



**Teknoloji Fakültesi**

**MARMARA ÜNİVERSİTESİ**  
**TEKNOLOJİ FAKÜLTESİ**  
**MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

GİRİŞ 12VDC, ÇIKIŞ 5VDC/2A, 3.3VDC/2A, 1.8VDC/2A ANAHTARLAMALI MOD  
GÜÇ KAYNAĞI

Proje Raporu

**MRM3048 – Mekatronik Sistem Tasarımı**

**Muhammed Şeyhoğlu / 170221997**

# **İçindekiler**

## **1. Özet**

## **2. Giriş**

## **3. DC-DC Dönüştürücüler**

### 3.1. DC-DC Dönüştürücülere Giriş

### 3.2. Kontrol Yöntemleri

### 3.3. Yarı İletken Güç Elemanları

### 3.4. Manyetik Devre

### 3.5 Endüktanslı Ve İzolesiz DC-DC Dönüştürücüler

## **4. Düşürücü DC-DC Dönüştürücü (DC-DC Buck Converter)**

### 4.1. Buck Converter Devresi

### 4.2. Buck Converter Akım Ve Gerilim Denklemleri

### 4.3. Buck Converter Tasarımı (Design)

## **5. PROJE**

### 5.1. Devre Elemanları Uygun Değerleri

### 5.2. MATLAB İle Simülasyon

## **6. Kaynakça**

## 1. Özet :

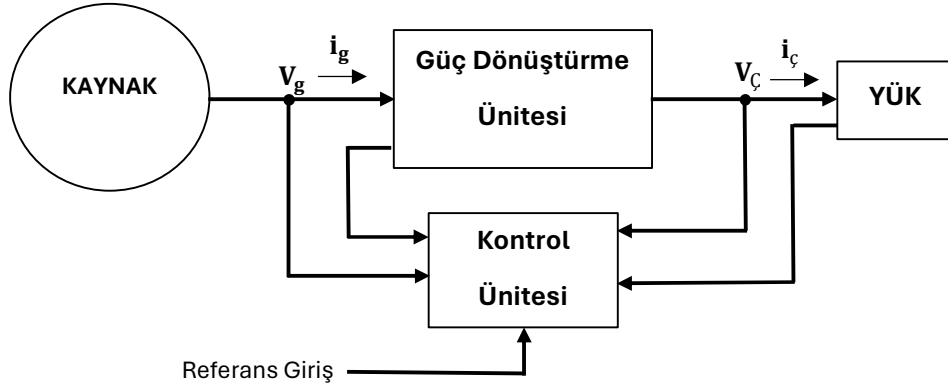
DC-DC düşürücü dönüştürücüler, örneğin 12V'luk bir akü ile bir mikrodenetleyici ya da mikroişlemciyi beslemek istiyorsak, ya da saç kurutma makinesinde diyot köprüsü ve kondansatörden sonra DC-DC düşürücü dönüştürücü vardır. DC dönüştürücüler, yüksek frekan ile çalıştığı için bobin ve kondansatör değerleri azalacak dolayısıyla maliyet de azalacak. Anahtarlama elemanına PWM sinyal üretilir, giriş akımı kesilir, seri olarak bir endüktans, paralel olarak bir kondansatör yerleştirilmektedir.

DC-DC düşürücü devrede analiz yaparken, birinci ve ikinci aralıkta farklı denklemler elde ediyoruz. Bunun nedeni de, birinci aralıkta kullandığımız anahtarlama elemanı (örneğin, MOSFET) iletimde olacak ve diyot kesimde olacaktır. İkinci aralıkta ise diyot iletimde olacak ve transistör kesimde olacaktır.

Analiz yaparken de, çıkış akımı ve gerilimi kalıcı hal durumuna ulaşması kabul edilir. Aynı şekilde devre, CCM (Sürekli İletim Modu) ile çalışması kabul edilir.

## 2. Giriş :

Güç elektroniği, temel olarak elektrik enerjisinin dönüşümü ve kontrolünü inceleyen bilim dalıdır.



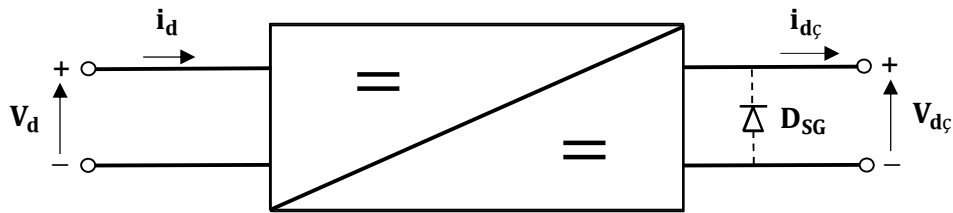
Şekil 2.1. Bir güç elektroniği sisteminin genel blok şeması

Güç elektroniği sistemi, şekil 2.1'den görüldüğü gibi, enerjiyi işleyen bir güç dönüştürme ünitesi ile bir kapalı çevrim kontrol ünitesinden oluşan bir güç elektroniği devresidir.

## 3. DC-DC Dönüştürücüler :

### 3.1 DC-DC Dönüştürücülere Giriş :

DC-DC Dönüştürücü (DC Kıyıcı veya DC Gerilim Ayarlayıcı), genel olarak bir DC gerilimi yine bir DC gerilime dönüştürür. DC-DC dönüştürücülerin temel blok şeması Şekil 3.1'de verilmiştir.



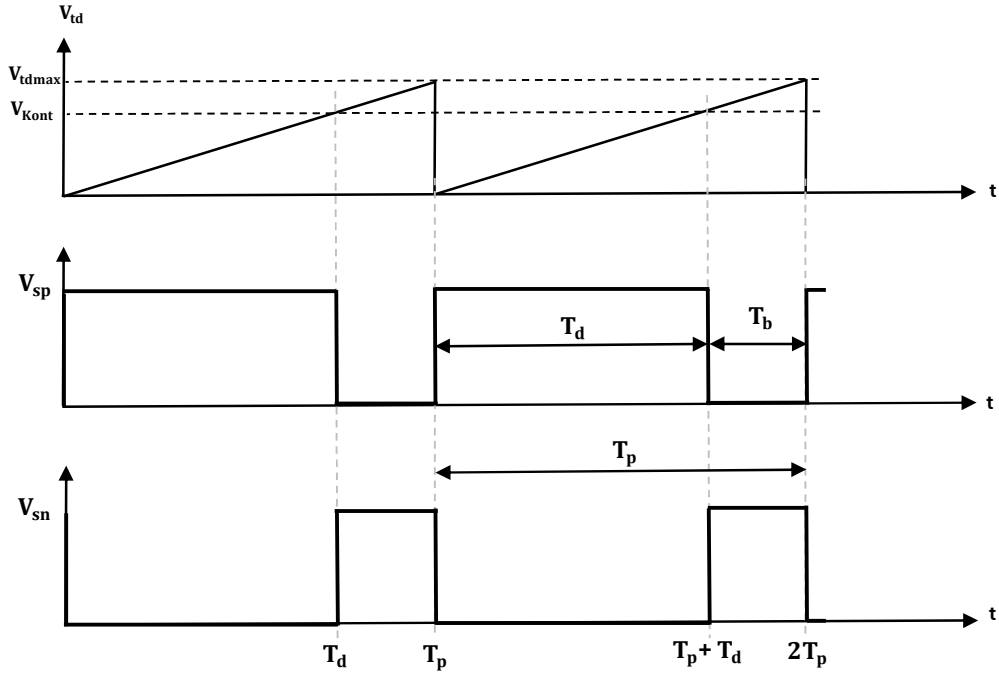
Şekil 3.1. DC-DC dönüştürücülerin temel blok şeması

Burada,  $V_d$  giriş gerilimi,  $V_{dç}$  çıkış gerilimi,  $i_d$  giriş akımı,  $i_{dç}$  çıkış akımı ve  $D_{SG}$  serbest-geçiş diyodudur.

DC-DC dönüştürücülerin uygulama alanları oldukça geniştir. DC motorun hızı ve konumu kontrol edilebilir. Bu projede de, bir DC kaynağının gerilimi en az güç kaybı ile daha düşük bir gerilim değerine dönüştürmeyi amaçlıyoruz.

### 3.2 Kontrol Yöntemi :

En kolay kontrol yöntemi olarak bilinen DC Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM, PWM) yönteminin prensip dalga şekilleri Şekil 3.2’de verilmiştir.



Şekil 3.2. DC-PWM kontrol yönteminin prensip dalga şekilleri

Burada,  $V_{kont}$  kontrol gerilimi,  $V_{td}$  testere dişi sinyali (sawtooth signal),  $V_{tdmax}$  testere dişi sinyalin maksimum değeri,  $V_{sp}$  pozitif çıkış sinyali,  $V_{sn}$  negatif çıkış sinyali,  $T_d$  darbe genişliği veya iletim ya da doluluk süresi,  $T_b$  kesim veya boşluk süresi ve  $T_p$  darbe ya da çalışma periyodudur.

Testere dişi sinyali ile kontrol gerilimi karşılaştırılacak, pozitif ve negatif olmak üzere 2 çıkış sinyali üretilir. Bu kontrolde, doluluk oranı,

$$\lambda = \frac{T_d}{T_d + T_b} = \frac{T_d}{T_p} = \frac{V_{kont}}{V_{tdmax}} \quad (3.1)$$

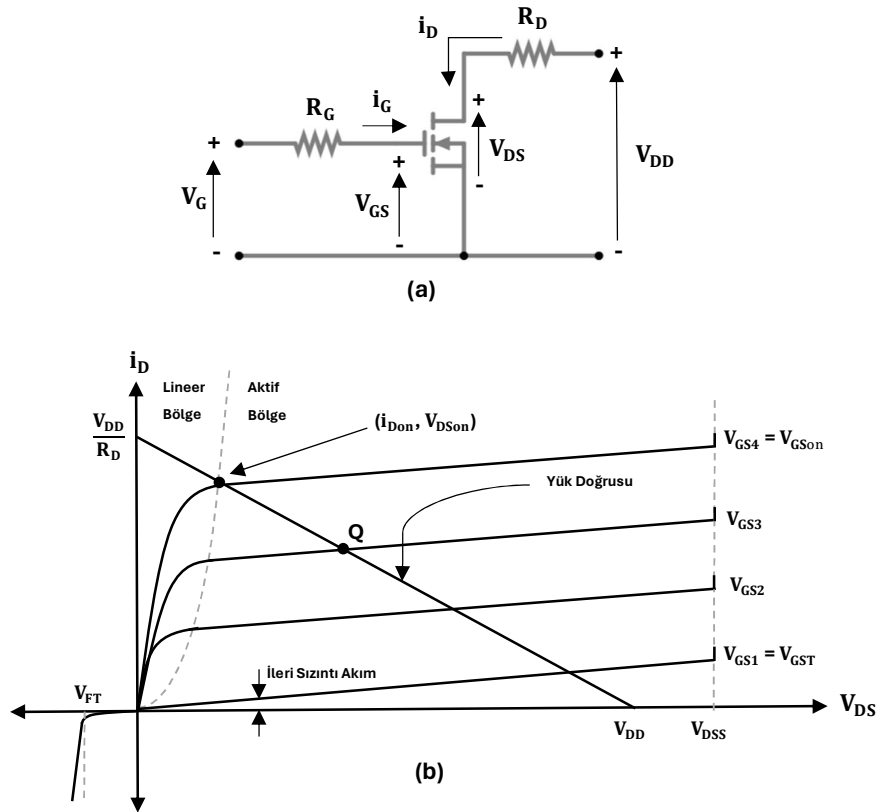
olarak tanımlanır. Kontrol gerilimi ile doluluk oranı ( $0 < \lambda < 1$ ) aralığında ayarlanır. Doluluk oranının değiştirilmesi ile güç kontrolü sağlanır. Genellikle dik üçgen şeklindeki testere dişi sinyali kullanılır. Bu dönüştürücülerde genellikle pozitif sinyal kullanılır, baze bu sinyalin tersine de ihtiyaç duyulur.

Doluluk oranının kontrolü genellikle frekansın sabit tutulması ve darbe genişliğinin değiştirilmesiyle sağlanır. Buna Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM), (Pulse Width Modulation) (PWM) adı verilir. Bazen de darbe genişliğinin sabit tutulması ve frekansın değiştirilmesi ile kontrol sağlanır ve buna Frekans Modülasyonu (FM), (Frequency Modulation) denilir. Oldukça basit olan PWM kontrolü, daha yaygın olarak kullanılır.

### 3.3 Yarı İletken Güç Elemanları :

Yarı iletken güç elemanları, pozitif ve negatif veya ileri ve ters olarak adlandırılan 2 yöne sahiptir. Bir çalışma periyodu içerisinde iletim, kesim ve anahtarlama olmak üzere 3 konumda bulunabilir. İletim durumu, elemanın bir iletken gibi davranması ve akım geçirmesi demektir. Kesim durumu , elemanın bir yalıtılan gibi davranması ve gerilimi tutması veya akım geçirmemesi demektir. Anahtarlama durumu ise, elemanın iletimden kesime veya kesimden iletime geçme sürecidir. Kontrolsüz elemanların (diyotlar) sadece 2 ana ucu, kontrollü elemanların ise (SCR, BJT, MOSFET vb.) genellikle 2 ana ve 1 kontrol olmak üzere 3 ucu bulunmaktadır. Kontrol ucuna giriş ve ana uçlara çıkış uçları da denilir. Benim tasarlayacağım dönüştürücü devrede, anahtarlama elemanı MOSFET seçeceğim için daha çok MOSFET'lere odaklanacağım. Aynı zaman MOSFET'i seçmenin nedenini de anlatacağım.

**MOSFET (Metal Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistör)**, 2 ana ve 1 kontrol ucu bulunan, tam kontrollü bir yarı iletken güç elemanıdır. Güç sistemlerinde genellikle kullanılan n kanallı MOSFET'in, temel devresi ve akım-gerilim karakteristiği Şekil 3.3'te görülmektedir.



**Şekil 3.3.** (a) temel devresi, (b) akım-gerilim karakteristiği

Burada, G kapı (Gate), D kanal (Drain), S kaynak (Source),  $i_D$  kanal akımı,  $i_{Don}$  kanal doyum akımı,  $v_{GS}$  kapı gerilimi,  $v_{DS}$  kanal-kaynak gerilimi,  $v_{DSon}$  kanal-kaynak doyum gerilimi,  $V_{GST}$  kapı eşik gerilimi,  $V_{DSS}$  kanal-kaynak devrilme gerilimi,  $r_{DSon}$  iletim direnci,  $V_G$  kapı devresi

gerilimi,  $V_{DD}$  yük devresi gerilimi,  $R_G$  seri kapı devresi,  $R_D$  yük direnci ve  $Q$  çalışma noktasıdır.

Kontrol açısından MOSFET'te, kapı (giriş, kontrol) gerilimi ile kanal (çıkış, yük) akımı kontrol edilir ve çalışma noktası ( $Q$ ) kapı gerilimine bağlı olarak yük doğrusu üzerinde oluşur. Ancak, kapı gerilimi, bir eşik değerine ( $V_{GST}$ ) sahip olup, bu değer üzerinde etkilidir. Kapı gerilimi ( $V_{GS}$ ) arttıkça, MOSFET gerilimi ( $V_{DS}$ ) düşer ve çıkış veya yük akımı ( $I_D$ ) artar. Ancak çıkış akımının artışı lineer değildir. Kapı geriliminin belli bir değere erişmesiyle, MOSFET'in gerilimi minimum ve akımı maksimum olur.

Güç devrelerinde MOSFET, hiç kapı gerilimi verilmeden kesimde veya yeterli bir kapı gerilimi ile tam iletimde çalıştırılmalıdır. Bir anahtarlama elemanı olarak kullanılmalıdır.

MOSFET iletimde iken, diğer anahtarlama elemanlarından farklı olarak bir dirence eşdeğerdir ve iletim gerilim düşümü,

$$V_{DSon} = r_{DSon} * I_D \quad (3.2)$$

Olarak hesaplanır. Bu özellik, MOSFET'lerde paralel bağlanabilme imkanı sağlar. Ancak bu iletim direnci sıcaklıkla orantılı ve ayrıca devrilme geriliminin yaklaşık küpüne bağlı olarak artar. Bu nedenle, yüksek gerilim ve yüksek akımlarda üretimi çok zor olan MOSFET, düşük gerilim ve yüksek akımlarda oldukça avantajlıdır.

MOSFET'in kapı girişi izolelidir ve kararlı rejimde veya normalde akım çekmez. Ancak, kapının bir parazitik kondansatör eşdeğeri mevcuttur. Gerilimin sinyalinin başlangıç ve bitişinde, bu kondansatörün hızlı bir şekilde şarj ve deşarj edilmesi gerekmektedir.

İdeal sürme ve anahtarlama karakteristiğine sahip olan MOSFET, anahtarlama güç kaybı en düşük ve iletim güç kaybı en yüksek olan güç elemanıdır. 5A'den 100A'lere ve 50V'tan 1000V'lara kadar üretilen MOSFET'ler, 3 ile 5V arasında gerilim düşümü ve 100 ile 500ns arasında anahtarlama sürelerine sahiptir. MOSFET'ler, endüstriyel uygulamalarda düşük gerilim ve güç ile yüksek frekanslarda, gittikçe artan bir şekilde kullanılmaktadır.

BJT, MOSFET gibi kontrollü elemanlar için aktif ve kontrolsüz olan diyot için pasif güç elemanı terimi sıkça kullanılır. DC-DC dönüştürücülerde, kontrol için en az bir aktif ve serbest-geçiş için en az bir pasif eleman kullanılır. Genellikle birinci aralıkta aktif ve ikinci aralıkta pasif eleman iletimde kalır.

### 3.4 Manyetik Devre :

Endüktanslı DC-DC dönüştürücüler, benim tasarlayacağım anahtarlama güç kaynağı gibi uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. DC-DC dönüştürücüler, yüksek frekanslı ve anahtarlama devreleri olarak bilinir. Anahtarlama devrelerinde, tam kontrollü bir güç elemanı yüksek frekansta anahtarlama yapılır. Güç elemanı ya tam iletimde ya da tam kesimde olarak çalıştırılır ve böylece %70 ile %90 arasında yüksek verimlere erişilir.

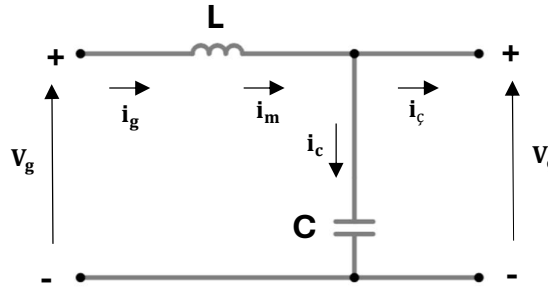
Bu dönüştürücülerde kondansatör, bobin ve transformatör kullanımı ve tasarımı önemli bir yer tutar. Harmonik ve dalgalanmalar nedeniyle, termik ve akustik problemler artar .Frekans

yükseldikçe, kondansatör, bobin ve transformatör boyutları küçülür. Devrenin boyut ve maliyeti düşer ve güç yoğunluğu artar.

DC-DC dönüştürücüler yüksek frekanslı devrelerdir. İnsan işitme aralığı 20Hz ile 20kHz arasında olduğu için, 20kHz üstünde bir frekans kullanılır. Elektronların daha düşük frekanslarda hareket etmesinden kaynaklanan serserler yüksek bir gürültüye neden olmaktadır. Maksimum güçte frekans 20kHz biraz üstü olduğunda, güç düşüş ise frekans artar. Yarı iletken güç elemanlarının anahtarlama kaybından dolayı büyük güçlerde devreler yüksek frekansta çalıştırılmaz. MOSFET 50-100kHz'lere kadar dayanır.

**Kondansatörler**, tek ve iki yönlü olarak iki ana gruba ayrılır. Tek yönlü kondansatörlerin alüminyum ile tantalyum ve iki yönlü kondansatörlerin kağıt, plastik, mika ve seramik türleri mevcuttur. Kayıplar açısından, tek yönlü kondansatörlerde mevcut olan eşdeğer seri direnci önemlidir. Genellikle az dalgalı DC uygulamalarda tek yönlü kondansatörler kullanılır. Yüksek frekanslarda çift tarafı metal kaplı kağıt türü kondansatör kullanılır.

**Bobinler**, bir nüve üzerine bakır veya alüminyum iletkenlerin izoleli olarak sarılmasıyla elde edilir. Nüvelerin mıknatıslama karakteristiği oldukça önemlidir. Nüvelerin doyuma girmemesi veya doyuma girdiği akım ve alan şiddeti değeri yükseltilmesi için, nüvelerde hava aralığı bırakılır. Böylece, doyum sınırlanır ve nüve maliyeti düşürülür. Ancak, hava aralığının artmasıyla, nüvenin doyuma girdiği akım değeri ile birlikte kaçak endüktans değerleri de artar. Bir manyetik devresi Şekil 3.4'te verilmiştir.



Şekil 3.4. Genel bir manyetik devre

Anahtarlama devrelerinde, en önemli rolü endüktans oynar ve endüktansın analizi belirleyici olur. Bir endüktansın temel gerilim bağlantısı ile herhangi bir anda içerisinde  $I_L$  kadar akım geçmekte olan bir endüktansta depolanan enerji,

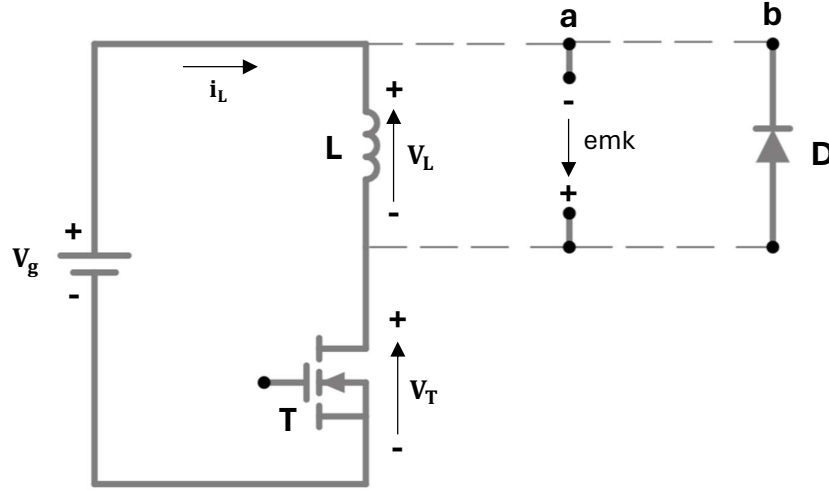
$$v_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (3.3)$$

$$W_L = \frac{1}{2} L \cdot I_L^2 \quad (3.4)$$

Olarak ifade edilir. Bir endüktansa pozitif bir gerilim uygulandığında, endüktansın içerisinde geçen akım artar ve depolanan enerji miktarı yükselir. Negatif gerilim uygulandığında veya endüktans elektro motor kuvvet (emk) üreterek çıkışı beslediğinde, akım düşer ve depolanan enerji miktarı azalır. Bir endüktansın içerisinde geçen akım, basamak şekilde veya ani olarak artırılmaz ve azaltılamaz. Böylece bir artış için sonsuz gerilim gerekir, azalma durumunda ise sonsuz emk oluşur.



Endüktansın akımını geçirmekte olan bir güç elemanı, akımın devamını sağlayan bir yol oluşturulmadan, kesime sokulamaz. Aksi halde, emdüktransın ürettiği aşırı emk nedeniyle, güç elemanları ve devre hasar görür. Akımın devamını sağlayan bir yolun bulunmaması ile farklı yolun oluşturulması durumları Şekil3.5’te görülmektedir.



**Şekil 3.5.** Bir endüktansın akımını geçiren bir güç anahtarı kesime sokulduğunda, bu endüktansın ürettiği örnek emk değerleri

Şekil3.5’e göre,  $t_1$  anında  $I_L$  değerindeki endüktans akımını geçirmekte olan MOSFET sinyali kesilirse, akım yolu bulunmayan (a) konumunda endüktans  $L(di_L/dt)$  kadar çok büyük bir gerilim üreterek devreye hasar verir. Ancak (b) konumunda, endüktans çok küçük bir gerilim üreterek diyodu ilettime sokar ve akım diyottan geçmeye devam eder.

Bir endüktans temel akım bağlantısı ile belirli bir gerilim ve süre için akımdaki değişme miktarı, aşağıdaki gibi ifade edilir.

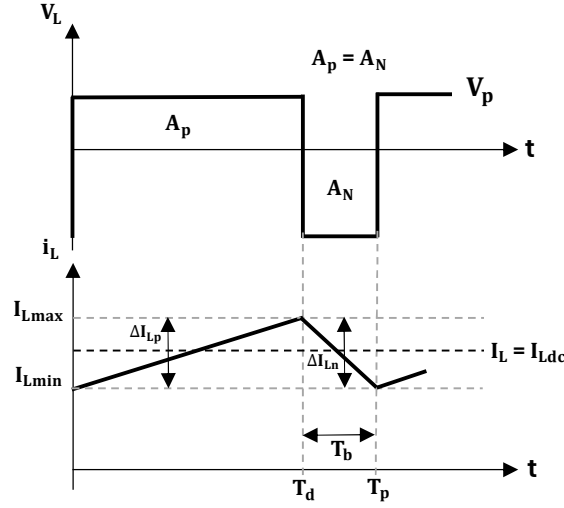
$$i_L = \frac{1}{L} \int v_L dt \quad (3.5)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_L}{L} \Delta t = \frac{A_L}{L} \quad (3.6)$$

Burada,  $A_L$  gerilim-zaman alanıdır. Endüktans geriliminin pozitif ve negatif alanları birbirine eşittir. Pozitif gerilim alanı, endüktansın beslendiğini, akımdaki artma miktarını veya endüktansa ilave edilen enerjiyi gösterir. Negatif alan ise, endüktansın beslediğini, akımdaki azalma miktarını veya endüktanstan eksilen enerjiyi gösterir.

Kararlı rejim durumlarında, endüktans geriliminin pozitif ve negatif alanlarının birbirine eşit olması, gerilimin DC bileşeninin sıfır olması demektir. Aynı zamanda, endüktans akımındaki artma ve azalma miktarları veya endüktansın aldığı ve verdiği enerji miktarları birbirine eşittir. Gerilim DC bileşenin olması halinde, endüktans kısa devre olur ve aşırı akım geçer. Artma miktarı azalma miktarından büyük olduğu için, akım her br periyott artar ve adım adım sonsuza gider.

Bir endüktans uçlarındaki gerilime göre içerisinde geçen akımın değişmesi Şekil3.6’da verilmiştir.



**Şekil 3.6.** Bir endüktansın uçlarındaki pozitif ve negatif alanlarının eşit olması durumunda akımın değişimi

Kararlı rejimde, endüktansın artma ve azalma miktarlarının eşitliği veya gerilimin pozitif ve negatif alanlarının eşitliği, aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\Delta I_{Lp} = \Delta I_{Ln} \Rightarrow V_p T_d = V_n T_b \Rightarrow \lambda V_p = (1 - \lambda) V_n \quad (3.7)$$

### 3.5 Endüktanslı Ve İzolesiz DC-DC Dönüştürücüler :

Özetlersek, endüktanslı dönüştürücüler, temel olarak bir aktif ve bir pasif güç elemanı ile bir endüktansın farklı şekillerde bağlanmasıyla elde edilir. Düşürücü, yükseltici, düşürücü-yükseltici türleri çok kullanılır.

Endüktanslı dönüştürücülerin çalışma prensibi, endüktansın enerji aktarımına dayalıdır. Prensip olarak, birinci aralıkta DC kaynaktan endüktansa enjekte edilen veya yüklenen enerji, ikinci aralıktan çıkışa aktarılır. Bu dönüştürücülerin kontrolü, genellikle DC-PWM ile yapılır.

Endüktanslı dönüştürücülerdeki endüktans, ana akımı (aynı zamanda mıknatıslama akımı) taşır, bu akım tek yönlüdür. Bu nedenle, doyumun önlenmesi, maliyetin düşürülmesi ve uygulanabilirlik için, genellikle hava aralıklı endüktanslar kullanılır.

Endüktans akımına bağlı olarak, genellikle sürekli akım modu CCM ile çalışan bu dönüştürücüler, bazen de kesintili akım modu DCM ile çalışır. Çalışma modu, frekans ve endüktans değerine bağlı olarak oluşur veya oluşturur. CCM ve DCM, gelecek bölümde grafik ve denklemler ile daha detaylı göreceğiz.

Bu dönüştürücülerde, dediğimiz gibi birinci aralıkta aktif ve ikinci aralıkta pasif eleman iletimdedir. Endüktans akımını ya aktif ya da pasif eleman geçirir. Ortalama olarak, endüktans akımı daima aktif ve pasif eleman akımlarının toplamına eşittir.

Bu tür devreler için, ortak olarak aşağıdaki bağlantılar sağlanabilir.

$$T_p = 1/f_p \quad (3.8)$$

$$T_p = T_d + T_b \quad (3.9)$$

$$T_d = \lambda T_p \quad (3.10)$$

$$T_b = (1 - \lambda) T_p \quad (3.11)$$

$$I_L = I_T + T_D \quad (3.12)$$

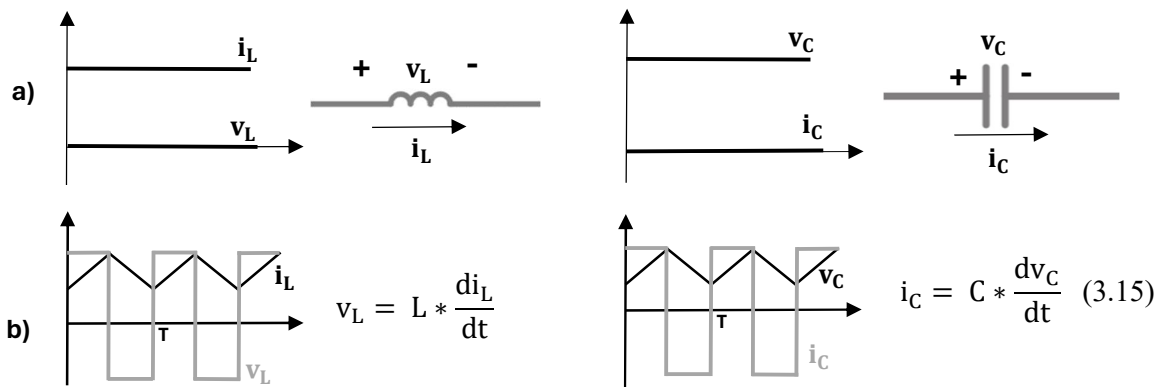
$$I_T = \lambda I_L \quad (3.13)$$

$$I_D = (1 - \lambda) I_L \quad (3.14)$$

Kararlı çalışma durumunda, çıkışta yeterice büyük bir kondansatörün bulunduğu ve bir periyot boyunca kondansatör geriliminin sabit kaldığı kabul edilir. Çıkış gerilimine eşit olan kondansatör gerilimi, analizlerde gerilim kaynağı olarak alınır. Çıkış akımı da sabit kabul edilir. Endüktansın, aldığı ve verdiği enerji miktarları, geriliminin pozitif ve negatif alanları, akımındaki artma ve azalma miktarları eşittir. Ayrıca kondansatörün, aldığı ve verdiği enerji miktarları, akımının pozitif ve negatif alanları, gerilimindeki artma ve azalma miktarları eşittir. Şekil 3.7(a)'da kondansatör ve bobin, üzerilerine gerilim uygulandığında, içerilerinden akım geçirdiğinde, durumlarını gösterilen grafikler verilmiştir. Şekil 3.7(b)'de ise, uygulanan gerilimi veya geçen akımı, bir anahtar elemanı ile parçalarsak, oluşacak akım ve gerilim grafikleri verilmiştir. Hatırlayacak olursak, DC devrelerinde bobin (ideal), üzerinde gerilim düşmez, aynı zamanda kondansatör (ideal), içerisinden akım geçmez. DC olduğu için frekans sıfıra eşittir.

$$(X_L = 2\pi \cdot f \cdot L) \quad (X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C})$$

Frekans, sıfıra eşit olduğundan dolayı,  $X_L$  kısa devre,  $X_C$  açık devre kabul edilir.



Şekil 3.7. Kondansatör ve bobin, a) DC gerilim, b) PWM'da akım ve gerilim ilişkileri

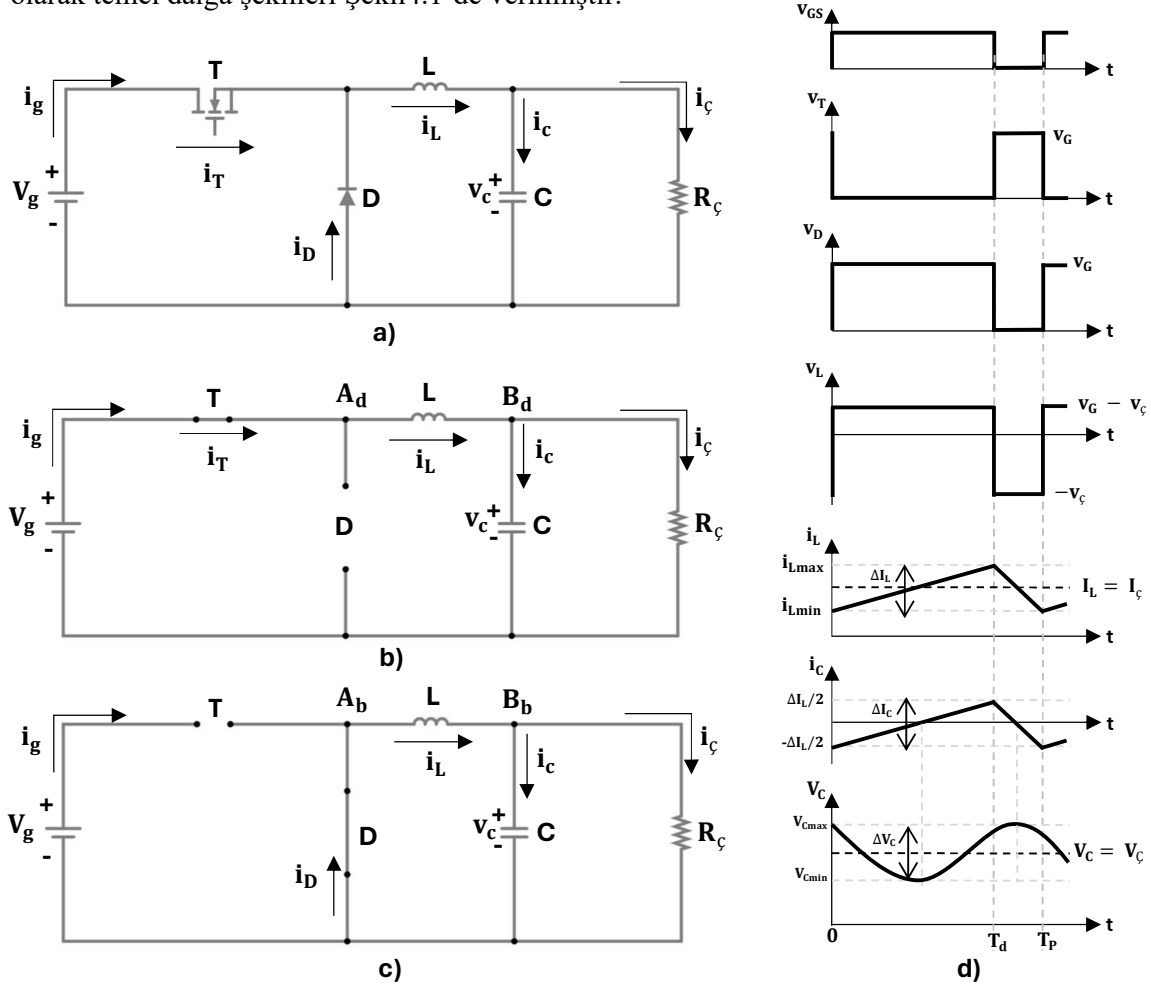
$$v_{L(avg)} = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt = 0 \quad i_{C(avg)} = \frac{1}{T} \int_0^T i_C(t) dt = 0 \quad (3.16)$$

Gördüğümüz gibi, Kondansatörün ortalama akımı ve bobinin ortalama gerilimi sıfır olmalıdır.

#### 4. Düşürücü DC-DC Dönüştürücü ( DC-DC Buck ( Step Down ) Converter ) :

##### 4.1 Buck Converter Devresi :

Düşürücü bir dönüştürücünün temel devre şeması, iletim ve kesim aralıklarına ait eşdeğer devre şemaları, kararlı çalışma durumunda sürekli bir akım ve  $\lambda = 2/3$  için, kontrol sinyaline bağlı olarak temel dalga şekilleri Şekil4.1’de verilmiştir.



**Şekil 4.1.** Düşürücü tür bir dönüştürücü a) temel devre şeması, b) iletim ve c) kesim aralıklarına ait eşdeğer devre şemaları ile d)  $\lambda = 2/3$  için temel dalga şekilleri

Bu devrede, birinci aralıkta aktif olan T (MOSFET) iletimde,  $V_g$  kaynağı tarafından endüktans ile yük beslenir, endüktanstan geçen akım lineer olarak artar ve endüktansın enerji seviyesi de yükselir.  $t = T_d$  anında sinyali kesilen T MOSFET'in kesime girmesiyle, enerjili olan endüktansın ürettiği emk ile D diyodu iletime girer. İkinci aralıkta, diyot iletimdedir, endüktansta biriken enerji ile yükün beslemesi sürer, endüktanstan geçen akım lineer olarak azalır ve endüktansın enerji seviyesi de düşer. Ayrıca, bu devrede güç elemanları  $V_g$  giriş gerilimine maruz kalır. Çıkıştaki endüktans ile kondansatör, alçak geçiren (low pass) bir DC filtre oluşturur.

#### 4.2 Buck Converter Akım Ve Gerilim Denklemleri :

Birinci aralıkta MOSFET iletimde ve diyot kesimdedir. Bütün devre elemanları ideal olarak kabul edersek, Şekil4.1(b)'deki  $A_d$  noktasındaki gerilimin, kaynak gerilimine ( $V_g$ ) eşit, kondansatörün gerilimi çıkış gerilimine eşit olduğu için  $B_d$  noktasındaki gerilimin, kondansatörün gerilimine yani çıkış gerilimine eşit, aynı zamanda, bobinin üzerine düşen gerilimin (3.15),  $A_d$  ve  $B_d$  noktalarındaki gerilim farkına eşit olduğunu görebiliriz. Buna göre,

$$V_g - V_{\zeta} = L \frac{di_L}{dt} \quad (4.1)$$

birinci aralıktaki endüktans, üzerinde düşen gerilim elde edilebilir.

İkinci aralıkta ise MOSFET kesimde ve diyot iletimdedir. Yine bütün devre elemanları ideal olarak kabul edersek, Şekil3.1(c)'deki diyodun iletimde olduğu için,  $A_b$  noktasının geriliminin sıfıra eşit,  $B_b$  noktasının geriliminin, kondansatörün gerilimine yani çıkışın gerilimine eşit, aynı zamanda, bobinin üzerine düşen gerilimin (3.15),  $A_b$  ve  $B_b$  noktalarındaki gerilim farkı olduğunu görebiliriz. Buna göre,

$$-V_{\zeta} = L \frac{di_L}{dt} \quad (4.2)$$

ikinci aralıktaki endüktans, üzerinde düşen gerilim elde edilebilir.

Birinci ve ikinci aralıklarda sırasıyla endüktans akımının artma ve azalma miktarları için, aşağıdaki bağlantılar bulunur.

$$\Delta I_{Lp} = \frac{V_g - V_{\zeta}}{L} T_d \quad \Delta I_{Ln} = \frac{V_{\zeta}}{L} T_d \quad (4.3)$$

Kararlı rejimde, endüktansın akımının artma ve azalma miktarları birbirine eşit,

$$\Delta I_{Lp} = \Delta I_{Ln} = \Delta I_L \quad (4.4)$$

olduklarından dolayı, aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$(V_g - V_{\zeta}) T_d = V_{\zeta} T_b \quad (4.5)$$

$T_d$ 'yi dağıtıp  $V_g$ 'i bir tarafa,  $V_{\zeta}$ 'i diğer tarafa alıp, (3.9) ve (3.10) bağlantıları ile eşitlersek,

$$V_{\zeta} = \lambda V_g \quad (4.6)$$

denklemini elde edebiliriz. Burada, DC çıkış gerilimi  $0 < V_{\zeta} < V_g$  aralığında kontrol edilir. Giriş ve çıkıştaki aktif güçlerin eşitliğinden, giriş akımı için,

$$I_g = \lambda I_{\zeta} \quad (4.7)$$

yazılabilir. Kararlı rejimde, kondansatör akımının pozitif ve negatif alanları da birbirine eşit olduğundan, ortalama endüktans akımı için, aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$I_L = I_{\zeta} \quad (4.8)$$

(4.6) bağlantısını, (3.16) bağlantısı ile de elde edebiliriz.

$$v_{L(avg)} = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{\lambda T} (v_g - v_{\zeta}) dt + \int_{\lambda T}^T (-v_{\zeta}) dt \right] = 0$$

İntegralini alacağımız  $v_g$  ve  $v_{\zeta}$ , sabit olduklarından dolayı integralin dışına çıkacak.

$$\frac{1}{T} \left[ (v_g - v_{\zeta}) \int_0^{\lambda T} dt + (-v_{\zeta}) \int_{\lambda T}^T dt \right] = 0$$

İntegral aldığımızda ve integral sınırlarını yerleştirdiğimizde,

$$\frac{1}{T} [(v_g - v_{\zeta})\lambda T - v_{\zeta}(1 - \lambda)T] = 0$$

elde edilir. T'ler sadeleşir,  $v_g$ 'i bir tarafa ve  $v_{\zeta}$ 'i diğer tarafa aldığımızda,

$$V_{\zeta} = \lambda V_g$$

(4.6) denklemini elde ederiz. Aynı şekilde (4.6) bağlantısını, (3.16) bağlantısı ile de elde edebiliriz.

$$i_{C(avg)} = \frac{1}{T} \int_0^T i_C(t) dt = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{\lambda T} (i_{\zeta} - i_g) dt + \int_{\lambda T}^T (-i_g) dt \right] = 0$$

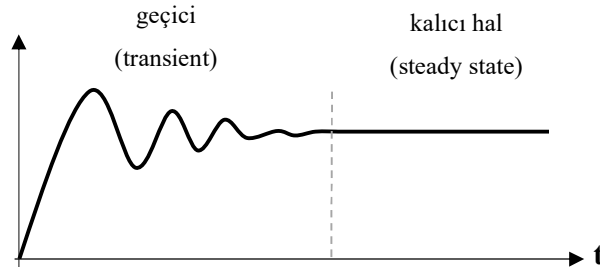
Aynı adımları tekrar edelim.

$$\frac{1}{T} \left[ (i_{\zeta} - i_g) \int_0^{\lambda T} dt + (-i_g) \int_{\lambda T}^T dt \right] = 0$$

$$\frac{1}{T} [(i_{\zeta} - i_g)\lambda T + (-i_g)(1 - \lambda)T] = 0$$

$$I_g = \lambda I_{\zeta}$$

Elde ettiğimiz bu denklemler, geçici durumunda ( transient ) geçerli değildir. Geçici durumunda, bobin ve kondansatör, yüklendikleri için belirli bir süre sonra kalıcı hal (steady state) durumunda sabit kalacak. Bu denklemler, kalıcı hal durumunda geçerlidir. Geçiş durumunu ele almak istiyorsak, oluşabilecek aşırı gerilim veya akımı engellemek için, kontrol kısmında (transfer fonksiyonu, durum uzayı) bakmamız lazım. Şekil4.2'de, geçici ve kalıcı hal durumlarını göstermektedir.



**Şekil 4.2.** Geçici ve kalıcı hal aşamaları

### 4.3 Buck Converter Tasarımı ( Design ) :

Bu bölümde, düşürücü dönüştürücü devredeki bobin ve kondansatörleri, istediğimiz gerilim çıkışı ve akımdaki dalgalanmalarına göre tasarlayacağız. Yine de CCM ve DCM ile çalışma şekillerini göreceğiz.

(4.1) ve (4.2) bağlantılarını ele alalım.

$$V_g - V_{\zeta} = L \frac{di_L}{dt} \quad -V_{\zeta} = L \frac{di_L}{dt}$$

Birinci denklem, birinci aralıkta geçerlidir. Bu denklemde,  $dt$  yerine  $\lambda T$  yazabiliriz. İkinci denklem ise ikinci aralıkta geçerlidir Bu denklemde  $dt$  yerine  $(1 - \lambda)T$  yazabiliriz.  $di_L$  yerine ise  $\Delta I_L$ . Denklemleri tekrar yazdığımızda aşağıdaki iki denklem elde edilecek.

$$V_g - V_{\zeta} = L \frac{\Delta I_L}{\lambda T} \quad -V_{\zeta} = L \frac{\Delta I_L}{(1-\lambda)T} \quad (4.9)$$

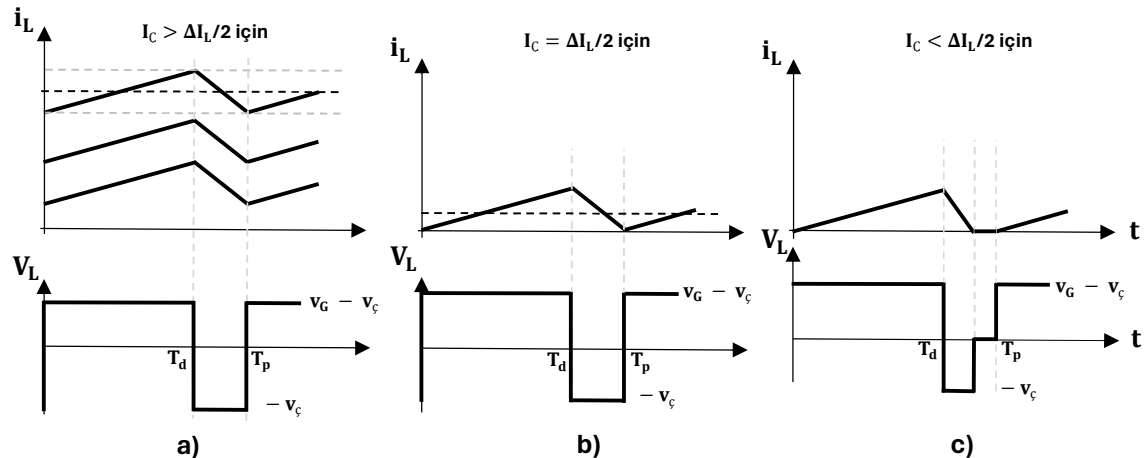
Bu iki denklemin ortak çözümünden, örneğin taraf tarafa toplanmasıyla, endüktans akımındaki dalgalanma miktarı,

$$\Delta I_L = \lambda(1 - \lambda) \frac{V_g}{f_p L} \quad (4.10)$$

Olarak bulunur. Endüktans değeri, aşağıdaki denklemden bulunabilir.

$$L = \lambda(1 - \lambda) \frac{V_g}{f_p \Delta I_L} \quad (4.11)$$

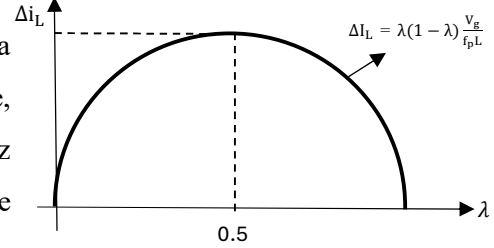
Burada, belli bir  $\Delta I_L$  ile devre tasarlanacak. Endüktans grafikleri tekrar ele alalım. Şekil4.3. Burada diyelim ki, çıkıştaki yükün direnci yüksek olduğu için endüktans akımı azalacak. Endüktans akımındaki dalgalanmaları, zaman eksenini yani 0A olmadığı zaman, devre CCM (Continuous Conduction Mode) (Sürekli İletim Modu) ile çalışacaktır. Şekil4.3(a). Endüktans akımındaki dalgalanmaları tam zaman eksenine değdiği zaman yani  $\Delta I_L = 0A$  olduğu zaman, devre BCM (Boundary Conduction Mode) (Sınır İletim Modu) ile çalışacaktır. Şekil4.3(b). Ancak, eğer endüktans akımı daha azalır o zaman devre DCM (Discontinuous Conduction Mode) (Kesintili İletim Modu) ile çalışacaktır. Şekil4.3(c).



**Şekil 4.3.** Düşürücü bir dönüştürücüde ( $\lambda = 2/3$ ), a) sürekli, b) sınırda ve c) kesintili akım moduna çalışmaya ait dalga şekilleri

Genellikle enerji veya güç aktarımının mükemmel olduğu CCM kullanılır. Düşük güçlerde bazen anahtarlama kayıplarından kaçınmak amacıyla, sınıra yakın DCM tercih edilir. Çalışma modu, frekans ve endüktans değerleri ile çıkış akımına bağlıdır. Uygulamalarda, CCM ile çalışan devre, yük akımının düşmesiyle DCM ile çalışmaya geçebilir. Belirli bir yük akımı için, uygun frekans veya endüktans değerleri seçilecek, DCM ile çalışma sağlanabilir.

(4.10) denklemini ele alalım. Şekil4.4. Burada gördüğümüz gibi, doluluk oranı değişmesiyle birlikte, endüktans akımının farkını değiştirir. Doluluk oranının az olması, endüktans akımının farkını azaltıp DCM ile devre çalışacaktır.



Şekil 4.4. (4.10) denkleminin grafiği

(4.10) denkleminin λ'ye göre alınan türevinin sıfıra eşitlenmesiyle, Şekil3.4'te görüldüğü gibi λ = 1/2 için maksimum olan dalgalanma miktarı değeri,

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{V_g}{4f_p L} \quad (4.12)$$

hesaplanır. Bu devrede, belli bir akım dalgalanma miktarı için gerekli olan endüktans değeri, giriş gerilimine bağlıdır ve ayrıca frekansın yükselmesiyle düşer.

Şekil4.3(b)'de, λ = 1/2 için endüktans akımı, (ΔI<sub>Lmin</sub> = 0A olduğu için) çıkış akımının iki katına eşit olacaktır.

$$\Delta I_L = 2 * I_{\phi} \quad (4.13)$$

(4.10) denklemini, (4.13) denkleminin eşitlenip L'yi yalnız bırakılırsa,

$$L > \frac{\lambda(1-\lambda)V_g}{2f_p I_{\phi}} \quad (4.14)$$

devrenin, CCM modu ile çalışmasını sağlayacak en düşük endüktans değeri elde edilir.

$V_{\phi} = \lambda V_g = R_L I_{\phi}$  bağlantısından,

$$L > \frac{(1-\lambda)R_L}{2f_p} \quad (4.15)$$

$R_L$  yük direncine bağlı olarak denklem elde edilir.

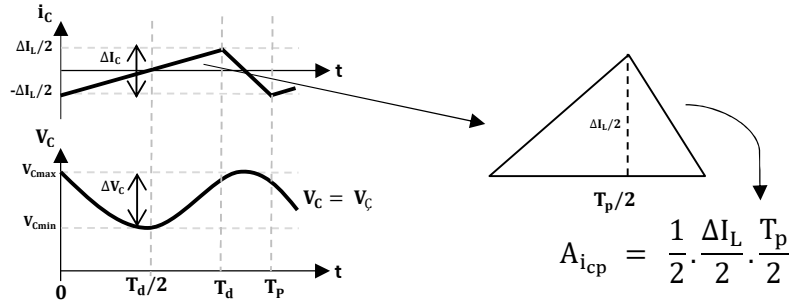
Eğer devre, DCM ile çalışıyorsa ya da CCM modundan DCM moduna geçip çalışıyorsa çıkış geriliminin giriş gerilimi ile doğrusallığı (lineerliği) bozulacak. Aşağıdaki denklem ile,

$$V_{\phi} = \frac{v_g^2}{v_g + \frac{2L f_p I_{\phi}}{\lambda^2}} \quad (4.16)$$

DCM modunda çalışan bir devrenin çıkış gerilimi giriş gerilimine, doluluk oranına, frekansına ve çıkışın akımına bağlı olarak lineer olmayan (non-lineer) bir denklem elde edilir.



Devrede  $i_c = i_L - i_\phi$  olduğundan, kondansatörün dolması ve boşalması tamamen endüktans akımındaki dalgalanmalaya bağlıdır. Çıkış akımına göre endüktans akımının fazla kısmını kondansatör üstlenir ve endüktans akımının eksik kalan kısmını ise kondansatör karşılar.



**Şekil 4.5.** Kondansatörün akım ve gerilim grafikleri

Böylece,  $(T_d/2) < t < (T_d + T_b/2)$  aralığında dolan kondansatörün gerilim artma miktarı, akımının (Şekil 4.5'te) pozitif alanı kullanılarak,

$$v_c = \frac{1}{C} \int i_c dt \Rightarrow \Delta V_{cp} = \frac{1}{C} A_{icp} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{T_p}{2} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\Delta I_L}{8f_p}$$

$$\Delta V_C = \frac{\Delta I_L}{8f_p C} \quad (4.17)$$

$$C = \frac{\Delta I_L}{8f_p \Delta V_C} \quad (4.18)$$

olarak bulunur. Bu devrede, belli bir gerilim dalgalanma miktarı için gerekli olan kondansatör değeri, endüktans akımındaki dalgalanma miktarına bağlıdır ve ayrıca frekansın yükselmesi ile düşer.

Bu bölümü özetlersek, düşürücü bir dönüştürücü, birinci aralıkta DC kaynak, endüktans ile yük besler. İkinci aralıkta endüktans, yükü beslemeye devam eder. Giriş geriliminden düşük bir çıkış gerilimi üretilir. Güç elemanları giriş gerilimine maruz kalır. Ortalama endüktans akımı çıkış akımına eşittir. Endüktansın çıkış tarafında olması nedeniyle, çıkış kondansatörü akımındaki dalgalanma veya değişim hızı düşük, giriş akımındaki dalgalanma ise yüksektir. Bu dönüştürücüde, aynı çıkış gerilimi dalgalanması için, diğer dönüştürücülere göre daha düşük değerli kondansatörler gerekmektedir.

DC-DC dönüştürücüler, anahtarlamalı güç kaynağı devrelerinin beslenmesinde çok kullanılır. Gelecekteki bölümde projemi yapıp simülasyon programından göstereceğim.

## 5. PROJE

Benim yapacağım proje, girişte 12V'luk DC gerilim, çıkışta ise 5/2A, 3.3V/2A, 1.8V/2A anahtarlama mod güç kaynağı. Anahtarlama işlemi için MOSFET'i seçtim. Diyodu da, schottky diyodu hızlı ve iletimde iken üzerine düşen gerilimi normal diyottan daha düşük olduğu için tercih ettim.

### 5.1. Devre Elemanları Uygun Değerleri :

Devreyi tasarlamadan önce frekans, endüktans akımının ve kondansatör geriliminin dalgalanma miktarı belirlememiz lazım. Frekansın yüksek olması, önceki bölümlerde bahsettiğimiz gibi kondansatör ve bobini daha düşük değerler ve hacimler elde ettiğimiz için maliyet düşük kalır. Bu yüzden frekansı 50kHz olarak seçtim. Kondansatör geriliminin dalgalanma miktarı az olması gerekiyor.  $\Delta V_C/V_C$ 'yi %2 seçtim. Endüktans akımının dalgalanma miktarı ise  $\Delta I_L/I_L$ 'yi % 25 seçtim.

Çıkış akımı 2A istediğimiz için, her farklı bir çıkış gerilimi için farklı omik bir yük devreye alacağız. Örneğin, çıkışta 5V ve 2A devresinde, ohm formülünden ( $V = I \cdot R$ ) omik direncini 2.5  $\Omega$  buluruz

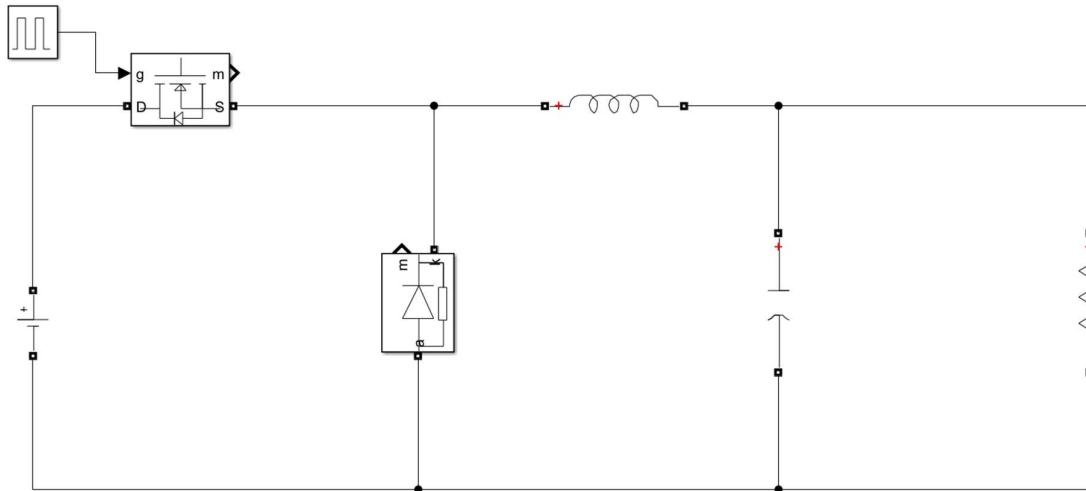
Kapasitör ve endüktans değerleri bulmak için, (4,6) bağlantısından doluluk oranını (lamda), (4.12) bağlantısından endüktans değeri ve (4.18) bağlantısından kondansatörün değerini bulabiliriz. Giriş gerilimi 12V, çıkış akımı 2A. Her farklı çıkış gerilimi için Tablo5.1 tablosunu kurdum.

$V_C(V)$	$\lambda$	$R(\Omega)$	$\Delta I_L(A)$	$\Delta V_C(V)$	$L(uH)$	$C(uF)$
5	0.417	2.5	0.5	0.1	120	12.5
3.3	0.275	1.65	0.5	0.066	120	18.939
1.8	0.15	0.9	0.5	0.036	120	34.722

**Tablo5.1.**  $V_g = 12V$ ,  $I_C = 2A$ ,  $f = 50kHz$ ,  $\Delta V_C/V_C = \%2$ ,  $\Delta I_L/I_L = \%25$

için  $\lambda$ , R, L ve C uygun değerleri

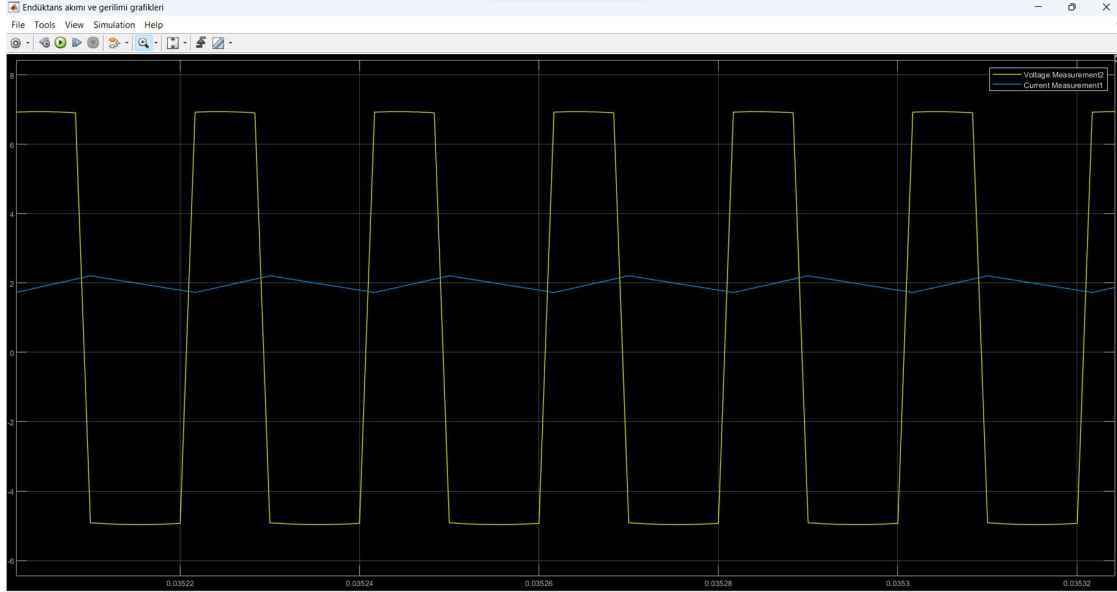
### 5.2 MATLAB İle Simülasyon :



**Şekil5.1.** MATLAB programında

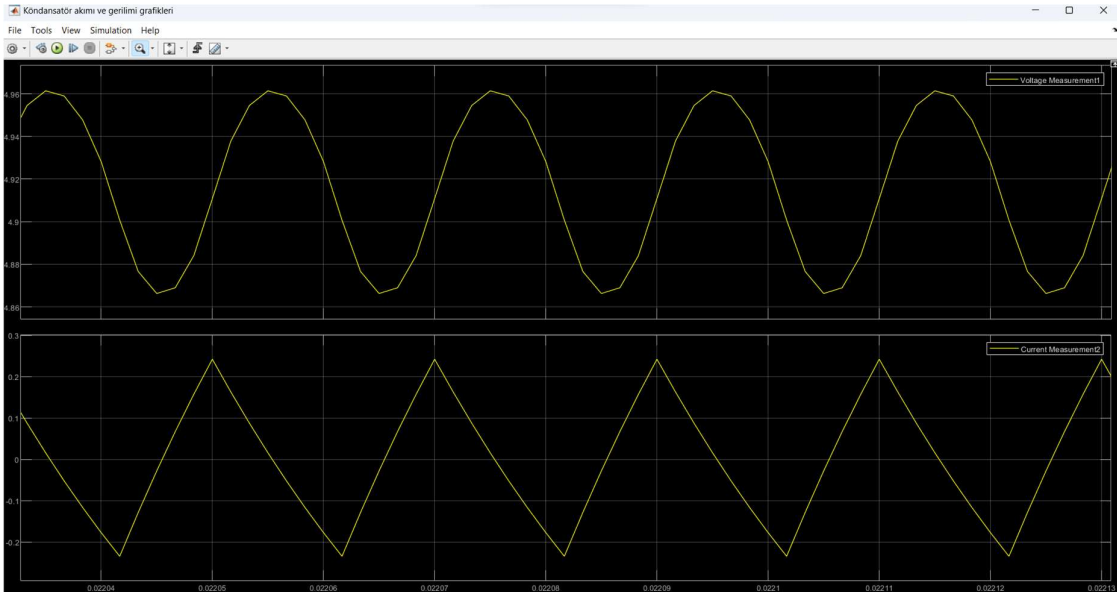
Şekil5.1’de MATLAB programında tasarladığım DC-DC Buck Converter devresi göstermektedir. 12V’luk giriş gerilimi, MOSFET ve onu anahtarlayacak PWM generetör, bobin, kondansatör ve omik yük direnci vardır. Burada bütün devre elemanları ideal kabul ederek, dalgalar kalıcı hala (steady state) ulaştıktan sonra grafikleri ele aldık.

Şimdi endüktans akımı ve gerilimi, kondansatör akımı ve gerilimi ve direnç akımı ve gerilimini grafikler ile inceleyelim.  $V_C = 5V$  için, endüktans akımı ve grafikleri Şekil5.2’de verilmiştir.



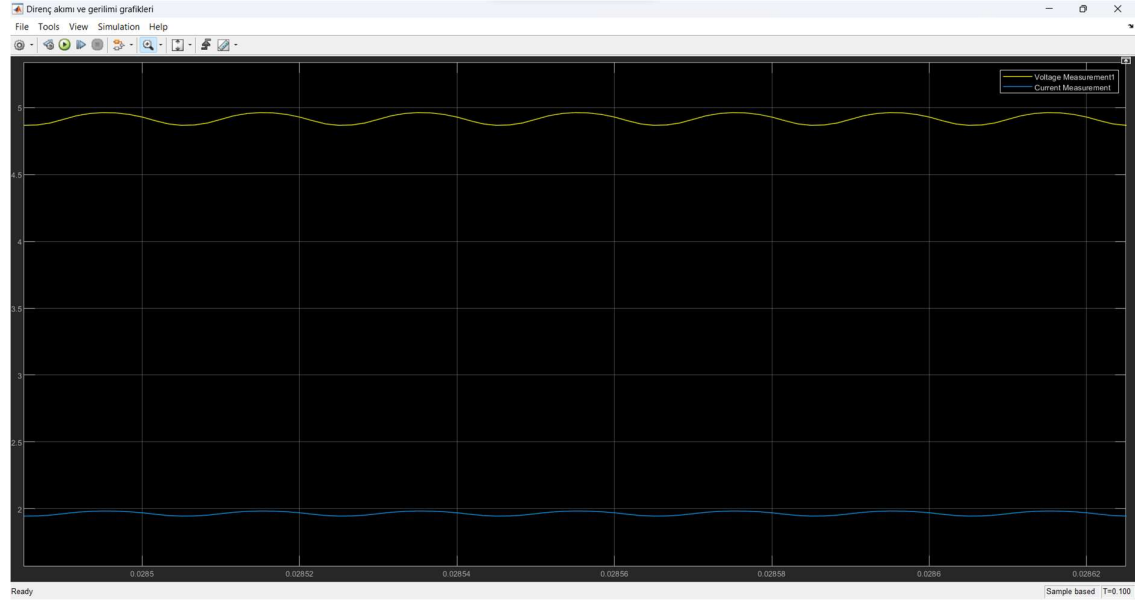
Şekil5.2.  $V_C = 5V$  için endüktans akım (mavi), ve gerilim(sarı) grafikleri

(3.3) bağlantısından endüktans gerilimi, akımın değişimine doğru orantılıdır. Buradaki akımın değişimi (eğimi, türevi) sabit olduğu için gerilim dalgası dikdörtgen olacak. Yine de bobini ideal kabul ettiğimizden dolayı, DC gerilimlerde üzerine gerilim düşmeyeceği için, gerilim dalgasının ortalama değeri 0V olacak, yani bir periyotta gerilim dalgasının altında kalan alan, iletim ve kesim sürelerine bağlı birbirlerine eşit olacaktır. Kondansatör, akımdaki dalgalanmaları geçireceği için çıkış akımı, endüktans akımının ortalamasına eşittir. Burada görebildiğimiz gibi endüktans akımının (mavi grafik) ortalama değeri 2A’dır. Şimdi ise kondansatör akımı ve gerilim grafikleri ele alalım. Şekil5.3.

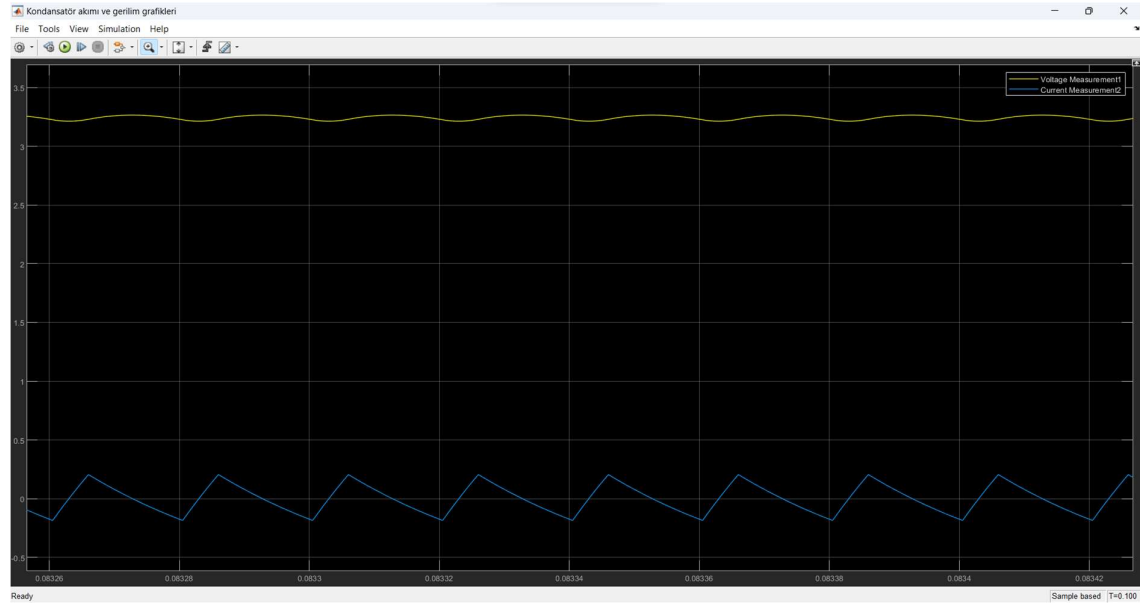


Şekil5.3.  $V_C = 5V$  için kondansatör akım ve gerilim grafikleri

(3.15) bağlantısından kondansatör akımı, gerilimin değişimine doğru orantılıdır. Buradaki gerilimin değişimi (eğimi, türevi) değişken olduğu için akım dalgası üçgen dalga olacak. Yine de kondansatör ideal kabul ettiğimizden dolayı, DC gerilimlerde üzerinden akım geçmeyeceği için, akım dalgasının ortalama değeri 0A olacak, yani bir periyotta akım dalgasının altında kalan alan, iletim ve kesim sürelerine bağlı birbirlerine eşit olacaktır. Kondansatör dirence paralel bağlandığı için kondansatörün gerilimi, direncin gerilimine eşittir yani çıkış gerilimine eşittir. Burada görebildiğimiz gibi kondansatörün geriliminin ortalama değeri 5V'tur. Şimdi ise omik dirençten geçen akımı ve üzerine düşen gerilim grafikleri ele alalım. Şekil5.4.

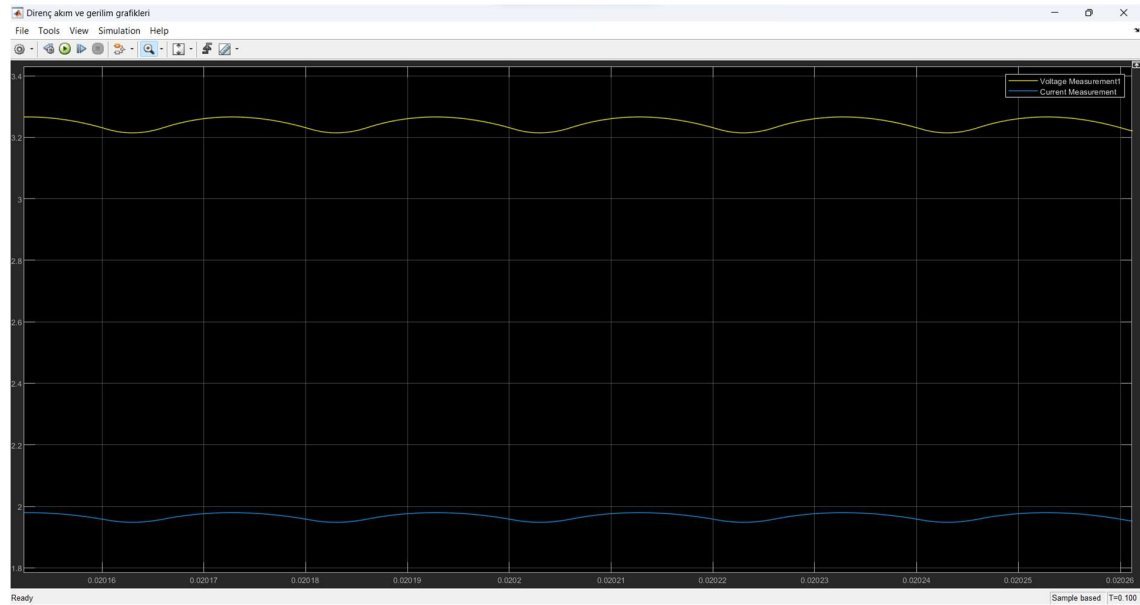


Gerilim dalgasının ortalama değeri 0V olacaktır. Burada görebildiğimiz gibi endüktans akımının (mavi grafik) ortalama değeri 2A'dır. Şimdi ise kondansatör akımı ve gerilim grafikleri ele alalım. Şekil5.6.



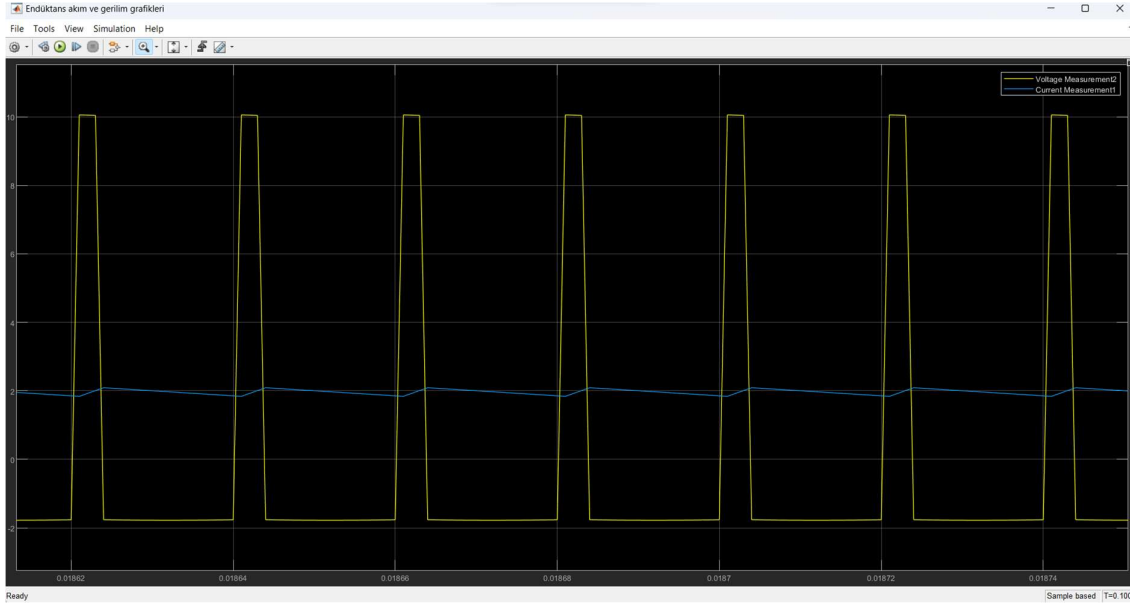
**Şekil5.6.**  $V_C = 3.3V$  için kondansatör akım (mavi), ve gerilim (sarı) grafikleri

Akım dalgasının ortalama değeri 0A olacaktır. Burada görebildiğimiz gibi kondansatör geriliminin (sarı grafik) ortalama değeri 3.3V'tur. Şimdi ise omik yük direnç akım ve gerilim grafikleri ele alalım. Şekil5.7.



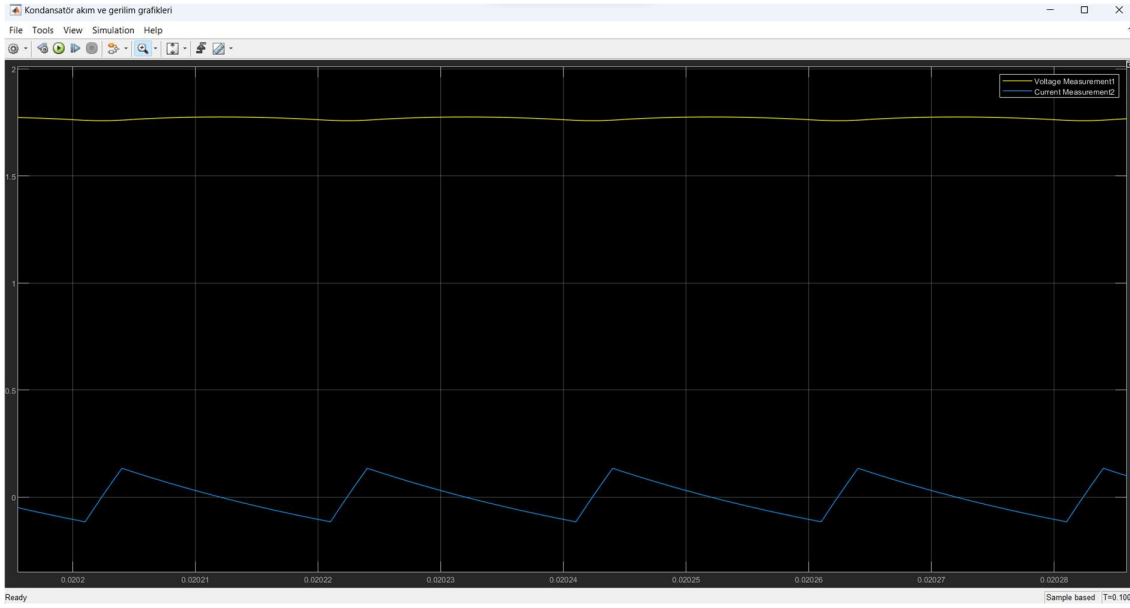
**Şekil5.7.**  $V_C = 3.3V$  için omik yük direnç akım (mavi), ve gerilim (sarı) grafikleri

Çıkış akımı 2A, çıkış gerilim 3.3V görüyoruz. Şimdi ise 1.8V'luk çıkış gerilimine geçelim.  $V_C = 1.8V$  için, endüktans akımı ve grafikleri Şekil5.8'de verilmiştir. Omik yük direnci, kondansatör ve doluluk oranı değişecektir.



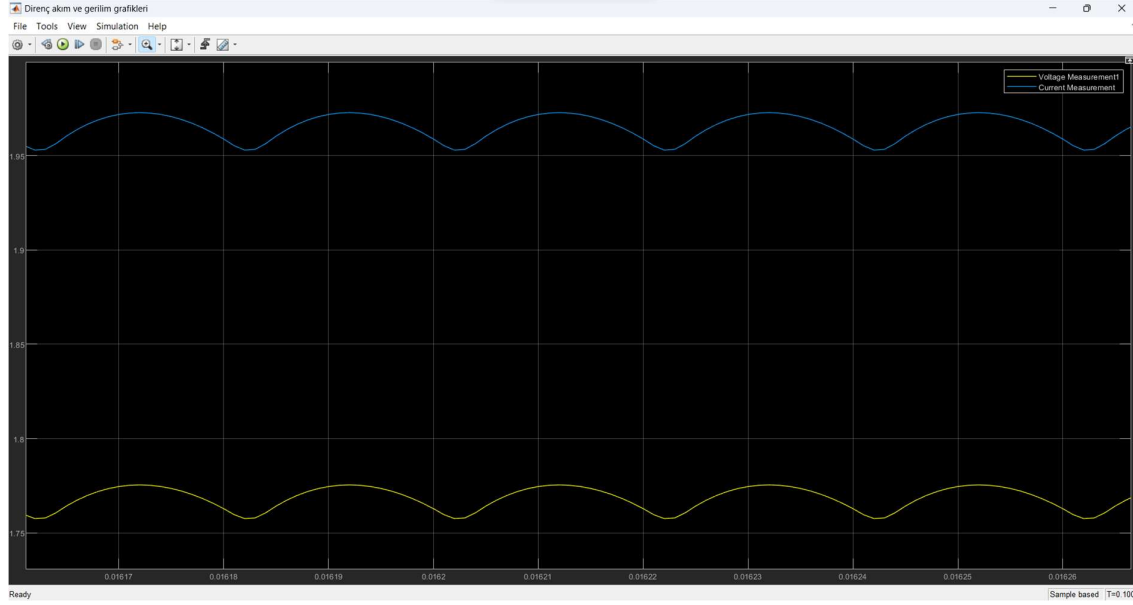
**Şekil5.8.**  $V_C = 1.8V$  için endüktans akım (mavi), ve gerilim (sarı) grafikleri

Gerilim dalgasının ortalama değeri 0V olacaktır. Burada görebildiğimiz gibi endüktans akımının (mavi grafik) ortalama değeri 2A'dır. Şimdi ise kondansatör akımı ve gerilim grafikleri ele alalım. Şekil5.9.



**Şekil5.9.**  $V_C = 1.8V$  için kondansatör akım (mavi), ve gerilim (sarı) grafikleri

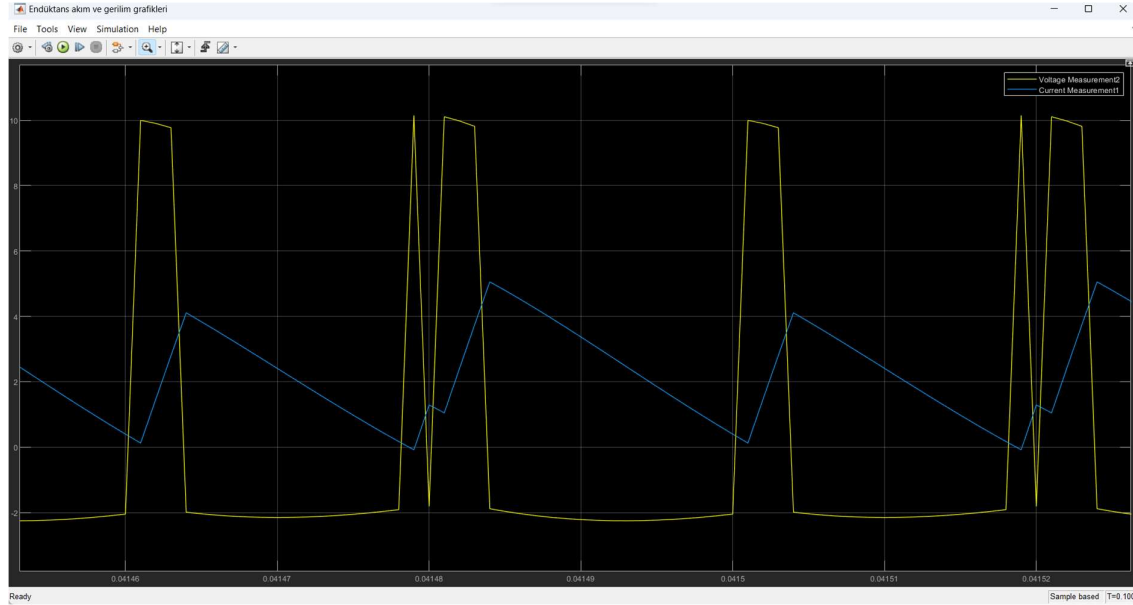
Akım dalgasının ortalama değeri 0A olacaktır. Burada görebildiğimiz gibi kondansatör geriliminin (sarı grafik) ortalama değeri 1.8V'tur. Şimdi ise omik yük direnç akım ve gerilim grafikleri ele alalım. Şekil5.10.



**Şekil5.10.**  $V_{\text{Ç}} = 1.8\text{V}$  için omik yük direnç akım (mavi), ve gerilim (sarı) grafikleri

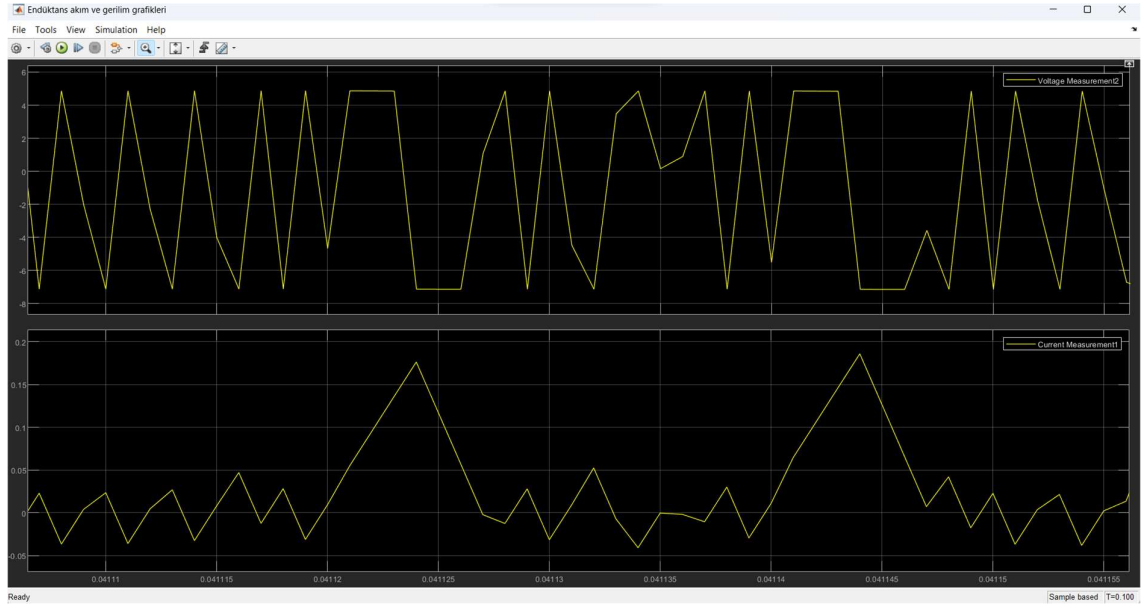
Çıkış akımı 2A, çıkış gerilimi 1.8V görüyoruz.

Devre elemanları değerleri uygun seçilmez ise devre, CCM modundan DCM moduna geçerek çalışacaktır. Endüktans değeri azalır veya omik yük direncinin değeri artarsa bu durum oluşabilir. Şekil5.11’de  $V_{\text{Ç}} = 1.8\text{V}$  için DCM modunda çalışan bir devrenin DCM modunda çalışırken, endüktans değeri azaltarak endüktans akımı ve gerilimi gösteren grafik verilmiştir.



**Şekil5.11.**  $V_{\text{Ç}} = 1.8\text{V}$  için DCM modunda çalışan devrenin, L düşürülerek endüktans akım (mavi), ve gerilim (sarı) grafikleri

Şekil5.12’de ise, çıkış direnci arttırılarak endüktans akım ve gerilim grafikleri verilmiştir.



**Şekil5.11.**  $V_{\text{Ç}} = 1.8\text{V}$  için DCM modunda çalışan devrenin, R düşürülerek endüktans akım (mavi), ve gerilim (sarı) grafikleri

Böylece, uygun kondansatör ve endüktans uygun değerlerde seçilmeleri gerekir.



## 6. Kaynakça

- [1] Academy Walid Issa - Towards a Creative and Productive Engineering Generation [أكاديمية وليد عيسى] - نحو جيل هندسي مبدع [Walid Issa Academy]. Retrieved from <https://walidissaacademy.com/>
- [2] Maleri, T. (1988). A DC/DC converter system for maximum power point tracking in small photovoltaic systems [Master's thesis, Orta Doğu Teknik Üniversitesi]. Retrieved from <https://acikbilim.yok.gov.tr/handle/20.500.12812/276255>
- [3] Sevim, D., & Bozkurt, N. (2021). DA-DA Düşürücü Dönüştürücünün Sistem Tanımlaması ve Kontrolü. Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi, 31(Ek Sayı 1), 881-889. doi:10.31590/ejosat.1019650
- [4] Bodur, H. (2017). Güç Elektroniğı (Güncellenmiş 2017 Baskısı)
- [5] Bakan, A. F., Altıntaş, N., & Aksoy, I. (2012). An improved PSFB PWM DC-DC converter for high-power and frequency applications. IEEE Transactions on Power Electronics, 28(1), 64-74. IEEE
- [6] Sevim, D., & Bozkurt, N. (2021). DA-DA Düşürücü Dönüştürücünün Sistem Tanımlaması ve Kontrolü. Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi, 31(Ek Sayı 1), 881-889. doi:10.31590/ejosat.1019650