



## Geçiş Modunda Çalışan Güç Faktörü Düzeltmeli Yükseltici AA-DA Dönüştürücü Tasarımı ve Uygulaması Transition Mode AC-DC PFC Boost Converter Design and Application

Melih Eyimaya<sup>1</sup>, Hüseyin Yeşilyurt<sup>2</sup>

Elektrik-Elektronik Mühendisliği, İzmir Katip Çelebi Üniversitesi, İzmir/Türkiye

<sup>1</sup> eyimayamelih@gmail.com, <sup>2</sup> huseyin.yesilyurt@ikc.edu.tr

### Özet

Bu yazıda, Geçiş Mod çalışan 200W Güç Faktörü Düzeltmeli Yükseltici Dönüştürücü önerilmiştir. Dönüştürücü boyutlarını azaltabilmek için anahtarlama frekansı 100kHz seçilmiştir. Uygulamada anahtarlama elemanı olarak Metal Oksit Yarı iletken Alan Etkili Transistör (MOSFET) kullanılmıştır. Yüksek frekans sebebiyle artan ısı kayıpları önlemek için ana bobin ve yarı iletken elemanlar üzerinde çeşitli iyileştirmeler yapılarak soğutucu kullanımına ihtiyaç duyulmamış, bu sayede de Baskılı Devre Kartımızın boyutları küçülmüştür. Dönüştürücü evrensel giriş (85V-265V AA) ile çalışmış ve çıkışa 400V DA aktarmıştır. Dönüştürücü, akım mod kontrolü prensibi ile çalışan ST-L6562 Darbe Genişlik Modülasyon entegresi tarafından kontrol edilmiştir. Tüm tasarım; simülasyon ile doğrulanmış, Baskılı Devre Kart (PCB) uygulaması ile gerçekleştirilmiştir.

### Abstract

In this paper, 200W Power Factor Correction Boost Converter with Transition Mode is proposed in terms of high efficiency and high power intensity. In order to reduce the PCB dimensions, the switching frequency was selected as 100kHz and thanks to specific thermal calculations were introduced that were not allowed the usage of heat sink. Namely, double Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors (MOSFET) were used in parallel to prevent current stress on MOSFET and ultra fast output diode were used to avoid reverse recovery losses. In order to increase total efficiency, Litz wire was used into the PFC coil because converter works with high and variable frequency. The converter is worked under universal input from 85VAC to 265VAC and transferred 400VDC to the output. The converter is controlled by L6562's current mode Borderline PWM Controller. All designing procedures were verified by simulation and were made real by PCB Application.

**Keywords:** Harmonics, Power Factor Correction, Boost PFC, Transition Mode, Borderline Control.

### 1 Giriş

Güç Faktörü Düzeltme (GFD) devreleri, şebekeden çekilen gerçek gücü en üst düzeye çıkarmak için AA-DA güç kaynaklarının giriş akımını şekillendirir. En iyi şekilde, güç kaynağı saf bir direnç gibi davranan yük sunmalıdır ki cihaz tarafından çekilen reaktif güç sıfır olsun.

Bunun için giriş akımı harmoniklerinin yok edilmesi sonucunda giriş akımı, giriş gerilimi ile aynı fazda olan mükemmel bir kopya olur. Bu durum sadece güç kaynaklarının işletim maliyetini değil ek olarak üretilen elektrik enerjisinin verimli kullanımını düzenlerken, dağıtım maliyetlerini ve bakım-yıpranma giderlerini de minimize

eder. Ayrıca harmoniklerin yok edilmesi aynı şebeke üzerinden beslenen diğer cihazlarla elektromanyetik girişimin (EMI) önüne geçer. [4] Öte yandan GFD devrelerinin kullanılmamasının getirdiği dezavantajlar düzenleyici bir gerekliliğin doğmasına sebep olmuştur. Bugün, Avrupa ve Japonya'daki elektrikli ekipmanlar IEC61000-3-2'ye uygun olmalıdır. Bu düzenleme giriş gücü 75 W (D Sınıfı Ekipman) veya daha yüksek olan elektrikli ekipmanların GFD devresi içermesi gerektiğini ve 39. harmoniğe kadar olan harmoniklerin hat frekansının maksimum genliğini belirtir. [1][2][4]

**Güç Faktörü Düzeltme Yöntemleri**  
Güç Faktörü Düzeltme çözümleri Pasif filtrelerden, pek çok topoloji ile birlikte

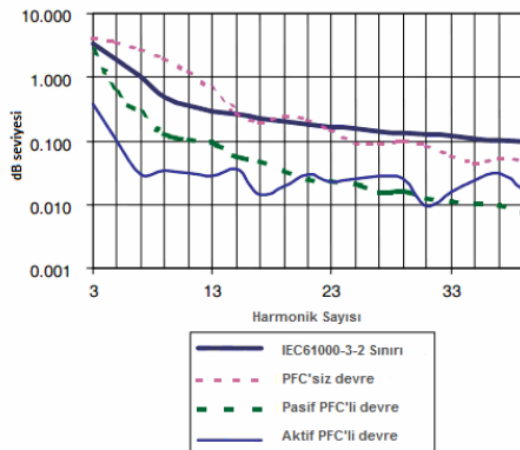
uygulanabilen Aktif devrelere kadar geniş bir yer tutmaktadır. Tasarıma uygun olan GFD devresinin seçiminde güç seviyesi önemli yer tutmaktadır. Ancak son yıllarda, yarı iletken teknolojisinde ki gelişim ve daha ulaşılabilir hale gelen kontrol entegreleri sayesinde Aktif Güç Faktörü Düzeltme devrelerinin uygulanabilirliği artmakta ve maliyetleri düşmektedir. Bu açıdan Aktif devreler, Pasif devrelere göre daha geniş uygulama alanları bulmaktadır.[4]

### 1- Pasif Güç Faktörü Düzeltme

Bu yöntem, reaktif gücü bilinen bir devreye, karşı bir reaktif güç oluşturacak pasif elemanların köprü doğrultucu öncesine yada sonrasına eklenmesi mantığıyla çalışır. EMI gürültüleri içermemeleri ve basitliği sebebiyle tercih edilirler ancak düşük frekanslı çalışmaları sebebiyle ağır ve büyük ve maliyetleri yüksektir. En önemli dezavantaj ise sadece belirli harmonik değerlerine göre tasarlanabilir olmalarıdır.[15]

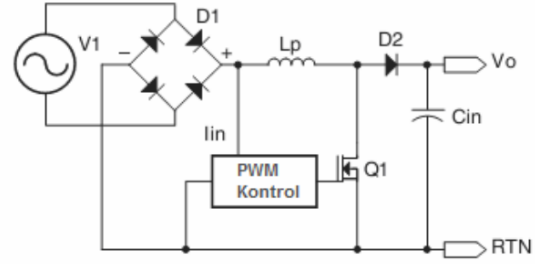
### 2- Aktif Güç Faktörü Düzeltme

Yüksek frekans ile çalışan DA-DA dönüştürücülerin doğrultma işlemi sonrasında devreye entegre edilmesiyle oluşturulmaktadır. Alçaltıcı, Yükseltici, Alçaltıcı-Yükseltici veya Geri Dönüştürücü GFD olmak üzere sanayide sıklıkla uygulanmaktadır. En yaygın kullanımı Yükseltici dönüştürücü ile olmaktadır. Bunun sebepleri; bobinin doğrudan giriş gerilimine bağlı olması, kolay ve düşük maliyetli uygulanabilme, çalışma performansının diğerlerine oranla daha iyi olmasıdır.[6]



Şekil 1. GFD devre tiplerinin IEC61000-3-2 ile performans karşılaştırması[7][16]

### Yükseltici GFD (Boost PFC)



Şekil 2. Yükseltici GFD basitleştirilmiş güç katı[7]

### Çalışma Prensipleri

Yükseltici dönüştürücü temel amacı doğrultulmuş giriş geriliminden daha yüksek bir çıkış gerilimi üretmektir. Bu gerilimin oluşturulmasında Şekil 2'deki  $L_p$  bobini etkilidir. Bobin akımının matematiksel ifadesi eşitlik (1) ile gösterilir.

$$I_L = \frac{1}{L} \int V_L dt \rightarrow (1), [12]$$

- $I_L$  , bobin akımını,
- $V_L$  , bobin gerilimini ifade eder.

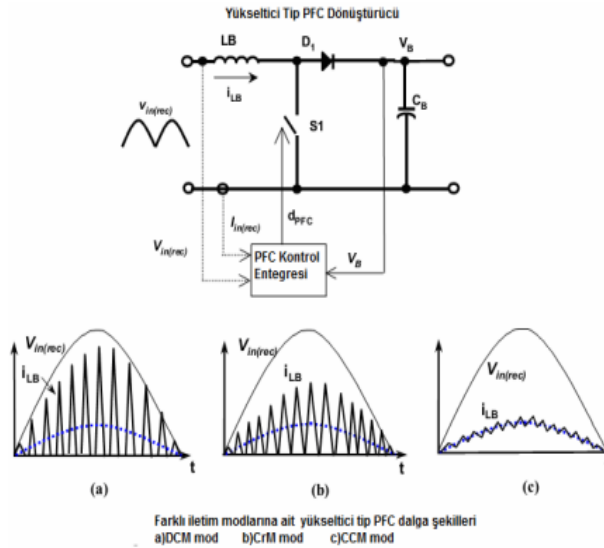
**Durum 0:** Şekil 2'de başlangıçta bobin üzerinde herhangi bir yükün olmadığı kabul edilirse, giriş geriliminin çıkış gerilimine eşit olacağı görülür.

**Durum 1:** Anahtar iletme geçtiğinde bobin akımı doğrusal olarak yükselir. Bu sırada bobin gerilimi ise giriş geriliminde kararlı hale geçene kadar üstel olarak yükselir.

**Durum 2:** Anahtar kesime geçtiğinde ise bobin akımı maksimum değerinden 0'a doğru azalmaya başlar.

$$V_L = L \frac{di}{dt} \approx L \frac{\Delta i}{\Delta t} \rightarrow (2), [12]$$

Bobinin ideal olmaması sebebiyle üzerinde oluşacak gerilim değeri, eşitlik (2) ile verilmiştir. Böylece, Durum 2'ye geçildiğinde bobin üzerindeki gerilim zıt yönde polarize olur ve giriş geriliminin üzerine eklenerek, diyot ve çıkış kondansatörü üzerinden, çıkış gerilimini oluşturur. Anahtar iletim de olduğu sürece yük kondansatör tarafından beslenir



**Şekil3.** Yükseltici GFD bobin akım dalga şekilleri[9]

Bu dönüştürücüler bobin üzerinden akan akımın dalga şekline göre 3 ayrı kip ile çalıştırılabilirler. **Devamlı iletim kipi(CCM):**300W ve üzeri çalışmaya uygundur.Bobin akımı anahtarlama periyodu boyunca belirlenen dip ve tepe değerleri arasında gider gelir ve hiç bir zaman 0'a düşmez.Bu sayede tepe ve efektif akım değerleri düşer.[4]

**Kesikli iletim kipi(DCM):**300W ve altı uygulamalarda kullanılır.Bu kipte,Durum1 ve Durum2 süreleri toplamı bir anahtarlama periyodundan küçük olmaktadır.Çünkü bobin akımının 0'a düşmesinden bir süre sonra anahtar iletime sokulur.Ancak bu durum tepe ve efektif akım değerlerinin en yüksek seviyede olmasına yol açarak kayıpları artırmaktadır.[4]

**Sınır iletim yada geçiş kipi(BCM /CRM/TM):** 300W ve altı uygulamalar için oldukça verimlidir.Bobin akımı 0'a düştüğü anda anahtar iletime sokulur.Bu şekilde kesikli iletim kipine göre daha düşük tepe ve efektif akım değerleri ve daha düşük akım stresleri elde edilir.[4]

### Sınır İletim Kipiyle Çalışan Yükseltici GFD Dönüştürücü

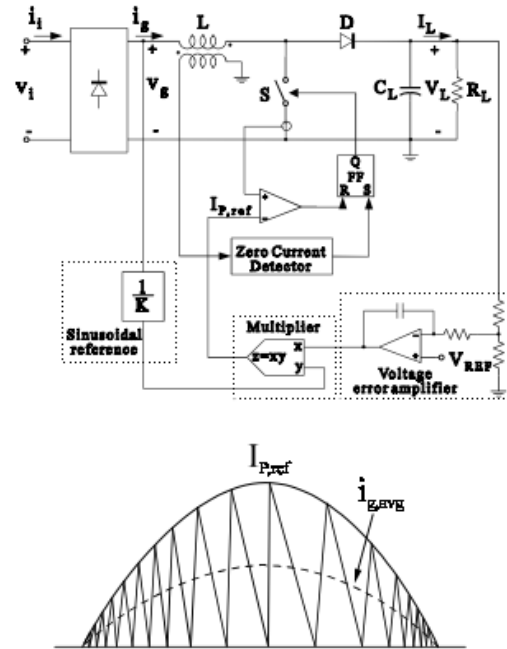
Güç katı tasarımı diğer kipler ile benzerdir. Anahtar iletim süresi tüm periyotlarda sabit tutulur.Bunun sebebi ise bobin akımı tepe değerinin şebeke gerilimi ile orantısını korumaktır.[7]

Bu kip ile tepe ve efektif akım değerleri Kesikli iletim kipine göre daha düşüktür.Bu sayede anahtar ve bobin akım stresleri azalmaktadır. Öte yandan,bu kip ile anahtarlama frekansı anlık olarak değişmekte ve bobin kayıplarını artırmaktadır.Bunu engelleyebilmek için Litz teli ile uygulama yapılacaktır.

### Sınır İletim Kipinde Kontrol Tekniği (Borderline Control Technique)

Bu kontrol yaklaşımında,bobin akımının 0'a indiği anı izleyen bir Sıfır Akımda Algılama(ZCD) kullanılır.Anahtar tam olarak bu noktada iletime girerek Akım Algılama(CS) direnci üzerinden okuma yaparak bobini tepe akımına şarj edilmesini sağlar.Görev döngüsü sırasında anahtar açma süresi sabit tutulur.Dönüştürücü Sürekli ve Süreksiz İletim bölgeleri arasındaki sınırda çalışır.Bu şekilde, çıkış diyot yumuşak bir şekilde kapatılır buna bağlı olarak ters toparlanma kayıpları düşürülür.Ayrıca,anahtar sıfır akımda açılır,böylece kayıplar azalır.[11]

Bu kontrol yapısıyla çalışan L6562 entegresi dönüştürücü için seçilmiştir.



**Şekil4.** Kontrol devresinin şematik tasarımı ve sınır iletim kipi bobin akım dalga formu[11]

### 2 Yükseltici GFD (Boost PFC) Güç Katı Tasarımı

**Tablo 1. Dönüştürücü Parametreleri**

Parametre	Değer
Pgiriş (Pin)	220 W
Pçıkış (Po)	200W
Verim ( $\eta$ )	~0.91
Vgirişefektif (Vinrms)	85VAC-265VAC
Vçıkış (Vo)	400 VDC
İçıkış (Io)	<b>0.5 A</b>
İgirişefektif (Iinrms)	0.83A- <b>2.59A</b>
İgiriş(tepe) (Iinpeak)	1.17A- <b>3.66A</b>

fanatar (fsw)	100 kHz
fkaynak (fs)	50 Hz
$\Delta V_{\text{çıkış}} (\Delta V_o)$	40V
Azami Doluluk (Dmax)	0.7

### Çalışma Aralığının İncelenmesi

Sınır 1: Giriş geriliminin 85 VAC değerine eşit olduğunda;

$$I_{inrms} = \frac{P_{in}}{V_{inrms}} \rightarrow (3),$$

$$I_{inrms} = \frac{220W}{85VAC} = 2.59A \rightarrow (4),$$

$$I_{inpeak} = \sqrt{2}I_{inrms} = 3.66A \rightarrow (5).$$

Sınır 2: Giriş geriliminin 265 VAC değerine eşit olduğunda.

Dönüştürücü tasarımı Sınır 1 baz alınarak yapılmalıdır çünkü Yükseltici devrenin en stresli olacağı nokta, maksimum akım ve maksimum dolulukta çalışma durumudur.[3]

### Doluluk Oranı

$$\frac{V_{in}}{(V_o - V_{in})} = \frac{(1-D)}{D} \rightarrow (6), [5]$$

$$\frac{85\sqrt{2}}{(400 - 85\sqrt{2})} = \frac{(1-D)}{D} \rightarrow (7),$$

$$120.21 \times D = 279.79 \times (1-D) \rightarrow (8),$$

$$400D = 279.79 \Rightarrow D = \frac{279.79}{400} \cong 0.7 \rightarrow (9).$$

### Bobin Sınır Değerinin Belirlenmesi (L kritik)

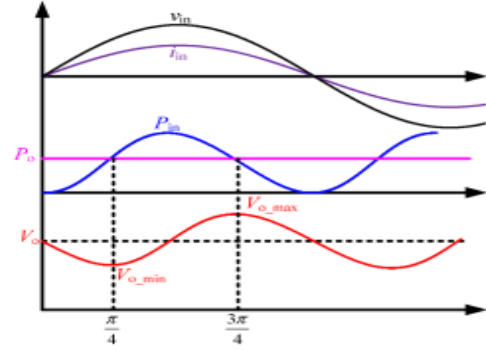
$$L_{kritik} = \frac{V_{in} \times D \times T}{2 \times I_{inpeak}} \rightarrow (10), [5]$$

$$\frac{85\sqrt{2} \times 0.7 \times 10\mu s}{2 \times 3.66} = 114.95\mu H \rightarrow (11).$$

Geçiş aralığında çalışma için L değeri kritik

değerde seçilmelidir.

### Kapasitans Değerinin Belirlenmesi (Cout)



**Şekil5.** Çıkış kondansatörü üzerindeki enerjinin belirli zaman aralığı içerisindeki değişimini gösteren grafik.[10]

Eğer Güç Faktörünün 1 olduğunu kabul edersek dönüştürücünün çalışma dalga biçimi grafikteki gibi ifade edilebilir ve  $[\pi/4, 3\pi/4]$  aralığında giriş gücünün çıkış gücünden büyük olduğu görülebilir. O zaman, bu aralıktaki enerji değişimi alttaki şekilde ifade edilebilir,

$$\Delta E = \int_{\pi/4}^{3\pi/4} \frac{1}{\omega} (P_{in} - P_o) d\omega t = \frac{P_o}{\omega} \rightarrow (12).$$

Ayrıca, bu aralıkta Gerilim çıkış geriliminin dip değerinden tepe değerine doğru artmakta olduğundan enerji değişimi şu şekilde yazılabilir,

$$\Delta E = \frac{1}{2} C_o (V_o^2 (tepe) - V_o^2 (dip)) \rightarrow (13).$$

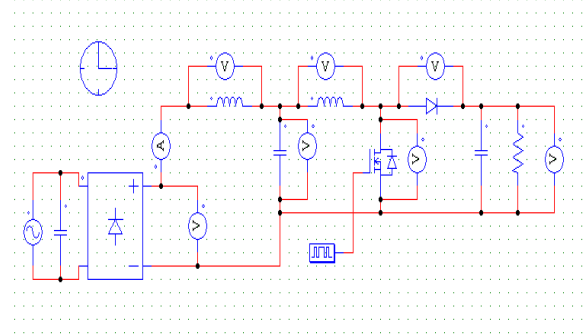
Bu yaklaşım sonucunda, çıkış kondansatörü şu formül ile bulunur,

$$C_o = \frac{P_o}{V_o \Delta V_o \omega} \rightarrow (14),$$

- $\Delta V_o$ , çıkış gerilim dalgalanmasını,
- $P_o$  ise çıkış gücünü ifade eder.

$$C_o = \frac{200}{400 \times 40 \times 2\pi \times 50} = 39.79\mu F \rightarrow (15). [10]$$

### 3 Simülasyon Çalışması (PSIM)



## Şekil6. Dönüştürücü güç katının PSIM ile

simülasyon görüntüsü

**Tablo 2. Güç Katı Elemanlarının Simülasyon Sonuçları (85VAC-Azami Doluluk Oranı 0.6831)**

### 4 Uygulama

#### Anahtar

Anahtarlama elemanı seçimi dönüştürücü için oldukça önemli bir noktadır. Günümüzde bu tip yüksek frekanslı dönüştürücüler de MOSFET kullanımı oldukça yaygındır.[5]Bu hususta bir kaç belirleyici unsur göze çarpmaktadır;

-MOSFET efektif akım ve efektif gerilim değerleri,

-MOSFET sıcaklık ile değişen iç direnci (Rds(on)),

-anahtarlama ve iletim kayıplarının termal etkileri,

-seçilen kılıfın termal dayanımı.

#### Termal Hesaplamalar

D2PAK kılıf için termal direnç ifadesi şu şekildedir;

$$R_{thJA} = 62 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W} \rightarrow (16). [17]$$

(16) ile ifade edilen, 1W'lık enerji harcamasının -ortam sıcaklığının da hesaba katılmasıyla(25°C)- anahtar sıcaklığının 87°C olacağına işaret etmektedir. Bu sebeple optimal çalışma sıcaklığı için yüzde 20'lik bir koruma marjinali uygulanmalıdır;

$$P_{max} < 0.8 \text{ W} \rightarrow (17). [3]$$

O halde,(17) kullanılarak MOSFET termal analizi yapılır.

$$P_{max} = I_{efektif}^2 \cdot R_{ds(on)} \rightarrow (18).$$

Ancak, eşitlik (18)'e anahtarlama ve iletim kayıplarının bir çarpan olarak, sıcaklık ile artan iç direncin de yüzde 50'lik bir artışı karşılayabilecek bir çarpan olarak, eklenmeleri gerekmektedir. Böylece,

$$P_{max} = I_{efektif}^2 \cdot (R_{ds(on)} \cdot 1.5) \cdot P_{loss} \rightarrow (19),$$

ortaya çıkmaktadır[3]. Buradan,

$$P_{max} = 1.27^2 \cdot (R_{ds(on)} \cdot 1.5) \cdot (P_{loss} = 2) < 0.8 \text{ W} \rightarrow (20),$$

$$P_{max} = 1.6129 \cdot R_{ds(on)} \cdot 1.5 \cdot 2 < 0.8 \text{ W} \rightarrow (21),$$

$$4.8387 \cdot R_{ds(on)} < 0.8 \text{ W} \rightarrow (22),$$

$$R_{ds(on)} < 165.33 \text{ m}\Omega \rightarrow (23).$$

VISHAY SILICONIX-SIHB100N60E-GE3

Rds(on)=100mOhm,

Kapı Yüğü (Qc)=50 nC.[17]

Dikkat edilirse, MOSFET efektif akımının (20) numaralı eşitlikte 2.54 sayısının yarısı olan 1.27 değeri kullanılmıştır. Bunun sebebi, uygulamada 2 adet MOSFET paralel şekilde sürülmüştür. Burada amaç, soğutucu olmayan bir sistem için Rds(on) direncinin uygulanabilir bir değere çıkarılmasını sağlamaktır[3].

#### Ana Bobin Tasarımı

Dönüştürücü Geçiş kipiyle çalıştığı için bobin üzerinde akan akımın efektif değeri

oldukça büyüyecektir. Buna ek olarak anahtarlama frekansının 100kHz olması sebebiyle Ferrit nüveli bir bobin kullanılmalıdır.[3] Bu çekirdek içerisindeki ısı kayıpları önlenmelidir. Öte yandan Girdap kayıplarını ve Histerisiz kayıplarını önlemek için ise Litz telliyle sarım yapılmalıdır. Litz telleri yüksek frekanslı akımların yaratacağı deri etkisine bağlı kayıpları önlemektedir.[14]

#### Hesaplamalar

Tablo 2 ile verilen bilgilere ek olarak,

$$I_{Ltepe} = 7.72 \text{ A} \rightarrow (24),$$

Vbirincil=142.39V (asgari şebeke gerilimi altında, 85V AA) → (25), eşitlikleri kullanılarak tasarım hesapları yapılacaktır.

#### Gereklilikler

1- Ana Bobin 2 temel sargıdan oluşacaktır. Birinci sargı Ana Bobin olacaktır, ikinci sargı ise Kontrol devresi için sıfır akım algılama sargısı olacaktır. Buradan, Ana sargı ile Kontrol sargısı 10:1 oranında sarılması gerektiği ortaya çıkmaktadır.[13][3]

2- Karkas seçiminde temel kıstas Nüve üzerindeki alanın etkili kullanım miktarı olmaktadır(%20-%40)[6]. Bu seçimde en uygun karkas tekrarlamalı hesaplar ile bulunmaktadır. Pek çok karkas ile yapılan hesaplarda ETD29\*16\*10 karkasının uygun olacağı görülmüştür.

**Tablo 3. ETD29\*16\*10 Veriler**

Ae=76 mm <sup>2</sup>
An=97 mm <sup>2</sup>
B=0.25 T, bobin nüvesinin doymasını önlemek için izin verilen maksimum manyetik alan yoğunluğudur.[8]

#### Tur Sayılarının Hesaplanması

$$L \times IL_{tepe} = N \times B \times Ae \rightarrow (26), [8]$$

$$100\mu H \times 7.72A = N \times 0.25T \times 76mm^2 \rightarrow (27),$$

$$N_{birincil} = 40.63 \cong 41 \rightarrow (28),$$

$$N_{ikincil} = 4 \rightarrow (29).$$

(26),(27),(28) ve (29) numaralı eşitlikler

sonucunda sarım sayılarına ulaşılmıştır. Toplam

sarım sayısı 45 olacak ve sarım yönleri

birbirlerine ters olacaktır.

### Akım Yoğunluğu

**J** akım yoğunluğu, 3A/mm<sup>2</sup> ile 8A/mm<sup>2</sup> arasında

seçilmelidir.[8] Çalışma ortamı soğuksa veya

devrede soğutucu varsa o zaman 8A/mm<sup>2</sup>

seçilebilir. Ancak, bu dönüştürücü için,

$$J=5A/mm^2 \rightarrow (30). [6]$$

O halde, 2.96 A için alan değerimiz 0.592mm<sup>2</sup>

olmaktadır. Buradan,

$$N_{toplam} \bullet A_{toplam} = A_n \rightarrow (31),$$

$$45 \bullet 0.592mm^2 = 26.94mm^2 \rightarrow (32),$$

$$\frac{26.94mm^2}{97mm^2} = 0.27 \rightarrow (33).$$

(33) ile toplam kullanımın maksimum kullanıma

oranı 2.gerekliliği test etmekte olup kabul edilir

düzyededir.

### Çıkış Diyodu

Güç Faktörü Düzeltme devrelerinde önemli noktalardan bir diğeri de hızlı çıkış diyotlarının kullanılmasıdır. Özellikle Ters Toparlanma süresi düşük olan diyotlar verimin yükseltilmesinde pay sahibi olmaktadır. Ayrıca, düşük iç dirence sahip diyotlar seçilerek ısı etkileri minimize edilmelidir. Eşitlik (17) ile bağlı kalarak çıkış diyot için termal hesaplamalar şöyle olur;

$$Pd = \frac{1}{T} \int u_D \times i_D dt = \frac{1}{T} \int (U_{DO} + r_D \times i_D) i_D dt \rightarrow (34), [5]$$

$$Pd = U_{DO} \times \frac{1}{T} \int_0^T i_D dt + r_D \times \frac{1}{T} \int_0^T i_D^2 dt \rightarrow (35),$$

$$Pd = U_{DO} \times ID_{ortalama} + r_D \times ID_{efektif}^2 \rightarrow (36).$$

**Tablo 4. Çıkış Diyot Parametreleri[18]**

Parametre	Değer
$U_{DO}$ (Eşik Gerilimi)	0.89
$r_D$ (Eşdeğer Direnç)	0.022
$U_D$ (Uygulanan Gerilim)	$V_{rrm}=600V$
$t_{RR}$ (Ters Toparlanma süresi)	75 ns

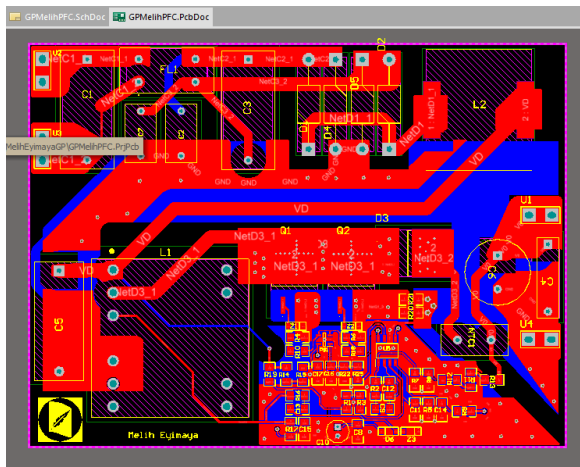
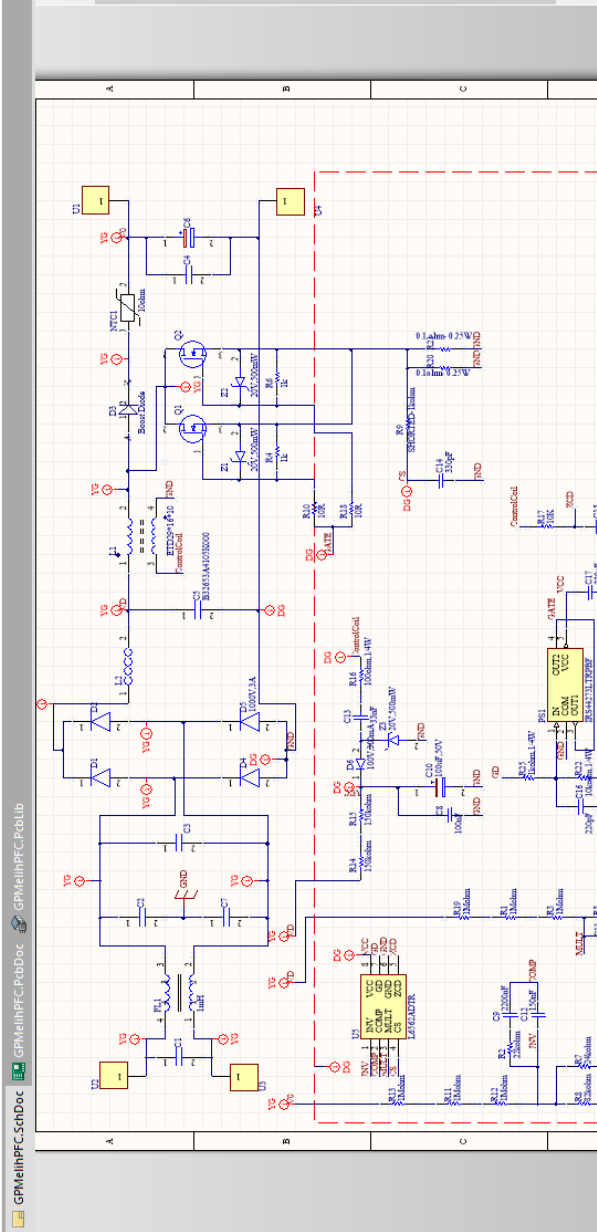
Buradan, 5. ve 2. Tablolardaki veriler ile,

$$Pd = 0.89 \times 0.5 + 0.022 \times 1.5^2 = 0.4945W \rightarrow (37),$$

$$(Pd = 0.4945W) \leq (P_{max} = 0.8W) \rightarrow (38),$$

olduğuna göre STTH8L06 uygulamaya uygundur.

Şekil7. Altium Designer-Şematik Tasarım

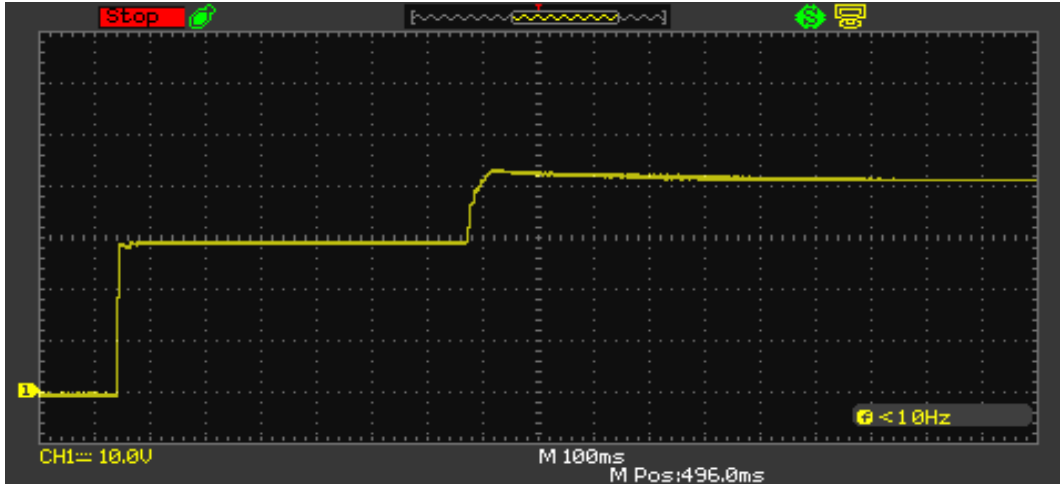


Şekil8. Baskı Devre Tasarımı

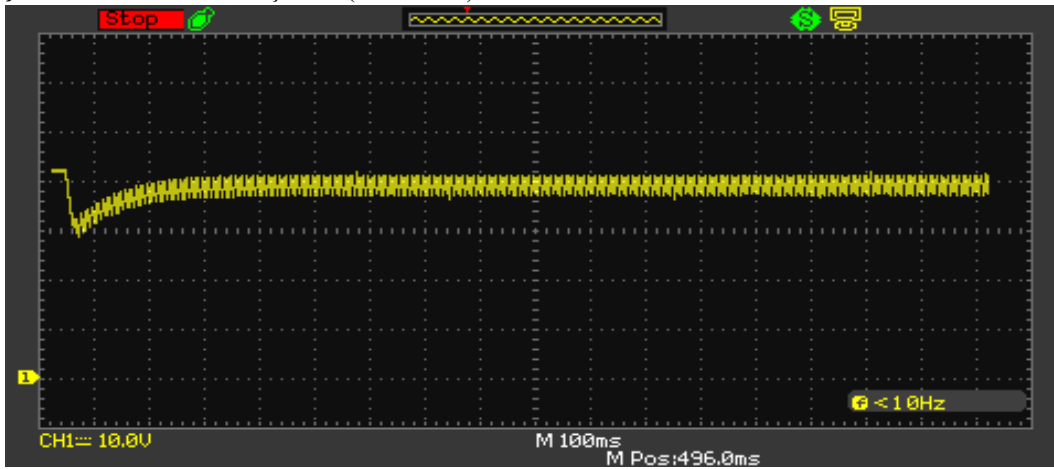


Şekil9. Dizgi

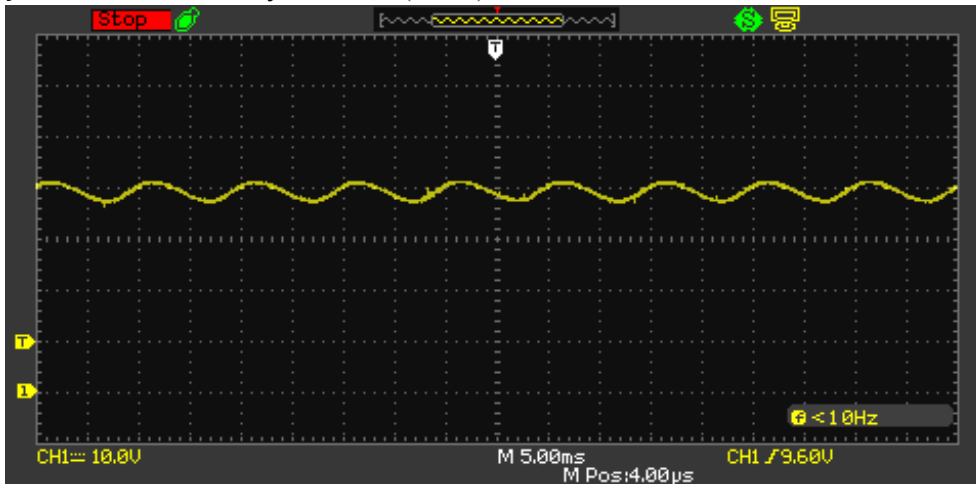
## Dönüştürücünün Çalıştırılması



Şekil10. Yüzsüz ilk başlama (200 VAA)

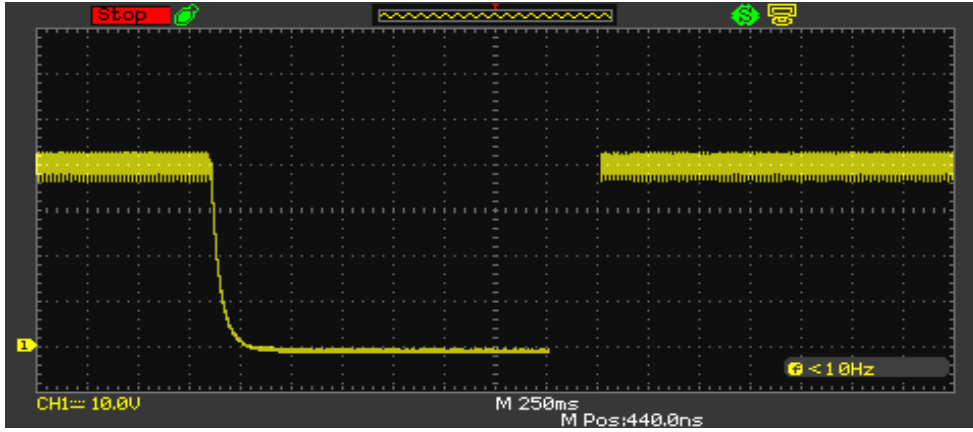


Şekil11. Yükin devreye alınması(800Ω)

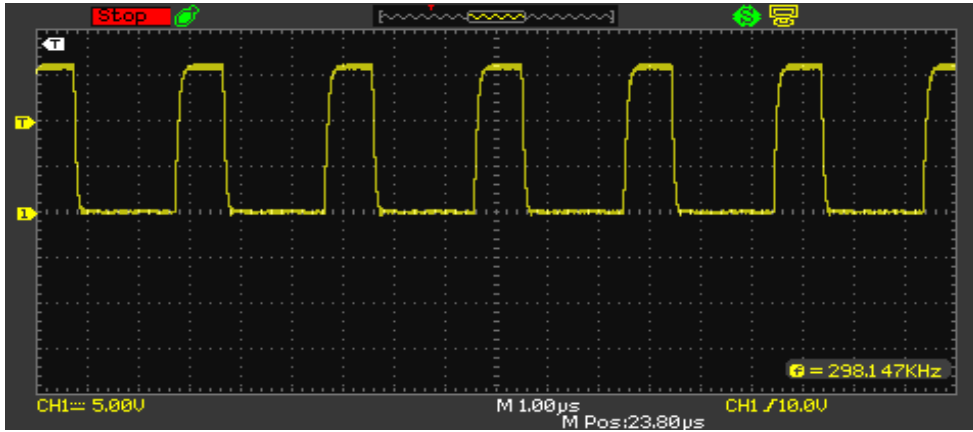


Şekil12. Yük gerilimi dalgalanması





Şekil13. Yük altında çalışma



Şekil14. MOSFET kapı sinyali.

## 5 Sonuç

Güç Faktörü Düzeltme devrelerinin, Anahtarlamalı Güç Kaynaklarının gerek daha verimli çalışmasına gerekse de bu kaynaklar sebebiyle ortaya çıkan Güç Kalitesi problemlerinin etkilerini en aza indirme noktasında uygulama alanları günden güne artmaktadır. Çeşitli devre topolojileri ile birlikte uygulanması mümkün olmakla birlikte en çok tercih edilen Yükseltici topoloji ile kullanımıdır. Bu yazıda, Güç Faktörü Düzeltmeli Yükseltici AA-DA dönüştürücü önerilmiştir. Dönüştürücü, 100kHz ile Geçiş/Sınır bölgesinde çalışarak 200W güç aktarımı sağlamıştır. "ST-L6562" akım mod Darbe Genişlik Modülasyonu entegrasyonu ile kontrol edilmiştir. Yüksek frekans ile GFD Bobini boyutları küçültülmüştür. Ayrıca, sargı için Litz teli kullanılarak yüksek frekans ve yüksek efektif akımın ısı etkileri ortadan kaldırılmıştır. Bunun yanı sıra bu çalışma ile yarı iletken seçiminde oldukça önemli termal analizler gösterilerek tasarım soğutucu bir ürün kullanılmadan çalışmaya müsait hale getirilmiştir. Bu bağlamda 2 adet MOSFET paralel kullanılarak anahtar akım stresi oldukça düşürülmüştür. Dönüştürücü, 120cm\*90cm baskılı devre kart üzerinde uygulanarak yüksek verimlilik ve yüksek güç yoğunluğu elde edilerek tanıtılmıştır.

Tablo 5. Tam Yük Altında Sonuçlar (800Ω)

V <sub>rms</sub> (VAC)	P <sub>in</sub> (W)	P <sub>o</sub> (W)	Verim (η)	Güç Faktörü
85	224.64	201.5	0.897	0.985
220	216.38	200.8	0.928	0.948
265	214.98	200.8	0.934	0.904

## 6 Kaynak

[1] K. N. Sakthivel, S. K. Das, and K. R. Kini, Importance of quality AC power distribution and understanding of EMC standards IEC 61000-3-2, IEC 61000-3-3 and IEC 61000-3-11, in Proc. of the Electromagnetic Interference & Compatibility, 2003, vol. 8, pp. 423430.

- [2] Electromagnetic compatibility (EMC)-Part 3-2: Limits-limits for harmonic current emissions (equipment input current  $\leq 16$  A per phase), Edition 2.2, IEC 61000-3-2, Nov. 2004.
- [3] Hüseyin Yeşilyurt, "Yüksek Güçlü Uygulamalar İçin Tek Fazlı PFC Yükseltici Dönüştürücüler", Yıldız Teknik Üniversitesi, Yüksek Lisans Tezi.
- [4] ON Semiconductor "Power Factor Correction Handbook", HBD853/D, Rev.5, Apr-2014.
- [5] Güç Elektroniği-I Ders Notları, Prof. Dr. Hacı Bodur.
- [6] Güç Elektroniğinde Güç Faktörü Düzeltme Yöntemleri Ders Notları, Prof. Dr. Hacı Bodur.
- [7] İbrahim Demirel, "Yeni Teknolojiye Uygun Televizyonlar İçin Güç Kaynağı Optimizasyonu", Yıldız Teknik Üniversitesi, Yüksek Lisans Tezi, 2014.
- [8] Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", Second Edition, 2000.
- [9] Texas Instruments, "Power Factor Correction Using the Buck Topology Efficiency Benefits and Practical Design Considerations", Power Supply Design Seminar, Topic 4, 2011.
- [10] Luo, Q., Ma, K., He, Q., et al.: 'A single-stage high-frequency resonant AC/AC converter', IEEE Trans. Power Electron., 2017, 32, (3), pp. 2155– 2166.
- [11] J.S. Lai, D. Chen, "Design consideration for Power Factor Correction Boost converter Operating at the Boundary of Continuous Conduction mode and Discontinuous Conduction mode', APEC Conf, proc., 1993, pp. 267-273.
- [12] Fairchild Semiconductor "Power Factor Correction (PFC) Basics" Application Note 42047.
- [13] ST Microelectronics, "L6562 Transition Mode PFC Controller" Datasheet.
- [14] Kırac, T., Güç Çarpanı Düzeltmiş Çok Çıkışlı Anahtarlamalı Kaynak Teori ve Uygulaması, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2007.
- [15] Garcia, O., Cobos, J.A., Prieto, R., Alou, P. ve Uceda, J. (2003). "Single Phase Power Factor Correction: A Survey", IEEE Transactions on Power Electronics, 18(3):749-755.
- [16] On Semiconductor, "Using Critical Conduction Mode for High Power Factor Correction", AND8179/D, Rev. 0, USA, October 2004.
- [17] Vishay Siliconix, 'SiHB100N60E' Datasheet.
- [18] ST Microelectronics, 'STTH8L06' Datasheet.