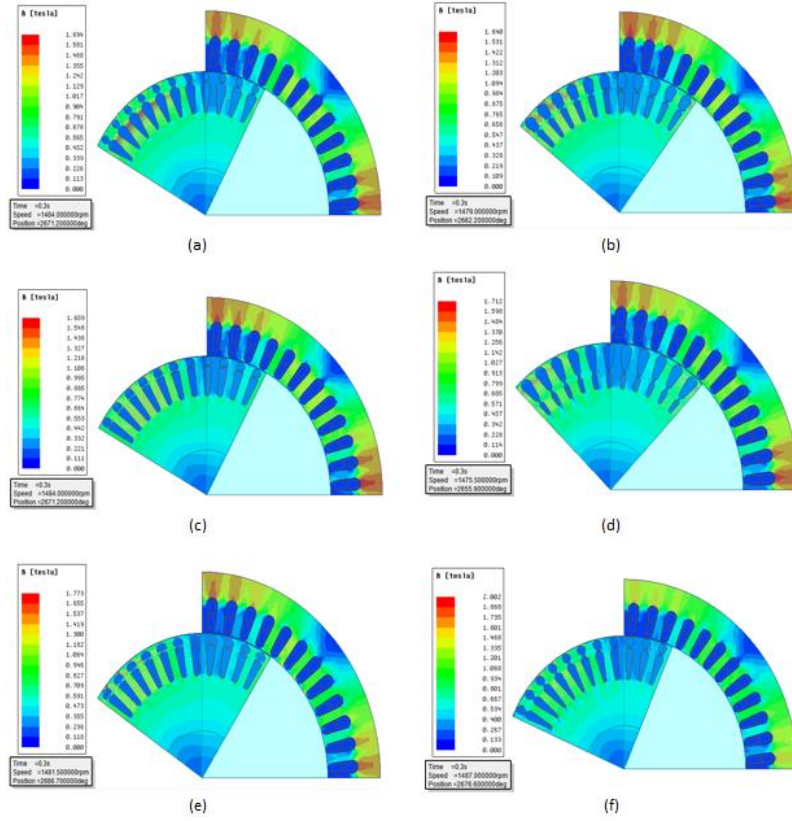
kullanılan alüminyum ve bakır malzemelerin oranları, motorun manyetik akı yoğunluğu, kalkış performansı ve verimi gibi elektriksel parametrelerinin şekillenmesinde doğrudan etkilidir. Bu sebeple her bir farklı tasarım için bu değerler ayrı ayrı incelenmiş ve sonuçlar aşağıda verilmiştir. Şekil 11'de, bu 6 farklı motor tasarımına ait manyetik akı yoğunluklarının dağılımı görülmektedir.

Referans motorda ve yapılan 6 farklı tasarımda çelik sac malzeme olarak M19 24G kullanılmıştır. Bu çelik sac malzeme yaklaşık 1.8T üzerinde doyuma girmektedir. Yapılan tasarımlara ait manyetik akı yoğunluğu dağılımları incelendiğinde stator boyunduruk bölgesi, stator dış bölgesi ve rotor çubukları etrafında oluşan maksimum manyetik akı yoğunluğu seviyeleri Çizelge 5'te verilmiştir.

Çizelge 5. Tasarımlara ait maksimum manyetik akı yoğunluğu seviyeleri

Tasarım No	Stator Boyunduruk Bölgesi [T]	Stator Dış Bölgesi [T]	Rotor Çubukları Etrafı [T]
Referans	1.60	1.25	1.70
Tasarım 1	1.66	1.23	1.69
Tasarım 2	1.64	1.23	1.58
Tasarım 3	1.66	1.22	1.62
Tasarım 4	1.68	1.19	1.71
Tasarım 5	1.66	1.38	1.77
Tasarım 6	1.64	1.22	1.73

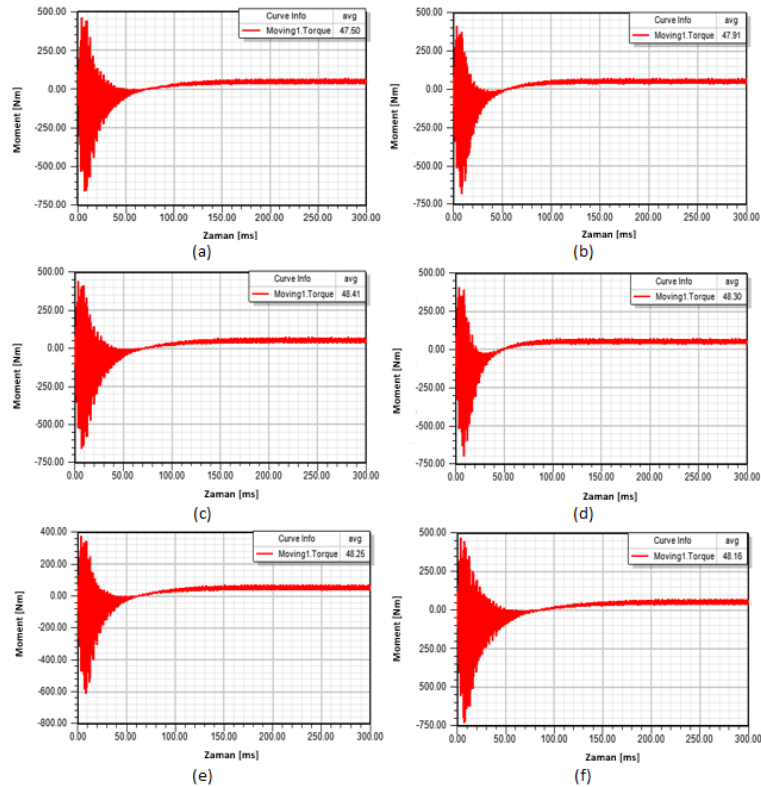
Çizelge 5'den görüleceği üzere, yapılan tasarımlarda stator ve rotor bölgelerinde oluşan maksimum manyetik akı yoğunluğu değeri 1.8T'yi aşmadığı için, kullanılan sac malzemenin doyumu söz konusu değildir. Referans motora ait stator oluk şeklinde herhangi bir değişiklik yapılmaması sebebiyle stator boyunduruk bölgesinde oluşan maksimum manyetik akı yoğunluklarının birbirine yakın olduğunu söyleyebiliriz. Fakat değişken rotor şekilleri sebebiyle rotor çubukları etrafında oluşan maksimum manyetik akı yoğunlukları arasında farklar bulunmaktadır. Hem rotor oluk alanı hem de alt kafesin şekli olarak birbirine benzeyen Tasarım 3 ve Tasarım 5 karşılaştırıldığında, Tasarım 3'ün rotor çubukları etrafında oluşan maksimum manyetik akı yoğunluğu 1.62 T iken, Tasarım 5'in üst kafesinin daha keskin hatlara sahip olması sebebiyle rotor çubukları etrafında oluşan maksimum manyetik akı yoğunluğu 1.77 T'ya kadar çıkmıştır. Endüstride yaygın olarak kullanılan çift kafesli rotor şekline benzeyen Tasarım 1 ve Tasarım 6 karşılaştırıldığında ise hem stator, hem de rotor bölgelerinde oluşan maksimum manyetik akı yoğunluklarının birbirine yakın olduğu söylenebilir. Şekil 12'de 6 farklı motor tasarımına ait moment-zaman grafikleri görülmektedir.



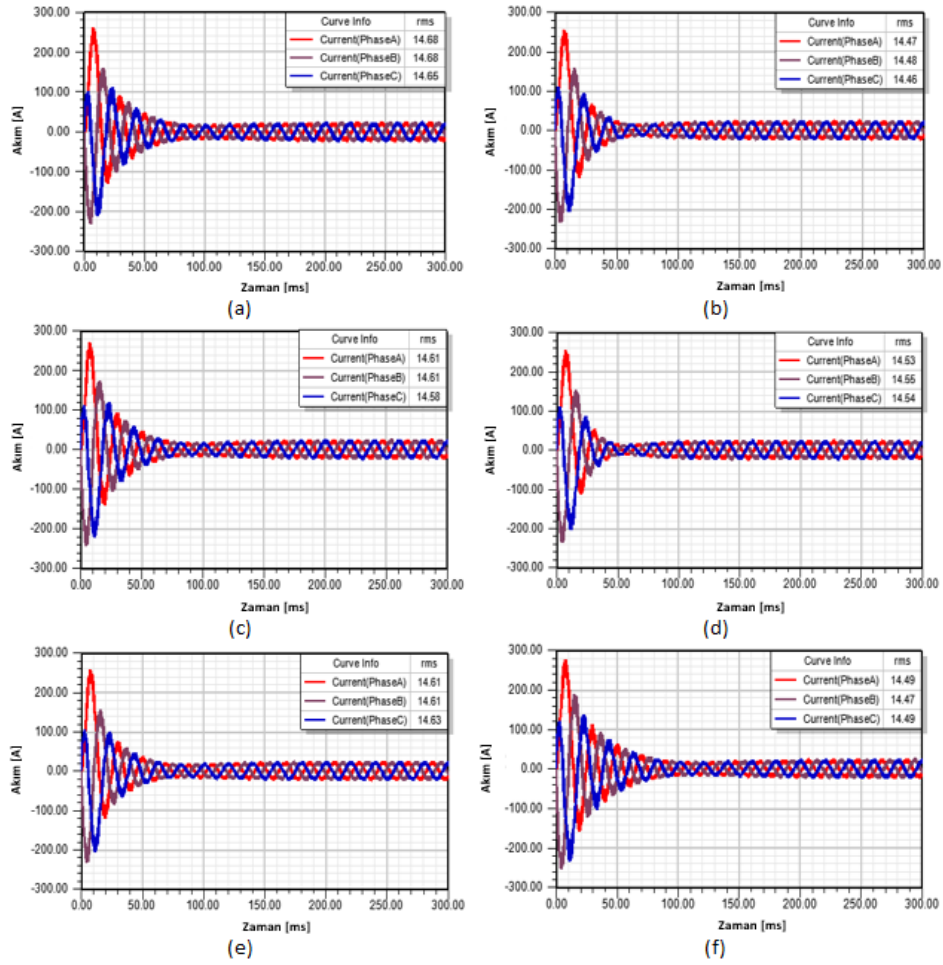
Şekil 11: Manyetik akı yoğunluğu dağılımları a) Tasarım 1 b) Tasarım 2 c) Tasarım 3 d) Tasarım 4 e) Tasarım 5 f) Tasarım 6

Referans motorun nominal momenti 48.5 Nm'dir. Yapılan 6 farklı motor tasarımı arasında en düşük nominal moment 47.5 Nm ile Tasarım 1'e, en yüksek nominal moment ise 48.4 Nm ile Tasarım 3'e aittir. Tasarımlara ait nominal momentler

arasındaki küçük değişimlerin sebebi ise motorlara ait net çıkış gücü ve devir sayıları arasındaki farklılıklardır. Şekil 13'te 6 farklı motor tasarımına ait akım-zaman grafikleri görülmektedir.



Şekil 12: Tasarımlara ait moment-zaman grafikleri a) Tasarım 1 b) Tasarım 2 c) Tasarım 3 d) Tasarım 4 e) Tasarım 5 f) Tasarım 6



Şekil 13: Tasarımlara ait akım-zaman grafikleri a) Tasarım 1 b) Tasarım 2 c) Tasarım 3 d) Tasarım 4 e) Tasarım 5 f) Tasarım 6

Referans motorun nominal momentinin 48.5 Nm olduğu bilinmektedir. Yapılan 6 farklı motor tasarımı arasında en düşük nominal moment 47.5 Nm ile Tasarım 1'e, en yüksek nominal moment ise 48.4 Nm ile Tasarım 3'e aittir. Tasarımlara ait nominal momentler arasındaki küçük değişimlerin sebebi ise motorlara ait net çıkış gücü ve devir sayıları arasındaki farklılıklardır. Şekil 13'te 6 farklı motor tasarımına ait akım-zaman grafikleri görülmektedir.

Referans motora ait nominal akım 14.9 A'dir. Çizelge 6 incelendiğinde, yapılan 6 farklı motor tasarımına ait nominal akımlarda da büyük değişimler olmadığı, yaklaşık olarak hepsinin 14 A civarında olduğu görülmektedir. Referans motora ait stator sargılarında herhangi bir değişiklik yapılmaması, yani tel-sipir sayısının aynı bırakılması sebebiyle stator direnci sabit kalmıştır. Bununla beraber stator akımı değerlerinde önemli değişiklik olmaması sebebiyle, stator bakır kayıplarında da büyük değişimler gözlenmemiştir. Stator iletken kayıplarındaki farklılıkların asıl sebebi ise motora ait stator ek kayıplarındaki değişimlerdir. Yapılan 6 farklı motor tasarımında rotor oluk alanlarının, rotor oluk şekillerinin ve rotor iletken malzemeleri olan alüminyum ve bakır miktarının birbirinden farklı olduğundan, motora ait elektriksel parametreler de farklı değerlerde elde edilmiştir.

Çizelge 6'da referans motor ve yapılan tasarımların hız, moment, akım, verim vb. parametreleri karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Çizelge 6 incelendiğinde, yapılan tasarımlara ait rotor iletken kayıplarındaki azalma dikkat çekmektedir. Hem daha verimli rotor oluk şekillerinin tasarlanması, hem de rotor oluklarının alt kafesinde bakır iletken kullanılmasıyla, rotor iletken kayıplarında %33-%53 oranlarında azalma elde edilmiştir. Bu azalma miktarlarına bakıldığında, Tasarım 6'da en düşük rotor kayıpları elde edilmiş ve verimde %2.4 artış elde edilmiştir. Aynı zamanda motora ait ek kayıplar, stator ve rotor iletken kayıpları ile birlikte değerlendirildiğinde, geliştirilen yeni tasarımlardaki stator iletken kayıplarındaki azalmaların, motora ait ek kayıplarda da iyileştirme sağladığı görülmektedir. Tasarımlara ait rotor oluklarında bakır kullanılması sebebiyle rotor dirençleri düşmüş, kayma azalmış ve motorlara ait nominal hızlarda referans motora oranla yükselme gözlenmiştir. Sürtünme ve rüzgar kayıpları tüm tasarımlar için 40 W olarak sabit tutulmuştur.

Çizelge 6. Tasarımlara ait elektriksel parametrelerin karşılaştırılması

Parametre	Referans	Tasarım 1	Tasarım 2	Tasarım 3	Tasarım 4	Tasarım 5	Tasarım 6
Nominal Hız [d/d]	1452	1484	1479	1484	1475.5	1481.5	1487
Nominal Moment [Nm]	48.5	47.5	47.9	48.4	48.3	48.2	48.1
Nominal Akım [A]	14.9	14.7	14.5	14.6	14.5	14.6	14.5
Kalkış Momenti [Nm]	190.6	141.8	170.9	162.0	174.8	159.4	156.3
Kalkış Akımı [A]	138.0	122.5	135.5	130.8	140.8	127.6	123.3
Stator İletken Kayıpları [W]	453.2	418.7	408.0	414.7	410.9	415.1	407.1
Rotor İletken Kayıpları [W]	276.7	168.1	168.6	154.4	186.6	169.9	129.6
Demir Kayıpları [W]	124.0	120.3	121.4	121.6	121.5	122.4	121.9
Sürtünme ve Rüzgar Kayıpları [W]	40.0	40.0	40.0	40.0	40.0	40.0	40.0
Toplam Kayıplar [W]	893.9	747.1	738.0	730.7	759.1	747.4	698.7
Verim [%]	89.4	90.8	91.0	91.2	90.8	90.9	91.5
Güç Faktörü	0.85	0.82	0.83	0.84	0.84	0.83	0.84

4. Tartışma

Referans motor üzerinde yapılan iyileştirmeler sonucunda, yapılan 6 adet tasarıma ait toplam kayıp, verim ve verim sınıfları bilgisi Çizelge 7’de verilmiştir. Çizelge 7 incelendiğinde bu 6 tasarımdan, IEC 60034-30-1 standardına göre 5 tasarımın IE3 verim sınıfında, 1 tasarımın da IE4 verim sınıfında olduğu görülmektedir. Motorların verim sınıfları, alt ve üst verim sınıfına yakınlık durumu göz önüne alınarak belirlenmiştir.

Farklı rotor oluk modelleri ve rotor oluklarında dolgu malzemesi olarak kullanılan alüminyum ile bakırın miktarı, motorların kalkış karakteristiklerinin şekillenmesinde etkili olmuştur. Çizelge 8’de motorlara ait kalkış karakteristiklerinin karşılaştırılması verilmiştir.

Çizelge 7. Tasarımların verimlerinin karşılaştırılması

Tasarım No	Toplam Kayıplar [W]	Verim [%]	Verim Sınıfı
Referans	893.9	89.4	IE2
Tasarım 1	747.1	90.8	IE3
Tasarım 2	738.0	91.0	IE3
Tasarım 3	730.7	91.2	IE3
Tasarım 4	759.1	90.8	IE3
Tasarım 5	747.4	90.9	IE3
Tasarım 6	698.7	91.5	IE4

Çizelge 8. Tasarımların kalkış karakteristiklerinin karşılaştırılması

Tasarım No	Kalkış Momenti [Nm]	Kalkış Akımı [A]
Referans	190.6	138.0
Tasarım 1	141.8	122.5
Tasarım 2	170.9	135.5
Tasarım 3	162.0	130.8
Tasarım 4	174.8	140.8
Tasarım 5	159.4	127.6
Tasarım 6	156.3	123.3

Çizelge 8 incelendiğinde yapılan tasarımlarda rotor oluk alanları referans motorun oluk alanına oranla arttırıldığı için, kalkış momentinde düşüşler meydana gelmiştir. Tasarımların bazılarında rotor oluklarında kullanılan bakır miktarının alüminyuma oranla çok daha fazla olması da kalkış momentinin düşmesine yol açmıştır. Fakat endüstriyel uygulamalarda kullanılan asenkron motorlarda kalkış momentinin, nominal momentin 2-2.5 katı olması istenir. Referans motorun nominal momentinin 2.5 katı ise yaklaşık 125 Nm’dir. 6 farklı motor tasarımının hepsinde kalkış momenti 125 Nm’nin üzerindedir. Yapılan tasarımların kalkış akımlarında ise, rotor şekline bağlı olarak düşüşler gözlenmiştir. Günümüzde değişken frekanslı sürücülerin yaygın olarak kullanması sebebiyle kalkış akımı bir problem olmaktan çıkmıştır ve motor tasarımları yapılırken sınırlayıcı bir parametre olarak görülmemektedir.

6 farklı motor tasarımı için son olarak ağırlık hesaplamaları yapılmış ve Çizelge 9’da bu ağırlıklar verilmiştir. Rotor oluklarında kullanılan alüminyum ve bakır dolgu miktarlarına bağlı olarak, 6 yeni tasarımın ağırlıklarında, referans motora göre artış olmuştur. Çizelgeden görüleceği üzere rotor oluklarında alüminyuma oranla, bakır miktarının daha fazla kullanıldığı motor tasarımlarında, motorun toplam ağırlığının da daha fazla olduğu görülmektedir.

Çizelge 9. Tasarımların ağırlıklarının karşılaştırılması

Tasarım No	Motor Ağırlığı [kg]
Referans	52.6
Tasarım 1	57.0
Tasarım 2	54.7
Tasarım 3	56.6
Tasarım 4	53.3
Tasarım 5	56.5
Tasarım 6	56.4

Yapılan çalışmadan elde edilen sonuçlar incelendiğinde, farklı rotor oluk şekilleri kullanarak ve rotor oluk dolgu malzemesi olarak alüminyum ile bakır birlikte kullanılarak motor kayıpları azaltılmış, böylece motor verimi

yükseltilmiştir. Motor verim seviyesi öncelikli kriter olarak düşünüldüğünde IE2 verim sınıfında olan referans motor, yapılan tasarımlarla IE3 ve IE4 verim sınıflarına çıkarılmıştır.

Enerji verimliliğinin giderek önem kazandığı günümüzde, analizler sonucunda verimlilik sınıfı IE4'e yükseltilebilir. Ancak enerji verimliliği ile birlikte maliyet de dikkate alınmak istenirse, bu durumda motor ağırlığı değerlerine bakılıp, IE3 verim sınıfına sahip Tasarım 4 en uygun tasarım olarak tercih edilebilir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada 7.5kW, 4 kutuplu, IE2 verim sınıfına sahip sincap kafesli bir asenkron motorun verim sınıfı yükseltmeye çalışılmıştır. Bunun için 6 farklı rotor oluk geometrisi modellenmiş ve bu oluklarda alüminyum ile bakır iletkenleri birlikte kullanılmıştır. Her bir tasarımın Ansys Maxwell'de analizleri yapılmış ve sonuçları elektriksel parametreler, maliyet ve ağırlık açılarından irdelenmiştir. Çalışmanın sonucunda, rotor oluklarında, alüminyumun ile bakırın birlikte kullanılmasıyla rotor iletken kayıplarında azalma olduğu ve motor veriminin arttığı görülmüştür. Verimlilik referans alındığında, en başarılı tasarım, IE2 verim sınıfındaki referans motorun, IE4 verim sınıfına yükseltildiği Tasarım 6 olmuştur. Bununla birlikte kullanılan bakır miktarına bağlı olarak motor ağırlığında ve maliyetinde artış olmuştur. Bu sebeple sonuçlar maliyet ve verimlilik açılarından birlikte değerlendirilip, talebe göre en uygun tasarım seçilebilir.

Bu çalışmanın devamı olarak, rotor oluk alanları optimum değerlerde tutularak, daha düşük maliyetli ve daha yüksek kalkış momentine sahip tasarımlar elde edilebilir. Ayrıca, stator oluk doluluk oranının artırılması, nüve boyunun uzatılması, stator dış çapının artırılması vb. yöntemler de kullanılarak, motor verimi, maliyet kriteri de göz önünde bulundurularak artırılabilir.

6. Kaynaklar

[1] International Energy Agency (iea), (2016), World Energy Outlook 2016, France.

[2] Türkiye Cumhuriyeti Bilim, Sanayi, Teknoloji Bakanlığı Verimlilik Genel Müdürlüğü, (2015), Elektrik Motorlarında Enerji Verimliliği, Ankara.

[3] Zorlu Partal, S., Çayiroğlu, A., Kılınc, M., Gündoğar U.Y. (2022). IE4 Verimlilik Sınıfına Ulaşmak İçin Toroidal Sargılı Asenkron Motorun Tasarım Optimizasyonu. Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi, (35), 177-186.

[4] Url-1

<https://search.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=9AKK107991A2277&LanguageCode=en&DocumentPartId=&Action=Launch>

[5] Peter, I., (2012), "Induction motors with squirrel cage rotor, with IE2 efficiency level, up to 18.5 kW", 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), Brasov, pp. 550-556.

[6] Torac, I., (2012), "A few aspects concerning the squirrel cage induction motors efficiency improvement", 2012 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), pp. 440-444.

[7] Gallego, A. R., (2014), "Design and Optimization of an IE4, 4-pole, 7.5 kW Induction Motor", Master Thesis, Royal Institute of Technology, Stockholm.

[8] Kotak, V., Jaiwal, N. K., Patel, S. N., (2016), "Improvising Strategies For Efficiency of IE4 SCIM 2.2 kW Through Simulation", 2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT), Chennai, pp. 3932-3936.

[9] Soygenç, O. C., Tap, A., v.d., (2016), "Üç Fazlı Sincap Kafesli Asenkron Motorda Verim Analizi", İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü, pp. 334-338.

[10] Acar, Ç., (2017), "IE2 verim sınıfından IE4 verim sınıfına geçişte asenkron motor tasarımı", Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü.

[11] Acar, Ç., Soygenç, O.C., et.al, (2019), "Increasing the Efficiency to IE4 Class for 5.5 kW Induction Motor Used in Industrial Applications", International Review of Electrical Engineering (IREE), Vol:14, No:1, pp. 67.

[12] Url-2

https://tr.wikipedia.org/wiki/Asenkron_motor

[13] Ercan, A. A., (2014), "Elektrik Motorlarının Verimlilik Standartları", Journal of ETA Maritime Science, Vol:2, No:1, pp. 31-40.

[14] Chapman, S. J., (2005), Electric Machinery Fundamentals, 4th Edition, New York, McGraw-Hill.

[15] Boglietti, A., Cavagnino, A., et.al., (2005), "No Tooling Costs Process for Induction Motors Energy Efficiency Improvements", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol:41, No:3, pp. 808-816.

[16] Büttner, K., Müller, M., et.al., (2011), "Squirrel Cage Rotor", International Patent 66 954.

[17] Url-3

<https://tr.prysmiangroup.com/tr/aluminyum-kablo-mu-yoksa-bakir-kablo-mu>

Özgeçmişler



Mert AKÇOMAK, Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü lisans eğitimini 2021 yılında tamamladı ve devamında Elektrik Makineleri ve Güç Elektronikleri Bölümünde yüksek lisans eğitimine başladı. Kasım 2021'den itibaren WAT Motor Sanayi şirketinde Ar-Ge Elektrik Tasarım Mühendisi olarak elektrik motorları teoremi ve tasarımı üzerinde çalışmalar yapmaktadır.



SIBEL ZORLU PARTAL, lisans, yüksek lisans ve doktora eğitimini Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde tamamlamıştır. 2006 yılında Clarkson Üniversitesi, NY, ABD'de, 2007 ve 2014'te de Syracuse Üniversitesi, NY, ABD'de post-doktora çalışmalarında bulunmuştur. Halen YTÜ Elektrik Mühendisliği Bölümü'nde Dr.Öğr.Üyesi olarak görev yapmakta ve elektrik makineleri ile güç elektronikleri alanlarında eğitim-öğretim ve araştırma faaliyetlerinde bulunmaya devam etmektedir. Ayrıca, YTÜ Teknopark'da yer alan, telekomünikasyon, akıllı enerji ve akıllı bina alanlarında sanayi ile işbirliği içinde Ar-Ge ve teknoloji projeleri geliştiren Radarcomm Enerji Sistemleri ve Yazılım Ar-Ge Ltd. Şti'nin kurucu ortağıdır.

Çelik Yüzeylerdeki Kusurların Tespiti için Derin Öğrenme Tabanlı Gömülü Sistem Tasarımı

Deep Learning Based Embedded System Design for Detection of Defects on Steel Surfaces

Emre GÜÇLÜ¹, İlhan AYDIN¹, Taha Kubilay ŞENER¹, Erhan AKIN¹



¹Bilgisayar Mühendisliği Bölümü Mühendislik Fakültesi
Fırat Üniversitesi, Elazığ, Türkiye

eguclu@firat.edu.tr, iaydin@firat.edu.tr, tksener23@gmail.com, eakin@firat.edu.tr

Öz

Metal yüzeylerdeki kusurlar endüstriyel ürünlerin kalitesini olumsuz etkilemektedir. Bu nedenle üretim sonrası hata tespiti, kalite kontrolünün sağlanmasında önemli bir yere sahiptir. Bu çalışma, bilgisayar görmesi ve YOLOv7 kullanılarak çelik yüzeylerdeki kusurların otomatik denetimi ile ilgilidir. Bu çalışmadaki ana senaryo, imalat işyerlerinde çelik tellerin üretim sonrası kusur muayenesine odaklanmaktadır. Hata tespit sistemi, giriş görüntüsündeki kusurların sınıfını ve görüntü üzerindeki kesin konumlarını elde etmeyi amaçlar. Hızlı algılama yeteneği elde etmek için bu sistemde TensorRT kullanılmaktadır, bu da gömülü cihazların çıkarım hızını artırmaktadır. Ayrıca, sınırlı veri ölçekleme problemini azaltmak için veri artırma algoritması kullanılır. YOLOv7'nin performansı YOLOv5 ile karşılaştırılmıştır. Hata tespiti için YOLOv7 kullanılarak yüksek hız ve doğruluk elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, önerilen yöntemin metal yüzeylerdeki kusurları tespit etmek için yeterli bir yöntem olduğunu göstermektedir.

Anahtar Kelimeler: Derin öğrenme, YOLOv7, Jetson Nano, Kusur tespiti, Yüzey kusurları

Abstract

Defects on metal surfaces adversely affect the quality of industrial products. For this reason, post-production defect detection has an important place in ensuring quality control. This work is about automatic inspection of defects on steel surfaces using computer vision and YOLOv7. The main scenario in this study focuses on post-production defect inspection of steel wires in manufacturing workplaces. The defect detection system aims to obtain the class of defects in the input image and their precise location on the image. TensorRT is used in this system to achieve fast detection capability, which increases the extraction speed of embedded devices. Also, data augmentation algorithm is used to reduce the limited data scaling problem. The performance of YOLOv7 is compared to YOLOv5. High speed and accuracy has been achieved by using YOLOv7 for error detection. The obtained results show that the proposed method is an adequate method for detecting defects on metal surfaces.

Keywords: Deep learning, YOLOv7, Jetson Nano, Defect detection, Surface defects

1. Giriş

Çelik teller civata gibi ürünlerin üretiminde yaygın ve önemli bir malzeme olarak kullanılmaktadır. Çelikten üretilen ürünlerin dayanıklılığı için çeliğin hatasız olması büyük önem taşımaktadır. Ancak üretim sırasındaki dış kuvvetler, çeliğin yorulması, kalitesi

gibi faktörler çelik yüzeyinde çeşitli kusurlara neden olur. Çelik tellerdeki yüzey kusurları, çelik tellerin kalitesini, taşıma kapasitesini ve dayanıklılığını olumsuz etkiler. Çelikteki bazı kusurlar, çelikten yapılan üründe yapısal bozulmalara neden olurken, bazı kusurlar ise ürünün daha çabuk yıpranmasına neden olabilir. Bu nedenle, tel yüzeyindeki kusurları tespit etmek için tahribatsız görsel muayene, endüstri tarafından kullanılan manuel muayene işleminin yerini almak için oldukça talep edilmektedir.

Çelik tellerin üretimi sırasında oluşan kusurlar, ürünün bir sonraki aşamasında daha ciddi sorunlara neden olabilir. Bu nedenle, üretim aşamasının çevrimiçi izlenmesi ve geri bildirim denetimi geliştirilmesi gereken bir sistemdir. Ancak, sanayide kullanılan kusur kontrol sistemleri oldukça sınırlıdır ve birçok alanda muayene işlemleri manuel olarak yapılmaktadır. Manuel muayenenin zaman tüketimi oldukça yüksek olduğu için gerçek zamanlı üretim hızına yetişemez. Ek olarak, manuel inceleme öznel ve değişken hata tespiti ve yanlış tanımlamaya yol açan insan yorgunluğu gibi dezavantajları vardır. Manuel incelemeyi farklı olarak, bilgisayar görmesi tabanlı teknikler yüksek verimliliğe, düşük maliyete ve nesnellığe sahiptir. Bu nedenle, bilgisayar görmesine dayalı teknikler endüstriyel kusur muayenesi için uygundur. Bilgisayar görmesi tabanlı teknikler, manuel incelemenin birçok dezavantajının üstesinden gelebildikleri için gerçek zamanlı hata tespitinde bir trend haline gelmiştir.

Endüstri 4.0 uygulamaları, çeşitli sensörler ve donanımlar kullanılarak endüstriyel üretim sistemlerinin izlenmesini ve üretim sırasında potansiyel kusurların zamanında keşfedilmesini içermektedir [1]. Kusurların otomatik tespiti için bilgisayarlı görme ve yapay zekâ algoritmaları kullanılmaktadır [2]. Çelik yüzey kusurlarının erken tespiti ile kusurlu ürün üretiminin önüne geçilebilir. Kusurlar daha ciddi hale gelmeden önce denetlenen çelik üzerinde önlem alınabilir. Bilgisayarlı görme tabanlı denetim sistemleri, üretim hattından çıkan ürünlerin daha kusursuz olmasını sağlar. Böylece maliyetlerin mümkün olduğunca düşük olması sağlanır. Ayrıca bilgisayarlı görme teknikleri birçok görevi aynı anda gerçekleştirebilmektedir. Bu avantajların yanında bazı zorlukları da bulunmaktadır. Arıza tespit sisteminin yüksek doğrulukla çalışması kritik önem taşır. Tasarlanan sistem, kritik kusurları yüksek doğrulukla tespit etmeli ve sistemi kullanılmaz hale getirecek yanlış alarmlar oluşturamamalıdır.

Kusur tespit sistemlerinde gerçek zamanlı olarak alınan görüntüler çeşitli işlemlerle işlenir. Geliştirilecek hata tespit algoritması, çıktıyı doğrudan etkilediği için hata tespit sistemi için oldukça önemlidir. Donanımların gelişmesiyle birlikte çelik yüzeyde bulunan kusurları tespit etmek için bilgisayarlı görme teknolojileri üzerinde birçok araştırma yapılmıştır. Çelik yüzeyindeki kusurları tespit etmek için yerel ikili model [3-4], Gabor Dönüşümü [5], şablon eşleştirme [6], Otsu yöntemi [7] ve Destek Vektör Makinesi [8] kullanılır.

Bazı yöntemlerin çelik yüzeylerdeki kusurları tespit etmek için iyi sonuçları olmasına rağmen, bunlar çelik görüntüsünün karmaşık

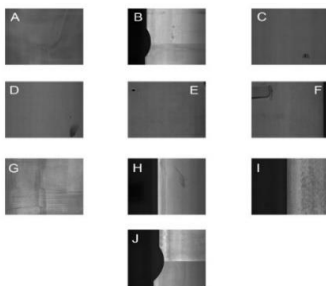
doğasına veya oluşabilecek düşük kontrasta karşı savunmasızdır. Özellikle geleneksel görüntü işleme teknikleri kullanılarak geliştirilen yöntemler, ortam aydınlatmasına ve arka plan rengine son derece duyarlıdır. Ayrıca, bu tür yöntemler genellikle belirli senaryolar için kullanılır. Bu nedenle, çeliğin türü, aydınlatma koşulları ve diğer çevresel faktörler değiştiğinde güvenilirliği değişmeyecek yöntemlerin geliştirilmesi acildir. Bu dezavantajların üstesinden gelebilecek derin öğrenme tabanlı hata tespit yöntemleri bu alanda popülerdir. Evrişimli sinir ağlarının artan kullanımıyla [9], birçok hata tespit görevi için derin öğrenmeye dayalı hata tespit yöntemleri kullanılmakta ve yüksek doğruluk oranları elde edilmektedir. Zhao vd. [10] NEU-DET veri kümesi algılama doğruluğunu artırmak için Faster R-CNN algoritmasında bazı değişiklikler yaparak orijinal algoritmadan 0.128 daha fazla doğruluk elde etmişlerdir. [11]'de, çelik malzemelerin yüzeyindeki kusurları tespit etmek için ilk olarak kusur özellikleri çıkarılmıştır. Daha sonra, öznelik vektörleri konvolüsyonel sinir ağı aracılığıyla LSTM ağına girilerek hata tespiti gerçekleştirilmiştir. [12]'de sınıflandırma yeteneğini artırmak için CNN kullanılarak her aşamada öznelik haritaları oluşturulmuştur. Daha sonra, çok seviyeli bir özellik bağlantı ağı (MFN) yardımıyla kusurlar tespit edilmiştir. Li vd. [13], kusur tespiti için YOLOv5 ve Optimized-Start-ResnetV2'ye dayalı iki model kullanmışlardır. Çelik yüzeyindeki küçük kusurları tespit etmek için YOLOv5'in performansını iyileştirmişlerdir. Sharma vd. [14], ikili sınıflandırıcının hiyerarşik yapısını ve nesne algılama ve anlamsal segmentasyon algoritmalarını kullanarak hata tespiti gerçekleştirmişlerdir. Ferguson vd. [15]'te, kusurları tespit etmek için X-ray görüntüleri üzerinde farklı CNN mimarileri çalıştırmışlardır. Hata tespiti için temassız tespit yöntemlerinde, yapay görme sistemi üç aşamadan oluşmaktadır. Bunlar; aydınlatma, görüntü toplama sistemi ve kusur tespit algoritmasıdır [16]. Literatür incelendiğinde bazı çalışmalarda gerçek zamanlı hata tespit sistemleri kurulmuştur [17-19].

Bu çalışmada, çelik malzeme yüzeylerindeki kusurların tespiti için iki YOLO modeli üzerinde karşılaştırmalı bir analiz verilmiştir. Her iki model de gömülü bir Jetson Nano kart üzerinde çalıştırılarak performans karşılaştırmaları yapılmıştır. Ayrıca veri seti üzerindeki görüntü büyütülerek hata tespit performansı artırılmıştır. Gerçek kamera görüntülerinden alınan filmaşın görüntülerinde 17 FPS'ten fazla performans gösterebilmektedir.

2. Materyal ve Metot

1. Veri Kümesi

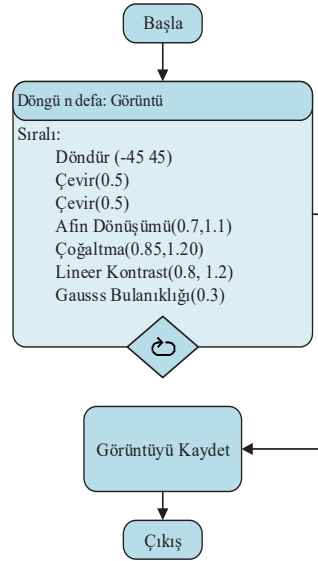
Bu çalışmada model, "GC10-DET" veri seti kullanılarak eğitilmiştir. Veri setindeki görüntülerin boyutu, YOLOv5 algoritmasının standart boyutuna, 416x416 piksele ve ".jpeg" formatına dönüştürülerek modelin doğruluğu artırılmıştır. Önerilen yöntemin "GC10-DET" veri seti üzerinde elle seçilen 1800 görüntü üzerinde daha doğru sonuçlar verebilmesi için, deneyler sonucunda eksik bulunan hata sınıfları görüntü işleme yöntemleri ile yeniden oluşturulmuştur. "GC10-DET" veri setindeki sınıflar kullanılarak toplam 10 metal yüzey hatası tespit edilmiştir (Şekil 1). Tanımlanan kusurlar, derin öğrenme eğitimi için etiketlenmiştir. Bu işlemler sonucunda toplam 6000 görüntü elde edilmiştir.



Şekil 1. GC10-DET'ten bazı görüntü örnekleri

2. Görüntü Önileme

Şekil 1'deki görüntülerde öncelikle görüntü üzerindeki metal kusurların yerinin belirlenmesi kusurların küçük olmasından dolayı oldukça zordur. YOLOv5 ve YOLOv7 algoritmalarında doğruluğu artırmak için veri setindeki görüntü sayısının fazla olması gerekmektedir. Ancak veri setindeki görüntülerin boyutu küçüktür ve yeterli doğruluğun elde edilmesi zordur. Bu nedenle, Şekil 2'deki görüntü çoğaltma algoritması kullanılarak görüntülerin boyutu büyütülmüş ve az sayıda örnek içeren kusur sınıfları artırılmıştır.



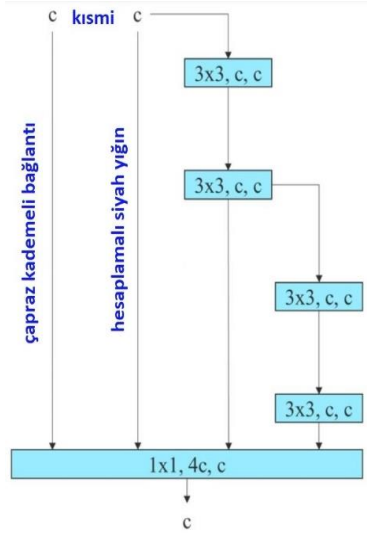
Şekil 2. Görüntü artırma yöntemi

3. YOLOv5 ve YOLOv7 kullanarak nesne algılama

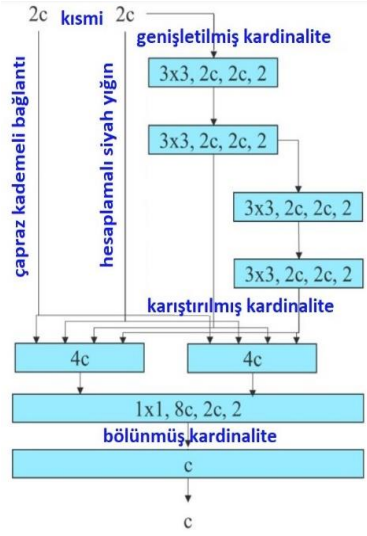
YOLOv5 ve YOLOv7, regresyon tabanlı YOLO algoritmasının farklı versiyonlarıdır. Önceki sürümlere göre geliştirilmiş sürümler olan YOLOv5 ve YOLOv7, küçük ölçekli hata algılama zorluklarının üstesinden gelir. Bu nedenle bu çalışmada, YOLOv5 ve YOLOv7 algoritmaları yüksek doğrulukları ve yüksek tespit oranları nedeniyle tercih edilmiştir. YOLOv5 ve YOLOv7, önceki sürümlerine göre daha hızlıdır. Omurga ve boyuna uygulanan çapraz kademeli parça yapısı hesaplama miktarını azaltır. YOLOv5 modeli, görüntü başına 2 ms kadar düşük bir algılama oranına sahip olabilir. Pytorch kütüphanesi kullanılarak tasarlanan YOLOv5'in çıkarım süresi saniyede 140 kare iken, aynı kütüphanede tasarlanan YOLOv7'ün çıkarım süresi saniyede 260 ve YOLOv4'ün çıkarım süresi saniyede 50 karedir.

YOLOv7, hem hız hem de doğruluk açısından diğer nesne tanımlama algoritmalarından öndedir. YOLOv7, diğer YOLO versiyonlarından daha az parametreye sahiptir ve daha az hesaplama gücüne ihtiyaç duyar. Böylece Jetson Nano gibi kartlarda daha verimli çalışır. YOLOv7 tasarımında doğruluğu ve algılama performansını artırmak için bazı önemli değişiklikler yapılarak bazı modüller sunulmuştur. Bu modüller, daha verimli öğrenme elde etmeyi amaçlamaktadır. YOLOv7'de CSPDarknet omurgasına Genişletilmiş Verimli Katman Toplama Ağı (E-ELAN) eklenmiştir.

YOLOv7 mimarisinin bir CSPDarknet omurgası vardır ve buna Genişletilmiş Verimli Katman Toplama Ağı (E-ELAN) eklenerek birleştirmeye dayalı yeni bir ölçekleme modeli yöntemi sunulmuştur. Verimli Katman Toplama Ağı (ELAN), en uzun kısa gradyan yolunu izleyerek verimli ağı tasarlamak için tasarlanmıştır. E-ELAN, bu yapının değiştirilmiş bir versiyonudur. Şekil 3'te ELAN ile E-ELAN'ın karşılaştırılması verilmiştir.



a) ELAN

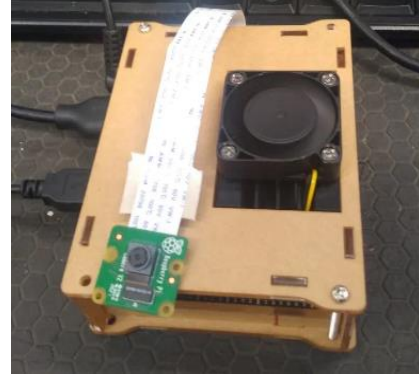


b) E-ELAN

Şekil 3. ELAN ile E-ELAN Karşılaştırması

4. Kusur Tespiti için Kurulan Sistem

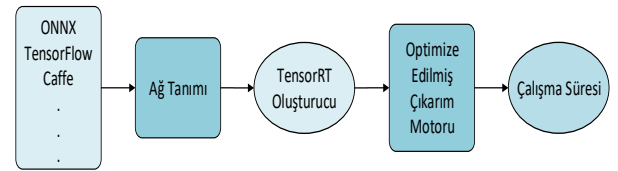
Çalışmada, yüzey kusurlarının tespiti için Jetson Nano kullanan gömülü bir kusur tespit sistemi geliştirilmiştir. Derin öğrenme uygulamalarının artmasıyla birlikte derin öğrenme algoritmaları, Jetson Nano gibi gömülü platformlarda aktif olarak çalıştırılmaktadır. Jetson Nano, yüksek hızlı GPU'lara sahip olduğu için yüksek performansa sahiptir. Jetson kartları, hafiflik ve taşınabilirlik, enerji verimliliği ve güç tüketimi başına yüksek performans gibi avantajlara sahiptir. Sistemde kamera olarak Raspberry Pi Kamera Modülü V2 kullanılmaktadır. Jetson Nano, Sony IMX219 sensörünü içeren bir kamera modülü de dahil olmak üzere çeşitli aksesuarları destekler. Jetson Nano ve kamera konfigürasyonu, gelişmiş görüntü kalitesi ile çok sayıda uygulama için kullanılabilir. Ham veri formatında görüntüler sağlayabildiğinden, kusur tespiti için performansın değerlendirilmesi uygun görülmüştür. Kullanılan kamera 3280×2464 piksel çözünürlükte statik görüntüler üretebilmektedir. Video kaydında $1080p$ $30fps$, $720p$ $60fps$ ve $640 \times 480p$ $60fps$ destekler. Kameradaki IMX219 sensörü, 400 ile 700 nm arasındaki görünür spektral aralıkta çalışmaktadır. V2 kamera modülü $25mm \times 25mm \times 9mm$ boyutlarında ve yaklaşık $3g$ ağırlığındadır. Kusur tespit sisteminin donanım bileşimi Şekil 4'te gösterilmektedir.



Şekil 4. Jetson Nano ve Raspberry Pi kamera modülü V2

5. TensorRT Çıkarım Motoru

Derin öğrenme uygulamalarında kullanılan Keras ve Tensorflow gibi çerçevelerin çıkarım aşamaları maliyetlidir. YOLOv5 ve YOLOv7'nin hesaplama maliyetleri eklendiğinde Jetson Nano'nun hızı düşmektedir. TensorRT, Jetson Nano'da gerçek zamanlı olarak nesne algılamayı çalıştırmak için kullanılır. TensorRT, derin öğrenme algoritmalarının düşük gecikme ve yüksek hızda çalışmasını sağlayan optimize edici bir SDK'dır. CUDA üzerine kurulmuştur ve geliştiricilerin geliştirme araçlarını kullanarak ağı optimize etmelerine olanak tanır. Jetson Nano'da TensorRT kullanılarak yüksek performanslı çıkarım elde edilmiştir. TensorRT, gömülü cihazların çıkarma hızını önemli ölçüde artırır [20]. Jeong vd. [21], TensorRT'nin yüksek performans açısından Jetson serisi olarak büyük potansiyele sahip olduğunu ortaya koymuşlardır. TensorRT yaklaşımı medikal, otomotiv ve endüstriyel sistemlerde gömülü bir platform olarak kullanılabilir [22]-[23]. TensorRT'nin akış şeması Şekil 5'te verilmiştir.



Şekil 5. TensorRT akış diyagramı

TensorRT, her katman için en uygun algoritmayı seçerek her katman için optimize eder. Ayrıca çeşitli teknikler kullanılarak bellek optimizasyonu yapılır. YOLOv5 ve YOLOv7 algoritmaları kullanılarak oluşturulan PyTorch derin öğrenme modelleri, TensorRT tarafından sağlanan "trtexec" Script ile ".trt" formatına dönüştürülmüştür. TensorRT'de dikkat edilmesi gereken nokta, ".trt" formatındaki serileştirilmiş motorun sadece dönüştürüldüğü donanım üzerinde çalışmasıdır. Dönüştürülen ".trt" formatındaki çıkarım motoru, yapılan çıkarım için yeniden düzenlenip ekrana çıktı alınması sağlanmıştır.

3. Deneysel Sonuçlar

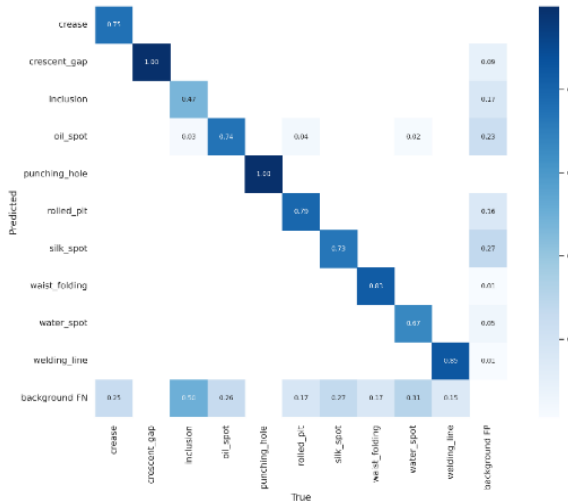
Veri artırma işleminin doğru sonuçlar verip vermediğini karşılaştırmak ve YOLOv5 ve YOLOv7 algoritmalarının diğer çalışmalara göre en büyük avantajlarından biri olan "çok sınıflı etiketleme" özelliğini test etmek için iki deney yapılmıştır. Deneyler sonucunda görüntü işleme yöntemleri ile çok sınıflı etiketleme (MCL) ve çoğaltılmış verinin (PP) daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür. Ortalama keskinlik değeri (mAP) sonuçları Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1. Ortalama Hassasiyet Değerleri (mAP)

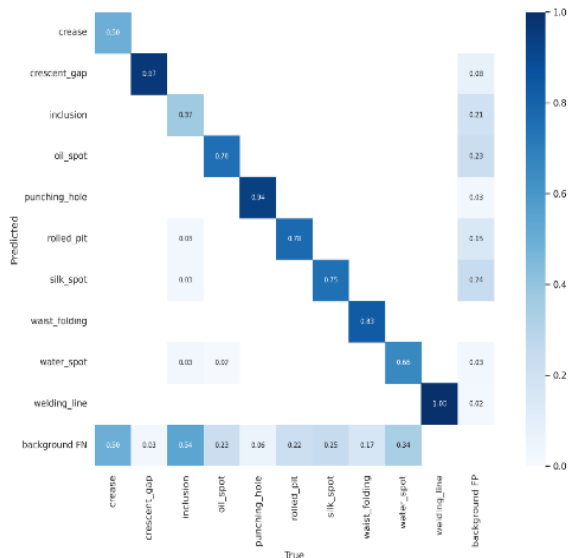
mAP	224px	MCL+PP 416px
YOLO-V7	0.655	0.763
YOLO-V5	0.635	0.751
EDNN [16]	0.651	0.742

Tablo 1'de YOLOv7'nin mAP oranı diğer iki nesne algılama yönteminden daha iyidir. Önerilen yöntem de aynı veri seti üzerindeki literatür ile karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmaların sonuçları Tablo 2'de verilmiştir.

Elde edilen sonuçlar değerlendirildiğinde YOLOv7 modeli (MCL+PPC 416px) ve YOLOv5 modeline ait karışıklık matrisleri Şekil 6 ve Şekil 7'de verilmektedir. Sonuçlar genel olarak incelendiğinde diğer yöntemlere göre çok daha kararlı ve başarılı sonuç elde edildiği görülmektedir. Ayrıca, ortalama kesinlik değeri önerilen yöntemler arasında en yüksek değere sahiptir.



Şekil 6. YOLOv7'nin karmaşıklık matrisi



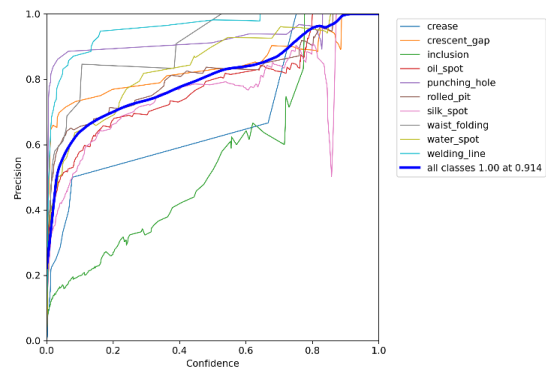
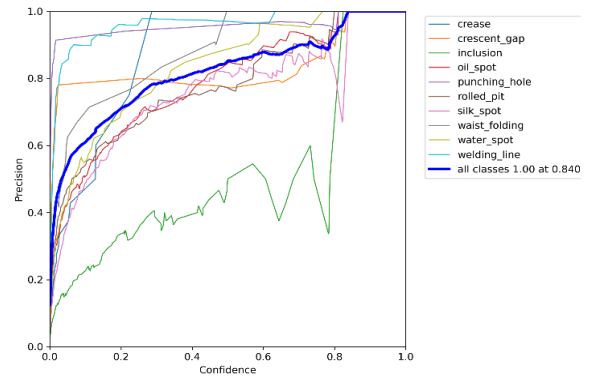
Şekil 7. YOLOv5'in karmaşıklık matrisi

Çelik yüzeyindeki kusurların tespiti için YOLOv5 algoritması denenmiş ve elde edilen çıktılarda Jetson Nano üzerinde istenilen

başarı oranı ve tespit hızına ulaşamadığı gözlemlenmiştir. Bu nedenle, YOLOv5 algoritması yerine güncel versiyon YOLOv7 algoritması kullanılarak metal kusurlarının tespiti amaçlanmaktadır.

Kullanılan algoritmanın etkinliğini ve üstünlüğünü göstermek için 416x416 piksel boyutunda toplam 6000 görüntü üzerinde detaylı deneyler yapılmıştır.

Bu çalışmada, derin öğrenme tabanlı bir nesne tanıma algoritması olan YOLOv5 modeli yerine YOLOv7 algoritması tercih edilmiştir. Her iki yöntemde de veriler bir bütün olarak ele alınıp nesnelere aynı anda algılanırsa da bu çalışmada, YOLOv7 algoritmasının bazı avantajları gözlemlenmiştir. Görüntüler jpeg formatına dönüştürülmüş ve seçilen 6000 görüntü önce YOLOv5 algoritması, ardından YOLOv7 algoritması üzerinde test edilmiştir. Bu uygulama YOLOv7 algoritmasının kesinlik açısından YOLOv5 algoritmasından %1-3 daha iyi olduğunu gösterirken, YOLOv7 algoritmasının görüntü algılama hızı açısından %63 daha iyi sonuçlar verdiği tespit edilmiştir. Kamera ile elde edilen görüntüler NVIDIA Jetson Nano gömülü sistem üzerinden işlenmiştir. Bu sonuçlar, YOLOv7'nin (çıkarma ms=54.42 FPS=18.37) YOLOv7 görüntü algılama süresinde (çıkarma ms) YOLOv5'ten (çıkarma ms=85.44 FPS=11.58) %63 daha hızlı olduğunu göstermektedir. Eğitim süreci için YOLOv5 ve YOLOv7'nin kesinlik oranı Şekil 8'de verilmiştir. Şekil 8'e göre, YOLOv7'nin ortalama kesinlik oranı YOLOv5'ten daha iyidir.

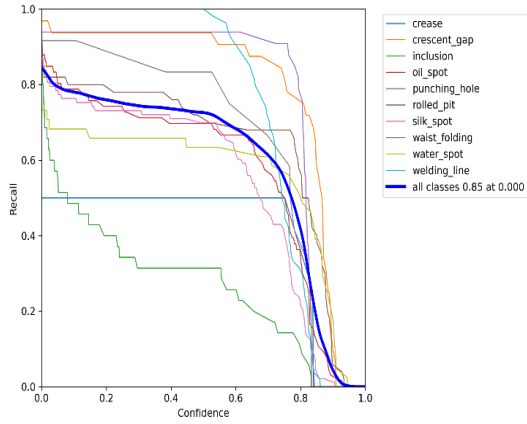


Şekil 8. YOLOv7 ve YOLOv5'in kesinlik oranı karşılaştırmaları

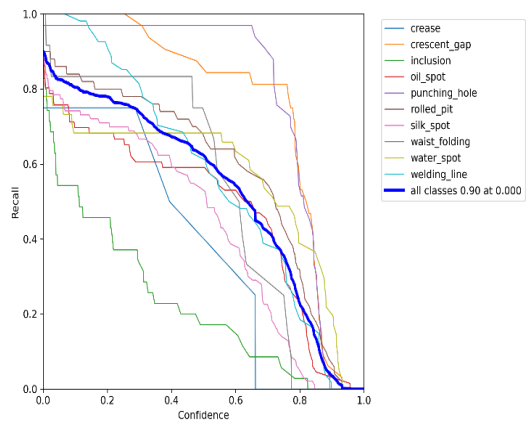
YOLOv5 ve YOLOv7 algoritmalarının geri çağırma oranları Şekil 9'da verilmiştir.

Tablo 2. GC10-DET Veri Kümesinde Performans Karşılaştırmaları

Types	SSD	Faster-RCNN	EDDN[16]	YOLO-V5	YOLO-V7
Pu	0.860	0.899	0.900	0.989	0.956
Wl	0.794	0.554	0.885	0.992	0.980
Cg	0.861	0.872	0.848	0.912	0.929
Ws	0.552	0.599	0.558	0.692	0.725
Os	0.612	0.653	0.622	0.753	0.693
Ss	0.689	0.579	0.650	0.697	0.652
In	0.168	0.194	0.256	0.355	0.280
Rp	0.105	0.364	0.364	0.794	0.778
Cr	0.527	0.736	0.521	0.496	0.745
Wf	1.000	0.818	0.919	0.904	0.891
mAP	0.635	0.627	0.651	0.751	0.763



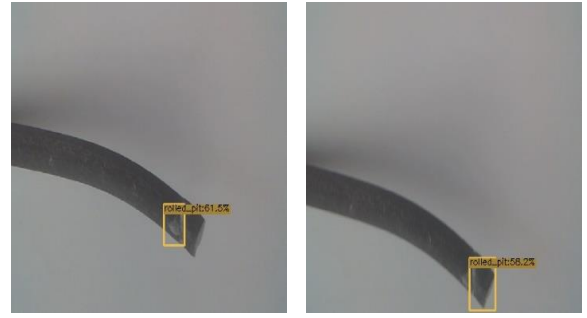
a) YOLOv5'in duyarlılık oranı



b) YOLOv7'nin duyarlılık oranı

Şekil 9. YOLOv5 ve YOLOv7'in geri çağırma performans değerleri

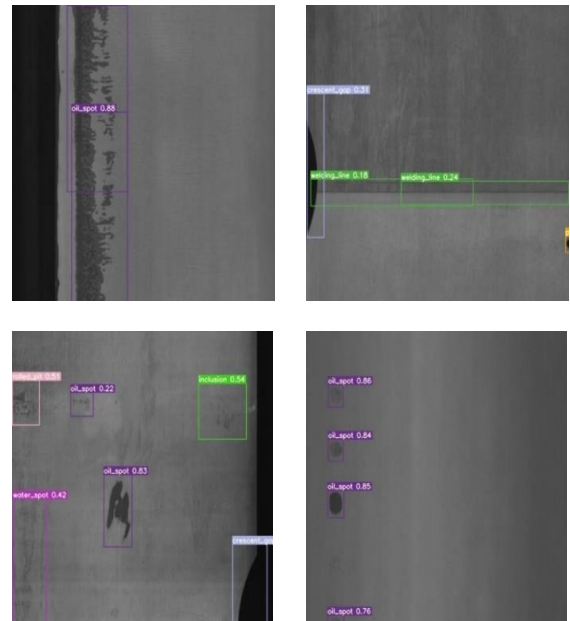
Şekil 9'da ortalama geri çağırma değeri YOLOv7'de %90 iken, YOLOv5'te %85 idi. Bu nedenle %5'lik bir iyileşme sağlanmıştır. Şekil 10'da Jetson Nano'ya bağlı Raspberry Pi kameradan alınan görüntülerden elde edilen test sonuçları verilmektedir.

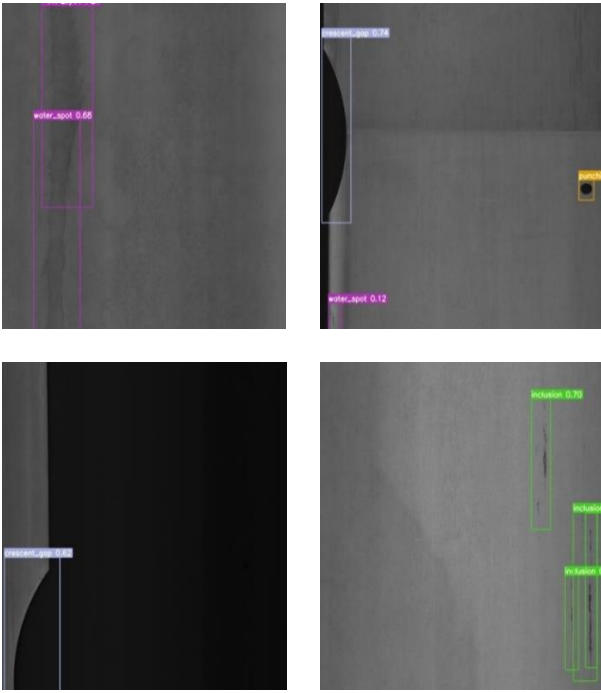


Şekil 10. Gerçek çelik tel üzerinden alınan görüntünün YOLOv7 çıktısı

Şekil 10'da haddelenmiş çukur kusurları başarıyla tespit edilmiştir. Şekil 11, Jetson Nano kullanılarak GC10-DET veri kümesindeki bazı görüntülerin YOLOv7 çıktısını göstermektedir.

Şekil 11'de verilen örnek görüntülerde Jetson Nano üzerinde yüksek kare hızı ile görüntülerdeki kusurlar tespit edilmektedir.





Şekil 11. GC10-DET veri kümesindeki bazı görüntülerin YOLOv7 çıktısı

4. Sonuç

Bu çalışmada, çelik malzemelerin yüzeylerinde oluşabilecek kusurların tespiti için gömülü bir sistem önerilmiştir. YOLOv7 modeli, hata tespiti ve hız arasında bir denge sağlamak için kullanılmıştır. YOLOv7'nin YOLOv5'e göre avantajı deneylerle kanıtlanmıştır. Eğitimi verilen modeller, GC10-DET veri setinden elde edilen görüntüler ve kamera tarafından çekilen gerçek görüntüler üzerinde Jetson Nano üzerinde test edilmiştir. YOLOv7 ile elde edilen FPS değerleri, geliştirilen sistemi gerçek zamanlı çalışmaya uygun hale getirmiştir.

Teşekkür

Bu çalışma, TÜBİTAK (Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu) tarafından 5210082 numaralı hibe kapsamında desteklenmiştir.

Kaynakça

- [1] Angelopoulos, A., Michailidis, E. T., Nomikos, N., Trakadas, P., Hatziefremidis, A., Voliotis, S., & Zahariadis, T. (2019). Tackling faults in the industry 4.0 era—a survey of machine-learning solutions and key aspects. *Sensors*, 20(1), 109.
- [2] Peres, R. S., Jia, X., Lee, J., Sun, K., Colombo, A. W., & Barata, J. (2020). Industrial artificial intelligence in industry 4.0-systematic review, challenges and outlook. *IEEE Access*, 8, 220121-220139.
- [3] Liu, Y., Xu, K., & Xu, J. (2019). An improved MB-LBP defect recognition approach for the surface of steel plates. *Applied Sciences*, 9(20), 4222.
- [4] Liu, X., Xue, F., & Teng, L. (2018, June). Surface defect detection based on gradient lbp. In 2018 IEEE 3rd International Conference on Image, Vision and Computing (ICIVC) (pp. 133-137). IEEE.
- [5] Chaudhari, C. V. (2021). Steel surface defect detection using glm, gabor wavelet, hog, and random forest classifier. *Turkish Journal of*

- Computer and Mathematics Education (TURCOMAT)*, 12(12), 263-273.
- [6] Wang, H., Zhang, J., Tian, Y., Chen, H., Sun, H., & Liu, K. (2018). A simple guidance template-based defect detection method for strip steel surfaces. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 15(5), 2798-2809.
- [7] He, Z., & Sun, L. (2015). Surface defect detection method for glass substrate using improved Otsu segmentation. *Applied optics*, 54(33), 9823-9830.
- [8] Suvdaa, B., Ahn, J., & Ko, J. (2012). Steel surface defects detection and classification using SIFT and voting strategy. *International Journal of Software Engineering and Its Applications*, 6(2), 161-166.
- [9] Yoo, H. J. (2015). Deep convolution neural networks in computer vision: a review. *IEEE Transactions on Smart Processing and Computing*, 4(1), 35-43.
- [10] Zhao, W., Chen, F., Huang, H., Li, D., & Cheng, W. (2021). A new steel defect detection algorithm based on deep learning. *Computational Intelligence and Neuroscience*, 2021.
- [11] Liu, Y., Xu, K., & Xu, J. (2019). Periodic surface defect detection in steel plates based on deep learning. *Applied Sciences*, 9(15), 3127.
- [12] He, Y., Song, K., Meng, Q., & Yan, Y. (2019). An end-to-end steel surface defect detection approach via fusing multiple hierarchical features. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 69(4), 1493-1504.
- [13] Li, Z., Tian, X., Liu, X., Liu, Y., & Shi, X. (2022). A two-stage industrial defect detection framework based on improved-yolov5 and optimized-inception-resnetv2 models. *Applied Sciences*, 12(2), 834.
- [14] Sharma, M., Lim, J., & Lee, H. (2022). The Amalgamation of the Object Detection and Semantic Segmentation for Steel Surface Defect Detection. *Applied Sciences*, 12(12), 6004.
- [15] Ferguson, M., Ak, R., Lee, Y. T. T., & Law, K. H. (2017, December). Automatic localization of casting defects with convolutional neural networks. In 2017 IEEE international conference on big data (big data) (pp. 1726-1735). IEEE.
- [16] Ren, Z., Fang, F., Yan, N., & Wu, Y. (2021). State of the art in defect detection based on machine vision. *International Journal of Precision Engineering and Manufacturing-Green Technology*, 1-31.
- [17] Spinola, C. G., Canero, J., Moreno-Aranda, G., Bonelo, J. M., & Martin-Vazquez, M. (2011, May). Continuous real-time optical measuring of strip width and edge inspection in stainless steel production lines. In 2011 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (pp. 1-4). IEEE.
- [18] Ghorai, S., Mukherjee, A., Gangadaran, M., & Dutta, P. K. (2012). Automatic defect detection on hot-rolled flat steel products. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 62(3), 612-621.
- [19] Spinola, C. G., Canero, J., Moreno-Aranda, G., Bonelo, J. M., & Martin-Vazquez, M. (2011, May). Real-time image processing for edge inspection and defect detection in stainless steel production lines. In 2011 IEEE International Conference on Imaging Systems and Techniques (pp. 170-175). IEEE.
- [20] Vanholder, H. (2016). Efficient inference with tensorrt. In *GPU Technology Conference (Vol. 1, p. 2)*.
- [21] Jeong, E., Kim, J., Tan, S., Lee, J., & Ha, S. (2021). Deep learning inference parallelization on heterogeneous processors with tensorrt. *IEEE Embedded Systems Letters*, 14(1), 15-18.
- [22] Abadi, M., Barham, P., Chen, J., Chen, Z., Davis, A., Dean, J., ... & Zheng, X. (2016). {TensorFlow}: a system for {Large-Scale} machine learning. In 12th USENIX symposium on operating systems design and implementation (OSDI 16) (pp. 265-283).
- [23] Simonyan, K., & Zisserman, A. (2014). Very deep convolutional networks for large-scale image recognition. *arXiv preprint arXiv:1409.155*

Özgeçmişler



Emre Güçlü, 1994'te Elazığ'da doğdu. Lisans ve Yüksek lisans derecelerini Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Bilgisayar Mühendisliği bölümünde 2019 ve 2022 yıllarında almıştır. Hâlen doktora eğitimine devam etmektedir. Fırat Üniversitesi'nde Bilgisayar Mühendisliği bölümünde Araştırma Görevlisi olarak görev yapmaktadır. Görüntü işleme ve yapay zekâ alanlarında çalışmalarına devam etmektedir.



Erhan Akın, 1963 yılında Erzincan'da doğdu. Elektrik mühendisliği alanında lisans ve yüksek lisans derecelerini ve doktora derecelerini sırasıyla 1984, 1987 ve 1994 yıllarında Fırat Üniversitesinden aldı. Halen Fırat Üniversitesi'nde Bilgisayar Mühendisliği Profesörü olarak görev yapmaktadır. Başlıca araştırma alanları güç elektroniği, değişken hızlı AC sürücülerin dijital kontrolü, bulanık kontrol ve yazılımsal hesaplama teknikleridir.




İlhan Aydın, 1981 yılında Elazığ'da doğdu. Lisans ve Yüksek Lisans derecelerini Fırat Üniversitesi Bilgisayar Mühendisliğinde 2001 ve 2006 yıllarında aldı. Doktora derecesini 2011 yılında Fırat Üniversitesi, Elazığ Elektrik ve Elektronik Mühendisliği bölümünden aldı. Halen Fırat Üniversitesi'nde Bilgisayar Mühendisliği bölümünde Doçent olarak görev yapmaktadır. Araştırma alanları arasında optimizasyon, gerçek zamanlı sistemler, hata teşhisi ve durum izleme, sinyal ve görüntü işleme ve derin öğrenme bulunmaktadır.



Kubilay Şener, 1999 Elazığ doğumludur. İlk, orta ve lise öğrenimini Elazığ'da tamamladı. 2018 yılında başladığı Fırat Üniversitesi Bilgisayar Mühendisliği halen eğitimine devam etmektedir. Çalışma alanları yapay zeka, görüntü işleme ve derin öğrenme alanlarındadır.

Sonlu Elemanlar Analizi Kullanılarak Bir İndüksiyon Isıtma Sisteminin Elektromanyetik ve Termal Analizi

Electromagnetic and Thermal Analysis of an Induction Heating System Using Finite Element Analysis

Emrullah Aydın¹ 
¹Malatya Turgut Özal Üniversitesi
Mühendislik ve Doğa Bilimleri
Fakültesi
Malatya, Türkiye
emrullah.aydin@ozal.edu.tr

Öz— İndüksiyon ısıtma sistemleri endüstride geniş kullanım alanına sahip hızlı, temassız ve verimli bir ısıtma yöntemidir. Bu çalışmada indüksiyon sargısına uygulanan 25 kHz çalışma frekansına sahip farklı akım değerleri için çalışma parçasının sıcaklık değişimi Sonlu Elemanlar Analiz tabanlı yazılım kullanılarak Elektromanyetik-Termal analiz ile elde edilmiştir. Dalma derinliği bu frekans değerleri için hesaplanmış ve modellemelerde bu değerler göz önünde bulundurulmuştur. Analiz sonuçlarına göre, 100 A akım değeri uygulandığında çalışma parçasının sıcaklık değeri kalıcı durumda 669 °C'ye kadar ulaşmaktadır.

Anahtar Kelimeler— İndüksiyon ısıtma, indüksiyon sargısı, indüksiyon, sonlu elemanlar

Abstract— Induction heating systems are a fast, non-contact and efficient heating method with wide usage area in industry. In this study, the temperature change of the workpiece for different current values with 25 kHz operating frequency applied to the induction coil was obtained by Electromagnetic-Thermal analysis using Finite Element Analysis based software. The skin depth was calculated for these frequency values and these values were taken into account in the models. According to the analysis results, when a current value of 100 A is applied, the temperature value of the work piece reaches up to 669 °C in the steady state.

Keywords— Induction heating, induction coil, induction, finite element analysis.

I. GİRİŞ

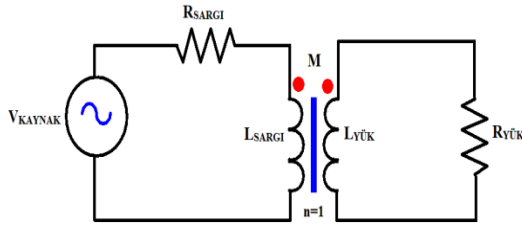
İndüksiyon ısıtma yöntemi metal bir çalışma parçasığında indüklenen girdap akımlarının etkisiyle ısıtılması temeline dayanır. İndüksiyon ısıtma yöntemi endüstride birçok alanda uygulanmaktadır. Geleneksel ısıtma yöntemleri ile karşılaştırıldığında, temassız, hızlı ve verimli bir ısıtma sağlaması nedeniyle tercih edilmektedir. Güç elektroniğinde, manyetik malzeme tasarımında ve gelişen kontrol yöntemleri sayesinde indüksiyon ısıtma özellikle son yıllarda daha geniş bir uygulama alanı bulmaktadır. 1831 yılında İngiliz bilim adamı Micheal Farady'nin elektromanyetik indüksiyon fikrini ortaya atmasından sonra yıllar içerisinde elektrik motorları, transformatörler ve indüksiyon ısıtma gibi birçok ürünün icadı ve geliştirilmesine sebep olmuştur. Fredrik Adolf Kjellin tarafından ilk indüksiyon ocağı uygulamasına ve eritmede kullanımına yönelik patent 1901 yılında alınmıştır [1]. İndüksiyon ısıtmanın temelleri, uygulanması ve karşılaşılan problemlere yönelik yazılan ilk bilimsel makalelerden biri ise 1973 yılında yayınlanmıştır [2]. İlerleyen yıllarda ise bu alanda farklı uygulamalara ait patentler alınmıştır [3,4]. Gelişen teknolojilere paralel olarak endüstride[5,6], biyomedikal uygulamalarda [7,8] ve tüketici

elektroniğinde[9] sıklıkla kullanılan bir ısıtma yöntemi olan indüksiyon ısıtma düşük, orta ve yüksek güçlü olmak üzere tüm güç aralıklarında kullanılabilen bir yöntemdir. İndüksiyon ısıtma sistemlerinin analitik veya sonlu elemanlar analizi (SEA) kullanılarak modellenmesi, tasarımı ve optimizasyonu için literatürde önemli çalışmalar yapılmıştır [10-14]. Her ne kadar Sonlu Elemanlar analiz yöntemleri uzun analiz sürelerine ihtiyaç duyuyor olsa da analitik modeller ile karşılaştırıldığında, analitik modellemelerin birçok kabule dayanması ve karmaşık hesaplamalar içermesi nedeniyle analitik modellere göre daha çok kullanılmakta ve daha doğru sonuçlar elde edilmektedir. Tünel tipi indüksiyon fırını indüktörlerinde çalışma parçasının çapının değişiminin sistem verimine etkisi hem SEA kullanılarak hem de deneysel çalışmalar gerçekleştirilerek incelenmiştir [15]. İndüksiyon ısıtmada PLC(Programlanabilir Lojik Kontrolör) kullanımı ile sıcaklık kontrolü sağlanabilir ve aynı zaman da aşırı akım ve gerilim koruması gibi önemli avantajları da beraberinde getirir [16].

Bu makalede solenoid bir sargı içerisinde bulunan çalışma parçasının ısıtılması ve bu ısı dağılımının Sonlu Elemanlar Analiz programı ANSYS, Maxwell-Icepak paket programlarının ortak koşturulması ile Elektromanyetik-Termal Bağlaşım kullanılarak elde edilmesi amaçlanmaktadır. ANSYS, Maxwell programı ile sistemin üç boyutlu (3B) oluşturulmuş ve elektromanyetik analizleri gerçekleştirilmiştir. Bu sonuçlar kullanılarak, İcepak paket programı ile çalışma parçasının ısı dağılımı elde edilmiş ve sonuçlar verilmiştir. Bu makalenin ikinci bölümünde bir indüksiyon ısıtma sisteminin eş değer devresi ve çalışma prensibi verilmiştir. Üçüncü bölümde ise tasarımı yapılan sistemin boyutları, üç boyutlu modeli ve analiz sonuçları verilmiştir.

II. İNDÜKSİYON ISITMA SİSTEMİNİN GENEL YAPISI

İndüksiyon ısıtma sisteminin eşdeğer devresi ve genel yapısının gösterimi Şekil 1'de verilmiştir. Yüksek frekanslı bir gerilim kaynağına bağlanan sargıdan akan akım, zamanla değişen bir manyetik alan üretir. Bu manyetik alan içerisinde konulan metal bir çalışma parçasında bir gerilim indüklenir. İndüklenen bu gerilim neticesinde, çalışma parçasında girdap akımları oluşur ve bu oluşan girdap akımları nedeniyle çalışma parçası ısınır ve indüksiyon ısıtma gerçekleşir.



Şekil 1. İndüksiyon ısıtma sistemine ait eş değer devre

Kullanılan çalışma parçasının özellikleri, uygulanan frekansın ve akan akımın değeri sistem verimini etkileyen en önemli faktörlerdir. Literatürde birçok farklı uygulama alanı olan indüksiyon ısıtma sistemlerinde, farklı sargı yapıları ve farklı malzemelerden yapılmış çalışma parçalarının kullanıldığı çalışmalar yer almaktadır.

İndüksiyon ısıtma sistemlerini etkileyen bir diğer önemli faktör ise deri etkisi (skin effect) ve yol açtığı dalma derinliğidir (skin depth(δ)). Yüksek frekanslı akım neticesinde indüklenen girdap akımlarının deri etkisi nedeniyle çalışma parçasının yüzeyinden akar ve yüzeyden uzaklaşarak malzemenin içine gidildikçe akım değeri keskin bir şekilde düşer. Akım değerinin değişimi eşitlik (1)'de verilmiştir.

$$I(d) = I_0 e^{-d/\delta} \quad (1)$$

Dalma derinliği (δ) ise eşitlik (2)'de verilmiştir.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu \pi f}} \quad (2)$$

Bu eşitlikte, ρ çalışma parçasının özdirencini ($\Omega.m$), μ çalışma parçasının manyetik bağıl geçirgenliğini ve f çalışma frekansını göstermektedir.

Özdirenç sıcaklığın bir fonksiyonu olarak eşitlik (3)'te verilmiştir. Manyetik bağıl geçirgenliğin manyetik duyarlılık ile ilişkisi ve manyetik duyarlılığında sıcaklığın bir fonksiyonu olarak değişimlerini gösteren denklemler eşitlik (4) ve (5)'te verilmiştir.

$$\rho = \rho_0 (1 + \alpha \Delta T) \quad (3)$$

$$\mu = \mu_0 (1 + X_m) \quad (4)$$

$$X_m = \frac{C}{T} \quad (5)$$

Eşitlik (4)'te, ρ_0 malzemenin referans sıcaklıktaki özdirencini, α sıcaklık katsayısını ve ΔT sıcaklık değişimini göstermektedir. Eşitlik (5)'te ise X_m malzemenin manyetik duyarlılığını, C sabiti Curie sabitini göstermektedir ve bu eşitlik Curie kanunu olarak bilinmektedir. Çalışma parçasının elektromanyetik indüksiyonla ısıtma işleminde, malzemenin öz direnci sıcaklıkla artar. Sıcaklık Curie (kritik sıcaklık değeri) sıcaklığının üzerinde olduğunda, malzeme manyetik özelliğini kaybeder ve manyetik bağıl geçirgenliği keskin bir şekilde düşer ve sadece havanın manyetik geçirgenliğine eşit olur ($\mu_r=1$). Malzemenin sıcaklığı arttığında özdirenci artar ve manyetik bağıl geçirgenliği azalır. Böylece girdap akımı dağılımı hassas bir duruma gelir ve dalma derinliği ciddi şekilde artar. Sıcaklık Curie

sıcaklığına ulaştığında ise dalma derinliği onlarca kat artabilir[17].

Girdap akımları çalışma parçasının yüzeyinden akmaya başladığında, çalışma parçasında bir ısınma meydana gelir. Bu da girdap akımlarının termal etkisi olarak tanımlanmaktadır. Girdap akımlarının çalışma parçasında harcadığı ortalama güç değeri eşitlik (6)'da verilmiştir.

$$P = \rho (2\pi f)^2 B_{\max}^2 V \quad (6)$$

Bu eşitlikte B_{\max} maksimum manyetik akı yoğunluğu (Wb/m^2), V ise çalışma parçasının hacmini (m^3) göstermektedir.

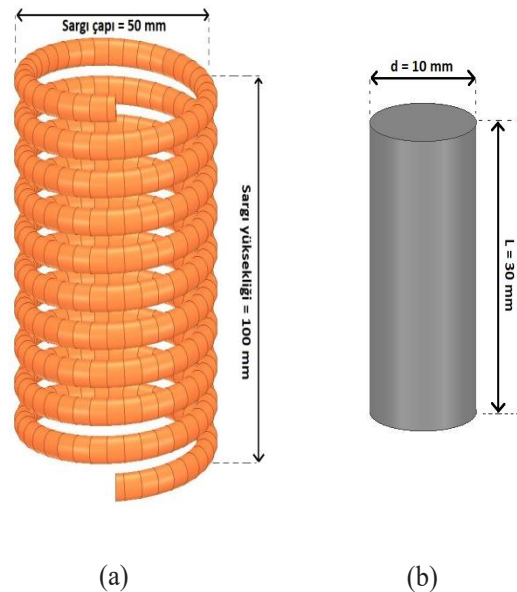
III. İNDÜKSİYON ISITMA SİSTEMİNİN MODELLENMESİ

İndüksiyon ısıtma sistemi temel olarak üç yapıdan oluşur. Bunlar; yüksek frekans alternatif gerilim kaynağı, indüksiyon sargısı ve çalışma parçasıdır. Bu makalede kullanılacak indüksiyon sargısı ve çalışma parçasına ait boyutlar Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1. Önerilen indüksiyon ısıtma sistemine ait indüksiyon sargısı ve çalışma parçasının boyutları

Sistem parametresi	Boyutları (mm)
İndüksiyon sargısının çapı	50
İndüksiyon sargısının yüksekliği	100
İndüksiyon sargı iletkeninin çapı	6
Çalışma parçasının çapı	10
Çalışma parçasının yüksekliği	30

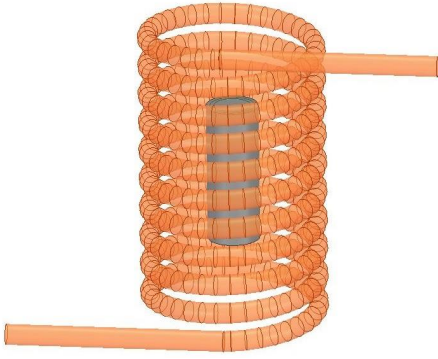
Boyutları belirlenen indüksiyon sargısı ve çalışma parçasının detaylı gösterimi Şekil 2'de verilmiştir.



Şekil 2. İndüksiyon ısıtma sistemine ait a) indüksiyon sargısı ve b) çalışma parçasının gösterimi

Önerilen indüksiyon ısıtma sisteminin ANSYS, Maxwell programı ile üç boyutlu (3B) modeli oluşturulmuş ve Şekil 3'te verilmiştir. İndüksiyon sargısı 10 sarımdan oluşmaktadır. Ayrıca, indüksiyon sargısına uygulanan çalışma frekansı için dalma derinlikleri hesaplanmalı ve

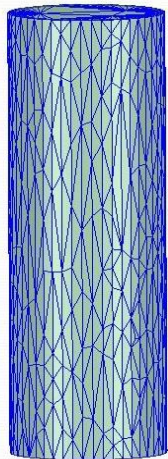
çalışma parçasının modellenmesinde bu değerlere karşılık gelen katmanlar oluşturulmalıdır. Dalma derinliği hesaplanması ve elde edilen değere karşılık gelen yüzey katmanının çalışma parçası modeline eklenmesi ile SEA programında ağ (mesh) sayısı azaltılarak analiz süreleri kısalmakta ve daha doğru sonuçlar elde edilmektedir. Eşitlik (2) kullanılarak 25 kHz çalışma frekansı için dalma derinliği hesaplanmış ve 0.33 mm değeri elde edilmiştir. Çalışma parçasının malzeme seçimi SEA programında malzeme kütüphanesinde bulunan dökme demir (cast iron) olarak belirlenmiştir ve dalma derinlikleri bu malzeme özellikleri göz önünde bulundurularak hesaplanmıştır.



Şekil 3. İndüksiyon ısıtma sisteminin 3B gösterimi

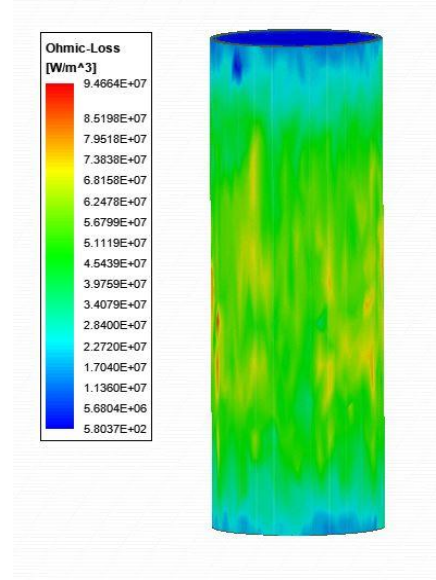
IV. ELEKTROMANYETİK-TERMAL BAĞLAŞIM ANALİZ SONUÇLARI

Bu bölümde modellemesi tamamlanan indüksiyon ısıtma sisteminin Elektromanyetik- Termal bağlaşım analizleri gerçekleştirilecektir. Öncelikle 3B modeli oluşturulan sistemin elektromanyetik analizleri yapılacak elde edilen sonuçlar kullanılarak Termal analiz benzetimleri ortak koşuturulacaktır. Manyetik analizler için ANSYS, Maxwell programının Eddy analiz çözüm yöntemi kullanılacak ve sonuçlar yine ANSYS yazılım firmasına ait Icepak paket programı ile ortak koşutularak farklı frekans ve akım değerlerindeki sıcaklık dağılımı ve değerleri elde edilecektir. Şekil 4'te analizi yapılan çalışma parçasının ağ (mesh) dağılımı gösterilmiştir.



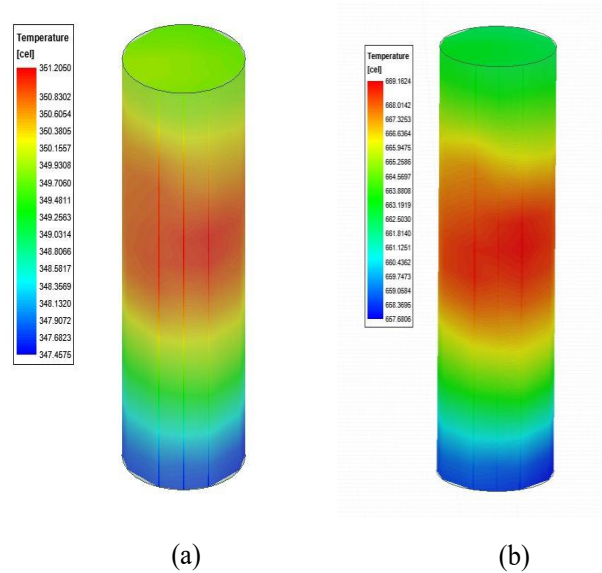
Şekil 4. Çalışma parçasının ağ gösterimi

Eddy analizi ile omik kayıplar (W/m^3) hesaplanmış ve kayıpların çalışma parçası üzerinde dağılımı Şekil 5'te gösterilmiştir.



Şekil 5. 25 kHz ve 50 A değerinde akım uygulaması için omik kayıpların gösterimi

Omik kayıplar hesaplandıktan sonra, 25 kHz çalışma frekansında ve indüksiyon sargısına uygulanan 50 ve 100A akım değerleri için benzetim çalışması koşuturulmuş ve çalışma parçasının sıcaklık değişimi bu akım değerleri için elde edilmiştir. Analiz sonuçları Şekil 6'da verilmiştir.



Şekil 6. Çalışma parçasının farklı akım değerleri için sıcaklık dağılım ve değerleri a) 50 A, b) 100 A

Kullanılan iletkenin yarıçapı 3 mm ve iletken kesiti yaklaşık olarak 28.2 mm^2 'dir. Bu durumda oluşan akım yoğunlukları 50 ve 100A için sırasıyla 1.77 ve 3.54 A/mm^2 'dir. Elde edilen sonuçlar incelendiğinde akım değeri arttırıldıkça çalışma parçası üzerindeki sıcaklık değeri beklenildiği gibi artmaktadır. Verilen sıcaklık değerleri kalıcı durum analiz sonucu elde edilmiş ve maksimum erişilebilen

sıcaklık değerlerini göstermektedir. Çalışma parçasının sargıların merkezinde konumlanması ve sargı tarafından üretilen manyetik alanın en çok merkezde yoğunlaşması ve bu noktada girdap akımlarının bir miktar daha fazla oluşmasından dolayı burada omik kayıplar ve sıcaklık değerleri bir miktar daha yüksek olduğu gözlemlenmektedir. Ancak bu değer farklılıkları, şekil 5 ve 6'da verilen renk skalası ve değerler bakımından incelendiğinde beklendiği gibi küçük olarak değerlendirilebilecek farklılıklardır. Elde edilen maksimum sıcaklık değerleri Tablo 2'de verilmiştir.

Tablo 2.. Farklı akım değerleri için elde edilen maksimum çalışma parçası sıcaklık değerleri

Frekans (kHz)	Akım değeri (A)	Sıcaklık (°C)
25	50	351
	100	669

Tablo 2'de belirtilen sıcaklık değerleri incelendiğinde çalışma parçasının ulaştığı en yüksek sıcaklık 669 °C ile indüksiyon sargısına 100 A değerinde akım uygulandığında gerçekleşmiştir. Dökme demirin erime noktasının yaklaşık olarak 1204 °C ve Curie sıcaklığı 770 °C'dir. Curie sıcaklığının üzerinde bir sıcaklıkta dökme demir ferromanyetik özelliğini kaybeder ve paramanyetik bir malzeme olur.

V. SONUÇ

Bu çalışmada bir indüksiyon ısıtma sistemin modellenmesi ve analizi gerçekleştirilmiştir. Çalışma parçasının sıcaklık değerinin değişimi, indüksiyon sargısına uygulanan farklı akım değerleri için incelenmiş ve karşılaştırılmıştır. İndüksiyon sargısına sırasıyla 50 ve 100A değerinde akımlar uygulanmış ve Elektromanyetik-Termal analizleri gerçekleştirilmiştir. Analiz sonuçları incelendiğinde, 100 A uygulanması durumunda çalışma parçasının kalıcı durumda sıcaklık değeri 669 °C değerine ulaşmıştır. Gelecek çalışmalarda, farklı frekans değerlerine sahip akım uygulanması durumunda oluşacak dalma derinlikleri belirlenerek çalışma parçasının sıcaklık değişimi incelenecektir.

REFERANSLAR

[1] F.A. Kjellin "Electric Furnace", U.S. Patent 682088A, 1901.
 [2] W. C. Moreland, The induction range: Its performance and its development problems, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-9, no. 1, pp. 81–85, Jan./Feb. 1973.
 [3] B. J. Austin, "Work coil for use in an induction cooking appliance," U.S. Patent 4 029 926, 1974.
 [4] H. Yamamura, K. Matsuo, and N. Nagai, "Induction heating apparatus," U.S. Patent 4 115 677, 1978.
 [5] J. Egalon, S. Caux, P. Maussion, M. Souley, and O. Pateau, "Multiphase system for metal disc induction heating: Modeling and RMS current control," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 48, no. 5, pp. 1692-1699, September/October 2012.
 [6] J. Egalon, S. Caux, P. Maussion, M. Souley, and O. Pateau, "Multiphase system for metal disc induction heating: Modeling and RMS current control," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 48, no. 5, pp. 1692-1699, September/October 2012.

[7] P. R. Stauffer, T. C. Cetas, and R. C. Jones, "Magnetic Induction Heating of Ferromagnetic Implants for Inducing Localized Hyperthermia in Deep-Seated Tumors," IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. BME-31, no. 2, pp. 235-251, February 1984.
 [8] P. R. Stauffer, P. K. Sneed, H. Hashemi, and T. L. Phillips, "Practical induction heating coil designs for clinical hyperthermia with ferromagnetic implants," IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. 41, no. 1, pp. 17-28, January 1994.
 [9] S. Wang, K. Izaki, I. Hirota, H. Yamashita, H. Omori, and M. Nakaoka, "Induction-heated cooking appliance using new quasiresonant ZVS-PWM inverter with power factor correction," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 34, no. 4, pp. 705–712, July/Aug. 1998.
 [10] F. Dughiero, M. Forzan, C. Pozza, and E. Sieni, "A translational coupled electromagnetic and thermal innovative model for induction welding of tubes," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 48, no. 2, pp. 483-486, 2012.
 [11] Li, F., Ning, J., Wang, T. et al. Analytical modeling and sensitivity analysis of the temperature distribution in the planar scanning induction heating based on 2D moving heat source. J Mech Sci Technol 33, 5093–5102 (2019).
 [12] A. A. Khorshev, O. V. Streltsova, A. S. Bondar and F. V. Chmilenko, "Development and Comparison of 3D Nonlinear Electrothermal Models for Induction Heating Problems," 2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus), 2021, pp. 941-945.
 [13] S. Saziana, O.M. Zaidi and M. I. Fadhlina "High-Frequency Induction Heating of Al-Si-Cu-Mg aluminum alloy in Thixoforming", Materials Research, v. 22, n. 5, 2019.
 [14] Wu X, Li C, Sun S, Tong R, Li Q. "A Study on the Heating Method and Implementation of a Shrink-Fit Tool Holder", 12(18), Energies 2019.
 [15] Ü. Ünver ve M. H. Ünver , "Tünel Tipi İndüksiyon Fırını İndüktörlerinde Isıtılacak Parça Çapının Değişimine Bağlı Olarak Sistem Veriminin Analizi", Gazi Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi, c. 33, sayı. 1, ss. 0-0, Mar. 2018.
 [16] H.M. Ünver, M.T. Aydemir "Power and frequency control in a 60 kW induction Steel heating Furnaces through PLC", Power Engineer, 19(3), pp. 36-39, 2005.
 [17] Chen J.M., Zhang M. "Numerical Simulation of Electromagnetic Induction Heating in the Material Heat Treatment", Advanced Materials Research, vol. 291–294, pp.3377–84, 2011.

Özgeçmişler



Emrullah Aydın, 1986 yılında Elazığ'da doğan Emrullah Aydın, Lisans eğitimini 2009 yılında Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde tamamladı. 2014 ve 2020 yıllarında Gazi Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde sırasıyla Yüksek Lisans ve Doktora eğitimlerini tamamlamıştır. Doktora eğitimini tamamladıktan sonra Malatya Turgut Özal Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde Dr. Öğretim Üyesi olarak çalışmaya başlamış ve halen burada çalışmaya devam etmektedir. İlgili duyduğu araştırma alanları arasında Kablosuz Güç Aktarımı, Elektrik Makinaları, Güç Elektronikliği ve İndüksiyon Isıtma Sistemleri yer almaktadır.

SiC ve GaN Tabanlı IGBT Modülleri İçin Quasi Rezonans IGBT Kapı Sürücü Tasarımı

(Quasi Resonant IGBT Gate Driver Design for SiC and GaN Based IGBT Modules)

 M.Sc Fatih YALÇIN¹, Ph.D Hüseyin KÖSE² 

1. PESS Enerji Teknolojileri LTD. ŞTİ, Elektrik Elektronik Mühendisliği Ostim Teknik Üniversitesi Ankara, Türkiye
fatihyalcin@pess-energy.com
2. PESS Enerji Teknolojileri LTD. ŞTİ Elektrik Elektronik Mühendisliği Ostim Teknik Üniversitesi Ankara, Türkiye
huseyin@pess-energy.com

Özet- Bu makalede SiC ve GaN tabanlı IGBT modülleri için ACPL-352J-500E IGBT sürücü entegresi kullanılarak optik olarak izole edilmiş IGBT kapı sürücüsü tasarımı anlatılacaktır. Bu makalenin temel amacı, çok düşük gürültülü ve kararlı bir performansa sahip yeni bir tip izole quasi rezonanslı DC-DC dönüştürücü devresi içeren yüksek kaliteli IGBT kapı sürücü devresi tasarlamaktır. Dört kanallı izole sürücü çıkışı sayesinde her bir anahtarlama elamanı birbirinden izole olarak beslenmektedir.

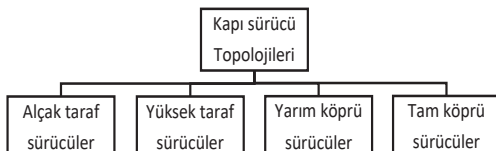
Abstract- This paper represent optically isolated IGBT gate driver design for SiC and GaN based IGBT modules using Avago ACPL-352j driver IC. The main goal of this paper to design a good quality IGBT gate driver circuits including a novel isolated quasi resonant DC-DC converter circuit having very low noise and stable performance. Thanks to four isolated driver output it has a very low noise and stable performance.

Anahtar kelimeler - IGBT, kapı sürücü devresi, quasi rezonat besleme, optik izolasyon, galvanik izolasyon, sinüzoidal pwm modülasyon.

1. Giriş

Günümüzde yüksek güçlü endüstriyel güç dönüştürücü cihazlarda yüksek verim ve performansından dolayı IGBT anahtarları yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu güç dönüştürücü cihazlardaki operasyon anahtarlama elemanları tarafından yürütüldüğü için bu anahtarlama elemanlarının başarısı cihazın başarısını ve verimini doğrudan etkilemektedir. Bu nedenle IGBT kapı sürücü devreleri ve sürücü teknikleri günümüzde oldukça önemli bir hale gelmiştir. IGBT modülleri ile çalışan bir çok güç elektroniği uzmanı kapı sürücü devresi tasarımına yönelmiştir.

Şekil 1 IGBT kapı sürücü topolojileri



IGBT modüllerini sürmek için geliştirilen faydalı yöntemlerden bazıları alçak taraf sürücüler, yüksek taraf sürücüler, yarım köprü sürücüler ve tam köprü sürücü topolojileridir[1]. Seçilen topolojinin başarısındaki en önemli etkenlerden bir tanesi anahtarlama elemanına yeterli gücü en kısa sürede iletmektir.

IGBT kapı sürücüsü, sıfır akım ve sıfır gerilim anahtarlama için gerekli kapı şarjını sağlamalı ve yeterli tepe akım kapasitesine sahip olmalıdır. Kapı sürücüsüne giriş sinyalinin çıkışa iletilmesindeki gecikme, IGBT anahtarlama periyoduna kıyasla küçük olmalıdır bu nedenle kapı sürücü hızı, yeni nesil SiC ve GaN tabanlı IGBT'lerin daha yüksek anahtarlama hızı avantajından faydalanabilmek için uygun şekilde tasarlanmalıdır[2].

Hangi topolojinin kullanılacağı seçildikten sonra bir diğer önemli seçim de izolasyon durumudur. Sürücü devresi ile kontrol devresi arasındaki izolasyon uygulamaları için çok önemlidir. Anahtarlama elemanının anahtarlama gürültüsü oluşturması nedeniyle kontrol devresini etkilemekte ve sistemde oluşabilecek bir arıza durumunda kontrol devresine zarar verebilmektedir[3][4].

Kapı sürücüsü uygulamaları için en yaygın izolasyon yöntemleri galvanik izolasyon ve optik izolasyon yöntemleridir. Bu iki yöntem arasındaki temel farklar tablo 1 ve tablo 2 gösterilmiştir[5].

Tablo 1. Optik izolasyonun avantaj ve dezavantajları

Optik izolasyon avantajları	Optik izolasyon dezavantajları
Yüksek izolasyon gerilimi sahiptir.	Düşük çıkış gücüne sahiptir.
Nispeten daha küçük pakete sahiptir.	Bir güç kaynağına ihtiyaç duyar.
Nispeten daha ucuzdur.	Yüksek giriş gerilim dalgalanmalarına karşı zayıftır.

Tablo 2. Galvanik izolasyonun avantaj ve dezavantajları

Galvanik izolasyon avantajları	Galvanik izolasyon dezavantajları
Yüksek çıkış gücüne sahiptir.	Özel olarak tasarlanması gerekmektedir.
Güç kaynağına ihtiyaç duymaz.	Nispeden daha büyük pakete sahiptir.
Yüksek giriş dalgalanmalarına karşı güçlüdür.	Nispeten daha pahalıdır.

IGBT sürücü kartı test edilirken Sinüzoidal PWM modülasyon tekniği kullanılmıştır. Modülasyon tekniği olarak sinüzoidal PWM modülasyon tekniğinin seçilmesindeki en önemli neden, S-PWM modülasyon yönteminin geleneksel modülasyon tekniklerine göre daha düşük THD distorsiyonuna sahip olmasıdır [6][7][8].

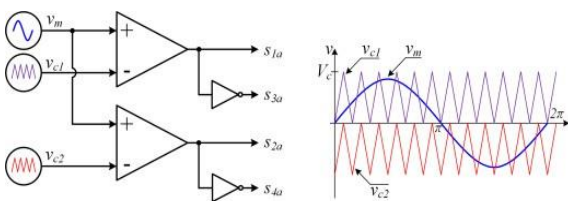
2. İlgili çalışmalar

Bu kısımda IGBT sürücü kartının geliştirilmesinde kullanılan yöntemlerden ve makale kapsamında yapılan araştırmalardan bahsedilecektir.

2.1 Sinüzoidal PWM modülasyon tekniği

Sinüzoidal PWM modülasyon tekniği, güç dönüştürme uygulamalarında en popüler modülasyon tekniklerinden birisidir. Günümüzde S-PWM modülasyon tekniği analog ve dijital olmak üzere iki farklı şekilde oluşturulmaktadır.

İlk ve en eski yöntem olan analog modülasyonda bir referans dalga ve bir taşıyıcı dalga bir analog karşılaştırıcıdan geçirilir ve çıkışta elde edilen sinyal anahtarlama elemanının sürücü sinyali olarak kullanılır.



Şekil 2 Analog S-PWM modülasyonu

Şekil 2'de düşük frekanslı sinüzoidal referans dalga yüksek frekanslı 2 taşıyıcı üçgen dalga ile karşılaştırılmaktadır. İlk taşıyıcı dalga referans sinyalin pozitif kısmını örneklerken, ikinci taşıyıcı dalga negatif kısmını örneklemektedir. Karşılaştırıcı eleman çıkışında S-PWM sinyali elde edilmektedir.

Karşılaştırıcı eleman çıkışındaki tersleyen kapılar tam köprü topolojisindeki anahtarlama elemanlarını sürmek için ihtiyaç duyulan tamamlayıcı(complementary) sinyalleri elde etmek için kullanılmıştır.

Sayısal modülasyon tekniğinde gerekli darbe genişlikleri mikrodenetleyici içerisinde yer alan yazılım tarafından hesaplanmakta ve doğrudan mikrodenetleyici çıkışına aktarılmaktadır.

Geliştirilen IGBT sürücü devresinde sayısal S-PWM modülasyon tekniği kullanılmış olup aşağıdaki tabloda bu modülasyon tekniğine ait parametreler ve değerleri verilmiştir.

Tablo 3. Sinüzoidal PWM modülasyon parametreleri ve değerleri

Referans sinüs frekansı (RF)	50 Hz => 20 mS
Taşıyıcı dalga frekansı (CF)	20 kHz => 50 uS
ADC Çözünürlüğü (AR)	10 bit (1024)
Max ADC gerilimi (AV)	5V
Örnekleme miktarı (SQ)	10 mS / 50 uS = 200 adet
Adım açısı (SA)	180° / 200 = 0.9°

Sinüs dalgasının bir periyot boyunca ortalama toplam geriliminin sıfır olması ve periyodik bir sinyal olması nedenleriyle hem pozitif hemde negatif alternansın örneklenmesine gerek yoktur. Sadece yarım periyot (180° ve 10 mS) örneklenerek pozitif ve negatif alternanslar elde edilebilmektedir.

Verilen parametrelere göre darbe genişlikleri D1 denkleminde verilen formül kullanılarak yazılım tarafından hesaplanmaktadır. Modülasyon parametreleri değişmediği sürece bu değerlerin sabit olması nedeniyle işlemciyi gereksiz yere meşgul etmemek adına modülasyon tekniği kullanılmadan önce darbe genişlikleri hesaplanarak elde edilen veriler doğrudan işlemcinin hafızasına yazılabilmektedir.

$$D = \frac{AR * v_m * \sin(C * SA)}{AV} \quad D1$$

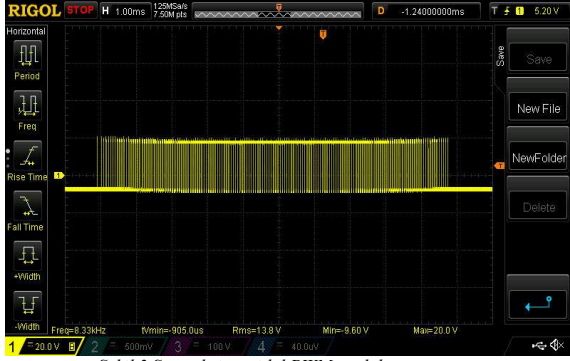
- D : Darbe genişlik değeri
- V_m : Referans sinyal genliği
- C : Darbe indeksi
- SA : Adım açısı
- AV : Maksimum ADC gerilimi

Bu darbe genişlik dizisi herhangi bir anahtarlama elemanına uygulandığında, bu anahtarlama elemanı S-PWM invertör amacıyla kullanılabilir. Günümüzde analog ve sayısal S-PWM yöntemleri arasında en popüler yöntem sayısal S-PWM modülasyondur, çünkü analog S-PWM modülasyon tekniğinin uygulanmasında sayısal modülasyon göre daha fazla sorun ile karşılaşmaktadır. Anahtarlama elemanları için diğer iki kritik parametre ise soft start ve dead time kontrolüdür.

Soft start fonksiyonunun amacı, cihaz ilk açıldığı anda oluşabilecek ani kalkış akımlarını önlemektir. Bazı durumlarda, ani kalkış akımı, nominal akım değerinin 1 ila 10 katına kadar çıkabilmektedir. Darbe genişlik değerlerinin kademeli olarak artırılması sonucunda yumuşak başlatma işlemi elde edilmektedir.

Anahtarlama elemanı bazı durumlarda kendisine verilen süre içerisinde kapanmayıp iki anahtar arasında geçici bir kısa devre oluşturabileceğinden, dead time kontrolü anahtarlama elemanları için bir diğer önemli konudur. Bu istenmeyen durumu önlemek ve çalışma güvenliğini sağlamak için dead time kontrolünün eklenmesi gereklidir.[9]

Bu kritik parametrelerin mikrodenetleyici tabanlı sayısal modülasyon tekniği ile sisteme uygulanması kolaydır, çünkü bu parametreler yazılım yardımıyla ile yapılabilir. Analog modülasyon tekniğinde bu işlevleri gerçekleştirmek için karmaşık donanım yapılandırması gerekmektedir[10].



Şekil 3 Sayısal sinüzoidal PWM modülasyon sonucu

Şekil 3’de, teorik olarak bahsedilen sinüzoidal PWM modülasyon tekniğine ait uygulama sonucu gösterilmektedir. İki seviyeli invertörler arasında en yaygın olarak kullanılması nedeni, diğer modülasyon tekniklerine göre çok daha düşük bir THD’ye sahip olmasıdır.

2.2 Quasi rezonans dönüştürücü

Bir rezonans dönüştürücü, sinüzoidal şekilli gerilim ve/veya akım sıfırdan geçtiğinde anahtarlama meydana gelen ve neredeyse kayıpsız bir geçişle sonuçlanan bir dönüştürücüdür. Quasi-rezonans dönüştürücü, bir tür rezonans dönüştürücü gibidir, ancak tam olarak benzer değildir. Quasi rezonans dönüştürücüdeki dalga biçimleri, gerçek bir rezonans dönüştürücüdeki gibi sinüzoidal değildir;

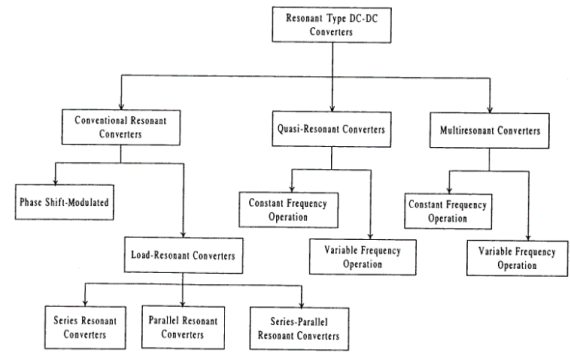
Quasi rezonans dönüştürücü ile geleneksel flyback dönüştürücü arasındaki fark, basitçe devre parazitlerinin neden olduğu istenmeyen osilasyon etkisinin faydalı bir amaç için kullanıma sunulmasıdır. "Quasi"(yarı) olarak adlandırılan rezonans dönüştürücüde, anahtarlama anı güç kısmında değil, çekirdek manyetik akı giderildikten sonraki osilasyon zamanında gerçekleşmektedir. Bu osilasyon, kontrolörün bir sonraki anahtarlama döngüsünü başlatması için bir gösterge olarak kullanılmaktadır.

Quasi rezonanslı dönüştürücülerde, anahtarlama sıfır akımda (ZCS) veya sıfır gerilimde (ZVS) gerçekleşmektedir, bu nedenle gürültü ve ısı oluşumunu önemli ölçüde azaltmaktadır. Quasi rezonans dönüştürücülerin yüksek frekanslarda çalışması çıkış gücündeki kaliteyi oldukça arttırmaktadır[11][12].

Mevcut cihazlar, devre teknolojileri ve modülasyon tekniklerinin hepsi birlikte genel olarak düşünüldüğünde anahtarlama frekansı aralığı genel olarak 30-50 kHz aralığında değişmektedir. Bu frekans aralığının, ekipman ağırlık, boyut ve verimlilik gibi açılardan optimum seviyeye yakın olduğu kabul edilmektedir.[13]

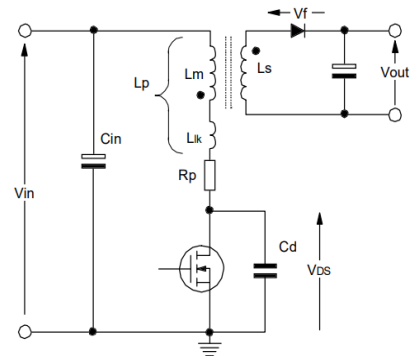
Quasi rezonanslı bir dönüştürücüde anahtarlama harici bir rezonans LC kullanılmayarak, manyetik bağlı endüktansın kaçak endüktansı ve devrenin parazitik kapasitansı ile birlikte üretilen rezonans halkasının vadisinde meydana gelir. Bu nedenle, ilk avantajı harici endüktans ve kapasitans ihtiyacı olmamasıdır.

Yumuşak anahtarlamanın sağlanması dönüşüm işleminin verimini arttıracağı gibi IGBT kapı sürücüsü için besleme kaynağı olarak kullanılacağından dolayı aynı zamanda sürücü kartının performansında doğrudan etki etmektedir. Anahtarlama kayıplarının azaltılması ile soğutucu ve anahtarlama elemanın küçülmesi mümkün olmaktadır. Bu da sistem maliyetinin düşürülmesinde önemli bir rol oynamaktadır.



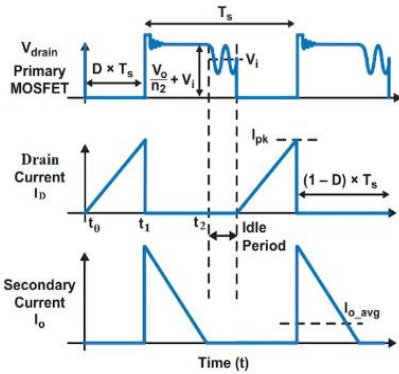
Şekil 4 Rezonans dönüştürücü tipleri[14].

Şekil 4’de görüldüğü üzere rezonans dönüştürücüler geleneksel rezonans dönüştürücüler, quasi rezonans dönüştürücüler ve çoklu rezonans dönüştürücüler olmak üzere üç ana başlık altında toplanmaktadır. Bu makaleye konu olan IGBT sürücü devresinin beslemesi için daha önce de bahsedildiği gibi sabit frekanslı quasi rezonans dönüştürücü kullanılmıştır.



Şekil 5 ZVS Quasi rezonans dönüştürücü temel devresi[15].

Şekil 5’de quasi rezonans dönüştürücülerin genel topolojisi görülmektedir. Bu topolojide devrenin kaçak endüktansı ve anahtarlama elemanın parazitik kapasitansından faydalanılarak bir osilasyon oluşturulup anahtarlama işlemi bu osilasyon anında yapılmaktadır. Quasi rezonans dönüştürücüyü geleneksel flyback dönüştürücülerden ayıran en büyük özelliği yumuşak anahtarlama kabiliyetidir.



Şekil 6 ZVS Quasi rezonans dönüştürücü temel devresi dalga şekli[16].

Şekil 6’de quazi rezonans dönüştürücünün çıkışında olması gereken dalga şeklini göstermektedir. Anahtarın kapalı konumdan açık konuma geçerken oluşturduğu geçici dalgalanma ve açık konumdan kapalı konuma geçerken oluşan osilasyon görülmektedir.

Tablo 4 Rezonans dönüştürücüler ile geleneksel flyback dönüştürücü karşılaştırması

Rezonant converter ile Geleneksel Flyback converter Karşılaştırması		
Tür	Avantaj	Dezavantaj
Quasi-Rezonant	Düşük anahtarlama kaybına sahiptir	EMI filtre tasarımı daha zordur
	EMI filtresi daha küçüktür.	Düşük ve orta güçlerde kullanılabilir
	Maliyeti daha azdır.	
	İzole çalışır.	
	Çoklu çıkış verebilir.	
	Geniş giriş aralığına sahiptir.	
Geleneksel Flyback	Avantaj	Dezavantaj
	Yüksek güçlerde kullanılabilir	Anahtarlama kayıpları yüksektir
	İzole çalışır.	EMI filtresi büyüktür
	Çoklu çıkış verebilir.	Maliyeti fazladır.
	Geniş giriş aralığına sahiptir.	Transient tepkisi yavaştır.
	Transient tepkisi daha iyidir.	

2.3 IGBT Kapı sürücü gereksinimleri

Elektronik anahtarlardaki güç kayıplarının en büyük nedenlerinden bir tanesi anahtarlama geçişlerinin sıfır akım ve/veya sıfır gerilim anı dışında yapılmasından kaynaklanmaktadır[17].

Ayrıca IGBT kapı sürücü devresi, aşırı gerilim, aşırı akım, yüksek dv/dt değerleri ve kapı koruması gibi fonksiyonlarda sağlaması gerekmektedir.

IGBT kapı sürücü devresinin gereksinimleri özet olarak aşağıda gibi listelenmiştir.

- Gerekli kapı şarjını en kısa sürede sağlamalıdır.
- IGBT kapısını korumalıdır.
- Gerekli arayüz ve hata sinyallerini sağlamalıdır.

- Kontrol ve güç devreleri arasında izolasyonu sağlamalıdır.

Literatür taraması sonucunda, topoloji olarak tam köprü sürücü, modülasyon tekniği olarak sinüsoidal PWM, IGBT kapı sürücüsü beslemesi için quazi rezonans dönüştürücü, kapı sürücüsü entegresi olarak da ACPL-352J-500E kullanılmasına karar verilmiştir.

2.4 Siliyum Karbür ve Galyum Nitrat IGBT modüllerinin klasik silikon IGBT’ler ile karşılaştırılması

Silikon tabanlı IGBT’ler 0.6 eV ile 1.5 eV bandı aralığında yer alırken yeni nesil SiC ve GaN IGBT modülleri 2 eV üstünde daha geniş bir band aralığında yer almaktadır.

Tablo 5. IGBT Modüllerinin karşılaştırılması[18]

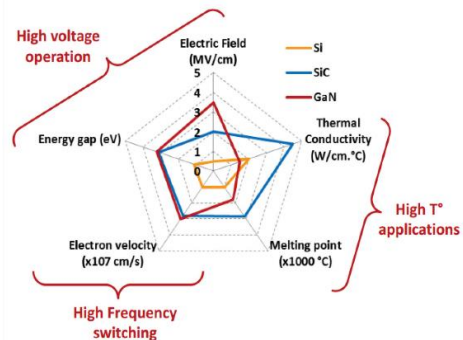
Yarı iletken türü	Si	6H-SiC	GaN
Bant aralığı(eV)	1.2	2.86	3.4
Kritik Alan(V/cm)	10 ⁵	10 ⁶	10 ⁶
Mobilite(cm ² /Vs)	800	350	>2000
Doyum hızı(10 ⁷ cm/S)	1	2	2.5
Termal iletkenlik(W/Kcm)	1.3	2.9	1.2

Tablo 5’de silikon, silisyum karbür ve galyum nitrat IGBT modüllerine ait karşılaştırma verileri yer almaktadır.

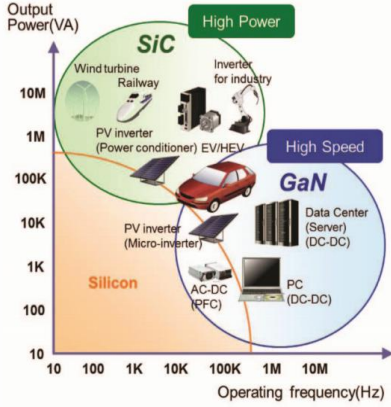
Geniş Bant Boşluklu (WBG) yarı iletken malzemeler eşdeğer silikon (Si) tabanlı yarı iletkenlerle karşılaştırıldığında daha düşük anahtarlama ve iletim kayıplarına sağlayarak yarıiletken performansını ve verimini arttırmaktadır[19].

Üretim teknolojilerinin gelişmesi ile birlikte, SiC and GaN High-Electron-Mobility Transistörler (HEMT) ticari olarak yaygınlaşmaya başlamıştır.

Bir yarı iletkenin geniş bant aralığına sahip olması o yarı iletkenin yüksek voltaj, frekans ve sıcaklıklarda çalışmasını sağlamaktadır.



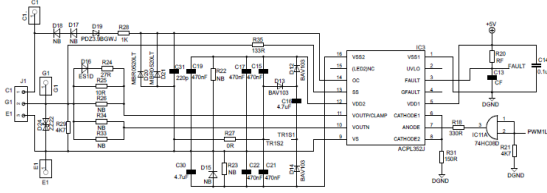
Şekil 7 IGBT türlerinin özelliklerini gösteren grafik[20]



Şekil 8 IGBT türlerinin kullanım alanlarına yönelik görsel[21]

Şekil 7 ve 8 de silikon, silisyum karbür ve galyum nitrat tabanlı IGBT modüllerinin özellikleri ve kullanım alanları gösterilmektedir. Bu bölümde anlatılan ve görselde yer alan verilere göre silisyum karbür IGBT modülleri yüksek güçlü ve yüksek verimli güç dönüştürme işlemlerinde kullanılırken, galyum nitrat tabanlı IGBT modüllerinin yüksek frekanslı uygulamalarda tercih edildiği görülmüştür.

3. Önerilen IGBT sürücü devresi



Şekil 9 IGBT kapı sürücü devre şeması

IGBT kapı sürücü devresi şekil 9'da gösterilmiştir. Şekil 9'da IGBT sürücü kartının sadece tek bir kanalı yer almaktadır diğer üç kanal tamamen aynı yapıda olduğu gösterilmemiştir.

Sürücü kartının ilk bölümü, PWM kontrollü quasi rezonans DC-DC dönüştürücü devresini içermektedir, 24 VDC girişten 15 VDC sürücü gerilimi sağlamak için kullanılmaktadır. Dört adet izoleli 15 VDC gerilim beslemesine sahiptir çünkü her bir IGBT modülü beslemesi birbirinden izole edilmelidir. ACPL-352J 5V lojik IC beslemesi, IDC başlık konektörü üzerinden harici olarak gelmektedir.

Sürücü kartının ikinci kısmı, IGBT arızası, ULVO(düşük gerilim kilitleme) ve kapı arızası gibi düşük güçlü sinyal hatlarını içermektedir. Bu hatlar, mikrodenetleyici veya analog koruma devreleri ile arayüz oluşturmak için kullanılmaktadır.

Sürücü kartının son kısmı çıkış katıdır. Kapı sürücü entegresi, çıkış katındaki pasif bileşenler yardımıyla gerekli sürücü sinyalini IGBT'ye iletmektedir.



Şekil 10 IGBT kapı sürücü devre kartı

Şekil 10'da IGBT sürücü kartının gerçek görüntüsü yer almaktadır. Mavi dikdörtgen ile işaretlenmiş bölgede içerisinde quasi rezonans dönüştürücü devresi bulunmaktadır. Sarı dikdörtgen ile işaretlenmiş bölgede ayarlı gerilim regülatörü bulunmaktadır ve yeşil dikdörtgen ile işaretlenmiş bölgede ise IGBT sürücü kartının çıkış bölümü yer almaktadır.

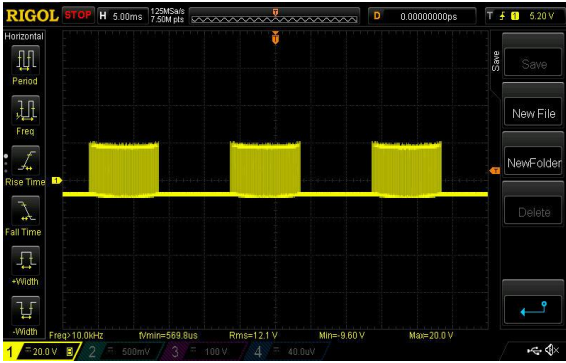
Önerilen IGBT kapı sürücü devresi, IGBT kapı sürücü gereksinimleri bölümünde belirtilen tüm gerekli özellikleri karşılamaktadır. Hızlı anahtarlama işlemi, arayüz sinyalleri ve optik izolasyon sürücü entegresi tarafından sağlanmaktadır. IGBT kapısı korunması ise kart üzerindeki çift yönlü geçici voltaj dalgalanmalarını bastıran bir diyot ile sağlanmaktadır.

4. Deneysel sonuçlar ve tartışma

Yeni geliştirilen IGBT sürücü kartı bir fazlı inverter içerisinde test edilmiştir. Test ortamına ilişkin parametreler tablo 6'da gösterilmiştir.

Tablo 6 Sistem parametreleri

Topoloji	Tam köprü evirici
Modülasyon tekniği	Sinüzoidal PWM
IGBT modülü	Vincotech PZ12NMA027MR-M340F68Y
IGBT kapı sürücü IC	ACPL352J-500E
Anahtarlama frekansı	20 kHz
DC BUS gerilimi	400 VDC
DC giriş akımı	25,5 A
AC çıkış gerilimi	220 VAC
AC çıkış akımı	45 A
Çıkış frekansı	50 Hz
Güç faktörü	0.96
Yük tipi	Rezistif
İnverter verimi	% 97

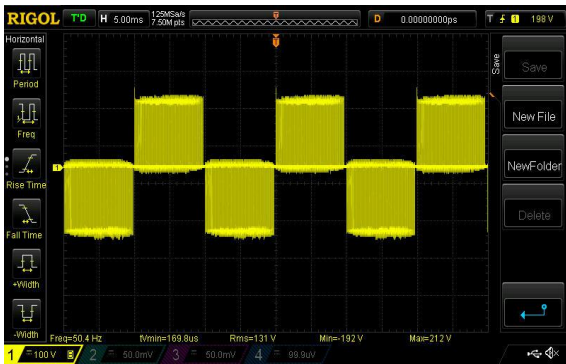


Şekil 11 IGBT sürücü kartı giriş sinyali

Şekil 11’de IGBT sürücü kartına uygulanan giriş sinyali görülmektedir. Şekilde görülen sinyal pozitif alternansa ait S-PWM sinyalidir. Paketler arası boşluğun nedeni o kısımda negatif alternansa ait S-PWM sinyalinin bulunmasıdır.

Daha öncede bahsedildiği gibi iki sinyalin arasındaki tek fark aralarında 180 derece faz farkı olmasıdır bunun haricinde geriye kalan her şey birebir aynı olması nedeniyle şekil 11’de negatif alternansa ait S-PWM sinyaline yer verilmemiştir. Darbe paketinin yakınlaştırılmış hali şekil 3’de gösterilmiştir.

Şekil 12’de anahtarlama elamanının çıkış sinyali verilmiştir. IGBT sürücü devresi 2 seviyeli invertör uygulamasında kullandığı için çıkış sinyali şeklide görüldüğü gibidir. Şekil 12’de görüldüğü üzere herhangi bir yanlış darbe veya hatalı sinyal görülmektedir.



Şekil 12 IGBT sürücü kartı çıkış sinyali

4.1 Yeni sürücü kartının diğer sürücü kartları ile karşılaştırılması

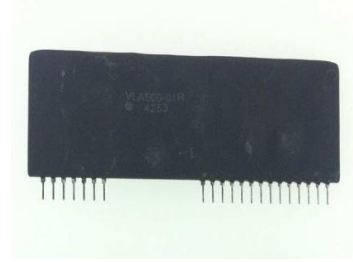
Bu bölümde önerilen yeni IGBT sürücü kartının literatüre kazandırdığı faydalardan ve diğer IGBT sürücü kartlarına göre avantaj ve dezavantajlarından bahsedilecektir.

Geleneksel sürücü kartlarında yaygın olarak sabit besleme voltajı kullanılmaktadır. Beşinci bölümde anlatıldığı gibi sürücü kartı çok kısa zaman aralıklarında yüksek akıma ihtiyaç duyması yoğun ve hızlı bir besleme ihtiyacını gerektirmektedir.

Bu noktada besleme kaynağının kalitesi sürücü sistemini doğrudan etkilediği için bu makalede özellikle bu konu üzerinde çalışılmıştır.

Karşılaştırma VLA500-01 IGBT sürücü ile bu makalede anlatılan ACPL-352j-500 quazi rezonans IGBT sürücüsü arasında yapılacaktır.

VLA500-01 içerisinde izole beslemesi ve sürücü devresi olan tek bir IGBT’yi sürmek için tasarlanmış ve yaygın olarak kullanılan bir IGBT sürücüsüdür. Sürücü görseli şekil 13’de gösterilmiştir.



Şekil 13 VLA500-01 IGBT sürücüsü

Tablo 7 VLA500-01 ile QR ACPL-352J karşılaştırması[21]

Sürücü	VLA500-01	QR ACPL352-J	Birim
Besleme voltajı	15	24	VDC
Anlık max. kapı sürücü akımı	12	9	A
IGBT sürme sayısı	1	4	ADET
Yayımla gecikmesi	1	0,1	us
Yükselme süresi	300	37	nS
Maliyet(yaklaşık)	85	40	USD
Maksimum anahtarlama frekansı	20	50	kHz

5. Sonuç

Bu sürücü kartının temel amacı, pahalı kapalı devre tak çalıştır IGBT sürücü modüllerine alternatif bir çözüm sağlamaktır. Test sonuçları incelendiğinde sürücü kartının iyi bir performans ve kararlılık sergilediği görülmüştür. Tablo 7’deki karşılaştırma sonuçlarına göre VLA500-01 IGBT sürücüsünün maliyet ve sürücü hızı açısından ACPL-352J ye göre geri kaldığı görülmüştür. Daha gerçekçi sonuçlar elde edebilmek için test ortamı olarak masafüsti yerine hali hazırda çalışmakta olan endüstriyel bir cihaz seçilmiştir. Bu sürücü kartını diğer sürücü kartlarından ayıran en temel özelliği sürücü beslemesinin neredeyse kayıpsız olarak kabul edilebilecek bir dönüştürücü topolojisi olan quazi rezonans besleme topojisini kullanmasıdır. Bu besleme topolojisi Avago’nun akıllı kapı sürücü entegrasi ile birleştirilmesi sonucunda ortaya bir kapı sürücü devresinin sahip olması gereken tüm fonksiyonlara sahip sürücü kartı ortaya çıkmıştır.

REFERANSLAR

- [1] B. Sun, Z. Zhang and M. A. E. Andersen, "A Comparison Review of the Resonant Gate Driver in the Silicon MOSFET and the GaN Transistor Application," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 6, pp. 7776-7786, Nov.-Dec. 2019, doi: 10.1109/TIA.2019.2914193.
- [2][17] Muhammad H. Rashid, "Power Electronics Handbook", 2001
- [3] E.A.M. Klumperink, S. L. J. Gierkink, A. P. van der Wel and B. Nauta, "Reducing MOSFET 1/f noise and power consumption by switched biasing," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 7, pp. 994-1001, July 2000, doi: 10.1109/4.848208.
- [4] G. Boselli, G. Trucco and V. Liberali, "Effects of digital switching noise on analog circuits performance," 2007 18th European Conference on Circuit Theory and Design, 2007, pp. 160-163, doi: 10.1109/ECCTD.2007.4529561.
- [5] M. Antonov and I. Krysan, "An Electronic Key with Galvanic Isolation for Monitoring the State of Elements in Energy Converters," 2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP), 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/PAEP49887.2020.9240828.
- [6] H. Hussin, A. Saparon, M. Muhamad and M. D. Risin, "Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) Design and Implementation by Focusing on Reducing Harmonic Content," 2010 Fourth Asia International Conference on Mathematical/Analytical Modelling and Computer Simulation, 2010, pp. 620-623, doi: 10.1109/AMS.2010.125.
- [7] M. S. N. Romli, Z. Idris, A. Saparon and M. K. Hamzah, "An area-efficient Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) technique for Single Phase Matrix Converter (SPMC)," 2008 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 2008, pp. 1163-1168, doi: 10.1109/ICIEA.2008.4582701.
- [8] A. Bahrami and M. Narimani, "A Sinusoidal Pulsewidth Modulation (SPWM) Technique for Capacitor Voltage Balancing of a Nested T-Type Four-Level Inverter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1008-1012, Feb. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2846618.
- [9] S. Hong, H. -J. Kim, K. -Y. Lee, J. Cheon and D. -H. Han, "A novel dead-time generation method of clock generator for resonant power transfer system," 2010 International SoC Design Conference, 2010, pp. 51-54, doi: 10.1109/SOCD.2010.5682976.
- [10] H. Takahashi, H. Obara and Y. Fujimoto, "Dead time compensation for three-level flying capacitor inverter with phase shift PWM," 2018 IEEE 15th International Workshop on Advanced Motion Control (AMC), 2018, pp. 229-233, doi: 10.1109/AMC.2019.8371093.
- [11] Danis Farrakhov, Kirill Barabanov, Alexander Podguzov, Ilnar Yamalov, Ruslan Urazbakhtin "Quasi-resonant buck converter for high power application", 2020 International Conference on Electrotechnical Complexes and Systems (ICOECS), 09 December 2020
- [12][17] Daniel W. Hart, "Power Electronics", Chapter 9 Resonant Converters
- [13] Lee, Fred C. "High-frequency quasi-resonant converter technologies." *Proceedings of the IEEE* 76.4 (1988): 377-390.
- [14] Power Electronics Handbook (Fourth Edition), Muhammad H. Rashid, ISBN 9780128114070,
- [15] Avago ACPL352J-500E datasheet <https://docs.broadcom.com/doc/pub-005817> erişim tarihi 20.10.2022
- [16] <https://www.allaboutcircuits.com/news/benefits-challenges-gan-based-quasi-resonant-power-converter/> erişim tarihi 20.10.2022
- [18] Shur, M., 2019. Wide band gap semiconductor technology: State-of-the-art. *Solid-State Electronics*, 155, pp.65-75.
- [19] P. Palmer, X. Zhang, E. Shelton, T. Zhang and J. Zhang, "An experimental comparison of GaN, SiC and Si switching power devices," IECN 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2017, pp. 780-785, doi: 10.1109/IECON.2017.8216135.
- [20] Taylor, A., Lu, J., Zhu, L., Bai, K., McAmmond, M. and Brown, A., 2018. Comparison of SiC MOSFET-based and GaN HEMT-based high-efficiency high-power-density 7.2 kW EV battery chargers. *IET Power Electronics*, 11(11), pp.1849-1857.
- [21] VLA500-01 datasheet <https://www.kynix.com/uploadfiles/pdf65976/VLA500-01R.pdf> erişim tarihi 27.10.2022

Özgeçmişler



Fatih Yalçın, 2018 yılında Aksaray Üniversitesi Elektrik - Elektronik Mühendisliğinden mezun olmuştur. 2022 yılında Ostim Teknik Üniversitesi Elektrik - Elektronik Mühendisliği yüksek lisans programına başlayan yazar, ağırlıklı olarak güç elektroniği alanında çalışmaktadır. Endüstriyel tip eviriciler, doğrultucular ve kesintisiz güç kaynakları tasarımı ve üretimi yapmakta olan bir firmada kıdemli ar-ge mühendisi olarak çalışmaktadır.



Dr. Hüseyin KÖSE, 2009 yılında Gazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden mezun olduktan sonra bir güç elektroniği firmasında araştırma ve geliştirme mühendisi olarak çalışmaya başlamıştır. 2009-2020 yılları arasında Gazi Üniversitesi'nde Yüksek Lisans ve Doktora eğitimini tamamlamış, aynı zamanda özel sektörde Ar-Ge müdürü olarak çalışmıştır. Bu uzun süreçte güç elektroniği ile ilgili endüstriyel alanlarda tecrübe edinmiştir. Doğrultucular, invertörler, ups, anahtarlamalı dönüştürücüler gibi yüksek güçlü güç elektroniği ürünleri tasarlamak ve yürütmek için deneyime sahiptir. Bu günlerde ise Haziran 2021'de kurulan kendi güç elektroniği şirketinin yöneticisi ve OSTİM Teknik Üniversitesi'nde Dr. öğretim üyesi olarak ders vermektedir. KÖSE' nin ulusal ve uluslararası araştırma tezleri, makaleler, bildiriler, desteklenen projeler dahil olmak üzere 10'dan fazla akademik çalışması bulunmaktadır.