

ANAHTARLAMALI DC/DC ÇEVİRİCİLER

DC/DC çevirici ihtiyacı duysanız ne yapardınız? Meselâ elinizdeki dc kaynak geriliminden daha küçük bir dc gerilime (alçaltıcı) gerekseydi nasıl elde ederdingiz? Biraz düşündükten sonra devam ediniz.

Çoğu öğrencinin aklına gelen ilk fikir, değişken bir dirençle ayarlanabilen gerilim bölücüdür. Başka bazı fikirlerden biri zener diyot kullanmak, bir diğeri de voltaj farkı az ise meselâ arabanın çakmağındaki 12V'tan 5V elde etmek için araya bir dizi diyot bağlayarak gerilimi diyot başına 0,7V azaltmaktır. Bir diğeri fikir de laboratuvarlarda çok kullanılan klasik ayarlı güç kaynakları gibi 2N3055 gibi bir transistörü aktif bölgede kullanarak gerilim ayarı yapmaktır.

Bu fikirlerin hiç biri güç elektroniğinin amacına uygun değildir. Çünkü hepsinde de ciddi bir güç kaybı vardır. Güç elektroniği çeviricilerinde ise temel amaç, elemanlar ideal olsa güç devresinde hiç güç kaybı olmayacak tarzda çevirici tasarlanmasıdır. Ancak çeviricinin zayıf akımlı denetim devresinde küçük bir güç harcanması ve ideal olmayan şartlardan dolayı güç kaybı kabul edilebilir. Bu yüzden anahtarlama DC/DC çeviriciler tercih edilir ve anahtar olarak kullanılan eleman ya iletimde ya da kesimde kullanılır, ki idealde bu anahtar ya kısa devre ya açık devre olup güç kaybı sıfır demektir. Aradaki geçiş aktif bölge üzerinden olsa da olabildiğince ani geçildiği için bu anahtarlama kaybı idealde sıfırdır.

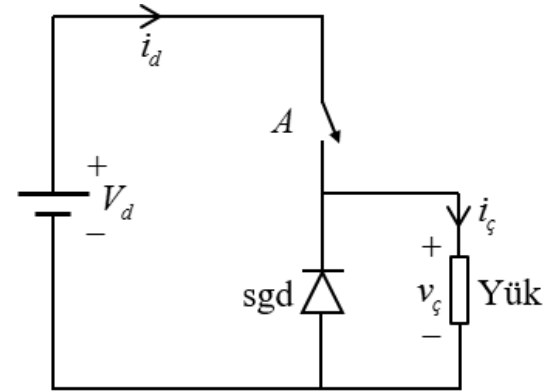
DC/DC çeviricilerde denetimli elektronik anahtar olarak tristör pek uygun değildir; çünkü kesime götürmek için ayrı bir devre gerekir. Genellikle MOSFET veya IGBT tercih edilir. BJT de kullanılabilir ama beyz-emiter arası yalıtım olmaması, denetim devresinin daha dikkatli tasarlanmasını gerektirir. Elektronik anahtarlar genellikle tek yönlü akım geçirdiği için devre şemasında ideal anahtar sembolü, izin verilen akım yönünü gösteren bir ok içerecektir.

DC/DC çeviricilerde akım veya gerilim için ortalama hesabı yapılırken dc analiz, yani kondansatör açık devre, bobin kısa devre olarak, değişkenler yerine de bunların sadece ortalama değerleri (sabit olarak) düşünülecektir. Buna göre kondansatörün ortalama akımı sıfır, bobinin ortalama gerilimi sıfır olur.

ALÇALTICI (BUCK)

Temel Alçaltıcı

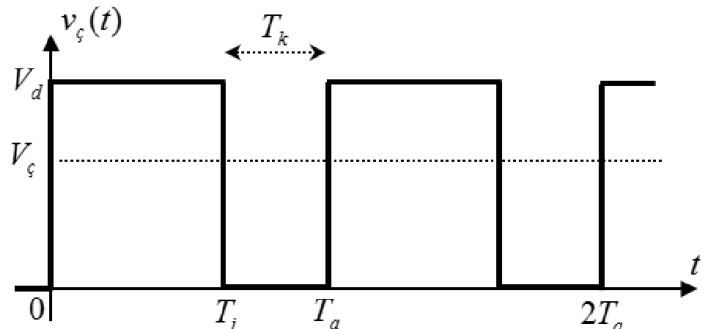
Yandaki şekilde en basit alçaltıcı devre görülmektedir. Bu devrede gerilim filtresi kullanılmamıştır. Isıtıcı veya tek çeyrek bölgede çalıştırılan dc motor gibi basit yükler için tercih edilebilir. Yükün dc motor gibi endüktans içerebildiği durumlarda serbest geçiş diyodu (sgd) mutlaka kullanılmalıdır. Çünkü bir endüktansın akımı aniden kesilirse üzerindeki $L di/dt$ gerilimi yaklaşık sonsuz olur. Bu ise enerjisinin ark yaparak boşalması demektir. Amaç buji veya elektrikli çakmaktaki gibi ark yaptırmak değilse bu ark elemanlara zarar verir. Sgd'nin amacı, A anahtarı açıldığı anda çıkış akımının aniden kesilmesi yerine, önceki yönüyle dolaşabileceği bir akım yolu açarak arkı önlemektir. Yük endüktans içermiyorsa sgd kullanmak şart değildir.



Temel Alçaltıcı DC/DC çevirici

Temel alçaltıcıyı sadece, çıkış akımının ya hiç kesilmediği ya da kesilince geriliminin de sıfır olduğu varsayımı altında inceleyelim. Buna göre A anahtarı f_a anahtarlama frekansıyla periyodik olarak kapatılıp açılırken çıkış gerilimi şöyle olur:

Burada T_i , A anahtarının bir iletim süresi, T_k bir kesim süresi, $T_a = T_i + T_k = 1/f_a$ ise anahtarlama



periyodudur. İletimde $v_c = V_d$, kesimde $v_c = 0$ olduğu için ortalama çıkış gerilimi

$$V_c = \frac{1}{T_a} \int_{T_a} v_c dt = \frac{V_d \cdot T_i + 0 \cdot T_k}{T_a} = \boxed{V_c = DV_d}$$

olur. Burada

$$\boxed{D = \frac{T_i}{T_a}}$$

görev oranı (*duty cycle*) diye adlandırılır.

Ortalama güç hesabında ise genel olarak

$$P = \frac{1}{T_a} \int_{T_a} v_c i_c dt \quad \text{formülü geçerlidir. Bunun basitleştirilmiş biçimi}$$

ise yüke göre değişebilmektedir. Meselâ

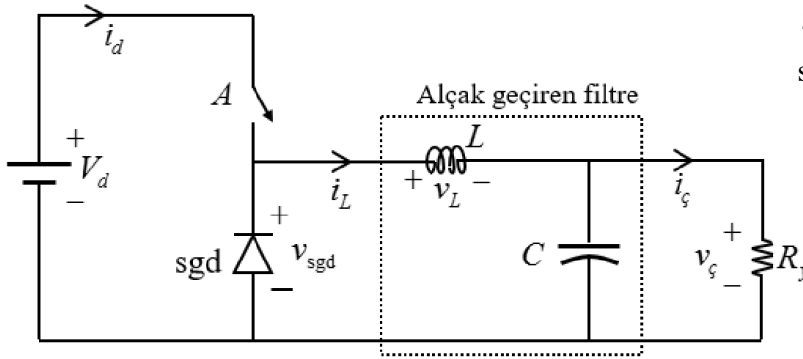
$$\text{Yük } R_y \text{ gibi bir dirençten ibaret ise } P = \frac{1}{T_a} \int_{T_a} \frac{v_c^2}{R_y} dt = \frac{1}{T_a} \int_{T_a} R_y i_c^2 dt = \boxed{P = \frac{(V_c^{\text{rms}})^2}{R_y} = R_y (I_c^{\text{rms}})^2}$$

$$V_c^{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T_a} \int_{T_a} v_c^2 dt} \quad \text{ve} \quad I_c^{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T_a} \int_{T_a} i_c^2 dt} \quad \text{olup burada } V_c^{\text{rms}} = \sqrt{\frac{V_d^2 T_i + 0^2 T_k}{T_a}} = \boxed{V_c^{\text{rms}} = V_d \sqrt{D}}$$

$$\text{Yük } I_c \text{ değerinde sabit (tam süzölmüş) akımlı ise } P = \frac{1}{T_a} I_c \int_{T_a} v_c dt = \boxed{P = V_c I_c}$$

Yük endüktans içeriyorsa, anahtarlama periyodu genellikle çok küçük olduğundan akımın üstel değişimi yaklaşık doğru parçalarından oluşan inişli çıkışlı olur. Bu, filtreli alçaltıcı anlatımında gösterilmektedir.

Filtreli Alçaltıcı



i_d , i_L , i_c ve v_c 'nin ortalamaları sırasıyla I_d , I_L , I_c ve V_c .

Alçaltıcı DC/DC çevirici

Temel alçaltıcıya alçak geçiren bir LC filtresi eklenerek çıkış elde edilmektedir. Filtrede direnç kullanılmadığı için idealde devre kayıpsızdır.

Küçük yük akımlı (büyük R_y veya küçük D) çalışmalarda i_L akımı T_k süresi dolmadan sıfıra ulaşabilir. Buna "endüktans akımının kesikli çalışması" deriz. Yük akımı yeterince büyükse (küçük R_y veya büyük D) endüktans akımı sıfıra düşmez. Buna da "endüktans akımının sürekli çalışması" deriz. Çevirici dönüşüm oranı, i_L akımının sürekli ya da kesikli olmasına göre değişir. Bu yüzden bu iki durum ayrı ayrı incelenecektir.

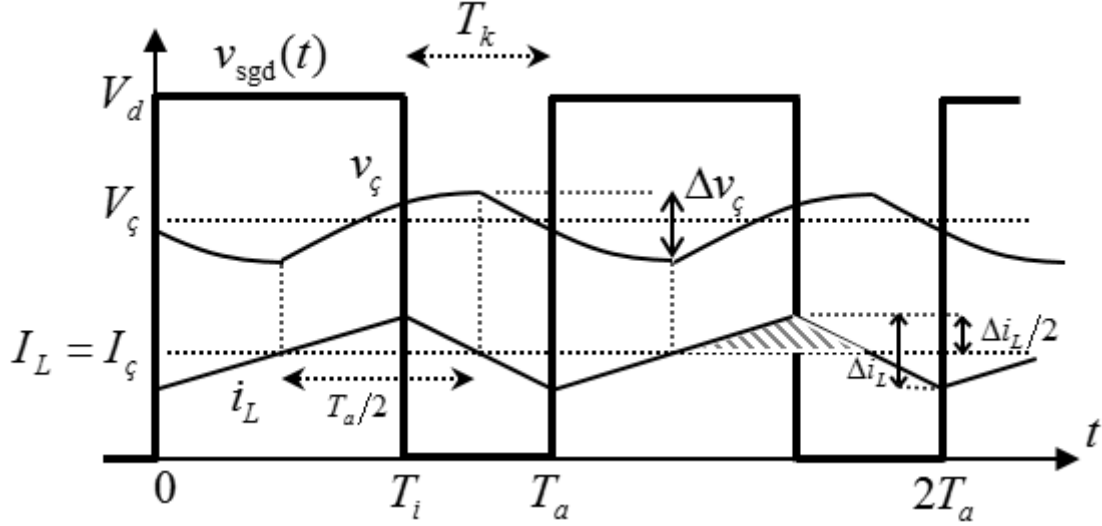
Endüktans akımı sürekliyse:

A anahtarı kapalıyken $v_{sgd} = V_d$ 'dir. $i_L > 0$ iken A açılınca endüktans sgd 'yi iletme zorlar. Şöyle ki, diyot iletme geçmeseydi $L di_L/dt \rightarrow -\infty$ gerilimi diyotu iletme zorlardı. A açıkken endüktans akımı tükenmediği sürece ki, şimdilik bu durumu inceliyoruz, diyot iletimde olacağından $v_{sgd} = 0$ 'dır. Anlık çıkış gerilimi v_c ise bir miktar dalgalanmayla v_{sgd} 'nin filtrelenmişidir. Ancak ortalama gerilim dönüşüm formülü için devreye dc analiz yapılırsa bobin kısa devre, kondansatör açık devre olur ve v_{sgd} 'nin ortalama değeri, çıkışın ortalama gerilimi V_c ile aynı olur. Böylece ortalama çıkış gerilimi temel alçaltıcıdaki gibi şöyle bulunur:

$$V_{\zeta} = \frac{1}{T_a} \int_{T_a} v_{\text{sgd}} dt = \frac{V_d \cdot T_i + 0 \cdot T_k}{T_a} = \boxed{V_{\zeta} = DV_d}$$

Girişteki kaynak ile yük arasındaki tüm elemanların ortalama güçleri sıfır olduğu için, giriş ve çıkış güçlerinin eşitliğinden, ortalama akım dönüşümü çıkış geriliminin tersi oranla olur:

$$\text{Güç} = V_{\zeta} I_{\zeta} = V_d I_d \rightarrow \boxed{I_{\zeta} = \frac{1}{D} I_d}$$



Çıkış gerilimindeki dalgalılık oranı $\Delta v_{\zeta}/V_{\zeta}$ hesabı için kondansatör geriliminin v_{ζ} ile aynı ve kondansatör akımının $i_L - i_{\zeta} \approx i_L - I_{\zeta}$ olmasından faydalanırız. Bu fark artı, yani $i_L > I_{\zeta}$ iken kondansatör dolmakta, eksi, yani $i_L < I_{\zeta}$ iken kondansatör boşalmaktadır. Bu yüzden

$$\Delta v_{\zeta} = \frac{1}{C} \cdot \int_{\text{bir } i_L > I_{\zeta} \text{ süresince}} (i_L - I_{\zeta}) dt = \frac{\text{Taralı alan}}{C} = \frac{(\Delta i_L/2)(T_a/2)}{2C} = \frac{\Delta i_L \cdot T_a}{8C}$$

Burada

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \cdot \int_{\text{bir iletim süresince}} v_L dt$$

A iletimdeyken

$$v_L = V_d - v_{\zeta} \approx V_d - V_{\zeta} = V_d - DV_d = (1-D)V_d$$

$$\rightarrow \Delta i_L = \frac{(1-D)V_d T_i}{L} = \frac{(1-D)V_d D T_a}{L} = \frac{(1-D)V_{\zeta} T_a}{L}$$

Bunu Δv_{ζ} ifadesinde yerine yazarsak

$$\Delta v_{\zeta} = \frac{(1-D)V_{\zeta} T_a^2}{8LC}$$

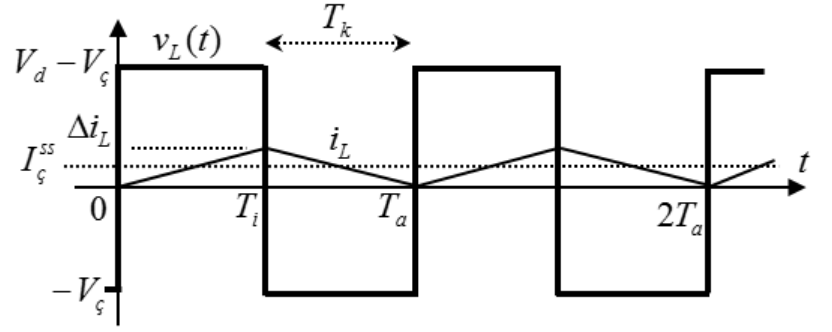
$$\rightarrow \boxed{\frac{\Delta v_{\zeta}}{V_{\zeta}} = \frac{(1-D)T_a^2}{8LC}} \quad \text{veya} \quad \boxed{\frac{\Delta v_{\zeta}}{V_{\zeta}} = \frac{\pi^2}{2} (1-D) \left(\frac{f_c}{f_a} \right)^2}$$

çıkış geriliminin dalgalılık oranını buluruz. Burada $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ alçak geçiren filtrenin üst kesim frekansı,

$f_a = \frac{1}{T_a}$ ise anahtarlama frekansdır.

Endüktans akımının süreklilik sınırı:

Küçük çıkış akımı veya görev oranı öyle sınır bir değerdedir ki A kesimdeyken i_L sıfıra kadar düşer ama tam sıfıra düştüğü anda A yeniden ilettime geçirilir. Burada i_L 'nin tepe değeri az önce bulduğumuz Δi_L ile aynıdır ve bunun yarısı da i_L 'nin ortalaması olup (I_L) dc analizden bulduğumuz gibi ortalama çıkış akıma eşittir. Buna göre endüktans akımının süreklilik sınırındaki ortalama çıkış akımı şöyle bulunur:



$$I_{\ç}^{ss} = \frac{D(1-D)V_d T_a}{2L}$$

Bu hesaplamada i_L 'nin sürekli halindeki dönüşüm oranını kullanmış olmamızın sakıncası yoktur; çünkü o dönüşüm oranı sınırda da geçerlidir. Bu sınır akım D 'ye bağlı olup, en büyük değerini $D = 0,5$ için alır:

$$I_{\max}^{ss} = \frac{T_a V_d}{8L}$$

Sonuç olarak, eğer $I_{\ç} > I_{\ç}^{ss}$ ise endüktans akımı süreklidir,

$I_{\ç} < I_{\ç}^{ss}$ ise endüktans akımı kesiklidir.

Sınırdaki ise hangisine göre işlem yaparsak yapalım, aynı sonuçları buluruz.

Hesaplamalarımızda ön bilgilerimizin yetersiz olmasından dolayı $I_{\ç}$ veya $I_{\ç}^{ss}$ doğrudan bulunamayabilir. Bu durumda önce endüktans akımını keyfi olarak ya sürekli ya da kesikli varsayarak işlemlerimizi yapar ve hem $I_{\ç}$ hem de $I_{\ç}^{ss}$ 'yi bulduktan sonra bu varsayımımızla çelişkiye düşüp düşmediğimize bakarız. Çelişki yoksa varsayımımız doğrudur. Çelişki varsa yanlıştır; geri dönüp varsayımı değiştirerek hesaplamaları düzelttiğimizde tekrar çelişki olmamalıdır.

Endüktans akımı kesikliyse:

Çıkış akımı veya görev oranı fazla küçükse, A kesimdeyken i_L sıfıra kadar düşer ve A 'nın bir sonraki ilettime kadar bir müddet sıfırda kalır. Bu durumda giriş-çıkış akım ve gerilim dönüşüm formülleri ve gerilim dalgalılık oranı i_L 'nin sürekli olduğu durumdakilerden farklı olur. Dönüşüm oranı yine v_L ortalamasının sıfır (dc analizde kısa devre) olmasından bulunur:

$$\frac{1}{T_a} \int v_L dt = 0 = \frac{(V_d - V_{\ç}) \cdot T_i + (-V_{\ç}) \cdot T_a \cdot \Delta_1}{T_a} \rightarrow (V_d - V_{\ç})D = V_{\ç} \cdot \Delta_1 \rightarrow V_d D = V_{\ç}(D + \Delta_1)$$
$$\rightarrow V_{\ç} = \frac{D}{D + \Delta_1} V_d$$

bulunur. İdealde güç kaybı olmadığı için akım dönüşüm oranı ise tam tersidir.

$$I_{\ç} = \frac{D + \Delta_1}{D} I_d$$

Ancak henüz giriş-çıkış akım ve gerilim ilişkilerini bulmuş değiliz; çünkü Δ_1 de bulunmalıdır. Bunun için i_L ortalamasını bulmalıyız. Onu hesaplamak için de önce tepe değeri şöyle bulunur:

$$i_L^{tepe} = \frac{1}{L} \cdot \int_{\text{bir iletim süresince}} v_L dt = \frac{(V_d - V_\zeta)T_i}{L} = \frac{(V_d - V_\zeta)DT_a}{L}$$

$I_L = I_\zeta$ ortalaması ise son şekildeki bir üçgen alanının T_a 'ya bölümüdür.

$$I_\zeta = \frac{1}{2} \cdot i_L^{tepe} (T_i + T_a \cdot \Delta_1) \frac{1}{T_a} = \frac{1}{2} \frac{(V_d - V_\zeta)DT_a}{L} (D + \Delta_1)$$

Buradaki V_ζ yerine kesikli i_L için bulduğumuz dönüşüm formülü kullanılırsa

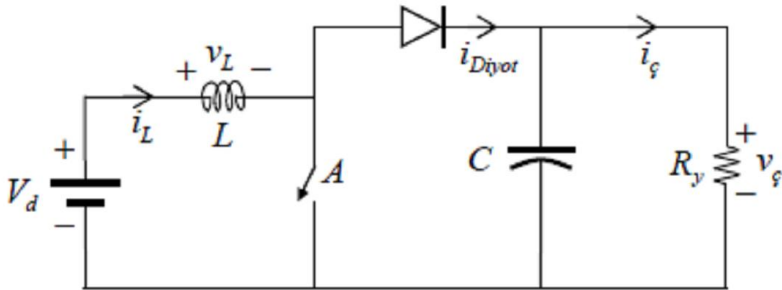
$$I_\zeta = \frac{\left(1 - \frac{V_\zeta}{V_d}\right) V_d DT_a}{2L} (D + \Delta_1) = \frac{\left(1 - \frac{D}{D + \Delta_1}\right) V_d DT_a}{2L} (D + \Delta_1) = \frac{\Delta_1 \cdot V_d DT_a}{2L}$$

$$\rightarrow \boxed{\Delta_1 = \frac{2L}{T_a V_d D} I_\zeta}$$

bulunur.

Kesikli i_L için dalgalılık oranının bulunması burada anlatılmayacaktır. Ancak şu kadarını söyleyebiliriz ki, değerleri sürekli i_L için dalgalılık oranı formülünde yerine koyarak bulacağımız dalgalılık oranından daha az bir dalgalılık oranı vardır.

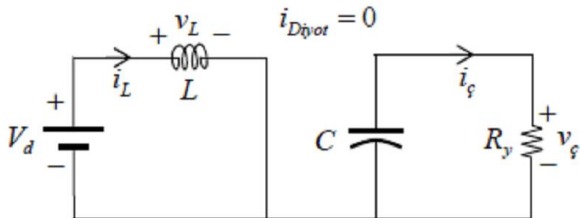
YÜKSELTİCİ (BOAST)



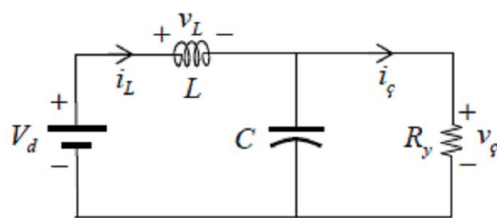
i_L , i_ζ ve v_ζ 'nin ortalamaları sırasıyla I_d , I_ζ ve V_ζ .

Endüktans akımı sürekliyse:

A anahtarının iletim ve kesim durumları için devrenin eşdeğerleri ayrı ayrı şöyledir:



A anahtarı iletimdeyken devrenin eşdeğeri



A anahtarı kesimdeyken devrenin eşdeğeri

Anahtar iletimdeyken $v_L = V_d$, kesimdeyken ise $v_L = V_d - v_\zeta \approx V_d - V_\zeta$ olur. Devrenin yükseltici olduğu, yani $V_d - V_\zeta < 0$ olduğu hesapla gösterilecektir. Dönüşüm formülleri, endüktans geriliminin (v_L) ortalamasının sıfır olmasından faydalanılarak bulunacaktır:

$$v_L \text{ ortalaması: } \frac{V_d T_i + (V_d - V_\varphi) T_k}{T_a} = 0$$

$$\rightarrow V_d D + (V_d - V_\varphi)(1 - D) = 0$$

$$\rightarrow \boxed{V_\varphi = \frac{1}{1 - D} V_d}$$

Giriş ve çıkış güçleri eşit olduğu için

$$\boxed{I_\varphi = (1 - D) I_d}$$

Çıkış gerilimindeki dalgalılık oranı ise şöyle bulunur:

Kondansatör akımı ortalaması sıfır olduğu için, diyot akımının (i_{Diyot}) ortalaması I_φ 'dir.

$i_\varphi \approx I_\varphi$ sabit olarak düşünersek, $i_{Diyot} - I_\varphi$ tamamen kondansatör üzerinden geçiyor gibi düşünmüş oluruz. Bu akım pozitif ($i_{Diyot} > I_\varphi$) ise kondansatör dolmakta, negatif ($i_{Diyot} < I_\varphi$) ise boşalmaktadır. Kondansatör gerilimi aynı zamanda v_φ olup, şekilde gösterildiği gibi dalgalanır. Kondansatör akımı ortalaması sıfır olduğu için, şekilde ortalamanın üstündeki veya altındaki ΔQ yük integralleri (alanları) eşittir. Buna göre

$$\Delta Q = T_i I_\varphi = D T_a I_\varphi$$

$$\Delta v_\varphi = \frac{1}{C} \int_{\text{bir kesim boyunca}} (i_{Diyot} - I_\varphi) dt = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{D T_a}{C} I_\varphi = \frac{D T_a}{R_y C} V_\varphi$$

Çıkış gerilimindeki dalgalılık oranı: $\boxed{\frac{\Delta v_\varphi}{V_\varphi} = \frac{D T_a}{R_y C}}$ ($\tau = R_y C$ gösterimi de kullanılabilir.)

Endüktans akımının süreklilik sınırı:

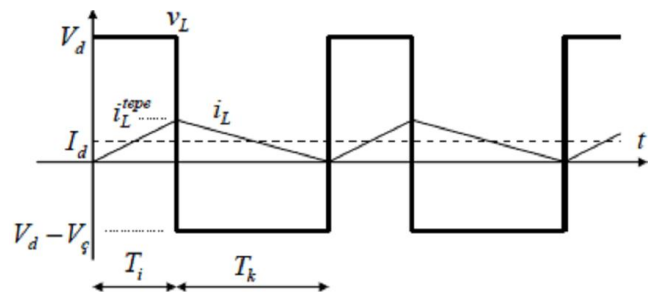
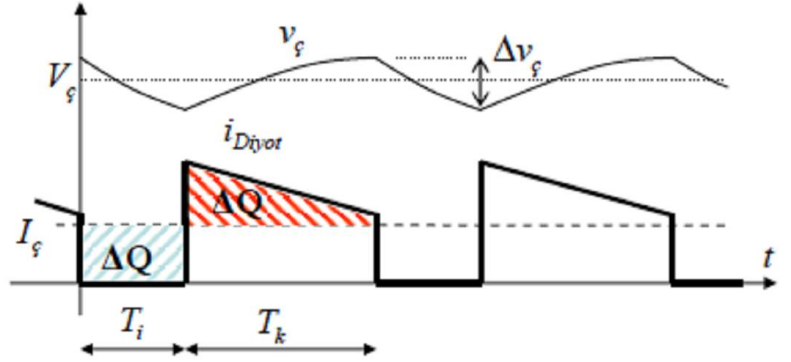
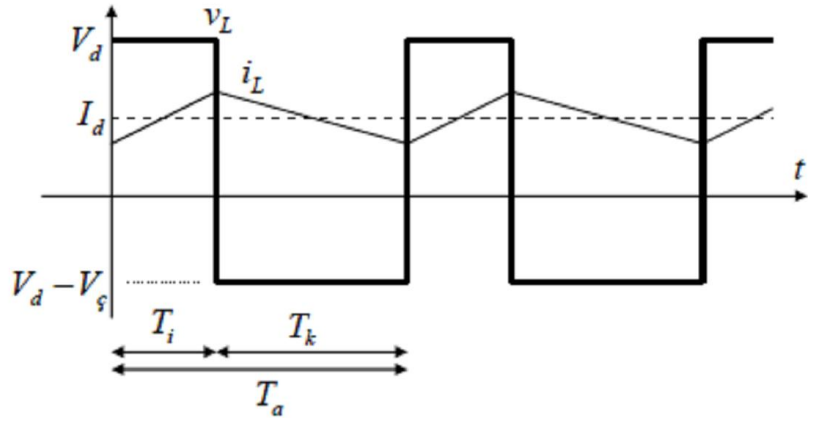
A iletimdeyken endüktans akımı i_L artar, kesimdeyken azalır. Ortalama akım küçük, veya kesim süresi uzunsa i_L sıfıra kadar düşer. Bu, ortalama endüktans akımının süreklilik sınırınıdır. Endüktans akımı giriş akımına eşittir. Dolayısıyla bu durumdaki ortalama giriş akımından ortalama çıkış akımını bulursak, endüktans akımının süreklilik sınırındaki çıkış akımı olarak tanımladığımız I_φ^{ss} bulunur. i_L 'nin sürekli

durumundaki dönüştürme oranı, sınır durumunda da geçerlidir. Şekildeki i_L 'nin ortalama değeri $i_L^{tepe} / 2$ olduğundan,

$$I_\varphi^{ss} = (1 - D) \frac{i_L^{tepe}}{2}$$

$$i_L^{tepe} = \frac{1}{L} \int_{\text{bir iletim boyunca}} v_L dt = \frac{V_d T_i}{L} = \frac{V_d D T_a}{L}$$

$$\boxed{I_\varphi^{ss} = \frac{T_a V_d}{2L} D(1 - D)} \text{ bulunur.}$$



Endüktans akımı kesikliyse

Yük direnci çok büyütülür veya görev oranı D çok azaltılırsa anahtar kesimdeyken endüktans akımı tamamen sıfırlanır ve bir süre kesik (sıfır) kalır. Bu durumda yandaki şekilde görülen v_L 'nin ortalaması yine sıfırdır:

$$\frac{V_d T_i + (V_d - V_\varphi) T_a \Delta_1 + 0 \cdot T_a \Delta_2}{T_a} = 0$$

Buradan dönüşüm formülleri elde edilir:

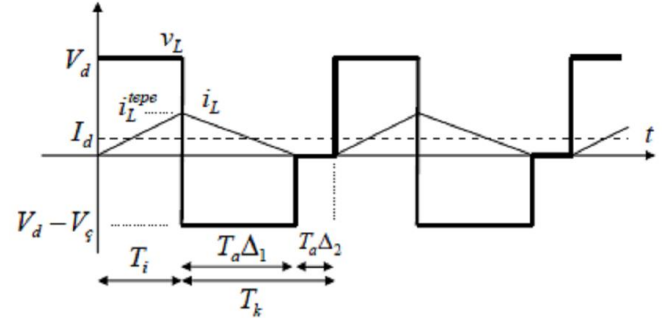
$$V_\varphi = \frac{D + \Delta_1}{\Delta_1} V_d, \quad I_\varphi = \frac{\Delta_1}{D + \Delta_1} I_d$$

Δ_1 değerini bulmak için, i_L ortalamasının (şekildeki bir üçgenin alanı / T_a) I_d olmasını ve akım dönüşüm formülünü kullanırız:

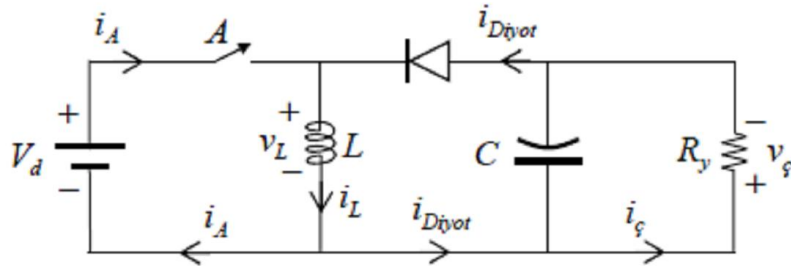
$$I_d = \frac{1}{2T_a} i_L^{tepe} (D + \Delta_1) T_a = \frac{D + \Delta_1}{\Delta_1} I_\varphi \rightarrow \Delta_1 = \frac{2I_\varphi}{i_L^{tepe}}$$

Az önceki gibi anahtarın iletimde olduğu bir süre boyunca v_L 'nin integrali / L 'den $i_L^{tepe} = \frac{V_d D T_a}{L}$ bulunup

yerine yazılırsa: $\Delta_1 = \frac{2L}{T_a V_d D} I_\varphi$ bulunur.



ALÇALTICI - YÜKSELTİCİ (BUCK/BOOST)

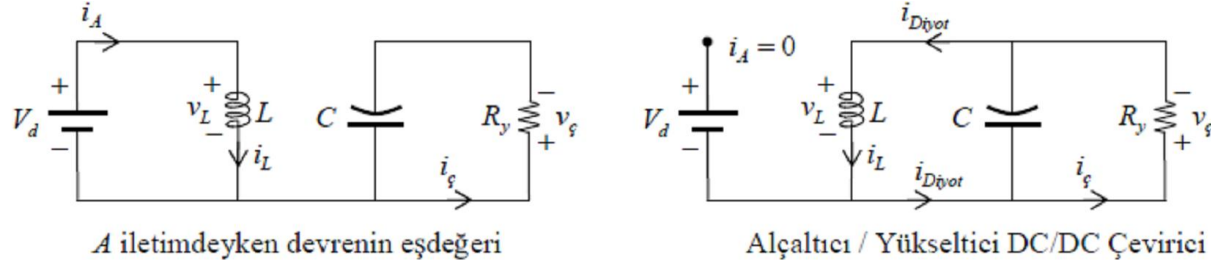


i_A , i_φ ve v_φ 'nin ortalamaları sırasıyla I_d , I_φ ve V_φ .

Çıkış kutuplarının ters tanımlandığına dikkat ediniz.

Endüktans akımı sürekliyse:

A anahtarının iletim ve kesim durumları için devrenin eşdeğerleri ayrı ayrı şöyledir:



Anahtar iletimdeyken $v_L = V_d$, kesimdeyken ise $v_L = -v_\varphi \approx -V_\varphi$ olur. Dönüşüm formülleri, endüktans geriliminin (v_L) ortalamasının sıfır olmasından faydalanılarak bulunacaktır:

$$v_L \text{ ortalaması: } \frac{V_d T_i - V_\varphi T_k}{T_a} = 0 \rightarrow V_d D - V_\varphi (1 - D) = 0 \rightarrow V_\varphi = \frac{D}{1 - D} V_d$$

Giriş ve çıkış güçleri eşit olduğu için

$$I_\varphi = \frac{1 - D}{D} I_d$$

Çıkış gerilimindeki dalgalılık oranı şöyle bulunur: Kondansatör akımı ortalaması sıfır olduğu için, diyot akımının (i_{Diyot}) ortalaması I_ζ 'dir. $i_\zeta \approx I_\zeta$ sabit olarak düşünürsek, $i_{Diyot} - I_\zeta$ tamamen kondansatör üzerinden geçiyor gibi düşünmüş oluruz. Bu akım pozitif ($i_{Diyot} > I_\zeta$) ise kondansatör dolmakta, negatif ($i_{Diyot} < I_\zeta$) ise boşalmaktadır (kondansatörün kutupları da çıkışınki gibi tanımlı). Kondansatör gerilimi aynı zamanda v_ζ olup, şekilde gösterildiği gibi dalgalanır. Kondansatör akımı ortalaması sıfır olduğu için, şekilde ortalamanın üstündeki veya altındaki ΔQ yük integralleri (alanları) eşittir. Buna göre

$$\Delta Q = T_i I_\zeta = DT_a I_\zeta$$

$$\Delta v_\zeta = \frac{1}{C} \int_{\text{bir kesim boyunca}} (i_{Diyot} - I_\zeta) dt = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{DT_a}{C} I_\zeta = \frac{DT_a}{R_y C} V_\zeta$$

Çıkış gerilimindeki dalgalılık oranı: $\boxed{\frac{\Delta v_\zeta}{V_\zeta} = \frac{DT_a}{R_y C}}$ ($\tau = R_y C$ gösterimi de kullanılabilir.)

Endüktans akımının süreklilik sınırı:

A iletimdeyken endüktans akımı i_L artar, kesimdeyken azalır. Ortalama akım küçük, veya kesim süresi uzunsa i_L sıfıra kadar düşer. Bu, ortalama endüktans akımının süreklilik sınırındadır. i_{Diyot} ve i_A akımlarının ortalamalarının sırasıyla I_ζ ve I_d olduğu dikkate alınır, endüktans akımının ortalamasının $I_L = I_d + I_\zeta$ olduğu görülür. Dönüşüm formülünü de kullanarak süreklilik sınırındaki

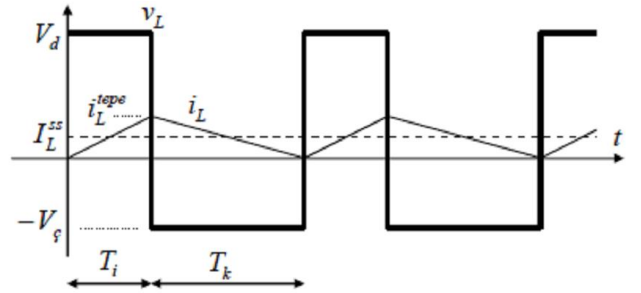
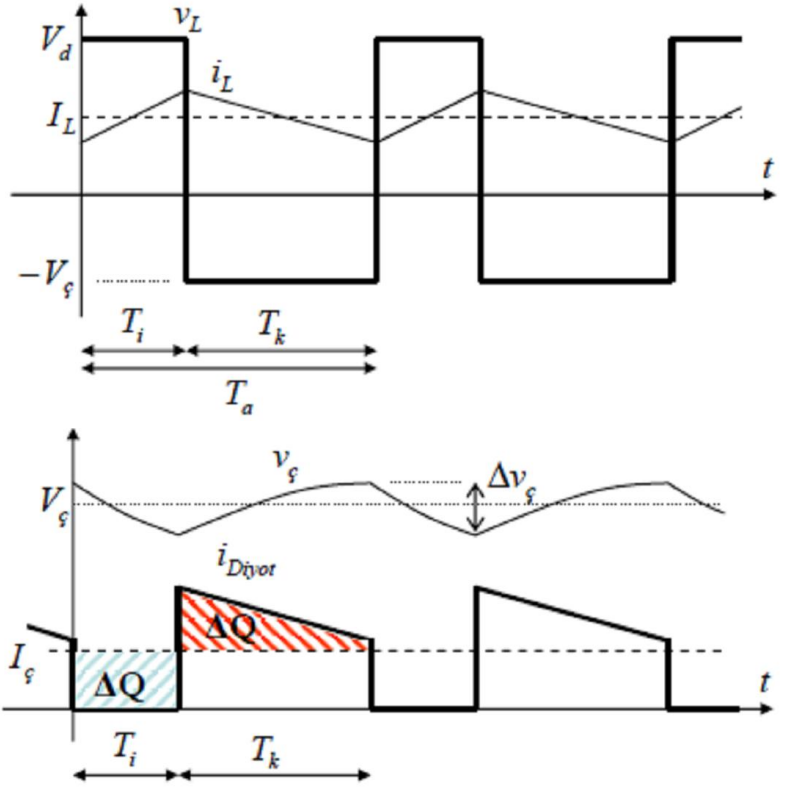
ortalama endüktans akımı $I_L^{ss} = \frac{D}{1-D} I_\zeta^{ss} + I_\zeta^{ss} = \frac{1}{1-D} I_\zeta^{ss}$ değerinden ortalama çıkış akımını bulursak, endüktans akımının süreklilik sınırındaki çıkış akımı olarak tanımladığımız I_ζ^{ss} bulunur. i_L 'nin sürekli durumundaki dönüştürme formülü, sınır durumunda da geçerli olduğu için bu işlemde kullanılmıştır. Şekildeki i_L 'nin ortalama değeri $i_L^{tepe} / 2$ ve

$$i_L^{tepe} = \frac{1}{L} \int_{\text{bir iletim boyunca}} v_L dt = \frac{V_d T_i}{L} = \frac{V_d DT_a}{L} \text{ olduğundan}$$

$$I_L^{ss} = \frac{T_a V_d}{2L} D = \frac{1}{1-D} I_\zeta^{ss}$$

buradan da

$$\boxed{I_\zeta^{ss} = \frac{T_a V_d}{2L} D(1-D)}$$
 bulunur.



Endüktans akımı kesikliyse

Yük direnci çok büyütülür veya görev oranı D çok azaltılırsa, anahtar kesimdeyken endüktans akımı tamamen sıfırlanır ve bir süre kesik (sıfır) kalır. Bu durumda yandaki şekilde görülen v_L 'nin ortalaması yine sıfırdır:

$$\frac{V_d T_i - V_\zeta T_a \Delta_1 + 0 \cdot T_a \Delta_2}{T_a} = 0$$

Buradan dönüşüm formülleri elde edilir:

$$\boxed{V_\zeta = \frac{D}{\Delta_1} V_d}, \quad \boxed{I_\zeta = \frac{\Delta_1}{D} I_d}$$

Δ_1 değerini bulmak için, i_L ortalamasının (şekildeki bir üçgenin alanı / T_a), $I_L = I_d + I_\zeta$ olmasını ve akım dönüşüm formülünü kullanırız:

$$I_L = \frac{D}{\Delta_1} I_\zeta + I_\zeta = \frac{D + \Delta_1}{\Delta_1} I_\zeta$$

$$I_L = \frac{1}{2T_a} i_L^{tepe} (D + \Delta_1) T_a = \frac{D + \Delta_1}{\Delta_1} I_\zeta \quad \rightarrow \quad \Delta_1 = \frac{2I_\zeta}{i_L^{tepe}}$$

Az önceki gibi anahtarın iletimde olduğu bir süre boyunca v_L 'nin integrali / L 'den $i_L^{tepe} = \frac{V_d D T_a}{L}$ bulunup yerine yazılarak:

$$\boxed{\Delta_1 = \frac{2L}{T_a V_d D} I_\zeta} \quad \text{bulunur.}$$

SORU ÇÖZÜMLERİ

Derste anlatılan devreler için formüller	I_ζ^{ss}	i_L sürekliyse		i_L kesikliyse	
		V_ζ/V_d	$\Delta v_\zeta/V_\zeta$	Δ_1	V_ζ/V_d
Alçaltıcı	$\frac{V_d T_a}{2L} D(1-D)$	D	$\frac{T_a^2(1-D)}{8LC}$	$\frac{2LI_\zeta}{T_a V_d D}$	$\frac{D}{D + \Delta_1}$
Yükseltici		$\frac{1}{1-D}$	$\frac{DT_a}{R_y C}$		$\frac{D + \Delta_1}{\Delta_1}$
Alçaltıcı-Yükseltici		$\frac{D}{1-D}$	$\frac{DT_a}{R_y C}$		$\frac{D}{\Delta_1}$

Soru: Alçaltıcı devrede $L = 5 \text{ mH}$, $C = 100 \mu\text{F}$, $R_y = 20 \Omega$, $V_d = 60 \text{ V}$, $D = 0,4$, $f_a = 1 \text{ kHz}$ olduğuna göre çıkış gerilimini, akımını ve ortalama giriş gücünü bulunuz. i_L kesikli değilse $\Delta v_\zeta/V_\zeta$ 'yi de bulunuz.

Çözüm:

$$T_a = \frac{1}{1 \text{ kHz}} = 1 \text{ ms}, \quad I_\zeta^{ss} = \frac{60 \text{ V} \times 10^{-3} \text{ s}}{2 \times 5 \times 10^{-3} \text{ H}} \times 0,4 \times (1 - 0,4) = 1,44 \text{ A} = I_\zeta^{ss}$$

i_L 'nin sürekli olduğu varsayımına göre çıkış gerilimi: $V_\zeta' = 0,4 \times 60 \text{ V} = 24 \text{ V}$,

akımı: $I_\zeta' = \frac{24 \text{ V}}{20 \Omega} = 1,2 \text{ A} < I_\zeta^{ss}$ olduğu için varsayımın doğru olamayacağı anlaşılır. Çünkü çıkış akımı I_ζ^{ss} 'den

büyükse i_L sürekli olur. Yani burada i_L kesiklidir. Öyleyse:

$$V_{\zeta} = \frac{0,4}{0,4 + \Delta_1} \times 60 V = \frac{24 V}{0,4 + \Delta_1} \quad \rightarrow \quad I_{\zeta} = \frac{1}{20 \Omega} \cdot \frac{24 V}{0,4 + \Delta_1} = \frac{1,2 A}{0,4 + \Delta_1}$$

Diğer yandan

$$\Delta_1 = \frac{2 \times 5 \times 10^{-3} H}{10^{-3} s \times 60 V \times 0,4} \times I_{\zeta} = 0,4167 A^{-1} \times I_{\zeta} \text{ . Yukarıda yerine yazılırsa:}$$

$$I_{\zeta} = \frac{1,2 A}{0,4 + (0,4167 A^{-1} \times I_{\zeta})} \quad \rightarrow \quad (0,4167 A^{-1}) I_{\zeta}^2 + 0,4 I_{\zeta} - 1,2 A = 0 \text{ denkleminin pozitif kökü çıkış akımıdır:}$$

$$\boxed{I_{\zeta} = 1,284 A} \text{ Ayrıca } \Delta_1 = 0,4167 A^{-1} \times 1,284 A = 0,535 \text{ olduğundan çıkış gerilimi:}$$

$$V_{\zeta} = \frac{0,4}{0,4 + 0,535} \times 60 V = \boxed{25,7 V = V_{\zeta}}$$

Elemanlar ideal varsayıldığı için ortalama giriş gücü, çıkış gücüne eşittir: $P = 25,7 V \times 1,284 A$

$$\boxed{P = 32,95 W}$$

Soru:
Yükseltici devrenin $V_d = 12 V$ ve $f_a = 1 kHz$ anahtarlama frekansı ile, $V_{\zeta} = 48 V$ çıkış geriliminde $P = 24 W$ çıkış gücünü i_L sürekli olacak şekilde verebilmesi için gereken en küçük endüktansı ve bu yük için $\Delta v_{\zeta} / V_{\zeta} \leq \%2$ şartını sağlayan en küçük kapasitansı bulunuz.

Çözüm:

$$T_a = \frac{1}{1 kHz} = 1 ms, \quad \frac{48}{12} = 4 = \frac{1}{1-D} \quad \rightarrow \quad D = 0,75 \text{ (} i_L \text{ 'nin sürekli olduğu verilmiş)}$$

$$I_{\zeta} = \frac{24 W}{48 V} = 0,5 A \geq I_{\zeta}^{ss} = \frac{12 V \times 10^{-3} s}{2 \times L} \times 0,75 \times (1 - 0,75) = \frac{1,125 \times 10^{-3} Vs}{L} \leq 0,5 A$$

$$L \geq \frac{1,125 \times 10^{-3} Vs}{0,5 A} = 2,25 mH \leq L \text{ Yani endüktans en az } \boxed{L = 2,25 mH} \text{ olmalıdır.}$$

$$\text{Bu yük için } R_y = \frac{48 V}{0,5 A} = 96 \Omega \quad \rightarrow \quad \Delta v_{\zeta} / V_{\zeta} = \frac{0,75 \times 10^{-3} s}{96 \Omega \times C} = \frac{7,8125 \mu F}{C} \leq 0,02 \text{ isteniyor.}$$

$$C \geq \frac{7,8125 \mu F}{0,02} = 391 \mu F \text{ Yani kapasitans en az } \boxed{C = 391 \mu F} \text{ olmalıdır.}$$

Soru:
Yükseltici devrede $L = 1,2 mH$, $C = 470 \mu F$, $R_y = 20 \Omega$, $V_d = 24 V$, $V_{\zeta} = 60 V$, $f_a = 1 kHz$ olduğuna göre çıkış akımını, çıkış gücünü, çalışma oranını (D) ve ortalama giriş akımını bulunuz. i_L kesikli değilse $\Delta v_{\zeta} / V_{\zeta}$ 'yi de bulunuz.

Çözüm:

$$T_a = \frac{1}{1 kHz} = 1 ms. \quad \frac{60 V}{20 \Omega} = \boxed{I_{\zeta} = 3 A} \quad \rightarrow \quad 60 V \times 3 A = \boxed{P = 180 W}$$

$$i_L \text{ sürekli varsayılırsa: } \frac{60}{24} = 2,5 = \frac{1}{1-D'} \quad \rightarrow \quad D' = 0,6$$

$$\Rightarrow I_{\zeta}^{ss} = \frac{24 V \times 10^{-3} s}{2 \times 1,2 \times 10^{-3} H} \times 0,6 \times (1 - 0,6) = 2,4 A = I_{\zeta}^{ss} < I_{\zeta} = 3 A \text{ Demek ki varsayımımız doğru, } i_L \text{ sürekli.}$$

$$D' = \boxed{D = 0,6}$$

$$3 A = (1 - 0,6) I_d \quad \rightarrow \quad \boxed{I_d = 7,5 A} \quad (\text{Sağlaması: } 24 V \times 7,5 A = 180 W = P)$$

$$\Delta v_{\zeta} / V_{\zeta} = \frac{0,6 \times 10^{-3} s}{20 \Omega \times 470 \mu F} = 0,064 = \boxed{\Delta v_{\zeta} / V_{\zeta} = \%6,4}$$

Soru:

Alçaltıcı-yükseltici devrede $L = 1,5 \text{ mH}$, $C = 220 \mu\text{F}$, $R_y = 35 \Omega$, $V_d = 40 \text{ V}$, $D = 0,3$, $f_a = 5 \text{ kHz}$ olduğuna göre çıkış gerilimi, akımı ve gücünü, ve ortalama giriş akımını bulunuz. Çıkış gerilimindeki dalgalılık oranının $\Delta v_\zeta / V_\zeta \leq \%1$ olup olmadığını söylemek için veriler yeterli midir? Yetersizse neden? Yeterliyse söyleyiniz.

Çözüm:

$$T_a = \frac{1}{5 \text{ kHz}} = 2 \times 10^{-4} \text{ s}, \quad I_\zeta^{ss} = \frac{40 \text{ V} \times 2 \times 10^{-4} \text{ s}}{2 \times 1,5 \times 10^{-3} \text{ H}} \times 0,3 \times (1 - 0,3) = 0,56 \text{ A} = I_\zeta^{ss}$$

$$i_L \text{ 'nin sürekli olduğu varsayımına göre çıkış gerilimi: } V_\zeta' = \frac{0,3}{1 - 0,3} \times 40 \text{ V} = 17,14 \text{ V},$$

akımı: $I_\zeta' = \frac{17,14 \text{ V}}{35 \Omega} = 0,49 \text{ A} < I_\zeta^{ss}$ olduğu için varsayımın doğru olamayacağı anlaşılır. Çünkü çıkış akımı

I_ζ^{ss} 'den büyükse i_L sürekli olur. Yani burada i_L kesiklidir. Öyleyse:

$$V_\zeta = \frac{0,3}{\Delta_1} \times 40 \text{ V} = \frac{12 \text{ V}}{\Delta_1} \quad \rightarrow \quad I_\zeta = \frac{1}{35 \Omega} \cdot \frac{12 \text{ V}}{\Delta_1} = \frac{0,343 \text{ A}}{\Delta_1}$$

Diğer yandan $\Delta_1 = \frac{2 \times 1,5 \times 10^{-3} \text{ H}}{2 \times 10^{-4} \text{ s} \times 40 \text{ V} \times 0,3} \times I_\zeta = 1,25 \text{ A}^{-1} \times I_\zeta$. Yukarıda yerine yazılırsa:

$$I_\zeta = \frac{0,343 \text{ A}}{(1,25 \text{ A}^{-1} \times I_\zeta)} \quad \rightarrow \quad I_\zeta^2 = 0,2743 \text{ A}^2. \text{ Bunun pozitif kökü çıkış akımıdır: } \boxed{I_\zeta = 0,524 \text{ A}} \text{ Ayrıca}$$

$$\Delta_1 = 1,25 \text{ A}^{-1} \times 0,524 \text{ A} = 0,655 \text{ olduğundan çıkış gerilimi: } V_\zeta = \frac{0,3}{0,655} \times 40 \text{ V} = \boxed{18,33 \text{ V} = V_\zeta}$$

$$\text{Çıkış gücü } P = 18,33 \text{ V} \times 0,524 \text{ A} = \boxed{P = 9,60 \text{ W}}$$

Elemanlar ideal varsayıldığı için ortalama giriş gücü, çıkış gücüne eşittir:

$$P = 9,60 \text{ W} = 40 \text{ V} \times I_d \quad \rightarrow \quad \text{Ortalama giriş akımı: } \boxed{I_d = 0,240 \text{ A}}$$

Eğer i_L sürekli olsaydı $\Delta v_\zeta / V_\zeta = \frac{0,3 \times 2 \times 10^{-4} \text{ s}}{35 \Omega \times 220 \times 10^{-6} \text{ F}} = 0,0078 = \%0,78$ olurdu. i_L kesikli olduğu için $\Delta v_\zeta / V_\zeta$

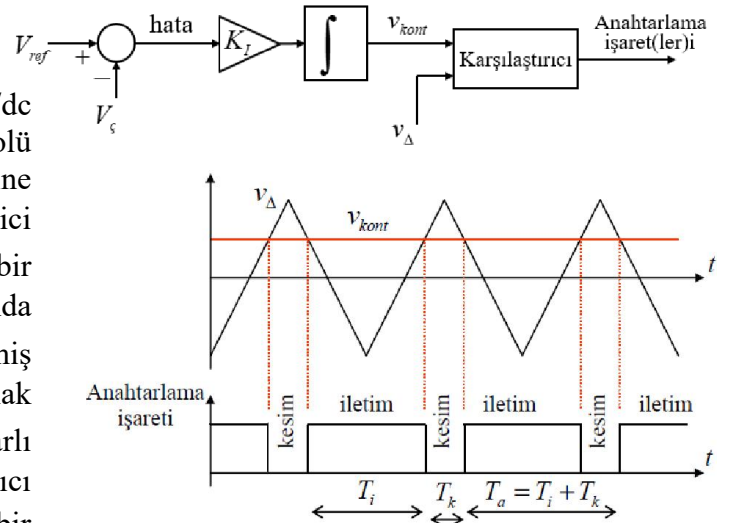
bundan daha da küçüktür: $\Delta v_\zeta / V_\zeta \leq \%0,78$

Bu yüzden $\Delta v_\zeta / V_\zeta \leq \%1$ olduğunu söyleyebiliriz.

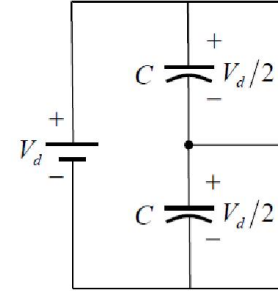
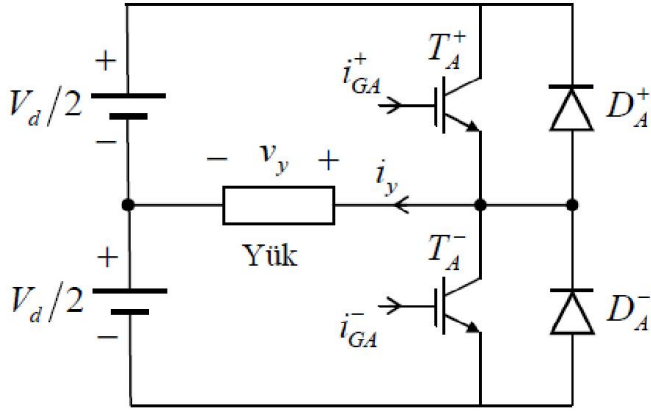
DC/DC ÇEVİRİCİLERİN KONTROLÜ

Görev oranı artırılırken çıkış gerilimi artan dc/dc çeviricilerin kontrolü için örnek bir integral kontrolü şeması yanda yukarıda verilmiştir. İntegral kontrol yerine PI kontrol de yapılabilirdi. Buradaki V_ζ , DC/DC çevirici çıkışından alınan geri besleme (ölçüm) veya onun belli bir katsayıyla ölçeklendirilmiştir. V_{ref} ise çevirici çıkışında istenen gerilim veya onun aynı katsayıyla ölçeklendirilmiş halidir. Ölçeklendirilmiş V_{ref} gerilimi, basit bir dc kaynak geriliminden bir potansiyometreyle bölünerek ayarlı olarak elde edilebilir. Fark alıcı, K_I katsayılı integral alıcı ve karşılaştırıcı, basit birer opampli devre veya bir mikrodenetleyici içinde yazılımla gerçekleştirilebilir.

v_Δ ise üçgen dalga ya da testere dişi biçiminde bir sinyaldir. Hata > 0 olduğu sürece kontrol sinyali v_{kont} artar. Karşılaştırıcı da buna göre şekildeki gibi görev oranını artırır ve çıkış artar; hata azalır. Hata < 0 olduğunda ise v_{kont} azalır, karşılaştırıcı görev oranını azaltır ve çıkış azalır; hata yine azalır. Hata $= 0$ olduğunda ise v_{kont} ve dolayısıyla çıkış sabit kalır, ki hatanın sıfır olması zaten çıkışın istenen voltajda olması demektir.



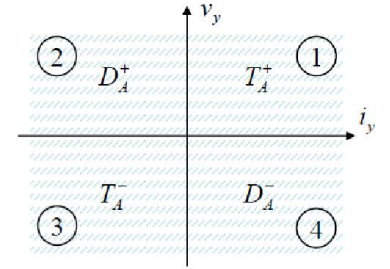
YARIM KÖPRÜ:



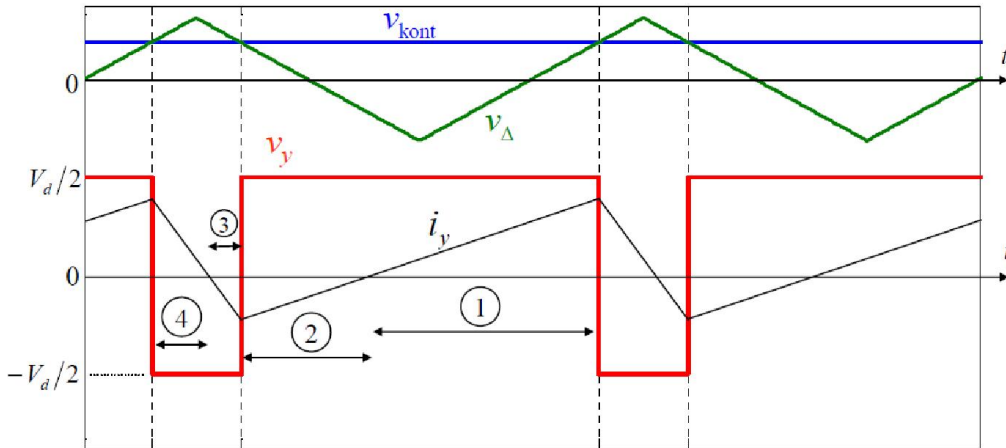
Tek DC kaynağın simetrik iki kaynak gibi kullanılması

Evirici olarak da kullanılabilen bir çeviricidir. Eğer simetrik iki dc kaynak kullanma imkânı yoksa yeterli büyüklükte kondansatörler ve tek bir dc kaynakla yukarıda sağdaki bağlantı kullanılabilir. C için yeterli büyüklük, bir kondansatöre yükün paralel bağlı kaldığı bir süre içinde boşalma miktarının ihmal edilebilmesidir.

Bu devrede yük, 4 çeyrek bölgede de beslenebilir. Akım ve gerilimin yönlerine göre her bir çalışma durumu için iletimde olması gereken anahtar eleman yandaki şemada gösterilmiştir. Hem yükün sağ ucu $v_y > 0$ iken yukarı, $v_y < 0$ iken ise aşağı bağlanmış olmalıdır. i_y de v_y ile aynı işaretli ise bu bağlanma IGBT (veya MOSFET) üzerinden, zıt işaretli ise diyot üzerinden olması gerektiği elemanların çalışma akım yönlerinden anlaşılmaktadır.



Bu devrenin bir üçgen dalga yardımıyla denetlenmesi aşağıda gösterilmiştir:

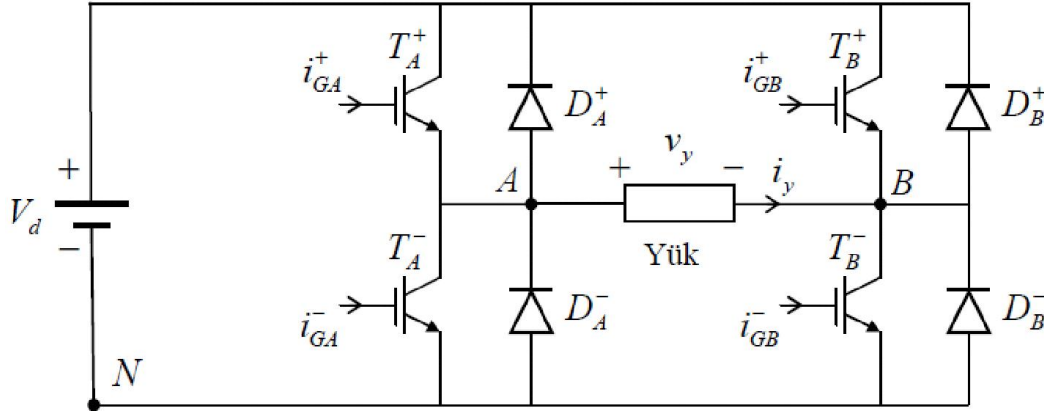


Bu denetim sonucu yük üzerinde elde edilen gerilim v_y , gerçek bir dc gerilim değil, darbe genişlik modülasyonu (PWM) gerilimi biçimindedir. Denetimle bunun ortalama değeri ayarlanmaktadır. i_y akımı ise yükün endüktans kısmı ne kadar büyükse doğru akıma o kadar yakındır. Akımdaki değişimlerin doğru parçaları şeklinde düşünülmesi anahtarlama frekansının yeterince büyük olmasındandır. Akım tamamen pozitif, tamamen negatif ya da grafikte gösterildiği gibi kısmen pozitif kısmen negatif bölgede olabilir. Grafik üzerinde bir periyottaki her durumun 4 çeyrek bölgeden hangisinde olduğu belirtilmiştir. Bu bölgelerde iletimde olan eleman, bir önceki şekilde gösterilmiştir. Omik yükte ise akım, orantılı bir genlikle gerilimle aynı dalga şekline sahiptir. Ancak bu devrenin omik yükte şekildeki gibi hep bir IGBT (veya MOSFET) iletimde olacak şekilde uygulanması genellikle kullanışsızdır; çünkü anlık güç hep sabit kalır. Ancak hepsinin kesimde olduğu bölgelerle birlikte uygularsak gücü ayarlamış oluruz. O zaman da en basit DC/DC çeviricinininkine yakın bir çalışma olur.

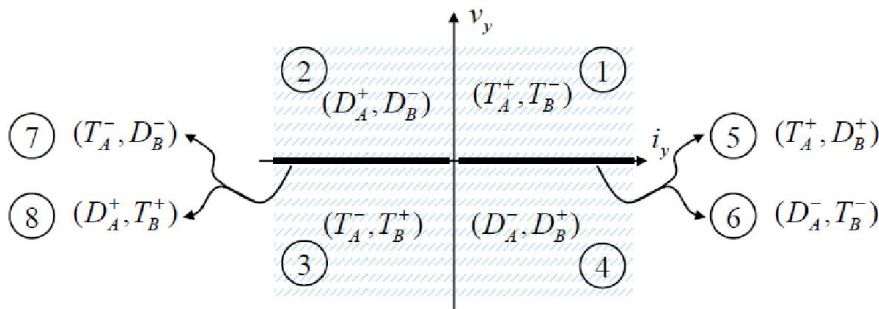
Diyodları iletim ve kesim zamanları için akımın sıfır geçişini hesaplamak ve ayrı bir anahtarlama yapmaya gerek yoktur. Endüktif yükler için T_A^+ ve T_A^- 'den iletimde olana kesim sinyali verilince hemen kesime gider; fakat kesimde olana iletim sinyali verilince o hemen iletime geçmez, akım sıfıra ulaşınca kadar onun yanındaki diyot otomatik olarak iletime geçer.

Asla hem T_A^+ hem T_A^- 'nin ikisi de birlikte iletimde olacak şekilde anahtarlama yapılmamalıdır; yoksa kaynak bunlar üzerinden kısa devre olur ve T_A^+ ile T_A^- yanacağı gibi kaynağa da zarar verebilir. Teorik olarak istenen zamanlarda kesim sinyali aynen gönderilir ama iletim sinyalleri güvenlik için "ölü zaman" denilen bir gecikmeyle gönderilir. Ölü zaman genellikle birkaç yüz nanosaniye civarında uygulanır.

TAM KÖPRÜ (H KÖPRÜSÜ):



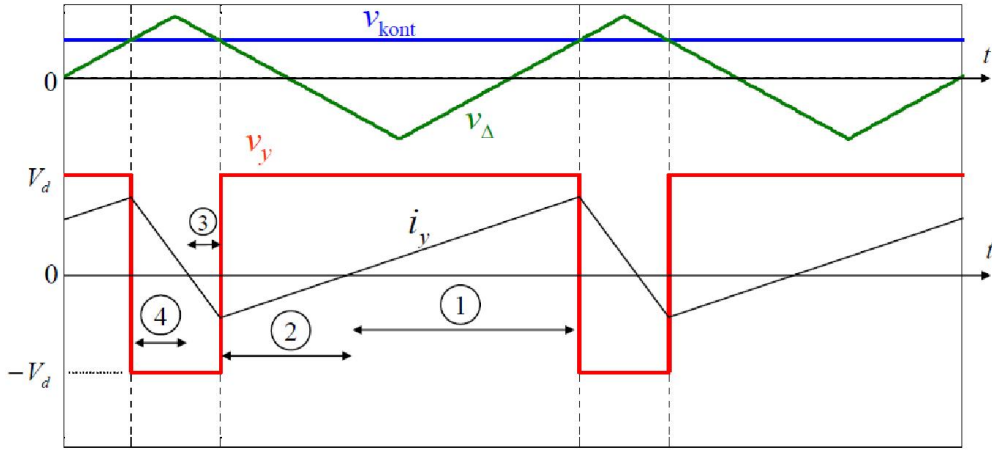
Evirici olarak da kullanılabilen diğer bir çeviricidir. 4 çeyrek bölgede de çalışabildiği gibi ayrıca akımı kesmeden gerilimi sıfırlamak da mümkündür. Çalışma bölgelerine göre anahtarlama seçenekleri sonraki şekilde gösterilmiştir. $v_y > 0$ iken yükün sol ucu yukarı, sağ ucu aşağı bağlanır. $v_y < 0$ iken ise sol ucu yukarı, sağ ucu aşağı bağlanır. $v_y = 0$ iken ise yükün her iki ucu aşağı ya da her ikisi yukarı bağlanmalıdır. Bu bağlantıların diyotla mı IGBT/MOSFET'le mi olacağı akımın yönüne göre anlaşılır. Ancak $v_y = 0$ iken her bir akım yönü için ikişer ihtimal vardır. Diyotların iletime geçmesi, endüktif yüklerde IGBT/MOSFET'lerin anahtarlama göre otomatik olarak olur; bunun için ayrı bir çabaya gerek yoktur. Yani anahtarlama istenen anlık gerilime göre yapılır.



H köprüsü iki türde anahtarlama ile çalıştırılabilir.

1. Çift yönlü gerilim anahtarlama PWM :

Çapraz konumlardaki IGBT/MOSFET'ler daima birlikte anahtarlama yaparlar. Bu çalışmada tüm anahtarlar kesime götürülmedikçe yük üzerinde sıfır gerilim görülmez. Basit ve az kullanışlıdır. Dalga şekillerinin yarım köprününkinden tek farkı gerilimin $\mp V_d$ arasında değişmesidir.



2. Tek yönlü gerilim anahtarlama PWM :

IGBT/MOSFET'ler tek tek de anahtarlabilir. Böylece $v_y - i_y$ düzleminde gösterilen 8 çalışma durumu da mümkündür. Üçgen dalga kontrol sinyaliyle (v_{kont}) karşılaştırılarak A kolunun (modülünün), $-v_{kont}$ ile karşılaştırarak da B kolunun hangi IGBT'sine iletim sinyali gönderileceği şöyle belirlenir:

$$v_{kont} > v_{\Delta} \Rightarrow T_A^+$$

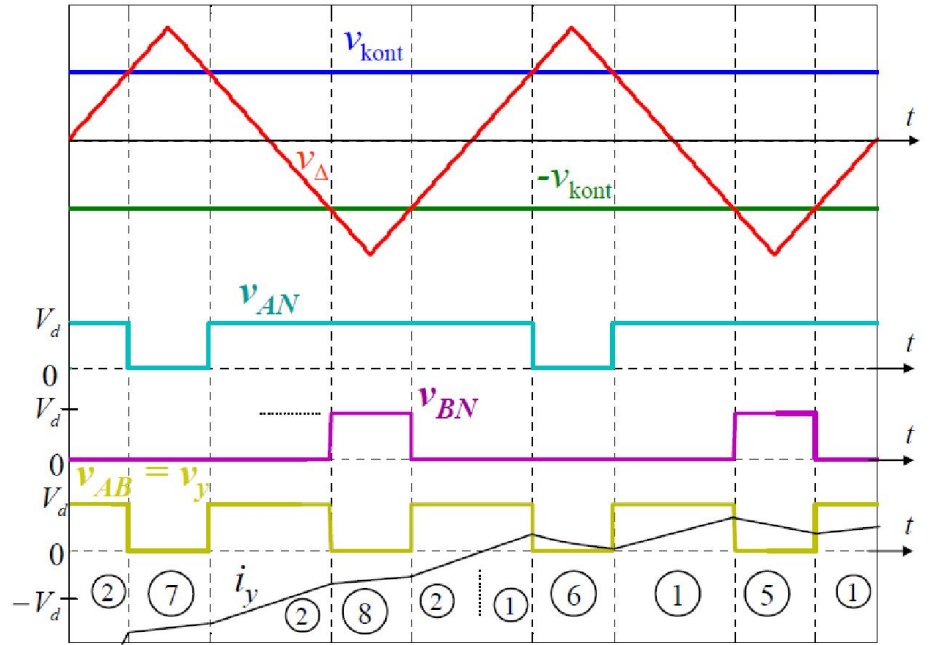
$$v_{kont} < v_{\Delta} \Rightarrow T_A^-$$

$$-v_{kont} > v_{\Delta} \Rightarrow T_B^+$$

$$-v_{kont} < v_{\Delta} \Rightarrow T_B^-$$

İletim sinyali gönderilen IGBT, akımın ani değişmediği durumlarda hemen iletime geçemezse yanındaki diyot iletime geçerek istenen anlık yük gerilimini sağlar. Devre şemasında A , B ve N olarak işaretli noktalar arasındaki gerilimler v_{AN} , v_{BN} ve v_{AB} sonraki şekilde gösterilmiştir. Tanım gereği (N ucu devrenin en negatif ucu) v_{AN} ile v_{BN} hiç negatif olamazlar. Fakat v_{kont} negatif olsa v_{AB} sıfır ile $-V_d$ arasında değişirdi.

Şekilde ayrıca, yük akımı i_y önceki başka bir çalışmadan dolayı negatifken $v_{kont} > 0$ talebinin uygulanmasıyla yavaş yavaş pozitif çıkarken gösterilmiştir. Buradaki her çalışma durumunda hangi anahtarların iletimde olduğu numaralarla gösterilmiştir ($v_y - i_y$ düzlemi çiziminde gösterilen numaralara göre). Bunu anlamak için yalnızca v_y ve i_y 'nin işaretlerine bakmak yetmez; v_{AN} ile v_{BN} 'nin işaretlerine bakmak da gerekir. Meselâ $i_y < 0$ iken v_{AN} ile v_{BN} 'nin her ikisi sıfırken de V_d

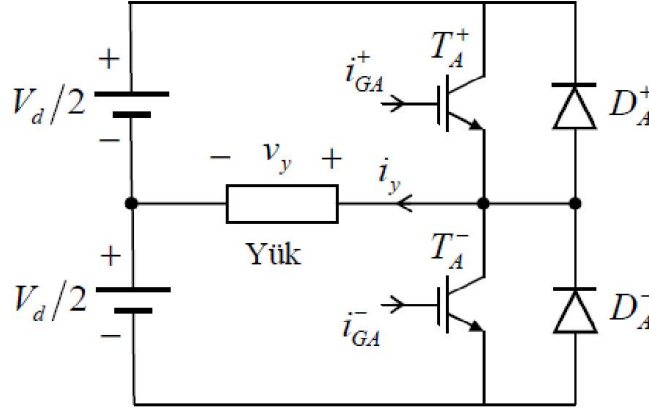


iken de $v_y = 0$ 'dır. Ancak $v_{AN} = v_{BN} = 0$ ise yükün her iki ucu da aşağı bağlı ve $i_y < 0$ olduğundan (T_A^-, D_B^-) çifti iletimdedir(7). $v_{AN} = v_{BN} = V_d$ ise yükün her iki ucu da yukarı bağlı ve $i_y < 0$ olduğundan (D_A^+, T_B^+) çifti iletimdedir(8).

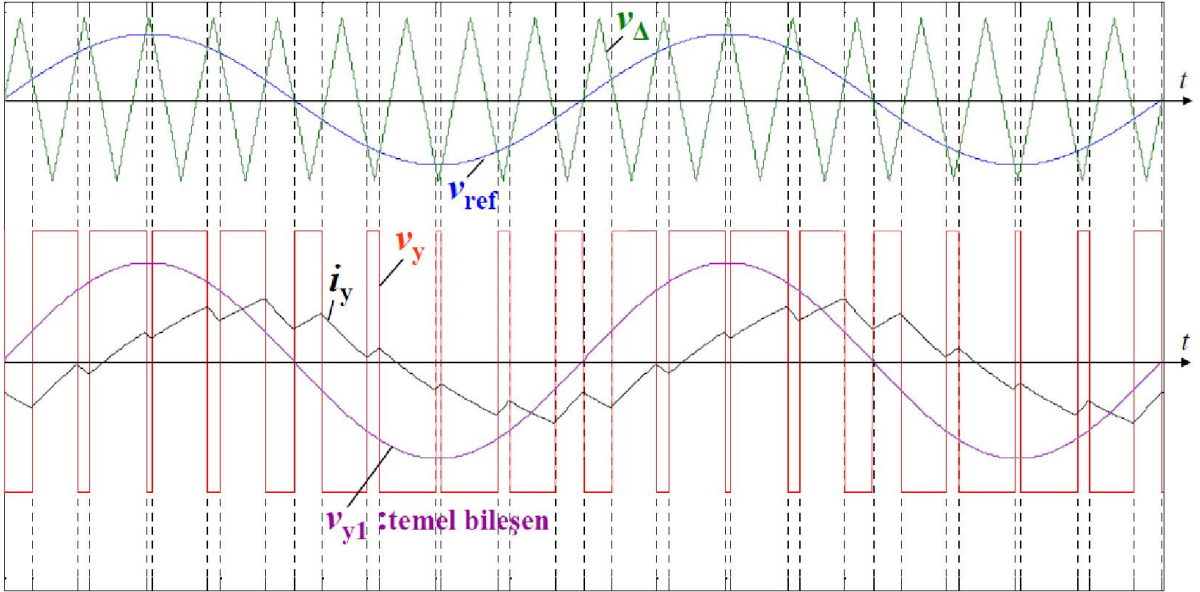
Bu şekilde görülmeyen diğer iletim ihtimalleri $v_{kont} < 0$ (yani $-v_{kont} > 0$) durumunda görülürdü.

EVİRİCİLER

YARIM KÖPRÜ:



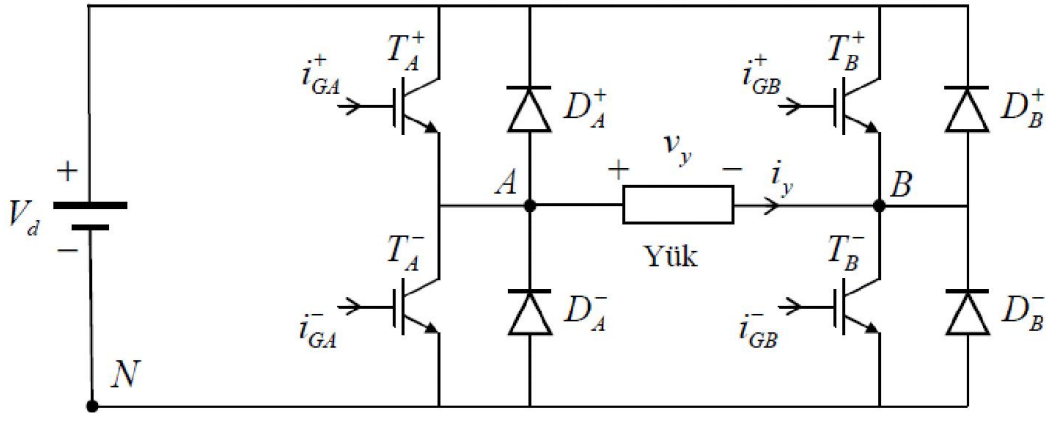
DC/DC çeviricilerdekiyle aynı devredir. Uygulama farkı olarak kontrol sinyali v_{kont} yerine istenilen frekans ve fazda, istenilenle orantılı genlikte sinüzoidal bir referans sinyali v_{ref} kullanılır. Yine üçgen veya testere dişi dalgayla karşılaştırılarak aynı yöntemle aşağıdaki gibi $\mp V_d/2$ arasında salınan yük gerilimi v_y elde edilir. PWM biçimli bu gerilimin temel bileşeni, v_{ref} ile orantılıdır. İstenirse bu gerilim alçak geçiren bir süzgeçten geçirilerek yük üzerine uygulanır ve yaklaşık olarak temel bileşeni, yani sinüzoidal bir gerilim elde edilir. Ancak motorlar gibi çoğu endüktif yükler için buna gerek yoktur; çünkü i_y akımı şeklindeki gibi yaklaşık sinüzoidal olur.



Burada üçgen dalga frekansı, v_{ref} frekansının tek katı olursa, şekilde görüldüğü gibi v_y tek harmonik simetrisine sahip olur (bir yarı periyodu diğer yarı periyodunun negatifi). Bunun avantajı, v_y 'nin çift harmonik içermemesidir. Frekans oranı çift sayı olursa bu simetri bozulur ve v_y çift harmonikler de içerir. Frekans oranını tamsayı olmazsa periyodiklik bile bozulur ve v_y alt harmonikler de içerir. Bu da istenmeyen bir durumdur.

TAM KÖPRÜ (H KÖPRÜSÜ):

Bu da DC/DC çeviricilerdekiyle aynı devredir. Yine v_{kont} yerine istenilen çıkışla orantılı referans sinyali v_{ref} kullanılır ve aynı yöntemlerle anahtarlama sinyalleri üretilir. Yine 2 çeşit anahtarlama mümkündür.



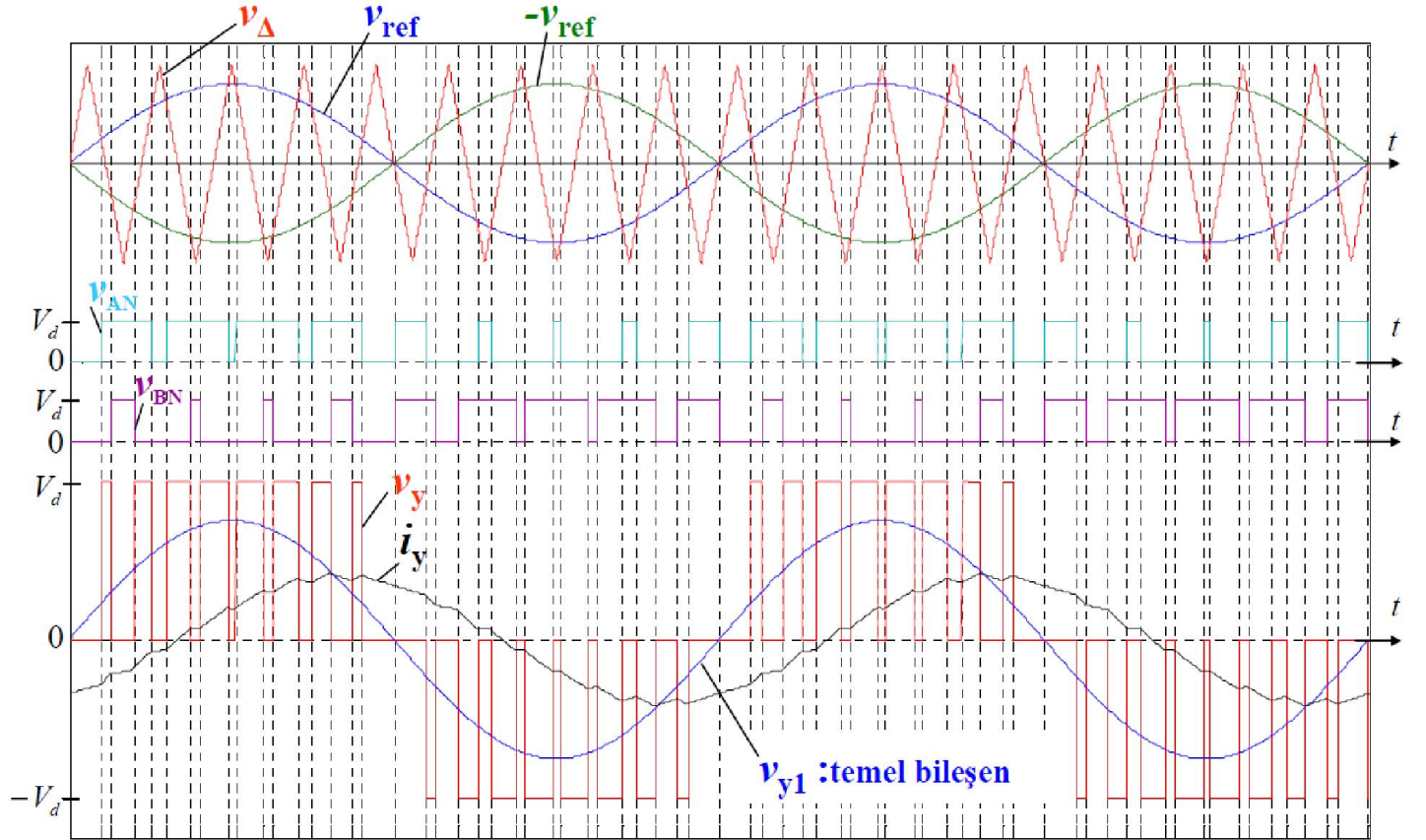
1. Çift yönlü gerilim anahtarlama PWM :

Çapraz konumlardaki IGBT/MOSFET'ler daima birlikte anahtarlanır. Dalga şekillerinin yarım köprününkinden tek farkı gerilimin $\mp V_d$ arasında değişmesidir. Frekans oranına göre harmonik durumu da aynıdır.

2. Tek yönlü gerilim anahtarlama PWM :

IGBT/MOSFET'ler tek tek de anahtarlanabilir. Aynı üçgen dalgayla v_{ref} 'in karşılaştırılmasıyla A kolunun, $-v_{ref}$ 'in karşılaştırılmasıyla da B kolunun hangi anahtarına iletim sinyali gönderileceği belirlenir:

$$\begin{aligned}
 v_{ref} > v_{\Delta} &\Rightarrow T_A^+ \\
 v_{ref} < v_{\Delta} &\Rightarrow T_A^- \\
 -v_{ref} > v_{\Delta} &\Rightarrow T_B^+ \\
 -v_{ref} < v_{\Delta} &\Rightarrow T_B^- \text{ 'ye iletim sinyali gönderilir.}
 \end{aligned}$$

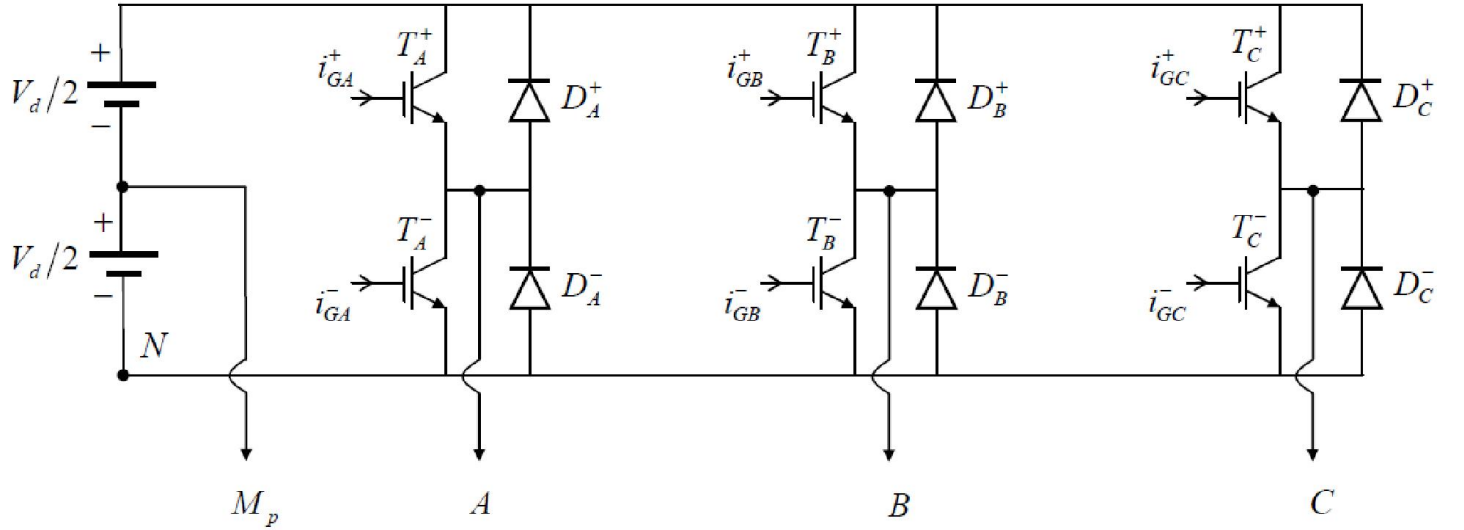


Şekilde anahtarlama sinyallerinin elde edilişi ve gerilim dalgaları gösterilmiştir. Buradaki dikey kesikli çizgiler, v_{ref} veya $-v_{ref}$ 'in üçgen dalgaya eşit olduğu anlara karşılık gelmektedir. v_{AN} ile v_{BN} daha küçük ölçekli çizilmiştir. Aslında sıfır ile V_d arasında değişmektedirler. v_{AN} ile v_{BN} 'yi çizmeye gerek olmadan da

v_y 'yi çizebiliriz. Buna göre özetle v_{ref} ile $-v_{ref}$ 'in her ikisi de üçgen dalgadan büyükse ya da her ikisi de küçükse $v_y = v_{AB} = 0$ olur. v_{ref} üçgen dalgadan büyük, $-v_{ref}$ küçükse $v_y = V_d$ olur. v_{ref} üçgen dalgadan küçük, $-v_{ref}$ büyükse $v_y = -V_d$ olur. Böylece PWM gerilimi biçiminde elde edilen v_y 'nin temel bileşeni, v_{ref} ile orantılı olur. Şekilde ayrıca endüktif bir yük için i_y akımı da gösterilmiştir. Bu akım v_y 'den biraz geri fazda yaklaşık sinüzoidaldir.

Bu yöntemde v_y 'nin tek harmonik simetrisinin sağlanması için üçgen dalga frekansının v_{ref} frekansının tam katı olması yeterlidir. Buçuklu katlarında olursa da periyot korunur ama v_y çift harmonikler de içerir. Diğer katlarında olursa periyodiklik de bozulur ve alt harmonikler ortaya çıkar.

ÜÇ FAZLI KÖPRÜ:



Yükün üç faz ve nötr uçlarına bağlanır (Nötr kullanılmazsa tek bir V_d kaynağı yeterli)

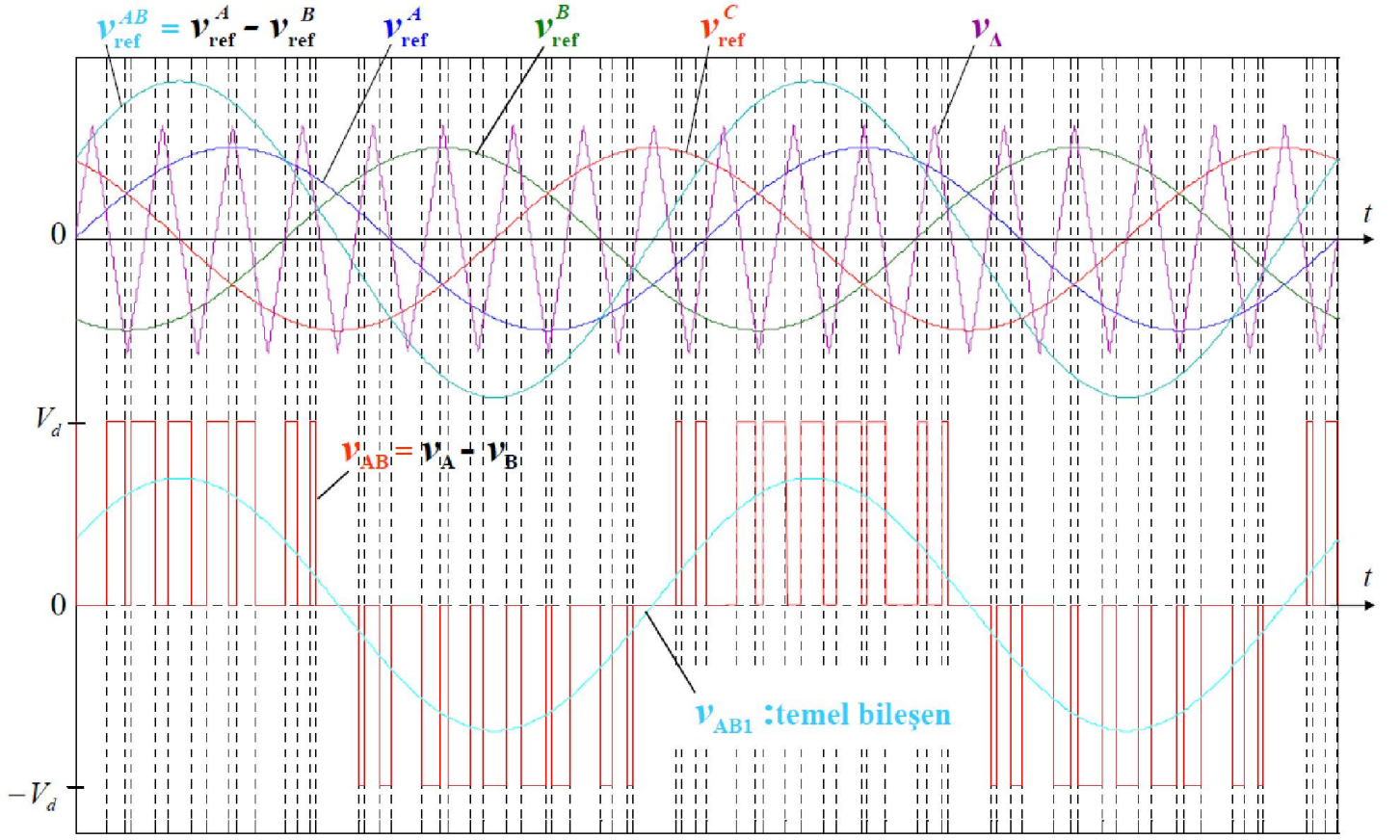
H köprüsündeki A ve B modüllerinin yanına bir de C modülü gelmiştir. Her modülün ortasından çıkarılan uçlar, üç fazlı yükün hatlarına bağlanır. Nötr hattı gerekiyorsa, yarım köprüde olduğu gibi $V_d/2$ geriliminde iki dc kaynak gerekir. Bunların orta ucu (M_p) nötr hattı olarak kullanılır. Nötr gerekmiyorsa V_d geriliminde tek dc kaynak yeterlidir.

Burada fazlarla nötr aralarında olması istenenle orantılı ve birbirleriyle 120° faz farkı bulunan 3 referans sinyal v_{ref}^A , v_{ref}^B , v_{ref}^C , aynı üçgen dalgayla karşılaştırılarak sırasıyla A , B , C modüllerinin her birinde hangi anahtara iletim sinyali gönderileceğine karar verilir. Meselâ

$$\begin{aligned} v_{ref}^C > v_{\Delta} &\Rightarrow T_C^+ \\ v_{ref}^C < v_{\Delta} &\Rightarrow T_C^- \end{aligned} \text{ 'ye iletim sinyali gönderilir.}$$

İletim sinyali gönderilen IGBT veya MOSFET'in hemen iletme geçmesi şart değildir. Endüktif yüklerde o IGBT/MOSFET iletme geçmese de yanındaki diyot iletme geçerek planlanan anlık v_y geriliminin gerçekleşmesini sağlar. Çünkü aynı modülün diğer IGBT/MOSFET'ine o anda kesim sinyali gönderildiği için hemen kesilemeyen akım bu diyot üzerinden geçmek zorunda kalır.

Bu devrede N noktasının nötr olmadığına dikkat ediniz. N noktası sadece ara hesaplarda kolaylık sağlaması için tanımlanmıştır. Nötr noktası M_p 'dir.



H-köprüsündekine benzer mantıkla herhangi iki faz arasındaki gerilim, meselâ $v_{AB} = v_A - v_B$ şöyle çizilir: v_{ref}^A ile v_{ref}^B 'nin her ikisi de üçgen dalgadan küçük ya da her ikisi de büyükse $v_{AB} = 0$ 'dır. v_{ref}^A üçgen dalgadan büyük, v_{ref}^B küçükse $v_{AB} = V_d$ olur. v_{ref}^A üçgen dalgadan küçük, v_{ref}^B büyükse $v_{AB} = -V_d$ olur. Sonuçta PWM biçiminde bulunan fazlar arası v_{AB} geriliminin temel bileşeni v_{AB1} , $v_{ref}^{AB} = v_{ref}^A - v_{ref}^B$ ile orantılı olur. İstenirse temel bileşen bir süzgeçle süzülerek yüke uygulanabilir. Fakat çoğu endüktif yükte akım yaklaşık sinüzoidal olduğu için süzgeçe gerek yoktur. Fazlar arası gerilimde tek harmonik simetrisinin sağlanabilmesi için üçgen dalga frekansının, referansların frekansının tek katı olması şarttır.