



**SIFIR GERİLİM ANAHTARLAMALI AKIM KATLAMALI FAZ
KAYDIRMALI TAM KÖPRÜ DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRESİNİN
TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Hüseyin AKSOY

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

EYLÜL 2015

Hüseyin AKSOY tarafından hazırlanan “SIFIR GERİLİM ANAHTARLAMALI AKIM KATLAMALI FAZ KAYDIRMALI TAM KÖPRÜ DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRESİNİN TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ ile Gazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Doç. Dr. Mehmet Timur AYDEMİR

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum

Başkan: Prof. Dr. İres İSKENDER

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum

Üye: Doç. Dr. Çağatay BAYINDIR

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Yıldırım Beyazıt Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum

Tez Savunma Tarihi: 16/09/2015

Jüri tarafından kabul edilen bu tezin Yüksek Lisans Tezi olması için gerekli şartları yerine getirdiğini onaylıyorum.

.....
Prof. Dr. Şeref SAĞIROĞLU
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

.....
Hüseyin AKSOY

16/09/2015

SIFIR GERİLİM ANAHTARLAMALI AKIM KATLAMALI FAZ KAYDIRMALI TAM
KÖPRÜ DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRESİNİN TASARIMI VE
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ
(Yüksek Lisans Tezi)

Hüseyin AKSOY

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
EYLÜL 2015

ÖZET

Günlük hayatın birçok yerinde yüksek frekansta çalışan yüksek çıkış gücünde DA-DA dönüştürücüler kullanılmaktadır. Bu dönüştürücülerin boyutlarının küçük, yüksek verimde çalışması gibi birkaç kritere sahip olması istenir. Bu tez çalışmasında, anma gücünde 400 W, anlık ise 800 W güç verebilen ve giriş ile çıkış arasının yalıtımlı olduğu bir güç kaynağı ihtiyacı olduğundan tam köprü dönüştürücü kullanılmasına karar verildi. Literatürde yapılan çalışmalar incelendiğinde sıfır gerilimde anahtarlama yapabilen ve faz kaydırılmış darbe genişlik modülasyonunu kullanan topolojilerin olduğu görüldü. Bu topoloji örneklerinden 8 tanesi detaylı olarak incelendi ve birçok açıdan karşılaştırılarak bir karşılaştırma tablosu elde edildi. Detaylı araştırmadan sonra sıfır gerilim anahtarlama akım katlamalı senkron doğrultmalı faz kaydırılmış darbe genişlik modülasyonlu tam köprü DA-DA dönüştürücü (SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD) yapısının kullanılmasına karar verildi. Bu topolojinin çalışma modları detaylı bir şekilde incelendikten sonra tasarımı gerçekleştirilip benzetimi yapıp laboratuvar ortamında detaylı olarak test edildi. Elde edilen deneysel sonuçlar benzetim ortamında elde edilen sonuçlar ile karşılaştırılarak benzerlikler ve farklılıklar açıklandı.

Bilim Kodu : 905.1.038

Anahtar Kelimeler : Tam köprü dönüştürücü, faz kaydırılmış darbe genişlik modülasyonu, sıfır gerilimde anahtarlama, akım katlamalı, senkron doğrultma.

Sayfa Adedi : 98

Danışman : Doç. Dr. Mehmet Timur AYDEMİR

THE DESIGN AND IMPLEMENTATION OF ZERO VOLTAGE SWITCHING
CURRENT DOUBLER PHASE-SHIFTED FULL BRIDGE DC-DC CONVERTER
CIRCUIT

(M. Sc. Thesis)

Hüseyin AKSOY

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

SEPTEMBER 2015

ABSTRACT

DC-DC converters are used in high output power and high frequency applications in many parts of everyday life. These converters are required to be equipped with several criteria such as high-efficiency operating and small size. In this thesis, it is decided to use full bridge converter because it is needed to have a power converter which has some specifications: The rated power of the converter is 400 W, the capable of instant power is 800 W and it is need be isolated between input of the power and output of the power. Analyzing studies in the literature showed that topologies uses phase-shifted pulse width modulation and are capable of zero voltage switching. The 8 examples of these topologies have been studied in detail and compared in many ways to obtain a comparison table. After detailed research, it is decided to use zero voltage switching with current doubler and synchronous rectifier phase-shifted pulse width modulation full bridge converter (ZVS-CD-SR-PS-PWM-FB). After the operating modes of this topology are analyzed in detail, the design is performed, the simulation is made and finally it is tested in detail in laboratory. The obtained experimental results were announced similarities and differences in comparison with the results obtained in the simulation environment.

Science Code : 905.1.038

Key Words : Full bridge converter, phase shifted pulse width modulation, zero voltage switching, current doubler, synchronous rectifier.

Page Number : 98

Supervisor : Assoc. Prof. Dr. Mehmet Timur AYDEMİR

TEŞEKKÜR

Tez çalışmam boyunca göstermiş olduğu ilgi, destek ve yönlendirmelerinden dolayı tez danışmanım Doç. Dr. Mehmet Timur AYDEMİR'e, her türlü maddi manevi destek veren ve beni bugünlere yetiştiren aileme sonsuz teşekkür ederim. Tez çalışmam boyunca desteklerini sunan iş arkadaşlarım Merve Hacer KAYA ve Ali YILMAZKOÇLAR'a teşekkür ederim. Yüksek lisans eğitimimde burs vererek katkıda bulunan TÜBİTAK'a ve deneysel çalışmaların yapılmasında maddi ve manevi olanaklarını esirgemeyerek bana destek olan iş yerim TÜBİTAK SAGE'ye teşekkür ederim.



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	iv
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ	x
ŞEKİLLERİN LİSTESİ	xi
RESİMLERİN LİSTESİ.....	xv
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xvi
1. GİRİŞ	1
2. TAM KÖPRÜ DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLER.....	7
2.1. Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM)	7
2.2. Faz Kaydırılmış Darbe Genişlik Modülasyonu (FK-DGM).....	9
2.3. Sıfır Gerilimde Anahtarlama (SGA)	11
2.4. Sıfır Gerilim Anahtarlama Faz Kaydırılmış Tam Köprü Dönüştürücü Topolojileri ve Karşılaştırılması	12
2.4.1. Topoloji 1 – Aktif yumuşak anahtarlama FK-TKD [11]	13
2.4.2. Topoloji 2 – Anahtarlama tekniğini değiştiren FK-TKD [21]	15
2.4.3. Topoloji 3 – Uyarlanır yük kontrollü FK-TKD [4].....	16
2.4.4. Topoloji 4 – Parazitik salınımları azaltan FK-TKD [22]	19
2.4.5. Topoloji 5 – İletim kayıplarını azaltan FK-TKD [23]	20
2.4.6. Topoloji 6 – Tüm yük aralığında SGA yapan FK-TKD [24]	22
2.4.7. Topoloji 7 – Eklenen rezonans endüktörünün transformatöre dahil edildiği FK-TKD [25]	25
2.4.8. Topoloji 8 – Akım katlamalı FK-TKD [12]	26

3. SIFIR GERİLİM ANAHTARLAMALI AKIM KATLAMALI SENKRON DOĞRULTMALI FAZ KAYDIRILMIŞ DARBE GENİŞLİ MODÜLASYONLU TAM KÖPRÜ DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ ANALİZİ	31
3.1. Giriş	31
3.2. SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD Devre Topolojisi ve Çalışma İlkeleri	31
3.2.1. Mod 1 (t_0-t_1).....	35
3.2.2. Mod 2 (t_1-t_2).....	35
3.2.3. Mod 3 (t_2-t_3).....	36
3.2.4. Mod 4 (t_3-t_4).....	38
3.2.5. Mod 5 (t_4-t_5).....	38
3.2.6. Mod 6 (t_5-t_6).....	39
3.2.7. Mod 7 (t_6-t_7).....	40
3.2.8. Mod 8 (t_7-t_8).....	41
3.2.9. Mod 9 (t_8-t_9).....	42
3.2.10. Mod 10 (t_9-t_{10})	43
3.3. SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD Tasarımı	44
3.3.1. Doluluk oranının (d) belirlenmesi.....	44
3.3.2. Transformator sarım oranının ($n=N_p:N_s$) belirlenmesi	45
3.3.3. MOSFET anahtarlama elemanlarının belirlenmesi.....	45
3.3.4. SGA süresi ve birincil tarafa seri bağlanan endüktörün (L_{lk}) belirlenmesi.....	47
3.3.5. Çıkış süzgeç endüktörlerinin (L_1, L_2) belirlenmesi.....	48
3.3.6. Çıkış süzgeç kondansatörünün ($C_{süzgeç}$) belirlenmesi	49
3.4. SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD Benzetimi	49
3.4.1. Temel benzetim sonuçları.....	52

Sayfa

3.4.2. SGA durumunun tam yük değerinde (14 A) gerçekleşme durumu	57
3.4.3. SGA durumunun düşük yük değerinde (2 A) gerçekleşme durumu	60
4. SIFIR GERİLİM ANAHTARLAMALI AKIM KATLAMALI SENKRON DOĞRULTMALI FAZ KAYDIRILMIŞ DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONLU TAM KÖPRÜ DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ DENEYSEL SONUÇLAR	63
4.1. Deneysel Sonuçlar	64
4.1.1. Temel deneysel sonuçları	64
4.1.2. SGA durumunun tam yük değerinde (14 A) gerçekleşme durumu	72
4.1.3. SGA durumunun düşük yük değerinde (2 A) gerçekleşme durumu	75
4.2. Dönüştürücü Verimi	79
5. SONUÇ	81
KAYNAKLAR	83
EKLER	86
ÖZGEÇMİŞ	98

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. Topoloji–1’in genel özellikleri	14
Çizelge 2.2. Topoloji–2’in genel özellikleri	15
Çizelge 2.3. Topoloji–3’in genel özellikleri	17
Çizelge 2.4. Topoloji–4’in genel özellikleri	19
Çizelge 2.5. Topoloji–5’in genel özellikleri	21
Çizelge 2.6. Topoloji–6’in genel özellikleri	23
Çizelge 2.7. Topoloji–7’in genel özellikleri	25
Çizelge 2.8. Topoloji–8’in genel özellikleri	27
Çizelge 2.9. 8 farklı topolojinin belirli özellikler bakımından karşılaştırılması	28
Çizelge 3.1. SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD genel teknik özellikleri	44
Çizelge 4.1. Dönüştürücünün değişik yük akımlarına göre yüzde verimi	79
Çizelge 5.1. Topoloji–9’un genel özellikleri	82

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 1.1. Tam Köprü DA-DA Dönüştürücü Topolojisi.....	2
Şekil 2.1. Geleneksel Tam Köprü DA-DA Dönüştürücü Topolojisi	7
Şekil 2.2. DGM tekniği uygulanan Tam Köprü DA-DA Dönüştürücü anahtar kapı işaretleri (DGM1–4), transformatör birincil sargı gerilimi (V_p)	8
Şekil 2.3. FK-DGM tekniği uygulanan Tam Köprü DA-DA Dönüştürücü anahtar kapı işaretleri (DGM1–4), transformatör birincil sargı gerilimi (V_p).....	10
Şekil 2.4. SGA gerçekleştiren anahtarlama elemanı ile rezonans elemanları	12
Şekil 2.5. Topoloji–1: Aktif Yumuşak Anahtarlama FK-TKD [11].....	14
Şekil 2.6. Topoloji–2: Anahtarlama tekniğini değiştiren FK-TKD [21].....	16
Şekil 2.7. Topoloji–3: Uyarlanır yük kontrollü FK-TKD [4].....	18
Şekil 2.8. Topoloji–3: Önerilen topoloji ile geleneksel topolojinin verim-yük bakımından karşılaştırılması [3]	18
Şekil 2.9. Topoloji–4: Parazittik salınımları Azaltan FK-TKD [22]	20
Şekil 2.10. Topoloji–5: İletim kayıplarını Azaltan FK-TKD [23].....	22
Şekil 2.11. Topoloji–6: Tüm yük aralığında SGA yapan FK-TKD [24]	24
Şekil 2.12. Topoloji–7: Eklenen rezonans endüktörünün transformatöre dahil edildiği FK-TKD [25]	26
Şekil 2.13. Topoloji–8: Akım katlamalı FK-TKD [12]	27
Şekil 3.1. Sıfır gerilim anahtarlama akım katlamalı senkron doğrultmalı tam köprü DA-DA dönüştürücü topolojisi	32
Şekil 3.2. Sıfır gerilim anahtarlama akım katlamalı senkron doğrultmalı tam köprü DA-DA dönüştürücü topolojisi dalga şekilleri.....	34
Şekil 3.3. “SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD” topolojisinin mod 1 durumundaki devre şeması.....	35
Şekil 3.4. “SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD” topolojisinin mod 2 durumundaki devre şeması.....	36

Şekil	Sayfa
Şekil 3.5. “SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD” topolojisinin mod 3 durumundaki devre şeması.....	37
Şekil 3.6. “SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD” topolojisinin mod 4 durumundaki devre şeması.....	38
Şekil 3.7. “SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD” topolojisinin mod 5 durumundaki devre şeması.....	39
Şekil 3.8. “SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD” topolojisinin mod 6 durumundaki devre şeması.....	40
Şekil 3.9. “SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD” topolojisinin mod 7 durumundaki devre şeması.....	41
Şekil 3.10. “SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD” topolojisinin mod 8 durumundaki devre şeması.....	42
Şekil 3.11. “SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD” topolojisinin mod 9 durumundaki devre şeması.....	42
Şekil 3.12. “SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD” topolojisinin mod 10 durumundaki devre şeması.....	43
Şekil 3.13. Tasarlanan SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD blok şeması.....	51
Şekil 3.14. 270V giriş geriliminde çıkış geriliminin zamana bağlı açılış durumu (yumuşak açılış).....	52
Şekil 3.15. 270V giriş geriliminde çıkış gerilim dalgalanması	53
Şekil 3.16. 270 V giriş geriliminde çıkış gerilimi (mavi) ile çıkış akımının (kırmızı) zamana bağlı dalga şekilleri	53
Şekil 3.17. 270 V giriş geriliminde çıkış geriliminin (mavi) zoom edilmiş hali ile çıkış akımının (kırmızı) zamana bağlı dalga şekilleri	54
Şekil 3.18. 270 V giriş gerilimi ve anma yük durumunda (14 A) transformatör birincil sargı uçları arasındaki gerilim dalga şekli (yeşil) ile birincil sargıdan geçen akım dalga şekli (mavi)	55
Şekil 3.19. 270 V giriş gerilimi ve anma yük durumunda (14 A) transformatör birincil sargı uçları arasındaki gerilim dalga şekli (yeşil) ile ikincil sargı uçları arasındaki gerilim dalga şekli (kırmızı)	56
Şekil 3.20. 270 V giriş gerilimi ve anma yük durumunda (14 A) transformatör ikincil sargı uçları arasındaki gerilim dalga şekli (kırmızı) ile süzgeç endüktörler üzerinden geçen akımın dalga şekilleri	57

Şekil	Sayfa
Şekil 3.21. (a) 270 V giriş gerilimi ve anma yük durumunda (14 A) sol bacaktaki Q ₂ MOSFET'inin savak-kaynak uçları arasındaki gerilim (yeşil), savak akımı (kırmızı) ve kapı-savak gerilimi (mavi, ölçek: 10x), (b) MOSFET'in açılış anındaki durumu ("a"nın zoom edilmiş hali)	58
Şekil 3.22. (a) 270 V giriş gerilimi ve anma yük durumunda (14 A) sağ bacaktaki Q ₄ MOSFET'inin savak-kaynak uçları arasındaki gerilim (yeşil), savak akımı (kırmızı) ve kapı-savak gerilimi (mavi, ölçek: 10x), (b) MOSFET'in açılış anındaki durumu ("a"nın zoom edilmiş hali)	59
Şekil 3.23. (a) 270 V giriş gerilimi ve düşük yük durumunda (2 A) sol bacaktaki Q ₂ MOSFET'inin savak-kaynak uçları arasındaki gerilim (yeşil), savak akımı (kırmızı) ve kapı-savak gerilimi (mavi, ölçek: 10x), (b) MOSFET'in açılış anındaki durumu ("a"nın zoom edilmiş hali)	61
Şekil 3.24. (a) 270 V giriş gerilimi ve düşük yük durumunda (2 A) sağ bacaktaki Q ₄ MOSFET'inin savak-kaynak uçları arasındaki gerilim (yeşil), savak akımı (kırmızı) ve kapı-savak gerilimi (mavi, ölçek: 10x), (b) MOSFET'in açılış anındaki durumu ("a"nın zoom edilmiş hali)	62
Şekil 4.1. 270 V giriş geriliminde çıkış geriliminin zamana bağlı açılış durumu (yumuşak açılış) (5 V/böl., 2 ms/böl.)	65
Şekil 4.2. 270 V giriş geriliminde çıkış gerilim dalgalanması (300 mV/böl., 50 ms/böl.)	66
Şekil 4.3. 270 V giriş geriliminde 14 A yüklenme durumunda çıkış gerilimi (pembe) ile çıkış akımının (yeşil) zamana bağlı dalga şekilleri (5 V/böl., 5 A/böl., 50 ms/böl.)	67
Şekil 4.4. 270 V giriş geriliminde 14 A yüklenme durumunda çıkış geriliminin (pembe) AA coupling durumundaki hali ile çıkış akımının (yeşil) zamana bağlı dalga şekilleri (300 mV/böl., 10 A/böl., 10 ms/böl.).....	67
Şekil 4.5. 270 V giriş geriliminde 30 A yüklenme durumunda çıkış gerilimi (pembe) ile çıkış akımının (yeşil) zamana bağlı dalga şekilleri (5 V/böl., 10 A/böl., 10 ms/böl.)	68
Şekil 4.6. 270 V giriş geriliminde 30 A yüklenme durumunda çıkış geriliminin (pembe) AA coupling durumundaki hali ile çıkış akımının (yeşil) zamana bağlı dalga şekilleri (600 mV/böl., 30 A/böl., 10 ms/böl.).....	68
Şekil 4.7. 270 V giriş geriliminde 14 A yüklenme durumunda transformatör birincil sargı uçları arasındaki gerilim dalga şekli (sarı) ile birincil sargıdan geçen akım dalga şekli (mavi) (150 V/böl., 2 A/böl., 2 µs/böl.).....	69

Şekil	Sayfa
Şekil 4.8. 270 V giriş gerilim ve 14 A anma yük durumunda transformatör birincil sargı uçları arasındaki gerilim dalga şekli (sarı) ile ikincil sargı ucunun pozitif (noktalı kısım) ucunun çıkış toprak referansına (pembe) göre gerilim dalga şekli (Ch1:150 V/böl., Ch2:40 V/böl., 2 μ s/böl.).....	70
Şekil 4.9. 270 V giriş gerilim ve 14 A anma yük durumunda transformatör birincil sargı uçları arasındaki gerilim dalga şekli (sarı) ile ikincil sargı ucunun negatif (noktasız kısım) ucunun çıkış toprak referansına (pembe) göre gerilim dalga şekli (Ch1:150 V/böl., Ch2:40 V/böl., 2 μ s/böl.).....	71
Şekil 4.10. 270 V giriş gerilim ve 14 A anma yük durumunda transformatör birincil sargı uçları arasındaki gerilim dalga şekli (sarı) ile ikincil sargı ucunun pozitif (noktalı kısım) ucunun çıkış toprak referansına (pembe) göre gerilim dalga şekli (Ch1:150 V/böl., Ch2:40 V/böl., 2 μ s/böl.).....	72
Şekil 4.11. (a) 270 V giriş gerilimi ve anma yük durumunda (14 A) sol bacaktaki Q ₂ MOSFET'inin savak-kaynak uçları arasındaki gerilim (sarı) ve kapı-savak gerilimi (pembe), (b) MOSFET'in açılış anındaki durumu ("a"nın zoom edilmiş hali) (Ch1:50 V/böl., Ch2:4 V/böl., 2 μ s/böl.)	73
Şekil 4.12. (a) 270 V giriş gerilimi ve anma yük durumunda (14 A) sağ bacaktaki Q ₄ MOSFET'inin savak-kaynak uçları arasındaki gerilim (sarı) ve kapı-savak gerilimi (pembe), (b) MOSFET'in açılış anındaki durumu ("a"nın zoom edilmiş hali) (Ch1:50 V/böl., Ch2:4 V/böl., 2 μ s/böl.)	75
Şekil 4.13. (a) 270 V giriş gerilimi ve düşük yük durumunda (2 A) sol bacaktaki Q ₂ MOSFET'inin savak-kaynak uçları arasındaki gerilim (sarı) ve kapı-savak gerilimi (pembe), (b) MOSFET'in açılış anındaki durumu ("a"nın zoom edilmiş hali) (Ch1:50 V/böl., Ch2:4 V/böl., 2 μ s/böl.)	77
Şekil 4.14. (a) 270 V giriş gerilimi ve düşük yük durumunda (2 A) sağ bacaktaki Q ₄ MOSFET'inin savak-kaynak uçları arasındaki gerilim (sarı) ve kapı-savak gerilimi (pembe), (b) MOSFET'in açılış anındaki durumu ("a"nın zoom edilmiş hali) (Ch1:50 V/böl., Ch2:4 V/böl., 2 μ s/böl.)	78
Şekil 4.15. Dönüştürücünün değişik yük akımlarına göre yüzde verimi	80

RESİMLERİN LİSTESİ

Resim	Sayfa
Resim 4.1. Tasarlanan devrenin üst ve alt BDK görüntüleri	63
Resim 4.2. Tasarlanan BDK'ların soğutucularla birlikte üst ve alt taraftan görüntüleri	64



SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler

Açıklamalar

f_{sw}	Anahtarlama frekansı
t_{on}	İletimde kalma zamanı
T_{sw}	Anahtarlama periyodu
d	Doluluk oranı
$V_{giriş}$	Giriş gerilimi
$V_{çıkış}$	Çıkış gerilimi
$\Delta V_{çıkış}$	Çıkış gerilim dalgalanması
$I_{çıkış}$	Çıkış akımı
$\Delta I_{çıkış}$	Çıkış akım dalgalanması
ms	Mili saniye
t_{dead}	Ölü zaman süresi
t_{φ}	Faz kayma süresi
φ	Faz kayması
D_b	MOSFET gövde diyotu
L_{lk}	Kaçak endüktans
E_L	Endüktif enerji
E_C	Kapasitif enerji
A	Akım
V	Volt
P	Güç
N_p	Transformatör birincil sargı sarım sayısı
N_s	Transformatör ikincil sargı sarım sayısı
C_{oss}	MOSFET kaçak çıkış kapasitansı
C_{Trans}	Transformatörün kaçak kapasitansı

Kısaltmalar**Açıklamalar**

AA	Alternatif Akım
AGK	Anahtarlama Güç Kaynakları
BDK	Baskı Devre Kartı
DA	Doğru Akım
DGM	Darbe Genişlik Modülasyonu
FK-DGM	Faz-Kaydırılmış Darbe Genişlik Modülasyonu
IGBT	Yalıtılmış Kapılı İki Kutuplu Transistor
MOSFET	Metal Oksit Alan Etkili Transistor
SAA	Sıfır Akımda Anahtarlama
SGA	Sıfır Gerilimde Anahtarlama
SOA	Safe Operating Area
TKD	Tam Köprü Dönüştürücü

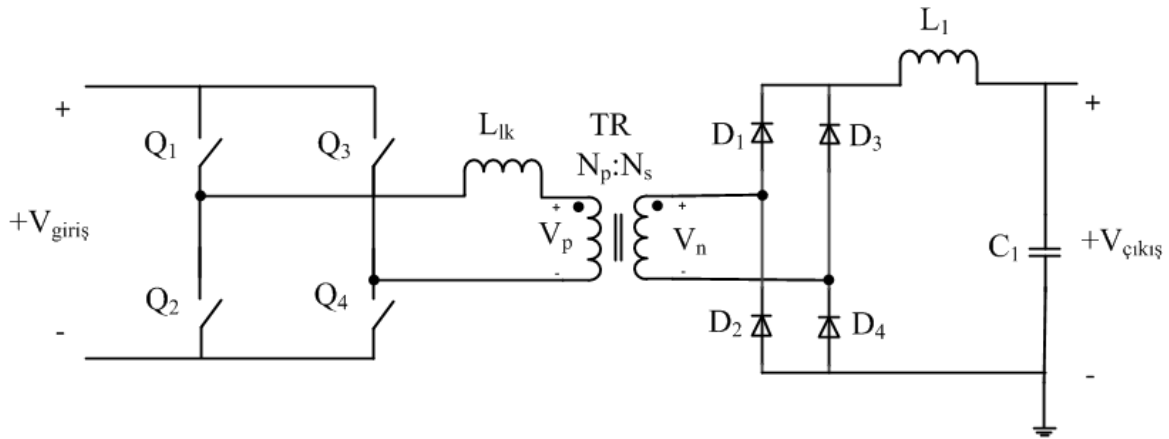
1.GİRİŞ

Güç kaynaklarının kullanımı gün geçtikçe artmaktadır. Talep edilen güç miktarlarına göre ya doğrusal regülatörler ya da Anahtarlama Güç Kaynakları (AGK) kullanılmaktadır. Doğrusal regülatörler girişten Doğru Akım (DA) şeklindeki gerilimi alıp istenilen DA gerilimine çeviren verimleri düşük, fakat gürültü seviyesi az olan güç kaynaklarıdır. AGK ise doğrusal regülatörlere göre birçok açıdan daha avantajlıdır: Yüksek verim, yüksek güçlerde kullanım, küçük yapılarda olması, çıkış geriliminin istenilen seviyeye ayarlanması. AGK'nın doğrusal regülatörlere göre dezavantajı ise karmaşık ve gürültü seviyesinin yüksek olmasıdır.

AGK, kullanıcıların ihtiyaçlarına göre birçok topolojide tasarlanabilmektedir. Bu topolojiler giriş ile çıkışın birbirinden elektriksel olarak yalıtımlı olup olmayacağına ve kullanılması planlanan güç miktarına göre belirlenmektedir. Giriş ile çıkış arasında yalıtım olmayan başlıca topolojileri Gerilim Düşürücü (Buck Converter), Gerilim Arttırıcı (Boost Converter), Gerilim Düşürücü/Arttırıcı (Buck/Boost Converter) ve Cuk Dönüştürücü olarak sıralayabiliriz. Bu dönüştürücülerde girişteki DA gerilimi anahtarlama yapan yarı iletken devre elemanı/elemanları ve bu anahtarlanan gerilimin süzgeçlendiği alçak geçiren süzgeç grupları bulunmaktadır. Başlıca çıkışı yalıtımlı dönüştürücü topolojileri ise Ön Dönüştürücü (Forward Converter), İt-Çek Dönüştürücü (Push-Pull Converter), Yarım Köprü Dönüştürücü (Half Bridge Converter) ve Tam Köprü Dönüştürücü olarak sıralayabiliriz (Full Bridge Converter).

Tam köprü dönüştürücü yüksek güç - yüksek giriş gerilimi uygulamalarında kullanılmaktadır. Bu topoloji 4 adet anahtar (Q_1, Q_2, Q_3, Q_4), transformatör (TR), köprü diyot (D_1, D_2, D_3, D_4) ve süzgeç grubundan (L_1, C_1) oluşmaktadır (Şekil 1.1). Anahtar olarak düşük güçlerde MOSFET (Metal Oksit Alan Etkili Transistor) kullanılır. MOSFET'ler yüksek frekansta anahtarlama yapabilen yarı iletken elemanlardır. Yüksek güç uygulamalarında ise IGBT (Yalıtılmış Kapılı İki Kutuplu Transistor) anahtarlama elemanı olarak kullanılmaktadır. IGBT'ler yüksek güç uygulamalarında kullanıldığından düşük frekanslarda çalışmaktadır.

Anahtarlama elemanları genel olarak Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) adı verilen yöntemle anahtarlasmaktadır. Anahtarlama sonucunda elde edilen Alternatif Akım (AA) dalga şekli transformatör yardımıyla transformatörün sarım oranına göre ikincil tarafa yansır. Bu yansıyan güç (dolayısıyla gerilim) daha sonra süzgeçlenerek istenilen DA gerilimine çevrilir. Bu topoloji, giriş geriliminden ve transformatörün çıkışından çekilmek istenen yük miktarından bağımsız olarak istenilen gerilim ve akımın çıkışa verilmesini sağlar.



Şekil 1.1. Tam Köprü DA-DA Dönüştürücü Topolojisi

AGK uygulamalarında kullanılmak istenen dönüştürücünün minimum yer kaplaması ve maliyetinin düşük olması istenir. Bunun için anahtarlama frekansı artırılarak dönüştürücüde kullanılacak kondansatör ve endüktörün küçülmesi sağlanır, böylece dönüştürücü daha az yer kaplar ve maliyeti düşmüş olur. Fakat anahtarlama frekansının artması anahtarlama kayıplarının artmasına, bu kayıplardan dolayı oluşan ısının atılması için soğutucu ihtiyacına ve verimin düşmesine neden olmaktadır. Ayrıca devredeki elektromanyetik gürültünün artmasından dolayı girişte bastırma gücü yüksek süzgeçlerin konulması gerekir. Sert anahtarlamanın yapıldığı bu dönüştürücülerde kayıplar fazla olup geleneksel AGK uygulamalarında bu teknik kullanılmaktadır.

AGK gelişim sürecine göre 3 ana kategoriye ayrılmaktadır: Sert anahtarlama dönüştürücüler (geleneksel dönüştürücüler), rezonans dönüştürücüler ve yumuşak anahtarlama dönüştürücüler [1]. Sert anahtarlama dönüştürücüler DGM ile anahtarlarken üzerindeki gerilim ve akımdan dolayı yüksek miktarlarda kayıplar oluşmakta ve bu durum da dönüştürücü veriminin düşmesine, soğutma ihtiyacının ve

elektromanyetik gürültünün artmasına neden olmaktadır. Bu kayıpları azaltmak için devreye eklenen LC rezonans devreleri ile Sıfır Gerilimde Anahtarlama (SGA) veya Sıfır Akımda Anahtarlama (SAA) teknikleri uygulanıyor [1]. Fakat bu yöntemde (rezonans dönüştürücüler) bileşenlerin yüksek akım ve gerilime dayanma zorunluluğu, değişken anahtarlama frekansı gibi birçok olumsuz durum mevcuttur [2]. Tüm bu sorunları gidermek için [3] numaralı makalede Faz-Kaydırılmış Darbe Genişlik Modülasyonu (FK-DGM) ile SGA tekniklerini birleştiren yumuşak anahtarlama tekniği önerilmiştir. Dönüştürücüdeki anahtarlama elemanlarının kaçak kapasiteleri ile transformatörün ve Baskı Devre Kartı (BDK) yollarından kaynaklanan kaçak endüktansları kullanılarak gerilim salınımları oluşturulmaktadır. FK-DGM yöntemi ile bu gerilim salınımları kullanılarak anahtarların kaçak kapasiteleri boşaltılarak sıfır gerilimde anahtarlama sağlanıyor. Anahtarlama kayıplarının azalması birincil tarafta bastırıcı (İng. snubber) kullanma ihtiyacını ortadan kaldırmakta ve anahtarlama frekansını arttırmaya yardımcı olmaktadır [3]. Anahtarlama frekansının artması da daha yoğun ve verimli bir dönüştürücü yapılmasına olanak sağlamakta olup daha yüksek güç ve frekans uygulamalarının yapılmasına olanak sağlamaktadır.

Anahtarlama esnasında SGA gerçekleşmesi için minimum bir yük akımı ve belirli bir giriş geriliminin olması gerekmektedir. Bu SGA yapılma aralığının artması için transformatörün birincil sargısına seri endüktör bağlanarak kaçak endüktans değeri arttırılmaktadır. Fakat bu durumda ikincil tarafa yansıyan çalışma süresi azalır. Böylece dönüştürücünün verebileceği maksimum güç azalır ve ikincil tarafta gerilim salınımları artar [4]. Bu salınımları azaltmak için de ikincil tarafta bastırıcılar kullanılır [5-6].

FK-DGM yöntemi kullanılarak tasarlanan tam köprü doğrultucularda yukarıda bahsedilen dezavantajlardan kurtulmak için literatürde birçok çalışma yapılmıştır. [7] numaralı makalede birincil tarafa konulan kenetleme diyotları ile ikincil taraftaki salınımlar azaltılmıştır, fakat bu diyotlar ikincil tarafa yansıyan doluluk oranının azalmasını engelleyememektedir. Hem SGA aralığını arttırıp hem de ikincil taraftaki gerilim salınımlarını azaltmak için [8] ve [9] numaralı makalelerde birincil tarafa yardımcı devre eklenmiştir. Bu şekilde SGA için gerekli endüktif enerji sağlanmış oluyor. İdealde bu tür uygulamalarda yardımcı devre düşük yükte SGA için gerekli enerjiyi sağlamalı ve tam yükte hiçbir enerji depolamamalıdır, fakat bu devre yükten bağımsız çalıştığından dönüştürücü veriminin düşmesine neden olmaktadır. Uyarlanır (İng. Adaptive) enerji

depolayarak tüm yüklerde SGA yapan dönüştürücü örneği [10] numaralı makalede tasarlanmıştır. Bu yeni topoloji ile SGA için gerekli enerji devreye verilip gereğinden fazla enerji depolanmadığından verimi daha iyidir. Fakat bu devrenin olumsuz yanı ise yüksüz durumda SGA gerçekleştirilirken birincil tarafta dolaşan akım miktarının fazla olmasıdır. [4]'te önerilen topolojide ise yardımcı bir devre sayesinde uyarlanır enerji depolanarak birincil taraftaki anahtarların tüm yük aralığında SGA yapması sağlanıyor. Ayrıca birincil tarafta dönen bir akım olmamakta ve ikincil tarafa yansıyan görev çevrim kaybı çok az olmaktadır. Fakat bu tasarım hem maliyetli hem de devrenin karmaşasını arttırmaktadır. Yardımcı sargıda depoladığı endüktif enerjiyi aktif yumuşak anahtarlama yaparak tüm yük ve giriş gerilimi aralığında SGA yapmasını sağlayan topoloji devresi [11] numaralı makalede anlatılmıştır. Devrede fazladan 2 adet anahtar ile birkaç pasif elemanın bulunması ve kontrol karmaşasının artması bu devrenin olumsuz yanlarındandır. [12–16] numaralı makalelerde ise “Akım Katlamalı” (İng. Current Doubler) tam köprü dönüştürücü yapısı anlatılmaktadır. İkincil tarafta tek bir endüktör yerine 2 adet endüktör kullanılarak dönüştürücü iki katı akım verebilmekte ve transformatörün ikincil sargı gücü yarıya düşmektedir. Ayrıca transformatörün ikincil taraftaki akım dalgalanma değeri de azaltılarak çıkıştaki süzgeç kondansatöründe daha düşük gerilim dalgalanması oluşmaktadır.

Dönüştürücü transformatörünün çıkışındaki AA dalga köprü diyot ile doğrultulması sırasında her bir diyotun üzerinde yüksek miktarlarda güç kaybı oluşmakta, böylece hem dönüştürücü verimi azalmakta hem de soğutma ihtiyacının artmaktadır. Eğer diyot iletimdeyken anodu ile katodu arasındaki gerilim düşümü yerine MOSFET gibi iletim anında direnci düşük bir anahtar kullanılırsa ikincil taraftaki doğrultucudaki güç kaybının azalması sağlanabilir [17]. “Senkron Doğrultma” adı verilen bu özellik [15–19] numaralı makalelerde anlatılmıştır.

Bu çalışmanın amacı, literatürde sunulan tam köprü dönüştürücü yapılarının incelenmesi, karşılaştırılması ve seçilen uygun bir topoloji ile SGA yapabilen, akım katlamalı, senkron doğrultma özelliklerine sahip bir güç kaynağının tasarlanması ve gerçekleştirilmesidir. Bu amaçla 8 farklı devre yapısı incelenmiş ve bu devrelerin önemli özellikleri karşılaştırılmıştır. Bu topolojiler genelde son 3 yıl içinde önerilmiş makalelerden elde edilmiş olup deneysel olarak da doğrulanmıştır. Bu inceleme sonucunda geniş bir yük aralığında SGA yapabilme, yük çıkışına daha fazla akım verebilme ve senkron doğrultma

yapabilme özelliklerinden dolayı “Sıfır Gerilim Anahtarlama Akım Katlamalı Senkron Doğrultmalı Faz Kaydırılmış Darbe Genişlik Modülasyonlu Tam Köprü Dönüştürücü (SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD)” devre topolojisinin kullanılmasına karar verilmiştir.

Bu tez çalışmasının 2. bölümünde Tam Köprü Dönüştürücü (TKD) yapılarının genel özellikleri anlatılacak ve literatürde yapılan 8 farklı çalışmanın avantaj ve dezavantajları birçok açıdan karşılaştırılacaktır.

3. bölümde, tasarlanan ve prototipi üretilen SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD yapısının devre şeması, çalışma ilkesi, tasarımı ve benzetimi yapılacaktır.

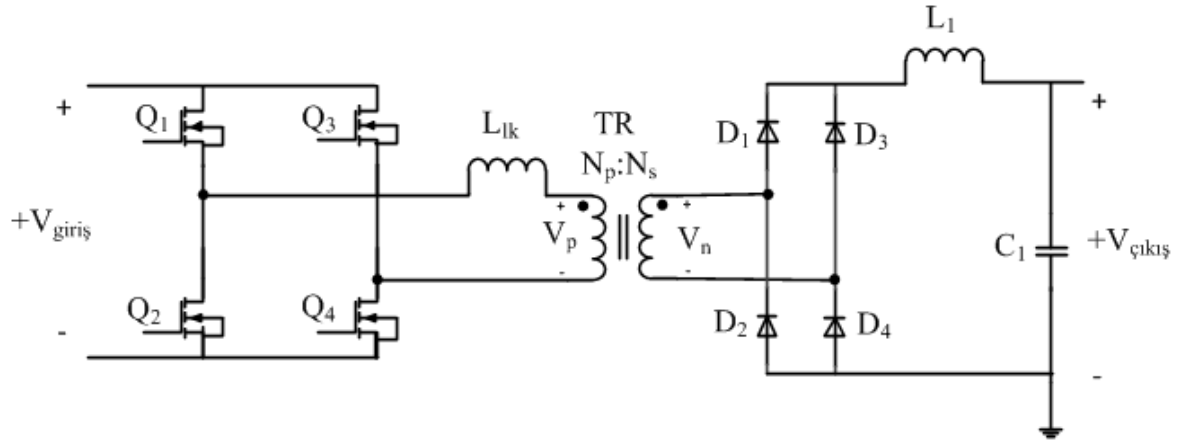
4. bölümde, tasarlanan dönüştürücü laboratuvar ortamında gerçekleştirilecek, deneysel sonuçlar elde edilerek benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılacaktır.

5. ve son bölümde ise prototipi yapılan dönüştürücünün tasarımı ve testi sırasındaki olumlu ve olumsuz yanları belirlenerek karşılaşılan güçlüklerden bahsedilecektir.



2. TAM KÖPRÜ DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

Tam köprü DA-DA dönüştürücüler sahip olduğu yüksek frekans transformatörler sayesinde giriş ile çıkış arasında yalıtım istenilen ve yüksek çıkış gücü ihtiyacı olan uygulamalarda kullanılmaktadır. Şekil 2.1’de devre şeması verilen Tam Köprü Dönüştürücüde girişte DA bir gerilim olup 4 adet anahtar belirli zamanlarda anahtarlanarak transformatörün girişinde AA dalga şeklinde bir gerilim oluşturulur. Transformatörün çıkış sargısındaki bu dalga şekli diyot köprü ve alçak geçiren süzgeçten geçerek çıkışta DA dalga şeklinde bir gerilim elde edilir.



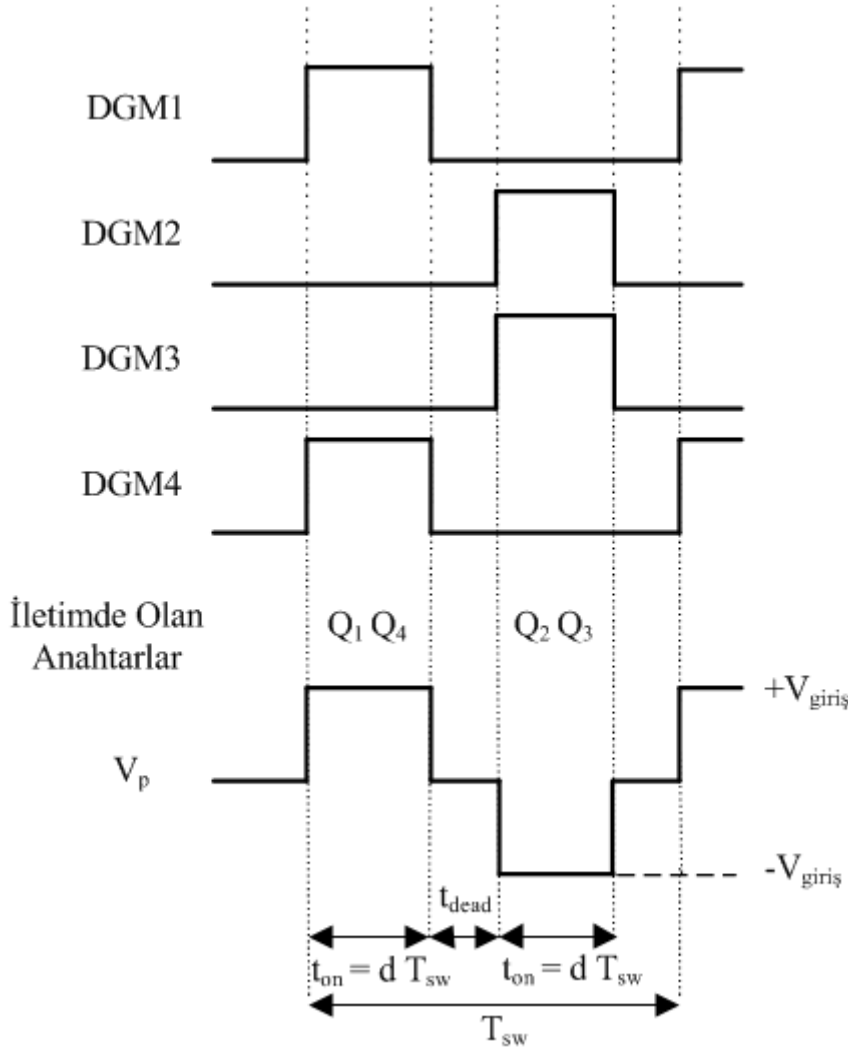
Şekil 2.1. Geleneksel Tam Köprü DA-DA Dönüştürücü Topolojisi

2.1. Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM)

Girişteki 4 adet anahtar Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) ya da Faz Kaydırılmış Darbe Genişlik Modülasyonu (FK-DGM) olmak üzere 2 farklı şekilde anahtarlanır. DGM tekniği ile anahtarlama çapraz olan anahtarlar belirlenen bir anahtarlama frekansında (f_{sw}) çapraz olarak anahtarlanarak iletme geçer (Şekil 2.2). Anahtarın iletimde kaldığı zaman t_{on} , bir anahtarlama periyodu T_{sw} ile ifade edilirse görev çevrim oranı (doluluk oranı) d “Eş. 2.1” deki gibi olur.

$$d = \frac{t_{on}}{T_{sw}} \quad (2.1)$$

Şekil 2.2’de görüldüğü gibi transformatörün birincil sargı uçlarındaki gerilim $+V_{giriş}$, $-V_{giriş}$ ya da açık devre olmaktadır. Aynı bacakta bulunan anahtarların (Q_1 - Q_2 ile Q_3 - Q_4) aynı zaman diliminde iletimde olup giriş kısmını kısa devre yapmasını engellemek için ölü zaman (t_{dead}) denilen bir zaman aralığı bırakılır. Bu zaman aralığında aynı bacakta her iki anahtar da iletimde değildir.



Şekil 2.2. DGM tekniği uygulanan Tam Köprü DA-DA Dönüştürücü anahtar kapı işaretleri (DGM1–4), transformatör birincil sargı gerilimi (V_p)

DA dönüştürücülerdeki çevrim oranı çıkıştaki süzgeç endüktörün (L_1) gerilim-zaman kuralı ile belirlenmektedir (Eş. 2.2).

$$\left(\frac{N_s}{N_p} V_{giriş} - V_{çıkış} \right) \times 2 \times d \times T_{sw} = (1 - 2 \times d) \times T_{sw} \quad (2.2)$$

“Eş. 2.2” deki denklem çözülürse “Eş. 2.3” eşitliği elde edilir.

$$\frac{V_{\text{çıkış}}}{V_{\text{giriş}}} = 2 \times \frac{N_s}{N_p} \times d \quad (2.3)$$

Doluluk oranı (d) tam köprü topolojisine bağlı olarak maksimum 0,5 olmaktadır. Fakat ölü zaman aralığı da hesaba katılırsa d değeri 0,5 den daha az olmaktadır.

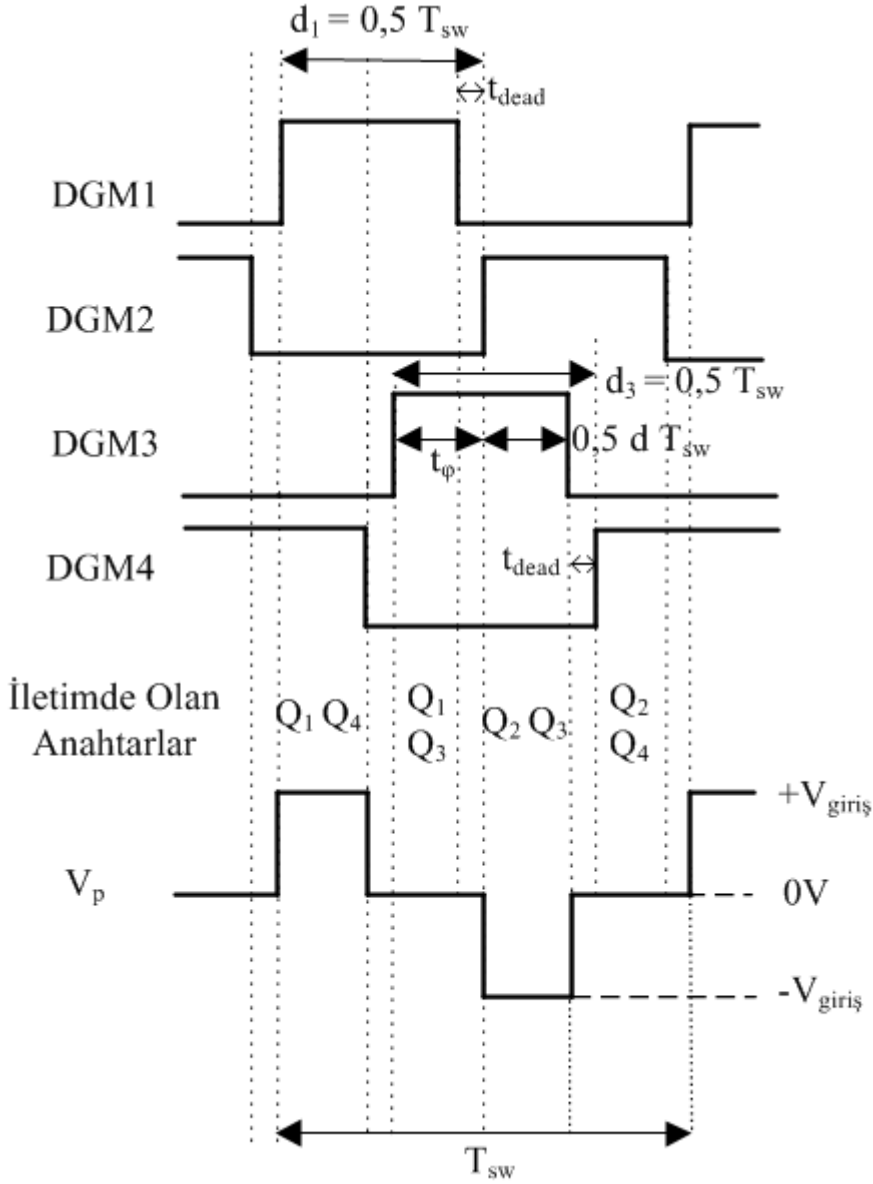
“Eş. 2.3” eşitliğinde görüldüğü üzere çıkışta istenilen gerilim değeri d değeri değiştirilerek ayarlanmaktadır.

2.2. Faz Kaydırılmış Darbe Genişlik Modülasyonu (FK-DGM)

DGM tekniğinde köşegenlerde bulunan anahtarlar aynı zamanda anahtarlanarak transformatöre güç aktarmaktadır. Aktarılan enerjinin büyüklüğü ise d ile belirlenmektedir. FK-DGM tekniğinde ise idealde tüm anahtarlar d=0,5 olarak anahtarlanmaktadır. Bir bacadaki anahtarlar sabit bir şekilde anahtarlanırken diğer bacadaki anahtarlar ise belirli bir faz geçişiyle anahtarlanıyor. Bu zaman gecikmesi de SGA ve/veya SAA özelliklerinin gerçekleştirilmesinde kullanılmaktadır. Bu teknikteki anahtarlama sinyalleri ve transformatördeki birincil sargı gerilimi Şekil 2.3’te gösterilmektedir.

DGM’de olduğu gibi bu yöntemde de aynı bacadaki anahtarların aynı zamanda iletimde olmaması için ölü zaman (t_{dead}) adı verilen bir zaman aralığı bırakılarak aynı bacadaki anahtarların kaynağı kısa devre yapması engellenmektedir. Dolayısıyla her bir anahtarın görev çevrimi ideal değer olan $0.5T_{\text{sw}}$ den az olmaktadır. Bu anahtarlama yöntemi ile her bir zaman aralığında en az bir anahtar iletimde olduğundan transformatör uçları ya 0V ya da $\pm V_{\text{giriş}}$ değerinde kalmaktadır (bkz. Şekil 2.3).

FK-DGM tekniğinde çıkış gerilimi sol ve sağ bacadaki anahtarlama sinyallerinin faz açısı ile belirlenmektedir. Şekil 2.3’te t_{ϕ} ile gösterilen zaman aralığında sol ve sağ bacadaki anahtarlar arasındaki faz kayma zamanı gösterilmektedir.



Şekil 2.3. FK-DGM tekniği uygulanan Tam Köprü DA-DA Dönüştürücü anahtar kapı işaretleri (DGM1–4), transformator birincil sargı gerilimi (V_p)

“Eş. 2.4” eşitliğinde yarım periyot boyunca görev çevrimi, faz kayması ve SGA zamanları gösterilmektedir.

$$\frac{T_{sw}}{2} = t_{dead} + t_{\omega} + \frac{T_{sw}}{2} \times d \quad (2.4)$$

Bir anahtarlama periyodunu 360° kabul edilirse “Eş. 2.5” eşitliği elde edilir.

$$t_{\omega} = \frac{\omega}{360} \times T_{sw} \quad (2.5)$$

“Eş. 2.4” eşitliği, “Eş. 2.5” eşitliği kullanılarak “Eş. 2.6” eşitliği şeklinde yazılabilir.

$$\omega = \left(\frac{T_{sw}}{2} - t_{dead} - \frac{T_{sw}}{2} \times d \right) \times \frac{360}{T_{sw}} \quad (2.6)$$

“Eş. 2.6” eşitliği kullanılarak doluluk oranı d “Eş. 2.7” eşitliği gibi yazılır.

$$d = 1 - \frac{\omega}{180} - \frac{2 \times t_{dead}}{T_{sw}} \quad (2.7)$$

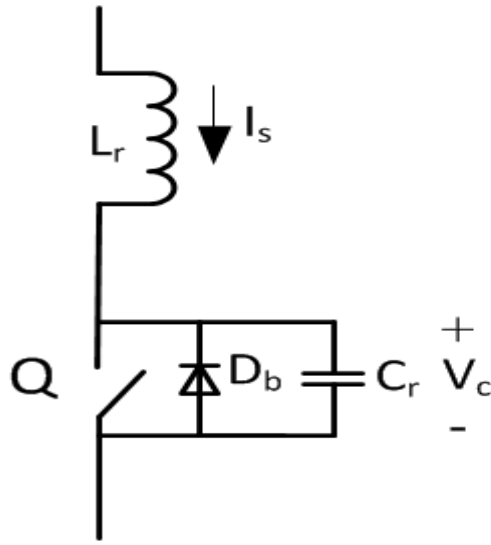
“Eş. 2.7” eşitliği ile anahtarlar arasında herhangi bir faz kayması olmaması durumunda maksimum gerilim elde edilirken bu faz kayması 180° 'ye yaklaştığında ise çıkışta 0V değerine yakın bir voltaj görülmektedir.

Ölü zaman aralığının bu anahtarlama tekniğinde bir diğer avantajı ise yarı iletken anahtarlara SGA yapması için gerekli zaman dilimini sağlamış olmasıdır.

2.3. Sıfır Gerilimde Anahtarlama (SGA)

Sıfır Gerilimle Anahtarlama (SGA) tekniği, anahtarlacak elemana paralel kondansatör ile bu anahtara seri bir endüktörün rezonansa girmesi ile oluşmaktadır (Şekil 2.4). Anahtarlama elemanına paralel kondansatör (C_r), anahtarın kaçak kondansatörü ve/veya dışarıdan eklenen kondansatör ile sağlanmaktadır. Parazitik endüktör (L_r) ise transformatörün kaçak endüktansından ve/veya yeterli olmadığı durumlarda transformatöre seri bağlanan bir endüktörden oluşmaktadır.

Anahtarlama elemanı açılmadan önce anahtara paralel kondansatör seri haldeki endüktör ile rezonansa girer. Rezonans periyodunun $\frac{1}{4}$ ü zamanında kondansatör üzerindeki enerji boşalarak MOSFET gövde diyotunun (D_b) ilettime girmesi sağlanır. Böylece anahtarın üzerinde diyotun iletim anındaki gerilim düşümü varken (idealde 0V) anahtarlama gerçekleşir. Anahtarın kapanma sırasında ise anahtara paralel kondansatör sayesinde gerilim aniden yükselmeyeceğinden anahtarlama kayıpları minimum olacaktır [20].



Şekil 2.4 SGA gerçekleştiren anahtarlama elemanı ile rezonans elemanları

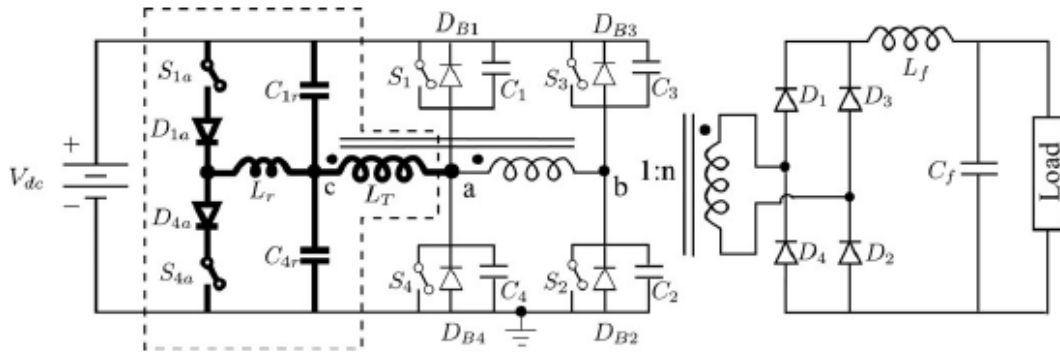
2.4. Sıfır Gerilim Anahtarlama Faz Kaydırılmış Tam Köprü Dönüştürücü Topolojileri ve Karşılaştırılması

“Sıfır Gerilim Anahtarlama Faz Kaydırılmış Tam Köprü Dönüştürücüler” günümüzde orta ve yüksek güç uygulamalarında yoğun olarak kullanılmaktadır. Fakat bu dönüştürücü topolojisi dar SGA aralığı, parazittik gerilim salınımları, transformatörün ikinci tarafına yansıyan görev çevrim kayıpları ve yüksek dolaşan akımlar sebebiyle sorun yaşamaktadır. Bu problemleri çözmek için birçok topoloji ve kontrol yöntemleri örnekleri sunularak bahsedilen dezavantajlar yok edilmiştir [4, 11, 12, 21-25]. Yapılan literatür çalışmalarında her bir makalede pek çok yenilikten bahsedilmiştir. Bu tez çalışmasında sadece 8 uygulama detaylı olarak incelenerek bir karşılaştırma tablosu oluşturulmuştur. Topolojilerin görev çevrim kaybı (Δd), SGA yapabilme aralığı, devre karmaşası, kontrol zorluğu, transformatörün birincil sargısında dolanan enerji (akım) miktarı, kullanılan ekstra manyetik malzeme miktarı, transformatörün ikincil sargı uçlarında oluşan gerilim salınımları, maliyet ve topolojinin artı ile eksi yönleri karşılaştırıldı.

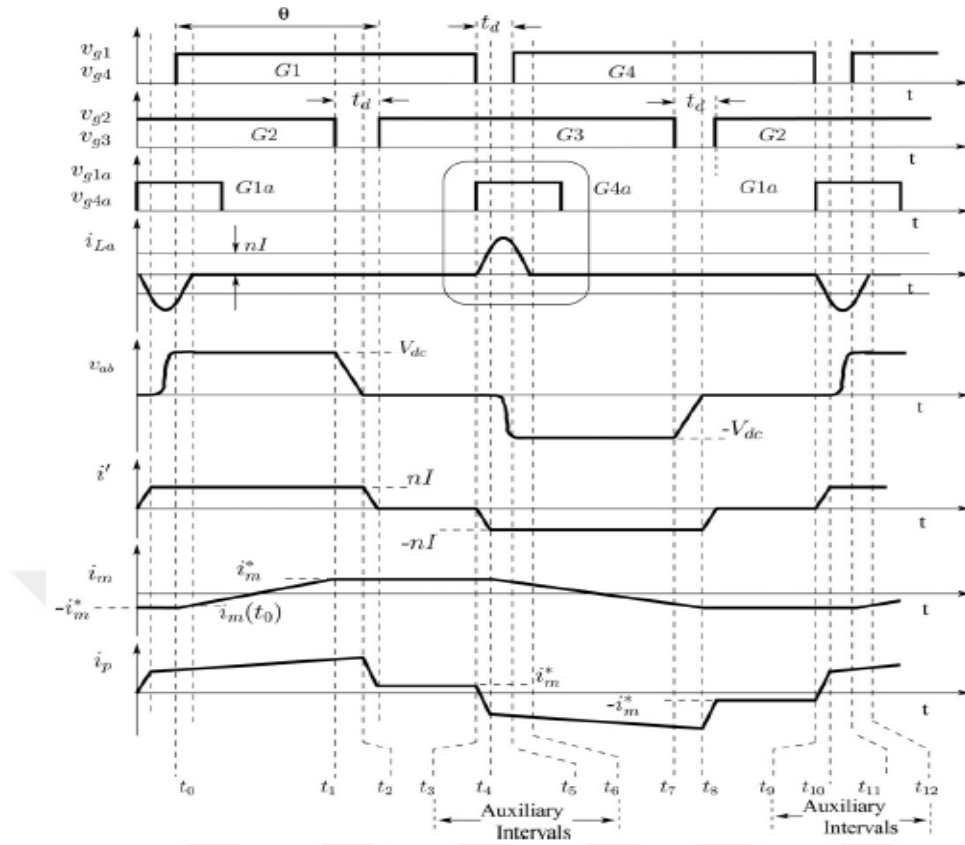
2.4.1. Topoloji 1 – Aktif yumuşak anahtarlama FK-TKD [11]

Birincil taraftaki MOSFET'lerin yumuşak anahtarlama ile SGA yapabilmesi için giriş kısmına Şekil 2.5 (a)'da koyu ile gösterilen yardımcı devre eklenmiştir. S_1 'den S_4 'e kadar gösterilen elemanlar ana anahtarlar olup sırasıyla D_{B1} 'den D_{B4} 'e ve C_1 'den C_4 'e kadar olan elemanlar ise anahtarların gövde diyotları ve çıkış kaçak kapasitanslarıdır. D_1 'den D_4 'e kadarki elemanlar çıkıştaki doğrultucu diyotlardır. Yedek devre ise 2 adet S_{1a} ve S_{4a} ile gösterilen aktif anahtarlar, 2 adet D_{1a} ve D_{4a} ile gösterilen diyotlar, L_r ile gösterilen rezonans endüktörü, C_{r1} ve C_{r4} ile gösterilen rezonans kondansatörler ve birincil taraftaki güç transformatörü ile ilintili L_T sargısından oluşmaktadır. Yedek devrede S_{1a} ve S_{4a} ile gösterilen anahtarlar uygun şekillerde anahtarlansak sırasıyla S_1 ve S_4 anahtarlarının geniş bir aralıkta SGA yapmasını sağlamaktadır (Şekil 2.5 (b)).

Önerilen devre ile hem ana MOSFET'ler hem de yedek devredeki MOSFET'ler yumuşak anahtarlatabilmektedir. Yedek devredeki endüktör sayesinde MOSFET'lere paralel durumdaki parazittik kondansatörler dolup-boşalabilmektedir. Böylece çıkıştan çekilen akımdan ve giriş geriliminden bağımsız olarak geniş bir aralıkta anahtarlar SGA yapabilmektedir.



(a) Devre şeması



(b) Durağan durum dalga şekilleri

Şekil 2.5. Topoloji-1: Aktif yumuşak anahtarlama FK-TKD [11]

Bu topolojinin geleneksel FK-TKD topolojisine göre karşılaştırma tablosu Çizelge 2.1’de gösterilmektedir.

Çizelge 2.1. Topoloji-1’ in genel özellikleri

Görev çevrim kaybı (Δd)	SGA aralığı	Devre karmaşası	Kontrol	Dolanan enerji	Ekstra manyetik malzeme	İkincil taraftaki salınımlar	Maliyet	Artı değerler	Eksi değerler
$\frac{2 \times L_r \times f_{sw} \times n \times I_{out}}{V_{dc}}$	Geniş (tüm yük ve giriş gerilimi)	Karmaşık	Karmaşık	Fazla	Var	Var	Fazla	Geniş bir yük ve giriş gerilimi aralığında SGA (hem ana hem de yardımcı elemanlar için)	Maliyetli, karmaşık kontrol

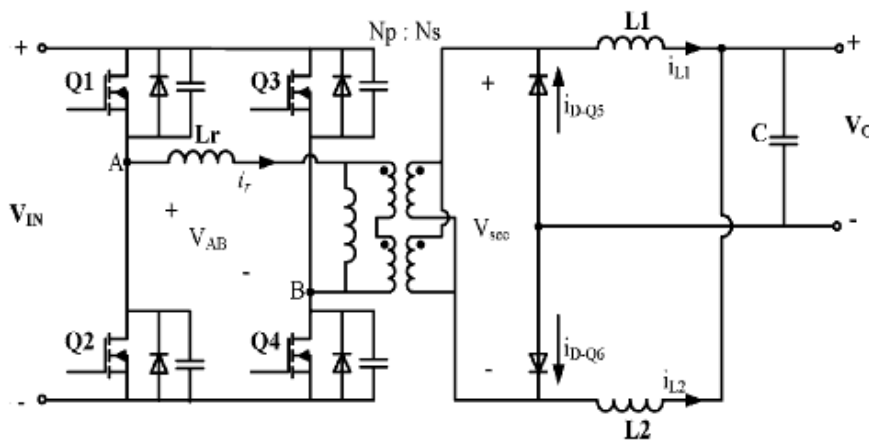
2.4.2. Topoloji 2 – Anahtarlama tekniğini değiştiren FK-TKD [21]

Düşük yük ve bekleme modunda dönüştürücünün anahtarlama metodunu değiştirerek güç kayıplarını minimumda tutmaktadır. Böylece dönüştürücü verimi artabilmektedir. Düşük yükte DGM, bekleme modunda burst kontrollü DGM anahtarlama modu kullanılırken diğer koşullarda FK-DGM tekniği uygulanmaktadır. şekil 2.6’da devre şeması ve durağan durum dalga şekilleri verilen topoloji de transformatörün çıkışında akım kapasitesini arttırmak için akım katlamalı devre yapısı kullanılmaktadır.

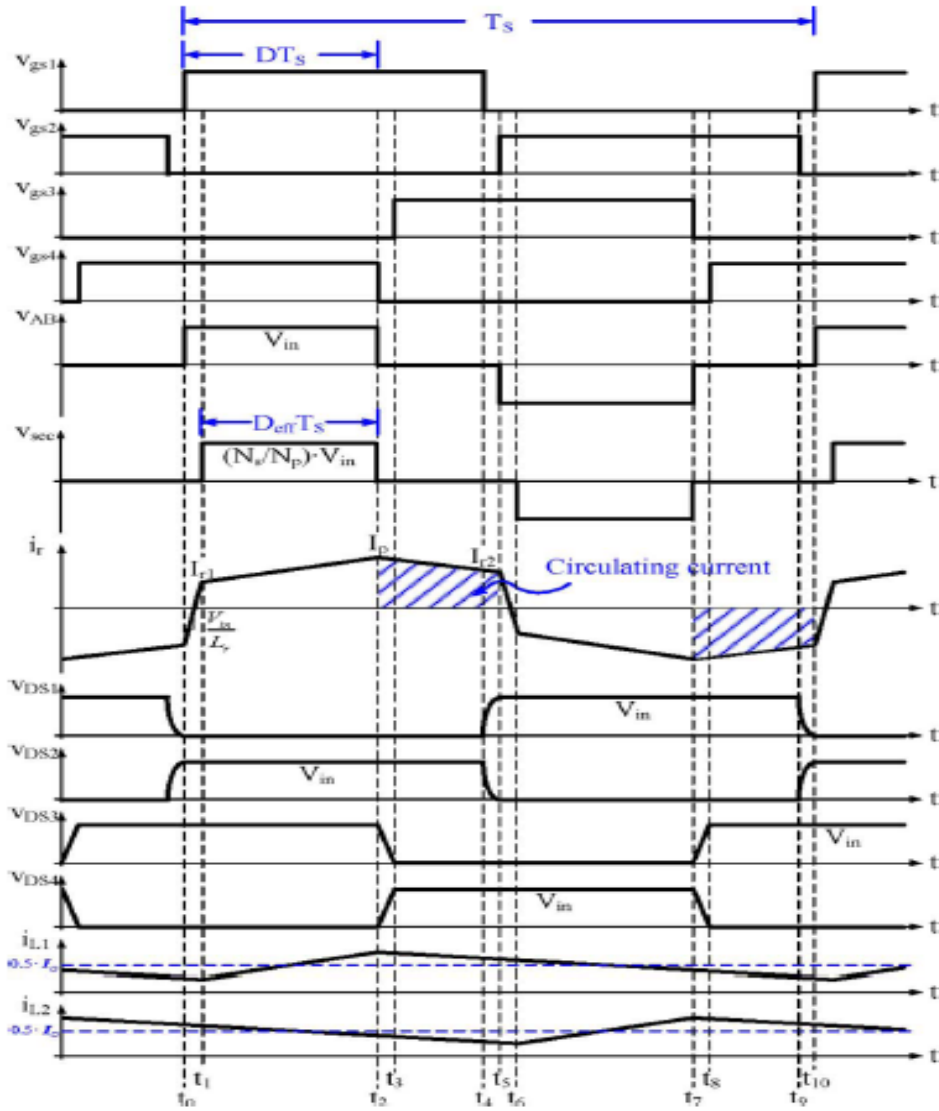
Düşük yük durumlarında SGA durumu gerçekteşemediğinden bu sorundan kurtulmak için FK-DGM tekniği yerine DGM metodu kullanılmaktadır. Deneysel sonuçlar düşük yükte bu anahtarlama tekniği ile verimin %26 ya kadar arttığını doğrulamaktadır. Bu topolojinin geleneksel FK-TKD topolojisine göre karşılaştırma tablosu Çizelge 2.2’de gösterilmektedir.

Çizelge 2.2. Topoloji–2’ in genel özellikleri

Görev çevrim kaybı (Δd)	SGA aralığı	Devre karmaşası	Kontrol	Dolanan enerji	Ekstra manyetik malzeme	İkincil taraftaki sınımlar	Maliyet	Artı değerler	Eksi değerler
$\frac{L_r \times f_{sw} \times n \times I_{out}}{V_{dc}}$	Dar	Normal	Karmaşık	Fazla	Yok	Var	Normal	Düşük yük ve bekleme modunda yüksek verim	Karmaşık kontrol



(a) Devre şeması

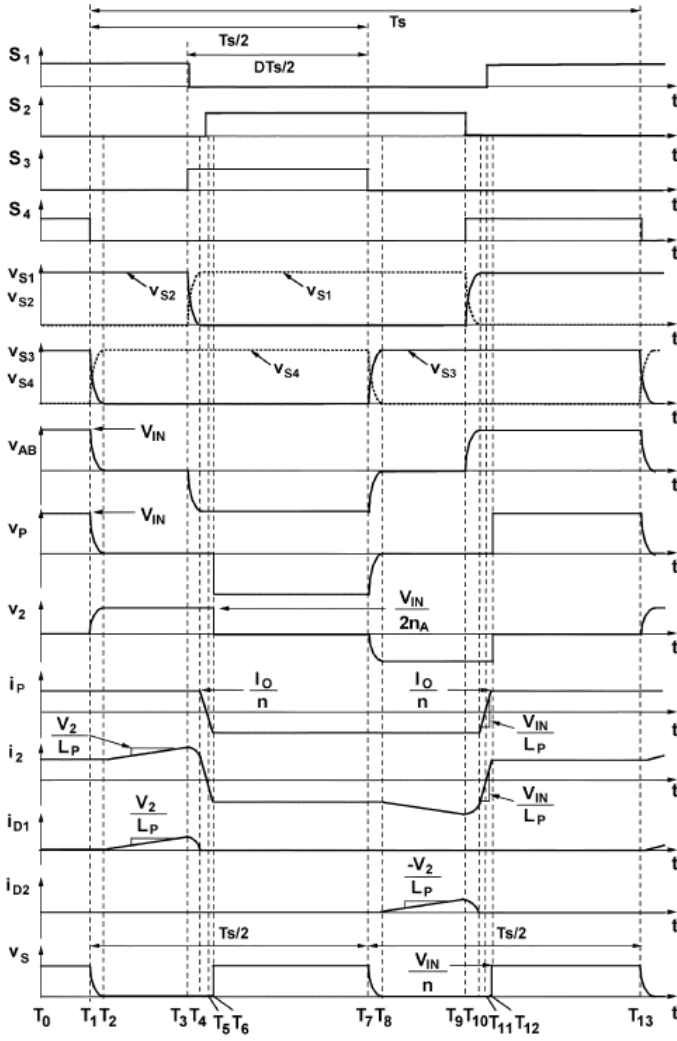


(b) Durağan durum dalga şekilleri

Şekil 2.6. Topoloji-2: Anahtarlama tekniğini değiştiren FK-TKD [21]

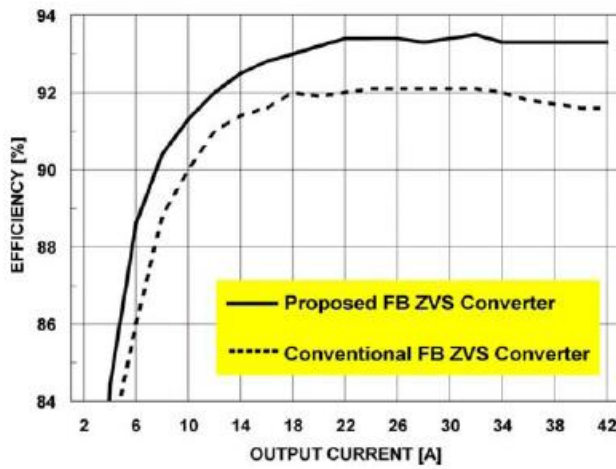
2.4.3. Topoloji 3 – Uyarlanırlı yük kontrollü FK-TKD [4]

Bu topolojide, girişteki 4 anahtarın geniş bir aralıkta SGA yapabilmesi için uyarlanırlı yük kontrol tekniği kullanılmıştır. Şekil 2.7’de devre şeması ve durağan durum dalga şekilleri verilen topolojide SGA gerçekleşmesi için transformatörün girişine yedek transformatör (TRA) eklenerek SGA için endüktif enerji depolanabilmektedir. Böylece anahtarlar SGA yaparak dönüştürücü verimi arttırılmaktadır. Girişte kullanılan D_1 ve D_2 diyotları bu enerjinin birincil taraftaki endüktöre gitmesi için kullanılmaktadır. Şekil 2.8’de ise önerilen bu topoloji ile kullanılan geleneksel topolojinin verim karşılaştırılması yapılmıştır.



(b) Durağan durum dalga şekilleri

Şekil 2.7. Topoloji-3: Uyarlanırlı yük kontrollü FK-TKD [4]



Şekil 2.8. Topoloji-3: Önerilen topoloji ile geleneksel topolojinin verim-yük bakımından karşılaştırılması [4]

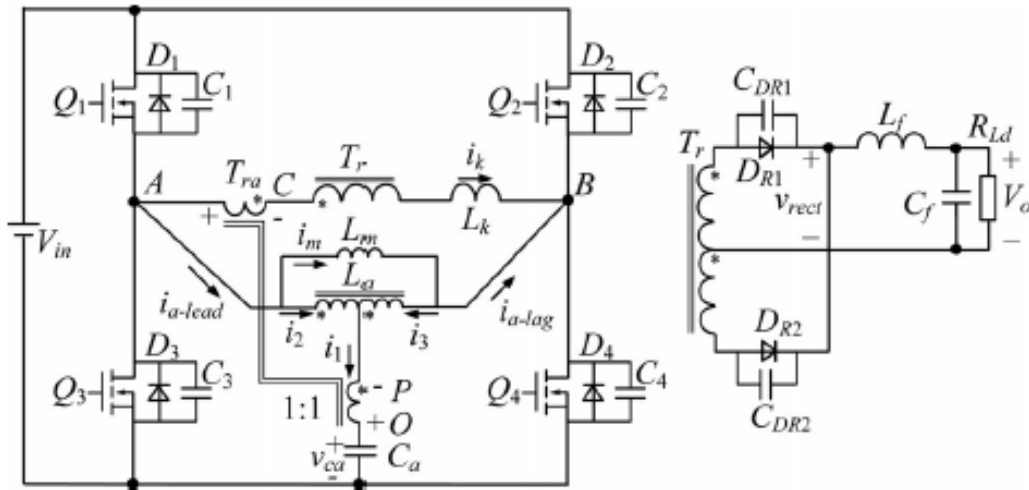
2.4.4. Topoloji 4 – Parazittik salınımları azaltan FK-TKD [22]

Bu topolojide kullanılan yedek ilişkilendirilmiş endüktör ile birincil taraftaki anahtarlar geniş bir aralıkta SGA yapabilmekte, ikincil taraftaki parazittik salınımlar azalmakta ve görev çevrim kaybı sıfırlanmaktadır. Devredeki ana transformatör çevrim zamanının tümünde ikincil tarafa enerji aktardığından dolanan zaman olmayıp bu nedenle çıkıştaki endüktörler üzerindeki akım dalgalanması azalmaktadır. Şekil 2.9 (a)'da devre şeması verilen topolojinin durağan zaman aralığındaki dalga şekilleri Şekil 2.9 (b)'de gösterilmektedir.

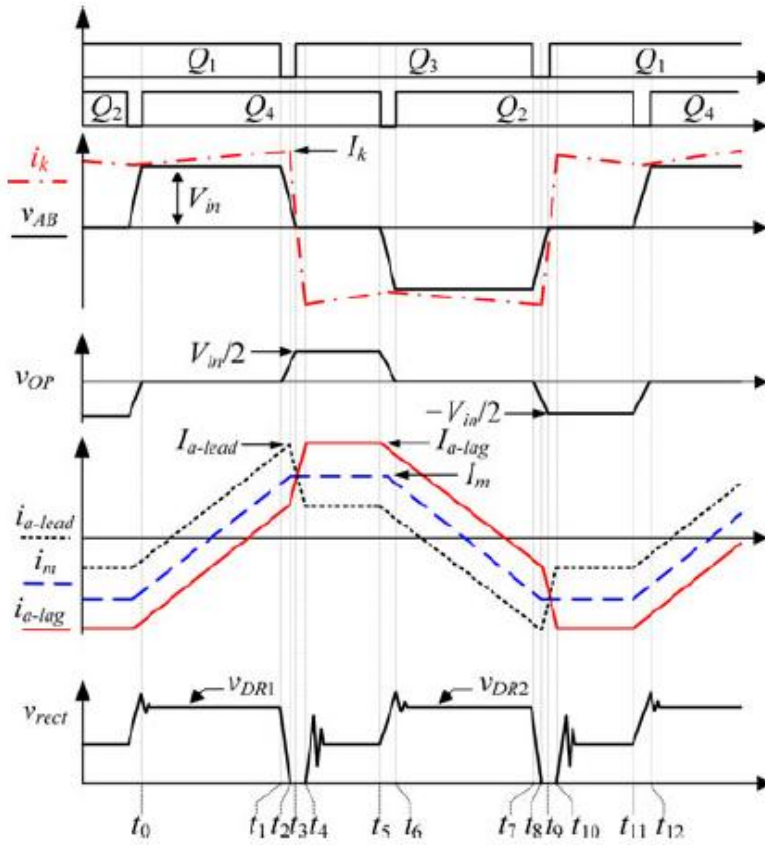
Bu topolojinin geleneksel FK-TKD topolojisine göre karşılaştırma tablosu Çizelge 2.4'de gösterilmektedir.

Çizelge 2.4. Topoloji-4' in genel özellikleri

Görev çevrim kaybı (Δd)	SGA aralığı	Devre karmaşası	Kontrol	Dolanan enerji	Ekstra manyetik malzeme	İkincil taraftaki salınımlar	Maliyet	Artı değerler	Eksi değerler
Yok	Geniş	Karmaşık	Karmaşık	Az	Var	Az	Fazla	Düşük görev çevrim kaybı, her iki bacakta anahtarlar için SGA	Maliyet, ekstra bileşenler



(a) Devre şeması



(b) Durağan durum dalga şekilleri

Şekil 2.9. Topoloji-4: Parazittik salınımları azaltan FK-TKD [22]

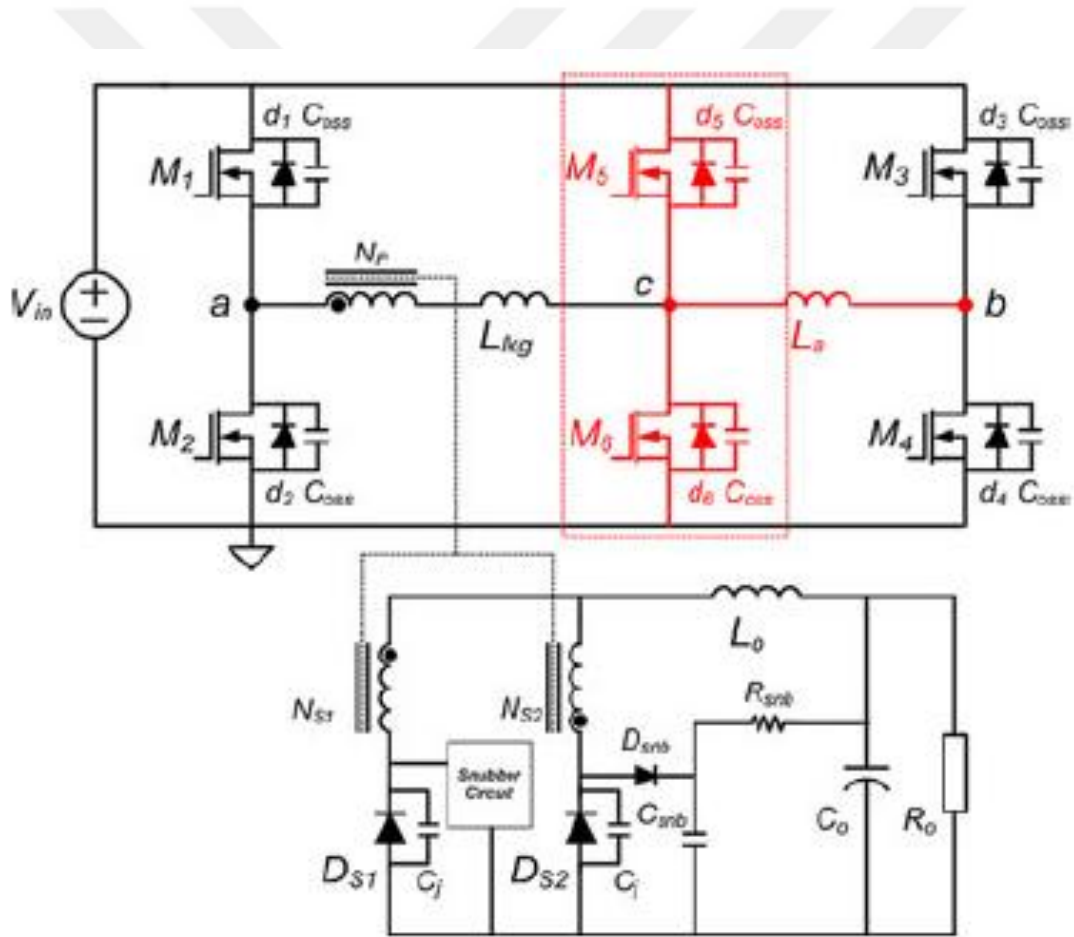
2.4.5. Topoloji 5 – İletim kayıplarını azaltan FK-TKD [23]

Bu topolojide dolanan akımdan kaynaklanan iletim kayıpları düşürülerek geniş bir alanda SGA yapabilen FK-TKD yapısı anlatılmıştır. Şekil 2.10 (a)' da devre şeması verilen topolojide transformatörün birincil kısmına büyük bir endüktör konularak dönüştürücünün serbest dolaşım zamanı azaltılıp komutasyon zamanı arttırılarak dolanan akımdan kaynaklı iletim kayıpları azaltılmaktadır. Şekil 2.10 (b)' de akım dalga şekillerinden birincil sargı akımına (I_{pri}) bakılarak önerilen devre ile dolanan akımın azaldığı görülmektedir. Transformatörün girişine büyük bir endüktör konularak dönüştürücünün geniş bir alanda SGA yapmasına olanak sağlanmış olundu. Daha önceki topolojilerde birincil tarafa konulan diyotlar yerine burada MOSFET konularak transformatörün ikincil tarafındaki gerilim osilasyonunun da azaltılması sağlanmıştır.

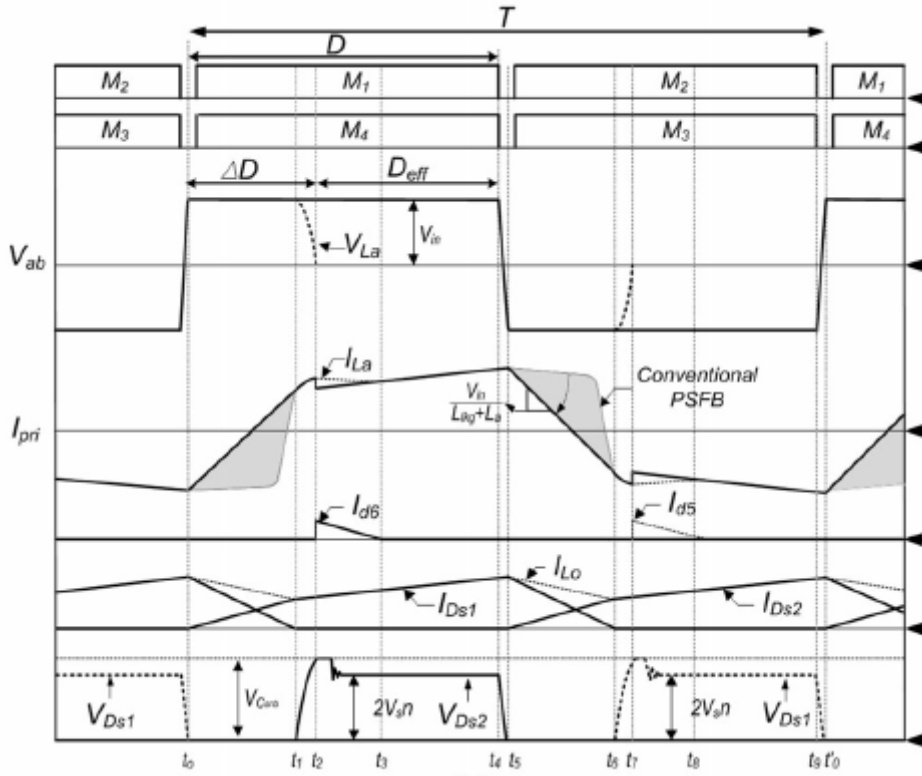
Bu topolojinin geleneksel FK-TKD topolojisine göre karşılaştırma tablosu Çizelge 2.5’de gösterilmektedir.

Çizelge 2.5. Topoloji-5’ in genel özellikleri

Görev çevrim kaybı (Δd)	SGA aralığı	Devre karmaşıklığı	Kontrol	Dolanan enerji	Ekstra manyetik malzeme	İkincil taraftaki salınımlar	Maliyet	Artı değerler	Eksi değerler
$\frac{2 \times L_r \times f_{sw} \times n}{V_{dc}} \left(2 \times I_{out} - \frac{V_{out}}{L_o} (1-d) \frac{T_{sw}}{2} \right)$	Geniş	Karmaşık	Karmaşık	Az	Yok	Az	Fazla	Geniş bir aralıkta SGA, düşük iletim kayıpları	Maliyet, ekstra bileşenler, yüksek görev çevrim kaybı



(a) Devre şeması



(b) Durağan durum dalga şekilleri

Şekil 2.10. Topoloji-5: İletim kayıplarını azaltan FK-TKD [23]

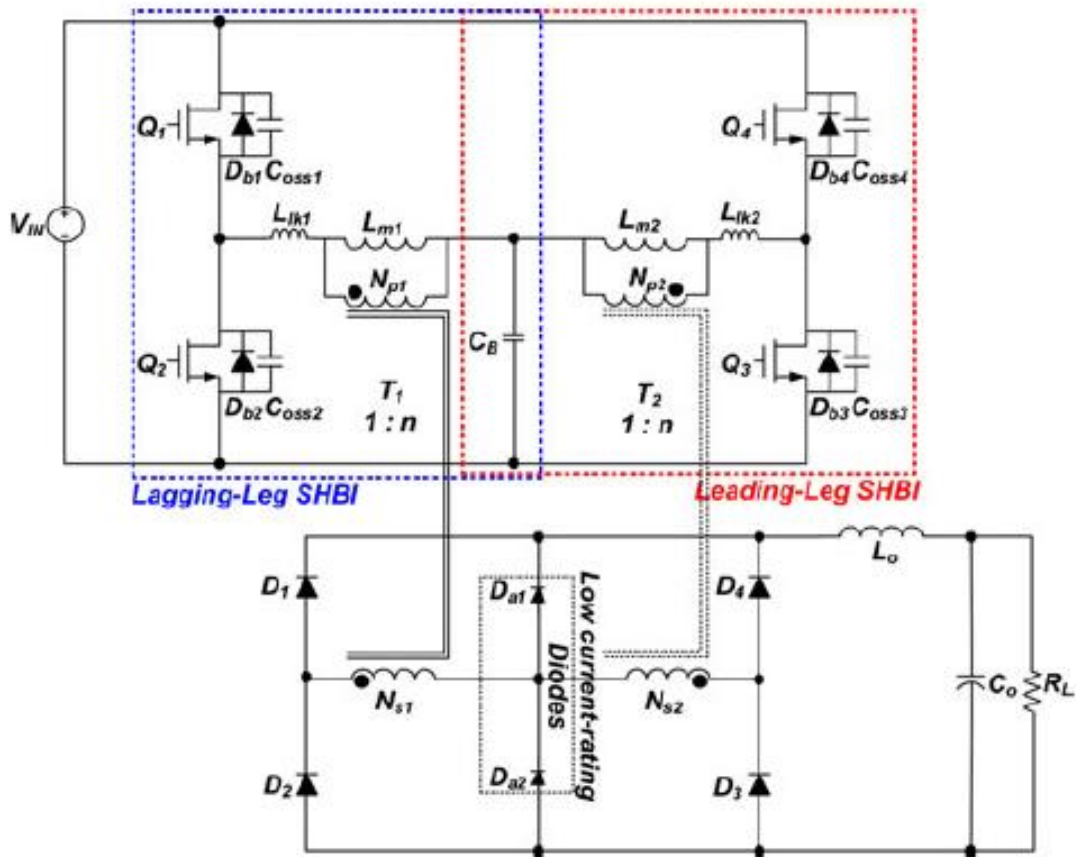
2.4.6. Topoloji 6 – Tüm yük aralığında SGA yapan FK-TKD [24]

Geleneksel FK-TKD topolojilerinde görülen dar yük aralığında SGA, yüksek dolanan akım ve görev çevrim kayıpları gibi olumsuzlukları gidermek için önerilmiş bir topoloji olup Şekil 2.11’de devre şeması ve durağan dalga şekilleri verilmektedir. 2 adet simetrik yarı-köprü dönüştürücünün paralel bir şekilde transformatorün birincil tarafında bağlanması ile oluşmakta olup her iki yarı-köprü faz-kaydırılmış şekilde sürülmektedir. Böylece, tüm yük aralığından SGA yapılabilmekte, görev çevrim kaybı olmamakta ve dolanan akım akmamaktadır.

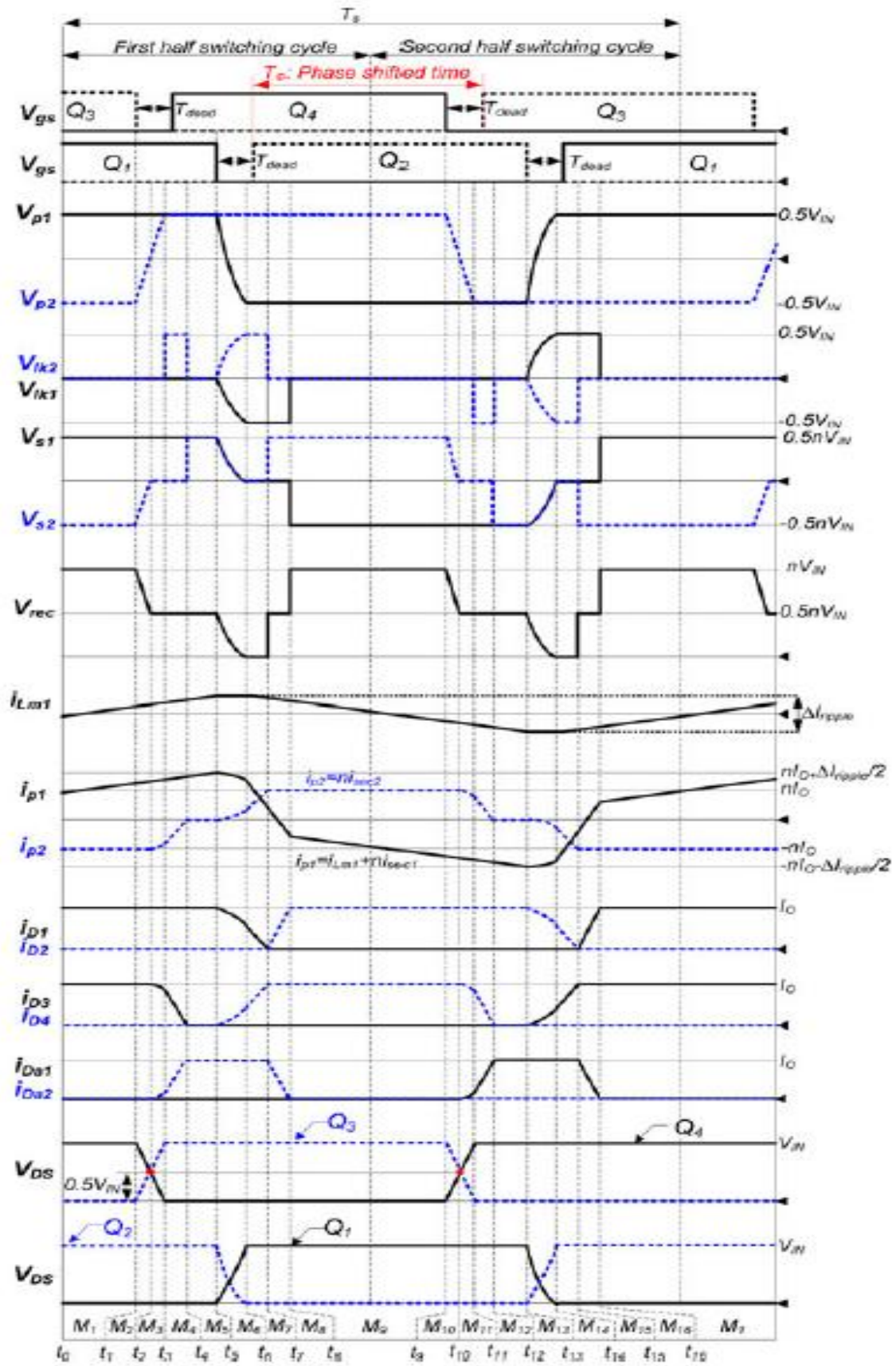
Bu topolojinin geleneksel FK-TKD topolojisine göre karşılaştırma tablosu Çizelge 2.6’da gösterilmektedir.

Çizelge 2.6. Topoloji-6' in genel özellikleri

Görev çevrim kaybı (Δd)	SGA aralığı	Devre karmaşası	Kontrol	Dolanan enerji	Ekstra manyetik malzeme	İkincil taraftaki sınımlar	Maliyet	Artı değerler	Eksi değerler
Yok	Geniş	Karmaşık	Karmaşık	Yok	Var	Az	Fazla	Geniş bir aralıkta SGA, düşük iletim kayıpları, düşük görev çevrim kaybı	Maliyet, ekstra bileşenler



(a) Devre şeması



(b) Durağan durum dalga şekilleri

Şekil 2.11. Topoloji-6: Tüm yük aralığında SGA yapan FK-TKD [24]

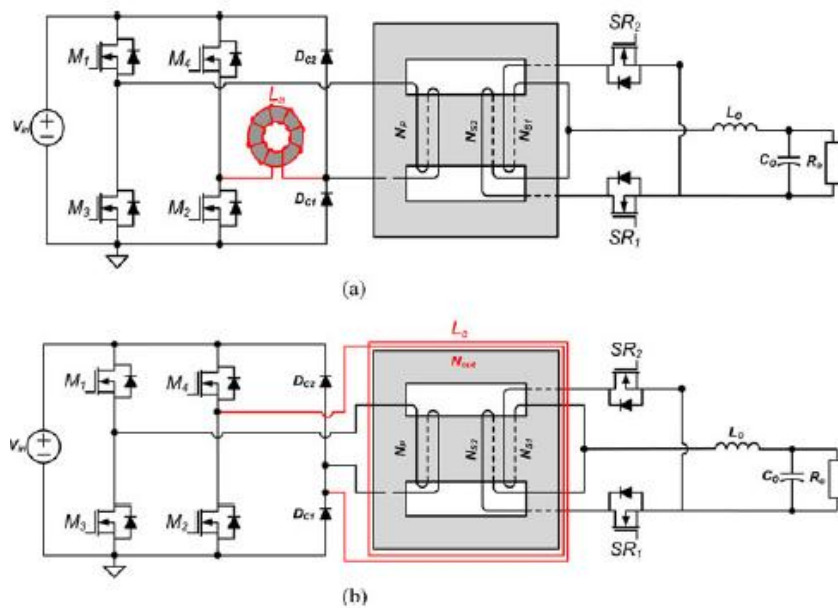
2.4.7. Topoloji 7 – Eklenen rezonans endüktörünün transformatöre dahil edildiği FK-TKD [25]

Faz-kaydırılmış dönüştürücülerde SGA aralığını arttırmak için transformatörün birincil tarafına seri endüktör konulur. Fakat bu endüktör görev çevrim kayıplarına neden olarak maksimum güç aktarımını düşürmektedir. Şekil 2.12’de devre şeması ve durağan dalga şekilleri gösterilen topolojide sisteme ekstradan bir endüktör konulması yerine transformatöre ekstra sargı konularak SGA için gerekli endüktif enerji sağlanmış olmaktadır. Böylece görev çevrim kaybı olmamaktadır.

Bu topolojinin geleneksel FK-TKD topolojisine göre karşılaştırma tablosu Çizelge 2.7’de gösterilmektedir.

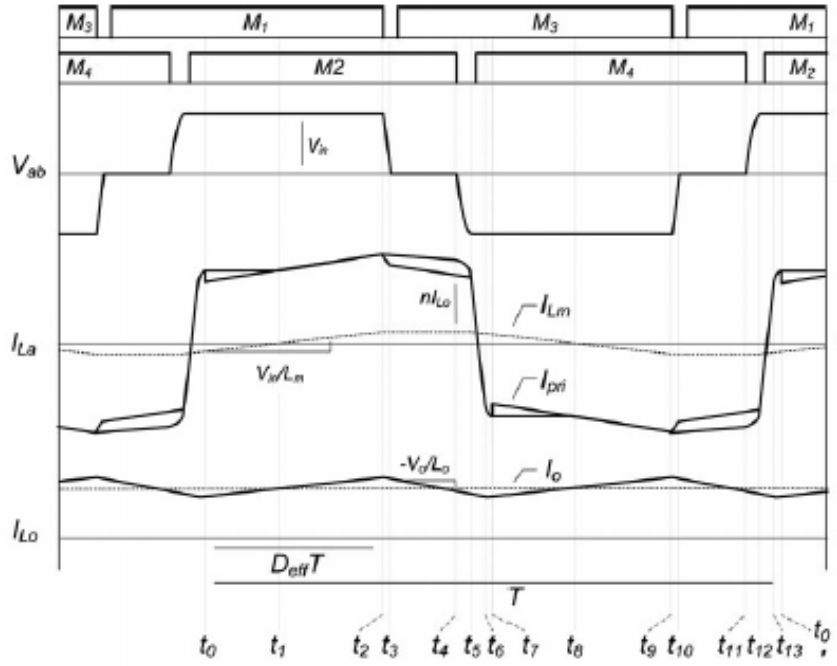
Çizelge 2.7. Topoloji-7’ in genel özellikleri

Görev çevrim kaybı (Δd)	SGA aralığı	Devre karmaşası	Kontrol	Dolanan enerji	Ekstra manyetik malzeme	İkincil taraftaki salınımlar	Maliyet	Artı değerler	Eksi değerler
Yok	Geniş	Karmaşık	Karmaşık	Var	Yok	Az	Normal	Geniş bir aralıkta SGA, düşük ikincil taraftaki gerilim salınımları, düşük görev çevrim kaybı	Transformatöre eklenen sargı



(a) Ekstradan eklenen seri endüktörün devre şeması

(b) Ekstra eklenen endüktörün transformatöre dâhil edildiği devre şeması



(c) Durağan durum dalga şekilleri

Şekil 2.12. Topoloji-7: Eklenen rezonans endüktörünün transformatöre dahil edildiği FK-TKD [25]

2.4.8. Topoloji 8 – Akım katlamalı FK-TKD [12]

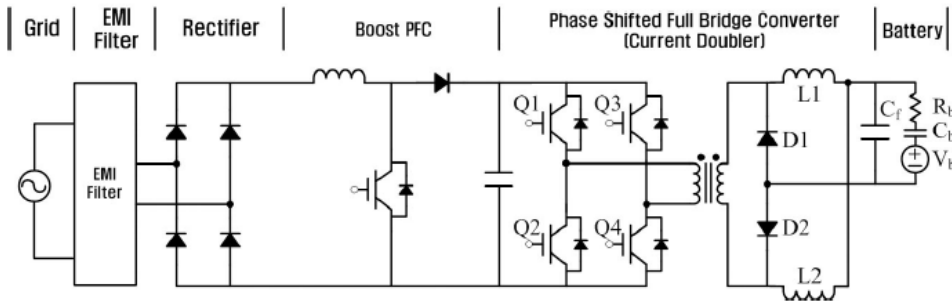
Şekil 2.13’de devre şeması ve durağan dalga şekilleri gösterilen topolojide transformatörün ikincil kısmında gerilimin doğrultulduğu yerde 2 adet endüktör kullanılarak çıkıştaki akım dalgalanma miktarı azaltılmakta ve transformatörün ikincil sargı gücü yarıya indirilmektedir. Süzgeç kondansatörünün gördüğü dalga şekli anahtarlama frekansının 2 katı olduğundan gerekli süzgeç kondansatörü de küçülmüştür. Böylece yüksek akım ihtiyacı olduğu durumlarda daha küçük süzgeç endüktörleri ve kondansatörleri kullanılabilir.

Bu topolojinin geleneksel FK-TKD topolojisine göre karşılaştırma tablosu Çizelge 2.8’de gösterilmektedir.

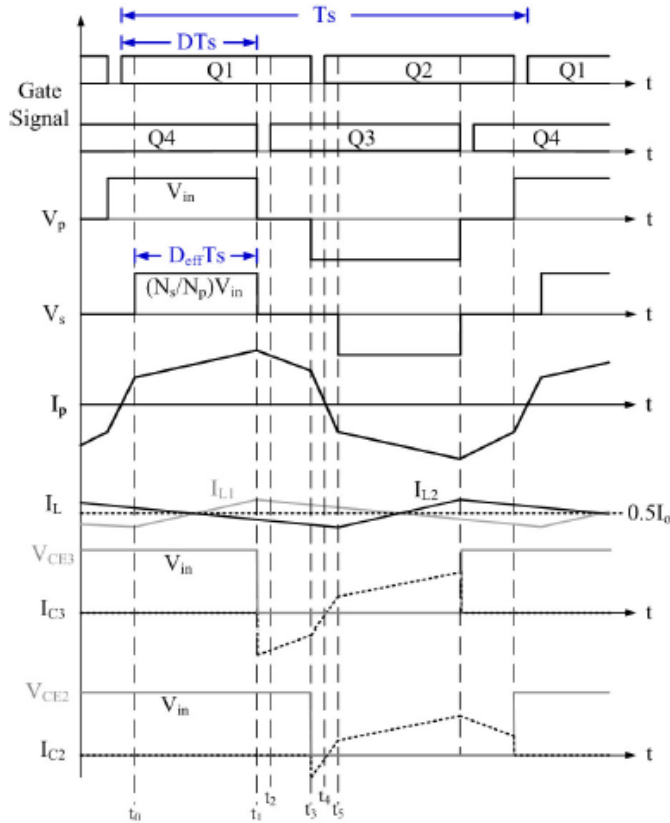
Anlatılan 8 farklı topolojinin belirlenen bazı özelliklerinin karşılaştırıldığı tablo Çizelge 2.9’da belirtilmiştir. Bu tablo ile her bir topolojinin birbirine göre avantaj ve dezavantajları gösterilmeye çalışılmıştır.

Çizelge 2.8. Topoloji-8' in genel özellikleri

Görev çevrim kaybı (Δd)	SGA aralığı	Devre karmaşıklığı	Kontrol	Dolanan enerji	Ekstra manyetik malzeme	İkincil taraftaki salınımlar	Maliyet	Artı değerler	Eksi değerler
$\frac{L_r \times f_{sw} \times n \times I_{out}}{V_{dc}}$	Dar	Karmaşık	Karmaşık	Var	Yok	Var	Fazla	Yüksek akım verebilme kapasitesi, düşük transformatör ikincil sargı gücü, küçük süzgeç elemanları	Yüksek görev çevrim kaybı, gerilim salınımları



(a) Devre Şeması



(b) Durağan durum dalga şekilleri

Şekil 2.13. Topoloji-8: Akım katlamalı FK-TKD [12]

Çizelge 2.9. 8 farklı topolojinin belirli özellikler bakımından karşılaştırılması

	Görev çevrim kaybı (Δd)	SGA aralığı	Devre karmaşası	Kontrol	Dolanan enerji	Ekstra manyetik malzeme	İkincil tarafındaki salınımlar	Maliyet	Artı değerleri	Eksi değerleri
Topoloji 1	$\frac{2 \times L_r \times f_{sw} \times n \times I_{out}}{V_{dc}}$	Geniş (Tüm yük ve giriş gerilimi aralığında)	Karmaşık	Zor	Fazla	Var	Var	Fazla	Geniş bir yük ve giriş gerilimi aralığından SGA	Maliyetli, karmaşık kontrol
Topoloji 2	$\frac{L_r \times f_{sw} \times n \times I_{out}}{V_{dc}}$	Dar	Normal	Karmaşık	Fazla	Yok	Var	Normal	Düşük yük ve bekleme modunda yüksek verim	Karmaşık kontrol
Topoloji 3	Az	Geniş	Karmaşık	Karmaşık	Fazla	Var	Var	Fazla	Düşük görev çevrim kaybı, geriden izleyen bacak için SGA	Yüksek dolanan enerji, geriden izleyen bacak için parçalı SGA, ekstra bileşenler
Topoloji 4	Yok	Geniş	Karmaşık	Karmaşık	Az	Var	Az	Fazla	Düşük görev çevrim kaybı, iki bacakta anahtarlar için SGA	Maliyet, ekstra bileşenler

Çizelge 2.9. (devam) 8 farklı topolojinin belirli özellikler bakımından karşılaştırılması

Topoloji 5	$\frac{2 \times L_r \times f_{sw} \times n}{V_{dc}} \left(2 \times I_{out} - \frac{V_{out}}{L_o} \left(1 - d \right) \frac{T_{sw}}{2} \right)$	Geniş	Karmaşık	Karmaşık	Az	Yok	Az	Fazla	Geniş bir aralıkta SGA, düşük iletim kayıpları	Maliyet, ekstra bileşenler, yüksek görev çevrim kaybı
Topoloji 6	Yok	Geniş	Karmaşık	Karmaşık	Yok	Var	Az	Fazla	Geniş bir aralıkta SGA, düşük iletim kayıpları, düşük görev çevrim kaybı	Maliyet, ekstra bileşenler
Topoloji 7	Yok	Geniş	Karmaşık	Karmaşık	Var	Yok	Az	Normal	Geniş bir aralıkta SGA, düşük ikincil taraftaki gerilim salınımları, düşük görev çevrim kaybı	Transformatöre eklenen sargı
Topoloji 8	$\frac{L_r \times f_{sw} \times n \times I_{out}}{V_{dc}}$	Dar	Karmaşık	Karmaşık	Var	Yok	Var	Fazla	Yüksek akım verebilme kapasitesi, düşük transformatör ikincil sargı gücü, küçük süzgeç elemanları	Yüksek görev çevrim kaybı, gerilim salınımları



3. SIFIR GERİLİM ANAHTARLAMALI AKIM KATLAMALI SENKRON DOĞRULTMALI FAZ KAYDIRILMIŞ DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONLU TAM KÖPRÜ DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ ANALİZİ

3.1. Giriş

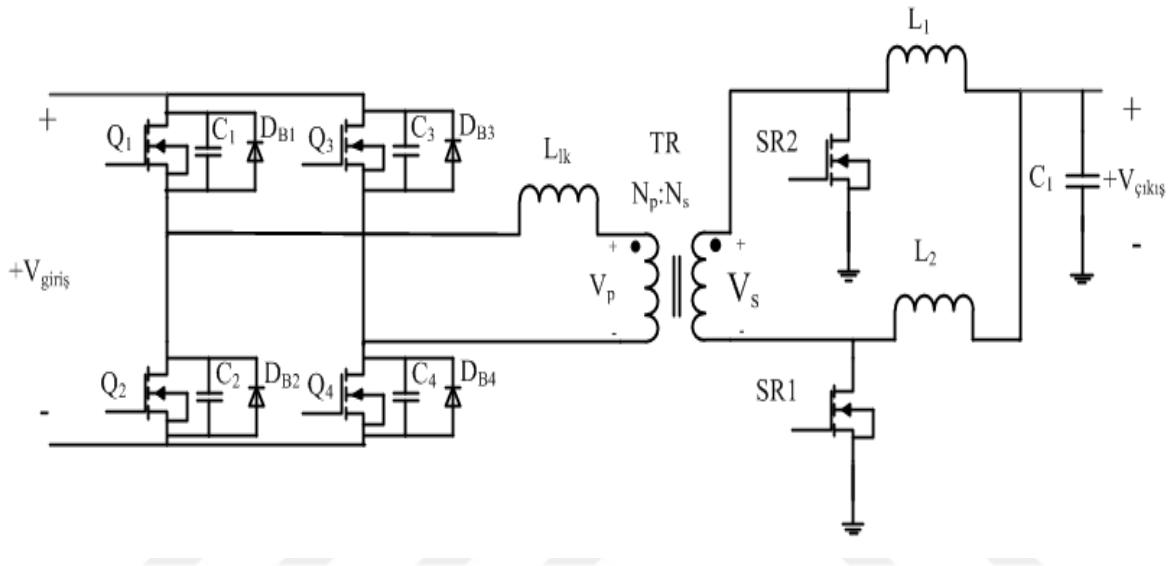
Güç ihtiyacının en az 400 W ve girişi ile çıkışı arasında yalıtıma sahip bir dönüştürücü ihtiyacından dolayı tam köprü DA-DA dönüştürücü topolojilerinde karar kılındı. Devrenin kompakt ve düşük maliyetli yapılabilmesi için veriminin yüksek olması gerekmektedir. Bunun için devredeki MOSFET'lerin SGA yapabildiği, transformatörün ikincil kısmında köprü diyot yerine kayıpların az olduğu senkron doğrultma yapıldığı ve çıkış akımının yüksek olması sebebiyle akım katlamalı devre yapısının kullanıldığı bir devreye ihtiyaç duyuldu. Tüm bu özellikler düşünüldüğünde SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD topolojisinde karar kılındı. Detaylı özellikleri ve tasarımı bu bölümde incelenecektir.

Bu bölümün ilk kısımda 1 periyot süresince devrenin bulunduğu modlar detaylı olarak incelenecek ve eşdeğer devreler oluşturulacaktır. Daha sonra dönüştürücü tasarımı gerekli istelere göre hesaplanıp gerekli bileşenler seçilecektir. Son kısımda tasarlanan dönüştürücü belirlenen bileşenlere göre benzetim ortamında simüle edilerek gerekli çıktılar elde edilecek.

3.2. SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD Devre Topolojisi ve Çalışma İlkeleri

“SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD” topoloji Şekil 3.1’de gösterildiği gibi girişteki DA gerilimi transformatörün birincil sargısına AA dalga şeklinde yansıtarak çıkışta transformatörün sarım oranına göre ($N_p:N_s$) bir AA dalga şekli elde edilir ve daha sonra alçak geçiren süzgeç yapısından geçip DA bir gerilim elde edilir. Girişte anahtarlama elamanı olarak 4 adet MOSFET (Q_1-Q_4), bu MOSFET’lerin parazitik kondansatörleri (C_1-C_4) ve gövde diyotları ($D_{B1}-D_{B4}$) ile transformatörün kaçak endüktansı ve/veya transformatöre seri halde bağlı endüktör (L_{lk}) bulunmaktadır. Transformatörün çıkışında elde edilen AA dalga şekli SR1 ve SR2 MOSFET elemanlarının belirli zamanlarda açılıp kapanmasıyla diyot şeklinde kullanılmakta ve böylece senkron doğrultma işlemi yapılmaktadır. Çünkü diyotların iletim anında yaklaşık 0.7V gerilim düşümü olmakta olup

her bir diyotun güç kaybı $0.7V \cdot I$ kadar olmaktadır. MOSFET kullanıldığı durumlarda ise $I^2 R_{ds,on}$ kadar güç kaybı oluşmakta olup böylece dönüştürücü verimi artmaktadır. Bu topolojinin bir diğer özelliği ise çıkış akımını arttırmak için 2 adet endüktör (L_1 , L_2) kullanılarak dönüştürücünün akım verebilme kapasitesinin 2 katına çıkmasıdır. Ayrıca, süzgeç kondansatörünün (C_1) gördüğü akım dalga şekli anahtarlama frekansının 2 katı olduğundan süzgeç kondansatörünün değeri yarıya düşebilmektedir.



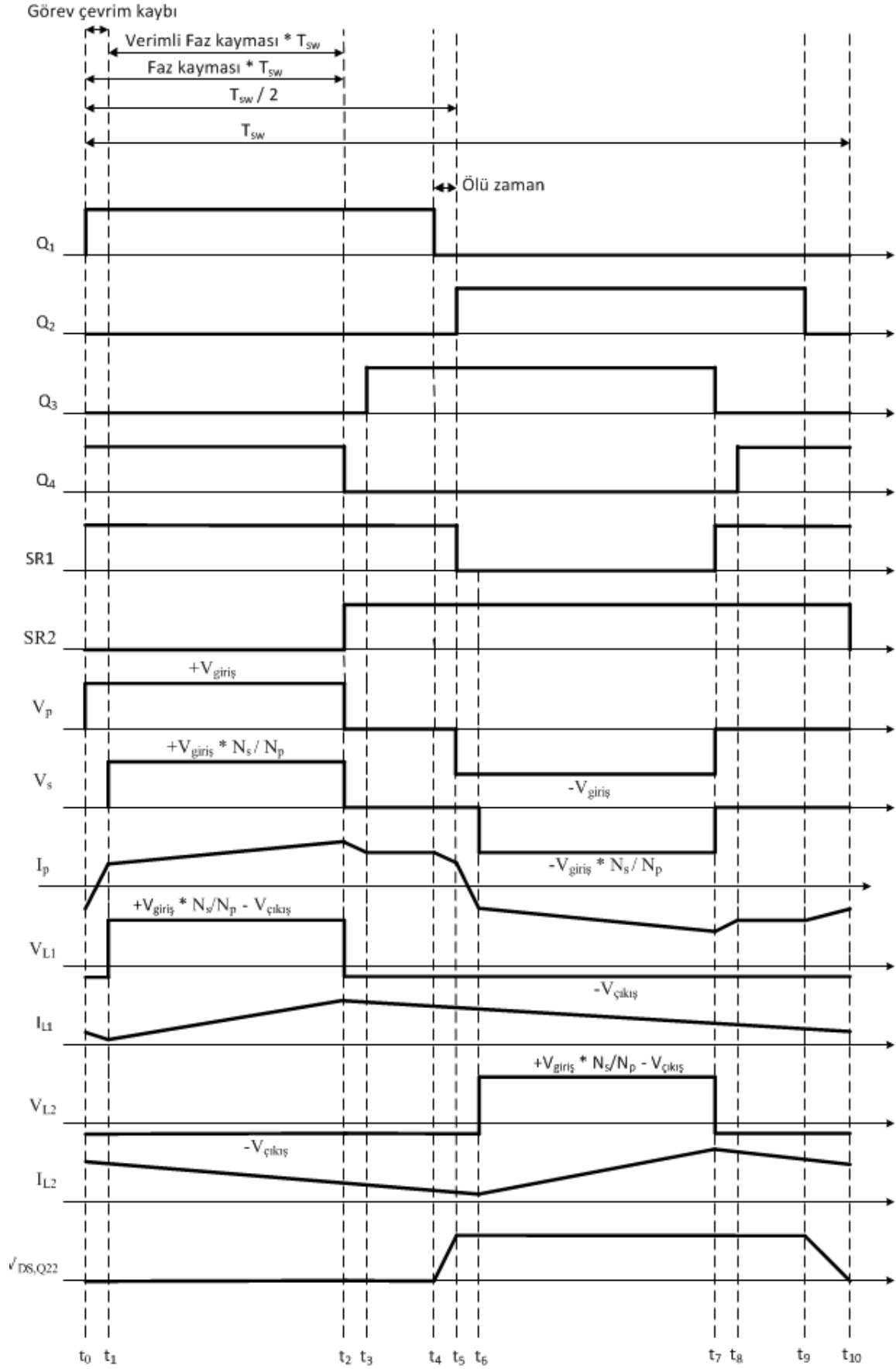
Şekil 3.1. Sıfır gerilim anahtarlama akım katlamalı senkron doğrultmalı tam köprü DA-DA dönüştürücü topolojisi

Tasarlanacak topolojinin bir periyot boyunca MOSFET anahtarlama sinyalleri (Q_1 - Q_4), senkron MOSFET'lerin anahtarlama sinyalleri ($SR1$, $SR2$), transformatorün birincil sargı ve ikincil sargı uçları arasındaki gerilim şekilleri (V_p , V_s), transformatorün birincil sargı uçlarından geçen akım dalga şekli (I_p), her bir süzgeç endüktörün uçları arasındaki gerilim dalga şekilleri (V_{L1} , V_{L2}) ve akım dalga şekilleri (I_{L1} , I_{L2}) ile Q_2 MOSFET'inin savak-kaynak uçları arasındaki gerilim dalga şekilleri Şekil 3.2'de gösterilmektedir. Dalga şekillerinden görüldüğü gibi bir periyodu t_0 'dan t_{10} zaman aralığına bölündüğünde topolojinin 10 farklı vardır [26].

Şekil 3.2'deki grafiklerden görüldüğü üzere anahtarlar belirli bir faz kayması ile anahtarlama olup bu faz kaymasının bir kısmında güç aktarımı olmamaktadır. Bu aralığın büyüklüğü çıkışa aktarılan maksimum gücün azalmasına neden olmaktadır. Gücü yükseltmek için de doluluk oranının artırılması gerekmektedir.

Anahtarlama kayıplarını azaltmak için girişteki MOSFET'lerin anahtarlanması sırasında SGA yapması sağlanmaktadır. Bunun için alt ve üst MOSFET'lerin güvenli bir şekilde çalışması için bırakılan ölü zaman süresi kullanılmaktadır. SGA için bir diğer şart ise çıkıştan çekilen akım değeri olup, tasarımı yapan kişi tarafından tasarımın başında belirlenmektedir.

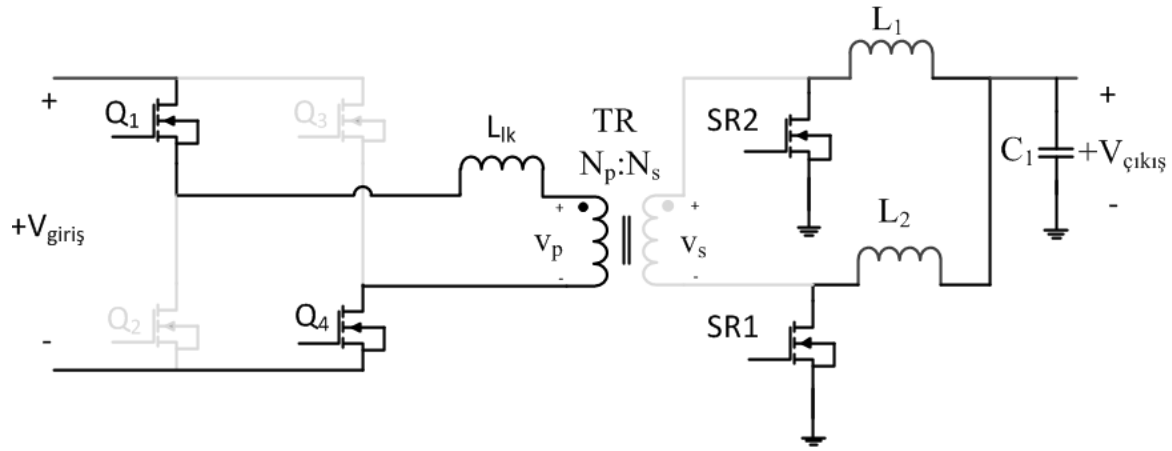




Şekil 3.2. Sıfır gerilim anahtarlama akım katlamalı senkron doğrultmalı tam köprü DA-DA dönüştürücü topolojisi dalga şekilleri

3.2.1. Mod 1 (t_0-t_1)

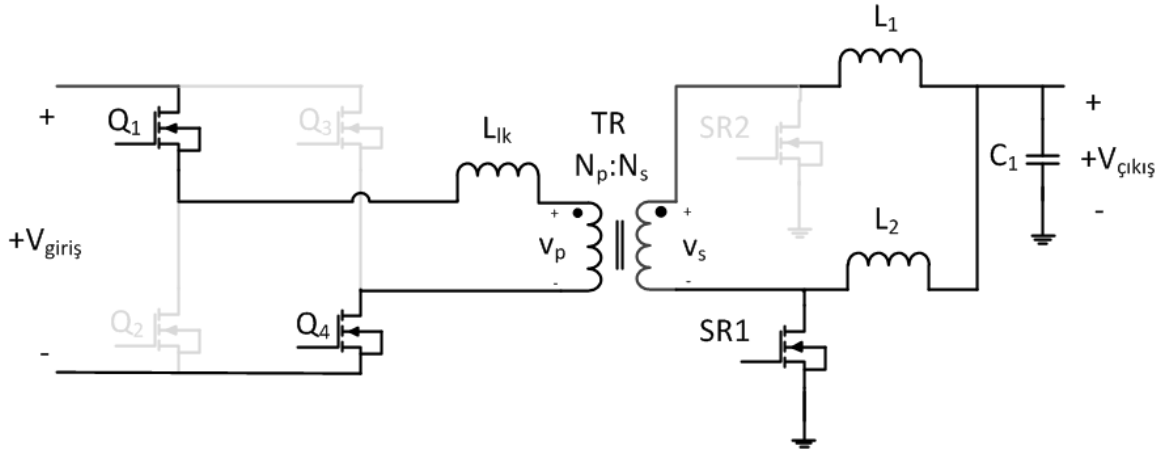
Bu mod durumunun başlangıcında Q_1 anahtarı SGA yaparak açılmakta olup Şekil 3.3'te görüldüğü gibi Q_4 ile iletimde olmaktadır. İkincil taraftaki SR2 anahtarının kapı sinyali kapalı durumda olmasına rağmen L_1 ve L_2 endüktörleri üzerindeki akımların boşalması sebebiyle her iki senkron MOSFET de iletimde olmaktadır. Böylece transformatorün ikincil sargı uçları arasındaki gerilim (v_s) 0V olmaktadır. Bu mod transformatorün birincil sargı uçlarından akan akımın negatif değerden pozitif değere ($I_{L1} * N_s/N_p$) ulaşmasına kadar devam etmektedir ($t=t_1$). Dolayısıyla bu moda çıkışa güç aktarımı yapılamamaktadır.



Şekil 3.3. “SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD” topolojisinin mod 1 durumundaki devre şeması

3.2.2. Mod 2 (t_1-t_2)

Şekil 3.4’de devre şeması verilen mod 2 durumunda Q_1 ve Q_4 MOSFET’leri iletimde olup çıkışa güç aktarımının yapıldığı zaman aralığıdır. Transformatorün birincil sargı uçlarında (v_p) pozitif giriş gerilimi uygulanırken ikincil sargı uçlarında $V_{giriş} * N_s/N_p$ gerilimi oluşur. Bu zaman aralığında L_1 endüktörü şarj olurken L_2 endüktörü boşalmaktadır. Her iki endüktör de SR1 MOSFET’i üzerinden şarj olup boşalmaktadır. Ayrıca L_1 endüktörünün uçları arasında $V_{giriş} * N_s/N_p - V_{çıkış}$ gerilimi, L_2 endüktörünün iki ucunda ise $- V_{çıkış}$ gerilimi görülür.



Şekil 3.4. “SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD” topolojisinin mod 2 durumundaki devre şeması

3.2.3. Mod 3 (t_2-t_3)

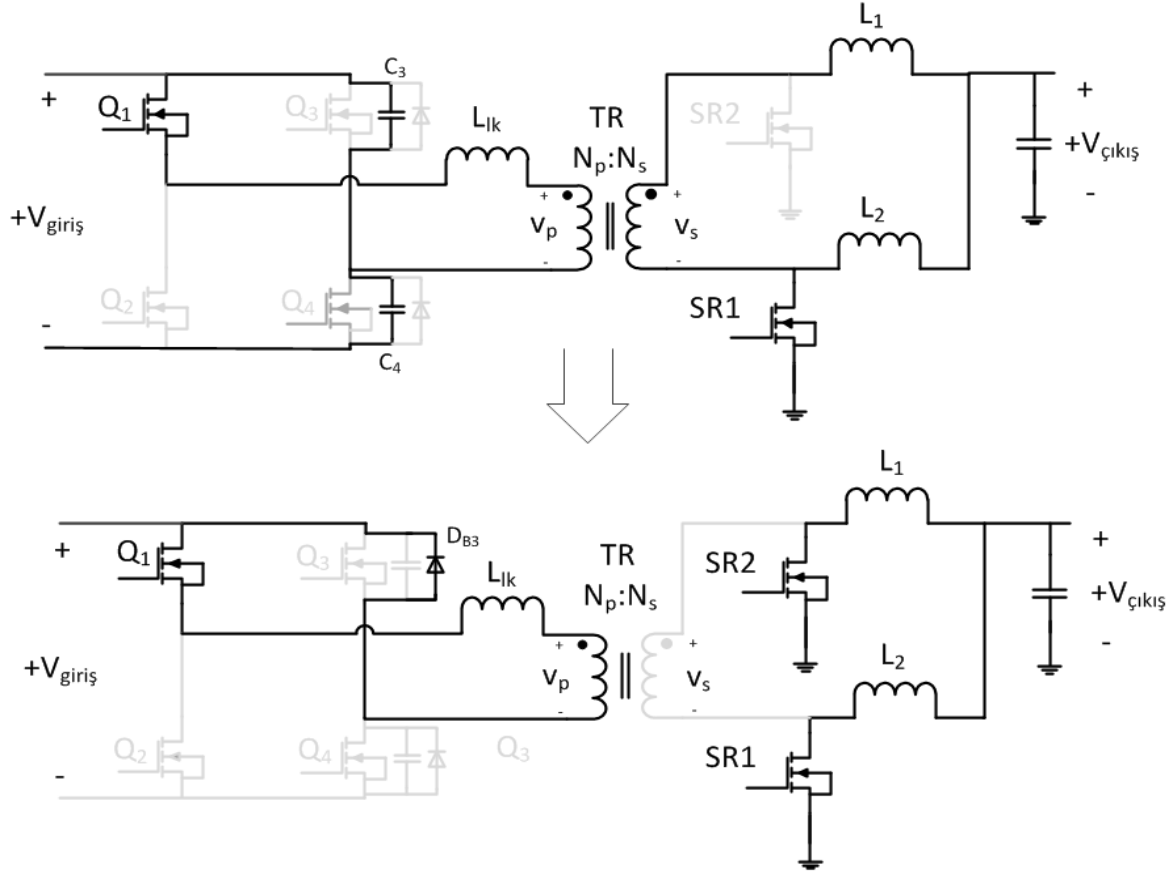
Bu mod durumunda $t=t_2$ anında Şekil 3.5’de görüldüğü gibi Q_4 MOSFET’i kapanırken transformatörün birincil sargısından akan birincil sargı akımı (I_p) aniden değişmeyeceğinden akım Q_4 MOSFET’nin kaçak kondansatörü (C_4) ile Q_3 MOSFET’nin kaçak kondansatörü (C_3) üzerinden devresini tamamlar. C_4 kondansatörü bu zaman aralığında giriş gerilim değerine şarj olurken C_3 kondansatörü ise boşalır. Bu durum transformatörün kaçak endüktörü ve/veya transformatöre seri eklenen endüktör (L_{lk}) ile MOSFET’lerin kaçak kondansatörlerinin (C_3 , C_4) rezonansa girmesi ile oluşmaktadır. C_3 kondansatörü boşaldıktan sonra Q_3 anahtarının gövde diyotu (İng. body diode) ilettime geçer (Şekil 3.5). Bu anda Q_3 anahtarının savak-kaynak uçları arasında yaklaşık 0V gerilim görülür. Böylece bu noktadan sonra Q_3 sıfır gerilimde anahtarlanabilir (SGA). Bu mod sonunda transformatörün birincil sargı uçları kısa devre olup çıkış akımı her iki senkron doğrultma yapan MOSFET’ler (SR1, SR2) tarafından taşınır.

MOSFET’lerin sıfır gerilimde anahtarlanması aynı bacaktaki anahtarları korumak amacıyla bırakılan ölü zaman aralığında gerçekleşebilmektedir. Dolayısıyla SGA olayının gerçekleşmesi için rezonans periyodunun en az dörtte biri kadar ölü zaman aralığı bırakılmalıdır. “Eş.3.1” eşitliğinde rezonans frekansının (f_r) formülü verilmekte olup C_{oss} değeri MOSFET’lerin dokümanında verilen çıkış kaçak kapasitans değeri olup C_{Trans} değeri ise transformatörün kaçak kapasitans değeridir.

$$f_r = \frac{1}{2 \times \pi \sqrt{L_{lk} \times (2 \times C_{oss} + C_{Trans})}} \quad (3.1)$$

Böylece SGA için gerekli ölü zaman aralığı (t_{dead}) “Eş 3.2” de belirtilmektedir.

$$t_{dead} \geq \frac{\pi}{2} \times \sqrt{L_{lk} \times (2 \times C_{oss} + C_{Trans.})} \quad (3.2)$$



Şekil 3.5. “SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD” topolojisinin mod 3 durumundaki devre şeması

MOSFET’lerin sıfır gerilimde anahtarlanması için bir diğer şart ise kondansatörlerin dolup-boşalması için gerekli endüktif enerjinin en az kaçak kondansatörlerin enerjisi kadar olmalıdır. Bu modda Q_3 ve Q_4 anahtarlarından kaynaklı kapasitif enerji (E_c) “Eş 3.3” denkleminde gösterilmektedir.

$$E_c = \frac{1}{2} \times (2 \times C_{oss} + C_{Trans.}) \times V_{giriş}^2 \quad (3.3)$$

“Eş 3.3” denkleminden anlaşılacağı üzere giriş gerilimi arttıkça ve MOSFET’in kaçak kondansatör değeri arttıkça SGA zorlaşmaktadır.

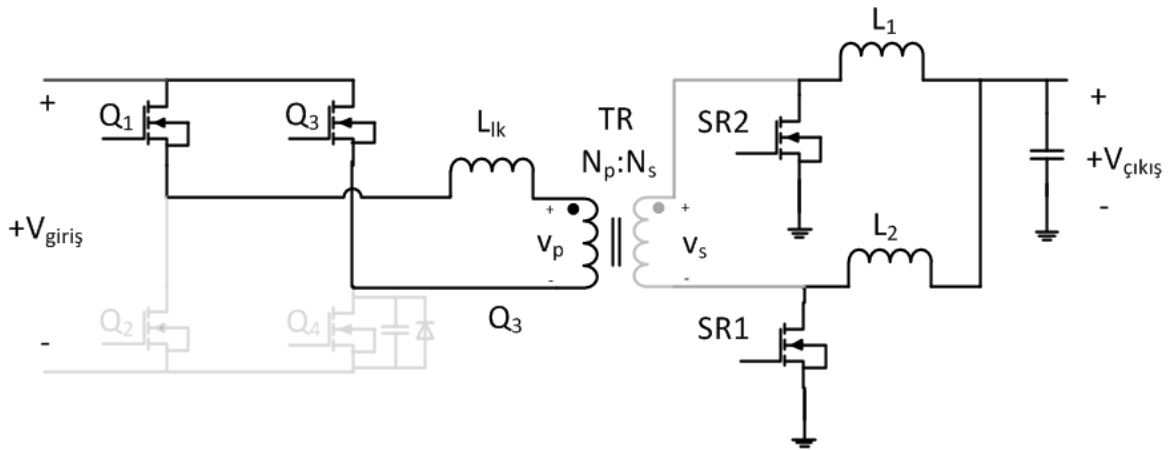
Endüktif enerji miktarı (E_L) ise “Eş 3.4” denkleminde belirtilmektedir. Bu enerji miktarı hem kaçak endüktanstan hem de transformatörün ikincil sargıdan akan akımın birincil tarafa yansımından kaynaklanmaktadır.

$$E_L = \frac{1}{2} \times L_{lk} \times (I_{L1,max} \times \frac{N_s}{N_p})^2 + \frac{1}{2} \times L_1 \times (\frac{N_s}{N_p})^2 \times (I_{L1,max} \times \frac{N_s}{N_p})^2 \quad (3.4)$$

“Eş 3.4” denkleminde görüldüğü gibi SGA için gerekli endüktif enerji yükten çekilen akım miktarının karesi ile doğru orantılı olmaktadır. Dolayısıyla düşük yüklerde endüktif enerji az olacağından MOSFET’ler tam bir SGA olayını gerçekleştiremeyebilirler. Bu endüktif enerjiyi arttırmanın bir diğer yolu kaçak endüktansı arttırmaktır. Fakat buda ikincil tarafa yansıyan görev çevrim kaybının artmasına neden olmaktadır.

3.2.4. Mod 4 (t₃-t₄)

Bir önceki modda Q₃ anahtarı SGA yaparak açıldıktan sonra bu modda Şekil 3.6’dan görüldüğü gibi Q₁ ile Q₃ MOSFET’leri iletimde olup transformatörün uçları kısa devre olduğundan ikincil tarafa güç aktarımı olmamaktadır. Serbest döngü adı verilen bu modda L₁ ve L₂ endüktörleri SR1 ve SR2 anahtarları üzerinden boşalmaktadır.



Şekil 3.6. “SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD” topolojisinin mod 4 durumundaki devre şeması

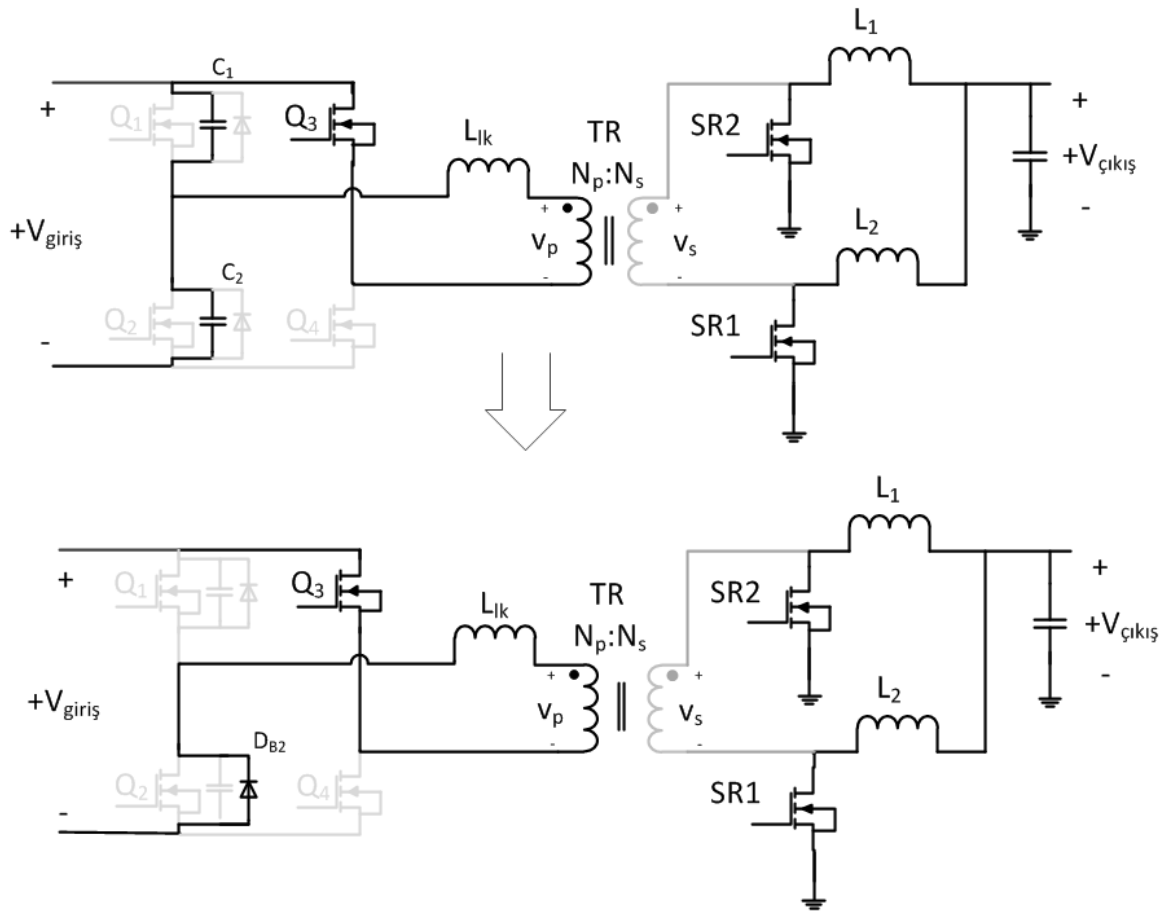
3.2.5. Mod5 (t₄-t₅)

t=t₄ anında Q₁ anahtarı kapanınca birincil sargıdan akan I_p akımı Q₁ kaçak kondansatörü (C₁) ile Q₂ kaçak kondansatörü (C₂) üzerinden akar (Şekil 3.7). Böylece C₁ kondansatörü dolarken C₂ kondansatörü boşalır. C₂ kondansatörü boşaldıktan sonra Q₂ gövde diyotu (D_{B2}) iletime girer ve böylece Q₂ anahtarı sıfır gerilimde anahtarlanabilir. Bu mod daha önce anlatılan mod 3’e benzemekle beraber tam aynı değildir. Tek fark mod 3’te SGA için gerekli endüktif enerji hem kaçak endüktanstan hem de ikincil taraftaki akımın birincil tarafa yansımından elde edilirken bu modda ise transformatör uçları modun en başından

itibaren kısa devre olduğundan endüktif enerji sadece kaçak endüktanstan kaynaklanmaktadır. Dolayısıyla bu modda endüktif enerji miktarı “Eş. 3.5”te görüldüğü üzere daha az olmaktadır.

$$E_L = \frac{1}{2} \times L_{lk} \times (I_{L1,min} \times \frac{N_s}{N_p})^2 \quad (3.5)$$

Endüktif enerji daha az olduğundan yüksek giriş gerilimi ile düşük yük durumlarında sol bacaktaki anahtarların (Q_1 , Q_2) SGA yapabilme özelliği sağ bacaktaki anahtarlardan (Q_3 , Q_4) daha kötü olmaktadır.

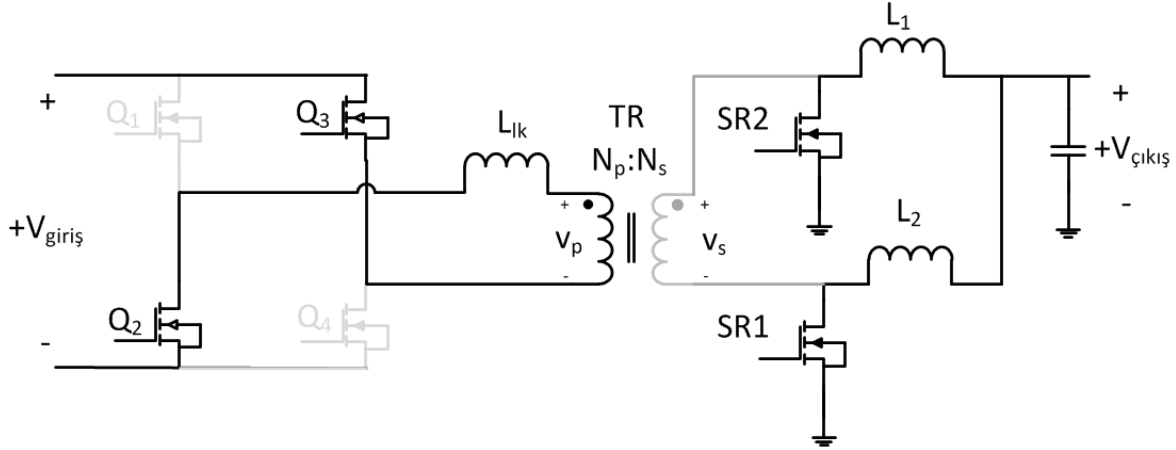


Şekil 3.7. “SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD” topolojisinin mod 5 durumundaki devre şeması

3.2.6. Mod 6 (t_5 - t_6)

$t=t_5$ anında Q_2 SGA yaparak açıldıktan sonra transformatörün ikincil sargı uçları arasındaki gerilim (v_s) 0V olup her iki süzgeç endüktörü de SR1 ve SR2 anahtarları üzerinden boşalmaktadır (Şekil 3.8). Birincil sargıdan akan i_p akımı bu zaman aralığında pozitif

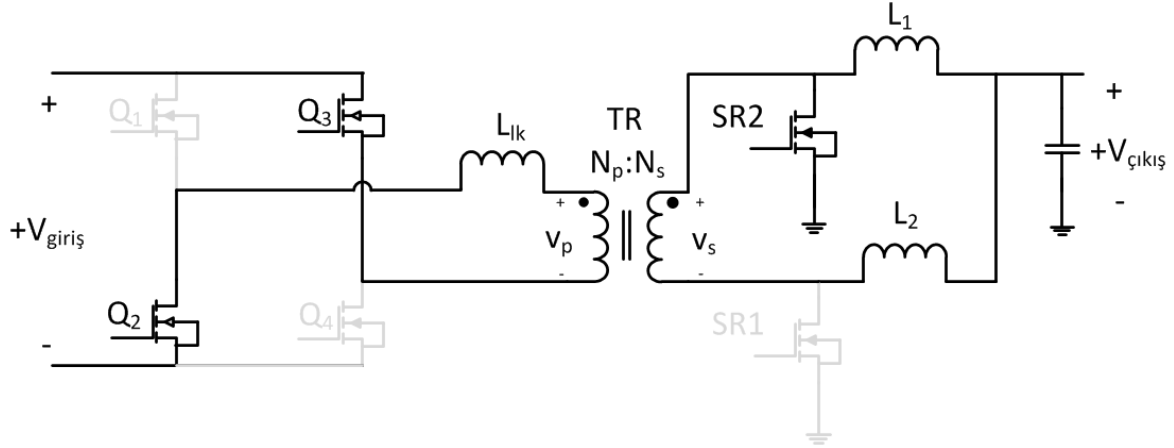
değerden negatif değere doğru değişmektedir. Bu değer $t=t_6$ anında $-I_{L2} \cdot N_s/N_p$ değerine ulaştığında v_s gerilimi de $-V_{in} \cdot N_s/N_p$ değerine ulaşmaktadır. Dolayısıyla güç aktarımının olmadığı bu bölüm görev çevrim kaybı modu olarak anılmaktadır. Bu modun zaman aralığı i_p akımının artış hızına bağlı olup bu değer $V_{giriş}/L_{lk}$ olarak ifade edilmektedir.



Şekil 3.8. “SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD” topolojisinin mod 6 durumundaki devre şeması

3.2.7. Mod 7 (t_6-t_7)

Şekil 3.9’da devre şeması verilen mod 7 durumunda Q_2 ve Q_3 MOSFET’leri iletimde olup çıkışa güç aktarımının yapıldığı zaman aralığıdır. Transformatörün birincil sargı uçlarında (v_p) negatif giriş gerilimi uygulanırken ikincil sargı uçlarında $-V_{giriş} \cdot N_s/N_p$ gerilimi oluşur. Bu zaman aralığında L_2 endüktörü şarj olurken L_1 endüktörü boşalmaktadır. Her iki endüktör de SR2 MOSFET’i üzerinden şarj olup boşalmaktadır. Ayrıca L_2 endüktörünün uçları arasında $V_{giriş} \cdot N_s/N_p - V_{çıkış}$ gerilimi, L_1 endüktörünün iki ucunda ise $-V_{çıkış}$ gerilimi görülür.

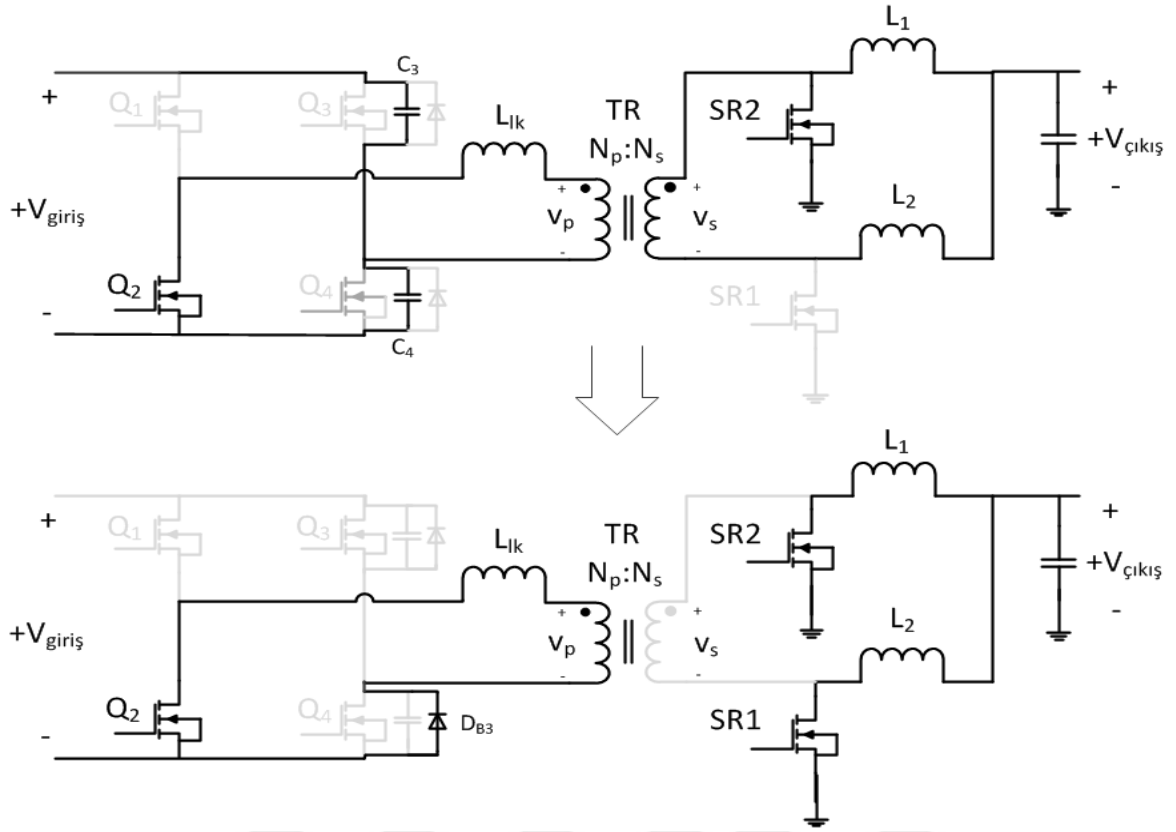


Şekil 3.9. “SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD” topolojisinin mod 7 durumundaki devre şeması

3.2.8. Mod 8 (t_7-t_8)

Bu mod durumunda $t=t_7$ anında Şekil 3.10’da görüldüğü gibi Q_3 MOSFET’i kapanırken transformatörün birincil sargısından akan birincil sargı akımı (i_p) aniden değişmeyeceğinden akım Q_4 MOSFET’nin kaçak kondansatörü (C_4) ile Q_3 MOSFET’nin kaçak kondansatörü (C_3) üzerinden devresini tamamlar. C_3 kondansatörü bu zaman aralığında giriş gerilim değerine şarj olurken C_4 kondansatörü ise boşalır. Bu durum transformatörün kaçak endüktörü ve/veya transformatöre seri eklenen endüktör (L_{lk}) ile MOSFET’lerin kaçak kondansatörlerinin (C_3 , C_4) rezonansa girmesi ile oluşmaktadır. C_4 kondansatörü boşaldıktan sonra Q_4 anahtarının gövde diyotu iletme geçer (Şekil 3.10). Bu anda Q_4 anahtarının savak-kaynak uçları arasında yaklaşık 0V gerilim görülür. Böylece bu noktadan sonra Q_4 anahtarı sıfır gerilimde anahtarlanabilir (SGA). Bu mod sonunda transformatörün birincil sargı uçları kısa devre olup çıkış akımı her iki senkron doğrultma yapan MOSFET’ler ($SR1$, $SR2$) tarafından taşınılır.

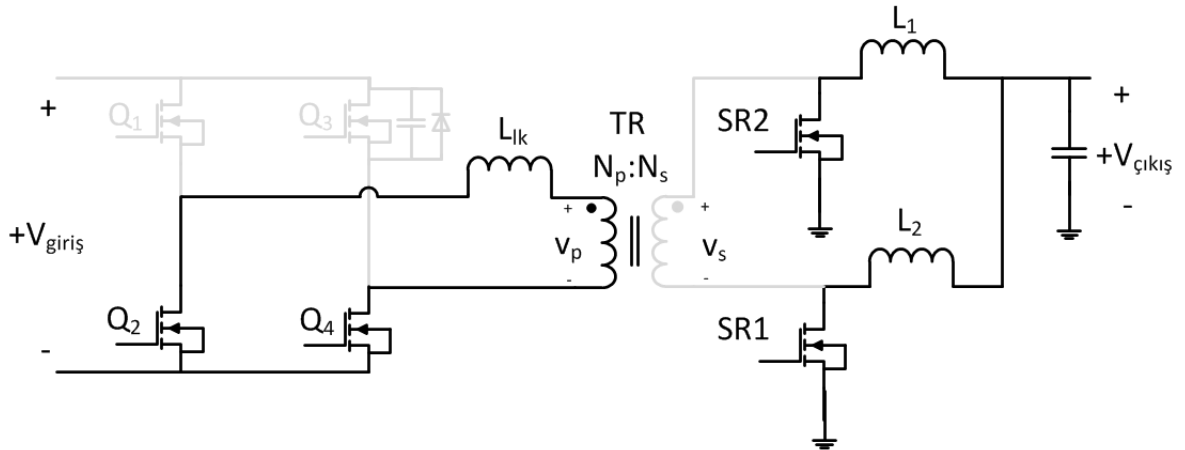
Bu mod daha önce anlatılan mod-3’e benzediğinden mod-3’teki eşitlikler bu mod için de geçerlidir. Çünkü hem Q_3 hem de Q_4 aynı bacakta bulunmakta olup sadece birincil sargıdan akan akımın (i_p) yönü mod-3 de pozitif iken bu modda negatiftir.



Şekil 3.10. “SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD” topolojisinin mod 8 durumundaki devre şeması

3.2.9. Mod 9 (t_8-t_9)

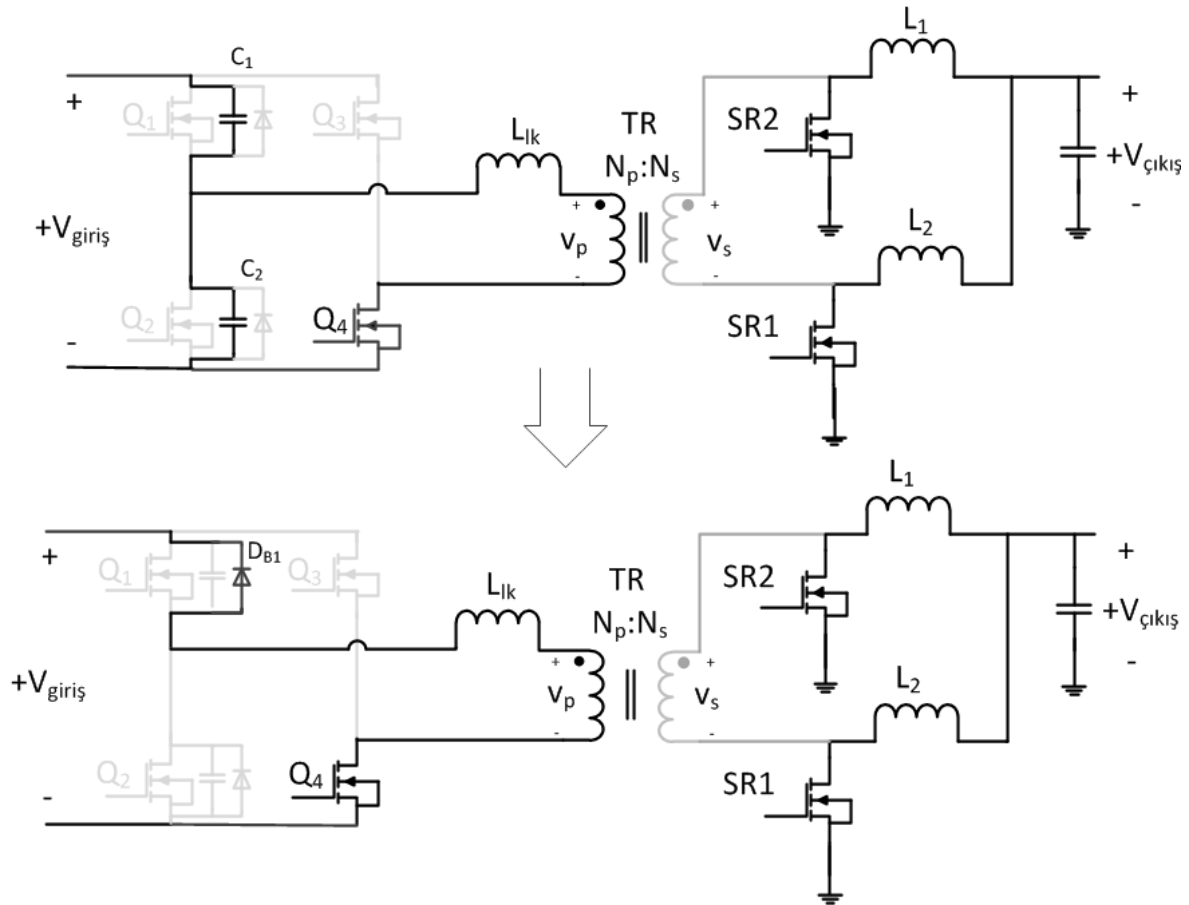
Bir önceki modda Q_4 anahtarı SGA yaparak açıldıktan sonra bu modda Şekil 3.11’de görüldüğü gibi Q_2 ile Q_4 MOSFET’leri iletimde olup transformatorün uçları kısa devre olduğundan ikincil tarafa güç aktarımı olmamaktadır. Serbest dolaşım adı verilen bu modda L_1 ve L_2 endüktörleri SR1 ve SR2 anahtarları üzerinden boşalmaktadır.



Şekil 3.11. “SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD” topolojisinin mod 9 durumundaki devre şeması

3.2.10. Mod 10 (t_9-t_{10})

$t=t_9$ anında Q_2 anahtarı kapanınca birincil sargıdan akan I_p akımı Q_1 kaçak kondansatörü (C_1) ile Q_2 kaçak kondansatörü (C_2) üzerinden akar (Şekil 3.12). Böylece C_2 kondansatörü dolarken C_1 kondansatörü boşalır. C_1 kondansatörü boşaldıktan sonra Q_1 gövde diyotu (D_{B1}) iletime girer ve böylece Q_1 anahtarı sıfır gerilimde anahtarlanabilir. Bu mod daha önce anlatılan mod 5'e benzemekle beraber tek farkı birincil sargıdan akan akımın (i_p) ters yönde olmasıdır.



Şekil 3.12. “SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD” topolojisinin mod 10 durumundaki devre şeması

3.3. SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD Tasarımı

Bu tez çalışmasında giriş ve çıkış gerilimi DA olan ve giriş ile çıkış arasında izalasyon sağlayan yaklaşık çıkış gücünün 500W (anlık 800W) olduğu SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD geliştirilmiştir. SGA yaparak güç kayıplarının azaldığı ve daha kompakt bir yapı olması sebebiyle bu topoloji yapısı seçilmiş olup genel özellikleri Çizelge 3.1’de gösterilmektedir.

Çizelge 3.1. SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD genel teknik özellikleri

Özellik	Sembol	Min.	Tipik	Maks.	Birim
Anahtarlama Frekansı	f_{sw}	-	100	-	kHz
DA Giriş Gerilimi	$V_{giriş}$	220	270	400	V
DA Çıkış Gerilimi	$V_{çıkış}$	27.5	28	28.5	V
Çıkış Akımı	$I_{çıkış}$	0	14	20	A
Anlık maksimum Çıkış Akımı	$I_{çıkış,max.}$	-	-	30	A
Çıkış akım Dalgalanması	$\Delta I_{çıkış}$		6		A
Çıkış Gücü	$P_{çıkış}$	0W	392	840	W
Çıkış Gerilim Dalgalanması	$\Delta V_{çıkış}$		100	300	mV
Yük Regülasyonu			100		mV
SGA Sınırı		5			A
Verim	η		88		%

3.3.1. Doluluk oranının (d) belirlenmesi

TKD tasarımlarında öncelikle d değerinin belirlenmesi gerekmektedir. Çünkü bu değer tasarlanacak birçok bileşeni ya da durumu doğrudan etkilemektedir. TKD topolojilerinde d değeri teorik olarak maksimum 0,5 olabilmektedir. Fakat transformatörün birincil tarafında aynı bacak üzerinden anahtarlanan MOSFET’lerin (Q_1 - Q_2 ile Q_3 - Q_4) kısa devre olmasını engellemek için ölü zaman aralığının bırakılması gerekmektedir. Bu da d değerinin 0,5 den az olmasına neden olmaktadır. Ayrıca tasarlanacak topolojideki birincil sargıda bulunan 4 adet MOSFET bu ölü zaman aralığında SGA yapacağından bu ölü zamanın yeterli bir süre olması gerekmektedir. Tüm bu sebeplerden dolayı d değeri maksimum 0,45 olarak belirlendi.

3.3.2. Transformatör sarım oranının ($n=N_p:N_s$) belirlenmesi

Tasarlanacak olan dönüştürücünün minimum giriş geriliminde ve tüm yük koşullarında istenilen çıkış gücünü sağlaması istenir. “Eş 3.6” eşitliği giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ilişki olup eşitliğin ilk kısmındaki ifade ($\frac{N_s}{N_p} \times d$) ideal durumdaki gerilim kazanç ifadesi olup ikinci kısımdaki ifade ise transformatörün birincil sargısına seri olarak bağlanan ve/veya transformatörün kaçak endüktansından (L_{lk}) kaynaklı görev çevrim kaybını ifade etmekte olup dikkate alınmalıdır. Bu değer dikkate alınmaz ise özellikle yüksek güç çıkış isterlerinde istenilen gücün çıkışa verilememesine neden olur.

$$\frac{V_{\text{çıkış}}}{V_{\text{giriş}}} = \frac{N_s}{N_p} \times d - I_{\text{çıkış}} \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 \times \frac{L_{lk}}{V_{\text{giriş}}} \times f_{sw} \quad (3.6)$$

“Eş 3.6” eşitliğindeki $V_{\text{giriş}}$ gerilim değeri minimum değer olan 220 V, d değeri maksimum değer olan 0,45, çıkış akımı aşırı yük durumundaki değer olan 14 A, kaçak endüktans yaklaşık 20 μH ve anahtarlarma frekansı (f_{sw}) 100 kHz olarak belirlenirse n değeri 3,02 olarak bulunur. Uygulamada $n=3$ alınmıştır. Elektronik devre kartında yeterli yer olmadığından transformatör planar teknolojisine göre “Payton” firmasına yaptırılmıştır. Teknik özellikleri EK-1’de belirtilmektedir.

3.3.3. MOSFET anahtarlama elemanlarının belirlenmesi

Tasarlanacak dönüştürücüde hem birincil tarafta hem de ikincil tarafta MOSFET’ler kullanılmakta olup ayrı ayrı incelenecektir. MOSFET’lerin üzerinden geçen sürekli akıma (I_{DS}) ve savak-kaynak uçları arasındaki gerilim değerine (V_{DS}) dikkat edilmelidir. Bunun için MOSFET teknik dokümanında verilen “Safe Operating Area (SOA)” bilgileri göz önünde bulundurulmalıdır.

Birincil taraftaki MOSFET’lerin (Q_1 - Q_4) seçimi

Giriş gerilim değeri maksimum 400 V olabileceğinden ve MOSFET’lerin kaçak kondansatörlerinin transformatöre seri halde bağlı bulunan L_{lk} endüktörü ile rezonansa girip gerilim salınımları oluşturacağından birincil taraftaki 4 MOSFET’in dayanabileceği savak-kaynak gerilim değeri (V_{DS}) “Eş. 3.7” eşitliği kullanılarak 400 V+ olmalıdır.

$$V_{DS} \geq V_{\text{giriş},maks.} + \text{rezonanstan kaynaklı gerilim salınımları} \quad (3.7)$$

Dönüştürücü çıkışındaki akım değeri ($I_{\text{çıkış}}$) anlık maksimum 30 A olabileceğinden girişten geçebilecek maksimum akım değeri de “Eş. 3.8” denklemindeki formül kullanılarak “Eş. 3.9” gibi olup seçilecek MOSFET’in bu değeri minimum şekilde taşınması gerekmektedir.

$$I_{DS,rms} = \frac{I_{\text{çıkış},mak}}{2} \times \frac{N_s}{N_p} \times \sqrt{\frac{1}{2}} \quad (3.8)$$

$$I_{DS,rms} = \frac{30}{2} \times \frac{1}{3} \times \sqrt{\frac{1}{2}} = 3,56 \text{ A} \quad (3.9)$$

Bu 2 özellik dışında MOSFET’lerin kayıplarını azaltmak için düşük R_{DS} direncine ve düşük kapı yüküne (İng. Total Gate Charge) sahip olması gerekmektedir. Ayrıca SGA yapabilme aralığını arttırıp dolayısıyla verimi arttırmak için MOSFET’in düşük çıkış kapasitans (C_{oss}) değerine sahip olması gerekmektedir. Düşük kapasitans değeri aynı zamanda gerilim salınım değerlerini de düşürmektedir. Bir diğer önemli parametre ise gövde diyotunun düşük ters toparlanma yüküne sahip olması ve böylece hızlı bir ters toparlanma yapmasına olanak sağlamasıdır. Tüm bu özellikler belirlenip incelendiğinde en uygun elemanın Infineon firmasına ait “IP165R190CFD” kod numaralı MOSFET’idir. Bu anahtarın teknik özellikleri EK-2 bölümünde gösterilmektedir.

İkincil taraftaki MOSFET’lerin ($SR1$, $SR2$) seçimi

Giriş gerilimi maksimum 400 V olup transformatörün sarım oranı (n) 3 olarak seçilirse her bir senkron anahtarın üzerine düşen savak-kaynak gerilimi (V_{DS}) “Eş. 3.10” eşitliğindeki 134 V+ olmalıdır.

$$V_{DS} \geq V_{giriş,maks} \times \frac{N_s}{N_p} + \text{rezonanstan kaynaklı gerilim salınımları} \quad (3.10)$$

Dönüştürücü çıkışındaki akım değeri ($I_{\text{çıkış}}$) anlık maksimum 30 A olabileceğinden çıkış anahtarlarının her birinden geçebilecek maksimum akım değeri de “Eş. 3.11” [24] denklemindeki formül kullanılarak “Eş. 3.12” gibi olup seçilecek MOSFET’in bu değeri minimum şekilde taşınması gerekmektedir.

$$I_{S,rms} = I_{\text{çıkış}} \sqrt{\frac{d}{2} + \frac{1}{4}} \quad (3.11)$$

$$I_{S,rms} = 30 \sqrt{\frac{0,45}{2} + \frac{1}{4}} \cong 20,7 \text{ A} \quad (3.12)$$

Bu 2 özellik dışında MOSFET'lerin kayıplarını azaltmak için düşük R_{DS} direncine ve düşük kapı yüküne (İng. Total Gate Charge) sahip olması gerekmektedir. Anahtarların V_{DS} gerilim seviyesini azaltmak için de MOSFET'in düşük çıkış kapasitans (C_{oss}) değerine sahip olması gerekmektedir. Bir diğer önemli parametre ise gövde diyotunun düşük ters toparlanma yüküne sahip olması ve böylece hızlı bir ters toparlanma yapmasına olanak sağlamasıdır. Tüm bu özellikler belirlenip incelendiğinde en uygun elemanın Infineon firmasına ait "IPI200N25N3_G" kod numaralı MOSFET'idir. Bu anahtarın teknik özellikleri EK-3 bölümünde gösterilmektedir.

3.3.4. SGA süresi ve birincil tarafa seri bağlanan endüktörün (L_{lk}) belirlenmesi

Daha önceki bölümlerde anlatıldığı üzere devrenin SGA yapabilme kabiliyeti giriş gerilimine ve çıkıştan çekilmek istenen güce göre değişmektedir. Dolayısıyla SGA'nın başlayacağı minimum çıkış akımı 5 A olarak belirlendi. Bu akım değerine göre SGA yapabilmek için transformatörün birincil sargısına eklenen endüktörün (L_{lk}) değeri belirlenmiş olacak.

Bölüm "3.3.3"de belirlenen birincil taraftaki MOSFET'in çıkış kaçak kapasitans değeri (C_{oss}) değeri 86 pF olup tasarlanan transformatörün kaçak kapasitans ($C_{Trans.}$) değeri ise yaklaşık 75 pF değerindedir. Böylece rezonansa giren toplam kondansatör (C_r) değeri "Eş. 3.13"deki formüller belirlenir.

$$C_r = \frac{4}{3} \times 86pF + \frac{4}{3} \times 86pF + 75pF = 247 pF \quad (3.13)$$

"Eş. 3.3" denklemine göre kapasitif enerji miktarı "Eş. 3.14" denklemindeki gibi olur.

$$E_c = \frac{1}{2} \times (2 \times 86p + 75p) \times 400^2 = 19,76 \mu J \quad (3.14)$$

Devrenin SGA yapmaya başlayacağı çıkış akımını 5A olarak belirlersek devredeki en düşük endüktif enerji "Eş. 3.5" denklemine göre "Eş. 3.15" deki gibi olur.

$$E_L = \frac{1}{2} \times L_{lk} \times (5 \times \frac{1}{3})^2 = 1,38 \times L_{lk} J \quad (3.15)$$

SGA yapabilmesi için "Eş. 3.16" eşitliğine göre endüktif enerjinin kapasitif enerjiye eşit ya da daha büyük olması gerekmektedir

$$E_L \geq E_c$$

$$1,38 L_{lk} \geq 19,76 \mu$$

$$L_{lk} \geq 14,3 \mu H \quad (3.16)$$

“Eş. 3.16” denkleminde göre transformatöre eklenecek seri endüktör en az 14,3 μH olmalıdır. Tasarlanacak devrede L_{lk} değeri 20 μH olarak belirlendi. Böylece daha düşük çıkış güçlerinde SGA yapılabilecek, fakat görev çevrim kaybı artmaktadır.

Tasarlanacak devrenin isterler doğrusunda SGA yapabilmesi için ölü zaman süresinin (t_{dead}) yeterli miktarda bırakılması gerekmektedir. Bu süre en az “Eş. 3.2” denkleminde verilen ve “Eş 3.17” eşitliğinde hesaplanan süre kadar olmalıdır.

$$t_{dead} \geq \frac{\pi}{2} \times \sqrt{L_{lk} \times (2 \times C_{oss} + C_{Trans.})}$$

$$t_{dead} \geq \frac{\pi}{2} \times \sqrt{20\mu \times (2 \times 86p + 75p)} = 0,11 \mu s \quad (3.17)$$

3.3.5. Çıkış süzgeç endüktörlerinin (L_1 , L_2) belirlenmesi

Çıkıştaki her iki endüktörün değeri belirlenmeden önce üzerlerinden geçebilecek akım dalgalanma miktarının (ΔI_{L1} , ΔI_{L2}) “Eş. 3.18” denkleminde göre belirlenmesi gerekmektedir.

$$\Delta I_{L1} = \Delta I_{L2} = \frac{I_{çıkış}}{2} \times \% Dalgalanma = \frac{30}{2} \times \%40 = 6 A \quad (3.18)$$

İzin verilen akım dalgalanma miktarı ile “Eş. 3.19” denkleminde göre her bir endüktör için değerler belirlenir.

$$L_1 = L_2 = \frac{1}{\Delta I_L} \times V_{çıkış} \times (1 - d_{maks.}) \times T_{sw}$$

$$L_1 = L_2 = \frac{1}{6} \times 28 \times (1 - 0,45) \times 10\mu = 25,7 \mu H \quad (3.19)$$

Her bir endüktörden geçen akımın maksimum değeri ($I_{L1,maks.}$, $I_{L2,maks.}$) “Eş. 3.18” denklemindeki akım dalgalanması dikkate alınırsa “Eş. 3.20” eşitliği elde edilir.

$$I_{L1,maks.} = I_{L2,maks.} = \frac{I_{çıkış}}{2} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = \frac{30}{2} + \frac{6}{2} = 18 A \quad (3.20)$$

“Eş. 3.20” denkleminin sonucuna göre tasarlanacak endüktörün doyum akımının en az 18 A olması gerekmektedir.

Endüktör değeri en az 25,7 μH ve doyum akımı en az 18 A olan endüktörler büyük boyutlarda olduğundan 33 μH ve 10 μH değerinde 2 adet endüktör seri halde dizilerek hem L_1 hem de L_2 için 43 μH değerinde süzgeç endüktörler belirlendi. Bu endüktörlerin teknik özellikleri EK-4 bölümünde belirtilmektedir.

3.3.6. Çıkış süzgeç kondansatörünün ($C_{\text{süzgeç}}$) belirlenmesi

Çıkış süzgeç kondansatörünün ($C_{\text{süzgeç}}$) değeri çıkışta istenilen gerilim dalga miktarına ($\Delta V_{\text{çıkış}}$) göre “Eş. 3.21” denklemindeki gibi belirlenir. Gerilim dalgalanması 100 mV olarak belirlenip tasarlanan dönüştürücü yüksek irtifada (10.000 feet üzeri) kullanılacağından alüminyum elektrolit kondansatörler yerine özel yapım kondansatörler kullanılacaktır.

$$C_{\text{filtre}} = \frac{V_{\text{çıkış}} \times (1 - 2 \times d_{\text{maks}})}{16 \times L_1 \times \Delta V_{\text{çıkış}} \times f_{\text{sw}}^2} = \frac{28 \times (1 - 0,9)}{16 \times 43 \mu \times 100 \text{m} \times (100 \text{k})^2} = 40 \mu\text{F} \quad (3.21)$$

Kullanılacak kondansatörünün eşdeğer seri direnci (R_{esr}) kondansatör üzerindeki akım dalgalanması ile gerilim dalgalanması oluşturduğundan R_{esr} değeri küçük kondansatörlerin kullanılması gerekmektedir. Bunun için pek çok kondansatör paralel bağlanarak bu değerın düşmesi amaçlanır. Tasarlanan dönüştürücüde gerilim dalgalanmasının daha küçük olması istenildiğinden 1 mF değerinde kondansatör kullanıldı ve bu kondansatörün teknik verileri EK-5 bölümünde verilmiştir.

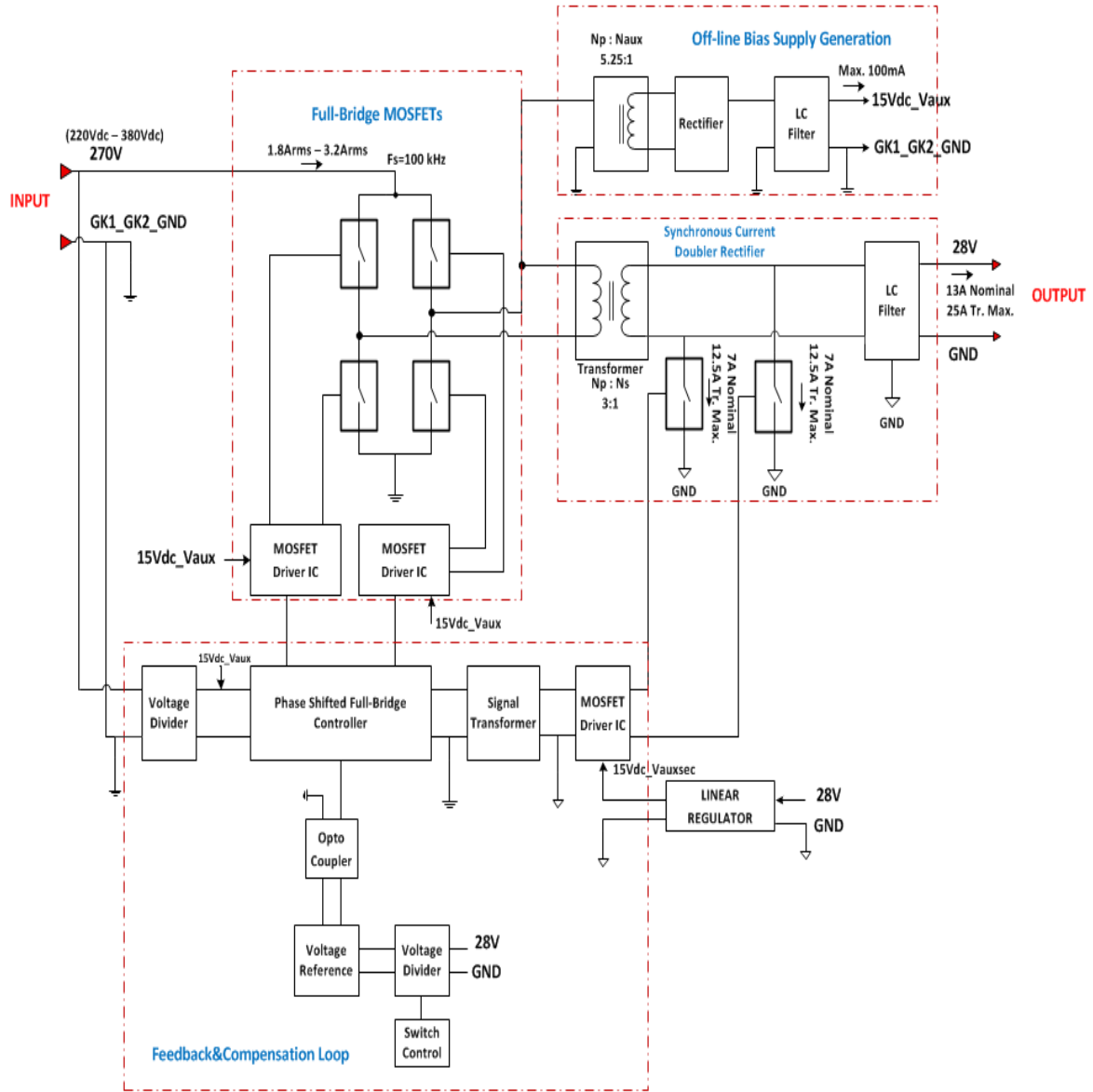
3.4. SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD Benzetimi

Tasarlanan dönüştürücünün blok şeması Şekil 3.13’de belirtilmekte olup blok şema genel olarak ana kontrol entegresi, transformatörün birincil ve ikincil sargı tarafındaki MOSFET’ler ve bu MOSFET’lerin sürücü devreleri, yalıtım transformatörleri, geri besleme devresi ve off-line güç üretim kısmında oluşmaktadır.

Dönüştürücünün giriş gerilim aralığı 220-380 V arasında değişebilmekte olup çıkışta ise 28 V gerilim üretilmektedir. Ana kontrol entegresinin ihtiyaç duyduğu güç önce kısa bir süreliğine 270 V’dan direnç bölücü devre ile sağlanmakta olup daha sonra transformatörün

yedek sargısından sağlanmaktadır. Tasarlanan dönüştürücünün girişı ile çıkışı birbirinden yalıtımlı olduğundan çıkış gerilimi oluşana kadar çıkıştaki MOSFET’ler diyot modunda çalışıp 28 V gerilim oluştuktan sonra çıkıştaki sürücü devreleri çalışmaya başlamaktadır. Böylece tek bir giriş gerilimi ile sistem çalışabilmektedir.

Ana kontrol entegresi“Linear Techonology” firmasına ait “LTC3722” parça numaralı kontrol entegresi olup bileşenin özellikleri EK-5’te verilmektedir. Ana kontrol entegresi tepe akım modlu kontrol bileşeni olup transformatörün birincil sargısında bulunan 4 adet MOSFET ile ikincil sargısında bulunan 2 adet MOSFET’in sürülmesi için gerekli sinyalleri oluşturmaktadır. Dolayısıyla benzetim ortamı olarak Linear Technology firmasına ait “LTspice” benzetim ortamı kullanılmış olup devre şeması EK-6’da gösterilmektedir. Benzetimin deneysel ortama birebir benzemesi için her bir bileşenin benzetim modelleri benzetime eklenerek gerçekçi bir ortam oluşturulmuştur.

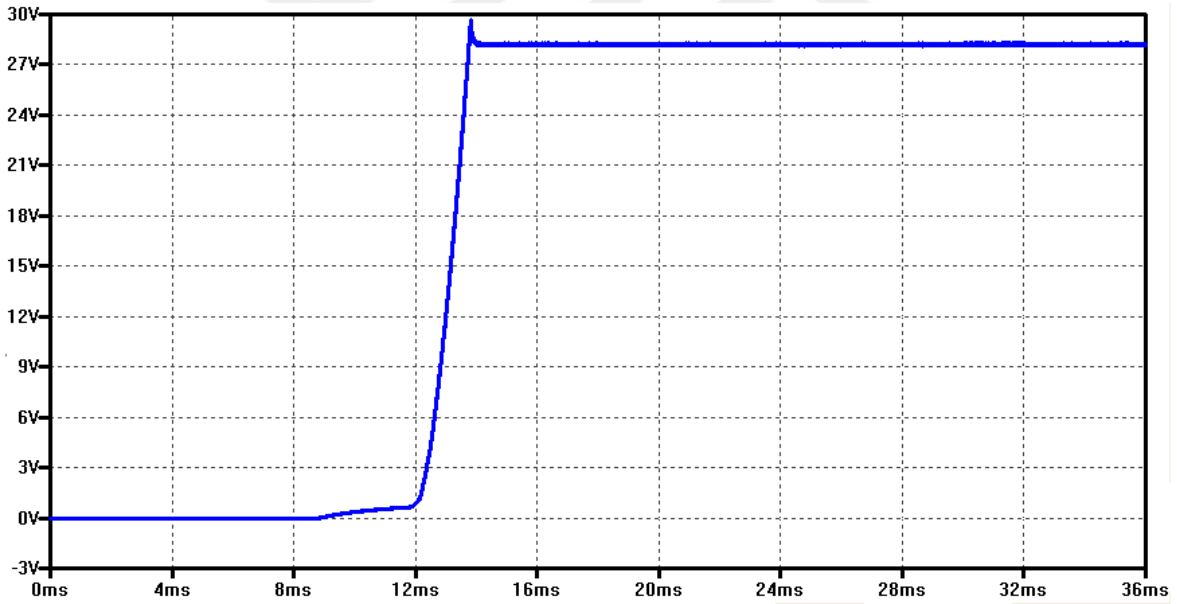


Şekil 3.13. Tasarlanan SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD blok şeması

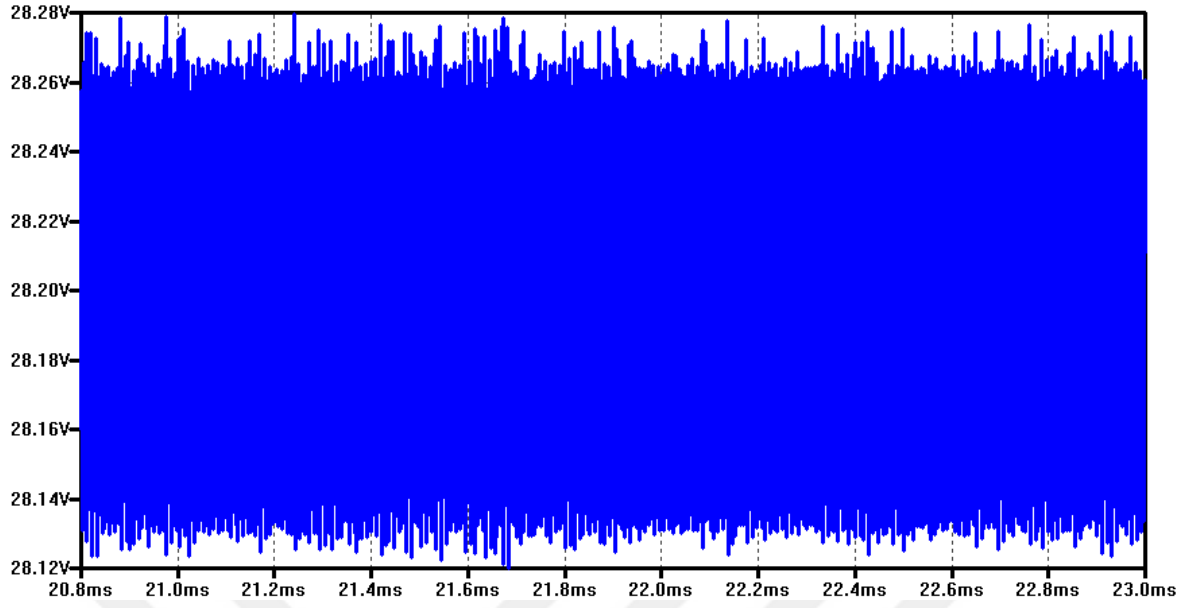
3.4.1. Temel benzetim sonuçları

Tasarlanan dönüştürücünün 270 V giriş geriliminde 28 V çıkış gerilimini oluşturma zamanı (yumuşak açılış) Şekil 3.14’de belirtilmektedir. Çıkış gerilimi yaklaşık 6 ms sonra 30 V gerilimine ulaştıktan sonra istenilen 28 V gerilimine düşmektedir. Çıkış gerilimi kalıcı duruma ulaştıktan sonra ise gerilim dalgalanma miktarı Şekil 3.15’de görüldüğü üzere yaklaşık 120 mV olmaktadır.

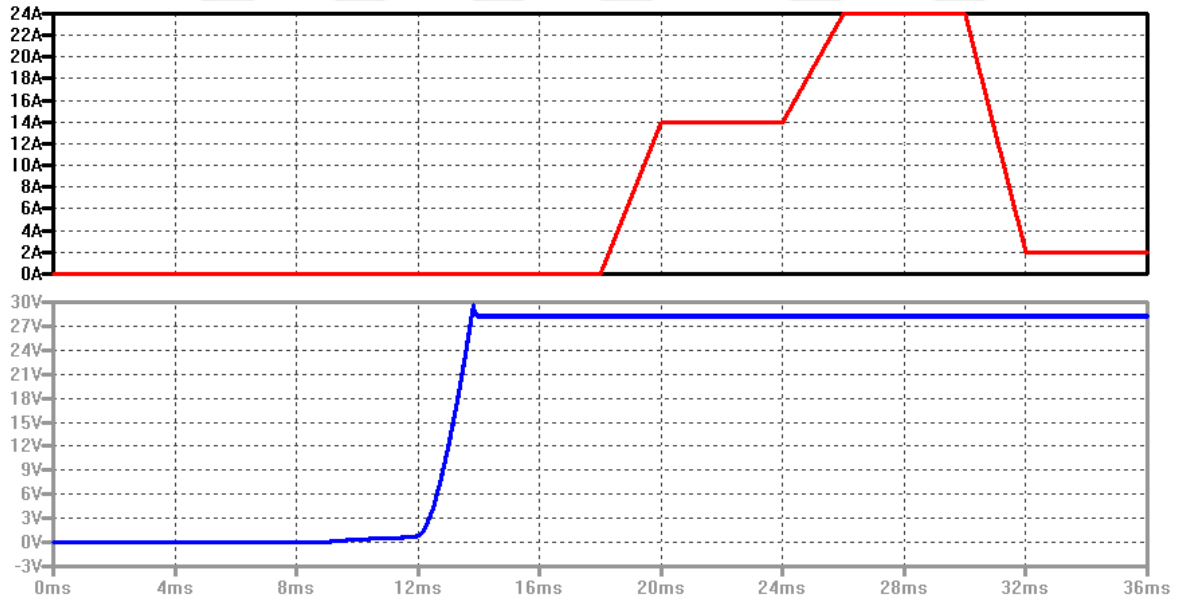
Devrenin 270 V giriş geriliminde yük regülasyonunu sınamak için çıkış gerilimi 28 V iken çıkış akımını 14 A değerine, daha sonra 24 A’ye ve oradan da 2 A değerine düşürdüğümüzde çıkış geriliminin çok az değiştiği görülmektedir (Bkz. Şekil 3.16, Şekil 3.17). Böylece dönüştürücü anlık yük değişimlerine çok iyi cevap vermekte olup geri beslemeli kompanzasyon devresinin doğru çalıştığı görülmektedir.



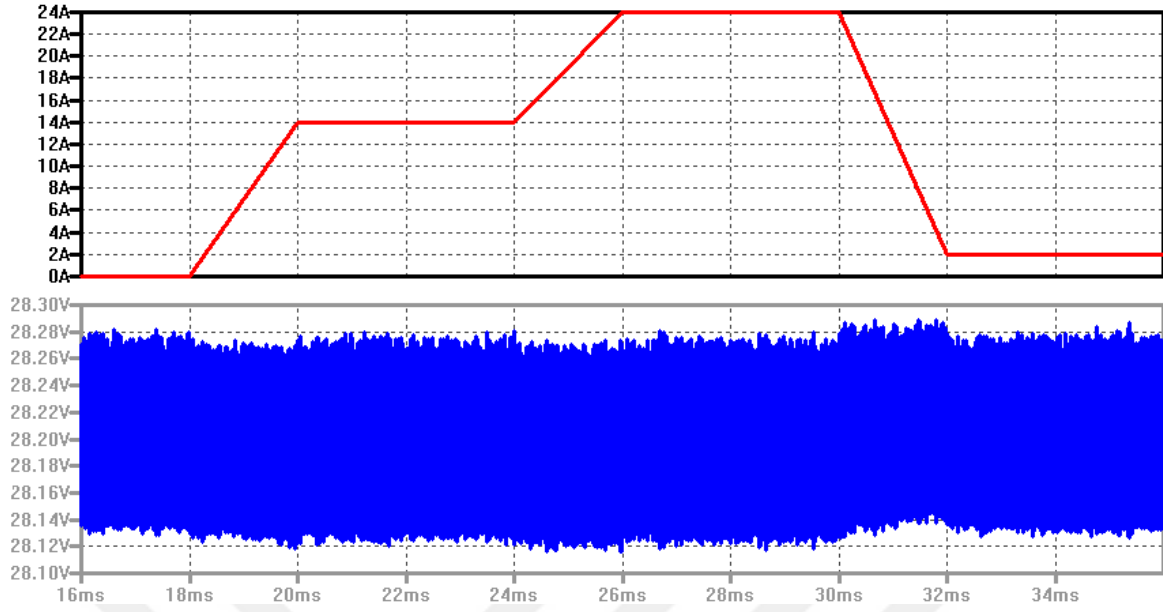
Şekil 3.14. 270 V giriş geriliminde çıkış geriliminin zamana bağlı açılış durumu (yumuşak açılış)



Şekil 3.15. 270 V giriş geriliminde çıkış gerilim dalgalanması

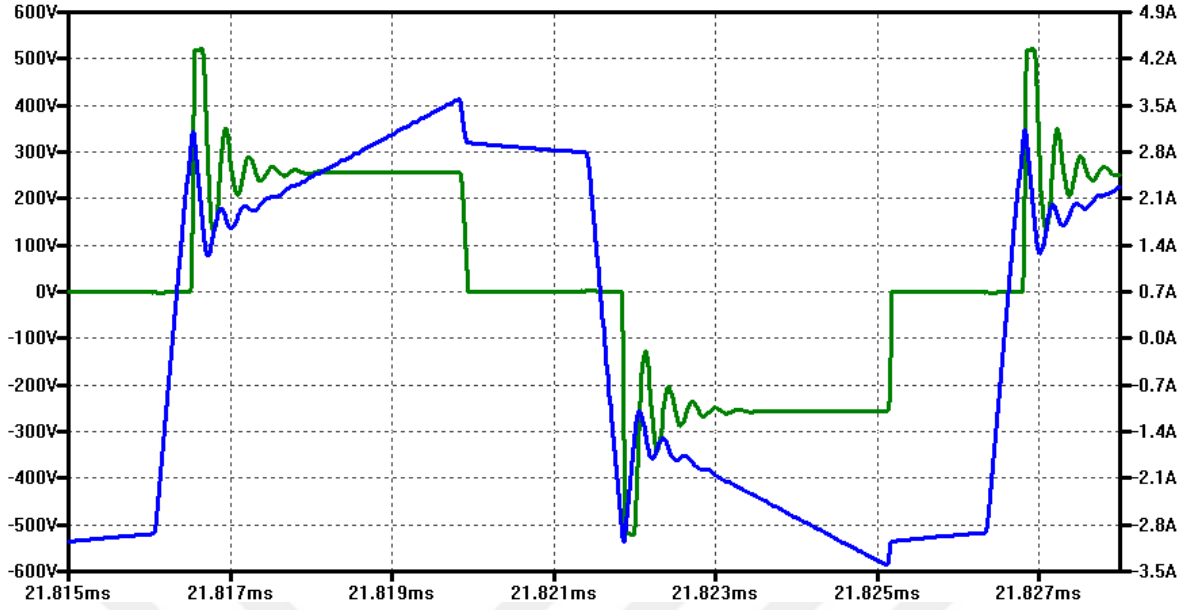


Şekil 3.16. 270 V giriş geriliminde çıkış gerilimi (mavi) ile çıkış akımının (kırmızı) zamana bağlı dalga şekilleri



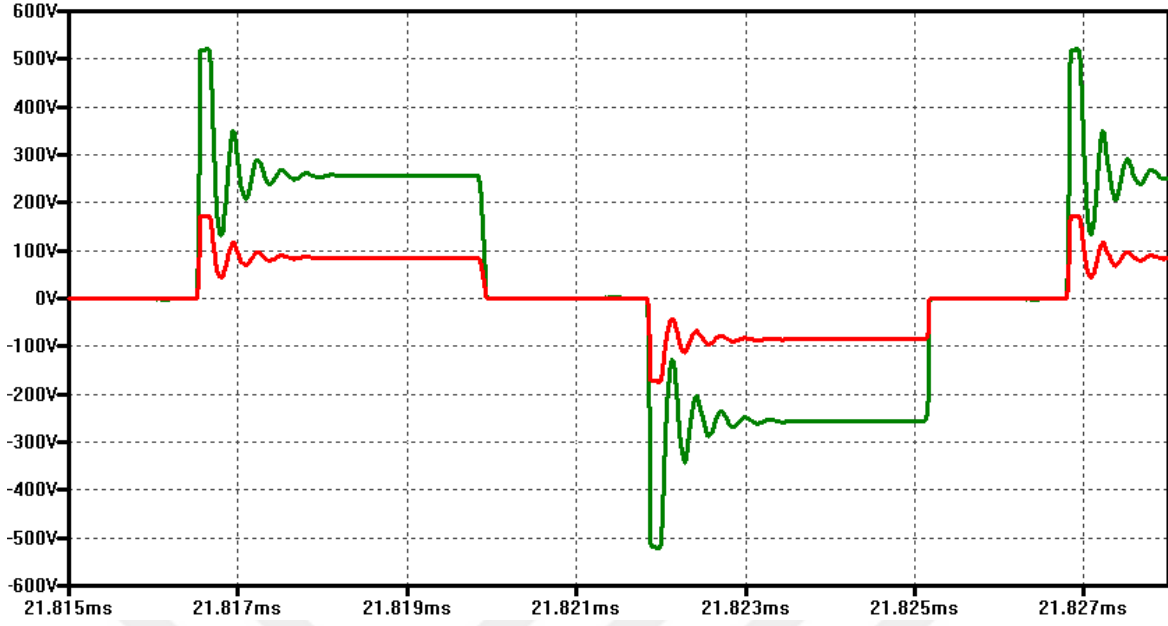
Şekil 3.17. 270 V giriş geriliminde çıkış geriliminin (mavi) zoom edilmiş hali ile çıkış akımının (kırmızı) zamana bağlı dalga şekilleri

Benzetim ortamında anma yük durumunda (14 A) transformatörün birincil sargı uçları arasındaki gerilim dalga şekli ile birincil sargıdan geçen akım dalga şekli Şekil 3.18’de gösterilmektedir. Giriş gerilimi 270 V olmasına rağmen gerilim dalga şekli 520 V değerine kadar dalgalanma yaptıktan sonra 270 V gerilim değerine ulaşmaktadır. Bunun sebebi de daha önce anlatıldığı üzere transformatörün birincil sargısında bulunan MOSFET’lerin kaçak çıkış kondansatörleri ile transformatöre seri haldeki kaçak endüktans ve/veya eklenen endüktörün gerilim dalgalanmasından kaynaklanmaktadır. Bu durum dikkate alınarak girişte 650 V gerilim değerine dayanan MOSFET’ler seçildi.



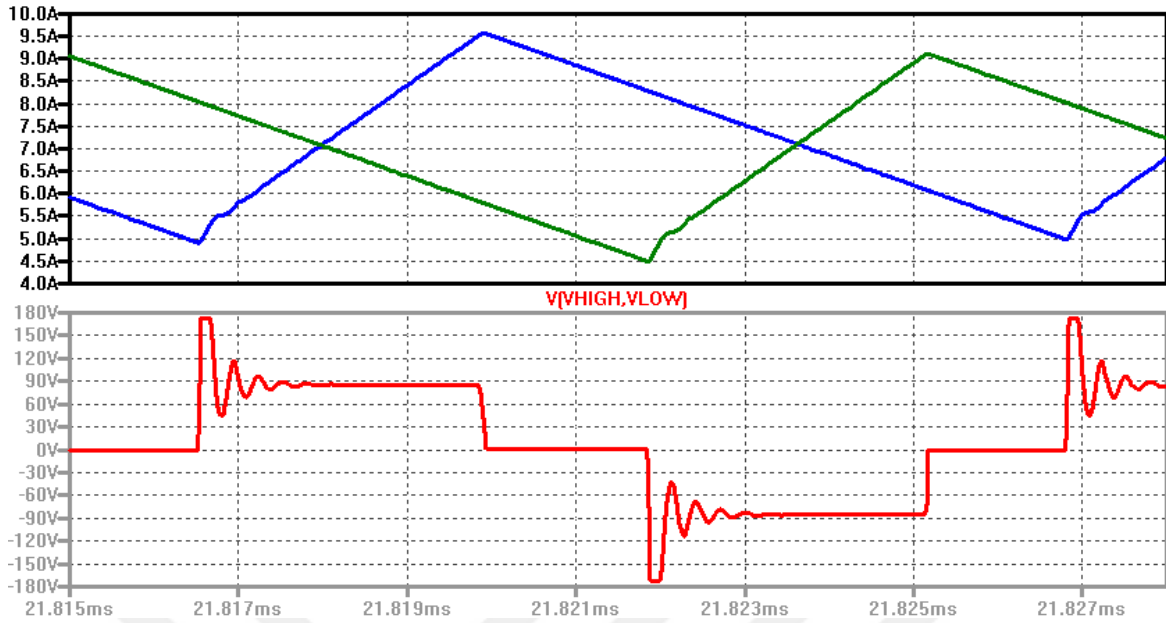
Şekil 3.18. 270 V giriş gerilimi ve anma yük durumunda (14 A) transformatör birincil sargı uçları arasındaki gerilim dalga şekli (yeşil) ile birincil sargıdan geçen akım dalga şekli (mavi)

Transformatörün birincil sargı ile ikincil sargı uçları arasındaki gerilim dalga şekli 14 A yük çekilir iken Şekil 3.19’ da gösterilmekte olup tur sarım oranı olan 3:1 oranını sağlamaktadır. Birincil taraftaki gerilim dalgalanması ikincil tarafa da yansıdığından 90 V yerine yaklaşık 170 V gerilim değerine kadar çıkan dalgalanma olmaktadır. Bu sorundan kurtulmak için ikincil tarafta [6] numaralı uygulama notuna göre bastırıcı tasarımı yapılmış olup 200 V gerilim değerine dayanabilen MOSFET’ler kullanılmıştır.



Şekil 3.19. 270 V giriş gerilimi ve anma yük durumunda (14 A) transformatör birincil sargı uçları arasındaki gerilim dalga şekli (yeşil) ile ikincil sargı uçları arasındaki gerilim dalga şekli (kırmızı)

Transformatörün ikincil sargı uçları ile çıkış süzgeç endüktörlerinden geçen akım dalga şekilleri Şekil 3.20’de gösterilmektedir. İkincil sargı uçları arasında gerilim oluştuğunda endüktörlerden biri dolarken diğeri boşalmaktadır. Gerilim değeri 0 V olduğundan ise her iki endüktörde boşalmaktadır. Süzgeç kondansatörünün gördüğü akım dalga şekli ise bu iki endüktörden geçen akımın toplamı olup frekansı 2 katı olmaktadır.



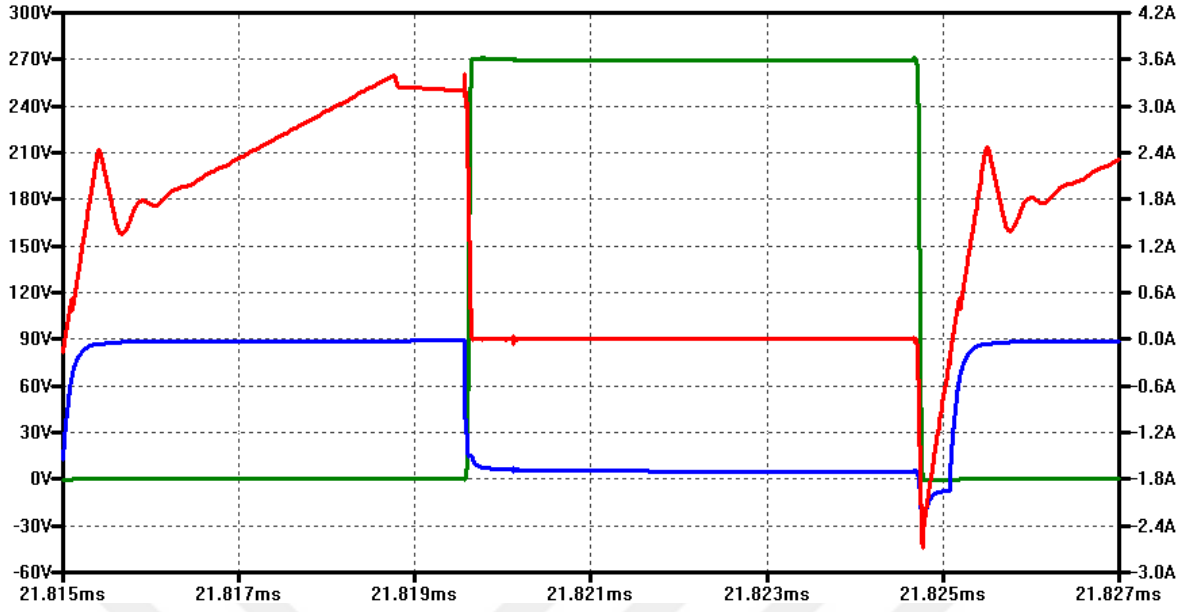
Şekil 3.20. 270 V giriş gerilimi ve anma yük durumunda (14 A) transformatör ikincil sargı uçları arasındaki gerilim dalga şekli (kırmızı) ile süzgeç endüktörler üzerinden geçen akımın dalga şekilleri

3.4.2. SGA durumunun tam yük değerinde (14 A) gerçekleşme durumu

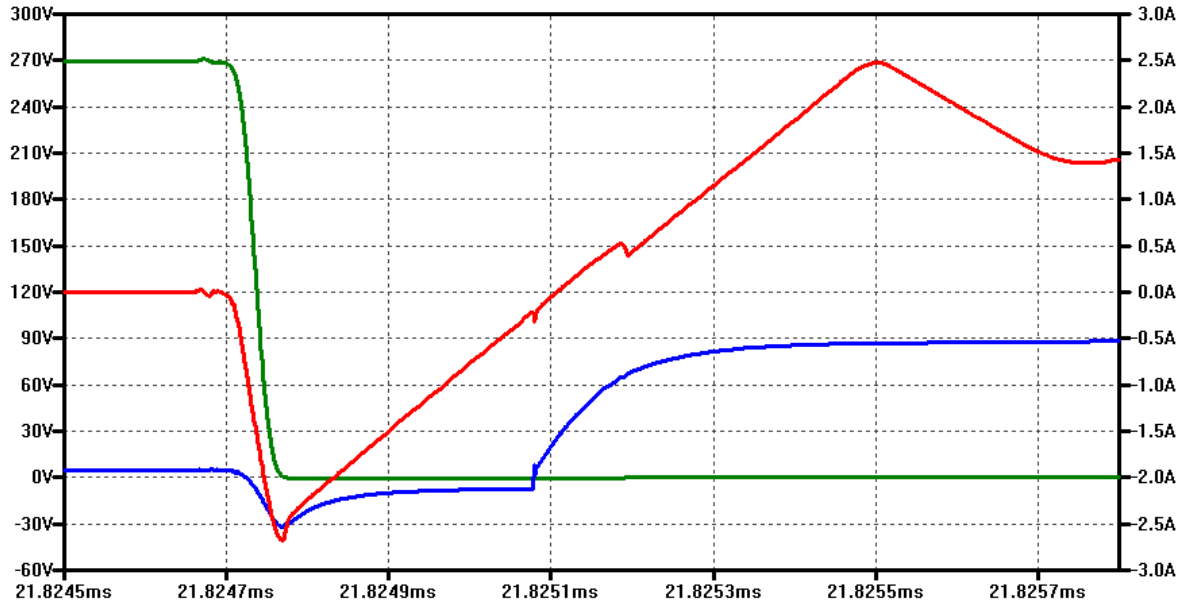
Bu topolojinin en önemli özelliklerinden biri SGA olayının olmasıdır. Daha önceki bölümlerde bahsedildiği gibi SGA olayı minimum bir akım oranında yapılmakta olup bu değer 5A olarak belirlenmişti.

SGA durumu birincil taraftaki sol ve sağ bacaktaki MOSFET'ler için farklı olmaktadır, çünkü sol bacaktaki MOSFET'ler sıfır gerilimde anahtarlanırken gerekli endüktif enerji sadece birincil taraftan sağlanırken sağ taraftaki MOSFET'ler ise buna ek olarak çıkış süzgeç endüktörlerinden birincil tarafa yansıyan enerjiye de sahiptir. Dolayısıyla her 2 bacaktaki alt tarafta bulunan MOSFET'lerin savak-kaynak uçları arasındaki gerilim, savaktan akan akım ve kapı-kaynak uçları arasındaki gerilim incelenecektir.

Şekil 3.21 (a)'da sol bacaktaki Q_2 MOSFET'inin açılma anında ilgili akım ve gerilim dalga şekilleri gösterilmektedir. Açılma anına zoom edilirse Şekil 3.21 (b)'deki grafikler elde edilmekte olup savak-kaynak gerilimi 0 V değerine ulaştıktan sonra kapı-kaynak gerilimi artmakta ve MOSFET açılmaktadır. Böylece SGA olayı gerçekleşmektedir.



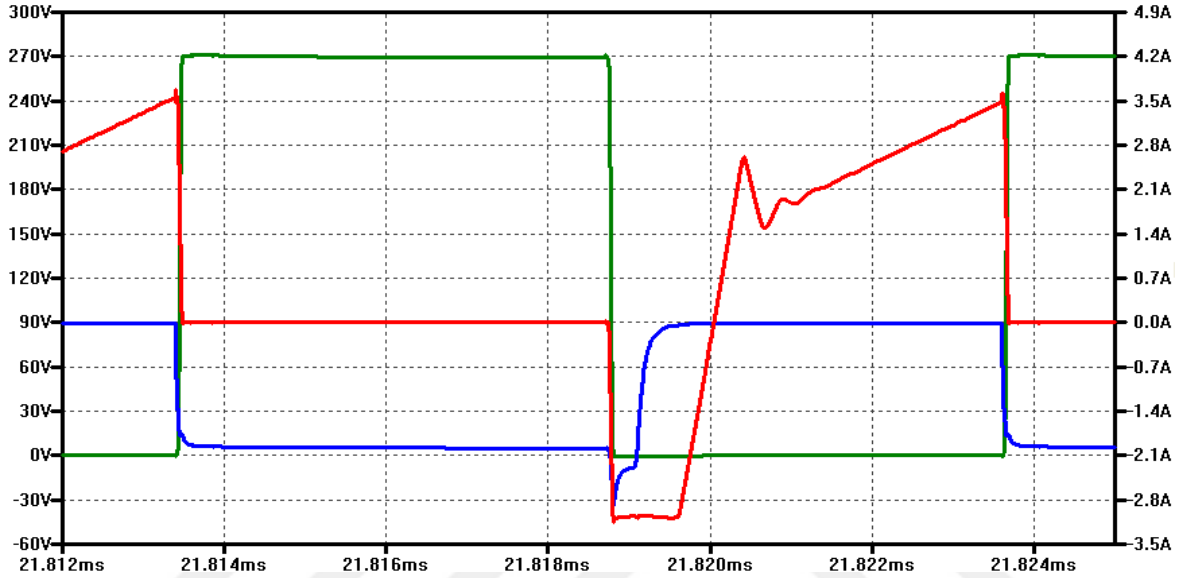
(a)



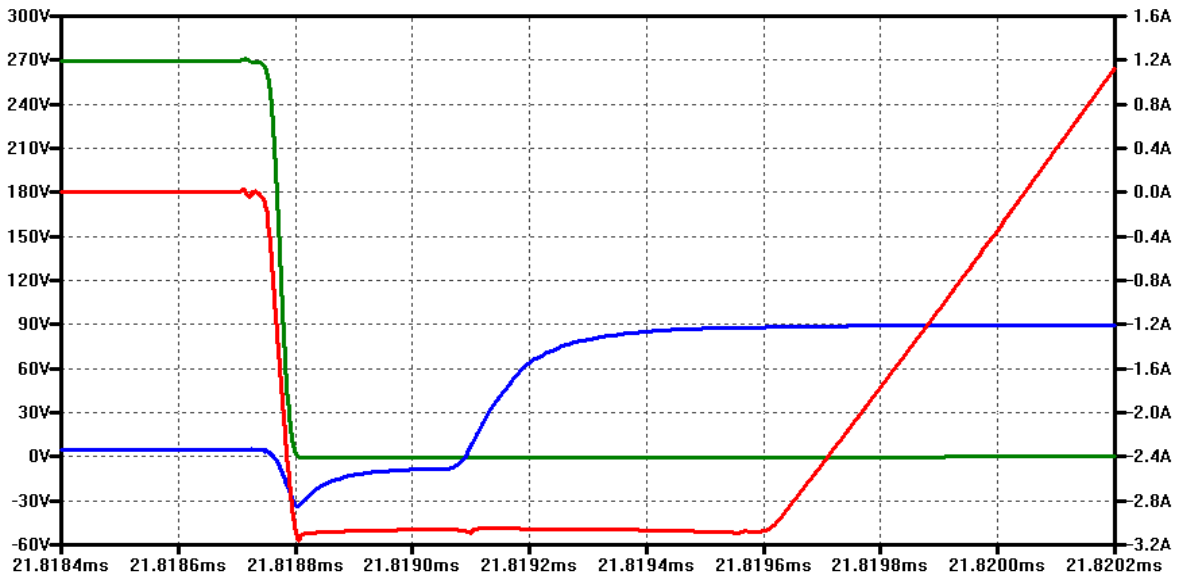
(b)

Şekil 3.21. (a) 270 V giriş gerilimi ve anma yük durumunda (14 A) sol bacaktaki Q_2 MOSFET'inin savak-kaynak uçları arasındaki gerilim (yeşil), savak akımı (kırmızı) ve kapı-savak gerilimi (mavi, ölçek: 10x), (b) MOSFET'in açılış anındaki durumu ("a"nın zoom edilmiş hali)

Sağ bacaktaki Q₄ MOSFET'inin açılma anında ilgili akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 3.22 (a)'da gösterilmektedir. Açılma anına zoom edilirse Şekil 3.22 (b)'deki grafikler elde edilmekte olup savak-kaynak gerilimi 0 V değerine ulaştıktan sonra kapı-kaynak gerilimi artmakta ve MOSFET açılmaktadır. Böylece SGA olayı gerçekleşmektedir.



a)



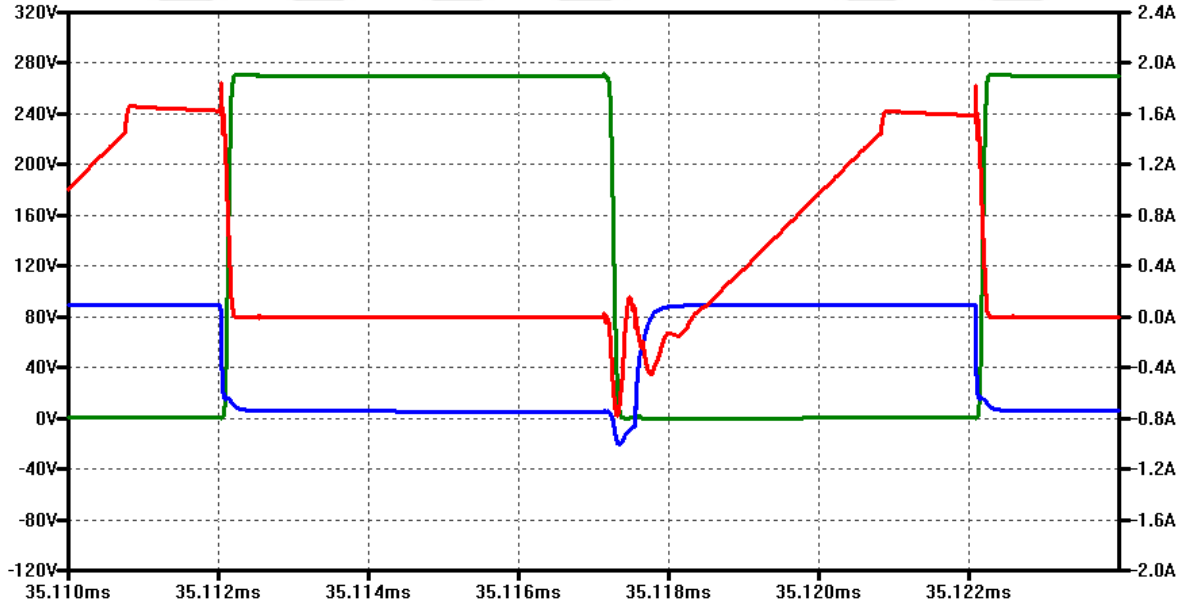
b)

Şekil 3.22. (a) 270 V giriş gerilimi ve anma yük durumunda (14 A) sağ bacaktaki Q₄ MOSFET'inin savak-kaynak uçları arasındaki gerilim (yeşil), savak akımı (kırmızı) ve kapı-savak gerilimi (mavi, ölçek: 10x), (b) MOSFET'in açılış anındaki durumu ("a"nın zoom edilmiş hali)

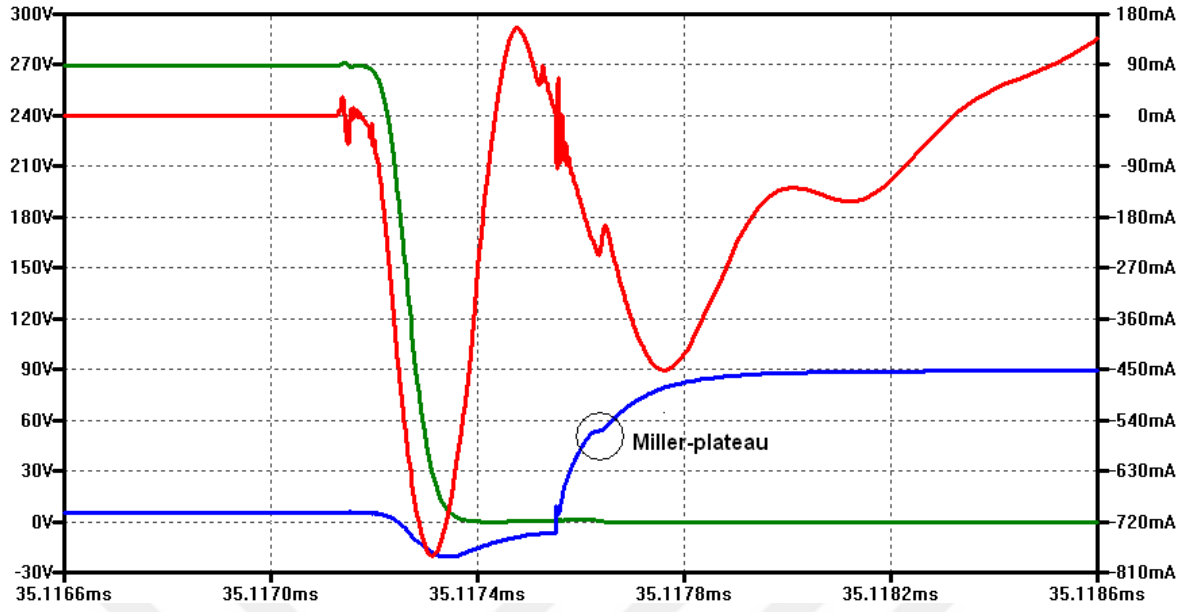
3.4.3. SGA durumunun düşük yük değerinde (2 A) gerçekleşme durumu

Düşük yük durumunda SGA olayı sol bacaktaki MOSFET'ler için gerçekleşmemekte iken sağ bacaktaki MOSFET'ler için gerçekleşebilmektedir. SGA durumunu yapamayan MOSFET'ler bu koşulda sert anahtarlama yapmakta ve kayıplar artmaktadır.

Şekil 3.23 (a)' da Q_2 anahtarının açılma durumundaki ilgili akım ve gerilim dalga şekilleri gösterilmekte olup açılma anına zoom edilirse kapı-kaynak uçları arasındaki gerilim dalga şeklinin miller-plateau adı verilen durumdan kaynaklı tam açılmadığı görülmektedir. Bu da MOSFET'in SGA yapamadığının göstergesi olmaktadır [27]. Sağ bacaktaki Q_4 MOSFET'inin açılma anında ilgili akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 3.24 (a)'da gösterilmektedir. Açılma anına zoom edilirse Şekil 3.24 (b)'deki grafikler elde edilmekte olup savak-kaynak gerilimi 0 V değerine ulaştıktan sonra kapı-kaynak gerilimi artmakta ve MOSFET açılmaktadır. Böylece SGA olayı gerçekleşmektedir. Dolayısıyla sol bacaktaki MOSFET'ler SGA yapamazken sağ bacaktaki anahtarlar SGA olayını gerçekleştirdiği görülmektedir.

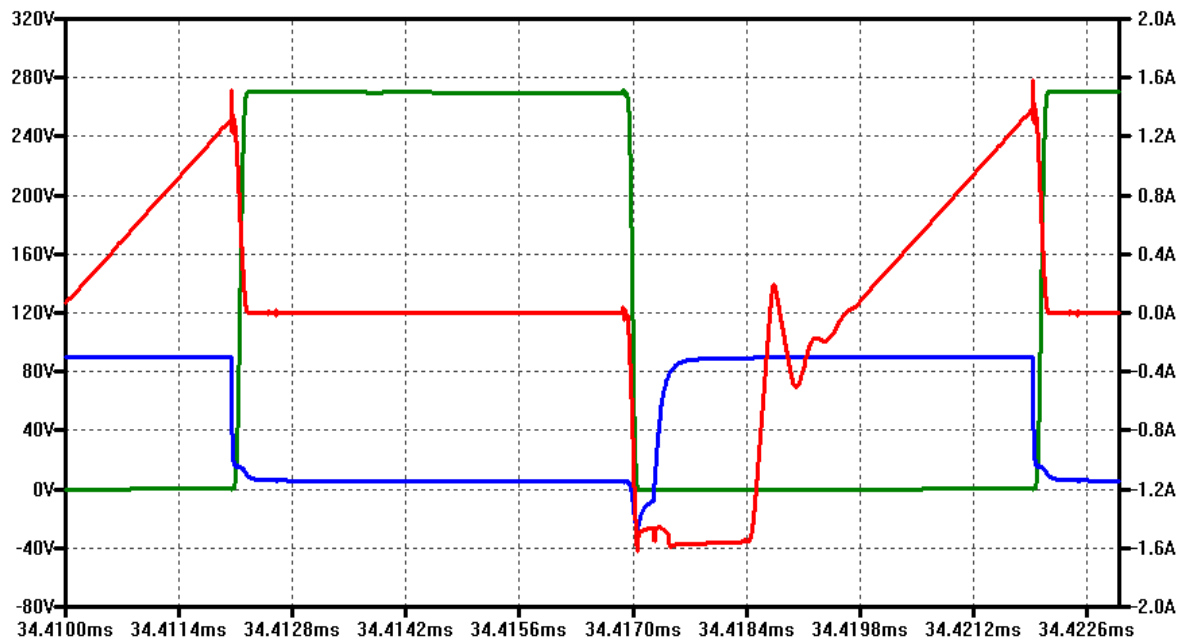


(a)

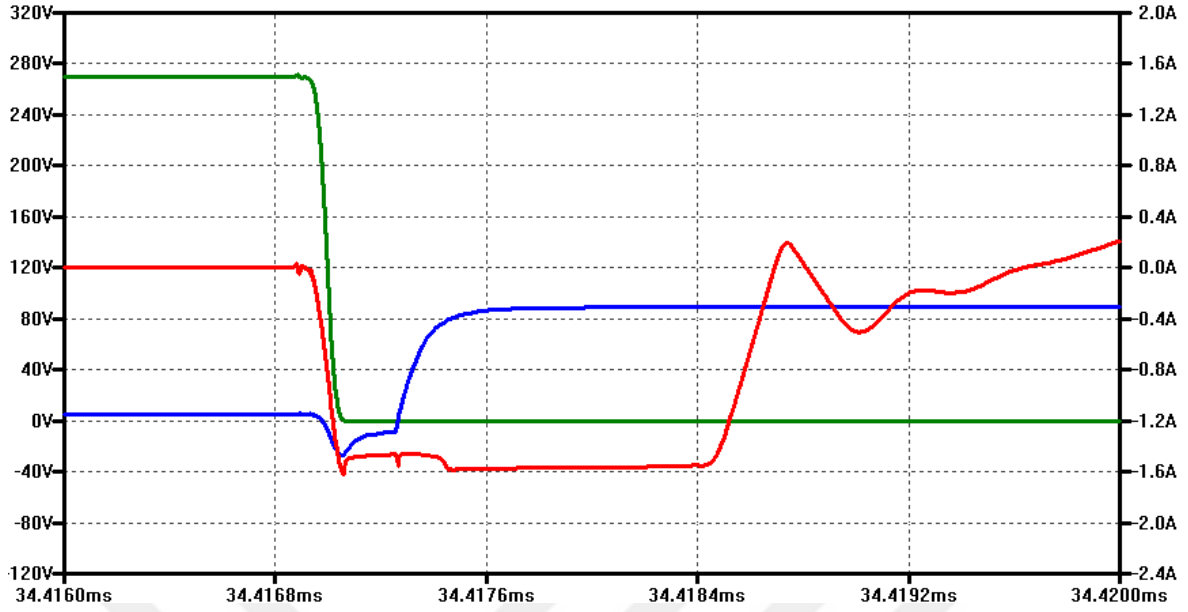


(b)

Şekil 3.23. (a) 270 V giriş gerilimi ve düşük yük durumunda (2 A) sol bacaktaki Q_2 MOSFET'inin savak-kaynak uçları arasındaki gerilim (yeşil), savak akımı (kırmızı) ve kapı-savak gerilimi (mavi, ölçek: 10x), (b) MOSFET'in açılış anındaki durumu ("a"nın zoom edilmiş hali)



a)



(b)

Şekil 3.24. (a) 270 V giriş gerilimi ve düşük yük durumunda (2 A) sağ bacaktaki Q_4 MOSFET'inin savak-kaynak uçları arasındaki gerilim (yeşil), savak akımı (kırmızı) ve kapı-savak gerilimi (mavi, ölçek: 10x), (b) MOSFET'in açılış anındaki durumu ("a"nın zoom edilmiş hali)

4. SIFIR GERİLİM ANAHTARLAMALI AKIM KATLAMALI SENKRON DOĞRULTMALI FAZ KAYDIRILMIŞ DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONLU TAM KÖPRÜ DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ DENEYSEL SONUÇLAR

Tez çalışmasının bu kısmında 3. bölümde tasarımı ve benzetimi gerçekleştirilen 270 V giriş gerilimi ile çalışan ve 28 V çıkış gerilimi üreten SGA-AK-SD-FK-DGM-TKD devresine ait deneysel sonuçlar gösterilmektedir. Benzetim ortamında elde edilen sonuçlar laboratuvar ortamında elde edilen sonuçlarla karşılaştırılacak ve gerekli açıklamalar yapılacaktır.

Resim 4.1’de tasarlanan dönüştürücünün hem üst hem de alt taraftaki BDK görüntüsünün gizlilik açısından sadece bir kısmı gösterilmektedir. Dönüştürücü tek bir giriş kaynağı ile (270 V) ile beslenmekte olup ısınan bileşenlerin (MOSFET’ler ve transformatör) soğutulması için alüminyumdan yapılmış soğutucular tasarlanmış olup Resim 4.2’de gösterilmektedir.



Resim 4.1. Tasarlanan devrenin üst ve alt BDK görüntüleri



Resim 4.2. Tasarlanan BDK'ların soğutucularla birlikte üst ve alt taraftan görüntüleri

4.1. DeneySEL Sonuçlar

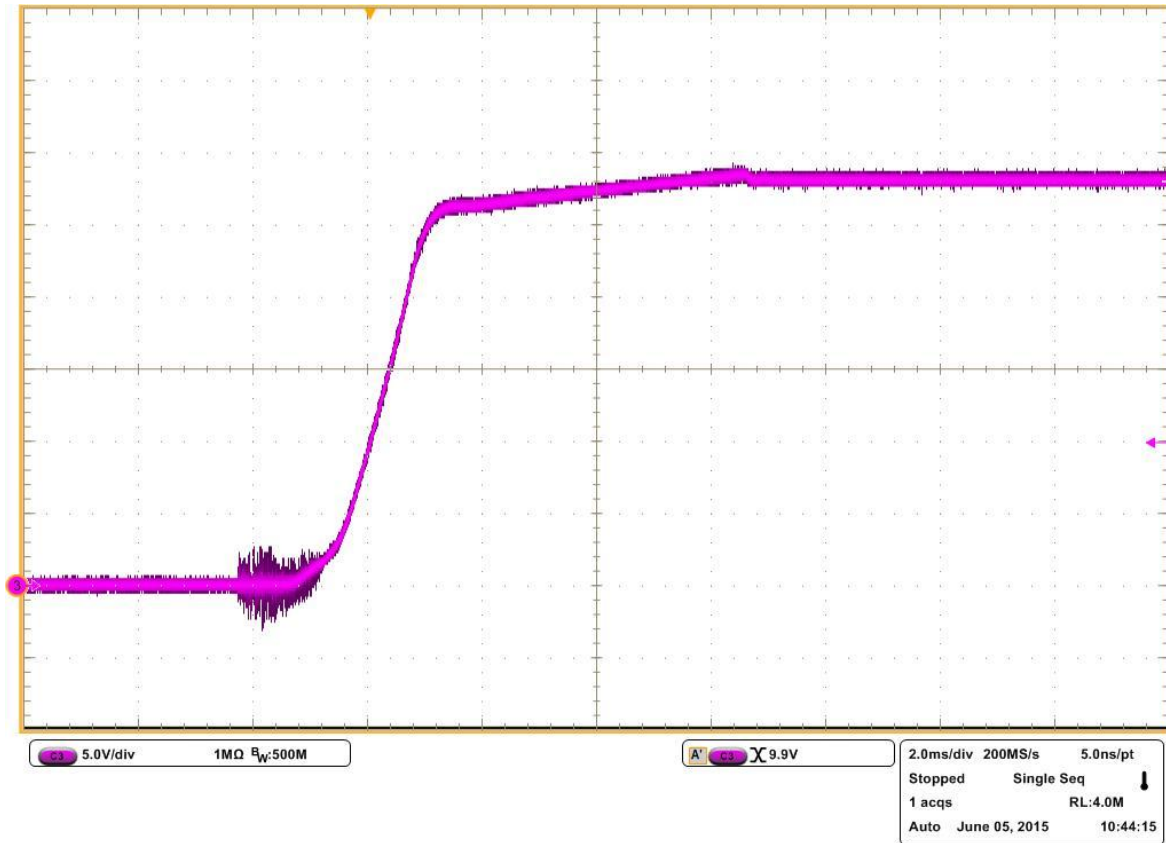
Tasarlanan dönüştürücü tüm işlevi ile çalıştırılmadan önce gerekli kapı sinyalleri osiloskop ekranında kontrol edilerek doğrulukları benzetim ortamı ile aynı olduğu gözlemlendikten sonra dönüştürücü çalıştırıldı.

Bölüm 4.1.1.'de devrenin temel dalga şekilleri osiloskop ekranında gözlenip Bölüm 3.4.'deki benzetim ortamında alınan sonuçlar ile karşılaştırıldı. Daha sonra ise Bölüm 4.1.2'de tam yük ve düşük yük durumlarında transformatörün birincil kısmında bulunan MOSFET'lerin SGA yapıp yapmadığı kontrol edilerek Bölüm 3.4.'de elde edilen sonuçlar ile karşılaştırıldı.

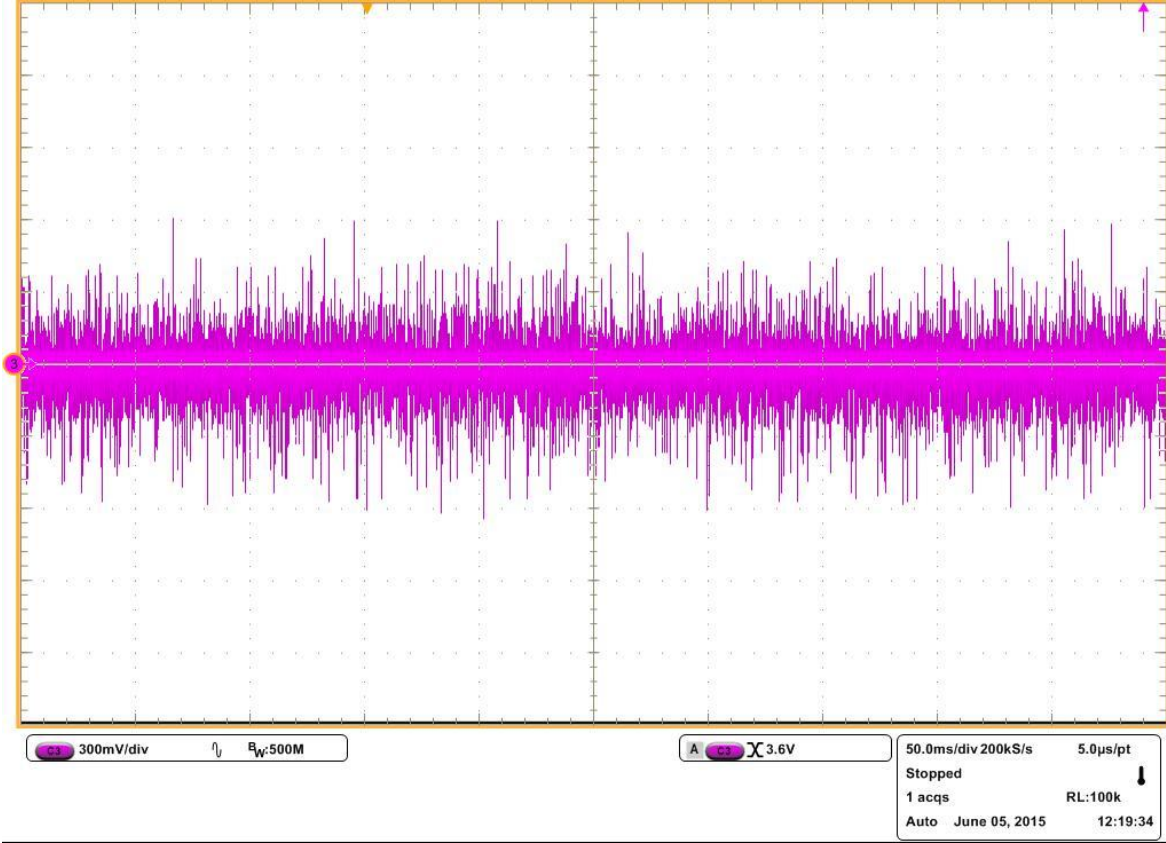
4.1.1. Temel deneySEL sonuçları

Tasarlanan dönüştürücünün 270 V giriş geriliminde 28 V çıkış gerilimini oluşturma zamanı (yumuşak açılış) Şekil 4.1'de belirtilmektedir. Çıkış gerilimi yaklaşık 8 ms sonra 28 V gerilimine ulaşmaktadır. Bölüm 3.4.1'de benzetim ortamında elde edilen sonuç 6 ms iken deneySEL sonuç 8 ms çıkmıştır (Bkz. Şekil 3.14). Bunun sebebi de ana kontrol entegresinin yumuşak anahtarlama yapan kısmının toleransından kaynaklanmakta olup sıcaklığa bağlı ve üründen ürüne değişmektedir.

Çıkış gerilimi durağan duruma ulaştıktan sonra ise gerilim dalgalanma miktarı Şekil 4.2’de görüldüğü üzere yaklaşık 300 mV olmaktadır. Benzetim sonucunda elde edilen sonuç 120 mV olup (Bkz. Şekil 3.15) deneysel sonucun yüksek çıkması beklenen bir durumdur. Çünkü ölçümden kaynaklı sorunlar yüzünden iki ucu kısa devre edilen probda dahi 50–100 mV değerinde dalgalanmalar görülmektedir.



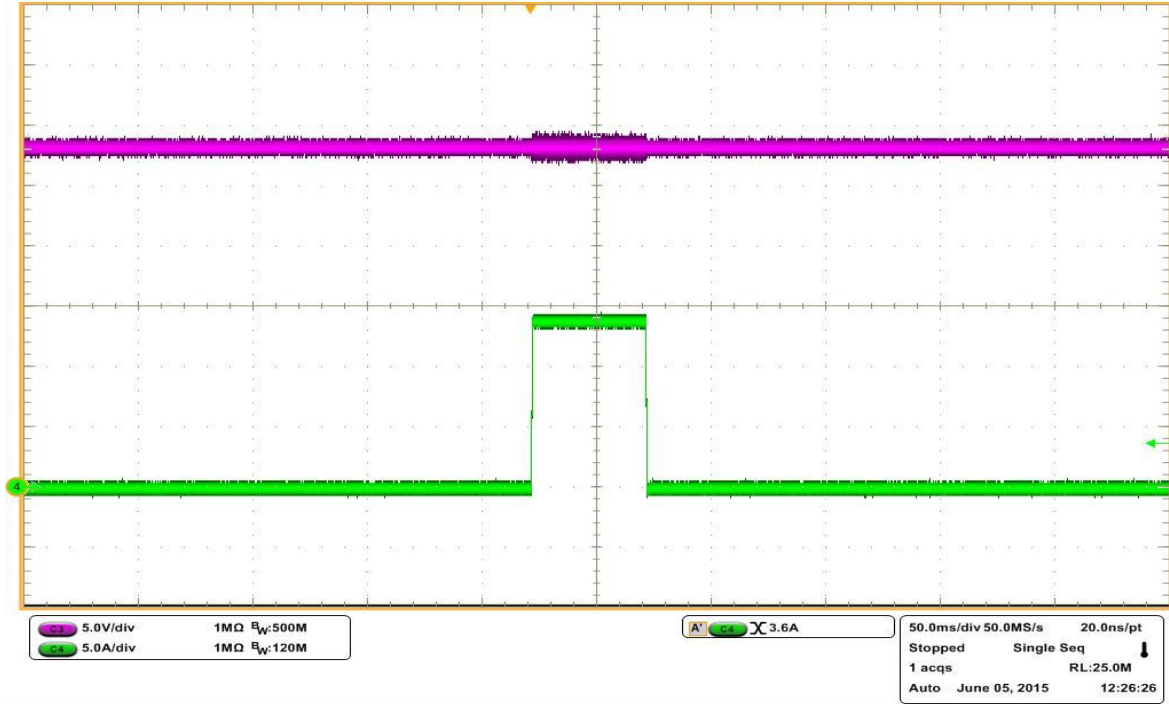
Şekil 4.1. 270 V giriş geriliminde çıkış geriliminin zamana bağlı açılış durumu (yumuşak açılış) (5 V/böl., 2 ms/böl.)



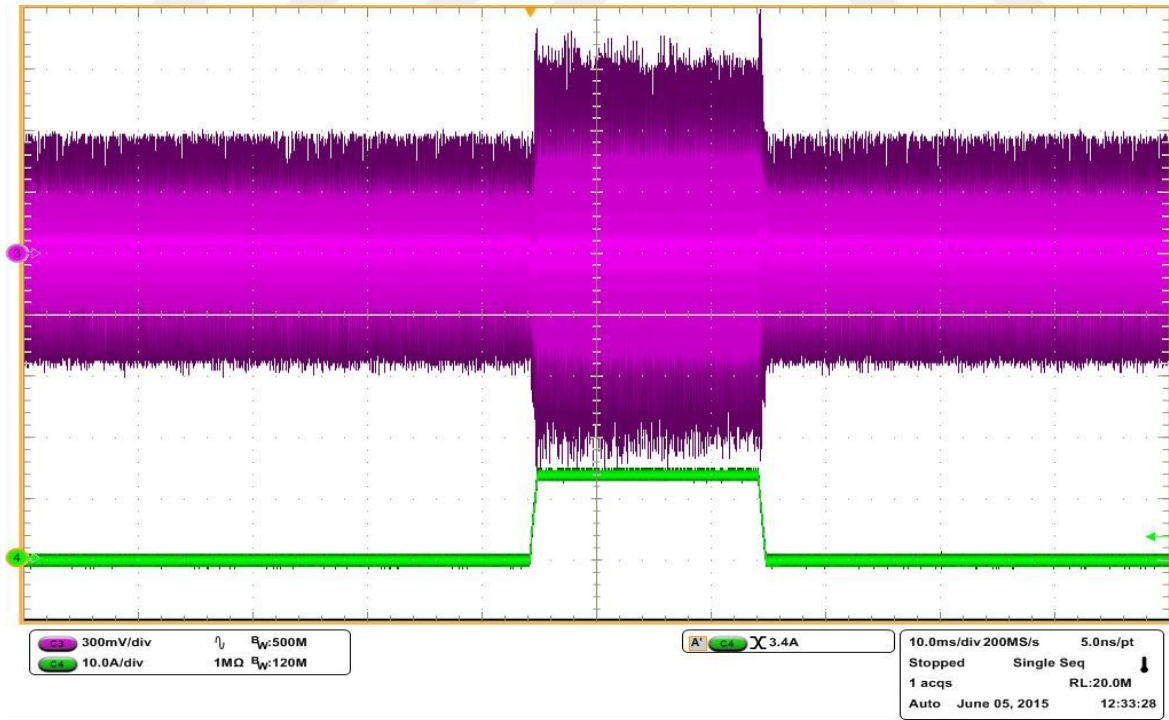
Şekil 4.2. 270 V giriş geriliminde çıkış gerilim dalgalanması (300 mV/böl., 50 ms/böl.)

Devrenin 270 V giriş geriliminde yük regülasyonunu test etmek için çıkış gerilimi 28 V iken çıkış akımı anma yük akım değeri olan 14 A değerine çıkartıldığında çıkış geriliminin ortalamasında bir değişme olmamakla birlikte gerilim dalgalanma miktarı artarak yaklaşık 1,8 V olmaktadır (Şekil 4.3 ve Şekil 4.4). Benzetim ortamında ise çıkış geriliminin hem ortalama değeri hem de dalgalanma miktarı değişmemektedir (Bkz. Şekil 3.16 ve Şekil 3.17). Çıkış gerilimdeki dalgalanma miktarının deneysel ortamda artması devredeki parazitik etkilerden kaynaklanmakta olup beklenen bir durumdur.

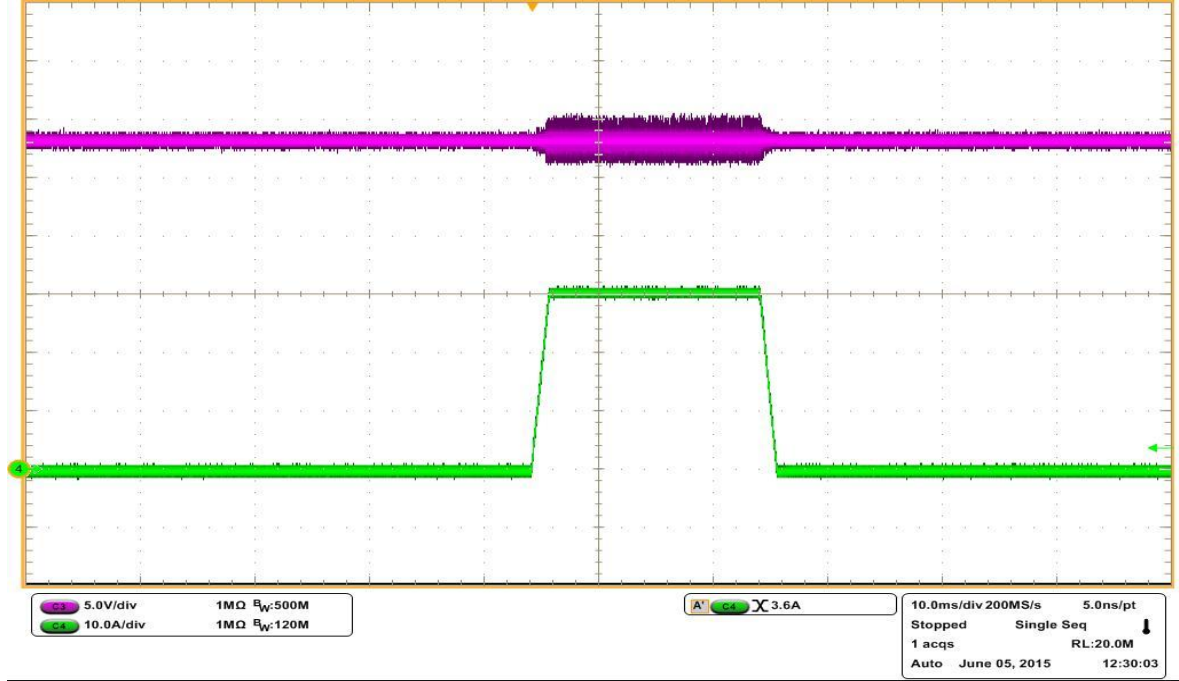
Tasarlanan devre maksimum yük durumunda (30 A) test edildiğinde Şekil 4.5 ve Şekil 4.6’da görüldüğü gibi çıkış geriliminin ortalamasında bir değişiklik olmaz iken çıkış gerilim dalgalanması artan akım ile daha da artmaktadır (yaklaşık 3,4 V).



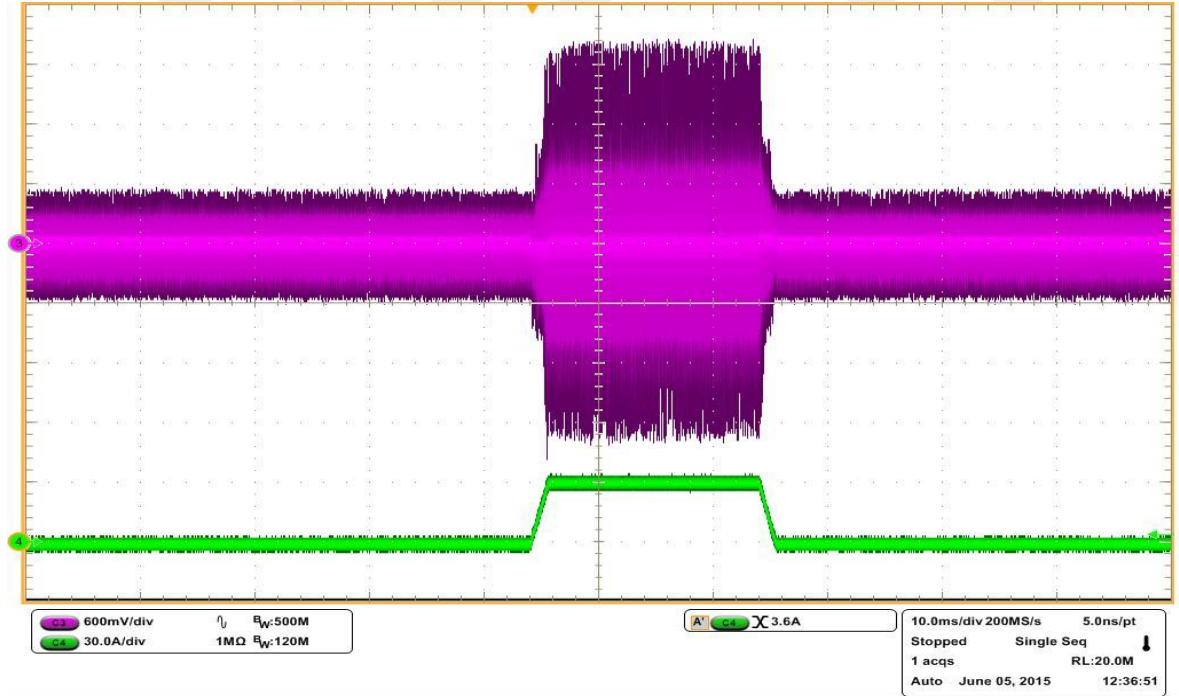
Şekil 4.3. 270 V giriş geriliminde 14 A yüklenme durumunda çıkış gerilimi (pembe) ile çıkış akımının (yeşil) zamana bağlı dalga şekilleri (5 V/böl., 5 A/böl., 50 ms/böl.)



Şekil 4.4. 270 V giriş geriliminde 14 A yüklenme durumunda çıkış geriliminin (pembe) AA coupling durumundaki hali ile çıkış akımının (yeşil) zamana bağlı dalga şekilleri (300 mV/böl., 10 A/böl., 10 ms/böl.)

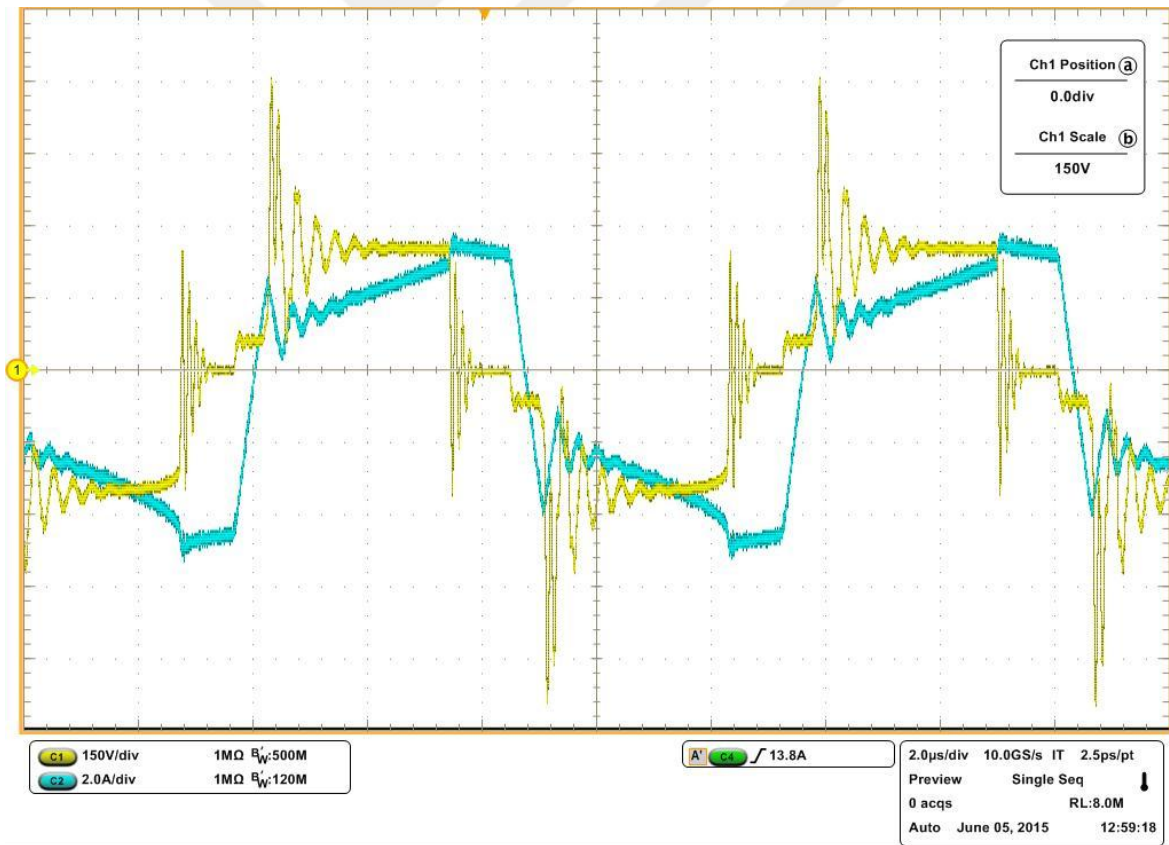


Şekil 4.5. 270 V giriş geriliminde 30 A yüklenme durumunda çıkış gerilimi (pembe) ile çıkış akımının (yeşil) zamana bağlı dalga şekilleri (5 V/böl., 10 A/böl., 10 ms/böl.)



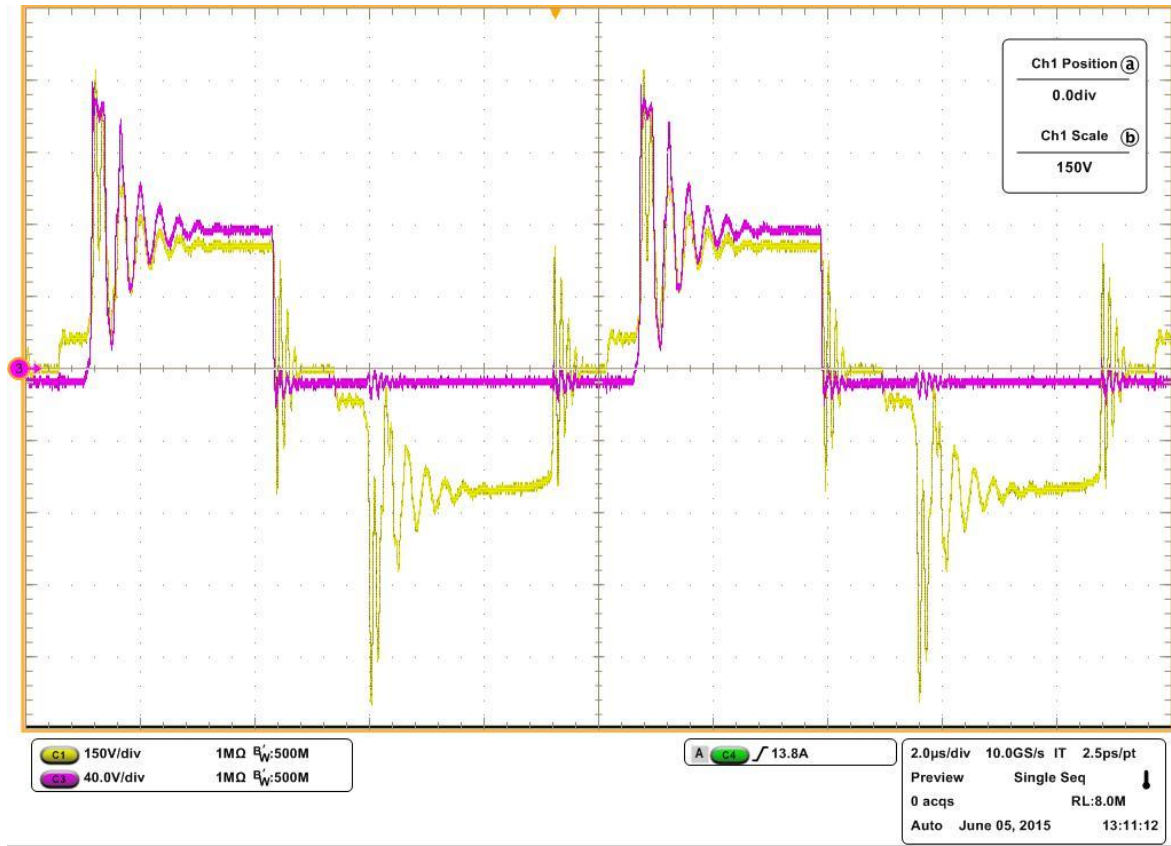
Şekil 4.6. 270 V giriş geriliminde 30 A yüklenme durumunda çıkış geriliminin (pembe) AA coupling durumundaki hali ile çıkış akımının (yeşil) zamana bağlı dalga şekilleri (600 mV/böl., 30 A/böl., 10 ms/böl.)

Anma yük durumunda (14 A) transformatörün birincil sargı uçları arasındaki gerilim dalga şekli ile birincil sargıdan geçen akım dalga şekli Şekil 4.7’de gösterilmektedir. Giriş gerilimi 270 V olmasına rağmen gerilim dalga şekli yaklaşık 620 V değerine kadar dalgalanma yaptıktan sonra 270 V gerilim değerine ulaşmaktadır. Bunun sebebi de daha önce anlatıldığı üzere transformatörün birincil sargısında bulunan MOSFET’lerin kaçak çıkış kondansatörleri ile transformatöre seri haldeki kaçak endüktans ve/veya eklenen endüktörün gerilim dalgalanmasından kaynaklanmaktadır. Benzetim ortamında ise bu değer yaklaşık 520 V değerinde olmaktadır (Bkz. Şekil 3.18). Benzetim ortamında BDK’da mevcut olan parazitik endüktanslar ve kapasitanslardan dâhil edilmediğinden bu gerilim dalgalanması daha az olmaktadır. Bu durum dikkate alınarak girişte 650 V gerilim değerine dayanan MOSFET’ler seçildi.

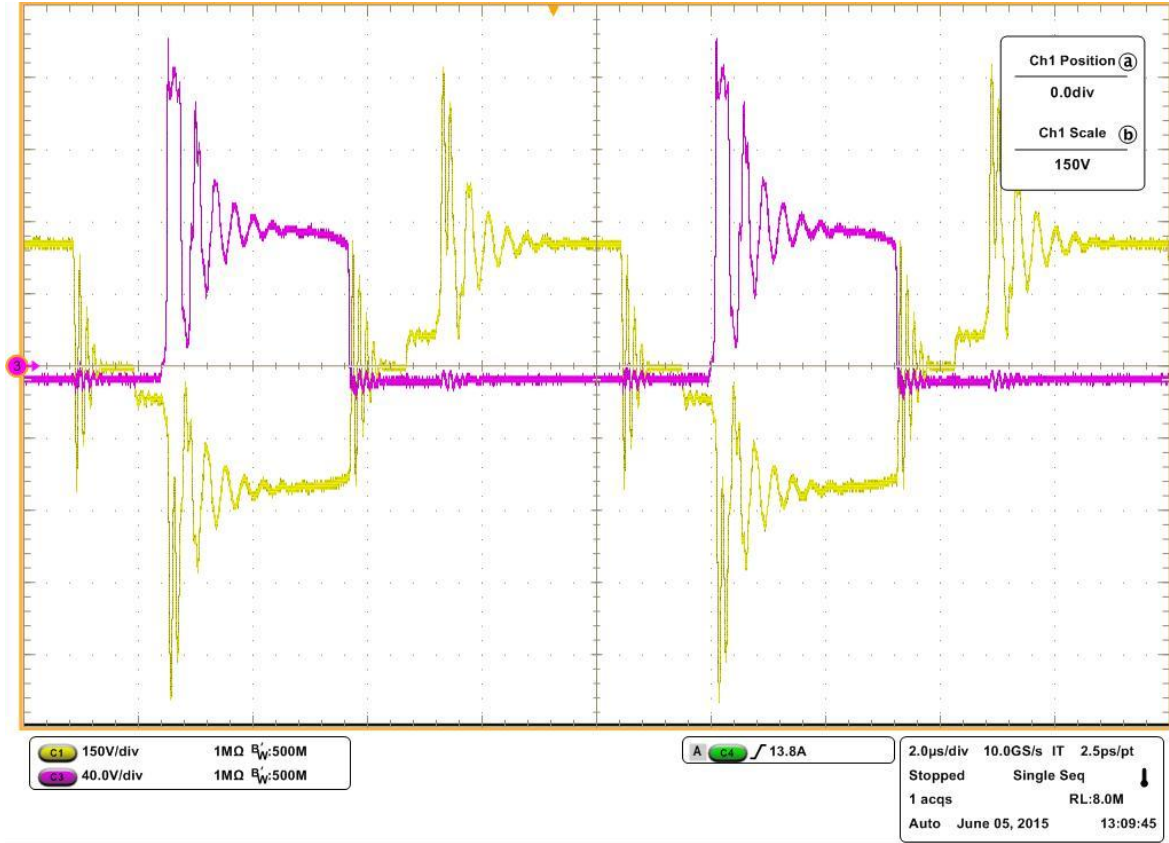


Şekil 4.7. 270 V giriş geriliminde 14 A yüklenme durumunda transformatör birincil sargı uçları arasındaki gerilim dalga şekli (sarı) ile birincil sargıdan geçen akım dalga şekli (mavi) (150 V/böl., 2 A/böl., 2 μ s/böl.)

Laboratuar ortamında tek bir diferansiyel yüksek gerilim probu olup transformatörün birincil sargı uçlarını ölçmek için kullanıldığından ikincil sargı uçları arasındaki gerilim tek tek pasif prob ile çıkış toprağına referanslı olarak osiloskop ekranında ölçüldü ve sonuçlar Şekil 4.8 ve Şekil 4.9’da belirtilmekte olup tur sarım oranı olan 3:1 oranını sağlamaktadır. Birincil taraftaki gerilim dalgalanması ikincil tarafa da yansıdığından 90 V yerine yaklaşık 160 V gerilim değerine kadar çıkan dalgalanma olmaktadır. Bu sorundan kurtulmak için ikincil tarafta bastırıcı tasarımı yapılmış olup 200 V gerilim değerine dayanabilen MOSFET’ler kullanılmıştır. Benzetim ortamında ise yaklaşık aynı salınım değerleri yaklaşık 170 V olmaktadır (Bkz. Şekil 3.19).

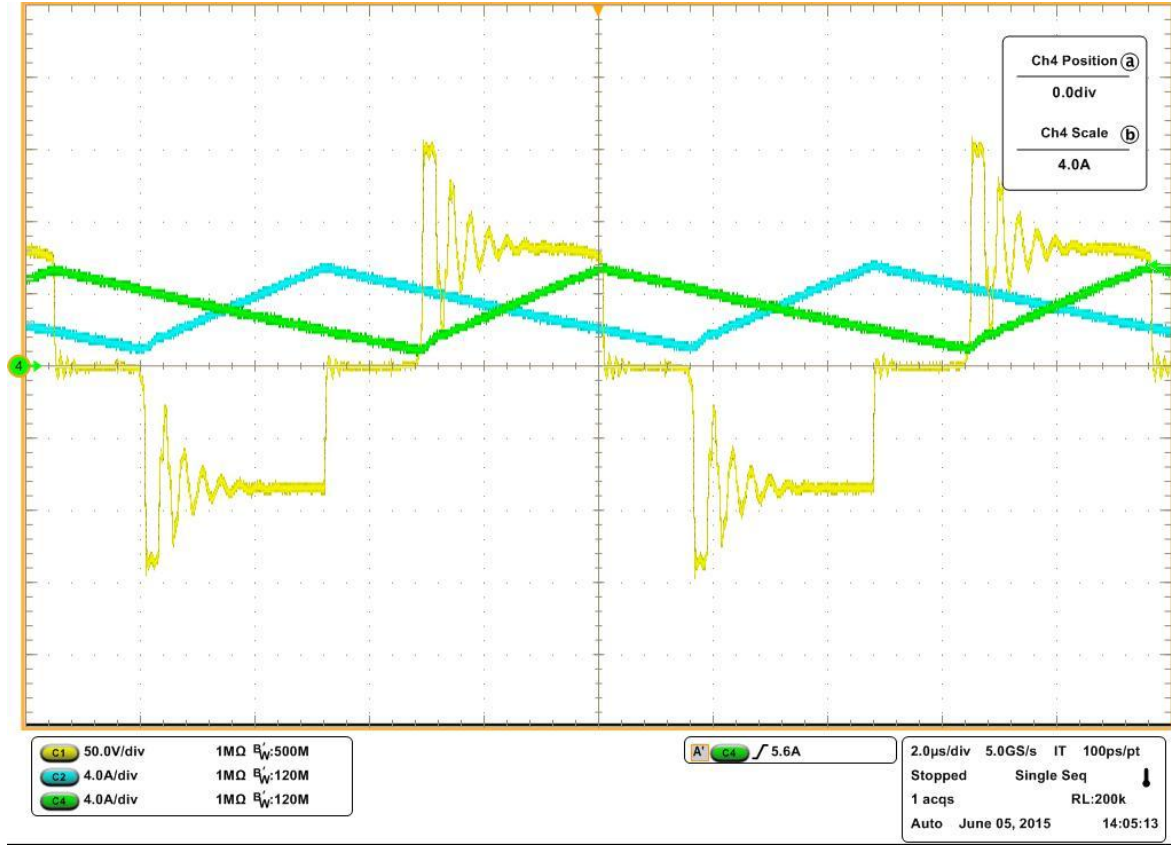


Şekil 4.8. 270 V giriş gerilim ve 14 A anma yük durumunda transformatör birincil sargı uçları arasındaki gerilim dalga şekli (sarı) ile ikincil sargı ucunun pozitif (noktalı kısım) ucunun çıkış toprak referansına (pembe) göre gerilim dalga şekli (Ch1:150 V/böl., Ch2:40 V/böl., 2 μ s/böl.)



Şekil 4.9. 270 V giriş gerilim ve 14 A anma yük durumunda transformatör birincil sargı uçları arasındaki gerilim dalga şekli (sarı) ile ikincil sargı ucunun negatif (noktasız kısım) ucunun çıkış toprak referansına (pembe) göre gerilim dalga şekli (Ch1:150 V/böl., Ch2:40 V/böl., 2 μ s/böl.)

Transformatörün ikincil sargı uçları ile çıkış süzgeç endüktörlerinden geçen akım dalga şekilleri Şekil 4.10'de gösterilmektedir. İkincil sargı uçları arasında gerilim oluştuğunda endüktörlerden biri dolarken diğeri boşalmaktadır. Gerilim değeri 0 V olduğundan ise her iki endüktör de boşalmaktadır. Süzgeç kondansatörünün gördüğü akım dalga şekli ise bu iki endüktörden geçen akımın toplamı olup frekansı 2 katı olmaktadır.



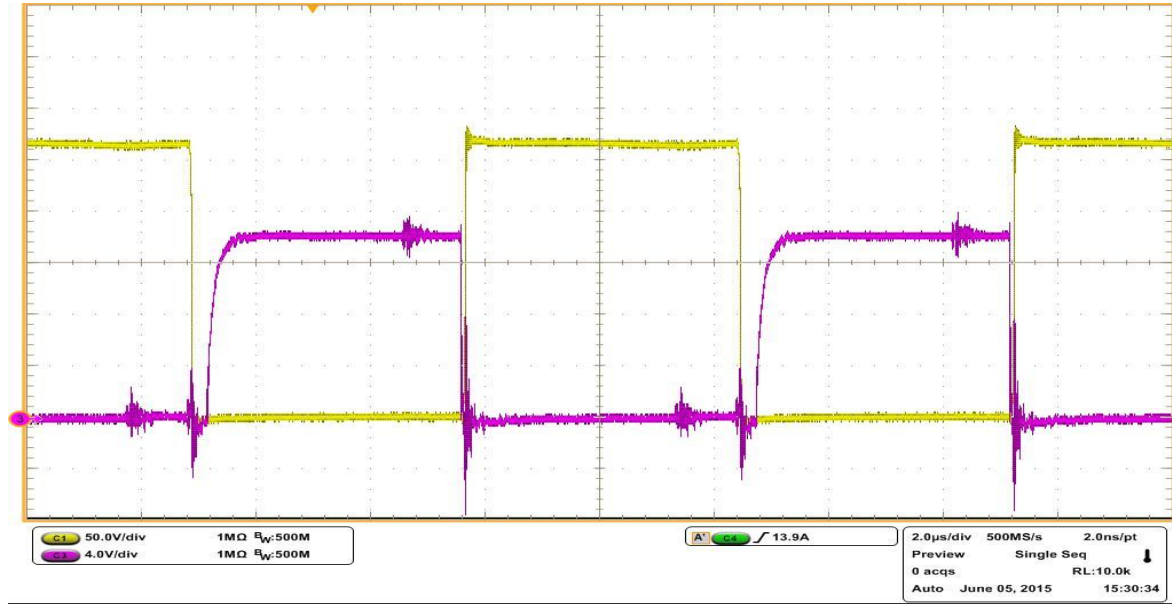
Şekil 4.10. 270 V giriş gerilimi ve anma yük durumunda (14 A) transformatör ikincil sargı uçları arasındaki gerilim dalga şekli (sarı) ile süzgeç endüktörler üzerinden geçen akımın dalga şekilleri(50 V/böl. , 4 A/böl. , 2 μ s/böl.)

4.1.2. SGA durumunun tam yük değerinde (14 A) gerçekleşme durumu

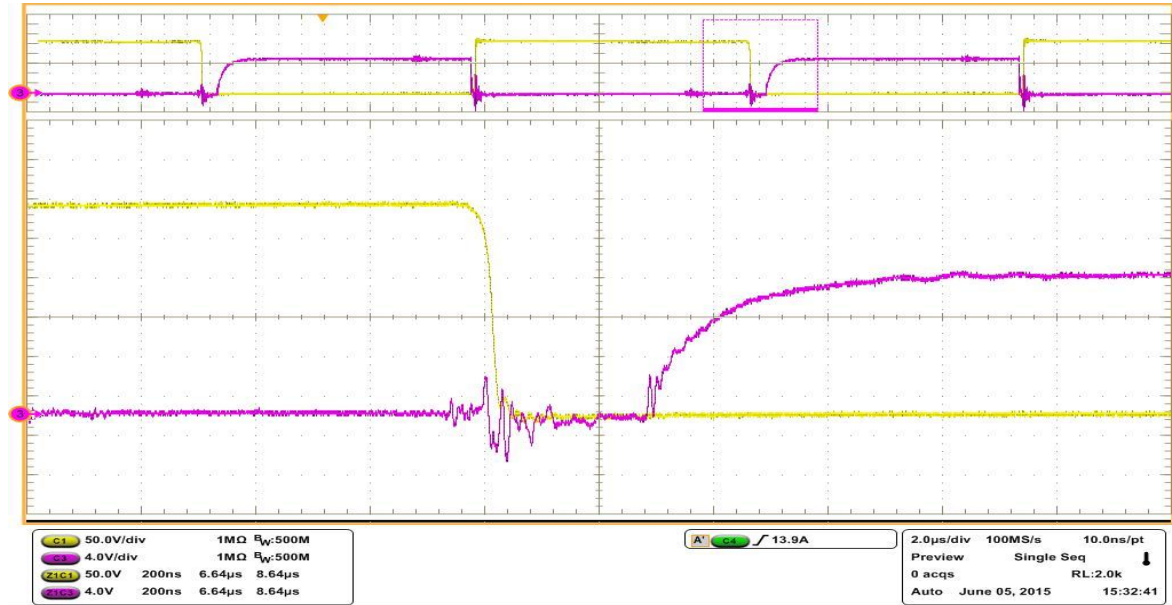
Bu topolojinin en önemli özelliklerinden biri SGA olayının olmasıdır. Daha önceki bölümlerde bahsedildiği gibi SGA olayı minimum bir akım oranında yapılmakta olup bu değer 5A olarak belirlenmişti.

SGA durumu birincil taraftaki sol ve sağ bacaktaki MOSFET'ler için farklı olmaktadır, çünkü sol bacaktaki MOSFET'ler sıfır gerilimde anahtarlanırken gerekli endüktif enerji sadece birincil taraftan sağlanırken sağ taraftaki MOSFET'ler ise buna ek olarak çıkış süzgeç endüktörlerinden birincil tarafa yansıyan enerjiye de sahiptir. Dolayısıyla her 2 bacaktaki alt tarafta bulunan MOSFET'lerin savak-kaynak uçları arasındaki gerilim ve kapı-kaynak uçları arasındaki gerilim incelenecektir. Savak ucundan geçen akım ise laboratuvar şartlarında ölçülememiştir.

Şekil 4.11 (a)'da sol bacadaki Q_2 MOSFET'inin açılma anında savak-kaynak ve kapı-kaynak uçları arasındaki gerilim dalga şekilleri gösterilmektedir. Açılma anına zoom edilirse Şekil 4.11 (b)'deki grafikler elde edilmekte olup savak-kaynak gerilimi 0 V değerine ulaştıktan sonra kapı-kaynak gerilimi artmakta ve MOSFET açılmaktadır. Böylece SGA olayı gerçekleşmektedir.



(a)

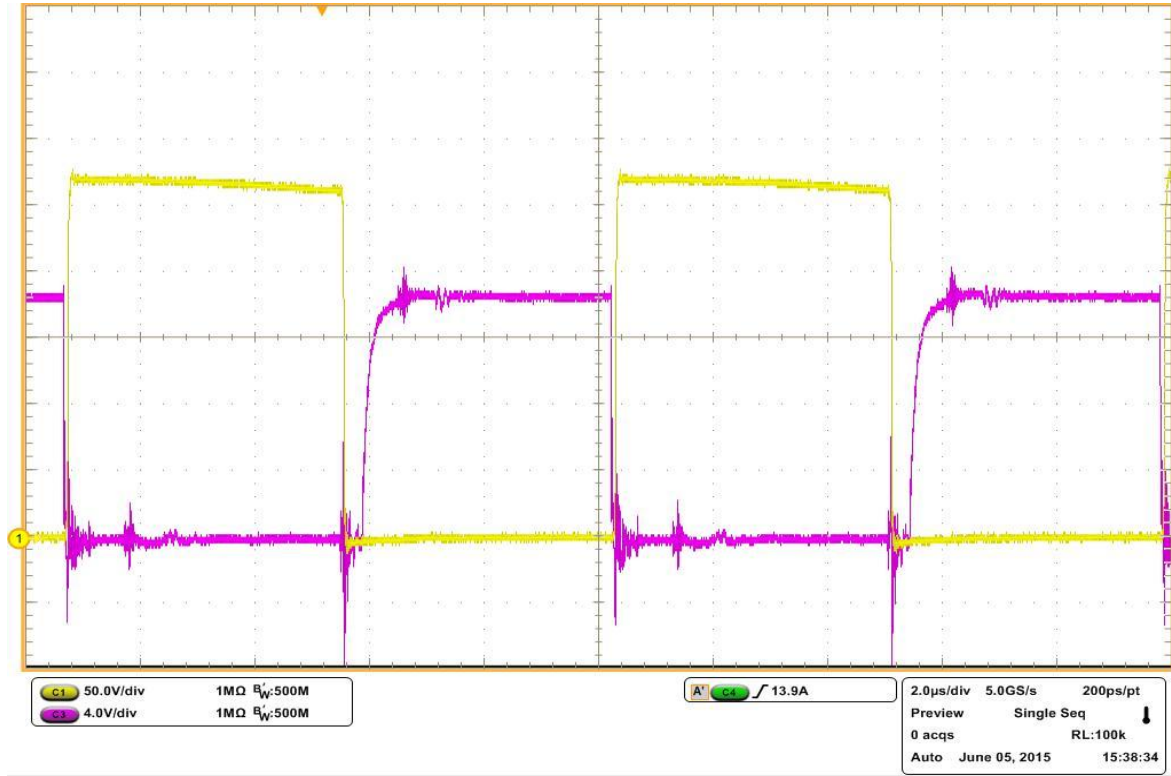


(b)

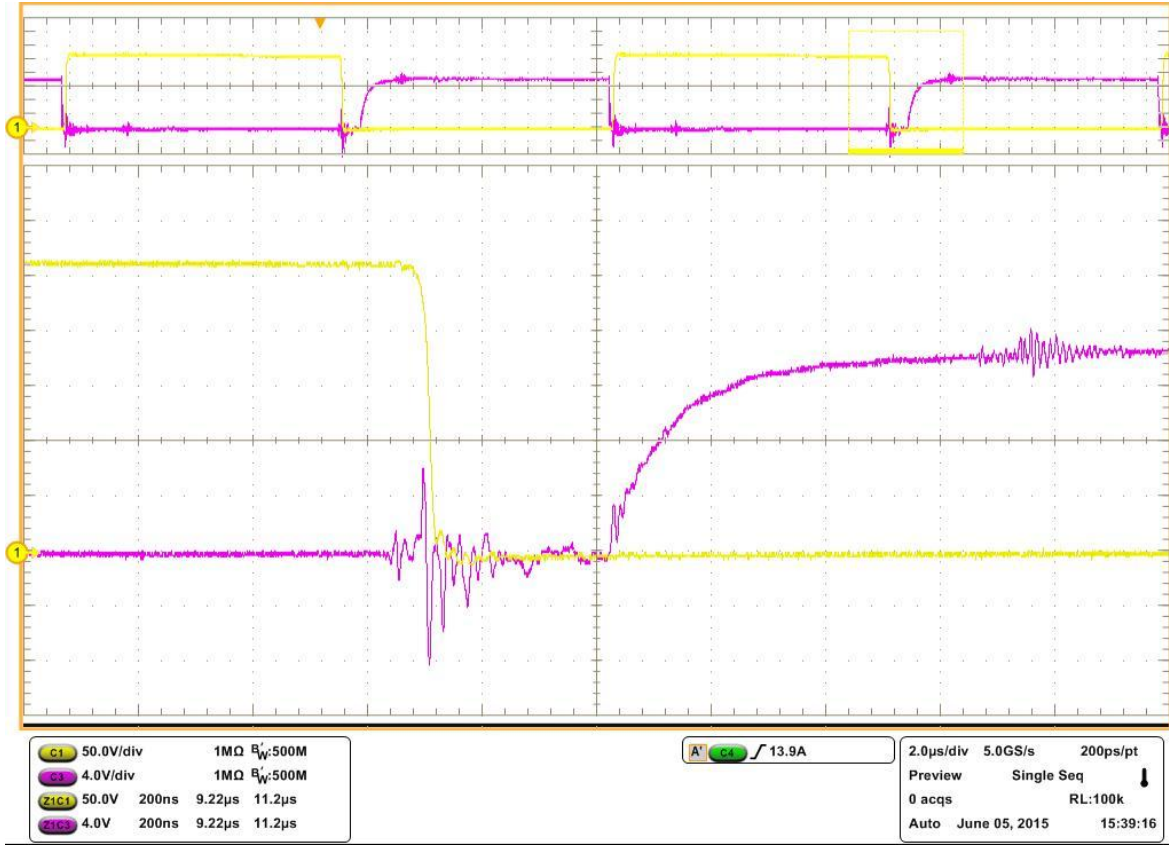
Şekil 4.11. (a) 270 V giriş gerilimi ve anma yük durumunda (14 A) sol bacadaki Q_2 MOSFET'inin savak-kaynak uçları arasındaki gerilim (sarı) ve kapı-savak gerilimi (pembe), (b) MOSFET'in açılış anındaki durumu ("a"nın zoom edilmiş hali) (Ch1:50 V/böl., Ch2:4 V/böl., 2 µs/böl.)

Sağ bacaktaki Q_4 MOSFET'inin açılma anında savak-kaynak ve kapı-kaynak uçları arasındaki gerilim dalga şekilleri Şekil 4.12 (a)'da gösterilmektedir. Açılma anına zoom edilirse Şekil 4.12 (b)'deki grafikler elde edilmekte olup savak-kaynak gerilimi 0 V değerine ulaştıktan sonra kapı-kaynak gerilimi artmakta ve MOSFET açılmaktadır. Böylece SGA olayı gerçekleşmektedir.

Hem Q_2 anahtarı hem de Q_4 anahtarı için açılma durumları benzetim ortamında elde edilen sonuçlar ile benzerlik göstermektedir (Bkz. Şekil 3.21 ve Şekil 3.22).



(a)



(b)

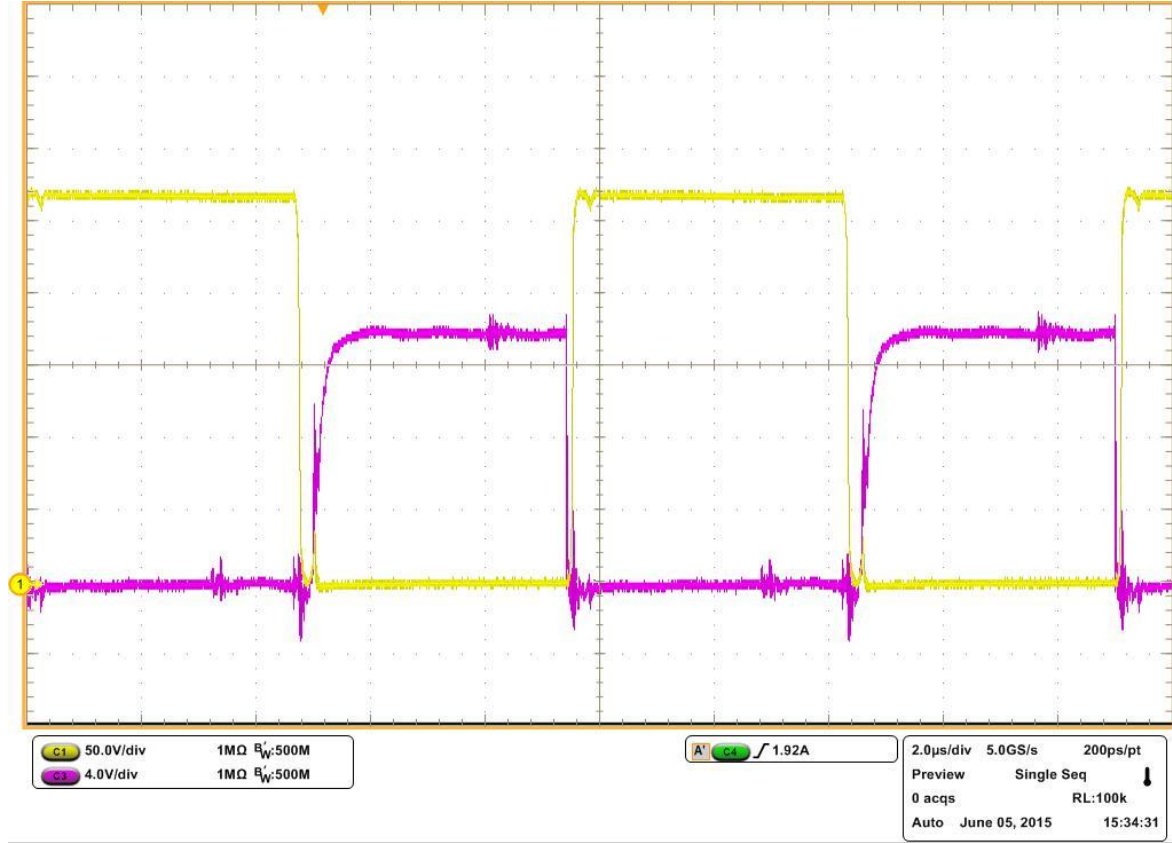
Şekil 4.12. (a) 270 V giriş gerilimi ve anma yük durumunda (14 A) sağ bacaktaki Q_4 MOSFET'inin savak-kaynak uçları arasındaki gerilim (sarı) ve kapı-savak gerilimi (pembe), (b) MOSFET'in açılış anındaki durumu ("a"nın zoom edilmiş hali) (Ch1:50 V/böl., Ch2:4 V/böl., 2 μ s/böl.)

4.1.3. SGA durumunun düşük yük değerinde (2 A) gerçekleşme durumu

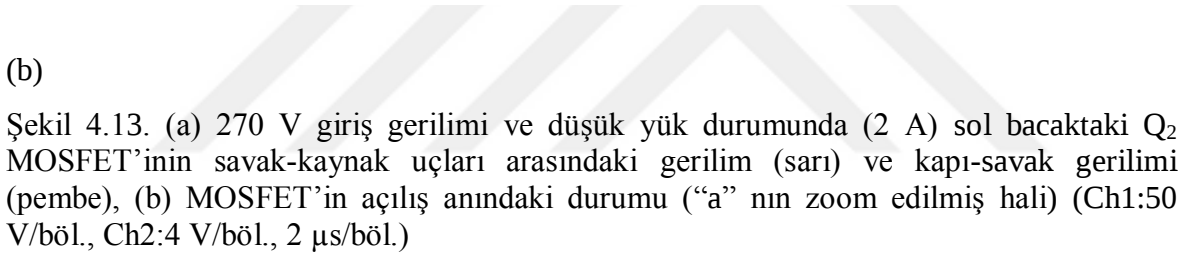
Düşük yük durumunda SGA olayı sol bacaktaki MOSFET'ler için gerçekleşmemekte iken sağ bacaktaki MOSFET'ler için gerçekleşebilmektedir. SGA durumunu yapamayan MOSFET'ler bu koşulda sert anahtarlama yapmakta ve kayıplar artmaktadır.

Şekil 4.13 (a)'da Q_2 anahtarının açılma durumundaki savak-kaynak ve kapı-kaynak uçları arasındaki gerilim dalga şekilleri gösterilmekte olup açılma anına zoom edilirse (Şekil 4.13 (b)) kapı-kaynak uçları arasındaki gerilim dalga şeklinin miller-plateau adı verilen durumdan kaynaklı tam açılmadığı görülmektedir. Bu da MOSFET'in SGA yapamadığının göstergesi olmaktadır. Sağ bacaktaki Q_4 MOSFET'inin açılma anındaki savak-kaynak ve kapı-kaynak uçları arasındaki gerilim dalga şekilleri Şekil 4.14 (a)'da gösterilmektedir. Açılma anına zoom edilirse Şekil 4.14 (b)'deki grafikler elde edilmekte

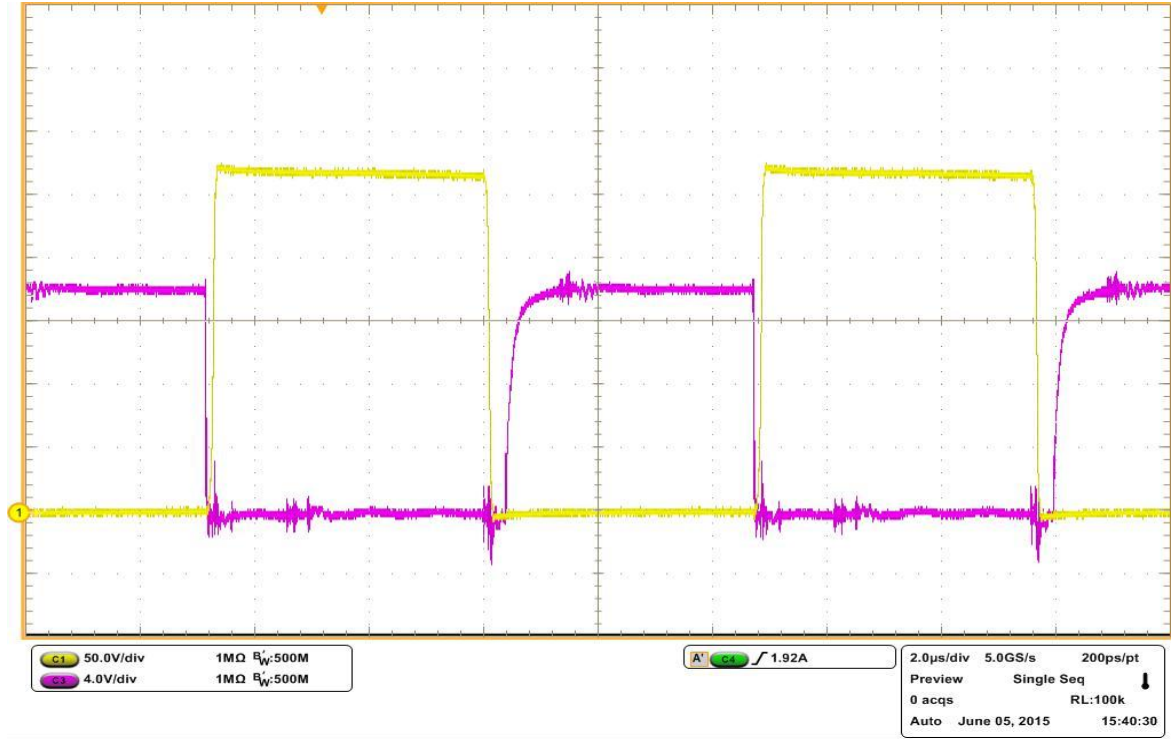
olup savak-kaynak gerilimi 0 V değerine ulaştıktan sonra kapı-kaynak gerilimi artmakta ve MOSFET açılmaktadır. Böylece SGA olayı gerçekleşmektedir. Dolayısıyla sol bacakta MOSFET'ler SGA yapamazken sağ bacakta anahtarlar SGA olayını gerçekleştirdiği görülmektedir.



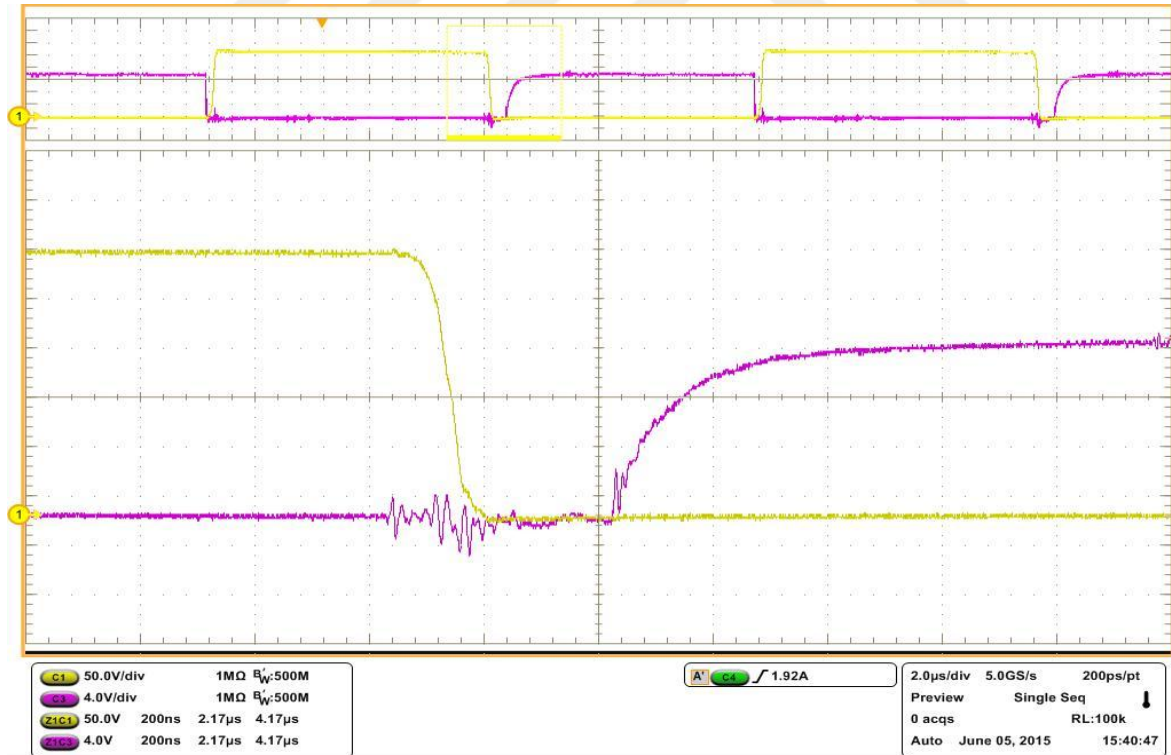
(a)



(b)



(a)



(b)

Şekil 4.14. (a) 270 V giriş gerilimi ve düşük yük durumunda (2 A) sağ bacaktaki Q_4 MOSFET'inin savak-kaynak uçları arasındaki gerilim (sarı) ve kapı-savak gerilimi (pembe), (b) MOSFET'in açılış anındaki durumu ("a"nın zoom edilmiş hali) (Ch1:50 V/böl., Ch2:4 V/böl., 2 μ s/böl.)

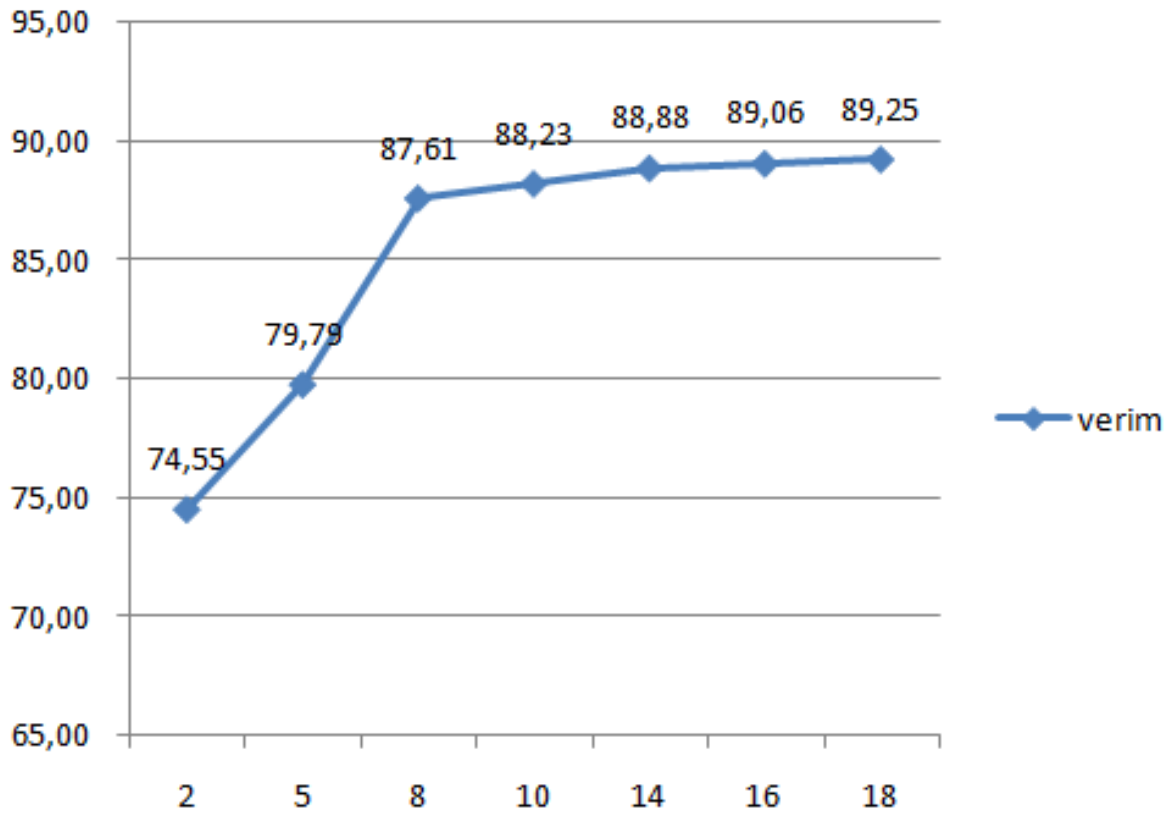
4.2. Dönüştürücü Verimi

Tasarlanan dönüştürücünün en önemli özelliklerinden biri veriminin nominal yük durumunda SGA sayesinde yüksek olmasıdır. Tasarım aşamasının başında SGA sınırı 5 A olarak belirlenmiş olup anma giriş gerilimi olan 270 V değerinde dönüştürücü verimi Çizelge 4.1’de gösterilmiştir. Anma gerilim değerinde verim yaklaşık % 89 olup SGA sınırının altında (2 A) verim % 75 olmaktadır. Bu da SGA olayının önemini belirtmektedir.

Çizelge 4.1. Dönüştürücünün değişik yük akımlarına göre yüzde verimi

$V_{giriş}$ (V)	$I_{giriş}$ (A)	$V_{çıkış}$ (V)	$I_{çıkış}$ (A)	Verim (%)
270	0,28	28,18	2	74,55
270	0,654	28,18	5	79,79
270	0,953	28,18	8	87,61
270	1,183	28,18	10	88,23
270	1,644	28,18	14	88,89
270	1,88	28,18	16	89,06
270	2,105	28,18	18	89,24
380	1,26	28,18	14	82,4

Transformatörün ikincil kısmında senkron anahtarlama kullanılan MOSFET’ler için bastırıcılar kullanılmış olup yaklaşık 15 W güç tükettiğinden verimin düşmesine neden olmaktadır. Ayrıca sürücü devreler de bu verimin azalmasında önemli etkenlerden biridir. Tüm bu güç kaybına neden olan bileşenlere rağmen devre yaklaşık % 90 verimde çalışmaktadır (Şekil 4.15).



Şekil 4.15. Dönüştürücünün değişik yük akımlarına göre yüzde verimi

SGA yapabilme durumu giriş gerilimine de bağlı olduğundan aynı yük miktarında giriş gerilimini 270 V dan 380 V değerine arttırıldığında verimin % 89'dan % 82'ye düştüğü görülmektedir. Bunun nedeni giriş akımının azalması sebebiyle endüktif enerji (E_L) miktarının azalmasıdır.

5. SONUÇ

Günümüzde pek çok yüksek güç isteyen DA-DA uygulamalarında tam köprü dönüştürücüler kullanılmaktadır. Gelişen teknolojiyle beraber bu dönüştürücülerin daha ufak ve ucuz maliyette tasarlayabilmek için literatürde birçok çalışma yapılmakta ve topolojiler önerilmektedir. Bu topolojilerin her birinin birbirine göre avantaj ve dezavantajları olmakla bizim uygulamamıza en uygun topoloji yapılan literatür araştırmasına göre belirlendi.

Bu tez çalışmasında geniş bir literatür taraması yapıldı ve önerilen topolojilerin olumlu ve olumsuz yanları belirlenerek içlerinden seçilen 8 adet topoloji bir çok özellik bakımından karşılaştırıldı ve bir karşılaştırma tablosu oluşturuldu. Yeni topolojilerin pek çok açıdan avantajlı olduğu fakat kontrol zorluğu ve maliyet açısından dezavantajlı olduğu görüldü. Tez kapsamında tasarlanan dönüştürücünün kompakt ve ucuz olması için literatürdeki topolojilerden SGA yapabilen, çıkışta 2 katı akım verebilen ve köprü diyot yerine senkron doğrultma yapabilen bir topoloji seçildi. Seçilen topoloji için gerekli isterleri karşılayan tasarım gerçekleştirilirken bileşenlerin özellikleri belirlendi. Daha sonra her bir bileşenin spice modelleri bulunarak benzetim ortamında simüle edilerek gerekli çıktılar elde edildi. Yapılan çalışma TÜBİTAK SAGE’de kullanılacağından gerekli BDK tasarımı, üretimi ve dizgisi enstitü tarafından karşılandı. Üretilen dönüştürücü laboratuvar ortamında gerekli testleri yapılarak dönüştürücünün doğruluğu test edildi.

Dönüştürücü girişten 220–380 VDA şeklindeki gerilimi alıp 28 VDA elde eden bir devredir. Anma gücü 400 W iken kısa süreli (50 ms) 800 W verebilme kapasitesi de vardır. Fakat tasarım termal ısınmadan dolayı 800 W gücünde sürekli çalışmamaktadır.

Güç kaynağını doğrultma testlerinin başında devre düzgün çalışırken kapanma esnasında çıkıştaki senkron doğrultma yapan MOSFET’lerden birinin bozulduğu görüldü. Bu sorunun transformatörün birincil tarafındaki kontrol entegresinden çıkan kapı sinyallerinin ikincil taraftaki yalıtım transformatörüne giden yerdeki büyük kondansatörden kaynaklandığı görüldü. Devre kapanırken kondansatörün boşalması ile birkaç kapı darbesi senkron doğrultma yapan MOSFET’lere gönderdiği bu şekilde de çıkış süzgeç endüktörleri üzerindeki enerjinin senkron MOSFET’ler üzerinde yüksek gerilim yaratması neticesinde bozulmasına yol açtığı belirlendi. Bu sorun kondansatör değeri azaltılarak giderildi.

Tasarımın başında istenilen maksimum çıkış gücü 500 W değerinde belirlenmişti. Fakat daha sonra bu ister 800 W değerine çıkıldığında bu gücü verememe durumu oluştu. Yapılan araştırmalar sonucunda transformatörün birincil sargı ucuna seri bağlanan endüktörün yüksek olması sebebiyle (33 μ H) maksimum gücün az olduğu, bu gücü arttırmak için bu endüktör değerinin azaltılması gerektiği görüldü. Daha sonra bu değer 16 μ H olarak değiştirildiğinde 800 W çıkış gücünün verilebildiği görüldü. Bu endüktör MOSFET’lerin SGA yapabilmesi için konulduğundan SGA yapmak için gerekli olan endüktif enerjinin azalmasına bu da SGA yapabilme akım değerinin artmasına neden olmuştur.

Tasarlanan güç kaynağı Bölüm 2.4.’de karşılaştırılan 8 topolojiden farklı olmakla birlikte 7. ve 8. topolojilerin harmanlanması ile oluşturulmuştur. 7. topolojinin senkron doğrultma kısmı, 8. topolojinin de akım katlamalı devre kısmı tasarlanan güç kaynağında kullanılmıştır. Böylece istenilen güç kaynağı hem daha fazla akım verebilmekte hem de transformatörün ikincil kısmındaki doğrultma devresinde daha az güç kaybı olmaktadır. Bu da güç kaynağının soğutma ihtiyacını azaltmaktadır. Tasarlanan güç kaynağını 9. topoloji olarak varsayarsak Bölüm 2.4.’de karşılaştırılan parametrelere göre genel özellikleri Çizelge 5.1’deki gibi olur.

Çizelge 5.1. Topoloji–9’un genel özellikleri

Görev çevrim kaybı (Δd)	SGA aralığı	Devre karmaşası	Kontrol	Dolanan enerji	Ekstra manyetik malzeme	İkincil taraftaki salınımlar	Maliyet	Artı değerler	Eksi değerler
$\frac{L_r \times f_{sw} \times n \times I_{out}}{V_{dc}}$	Geniş	Karmaşık	Karmaşık	Var	Yok	Var	Fazla	Yüksek akım verebilme kapasitesi, düşük transformatör ikincil sargı gücü, küçük süzgeç elemanları, senkron doğrultma	Yüksek görev çevrim kaybı, gerilim salınımları

KAYNAKLAR

1. Tseng, K.-H. and Chen, C.-L. (2011). Design and Hardware Implementation for a Full bridge Phase-shift PWM DC/DC Converter System With FPGA-based PI Gain-scheduling Control. *IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 1578-1582.
2. Andreyca, B. (1999). Zero Voltage Switching Resonant Power Conversion. *Texas Instruments Application Note*, 329-356.
3. Sabaté, J.A., Vlatkovic, V., Ridley, R.B., Lee, F.C. and Cho, B.H. (1990). Design Considerations for High-Voltage High-Power Full-Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converter. *APEC '90 Conference Proceedings Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 275-284.
4. Jang, Y. and Jovanović, M.M. (2007). A New PWM ZVS Full-Bridge Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(3), 987-994.
5. Lin, S.-Y. and Chen, C.-L. (1998). Analysis and Design for RCD Clamped Snubber Used in Output Rectifier of Phase-Shift Full-Bridge ZVS Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45(2), 358-359.
6. Guillemant, O. and Möblacher, C. (2012). Simple Design Techniques for Optimizing Efficiency and Overvoltage Spike of Synchronous Rectification in DC to DC Converters. *Infineon Application Note AN 2012-03 V2.1*, 1-15.
7. Redl, R., Sokal, N.O., Balogh, L. (1991). A Novel Soft-Switching Full-Bridge DC/DC Converter: Analysis, Design Considerations, and Experimental Results at 1.5 kW, 100 kHz. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 6(3), 408-418.
8. Jain, P.K., Kang, W., Soin, H. and Xi, Y. (2002). Analysis and Design Considerations of a Load and Line Independent Zero Voltage Switching Full Bridge DC/DC Converter Topology. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(5), 649-657.
9. Ayyanar, R. and Mohan, N. (2001). Novel Soft-Switching DC–DC Converter with Full ZVS-Range and Reduced Filter Requirement — Part I: Regulated-Output Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16(2), 184-192.
10. Jang, Y. and Jovanović, M.M. (2004). A New Family of Full-Bridge ZVS Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(3), 701-708.
11. Yadav, G.N.B. and Narasamma, N.L. (2014). An Active Soft Switched Phase-Shifted Full-Bridge DC–DC Converter: Analysis, Modeling, Design, and Implementation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(9), 4538-4550.
12. Kim, T.-H., Lee, S.-J. and Choi, W. (2012). Design and Control of the Phase Shift Full Bridge Converter for the On-board Battery Charger of Electric Forklifts. *Journal of Power Electronics*, 12(1), 113-119.

13. Hwu, K.I., Yau, Y.T. and Chen, T.-H. (2007). Improvement in Efficiency of the Phase-shift Current-doubler-rectification ZVS Full-bridge DC-DC Converter. *APEC 2007 Applied Power Electronics Conference*, 991-997.
14. Lin, B.-R. and Wang, D. (2005). Analysis and implementation of full-bridge converter with current doubler rectifier. *IEEE Proceedings Electric Power Applications*, 152(5), 1193-1202.
15. Liu, C.-S., Chen, L.-R., Li, B.Z. and Huang, Z.P. (2009). The Implementation of A Full-Bridge Phase-Shifted Zero-Voltage-Switching Power Converter. *International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 1173-1177.
16. Pahlevaninezhad, M., Drobnik, J., Jain, P.K. and Bakhshai, A. (2012). A Load Adaptive Control Approach for a Zero-Voltage-Switching DC/DC Converter Used for Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(2), 920-932.
17. Koo, G.-B., Moon, G.-W and Youn, M.-J. (2004). Analysis and Design of Phase Shift Full Bridge Converter with Series-Connected Two Transformers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(2), 411-419.
18. Zhao, C., Wu, X., Meng, P. and Qian, Z. (2009). Optimum Design Consideration and Implementation of a Novel Synchronous Rectified Soft-Switched Phase-Shift Full-Bridge Converter for Low-Output- Voltage High-Output-Current Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(2), 388-397.
19. Chiang, P. and Hu, M. (2007). Switching Analysis of Synchronous Rectifier MOSFETs with Phase-Shifted Full-Bridge Converter and Current Doubler. *Vishay Siliconix Application Note 833*, 1-16.
20. Liu, K.-H, and Lee, F.C.Y. (1990). Zero-Voltage Switching Technique in DC/DC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 5(3), 293-304.
21. Chen, B.-Y. and Lai, Y.-S. (2010). Switching Control Technique of Phase-Shift Controlled Full-Bridge Converter to Improve Efficiency Under Light-Load and Standby Conditions Without Additional Auxiliary Components. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(4), 1001-1012.
22. Chen, Z., Liu, S. and Shi, L. (2014). A Soft Switching Full Bridge Converter with Reduced Parasitic Oscillation in a Wide Load Range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(2), 801-811.
23. Kim, Y.-D., Cho, K.-M, Kim, d.-Y and Moon, G.-W. (2013). Wide-Range ZVS Phase-Shift Full-Bridge Converter With Reduced Conduction Loss Caused by Circulating Current. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(7), 3308-3316.
24. Lee, I.-O. and Moon, G.-W. (2013). Soft-Switching DC/DC Converter With a Full ZVS Range and Reduced Output Filter for High-Voltage Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(1), 112-122.

25. Cho, K.-M., Kim, Y.-D., Cho, I.-H. and Moon G.-W. (2012). Transformer Integrated With Additional Resonant Inductor for Phase-Shift Full-Bridge Converter with Primary Clamping Diodes. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(5), 2405-2414.
26. Abdel-Rahman, S. (2013). Design of Phase Shifted Full-Bridge Converter with Current Doubler Rectifier. *Infineon Design Note DN 2013-01 V1.0*, 1-20.
27. Francesco, D.D. and René, M. (2013). ZVS Phase Shift Full Bridge CFD2 Optimized Design. *Infineon Application Note AN 2013-03 V1.0*, 1-25.





EKLER

EK-1. Transformatör teknik özellikler dokümanı

**PAYTON GROUP**

P.O.B 4068 RISHON LE ZION 75140 ISRAEL TEL.972 3 9616601, 9611164 ♦ FAX. 972 3 9616677

PAYTON 672 W TRANSFORMER.

Functional specs.

Date: 20/03/14

1. Generic Type : T125AC-21-4-7.
2. Output power of power supply : 672 W (28 Vdc/24 Adc).
3. Output power of transformer : 672 W (56 Veff/12 Aeff).
4. Operating frequency of trafo : 100 kHz.
5. Output ripple frequency : 100 kHz.
6. Topology : Full bridge, ZVT,
current doubler rectifier.
7. Input voltage of power stage : 220 + 400 Vdc link.
8. Input voltage of transformer : 218 + 398 Vpeak.
9. Steady state duty cycle, max.
(for 0.5V rect. drop voltage) : 2x0.388.
10. Maximum Volt-Sec product : 2x846 V-uSec.
11. Pri. current : 4.3 Arms (4.5 Apeak).
(for 92% power supply effic.)
12. Pri. to Sec. turns ratio : 21 : 7.
(Sec. current - 12 Arms)
13. Pri. to Aux. turns ratio : 21 : 4.
(Aux. current - 1 Arms)
14. Dielectric strength
(Pri.+Aux. to Sec.+core) : 3750 Vrms.
(Sec. to Core) : 500 Vdc.
(Pri. to Aux.) : 500 Vdc.
15. Ambient temperature range : -40 + 125°C.
16. Estimated total losses : 7.2 W - for 672 W.
(with 125°C heat sink) 3.7 W - for 400 W.
17. Estimated hot spot temperature : 140°C - for 672 W.
(with 125°C heat sink) 135°C - for 400 W.
18. Mechanical dimensions : Length - 51mm.
(for reference only) Width - 48mm.
Heigh - 20mm, max.

Payton P/N : 57882

Issue : A

Rev : 01

Page : 1 of : 2

Şekil 1.1. Transformatör teknik özellikleri dokümanı

EK-1.(devam) Afyon ili turistik ziyaret yerleri



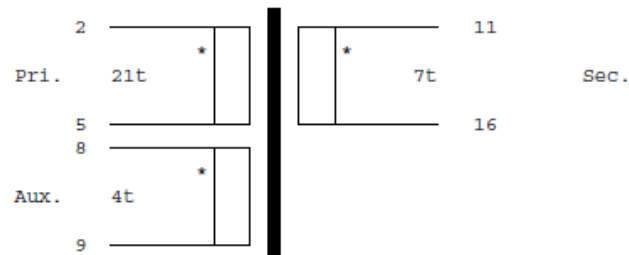
PAYTON GROUP

P.O.B 4068 RISHON LE ZION 75140 ISRAEL TEL.972 3 9616601, 9611164 ♦ FAX. 972 3 9616677

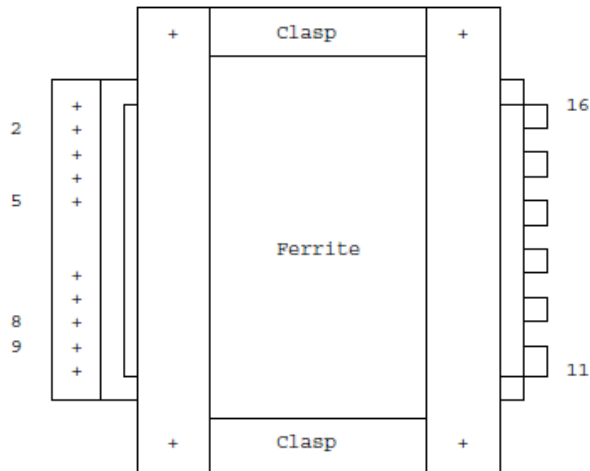
PAYTON 672 W TRANSFORMER. Functional specs.

Date: 20/03/14

Electrical diagram.



Terminations and fixation holes location sketch (side view; not in scale).



Note: All terminations made of "through holes" pins,
minimum length beneath ferrite/clasp is 3.8mm.
Pri. is wire wound.
Clasp is used for screwing to heat sink and for
mechanical support.

Payton P/N : 57882	Issue : A	Rev : 01	Page : 2 of : 2
--------------------	-----------	----------	-----------------

EK-2. "IPI65R190CFD" parça kodlu MOSFET teknik özellikler dokümanı

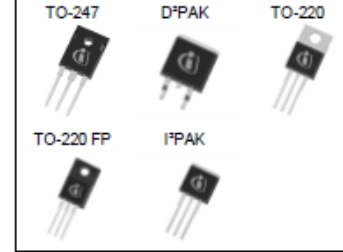


IPW65R190CFD , IPB65R190CFD , IPP65R190CFD
IPA65R190CFD , IPI65R190CFD

650V CoolMOS™ C6 CFD Power Transistor

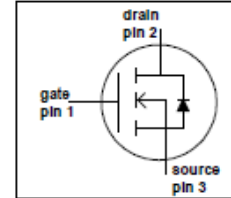
1 Description

CoolMOS™ is a revolutionary technology for high voltage power MOSFETs, designed according to the superjunction (SJ) principle and pioneered by Infineon Technologies. 650V CoolMOS™ CFD series combines the experience of the leading SJ MOSFET supplier with high class innovation. The resulting devices provide all benefits of a fast switching SJ MOSFET while offering an extremely fast and robust body diode. This combination of extremely low switching, commutation and conduction losses together with highest robustness make especially resonant switching applications more reliable, more efficient, lighter and cooler.



Features

- Ultra-fast body diode
- Very high commutation ruggedness
- Extremely low losses due to very low FOM $R_{ds(on)} \cdot Q_g$ and E_{oss}
- Easy to use/drive
- Qualified for industrial grade applications according to JEDEC (J-STD20 and JESD22)
- Pb-free plating, Halogen free mold compound



Applications

650V CoolMOS™ CFD is especially suitable for resonant switching PWM stages for e.g. PC Silverbox, LCD TV, Lighting, Server and Telecom.



Table 1 Key Performance Parameters

Parameter	Value	Unit
$V_{DS} @ T_{j, max}$	650	V
$R_{DS(on), max}$	0.19	Ω
Q_g, typ	68	nC
$I_{D, pulse}$	57.2	A
$E_{oss} @ 400V$	5.7	μJ
Body diode di/dt	900	A/ μs
Q_{rr}	0.5	μC
t_{rr}	120	ns
I_{rm}	7.5	A

Type / Ordering Code	Package	Marking	Related Links
IPW65R190CFD	PG-TO 247	65F6190	see Appendix A
IPB65R190CFD	PG-TO 263		
IPP65R190CFD	PG-TO 220		
IPA65R190CFD	PG-TO 220 FullPAK		
IPI65R190CFD	PG-TO 262		

Şekil 2.1. "IPI65R190CFD" parça kodlu MOSFET teknik özellikler dokümanı

EK-2. (devam)“IPI65R190CFD” parça kodlu MOSFET teknik özellikler dokümanı



IPW65R190CFD , IPB65R190CFD , IPP65R190CFD
IPA65R190CFD , IPI65R190CFD

650V CoolMOS™ C6 CFD Power Transistor

4 Electrical characteristics

at $T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Table 6 Static characteristics

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Drain-source breakdown voltage	V_{BRDSS}	650			V	$V_{\text{GS}} = 0\text{V}$, $I_b = 1\text{mA}$
Gate threshold voltage	$V_{\text{GS(th)}}$	3.5	4	4.5	V	$V_{\text{DS}} = V_{\text{GS}}$, $I_b = 0.73\text{mA}$
Zero gate voltage drain current	I_{DSS}			5	μA	$V_{\text{DS}} = 650\text{V}$, $V_{\text{GS}} = 0\text{V}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$
			600			$V_{\text{DS}} = 650\text{V}$, $V_{\text{GS}} = 0\text{V}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$
Gate-source leakage current	I_{GSS}			100	nA	$V_{\text{GS}} = 20\text{V}$, $V_{\text{DS}} = 20\text{V}$
Drain-source on-state resistance	$R_{\text{DS(on)}}$		0.171	0.19	Ω	$V_{\text{GS}} = 10\text{V}$, $I_b = 7.3\text{A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$
			0.445			$V_{\text{GS}} = 10\text{V}$, $I_b = 7.3\text{A}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$
Gate resistance	R_{G}		1		Ω	$f = 1\text{MHz}$, open drain

Table 7 Dynamic characteristics

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Input capacitance	C_{iss}		1850		pF	$V_{\text{GS}} = 0\text{V}$, $V_{\text{DS}} = 100\text{V}$, $f = 1\text{MHz}$
Output capacitance	C_{oss}		86		pF	
Effective output capacitance, energy related ¹⁾	$C_{\text{ol(eri)}}$		70		pF	$V_{\text{GS}} = 0\text{V}$, $V_{\text{DS}} = 0 \dots 400\text{V}$
Effective output capacitance, time related ²⁾	$C_{\text{ol(tr)}}$		336		pF	$V_{\text{GS}} = \text{constant}$, $V_{\text{DS}} = 0\text{V}$, $V_{\text{DS}} = 0 \dots 400\text{V}$
Turn-on delay time	t_{don}		12		ns	$V_{\text{DS}} = 400\text{V}$, $V_{\text{GS}} = 13\text{V}$, $I_b = 11\text{A}$, $R_{\text{G}} = 3.4\Omega$
Rise time	t_r		8.4		ns	
Turn-off delay time	t_{doff}		53.2		ns	
Fall time	t_f		6.4		ns	

Table 8 Gate charge characteristics

Parameter	Symbol	Values			Unit	Note / Test Condition
		Min.	Typ.	Max.		
Gate to source charge	Q_{gs}		12		nC	$V_{\text{DS}} = 480\text{V}$, $I_b = 11\text{A}$, $V_{\text{GS}} = 0 \text{ to } 10\text{V}$
Gate to drain charge	Q_{gd}		37		nC	
Gate charge total	Q_g		68		nC	
Gate plateau voltage	V_{plateau}		6.5		V	

¹⁾ $C_{\text{ol(eri)}}$ is a fixed capacitance that gives the same stored energy as C_{oss} while V_{DS} is rising from 0 to 400V

²⁾ $C_{\text{ol(tr)}}$ is a fixed capacitance that gives the same charging time as C_{oss} while V_{DS} is rising from 0 to 400V

EK-3. "IPI200N25N3_G" parça kodlu MOSFET teknik özellikler dokümanı



IPB200N25N3 G IPP200N25N3 G
IPI200N25N3 G

OptiMOS™3 Power-Transistor

Features

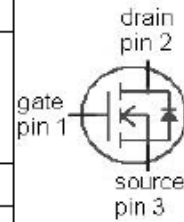
- N-channel, normal level
- Excellent gate charge $\times R_{DS(on)}$ product (FOM)
- Very low on-resistance $R_{DS(on)}$
- 175 °C operating temperature
- Pb-free lead plating; RoHS compliant
- Qualified according to JEDEC¹⁾ for target application
- Halogen-free according to IEC61249-2-21
- Ideal for high-frequency switching and synchronous rectification

Product Summary

V_{DS}	250	V
$R_{DS(on),max}$	20	mΩ
I_D	64	A



Type	IPB200N25N3 G	IPP200N25N3 G	IPI200N25N3 G
Package	PG-TO263-3	PG-TO220-3	PG-TO262-3
Marking	200N25N	200N25N	200N25N



Maximum ratings, at $T_J=25\text{ °C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Conditions	Value	Unit
Continuous drain current	I_D	$T_c=25\text{ °C}$	64	A
		$T_c=100\text{ °C}$	46	
Pulsed drain current ²⁾	$I_{D,pulse}$	$T_c=25\text{ °C}$	256	
Avalanche energy, single pulse	E_{AS}	$I_D=47\text{ A}$, $R_{GS}=25\text{ Ω}$	320	mJ
Reverse diode dv/dt	dv/dt		10	kV/μs
Gate source voltage	V_{GS}		±20	V
Power dissipation	P_{tot}	$T_c=25\text{ °C}$	300	W
Operating and storage temperature	T_J , T_{stg}		-55 ... 175	°C
IEC climatic category; DIN IEC 68-1			55/175/56	

¹⁾ J-STD20 and JESD22

²⁾ See figure 3

Şekil 3.1. "IPI200N25N3_G" parça kodlu MOSFET teknik özellikler dokümanı

EK-3.(devam)“IPI200N25N3_G” parça kodlu MOSFET teknik özellikler dokümanı



IPB200N25N3 G IPP200N25N3 G
IPI200N25N3 G

Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit
			min.	typ.	max.	

Thermal characteristics

Thermal resistance, junction - case	R_{thJC}		-	-	0.5	K/W
Thermal resistance, junction - ambient	R_{thJA}	minimal footprint	-	-	62	
		6 cm ² cooling area ³⁾	-	-	40	

Electrical characteristics, at $T_J=25\text{ °C}$, unless otherwise specified

Static characteristics

Drain-source breakdown voltage	$V_{(BR)DSS}$	$V_{GS}=0\text{ V}, I_D=1\text{ mA}$	250	-	-	V
Gate threshold voltage	$V_{GS(th)}$	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=270\text{ }\mu\text{A}$	2	3	4	
Zero gate voltage drain current	I_{DSS}	$V_{DS}=200\text{ V}, V_{GS}=0\text{ V}, T_J=25\text{ °C}$	-	0.1	1	μA
		$V_{DS}=200\text{ V}, V_{GS}=0\text{ V}, T_J=125\text{ °C}$	-	10	100	
Gate-source leakage current	I_{GSS}	$V_{GS}=20\text{ V}, V_{DS}=0\text{ V}$	-	1	100	nA
Drain-source on-state resistance	$R_{DS(on)}$	$V_{GS}=10\text{ V}, I_D=64\text{ A}$	-	17.5	20	m Ω
Gate resistance	R_G		-	2.4	-	Ω
Transconductance	g_{fs}	$ V_{DS} >2 I_D R_{DS(on)max}, I_D=64\text{ A}$	61	122	-	S

³⁾ Device on 40 mm x 40 mm x 1.5 mm epoxy PCB FR4 with 6 cm² (one layer, 70 μm thick) copper area for drain connection. PCB is vertical in still air.

EK-3.(devam)“IPI200N25N3_G” parça kodlu MOSFET teknik özellikler dokümanı



IPB200N25N3 G IPP200N25N3 G

IPI200N25N3 G

Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit
			min.	typ.	max.	
Dynamic characteristics						
Input capacitance	C_{iss}	$V_{GS}=0\text{ V}, V_{DS}=100\text{ V},$ $f=1\text{ MHz}$	-	5340	7100	pF
Output capacitance	C_{oss}		-	297	395	
Reverse transfer capacitance	C_{rss}		-	4	-	
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$V_{DD}=100\text{ V},$ $V_{GS}=10\text{ V}, I_D=25\text{ A},$ $R_G=1.6\ \Omega$	-	18	-	ns
Rise time	t_r		-	20	-	
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$		-	45	-	
Fall time	t_f		-	12	-	
Gate Charge Characteristics ⁴⁾						
Gate to source charge	Q_{gs}	$V_{DD}=100\text{ V}, I_D=25\text{ A},$ $V_{GS}=0\text{ to }10\text{ V}$	-	22	-	nC
Gate to drain charge	Q_{gd}		-	7	-	
Switching charge	Q_{sw}		-	13	-	
Gate charge total	Q_g		-	64	86	
Gate plateau voltage	$V_{plateau}$		-	4.2	-	V
Output charge	Q_{oss}	$V_{DD}=100\text{ V}, V_{GS}=0\text{ V}$	-	135	179	nC
Reverse Diode						
Diode continuous forward current	I_S	$T_C=25\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	-	64	A
Diode pulse current	$I_{S,pulse}$		-	-	256	
Diode forward voltage	V_{SD}	$V_{GS}=0\text{ V}, I_F=64\text{ A},$ $T_J=25\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	1	1.2	V
Reverse recovery time	t_{rr}	$V_R=100\text{ V}, I_F=25\text{ A},$ $di_F/dt=100\text{ A}/\mu\text{s}$	-	170	-	ns
Reverse recovery charge	Q_{rr}		-	780	-	nC

⁴⁾ See figure 16 for gate charge parameter definition

Ek-4. Süzgeç endüktörleri teknik özellikler dokümanı

NEW! Shielded Power Inductors – XAL1510



- High current; very low DCR
- Soft saturation makes them ideal for VRM/VRD applications.

Core material Composite

Core and winding loss Go to online calculator

Environmental RoHS compliant, halogen free

Terminations RoHS compliant tin-silver over copper. Other terminations available at additional cost.

Weight 12.7 g

Ambient temperature -40°C to +125°C with Irms current, +125°C to +165°C with derated current.

Storage temperature Component: -40°C to +165°C.

Tape and reel packaging: -40°C to +80°C

Resistance to soldering heat Max three 40 second reflows at +260°C, parts cooled to room temperature between cycles

Moisture Sensitivity Level (MSL) 1 (unlimited floor life at <30°C / 85% relative humidity)

Failures in Time (FIT) / Mean Time Between Failures (MTBF)

38 per billion hours / 26,315,789 hours, calculated per Telcordia SR-332

Packaging 150/13" reel Plastic tape: 32 mm wide, 0.3 mm thick, 24 mm pocket spacing, 10.26 mm pocket depth (all except -333) 11.26 mm pocket depth (-333 only).

PCB washing Tested to MIL-STD-202 Method 215 plus an additional aqueous wash. See Doc787_PCB_Washing.pdf.

Part number ¹	Inductance ² ±20% (µH)	DCR (mOhms) ³		SRF typ ⁴ (MHz)	Isat ⁵ (A)	Irms (A) ⁶	
		typ	max			20°C rise	40°C rise
XAL1510-472ME	4.7	3.35	3.80	12.7	39.0	21	29
XAL1510-682ME	6.8	4.17	4.60	11.5	36.0	19	26
XAL1510-822ME	8.2	6.00	7.50	10.8	30.0	18	24
XAL1510-103ME	10	6.80	9.00	10.1	26.3	16	22
XAL1510-153ME	15	9.17	12.4	8.0	23.0	13	18
XAL1510-223ME	22	14.5	16.0	6.3	18.7	10.5	14
XAL1510-333ME	33	18.7	20.0	5.8	16.7	8.6	12

1. When ordering, please specify packaging code:

XAL1510-103MED

Packaging: D = 13" machine-ready reel, EIA-481 embossed plastic tape (150 parts per full reel).

B = Less than full reel. In tape, but not machine ready. To have a leader and trailer added (\$25 charge), use code letter D instead.

2. Inductance tested at 100 kHz, 0.1 Vrms, 0 Adc.

3. DCR measured on a micro-ohmmeter.

4. SRF measured using Agilent/HP 4395A or equivalent.

5. DC current at which the inductance drops 30% (typ) from its value without current.

6. Current that causes the specified temperature rise from 25°C ambient.

7. Electrical specifications at 25°C.

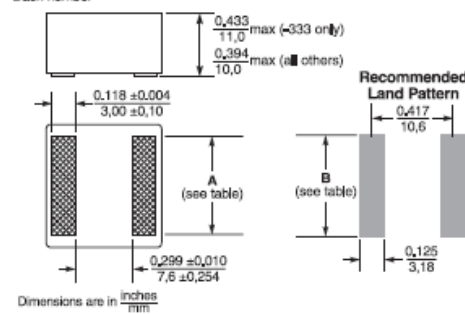
Refer to Doc 362 "Soldering Surface Mount Components" before soldering.

Irms Testing

Irms testing was performed on 0.75 inch wide x 0.25 inch thick copper traces in still air.

Temperature rise is highly dependent on many factors including pcb land pattern, trace size, and proximity to other components. Therefore temperature rise should be verified in application conditions.

Dash number	A ±0.029 in ±0.75 mm (in / mm)	B (in / mm)
-472	0.526 / 13.35	0.555 / 14.10
-682	0.526 / 13.35	0.555 / 14.10
-822	0.518 / 13.15	0.547 / 13.90
-103	0.518 / 13.15	0.547 / 13.90
-153	0.518 / 13.15	0.547 / 13.90
-223	0.512 / 13.00	0.541 / 13.74
-333	0.512 / 13.00	0.541 / 13.74



US +1-847-639-6400 sales@coilcraft.com
 UK +44-1236-730595 sales@coilcraft-europe.com
 Taiwan +886-2-2264 3646 sales@coilcraft.com.tw
 China +86-21-6218 8074 sales@coilcraft.com.cn
 Singapore +65-6484 8412 sales@coilcraft.com.sg

Document 947-1 Revised 09/26/13

© Coilcraft Inc. 2015
 This product may not be used in medical or high risk applications without prior Coilcraft approval. Specification subject to change without notice. Please check web site for latest information.

Şekil 4.1. Süzgeç endüktörleri teknik özellikler dokümanı

Ek-5. Süzgeç kondansatörünün teknik özellikler dokümanı

CUBISIC**8 000 h / 105°C****32 000 h / 85°C**

10 400 V	100 33 000 µF	35 x 35 x 16 35 x 50 x 16	- 55°C / + 105°C / 56 jours / days	LL
450 V	100....220 µF	35 x 35 x 16 35 x 50 x 16	- 55°C / + 85°C / 56 jours / days	LL

Hauteur 16 mm
La meilleure capacité par unité de surface

16 mm height
The best capacitance per area unit

Spécifications applicables

CECC 30300 Longue durée
CEI 60 384-4 Longue durée
DIN 41 240 classe d'utilisation : - 55 + 105°C et GPF

Specifications

CECC 30300 Long life
IEC 60 384-4 Long life
DIN 41 240 climatic category : - 55 + 105°C and GPF

Utilisation

- Montage sur circuit imprimé faible hauteur
- Dissipation thermique possible par conduction à travers les surfaces haute et basse
- Alimentation à découpage, courants impulsionnels..

Boîtier aluminium

Sorties par fils étamés
Polarité repérée

Tolérance sur capacité à 20°C : ± 20 %
Température de stockage : - 65°C + 115°C
Température d'utilisation : - 55°C + 115°C

Application

- Low profile printed circuit mounting
- Possible thermal dissipation per conduction through lower and upper surface
- Switch mode power supplies, impulse current

Aluminium case

Tin coated leads
Negative pole marked

Tolerance on capacitance at 20°C : ± 20 %
Storage temperature : - 65°C + 115°C
Operating temperature : - 55°C + 115°C

Tenue en vibrations

Fréquence 10 - 2000 Hz
Amplitude ou 1,5 mm
accélération max. 20 g - 196 m/s²
Durée 3 x 2 heures

Resistance to vibrations

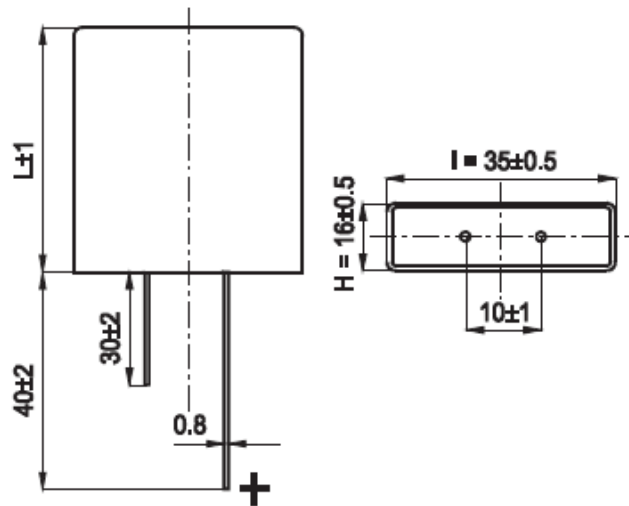
Frequency range 10 - 2000 Hz
Displacement amplitude 1.5 mm
or max acceleration 20 g - 196 m/s²
Duration 3 x 2 hours

Tenue de la gaine isolante

Résistance d'isolement à 20°C entre fils et fixation :
100 MΩ
Tension de tenue à 50 Hz 1 min entre fils et fixation :
1000 V
Résistance au feu : autoextinguible 15 s (CEI 60 695-2-2)

Withstand strength of insulating sleeve

Insulating resistance at 20°C between leads and mounting hardware : 100 MΩ
Test voltage at 50 Hz 1 min. between leads and mounting hardware : 1000 V
Fire resistance : selfextinguish 15 s. (IEC 60 695-2-2)



Radiaux à souder / Radial Solder Type

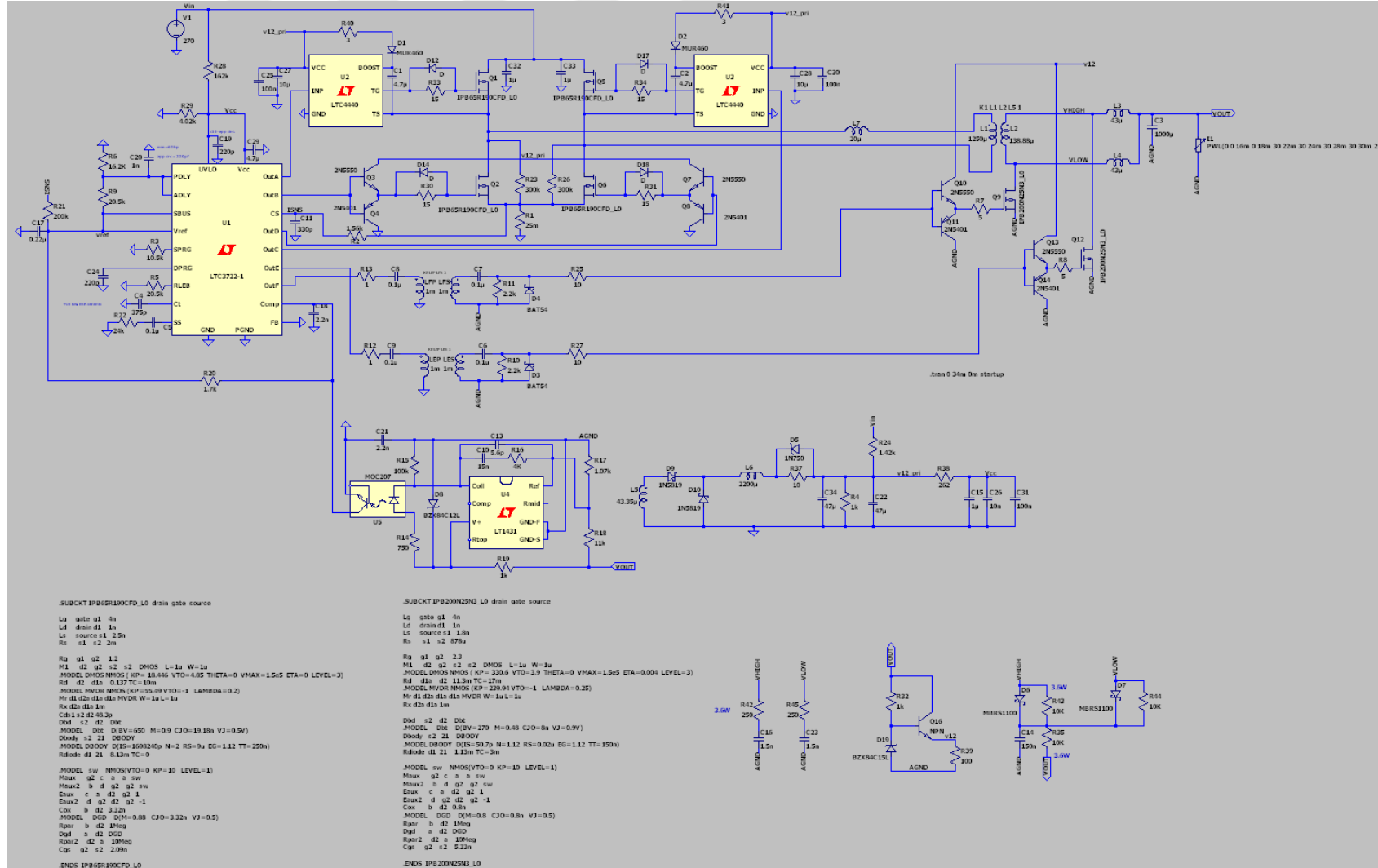
Şekil 5.1. Süzgeç kondansatörünün teknik özellikler dokümanı

EK-5.(devam)

CUBISIC**8 000 h / 105°C****32 000 h / 85°C**

Un/U _R	Cn/C _R	I x L x H	Tgδ/Tan δ 100 Hz 20°C	Rs/ESR 100 Hz 20°C	Z 10 kHz 20°C	If// 5 min. 20°C	I~100 Hz		Code
			Max.	Typ.	Typ.	Max	40°C Max	105°C Un < 450V 85°C Un = 450V	
V	μF	mm	%	mΩ	mΩ	mA	A	A	
10	15000	35 x 35 x 16	28	20	18	0,90	16,8	4,5	A710000
	22000	35 x 50 x 16	35	17	14	1,30	20	5,8	A710001
	33000	35 x 50 x 16	47	15	11	1,98	20	6,1	A710002
16	10000	35 x 35 x 16	18	19	17	0,96	17,3	4,7	A710020
	15000	35 x 35 x 16	25	18	15	1,40	18	4,8	A710022
	22000	35 x 50 x 16	30	16	13	2,10	20	5,9	A710021
25	6800	35 x 35 x 16	17	27	19	1,00	14,5	3,9	A710040
	10000	35 x 50 x 16	17	18	15	1,50	20	5,6	A710041
	15000	35 x 50 x 16	21	15	13	2,20	20	6,1	A710042
35	5600	35 x 35 x 16	14	27	19	1,20	14,5	3,9	A710060
	6800	35 x 35 x 16	15	24	17	1,40	15,4	4,1	A710061
	10000	35 x 50 x 16	17	19	13	2,10	20	5,5	A710062
40	4700	35 x 35 x 16	12	26	18	1,10	15	4	A710080
	6800	35 x 50 x 16	13	21	13	1,60	19	5,2	A710081
50	3300	35 x 35 x 16	10	33	26	0,99	13	3,5	A710100
	5000	35 x 35 x 16	10	20	12	1,50	17	4,5	A710101
	8200	35 x 50 x 16	15	20	12	2,50	20	5,3	A710102
63	2200	35 x 35 x 16	10	42	25	0,83	12	3,2	A710120
	3300	35 x 50 x 16	10	31	20	1,20	16	4,3	A710121
	4700	35 x 50 x 16	12	28	18	1,80	17	4,5	A710122
80	1500	35 x 35 x 16	10	52	30	0,72	10,4	2,8	A710140
	2200	35 x 50 x 16	10	43	17	1,10	13,6	3,6	A710141
100	1000	35 x 35 x 16	10	51	35	0,60	10,8	2,8	A710160
	1500	35 x 50 x 16	10	36	23	0,90	14,9	4	A710161
	1800	35 x 50 x 16	10	29	19	1,1	16,6	4,4	A710162
160	470	35 x 35 x 16	11	170	130	0,45	5,8	1,6	A710180
	680	35 x 50 x 16	11	150	110	0,66	7,3	1,9	A710181
200	330	35 x 35 x 16	12	250	160	0,39	4,8	1,3	A710200
	470	35 x 50 x 16	12	160	120	0,56	7,1	1,9	A710201
	680	35 x 50 x 16	12	150	110	0,81	7,3	1,9	A710202
250	330	35 x 35 x 16	12	260	170	0,50	4,7	1,3	A710220
	470	35 x 50 x 16	12	160	120	0,70	7,1	1,9	A710221
350	220	35 x 35 x 16	10	280	130	0,46	4,6	1,2	A710240
	330	35 x 50 x 16	10	180	80	0,69	6,6	1,8	A710241
400	100	35 x 35 x 16	10	420	260	0,80	3,8	1	A710260
	150	35 x 35 x 16	10	280	150	1,00	4,6	1,2	A710262
	220	35 x 50 x 16	10	200	130	1,20	6,3	1,7	A710261
450	100	35 x 35 x 16	10	600	320	0,80	3,1	0,8	A710280
	150	34 x 50 x 16	10	420	220	1,00	4,4	1,2	A710281
	220	35 x 50 x 16	10	300	160	1,30	5,2	1,4	A710282

Ek-6. Tasarlanan dönüştürücünün LTspice benzetim ortamında tasarımı



ÖZ GEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : AKSOY, Hüseyin
 Uyuğu : T.C.
 Doğum tarihi ve yeri : 02.04.1987, Malatya
 Medeni hali : Bekâr
 Telefon : 0(312)590 95 48
 Faks : -
 e-mail : huseyin.aksoy@tubitak.gov.tr



Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Yüksek lisans	Gazi Üniversitesi	Devam Ediyor
Lisans	TOBB ETÜ,% 100 Burslu	2011
Lise	Trabzon Fatih Lisesi (YDA)	2005

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2013-Halen	TÜBİTAK SAGE	Araştırmacı
2011-2012	Endoks Enerji Sistemleri	Ar-Ge Mühendisi

Yabancı Dil

İngilizce, Almanca

Yayınlar

Aksoy, H. and Aydemir, M.T. (2015). Comparison of Zero Voltage Switching Phase-Shifted PWM Full Bridge DC-DC Converter Topologies. *Acemp-Optim-Electromotion Joint Conference*,818-824.

Hobiler

Tenis, sinema, tiyatro



GAZİ GELECEKTİR..