

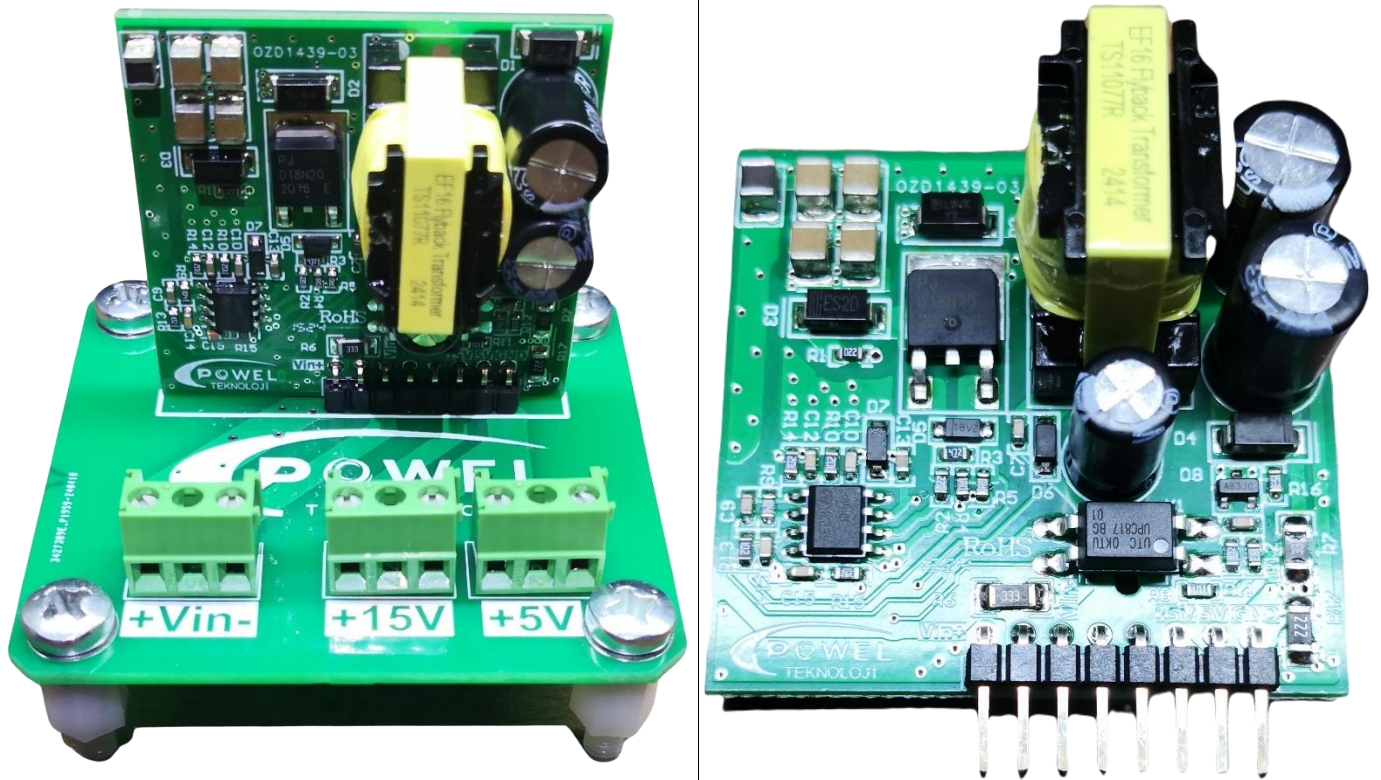
Düşük Giriş Gerilimli 5W Geri Dönüslü (Flyback) Dönüştürücü Referans Tasarım ve Uygulama Notu

Okuyucuya aktarması hedeflenen konular: Flyback çalışma prensibi ve tasarımı, flyback trafo tasarımı, UC3844 çalışma prensibi, akım modlu kontrol, giriş ve çıkış kondansatörlerinin seçimleri, yarı iletken komponent seçimleri, çapraz regülasyon (cross regulation)

ÖZET

Bu referans tasarım notunda $50V_{DC}$ – $100V_{DC}$ giriş gerilimi, $5V_{DC}$ (4W) ve $15V_{DC}$ (1W) çıkış gerilimi ve güç değerlerine sahip geri dönüslü (flyback) DC-DC dönüştürücü tasarımı ve uygulaması verilmiştir. $5V_{DC}$ elektrikli araçlarda izoleli besleme gerilimi ihtiyacı için, $15V_{DC}$ çıkışı ise MOSFET sürme gerilimi ihtiyacı için kullanılabilir. Trafo güncellenerek çıkış gerilim değerleri değiştirilebilir böylece tasarlanan dönüştürücü solar dönüştürücü ve diğer uygulamalarda kontrol kartı besleme ve MOSFET sürme gerilimi elde etmek için kullanılabilir.

Flyback dönüştürücü; yumuşak anahtarlama avantajları sağlamak ve düşük EMC, küçük trafo boyutu, yüksek verim, daha küçük PCB boyutları elde etmek için kesintili akım modunda (DCM) çalıştırılmaktadır. Anahtarlama frekansı 100 kHz seçilmiştir.



Şekil 1. Uygulaması gerçekleştirilen Flyback DC-DC dönüştürücü

İçindekiler

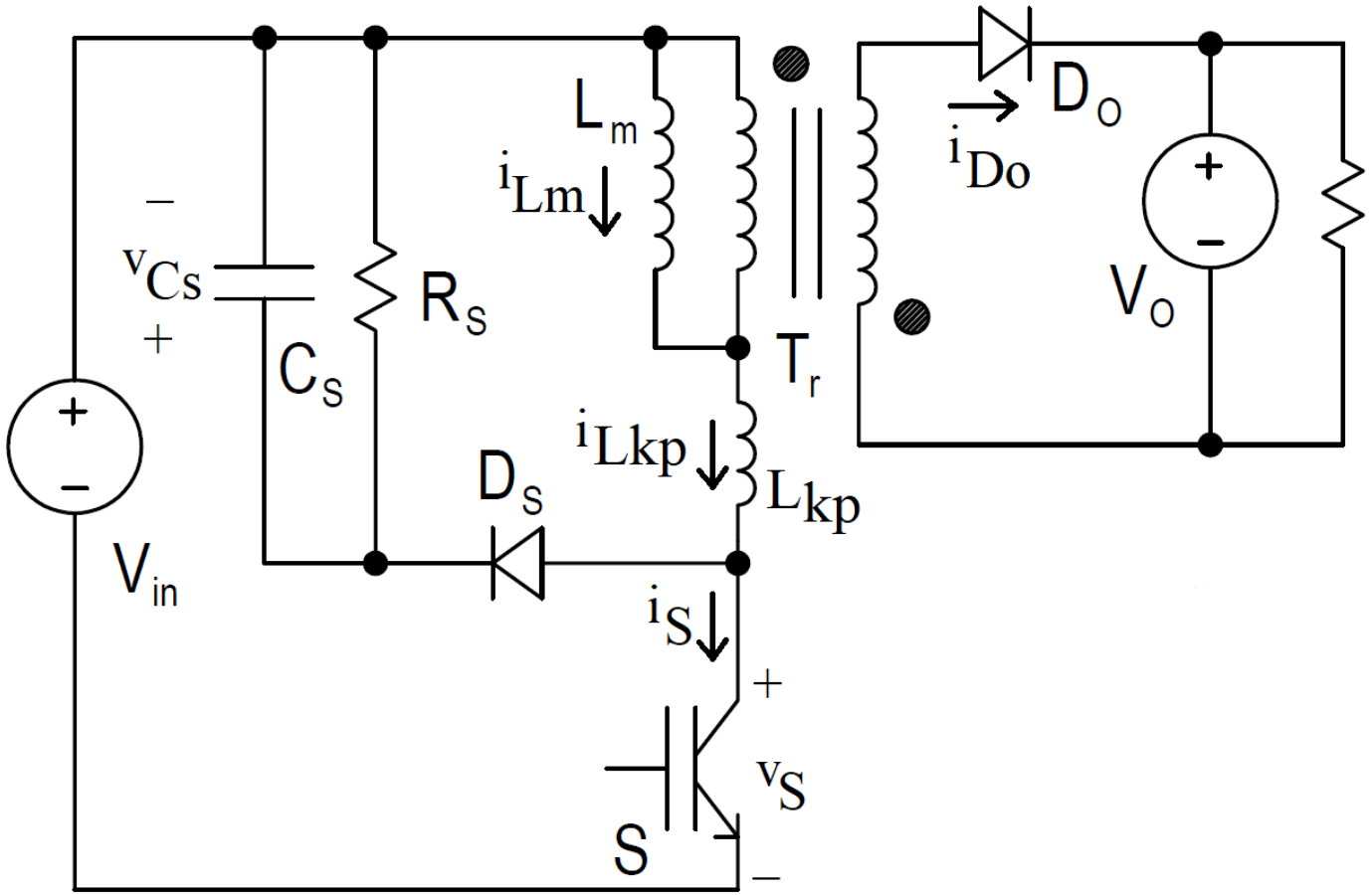
ÖZET	1
1. Geri Dönürlü Dönüştürücü (Flyback) Giriş	3
1.1. Geri Dönürlü Dönüştürücüde Kullanılan Temel Komponentler	3
1.2. Geri Dönürlü Dönüştürücü Çalışma Aralıkları	4
1.2.1. Başlangıç durumu Şekil 3(a)	4
1.2.2. Aralık 1 ($t_0 < t < t_1$) Şekil 3(b).....	4
1.2.3. Aralık 2 ($t_1 < t < t_2$) Şekil 3(c).....	5
1.2.4. Aralık 3 ($t_2 < t < t_3$) Şekil 3(d)	5
2. Geri Dönürlü Dönüştürücünün Uygulanması.....	7
2.1. Model Kartın Teknik Özellikleri ve Şematik Tasarımı.....	7
2.2. Komponent Seçimi.....	8
2.2.1. Trafo Tasarımı	8
2.2.2. Giriş Kondansatörü.....	11
2.2.3. Snubber.....	12
2.2.4. Akım Ölçüm Dirençleri	13
2.2.5. MOSFET	13
2.2.6. Çıkış Diyotları	13
2.2.7. Çıkış Kondansatörleri.....	13
2.2.8. Kontrolcü.....	13
3. Tasarlanan Dönüştürücüden Alınan Uygulama Sonuçları.....	15

1. Geri Dönüflü Dönüflütürücü (Flyback) Giriş

1.1. Geri Dönüflü Dönüflütürücüde Kullanılan Temel Komponentler

Geri dönüflü (flyback) dönüflütürücünün temel devre şeması Şekil 2’de, çalışma aralıkları Şekil 3’de ve temel dalga şekilleri Şekil 4’de verilmiştir.

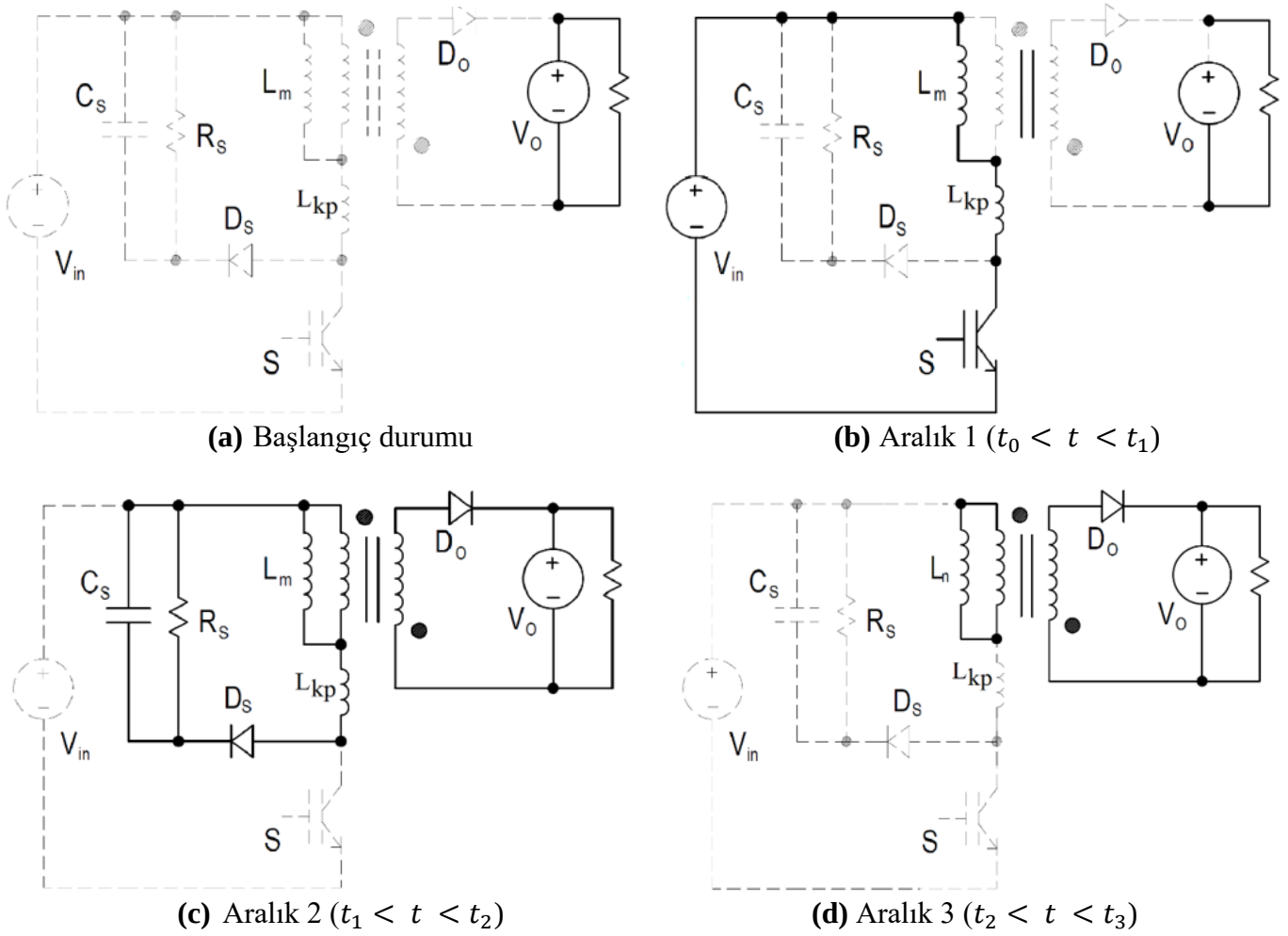
Geri dönüflü dönüflütürücüde diğ er dönüflütürücülerden farklı olarak primer ve sekonder akımı aynı zamanda mıknatıslanma akımıdır. Anahtar iletimde iken çıkışa enerji aktarılmaz. Anahtar kesime gittiğinde primerde depolanan enerji çıkışa aktarılır. Ancak, kaçak endüktansların enerjisi çıkışa aktarılamaz. Bu yüzden kaçak endüktansa karşı koruma yapılması gerekmektedir. Geri dönüflü dönüflütürücü, izoleli en ucuz ve pratik dönüflütürücüdür. Ancak, trafodaki sınırlamalardan dolayı genellikle 100 W’ın altındaki güçlerde uygulanmaktadır. Şekil 2’de R_s , C_s ve D_s geri dönüflü dönüflütürücünün bastırma elemanlarını ifade etmektedir. L_m mıknatıslanma endüktansı, L_{kp} kaçak endüktanstır. Çıkış kondansatörü gerilim kaynağı olarak gösterilmiştir.



Şekil 2. Geri dönüflü dönüflütürücünün temel devre şeması

1.2. Geri Dönürlü Dönüştürücü Çalışma Aralıkları

Şekil 3'te geri dönürlü dönüştürücünün temel çalışma aralıkları verilmiştir.



Şekil 3. Geri dönürlü dönüştürücünün temel çalışma aralıkları

1.2.1. Başlangıç durumu Şekil 3(a)

Şekil 3.a'da, anahtarların sinyali uygulanmamaktadır ve yükü çıkış kondansatörü beslemektedir.

1.2.2. Aralık 1 ($t_0 < t < t_1$) Şekil 3(b)

Anahtarın sinyali uygulanır ve bu aralık başlar. Bu aralıkta D_0 kesimdedir. Giriş gerilimi primere uygulanmaktadır. Mıknatıslanma ve kaçak endüktans akımları lineer olarak artmaktadır. Bu aralık boyunca primer endüktansında enerji depolanmaktadır. Bu aralık boyunca denklem 1'deki eşitlik geçerlidir.

$$i_{Lm} = i_{Lkp} = i_s = \frac{V_{in}}{L_m + L_s} (t - t_1) \quad (1)$$

Primer sarım sayısının sekonder sarım sayısına bölümü, trafonun dönüşüm oranı olan n ile ifade edilmektedir. İlgili eşitlik denklem 2'de verilmiştir.

$$n = \frac{N_{primer}}{N_{sekonder}} \quad (2)$$

Çıkış diyodu D_o üzerine gelen gerilimin tepe değeri için aşağıdaki eşitlik geçerlidir.

$$V_{Do} = V_o + \frac{V_{in}}{n} \left(\frac{L_m}{L_m + L_{kp}} \right) \quad (3)$$

Kaçak endüktans L_{kp} , mıknatıslanma endüktansı L_m 'ye göre çok küçük olduğu için 3 nolu denklem aşağıdaki şekilde sadeleştirilebilir.

$$V_{Do} = V_o + \frac{V_{in}}{n} \quad (4)$$

1.2.3. Aralık 2 ($t_1 < t < t_2$) Şekil 3(c)

Anahtarın sinyali kesilir ve bu aralık başlar. Bu aralıkta mıknatıslanma ve kaçak endüktans akımlarının eşitliği bozulur ve D_o iletime girer. Kaçak endüktans L_{kp} , $V_{Cs} - V_o n$ gerilimi ile resetlenmektedir. Sekonder akımı i_{Do} , $n(i_{Lm} - i_{Lkp})$ değerine eşittir. L_{kp} resetlendikçe sekonder akımı artmaktadır. Bu aralık için aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$i_{Lkp} = I_{Lkp(t1)} - \frac{(V_{Cs} - V_o n)}{L_{kp}} (t - t_1) \quad (5)$$

$$i_{Lm} = I_{Lm(t1)} - \frac{V_o n}{L_m} (t - t_1) \quad (6)$$

$$i_{Do} = n \left[\frac{(V_{Cs} - V_o n)}{L_{kp}} - \frac{V_o n}{L_m} \right] (t - t_1) \quad (7)$$

Kaçak endüktans resetlenir, D_s kesime gider ve bu aralık sona erer.

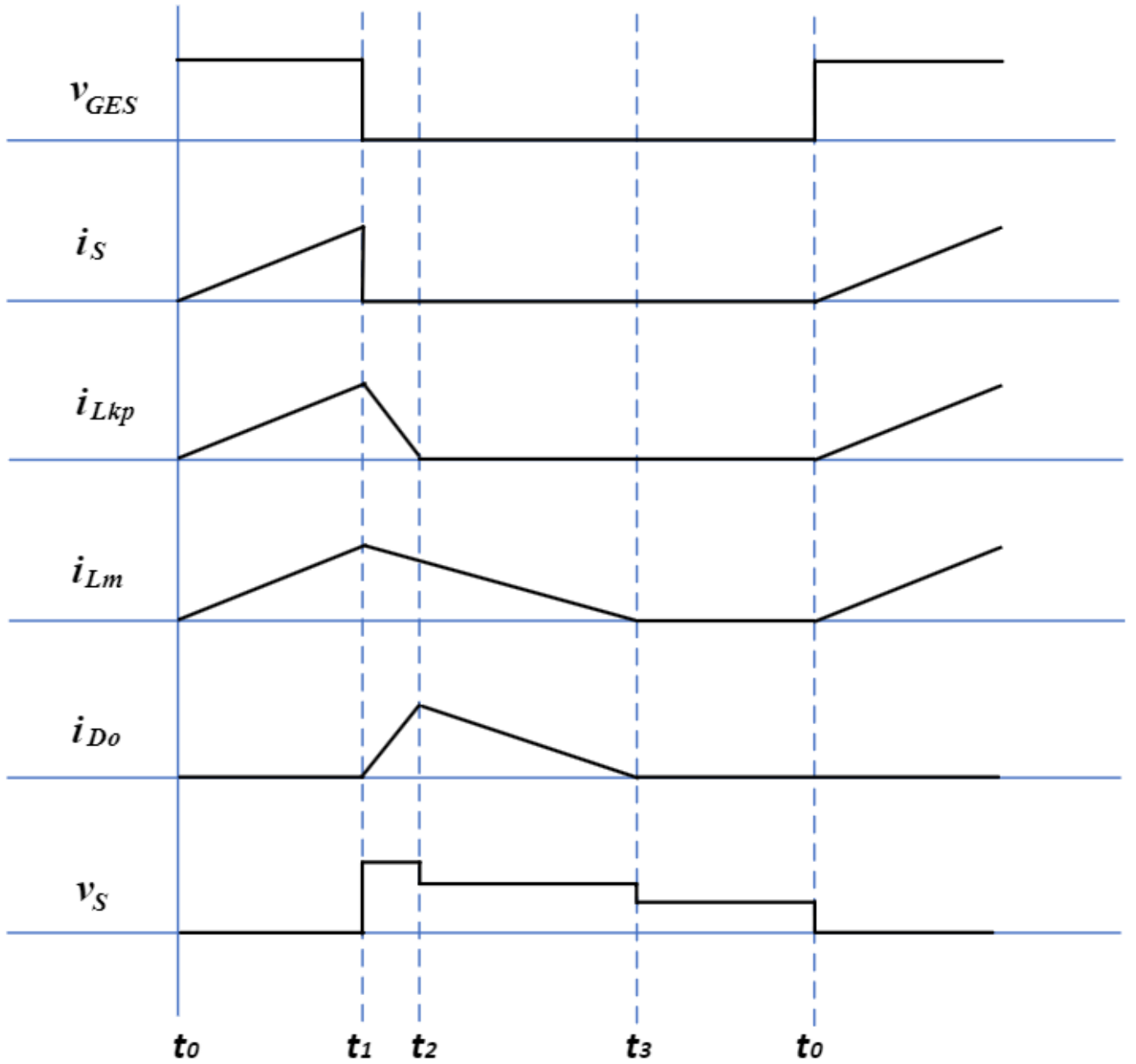
1.2.4. Aralık 3 ($t_2 < t < t_3$) Şekil 3(d)

D_s kesime gider ve bu aralık başlar. Bu aralıkta mıknatıslanma akımının tamamını sekonder sargı üstlenmiştir. Mıknatıslanma akımı $-V_o n$ gerilimi ile resetlenmektedir. $I_{Lm(t2)}$ mıknatıslanma endüktans akımının bu aralığın başındaki değeri olmak üzere bu aralık için (8) ve (9) numaralı eşitlikler geçerlidir.

$$i_{Lm} = I_{Lm(t2)} - \frac{V_o n}{L_m} (t - t_2) \quad (8)$$

$$i_{Do} = n \left[I_{Lm(t2)} - \frac{V_o n}{L_m} (t - t_2) \right] \quad (9)$$

Mıknatıslanma endüktansı resetlenir, çıkış diyodu kesime gider ve bu aralık sona erer, başlangıç aralığına dönlür.



Şekil 4. Geri dönüşlü dönüştürücünün temel dalga şekilleri

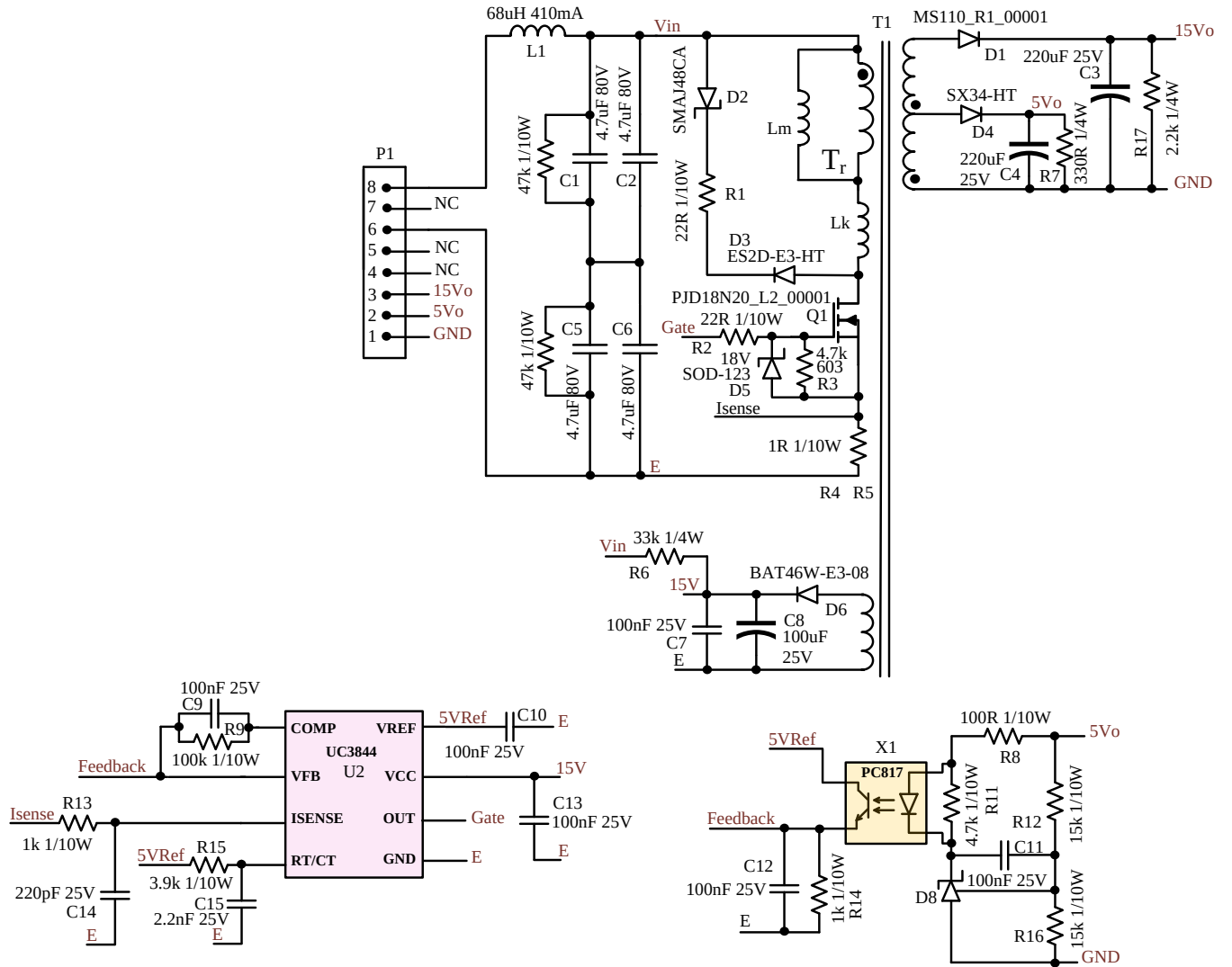
2. Geri Dönüslü Dönüştürücünün Uygulanması

2.1. Model Kartın Teknik Özellikleri ve Şematik Tasarımı

Tablo 1’de kartın teknik özellikleri verilmiştir. Şekil 5’te kartın şematik tasarımı verilmiştir.

Tablo 1. Geri dönüslü dönüştürücü kartın teknik özellikleri

Parametre	Sembol	Değer
Giriş gerilimi	V_{in}	$50V_{DC} - 100V_{DC}$
Çıkış gerilimi	V_o	$5V_{DC}$
Çıkış gücü	P_o	$4W$
Tolerans		%1
Anahtarlama frekansı	f_{sw}	$100kHz$
Trafo nüvesi		EF16
Mıknatıslanma endüktansı	L_m	$275\mu H$
Kaçak endüktansı	L_k	$10\mu H$ maks.
Çalışma modu		DCM
Boyutlar		42×40 mm
Tam yük verimi		% 85 min.



Şekil 5. Geri dönüslü dönüştürücü model kartın şematik tasarımı

2.2. Komponent Seçimi

2.2.1. Trafo Tasarımı

Güç elektroniği tasarımında manyetik komponentlerin tasarımı önemli bir yere sahiptir. Bu yüzden öncelikle trafo parametrelerinin seçimi yapılacaktır.

Trafo tasarımı nüve seçimi ile başlar sonrasında birkaç iterasyon ile devam eder. Farklı güç ve topolojiler için ilk nüve seçiminde aşağıdaki linkteki dokümanı kullanabilirsiniz.

<https://drive.google.com/file/d/1zjG51-mV2nfiMz1jwL2RToZaWp0hqFnZ/view?usp=sharing>

5W flyback dönüştürücü için EF16 nüvesi seçilmiştir. Flyback dönüştürücüde kesintili çalışma durumunda yarı iletken güç elemanının doluluk oranı (D) nominal gerilim için yaklaşık 0.3, minimum giriş gerilimi için yaklaşık 0.4 seçilebilir. Doluluk oranı çok yüksek seçilirse anahtar eleman üzerine yüksek gerilim gelir. Doluluk oranı çok düşük seçilirse trafo ve anahtar elemanın pik akım ve efektif akım değerleri artar. DCM çalışma için doluluk oranı genellikle 0.3 – 0.4 arasında seçilebilir. Bu tasarımında minimum giriş gerilimi 50V için doluluk oranı 0.4 seçilmiştir. Minimum giriş geriliminde dönüştürücü sınırda çalışma durumuna göre tasarlanacak böylece minimum giriş geriliminin üzerinde kesintili akım modu (DCM) korunacaktır. Trafo primer geriliminin ortalama değeri kararlı halde 0V'tur. Bu yüzden minimum giriş gerilimi için aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$V_{inmin} \times 0.4 = V_{yansiyen} \times (1 - 0.4) \quad (10)$$

(10) numaralı denklemden $V_{yansiyen} = 33V$ olarak bulunur.

Çok çıkışlı flyback dönüştürücü tasarımı en yüksek güçlü çıkış gerilimine göre yapılabilir. Yansıyan gerilim 33V ve en yüksek güçlü çıkış gerilimi 5V olduğu için trafo dönüşüm oranı

$$n = \frac{V_{yansiyen}}{V_o} = \frac{33V}{5V} = 6.6 \quad (11)$$

(11) numaralı eşitlikten dönüşüm oranı n 6.6 olarak bulunur.

Sınırda çalışma durumu için primer endüktansı aşağıdaki eşitlik ile bulunabilir.

$$D = \sqrt{\frac{2 \times P_{in} \times L_{pri}}{T}} \times \frac{1}{V_{in(min.)}} \quad (12)$$

(12) numaralı eşitlikte P_{in} : Giriş gücü, L_{pri} : İdeal trafo primer endüktansı'dır.

Verim: % 85 alınarak $P_{in} = 6W$ ve $L_{pri} = 333 \mu H$ bulunur.

Primer akımı tepe değeri I_{peak} (13) numaralı eşitlikten 0.6 A bulunur.

$$\frac{1}{2} \times L_{pri} \times I_{peak}^2 \times f_{sw} = P_{in} \quad (13)$$

Primer ve anahtar akım efektif değerleri yaklaşık olarak birbirine eşittir ve aşağıdaki eşitlik ile bulunabilir.

$$I_{pri(rms)} = I_{s(rms)} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{peak} \sqrt{D} \quad (14)$$

(14) numaralı eşitlikten $I_{pri(rms)} = I_{s(rms)} = 0.22 A_{rms}$ olarak bulunur.

Sekonder akım efektif değeri aşağıdaki eşitlik ile bulunabilir. Aşağıdaki eşitlikte tek çıkış olduğu kabul edilmiştir.

$$I_{sec(rms)} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{peak} \times n \sqrt{(1-D)} \quad (15)$$

$$I_{sec(rms)} = \frac{1}{\sqrt{3}} 0.6 \times 6.6 \sqrt{(1-0.4)} \quad (16)$$

(15) ve (16) numaralı eşitliklerden sekonder akımı $1.77 A_{rms}$ olarak bulunmuştur.

Flyback trafosu gerçekte bir kuplajlı endüktanştır ve tur sayısının belirlenmesi bobin gibi yapılır. Primer tur sayısı aşağıdaki (17) numaralı eşitlik kullanılarak bulunabilir.

$$L_{pri} \times I_{peak} = N \times B_{peak} \times A_e \quad (17)$$

(17) numaralı eşitlikte B_{peak} , nüve içindeki manyetik akı yoğunluğunun maksimum değerini belirtmektedir. Nüve kayıpları ve doyum göz önünde bulundurularak maksimum akı yoğunluğu $0.2T$ seçilebilir. A_e seçilen nüvenin kesit alanını belirtmektedir ve EF16 için 19.5 mm^2 'dir.

(17) numaralı eşitlik kullanılarak primer tur sayısı N : 51 bulunmuştur. Trafo dönüşüm oranı 6.6'yı sağlamak için primer tur sayısı N_{pri} : 53, sekonder tur sayısı N_{sec} : 8 seçilmiştir.

Tel kesitlerinin belirlenmesi için akım yoğunluğu değeri $5A/\text{mm}^2$ seçilmiştir. Akım yoğunluğu değeri genellikle $3A/\text{mm}^2 - 8A/\text{mm}^2$ arası seçilebilir. Flyback dönüştürücüler için bu değer genellikle $5A/\text{mm}^2$ olarak seçilmektedir. Aşağıda primer ve sekonder tel kesit alanları hesaplamıştır.

Primer tel kesit alanı:

$$A_{cu(pri)} = \frac{I_{pri(rms)}}{5} = \frac{0.22}{5} = 0.044 \text{ mm}^2 \quad (18)$$

Sekonder tel kesit alanı:

$$A_{cu(sec)} = \frac{I_{sec(rms)}}{5} = \frac{1.77}{5} = 0.354 \text{ mm}^2 \quad (19)$$

Güç düşük olduğu için flyback trafolarında genellikle litz teli kullanılması zorunlu değildir. Primer tel çapı, kesit alanını sağlayacak şekilde 0.25 mm olarak seçilmiştir. Sekonder sargısının tek damar seçilmesi durumunda tel kesiti yüksek çıkacak ve üretim zorluğu oluşturacaktır. Ayrıca deri etkisinden dolayı AC direnci arttıracaktır. Bu sebeplerle sekonder sargısı 0.3mmx5 olarak seçilmiştir.

Karkas pencere alanının işgal edildiği oran,

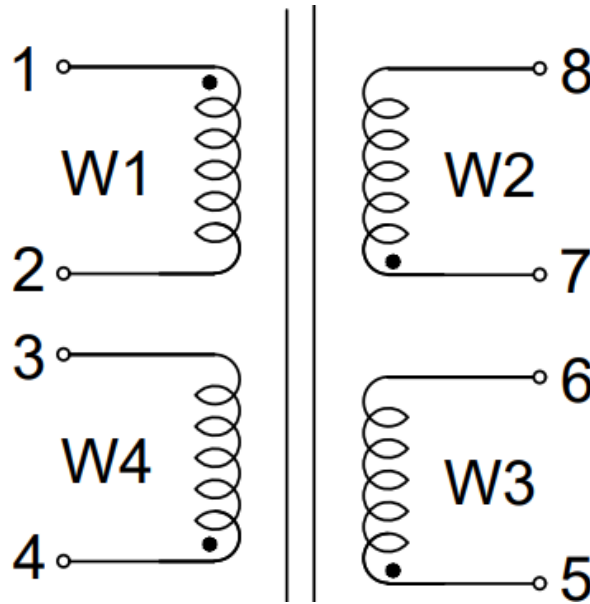
$$A_{\%} = \frac{N_{pri} \times A_{cu(pri)} + N_{sec} \times A_{cu(sec)}}{A_w} \times 100 \quad (20)$$

eşitliğinden %12 bulunur.

(20) numaralı eşitlikte A_w , karkas katalog değerlerinde belirtilen pencere kesit alanıdır. Genellikle, pencere kesit alanının %25 ve altındaki bölümünün tel kesiti ile işgal edilmesi durumunda trafo üretilebilmektedir. Bu durumda başlangıçta seçtiğimiz EF16 nüvesi tasarımı için uygundur hatta nüve bir miktar daha küçültülebilir.

5V üretilecek sargı 8 tur bulunduğu için 15V üretilecek sargının toplamı doğru orantıdan 24 tur bulunur. 15V çıkış gücü düşük olduğu için tel çapı prensip olarak 0.2 mm seçilmiştir.

Trafo elektrik devre şeması Şekil 6'da verilmiştir.



Şekil 6. Trafo elektrik devre şeması

Sargı özellikleri Tablo 2'de verilmiştir.

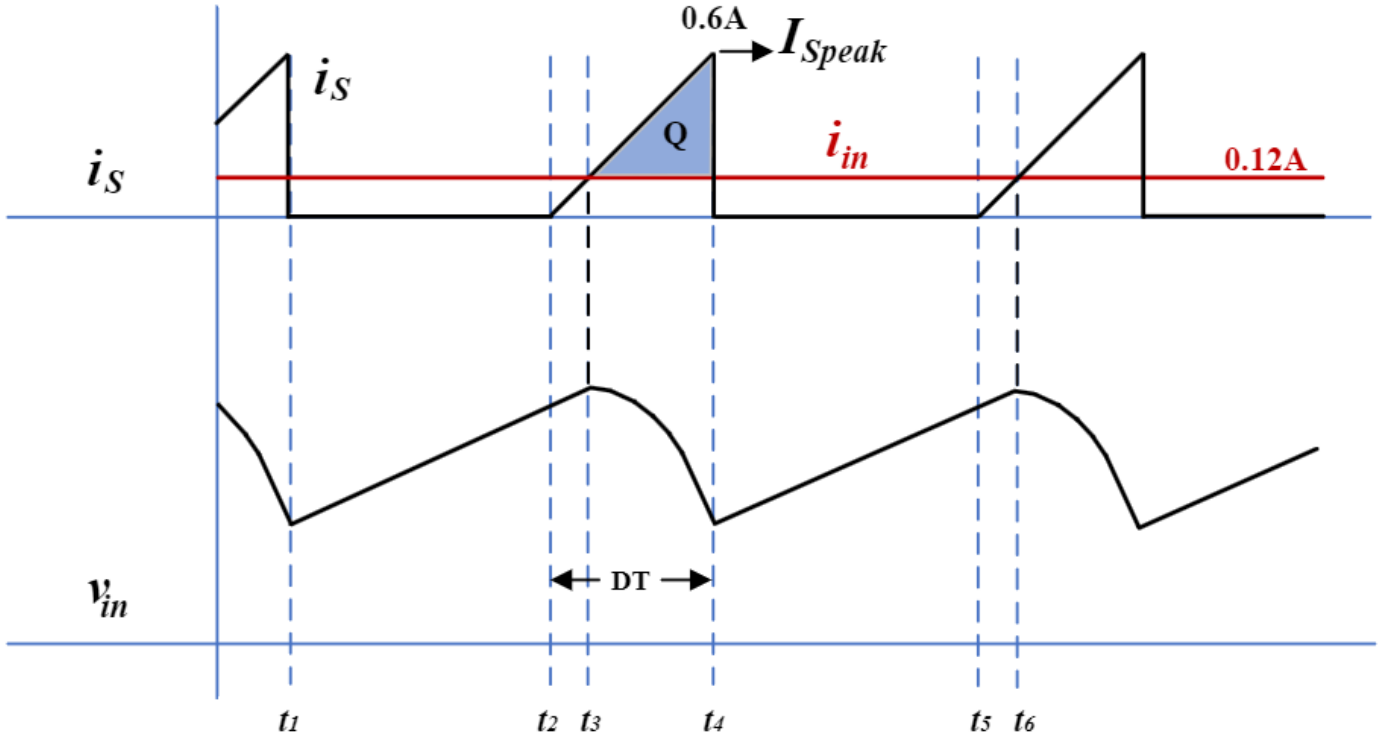
Tablo 2. Trafo sargı özellikleri

WDG	Terminal	Wire Gauge	Turns
W1	1-2	Ø0.25mm × 1P 2UEW	53 Ref
W2	7-8	Ø0.20mm × 1P TEX – E	16 Ref
W3	5-6	Ø0.30mm × 5P TEX – E	8 Ref
W4	4-3	Ø0.20mm × 1P 2UEW	24 Ref

PWM entegresi UC3844'ün beslemesi için 15V hedeflenerek yardımcı sargı W4 tur sayısı 24 seçilmiştir. 6 ve 7 numaralı trafo pinleri PCB'de birbirine bağlanacaktır.

2.2.2. Giriş Kondansatörü

Giriş katında diferansiyel filtre olarak giriş kondansatörleri C_1, C_2, C_5, C_6 ile beraber L_1 endüktansı kullanılmıştır. Giriş kondansatörleri, flyback giriş gerilim dalgalanma miktarı %10 – %20 arası ya da daha düşük olacak şekilde seçilebilir. Giriş kondansatör sığası minimum giriş geriliminde en yüksek çıkmaktadır. Minimum giriş gerilimi için giriş akımı $P_{in}/V_{in(min)} = 6W/50V = 0.12A$ bulunur. Anahtar iletimde iken anahtar akımının giriş akımından büyük olduğu aralıklarda $i_s - i_{in}$ akımı giriş kondansatörlerinden çekilmekte ve kondansatörü deşarj etmektedir. Giriş kondansatörleri üzerindeki paralel bağlı dirençler eşit gerilime şarj olmalarını sağlar.

**Şekil 7.** Anahtar akımı ve giriş gerilim dalga formları

Şekil 7 üstteki dalga şeklinde siyah anahtar akımı i_s 'yi, kırmızı giriş akımı i_{in} 'i göstermektedir. Aynı şekilde alttaki dalga şekli giriş gerilimi V_{in} 'i göstermektedir. Şekilden görüldüğü gibi anahtar akımının giriş akımından büyük olduğu aralıkta giriş kondansatörü deşarj olmaktadır. Kondansatörü deşarj eden yük miktarı yaklaşık olarak aşağıdaki 21 numaralı eşitlikle bulunabilir.

$$Q = \frac{(I_{speak} - I_{in}) \times DT}{2} \quad (21)$$

21 numaralı eşitlikten $Q = 960 \text{ nC}$ bulunur. Bu tasarımda giriş gerilim ripple değerinin %1'nin ($0.5V$) altında olması hedeflenmiştir.

$$Q = C \times \Delta V \quad (22)$$

(22) numaralı eşitlik kullanılarak giriş kondansatör eş değer sığası 1.92 uF olarak bulunur.

Seramik kondansatörlerin sığası gerilim altında düşmektedir. Ayrıca, ilk enerjilenme anında rezonans ile giriş gerilim pik değeri kaynak gerilimini geçebilir. Bu sebeplerle giriş katında 4.7uF SMD 1210 80V X7R kondansatörlerden iki seri ve iki paralel kullanılarak dayanma gerilimi $160V$ ve giriş geriliminin $50V$ olduğu durumda eş değeri 3uF olan giriş kondansatör grubu oluşturulmuştur.

2.2.3. Snubber

Kaçak endüktansın resetlenmesi için snubber geriliminin yansıyan gerilimden yüksek olması gerekir. Snubber gerilimi çok yüksek olursa MOSFET üzerine gelen gerilim artar ve EMC kötüleşir. Çok düşük olursa kaçak endüktansın resetlenme süresi uzayarak snubber gücünü artmasına neden olur. Snubber gerilimi prensip olarak yansıyan gerilimin 2 katı seçilebilir. Bu tasarımda $200V$ MOSFET kullanımına olanak sağlaması için snubber gerilimi $48V$ seçilmiştir. Böylece $100V$ giriş geriliminde MOSFET üzerine yaklaşık $148V$ gerilim gelir ve $200V$ dayanma gerilimine sahip bir MOSFET kullanılabilir. Kaçak endüktans resetlenirken enerjisini snubber'a aktarılmaktadır. Ayrıca, bu esnada yansıyan gerilim üzerinden snubber'a bir miktar daha güç aktarılır. (Detaylar için bkz. <https://www.youtube.com/watch?v=MY4BUAJiYic&t=919s> ve <https://drive.google.com/file/d/15ySP-BKqdKEfj9tAd-R8JFA8IOmBPzK3/view?usp=sharing>)

Kaçak endüktans gücü,

$$P_{Lk} = \frac{1}{2} \times L_{kp} \times I_{peak}^2 \times f_{sw} \quad (23)$$

eşitliğinden 0.18 W bulunur.

(23) nolu eşitlikte L_{kp} kaçak endüktansı belirtmektedir. Tasarımda kullanılan flyback trafosu için maksimum 10uH 'dir. Yansıyan gerilim yüzünden çıkışa aktarılacak gücün bir kısmı da snubber'a aktarılacağı için toplam snubber gücü kaçak endüktans gücünün prensip olarak 2 katı alınabilir (detaylı analiz bu uygulama notunda verilmemiştir. Yukarıdaki linklerden detaylı analize ulaşabilirsiniz.). Böylece toplam snubber gücü yaklaşık $2 \times P_{Lk} = 0.36W$ olarak elde edilir. Snubber'da TVS diyot kullanılmasına karar verilmiş ve SMAJ48CA-HT (D_2) kullanılmıştır. D_2 'ye seri bağlı olarak kullanılan 22Ω R_1 direnci, D_3 'ün ters toparlanma olayından sonra oluşacak salınımın hızlı sönümlenmesini sağlayıp EMC'yi iyileştirmek amacı ile kullanılmıştır. Snubber'da kullanılan D_3 diyodu hızlı diyot olmalıdır. Anahtar iletimde iken D_3 diyodu üzerine giriş gerilimi ek olarak TVS diyodun parazitik kondansatör gerilimi gelmektedir. Bu iki gerilimin toplamı $100V + 48V = 148V$ yapmaktadır ve D_3 diyodu olarak $200V$ dayanma gerilimine sahip hızlı diyot olan ES2D seçilmiştir. EMC'yi iyileştirmek için TVS diyot üzerine paralel bağlı olarak 2.2nF – 10nF civarı bir kondansatör kullanılabilmektedir. Bu durumda TVS diyodu kesime gittiğinde, üzerindeki gerilim deşarj olmamaktadır. Bu durumda anahtar iletime girdiğinde D_3 üzerine tam olarak giriş gerilimi ve ek olarak TVS diyot gerilimi gelmektedir. Bu tasarımda TVS diyot üzerinde ilave kondansatör kullanılmamıştır. Bu durumda D_3 üzerine

100V'un üzerinde 148V'un altında bir gerilim gelecektir. Tedbir amaçlı 148V gerilim gelecek şekilde komponent seçimi yapılarak 200V'luk bir hızlı diyot kullanılmıştır.

2.2.4. Akım Ölçüm Dirençleri

Normal çalışma durumunda primer akım peak değeri 0.6A ve trafo nüve maksimum manyetik akı yoğunluğu $B_{maks} = 0.2T$ olarak belirlenmiştir. Geçici rejimlerde bu değerin 0.3T'ya kadar çıkmasına müsaade edilebilir. 0.3T'dan sonra nüve doyuma gitmektedir. Dolayısı ile geçici rejimlerde primer akım peak değerinin $0.6A \times 0.3/0.2 = 0.9A$ 'e kadar çıkmasına müsaade edilebilir. UC3844, I_{sense} pin gerilimi 1V'u geçtiğinde koruma amaçlı anahtarı kesime götürmektedir. Böylece eş değer ölçüm direnci $1V/0.9A = 1.1\Omega$ olarak bulunur ve 1Ω seçilmiştir. Direnç üzerindeki güç kaybı $0.22^2 \times 1 = 0.05W$ hesaplanır. Bu güç tüketimi için SMD 603 kılıf uygundur.

2.2.5. MOSFET

MOSFET olarak 200V dayanma gerilimi, $160m\Omega$ $R_{DS(on)}$ değerine, DPAK kılıfına sahip PJD18N20_L2_00001 seçilmiştir. 18A ve 160V Drain – Source gerilimi için 24nC gate charge değeri vardır. Gate charge değeri oldukça düşüktür. Böylece 1A sürme peak akım değerine sahip UC3844 ile rahatça sürülebilir. MOSFET'in iletim kaybı $I_{Srms}^2 \times R_{DS(on)} = 0.0077W$ olarak hesaplanır. MOSFET output capacitance değeri $C_{oss} = 148pF$ olarak verilmiştir. DCM çalışma sayesinde MOSFET ZCS ile iletme girmektedir ancak parasitik kondansatör enerjisi geri kazanılmamaktadır. Bu yüzden turn-on kaybı yaklaşık $f_{sw} \frac{1}{2} C_{oss} V_{in}^2 = 0,074W$ bulunur. Turn-off kaybı da düşük gerilim, düşük akım ve düşük gate charge sayesinde oldukça düşük çıkacaktır.

2.2.6. Çıkış Diyotları

5V çıkış geriliminden maksimum 0.8A çekilebilecektir. D_4 diyot ortalama akımı 0.8A'dır. D_4 iletim kaybı yaklaşık olarak 0.32W hesaplanmıştır. Schottky diyot kullanılacağı için ve DCM çalışmanın sağladığı yumuşak anahtarlama sayesinde çıkış diyot anahtarlama kaybı düşüktür. D_4 üzerine en fazla $V_{in(maks)}/n + 5V = 20V$ gerilim gelecektir. DCM çalışmada yumuşak anahtarlama sağlandığı için çıkış diyotları üzerine RC snubber elzem değildir. D_4 diyodu olarak 3A – 40V akım ve gerilim değerlerine sahip SMA kılıfta SX34-HT seçilmiştir. D_4 diyodu üzerine ise olarak ise $V_{in(maks)}/n + 15V = 30V$ gelmektedir ve MS110_R1_00001 seçilmiştir.

2.2.7. Çıkış Kondansatörleri

Çıkış kondansatörleri, üzerinden geçecek ripple akımına uygun şekilde seçilmelidir. Ayrıca, ESR değeri, istenilen çıkış gerilim ripple'ını sağlayacak kadar düşük olmalıdır. 5V çıkışındaki kondansatörün yüksek frekans akım değeri $1A_{rms}$ olarak hesaplanmış ve buna uygun olarak 220uF 35V elektrolitik kondansatör kullanılmıştır. Çıkış kondansatörü olarak SMD seramik kondansatör de tercih edilebilir ancak ilk başlama anında çıkışta yüksek gerilim peak'i olmaması ve geri beslemenin daha kararlı çalışması açısından sığası daha yüksek olan elektrolitik kondansatör tercih edilmiştir. Diğer yardımcı çıkışların güçleri düşük olduğu için daha düşük ripple akım değerine sahip kondansatörler kullanılmıştır. Çapraz regülasyon (Cross regulation) etkisini düşürmek ve enerji kesildikten sonra kondansatörün deşarj olmasını sağlamak amacı ile her bir çıkışta düşük güç tüketimi oluşturacak dirençler kullanılmıştır (dummy yük).

2.2.8. Kontrolcü

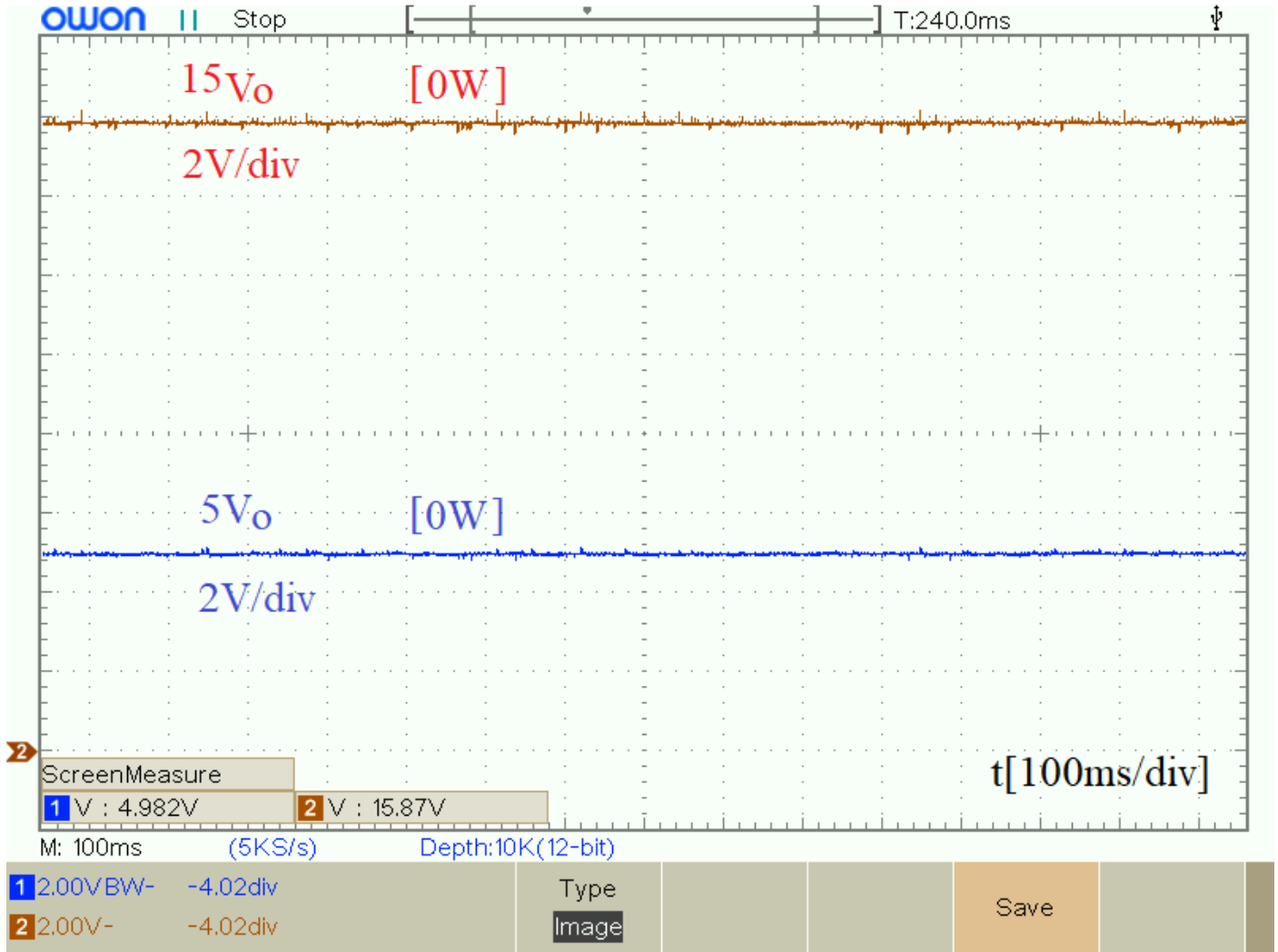
Çıkış geriliminin hassas ayarlanması için TL431 kullanılmıştır. Çok çıkışlı dönüştürücülerde geri besleme genellikle en yüksek güce göre yapılır. Bu yüzden geri besleme $5V_o$ 'dan alınmıştır. C_{11} kondansatörü TL431'in kararlı çalışması için kullanılmıştır. R_8 , R_9 , R_{14} ve C_9 geri besleme kazancını etkileyen elemanlardır. C_{12} , 2 numaralı pinde 2.5V gerilim oluşturmak için bypass kondansatörü olarak kullanılmıştır. R_{11} direnci yük regülasyonunu iyileştirmek için kullanılmıştır. TL431'in akımına karşılık referans gerilimi bir miktar değişir. R_{11} bu değişimi kompanze etmek için kullanılır. R_{12} ve R_{16} dirençleri çıkış gerilimini 5V'a

ayarlamak için kullanılmıştır. R_{13} ve C_{14} ölçülen akımın filtre edilerek entegreye uygulanmasını sağlamaktadır. RC filtrede zaman sabiti anahtarlama periyodunun prensip olarak $1/20$ 'si seçilebilir. Zaman sabiti çok yüksek olursa ölçülen sinyalin çok gecikmesine neden olarak çalışmayı olumsuz etkileyebilir. R_{15} ve C_{15} anahtarlama frekansını belirlemektedir. Testere sinyalini oluşturan kondansatörü prensip olarak 1nF'ın altına indirmemek gürültü açısından faydalıdır. C_{10} ve C_{13} kondansatörleri entegreye yakın bypass kondansatörleridir.

3. Tasarlanan Dönüştürücüden Alınan Uygulama Sonuçları

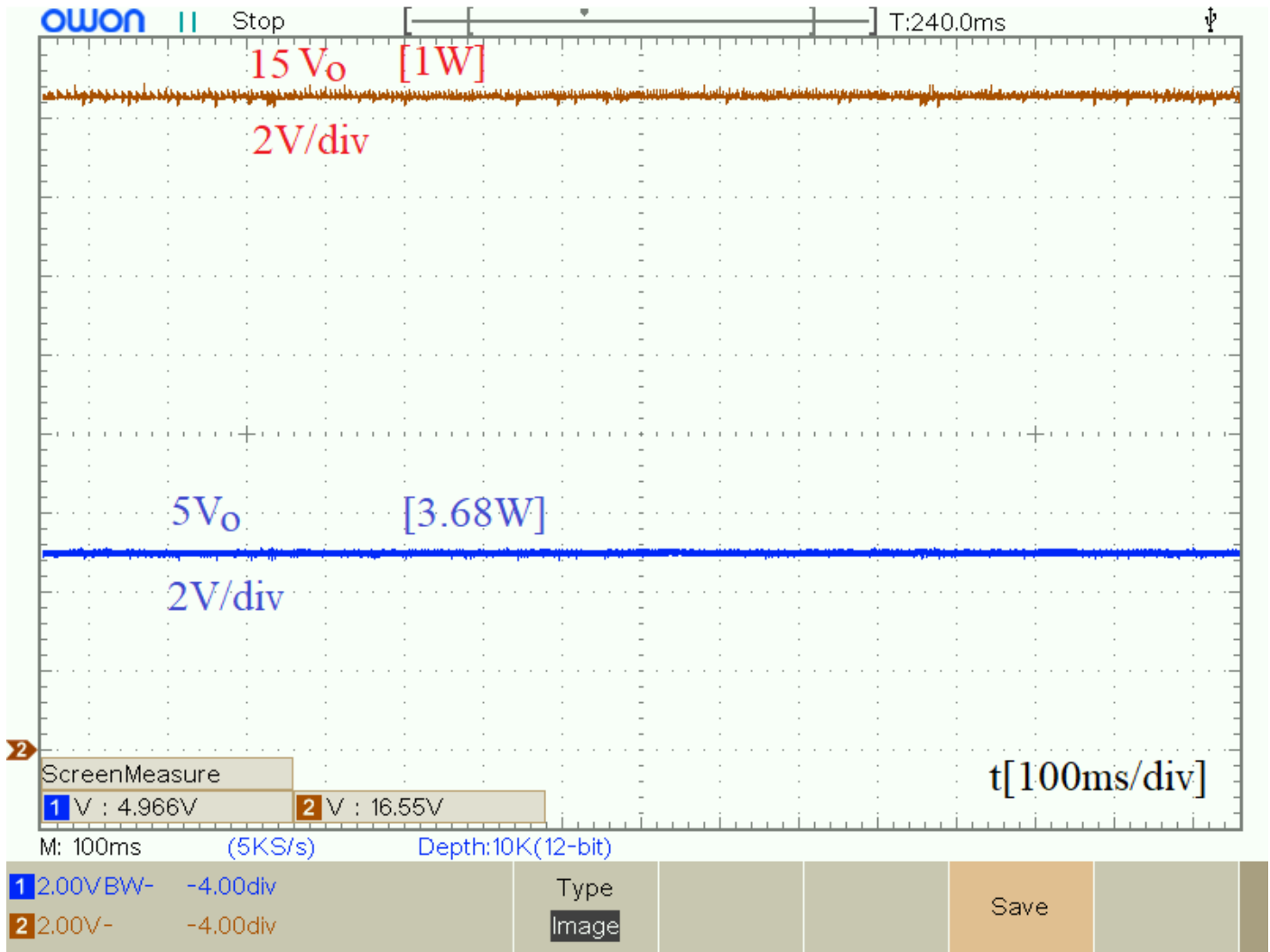
Bu bölümde dönüştürücüden alınan ölçüm sonuçları verilmiştir. Tüm ölçüm sonuçları V_{in} : 48V için alınmıştır.

Şekil 8’de tüm çıkışlar yüksüz durumda iken alınan çıkış gerilim dalga şekilleri verilmiştir. Kırmızı $15V_o$ çıkış gerilimi, mavi $5V_o$ çıkış gerilimidir. Yüksüz durumda $5V_o$ ’nun iyi regüle edildiği, $15V_o$ çıkışın 15.87 V olduğu görülmektedir. Geri besleme $5V_o$ ’dan alındığı için 15V çıkış geriliminin bir miktar farklı oluşması normal bir durumdur. Farklı yüklenme durumlarında çapraz regülasyon (cross regulation) durumundan dolayı $15V_o$ çıkışının daha farklı değerler aldığı sonraki ölçümlerde görülecektir.



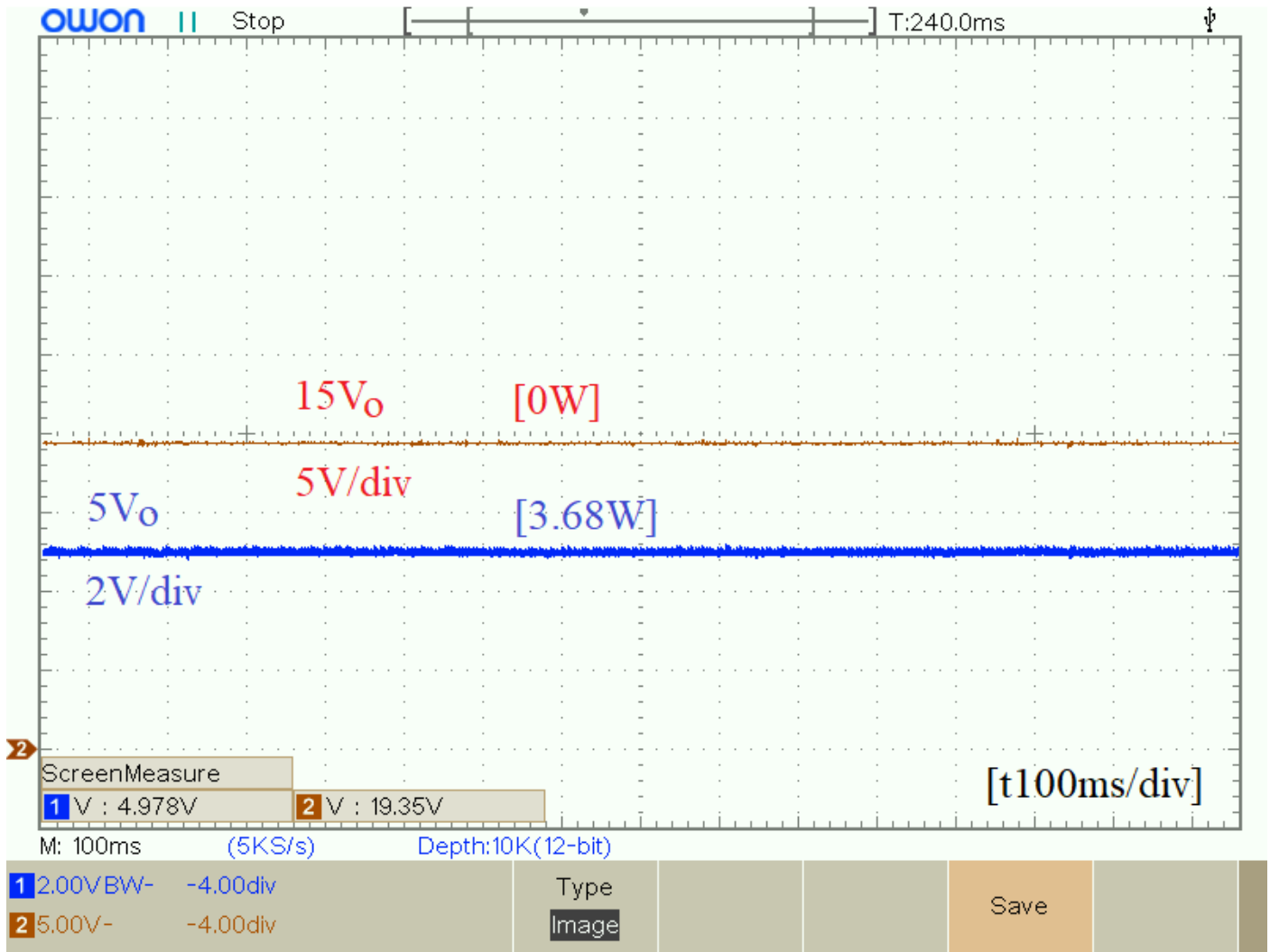
Şekil 8. Yüksüz durumda alınan çıkış gerilim dalga şekilleri

Şekil 9’da $5V_o$ çıkışı 3.68W yüklü, $15V_o$ çıkışı 1W yüklü iken alınan çıkış gerilim dalga şekilleri verilmiştir. $5V_o$ çıkışı tam yüklendiği için $15V_o$ çıkışının bir miktar artarak 16.55V’a yükseldiği görülmektedir.



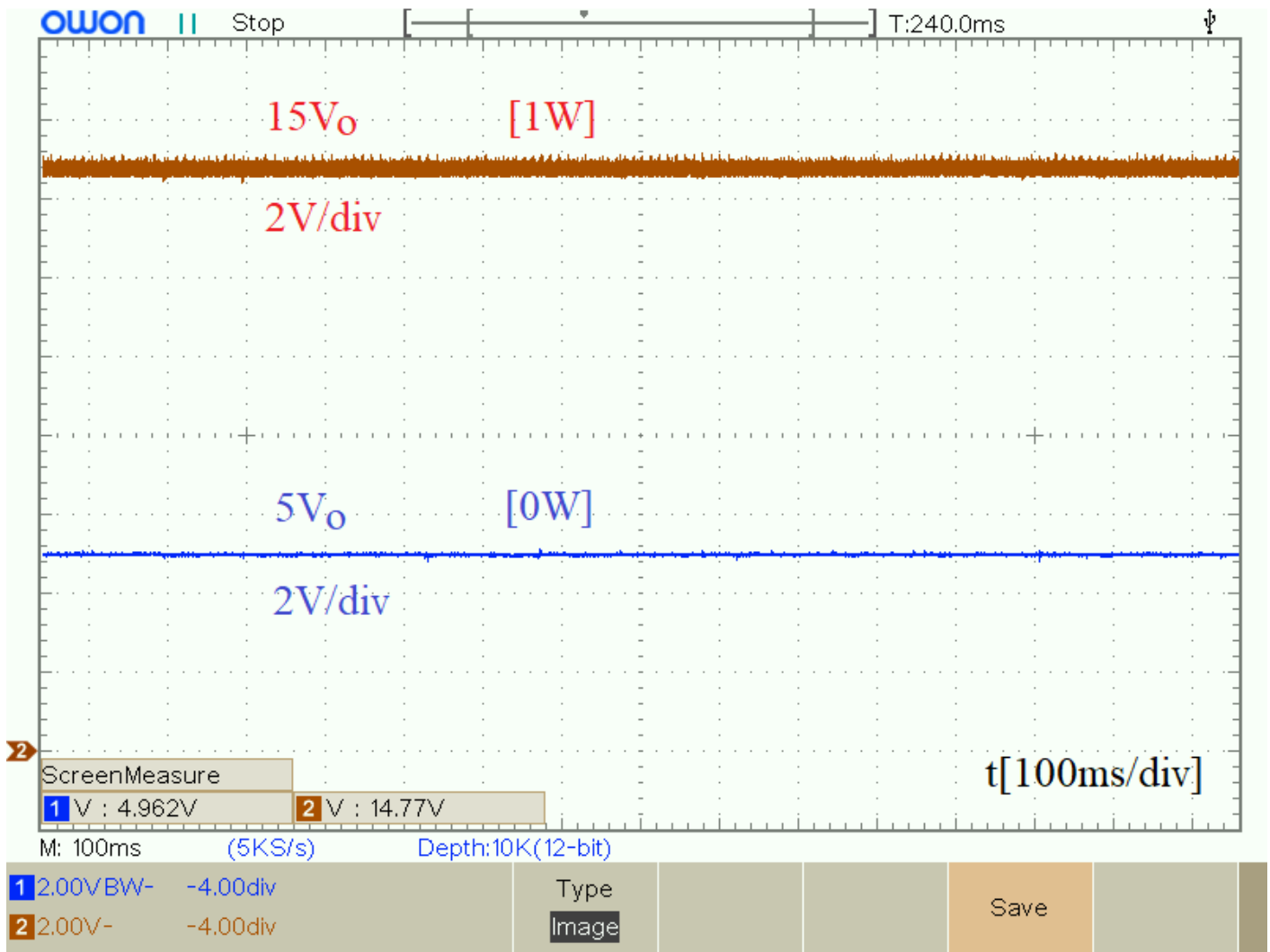
Şekil 9. 5V_o çıkışı 3.68W yüklü, 15V_o 1W yüklü iken alınan çıkış gerilim dalga şekilleri

Şekil 10'da 5V_o çıkışı 3.68W yüklü, 15V_o çıkışı yüksüz iken alınan çıkış gerilim dalga şekilleri verilmiştir. 15V_o çıkışı yüksüz olduğu için bu çıkış geriliminin çapraz regülasyondan dolayı 19.35V'a yükseldiği görülmektedir.



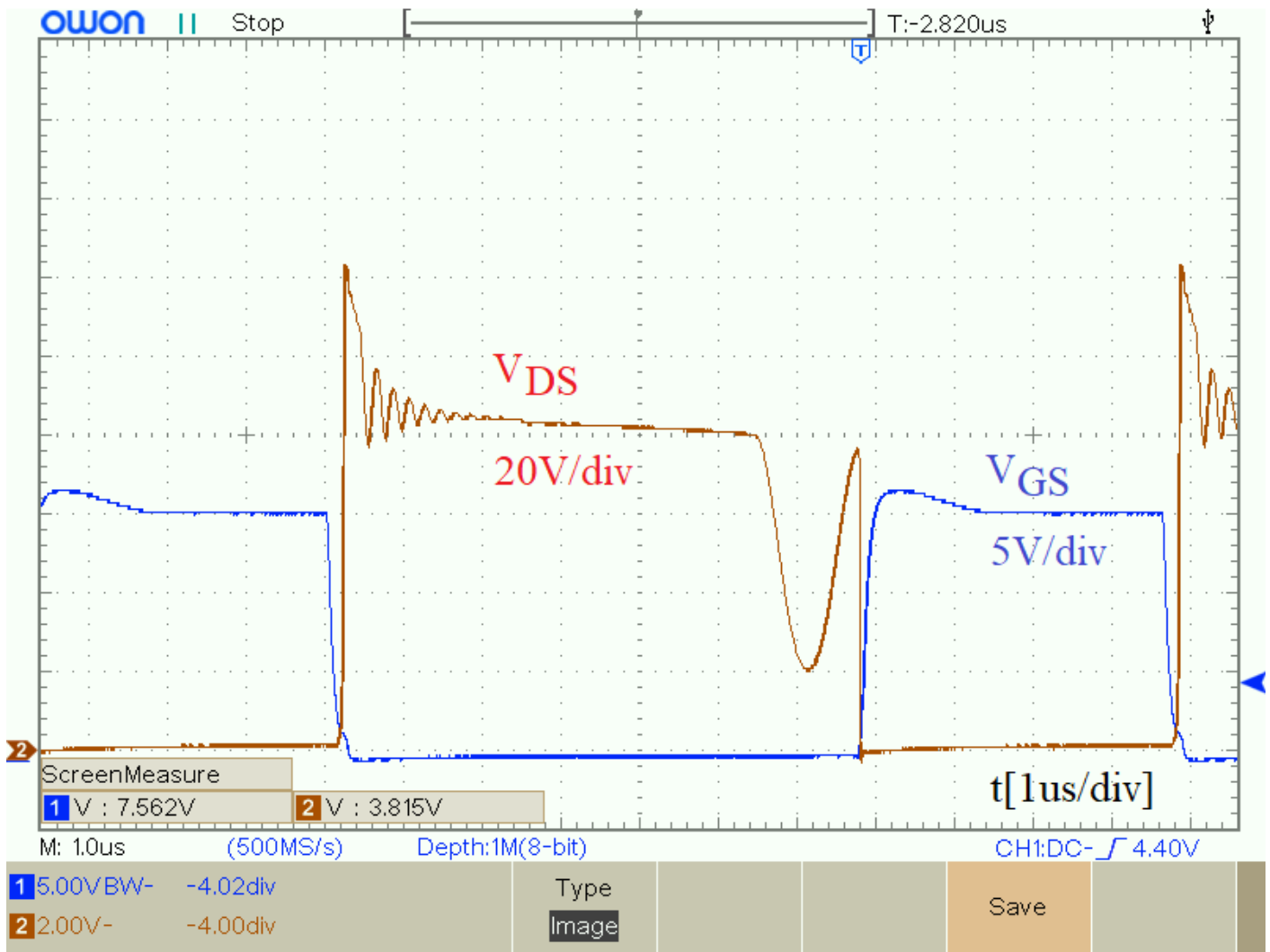
Şekil 10. 5V_o çıkışı 3.68W yüklü, 15V_o çıkışı yüksüz iken alınan çıkış gerilim dalga şekilleri

Şekil 11’de 5V_o çıkışı yüksüz, 15V_o çıkışı 1W yüklü iken alınan çıkış gerilim dalga şekilleri verilmiştir. 5V_o çıkışı yüksüz olduğu için 15V_o çıkışının çapraz regülasyondan dolayı 14.77 V’a düştüğü görülmektedir.



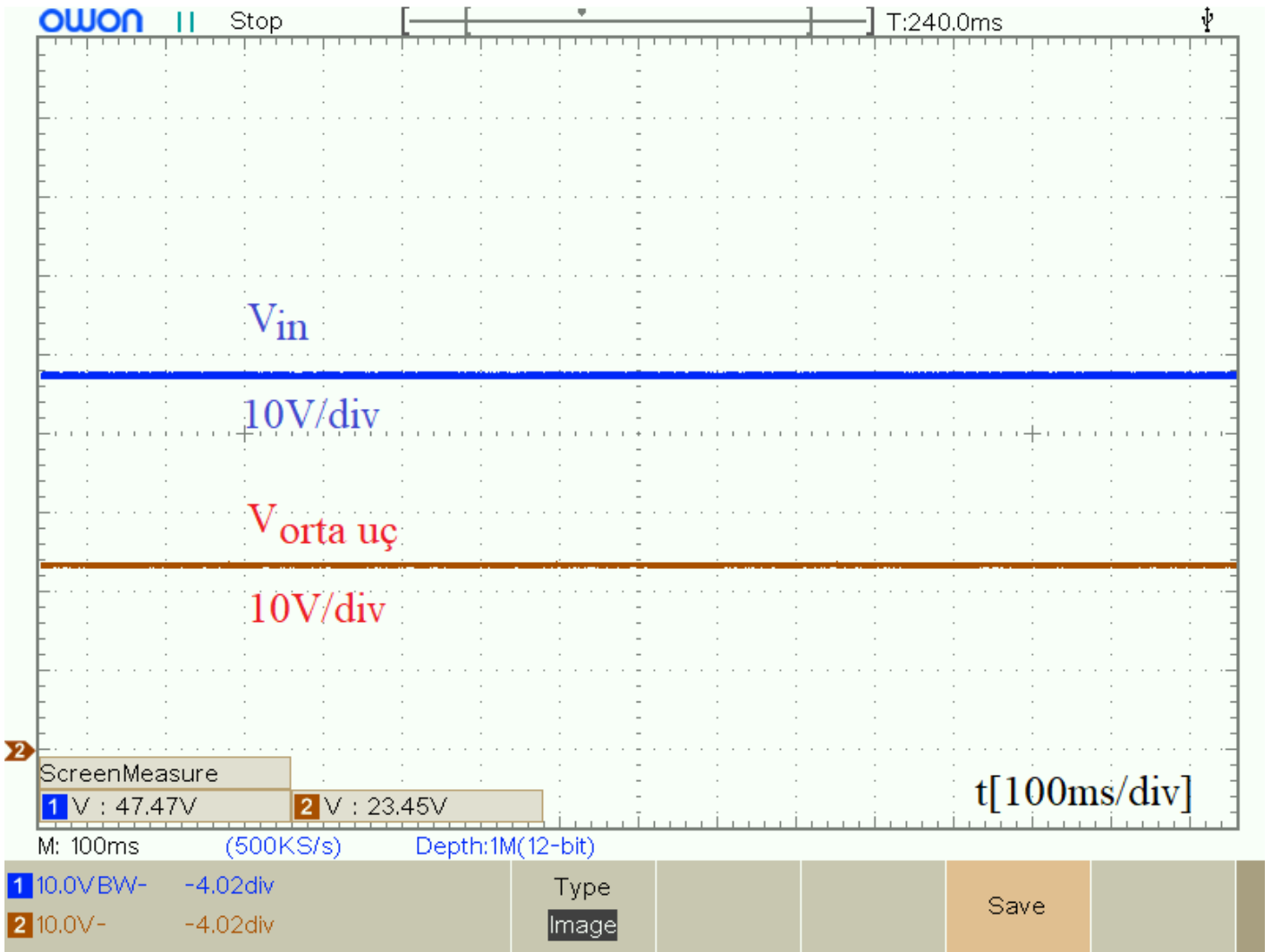
Şekil 11. 5V_o çıkışı yüksüz, 15V_o çıkışı 1W yüklü iken alınan çıkış gerilim dalga şekilleri

Şekil 12’de 5V_o çıkışı 3.68 W ve 15V_o çıkışı 1 W yüklü iken alınan MOSFET V_{DS} ve V_{GS} gerilim dalga şekilleri verilmiştir. Dönüştürücünün tasarlandığı gibi tam yükte ve min. giriş gerilimi durumunda kesintili akım modunda (DCM) çalıştığı görülmektedir.



Şekil 12. 5V_o çıkışı 3.68 W ve 15V_o çıkışı 1 W yüklü iken alınan MOSFET V_{DS} ve V_{GS} gerilim dalga şekilleri

Şekil 13’de DC bara ve orta uç gerilim dalga şekilleri verilmiştir. Giriş kondansatör gerilimlerinin eşit olduğu görülmektedir.



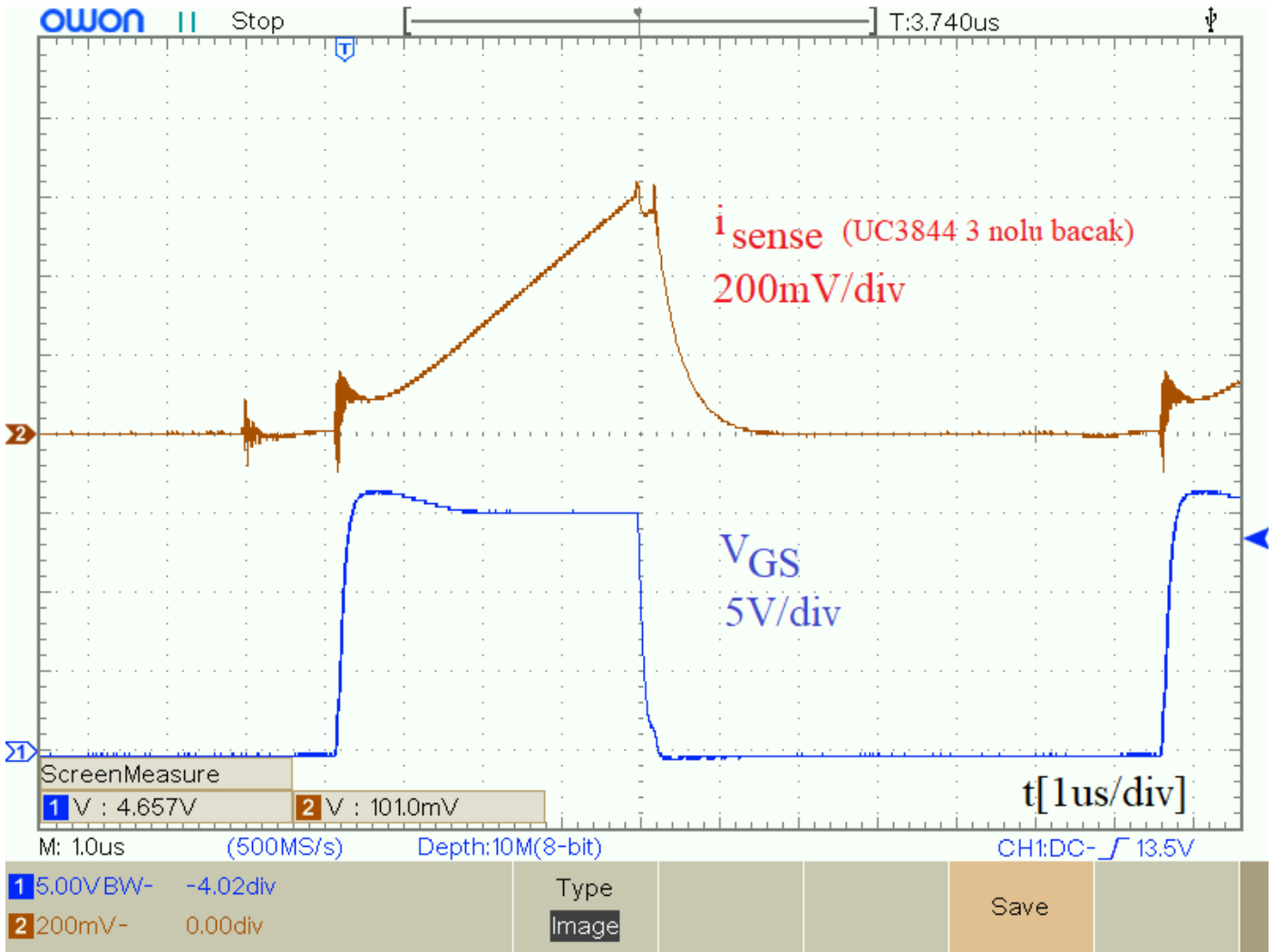
Şekil 13. DC bara ve orta uç gerilim dalga şekilleri

Şekil 14'te tam yük durumunda V_{GS} ve akım ölçüm dirençleri üzerindeki gerilim dalga şekilleri verilmiştir. Akım ölçümü doğrudan direnç üzerinden filtresiz olarak alınmıştır.



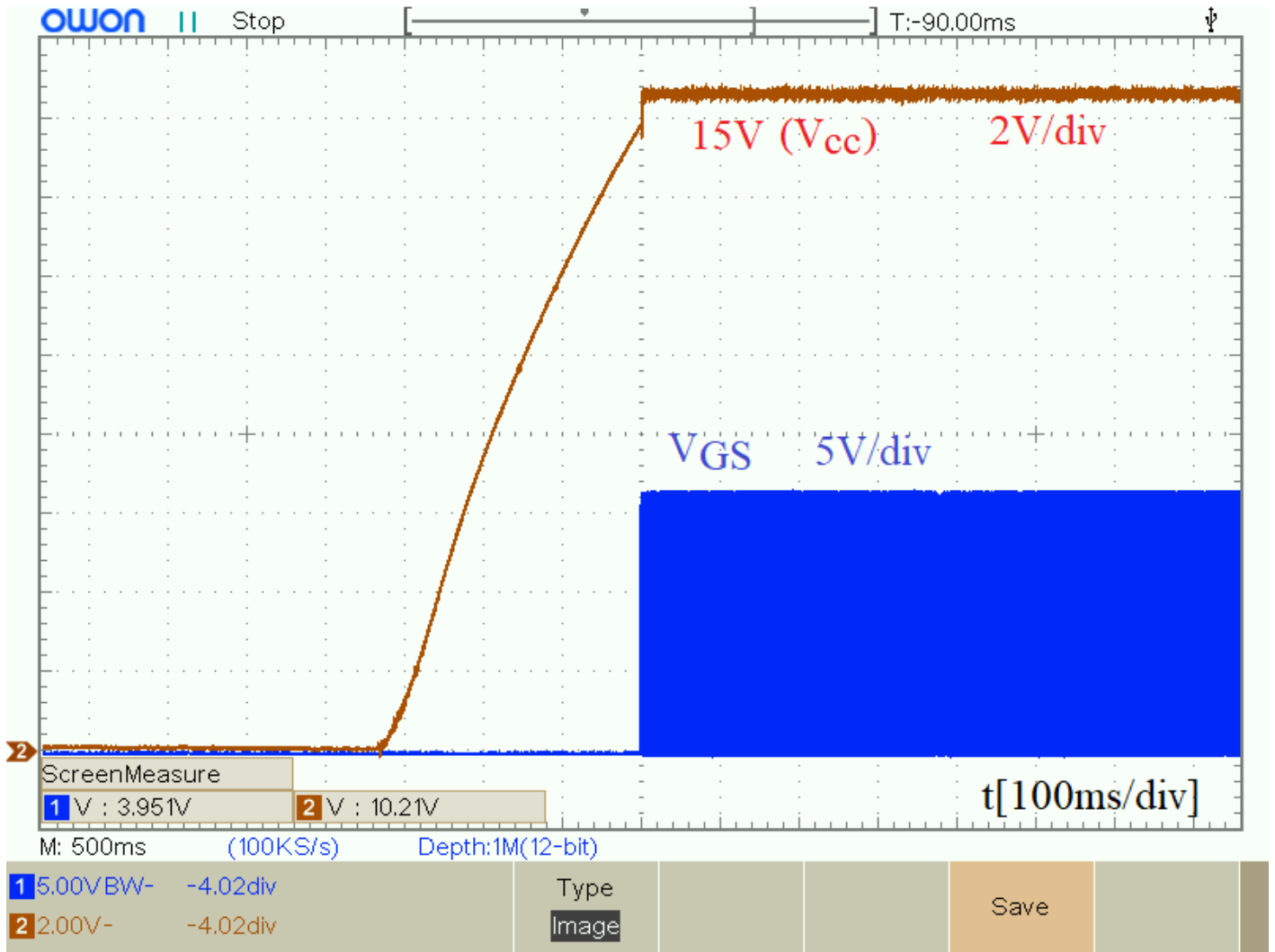
Şekil 14. Tam yük durumunda V_{GS} ve akım ölçüm dirençleri üzerindeki gerilim dalga şekilleri

Şekil 15'te tam yük durumunda V_{GS} ve ölçüm dirençleri üzerinden ölçülen anahtar akımının doğrudan entegre bacağından (filtreli olarak) alınan gerilim dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 15. Tam yük durumunda V_{GS} ve UC3844'ün 3 nolu bacağından alınan gerilim dalga şekilleri

Şekil 16'da V_{CC} ve V_{GS} gerilim dalga şekilleri verilmiştir. İlk enerjilenme anında UC3844 entegresinin V_{CC} geriliminin 15.8V'a yükseldikten sonra anahtarlamaya başladığı ve entegre beslemesinin yardımcı sargı tarafından devam ettirildiği görülmektedir.



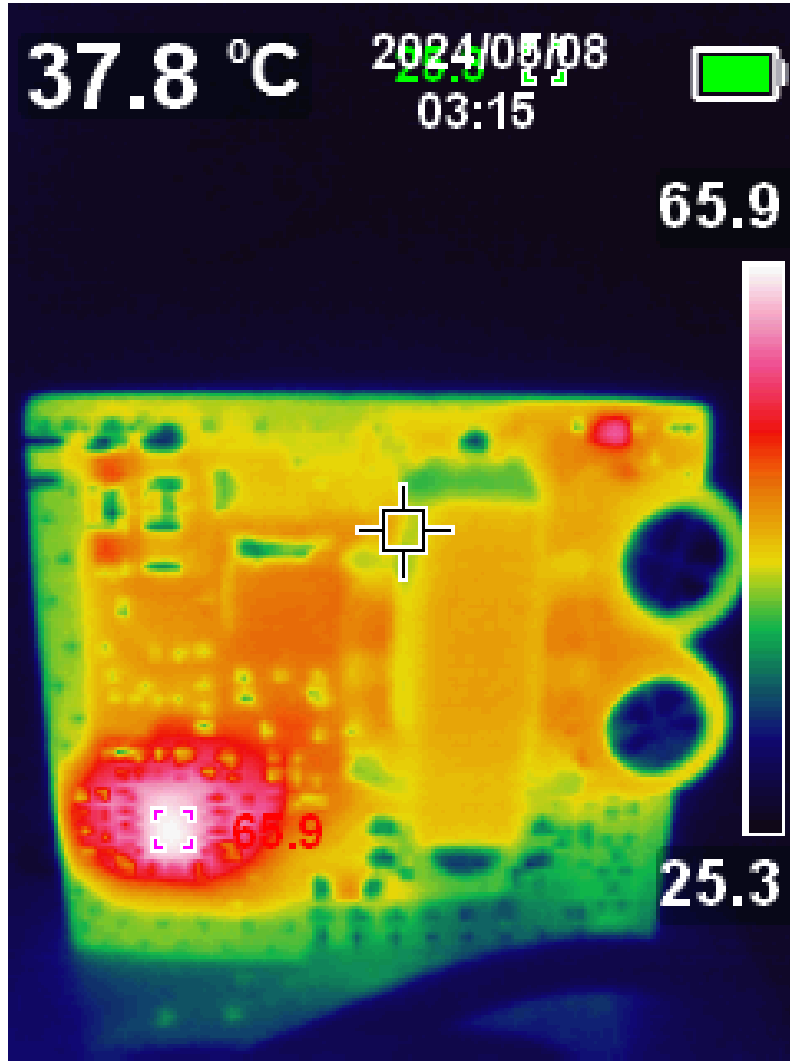
Şekil 16. İlk açılma anında V_{CC} ve V_{GS} gerilim dalga şekilleri.

Şekil 17’de tam yük durumunda $5V_o$ ’a ait flyback çıkış diyodu D_4 ’ün gerilim dalga şekli verilmiştir. DCM çalışma sayesinde çıkış diodunun kesime gittiği anda dv/dt ’sinin düşük olduğu görülmektedir. Bu sayede diodun kesime gitme kayıpları düşer ve EMC iyileşir. Yumuşak anahtarlama avantajlarından dolayı dönüştürücüler düşük güçlerde DCM altında çalıştırılır.



Şekil 17. Tam yük durumunda $5V_o$ 'a ait flyback çıkış diyodu D_4 'ün gerilim dalga şekli

Şekil 18'de tam yük durumunda dönüştürücünün oda sıcaklığında alınan kararlı hal termal ölçümü verilmiştir.



Şekil 18. Tam yük durumunda dönüştürücünün oda sıcaklığında alınan kararlı hal termal ölçümü.

KAYNAKLAR

Doktora Tezi, Hüseyin Yeşilyurt, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü

Yazan: Dr. Hüseyin Yeşilyurt

Grafik ve sayfa düzenlemeleri için teşekkürler Burak Baki Mamur

Rvz0, 18 Mayıs 2024, 05:18

Rvz1, 25 Mayıs 2025, yardımcı sargı diyot kodu güncellendi.